

การออกแบบสายอากาศสวิตช์ดรัมสำหรับเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี  
ปีการศึกษา 2554

**DESIGN OF SWITCHED BEAM ANTENNAS FOR 4G  
MOBILE NETWORKS**



**Paleerat Wongchampa**

**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**

## การออกแบบสายอากาศสวิตช์ลำคลื่นสำหรับเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นักวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา  
ตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

---

(ผศ. ดร. ชุตินา พรหมมาก)

ประธานกรรมการ

---

(ผศ. ดร. มนต์ทิพย์ภา อุฑารสกุล)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

---

(ผศ. ดร. ปิยาภรณ์ กระจงนอก)

กรรมการ

---

(ศ. ดร. ชูกิจ ลิมปิจำนงค์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ

---

(รศ. ร.อ. ดร. กนต์ธร ชำนิประศาสน์)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

ปาลีรัตน์ วงจำปา : การออกแบบสายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นสำหรับเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่  
(DESIGN OF SWITCHED BEAM ANTENNAS FOR 4G MOBILE NETWORKS)  
อาจารย์ที่ปรึกษา : ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.มนต์ทิพย์ภา อุฑารสกุล, 131 หน้า.

ในปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายเคลื่อนที่ได้พัฒนาอย่างรวดเร็วจนก้าวมาถึงยุคที่สี่ ซึ่งเป็นการพัฒนาการสื่อสารข้อมูลด้วยความเร็วสูงและยังคงประสิทธิภาพการส่งข้อมูลในระดับที่น่าพอใจไม่ว่าจะอยู่ใกล้สถานีฐานหรือบริเวณขอบเขต อย่างไรก็ตามปัญหาที่ยังคงมีอยู่ตั้งแต่ยุคที่สองจนถึงยุคที่สามคือ ปัญหาเรื่องสัญญาณแทรกสอดจากช่องสัญญาณเดียวกันหรือสัญญาณแทรกสอดระหว่างเซลล์ (Inter-Cell Interference : ICI) เทคโนโลยีแอลทีอี (Long Term Evolution : LTE) เป็นเป้าหมายหนึ่งที่จะเข้ามามีบทบาทในเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่ โดยแอลทีอีนั้นมีเทคนิคหนึ่งเพื่อบรรเทาปัญหาสัญญาณแทรกสอดระหว่างเซลล์ ได้แก่ การนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำ (Fractional Frequency Reuse : FFR) ซึ่งเป็นวิธีการแบ่งทรัพยากรความถี่ออกเป็นส่วนๆและนำทรัพยากรความถี่เหล่านั้นมาใช้ซ้ำ ซึ่งเป็นการใช้ทรัพยากรให้มีประสิทธิภาพสูงสุดและเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำแบบซอฟต์แวร์ ก็เป็นเทคนิคหนึ่งที่พัฒนามาจากเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำ ซึ่งมีการกำหนดกำลังงานในการส่งจากสถานีฐานไปยังผู้ใช้งานให้มีระดับแตกต่างกัน แม้ว่าระบบแอลทีอีจะมีเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำแบบซอฟต์แวร์ เพื่อลดปัญหาสัญญาณแทรกสอดระหว่างเซลล์ แต่ก็ยังไม่มีประสิทธิภาพในการส่งข้อมูลที่สูงสุด ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงศึกษาและเสนอแนวคิดในการออกแบบระบบสายอากาศกึ่งแบบสวิตซ์ลำคลื่นเพื่อใช้งานในเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่ร่วมกับเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำในแบบต่างๆ เพื่อให้ระบบมีประสิทธิภาพในการส่งและรับที่ดีขึ้น ซึ่งได้วิเคราะห์หาจำนวนสายอากาศและจำนวนลำคลื่นที่เหมาะสมสำหรับระบบเซลล์ลูลาร์ และได้ออกแบบเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นขึ้นมาใหม่ จากนั้นจึงนำไปสร้างและวัดทดสอบเพื่อให้สามารถใช้งานได้จริง



PALEERAT WONGCHAMPA : DESIGN OF SWITCHED BEAM  
ANTENNAS FOR 4G MOBILE NETWORKS. THESIS ADVISOR :  
ASST. PROF. MONTHIPPA UTHANSAKUL, Ph.D., 131 PP.

#### SWITCHED BEAM ANTENNA/BEAMFORMING NETWORK/LTE

Nowadays, the mobile wireless communication technology has developed rapidly and reached to the Fourth Generation (4G) of mobile wireless communications. The 4G has been developed for high-speed and efficient data transmission covering the area of cell center and cell edge. However, the problem of Inter-Cell Interference (ICI) remains since the 2G to 3G. Therefore, Long Term Evolution (LTE) technology is envisaged to play vital role in 4G mobile communications. In LTE systems, Fractional frequency reuse (FFR) technique has been proposed to tackle the problem of ICI. This technique offers separating of frequency spectrum resource into sector and reuses such frequency spectrum resource in different areas. This method also provides maximum utilization of frequency spectrum resource. Soft FFR technique has been developed from FFR technique. This technique allocates different signal power in different area in order to reduce interference single in the area of cell edge. However, the FFR technique cannot completely mitigate the ICI problem. Therefore, this thesis studies and proposes a new design of switched beam antennas in cooperation with FFR technique to efficiently reduce the effect of ICI, thus the system quality can be improved. In this thesis the optimum numbers of antenna elements and beams for cellular systems are

analyzed. Also, the new beamforming network is designed. The prototype is constructed and also tested to evaluate its real performance.



School of Telecommunication Engineering Student's Signature \_\_\_\_\_

Academic Year 2011

Advisor's Signature \_\_\_\_\_

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างดียิ่ง ทั้งด้านวิชาการ และด้านดำเนินงานวิจัย จากบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.มนต์ทิพย์ภา อุฑารสกุล อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้โอกาสทางการศึกษา ให้คำแนะนำปรึกษา ช่วยแก้ปัญหา และให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด รวมทั้งช่วยตรวจทาน และแก้ไขวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนเสร็จสมบูรณ์

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พีระพงษ์ อุฑารสกุล หัวหน้าสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมที่คอยแนะนำช่วยเหลือให้คำปรึกษาอย่างดีมาโดยตลอด รองศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ วงศ์สรณ์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ ทองทา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วิภาวี หัตถกรรม ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ชุติมา พรหมมาก ผู้ช่วยศาสตราจารย์ เรืออากาศเอก ดร.ประโยชน์ คำสวัสดิ์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ปิยาภรณ์ กระจงนอก และ อาจารย์ ดร.สมศักดิ์ วาณิชอนันต์ชัย อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้ความรู้ด้านวิชาการ และให้โอกาสในการศึกษา

ขอขอบคุณ สถาบันวิจัยและพัฒนาอุตสาหกรรมโทรคมนาคม (TRIDI) ที่ให้การสนับสนุนทุนการศึกษาตลอดระยะเวลาการศึกษาในระดับปริญญาโท

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ด้านต่าง ๆ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน และขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา รวมถึงญาติพี่น้องของผู้วิจัยทุกท่านที่ให้การอบรมเลี้ยงดูและให้การสนับสนุนทางการศึกษาโดยเป็นอย่างดีมาโดยตลอด ทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิตเรื่อยมา สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้กับบิดา มารดาและญาติพี่น้องซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ผู้สอนที่เคารพทุกท่านที่ได้ถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ผู้วิจัยทั้งในอดีตและปัจจุบันจนสำเร็จการศึกษาไปด้วยดี

ปาลีรัตน์ วงจำปา

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	ค่ามุมเฟสที่ต่างกันเมื่อผ่านเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบบัพเลอรั่มทริกซ์.....27
2.2	ค่าการเลื่อนมุมเฟสของสายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้น ของเครือข่ายก่อรูปลำคลื่น 5×3.....28
3.1	พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองแบบในกรณีที่ใช้เทคนิคการนำความถี่บางส่วน มาใช้ซ้ำในรูปแบบต่างๆ.....35
3.2	พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองแบบในกรณีที่ใช้เทคนิคการก่อรูปลำคลื่นร่วมเทคนิค การนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำในรูปแบบต่างๆ.....36
3.3	ตารางแจกแจงอัตราการเพิ่มขึ้นของค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณ แทรกสอดรวมกับสัญญาณรบกวน.....39
3.4	ค่าความจุของช่องสัญญาณ.....41
3.5	ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองเพื่อหาค่าจำนวนลำคลื่นที่เหมาะสมในระบบ.....42
3.6	พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองเพื่อหาจำนวนของสายอากาศที่เหมาะสม.....43
4.1	ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการวัดจริงของเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ 5×3.....83
4.2	ค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักที่วัดได้ของสายอากาศสวิตช์ลำคลื่นที่ใช้ เครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ 5×3.....84
5.1	ผลการทดสอบอุปกรณ์ต้นแบบได้ค่าการเลื่อนมุมเฟสและทิศทางของลำคลื่น.....86
5.2	ค่าความจุของช่องสัญญาณทั้ง 3 กรณี.....90

## สารบัญรูป

รูปที่		หน้า
2.1	วิวัฒนาการของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์.....	8
2.2	การแทรกสอดสัญญาณระหว่างเซลล์.....	10
2.3	เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำ.....	11
2.4	เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำแบบซอฟต์แวร์.....	12
2.5	สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้นจำนวน $N \times 1$ ต้น.....	14
2.6	สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบจำนวน $2 \times 2$ .....	17
2.7	ระบบสายอากาศเก่ง.....	19
2.8	ระบบสายอากาศเก่งเมื่อมีสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดมาตกกระทบ.....	21
2.9	โครงสร้างพื้นฐานของระบบสายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่น.....	23
2.10	โครงสร้างของสายอากาศเก่งแบบปรับตัว.....	25
2.11	องค์ประกอบของเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบบัทเลอร์เมทริกซ์.....	26
2.12	เครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ $5 \times 3$ .....	27
2.13	ความต่างเฟสของแต่ละต้นของสายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้น.....	28
2.14	โครงสร้างของเครือข่ายก่อรูปลำคลื่น $5 \times 3$ .....	29
3.1	แบบจำลองการเกิดการแทรกสอดสัญญาณระหว่างเซลล์.....	32
3.2	รูปแบบเครือข่ายแบบรังผึ้ง.....	32
3.3	แบบจำลองการใช้งานความถี่ซ้ำในรูปแบบต่างๆ.....	33
3.4	กราฟแสดงค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดรวมกับสัญญาณรบกวนเทียบกับค่าฟังก์ชันการแจกแจงความหนาแน่นของความน่าจะเป็นในกรณีที่ใช้เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำในรูปแบบต่างๆ.....	35
3.5	กราฟแสดงค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดรวมกับสัญญาณรบกวนเทียบกับค่าฟังก์ชันการแจกแจงความหนาแน่นของความน่าจะเป็นในกรณีที่ใช้เทคนิคการก่อรูปลำคลื่นร่วมเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำในรูปแบบต่างๆ.....	37

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.6	กราฟเปรียบเทียบค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดรวมกับสัญญาณ รบกวนในกรณีที่มีการก่อรูปลำคลื่นและไม่มีมีการก่อรูปลำคลื่น.....38
3.7	ค่าฟังก์ชันความถี่สะสมเทียบกับอัตราการเพิ่มขึ้นของค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อ สัญญาณแทรกสอดรวมกับสัญญาณรบกวน ของกรณีใช้เทคนิคการก่อรูปลำคลื่น และไม่ใช้เทคนิคการก่อรูปลำคลื่น.....40
3.8	กราฟแสดงผลการจำลองการหาจำนวนลำคลื่นที่เหมาะสมในแต่ละเซกเตอร์.....43
3.9	กราฟแสดงผลการจำลองเพื่อหาจำนวนสายอากาศที่เหมาะสม.....44
4.1	ส่วนประกอบของระบบสายอากาศแบบสวิทช์ลำคลื่น สำหรับใช้งานในเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่.....45
4.2	สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป.....46
4.3	การคำนวณสายอากาศไมโครสตริป.....48
4.4	สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้น 5×1.....51
4.5	วงจรถื่อมแบบไฮบริด 90°.....52
4.6	ขนาดของวงจรถื่อมแบบไฮบริด 90°.....55
4.7	ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ต ของวงจรถื่อมแบบไฮบริด 90°.....56
4.8	ความสูญเสียเนื่องจากการเชื่อมต่อและค่าความสูญเสียจากการแยกโคดเดี่ยว ในแต่ละพอร์ตของวงจรถื่อมแบบไฮบริด 90°.....57
4.9	มุมเฟสของวงจรถื่อมแบบไฮบริด 90°.....58
4.10	ขนาดของวงจรถื่อมแบบไฮบริด 105° .....58
4.11	ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ต ของวงจรถื่อมแบบไฮบริด 105°.....59
4.12	ความสูญเสียเนื่องจากการเชื่อมต่อและค่าความสูญเสียจากการแยกโคดเดี่ยว ในแต่ละพอร์ตของวงจรถื่อมแบบไฮบริด 105°.....59
4.13	มุมเฟสของวงจรถื่อมแบบไฮบริด 105°.....60
4.14	ค่าพารามิเตอร์ของตัวไขว้สัญญาณ.....61

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.15 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ตของวงจรไขว้สัญญาณ.....	61
4.16 ความสูญเสียเนื่องจากการเชื่อมต่อและค่าความสูญเสียจากการแยกโคคเคียว ในแต่ละพอร์ตของวงจรไขว้สัญญาณ.....	63
4.17 มุมเฟสของวงจรไขว้สัญญาณ.....	63
4.18 บล็อกไดอะแกรมของวงจรแยกสัญญาณ.....	64
4.19 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรวมสัญญาณ.....	64
4.20 วงจรรวมสัญญาณและแยกสัญญาณแบบ Wilkinson .....	64
4.21 ขนาดของวงจรรวมสัญญาณและแยกสัญญาณแบบ Wilkinson.....	68
4.22 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ต ของวงจรรวมสัญญาณและแยกสัญญาณ.....	69
4.23 ค่าการส่งผ่านสัญญาณจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 2 และ 3.....	69
4.24 มุมเฟสของวงจรรวมและแยกสัญญาณ.....	70
4.25 วงจรเลื่อนเฟส 0°.....	70
4.26 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ต และค่าการส่งผ่านสัญญาณจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 2 ของวงจรเลื่อนเฟส 0°.....	71
4.27 ค่ามุมเฟสของวงจรเลื่อนเฟส 0°.....	71
4.28 วงจรเลื่อนเฟส 25°.....	72
4.29 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ต และค่าการส่งผ่านสัญญาณจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 2 ของวงจรเลื่อนเฟส 25°.....	72
4.30 ค่ามุมเฟสของวงจรเลื่อนเฟส 25°.....	73
4.31 วงจรเลื่อนเฟส 90°.....	73
4.32 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ต และค่าการส่งผ่านสัญญาณจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 2 ของวงจรเลื่อนเฟส 90°.....	74
4.33 ค่ามุมเฟสของวงจรเลื่อนเฟส 90°.....	74
4.34 วงจรเลื่อนเฟส -20°.....	75
4.35 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ต	

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
	และค่าการส่งผ่านสัญญาณจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 2 ของวงจรถ่ายเฟส $-20^\circ$ .....75
4.36	ค่ามุมเฟสของวงจรถ่ายเฟส $-20^\circ$ .....76
4.37	วงจรถ่ายเฟส $-52.5^\circ$ .....76
4.38	ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ต และค่าการส่งผ่านสัญญาณจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 2 ของวงจรถ่ายเฟส $-52.5^\circ$ .....77
4.39	ค่ามุมเฟสของวงจรถ่ายเฟส $-52.5^\circ$ .....77
4.40	วงจรถ่ายเฟส $-90^\circ$ .....78
4.41	ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ต และค่าการส่งผ่านสัญญาณจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 2 ของวงจรถ่ายเฟส $-90^\circ$ .....78
4.42	ค่ามุมเฟสของวงจรถ่ายเฟส $-90^\circ$ .....79
4.43	วงจรถ่ายเฟส $-117.5^\circ$ .....79
4.44	ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ต และค่าการส่งผ่านสัญญาณจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 2 ของวงจรถ่ายเฟส $-117.5^\circ$ .....80
4.45	ค่ามุมเฟสของวงจรถ่ายเฟส $-117.5^\circ$ .....80
4.46	เครือข่ายท่อรูปสี่เหลี่ยมแบบ $5 \times 3$ .....81
4.47	ระบบต้นแบบสายอากาศแ่งแบบสวิตช์ลำคลื่นแบบ $5 \times 3$ .....84
5.1	แบบรูปการแผ่พลังงานของระบบสายอากาศแ่งแบบสวิตช์ลำคลื่นที่ออกแบบ ได้จากทฤษฎี ทิศทางของลำคลื่น $27.26^\circ$ $61.82^\circ$ และ $96.37^\circ$ .....86
5.2	แบบรูปการแผ่พลังงานของระบบสายอากาศแ่งแบบสวิตช์ลำคลื่นที่ได้ สร้างวัดจริง $24.82^\circ$ เทียบกับค่าที่ได้จากทฤษฎี $27.26^\circ$ .....87
5.3	แบบรูปการแผ่พลังงานของระบบสายอากาศแ่งแบบสวิตช์ลำคลื่นที่ได้ สร้างวัดจริง $58.73^\circ$ เทียบกับค่าที่ได้จากทฤษฎี $61.82^\circ$ .....87
5.4	แบบรูปการแผ่พลังงานของระบบสายอากาศแ่งแบบสวิตช์ลำคลื่นที่ได้ สร้างวัดจริง $94.58^\circ$ เทียบกับค่าที่ได้จากทฤษฎี $96.37^\circ$ .....88
5.5	กราฟแสดงค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดรวมกับสัญญาณ รบกวนเทียบกับค่าฟังก์ชันการแจกแจงความหนาแน่นของความน่าจะเป็น



## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
	ในกรณีที่ใช้เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำในรูปแบบต่างๆ ร่วมกับเทคนิคการก่อรูปลำคลื่นจากทฤษฎี.....	88
5.6	กราฟแสดงค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดรวมกับสัญญาณรบกวนเทียบกับค่าฟังก์ชันการแจกแจงความหนาแน่นของความน่าจะเป็นในกรณีที่ใช้เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำในรูปแบบต่างๆ ร่วมกับเทคนิคการก่อรูปลำคลื่นจากการวัดจริง.....	89



## คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

GSM	=	Global System for Mobile communications
LTE	=	Long Term Evolution
ICI	=	Inter-Cell Interference
SINR	=	Signal to Interference plus Noise Ratio
FFR	=	Fractional Frequency Reuse
Soft FFR	=	Soft Fractional Frequency Reuse
$\lambda$	=	ความยาวคลื่น
$k$	=	หมายเลขคลื่นมีค่าเท่ากับ $2\pi/\lambda$
$\beta$	=	ความต่างเฟสของสายอากาศแต่ละต้น
$I$	=	ค่าสัมประสิทธิ์ของกระแสที่กระตุ้นสายอากาศ
$W$	=	ค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสัญญาณ
$A$	=	แอมพลิจูด
$\alpha$	=	path-loss exponent
$\epsilon_r$	=	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก
$Z$	=	อิมพีแดนซ์

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันจะเห็นได้ว่าระบบสื่อสารไร้สายเคลื่อนที่ได้เข้ามามีบทบาทสำคัญในชีวิตประจำวันของมนุษย์ เนื่องจากมนุษย์ต้องการสื่อสารข้อมูลตลอดเวลา ไม่ว่าจะเป็น การโอนย้ายแฟ้มข้อมูล การสืบค้นข้อมูลผ่านระบบอินเทอร์เน็ต หรือการพูดคุยและส่งข้อความถึงกัน เป็นต้น จากการศึกษาพบว่าผู้ใช้บริการระบบสื่อสารไร้สายเคลื่อนที่มีจำนวนที่เพิ่มมากขึ้นจากอดีตจนถึงปัจจุบัน และยังจะเพิ่มอีกหลายเท่าตัวในอนาคตอันใกล้ ดังนั้นระบบสื่อสารไร้สายเคลื่อนที่จึงได้รับการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง เริ่มตั้งแต่ยุคแรก (First Generation: 1G) ซึ่งเป็นเทคโนโลยีในระบบอนาล็อกที่สามารถส่งข้อมูลได้เพียงเสียงพูดเท่านั้น จนมาถึงยุคที่สอง (Second Generation: 2G) ที่ถูกพัฒนาเป็นเทคโนโลยีระบบดิจิทัลทั้งหมดซึ่งทำให้คุณภาพของระบบสูงขึ้น ระบบในยุคนี้ได้แก่ ระบบจีเอสเอ็ม (Global System for Mobilization: GSM) โดยยุคนี้เป็นการใช้แถบความถี่อย่างมีประสิทธิภาพ ทำให้ระบบสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้บริการได้มากขึ้น อย่างไรก็ตามในยุคที่สองนี้ยังคงมีอัตราการส่งข้อมูลที่ต่ำ ซึ่งรองรับได้เพียงบริการด้านเสียงเท่านั้น จากนั้นจึงได้มีการนำเอาเทคนิคซีดีเอ็มเอ (Code Division Multiple Access: CDMA) เข้ามาใช้ในระบบ ทำให้สามารถรองรับผู้ใช้บริการได้มากขึ้น และยังทำให้ระบบสามารถส่งข้อมูลที่มากกว่าเสียงพูดได้ เช่น ข้อความหรือรูปภาพ เป็นต้น ยุคดังกล่าวถึงเรียกว่ายุค 2.5G ต่อมาได้มีการพัฒนาเข้าสู่ยุคที่สาม (Third Generation : 3G) ที่มีความเร็วในการส่งข้อมูลสูงถึง 2 Mbps ทำให้ระบบมีความสามารถในการรับส่งข้อมูลแอปพลิเคชันต่างๆ เช่นบริการทางอินเทอร์เน็ต มัลติมีเดีย วิดีโอ ภาพที่มีการเคลื่อนไหวที่สมจริง หรือการประชุมทางไกลผ่านหน้าจออุปกรณ์สื่อสาร เป็นต้น อย่างไรก็ตามเพื่อตอบสนองความต้องการและสามารถรองรับปริมาณของผู้ใช้บริการในระบบสื่อสารไร้สายเคลื่อนที่ในอนาคตอันใกล้ ระบบจึงต้องถูกพัฒนาเพื่อเข้าสู่ยุคถัดไปได้แก่ ยุคที่สี่ (Fourth Generation: 4G)

จากการศึกษาปริทรรศน์วรรณกรรมพบว่า 3GPP (Third Generation Partnership Project) LTE (Long Term Evolution) หรือมาตรฐาน IEEE 802.16e ถูกมองว่าเป็นเป้าหมายหนึ่งในเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายที่จะเข้ามามีบทบาทในระบบสื่อสารเคลื่อนที่ในยุคที่สี่ นอกจากแอลทีอี จะมีเป้าหมายหลักในการเพิ่มอัตราการรับส่งข้อมูลให้สูงขึ้นแล้ว ยังสามารถลดค่าความหน่วงเวลาซึ่งทำให้ผู้ใช้บริการสามารถใช้บริการภาพเคลื่อนไหวที่สมจริง (real time) ยิ่งไปกว่านั้นยังเป็นเทคโนโลยีที่มีการใช้ความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัดได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น พร้อมทั้งยังสามารถ

แก้ปัญหาที่เกิดขึ้นในยุคก่อนหน้า ซึ่งได้แก่ปัญหาที่เกิดจากการแทรกสอดสัญญาณระหว่างเซลล์ (Inter-Cell Interference :ICI) ปัญหาดังกล่าวเกิดขึ้นเมื่อผู้ใช้บริการเคลื่อนที่มายังบริเวณขอบเซลล์ทำให้สัญญาณที่ได้รับจากสถานีฐานในเซลล์ของตัวเองลดลง ในขณะที่สัญญาณแทรกสอดที่ช่องสัญญาณเดียวกันที่มาจากเซลล์อื่นมีความแรงมากขึ้น ปัญหานี้จะส่งผลให้คุณภาพของสัญญาณต่ำลง ในระบบแอลทีอีมีเทคนิคการแก้ปัญหาคือการแทรกสอดสัญญาณระหว่างเซลล์ ซึ่งสามารถแบ่งออกเป็น 3 วิธีได้แก่ ICI randomization ICI cancellation และ ICI co-ordination or avoidance ในการแก้ปัญหาด้วยวิธี ICI co-ordination จะมีเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำ (Fractional Frequency Reuse: FFR) การกระทำดังกล่าวจะช่วยให้ผู้ใช้บริการที่บริเวณขอบเซลล์ได้รับสัญญาณที่มีคุณภาพดีขึ้น ต่อมาได้มีการพัฒนาให้ระบบมีคุณภาพสูงขึ้นอีกด้วยการเทคนิคที่เรียกว่าเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำแบบซอฟต์แวร์ ซึ่งจะมีกำหนดระดับกำลังงานของสัญญาณที่ถูกส่งออกจากสถานีฐานแตกต่างกันไปในแต่ละพื้นที่เพิ่มเติมจากเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำ กล่าวคือที่บริเวณกลางเซลล์ สถานีฐานจะส่งสัญญาณด้วยกำลังที่น้อยกว่าบริเวณขอบเซลล์ ส่งผลให้การแทรกสอดของสัญญาณที่มีช่องสัญญาณเดียวกันจากเซลล์ข้างเคียงลดลง

จากการศึกษาปริทรรศน์วรรณกรรมพบว่า ระบบสายอากาศเก่ง (smart antenna systems) เป็นระบบที่ช่วยเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบสื่อสารไร้สาย เนื่องจากระบบสายอากาศเก่งมีความสามารถในการก่อรูปลำคลื่นไปในทิศทางที่ต้องการ ในขณะที่สามารถหันพู่ข้างหรือจุดศูนย์ไปยังทิศทางของสัญญาณแทรกสอดได้ กระบวนการดังกล่าวเรียกว่า การก่อรูปลำคลื่น (beamforming) สายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่น (switched beam antennas) เป็นสายอากาศประเภทหนึ่งที่ได้รับความนิยมของระบบสายอากาศเก่ง เนื่องจากเป็นระบบที่ไม่มีความซับซ้อนและมีต้นทุนการผลิตต่ำ จากการศึกษปริทรรศน์วรรณกรรมพบว่า ได้มีงานวิจัยของ Guangyi Liu, Jianhua Zhang ,et al (2009) ที่นำเสนอแนวคิดของระบบสายอากาศเก่งที่มีความสามารถในการก่อรูปลำคลื่นมาช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของการรับส่งข้อมูลเมื่อผู้ใช้บริการอยู่ที่บริเวณขอบเซลล์ นอกจากนี้ยังมีงานวิจัยของ M. Lott (2006) ได้แสดงให้เห็นถึงประโยชน์จากการก่อรูปลำคลื่นของสายอากาศเก่งในเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่ ส่วนในงานวิจัยของ C.F. du Toit, O.P. Gupta, W.J. Brown, D. He, J. Patel, P.F. Acsadi, C. Sui, M. Peyghaleh (2003) ได้สร้างแบบจำลองในคอมพิวเตอร์โดยใช้สายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่นที่มีสายอากาศจำนวน 4 ต้น และติดตั้งไว้ที่สถานีฐานในสภาพแวดล้อมที่มีการใช้ความถี่ซ้ำเท่ากับ 1 3 4 และ 7 โดยผลจากงานวิจัยนอกจะแสดงให้เห็นว่า สายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่นสามารถลดค่าอัตราความผิดพลาดบิตและความน่าจะเป็นการติดขัดลงได้ ยิ่งไปกว่านั้นยังสามารถเพิ่มค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวน (Signal-to-Interference plus Noise: SINR) ให้กับระบบได้อีกด้วย ในงานวิจัยของ U. Rehfuss, K.Ivanov (2000) ได้จำลองผลโดยนำสายอากาศเก่งแบบปรับลำคลื่นที่มีจำนวน

สายอากาศ 4 ต้นมาติดตั้งที่สถานีฐาน โดยผลจากงานวิจัยได้แสดงให้เห็นว่า ระบบสายอากาศเก่งสามารถเพิ่มค่าอัตราส่วนสัญญาณข้อมูลต่อสัญญาณแทรกสอด และอัตราบิดได้ และในงานวิจัยของ Thomas Baumgartner and Ernst Bonek (2006) ผู้วิจัยได้แสดงการจำลองแบบโดยกำหนดจำนวนลำคลื่นของสายอากาศเก่งที่เหมาะสมสำหรับครอบคลุมพื้นที่เซลในระบบยูเอ็มทีเอส (Universal Mobile Telecommunications System : UMTS) เพื่อให้พื้นที่นั้นใช้งานได้อย่างมีประสิทธิภาพ ผลจากงานวิจัยทั้งหมดที่ได้ศึกษามานี้ทำให้สรุปได้ว่า แนวคิดในการใช้ระบบสายอากาศเก่งที่ก่อรูปลำคลื่นสามารถเพิ่มประสิทธิภาพในการใช้งานในระบบเครือข่ายเคลื่อนที่ได้ แต่ก็ยังไม่มียานวิจัยใดที่นำเสนอระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่นสำหรับใช้ในเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของระบบให้ดียิ่งขึ้น

ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้เสนอแนวคิดที่ศึกษาและเพิ่มประสิทธิภาพของระบบเครือข่ายไร้สายเคลื่อนที่ยุคที่สี่ โดยใช้เทคโนโลยีแอลทีอี ซึ่งเป็นเทคโนโลยีที่สามารถแก้ไขข้อจำกัดที่เกิดจากปัญหาสัญญาณแทรกสอดจากช่องสัญญาณเดียวกัน หรือที่เรียกว่าสัญญาณแทรกสอดระหว่างเซล ซึ่งปัญหานี้ทำให้ไม่สามารถใช้งานได้เต็มประสิทธิภาพโดยเฉพาะอย่างยิ่งบริเวณขอบเซล กล่าวคือเมื่อผู้ใช้บริการเคลื่อนที่ไปยังบริเวณขอบเซลจะได้รับพลังงานของสัญญาณที่มาจากสถานีฐานของตนที่มีระดับต่ำ ในขณะที่สัญญาณแทรกสอดจากสถานีฐานข้างเคียงมีค่าเพิ่มขึ้นทำให้ค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดรวมกับสัญญาณรบกวน (Signal to Interference plus Noise Ratio : SINR) มีค่าต่ำมาก ดังนั้นระบบแอลทีอีจึงมีเทคนิคหนึ่งเพื่อบรรเทาปัญหาสัญญาณแทรกสอดระหว่างเซลได้แก่ เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำ ซึ่งเป็นวิธีการแบ่งทรัพยากรความถี่ออกเป็นส่วนและนำทรัพยากรความถี่เหล่านั้นมาใช้ซ้ำในพื้นที่ที่แตกต่างกัน รวมไปถึงเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำแบบซอฟต์แวร์ ซึ่งเป็นเทคนิคที่ถูกพัฒนามาจากเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำ โดยมีการกำหนดกำลังงานของสัญญาณที่ส่งจากสถานีฐานไปยังผู้ใช้บริการในระดับที่แตกต่างกันซึ่งขึ้นอยู่กับระยะทางระหว่างสถานีฐานและผู้ใช้บริการ กล่าวคือหากผู้ใช้บริการอยู่ที่บริเวณขอบเซล สถานีฐานจะส่งสัญญาณที่มีกำลังสูงไปยังผู้ใช้บริการ และในทางกลับกัน เมื่อผู้ใช้บริการอยู่ที่บริเวณกลางเซล สถานีฐานจะส่งสัญญาณที่มีกำลังงานที่ต่ำกว่า ซึ่งวิธีดังกล่าวเป็นวิธีที่ช่วยลดปัญหาของสัญญาณแทรกสอดจากสถานีฐานข้างเคียงได้ อย่างไรก็ตามถึงแม้ว่าในระบบแอลทีอีจะมีเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำแบบซอฟต์แวร์ที่ช่วยลดปัญหาสัญญาณแทรกสอดระหว่างเซลแต่ก็ยังไม่มียานวิจัยที่ศึกษาถึงประสิทธิภาพสูงสุด ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเสนอแนวคิดเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของระบบแอลทีอีที่ใช้ร่วมกับเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำแบบต่างๆ โดยมีแนวคิดในการนำเทคโนโลยีสายอากาศเก่งมาใช้เพิ่มประสิทธิภาพของระบบ ซึ่งประเภทของสายอากาศเก่งที่เลือกใช้คือสายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่นด้วยเหตุผลที่ว่าสายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่นมีความซับซ้อนน้อยทำให้มีต้นทุนในการผลิตที่ต่ำ อีกทั้ง

ประสิทธิภาพของระบบสายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่นอยู่ในระดับที่น่าพอใจและได้รับความนิยมนับเป็นอย่างมากในปัจจุบัน โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะออกแบบและสร้างสายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่นที่สามารถนำไปติดตั้งที่สถานีฐานเพื่อรองรับการใช้งานในเครือข่ายไร้สายเคลื่อนที่ยุคที่สี่ เพื่อให้มีประสิทธิภาพของระบบแลทีอีที่ดีมากขึ้นในรูปของค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดรวมกับสัญญาณรบกวนและค่าความจุของช่องสัญญาณ ซึ่งเป็นค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญที่แสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของระบบ

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอองค์ความรู้ใหม่ 2 องค์ความรู้ได้แก่

1. แนวคิดในการเพิ่มประสิทธิภาพเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่ โดยการลดปัญหาการแทรกสอดจากช่องสัญญาณเดียวกัน
2. แนวคิดในการออกแบบเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นของสายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่นที่มีความเหมาะสมต่อการใช้งานในเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

เพื่อออกแบบและสร้างระบบสายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่นที่เหมาะสมสำหรับเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่

## 1.3 สมมุติฐานของการวิจัย

- 1.3.1 ระบบสายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่นสามารถเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่ได้
- 1.3.2 สามารถออกแบบเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นที่เหมาะสมและมีประสิทธิภาพในเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่

## 1.4 ข้อยกเว้นเบื้องต้น

- 1.4.1 ใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการจำลองแบบระบบที่ใช้สายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่น
- 1.4.2 ทดสอบวัดผลระบบสายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่น

## 1.5 ขอบเขตการวิจัย

- 1.5.1 จำลองผลระบบสายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่น โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการจำลองระบบ
- 1.5.2 ออกแบบและสร้างระบบสายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่นสำหรับเครือข่ายเคลื่อนที่
- 1.5.3 ทดสอบวัดผลระบบสายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่นและวิเคราะห์ผล

## 1.6 วิธีดำเนินการวิจัย

### 1.6.1 แนวทางการดำเนินงาน

1. สำรวจปรัทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์
2. ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับระบบสายอากาศแก่ง เครื่องข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่และเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำ
3. สร้างแบบจำลองระบบสายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่นที่ใช้งานในระบบเครือข่ายเคลื่อนที่
4. ออกแบบระบบสายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่นที่สามารถใช้กับเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่ได้
5. สร้างระบบสายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่น
6. ทดสอบระบบต้นแบบและวิเคราะห์ผล

### 1.6.2 ระเบียบวิธีวิจัย

เป็นงานวิจัยประยุกต์ ซึ่งดำเนินการตามกรอบงานดังต่อไปนี้

1. การศึกษาและเก็บรวบรวมข้อมูล โดยการสำรวจปรัทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์
2. ทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบสายอากาศแบบรอบทิศทางเทียบกับระบบสายอากาศแก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่นร่วมกับเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำ โดยเขียนโปรแกรมจำลองแบบด้วยโปรแกรมแมทแลบ
3. สร้างระบบต้นแบบของสายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่นที่เหมาะสม สำหรับเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่

### 1.6.3 สถานที่ทำการวิจัย

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

### 1.6.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย

1. เครื่องคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล
2. เครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย (network analyzer)
3. โปรแกรมแมทแลบ
4. โปรแกรม CST Microwave Studio

### 1.6.5 การเก็บรวบรวมข้อมูล

1. เก็บผลการทดสอบที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรมแมทแลบ
2. เก็บผลการทดสอบที่ได้จากการทดสอบระบบต้นแบบ

#### 1.6.6 การวิเคราะห์ข้อมูล

ผลที่ได้จากการทดสอบระบบต้นแบบร่วมกับการจำลองผลในคอมพิวเตอร์แล้วนำไปวิเคราะห์และสรุปผลการวิจัยในรูปแบบของกราฟ

### 1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.7.1 ได้ระบบต้นแบบสายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่นที่ใช้งานในเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่

1.7.2 สามารถแก้ปัญหาและเพิ่มประสิทธิภาพในระบบเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่ได้





## บทที่ 2

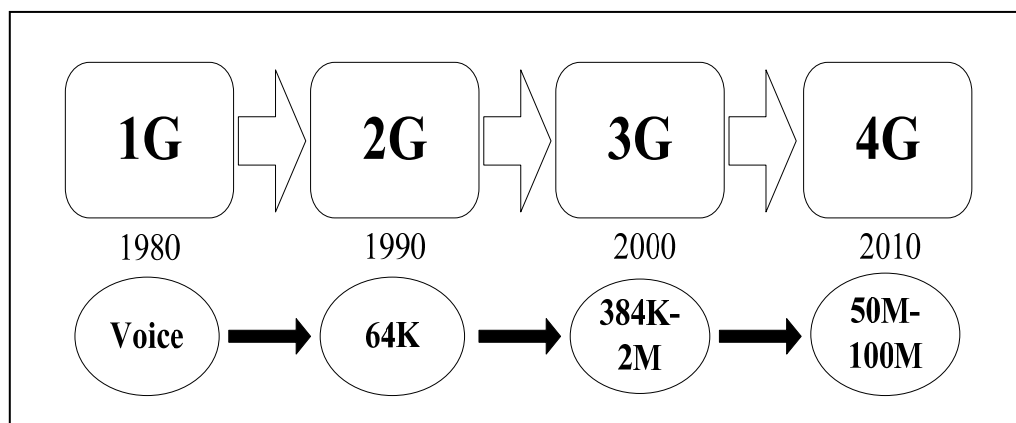
### ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับงานวิทยานิพนธ์ชิ้นนี้ซึ่งแบ่งเป็นทั้งหมดแปดส่วน ส่วนแรกคือการกล่าวนำเข้าสู่เนื้อหา ส่วนที่สองจะเป็นเรื่องของระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ โดยจะกล่าวถึงความเป็นมาของระบบตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน ต่อมาในส่วนที่สามจะเป็นส่วนของเทคโนโลยีแอลทีอี (Long Term Evolution : LTE) โดยกล่าวถึงข้อมูลของเทคโนโลยีแอลทีอีที่จะเข้ามามีบทบาทในเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่ ในส่วนที่สี่จะกล่าวถึงสายอากาศแถวลำดับที่ใช้ในระบบสายอากาศกึ่ง โดยในส่วนนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีของสายอากาศแถวลำดับทั้งแบบเชิงเส้นและแบบเชิงระนาบ ในส่วนที่ห้าจะกล่าวถึงระบบสายอากาศกึ่งซึ่งสามารถแบ่งได้เป็นสายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่นและแบบปรับตัว ในส่วนที่หกจะมีเนื้อหาต่อเนื่องกับเนื้อหาของสายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่นที่ต้องมีเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นเป็นส่วนประกอบที่สำคัญ ส่วนที่เจ็ดจะกล่าวถึงความจุของช่องสัญญาณซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่บ่งบอกประสิทธิภาพของระบบได้ และส่วนสุดท้ายในส่วนที่แปดจะเป็นการสรุปเนื้อหาทั้งหมดในบทนี้

#### 2.2 ประวัติและความเป็นมาของระบบการสื่อสารเคลื่อนที่

ระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ที่สามารถแบ่งเป็นประเภทต่างๆ ได้มากมาย ตั้งแต่ระบบที่มีความซับซ้อนน้อยจนถึงซับซ้อนมาก หรือตั้งแต่การใช้บริการแค่เสียงพูดไปจนถึงส่งเพลง ภาพนิ่ง หรือภาพเคลื่อนไหวได้ โดยในที่นี้จะกล่าวถึงระบบโทรศัพท์เซลลูลาร์ ซึ่งระบบที่กำลังได้รับความนิยมในปัจจุบัน โดยถือว่าเป็นตัวแทนของระบบการสื่อสารเคลื่อนที่เนื่องจากเป็นระบบที่มีอิทธิพลกับชีวิตประจำวันมากที่สุดในปัจจุบัน ถึงขนาดที่มีการจัดให้โทรศัพท์เคลื่อนที่เป็นปัจจัยที่ห้าสำหรับชีวิตมนุษย์ เพราะความสะดวกที่ใช้งานได้ทุกที่และมีประสิทธิภาพในการติดต่อสื่อสารทำให้ระบบนี้ได้รับความนิยมมาก ในปี ค.ศ.1979 ได้มีการพัฒนาระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เป็นแบบเซลลูลาร์หรือที่เรียกว่า โทรศัพท์มือถือ มีการนำไปใช้งานครั้งแรกพร้อมกันที่โตเกียว ประเทศญี่ปุ่น และชิคาโก ประเทศสหรัฐอเมริกา หลังจากนั้นต่อมาโทรศัพท์มือถือก็แพร่หลายอย่างรวดเร็วแพร่กระจายเข้าสู่ทุกประเทศ โดยเฉพาะประเทศไทย มีจำนวนผู้ใช้งานที่ขยายตัวมากขึ้นอย่างต่อเนื่องตลอดเวลา สำหรับวิวัฒนาการของระบบโทรศัพท์เซลลูลาร์นี้ ดังรูปที่ 2.1 ซึ่งมีการจัดประเภทเป็นยุคต่างๆ ดังนี้



รูปที่ 2.1 วิวัฒนาการของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์

### 2.2.1 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่หนึ่ง (First Generation : 1G)

เป็นยุคแรกของการพัฒนาเครือข่ายแบบเซลลูลาร์ การรับส่งสัญญาณนั้นใช้วิธีการมอดูเลตสัญญาณอนาล็อกเข้าช่องสื่อสาร โดยวิธีนี้มีข้อจำกัดอยู่ที่จำนวนสัญญาณ เพราะว่ามีจำนวนช่องสัญญาณที่น้อย ทำให้ติดขัดในเรื่องของการขยายจำนวนหมายเลขได้ในอนาคต ดังนั้นต่อมาจึงได้มีการพัฒนาระบบดิจิทัลขึ้นโดยมีการเข้าช่องสัญญาณแบบแบ่งเวลาเพื่อแก้ไขปัญหาการมีช่องสัญญาณที่จำกัด

### 2.2.2 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่สอง (Second Generation : 2G)

เป็นยุคที่มีการพัฒนาต่อมาจากยุคแรกด้วยการเข้ารหัสสัญญาณเสียงและบีบอัดสัญญาณเสียงในรูปแบบดิจิทัลให้มีขนาดข้อมูลที่น้อยลงเหลือเพียง 9 กิโลบิตต่อวินาที (Kbit/Sec) ต่อช่องสัญญาณ ซึ่งเป็นเหตุผลที่คุณภาพของสัญญาณเสียงในระบบโทรศัพท์มือถือคือลดลง แต่อยู่ในระดับที่ยอมรับได้เพราะสัญญาณรับส่งเป็นแบบดิจิทัลจึงมีความเพี้ยนหรือสัญญาณแทรกสอดต่ำ ในยุคที่สอง เน้นการพัฒนาระบบในเรื่องการแบ่งเวลาในช่องสัญญาณ โดยใช้เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา (Time Division Multiple Access : TDMA) และเทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบเข้ารหัส (Code Division Multiple Access : CDMA) มากกว่าการใช้งานโดยใช้เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Multiple Access : FDMA)

เมื่อระบบโทรศัพท์มือถือในยุค 2G ใช้รหัสดิจิทัล การกำหนดเส้นทางและการหาเส้นทางเชื่อมกับสถานีฐานจึงทำได้ดี ระบบการโรมมิ่ง (roaming) คือการนำเอาโทรศัพท์มือถือไปใช้ในเครือข่ายอื่น เช่นในต่างประเทศจึงทำได้และก่อให้เกิดระบบโทรศัพท์มือถือแบบจีเอสเอ็ม (Global System for Mobilization : GSM) ต่อมาได้มีการพัฒนาจากระบบโทรศัพท์ยุคที่สองโดยเพิ่มเติมเทคนิคบางอย่างเท่านั้น เป็นระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่สองครึ่ง (Second and Half Generation :

2.5G) เป็นยุคที่ไม่เป็นที่ยอมรับอย่างเป็นทางการ ระบบในสถานีฐานส่วนใหญ่ยังคงสามารถใช้งานได้เหมือนเดิม 2.5G เป็นยุคที่มีการเน้นเรื่องของการรับส่งข้อมูลผ่านทางเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ เนื่องมาจากว่าระบบในยุค 2G นั้นไม่สามารถให้บริการในเรื่องการรับ-ส่งข้อมูลได้อย่างมีประสิทธิภาพเพราะว่าระบบไม่ได้ถูกออกแบบมาให้สนับสนุนในเรื่องดังกล่าวโดยเฉพาะ ดังนั้นเครือข่ายในยุค 2.5G จึงถูกพัฒนาขึ้นเพื่อตอบสนองความต้องการด้านการรับส่งข้อมูลของลูกค้า โดยมีการอัปเกรด (Upgrade) จากเครือข่ายยุค 2G เดิม ซึ่งเครือข่ายในยุค 2.5G นี้คือ เครือข่าย CDMA 2000 1X , เครือข่ายจีพีอาร์เอส (General Packet Radio Service : GPRS) ได้อัปเกรดเพิ่มเติมกลายเป็นเครือข่ายเอดจ์ (Enhanced Data rate for GSM Evolution : EDGE) ซึ่งเครือข่ายในยุคนี้จะใช้การรับส่งข้อมูลเป็นแพ็คเกจ (packet)

### 2.2.3 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่สาม (Third Generation : 3G)

เครือข่ายในยุค 3G นี้จะเป็นเครือข่ายที่พัฒนามาจากเครือข่ายในยุค 2.5G ซึ่งเป็นเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ได้ถูกออกแบบมาเพื่อตอบสนองความต้องการด้านการรับส่งข้อมูลมากขึ้น ถึงแม้ว่าเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุค 2.5G จะสามารถให้บริการในเรื่องของการรับส่งข้อมูลแล้วนั้น แต่ยังมีข้อจำกัดในเรื่องความเร็วในการรับส่งข้อมูล ดังนั้นระบบ 3G จึงได้ถูกออกแบบมาเพื่อให้สามารถตอบสนองความต้องการของลูกค้าในเรื่องการรับส่งข้อมูลที่หลากหลายขึ้นและรวดเร็วขึ้น ระบบ 3G ที่ได้พัฒนาขึ้นครั้งนี้เป็นแบบดิจิทัลแพ็คเกจ โดยเน้นการรองรับระบบมัลติมีเดียที่ให้ทุกคนเข้าถึงข้อมูลข่าวสารได้ทุกที่ ทุกเวลา เป้าหมายของความเร็วการเชื่อมต่อเครือข่ายแบบ 3G อยู่ที่ 2 เมกะบิตต่อวินาที (Mbit/sec) ในอาคารหรือในบ้าน และหากอยู่ในรถยนต์ที่เคลื่อนที่ อัตราการรับส่งข้อมูลอยู่ที่ 144 กิโลบิตต่อวินาที (Kbit/sec) การรับส่งข้อมูลของโทรศัพท์มือถือจะรองรับการประยุกต์ใช้งานทุกรูปแบบ ตั้งแต่การโทรศัพท์แบบวิดีโอคอนเฟอเรนซ์ (Video Conference) การส่งโทรสารแบบ G4 (ส่งภาพสี แบบความละเอียดสูง) การเชื่อมต่อระบบเว็บ (Wireless Application Protocol : WAP)

ยูเอ็มทีเอส (Universal Mobile Telecommunications System : UMTS) เป็นเครือข่ายในยุค 3G ที่มีการพัฒนาการมาจากเครือข่าย GSM , GPRS และ EDGE ซึ่งหลายๆครั้งอาจเรียกได้ว่าเป็นเครือข่าย W-CDMA โดยมีจุดมุ่งหมายเพื่อตอบสนองความต้องการใช้งานด้านการรับส่งข้อมูลมากขึ้น เครือข่าย UMTS นั้นจะมีความเร็วในการรับส่งข้อมูลสูงถึง 22 เมกะบิตต่อวินาที (Mbit/sec) ซึ่งมีความเร็วในการรับส่งข้อมูลที่มากกว่าเครือข่าย EDGE ที่ให้บริการในปัจจุบัน

### 2.2.4 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่สี่ (Fourth Generation : 4G)

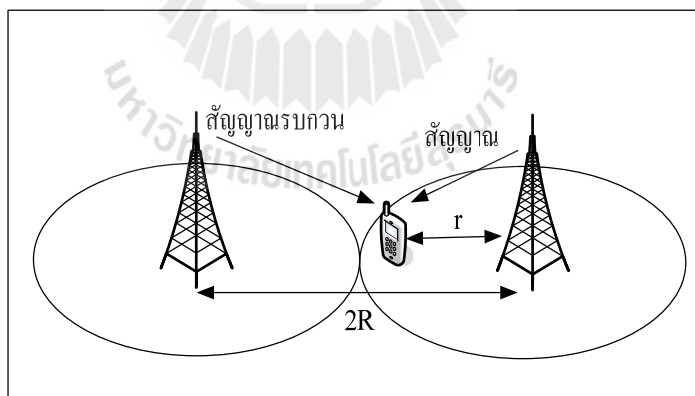
4G นี้เป็นชื่อเรียกอย่างไม่เป็นทางการ เพราะยังไม่มีการพัฒนาที่เด่นชัดและแตกต่างจากระบบ 3G แต่อย่างไรก็ตามในบางกลุ่มได้ให้คำจำกัดความไว้ว่าระบบโทรศัพท์ยุคนี้

น่าจะรองรับการตอบสนองของภาพเคลื่อนไหวความจริงเสมือนแบบ 3 มิติหรือระบบวิดีโอที่สามารถโต้ตอบได้ทันที รวมถึงความสามารถของเครื่องโทรศัพท์ที่ฉลาดขึ้นและสามารถใช้จ่ายผ่านโทรศัพท์ที่ได้ ซึ่งก็ต้องมีประเด็นเรื่องความปลอดภัยเข้ามาเกี่ยวข้องอย่างมาก

ในยุคนี้ได้มีการวางกรอบแนวทางการพัฒนาไว้โดยใช้เทคโนโลยีเรื่องไมโม (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 LTE คือ มีอัตราการส่งข้อมูลสูง สามารถลด latency หรือค่าความหน่วงเวลาซึ่งทำให้ผู้ใช้บริการสามารถใช้บริการภาพเคลื่อนไหวที่สมจริง ยิ่งไปกว่านั้นยังเป็นเทคโนโลยีที่มีการใช้ความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัดได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น พร้อมทั้งยังสามารถแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นในยุคก่อนหน้า ซึ่งได้แก่ปัญหาที่เกิดจากการแทรกสอดสัญญาณระหว่างเซลล์ แสดงดังรูปที่ 2.2



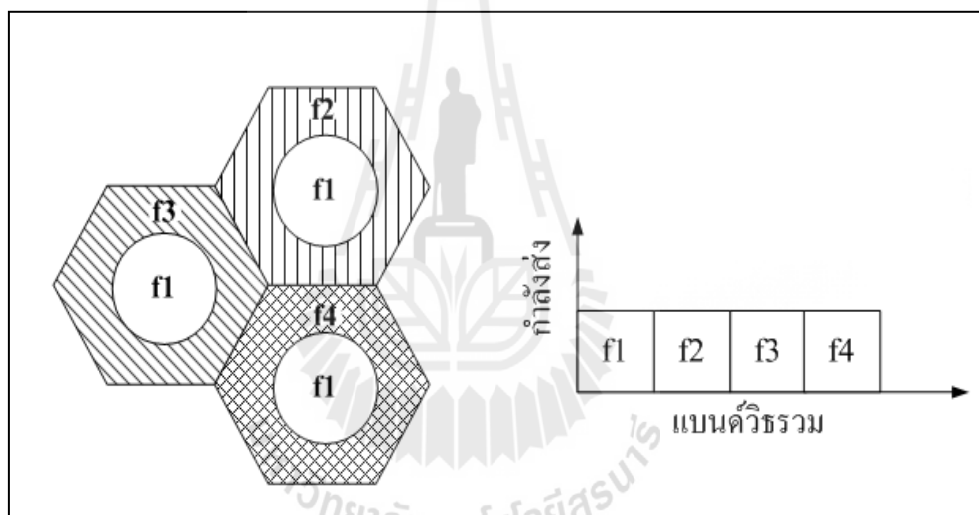
รูปที่ 2.2 การแทรกสอดสัญญาณระหว่างเซลล์

ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อผู้ใช้งานเคลื่อนที่มายังบริเวณขอบเซลล์จะทำให้สัญญาณที่ได้รับจากเซลล์ตัวเองลดลงและสัญญาณรบกวนจากเซลล์อื่นเพิ่มขึ้น โดยทำให้ค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดรวม (Signal to Interference Ratio : SIR) มีค่าลดลง ทำให้ประสิทธิภาพการใช้งานลดลง ในระบบแอลทีอี มีเทคนิคการแก้ปัญหาหนี้ โดยสามารถแยกได้เป็น 3 แบบ คือ ICI

randomization , ICI cancellation และ ICI co-ordination or avoidance โดยในที่นี้จะกล่าวถึง ICI co-ordination or avoidance ซึ่งเป็นเทคนิคที่มีการใช้ทรัพยากรความถี่ที่ใช้ในเซลล์แตกต่างกันเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพในบริเวณขอบเขตของสถานีฐานให้ดีขึ้น โดยมีการพัฒนาเทคนิคการใช้ทรัพยากรความถี่เพื่อนำมาใช้งานเป็น 2 แบบ ดังนี้

### 2.3.1 เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำ

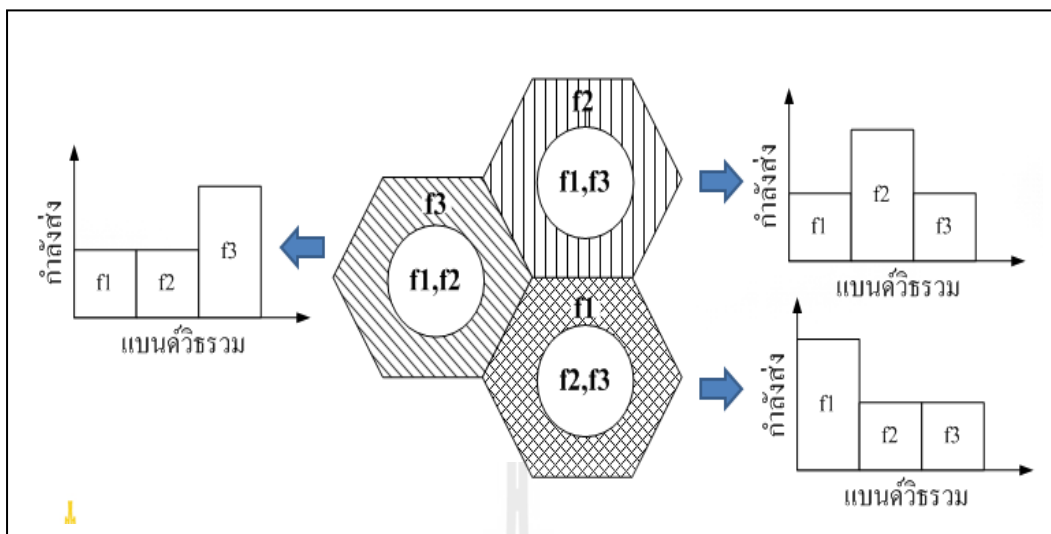
เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำ (Fractional Frequency Reuse : FFR) เป็นเทคนิคหนึ่งในการบรรเทาปัญหาการแทรกสอดสัญญาณระหว่างเซลล์ เป็นวิธีการแบ่งทรัพยากรความถี่ออกเป็นส่วนและนำทรัพยากรความถี่เหล่านั้นมาใช้ใหม่ เป็นการใช้ทรัพยากรให้มีประสิทธิภาพสูงสุด ดังแสดงในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำ

### 2.3.2 เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำแบบซอฟต์

เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำแบบซอฟต์ (Soft Fractional Frequency Reuse : Soft FFR) เป็นเทคนิคที่ถูกพัฒนามาจากเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำ โดยมีการกำหนดกำลังงานของสัญญาณที่ส่งจากสถานีฐานไปยังผู้ใช้บริการในระดับที่แตกต่างกันซึ่งขึ้นอยู่กับระยะทางระหว่างสถานีฐานและผู้ใช้บริการ กล่าวคือหากผู้ใช้บริการอยู่ที่บริเวณขอบเขต สถานีฐานจะส่งสัญญาณที่มีกำลังสูงไปยังผู้ใช้บริการ และในทางกลับกัน เมื่อผู้ใช้บริการอยู่ที่บริการกลาง เซลล์ สถานีฐานจะส่งสัญญาณที่มีกำลังงานที่ต่ำกว่า ซึ่งวิธีดังกล่าวเป็นวิธีที่ช่วยลดปัญหาของสัญญาณแทรกสอดจากสถานีฐานข้างเคียงได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำแบบซอฟต์แวร์

## 2.4 สายอากาศแถวลำดับ

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

### 2.4.1 สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้น

สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้น (linear antenna array) เป็นสายอากาศแถวลำดับที่พื้นฐานและมีโครงสร้างที่ง่ายที่สุด คือประกอบด้วยสายอากาศแต่ละต้นวางตัวเรียงกันเป็นเส้นตรงซึ่งอาจจะมีระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละต้นเท่ากันหรือไม่เท่ากันก็ได้ สายอากาศแถวลำดับในรูปที่ 2.5 เป็นสายอากาศแบบเชิงเส้นจำนวน  $N$  ต้นหรือ  $N \times 1$  ต้น ในการวางตัวสายอากาศของสายอากาศแถวลำดับจำเป็นที่จะต้องคำนึงถึงระยะห่าง ( $d$ ) ขององค์ประกอบแต่ละองค์ประกอบนั้นด้วย เนื่องจากระยะห่างของสายอากาศแต่ละต้นนั้นจะมีผลต่อการแผ่กระจายคลื่น

ของสายอากาศโดยปกติแล้วสายอากาศแต่ละต้นจะวางตัวห่างกันครึ่งความยาวคลื่น ซึ่งการคำนวณหาระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละต้นนั้น สามารถหาได้จากสมการที่ (2.1)

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

เมื่อ  $\lambda$  คือความยาวคลื่น

ในรูปที่ 2.5 แสดงถึงสายอากาศแบบเชิงเส้น  $N \times 1$  ต้น โดยที่ระยะห่างของสายอากาศแต่ละต้นเท่ากันทุกต้นและมีแอมพลิจูดเท่ากัน ซึ่งสายอากาศแถวลำดับที่มีรูปแบบดังกล่าวจะเรียกว่าแถวลำดับสม่ำเสมอ (uniform array) ซึ่งจะมีองค์ประกอบแถวลำดับที่เหมือนกัน มีการป้อนกระแสให้กับทุกๆ องค์ประกอบเท่ากัน และจะมีความต่างเฟสเป็นลำดับกันไปอย่างเท่าๆกัน เราสามารถหาค่าพลังงานของสายอากาศแถวลำดับนี้จากการคูณกันระหว่างค่าพลังงานของสายอากาศต้นเดียวที่จุดอ้างอิงหรือจุดกำเนิดกับตัวประกอบแถวลำดับ (Array Factor : AF) ตัวประกอบแถวลำดับของสายอากาศแถวลำดับแบบเส้นสามารถหาได้จากสมการต่อไปนี้

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

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

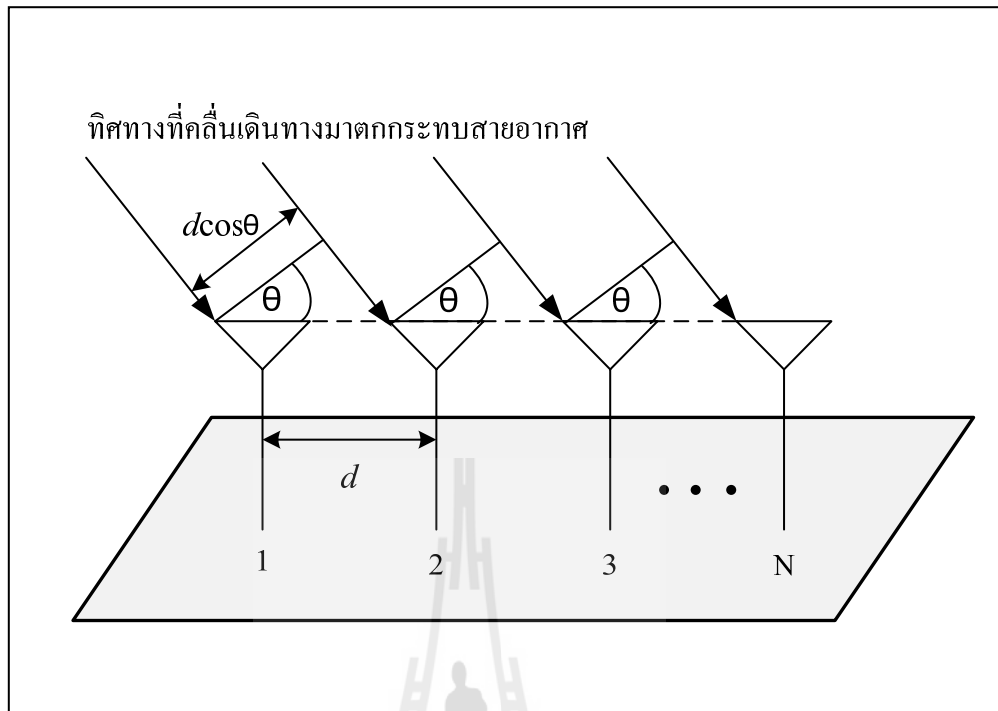
$$AF = \sum_{n=1}^n e^{j(n-1)\Psi} \quad (2.4)$$

เมื่อ  $\Psi = kd \cos \theta + \beta$   $k$  คือหมายเลขคลื่น (wave number)  $= 2\pi/\lambda$   $d$  คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละต้นและ  $\beta$  คือ ความต่างเฟสของสายอากาศแต่ละต้น จากสมการ (2.4) เราสามารถลดรูปของสมการได้ดังนี้

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

แทนสมการ (2.4) ลงใน (2.5) จะสามารถลดรูปของสมการลงเหลือ

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



รูปที่ 2.5 สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้นจำนวน  $N \times 1$  ต้น

ย้ายข้างและจัดรูปสมการจะได้

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

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



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

ค่าของ  $\psi$  จะถือว่าน้อยมาก ๆ ดังนั้นเราสามารถประมาณค่าสมการได้เท่ากับ

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

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

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

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

#### 2.4.2 สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงระนาบ

สายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบ (planar antenna array) เป็นรูปแบบที่ประยุกต์มาจากรูปแบบสายอากาศแถวลำดับแบบเส้นที่ได้อธิบายใน 2.4.1 สายอากาศแต่ละตัวถูกจัดวางตัวเป็นสี่เหลี่ยมหรือที่เรียกว่าสายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบ สายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบจะมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่ยืดหยุ่นกว่าแบบเชิงเส้น คือสามารถควบคุมและเปลี่ยนแปลงแบบรูปการแผ่พลังงานได้ ดังนั้นสายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบมีความเอนกประสงค์มากและสามารถให้แบบรูปการแผ่พลังงานที่มีความสมดุลและมีพูรองที่ต่ำ ยิ่งไปกว่านั้นสายอากาศแถวลำดับระนาบสามารถที่จะหันพู่หลักในมุมเงยและทุก ๆ ทิศรอบตัว  $360^\circ$  ดังนั้นสายอากาศแถวลำดับระนาบจึง

เหมาะกับการนำไปใช้ในงานเรดาร์ การชี้ทางระยะไกล (remote sensing) การสื่อสารไร้สายและรวมถึงระบบสายอากาศแก่งค์ด้วย ตามที่ได้อธิบายไว้ในหนังสือของ B.Allen, M. Ghavami (2005) เราสามารถคำนวณหาพลังงานของสายอากาศแวลำดับระนาบโดยใช้สมการที่ (2.12) ได้ เช่นเดียวกับสายอากาศแวลำดับแบบเส้น แต่จะมีค่าตัวประกอบแวลำดับแตกต่างกันซึ่งสามารถหาได้ โดยเริ่มจากพิจารณามุม  $\gamma$  ตามที่แสดงในรูปที่ 2.6 จะได้

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

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  $x$  เราจะได้ค่าตัวประกอบแวลำดับดังนี้

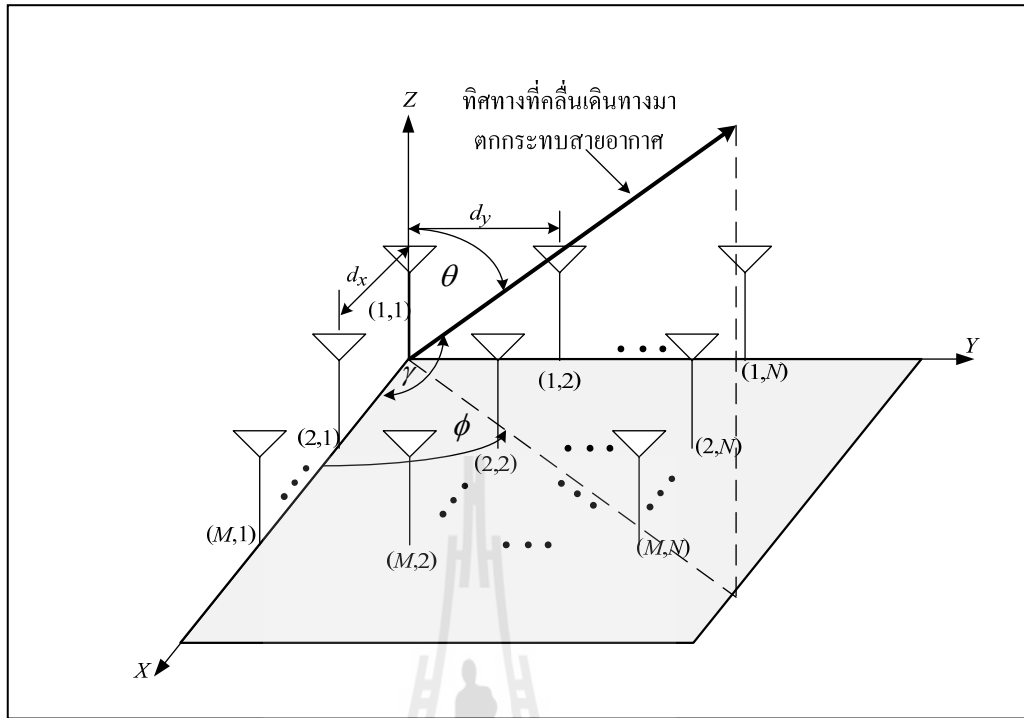
$$\begin{aligned}AF_x &= \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \cos \gamma + \beta_x)} \\ &= \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)}\end{aligned}\quad (2.14)$$

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

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

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

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



รูปที่ 2.6 สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบจำนวน  $2 \times 2$

ถ้าสมมุติให้แอมพลิจูดของสายอากาศแต่ละต้นทั้งในแกน  $x$  และ  $y$  มีค่าเท่ากันจะได้

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

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

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

เช่นเดียวกันกับสายอากาศแถวลำดับแบบเส้นเราสามารถทำสมการค่าตัวประกอบให้อยู่ในรูปมาตรฐานได้โดยใช้ฟังก์ชันไซน์ตามที่แสดงในสมการที่ (2.10) และ (2.11) ซึ่งจะได้เท่ากับ

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

เมื่อ

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

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

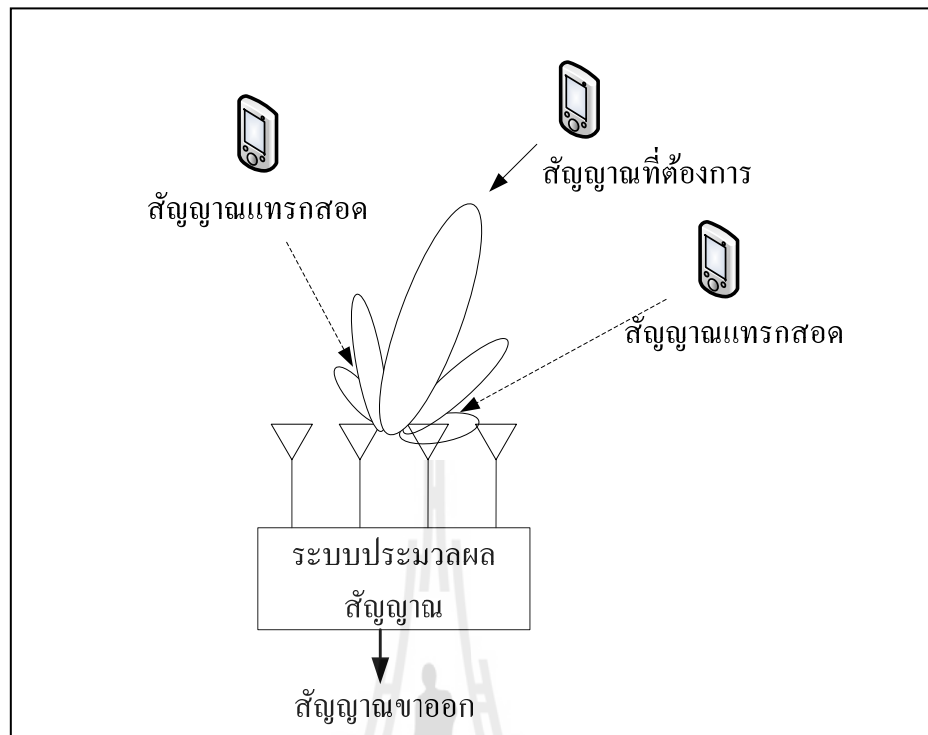
## 2.5 ระบบสายอากาศเก่ง

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

1. เพิ่มอัตราขยายของสายอากาศจึงขยายพื้นที่ครอบคลุมให้กว้างขึ้น และทำให้ความเร็วในการสื่อสารข้อมูลสูงขึ้น
2. ปรับปรุงเสถียรภาพของระบบให้ดีขึ้น
3. เนื่องจากระบบสายอากาศเก่งจะหันพู่หลักไปเฉพาะในทิศทางที่ต้องการเท่านั้น จึงไม่สูญเสียพลังงานไปในทิศทางอื่น ทำให้ประหยัดพลังงานและยืดอายุการใช้งานแบตเตอรี่
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) ซึ่งระบบนี้สามารถลดสัญญาณแทรกสอดได้โดยการก่อรูปลำคลื่นของพู่หลักไปยังทิศทางของสัญญาณที่ต้องการในขณะที่หันจุดศูนย์หรือพู่รองไปยังทิศทางของสัญญาณแทรกสอด โดยหลักการเบื้องต้นในการที่จะหันลำคลื่นสามารถอธิบายได้โดยการใช้ระบบสายอากาศแถวลำดับแบบระนาบเชิงเส้นจำนวน 2 ต้นตามที่แสดงในรูปที่ 2.8 จากรูป D คือความต่างเฟสของสัญญาณที่มาจากกระบอกสายอากาศแต่ละต้น  $d$  คือระยะห่างระหว่างสายอากาศ  $W$  คือค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสัญญาณ  $\theta_0$  และ  $\theta_1$  คือมุมที่มาจากกระบอกสายอากาศของสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดตามลำดับจากรูปสัญญาณขาออกคือ

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



รูปที่ 2.7 ระบบสายอากาศแก่ง

และกำหนดให้สัญญาณที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดตกกระทบสายอากาศแต่ละต้นจะได้

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

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

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

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

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

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

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

แทนค่าสมการที่ 2.8 และ 2.9 ลงในสมการที่ 2.3 จะได้

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

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

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

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

เมื่อย้ายข้างสมการที่ (2.30) เราจะได้

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

แทนสมการที่ (2.32) ลงใน (2.31) จะได้

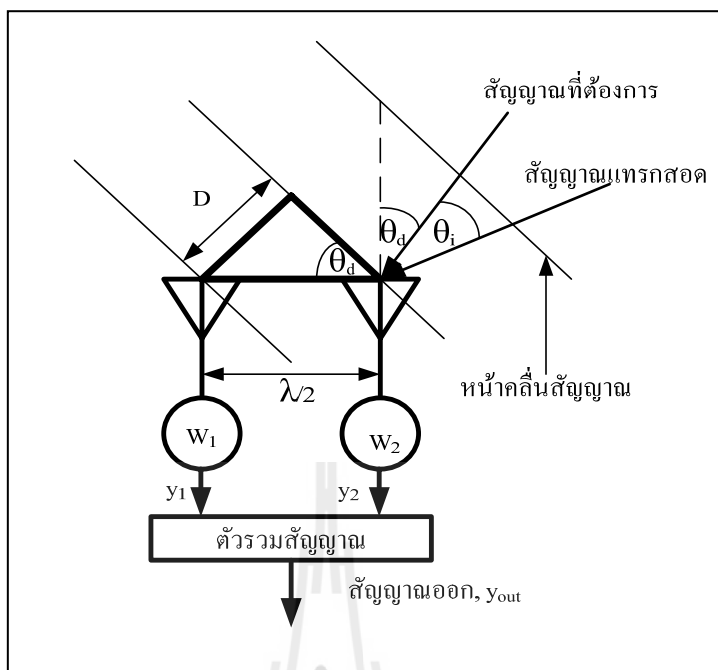
$$-w_1 e^{j\theta_i} + w_1 e^{j\theta_d} = 1 \quad (2.33)$$

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

ดังนั้นเราจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนัก (weighting coefficients) ของสายอากาศต้นที่ 1 เท่ากับ

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

เช่นเดียวกันกับการหาค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสายอากาศต้นที่ 1 เมื่อย้ายข้างสมการที่



รูปที่ 2.8 ระบบสายอากาศแก่งเมื่อมีสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดมาตกกระทบ

(2.30) เราจะได้

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

แทนสมการที่ (2.35) ลงใน (2.31) จะได้

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

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

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

ดังนั้นเราจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสายอากาศต้นที่ 2 เท่ากับ

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

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

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

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

### 2.5.1 ระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่น

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

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

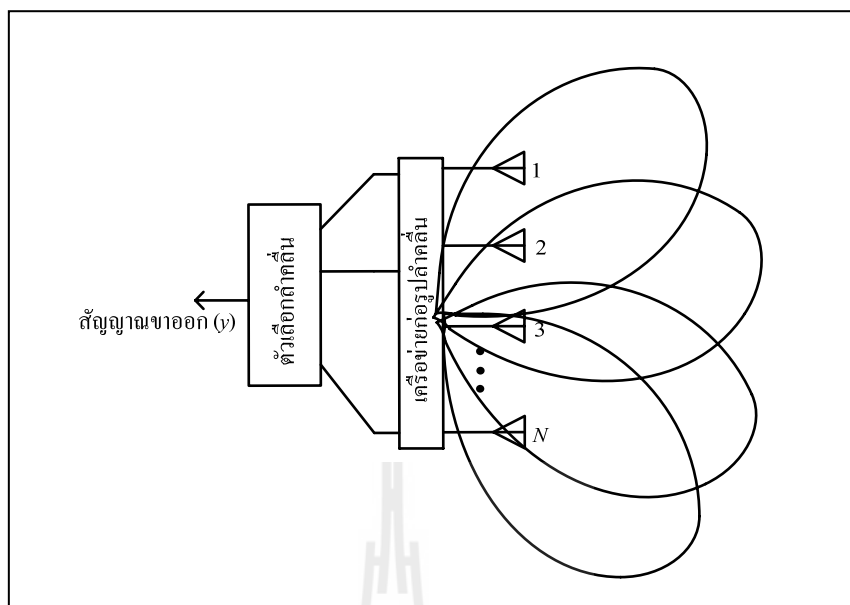
เมื่อ  $w_{n,m}$  คือค่าน้ำหนักของสายอากาศต้นที่  $n^{th}$  สำหรับการก่อรูปลำคลื่นในทิศทางที่  $m^{th}$  ซึ่งสัญญาณขาออกสามารถเขียนได้ดังนี้

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

เมื่อ  $x$  คือสัญญาณที่รับเข้ามาจากสายอากาศ ซึ่งแสดงอยู่ในรูปของเมทริกซ์การทำงานของสายอากาศเก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่นประกอบด้วย 4 ขั้นตอนดังนี้

1. ตรวจสอบทิศทางความแรงของสัญญาณ
2. เลือกลำคลื่นเพียงหนึ่งลำคลื่นที่ถูกเลือกไว้เหมาะสม
3. ใช้ลำคลื่นในทิศทางที่เลือกเมื่อผู้ใช้ไม่มีการเคลื่อนที่
4. สับเปลี่ยนลำคลื่นเดิมไปยังลำคลื่นใหม่เมื่อผู้ใช้เคลื่อนที่ไปยังส่วนอื่น นอกจากนี้การรวมสัญญาณขาออกของสายอากาศหลาย ๆ ตัวทำให้สายอากาศแบบปรับเลือกลำคลื่นสามารถสร้าง





รูปที่ 2.9 โครงสร้างพื้นฐานของระบบสายอากาศเก่งแบบสวิทช์ลาค์ลิ้น

รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นได้หลากหลายมากขึ้น ซึ่งทำให้ระบบมีทางเลือกของรูปแบบการแพร่กระจายแบบรูปการแผ่พลังงานที่มากกว่าการใช้สายอากาศต้นเดียว เราสามารถสรุปข้อดีและข้อเสียของระบบสายอากาศเก่งแบบสวิทช์ลาค์ลิ้นได้ดังนี้

ข้อดี

1. มีความซับซ้อนน้อย
2. สามารถติดตามสัญญาณได้รวดเร็วตามอัตราการปรับเปลี่ยนลาค์ลิ้น
3. ในกรณีที่ระบบใช้จำนวนสายอากาศไม่มากนัก ประสิทธิภาพของสายอากาศเก่งแบบสวิทช์ลาค์ลิ้นจะใกล้เคียงกับสายอากาศเก่งแบบปรับลาค์ลิ้น

ข้อเสีย

1. ในกรณีที่สัญญาณไม่ชัดเจน มีการบดบัง มีการแทรกสอดของสัญญาณหรือมีสัญญาณมาถึงในมุมกว้างหลาย ๆ มุม อาจมีความผิดพลาดในการเลือกสัญญาณได้
2. อัตราการขยายสัญญาณต่ำในทิศทางที่อยู่ระหว่างลาค์ลิ้น
3. การลดจำนวนสัญญาณแทรกสอดมีข้อจำกัด

### 2.5.2 ระบบสายอากาศเก่งแบบปรับตัว

สายอากาศชนิดนี้เป็นสายอากาศชนิดที่สามารถปรับเปลี่ยนลาค์ลิ้นให้ชี้ไปในทิศทางใด ๆ ได้โดยอิสระ โดยจะมีตัวถ่วงน้ำหนักเพื่อทำการปรับลาค์ลิ้น และมีส่วนที่เรียกว่า

อัลกอริทึมแบบปรับตัว (adaptive algorithm) เป็นตัวคำนวณค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสัญญาณ โดยหลักการการทำงานของระบบคือเมื่อสัญญาณตกกระทบสายอากาศแต่ละต้นสัญญาณจะถูกส่งมาที่ส่วนอัลกอริทึมแบบปรับตัวเพื่อคำนวณค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักแล้วส่งค่ากลับไปให้ตัวถ่วงน้ำหนักเพื่อคูณเข้ากับสัญญาณที่ตกกระทบสายอากาศดังนั้นจึงได้สัญญาณขาออกดังสมการที่ (2.44)

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

เมื่อ  $\mathbf{x}$  คือสัญญาณที่มาตกกระทบสายอากาศแต่ละต้น

ระบบจะทำงานเป็นรูปแบบวงจรปิดแบบนี้ไปเรื่อย ๆ วิธีการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ดังกล่าวมีหลายวิธีขึ้นกับอัลกอริทึมที่เลือกใช้ ซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป จากกระบวนการดังกล่าวจะส่งผลให้ระบบสามารถหันพู่หลักไปยังทิศทางที่ต้องการและหันพู่รองหรือจุดศูนย์ไปยังทิศทางของสัญญาณแทรกสอดตามที่แสดงในรูปที่ 2.10

เราสามารถสรุปข้อดีและข้อเสียของระบบสายอากาศเก่งแบบปรับตัวได้ดังนี้

ข้อดี

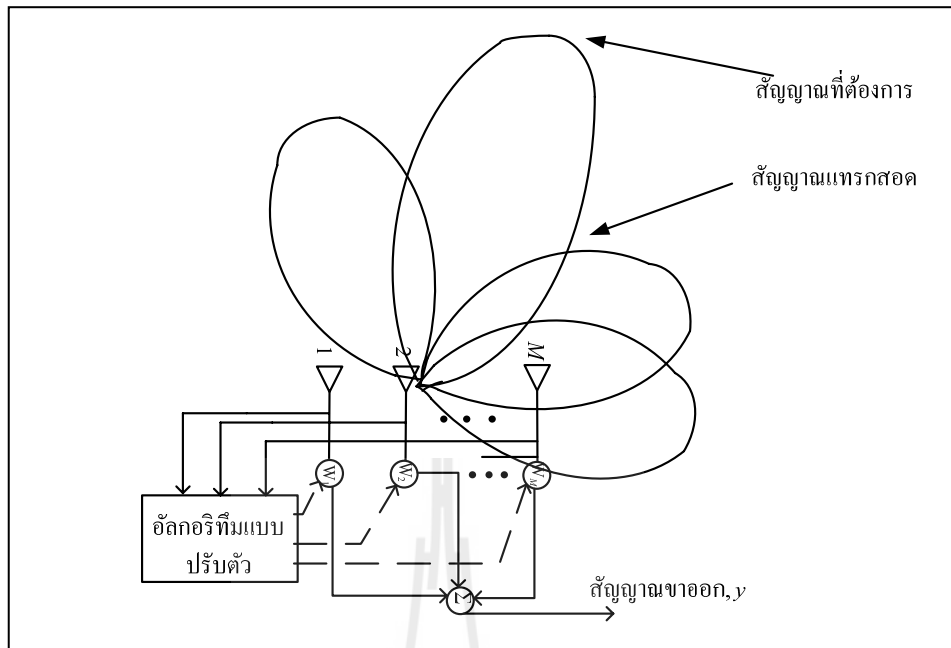
1. มีอัตราส่วนสัญญาณที่ต้องต่อสัญญาณรบกวนสูง
2. ไม่ต้องมีการปรับเทียบสายอากาศ (calibration)
3. มีประสิทธิภาพดีแม้ในกรณีที่จำนวนสัญญาณรบกวนมากกว่าจำนวนสายอากาศ

ข้อเสีย

1. มีความซับซ้อนสูงมากกว่าสายอากาศเก่งแบบสวิตช์ลาคัลลิน
2. ต้องการสัญญาณอ้างอิงที่ดีเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุด
3. ต้องการหน่วยประมวลผลความเร็วสูง

## 2.6 เทคนิคการหันลาคัลลิน

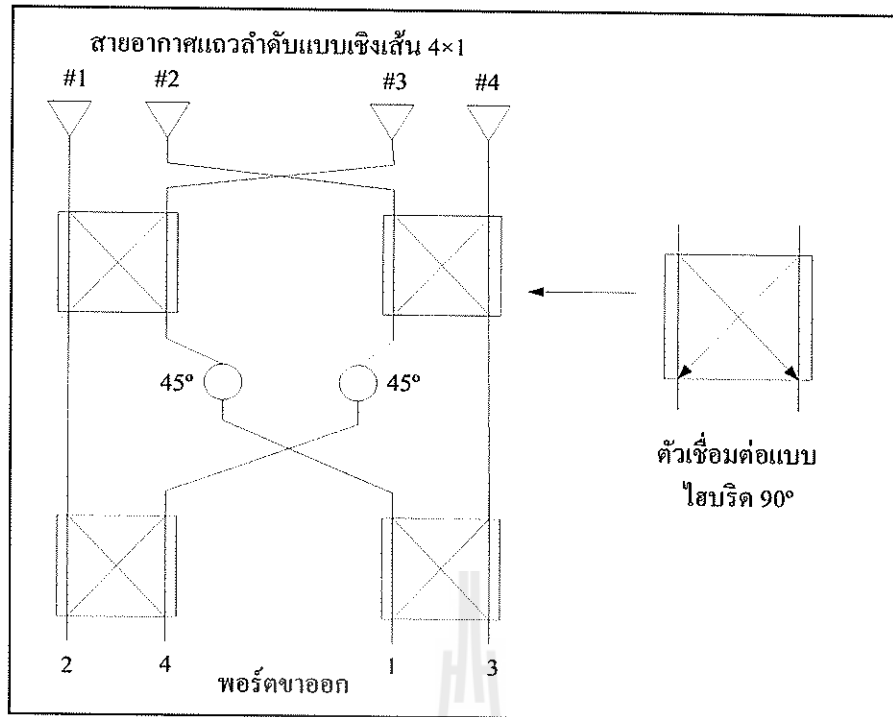
จากที่กล่าวมาข้างต้นถึงข้อดีของระบบสายอากาศเก่งที่สามารถหันลาคัลลินหลักไปยังทิศทางที่ต้องการได้ โดยการหันลาคัลลินของระบบสายอากาศเก่งนั้นทำได้หลายเทคนิค เช่น การเปลี่ยนจุดป้อนสัญญาณ การลัดวงจรหรือเปิดวงจร แต่วิธีที่ได้รับความนิยมนำมาใช้ในระบบสายอากาศเก่งคือ วิธีแบบบัทเลอร์เมทริกซ์ (Butler matrix) ซึ่งในงานวิจัยนี้นำเทคนิคของแบบบัทเลอร์เมทริกซ์ เนื่องจากเป็นวิธีการที่ง่ายและมีต้นทุนการผลิตต่ำซึ่งอาศัยการกัลดายวงจรบนแผงวงจรพิมพ์เท่านั้น ดังนั้นจึงเหมาะกับการนำมาใช้งานร่วมกับสายอากาศสวิตช์ลาคัลลินของงานวิจัยนี้



รูปที่ 2.10 โครงสร้างของสายอากาศเก่งแบบปรับตัว

### 2.6.1 เครื่องข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบบัทเลอร์เมทริกซ์

ในระบบสายอากาศเก่งประเภทสายอากาศเก่งแบบสวิตช์ลำคลื่น (switched-beam antenna) นี้จะมีตัวถ่วงน้ำหนัก (weight) เป็นองค์ประกอบที่สำคัญ เพื่อที่จะนำหน้าที่เป็นตัวปรับเลือกลำคลื่นให้ชี้ไปในทิศทางที่ต้องการ โดยตัวถ่วงน้ำหนักที่เราได้กล่าวถึงนั้น เรียกว่า เครื่องข่ายก่อรูปลำคลื่น (beamforming network) นั่นเอง ซึ่งสายอากาศเก่งแบบสวิตช์ลำคลื่นนั้นจะมีเครื่องข่ายก่อรูปลำคลื่นเป็นตัวปรับลำคลื่นเพื่อชี้ไปในทิศทางที่ต้องการแบบเจาะจง เครื่องข่ายก่อรูปลำคลื่นที่กล่าวถึงนี้อาจจะมีหลายวิธี แต่วิธีที่ได้รับความนิยมในระบบสายอากาศเก่งก็คือ วิธีแบบบัทเลอร์เมทริกซ์ ซึ่งวิธีนี้นั้นจะใช้ได้กับสายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้น (linear array) เท่านั้น ส่วนประกอบของบัทเลอร์เมทริกซ์ ซึ่งประกอบด้วยสายอากาศ 4 ต้น วางเรียงกันเป็นแถวลำดับแบบเชิงเส้น วงจรเชื่อมต่อแบบไฮบริด  $90^\circ$  ( $90^\circ$  hybrid coupler) วงจรไขว้สัญญาณ (cross over) และวงจรเลื่อนเฟส  $45^\circ$  (Phase shift  $45^\circ$ ) ดังแสดงในรูปที่ 2.11 ตามที่แสดงในงานวิจัยของ Moody, H. (1994) โดยหลักการการทำงานของบัทเลอร์เมทริกซ์ คือเมื่อมีสัญญาณมาตกกระทบที่สายอากาศสัญญาณจะถูกส่งไปที่ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด  $90^\circ$  และตัวไขว้สัญญาณ จากนั้นสัญญาณอาจผ่านตัวเลื่อนเฟส  $45^\circ$  แล้วจึงถูกส่งผ่านตัวไขว้สัญญาณและตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด  $90^\circ$  อีกครั้งหนึ่ง ซึ่งสุดท้ายแล้วจะทำให้สร้างลำคลื่นที่มีลำคลื่นหลักหันไปที่  $41.4^\circ$ ,  $75.5^\circ$ ,  $104.5^\circ$  และ  $138.6^\circ$  แสดงในตารางที่ 2.1



รูปที่ 2.11 องค์ประกอบของเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบบัทเลอร์เมทริกซ์

### 2.6.2 เครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ 5×3

จากที่กล่าวมาข้างต้น บัทเลอร์เมทริกซ์เป็นเทคนิคการหั่นลำคลื่นที่ใช้กับสายอากาศแถวลำดับเชิงเส้น ซึ่งเป็นสายอากาศแถวลำดับแบบ 4×1 เท่านั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้รู้รูปแบบของเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นที่เหมาะสมสำหรับใช้ใน 1 เซกเตอร์ของระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ คือใช้สายอากาศแถวลำดับเชิงเส้น 5×1 และจำนวนลำคลื่นที่เหมาะสมกับเซกเตอร์ใน 1 เซกเตอร์คือจำนวน 3 ลำคลื่น ดังนั้นจึงได้ออกแบบรูปแบบเครือข่ายก่อรูปลำคลื่น แสดงโครงสร้างของเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ 5×3 ดังรูปที่ 2.12 โดยใช้วิธีการเดียวกันกับเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ แบบบัทเลอร์เมทริกซ์ โดยจะต้องหาความต่างเฟสของสายอากาศแต่ละต้น ดังรูปที่ 2.13 สมการการคำนวณหาความต่างเฟสของสายอากาศแต่ละต้นซึ่งหาได้จากทิศทางที่ต้องการหั่นลำคลื่น ดังนี้

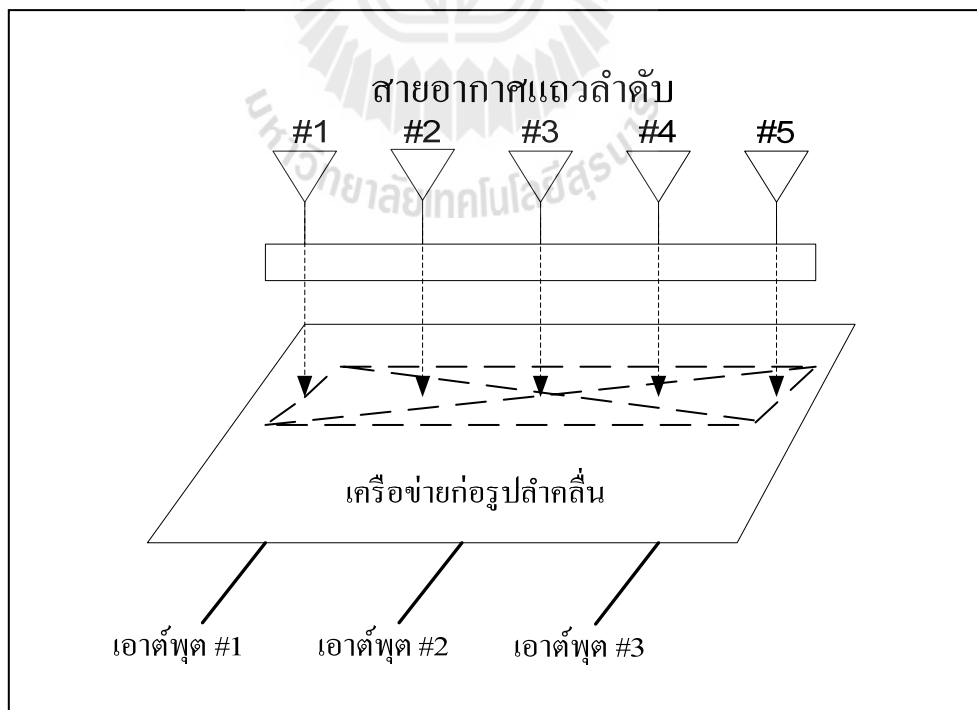
$$\begin{aligned} \text{Inter element phasing} &= kd \cos \theta \\ &= \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{2} \cos \theta \\ &= \pi \cos \theta \end{aligned}$$

โดย  $\theta$  คือทิศทางของลำคลื่น

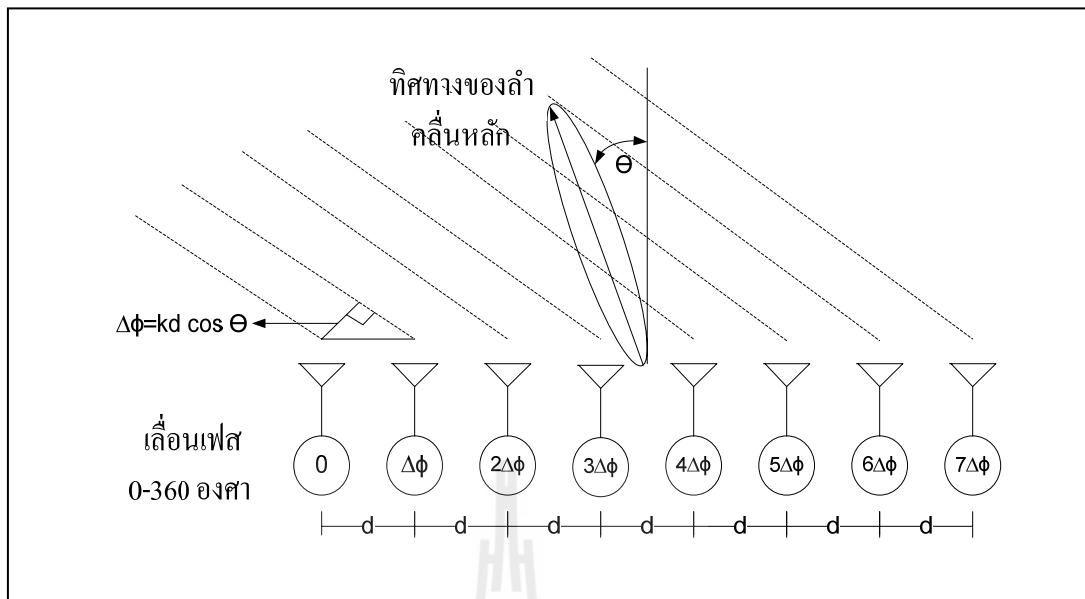
ตารางที่ 2.1 ค่ามุมเฟสที่ต่างกันเมื่อผ่านเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบบัทเลอร์เมทริกซ์

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

ทิศทางทั้ง 3 ลำคลื่นที่ได้ออกแบบและสร้างเพื่อให้เหมาะสมใน 1 เซกเตอร์ โดยทิศทางของลำคลื่นหลัก คือ  $27.26^\circ$ ,  $61.82^\circ$  และ  $96.37^\circ$  และได้ออกแบบโครงสร้างของเครือข่ายก่อรูปลำคลื่น  $5 \times 3$  ที่ออกแบบได้ดังแสดงในรูปที่ 2.14 ประกอบด้วยวงจรเชื่อมต่อแบบไฮบริด (hybrid coupler) วงจรไขว้สัญญาณ (crossover) วงจรรวมสัญญาณ (combiner) วงจรแยกสัญญาณ (splitter) และตัวเลื่อนเฟส (phase shift) และค่าความต่างเฟสที่คำนวณได้แสดงดังตารางที่ 2.2



รูปที่ 2.12 เครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ  $5 \times 3$



รูปที่ 2.13 ความต่างเฟสของแต่ละต้นของสายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้น

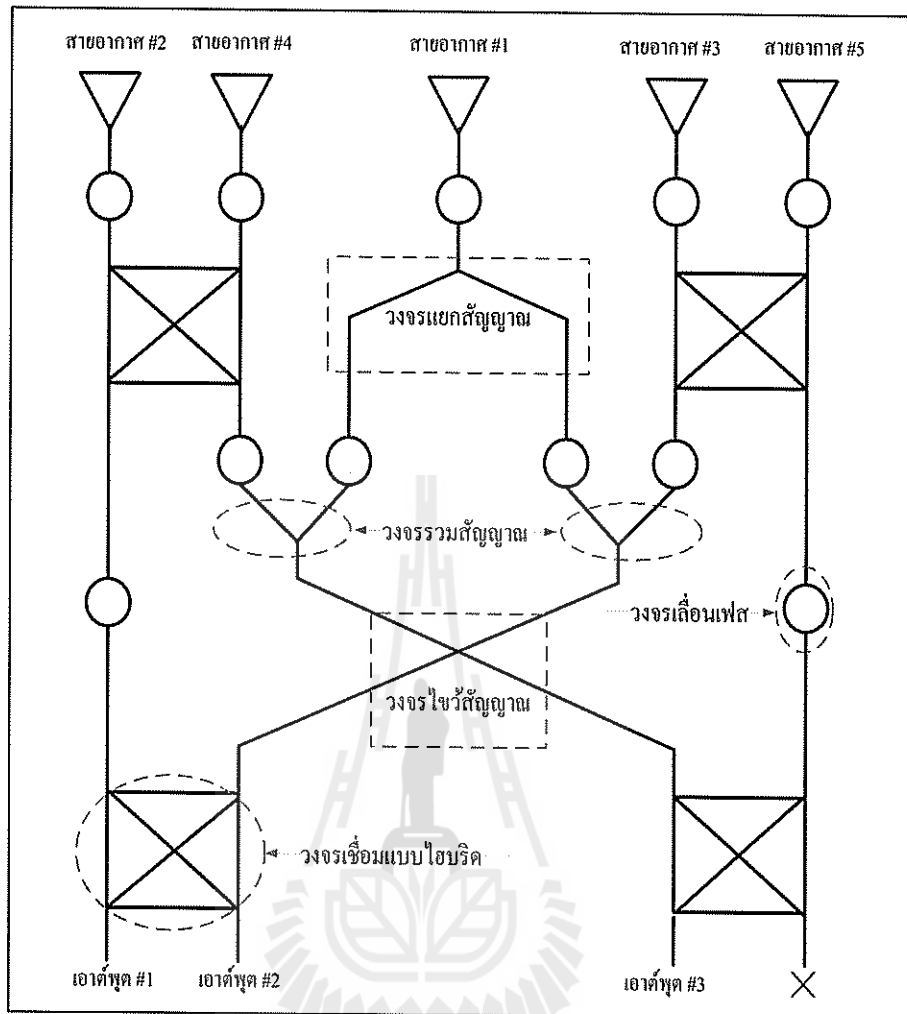
ตารางที่ 2.2 ค่าการเลื่อนมุมเฟสของสายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้นของเครือข่ายก่อรูปลำคลื่น 5×3

พอร์ตขาออก	สายอากาศ					ทิศทางของลำคลื่นหลัก
	สายอากาศ 1	สายอากาศ 2	สายอากาศ 3	สายอากาศ 4	สายอากาศ 5	
เอาต์พุต 1	0°	-20°	-40°	-60°	-80°	96.37°
เอาต์พุต 2	90°	-110°	50°	-150°	10°	27.26°
เอาต์พุต 3	0°	85°	170°	-105°	-20°	61.82°

## 2.7 ความจุช่องสัญญาณ

ความจุช่องสัญญาณ (Channel Capacity) คืออัตราที่ผู้ส่งสามารถส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณหนึ่งๆที่กำหนดในเงื่อนไขหรือภาวะที่กำหนดได้ ตามที่ได้อธิบายไว้ในหนังสือของ F. Khan (2009) โดยเงื่อนไขหลักๆที่จะกำหนดค่าความจุช่องสัญญาณคือแบนด์วิดท์และค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอด (SIR)

Shannon ได้แสดงให้เห็นว่าความจุที่มากที่สุดที่เป็นไปได้ทางทฤษฎี ตามในหนังสือของ T. S. Rappaport (2002) ดังสมการ (2.45)



รูปที่ 2.14 โครงสร้างของเครื่องข่ายก่อรูปลำคลื่น 5x3

$$C = B \log_2(1 + SIR) \tag{2.45}$$

โดย C คือ ความจุช่องสัญญาณ ในหน่วยบิตต่อวินาที (bits/sec)

B คือ แบนด์วิดท์

SIR คือ อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอด

โดยปกติแล้วการส่งข้อมูลจะส่งได้ที่อัตราการส่งข้อมูลที่ต่ำกว่าความจุช่องสัญญาณ C มาก เหตุผลหนึ่งก็เนื่องมาจากว่าในสูตรนี้ Shannon ตั้งสมมติฐานว่า จะมีสัญญาณรบกวนแบบไวท์ (White noise) เท่านั้น ซึ่งสัญญาณรบกวนแบบไวท์นี้อาจเกิดจากสัญญาณรบกวนจากความร้อน (Thermal noise) เป็นต้น แต่ไม่ได้รวมถึงกรณีที่มีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ (Impulse noise)

หรือการเพี้ยนไปของสัญญาณ (distortion) เนื่องจากปัจจัยอื่นๆ ดังนั้นช่องสัญญาณที่ใช้งานจริงจึงมักมีคุณภาพต่ำกว่าช่องสัญญาณตามสมมติฐานนี้ อย่างไรก็ตามค่าความจุช่องสัญญาณที่หาได้จากสมการที่ (2.45) จะเป็นค่าความจุที่สูงสุดที่เป็นไปได้ตามทฤษฎีซึ่งมีประโยชน์ในการออกแบบและเปรียบเทียบอัตราการส่งข้อมูลของระบบสื่อสารต่างๆ ค่าความจุช่องสัญญาณนี้อาจถูกเรียกว่าเป็นความจุปลอดความผิดพลาด เนื่องจาก Shannon ได้พิสูจน์ทฤษฎีที่เรียกว่า ทฤษฎีการเข้ารหัสช่องสัญญาณ ซึ่งกล่าวย่อๆได้ว่า ถ้าอัตราที่แท้จริงของการส่งนั้นน้อยกว่าความจุปลอดความผิดพลาดแล้วในทางทฤษฎีจะสามารถใช้การเข้ารหัสช่องสัญญาณเพื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณโดยไม่มีผิดพลาดเกิดขึ้นเลย

## 2.8 สรุป

ตามเนื้อหาที่กล่าวมาข้างต้นในบทนี้จะเห็นว่า ระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ในยุคต่างๆ ยังคงมีปัญหาในเรื่องสัญญาณแทรกสอดระหว่างเซลล์ แม้แต่ในยุคที่สี่ ที่ยังคงมีปัญหานี้เกิดขึ้น โดยเทคโนโลยีแอลทีอีเป็นเทคโนโลยีที่จะเข้ามามีบทบาทในยุคที่สี่ จึงได้มีเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำและเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำแบบซอฟต์แวร์ ในการลดปัญหาสัญญาณแทรกสอดระหว่างเซลล์ แต่ยังคงมีประสิทธิภาพไม่มากนัก ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเทคโนโลยีสายอากาศเก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่นมาประยุกต์ใช้ร่วมกับเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำแบบซอฟต์แวร์เพื่อให้มีประสิทธิภาพที่ดีมากขึ้น โดยออกแบบระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่นที่มีความเหมาะสมในการใช้งานในเซลล์ 1 เซลล์เตอร์ของระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ในยุคที่สี่



## บทที่ 3

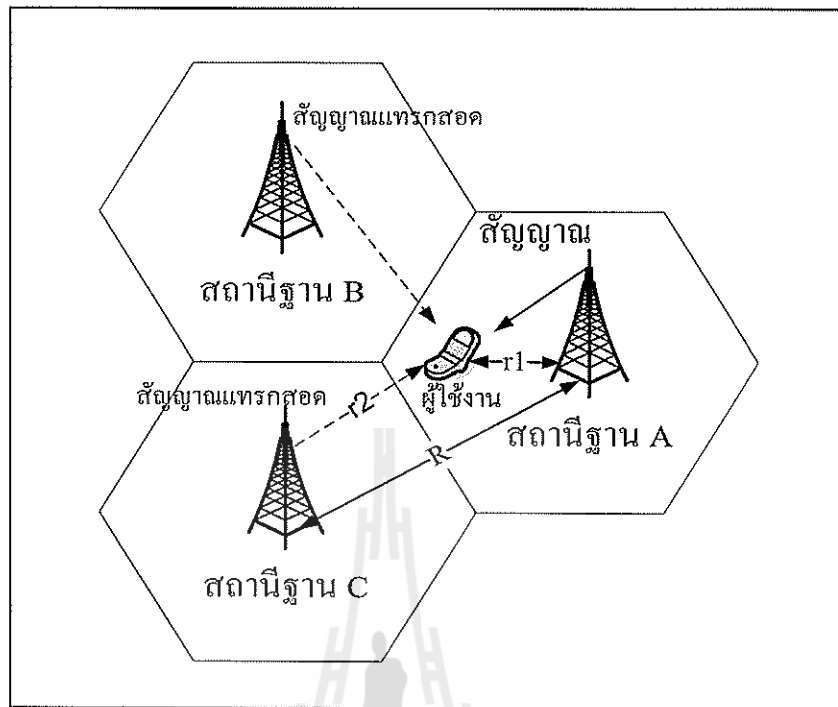
### การจำลองแบบในคอมพิวเตอร์

#### 3.1 กล่าวนำ

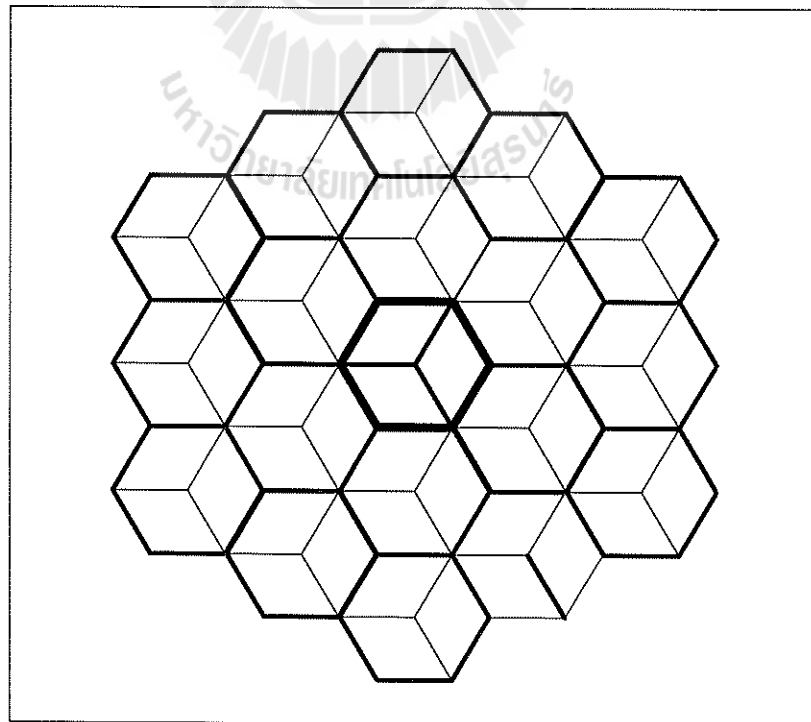
เนื้อหาในบทนี้จะเป็นการนำเสนอการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์ในส่วนของ การนำเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำรูปแบบต่างๆ มาเปรียบเทียบกันและกรณีที่น่าเทคนิคการก่อรูปลำคลื่นของระบบสายอากาศเง่งมาใช้งานร่วมกันกับเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำรูปแบบต่างๆ ในระบบแอลทีอีเพื่อให้ระบบมีประสิทธิภาพดีขึ้น สำหรับระบบเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่

#### 3.2 การจำลองเปรียบเทียบเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำในรูปแบบต่างๆ

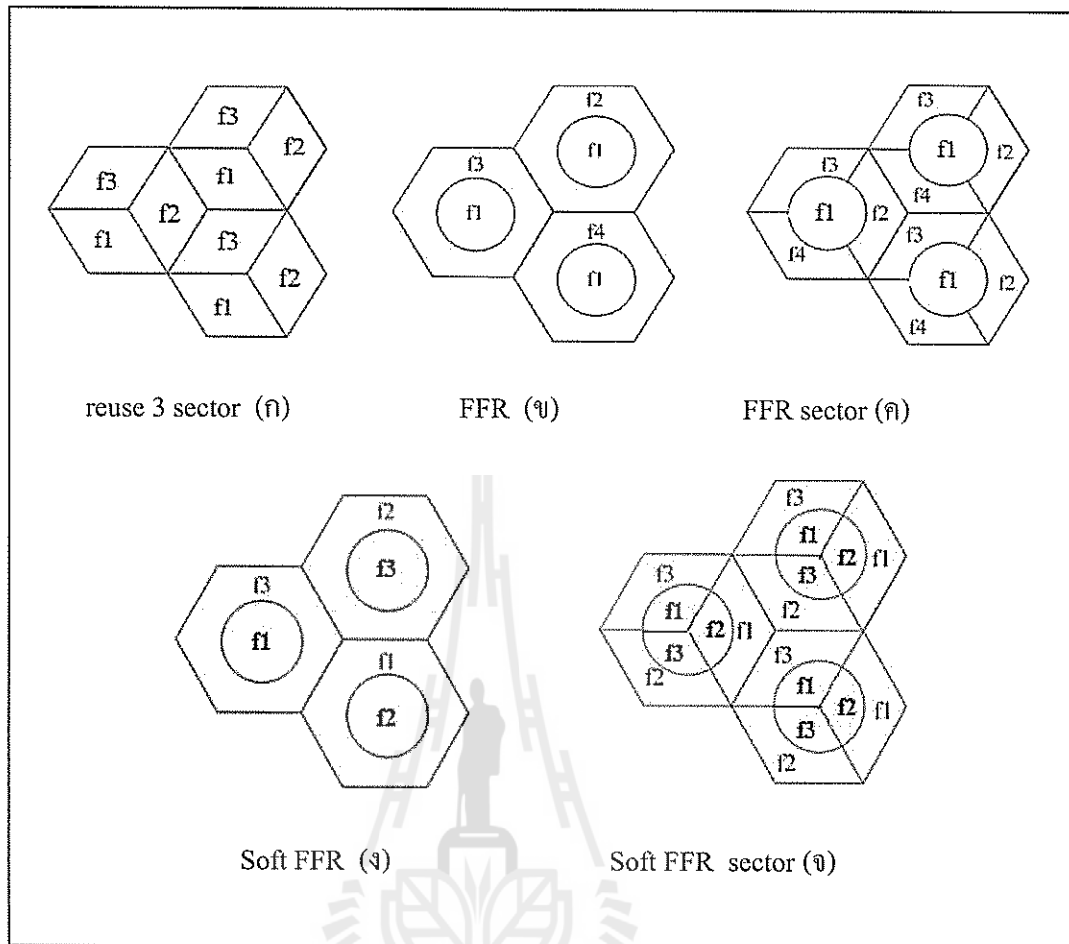
ในการสร้างแบบจำลองเราพยายามสร้างแบบจำลองให้ใกล้เคียงกับสภาพความเป็นจริงที่สุด ในรูปที่ 3.1 แสดงแบบจำลองการเกิดการแทรกสอดสัญญาณระหว่างเซลล์ โดยพิจารณาสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นกับผู้ใช้งาน เมื่อผู้ใช้งานอยู่บริเวณเซลล์ของสถานีฐาน A ผู้ใช้งานจะต้องได้รับสัญญาณในการใช้งานจากสถานีฐาน A แต่สถานีฐานอื่นๆ ข้างเคียงก็ยังคงส่งสัญญาณมาแทรกสอดผู้ใช้งานด้วย ซึ่งปัญหานี้นับว่าเป็นปัญหาที่เกิดขึ้นในทุกยุคของการสื่อสารเคลื่อนที่ โดยการจำลองแบบที่สร้างขึ้นในงานวิจัยชิ้นนี้มีข้อกำหนดในการสร้างแบบจำลองโดยรูปแบบเครือข่ายที่จำลองเป็นระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบรังผึ้ง (cellular system) ดังรูปที่ 3.2 จากการศึกษาเราได้ทำการจำลองผลด้วยโปรแกรมแมทแลบ โดยการจำลองแบบโดยจำลองการใช้งานความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำในรูปแบบเครือข่ายแบบต่างๆ เพื่อหาแบบจำลองที่มีประสิทธิภาพดีและเหมาะสมในการใช้งานในเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่ โดยแบ่งออกเป็น การจำลองการใช้งานความถี่ซ้ำจำนวน 5 รูปแบบ รูปแบบที่ 1 (reuse 3 sector) เป็นรูปแบบเซลล์ที่มีการแบ่งเซลล์ที่มีการใช้ความถี่ซ้ำ 3 ความถี่ ดังรูปที่ 3.3 (ก) รูปแบบที่ 2 (FFR) จำลองโดยใช้เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำ โดยบริเวณกลางเซลล์ใช้ความถี่เดียวกันทุกเซลล์แต่บริเวณขอบเซลล์ใช้ 3 ความถี่สลับกันไป ดังรูปที่ 3.3(ข) รูปแบบที่ 3 (FFR sector) เป็นการจำลองโดยใช้เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำ เซลล์มีการแบ่งเป็นเซลล์รูปที่ 3.3(ค) รูปแบบที่ 4 (Soft FFR) จำลองโดยใช้เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำแบบซอฟต์แวร์ โดยมีการกำหนดระดับกำลังสัญญาณที่ส่งบริเวณกลางเซลล์ซ้ำ โดยมีการกำหนดระดับกำลังสัญญาณที่ส่งบริเวณกลางเซลล์และขอบเซลล์แตกต่างกัน ดังรูปที่ 3.3(ง) รูปแบบที่ 5 (Soft FFR sector) เป็นการจำลองโดยใช้เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำแบบ



รูปที่ 3.1 แบบจำลองการเกิดการแทรกสอดสัญญาณระหว่างเซลล์



รูปที่ 3.2 รูปแบบเครือข่ายแบบรังผึ้ง



รูปที่ 3.3 แบบจำลองการใช้งานความถี่ซ้ำในรูปแบบต่างๆ

ซอฟต์แวร์ โดยเซลล์ถูกแบ่งออกเป็นเซลล์ย่อย ดังรูปที่ 3.3(จ) สมการที่ใช้ในการจำลองหาค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอด ดังสมการที่ 3.1

$$SIR = \frac{P_r^{-\alpha}}{\sum_{i=1}^n P_i (r_{2i})^{-\alpha}} \quad (3.1)$$

- $P_r$  คือ กำลังส่งที่สถานีฐานภายในเซลล์ตัวเอง
- $P_i$  คือ กำลังส่งที่สถานีฐานข้างเคียง
- $i$  คือ สถานีฐาน
- $r_i$  คือ ระยะห่างระหว่างสถานีฐานภายในเซลล์ตัวเองกับผู้ใช้งาน

$r_{2i}$  คือ ระยะห่างระหว่างสถานีฐานข้างเคียงกับผู้ใช้งาน

$\alpha$  คือ pathloss exponent

โดยค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองหาค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดเทียบกับค่าฟังก์ชันการแจกแจงความหนาแน่นของความน่าจะเป็น ในกรณีที่ใช้เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำในรูปแบบต่างๆ แสดงดังตารางที่ 3.1 โดยได้ทำการจำลองด้วยโปรแกรมแมทแล็บของทั้ง 5 รูปแบบข้างต้น กรณีที่มีการร่วมกับเทคนิคการนำความถี่มาใช้ซ้ำ โดยดูประสิทธิภาพจากค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดเทียบกับค่าฟังก์ชันการแจกแจงความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (Probability Density Function : PDF) ดังรูปที่ 3.4 จากกราฟพบว่าค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดของรูปแบบที่ 5 (Soft FFR sector) ที่ใช้เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำแบบซอฟต์แวร์ โดยเซลล์ถูกแบ่งออกเป็นเซกเตอร์ มีประสิทธิภาพสูงสุด รองลงมาเป็นรูปแบบที่ 3 (FFR sector) รูปแบบที่ 4 (Soft FFR) รูปแบบที่ 2 (FFR) และรูปแบบที่ 1 (reuse 3 sector) ตามลำดับ

จากการจำลองแบบเพื่อเปรียบเทียบเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำในรูปแบบต่างๆ นี้สามารถสรุปได้ว่า เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำแบบซอฟต์แวร์ในเซลล์ที่ถูกแบ่งเป็นเซกเตอร์ให้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดสูงสุด จึงเหมาะที่จะนำไปใช้เครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่ เพื่อให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุด

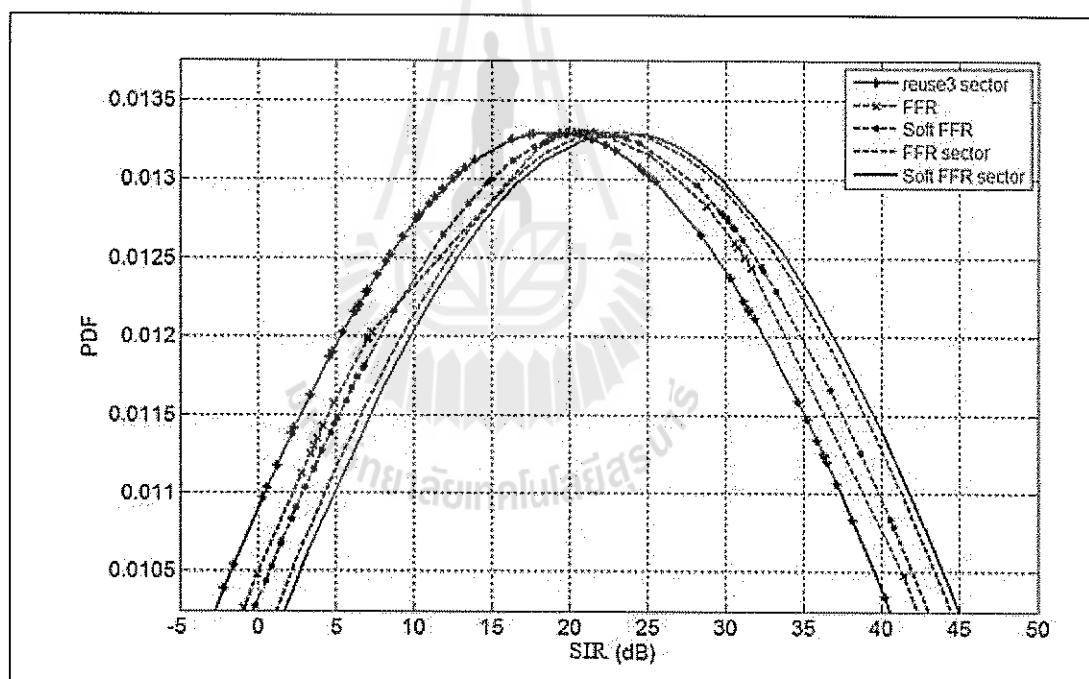
### 3.3 การจำลองแบบเปรียบเทียบเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำในรูปแบบต่างๆ เมื่อใช้งานร่วมกับเทคนิคการก่อรูปลำคลื่น

สมมติฐานในงานวิจัยนี้ที่ตั้งไว้คือระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่นสามารถเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานในเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่ได้ ถึงแม้ว่าในเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่จะมีการพัฒนาเทคนิคการนำความถี่มาใช้ซ้ำเพื่อแก้ไขปัญหาการแทรกสอดสัญญาณระหว่างเซลล์ก็ตามแต่ยังคงไม่มีประสิทธิภาพสูงสุด จากการศึกษานวัตกรรมพบวาระบบสายอากาศเก่งช่วยเพิ่มประสิทธิภาพให้กับเครือข่ายเคลื่อนที่ในยุคที่สี่ได้ ดังนั้นจึงได้จำลองแบบเพื่อเปรียบเทียบเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำทั้ง 5 รูปแบบใหม่อีกครั้งโดยเพิ่มเทคนิคการก่อรูปลำคลื่นของระบบสายอากาศเก่งเข้าไปในระบบ เพื่อช่วยเพิ่มอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอด สมการที่ใช้ในการจำลองหาค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดกรณีเพิ่มเทคนิคการก่อรูปลำคลื่น ดังสมการที่ 3.2

$$SIR = \frac{Pr_{11}^{-\alpha}}{\sum_{i=1}^n G(\theta)_i P_i(r_{2i})^{-\alpha}} \quad (3.2)$$

ตารางที่ 3.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองแบบในกรณีที่ใช้เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำ  
ในรูปแบบต่างๆ

รูปแบบเครือข่าย	แบบรั้งผึ้ง (cellular systems)
จำนวนสถานีฐาน	19 สถานี
รัศมีของแต่ละเซลล์ (r)	500 เมตร
ระยะห่างระหว่างสถานีฐาน (R) [F. Khan (2009)]	1 กิโลเมตร
จำนวนผู้ใช้งาน (สุ่มแบบ Uniform distribution)	100 คน
path-loss exponent ( $\alpha$ ) [F. Khan (2009)]	4
มุมของเซลล์ที่แบ่งเซกเตอร์	120°



รูปที่ 3.4 กราฟแสดงค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดเทียบกับค่าฟังก์ชันการแจกแจงความหนาแน่นของความน่าจะเป็น ในกรณีที่ใช้เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำในรูปแบบต่างๆ

- $P_i$  คือ กำลังส่งที่สถานีฐานภายในเซลล์ตัวเอง
- $P_i$  คือ กำลังส่งที่สถานีฐานข้างเคียง
- $G(\theta)_i$  คือ อัตราขยายของสายอากาศ
- $i$  คือ สถานีฐาน
- $r_i$  คือ ระยะห่างระหว่างสถานีฐานภายในเซลล์ตัวเองกับผู้ใช้งาน
- $r_{2i}$  คือ ระยะห่างระหว่างสถานีฐานข้างเคียงกับผู้ใช้งาน
- $\alpha$  คือ pathloss exponent

โดยค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองหาค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดเทียบกับค่าฟังก์ชันการแจกแจงความหนาแน่นของความน่าจะเป็น ในกรณีที่ใช้เทคนิคการก่อรูปลำคลื่นร่วมเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำในรูปแบบต่างๆ แสดงดังตารางที่ 3.2 ผลการจำลองที่ได้แสดงในรูปที่ 3.5 กราฟแสดงค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดเทียบกับค่าฟังก์ชันการแจกแจงความหนาแน่นของความน่าจะเป็นในกรณีที่ใช้เทคนิคการก่อรูปลำคลื่นของสายอากาศเองมาใช้ร่วมกันกับเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำ ผลของการจำลองในรูปแบบที่ 5 (Soft FFR sector) ยังคงให้ประสิทธิภาพสูงสุดเช่นเดิม รองลงมาในรูปแบบที่ 3 (FFR sector) รูปแบบที่ 4 (Soft FFR) รูปแบบที่ 2 (FFR) และรูปแบบที่ 1 (reuse 3 sector) ตามลำดับ

จากการจำลองแบบเพื่อเปรียบเทียบเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำในรูปแบบต่างๆ เมื่อใช้งานร่วมกับเทคนิคการก่อรูปลำคลื่นนี้สามารถสรุปได้ว่า เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้

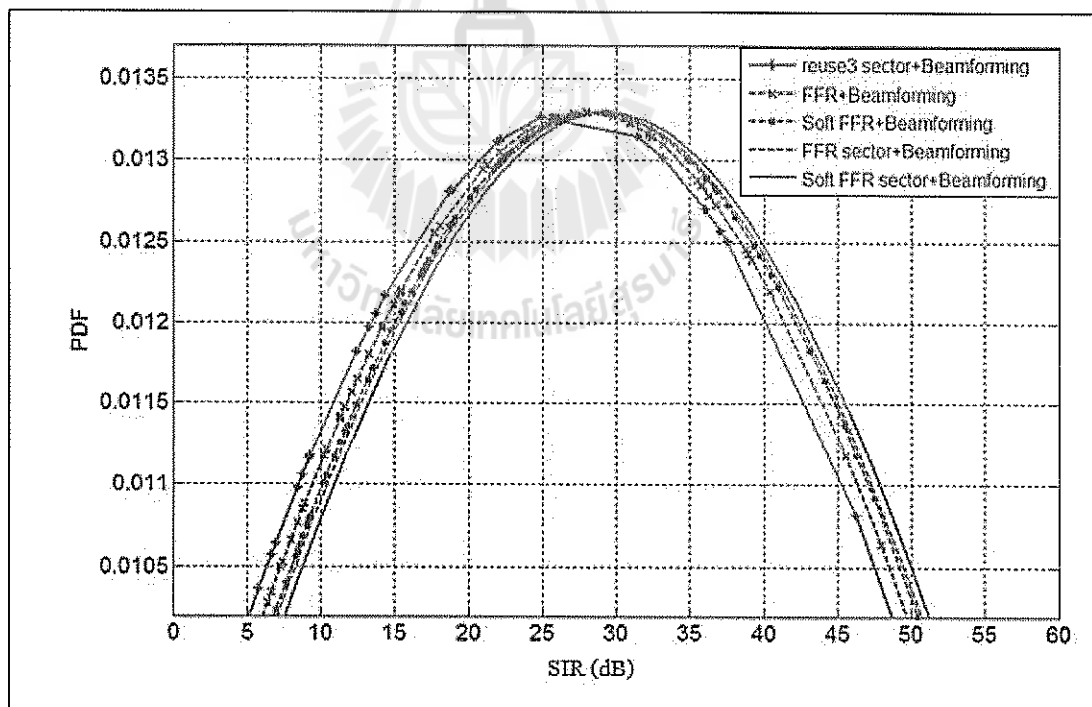
ตารางที่ 3.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองแบบในกรณีที่ใช้เทคนิคการก่อรูปลำคลื่นร่วมเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำในรูปแบบต่างๆ

รูปแบบเครือข่าย	แบบรั้งฝั่ง (cellular systems)
จำนวนสถานีฐาน	19 สถานี
รัศมีของแต่ละเซลล์ (r)	500 เมตร
ระยะห่างระหว่างสถานีฐาน (R) [F. Khan (2009)]	1 กิโลเมตร
จำนวนผู้ใช้งาน (กลุ่มแบบ Uniform distribution)	100 คน
path-loss exponent ( $\alpha$ ) [F. Khan (2009)]	4
มุมของเซลล์ที่แบ่งเซกเตอร์	120°
สายอากาศแนวลำดับ	แบบเชิงเส้น
จำนวนสายอากาศ	4 ต้น
ความถี่กลางที่ใช้ในการออกแบบสายอากาศ	2.595 GHz

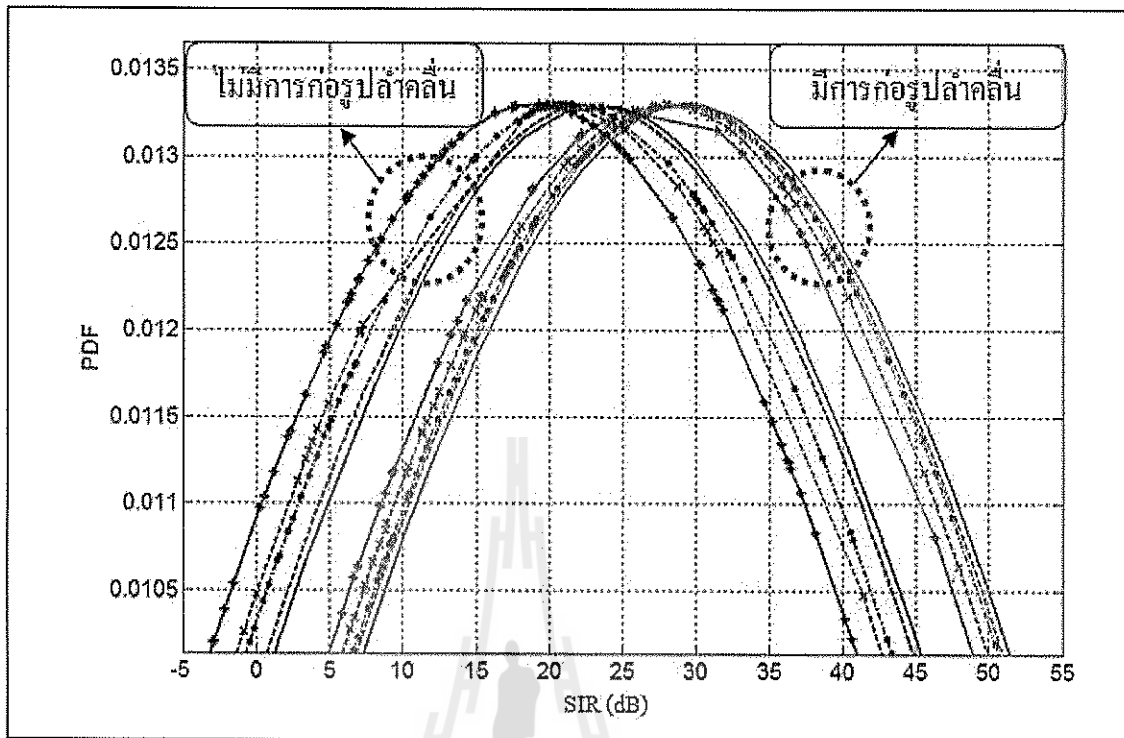
ซ้ำแบบซอฟต์แวร์ใช้งานร่วมกับเทคนิคการก่อรูปลำคลื่นในเซลล์ที่ถูกแบ่งเป็นเซกเตอร์ให้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดสูงสุด จึงเหมาะที่จะนำไปใช้เครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่มากที่สุด

### 3.4 การจำลองแบบเพื่อหาค่าอัตราการเพิ่มขึ้นของค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอด

จากการจำลองทั้งสองหัวข้อที่กล่าวมาข้างต้น พบว่าเมื่อนำกราฟการจำลองทั้ง 2 กราฟมาเปรียบเทียบกัน พบว่ากรณีที่ใช้เทคนิคการก่อรูปลำคลื่นของสายอากาศแงมาใช้ร่วมกับเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำแบบต่างๆ มีประสิทธิภาพสูงกว่ากรณีที่ใช้เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำอย่างเดียว โดยดูจากค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดที่มีค่ามากกว่า ดังแสดงในรูป ที่ 3.6 ดังนั้นแสดงว่าเทคนิคการก่อรูปลำคลื่นของระบบสายอากาศแงสามารถเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่ได้มากขึ้น โดยมีค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดที่มากขึ้น จึงได้นำอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดจากกรณีที่ใช้เทคนิคการก่อรูปลำคลื่นของระบบสายอากาศแงร่วมกับเทคนิคการนำความถี่มาใช้ซ้ำ



รูปที่ 3.5 กราฟแสดงค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดเทียบกับค่าฟังก์ชันการแจกแจงความหนาแน่นของความน่าจะเป็น ในกรณีที่ใช้เทคนิคการก่อรูปลำคลื่นร่วมเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำในรูปแบบต่างๆ



รูปที่ 3.6 กราฟเปรียบเทียบค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดในกรณีที่มีการก่อรูปลำคลื่นและไม่มีการก่อรูปลำคลื่น

แบบซอฟต์แวร์ โดยแบ่งเซลล์ออกเป็นเซลล์ย่อยเทียบกับกรณีที่ใช้เทคนิคการนำความถี่มาใช้ซ้ำแบบซอฟต์แวร์โดยแบ่งเซลล์ออกเป็นเซลล์ย่อยเช่นกัน ซึ่งต่างก็เป็นรูปแบบที่ให้ประสิทธิภาพมีค่าสูงสุด จากนั้นจึงได้ทำการจำลองแบบโดยดูค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดที่ตำแหน่งผู้ใช้งานที่สุ่ม 100 คน เพื่อเปรียบเทียบกันว่าเมื่อใช้เทคนิคการก่อรูปลำคลื่นทำให้มีค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดมากกว่ากรณีที่ไม่ใช้เทคนิคการก่อรูปลำคลื่น ในกรณีที่ใช้เทคนิคการนำความถี่มาใช้ซ้ำแบบซอฟต์แวร์ในเซลล์ที่แบ่งเซลล์ ค่าที่ได้แสดงในตารางที่ภาคผนวก ข จากนั้นนำค่าที่เป็นอัตราการเพิ่มขึ้นของค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอด เพื่อดูค่าฟังก์ชันการแจกแจงความหนาแน่นของความน่าจะเป็นในแต่ละค่าเป็นเท่าใด ค่าที่ได้แสดงดังตารางที่ 3.3 เป็นตารางแจกแจงอัตราการเพิ่มขึ้นของค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและนำค่าที่ได้จึงนำมาแสดงในรูปของกราฟ ดังแสดงในรูปที่ 3.7 เป็นกราฟแสดงอัตราการเพิ่มขึ้นของค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอด (SIR gain) ระหว่างใช้เทคนิคการก่อรูปลำคลื่นและไม่ใช้เทคนิคการก่อรูปลำคลื่นร่วมกับเทคนิคการนำความถี่มาใช้ซ้ำแบบซอฟต์แวร์ในเซลล์ที่แบ่งเซลล์



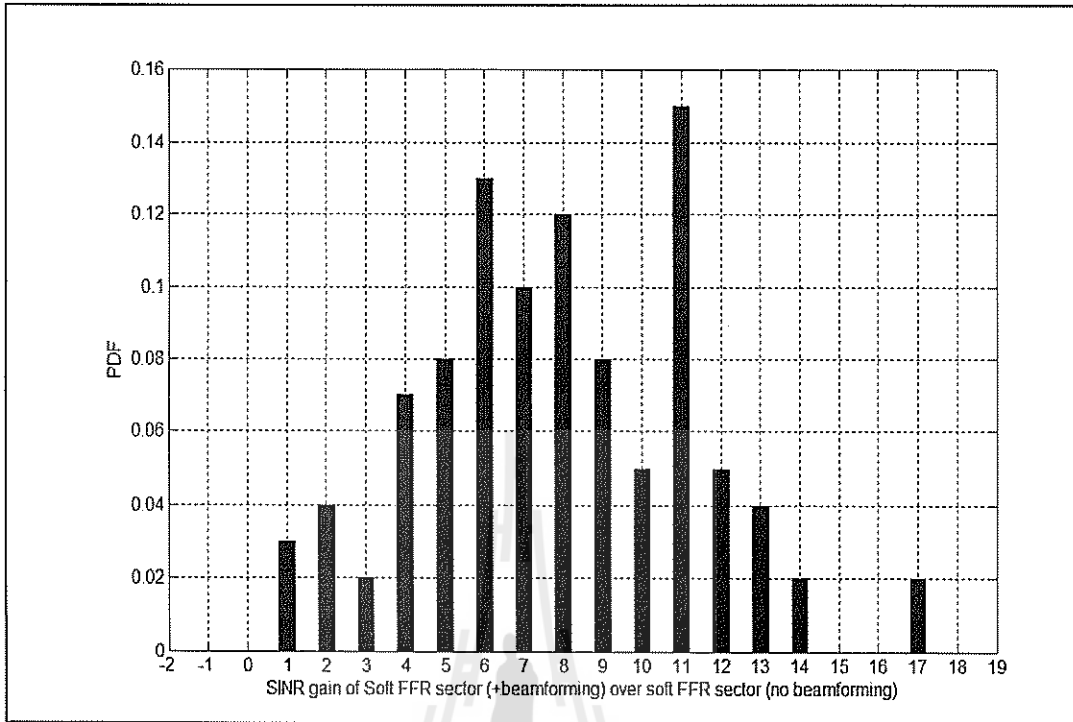
ตารางที่ 3.3 ตารางแจกแจงอัตราการเพิ่มขึ้นของค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอด

อัตราการเพิ่มขึ้นของค่า อัตราส่วนของสัญญาณต่อ สัญญาณแทรกสอด(SIR gain) (dB)	จำนวนความถี่	ฟังก์ชันการแจกแจงความ หนาแน่นของความน่าจะเป็น
1	3	0.03
2	4	0.04
3	2	0.02
4	7	0.07
5	8	0.08
6	13	0.13
7	10	0.10
8	12	0.12
9	8	0.08
10	5	0.05
11	15	0.15
12	5	0.05
13	4	0.04
14	2	0.02
17	2	0.02

รูปที่ 3.7 แสดงอัตราการเพิ่มขึ้นของค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอด พบว่า ค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดนั้นเพิ่มขึ้น 11 dB มีโอกาสเกิดขึ้นมากที่สุด รองลงมาเพิ่มขึ้น 6 dB และ 8 dB ตามลำดับ โดยจากการจำลองสามารถสรุปได้ว่าเทคนิคการก่อรูป ลำคลื่นสามารถเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบได้ในระดับที่น่าพอใจ

### 3.5 การจำลองแบบเพื่อหาค่าความจุของสัญญาณ

นอกจากค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดแล้ว ยังมีอีกหนึ่งพารามิเตอร์ที่บ่งบอกถึงประสิทธิภาพของระบบ คือค่าความจุของช่องสัญญาณ ซึ่งการหาค่าความจุของช่องสัญญาณในแต่ละรูปแบบในการจำลองดังรูปที่ 3.3 (ก) – (จ) สามารถทำได้ดังสมการที่ 3.3 – 3.7 ตามลำดับ



รูปที่ 3.7 ค่าฟังก์ชันการแจกแจงความหนาแน่นของความน่าจะเป็นเทียบกับอัตราการเพิ่มขึ้นของค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอด ของกรณีใช้เทคนิคการก่อรูปลำคลื่นและไม่ใช้เทคนิคการก่อรูปลำคลื่น

$$\frac{C}{B} = \log_2(1 + SIR) \quad (3.3)$$

$$\frac{C}{B} = \frac{1}{4} \log_2(1 + SIR_{center}) + \frac{1}{4} \log_2(1 + SIR_{edge}) \quad (3.4)$$

$$\frac{C}{B} = \frac{1}{4} \log_2(1 + SIR_{center}) + \frac{3}{4} \log_2(1 + SIR_{edge}) \quad (3.5)$$

$$\frac{C}{B} = \frac{2}{3} \log_2(1 + SIR_{center}) + \frac{1}{3} \log_2(1 + SIR_{edge}) \quad (3.6)$$

$$\frac{C}{B} = 2 \log_2(1 + SIR_{center}) + \log_2(1 + SIR_{edge}) \quad (3.7)$$

โดย  $C$  คือ ความจุช่องสัญญาณ ในหน่วยบิตต่อวินาที (bits/sec)

$B$  คือ แบนด์วิดท์

$SIR$  คือ อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอด

$SIR_{center}$  คือ อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดบริเวณกลางเซลล์

$SIR_{edge}$  คือ อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดบริเวณขอบเซลล์

ตารางที่ 3.4 แสดงค่าความจุของช่องสัญญาณทั้ง 5 รูปแบบ โดยเปรียบเทียบกันในกรณีที่  
ใช้เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำเพียงอย่างเดียวกับกรณีที่นำเทคนิคการก่อรูปลำคลื่นมาใช้  
ร่วมกัน ซึ่งพบว่าค่าความจุของช่องสัญญาณกรณีที่มีการใช้เทคนิคก่อรูปลำคลื่นมีค่ามากกว่ากรณีที่  
ไม่มีการใช้เทคนิคก่อรูปลำคลื่น

ตารางที่ 3.4 ค่าความจุของช่องสัญญาณ

รูปแบบ	ความจุช่องสัญญาณ [b/s/Hz]	
	ไม่ใช้เทคนิคการก่อรูปลำคลื่น	ใช้เทคนิคการก่อรูปลำคลื่น
1	1.4655	2.0127
2	2.4513	2.9962
3	2.9987	3.3491
4	2.8769	3.2697
5	3.0176	3.5531

### 3.6 การจำลองแบบเพื่อหาจำนวนลำคลื่นและจำนวนสายอากาศที่เหมาะสม

จากการจำลองแบบข้างต้นทำให้ทราบว่าเทคนิคการก่อรูปลำคลื่นของระบบสายอากาศเก่ง  
สามารถเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบแอลทีอีทีอีที่ใช้ในเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่ได้ จึงได้ทำการ  
จำลองแบบอีกเพื่อหาว่าระบบสายอากาศเก่งที่จะนำมาก่อรูปลำคลื่นควรมีลักษณะใด โดยใน  
งานวิจัยนี้ได้เลือกใช้สายอากาศเก่งแบบสวิตช์ลำคลื่นตามที่กล่าวไปแล้วในบทที่ 2 จากนั้นต้องมา  
จำลองว่าระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตช์ลำคลื่นที่จะนำมาใช้ในระบบเครือข่ายควรมีการสร้างลำ  
คลื่นหลักจำนวนกี่ลำคลื่นเพื่อให้เกิดประสิทธิภาพที่ดีสำหรับระบบแอลทีอี ตารางที่ 3.5 แสดง  
ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองเพื่อหาจำนวนลำคลื่นที่เหมาะสมในระบบ และรูปที่ 3.8 กราฟ  
แสดงผลการจำลองการหาจำนวนลำคลื่นที่ใช้ในแต่ละเซกเตอร์ โดยจากกราฟพบว่าลำคลื่นจำนวน  
3 ลำคลื่นให้ค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดรวมกับสัญญาณรบกวนดีที่สุด จากนั้น

เมื่อทราบแล้วว่าลำคลื่นจำนวน 3 ลำคลื่นมีความเหมาะสมที่สุดสำหรับระบบใน 1 เซกเตอร์ และเพื่อประสิทธิภาพของระบบที่ดีขึ้นจึงต้องให้ความกว้างของลำคลื่น 3 ลำคลื่นมีพื้นที่ครอบคลุมทั้ง เซกเตอร์คือ  $120^\circ$  ดังนั้นลำคลื่นควรจะมี ความกว้างลำคลื่นละ  $40^\circ$  จึงได้ทำการจำลองผลเพื่อหา จำนวนของสายอากาศที่นำมาเรียงเป็นแถวลำดับแบบเชิงเส้นให้สามารถก่อรูปลำคลื่นที่มีความ กว้างลำคลื่น  $40^\circ$  ตารางที่ 3.6 แสดงค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองเพื่อหาจำนวนของสายอากาศ ที่เหมาะสม และรูปที่ 3.9 แสดงผลการจำลองเพื่อหาจำนวนสายอากาศที่เหมาะสม พบว่า ใช้ สายอากาศจำนวน 5 ต้นจะทำให้ความกว้างของลำคลื่น  $40.5^\circ$

### 3.7 สรุป

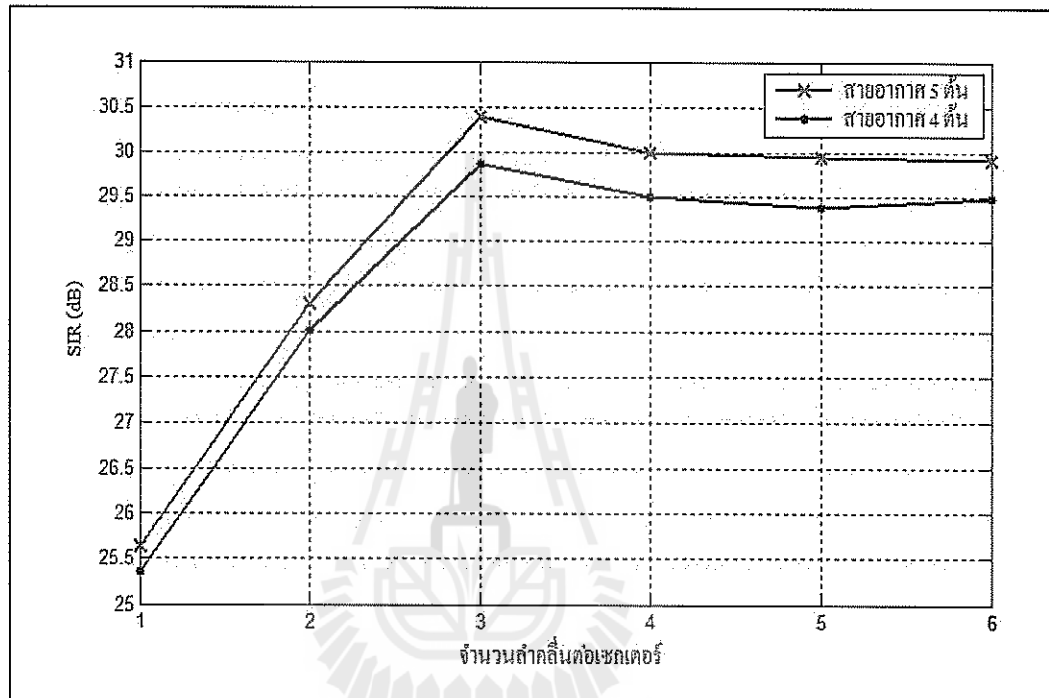
จากการที่ได้นำเสนอผลการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์ ผลที่ได้พบว่าระบบสายอากาศเก่ง สามารถเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานในเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่ได้ โดยดูประสิทธิภาพของระบบ จากค่าพารามิเตอร์หลัก 2 ค่า คือ ค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดรวมกับสัญญาณ รบกวนและค่าความจุของช่องสัญญาณ จากนั้นจึงได้จำลองเพื่อหาความเหมาะสมของจำนวน สายอากาศและจำนวนลำคลื่นสำหรับในเซลล์ 1 เซกเตอร์ พบว่าควรใช้สายอากาศ 5 ต้น ลำคลื่น 3 ลำ คลื่น ที่ทำให้ระบบเกิดประสิทธิภาพดีที่สุดเพื่อนำมาใช้งานในการเพิ่มประสิทธิภาพของระบบ เครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่ได้

ตารางที่ 3.5 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองเพื่อหาค่าจำนวนลำคลื่นที่เหมาะสมในระบบ

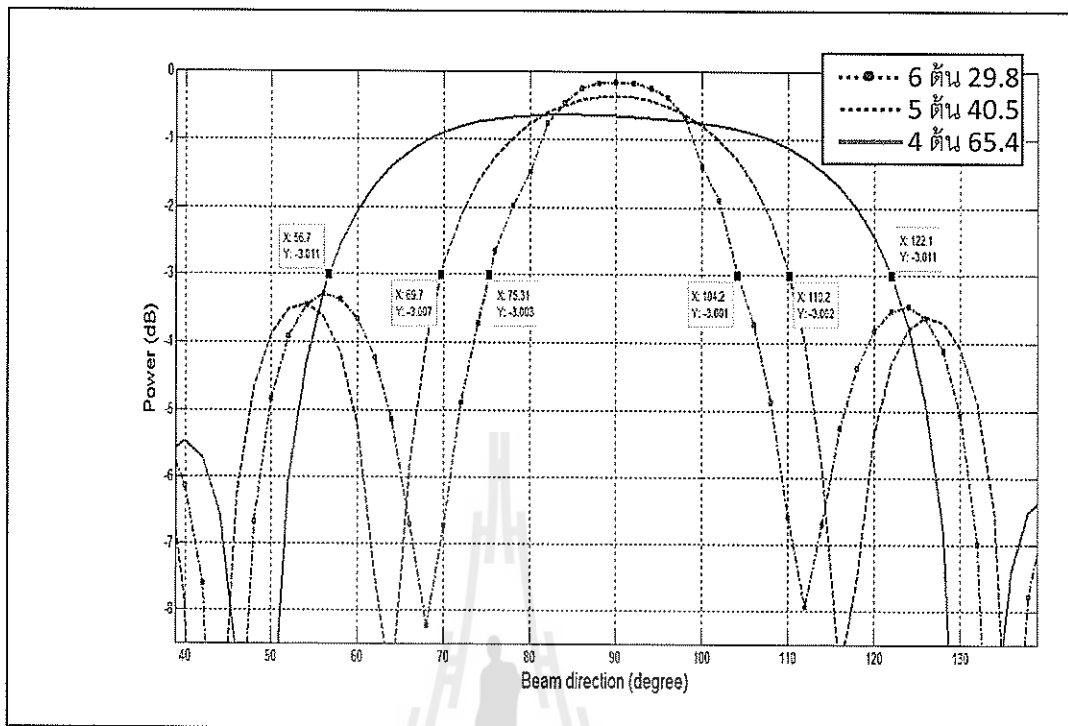
รูปแบบเครือข่าย	แบบรังผึ้ง (cellular systems)
จำนวนสถานีฐาน	19 สถานี
รัศมีของแต่ละเซลล์ (r)	500 เมตร
ระยะห่างระหว่างสถานีฐาน (R) [F. Khan (2009)]	1 กิโลเมตร
จำนวนผู้ใช้งาน (สุ่มแบบ Uniform distribution)	100 คน
มุมของเซลล์ที่แบ่งเซกเตอร์	$120^\circ$
จำนวนสายอากาศ	5 ต้น
สายอากาศแถวลำดับ	แบบเชิงเส้น
ระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละต้น	$\lambda/2$
ความถี่กลางที่ใช้ในการออกแบบสายอากาศ	2.595 GHz

ตารางที่ 3.6 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองเพื่อหาจำนวนของสายอากาศที่เหมาะสม

สายอากาศแถวลำดับ	แบบเชิงเส้น
ระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละต้น	$\lambda/2$
ความถี่กลางที่ใช้ในการออกแบบสายอากาศ	2.595 GHz



รูปที่ 3.8 กราฟแสดงผลการจำลองการหาจำนวนลำคลื่นที่เหมาะสมในแต่ละเซกเตอร์



รูปที่ 3.9 กราฟแสดงผลการจำลองเพื่อหาจำนวนสายอากาศที่เหมาะสม

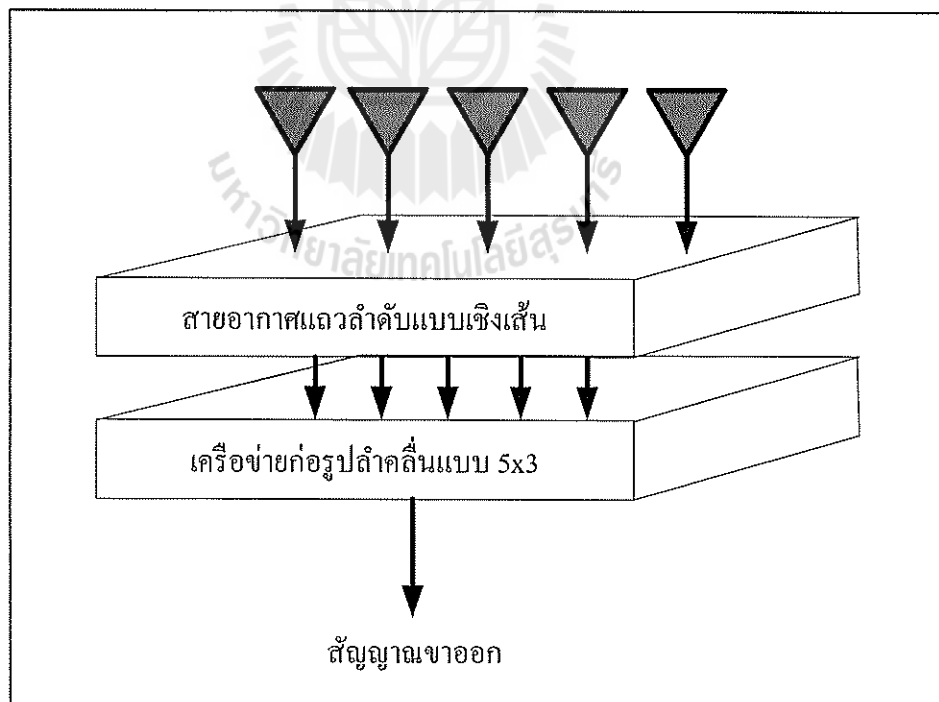


## บทที่ 4

### การออกแบบระบบสายอากาศเก็งแบบสวิตซ์ลำคลื่นแบบ 5×3

#### 4.1 กล่าวนำ

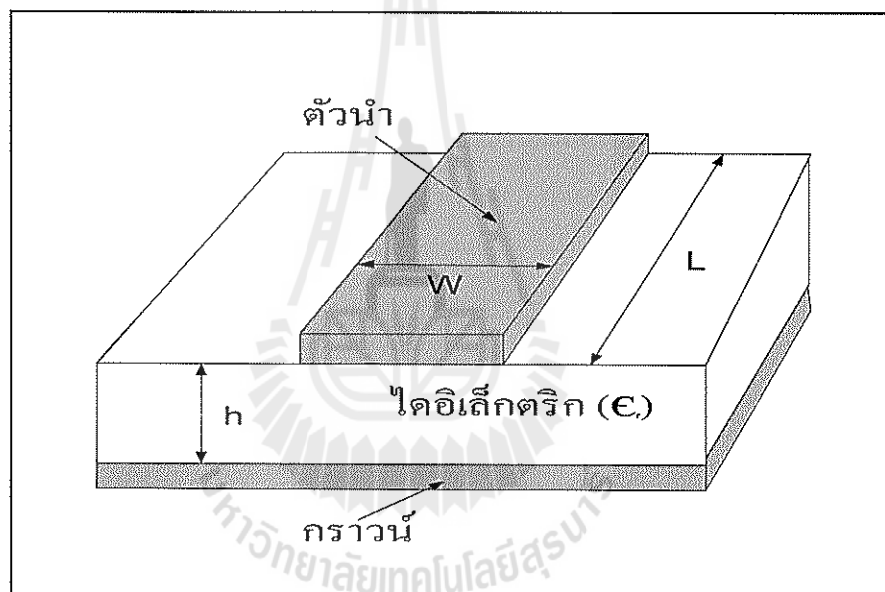
เนื้อหาในบทนี้กล่าวถึงการออกแบบระบบต้นแบบของสายอากาศเก็งแบบสวิตซ์ลำคลื่นแบบ 5×3 เพื่อนำไปใช้งานร่วมกับเทคโนโลยีแอลทีอีทีที่เป็นเทคโนโลยีที่จะเข้ามามีบทบาทอย่างมากในเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่ ออกแบบระบบต้นแบบเพื่อทำงานในย่านความถี่ 2.5 – 2.69 GHz รูปที่ 4.1 แสดงส่วนประกอบของระบบต้นแบบของงานวิจัยนี้ ซึ่งสามารถแบ่งเป็น 2 ส่วนหลักๆ คือ ส่วนแรกเป็นการออกแบบในส่วนของสายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้นและส่วนที่สองเป็นการออกแบบเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ 5×3 ในการออกแบบส่วนประกอบของระบบดังกล่าวเราจะใช้โปรแกรม CST Microwave Studio ในการจำลองผลเพื่อเป็นแนวทางในการสร้างอุปกรณ์ต้นแบบต่อไป



รูปที่ 4.1 ส่วนประกอบของระบบสายอากาศเก็งแบบสวิตซ์ลำคลื่นสำหรับใช้งานในเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่

## 4.2 การออกแบบสายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้น

สายอากาศในชุดอุปกรณ์ต้นแบบของระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตช์ลำดับนี้จะเป็นสายอากาศประเภทแถวลำดับเชิงเส้น ซึ่งจะมียอดประกอบคือ สายอากาศ 5 ต้น เรียงตัวเป็นเส้นตรง โดยในงานวิจัยนี้เลือกใช้สายอากาศไมโครสตริป (microstrip antenna) เนื่องจากเราจำเป็นต้องเลือกใช้สายอากาศที่มีคุณสมบัติในการแผ่กระจายคลื่นได้รอบทิศทาง อีกทั้งสามารถออกแบบได้ง่ายครอบคลุมในย่านความถี่ที่ต้องการ และได้ทำการออกแบบที่ย่านความถี่ 2.5-2.69 GHz ซึ่งเป็นย่านความถี่ที่ใช้งาน โดยคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้คำนวณหาความกว้างของสายไมโครสตริป พิจารณาดังที่แสดงในรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

กำหนดให้

ความถี่กลางที่ใช้งาน ( $f$ ) = 2.595 GHz

$\epsilon_r = 4.5$

ความสูงของไดอิเล็กตริก ( $h$ ) = 1.66 mm

ออกแบบที่  $Z_0 = 50 \Omega$

จากการพิจารณาเงื่อนไขของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ

เนื่องจาก ค่า  $Z_0 = 50 \Omega$  ซึ่ง  $Z_0 \geq 23.6 \Omega$

การคำนวณหาความกว้างของไมโครสตริป ( $W$ ) เราใช้สมการที่ 4.1



$$\frac{w}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2} & ; \frac{w}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & ; \frac{w}{h} > 2 \end{cases} \quad (4.1)$$

หาค่า

$$A = \frac{Z_o}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (4.2)$$

แทนค่าจะได้

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

$$A = 1.54$$

นำค่า A แทนค่าในสมการที่ 4.1 เพื่อตรวจสอบเงื่อนไขดังนี้

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

$$\frac{w}{h} = \frac{8e^{1.54}}{e^{2(1.54)} - 2}$$

$$\frac{w}{h} = 1.89 \quad ; \frac{w}{h} < 2 \quad \text{เป็นไปตามเงื่อนไข}$$

ดังนั้น

$$w = 1.89h = 1.89(1.66) = 3.14 \text{ มิลลิเมตร}$$

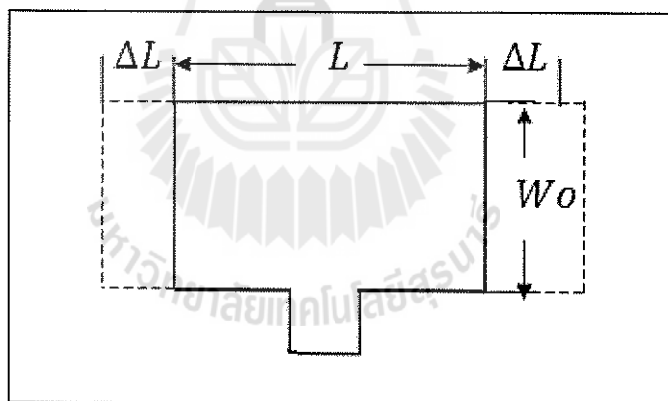
จากนั้นคำนวณหาความกว้างและความยาวของสายอากาศไมโครสตริป พิจารณาตั้งรูปที่แสดงในรูปที่ 4.3 จาก

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r} \left[ 1 + \frac{12h}{w} \right]^{-1/2} \quad (4.3)$$

จะได้

$$\epsilon_{eff} = \frac{4.5 + 1}{2} + \frac{4.5 - 1}{4.5} \left[ 1 + \frac{12(1.66)}{1.89} \right]^{-1/2}$$

$$\epsilon_{eff} = 2.98$$



รูปที่ 4.3 การคำนวณสายอากาศไมโครสตริป

หาความกว้างของสายอากาศ

$$w_0 = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (4.4)$$

$$f_r = f \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (4.5)$$

$$W_o = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 2.595 \times 10^9 \times \sqrt{2.98}} \sqrt{\frac{2}{4.5+1}}$$

$$W_o = 20.19 \text{ มิลลิเมตร}$$

หาความยาวของสายอากาศ

$$L = \frac{c}{2f \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L \quad (4.6)$$

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left( \frac{W_o}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left( \frac{W_o}{h} + 0.8 \right)} \quad (4.7)$$

$$\Delta L = 0.412 h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left( \frac{W_o}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left( \frac{W_o}{h} + 0.8 \right)} \quad (4.8)$$

แทนค่าในสมการ (4.8) ได้ดังนี้

$$\Delta L = 0.412 (1.66 \text{ mm}) \frac{(2.98 + 0.3) \left( \frac{20.19 \text{ mm}}{1.66 \text{ mm}} + 0.264 \right)}{(2.98 - 0.258) \left( \frac{20.19 \text{ mm}}{1.66 \text{ mm}} + 0.8 \right)}$$

$$\Delta L = 1.154 \text{ มิลลิเมตร}$$

จะได้

$$L = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 2.595 \times 10^9 \sqrt{2.98}} - 2 \times (1.154 \text{ mm})$$

$$L = 31.18 \text{ มิลลิเมตร}$$

ดังนั้นจะได้สายอากาศไมโครสตริปที่มีความกว้าง  $W_o = 20.19$  มิลลิเมตร

$$\text{ความยาว } L = 31.18 \text{ มิลลิเมตร}$$

และความกว้างของสายไมโครสตริป = 3.14 มิลลิเมตร

ในรูปที่ 4.4 แสดงลักษณะการวางตัวของสายอากาศที่ใช้ในระบบสายอากาศแ่งแบบสวิตช์ ลำคลื่นที่มีการวางตัวเป็นเส้นตรง ซึ่งใช้ระยะห่างระหว่างสายอากาศ  $d = \lambda/2$  ซึ่งเป็นระยะที่มีความเหมาะสมกับการวางตัวแบบเชิงเส้นมากที่สุด โดยสามารถคำนวณหาระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละต้นได้จากสมการที่ 4.9

$$v = f\lambda \tag{4.9}$$

ความยาวคลื่น ( $\lambda$ )

$$\lambda = \frac{v}{f} = \frac{3 \times 10^8}{2.595 \times 10^9}$$

$$\therefore \lambda = 10.17 \text{ เซนติเมตร}$$

โดยระยะห่างระหว่างสายอากาศ

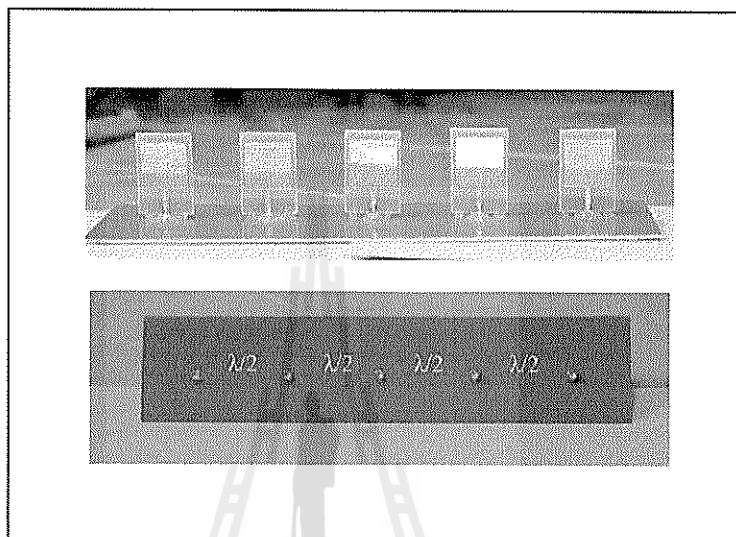
$$d = \frac{\lambda}{2} = \frac{10.17 \text{ cm}}{2}$$

$$\therefore d = 5.085 \text{ เซนติเมตร}$$

#### 4.3 การออกแบบเครือข่ายท่อรูปลำคลื่นแบบ 5×3

เนื่องจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เลือกใช้สายอากาศแ่งลำดับแบบเชิงเส้นที่มีขนาด 5×1 และมีระยะห่างระหว่างสายอากาศเท่ากับ  $\lambda/2$  และต้องการให้เครือข่ายท่อรูปลำคลื่นสร้างลำคลื่นจำนวน 3 ทิศทาง ดังนั้นจึงไม่สามารถนำเครือข่ายท่อรูปลำคลื่นแบบบัทเลอร์เมทริกซ์มาใช้ได้โดยตรง จึงได้ทำการออกแบบเครือข่ายท่อรูปลำคลื่นแบบ 5×3 ได้โครงสร้างของเครือข่ายท่อรูปลำ

คลื่น  $5 \times 3$  ดังแสดงในรูปที่ 2.14 โดยประกอบด้วยอุปกรณ์เชื่อมแบบไฮบริด (hybrid coupler) วงจรไขว้สัญญาณ (crossover) วงจรรวมสัญญาณ (combiner) วงจรแยกสัญญาณ (splitter) และวงจรเลื่อนเฟส (phase shifter) เราได้ทำการออกแบบอุปกรณ์ทั้งหมดโดยใช้โปรแกรม CST Microwave Studio ในการจำลองผลเพื่อนำไปสร้างชิ้นงานจริงต่อไป



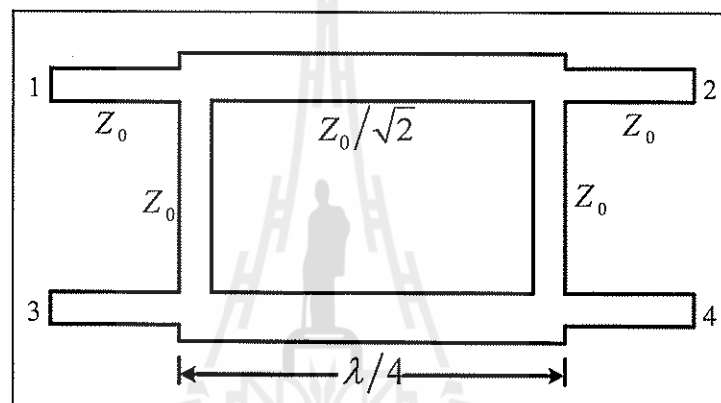
รูปที่ 4.4 สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้น  $5 \times 1$

#### 4.3.1 การออกแบบวงจรเชื่อมแบบไฮบริด

จากโครงสร้างของเครือข่ายคู่รูปสี่เหลี่ยมแบบ  $5 \times 3$  จะต้องใช้วงจรเชื่อมแบบไฮบริด  $90^\circ$  และวงจรเชื่อมแบบไฮบริด  $105^\circ$  ซึ่งวิธีการออกแบบนั้นได้อ้างอิงทฤษฎีการออกแบบสายส่งสัญญาณจากหนังสือของ David M. Pozar (1998) โดยวงจรเชื่อมแบบไฮบริด  $90^\circ$  คืออุปกรณ์เชื่อมต่อเกี่ยวกับทิศทางทำหน้าที่ในการแยกสัญญาณที่ถูกส่งเข้ามายังพอร์ตขาเข้าและส่งออกไปยังพอร์ตขาออกอย่างเท่ากัน โดยพอร์ตขาออกทั้งสองจะมีความต่างเฟส  $90^\circ$  พอร์ตที่อยู่ด้านเดียวกับพอร์ตขาเข้าจะเป็นพอร์ตแยกสัญญาณ เช่น เมื่อสัญญาณถูกส่งเข้ามายังพอร์ต 1 สัญญาณจะถูกส่งออกไปที่พอร์ต 2 และพอร์ต 4 อย่างละเท่าๆกัน โดยสัญญาณที่พอร์ตทั้งสองมีความต่างเฟส  $90^\circ$  พอร์ต 3 เป็นพอร์ตแยกโคดเคียว (isolation port) ซึ่งเป็นพอร์ตที่ไม่ควรมีสัญญาณออกเลย ไฮบริดชนิดนี้มักจะสร้างมาจากไมโครสตริป ดังแสดงในรูปที่ 4.5 คือลักษณะพื้นฐานของวงจรเชื่อมแบบไฮบริด  $90^\circ$  ซึ่งจะเห็นว่าวงจรเชื่อมนี้จะสมมาตรกันแต่ละพอร์ตสามารถใช้เป็นพอร์ตขาเข้าได้และพอร์ตขาออกจะเป็นพอร์ตที่อยู่ตรงข้ามกันกับที่เป็นพอร์ตขาเข้าเสมอ ส่วนพอร์ตแยกก็ยังคงเป็นพอร์ตที่อยู่ด้านเดียวกับพอร์ตขาเข้าเช่นกัน

สำหรับวงจรเชื่อมแบบไฮบริด  $105^\circ$  ก็ใช้หลักการออกแบบเช่นเดียวกันกับวงจรเชื่อมแบบไฮบริด  $90^\circ$  โดยดัดแปลงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการจำลองผลเพื่อให้ได้ค่ามุมเฟสที่เราต้องการ

ในการออกแบบเราจะใช้การคำนวณพื้นฐานมาจากการคำนวณของไมโครสตริป เช่นเดียวกับสายอากาศที่ได้ออกแบบ ดังสมการที่ 4.1 ซึ่งทำการออกแบบบนแผงวงจรพิมพ์แบบ FR4 ที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก ( $\epsilon_r$ ) เท่ากับ 4.5 และมีความหนาของแผ่นไดอิเล็กตริก ( $d$ ) เท่ากับ 1.66 มิลลิเมตร ที่ความถี่กลาง 2.595 GHz ดังนั้นสามารถคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้ดังนี้



รูปที่ 4.5 วงจรเชื่อมแบบไฮบริด  $90^\circ$

เมื่อ 1)  $Z_0 = 50\Omega$  แทนค่าในสมการ (4.2) จะได้

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

แทนค่าจะได้ 
$$A = \frac{50}{60} \sqrt{\frac{4.5 + 1}{2}} + \frac{4.5 - 1}{4.5 + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{4.5} \right) = 1.54$$

เมื่อเรานำ ( $A = 1.54$ ) ไปแทนใน 4.1 จะได้

$$\frac{w}{h} = \frac{8e^{1.54}}{e^{2(1.54)} - 2} = \frac{37.32}{19.76}$$

$$\frac{w}{h} = 1.88 \quad ; \quad \left( \frac{w}{h} < 2 \right) \text{ แสดงว่าใช้ได้}$$

เพราะฉะนั้น

$$w = h(1.88) = (1.66)(1.88) = 3.14 \text{ มิลลิเมตร}$$

และจากสมการที่ 4.3 แทนค่าจะได้

$$\epsilon_{eff} = \frac{4.5+1}{2} + \frac{4.5-1}{4.5} \left[ 1 + \frac{12(1.66)}{1.88} \right]^{-1/2}$$

$$\epsilon_{eff} = 2.98$$

เมื่อทำการเปรียบเทียบจาก  $\epsilon_e \neq \epsilon_r$  และ  $1 < \epsilon_e < \epsilon_r$  แสดงว่าค่าที่ได้เป็นจริงเพราะฉะนั้นจาก

$$\lambda = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e} (f)} \quad (4.10)$$

แทนค่าจะได้

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{2.98} (2.595 \text{ GHz})}$$

$$\lambda = 52.44 \text{ มิลลิเมตร}$$

ที่  $90^\circ$  ;

$$\frac{\lambda}{4} = \frac{52.44}{4} = 26.22 \text{ มม.}$$

เมื่อ 2)  $\frac{Z_0}{\sqrt{2}} = \frac{50}{\sqrt{2}} \Omega = 35.3553$

จาก

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0(\sqrt{\epsilon_r})} \quad (4.11)$$

แทนค่าจะได้

$$B = \frac{377\pi}{2(35.3553)(\sqrt{4.5})} = 8$$

และแทนค่า B ในสมการ 4.1 จะได้

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

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

;  $\left(\frac{w}{h} > 2\right)$  แสดงว่าใช้ได้

เพราะฉะนั้น

$$w = h(3.22) = (1.66)(3.22) \approx 5.34 \text{ มิลลิเมตร}$$

และจากสมการที่ (4.3) แทนค่าจะได้

$$\epsilon_{eff} = \frac{4.5 + 1}{2} + \frac{4.5 - 1}{4.5} \left[ 1 + \frac{12(1.66)}{3.22} \right]^{-1/2}$$

$$\epsilon_{eff} = 3.04$$

เมื่อทำการเปรียบเทียบจาก  $\epsilon_e \neq \epsilon_r$  และ  $1 < \epsilon_e < \epsilon_r$  แสดงว่าค่าที่ได้เป็นจริงเพราะฉะนั้นจากสมการที่ (4.9) จะได้



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

$$= \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{3.04} (2.595 \text{GHz})}$$

$$\lambda = 66.3 \text{ มิลลิเมตร}$$

ที่  $90^\circ$  ;

$$\frac{\lambda}{4} = \frac{66.3}{4} = 16.575 \text{ มิลลิเมตร}$$

เราจึงนำค่าที่หาได้ไปแทนในรูปที่ 4.5 ซึ่งเขียนใหม่ได้ในรูปที่ 4.6

- ที่เส้นที่  $Z_0$  จะมี

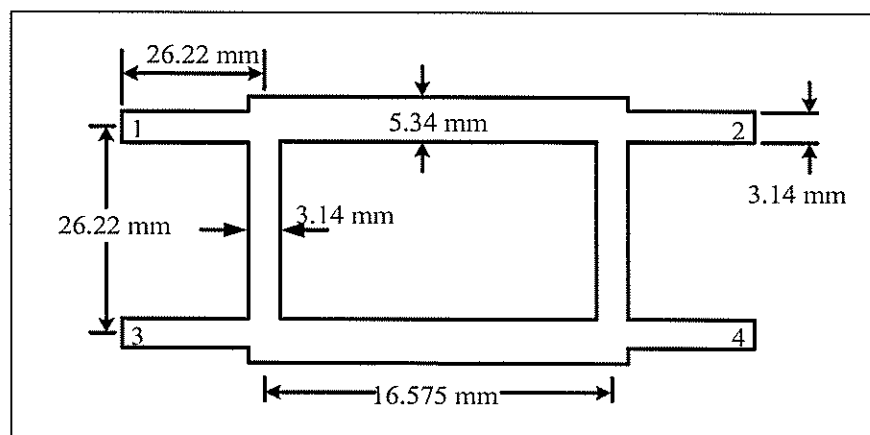
ความกว้าง = 3.14 มิลลิเมตร

ความยาว = 26.22 มิลลิเมตร

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

ความกว้าง = 5.34 มิลลิเมตร

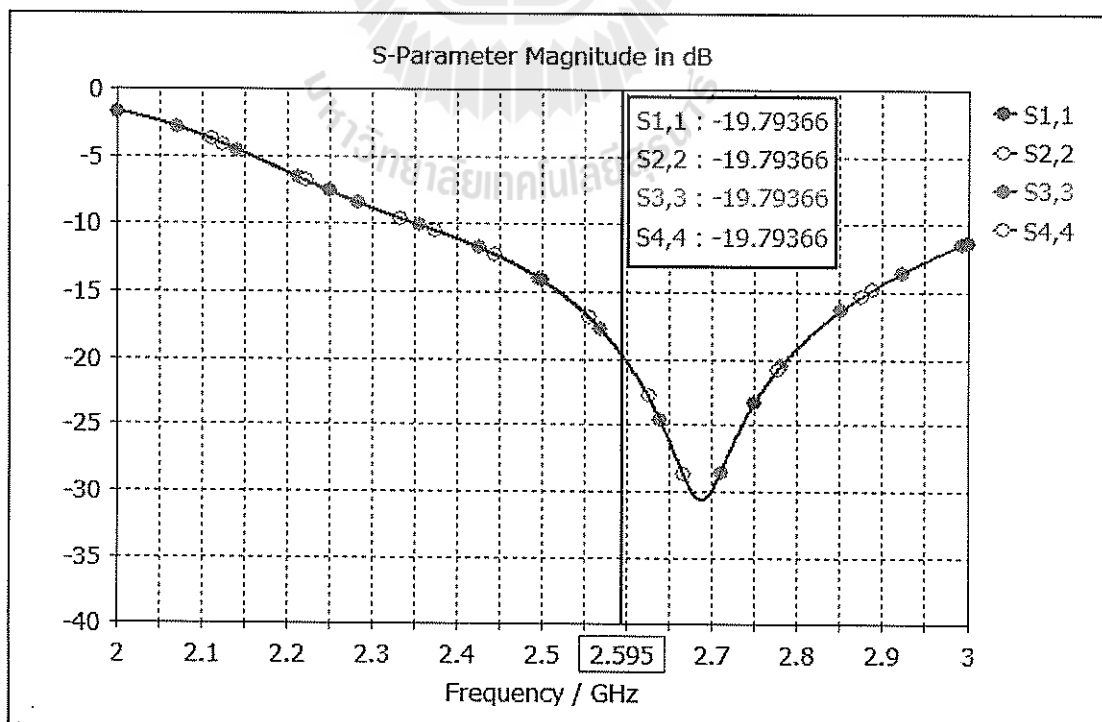
ความยาว = 16.575 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.6 ขนาดของวงจรเชื่อมแบบไฮบริด  $90^\circ$

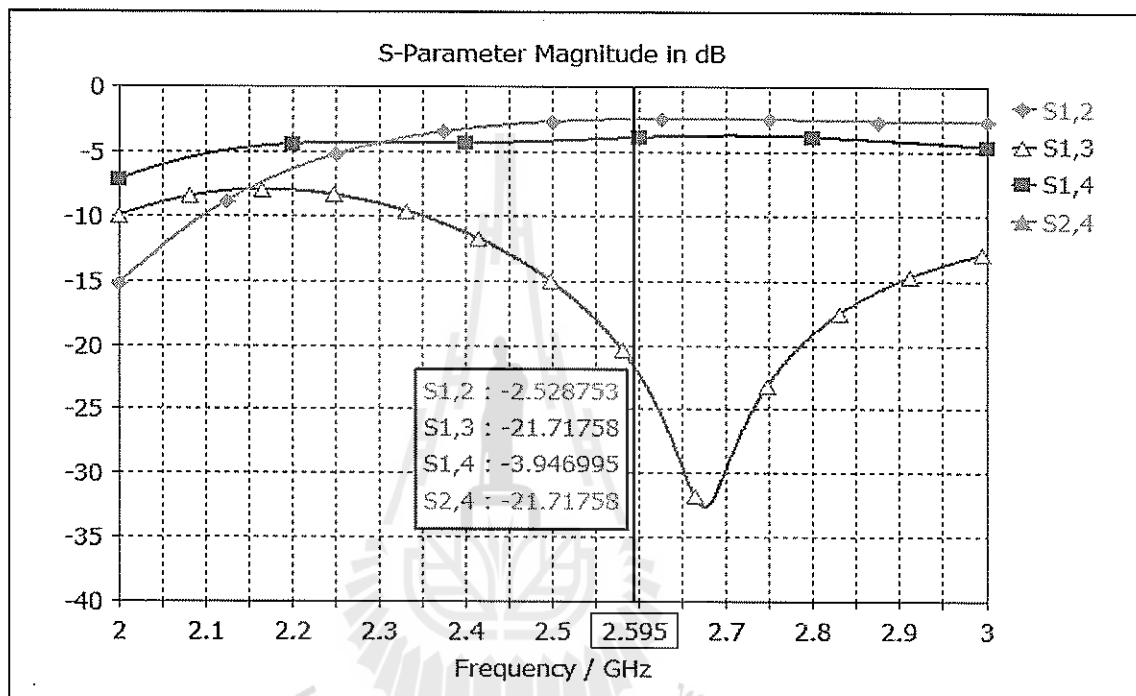
เมื่อได้ค่าพารามิเตอร์ของวงจรเชื่อมแบบไฮบริด  $90^\circ$  แล้ว ได้นำวงจรเชื่อมแบบไฮบริด  $90^\circ$  ที่คำนวณได้ไปจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio ผลดังรูปที่ 4.7 แสดงให้เห็นว่าค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ตของวงจรเชื่อมแบบไฮบริด  $90^\circ$  นี้สามารถส่งผ่านสัญญาณได้ และมีการส่งผ่านสัญญาณจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 2 และ 4 ได้มากและมีค่าใกล้เคียงกันทั้งสองพอร์ต โดยที่สัญญาณจะไม่มี การส่งผ่านไปยังพอร์ต 1 และพอร์ต 3 ดังแสดงในรูปที่ 4.8 นอกจากนี้มุมเฟสของสัญญาณเมื่อมีการส่งสัญญาณเข้าที่พอร์ต 1 ผ่านไปออกที่พอร์ต 2 และ 4 นั้นมีมุมเฟสต่างกันอยู่ประมาณ  $90^\circ$  แสดงดังรูปที่ 4.9 จากผลที่ได้พบว่าเป็นไปตามทฤษฎีและสามารถนำไปใช้สร้างจริงได้

เมื่อได้วงจรเชื่อมแบบไฮบริด  $90^\circ$  แล้ว จึงได้ดัดแปลงวงจรเชื่อมแบบไฮบริด  $90^\circ$  เพื่อให้ได้ค่าความต่างเฟสเปลี่ยนกลายเป็นวงจรเชื่อมแบบไฮบริด  $105^\circ$  โดยใช้โปรแกรมจำลองผลช่วยปรับค่าพารามิเตอร์ ซึ่งในการจำลองนั้นนอกจากจะให้ได้มุมเฟสที่ต้องการแล้วยังต้องคำนึงถึงค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ค่าความสูญเสียจากการแยกโคเดเคียวและค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อให้มีค่าที่เหมาะสมอีกด้วย ซึ่งค่าพารามิเตอร์ของวงจรเชื่อมแบบไฮบริด  $105^\circ$  ที่จำลองผลได้นั้นแสดงดังรูปที่ 4.10 และผลการจำลองดังรูปที่ 4.11 แสดงให้เห็นว่าค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ตของวงจรเชื่อมแบบไฮบริด  $105^\circ$  นี้สามารถส่งผ่านสัญญาณได้

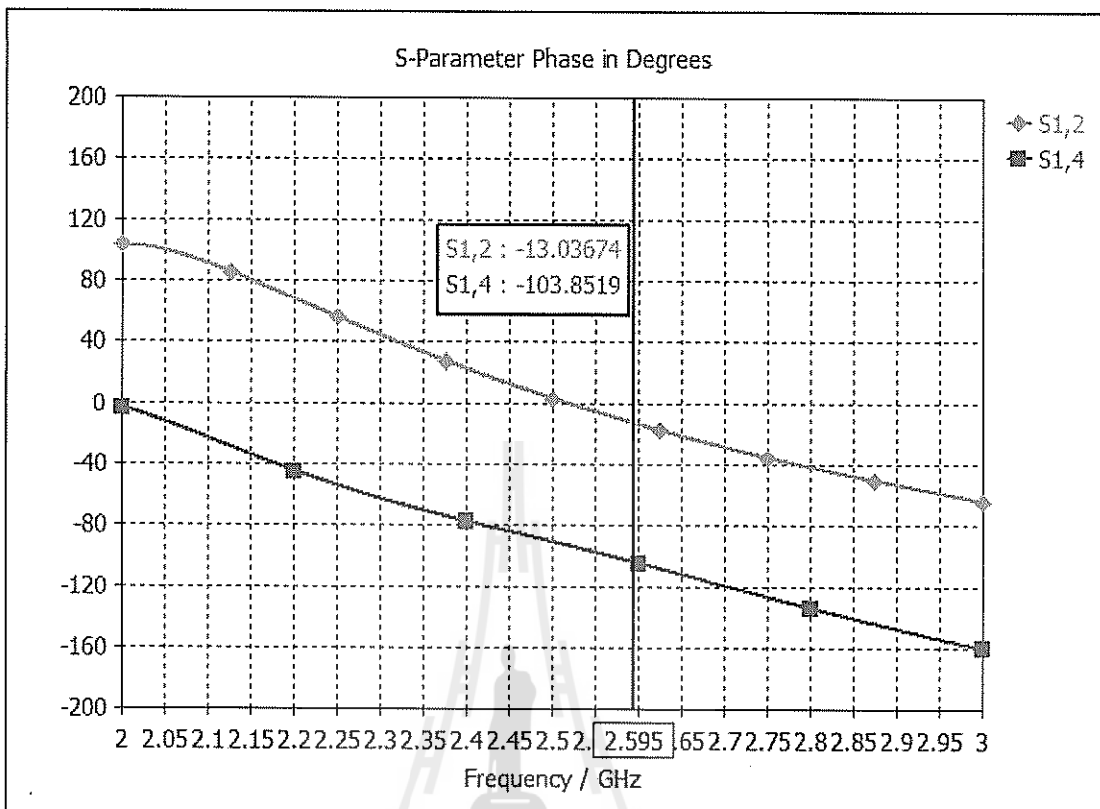


รูปที่ 4.7 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ตของวงจรเชื่อมแบบไฮบริด  $90^\circ$

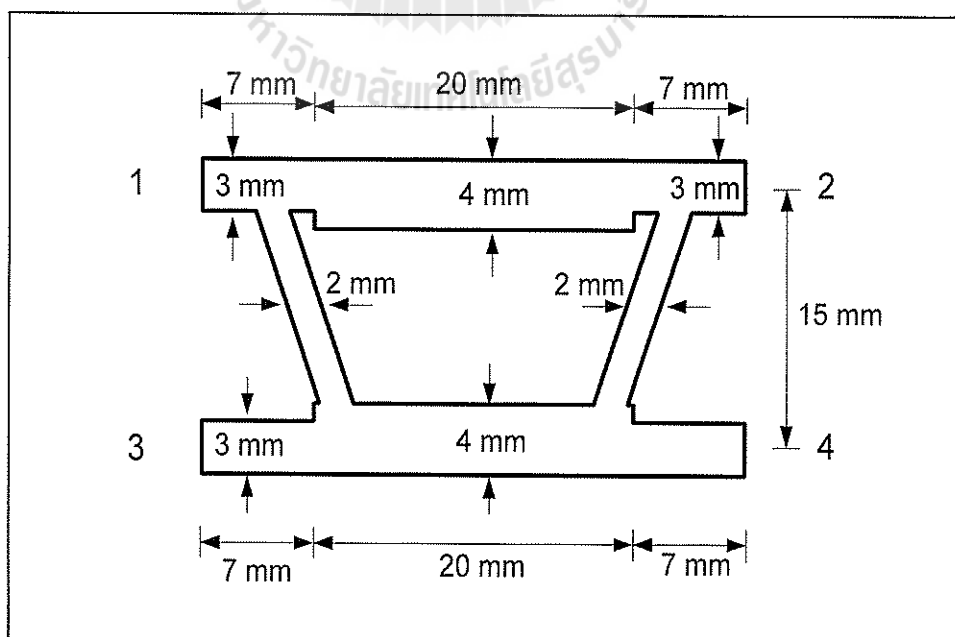
และมีการส่งผ่านสัญญาณจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 2 และ 4 ได้มากและมีค่าใกล้เคียงกันทั้งสองพอร์ต โดยที่สัญญาณจะไม่มี การส่งผ่านไปยังพอร์ต 1 และพอร์ต 3 ดังแสดงในรูปที่ 4.12 นอกจากนี้มุมเฟสของสัญญาณเมื่อมีการส่งสัญญาณเข้าที่พอร์ต 1 ผ่านไปออกที่พอร์ต 2 และ 4 นั้นมีมุมเฟสต่างกันอยู่  $104.6^\circ$  แสดงดังรูปที่ 4.13 จากการจำลองผลนั้นมุมเฟสที่ได้ อาจจะมีค่าไม่ตรง  $105^\circ$  มากนักแต่ทิศทางของค่าคลื่นยังคงมีค่าใกล้เคียงกับการออกแบบ



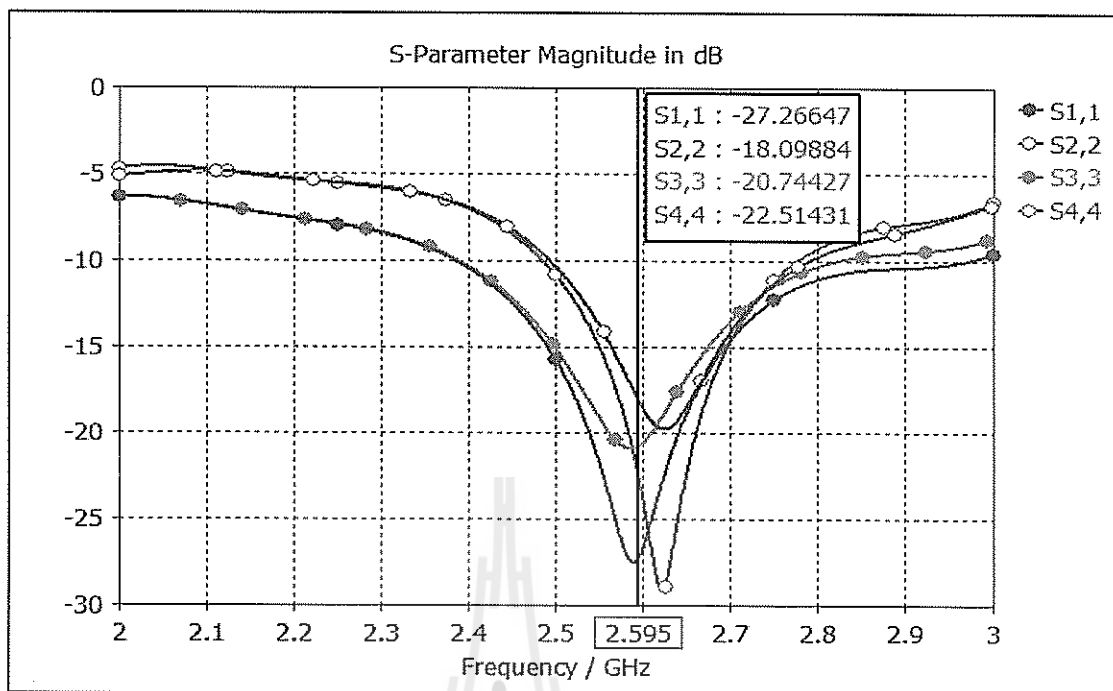
รูปที่ 4.8 ความสูญเสียเนื่องจากการเชื่อมต่อและค่าความสูญเสียจากการแยกโคคเตียวในแต่ละพอร์ตของวงจรเชื่อมแบบไฮบริด  $90^\circ$



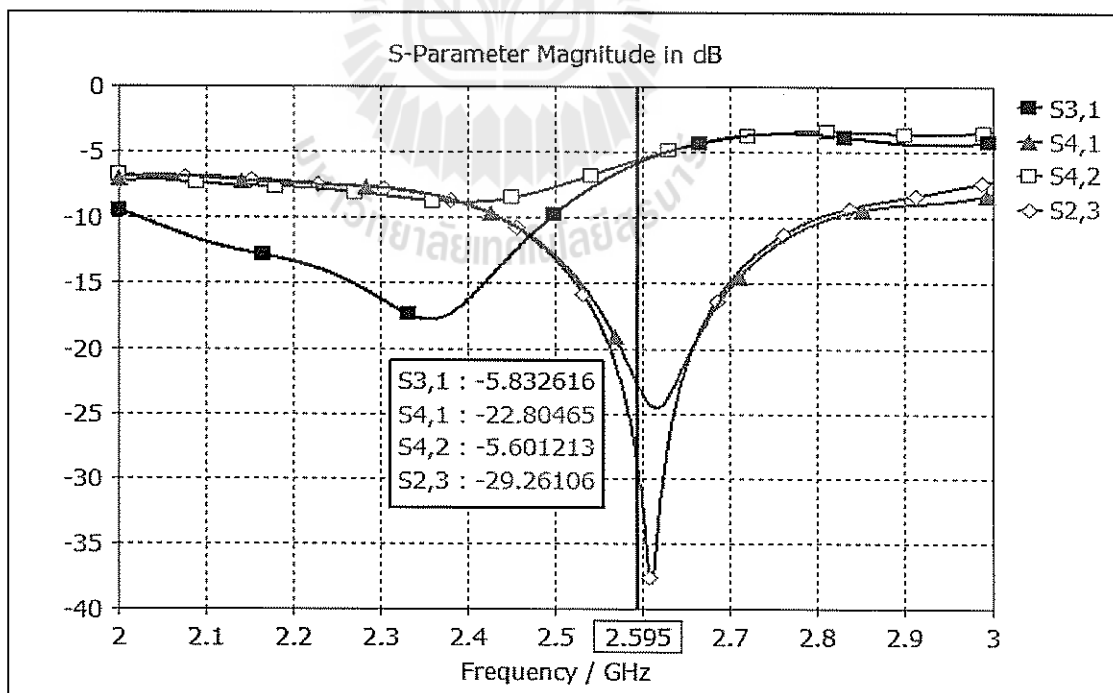
รูปที่ 4.9 มุมเฟสของวงจรเชื่อมแบบไฮบริด 90°



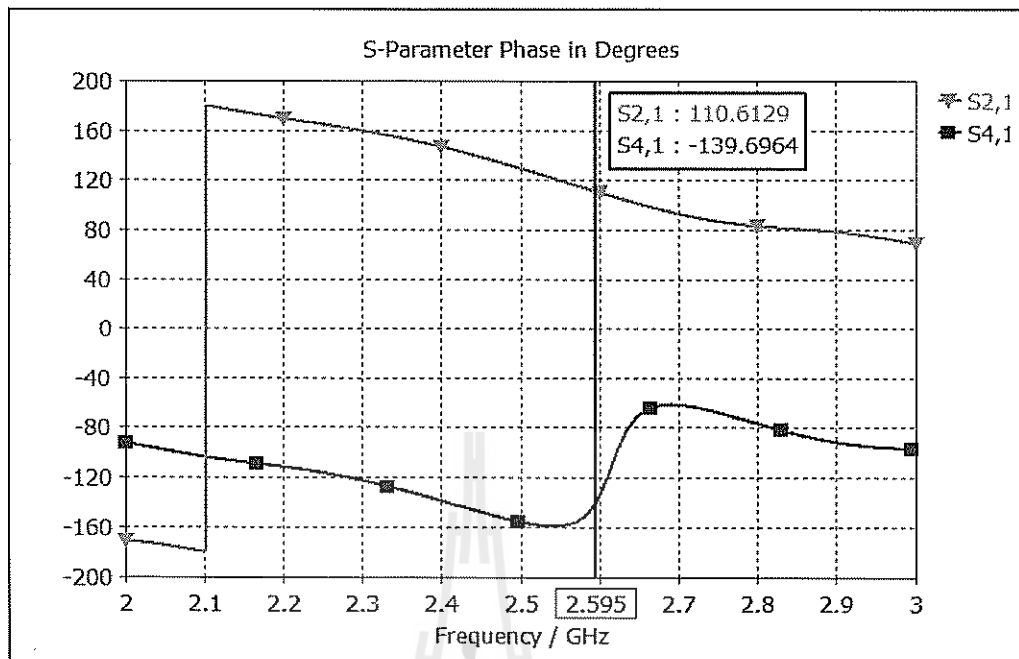
รูปที่ 4.10 ขนาดของวงจรเชื่อมแบบไฮบริด 105°



รูปที่ 4.11 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ตของวงจรเชื่อมแบบไฮบริด 105°



รูปที่ 4.12 ความสูญเสียเนื่องจากการเชื่อมต่อและค่าความสูญเสียจากการแยกโคคเตียวในแต่ละพอร์ตของวงจรเชื่อมแบบไฮบริด 105°

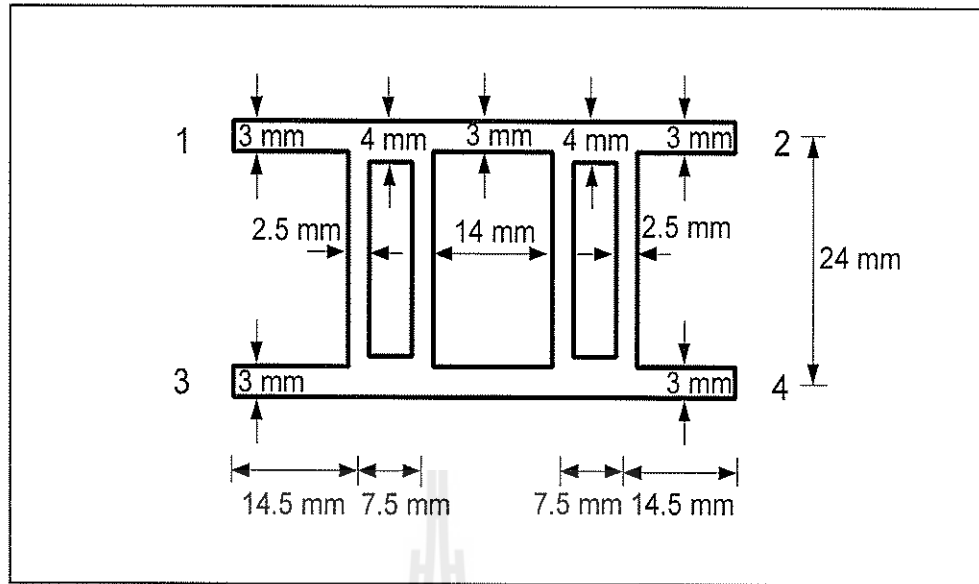


รูปที่ 4.13 มุมเฟสของวงจรเชื่อมแบบไฮบริด 105°

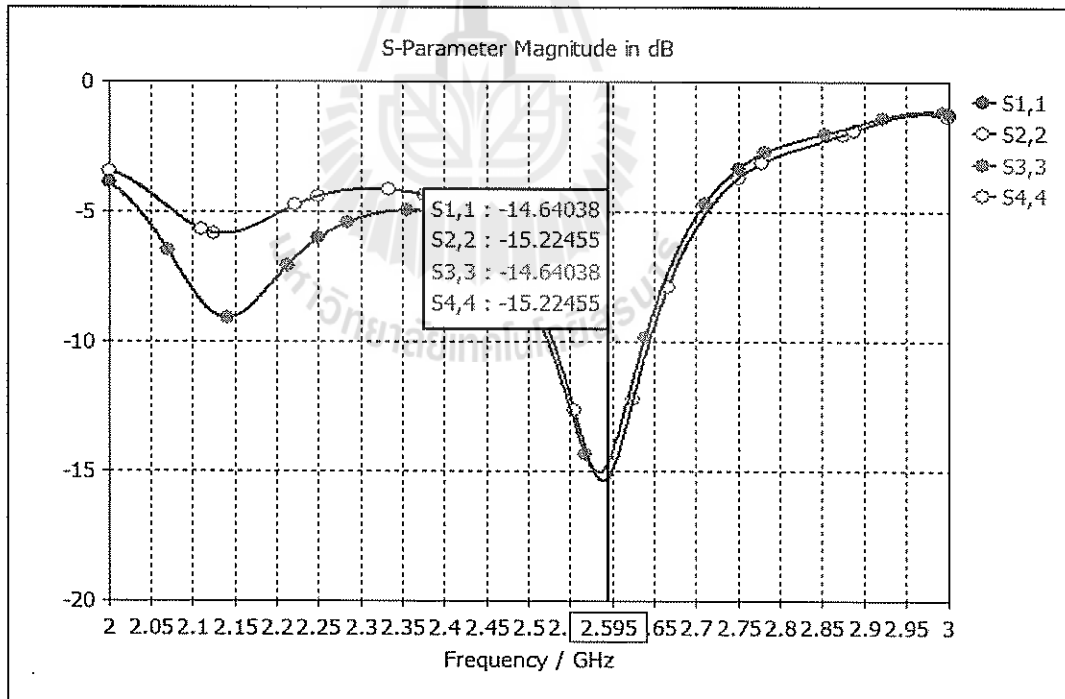
#### 4.3.2 การออกแบบวงจรไขว้สัญญาณ

ในส่วนที่เรียกว่าตัวไขว้สัญญาณจะทำหน้าที่เป็นทางผ่านของสัญญาณ โดยสัญญาณที่เข้ามานั้นจะเดินทางในลักษณะไขว้คือเมื่อสัญญาณเข้าที่พอร์ต 1 จะเดินทางออกที่พอร์ต 4 และเมื่อสัญญาณเข้าที่พอร์ต 3 จะเดินทางออกที่พอร์ต 2 ซึ่งในการคำนวณเพื่อออกแบบนั้นจะใช้สมการเช่นเดียวกันกับวงจรเชื่อมแบบไฮบริด โดยเป็นการนำวงจรเชื่อมแบบไฮบริดมาต่อเข้ากันสองตัวก็จะได้เป็นวงจรไขว้สัญญาณ

รูปที่ 4.14 แสดงขนาดของวงจรไขว้สัญญาณที่ได้จากการนำวงจรเชื่อมแบบไฮบริด 90° มาต่อกันสองตัวและนำไปจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio ได้จำลองผลดังรูปที่ 4.15 แสดงให้เห็นว่าค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ตของวงจรไขว้สัญญาณนี้สามารถส่งผ่านสัญญาณได้ และมีการส่งผ่านสัญญาณจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 4 และสัญญาณจากพอร์ต 2 ไป 3 ได้มาก ซึ่งแสดงว่าสัญญาณสามารถเดินทางผ่านได้มาก โดยที่สัญญาณจะไม่มี การส่งผ่านจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 2 และพอร์ต 4 ดังแสดงในรูปที่ 4.16 นอกจากนี้มุมเฟสของสัญญาณเมื่อมีการส่งสัญญาณเข้าที่พอร์ต 1 ผ่านไปออกที่พอร์ต 4 นั้น มีมุมเฟสเท่ากับมุมเฟสของสัญญาณเมื่อมีการส่งสัญญาณเข้าที่พอร์ต 1 ผ่านไปออกที่พอร์ต 4 นั้นมีมุมเฟสเท่ากับมุมเฟสของสัญญาณที่มีการส่งสัญญาณเข้าที่พอร์ต 3 ผ่านไปออกที่พอร์ต 2 แสดงดังรูปที่ 4.17 จากผลที่ได้พบว่าเป็นไปตามทฤษฎีและสามารถนำไปใช้สร้างจริงได้



รูปที่ 4.14 ค่าพารามิเตอร์ของตัวไขว้สัญญาณ



รูปที่ 4.15 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ตของวงจรไขว้สัญญาณ

### 4.3.3 การออกแบบวงจรรวมและแยกสัญญาณ

ลักษณะของวงจรแยกสัญญาณและวงจรรวมสัญญาณมีหลายรูปแบบ ทั้งแบบ wilkinson และแบบอื่น ๆ ซึ่งการออกแบบและการสร้างอาจจะมีหลายแบบ เช่น แบบใช้หม้อแปลง ลักษณะของรูปแบบนี้จะใช้ระบบของความถี่ต่ำไม่สูงมาก กำลังงานสูง แบบใช้สายโคแอกเชียลซึ่งใช้ได้ที่ ความถี่กลางระดับเมกะเฮิร์ตซ์และการออกแบบโดยใช้แผ่นวงจรพิมพ์ เป็นวงจรแบบไมโครสตริปเหมาะกับงานที่ใช้กับความถี่สูงหรือช่วงกำลังงาน ไม่สูงมากนัก

ลักษณะวงจรแยกสัญญาณ (splitter) เป็นการแยกสัญญาณออกเป็นสองทางหรือหลายทาง ก็ได้แล้วแต่ความต้องการที่ออกแบบ แต่ต้องพิจารณาถึงอิมพีแดนซ์ของวงจรซึ่งคือการแมตช์ซึ่งของสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุต ทั้งนี้ขนาดของสัญญาณจะลดลงตามจำนวนการแยกสัญญาณด้วย ดังตัวอย่างแสดงในรูปที่ 4.18 เป็นบล็อกลำโพงแอมของวงจรการแยกสัญญาณจาก 1 เป็น 2 ทาง สำหรับเป็นสัญญาณอินพุตให้กับภาควงจรอื่น ลักษณะวงจรรวมสัญญาณ (combiner) เป็นการรวมสัญญาณจากสองทิศทางหรือหลายทิศทางให้เป็นสัญญาณรวมเพียงสัญญาณเดียว ซึ่งต้องพิจารณาถึงอิมพีแดนซ์ของวงจรของสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุต เช่นเดียวกับวงจรแยกสัญญาณดังรูปที่ 4.19 จะเป็นบล็อกลำโพงรวมสัญญาณของการรวมสัญญาณจาก 2 สัญญาณเป็นทิศทางเดียวเพื่อให้ได้กำลังรวมทั้งหมดของวงจร ซึ่งทางเอาต์พุตอิมพีแดนซ์จะต้องมีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์ที่เข้าแมตช์เพื่อให้ได้กำลังงานสูงสุดและมีการสูญเสียน้อยที่สุด โดยในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้วงจรแยกสัญญาณและวงจรรวมสัญญาณแบบ Wilkinson โดยวงจรรวมสัญญาณและแยกสัญญาณแบบ Wilkinson แสดงดังรูปที่ 4.20

ในส่วนของการออกแบบนั้นจะใช้การคำนวณพื้นฐานมาจากการคำนวณของไมโครสตริปเช่นเดียวกับสายอากาศที่ได้ออกแบบ ดังสมการที่ 4.1 เช่นเดิม ดังนั้นจะได้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้

เมื่อ 1)  $Z_0 = 50\Omega$  จาก

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

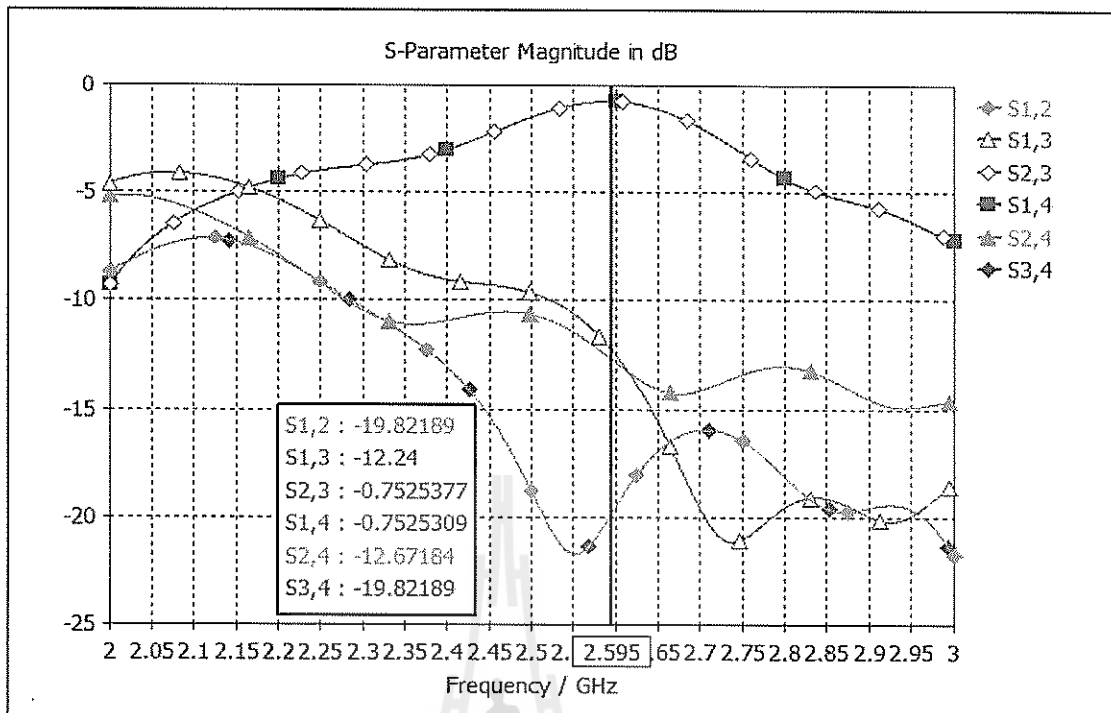
แทนค่าจะได้

$$A = \frac{50}{60} \sqrt{\frac{4.5 + 1}{2} + \frac{4.5 - 1}{4.5 + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{4.5} \right)} = 1.54$$

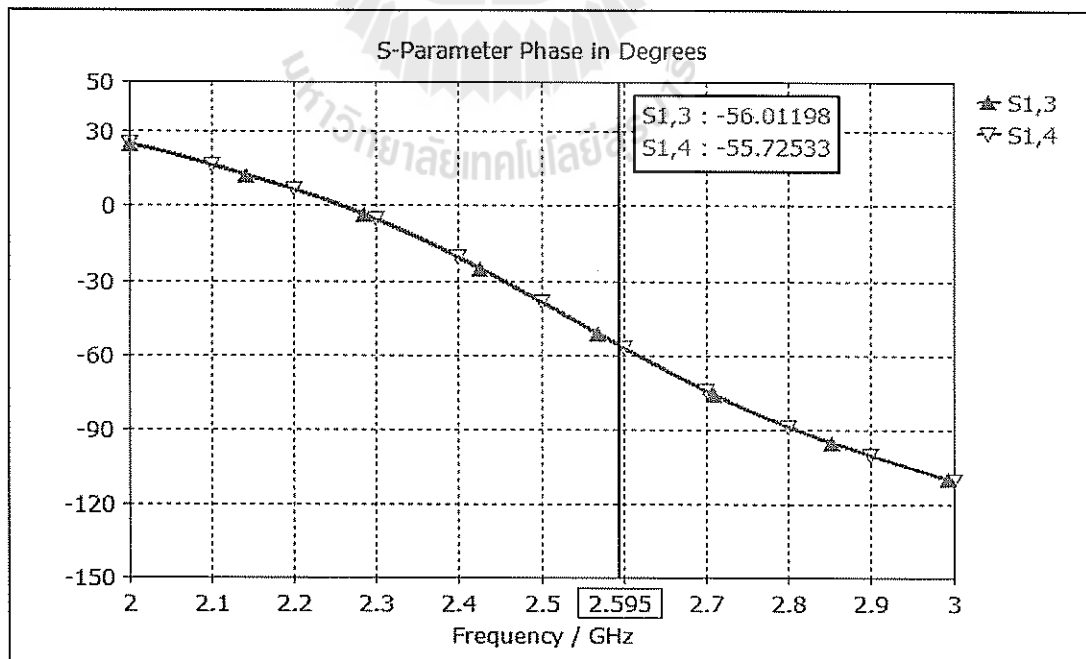
และ

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

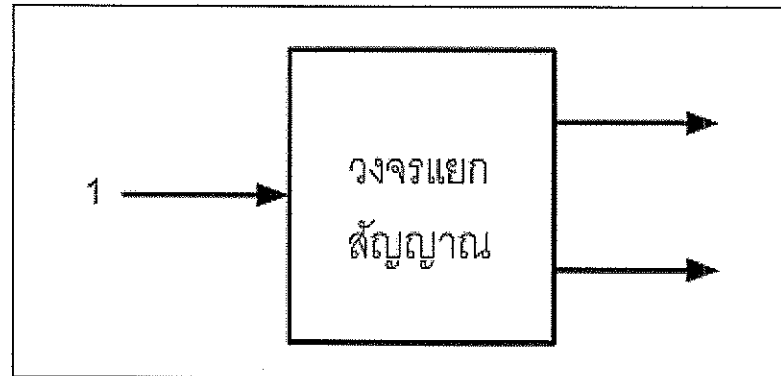




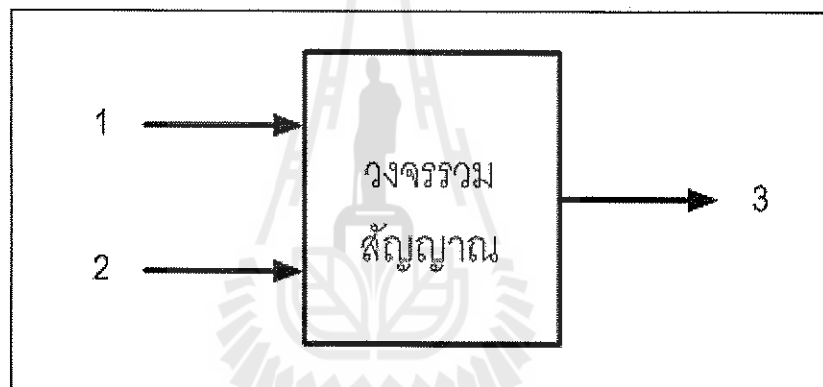
รูปที่ 4.16 ความสูญเสียเนื่องจากการเชื่อมต่อและค่าความสูญเสียจากการแยกโคคเคียวในแต่ละพอร์ตของวงจรวางจรไมโครเวฟ



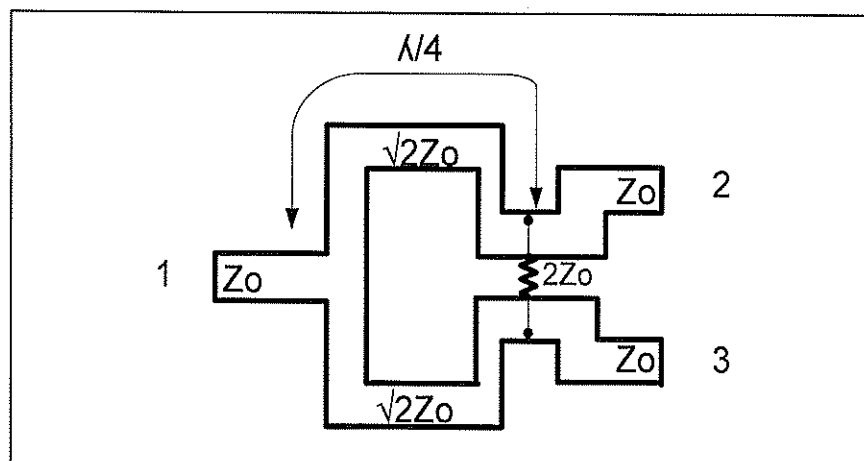
รูปที่ 4.17 มุมเฟสของวงจรวางจรไมโครเวฟ



รูปที่ 4.18 บล็อกไดอะแกรมของวงจรแยกสัญญาณ



รูปที่ 4.19 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรวมสัญญาณ



รูปที่ 4.20 วงจรรวมสัญญาณและแยกสัญญาณแบบ Wilkinson

เมื่อเรานำ ( $A = 1.54$ ) ไปแทนจะได้

$$\frac{w}{h} = \frac{8e^{1.54}}{e^{2(1.54)} - 2}$$

$$= \frac{37.32}{19.76}$$

$$\frac{w}{h} = 1.88 \quad ; \left( \frac{w}{h} < 2 \right) \text{ แสดงว่าใช้ได้}$$

$$w = h(1.88) = (1.66)(1.88) = 3.14 \text{ มม.}$$

และจาก

$$\epsilon_{eff} = \frac{4.5+1}{2} + \frac{4.5-1}{4.5} \left[ 1 + \frac{12(1.66)}{1.88} \right]^{-1/2}$$

$$\epsilon_{eff} = 2.98$$

เมื่อทำการเปรียบเทียบจาก  $\epsilon_e \neq \epsilon_r$  และ  $1 < \epsilon_e < \epsilon_r$  แสดงว่าค่าที่ได้เป็นจริงเพราะฉะนั้นจากสมการที่ (4.10) จะได้

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

$$= \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{2.98} (2.595 \text{ GHz})}$$

$$\lambda = 66.96 \text{ มิลลิเมตร}$$

ที่  $90^\circ$  ;

$$\frac{\lambda}{4} = \frac{66.96}{4} = 16.74 \text{ มิลลิเมตร}$$

เมื่อ  $2) \sqrt{2}Z_0 = \sqrt{2}(50) = 70.7\Omega$

จาก

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

แทนค่าจะได้  $A = \frac{70.7}{60} \sqrt{\frac{4.5 + 1}{2}} + \frac{4.5 - 1}{4.5 + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{4.5} \right) = 2.12$

และ

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

เมื่อเรานำ ( $A = 2.12$ ) ไปแทนจะได้

$$\frac{w}{h} = \frac{8e^{2.12}}{e^{2(2.12)} - 2}$$

$$\frac{w}{h} = 1.00$$

;  $\left( \frac{w}{h} < 2 \right)$  แสดงว่าใช้ได้

$$w = h(1.00) = (1.66)(1.00) = 1.66 \text{ มิลลิเมตร}$$

และจาก

$$\epsilon_{eff} = \frac{4.5 + 1}{2} + \frac{4.5 - 1}{4.5} \left[ 1 + \frac{12(1.66)}{1.00} \right]^{-1/2}$$

$$\epsilon_{eff} = 2.92$$

เมื่อทำการเปรียบเทียบจาก  $\epsilon_e \neq \epsilon_r$  และ  $1 < \epsilon_e < \epsilon_r$  แสดงว่าค่าที่ได้เป็นจริงเพราะฉะนั้นจากสมการที่ (4.10) จะได้

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

$$= \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{2.92} (2.595 \text{ GHz})}$$

$$\lambda = 67.65 \text{ มิลลิเมตร}$$

ที่  $90^\circ$  ;

$$\frac{\lambda}{4} = \frac{67.65}{4} = 16.9125 \text{ มิลลิเมตร}$$

- ที่เส้นที่  $Z_0$  จะมี

ความกว้าง = 3.14 มิลลิเมตร

ความยาว = 16.74 มิลลิเมตร

- ที่เส้นที่  $\sqrt{2}Z_0$  จะมี

ความกว้าง = 1.66 มิลลิเมตร

ความยาว = 16.9125 มิลลิเมตร

- ที่  $2Z_0$  เป็นการต่อตัวต้านทานเพื่อแมตซ์ซึ่งวงจร

โดย  $Z_0 = 50\Omega$

ดังนั้น

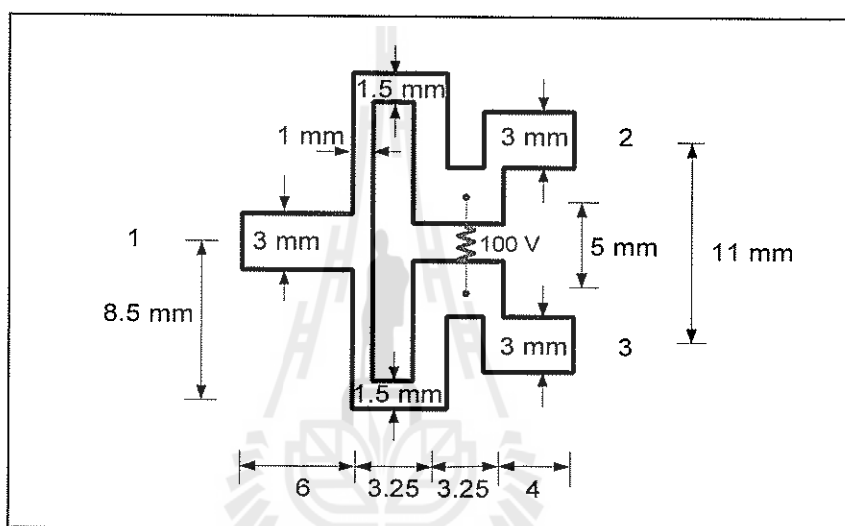
$$2Z_0 = 2 \times 50\Omega = 100\Omega$$

เมื่อได้ค่าพารามิเตอร์ขนาดครบได้ขนาดแสดงดังรูปที่ 4.21 จากนั้นจึงได้ทำการจำลองแบบโดยใช้โปรแกรม CST Microwave Studio ได้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ตของวงจรรวมสัญญาณและแยกสัญญาณนี้สามารถส่งผ่านสัญญาณได้ และมีการส่งผ่านสัญญาณจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 2 และ 3 อย่างละเท่ากัน ดังแสดงในรูปที่ 4.22 และ 4.23 ตามลำดับ

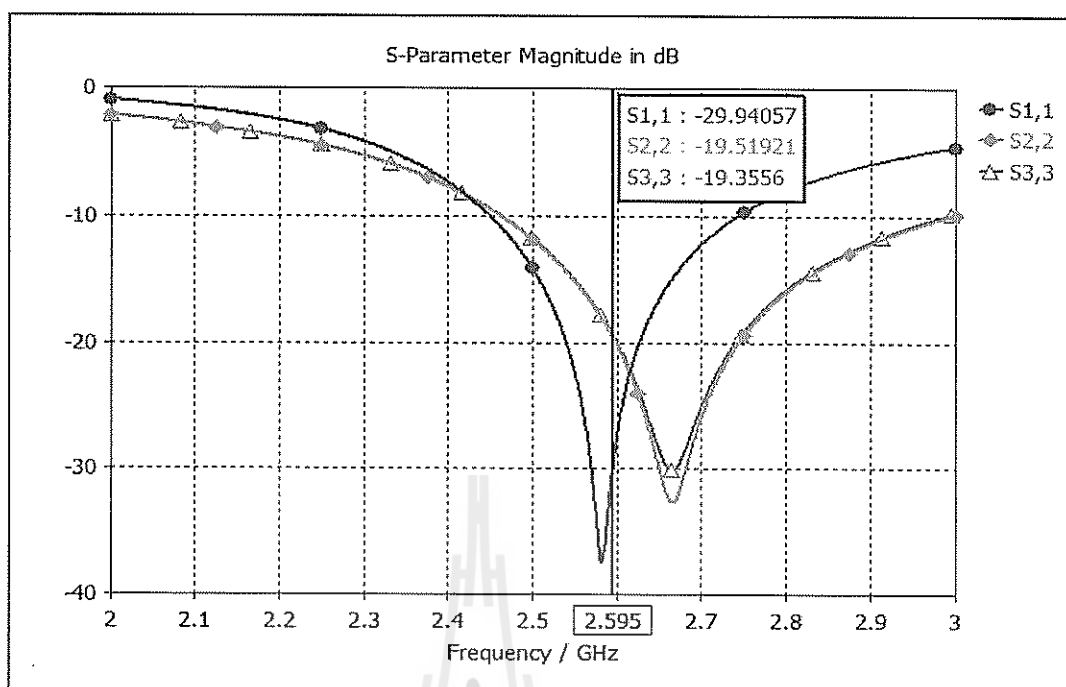
#### 4.3.4 การออกแบบวงจรเลื่อนเฟส

เป็นวงจรที่มีการเลื่อนเฟสไปยังมุมเฟสที่ต้องการ ออกแบบโดยใช้ไมโครสตริป ซึ่งมีการปรับค่าความยาวและขนาดเส้นไมโครสตริปเพื่อให้ได้ค่ามุมเฟสที่ต้องการ ความกว้างของสายไมโครสตริปก็จะมีขนาดเท่ากับอุปกรณ์อื่นๆที่ได้คำนวณมา มีความกว้างเท่ากับ 3.14 มิลลิเมตร สำหรับความยาวนำอุปกรณ์ตัวอื่นๆมาต่อกันแล้ววัดความยาวที่ต้องการ บางจุดต้องมีการขีดเพื่อให้

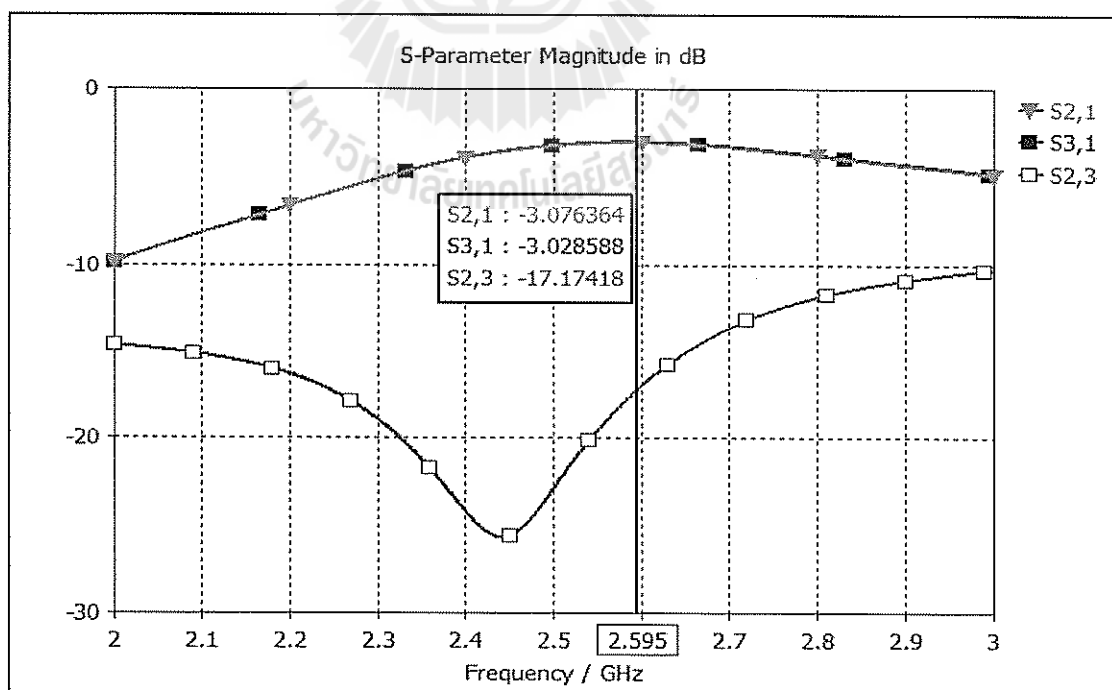
ได้ความยาวและเฟสที่ต้องการ ใช้โปรแกรม CST Microwave Studio ในการจำลองแบบ โดยวงจร  
 เลื่อนเฟสที่ต้องใช้ในเครื่องข่ายก่อรูปลำคลื่นที่ออกแบบไว้ พร้อมผลการจำลองแบบแสดงค่าความ  
 สูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ตของวงจรเลื่อนเฟส ค่าการส่งผ่านสัญญาณจากพอร์ต 1  
 ไปยังพอร์ต 2 และค่านุมเฟสของวงจรเลื่อนเฟสที่ค่าความต่างเฟสต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 4.25 ถึง  
 4.45 ซึ่งผลที่ได้มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับมีค่าต่ำกว่า -10 dB ซึ่งเป็นที่ยอมรับได้และ  
 ค่าความต่างเฟสที่ออกแบบได้มีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน  $5^\circ$  ถือว่าใช้งานได้เช่นกัน



รูปที่ 4.21 ขนาดของวงจรรวมสัญญาณและแยกสัญญาณแบบ Wilkinson



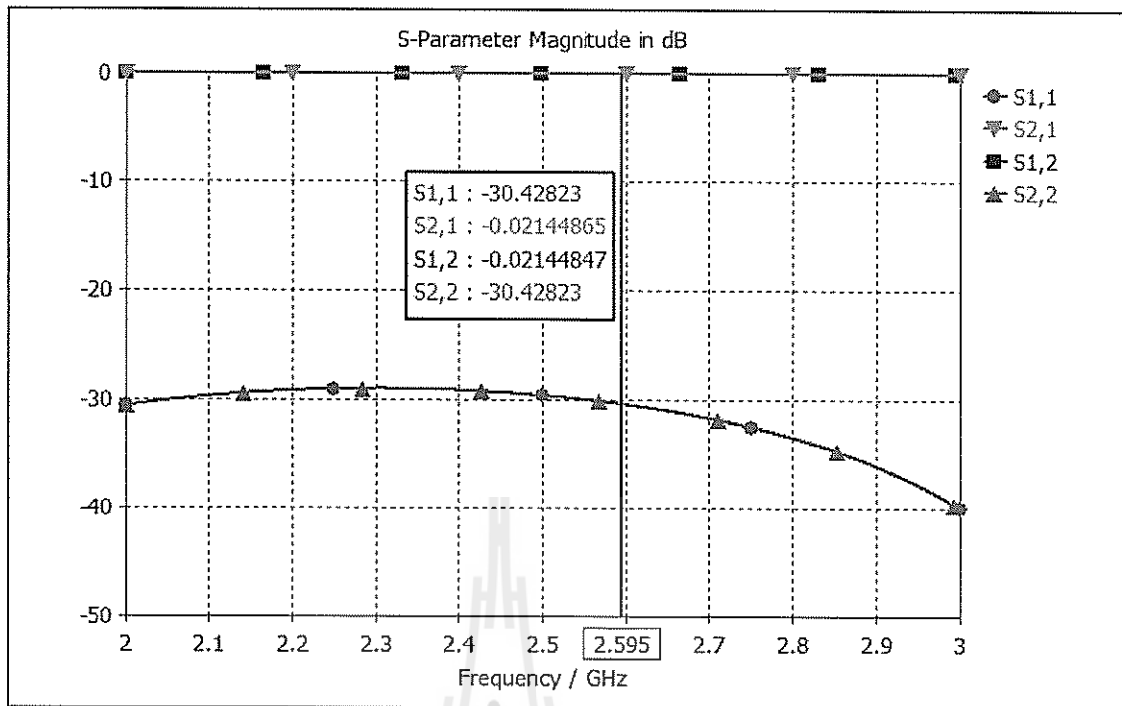
รูปที่ 4.22 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ตของวงจรรวมสัญญาณและแยกสัญญาณ



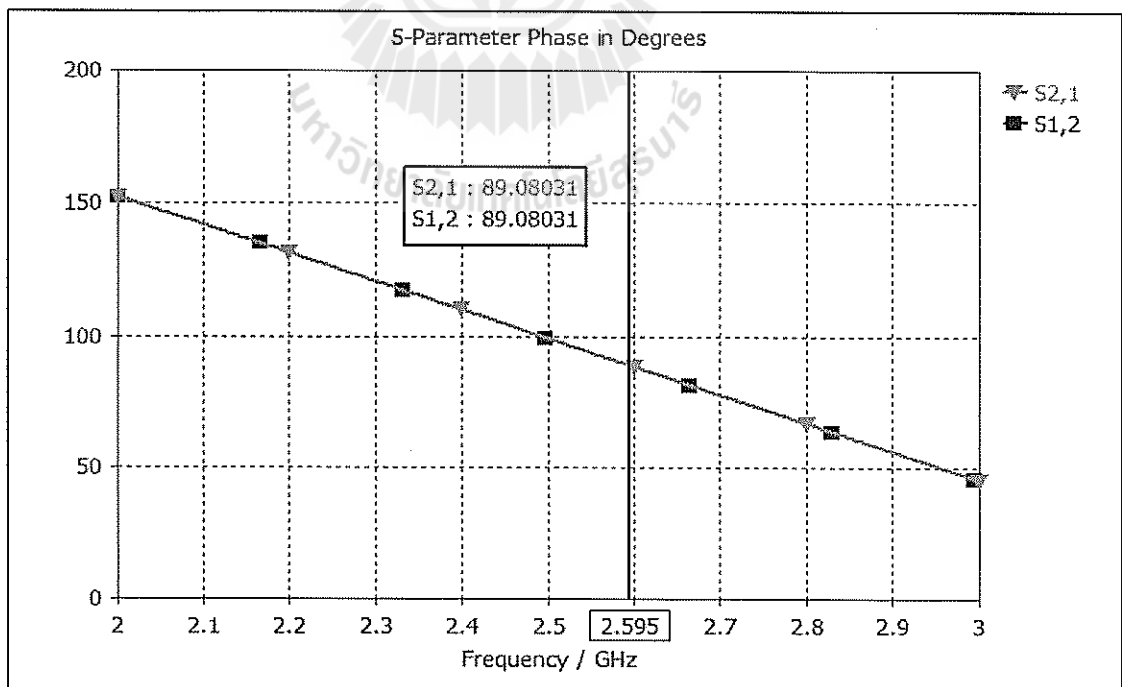
รูปที่ 4.23 ค่าการส่งผ่านสัญญาณจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 2 และ 3



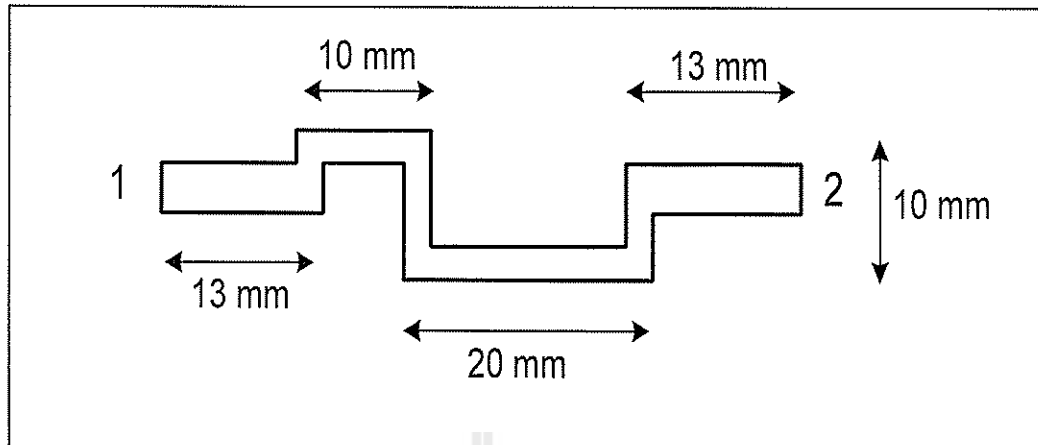




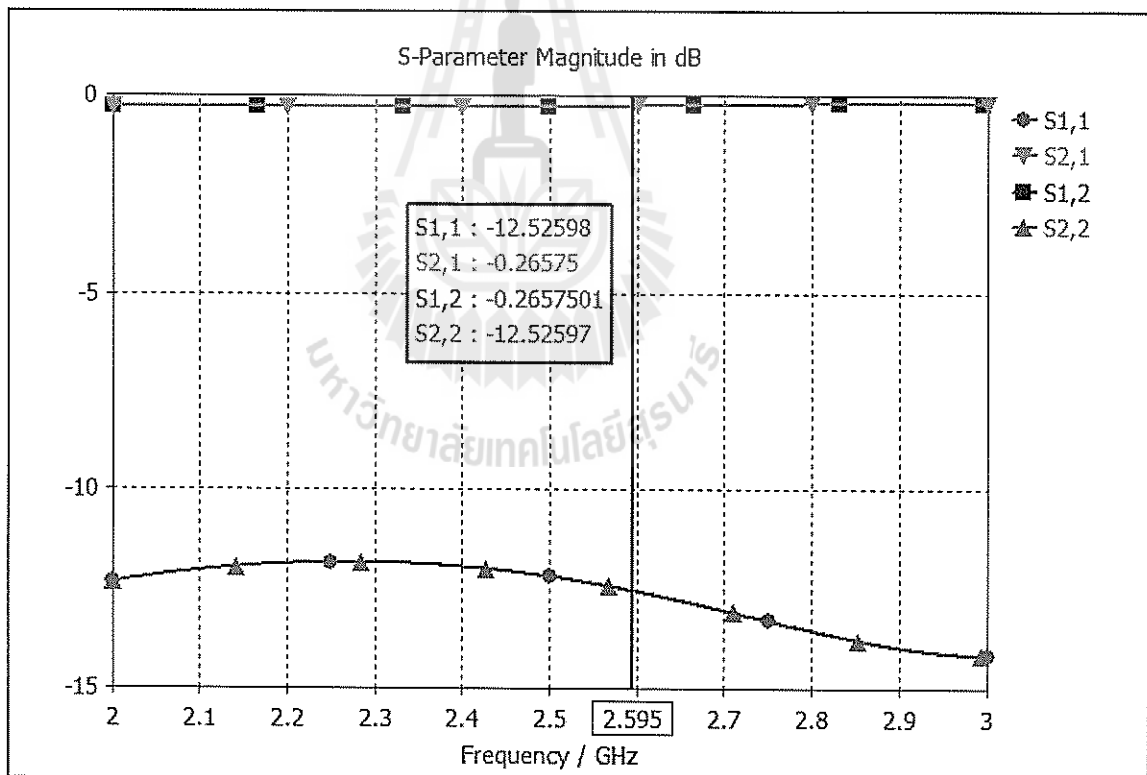
รูปที่ 4.26 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ตและค่าการส่งผ่านสัญญาณจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 2 ของวงจรเลื่อนเฟส  $0^\circ$



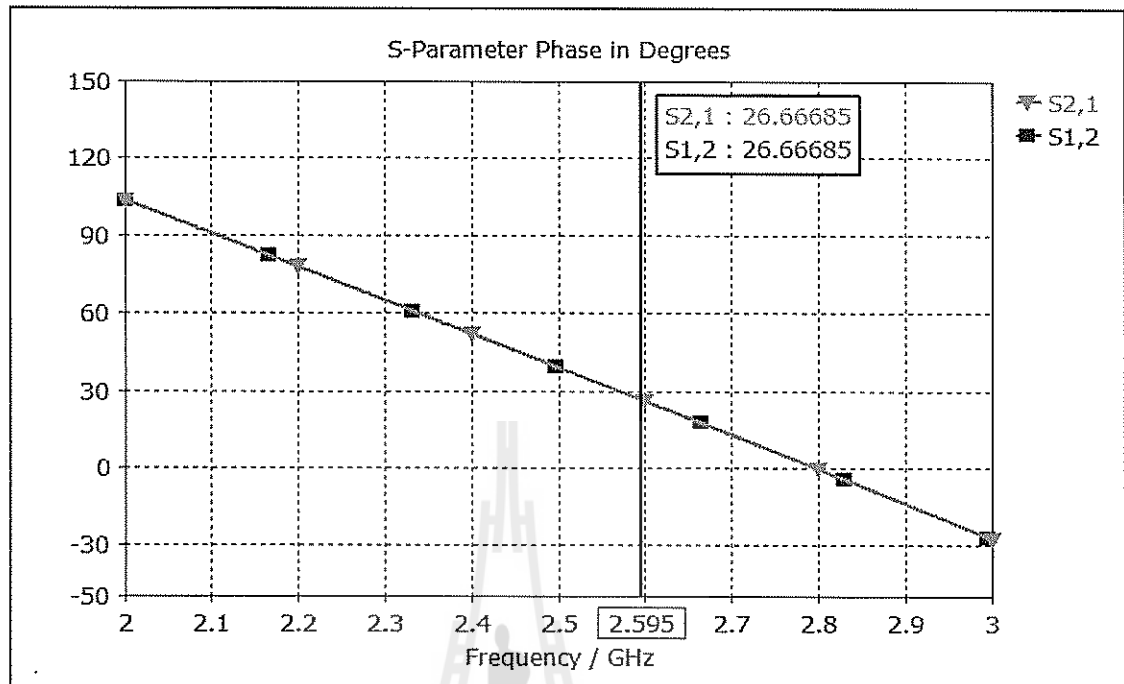
รูปที่ 4.27 ค่ามุมเฟสของวงจรเลื่อนเฟส  $0^\circ$



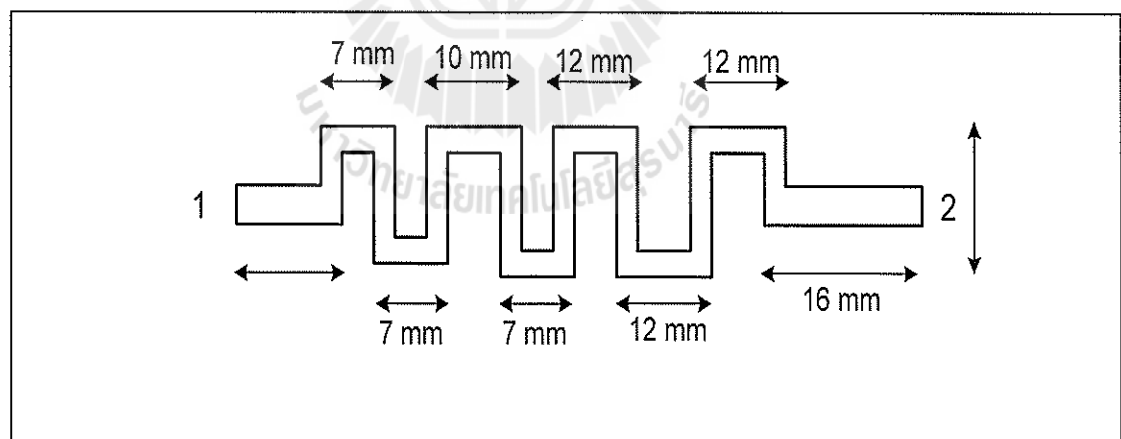
รูปที่ 4.28 วงจรเลื่อนเฟส 25°



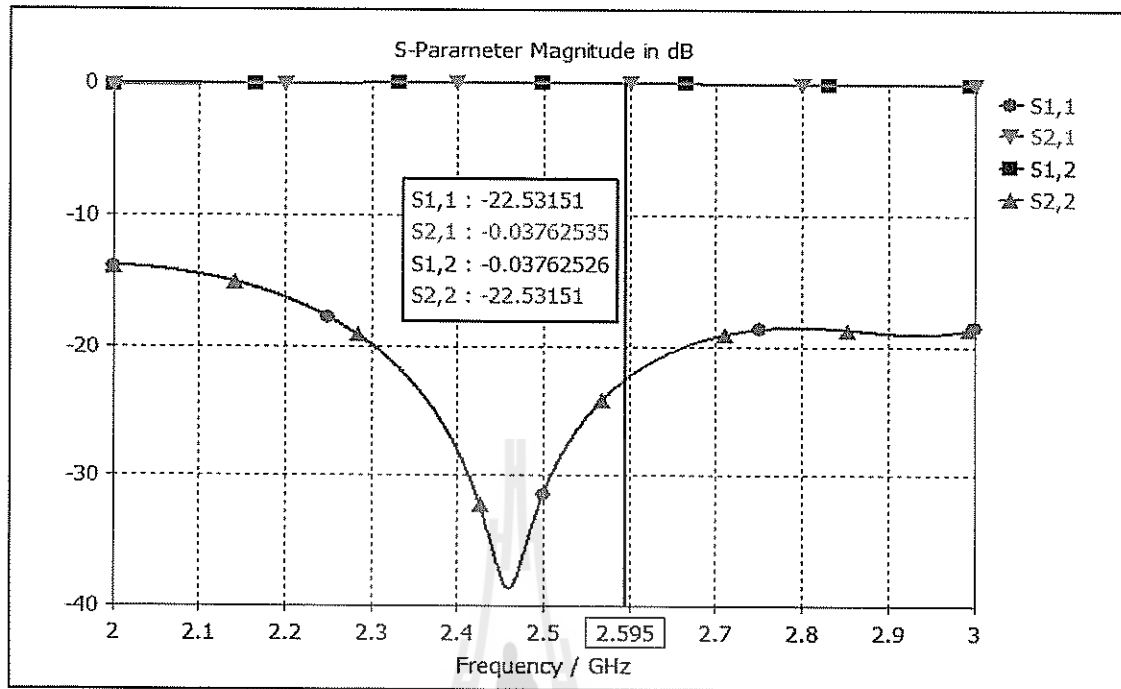
รูปที่ 4.29 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ตและค่าการส่งผ่านสัญญาณจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 2 ของวงจรเลื่อนเฟส 25°



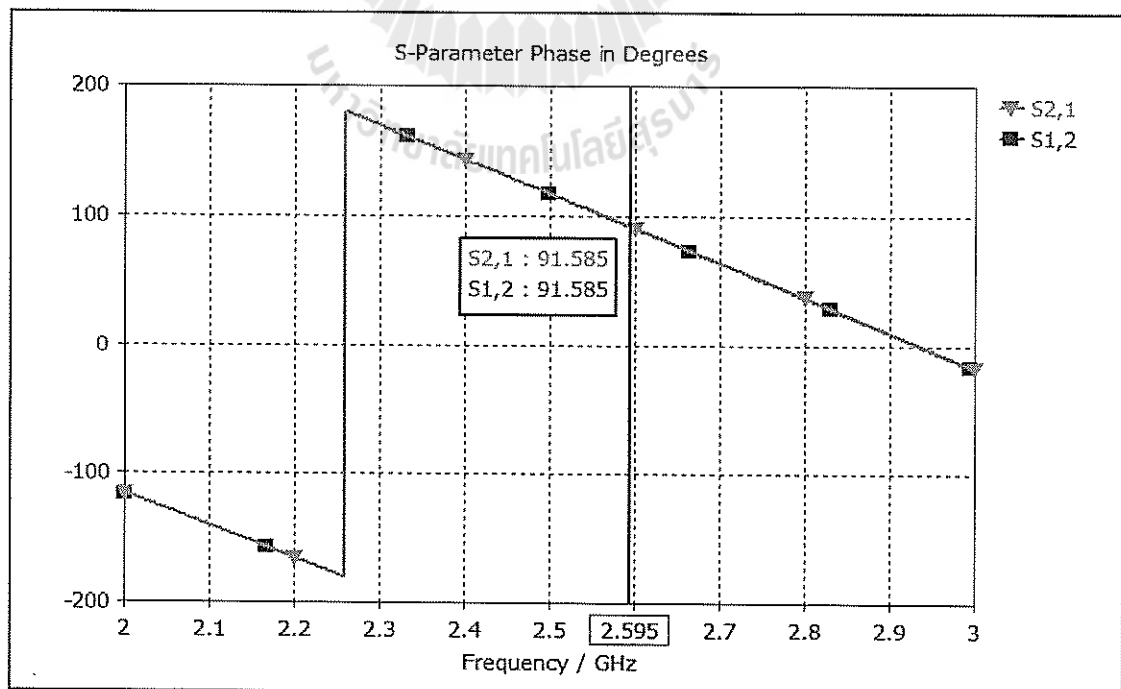
รูปที่ 4.30 ค่ามุมเฟสของวงจรเลื่อนเฟส 25°



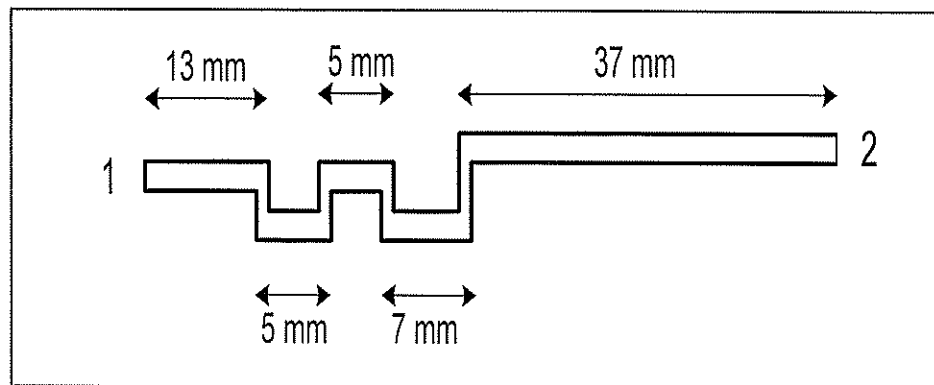
รูปที่ 4.31 วงจรเลื่อนเฟส 90°



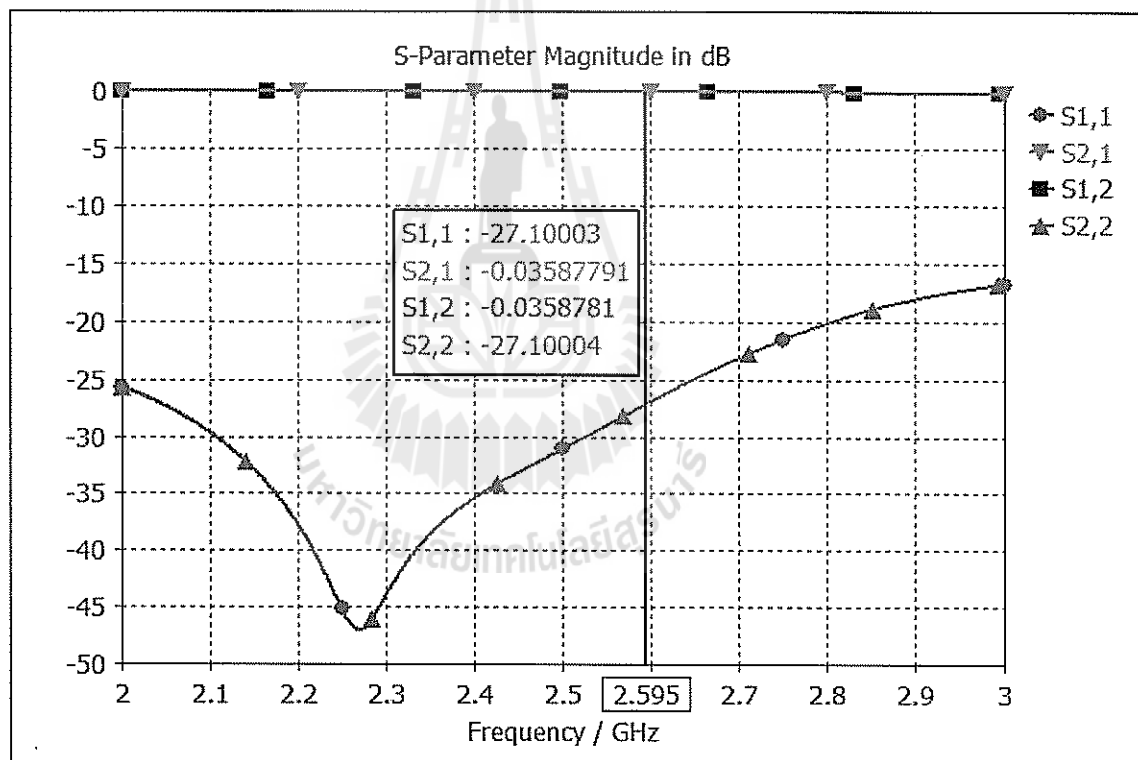
รูปที่ 4.32 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ตและค่าการส่งผ่านสัญญาณจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 2 ของวงจรเลื่อนเฟส  $90^\circ$



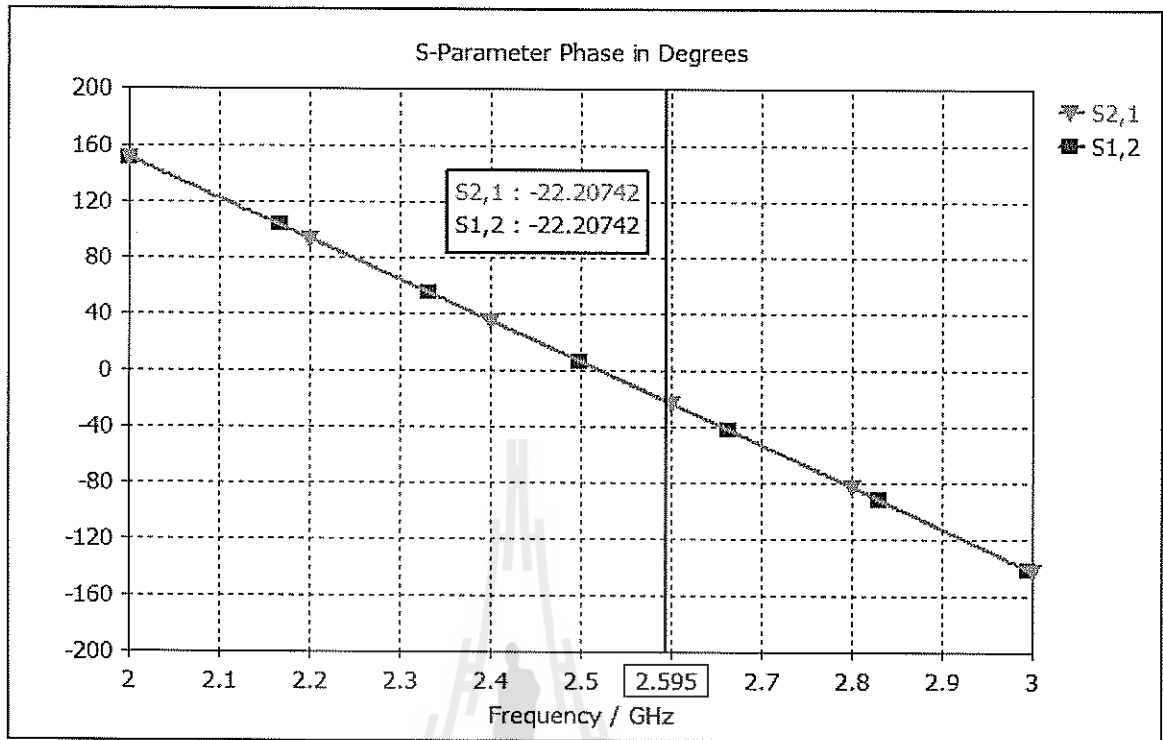
รูปที่ 4.33 ค่ามุมเฟสของวงจรเลื่อนเฟส  $90^\circ$



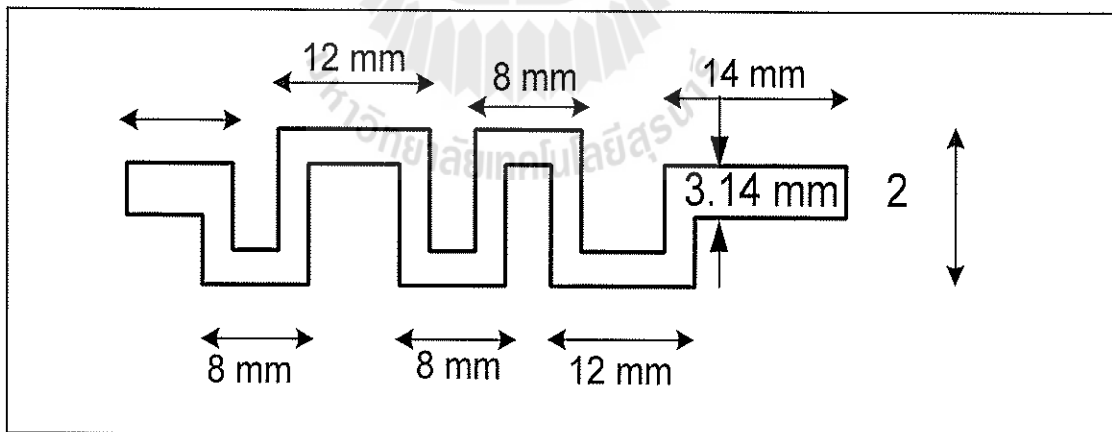
รูปที่ 4.34 วงจรเลื่อนเฟส  $-20^\circ$



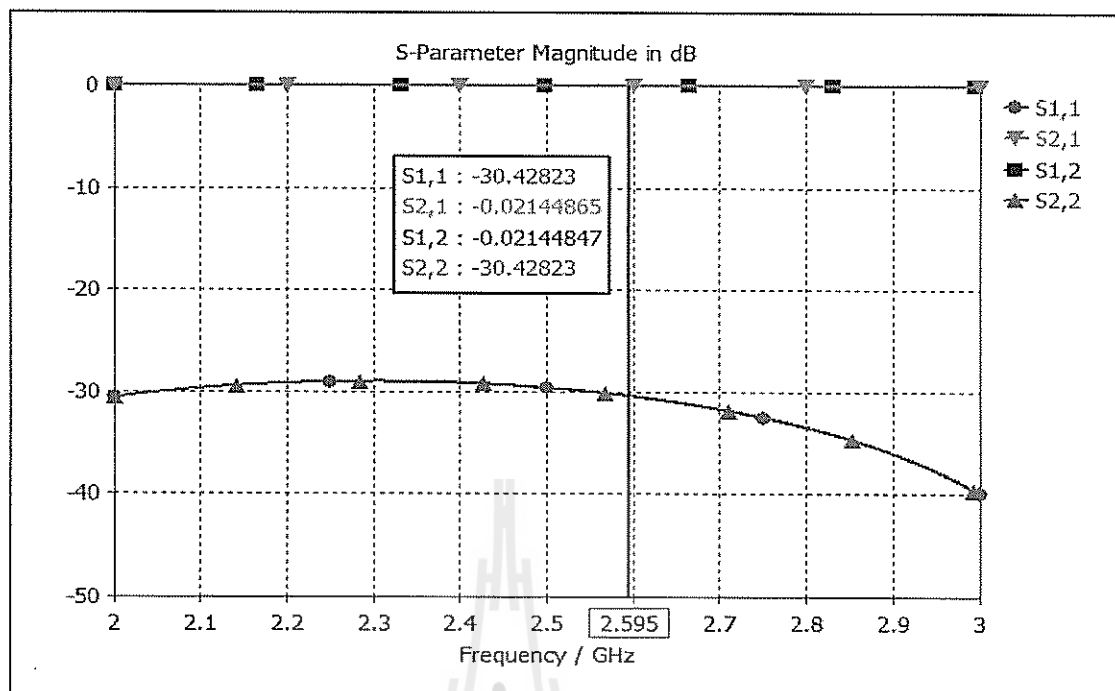
รูปที่ 4.35 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ตและค่าการส่งผ่านสัญญาณจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 2 ของวงจรเลื่อนเฟส  $-20^\circ$



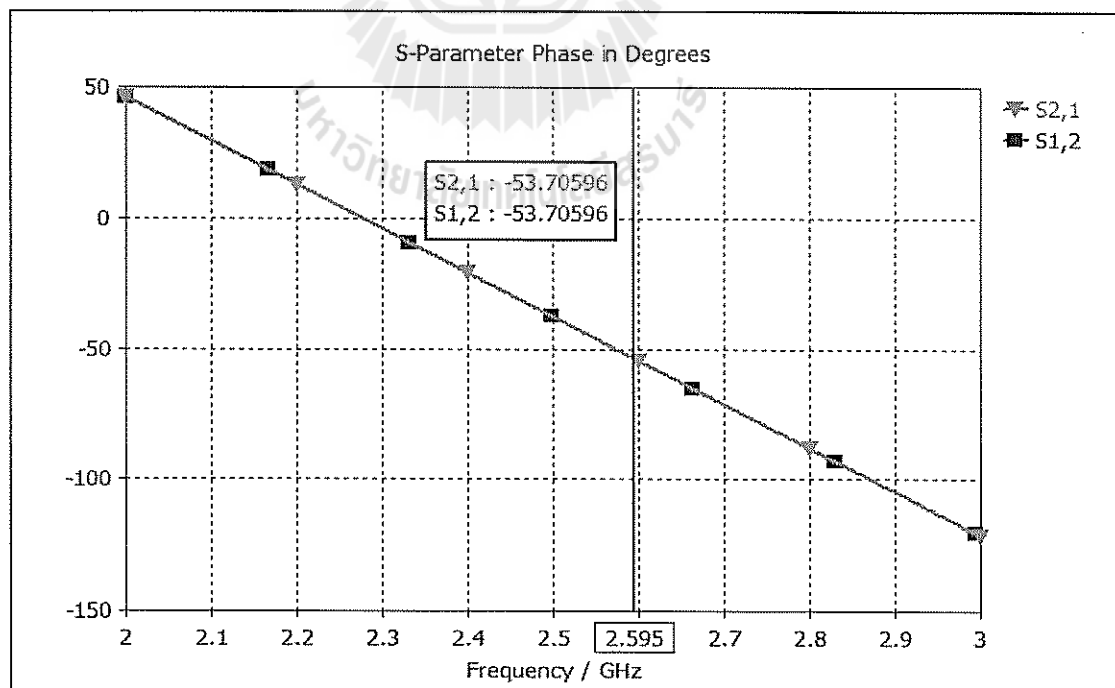
รูปที่ 4.36 ค่ามุมเฟสของวงจรเลื่อนเฟส  $-20^\circ$



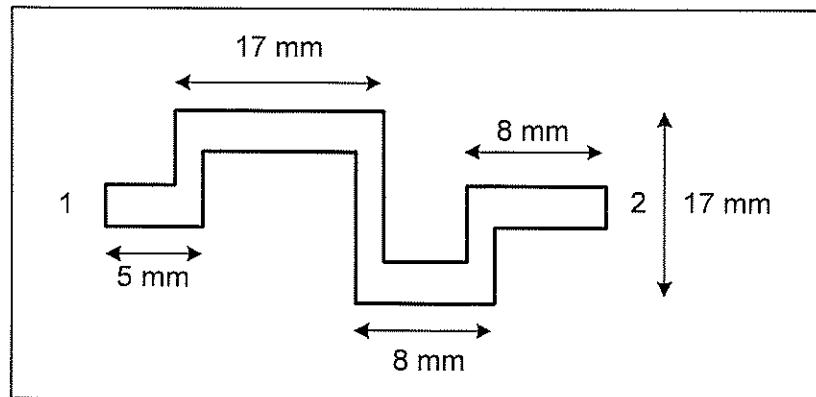
รูปที่ 4.37 วงจรเลื่อนเฟส  $-52.5^\circ$



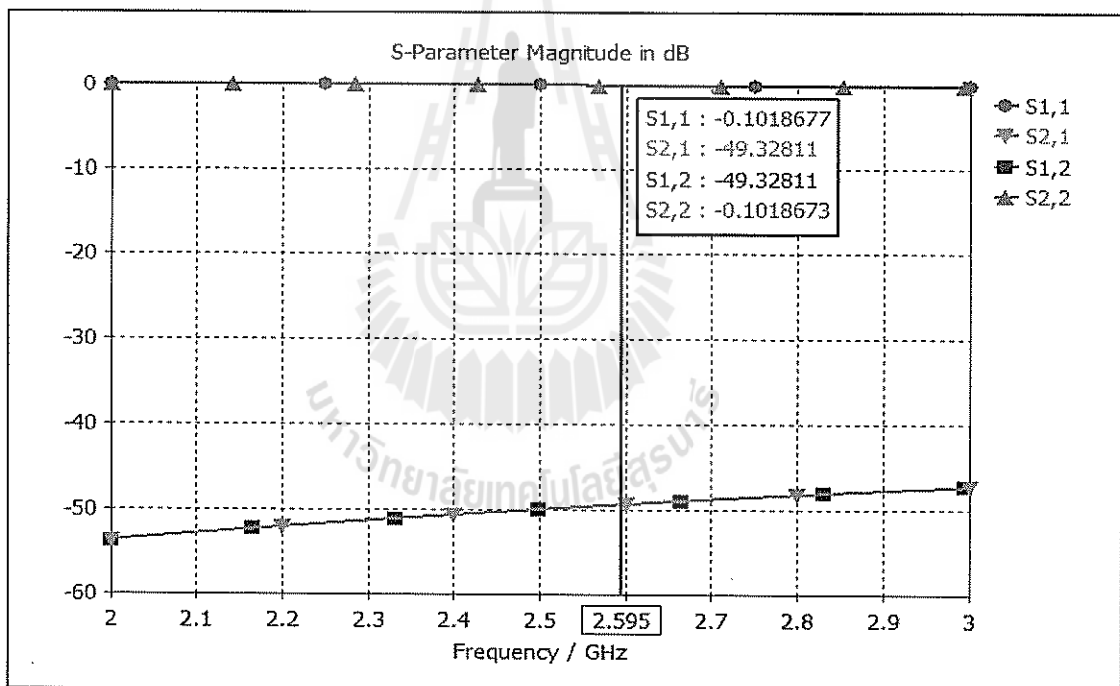
รูปที่ 4.38 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ตและค่าการส่งผ่านสัญญาณจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 2 ของวงจรเลื่อนเฟส  $-52.5^\circ$



รูปที่ 4.39 ค่ามุมเฟสของวงจรเลื่อนเฟส  $-52.5^\circ$

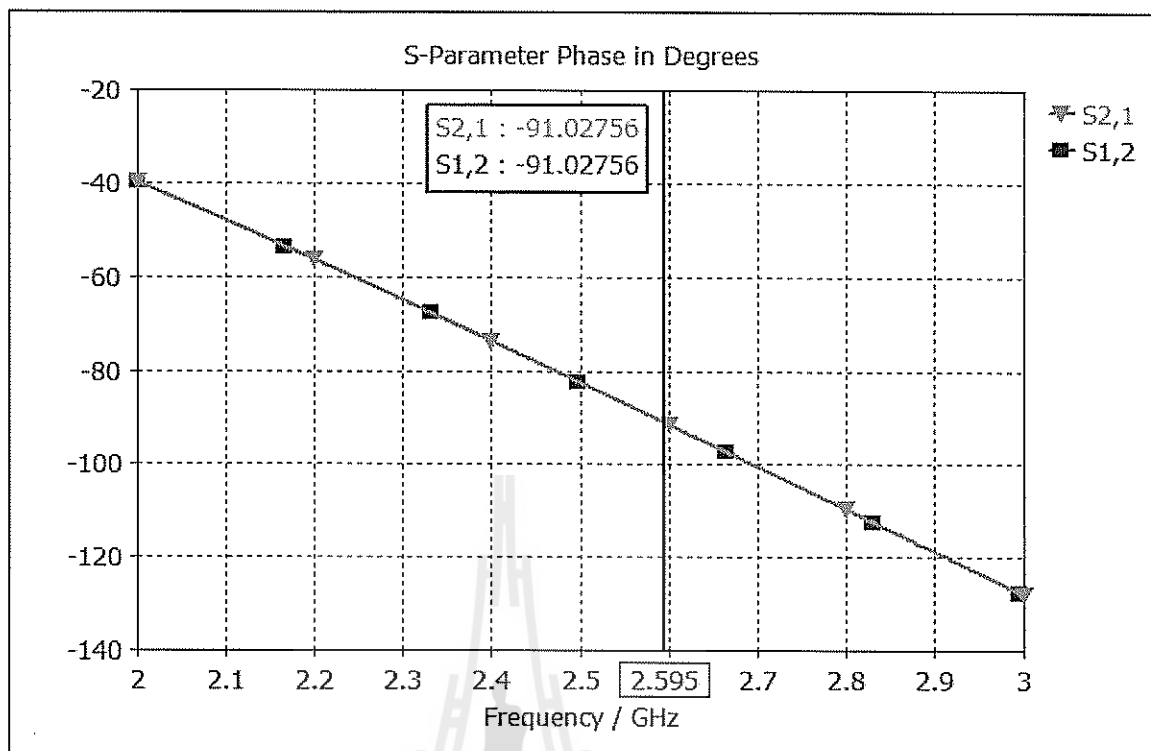


รูปที่ 4.40 วงจรเลื่อนเฟส  $-90^\circ$

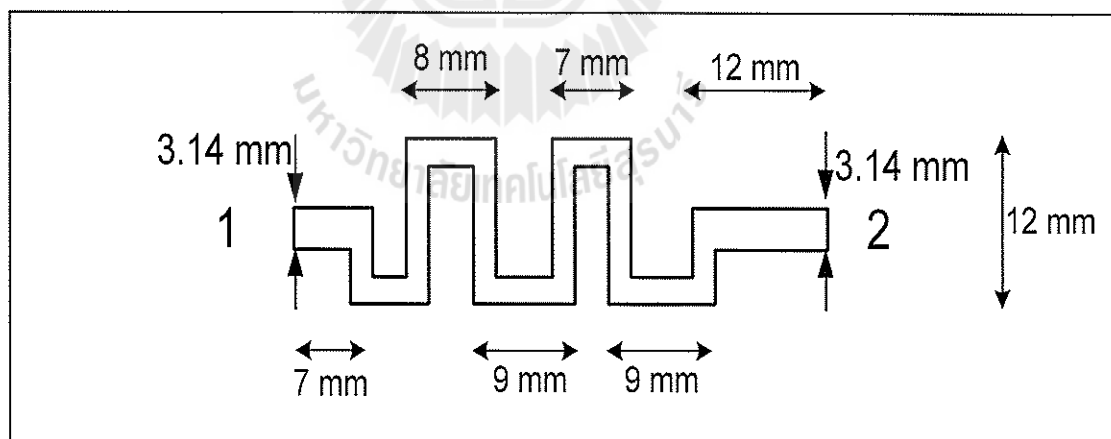


รูปที่ 4.41 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ตและค่าการส่งผ่านสัญญาณจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 2 ของวงจรเลื่อนเฟส  $-90^\circ$

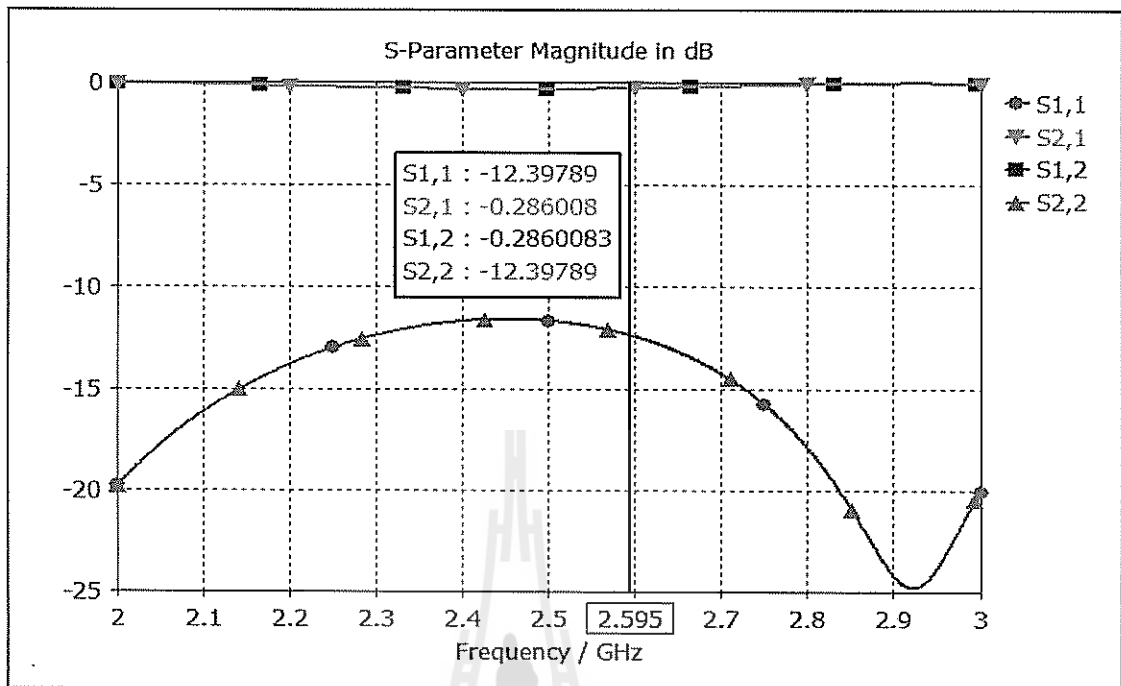




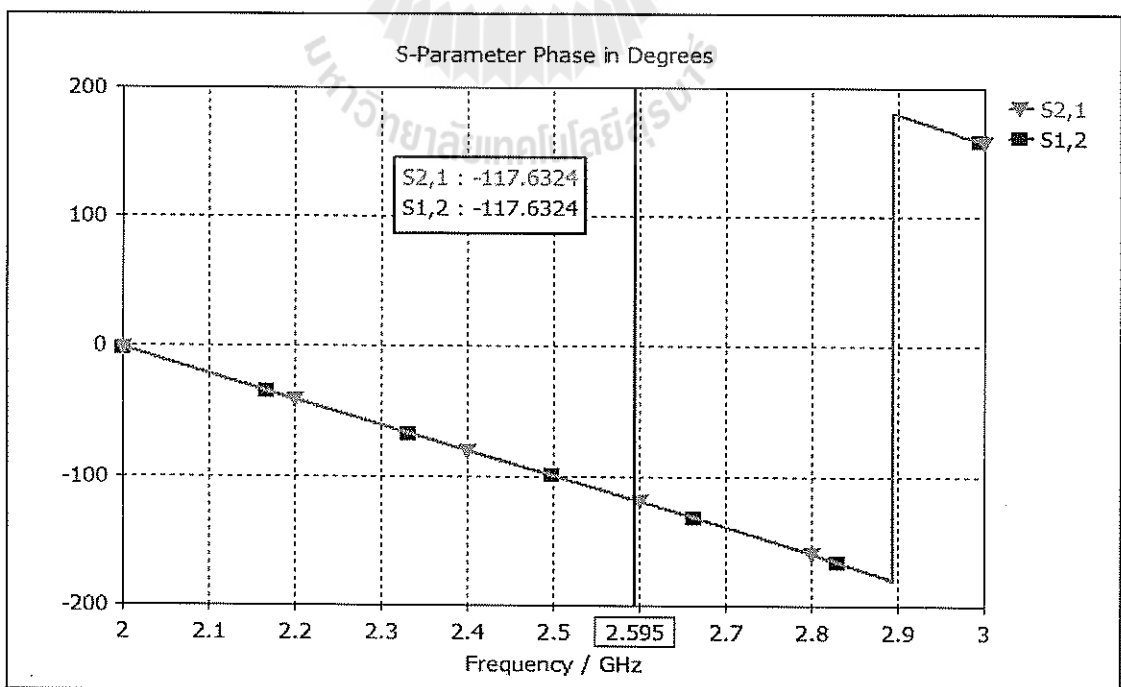
รูปที่ 4.42 ค่ามุมเฟสของวงจรเลื่อนเฟส  $-90^\circ$



รูปที่ 4.43 วงจรเลื่อนเฟส  $-117.5^\circ$

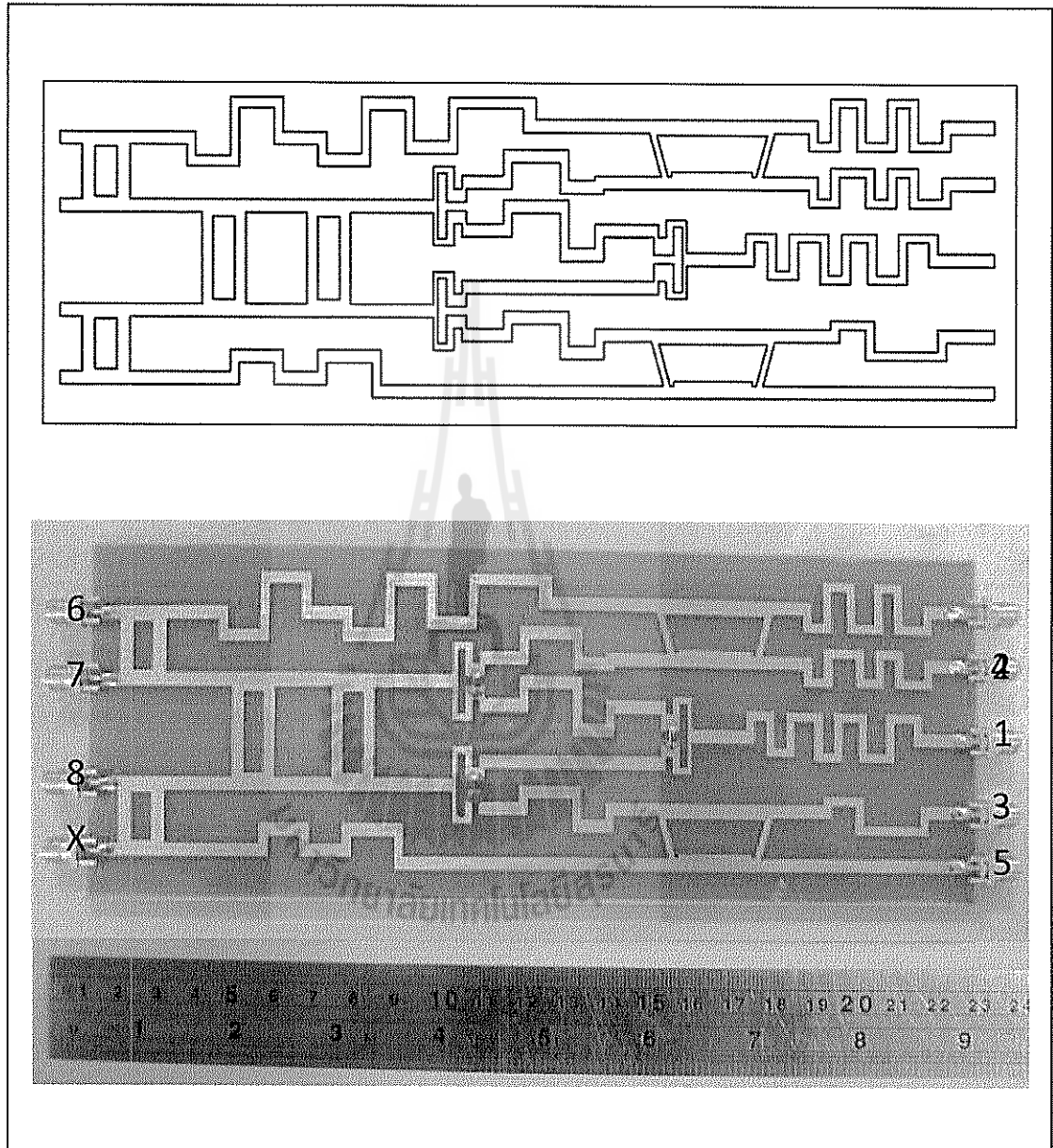


รูปที่ 4.44 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ตและค่าการส่งผ่านสัญญาณจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 2 ของวงจรเลื่อนเฟส  $-117.5^\circ$



รูปที่ 4.45 ค่ามุมเฟสของวงจรเลื่อนเฟส  $-117.5^\circ$

จากนั้นเมื่อออกแบบอุปกรณ์ทุกตัวครบนำมารวมกันทั้งหมดจะได้เครือข่ายก่อรูปลาคี่นแบบ 5×3 ที่มีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 4.46



รูปที่ 4.46 เครือข่ายก่อรูปลาคี่นแบบ 5×3

จากเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ  $5 \times 3$  ที่เราสร้างขึ้นมานั้น นำไปวัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ โดยใช้เครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย ซึ่งทำการวัดพารามิเตอร์ ดังนี้ เริ่มจากการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ คือค่าการสูญเสียที่เกิดจากการสะท้อนกลับออกมาจากพอร์ตที่ป้อนสัญญาณเข้าไป ซึ่งควรมีค่าต่ำกว่า  $-10$  dB นั้นแสดงว่าอุปกรณ์ที่เราสร้างขึ้นสามารถส่งผ่านสัญญาณได้ดี ค่าความสูญเสียจากการแยกโคเคเด็ยว คือค่าการสูญเสียที่เกิดจากการสะท้อนกลับออกจากอีกพอร์ตหนึ่งที่อยู่ข้างเดียวกันกับพอร์ตที่ป้อนสัญญาณเข้าไป โดยจะต้องมีค่าต่ำมากหรือต่ำกว่า  $-15$  dB และค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ คือค่าการสูญเสียที่เกิดจากการส่งผ่านสัญญาณจากพอร์ตขาเข้าไปยังพอร์ตขาออกของสัญญาณ ซึ่งควรมีค่ามาก หรือมากกว่า  $-5$  dB และวัดค่ามุมเฟสของสัญญาณ

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ได้จากการวัดจริงของเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ  $5 \times 3$  ซึ่งประกอบไปด้วยค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ค่าความสูญเสียจากการแยกโคเคเด็ยว ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ และค่ามุมเฟสของสัญญาณ พบว่าค่าพารามิเตอร์เป็นค่าที่ยอมรับได้ในทางทฤษฎี จากนั้นจึงนำค่ามุมเฟสที่ได้ดังตารางที่ 4.2 ซึ่งเป็นค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสายอากาศแต่ละต้น จากค่าที่ได้นั้นมีความผิดพลาดไปจากตารางที่ 2.2 เล็กน้อย ซึ่งอาจเกิดจากขั้นตอนในการสร้างอุปกรณ์ แต่เมื่อนำค่าที่ไปจำลองแบบในคอมพิวเตอร์เพื่อดูแบบรูปการแผ่พลังงานของเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ  $5 \times 3$  ที่เราสร้างขึ้น พบว่าทิศทางของลำคลื่นหลักได้ 3 ทิศทางที่เราต้องการนั้นมีค่าใกล้เคียงตามที่ได้แสดงในตารางที่ 2.2 ซึ่งเป็นค่าในทางทฤษฎี

ในส่วนที่ผ่านมาเราได้แสดงให้เห็นถึงการออกแบบและสร้างวงจรต่างๆที่เป็นส่วนประกอบของเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ  $5 \times 3$  บนแผงวงจรพิมพ์ รูปที่ 4.47 แสดงระบบต้นแบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นจำนวน 5 ต้นหรือ  $5 \times 1$  โดยสายอากาศจะต่อเข้ากับเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นทางฝั่งสัญญาณเข้า

#### 4.4 สรุป

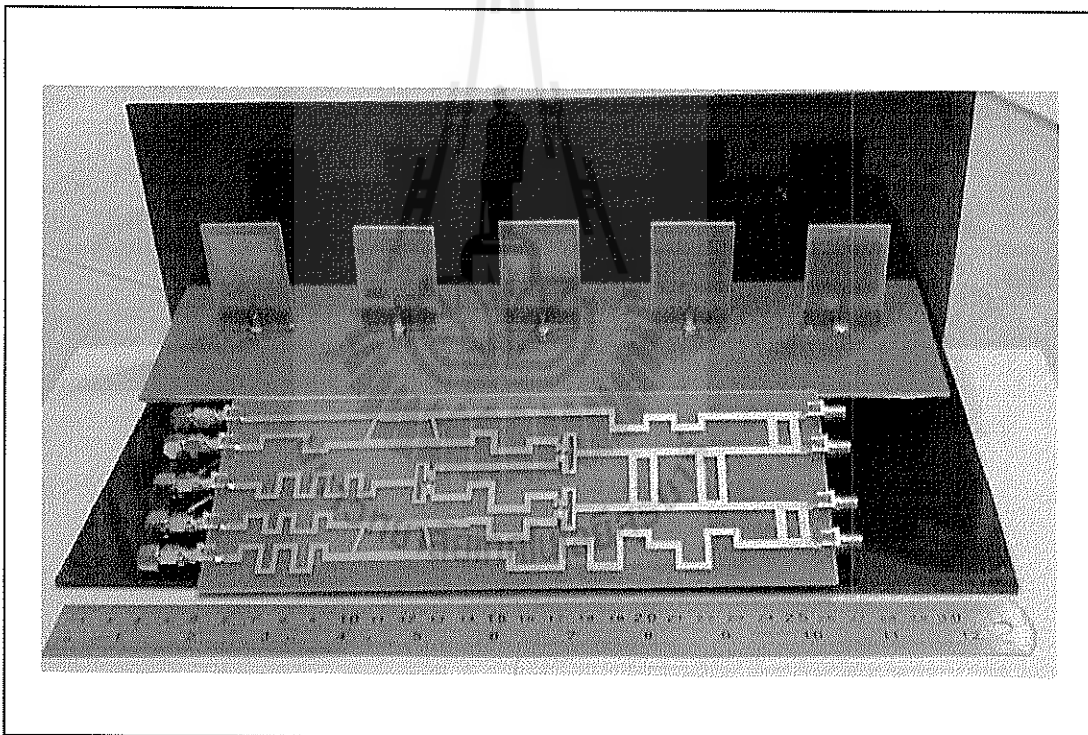
ในบทนี้เราได้แสดงการออกแบบและสร้างเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นจากทฤษฎีของบทเลออร์เมทริกซ์ ซึ่งประกอบด้วยวงจรเชื่อมแบบไฮบริด วงจรไขว้สัญญาณ วงจรรวมสัญญาณ วงจรแยกสัญญาณ และวงจรเลื่อนเฟส ซึ่งผลจากการนำค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสัญญาณที่ได้จากเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นที่ออกแบบมา ใส่ใน โปรแกรมจำลองแบบ จะเห็นว่าแบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้ใกล้เคียงกับค่าตามทฤษฎี ดังนั้นสุดท้ายเราจะได้ระบบต้นแบบโดยการนำเอาเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นที่ออกแบบมาประกอบรวมกับสายอากาศ จากนั้นเราจะนำอุปกรณ์เหล่านี้ไปวัดผลและจำลองในเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่ โดยเราจะนำเสนอในบทที่ 5 ต่อไป

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการวัดจริงของเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ 5×3

ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ			
พารามิเตอร์	แอมพลิจูด (dB)	พารามิเตอร์	แอมพลิจูด (dB)
S11	-18.73	S55	-16.67
S22	-17.54	S66	-19.01
S33	-17.12	S77	-18.47
S44	-16.96	S88	-17.78
ค่าความสูญเสียจากการแยกโคตเดี่ยว			
พารามิเตอร์	แอมพลิจูด (dB)	พารามิเตอร์	แอมพลิจูด (dB)
S21	-22.14	S51	-24.56
S31	-23.53	S76	-23.59
S41	-25.22	S86	-22.61
S51	-23.86		
ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ			
พารามิเตอร์	แอมพลิจูด (dB)	พารามิเตอร์	แอมพลิจูด (dB)
S61	-3.56	S83	-3.67
S71	-3.82	S64	-3.77
S81	-3.66	S74	-3.85
S62	-3.68	S84	-3.92
S72	-3.71	S65	-3.83
S82	-3.77	S75	-3.86
S63	-3.59	S85	-3.96
S73	-3.84		

ตารางที่ 4.2 ค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักที่วัดได้ของสายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นที่ใช้เครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ 5×3

พอร์ตขาออก	สายอากาศ				
	1	2	3	4	5
6	2.54°	-18.64°	-41.63°	-59.84°	-76.49°
7	87.83°	-106.88°	53.42°	-146.57°	13.62°
8	2.38°	83.91°	164.61°	-108.39°	-25.69°



รูปที่ 4.47 ระบบต้นแบบสายอากาศเก็งแบบสวิตซ์ลำคลื่นแบบ 5×3

## บทที่ 5

### ผลการทดสอบระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่นแบบ 5×3

#### 5.1 กล่าวนำ

ในบทนี้เราได้นำเอาระบบต้นแบบสายอากาศเก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่นแบบ 5×3 ที่ได้ออกแบบในบทที่ 4 มาทดสอบการใช้งานโดยวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่นแบบ 5×3 เพื่อให้ได้ตรงตามที่ได้ออกแบบไว้ตามทฤษฎี จากนั้นก็นำแบบรูปการแผ่พลังงานที่วัดได้จริงนี้ไปจำลองระบบสำหรับเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่เพื่อให้เห็นถึงประสิทธิภาพของระบบ และในส่วนสุดท้ายจะเป็นบทสรุปของบทนี้

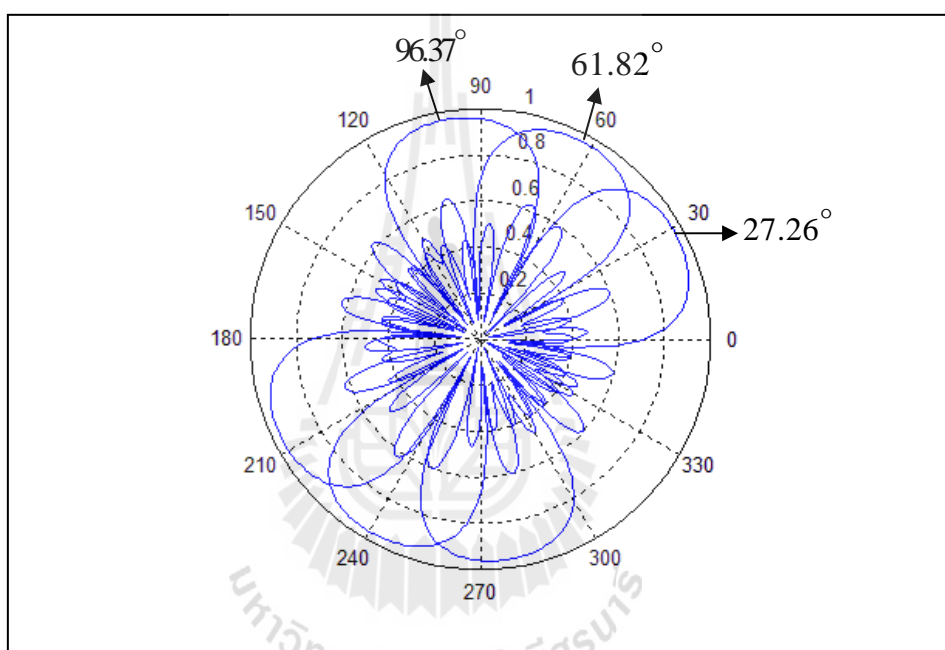
#### 5.2 การทดสอบอุปกรณ์ต้นแบบสายอากาศเก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่นแบบ 5×3

ในบทที่ 4 ได้กล่าวถึงการออกแบบอุปกรณ์ต้นแบบสายอากาศเก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่นแบบ 5×3 แล้ว จากนั้นเราจึงนำมาสร้างเพื่อทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของระบบสายอากาศที่ออกแบบว่าลำคลื่นของต้นแบบหันไปตามทิศทางที่ได้ออกแบบไว้ตามทฤษฎีหรือไม่ จากตารางที่ 2.2 ได้แสดงแสดงค่าการเลื่อนมุมเฟสของสายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้นของเครือข่ายก่อรูปลำคลื่น 5×3 โดยทิศทางของลำคลื่นหลัก 3 ทิศทางที่ต้องการคือ  $27.26^\circ$   $61.82^\circ$  และ  $96.37^\circ$  จากการทดสอบอุปกรณ์ต้นแบบที่แสดงในบทที่ 4 รูปที่ 4.46 ได้ค่าการเลื่อนมุมเฟสและทิศทางของลำคลื่นดังตารางที่ 5.1 ในรูปที่ 5.1 แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานของระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่นที่ออกแบบได้จากทฤษฎี รูปที่ 5.3-5.5 แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานของระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่นที่ได้สร้างวัดจริงเทียบกับค่าที่ได้จากทฤษฎี โดยพบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานของอุปกรณ์ต้นแบบที่ได้มีค่าคลาดเคลื่อนจากแบบรูปที่จำลองแบบ แต่ค่าที่ได้นั้นมีการคลาดเคลื่อนไม่เกิน 5% ตาม Ahmed, E.Z.(2005) ซึ่งถือว่าเป็นที่ยอมรับได้

จากนั้นนำแบบรูปการแผ่พลังงานของระบบสายอากาศเก่งที่วัดได้จริงนำไปจำลองผลในรูปแบบทั้ง 5 รูปแบบอีกครั้งเพื่อตรวจสอบว่าการก่อรูปลำคลื่นของระบบต้นแบบยังคงมีประสิทธิภาพที่น่าพอใจ รูปที่ 5.5 กราฟแสดงค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดเทียบกับค่าฟังก์ชันการแจกแจงความหนาแน่นของความน่าจะเป็น ในกรณีที่ใช้เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำในรูปแบบต่างๆ ร่วมกับเทคนิคการก่อรูปลำคลื่น รูปที่ 5.6 เป็นค่าที่ได้มาจากเทคนิคการก่อรูปลำคลื่นที่ได้จากการวัดจริงของอุปกรณ์ต้นแบบ พบว่าค่าประสิทธิภาพลดลงจากค่าทางทฤษฎีแต่ก็ยังมีประสิทธิภาพมากกว่ากรณีที่ไม่ใช้เทคนิคการก่อรูปลำคลื่น

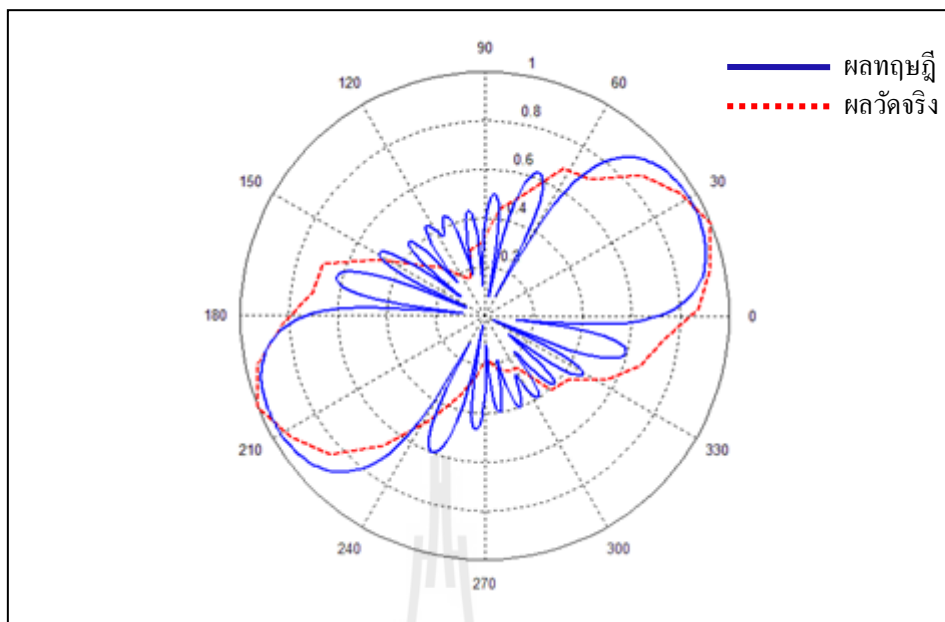
ตารางที่ 5.1 ผลการทดสอบอุปกรณ์ต้นแบบได้ค่าการเลื่อนมุมเฟสและทิศทางของลำคลื่น

พอร์ตขา ออก	สายอากาศ					ทิศทางของลำ คลื่นหลักที่วัดได้
	1	2	3	4	5	
6	2.54°	-18.64°	-41.63°	-59.84°	-76.49°	94.58°
7	87.83°	-106.88°	53.42°	-146.57°	13.62°	24.82°
8	2.38°	83.91°	164.61°	-108.39°	-25.69°	58.73°

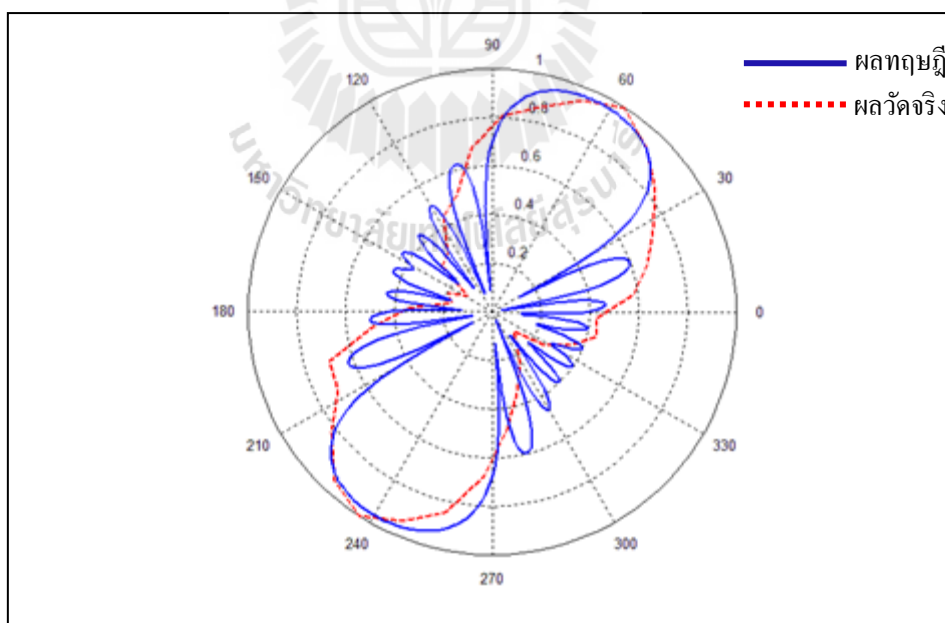


รูปที่ 5.1 แบบรูปการแผ่พลังงานของระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่นที่ออกแบบได้จาก ทฤษฎี ทิศทางของลำคลื่น 27.26° 61.82° และ 96.37°

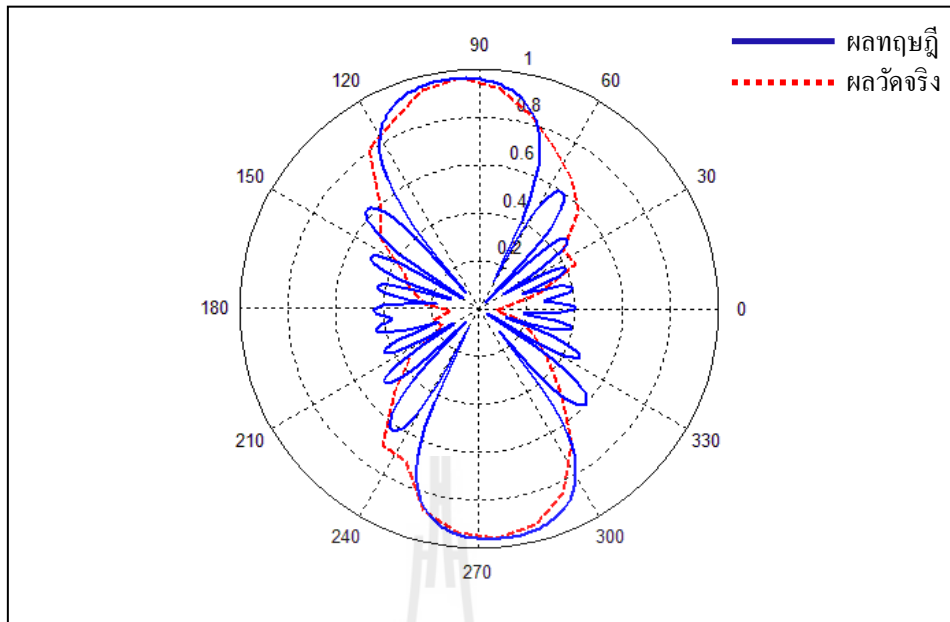




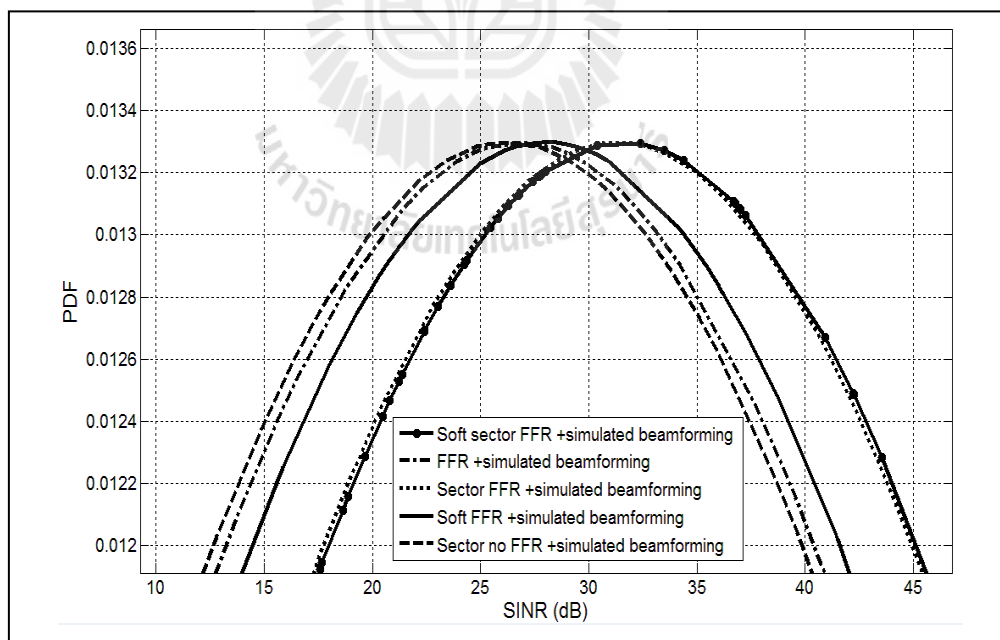
รูปที่ 5.2 แบบรูปการแผ่พลังงานของระบบสายอากาศแบบสวิทซ์ลำคลื่นที่ได้สร้างวัดจริง  $24.82^\circ$  เทียบกับค่าที่ได้จากทฤษฎี  $27.26^\circ$



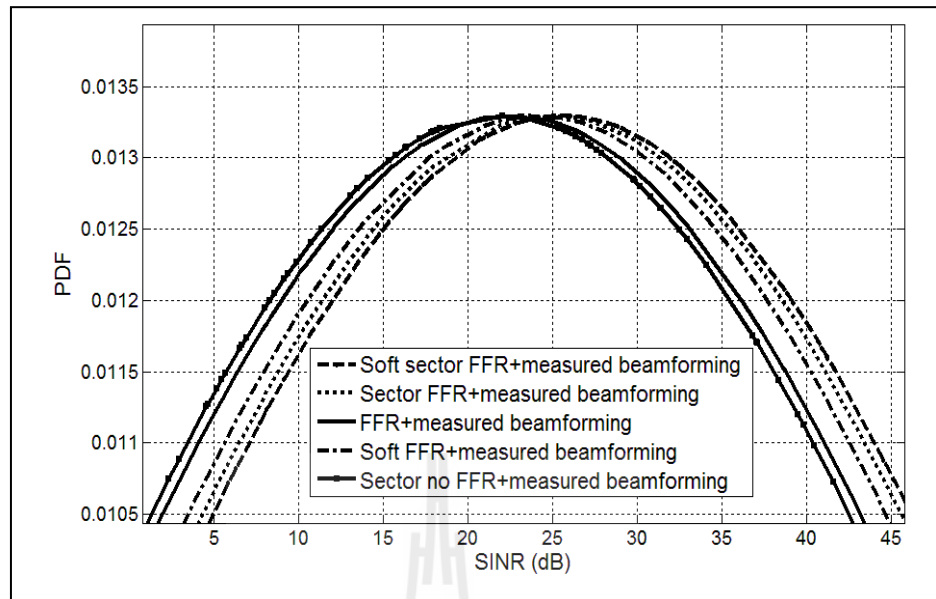
รูปที่ 5.3 แบบรูปการแผ่พลังงานของระบบสายอากาศแบบสวิทซ์ลำคลื่นที่ได้สร้างวัดจริง  $58.73^\circ$  เทียบกับค่าที่ได้จากทฤษฎี  $61.82^\circ$



รูปที่ 5.4 แบบรูปการแผ่พลังงานของระบบสายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่นที่ได้สร้างวัดจริง  $94.58^\circ$  เทียบกับค่าที่ได้จากทฤษฎี  $96.37^\circ$



รูปที่ 5.5 กราฟแสดงค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดเทียบกับค่าฟังก์ชันการแจกแจงความหนาแน่นของความน่าจะเป็น ในกรณีที่ใช้เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำในรูปแบบต่างๆ ร่วมกับเทคนิคการก่อรูปลำคลื่นจากทฤษฎี



รูปที่ 5.6 กราฟแสดงค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดเทียบกับค่าฟังก์ชันการแจกแจงความหนาแน่นของความน่าจะเป็น ในกรณีที่ใช้เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำในรูปแบบต่างๆ ร่วมกับเทคนิคการก่อรูปลำคลื่นจากการวัดจริง

เมื่อนำผลจากการวัดจริงที่วัดได้กลับไปจำลองแบบเพื่อพิจารณาประสิทธิภาพค่าความจุของช่องสัญญาณ ดังตารางที่ 5.2 ยังคงพบว่าคุณค่าความจุของช่องสัญญาณมากขึ้นเมื่อเทียบกับกรณีที่ไม่ใช้เทคนิคการก่อรูปลำคลื่น แต่ปรากฏว่าคุณค่าที่ได้จากผลการวัดอุปกรณ์จริงนั้นทำให้ค่าความจุของช่องสัญญาณลดลงเล็กน้อยเมื่อเทียบกับวัดจากทฤษฎี ซึ่งอาจเกิดจากสาเหตุความผิดพลาดในระหว่างการสร้างอุปกรณ์ต้นแบบ

### 5.3 สรุป

จากการที่ได้ทดสอบของอุปกรณ์ต้นแบบ ผลที่ได้พบว่าระบบสายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่นที่ได้ออกแบบนี้มีแบบรูปการแผ่พลังงานไปในทิศทางที่ออกแบบ และเมื่อนำไปจำลองแบบกลับพบว่าระบบต้นแบบที่ออกแบบนี้สามารถเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานในเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่ได้ ซึ่งดูได้จากอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและค่าความจุของช่องสัญญาณที่มีค่ามากกว่ากรณีที่ไม่ใช้เทคนิคการก่อรูปลำคลื่น

ตารางที่ 5.2 ค่าความจุของช่องสัญญาณทั้ง 3 กรณี

รูปแบบ	ความจุช่องสัญญาณ [b/s/Hz]		
	ไม่ใช้เทคนิคการก่อรูป ลำคลื่น	ใช้เทคนิคการก่อรูปลำคลื่น จากผลจำลองแบบ	ใช้เทคนิคการก่อรูปลำคลื่น จากผลวัดจริง
1	1.4655	2.0127	1.9878
2	2.4513	2.9962	2.8539
3	2.9987	3.3491	3.2989
4	2.8769	3.2697	3.1445
5	3.0176	3.5531	3.4543



## บทที่ 6

### สรุปงานวิจัยและข้อเสนอแนะ

#### 6.1 สรุปเนื้อหาวิทยานิพนธ์

ระบบสื่อสารไร้สายเคลื่อนที่ได้เข้ามามีบทบาทสำคัญในชีวิตประจำวันของมนุษย์มากขึ้น ซึ่งจะเห็นได้จากการติดตั้งสถานีฐานในพื้นที่ต่างๆ มากขึ้น อีกทั้งระบบการสื่อสารไร้สายเคลื่อนที่ก็มีการพัฒนาอย่างรวดเร็วเพื่อตอบสนองความต้องการในการใช้งานของผู้ใช้งานที่มีมากขึ้น โดยการเชื่อมต่อระหว่างผู้ใช้งานและสถานีฐานนั้น เมื่อผู้ใช้งานมีการเคลื่อนที่ไกลออกไปจากเซลล์ของสถานีฐานตนเองโดยอาจทำได้รับสัญญาณไม่ดี ไม่ชัดเจน ซึ่งอาจเกิดได้ 2 กรณี กรณีที่ 1 เกิดจากสัญญาณของสถานีฐานในเซลล์ตนเองลดลง กรณีที่ 2 เกิดจากการรบกวนหรือสัญญาณแทรกสอดจากสถานีฐานข้างเคียง โดยทั้ง 2 กรณีนี้ทำให้ประสิทธิภาพการใช้งานลดลง โดยเทคโนโลยีแอลทีอีเป็นเทคโนโลยีเป้าหมายสำหรับระบบเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่ มีวิธีการลดปัญหานี้คือใช้เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำ แต่ยังคงไม่มีประสิทธิภาพสูงสุด จึงได้มีแนวคิดที่จะเพิ่มประสิทธิภาพของระบบเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่ โดยลดปัญหาการเกิดสัญญาณแทรกสอดระหว่างเซลล์ โดยใช้เทคนิคการก่อรูปลำคลื่นของระบบสายอากาศกึ่งแบบสวิตช์ลำคลื่นร่วมกับเทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำในเทคโนโลยีแอลทีอี ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้ออกแบบระบบสายอากาศกึ่งแบบสวิตช์ลำคลื่นที่มีการก่อรูปลำคลื่นที่เหมาะสมสำหรับใช้งานในระบบเครือข่ายเคลื่อนที่ที่มีโครงสร้างรูปแบบระบบเครือข่ายเคลื่อนที่เป็นแบบรังผึ้งหรือระบบเซลล์ลูลาร์ ที่ถูกแบ่งออกเป็นเซกเตอร์ โดยจากการจำลองผลพบว่าการใช้เทคนิคการนำความถี่บางส่วนมาใช้ซ้ำแบบซอฟต์แวร์ร่วมกับเทคนิคการก่อรูปลำคลื่นให้ประสิทธิภาพของระบบดีที่สุด จากนั้นจึงออกแบบเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นที่เป็นส่วนประกอบหลักของระบบสายอากาศกึ่งแบบสวิตช์ลำคลื่น เพื่อให้สร้างและหันลำคลื่นไปยังที่ต้องการจึงได้จำลองระบบเพื่อหาจำนวนลำคลื่นที่เหมาะสมในการนำไปใช้งานใน 1 เซกเตอร์ของเซลล์ ซึ่งจากการจำลองพบว่าจำนวน 3 ลำคลื่นให้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดรวมกับสัญญาณรบกวนสูงสุด และลำคลื่นควรมีความกว้างลำคลื่น  $40^{\circ}$  ความกว้างของลำคลื่นขึ้นอยู่กับจำนวนสายอากาศที่นำมาเรียงแบบแถวลำดับซึ่งได้ว่าต้องใช้สายอากาศจำนวน 5 ต้นเพื่อให้ได้ความกว้างของลำคลื่นที่ต้องการ จากการผลการจำลองทราบแล้วว่าเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นจะต้องมีลักษณะคือทางด้านอินพุตต้องต่อเข้ากับสายอากาศจำนวน 5 ต้น และทางด้านเอาต์พุตต้องให้ลำคลื่นออกมาจำนวน 3 ลำคลื่น โดยทั่วไปในระบบสายอากาศกึ่งแบบสวิตช์ลำคลื่นที่ใ้มากที่สุดที่มีเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ  $4 \times 4$  ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงต้องออกแบบ

และสร้างเครือข่ายก่อรูปลาคลิ้นแบบใหม่ขึ้น เป็นเครือข่ายก่อรูปลาคลิ้นแบบ 5×3 เมื่อสร้างแล้วจึงนำระบบไปวัดแบบรูปการแผ่พลังงานและนำผลกลับไปจำลองเพื่อดูว่าระบบต้นแบบที่สร้างมามีประสิทธิภาพ โดยกระบวนการออกแบบระบบทั้งหมดได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 และบทที่ 4 ซึ่งจากผลการจำลองและทดสอบทำให้ทราบว่าระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตซ์ลาคลิ้นสามารถช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของระบบเครือข่ายไร้สายเคลื่อนที่ได้ โดยดูจากค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญ คือค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดรวมกับสัญญาณรบกวนและค่าความจุของช่องสัญญาณ โดยแนวคิดนี้ยังสามารถนำไปใช้ในระบบเครือข่ายไร้สายอื่นๆได้อีก

## 6.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

ปัจจุบันยังไม่มีระบบเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่ ในการใช้งานจริง ซึ่งเทคโนโลยีแอลทีอีเป็นเพียงหนึ่งในเป้าหมายหลักที่จะเข้าเป็นเทคโนโลยีหลักของระบบเครือข่ายเคลื่อนที่ในยุคที่สี่ ซึ่งในการวัดทดสอบประสิทธิภาพของระบบของงานวิจัยที่ได้ในบทที่ 4 นั้น จึงต้องทำการจำลองสถานการณ์ของระบบเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่ แต่ในการทดสอบยังคงสามารถทดสอบเครือข่ายก่อรูปลาคลิ้นแบบ 5×3 ที่ให้ทิศทางของลาคลิ้นที่ต้องการได้

## 6.3 แนวทางการพัฒนาในอนาคต

งานวิจัยที่ได้นำเสนอนี้ได้นำเสนอการออกแบบเครือข่ายก่อรูปลาคลิ้นแบบ 5×3 สำหรับใช้งานในระบบเครือข่ายเคลื่อนที่ยุคที่สี่ ซึ่งเครือข่ายก่อรูปลาคลิ้นนี้เป็นส่วนประกอบสำคัญของระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตซ์ลาคลิ้นที่สามารถหันลาคลิ้นไปยังทิศทางที่ต้องการได้ ซึ่งในอนาคตอาจจะพัฒนาระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตซ์ลาคลิ้นนี้ให้หันลาคลิ้นหรือควบคุมได้อย่างอัตโนมัติและรวดเร็วในทิศทางอื่นๆที่ต้องการ

## รายการอ้างอิง

- F. Khan . LTE for 4G mobile broadband air interface technologies and performance. **Cambridge University Press 2009.**
- A. Alexiou , M. Haardt. Smart antenna technologies for future wireless systems: trends and challenges. **IEEE communications Magazine**, vol. 42, 2004, pp. 90-97.
- G.Liu , J. Zhang , et al . Downlink interference coordination and mitigation for future LTE-Advanced system. **Proceedings of the 15th Asia-Pacific Conference on Communications 2009.**
- M. Lott . Adaptive random access with beam-forming in 4G mobile networks. **Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference 2006**
- T. S. Rappaport (2002). Wireless Communication : Principles And Practice 2<sup>nd</sup> edition, **Printice Hall PTR, NJ, 2002**
- S.H. Chu, H.P. Lin, D.B. Lin. Performance enhancement by using switch-beam smart antenna in 802.11a WLAN system. **IEEE/ACES Intern. Conf. on Wirel. Comm. and Applied Comp. Electromag.**, 3-7 April 2005, pp. 1001 – 1005.
- 3GPP TSG RAN TR 25.913 v7.3.0, Requirements for Evolved Universal Terrestrial Radio Access (UTRA) and Universal Terrestrial Radio Access Network (UTRAN).
- J. C. Liberti Jr. , T. S. Rappaport (1999). Smart Antennas for Wireless Communication :IS-95 and Third Generation CDMA Applications, **Printice Hall PTR,NJ** , 1999K. P. Ray, P.
- V. Anob, R. Kapur, and G. Kumar. Broadband planar rectangular monopole antennas . **Microwave and Optical Technology Letters**, vol. 28, no. 1, pp. 55–59, 2001.
- 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.**
- C.Y. Wong , Cheng, R. S, et al. Multiuser OFDM with Adaptive Subcarrier, Bit, and Power Allocation. **IEEE Journal on Selected Areas in communication**, vol. 17, pp. 1747 - 1758, Oct.1999.

- T. W. Nuteson, G. S. Mitchell, J. S. Clark, D. S. Haque (2004). Smart antenna systems for wireless applications. **Antennas and Propagation Society International Symposium 2004 IEEE**, Vol. 3 20-25 June 2004, pp. 2804-2807.
- C.F. du Toit, O.P. Gupta, W.J. Brown, D. He, J. Patel, P.F. Acsadi, C. Sui, M. Peyghaleh (2003) Smart multibeam phased array antenna for GSM, GPRS and EDGE. **Proc. IEEE Inter. Sym. on Phased Array Systems and Tech.**2003, 14-17 Oct. 2003, pp. 146-151.
- F. Royal (2005). Why Have Smart Antennas Not Yet Gained Traction with Wireless Network Operators?. **IEEE Ant. And Prop. Mag.**, Vol. 47, No.6, Dec. 2005.
- M. Peng, W. Wang (2005). Comparison of capacity between adaptive tracking and switched beam smart antenna techniques in TDD-CDMA systems. *Microwave Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 2005. (MAPE 2005.) IEEE International Symposium* on Vol. 1, 8-12 Aug. 2005 pp. 135 – 139.
- C. Seungwon, D. Shim, T.K. Sarkar (1999). A comparison of tracking-beam arrays and switching-beam arrays operating in a CDMA mobile communication channel. **IEEE Ant. and Prop. Mag.**, Vol. 41, Dec. 1999. pp.10 - 56.
- H. Moody (1964). The systematic design of the Butler matrix. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Vol. 12, Nov. 1964, pp. 786-788.
- David M. Pozar (1998). *Microwave Engineering* 2<sup>nd</sup> edition, **John Wiley & Sons**, Inc. 1998.
- C. A. Balanis (1997). *Antenna Theory: Analysis and Design* 2<sup>nd</sup> edition . **John Wiley & Sons, Inc.** 1997.



ภาคผนวก ข

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

## รายชื่อบทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

ปาลีรัตน์ วงจำปา , มนต์ทิพย์ภา อุฑารสกุล , พีระพงษ์ อุฑารสกุล . **เครือข่ายก่อรูปลำคลื่น 5x3 สำหรับเครือข่ายไร้สายเคลื่อนที่ (5x3 Beamforming Network for Mobile Wireless Networks)** . การประชุมวิชาการระดับชาติ “มหาวิทยาลัยบูรพา ๒๕๕๔” ๖ – ๗ กรกฎาคม ๒๕๕๔ ณ มหาวิทยาลัยบูรพา

Uthansakul, M. , Uthansakul, P. , Wongchompa, P. ,(2010). **Performance Evaluation of Automatic Switched-Beam Antennas for Indoor WLAN Systems.** WSEAS Transactions on Communications, Issue 12, Volume 9, December 2010 : pp 782-792.

Wongchompa, P. , Uthansakul, M. , Uthansakul, P. ,(2011). **Investigation into LTE Performance employing FFR and Beamforming Technology.** The 8th Electrical Engineering Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) Association of Thailand - Conference 2011, May 2011 : pp 328-331

Wongchompa, P. , Uthansakul, M. , Uthansakul, P. ,(2011). **Performance Comparison Between Fractional Frequency Reuse Schemes Employing Beamforming.** The 2011 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2011), Jeju ,Korea 25-28 Oct. 2011.

การประชุมวิชาการระดับชาติ “มหาวิทยาลัยบูรพา ๒๕๕๔” ๖ – ๗ กรกฎาคม ๒๕๕๔ ณ มหาวิทยาลัยบูรพา

## เครือข่ายก่อรูปลำคลื่น 5×3 สำหรับเครือข่ายไร้สายเคลื่อนที่

### 5×3 Beamforming Network for Mobile Wireless Networks

ปาลีรัตน์ วงจำปา , มนต์ทิพย์ภา อุซารสกุล และ พีระพงษ์ อุซารสกุล  
สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

#### บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอแนวคิดการออกแบบเครือข่ายก่อรูปลำคลื่น 5×3 สำหรับใช้ในเครือข่ายไร้สายเคลื่อนที่ เครือข่ายก่อรูปลำคลื่นเป็นส่วนประกอบของเทคโนโลยีสายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่นซึ่งนำมาใช้เพื่อแก้ปัญหาสัญญาณแทรกสอดระหว่างเซลล์ในช่องสัญญาณเดียวกัน เครือข่ายก่อรูปลำคลื่นที่ออกแบบมีความเหมาะสม และสามารถนำไปใช้งานในเครือข่ายไร้สายเคลื่อนที่ในปัจจุบันที่แบ่งเป็นเซลล์ เซลล์ละ 3 ส่วน ส่วนละ 120 องศา โดยเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นที่ทำการศึกษาและออกแบบนี้สามารถปรับลำคลื่นเพื่อชี้ไปในทิศทางที่ต้องการภายใน 1 ส่วน ( 120 องศา ) โดยมี 5 อินพุตต่อเข้ากับสายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้น และ 3 เอาท์พุท คือ 3 ทิศทางที่ต้องการให้ลำคลื่นหันไปยังมุมนั้นๆ โดยมีลำคลื่นหลักที่อยู่ตรงกลางมุม 90 องศา

คำสำคัญ : เครือข่ายก่อรูปลำคลื่น , สายอากาศแบบ , เครือข่ายไร้สายเคลื่อนที่

#### Abstract

In this paper, the proposed 5×3 beamforming network for mobile wireless networks is presented. The beamforming network is considered as one important component of smart antenna technology to form a switched-beam capability which can solve the problem of intercell interference. The proposed beamforming network is designed to be suitable for mobile wireless networks with 3 sectors per cell. The proposed system can adjust beams into three desired directions within a sector directions which the center beam is always in the direction of 90 degree.

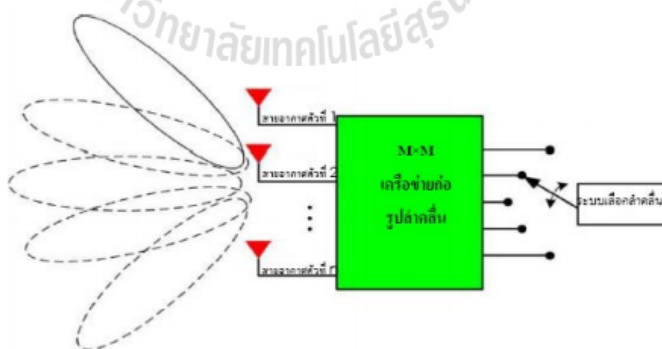
Keywords : Beamforming Network , Smart Antennas , Mobile Wireless Networks

การประชุมวิชาการระดับชาติ “มหาวิทยาลัยบูรพา ๒๕๕๔” ๖ – ๗ กรกฎาคม ๒๕๕๔ ณ มหาวิทยาลัยบูรพา

## บทนำ

ปัจจุบันระบบสื่อสารไร้สายเคลื่อนที่ได้รับความนิยมอย่างมาก จำนวนผู้ใช้งานเพิ่มขึ้น และพัฒนาอย่างรวดเร็ว ตั้งแต่ยุคแรก (1G) ซึ่งเป็นเทคโนโลยีในระบบอนาล็อก มีการส่งข้อมูลด้วยเสียงพูดเท่านั้น ยุคที่สอง (2G) ถูกพัฒนาเป็นเทคโนโลยีระบบดิจิทัลทั้งหมด ระบบในยุคนี้ได้แก่ ระบบ GSM โดยยุคนี้เป็นการใช้แถบความถี่อย่างมีประสิทธิภาพ เพื่อให้ระบบสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้มากที่สุด แต่ยังคงมีอัตราการส่งข้อมูลที่ต่ำ และมีการพัฒนามาเป็นยุค 3G ที่มีความเร็วในการส่งข้อมูลสูงถึง 2 Mbps อีกทั้งสามารถส่งได้ทั้งเสียง ภาพ และภาพเคลื่อนไหวอีกด้วย ปัญหาอย่างหนึ่งที่เกิดในทุกยุคของระบบเครือข่ายไร้สายเคลื่อนที่ คือ ปัญหาสัญญาณแทรกสอดระหว่างเซลล์ในช่องสัญญาณเดียวกัน (Inter-cell Interference) [1] เกิดขึ้นเมื่อผู้ใช้งานเคลื่อนที่มายังบริเวณขอบเซลล์จะทำให้สัญญาณที่ได้รับจากเซลล์ตัวเองลดลงและสัญญาณรบกวนจากเซลล์อื่นเพิ่มขึ้น ทำให้ประสิทธิภาพการใช้งานลดลง วิธีการหนึ่งที่ช่วยแก้ปัญหานี้คือ เทคโนโลยีสายอากาศแก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่น (Switched beam antennas) [2-3]

ระบบสายอากาศแก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่น ดังที่แสดงในรูปที่ 1 เป็นระบบสายอากาศแวลลำดับที่ทำงานร่วมกับเทคโนโลยีการประมวลผลสัญญาณ มีการกำหนดระยะห่างของสายอากาศแต่ละคันที่แน่นอน โดยขณะใช้งานระบบจะเลือกลำคลื่นหนึ่งจากหลายๆ ลำคลื่น เพื่อใช้ในการรับและการส่งสัญญาณ โดยทั่วไปลำคลื่นที่ถูกเลือกคือ ลำคลื่นที่มีทิศทางของสัญญาณที่แรงที่สุด



รูปที่ 1 สายอากาศแก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่น

ในระบบสายอากาศแก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่นนี้จะมีตัวถ่วงน้ำหนัก (weight) เป็นองค์ประกอบที่สำคัญ เพื่อที่จะนำหน้าที่เป็นตัวปรับเลือกลำคลื่นให้ชี้ไปในทิศทางที่ต้องการ โดยตัว

การประชุมวิชาการระดับชาติ “มหาวิทยาลัยบูรพา ๒๕๕๔” ๖ - ๗ กรกฎาคม ๒๕๕๔ ณ มหาวิทยาลัยบูรพา

ถ่วงน้ำหนักนั้น เรียกว่า เครือข่ายก่อรูปลำคลื่น (beamforming network) ซึ่งสายอากาศแบบสวิทช์ลำคลื่นนั้นจะมีเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นเป็นตัวปรับลำคลื่นเพื่อชี้ไปในทิศทางที่ต้องการแบบเจาะจง ดังนั้นเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นจึงเป็นส่วนที่สำคัญที่จะให้ลำคลื่นหันไปยังทิศทางต่างๆ โดยในเครือข่ายไร้สายเคลื่อนที่นั้นจะเป็นรูปแบบของเซลล์ที่ถูกแบ่งออกเป็นสามส่วน ส่วนละ 120 องศา [4] ดังแสดงในรูปที่ 2 เครือข่ายก่อรูปลำคลื่นจึงต้องออกแบบให้เหมาะสมกับระบบเครือข่ายไร้สายนี้ โดยให้สามารถหันลำคลื่นให้ครอบคลุมใน 1 sector คือ 120 องศา โดยทั่วไปเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นจะใช้โครงสร้างแบบ 4x4 ซึ่งครอบคลุมพื้นที่ 180 องศา ทำให้ไม่เหมาะสมกับงานในลักษณะนี้ ผู้วิจัยจึงได้ศึกษาค้นและเสนอเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ 5x3 ที่เหมาะสมกับระบบไร้สายเคลื่อนที่มากกว่า แนวคิดนี้ยังไม่เคยมีงานวิจัยใดเสนอมาก่อน

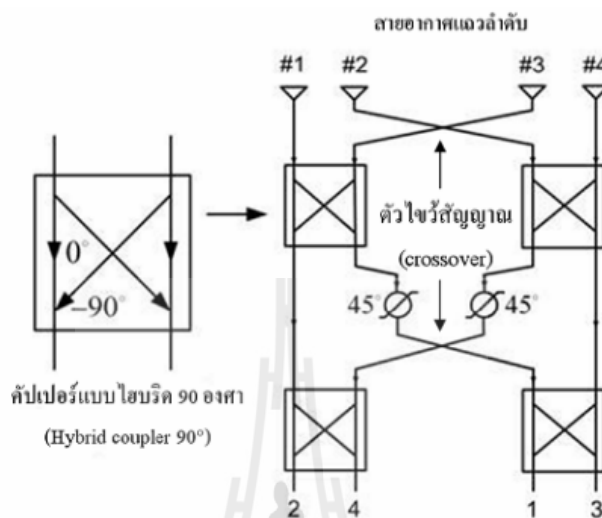


รูปที่ 2 เซลล์ที่แบ่งส่วนของเครือข่ายไร้สายเคลื่อนที่

### ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

เครือข่ายก่อรูปลำคลื่นที่กล่าวถึงนี้อาจจะมีหลายวิธี แต่วิธีที่ได้รับความนิยมในระบบสายอากาศแก๊งก็คือ วิธีแบบ Butler Matrix [5] ซึ่งวิธีนี้นั้นจะใช้ได้กับสายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้น (linear array) 4x1 เท่านั้น และจะมีส่วนประกอบที่สำคัญที่เรียกว่า วงจร  $-90^\circ$  hybrid coupler ที่มีโครงสร้างแบบ 4x4 ซึ่งจะมีลักษณะเฉพาะในการแพร่กระจายคลื่นแบบ 2 มิติ ดังแสดงไว้ในรูปที่ 3

การประชุมวิชาการระดับชาติ “มหาวิทยาลัยบูรพา ๒๕๕๔” ๖ - ๗ กรกฎาคม ๒๕๕๔ ณ มหาวิทยาลัยบูรพา

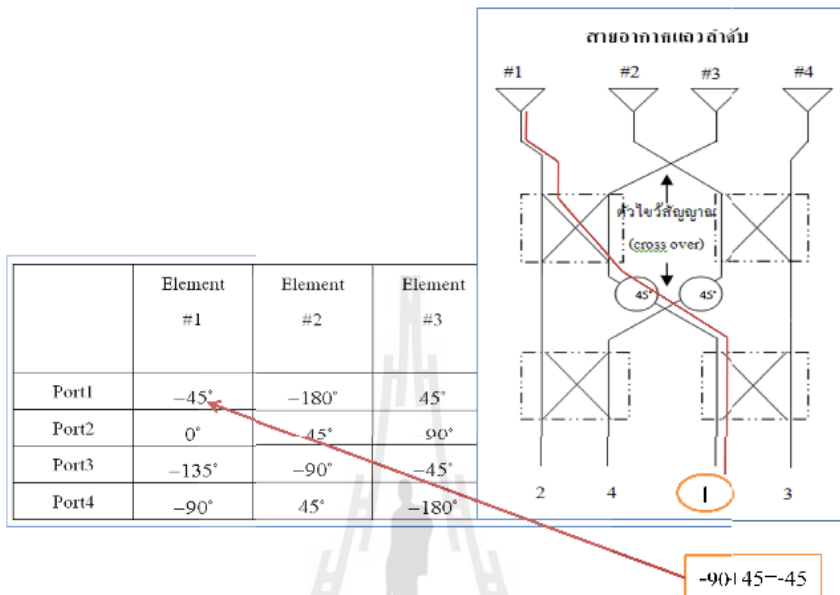


รูปที่ 3 เครื่องข่ายท่อรูปสี่เหลี่ยม แบบ Butler Matrix

	Antenna #1	Antenna #2	Antenna #3	Antenna #4	Beam Direction	Inter-Element Phasing
Port1	-45°	-180°	45°	-90°	138.6°	-135°
Port2	0°	-45°	-90°	-135°	104.5°	-45°
Port3	-135°	-90°	-45°	0°	75.5°	45°
Port4	-90°	45°	-180°	-45°	41.4°	135°

ตารางที่ 1 แสดงค่ามเฟสที่ต่างกันเมื่อผ่านเครื่องข่ายท่อรูปสี่เหลี่ยมแบบ Butler matrix

การประชุมวิชาการระดับชาติ “มหาวิทยาลัยบูรพา ๒๕๕๔” ๖ - ๗ กรกฎาคม ๒๕๕๔ ณ มหาวิทยาลัยบูรพา



รูปที่ 4 แสดงความสัมพันธ์ของเฟสที่ได้ในแต่ละพอร์ทเอาต์พุท

**เครือข่ายก่อรูปลำคลื่น 5x3**

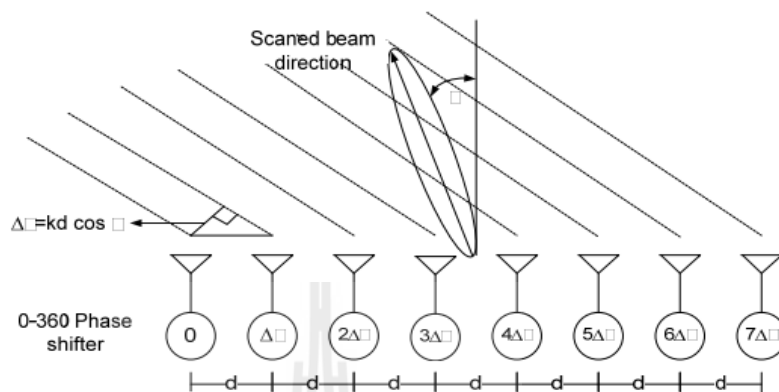
จากที่ผู้วิจัยทำการวิจัย ทำให้ได้รูปแบบของเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นที่เหมาะสมสำหรับใช้ใน 1 sector ของระบบเครือข่ายไร้สายเคลื่อนที่ คือใช้สายอากาศแถวลำดับเชิงเส้น 5x1 และจำนวนลำคลื่นที่เหมาะสมกับเซลล์ใน 1 sector คือจำนวน 3 ลำคลื่น ดังนั้นจึงได้ออกแบบรูปแบบเครือข่ายก่อรูปลำคลื่น โดยใช้วิธีการเดียวกันกับเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ Butler Matrix โดยจะต้องหาความต่างเฟสของสายอากาศแต่ละต้น สมการการคำนวณหาความต่างเฟสของสายอากาศแต่ละต้นซึ่งหาได้จากทิศทางที่ต้องการหันลำคลื่น ดังนี้

$$\begin{aligned}
 \text{Inter element phasing} &= kd \cos \theta \\
 &= \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{2} \cos \theta \\
 &= \pi \cos \theta
 \end{aligned}$$

โดย  $\theta$  คือทิศทางของลำคลื่น

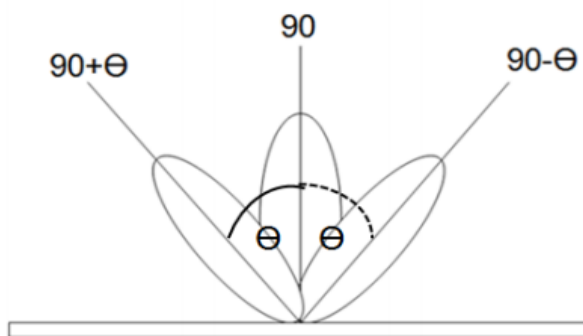
๖

การประชุมวิชาการระดับชาติ “มหาวิทยาลัยบูรพา ๒๕๕๔” ๖ - ๗ กรกฎาคม ๒๕๕๔ ณ มหาวิทยาลัยบูรพา



รูปที่ 5 แสดงความต่างเฟสของแต่ละต้นของสายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้น

โดยสายอากาศแต่ละต้นจะมีความต่างเฟสเป็นเท่าตัวดังแสดงในรูปที่ 5 และใน  
 เครื่องข่ายไร้สายเคลื่อนที่นั้นใน 1 sector คือ 120 องศา เมื่อสายอากาศวางอยู่ในระนาบ 0 องศา ถ้า  
 กลิ่นตรงกลางที่เป็นหลักคือ ลำคลื่นที่มุม 90 องศา และที่ทิศทางนี้สายอากาศแต่ละต้นจะสามารถ  
 รับสัญญาณได้พร้อมกันดังนั้นความต่างเฟสของ 90 องศาที่มีค่าเท่ากับ 0 จึงง่ายในการนำมา  
 ออกแบบจึงใช้มุม 90 องศาให้เป็นลำคลื่นหลัก และอีก 2 ลำคลื่นนั้นอยู่ทางด้านบวกและด้านลบ  
 ของมุม 90 องศา โดยจะต้องเป็นมุมที่สมมาตรกัน ดังแสดงในรูปที่ 6



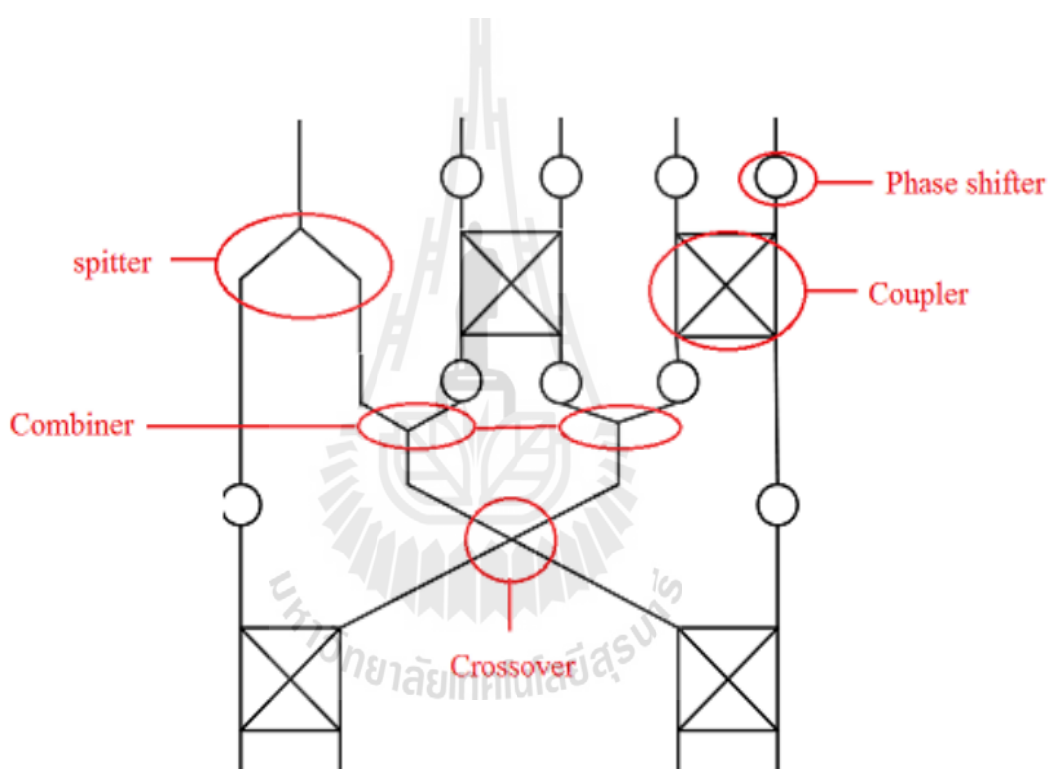
รูปที่ 6 แสดงทิศทางของลำคลื่นใน 1 sector



๗

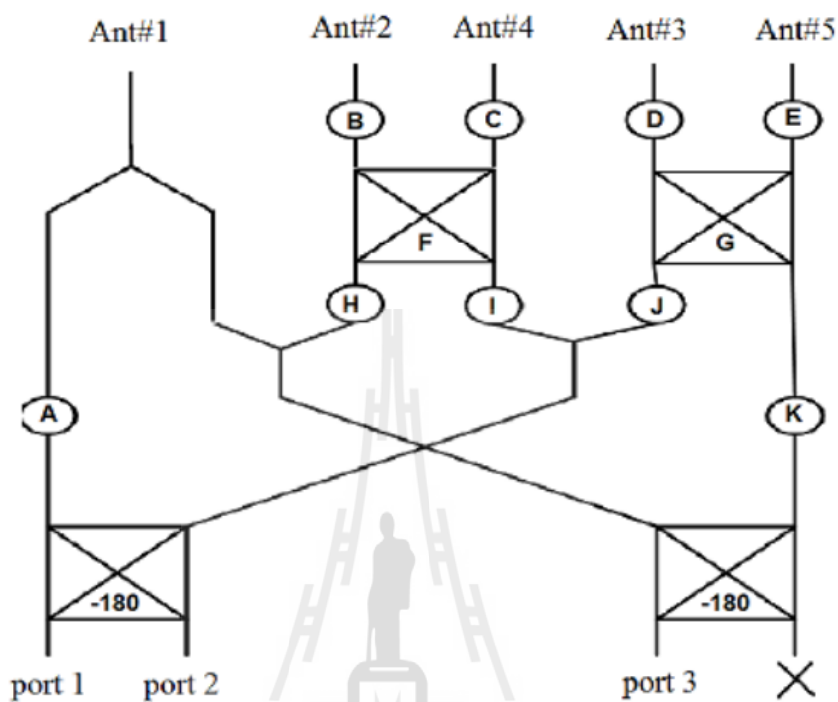
การประชุมวิชาการระดับชาติ “มหาวิทยาลัยบูรพา ๒๕๕๔” ๖ - ๗ กรกฎาคม ๒๕๕๔ ณ มหาวิทยาลัยบูรพา

เมื่อทราบความต่างเฟสจะสามารถนำไปคำนวณหาเฟสของอุปกรณ์แต่ละชนิดที่ประกอบอยู่ในเครื่องข่ายก่อรูปล้าคลื่น แล้วนำไปออกแบบจริงได้ โดยไม่จำเป็นต้องการให้ล้าคลื่นหันไปในทิศทางใดใน 1 sector ก็สามารถนำไปสร้างได้จากตารางที่ 2 ที่แสดงสมการของความต่างเฟสแล้วนำมาใช้กับต้นแบบเครื่องข่ายก่อรูปล้าคลื่น ดังรูปที่ 7



รูปที่ 7 ต้นแบบเครื่องข่ายก่อรูปล้าคลื่น 5x3

การประชุมวิชาการระดับชาติ "มหาวิทยาลัยบูรพา ๒๕๕๔" ๖ - ๗ กรกฎาคม ๒๕๕๔ ณ มหาวิทยาลัยบูรพา



โดยที่

$$A = 45 - [180 \cos(90 - \theta)]$$

$$B = 180 \cos(90 + \theta)$$

$$C = 360 \cos(90 + \theta)$$

$$D = [540 \cos(90 + \theta)] - 135$$

$$E = [810 \cos(90 + \theta)] - 202.5$$

$$F = -180 \cos(90 + \theta)$$

$$G = 180 \cos(90 + \theta)$$

$$H = -180 \cos(90 + \theta)$$

$$I = [360 \cos(90 + \theta)] - 135$$

$$J = ([540 \cos(90 + \theta)] - 135)/2$$

$$K = 180 - [810 \cos(90 + \theta)] - 202.5$$

การประชุมวิชาการระดับชาติ "มหาวิทยาลัยบูรพา ๒๕๕๔" b -๑) กรกฎาคม ๒๕๕๔ ณ มหาวิทยาลัยบูรพา  
 ตารางที่ 2 แสดงค่ามุมเฟสที่ต่างกันเมื่อผ่านเครือข่ายก่อบรูปลำคลื่น 5×3

	Antenna #1	Antenna #2	Antenna #3	Antenna #4	Antenna #5	Beam Direction	Inter-Element Phasing
Port 1	45 – [180 cos(90 – $\theta$ )]	45 – [360 cos(90 – $\theta$ )]	45 – [540 cos(90 – $\theta$ )]	45 – [720 cos(90 – $\theta$ )]	45 – [900 cos(90 – $\theta$ )]	90° – $\theta$	180cos (90 – $\theta$ )
Port 2	[180 cos(90 + $\theta$ )] –135	[360 cos(90 + $\theta$ )] –135	[540 cos(90 + $\theta$ )] –135	[720 cos(90 + $\theta$ )] –135	[900 cos(90 + $\theta$ )] –135	90° + $\theta$	180cos (90 + $\theta$ )
Port 3	0°	0°	0°	0°	0°	90°	0°

การประชุมวิชาการระดับชาติ “มหาวิทยาลัยบูรพา ๒๕๕๔” ๖ – ๗ กรกฎาคม ๒๕๕๔ ณ มหาวิทยาลัยบูรพา

จากตารางที่ 2 จะพบว่าการคำนวณสามารถหาได้จากค่า  $\theta$  โดยค่า  $\theta$  คือค่ามุมที่ต้องการให้ ล้อกลิ้งหันไปยังทิศทางนั้นดังแสดงในรูปที่ 6 จากนั้นก็คำนวณตามสมการในตารางจะได้ความต่าง เฟสในแต่ละช่อง ก็จะสมารถนำไปออกแบบอุปกรณ์ต้นแบบดังรูปที่ 7 ได้

### บทสรุป

จากการวิจัยทำให้ได้ต้นแบบสมการที่สามารถนำไปใช้ออกแบบเครือข่ายก่อรูปลากลิ้ง เพื่อให้ได้ทิศทางที่ต้องการทั้งสามทิศทางในเครือข่ายไร้สายเคลื่อนที่ซึ่งยังไม่เคยมีงานวิจัยใดเสนอมาก่อน โดยเครือข่ายก่อรูปลากลิ้งนี้มีประโยชน์ต่อการนำไปใช้ในระบบเครือข่ายไร้สายเคลื่อนที่ เป็นการช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของระบบให้ดีขึ้น ช่วยแก้ปัญหาการแทรกสอดของสัญญาณจาก สถานีฐานที่อยู่ใกล้กัน รวมทั้งเป็นวิธีการที่สามารถทำได้จริง ออกแบบง่าย ต้นทุนต่ำ

### กิตติกรรมประกาศ

ผู้วิจัยได้รับการสนับสนุนทางการเงินจากสถาบันวิจัยและพัฒนาอุตสาหกรรม โทรคมนาคม (TRIDI) และมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

### รายการอ้างอิง

- [1] Farooq Khan (2009) , “LTE for 4G mobile broadband air interface technologies and performance” *Cambridge University Press*.
- [2] Angeliki Alexiou , Martin Haardt (2004) , “Smart Antenna Technologies for Future Wireless Systems :Trends and Challenges,” *IEEE Communication Magazine*. pp. 90 – 97.
- [3] Constantine A. Balanis (2007) , “Introduction to Smart Antennas,” *Morgan & Claypool Publishers*.
- [4] Andrea Goldsmith (2005) , “Wireless Communications” *Cambridge University Press*.
- [5] M. Bona, L. Manholm, J. P. Starski, and B. Svensson (2002), “Low-loss compact Butler Matrix for a microstrip antenna,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 9, pp. 2069–2075.

## Performance Evaluation of Automatic Switched-Beam Antennas for Indoor WLAN Systems

MONTHIPPA UTHANSAKUL, PEERAPONG UTHANSAKUL AND  
PALEERAT WONGCHOMPA

School of Telecommunication Engineering

Suranaree University of Technology

Muang, Nakhon Ratchasima 30000

THAILAND

Email:, {mtp,uthansakul}@sut.ac.th, M5340538@g.sut.ac.th

*Abstract:* - In this paper, the design of a compact low cost switched-beam antenna for users in Wireless Local Area Networks (WLAN) is introduced. Four antenna elements are arranged in 2x2 lattice. The modification of beamforming network based on Butler matrix is originally proposed for 2x2 planar array. The design is verified through computer simulations and also the prototype of automatic switched-beam antenna is constructed to confirm its performance. Moreover, the validation of performance enhancement is investigated through the signal strength measurements at the users operating in existing WLAN infrastructure. The results confirm the advantage of switched-beam antenna employing modified Butler matrix by improving signal strength with average power of 4.37 dB over the use of omni-directional antenna.

*Key-words:* - Antenna arrays, Beamforming, Butler matrix, Measurement, Signal strength, WLAN

### 1 Introduction

NOWADAYS, Wireless Local Area Networks (WLANs) has been popularly installed as one of the basic infrastructure for indoor networking [1]. This WLAN system is usually designed to offer high data-rate transmission in indoor environment and slowly moving mobile terminals. The key factor to indicate the quality of air interface is the received signal strength which is sensitively influenced when situated in indoor environment. From literatures, there are many techniques to enhance the signal strength in wireless communication systems. Among those techniques, smart antennas promise an increase in performance of wireless communication systems without the need of additional radio spectrum or transmitted power [2-3]. The smart antennas have been an upsurge of interest since 1980. They constitute with a set of antenna array in various forms and signal processing unit containing spatial/temporal signal processing algorithms to improve wireless

communication systems [4]. The improvement can be seen through the following benefits:

- An increase in the rate of expansion, resulting in energy-saving, prolonged lifetime of batteries, more comprehensive coverage, and higher speed in data communications

- An improvement of the system performance stability – signals reflected from other directions expose the system of greater opportunity to receive the signal

- A Reduction of signals interfered from other systems, especially, communication systems in unauthorized band without signal interference control

- A Reduction of interfered signals across other systems

Therefore, the smart antennas have been increasingly popular to improve signal quality for wireless communication systems. Especially for WLANs, improvement of signal strength can be easily obtained using smart antennas with low-cost

switched-beam antennas. The simplified type of smart antennas offering the mentioned advantages without any additional costs and complications is switched-beam antennas [5-6]. For these antenna systems, a number of predefined beam patterns forming its main beam to different directions are produced. A suitable beam having the maximum signal strength is selected. So far, many researchers have introduced the switched-beam antennas to WLAN system in order to increase the signal strength, hence the system quality can be enhanced. However, there was no evidence so far in literatures to illustrate the true advantages of using switched-beam antennas under real circumstances. Even though the work presented in [7] has indicated the advantage of applying smart antenna system to WLAN through the measured throughputs but those results were obtained under close environment in laboratory. The impairments caused by multipath and shadowing are questionable in real circumstances. Therefore, a contribution of this paper is to provide the real insight of WLAN enhancement by a full prototype of switched-beam antennas. The beam switching is accomplished automatically using an economic micro-controller. The obtained experimental results reflect the real advantages and brighten the road for commercial products.

The remainders of this paper are as follows. After brief introduction, a brief concept of smart antenna technology is described in Section 2. In Section 3, the utilized array sensors are discussed. The design of beamforming network utilized in the prototype is detailed in Section 4. Section 5 shows the full prototype of the proposed switched-beam systems. Afterwards, the prototype is constructed and tested to confirm its performance. Section 6 shows the experimental results. Finally, Section 7 concludes the paper.

## 2 Smart Antenna Technology

Smart antenna technology is an antenna technology with capacity of beamforming in which its main lobe is directed to one specific direction while turning nulls or sidelobes to directions of interference signals. This phenomenon gives rise to the wireless communication systems performance in term of signal quality. In general, smart antennas can adjust the beam to direction of interest while reducing the effect of interference signals from other directions such as co-channel interference. In addition, they can reduce the time delay of signal

caused by environment that signals arrive at receiving side over than one path, so called multipath signal. This is because the signals reflected from objects such as wall, door, glass, etc, although the same source of signals, reach the destination at different time. This impairment can be eased using smart antennas. Adoption of smart antennas in future-generation wireless communication systems would require the smart antenna feature to be an inherent part of the system design in order to provide the expected beneficial impact on efficient use of the spectrum, minimization of the cost of establishing new wireless networks, enhancement of the quality of service, and realization of reconfigurable, robust, and transparent operation across multitechnology wireless network. To this end current research effect in the area is focusing on the following critical issues:

- The design and development of advanced smart antenna processing algorithms that allow adaptation to varying propagation and network conditions and robustness against network impairments
- The design and development of innovative smart antenna strategies for optimization of performance at the system level and transparent operation across different wireless systems and platforms
- Realistic performance evaluation of the proposed algorithms and strategies, based on the formulation of accurate channel and interference models, and the introduction of suitable performance matrices and simulation methodologies
- Analysis of the implementation, complexity, and cost efficiency issues involved in realization of the proposed smart antenna techniques for future-generation wireless systems

Smart antenna systems can improve link quality by combating the effects of multipath propagation or constructively exploiting the different paths, and increase capacity by mitigating interference and allowing transmission of different data streams from different antennas. More specifically, the benefits of smart antennas can be summarized as follows:

- Increased range/coverage: The array or beamforming gain is the average increase in signal power at the receiver due to a coherent combination of the signals received at all antenna elements. It is proportional to the number of receive antennas and also allows for lower battery life.



- Lower power requirements and/or cost reduction: Optimizing transmission toward the wanted user (transmit beamforming gain) achieves lower power consumption and amplifier costs.

- Improved link quality/reliability: Diversity gain is obtained by receiving independent replicas of the signal through independently fading signal components. Based on the fact that it is highly probable that at least one or more of these signal components will not be in a deep fade, the availability of multiple independent dimensions reduces the effective fluctuations of the signal. Forms of diversity include temporal, frequency, code, and spatial diversity obtained when sampling the spatial domain with smart antennas. The maximum spatial diversity order of a non-frequency-selective fading MIMO channel is equal to the product of the number of receive and transmit antennas. Transmit diversity with multiple transmit antennas can be exploited via special modulation and coding schemes, whereas receive diversity relies on the combination of independently fading signal dimensions.

- Increased spectral efficiency: Precise control of the transmitted and received power and exploitation of the knowledge of training sequence and/or other properties of the received signal (e.g., constant envelope, finite alphabet, cyclostationarity) allows for interference reduction/ mitigation and increased numbers of users sharing the same available resources (e.g., time, frequency, codes) and/or reuse of these resources by users served by the same base station/access point. The latter introduces a new multiple access scheme that exploits the space domain, space-division multiple access (SDMA). Moreover, increased data rates — and therefore increased spectral efficiency — can be achieved by exploiting the spatial multiplexing gain, that is, the possibility to simultaneously transmit multiple data streams, exploiting the multiple independent dimensions, the so called spatial signatures or MIMO channel eigenmodes. It was shown that in uncorrelated Rayleigh fading the MIMO channel capacity limit grows linearly with  $\min(M,N)$ , where  $M$  and  $N$  denote the number of transmit and receive antennas, respectively.

According to recent studies smart antenna technology is now deployed in one of every 10 base stations in the world, and the deployment of smart antenna systems will grow by 60 percent in the next four years. The smart antenna technology has been successfully implemented for as little as 30 percent more cost than similar base stations without the

technology. Smart antennas are already part of current releases of 3G standards (e.g., Alamouti STBC), and more sophisticated approaches are considered for future releases. Furthermore, there is currently increasing interest in the incorporation of smart antenna techniques for IEEE wireless LAN/MAN (802.11n and 802.162). However, implementation costs can vary considerably, and cost-effective implementation is still the major challenge in the field. At the base station of particular importance is the development of improved antenna structures (possibly employing micro-electromechanical system, MEMS, technology, e.g., micro-switches, or left-handed materials), improved cabling structures, and efficient low-cost radio frequency/digital signal processing (RF/DSP) architectures. At the terminal the application of smart antenna techniques can have a significant impact, in terms of not only system performance but also cost and terminal physical size. Promising areas for further research are efficient smart antenna algorithm design, small low-power RF structures, and viable low-power DSP implementations. Moreover, antenna structures, RF architectures, and DSP implementations are expected to operate efficiently within a wide variety of air interface scenarios, both separately and in parallel. To this end, innovative development flow methodologies jointly covering the RF and baseband parts of complex wireless systems-on-a-chip should be studied. A key output of this area of study is an understanding of the base technologies that are required to make the future use of smart antennas viable. The financial impact of the deployment of smart antenna technologies in future wireless systems was studied in for cdma2000 and UMTS. The results showed that smart antenna techniques are key to securing the financial viability of operators' business, while at the same time allowing for unit price elasticity and positive net present value. They are hence crucial for operators that want to create demand for high data usage and/or gain high market share. Based on this type of analysis, technology roadmaps along with their associated risks can be concluded that will enable appropriate technology intercept points to be determined, resulting in the development of technologies appropriate for each application area.

The smart antennas are normally categorized into two types: switched-beam antennas and adaptive antennas [8]. The brief detail of individual type is shown as follows.



## 2.1 Switched-beam antennas

The switched-beam antenna systems are the simplest smart antenna technique as they consist of antenna array and simple beamforming network. The spatial filtering is accomplished by antenna array. The configuration of array arrangement can be one or two-dimension (1D or 2D). For 1D arrange, linear array, the array is usually spaced by half-wavelength of the operating frequency. This is because we can obtain only one main lobe and also we can obtain the lowest sidelobe levels. The beamforming network of switched-beam antennas can be easily constructed using simple printed-circuit board. As a result, switched-beam systems are considered to be a low-cost system to enhance the signal quality of wireless communication systems. A number of predefined beams are produced in beamforming network. All signal received from those predefined beams are compared in term of signal strength. The configuration of switched-beam antennas is shown in Fig. 1(a). The beam giving strongest signal strength is selected to be the output of the beamforming network. This is because we believe that interference signal does not affect much in the beam give strongest signal strength. The beam switching can be simply performed using basic switching network which does not need fast or high computational function. The mention process is automatically repeated in order to confirm that we can follow the desired user all the time. However, gain of signal expansion is still low in beam direction with the limitation on signal inference reduction in case of unclear signal or shadow signals. Signal inference or signals arrive in several board angles can also result in the mistakes of signal selection. The overall goal of the switched-beam systems is to increase gain, according to the location of the user. However, since the beams are fixed, the intended user may not be in the center of the main beam. If there is an interferer near the center of the active beam, it may be enhanced more than the desired user

## 2.2 Adaptive Antennas

The adaptive antennas have a different concept from the switched-beam antennas mentioned in last section. Fig.1(b) shows the configuration of adaptive antennas which is constituted by an antenna array and signal processing unit. The antenna array deals with the signal processing in spatial domain while the signal in time domain is

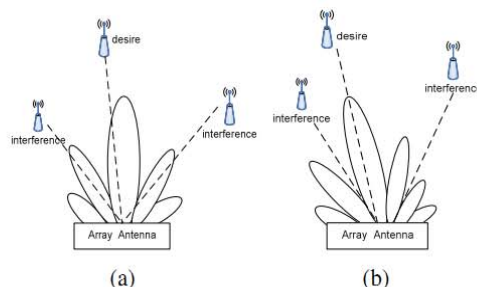


Fig. 1 beamforming lobes and nulls of (a) switched-beam antennas and (b) adaptive antennas.

the signal in time domain is accomplished by signal processing unit. From the figure, we can see that the main beam can be directed to the desired user all the time while nulls can be pointed to undesired or interfering directions simultaneously. As a result, the undesired signal such as co-channel interference and multipath signals can be completely eliminated from the systems. In part of signal processing unit, the received signals are weighted with suitable weighting coefficients in order to eliminate the effect of undesired signals. This part can also be called beamforming network. In order to have the best performance, the signal processing unit must be very fast in order to track the user when moving from place to place. In addition, high computational signal-processing unit is required in order to have accuracy in time domain. The adaptive antenna systems provide more degrees of freedom since they have the ability to adapt the radiation pattern to the RF signal environment in real time. In other words, they can direct the main beam toward the pilot signal or Signal Of Interest (SOI), while suppressing the antenna pattern in the direction of the interferers or Signals Not Of Interest (SNOIs). To put it simply, adaptive-array systems can customize an appropriate radiation pattern for each individual user. This is far superior to the performance of a switched-beam system. Because of the ability to control the overall radiation pattern in a greater coverage area for each cell site, adaptive antenna systems greatly increase capacity. In the presence of a low-level interference, both types of smart antennas provide significant gains over conventional sectored systems. However, when a high-level interference is present, the interference rejection capability of the adaptive systems provides significantly more coverage than either the conventional or switched-beam systems



Adaptive antennas can locate and track signals (users and interferers), and can dynamically adjust the antenna pattern to enhance reception while minimizing interference, using signal processing algorithms. After the system down-converts the received signals to baseband and digitizes them, it locates the signal of interest using the Direction-Of-Arrival (DOA) algorithm. It continuously tracks the signal of interest and signals not of interest by dynamically changing the weights (amplitudes and phases of the signals). Basically, the DOA algorithm computes the direction of arrival of all signals by computing the time delays using a cost function, computes the appropriate weights that result in an optimum radiation pattern. Because adaptive arrays are generally more digital-processing intensive than switched-beam systems, they tend to be more costly.

### 3 Array Antennas

A rectangular planar array is herein chosen with the reason of array size reduction. Also, the 2D antenna array can be managed to provide only one main beam over  $360^\circ$ . The choice of number of antenna elements is  $2 \times 2$  as it is the minimum number for planar case. The inter-element spacing of the array is  $\lambda/2$  or 6.12 cm at 2.45 GHz. The configuration of switched-beam antennas employing  $2 \times 2$  planar array is shown in Fig. 2. As seen in this figure, the received signal at  $i^{\text{th}}$  antenna element when the signal is coming from azimuth direction ( $\theta$ ) can be expressed by

$$x_i = A e^{j\beta \frac{\sqrt{2}\lambda}{8} (\cos(90i - 45 - \theta))} \quad (1)$$

where  $\beta$  stands for phase constant of the signal,  $A$  represents the signal amplitude and  $i$  is index of antenna element shown in Fig. 2. Fig. 3 shows the relative phase of signal at each receiving antennas versus Direction Of Arrival (DOA) of incoming signal. Note that the variation of relative phase in Fig. 3 is the key design for the beamforming network which is detailed in Section 4.

Next, an example of radiation pattern of  $2 \times 2$  planar array utilizing omni-directional antennas is investigated. For this case, the main beam has been managed to be pointed at  $45^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $225^\circ$  and  $315^\circ$

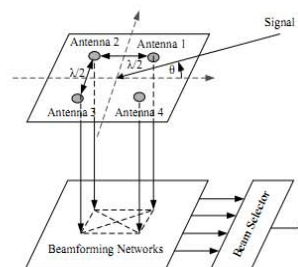


Fig. 2 Configuration of switched-beam antennas employing  $2 \times 2$  planar array.

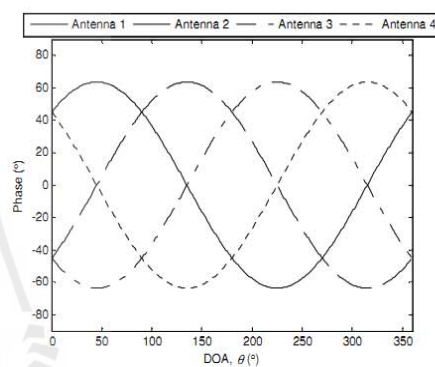


Fig. 3 Relative phase of each element on  $2 \times 2$  planar array vs. DOA.

as show in Fig. 4. This can be accomplished by adjusting relative phase shift between the antenna elements which will be more detailed in next section. As we can see, each beam is identical and there is only one main beam for each pattern with directive gain of 10.47 dBi. As shown in Fig. 2, the beam selection is a process to select the best beam for transmitting or receiving signals. According to the obtained result shown in Fig. 4, the intersection between adjacent beams occurs at  $-1.65$  dB. It reflects that one beam has to be switched to the others when a level of signal is below  $-1.65$  dB. This presents the dynamic range of 1.65 dB.

### 4 Design of Beamforming Networks

The Butler matrix [9] is considered to be a typical type of beamforming network for switched-beam antennas as its simplicity. The switched beam antenna constitutes of the beam-forming network as

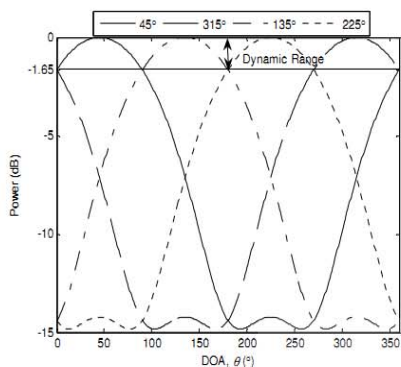


Fig. 4 Simulated radiation patterns of 2x2 planar array managed to point main beam at 45°, 135°, 225°, 315°.

beam adjustor to the desired specific direction. There are many ways for beam-forming network. The classic beam-forming network is “Butler matrix” which can apply to the linear array 4x1 antenna solely. The important component of the Butler matrix is circuit 90° hybrid coupler in 4x4 structures Fig.5 shows “Block Diagram” 4x4 Butler matrix, consisting of two cross signals, 4 antennas (linear array), and 4 90° hybrid couplers. When signal source reaches the linear array antenna and passes into the Butler matrix beam-forming network, the phase angle is sledged through circuit 90° hybrid coupler. The 45° sliding phase direction lays between port 1 and 3, and between port 2 and 4 to produce beam-forming 45° sliding phase, resulting in the differences of phase angles for each four ports as shown in Table 1.

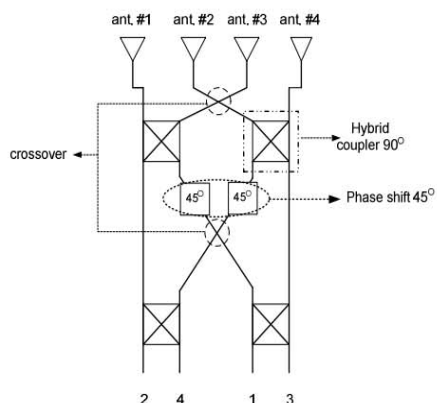


Fig.5 Butler matrix for 4x1 linear array antennas.

Table 1. Beam direction and inter-element phasing for Butler matrix.

	Antenna Element #1	Antenna Element #2	Antenna Element #3	Antenna Element #4	Beam Direction	Inter-Element Phasing
Port1	-45°	-180°	-45°	-90°	138.6°	-135°
Port2	0°	-45°	-90°	-135°	104.5°	-45°
Port3	-135°	-90°	-45°	0°	75.5°	45°
Port4	-90°	45°	-180°	-45°	41.4°	135°

It consists of 90° hybrid couplers, crossovers and 45° phase shifters. The network is designed for 4 inputs and 4 outputs. The input is connected to 4 antenna elements. Each output port represents the summation of all 4 inputs multiplied by weighting coefficients, which is correspondent to one specific direction. Hence, the outcome of Butler matrix provides 4 simultaneous beams corresponding to 4 directions. This conventional Butler matrix is strictly designed for 4x1 linear array. However, utilizing 2x2 planar array is desirable for this paper. Therefore, the new design of beamforming network is required.

In this paper, the modification of Butler matrix is originally proposed in order to produce 4 beams when utilizing 2x2 planar array. Fig. 6 shows the configuration of modified Butler matrix. As seen in this figure, only two components are required, which are x° hybrid couplers and a crossover. The deletion of 45° phase shifters is due to the ease of design. In order to find the value of x°, the phase difference of all responses of modified Butler matrix has to be examined.

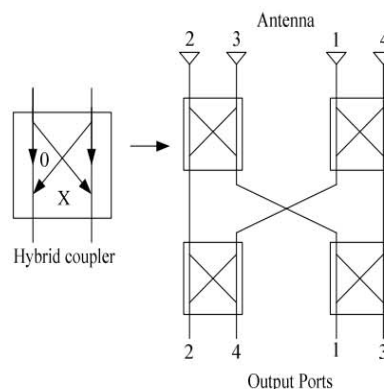


Fig. 6 Configuration of modified Butler matrix.



Table 2 presents the phase difference between input and output ports according to the configuration shown in Fig. 6. It is clearly seen that each output port has the same components of phase shifting which are  $0^\circ$ ,  $x^\circ$ ,  $x^\circ$  and  $2x^\circ$ . Then, the next attempt is to match the sequence of phase difference with the phase responses of each antenna elements shown in Fig. 3. With a quick inspection, the phase sequences in Table 1 can be matched with the phase responses in Fig. 3. The output port number 1, 2, 3 and 4 are correspondent to DOA of signals coming from  $45^\circ$ ,  $315^\circ$ ,  $135^\circ$  and  $225^\circ$ , respectively. Also found in Fig. 3, the  $x^\circ$  has to be  $68^\circ$  otherwise the set of DOA signals becomes non-constructive. Therefore, the new design for  $68^\circ$  hybrid coupler is required.

Table 2. Phase responses between input and output ports shown in Fig. 12

Output Port	Antenna Element			
	2	3	1	4
2	$0^\circ$	$x^\circ$	$x^\circ$	$2x^\circ$
4	$x^\circ$	$2x^\circ$	$0^\circ$	$x^\circ$
1	$x^\circ$	$0^\circ$	$2x^\circ$	$x^\circ$
3	$2x^\circ$	$x^\circ$	$x^\circ$	$0^\circ$

Using the Microwave Office program package, the size and dimension of  $68^\circ$  hybrid coupler is obtained which is shown in Fig. 7(a). Also, the fabricated coupler is shown in Fig. 7 (b). For crossover, the same design presented in [10] is utilized. The Fig. 8 shows size/dimension and the photograph of fabricated crossover. Note that the prototype constructed on FR4 microstrip having dielectric constant of 4.5 and thickness of 1.67 mm.

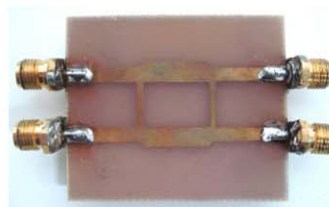
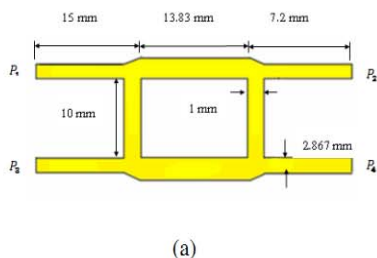
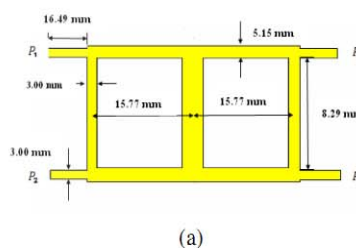


Fig. 7  $68^\circ$  hybrid coupler (a) size and dimension (b) photograph of constructed prototype.



(a)



(b)

Fig. 8 Crossover (a) size and dimension (b) photograph of constructed prototype.

### 5 Automatic Switched-Beam Prototype

After having completed the design for antennas and beamforming network, a full prototype of switched-beam antennas is assembled as shown in Fig. 9. The  $2 \times 2$  rectangular array of microstrip antennas and modified Butler matrix designed at 2.45 GHz are utilized. The Fig. 10 shows a full system of automatic switched-beam antennas and also the constructed prototype. The 4 output ports of modified Butler matrix are connected to switching network which is controlled by microcontroller Atmega 128. The output signal from switching

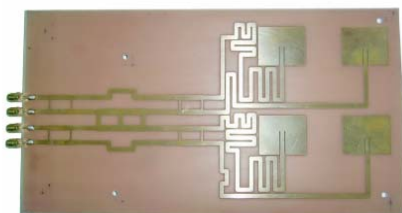
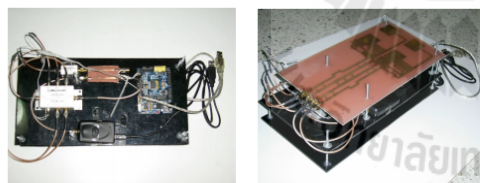
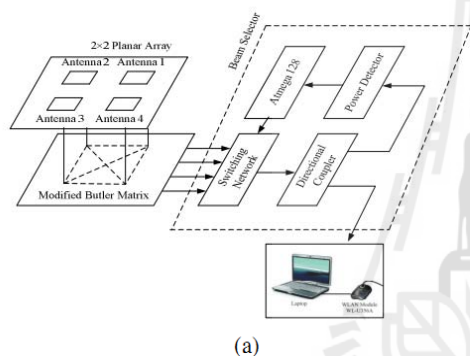


Fig. 9 Full prototype of switched-beam antennas employing 2x2 planar array and modified Butler matrix.



(b)

Fig. 10 Full prototype of automatic switched-beam antennas (a) diagram (b) photograph of constructed prototype.

network is coupled to measure the signal power in power detector. The 4 signal powers from 4 beams from modified Butler matrix is compared to find the maximum one in micro-controller. The process is automatically repeated every minute. As a result, the WLAN user can utilize maximum signal strength all the time.

## 6 Measurement

The power level of signal in WLAN transmission is able to designate quality of services including with guaranteed data rate transmission, achievable coverage area and acceptable bit error rate. In this paper, the measurement of received signal strength is undertaken to represent the performance enhancement of WLAN user when applying the switched-beam antennas. The photograph of measurement setup is illustrated in Fig. 11. The laptop shown in Fig. 11 is a general mobile terminal that can measure signal strength from WLAN module. This paper adopts NetStumbler 0.4.0 which is a freeware program to detect the received power from all access points. For WLAN module, the external unit from PLANET Technology Corporation (WL-U356A module) is preferred because the antenna element is removable. According to the aim of this paper, the measured signal strength utilizing omni-directional antenna and the proposed switched-beam antennas is recorded in laptop. For omni-directional antenna, the 5dBi monopole antenna originally included with WLAN module is utilized. All losses due to cable and beamforming network are taken into account, thus the measured signal strength indicates a true performance of switched-beam antennas under real circumstance.



Fig. 11 Photograph of measurement setup.

The measurement is undertaken on the 4<sup>th</sup> floor of C-Building at Suranaree University of Technology. The layout of measurement area is shown in Fig. 12. This floor has four access points located on area of 75x75 m<sup>2</sup>. Four access points (AP1, AP2, AP3 and AP4) operating on IEEE 802.11 b/g standard transmit the same power at 18 dBm. The AP3 is allocated with channel 1 while AP1, AP2 and AP4 are allocated with channel 11. The measurement is performed on 20 locations distributed to cover most area on the floor. In each location, two cases of



antenna parts: omni-directional and switched-beam antennas are performed and the 5 measured signal strengths are collected and stored on laptop. Note that the automatic beam selection is performed when utilizing switched-beam antennas.

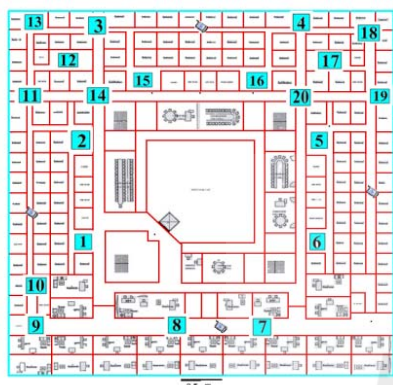


Fig. 12 Map of measurement area.

Fig. 13 shows probability of measured signal strength comparing between using the proposed antennas and omni-directional antenna. As observed in this figure, the probability of signal strength using omni-directional antenna is distributed in range from -70 to -49 dBm while the range of using automatic switched-beam antennas is spread from -67 to -47 dBm. This indicates that the higher signal quality can be expected by the proposed antenna system. For the average signal strengths calculated by the results shown in Fig. 13, using automatic switched-beam antennas can offer up to -58.56 dBm, thus 4.37 dB higher than using omni-directional antenna.

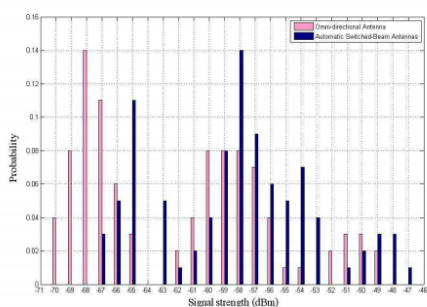


Fig. 13 Probability of measured signal strength (dBm) of the systems employing omni-directional antenna and automatic switched-beam antennas.

Fig. 14 shows the outage probability of systems employing omni-directional and automatic switched-beam antennas. The star and dot points represent the measured data while the solid and dash lines represent the approximated curve fit to the measured data. As noticed in this figure, at the

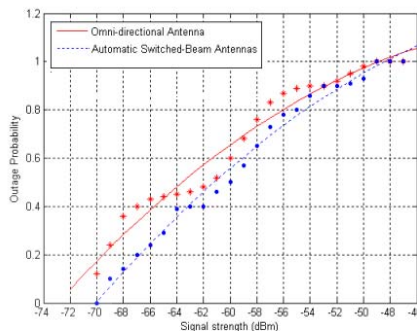


Fig. 14 Outage probability of the systems employing omni-directional antenna and automatic-switched-beam antennas.

same signal strength value, automatic switched-beam antennas provide lower outage probability. Moreover at one particular low outage probability, which is required for wireless communication designer, the automatic switched-beam antennas can offer higher signal strength. This means that the automatic switched-beam antennas guarantee higher signal quality at the required outage probability over using omni-directional antenna. In addition, the percentage of coverage area illustrated in Fig. 15 shows the better outcome when using automatic switched-beam antennas. At 80% coverage area, the proposed antenna system can guarantee the signal quality higher than -65.64 dBm while using omni-directional antenna can only offer at -68 dBm. These results emphasize the success of using automatic switched-beam antennas for enhancing WLAN signal quality.

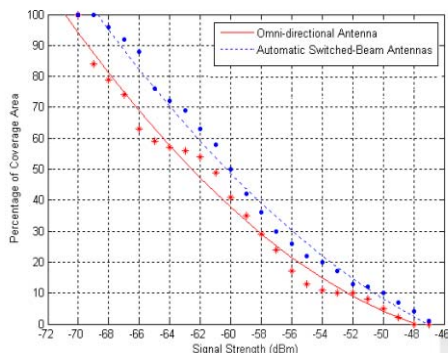


Fig. 15 Percentage of coverage area of the systems employing omni-directional antenna and automatic-switched-beam antennas.

## 7 Conclusion

This paper has been demonstrated the performance enhancement of WLAN users using automatic switched-beam antennas employing modified Butler matrix and  $2 \times 2$  planar array. The measured signal strength is considered as enhancing indicator under real scenario of existing WLAN infrastructure. The original design of modified Butler matrix for  $2 \times 2$  planar array is proposed to make the system more compact in size than conventional  $4 \times 1$  linear array. Both simulation and experimental results indicate that the proposed switched-beam antennas provide higher capability of receiving signal strength and higher reliability on coverage area.

### Acknowledgement

This work is supported by Research Grant from Suranaree University of Technology, Thailand. The authors also would like to thank Miss Pornwaree Rinranurak for her help on measurement.

### References

- [1] "Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: High Speed Physical Layer in the 5GHz Band", IEEE Std 802.11a-1999.
- [2] D. Gesbert, M. Shafi, D. S. Shiu, P. J. Smith, and A. Naguib, "From theory to practice: An overview of MIMO space-time coded wireless

systems," *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, vol. 21, no. 3, pp. 281–302, Mar. 2003.

[3] R. Stridh, B. Ottersten, and P. Karlsson, "MIMO channel capacity of a measured indoor radio channel at 5.8 GHz," in *Proc. 34th Asilomar Conf. Signals, Systems and Computers*, vol. 1, 2000, pp. 733–737.

[4] Angeliki Alexiou, Martin Haardt, "Smart Antenna Technologies for Future Wireless Systems: Trends and Challenges," *IEEE Communication Magazine.*, September 2004, pp. 90 – 97.

[5] Z. Lei, F. P. S Ching and Y. C. Liang, "Orthogonal switched beams for downlink diversity transmission," *IEEE Trans. on Ant. and Prop.*, vol. 53, no. 7, pp. 2169-2177, Jul. 2005.

[6] P. Sriplooy, M. Uthansakul, R. Wongsan, "Performance enhancement of GPRS transmission using switched beam antennas at mobile station," in *Proc. 14<sup>th</sup> Asia-Pacific Conf. on Comm.*, pp. 1-5, 14-16 Oct. 2008.

[7] M. Ahn, D. Kim, and J.S. Kenney, "Throughput improvement in interference limited multipath environments using a smart antenna for IEEE 802.11b WLAN," in *Proc. IEEE Radio and Wireless Conf.*, pp. 411 – 414, 19-22 Sept. 2004.

[8] Constantine A. Balanis; "Introduction to Smart Antennas," *Morgan & Claypool Publishers.*, 2007.

[9] Shao-Hua Chu; Hsin-Piao Lin; Ding-Bing Lin; "Performance enhancement by using switch-beam smart antenna in 802.11a WLAN system," *IEEE/ACES Intern. Conf. on Wirel. Comm. and Applied Comp. Electromag.*, 3-7 April 2005, pp. 1001 – 1005.

[10] M. Bona, L. Manholm, J. P. Starski, and B. Svensson, "Low-loss compact Butler Matrix for a microstrip antenna," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 9, pp. 2069–2075, Sep. 2002.



Paleerat Wongchompa received B.Eng degree from Suranaree University of Technology, Thailand, in 2009 and she is pursuing her M.Eng degree school of Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering, Suranaree University of Technology, Thailand. Her current research interests include smart antenna, 4G mobile network.



Monthippa Uthansakul received B.Eng degree from Suranaree University of Technology, Thailand, in 1997 and M.Eng degrees from Chulalongkorn University, Thailand in 1999. She has joined Suranaree University of Technology since 1999. During 2003-2007, she studied PhD at University of Queensland, Australia, in the area of smart antenna especially wideband beamforming. She currently works as Assistant Professor in school of Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering, Suranaree University of Technology, Thailand. She wrote 1 book chapter entitled Wideband smart antenna avoiding tapped-delay lines and filters in Handbook on Advancements in Smart Antenna Technologies for Wireless Networks, Idea Group Publishing, USA, 2008 and she has published more than 50 referee journal and conference papers. Her current research interests include antenna array processing, compact switched-beam antenna and body communications. Dr. Uthansakul received Young Scientist Contest 2nd Prize at 16th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, Krakow, Poland, 22-24 May 2006.



Peerapong Uthansakul (M'09) received B.Eng and M.Eng degrees from Chulalongkorn University, Thailand in 1996 and 1998, respectively. In 1998- 2000, he worked as Telecommunication Engineer with Telephone Organization of Thailand (TOT) and then he has joined Suranaree University of Technology since 2000. During 2003-2007, he studied PhD at University of Queensland, Australia, in the area of wireless communications especially MIMO technology. He currently works as Assistant Professor in school of Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering, Suranaree University of Technology, Thailand. He wrote 1 book entitled Adaptive MIMO Systems: Explorations for Indoor Wireless Communications (also available on amazon.com) and he has published more than 60 referee journal and conference papers. His current research interests include MIMO, OFDM, WiMAX, Diversity and Wireless Mesh Network. Dr. Uthansakul received 2005 Best Student Presentation Prize winner at the 9<sup>th</sup> Australian Symposium on Antennas, Sydney, 16-17 February 2005, Australia and 2004 Young Scientist Travel Grant winner at the 2004 International Symposium on Antenna and Propagation, 17-21 August 2004, Japan.





# Investigation into LTE Performance employing FFR and Beamforming Technology

Paleerat Wongchompa, Peerapong Uthansakul and Monthippa Uthansakul  
 School of Telecommunication Engineering  
 Suranaree University of Technology  
 Muang, Nakhon Ratchasima 30000, THAILAND  
 Email: m5340538@sut.ac.th, uthansakul@sut.ac.th and mtp@sut.ac.th

**Abstract-** The Long Term Evolution (LTE) technology is the most possible candidate for next generation mobile communications. One impairment of LTE is the interference from neighbor cells, so called Inter-Cell Interference (ICI). The Fractional Frequency Reuse (FFR) has been proposed to handle the problem. Also lately, soft FFR technique has been introduced for better utilization of frequency spectrum. In addition, beamforming technique is considered to be the solution to improve the performance of wireless communication systems. From literatures, the true performance of beamforming-LTE systems in term of signal quality has never been revealed. Therefore, this paper investigates into the mentioned performance in term of Signal-to-Interference plus Noise Ratio and channel capacity through computer simulation. The obtained results show that FFR technique including beam formation improves the system performance. Furthermore, employment of soft FFR provides the best performance to the beamforming-LTE systems.

stability connections for multi-media, video or wireless teleconference.

Long Term Evolution (LTE) advanced is a preliminary mobile communication standard, formally submitted ITU-T in late 2009 as a candidate for the 4<sup>th</sup> Generation of mobile communication (4G) systems and expected to be finalized in 2011[1]. It is standardized by the 3<sup>rd</sup> Generation Partnership Project (3GPP) as a major enhancement of the 4G 3GPP LTE standard. The main goal of LTE is to provide high data transfer-rate, low latency, increased flexible and effective bandwidth, and improve quality of service to reduce delay. However, LTE technology cannot provide full benefits due to the problem of interference signal from neighbor cells, so called Inter-Cell Interferences (ICI). This is occurred when users move from cell center to cell edge resulting the signal transmitted from the cell center is reduced while interference signals from neighbor cells is increased. From literatures, ICI problem can be eased using ICI randomization, ICI cancellation or ICI co-ordination [2]. One well-known technique for ICI co-ordination is Fractional Frequency Reuse (FFR). For this technique, the reused frequencies are divided into sub-bands to improve the signal quality at cell edge. Recently, Soft FFR has been developed by managing different level of transmitted power respective to the distance between users and cell center. However, the mentioned technique cannot completely mitigate the ICI problem. Therefore, smart antenna technology in cooperating with FFR technique is envisaged to be the best solution to enhance the system quality. The smart antennas are firm technology which is constituted by antenna array and signal processing unit [3]. The key of success for smart antennas is to form its mainbeam to desired direction while its nulls or sidelobes can be pointed to the directions of interference signals, so call beamforming. As a result, it can be found that the adoption of smart antenna technology in future wireless systems has a significant impact on the efficient use of spectrum, the minimization of the cost of establishing new wireless networks, the optimization of service quality, and realization of transparent operation across multi-technology wireless networks.

From literatures, the work presented in [4] has revealed that beamforming is one technique to improve the cell edge performance. Also the authors of [5] has shown advantage of

## I. INTRODUCTION

Nowadays, mobile wireless communications have a profound impact on people's daily lives. Also, it has grown with unprecedented speed. Since the 1<sup>st</sup> Generation (1G) of mobile communications, the systems were designed to support analog signal compatible with voice-only transmission. Then, the 2<sup>nd</sup> Generation (2G) of mobile communications has been developed to support digital systems. During that time, Global System for Mobile Communications (GSM) was developed to manage the use of available frequency spectrum efficiently. However, GSM networks are able to provide only low data transfer-rate and support only voice service. Afterwards, Code Division Multiple Access (CDMA) technique has been applied to the systems in order to support an increased number of users and several types of data rather than voice such as text, image etc. This has brought to the generation of 2.5G. Lately, the 3<sup>rd</sup> Generation (3G) of mobile communications has been developed to support fast data transfer-rate up to 2 Mbps and transmission of voice, image and video. However, some impairment has been left from previous generations in which the next generation of mobile communications is envisaged to tackle the problem e.g. higher speed data transfer-rate, global standard to support usage in different areas and



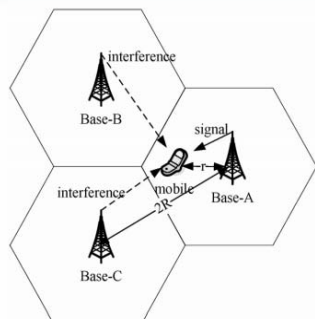


Fig.1. Inter-cell interference.

beamforming in 4G mobile networks in term of number of collided mobile terminals in one beam. However, the true benefit of beamforming for beamforming-LTE systems in term of signal quality is still needed to be exposed.

Therefore, this paper investigates into the LTE system performance when employing FFR technique and beamforming at mobile terminal. Two parameters indicating the system performance, also signal quality, are Signal-to-Interference plus Noise Ratio (SINR) and channel capacity. This paper begins with brief concept of ICI in Section II followed by some backgrounds of FFR and soft FFR in Section III. The system performance in term of SINR and channel capacity is evaluated via computer simulation in Section IV. Finally, Section V concludes the paper.

## II. INTER-CELL INTERFERENCE

Fig. 1 shows scenario of Inter-Cell Interference or ICI. The ICI occurs when users are moving away from cell center toward cell edge. According to this, the SINR at a mobile terminal is reduced due to two reasons as follows. Firstly, the signal transmitted from base station to mobile terminals is dropped because of an increase in path loss. Secondly, ICI from neighbor cells becomes more pronounced when users are close to the cell edge. The SINR of the system can be expressed by

$$\rho = \frac{P_1 r^{-\alpha}}{N_0 W + P_2 (2R - r)^{-\alpha}}, \quad (1)$$

where  $\alpha$  is the path-loss exponent,  $P_k$  the transmit power for the  $k^{\text{th}}$  base station,  $R$  is the cell-radius. Please note that all base station in the system transmits the same level of power. In a severely interference limited scenario, the background noise  $N_0 W$  can be ignored, and then the above expression can be simplified by

$$\rho = \left( \frac{2R - r}{r} \right)^{\alpha}, \quad (2)$$



Fig.2. Fractional frequency reuse.

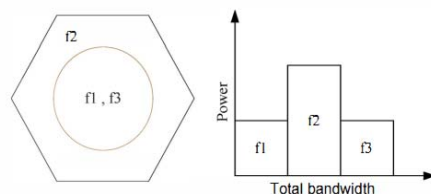


Fig.3. Soft fractional frequency reuse.

Assuming, the path-loss model for 2-GHz frequency is described by

$$PL_s = 128.1 + 37.6 \times \log_{10}(r), \quad [\text{dB}] \quad (3)$$

where  $r$  is the distance between the mobile and base-A in kilometers. The same path-loss model is adopted for the interference coming from base-B as shown in following equation.

$$PL_t = 128.1 + 37.6 \times \log_{10}(2R - r), \quad [\text{dB}] \quad (4)$$

The SINR experienced by the mobile terminal can be given by

$$\rho_{ICI} = \frac{P \left( 10^{\frac{PL_s}{10}} \right)}{N_0 W + P \left( 10^{\frac{PL_t}{10}} \right)}, \quad (5)$$

Furthermore, channel capacity is one factor which can describe the performance of wireless communication systems. The channel capacity used in this paper can be express by

$$C = B \log_2 (1 + SINR), \quad [\text{b/s/Hz}]. \quad (6)$$

where  $B$  is channel bandwidth.

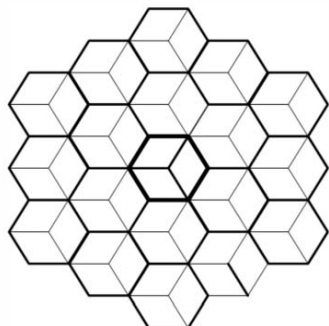


Fig.4. Configuration of cell sector in simulation.

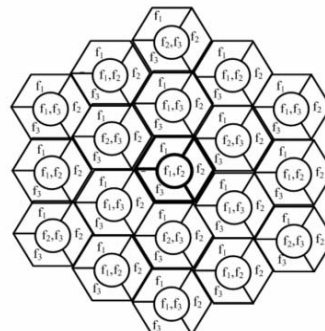


Fig.5. Configuration of soft FFR in simulation.

### III. FRACTIONAL FREQUENCY REUSE TECHNIQUE

Fractional Frequency Reuse (FFR) is one technique to relieve ICI problem mentioned in Section II. This technique offers separation of frequency spectrum resources into sector. The reused frequency spectrum resource is shown in Fig.2. This method also provides maximum utilization of frequency spectrum. Lately, soft FFR technique has been proposed for better utilization of frequency spectrum as shown in Fig. 3. For the soft FFR technique, the transmitted power at some sub-frequencies is higher covering the area of cell edge. This technique provides power allocation arrangement to improve cell-edge SINR while degrading SINR for users towards the other cells.

Both FFR and soft FFR have been introduced in order to relieve the effect of ICI problem, especially at the region of cell edge. However, the beamforming technique is envisaged to boost up the system performance without expansion of frequency spectrum. Next section shows the system performance of beamforming in cooperating with FFR and soft FFR techniques.

### IV. SIMULATION RESULTS

The LTE-system performance in this paper is shown via own developed Matlab programming. The adjacent 19 base stations (19 cells) are assumed. Each cell is divided into 3 sectors where each sector covers  $120^\circ$  as shown in Fig. 4. In addition, the configuration of cell sectorization and frequency allocation for soft FFR in simulation is shown in Fig. 5. The simulation includes the cases demonstrated in Figs. 4 and 5 with and without beamforming technique. More parameters utilized in simulation are shown in Table I. In case of beamforming, we apply the beamforming pattern shown in Fig. 6 to the cell configurations shown in Figs. 4 and 5, as the case of FFR and soft FFR. Please note that beamforming pattern presented in Fig. 6 is simulated from 5-element linear array spaced by half-wavelength at the center frequency. The designated band covers from 2.50 to 2.69

GHz. The attention of the simulation in this paper is paid to two parameters: SINR and channel capacity.

Fig. 7 shows Probability Density Function (PDF) of SINR for 4 cases: no FFR, no FFR + beamforming, soft FFR, and soft FFR + beamforming. As expected, we obtain lowest performance in case of conventional systems without FFR technique. However, this can be improved by including beamforming technology to the base station. Moreover, the higher performance of the systems can be obtained when FFR technique is taken into account. Among all case, the best performance can be obtained when we include FFR in cooperating with beamforming to the systems.

Fig. 8 presents the PDF of SINR gain of the system obtained from simulation. The SINR gain is here defined as the SINR level when utilizing soft FFR technique including beamforming compared with the ones using only beamforming technique without FFR technique. From 100

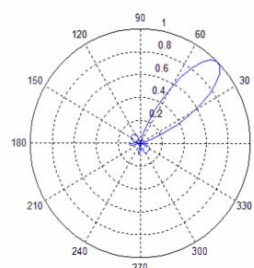


Fig.6. Beamforming pattern.

 TABLE I  
 SIMULATION PARAMETERS

Number of base station	19
Inter-base station distance	1000m
Pathloss model	3GPP Macro cell [4]
Number of antenna elements	5
Inter-element spacing	$d = \lambda/2$
Number of users random	100

## VI. CONCLUSION

This paper has investigated into the performance of LTE systems when FFR technique in cooperating with beamforming technique is taken into account. The key parameters to show the system performance are SINR and channel capacity. The results obtained from computer simulation have shown that both FFR and beamforming techniques can improve the system performance. Moreover, case of using soft FFR technique including beam formation provides the best performance in term of SINR and channel capacity.

## ACKNOWLEDGMENT

The authors acknowledge the financial support from Telecommunications Research and Industrial Development Institute (TRIDI).

## REFERENCES

- [1] <http://en.wikipedia.org/wiki/4G>
- [2] Farooq Khan, "LTE for 4G mobile broadband air interface technologies and performance" *Cambridge University Press* 2009.
- [3] A. Alexiou and M. Haardt, "Smart antenna technologies for future wireless systems: trends and challenges," *IEEE communications Magazine*, vol. 42, 2004, pp. 90-97.
- [4] Guangyi Liu, Jianhua Zhang, et al, "Downlink interference coordination and mitigation for future LTE-Advanced system" in *Proceedings of the 15th Asia-Pacific Conference on Communications* 2009.
- [5] M. Lott, "Adaptive random access with beam-forming in 4G mobile networks" in *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference* 2006

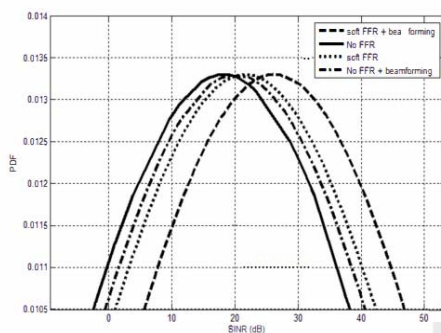


Fig.7. PDF versus SINR of the systems.

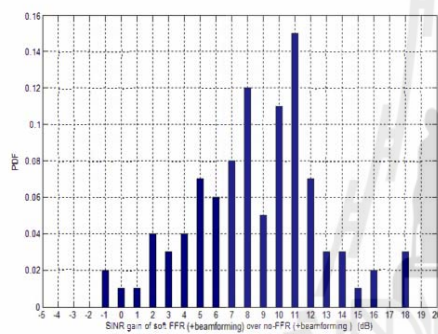


Fig.8. PDF versus SINR gain of the systems.

TABLE II  
SIMULATED CHANNEL CAPACITY

Type	Channel capacity [b/s/Hz]
No FFR	1.4655
No FFR + Beamforming	2.0127
Soft FFR	3.0176
Soft FFR + Beamforming	3.8531

users, it shows that the most probability of getting SINR gain is 11 dB. In addition, Table II shows the obtained channel capacity for 4 cases in simulation. It reveals that utilizing soft FFR technique including beamforming provides the highest channel capacity. This reflects that cooperation between soft FFR and beamforming techniques is best choice for performance improvement of LTE systems.



# Performance Comparison Between Fractional Frequency Reuse Schemes Employing Beamforming

# Paleerat Wongchompa<sup>1</sup>, Monthippa Uthansakul<sup>2</sup>, Peerapong Uthansakul<sup>3</sup>

<sup>1</sup> Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology  
Muang, Nakhon Ratchasima 30000 THAILAND, m5340538@g.sut.ac.th

<sup>2</sup> Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology  
Muang, Nakhon Ratchasima 30000 THAILAND, mtp@sut.ac.th

<sup>3</sup> Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology  
Muang, Nakhon Ratchasima 30000 THAILAND, uthansakul@sut.ac.th

## Abstract

In this paper, the performances of using Fractional Frequency Reuse (FFR) schemes together with beamforming technique are presented. The key performances in terms of Signal-to-Interference plus Noise Ratio (SINR) and channel capacity are compared. The beamforming antenna array have been both simulated and measured. The results show that the beamforming technique improves the channel capacity and SINR. The best performance is obtained when the system employs a soft FFR with three sectors and beamforming technique.

**Keywords :** Beamforming, LTE, Array Antennas, Intercell interference, Frequency reuse

## 1. Introduction

LTE systems are a preliminary mobile communication standard, formally submitted ITU-T in late 2009 as a candidate for the 4<sup>th</sup> Generation of mobile communication (4G) systems and expected to be finalized in 2011[1]. The main goal of LTE system is to provide high data transfer-rate, low latency, increased flexible and effective bandwidth, and improve quality of service to reduce delay. However, LTE technology cannot provide full benefits due to the problem of interference signal from neighbor cells, so called ICI problem. This is occurred when users move from cell center to cell edge resulting the signal transmitted from the cell center is reduced while interference signals from neighbor cells is increased. From literatures, the techniques to mitigate the ICI problem can be classified as several types [2]. One of the interesting techniques is a Fractional Frequency Reuse (FFR). The FFR technique divides a whole frequency band into several sub-bands and wisely allocates to a specific area in order to improve the signal quality at cell edge. However, the mentioned technique cannot completely mitigate the ICI problem. Therefore, a smart antenna technology [3] in cooperating with FFR technique is envisaged to be the best solution to enhance the system quality. From literatures, the work presented in [4] has revealed that beamforming is one technique to improve the cell edge performance. Also the authors in [5] have shown the advantage of beamforming in 4G mobile networks in term of number of collided mobile terminals in one beam. However, the true benefit of beamforming for beamforming-LTE systems in term of signal quality as well as channel capacity is still needed to be exposed. Therefore, this paper investigates into the LTE system performance when employing FFR schemes including FFR or soft FFR, three sectors per one cell or without sector and beamforming.

## 2. Inter-Cell Interference

An Inter-Cell Interference (ICI) occurs when users are moving away from cell center toward cell edge. According to this, the SINR at a mobile terminal is reduced due to two reasons as follows. Firstly, the signal transmitted from base station to mobile terminals is dropped because of an increase in path loss. Secondly, ICI from neighbour cells becomes more pronounced when users

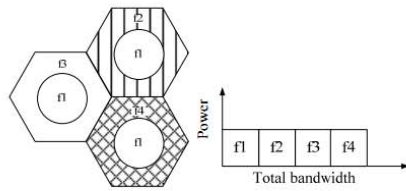


Figure 1: Fractional frequency reuse.

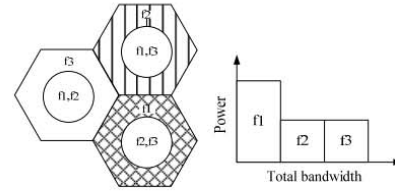


Figure 2: Soft fractional frequency reuse.

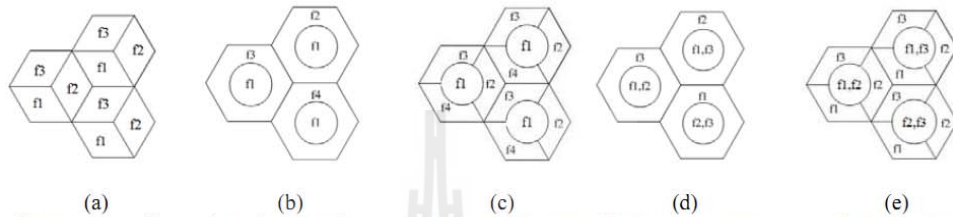


Figure 3: Configuration of FFR schemes. (a) Sector no FFR (b) FFR (c) FFR sector (d) Soft FFR (e) Soft FFR sector



Figure 4: Linear array antennas

are close to the cell edge. The SINR of the system can be expressed by (1). Please note that all base stations in the system transmit the same level of power. In a severely interference limited scenario, the background noise can be ignored.

$$\rho = \left( \frac{2R}{r} - 1 \right)^\alpha \tag{1}$$

where  $\alpha$  is the path-loss exponent,  $R$  is the cell-radius,  $r$  is the distance between user and base station.

### 3. Fractional Frequency Reuse Technique

The FFR technique offers separation of frequency spectrum resources into sector. The reused frequency spectrum resource is shown in Figure 1. This method also provides maximum utilization of frequency spectrum. Lately, soft FFR technique has been proposed for better utilization of frequency spectrum as shown in Figure 2. For the soft FFR technique, the transmitted power at some sub-frequencies is higher to cover the area of cell edge. This technique provides power allocation arrangement to improve cell-edge SINR while degrading SINR for users towards the other cells. In this paper, the simulation situations of FFR schemes is presented in Figure 3 (a) sector no FFR (b) FFR (c) FFR sector (d) soft FFR and (e) soft FFR sector. Both FFR and soft FFR have been introduced in order to relieve the effect of ICI problem, especially at the region of cell edge. However, the beamforming technique is envisaged to boost up the system performance without expansion of frequency spectrum. Next section shows the design of practical beamforming for LTE system.

### 4. Beamforming

The authors had investigated the optimum number of beamforming which is suitable for three sectors per cell (120 degree/sector) in LTE system. The optimum solution is 3 beams per sector. Hence, the beamwidth of each beamforming is  $40^\circ$ . Then the authors found that the  $5 \times 1$  linear array antennas provide the beamwidth of  $37.9^\circ$  which is appropriate for our desired solution. Therefore in this paper, the beamforming has been designed by  $5 \times 1$  linear array antennas. For



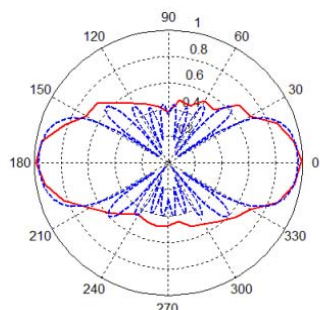


Figure 5: Comparison of radiation pattern between a simulated result (blue-dash line) and a measured result (red-solid line).

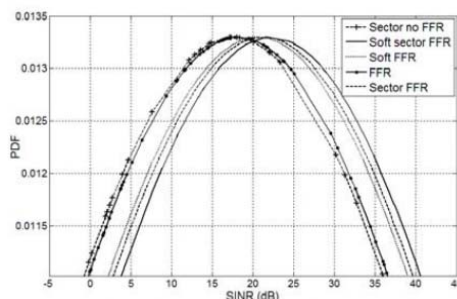


Figure 6: PDF of SINR for systems with beamforming.

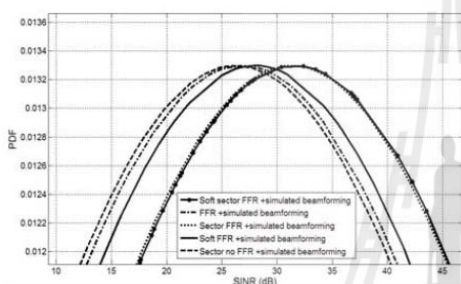


Figure 7: PDF of SINR for systems with simulated beamforming.

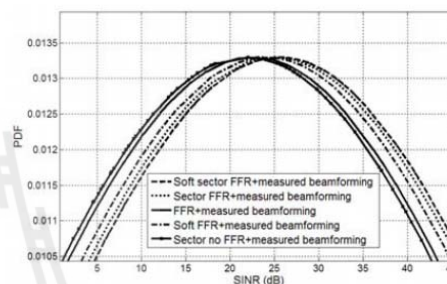


Figure 8: PDF of SINR for systems with measured beamforming.

antenna type, this paper uses a printed monopole because it is simple and can support the wideband operation for LTE system. In this paper, five printed monopoles are linearly placed with an inter element spacing of  $\lambda/2$ . The manufactured array antenna is shown in Figure 4 (a) and (b). The measured radiation pattern shown in Figure 5 is also similar to the simulated result from MATLAB programming.

Table 1: Simulation Parameters

Number of base station	19
Inter-base station distance	1000m
Pathloss model	3GPP Macro cell [4]
Number of antenna elements	5
Inter-element spacing	$d=\lambda/2$
Number of users random	100

Table 2: Simulated Channel Capacity

Type	Channel capacity [b/s/Hz]		
	No beamforming	Simulated beamforming	Measured beamforming
Sector no FFR	1.4655	2.0127	1.9878
FFR	2.4513	2.9962	2.8539
FFR sector	2.8987	3.2491	3.1989
Soft FFR	2.9769	3.3697	3.2445
Soft FFR sector	3.0176	3.8531	3.7543

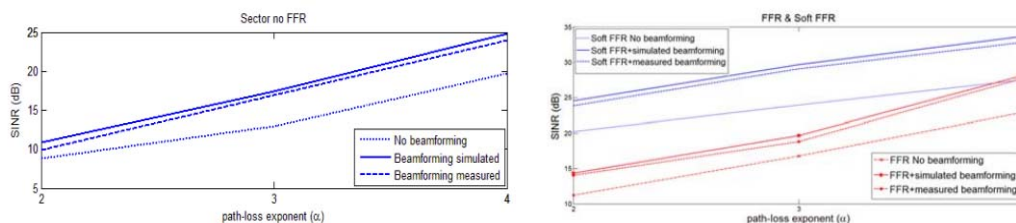


Figure 9: SINR versus path-loss exponent

## 5. Results and discussion

In simulation, the total number of adjacent base stations is 19 cells. Every base station has the equal power and serves equal mobile users. The scenarios of simulations are based on schemes shown in Figure 3. For measured cases, the measured radiation pattern shown in Figure 5 is imported to the program while evaluating the performance. More parameters utilized in simulations are shown in Table 1. Please note that random distribution for 100 users is given. Figures 6, 7 and 8 show the Probability Density Function (PDF) of SINR for 15 cases: scenarios shown in Figure 3 with and without beamforming, and also those scenarios when including measured radiation pattern. For sector cases, three sectors are considered as depicted in Figure 3. As expected, we obtain the worst performance from the case of conventional system without FFR technique. However, this can be improved by including beamforming technology to the base station. Among all cases, the best performance can be obtained when soft FFR sector is used in cooperating with beamforming. The results also confirm that the use of FFR, sector and beamforming can improve the system performance. In addition, Table 2 shows the obtained channel capacity for 15 cases in simulation. It reveals that utilizing soft FFR technique including beamforming provides the highest channel capacity for LTE systems. Lastly, Figure 9 shows the performance of SINR versus path-loss exponent.

## 6. Conclusion

This paper has investigated into the performance of LTE systems when FFR technique in cooperating with beamforming techniques. The key parameters to show the system performance are SINR and channel capacity. The results obtained from computer simulation have shown that both FFR and beamforming techniques can improve the system performance. Soft FFR sector with beamforming is the best choice for LTE systems.

## References

- [1] <http://en.wikipedia.org/wiki/4G>
- [2] Farooq Khan, "LTE for 4G mobile broadband air interface technologies and performance" Cambridge University Press 2009.
- [3] A. Alexiou and M. Haardt, "Smart antenna technologies for future wireless systems: trends and challenges," *IEEE communications Magazine*, vol. 42, 2004, pp. 90-97.
- [4] Guangyi Liu, Jianhua Zhang, et al, "Downlink interference coordination and mitigation for future LTE-Advanced system" in *Proceedings of the 15th Asia-Pacific Conference on Communications* 2009.
- [5] M. Lott, "Adaptive random access with beam-forming in 4G mobile networks" in *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference* 2006.

## Acknowledgments

The authors acknowledge the financial support from Telecommunications Research and Industrial Development Institute (TRIDI) and Suranaree University of Technology, Thailand.



ภาคผนวก ก

ตารางการเปรียบเทียบเพื่อหาค่าอัตราการเพิ่มขึ้นของค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อ  
สัญญาณแทรกสอดรวมกับสัญญาณรบกวน (SINR gain)



ผู้ใช้งาน คนที่	อัตราส่วนของสัญญาณต่อ สัญญาณแทรกสอดรวมกับ สัญญาณรบกวนจากกรณีที่ใช้ เทคนิคการนำความถี่มาใช้ซ้ำ แบบซอฟต์แวร์ (dB)	อัตราส่วนของสัญญาณต่อ สัญญาณแทรกสอดรวมกับ สัญญาณรบกวนจากกรณีที่ใช้ เทคนิคการก่อรูปลำคลื่นของ ระบบสายอากาศเก่งร่วมกับ เทคนิคการนำความถี่มาใช้ซ้ำ แบบซอฟต์แวร์ (dB)	อัตราการเพิ่มขึ้นของค่า อัตราส่วนของสัญญาณ ต่อสัญญาณแทรกสอด รวมกับสัญญาณรบกวน (SINR gain) (dB)
1	22	28	6
2	24	32	8
3	15	26	11
4	17	29	12
5	11	22	11
6	26	34	8
7	25	36	11
8	8	19	11
9	27	35	8
10	6	16	10
11	17	25	8
12	18	27	9
13	15	23	8
14	32	40	8
15	26	38	12
16	37	42	5
17	39	44	5
18	45	49	4
19	42	50	8
20	36	41	5
21	22	31	9

ผู้ใช้งาน คนที่	อัตราส่วนของสัญญาณต่อ สัญญาณแทรกสอดรวมกับ สัญญาณรบกวนจากกรณีที่ใช้ เทคนิคการนำความถี่มาใช้ซ้ำ แบบซอฟต์แวร์ (dB)	อัตราส่วนของสัญญาณต่อ สัญญาณแทรกสอดรวมกับ สัญญาณรบกวนจากกรณีที่ใช้ เทคนิคการก่อรูปลำคลื่นของ ระบบสายอากาศแก่ร่วมกับ เทคนิคการนำความถี่มาใช้ซ้ำ แบบซอฟต์แวร์ (dB)	อัตราการเพิ่มขึ้นของค่า อัตราส่วนของสัญญาณ ต่อสัญญาณแทรกสอด รวมกับสัญญาณรบกวน (SINR gain) (dB)
22	7	13	6
23	14	22	8
24	15	22	7
25	29	36	7
26	10	17	7
27	16	22	6
28	31	40	9
29	39	49	10
30	40	46	6
31	11	23	12
32	18	39	11
33	24	31	7
34	5	15	10
35	6	13	7
36	16	29	13
37	23	30	7
38	18	32	14
39	22	31	9
40	16	29	13
41	36	44	8
42	11	22	11

ผู้ใช้งาน คนที่	อัตราส่วนของสัญญาณต่อ สัญญาณแทรกสอดรวมกับ สัญญาณรบกวนจากกรณีที่ใช้ เทคนิคการนำความถี่มาใช้ซ้ำ แบบซอฟต์แวร์ (dB)	อัตราส่วนของสัญญาณต่อ สัญญาณแทรกสอดรวมกับ สัญญาณรบกวนจากกรณีที่ใช้ เทคนิคการก่อรูปลำคลื่นของ ระบบสายอากาศแก่ร่วมกับ เทคนิคการนำความถี่มาใช้ซ้ำ แบบซอฟต์แวร์ (dB)	อัตราการเพิ่มขึ้นของค่า อัตราส่วนของสัญญาณ ต่อสัญญาณแทรกสอด รวมกับสัญญาณรบกวน (SINR gain) (dB)
43	41	49	8
44	33	37	4
45	12	20	8
46	18	35	17
47	29	41	12
48	32	44	12
49	17	30	13
50	13	22	9
51	18	22	4
52	30	40	10
53	24	28	4
54	41	46	7
55	24	28	4
56	25	27	2
57	19	36	17
58	13	17	4
59	16	22	6
60	4	15	11
61	30	41	11
62	21	32	11
63	47	48	1

ผู้ใช้งาน คนที่	อัตราส่วนของสัญญาณต่อ สัญญาณแทรกสอดรวมกับ สัญญาณรบกวนจากกรณีที่ใช้ เทคนิคการนำความถี่มาใช้ซ้ำ แบบซอฟต์แวร์ (dB)	อัตราส่วนของสัญญาณต่อ สัญญาณแทรกสอดรวมกับ สัญญาณรบกวนจากกรณีที่ใช้ เทคนิคการก่อรูปลำคลื่นของ ระบบสายอากาศแก่ร่วมกับ เทคนิคการนำความถี่มาใช้ซ้ำ แบบซอฟต์แวร์ (dB)	อัตราการเพิ่มขึ้นของค่า อัตราส่วนของสัญญาณ ต่อสัญญาณแทรกสอด รวมกับสัญญาณรบกวน (SINR gain) (dB)
64	3	10	7
65	26	40	14
66	18	29	11
67	34	41	7
68	35	39	4
69	47	48	1
70	37	43	6
71	25	30	5
72	22	33	11
73	32	38	6
74	44	50	6
75	26	31	5
76	34	37	3
77	36	37	1
78	23	29	6
79	11	23	11
80	5	12	7
81	10	21	11
82	7	16	9
83	9	11	2
84	27	38	11

ผู้ใช้งาน คนที่	อัตราส่วนของสัญญาณต่อ สัญญาณแทรกสอดรวมกับ สัญญาณรบกวนจากกรณีที่ใช้ เทคนิคการนำความถี่มาใช้ซ้ำ แบบซอฟต์แวร์ (dB)	อัตราส่วนของสัญญาณต่อ สัญญาณแทรกสอดรวมกับ สัญญาณรบกวนจากกรณีที่ใช้ เทคนิคการก่อรูปลำคลื่นของ ระบบสายอากาศแก่ร่วมกับ เทคนิคการนำความถี่มาใช้ซ้ำ แบบซอฟต์แวร์ (dB)	อัตราการเพิ่มขึ้นของค่า อัตราส่วนของสัญญาณ ต่อสัญญาณแทรกสอด รวมกับสัญญาณรบกวน (SINR gain) (dB)
85	40	49	9
86	44	47	3
87	30	39	9
88	22	32	10
89	22	28	6
90	29	35	6
91	23	25	2
92	12	17	5
93	25	30	5
94	16	18	2
95	3	9	6
96	16	22	6
97	15	28	13
98	7	18	11
99	6	14	8
100	18	23	5

## ประวัติผู้เขียน

นางสาวปาลิรัตน์ วงจำปา เกิดเมื่อวันที่ 20 ตุลาคม พ.ศ. 2530 ที่จังหวัดนครปฐม เริ่มศึกษาชั้นประถมปีที่ 1-6 โรงเรียนวัดสามง่าม ชั้นมัธยมศึกษาปีที่ 1-6 ที่โรงเรียนคชทองวิทยา จังหวัดนครปฐม และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อปี พ.ศ. 2552 จากนั้นได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

โดยขณะศึกษาได้รับทุนสนับสนุนจากทุนสถาบันวิจัยและพัฒนาอุตสาหกรรมโทรคมนาคม (TRIDI) โดยขณะที่ศึกษาได้เป็นผู้ช่วยสอนปฏิบัติการ 2 รายวิชา คือ 427333 ปฏิบัติการวิศวกรรมโทรคมนาคม 1 และ 438202 ปฏิบัติการการวัดและเครื่องมือวัดทางอิเล็กทรอนิกส์ บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในการประชุมวิชาการระดับนานาชาติจำนวน 2 ฉบับ การประชุมวิชาการระดับชาติจำนวน 1 ฉบับ และบทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ 1 ฉบับ ตามลำดับ ดังนี้

1) The 8th Electrical Engineering Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) Association of Thailand - Conference 2011 ในหัวข้อ **“Investigation into LTE Performance employing FFR and Beamforming Technology”**

2) The 2011 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2011), ในหัวข้อ **“Performance Comparison Between Fractional Frequency Reuse Schemes Employing Beamforming”** Jeju ,Korea .

3) การประชุมวิชาการระดับชาติ “มหาวิทยาลัยบูรพา ๒๕๕๔” ในหัวข้อ **“เครือข่ายก่อรูปลำดับชั้น 5x3 สำหรับเครือข่ายไร้สายเคลื่อนที่”** ๖ – ๗ กรกฎาคม ๒๕๕๔ ณ มหาวิทยาลัยบูรพา

4) WSEAS Transactions on Communications, Issue 12, Volume 9, December 2010 : pp 782-792. **“Performance Evaluation of Automatic Switched-Beam Antennas for Indoor WLAN Systems”**