การออกแบบเพื่อลดขนาดตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศา

นางสาวอรัญญา แก้วกรัด

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2554

MINIATURIZATION DESIGN OF QUADRATURE HYBRID COUPLER

Aranya Kaewkrad

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of Master of Engineering in Telecommunication Engineering

Suranaree University of Technology

Academic Year 2011

การออกแบบเพื่อลดขนาดตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศา

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญามหาบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

(ผศ. ดร.ชุติมา พรหมมาก)
ประธานกรรมการ

(ผศ. ดร.มนต์ทิพย์ภา อุฑารสกุล)
กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

(ผศ. ดร.ปิยาภรณ์ กระฉอดนอก)
กรรมการ

(ศ. ดร.ชูกิจ ลิมปิจำนงค์)
รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ

(รศ. ร.อ. ดร.กนต์ธร ชำนิประศาสน์)
คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

อรัญญา แก้วกรัด : การออกแบบเพื่อลดขนาดตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศา (MINIATURIZATION DESIGN OF QUADRATURE HYBRID COUPLER) อาจารย์ที่ปรึกษา : ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. มนต์ทิพย์ภา อุฑารสกุล, 103 หน้า.

ในปัจจุบันผู้ใช้งานเครือข่ายไร้สายมีความต้องการความสะดวกสบายมากขึ้นและต้องการบริโภคข่าวสารที่มีจำนวนมาก ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว เพื่อตอบสนองความต้องการดังกล่าว ผู้ใช้งานจึงต้องการที่จะเชื่อมต่ออินเทอร์เน็ตได้ทุกที่ทุกเวลาเพื่อใช้บริการต่างๆ ปัจจัยที่กล่าวมาทั้งหมดทำให้มีการผลักดันให้เกิดงานวิจัยที่มีการพัฒนาอุปกรณ์ให้สามารถรองรับบริการเทคโนโลยีที่ถูกพัฒนาขึ้นให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น เทคโนโลยีสายอากาศเก่ง (smart antenna technology) เป็นเทคโนโลยีหนึ่งที่ถูกมองว่าจะมีบทบาทสำคัญที่สามารถเพิ่มประสิทธิภาพให้กับเครือข่ายไร้สายในอนาคต เนื่องจากสายอากาศเก่งสามารถก่อรูปลำคลื่นได้อย่างที่ต้องการ สายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่นเป็นประเภทหนึ่งของสายอากาศเก่งที่กำลังได้รับความนิยมอย่างมากในปัจจุบัน เนื่องจากไม่ซับซ้อนส่งผลให้มีต้นทุนการผลิตที่ต่ำ แต่ยังให้ผลเป็นที่น่าพอใจ โดยมีองค์ประกอบหนึ่งที่สำคัญในโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นที่ใช้ได้แก่ ตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศา เพื่อทำให้ระบบมีความคล่องตัวมากขึ้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงสนใจที่จะลดขนาดของตัวคัปเปลอร์ไฮบริด 90 องศา โดยจะเน้นการวิเคราะห์ด้วยทฤษฎีโหมดคู่และคี่เพื่อให้ได้สมการที่ใช้ในการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่มีขนาดเล็ก การได้มาซึ่งสมการที่ใช้ในการออกแบบจะส่งผลถึงการลดขนาดของอุปกรณ์ทางโทรคมนาคมหลายๆ ประเภทที่มีตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศาเป็นองค์ประกอบภายใน

สาขาวิชา <u>วิศวกรรมโทรคมนาคม</u> ลายมือชื่อนักศึกษา ____________________

ปีการศึกษา <u>2554</u> ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา ______________

ARANYA KAEWKRAD : MINIATURIZATION DESIGN OF QUADRATURE HYBRID COUPLER. THESIS ADVISOR : ASST. PROF. MONTHIPPA UTHANSAKUL, Ph.D., 103 PP.

BUTLER MATRIX / EVEN-ODD MODE

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. Smart antenna technology is one technology that is envisaged to play an important role in enhancing the wireless network in the 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 thesis 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.

School of <u>Telecommunication Engineering</u>	Student's Signature__________
Academic Year 2011	Advisor's Signature__________

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดีเนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างดียิ่ง ทั้งด้านวิชาการและด้านการดำเนินงานวิจัย จากบุคคลและกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.มนต์ทิพย์ภา อุฑารสกุล อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ที่ให้โอกาสทางการศึกษา ให้คำแนะนำคำปรึกษา ช่วยแก้ปัญหา และให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด รวมทั้งช่วยตรวจทานและแก้ไขวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนเสร็จสมบูรณ์

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พีระพงษ์ อุฑารสกุล หัวหน้าสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้คำแนะนำอันเป็นประโยชน์ต่องานวิจัยมาโดยตลอด

รองศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรค์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ ทองทา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ชาญชัย ทองโสภา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ เรืออากาศเอก ดร.ประโยชน์ คำสวัสดิ์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ชุติมา พรหมมาก ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วิภาวี หัตถกรรม อาจารย์ ดร.สมศักดิ์ วาณิชอนันต์ชัย และผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ปิยาภรณ์ กระฉอดนอก คณาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีที่ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้และให้กำลังใจมาโดยตลอด

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ประสิทธ์ประสาทความรู้ด้านต่าง ๆ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน และขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา รวมถึงญาติพี่น้องของผู้วิจัยทุกท่านที่ให้การอบรมเลี้ยงดูและให้การสนับสนุนทางการศึกษาโดยเป็นอย่างดีมาโดยตลอด ทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิตเรื่อยมา สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้กับบิดา มารดาและญาติพี่น้องซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ผู้สอนที่เคารพทุกท่านที่ได้ถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ผู้วิจัยทั้งในอดีตและปัจจุบันจนสำเร็จการศึกษาไปได้ด้วยดี

อรัญญา แก้วกรัด

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย) ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ) ข
กิตติกรรมประกาศ ค
สารบัญ ง
สารบัญตาราง ซ
สารบัญรูป ฌ
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ ฐ

บทที่

1 บทนำ 1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา 1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย 3
1.3 สมมุติฐานของการวิจัย 3
1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น 3
1.5 ขอบเขตการวิจัย 4
1.6 วิธีการดำเนินงานวิจัย 4
1.6.1 แนวทางการดำเนินงาน 4
1.6.2 ระเบียบวิธีวิจัย 4
1.6.3 สถานที่ทำการวิจัย 5
1.6.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย 5
1.6.5 การเก็บรวบรวมข้อมูล 5
1.6.6 การวิเคราะห์ข้อมูล 5
1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ 5

2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง 6
2.1 กล่าวนำ 6

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.2 ประวัติและความเป็นมาของระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ 6

2.2.1 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคแรก 7

2.2.2 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สอง 7

2.2.3 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สองครึ่ง 7

2.2.4 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สาม 8

2.2.5 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สี่ 9

2.3 เทคโนโลยีแอลทีอี 9

2.4 ผู้ให้บริการเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทย 10

2.4.1 บริษัท แอดวานซ์ อินโฟร์ เซอร์วิส จำกัด (มหาชน) 10

2.4.2 บริษัท โทเทิ่ล แอ็คเซ็ส คอมมูนิเคชั่น จำกัด (มหาชน) 10

2.4.3 บริษัท ทรู คอร์ปอเรชั่น จำกัด (มหาชน) 11

2.4.4 บริษัท ฮัทชิสัน ซีเอที ไวร์เลส มัลติมีเดีย จำกัด 11

2.5 สายอากาศแถวลำดับ 12

2.5.1 สายอากาศแถวลำดับเชิงเส้น 12

2.5.2 สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบ 15

2.6 ระบบสายอากาศเก่ง 18

2.6.1 ระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตช์ลำคลื่น 23

2.6.2 ระบบสายอากาศเก่งแบบปรับตัว 24

2.7 เทคนิคการหันลำคลื่น 25

2.7.1 เครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบบัทเลอร์เมทริกซ์ 26

2.7.1.1 ตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศา 27

2.7.1.2 ตัวไขว้สัญญาณ 27

2.7.1.3 ตัวเลื่อนเฟส 45 องศา 28

2.8 ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิเคราะห์ออกแบบลดขนาด 29

2.8.1 ทฤษฎีพื้นฐานการจำแนกโหมดคู่และคี่ 29

2.8.2 ทฤษฎีพื้นฐานเอบีซีดี เมทริกซ์ สายส่ง 32

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.9 สรุป 36

3 การออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศา 39

3.1 บทนำ 39

3.2 การออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศา 39

3.2.1 แผงวงจรพิมพ์ 39

3.2.2 ทฤษฎีการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศา 40

3.3 การวิเคราะห์โครงสร้างตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศาด้วยทฤษฎีการจำแนกโหมดคู่และคี่ 46

3.4 การวิเคราะห์ออกแบบการลดขนาดตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศาด้วยทฤษฎีจำแนกโหมดคู่และคี่ 58

3.5 สรุป 66

4 การจำลองแบบในคอมพิวเตอร์ 67

4.1 กล่าวนำ 67

4.2 สมมุตติฐานในการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์ 67

4.3 ผลการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์ 68

4.3.1 ผลการจำลองการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศา 68

4.3.2 ผลการจำลองการออกแบบลดขนาดของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศา 73

4.3 สรุป 81

5 การทดสอบโดยเครื่องมือวัด 82

5.1 กล่าวนำ 82

5.2 ข้อกำหนดในการทดสอบ 82

5.3 ผลการทดสอบโดยเครื่องมือวัด 82

5.3.1 ผลการทดสอบเอส พารมิเตอร์และผลการทดสอบความต่างเฟสที่ 1800 MHz 83

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5.3.2 ผลการทดสอบเอส พารามิเตอร์และผลการทดสอบความต่างเฟส ที่ 2800 MHz 84
5.4 สรุป 87
6 สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ 88
6.1 สรุปเนื้อหาของวิทยานิพนธ์ 88
6.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ 89
6.3 แนวทางพัฒนาในอนาคตอนาคต 89
เอกสารอ้างอิง 91
ภาคผนวก
ภาคผนวก ก. บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา 94
ประวัติผู้เขียน 103

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

สารบัญตาราง

ตารางที่ **หน้า**

2.1 แสดงค่ามุมเฟสที่ต่างกันเมื่อผ่านเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ บัทเลอร์เมทริกซ์ 26

2.2 แสดงค่าพารามิเตอร์แบบเอบีซีดี ที่เป็นประโยชน์ต่อวงจรสองพอร์ต 37

2.3 ตารางการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ระหว่างระบบสองพอร์ต 38

สารบัญรูป

รูปที่ หน้า

2.1 สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้นจำนวน N×1 ต้น 13
2.2 สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบจำนวน 2×2 16
2.3 ระบบสายอากาศเก่ง 20
2.4 ระบบสายอากาศเก่งเมื่อมีสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดมาตกกระทบ 21
2.5 โครงสร้างพื้นฐานของระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตช์ลำคลื่น 24
2.6 โครงสร้างของสายอากาศเก่งแบบปรับตัว 26
2.7 องค์ประกอบของเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ บัทเลอร์เมทริกซ์ 28
2.8 โครงสร้างของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90° 28
2.9 โครงสร้างของตัวไขว้สัญญาณ 29
2.10 โครงสร้างของตัวตัวเลื่อนเฟส 29
2.11 วงจรสมมูลของอุปกรณ์สองพอร์ต 29
2.12 วงจรสมมูลของอุปกรณ์สองพอร์ตโดยจัดรูปแบบวงจรใหม่ 30
2.13 วงจรเสมือนเปิด (virtual open) 30
2.14 วงจรเสมือนปิด (virtual short) 31
2.15 วงจรสมมูลของอุปกรณ์สองพอร์ตโดยใช้หลักการจำแนกแบบคู่-คี่ 31
2.16 ระบบโครงข่ายสองพอร์ต 32
2.17 วงจรสองพอร์ตแบบมีอิมพิแดนซ์ต่อในวงจร 34
3.1 โครงสร้างของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90° 40
3.2 ขนาดของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90° 46
3.3 วงจรของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดในรูปแบบมาตรฐานโดยการนอร์มอไลซ์ค่าอิมพิแดนซ์คุณลักษณะ 47
3.4 แสดงการแบ่งวงจรของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดไปเป็นภาวะการกระตุ้นแบบคู่และคี่ (ก) โหมดคู่ (even) และ (ข) โหมดคี่ (odd) 48
3.5 วงจรครึ่งบนของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวมาตรฐานโดยการวิเคราะห์ ภาวะการกระตุ้นแบบคู่ 50

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ **หน้า**

3.6 วงจรครึ่งบนของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวมาตรฐานโดยการวิเคราะห์ ภาวะการกระตุ้นแบบคี่ 51
3.7 แสดงกราฟค่าเอส พารามิเตอร์ (S-parameters) เปรียบเทียบกับความถี่สำหรับวงจรของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศา จากสมการ (3.21) 53
3.8 แสดงแผนภาพไดอะแกรมของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่แสดงพารามิเตอร์ความยาว (l_a, l_b, l_c) และความกว้าง (w_a, w_b, w_c) ของสายส่งสำหรับการลดขนาด 54
3.9 แผนภาพไดอะแกรมของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่นำเสนอการการแบ่งวงจรของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด (ก) จากการวิเคราะห์ภาวะการกระตุ้นแบบคู่ และแบบคี่ (ข) โหมดคู่ (even) และ (ค) โหมดคี่ (odd) 55
3.10 แผนภาพไดอะแกรมของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่นำเสนอการลดขนาดโดยวิธีการเพิ่ม 4 สตับแสดงค่าพารามิเตอร์อิมพิแดนซ์ส่วนต่างๆ ของวงจร 59
3.11 แผนภาพไดอะแกรมของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่นำเสนอการลดขนาดโดยวิธีการเพิ่ม 4 สตับ (ก) และแสดงการแบ่งวงจรครึ่งบนของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดจากการวิเคราะห์ (ข) โหมดคู่ และ (ค) โหมดคี่ 60
3.12 วงจรครึ่งบนของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่นำเสนอการลดขนาดโดยการวิเคราะห์ภาวะ การกระตุ้น แบบคู่ 63
3.13 วงจรครึ่งบนของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่นำเสนอการลดขนาดโดยการวิเคราะห์ภาวะ การกระตุ้น แบบคี่ 65
3.14 กราฟค่าเอส พารามิเตอร์ (S-parameters) เปรียบเทียบกับความถี่สำหรับวงจรของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่ 1800 MHz จากสมการการวิเคราะห์ออกแบบการลดขนาด 66
4.1 แผนภาพไดอะแกรมของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบดั้งเดิมแสดงค่าพารามิเตอร์อิมพิแดนซ์ส่วนต่างๆ ของวงจร 69
4.2 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวดั้งเดิมของช่วงความถี่ 900 -2000 MHz 70
4.3 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวดั้งเดิมของช่วงความถี่ 2100 -3000 MHz 70

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ **หน้า**

4.4 ค่าเอส พารามิเตอร์ ของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบดั้งเดิมที่ความถี่ 1800 MHz 71
4.5 ค่าเอส พารามิเตอร์ ของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบดั้งเดิมที่ความถี่ 2800 MHz 71
4.6 ค่าความต่างเฟสของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบดั้งเดิมที่ความถี่ 1800 MHz 72
4.7 ค่าความต่างเฟสของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบดั้งเดิมที่ความถี่ 2800 MHz 72
4.8 แผนภาพไดอะแกรมของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่นำเสนอการลดขนาดโดยวิธีการเพิ่ม 4 สตับแสดงค่าพารามิเตอร์อิมพิแดนซ์ส่วนต่างๆ ของวงจร 73
4.9 ผลจำลองค่าความยาวสตับ (l_{sh}) ที่ใช้กับแต่ละความถี่ที่จะออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวลดขนาด 78
4.10 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวลดขนาดของช่วงความถี่ 900 -2000 MHz 78
4.11 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวลดขนาดของช่วงความถี่ 2100 -3000 MHz 79
4.12 ค่าเอส พารามิเตอร์ ของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบลดขนาดที่ความถี่ 1800 MHz 79
4.13 ค่าเอส พารามิเตอร์ ของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบลดขนาดที่ความถี่ 2800 MHz 80
4.14 ค่าความต่างเฟสของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวลดขนาดที่ความถี่ 1800 MHz 80
4.15 ค่าความต่างเฟสของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวลดขนาดที่ความถี่ 2800 MHz 81
5.1 รูปเปรียบเทียบขนาดการสร้างตัวตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและตัวที่ลดขนาดที่ความถี่ 1800 MHz 83
5.2 ค่าเอส พารามิเตอร์ ของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและตัวที่ลดขนาดที่ความถี่ 1800 MHz (Con คือตัวดั้งเดิม และ Pro คือตัวที่ลดขนาด) 84
5.3 การเปรียบเทียบค่าความต่างเฟสของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและตัวที่ลดขนาดที่ความถี่ 1800 MHz (Con คือตัวดั้งเดิม และ Pro คือตัวที่ลดขนาด) 85
5.4 รูปเปรียบเทียบขนาดการสร้างตัวตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและตัวที่ลดขนาดที่ความถี่ 2800 MHz 86

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ **หน้า**

5.5 ค่าเอส พารามิเตอร์ ของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและตัวที่ลดขนาด ที่ความถี่ 2800 MHz (Con คือตัวดั้งเดิม และ Pro คือตัวที่ลดขนาด) 86
5.6 การเปรียบเทียบค่าความต่างเฟสของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและ ตัวที่ลดขนาดที่ความถี่ 2800 MHz (Con คือตัวดั้งเดิม และ Pro คือตัวที่ลดขนาด) 87

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

GPRS	=	การส่งข้อมูลสำหรับโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบจีเอสเอ็ม
EDGE	=	ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่จีเอสเอ็มชนิดวิวัฒน์การเพิ่มอัตราการส่งข้อมูล
UMTS	=	ระบบสื่อสารโทรคมนาคมไร้สายสากล
MIMO	=	ระบบสื่อสารไร้สายแบบหลากหลายสัญญาณส่งและรับ
FDMA	=	การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่
TDMA	=	การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา
OFDMA	=	การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ตั้งฉาก
LTE	=	วิวัฒนาการระยะยาวของการสื่อสัญญาณแบบไร้สายยุคที่สาม
SINR	=	อัตราส่วนกำลังของสัญญาณต่อกำลังของสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวน
β	=	ความต่างเฟสของสายอากาศแต่ละต้น
D	=	ความต่างเฟสของสัญญาณที่มาตกกระทบสายอากาศแต่ละต้น
W	=	ค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสัญญาณ
Z	=	ค่าอิมพิแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ
Y	=	ค่าแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ
l	=	ค่าความยาวจริงของสายนำสัญญาณ
λ	=	ความยาวคลื่นของสายนำสัญญาณ
κ	=	หมายเลขคลื่นมีค่าเท่ากับ $2\pi/\lambda$
ε_r	=	ค่าคงตัวไดอิเลกตริก
ε_e	=	ค่าคงที่ฉนวนของไมโครสตริป
f_o	=	ความถี่กลาง
w	=	เป็นค่าความกว้างของไมโครสติป
d	=	เป็นค่าความหนาของแผงวงจรพิมพ์
$\Gamma_{e,o}$	=	สัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายส่งทั้งแบบคู่และแบบคี่
$T_{e,o}$	=	สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของสายส่งทั้งแบบคู่และแบบคี่

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่มีวิวัฒนาการตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน แบ่งได้เป็นหลายยุคโดยในแต่ละยุคจะมีเทคโนโลยีมาตรฐานและการให้บริการในเชิงเทคนิคและการประยุกต์ใช้งานที่แตกต่างกัน การพัฒนาเทคโนโลยีอย่างต่อเนื่องเริ่มจากระบบอนาล็อกในยุคที่ 1 (1G) มาเป็นระบบดิจิตอลในยุคที่ 2 (2G) และกำลังจะก้าวเข้าสู่ยุคที่ 3 (3G) ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่สาม (3G) เป็นยุคที่มีการขยายตัวสูงต่อจากยุค 2.5G แต่การทำงานของ 3G อาจจะไม่เพียงพอที่จะสนองความต้องการของการประยุกต์ใช้ระดับสูงทำให้เกิดความต้องการเทคโนโลยีเครือข่ายที่จะมาช่วยเพิ่มขีดความสามรถของ 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-ส่งข้อมูลความเร็วสูงและสามารถประยุกต์ด้านมัลติมีเดียได้กว้างขวางขึ้นนั้นจำเป็นต้องใช้สเปคตรัมความถี่วิทยุเพิ่มขึ้นด้วย นอกจากนี้ ยังไม่ใช่เรื่องที่ง่ายนักหากจะทำให้สามารถใช้สเปคตรัม 4G เช่นเดียวกันได้ทั่วโลก ซึ่งที่ผ่านมาก็เห็นได้ชัดแล้วว่าเป็นไป ได้ยากในกรณีของเครือข่าย 2G และ 3G อย่างไรก็ตามปัจจุบันประเทศไทยยังไม่สามารถที่จะให้บริการในระบบโครงข่าย 3G เนื่องจากปัญหาจากปัจจัยต่างๆ ในการดำเนินงานพัฒนาเทคโนโลยีสื่อสาร ก่อเกิดการชะลอตัวของเทคโนโลยีการสื่อสาร

ระบบสายอากาศเก่ง หรือ smart antenna systems โดยทั่วไปมักจะหมายถึงระบบซึ่งสามารถแก้ไข หรือดัดแปลงรูปแบบลำคลื่นเพื่อให้ชี้ไปในทิศทางที่สนใจ และสามารถลดสัญญาณรบกวนได้ สายอากาศเก่งสามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภท คือสายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่น (switched beam antennas) และสายอากาศแบบปรับตัว (adaptive antennas) ในระบบสายอากาสแบบสลับลำ

คลื่นประกอบไปด้วยสายอากาศแถวลำดับ โครงข่ายก่อรูปลำคลื่น (beamforming network) และตัวเลือกลำคลื่น (beam selector) เนื่องมาจากโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนและตัวเลือกลำคลื่นสามารถใช้งานข่ายการสวิตช์ (switching network) ที่มีความเร็วต่ำ จึงส่งผลให้ระบบสายอากาศแบบสลับลำคลื่นมีความซับซ้อนน้อยกว่าระบบสายอากาศแบบปรับตัว เทคนิคที่นิยมนำมาสร้างโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นมากที่สุดคือบัทเลอร์เมทริกซ์ (Butler matrix) ตามที่แสดงในงานวิจัยของ H. Moody (1964) วงจรบัทเลอร์เมทริกซ์ ประกอบไปด้วยตัวไขว้สัญญาณ (crossover) ตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด (hybrid coupler) และตัวเลื่อนเฟส (phase shifter) ปัจจัยที่กล่าวมาทั้งหมดทำให้มีการผลักดันให้เกิดงานวิจัยที่มีการพัฒนาอุปกรณ์ให้สามารถรองรับบริการเทคโนโลยีที่ถูกพัฒนาขึ้นให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น โดยเราสนใจที่จะศึกษาและเก็บรวบรวมข้อมูลโดยการสำรวจงานวิจัยที่มุ่งเน้นในเรื่องการลดขนาดวงจรตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดให้มีขนาดเล็กลง เนื่องจากในปัจจุบันผู้ใช้งานเครือข่ายไร้สายมีความต้องการความสะดวกสบายมากขึ้นและต้องการบริโภคข่าวสารที่มีจำนวนมากซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว เพื่อตอบสนองความต้องการดังกล่าวผู้ใช้งานจึงต้องการที่จะเชื่อมต่ออินเทอร์เน็ตได้ทุกที่ทุกเวลาเพื่อใช้บริการต่างๆ ด้วยเหตุผลนี้จึงเป็นประเด็นสำคัญสำหรับการแบ่งกระจายวงจรในการออกแบบองค์ประกอบในแต่ละส่วนให้มีขนาดเล็ก เพื่อง่ายต่อการนำมาใช้งานในระบบสื่อสารต่างๆและลดความซับซ้อนในการสร้างและติดตั้งอุปกรณ์ ซึ่งช่วยเพิ่มประสิทธิภาพการสื่อสารให้ดียิ่งขึ้น มีหลายงานวิจัยที่นำเสนอการออกแบบองค์ประกอบเหล่านี้ให้มีขนาดเล็ก เช่น ในงานวิจัยของ A. Moscoso-Mártir, J. G. Wangüemert-Pérez, I. Molina-Fernández, and E. Márquez-Segura (2009) การออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดขนาดเล็กโดยใช้ วัสดุหลายชั้นโดยต้องมีการเจาะช่องร่วมระหว่างชั้น (slot-coupled multi section) สำหรับย่านอัลตร้าไวด์แบนด์ ซึ่งการสร้างนั้นจะยากกว่าการใช้วัสดุที่ทำแบบชั้นเดียว อีกทั้งยังไม่สะดวกต่อการนำมาใช้เป็นส่วนประกอบในวงจรบัทเลอร์เมทริกซ์ นอกจากนี้มีงานวิจัยของ I.Sakagami, M.Haga, and T.Munehiro (1999) ได้นำเสนอวิธีการลดขนาดโดยการเพิ่มสตับเข้าไปในลายวงจรตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดทั้งหมด 8 สตับ (eight two step stubs) โดยมีอิมพิแดนซ์ที่แตกต่างกันไป การออกแบบในงานวิจัยใช้เทคนิคที่ง่ายต่อการสร้างโดยใช้วัสดุชั้นเดียว แต่ยังไม่มีการวิเคราะห์เพื่อหาสมการที่สามารถออกแบบตามในย่านความถี่อื่นๆได้ ยังมีการใช้เทคนิคการลดขนาดโดยการประดิษฐ์โครงสร้างสายส่งสัญญาณใหม่ (artificial transmission line) เพื่อช่วยในการลดขนาดแสดงให้เห็นโดยผู้เขียนของงานวิจัยของ K. W. Eccleston and S. H. M. Ong (2003) โครงสร้างใหม่เกิดจากการทำให้อิมพิแดนซ์แตกต่างไปจากเดิม ซึ่งมีการเพิ่มลายวงจงขึ้นมาอีกซึ่งคล้ายกับการเพิ่มสตับแต่จะยากและซับซ้อนมากกว่าเนื่องจากมีการเซาะร่องด้วย อีกวิธีหนึ่งในงานวิจัยของ Y-H.Chun (2006) คือการใช้วงจรอินทิเกรต (monolithic-microwave integrated-circuit

: MMIC) ซึ่งในการลดขนาดใช้เทคนิคเพิ่มสตับในลายวงจร 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) คือของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด โดยการเพิ่มจะมีการคำนวณเพื่อให้ได้ค่าอิมพิแดนซ์ที่เท่าเดิม แต่ยังไม่มีการวิเคราะห์หาสมการที่สามารถนำมาประยุกต์ในการออกแบบที่ความถี่อื่นๆได้

ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้เสนอแนวคิดที่จะลดขนาดของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดซึ่งเป็นองค์ประกอบที่สำคัญของวงจรก่อรูปลำคลื่นแบบบัทเลอร์เมทริกซ์ โดยจะเน้นการวิเคราะห์ด้วยทฤษฎีการจำแนกโหมดคี่ และโหมดคู่ (even-odd mode analysis) เพื่อให้ได้สมการที่ใช้ในการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่มีขนาดเล็ก การได้มาซึ่งสมการที่ใช้ในการออกแบบจะส่งผลถึงการลดขนาดของอุปกรณ์ทางโทรคมนาคมหลายๆ ประเภทที่มีตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดเป็นองค์ประกอบ

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอองค์ความรู้ใหม่ได้แก่ แนวคิดในการลดขนาดตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดโดยการเพิ่มสตับเข้าไปในลายวงจรเดิม ซึ่งจะมีวิเคราะห์หาสมการจากทฤษฎีการจำแนกโหมดคี่ และโหมดคู่ เพื่อให้ง่ายต่อการออกแบบในย่านความถี่ใดๆ

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

เพื่อวิเคราะห์ ออกแบบและสร้างตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่มีขนาดเล็ก เมื่อเปรียบเทียบกับขนาดในการออกแบบโดยทั่วไป

1.3 สมมุติฐานของการวิจัย

ตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่ลดขนาดลงแล้วสามารถนำมาใช้เป็นส่วนประกอบหนึ่งที่สำคัญของวงจรบัทเลอร์เมทริกซ์ มีผลทำให้ได้ขนาดวงจรบัทเลอร์เมทริกซ์ มีขนาดเล็กลง ช่วยลดต้นทุนในการผลิตได้ และยังคงประสิทธิภาพการใช้งานได้ดี

1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.4.1 วิเคราะห์ตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดด้วยทฤษฎีการจำแนกโหมดคี่ และโหมดคู่

1.4.2 ใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการจำลองออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด

1.4.3 ทดสอบวัดผลของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด และนำผลมาตรวจสอบประสิทธิภาพการใช้งานเพื่อเปรียบเทียบกับผลการออกแบบและผลของตัวต้นแบบของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่ยังไม่ได้มีการลดขนาด

1.5 ขอบเขตการวิจัย

1.5.1 วิเคราะห์หาสมการเพื่อใช้ในการลดขนาดของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด

1.5.2 จำลองผลตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่ได้ออกแบบไว้

1.5.3 สร้างและทดสอบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด

1.5.4 วิเคราะห์ผล

1.6 วิธีดำเนินการวิจัย

1.6.1 แนวทางการดำเนินงาน

1.6.1.1 สำรวจปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์

1.6.1.2 ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวกับตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด

1.6.1.3 ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวกับการจำแนกโหมดคี่ และโหมดคู่ และวิเคราะห์หาสมการในการออกแบบ

1.6.1.4 ออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดให้มีขนาดเล็กลงโดยใช้สมการที่ได้จากการวิเคราะห์

1.6.1.5 ทดสอบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่ลดขนาดและตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดของตัวต้นแบบ

1.6.1.6 สรุปและวิเคราะห์ผล

1.6.2 ระเบียบวิธีวิจัย

เป็นงานวิจัยประยุกต์ ซึ่งดำเนินการตามกรอบงานดังต่อไปนี้

1.6.2.1 การศึกษาและเก็บรวบรวมข้อมูลโดยการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์

1.6.2.2 วิเคราะห์ตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด ด้วยทฤษฎีการจำแนกโหมดคี่ และโหมดคู่

1.6.2.3 ออกแบบและจำลองผลตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่นำเสนอการลดขนาดโดยใช้โปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

1.6.2.4 เปรียบเทียบประสิทธิภาพโดยนำผลจำลองมาตรวจสอบค่าพารามิเตอร์เอส เพื่อเปรียบเทียบกับผลการออกแบบและผลของตัวต้นแบบของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่ยังไม่ได้มีการลดขนาด

1.6.3 สถานที่ทำการวิจัย

ห้องวิจัยและปฏิบัติการสื่อสารไร้สาย อาคารเครื่องมือ 4 มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี 111 ถนนมหาวิทยาลัย ต. สุรนารี อ. เมือง จ. นครราชสีมา 30000

1.6.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย

1.6.4.1 เครื่องคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล

1.6.4.2 เครื่องวิเคราะห์วงจรข่าย

1.6.4.3 โปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO

1.6.4.4 โปรแกรมแมทแลบ

1.6.5 การเก็บรวบรวมข้อมูล

1.6.5.1 เก็บผลการทดสอบที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO

1.6.5.2 เก็บผลการทดสอบที่ได้จากการเปรียบเทียบผลวัดจริงของตัวคัปเปลอร์ตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่ทำการลดขนาดเปรียบเทียบกับตัวที่ยังไม่ได้ลดขนาด

1.6.6 การวิเคราะห์ข้อมูล

ผลที่ได้จากการทดสอบตัวต้นแบบร่วมกับการจำลองผลในคอมพิวเตอร์แล้วนำไปวิเคราะห์และสรุปผลการวิจัยในรูปแบบของกราฟ

1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.7.1 ได้ศึกษาทฤษฎีที่ใช้ในการวิเคราะห์แบบการจำแนกโหมดคี่ และโหมดคู่

1.7.2 ได้ตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่มีขนาดเล็กลงเมื่อเทียบกับตัวต้นแบบ

1.7.3 ได้สมการในการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่มีขนาดเล็ก

บทที่ 2
ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยชิ้นนี้ซึ่งแบ่งเป็นทั้งหมดแปดส่วน ส่วนแรกคือการกล่าวนำเข้าสู่เนื้อหา ส่วนที่สองจะเป็นเรื่องของระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ โดยจะกล่าวถึงความเป็นมาของระบบตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน ต่อมาในส่วนที่สามจะเป็นส่วนของเทคโนโลยีแอลทีอี (Long Term Evolution : LTE) ซึ่งจะเข้ามามีบทบาทในเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่ ในส่วนที่สี่จะเป็นส่วนของข้อมูลผู้ให้บริการเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทย โดยกล่าวถึงข้อมูลผู้ให้บริการเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทยว่าภายในประเทศมีการให้บริการเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ความถี่ใดบ้าง ในส่วนที่ห้าจะกล่าวถึงสายอากาศแถวลำดับที่ใช้ในระบบสายอากาศเก่ง โดยในส่วนนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีของสายอากาศแถวลำดับทั้งแบบเชิงเส้นและแบบเชิงระนาบ ในส่วนที่หกจะกล่าวถึงระบบสายอากาศเก่งซึ่งสามารถแบ่งได้เป็นสายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่นและแบบปรับตัว ในส่วนที่เจ็ดจะกล่าวถึงเทคนิคการหันลำคลื่นโดยในส่วนนี้จะกล่าวถึงอุปกรณ์ที่สำคัญในเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบบัทเลอร์เมทริกซ์ และ ในส่วนที่แปดจะมีเนื้อหาของทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิเคราะห์ออกแบบลดขนาด และส่วนสุดท้ายในส่วนที่เก้าจะเป็นการสรุปเนื้อหาทั้งหมดในบทนี้

2.2 ประวัติและความเป็นมาของระบบการสื่อสารเคลื่อนที่

ระบบการสื่อสารเคลื่อนที่สามารถแบ่งเป็นประเภทต่างๆได้มากมาย ตั้งแต่ระบบที่มีความซับซ้อนน้อยจนถึงซับซ้อนมาก โดยในที่นี้จะกล่าวถึงวิวัฒนาการของโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคต่างๆ ตั้งแต่ยุคเริ่มต้นจนถึงยุคปัจจุบันและอนาคตข้างหน้า ซึ่งระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เป็นระบบที่มีอิทธิพลกับชีวิตประจำวันมากที่สุดในปัจจุบัน ถึงขนาดที่มีการจัดให้มีการจัดให้โทรศัพท์เคลื่อนที่เป็นปัจจัยที่ห้าสำหรับชีวิตมนุษย์ เพราะความสะดวกที่ใช้งานได้ทุกที่ และมีประสิทธิภาพในการติดต่อสื่อสารทำให้ระบบนี้ได้รับความนิยมมาก ในปี ค.ศ. 1979 ได้มีการเริ่มพัฒนาระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เป็นแบบเซลลูลาร์หรือที่เรียกว่า โมบายโฟน หรือ โทรศัพท์มือถือ มีการนำไปใช้งานครั้งแรกพร้อมกันที่โตเกียว ประเทศญี่ปุ่น และชิคาโก เทศสหรัฐอเมริกา หลังจากนั้นต่อมาโทรศัพท์มือถือก็แพร่หลายอย่างรวดเร็ว แพร่กระจายเข้าสู่ทุกประเทศ โดยเฉพาะประเทศไทย มี

จำนวนผู้ใช้โทรศัพท์มือถือหลายล้านราย และมียอดการขยายตัวที่ต่อเนื่องตลอดเวลา สำหรับวิวัฒนาการของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่มีการจัดประเภทเป็นยุคต่างๆดังนี้

2.2.1 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคแรก

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคแรก (First Generation: 1G) เป็นยุคแรกของการพัฒนาเครือข่ายแบบเซลลูลาร์ การรับส่งสัญญาณนั้น การรับส่งสัญญาณนั้นใช้วิธีการมอดูเลตสัญญาณอะนาลอกเข้าช่องสื่อสาร โดยวิธีนี้มีข้อจำกัดอยู่ที่จำนวนสัญญาณ เพราะว่ามีจำนวนช่องสัญญาณที่น้อย ทำให้ติดขัดในเรื่องของการขยายจำนวนหมายเลขได้ในอนาคต ดังนั้นต่อมาจึงได้มีการพัฒนาระบบดิจิตอลขึ้นโดยมีการเข้าช่องสัญญาณแบบแบ่งเวลาเพื่อแก้ไขปัญหาการมีช่องสัญญาณที่จำกัด เทคนิคการเข้าถึงหลายทางเป็นแบบเอฟดีเอ็มเอ-เอฟดีดี (Frequency Division Multiple Access- Frequency Division Duplexing: FDMA-FDD)

2.2.2 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สอง

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

ในยุคที่สองการพัฒนาเน้นในเรื่องการแบ่งเวลาในช่องสัญญาณโดยใช้เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบทีดีเอ็มเอ (Time division multiple access: TDMA) และ ซีดีเอ็มเอ (Code Division Multiple Access: CDMA) มากกว่าการใช้งานของเอฟดีเอ็มเอ (Frequency Division Multiple Access: FDMA) เมื่อระบบโทรศัพท์มือถือในยุค 2G ใช้รหัสดิจิตอล การกำหนดเส้นทางและการหาเส้นทางเชื่อมกับสถานีฐานจึงทำได้ดี ระบบการโรมมิ่ง (roaming) คือการนำเอาโทรศัพท์มือถือไปใช้ในเครือข่ายอื่น เช่น ในต่างประเทศจึงทำได้ และก่อให้เกิดระบบโทรศัพท์มือถือแบบแบบจีเอชเอ็ม (GlobSystem for Mobilization: GSM) หรือระบบโทรศัพท์มือถือที่ใช้ได้ทั่วโลกเชื่อมโยงกันเป็นระบบทั่วโลก

2.2.3 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สองครึ่ง

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สองครึ่ง (Second and Half Generation: 2.5G) ยุคนี้ไม่เป็นที่ยอมรับอย่างเป็นทางการเพราะเป็นการพัฒนาจากระบบโทรศัพท์ยุคที่สอง โดยเพิ่มเติมเทคนิคบางอย่างเท่านั้น ระบบในสถานีฐานส่วนใหญ่ยังคงสามารถใช้งานได้เหมือนเดิม แต่ก็เป็นยุคที่มีการพูดถึงอยู่บ่อยๆ 2.5G เป็นยุคที่มีการเน้นเรื่องของการรับส่งข้อมูลผ่านทางเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ เนื่องมาจากว่าระบบในยุค 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) ได้อัพเกรดเพิ่มเติมกลายเป็นเครือข่ายเอดจ์ (Enhanced Data rate for GSM Evolution: EDGE) ซึ่งเครือข่ายในยุคนี้จะใช้การรับส่งข้อมูลเป็นแพ็คเกต

2.2.4 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สาม

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

ระบบ 3G ที่ได้พัฒนาขึ้นครั้งนี้เป็นแบบดิจิตอลแพ็คเก็ต โดยเน้นการรองรับระบบมัลติมีเดียที่ให้ทุกคนเข้าถึงข้อมูลข่าวสารได้ทุกที่ ทุกเวลา เป้าหมายของความเร็วการเชื่อมต่อเครือข่ายแบบ 3G อยู่ที่ 2 เมกะบิตต่อวินาที ในอาคารหรือในบ้าน และหากอยู่ในรถยนต์ที่เคลื่อนที่อัตราการรับส่งข้อมูลอยู่ที่ 144 Kbit/Sec แต่บริษัท โดโคโม ได้ประกาศการใช้งานที่ 2 เมกะบิต ในอาคาร และ 384 กิโลบิต ในรถยนต์ที่เคลื่อนที่ ซึ่งเป็นมาตรฐานที่สูงกว่าของทั่วไป การรับส่งข้อมูลของโทรศัพท์มือถือจะรองรับการประยุกต์ใช้งานทุกรูปแบบ ตั้งแต่การโทรศัพท์แบบวีดีโอคอนเฟอเรนซ์ (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 เอดจ์ ซึ่งหลายๆครั้งอาจเรียกได้ว่าเป็นเครือข่าย ดับเบิลยู ซีดีเอ็มเอ โดยมีจุดมุ่งหมายเพื่อตอบสนองความต้องการใช้งานด้านการรับ-ส่งข้อมูลที่มากขึ้นของลูกค้า เครือข่าย ยูเอ็มทีเอส นั้นจะมีความเร็วในการรับส่งข้อมูลสูงถึง

2 Mbit/Sec ซึ่งมีความเร็วในการรับ-ส่งข้อมูลที่มากกว่าเครือข่าย เอดจ์ ที่ใช้บริการในปัจจุบันถึง 4 เท่า ด้วยเหตุนี้เองเครือข่าย ยูเอ็มทีเอส จึงเป็นเครือข่ายที่ผู้ให้บริการทั้งหลายต่างคาดหวังว่าจะมาช่วยตอบสนองความต้องการด้านการใช้ข้อมูลของลูกค้า รวมทั้งสร้างรายได้ให้แก่บริษัทเป็นจำนวนมาก

2.2.5 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สี่

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

ในยุคนี้ได้มีการวางกรอบแนวทางการพัฒนาไว้โดยใช้เทคโนโลยีเรื่องไมโม่ (Multiple Input Multiple Output: MIMO) และ โอเอฟดีเอ็ม (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 พร้อมทั้งยังสามารถแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นในยุคก่อนหน้านี้ ซึ่งได้แก่ปัญหาที่เกิดจากการแทรกสอดสัญญาณระหว่างเซลเกิดขึ้นเมื่อผู้ใช้งานเคลื่อนที่มายังบริเวณขอบเซลจะทำให้สัญญาณที่ได้รับจากเซลตัวเองลดลงและสัญญาณรบกวนจากเซลอื่นเพิ่มขึ้น โดยทำให้ค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดรวมกับสัญญาณรบกวน (Signal to Interference plus Noise Ratio: SINR) มีค่าลดลงทำให้ประสิทธิภาพการใช้งานลดลง

2.4 ผู้ให้บริการเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทย

ระบบระบบเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่มีรูปแบบการพัฒนามาอย่างต่อเนื่อง เริ่มจากระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เป็นชนิดอนาล็อคมาสู่ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เป็นชนิดดิจิตอล ซึ่งในปัจจุบันผู้ให้บริการในประเทศไทยมีการให้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่ทั้งสองระบบ โดยจำนวนผู้ใช้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่ ระบบดิจิตอลนั้นมีสัดส่วนเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ ในขณะที่สัดส่วนผู้ใช้ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ชนิดอนาล็อคมีแนวโน้มที่ลดลงอย่างต่อเนื่อง

ภาพรวมของตลาดโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศนับถึงปัจจุบัน ซึ่งประเทศไทยถือได้ว่าเป็นประเทศที่มีความหลากหลายในแง่ของเทคโนโลยีเครือข่ายให้ผู้บริโภคได้เลือกใช้งานกันอย่าง กว้างขวางผู้ประกอบการโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทยเองก็มีอยู่หลายราย แต่ละรายมีความแข็งแกร่งและส่วนแบ่งทางการตลาด (market share) ที่แตกต่าง 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) ภายใต้เครื่อง หมายการค้า จีเอสเอ็มแอดวานซ์ (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 โทเทิ่ล แอ็คเซ็ส คอมมูนิเคชั่น จำกัด (มหาชน)

บริษัท โทเทิ่ล แอ็คเซ็ส คอมมูนิเคชั่น จำกัด (มหาชน) หรือ ดีแทค (DTAC) เปิดให้บริการโทรศัพท์ เคลื่อนที่ระบบ จีเอสเอ็ม ความถี่ 1800 MHz ซึ่งแบ่งเป็นแบบชำระค่า บริการต่อ

เดือนภายใต้เครื่องหมายการค่า 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 แต่อาจมีการประชาสัมพันธ์ที่แผ่วเบากว่าคู่แข่งขันของตนมาก

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

2.4.3 บริษัท ทรู คอร์ปอเรชั่น จำกัด (มหาชน)

ปี พ.ศ.2544 บริษัท ทีเอ ออเร้นจ์ จำกัด ได้เข้ามาเปิดให้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่ในระบบ จีเอสเอ็ม ความถี่ 1800 MHz แต่ก็ประสบปัญหาซึ่งทำให้ต้องถอนตัวออกไป โดยได้ถ่ายโอนกิจการให้กับ บริษัท ทรู คอร์ปอเรชั่น จำกัด (มหาชน) ต่อมา กสท ได้รวมความถี่จากดีแทคจำนวน 2.5 MHz และจาก กสท เองจำนวน 2.5 MHz ได้เป็น 5 MHz ซึ่งอยู่ในช่วงความถี่ 850 MHz ให้ทรูนำไปอัพเกรดบริการ 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 กิจการร่วมการค้าไทยโมบายได้ถือกำเนิดขึ้นภายใต้ความร่วมมือของ 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 ภาย ใต้ชื่อเครื่องหมายการค้า ฮัท โดยใช้เทคโนโลยีโทรศัพท์เคลื่อนที่ ซีดีเอ็มเอ ความถี่ 800 MHz จุดมุ่งหมายหลักในการเปิดให้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่ของ ฮัท ก็คือ การให้บริการสื่อสารข้อมูลผ่านโทรศัพท์เคลื่อนที่ซึ่งมีคุณภาพและประสิทธิ-ภาพในการใช้งาน เหนือกว่าการสื่อสารข้อมูลผ่านเทคโนโลยี จีพีอาร์เอส ของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในตระกูล จีเอสเอ็ม สำหรับการให้บริการสนทนาเสียงนั้นก็มีคุณภาพที่ไม่แตกต่างไปจากระบบ จีเอสเอ็ม แต่อย่างใด ข้อจำกัดในการให้บริการของ ฮัท ก็คือการได้รับ

สัมปทานในการเปิดให้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่ ซีดีเอ็มเอ ในพื้นที่เพียง 23 จังหวัดเท่านั้น (รวมกรุงเทพมหานครและปริมณฑล) ทำให้เกิดข้อจำกัดหลาย ๆ ประการในการแข่งขัน เมื่อเทียบกับคู่แข่งขันรายอื่นที่ไม่มีข้อจำกัดในเรื่องพื้นที่สัมปทานให้บริการแต่ประการใด

2.5 สายอากาศแถวลำดับ

สายอากาศแถวลำดับ (antenna array) เป็นการนำสายอากาศมาเรียงตัวกันในรูปแบบต่างๆ ซึ่งสายอากาศแต่ละตัวที่นำมาจัดเรียงให้เป็นแถวลำดับนั้น เรียกว่า องค์ประกอบ (element) การนำสายอากาศมาจัดเรียงเป็นแถวลำดับนั้น ทำได้โดยใช้สายอากาศที่มีลักษณะที่เหมือนกันหลายๆ องค์ประกอบแทนการใช้สายอากาศองค์ประกอบเดี่ยว ซึ่งจะทำให้สามารถเพิ่มค่าสภาพเจาะจงทิศทางและค่าอัตราขยายของสายอากาศได้ สายอากาศแถวลำดับจึงเป็นส่วนประกอบหนึ่งที่จำเป็นมากต่อระบบสายอากาศเก่งที่ทำให้สามารถหันลำคลื่นหลัก (main lobe) ไปยังทิศทางตามสัญญาณที่ต้องการและสามารถหันลำคลื่นรอง (side lobes) หรือจุดศูนย์ (nulls) ไปยังทิศทางของสัญญาณแทรกสอดได้ด้วยการถ่วงน้ำหนักที่สายอากาศแต่ละต้น สายอากาศแถวลำดับที่ใช้กันอย่างแพร่หลาย คือ สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้นและสายอากาศแถวลำดับแบบเชิงระนาบ ซึ่งมีรายละเอียดโดยสังเขป ดังต่อไปนี้

2.5.1 สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้น

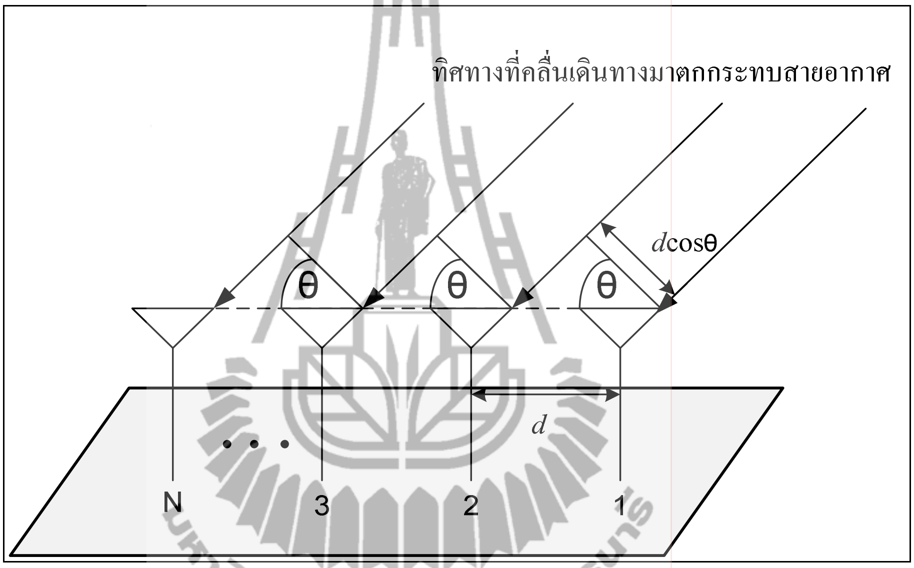
สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้น (linear antenna array) เป็นสายอากาศแถวลำดับที่พื้นฐานและมีโครงสร้างที่ง่ายที่สุด คือประกอบด้วยสายอากาศแต่ละต้นวางตัวเรียงกันเป็นเส้นตรงซึ่งอาจจะมีระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละต้นเท่ากันหรือไม่เท่ากันก็ได้ สายอากาศแถวลำดับในรูปที่ 2.5 เป็นสายอากาศแบบเชิงเส้นจำนวน N ต้นหรือ $N\times1$ ต้น ในการวางตัวสายอากาศของสายอากาศแถวลำดับจำเป็นที่จะต้องคำนึงถึงระยะห่าง (d) ขององค์ประกอบแต่ละองค์ประกอบนั้นด้วย เนื่องจากระยะห่างของสายอากาศแต่ละต้นนั้นจะมีผลต่อการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศโดยปกติแล้วสายอากาศแต่ละต้นจะว่างตัวห่างกันครึ่งความยาวคลื่น ซึ่งการคำนวณหาระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละต้นนั้น สามารถหาได้จากสมการที่ (2.1)

$$d = \frac{\lambda}{2} \tag{2.1}$$

เมื่อ λ คือความยาวคลื่น

ในรูปที่ 2.5 แสดงถึงสายอากาศแบบเชิงเส้น $N\times1$ ต้นโดยที่ระยะห่างของสายอากาศแต่ละต้นเท่ากันทุกต้นและมีแอมพลิจูดเท่ากัน ซึ่งสายอากาศแถวลำดับที่มีรูปแบบ

ดังกล่าวจะเรียกว่าแถวลำดับสม่ำเสมอ (uniform array) ซึ่งจะมีองค์ประกอบแถวลำดับที่เหมือนกัน มีการป้อนกระแสให้กับทุกๆองค์ประกอบเท่ากัน และจะมีความต่างเฟสเป็นลำดับกันไปอย่างเท่าๆกัน เราสามารถหาค่าพลังงานของสายอากาศแถวลำดับนี้จากการคูณกันระหว่างค่าพลังงานของสายอากาศต้นเดียวที่จุดอ้างอิงหรือจุดกำเนิดกับตัวประกอบแถวลำดับ (Array Factor : AF) ตัวประกอบแถวลำดับของสายอากาศแถวลำดับแบบเส้นสามารถหาได้จากสมการต่อไปนี้



รูปที่ 2.1 สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้นจำนวน N×1 ต้น

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

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

(2.3)

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

เมื่อ $\psi = kd\cos\theta + \beta$ k คือหมายเลขคลื่น (wave number) = $2\pi/\lambda$ d คือ ระยะห่าง

ระหว่างสายอากาศแต่ละต้นและ β คือ ความต่างเฟสของสายอากาศแต่ละต้น จากสมการ (2.4) เราสามารถลดรูปของสมการได้ดังนี้

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

แทนสมการ (2.4) ลงใน (2.5) จะสามารถลดรูปของสมการลงเหลือ

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

ย้ายข้างและจัดรูปสมการจะได้

$$AF = \left[\frac{e^{jN\psi} - 1}{e^{j\psi} - 1}\right]$$

$$= e^{j[(N-1)/2]\psi}\left[\frac{e^{j(N/2)\psi} - e^{-j(N/2)\psi}}{e^{j(1/2)\psi} - e^{-j(1/2)\psi}}\right]$$

$$= e^{j[(N-1)/2]\psi}\left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)}\right] \tag{2.7}$$

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

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

ค่าของ ψ จะถือว่าน้อยมาก ๆ ดังนั้นเราสามารถประมาณค่าสมการได้เท่ากับ

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

ค่าสูงสุดของสมการที่ (2.8) และ (2.9) จะมีค่าเท่ากับ N เพื่อที่จะกำหนดให้ค่าตัวประกอบแถวลำดับเป็นมาตรฐานเราจึงต้องกำหนดให้ค่าสูงสุดของแต่ละสมการเท่ากับหนึ่ง ดังนั้นสมการมาตรฐานของตัวประกอบแถวลำดับคือ

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

หรือ

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

2.5.2 สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงระนาบ

สายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบ (planar antenna array) เป็นรูปแบบที่ประยุกต์มาจากรูปแบบสายอากาศแถวลำดับแบบเส้นที่ได้อธิบายใน 2.4.1 สายอากาศแต่ละตัวถูกจัดวางตัวเป็นสี่เหลี่ยมหรือที่เรียกว่าสายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบ สายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบจะมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่ยืดหยุ่นกว่าแบบเชิงเส้น คือสามารถควบคุมและเปลี่ยนแปลงแบบรูปการแผ่พลังงานได้ ดังนั้นสายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบมีความเอนกประสงค์มากและสามารถให้แบบรูปการแผ่พลังงานที่มีความสมดุลและมีพูรองที่ต่ำ ยิ่งไปกว่านั้นสายอากาศแถวลำดับระนาบสามารถที่จะหันพูหลักในมุมเงยและทุก ๆ ทิศรอบตัว 360° ดังนั้นสายอากาศแถวลำดับระนาบจึงเหมาะกับการนำไปใช้ในงานเรดาห์ การชี้ทางระยะไกล (remote sensing) การสื่อสารไร้สายและรวมถึงระบบสายอากาศเก่งด้วย ตามที่ได้อธิบายไว้ในหนังสือของ B.Allen, M. Ghavami (2005)

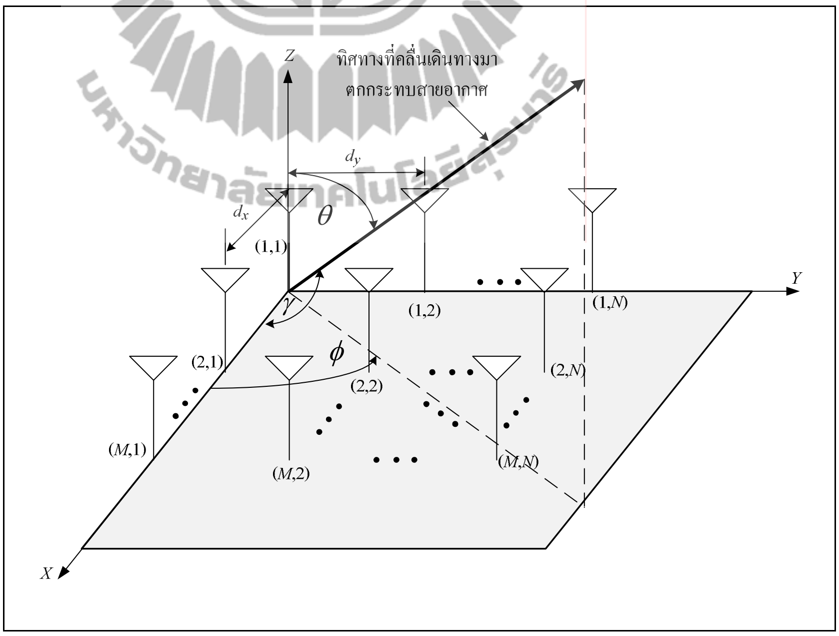
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

เราสามารถคำนวณหาพลังงานของสายอากาศแถวลำดับระนาบโดยใช้สมการที่ (2.12) ได้เช่นเดียวกับสายอากาศแถวลำดับแบบเส้น แต่จะมีค่าตัวประกอบแถวลำดับแตกต่างกันซึ่งสามารถหาได้ โดยเริ่มจากพิจารณามุม γ ตามที่แสดงในรูปที่ 2.6 จะได้

$$\cos\gamma = \hat{\mathbf{a}}_x \bullet \hat{\mathbf{a}}_r = \hat{\mathbf{a}}_x \bullet \left(\hat{\mathbf{a}}_x \sin\theta\cos\phi + \hat{\mathbf{a}}_y \sin\theta\sin\phi + \hat{\mathbf{a}}_z \cos\theta\right)$$
$$= \sin\theta\cos\phi \tag{2.13}$$

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

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



รูปที่ 2.2 สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบจำนวน 2×2

เมื่อ I_{m1} คือค่าสัมประสิทธิ์กระแสกระตุ้นของสายอากาศแต่ละต้น d_x คือระยะห่างของสายอากาศแต่ละต้นในแนวแกน x และ β_x คือค่าความต่างเฟสของสายอากาศแต่ละ

ต้นในแนวแกน x เมื่อพิจารณาเฉพาะแนวแกน y เช่นเดียวกันกับที่พิจารณาแกน x เราจะได้ค่าตัวประกอบแถวลำดับเท่ากับ

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

เมื่อ I_{1n} คือค่าสัมประสิทธิ์กระแสกระตุ้นของสายอากาศแต่ละต้น d_y คือระยะห่างของสายอากาศแต่ละต้นในแนวแกน y และ β_y คือค่าความต่างเฟสของสายอากาศแต่ละต้นในแนวแกน y ดังนั้นเราสามารถหาค่าตัวประกอบแถวลำดับของทั้งแกน x และ y รวมกันหรือที่เรียกว่าแบบระนาบได้ด้วยการคูณค่าตัวประกอบแถวลำดับของทั้งแกน x และ y เข้าด้วยกันจะได้

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

ถ้าสมมุติให้แอมพลิจูดของสายอากาศแต่ละต้นทั้งในแกน x และ y มีค่าเท่ากันจะได้

$$I_{mn} = I_{m1} I_{1n} \tag{2.17}$$

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

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

เช่นเดียวกันกับสายอากาศแถวลำดับแบบเส้นเราสามารถทำสมการค่าตัวประกอบให้อยู่ในรูปมาตรฐานได้โดยใช้ฟังก์ชันไซน์ตามที่แสดงในสมการที่ (2.10) และ (2.11) ซึ่งจะได้เท่ากับ

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

เมื่อ

$$\psi_x = kd_x \sin\theta\cos\phi + \beta_x \tag{2.20}$$

$$\psi_y = kd_y \sin\theta\cos\phi + \beta_y \tag{2.21}$$

2.6 ระบบสายอากาศเก่ง

ระบบสายอากาศเก่ง (smart antenna systems) ได้เริ่มพัฒนามาตั้งแต่ในช่วงปี ค.ศ.1980 เป็นต้นมา แต่เดิมระบบสายอากาศเก่งได้ถูกพัฒนาเพื่อใช้ในระบบเรดาร์แต่ต่อมาได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานกับงานสื่อสารไร้สายจนเป็นที่นิยม ซึ่งระบบสายอากาศเก่งจะประกอบด้วยกลุ่มของสายอากาศหลาย ๆ ต้น จัดเรียงตัวกันในรูปแบบต่าง ๆ กัน ร่วมกับการประมวลผลสัญญาณทั้งทางเวลาและทางตำแหน่งเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพให้กับระบบสื่อสารไร้สาย เช่น

1. เพิ่มอัตราขยายของสายอากาศจึงขยายพื้นที่ครอบคลุมให้กว้างขึ้น และทำให้ความเร็วในการสื่อสารข้อมูลสูงขึ้น
2. เนื่องจากระบบสายอากาศเก่งจะหันพูหลักไปเฉพาะในทิศทางที่ต้องการเท่านั้น จึงไม่สูญเสียพลังงานไปในทิศทางอื่น ทำให้ประหยัดพลังงานและยืดอายุการใช้งานแบตเตอรี่
3. ปรับปรุงเสถียรภาพของระบบให้ดีขึ้น
4. ลดสัญญาณแทรกสอด

รูปที่ 2.7 แสดงส่วนประกอบของสายอากาศเก่งซึ่งระบบสายอากาศเก่งประกอบด้วย 2 ส่วนหลัก ๆ ได้แก่ สายอากาศแถวลำดับและระบบประมวลผลสัญญาณ (signal processing systems) ซึ่งในระบบประมวลผลจะทำหน้าที่ในการหาทิศทางของสัญญาณที่เข้ามา (Direction of Arrival : DOA) และการคำนวณเพื่อก่อรูปลำคลื่น ตามที่ได้แสดงในหนังสือของ Liberti,J.J.C.,and Rappaport,T.S.(1999) ซึ่งระบบนี้สามารถลดสัญญาณแทรกสอดได้โดยการก่อรูปลำคลื่นของพูหลักไปยังทิศทางของสัญญาณที่ต้องการในขณะที่หันจุดศูนย์หรือพูรองไปยังทิศทางของสัญญาณแทรกสอด โดยหลักการเบื้องต้นในการที่จะหันลำคลื่นสามารถอธิบายได้โดยการใช้ระบบ

สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบเชิงเส้นจำนวน 2 ต้นตามที่แสดงในรูปที่ 2.8 จากรูป D คือความต่างเฟสของสัญญาณที่มาตกกระทบสายอากาศแต่ละต้น d คือระยะห่างระหว่างสายอากาศ W คือค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสัญญาณ θ_d และ θ_i คือมุมที่มาตกกระทบสายอากาศของสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดตามลำดับจากรูปสัญญาณขาออกคือ

$$y_{out} = y_1 + y_2 \tag{2.22}$$

และกำหนดให้สัญญาณที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดตกกระทบสายอากาศแต่ละต้นจะได้

$$y_{2d} = A \tag{2.23}$$

$$y_{2i} = A_i \tag{2.24}$$

$$y_{1d} = A_d e^{j\theta_d} \tag{2.25}$$

$$y_{1i} = A_i e^{j\theta_i} \tag{2.26}$$

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

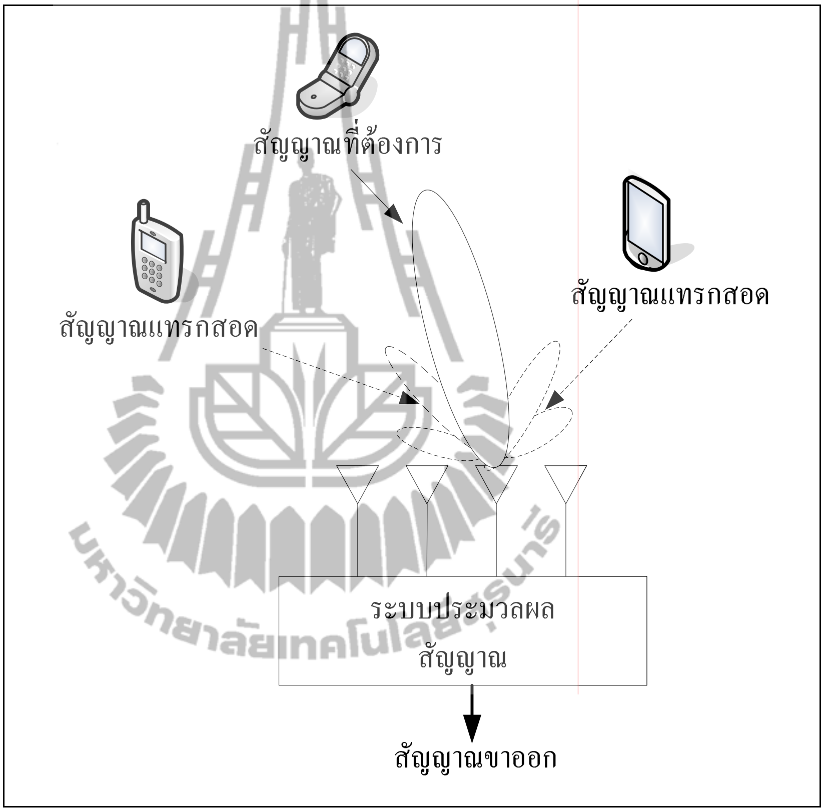
$$y_2 = y_{2d} + y_{2i} = w_2\left(A_d + A_i\right) \tag{2.27}$$

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

แทนค่าสมการที่ 2.8 และ 2.9 ลงในสมการที่ 2.3 จะได้

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

เราต้องการพจน์ของ A_i เท่ากับศูนย์เพื่อกำจัดสัญญาณแทรกสอดให้หมดไปและต้องการพจน์ของ A_d เท่ากับ A_d เพื่อยังคงรักษาสัญญาณที่ต้องการเอาไว้ ดังนั้นต้องทำให้



รูปที่ 2.3 ระบบสายอากาศเก่ง

$$w_2 + w_1 e^{j\theta_i} = 0 \tag{2.30}$$

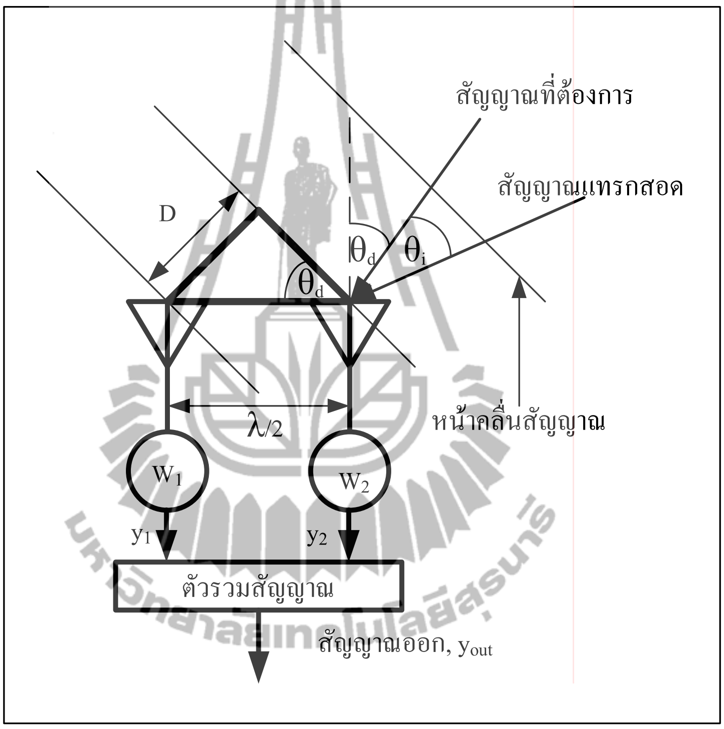
$$w_2 + w_1 e^{j\theta_d} = 1 \tag{2.31}$$

เมื่อย้ายข้างสมการที่ (2.30) เราจะได้

$$w_2 = -w_1 e^{j\theta_i} \tag{2.32}$$

แทนสมการที่ (2.32) ลงใน (2.31) จะได้

$$-w_1 e^{j\theta_i} + w_1 e^{j\theta_d} = 1 \tag{2.33}$$



รูปที่ 2.4 ระบบสายอากาศเก่งเมื่อมีสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดมาตกกระทบ

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

ดังนั้นเราจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนัก (weighting coefficients) ของสายอากาศต้นที่ 1 เท่ากับ

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

เช่นเดียวกันกับการหาค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสายอากาศต้นที่ 1 เมื่อย้ายข้างสมการที่ (2.30) เราจะได้

$$w_1 = \frac{-w_2}{e^{j\theta_i}} \tag{2.36}$$

แทนสมการที่ (2.35) ลงใน (2.31) จะได้

$$w_2 - \frac{w_2 e^{j\theta_d}}{e^{j\theta_i}} = 1 \tag{2.37}$$

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

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

ดังนั้นเราจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสายอากาศต้นที่ 2 เท่ากับ

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

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

$$y_{out} = A_d \tag{2.41}$$

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

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

2.6.1 ระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตช์ลำคลื่น

ระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตช์ลำคลื่น ประกอบไปด้วยสายอากาศแถวลำดับเครือข่ายก่อรูปลำคลื่น (beamforming network) ซึ่งสามารถสร้างลำคลื่นได้ M ลำคลื่นในเวลาเดียวกัน และตัวเลือกลำคลื่น (beam selector) ตามที่แสดงในรูปที่ 2.9 ค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนัก (weight, $\boldsymbol{T}$) สำหรับสัญญาณขาออกที่มีลำคลื่นชี้ไปยังทิศทางที่ m^{th} สามารถแสดงในสมการ (2.42) ดังนี้

$$\boldsymbol{T}_m = [w_{0,m} \quad w_{1,m} \quad \ldots \quad w_{N-1,m}] \tag{2.42}$$

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

$$y = \boldsymbol{T}^{-1}\boldsymbol{x} \tag{2.43}$$

เมื่อ $\boldsymbol{x}$ คือสัญญาณที่รับเข้ามาจากสายอากาศ ซึ่งแสดงอยู่ในรูปของเมทริกซ์

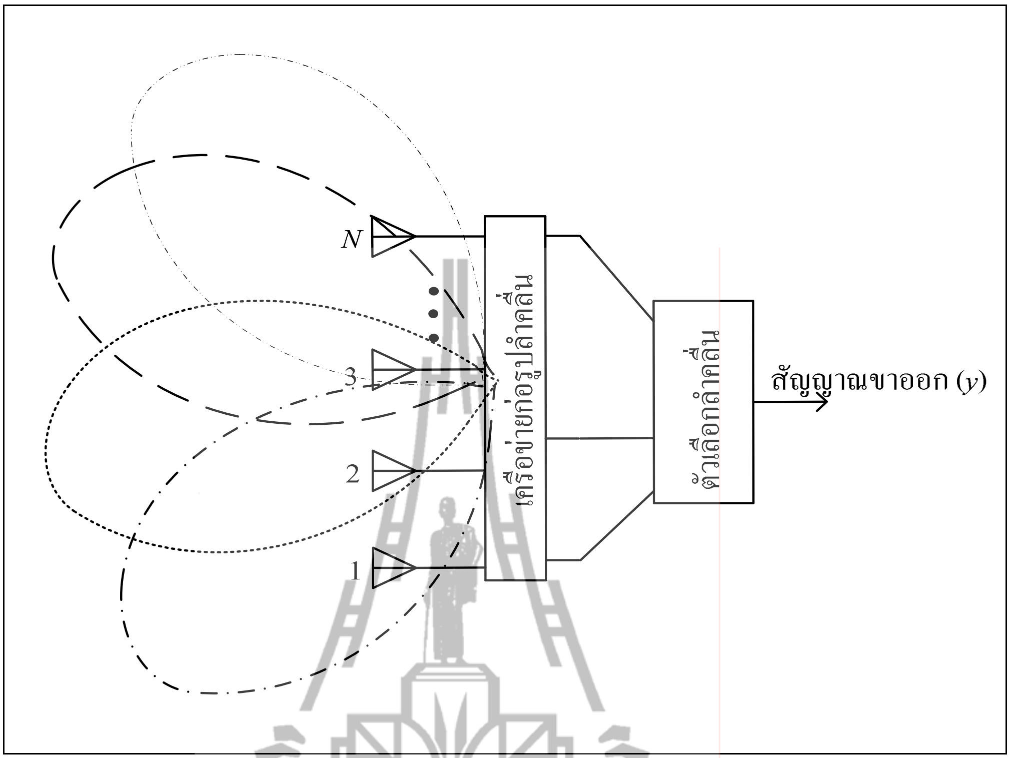
การทำงานของสายอากาศเก่งแบบสวิตช์ลำคลื่นประกอบด้วย 4 ขั้นตอนดังนี้

1. ตรวจหาทิศทางความแรงของสัญญาณ
2. เลือกลำคลื่นเพียงหนึ่งลำคลื่นที่ถูกเลือกไว้อย่างเหมาะสม
3. ใช้ลำคลื่นในทิศทางที่เลือกเมื่อผู้ใช้ไม่มีการเคลื่อนที่
4. ใช้ลำคลื่นในทิศทางที่เลือกเมื่อผู้ใช้ไม่มีการเคลื่อนที่สับเปลี่ยนลำคลื่นเดิมไปยังลำคลื่นใหม่เมื่อผู้ใช้เคลื่อนที่ไปยังส่วนอื่น นอกจากนี้การรวมสัญญาณขาออกของสายอากาศหลาย ๆ ตัวทำให้สายอากาศแบบปรับเลือกลำคลื่นสามารถสร้างรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นได้หลากหลายมากขึ้น ซึ่งทำให้ระบบมีทางเลือกของรูปแบบการแพร่กระจายแบบรูปการแผ่พลังงานที่มากกว่าการใช้สายอากาศต้นเดียว

เราสามารถสรุปข้อดีและข้อเสียของระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตช์ลำคลื่นได้ดังนี้

ข้อดี

1. มีความซับซ้อนน้อย
2. สามารถติดตามสัญญาณได้รวดเร็วตามอัตราการปรับเปลี่ยนลำคลื่น



รูปที่ 2.5 โครงสร้างพื้นฐานของระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตช์ลำคลื่น

3. ในกรณีที่ระบบใช้จำนวนสายอากาศไม่มากนัก ประสิทธิภาพของสายอากาศเก่งแบบสวิตช์ลำคลื่นจะใกล้เคียงกับสายอากาศเก่งแบบปรับลำคลื่น

ข้อเสีย

1. อัตราการขยายสัญญาณต่ำในทิศทางที่อยู่ระหว่างลำคลื่น
2. การลดจำนวนสัญญาณแทรกสอดมีข้อจำกัด
3. ในกรณีที่สัญญาณไม่ชัดเจน มีการบดบังสัญญาณ มีการแทรกสอดของสัญญาณ หรือมีสัญญาณมาถึงในมุมกว้างหลาย ๆ มุม อาจมีความผิดพลาดในการเลือกสัญญาณได้

2.6.2 ระบบสายอากาศเก่งแบบปรับตัว

สายอากาศชนิดนี้เป็นสายอากาศชนิดที่สามารถปรับเปลี่ยนลำคลื่นให้ชี้ไปในทิศทางใด ๆ ได้โดยอิสระ โดยจะมีตัวถ่วงน้ำหนักเพื่อทำการปรับลำคลื่น และมีส่วนที่เรียกว่าอัลกอริทึมแบบปรับตัว (adaptive algorithm) เป็นตัวคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสัญญาณ โดยหลักการทำงานของระบบคือเมื่อสัญญาณตกกระทบสายอากาศแต่ละต้นสัญญาณจะถูกส่งมาที่ส่วนอัลกอริทึมแบบปรับตัวเพื่อคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักแล้วส่งค่ากับ

ไปที่ตัวถ่วงน้ำหนักเพื่อคูณเข้ากับสัญญาณที่ตกกระทบสายอากาศดังนั้นจึงได้สัญญาณขาออกดังสมการที่ (2.44)

$$y = \mathbf{W}\mathbf{x} \tag{2.44}$$

เมื่อ **x** คือสัญญาณที่มาตกกระทบสายอากาศแต่ละต้น

ระบบจะทำงานเป็นรูปแบบวงจรปิดแบบนี้ไปเรื่อย ๆ วิธีการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ดังกล่าวมีหลายวิธีขึ้นกับอัลกอริทึมที่เลือกใช้ ซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป จากกระบวนการดังกล่าวจะส่งผลให้ระบบสามารถหันพูหลักไปยังทิศทางที่ต้องการและหันพูรองหรือจุดศูนย์ไปยังทิศทางของสัญญาณแทรกสอดตามที่แสดงในรูปที่ 2.10

เราสามารถสรุปข้อดีและข้อเสียของระบบสายอากาศเก่งแบบปรับตัวได้ดังนี้

ข้อดี

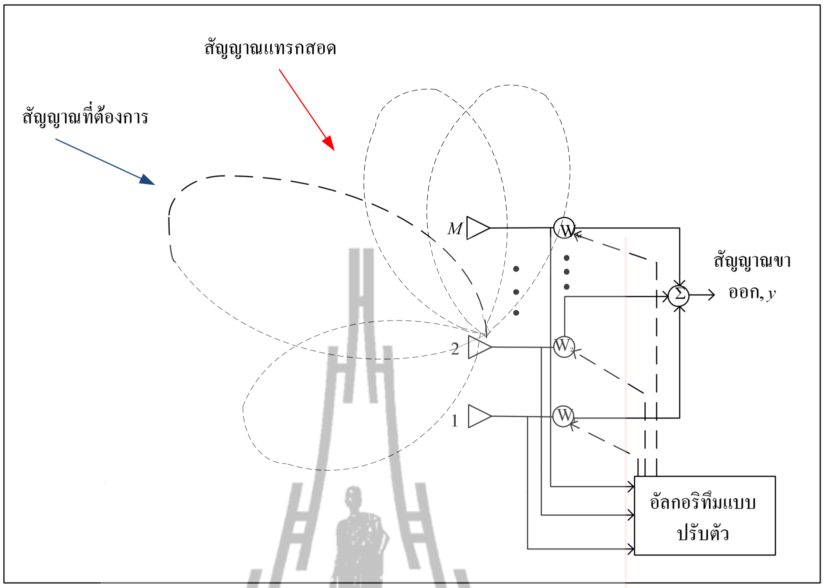
1. มีอัตราส่วนสัญญาณที่ต้องต่อสัญญาณรบกวนสูง
2. ไม่ต้องมีการปรับเทียบสายอากาศ (calibration)
3. มีประสิทธิภาพดีแม้ในกรณีที่จำนวนสัญญาณรบกวนมากกว่าจำนวนสายอากาศ

ข้อเสีย

1. มีความซับซ้อนสูงมากกว่าสายอากาศเก่งแบบสวิตช์ลำคลื่น
2. ต้องการสัญญาณอ้างอิงที่ดีเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุด
3. ต้องการหน่วยประมวลผลความเร็วสูง

2.7 เทคนิคการหันลำคลื่น

จากที่กล่าวมาข้างต้นถึงข้อดีของระบบสายอากาศเก่งที่สามารถหันลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่ต้องการได้ โดยการหันลำคลื่นของระบบสายอากาศเก่งนั้นทำได้หลายเทคนิค เช่น การเปลี่ยนจุดป้อนสัญญาณ การลัดวงจรหรือเปิดวงจร แต่วิธีที่ได้รับความนิยมนำมาใช้ในระบบสายอากาศเก่งคือ วิธีแบบบัทเลอร์เมทริกซ์ ซึ่งในงานวิจัยนี้นำเทคนิคของแบบบัทเลอร์เมทริกซ์เนื่องจากเป็นวิธีการที่ง่ายและมีต้นทุนการผลิตต่ำซึ่งอาศัยการกัดลายวงจรบนแผงวงจรพิมพ์เท่านั้นดังนั้นจึงเหมาะกับการออกแบบตัวคัปเปลอร์ไฮบริดของงานวิจัยนี้ซึ่งนำมาใช้งานร่วมกับสายอากาศสวิตช์ลำคลื่น



รูปที่ 2.6 โครงสร้างของสายอากาศเก่งแบบปรับตัว

2.7.1 เครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบบัทเลอร์เมทริกซ์

ในระบบสายอากาศเก่งประเภทสายอากาศเก่งแบบสวิตช์ลำคลื่น(switched-beam antenna) นี้จะมีตัวถ่วงน้ำหนัก (weight) เป็นองค์ประกอบที่สำคัญ เพื่อที่จะนำหน้าที่เป็นตัวปรับเลือกลำคลื่นให้ชี้ไปในทิศทางที่ต้องการ โดยตัวถ่วงน้ำหนักที่เราได้กล่าวถึงนั้น เรียกว่า เครือข่ายก่อรูปลำคลื่น (beamforming network) นั่นเอง ซึ่งสายอากาศเก่งแบบสวิตช์ลำคลื่นนั้นจะมีเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นเป็นตัวปรับลำคลื่นเพื่อชี้ไปในทิศทางที่ต้องการแบบเจาะจง เครือข่ายก่อรูปลำคลื่นที่กล่าวถึงนั้นอาจจะมีหลายวิธี แต่วิธีที่ได้รับความนิยมในระบบสายอากาศเก่งก็คือ วิธี บัทเลอร์เมทริกซ์ ซึ่งวิธีนี้นั้นจะใช้ได้กับสายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้น (linear array) เท่านั้น

ตารางที่ 2.1 แสดงค่ามุมเฟสที่ต่างกันเมื่อผ่านเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ บัทเลอร์เมทริกซ์

พอร์ตขาออก	สายอากาศ				ความต่างเฟส	ทิศทางของลำคลื่นหลัก
	1	2	3	4		
พอร์ต 1	-45°	-180°	45°	-90°	-135°	138.6°
พอร์ต 2	0°	-45°	-90°	-135°	-45°	104.5°
พอร์ต 3	-135°	-90°	-45°	0°	45°	75.5°
พอร์ต 4	-90°	45°	-180°	-45°	135°	41.4°

ส่วนประกอบของบัทเลอร์ บัทเลอร์เมทริกซ์ ซึ่งประกอบด้วยสายอากาศ 4 ต้น วางเรียงกันเป็นแถวลำดับแบบเชิงเส้น ตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90° (90° hybrid coupler) ตัวไขว้สัญญาณ (cross over) และตัวเลื่อนเฟส 45° (Phase shift 45°) ดังแสดงในรูปที่ 2.11 ตามที่แสดงในงานวิจัยของ Moody , H. (1994) โดยหลักการทำงานของบัทเลอร์เมทริกซ์ คือเมื่อมีสัญญาณมาตกกระทบที่สายอากาศสัญญาณจะถูกส่งไปที่ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90° และตัวไขว้สัญญาณ จากนั้นสัญญาณอาจผ่านตัวเลื่อนเฟส 45° แล้วจึงถูกส่งผ่านตัวไขว้สัญญาณและตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90° อีกครั้งหนึ่ง ซึ่งสุดท้ายแล้วจะทำให้สร้างลำคลื่นที่มีลำคลื่นหลักหันไปที่ 41.4° 75.5 ° 104.5 ° และ 138.6 ° ดังแสดงในตารางที่ 2.1

2.7.1.1 ตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศา

ตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 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 สัญญาณจะออกน้อยมากๆประมาณได้ว่าเป็นศูนย์ และในลักษณะเดียวกัน ถ้าป้อนสัญญาณเข้าที่พอร์ตอื่น กำลังที่ออกจากด้านตรงข้ามจะถูกแบ่งเหลือครึ่งหนึ่งแต่พอร์ตที่อยู่ด้านเดียวกันกับสัญญาณจะไม่ออกเสมือนว่าเป็นศูนย์ ไฮบริดชนิดนี้มักจะสร้างมาจากไมโครสตริป หรือสตริป ดังแสดงในรูปที่ 2.12 และยังเป็นที่รู้จักกันดีในชื่อของไฮบริดแบบบรานซ์ไลน์ (brach-line hybrid) หรืออุปกรณ์เชื่อมต่อ 3 ดีบี (3 dB coupler) หรือ ตัวเชื่อมต่อไฮบริดแบบควอเดรเจอร์ 90 องศา (quadrature 90° hybrid coupler) ซึ่งวิธีการออกแบบใช้ทฤษฎีการออกแบบสายส่งสัญญาณ จากหนังสือของ David M. Pozar (1998) และในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เราจะทำการวิเคราะห์การดำเนินงานของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90° โดยใช้เทคนิคการจำแนกแบบคู่-คี่ ซึ่งคล้ายกับวิธีที่ใช้สำหรับวงจรแบ่งกำลังของวิลคินสัน (Wilkinson power divider) โดยจะแสดงการวิเคราะห์ในบทที่ 3 ถัดไป

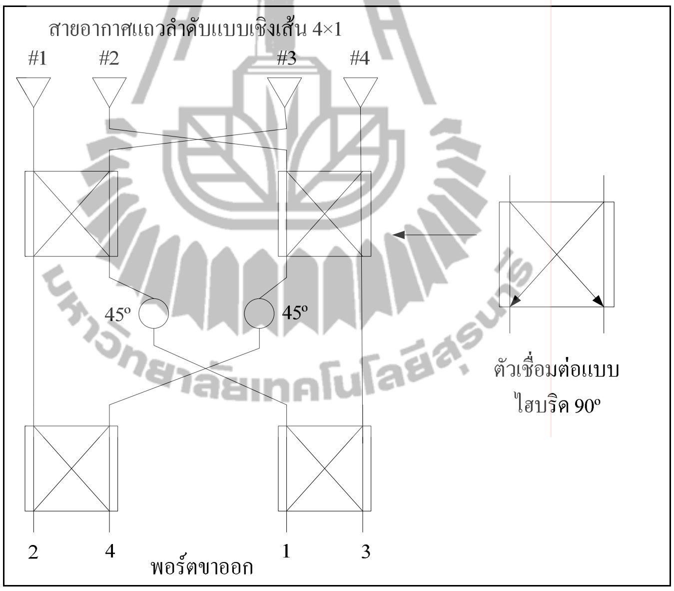
2.7.1.2 ตัวไขว้สัญญาณ

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

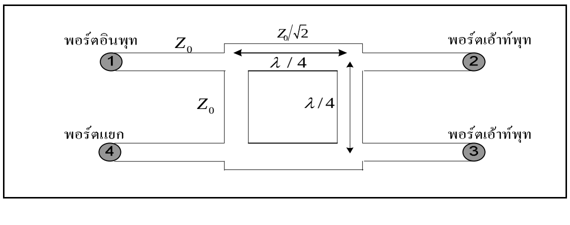
สัญญาณไปออกที่พอร์ต 4 มากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ ส่วนที่พอร์ต 1 และพอร์ต 3 เป็นพอร์ตที่ไม่ควรมีสัญญาณออก หรือให้สัญญาณออกน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ โดยรูปแบบวงจรดังรูปที่ 2.13

2.7.1.3 ตัวเลื่อนเฟส 45 องศา

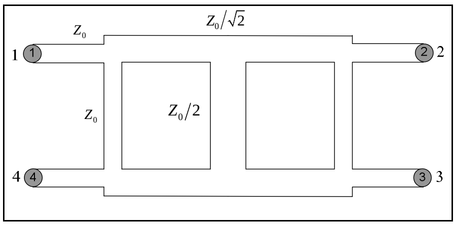
ตัวเลื่อนเฟส 45 องศา ทำหน้าที่เป็นทางผ่านของสัญญาณ โดยหลักการทำงานคือ เมื่อมีสัญญาณมาตกกระทบที่สายอากาศสัญญาณจะถูกส่งไปที่ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90o และตัวไขว้สัญญาณ จากนั้นสัญญาณอาจผ่านตัวเลื่อนเฟส 45o แล้วจึงถูกส่งผ่านตัวไขว้สัญญาณและตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90o อีกครั้งหนึ่ง ดังนั้นวงจรเลื่อนเฟสเป็นอุปกรณ์ส่วนนึงในการทำงานร่วมกันของวงจรบัทเลอร์เมทริกซ์ โดยรูปแบบวงจรดังรูปที่ 2.1



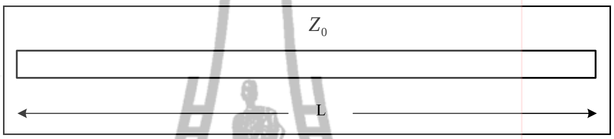
รูปที่ 2.7 องค์ประกอบของเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ บัทเลอร์เมทริกซ์



รูปที่ 2.8 โครงสร้างของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90°



รูปที่ 2.9 โครงสร้างของตัวไขว้สัญญาณ



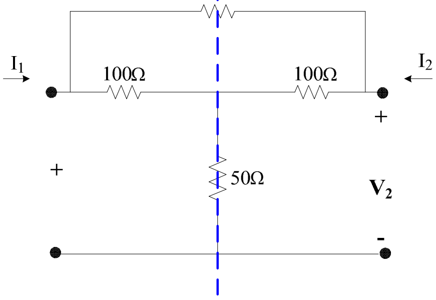
รูปที่ 2.10 โครงสร้างของตัวตัวเลื่อนเฟส

2.8 ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิเคราะห์ออกแบบและลดขนาด

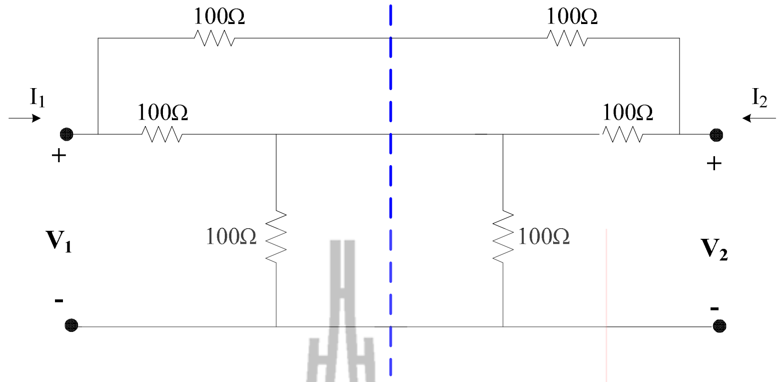
พื้นฐานการดำเนินงานการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90° ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เราจะทำการวิเคราะห์โดยใช้เทคนิคการจำแนกโหมดคี่และคู่ (Even/Odd Mode) โดยเราจะทำการศึกษาทฤษฎีพื้นฐานการจำแนกโหมดคี่และคู่ และทฤษฎีพื้นฐาน เอบีซีดี เมทริกซ์ ของสายส่ง (the transmission line [ABCD] Matrix) เพื่อที่จะสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการวิเคราะห์หาสมการการออกแบบลดขนาดตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90°

2.8.1 ทฤษฎีพื้นฐานการจำแนกโหมดคี่และคู่

ยกตัวอย่างพิจารณาวงจรสมมูลสองพอร์ต ดังรูปที่ 2.15

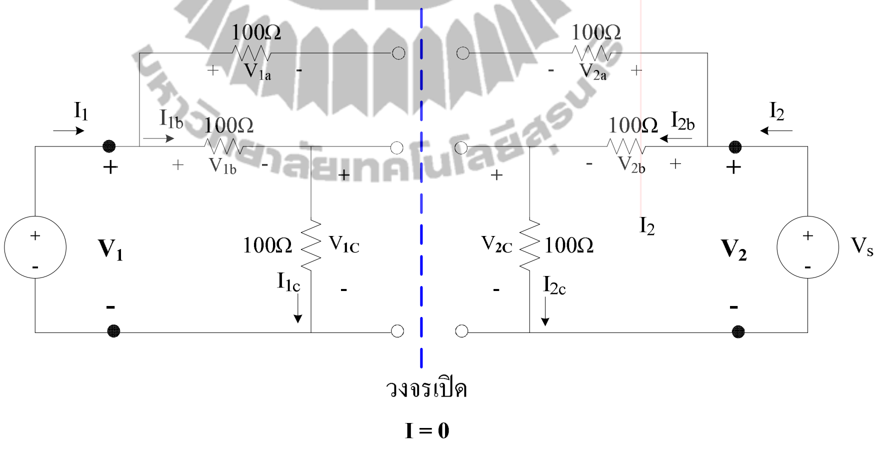


รูปที่ 2.11วงจรสมมูลของอุปกรณ์สองพอร์ต



รูปที่ 2.12 วงจรสมมูลของอุปกรณ์สองพอร์ตโดยจัดรูปแบบวงจรใหม่

เนื่องจากวงจรมีความสมมาตรทำการจัดรูปแบบวงจรใหม่โดยทำเสมือนแบ่งครึ่งวงจรด้วยวิธีการจับความต้านทานมาขนานกันและอนุกรมเพื่อให้ได้ค่าความต้านทานที่เท่าเดิมกับวงจรรูปที่ 2.15



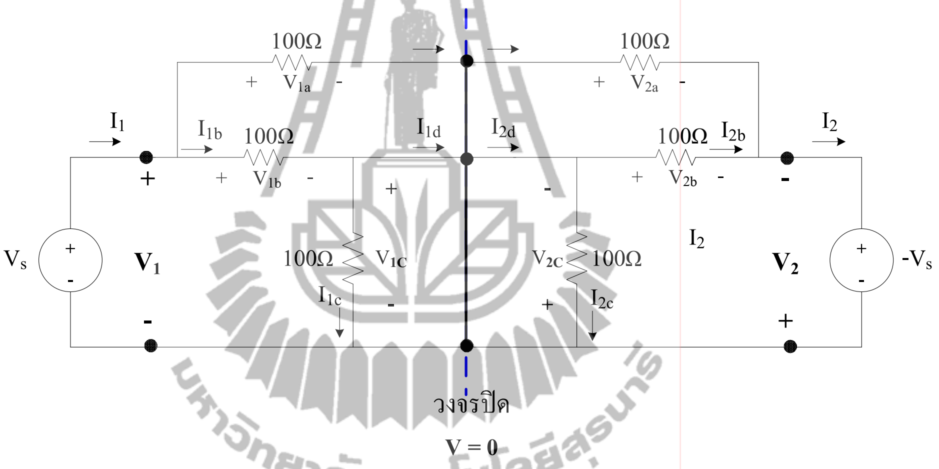
รูปที่ 2.13 วงจรเสมือนเปิด (virtual open)

เนื่องจากวงจรมีความสมมาตร สามารถแบ่งครึ่งคิดกระแสและแรงดันใหม่ได้ จากรูปที่ 2.17 เรียกวิธีการนี้ว่าการจำแนกแบบคู่ (even mode) กำหนดแหล่งจ่ายเท่ากัน วงจรเปิด สามารถแยกคิดออกจากกันพิจารณาด้านเดียวได้และในทำนองเดียวกันเนื่องจากวงจรมีความสมมาตร สามารถแบ่งครึ่งคิดกระแสและแรงดันใหม่ได้ จากรูปที่ 2.18 เรียกวิธีการนี้ว่าการจำแนกแบบคี่ (odd mode) กำหนดแหล่งจ่ายตรงข้ามกัน วงจรปิด สามารถแยกคิดออกจากกันพิจารณาด้าน

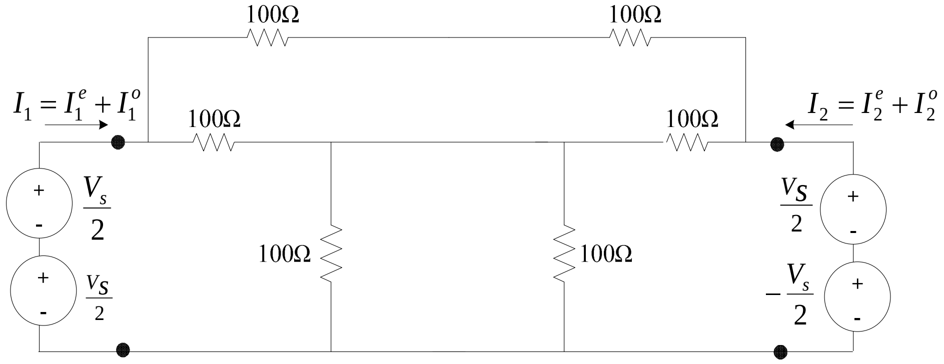
เดียวได้ จากวงจรรูปที่ 2.17 และ 2.18 สามารถแยกคิดวงจรแค่ครึ่งเดียวได้ และสามารถคำนวณหาค่ากระแสและแรงดันโดยใช้ทฤษฎีวงจรไฟฟ้าเบื้องต้น เนื่องจากวงจรเป็นเชิงเส้น ดังนั้น ผลตอบสนองตามความเป็นจริงสามารถแทนด้วยการนำผลตอบสนองทั้งจากการจำแนกแบบคู่-คี่

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

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



รูปที่ 2.14 วงจรเสมือนปิด (virtual short)

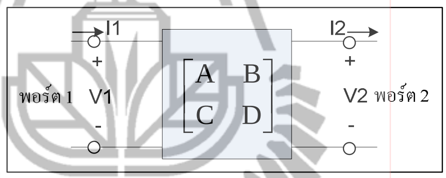


รูปที่ 2.15 วงจรสมมูลของอุปกรณ์สองพอร์ตโดยใช้หลักการจำแนกแบบคู่-คี่

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

เอบีซีดี เป็นพารามิเตอร์ในการการส่ง (Transmission parameter) สำหรับระบบวงจรสองพอร์ต (two ports) แบบต่อกัน (cascade) ซึ่งเป็นวงจรพื้นฐานที่สุดในการนิยามเมตริกซ์ แล้วก็เป็นวงจรที่พบบ่อยครั้งในภาคปฏิบัติ ยกตัวอย่างเช่น การนำท่อนำคลื่นหรือสายนำสัญญาณอย่างอื่นที่มีค่าอิมพิแดนซ์ลักษณะสมบัติที่ต่างกันมาต่อกัน หรือท่อนำคลื่นที่มีชิ้นส่วนรีแอกตีฟอยู่ภายในเป็นต้น

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

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

$$I_1 = CV_2 - DI_2 \tag{2.49}$$

จากสมการที่ (2.48) หาค่าพารามิเตอร์ A ได้จาก

$$V_1 = AV_2 - BI_2$$

$$A = \frac{V_1}{V_2}\bigg|_{I_2=0} \tag{2.50}$$

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

$$V_1 = AV_2 \tag{2.51}$$

จากสมการที่ (2.48) หาค่าพารามิเตอร์ B ได้จาก

$$V_1 = AV_2 - BI_2$$

$$B = \frac{V_1}{-I_2}\bigg|_{V_2=0} \tag{2.52}$$

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

$$V_1 = -BI_2 \tag{2.53}$$

จากสมการที่ (2.49) หาค่าพารามิเตอร์ C ได้จาก

$$I_1 = C\mathrm{V}_2 - DI_2$$

$$C = \frac{I_1}{V_2}\bigg|_{I_2=0} \tag{2.54}$$

เมื่อเทอม $-DI_2$ มีค่าเป็นศูนย์ การที่จะทำให้เทอมนี้เป็นศูนย์ได้ โดยการเปิดวงจร

(open circuit) ที่พอร์ต 2 นั่นคือจะไม่มีกระแสไหลในวงจร จะได้สมการใหม่คือ

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

จากสมการที่ (2.49) หาค่าพารามิเตอร์ D ได้จาก

$$I_1 = CV_2 - DI_2$$

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

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

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

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

A เป็นอัตราส่วนของแรงดันด้านอินพุตต่อแรงดันด้านเอาต์พุต พารามิเตอร์นี้จึงไม่มีหน่วย

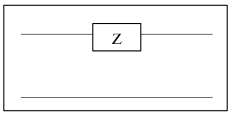
B เป็นอัตราส่วนของแรงดันด้านอินพุตต่อกระแสด้านเอาต์พุต พารามิเตอร์นี้จึงไม่มีหน่วย

C เป็นอัตราส่วนของกระแสด้านอินพุตต่อแรงดันด้านเอาต์พุต พารามิเตอร์นี้จึงไม่มีหน่วย

D เป็นอัตราส่วนของกระแสด้านอินพุตต่อกระแสด้านเอาต์พุต พารามิเตอร์นี้จึงไม่มีหน่วย

ยกตัวอย่างการวิเคราะห์วงจร

เมื่อพิจารณา วงจรสองพอร์ตที่มีอิมพิแดนซ์ต่ออยู่ ดังรูปที่ 2.17 ซึ่งเป็นวงจรพื้นฐานที่มักเป็นส่วนประกอบในระบบในวงจรระบบโครงข่ายอื่นๆ



รูปที่ 2.17 วงจรสองพอร์ตแบบมีอิมพิแดนซ์ต่อในวงจร

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

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

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

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

$$\begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{2.58}$$

จากหลักการวิเคราะห์วงจรในตัวอย่างเป็นประโยชน์อย่างมากสำหรับการวิเคราะห์วงจรของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดในหัวข้อถัดไป และสามารถนำไปเป็นแนวทางในการวิเคราะห์วงจรในลักษณะอื่นได้ หรือจะดูค่าได้จากตารางที่ 2.2 ซึ่งแสดงค่าพารามิเตอร์แบบเอบีซีดี ที่เป็นประโยชน์ต่อวงจรสองพอร์ต และในตารางที่ 2.3 แสดงการแปลงค่าพารามิเตอร์แบบเอบีซีดีระหว่างระบบสองพอร์ตให้เป็น พารามิเตอร์แบบเอส พารามิเตอร์แบบวาย และพารามิเตอร์แบบแซท เพื่อง่ายต่อการนำไปใช้วิเคราะห์รูปแบบวงจรอื่นๆได้ ขึ้นอยู่กับการนำไปใช้

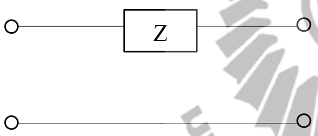
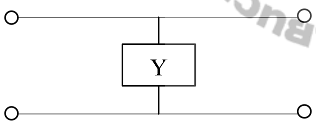
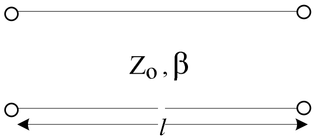
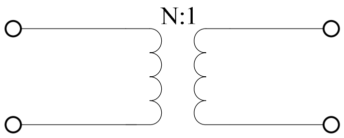
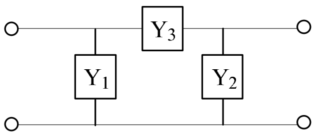
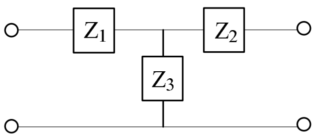
ในงานวิจัยฉบับนี้จะเลือกวิเคราะห์วงจรแบบพารามิเตอร์แบบเอบีซีดีก่อน และแปลงเป็นพารามิเตอร์แบบเอส แต่ทั้งนี้ทั้งนั้นผู้อ่านจะเลือกใช้พารามิเตอร์แบบวาย หรือ พารามิเตอร์แบบแซท ก็ขึ้นอยู่กับความถนัดในการวิเคราะห์ ซึ่งจะให้ผลลัพธ์ออกมาที่มีค่าเท่ากัน

2.9 สรุป

ตามเนื้อหาที่กล่าวมาข้างต้นในบทนี้จะเห็นว่า ระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ในยุคต่างๆ มีการพัฒนาเทคโนโลยีให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น เพื่อตอบสนองความต้องการด้านการรับส่งข้อมูลที่มากขึ้นของลูกค้า แต่ยังคงมีปัญหาในเรื่องสัญญาณแทรกสอด และการลดทอนของสัญญาณที่ได้รับ โดยระบบสายอากาศเก่งสามารถช่วยเพิ่มประสิทธิภาพในการรับสัญญาณได้ดีขึ้น โดยเราเล็งเห็นถึง

ความสำคัญในการใช้งานเพื่อสื่อสารส่งผ่านข้อมูลต่างๆให้มีความสะดวกสบายมากขึ้น จึงมีแนวคิดในการลดขนาดของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90° ซึ่งมีผลทำให้วงจรรวมในระบบสายอากาศเก่งมีขนาดเล็กลง ด้วยเหตุนี้เราจึงเลือกออกแบบลดขนาดตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90° ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญในโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบบัทเลอร์เมทริกซ์ ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้ร่วมกับระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตช์ลำคลื่น เนื่องจากมีความซับซ้อนและค่าใช้จ่ายในการสร้างต่ำกว่าสายอากาศเก่งแบบปรับตัว ในบทนี้จึงแสดงทฤษฎีที่เป็นประโยชน์ที่จะนำมาเป็นแนวทางในการวิเคราะห์ออกแบบในบทถัดไป

ตารางที่ 2.2 แสดงค่าพารามิเตอร์แบบเอบีซีดี ที่เป็นประโยชน์ต่อวงจรสองพอร์ต

วงจร	เอบีซีดี พารามิเตอร์
 	$A = 1$ $B = Z$ $C = 0$ $D = 1$
 	$A = 1$ $B = 0$ $C = Y$ $D = 1$
 	$A = \cos\beta l$ $B = jZ_o \sin\beta l$ $C = jY_o \sin\beta l$ $D = \cos\beta l$
 	$A = N$ $B = 0$ $C = 0$ $D = \frac{1}{N}$
 	$A = 1 + \frac{Y_2}{Y_3}$ $B = \frac{1}{Y_3}$ $C = Y_1 + Y_2 + \frac{Y_1 Y_2}{Y_3}$ $D = 1 + \frac{Y_1}{Y_3}$
 	$A = 1 + \frac{Z_1}{Z_3}$ $B = Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3}$ $C = \frac{1}{Z_3}$ $D = 1 + \frac{Z_2}{Z_3}$

ตารางที่ 2.3 ตารางการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ระหว่างระบบสองพอร์ต

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

บทที่ 3
การออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศา

3.1 กล่าวนำ

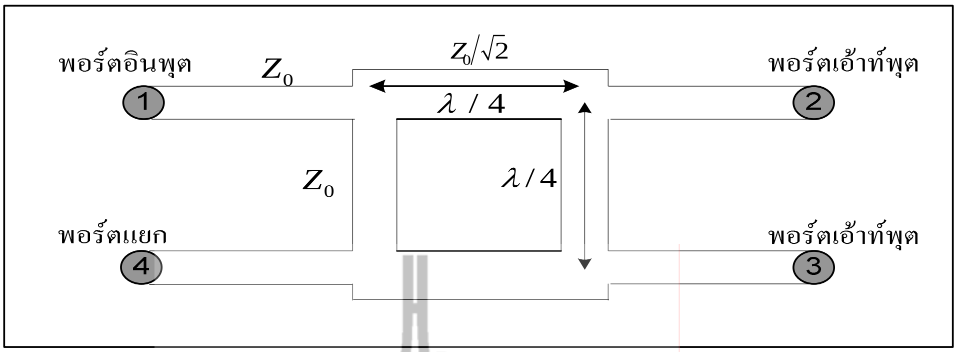
ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศา ซึ่งแบ่งเป็นทั้งหมดห้าส่วน ส่วนแรกคือการกล่าวนำเข้าสู่เนื้อหา ส่วนที่สองจะเป็นเรื่องของการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศาตามทฤษฎี และกล่าวถึงวัสดุที่เลือกใช้ในการออกแบบและสร้าง ต่อมาในส่วนที่สามจะเป็นส่วนของการวิเคราะห์โครงสร้างตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 ด้วยทฤษฎี Even-Odd Mode ในส่วนที่สี่จะกล่าวถึงการวิเคราะห์ออกแบบการลดขนาดตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศาด้วยทฤษฎี Even-Odd Mode โดยในการออกแบบทั้งหมดเราจะดำเนินการออกแบบที่ช่วงความถี่ 800-3000 MHz ครอบคลุมช่วงความถี่ของผู้ให้บริการเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทยในยุคการสื่อสารทั้ง 1G 2G 3G และรองรับ4Gในอนาคตโดยใช้ความถี่ของเทคโนโลยีแอลทีอี

3.2 การออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศา

จากที่ได้กล่าวไปในบทที่ 2 เราจะออกแบบลดขนาดตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90° ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญในโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบบัทเลอร์เมทริกซ์ ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้ร่วมกับระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตช์ลำคลื่น เราจึงต้องทำการศึกษาและออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศา ตามทฤษฎีก่อน เพื่อที่จะนำไปสู่การออกแบบลดขนาดได้ โดยเราจะนำขนาดมาทำการเปรียบเทียบกัน แสดงให้เห็นว่าเมื่อลดขนาดลงแล้วผลตอบสนองที่ได้ให้ผลใกล้เคียงกับค่าตามทฤษฎี ในส่วนนี้จึงกล่าวถึงวัสดุที่เลือกใช้ในการออกแบบและสร้างและทฤษฎีที่ใช้ในการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90°

3.2.1 แผงวงจรพิมพ์ (Printed circuit board)

วัสดุสำคัญในการสร้างตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศาคือแผงวงจรพิมพ์ ซึ่งเป็นแผ่นที่มีทองแดงอยู่ด้านบนและล่าง ขั้นกลางด้วยวัสดุที่เป็นฉนวนมีความหนาและมีค่าความนำไฟฟ้าต่างกันขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้งาน ซึ่งเราสามารถออกแบบและกัดลายวงจรให้บนแผงวงจรเพื่อใช้เป็นสายส่งสัญญาณ (transmission line) ในงานวิจัยชิ้นนี่เราเลือกใช้งานแผงวงจรพิมพ์แบบ FR4 ที่มีค่าคงตัวไดอิเลกตริก (ε_r) เท่ากับ 4.5 และมีความหนาของแผงวงจรพิมพ์ (d) เท่ากับ 1.66 mm



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90°

3.2.2 ทฤษฎีการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศา

วิธีการออกแบบได้อ้างทฤษฎีการออกแบบสายส่งสัญญาณ จากหนังสือของ David M. Pozar (1998) โดยวงจรตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศา มีลักษณะดังรูปรูปแบบดังรูปที่ 3.1 ตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศา จะมีหลักการทำงานคือ ค่าความต่างเฟสของ S_{21} เทียบกับ S_{31} เท่ากับ 90° และในกรณีเดียวกัน ค่าความต่างเฟสของ S_{34} เทียบกับ S_{24} จะเท่ากับ 90° เช่นเดียวกัน เราสามารถคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศา ได้ดังนี้

$$\frac{w}{d} = \begin{cases} \dfrac{8e^{A}}{e^{2A}-2}; \dfrac{w}{d} \le 2 \\ \dfrac{2}{\pi}\left[B-1\ln\left(2B-1\right)+\dfrac{\varepsilon_r-1}{2\varepsilon_r}\left\{\ln\left(B-1\right)+0.39-\dfrac{0.61}{\varepsilon_r}\right\}\right]; \dfrac{w}{d} \succ 2 \end{cases} \tag{3.1}$$

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

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\left(\sqrt{\varepsilon_r}\right)} \tag{3.3}$$

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

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

และถ้าเราทราบขนาดความกว้างของไมโครสตริปแล้วสามารถหาค่าความต้านทานภายใน (Z_O) ได้จากสมการต่อไปนี้

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

เมื่อ w เป็นค่าความกว้างของไมโครสติป
เมื่อ d เป็นค่าความหนาของแผงวงจรพิมพ์
เมื่อ ε_r เป็นค่าคงตัวไดอิเลกตริก
เมื่อ ε_e เป็นค่าคงที่ฉนวนของไมโครสตริป
โดยยกตัวอย่างการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศาที่ความถี่ f=1800 MHz
กำหนด $\varepsilon_r = 4.5$, $d = 1.66$ mm และ $c = 3\times10^8$

- ที่ $Z_o = 50\Omega$

จาก

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

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

$w=d(1.87)=(1.66)(1.87)=3.10$ มม.

และจาก

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

แทนค่าจะได้

$$\varepsilon_e = \frac{4.5+1}{2} + \frac{4.5-1}{2}\left(\frac{1}{\sqrt{1+\frac{12(1)}{1.87}}}\right)$$

$$= \frac{5.5}{2} + \frac{3.5}{2}\left(\frac{1}{\sqrt{7.42}}\right)$$

$$\varepsilon_e = 3.39$$

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

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

$$= \frac{3\times10^8}{\sqrt{3.39}(1800\text{ MHz})}$$

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

ที่ 90° ; $\frac{\lambda}{4} = \frac{90.44}{4} = 22.61$ mm

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

จาก

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\left(\sqrt{\varepsilon_r}\right)}$$

แทนค่าจะได้

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

$$B = 8$$

และ

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

นำ ($B = 8$) ไปแทนจะได้

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

$$= \frac{2}{\pi}\left[4.29 + 0.39\{1.42\}\right]$$

$$\frac{w}{d} = 3.22$$; $\left(\frac{w}{d} > 2\right)$ แสดงว่าใช้ได้

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

$$\varepsilon_e = \frac{4.5+1}{2} + \frac{4.5-1}{2}\left(\frac{1}{\sqrt{1+\frac{12(1)}{3.22}}}\right)$$

$$= \frac{5.5}{2} + \frac{3.5}{2}\left(\frac{1}{\sqrt{3.75}}\right)$$

$$\varepsilon_e = 3.55$$

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

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

$$= \frac{3\times10^8}{\sqrt{3.55}\,(1800MHz)}$$

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

ที่ 90° ; $\frac{\lambda}{4} = \frac{88.4}{4} = 22.1$ mm

เราจึงนำค่าที่หาได้ไปแทนในรูปที่ 3.16 โดย

- ที่เส้นที่ Z_0 จะมี

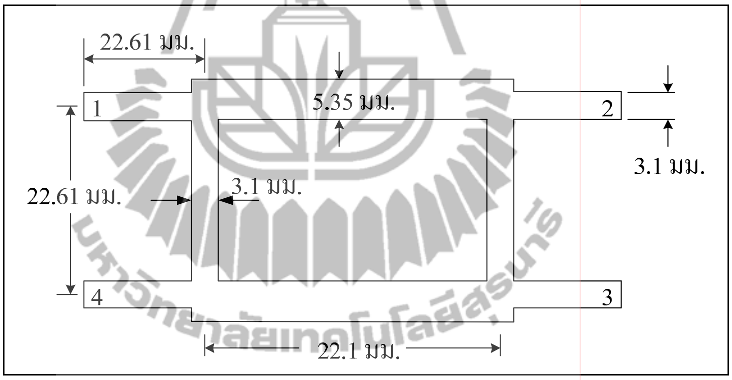
ความกว้าง = 3.1 มม.

ความยาว = 22.61 มม.

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

ความกว้าง = 5.35 มม.

ความยาว = 22.1 มม.



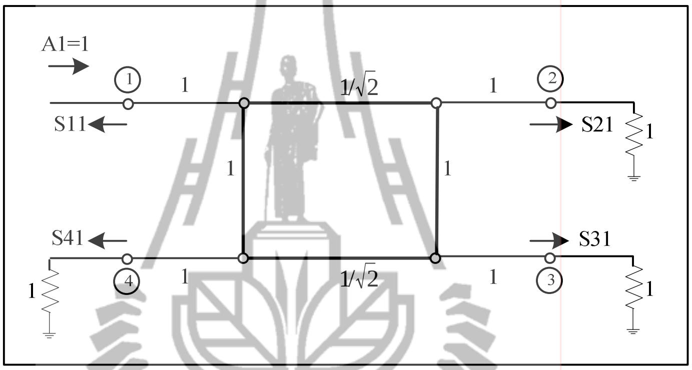
รูปที่ 3.2 ขนาดของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90°

3.3 การวิเคราะห์โครงสร้างตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศาด้วยทฤษฎีการจำแนกโหมดคู่และคี่

เพื่อความเข้าใจเกี่ยวกับการการวิเคราะห์ออกแบบลดขนาดตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด ในเบื้องต้นจะพิจารณาการวิเคราะห์โครงสร้างของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตามทฤษฎีก่อน โดยใช้เทคนิคจำแนกโหมดคู่และโหมดคี่ (even-odd mode) ในการพิจารณาโครงสร้างของวงจร ดังรูปที่ 3.3 เพื่อให้ได้รูปแบบสมการพื้นฐานเป็นแนวทางในการวิเคราะห์ออกแบบลดขนาดตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด

ไฮบริดชนิดนี้มักจะสร้างมาจากไมโครสตริป หรือสตริป และยังเป็นที่รู้จักกันดีในชื่อของไฮบริดแบบบรานซ์ไลน์ หรืออุปกรณ์เชื่อมต่อ 3 ดีบี (3dB coupler) หรือ Lange coupler ซึ่งได้

กล่าวถึงหน้าที่และหลักการทำงานไว้ในบทที่ 2 ในที่นี้เราจะทำการวิเคราะห์ตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด โดยใช้เทคนิคการจำแนกแบบคู่และคี่ ซึ่งคล้ายวิธีที่ใช้สำหรับแบ่งวงจรแบ่งกำลังของวิลคินสัน (Wilkinson power divider) ในขั้นแรกเราแสดงวงจรโครงสร้างของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดในรูปแบบที่เป็นมาตรฐานดังแสดงในรูปที่ 3.3 เป็นที่เข้าใจว่าแต่ละเส้นแสดงถึงความเป็นสายส่งที่เป็นสายส่งคุณลักษณะ(Z_O) เราสมมติให้คลื่นเข้ามาที่พอร์ต 1 มีขนาดเท่ากับ 1 และทำการนอร์มอไลซ์ค่าอิมพิแดนซ์คุณลักษณะ



รูปที่ 3.3 วงจรของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดในรูปแบบมาตรฐานโดยการนอร์มอไลซ์ค่าอิมพิแดนซ์คุณลักษณะ

จากวงจรรูปที่ 3.3 สามารถแยกไปเป็นการกระตุ้นเป็นการซ้อนทับของภาวะการกระตุ้นแบบคู่ และแบบภาวะการกระตุ้นแบบคี่ ดังแสดงรูปที่ 3.4 สังเกตเห็นว่าการกระตุ้นทั้ง 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

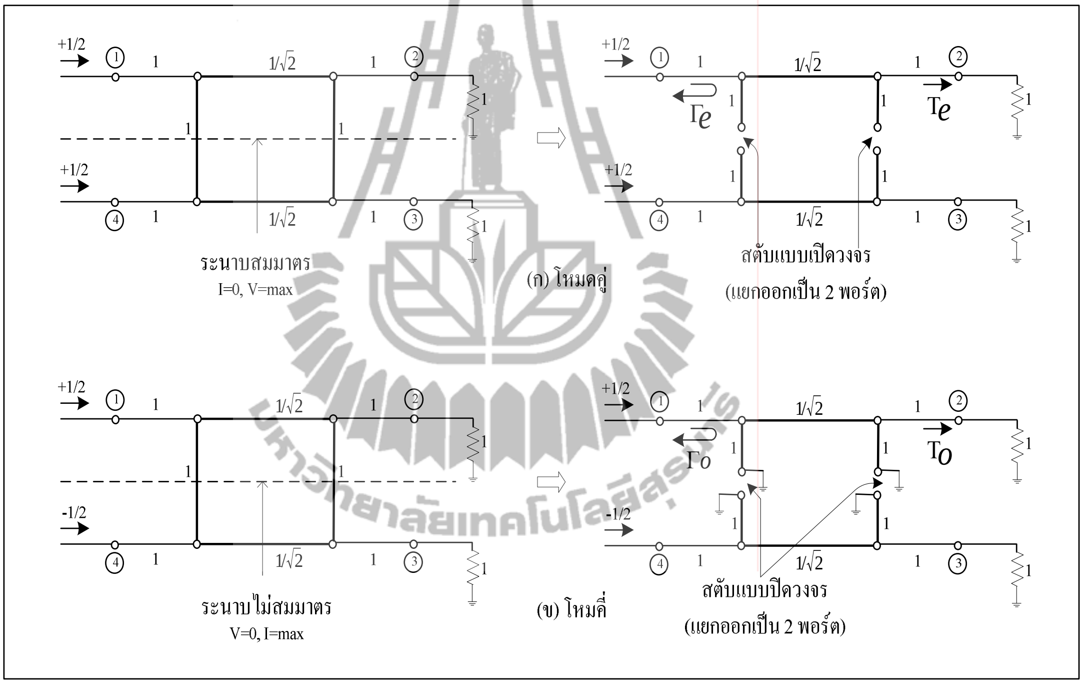
$$\Gamma = \frac{A + B/Zo - C/Zo - D}{A + B/Zo + C/Zo + D} \tag{3.7}$$

$$T = \frac{2}{A + B/Zo + C/Zo + D} \tag{3.8}$$

ผลรวมสุดท้ายคือ นำ เอบีซีดี เมตริกซ์แต่ละส่วนของวงจรมาคูณกัน จะได้

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e = \begin{bmatrix} 1 & o \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j/\sqrt{2} \\ j\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & o \\ j & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dfrac{1}{\sqrt{2}} & \dfrac{j}{\sqrt{2}} \\ \dfrac{j}{\sqrt{2}} & -\dfrac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -1 & j \\ j & -1 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \mathrm{A_e} & \mathrm{B_e} \\ \mathrm{C_e} & \mathrm{D_e} \end{bmatrix} \tag{3.9}$$



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

พิจารณาโหมดคู่

ลักษณะของการวิเคราะห์ในโหมดคู่ คือ จะมีสัญญาณสัญญาณที่มีขนาดเท่ากันและมีเฟสเดียวกันเข้าไปที่พอร์ต 1 และ พอร์ต 4 ดังแสดงในรูปที่ 3.4 (ก) จากการป้อนอินพุตในลักษณะดังกล่าวจะได้ว่า ที่ระนาบสมมาตรนั้น จะมีการไหลของกระแสไฟฟ้าเท่ากับศูนย์และมีค่าขนาดของแรงดันสูงสุด ซึ่งเสมือนว่ามีการเปิดวงจร (open circuit) จากรูปที่ 3.5 เมื่อพิจารณาวงจรครึ่งบนของรูปที่3.4 (ก) ภายในวงจรประกอบไปด้วยสตับ (stub) ความยาว $\lambda/8$ ซึ่งมีอิมพิแดนซ์ที่ทำการ

นอร์มอไลซ์แล้วมีค่าเท่ากับหนึ่ง ต่ออยู่กับสายนำสัญญาณความยาว $\lambda/4$ ($\lambda/4$ transmission line) ซึ่งมีอิมพิแดนซ์ที่ทำการนอร์มอไลซ์แล้วมีค่าเท่ากับ $1/\sqrt{2}$ จากนั้นก็ต่อกับสตับซึ่งมีคุณลักษณะเหมือนกับตัวแรกโดยในลักษณะของวงจรแบบนี้ เราสามารถใช้ เอบีซีดี พารามิเตอร์ มาแทนส่วนประกอบต่างๆของวงจรดังกล่าวได้โดยเริ่มจาก

- หาค่าแอดมิตแตนซ์ของวงจรไฟฟ้าแบบเปิด $\lambda/8$ มีค่า $Y = j\tan(\beta l)$ เมื่อแทนค่า $\beta = \dfrac{2\pi}{\lambda}$, $l = \lambda/8$ ดังนั้นจะได้ $Y = j$ และสามารถเขียนอยู่ในรูป เอบีซีดี พารามิเตอร์ ได้ดังนี้ สตับความยาว $\lambda/8 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 1 \end{bmatrix}$
- และจากตารางที่ 2.2 หาค่า เอบีซีดี พารามิเตอร์ ของสายนำสัญญาณความยาว $\lambda/4$ คือ สายนำสัญญาณความยาว $\lambda/4 = \begin{bmatrix} \cos(\beta l) & jZ_o\sin(\beta l) \\ jY_o\sin(\beta l) & \cos(\beta l) \end{bmatrix}$ เมื่อแทนค่า $\beta = \dfrac{2\pi}{\lambda}$, $l = \lambda/4$ ดังนั้นจะได้ สายนำสัญญาณความยาว $\lambda/4 = \begin{bmatrix} 0 & j/2 \\ j/\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix}$

ผลรวมสุดท้ายคือ นำ เอบีซีดี เมตริกซ์แต่ละส่วนของวงจรมาคูณกัน จะได้

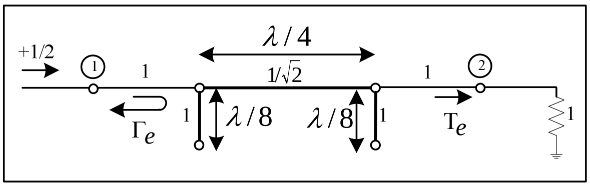
$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e = \begin{bmatrix} 1 & o \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j/\sqrt{2} \\ j\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & o \\ j & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{j}{\sqrt{2}} \\ \frac{j}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}}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

ซึ่งจะได้

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

$$\mathrm{T}_e = \frac{2}{A_e + B_e/Zo + C_e/Zo + D_e} \quad (3.11)$$

เมื่อ Γ_e คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนในโหมดคู่ของสายส่ง
T_e คือ ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านในโหมดคู่ของสายส่ง



รูปที่ 3.5 วงจรครึ่งบนของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวมาตรฐานโดยการวิเคราะห์ ภาวะการกระตุ้นแบบคู่

พิจารณาโหมดคี่

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 $\lambda/8$ ซึ่งมีอิมพิแดนซ์ที่ทำการนอร์มอไลซ์แล้วมีค่าเท่ากับหนึ่ง ต่ออยู่กับสายนำสัญญาณความยาว $\lambda/4$ ซึ่งมีอิมพิแดนซ์ที่ทำการนอร์มอไลซ์แล้วมีค่าเท่ากับ $1/\sqrt{2}$ จากนั้นก็ต่อกับสตับซึ่งมีคุณลักษณะเหมือนกับตัวแรกโดยในลักษณะของวงจรแบบนี้ เราสามารถใช้ เอบีซีดี พารามิเตอร์ (ABCD parameter) มาแทนส่วนประกอบต่างๆของวงจรดังกล่าว ได้โดยเริ่มจาก

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

- และจากตารางที่ 2.2 หาค่า เอบีซีดี พารามิเตอร์ ของสายนำสัญญาณความยาว $\lambda/4$ คือ
  สายนำสัญญาณความยาว $\lambda/4$ $=\begin{bmatrix}\cos(\beta l) & jZ_o\sin(\beta l)\\ jY_o\sin(\beta l) & \cos(\beta l)\end{bmatrix}$ เมื่อแทนค่า $\beta=\frac{2\pi}{\lambda}$,
  $l=\lambda/4$ ดังนั้นจะได้ สายนำสัญญาณความยาว $\lambda/4$ $=\begin{bmatrix}0 & j/2\\ j/\sqrt{2} & 0\end{bmatrix}$

ผลรวมสุดท้ายคือ นำ เอบีซีดี เมตริกซ์แต่ละส่วนของวงจรมาคูณกัน จะได้

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_o = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j/\sqrt{2} \\ j\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & o \\ -j & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{j}{\sqrt{2}} \\ \frac{j}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} A_o & B_o \\ C_o & D_o \end{bmatrix} \tag{3.12}$$

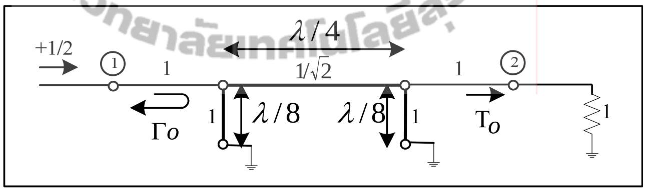
ซึ่งจะได้

$$\Gamma_O = \frac{A_O + B_O / Zo - C_O / Zo - D_O}{A_O + B_O / Zo + C_O / Zo + D_O} \tag{3.13}$$

$$T_O = \frac{2}{A_O + B_O / Zo + C_O / Zo + D_O} \tag{3.14}$$

เมื่อ Γ_O คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนในโหมดคี่ของสายส่ง

T_O คือ ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านในโหมดคี่ของสายส่ง



รูปที่ 3.6 วงจรครึ่งบนของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวมาตรฐานโดยการวิเคราะห์ ภาวะการกระตุ้นแบบคี่

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

$$S_{11} = \frac{1}{2}\Gamma_e + \frac{1}{2}\Gamma_o \tag{3.15}$$

$$S21 = \frac{1}{2}T_e + \frac{1}{2}T_o \tag{3.16}$$

$$S31 = \frac{1}{2}\mathrm{T}_e - \frac{1}{2}\mathrm{T}_o \tag{3.17}$$

$$S41 = \frac{1}{2}\Gamma_e - \frac{1}{2}\Gamma_o \tag{3.18}$$

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 พารามิเตอร์อื่นๆได้จากความสัมพันธ์นี้

$$\begin{aligned} S_{11} &= S_{22} = S_{33} = S_{44} \\ S_{21} &= S_{12} = S_{43} = S_{34} \\ S_{31} &= S_{13} = S_{42} = S_{24} \\ S_{41} &= S_{14} = S_{23} = S_{32} \end{aligned} \tag{3.19}$$

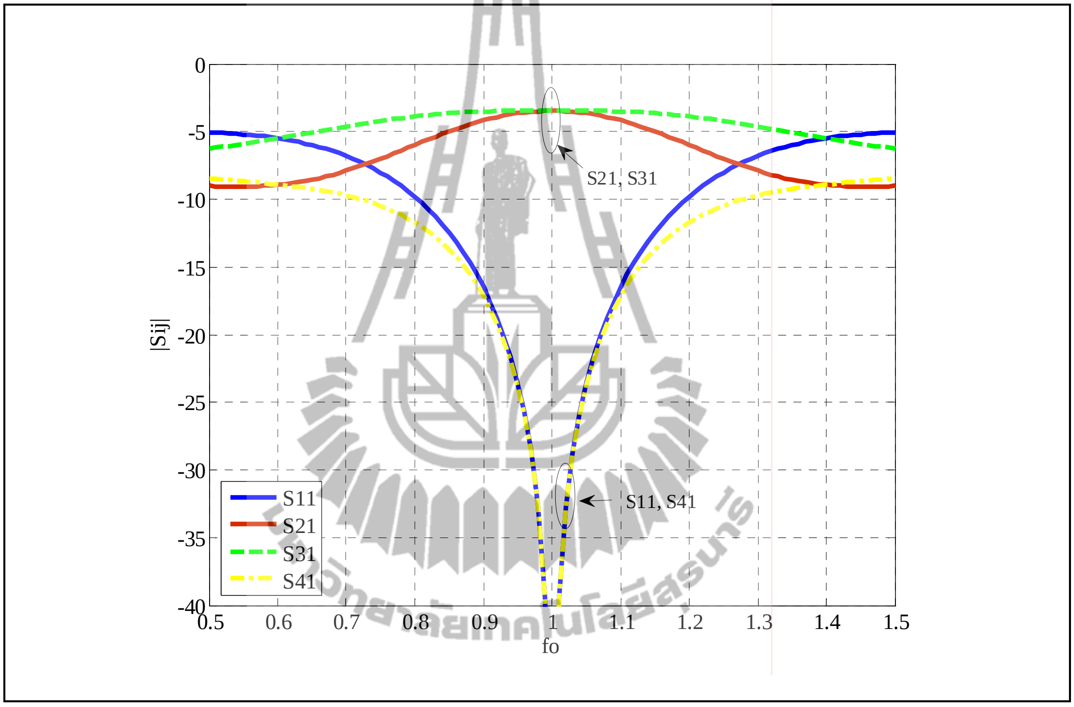
จากค่าเอส พารามิเตอร์สมการที่ (3.19) จะตรงกับแถวและหลักแรกของพารามิเตอร์แบบเอสของเมทริกซ์ดังนี้

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{3}3 & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \tag{3.20}$$

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

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

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



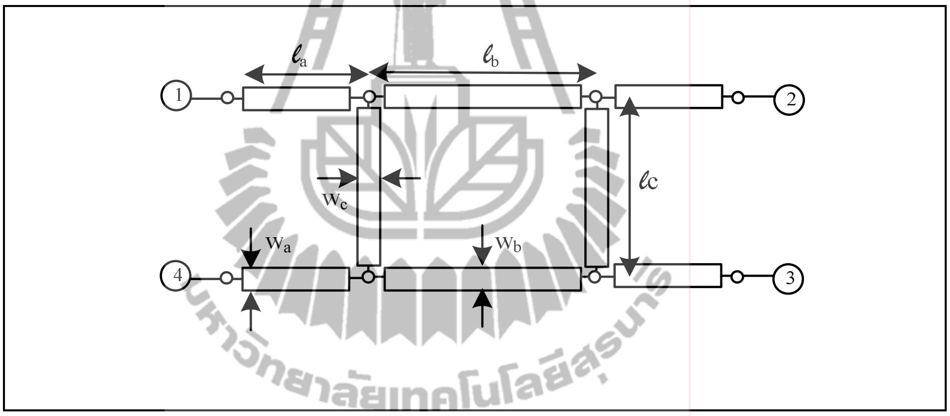
รูปที่ 3.7 กราฟค่าเอส พารามิเตอร์ (S-parameters) เปรียบเทียบกับความถี่สำหรับวงจรของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศา จากสมการ (3.21)

ในทางอุดมคติค่าการสูญเสียและค่าการแยกควรจะมีค่าประมาณ –อินฟินิตี้ ณ ความถี่ที่ความถี่กลาง (f_o) และค่าการเชื่อมต่อร่วมจะไม่เกิน 3 dB (ในทางบวก) นั่นคือเราไม่สามารถทำอุปกรณ์เชื่อมให้มีแถบความถี่กว้างมากๆได้ โดยทั่วไปแล้วแถบความถี่จะไม่เกิน 20% ของความถี่กลาง

จากรูปที่ 3.8 แสดงลักษณะโครงสร้างที่กำหนดพารามิเตอร์ต่างๆเพื่อง่ายต่อการนำไปปรับใช้ลดขนาดในการออกแบบ จากการวิเคราะห์วงจรโดยใช้เทคนิคจำแนกโหมดคู่และโหมดคี่ของวงจรตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตามทฤษฎีของหนังสือ Microwave Engineering (Pozar D.M., หน้า 379-383) มีการวิเคราะห์วงจรเฉพาะส่วนสี่เหลี่ยมด้านใน คือ l_b และ l_c ส่วนในการดำเนินงานของ

เราจึงเพิ่มเติมวิเคราะห์ขาทั้งสี่เพิ่มเข้ามาด้วย คือ l_a แต่ยังคงสมการการวิเคราะห์สายส่งที่เป็นลักษณะสามเส้นต่อกันคงไว้

จากวงจรรูปที่ 3.8 สามารถแยกไปเป็นการกระตุ้นเป็นการซ้อนทับของภาวะการกระตุ้นแบบคู่ และแบบภาวะการกระตุ้นแบบคี่ ดังแสดงรูปที่ 3.9 เราจะเพิ่มการวิเคราะห์ในส่วนของสายส่งที่มีค่าอิมพิแดนซ์เท่ากับ Z_a เข้าไปคูณกับวงจรเดิมที่อธิบายไปแล้วในส่วนต้น หลักการวิเคราะห์ยังคงเหมือนเดิม แต่จะมีข้อแต่กต่างเล็กน้อยตรงที่เราจะแทนค่าพารามิเตอร์ความยาวและค่าอิมพิแดนซ์ของสายส่งเส้นนั้นๆลงไปในสมการ ดังนั้นเราจะหาสมการ เอบีซีดี พารามิเตอร์ของขา l_a, l_b และ l_c ต่อมาเราจะนำค่า เอบีซีดี เมตริกซ์ ของแต่ละส่วนของสายส่งมาคูณกัน การวิเคราะห์ตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดในทางทฤษฎีจะสมบูรณ์มากขึ้น



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

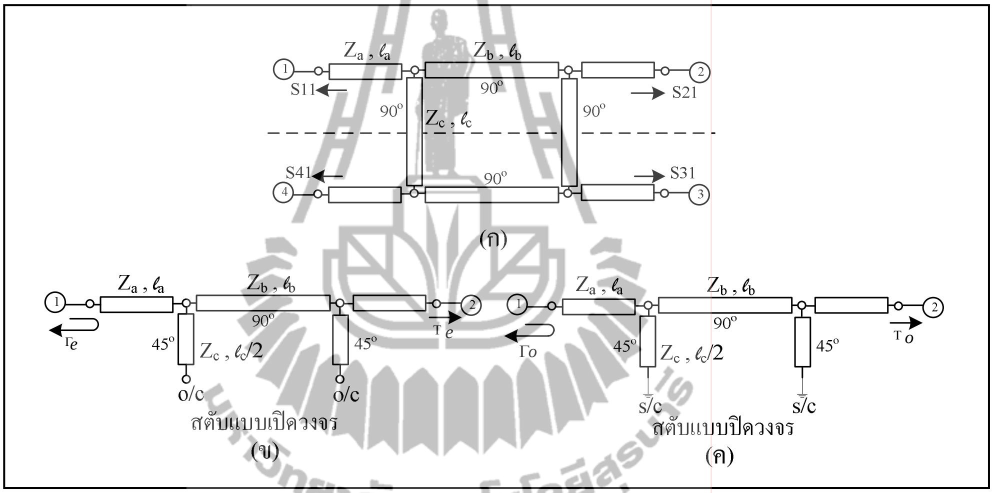
พิจารณาโหมดคู่

ลักษณะของการวิเคราะห์ในโหมดคู่ หาสมการ เอบีซีดี พารามิเตอร์ ได้ดังนี้

- กรณี ขา l_a และ l_b ที่มีค่าอิมพิแดนซ์ 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

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

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 แผนภาพไดอะแกรมของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่นำเสนอการการแบ่งวงจรของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด (ก) จากการวิเคราะห์ภาวะการกระตุ้นแบบคู่ และแบบคี่ (ข) โหมดคู่ (even) และ (ค) โหมดคี่ (odd)

เมื่อกำหนด

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

จากสมการที่ (3.5) จะสามารถหาค่า λ ได้โดยต้องแทนค่าค่าคงที่ฉนวนของไมโครสตริป (ε_e) และแทนค่าความถี่ (f) ที่เราต้องการออกแบบลงไป

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

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

(3.24)

พิจารณาโหมดคี่

ลักษณะของการวิเคราะห์ในโหมดคี่ หาสมการ เอบีซีดี พารามิเตอร์ ได้ดังนี้

- กรณี ขา l_a และ l_b ที่มีค่าอิมพิแดนซ์ 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

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

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

เมื่อกำหนด

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

จากสมการที่ (3.5) จะสามารถหาค่า λ ได้โดยต้องแทนค่าค่าคงที่ฉนวนของไมโครสตริป (ε_e) และแทนค่าความถี่ (f) ที่เราต้องการออกแบบลงไป

- กรณีขา l_C ที่มีค่าอิมพิแดนซ์ 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

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

ผลรวมสุดท้ายคือ นำ เอบีซีดี เมตริกซ์แต่ละส่วนของวงจรมาคูณกัน จะได้

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

$$\times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\frac{1}{Z_c}\tan\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_c\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & jZ_a\sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \\ j\frac{1}{Z_a}\sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} A_e & B_e \\ C_e & D_e \end{bmatrix} \qquad (3.28)$$

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

$$\times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j\frac{1}{Z_c}\cot\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_c\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & jZ_a\sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \\ j\frac{1}{Z_a}\sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} A_o & B_o \\ C_o & D_o \end{bmatrix} \qquad (3.29)$$

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

เมื่อนำค่าเอบีซีดี พารามิเตอร์มาแทนค่าในสมการที่ (3.7) และ (3.8) จะได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านโหมดคู่และโหมดคี่ของสายส่งเช่นเดียวกับการวิเคราะห์ไปแล้วในเบื้องต้น จากนั้นสามารถหาค่าเอส พารามิเตอร์ได้โดยนำค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านโหมดคู่และโหมดคี่มาแทนค่าในสมการที่ (3.15), (3.16), (3.17) และ (3.18) จะได้ผลรวมการของการซ้อนทับกันของสองโหมด และเนื่องจากวงจรมีความสมมาตร ดังนั้นสามารถหาค่าเอส พารามิเตอร์อื่นๆได้จากความสัมพันธ์ตามสมการที่ (3.19) ต่อจากนั้นเราสามารถนำสมการของเอส พารามิเตอร์ มาจำลองผลในคอมพิวเตอร์เพื่อดูค่าผลตอบสนองที่ได้จากการออกแบบดังรูปที่ 3.7

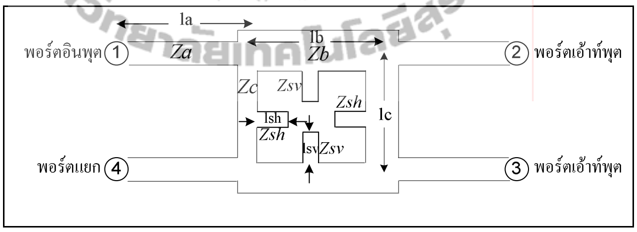
การวิเคราะห์โครงสร้างตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดนี้จะเป็นพื้นฐานการวิเคราะห์เพื่อนำไปสู่การออกแบบและลดขนาดตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดได้ในหัวข้อถัดไป

3.4 การวิเคราะห์ออกแบบการลดขนาดตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศา ด้วยทฤษฎีการจำแนกโหมดคู่และคี่

จากการวิเคราะห์โครงสร้างตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดในหัวข้อที่ผ่านมา จะเห็นได้ว่าอุปกรณ์ทางโทรคมนาคมต่างๆ ที่มีลักษณะสมมาตรสามารถที่จะนำมาเขียนเป็นวงจรและวิเคราะห์วงจรโดยใช้เทคนิคการจำแนกแบบโหมดคี่และโหมดคู่ เพื่อหาพารามิเตอร์ต่างๆได้ ในการการวิเคราะห์ออกแบบและลดขนาดตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด จะใช้หลักการคล้ายกับการวิเคราะห์วงจรตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตามทฤษฎี แต่เราจะมีการปรับโครงสร้างเปลี่ยนไปจากเดิม โดยมีหลายงานวิจัยที่นำเสนอการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดขนาดเล็กโดยเทคนิคต่างๆ เช่น ในงานวิจัยของ A. Moscoso-Mártir, J. G. Wangüemert-Pérez, I. Molina-Fernández, and E. Márquez-Segura (2009) การออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดขนาดเล็กโดยใช้ วัสดุหลายชั้นโดยต้องมีการเจาะช่องร่วมระหว่างชั้น (slot-coupled multi section) สำหรับย่านอัลตร้าไวด์แบนด์ ซึ่งการสร้างนั้นจะยากกว่าการใช้วัสดุที่ทำแบบชั้นเดียว อีกทั้งยังไม่สะดวกต่อการนำมาใช้เป็นส่วนประกอบในวงจรบัทเลอร์เมทริกซ์ อีกหนึ่งงานวิจัยที่เราได้ศึกษาคืองานวิจัยของ I.Sakagami, M.Haga, and T.Munehiro (1999) ได้นำเสนอวิธีการลดขนาดโดยการเพิ่มสตับเข้าไปในลายวงจรตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดทั้งหมด 8 สตับ (eight two step stubs) จากการศึกษางานวิจัยนี้ทำให้เราเห็นข้อดีในการออกแบบโดยเทคนิคนี้ คือการออกแบบในงานวิจัยนี้ใช้เทคนิคที่ง่ายต่อการสร้างโดยใช้วัสดุชั้นเดียวการออกแบบ และการออกแบบลายวงจรง่ายไม่ซับซ้อน แต่ในงานวิจัยนี้ยังไม่มีการวิเคราะห์เพื่อหาสมการที่สามารถออกแบบลดขนาดตามในย่านความถี่อื่นๆได้ ดังนั้น งานวิจัยนี้จึงมีแนวคิดในการลดขนาดตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดโดยใช้เทคนิคการเพิ่มสตับเข้าไปในลายวงจรเดิม โดยจะเพิ่มไปเพียง 4 สตับ (stub) เท่านั้น

เทคนิคการเพิ่มสตับเป็นการแมตอิมพิแดนซ์โดยใช้ชิ้นส่วนที่มีค่าอิมพิแดนซ์ค่าๆหนึ่งต่ออนุกรมเพิ่มเข้ามาในวงจร ในการแมตช์อิมพิแดนซ์นั้นเนื่องจากเราจะออกแบบลดขนาดความกว้างและความยาวของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวดั้งเดิม เพื่อไม่ให้เกิดการสูญเสียของสัญญาณที่ถูกส่งผ่านออกไป การเพิ่มสตับต่อเข้ากับสายนำสัญญาณจะช่วยในการแมตช์ให้ได้ค่าผลตอบสนองกลับมาเท่าตั้วดั้งเดิมโดยเราสาราถสร้างสตับให้มีค่าอิมพิแดนซ์เป็นค่าต่างๆได้โดยการปรับความกว้างและความยาวของสตับ โดยจะแสดงการวิเคราะห์โครงสร้างหาสมการจากทฤษฎีการจำแนกโหมดคู่และโหมดคี่ เพื่อให้ง่ายต่อการออกแบบในย่านความถี่อื่นๆได้ จากรูปที่ 3.10 แสดงรูปแผนภาพไดอะแกรมของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่นำเสนอการลดขนาดโดยวิธีการเพิ่ม 4 สตัปโดยเรากำหนดพารามิเตอร์ต่างๆดังนี้

Z_a = ค่าอิมพิแดนซ์สายนำสัญญาณของขา l_a
Z_b = ค่าอิมพิแดนซ์สายนำสัญญาณของขา l_b
Z_c = ค่าอิมพิแดนซ์สายนำสัญญาณของขา l_c
Z_{sv} = ค่าอิมพิแดนซ์สายนำสัญญาณของขา l_{sv}
Z_{sh} = ค่าอิมพิแดนซ์สายนำสัญญาณของขา l_{sh}



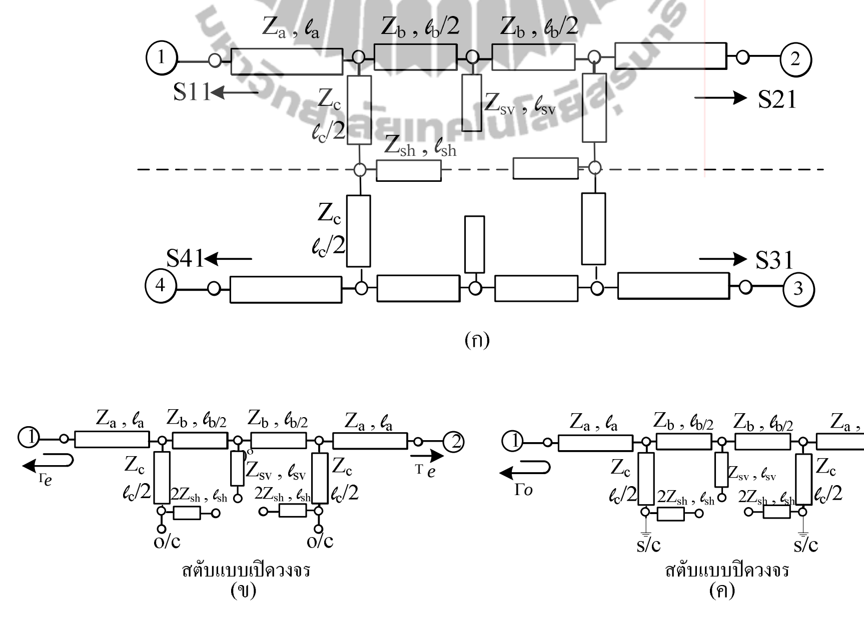
รูปที่ 3.10 แผนภาพไดอะแกรมของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่นำเสนอการลดขนาดโดยวิธีการเพิ่ม 4 สตัปแสดงค่าพารามิเตอร์อิมพิแดนซ์ส่วนต่างๆ ของวงจร

จากวงจรรูปที่ 3.10 สามารถแยกคิดเป็นภาวะการกระตุ้นแบบคู่ และภาวะการกระตุ้นแบบคี่ ดังแสดงรูปที่ 3.11 สังเกตเห็นว่าการกระตุ้นทั้ง 2 แบบทำให้เกิดภาวะการกระตุ้นเช่นเดียวกัน เนื่องจากวงจรเป็นเชิงเส้น ดังนั้นผลตอบสนองตามความเป็นจริงสามารถแทนด้วยการนำผลตอบสนองทั้งภาวะการกระตุ้นแบบคู่และแบบคี่มาบวกกัน จากวงจรรูปที่ 3.11 (ข) และ (ค) แสดงการแบ่งวงจรครึ่งบนของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดจากการวิเคราะห์ โหมดคู่และโหมดคี่

ตามลำดับ จะได้ว่าความยาวของขา l_c จะถูกแบ่งครึ่งเปลี่ยนเป็น $l_c/2$ ค่าอิพิแดนซ์ของสตับจะมีลักษณะขนานกับรูปวงจรครึ่งล่าง ดังนั้น ค่าอิมพิแดนซ์วงจรครึ่งเดียวจะมีค่าเท่ากับ $2Z_{sh}$

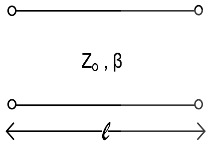
พิจารณาโหมดคู่

ลักษณะของการวิเคราะห์ในโหมดคู่ คือ จะมีสัญญาณสัญญาณที่มีขนาดเท่ากันและมีเฟสเดียวกันเข้าไปที่พอร์ต 1 และ พอร์ต 4 ดังแสดงในรูปที่ 3.11 (ก) จากการป้อนอินพุตในลักษณะดังกล่าวจะได้ว่า ที่ระนาบสมมาตรนั้น จะมีการไหลของกระแสไฟฟ้าเท่ากับศูนย์และมีค่าขนาดของแรงดันสูงสุด ซึ่งเสมือนว่ามีการเปิดวงจร (open circuit) จากรูปที่ 3.12 เมื่อพิจารณาวงจรครึ่งบนของรูปที่3.11 (ก) ภายในวงจรประกอบไปด้วยสตับ (stub) ความยาว l_{sh}, l_{sv} โดยออกแบบเพิ่มขึ้นมาเพื่อที่จะแมตช์อิมพิแดนซ์ให้เท่าตัวดั้งเดิม เนื่องจากเราจะลดขนาดความยาวของ l_a, l_b สิ่งแรกที่ต้องวิเคราะห์คือ เราต้องหาพารามิเตอร์ เอบีซีดี ของแต่ละชิ้นส่วนก่อน ต่อจากนั้นนำ เอบีซีดี เมตริกซ์แต่ละส่วนของวงจรมาคูณกัน จะได้ เอบีซีดี เมตริกซ์ของโหมดคู่



รูปที่ 3.11 แผนภาพไดอะแกรมของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่นำเสนอการลดขนาดโดยวิธีการเพิ่ม 4 สตัป (ก) และแสดงการแบ่งวงจรครึ่งบนของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดจากการวิเคราะห์ (ข) โหมดคู่ และ (ค) โหมดคี่

- กรณี ขา l_a และ l_b ที่มีค่าอิมพิแดนซ์ 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



$$\text{สายส่งสัญญาณความยาว } l_a = \begin{bmatrix} \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & jZ_a\sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \\ j\frac{1}{Z_a}\sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \end{bmatrix} \qquad (3.30)$$

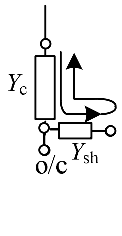
$$\text{สายส่งสัญญาณความยาว } l_b/2 = \begin{bmatrix} \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{l_b}{2}\right) & jZ_b\sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{l_b}{2}\right) \\ j\frac{1}{Z_b}\sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{l_b}{2}\right) & \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{l_b}{2}\right) \end{bmatrix} \qquad (3.31)$$

เมื่อกำหนด

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

จากสมการที่ (3.5) จะสามารถหาค่า λ ได้โดยต้องแทนค่าค่าคงที่ฉนวนของไมโครสตริป (ε_e) และแทนค่าความถี่ (f) ที่เราต้องการออกแบบลงไป

- กรณีขา l_c ซึ่งต่ออนุกรมอยู่กับสตับที่มีความยาว l_{sh} และมีค่าอิมพิแดนซ์ Z_{sh} พิจารณาเมื่อ วงจรเปิด จะได้ว่า



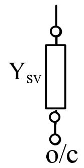
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

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

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 ของสายส่งสัญญาณได้ดังนี้

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

- กรณีขา l_{sv} ที่มีค่าอิมพิแดนซ์ 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

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

ผลรวมสุดท้ายคือ นำ เอบีซีดี เมตริกซ์แต่ละส่วนของวงจรมาคูณกัน จะได้

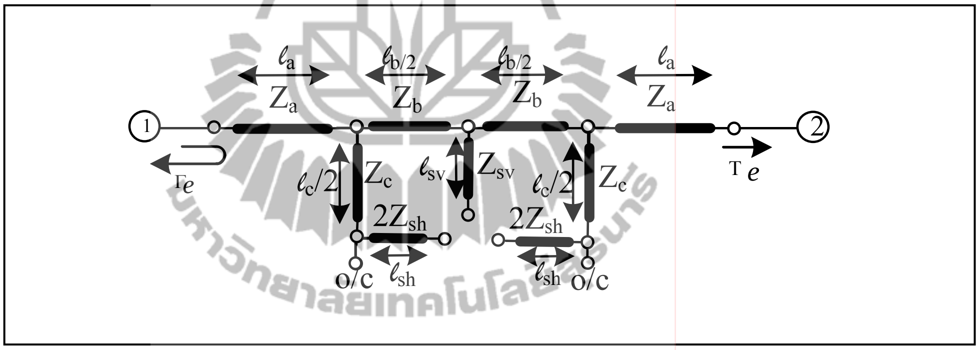
$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e = \begin{bmatrix} \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & jZ_a\sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \\ j\frac{1}{Z_a}\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right)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

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

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

$$\times\begin{bmatrix} \cos\left(\left(\dfrac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & jZ_a\sin\left(\left(\dfrac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \\ j\dfrac{1}{Z_a}\left(\left(\dfrac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & \cos\left(\left(\dfrac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \end{bmatrix}$$

$$=\begin{bmatrix} A_e & B_e \\ C_e & D_e \end{bmatrix} \tag{3.34}$$

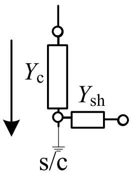


รูปที่ 3.12 วงจรครึ่งบนของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่นำเสนอการลดขนาดโดยการวิเคราะห์ภาวะการกระตุ้นแบบคู่

พิจารณาโหมดคี่

ลักษณะของการวิเคราะห์ในโหมดคี่จะได้สมการเหมือนกับการวิเคราะห์ในโหมดคู่เกือบทุกส่วน ต่างกันอยู่จุดหนึ่ง ดังแสดงในรูปที่ 3.11 (ค) จากการป้อนอินพุตในลักษณะดังกล่าวจะได้ว่าที่ระนาบสมมาตรนั้น จะมีการไหลของกระแสไฟฟ้าเท่ากับศูนย์และมีค่าขนาดของแรงดันสูงสุด ซึ่งเสมือนว่ามีการปิดวงจร (shot circuit) จากรูปที่ 3.13 เมื่อพิจารณาวงจรครึ่งบนของรูปที่3.11 (ก) ภายในวงจรประกอบไปด้วยสตับ (stub) ความยาว l_{sh}, l_{sv} เช่นเดียวกับในโหมดคู่ ในการวิเคราะห์ในโหมดนี้เราจะแสดงการวิเคราะห์เพียงสมการที่แตกต่างไปจากการวิเคราะห์ในโหมดคู่ โดยเราจะยกสมการในส่วนที่เหมือนกันมาใช้เลย

- กรณีขา l_c ซึ่งต่ออนุกรมอยู่กับสตับที่มีความยาว l_{sh} และมีค่าอิมพิแดนซ์ Z_{sh} พิจารณาเมื่อ วงจรปิด จะได้ว่า



$Y = Y_C$; โดยที่ค่าแอดมิตแตนซ์ $Y_C = \frac{1}{Z_C}$, $Y_{sh} = \frac{1}{Z_{sh}}$

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

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j\frac{1}{Z_c}\cot\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_c\right) & 1 \end{bmatrix} \tag{3.35}$$

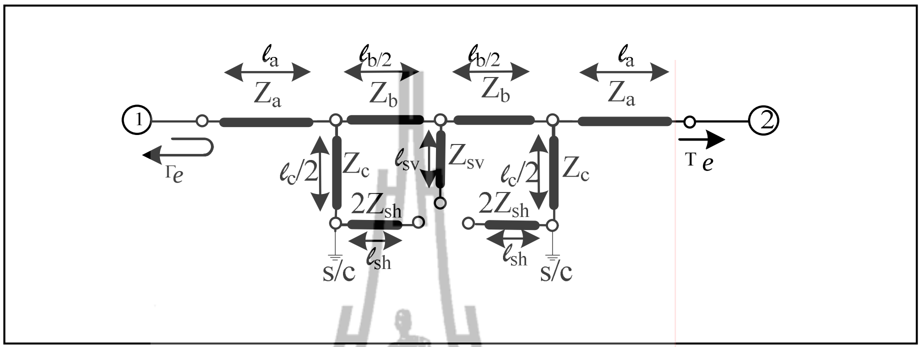
ผลรวมสุดท้ายคือ นำ เอบีซีดี เมตริกซ์แต่ละส่วนของวงจรมาคูณกัน จะได้

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_0 = \begin{bmatrix} \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & jZ_a\sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \\ j\frac{1}{Z_a}\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j\frac{1}{Z_c}\cot\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_c\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{l_b}{2}\right) & jZ_b\sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{l_b}{2}\right) \\ j\frac{1}{Z_b}\sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{l_b}{2}\right) & \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{l_b}{2}\right) \end{bmatrix}$$

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

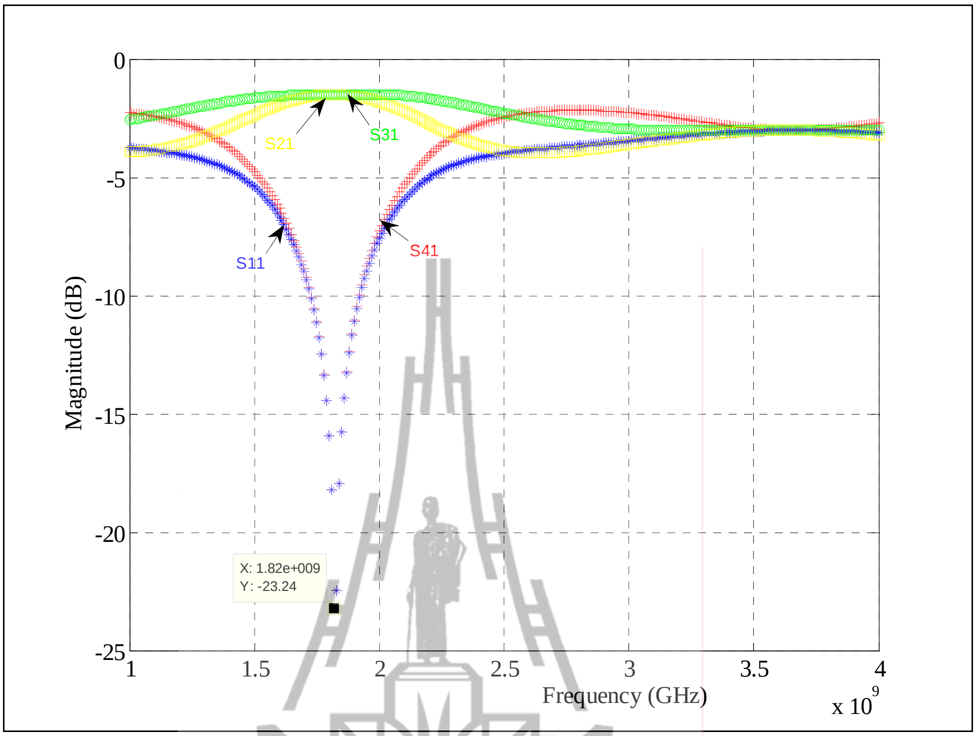
$$\times \begin{bmatrix} \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & jZ_a\sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \\ j\frac{1}{Z_a}\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) & \cos\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_a\right) \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} A_o & B_o \\ C_o & D_o \end{bmatrix} \qquad (3.36)$$



รูปที่ 3.13 วงจรครึ่งบนของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่นำเสนอการลดขนาดโดยการวิเคราะห์ภาวะการกระตุ้น แบบคี่

จากนั้นนำสมการทั้งสองโหมดมาบวกกัน โดยใช้สมการเดียวกับ สมการที่ (3.7) และ (3.8) ซึ่งจะได้สมการค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านในโหมดคู่และโหมดคี่ของสายส่ง หลังจากนั้นนำมาแทนค่าลงในสมการ (3.15)-(3.18) จะได้สมการค่าเอส พารามิเตอร์ 4 ค่าและเนื่องจากวงจรมีความสมมาตร ดังนั้นสามารถหาค่าเอส พารามิเตอร์อื่นๆได้อีกจากความสัมพันธ์สมการที่ (3.19) และนำผลลัพธ์สุดท้ายมาจำลองผลโดยใช้โปรแกรมแมทแลบ ดังรูปที่ 3.14 แสดงตัวอย่างผลจำลองจากสมการการวิเคราะห์ออกแบบการลดขนาดของการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่ 1800 MHz จากกราฟแสดงผลตอบสนองของค่าเอส พารามิเตอร์ 4 ค่า คือ $S_{11}, S_{21}, S_{31}, S_{41}$ เทียบกับความถี่ จะได้ว่าค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ และค่าความสูญเสียจากการแยกโดดเดี่ยวมีค่าต่ำกว่า -10 dB ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ คือ พอร์ตส่งผ่านสัญญาณออกไปของพอร์ตอินพุตทั้งสองพอร์ตมีค่ากำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งเป็นไปตามทฤษฎีของตัวคัปเปลอร์ไฮบริด 90 องศา จากสมการการวิเคราะห์ออกแบบการลดขนาดเราจะนำสมการนี้ไปจำลองผลในโปรแกรมแมทแลบเพื่อทำการลดขนาดค่าพารามิเตอร์ความยาวของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดของตัวดั้งเดิมและหาค่าความยาวของสตับเพื่อแมตช์อิมพิแดนซ์ที่เกิดจากการลดขนาดกลับมาให้เท่าเดิม ทำให้ได้ผลตอบสนองตรงกับตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดของตัวดั้งเดิม



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

3.5 สรุป

การวิเคราะห์โครงสร้างของตัวตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบตัวดั้งเดิมด้วยทฤษฎีการจำแนกแบบโหมดคู่และโหมดคี่ช่วยลดเวลาในการวิเคราะห์ทั้งวงจร เนื่องจากสามาถแยกคิดพิจารณาครึ่งวงจรได้ โดยแบ่งเป็นสองโหมด ผลลัพธ์สุดท้ายเกิดจากการนำทั้งสองโหมดมารวมกันช่วยเพิ่มความง่ายในการวิเคราะห์วงจรที่มีลักษณะสมมาตรเป็นอย่างมาก และผลลัพธ์ที่ได้ยังมีค่าเท่ากับการพิจารณาแบบทั้งวงจร จากสมการที่ได้ทำให้เราสามารถแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆจากวัสดุที่เรามีอยู่ และสามารถกำหนดความถี่อื่นๆที่เราจะทำการออกแบบได้ เป็นพื้นฐานนำไปสู่การวิเคราะห์ออกแบบและลดขนาดตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด จากการวิเคราะห์สมการที่ได้จากการออกแบบโครงสร้างที่มี 4 สตับ เป็นสมการที่จะนำไปจำลองผลในบทถัดไป

บทที่ 4
การจำลองแบบในคอมพิวเตอร์

4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์ของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดโดยจะแสดงผลการจำลองของการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและแบบตัวที่ลดขนาด โดยจะเปรียบเทียบผลให้เห็นถึงประสิทธิภาพของผลตอบสนองระหว่างผลที่ได้จากการลดขนาดเปรียบเทียบกับตัวดั้งเดิม ในการจำลองผลในบทนี้จะใช้โปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO

4.2 สมมุตติฐานในการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์

ในงานวิจัยชิ้นนี้จำเป็นต้องจำลองผลในคอมพิวเตอร์เสียก่อน เพื่อพิสูจน์ให้เห็นถึงประสิทธิภาพที่แท้จริงของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่ออกแบบลดขนาดโดยสมมุติฐานที่ตั้งไว้คือการออกแบบและลดขนาดตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่ใช้เทคนิคการเพิ่ม 4 สตับเข้ามาในลายวงจรจะช่วยแมตช์อิมพิแดนซ์ให้ได้ผลตอบสนองกลับมาเท่ากับตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวดั้งเดิม โดยเราจะโดยนำเอาสมการที่ได้จากการวิเคราะห์ในบทที่ 3 มาจำลองผลในโปรแกรมแมทแลบและกำหนดการลดขนาดความกว้างและความยาวของพารามิเตอร์ของตัวดั้งเดิม และจำลองผลเพื่อหาค่าความยาวสตับที่เหมาะสมที่ทำให้ได้ขนาดของสัญญาณและความต่างเฟสใกล้เคียงตัวดั้งเดิม และเมื่อได้ค่าพารามิเตอร์ความยาวมาทั้งหมดจึงนำมาจำลองผลโดยใช้โปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO ในการจำลองผลการออกแบบ ณ ความถี่ต่างๆที่กำหนด ในการสร้างแบบจำลองในงานวิจัยชิ้นนี้ได้ตั้งอยู่บนข้อกำหนดต่อไปนี้

1. ในการออกแบบทั้งหมดเราจะดำเนินการออกแบบที่ช่วงความถี่ 900-3000 MHz ครอบคลุมช่วงความถี่ของผู้ให้บริการเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทยในยุคการสื่อสารทั้ง 1G 2G 3G และรองรับ 4G ในอนาคตโดยใช้ความถี่ของเทคโนโลยีแอลทีอี
2. วัสดุที่ใช้ในการออกแบบและสร้างตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศาและตัวที่ทำการลดขนาด คือแผงวงจรพิมพ์แบบ FR4 ที่มีค่าคงตัวไดอิเลกตริกเท่ากับ 4.5 และมีความหนาของแผงวงจรพิมพ์เท่ากับ 1.66 mm

3. ยกตัวอย่างการออกแบบเพื่อนำไปวัดผลจริง ที่ 2 ย่านความถี่ คือ1800 MHzและ 2800 MHzโดยจะออกแบบและวัดผลเปรียบเทียบค่าเอส พารามิเตอร์ และความต่างเฟสของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวดั้งเดิมและตัวที่ลดขนาด

4.3 ผลการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์

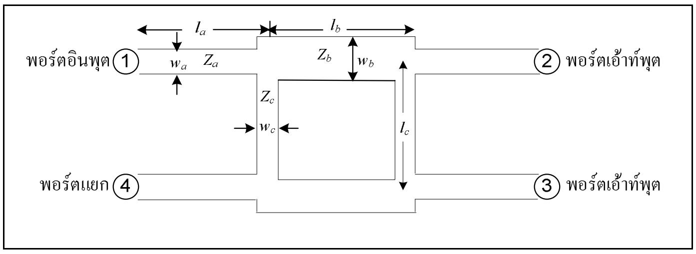
จากสมการที่แสดงการวิเคราะห์ไว้ในบทที่ 3 และข้อกำหนดที่แสดงในหัวข้อที่ 4.2 ได้นำมาเขียนเป็นโปรแกรมการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์ ซึ่งผลจากการจำลองแบบจะแยกเป็นสองส่วนคือ ส่วนของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวดั้งเดิมและตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวที่ลดขนาด ซึ่งในส่วนการจำลองตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวที่ลดขนาดจะทำให้ได้สมการแสดงค่าความยาวของสตับที่เหมาะสมที่ทำให้ได้ประสิทธิภาพใกล้เคียงกับตัวต้นแบบ โดยค่าที่พิจารณาคือค่าเอสพารามิเตอร์ และค่าความต่างเฟส ในส่วนของค่าเอสพารามิเตอร์นั้น จะพิจารณาทั้งหมด 4ค่า คือ S_{11} คือ ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (return loss) ซึ่งเป็นค่าการสูญเสียที่เกิดจากการสะท้อนกลับออกที่พอร์ตที่ป้อนสัญญาณเอง ซึ่งควรต่ำกว่า -10 dB หรือต่ำกว่า $S21$ และ $S31$คือค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ คือ พอร์ตส่งผ่านสัญญาณออกไปของทั้งสองพอร์ตเอาท์พุต (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 $S21$ - Phase S_{31}) ซึ่งควรมีค่า 90 องศา

4.3.1 ผลการจำลองการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศา

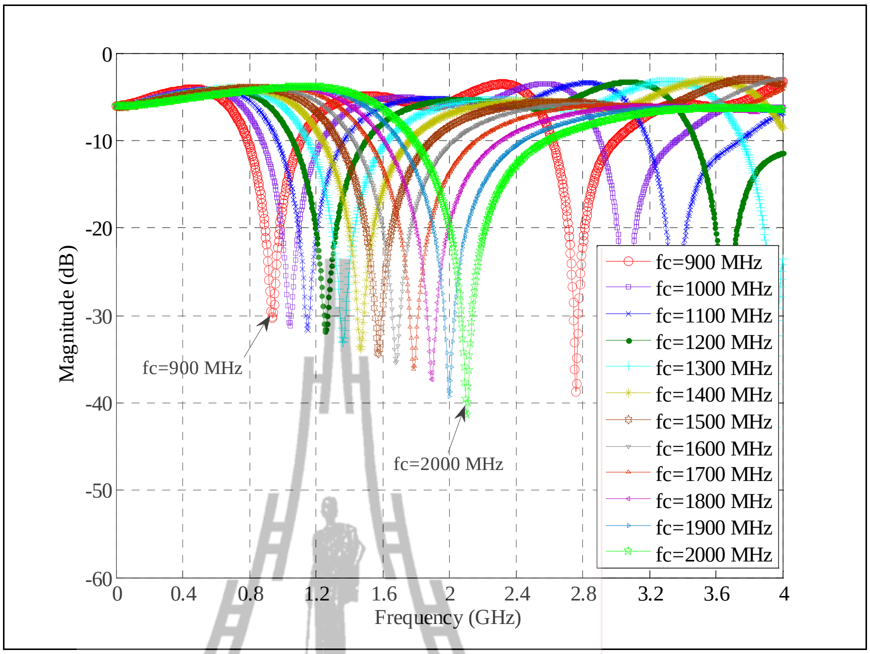
ในส่วนนี้จะแสดงผลการจำลองของค่าเอส พารามิเตอร์ และความต่างเฟสของการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวดั้งเดิมดังรูปที่ 4.1 ตั้งแต่ย่านความถี่ 900 -3000 MHz ซึ่งเป็นช่วงความถี่ของการสื่อสารในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทย เพื่อความสะดวกในการอ่านค่าในกราฟโดยเราจะแบ่งกราฟการแสดงผลออกเป็น 2 กราฟ คือรูปที่ 4.2 และ 4.3 แสดงค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) ของการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวดั้งเดิมของช่วงความถี่ 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 จากการจำลองผลจะพบว่าการออกแบบตามทฤษฎีโดยแทนค่าความถี่หนึ่งๆ เมื่อจำลองผลจะได้ว่า ความถี่กลางเลื่อนไปจากความถี่ที่ต้องการออกแบบ

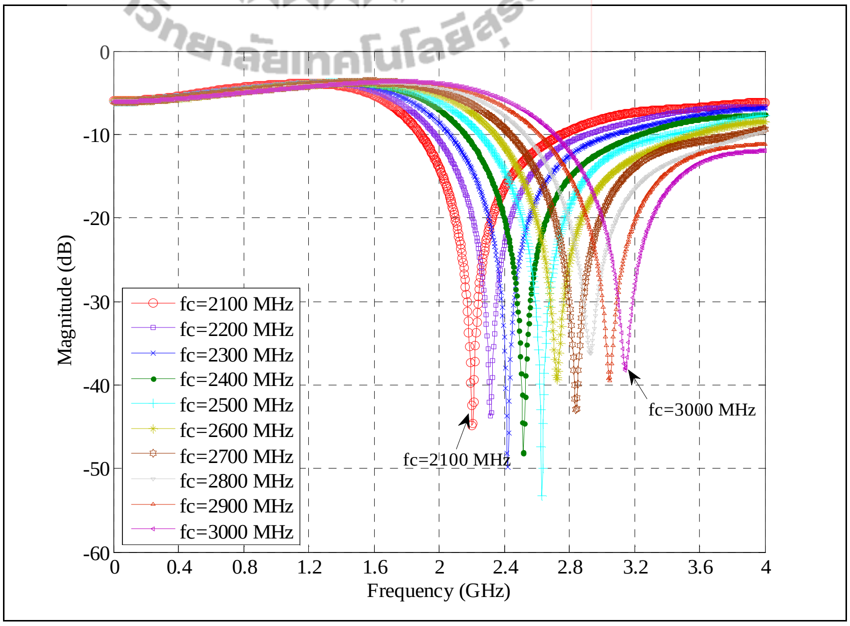
เฉลี่ยประมาณ 0.1 GHz แต่ยังสามารถใช้งานได้อยู่ และเนื่องจากการออกแบบที่หลากหลายความถี่ จึงทำให้ไม่สามารถแสดงผลค่าความต่างเฟสและค่าเอส พารามิเตอร์อื่นๆของทุกความถี่ให้อยู่ในกราฟเดียวกันได้ เพราะจะทำให้ผู้อ่านอ่านค่าไม่สะดวก ดังนั้นเราจะยกตัวอย่างแสดงผลเฉพาะในการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่ความถี่ 1800 MHz และ 2800 MHz จากรูป 4.4 แสดงผลการจำลองค่าเอส พารามิเตอร์ของการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่ความถี่ 1800 MHz ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับค่า (s_{11}) มีค่า -19.82 dB และค่าความสูญเสียเนื่องจากจากการแยกโดดเดี่ยว (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 พารามิเตอร์ของการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่ความถี่ 2800 MHz ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับค่า (s_{11}) มีค่า -20.37 dB และค่าความสูญเสียเนื่องจากจากการแยกโดดเดี่ยว (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 ($PhaseS_{21}$-$PhaseS_{31}$) ของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่ความถี่ 1800 MHz มีค่า 88.40 องศา ความคลาดเคลื่อนเฟสเท่ากับ 1.78 % ซึ่งค่าที่ได้นั้นมีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 5% ตาม Ahmed, E.Z. (2005) ซึ่งถือว่าเป็นที่ยอมรับได้ รูปที่ 4.7 แสดงค่าความต่างเฟสของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่ความถี่ 2800 MHz มีค่า 89.51 องศา ความคลาดเคลื่อนเฟสเท่ากับ 0.55 % ซึ่งค่าที่ได้นั้นมีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 5% จากกราฟการแสดงค่าความต่างเฟสจะสังเกตได้ว่าค่าความต่างเฟสมีการเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ จะเห็นได้ว่าช่วงความถี่ที่เราออกแบบจะได้ค่าความต่างเฟส 90 องศา ส่วนความถี่อื่นๆ จะมีค่าไม่เท่ากับ 90 องศา ซึ่งเป็นลักษณะเฉพาะของโครงสร้างตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศา



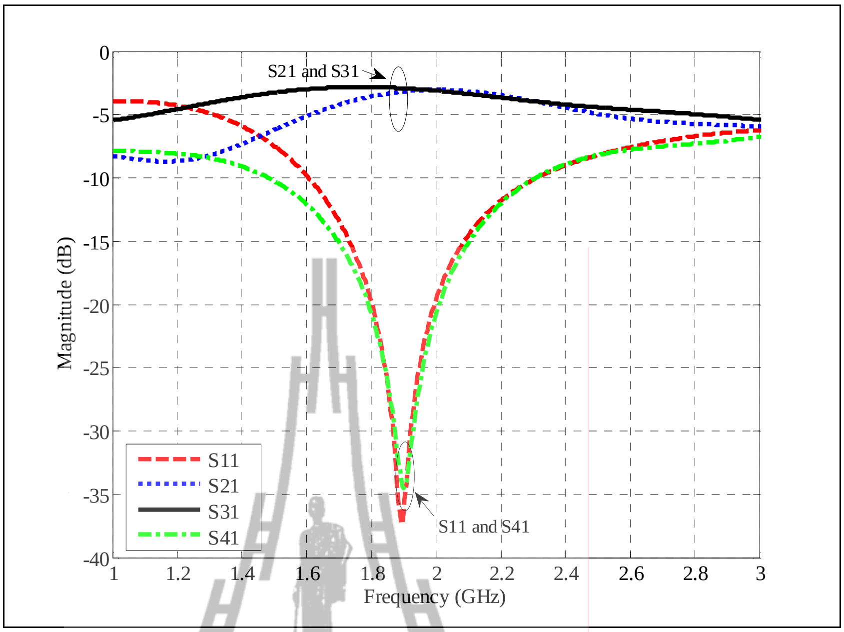
รูปที่4.1 แผนภาพไดอะแกรมของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบดั้งเดิมแสดงค่าพารามิเตอร์อิมพิแดนซ์ส่วนต่างๆ ของวงจร



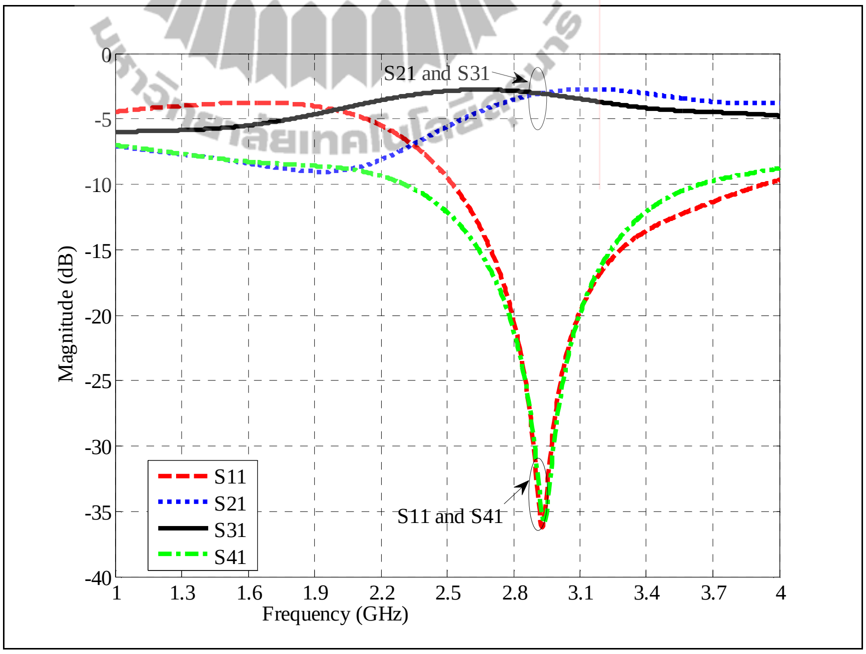
รูปที่ 4.2 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวดั้งเดิมของช่วงความถี่ 900 -2000 MHz



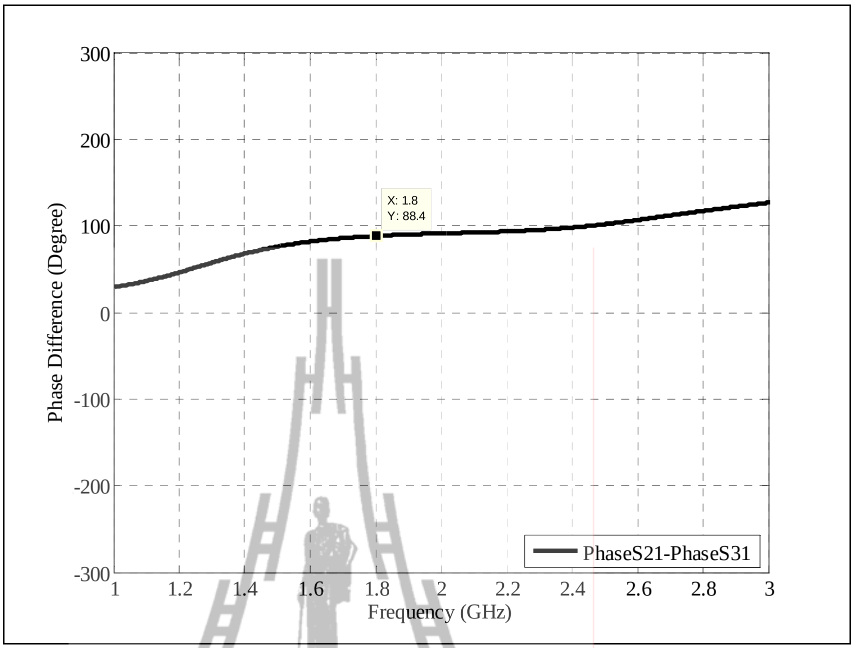
รูปที่ 4.3 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวดั้งเดิมของช่วงความถี่ 2100 -3000 MHz



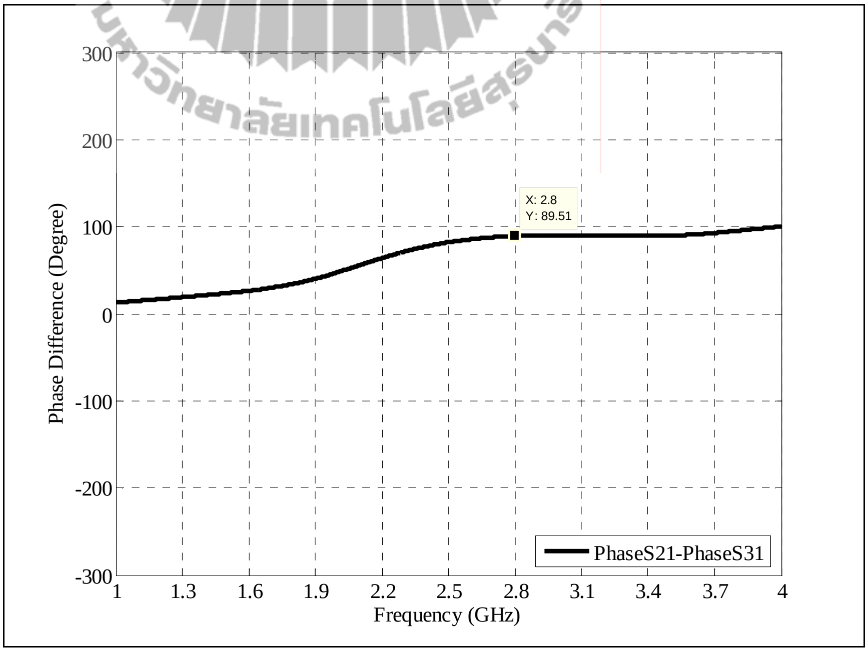
รูปที่ 4.4 ค่าเอส พารามิเตอร์ ของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบดั้งเดิมที่ความถี่ 1800 MHz



รูปที่ 4.5 ค่าเอส พารามิเตอร์ ของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบดั้งเดิมที่ความถี่ 2800 MHz



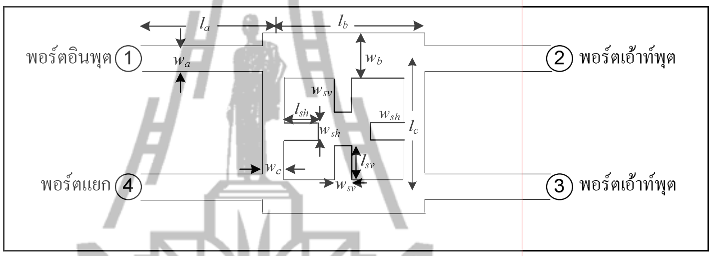
รูปที่ 4.6 ค่าความต่างเฟสของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบดั้งเดิมที่ความถี่ 1800 MHz



รูปที่ 4.7 ค่าความต่างเฟสของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบดั้งเดิมที่ความถี่ 2800 MHz

4.3.2 ผลการจำลองการออกแบบลดขนาดของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด 90 องศา

ในส่วนนี้จะแสดงผลการจำลองของค่าเอส พารามิเตอร์ และความต่างเฟสของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวลดขนาดดังรูปที่ 4.2 ได้แสดงแผนภาพของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่นำเสนอการลดขนาด ก่อนจะได้สมการสำเร็จที่ใช้ออกแบบที่ความถี่ต่างๆที่เรากำหนดไว้ การดำเนินงานเริ่มจากคำนวณค่าพารามิเตอร์ความกว้างและความยาวของตัวดั้งเดิม กำหนดการลดขนาดพารามิเตอร์ความกว้างและความยาวของตัวดั้งเดิม และแมตช์อิมพิแดนซ์ด้วยการเพิ่ม 4 สตับเข้ามาในลายวงจร



รูปที่4.8 แผนภาพไดอะแกรมของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่นำเสนอการลดขนาดโดยวิธีการเพิ่ม 4 สตับแสดงค่าพารามิเตอร์อิมพิแดนซ์ส่วนต่างๆ ของวงจร

จากการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวดั้งเดิม นิยามพารามิเตอร์ความกว้างและความยาวดังนี้

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

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

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

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

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

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

หลักการกำหนดการลดขนาด คือ จากพารามิเตอร์ความกว้าง (w) และความยาว (l) ของอิมพิแดนซ์เดิมกำหนดให้บางส่วนมีขนาดความกว้างและความยาวลดลง 50 เปอร์เซ็นขึ้นไป โดยเราจะทำการจำลองผลเพื่อเพิ่มความยาวสตับเข้าไปทดแทนอิมพิแดนซ์ที่ลดลง เรียกว่าการแมตช์อิมพิแดนซ์

สำหรับการออกแบบช่วงความถี่ 900-2000 MHz

$$w_a = \frac{w_{con,a}}{2} \text{ mm.} \tag{4.1}$$

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

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

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

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

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

จากการจำลองผลจากสมการที่ (4.1) - (4.6) จะได้ความกว้างและความยาวสตับดังนี้

$$l_{sh} = -10f + 23 \text{ mm.} \qquad ; 0.9\text{GHz} \le f_c \le 1.4\text{GHz} \tag{4.7}$$

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

$$w_{sh} = 3.4 \text{ mm.} \qquad ; 0.9\text{GHz} \le f_c < 1.7\text{GHz} \tag{4.9}$$

$$w_{sh} = 3.2\text{ mm.} \qquad ; f_c = 1.7\text{GHz} \tag{4.10}$$

$$w_{sh} = 3\text{ mm.} \qquad ; 1.7\text{GHz} < f_c < 2.1\text{GHz} \tag{4.11}$$

$$w_{sv} = 5.6\text{ mm.} \qquad ; 0.9\text{GHz} \le f_c \le 1.2\text{GHz} \tag{4.12}$$

$$w_{sv} = 5.2\text{ mm.} \qquad ; 1.2\text{GHz} < f_c \le 1.5\text{GHz} \tag{4.13}$$

$$w_{sv} = 5\text{ mm.} \qquad ; 1.5\text{GHz} < f_c \le 1.8\text{GHz} \tag{4.14}$$

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

สำหรับการออกแบบช่วงความถี่ 2100-3000 MHz

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

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

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

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

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

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

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

จากการจำลองผลจากสมการที่ (4.16) - (4.21) จะได้ความกว้างและความยาวสตับ ดังนี้

$$l_{sh} = 5.6\,\text{mm.} \qquad ; f_c = 2.1\text{GHz} \tag{4.22}$$

$$l_{sh} = -3f + 11.8\,\text{mm.} \qquad ; 2.1\text{GHz} < f_c < 2.8\text{GHz} \tag{4.23}$$

$$l_{sh} = -2.5f + 11\,\text{mm.} \qquad ; 2.8\text{GHz} \le f_c \le 3\text{GHz} \tag{4.24}$$

$$w_{sh} = 3.1\,\text{mm.} \qquad ; 2.1\text{GHz} \le \text{f}_\text{c} < 2.3\text{GHz} \quad ; 2.5\text{GHz} < \text{f}_\text{c} < 2.8\text{GHz} \tag{4.25}$$

$$w_{sh} = 3\,\text{mm.} \qquad ; 2.3\text{GHz} \le f_c \le 2.5\text{GHz} \quad ; 2.8\text{GHz} \le f_c \le 3\text{GHz} \tag{4.26}$$

$$w_{sv} = 4.7\,\text{mm.} \qquad ; f_c = 2.1\text{GHz} \tag{4.27}$$

$$w_{sv} = 4.3\,\text{mm.} \qquad ; 2.1\text{GHz} < f_c < 2.4\text{GHz} \tag{4.28}$$

$$w_{sv} = 4\,\text{mm.} \qquad ; 2.4\text{GHz} \le f_c < 2.6\text{GHz} \tag{4.29}$$

$$w_{sv} = 5\,\text{mm.} \qquad ; 2.6\text{GHz} \le f_c < 2.8\text{GHz} \tag{4.30}$$

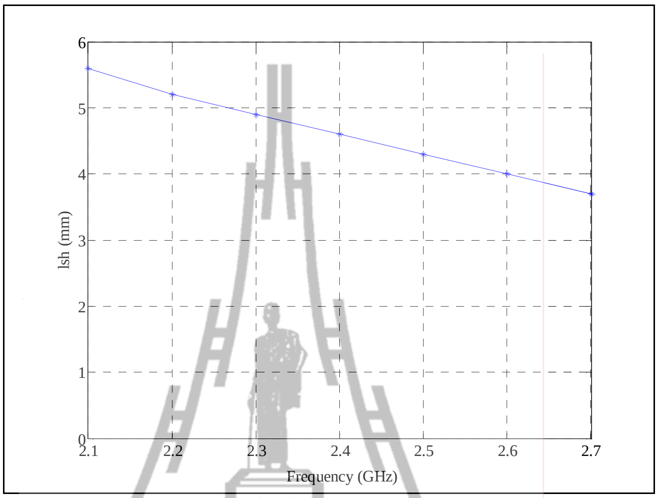
$$w_{sv} = 4\,\text{mm.} \qquad ; 2.8\text{GHz} \le f_c \le 3\text{GHz} \tag{4.31}$$

จากค่าพารามิเตอร์ความกว้างและความยาวทั้งหมดที่ได้จากการวิเคราะห์ในบทที่ 3 และนำมาจำลองผลในบทนี้เพื่อหาค่าความยาวสตับเพื่อแมตช์อิมพิแดนซ์ ทำให้ได้สมการที่ใช้ออกแบบและลดขนาดตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดในช่วงความถี่ 900-3000 MHz ซึ่งเป็นช่วงความถี่

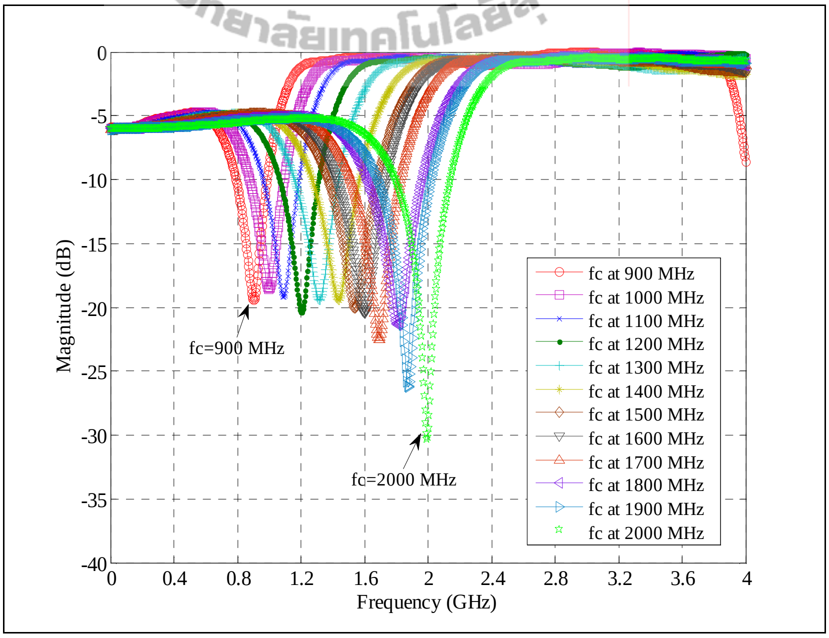
การสื่อสารในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทย ที่มาของสมการตั้งแต่ (4.7)-(4.15) และ (4.22)-(4.31) สมการที่ ยกตัวอย่างผลจำลองของสมการที่ (4.23) แสดงดังรูปที่ 4.9 แสดงผลจำลองค่าความยาวสตับที่ใช้กับแต่ละความถี่ที่จะออกแบบตามข้อกำหนด เมื่อได้ค่าพารามิเตอร์ความยาวมาทั้งหมดจึงนำมาจำลองผลโดยใช้โปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO เพื่อแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพที่ได้จากการลดขนาด โดยการจำลองผลจะแสดงผลจำลองของค่าเอสพารามิเตอร์ และความต่างเฟสของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวลดขนาดตั้งแต่ย่านความถี่ 900 -3000 MHz เพื่อความสะดวกในการอ่านค่าในกราฟโดยเราจะแบ่งกราฟการแสดงผลออกเป็น 2 กราฟ คือรูปที่ 4.10 และ 4.11 แสดงค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) ของการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวดั้งเดิมของช่วงความถี่ 900 -2000 MHz และ 2100-3000 MHz

จากรูปที่ 4.10 และ 4.11 จะเห็นว่าผลการออกแบบที่ความถี่ต่างๆมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ต่ำกว่า -10 dB และเนื่องจากการออกแบบที่หลากหลายความถี่จึงทำให้ไม่สามารถแสดงผลค่าความต่างเฟสและค่าเอส พารามิเตอร์อื่นๆของทุกความถี่ให้อยู่ในกราฟเดียวกันได้ เพราะจะทำให้ผู้อ่านอ่านค่าไม่สะดวก ดังนั้นเราจะยกตัวอย่างแสดงผลเฉพาะในการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่ความถี่ 1800 MHz และ 2800 MHz จากรูป 4.12 แสดงผลการจำลองค่าเอส พารามิเตอร์ของการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวลดขนาดที่ความถี่ 1800 MHz ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับค่า (S_{11}) มีค่า -16.83 dB และค่าความสูญเสียเนื่องจากจากการแยกโดดเดี่ยว (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 พารามิเตอร์ของการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่ความถี่ 2800 MHz ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับค่า (S_{11}) มีค่า -26.98 dB และค่าความสูญเสียเนื่องจากจากการแยกโดดเดี่ยว (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 ($PhaseS_{21}$-$PhaseS_{31}$) ของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่ความถี่ 1800 MHz มีค่า 91.23 องศา ความคลาดเคลื่อนเฟสเท่ากับ 1.36 % ซึ่งค่าที่ได้นั้นมีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 5% จากรูปที่ 4.15 แสดงค่าความต่างเฟสของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่ความถี่ 2800 MHz มีค่า 88.37 องศา ความคลาดเคลื่อนเฟสเท่ากับ 1.82 % ซึ่งค่าที่ได้นั้นมีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 5% ผลวัดที่ได้จะมีค่าใกล้เคียงกับตัวดั้งเดิม และดีกว่าในส่วนของสัญญาณที่ส่งออก เนื่องจากสัญญาณที่ส่งออกจะต้อง มีค่ากำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งของกำลังเดิม3 ดีบี (ในทางบวก) ซึ่งการออกแบบตัวลดขนาดมีค่าไม่เกิน 3 ดีบี แต่จะ

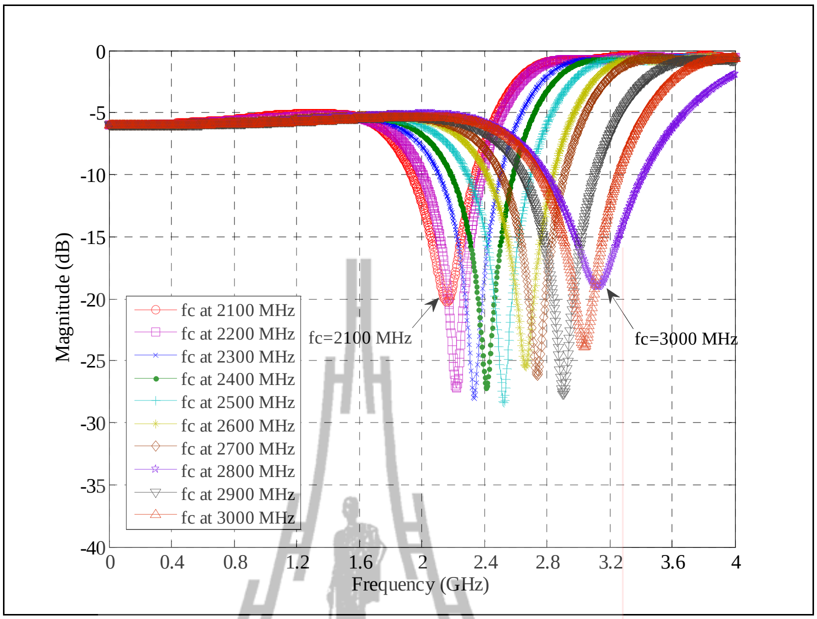
มีค่าสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับของสัญญาณสัญญาณที่มากกว่าแต่ก็ยังสามารถใช้งานได้อยู่ การลดขนาดนี้ต้องแลกกับประสิทธิภาพที่สูญเสียไปบ้าง



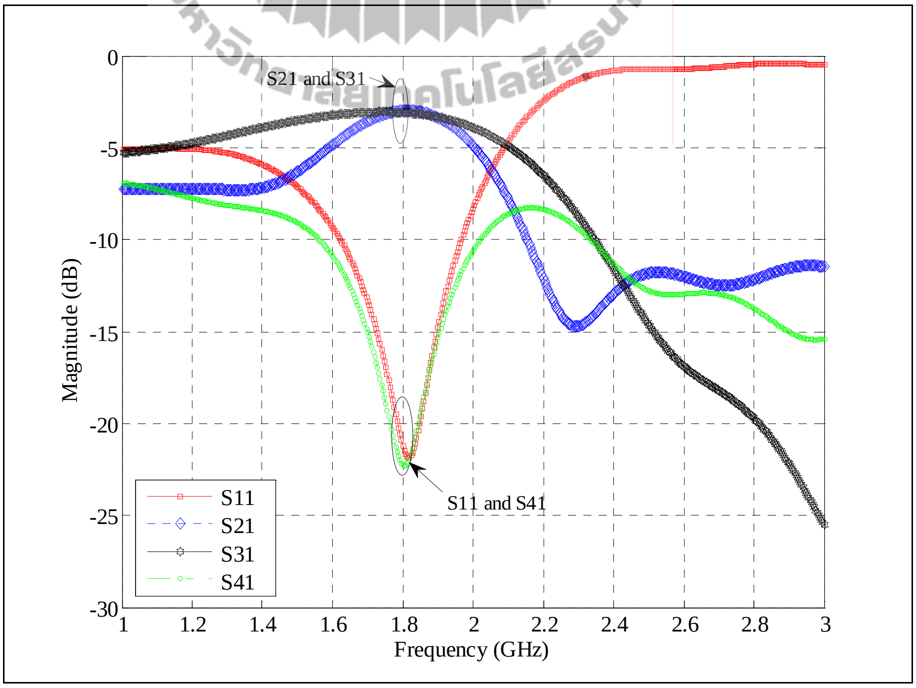
รูปที่ 4.9 ผลจำลองค่าความยาวสตับ (l_{sh}) ที่ใช้กับแต่ละความถี่ที่จะออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวลดขนาด



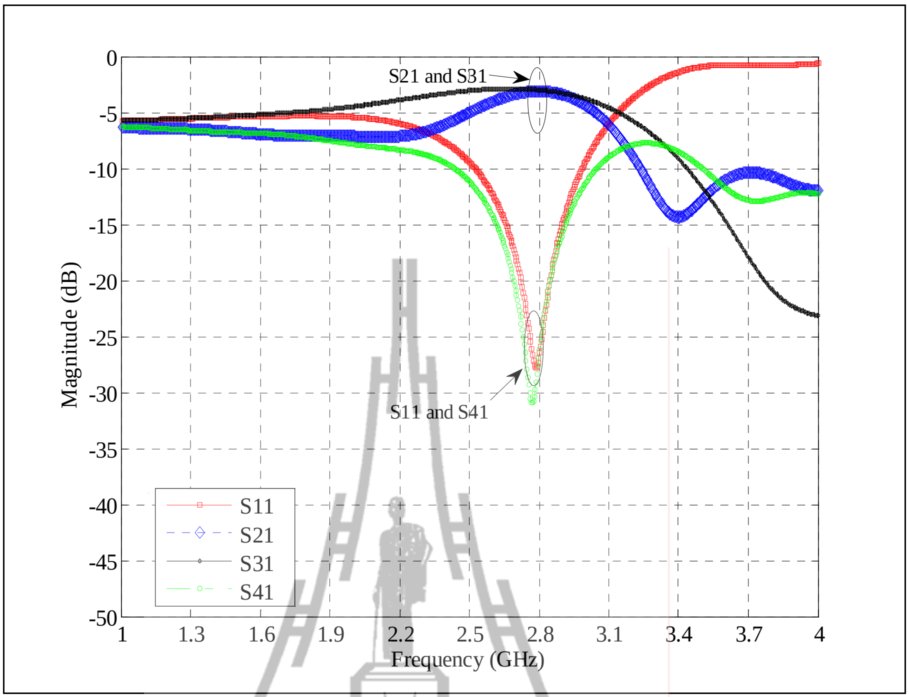
รูปที่ 4.10 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวลดขนาดของช่วงความถี่ 900 -2000 MHz



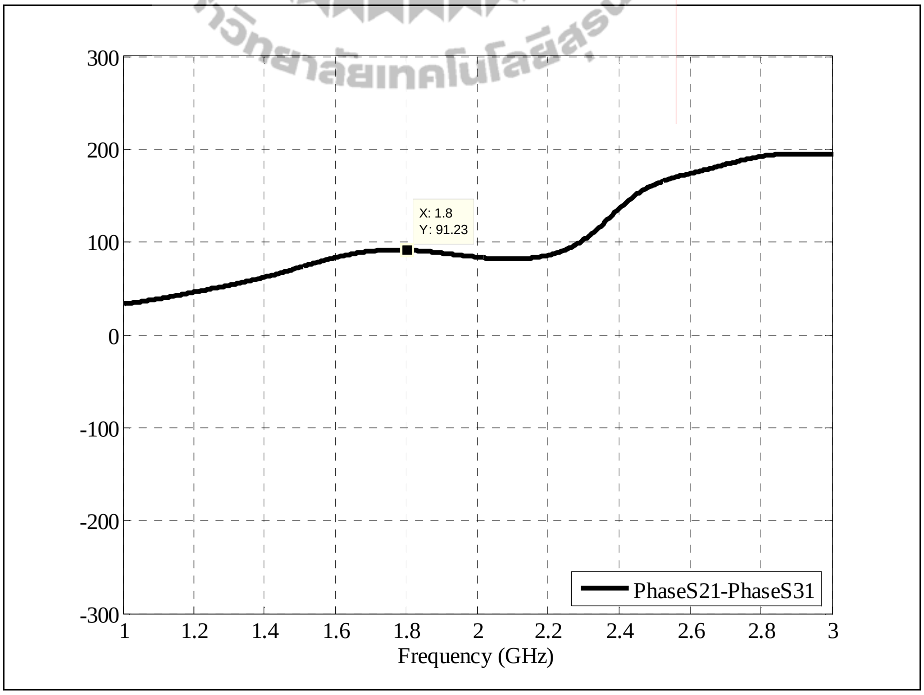
รูปที่ 4.11 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวลดขนาดของช่วงความถี่ 2100 -3000 MHz



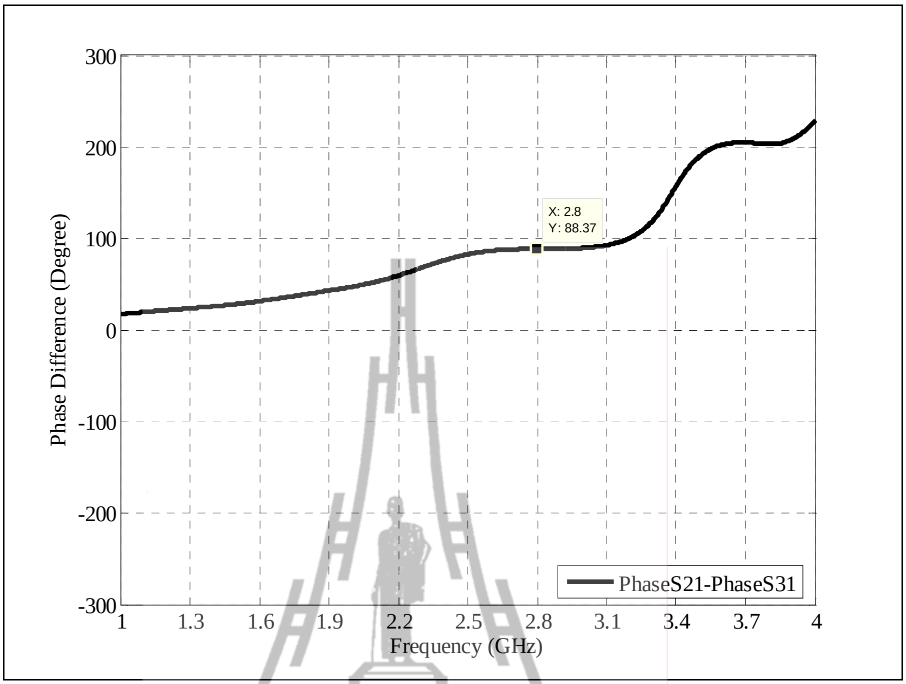
รูปที่ 4.12 ค่าเอส พารามิเตอร์ ของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบลดขนาดที่ความถี่ 1800 MHz



รูปที่ 4.13 ค่าเอส พารามิเตอร์ ของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบลดขนาดที่ความถี่ 2800 MHz



รูปที่ 4.14 ค่าความต่างเฟสของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวลดขนาดที่ความถี่ 1800 MHz



รูปที่ 4.15 ค่าความต่างเฟสของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวลดขนาดที่ความถี่ 2800 MHz

4.4 สรุป

จากที่แสดงมาทั้งในส่วนบทที่ 3 แสดงการวิเคราะห์เพื่อนำสมการมาใช้ในการออกแบบลดขนาดตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริด และบทที่ 4 นี้ก็แสดงให้เห็นประสิทธิภาพของการออกแบบและลดขนาดซึ่งมีผลใกล้เคียงกับตัวต้นแบบ อีกทั้งยังสามารถออกแบลลดขนาดได้มากกว่า 50 เปอร์เซ็นเมื่อเทียบกับขนาดของตัว ดังนั้นจึงสามารถยืนยันถึงเหตุผลที่วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอการลดขนาดโดยใช้เทคนิคการเพิ่ม 4 สตับซึ่งช่วยในเรื่องการแมตช์อิมพิแดนซ์ สมการที่ได้จากการจำลองผลเพื่อหาค่าความยาวสตับที่เหมาะสม ช่วยให้เราออกแบบช่วงความถี่อื่นที่อยู่ในข้อกำหนดได้ด้วย และเมื่อขนาดวงจรตัวคัปเปลอร์แบบไอบริดเล็กลง ส่งผลให้วงจรทางโทรคมนาคมที่มีตัวตัวคัปเปลอร์แบบไอบริดเป็นส่วนประกอบเล็กลงด้วย

บทที่ 5
การทดสอบโดยเครื่องมือวัด

5.1 กล่าวนำ

ในบทนี้เราได้สร้างตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและแบบตัวที่ลดขนาดตามที่แสดงในบทที่ 4 ที่มีการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์ มาทดสอบเปรียบเทียบผลโดยใช้เครื่องมือวัดจริง เพื่อแสดงให้เห็นว่าตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวที่ลดขนาดมีประสิทธิภาพที่เท่าเทียมกับตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบดั้งเดิม

5.2 ข้อกำหนดในการทดสอบ

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

4. วัสดุที่ใช้ในการสร้างตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและแบบตัวที่ลดขนาด คือ แผงวงจรพิมพ์แบบ FR4 ที่มีค่าคงตัวไดอิเลกตริกเท่ากับ 4.5 และมีความหนาของแผงวงจรพิมพ์เท่ากับ 1.66 mm.
5. สร้างและทดสอบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดทั้งหมด 4 ตัวคือตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบดั้งเดิมสร้างที่ความถี่ 1800 MHz และ 2800 MHz และแบบตัวที่ลดขนาดสร้างที่ความถี่ 1800 MHz และ 2800 MHz ซึ่งได้แสดงผลการการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์ตามที่แสดงในบทที่ 4
6. แสดงผลวัดโดยเปรียบเทียบค่าเอส พารามิเตอร์และค่าความต่างเฟสของตัวที่ออกแบบความถี่เดียวกันระหว่างตัวตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและแบบตัวที่ลดขนาด

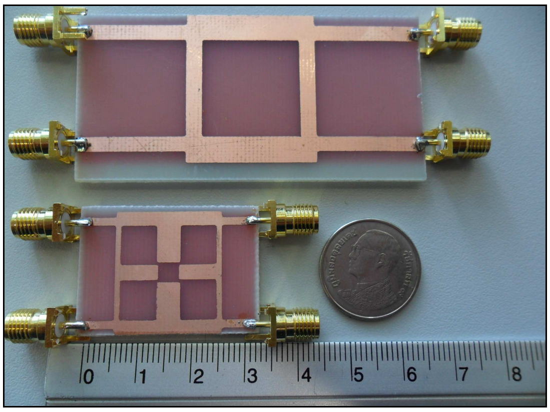
5.3 ผลการทดสอบโดยเครื่องมือวัด

ในการทดสอบได้มีการวัดทั้งหมด 2 ค่า คือ ค่าเอส พารามิเตอร์ และค่าความต่างเฟสพิจารณาค่าเช่นเดียวกับผลจำลองแบบในคอมพิวเตอร์ในบทที่ 4 โดยผลในการทดสอบจะแสดงกราฟ 2 ส่วน คือในส่วนแรกจะแสดงกราฟผลการวัดค่าเอส พารามิเตอร์และค่าความต่างเฟสของ

ตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบดั้งเดิมเปรียบเทียบกับแบบตัวที่ลดขนาดสร้างที่ความถี่ 1800 MHz ในส่วนที่สองจะแสดงกราฟผลการวัดค่าเอสพารามิเตอร์และค่าความต่างเฟสของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบดั้งเดิมเปรียบเทียบกับแบบตัวที่ลดขนาดสร้างที่ความถี่ 2800 MHz

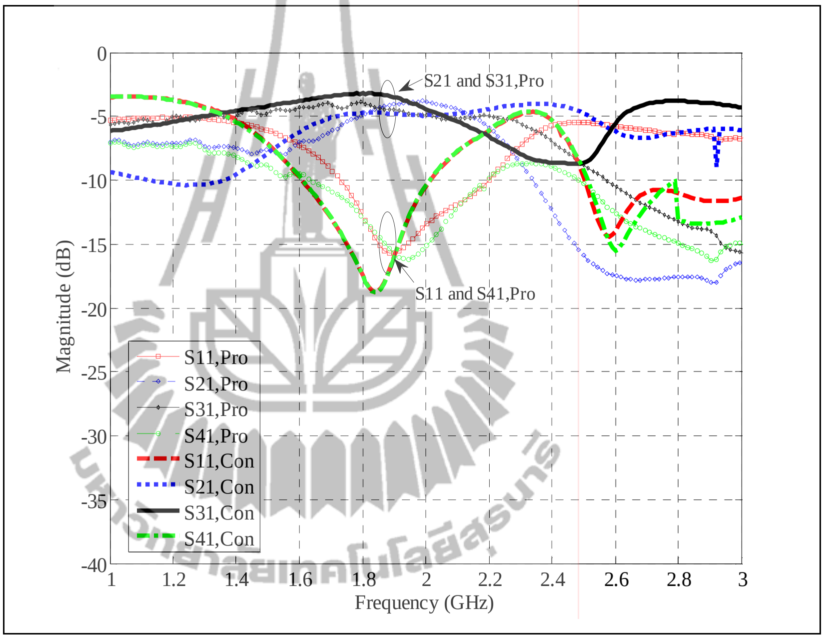
5.3.1 ผลการทดสอบเอส พารมิเตอร์และผลการทดสอบความต่างเฟสที่ 1800 MHz

ในส่วนนี้จะแสดงผลการวัดค่าเอส พารามิเตอร์ และความต่างเฟสของการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวดั้งเดิม และตัวที่ลดขนาด จากรูปที่ 5.1 แสดงการเปรียบเทียบขนาดตัวคลัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวดั้งเดิม (รูปด้านบน) และตัวที่ลดขนาด (รูปด้านล่าง) ที่ความถี่ 1800 MHz ขนาดของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวดั้งเดิม เท่ากับ 67.32 x 30.2 mm^2 และตัวที่ลดขนาดมีขนาดวงจรเท่ากับ 33.02 x 23.015 mm^2 ซึ่งมีขนาดลดลง 63% เมื่อเทียบกับขนาดของตัวดั้งเดิม จากรูปที่ 5.2 แสดงผลเปรียบเทียบการวัดค่าเอส พารามิเตอร์ของการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวดั้งเดิมและตัวที่ลดขนาดที่ความถี่ 1800 MHz สำรับผลวัดของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวดั้งเดิม มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับค่า และค่าสูญเสียเนื่องจากจากการแยกโดดเดี่ยวมีค่าต่ำกว่า -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 สำรับผลวัดของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวลดขนาด มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับค่า และค่าสูญเสียเนื่องจากจากการแยกโดดเดี่ยวมีค่าต่ำกว่า -10 dB ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ (through loss : s_{21}) มีค่า -4.58 dB ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ (coupling loss : s_{31}) มีค่า -4.80 dB มีค่าใกล้เคียงกันอยู่ในระดับที่ยอมรับได้



รูปที่ 5.1 รูปเปรียบเทียบขนาดการสร้างตัวตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและตัวที่ลดขนาดที่ความถี่ 1800 MHz

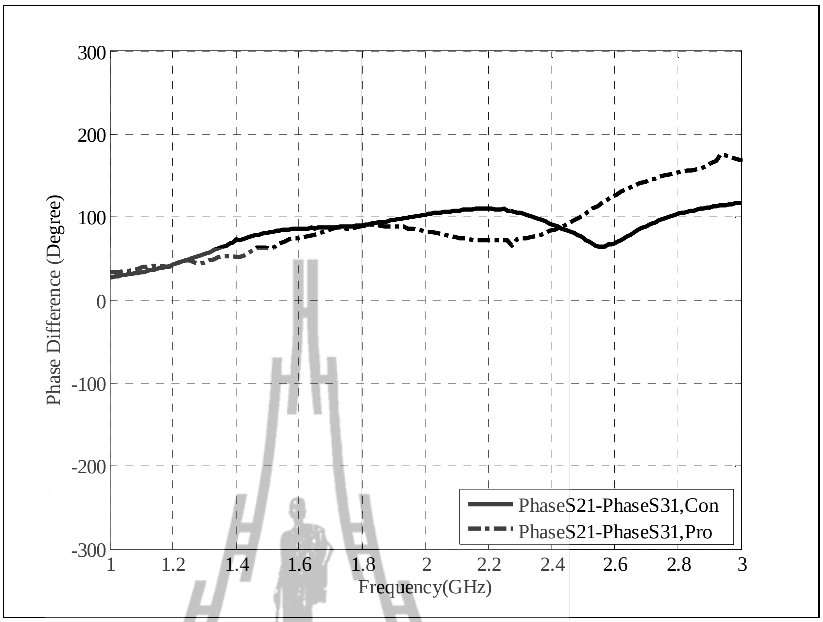
จากรูปที่ 5.3 แสดงค่าความต่างเฟส (phaseS_{21}- phaseS_{31}) ของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่ความถี่ 1800 MHz สำรับผลวัดของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวดั้งเดิม มีค่า 90.79 องศา ความคลาดเคลื่อนเฟสเท่ากับ 0.87 % ซึ่งค่าที่ได้นั้นมีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 5% สำหรับผลวัดของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวลดขนาด มีค่า 90.145 องศา ความคลาดเคลื่อนเฟสเท่ากับ 0.16 % ซึ่งค่าที่ได้นั้นมีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 5% จะเห็นได้ว่าผลวัดค่าความต่างเฟสมีค่าต่างกันเล็กน้อย ซึ่งถือว่าเป็นที่ยอมรับได้



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

5.3.2 ผลการทดสอบเอส พารมิเตอร์และผลการทดสอบความต่างเฟสที่ 2800 MHz

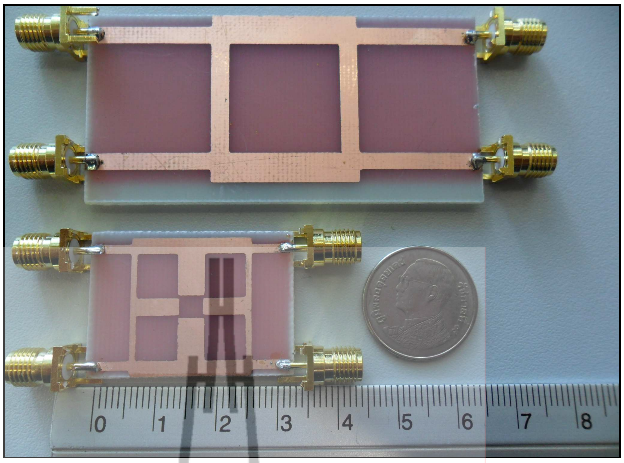
ในส่วนนี้จะแสดงผลการวัดค่าเอส พารามิเตอร์ และความต่างเฟสของการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวดั้งเดิม และตัวที่ลดขนาด จากรูปที่ 5.4 แสดงการเปรียบเทียบขนาดตัวคลัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวดั้งเดิม (รูปด้านบน) และตัวที่ลดขนาด (รูปด้านล่าง) ที่ความถี่ 2800 MHz ขนาดของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวดั้งเดิม เท่ากับ 43.29 x 22.13 mm^2 และตัวที่ลดขนาดมีขนาดวงจรเท่ากับ 22.96373 x 16.875 mm^2 ซึ่งมีขนาดลดลง 60% เมื่อเทียบกับขนาดของตัวดั้งเดิม จากรูปที่ 5.5 แสดงผลเปรียบเทียบการวัดค่าเอส พารามิเตอร์ของการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัว



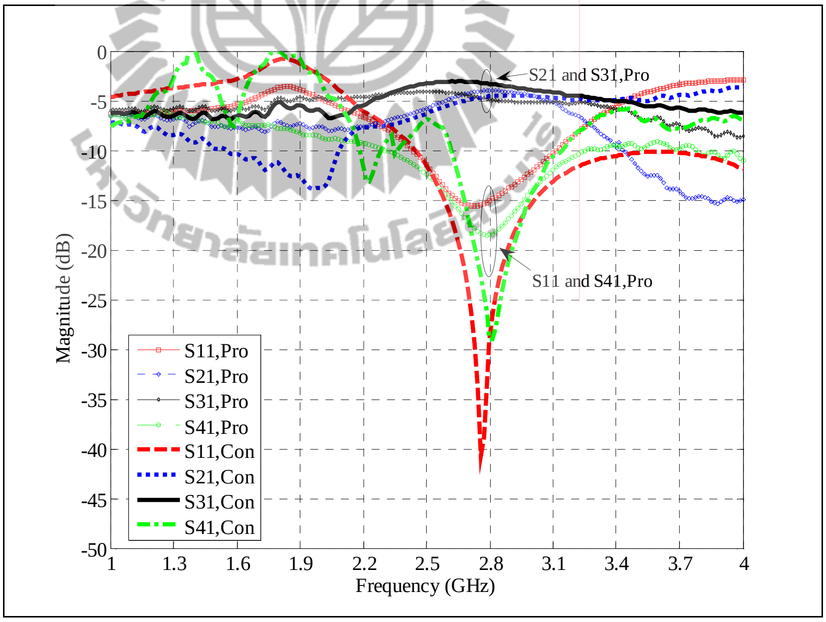
รูปที่ 5.3 การเปรียบเทียบค่าความต่างเฟสของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและตัวที่ลดขนาดที่ความถี่ 1800 MHz (Con คือตัวดั้งเดิม และ Pro คือตัวที่ลดขนาด)

ดั้งเดิมและตัวที่ลดขนาดที่ความถี่ 2800 MHz สำรับผลวัดของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวดั้งเดิม มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับค่า และค่าสูญเสียเนื่องจากจากการแยกโดดเดี่ยวมีค่าต่ำกว่า -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 สำรับผลวัดของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวลดขนาด มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับค่า และค่าสูญเสียเนื่องจากจากการแยกโดดเดี่ยวมีค่าต่ำกว่า -10 dB ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ (through loss : s_{21}) มีค่า -4.82 dB ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ (coupling loss : s_{31}) มีค่า -4.80 dB มีค่าใกล้เคียงกันอยู่ในระดับที่ยอมรับได้

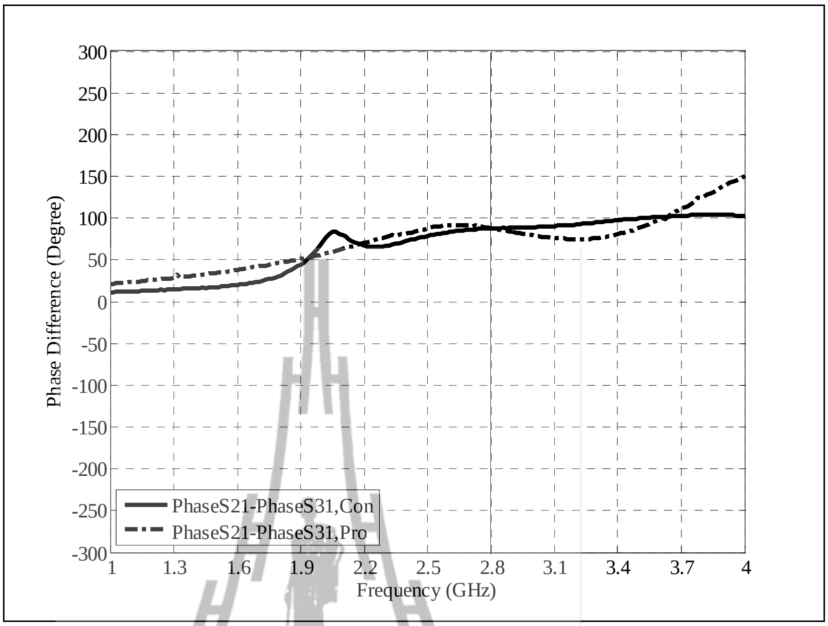
จากรูปที่ 5.6 แสดงค่าความต่างเฟส (phaseS_{21}- phaseS_{31}) ของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่ความถี่ 2800 MHz สำรับผลวัดของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวดั้งเดิม มีค่า 87.59 องศา ความคลาดเคลื่อนเฟสเท่ากับ 2.68 % ซึ่งค่าที่ได้นั้นมีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 5% สำรับผลวัดของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวลดขนาด มีค่า 87.78 องศา ความคลาดเคลื่อนเฟสเท่ากับ 2.47 % ซึ่งค่าที่ได้นั้นมีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 5% จะเห็นได้ว่าผลวัดค่าความต่างเฟสของตัวดั้งเดิมและตัวลดขนาดมีค่าใกล้เคียงกัน จะเห็นได้ว่าผลวัดค่าความต่างเฟสมีค่าต่างกันเล็กน้อย ซึ่งถือว่าเป็นที่ยอมรับได้



รูปที่ 5.4 รูปเปรียบเทียบขนาดการสร้างตัวตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแบบดั้งเดิมและตัวที่ลดขนาดที่ความถี่ 2800 MHz



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



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

5.4 สรุป

จากผลการวัดจะเห็นได้ว่าประสิทธิภาพของตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่ลดขนาด มีค่าใกล้เคียงกับผลวัดของตัวดั้งเดิม แต่จะมีค่าสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับของสัญญาณสัญญาณที่มากกว่าตัวดั้งเดิมแต่ก็ยังสมารถใช้งานได้อยู่ การลดขนาดนี้จึงต้องแลกกับประสิทธิภาพที่ลดลงไป และผลวัดมีความคลาดเคลื่อนจากการจำลองเล็กน้อย อาจเกิดจากจากอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ เนื่องจากการลดขนาดวงจรให้มีขนาดเล็กจึงมีผลทำให้การวัดขนาดทำได้ยากจึงต้องมีสายมาเชื่อมต่อในการวัดสัญญาณจึงทำให้เกิดความสูญเสียเพิ่มขึ้นมาอีกเล็กน้อย จึงก่อให้เกิดความคลาดเคลื่อนไปจากผลการจำลองในโปรแกรม แต่ผลยังมีประสิทธิภาพครอบคลุมความถี่ที่เราออกแบบ

บทที่ 6
สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปเนื้อหาของวิทยานิพนธ์

เนื่องมาจากระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ในยุคต่างๆ มีการพัฒนาเทคโนโลยีให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น เพื่อตอบสนองความต้องการด้านการรับส่งข้อมูลที่มากขึ้น แต่ยังคงมีปัญหาในเรื่องสัญญาณแทรกสอด และการลดทอนของสัญญาณที่ได้รับ โดยระบบสายอากาศเก่งสามารถช่วยเพิ่มประสิทธิภาพในการรับสัญญาณ ได้ดีขึ้น ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงมีวัตถุประสงค์ เพื่อวิเคราะห์ออกแบบและสร้างตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่มีขนาดเล็ก ซึ่งเป็นองค์ประกอบที่สำคัญของวงจรก่อรูปลำคลื่นแบบบัทเลอร์เมทริกซ์ ใช้หลักการวิเคราะห์ด้วยทฤษฎีการจำแนกโหมดคี่ และโหมดคู่ เพื่อให้ได้สมการที่ใช้ในการออกแบบตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่มีขนาดเล็กที่ครอบคลุมช่วงความถี่ของผู้ให้บริการเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทยในยุคการสื่อสารทั้ง 1G 2G 3G และรองรับ 4G ในอนาคต การได้มาซึ่งสมการที่ใช้ในการออกแบบจะส่งผลถึงการลดขนาดของอุปกรณ์ทางโทรคมนาคมหลายๆ ประเภทที่มีตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดเป็นองค์ประกอบ ให้มีขนาดกระทัดรัดใช้งานง่าย เพิ่มความสะดวกสบายในการใช้อุปกรณ์เพิ่มประสิทธิภาพในการรับสัญญาณและส่งผ่านข้อมูลต่างๆได้ดีขึ้นให้กับผู้ใช้ อีกทั้งยังช่วยลดต้นทุนในการผลิตลงด้วย จากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ได้พบว่าการลดขนาดตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดจะมีเทคนิคที่หลากหลายดังที่กล่าวไว้ในบทที่ 1 แต่แนวคิดดังกล่าวยังไม่มีหลักการวิเคราะห์เพื่อให้ได้สมการการออกแบบที่ความที่อื่นๆที่เราต้องการได้ จากการศึกษาทฤษฎีการจำแนกโหมดคู่และโหมดคี่ สามารถลดเวลาในการวิเคราะห์ทั้งวงจร ช่วยเพิ่มความง่ายในการวิเคราะห์วงจรที่มีลักษณะสมมาตร เนื่องจากสามาถแยกคิดพิจารณาครึ่งวงจร ดังนั้นเทคนิคการลดขนาดวงจรเราจึงเลือกใช้เทคนิคการเพิ่มสตับโดยการเพิ่มเข้าไป 4 สตับเข้ามาในลายวงจรเพื่อให้วงจรยังคงมีลักษณะสมมาตร ช่วยแมตซ์อิมพิแดนซ์ให้ได้ผลตอบสนองกลับมาเท่ากับตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดตัวดั้งเดิมและยังง่ายต่อการวิเคราะห์วงจรเพื่อให้ได้สมการในการออกแบบที่ความถี่อื่นๆได้ และจากผลการจำลองในบทที่ 4 และผลการวัดในบทที่ 5 ยืนยันให้เห็นถึงประสิทธิภาพของการลดขนาดตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดแล้วว่ามีประสิทธิภาพเทียบเท่ากับตัวดั้งเดิม โดยการนำเสนอการวิเคราะห์หาสมการในการลดขนาดวงจรด้วยทฤษฎีการจำแนกโหมดคู่และโหมดคี่นี้ยังสามารถนำไปเป็นแนวทางในการประยุกต์ใช้กับการวิเคราะห์อุปกรณ์อื่นๆที่มีลักษณะสมมาตรได้อีกด้วย

6.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

การลดขนาดตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดในงานวิจัยฉบับนี้มีข้อจำกัดเรื่องการลดขนาดวงจร ซึ่งได้ทำการออกแบบสมการที่ใช้ลดขนาดที่ช่วง 50-60% เมื่อเปรียบเทียบกับขนาดของตัวดั้งเดิม แต่จากการทดลองและออกแบบเราสามารถที่จะลดขนาดให้เล็กได้มากกว่านี้แต่เนื่องจากขนาดที่เล็กลงต้องแลกกับประสิทธิภาพที่สูญเสียไป และยากต่อการนำมาสร้างวัดจริง เนื่องจากวงจรที่ลดขนาดให้เล็กลงมากๆ เมื่อทำการกัดปริ้นลายบนแผ่นวงจรพิมพ์เกิดปัญหาหลายอย่างเริ่มต้นตั้งแต่การกัดลายจากการออกแบบที่ลดขนาดลง จะมีลายวงจรที่เล็ก จะทำให้ชิ้นงานที่กัดลายออกมามีลักษณะลายไม่คมชัดและมีขนาดไม่ตรงกับที่ออกแบบไว้ ส่งผลให้ผลวัดมีคลาดเคลื่อนไม่ตรงกับผลการจำลอง ส่วนปัญหาการวัดทดสอบก็พบปัญหาคือเครื่องมือที่ใช้วัดอาจจะวัดได้ไม่ตรงตามมาตรฐานเนื่องจากการปรับเทียบที่ไม่ถูกต้องสมบูรณ์ เนื่องจากมีอุปกรณ์หัว SMA ที่เชื่อมสายวัดด้านหนึ่งเริ่มมีปัญหา บางครั้งก็ทำการปรับเทียบได้ บางครั้งก็ทำไม่ได้จึงต้องเรียกไฟล์การปรับเทียบข้อมูลเที่เคยทำการปรับเทียบไว้เรียกขึ้นมาใช้งานในการวัดทดสอบ จึงทำให้ผลการปรับเทียบอาจไม่ถูกต้อง ส่งผลให้ผลวัดมีคลาดเคลื่อนไม่ตรงกับผลการจำลอง และสุดท้ายสายวัดที่ใช้ในการทดสอบ เนื่องจากวงจรมีขนาดเล็กจึงไม่สามารถเชื่อมต่อสายจากเครื่องวัดสัญญาณได้โดยตรง เพราะเมื่อวัดสองพอร์ตที่ติดกัน หัว SMA ของสายจากเครื่องวัดไม่สามารถเชื่อมต่อกับชิ้นงานของงานวิจัยนี้ได้ เนื่องจากมีระยะห่างที่แคบ จึงต้องใช้สาย RG316 ที่มีขนาดสั้นมาเชื่อมต่ออีกที ซึ่งสายจะมีลักษณะอ่อน ดังนั้นหากไม่ระวัง การต่อสายวัด เข้ากับหัว SMA ที่ชิ้นงานเรา อาจเกิดความเสียหายได้ เช่น ตะกั่วที่บัดกรีหลุด หรือแผ่นวงจรพิมพ์หลุดบริเวณที่บัดกรี อาจเกิดได้ทั้งสายนำสัญญาณและกราวด์ด้านล่าง หรืออาจทำให้หัว SMA หัก เป็นต้น การเชื่อมต่ออุปกรณ์ขณะวัด ถ้าเชื่อมต่อไม่แน่นก็ส่งผลต่อผลวัดให้เกิดความคลาดเคลื่อนไม่ตรงกับผลจำลองแบบเช่นกัน การออกแบบและสร้างให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุดจึงขึ้นอยู่กับความชำนาญของแต่ละบุคคล ดังนั้นเราจึงเลือกที่จะกำหนดการลดขนาดให้ลดลงครึ่งหนึ่ง ของขนาดตัวดั้งเดิม เพื่อง่ายต่อการสร้างวัด ซึ่งยังคงผลตอบสนองที่สามารถนำไปใช้งานได้จริง

6.3 แนวทางพัฒนาในอนาคตอนาคต

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์ ออกแบบและสร้างตัวคัปเปลอร์แบบไฮบริดที่มีขนาดเล็ก โดยนำเสนอวิธีการเพิ่มสตับ สำหรับผู้อ่านที่สนใจในการลดขนาดวงจร งานวิจัยต่อไปในอนาคตอาจจะเป็นการการออกแบบการการลดขนาดด้วยวิธีอื่นๆ เช่น การออกแบบโดยใช้วัสดุหลายชั้นโดยมีการเจาะช่องร่วมระหว่างชั้น การลดความยาวทางกายภาพและเพิ่มกระจายตัวเก็บประจุเข้าไปในลายวงจร เพื่อลดขนาดวงจรให้เล็กลงและง่ายต่อการสร้างวัด เพื่อให้ได้ผลตอบสนอง

ยังคงสามารถนำไปใช้งานได้จริง เทคนิคต่างๆเหล่านี้ สามารถศึกษาได้จากงานวิจัยในรายการอ้างอิง

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

เอกสารอ้างอิง

สิทธิชัย โภไคยอุดม,พีรศักดิ์ วรสุนทโรสถและ โตะมิโอะ 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 (2002). **RFand 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 4th 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.

ภาคผนวก ก

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์ในระหว่างศึกษา

รายชื่อบทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

Aranya Kaewkrad, Peerapong Uthansakul and Monthippa Uthansakul (2011). **Compact Wideband Quadrature hybrid for 3G/LTE Technology.** 2011 International Conference on Communication Engineering and Networks IPCSIT vol.19, pp. 74-80, November 2011, Hongkong.

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

2011 International Conference on Communication Engineering and Networks
IPCSIT vol.19 (2011) © (2011) IACSIT Press, Singapore

Compact Wideband Quadrature hybrid for 3G/LTE Technology

Aranya Kaewkrad, Peerapong Uthansakul and Monthippa Uthansakul

School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, Thailand

m5340675@g.sut.ac.th,uthansakul@sut.ac.th,mtp@sut.ac.th

Abstract. This paper proposes a new design for wideband quadrature hybrid with four stubs printed on the inner area of coupler for size reduction. To make easy of reduction a four stub consisting of high- and low impedance section, we present parameters to minimize its physical size (line width and line length). Its structure is relatively simple as it can be fabricated on a single layer printed-circuit board. Also, size reduction of the hybrid is one of the aims for the proposed design. As a result, its size can be reduced up to 55.5% comparative to the conventional one. The prototype of proposed hybrid is constructed in order to demonstrate its true performance. The prototype is designed for 3G and LTE applications covering frequencies from 1.92 to 2.17 GHz. From the obtained results, we have a good agreement between simulation and measurement.

Keywords : Branch-line hybrid; quadrature hybrid; compact planar circuit; 3G/LTE; miniaturized hybrid

1. Introduction

At present, evolution on mobile wireless communication systems has been developed rapidly. The developments have been made to adapt the systems from analog to digital transmissions, and/or operating from narrow to wideband frequency range. Standard technology of each generation and related applications have been adopted and thus further developed. For example, the 3rd Generation (3G) for mobile communications has been developed from 2.5G in order to support higher data transfer rate. However, technologies supporting 3G may not be adequate to accommodate highly advanced applications. The 4th Generation (4G) of mobile communications mentioned along with Long Term Evolution (LTE) was developed by 3GPP being one candidate for 4G standard [1]. So far, beamforming technique has gained lots of attention from researchers around the world as it is able to improve the performance of wireless communication systems. The key of success for beam formation is the beamforming network. The key element of famous beamforming network e.g. Butler matrix is a quadrature hybrid [2]-[4]. According to this, miniaturization of quadrature hybrid is an attractive topic nowadays as this results in compact beamforming network. From literatures [5], a slot-coupled muti-section quadrature hybrid for UWB applications has been proposed. However, this has to be fabricated on multilayer printed-circuit board. In addition, the work presented in [6] has proposed a method to reduce the size of branch-line coupler using eight two-step stubs. As a result, the overall size can be reduced up to 25%. Also, the authors of the work presented in [7] have proposed a compact branch-line and rat-race coupler which can be fabricated on a standard printed-circuit board. The size reduction can be achieved using artificial transmission line where its physical length is shorter than a transmission line with the same electrical length. As a result, area reduction can be obtained up to 36.8% for the branch-line coupler. Another approach using monolithic-microwave integrated-circuit (MMIC) techniques has been proposed to reduce the size of branch-line coupler up to 55.2% [8]. Furthermore, the works presented in [9] and [10] have presented the reduction of quadrature hybrid with distributed capacitors printed on the inner area of coupler. This can reduce overall size of hybrid up to 62%

and 70%, respectively. However as seen in its structure, the gap between the line in the coupler is too close. This causes an extreme difficulty in fabrication.

Therefore, this paper proposes a compact wideband quadrature hybrid. The proposed structure is simple as it can be fabricated on a single layer printed-circuit board. This hybrid is designed to cover the frequency band for 3G and LTE applications. Also, the proposed design provides size reduction up to 55.5% compared with the conventional one.

The remainder of paper is organized as follows. Section II describes the design of proposed quadrature hybrid. Its size and dimension are designed for 3G and LTE technologies covering frequencies from 1.92 to 2.69 GHz. After presenting its structure, the simulation results are shown to indicate its performance in section III. Section IV presents the full prototype of proposed quadrature hybrid followed by the measurement results to confirm the true performance of the proposed prototype. Finally, Section V concludes the paper.

2. Design of proposed Wideband Quadrature Hybrid

Fig.1 shows geometry of a quadrature (90°) hybrid coupler is a 4-port device, otherwise known as the quadrature coupler or branch-line hybrid is 3-dB directional coupler with a 90° phase difference in the outputs of the through and coupled arms. It has dimensions of a quarter-wave length by quarter-wavelength at the center frequency. This is usually fabricated on simple printed-circuit board. So

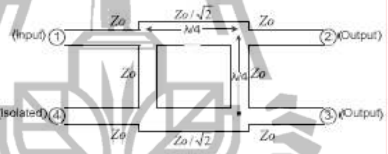


Figure1. Geometry of a quadrature (90) hybrid coupler.

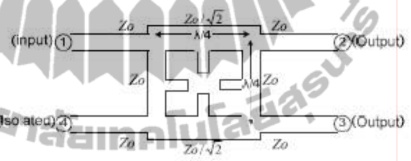


Figure2. Geometry of propose quadrature hybrid.

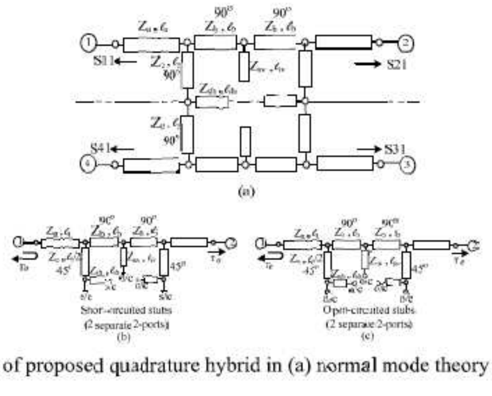


Figure3. Schematic diagrams of proposed quadrature hybrid in (a) normal mode theory (b) Odd mode (c) Even mode.

$$[S]=\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \quad (10)$$

Where

$$S_{11}=S_{22}=S_{33}=S_{44}=\frac{1}{2}\Gamma_e+\frac{1}{2}\Gamma_o$$
$$=\frac{1}{4}\left[\frac{1}{A_e}\left(\frac{B_e/Zo-C_eZo}{B_e/Zo+C_eZo}\right)\right]+\frac{1}{4}\left[\frac{1}{A_o}\left(\frac{B_o/Zo-C_oZo}{B_o/Zo+C_oZo}\right)\right] \quad (2\text{-a})$$

$$S_{21}=S_{12}=S_{43}=S_{34}=\frac{1}{2}T_e+\frac{1}{2}T_o$$
$$=\frac{1}{2}\left[\frac{1}{A_e}\left(\frac{1}{B_e/Zo+C_eZo}\right)\right]+\frac{1}{4}\left[\frac{1}{A_o}\left(\frac{1}{B_o/Zo+C_oZo}\right)\right] \quad (2\text{-b})$$

$$S_{31}=S_{13}=S_{42}=S_{24}=\frac{1}{2}T_e-\frac{1}{2}T_o$$
$$=\frac{1}{2}\left[\frac{1}{A_e}\left(\frac{1}{B_e/Zo+C_eZo}\right)\right]-\frac{1}{4}\left[\frac{1}{A_o}\left(\frac{1}{B_o/Zo+C_oZo}\right)\right] \quad (2\text{-c})$$

$$S_{41}=S_{14}=S_{32}=S_{23}=\frac{1}{2}\Gamma_e-\frac{1}{2}\Gamma_o$$
$$=\frac{1}{4}\left[\frac{1}{A_e}\left(\frac{B_e/Zo-C_eZo}{B_e/Zo+C_eZo}\right)\right]-\frac{1}{4}\left[\frac{1}{A_o}\left(\frac{B_o/Zo-C_oZo}{B_o/Zo+C_oZo}\right)\right] \quad (2\text{-d})$$

far, a conventional quadrature hybrid works very well for single frequency or within a limited frequency band. For this paper, an extension is made in order to be able to operate in wide frequency band.

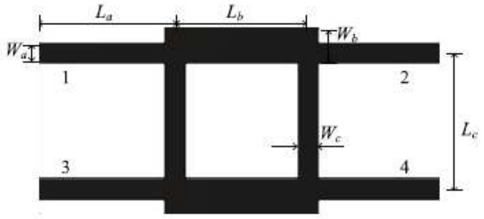
As seen in Fig. 2, the modification is made by adding four stubs into the inner of hybrid. To find an analytic solution, the structure is decomposed into the superposition of odd/even mode excitation [11] and [12], as shown Fig. 3. As the circuit is linear, the actual response can be obtained from the sum of the responses to the even and odd mode excitations.

The scattering matrix of the quadrature hybrid is shown in (1) and (2). Where $\Gamma_{e,o}$ and $T_{e,o}$ are reflection and transmission coefficients in even and odd modes for the two-port network analysis shown in Fig. 3.

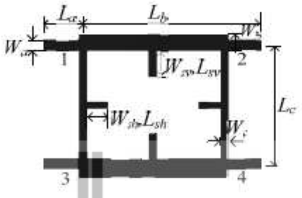
Using solution from even-odd mode analysis, we can minimize hybrid length (l) and width (w) within a designated frequency band. The optimum solution for length and width of the hybrid can be found by own developed programming in MATLAB. As being the aim of this paper, the hybrid is designed to cover frequency band from 1.92 to 2.69 GHz. The layout of quadrature hybrid for the proposed and conventional ones is shown in Fig. 4. The obtained size and dimension of the proposed hybrid is presented in Table I. To confirm the success of miniaturization, the comparison to the conventional one center frequency operating at 2.3 GHz is shown. Please note that parameters shown in Table I are referred from the ones presented in Fig. 4. After calculating their overall size, we can reduce size of convention quadrature hybrid up to 55.5%. Moreover, the proposed one can operate in wide frequency range. Next, the simulation and measurement results are shown to confirm the performance of proposed quadrature hybrid.

3. Simulation Results

To see the performance of the proposed design, the return and insertion losses are evaluated using CST microwave studio. In the simulation, a dielectric substrate having dielectric constant of 4.5 and thickness of 1.6 mm is



(a)



(b)

Figure4. Layout of the quadrature hybrid (a) conventional one (b) proposed one.

TABLE I. DIMENSIONS OF THE PROPOSED QUADRATURE HYBRID

Parameters	Dimension (mm)
W_a	1.555
W_b	2.675
W_c	1.055
W_{sh}	1
W_{sv}	1
l_a	5.5275
l_b	20.155
l_c	18.415
l_{sh}	3
l_{sv}	4

utilized. Also, the comparison with conventional one at 2.3 GHz is presented.

Fig. 5 shows the simulated S-parameters of the proposed quadrature hybrid comparing with the conventional one. As we can see, the results obtained from the proposed and conventional ones have a good agreement. For insertion loss (S_{21} and S_{41}) we obtain approximately 3.33-3.24 dB throughout the designated band from 1.92 to 2.69 GHz. Also, it provides the return loss and isolation (S_{11} and S_{31}) better than -10 dB throughout the designated band. One important parameter to maintain the characteristic of

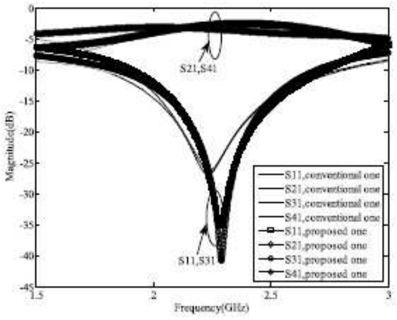


Figure5. Simulated S-parameters in amplitude of conventional and proposed quadrature hybrid.

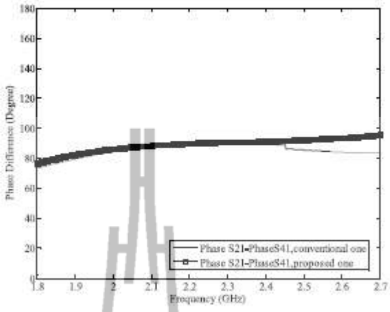


Figure6. Simulated phase difference between through and coupled ports of conventional and proposed quadrature hybrid.

TABLE II. SUMMARY OF PERFORMANCE FOR THE PROPOSED QUADRATURE HYBRID AT CENTER FREQUENCY

Design Methods	Specifications				
	Area (mm^2)	*Reduction size*	*Return loss (dB)*	*90° Phase error*	
				Sim.	*Meas.*
Conventional	1556.2	-	-	0.09	-
Proposed	693.2	55.5%	-20.45	0.09	0.1

quadrature hybrid is phase difference between through and coupled ports (S_{21} and S_{41}), which is given at 90°. From the simulation presented in Fig. 6, we obtain the approximate error in phase difference within ±2.38° from frequencies 1.92 to 2.69 GHz

Next, the prototype of wideband quadrature hybrid proposed in this paper is constructed and tested to validate the design.

4. Prototype

Fig. 7 shows the photograph of the prototype of proposed wideband quadrature hybrid. As we can see, its structure is relatively simple as it can be fabricated on a single layer printed-circuit board. This prototype is fabricated on printed-circuit board having dielectric constant of 4.5 and dielectric thickness of 1.6 mm. Please note that, size and dimensions of the prototype can be found in Table I.

The comparison of S-parameters of the proposed design obtained from simulation and measurement is shown in Fig.8. The measurement was performed using Network Analyzer over the frequencies from 1.9 to 2.7 GHz. As we can see, the measured results have a good agreement with the simulated one. We obtain the return loss and isolation better than -10 dB throughout the designated band from 1.9 to 2.7 GHz. Also, this figure shows that the prototype provides its insertion loss in through port and coupled port of approximately 3.94 to 3.92 dB, respectively.

Fig. 9 presents phase difference between through and coupled ports of the prototype obtained from measurement and simulation. From the figure, we obtain a good agreement between measurement and simulation in term of phase difference. It also reveals that we obtain the approximate error in phase difference less than ±2.85° from frequencies 1.9 to 2.7 GHz.

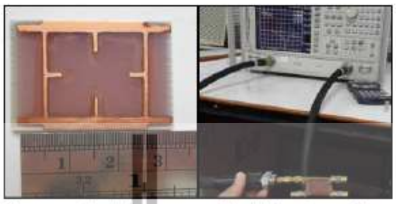


Figure7. Photograph of the proposed wideband quadrature hybrid

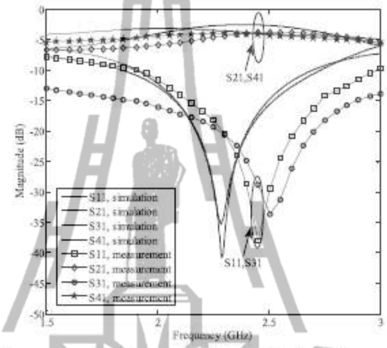


Figure8. Simulated and measured S-Parameter in amplitude of the proposed quadrature hybrid.

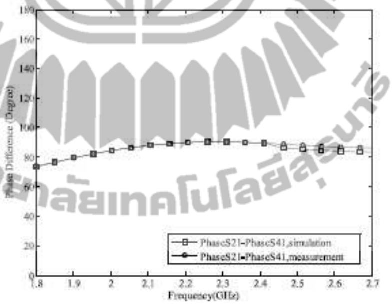


Figure9. Simulated and measured phase difference between through and coupled ports of the proposed quadrature hybrid.

5. Conclusion

This paper has proposed a compact quadrature hybrid which can operate in wide frequency band. The designated band covers frequencies from 1.92 to 2.69 GHz covering 3G and LTE applications. The proposed design was initiated in computer simulation. Then, the prototype of proposed quadrature hybrid is constructed and tested to confirm its true performance. The structure of proposed quadrature hybrid is relatively simple as it can be fabricated on single layer PCB. Both simulation and measurement results confirm that the proposed design works very well over designated frequency band. Also, the final design corresponds to 55.5% size reduction compared to the conventional one with similar performance. This reduction is considerably beneficial as the quadrature hybrid is one important component of various wireless communication systems. Table II summarizes the performance and occupied area for both the proposed circuit and the conventional one at a center frequency of 2.3 GHz.

6. Acknowledgment

The authors acknowledge the financial support from Suranaree University of Technology, Thailand.

7. References

[1] Farooq Khan, "LTE for 4G Mobile Broadband Air Interface Technologies and Performance" Cambridge University Press 2009.

[2] Suk Jeong and Tae Wook Kim, "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.

[3] Chao-Wei Wang, Student Member, "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.

[4] Hsiung Tseng, Chih-Jung Chen, and Tah-Hsiung Chu, "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.

[5] A. Moscoso-Mártir, J. G. Wangüemert-Pérez, I. 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.

[6] I.Sakagami, M.Haga and T.Munehiro, "Reduced branch-line coupler using eight two-step stubs," IEEE Proc-Microw, Antennas Propag. Vol.164, No.6, pp. 455-460, December 1999.

[7] 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.

[8] Y-H.Chun, "Compact Wide-Band Branch-Line Hybrids," IEEE Ttrans. Microw. Theory Tech, vol. 54, no. 2, pp. 704-709, February 2006.

[9] S.-C Jung, R. Negra, and F. M. Ghannouchi,"A design methodology for miniaturized 3-dB branch-line hybrid couplers using distributed capacitors printed in the inner area," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 56, no. 12, Dec. 2008, pp. 2950-2953.

[10] K.-Y Tsai, H.-S Yang, J.-H Chen and Y.-J Emery Chen, "A Miniaturized branch-line coupler using finger-shape distributed capacitors," Proceedings of Asia-Pacific Microwave conference 2010.

[11] POZAR D M. "Microwave Engineering." (Jhon Wiley & Sons, 1998, 2nd edn.), ch.4.3, 4.4, 7.5.

[12] "Wilkinson Divider Even and Odd Mode Analysis." pp.1-14.

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ประวัติผู้เขียน

นางสาวอรัญญา แก้วกรัด เกิดเมื่อวันที่ 7 มกราคมคม พ.ศ. 2531 ที่ จังหวัดอ่างทอง สำเร็จการศึกษาระดับประถมศึกษาปีที่ 1- 6 จากโรงเรียนวัดหนองยาง และระดับมัธยมศึกษาปีที่ 1-6 แผนกวิทยาศาสตร์-คณิตศาสตร์ จากโรงเรียนสตรีอ่างทอง จังหวัดอ่างทอง จากนั้นได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาตรี สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ (สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม) ที่มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี และสำเร็จการศึกษาปี พ.ศ.2553

ปี พ.ศ.2553ได้มีความสนใจที่จะศึกษาต่อในระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตร์มหาบัณฑิต จึงได้สมัครเข้าศึกษาในสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี โดยขณะศึกษาได้รับทุนสนับสนุนจำนวน 2 ทุนได้แก่ ทุนศักยภาพ จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี และทุนจากอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

ผลงานวิจัย: ได้เสนอบทความเรื่อง "Compact Wideband Quadrature hybrid for 3G/LTE Technology" ในการประชุมวิชาการ International Conference on Communication Engineering and Networks (IPCSIT 2011), Hongkong.

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี