



รายงานการวิจัย

การพัฒนาเทคนิคย่อขนาดสำหรับตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่ทำงานในแบนด์กว้าง  
Development of Size Reduction Technique for Wideband Hybrid Coupler

ได้รับทุนอุดหนุนการทำวิจัยจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี  
ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว



รายงานการวิจัย

การพัฒนาเทคนิคย่อขนาดสำหรับตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่ทำงานในแบนด์กว้าง

Development of Size Reduction Technique for Wideband Hybrid Coupler

ผู้วิจัย

หัวหน้าโครงการ

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. มนต์ทิพย์ภา อุกุฑารสกุล

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

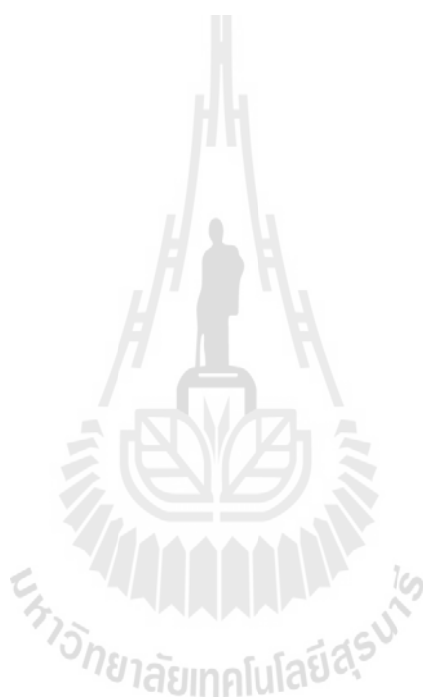
ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปีงบประมาณ พ.ศ. 2555

ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว

มิถุนายน 2557

## กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีที่ได้ให้การสนับสนุนทุนวิจัยสำหรับโครงการวิจัยนี้



ผู้วิจัย  
มิถุนายน 2557

## บทคัดย่อ

ในปัจจุบันผู้ใช้งานเครือข่ายไร้สายมีความต้องการความสะดวกสบายมากขึ้น และต้องการบริโภคข่าวสารที่มีจำนวนมาก ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วเพื่อตอบสนองความต้องการดังกล่าว ผู้ใช้งานจึงต้องการที่จะเชื่อมต่ออินเทอร์เน็ตได้ทุกที่ทุกเวลาเพื่อใช้บริการต่างๆ ปัจจัยที่กล่าวมาทั้งหมดทำให้มีการผลักดันให้เกิดงานวิจัยที่มีการพัฒนาอุปกรณ์ให้สามารถรองรับบริการเทคโนโลยีที่ถูกพัฒนาขึ้นให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น เทคโนโลยีสายอากาศเก่งเป็นเทคโนโลยีหนึ่งที่ถูกมองว่าจะมีบทบาทสำคัญที่สามารถเพิ่มประสิทธิภาพให้กับเครือข่ายไร้สายในอนาคต เนื่องจากสายอากาศเก่งสามารถก่อรูปลำคลื่นได้อย่างที่ต้องการ สายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่นเป็นประเภทหนึ่งของสายอากาศเก่งที่กำลังได้รับความนิยมอย่างมากในปัจจุบัน เนื่องจากไม่ซับซ้อนส่งผลให้มีต้นทุนการผลิตที่ต่ำ แต่ยังให้ผลเป็นที่น่าพอใจ โดยมีองค์ประกอบหนึ่งที่สำคัญในโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นที่ใช้ได้แก่ ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา เพื่อให้ระบบมีความคล่องตัวมากขึ้น งานวิจัยฉบับนี้จึงสนใจที่จะลดขนาดของตัวเชื่อมต่อไฮบริด 90 องศา โดยจะเน้นการวิเคราะห์ด้วยทฤษฎีโหมดคู่และคี่ เพื่อให้ได้สมการที่ใช้ในการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่มีขนาดเล็ก การได้มาซึ่งสมการที่ใช้ในการออกแบบจะส่งผลถึงการลดขนาดของอุปกรณ์ทางโทรคมนาคมหลายๆ ประเภทที่มีตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศาเป็นองค์ประกอบภายใน

## Abstract

Currently, users of wireless networks demand more convenience and an access to information which changes very rapidly. To meet such needs, users require Internet connection at any time and anywhere. All these factors provide the motivation behind the research to develop up-to-date products which will be able to support currently developed technology. A smart antenna technology is one technology that is envisaged to play an important role in enhancing the wireless network in the foreseen future. This is because the smart antennas are able to form the desirable beams. Switched-beam antennas are one typical type of smart antenna systems as they are not complex and low of cost. The key element for beam formation is beamforming network. A quadrature hybrid coupler is usually one significant component contained in beamforming network. Therefore, this research work aims to reduce size of the quadrature hybrid coupler in order to provide compactness for some wireless components. The odd and even mode analysis theory is studied being the basic of the proposed design.

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ข
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ค
สารบัญ.....	ง
สารบัญรูปภาพ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ญ
<b>บทที่ 1 บทนำ .....</b>	<b>1</b>
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา .....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	3
1.3 สมมติฐานของการวิจัย .....	3
1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น .....	3
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ .....	4
<b>บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง .....</b>	<b>5</b>
2.1 กล่าวนำ.....	5
2.2 ประวัติและความเป็นมาของระบบการสื่อสารเคลื่อนที่.....	5
2.2.1 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคแรก .....	6
2.2.2 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สอง.....	6
2.2.3 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สองครึ่ง.....	6
2.2.4 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สาม.....	7
2.2.5 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สี่ .....	8
2.3 เทคโนโลยีแอลทีอี .....	8
2.4 ผู้ให้บริการเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทย.....	9
2.4.1 บริษัท แอดวานซ์ อินโฟร์ เซอร์วิส จำกัด (มหาชน).....	9
2.4.2 บริษัท โทเทิล แอ็คเซ็ส คอมมูนิเคชั่น จำกัด (มหาชน).....	10
2.4.3 บริษัท ทู คอร์ปอเรชั่น จำกัด (มหาชน).....	10
2.5 สายอากาศแถวลำดับ .....	11
2.5.1 สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้น.....	11
2.5.2 สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงระนาบ.....	14

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.6 ระบบสายอากาศแก่ง.....	16
2.6.1 ระบบสายอากาศแก่งแบบสวิตช์ลำคลื่น.....	21
2.6.2 ระบบสายอากาศแก่งแบบปรับตัว.....	23
2.7 เทคนิคการหันลำคลื่น.....	24
2.7.1 เครื่องข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบบัทเลอร์เมทริกซ์.....	24
2.8 ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิเคราะห์ออกแบบและลดขนาด.....	27
2.8.1 ทฤษฎีพื้นฐานการจำแนกโหมดคู่และคี่.....	28
2.8.2 ทฤษฎีพื้นฐาน เอบีซีดี เมทริกซ์ สายส่ง (The transmission line [ABCD] Matrix).....	30
2.9 กล่าวสรุป .....	37
<b>บทที่ 3 การออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา.....</b>	<b>39</b>
3.1 กล่าวนำ.....	39
3.2 การออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา.....	39
3.2.1 แผงวงจรพิมพ์.....	39
3.2.2 ทฤษฎีการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา.....	40
3.3 การวิเคราะห์โครงสร้างตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา ด้วยทฤษฎีการจำแนกโหมดคู่และคี่ .....	46
3.4 การวิเคราะห์ออกแบบการลดขนาดตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา ด้วยทฤษฎี การจำแนกโหมดคู่และคี่ .....	58
3.5 กล่าวสรุป .....	66
<b>บทที่ 4 การจำลองแบบในคอมพิวเตอร์.....</b>	<b>67</b>
4.1 กล่าวนำ.....	67
4.2 สมมุติฐานในการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์.....	67
4.3 ผลการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์.....	68
4.3.1 ผลการจำลองการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา.....	68
4.3.2 ผลการจำลองการออกแบบลดขนาดของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา .....	73
4.4 กล่าวสรุป .....	81
<b>บทที่ 5 การทดสอบโดยเครื่องมือวัด.....</b>	<b>83</b>
5.1 กล่าวนำ.....	83
5.2 ข้อกำหนดในการทดสอบ.....	83

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
5.3 ผลการทดสอบโดยเครื่องมือวัด.....	83
5.3.1 ผลการทดสอบเอส พารมิเตอร์และผลการทดสอบความต่างเฟสที่ 1800 MHz.....	84
5.3.2 ผลการทดสอบเอส พารมิเตอร์และผลการทดสอบความต่างเฟสที่ 2800 MHz.....	85
5.4 กล่าวสรุป.....	88
<b>บทที่ 6 สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....</b>	<b>89</b>
6.1 สรุปเนื้อหาของงานวิจัย.....	89
6.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ.....	90
6.3 แนวทางพัฒนาในอนาคต.....	90
<b>ภาคผนวก ก บทความที่รับการตีพิมพ์.....</b>	<b>91</b>
<b>เอกสารอ้างอิง.....</b>	<b>93</b>





สารบัญรูปภาพ

รูปที่	หน้า
2.1 สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้นจำนวน $N \times 1$ ต้น.....	12
2.2 สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบจำนวน $2 \times 2$ .....	15
2.3 ระบบสายอากาศเก่ง.....	19
2.4 ระบบสายอากาศเก่งเมื่อมีสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดมาตกกระทบ.....	19
2.5 โครงสร้างพื้นฐานของระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตช์ลำคลื่น.....	22
2.6 โครงสร้างของสายอากาศเก่งแบบปรับตัว.....	24
2.7 องค์ประกอบของเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ บัทเลอร์เมทริกซ์.....	25
2.8 โครงสร้างของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา.....	27
2.9 โครงสร้างของตัวไขว้สัญญาณ.....	27
2.10 โครงสร้างของตัวตัวเลื่อนเฟส.....	27
2.11 วงจรสมมูลของอุปกรณ์สองพอร์ต.....	28
2.12 วงจรสมมูลของอุปกรณ์สองพอร์ตโดยจัดรูปแบบวงจรใหม่.....	28
2.13 วงจรเสมียนเปิด.....	29
2.14 วงจรเสมียนปิด.....	29
2.15 วงจรสมมูลของอุปกรณ์สองพอร์ตโดยใช้หลักการจำแนกแบบคู่-คี่.....	30
2.16 ระบบโครงข่ายสองพอร์ต.....	30
2.17 วงจรสองพอร์ตแบบมีอิมพีแดนซ์ต่อในวงจร.....	33
3.1 โครงสร้างของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา.....	40
3.2 ขนาดของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา.....	46
3.3 วงจรของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดในรูปแบบมาตรฐานโดยการนอร์มอไลซ์ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ.....	47
3.4 แสดงการแบ่งวงจรของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดไปเป็นภาวะการกระตุ้นแบบคู่และคี่ (ก) โหมดคู่ (even) และ (ข) โหมดคี่ (odd).....	48
3.5 วงจรครึ่งบนของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวมาตรฐานโดยการวิเคราะห์ ภาวะการกระตุ้น แบบคู่.....	50
3.6 วงจรครึ่งบนของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวมาตรฐานโดยการวิเคราะห์ ภาวะการกระตุ้น แบบคี่.....	51

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.7 กราฟค่าเอส พารามิเตอร์ (S-parameters) เปรียบเทียบกับความถี่สำหรับวงจรของ ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา จากสมการ (3.21) .....	53
3.8 แผนภาพไดอะแกรมของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่แสดงพารามิเตอร์ความยาว และความกว้างของสายส่งสำหรับการลดขนาด .....	54
3.9 แผนภาพไดอะแกรมของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่นำเสนอการการแบ่งวงจรของตัวเชื่อมต่อ แบบไฮบริด (ก) จากการวิเคราะห์ภาวะการกระตุ้นแบบคู่ และแบบคี่ (ข) โหมดคู่ (even) และ (ค) โหมดคี่ (odd) .....	55
3.10 แผนภาพไดอะแกรมของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่นำเสนอการลดขนาดโดยวิธีการ เพิ่ม 4 สตັปแสดงค่าพารามิเตอร์อิมพีแดนซ์ส่วนต่างๆ ของวงจร .....	59
3.11 แผนภาพไดอะแกรมของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่นำเสนอการลดขนาดโดยวิธีการ เพิ่ม 4 สตັป (ก) และแสดงการแบ่งวงจรครึ่งบนของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดจากการ วิเคราะห์ (ข) โหมดคู่ และ (ค) โหมดคี่ .....	60
3.12 วงจรครึ่งบนของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่นำเสนอการลดขนาดโดยการวิเคราะห์ ภาวะการกระตุ้นแบบคู่ .....	63
3.13 วงจรครึ่งบนของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่นำเสนอการลดขนาดโดยการวิเคราะห์ ภาวะการกระตุ้น แบบคี่ .....	65
3.14 กราฟค่าเอส พารามิเตอร์ (S-parameters) เปรียบเทียบกับความถี่สำหรับวงจรของตัวคัป เปิลอร์แบบไฮบริดที่ 1800 MHz จากสมการการวิเคราะห์ออกแบบการลดขนาด .....	66
4.1 แผนภาพไดอะแกรมของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมแสดงค่าพารามิเตอร์อิมพี แดนซ์ส่วนต่างๆ ของวงจร .....	69
4.2 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัว ดั้งเดิมของช่วงความถี่ 900 -2000 MHz.....	70
4.3 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัว ดั้งเดิมของช่วงความถี่ 2100 -3000 MHz.....	70
4.4 ค่าเอสพารามิเตอร์ ของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมที่ความถี่ 1800 MHz.....	71
4.5 ค่าเอสพารามิเตอร์ ของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมที่ความถี่ 2800 MHz.....	71
4.6 ค่าความต่างเฟสของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมที่ความถี่ 1800 MHz.....	72

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.7 ค่าความต่างเฟสของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมที่ความถี่ 2800 MHz.....	72
4.8 แผนภาพไดอะแกรมของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่นำเสนอการลดขนาดโดยวิธีการ เพิ่ม 4 สตัมป์แสดงค่าพารามิเตอร์อิมพีแดนซ์ส่วนต่างๆ ของวงจร.....	73
4.9 ผลจำลองค่าความยาวสลับ (lsh) ที่ใช้กับแต่ละความถี่ที่จะออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบ ไฮบริดตัวลดขนาด.....	78
4.10 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัว ลดขนาดของช่วงความถี่ 900 -2000 MHz.....	78
4.11 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด ตัวลดขนาดของช่วงความถี่ 2100 -3000 MHz.....	79
4.12 ค่าเอส พารามิเตอร์ ของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบลดขนาดที่ความถี่ 1800 MHz.....	79
4.13 ค่าเอส พารามิเตอร์ ของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบลดขนาดที่ความถี่ 2800 MHz.....	80
4.14 ค่าความต่างเฟสของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวลดขนาดที่ความถี่ 1800 MHz.....	80
4.15 ค่าความต่างเฟสของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวลดขนาดที่ความถี่ 2800 MHz.....	81
5.1 รูปเปรียบเทียบขนาดการสร้างตัวตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและตัวที่ลดขนาดที่ ความถี่ 1800 MHz.....	84
5.2 ค่าเอส พารามิเตอร์ ของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและตัวที่ลดขนาดที่ ความถี่ 1800 MHz (Con คือตัวดั้งเดิม และ Pro คือตัวที่ลดขนาด).....	85
5.3 การเปรียบเทียบค่าความต่างเฟสของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและตัวที่ ลดขนาดที่ความถี่ 1800 MHz (Con คือตัวดั้งเดิม และ Pro คือตัวที่ลดขนาด).....	86
5.4 รูปเปรียบเทียบขนาดการสร้างตัวตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและตัวที่ลดขนาดที่ ความถี่ 2800 MHz.....	87
5.5 ค่าเอส พารามิเตอร์ ของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและตัวที่ลดขนาดที่ ความถี่ 2800 MHz (Con คือตัวดั้งเดิม และ Pro คือตัวที่ลดขนาด).....	87
5.6 การเปรียบเทียบค่าความต่างเฟสของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและตัวที่ ลดขนาดที่ความถี่ 2800 MHz (Con คือตัวดั้งเดิม และ Pro คือตัวที่ลดขนาด).....	88

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ค่ามุมเฟสที่ต่างกันเมื่อผ่านเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ บัทเลอร์เมทริกซ์ .....	25
2.2 ค่าพารามิเตอร์แบบเอปซีดี ที่เป็นประโยชน์ต่อวงจรสองพอร์ต .....	35
2.3 ตารางการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ระหว่างระบบสองพอร์ต .....	36



# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่มีวิวัฒนาการตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน แบ่งได้เป็นหลายยุคโดยในแต่ละยุคจะมีเทคโนโลยีมาตรฐานและการให้บริการในเชิงเทคนิคและการประยุกต์ใช้งานที่แตกต่างกัน การพัฒนาเทคโนโลยีอย่างต่อเนื่องเริ่มจากระบบอนาล็อกในยุคที่ 1 (1G) มาเป็นระบบดิจิทัลในยุคที่ 2 (2G) และกำลังจะก้าวเข้าสู่ยุคที่ 3 (3G) ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่สาม (3G) เป็นยุคที่มีการขยายตัวสูงต่อจากยุค 2.5G แต่การทำงานของ 3G อาจจะไม่เพียงพอที่จะสนองความต้องการของการประยุกต์ใช้ระดับสูงทำให้เกิดความต้องการเทคโนโลยีเครือข่ายที่จะมาช่วยเพิ่มขีดความสามารถของ 3G ในการจัดมาตรฐานระบบที่เกินกว่า 3G นี้มีความคืบหน้าเป็นลำดับ โดยจะเริ่มเปิดวิสัยทัศน์ของมาตรฐาน 4G อีกทางเลือกหนึ่งของการพัฒนา 4G ที่มีการเปิดเผยกันคือโครงการที่เรียกว่า 3GPP LTE (Long Term Evolution: LTE) หรือมาตรฐาน IEEE 802.16e เป็นมาตรฐานหนึ่งที่กำลังแข่งขันเพื่อจะประกาศให้เป็นมาตรฐาน 4G ซึ่งเป็นเป้าหมายหนึ่งในเทคโนโลยีการสื่อสารที่จะเข้ามามีบทบาทในระบบสื่อสารเคลื่อนที่ในอนาคต (wikipedia, www, 2011) และ (Farooq Khan, 2009) โดยมาตรฐาน 4G มุ่งเน้นที่บริการที่มีการรับ-ส่งข้อมูลความเร็วสูงและสามารถประยุกต์ด้านมัลติมีเดียได้กว้างขวางขึ้นนั้นจำเป็นต้องใช้สเปคตรัมความถี่เพิ่มขึ้นด้วย นอกจากนี้ ยังไม่ใช่เรื่องที่ยานักหาคงจะทำให้สามารถใช้สเปคตรัม 4G เช่นเดียวกันได้ทั่วโลก ซึ่งที่ผ่านมาก็เห็นได้ชัดแล้วว่าเป็นไป ได้ยากในกรณีของเครือข่าย 2G และ 3G อย่างไรก็ตามปัจจุบันประเทศไทยยังไม่สามารถที่จะให้บริการในระบบโครงข่าย 3G เนื่องจากปัญหาจากปัจจัยต่างๆ ในการดำเนินงานพัฒนาเทคโนโลยีสื่อสาร ก่อเกิดการชะลอตัวของเทคโนโลยีการสื่อสาร

ระบบสายอากาศเก่ง หรือ smart antenna systems โดยทั่วไปมักจะหมายถึงระบบซึ่งสามารถแก้ไข หรือดัดแปลงรูปแบบลำคลื่นเพื่อให้ชี้ไปในทิศทางที่สนใจ และสามารถลดสัญญาณรบกวนได้ สายอากาศเก่งสามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภท คือสายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่น (switched beam antennas) และสายอากาศแบบปรับตัว (adaptive antennas) ในระบบสายอากาศแบบสลับลำคลื่นประกอบไปด้วยสายอากาศแถวลำดับ โครงข่ายก่อรูปลำคลื่น (beamforming network) และตัวเลือกลำคลื่น (beam selector) เนื่องมาจากโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน และตัวเลือกลำคลื่นสามารถใช้งานช่วยการสวิตซ์ (switching network) ที่มีความเร็วต่ำ จึงส่งผลให้ระบบสายอากาศแบบสลับลำคลื่นมีความซับซ้อนน้อยกว่าระบบสายอากาศแบบปรับตัว เทคนิคที่

นิยมนำมาสร้างโครงข่ายก่อบรูปลำคลื่นมากที่สุดคือบัทเลอร์เมทริกซ์ (Butler matrix) ตามที่แสดงในงานวิจัยของ H. Moody (1964) วงจรบัทเลอร์เมทริกซ์ ประกอบไปด้วยตัวไขว้สัญญาณ (crossover) ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด (hybrid coupler) และตัวเลื่อนเฟส (phase shifter) ปัจจัยที่กล่าวมาทั้งหมดทำให้มีการผลักดันให้เกิดงานวิจัยที่มีการพัฒนาอุปกรณ์ให้สามารถรองรับบริการเทคโนโลยีที่ถูกพัฒนาขึ้นให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น โดยเราสนใจที่จะศึกษาและเก็บรวบรวมข้อมูลโดยการสำรวจงานวิจัยที่มุ่งเน้นในเรื่องการลดขนาดวงจรตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดให้มีขนาดเล็กลง เนื่องจากในปัจจุบันผู้ใช้งานเครือข่ายไร้สายมีความต้องการความสะดวกสบายมากขึ้นและต้องการบริโภคข่าวสารที่มีจำนวนมากซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว เพื่อตอบสนองความต้องการดังกล่าว ผู้ใช้งานจึงต้องการที่จะเชื่อมต่ออินเทอร์เน็ตได้ทุกที่ทุกเวลาเพื่อใช้บริการต่างๆ ด้วยเหตุผลนี้จึงเป็นประเด็นสำคัญสำหรับการแบ่งกระจายวงจรในการออกแบบองค์ประกอบในแต่ละส่วนให้มีขนาดเล็ก เพื่อง่ายต่อการนำมาใช้งานในระบบสื่อสารต่างๆ และลดความซับซ้อนในการสร้างและติดตั้งอุปกรณ์ ซึ่งช่วยเพิ่มประสิทธิภาพการสื่อสารให้ดียิ่งขึ้น มีหลายงานวิจัยที่นำเสนอการออกแบบองค์ประกอบเหล่านี้ให้มีขนาดเล็ก เช่น ในงานวิจัยของ A. Moscoso-Mártir, J. G. Wangüemert-Pérez, I. Molina-Fernández, and E. Márquez-Segura (2009) การออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดขนาดเล็กโดยใช้วัสดุหลายชั้นโดยต้องมีการเจาะช่องร่วมระหว่างชั้น (slot-coupled multi section) สำหรับย่านอัลตราไวด์แบนด์ ซึ่งการสร้างนั้นจะยากกว่าการใช้วัสดุที่ทำแบบชั้นเดียว อีกทั้งยังไม่สะดวกต่อการนำมาใช้เป็นส่วนประกอบในวงจรบัทเลอร์เมทริกซ์ นอกจากนี้มีงานวิจัยของ I. Sakagami, M. Haga, and T. Munehiro (1999) ได้นำเสนอวิธีการลดขนาดโดยการเพิ่มสแต็ปเข้าไปในลายวงจรตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดทั้งหมด 8 สแต็ป (eight two step stubs) โดยมีอิมพีแดนซ์ที่แตกต่างกันไป การออกแบบในงานวิจัยใช้เทคนิคที่ง่ายต่อการสร้างโดยใช้วัสดุชั้นเดียว แต่ยังไม่มีการวิเคราะห์เพื่อหาสมการที่สามารถออกแบบตามในย่านความถี่อื่นๆได้ ยังมีการใช้เทคนิคการลดขนาดโดยการประดิษฐ์โครงสร้างสายส่งสัญญาณใหม่ (artificial transmission line) เพื่อช่วยในการลดขนาดแสดงให้เห็นโดยผู้เขียนของงานวิจัยของ K. W. Eccleston and S. H. M. Ong (2003) โครงสร้างใหม่เกิดจากการทำให้อิมพีแดนซ์แตกต่างไปจากเดิม ซึ่งมีการเพิ่มลายวงจรมามากขึ้นอีกซึ่งคล้ายกับการเพิ่มสแต็ปแต่จะยากและซับซ้อนมากกว่าเนื่องจากมีการเจาะรูด้วย อีกวิธีหนึ่งในงานวิจัยของ Y-H.Chun (2006) คือการใช้วงจรอินทิเกรต (monolithic-microwave integrated-circuit : MMIC) ซึ่งในการลดขนาดใช้เทคนิคเพิ่มสแต็ปในลายวงจร เพื่อเพิ่มแถบความถี่ให้กว้างโดยออกแบบสำหรับย่านแถบกว้าง นอกจากนี้ยังมีผู้เขียนในงานวิจัยที่ของ S.-C Jung, R. Negra, and F. M. Ghannouchi (2008) และ K.-Y Tsai, H.-S Yang, J.-H Chen and Y.-J Emery Chen (2010) ได้แสดงให้เห็นการลดขนาดโดยใช้วิธีการลดความยาวทางกายภาพและเพิ่มกระจายตัวเก็บประจุเข้าไปในลายวงจร (distributed capacitors) คือของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด โดยการเพิ่มจะมีการคำนวณเพื่อให้ได้

ค่าอิมพีแดนซ์ที่เท่าเดิม แต่ยังไม่มีการวิเคราะห์หาสมการที่สามารถนำมาประยุกต์ในการออกแบบที่ความถี่อื่นๆได้

ดังนั้นงานวิจัยฉบับนี้จึงได้เสนอแนวคิดที่จะลดขนาดของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดซึ่งเป็นองค์ประกอบที่สำคัญของวงจรกรุปลำคลื่นแบบบัทเลอร์เมทริกซ์ โดยจะเน้นการวิเคราะห์ด้วยทฤษฎีการจำแนกโหมดคี่ และโหมดคู่ (even-odd mode analysis) เพื่อให้ได้สมการที่ใช้ในการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่มีขนาดเล็ก การได้มาซึ่งสมการที่ใช้ในการออกแบบจะส่งผลถึงการลดขนาดของอุปกรณ์ทางโทรคมนาคมหลายๆ ประเภทที่มีตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดเป็นองค์ประกอบ

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอองค์ความรู้ใหม่ได้แก่ แนวคิดในการลดขนาดตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดโดยการเพิ่มสแต็ปเข้าไปในลายวงจรเดิม ซึ่งจะมีวิเคราะห์หาสมการจากทฤษฎีการจำแนกโหมดคี่ และโหมดคู่ เพื่อให้ง่ายต่อการออกแบบในย่านความถี่ใดๆ

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

เพื่อวิเคราะห์ ออกแบบ และสร้างตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่มีขนาดเล็กเมื่อเปรียบเทียบกับขนาดในการออกแบบโดยทั่วไป

## 1.3 สมมติฐานของการวิจัย

ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่ลดขนาดลงแล้วสามารถนำมาใช้เป็นส่วนประกอบหนึ่งที่สำคัญของวงจรบัทเลอร์เมทริกซ์ มีผลทำให้ได้ขนาดวงจรบัทเลอร์เมทริกซ์ มีขนาดเล็กลง ช่วยลดต้นทุนในการผลิตได้ และยังคงประสิทธิภาพการใช้งานได้ดี

## 1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น

- 1.4.1 วิเคราะห์ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดด้วยทฤษฎีการจำแนกโหมดคี่ และโหมดคู่
- 1.4.2 ใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการจำลองออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด
- 1.4.3 ทดสอบวัดผลของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด และนำผลมาตรวจสอบประสิทธิภาพการใช้งานเพื่อเปรียบเทียบกับผลการออกแบบและผลของตัวต้นแบบของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่ยังไม่ได้มีการลดขนาด

## 1.5 ขอบเขตการวิจัย

- 1.5.1 วิเคราะห์หาสมการเพื่อใช้ในการลดขนาดของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด
- 1.5.2 จำลองผลตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่ได้ออกแบบไว้

1.5.3 สร้างและทดสอบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด

1.5.4 วิเคราะห์ผล

## 1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.7.1 ได้ศึกษาทฤษฎีที่ใช้ในการวิเคราะห์แบบการจำแนกโหมดคี่ และโหมดคู่

1.7.2 ได้ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่มีขนาดเล็กลงเมื่อเทียบกับตัวต้นแบบ

1.7.3 ได้สมการในการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่มีขนาดเล็ก





## บทที่ 2

### ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยชิ้นนี้ซึ่งแบ่งเป็นทั้งหมดแปดส่วน ส่วนแรกคือการกล่าวนำเข้าสู่เนื้อหา ส่วนที่สองจะเป็นเรื่องของระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ โดยจะกล่าวถึงความ เป็นมาของระบบตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน ต่อมาในส่วนที่สามจะเป็นส่วนของเทคโนโลยีแอลทีอี (Long Term Evolution : LTE) ซึ่งจะเข้ามามีบทบาทในเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่ในส่วนที่สี่จะเป็นส่วนของ ข้อมูลผู้ให้บริการเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทย โดยกล่าวถึงข้อมูลผู้ให้บริการเครือข่าย โทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทยว่าภายในประเทศมีการให้บริการเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ความถี่ ใดบ้าง ในส่วนที่ห้าจะกล่าวถึงสายอากาศแถวลำดับที่ใช้ในระบบสายอากาศแก่ง โดยในส่วนนี้จะ กล่าวถึงทฤษฎีของสายอากาศแถวลำดับทั้งแบบเชิงเส้นและแบบเชิงระนาบ ในส่วนที่หกจะกล่าวถึง ระบบสายอากาศแก่งซึ่งสามารถแบ่งได้เป็นสายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่นและแบบปรับตัว ในส่วนที่ เจ็ดจะกล่าวถึงเทคนิคการหั่นลำคลื่นโดยในส่วนนี้จะกล่าวถึงอุปกรณ์ที่สำคัญในเครือข่ายก่อรูปลำ คลื่นแบบบัทเลอร์เมทริกซ์ และ ในส่วนที่แปดจะมีเนื้อหาของทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิเคราะห์ ออกแบบลดขนาด และส่วนสุดท้ายในส่วนที่เก้าจะเป็นการสรุปเนื้อหาทั้งหมดในบทนี้

#### 2.2 ประวัติและความเป็นมาของระบบการสื่อสารเคลื่อนที่

ระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ที่สามารถแบ่งเป็นประเภทต่างๆได้มากมาย ตั้งแต่ระบบที่มีความ ซับซ้อนน้อยจนถึงซับซ้อนมาก โดยในที่นี้จะกล่าวถึงวิวัฒนาการของโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคต่างๆ ตั้งแต่ ยุคเริ่มต้นจนถึงยุคปัจจุบันและอนาคตข้างหน้า ซึ่งระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เป็นระบบที่มีอิทธิพลกับ ชีวิตประจำวันมากที่สุดในปัจจุบัน ถึงขนาดที่มีการจัดให้มีการจัดให้โทรศัพท์เคลื่อนที่เป็นปัจจัยที่ห้า สำหรับชีวิตมนุษย์ เพราะความสะดวกที่ใช้งานได้ทุกที่ และมีประสิทธิภาพในการติดต่อสื่อสารทำให้ ระบบนี้ได้รับความนิยมมาก ในปี ค.ศ. 1979 ได้มีการเริ่มพัฒนาระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เป็นแบบ เซลลูลาร์หรือที่เรียกว่า โมบายโฟน หรือ โทรศัพท์มือถือ มีการนำไปใช้งานครั้งแรกพร้อมกันที่โตเกียว ประเทศญี่ปุ่น และชิคาโก เทศสหรัฐอเมริกา หลังจากนั้นต่อมาโทรศัพท์มือถือก็แพร่หลายอย่าง รวดเร็ว แพร่กระจายเข้าสู่ทุกประเทศ โดยเฉพาะประเทศไทย มีจำนวนผู้ใช้โทรศัพท์มือถือหลายล้าน

ราย และมียอดการขยายตัวที่ต่อเนื่องตลอดเวลา สำหรับวิวัฒนาการของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีการจัดประเภทเป็นยุคต่างๆดังนี้

### 2.2.1 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคแรก

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคแรก (First Generation: 1G) เป็นยุคแรกของการพัฒนาเครือข่ายแบบเซลลูลาร์ การรับส่งสัญญาณนั้น การรับส่งสัญญาณนั้นใช้วิธีการมอดูเลตสัญญาณอะนาล็อกเข้าสู่ช่องสื่อสาร โดยวิธีนี้มีข้อจำกัดอยู่ที่จำนวนสัญญาณ เพราะว่ามีจำนวนช่องสัญญาณที่น้อย ทำให้ติดขัดในเรื่องของการขยายจำนวนหมายเลขได้ในอนาคต ดังนั้นต่อมาจึงได้มีการพัฒนาระบบดิจิทัลขึ้นโดยมีการเข้าช่องสัญญาณแบบแบ่งเวลาเพื่อแก้ไขปัญหาการมีช่องสัญญาณที่จำกัด เทคนิคการเข้าถึงหลายทางเป็นแบบเฟรควิเอนซี-ดีวีเอ็มเอ-เอฟดีดี (Frequency Division Multiple Access-Frequency Division Duplexing: FDMA-FDD)

### 2.2.2 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สอง

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สอง (Second Generation: 2G) เป็นยุคที่สองที่มีการพัฒนาต่อมาจากยุคแรกด้วยการเข้ารหัสสัญญาณเสียงและบีบอัดเสียงในรูปแบบดิจิทัลให้มีขนาดข้อมูลที่น้อยลงเหลือเพียง 9 Kbit/Sec ต่อช่องสัญญาณ และนี่เป็นเหตุผลที่คุณภาพของสัญญาณเสียงในระบบโทรศัพท์มือถือด้อยลง แต่อยู่ในระดับที่ยอมรับได้ เพราะสัญญาณรับส่งเป็นแบบดิจิทัล จึงมีความเพี้ยนหรือสัญญาณสอดแทรกได้ต่ำ

ในยุคที่สองการพัฒนาเน้นในเรื่องการแบ่งเวลาในช่องสัญญาณโดยใช้เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบทีดีเอ็มเอ (Time division multiple access: TDMA) และ ซีดีเอ็มเอ (Code Division Multiple Access: CDMA) มากกว่าการใช้งานของเฟรควิเอนซี-ดีวีเอ็มเอ (Frequency Division Multiple Access: FDMA) เมื่อระบบโทรศัพท์มือถือในยุค 2G ใช้รหัสดิจิทัล การกำหนดเส้นทางและการหาเส้นทางเชื่อมกับสถานีฐานจึงทำได้ดี ระบบการโรมมิ่ง (roaming) คือการนำเอาโทรศัพท์มือถือไปใช้ในเครือข่ายอื่น เช่น ในต่างประเทศจึงทำได้ และก่อให้เกิดระบบโทรศัพท์มือถือแบบแบบจีเอสเอ็ม (Global System for Mobilization: GSM) หรือระบบโทรศัพท์มือถือที่ใช้ได้ทั่วโลกเชื่อมโยงกันเป็นระบบทั่วโลก

### 2.2.3 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สองครึ่ง

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สองครึ่ง (Second and Half Generation: 2.5G) ยุคนี้ไม่เป็นที่ยอมรับอย่างเป็นทางการเพราะเป็นการพัฒนาจากระบบโทรศัพท์ยุคที่สอง โดยเพิ่มเติมเทคนิคบางอย่างเท่านั้น ระบบในสถานีฐานส่วนใหญ่ยังคงสามารถใช้งานได้เหมือนเดิม แต่ก็เป็ยุคที่มีการ

พูดถึงอยู่บ่อยๆ 2.5G เป็นยุคที่มีการเน้นเรื่องของการรับส่งข้อมูลผ่านทางเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ เนื่องจากว่าระบบในยุค 2G นั้นไม่สามารถให้บริการในเรื่องการรับ-ส่งข้อมูล ได้อย่างมีประสิทธิภาพเพราะว่าระบบไม่ได้ถูกออกแบบมาให้สนับสนุนในเรื่องดังกล่าวโดยเฉพาะ ดังนั้นเครือข่ายในยุค 2.5G จึงถูกพัฒนาขึ้นเพื่อตอบสนองความต้องการความต้องการด้านการรับส่งข้อมูลของลูกค้า โดยมีการปรับปรุง จากเครือข่ายยุค 2G เดิม ซึ่งเครือข่ายในยุค 2.5G นี้คือ เครือข่ายซีดีเอ็มเอ 2000 1X , เครือข่ายจีพีอาร์เอส (General Packet Radio Service: GPRS) ได้อัพเกรดเพิ่มเติมกลายเป็นเครือข่ายเอ็ดจ (Enhanced Data rate for GSM Evolution: EDGE) ซึ่งเครือข่ายในยุคนี้จะใช้การรับส่งข้อมูลเป็นแพ็คเกจ

#### 2.2.4 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สาม

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สาม (Third Generation: 3G) เครือข่ายในยุค 3G นี้จะเป็นเครือข่ายที่พัฒนามาจากเครือข่ายในยุค 2.5G ถึงแม้ว่าเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุค 2.5G จะสามารถให้บริการในเรื่องของการรับส่งข้อมูลแล้วนั้น แต่ยังมีข้อจำกัดในเรื่องความเร็วในการรับส่งข้อมูล ดังนั้นระบบ 3G จึงได้ถูกออกแบบมาเพื่อให้สามารถตอบสนองความต้องการของลูกค้าในเรื่องการรับส่งข้อมูลที่หลากหลายขึ้นและรวดเร็วขึ้น

ระบบ 3G ที่ได้พัฒนาขึ้นครั้งนี้เป็นแบบดิจิทัลแพ็คเกจ โดยเน้นการรองรับระบบมัลติมีเดียที่ให้ทุกคนเข้าถึงข้อมูลข่าวสารได้ทุกที่ ทุกเวลา เป้าหมายของความเร็วการเชื่อมต่อเครือข่ายแบบ 3G อยู่ที่ 2 เมกะบิตต่อวินาที ในอาคารหรือในบ้าน และหากอยู่ในรถยนต์ที่เคลื่อนที่ อัตราการรับส่งข้อมูลอยู่ที่ 144 Kbit/Sec แต่บริษัท โตโคโม ได้ประกาศการใช้งานที่ 2 เมกะบิต ในอาคาร และ 384 กิโลบิต ในรถยนต์ที่เคลื่อนที่ ซึ่งเป็นมาตรฐานที่สูงกว่าของทั่วไป การรับส่งข้อมูลของโทรศัพท์มือถือจะรองรับการประยุกต์ใช้งานทุกรูปแบบ ตั้งแต่การโทรศัพท์แบบวิดีโอคอนเฟอเรนซ์ (video Conference) การส่งโทรสารแบบ G4 (ส่งภาพสี แบบความละเอียดสูง) การเชื่อมต่อระบบเว็บ (Wireless Application Protocol: WAP)

3G เป็นเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ได้ถูกออกแบบมาเพื่อตอบสนองความต้องการด้านการรับส่งข้อมูลที่มากขึ้นของลูกค้า ด้วยความสามารถของเครือข่ายในยุค 3G นี้เอง ทำให้การใช้บริการด้านเสียง (voice call) นั้นสามารถใช้งานได้บนเครือข่ายของการรับส่งข้อมูล (data call) ซึ่งเรียกการทำงานลักษณะดังกล่าวว่าวีโอพี (Voice Over Packet: VOP) โดยเครือข่ายในยุค 3G นี้ประกอบด้วย เครือข่าย ดับเบิลยู ซีดีเอ็มเอ (Wideband Code Division Multiple Access: W-CDMA), เครือข่าย ซีดีเอ็มเอ 2000 1x EV-DO

ยูเอ็มทีเอส (Universal Mobile Telecommunications System: UMTS) เป็นเครือข่ายในยุค 3G ที่มีพัฒนาการมาจากเครือข่าย จีเอสเอ็ม, จีพีอาร์เอส และ เอ็ดจ ซึ่งหลายๆครั้งอาจเรียกได้

ว่าเป็นเครือข่าย ดับเบิลยู ซีดีเอ็มเอ โดยมีจุดมุ่งหมายเพื่อตอบสนองความต้องการใช้งานด้านการรับ-ส่งข้อมูลที่มากขึ้นของลูกค้า เครือข่าย ยูเอ็มทีเอส นั้นจะมีความเร็วในการรับส่งข้อมูลสูงถึง 2 Mbit/Sec ซึ่งมีความเร็วในการรับ-ส่งข้อมูลที่มากกว่าเครือข่าย เอ็ดจ์ ที่ให้บริการในปัจจุบันถึง 4 เท่า ด้วยเหตุนี้เองเครือข่าย ยูเอ็มทีเอส จึงเป็นเครือข่ายที่ผู้ให้บริการทั้งหลายต่างคาดหวังว่าจะมาช่วยตอบสนองความต้องการด้านการใช้ข้อมูลของลูกค้า รวมทั้งสร้างรายได้ให้แก่บริษัทเป็นจำนวนมาก

### 2.2.5 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สี่

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สี่ (Fourth Generation: 4G) 4G นี้เป็นชื่อเรียกอย่างไม่เป็นทางการอีก เพราะยังไม่มีการพัฒนาที่เด่นชัดและแตกต่างจากระบบ 3G แต่อย่างไรก็ตามในบางกลุ่มได้ให้คำจำกัดความไว้ว่าระบบโทรศัพท์ยุคนี้ น่าที่จะรองรับการตอบสนองของภาพเคลื่อนไหวความจริงเสมือนแบบ 3 มิติ หรือระบบวิดีโอที่สามารถโต้ตอบได้ทันที รวมถึงความสามารถของโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ฉลาดขึ้นและสามารถใช้จ่ายผ่านโทรศัพท์ได้ ซึ่งก็ต้องมีประเด็นเรื่องความปลอดภัยเข้ามาเกี่ยวข้องอย่างมาก

ในยุคนี้ได้มีการวางกรอบแนวทางการพัฒนาไว้โดยใช้เทคโนโลยีเรื่องโมโม (Multiple Input Multiple Output: MIMO) และโอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) สำหรับตัวเครื่องโทรศัพท์จะต้องมีการพัฒนาความฉลาดให้เหมือนมีเครื่องคอมพิวเตอร์ขนาดเล็ก โดยต้องระบบปฏิบัติการในโทรศัพท์ด้วย

## 2.3 เทคโนโลยีแอลทีอี

เทคโนโลยีแอลทีอี (Long Term Evolution: LTE) เป็นส่วนหนึ่งในมาตรฐานสากล จากกลุ่ม Third Generation Partner Ship Project (3GPP) เป็นระบบที่พัฒนาต่อจากระบบ 3G เป้าหมายหลักของ แอลทีอี คือ มีอัตราการส่งข้อมูลสูง สามารถลดค่าความหน่วงของสัญญาณ (latency) ซึ่งทำให้ผู้ใช้บริการสามารถใช้บริการภาพเคลื่อนไหวที่สมจริง ยิ่งไปกว่านั้นยังเป็นเทคโนโลยีที่มีการใช้ความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัดได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น พร้อมทั้งยังสามารถแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นในยุคก่อนหน้า ซึ่งได้แก่ปัญหาที่เกิดจากการแทรกสอดสัญญาณระหว่างเซลล์เกิดขึ้นเมื่อผู้ใช้งานเคลื่อนที่มายังบริเวณขอบเซลล์จะทำให้สัญญาณที่ได้รับจากเซลล์ตัวเองลดลงและสัญญาณรบกวนจากเซลล์อื่นเพิ่มขึ้น โดยทำให้ค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดรวมกับสัญญาณรบกวน (Signal to Interference plus Noise Ratio: SINR) มีค่าลดลงทำให้ประสิทธิภาพการใช้งานลดลง

## 2.4 ผู้ให้บริการเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทย

ระบบระบบเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่มีรูปแบบการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง เริ่มจากระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เป็นชนิดอนาล็อกมาสู่ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เป็นชนิดดิจิทัล ซึ่งในปัจจุบันผู้ให้บริการในประเทศไทยมีการให้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่ทั้งสองระบบ โดยจำนวนผู้ใช้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่ ระบบดิจิทัลนั้นมีสัดส่วนเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ ในขณะที่สัดส่วนผู้ใช้ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ชนิดอนาล็อกมีแนวโน้มที่ลดลงอย่างต่อเนื่อง

ภาพรวมของตลาดโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทยนับถึงปัจจุบัน ซึ่งประเทศไทยถือได้ว่าเป็นประเทศที่มีความหลากหลายในแง่ของเทคโนโลยีเครือข่ายให้ผู้บริโภคได้เลือกใช้งานกันอย่าง กว้าง ขวาง ผู้ประกอบการโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทยเองก็มีอยู่หลายราย แต่ละรายมีความแข็งแกร่งและส่วนแบ่งทางการตลาด (market share) ที่แตกต่างกัน หากจะกล่าวสรุปอย่างรวบรัดถึงรายละเอียดของบริษัทผู้ให้บริการเครือข่ายที่มีอยู่ทั้งหมดรวมถึงเทคโนโลยีเครือข่าย และเครื่องหมายการค้าก็สามารถสรุปได้ดังนี้

### 2.4.1 บริษัท แอดวานซ์ อินโฟร์ เซอร์วิส จำกัด (มหาชน)

บริษัท แอดวานซ์ อินโฟร์ เซอร์วิส จำกัด (มหาชน) หรือ AIS มีบริการโทรศัพท์เคลื่อนที่จีเอสเอ็ม (Global System for Mobile Communications: GSM) ระบบความถี่ 900 MHz ซึ่งแบ่งออกเป็นแบบชำระค่าบริการต่อเดือน (postpaid) ภายใต้เครื่องหมายการค้า จีเอสเอ็ม แอดวานซ์ (GSM Advance) กับแบบโทรศัพท์พร้อมใช้ (prepaid) ภายใต้เครื่องหมายการค้า วันทูคอล (One-2-Call) และระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ 1800 MHz ซึ่งมีแต่แบบชำระค่าบริการต่อเดือนภายใต้เครื่องหมายการค้า จีเอสเอ็ม 1800 (GSM1800) จึงเริ่มมีการนำระบบโทรศัพท์พร้อมใช้เข้ามาให้บริการ คือเป็นการจ่ายค่าบริการก่อนการใช้งาน หรือ แบบเติมเงิน โดยเอไอเอสใช้เครื่องหมายการค้า วันทูคอล

ด้วยข้อจำกัดที่โทรศัพท์มีขนาดใหญ่ ทำให้ กสท นำเอามาตรฐานเอเอ็มพีเอส (Advanced Mobile Phone System: AMPS) มาเปิดให้บริการโดยใช้คลื่นความถี่ 800 MHz ส่วนองค์การโทรศัพท์แห่งประเทศไทยก็นำเอามาตรฐานเอ็นเอ็มที (Nordic Mobile Telephone: NMT) ความถี่ 900 MHz เข้ามาให้บริการ และเปิดให้เอกชนเข้ามาลงทุน โดยมีบริษัท แอดวานซ์ อินโฟร์ เซอร์วิส จำกัด (มหาชน) หรือ AIS ได้รับสัมปทานเป็นระยะเวลา 25 ปี เริ่มจากปี พ.ศ.2533 เป็นต้นมา

#### 2.4.2 บริษัท โทเทิล แอ็คเซ็ส คอมมูนิเคชั่น จำกัด (มหาชน)

บริษัท โทเทิล แอ็คเซ็ส คอมมูนิเคชั่น จำกัด (มหาชน) หรือ ดีแทค (DTAC) เปิดให้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ จีเอสเอ็ม ความถี่ 1800 MHz ซึ่งแบ่งเป็นแบบชำระค่า บริการต่อเดือน ภายใต้เครื่องหมายการค้า ดีแทค ร่วมกับโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบพร้อมใช้ ภายใต้เครื่องหมายการค้า ดีพร้อมท์ (Dprompt) สำหรับ ดีแทค นั้นได้ชื่อว่าเป็นผู้นำทางการตลาดเป็นอันดับที่สองรองจาก เอไอเอส มาโดยตลอด ปัจจุบัน ดีแทค ก็มีการนำเทคโนโลยีใหม่ ๆ ไม่ว่าจะเป็น จีพีอาร์เอส หรือ เอ็มเอ็มเอส (Multimedia Messaging Service: MMS) มาเปิดให้บริการ ทัดเทียมกับค่าย เอไอเอส แต่อาจมีการประชาสัมพันธ์ที่แผ่วเบาว่าคู่แข่งชั้นของตนมาก

ดีแทค มีบริการโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบอนาล็อกเช่นเดียวกัน เป็นระบบ เอเอ็มพีเอส (Advanced Mobile Phone Service: AMPS) ความถี่ 800 MHz ซึ่งนโยบายในการเปลี่ยนถ่ายผู้ใช้บริการให้ไปใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ จีเอสเอ็ม ของ ดีแทค ก็เป็นไปในลักษณะเดียวกันกับกรณีระบบ เอ็นเอ็มที 900 ของค่าย เอไอเอส

#### 2.4.3 บริษัท ทู คอร์ปอเรชั่น จำกัด (มหาชน)

ปี พ.ศ.2544 บริษัท ทีเอ ออเรนจ์ จำกัด ได้เข้ามาเปิดให้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่ในระบบ จีเอสเอ็ม ความถี่ 1800 MHz แต่ก็ประสบปัญหาซึ่งทำให้ต้องถอนตัวออกไป โดยได้ถ่ายโอนกิจการให้กับ บริษัท ทู คอร์ปอเรชั่น จำกัด (มหาชน) ต่อมา กสท ได้รวมความถี่จากดีแทค จำนวน 2.5 MHz และจาก กสท เองจำนวน 2.5 MHz ได้เป็น 5 MHz ซึ่งอยู่ในช่วงความถี่ 850 MHz ให้ทรูนำไปอัปเดตบริการ 3 จี2 ซึ่งความถี่นั้น นับกันเป็นช่วงหรือเป็นย่าน เช่น ความถี่ 800 MHz หมายความว่าอยู่ในช่วง 800 ถึง 900 MHz ซึ่งรวมจำนวนได้เท่ากับ 100 MHz ในจำนวน 100 MHz นี้จะแบ่งให้ใครเท่าไรก็ตามนั้น แต่เรียกกันว่าความถี่ 800 MHz หรือ 850 MHz ตามความเหมาะสม

ธุรกิจโทรศัพท์มือถือเติบโตอย่างรวดเร็ว พ.ศ.2545 กิจการร่วมการค้าไทยโมบาย ได้ถือกำเนิดขึ้นภายใต้ความร่วมมือของ กสท กับ ทีโอที โดยเปิดให้บริการเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในระบบ GSM ความถี่ 1900 MHz มีพื้นที่ให้บริการเฉพาะในกรุงเทพฯ แต่ก็สามารถนำไปใช้งานต่างจังหวัดได้ ต่อมา พ.ศ.2551 ทีโอทีได้ไปซื้อหุ้นในส่วนของ กสท เพื่อมาบริหารเอง

#### 2.4.4 บริษัท ฮัทชิสัน ซีเอที ไวร์เลส มัลติมีเดีย จำกัด

บริษัท ฮัทชิสัน ซีเอที ไวร์เลส จำกัด หรือ ฮัท (HUTCH) เป็นน้องใหม่ล่าสุดที่เพิ่งเปิดให้บริการเมื่อปลายเดือนกุมภาพันธ์ พ.ศ. 2546 ที่ผ่านมา ภายใต้เครื่องหมายการค้า ฮัท โดยใช้เทคโนโลยีโทรศัพท์เคลื่อนที่ ซีดีเอ็มเอ ความถี่ 800 MHz จุดมุ่งหมายหลักในการเปิดให้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่ของ ฮัท ก็คือ การให้บริการสื่อสารข้อมูลผ่านโทรศัพท์เคลื่อนที่ซึ่งมีคุณภาพและประสิทธิภาพในการใช้งาน เหนือกว่าการสื่อสารข้อมูลผ่านเทคโนโลยี จีพีอาร์เอส ของระบบ

โทรศัพท์เคลื่อนที่ในตระกูล จีเอสเอ็ม สำหรับการให้บริการสนทนาเสียงนั้นก็มีความแตกต่างไปจากระบบ จีเอสเอ็ม แต่อย่างใด ข้อจำกัดในการให้บริการของ ฮัท ก็คือการได้รับสัมปทานในการเปิดให้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่ ซีดีเอ็มเอ ในพื้นที่เพียง 23 จังหวัดเท่านั้น (รวมกรุงเทพมหานครและปริมณฑล) ทำให้เกิดข้อจำกัดหลาย ๆ ประการในการแข่งขัน เมื่อเทียบกับคู่แข่งรายอื่นที่ไม่มีข้อจำกัดในเรื่องพื้นที่สัมปทานให้บริการแต่ประการใด

## 2.5 สายอากาศแถวลำดับ

สายอากาศแถวลำดับ (array antennas) เป็นการนำสายอากาศมาเรียงตัวกันในรูปแบบต่างๆ ซึ่งสายอากาศแต่ละตัวที่นำมาจัดเรียงให้เป็นแถวลำดับนั้น เรียกว่า องค์ประกอบ (element) การนำสายอากาศมาจัดเรียงเป็นแถวลำดับนั้น ทำได้โดยใช้สายอากาศที่มีลักษณะที่เหมือนกันหลายๆ องค์ประกอบแทนการใช้สายอากาศองค์ประกอบเดียว ซึ่งจะทำให้สามารถเพิ่มค่าสภาพเจาะจงทิศทางและค่าอัตราขยายของสายอากาศได้ สายอากาศแถวลำดับจึงเป็นส่วนประกอบหนึ่งที่สำคัญมากต่อระบบสายอากาศเก่งที่ทำให้สามารถหันลำคลื่นหลัก (main lobe) ไปยังทิศทางตามสัญญาณที่ต้องการและสามารถหันลำคลื่นรอง (side lobes) หรือจุดศูนย์ (nulls) ไปยังทิศทางของสัญญาณแทรกสอดได้ด้วยการถ่วงน้ำหนักที่สายอากาศแต่ละต้น สายอากาศแถวลำดับที่ใช้กันอย่างแพร่หลายคือ สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้นและสายอากาศแถวลำดับแบบเชิงระนาบ ซึ่งมีรายละเอียดโดยสังเขป ดังต่อไปนี้

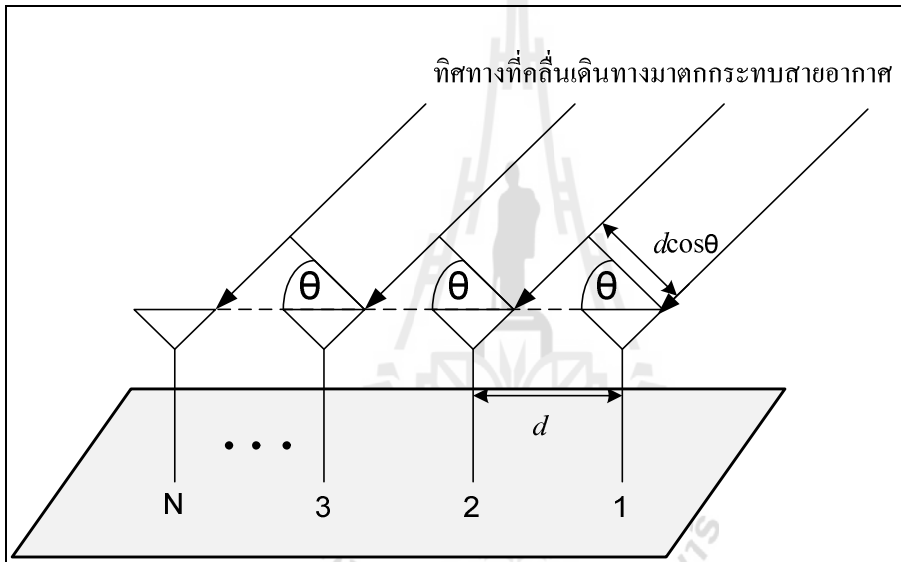
### 2.5.1 สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้น

สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้น (linear antenna array) เป็นสายอากาศแถวลำดับที่พื้นฐานและมีโครงสร้างที่ง่ายที่สุด คือประกอบด้วยสายอากาศแต่ละต้นวางตัวเรียงกันเป็นเส้นตรงซึ่งอาจจะมีระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละต้นเท่ากันหรือไม่เท่ากันก็ได้ สายอากาศแถวลำดับในรูปที่ 2.1 เป็นสายอากาศแบบเชิงเส้นจำนวน  $N$  ต้นหรือ  $N \times 1$  ต้น ในการวางตัวสายอากาศของสายอากาศแถวลำดับจำเป็นที่จะต้องคำนึงถึงระยะห่าง ( $d$ ) ขององค์ประกอบแต่ละองค์ประกอบนั้นด้วย เนื่องจากระยะห่างของสายอากาศแต่ละต้นนั้นจะมีผลต่อการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศโดยปกติแล้วสายอากาศแต่ละต้นจะวางตัวห่างกันครึ่งความยาวคลื่น ซึ่งการคำนวณหาระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละต้นนั้น สามารถหาได้จากสมการที่ (2.1)

$$d = \frac{\lambda}{2} \quad (2.1)$$

เมื่อ  $\lambda$  คือความยาวคลื่น

ในรูปที่ 2.1 แสดงถึงสายอากาศแบบเชิงเส้น  $N \times 1$  ต้น โดยที่ระยะห่างของสายอากาศแต่ละต้นเท่ากันทุกต้นและมีแอมพลิจูดเท่ากัน ซึ่งสายอากาศแถวลำดับที่มีรูปแบบดังกล่าวจะเรียกว่าแถวลำดับสม่ำเสมอ (uniform array) ซึ่งจะมีองค์ประกอบแถวลำดับที่เหมือนกัน มีการป้อนกระแสให้กับทุกองค์ประกอบเท่ากัน และจะมีความต่างเฟสเป็นลำดับกันไปอย่างเท่าๆกัน เราสามารถหาค่าพลังงานของสายอากาศแถวลำดับนี้จากการคูณกันระหว่างค่าพลังงานของสายอากาศต้นเดียวที่จุดอ้างอิงหรือจุดกำเนิดกับตัวประกอบแถวลำดับ (Array Factor : AF) ตัวประกอบแถวลำดับของสายอากาศแถวลำดับแบบเส้นสามารถหาได้จากสมการต่อไปนี้



รูปที่ 2.1 สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้นจำนวน  $N \times 1$  ต้น

$$AF = 1 + e^{+j(kd \cos \theta + \beta)} + e^{+j2(kd \cos \theta + \beta)} + \dots + e^{+j(N-1)(kd \cos \theta + \beta)} \quad (2.2)$$

$$AF = \sum_{n=1}^n e^{j(n-1)kd(\cos \theta + \beta)} \quad (2.3)$$

$$AF = \sum_{n=1}^n e^{j(n-1)\Psi} \quad (2.4)$$



เมื่อ  $\psi = kd \cos \theta + \beta$  และ  $k$  คือหมายเลขคลื่น (wave number) ที่สัมพันธ์กับระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละต้นและ  $\beta$  คือ ความต่างเฟสของสายอากาศแต่ละต้น จากสมการ (2.4) เราสามารถลดรูปของสมการได้ดังนี้

$$(AF)e^{j\psi} = e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + \dots + e^{j\psi(N-1)} + e^{jN\psi} \quad (2.5)$$

แทนสมการ (2.4) ลงใน (2.5) จะสามารถลดรูปของสมการลงเหลือ

$$(AF)(e^{j\psi} - 1) = (-1 + e^{jN\psi}) \quad (2.6)$$

ย้ายข้างและจัดรูปสมการจะได้

$$\begin{aligned} AF &= \left[ \frac{e^{jN\psi} - 1}{e^{j\psi} - 1} \right] \\ &= e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[ \frac{e^{j(N/2)\psi} - e^{-j(N/2)\psi}}{e^{j(1/2)\psi} - e^{-j(1/2)\psi}} \right] \\ &= e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[ \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \end{aligned} \quad (2.7)$$

ถ้ากำหนดให้จุดอ้างอิงอยู่ตรงจุดศูนย์กลางของสายอากาศแถวลำดับ ดังนั้นค่าของระยะห่างของสายอากาศ  $d = 0$  และ  $\beta = 0$  ดังนั้น  $\psi = kd \cos \theta + \beta = 0$  ดังนั้นสมการที่ (2.7) จะสามารถลดรูปลงได้เท่ากับ

$$AF = \left[ \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (2.8)$$

ค่าของ  $\psi$  จะถือว่าน้อยมาก ๆ ดังนั้นเราสามารถประมาณค่าสมการได้เท่ากับ

$$AF \cong \left[ \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{\psi}{2}} \right] \quad (2.9)$$

ค่าสูงสุดของสมการที่ (2.8) และ (2.9) จะมีค่าเท่ากับ N เพื่อที่จะกำหนดให้ค่าตัวประกอบแกลลด์ับเป็นมาตรฐานเราจึงต้องกำหนดให้ค่าสูงสุดของแต่ละสมการเท่ากับหนึ่ง ดังนั้นสมการมาตรฐานของตัวประกอบแกลลด์ับคือ

$$(AF)_n = \frac{1}{N} \left[ \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (2.10)$$

หรือ

$$(AF)_n \cong \left[ \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{N}{2}\psi} \right] \quad (2.11)$$

## 2.5.2 สายอากาศแกลลด์ับแบบเชิงระนาบ

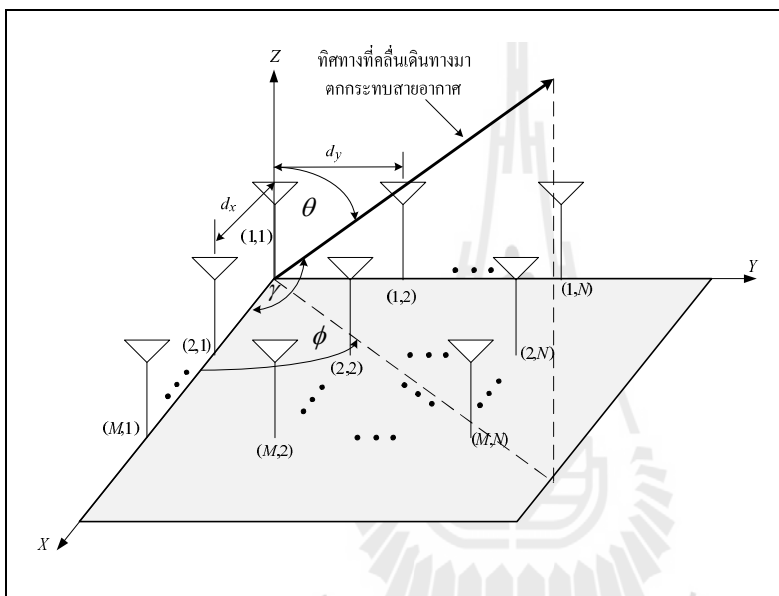
สายอากาศแกลลด์ับเชิงระนาบ (planar antenna array) เป็นรูปแบบที่ประยุกต์มาจากรูปแบบสายอากาศแกลลด์ับแบบเส้นที่ได้อธิบายใน 2.4.1 สายอากาศแต่ละตัวถูกจัดวางตัวเป็นสี่เหลี่ยมหรือที่เรียกว่าสายอากาศแกลลด์ับเชิงระนาบ สายอากาศแกลลด์ับเชิงระนาบจะมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่ยืดหยุ่นกว่าแบบเชิงเส้น คือสามารถควบคุมและเปลี่ยนแปลงแบบรูปการแผ่พลังงานได้ ดังนั้นสายอากาศแกลลด์ับเชิงระนาบมีความเอนกประสงค์มากและสามารถให้แบบรูปการแผ่พลังงานที่มีความสมดุลและมีพูรองที่ต่ำ ยิ่งไปกว่านั้นสายอากาศแกลลด์ับระนาบสามารถที่จะหันพู่หลักในมุมเงยและทุก ๆ ทิศรอบตัว 360° ดังนั้นสายอากาศแกลลด์ับระนาบจึงเหมาะกับการนำไปใช้ในงานเรดาร์ การชี้ทางระยะไกล (remote sensing) การสื่อสารไร้สายและรวมถึงระบบสายอากาศแก๊งด้วย ตามที่ได้อธิบายไว้ในหนังสือของ B.Allen, M. Ghavami (2005)

เราสามารถคำนวณหาพลังงานของสายอากาศแกลลด์ับระนาบโดยใช้สมการที่ (2.12) ได้ เช่นเดียวกับสายอากาศแกลลด์ับแบบเส้น แต่จะมีค่าตัวประกอบแกลลด์ับแตกต่างกันซึ่งสามารถหาได้ โดยเริ่มจากพิจารณามุม  $\gamma$  ตามที่แสดงในรูปที่ 2.2 จะได้

$$\cos \gamma = \hat{\mathbf{a}}_x \cdot \hat{\mathbf{a}}_r = \hat{\mathbf{a}}_x \cdot (\hat{\mathbf{a}}_x \sin \theta \cos \phi + \hat{\mathbf{a}}_y \sin \theta \sin \phi + \hat{\mathbf{a}}_z \cos \theta) = \sin \theta \cos \phi \quad (2.13)$$

เมื่อ  $\hat{a}_x$   $\hat{a}_y$   $\hat{a}_z$  และ  $\hat{a}_r$  คือเวกเตอร์หนึ่งหน่วยของแกน  $x$   $y$   $z$  และ  $r$  ตามลำดับ เมื่อพิจารณาเฉพาะแนวแกน  $x$  เราจะได้ค่าตัวประกอบแวลลำดับดังนี้

$$\begin{aligned} AF_x &= \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \cos \gamma + \beta_x)} \\ &= \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} \end{aligned} \quad (2.14)$$



รูปที่ 2.2 สายอากาศแวลลำดับแบบระนาบจำนวน  $2 \times 2$

เมื่อ  $I_{m1}$  คือค่าสัมประสิทธิ์กระแสกระตุ้นของสายอากาศแต่ละต้น  $d_x$  คือระยะห่างของสายอากาศแต่ละต้นในแนวแกน  $x$  และ  $\beta_x$  คือค่าความต่างเฟสของสายอากาศแต่ละต้นในแนวแกน  $x$  เมื่อพิจารณาเฉพาะแนวแกน  $y$  เช่นเดียวกันกับที่พิจารณาแกน  $x$  เราจะได้ค่าตัวประกอบแวลลำดับเท่ากับ

$$AF_y = \sum_{n=1}^N I_{1n} e^{j(m-1)(kd_y \sin \theta \cos \phi + \beta_y)} \quad (2.15)$$

เมื่อ  $I_{1n}$  คือค่าสัมประสิทธิ์กระแสกระตุ้นของสายอากาศแต่ละต้น  $d_y$  คือระยะห่างของสายอากาศแต่ละต้นในแนวแกน  $y$  และ  $\beta_y$  คือค่าความต่างเฟสของสายอากาศแต่ละต้นในแนวแกน  $y$  ดังนั้นเราสามารถหาค่าตัวประกอบแวลลำดับของทั้งแกน  $x$  และ  $y$  รวมกันหรือที่เรียกว่าแบบระนาบได้ด้วยการคูณค่าตัวประกอบแวลลำดับของทั้งแกน  $x$  และ  $y$  เข้าด้วยกันจะได้

$$AF = \sum_{n=1}^N I_{1n} \left[ \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} \right] e^{j(n-1)(kd_y \sin \theta \cos \phi + \beta_y)} \quad (2.16)$$

ถ้าสมมติให้แอมพลิจูดของสายอากาศแต่ละต้นทั้งในแกน  $x$  และ  $y$  มีค่าเท่ากันจะได้

$$I_{mn} = I_{m1} I_{1n} \quad (2.17)$$

และกำหนดให้แอมพลิจูดมีค่าเท่ากับหนึ่งหน่วยจะได้  $I_{mn} = I_0$  ดังนั้นเราสามารถลดรูปสมการ (2.16) ลงเหลือเท่ากับ

$$AF = I_0 \sum_{m=1}^M e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd_y \sin \theta \cos \phi + \beta_y)} \quad (2.18)$$

เช่นเดียวกันกับสายอากาศแถวลำดับแบบเส้นเราสามารถทำสมการค่าตัวประกอบให้อยู่ในรูปมาตรฐานได้โดยใช้ฟังก์ชันไซน์ตามที่แสดงในสมการที่ (2.10) และ (2.11) ซึ่งจะได้เท่ากับ

$$AF_n(\theta, \phi) = \left\{ \frac{1}{M} \frac{\sin\left(\frac{M}{2}\psi_x\right)}{\sin\left(\frac{\psi_x}{2}\right)} \right\} \left\{ \frac{1}{N} \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi_y\right)}{\sin\left(\frac{\psi_y}{2}\right)} \right\} \quad (2.19)$$

เมื่อ

$$\psi_x = kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x \quad (2.20)$$

$$\psi_y = kd_y \sin \theta \cos \phi + \beta_y \quad (2.21)$$

## 2.6 ระบบสายอากาศแก่ง

ระบบสายอากาศแก่ง (smart antenna systems) ได้เริ่มพัฒนามาตั้งแต่ในช่วงปี ค.ศ.1980 เป็นต้นมา แต่เดิมระบบสายอากาศแก่งได้ถูกพัฒนาเพื่อใช้ในระบบเรดาร์แต่ต่อมาได้ถูกนำมา

ประยุกต์ใช้งานกับงานสื่อสารไร้สายจนเป็นที่นิยม ซึ่งระบบสายอากาศเก่งจะประกอบด้วยกลุ่มของสายอากาศหลาย ๆ ต้น จัดเรียงตัวกันในรูปแบบต่าง ๆ กัน ร่วมกับการประมวลผลสัญญาณทั้งทางเวลาและทางตำแหน่งเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพให้กับระบบสื่อสารไร้สาย เช่น เพิ่มอัตราขยายของสายอากาศจึงขยายพื้นที่ครอบคลุมให้กว้างขึ้น และทำให้ความเร็วในการสื่อสารข้อมูลสูงขึ้น เนื่องจากระบบสายอากาศเก่งจะหันพู่หลักไปเฉพาะในทิศทางที่ต้องการเท่านั้น จึงไม่สูญเสียพลังงานไปในทิศทางอื่น ทำให้ประหยัดพลังงานและยืดอายุการใช้งานแบตเตอรี่ ปรับปรุงเสถียรภาพของระบบให้ดีขึ้น ลดสัญญาณแทรกสอด

รูปที่ 2.3 แสดงส่วนประกอบของสายอากาศเก่งซึ่งระบบสายอากาศเก่งประกอบด้วย 2 ส่วนหลัก ๆ ได้แก่ สายอากาศแถวลำดับและระบบประมวลผลสัญญาณ (signal processing systems) ซึ่งในระบบประมวลผลจะทำหน้าที่ในการหาทิศทางของสัญญาณที่เข้ามา (Direction of Arrival : DOA) และการคำนวณเพื่อก่อรูปลำคลื่น ตามที่ได้แสดงในหนังสือของ Liberti, J. C., and Rappaport, T. S. (1999) ซึ่งระบบนี้สามารถลดสัญญาณแทรกสอดได้โดยการก่อรูปลำคลื่นของพู่หลักไปยังทิศทางของสัญญาณที่ต้องการในขณะที่หันจุดศูนย์หรือพู่รองไปยังทิศทางของสัญญาณแทรกสอด โดยหลักการเบื้องต้นในการที่จะหันลำคลื่นสามารถอธิบายได้โดยใช้ระบบสายอากาศแถวลำดับแบบระนาบเชิงเส้นจำนวน 2 ต้นตามที่แสดงในรูปที่ 2.4 จากรูป D คือความต่างเฟสของสัญญาณที่มาตกกระทบสายอากาศแต่ละต้น  $d$  คือระยะห่างระหว่างสายอากาศ  $W$  คือค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสัญญาณ  $\theta_d$  และ  $\theta_i$  คือมุมที่มาตกกระทบสายอากาศของสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดตามลำดับจากรูปสัญญาณขาออกคือ

$$y_{out} = y_1 + y_2 \quad (2.22)$$

และกำหนดให้สัญญาณที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดตกกระทบสายอากาศแต่ละต้นจะได้

$$y_{2d} = A \quad (2.23)$$

$$y_{2i} = A_i \quad (2.24)$$

$$y_{1d} = A_d e^{j\theta_d} \quad (2.25)$$

$$y_{1i} = A_i e^{j\theta_i} \quad (2.26)$$

เมื่อ  $y_{1d}$   $y_{1i}$   $y_{2d}$  และ  $y_{2i}$  คือ สัญญาณที่ต้องการที่ตกกระทบสายอากาศต้นที่ 1 สัญญาณแทรกสอดที่ตกกระทบสายอากาศต้นที่ 1 สัญญาณที่ต้องการที่ตกกระทบสายอากาศต้นที่ 2 และสัญญาณแทรกสอดที่ตกกระทบสายอากาศต้นที่ 2 ตามลำดับ ดังนั้น

$$y_2 = y_{2d} + y_{2i} = w_2 (A_d + A_i) \quad (2.27)$$

$$y_1 = y_{1d} + y_{1i} = w_1 (A_d e^{j\theta_d} + A_i e^{j\theta_i}) \quad (2.28)$$

แทนค่าสมการที่ 2.8 และ 2.9 ลงในสมการที่ 2.3 จะได้

$$y_{out} = A_i (w_2 + w_1 e^{j\theta_i}) + A_d (w_2 + w_1 e^{j\theta_d}) \quad (2.29)$$

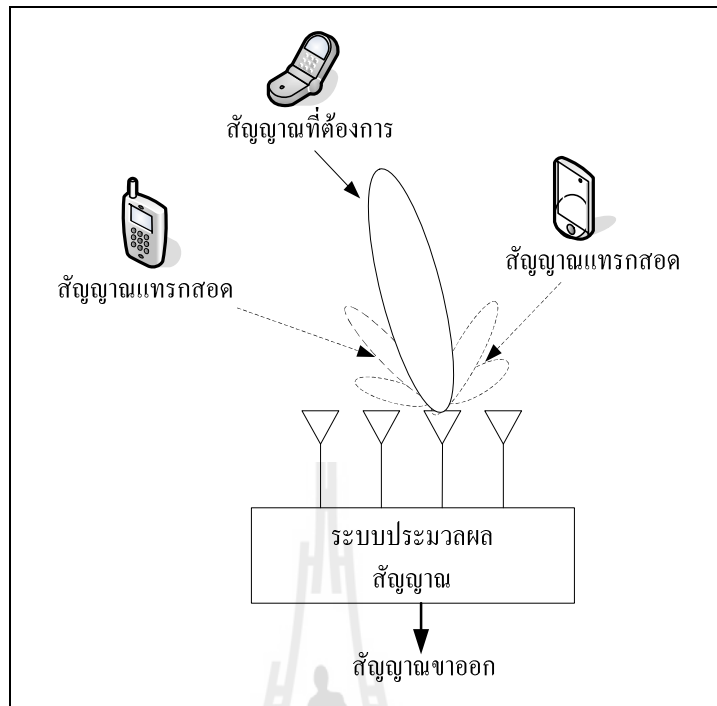
เราต้องการพจน์ของ  $A_i$  เท่ากับศูนย์เพื่อกำจัดสัญญาณแทรกสอดให้หมดไปและต้องการพจน์ของ  $A_d$  เท่ากับ  $A_d$  เพื่อยังคงรักษาสัญญาณที่ต้องการเอาไว้ ดังนั้นต้องทำให้

$$w_2 + w_1 e^{j\theta_i} = 0 \quad (2.30)$$

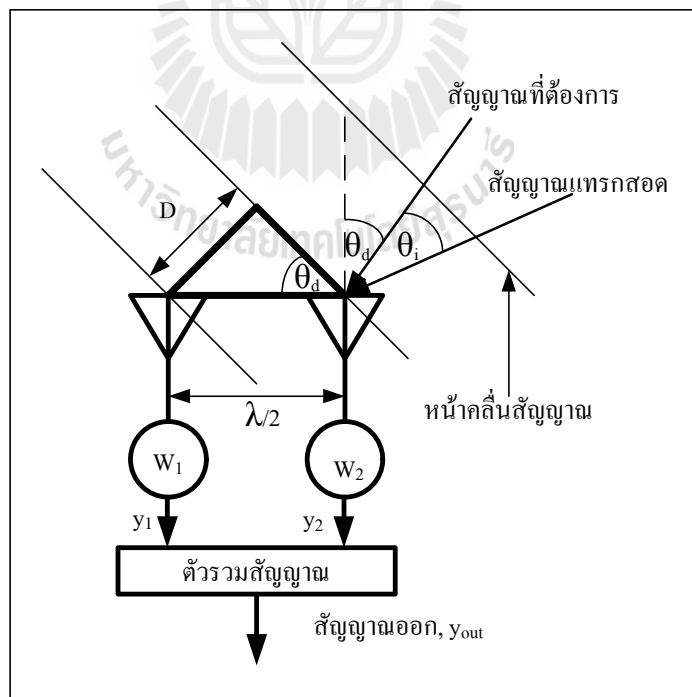
$$w_2 + w_1 e^{j\theta_d} = 1 \quad (2.31)$$

เมื่อย้ายข้างสมการที่ (2.30) เราจะได้

$$w_2 = -w_1 e^{j\theta_i} \quad (2.32)$$



รูปที่ 2.3 ระบบสายอากาศแก่ง



รูปที่ 2.4 ระบบสายอากาศแก่งเมื่อมีสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดมาตกกระทบ  
แทนสมการที่ (2.32) ลงใน (2.31) จะได้

$$-w_1 e^{j\theta_i} + w_1 e^{j\theta_d} = 1 \quad (2.33)$$

$$w_1 (e^{j\theta_d} - e^{j\theta_i}) = 1 \quad (2.34)$$

ดังนั้นเราจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนัก (weighting coefficients) ของสายอากาศต้นที่ 1 เท่ากับ

$$w_1 = \frac{1}{(e^{j\theta_d} - e^{j\theta_i})} \quad (2.35)$$

เช่นเดียวกับการหาค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสายอากาศต้นที่ 1 เมื่อย้ายข้างสมการที่ (2.30) เราจะได้

$$w_1 = \frac{-w_2}{e^{j\theta_i}} \quad (2.36)$$

แทนสมการที่ (2.35) ลงใน (2.31) จะได้

$$w_2 - \frac{w_2 e^{j\theta_d}}{e^{j\theta_i}} = 1 \quad (2.37)$$

$$w_2 \left( 1 - \frac{e^{j\theta_d}}{e^{j\theta_i}} \right) = 1 \quad (2.38)$$

$$w_2 \left( \frac{e^{j\theta_i} - e^{j\theta_d}}{e^{j\theta_i}} \right) = 1 \quad (2.39)$$

ดังนั้นเราจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสายอากาศต้นที่ 2 เท่ากับ



$$w_2 = \left( \frac{e^{j\theta_i}}{e^{j\theta_i} - e^{j\theta_d}} \right) \quad (2.40)$$

เมื่อแทนค่าสมการ (2.35) และ (2.40) เข้าไปในสมการที่ (2.29) สุดท้ายเราจะได้สัญญาณขาออกเท่ากับ

$$y_{out} = A_d \quad (2.41)$$

ระบบสายอากาศเก่งสามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภทดังนี้ ระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตช์ลำคลื่น (switched beam systems) และระบบสายอากาศเก่งแบบปรับตัว (adaptive antenna systems)

### 2.6.1 ระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตช์ลำคลื่น

ระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตช์ลำคลื่น ประกอบไปด้วยสายอากาศแถวลำดับ เครือข่ายก่อรูปลำคลื่น (beamforming network) ซึ่งสามารถสร้างลำคลื่นได้  $M$  ลำคลื่นในเวลาเดียวกัน และตัวเลือกลำคลื่น (beam selector) ตามที่แสดงในรูปที่ 2.5 ค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนัก (weight,  $T$ ) สำหรับสัญญาณขาออกที่มีลำคลื่นชี้ไปยังทิศทางที่  $m^{\text{th}}$  สามารถแสดงในสมการ (2.42) ดังนี้

$$T_m = [w_{0,m} \quad w_{1,m} \quad \dots \quad w_{N-1,m}] \quad (2.42)$$

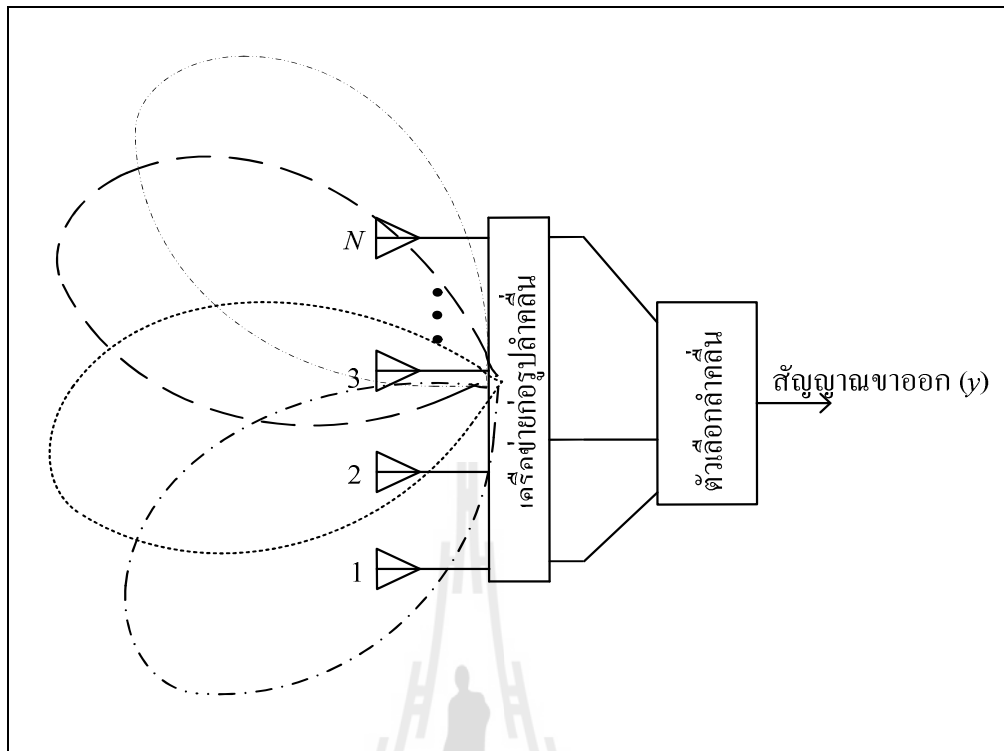
เมื่อ  $w_{n,m}$  คือค่าน้ำหนักของสายอากาศต้นที่  $n^{\text{th}}$  สำหรับการก่อรูปลำคลื่นในทิศทางที่  $m^{\text{th}}$  ซึ่งสัญญาณขาออกสามารถเขียนได้ดังนี้

$$y = T^{-1}x \quad (2.43)$$

เมื่อ  $x$  คือสัญญาณที่รับเข้ามาจากสายอากาศ ซึ่งแสดงอยู่ในรูปของเมทริกซ์

การทำงานของสายอากาศเก่งแบบสวิตช์ลำคลื่นประกอบด้วย 4 ขั้นตอนดังนี้

1. ตรวจหาทิศทางความแรงของสัญญาณ
2. เลือกลำคลื่นเพียงหนึ่งลำคลื่นที่ถูกเลือกไว้อย่างเหมาะสม



รูปที่ 2.5 โครงสร้างพื้นฐานของระบบสายอากาศแก่งแบบสวิทช์ลำคลื่น

3. ใช้ลำคลื่นในทิศทางที่เลือกเมื่อผู้ใช้ไม่มีการเคลื่อนที่
4. ใช้ลำคลื่นในทิศทางที่เลือกเมื่อผู้ใช้ไม่มีการเคลื่อนที่สลับเปลี่ยนลำคลื่นเดิมไปยังลำคลื่นใหม่เมื่อผู้ใช้เคลื่อนที่ไปยังส่วนอื่น นอกจากนี้การรวมสัญญาณขาออกของสายอากาศหลาย ๆ ตัวทำให้สายอากาศแบบปรับเลือกลำคลื่นสามารถสร้างรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นได้หลากหลายมากขึ้น ซึ่งทำให้ระบบมีทางเลือกของรูปแบบการแพร่กระจายแบบรูปการแผ่พลังงานที่มากกว่าการใช้สายอากาศต้นเดียว

เราสามารถสรุปข้อดีและข้อเสียของระบบสายอากาศแก่งแบบสวิทช์ลำคลื่นได้ดังนี้

#### ข้อดี

มีความซับซ้อนน้อย

สามารถติดตามสัญญาณได้รวดเร็วตามอัตราการปรับเปลี่ยนลำคลื่น

ในกรณีที่ระบบใช้จำนวนสายอากาศไม่มากนัก ประสิทธิภาพของสายอากาศแก่งแบบสวิทช์ลำคลื่นจะใกล้เคียงกับสายอากาศแก่งแบบปรับลำคลื่น

#### ข้อเสีย

อัตราการขยายสัญญาณต่ำในทิศทางที่อยู่ระหว่างลำคลื่น

การลดจำนวนสัญญาณแทรกสอดมีข้อจำกัด

ในกรณีที่สัญญาณไม่ชัดเจน มีการบดบังสัญญาณ มีการแทรกสอดของสัญญาณ หรือมีสัญญาณมาถึงในมุมกว้างหลาย ๆ มุม อาจมีความผิดพลาดในการเลือกสัญญาณได้

## 2.6.2 ระบบสายอากาศเก่งแบบปรับตัว

สายอากาศชนิดนี้เป็นสายอากาศชนิดที่สามารถปรับเปลี่ยนลำคลื่นให้ชี้ไปในทิศทางใด ๆ ได้ โดยอิสระ โดยจะมีตัวถ่วงน้ำหนักเพื่อทำการปรับลำคลื่น และมีส่วนที่เรียกว่าอัลกอริทึมแบบปรับตัว (adaptive algorithm) เป็นตัวคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสัญญาณ โดยหลักการทำงานของระบบคือเมื่อสัญญาณตกกระทบสายอากาศแต่ละต้นสัญญาณจะถูกส่งมาที่ส่วนอัลกอริทึมแบบปรับตัวเพื่อคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักแล้วส่งค่ากลับไปให้ตัวถ่วงน้ำหนักเพื่อคูณเข้ากับสัญญาณที่ตกกระทบสายอากาศดังนั้นจึงได้สัญญาณขาออกดังสมการที่ (2.44)

$$y = \mathbf{W}\mathbf{x} \quad (2.44)$$

เมื่อ  $\mathbf{x}$  คือสัญญาณที่มาจากกระทบบสายอากาศแต่ละต้น ระบบจะทำงานเป็นรูปแบบวงจรปิดแบบนี้ไปเรื่อย ๆ วิธีการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ดังกล่าวมีหลายวิธีขึ้นกับอัลกอริทึมที่เลือกใช้ ซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป จากกระบวนการดังกล่าวจะส่งผลให้ระบบสามารถหันพู่หลักไปยังทิศทางที่ต้องการและหันพู่รองหรือจุดศูนย์ไปยังทิศทางของสัญญาณแทรกสอดตามที่แสดงในรูปที่ 2.6

เราสามารถสรุปข้อดีและข้อเสียของระบบสายอากาศเก่งแบบปรับตัวได้ดังนี้

### ข้อดี

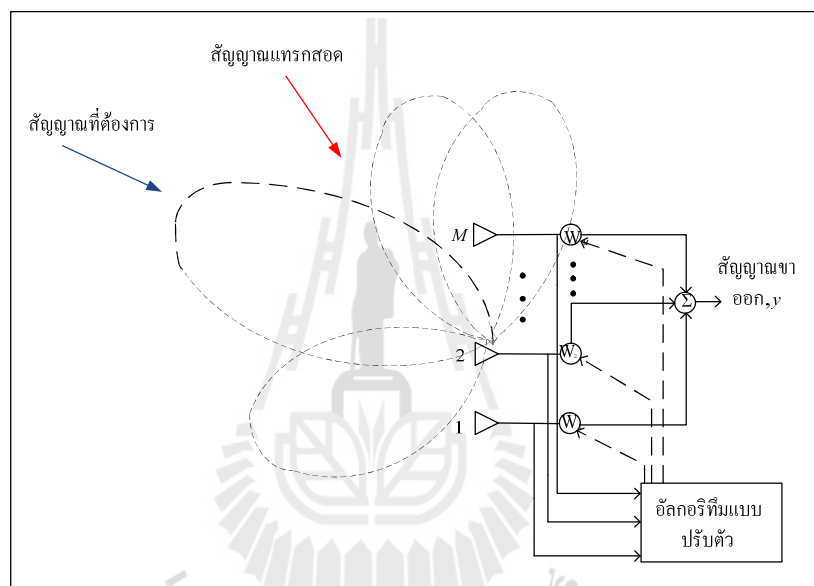
- มีอัตราส่วนสัญญาณที่ต้องต่อสัญญาณรบกวนสูง
- ไม่ต้องมีการปรับเทียบสายอากาศ (calibration)
- มีประสิทธิภาพดีแม้ในกรณีที่จำนวนสัญญาณรบกวนมากกว่าจำนวนสายอากาศ

### ข้อเสีย

- มีความซับซ้อนสูงมากกว่าสายอากาศเก่งแบบสวิตช์ลำคลื่น
- ต้องการสัญญาณอ้างอิงที่ดีเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุด
- ต้องการหน่วยประมวลผลความเร็วสูง

## 2.7 เทคนิคการหันลำคลื่น

จากที่กล่าวมาข้างต้นถึงข้อดีของระบบสายอากาศเก่งที่สามารถหันลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่ต้องการได้ โดยการหันลำคลื่นของระบบสายอากาศเก่งนั้นทำได้หลายเทคนิค เช่น การเปลี่ยนจุดป้อนสัญญาณ การลัดวงจรหรือเปิดวงจร แต่วิธีที่ได้รับความนิยมนำมาใช้ในระบบสายอากาศเก่งคือวิธีแบบบัทเลอร์เมทริกซ์ ซึ่งในงานวิจัยนี้นำเทคนิคของแบบบัทเลอร์เมทริกซ์ เนื่องจากเป็นวิธีการที่ง่ายและมีต้นทุนการผลิตต่ำซึ่งอาศัยการกัตลายวงจรบนแผงวงจรพิมพ์เท่านั้น ดังนั้นจึงเหมาะกับการออกแบบตัวเชื่อมต่อไฮบริดของงานวิจัยนี้ซึ่งนำมาใช้งานร่วมกับสายอากาศสวิตซ์ลำคลื่น



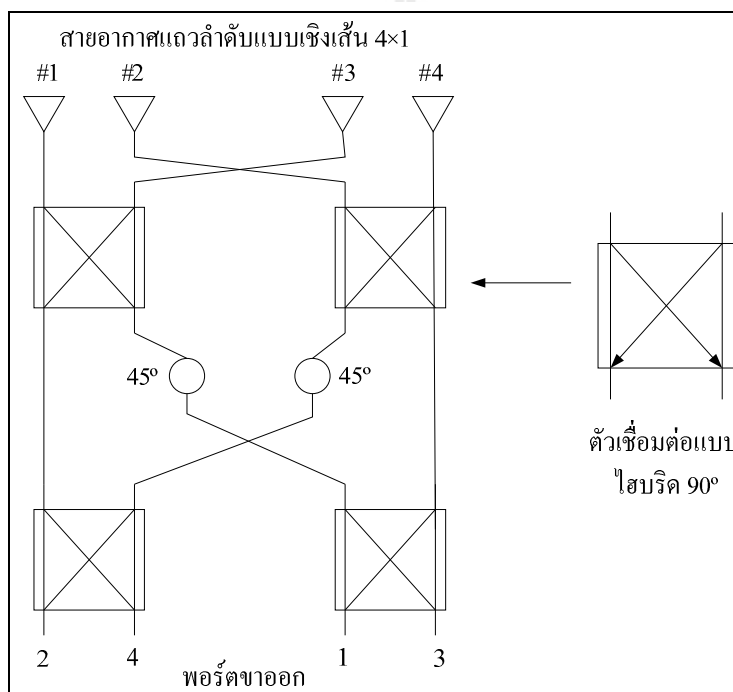
รูปที่ 2.6 โครงสร้างของสายอากาศเก่งแบบปรับตัว

### 2.7.1 เครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบบัทเลอร์เมทริกซ์

ในระบบสายอากาศเก่งประเภทสายอากาศเก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่น (switched-beam antenna) นี้จะมีตัวถ่วงน้ำหนัก (weight) เป็นองค์ประกอบที่สำคัญ เพื่อที่จะนำหน้าที่เป็นตัวปรับเลือกลำคลื่นให้ชี้ไปในทิศทางที่ต้องการ โดยตัวถ่วงน้ำหนักที่เราได้กล่าวถึงนั้น เรียกว่า เครือข่ายก่อรูปลำคลื่น (beamforming network) นั่นเอง ซึ่งสายอากาศเก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่นนั้นจะมีเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นเป็นตัวปรับลำคลื่นเพื่อชี้ไปในทิศทางที่ต้องการแบบเจาะจง เครือข่ายก่อรูปลำคลื่นที่กล่าวถึงนี้อาจจะมีหลายวิธี แต่วิธีที่ได้รับความนิยมในระบบสายอากาศเก่งก็คือ วิธี บัทเลอร์เมทริกซ์ ซึ่งวิธีนี้นั้นจะใช้ได้กับสายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้น (linear array) เท่านั้น

ตารางที่ 2.1 แสดงค่ามุมเฟสที่ต่างกันเมื่อผ่านเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ บัทเลอร์เมทริกซ์

พอร์ตขา ออก	สายอากาศ				ความ ต่างเฟส	ทิศทางของ ลำคลื่นหลัก
	1	2	3	4		
พอร์ต 1	$-45^\circ$	$-180^\circ$	$45^\circ$	$-90^\circ$	$-135^\circ$	$138.6^\circ$
พอร์ต 2	$0^\circ$	$-45^\circ$	$-90^\circ$	$-135^\circ$	$-45^\circ$	$104.5^\circ$
พอร์ต 3	$-135^\circ$	$-90^\circ$	$-45^\circ$	$0^\circ$	$45^\circ$	$75.5^\circ$
พอร์ต 4	$-90^\circ$	$45^\circ$	$-180^\circ$	$-45^\circ$	$135^\circ$	$41.4^\circ$



รูปที่ 2.7 องค์ประกอบของเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ บัทเลอร์เมทริกซ์

ส่วนประกอบของบัทเลอร์ บัทเลอร์เมทริกซ์ ซึ่งประกอบด้วยสายอากาศ 4 ต้น วางเรียงกันเป็นแถว ลำดับแบบเชิงเส้น ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา (90 degree hybrid coupler) ตัวไขว้สัญญาณ (cross over) และตัวเลื่อนเฟส 45 องศา (Phase shift 45 degree) ดังแสดงในรูปที่ 2.7 ตามที่แสดงในงานวิจัยของ Moody , H. (1994) โดยหลักการทำงานของบัทเลอร์เมทริกซ์ คือเมื่อมีสัญญาณมาตกกระทบบที่สายอากาศสัญญาณจะถูกส่งไปที่ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา และตัวไขว้สัญญาณ จากนั้นสัญญาณอาจผ่านตัวเลื่อนเฟส 45 องศา แล้วจึงถูกส่งผ่านตัวไขว้สัญญาณและ

ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา อีกครั้งหนึ่ง ซึ่งสุดท้ายแล้วจะทำให้สร้างลำคลื่นที่มีลำคลื่นหลักหันไปที่ 41.4 องศา 75.5 องศา 104.5 องศา และ 138.6 องศา ดังแสดงในตารางที่ 2.1

### 2.7.1.1 ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา

ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา คือ อุปกรณ์เชื่อมต่อเกี่ยวกับทิศทาง ทำหน้าที่ในการแยกสัญญาณที่ถูกส่งเข้ามายังพอร์ตอินพุต และส่งออกไปยังพอร์ตเอาต์พุตอย่างเท่ากัน โดยพอร์ตเอาต์พุตทั้ง 2 จะมีความต่างเฟส 90 องศา พอร์ตที่อยู่ด้านเดียวกันกับพอร์ตอินพุตจะเป็นพอร์ตแยกเช่นเมื่อสัญญาณถูกส่งเข้ามายังพอร์ต 1 สัญญาณจะถูกส่งออกที่พอร์ต 2 และพอร์ต 3 อย่างเท่ากัน มีกำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งของกำลังเดิม 3 ดีบี (3 dB) โดยสัญญาณที่พอร์ตทั้ง 2 นี้มีความต่างเฟส 90 องศา พอร์ต 4 เป็นพอร์ตแยก สัญญาณจะออกน้อยมาๆประมาณได้ว่าเป็นศูนย์ และในลักษณะเดียวกัน ถ้าป้อนสัญญาณเข้าที่พอร์ตอื่น กำลังที่ออกจากด้านตรงข้ามจะถูกแบ่งเหลือครึ่งหนึ่งแต่พอร์ตที่อยู่ด้านเดียวกันกับสัญญาณจะไม่ออกเสมือนว่าเป็นศูนย์ ไฮบริดชนิดนี้มักจะทำมาจากไมโครสตริปหรือสตริป ดังแสดงในรูปที่ 2.8 และยังเป็นที่ยึดกันดีในชื่อของไฮบริดแบบบรานซ์ไลน์ (branch-line hybrid) หรืออุปกรณ์เชื่อมต่อ 3 ดีบี (3 dB coupler) หรือ ตัวเชื่อมต่อไฮบริดแบบควอดเรเจอร์ 90 องศา (quadrature 90o hybrid coupler) ซึ่งวิธีการออกแบบใช้ทฤษฎีการออกแบบสายส่งสัญญาณ จากหนังสือของ David M. Pozar (1998) และในงานวิจัยฉบับนี้เราจะทำการวิเคราะห์การดำเนินงานของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา โดยใช้เทคนิคการจำแนกแบบคู่คู่ ซึ่งคล้ายกับวิธีที่ใช้สำหรับวงจรแบ่งกำลังของวิลคินสัน (Wilkinson power divider) โดยจะแสดงการวิเคราะห์ในบทที่ 3 ถัดไป

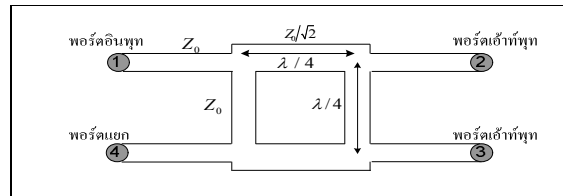
### 2.7.1.2 ตัวไขว้สัญญาณ

ตัวไขว้สัญญาณเป็นอุปกรณ์ที่ใช้แยกสัญญาณ โดยหน้าที่หลักของตัวไขว้สัญญาณ คือ จะทำหน้าที่ในการไขว้สัญญาณที่ถูกส่งเข้ามา เช่น เมื่อมีสัญญาณเข้าที่พอร์ต 1 ไมโครสตริปแบบไขว้สัญญาณจะบังคับให้สัญญาณไปออกที่พอร์ต 3 มากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ ส่วนที่พอร์ต 2 และพอร์ต 4 เป็นพอร์ตที่ไม่ควรมีสัญญาณออก หรือให้สัญญาณออกน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ และในทำนองเดียวกัน เมื่อมีสัญญาณเข้าที่พอร์ต 2 ไมโครสตริปแบบไขว้สัญญาณจะบังคับให้สัญญาณไปออกที่พอร์ต 4 มากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ ส่วนที่พอร์ต 1 และพอร์ต 3 เป็นพอร์ตที่ไม่ควรมีสัญญาณออก หรือให้สัญญาณออกน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ โดยรูปแบบวงจรดังรูปที่ 2.9

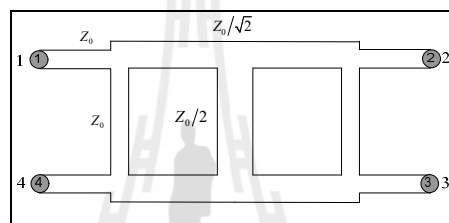
### 2.7.1.3 ตัวเลื่อนเฟส 45 องศา

ตัวเลื่อนเฟส 45 องศา ทำหน้าที่เป็นทางผ่านของสัญญาณ โดยหลักการทำงานคือเมื่อมีสัญญาณมาตกกระทบที่สายอากาศสัญญาณจะถูกส่งไปที่ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา และตัวไขว้สัญญาณ จากนั้นสัญญาณอาจผ่านตัวเลื่อนเฟส 45 องศา แล้วจึงถูกส่งผ่านตัวไขว้สัญญาณและ

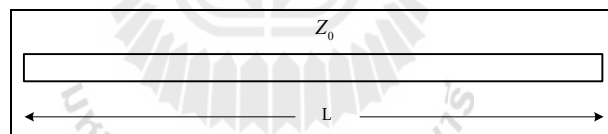
ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา อีกครั้งหนึ่ง ดังนั้นวงจรเลื่อนเฟสเป็นอุปกรณ์ส่วนหนึ่งในการทำงานร่วมกันของวงจรบทเลอร์เมทริกซ์ โดยรูปแบบวงจรดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.8 โครงสร้างของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา



รูปที่ 2.9 โครงสร้างของตัวไขว้สัญญาณ



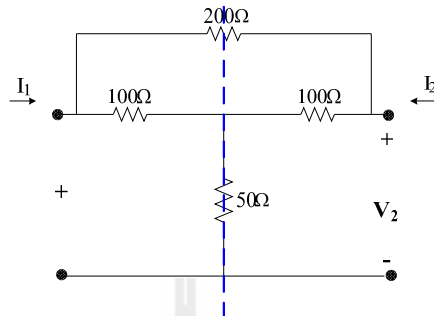
รูปที่ 2.10 โครงสร้างของตัวเลื่อนเฟส

## 2.8 ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิเคราะห์ออกแบบและลดขนาด

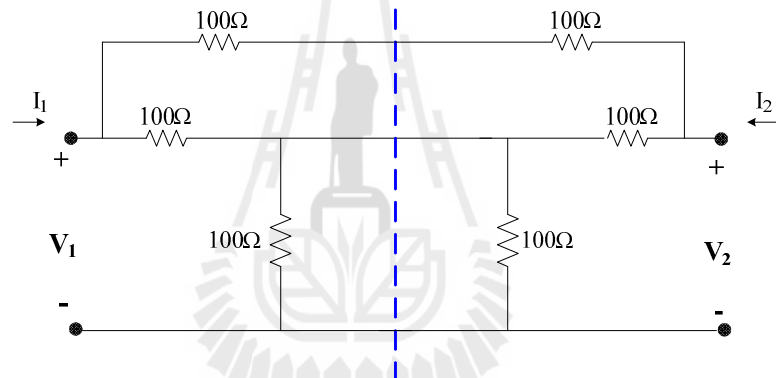
พื้นฐานการดำเนินงานการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา ในงานวิจัยฉบับนี้เราจะทำการวิเคราะห์โดยใช้เทคนิคการจำแนกโหมดคี่และคู่ (Even/Odd Mode) โดยเราจะทำการศึกษาทฤษฎีพื้นฐานการจำแนกโหมดคี่และคู่ และทฤษฎีพื้นฐาน เอบีซีดี เมทริกซ์ ของสายส่ง (the transmission [ABCD] Matrix) เพื่อที่จะสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการวิเคราะห์หาสมการการออกแบบลดขนาดตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา

### 2.8.1 ทฤษฎีพื้นฐานการจำแนกโหนดคี่และคู่

ยกตัวอย่างพิจารณาวงจรสมมูลสองพอร์ต ดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลของอุปกรณ์สองพอร์ต

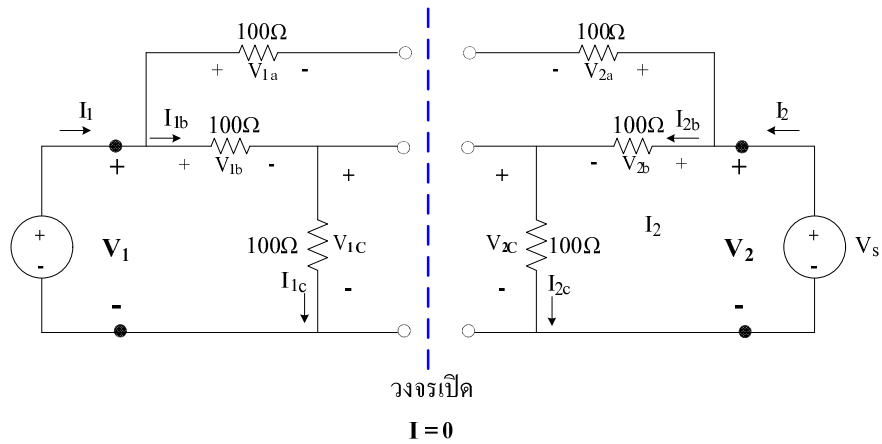


รูปที่ 2.12 วงจรสมมูลของอุปกรณ์สองพอร์ตโดยจัดรูปแบบวงจรใหม่

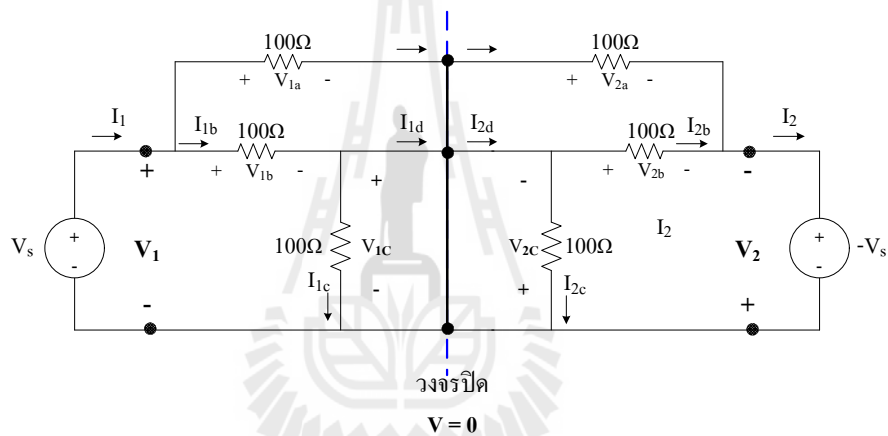
เนื่องจากวงจรมีความสมมาตรทำการจัดรูปแบบวงจรใหม่โดยทำเสมือนแบ่งครึ่งวงจรด้วยวิธีการจับความต้านทานมาขนานกันและอนุกรมเพื่อให้ได้ค่าความต้านทานที่เท่าเดิมกับวงจรรูปที่

2.12





รูปที่ 2.13 วงจรเสมือนเปิด (virtual open)

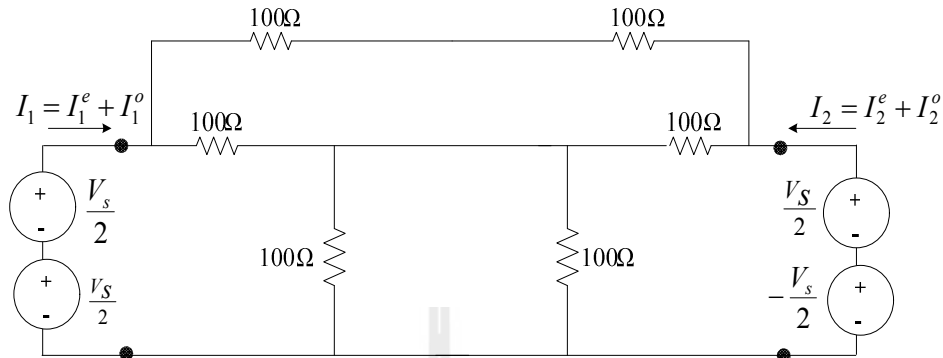


รูปที่ 2.14 วงจรเสมือนปิด (virtual short)

เนื่องจากวงจรมีความสมมาตร สามารถแบ่งครึ่งคิดกระแสและแรงดันใหม่ได้ จากรูปที่ 2.12 เรียกวิธีการนี้ว่าการจำแนกแบบคู่ (even mode) กำหนดแหล่งจ่ายเท่ากัน วงจรเปิด สามารถแยกคิดออกจากกันพิจารณาด้านเดียวได้และในทำนองเดียวกันเนื่องจากวงจรมีความสมมาตร สามารถแบ่งครึ่งคิดกระแสและแรงดันใหม่ได้ จากรูปที่ 2.13 เรียกวิธีการนี้ว่าการจำแนกแบบคี่ (odd mode) กำหนดแหล่งจ่ายตรงข้ามกัน วงจรปิด สามารถแยกคิดออกจากกันพิจารณาด้านเดียวได้ จากวงจรรูปที่ 2.13 และ 2.14 สามารถแยกคิดวงจรแค่ครึ่งเดียวได้ และสามารถคำนวณหาค่ากระแสและแรงดันโดยใช้ทฤษฎีวงจรไฟฟ้าเบื้องต้น เนื่องจากวงจรเป็นเชิงเส้น ดังนั้นผลตอบสนองตามความเป็นจริงสามารถแทนด้วยการนำผลตอบสนองทั้งจากการจำแนกแบบคู่-คี่

$$I_1 = I_1^e + I_1^o \tag{2.45}$$

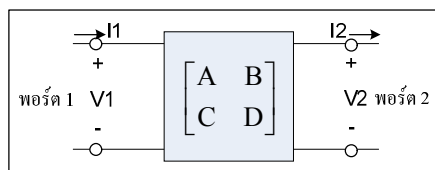
$$I_2 = I_2^e + I_2^o \tag{2.46}$$



รูปที่ 2.15 วงจรสมมูลของอุปกรณ์สองพอร์ตโดยใช้หลักการจำแนกแบบคู่-คี่

### 2.8.2 ทฤษฎีพื้นฐาน เอบีซีดี เมทริกซ์ สายส่ง (The transmission line [ABCD] Matrix)

เอบีซีดี เป็นพารามิเตอร์ในการการส่ง (Transmission parameter) สำหรับระบบวงจรสองพอร์ต (two ports) แบบต่อกัน (cascade) ซึ่งเป็นวงจรพื้นฐานที่สุดในการนิยามเมทริกซ์ แล้วก็เป็นวงจรที่พบบ่อยครั้งในภาคปฏิบัติ ยกตัวอย่างเช่น การนำท่อนำคลื่นหรือสายนำสัญญาณอย่างอื่นที่มีค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติที่ต่างกันมาต่อกัน หรือท่อนำคลื่นที่มีชิ้นส่วนรีแอกตีฟอยู่ภายใน เป็นต้น จากรูป 2.16 เอบีซีดี เมทริกซ์ ของระบบวงจรสองพอร์ตโดยกำหนดให้อินพุตพอร์ตคือ พอร์ต 1 และเอาต์พุตคือพอร์ต 2 ดังนั้นสามารถหาความสัมพันธ์ในเทอมของแรงดัน (V) และกระแส (I) ของวงจรกำหนดจาก



รูปที่ 2.16 ระบบโครงข่ายสองพอร์ต

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \tag{2.47}$$

หรือ

$$V_1 = AV_2 - BI_2 \tag{2.48}$$

$$I_1 = CV_2 - DI_2 \quad (2.49)$$

จากสมการที่ (2.48) หาค่าพารามิเตอร์ A ได้จาก

$$\begin{aligned} V_1 &= AV_2 - BI_2 \\ A &= \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \end{aligned} \quad (2.50)$$

เมื่อเทอม  $-BI_2$  มีค่าเป็นศูนย์ การที่จะทำให้เทอมนี้เป็นศูนย์ได้ โดยการเปิดวงจร (open circuit) ที่พอร์ต 2 นั่นคือจะไม่มีกระแสไหลในวงจร จะได้สมการใหม่คือ

$$V_1 = AV_2 \quad (2.51)$$

จากสมการที่ (2.48) หาค่าพารามิเตอร์ B ได้จาก

$$\begin{aligned} V_1 &= AV_2 - BI_2 \\ B &= \left. \frac{V_1}{-I_2} \right|_{V_2=0} \end{aligned} \quad (2.52)$$

เมื่อเทอม  $AV_2$  มีค่าเป็นศูนย์ การที่จะทำให้เทอมนี้เป็นศูนย์ได้ โดยการปิดวงจร (short circuit) ที่พอร์ต 2 นั่นคือจะไม่มีแรงดันที่พอร์ต 2 จะได้สมการใหม่คือ

$$V_1 = -BI_2 \quad (2.53)$$

จากสมการที่ (2.49) หาค่าพารามิเตอร์ C ได้จาก

$$I_1 = CV_2 - DI_2$$

$$C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad (2.54)$$

เมื่อเทอม  $-DI_2$  มีค่าเป็นศูนย์ การที่จะทำให้เทอมนี้เป็นศูนย์ได้ โดยการเปิดวงจร (open circuit) ที่พอร์ต 2 นั่นคือจะไม่มีกระแสไหลในวงจร จะได้สมการใหม่คือ

$$I_1 = CV_2 \quad (2.55)$$

จากสมการที่ (2.49) หาค่าพารามิเตอร์ D ได้จาก

$$I_1 = CV_2 - DI_2$$

$$D = \left. \frac{I_1}{-I_2} \right|_{V_2=0} \quad (2.56)$$

เมื่อเทอม  $CV_2$  มีค่าเป็นศูนย์ การที่จะทำให้เทอมนี้เป็นศูนย์ได้ โดยการปิดวงจร (short circuit) ที่พอร์ต 2 นั่นคือจะไม่มีแรงดันที่พอร์ต 2 จะได้สมการใหม่คือ

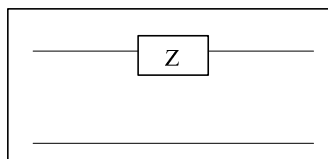
$$I_1 = -DI_2 \quad (2.57)$$

จากสมการที่ (2.50) (2.52) (2.54) และ (2.56)

- A เป็นอัตราส่วนของแรงดันด้านอินพุตต่อแรงดันด้านเอาต์พุต พารามิเตอร์นี้จึงไม่มีหน่วย
- B เป็นอัตราส่วนของแรงดันด้านอินพุตต่อกระแสด้านเอาต์พุต พารามิเตอร์นี้จึงไม่มีหน่วย
- C เป็นอัตราส่วนของกระแสด้านอินพุตต่อแรงดันด้านเอาต์พุต พารามิเตอร์นี้จึงไม่มีหน่วย
- D เป็นอัตราส่วนของกระแสด้านอินพุตต่อกระแสด้านเอาต์พุต พารามิเตอร์นี้จึงไม่มีหน่วย

#### ยกตัวอย่างการวิเคราะห์วงจร

เมื่อพิจารณา วงจรสองพอร์ตที่มีอิมพีแดนซ์ต่ออยู่ ดังรูปที่ 2.17 ซึ่งเป็นวงจรพื้นฐานที่มักเป็นส่วนประกอบในระบบในวงจรระบบโครงข่ายอื่นๆ



รูปที่ 2.17 วงจรสองพอร์ตแบบมีอิมพีแดนซ์ต่อในวงจร

พารามิเตอร์ A

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0}$$

กรณีจะเห็นว่าเมื่อ เปิดวงจร ด้านเอาต์พุตแล้ว แรงดันไฟฟ้า  $V_1=V_2$  ดังนั้น

$$A = \frac{V_1}{V_2} = \frac{V_2}{V_1} = 1$$

พารามิเตอร์ B

$$B = \left. \frac{V_1}{-I_2} \right|_{V_2=0}$$

อย่าลืมว่าในวงจรนี้กระแส  $I_1$  และ  $I_2$  มีค่าเท่ากันแต่ทิศทางสวนทางกัน ดังนั้น

$$B = \frac{V_1}{-I_2} = \frac{V_1}{I_1} = Z$$

พารามิเตอร์ C

$$C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0}$$

เมื่อ  $I_2 = 0$  แต่  $I_1 = I_2$  ดังนั้น  $I_1 = 0$  ดังนั้น

$$C = \frac{I_1}{V_2} = \frac{0}{V_2} = 0$$

พารามิเตอร์ D

$$D = \frac{I_1}{-I_2} \Big|_{V_2=0}$$

เมื่อ short circuit ด้านเอาต์พุต จะพบว่า  $I_1 = -I_2$  ดังนั้น

$$D = \frac{I_1}{-I_2} = \frac{-I_2}{-I_2} = 1$$

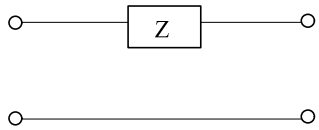
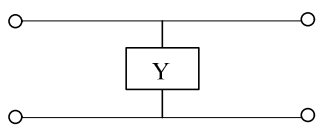
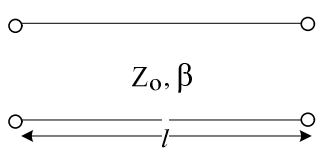
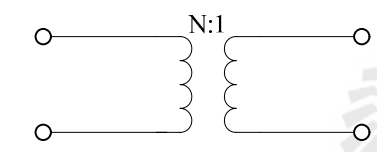
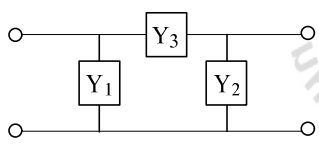
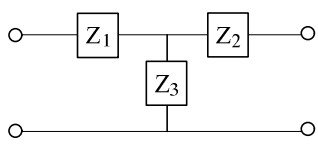
จากวงจรจะเห็นว่าพารามิเตอร์ ABCD สามารถเขียนเป็นเมทริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

จากหลักการวิเคราะห์วงจรในตัวอย่างเป็นประโยชน์อย่างมากสำหรับการวิเคราะห์วงจรของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดในหัวข้อถัดไป และสามารถนำไปเป็นแนวทางในการวิเคราะห์วงจรในลักษณะอื่นได้ หรือจะดูค่าได้จากตารางที่ 2.2 ซึ่งแสดงค่าพารามิเตอร์แบบเอบีซีดี ที่เป็นประโยชน์ต่อวงจรสองพอร์ต และในตารางที่ 2.3 แสดงการแปลงค่าพารามิเตอร์แบบเอบีซีดี ระหว่างระบบสองพอร์ตให้เป็นพารามิเตอร์แบบเอส พารามิเตอร์แบบวาย และพารามิเตอร์แบบแซท เพื่อง่ายต่อการนำไปใช้วิเคราะห์รูปแบบวงจรอื่นๆได้ ขึ้นอยู่กับการนำไปใช้

ในงานวิจัยฉบับนี้จะเลือกวิเคราะห์วงจรแบบพารามิเตอร์แบบเอบีซีดีก่อน และแปลงเป็นพารามิเตอร์แบบเอส แต่ทั้งนี้ทั้งนั้นผู้อ่านจะเลือกใช้พารามิเตอร์แบบวาย หรือ พารามิเตอร์แบบแซท ก็ขึ้นอยู่กับความถนัดในการวิเคราะห์ ซึ่งจะให้ผลลัพธ์ออกมาที่มีค่าเท่ากัน

ตารางที่ 2.2 แสดงค่าพารามิเตอร์แบบเอบีซีดี ที่เป็นประโยชน์ต่อวงจรสองพอร์ต

วงจร	เอบีซีดี พารามิเตอร์
	$\begin{aligned} A &= 1 & B &= Z \\ C &= 0 & D &= 1 \end{aligned}$
	$\begin{aligned} A &= 1 & B &= 0 \\ C &= Y & D &= 1 \end{aligned}$
	$\begin{aligned} A &= \cos \beta l & B &= jZ_0 \sin \beta l \\ C &= jY_0 \sin \beta l & D &= \cos \beta l \end{aligned}$
	$\begin{aligned} A &= N & B &= 0 \\ C &= 0 & D &= \frac{1}{N} \end{aligned}$
	$\begin{aligned} A &= 1 + \frac{Y_2}{Y_3} & B &= \frac{1}{Y_3} \\ C &= Y_1 + Y_2 + \frac{Y_1 Y_2}{Y_3} & D &= 1 + \frac{Y_1}{Y_3} \end{aligned}$
	$\begin{aligned} A &= 1 + \frac{Z_1}{Z_3} & B &= Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3} \\ C &= \frac{1}{Z_3} & D &= 1 + \frac{Z_2}{Z_3} \end{aligned}$

ตารางที่ 2.3 ตารางการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ระหว่างระบบสองพอร์ต

	S	Z	Y	ABCD
$S_{11}$ $S_{12}$ $S_{21}$ $S_{22}$	$S_{11}$ $S_{12}$ $S_{21}$ $S_{22}$	$\frac{(Z_{11} - Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{\Delta Z}$ $\frac{2Z_{12}Z_0}{\Delta Z}$ $\frac{2Z_{21}Z_0}{\Delta Z}$ $\frac{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} - Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{\Delta Z}$	$\frac{(Z_{11} - Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{\Delta Z}$ $\frac{2Z_{12}Z_0}{\Delta Z}$ $\frac{2Z_{21}Z_0}{\Delta Z}$ $\frac{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} - Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{\Delta Z}$	$\frac{A+B/Z_0 - CZ_0 - D}{A+B/Z_0 + CZ_0 + D}$ $\frac{2(AD-BC)}{A+B/Z_0 + CZ_0 + D}$ $\frac{2}{A+B/Z_0 + CZ_0 + D}$ $\frac{-A+B/Z_0 - CZ_0 + D}{A+B/Z_0 + CZ_0 + D}$
$Z_{11}$ $Z_{12}$ $Z_{21}$ $Z_{22}$	$Z_0 \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$ $Y_0 \frac{2S_{12}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$ $Y_0 \frac{2S_{12}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$ $Z_0 \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$	$Z_{11}$ $Z_{12}$ $Z_{21}$ $Z_{22}$	$\frac{Y_{22}}{ Y }$ $\frac{-Y_{12}}{ Y }$ $\frac{-Y_{21}}{ Y }$ $\frac{Y_{11}}{ Y }$	$\frac{A}{C}$ $\frac{AD-BC}{C}$ $\frac{1}{C}$ $\frac{D}{C}$
$Y_{11}$ $Y_{12}$ $Y_{21}$ $Y_{22}$	$Y_0 \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$ $Y_0 \frac{-2S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$ $Y_0 \frac{-2S_{12}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$ $Y_0 \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$	$\frac{Z_{22}}{ Z }$ $\frac{-Z_{12}}{ Z }$ $\frac{-Z_{21}}{ Z }$ $\frac{Z_{11}}{ Z }$	$Y_{11}$ $Y_{12}$ $Y_{21}$ $Y_{22}$	$\frac{D}{B}$ $\frac{BC-AD}{B}$ $\frac{-1}{B}$ $\frac{A}{B}$
$A$ $B$ $C$ $D$	$\frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$ $Z_0 \frac{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$ $\frac{1}{Z_0} \frac{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$ $\frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{Z_{11}}{ Z }$ $Z_{11}$ $\frac{ Z }{Z_{11}}$ $\frac{1}{Z_{21}}$ $Z_{21}$ $\frac{Z_{22}}{Z_{21}}$ $Z_{21}$	$\frac{-Y_{12}}{Y_{21}}$ $\frac{-1}{Y_{21}}$ $\frac{- Y }{Y_{21}}$ $\frac{-Y_{11}}{Y_{21}}$	$A$ $B$ $C$ $D$
$ Z  = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21};  Y  = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}; \Delta Y = (Y_{11} + Y_0)(Y_{22} + Y_0) - Y_{12}Y_{21}; \Delta Z = (Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}; Y_0 = 1/Z_0$				



## 2.9 กล่าวสรุป

ตามเนื้อหาที่กล่าวมาข้างต้นในบทนี้จะเห็นว่า ระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ในยุคต่างๆ มีการพัฒนาเทคโนโลยีให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น เพื่อตอบสนองความต้องการด้านการรับส่งข้อมูลที่มากขึ้นของลูกค้า แต่ยังคงมีปัญหาในเรื่องสัญญาณแทรกสอด และการลดทอนของสัญญาณที่ได้รับ โดยระบบสายอากาศเก่งสามารถช่วยเพิ่มประสิทธิภาพในการรับสัญญาณได้ดีขึ้น โดยเราเล็งเห็นถึงความสำคัญในการใช้งานเพื่อสื่อสารส่งผ่านข้อมูลต่างๆให้มีความสะดวกสบายมากขึ้น จึงมีแนวคิดในการลดขนาดของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90° ซึ่งมีผลทำให้วงจรรวมในระบบสายอากาศเก่งมีขนาดเล็กลง ด้วยเหตุนี้เราจึงเลือกออกแบบลดขนาดตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90° ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญในโครงข่ายก่อนรูปถ่ายคลื่นแบบบัทเลอร์เมทริกซ์ ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้ร่วมกับระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตช์ลำคลื่น เนื่องจากมีความซับซ้อนและค่าใช้จ่ายในการสร้างต่ำกว่าสายอากาศเก่งแบบปรับตัว ในบทนี้จึงแสดงทฤษฎีที่เป็นประโยชน์ที่จะนำมาเป็นแนวทางในการวิเคราะห์ออกแบบในบทถัดไป





## บทที่ 3

### การออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา

#### 3.1 กล่าวนำ

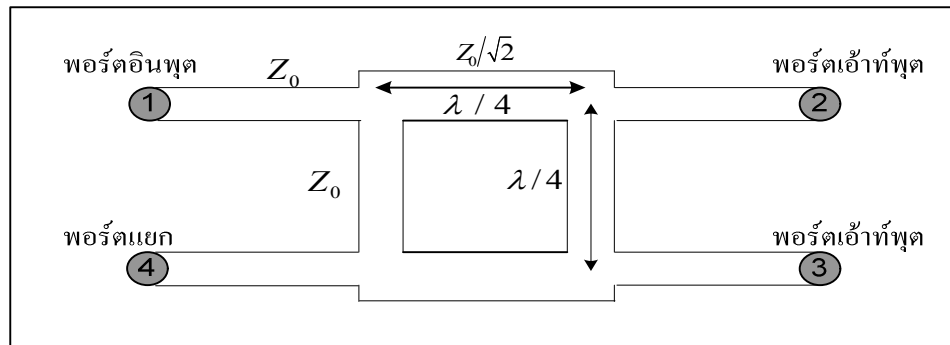
ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา ซึ่งแบ่งเป็นทั้งหมดห้าส่วน ส่วนแรกคือการกล่าวนำเข้าสู่เนื้อหา ส่วนที่สองจะเป็นเรื่องของ การออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศาตามทฤษฎี และกล่าวถึงวัสดุที่เลือกใช้ในการออกแบบและสร้าง ต่อมาในส่วนที่สามจะเป็น ส่วนของการวิเคราะห์โครงสร้างตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 ด้วยทฤษฎี Even-Odd Mode ในส่วนที่สี่ จะกล่าวถึงการวิเคราะห์ออกแบบการลดขนาดตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา ด้วยทฤษฎี Even-Odd Mode โดยในการออกแบบทั้งหมดเราจะดำเนินการออกแบบที่ช่วงความถี่ 800-3000 MHz ครอบคลุมช่วงความถี่ของผู้ให้บริการเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทยในยุคการสื่อสารทั้ง 1G 2G 3G และรองรับ 4G ในอนาคตโดยใช้ความถี่ของเทคโนโลยีแอลทีอี

#### 3.2 การออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา

จากที่ได้กล่าวไปในบทที่ 2 เราจะออกแบบลดขนาดตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา ซึ่งเป็น อุปกรณ์ที่สำคัญในโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบบัทเลอร์เมทริกซ์ ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้ร่วมกับ ระบบสายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่น เราจึงต้องทำการศึกษาและออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา ตามทฤษฎีก่อน เพื่อที่จะนำไปสู่การออกแบบลดขนาดได้ โดยเราจะนำขนาดมาทำการ เปรียบเทียบกัน แสดงให้เห็นว่าเมื่อลดขนาดลงแล้วผลตอบแทนที่ได้ให้ผลใกล้เคียงกับค่าตามทฤษฎี ในส่วนนี้จึงกล่าวถึงวัสดุที่เลือกใช้ในการออกแบบและสร้างและทฤษฎีที่ใช้ในการคำนวณหา ค่าพารามิเตอร์ของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา

##### 3.2.1 แผงวงจรพิมพ์ (Printed circuit board)

วัสดุสำคัญในการสร้างตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศาคือแผงวงจรพิมพ์ ซึ่งเป็นแผ่นที่มี ทองแดงอยู่ด้านบนและล่าง ชั้นกลางด้วยวัสดุที่เป็นฉนวนมีความหนาและมีค่าความนำไฟฟ้าต่างกัน ขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้งาน ซึ่งเราสามารถออกแบบและกัดลายวงจรให้บนแผงวงจรเพื่อใช้เป็นสายส่ง สัญญาณ (transmission line) ในงานวิจัยชิ้นนี้เราเลือกใช้งานแผงวงจรพิมพ์แบบ FR4 ที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก ( $\epsilon_r$ ) เท่ากับ 4.5 และมีความหนาของแผงวงจรพิมพ์ ( $d$ ) เท่ากับ 1.66 mm



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา

### 3.2.2 ทฤษฎีการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา

วิธีการออกแบบได้อ้างทฤษฎีการออกแบบสายส่งสัญญาณ จากหนังสือของ David M. Pozar (1998) โดยวงจรตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา มีลักษณะดังรูปรูปแบบดังรูปที่ 3.1 ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา จะมีหลักการทำงานคือ ค่าความต่างเฟสของ  $S_{21}$  เทียบกับ  $S_{31}$  เท่ากับ  $90^\circ$  และในกรณีเดียวกัน ค่าความต่างเฟสของ  $S_{34}$  เทียบกับ  $S_{24}$  จะเท่ากับ  $90$  องศา เช่นเดียวกัน เราสามารถคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา ได้ดังนี้

$$\frac{w}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2}; \frac{w}{d} \leq 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 \ln(2B-1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right]; \frac{w}{d} > 2 \end{cases} \quad (3.1)$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (3.2)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0(\sqrt{\epsilon_r})} \quad (3.3)$$

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2 \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12d}{w}}} \right)} \quad (3.4)$$

$$\lambda = \frac{c}{\sqrt{(\varepsilon_e)(f)}} \quad (3.5)$$

และถ้าเราทราบขนาดความกว้างของไมโครสตริปแล้วสามารถหาค่าความต้านทานภายใน ( $Z_o$ ) ได้จากสมการต่อไปนี้

$$Z_o = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_e}} \ln \left( \frac{8d}{w} + \frac{w}{4d} \right) & ; w/d \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e} [w/d + 1.393 + 0.667 \ln(w/d + 1.444)]} & ; w/d \geq 1 \end{cases} \quad (3.6)$$

เมื่อ  $w$  เป็นค่าความกว้างของไมโครสตริป

เมื่อ  $d$  เป็นค่าความหนาของแผงวงจรพิมพ์

เมื่อ  $\varepsilon_r$  เป็นค่าคงตัวไดอิเล็กตริก

เมื่อ  $\varepsilon_e$  เป็นค่าคงที่ฉนวนของไมโครสตริป

โดยยกตัวอย่างการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศาที่ความถี่  $f = 1800$  MHz

กำหนด  $\varepsilon_r = 4.5$ ,  $d = 1.66$  mm และ  $c = 3 \times 10^8$

- ที่  $Z_o = 50\Omega$

จาก

$$A = \frac{Z_o}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right)$$

แทนค่าจะได้

$$A = \frac{50}{60} \sqrt{\frac{4.5+1}{2}} + \frac{4.5-1}{4.5+1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{4.5} \right)$$

$$A = 1.55$$

และ

$$\frac{w}{d} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2}$$

เมื่อเรานำ ( $A = 1.55$ ) ไปแทนจะได้

$$\frac{w}{d} = \frac{8e^{1.55}}{e^{2(1.55)} - 2}$$

$$\frac{w}{d} = 1.87$$

$$\left( \frac{w}{d} < 2 \right)$$

แสดงว่าใช้ได้

เพราะฉะนั้น

$$w = d(1.87) = (1.66)(1.87) = 3.10 \text{ มม.}$$

และจาก

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12d}{w}}} \right)$$

แทนค่าจะได้

$$\begin{aligned}\epsilon_e &= \frac{4.5+1}{2} + \frac{4.5-1}{2} \left( \frac{1}{\sqrt{1+\frac{12(1)}{1.87}}} \right) \\ &= \frac{5.5}{2} + \frac{3.5}{2} \left( \frac{1}{\sqrt{7.42}} \right)\end{aligned}$$

$$\epsilon_e = 3.39$$

เมื่อทำการเปรียบเทียบจาก  $\epsilon_e \neq \epsilon_r$  และ  $1 < \epsilon_e < \epsilon_r$  แสดงว่าค่าที่ได้เป็นจริง เพราะฉะนั้นจาก

$$\begin{aligned}\lambda &= \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}(f)} \\ &= \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{3.39}(1800 \text{ MHz})}\end{aligned}$$

$$\lambda = 90.44 \text{ mm}$$

ที่  $90^\circ$  ;

$$\frac{\lambda}{4} = \frac{90.44}{4} = 22.61 \text{ mm}$$

$$\text{เมื่อ } 2) \frac{Z_o}{\sqrt{2}} = \frac{50}{\sqrt{2}} \Omega = 35.3553 \Omega$$

จาก

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0(\sqrt{\epsilon_r})}$$

แทนค่าจะได้

$$B = \frac{377\pi}{2(35.3553)(\sqrt{4.5})}$$

$$B = 8$$

และ

$$\frac{w}{d} = \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right]$$

นำ ( $B = 8$ ) ไปแทนจะได้

$$\begin{aligned} \frac{w}{d} &= \frac{2}{\pi} \left[ 8 - 1 - \ln(2(8) - 1) + \frac{4.5 - 1}{2(4.5)} \left\{ \ln(8 - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{4.5} \right\} \right] \\ &= \frac{2}{\pi} [4.29 + 0.39\{1.42\}] \end{aligned}$$

$$\frac{w}{d} = 3.22$$

;  $\left(\frac{w}{d} > 2\right)$  แสดงว่า

ใช้ได้

เพราะฉะนั้น

$$w = d(3.22) = (1.66)(3.22) \approx 5.35 \text{ มม.}$$

และจาก



$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12d}{w}}} \right)$$

แทนค่าจะได้

$$\begin{aligned} \varepsilon_e &= \frac{4.5+1}{2} + \frac{4.5-1}{2} \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12(1)}{3.22}}} \right) \\ &= \frac{5.5}{2} + \frac{3.5}{2} \left( \frac{1}{\sqrt{3.75}} \right) \\ \varepsilon_e &= 3.55 \end{aligned}$$

เมื่อทำการเปรียบเทียบจาก  $\varepsilon_e \neq \varepsilon_r$  และ  $1 < \varepsilon_e < \varepsilon_r$  แสดงว่าค่าที่ได้เป็นจริง เพราะฉะนั้นจาก

$$\lambda = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_e} (f)}$$

$$= \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{3.55} (1800 \text{ MHz})}$$

$$\lambda = 88.4 \text{ mm}$$

$$\text{ที่ } 90^\circ ; \frac{\lambda}{4} = \frac{88.4}{4} = 22.1 \text{ mm}$$

เราจึงนำค่าที่หาได้ไปแทนในรูปที่ 3.16 โดย

- ที่เส้นที่  $Z_0$  จะมี

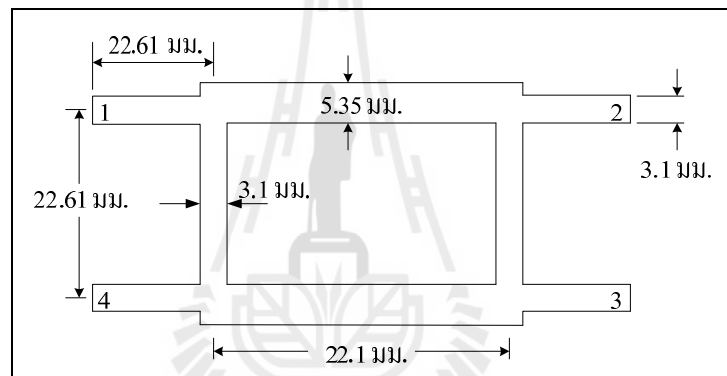
ความกว้าง = 3.1 มม.

ความยาว = 22.61 มม.

- ที่เส้นที่  $\frac{Z_0}{\sqrt{2}}$  จะมี

ความกว้าง = 5.35 มม.

ความยาว = 22.1 มม.



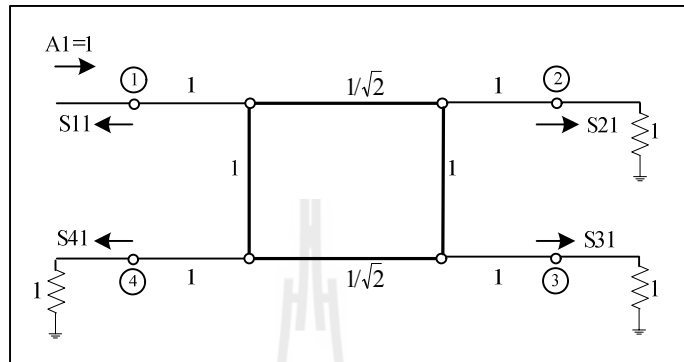
รูปที่ 3.2 ขนาดของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90°

### 3.3 การวิเคราะห์โครงสร้างตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศาด้วยทฤษฎีการจำแนกโหมดคู่และคี่

เพื่อความเข้าใจเกี่ยวกับการการวิเคราะห์ห้ออกแบบขนาดตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด ในเบื้องต้นจะพิจารณาการวิเคราะห์โครงสร้างของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตามทฤษฎีก่อน โดยใช้เทคนิคจำแนกโหมดคู่และโหมดคี่ (even-odd mode) ในการพิจารณาโครงสร้างของวงจร ดังรูปที่ 3.3 เพื่อให้ได้รูปแบบสมการพื้นฐานเป็นแนวทางในการวิเคราะห์ห้ออกแบบขนาดตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด

ไฮบริดชนิดนี้มักจะสร้างมาจากไมโครสตริป หรือสตริป และยังเป็นที่ยึดกันดีในชื่อของไฮบริดแบบบรานซ์ไลน์ หรืออุปกรณ์เชื่อมต่อ 3 ดีบี (3dB coupler) หรือ Lange coupler ซึ่งได้กล่าวถึงหน้าที่และหลักการทำงานไว้ในบทที่ 2 ในที่นี้เราจะทำการวิเคราะห์ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด โดยใช้เทคนิคการจำแนกแบบคู่และคี่ ซึ่งคล้ายวิธีที่ใช้สำหรับแบ่งวงจรแบ่งกำลังของวิลคินสัน (Wilkinson power divider) ในขั้นแรกเราแสดงวงจรโครงสร้างของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด ในรูปแบบที่เป็น

มาตรฐานดังแสดงในรูปที่ 3.3 เป็นที่เข้าใจว่าแต่ละเส้นแสดงถึงความเป็นสายส่งที่เป็นสายส่งคุณลักษณะ ( $Z_o$ ) เราสมมติให้คลื่นเข้ามาที่พอร์ต 1 มีขนาดเท่ากับ 1 และทำการนอร์มอไลซ์ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ



รูปที่ 3.3 วงจรของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดในรูปแบบมาตรฐานโดยการนอร์มอไลซ์ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ

จากวงจรรูปที่ 3.3 สามารถแยกไปเป็นการกระตุ้นเป็นการซ้อนทับของภาวะการกระตุ้นแบบคู่ และแบบภาวะการกระตุ้นแบบคี่ ดังแสดงรูปที่ 3.4 สังเกตเห็นว่าภาวะการกระตุ้นทั้ง 2 แบบทำให้เกิดภาวะการกระตุ้นเช่นเดียวกัน เนื่องจากวงจรเป็นเชิงเส้น ดังนั้นผลตอบสนองตามความเป็นจริงสามารถแทนด้วยการนำผลตอบสนองทั้งภาวะการกระตุ้นคู่และคี่มาบวกกัน

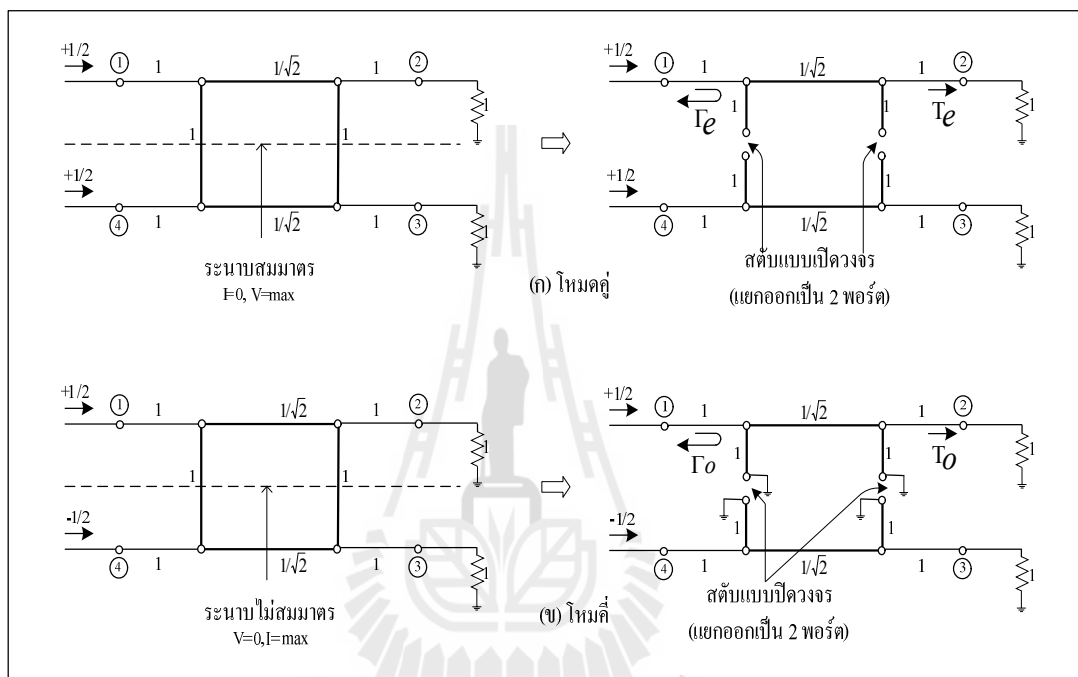
โดยที่ ค่า  $\Gamma_{e,o}$  คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อน (reflection coefficient) ของสายส่งทั้งแบบคู่และแบบคี่ และค่า  $T_{e,o}$  คือ สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (transmission coefficient) ของสายส่งทั้งแบบคู่และแบบคี่ สำหรับโครงข่ายสองพอร์ตของรูปที่ 3.4 ในขั้นแรกเราจะคำนวณค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน สำหรับวงจรสองพอร์ตแบบคู่ โดยใช้ เอบีซีดี เมตริกซ์ดังนี้

$$\Gamma = \frac{A + B/Z_o - C/Z_o - D}{A + B/Z_o + C/Z_o + D} \quad (3.7)$$

$$T = \frac{2}{A + B/Z_o + C/Z_o + D} \quad (3.8)$$

ผลรวมสุดท้ายคือ นำ เอบีซีดี เมตริกซ์แต่ละส่วนของวงจรมาคูณกัน จะได้

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j/\sqrt{2} \\ j\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{j}{\sqrt{2}} \\ \frac{j}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -1 & j \\ j & -1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} A_e & B_e \\ C_e & D_e \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.9)$$



รูปที่ 3.4 แสดงการแบ่งวงจรของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดไปเป็นภาวะการกระตุ้นแบบคู่และคี่ (ก) โหมดคู่ (even) และ (ข) โหมดคี่ (odd)

### พิจารณาโหมดคู่

ลักษณะของการวิเคราะห์ในโหมดคู่ คือ จะมีสัญญาณสัญญาณที่มีขนาดเท่ากันและมีเฟสเดียวกัน เข้าไปที่พอร์ต 1 และ พอร์ต 4 ดังแสดงในรูปที่ 3.4 (ก) จากการป้อนอินพุตในลักษณะดังกล่าวจะได้ ว่า ที่ระนาบสมมาตรนั้น จะมีการไหลของกระแสไฟฟ้าเท่ากับศูนย์และมีค่าขนาดของแรงดันสูงสุด ซึ่งเสมือนว่ามีการเปิดวงจร (open circuit) จากรูปที่ 3.5 เมื่อพิจารณาวงจรครึ่งบนของรูปที่ 3.4 (ก) ภายในวงจรประกอบไปด้วยสตับ (stub) ความยาว  $\lambda/8$  ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ที่ทำการนอร์มอไลซ์แล้วมีค่าเท่ากับหนึ่ง ต่ออยู่กับสายนำสัญญาณความยาว  $\lambda/4$  ( $\lambda/4$  transmission line) ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ที่ทำการนอร์มอไลซ์แล้วมีค่าเท่ากับ  $1/\sqrt{2}$  จากนั้นก็ต่อกับสตับซึ่งมีคุณลักษณะเหมือนกับตัวแรกโดยใน

ลักษณะของวงจรแบบนี้ เราสามารถใช้ เอบีซีดี พารามิเตอร์ มาแทนส่วนประกอบต่างๆของวงจร ดังกล่าวได้โดยเริ่มจาก

- หาค่าแอดมิตแตนซ์ของวงจรไฟฟ้าแบบเปิด  $\lambda/8$  มีค่า  $Y = j \tan(\beta l)$  เมื่อแทนค่า  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ ,  $l = \lambda/8$  ดังนั้นจะได้  $Y = j$  และสามารถเขียนอยู่ในรูป เอบีซีดี พารามิเตอร์ ได้ดังนี้

$$\text{สตั๊บความยาว } \lambda/8 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 1 \end{bmatrix}$$

- และจากตารางที่ 2.2 หาค่า เอบีซีดี พารามิเตอร์ ของสายนำสัญญาณความยาว  $\lambda/4$  คือ

$$\text{สายนำสัญญาณความยาว } \lambda/4 = \begin{bmatrix} \cos(\beta l) & jZ_o \sin(\beta l) \\ jY_o \sin(\beta l) & \cos(\beta l) \end{bmatrix} \text{ เมื่อแทนค่า } \beta = \frac{2\pi}{\lambda},$$

$$l = \lambda/4 \text{ ดังนั้นจะได้ สายนำสัญญาณความยาว } \lambda/4 = \begin{bmatrix} 0 & j/2 \\ j/\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix}$$

ผลรวมสุดท้ายคือ นำ เอบีซีดี เมทริกซ์แต่ละส่วนของวงจรมาคูณกัน จะได้

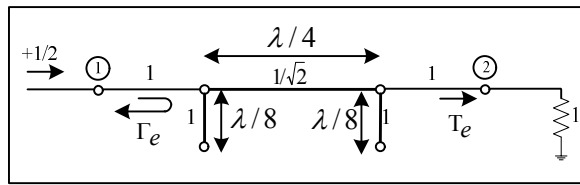
$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j/\sqrt{2} \\ j\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{j}{\sqrt{2}} \\ \frac{j}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -1 & j \\ j & -1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} A_e & B_e \\ C_e & D_e \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.9)$$

ซึ่งจะได้

$$\Gamma_e = \frac{A_e + B_e/Z_o - C_e/Z_o - D_e}{A_e + B_e/Z_o + C_e/Z_o + D_e} \quad (3.10)$$

$$T_e = \frac{2}{A_e + B_e/Z_o + C_e/Z_o + D_e} \quad (3.11)$$

เมื่อ  $\Gamma_e$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนในโหมดคู่ของสายส่ง  
 $T_e$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านในโหมดคู่ของสายส่ง



รูปที่ 3.5 วงจรครึ่งบนของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวมาตรฐานโดยการวิเคราะห์ ภาวะการกระตุ้นแบบคู่

### พิจารณาโหมดคู่

ลักษณะของการวิเคราะห์ในโหมดคู่ คือ จะมีสัญญาณสัญญาณที่มีขนาดเท่ากันและจะมีเฟสต่างกัน 180 องศา ป้อนเข้าไปที่พอร์ต 1 และ พอร์ต 4 ดังแสดงในรูปที่ 3.4 (ข) จากการป้อนอินพุตในลักษณะดังกล่าวจะได้ว่า ที่ระนาบสมมาตรนั้น จะมีการไหลของกระแสสูงสุดแต่จะมีค่าของขนาดแรงดันต่ำสุด ซึ่งเสมือนว่ามีการปิดวงจร (shot circuit) จากรูปที่ 3.5 เมื่อพิจารณาวงจรครึ่งบนของรูปที่ 3.4 (ข) ภายในวงจรประกอบไปด้วยสตับความยาว  $\lambda/8$  ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ที่ทำการนอร์มอไลซ์แล้วมีค่าเท่ากับหนึ่ง ต่ออยู่กับสายนำสัญญาณความยาว  $\lambda/4$  ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ที่ทำการนอร์มอไลซ์แล้วมีค่าเท่ากับ  $1/\sqrt{2}$  จากนั้นก็ต่อกับสตับซึ่งมีคุณลักษณะเหมือนกับตัวแรกโดยในลักษณะของวงจรแบบนี้ เราสามารถใช้ เอบีซีดี พารามิเตอร์ (ABCD parameter) มาแทนส่วนประกอบต่างๆของวงจрдังกล่าวได้โดยเริ่มจาก

- หาค่าแอดมิตแตนซ์ของวงจรไฟฟ้าแบบปิด  $\lambda/8$  มีค่า  $Y = -j \cot(\beta l)$  เมื่อแทนค่า  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ ,  $l = \lambda/8$  ดังนั้นจะได้  $Y = -j$  และสามารถเขียนอยู่ในรูป เอบีซีดี พารามิเตอร์ ได้ดังนี้

$$\text{สตับความยาว } \lambda/8 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j & 1 \end{bmatrix}$$

- และจากตารางที่ 2.2 หาค่า เอบีซีดี พารามิเตอร์ ของสายนำสัญญาณความยาว  $\lambda/4$  คือ

$$\text{สายนำสัญญาณความยาว } \lambda/4 = \begin{bmatrix} \cos(\beta l) & jZ_o \sin(\beta l) \\ jY_o \sin(\beta l) & \cos(\beta l) \end{bmatrix} \text{ เมื่อแทนค่า } \beta = \frac{2\pi}{\lambda},$$

$$l = \lambda/4 \text{ ดังนั้นจะได้ สายนำสัญญาณความยาว } \lambda/4 = \begin{bmatrix} 0 & j/2 \\ j/\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix}$$

ผลรวมสุดท้ายคือ นำ เอบีซีดี เมตริกซ์แต่ละส่วนของวงจรมาคูณกัน จะได้

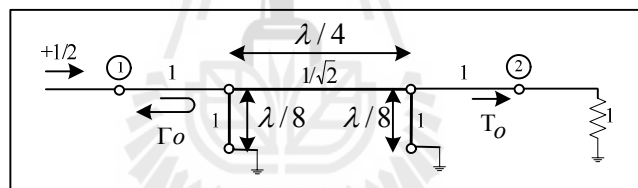
$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_o &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j/\sqrt{2} \\ j\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{j}{\sqrt{2}} \\ \frac{j}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} A_o & B_o \\ C_o & D_o \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.12)$$

ซึ่งจะได้

$$\Gamma_o = \frac{A_o + B_o/Z_o - C_o/Z_o - D_o}{A_o + B_o/Z_o + C_o/Z_o + D_o} \quad (3.13)$$

$$T_o = \frac{2}{A_o + B_o/Z_o + C_o/Z_o + D_o} \quad (3.14)$$

เมื่อ  $\Gamma_o$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนในโหมดคี่ของสายส่ง  
 $T_o$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านในโหมดคี่ของสายส่ง



รูปที่ 3.6 วงจรคั้งบนของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวมาตรฐานโดยการวิเคราะห์ ภาวะการกระตุ้นแบบคี่

จากนั้นนำสมการทั้งสองโหมดมาทำการซ้อนทับกัน (superposition) จากสมการ (3.10) (3.11) (3.13) และ (3.14) จะสามารถหาค่าเอส พารามิเตอร์ (S-parameters) ได้โดย

$$S_{11} = \frac{1}{2}\Gamma_e + \frac{1}{2}\Gamma_o \quad (3.15)$$

$$S_{21} = \frac{1}{2}T_e + \frac{1}{2}T_o \quad (3.16)$$

$$S_{31} = \frac{1}{2}T_e - \frac{1}{2}T_o \quad (3.17)$$

$$S_{41} = \frac{1}{2}\Gamma_e - \frac{1}{2}\Gamma_o \quad (3.18)$$

เมื่อ

$S_{11}$  คือ ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (return loss)

$S_{21}$  คือ ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ คือ พอร์ตส่งผ่านสัญญาณออกไป (through loss)

$S_{31}$  คือ ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ คือ พอร์ตส่งผ่านสัญญาณออกไป (coupling loss)

$S_{41}$  คือ ค่าความสูญเสียจากการแยกโดดเดี่ยว (isolation loss)

เนื่องจากวงจรมีความสมมาตรดังนั้นสามารถหาค่า เอส พารามิเตอร์อื่นๆได้จากความสัมพันธ์

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44}$$

$$S_{21} = S_{12} = S_{43} = S_{34} \quad (3.19)$$

$$S_{31} = S_{13} = S_{42} = S_{24}$$

$$S_{41} = S_{14} = S_{23} = S_{32}$$

จากค่าเอส พารามิเตอร์สมการที่ (3.19) จะตรงกับแถวและหลักแรกของพารามิเตอร์แบบเอสของเมทริกซ์ดังนี้

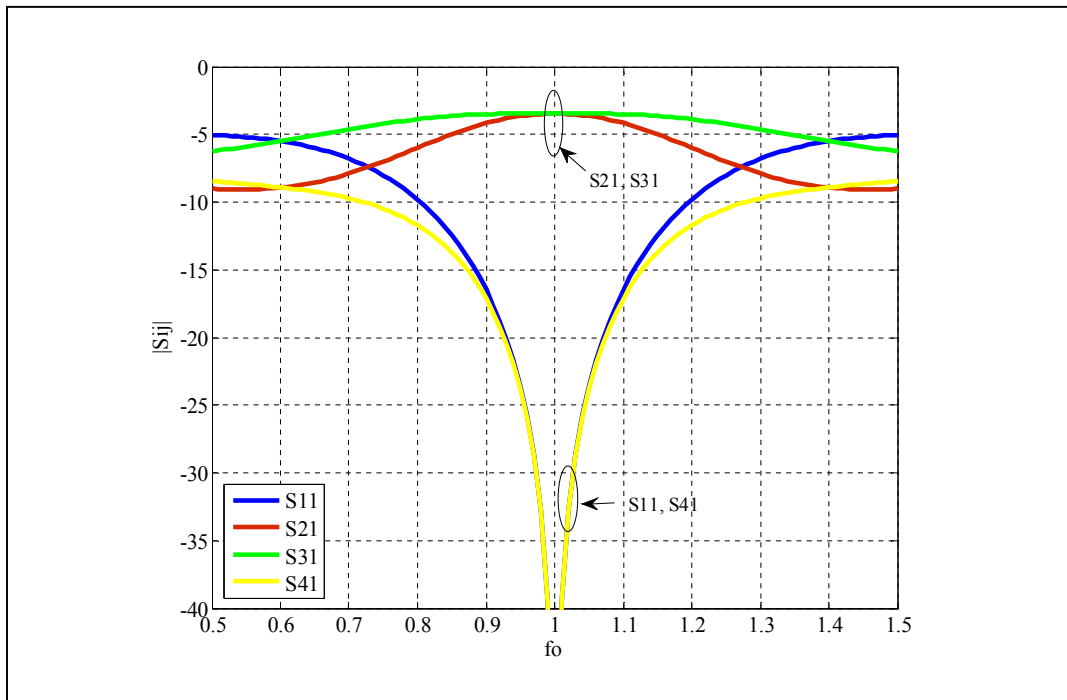
$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

ดังนั้น เราสามารถเขียนสมการ  $[S]$  เมทริกซ์ ได้ดังสมการที่ (3.21)

$$[S] = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

จากนั้นนำสมการที่ (3.21) มาจำลองผลโดยใช้โปรแกรมแมทแล็บ ดังรูปที่ 3.7 เพื่อดูผลตอบสนองของค่าเอส พารามิเตอร์ 4 ค่าคือ  $S_{11}, S_{21}, S_{31}, S_{41}$  เทียบกับความถี่ จะได้ว่าค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ และค่าความสูญเสียจากการแยกโดดเดี่ยวมีค่าต่ำกว่า -10 dB ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ คือ พอร์ตส่งผ่านสัญญาณออกไปของพอร์ตอินพุตทั้งสองพอร์ตมีค่ากำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งเป็นไปตามทฤษฎีของตัวเชื่อมต่อไฮบริด 90 องศา





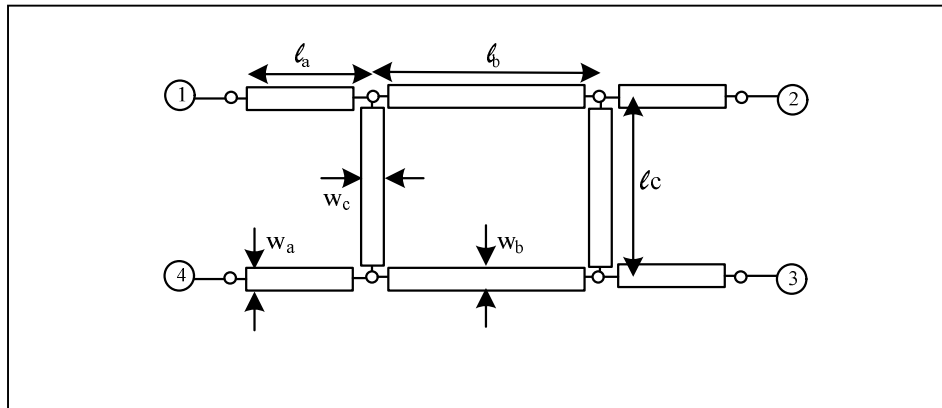
รูปที่ 3.7 กราฟค่าเอส พารามิเตอร์ (S-parameters) เปรียบเทียบกับความถี่สำหรับวงจรของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา จากสมการ (3.21)

ในทางอุดมคติค่าการสูญเสียและค่าการแยกควรจะมีค่าประมาณ -อินฟินิตี้ ณ ความถี่ที่ความถี่กลาง ( $f_o$ ) และค่าการเชื่อมต่อรวมจะไม่เกิน 3 dB (ในทางบวก) นั่นคือเราไม่สามารถทำอุปกรณ์เชื่อมต่อให้มีแถบความถี่กว้างมากๆได้ โดยทั่วไปแล้วแถบความถี่จะไม่เกิน 20% ของความถี่กลาง

จากรูปที่ 3.8 แสดงลักษณะโครงสร้างที่กำหนดพารามิเตอร์ต่างๆเพื่อง่ายต่อการนำไปปรับใช้ลดขนาดในการออกแบบ จากการใช้วิเคราะห์วงจรโดยใช้เทคนิคจำแนกโหมดคู่และโหมดคี่ของวงจรตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตามทฤษฎีของหนังสือ Microwave Engineering (Pozar D.M., หน้า 379-383) มีการวิเคราะห์วงจรเฉพาะส่วนสี่เหลี่ยมด้านใน คือ  $I_b$  และ  $I_c$  ส่วนในการดำเนินงานของเราจึงเพิ่มเติมวิเคราะห์ขาทั้งสี่เพิ่มเข้ามาด้วย คือ  $I_a$  แต่ยังคงสมการการวิเคราะห์สายส่งที่เป็นลักษณะสามเส้นต่อกันคงไว้

จากวงจรรูปที่ 3.8 สามารถแยกไปเป็นการกระตุ้นเป็นการซ้อนทับของภาวะการกระตุ้นแบบคู่และแบบภาวะการกระตุ้นแบบคี่ ดังแสดงรูปที่ 3.9 เราจะเพิ่มการวิเคราะห์ในส่วนของสายส่งที่มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ  $Z_a$  เข้าไปคู่กับวงจรเดิมที่อธิบายไปแล้วในส่วนต้น หลักการวิเคราะห์ยังคง

เหมือนเดิม แต่จะมีข้อแตกต่างเล็กน้อยตรงที่เราจะแทนค่าพารามิเตอร์ความยาวและค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งเส้นนั้นๆ ลงไปในสมการ ดังนั้นเราจะหาสมการ เอบีซีดี พารามิเตอร์ของขา  $l_a, l_b$  และ  $l_c$  ต่อมาเราจะนำค่า เอบีซีดี เมตริกซ์ ของแต่ละส่วนของสายส่งมาคูณกัน การวิเคราะห์หัตถ์เชื่อมต่อแบบไฮบริดในทางทฤษฎีจะสมบูรณ์มากขึ้น



รูปที่ 3.8 แผนภาพไดอะแกรมของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่แสดงพารามิเตอร์ความยาว ( $l_a, l_b, l_c$ ) และความกว้าง ( $w_a, w_b, w_c$ ) ของสายส่งสำหรับการลดขนาด

### พิจารณาโหมดคู่

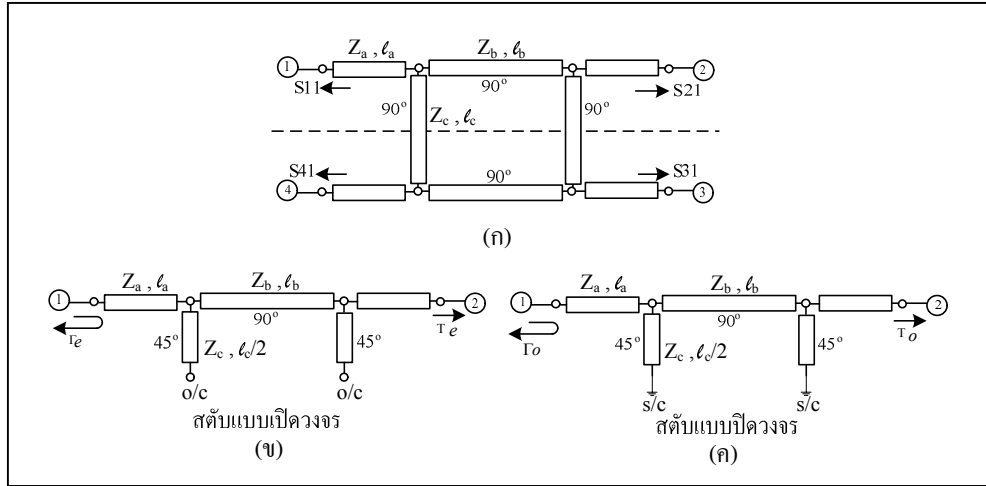
ลักษณะของการวิเคราะห์ในโหมดคู่ หาสมการ เอบีซีดี พารามิเตอร์ ได้ดังนี้

- กรณี ขา  $l_a$  และ  $l_b$  ที่มีค่าอิมพีแดนซ์  $Z_a$  และ  $Z_b$  ตามลำดับ จากตารางที่ 2.2 ค่าพารามิเตอร์ เอบีซีดี ของสายส่งสัญญาณ คือ  $\begin{bmatrix} \cos(\beta l) & jZ_o \sin(\beta l) \\ jY_o \sin(\beta l) & \cos(\beta l) \end{bmatrix}$  เมื่อแทนค่า  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ ,  $l = l_a$  และ  $l = l_b$  ดังนั้นจะได้

$$\text{สายส่งสัญญาณความยาว } l_a = \begin{bmatrix} \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & jZ_a \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \\ j\frac{1}{Z_a} \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

$$\text{สายส่งสัญญาณความยาว } l_b = \begin{bmatrix} \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_b\right) & jZ_b \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_b\right) \\ j\frac{1}{Z_b} \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_b\right) & \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_b\right) \end{bmatrix}$$

(3.23)



รูปที่ 3.9 แผนภาพไดอะแกรมของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่นำเสนอการการแบ่งวงจรของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด (ก) จากการวิเคราะห์ห้ภาวะการกระตุ้นแบบคู่ และแบบคี่ (ข) โหมดคู่ (even) และ (ค) โหมดคี่ (odd)

เมื่อกำหนด

$$Y_a = \frac{1}{\sqrt{Z_a}} \text{ และ } Y_b = \frac{1}{\sqrt{Z_b}}$$

จากสมการที่ (3.5) จะสามารถหาค่า  $\lambda$  ได้โดยต้องแทนค่าค่าคงที่ฉนวนของไมโครสตริป ( $\epsilon_e$ ) และแทนค่าความถี่ ( $f$ ) ที่เราต้องการออกแบบลงไป

- กรณีหา  $l_c$  ที่มีค่าอิมพีแดนซ์  $Z_c$  ค่าแอดมิตแตนซ์ของวงจรไฟฟ้าแบบเปิดมีค่า  $Y_c = j\frac{1}{Z_c} \tan(\beta l_c)$  เมื่อแทนค่า  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ ,  $l = l_c$  ดังนั้นสามารถเขียนอยู่ในรูปพารามิเตอร์ เอ บีซีดี ของสายส่งสัญญาณ ได้ดังนี้

$$\text{สายส่งสัญญาณความยาว } l_c = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \frac{1}{Z_c} \tan\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_c\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

### พิจารณาโหมดคู่

ลักษณะของการวิเคราะห์ในโหมดคู่ หาสมการ เอปซีดี พารามิเตอร์ ได้ดังนี้

- กรณี ขา  $l_a$  และ  $l_b$  ที่มีค่าอิมพีแดนซ์  $Z_a$  และ  $Z_b$  ตามลำดับ จากตารางที่ 2.2 ค่าพารามิเตอร์ เอปซีดี ของสายส่งสัญญาณ คือ  $\begin{bmatrix} \cos(\beta l) & jZ_o \sin(\beta l) \\ jY_o \sin(\beta l) & \cos(\beta l) \end{bmatrix}$  เมื่อแทนค่า  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ ,  $l = l_a$  และ  $l = l_b$  ดังนี้จะได้

$$\text{สายส่งสัญญาณความยาว } l_a = \begin{bmatrix} \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & jZ_a \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \\ j \frac{1}{Z_a} \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

$$\text{สายส่งสัญญาณความยาว } l_b = \begin{bmatrix} \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_b\right) & jZ_b \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_b\right) \\ j \frac{1}{Z_b} \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_b\right) & \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_b\right) \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

เมื่อกำหนด

$$Y_a = \frac{1}{\sqrt{Z_a}} \quad \text{และ} \quad Y_b = \frac{1}{\sqrt{Z_b}}$$

จากสมการที่ (3.5) จะสามารถหาค่า  $\lambda$  ได้โดยต้องแทนค่าค่าคงที่ฉนวนของไมโครสตริป ( $\epsilon_e$ ) และแทนค่าความถี่ ( $f$ ) ที่เราต้องการออกแบบลงไป

- กรณีขา  $l_c$  ที่มีค่าอิมพีแดนซ์  $Z_c$  ค่าแอดมิตแตนซ์ของวงจรไฟฟ้าแบบปิดมีค่า  $Y_c = -j \frac{1}{Z_c} \cot(\beta l_c)$  เมื่อแทนค่า  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ ,  $l = l_c$  ดังนั้นสามารถเขียนอยู่ในรูปพารามิเตอร์ เอบีซีดี ของสายส่งสัญญาณ ได้ดังนี้

$$\text{สายส่งสัญญาณความยาว } l_c = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j \frac{1}{Z_c} \cot\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_c\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

ผลรวมสุดท้ายคือ นำ เอบีซีดี เมทริกซ์แต่ละส่วนของวงจรมาคูณกัน จะได้

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e &= \begin{bmatrix} \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & jZ_a \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \\ j \frac{1}{Z_a} \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \frac{1}{Z_c} \tan\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_c\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_b\right) & jZ_b \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_b\right) \\ j \frac{1}{Z_b} \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_b\right) & \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_b\right) \end{bmatrix} \\ &\times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \frac{1}{Z_c} \tan\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_c\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & jZ_a \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \\ j \frac{1}{Z_a} \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} A_e & B_e \\ C_e & D_e \end{bmatrix} \quad (3.28) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_o &= \begin{bmatrix} \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & jZ_a \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \\ j \frac{1}{Z_a} \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j \frac{1}{Z_c} \cot\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_c\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_b\right) & jZ_b \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_b\right) \\ j \frac{1}{Z_b} \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_b\right) & \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_b\right) \end{bmatrix} \\ &\times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j \frac{1}{Z_c} \cot\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_c\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & jZ_a \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \\ j \frac{1}{Z_a} \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} A_o & B_o \\ C_o & D_o \end{bmatrix} \quad (3.29) \end{aligned}$$

เมื่อนำค่าเอบีซีดี พารามิเตอร์มาแทนค่าในสมการที่ (3.7) และ (3.8) จะได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านโหมดคู่และโหมดคี่ของสายส่งเช่นเดียวกับการวิเคราะห์ที่ไปแล้วใน

เบื้องต้น จากนั้นสามารถหาค่าเอส พารามิเตอร์ได้โดยนำค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านโหมดคู่และโหมดคี่มาแทนค่าในสมการที่ (3.15), (3.16), (3.17) และ (3.18) จะได้ผลรวมการของการซ้อนทับกันของสองโหมด และเนื่องจากวงจรมีความสมมาตร ดังนั้นสามารถหาค่าเอส พารามิเตอร์อื่นๆได้จากความสัมพันธ์ตามสมการที่ (3.19) ต่อจากนั้นเราสามารถนำสมการของเอส พารามิเตอร์ มาจำลองผลในคอมพิวเตอร์เพื่อดูค่าผลตอบสนองที่ได้จากการออกแบบดังรูปที่ 3.7

การวิเคราะห์โครงสร้างตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดนี้จะพื้นฐานการวิเคราะห์เพื่อนำไปสู่การออกแบบและลดขนาดตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดได้ในหัวข้อถัดไป

### 3.4 การวิเคราะห์ออกแบบการลดขนาดตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา ด้วยทฤษฎี การจำแนกโหมดคู่และคี่

จากการวิเคราะห์โครงสร้างตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดในหัวข้อที่ผ่านมา จะเห็นได้ว่าอุปกรณ์ทางโทรคมนาคมต่างๆ ที่มีลักษณะสมมาตรสามารถที่จะนำมาเขียนเป็นวงจรและวิเคราะห์วงจรโดยใช้เทคนิคการจำแนกแบบโหมดคี่และโหมดคู่ เพื่อหาพารามิเตอร์ต่างๆได้ ในการการวิเคราะห์ออกแบบและลดขนาดตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด จะใช้หลักการคล้ายกับการวิเคราะห์วงจรตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตามทฤษฎี แต่เราจะมี การปรับโครงสร้างเปลี่ยนไปจากเดิม โดยมีหลายงานวิจัยที่นำเสนอการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดขนาดเล็กโดยเทคนิคต่างๆ เช่น ในงานวิจัยของ A. Moscoso-Mártir, J. G. Wangüemert-Pérez, I. Molina-Fernández, and E. Márquez-Segura (2009) การออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดขนาดเล็กโดยใช้ วัสดุหลายชั้นโดยต้องมีการเจาะช่องร่วมระหว่างชั้น (slot-coupled multi section) สำหรับย่านอัลตราไวด์แบนด์ ซึ่งการสร้างนั้นจะยากกว่าการใช้วัสดุที่ทำแบบชั้นเดียว อีกทั้งยังไม่สะดวกต่อการนำมาใช้เป็นส่วนประกอบในวงจรบัทเลอร์เมทริกซ์ อีกหนึ่งงานวิจัยที่เราได้ศึกษาคืองานวิจัยของ I.Sakagami, M.Haga, and T.Munehiro (1999) ได้นำเสนอวิธีการลดขนาดโดยการเพิ่มสตัปเข้าไปในลายวงจรตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดทั้งหมด 8 สตัป (eight two step stubs) จากการศึกษาวิจัยนี้ทำให้เราเห็นข้อดีในการออกแบบโดยเทคนิคนี้ คือการออกแบบในงานวิจัยนี้ใช้เทคนิคที่ง่ายต่อการสร้างโดยใช้วัสดุชั้นเดียวการออกแบบ และการออกแบบลายวงจรง่ายไม่ซับซ้อน แต่ในงานวิจัยนี้ยังไม่มี การวิเคราะห์เพื่อหาสมการที่สามารถออกแบบลดขนาดตามในย่านความถี่อื่นๆได้ ดังนั้น งานวิจัยนี้จึงมีแนวคิดในการลดขนาดตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดโดยใช้เทคนิคการเพิ่มสตัปเข้าไปในลายวงจรเดิม โดยจะเพิ่มไปเพียง 4 สตัป (stub) เท่านั้น

เทคนิคการเพิ่มสตัปเป็นการแมตอิมพีแดนซ์โดยใช้ชิ้นส่วนที่มีค่าอิมพีแดนซ์ค่าๆหนึ่งต่ออนุกรมเพิ่มเข้ามาในวงจร ในการแมตอิมพีแดนซ์นั้นเนื่องจากเราจะออกแบบลดขนาดความกว้างและความยาวของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวดั้งเดิม เพื่อไม่ให้เกิดการสูญเสียของสัญญาณที่ถูกส่งผ่านออกไป การเพิ่มสตัปต่อเข้ากับสายนำสัญญาณจะช่วยในการแมตอิมพีแดนซ์ให้ได้ค่าผลตอบสนองกลับมาเท่าตัวดั้งเดิมโดยเราสามารถสร้างสตัปให้มีค่าอิมพีแดนซ์เป็นค่าต่างๆได้โดยการปรับความกว้างและ

ความยาวของสตัด์ โดยจะแสดงการวิเคราะห์โครงสร้างหาสมการจากทฤษฎีการจำแนกโหมดคู่และโหมดคี่ เพื่อให้ง่ายต่อการออกแบบในย่านความถี่อื่นๆได้ จากรูปที่ 3.10 แสดงรูปแผนภาพไดอะแกรมของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่นำเสนอการลดขนาดโดยวิธีการเพิ่ม 4 สตัด์ โดยเรากำหนดพารามิเตอร์ต่างๆดังนี้

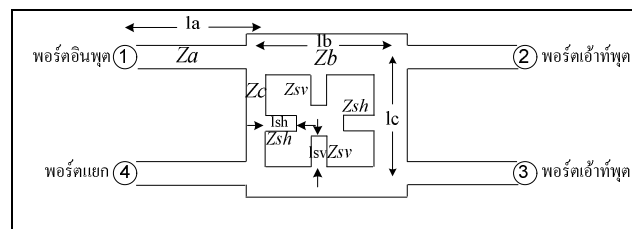
$Z_a$  = ค่าอิมพีแดนซ์สายนำสัญญาณของขา  $I_a$

$Z_b$  = ค่าอิมพีแดนซ์สายนำสัญญาณของขา  $I_b$

$Z_c$  = ค่าอิมพีแดนซ์สายนำสัญญาณของขา  $I_c$

$Z_{sv}$  = ค่าอิมพีแดนซ์สายนำสัญญาณของขา  $I_{sv}$

$Z_{sh}$  = ค่าอิมพีแดนซ์สายนำสัญญาณของขา  $I_{sh}$



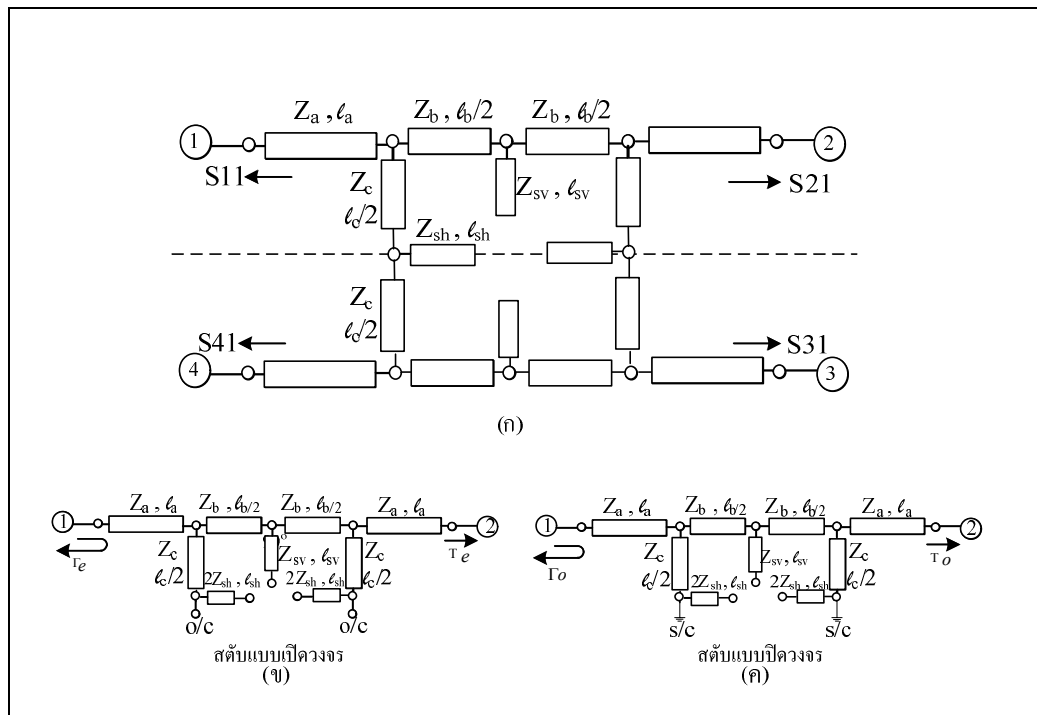
รูปที่ 3.10 แผนภาพไดอะแกรมของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่นำเสนอการลดขนาดโดยวิธีการเพิ่ม 4 สตัด์แสดงค่าพารามิเตอร์อิมพีแดนซ์ส่วนต่างๆ ของวงจร

จากวงจรรูปที่ 3.10 สามารถแยกคิดเป็นภาวะการกระตุ้นแบบคู่ และภาวะการกระตุ้นแบบคี่ ดังแสดงรูปที่ 3.11 สังเกตเห็นว่าการกระตุ้นทั้ง 2 แบบทำให้เกิดภาวะการกระตุ้นเช่นเดียวกัน เนื่องจากวงจรเป็นเชิงเส้น ดังนั้นผลตอบสนองตามความเป็นจริงสามารถแทนด้วยการนำผลตอบสนองทั้งภาวะการกระตุ้นแบบคู่และแบบคี่มาบวกกัน จากวงจรรูปที่ 3.11 (ข) และ (ค) แสดงการแบ่งวงจรครึ่งบนของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดจากการวิเคราะห์ โหมดคู่และโหมดคี่ ตามลำดับ จะได้ว่าความยาวของขา  $I_c$  จะถูกแบ่งครึ่งเปลี่ยนเป็น  $I_c/2$  ค่าอิมพีแดนซ์ของสตัด์จะมีลักษณะขนานกับรูปวงจรครึ่งล่าง ดังนั้น ค่าอิมพีแดนซ์วงจรครึ่งเดียวจะมีค่าเท่ากับ  $2Z_{sh}$

### พิจารณาโหมดคู่

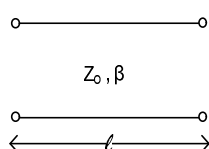
ลักษณะของการวิเคราะห์ในโหมดคู่ คือ จะมีสัญญาณสัญญาณที่มีขนาดเท่ากันและมีเฟสเดียวกันเข้าไปที่พอร์ต 1 และ พอร์ต 4 ดังแสดงในรูปที่ 3.11 (ก) จากการป้อนอินพุตในลักษณะดังกล่าวจะได้ว่า ที่ระนาบสมมาตรนั้น จะมีการไหลของกระแสไฟฟ้าเท่ากับศูนย์และมีค่าขนาดของ

แรงดันสูงสุด ซึ่งเสมือนว่ามีการเปิดวงจร (open circuit) จากรูปที่ 3.12 เมื่อพิจารณาวงจรครึ่งบนของรูปที่ 3.11 (ก) ภายในวงจรประกอบไปด้วยสตับ (stub) ความยาว  $l_{sh}, l_{sv}$  โดยออกแบบเพิ่มขึ้นมาเพื่อที่จะแมตซ์อิมพีแดนซ์ให้เท่าตัวดั้งเดิม เนื่องจากเราจะลดขนาดความยาวของ  $l_a, l_b$  สิ่งแรกที่ต้องวิเคราะห์คือ เราต้องหาพารามิเตอร์ เอบีซีดี ของแต่ละชิ้นส่วนก่อน ต่อจากนั้นนำ เอบีซีดี เมตริกซ์แต่ละส่วนของวงจรมาคูณกัน จะได้ เอบีซีดี เมตริกซ์ของโหมดคู่



รูปที่ 3.11 แผนภาพไดอะแกรมของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่นำเสนอการลดขนาดโดยวิธีการเพิ่ม 4 สตับ (ก) และแสดงการแบ่งวงจรครึ่งบนของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดจากการวิเคราะห์ (ข) โหมดคู่ และ (ค) โหมดคู่

- กรณี ขา  $l_a$  และ  $l_b$  ที่มีค่าอิมพีแดนซ์  $Z_a$  และ  $Z_b$  ตามลำดับ จากตารางที่ 2.2 ค่าพารามิเตอร์ เอบีซีดี ของสายส่งสัญญาณ คือ  $\begin{bmatrix} \cos(\beta l) & jZ_o \sin(\beta l) \\ jY_o \sin(\beta l) & \cos(\beta l) \end{bmatrix}$  เมื่อแทนค่า  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ ,  $l = l_a$  และ  $l = l_b / 2$  ดังนั้นจะได้





$$\text{สายส่งสัญญาณความยาว } l_a = \begin{bmatrix} \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & jZ_a \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \\ j\frac{1}{Z_a} \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \end{bmatrix}$$

(3.30)

$$\text{สายส่งสัญญาณความยาว } l_b / 2 = \begin{bmatrix} \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{l_b}{2}\right) & jZ_b \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{l_b}{2}\right) \\ j\frac{1}{Z_b} \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{l_b}{2}\right) & \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{l_b}{2}\right) \end{bmatrix}$$

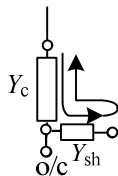
(3.31)

เมื่อกำหนด

$$Y_a = \frac{1}{\sqrt{Z_a}} \quad \text{และ} \quad Y_b = \frac{1}{\sqrt{Z_b}}$$

จากสมการที่ (3.5) จะสามารถหาค่า  $\lambda$  ได้โดยต้องแทนค่าค่าคงที่ฉนวนของไมโครสตริป ( $\epsilon_e$ ) และแทนค่าความถี่ ( $f$ ) ที่เราต้องการออกแบบลงไป

- กรณีขา  $l_c$  ซึ่งต่ออนุกรมอยู่กับสแตบที่มีความยาว  $l_{sh}$  และมีค่าอิมพีแดนซ์  $Z_{sh}$  พิจารณาเมื่อ วงจรเปิด จะได้ว่า



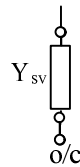
$$Y = Y_c + Y_{sh} = Y_{csh} \quad ; \quad \text{โดยที่ค่าแอดมิตแตนซ์ } Y_c = \frac{1}{Z_c}, \quad Y_{sh} = \frac{1}{Z_{sh}} \quad \text{และ} \quad Y_{csh} = \frac{1}{Z_{csh}}$$

ดังนั้น ค่าแอดมิตแตนซ์ของวงจรไฟฟ้าแบบเปิดมีค่า  $Y = j\frac{1}{Z_{csh}} \tan(\beta l_{csh})$  เมื่อแทนค่า

$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ ,  $l = l_{csh} = l_c + l_{sh}$  ดังนั้นสามารถเขียนอยู่ในรูปพารามิเตอร์ เอบีซีดี ของสายส่งสัญญาณ ได้ดังนี้

$$(3.32) \quad \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \frac{1}{Z_{csh}} \tan\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_{csh}\right) & 1 \end{bmatrix}$$

- กรณีขา  $l_{sv}$  ที่มีค่าอิมพีแดนซ์  $Z_{sv}$  ค่าแอดมิตแตนซ์ของวงจรไฟฟ้าแบบเปิดมีค่า  $Y_{sv} = j \frac{1}{Z_{sv}} \tan(\beta l_{sv})$  เมื่อแทนค่า  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ ,  $l = l_{sv}$



โดยที่ค่าแอดมิตแตนซ์  $Y_{sv} = \frac{1}{Z_{sv}}$

ดังนั้นสามารถเขียนอยู่ในรูปพารามิเตอร์ เอบีซีดี ของสายส่งสัญญาณ ได้ดังนี้

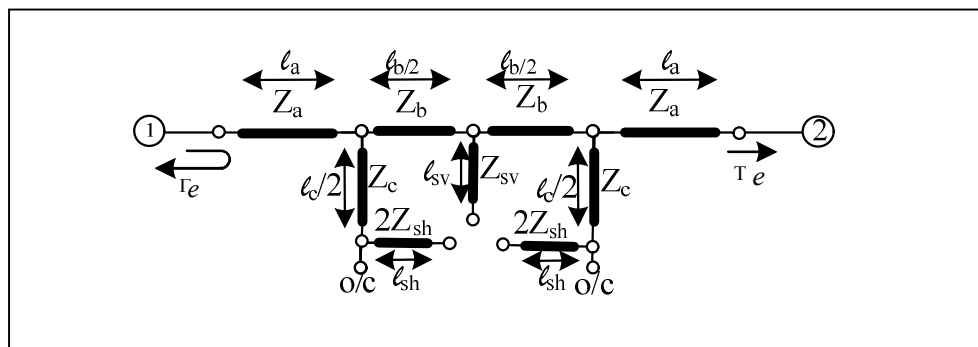
$$(3.33) \quad \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \frac{1}{Z_{sv}} \tan\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_{sv}\right) & 1 \end{bmatrix}$$

ผลรวมสุดท้ายคือ นำ เอบีซีดี เมทริกซ์แต่ละส่วนของวงจรมาคูณกัน จะได้

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e = \begin{bmatrix} \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & jZ_a \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \\ j \frac{1}{Z_a} \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \frac{1}{Z_{csh}} \tan\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_{csh}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{l_b}{2}\right) & jZ_b \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{l_b}{2}\right) \\ j \frac{1}{Z_b} \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{l_b}{2}\right) & \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{l_b}{2}\right) \end{bmatrix}$$

$$\times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \frac{1}{Z_{sv}} \tan\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_{sv}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{l_b}{2}\right) & jZ_b \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{l_b}{2}\right) \\ j \frac{1}{Z_b} \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{l_b}{2}\right) & \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{l_b}{2}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \frac{1}{Z_{csh}} \tan\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_{csh}\right) & 1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} & \times \begin{bmatrix} \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & jZ_a \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \\ j\frac{1}{Z_a}\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \end{bmatrix} \\ & = \begin{bmatrix} A_e & B_e \\ C_e & D_e \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{3.34}$$

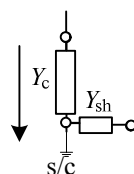


รูปที่ 3.12 วงจรครีงบนของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่นำเสนอการลดขนาดโดยการวิเคราะห์  
ภาวะการกระตุ้นแบบคู่

**พิจารณาโหมดคู่**

ลักษณะของการวิเคราะห์ในโหมดคู่จะได้สมการเหมือนกับการวิเคราะห์ในโหมดคู่เกือบทุกส่วน ต่างกันอยู่จุดหนึ่ง ดังแสดงในรูปที่ 3.11 (ค) จากการบ่อนินพุดในลักษณะดังกล่าวจะได้ว่า ที่ระนาบสมมาตรนั้น จะมีการไหลของกระแสไฟฟ้าเท่ากับศูนย์และมีค่าขนาดของแรงดันสูงสุด ซึ่งเสมือนว่ามีการปิดวงจร (shot circuit) จากรูปที่ 3.13 เมื่อพิจารณาวงจรครีงบนของรูปที่ 3.11 (ก) ภายในวงจรประกอบไปด้วยสตับ (stub) ความยาว  $l_{sh}, l_{sv}$  เช่นเดียวกับในโหมดคู่ ในการวิเคราะห์ในโหมดนี้เราจะแสดงการวิเคราะห์เพียงสมการที่แตกต่างไปจากการวิเคราะห์ในโหมดคู่ โดยเราจะยกสมการในส่วนที่เหมือนกันมาใช้เลย

- กรณีหา  $I_c$  ซึ่งต่ออนุกรมอยู่กับสตับที่มีความยาว  $l_{sh}$  และมีค่าอิมพีแดนซ์  $Z_{sh}$  พิจารณาเมื่อ วงจรปิด จะได้ว่า



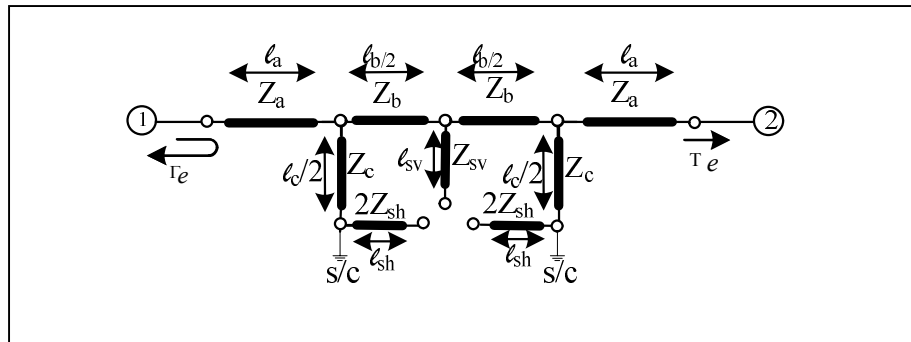
$$Y = Y_C \quad ; \quad \text{โดยที่ค่าแอดมิตแตนซ์ } Y_C = \frac{1}{Z_C}, \quad Y_{Sh} = \frac{1}{Z_{Sh}}$$

ดังนั้น ค่าแอดมิตแตนซ์ของวงจรไฟฟ้าแบบเปิดมีค่า  $Y = -j \frac{1}{Z_C} \cot(\beta l_C)$  เมื่อแทนค่า  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ ,  $l = l_C$  ดังนั้นสามารถเขียนอยู่ในรูปพารามิเตอร์ เอบีซีดี ของสายส่งสัญญาณ ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j \frac{1}{Z_C} \cot\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_C\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

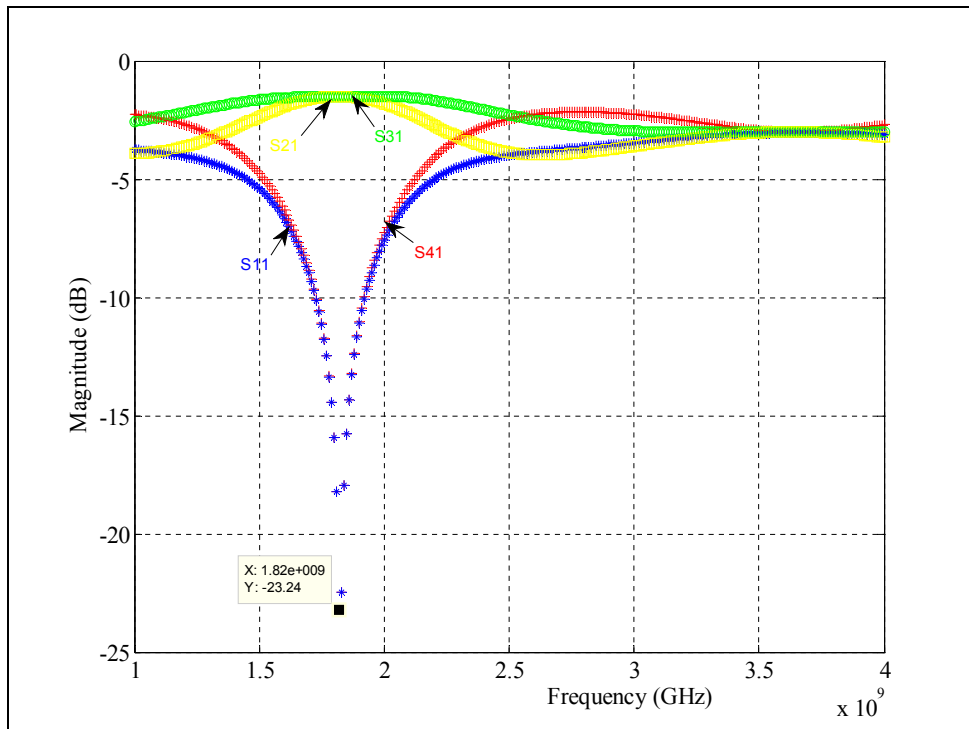
ผลรวมสุดท้ายคือ นำ เอบีซีดี เมทริกซ์แต่ละส่วนของวงจรมาคูณกัน จะได้

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_0 &= \begin{bmatrix} \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & jZ_a \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \\ j\frac{1}{Z_a} \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j \frac{1}{Z_C} \cot\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_C\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{l_b}{2}\right) & jZ_b \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{l_b}{2}\right) \\ j\frac{1}{Z_b} \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{l_b}{2}\right) & \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{l_b}{2}\right) \end{bmatrix} \\ &\times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \frac{1}{Z_{sv}} \tan\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_{sv}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{l_b}{2}\right) & jZ_b \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{l_b}{2}\right) \\ j\frac{1}{Z_b} \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{l_b}{2}\right) & \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{l_b}{2}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j \frac{1}{Z_C} \cot\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_C\right) & 1 \end{bmatrix} \\ &\times \begin{bmatrix} \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & jZ_a \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \\ j\frac{1}{Z_a} \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} A_o & B_o \\ C_o & D_o \end{bmatrix} \quad (3.36) \end{aligned}$$



รูปที่ 3.13 วงจรครีงบนของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่นำเสนอการลดขนาดโดยการวิเคราะห์  
ภาวะการกระตุ้น แบบคี่

จากนั้นนำสมการทั้งสองโหมตมาบวกกัน โดยใช้สมการเดียวกับ สมการที่ (3.7) และ (3.8) ซึ่งจะได้สมการค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านในโหมตคู่และโหมตคี่ของสายส่ง หลังจากนั้นนำมาแทนค่าลงในสมการ (3.15)-(3.18) จะได้สมการค่าเอส พารามิเตอร์ 4 ค่าและเนื่องจากวงจรมีความสมมาตร ดังนั้นสามารถหาค่าเอส พารามิเตอร์อื่นๆได้อีกจากความสัมพันธ์สมการที่ (3.19) และนำผลลัพธ์สุดท้ายมาจำลองผลโดยใช้โปรแกรมแมทแลบ ดังรูปที่ 3.14 แสดงตัวอย่างผลจำลองจากสมการการวิเคราะห์ออกแบบการลดขนาดของการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่ 1800 MHz จากกราฟแสดงผลตอบสนองของค่าเอส พารามิเตอร์ 4 ค่าคือ  $S_{11}, S_{21}, S_{31}, S_{41}$  เทียบกับความถี่ จะได้ว่าค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ และค่าความสูญเสียจากการแยกโดดเดี่ยวมีค่าต่ำกว่า -10 dB ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ คือ พอร์ตส่งผ่านสัญญาณออกไปของพอร์ตอินพุตทั้งสองพอร์ตมีค่ากำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งเป็นไปตามทฤษฎีของตัวเชื่อมต่อไฮบริด 90 องศา จากสมการการวิเคราะห์ออกแบบการลดขนาดเราจะนำสมการนี้ไปจำลองผลในโปรแกรมแมทแลบ เพื่อทำการลดขนาดค่าพารามิเตอร์ความยาวของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดของตัวดั้งเดิมและหาค่าความยาวของสตัปเพื่อแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่เกิดจากการลดขนาดกลับมาให้เท่าเดิม ทำให้ได้ผลตอบสนองตรงกับตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดของตัวดั้งเดิม



รูปที่ 3.14 กราฟค่าเอส พารามิเตอร์ (S-parameters) เปรียบเทียบกับความถี่สำหรับวงจรของตัวคัปเปิลอร์แบบไฮบริดที่ 1800 MHz จากสมการการวิเคราะห์ออกแบบการลดขนาด

### 3.5 กล่าวสรุป

การวิเคราะห์โครงสร้างของตัวตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบตัวตั้งเดิมด้วยทฤษฎีการจำแนกแบบโหมดคู่และโหมดคี่ช่วยลดเวลาในการวิเคราะห์ทั้งวงจร เนื่องจากสามารถแยกคิดพิจารณาครึ่งวงจรได้ โดยแบ่งเป็นสองโหมด ผลลัพธ์สุดท้ายเกิดจากการนำทั้งสองโหมดมารวมกัน ช่วยเพิ่มความง่ายในการวิเคราะห์วงจรที่มีลักษณะสมมาตรเป็นอย่างมาก และผลลัพธ์ที่ได้ยังมีค่าเท่ากับการพิจารณาแบบทั้งวงจร จากสมการที่ได้ทำให้เราสามารถแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ จากวัสดุที่เรามีอยู่ และสามารถกำหนดความถี่อื่นๆที่เราจะทำการออกแบบได้ เป็นพื้นฐานนำไปสู่การวิเคราะห์ออกแบบและลดขนาดตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด จากการวิเคราะห์สมการที่ได้จากการออกแบบโครงสร้างที่มี 4 สตัม เป็นสมการที่จะนำไปจำลองผลในบัตต์ไป

## บทที่ 4

### การจำลองแบบในคอมพิวเตอร์

#### 4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์ของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดโดยจะแสดงผลการจำลองของการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและแบบตัวที่ลดขนาด โดยจะเปรียบเทียบผลให้เห็นถึงประสิทธิภาพของผลตอบสนองระหว่างผลที่ได้จากการลดขนาดเปรียบเทียบกับตัวดั้งเดิม ในการจำลองผลในบทนี้จะใช้โปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO

#### 4.2 สมมุติฐานในการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์

ในงานวิจัยชิ้นนี้จำเป็นต้องจำลองผลในคอมพิวเตอร์เสียก่อน เพื่อพิสูจน์ให้เห็นถึงประสิทธิภาพที่แท้จริงของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่ออกแบบลดขนาดโดยสมมุติฐานที่ตั้งไว้คือการออกแบบและลดขนาดตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่ใช้เทคนิคการเพิ่ม 4 สตัมป์เข้ามาในสายวงจร จะช่วยแมตซ์อิมพีแดนซ์ให้ได้ผลตอบสนองกลับมาเท่ากับตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวดั้งเดิม โดยเราจะโดยนำเอาสมการที่ได้จากการวิเคราะห์ในบทที่ 3 มาจำลองผลในโปรแกรมแมทแลบและกำหนดการลดขนาดความกว้างและความยาวของพารามิเตอร์ของตัวดั้งเดิม และจำลองผลเพื่อหาค่าความยาวสตัมป์ที่เหมาะสมที่ทำให้ได้ขนาดของสัญญาณและความต่างเฟสใกล้เคียงตัวดั้งเดิม และเมื่อได้ค่าพารามิเตอร์ความยาวมาทั้งหมดจึงนำมาจำลองผลโดยใช้โปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO ในการจำลองผลการออกแบบ ณ ความถี่ต่างๆที่กำหนด ในการสร้างแบบจำลองในงานวิจัยชิ้นนี้ได้ตั้งอยู่บนข้อกำหนดต่อไปนี้

1. ในการออกแบบทั้งหมดเราจะดำเนินการออกแบบในช่วงความถี่ 900-3000 MHz ครอบคลุมช่วงความถี่ของผู้ให้บริการเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทยในยุคการสื่อสารทั้ง 1G 2G 3G และรองรับ 4G ในอนาคตโดยใช้ความถี่ของเทคโนโลยีแอลทีอี
2. วัสดุที่ใช้ในการออกแบบและสร้างตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศาและตัวที่ทำารลดขนาด คือแผงวงจรมพิมพ์แบบ FR4 ที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.5 และมีความหนาของแผงวงจรมพิมพ์เท่ากับ 1.66 mm

3. ยกตัวอย่างการออกแบบเพื่อนำไปวัดผลจริง ที่ 2 ย่านความถี่ คือ 1800 MHz และ 2800 MHz โดยจะออกแบบและวัดผลเปรียบเทียบกับค่าเอส พารามิเตอร์ และความต่างเฟสของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวดั้งเดิมและตัวที่ลดขนาด

### 4.3 ผลการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์

จากสมการที่แสดงการวิเคราะห์ไวน์บอทที่ 3 และข้อกำหนดที่แสดงในหัวข้อที่ 4.2 ได้นำมาเขียนเป็นโปรแกรมการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์ ซึ่งผลจากการจำลองแบบจะแยกเป็นสองส่วนคือ ส่วนของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวดั้งเดิมและตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวที่ลดขนาด ซึ่งในส่วนการจำลองตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวที่ลดขนาดจะทำให้ได้สมการแสดงค่าความยาวของ สตัมป์ที่เหมาะสมที่ทำให้ได้ประสิทธิภาพใกล้เคียงกับตัวต้นแบบ โดยค่าที่พิจารณาคือค่าเอส พารามิเตอร์ และค่าความต่างเฟส ในส่วนของค่าเอสพารามิเตอร์นั้น จะพิจารณาทั้งหมด 4 ค่า คือ  $S_{11}$  คือ ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (return loss) ซึ่งเป็นค่าการสูญเสียที่เกิดจากการสะท้อนกลับออกที่พอร์ตที่ป้อนสัญญาณเอง ซึ่งควรต่ำกว่า -10 dB หรือต่ำกว่า  $S_{21}$  และ  $S_{31}$  คือค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ คือ พอร์ตส่งผ่านสัญญาณออกไปของทั้งสองพอร์ตเอาท์พุท (through loss) และ (coupling loss) ตามลำดับ ซึ่งควรจะมีสัญญาณออกมาอย่างละเท่าๆกัน โดยกำลังงานจะลดลงครึ่งหนึ่งของกำลังเดิม (3dB)  $S_{41}$  คือค่าความสูญเสียจากการแยกโดดเดี่ยว (isolation loss) ซึ่งเป็นค่าการสูญเสียที่เกิดจากการสะท้อนกลับออกที่พอร์ตที่สัญญาณออกอีกพอร์ตหนึ่ง ซึ่งควรจะมีค่ายิ่งต่ำยิ่งดีคือควรต่ำกว่า -10 dB หรือต่ำกว่า ในส่วนของความต่างเฟสกำหนดการออกแบบให้มีค่าความต่างเฟสของพอร์ตที่ 2 และ พอร์ตที่ 3 (Phase  $S_{21}$  - Phase  $S_{31}$ ) ซึ่งควรมีค่า 90 องศา

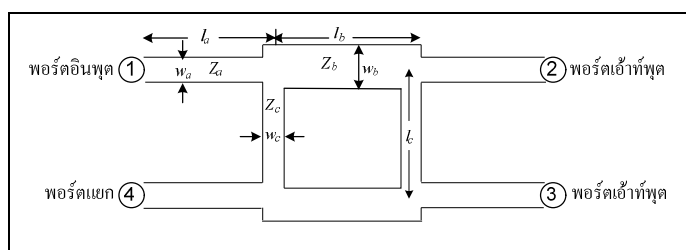
#### 4.3.1 ผลการจำลองการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา

ในส่วนนี้จะแสดงผลการจำลองของค่าเอส พารามิเตอร์ และความต่างเฟสของการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวดั้งเดิมดังรูปที่ 4.1 ตั้งแต่ย่านความถี่ 900 -3000 MHz ซึ่งเป็นช่วงความถี่ของการสื่อสารในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทย เพื่อความสะดวกในการอ่านค่าในกราฟโดยเราจะแบ่งกราฟการแสดงผลออกเป็น 2 กราฟ คือรูปที่ 4.2 และ 4.3 แสดงค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวดั้งเดิมของช่วงความถี่ 900 -2000 MHz และ 2100-3000 MHz ตามลำดับ โดยพารามิเตอร์ความกว้างและความยาวคำนวณได้จากสมการที่ (3.1)-(3.5) ในบทที่ 3

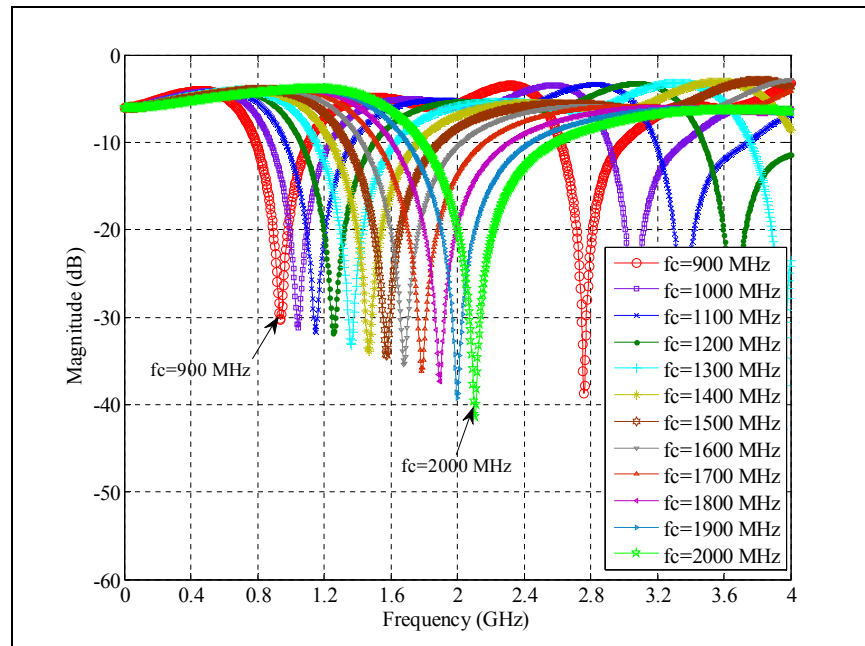
จากรูปที่ 4.2 และ 4.3 จะเห็นว่าผลการออกแบบที่ความถี่ต่างๆมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ( $S_{11}$ ) ต่ำกว่า -10 dB จากการจำลองผลจะพบว่าการออกแบบตามทฤษฎีโดย



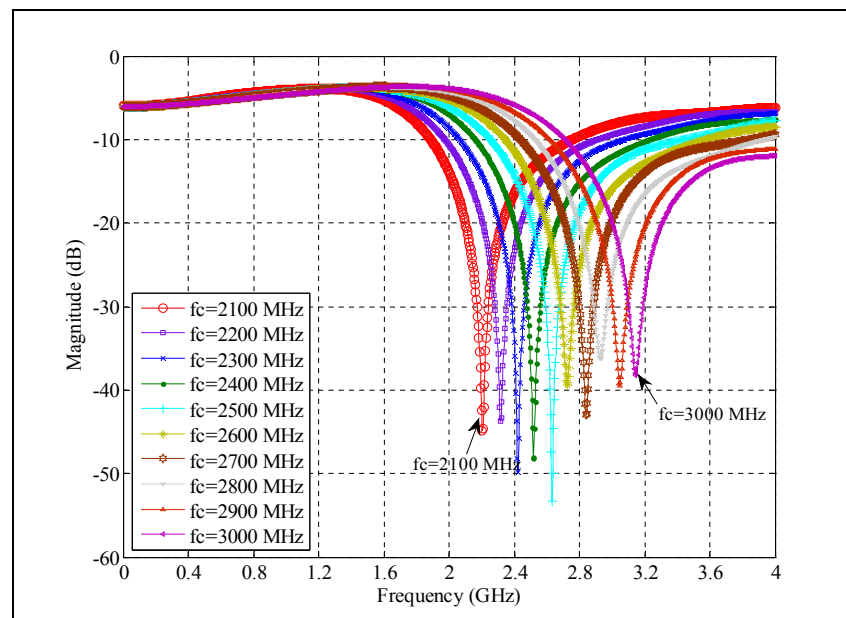
แทนค่าความถี่หนึ่งๆ เมื่อจำลองผลจะได้ว่า ความถี่กลางเลื่อนไปจากความถี่ที่ต้องการออกแบบ เฉลี่ยประมาณ 0.1 GHz แต่ยังสามารถใช้งานได้ และเนื่องจากการออกแบบที่หลากหลายความถี่จึงทำให้ไม่สามารถแสดงผลค่าความต่างเฟสและค่าเอส พารามิเตอร์อื่นๆ ของทุกความถี่ให้อยู่ในกราฟเดียวกันได้ เพราะจะทำให้ผู้อ่านอ่านค่าไม่สะดวก ดังนั้นเราจะยกตัวอย่างแสดงผลเฉพาะในการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่ความถี่ 1800 MHz และ 2800 MHz จากรูป 4.4 แสดงผลการจำลองค่าเอส พารามิเตอร์ของการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่ความถี่ 1800 MHz ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับค่า ( $s_{11}$ ) มีค่า -19.82 dB และค่าความสูญเสียเนื่องจากการแยกโดดเดี่ยว ( $s_{41}$ ) มีค่า -20.69 dB ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ (through loss :  $s_{21}$ ) มีค่า -3.56 dB ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ (coupling loss :  $s_{31}$ ) มีค่า -2.83 dB มีค่าใกล้เคียงกันอยู่ในระดับที่ยอมรับได้ จากรูป 4.5 แสดงผลการจำลองค่าเอส พารามิเตอร์ของการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่ความถี่ 2800 MHz ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับค่า ( $s_{11}$ ) มีค่า -20.37 dB และค่าความสูญเสียเนื่องจากการแยกโดดเดี่ยว ( $s_{41}$ ) มีค่า -21.15 dB ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ (through loss :  $s_{21}$ ) มีค่า -3.52 dB ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ (coupling loss :  $s_{31}$ ) มีค่า -2.86 dB มีค่าใกล้เคียงกันอยู่ในระดับที่ยอมรับได้ จากรูปที่ 4.6 แสดงค่าความต่างเฟส (Phase $S_{21}$ -Phase $S_{31}$ ) ของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่ความถี่ 1800 MHz มีค่า 88.40 องศา ความคลาดเคลื่อนเฟสเท่ากับ 1.78 % ซึ่งค่าที่ได้นั้นมีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 5% ตาม Ahmed, E.Z. (2005) ซึ่งถือว่าเป็นที่ยอมรับได้ รูปที่ 4.7 แสดงค่าความต่างเฟสของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่ความถี่ 2800 MHz มีค่า 89.51 องศา ความคลาดเคลื่อนเฟสเท่ากับ 0.55 % ซึ่งค่าที่ได้นั้นมีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 5% จากกราฟการแสดงผลค่าความต่างเฟสจะสังเกตเห็นได้ว่าค่าความต่างเฟสมีการเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ จะเห็นได้ว่าช่วงความถี่ที่เราออกแบบจะได้ค่าความต่างเฟส 90 องศา ส่วนความถี่อื่นๆ จะมีค่าไม่เท่ากับ 90 องศา ซึ่งเป็นลักษณะเฉพาะของโครงสร้างตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา



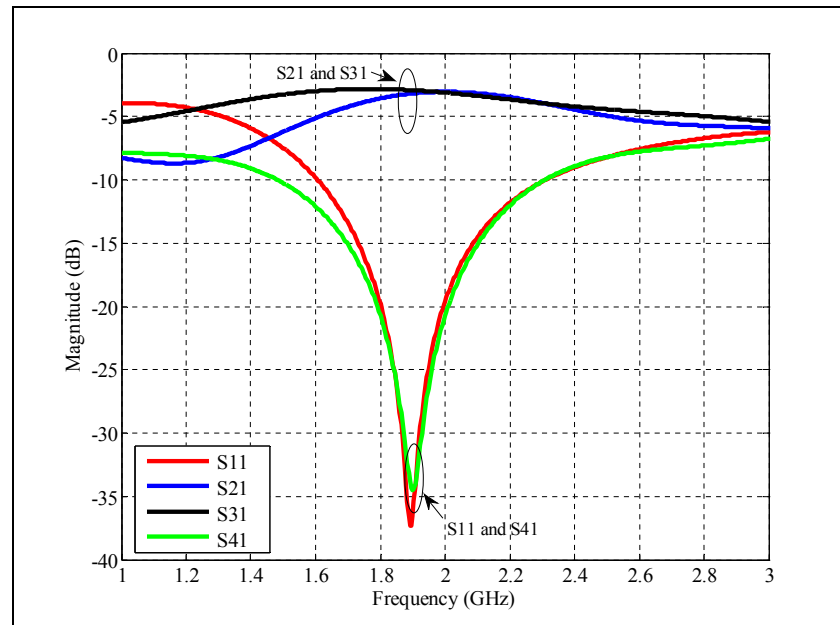
รูปที่ 4.1 แผนภาพไดอะแกรมของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมแสดงค่าพารามิเตอร์อิมพีแดนซ์ส่วนต่างๆ ของวงจร



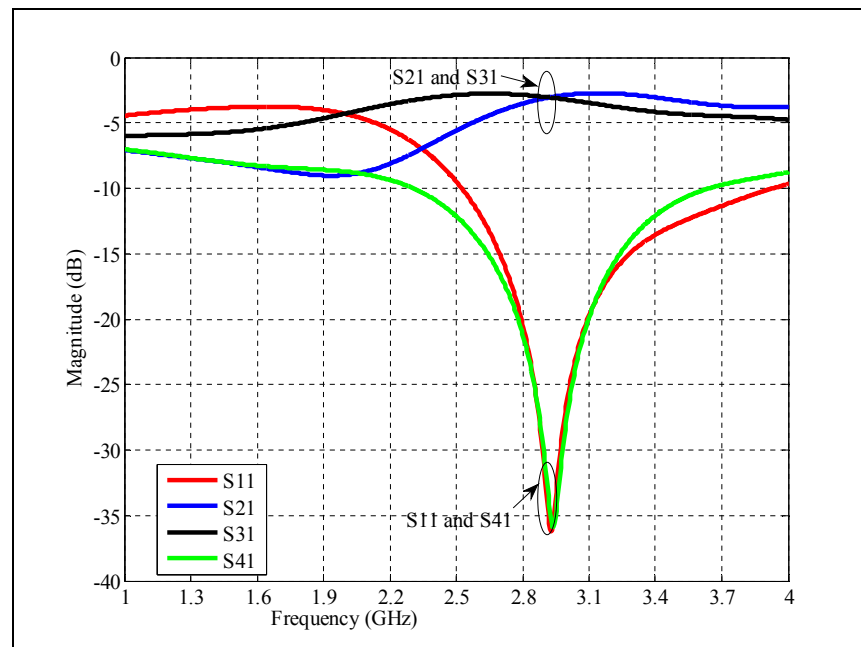
รูปที่ 4.2 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัว  
ตั้งเดิมของช่วงความถี่ 900 -2000 MHz



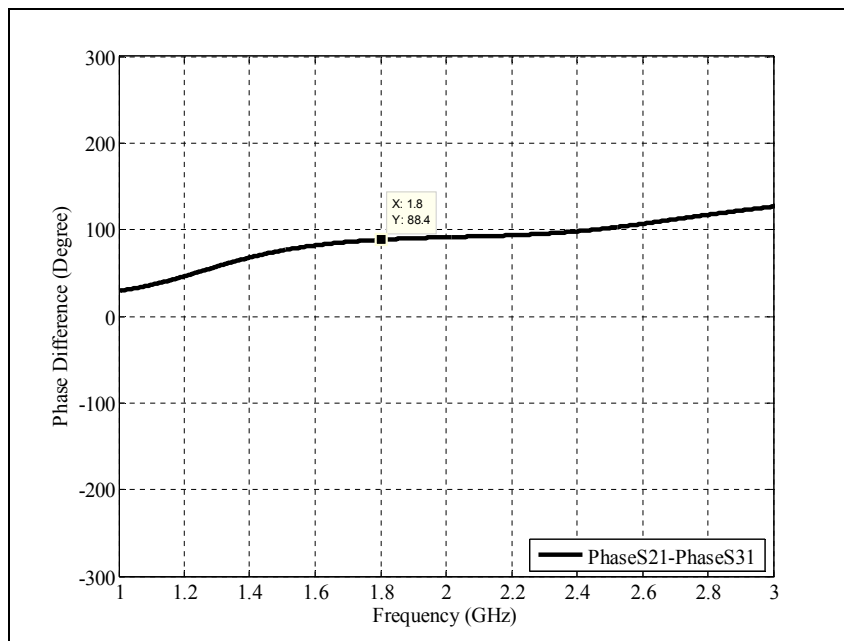
รูปที่ 4.3 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัว  
ตั้งเดิมของช่วงความถี่ 2100 -3000 MHz



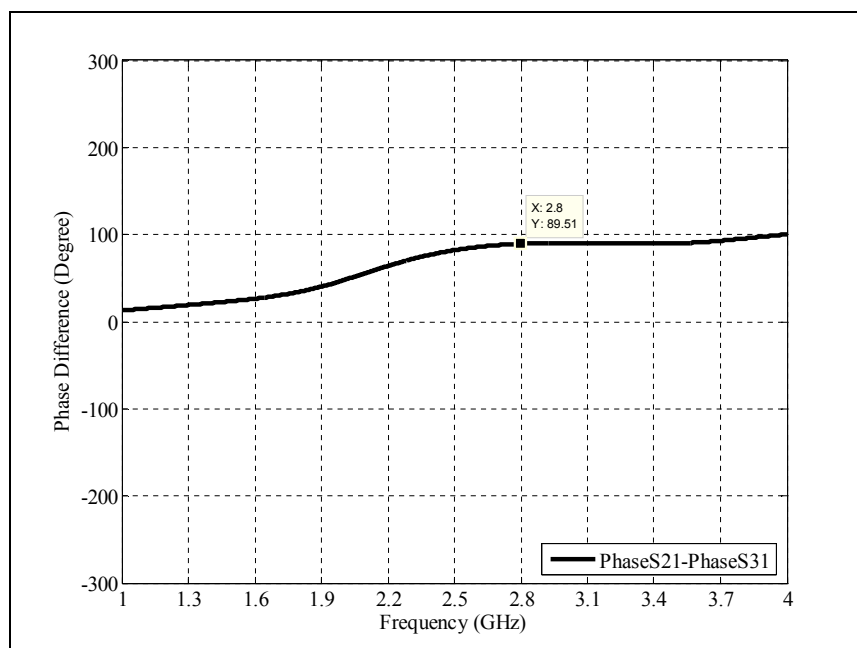
รูปที่ 4.4 ค่าเอสพารามิเตอร์ ของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมที่ความถี่ 1800 MHz



รูปที่ 4.5 ค่าเอสพารามิเตอร์ ของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมที่ความถี่ 2800 MHz



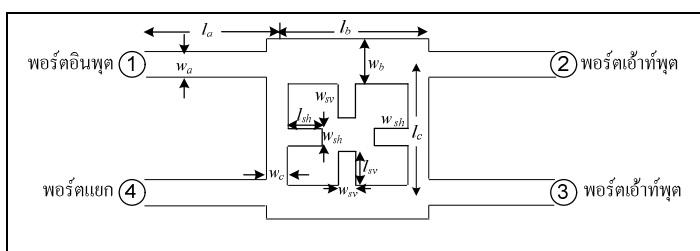
รูปที่ 4.6 ค่าความต่างเฟสของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมที่ความถี่ 1800 MHz



รูปที่ 4.7 ค่าความต่างเฟสของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมที่ความถี่ 2800 MHz

#### 4.3.2 ผลการจำลองการออกแบบลดขนาดของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90 องศา

ในส่วนนี้จะแสดงผลการจำลองของค่าเอส พารามิเตอร์ และความต่างเฟสของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวลดขนาดดังรูปที่ 4.2 ได้แสดงแผนภาพของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่นำเสนอการลดขนาด ก่อนจะได้ผลการสำเร็จที่ใช้ออกแบบที่ความถี่ต่างๆที่เรากำหนดไว้ การดำเนินงานเริ่มจากคำนวณค่าพารามิเตอร์ความกว้างและความยาวของตัวดั้งเดิม กำหนดการลดขนาดพารามิเตอร์ความกว้างและความยาวของตัวดั้งเดิม และแมตซ์อิมพีแดนซ์ด้วยการเพิ่ม 4 สตับเข้ามาในสายวงจร



รูปที่ 4.8 แผนภาพไดอะแกรมของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่นำเสนอการลดขนาดโดยวิธีการเพิ่ม 4 สตับแสดงค่าพารามิเตอร์อิมพีแดนซ์ส่วนต่างๆ ของวงจร

จากการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวดั้งเดิม นิยามพารามิเตอร์ความกว้างและความยาวดังนี้

$w_{con,a}$  = ความกว้างของการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวดั้งเดิมที่อิมพีแดนซ์  $Z_a = 50 \Omega$

$w_{con,b}$  = ความกว้างของการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวดั้งเดิมที่อิมพีแดนซ์  $Z_b = \frac{50}{\sqrt{2}} \Omega$

$w_{con,c}$  = ความกว้างของการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวดั้งเดิมที่อิมพีแดนซ์  $Z_c = 50 \Omega$

$l_{con,a}$  = ความยาวของการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวดั้งเดิมที่  $\frac{\lambda}{4}$

$l_{con,b}$  = ความยาวของการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวดั้งเดิมที่  $\frac{\lambda}{4}$

$l_{con,b}$  = ความยาวของการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวดั้งเดิมที่  $\frac{\lambda}{4}$

หลักการกำหนดการลดขนาด คือ จากพารามิเตอร์ความกว้าง ( $w$ ) และความยาว ( $l$ ) ของอิมพีแดนซ์เดิมกำหนดให้บางส่วนมีขนาดความกว้างและความยาวลดลง 50 เปอร์เซ็นต์ขึ้นไป

โดยเราจะทำการจำลองผลเพื่อเพิ่มความยาวสลับเข้าไปทดแทนอิมพีแดนซ์ที่ลดลง เรียกว่าการแมตช์อิมพีแดนซ์

สำหรับการออกแบบช่วงความถี่ 900-2000 MHz

$$w_a = \frac{w_{con,a}}{2} \text{ mm.}$$

(4.1)

$$w_b = \frac{w_{con,b}}{2} \text{ mm.} \quad (4.2)$$

$$w_c = w_{con,c} - 2.2 \text{ mm.} \quad (4.3)$$

$$l_a = \frac{l_{con,a}}{3} \text{ mm.} \quad (4.4)$$

$$l_b = l_{con,b} - 2.2 \text{ mm.} \quad (4.5)$$

$$l_c = l_{con,c} - 2.2 \text{ mm.} \quad (4.6)$$

จากการจำลองผลจากสมการที่ (4.1) - (4.6) จะได้ความกว้างและความยาวสลับ

ดังนี้

$$l_{sh} = -10f + 23 \text{ mm.} \quad ; 0.9\text{GHz} \leq f_c \leq 1.4\text{GHz} \quad (4.7)$$

$$l_{sh} = -5f + 16 \text{ mm.} \quad ; 1.4\text{GHz} < f_c < 2.1\text{GHz} \quad (4.8)$$

$$w_{sh} = 3.4 \text{ mm.} \quad ; 0.9\text{GHz} \leq f_c < 1.7\text{GHz} \quad (4.9)$$

$$w_{sh} = 3.2 \text{ mm.} \quad ; f_c = 1.7\text{GHz} \quad (4.10)$$

$$w_{sh} = 3 \text{ mm.} \quad ; 1.7\text{GHz} < f_c < 2.1\text{GHz} \quad (4.11)$$

$$w_{sv} = 5.6 \text{ mm.} \quad ; 0.9\text{GHz} \leq f_c \leq 1.2\text{GHz} \quad (4.12)$$

$$w_{sv} = 5.2 \text{ mm.} \quad ; 1.2\text{GHz} < f_c \leq 1.5\text{GHz} \quad (4.13)$$

$$w_{sv} = 5 \text{ mm.} \quad ; 1.5\text{GHz} < f_c \leq 1.8\text{GHz} \quad (4.14)$$

$$w_{sv} = -3f + 10 \text{ mm.} \quad ; 1.8\text{GHz} < f_c < 2.1\text{GHz} \quad (4.15)$$

สำหรับการออกแบบช่วงความถี่ 2100-3000 MHz

$$w_a = \frac{w_{con,a}}{2} \text{ mm.} \quad (4.16)$$

$$w_b = \frac{w_{con,b}}{2} \text{ mm.} \quad (4.17)$$

$$w_c = w_{con,c} - 2.2 \text{ mm.} \quad (4.18)$$

$$l_a = \frac{l_{con,a}}{2.95} \text{ mm.} \quad (4.19)$$

$$l_b = l_{con,b} - 2 \text{ mm.} \quad (4.20)$$

$$l_c = l_{con,c} - 2 \text{ mm.} \quad (4.21)$$

จากการจำลองผลจากสมการที่ (4.16) - (4.21) จะได้ความกว้างและความยาวสตั้บ

$$l_{sh} = 5.6 \text{ mm.} \quad ; f_c = 2.1\text{GHz} \quad (4.22)$$

$$l_{sh} = -3f + 11.8 \text{ mm.} \quad ; 2.1\text{GHz} < f_c < 2.8\text{GHz} \quad (4.23)$$

$$l_{sh} = -2.5f + 11 \text{ mm.} \quad ; 2.8\text{GHz} \leq f_c \leq 3\text{GHz} \quad (4.24)$$

$$w_{sh} = 3.1 \text{ mm.} \quad ; 2.1\text{GHz} \leq f_c < 2.3\text{GHz} \quad (4.25)$$

$$; 2.5\text{GHz} < f_c < 2.8\text{GHz}$$

$$w_{sh} = 3 \text{ mm.} \quad ; 2.3\text{GHz} \leq f_c \leq 2.5\text{GHz} \quad (4.26)$$

$$; 2.8\text{GHz} \leq f_c \leq 3\text{GHz}$$

$$w_{sv} = 4.7 \text{ mm.} \quad ; f_c = 2.1\text{GHz} \quad (4.27)$$

$$w_{sv} = 4.3 \text{ mm.} \quad ; 2.1\text{GHz} < f_c < 2.4\text{GHz} \quad (4.28)$$

$$w_{sv} = 4 \text{ mm.} \quad ; 2.4\text{GHz} \leq f_c < 2.6\text{GHz} \quad (4.29)$$

$$w_{sv} = 5 \text{ mm.} \quad ; 2.6\text{GHz} \leq f_c < 2.8\text{GHz} \quad (4.30)$$

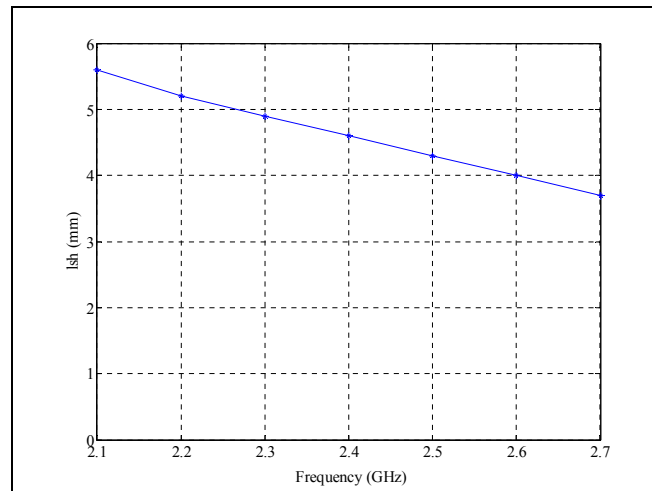
$$w_{sv} = 4 \text{ mm.} \quad ; 2.8\text{GHz} \leq f_c \leq 3\text{GHz} \quad (4.31)$$

จากค่าพารามิเตอร์ความกว้างและความยาวทั้งหมดที่ได้จากการวิเคราะห์ในบทที่ 3 และนำมาจำลองผลในบทนี้เพื่อหาค่าความยาวสลับเพื่อแมตซ์อิมพีแดนซ์ ทำให้ได้สมการที่ใช้ออกแบบและลดขนาดตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดในช่วงความถี่ 900-3000 MHz ซึ่งเป็นช่วงความถี่การสื่อสารในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทย ที่มาของสมการตั้งแต่ (4.7)-(4.15) และ(4.22)-(4.31) สมการที่ ยกตัวอย่างผลจำลองของสมการที่ (4.23) แสดงดังรูปที่ 4.9 แสดงผลจำลองค่าความยาวส

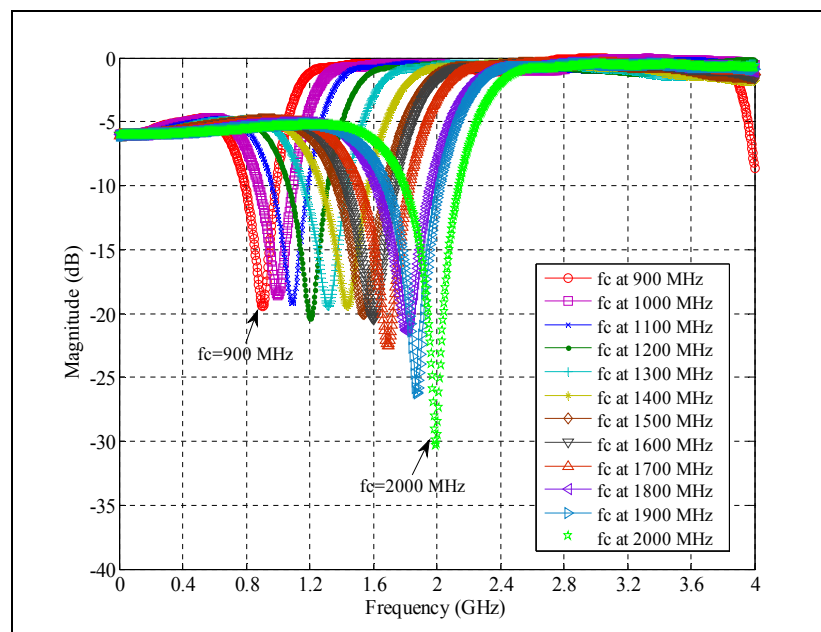


ดับที่ใช้กับแต่ละความถี่ที่จะออกแบบตามข้อกำหนด เมื่อได้ค่าพารามิเตอร์ความยาวมาทั้งหมดจึงนำมาจำลองผลโดยใช้โปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO เพื่อแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพที่ได้จากการลดขนาด โดยการจำลองผลจะแสดงผลจำลองของค่าเอสพารามิเตอร์ และความต่างเฟสของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวลดขนาดตั้งแต่นานความถี่ 900 -3000 MHz เพื่อความสะดวกในการอ่านค่าในกราฟโดยเราจะแบ่งกราฟการแสดงผลออกเป็น 2 กราฟ คือรูปที่ 4.10 และ 4.11 แสดงค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวดั้งเดิมของช่วงความถี่ 900 -2000 MHz และ 2100-3000 MHz

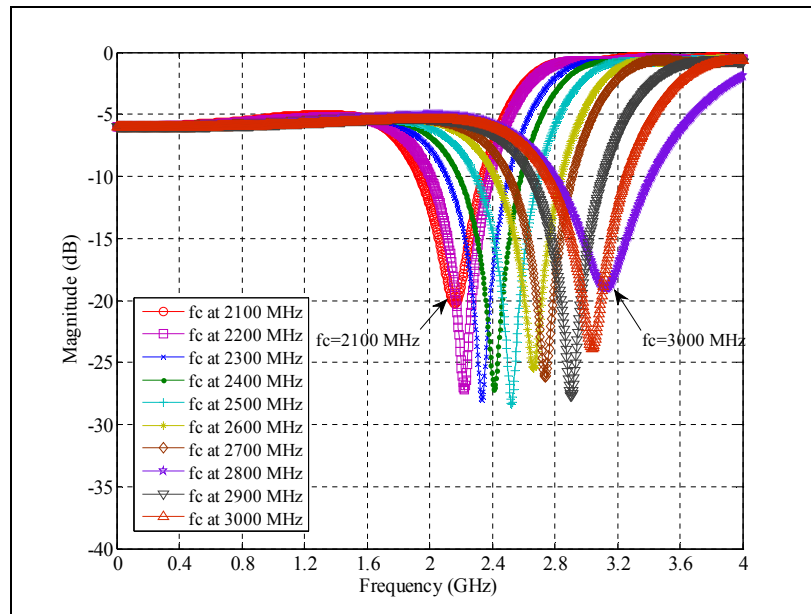
จากรูปที่ 4.10 และ 4.11 จะเห็นว่าผลการออกแบบที่ความถี่ต่างๆมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ต่ำกว่า -10 dB และเนื่องจากการออกแบบที่หลากหลายความถี่จึงทำให้ไม่สามารถแสดงผลค่าความต่างเฟสและค่าเอส พารามิเตอร์อื่นๆของทุกความถี่ให้อยู่ในกราฟเดียวกันได้ เพราะจะทำให้ผู้อ่านอ่านค่าไม่สะดวก ดังนั้นเราจะยกตัวอย่างแสดงผลเฉพาะในการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่ความถี่ 1800 MHz และ 2800 MHz จากรูป 4.12 แสดงผลการจำลองค่าเอสพารามิเตอร์ของการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวลดขนาดที่ความถี่ 1800 MHz ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับค่า ( $S_{11}$ ) มีค่า -16.83 dB และค่าความสูญเสียเนื่องจากการแยกโดดเดี่ยว ( $S_{41}$ ) มีค่า -17.54 dB ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ (through loss :  $S_{21}$ ) มีค่า -3.12 dB ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ (coupling loss :  $S_{31}$ ) มีค่า -3.26 dB มีค่าใกล้เคียงกันอยู่ในระดับที่ยอมรับได้ จากรูป 4.13 แสดงผลการจำลองค่าเอส พารามิเตอร์ของการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่ความถี่ 2800 MHz ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับค่า ( $S_{11}$ ) มีค่า -26.98 dB และค่าความสูญเสียเนื่องจากการแยกโดดเดี่ยว ( $S_{41}$ ) มีค่า -26.81 dB ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ (through loss :  $S_{21}$ ) มีค่า -3.21 dB ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ (coupling loss :  $S_{31}$ ) มีค่า -2.99 dB มีค่าใกล้เคียงกันอยู่ในระดับที่ยอมรับได้ จากรูปที่ 4.14 แสดงค่าความต่างเฟส (Phase $S_{21}$ -Phase $S_{31}$ ) ของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่ความถี่ 1800 MHz มีค่า 91.23 องศา ความคลาดเคลื่อนเฟสเท่ากับ 1.36 % ซึ่งค่าที่ได้นั้นมีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 5% จากรูปที่ 4.15 แสดงค่าความต่างเฟสของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่ความถี่ 2800 MHz มีค่า 88.37 องศา ความคลาดเคลื่อนเฟสเท่ากับ 1.82 % ซึ่งค่าที่ได้นั้นมีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 5% ผลวัดที่ได้จะมีค่าใกล้เคียงกับตัวดั้งเดิม และดีกว่าในส่วนของสัญญาณที่ส่งออก เนื่องจากสัญญาณที่ส่งออกจะต้อง มีค่ากำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งของกำลังเดิม 3 ดีบี (ในทางบวก) ซึ่งการออกแบบตัวลดขนาดมีค่าไม่เกิน 3 ดีบี แต่จะมีค่าสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับของสัญญาณสัญญาณที่มากกว่าแต่ก็ยังสามารถใช้งานได้อยู่ การลดขนาดนี้ต้องแลกกับประสิทธิภาพที่สูญเสียไปบ้าง



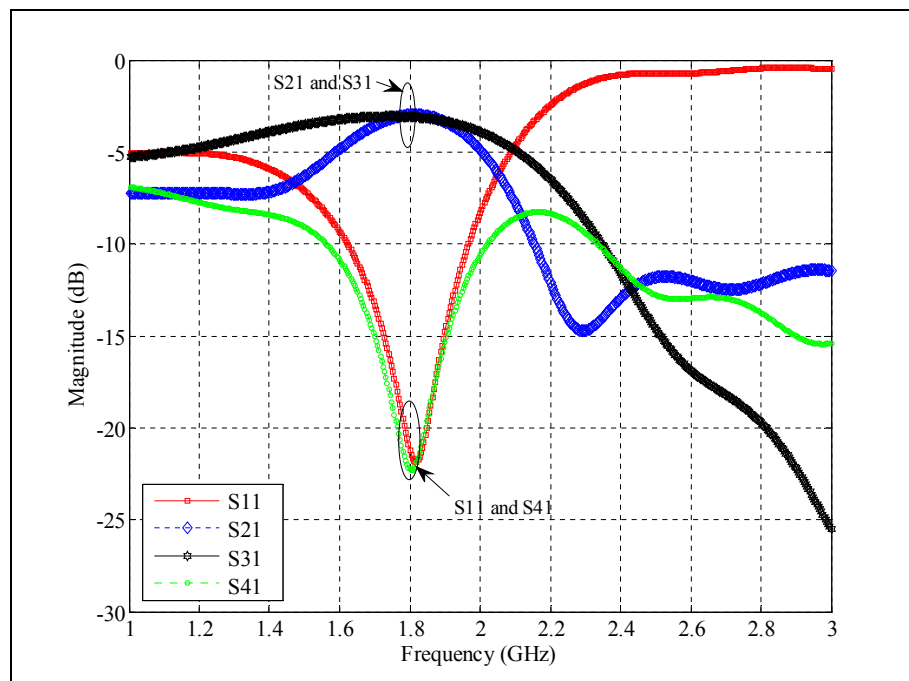
รูปที่ 4.9 ผลจำลองค่าความยาวสลับ ( $l_{sh}$ ) ที่ใช้กับแต่ละความถี่ที่จะออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวลดขนาด



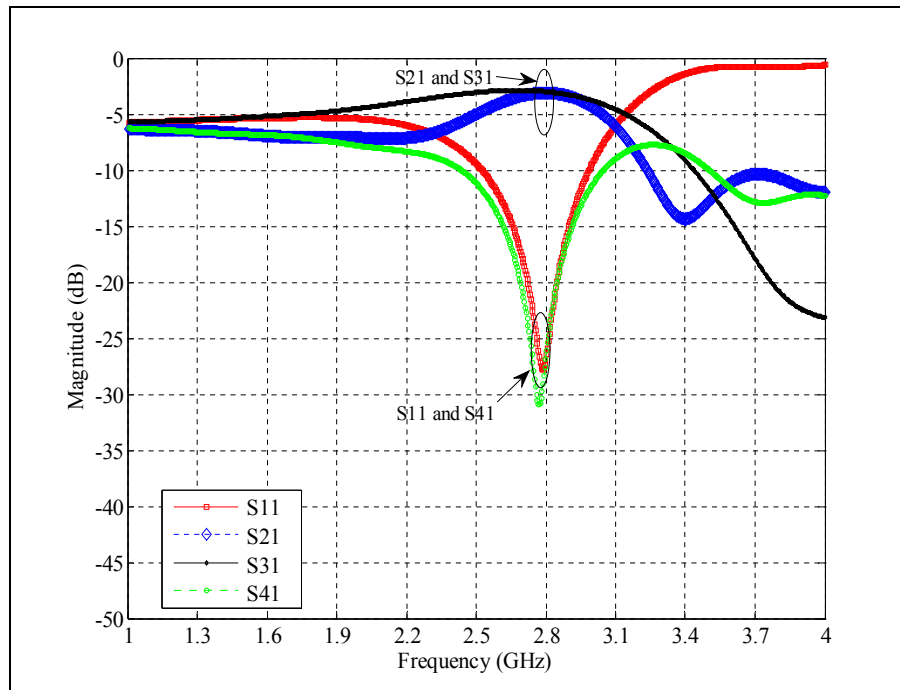
รูปที่ 4.10 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวลดขนาดของช่วงความถี่ 900 -2000 MHz



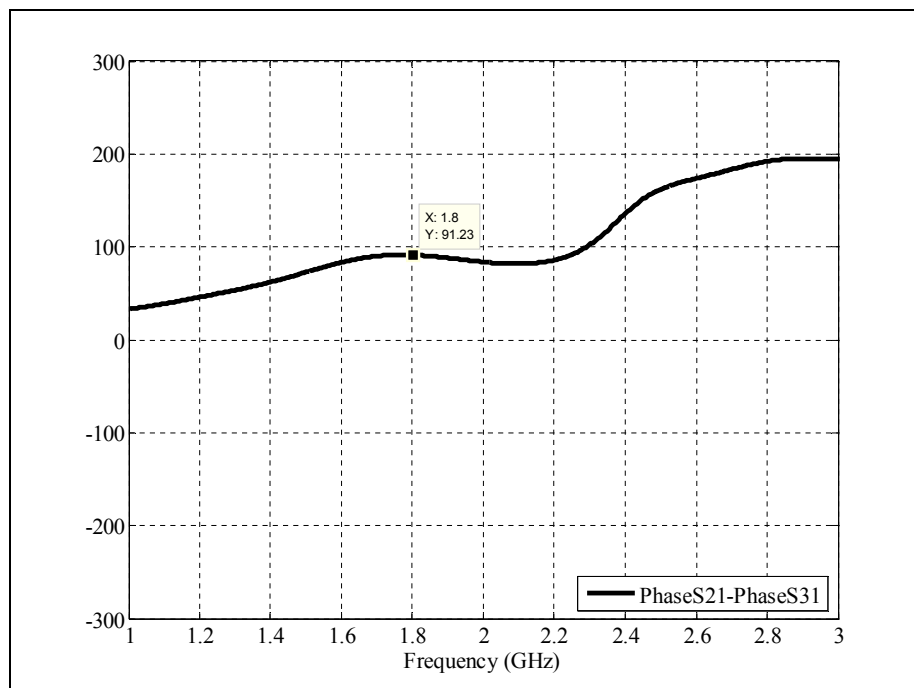
รูปที่ 4.11 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด  
ตัวลดขนาดของช่วงความถี่ 2100 -3000 MHz



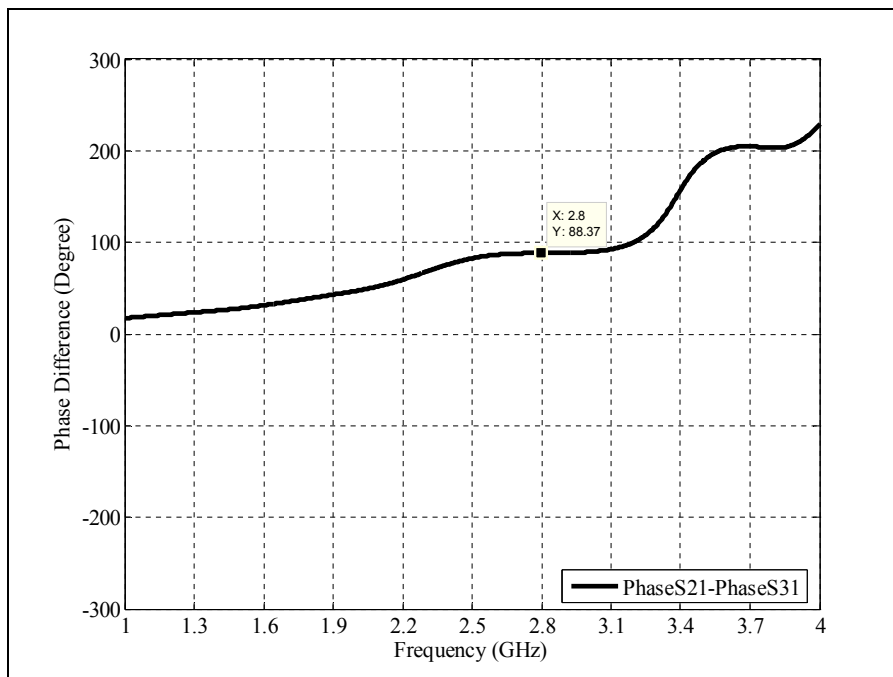
รูปที่ 4.12 ค่าเอส พารามิเตอร์ ของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบลดขนาดที่ความถี่ 1800 MHz



รูปที่ 4.13 ค่าเอส พารามิเตอร์ ของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบลดขนาดที่ความถี่ 2800 MHz



รูปที่ 4.14 ค่าความต่างเฟสของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวลดขนาดที่ความถี่ 1800 MHz



รูปที่ 4.15 ค่าความต่างเฟสของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวลดขนาดที่ความถี่ 2800 MHz

#### 4.4 สรุป

จากที่แสดงมาทั้งในส่วนบทที่ 3 แสดงการวิเคราะห์เพื่อนำสมการมาใช้ในการออกแบบลดขนาดตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด และบทที่ 4 นี้ก็แสดงให้เห็นประสิทธิภาพของการออกแบบและลดขนาดซึ่งมีผลใกล้เคียงกับตัวต้นแบบ อีกทั้งยังสามารถออกแบบลดขนาดได้มากกว่า 50 เปอร์เซ็นต์เมื่อเทียบกับขนาดของตัว ดังนั้นจึงสามารถยืนยันถึงเหตุผลที่งานวิจัยฉบับนี้เสนอการลดขนาดโดยใช้เทคนิคการเพิ่ม 4 สตัมป์ซึ่งช่วยในเรื่องการแมตซ์อิมพีแดนซ์ สมการที่ได้จากการจำลองผลเพื่อหาค่าความยาวสตัมป์ที่เหมาะสม ช่วยให้เราออกแบบช่วงความถี่อื่นที่อยู่ในข้อกำหนดได้ด้วย และเมื่อขนาดวงจรตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดเล็กลง ส่งผลให้วงจรทางโทรคมนาคมที่มีตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดเป็นส่วนประกอบเล็กลงด้วย



## บทที่ 5

### การทดสอบโดยเครื่องมือวัด

#### 5.1 กล่าวนำ

ในบทนี้เราได้สร้างตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและแบบตัวที่ลดขนาดตามที่แสดงในบทที่ 4 ที่มีการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์ มาทดสอบเปรียบเทียบผลโดยใช้เครื่องมือวัดจริง เพื่อแสดงให้เห็นว่าตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวที่ลดขนาดมีประสิทธิภาพที่เท่าเทียมกับตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิม

#### 5.2 ข้อกำหนดในการทดสอบ

ในการทดสอบโดยใช้เครื่องมือวัดคือ เครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย (Network Analyzer) สถานที่ที่ใช้ในการทดสอบคือ ห้องวิจัยและปฏิบัติการสื่อสารไร้สาย อาคารเครื่องมือ 4 มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี 111 ถนนมหาวิทยาลัย ต. สุรนารี อ. เมือง จ. นครราชสีมา 30000 ในการทดสอบในงานวิจัยชิ้นฉบับนี้ได้ตั้งอยู่บนข้อกำหนดต่อไปนี้

1. วัสดุที่ใช้ในการสร้างตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและแบบตัวที่ลดขนาด คือ แผงวงจรพิมพ์แบบ FR4 ที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.5 และมีความหนาของแผงวงจรพิมพ์เท่ากับ 1.66 mm.
2. สร้างและทดสอบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดทั้งหมด 4 ตัวคือตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมสร้างที่ความถี่ 1800 MHz และ 2800 MHz และแบบตัวที่ลดขนาดสร้างที่ความถี่ 1800 MHz และ 2800 MHz ซึ่งได้แสดงผลการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์ตามที่แสดงในบทที่ 4
3. แสดงผลวัดโดยเปรียบเทียบค่าเอส พารามิเตอร์และค่าความต่างเฟสของตัวที่ออกแบบความถี่เดียวกันระหว่างตัวตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและแบบตัวที่ลดขนาด

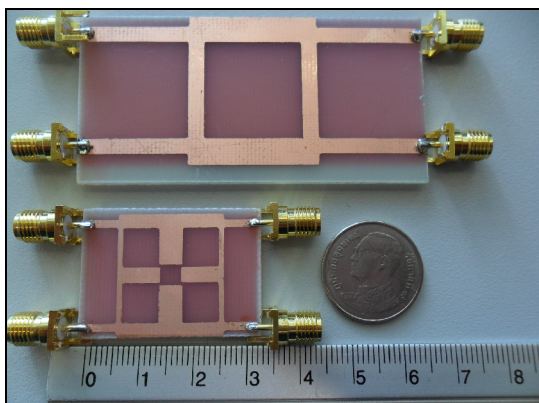
#### 5.3 ผลการทดสอบโดยเครื่องมือวัด

ในการทดสอบได้มีการวัดทั้งหมด 2 ค่า คือ ค่าเอส พารามิเตอร์ และค่าความต่างเฟส พิจารณาว่าเช่นเดียวกับผลจำลองแบบในคอมพิวเตอร์ในบทที่ 4 โดยผลในการทดสอบจะแสดงกราฟ 2 ส่วน คือในส่วนแรกจะแสดงกราฟผลการวัดค่าเอส พารามิเตอร์และค่าความต่างเฟสของ

ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมเปรียบเทียบกับแบบตัวที่ลดขนาดสร้างที่ความถี่ 1800 MHz ในส่วนที่สองจะแสดงกราฟผลการวัดค่าเอสพารามิเตอร์และค่าความต่างเฟสของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมเปรียบเทียบกับแบบตัวที่ลดขนาดสร้างที่ความถี่ 2800 MHz

### 5.3.1 ผลการทดสอบเอส พารามิเตอร์และผลการทดสอบความต่างเฟสที่ 1800 MHz

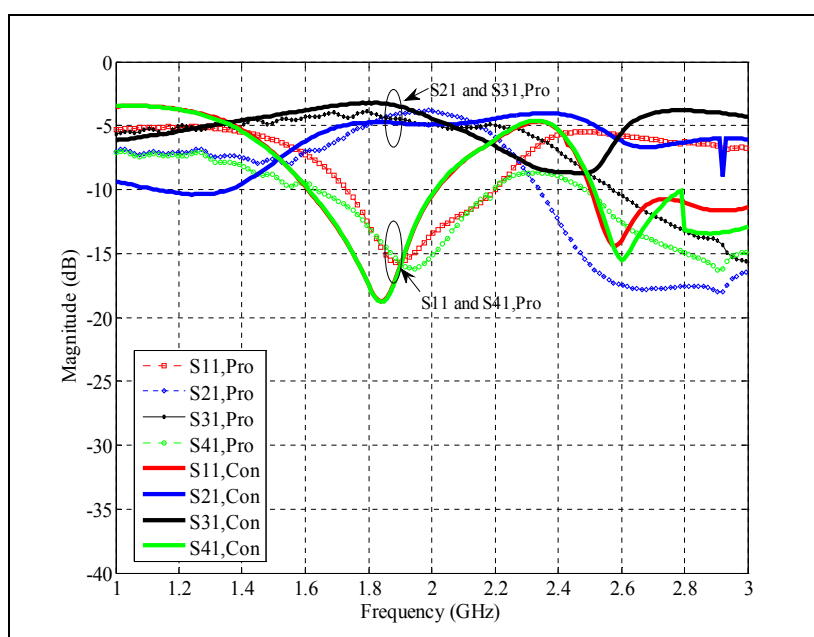
ในส่วนนี้จะแสดงผลการวัดค่าเอส พารามิเตอร์ และความต่างเฟสของการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวดั้งเดิม และตัวที่ลดขนาด จากรูปที่ 5.1 แสดงการเปรียบเทียบขนาดตัวคลื่นเปเปอร์แบบไฮบริดตัวดั้งเดิม (รูปด้านบน) และตัวที่ลดขนาด (รูปด้านล่าง) ที่ความถี่ 1800 MHz ขนาดของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวดั้งเดิม เท่ากับ  $67.32 \times 30.2 \text{ mm}^2$  และตัวที่ลดขนาดมีขนาดวงจรถ้าเท่ากับ  $33.02 \times 23.015 \text{ mm}^2$  ซึ่งมีขนาดลดลง 63% เมื่อเทียบกับขนาดของตัวดั้งเดิม จากรูปที่ 5.2 แสดงผลเปรียบเทียบการวัดค่าเอส พารามิเตอร์ของการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวดั้งเดิม และตัวที่ลดขนาดที่ความถี่ 1800 MHz สำหรับผลวัดของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวดั้งเดิม มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับค่า และค่าสูญเสียเนื่องจากการแยกโดดเดี่ยวมีค่าต่ำกว่า -10 dB ซึ่งในทางปฏิบัติเป็นค่าที่ยอมรับว่าเกิดความสูญเสียจากการสะท้อนกับที่ต่ำกว่า -10 dB สามารถนำไปใช้งานได้ ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ (through loss :  $s_{21}$ ) มีค่า -4.75 dB ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ (coupling loss :  $s_{31}$ ) มีค่า -4.23 dB มีค่าใกล้เคียงกันอยู่ในระดับที่ยอมรับได้ สำหรับผลวัดของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวลดขนาด มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับค่า และค่าสูญเสียเนื่องจากการแยกโดดเดี่ยวมีค่าต่ำกว่า -10 dB ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ (through loss :  $s_{21}$ ) มีค่า -4.58 dB ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ (coupling loss :  $s_{31}$ ) มีค่า -4.80 dB มีค่าใกล้เคียงกันอยู่ในระดับที่ยอมรับได้



รูปที่ 5.1 รูปเปรียบเทียบขนาดการสร้างตัวตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและตัวที่ลดขนาดที่ความถี่ 1800 MHz



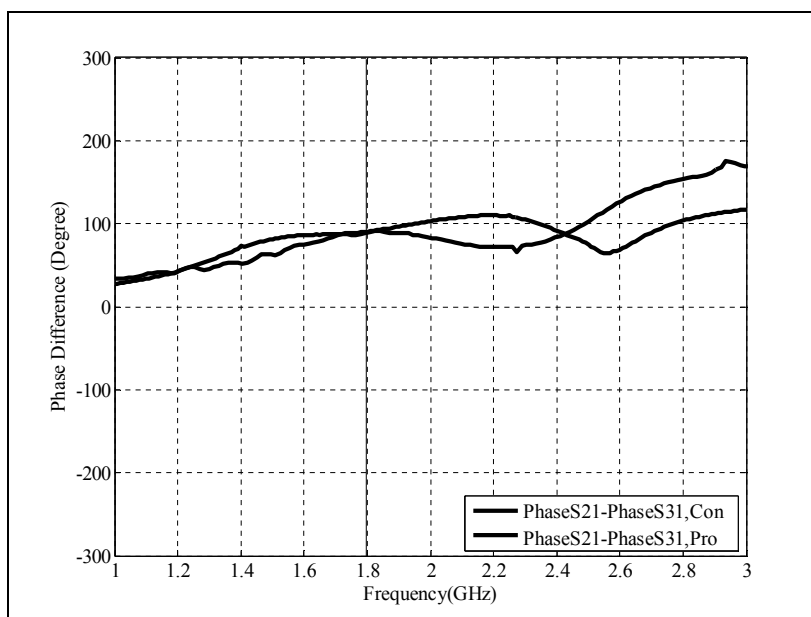
จากรูปที่ 5.3 แสดงค่าความต่างเฟส ( $\text{phase}S_{21} - \text{phase}S_{31}$ ) ของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่ความถี่ 1800 MHz สำหรับผลวัดของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวดั้งเดิม มีค่า 90.79 องศา ความคลาดเคลื่อนเฟสเท่ากับ 0.87 % ซึ่งค่าที่ได้นั้นมีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 5% สำหรับผลวัดของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวลดขนาด มีค่า 90.145 องศา ความคลาดเคลื่อนเฟสเท่ากับ 0.16 % ซึ่งค่าที่ได้นั้นมีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 5% จะเห็นได้ว่าผลวัดค่าความต่างเฟสมีค่าต่างกันเล็กน้อย ซึ่งถือว่าเป็นที่ยอมรับได้



รูปที่ 5.2 ค่าเอส พารามิเตอร์ ของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและตัวที่ลดขนาดที่ความถี่ 1800 MHz (Con คือตัวดั้งเดิม และ Pro คือตัวที่ลดขนาด)

### 5.3.2 ผลการทดสอบเอส พารามิเตอร์และผลการทดสอบความต่างเฟสที่ 2800 MHz

ในส่วนนี้จะแสดงผลการวัดค่าเอส พารามิเตอร์ และความต่างเฟสของการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวดั้งเดิม และตัวที่ลดขนาด จากรูปที่ 5.4 แสดงการเปรียบเทียบขนาดตัวคลัมป์เพลอร์แบบไฮบริดตัวดั้งเดิม (รูปด้านบน) และตัวที่ลดขนาด (รูปด้านล่าง) ที่ความถี่ 2800 MHz ขนาดของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวดั้งเดิม เท่ากับ  $43.29 \times 22.13 \text{ mm}^2$  และตัวที่ลดขนาดมีขนาดดวงจรเท่ากับ  $22.96373 \times 16.875 \text{ mm}^2$  ซึ่งมีขนาดลดลง 60% เมื่อเทียบกับขนาดของตัวดั้งเดิม จากรูปที่ 5.5 แสดงผลเปรียบเทียบการวัดค่าเอส พารามิเตอร์ของการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวดั้งเดิมและตัวที่

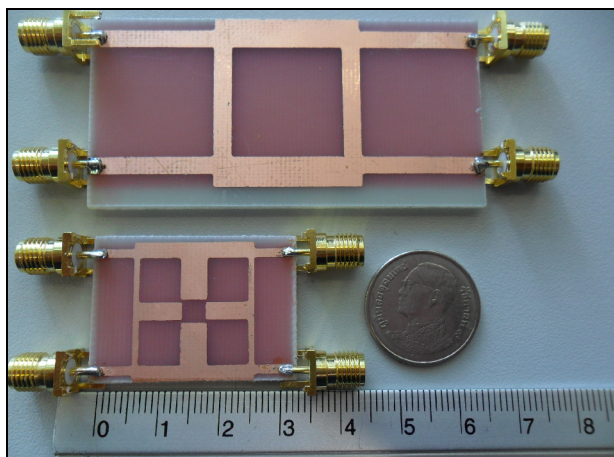


รูปที่ 5.3 การเปรียบเทียบค่าความต่างเฟสของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและตัวที่ลดขนาดที่ความถี่ 1800 MHz (Con คือตัวดั้งเดิม และ Pro คือตัวที่ลดขนาด)

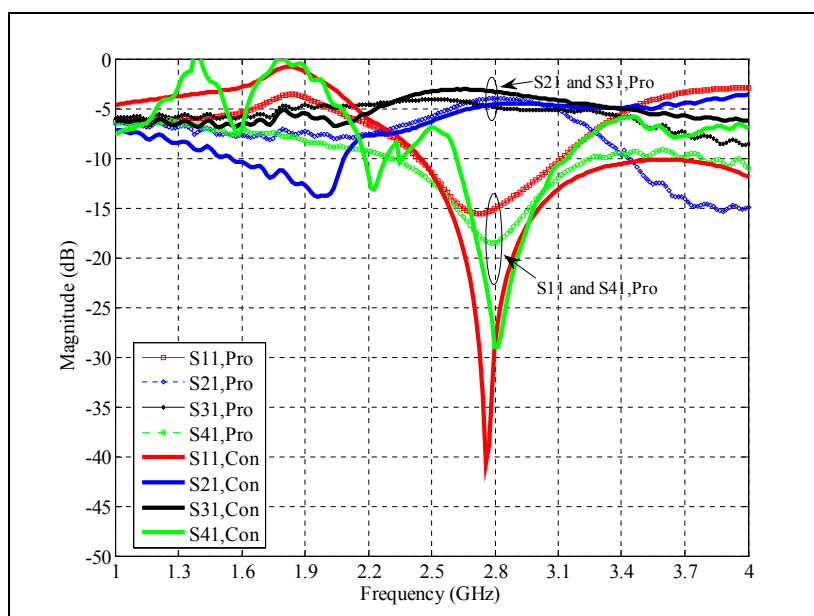
ลดขนาดที่ความถี่ 2800 MHz สำหรับผลวัดของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวดั้งเดิม มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับค่า และค่าสูญเสียเนื่องจากการแยกโดดเดี่ยวมีค่าต่ำกว่า  $-10$  dB ซึ่งในทางปฏิบัติเป็นค่าที่ยอมรับว่าเกิดความสูญเสียจากการสะท้อนกับที่ต่ำกว่า  $-10$  dB สามารถนำไปใช้งานได้ ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ (through loss :  $s_{21}$ ) มีค่า  $-4.57$  dB ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ (coupling loss :  $s_{31}$ ) มีค่า  $-4.32$  dB มีค่าใกล้เคียงกันอยู่ในระดับที่ยอมรับได้ สำหรับผลวัดของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวลดขนาด มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับค่า และค่าสูญเสียเนื่องจากการแยกโดดเดี่ยวมีค่าต่ำกว่า  $-10$  dB ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ (through loss :  $s_{21}$ ) มีค่า  $-4.82$  dB ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ (coupling loss :  $s_{31}$ ) มีค่า  $-4.80$  dB มีค่าใกล้เคียงกันอยู่ในระดับที่ยอมรับได้

จากรูปที่ 5.6 แสดงค่าความต่างเฟส ( $\text{phaseS}_{21} - \text{phaseS}_{31}$ ) ของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่ความถี่ 2800 MHz สำหรับผลวัดของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวดั้งเดิม มีค่า  $87.59$  องศา ความคลาดเคลื่อนเฟสเท่ากับ  $2.68$  % ซึ่งค่าที่ได้นั้นมีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน  $5$  % สำหรับผลวัดของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวลดขนาด มีค่า  $87.78$  องศา ความคลาดเคลื่อนเฟสเท่ากับ  $2.47$  % ซึ่งค่าที่ได้นั้นมีความ

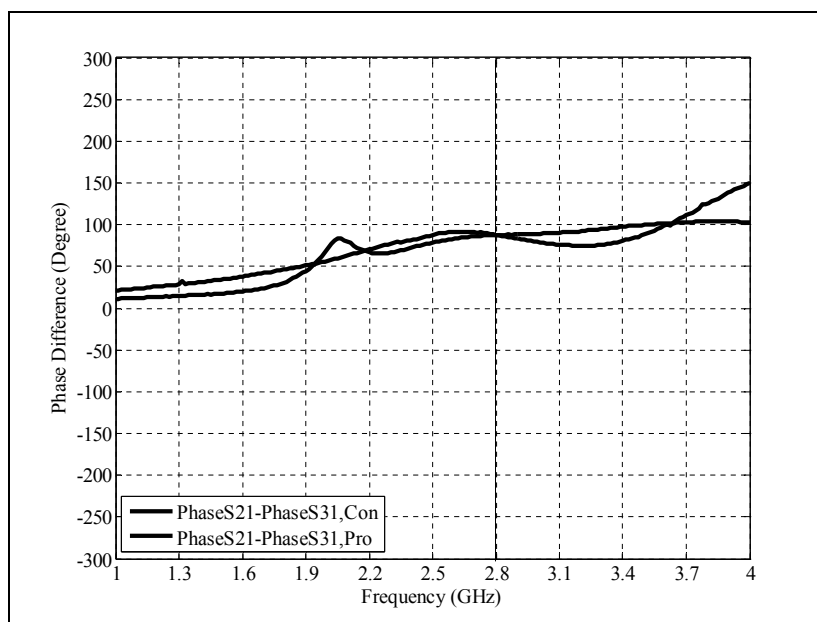
คลาดเคลื่อนไม่เกิน 5% จะเห็นได้ว่าผลวัดค่าความต่างเฟสของตัวดั้งเดิมและตัวลดขนาดมีค่าใกล้เคียงกัน จะเห็นได้ว่าผลวัดค่าความต่างเฟสมีค่าต่างกันเล็กน้อย ซึ่งถือว่าเป็นที่ยอมรับได้



รูปที่ 5.4 รูปเปรียบเทียบขนาดการสร้างความเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและตัวที่ลดขนาดที่ความถี่ 2800 MHz



รูปที่ 5.5 ค่าเอส พารามิเตอร์ ของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและตัวที่ลดขนาดที่ความถี่ 2800 MHz (Con คือตัวดั้งเดิม และ Pro คือตัวที่ลดขนาด)



รูปที่ 5.6 การเปรียบเทียบค่าความต่างเฟสของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและตัวที่ลดขนาดที่ความถี่ 2800 MHz (Con คือตัวดั้งเดิม และ Pro คือตัวที่ลดขนาด)

#### 5.4 สรุป

จากผลการวัดจะเห็นได้ว่าประสิทธิภาพของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่ลดขนาด มีค่าใกล้เคียงกับผลวัดของตัวดั้งเดิม แต่จะมีค่าสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับของสัญญาณสัญญาณที่มากกว่าตัวดั้งเดิมแต่ก็ยังสมารถใช้งานได้อยู่ การลดขนาดนี้จึงต้องแลกกับประสิทธิภาพที่ลดลงไป และผลวัดมีความคลาดเคลื่อนจากการจำลองเล็กน้อย อาจเกิดจากจากอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบเนื่องจากการลดขนาดวงจรให้มีขนาดเล็กจึงมีผลทำให้การวัดขนาดทำได้ยากจึงต้องมีสายมาเชื่อมต่อในการวัดสัญญาณจึงทำให้เกิดความสูญเสียเพิ่มขึ้นมาอีกเล็กน้อย จึงก่อให้เกิดความคลาดเคลื่อนไปจากผลการจำลองในโปรแกรม แต่ผลยังมีประสิทธิภาพครอบคลุมความถี่ที่เราออกแบบ

## บทที่ 6

### สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ

#### 6.1 สรุปเนื้อหาของงานวิจัย

เนื่องจากระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ในยุคต่างๆ มีการพัฒนาเทคโนโลยีให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น เพื่อตอบสนองความต้องการด้านการรับส่งข้อมูลที่มากขึ้น แต่ยังคงมีปัญหาในเรื่องสัญญาณแทรกสอด และการลดทอนของสัญญาณที่ได้รับ โดยระบบสายอากาศเก่งสามารถช่วยเพิ่มประสิทธิภาพในการรับสัญญาณได้ดีขึ้น ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงมีวัตถุประสงค์ เพื่อวิเคราะห์ ออกแบบและสร้างตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่มีขนาดเล็ก ซึ่งเป็นองค์ประกอบที่สำคัญของวงจรถ่ายรูปลำคลื่นแบบบัทเลอร์เมทริกซ์ ใช้หลักการวิเคราะห์ด้วยทฤษฎีการจำแนกโหมดคู่ และโหมดคี่ เพื่อให้ได้สมการที่ใช้ในการออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่มีขนาดเล็กที่ครอบคลุมช่วงความถี่ของผู้ให้บริการเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทยในยุคการสื่อสารทั้ง 1G 2G 3G และรองรับ 4G ในอนาคต การได้มาซึ่งสมการที่ใช้ในการออกแบบจะส่งผลถึงการลดขนาดของอุปกรณ์ทางโทรคมนาคมหลายๆ ประเภทที่มีตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดเป็นองค์ประกอบ ให้มีขนาดกระทัดรัดใช้งานง่าย เพิ่มความสะดวกสบายในการใช้อุปกรณ์เพิ่มประสิทธิภาพในการรับสัญญาณและส่งผ่านข้อมูลต่างๆ ได้ดีขึ้นให้กับผู้ใช้ อีกทั้งยังช่วยลดต้นทุนในการผลิตลงด้วย จากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ได้พบว่าการลดขนาดตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดจะมีเทคนิคที่หลากหลายดังที่กล่าวไว้ในบทที่ 1 แต่แนวคิดดังกล่าวยังไม่มีหลักการวิเคราะห์เพื่อให้ได้สมการการออกแบบที่ความถี่อื่นๆ ที่เราต้องการได้ จากการศึกษาทฤษฎีการจำแนกโหมดคู่และโหมดคี่ สามารถลดเวลาในการวิเคราะห์ทั้งวงจร ช่วยเพิ่มความง่ายในการวิเคราะห์วงจรที่มีลักษณะสมมาตร เนื่องจากสามารถแยกคิดพิจารณาครึ่งวงจร ดังนั้นเทคนิคการลดขนาดวงจรเราจึงเลือกใช้เทคนิคการเพิ่มสลับโดยการเพิ่มเข้าไป 4 สลับเข้ามาในสายวงจรเพื่อให้วงจรยังคงมีลักษณะสมมาตร ช่วยแมตซ์อิมพีแดนซ์ให้ได้ผลตอบสนองกลับมาเท่ากับตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดตัวดั้งเดิม และง่ายต่อการวิเคราะห์วงจรเพื่อให้ได้สมการในการออกแบบที่ความถี่อื่นๆ ได้ และจากผลการจำลองในบทที่ 4 และผลการวัดในบทที่ 5 ยืนยันให้เห็นถึงประสิทธิภาพของการลดขนาดตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดแล้วว่ามีประสิทธิภาพเทียบเท่ากับตัวดั้งเดิม โดยการนำเสนอการวิเคราะห์หาสมการในการลดขนาดวงจรด้วยทฤษฎีการจำแนกโหมดคู่และโหมดคี่นี้ยังสามารถนำไปเป็นแนวทางในการประยุกต์ใช้กับการวิเคราะห์อุปกรณ์อื่นๆ ที่มีลักษณะสมมาตรได้อีกด้วย

## 6.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

การลดขนาดตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดในงานวิจัยฉบับนี้มีข้อจำกัดเรื่องการลดขนาดวงจร ซึ่งได้ทำการออกแบบสมการที่ใช้ลดขนาดที่ช่วง 50-60% เมื่อเปรียบเทียบกับขนาดของตัวตั้งเดิม แต่จากการทดลองและออกแบบเราสามารถที่จะลดขนาดให้เล็กได้มากกว่านี้แต่เนื่องจากขนาดที่เล็กลงต้องแลกกับประสิทธิภาพที่สูญเสียไป และยากต่อการนำมาสร้างวัดจริง เนื่องจากวงจรที่ลดขนาดให้เล็กลงมากๆ เมื่อทำการกัดปรินต์ลายบนแผ่นวงจรพิมพ์เกิดปัญหาหลายอย่างเริ่มต้นตั้งแต่การกัดลายจากการออกแบบที่ลดขนาดลง จะมีลายวงจรที่เล็ก จะทำให้ชิ้นงานที่กัดลายออกมามีลักษณะลายไม่คมชัดและมีขนาดไม่ตรงกับที่ออกแบบไว้ ส่งผลให้ผลวัดมีคลาดเคลื่อนไม่ตรงกับผลการจำลอง ส่วนปัญหาการวัดทดสอบก็พบปัญหาคือเครื่องมือที่ใช้วัดอาจจะวัดได้ไม่ตรงตามมาตรฐานเนื่องจากการปรับเทียบที่ไม่ถูกต้องสมบูรณ์ เนื่องจากมีอุปกรณ์หัว SMA ที่เชื่อมสายวัดด้านหนึ่งเริ่มมีปัญหา บางครั้งก็ทำการปรับเทียบได้ บางครั้งก็ทำไม่ได้จึงต้องเรียกไฟล์การปรับเทียบข้อมูลที่เคยทำการปรับเทียบไว้เรียกขึ้นมาใช้งานในการวัดทดสอบ จึงทำให้ผลการปรับเทียบอาจไม่ถูกต้อง ส่งผลให้ผลวัดมีคลาดเคลื่อนไม่ตรงกับผลการจำลอง และสุดท้ายสายวัดที่ใช้ในการทดสอบ เนื่องจากวงจรมีขนาดเล็กจึงไม่สามารถเชื่อมต่อสายจากเครื่องวัดสัญญาณได้โดยตรง เพราะเมื่อวัดสองพอร์ตที่ติดกัน หัว SMA ของสายจากเครื่องวัดไม่สามารถเชื่อมต่อกับชิ้นงานของงานวิจัยนี้ได้ เนื่องจากมีระยะห่างที่แคบ จึงต้องใช้สาย RG316 ที่มีขนาดสั้นมาเชื่อมต่ออีกที ซึ่งสายจะมีลักษณะอ่อน ดังนั้นหากไม่ระวังการต่อสายวัด เข้ากับหัว SMA ที่ชิ้นงานเรา อาจเกิดความเสียหายได้ เช่น ตะกั่วที่บัดกรีหลุด หรือแผ่นวงจรพิมพ์หลุดบริเวณที่บัดกรี อาจเกิดได้ทั้งสายนำสัญญาณและกราวด์ด้านล่าง หรืออาจทำให้หัว SMA หัก เป็นต้น การเชื่อมต่ออุปกรณ์ขณะวัด ถ้าเชื่อมต่อไม่แน่นก็ส่งผลต่อผลวัดให้เกิดความคลาดเคลื่อนไม่ตรงกับผลจำลองแบบเช่นกัน การออกแบบและสร้างให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุดจึงขึ้นอยู่กับความชำนาญของแต่ละบุคคล ดังนั้นเราจึงเลือกที่จะกำหนดการลดขนาดให้ลดลงครึ่งหนึ่งของขนาดตัวตั้งเดิม เพื่อง่ายต่อการสร้างวัดซึ่งยังคงผลตอบสนองที่สามารถนำไปใช้งานได้จริง

เนื่องจากวัสดุที่ใช้ผลิตอุปกรณ์ต้นแบบเป็น FR4 ซึ่งแปรผันตามความถี่ที่ใช้งาน ดังนั้นในอนาคตควรลองเปลี่ยนไปใช้วัสดุอื่นที่มีความเสถียรต่อความถี่มากกว่านี้

## 6.3 แนวทางพัฒนาในอนาคต

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์ ออกแบบและสร้างตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดที่มีขนาดเล็ก โดยนำเสนอวิธีการเพิ่มสตาป สำหรับผู้อ่านที่สนใจในการลดขนาดวงจร งานวิจัยต่อไปในอนาคตอาจจะเป็นการการออกแบบการลดขนาดด้วยวิธีอื่นๆ เช่น การออกแบบโดยใช้วัสดุหลายชั้นโดยมีการเจาะช่องร่วมระหว่างชั้น การลดความยาวทางกายภาพและเพิ่มกระจายตัวเก็บประจุเข้าไปในลาย

วงจร เพื่อลดขนาดวงจรให้เล็กลงและง่ายต่อการสร้างวัด เพื่อให้ได้ผลตอบสนองยังคงสามารถนำไปใช้งานได้จริง เทคนิคต่างๆเหล่านี้ สามารถศึกษาได้จากงานวิจัยในรายการอ้างอิง

ภาคผนวก ก

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์

**Monthippa Uthansakul** and **Peerapong Uthansakul**, “Quadrature Hybrid Miniaturization on Single-Layer Substrate”, WSEAS Transactions on Circuits and Systems, Issue 8, Volume 12, August 2013.





## เอกสารอ้างอิง

- สิทธิชัย โภไคยอุดม,พีรศักดิ์ วรสุนทรโรสถและโตะมิโอะ อิวะสะกิ. (2538). **ทฤษฎีและการคำนวณวงจรอิเล็กทรอนิกส์**. กรุงเทพมหานคร: สำนักพิมพ์ซีเอ็ดยูเคชั่น. พิมพ์ครั้งที่ 1, (หน้า 121 – 124)
- บัณฑิต โรจน์อารยานนท์. (2539). **วิศวกรรมไมโครเวฟ**. กรุงเทพมหานคร : สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. พิมพ์ครั้งที่ 2, 495 หน้า
- นายพงษ์นรินทร์ ศรีพลอย (2552). การเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานระบบจีพีอาร์เอสสำหรับตัวลูกข่ายเคลื่อนที่โดยใช้สายอากาศแบบสลับลำคลื่น. **วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี**. หน้า 10-27.
- David M. Pozar. (1998). *Microwave engineering*. New York : John Wiley, c1998. 2nd ed., 716 p  
Wilkinson Divider Even and Odd Mode Analysis, pp.1-14.
- Kai Chang, Inder Bahl and Vijay Nair (2 0 0 2 ). **RF and Microwave Circuit and Component Design for Wireless Systems**. New York: Wiley-Interscience, c2002. (pp 199 – 219).
- George D. Vendelin, Anthony M. Pavio and Ulrich L. Rohde. (2005). **Microwave Circuit Design Using linear and Nonlinear Techniques**. Hoboken, N.J.: Wiley-Interscience, c2005. 2nd ed., (ch 4, ch5 and ch13).
- Suk Jeong and Tae Wook Kim. (2010). Design and Analysis of Swapped Port Coupler and Its Application in a Miniaturized Butler Matrix. **IEEE Ttrans. Microw. Theory Tech**, vol. 58, no. 4, pp. 764-770, April 2010.
- Chao-Wei Wang and Student Member (2007). A New Planar Artificial Transmission Line and Its Applications to a Miniaturized Butler Matrix. **IEEE Ttrans. Microw. Theory Tech**, vol. 55, no. 12, pp. 2792-2801, December 2007.
- Chao-Hsiung Tseng, Chih-Jung Chen, and Tah-Hsiung Chu. (2008). A Low-Cost 60-GHz Switched-Beam Patch Antenna Array With Butler Matrix Network. **IEEE Antennas and wireless Propagation Letters.**, vol. 7, pp. 432-435., 2008.

- A. Moscoso-Mártir, J. G. Wangüemert-Pérez, I. (2009) Molina-Fernández, and E. Márquez-Segura, "Slot-Coupled Multisection Quadrature Hybrid for UWB Applications. **IEEE Microwave and wireless components letters.**, vol. 19, No. 3, pp. 143-145, March 2009.
- Y-H.Chun. (2006). Compact Wide-Band Branch-Line Hybrids. **IEEE Ttrans. Microw. Theory Tech**, vol. 54, no. 2, pp. 704-709, February 2006.
- K.-O. Sun, S.-J. Ho, C.-C. Yen, and D. van der Weide. (2005) A compact branch-line coupler using discontinuous microstrip lines. **IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.**, vol. 15, no. 8, pp. 519–520, Aug. 2005.
- K. W. Eccleston and S. H. M. Ong, "Compact planar microstrip line branch-line and rat race coupler couplers **IEEE Trans. Microw. Theory Tech.**, vol. 51, no. 10, pp. 2119–2125, Oct. 2003.
- Leung Chiu and Quan Xue, Investigation of a Wideband 90 Hybrid Coupler With an Arbitrary Coupling Level. **IEEE Trans. Microw. Theory Tech.**, vol. 58, no. 4, pp. 1022–1029, April 2010.
- Suk Jeong and Tae Wook Kim. (2010). Design and Analysis of Swapped Port Coupler and Its Application in a Miniaturized Butler Matrix. **IEEE Ttrans. Microw. Theory Tech.**, vol. 58, no. 4, pp. 764-770, April 2010.
- Suk Jeong and Tae Wook Kim. (2010). Design and Analysis of Swapped Port Coupler and Its Application in a Miniaturized Butler Matrix. **IEEE Ttrans. Microw. Theory Tech.**, vol. 58, no. 4, pp. 764-770, April 2010.
- T.Theodoros and V. Kostantinos (2007). WiMax Network Planning and System's Performance Evaluation. **IEEE Wireless Communications and Networking Conference 2007**. (pp 1948 – 1953).
- M. Marques, et.al (2007). Design and Planning of IEEE 802.16 Networks. **The 18th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications**. ( pp 1 – 5).
- V. Teterin, S. Hurley, and SM Allen (2007). Optimizing Performance of WIMAX Networks through Automated Site Selection. **The Convergence of Telecommunications, Networking and Broadcasting 2007**.

- M. Mousavi, S. Chamberlanda, and A. Quintero (2007). A New Approach for Designing WiMAX Networks. **Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering 2007**. (pp 487 – 490).
- V. Teterin, S. Hurley, and S.M. Allen (2008). A Staged Optimization Framework for Cost Optimized WiMax Network Design. **The 4<sup>th</sup> International Conference on Wireless and Mobile Communications 2008**. (pp 185 – 190).
- Yang Yu, S. Murphy, and L. Murphy (2008). Planning Base Station and Relay Station Locations in IEEE 802.16j Multi-hop Relay Networks. **Consumer Communications and Networking Conference 2008**. (pp 922 - 926).
- Yu, S. Murphy and L. Murphy (2008). A Clustering Approach to Planning Base Station and Relay Station Locations in IEEE 802.16j Multi-hop Relay Networks. **IEEE International Conference on Communications 2008**. (pp 2586 – 2591).
- B. Lin, P.H. Ho, L.L. Xie, and X.S. Shen (2008). Relay Station Placement in IEEE 802.16j Dual-Relay MMR Networks. **IEEE International Conference on Communications 2008**. (pp 3437-3441).
- B. Upase and M. Hunukumbure (2008). Dimensioning and Cost Analysis of Multihop Relay-Enabled WiMAX Networks. **FUJITSU Sci. Tech. J.**, 44. (pp 303-317).
- Z. Abate (2009), WiMAX RF Systems Engineering. **Boston: Artechhouse**.
- Ahmed, E.Z. (2005). Smart Antenna Engineering, ARTECH HOUSE, INC. Frank, B.G., Ph.D (2005) **Smart Antennas for Wireless Communication With MATLAB**. Fairfax, Virginia, 2005.

