

สายอากาศวิเศษต่ำคลื่นอย่างง่ายที่มีความสามารถในการกำหนดจุดศูนย์  
สำหรับเครือข่ายเมชไร้สาย

นางสาวสุวรรณา ประดิษฐ์

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี  
ปีการศึกษา 2553

**LOW PROFILE SWITCHED BEAM ANTENNAS WITH  
CAPACITY OF NULL STEERING FOR  
WIRELESS MESH NETWORKS**

**Suwanna Pradittara**

**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 2010**

สายอากาศสวิตช์ค่าคลื่นอย่างง่ายที่มีความสามารถในการกำหนดจุดศูนย์  
สำหรับเครือข่ายเมชไร้สาย

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยรับเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตาม  
หลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

---

(ผศ. ดร. ชุตินา พรหมมาก)

ประธานกรรมการ

---

(ผศ. ดร. มนต์ทิพย์ภา อูซาทาสกุล)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

---

(ผศ. ดร. ปิยาภรณ์ กระจงนอก)

กรรมการ

---

(ศ. ดร. ชูกิจ ลิ้มปิจำนงค์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ

---

(รศ. น.อ. ดร. วรพจน์ ขำพิศ)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

สุวรรณภา ประดิษฐ์รา : สายอากาศสวิตช์ลำคลื่นอย่างง่ายที่มีความสามารถในการกำหนด  
จุดศูนย์สำหรับเครือข่ายเมชไร้สาย (LOW PROFILE SWITCHED BEAM ANTENNAS  
WITH CAPACITY OF NULL STEERING FOR WIRELESS MESH NETWORKS)  
อาจารย์ที่ปรึกษา : ผศ. ดร.มนต์ทิพย์ภา อุฑารสกุล, 144 หน้า.

เครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (Wireless Local Area Networks: WLANs) เป็นเทคโนโลยีที่ใช้  
สำหรับการเชื่อมต่อกันระหว่างอุปกรณ์ไร้สายภายในพื้นที่จำกัด เช่น ในอาคารหรือที่พักอาศัย  
การเชื่อมต่อสื่อสารกันระหว่างผู้ใช้งานกับเครือข่ายจะต้องผ่านจุดเข้าถึงสัญญาณ (access points)  
ซึ่งจุดเข้าถึงสัญญาณแต่ละจุดจะติดต่อกับสื่อสารกันโดยใช้สายเคเบิล เพราะเหตุนี้จึงทำให้  
เกิดความสิ้นเปลืองและเกิดความยากลำบากต่อการใช้งานในบางพื้นที่ ดังนั้นจึงได้มีแนวคิด  
ที่จะนำคลื่นวิทยุ (radio waves) มาใช้แทนการใช้สายเคเบิล ระบบดังกล่าวถูกเรียกว่า เครือข่าย  
เมชไร้สาย (Wireless Mesh Networks: WMNs) อย่างไรก็ตามก็ยังคงเกิดความล่าช้าในการเปลี่ยน  
จากระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายที่ใช้ในปัจจุบันให้เป็นระบบเครือข่ายเมชไร้สาย  
สาเหตุเนื่องมาจากต้องพัฒนามาตรฐาน IEEE 802.11 ที่ใช้กับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายในปัจจุบัน  
ให้สามารถรองรับการทำงานสำหรับระบบเครือข่ายเมชไร้สาย อีกปัญหาหนึ่งที่ทำให้ระบบ  
เกิดความเสียหายได้แก่การเกิดการแทรกสอดของช่องสัญญาณร่วม (co-channel interference)  
ซึ่งเกิดจากการที่สายอากาศที่ติดอยู่กับอุปกรณ์จัดเส้นทาง (routers) มีการแผ่พลังงานแบบ  
รอบทิศทาง (omnidirectional radiation) ส่งผลให้ได้คุณภาพของสัญญาณที่ไม่ดี ดังนั้นวิทยานิพนธ์  
ฉบับนี้จึงนำเสนอรูปแบบและวิธีการที่ง่ายในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์สำหรับสายอากาศ  
แบบสวิตช์ลำคลื่นที่ใช้สำหรับเครือข่ายเมชไร้สาย สายอากาศที่ใช้มีลักษณะเป็นแถวลำดับ  
เชิงระนาบขนาด  $2 \times 2$  ในส่วนของการก่อรูปลำคลื่น และอุปกรณ์ที่ใช้การกำหนดทิศทางของจุดศูนย์  
จะใช้การกักตายนบนแผงวงจรพิมพ์ ซึ่งทำให้มีต้นทุนในการผลิตที่ต่ำ และมีความซับซ้อนน้อย  
นอกจากนี้ระบบของเราสามารถก่อรูปลำคลื่นไปยังอุปกรณ์จัดเส้นทางที่สนใจได้ 4 ทิศทาง  
ที่ต้องการในเวลาเดียวกัน และยิ่งไปกว่านั้นในแต่ละทิศทางของการก่อรูปลำคลื่นไปยัง  
อุปกรณ์จัดเส้นทางที่สนใจ เรายังสามารถหันจุดศูนย์ไปยังอุปกรณ์จัดเส้นทางได้อีก 3 ทิศทาง  
ที่ถือว่าเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนได้ในเวลาเดียวกันอีกด้วย

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

ปีการศึกษา 2553

ลายมือชื่อนักศึกษา \_\_\_\_\_

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา \_\_\_\_\_

SUWANNA PRADITTARA : LOW PROFILE SWITCHED BEAM  
ANTENNAS WITH CAPACITY OF NULL STEERING FOR WIRELESS  
MESH NETWORKS. THESIS ADVISOR : ASST. PROF. MONTHIPPA  
UTHANSAKUL, Ph.D., 144 PP.

## WIRELESS MESH NETWORKS/NULL STEERING/BEAMFORMING NETWORK

Wireless Local Area Networks (WLANs) are the link of two or more computers or wireless devices, which enable the wireless communication between those devices in a limited area such as in the building or the habitation. The connection or communication between users and network is accomplished through an access point in which access points communicate to each other using cables. This causes an expense and somehow introduces difficulty in accessibility for some areas. Therefore, the idea of exploiting radio signal instead of cables has been recently proposed, so called Wireless Mesh Networks (WMNs). Currently, there is a delay for development of IEEE802.11 standard to be compatible with WMNs resulting suspension of its implementation. However, one important problem of WMNs is co-channel interference from neighbor routers. One reason of this impairment is that the antennas at routers radiate omni-directionally. Therefore, this thesis proposes a low profile switched beam antennas capable of null steering for WMNs. The antenna array is employed at the router arranged in 2x2-lattice. The beamforming network and null locator can be fabricated on printed-circuit board. This makes the system low of cost and complexity. Moreover, the proposed beamformer can simultaneously produce

4 beam patterns. In addition, null steering network included in the beamformer is able to produce 3 nulls in 3 given directions simultaneously.

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

Academic Year 2010 Advisor's Signature \_\_\_\_\_

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างยิ่ง ทั้งด้านวิชาการ และด้านดำเนินงานวิจัย จากบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

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

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พีระพงษ์ อุฑารสกุล หัวหน้าสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ที่คอยแนะนำช่วยเหลือให้คำปรึกษาอย่างดีมาโดยตลอด รองศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรค์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ ทองทา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ชุติมา พรหมมาก ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วิภาวี หัตถกรรม ผู้ช่วยศาสตราจารย์ เรืออากาศเอก ดร.ประโยชน์ คำสวัสดิ์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ปิยาภรณ์ กระจงนอก และ อาจารย์ ดร.สมศักดิ์ วาณิชนันต์ชัย อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้ความรู้ด้านวิชาการและให้โอกาสในการศึกษา

ขอขอบคุณพี่ เพื่อน และน้องบัณฑิตศึกษาทุกคน ที่คอยให้ความช่วยเหลือและเป็นกำลังใจ และขอบคุณ คุณสำราญ สันทาลุนัย เป็นพิเศษสำหรับการให้คำปรึกษาด้านการจัดพิมพ์รูปเล่มวิทยานิพนธ์ให้ออกมาเรียบร้อยสวยงาม

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ด้านต่าง ๆ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน และขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา รวมถึงญาติพี่น้องของผู้วิจัยทุกท่าน ที่ให้การอบรมเลี้ยงดูและให้การสนับสนุนทางการศึกษาโดยเป็นอย่างดีมาโดยตลอด ทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิตเรื่อยมา สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้กับบิดา มารดาและญาติพี่น้องซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ผู้สอนที่เคารพทุกท่านที่ได้ถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ผู้วิจัยทั้งในอดีตและปัจจุบันจนสำเร็จการศึกษาไปได้ด้วยดี

สุวรรณา ประดิษฐ์รา

# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ง
สารบัญ.....	จ
สารบัญรูป.....	ฉ
สารบัญตาราง.....	ช

## บทที่

<b>1</b>	<b>บทนำ.....</b>	<b>1</b>
1.1	ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2	วัตถุประสงค์ของงานวิจัย.....	3
1.3	สมมติฐานของการวิจัย.....	3
1.4	ข้อตกลงเบื้องต้น.....	3
1.5	ขอบเขตการวิจัย.....	4
1.6	วิธีดำเนินการวิจัย.....	4
1.6.1	แนวทางการดำเนินงานวิจัย.....	4
1.6.2	ระเบียบวิธีวิจัย.....	4
1.6.3	สถานที่ทำการวิจัย.....	5
1.6.4	เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย.....	5
1.6.5	การเก็บรวบรวมข้อมูล.....	5
1.6.6	การวิเคราะห์ข้อมูล.....	5
1.7	ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	5
1.8	ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์.....	5
<b>2</b>	<b>ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง.....</b>	<b>7</b>
2.1	กล่าวนำ.....	7

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.2	ทฤษฎีระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย .....	7
2.2.1	รูปแบบการเชื่อมต่อเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย .....	7
2.2.2	เทคโนโลยีที่ใช้ในการส่งสัญญาณไร้สาย.....	9
2.2.3	มาตรฐานที่ใช้ในเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย.....	10
2.3	ทฤษฎีระบบเครือข่ายเมฆไร้สาย.....	12
2.3.1	โครงสร้างของเครือข่ายเมฆไร้สาย.....	13
2.3.1.1	โครงสร้างแบบโครงสร้างพื้นฐานหรือเครือข่ายหลัก ของเครือข่ายเมฆไร้สาย.....	13
2.3.1.2	โครงสร้างของเครือข่ายผู้ใช้งานเครือข่ายเมฆไร้สาย.....	14
2.3.1.3	โครงสร้างเครือข่ายเมฆไร้สายแบบไฮบริด.....	15
2.3.2	โปรโตคอลที่ใช้ควบคุมการเข้าใช้งานสื่อกลาง.....	15
2.4	สายอากาศแถวลำดับ .....	19
2.4.1	สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้น .....	19
2.4.2	สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงระนาบ .....	21
2.5	ระบบสายอากาศแก่ง .....	23
2.5.1	สายอากาศแก่งแบบสวิตช์ล้าคลื่น .....	27
2.5.2	สายอากาศแก่งแบบปรับล้าคลื่น .....	29
2.6	เทคนิคการหันล้าคลื่น.....	30
2.6.1	Butler matrix.....	30
2.6.2	modified Butler matrix .....	32
2.7	วิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์.....	35
2.8	สรุป.....	37
3	การออกแบบสายอากาศสวิตช์ล้าคลื่นอย่างง่ายที่มีความสามารถในการ กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ .....	38
3.1	กล่าวนำ.....	38
3.2	สายอากาศแถวลำดับ .....	39

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.3	การออกแบบโครงข่ายท่อรูปลำคลื่นสำหรับสายอากาศแฉวลำดับ เชิงระนาบ .....	42
3.3.1	การออกแบบวงจรเชื่อมแบบไฮบริด $64^\circ$ .....	42
3.3.2	การออกแบบวงจรไขว้สัญญาณ .....	49
3.4	การออกแบบอุปกรณ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ .....	59
3.4.1	การจำลองผลด้วยวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ .....	59
3.4.2	การออกแบบอุปกรณ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ .....	62
3.5	สรุป .....	78
4	การทดสอบและวิเคราะห์ผล .....	79
4.1	กล่าวนำ .....	79
4.2	การทดสอบอุปกรณ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ .....	79
4.2.1	ชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหันลำคลื่นหลักไปยังทิศทางของสัญญาณ ที่ต้องการเข้ามาที่ $45^\circ$ และกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ ที่มีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง $135^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	79
4.2.2	ชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหันลำคลื่นหลักไปยังทิศทางของสัญญาณ ที่ต้องการเข้ามาที่ $135^\circ$ และกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ ที่มีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง $45^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	86
4.2.3	ชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหันลำคลื่นหลักไปยังทิศทางของสัญญาณ ที่ต้องการเข้ามาที่ $225^\circ$ และกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ ที่มีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง $45^\circ$ $135^\circ$ และ $315^\circ$ .....	92
4.2.4	ชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหันลำคลื่นหลักไปยังทิศทางของสัญญาณ ที่ต้องการเข้ามาที่ $315^\circ$ และกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ ที่มีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง $45^\circ$ $135^\circ$ และ $225^\circ$ .....	99
4.3	การทดสอบระบบสายอากาศสวิตช์ลำคลื่นอย่างง่ายที่มีความสามารถ ในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ .....	106
4.3	สรุป .....	117

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5	สรุปงานวิจัยและข้อเสนอแนะ .....	118
5.1	สรุปเนื้อหาวิทยานิพนธ์.....	118
5.2	ปัญหาและข้อเสนอแนะ .....	119
5.3	แนวทางการพัฒนาในอนาคต.....	119
	รายการอ้างอิง .....	120
	ภาคผนวก .....	123
	ภาคผนวก ก. บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ .....	123
	ประวัติผู้เขียน .....	144

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	การเชื่อมต่อแบบกลุ่มส่วนตัว ..... 8
2.2	การเชื่อมต่อแบบกลุ่มโครงสร้าง..... 9
2.3	เครื่องหมาย Wi-Fi ..... 11
2.4	การเชื่อมต่ออุปกรณ์ไร้สายแบบเมช ..... 13
2.5	โครงสร้างพื้นฐานหรือเครือข่ายหลักของเครือข่ายเมชไร้สาย ..... 14
2.6	ลักษณะพื้นฐานของเครือข่ายเมชของผู้ใช้งาน ..... 15
2.7	โครงสร้างเครือข่ายเมชแบบไฮบริด..... 16
2.8	โครงสร้างของเครือข่ายเมชไร้สายโดยใช้ระบบของสายอากาศที่แตกต่างกัน (ก) สายอากาศแบบรอบทิศทาง (ข) สายอากาศแบบชี้ทิศทาง..... 18
2.9	ระบบสายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่นที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ..... 18
2.10	การวางตัวของสายอากาศแบบเชิงเส้นจำนวน $N \times 1$ ต้น ..... 20
2.11	การวางตัวของสายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบ..... 22
2.12	เฟสที่ต่างกันของสายอากาศแต่ละตัวสำหรับสายอากาศแถวลำดับ เชิงระนาบ $2 \times 2$ เทียบกับทิศทางการมาถึงของสัญญาณ ..... 23
2.13	ระบบสายอากาศเก่ง..... 24
2.14	ระบบสายอากาศเก่งเมื่อมีสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอด มาดกกระทบ ..... 25
2.15	โครงสร้างและองค์ประกอบของสายอากาศเก่งแบบสวิตช์ลำคลื่น ..... 28
2.16	โครงสร้างและองค์ประกอบของระบบสายอากาศเก่งแบบปรับลำคลื่น ..... 30
2.17	ส่วนประกอบของ Butler matrix..... 31
2.18	สายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบที่มีตัวถ่วงน้ำหนักเพื่อทำการปรับเฟส หรือแอมพลิจูดของสัญญาณ ..... 32
2.19	สายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบขนาด $2 \times 2$ ..... 33
2.20	ส่วนประกอบของ modified Butler matrix ..... 34

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.1 ส่วนประกอบของระบบสายอากาศสวิตช์ลำคลื่นที่มีความสามารถ ในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์.....	38
3.2 สายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบ $2 \times 2$ ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ .....	40
3.3 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบขนาด $2 \times 2$ มีระยะห่างระหว่างสายอากาศเท่ากับ $\lambda/2$ .....	41
3.4 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบขนาด $2 \times 2$ มีระยะห่างระหว่างสายอากาศเท่ากับ $\lambda/4$ .....	41
3.5 ลักษณะพื้นฐานของวงจรถื่อมแบบไฮบริด $90^\circ$ .....	42
3.6 ขนาดของวงจรถื่อมต่อแบบไฮบริด $90^\circ$ .....	46
3.7 ขนาดของวงจรถื่อมต่อแบบไฮบริด $64^\circ$ .....	46
3.8 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ต ของวงจรถื่อมต่อแบบไฮบริด $64^\circ$ .....	47
3.9 ความสูญเสียจากการเชื่อมต่อและค่าความสูญเสียจากการแยกโคคเคียว ในแต่ละพอร์ตของวงจรถื่อมต่อแบบไฮบริด $64^\circ$ .....	47
3.10 มุมเฟสของวงจรถื่อมต่อแบบไฮบริด $64^\circ$ .....	48
3.11 ลักษณะพื้นฐานของวงจรถื่อมไขว้สัญญาณ .....	49
3.12 ขนาดของวงจรถื่อมไขว้สัญญาณ .....	51
3.13 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ตของวงจรถื่อมไขว้สัญญาณ .....	52
3.14 ความสูญเสียจากการเชื่อมต่อและค่าความสูญเสียจากการแยกโคคเคียว ในแต่ละพอร์ตของวงจรถื่อมไขว้สัญญาณ .....	52
3.15 มุมเฟสของวงจรถื่อมไขว้สัญญาณ .....	53
3.16 ขนาดของวงจรถื่อมเฟส .....	54
3.17 ลักษณะการเดินทางของสัญญาณในขณะที่ยังไม่มีวงจรถื่อมเฟส .....	54
3.18 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ตของวงจรถื่อมเฟส .....	55
3.19 ความสูญเสียจากการเชื่อมต่อของวงจรถื่อมเฟส .....	55
3.20 มุมเฟสของวงจรถื่อมเฟส .....	56

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า	
3.21	รูปของรูปแบบของ modified Butler matrix ที่สร้างขึ้น สำหรับสายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบ $2 \times 2$ .....	56
3.22	แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสวิตช์ลำคลื่นที่ใช้ modified Butler matrix .....	59
3.23	แบบรูปการแผ่พลังงานของระบบในงานวิจัยนี้เมื่อมีสัญญาณ ที่ต้องการเข้ามาในทิศทางที่ $45^\circ$ และสัญญาณแทรกสอด มาจากทิศทางที่ $135^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	60
3.24	แบบรูปการแผ่พลังงานของระบบในงานวิจัยนี้เมื่อมีสัญญาณ ที่ต้องการเข้ามาในทิศทางที่ $135^\circ$ และสัญญาณแทรกสอด มาจากทิศทางที่ $45^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	61
3.25	แบบรูปการแผ่พลังงานของระบบในงานวิจัยนี้เมื่อมีสัญญาณ ที่ต้องการเข้ามาในทิศทางที่ $225^\circ$ และสัญญาณแทรกสอด มาจากทิศทางที่ $45^\circ$ $135^\circ$ และ $315^\circ$ .....	61
3.26	แบบรูปการแผ่พลังงานของระบบในงานวิจัยนี้เมื่อมีสัญญาณ ที่ต้องการเข้ามาในทิศทางที่ $315^\circ$ และสัญญาณแทรกสอด มาจากทิศทางที่ $45^\circ$ $135^\circ$ และ $225^\circ$ .....	62
3.27	ลักษณะของอุปกรณ์ที่ได้ออกแบบที่ใช้กำหนดทิศทางของลำคลื่นหลัก ที่ $45^\circ$ และสัญญาณแทรกสอดในทิศ $135^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	65
3.28	ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณในแต่ละพอร์ตของอุปกรณ์กำหนดทิศทาง ของลำคลื่นหลักที่ $45^\circ$ และสัญญาณแทรกสอด ในทิศ $135^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	65
3.29	กราฟมุมเฟสของสัญญาณในแต่ละพอร์ตของอุปกรณ์กำหนดทิศทาง ของลำคลื่นหลักที่ $45^\circ$ และสัญญาณแทรกสอด ในทิศ $135^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	66
3.30	ลักษณะของอุปกรณ์ที่ได้ออกแบบที่ใช้กำหนดทิศทางของลำคลื่นหลัก ที่ $135^\circ$ และสัญญาณแทรกสอดในทิศ $45^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	67

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.31 ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณในแต่ละพอร์ตของอุปกรณ์กำหนดทิศทางของลำคลื่นหลักที่ $135^\circ$ และสัญญาณแทรกสอดในทิศ $45^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	68
3.32 กราฟมุมเฟสของสัญญาณในแต่ละพอร์ตของอุปกรณ์กำหนดทิศทางของลำคลื่นหลักที่ $135^\circ$ และสัญญาณแทรกสอดในทิศ $45^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	68
3.33 ลักษณะของอุปกรณ์ที่ได้ออกแบบที่ใช้กำหนดทิศทางของลำคลื่นหลักที่ $225^\circ$ และสัญญาณแทรกสอดในทิศ $45^\circ$ $135^\circ$ และ $315^\circ$ .....	69
3.34 ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณในแต่ละพอร์ตของอุปกรณ์กำหนดทิศทางของลำคลื่นหลักที่ $225^\circ$ และสัญญาณแทรกสอดในทิศ $45^\circ$ $135^\circ$ และ $315^\circ$ .....	70
3.35 กราฟมุมเฟสของสัญญาณในแต่ละพอร์ตของอุปกรณ์กำหนดทิศทางของลำคลื่นหลักที่ $225^\circ$ และสัญญาณแทรกสอดในทิศ $45^\circ$ $135^\circ$ และ $315^\circ$ .....	70
3.36 ลักษณะของอุปกรณ์ที่ได้ออกแบบที่ใช้กำหนดทิศทางของลำคลื่นหลักที่ $315^\circ$ และสัญญาณแทรกสอดในทิศ $45^\circ$ $135^\circ$ และ $225^\circ$ .....	72
3.37 ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณในแต่ละพอร์ตของอุปกรณ์กำหนดทิศทางของลำคลื่นหลักที่ $315^\circ$ และสัญญาณแทรกสอดในทิศ $45^\circ$ $135^\circ$ และ $225^\circ$ .....	72
3.38 กราฟมุมเฟสของสัญญาณในแต่ละพอร์ตของอุปกรณ์กำหนดทิศทางของลำคลื่นหลักที่ $315^\circ$ และสัญญาณแทรกสอดในทิศ $45^\circ$ $135^\circ$ และ $225^\circ$ .....	73

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.39 แบบรูปการแผ่พลังงาน โดยนำค่าสัมประสิทธิ์ของการกำหนดทิศทาง ของจุดศูนย์ที่ได้จากการออกแบบป้อนกลับในการจำลองแบบ ด้วยวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์เมื่อมีสัญญาณที่ ต้องการเข้าในทิศทางที่ $45^{\circ}$ และสัญญาณแทรกสอด มาจากทิศทางที่ $135^{\circ}$ $225^{\circ}$ และ $315^{\circ}$ .....	74
3.40 แบบรูปการแผ่พลังงาน โดยนำค่าสัมประสิทธิ์ของการกำหนดทิศทาง ของจุดศูนย์ที่ได้จากการออกแบบป้อนกลับในการจำลองแบบ ด้วยวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์เมื่อมีสัญญาณที่ ต้องการเข้าในทิศทางที่ $135^{\circ}$ และสัญญาณแทรกสอด มาจากทิศทางที่ $45^{\circ}$ $225^{\circ}$ และ $315^{\circ}$ .....	75
3.41 แบบรูปการแผ่พลังงาน โดยนำค่าสัมประสิทธิ์ของการกำหนดทิศทาง ของจุดศูนย์ที่ได้จากการออกแบบป้อนกลับในการจำลองแบบ ด้วยวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์เมื่อมีสัญญาณที่ ต้องการเข้าในทิศทางที่ $225^{\circ}$ และสัญญาณแทรกสอด มาจากทิศทางที่ $45^{\circ}$ $135^{\circ}$ และ $315^{\circ}$ .....	76
3.42 แบบรูปการแผ่พลังงาน โดยนำค่าสัมประสิทธิ์ของการกำหนดทิศทาง ของจุดศูนย์ที่ได้จากการออกแบบป้อนกลับในการจำลองแบบ ด้วยวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์เมื่อมีสัญญาณที่ ต้องการเข้าในทิศทางที่ $315^{\circ}$ และสัญญาณแทรกสอด มาจากทิศทางที่ $45^{\circ}$ $135^{\circ}$ และ $225^{\circ}$ .....	77
4.1 ลักษณะของชุดอุปกรณ์ที่สร้างขึ้นจริงเพื่อนำไปใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $45^{\circ}$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $135^{\circ}$ $225^{\circ}$ และ $315^{\circ}$ .....	80
4.2 แอมพลิจูดของวงจรที่ 1 ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $45^{\circ}$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $135^{\circ}$ $225^{\circ}$ และ $315^{\circ}$ .....	80

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.3 มุมเฟสของวงจรถูกที่ 1 ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $45^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $135^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	81
4.4 แอมพลิจูดของวงจรถูกที่ $k_1$ ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $45^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $135^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	81
4.5 มุมเฟสของวงจรถูกที่ $k_1$ ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $45^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $135^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	82
4.6 แอมพลิจูดของวงจรถูกที่ $k_2$ ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $45^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $135^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	82
4.7 มุมเฟสของวงจรถูกที่ $k_2$ ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $45^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $135^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	83
4.8 แอมพลิจูดของวงจรถูกที่ $k_3$ ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $45^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $135^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	83
4.9 มุมเฟสของวงจรถูกที่ $k_3$ ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $45^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $135^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	84
4.10 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการวัดค่าสัมประสิทธิ์ของการกำหนด ทิศทางของจุดศูนย์และป้อนกลับในการจำลองแบบด้วยวิธีการ กำหนดทิศทางของจุดศูนย์เมื่อมีสัญญาณที่ต้องการ เข้าในทิศทางที่ $45^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด มาจากทิศทางที่ $135^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	85

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.11 ลักษณะของชุดอุปกรณ์ที่สร้างขึ้นจริงเพื่อนำไปใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $135^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $45^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	86
4.12 แอมพลิจูดของวงจรที่ 1 ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $135^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $45^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	87
4.13 มุมเฟสของวงจรที่ 1 ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $135^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $45^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	87
4.14 แอมพลิจูดของวงจร $k_1$ ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $135^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $45^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	88
4.15 มุมเฟสของวงจร $k_1$ ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $135^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $45^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	88
4.16 แอมพลิจูดของวงจร $k_2$ ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $135^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $45^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	89
4.17 มุมเฟสของวงจร $k_2$ ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $135^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $45^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	89
4.18 แอมพลิจูดของวงจร $k_3$ ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $135^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $45^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	90
4.19 มุมเฟสของวงจร $k_3$ ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $135^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $45^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	90

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.20	
แบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการวัดค่าสัมประสิทธิ์ของการกำหนด	
ทิศทางของจุดศูนย์และป้อนกลับในการจำลองแบบด้วยวิธีการ	
กำหนดทิศทางของจุดศูนย์เมื่อมีสัญญาณที่ต้องการ	
เข้าในทิศทางที่ $135^\circ$ และสัญญาณแทรกสอด	
มาจากทิศทางที่ $45^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	
	92
4.21	
ลักษณะของชุดอุปกรณ์ที่สร้างขึ้นจริงเพื่อนำไปใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก	
ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $225^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด	
เข้ามาทาง $45^\circ$ $135^\circ$ และ $315^\circ$ .....	
	93
4.22	
แอมพลิจูดของวงจรที่ 1 ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก	
ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $225^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด	
เข้ามาทาง $45^\circ$ $135^\circ$ และ $315^\circ$ .....	
	93
4.23	
มุมเฟสของวงจรที่ 1 ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก	
ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $225^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด	
เข้ามาทาง $45^\circ$ $135^\circ$ และ $315^\circ$ .....	
	94
4.24	
แอมพลิจูดของวงจร $k_1$ ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก	
ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $225^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด	
เข้ามาทาง $45^\circ$ $135^\circ$ และ $315^\circ$ .....	
	94
4.25	
มุมเฟสของวงจร $k_1$ ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก	
ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $225^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด	
เข้ามาทาง $45^\circ$ $135^\circ$ และ $315^\circ$ .....	
	95
4.26	
แอมพลิจูดของวงจร $k_2$ ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก	
ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $225^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด	
เข้ามาทาง $45^\circ$ $135^\circ$ และ $315^\circ$ .....	
	95
4.27	
มุมเฟสของวงจร $k_2$ ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก	
ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $225^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด	
เข้ามาทาง $45^\circ$ $135^\circ$ และ $315^\circ$ .....	
	96

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.28 แอมพลิจูดของวงจร $k$ , ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $225^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $45^\circ$ $135^\circ$ และ $315^\circ$ .....	96
4.29 มุมเฟสของวงจร $k$ , ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $225^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $45^\circ$ $135^\circ$ และ $315^\circ$ .....	97
4.30 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการวัดค่าสัมประสิทธิ์ของการกำหนด ทิศทางของจุดศูนย์และป้อนกลับในการจำลองแบบด้วยวิธีการ กำหนดทิศทางของจุดศูนย์เมื่อมีสัญญาณที่ต้องการ เข้าในทิศทางที่ $225^\circ$ และสัญญาณแทรกสอด มาจากทิศทางที่ $45^\circ$ $135^\circ$ และ $315^\circ$ .....	98
4.31 ลักษณะของชุดอุปกรณ์ที่สร้างขึ้นจริงเพื่อนำไปใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $315^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $45^\circ$ $135^\circ$ และ $225^\circ$ .....	99
4.32 แอมพลิจูดของวงจรที่ 1 ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $315^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $45^\circ$ $135^\circ$ และ $225^\circ$ .....	100
4.33 มุมเฟสของวงจรที่ 1 ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $315^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $45^\circ$ $135^\circ$ และ $225^\circ$ .....	100
4.34 แอมพลิจูดของวงจร $k$ , ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $315^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $45^\circ$ $135^\circ$ และ $225^\circ$ .....	101
4.35 มุมเฟสของวงจร $k$ , ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $315^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $45^\circ$ $135^\circ$ และ $225^\circ$ .....	101

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.36 แอมพลิจูดของวงจร $k_2$ ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $315^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $45^\circ$ $135^\circ$ และ $225^\circ$ .....	102
4.37 มุมเฟสของวงจร $k_2$ ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $315^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $45^\circ$ $135^\circ$ และ $225^\circ$ .....	102
4.38 แอมพลิจูดของวงจร $k_3$ ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $315^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $45^\circ$ $135^\circ$ และ $225^\circ$ .....	103
4.39 มุมเฟสของวงจร $k_3$ ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลัก ไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $315^\circ$ และมีสัญญาณแทรกสอด เข้ามาทาง $45^\circ$ $135^\circ$ และ $225^\circ$ .....	103
4.40 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการวัดค่าสัมประสิทธิ์ของการกำหนด ทิศทางของจุดศูนย์และป้อนกลับในการจำลองแบบด้วยวิธีการ กำหนดทิศทางของจุดศูนย์เมื่อมีสัญญาณที่ต้องการ เข้าในทิศทางที่ $315^\circ$ และสัญญาณแทรกสอด มาจากทิศทางที่ $45^\circ$ $135^\circ$ และ $225^\circ$ .....	105
4.41 โครงสร้างพื้นฐานของเครือข่ายเมฆไร้สายที่ใช้ในการทำการทดสอบจริง.....	106
4.42 อุปกรณ์ที่ถูกติดตั้งตรงกลางในเครือข่ายเมฆไร้สายที่ใช้ในการทดสอบผล ในงานวิจัยฉบับนี้.....	107
4.43 ความแรงของสัญญาณที่รับได้จากจุดเข้าถึงสัญญาณทั้ง 4 ตัว โดยใช้สายอากาศแบบรอบทิศทาง.....	107
4.44 ความแรงของสัญญาณที่รับได้จากจุดเข้าถึงสัญญาณทั้ง 4 ตัว โดยใช้สายอากาศสวิตช์ลำคลื่นในทิศทางของลำคลื่นหลัก ที่ $45^\circ$ และกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทาง ของสัญญาณแทรกสอดที่ $135^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ .....	109

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.45 ความแรงของสัญญาณที่รับได้จากจุดเข้าถึงสัญญาณทั้ง 4 ตัว โดยใช้สายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นในทิศทางของลำคลื่นหลัก ที่ $135^{\circ}$ และกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทาง ของสัญญาณแทรกสอดที่ $45^{\circ}$ $225^{\circ}$ และ $315^{\circ}$ .....	109
4.46 ความแรงของสัญญาณที่รับได้จากจุดเข้าถึงสัญญาณทั้ง 4 ตัว โดยใช้สายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นในทิศทางของลำคลื่นหลัก ที่ $225^{\circ}$ และกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางของ สัญญาณแทรกสอดที่ $45^{\circ}$ $135^{\circ}$ และ $315^{\circ}$ .....	110
4.47 ความแรงของสัญญาณที่รับได้จากจุดเข้าถึงสัญญาณทั้ง 4 ตัว โดยใช้สายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นในทิศทางของลำคลื่นหลัก ที่ $315^{\circ}$ และกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางของ สัญญาณแทรกสอดที่ $45^{\circ}$ $135^{\circ}$ และ $225^{\circ}$ .....	110
4.48 ความแรงของสัญญาณที่ได้รับจากจุดเข้าถึงสัญญาณ Ap1 ที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางเทียบกับความแรง ของสัญญาณที่ได้รับจากจุดเข้าถึงสัญญาณ Ap1 ที่ใช้สายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นในทิศทาง ของลำคลื่นหลักที่ $45^{\circ}$ .....	111
4.49 ความแรงของสัญญาณที่ได้รับจากจุดเข้าถึงสัญญาณ Ap1 ที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางเทียบกับความแรง ของสัญญาณที่ได้รับจากจุดเข้าถึงสัญญาณ Ap1 ที่ใช้สายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นในทิศทาง ของลำคลื่นหลักที่ $135^{\circ}$ .....	111

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.50 ความแรงของสัญญาณที่ได้รับจากจุดเข้าถึงสัญญาณ Ap1 ที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางเทียบกับความแรง ของสัญญาณที่ได้รับจากจุดเข้าถึงสัญญาณ Ap1 ที่ใช้สายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นในทิศทาง ของลำคลื่นหลักที่ 225° .....	112
4.51 ความแรงของสัญญาณที่ได้รับจากจุดเข้าถึงสัญญาณ Ap1 ที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางเทียบกับความแรง ของสัญญาณที่ได้รับจากจุดเข้าถึงสัญญาณ Ap1 ที่ใช้สายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นในทิศทาง ของลำคลื่นหลักที่ 315° .....	112
4.52 เวลาเฉลี่ยที่ใช้ในการดาวน์โหลดข้อมูลโดยใช้สายอากาศ แบบรอบทิศทางและสายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นที่มี ความสามารถในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์.....	113
4.53 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของการวัดค่าวิสัยสามารถ เมื่อใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางและใช้ระบบสายอากาศ สวิตซ์ลำคลื่นในงานวิจัยนี้ .....	114
4.54 รูปแบบของการทดสอบขณะที่จุดเข้าถึงสัญญาณมีการเปลี่ยนตำแหน่ง .....	114
4.55 ความแรงของสัญญาณที่รับได้เทียบกับมุมที่เปลี่ยนไปของจุดเข้าถึงสัญญาณ โดยใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางและสายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นของงานวิจัย.....	115
4.56 เวลาเฉลี่ยที่ใช้ในการดาวน์โหลดไฟล์ ในขณะที่มีการเปลี่ยนตำแหน่ง ของจุดเข้าถึงสัญญาณ โดยใช้สายอากาศแบบรอบทิศทาง และสายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นของงานวิจัย .....	115
4.57 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของการวัดค่าวิสัยสามารถ ในขณะที่มีการเปลี่ยนตำแหน่งของจุดเข้าถึงสัญญาณ โดยใช้สายอากาศ แบบรอบทิศทางและสายอากาศ สวิตซ์ลำคลื่นของงานวิจัย.....	116

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	ค่าการเลื่อนมุมเฟสของสายอากาศแต่ละต้นของ Butler matrix.....31
2.2	ค่าการเลื่อนมุมเฟสของสายอากาศแต่ละต้นของ modified Butler matrix ..... 34
2.3	ค่าการเลื่อนมุมเฟสของสายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบขนาด $2 \times 2$ ที่มีระยะห่างระหว่างสายอากาศเท่ากับ $\lambda/4$ ของ modified Butler matrix..... 35
3.1	ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการวัดจริงของ modified Butler matrix ..... 58
3.2	ค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักที่วัดได้ของสายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบ $2 \times 2$ ..... 58
3.3	ค่าสัมประสิทธิ์ของการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ที่ได้จากการจำลองผล ..... 63
3.4	ค่าสัมประสิทธิ์ของการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ที่ได้จากการจำลองผล ที่ถูกแปลงค่าให้เป็นแอมพลิจูดและมุมเฟส..... 63
3.5	ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ที่ได้จากการออกแบบ..... 73
4.1	ค่าแอมพลิจูดและมุมเฟสที่ได้จากการวัดชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหัน ลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $45^\circ$ และมีสัญญาณ แทรกสอดเข้ามาทาง $135^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ ..... 84
4.2	ค่าแอมพลิจูดและมุมเฟสที่ได้จากการวัดชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหัน ลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $135^\circ$ และมีสัญญาณ แทรกสอดเข้ามาทาง $45^\circ$ $225^\circ$ และ $315^\circ$ ..... 91
4.3	ค่าแอมพลิจูดและมุมเฟสที่ได้จากการวัดชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหัน ลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $225^\circ$ และมีสัญญาณ แทรกสอดเข้ามาทาง $45^\circ$ $135^\circ$ และ $315^\circ$ ..... 98
4.4	ค่าแอมพลิจูดและมุมเฟสที่ได้จากการวัดชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหัน ลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่ $315^\circ$ และมีสัญญาณ แทรกสอดเข้ามาทาง $45^\circ$ $135^\circ$ และ $225^\circ$ ..... 104

# บทที่ 1

## บทนำ

เนื้อหาในบทนี้เป็นกรกล่าวถึงความเป็นมาและเหตุจูงใจในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งประกอบด้วย ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของงานวิจัย แนวทางการดำเนินงานวิจัย ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ และส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (Wireless Local Area Networks: WLANs) เป็นเทคโนโลยีที่ใช้สำหรับการเชื่อมต่อกันระหว่างอุปกรณ์ไร้สายภายในพื้นที่จำกัด เช่น ในอาคารหรือที่พำนัก ปัจจุบันเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายเริ่มเข้ามามีบทบาทสำคัญในชีวิตประจำวันของมนุษย์ ซึ่งจะเห็นได้จากอาคารส่วนใหญ่มีการติดตั้งระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายไว้เป็นส่วนหนึ่งของอาคาร การเชื่อมต่อสื่อสารกันระหว่างผู้ใช้งานกับเครือข่ายจะต้องผ่านจุดเข้าถึงสัญญาณ (access points) ซึ่งจุดเข้าถึงสัญญาณแต่ละจุดจะติดต่อสื่อสารกันโดยใช้สายเคเบิล เพราะเหตุนี้จึงทำให้เกิดความสิ้นเปลืองและเกิดความยากลำบากต่อการใช้งานในบางพื้นที่ ดังนั้นจึงได้มีแนวคิดที่จะนำเอาคลื่นวิทยุมาใช้แทนการใช้สายเคเบิล ระบบดังกล่าวได้ถูกเรียกว่า เครือข่ายเมชไร้สาย (Wireless Mesh Networks: WMNs) ซึ่งเครือข่ายนี้จะใช้คลื่นวิทยุในการเชื่อมต่ออุปกรณ์ไร้สายที่มีการวางตัวแบบเมช (mesh topology) อย่างไรก็ตามก็ยังเกิดความล่าช้าในการเปลี่ยนจากระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายที่ใช้ในปัจจุบันให้เป็นระบบเครือข่ายเมชไร้สาย สาเหตุเนื่องมาจากต้องพัฒนามาตรฐาน IEEE 802.11 ที่ใช้กับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายในปัจจุบันให้สามารถรองรับการทำงานสำหรับระบบเครือข่ายเมชไร้สายได้

เนื่องจากในระบบเครือข่ายเมชไร้สายมีการใช้คลื่นวิทยุเป็นสื่อกลางในการส่งข้อมูลระหว่างอุปกรณ์จัดเส้นทาง (router) ปัญหาหนึ่งที่ทำให้ระบบเกิดความเสียหายได้แก่ การเกิดการแทรกสอดของช่องสัญญาณร่วม (co-channel interference) ซึ่งเกิดจากสายอากาศที่ติดอยู่กับอุปกรณ์จัดเส้นทางมีการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทาง (omni-directional radiation) ปัญหาดังกล่าวส่งผลให้ได้คุณภาพของสัญญาณที่ไม่ดี ดังนั้นจึงมีแนวคิดที่จะแก้ปัญหาโดยการติดตั้งระบบสายอากาศแก่ง (smart antenna systems) ไว้ที่อุปกรณ์จัดเส้นทาง ซึ่งเป็นระบบที่ประกอบด้วยสายอากาศแถวลำดับ (array antennas) และระบบประมวลผลสัญญาณ (signal processing unit) ด้วยการทำงานร่วมกันระหว่างสองส่วนหลักที่ได้กล่าวมา ทำให้ระบบสามารถก่อรูปลำคลื่นหลัก

(main beam) ไปยังทิศทางของอุปกรณ์จัดเส้นทางที่สนใจ ในขณะที่เดียวกันระบบสามารถหันพู่ข้าง (sidelobes) หรือจุดศูนย์ (nulls) ไปยังทิศทางของอุปกรณ์จัดเส้นทางอื่นที่ถือว่าเป็นแหล่งกำเนิด สัญญาณรบกวนได้ในเวลาเดียวกัน กระบวนการดังกล่าวเรียกว่า การก่อรูปลำคลื่น (beamforming) ซึ่งกระบวนการนี้จะทำให้คุณภาพของสัญญาณที่ใช้สื่อสารกันระหว่างอุปกรณ์จัดเส้นทางที่สนใจ มีคุณภาพที่ดี และยังสามารถลดปัญหาของสัญญาณแทรกสอดของช่องสัญญาณร่วมลงได้

โดยทั่วไประบบสายอากาศเก่งสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท ได้แก่ สายอากาศแบบ ปรับตัว (adaptive antennas) และ สายอากาศแบบ สวิตซ์ลำคลื่น (switched-beam antennas) องค์ประกอบหลักของสองระบบดังกล่าวมีความคล้ายคลึงกัน กล่าวคือประกอบด้วยสายอากาศ แถวลำดับ และส่วนประมวลผลสัญญาณ แต่ส่วนที่ต่างกันก็คือรายละเอียดของส่วนประมวลผล สัญญาณ ส่วนประมวลผลสัญญาณของสายอากาศแบบปรับตัวจำเป็นต้องใช้ระบบประมวลผล สัญญาณเชิงดิจิทัลที่มีความสามารถในการประมวลผลขั้นสูง และยังต้องมีความเร็วสูงอีกด้วย ซึ่งต่างจากส่วนประมวลผลสัญญาณของสายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่นที่อาศัยเพียงการคัดแรงแวงจร พิมพ์อย่างง่าย เพื่อนำมาสร้างเป็นโครงข่ายก่อรูปลำคลื่น (beamforming network) ในทิศทาง ที่กำหนดไว้ก่อน จากนั้นลำคลื่นที่มีความแรงของสัญญาณสูงที่สุดจะถูกเลือกโดยตัวเลือกลำคลื่น (beam selector) ที่ไม่ต้องมีความเร็วสูงมากนัก เนื่องจากการใช้ต้นทุนการผลิตที่ต่ำ และไม่ซับซ้อน ระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่นจึงได้รับความนิยมเป็นอย่างมากในปัจจุบันเทียบกับ สายอากาศแบบปรับตัว

จากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมที่ผ่านมาได้มีการนำเสนองานวิจัยของ Babich, F., Comisso, M., and Mania, L. (2007); Chang, S.F., Chu, C.Y., Lin, K.H., and Li, W.R. (2004); Winters, J.H. (2006) ได้นำสายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่น และสายอากาศแบบมีทิศทาง (directional antenna) มาใช้แก้ปัญหาการเกิดสัญญาณแทรกสอดจากอุปกรณ์จัดเส้นทางที่อยู่ใกล้เคียงกัน ซึ่งพบว่าทั้งสองระบบสามารถเพิ่มอัตราขยายในการชี้ทิศทางในทิศของสัญญาณที่ต้องการได้ อีกทั้งยังเป็นระบบที่ประหยัดพลังงานอีกด้วย แต่อย่างไรก็ตามสัญญาณแทรกสอดก็ยังคงเกิดขึ้น ในระบบ เนื่องจากระบบยังมีระดับพู่ข้างที่สูง ปัญหาดังกล่าวสามารถแก้ไขได้โดยการเพิ่มจำนวน ของสายอากาศให้มากขึ้นเพื่อทำให้พู่ข้างมีขนาดเล็กลง แต่เมื่อระบบมีสายอากาศมากขึ้นก็จะส่งผล ให้ระบบมีขนาดใหญ่และมีค่าใช้จ่ายสูงขึ้นตามไปด้วย ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงสนใจวิธีการ กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ (null locating method) เพื่อที่จะนำมาใช้ร่วมกับสายอากาศแบบสวิตซ์ ลำคลื่น ในปัจจุบันได้มีงานวิจัยหลายฉบับที่ศึกษาเกี่ยวกับวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ ตัวอย่างเช่นงานวิจัยของ Adam, M.A.R.M., and Elkamchouchi, H.M. (2000); Haupt, R.L., Shore, R.A., and Steyskal, H. (1986); Khan, N.M., and Qamar, R.A. (2009); Panique, M., and Yikun, H.

(2007) พบว่าระบบการกำหนดจุดศูนย์ที่แสดงไว้นั้นเป็นระบบที่มีความซับซ้อน กล่าวคือจำเป็นต้องอาศัยระบบประมวลสัญญาณที่มีสมรรถนะสูงจึงไม่เหมาะสมในการนำมาใช้กับเครือข่ายเมฆไร้สาย ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงนำเสนอรูปแบบและวิธีการที่ง่ายในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์สำหรับสายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่นที่ใช้สำหรับเครือข่ายเมฆไร้สาย สายอากาศที่ใช้มีลักษณะเป็นแถวลำดับเชิงระนาบขนาด  $2 \times 2$  ในส่วนของการก่อรูปลำคลื่น และการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์จะใช้การกักลายบนแผงวงจรมิมพ์ ซึ่งทำให้มีต้นทุนในการผลิตที่ต่ำ และยังมี ความซับซ้อนน้อย ซึ่งทำให้เราสามารถก่อรูปลำคลื่นไปยังอุปกรณ์จัดเส้นทางที่สนใจได้ 4 ทิศทางที่ต้องการได้ในเวลาเดียวกันและยิ่งไปกว่านั้น ในแต่ละทิศทางของการก่อรูปลำคลื่นไปยังอุปกรณ์จัดเส้นทางที่สนใจ เรายังสามารถหันจุดศูนย์ไปยังอุปกรณ์จัดเส้นทางได้อีก 3 ทิศทางที่ถือว่าเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนได้ในเวลาเดียวกันอีกด้วย

## 1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

เพื่อออกแบบ และสร้างสายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่นที่มีความสามารถในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ด้วยวิธีการที่ง่ายและต้นทุนต่ำ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการใช้งานระบบเครือข่ายเมฆไร้สาย

## 1.3 สมมติฐานของการวิจัย

1.3.1 สายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่นสามารถใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์เพื่อนำไปใช้งานในระบบเครือข่ายเมฆไร้สายได้

1.3.2 สามารถสร้างระบบที่ง่ายและมีต้นทุนต่ำเพื่อใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ได้

## 1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.4.1 ใช้โปรแกรมแมทแลบ (Matlab) ในการจำลองผลด้วยวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์

1.4.2 ใช้โปรแกรม CST Microwave Studio ในการจำลองแบบลายบนแผงวงจรมิมพ์และทำการสร้างเพื่อใช้ในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์

1.4.3 ออกแบบและสร้างระบบสายอากาศสวิตช์ลำคลื่นเพื่อนำไปทดสอบ

## 1.5 ขอบเขตการวิจัย

1.5.1 จำลองผลด้วยวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์โดยใช้โปรแกรมเมทแลบ

1.5.2 นำผลที่ได้จากโปรแกรมเมทแลบมาจำลองแบบลายวงจรมิพด้วยโปรแกรม

CST Microwave Studio

1.5.3 สร้างลายบนแผงวงจรมิพเพื่อใช้ในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์

1.5.4 ออกแบบและสร้างสายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่นเพื่อนำไปทดสอบจริง

1.5.5 วิเคราะห์ผลโดยเปรียบเทียบผลของระบบต้นแบบกับระบบที่ใช้สายอากาศแบบ

รอบทิศทาง

## 1.6 วิธีดำเนินการวิจัย

1.6.1 แนวทางการดำเนินงาน

- 1) สำรวจปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์
- 2) ศึกษาทฤษฎีเกี่ยวกับระบบสายอากาศแก่ง
- 3) ศึกษาและเสนอแนวคิดสำหรับวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์
- 4) ใช้โปรแกรมเมทแลบในจำลองผลด้วยวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์
- 5) ออกแบบและสร้างลายบนแผงวงจรมิพเพื่อไปใช้ในการกำหนดทิศทางของ

จุดศูนย์

- 6) ออกแบบและสร้างระบบสายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นเพื่อนำไปใช้ทดสอบจริง
- 7) วิเคราะห์ผลโดยเปรียบเทียบผลของระบบต้นแบบกับระบบที่ใช้สายอากาศแบบ

รอบทิศทาง

1.6.2 ระเบียบวิธีวิจัย เป็นงานวิจัยประยุกต์ ซึ่งดำเนินการตามกรอบงานดังต่อไปนี้

1) การศึกษาและเก็บรวบรวมข้อมูลโดยการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์

2) ใช้โปรแกรมเมทแลบ ในการจำลองผลด้วยวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ และใช้โปรแกรม CST Microwave Studio ในการจำลองแบบลายบนแผงวงจรมิพเพื่อใช้ในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์

3) สร้างลายบนแผงวงจรมิพและสายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่นเพื่อนำไปใช้ในการทดสอบจริง

4) วิเคราะห์ผลโดยเปรียบเทียบกับผลของระบบต้นแบบกับระบบที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทาง

### 1.6.3 สถานที่ทำการวิจัย

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

### 1.6.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย

- 1) โปรแกรมแมทแล็บ
- 2) โปรแกรม CST Microwave Studio
- 3) เครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย (network analyzer)

### 1.6.5 การเก็บรวบรวมข้อมูล

- 1) เก็บผลจากการจำลองผลด้วยวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ โดยใช้โปรแกรมแมทแล็บ
- 2) เก็บผลการทดสอบลายวงจรพิมพ์ที่ใช้สำหรับกำหนดทิศทางของจุดศูนย์
- 3) เก็บผลการทดสอบที่ได้จากการทดสอบระบบต้นแบบและระบบที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทาง

### 1.6.6 การวิเคราะห์ข้อมูล

ผลที่ได้จากการทดสอบการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทางปฏิบัติจะถูกนำไปวิเคราะห์และสรุปผลการวิจัยในรูปแบบของกราฟ

## 1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.7.1 ได้สายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่นอย่างง่ายและมีต้นทุนต่ำ ที่สามารถใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ได้

1.7.2 สามารถนำสายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่นไปใช้เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานได้กับเครื่องข่ายไร้สาย เมื่อเทียบกับการใช้สายอากาศรอบทิศทาง

## 1.8 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วย 5 บท

**บทที่ 1** เป็นบทนำ กล่าวถึงความจำเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของงานวิจัย สมมติฐานของการวิจัย ข้อตกลงเบื้องต้น ขอบเขตการวิจัย วิธีดำเนินการวิจัยและประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

**บทที่ 2** กล่าวถึงเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย เครือข่ายเมฆไร้สาย สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้น สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงระนาบ ระบบสายอากาศกึ่งซึ่งประกอบด้วยสายอากาศกึ่งแบบสวิตซ์ลำคลื่นและสายอากาศกึ่งแบบปรับลำคลื่นเทคนิคการหั่นลำคลื่นและวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์

**บทที่ 3** กล่าวถึงการออกแบบสายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่นอย่างง่ายที่มีความสามารถในการกำหนดจุดศูนย์สำหรับเครือข่ายเมฆไร้สายซึ่งประกอบไปด้วย สายอากาศ โคร่งขั้วก่อรูปลำคลื่น การจำลองผลจากโปรแกรมเมทแลบและการจำลองลายวงจรพิมพ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์จากโปรแกรม CST Microwave Studio

**บทที่ 4** กล่าวถึงการทดสอบอุปกรณ์ที่ใช้ในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ การทดสอบระบบสายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นอย่างง่ายที่มีความสามารถในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ด้วยการวัดทดสอบค่าความแรงของสัญญาณในสถานที่ที่ถูกจำลองขึ้น การดาวน์โหลดข้อมูลขนาด 2 Mbps และ 6 Mbps สุดท้ายคือการวัดทดสอบค่าวิสัยสมารถของการส่งข้อมูล (throughput)

**บทที่ 5** กล่าวถึงการสรุปผลของการวิจัย ปัญหาและข้อเสนอแนะแนวทางแก้ไขปัญหา และแนวทางการพัฒนาต่อในอนาคต

## บทที่ 2

### ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 กล่าวนำ

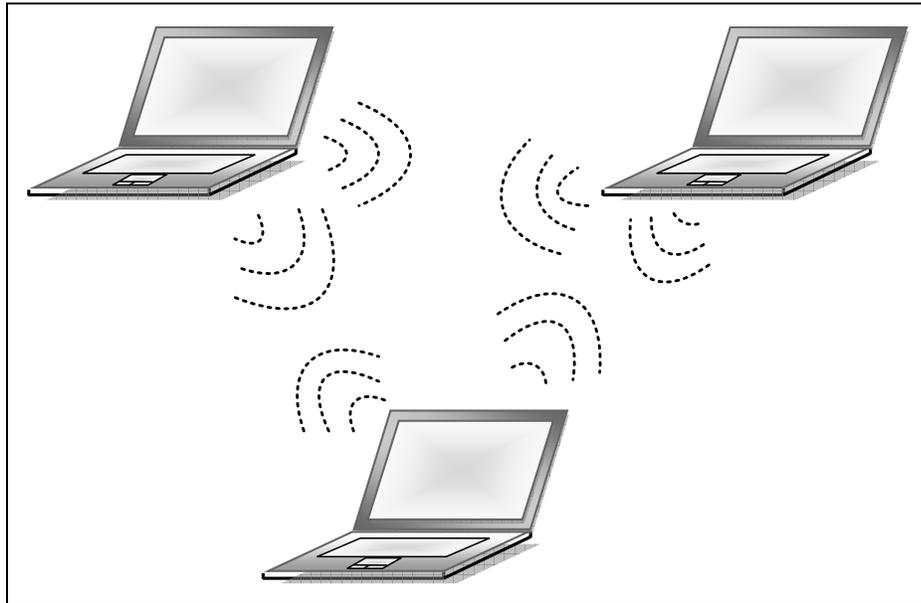
ในการออกแบบสายอากาศสวิตช์แบบลาค์ลินอย่างง่ายที่มีความสามารถในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์สำหรับใช้กับเครือข่ายเมชไร้สายนั้นประกอบไปด้วย 3 ส่วนหลักคือ สายอากาศ แถวลำดับ โครงข่ายท่อรูปลาค์ลิน และอุปกรณ์ที่ใช้ในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ ซึ่งทั้งหมดนี้ จำเป็นต้องมีการศึกษาในส่วนของทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง ดังนั้นบทนี้เป็นกล่าวถึงทฤษฎีของระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย ระบบเครือข่ายเมชไร้สายซึ่งเป็นระบบที่ได้ถูกพัฒนาขึ้นจากระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย ทฤษฎีของสายอากาศแถวลำดับทั้งแบบเชิงเส้นและแบบเชิงระนาบ ซึ่งในส่วนของระบบสายอากาศแก่ประกอบด้วยระบบสายอากาศแก่แบบสวิตช์ลาค์ลินและระบบสายอากาศแก่แบบปรับลาค์ลิน รวมไปถึงเทคนิคการปรับลาค์ลิน วิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ซึ่งเป็นส่วนประกอบที่สำคัญที่สุดของงานวิจัยฉบับนี้และสุดท้ายเป็นการสรุปเนื้อหาทั้งหมดของบทนี้

#### 2.2 ทฤษฎีระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย

ระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (Wireless Local Area Networks: WLANs) เป็นระบบที่ใช้ในการติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์ 2 เครื่อง หรือกลุ่มของเครื่องคอมพิวเตอร์ รวมถึงการติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์กับเครือข่ายไร้สายเข้าด้วยกัน โดยใช้คลื่นความถี่วิทยุ ในช่วงความถี่ 2.4 - 2.4897 GHz เป็นตัวกลางในการสื่อสารกันระหว่างอุปกรณ์ไร้สายแทนการใช้สายเคเบิล ทำให้เกิดความสะดวกแก่ผู้ใช้งานเพราะไม่ต้องมีการเดินสายส่งสัญญาณ และยังสามารถลดค่าใช้จ่ายเรื่องสายได้อีกด้วย ตามที่ได้แสดงในงานวิจัยของ Crow, B.P., Kim, L.G., Sakai, P.T., and Widjaja, I. (1997)

##### 2.2.1 รูปแบบการเชื่อมต่อเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย

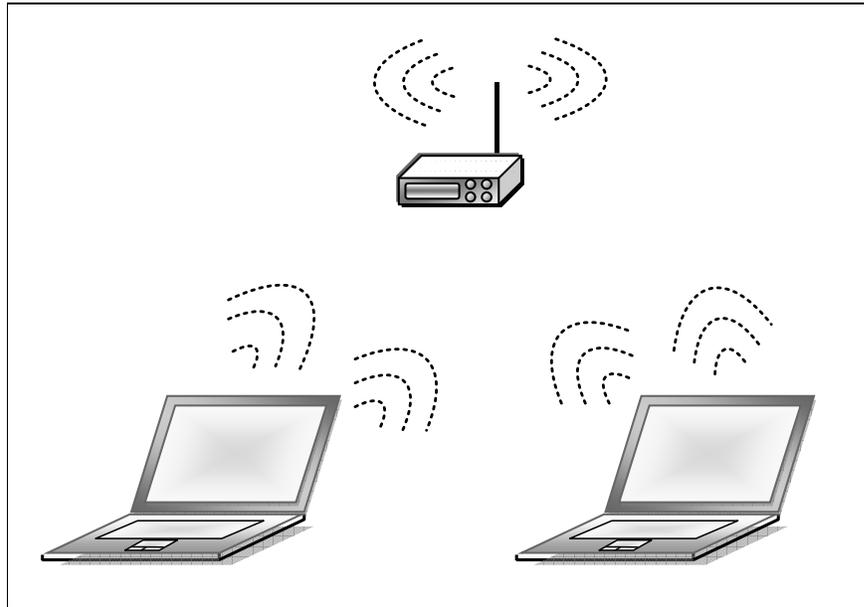
การเชื่อมต่อแบบกลุ่มส่วนตัว (peer-to-peer หรือ ad hoc mode) เป็นการสื่อสารกันระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์หรืออุปกรณ์ไร้สายตั้งแต่ 2 เครื่องเป็นต้นไป ซึ่งทำการเชื่อมต่อกันโดยตรงไม่ต้องผ่านจุดเข้าถึงสัญญาณ (access point) เครื่องคอมพิวเตอร์จะสื่อสารกันโดยการแชร์ไฟล์ และติดต่อสื่อสารกันได้ภายในวงแลน แต่การเชื่อมต่อแบบนี้เครือข่ายไร้สายจะไม่สามารถติดต่อสื่อสารกับเครือข่ายมีสายได้ นอกจากจะติดตั้งจุดเข้าถึงสัญญาณเพื่อให้จุดเข้าถึงสัญญาณ



รูปที่ 2.1 การเชื่อมต่อแบบกลุ่มส่วนตัว

ทำการเชื่อมต่อและส่งข้อมูลไปยังเครือข่ายมีสายแทน รูปที่ 2.1 แสดงรูปแบบการเชื่อมต่อแบบกลุ่มส่วนตัว ซึ่งประกอบด้วยเครื่องคอมพิวเตอร์ลูกข่ายที่ทำการติดต่อสื่อสารกัน โดยไม่ผ่านจุดเข้าถึงสัญญาณ ข้อดีคือ ติดตั้งง่าย สะดวก และประหยัด แต่การเชื่อมต่อแบบกลุ่มส่วนตัวก็ยังมีข้อเสียในเรื่องของความปลอดภัยของข้อมูล เนื่องจากไม่มีการป้องกันในรูปแบบของบัญชีผู้ใช้ และรหัสผ่าน

การเชื่อมต่อแบบกลุ่ม โครงสร้าง (infrastructure) เป็นการเชื่อมต่อสื่อสารกันระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์ โดยอาศัยจุดเข้าถึงสัญญาณเป็นตัวกลางที่ทำหน้าที่ส่งสัญญาณของข้อมูลจากเครื่องคอมพิวเตอร์เครือข่ายไร้สายไปยังเครื่องคอมพิวเตอร์เครือข่ายมีสาย ถ้ามีการเข้าใช้เครือข่ายไร้สายโดยมีลูกข่ายจำนวนมากก็จะส่งผลทำให้ความเร็วในการสื่อสารไร้สายช้าลง ซึ่งในปัจจุบันการเชื่อมต่อแบบกลุ่มโครงสร้างได้รับความนิยมสูง และมีการพัฒนาเครือข่ายอย่างต่อเนื่องทั้งด้านความเร็วและความปลอดภัย รูปที่ 2.2 แสดงการเชื่อมต่อแบบกลุ่มโครงสร้าง โดยการติดต่อสื่อสารของเครื่องคอมพิวเตอร์ลูกข่ายจะต้องผ่านจุดเข้าถึงสัญญาณเป็นตัวกลางในการติดต่อสื่อสารระหว่างกัน ข้อดีคือ มีความปลอดภัยในการสื่อสารข้อมูล เนื่องจากมีระบบป้องกันในรูปแบบบัญชีผู้ใช้และการเข้ารหัส



รูปที่ 2.2 การเชื่อมต่อแบบกลุ่มโครงสร้าง

### 2.2.2 เทคโนโลยีที่ใช้ในการส่งสัญญาณไร้สาย

เทคโนโลยีที่ใช้ในการส่งสัญญาณไร้สาย แบ่งเป็น 2 ประเภท คือ

#### 1) แบบที่ใช้คลื่นความถี่วิทยุ แบ่งเป็น

Narrow Band Technology: เป็นการรับ-ส่งที่ความถี่ 902 MHz - 928 MHz 2.14 MHz - 2.484 MHz และ 5.725 MHz - 5.850 MHz ใช้ในการรับ-ส่งข้อมูล ระหว่างต้นทางกับปลายทางเพียงหนึ่งคู่เท่านั้น

Spread Spectrum Technology: เป็นเทคโนโลยีที่นิยมใช้มาก ซึ่งใช้ความถี่ที่กว้างกว่า narrow band technology โดย spread spectrum คือ ช่วงความถี่ระหว่าง 902 MHz - 928 MHz และ 2.4 GHz - 2.484 GHz โดยการส่งประเภทนี้จะแบ่งได้เป็นแบบ Direct Sequence และ Frequency-Hopping

Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM): เป็นเทคโนโลยีที่ถูกนำมาใช้เพื่อเพิ่มความเร็วในการรับส่งข้อมูลตามมาตรฐาน IEEE802.11a และ IEEE802.11g

#### 2) แบบที่ใช้สัญญาณอินฟราเรดในการติดต่อ รับ-ส่งข้อมูล

ลำแสงอินฟราเรด (Infrared: IR) เป็นส่วนหนึ่งของสเปกตรัมของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า โดยเราไม่สามารถมองเห็นได้เนื่องจากอยู่ในย่านความถี่ของแสงที่ต่ำกว่าแสงสีแดง

ที่เรามองเห็นได้ถูกนำมาใช้เพื่อการสื่อสารระยะใกล้ จุดเด่นคือ เคลื่อนเดินทางเป็นแนวตรง ราคาถูก และง่ายต่อการใช้งาน แต่มีข้อจำกัดคือ ไม่สามารถทะลุผ่านวัตถุหรือสิ่งกีดขวางได้

### 2.2.3 มาตรฐานที่ใช้ในเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย

มาตรฐานที่ใช้ในเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายนั้น ได้ถูกกำหนดขึ้นโดยองค์กรมาตรฐานอุตสาหกรรมอิเล็กทรอนิกส์ หรือที่เรียกว่า (Institute of Electrical and Electronic Engineer: IEEE) ซึ่งได้กำหนดมาตรฐาน IEEE802.11a 802.11b 802.11g และ 802.11n ขึ้นตามลำดับ ซึ่งแต่ละมาตรฐานมีความเร็วและคลื่นความถี่ของสัญญาณที่แตกต่างกันในการสื่อสารข้อมูลดังนี้

มาตรฐาน IEEE802.11a เป็นมาตรฐานของระบบเครือข่ายที่มีประสิทธิภาพสูง โดยจะทำงานในย่านความถี่ 5 GHz มีความเร็วในการรับส่งข้อมูลที่ 54 Mbps ที่ความเร็วนี้สามารถรับส่งข้อมูลได้ที่มีความละเอียดสูงได้เป็นอย่างดี อัตราความเร็วในการรับส่งข้อมูลสามารถปรับระดับให้ช้าลงได้ เนื่องจากคลื่นความถี่ 5 GHz นี้ยังไม่ได้ได้รับความนิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย ดังนั้นจึงทำให้ปัญหาของสัญญาณแทรกสอดนั้นมีน้อย ซึ่งจะไม่เหมือนกับคลื่นความถี่ที่ 2.4 GHz ที่มีการใช้กันอย่างแพร่หลาย จึงถูกรบกวนจากอุปกรณ์ไร้สายประเภทอื่นที่มีการใช้คลื่นความถี่เดียวกัน ในมาตรฐาน IEEE802.11a นั้นมีระยะทางในการเชื่อมต่อประมาณ 90 เมตร จากจุดเข้าถึงสัญญาณ เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับมาตรฐาน IEEE802.11b แล้ว ระยะทางจะได้น้อยกว่า IEEE802.11b และคลื่นความถี่ที่ต่ำกว่า ซึ่งทั้ง 2 มาตรฐานนี้ไม่สามารถทำงานร่วมกันได้ และในปัจจุบันนี้ประเทศไทยยังไม่อนุญาตให้ใช้คลื่นความถี่ที่ 5 GHz จึงไม่มีอุปกรณ์ที่ใช้งานกับมาตรฐาน IEEE802.11a จำหน่ายในประเทศไทย แต่ความเร็วที่ 54 Mbps สามารถใช้งานกับมาตรฐาน IEEE802.11b ซึ่งจะกล่าวถัดไปนี้

มาตรฐาน IEEE802.11b เป็นมาตรฐานที่ได้รับความนิยมอย่างมากในประเทศไทย โดยจะทำงานที่ย่านความถี่ 2.4 GHz มีความเร็วในการรับส่งข้อมูลที่ 11 Mbps ซึ่งปัจจุบันอุปกรณ์ที่ใช้งานภายใต้มาตรฐานนี้ถูกผลิตออกมาเป็นจำนวนมาก และที่สำคัญอุปกรณ์เหล่านี้จะต้องสามารถทำงานร่วมกันได้ โดยอุปกรณ์ที่ผลิตขึ้นจะต้องผ่านการตรวจสอบจากสถาบัน Wi-Fi Alliance เพื่อตรวจสอบมาตรฐานของอุปกรณ์และความเข้ากันได้ของแต่ละผู้ผลิต อุปกรณ์ที่ผ่านการตรวจสอบจากสถาบัน Wi-Fi Alliance แล้วจะมีเครื่องหมาย ดังที่แสดงในรูปที่ 2.3 ติดที่อุปกรณ์ เพื่อบอกถึงความสามารถของอุปกรณ์ไร้สาย เช่น คลื่นความถี่ ความเร็วและความปลอดภัย ในปัจจุบันนี้นิยมนำอุปกรณ์ไร้สายที่มาตรฐาน 802.11b ได้นำไปใช้ในธุรกิจ สถาบันการศึกษา สถานที่สาธารณะ และกำลังแพร่หลายเข้าสู่ที่พักอาศัยมากขึ้น

มาตรฐาน IEEE802.11g เป็นมาตรฐานใหม่ที่กำหนดขึ้นเพื่อใช้งานในย่านความถี่ 2.4 GHz มีความเร็วในการรับส่งข้อมูล 36 - 54 Mbps ซึ่งเป็นความเร็วที่สูงกว่ามาตรฐาน IEEE802.11b โดยมาตรฐาน IEEE802.11g นั้น สามารถปรับระดับความเร็วในการสื่อสารลงได้

ตามสภาพแวดล้อมของการทำงานของเครือข่าย ซึ่งมาตรฐานนี้เป็นที่ยอมรับจากผู้ใช้เป็นจำนวนมาก และกำลังจะเข้ามาแทนที่มาตรฐาน IEEE802.11b ในอนาคตอันใกล้

มาตรฐาน IEEE802.11n เป็นมาตรฐานใหม่ที่ใช้เทคโนโลยีที่เรียกว่าไมโม (Multiple Input Multiple Output: MIMO) โดยเทคโนโลยีนี้จะใช้สายอากาศเก่ง (smart antennas) เพื่อทำการรับส่งข้อมูลเร็วยิ่งขึ้น และยังทำให้ระบบเกิดความเสถียรมากขึ้น นอกจากนี้ยังสามารถเพิ่มระยะทางในการใช้งานระบบได้มากขึ้น ด้วยเหตุนี้มาตรฐาน IEEE802.11n จึงถูกมองว่า จะนำเข้ามาทดแทนมาตรฐาน IEEE802.11g เนื่องจากมีความเร็วในการรับส่งข้อมูลมากกว่า มาตรฐาน IEEE802.11g ถึง 5 เท่า โดยมีความเร็วสูงสุดที่ 300 Mbps ซึ่งเร็วกว่าระบบเครือข่ายเดิม และมีระยะทางในการรับส่งข้อมูลครอบคลุมขึ้นอีก 2-3 เท่า แต่ในปัจจุบันมาตรฐาน IEEE802.11n ยังไม่ได้ประกาศออกมาเป็นมาตรฐานที่สามารถใช้งานได้ เพราะยังอยู่ในขั้นตอนของการร่างเท่านั้น

#### ข้อดีของเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย

- 1) ความสะดวกในการใช้งาน คือ ผู้ใช้งานสามารถเชื่อมต่อเครือข่ายไร้สายที่ใดก็ได้ โดยที่ดังกล่าวอาจจะเป็นที่ที่ไม่สามารถติดตั้งเครือข่ายไร้สาย
- 2) ความสะดวกในการติดตั้ง เนื่องจากเครือข่ายไร้สายไม่ต้องติดตั้งสายสัญญาณ จึงทำให้เวลาในการติดตั้งเร็วขึ้นและไม่ต้องจัดการสายสัญญาณ
- 3) ความยืดหยุ่น คือ เทคโนโลยีไร้สายทำให้ระบบเครือข่ายไร้สายไปถึงยังที่ที่ไม่ได้ติดตั้งระบบเครือข่ายไร้สายได้



รูปที่ 2.3 เครื่องหมาย Wi-Fi

4) ประหยัดค่าใช้จ่าย ถึงแม้ว่าค่าใช้จ่ายของอุปกรณ์ที่ใช้ในระบบเครือข่ายไร้สายจะมีราคาที่สูง แต่ในบางกรณีค่าติดตั้งสายสัญญาณอาจจะมีราคาสูงกว่าก็ได้

#### ข้อเสียของเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย

1) อัตราข้อผิดพลาดของข้อมูล เนื่องจากเครือข่ายไร้สายใช้คลื่นวิทยุในการสื่อสารจึงอาจทำให้เกิดการรบกวนจากคลื่นอื่น ๆ เกิดการลดทอนก่อนข้างสูง หรืออาจเกิดจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า เป็นต้น

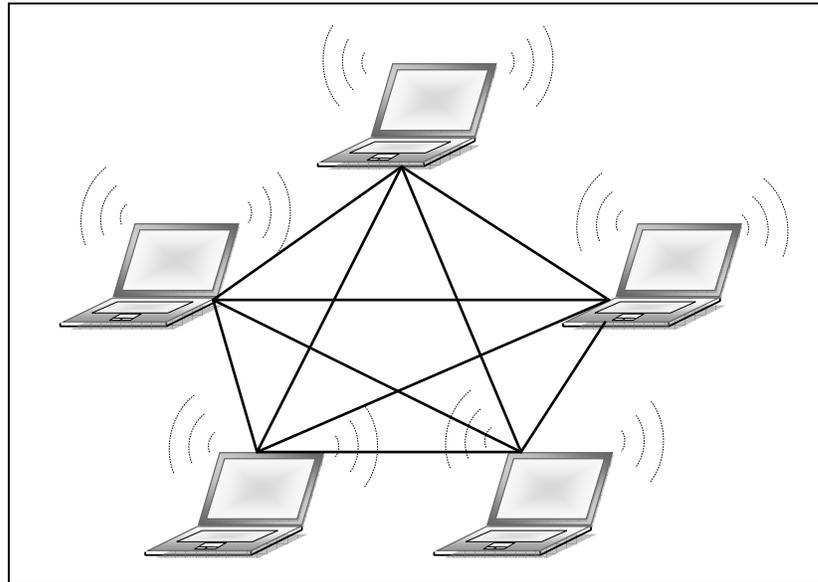
2) ความปลอดภัยของข้อมูลซึ่งเราไม่สามารถกำหนดทิศทางของข้อมูลและขอบเขตของคลื่นวิทยุได้ ซึ่งข้อมูลที่ส่งอาจเกิดความผิดพลาด

3) การรบกวน ในเครือข่ายที่ใช้สายเฉพาะเครื่องที่ต่อกับระบบเท่านั้นจึงจะสามารถส่งข้อมูลระหว่างกันได้ แต่สำหรับเครือข่ายไร้สายแล้วเครื่องที่อยู่ต่างเครือข่ายกันสามารถส่งคลื่นสัญญาณถึงกันได้ ซึ่งบางทีอาจจะเป็นการรบกวนการส่งข้อมูลของเครือข่ายอื่นก็ได้ นอกจากนี้ยังมีคลื่นจากแหล่งอื่นที่รบกวนการส่งข้อมูลได้ เช่น โทรศัพท์ไร้สาย เตาไมโครเวฟ และวิทยุสื่อสาร เป็นต้น

## 2.3 ทฤษฎีระบบเครือข่ายเมชไร้สาย

ระบบเครือข่ายเมชไร้สาย (Wireless Mesh Networks: WMNs) คือเทคโนโลยีเครือข่ายไร้สายที่ทำให้จุดเข้าถึงสัญญาณสามารถสื่อสารกันได้ เพื่อส่งผ่านข้อมูลกันได้โดยตรงแบบไร้สาย ไม่ต้องผ่านสายเคเบิล (cable) ซึ่งใช้คลื่นวิทยุ (radio wave) ในการเชื่อมต่อกันระหว่างอุปกรณ์ไร้สายแทน โดยมีการเชื่อมต่ออุปกรณ์ไร้สายแบบเมช (mesh topology) รูปที่ 2.4 แสดงการเชื่อมต่อกันระหว่างอุปกรณ์ไร้สายโดยที่อุปกรณ์ไร้สายทุกเครื่องมีการเชื่อมต่อถึงกันหมดซึ่งวิธีการนี้ จะสามารถสำรองเส้นทางข้อมูลได้เป็นอย่างดี ระบบเครือข่ายเมชไร้สายประกอบด้วย 2 ส่วน คือ เครือข่ายเมชของอุปกรณ์จัดเส้นทาง (mesh routers) และเครือข่ายเมชของผู้ใช้สัญญาณ (mesh clients)

ในเครือข่ายเมชไร้สายนั้น จะมีการเพิ่มฟังก์ชันในการหาเส้นทางให้กับเครือข่ายเมชของอุปกรณ์จัดเส้นทาง จึงทำให้การสื่อสารไร้สายของอุปกรณ์จัดเส้นทางได้ครอบคลุมพื้นที่ที่ต้องการด้วยกำลังส่งสัญญาณที่ต่ำ โดยอุปกรณ์ที่ใช้ในเครือข่ายเมชของอุปกรณ์จัดเส้นทางนี้มักจะถูกสร้างขึ้นมาให้มีรูปแบบคล้ายกัน เช่น อุปกรณ์จัดเส้นทาง (router) หรือ จุดเข้าถึงสัญญาณ เป็นต้น ในส่วนของเครือข่ายเมชของผู้ใช้งานนั้นจะมีการติดต่อกับเครือข่ายเพียงทีละหนึ่งช่องทางเท่านั้น จึงทำให้อุปกรณ์และซอฟต์แวร์ของเครือข่ายเมชของผู้ใช้งานนั้นง่าย และอุปกรณ์ที่ใช้ในเครือข่ายเมชของอุปกรณ์ของผู้ใช้งานนั้นก็มีความหลากหลายกว่าอุปกรณ์ของเครือข่ายเมชของ



รูปที่ 2.4 การเชื่อมต่ออุปกรณ์ไร้สายแบบเมช

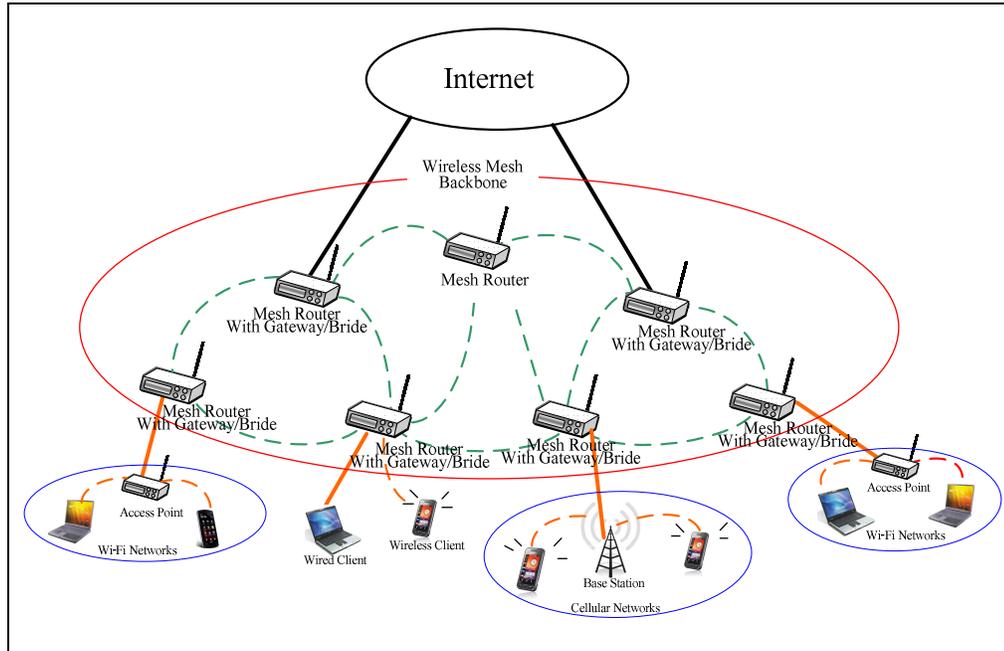
อุปกรณ์จัดเส้นทาง เช่น คอมพิวเตอร์ คอมพิวเตอร์พกพาขนาดเล็ก (Personal Digital Assistant: PDA) RFID reader โทรศัพท์ไร้สาย เป็นต้น

### 2.3.1 โครงสร้างของเครือข่ายเมชไร้สาย

จากการที่ได้ศึกษางานวิจัยของ Akyildiz, I.F., and Xudong, W. (2005) ได้มีการนำเสนอโครงสร้างของเครือข่ายเมชไร้สาย โดยแบ่งได้ 3 ประเภทหลัก ๆ ดังนี้

#### 2.3.1.1 โครงสร้างแบบโครงสร้างพื้นฐานหรือเครือข่ายหลักของเครือข่ายเมชไร้สาย (Infrastructure/Backbone WMNs)

โดยมีรูปแบบโครงสร้างดังรูปที่ 2.5 เมื่อเส้นทึบและเส้นประแสดงการเชื่อมต่อแบบใช้สายและการเชื่อมต่อแบบไร้สายตามลำดับ โครงสร้างแบบนี้จะประกอบไปด้วยโครงสร้างของเครือข่ายเมชของอุปกรณ์จัดเส้นทางเพื่อไว้ให้สำหรับลูกข่ายเชื่อมต่อเข้ากับเครือข่ายและใช้บริการอินเทอร์เน็ตได้ ส่วนใหญ่จะภายใต้มาตรฐาน IEEE802.11 ซึ่งอุปกรณ์จัดเส้นทางที่อยู่ในเครือข่ายเมชนี้จะสามารถทำการเชื่อมต่อและรักษาเสถียรภาพของระบบได้ด้วยตัวมันเองและเครือข่ายของอุปกรณ์จัดเส้นทางนั้นสามารถเชื่อมต่ออินเทอร์เน็ตด้วยวิธีที่เรียกว่า Infrastructure meshing คือจะมีเครือข่ายหลักให้ลูกข่ายแบบเก่าและเครือข่ายเมชไร้สายสามารถใช้งานรวมกันได้กับเครือข่ายไร้สายที่มีอยู่โดยผ่านฟังก์ชันการทำงานของเกตเวย์หรือบริดจ์ (Gateway/Bridge) ในเครือข่ายเมชของอุปกรณ์จัดเส้นทางเอง ซึ่งลูกข่ายแบบเก่านั้นจะสามารถเชื่อมต่อสื่อสาร

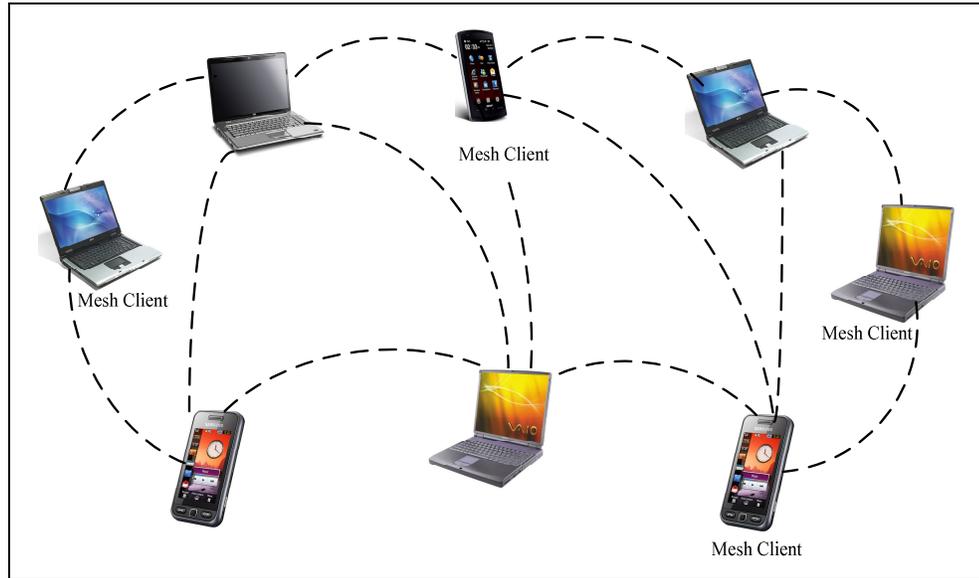


รูปที่ 2.5 โครงสร้างพื้นฐานหรือเครือข่ายหลักของเครือข่ายเมฆไร้สาย

กับเครือข่ายเมฆของอุปกรณ์จัดเส้นทางด้วยระบบอีเทอร์เน็ต (Ethernet) เช่นเมื่อเรามีการติดตั้งเครือข่ายเมฆของอุปกรณ์จัดเส้นทางนั้นไว้บนหลังคาของบ้านในละแวกใกล้เคียงกัน ซึ่งจะใช้เป็นจุดเชื่อมต่อสำหรับผู้ใช้งานภายในบ้านและผู้ที่ใช้ตามถนน ซึ่งการติดต่อสื่อสารกันระหว่างเมฆนั้นจะใช้เทคนิคการสื่อสารระยะไกลรวมกับสายอากาศแบบมีทิศทาง

### 2.3.1.2 โครงสร้างของเครือข่ายผู้ใช้งานเครือข่ายเมฆไร้สาย (Client WMNs)

เครือข่ายเมฆของผู้ใช้งานนั้นจะใช้การเชื่อมต่อกันแบบกลุ่มส่วนตัวในการเชื่อมต่อกันระหว่างอุปกรณ์ของผู้ใช้งาน ในโครงสร้างชนิดนี้โหนดของผู้ใช้งานจะทำหน้าที่จัดเส้นทางและจัดการระบบที่ดีที่สุดให้กับกลุ่มผู้ใช้งาน ดังนั้นเครือข่ายเมฆของอุปกรณ์จัดเส้นทางนั้นจึงไม่มีความจำเป็นสำหรับเครือข่ายแบบนี้ รูปที่ 2.6 แสดงลักษณะพื้นฐานของเครือข่ายเมฆของผู้ใช้งาน ซึ่งข้อมูลหรือข่าวสารที่จะส่งไปยังโหนดปลายทางนั้นก็จะมีการส่งผ่านจากโหนดหนึ่งไปยังอีกโหนดหนึ่งซึ่งจะทำการส่งกันไปเรื่อย ๆ จนถึงปลายทางที่เราต้องการ โดยปรกติแล้วเครือข่ายเมฆของผู้ใช้งานนั้นจะใช้เพียงคลื่นวิทยุในการเชื่อมต่อกันระหว่างอุปกรณ์เท่านั้น นอกจากนี้ ความต้องการของผู้ใช้งานระบบมีเพิ่มมากขึ้นเมื่อเทียบกับโครงสร้างพื้นฐานของเครือข่ายเมฆไร้สาย ดังนั้นในเครือข่ายเมฆของผู้ใช้งานนั้นจะต้องมีการเพิ่มฟังก์ชันการจัดเส้นทางและต้องสามารถจัดการระบบได้ด้วยตัวของอุปกรณ์ของผู้ใช้งานเอง



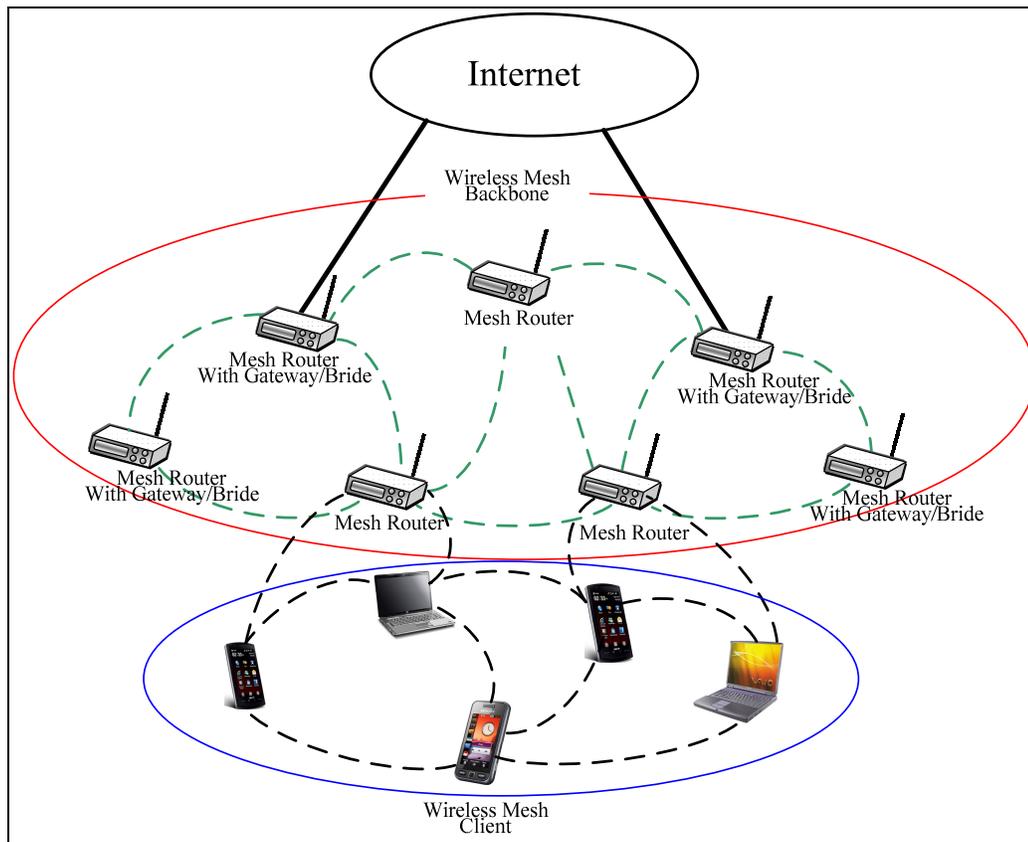
รูปที่ 2.6 ลักษณะพื้นฐานของเครือข่ายเมชของผู้ใช้งาน

### 2.3.1.3 โครงสร้างเครือข่ายเมชไร้สายแบบไฮบริด (Hybrid WMNs)

โครงสร้างแบบไฮบริดนี้จะเป็นการรวมกันของโครงสร้างพื้นฐานและโครงสร้างของเครือข่ายเมชของผู้ใช้งานแสดงได้ดังรูปที่ 2.7 โดยที่เครือข่ายเมชของผู้ใช้งานระบบนั้นสามารถติดต่อสื่อสารกับเครือข่ายได้โดยผ่านเครือข่ายเมชของอุปกรณ์จัดเส้นทางในการเชื่อมต่อกันระหว่างเครือข่ายเมชของผู้ใช้งานกับเครือข่ายเมชของอุปกรณ์จัดเส้นทางนั้นเราจะใช้สัญญาณ Wi-Fi WiMAX สัญญาณโทรศัพท์ (cellular) และเครือข่ายเซ็นเซอร์ (sensor networks) เป็นต้น ดังนั้นอุปกรณ์จัดเส้นทางเหล่านี้จะสามารถให้ประสิทธิภาพของการเชื่อมต่อเครือข่ายดีขึ้นและครอบคลุมพื้นที่การให้บริการของเครือข่ายเมชไร้สายได้

### 2.3.2 โพรโทคอลที่ใช้ควบคุมการเข้าใช้งานสื่อกลาง (MAC Protocol)

จากงานวิจัยของ Stine, J.A. (2006) ได้มีการนำเสนอโปรโตคอลที่สามารถใช้งานกับสายอากาศเก่ง เพื่อนำมาใช้ร่วมกับเครือข่ายเมชไร้สายได้อย่างเหมาะสม ซึ่งโปรโตคอลที่ถูกนำเสนอในงานวิจัยมีชื่อว่า Synchronous Collision Resolution: SCR ซึ่งโปรโตคอล SCR นี้จะมีการควบคุมการส่งข้อมูลที่จะส่งก่อนหลังตามลำดับ แล้วถึงจะทำการหันลำคลื่นหลักไปยังทิศทางของอุปกรณ์จัดเส้นทางที่ต้องการตามลำดับที่ SCR กำหนดไว้ โดยมีหลักการในการทำงานดังนี้



รูปที่ 2.7 โครงสร้างเครือข่ายเมชแบบไฮบริด

- 1) มีการแบ่งช่องสัญญาณออกเป็นสล็อต (slotted)
- 2) ในการส่งข้อมูลนั้นทุกโหนดจะพยายามส่งข้อมูลเข้าถึงทุก ๆ ช่องสล็อต
- 3) โดยที่แต่ละโหนดจะทำการส่งสัญญาณเพื่อเป็นการจองการเข้าใช้เครือข่าย
- 4) การส่งข้อมูลทั้งหมดจะเกิดขึ้นพร้อมการส่งสัญญาณเพื่อจองการเข้าใช้

เครือข่ายแล้ว

ซึ่งนั่นหมายความว่าระบบจะทำงาน โดยการจองช่องสัญญาณเพื่อทำการรอคิว ในการติดต่อสื่อสารเครือข่ายหรือทำการส่งข้อมูลนั่นเอง

งานวิจัยของ Panngam, S., Uthansakul, M., and Uthansakul, P. (2010) ได้นำเสนอ การนำเอาสายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่น ไปใช้งานร่วมกับเครือข่ายเมชไร้สาย โดยใช้โปรโตคอล ที่ชื่อว่า SCR ในการควบคุมการเข้าใช้งานเครือข่าย จากการจำลองผลพบว่าเครือข่ายที่ใช้สายอากาศ แบบสวิตช์ลำคลื่นนี้มีค่าสัญญาณที่ต้องการต่อสัญญาณรบกวน (SIR) ต่ำกว่าเครือข่ายที่ใช้

สายอากาศแบบรอบทิศทาง ในขณะที่มีความหนาแน่นของทราฟฟิกที่เท่ากัน นั้นแสดงว่า การใช้การควบคุมการเข้าใช้งานเครือข่ายแบบ SCR ร่วมกับการทำงานของระบบสายอากาศแบบสวิทช์ลำคลื่นใช้งานได้จริง

#### ข้อดีของเครือข่ายเมฆไร้สาย

1) ประหยัดในเรื่องของค่าใช้จ่ายในการติดตั้งระบบเนื่องจากไม่ต้องใช้สายในการเชื่อมต่อกันระหว่างจุดเข้าถึงสัญญาณ

2) สะดวกต่อการติดตั้งระบบเนื่องจากไม่มีการใช้สายในการเชื่อมต่อกันระหว่างจุดเข้าถึงสัญญาณ

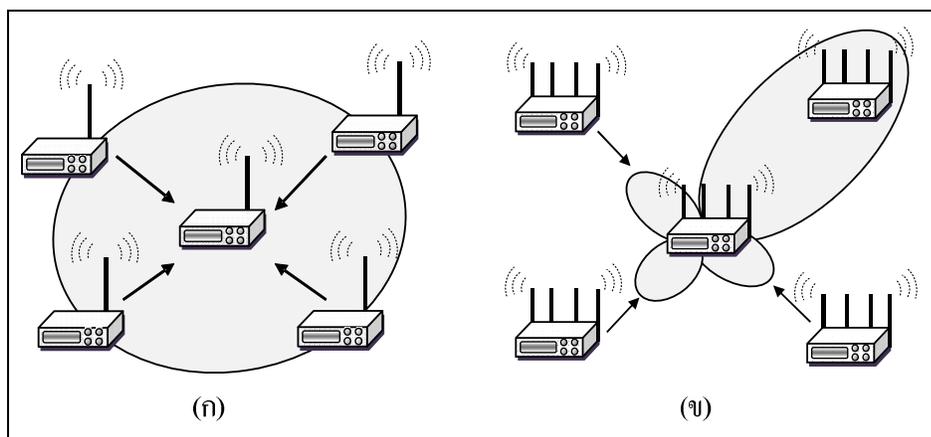
3) ทำให้พื้นที่ที่ยากต่อการติดตั้งเครือข่ายไร้สายแบบที่ต้องใช้สายในการเชื่อมต่อกันระหว่างจุดเข้าถึงสัญญาณสามารถใช้งานเครือข่ายได้ด้วยการติดตั้งเครือข่ายเมฆไร้สาย

#### ข้อเสียของเครือข่ายเมฆไร้สาย

1) เนื่องจากเครือข่ายเมฆไร้สายใช้คลื่นวิทยุในการเชื่อมต่อกันระหว่างจุดเข้าถึงสัญญาณ จึงทำให้เกิดสัญญาณแทรกสอดจากอุปกรณ์จัดเส้นทางที่อยู่ใกล้เคียงกันดังที่แสดงในงานวิจัยของ Daehyung, J., Jeongkeun, L., Sung, J.L., Taekyoung, K., Wonho, K., and Yanghee, C. (2009); Rabbi, M.F., Rahman, M.T., Salehin, G.M.A., and Uddin, M.A. (2006)

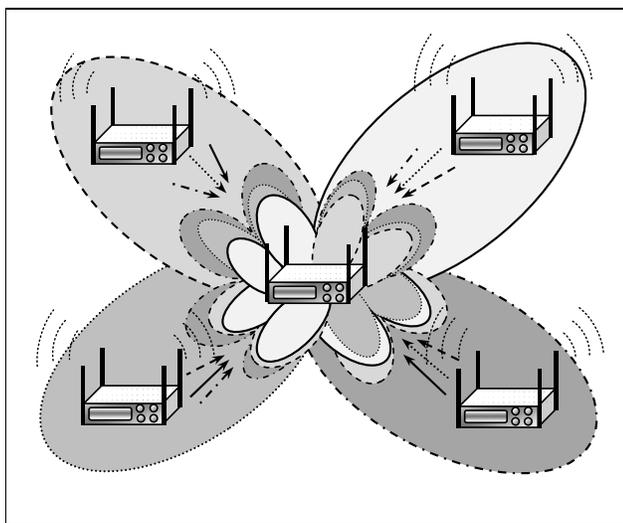
จากข้อเสียที่เกิดขึ้นในเครือข่ายเมฆไร้สายที่กล่าวมานั้น ทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มุ่งความสนใจไปที่เครือข่ายเมฆของอุปกรณ์จัดเส้นทาง เนื่องจากตำแหน่งของเครือข่ายเมฆของผู้ใช้สัญญาณนั้น ได้ติดตั้งอยู่กับที่ซึ่งเหมาะกับการนำงานในวิจัยฉบับนี้ไปใช้กับเครือข่ายเมฆไร้สาย หลักการในการก่อรูปลำคลื่น (beam forming) ของเครือข่ายเมฆไร้สายนั้น เริ่มจากการใช้สายอากาศที่มีรูปแบบการแผ่กระจายพลังงานแบบรอบทิศทาง (omni-directional) แสดงดังรูปที่ 2.8 (ก) ซึ่งจะเห็นว่า มีสัญญาณแทรกสอดจากอุปกรณ์จัดเส้นทางตัวอื่นมารบกวนกับอุปกรณ์จัดเส้นทางที่เราสนใจ จึงทำให้ประสิทธิภาพในการเข้าใช้ระบบต่ำลง ดังนั้นจึงได้มีงานวิจัยของ Babich, F., Comisso, M., and Mania, L. (2007); Chang, S.F., Chu, C.Y., Lin, K.H., and Li, W.R. (2004); Winters, J.H. (2006) ได้นำเสนอการนำเอาสายอากาศแบบสวิทช์ลำคลื่นและสายอากาศแบบมีทิศทาง มาใช้แก้ปัญหาการเกิดสัญญาณแทรกสอดจากอุปกรณ์จัดเส้นทางที่อยู่ใกล้เคียงกัน รูปที่ 2.8 (ข) แสดงระบบสายอากาศสวิทช์ลำคลื่นที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้นติดตั้งไว้ที่อุปกรณ์จัดเส้นทาง เพื่อทำให้เกิดอัตราขยายที่สูงที่สุดในทิศทางที่เราต้องการ นอกจากนี้ระบบยังสามารถประหยัดพลังงานได้อีกด้วย แต่อย่างไรก็ตามสัญญาณแทรกสอดก็ยังคงเกิดขึ้นในระบบและยังมีระดับพู่ซังที่สูงอยู่ ซึ่งปัญหานี้สามารถแก้ไขได้โดยการเพิ่มจำนวนของสายอากาศแต่ผลที่ตามมาก็คือ ระบบจะมีค่าใช้จ่ายที่สูงทำให้เกิดความสิ้นเปลือง ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเสนอระบบสายอากาศแบบสวิทช์ลำคลื่นอย่างง่ายที่มี

ความสามารถในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์กลางและยังเป็นระบบที่ใช้สายอากาศจำนวนน้อยทำให้ระบบมีขนาดเล็กและมีต้นทุนต่ำ รูปที่ 2.9 แสดงโครงสร้างของระบบในงานวิจัยฉบับนี้ โดยระบบนี้สามารถก่อรูปลำคลื่นหลักไปยังอุปกรณ์จัดเส้นทางที่เราสนใจได้ 4 ทิศทางในเวลาเดียวกัน ซึ่งในแต่ละทิศทางของลำคลื่นหลักนั้นก็ยังสามารถหันจุดศูนย์กลางไปยังทิศทางของสัญญาณแทรกสอดได้อีกด้วย



รูปที่ 2.8 โครงสร้างของเครือข่ายเมฆไร้สายโดยใช้ระบบของสายอากาศที่แตกต่างกัน

(ก) สายอากาศแบบรอบทิศทาง (ข) สายอากาศแบบชี้ทิศทาง



รูปที่ 2.9 ระบบสายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่นที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

## 2.4 สายอากาศแถวลำดับ

สายอากาศแถวลำดับ (antenna array) เป็นการนำสายอากาศมาเรียงตัวกันในรูปแบบต่าง ๆ โดยมีระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละตัวมีเท่ากันหรือไม่ก็ได้ ซึ่งสายอากาศแต่ละตัวที่นำมาจัดเรียงให้เป็นแถวลำดับนั้น จะเรียกว่า องค์ประกอบ (element) ข้อดีของการนำสายอากาศมาจัดเรียงเป็นแถวลำดับนั้น ทำได้โดยการใส่สายอากาศที่มีลักษณะที่เหมือนกันหลาย ๆ องค์ประกอบแทนการใช้สายอากาศสององค์ประกอบเดี่ยว จะทำให้สามารถเพิ่มค่าสภาพแฉะเชิงทิศทางและค่าอัตราขยายของสายอากาศได้ สายอากาศแถวลำดับจึงเป็นส่วนประกอบหนึ่งที่จำเป็นมากต่อระบบสายอากาศเก่งที่ทำให้สามารถหันลำคลื่นหลัก (main lobes) ไปยังทิศทางของสัญญาณที่ต้องการ และสามารถหันพู่ข้าง หรือจุดศูนย์ ไปยังทิศทางของสัญญาณแทรกสอดได้ด้วย การถ่วงน้ำหนักที่สายอากาศแต่ละต้น โดยทั่วไปการวางตัวของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้กันอย่างแพร่หลายนั้น คือ สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้นและสายอากาศแถวลำดับแบบเชิงระนาบ ซึ่งมีรายละเอียดโดยสังเขปดังต่อไปนี้

### 2.4.1 สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้น

สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้นเป็นสายอากาศแถวลำดับแบบพื้นฐานและมีโครงสร้างที่ง่าย ซึ่งมีการจัดวางตัวกันเป็นแบบเส้นตรง สายอากาศแถวลำดับจำเป็นที่จะต้องคำนึงถึงระยะห่างระหว่างสายอากาศ  $d$  ขององค์ประกอบแต่ละองค์ประกอบนั้นด้วย เนื่องจากระยะห่างของแต่ละองค์ประกอบนั้นจะมีผลต่อการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ โดยปรกติแล้วระยะห่างของสายอากาศที่ใช้จะมีการวางตัวห่างกันเป็นระยะความยาวครึ่งความยาวคลื่นสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.1) เมื่อ  $\lambda$  คือ ความยาวคลื่น ดังนี้

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

รูปที่ 2.10 แสดงถึงสายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้นจำนวน  $N$  ต้น หรือ  $N \times 1$  ต้น โดยที่ระยะห่างของสายอากาศแต่ละต้นเท่ากันทุกต้น และมีแอมพลิจูดเท่ากัน รูปแบบดังกล่าวถูกเรียกว่า แถวลำดับสม่ำเสมอ (uniform array) ซึ่งจะมีองค์ประกอบแถวลำดับที่เหมือนกัน มีการป้อนกระแสให้กับทุก ๆ องค์ประกอบเท่ากัน และจะมีความต่างเฟสเป็นลำดับกันไปอย่างเท่า ๆ กันโดยจะมีองค์ประกอบตัวแรกเป็นจุดอ้างอิงในการหาตัวประกอบแถวลำดับ (Array Factor:  $AF$ ) ดังสมการที่ (2.2)

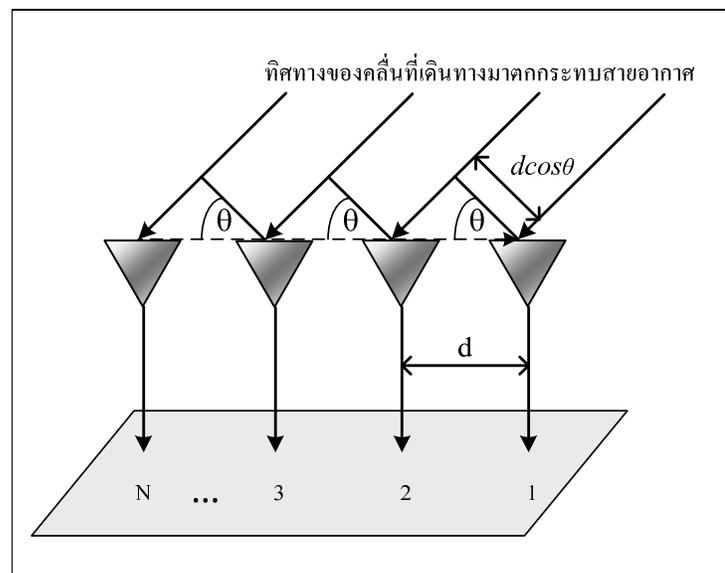
$$AF = 1 + e^{+j(kd \cos\theta + \beta)} + e^{+j2(kd \cos\theta + \beta)} + \dots + e^{j(N-1)(kd \cos\theta + \beta)} \quad (2.2)$$

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

ซึ่งสามารถเขียนอีกรูปหนึ่งได้ดังสมการที่ (2.4)

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

เมื่อ  $\psi = kd \cos\theta + \beta$  โดยที่  $k$  หมายถึง เลขคลื่น (wave number) ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $2\pi/\lambda$   $\theta$  คือ ทิศทางของคลื่นที่เดินทางมาตกกระทบสายอากาศแต่ละต้น และ  $\beta$  คือ ค่าความต่างเฟสของสายอากาศแต่ละต้น ในกรณีที่ เป็นแถวลำดับไม่สม่ำเสมอ (nonuniform array) นั้น ก็ยังสามารถใช้สมการหาตัวประกอบแถวลำดับที่กล่าวมาข้างต้นได้เช่นกัน



รูปที่ 2.10 การวางตัวของสายอากาศแบบเชิงเส้นจำนวน  $N \times 1$  ต้น

### 2.4.2 สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงระนาบ

สายอากาศแถวลำดับแบบเชิงระนาบ คือสายอากาศที่มีการจัดเรียงตัวกัน เป็นสี่เหลี่ยมมุมฉาก ซึ่งมีแนวคิดมาจากสายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้น การจัดเรียงตัวของสายอากาศแบบนี้จะสามารถควบคุมทิศทางของแบบรูปการแผ่พลังงาน (radiation pattern) ได้ นอกจากนี้ระบบยังมีระดับพูซังที่ต่ำอีกด้วย ดังนั้นสายอากาศที่มีการเรียงตัวแบบเชิงระนาบนี้ จึงเป็นสายอากาศที่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้เป็นอย่างมาก เช่น การนำไปใช้งาน เรดาร์ (radar) การชี้ทิศทางระยะไกล (remote sensing) รวมไปถึงการสื่อสารไร้สายอื่น ๆ เช่น ระบบสายอากาศแก่ง ซึ่งจะถูกอธิบายในส่วนถัดไป

รูปที่ 2.11 แสดงลักษณะการวางตัวของสายอากาศแถวลำดับแบบเชิงระนาบ แบบสี่เหลี่ยมบนระนาบ  $x-y$  โดยที่สายอากาศ  $M$  ต้นจะวางอยู่ในทิศทางของแกน  $x$  ซึ่งมีระยะห่างระหว่างสายอากาศ คือ  $d_x$  และ สายอากาศ  $N$  ต้น จะวางตัวอยู่ในทิศทางของแกน  $y$  ที่มีระยะห่างระหว่างสายอากาศ คือ  $d_y$  ดังนั้นเราจะได้ขนาดของสายอากาศแถวลำดับแบบเชิงระนาบแบบสี่เหลี่ยม  $M \times N$  ต้น และมี ค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสัญญาณทั้งระบบ คือ  $w_{mn}$  ที่สายอากาศต้น  $(m,n)$  ที่จากที่เราได้กล่าวมาข้างต้นว่าสายอากาศแถวลำดับแบบเชิงระนาบนั้น ได้มีพื้นฐานและแนวคิดมาจากสายอากาศแถวลำดับเชิงเส้น ดังนั้นในสายอากาศแถวลำดับแบบเชิงระนาบเราสามารถมองว่า ที่สายอากาศ  $M$  ต้น ในแต่ละต้นจะมีสายอากาศ  $N$  ที่มีการเรียงตัวแบบแถวลำดับเชิงเส้นเป็นองค์ประกอบอยู่ด้วย หรือในทางเดียวกันสายอากาศ  $N$  ต้น ในแต่ละต้นจะมีสายอากาศ  $M$  ที่มีการเรียงตัวแบบแถวลำดับเชิงเส้นเป็นองค์ประกอบเช่นกัน ดังนั้นเราสามารถหาตัวประกอบแถวลำดับของสายอากาศ  $M \times N$  ได้ดังสมการที่ (2.5) โดยอ้างอิงจากหนังสือของ Frank, B.G., Ph.D. (2005)

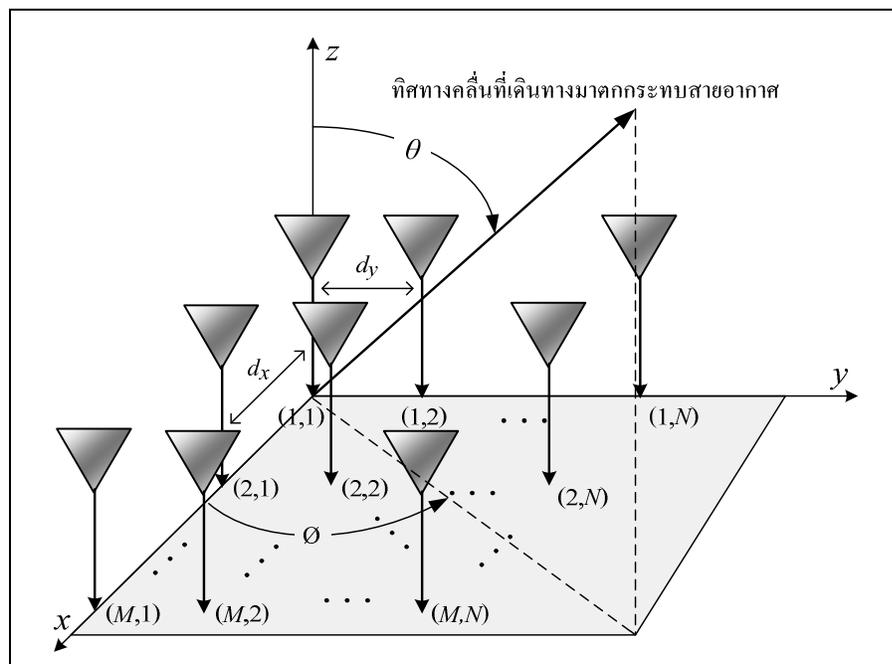
$$\begin{aligned}
 AF &= AF_x \cdot AF_y \\
 &= \sum_{m=1}^M a_m e^{j(m-1)(kd_x \sin\theta \cos\phi + \beta_x)} \sum_{n=1}^N b_n e^{j(n-1)(kd_y \sin\theta \sin\phi + \beta_y)} \\
 &= \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N w_{mn} e^{j[(m-1)(kd_x \sin\theta \cos\phi + \beta_x) + (n-1)(kd_y \sin\theta \sin\phi + \beta_y)]}
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

เมื่อ  $w_{mn} = a_m \cdot b_n$  โดยที่  $a_m$  และ  $b_n$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของการถ่วงน้ำหนัก  $\beta_x$  และ  $\beta_y$  คือ ค่าความต่างเฟสของสายอากาศแต่ละต้นในแนวแกน  $x$  และ แกน  $y$  ตามลำดับ ดังสมการที่ (2.6) และ (2.7)

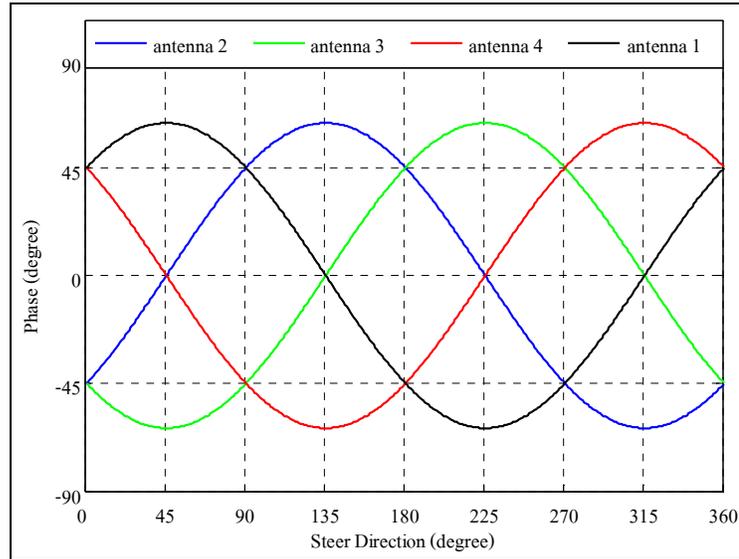
$$\beta_x = -kd_x \sin \theta_0 \cos \phi_0 \quad (2.6)$$

$$\beta_y = -kd_y \sin \theta_0 \cos \phi_0 \quad (2.7)$$

จากรูปที่ 2.11 เมื่อมีสัญญาณเข้ามาที่มุม  $\theta$  หรือ มุมในแนวระนาบ (azimuth plane) สายอากาศแต่ละต้นนั้นจะสามารถรับสัญญาณจากแหล่งกำเนิดสัญญาณได้เหมือนกันทุกต้น แต่จะแตกต่างกันที่เวลาของสายอากาศแต่ละต้นเมื่อได้รับสัญญาณจากแหล่งกำเนิดสัญญาณ ดังนั้นเราจึงสามารถเขียนกราฟของเฟสที่ต่างกันของสายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบขนาด  $2 \times 2$  มีระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละต้นเท่ากับ  $\lambda/4$  ที่ตำแหน่งมุม  $\theta$  ตั้งแต่  $0^\circ$  ถึง  $360^\circ$  ของสายอากาศแต่ละต้นได้ดังที่แสดงในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.11 การวางตัวของสายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบ

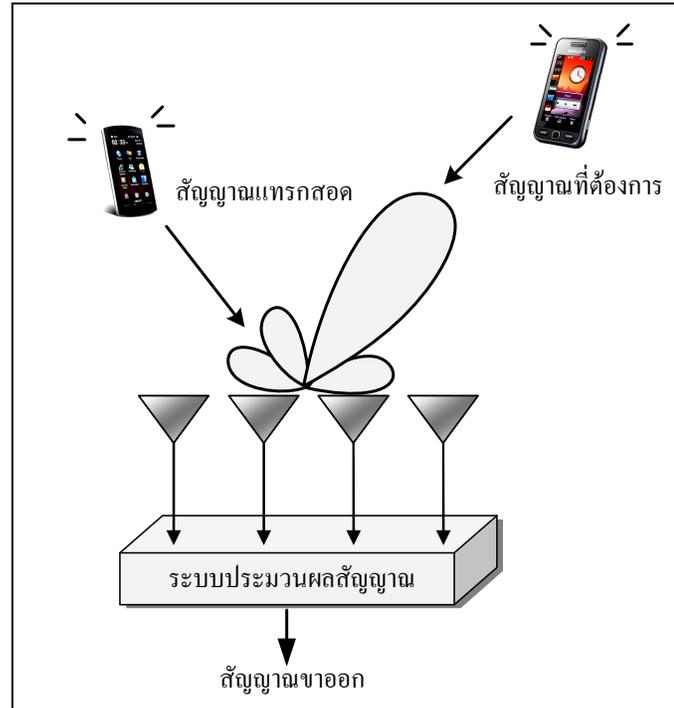


รูปที่ 2.12 เฟสที่ต่างกันของสายอากาศแต่ละตัวสำหรับสายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบ  $2 \times 2$  เทียบกับทิศทางมาถึงของสัญญาณ

## 2.5 ระบบสายอากาศเก่ง

สายอากาศเก่ง (Smart antenna systems) ได้รับความสนใจในช่วงปี 2473 เป็นต้นมา เนื่องจากความสามารถในการปรับปรุงประสิทธิภาพในระบบสื่อสารไร้สาย สายอากาศเก่ง ประกอบด้วยกลุ่มของสายอากาศหลาย ๆ ดัน จัดเรียงตัวกันในรูปแบบต่าง ๆ กันร่วมกับการประมวลผลสัญญาณทั้งทางเวลาและตำแหน่ง ซึ่งมีผลทำให้ประสิทธิภาพโดยรวมของระบบสื่อสารไร้สายดีขึ้น สายอากาศถูกนำมาประยุกต์ใช้ในงานทางการสื่อสารไร้สาย เพื่อแก้ปัญหาข้อจำกัดของช่องสัญญาณซึ่งมีอยู่จำกัด ในขณะที่ผู้ใช้มีมากขึ้น สายอากาศเก่งช่วยปรับปรุงระบบโดยเพิ่มความจุของช่องสัญญาณและมีความสามารถในการหันลำคลื่นหลักไปในทิศทางที่ต้องการ ในขณะที่เดียวกันก็จะสามารถหันจุดศูนย์หรือพูรองไปในทิศทางที่เราไม่ต้องการ หรือทิศทางของสัญญาณแทรกสอดได้เช่นกัน ซึ่งกระบวนการดังกล่าวเรียกว่า การก่อรูปลำคลื่น (beamforming)

รูปที่ 2.13 แสดงส่วนประกอบของสายอากาศเก่งซึ่งจะประกอบด้วยสองส่วนหลัก ๆ คือ สายอากาศแถวลำดับ (array antennas) และระบบประมวลผลสัญญาณ (signal processing systems) ซึ่งในระบบประมวลผลจะทำหน้าที่ในการหาทิศทางของสัญญาณที่เข้ามา (Direction of Arrival: DOA) และการคำนวณเพื่อก่อรูปลำคลื่น ตามที่ได้แสดงในหนังสือของ Liberti, J.J.C., and Rappaport, T.S. (1999)



รูปที่ 2.13 ระบบสายอากาศเก่ง

ในส่วนของการหั่นลำคลื่น ระบบสายอากาศเก่งสามารถหั่นลำคลื่นหลักไปยังทิศทางของสัญญาณที่ต้องการและจุดศูนย์ไปยังทิศทางของสัญญาณแทรกสอดได้ด้วยการปรับเฟส หรือแอมพลิจูดของสัญญาณที่มายังสายอากาศแถวลำดับแต่ละต้น เพื่อหั่นลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่ต้องการ และหันจุดศูนย์ไปยังทิศทางของสัญญาณแทรกสอด ซึ่งการปรับเฟสหรือแอมพลิจูดนั้นเรียกว่า การถ่วงน้ำหนัก สายอากาศแต่ละต้นจะมีค่าสัมประสิทธิ์ของการถ่วงน้ำหนักที่ต่างกันไปตามมุมเฟสของสัญญาณที่มาตกกระทบสายอากาศต้นนั้น ๆ โดยหลักการเบื้องต้นของการหั่นลำคลื่นสามารถอธิบายได้โดยการใช้ระบบสายอากาศแถวลำดับแบบเชิงเส้นจำนวน 2 ต้น ดังที่แสดงในรูปที่ 2.14 จากรูป D คือ ความต่างเฟสของสัญญาณที่มาตกกระทบสายอากาศแต่ละต้น  $d$  คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศ  $W$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสายอากาศแต่ละต้น  $y$  คือ สัญญาณขาออกของสายอากาศ  $\theta_d$  และ  $\theta_i$  คือ มุมที่มาตกกระทบที่สายอากาศของสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดตามลำดับ จากรูปสัญญาณขาออกสามารถเขียนได้ดังนี้

$$y_{out} = y_1 + y_2 \quad (2.8)$$

และกำหนดให้สัญญาณที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดตกกระทบสายอากาศแต่ละต้นมีค่าดังนี้

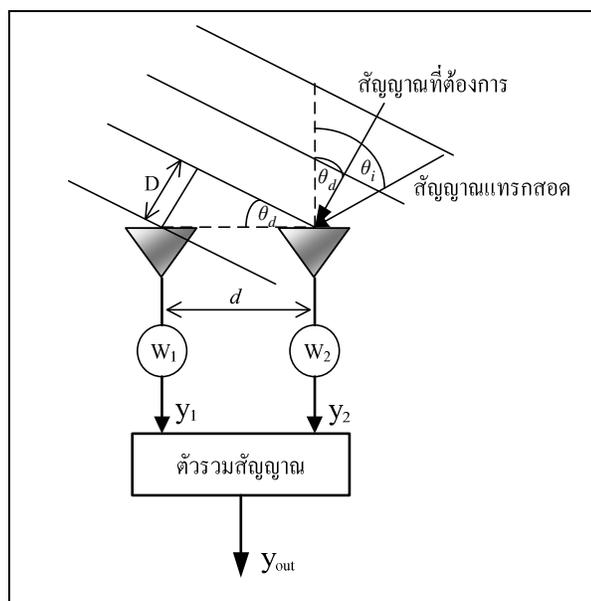
$$y_{2d} = A_d \quad (2.9)$$

$$y_{2i} = A_i \quad (2.10)$$

$$y_{1d} = A_d e^{j\theta_d} \quad (2.11)$$

$$y_{1i} = A_i e^{j\theta_i} \quad (2.12)$$

เมื่อ  $y_{1d}$   $y_{2d}$   $y_{1i}$  และ  $y_{2i}$  คือ สัญญาณที่ต้องการที่ตกกระทบสายอากาศต้นที่ 1 และต้นที่ 2 สัญญาณแทรกสอดที่ตกกระทบสายอากาศต้นที่ 1 และต้นที่ 2 ตามลำดับ โดยเมื่อผ่านตัวถ่วงน้ำหนักแล้วจะได้



รูปที่ 2.14 ระบบสายอากาศเก่งเมื่อมีสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดมาตกกระทบ

$$y_2 = y_{2d} + y_{2i} = w_2(A_d + A_i) \quad (2.13)$$

$$y_1 = y_{1d} + y_{1i} = w_1(A_d e^{j\theta_d} + A_i e^{j\theta_i}) \quad (2.14)$$

แทนค่าสมการที่ (2.13) และ (2.14) ลงในสมการที่ (2.8) จะได้

$$y_{out} = A_i(w_2 + w_1 e^{j\theta_i}) + A_d(w_2 + w_1 e^{j\theta_d}) \quad (2.15)$$

เราต้องการให้พจน์ของ  $A_i$  ในสมการที่ (2.15) มีค่าเป็นศูนย์นั่นคือส่วนของสัญญาณแทรกสอดให้มีค่าเท่ากับศูนย์เพื่อกำจัดสัญญาณแทรกสอดออกไป และทำให้พจน์ของ  $A_d$  สมการที่ (2.15) ซึ่งเป็นส่วนของสัญญาณที่ต้องการมีค่าสูงสุด ดังนั้น

$$w_2 + w_1 e^{j\theta_i} = 0 \quad (2.16)$$

$$w_2 + w_1 e^{j\theta_d} = 1 \quad (2.17)$$

จากสมการที่ (2.16) และ (2.17) จะทำให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสายอากาศทั้งสองต้นดังนี้

$$w_1 = \frac{1}{e^{j\theta_d} - e^{j\theta_i}} \quad (2.18)$$

$$w_1 = \frac{-e^{j\theta_i}}{e^{j\theta_d} - e^{j\theta_i}} \quad (2.19)$$

และเมื่อแทนสมการที่ (2.18) และ (2.19) ลงในสมการที่ (2.15) จะได้สัญญาณขาออกเท่ากับ

$$y_{out} = A_d \quad (2.20)$$

จากสมการที่ (2.20) สัญญาณขาออกมีค่าเท่ากับสัญญาณที่ต้องการ แสดงว่าระบบไม่มีสัญญาณแทรกสอดอีกต่อไป ดังนั้นจึงทำให้ระบบสามารถให้สัญญาณที่ดีที่สุดที่มาจากทิศทางที่ต้องการได้

#### ข้อดีของระบบสายอากาศแก่ง

- 1) เพิ่มพื้นที่ให้บริการ เนื่องจากมีอัตราขยายที่สูงจากการใช้สายอากาศแก่งลำดับ
- 2) ระบบสายอากาศแก่งสามารถหันจุดศูนย์ไปยังทิศทางของสัญญาณแทรกสอดได้ ดังนั้น

จึงทำให้ปัญหาจากสัญญาณแทรกสอดลดน้อยลง

- 3) มีอัตราส่วนระหว่างสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนดีขึ้น
- 4) ประหยัดพลังงาน เนื่องจากสายอากาศแก่งสามารถหันลำคลื่นหลักไปยังทิศทางของผู้ที่ต้องการใช้งานได้และไม่ต้องทำการส่งในทิศทางของผู้ที่ไม่ต้องการใช้งาน จึงทำให้ไม่สูญเสียพลังงานโดยเปล่าประโยชน์

#### ข้อเสียของระบบสายอากาศแก่ง

- 1) ระบบสายอากาศแก่งมีราคาต้นทุนในการผลิตสูง
- 2) สำหรับการใช้งานที่ความถี่ต่ำ สายอากาศจะมีขนาดใหญ่ ทำให้ยากต่อการติดตั้ง

สายอากาศแก่งลำดับ

ระบบสายอากาศแก่งสามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภทคือ สายอากาศแก่งแบบสวิตซ์ (switched-beam antennas) และ สายอากาศแก่งแบบปรับลำคลื่น (adaptive array antennas) ซึ่งจะมีรายละเอียดจากหนังสือของ Ahmed, E.Z. (2005) โดยสังเขปดังนี้

#### 2.5.1 สายอากาศแก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่น

สายอากาศแก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่นนั้น เป็นสายอากาศที่มีการเลือกลำคลื่นที่ดีที่สุดไปยังสัญญาณที่ต้องการได้ โดยใช้เพียงเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นที่ถูกกำหนดทิศทางของลำคลื่นหลักไว้แล้ว โครงสร้างพื้นฐานของระบบสายอากาศแก่งแบบสวิตซ์ซึ่งประกอบไปด้วยสายอากาศแก่งลำดับ โครงข่ายก่อรูปลำคลื่น และตัวเลือกลำคลื่น (beam selector) โดยมีหลักการทำงานดังนี้

- 1) สวิตซ์ลำคลื่นเพื่อตรวจหาทิศทางความแรงของสัญญาณ
- 2) ตัวเลือกลำคลื่นจะทำการเลือกลำคลื่นเพียงหนึ่งลำคลื่นในทิศทางที่มีความแรงของสัญญาณแรงที่สุด
- 3) ใช้ลำคลื่นที่ตัวเลือกลำคลื่นได้ทำการเลือกไว้เมื่อผู้ใช้งานไม่มีการเคลื่อนที่
- 4) ทำการปรับเปลี่ยนลำคลื่นใหม่เมื่อมีความแรงของสัญญาณมาจากทิศทางอื่น ๆ

#### ข้อดีของระบบสายอากาศแก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่น

- 1) ระบบมีความซับซ้อนน้อยกว่าเมื่อนำมาเปรียบเทียบกับระบบสายอากาศแก่งแบบปรับลำคลื่น

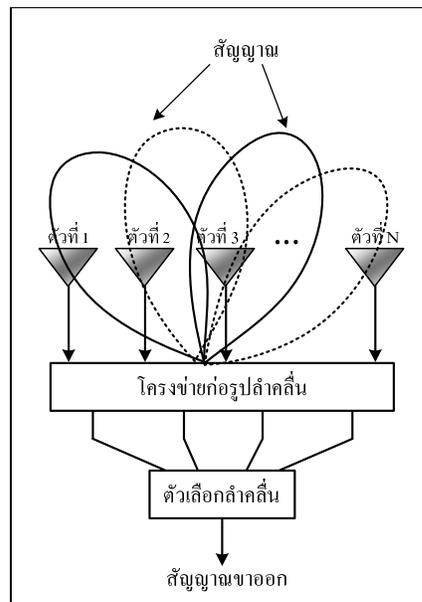
2) ประหยัดในเรื่องของค่าใช้จ่ายเนื่องจากระบบมีความซับซ้อนน้อยในกรณี  
ที่ระบบใช้จำนวนสายอากาศไม่มากนัก

3) ระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่นจะมีประสิทธิภาพใกล้เคียงกับระบบ  
สายอากาศเก่งแบบปรับลำคลื่น ตามที่ได้แสดงในงานวิจัยของ Peng, M., and Wang, W. (2005);  
Sarkar, D.K., Seungwon, C., and Shim, D. (1999)

#### ข้อเสียของระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่น

- 1) มีอัตราการขยายของสัญญาณต่ำในทิศทางที่อยู่ระหว่างลำคลื่น
- 2) ไม่สามารถลดสัญญาณแทรกสอดที่อยู่ใกล้กับสัญญาณที่ต้องการได้
- 3) ในการเลือกสัญญาณมีโอกาสผิดพลาด อาจเกิดจากสัญญาณที่เข้ามาไม่ชัดเจน

รูปที่ 2.15 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของระบบ เมื่อมีสัญญาณมาตกกระทบ  
สายอากาศ สายอากาศแต่ละต้นจะส่งสัญญาณไปยังโครงข่ายท่อรูปลำคลื่นเพื่อทำการถ่วงน้ำหนัก  
เนื่องจากสัญญาณที่มาตกกระทบยังสายอากาศแต่ละต้นมีมุมเฟสที่ต่างกันออกไป และสร้างลำคลื่น  
หลักไปยังทิศทางของสัญญาณที่แรงที่สุด โดยอาศัยตัวเลือกลำคลื่นทำหน้าที่เลือกลำคลื่นไปยัง  
สัญญาณที่เราต้องการ จึงทำให้สามารถลดผลกระทบจากสัญญาณแทรกสอดได้จากทิศทาง  
ของสัญญาณที่เราไม่ต้องการได้ ส่งผลให้ได้รับสัญญาณที่มีคุณภาพดีขึ้น โดยวิธีหนึ่งที่นิยมใช้  
ในการสร้างโครงข่ายท่อรูปลำคลื่นคือ Butler matrix ซึ่งจะมีการอธิบายในหัวข้อที่ 2.6



รูปที่ 2.15 โครงสร้างและองค์ประกอบของสายอากาศเก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่น

### 2.5.2 สายอากาศเก่งแบบปรับลำคลื่น

สายอากาศประเภทนี้มีความสามารถปรับเปลี่ยนทิศทางของลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่ต้องการได้ตลอดเวลา โดยมีหลักการทำงานของสายอากาศประเภทนี้คือ เมื่อมีสัญญาณมาตกกระทบสายอากาศ ซึ่งสัญญาณที่ได้จะมีการถ่วงน้ำหนัก โดยอัลกอริทึมแบบปรับตัว (adaptive algorithm) ทำหน้าที่คำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสัญญาณแล้วส่งค่ากลับไปให้ตัวถ่วงน้ำหนักเพื่อคูณเข้ากับสัญญาณที่ตกกระทบสายอากาศ ดังที่แสดงในรูปที่ 2.16 โดยระบบจะทำงานแบบวนซ้ำไปเรื่อย ๆ จนสามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดได้

สำหรับอัลกอริทึมแบบปรับตัวมีหลายประเภท อย่างเช่นอัลกอริทึมปรับตัวแบบมองไม่เห็น (blind adaptive algorithm) และมอดูลัสคงที่กำลังสองที่น้อยที่สุด (least squares constant modulus) ตามที่แสดงในงานวิจัยของ Agee, B. (1989); Frost, L. (1972)

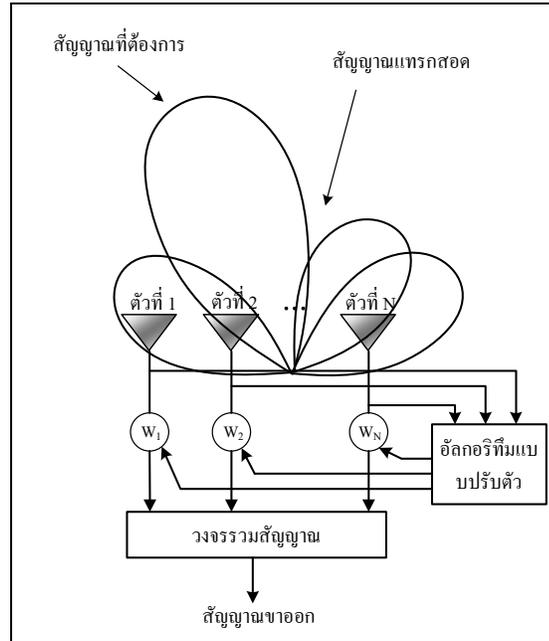
#### ข้อดีของสายอากาศเก่งแบบปรับลำคลื่น

- 1) มีอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอด (Signal to Noise Ratio: SNR) ที่ดี
- 2) สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่เข้ามาในระบบได้ดีกว่าระบบสายอากาศเก่งแบบสวิตซ์ลำคลื่น

#### ข้อเสียระบบสายอากาศเก่งแบบปรับลำคลื่น

- 1) มีความซับซ้อนสูงกว่าสายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่น
- 2) ต้องการสัญญาณที่แน่นอนเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุดในการหันทิศทางหลักไปยังสัญญาณที่ต้องการ
- 3) ต้องการหน่วยประมวลผลที่มีความเร็วสูง
- 4) มีค่าใช้จ่ายสูงเนื่องจากระบบมีความซับซ้อนมาก

จากที่กล่าวมาข้างต้นนั้น ได้อธิบายถึงหลักการทำงานและข้อดีข้อเสียของระบบสายอากาศเก่งทั้งแบบสวิตซ์ลำคลื่นและแบบปรับตัวไปแล้ว พบว่าสายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่นมีความซับซ้อนในการสร้างลำคลื่นและหาทิศทางของสัญญาณน้อยกว่าสายอากาศแบบปรับตัว นอกจากนี้สายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่นยังไม่จำเป็นต้องใช้หน่วยประมวลผลที่มีความเร็วสูงก็สามารถสร้างและหันทิศทางได้ ส่งผลให้ค่าใช้จ่ายในการสร้าง และติดตั้งสายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่นต่ำกว่าสายอากาศแบบปรับตัว แต่สายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นก็ยังมีข้อเสียอยู่ในเรื่องของสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นในระบบ ดังนั้นสายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่นจึงเป็นสายอากาศที่น่าสนใจที่จะกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้น โดยจะนำเสนอเทคนิคการหันทิศทางของสายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่นในหัวข้อที่ 2.6 และวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ ในหัวข้อที่ 2.7 ตามลำดับดังนี้



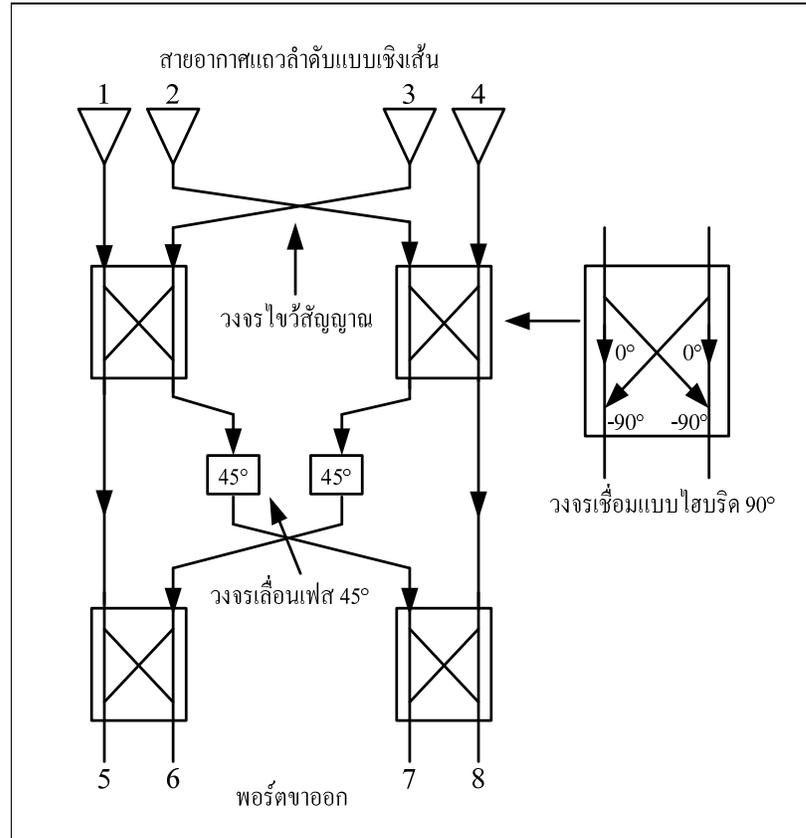
รูปที่ 2.16 โครงสร้างและองค์ประกอบของระบบสายอากาศแบบปรับค่าคลื่น

## 2.6 เทคนิคการหันลำคลื่น

จากที่กล่าวมาข้างต้นถึงข้อดีของระบบสายอากาศที่สามารถหันลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่ต้องการได้ โดยการหันลำคลื่นของระบบสายอากาศนั้นทำได้หลายเทคนิค เช่น การเปลี่ยนจุดป้อนสัญญาณ การลัดวงจรหรือเปิดวงจร แต่วิธีที่ได้รับความนิยมนำมาใช้ในระบบสายอากาศก็คือ วิธีแบบ Butler matrix ซึ่งในงานวิจัยนี้นำเทคนิคของ Butler matrix เนื่องจากเป็นวิธีการที่ง่ายและมีต้นทุนการผลิตต่ำซึ่งอาศัยการกัตลายวงจรบนแผงวงจรพิมพ์เท่านั้น ดังนั้นจึงเหมาะกับการนำมาใช้งานร่วมกับสายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นของงานวิจัยนี้

### 2.6.1 Butler matrix

รูปที่ 2.17 แสดงถึงส่วนประกอบของ Butler matrix ซึ่งประกอบด้วยสายอากาศ 4 ต้น วางเรียงกันเป็นแถวลำดับแบบเชิงเส้น วงจรไขว้สัญญาณ (cross over) วงจรเชื่อมต่อแบบไฮบริด  $90^\circ$  ( $90^\circ$  hybrid coupler) และวงจรเลื่อนเฟส  $45^\circ$  ตามที่แสดงในงานวิจัยของ Moody, H. (1994) โดยหลักการการทำงานของ Butler matrix คือ เมื่อมีสัญญาณมาตกกระทบบที่สายอากาศสัญญาณจะถูกส่งไปที่ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด  $90^\circ$  และตัวไขว้สัญญาณ จากนั้นสัญญาณอาจผ่านตัวเลื่อนเฟส  $45^\circ$  แล้วจึงถูกส่งผ่านตัวไขว้สัญญาณและตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด  $90^\circ$  อีกครั้งหนึ่ง ซึ่งสุดท้ายแล้วจะทำให้สร้างลำคลื่นที่มีลำคลื่นหลักหันไปที่  $138.6^\circ$   $104.5^\circ$   $75.5^\circ$  และ  $135^\circ$  แสดงในตารางที่ 2.1



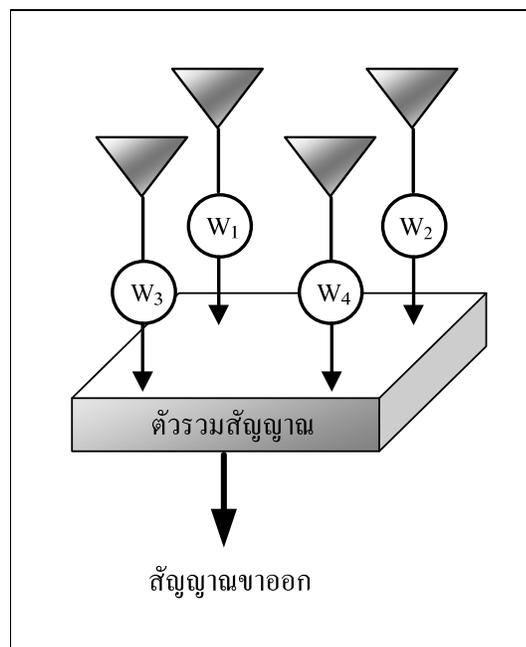
รูปที่ 2.17 ส่วนประกอบของ Butler matrix

ตารางที่ 2.1 ค่าการเลื่อนมุมเฟสของสายอากาศแต่ละต้นของ Butler matrix

พอร์ตขา ออก	สายอากาศ				ทิศทางของ ลำคลื่นหลัก	ความต่าง เฟส
	1	2	3	4		
5	$0^\circ$	$-45^\circ$	$-90^\circ$	$-135^\circ$	$104.5^\circ$	$-45^\circ$
6	$-90^\circ$	$45^\circ$	$-180^\circ$	$-45^\circ$	$41.4^\circ$	$135^\circ$
7	$-45^\circ$	$-180^\circ$	$45^\circ$	$-90^\circ$	$138.6^\circ$	$-135^\circ$
8	$-135^\circ$	$-90^\circ$	$-45^\circ$	$0^\circ$	$75.5^\circ$	$45^\circ$

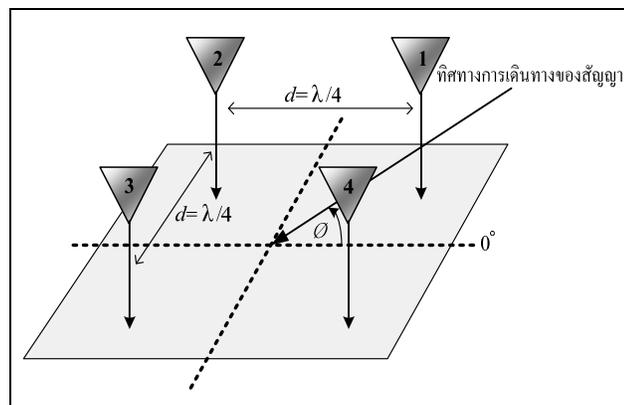
### 2.6.2 modified Butler matrix

จากที่กล่าวมาข้างต้น Butler matrix เป็นเทคนิคการหันลำคลื่นที่ใช้กับสายอากาศ แถวลำดับเชิงเส้นเท่านั้น แต่วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้สายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบ ดังนั้นเราจึงต้องทำการแก้ไข Butler matrix เพื่อให้ใช้งานได้กับสายอากาศเชิงระนาบ โดยอาศัยการดัดแปลง เพื่อเลียนแบบ โครงสร้างของ Butler matrix เดิม ดังที่แสดงในงานวิจัยของ Uthansakul, M., and Uthansakul, P. (2009) รูปที่ 2.18 แสดงระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบ  $2 \times 2$  โดยมี ตัวถ่วงน้ำหนักเพื่อทำการปรับลำคลื่นคิ่วไว้ที่สายอากาศแต่ละตัว คือ  $W_1$   $W_2$   $W_3$  และ  $W_4$  เมื่อมีสัญญาณเข้ามาตกกระทบที่สายอากาศแต่ละต้นในทิศทางใดก็ตาม ตัวถ่วงน้ำหนักจะทำหน้าที่ ในการปรับมุมเฟสของสัญญาณในแต่ละต้นเพื่อให้ได้สัญญาณขาออกที่สูงที่สุดในทิศทาง ของสัญญาณที่เข้ามา

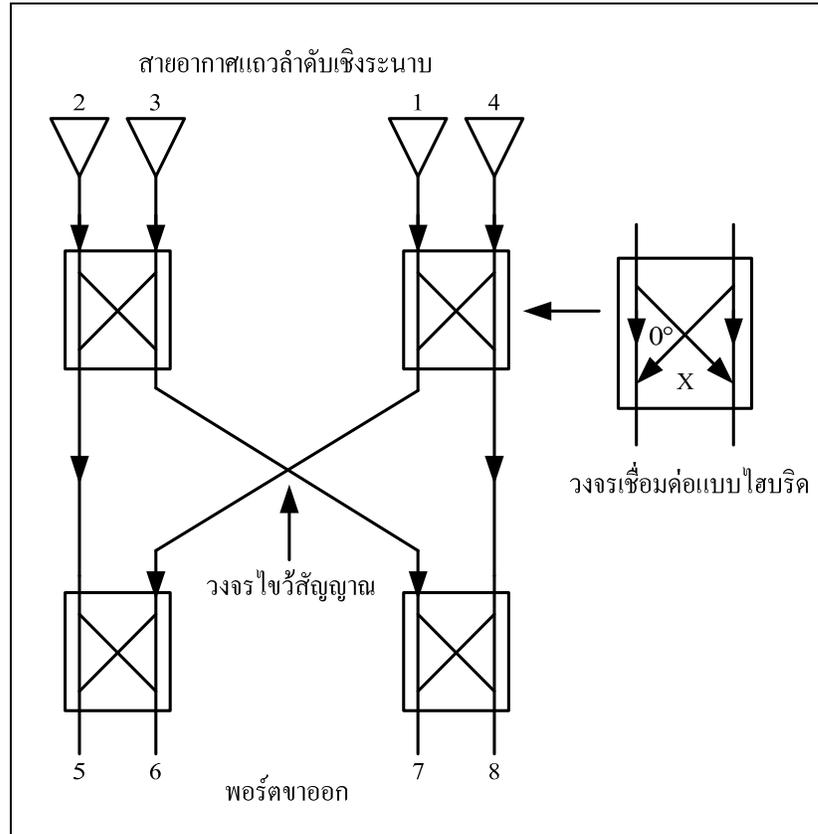


รูปที่ 2.18 สายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบที่มีตัวถ่วงน้ำหนักเพื่อทำการปรับเฟส หรือแอมพลิจูดของสัญญาณ

รูปที่ 2.19 แสดงการวางตัวของสายอากาศที่ให้ในระบบสายอากาศสวิตช์ลำคลื่นอย่างง่าย เมื่อมีสัญญาณมาตกกระทบบนสายอากาศแต่ละต้นที่มุม  $\phi$  ใด จะมีมุมเฟสของสัญญาณที่แตกต่างกันออกไป ดังที่แสดงในรูปที่ 2.12 พบว่าที่มุม  $45^\circ$   $135^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$  เฟสที่มาตกกระทบบนสายอากาศแต่ละต้นจะมีความต่างเฟสประมาณ  $64^\circ$  เมื่อเรานำมาเปรียบเทียบกันและเทียบแบบจาก Butler matrix จะได้โครงสร้าง Butler matrix ใหม่ ดังรูปที่ 2.20 แสดงส่วนประกอบของ Butler matrix ใหม่ โดยเราจะเรียกว่า modified Butler matrix ซึ่งจะประกอบไปด้วย วงจรเชื่อมต่อแบบไฮบริด (hybrid coupler) และ วงจรไขว้สัญญาณเท่านั้น ดังนั้นเราสามารถเขียนตารางการเลื่อนเฟสหรือค่าสัมประสิทธิ์ของการถ่วงน้ำหนักที่อ้างอิงค่าการเลื่อนมุมเฟสของสายอากาศแต่ละต้นของ Butler matrix ในตารางที่ 2.1 และเราสามารถเขียนค่าการเลื่อนมุมเฟสของสายอากาศแต่ละต้นของ modified Butler matrix ได้ เช่นเมื่อมีสัญญาณมาตกกระทบบนสายอากาศต้นที่ 1 ผ่านไปยังพอร์ตที่ 5 สัญญาณจะไหลผ่านวงจรเชื่อมต่อแบบไฮบริดเพียงหนึ่งตัวทำให้มีการเลื่อนมุมเฟสเท่ากับ  $X^\circ$  ในทางเดียวกัน เมื่อมีสัญญาณมาตกกระทบบนสายอากาศต้นที่ 2 ผ่านไปยังพอร์ตที่ 5 สัญญาณจะไหลผ่านมาโดยไม่มีการเลื่อนมุมเฟสเลย ดังนั้นจึงมีมุมเฟสเท่ากับ  $0^\circ$  โดยที่ค่าการเลื่อนมุมเฟสทั้งหมดได้แสดงดังตารางที่ 2.2 เมื่อเราแทนค่า  $X = 64^\circ$  ที่ได้จากการตัดกราฟมุมเฟสของสายอากาศในรูปที่ 2.12 ในขณะที่เราต้องการทิศทางของลำคลื่นหลักไปยัง  $45^\circ$   $135^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$  สายอากาศแต่ละตัวจะมีการเลื่อนมุมเฟสไป  $64^\circ$  ดังนั้นจึงแทนค่ามุมเฟสในตารางที่ 2.2 จะได้ค่าเลื่อนเฟสของสายอากาศแต่ละต้นแสดงดังตารางที่ 2.3 จากค่าการเลื่อนมุมเฟสพบว่าเราต้องใช้วงจรเชื่อมต่อแบบไฮบริด  $64^\circ$  (hybrid coupler  $64^\circ$ ) เพื่อให้ได้ทิศทางของลำคลื่นหลักไปยัง  $45^\circ$   $135^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$  ตามที่เราต้องการ



รูปที่ 2.19 สายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบขนาด  $2 \times 2$



รูปที่ 2.20 ส่วนประกอบของ modified Butler matrix

ตารางที่ 2.2 ค่าการเลื่อนมุมเฟสของสายอากาศแต่ละต้นของ modified Butler matrix

พอร์ตขาออก	สายอากาศ			
	2	3	1	4
5	0	X	X	2X
6	X	2X	0	X
7	X	0	2X	X
8	2X	X	X	0

หมายเหตุ: X คือ มุมเฟสใด ๆ

ตารางที่ 2.3 ค่าการเลื่อนมุมเฟสของสายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบขนาด  $2 \times 2$  ที่มีระยะห่างระหว่างสายอากาศเท่ากับ  $\lambda/4$  ของ modified Butler matrix

พอร์ต ขาออก	สายอากาศ				ทิศทางของ ลำคลื่นหลัก
	2	3	1	4	
5	$0^\circ$	$64^\circ$	$64^\circ$	$128^\circ$	$135^\circ$
6	$64^\circ$	$128^\circ$	$0^\circ$	$64^\circ$	$45^\circ$
7	$64^\circ$	$0^\circ$	$128^\circ$	$64^\circ$	$225^\circ$
8	$128^\circ$	$64^\circ$	$64^\circ$	$0^\circ$	$315^\circ$

## 2.7 วิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์

ในปัจจุบันได้มีงานวิจัยหลายฉบับที่ศึกษาเกี่ยวกับวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ ตัวอย่างเช่น งานวิจัยของ Adam, M.A.R.M., and Elkamchouchi, H.M. (2000); Haupt, R.L., Shore, R.A., and Steyskal, H. (1986); Khan, N.M., and Qamar, R.A. (2009); Panique, M., and Yikun, H. (2007) ซึ่งพบว่าระบบการกำหนดทิศทางจุดศูนย์ที่แสดงไว้ นั้นเป็นระบบที่มีความซับซ้อน กล่าวคือจำเป็นต้องอาศัยระบบประมวลสัญญาณที่มีสมรรถนะสูงอีกด้วย จึงไม่เหมาะสมในการนำมาใช้กับเครือข่ายเมฆไร้สาย ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเสนอวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ (null locating method) ด้วยวิธีการที่ง่าย ซึ่งต้องการเพียงค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมเพื่อนำไปใช้คูณกับสัญญาณขาออกจากโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นเท่านั้น ซึ่งวิธีการหาค่าสัมประสิทธิ์จะทำการหาค่าได้ดังต่อไปนี้

โดยเราสมมติให้ทิศทางของสัญญาณที่เข้ามาจากมุมในแนวระนาบ ซึ่งสัญญาณที่มาตกกระทบที่สายอากาศแต่ละต้นนั้นจะมีทั้งสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณที่ไม่ต้องการและมีเฟสของสัญญาณที่ไม่เท่ากัน จึงต้องมีการถ่วงน้ำหนักของสัญญาณที่สายอากาศแต่ละต้น โดยที่ค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักที่ตำแหน่ง  $(m,n)$  ของสายอากาศแต่ละต้นนั้นจะประกอบไปด้วยสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณที่ไม่ต้องการซึ่งเขียนได้ดังนี้

$$w_d(m, n) = e^{j \left[ (m-1) \left( \frac{\pi}{2} \cos \phi_d \right) + (n-1) \left( \frac{\pi}{2} \sin \phi_d \right) \right]} \quad (2.21)$$

$$w_{i,q}(m, n) = e^{j \left[ (m-1) \left( \frac{\pi}{2} \cos \phi_{i,q} \right) + (n-1) \left( \frac{\pi}{2} \sin \phi_{i,q} \right) \right]} \quad (2.22)$$

เมื่อ  $\phi_d$  และ  $\phi_{i,q}$  คือ ทิศทางที่เข้ามาของสัญญาณที่ต้องการ และทิศทางที่เข้ามาของสัญญาณที่ไม่ต้องการ ตามลำดับ  $q^{th}$  คือ สัญญาณแทรกสอด โดยที่สัญญาณขาออกของสัญญาณที่ต้องการคือ  $y_d$  และ สัญญาณขาออกของสัญญาณแทรกสอดคือ  $y_i$  ซึ่งเขียนได้ดังสมการที่ (2.23) และ (2.24)

$$y_d = \mathbf{w}_d \mathbf{s}_{total} \quad (2.23)$$

$$y_{i,q} = \mathbf{w}_{i,q} \mathbf{s}_{total} \quad (2.24)$$

เมื่อ  $\mathbf{s}_{total}$  ถูกกำหนดให้เป็นเวกเตอร์ของสัญญาณที่ประกอบไปด้วยสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณที่ไม่ต้องการ จากสมการที่ (2.23) และ (2.24) ผลรวมของสัญญาณขาออกคือ

$$\begin{aligned} y_{total} &= y_d + \sum_{q=1}^Q k_q y_{i,q} \\ &= \mathbf{s}_d (\mathbf{w}_d + k_1 \mathbf{w}_{i,1} + \dots + k_Q \mathbf{w}_{i,Q}) + \sum_{q=1}^Q \mathbf{s}_{i,q} (\mathbf{w}_d + k_1 \mathbf{w}_{i,1} + \dots + k_Q \mathbf{w}_{i,Q}) \end{aligned} \quad (2.25)$$

เมื่อ  $k_q$  ในที่นี้ถูกกำหนดให้เป็น ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ ซึ่งจะสามารถคำนวณจากสมการที่ (2.26) โดยที่จะต้องทำให้สมการในเทอมที่ 2 ซึ่งเป็นส่วนของสัญญาณแทรกสอดในสมการที่ (2.25) หายไปจะได้ดังสมการที่ (2.26)

$$\sum_{q=1}^Q \mathbf{s}_{i,q} (\mathbf{w}_d + k_1 \mathbf{w}_{i,1} + \dots + k_Q \mathbf{w}_{i,Q}) = 0 \quad (2.26)$$

หลังจากที่คำนวณสมการที่ (2.26) แล้ว ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์สามารถหาได้จากสมการที่ (2.27)

$$\begin{bmatrix} k_1 \\ \vdots \\ k_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{i,1} \mathbf{s}_{i,1} & \cdots & \mathbf{w}_{i,Q} \mathbf{s}_{i,1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{w}_{i,1} \mathbf{s}_{i,Q} & \cdots & \mathbf{w}_{i,Q} \mathbf{s}_{i,Q} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\mathbf{w}_d \mathbf{s}_{i,1} \\ \vdots \\ -\mathbf{w}_d \mathbf{s}_{i,Q} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

จากสมการที่ (2.27) แสดงให้เห็นว่าวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มีความง่ายเพียงการนำค่า  $k_q$  ที่ได้คูณกับสัญญาณขาออกก็จะสามารถกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ได้

ในทางปฏิบัติเราสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์  $k_q$  เมื่อเรารู้ ทิศทางของสัญญาณที่ต้องการและทิศทางของสัญญาณแทรกสอด จากนั้นเราสามารถใช่วิธีการ จากสมการที่ (2.21) - (2.27) คำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ได้ในกรณี ของเครือข่ายเมฆไร้สายนั้น ทิศทางของสัญญาณที่มาจากเครือข่ายเมฆของอุปกรณ์จัดเส้นทาง จะมีทิศทางที่แน่นอน เนื่องจากเครือข่ายเมฆของอุปกรณ์จัดเส้นทางได้ถูกติดตั้งอยู่กับที่ อย่างไรก็ตามทิศทางของสัญญาณในระบบไร้สายอื่น ๆ ก็สามารถใช่วิธีการกำหนดทิศทางของ จุดศูนย์ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เช่นกัน

## 2.8 สรุป

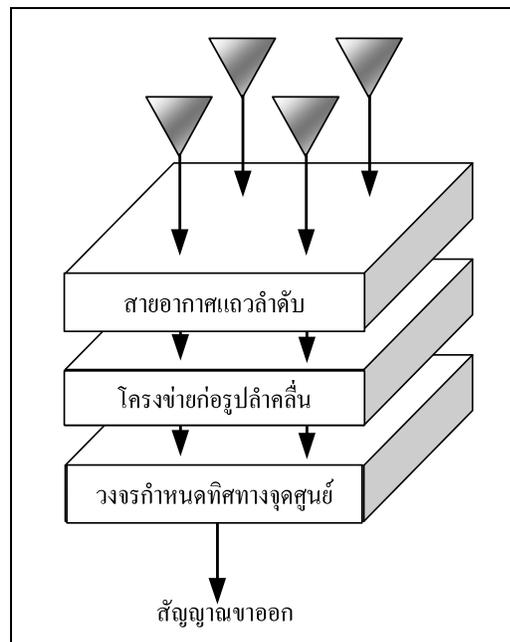
ตามเนื้อหาที่กล่าวมาข้างต้นจะเห็นว่าเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายนั้นยังมีข้อเสียในเรื่องของ ความไม่สะดวกในการใช้งานติดตั้งระบบและยังสิ้นเปลืองอีกด้วย ดังนั้นจึงมีการนำเทคโนโลยีใหม่ มาทดแทนเพื่อเพิ่มความสะดวกและประหยัดมากขึ้น คือเทคโนโลยีเครือข่ายเมฆไร้สาย ซึ่งเทคโนโลยีนี้ก็ยังคงมีปัญหาในเรื่องของสัญญาณแทรกสอดที่มารบกวนระบบอยู่ เนื่องจาก สายอากาศที่ใช้มีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทาง ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำ สายอากาศสวิตช์ลำคลื่นมาใช้ เนื่องจากสายอากาศสวิตช์ลำคลื่นเป็นระบบที่ง่าย และต้นทุนต่ำ ประกอบกับการลดปัญหาของสัญญาณแทรกสอดลงด้วยวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ที่ง่าย ไม่ซับซ้อน เพื่อนำไปใช้งานกับเครือข่ายเมฆไร้สาย

### บทที่ 3

## การออกแบบระบบสายอากาศสวิตช์อย่างง่ายที่มีความสามารถ ในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์

### 3.1 กล่าวนำ

เนื้อหาในบทนี้กล่าวถึงการออกแบบระบบสายอากาศสวิตช์อย่างง่ายที่มีความสามารถในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ เพื่อนำไปใช้งานกับเครือข่ายเมชไร้สายที่ความถี่ 2.45 GHz รูปที่ 3.1 แสดงส่วนประกอบของระบบของงานวิจัยนี้ ซึ่งสามารถแบ่งเป็น 3 ส่วนหลัก ๆ คือ สายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบแบบสี่เหลี่ยม โครงข่ายก่อรูปลำคลื่น และวงจรที่ใช้ในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ ในการออกแบบวงจรดังกล่าวเราจะใช้โปรแกรม Microwave office และโปรแกรม CST Microwave Studio จำลองผลเพื่อเป็นแนวทางในการสร้างอุปกรณ์จริงต่อไป



รูปที่ 3.1 ส่วนประกอบของระบบสายอากาศสวิตช์ลำคลื่นที่มีความสามารถในการกำหนด  
ทิศทางของจุดศูนย์

### 3.2 สายอากาศแถวลำดับ

สายอากาศที่ใช้ในระบบสายอากาศสวิตช์ลำคลื่นนั้นจะเป็นสายอากาศประเภทแถวลำดับเชิงระนาบแบบสี่เหลี่ยมขนาด  $2 \times 2$  นั่นคือ ในระบบจะใช้สายอากาศจำนวน 4 ต้น เนื่องจากเราจำเป็นต้องเลือกใช้สายอากาศที่มีคุณสมบัติในการแผ่กระจายคลื่นได้รอบทิศทางในมุมแนวระนาบ เราจึงเลือกใช้สายอากาศชนิดโมโนโพล (monopole antenna) ที่สามารถรองรับความถี่ได้ที่ 2.45 GHz ซึ่งเป็นย่านความถี่ที่เรานำไปใช้งาน ดังรูปที่ 3.2 แสดงลักษณะการวางตัวของสายอากาศที่ใช้ในระบบสายอากาศสวิตช์ลำคลื่นมีการวางตัวเป็นสี่เหลี่ยม ซึ่งมีระยะห่างระหว่างสายอากาศ  $d = \lambda/4$  เนื่องจากเราได้จำลองแบบด้วยโปรแกรมแมทแลบเพื่อดูแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศโดยใช้ระยะห่างระหว่างสายอากาศเท่ากับ  $\lambda/2$  พบว่าสายอากาศชนิดนี้สามารถก่อรูปลำคลื่นหลักตามที่เรต้องการได้แต่ยังมีระดับของพูข้างหรือจุดศูนย์ที่สูงถึง -2.587 dB แสดงดังรูปที่ 3.3 และเมื่อเราเปลี่ยนระยะห่างระหว่างสายอากาศเท่ากับ  $\lambda/4$  นั้นมีแบบรูปการแผ่พลังงานดังรูปที่ 3.4 จากรูปจะเห็นว่าชุดสายอากาศที่มีระยะห่างระหว่างสายอากาศเท่ากับ  $\lambda/4$  สามารถก่อรูปลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่ต้องการและมีระดับพูข้างเท่ากับ -14.1 dB ซึ่งมีค่าที่ต่ำกว่าชุดสายอากาศที่ใช้ระยะห่างระหว่างสายอากาศเท่ากับ  $\lambda/2$  ถึง 11.513 dB ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงเลือกที่จะใช้ระยะห่างระหว่างสายอากาศเท่ากับ  $\lambda/4$  และนำไปใช้ได้เมื่อต้องการทิศทางของลำคลื่นหลักมากกว่า 4 ทิศทาง ซึ่งสามารถคำนวณระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละต้นได้จากสมการที่ (3.2)

$$v = f\lambda \quad (3.1)$$

ความยาวคลื่น

$$\lambda = \frac{v}{f} = \frac{3 \times 10^8}{2.45 \times 10^9}$$

$$\therefore \lambda = 12.24 \text{ เซนติเมตร}$$

โดยระยะห่างระหว่างสายอากาศในสมการ (3.2)

$$d = \frac{\lambda}{4} = \frac{12.24}{4} \quad (3.2)$$

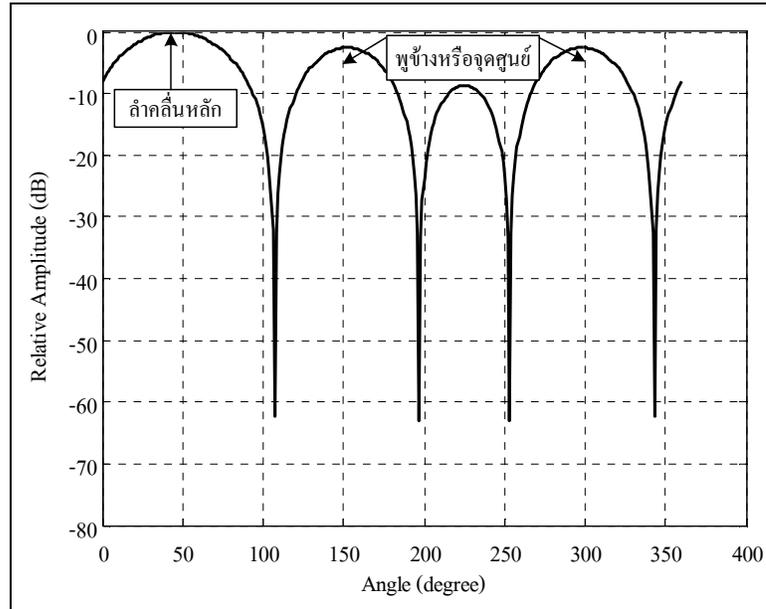
$$\therefore d = 3.06 \text{ เซนติเมตร}$$

ดังนั้นระยะห่างของสายอากาศเท่ากับ 3.06 เซนติเมตร

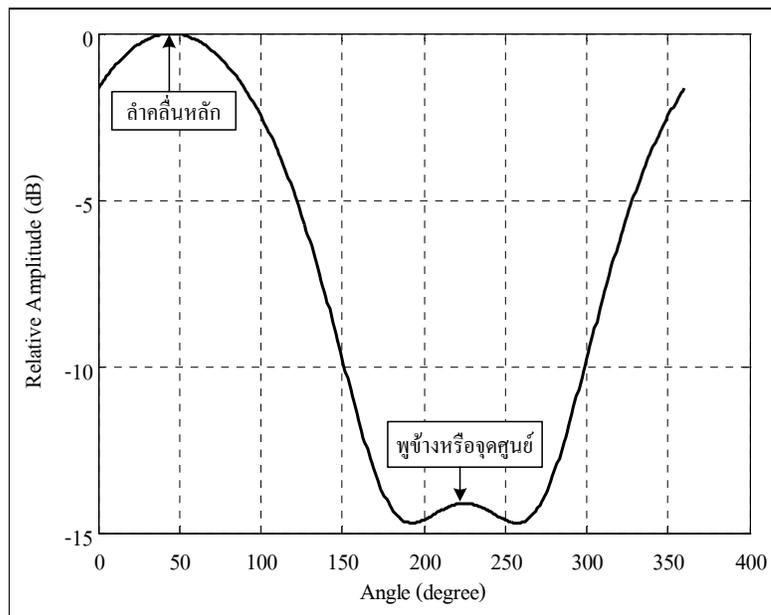
จากรูปที่ 2.12 เราจะสังเกตเห็นว่า ที่ตำแหน่ง  $0^\circ$  เส้นกราฟการเลื่อนมุมเฟสของสายอากาศ  
 ดันที่ 1 และการเลื่อนมุมเฟสของสายอากาศดันที่ 4 อยู่ที่ตำแหน่ง  $+45$  ส่วนการเลื่อนมุมเฟส  
 ของสายอากาศดันที่ 2 และการเลื่อนมุมเฟสของสายอากาศดันที่ 3 อยู่ที่ตำแหน่ง  $-45$  ซึ่งแสดงให้เห็นว่า  
 การเลื่อนมุมเฟสของสายอากาศดันที่ 1 และการเลื่อนมุมเฟสของสายอากาศดันที่ 4 จะมีการ  
 เลื่อนมุมเฟสนำการเลื่อนมุมเฟสของสายอากาศดันที่ 2 และการเลื่อนมุมเฟสของสายอากาศ  
 ดันที่ 3 อยู่ซึ่งหมายความว่า เมื่อมีแหล่งกำเนิดสัญญาณเข้ามาที่ตำแหน่งมุม  $\theta$  ใด ๆ สายอากาศ  
 ดันที่ 1 และสายอากาศดันที่ 4 ก็จะได้รับสัญญาณก่อน เมื่อเราสังเกตต่อไป เช่นที่มุม  $45^\circ$  จะเห็นว่า  
 ระหว่างการเลื่อนมุมเฟสของสายอากาศดันที่ 1 และการเลื่อนมุมเฟสของสายอากาศดันที่ 4 นั้น  
 การเลื่อนมุมเฟสของสายอากาศดันที่ 1 จะมีการเลื่อนมุมเฟสนำการเลื่อนมุมเฟสของสายอากาศ  
 ดันที่ 4 อยู่ แสดงว่าสายอากาศดันที่ 1 จะได้รับสัญญาณก่อนสายอากาศดันที่ 4 ซึ่งก็จะเช่นเดียวกัน  
 กับการเลื่อนมุมเฟสของสายอากาศดันที่ 2 และการเลื่อนมุมเฟสของสายอากาศดันที่ 3  
 ที่มุมเดียวกัน การเลื่อนมุมเฟสของสายอากาศดันที่ 2 จะมีการเลื่อนมุมเฟสนำการเลื่อนมุมเฟส  
 ของสายอากาศดันที่ 3 อยู่ แสดงว่าสายอากาศดันที่ 2 จะได้รับสัญญาณก่อนสายอากาศดันที่ 3  
 ดังนั้นเราจึงนำเอาข้อมูลเหล่านี้เป็นแนวทางเพื่อนำไปใช้ออกแบบ โครงข่ายก่อรูปลำคลื่น  
 (modified Butler matrix) ซึ่งจะนำเสนอในหัวข้อถัดไป



รูปที่ 3.2 สายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบ  $2 \times 2$  ที่ใช้ในงานวิจัยนี้



รูปที่ 3.3 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบขนาด  $2 \times 2$   
มีระยะห่างระหว่างสายอากาศเท่ากับ  $\lambda/2$



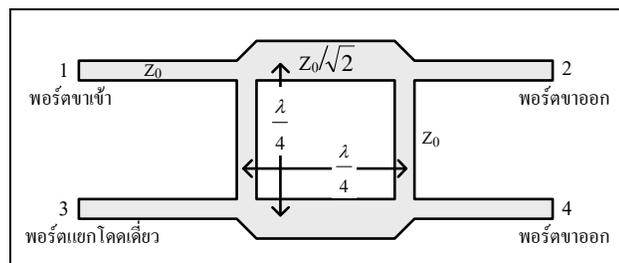
รูปที่ 3.4 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบขนาด  $2 \times 2$   
มีระยะห่างระหว่างสายอากาศเท่ากับ  $\lambda/4$

### 3.3 การออกแบบโครงข่ายท่อรูปสี่เหลี่ยมสำหรับสายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบ

เนื่องจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เลือกใช้สายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบแบบสี่เหลี่ยมขนาด  $2 \times 2$  และมีระยะห่างระหว่างสายอากาศเท่ากับ  $\lambda/4$  ดังนั้น โครงข่ายท่อรูปสี่เหลี่ยมต้องทำการแก้ไขใหม่เพื่อให้ใช้ได้กับสายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบแบบสี่เหลี่ยมนี้ ซึ่งการออกแบบนั้นเราจะอาศัยการดัดแปลงมาจาก Butler matrix ที่ใช้กับสายอากาศแถวลำดับเชิงเส้น  $4 \times 1$  ในการออกแบบวงจรเชื่อมต่อแบบไฮบริด  $64^\circ$  นั้น เราต้องอาศัยหลักการของการออกแบบมาจากวงจรเชื่อมต่อแบบไฮบริด  $90^\circ$  ก่อน หลังจากนั้นเราจึงต้องอาศัยการจำลองผลจากโปรแกรม Microwave office เพื่อช่วยในการปรับเปลี่ยนมุมเฟสของวงจรเชื่อมต่อแบบไฮบริดให้ได้มุมเฟสตามที่เราต้องการ นอกจากนี้เรายังต้องทำการออกแบบวงจรไขว้สัญญาณ (crossover) และวงจรเลื่อนเฟส (phase shifter) ซึ่งเป็นส่วนประกอบของ modified Butler matrix อีกด้วย

#### 3.3.1 การออกแบบวงจรเชื่อมแบบไฮบริด $64^\circ$

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้น ในการออกแบบวงจรเชื่อมแบบไฮบริด  $64^\circ$  นั้น ต้องอาศัยหลักการจากการออกแบบวงจรเชื่อมแบบไฮบริด  $90^\circ$  โดยอ้างอิงจากหนังสือของ David, M.P. (1998) คือ อุปกรณ์เชื่อมต่อเกี่ยวกับทิศทางทำหน้าที่ในการแยกสัญญาณที่ถูกส่งเข้ามายังพอร์ตขาเข้าและส่งออกไปยังพอร์ตขาออกอย่างเท่ากัน โดยพอร์ตขาออกทั้ง 2 จะมีความต่างเฟส  $90^\circ$  พอร์ตที่อยู่ด้านเดียวกันกับพอร์ตขาเข้าจะเป็นพอร์ตแยกสัญญาณ เช่น เมื่อสัญญาณถูกส่งเข้ามายังพอร์ต 1 สัญญาณจะถูกส่งออกที่พอร์ต 2 และพอร์ต 4 อย่างละเท่า ๆ กัน โดยสัญญาณที่พอร์ตทั้ง 2 มีความต่างเฟส  $90^\circ$  พอร์ต 3 เป็นพอร์ตแยกโดดเดี่ยว (isolation port) ซึ่งเป็นพอร์ตที่ไม่ควรมีสัญญาณออกเลย ไฮบริดชนิดนี้มักจะสร้างมาจากไมโครสตริป หรือสตริป ดังแสดงในรูปที่ 3.5 คือ ลักษณะพื้นฐานของวงจรเชื่อมแบบไฮบริด  $90^\circ$  สังเกตเห็นว่าวงจรเชื่อมชนิดนี้จะสมมาตรกัน แต่ละพอร์ตสามารถใช้เป็นพอร์ตขาเข้าได้ และพอร์ตขาออกจะเป็นพอร์ตที่อยู่ตรงกันข้ามกับพอร์ตที่เป็นพอร์ตขาเข้าเสมอ ส่วนพอร์ตแยกยังคงเป็นพอร์ตที่อยู่ด้านเดียวกันกับพอร์ตขาเข้าเช่นกัน



รูปที่ 3.5 ลักษณะพื้นฐานของวงจรเชื่อมแบบไฮบริด  $90^\circ$

ในการออกแบบเราจะใช้การคำนวณพื้นฐานมาจากการคำนวณของไมโครสตริป โดยใช้ไมโครสตริป 50Ω ซึ่งทำการออกแบบบนแผงวงจรพิมพ์แบบ FR4 มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก  $\epsilon_r$  เท่ากับ 4.8 และมีความหนาของแผ่นไดอิเล็กตริก  $d$  เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 2.45 GHz ดังนั้นเราสามารถคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้ดังนี้

การคำนวณหาความกว้างของไมโครสตริป  $W$  เราใช้สมการที่ (3.3)

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A-2}} & ; \frac{W}{d} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & ; \frac{W}{d} > 2 \end{cases} \quad (3.3)$$

เมื่อ 1)  $Z_0 = 50\Omega$  จาก

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (3.4)$$

แทนค่าจะได้  $A = \frac{50}{60} \sqrt{\frac{4.8 + 1}{2}} + \frac{4.8 - 1}{4.8 + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) = 1.582$

นำค่า  $A$  ที่ได้แทนลงในสมการที่ (3.3) เพื่อตรวจสอบเงื่อนไขดังนี้

$$\begin{aligned} \frac{W}{d} &= \frac{8e^A}{e^{2A-2}} \\ &= \frac{8e^{1.582}}{e^{2(1.582)-2}} \end{aligned}$$

$$\frac{W}{d} = 1.796 \quad ; \frac{W}{d} < 2 \quad \text{จะเห็นว่าเป็นไปตามเงื่อนไขเพราะฉะนั้น}$$

$$W = d(1.796) = (1.6)(1.796) = 2.87 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$\text{จาก } \epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( \frac{1}{\sqrt{1 + 12(d/W)}} \right) \quad (3.5)$$

เมื่อแทนค่าจะได้

$$\begin{aligned}\varepsilon_e &= \frac{4.8+1}{2} + \frac{4.8-1}{2} \left( \frac{1}{\sqrt{1+\frac{12(1)}{2.87}}} \right) \\ &= 2.9 + \frac{1.9}{\sqrt{1+6.68}}\end{aligned}$$

$$\varepsilon_e = 3.584$$

เมื่อทำการเปรียบเทียบจาก  $\varepsilon_e \neq \varepsilon_r$  และ  $1 < \varepsilon_e < \varepsilon_r$  แสดงว่าเป็นค่าที่ใช้ได้จริง

$$\text{จาก } \lambda = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_e}(f)} = \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{3.584}(2.45 \times 10^9)} \quad (3.6)$$

$\therefore \lambda = 64.68$  มิลลิเมตร

ดังนั้นที่  $90^\circ$ ;  $\frac{\lambda}{4} = \frac{64.68}{4} = 16.17$  มิลลิเมตร

$$\text{เมื่อ } 2) \frac{Z_0}{\sqrt{2}} = \frac{50}{\sqrt{2}} = 35.35\Omega \text{ จาก}$$

$$\text{แทนค่าจะได้ } B = \frac{377\pi}{2Z_0(\sqrt{\varepsilon_r})} = \frac{377\pi}{2(35.35)(4.8)} = 7.64 \quad (3.7)$$

$$\text{จาก } \frac{W}{d} = \frac{2}{\pi} \left[ B-1 - \ln(2B-1) + \frac{\varepsilon_r-1}{2\varepsilon_r} \left\{ \ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right\} \right] \quad ; \frac{W}{d} > 2$$

นำค่า  $B$  ที่ได้แทนลงในสมการที่ (3.3) เพื่อตรวจสอบเงื่อนไขดังนี้

$$\begin{aligned}\frac{W}{d} &= \frac{2}{\pi} \left[ 7.64 - 1 - \ln(2(7.64) - 1) + \frac{4.8 - 1}{2(4.8)} \left\{ \ln(7.64 - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{4.8} \right\} \right] \\ &= \frac{2}{\pi} [6.64 - 2.658 + 0.395(1.893 + 0.262)] \\ &= \frac{2}{\pi} (3.982 + 0.851)\end{aligned}$$

$$\frac{W}{d} = 3.076 \quad ; \quad \frac{W}{d} > 2 \quad \text{จะเห็นว่าเป็นไปตามเงื่อนไขเพราะฉะนั้น}$$

$$W = d(3.076) = (1.6)(3.076) = 4.921 \text{ มม.}$$

จากสมการที่ (3.5) แทนค่าจะได้

$$\begin{aligned}\epsilon_e &= \frac{4.8 + 1}{2} + \frac{4.8 - 1}{2} \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12(1)}{3.076}}} \right) \\ &= 2.9 + \frac{1.9}{\sqrt{1 + 3.9}}\end{aligned}$$

$$\epsilon_e = 3.756$$

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

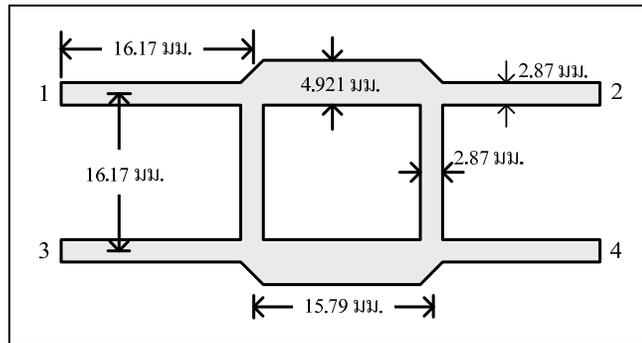
จากสมการที่ (3.6) แทนค่าจะได้

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{3.765(2.45 \times 10^9)}} = 63.18 \text{ มิลลิเมตร}$$

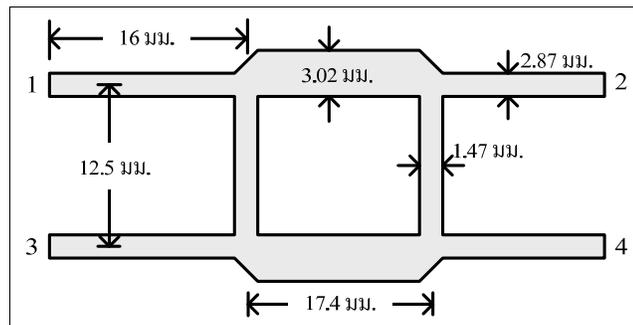
$$\text{ดังนั้นที่ } 90^\circ ; \frac{\lambda}{4} = \frac{63.18}{4} = 15.79 \text{ มิลลิเมตร}$$

เรานำค่าพารามิเตอร์ที่หาได้แทนในรูปที่ 3.3 และสามารถเขียนใหม่ได้ดังรูปที่ 3.6

- ที่เส้นที่  $Z_0$  มีค่าดังนี้
  - ความกว้าง = 2.87 มิลลิเมตร
  - ความยาว = 16.17 มิลลิเมตร
- ที่เส้นที่  $\frac{Z_0}{\sqrt{2}}$  มีค่าดังนี้
  - ความกว้าง = 4.921 มิลลิเมตร
  - ความยาว = 15.79 มิลลิเมตร

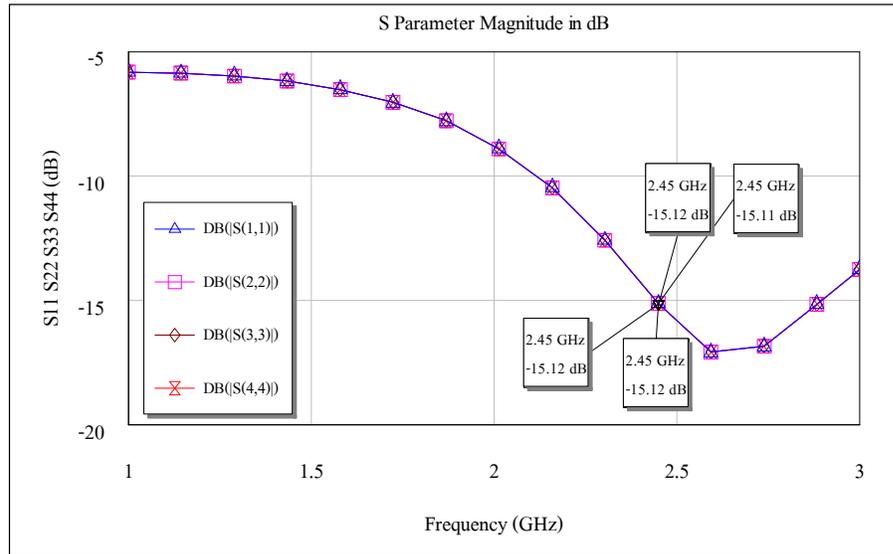


รูปที่ 3.6 ขนาดของวงจรเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90°

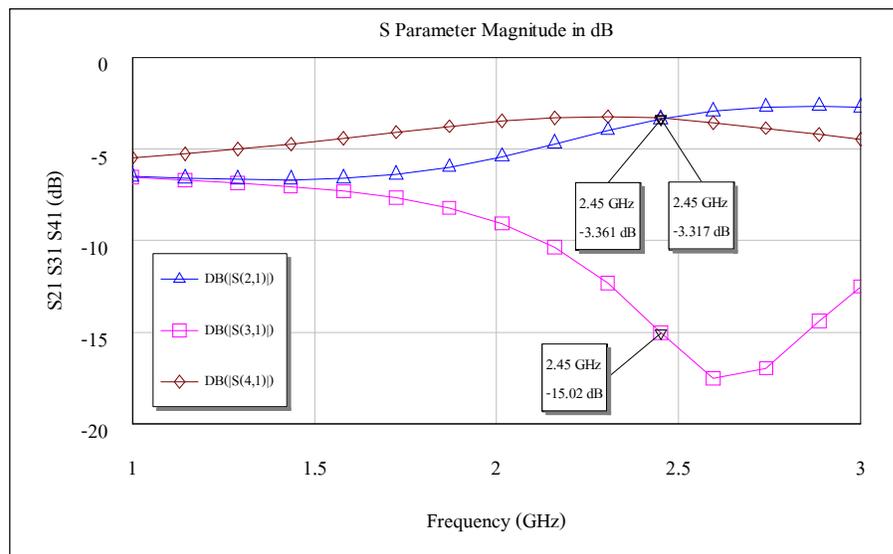


รูปที่ 3.7 ขนาดของวงจรเชื่อมต่อแบบไฮบริด 64°

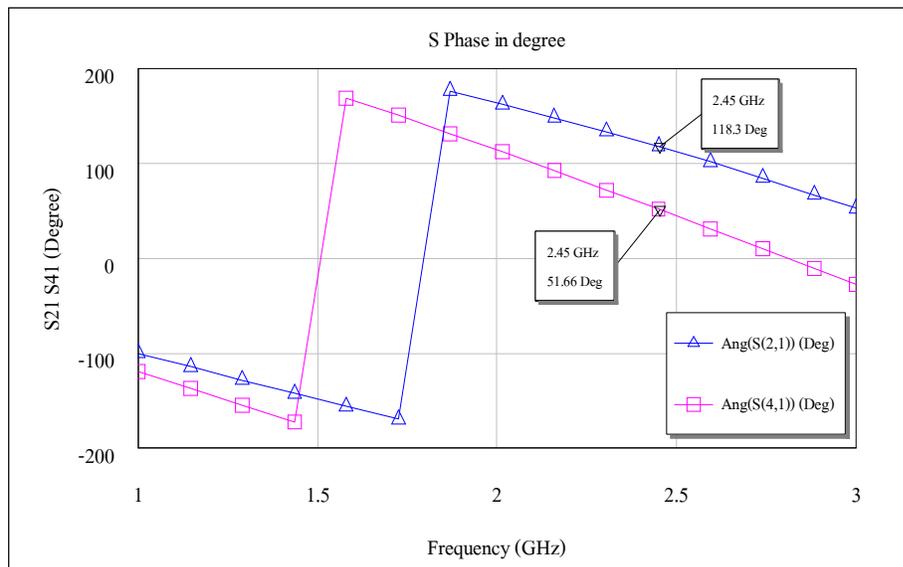
จากค่าพารามิเตอร์ที่ได้เป็นเพียงค่าพารามิเตอร์ของวงจรเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90° จึงยังไม่สามารถนำไปใช้ได้ ดังนั้นเราจึงต้องทำการตัดแปลงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการจำลองผล ซึ่งในการจำลองผลนั้นนอกจากจะให้ได้มุมเฟสที่ต้องการแล้วยังต้องคำนึงถึงค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ค่าความสูญเสียจากการแยกโดดเดี่ยว และค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อให้มีค่าเหมาะสมอีกด้วย จากการจำลองผลนั้นมุมเฟสที่ได้อาจจะมีค่าไม่ตรง 64° มากนัก แต่ทิศทางของลำคลื่นหลักทั้ง 4 ทิศทาง ก็ยังมีค่าใกล้เคียง 45° 135° 225° และ 315° ซึ่งพารามิเตอร์ที่จำลองผลได้นั้นแสดงดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.8 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ตของวงจรเชื่อมต่อแบบไฮบริด  $64^\circ$



รูปที่ 3.9 ความสูญเสียจากการเชื่อมต่อและค่าความสูญเสียจากการแยกโคคเคี้ยว  
ในแต่ละพอร์ตของวงจรเชื่อมต่อแบบไฮบริด  $64^\circ$

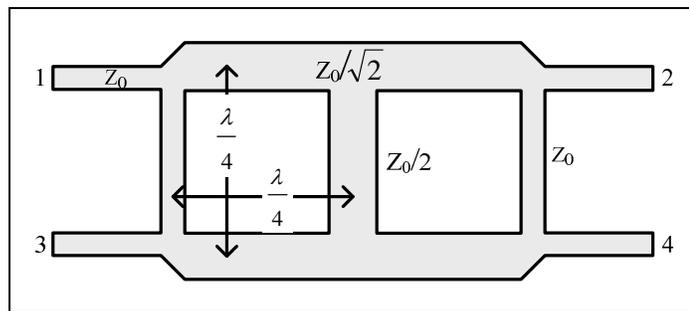


รูปที่ 3.10 มุมเฟสของวงจรเชื่อมต่อแบบไฮบริด  $64^\circ$

รูปที่ 3.8-3.10 แสดงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรม Microwave office ในรูปที่ 3.8 คือ ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับกลับในพอร์ตที่ 1 2 3 และ 4 ตามลำดับของวงจรเชื่อมต่อแบบไฮบริด  $64^\circ$  จากค่าที่ได้พบว่าอุปกรณ์ของเรานั้น มีค่าการสะท้อนกลับของสัญญาณอยู่ในค่าที่รับได้ คือมีค่าต่ำกว่า  $-10$  dB ซึ่งจะสอดคล้องกับค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) เท่ากับ 2 หรือต่ำกว่า แสดงว่ามีการแมตช์ที่ดีดังแสดงใน Barrick, D., and Benmoussa, Z. (2006) จาก  $VSWR = (1 + \Gamma)/(1 - \Gamma)$  เมื่อแทนค่า  $VSWR = 2$  จะทำให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ  $\Gamma$  เท่ากับ 0.33 และนำมาแทนค่าเพื่อหาค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ  $R_L$  จาก  $R_L = -20 \log|\Gamma|$  แทนค่า  $\Gamma = 0.33$  ได้ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเท่ากับ  $-10$  dB นั้นหมายความว่าอุปกรณ์ที่เราออกแบบนั้นจะต้องมีค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเท่ากับ  $-10$  dB จึงจะทำให้อัตราส่วนคลื่นนิ่งอยู่ในค่าที่สามารถรับได้จากการที่ได้ออกแบบวงจรเชื่อมต่อแบบไฮบริด  $64^\circ$  พบว่าอุปกรณ์ที่ได้ทำการออกแบบนี้สามารถส่งผ่านสัญญาณได้ดี และยังสามารถส่งผ่านสัญญาณจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 2 และพอร์ต 4 อย่างละเท่า ๆ กันและมีสัญญาณออกมาจากพอร์ต 3 น้อยดังแสดงในรูปที่ 3.9 นอกจากนี้รูปที่ 3.10 แสดงให้เห็นว่าเฟสที่ออกมาจากพอร์ต 2 และพอร์ต 4 มีค่าเท่ากับ  $118.3^\circ$   $51.66^\circ$  ซึ่งทั้งสองพอร์ตนี้จะมีค่าความต่างเฟสเท่ากับ  $66.64^\circ$  จากผลการจำลองทั้งหมดพบว่าผลที่ได้เป็นไปตามทฤษฎีที่เราได้กล่าวไว้ข้างต้น ดังนั้นเราจะสามารถนำไปสร้างเพื่อนำไปใช้งานจริงได้

### 3.3.2 การออกแบบวงจรไขว้สัญญาณ

วงจรไขว้สัญญาณเป็นอุปกรณ์ที่ใช้แยกสัญญาณ โดยหน้าที่หลักของไมโครสตริปแบบไขว้สัญญาณ คือจะทำหน้าที่ในการไขว้สัญญาณที่ถูกส่งเข้ามา ซึ่งอ้างอิงมาจาก Denidni, T.A., and Libar, T.E. (2003) ดังรูปที่ 3.11 แสดงลักษณะพื้นฐานของวงจรไขว้สัญญาณ เมื่อมีสัญญาณเข้าที่พอร์ต 1 วงจรไขว้สัญญาณจะบังคับให้สัญญาณไปออกที่พอร์ต 4 มากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ ส่วนที่พอร์ต 2 และพอร์ต 3 เป็นพอร์ตแยกโดดเดี่ยว คือพอร์ตที่ไม่ควรมีสัญญาณออกหรือให้สัญญาณออกน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ และในทำนองเดียวกัน เมื่อมีสัญญาณเข้าที่พอร์ต 3 วงจรไขว้สัญญาณจะบังคับให้สัญญาณไปออกที่พอร์ต 2 มากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ ส่วนที่พอร์ต 1 และพอร์ต 4 เป็นพอร์ตที่ไม่ควรมีสัญญาณออก หรือให้สัญญาณออกน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้



รูปที่ 3.11 ลักษณะพื้นฐานของวงจรไขว้สัญญาณ

ในการออกแบบและคำนวณนั้น เรายังจะใช้พื้นฐานมาจากการคำนวณของไมโครสตริป  $50\Omega$  ดังที่ได้แสดงในหัวข้อ 3.3.1

$$\text{เมื่อ } 1) \frac{Z_0}{2} = \frac{50}{2} = 25\Omega \text{ จาก}$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0(\sqrt{\epsilon_r})} \quad (3.8)$$

$$\text{แทนค่าจะได้ } B = \frac{377\pi}{2Z_0(\sqrt{\epsilon_r})} = \frac{377\pi}{2(25)(4.8)} = 10.81$$

$$\text{จาก } \frac{W}{d} = \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] \quad ; \frac{W}{d} > 2$$

นำค่า  $B$  ที่ได้แทนลงในสมการที่ (3.3) เพื่อตรวจสอบเงื่อนไขดังนี้

$$\begin{aligned} \frac{W}{d} &= \frac{2}{\pi} \left[ 10.81 - 1 - \ln(2(10.81) - 1) + \frac{4.8 - 1}{2(4.8)} \left\{ \ln(10.81 - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{4.8} \right\} \right] \\ &= \frac{2}{\pi} [9.81 - 3.026 + 0.395(2.283 + 0.262)] \\ &= \frac{2}{\pi} (6.784 + 1.005) \end{aligned}$$

$$\frac{W}{d} = 4.958 \quad ; \frac{W}{d} > 2 \quad \text{จะเห็นว่าเป็นไปตามเงื่อนไขเพราะฉะนั้น}$$

$$W = d(4.958) = (1.6)(4.958) = 7.933 \text{ มิลลิเมตร}$$

จากสมการที่ (3.5) แทนค่าจะได้

$$\begin{aligned} \epsilon_e &= \frac{4.8 + 1}{2} + \frac{4.8 - 1}{2} \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12(1)}{4.958}}} \right) \\ &= 2.9 + \frac{1.9}{\sqrt{1 + 2.42}} \\ \epsilon_e &= 3.926 \end{aligned}$$

เมื่อทำการเปรียบเทียบจาก  $\epsilon_e \neq \epsilon_r$  และ  $1 < \epsilon_e < \epsilon_r$  แสดงว่าเป็นค่าที่ใช้ได้จริงจากสมการที่ (3.6) แทนค่าจะได้

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{3.926(2.45 \times 10^9)}} = 61.79 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$\text{ดังนั้น } \frac{\lambda}{4} = \frac{61.79}{4} = 15.44 \text{ มิลลิเมตร}$$

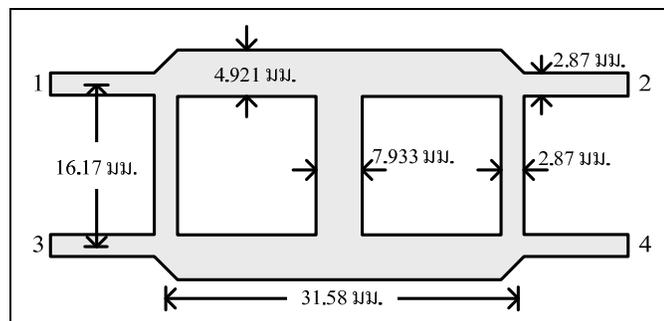
เรานำค่าพารามิเตอร์ที่หาได้แทนในรูปที่ 3.11 และสามารถเขียนใหม่ได้ดังรูปที่ 3.12

- ที่เส้นที่  $Z_0$  มีค่าดังนี้

$$\text{ความกว้าง} = 2.87 \text{ มิลลิเมตร}$$

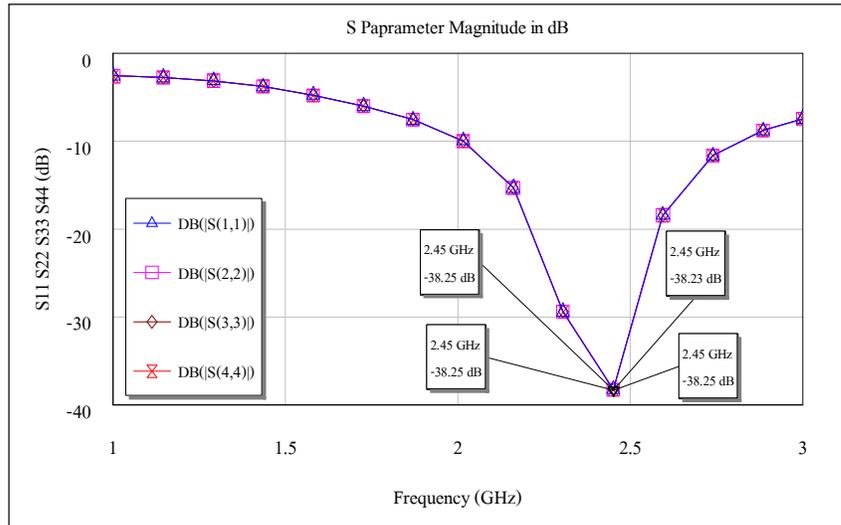
$$\text{ความยาว} = 16.17 \text{ มิลลิเมตร}$$

- ที่เส้นที่  $\frac{Z_0}{\sqrt{2}}$  มีค่าดังนี้
  - ความกว้าง = 4.921 มิลลิเมตร
  - ความยาว = 15.79 มิลลิเมตร
- ที่เส้นที่  $\frac{Z_0}{2}$  มีค่าดังนี้
  - ความกว้าง = 7.933 มิลลิเมตร
  - ความยาว = 15.44 มิลลิเมตร

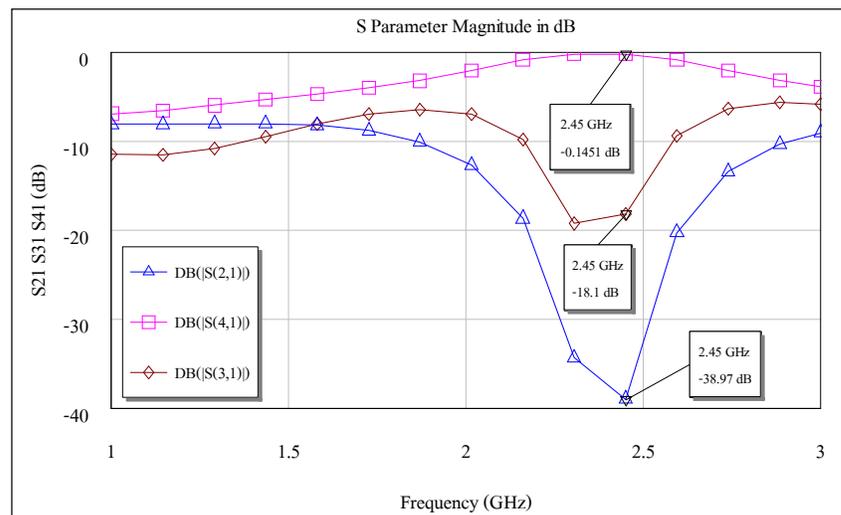


รูปที่ 3.12 ขนาดของวงจรกิจวีสัญญาณ

รูปที่ 3.12 แสดงขนาดของวงจรกิจวีสัญญาณที่คำนวณได้และนำไปจำลองผลด้วยโปรแกรม Microwave office ได้จำลองผลดังรูปที่ 3.13 แสดงให้เห็นว่าค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ตของวงจรกิจวีสัญญาณนั้นมีการสะท้อนกลับน้อยหรือไม่มีสัญญาณออกเลย แสดงว่าวงจรกิจวีสัญญาณนี้สามารถส่งผ่านสัญญาณได้ และมีการส่งผ่านสัญญาณจากพอร์ต 1 ไขว้ไปยังพอร์ต 4 ได้มาก โดยที่สัญญาณจะไม่มี การส่งผ่านไปยังพอร์ต 2 และพอร์ต 3 ดังแสดงในรูปที่ 3.14 นอกจากนี้มุมเฟสของสัญญาณเมื่อมีการส่งสัญญาณเข้าที่พอร์ต 1 ผ่านไปออกที่พอร์ต 4 นั้น มีมุมเฟสเท่ากับมุมเฟสของสัญญาณที่มีการส่งสัญญาณเข้าที่พอร์ต 3 ผ่านไปออกที่พอร์ต 2 แสดงดังรูปที่ 3.15 จากผลที่ได้พบว่าไปตามทฤษฎีและสามารถนำไปใช้สร้างจริงได้

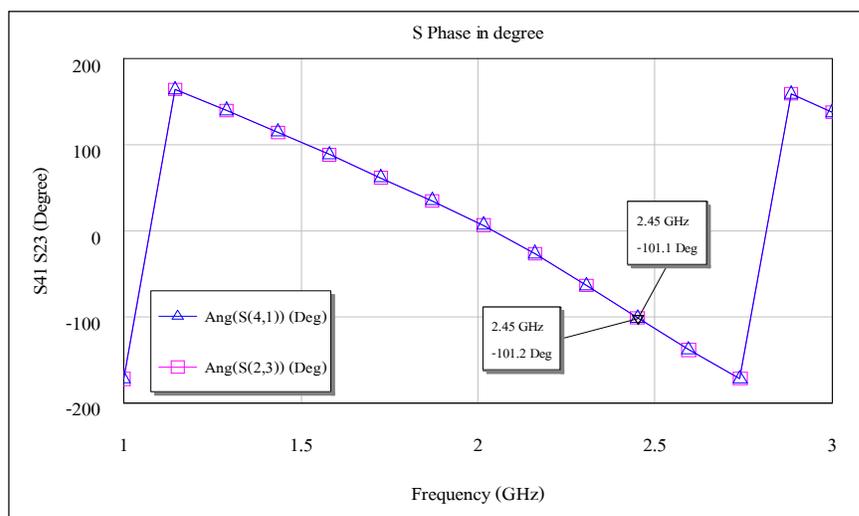


รูปที่ 3.13 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ตของวงจรวัดสัญญาณ

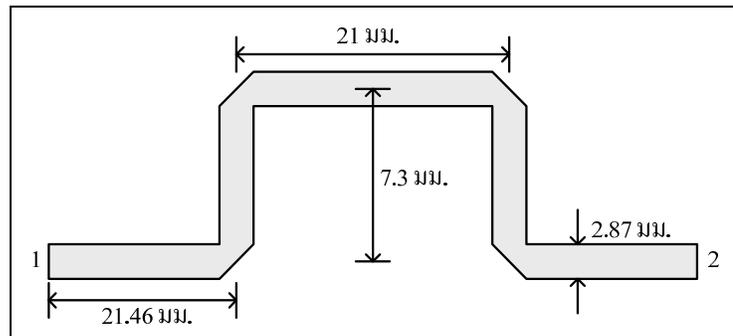


รูปที่ 3.14 ความสูญเสียจากการเชื่อมต่อและค่าความสูญเสียจากการแยกโคดเดี่ยว  
ในแต่ละพอร์ตของวงจรวัดสัญญาณ

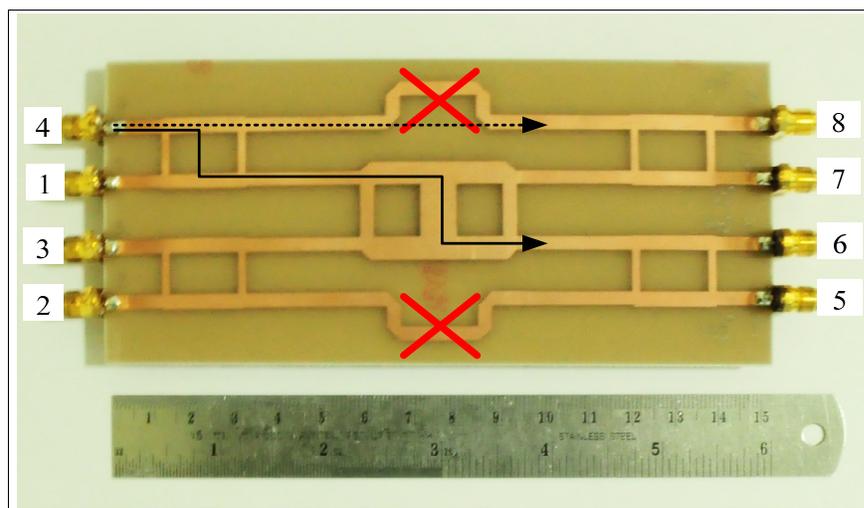
เมื่อค่าที่ได้จากคำนวณเป็นที่น่าพึงพอใจแล้วนั้น เราจึงได้ทำการรวมวงจรระหว่างวงจรเชื่อมแบบไฮบริด  $64^\circ$  และวงจรไขว้สัญญาณเข้าด้วยกัน โดยจะมีวงจรเลื่อนเฟสเพิ่มเข้ามาซึ่งมีลักษณะและขนาดของวงจรเลื่อนเฟส ดังรูปที่ 3.16 ที่ได้จากการจำลองผลใน โปรแกรม Microwave office เนื่องจากเราจำเป็นที่จะต้องเพิ่มระยะทางเพื่อให้สัญญาณไหลจากวงจรเชื่อมแบบไฮบริด  $64^\circ$  อีกข้างไปยังวงจรเชื่อมแบบไฮบริด  $64^\circ$  ของข้างที่ไม่ได้เชื่อมต่อกับวงจรไขว้สัญญาณเพื่อที่จะทำให้มีระยะการไหลของสัญญาณ (หรือการเลื่อนมุมเฟสของสัญญาณ) ให้มีค่าเท่ากับระยะทางการไหลของสัญญาณจากวงจรเชื่อมแบบไฮบริด  $64^\circ$  อีกข้างไปยังวงจรเชื่อมแบบไฮบริด  $64^\circ$  ของข้างที่ผ่านวงจรไขว้สัญญาณในลักษณะไขว้เส้นทาง โดยจะมีการนำวงจรเลื่อนเฟสใส่ไว้ทั้ง 2 ข้าง ดังเช่นในรูปที่ 3.17 แสดงลักษณะการเดินทางของสัญญาณเมื่อมีสัญญาณเข้าที่พอร์ต 4 สัญญาณที่เดินทางไปตามเส้นประนั้นคือสัญญาณจะไม่มีผ่านวงจรไขว้สัญญาณ ในขณะที่เดียวกันก็จะมีสัญญาณที่เดินทางผ่านวงจรไขว้สัญญาณไปตามเส้นทึบซึ่งสัญญาณนี้จะมีการเดินทางที่ช้ากว่าหรือเฟสล่าช้ากว่าสัญญาณที่ไม่ผ่านวงจรไขว้สัญญาณ ดังนั้นเราจึงต้องมีการเพิ่มระยะทางของสัญญาณที่เดินทางตามเส้นประหรือไม่ผ่านวงจรไขว้สัญญาณนั้นมีมุมเฟสในการเดินทางเท่ากับสัญญาณที่เดินทางผ่านวงจรไขว้สัญญาณ โดยการชดเชยมุมเฟสของสัญญาณให้มีค่าเท่ากับมุมเฟสของที่ออกมาจากวงจรไขว้สัญญาณ จากที่เราได้ทำการออกแบบวงจรไขว้สัญญาณมาแล้วนั้นพบว่า มุมเฟสของสัญญาณที่ถูกไขว้สัญญาณมีค่าเท่ากับ  $-101.1^\circ$  ดังนั้นเราจึงต้องทำการออกแบบให้วงจรเลื่อนเฟสนั้นมีค่ามุมเฟสเท่ากับ  $-101.1^\circ$  เช่นกัน เพื่อเป็นการชดเชยเฟสให้กับสัญญาณที่ไม่ผ่านวงจรไขว้สัญญาณ



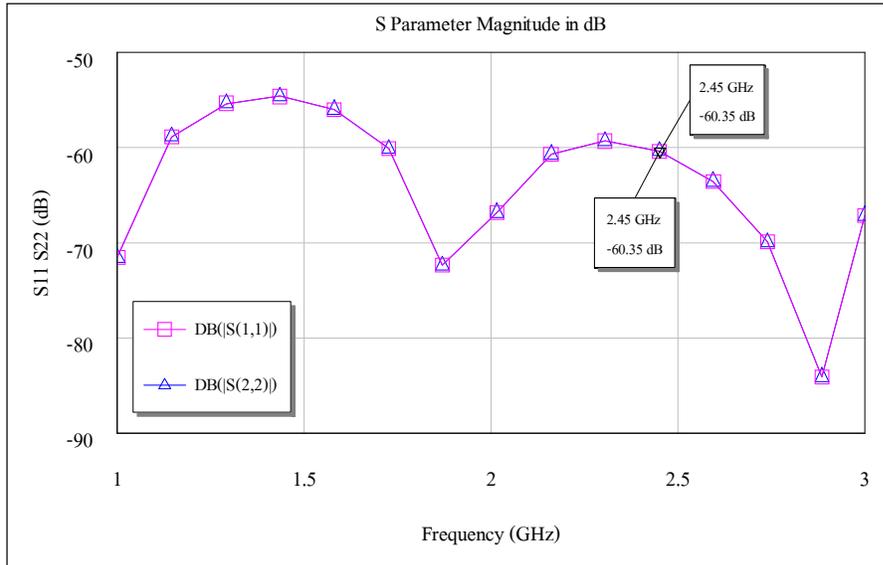
รูปที่ 3.15 มุมเฟสของวงจรไขว้สัญญาณ



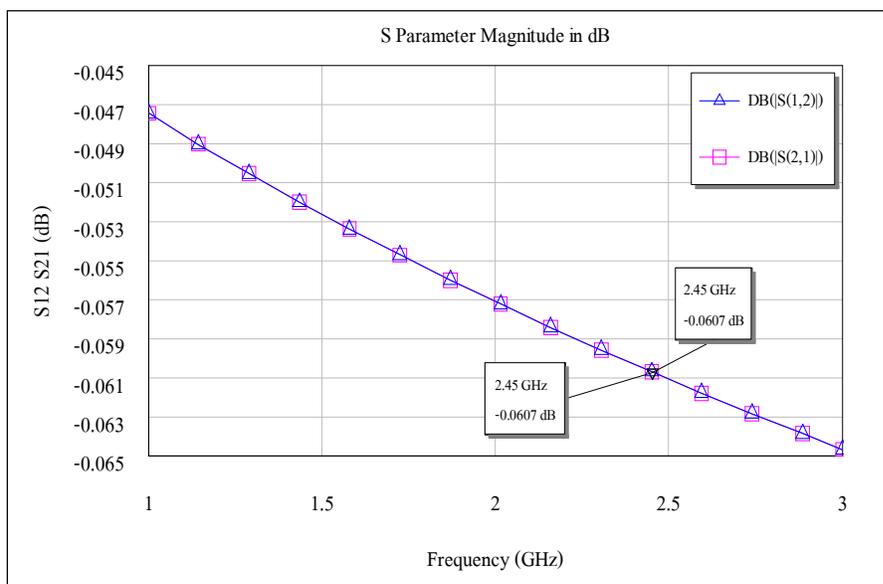
รูปที่ 3.16 ขนาดของวงจรถ่ายเฟส



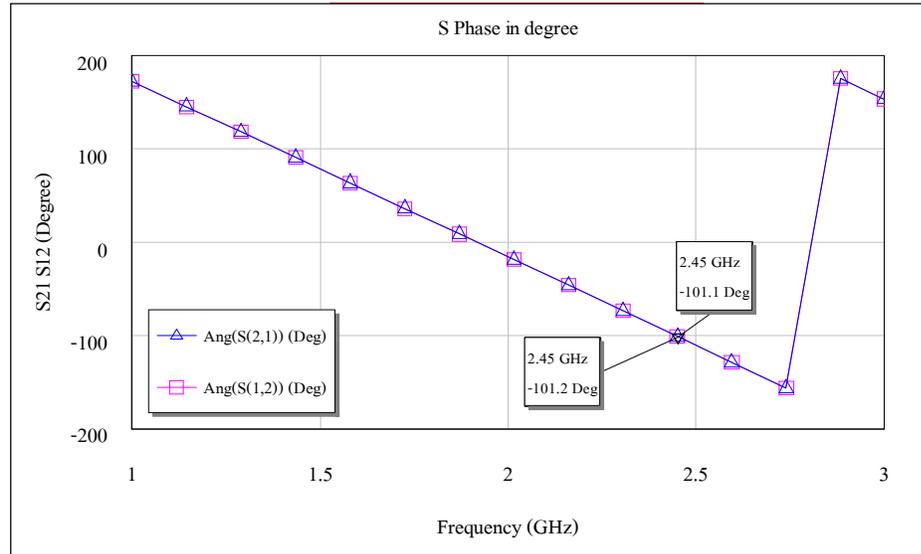
รูปที่ 3.17 ลักษณะการเดินทางของสัญญาณในขณะที่ยังไม่มีการวางจอยถ่ายเฟส



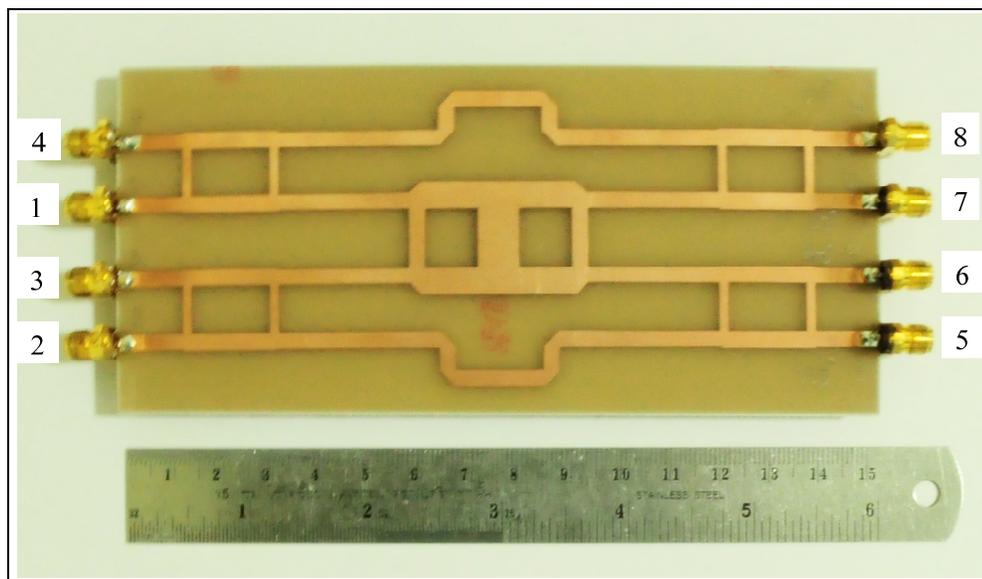
รูปที่ 3.18 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในแต่ละพอร์ตของวงจรเลื่อนเฟส



รูปที่ 3.19 ความสูญเสียจากการเชื่อมต่อของวงจรเลื่อนเฟส



รูปที่ 3.20 มุมเฟสของวงจรเลื่อนเฟส



รูปที่ 3.21 อุปกรณ์ต้นแบบของ modified Butler matrix ที่สร้างขึ้นสำหรับ  
สายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบ 2x2

ในการออกแบบวงจรเลื่อนเฟสนั้นได้ผลดังรูปที่ 3.18 พบว่า ค่าสัมประสิทธิ์การกลับในพอร์ต 1 และพอร์ต 2 นั้นสามารถส่งผ่านสัญญาณได้เนื่องจากค่าที่ได้มีค่าต่ำกว่า  $-10$  dB และมีการส่งผ่านสัญญาณจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 2 ได้ดี และมีมุมเฟสเท่ากับ  $-101.1^\circ$  ตามที่เราต้องการซึ่งแสดงในรูปที่ 3.19 และรูปที่ 3.20 ตามลำดับ จากนั้นเราจึงทำการรวมวงจรทั้งหมดที่ได้ ออกแบบมาเข้าด้วยกันเป็น modified Butler matrix ซึ่งมีลักษณะดังรูปที่ 3.21

จาก modified Butler matrix ที่เราสร้างขึ้นนั้น เราจะนำไปทำการวัดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ โดยใช้เครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย ซึ่งทำการวัดค่าพารามิเตอร์ดังนี้ เริ่มจากการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ คือค่าการสูญเสียที่เกิดจากการสะท้อนกลับออกมาจากพอร์ตที่ป้อนสัญญาณเข้าไปในนั่นเอง ซึ่งควรต่ำกว่า  $-10$  dB นั้นแสดงว่าอุปกรณ์ที่เราสร้างขึ้นสามารถส่งผ่านสัญญาณได้ดี ค่าความสูญเสียจากการแยกโคดเดี่ยว คือค่าการสูญเสียที่เกิดจากการสะท้อนกลับออก จากอีกพอร์ตหนึ่งซึ่งอยู่ข้างเดียวกันกับพอร์ตที่ป้อนสัญญาณเข้าไป ซึ่งควรที่จะมีค่าที่ต่ำมาก หรือต่ำกว่า  $-15$  dB และค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ คือค่าการสูญเสียที่เกิดจากการส่งผ่านสัญญาณจาก พอร์ตขาเข้าไปยังพอร์ตขาออกของสัญญาณ ซึ่งควรจะมีค่าน้อย หรือควรมีค่าที่มากกว่า  $-10$  dB และวัดค่ามุมเฟสของสัญญาณ

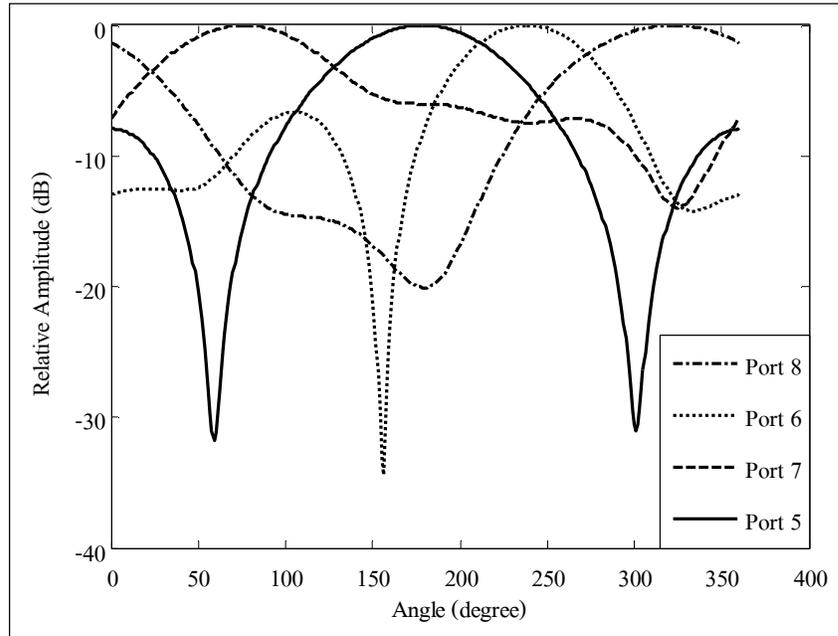
ตารางที่ 3.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ได้จากการวัดจริงของ modified Butler matrix ซึ่งจะประกอบไปด้วย ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ค่าความสูญเสียจากการแยกโคดเดี่ยว และ ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ จากค่าที่ได้พบว่ามีค่าพารามิเตอร์ในบางตัวนั้นไม่เป็นไปตามเงื่อนไขที่เรากล่าวมาข้างต้น นั้นอาจเกิดจากขั้นตอนในการสร้างอุปกรณ์จริง แต่เมื่อเรานำมาทำการวัดมุมเฟสของแต่ละพอร์ตที่พอร์ตขาออกได้ดังตารางที่ 3.2 คือ ค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสายอากาศแต่ละต้น จากค่าที่ได้มีค่ามีความผิดพลาดไปจากตารางที่ 2.2 เล็กน้อยซึ่ง อาจเกิดขึ้นจากขั้นตอนในการสร้างอุปกรณ์ แต่เมื่อนำค่าที่ได้ไปจำลองแบบในคอมพิวเตอร์เพื่อดูแบบรูปการแผ่พลังงานของ modified Butler matrix ที่เราสร้างขึ้นผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 3.22 จากรูป จะเห็นว่าทิศทางของลำคลื่นหลักได้ 4 ทิศทางที่เราต้องการนั้นมีค่าใกล้เคียงตามที่แสดงใน ตารางที่ 2.3 ซึ่งเป็นค่าทางทฤษฎี หากต้องการลำคลื่นหลักมากกว่า 4 ทิศทางนั้น เราต้องทำการ ออกแบบ modified Butler matrix ใหม่ทั้งหมดโดยใช้หลักการในการออกแบบที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น ในหัวข้อถัดไปจะเป็นการนำเสนอการจำลองแบบและการออกแบบอุปกรณ์ที่ใช้กำหนด ทิศทางของจุดศูนย์

ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการวัดจริงของ modified Butler matrix

ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ			
พารามิเตอร์	แอมพิจูด (dB)	พารามิเตอร์	แอมพิจูด (dB)
S11	-10.06	S55	-14.67
S22	-15.30	S66	-10.48
S33	-9.582	S77	-10.02
S44	-14.28	S88	-14.35
ค่าความสูญเสียจากการแยกโคคเคียว			
พารามิเตอร์	แอมพิจูด (dB)	พารามิเตอร์	แอมพิจูด (dB)
S21	-6.57	S65	-6.479
S31	-16.86	S75	-17.32
S41	-14.44	S85	-14.20
ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ			
พารามิเตอร์	แอมพิจูด (dB)	พารามิเตอร์	แอมพิจูด (dB)
S51	-14.36	S71	-10.22
S52	-14.49	S72	-14.13
S53	-8.30	S73	-22.50
S54	-8.90	S74	-8.42
S61	-23.56	S81	-8.23
S62	-8.32	S82	-8.81
S63	-10.21	S83	-14.41
S64	-14.44	S84	-14.32

ตารางที่ 3.2 ค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักที่วัดได้ของสายอากาศแถวลำดับเชิงระนาบ 2×2

พอร์ต ขาออก	สายอากาศ			
	2	3	1	4
5	-39.45	-84.31	-94.44	-152.25
6	-84.71	-137.84	7.58	-95.07
7	-94.42	3.14	-136.86	-85.17
8	-152.93	-96.23	-86.07	-42.10



รูปที่ 3.22 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสวิตซ์ลำดับที่ใช้นิยามด้วย modified Butler matrix

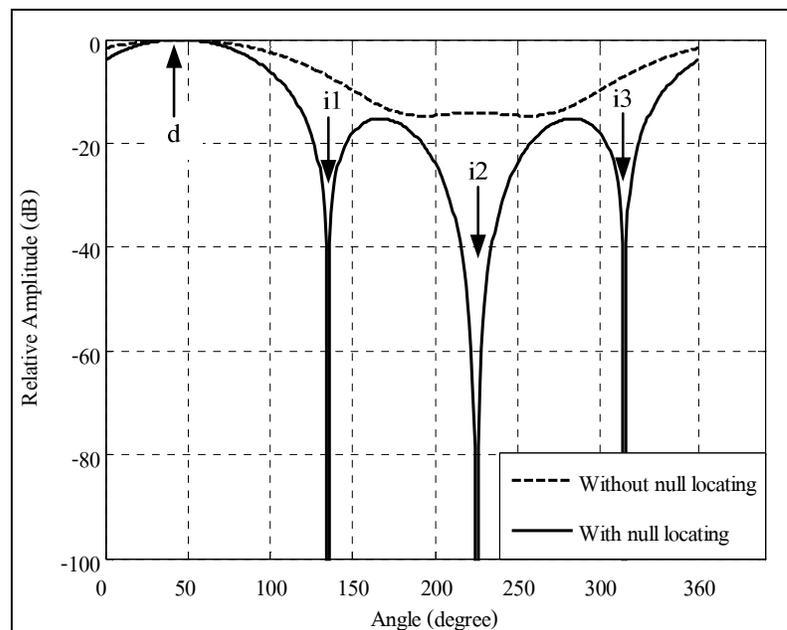
### 3.4 การออกแบบอุปกรณ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์

ในการออกแบบอุปกรณ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์นั้น เราจะต้องอาศัยการจำลองผลด้วยคอมพิวเตอร์ก่อน เพื่อดูว่าวิธีที่เราจะใช้ในการกำหนดจุดศูนย์นั้นมีประสิทธิภาพ และใช้งานร่วมกับสายอากาศแบบสวิตซ์ได้จริง หลังจากนั้นเราจึงทำการออกแบบและสร้างอุปกรณ์จริงที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์และนำไปใช้งานกับเครือข่ายเมชไร้สายได้

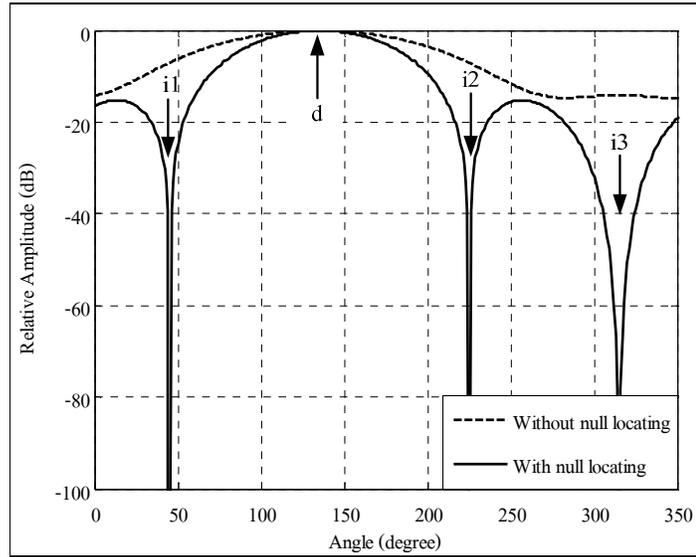
#### 3.4.1 การจำลองผลด้วยวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์

จากที่เราได้นำเสนอวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ไปแล้วในหัวข้อที่ 2.7 ในหัวข้อนี้เราจะนำเสนอการจำลองแบบและหาค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ โดยใช้สมการที่ (2.21) – (2.27) เพื่อดูประสิทธิภาพของการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ โดยกำหนดทิศทางของลำดับหลัก 4 ทิศทาง คือ  $45^\circ$   $135^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$  ในการจำลองแบบนั้น เราจะเริ่มจากการกำหนดทิศทางของสัญญาณที่ต้องการเข้ามาที่  $45^\circ$  และกำหนดให้ทิศทางของสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $135^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$  ผลที่ได้จากการจำลองคือ แบบรูปการแผ่พลังงาน ซึ่งเราจะทำการเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานที่ไม่ใช้วิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์และแบบรูปการแผ่พลังงานที่ใช้วิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ โดยที่เส้นประ คือระบบที่ยังไม่มีการใช้วิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ และเส้นทึบ คือระบบที่มีการใช้วิธีการกำหนด

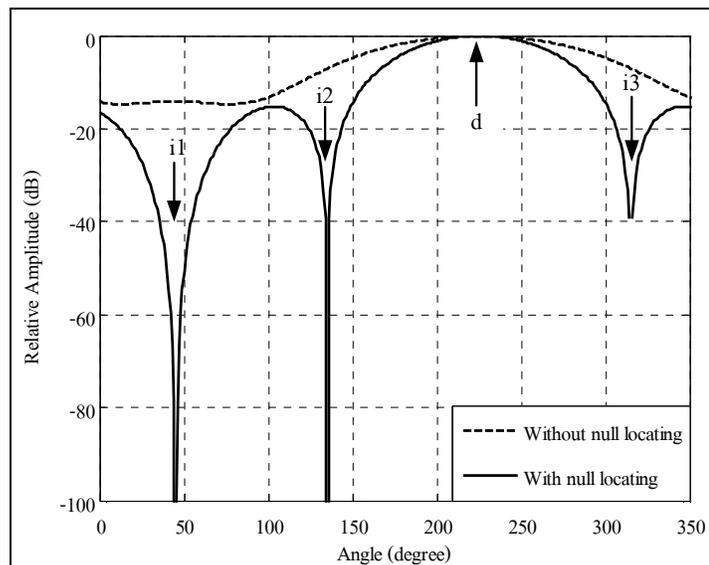
ทิศทางของจุดศูนย์ ผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 3.23 คือแบบรูปการแผ่พลังงานในทิศทางของสัญญาณที่ต้องการเข้ามา  $d$  ที่  $45^\circ$  และทิศทางของสัญญาณแทรกสอด  $i$  ที่มาจากทิศทางที่  $135^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$  ตามลำดับ หลังจากนั้นเราจะทำการเปลี่ยนทิศทางของสัญญาณที่ต้องการเข้ามาเป็น  $135^\circ$  ทิศทางของสัญญาณแทรกสอดที่มาจากทิศทางที่  $45^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$  แทน ผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 3.24 ในทำนองเดียวกันเราก็ทำการเปลี่ยนทิศทางของสัญญาณที่ต้องการเข้ามาเป็น  $225^\circ$  ทิศทางของสัญญาณแทรกสอดที่มาจากทิศทางที่  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $315^\circ$  และเปลี่ยนทิศทางของสัญญาณที่ต้องการเข้ามาเป็น  $315^\circ$  ทิศทางของสัญญาณแทรกสอดที่มาจากทิศทางที่  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $225^\circ$  จะได้แบบรูปการแผ่พลังงานดังรูปที่ 3.25 และ 3.26 ตามลำดับ



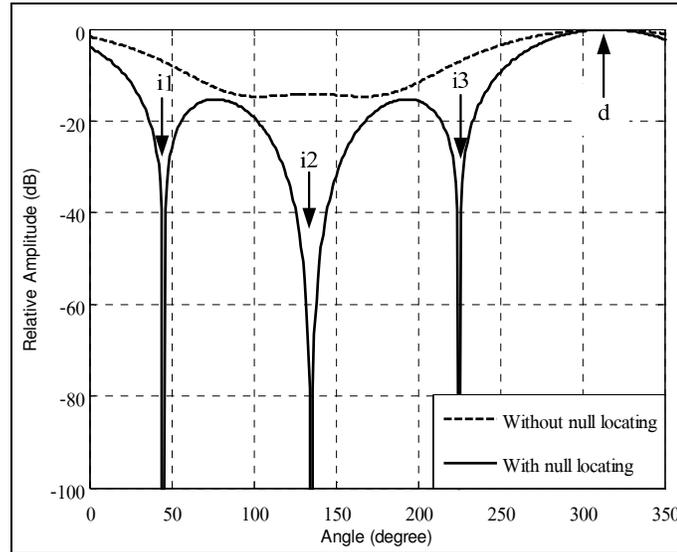
รูปที่ 3.23 แบบรูปการแผ่พลังงานของระบบในงานวิจัยนี้ เมื่อมีสัญญาณที่ต้องการเข้ามาในทิศทางที่  $45^\circ$  และสัญญาณแทรกสอดมาจากทิศทางที่  $135^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$



รูปที่ 3.24 แบบรูปการแผ่พลังงานของระบบในงานวิจัยนี้ เมื่อมีสัญญาณที่ต้องการเข้ามาในทิศทางที่  $135^\circ$  และสัญญาณแทรกสอดมาจากทิศทางที่  $45^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$



รูปที่ 3.25 แบบรูปการแผ่พลังงานของระบบในงานวิจัยนี้ เมื่อมีสัญญาณที่ต้องการเข้ามาในทิศทางที่  $225^\circ$  และสัญญาณแทรกสอดมาจากทิศทางที่  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $315^\circ$



รูปที่ 3.26 แบบรูปการแผ่พลังงานของระบบในงานวิจัยนี้ เมื่อมีสัญญาณที่ต้องการเข้ามาในทิศทางที่  $315^\circ$  และสัญญาณแทรกสอดมาจากทิศทางที่  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $225^\circ$

จากรูปที่ 3.23 - 3.26 จะเห็นว่าวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้สามารถกดจุดศูนย์ในทิศทางของสัญญาณแทรกสอดให้มีค่าต่ำกว่าสายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่นที่ไม่ได้ใช้วิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ จึงทำให้ระบบสามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดได้จริง ดังนั้นขั้นตอนต่อไปจะเป็นการออกแบบและสร้างอุปกรณ์ที่ใช้ในการกำหนดจุดศูนย์เพื่อนำมาใช้งานร่วมกับระบบสายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่น

#### 3.4.2 การออกแบบอุปกรณ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์

จากหัวข้อที่ 3.4.1 เราได้ทำการพิสูจน์แล้วว่าวิธีการที่ใช้ในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์นั้นสามารถนำมาใช้งานได้จริง ดังนั้นเราจึงได้ทำการหาค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ได้จากสมการที่ (2.27) ตารางที่ 3.3 แสดงค่าสัมประสิทธิ์ของการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ที่ได้จากการจำลองผล เช่น เมื่อเราต้องการหันลำคลื่นหลักไปยังทิศทางของสัญญาณที่ต้องการเข้ามาที่  $45^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $135^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$  เราจะต้องใช้ค่าสัมประสิทธิ์  $k_1$   $k_2$  และ  $k_3$  ที่แสดงในตารางที่ 3.3 คูณกับพอร์ตขาออกของสัญญาณที่เป็นทิศทางของสัญญาณแทรกสอดเราจึงจะสามารถกดจุดศูนย์ได้ จากค่าที่ได้ดังตารางพบว่าค่าที่ได้เป็นจำนวนเชิงซ้อนดังนั้นเราจึงต้องทำการแปลงค่าให้เป็นแอมพลิจูดและมุมเฟสได้ดังตารางที่ 3.4 ซึ่งค่าที่ได้นั้นเราจะใช้แอมพลิจูดเป็นอุปกรณ์ลดทอนสัญญาณ (attenuators) และใช้มุมเฟส

ตารางที่ 3.3 ค่าสัมประสิทธิ์ของการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ที่ได้จากการจำลองผล

ทิศทางของ ลำคลื่นหลัก	ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดจุดศูนย์		
	$k_1$	$k_2$	$k_3$
45°	-0.1972 - 0.3978i	-0.1194 + 0.1569i	-0.1972 - 0.3978i
135°	-0.1972 + 0.3978i	-0.1972 - 0.3978i	0.1972 + 0.0000i
225°	-0.1194 - 0.1569i	-0.1972 + 0.3978i	-0.1972 + 0.3978i
315°	-0.1972 + 0.3978i	0.1972 - 0.0000i	-0.1972 - 0.3978i

ตารางที่ 3.4 ค่าสัมประสิทธิ์ของการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ที่ได้จากการจำลองผลที่ถูกแปลงค่าให้เป็นแอมพลิจูดและมุมเฟส

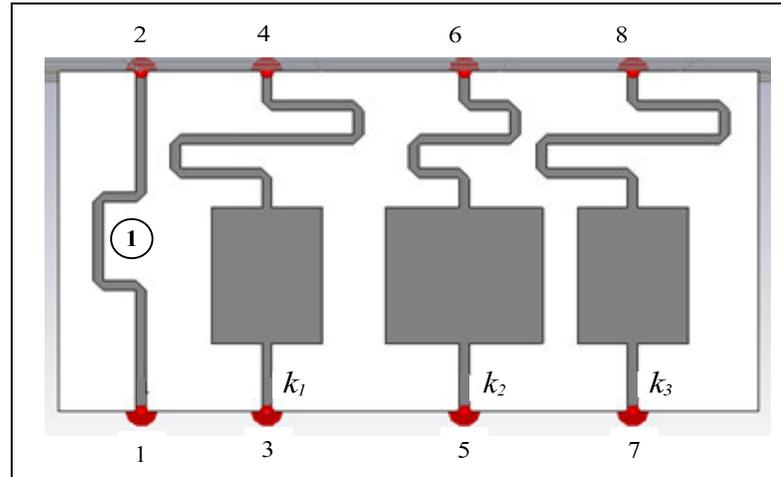
ทิศทาง ของ ลำคลื่น หลัก	ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดจุดศูนย์					
	$k_1$		$k_2$		$k_3$	
	แอมพลิจูด	มุมเฟส	แอมพลิจูด	มุมเฟส	แอมพลิจูด	มุมเฟส
45°	-7.07 dB	-116.368°	-14.11 dB	127.27°	-7.07 dB	-116.368°
135°	-7.07 dB	116.368°	-7.07 dB	-116.368°	-14.11 dB	0°
225°	-14.11 dB	-127.27°	-7.07 dB	116.368°	-7.07 dB	116.368°
315°	-7.07 dB	116.368°	-14.11 dB	0°	-7.07 dB	-116.368°

เป็นอุปกรณ์เลื่อนเฟส (phaseshifters) โดยรูปแบบของอุปกรณ์นั้นเราจะใช้ไมโครสตริปแบบเส้นมา เป็นพื้นฐานในการออกแบบอุปกรณ์ทั้งหมด ตามที่ได้แสดงในงานวิจัยของ Bialkowski, M.E., and Uthansakul, M. (2006)

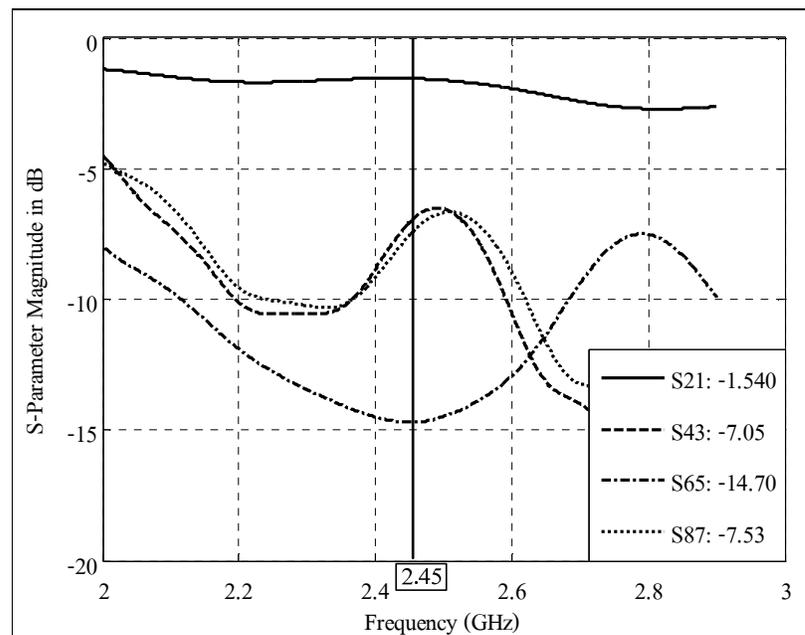
จากค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้ตารางที่ 3.4 เราจะนำมาทำการออกแบบอุปกรณ์ โดยอาศัย การจำลองแบบในโปรแกรม CST Microwave Studio ในการปรับแอมพลิจูดและมุมเฟส ของอุปกรณ์ให้ได้ตามที่เรต้องการ เราจึงทำการออกแบบอุปกรณ์กำหนดจุดศูนย์สำหรับการหันลำคลื่นหลักไปทิศทางที่ 45° ได้ดังรูปที่ 3.27 คืออุปกรณ์ที่ใช้ในการกำหนดจุดศูนย์ ในทิศทางของสัญญาณแทรกสอดในทิศ 135° 225° และ 315° จะเห็นว่าลายวงจรแต่ละอันมีขนาด และความยาวที่แตกต่างกันออกนั้นเป็นเพราะ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้ในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ ในทิศทางที่แตกต่างกันเช่นกัน จากการปรับขนาดและความยาวของไมโครสตริปในรูปที่ 3.27 มีวงจรที่ 1 นั้นเราจะออกแบบไว้เพื่อต่อกับพอร์ตที่ให้ทิศทางของสัญญาณที่เราต้องการเข้ามา

ในที่นี้เราจะนำไปเชื่อมต่อกับพอร์ตที่ให้ทิศทางของสัญญาณที่เราต้องการในทิศทางที่  $45^\circ$  โดยที่ค่า  $k_1$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $135^\circ$   $k_2$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $225^\circ$   $k_3$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $315^\circ$  ตามลำดับ จากการออกแบบนั้นทำให้ได้ค่าแอมพลิจูด ดังรูปที่ 3.28 วงจรที่ 1 มีค่าแอมพลิจูดเท่ากับ  $-1.540 k_1$  มีแอมพลิจูดเท่ากับ  $-7.05$  dB  $k_2$  มีแอมพลิจูดเท่ากับ  $-14.70$  dB และ  $k_3$  มีค่าแอมพลิจูดเท่ากับ  $-7.53$  dB จากผลที่ได้พบว่าค่าแอมพลิจูด มีความใกล้เคียงกันกับตารางที่ 3.4 และรูปที่ 3.29 แสดงมุมเฟสของสัญญาณในแต่ละพอร์ต ในวงจรที่ 1 นั้นมีค่ามุมเฟสเท่ากับ  $15.63^\circ$  ดังนั้นเราจึงต้องทำการชดเชยเฟสให้กับ  $k_1$  เพื่อให้ได้ มุมเฟสต่างที่  $-116.368^\circ$  ดังนั้นมุมเฟสของ  $k_1$  เท่ากับ  $-100.88^\circ$  ( $-100.88 - 15.63 = -116.51$ ) จากการ คำนวณพบว่าค่ามุมเฟสที่ได้เท่ากับ  $-116.51^\circ$  หลังจากนั้นเราจะทำการแปลงแอมพลิจูดกับมุมเฟส ที่ได้ให้อยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อนได้เท่ากับ  $-0.2010 - 0.4030i$  ในการออกแบบ  $k_2$  นั้นจะทำ เช่นเดียวกับกับการออกแบบของ  $k_1$  ซึ่งต้องมีการชดเชยเฟสที่เกิดขึ้นจากวงจรที่ 1 ดังนั้นมุมเฟส ของ  $k_2$  ต้องออกแบบเพื่อให้ได้มุมเฟสที่  $127.27^\circ$  จากการออกแบบจะได้มุมเฟสของ  $k_2$  เท่ากับ  $146.00^\circ$  ( $146.00 - 15.63 = 130.37$ ) จากการคำนวณพบว่าค่ามุมเฟสที่ได้เท่ากับ  $130.37^\circ$  และทำการแปลงแอมพลิจูดกับมุมเฟสที่ได้ให้อยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อนได้เท่ากับ  $-0.1220 + 0.1368i$  สุดท้ายคือการออกแบบ  $k_3$  ซึ่งเราจะอาศัยหลักการออกแบบมาจาก  $k_1$  และ  $k_2$  เช่นกัน มุมเฟสของ  $k_3$  ต้องออกแบบเพื่อให้ได้มุมเฟสที่  $-116.368^\circ$  จากการออกแบบจะได้มุมเฟส ของ  $k_3$  เท่ากับ  $-92.79^\circ$  ( $-92.79 - 15.63 = -108.42$ ) จากการคำนวณพบว่าค่ามุมเฟสที่ได้เท่ากับ  $-108.42^\circ$  และทำการแปลงแอมพลิจูดกับมุมเฟสที่ได้ให้อยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อนได้เท่ากับ  $-0.1740 - 0.3970i$  จากผลที่ได้พบว่าอุปกรณ์ที่เราได้ทำการออกแบบนั้นมีค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้ในการ กำหนดทิศทางของจุดศูนย์นี้มีค่าใกล้เคียงกับการจำลองในตารางที่ 3.3

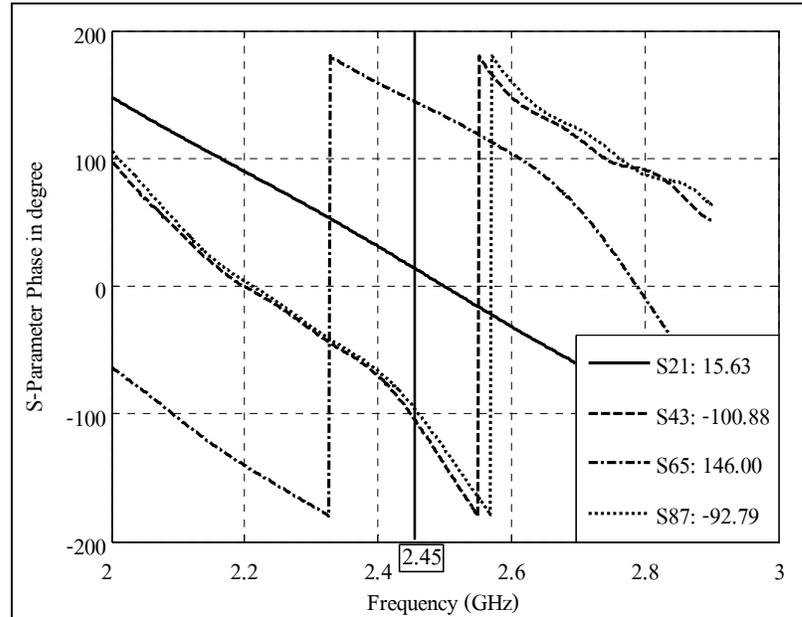
จากตารางที่ 3.4 จะแสดงให้เห็นว่าในทิศทางของการหันลำคลื่นหลักไปยัง  $135^\circ$  และ  $315^\circ$  นั้น สามารถใช้อุปกรณ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ชุดเดียวกันได้ เพียงแค่ใช้การสลับ พอร์ตเท่านั้น ดังนั้นเราจึงทำการออกแบบอุปกรณ์ชุดนี้ได้ดังรูปที่ 3.30 แสดงลักษณะของอุปกรณ์ กำหนดจุดศูนย์สำหรับการหันลำคลื่นหลักไปทิศทางที่  $135^\circ$  และกำหนดจุดศูนย์ในทิศทางของ สัญญาณแทรกสอดในทิศ  $45^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$  ซึ่งในรูปจะมีวงจรที่ 1 เพิ่มเข้ามาเพื่อนำไปต่อ กับพอร์ตที่ให้ทิศทางของสัญญาณที่เราต้องการเข้ามา ในที่นี้เราจะนำไปเชื่อมต่อกับพอร์ตที่ให้ ทิศทางของสัญญาณที่เราต้องการในทิศทางที่  $135^\circ$  ค่า  $k_1$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของ จุดศูนย์ในทิศทางที่  $45^\circ$   $k_2$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทาง  $225^\circ$   $k_3$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $315^\circ$  ตามลำดับ



รูปที่ 3.27 ลักษณะของอุปกรณ์ที่ได้ออกแบบที่ใช้กำหนดทิศทางของลำคลื่นหลักที่  $45^\circ$  และสัญญาณแทรกสอดในทิศ  $135^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$



รูปที่ 3.28 ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณในแต่ละพอร์ตของอุปกรณ์กำหนดทิศทางของลำคลื่นหลักที่  $45^\circ$  และสัญญาณแทรกสอดในทิศ  $135^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$

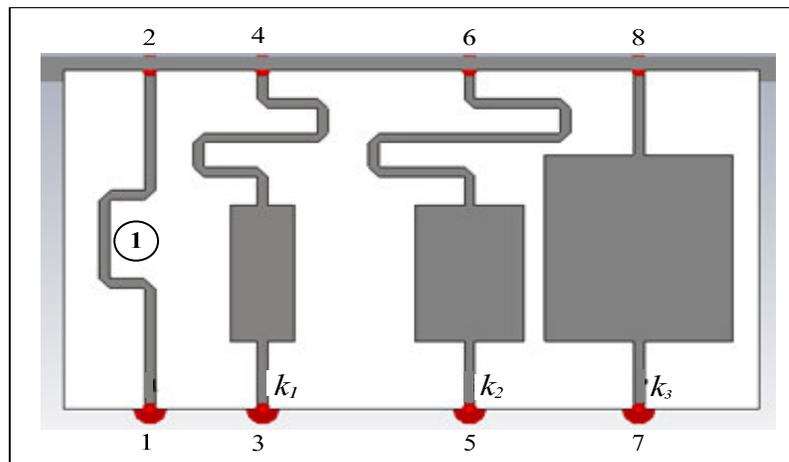


รูปที่ 3.29 กราฟมุมเฟสของสัญญาณในแต่ละพอร์ตของอุปกรณ์กำหนดทิศทางของลำคลื่นหลักที่  $45^\circ$  และสัญญาณแทรกสอดในทิศ  $135^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$

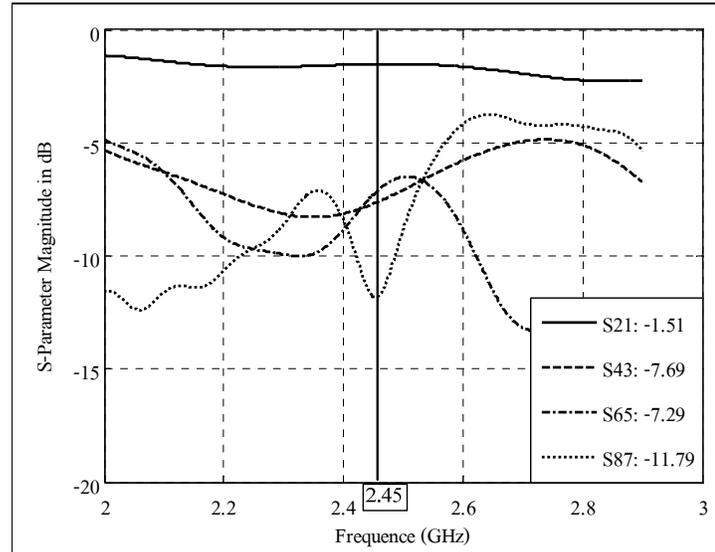
จากการออกแบบนั้นทำให้ได้ค่าแอมพลิจูดดังรูปที่ 3.31 วงจรที่ 1 มีค่าแอมพลิจูดเท่ากับ  $-1.51 k_1$  มีแอมพลิจูดเท่ากับ  $-7.69$  dB  $k_2$  มีแอมพลิจูดเท่ากับ  $-7.29$  dB และ  $k_3$  มีค่าแอมพลิจูดเท่ากับ  $-11.79$  dB จากผลที่ได้พบว่าค่าแอมพลิจูดมีความใกล้เคียงกับตารางที่ 3.4 และรูปที่ 3.32 แสดงมุมเฟสของสัญญาณในแต่ละพอร์ต ในวงจรที่ 1 นั้นมีค่ามุมเฟสเท่ากับ  $23.24^\circ$  ดังนั้นเราจึงต้องทำการชดเชยเฟสให้กับ  $k_1$  เพื่อให้ได้มุมเฟสต่างที่  $116.368^\circ$  ดังนั้นมุมเฟสของ  $k_1$  เท่ากับ  $141.01^\circ$  ( $141.01 - 23.24 = 117.77$ ) จากการคำนวณพบว่าค่ามุมเฟสที่ได้เท่ากับ  $117.77^\circ$  หลังจากนั้นเราจะทำการแปลงแอมพลิจูดกับมุมเฟสที่ได้ให้อยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อนได้เท่ากับ  $-0.1754 + 0.3898i$  ในการออกแบบ  $k_2$  นั้นจะทำเช่นเดียวกันกับการออกแบบของ  $k_1$  ซึ่งต้องมีการชดเชยเฟสที่เกิดขึ้นจากวงจรที่ 1 ดังนั้นมุมเฟสของ  $k_2$  ต้องออกแบบเพื่อให้ได้มุมเฟสที่  $-116.368^\circ$  จากการออกแบบจะได้มุมเฟสของ  $k_2$  เท่ากับ  $-92.08^\circ$  ( $-92.08 - 23.24 = -115.32$ ) จากการคำนวณพบว่าค่ามุมเฟสที่ได้เท่ากับ  $-115.32^\circ$  และทำการแปลงแอมพลิจูดกับมุมเฟสที่ได้ให้อยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อนได้เท่ากับ  $-0.2110 - 0.3870i$  สุดท้ายคือการออกแบบ  $k_3$  ซึ่งเราจะอาศัยหลักการออกแบบมาจาก  $k_1$  และ  $k_2$  เช่นกัน มุมเฟสของ  $k_3$  ต้องออกแบบเพื่อให้ได้มุมเฟสที่  $0^\circ$

จากการออกแบบจะได้มุมเฟสของ  $k_3$  เท่ากับ  $48.34^\circ$  ( $48.34 - 23.24 = 25.1$ ) จากการคำนวณพบว่าค่ามุมเฟสที่ได้เท่ากับ  $25.1^\circ$  และทำการแปลงแอมพลิจูดกับมุมเฟสที่ได้ให้อยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อนได้เท่ากับ  $0.2234 + 0.0917i$  จากผลที่ได้พบว่าอุปกรณ์ที่เราได้ทำการออกแบบนั้นมีค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้ในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์  $k_3$  มีค่าที่ผิดพลาดไปจากตารางที่ 3.3 ค่อนข้างมากแต่ค่า  $k_1$  และ  $k_2$  ก็ยังมีค่าใกล้เคียงกับการจำลองในตารางที่ 3.3

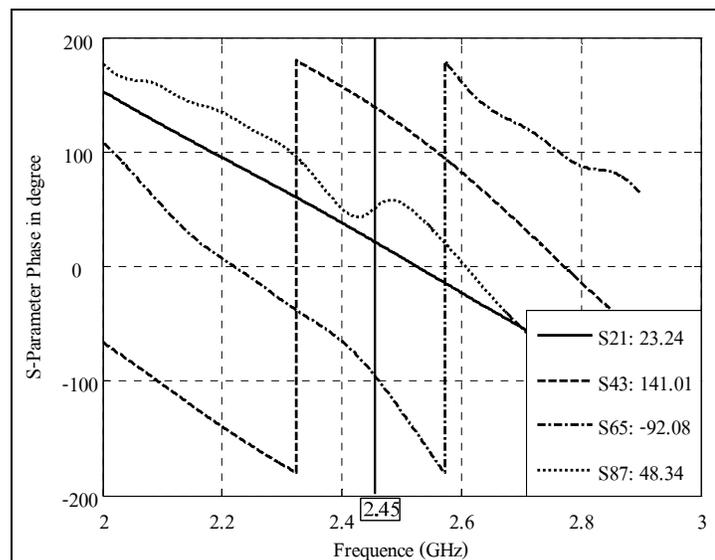
รูปที่ 3.33 แสดงลักษณะของอุปกรณ์ที่ได้ออกแบบกำหนดทิศทางของลำคลื่นหลักที่  $225^\circ$  และสัญญาณแทรกสอดในทิศ  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $315^\circ$  จากรูปจะมีวงจรที่ 1 เพิ่มเข้ามาเพื่อนำไปต่อกับพอร์ตที่ให้ทิศทางของสัญญาณที่เราต้องการเข้ามา ในที่นี้จะนำไปเชื่อมต่อกับพอร์ตที่ให้ทิศทางของสัญญาณที่เราต้องการในทิศทางที่  $225^\circ$  ค่า  $k_1$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $45^\circ$   $k_2$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $225^\circ$   $k_3$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $315^\circ$  จากการออกแบบนั้นได้ผลของแอมพลิจูดดังรูปที่ 3.34 วงจรที่ 1 มีค่าแอมพลิจูดเท่ากับ  $-1.51$   $k_1$  มีแอมพลิจูดเท่ากับ  $-9.42$  dB  $k_2$  มีแอมพลิจูดเท่ากับ  $-7.71$  dB และ  $k_3$  มีค่าแอมพลิจูดเท่ากับ  $-7.63$  dB จากผลที่ได้พบว่าค่าแอมพลิจูดมีความใกล้เคียงกับตารางที่ 3.4 และรูปที่ 3.35 แสดงมุมเฟสของสัญญาณในแต่ละพอร์ตในวงจรที่ 1 นั้นมีค่ามุมเฟสเท่ากับ  $24.95^\circ$  ดังนั้นเราจึงต้องทำการชดเชยเฟสให้กับ  $k_1$  เพื่อให้ได้มุมเฟสต่างที่  $-127.27^\circ$  ดังนั้นมุมเฟสของ  $k_1$  เท่ากับ  $-93.00^\circ$  ( $-93.00 - 24.95 = -117.95$ )



รูปที่ 3.30 ลักษณะของอุปกรณ์ที่ได้ออกแบบที่ใช้กำหนดทิศทางของลำคลื่นหลักที่  $135^\circ$  และสัญญาณแทรกสอดในทิศ  $45^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$

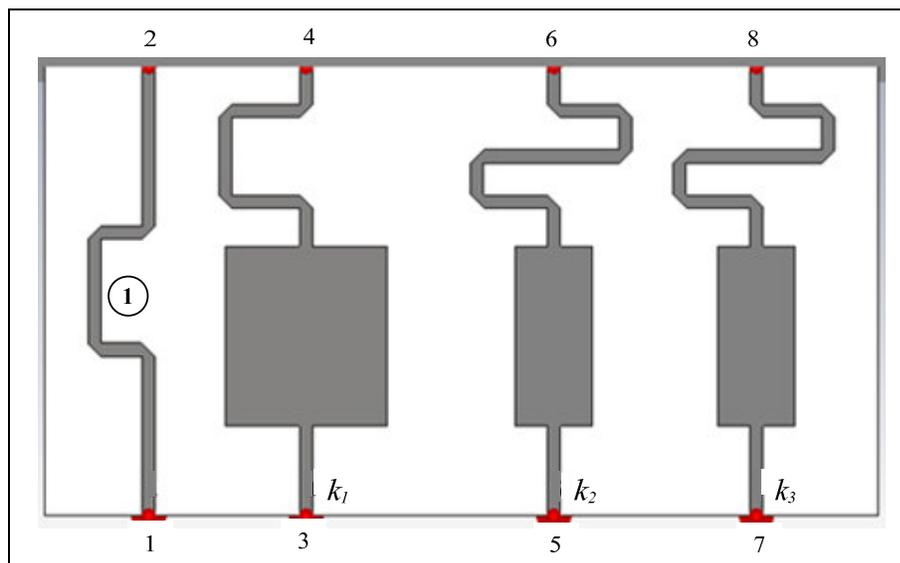


รูปที่ 3.31 ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณในแต่ละพอร์ตของอุปกรณ์กำหนดทิศทางของลำคลื่นหลักที่  $135^\circ$  และสัญญาณแทรกสอดในทิศ  $45^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$

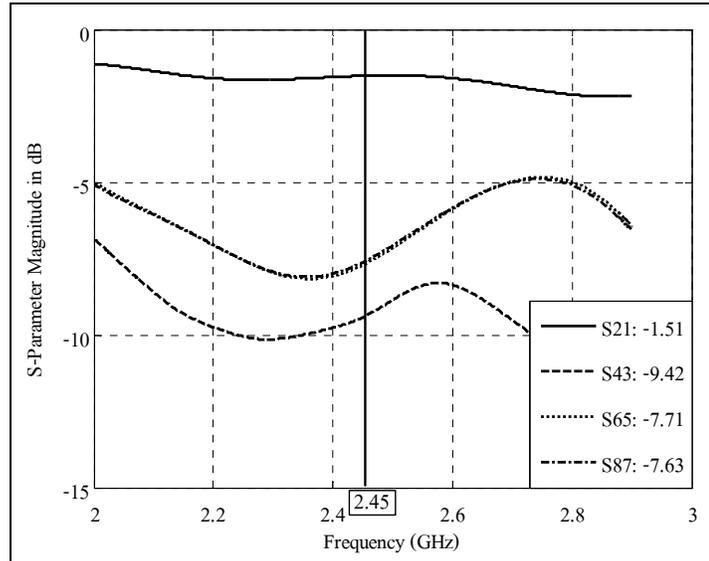


รูปที่ 3.32 กราฟมุมเฟสของสัญญาณในแต่ละพอร์ตของอุปกรณ์กำหนดทิศทางของลำคลื่นหลักที่  $135^\circ$  และสัญญาณแทรกสอดในทิศ  $45^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$

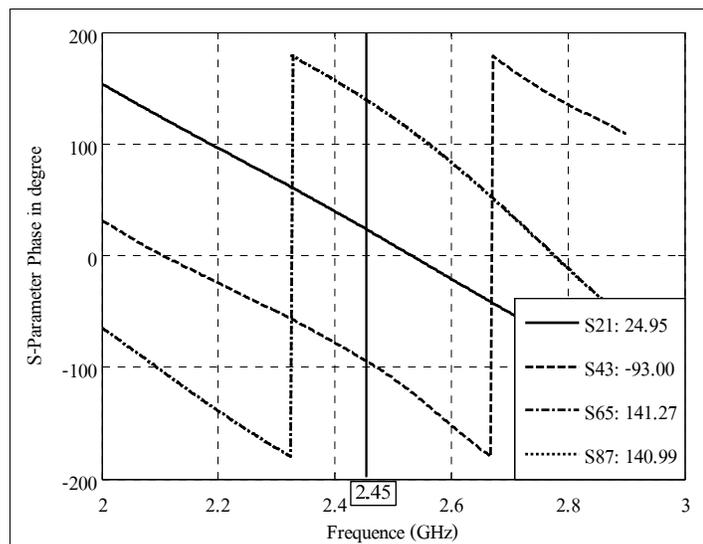
จากการคำนวณพบว่าค่ามุมเฟสที่ได้เท่ากับ  $-117.95^\circ$  หลังจากนั้นเราจะทำการแปลงแอมพลิจูดกับมุมเฟสที่ได้ให้อยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อนได้เท่ากับ  $-0.1270-0.1490i$  ในการออกแบบ  $k_2$  นั้นจะทำงานเช่นเดียวกันกับการออกแบบของ  $k_1$  ซึ่งต้องมีการชดเชยเฟสที่เกิดขึ้นจากวงจรที่ 1 ดังนั้นมุมเฟสของ  $k_2$  ต้องออกแบบเพื่อให้ได้มุมเฟสที่  $116.368^\circ$  จากการออกแบบจะได้มุมเฟสของ  $k_2$  เท่ากับ  $141.27^\circ$  ( $141.27-24.95 = 116.32$ ) จากการคำนวณพบว่าค่ามุมเฟสที่ได้เท่ากับ  $116.32^\circ$  และทำการแปลงแอมพลิจูดกับมุมเฟสที่ได้ให้อยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อนได้เท่ากับ  $-0.1961+0.3623i$  สุดท้ายคือการออกแบบ  $k_3$  ซึ่งเราจะอาศัยหลักการออกแบบมาจาก  $k_1$  และ  $k_2$  เช่นกัน มุมเฟสของ  $k_3$  ต้องออกแบบเพื่อให้ได้มุมเฟสที่  $116.368^\circ$  จากการออกแบบจะได้มุมเฟสของ  $k_3$  เท่ากับ  $140.99^\circ$  ( $140.99-24.95 = 116.04$ ) จากการคำนวณพบว่าค่ามุมเฟสที่ได้เท่ากับ  $116.04^\circ$  และทำการแปลงแอมพลิจูดกับมุมเฟสที่ได้ให้อยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อนได้เท่ากับ  $-0.1950+0.3662i$  จากผลที่ได้พบว่าอุปกรณ์ที่เราได้ทำการออกแบบนั้นมี ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้ในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์กลางนี้มีค่าใกล้เคียงกับการจำลองในตารางที่ 3.3



รูปที่ 3.33 ลักษณะของอุปกรณ์ที่ได้ออกแบบที่ใช้กำหนดทิศทางของลำคลื่นหลักที่  $225^\circ$  และสัญญาณแทรกสอดในทิศ  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $315^\circ$

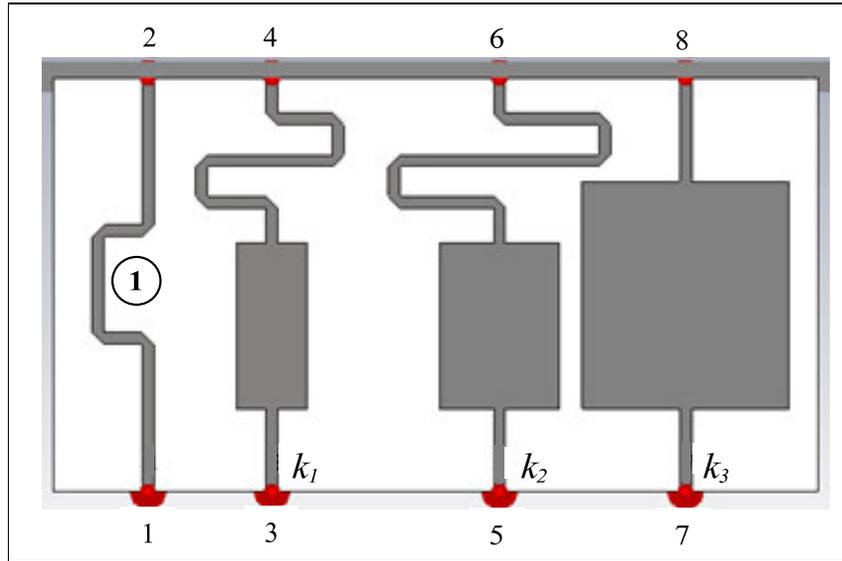


รูปที่ 3.34 ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณในแต่ละพอร์ตของอุปกรณ์กำหนดทิศทางของลำคลื่นหลักที่  $225^\circ$  และสัญญาณแทรกสอดในทิศ  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $315^\circ$

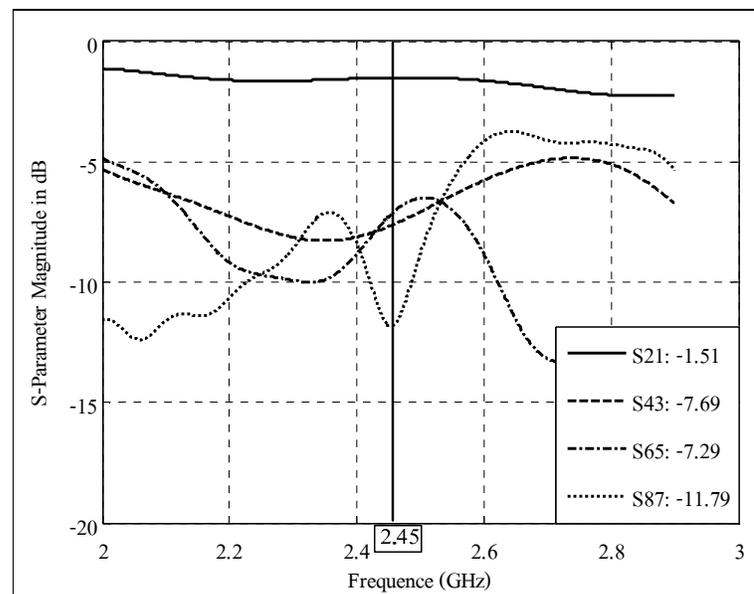


รูปที่ 3.35 กราฟมุมเฟสของสัญญาณในแต่ละพอร์ตของอุปกรณ์กำหนดทิศทางของลำคลื่นหลักที่  $225^\circ$  และสัญญาณแทรกสอดในทิศ  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $315^\circ$

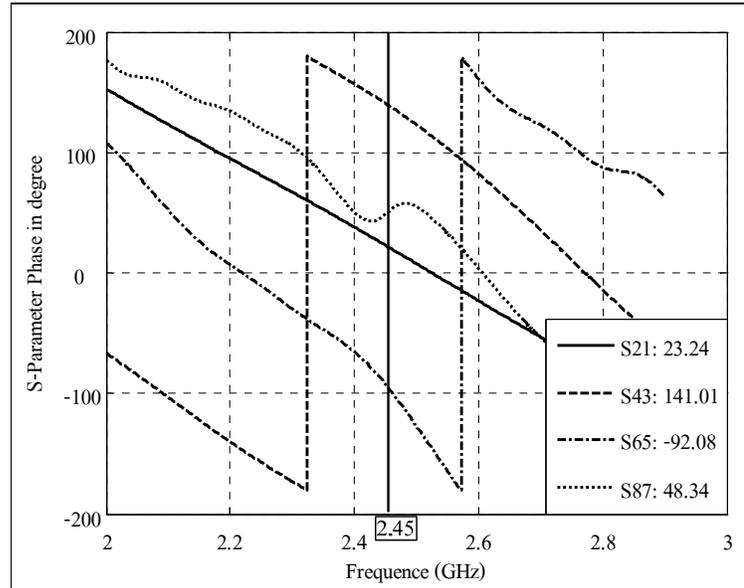
จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่า ในการหันลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่  $315^\circ$  นั้น สามารถใช้อุปกรณ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ชุดเดียวกันได้ จากรูปที่ 3.36 ซึ่งในรูปจะมีวงจรถี 1 เพิ่มเข้ามาเพื่อนำไปต่อกับพอร์ตที่ให้ทิศทางของสัญญาณที่เราต้องการเข้ามา ในที่นี้เราจะนำไปเชื่อมต่อกับพอร์ตที่ให้ทิศทางของสัญญาณที่เราต้องการในทิศทางที่  $315^\circ$  ค่า  $k_1$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $45^\circ$   $k_2$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $135^\circ$   $k_3$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $225^\circ$  จากการออกแบบนั้นทำให้ได้ค่าแอมพลิจูดจากรูปที่ 3.37 วงจรถี 1 มีค่าแอมพลิจูดเท่ากับ  $-1.51 k_1$  มีแอมพลิจูดเท่ากับ  $-7.69$  dB  $k_2$  มีแอมพลิจูดเท่ากับ  $-11.79$  dB และ  $k_3$  มีค่าแอมพลิจูดเท่ากับ  $-7.29$  dB จากผลที่ได้พบว่าค่าแอมพลิจูดมีความใกล้เคียงกับตารางที่ 3.4 และรูปที่ 3.38 แสดงมุมเฟสของสัญญาณในแต่ละพอร์ตในวงจรถี 1 นั้นมีค่ามุมเฟสเท่ากับ  $23.24^\circ$  ดังนั้นเราจึงต้องทำการชดเชยเฟสให้กับ  $k_1$  เพื่อให้ได้มุมเฟสต่างที่  $116.368^\circ$  ดังนั้นมุมเฟสของ  $k_1$  เท่ากับ  $141.01^\circ$  ( $141.01 - 23.24 = 117.77$ ) จากการคำนวณพบว่าค่ามุมเฟสที่ได้เท่ากับ  $117.77^\circ$  หลังจากนั้นเราจะทำการแปลงแอมพลิจูดกับมุมเฟสที่ได้ให้อยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อนได้เท่ากับ  $-0.1754 + 0.3898i$  ในการออกแบบ  $k_2$  นั้นจะทำเช่นเดียวกันกับการออกแบบของ  $k_1$  ซึ่งต้องมีการชดเชยเฟสที่เกิดขึ้นจากวงจรถี 1 ดังนั้นมุมเฟสของ  $k_2$  ต้องออกแบบเพื่อให้ได้มุมเฟสที่  $0^\circ$  จากการออกแบบจะได้มุมเฟสของ  $k_2$  เท่ากับ  $48.34^\circ$  ( $48.34 - 23.24 = 25.1$ ) จากการคำนวณพบว่าค่ามุมเฟสที่ได้เท่ากับ  $25.1^\circ$  และแปลงแอมพลิจูดกับมุมเฟสที่ได้ให้อยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อนได้เท่ากับ  $0.2234 + 0.0917i$  สุดท้ายคือการออกแบบ  $k_3$  ซึ่งเราจะอาศัยหลักการออกแบบมาจาก  $k_1$  และ  $k_2$  เช่นกัน มุมเฟสของ  $k_3$  ต้องออกแบบเพื่อให้ได้มุมเฟสที่  $-116.368^\circ$  จากการออกแบบจะได้มุมเฟสของ  $k_3$  เท่ากับ  $-92.08^\circ$  ( $-92.08 - 23.24 = -115.32$ ) จากการคำนวณพบว่าค่ามุมเฟสที่ได้เท่ากับ  $-115.32^\circ$  และทำการแปลงแอมพลิจูดกับมุมเฟสที่ได้ให้อยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อนได้เท่ากับ  $-0.2110 - 0.3870i$  จากผลที่ได้พบว่าอุปกรณ์ที่เราได้ทำการออกแบบนั้นมี ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้ในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์  $k_2$  มีค่าที่ผิดพลาดไปจากตารางที่ 3.3 ค่อนข้างมาก แต่ค่า  $k_1$  และ  $k_3$  ก็ยังมีค่าใกล้เคียงกับการจำลองในตารางที่ 3.3



รูปที่ 3.36 ลักษณะของอุปกรณ์ที่ได้ออกแบบที่ใช้กำหนดทิศทางของลำคลื่นหลัก  
ที่  $315^\circ$  และสัญญาณแทรกสอดในทิศ  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $225^\circ$



รูปที่ 3.37 ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณในแต่ละพอร์ตของอุปกรณ์กำหนด  
ทิศทางของลำคลื่นหลักที่  $315^\circ$  และสัญญาณแทรกสอด  
ในทิศ  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $225^\circ$



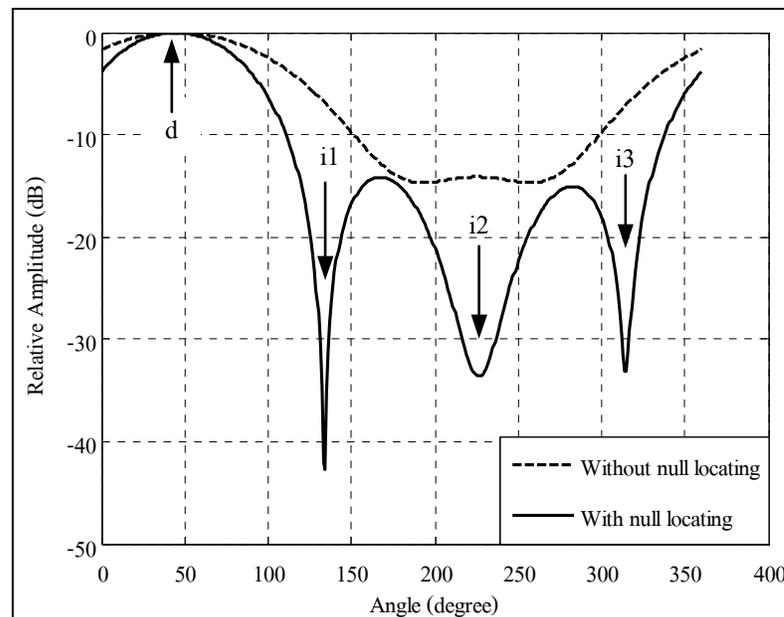
รูปที่ 3.38 กราฟมุมเฟสของสัญญาณในแต่ละพอร์ตของอุปกรณ์กำหนดทิศทางของลำคลื่นหลักที่  $315^\circ$  และสัญญาณแทรกสอดในทิศ  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $225^\circ$

ตารางที่ 3.5 แสดงค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ที่ได้จากการออกแบบจากค่าที่ได้พบว่า ค่าสัมประสิทธิ์ในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ที่ได้จากการจำลองแบบในตารางที่ 3.3 และค่าที่ได้จากการออกแบบในตารางที่ 3.5 นั้นมีค่าใกล้เคียงกัน ดังนั้นเราจึงนำผลที่ได้นำมาป้อนกลับในการจำลองแบบด้วยวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์เพื่อดูประสิทธิภาพของอุปกรณ์ที่เราได้ทำการออกแบบมาในข้างต้น

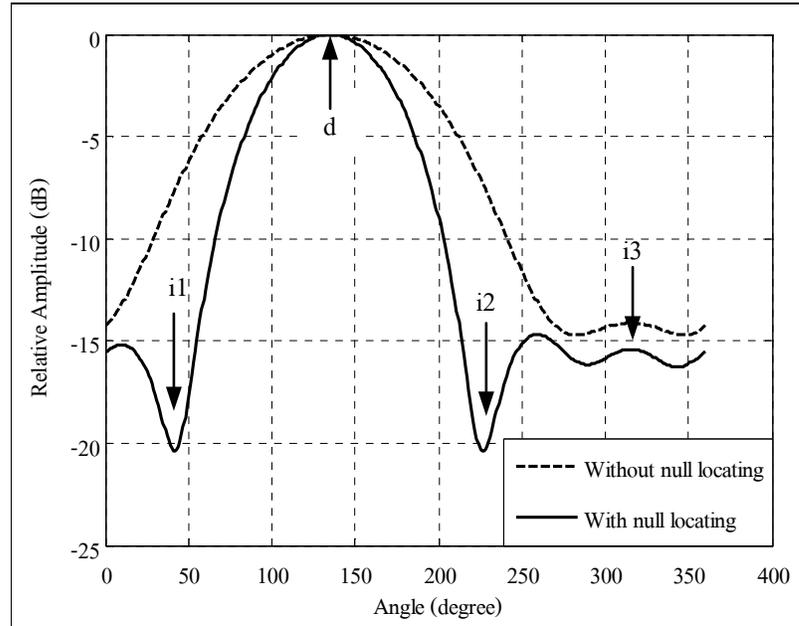
ตารางที่ 3.5 ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ที่ได้จากการออกแบบ

ทิศทางของลำคลื่นหลัก	ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดจุดศูนย์		
	$k_1$	$k_2$	$k_3$
$45^\circ$	-0.2010-0.4030i	-0.1220+0.1368i	-0.1740-0.3970i
$135^\circ$	-0.1754+0.3898i	-0.2110-0.3870i	0.2234+0.0917i
$225^\circ$	-0.1270-0.1490i	-0.1961+0.3623i	-0.1950+0.3662i
$315^\circ$	-0.1754+0.3898i	0.2234+0.0917i	-0.2110-0.3870i

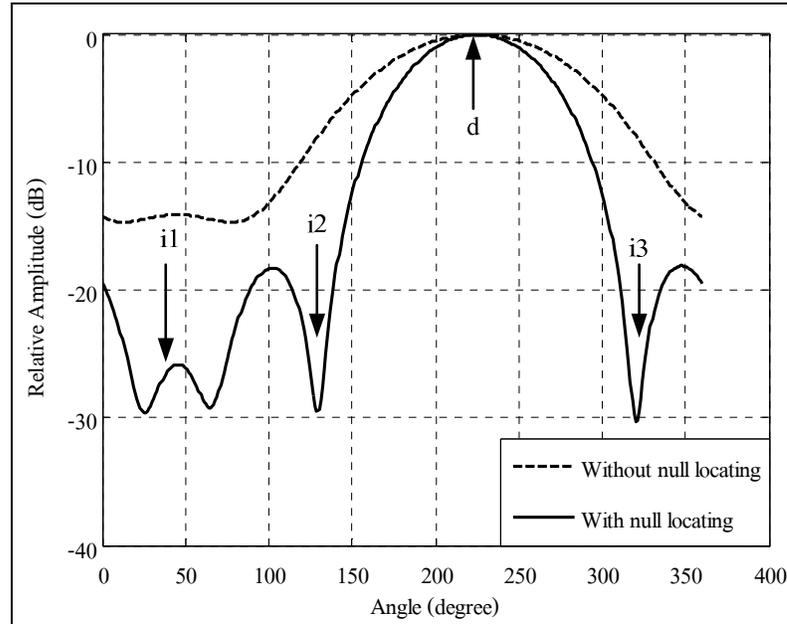
รูปที่ 3.39 แสดงแบบรูปการแผ่พลังงาน โดยนำค่าสัมประสิทธิ์ของการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ที่ได้จากการออกแบบป้อนกลับในการจำลองแบบด้วยวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ เมื่อมีสัญญาณที่ต้องการเข้าในทิศทางที่  $45^\circ$  และสัญญาณแทรกสอดมาจากทิศทางที่  $135^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$  พบว่าอุปกรณ์ที่เราได้ออกแบบมานั้นสามารถกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ได้จริงเมื่อเราทำการเปลี่ยนทิศทางของลำคลื่นหลักมาในทิศทางที่  $135^\circ$  และสัญญาณแทรกสอดมาจากทิศทางที่  $45^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$  ผลที่ได้พบว่าอุปกรณ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $45^\circ$  และ  $225^\circ$  ได้ดี แต่ในทิศทางที่  $315^\circ$  นั้นยังไม่สามารถกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ได้ เนื่องจากค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $315^\circ$  นั้น มีค่าแอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณมีความคลาดเคลื่อนไปจากการจำลองผลในตารางที่ 3.3 แสดงในรูปที่ 3.40 แต่ความจริงที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $315^\circ$  นั้นก็ยังทำให้ระดับของพู่ข้างต่ำลงได้ ซึ่งนั่นหมายความว่าอุปกรณ์ของเรานั้นก็ยังสามารถลดสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นได้



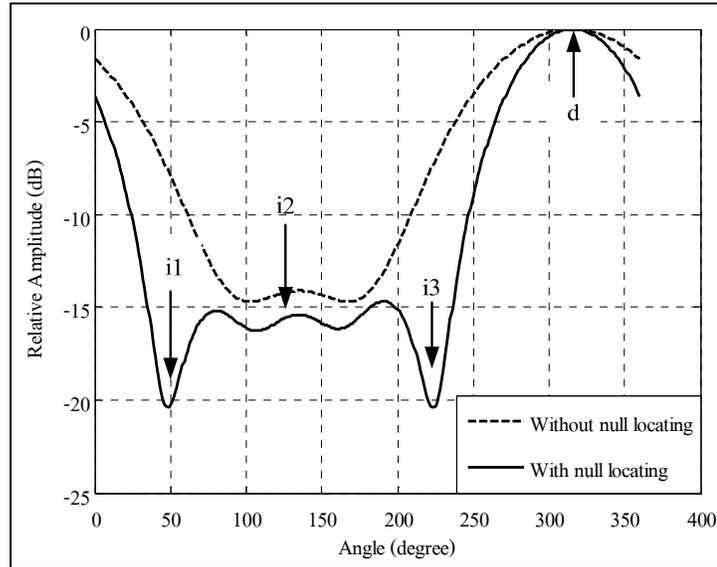
รูปที่ 3.39 แบบรูปการแผ่พลังงาน โดยนำค่าสัมประสิทธิ์ของการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ที่ได้จากการออกแบบป้อนกลับในการจำลองแบบด้วยวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ เมื่อมีสัญญาณที่ต้องการเข้าในทิศทางที่  $45^\circ$  และสัญญาณแทรกสอดมาจากทิศทางที่  $135^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$



รูปที่ 3.40 แบบรูปการแผ่พลังงาน โดยนำค่าสัมประสิทธิ์ของการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์  
 ที่ได้จากการออกแบบป้อนกลับในการจำลองแบบด้วยวิธีการกำหนดทิศทาง  
 ของจุดศูนย์ เมื่อมีสัญญาณที่ต้องการเข้าในทิศทางที่  $135^\circ$  และสัญญาณ  
 แทรกสอดมาจากทิศทางที่  $45^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$



รูปที่ 3.41 แบบรูปการแผ่พลังงาน โดยนำค่าสัมประสิทธิ์ของการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์  
 ที่ได้จากการออกแบบย้อนกลับในการจำลองแบบด้วยวิธีการกำหนดทิศทาง  
 ของจุดศูนย์ เมื่อมีสัญญาณที่ต้องการเข้าในทิศทางที่  $225^\circ$  และสัญญาณ  
 แทรกสอดมาจากทิศทางที่  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $315^\circ$



รูปที่ 3.42 แบบรูปการแผ่พลังงาน โดยนำค่าสัมประสิทธิ์ของการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ที่ได้จากการออกแบบป้อนกลับในการจำลองแบบด้วยวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ เมื่อมีสัญญาณที่ต้องการเข้าในทิศทางที่  $315^\circ$  และสัญญาณแทรกสอดมาจากทิศทางที่  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $225^\circ$

รูปที่ 3.41 แสดงแบบรูปการแผ่พลังงาน โดยนำค่าสัมประสิทธิ์ของการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ที่ได้จากการออกแบบป้อนกลับในการจำลองแบบด้วยวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ เมื่อมีสัญญาณที่ต้องการเข้าในทิศทางที่  $225^\circ$  และสัญญาณแทรกสอดมาจากทิศทางที่  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $315^\circ$  ซึ่งวงจรที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $45^\circ$  นั้นมีมุมคลาดเคลื่อนเล็กน้อย แต่ผลที่ได้พบว่าอุปกรณ์ที่เราออกแบบมานั้นสามารถกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางของสัญญาณแทรกสอดเข้ามาได้จริง สุดท้ายเมื่อเราทำการออกแบบอุปกรณ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางของลำคลื่นหลักที่  $315^\circ$  และสัญญาณแทรกสอดมาจากทิศทางที่  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $225^\circ$  ผลที่ได้พบว่าอุปกรณ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $45^\circ$  และ  $315^\circ$  ได้ดี แต่ในทิศทางที่  $225^\circ$  นั้นยังไม่สามารถกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ได้ เนื่องจากค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $225^\circ$  นั้น มีค่าแอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณมีความคลาดเคลื่อนไปจากการจำลองผลในตารางที่ 3.3 แต่อุปกรณ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $225^\circ$  นั้นก็ยังทำให้ระดับของพู่ซางต่ำลงได้ ดังแสดงในรูปที่ 3.42 จากรูปที่ 3.39 - 3.42 ได้แสดงให้เห็นว่าอุปกรณ์ที่เราได้ออกแบบมาทั้งหมดนั้นมีประสิทธิภาพในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ได้จริง

### 3.5 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการออกแบบ modified Butler matrix การจำลองผลด้วยวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ และการออกแบบอุปกรณ์ที่ใช้ในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ ซึ่งทั้งหมดนี้เป็นส่วนประกอบของระบบสายอากาศแ่งแบบสวิทช์ลำดับที่มีความสามารถในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ จากผลที่ได้พบว่าเราสามารถนำอุปกรณ์เหล่านี้ไปทำการสร้างและวัดผลจริงได้ โดยที่เราจะนำเสนอในบทที่ 4 ต่อไป

## บทที่ 4

### การทดสอบและวิเคราะห์ผล

#### 4.1 กล่าวนำ

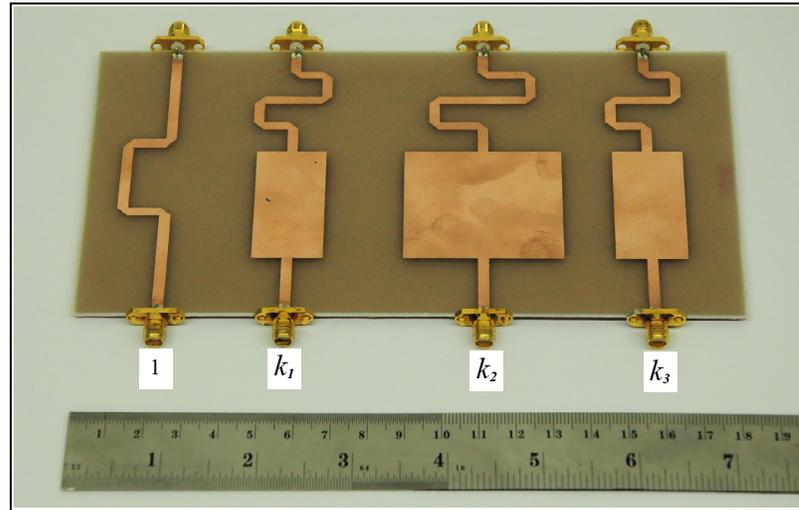
เนื้อหาในบทนี้จะเป็นการนำเสนอผลที่ได้ทดสอบอุปกรณ์ในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ที่เราสร้างจริง ซึ่งเราได้ขนาดและรูปร่างของอุปกรณ์มาจากการออกแบบและจำลองผลในบทที่ 3 ในส่วนสุดท้ายเป็นการทดสอบประสิทธิภาพของระบบสายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นที่มีความสามารถในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ ในพื้นที่ที่มีการจำลองขึ้น โดยนำผลที่ได้นั้นไปเปรียบเทียบกับระบบที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทาง

#### 4.2 การทดสอบอุปกรณ์ที่ใช้ในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์

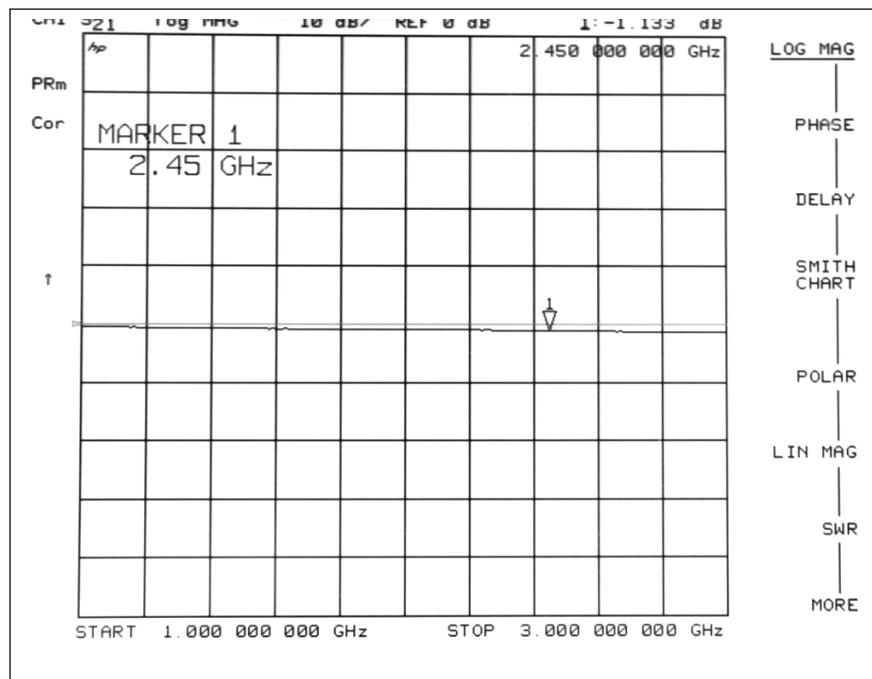
จากบทที่ 3 เราได้ทำการออกแบบและจำลองผลของชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ไว้ทั้งหมด 4 ชุด จะเห็นว่าในแต่ละชุดนั้นมีแอมพลิจูดและมุมเฟสที่แตกต่างกันออกไปตามทิศทางของสัญญาณที่เราต้องการและทิศทางของสัญญาณแทรกสอดที่เข้ามา หลังจากนั้นเรานำขนาดและรูปร่างที่ได้มาทำการสร้างอุปกรณ์จริงและทดสอบผลได้ดังนี้

##### 4.2.1 ชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหันลำคลื่นหลักไปยังทิศทางของสัญญาณที่ต้องการเข้ามาที่ $45^\circ$ และกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ที่มีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง $135^\circ$ , $225^\circ$ และ $315^\circ$

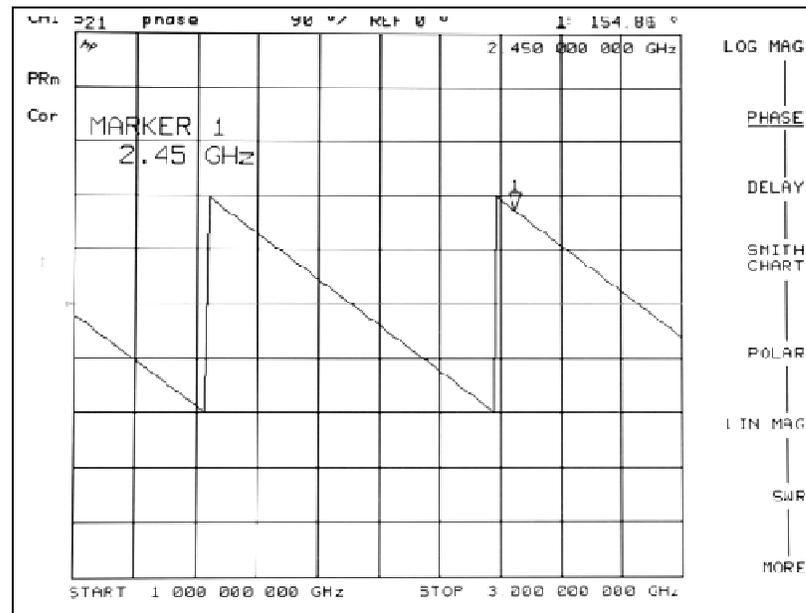
รูปที่ 4.1 แสดงลักษณะของชุดอุปกรณ์ที่สร้างขึ้นจริงเพื่อนำไปใช้ในการหันลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $45^\circ$  และกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ที่มีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $135^\circ$ ,  $225^\circ$  และ  $315^\circ$  ตามลำดับ โดยที่วงจรที่ 1 นั้นจะใช้ต่อกับพอร์ตขาออกของ modified Butler matrix ที่ให้ทิศทางของลำคลื่นหลักไปยังทิศทางของสัญญาณที่ต้องการเข้ามาที่  $45^\circ$  โดยที่วงจร  $k_1$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $135^\circ$  วงจร  $k_2$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $225^\circ$  วงจร  $k_3$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $315^\circ$  ตามลำดับ จากนั้นนำอุปกรณ์ที่สร้างไปวัดผลด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายเพื่อดูแอมพลิจูดและมุมเฟสของอุปกรณ์ได้ดังรูปที่ 4.2 - 4.9



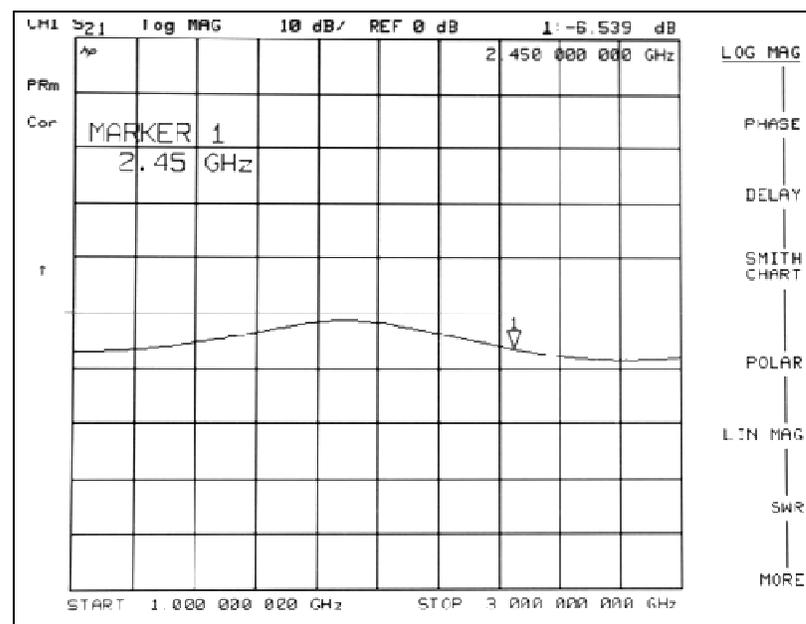
รูปที่ 4.1 ลักษณะของชุดอุปกรณ์ที่สร้างขึ้นจริงเพื่อนำไปใช้ในการหั่นลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $45^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $135^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$



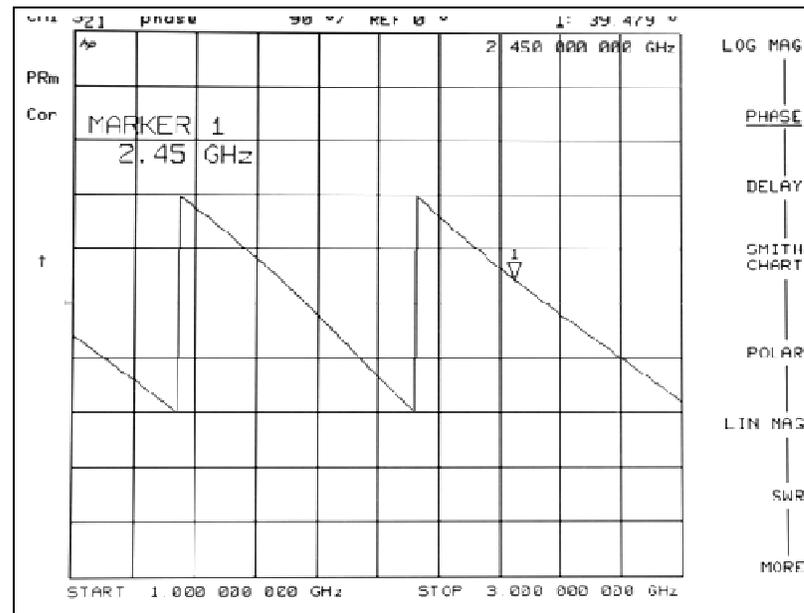
รูปที่ 4.2 แอมพลิจูดของวงจรที่ 1 ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $45^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $135^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$



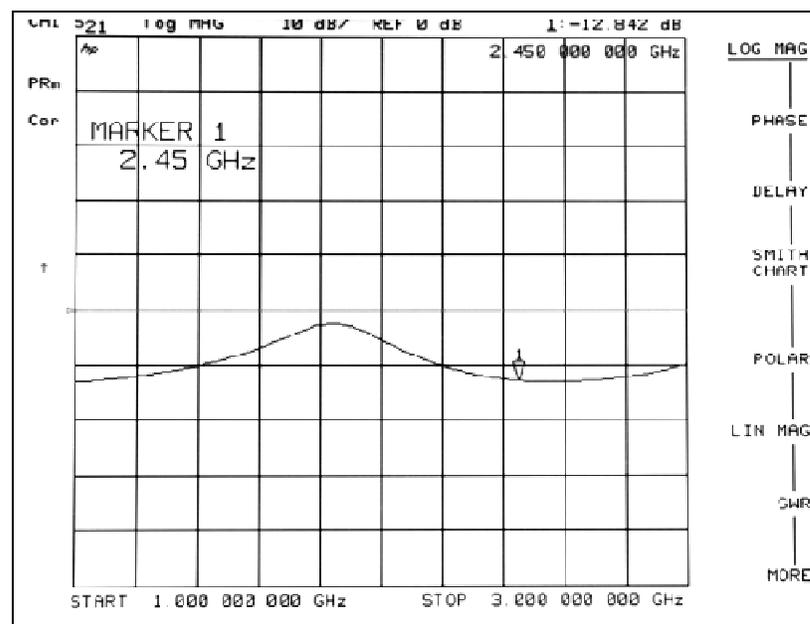
รูปที่ 4.3 มุมเฟสของวงจรที่ 1 ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหาค่าคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการ ที่  $45^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $135^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$



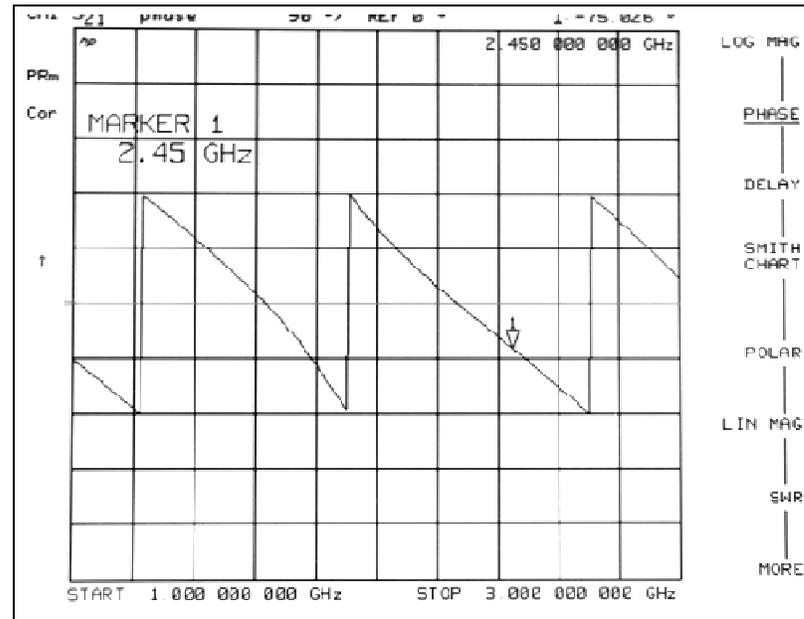
รูปที่ 4.4 แอมพลิจูดของวงจร  $k$ , ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหาค่าคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการ ที่  $45^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $135^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$



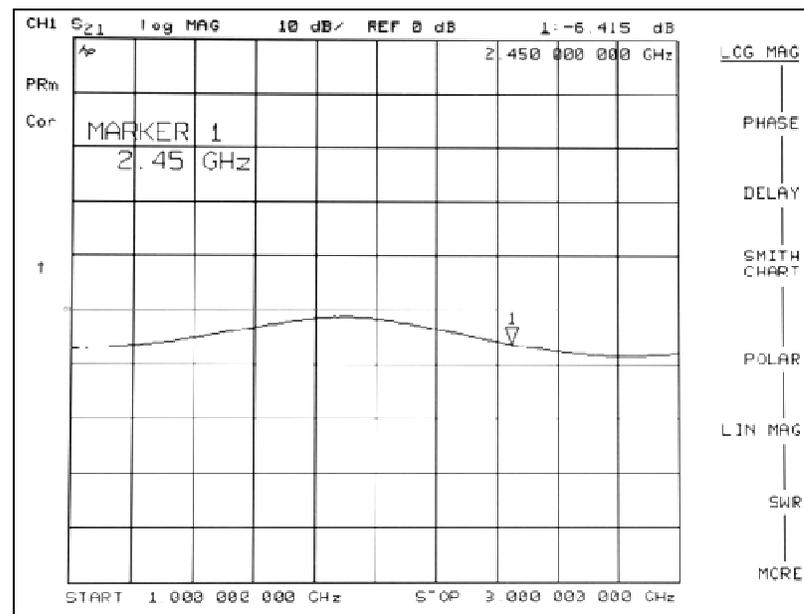
รูปที่ 4.5 มุมเฟสของวงจร  $k_1$  ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการ ที่  $45^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $135^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$



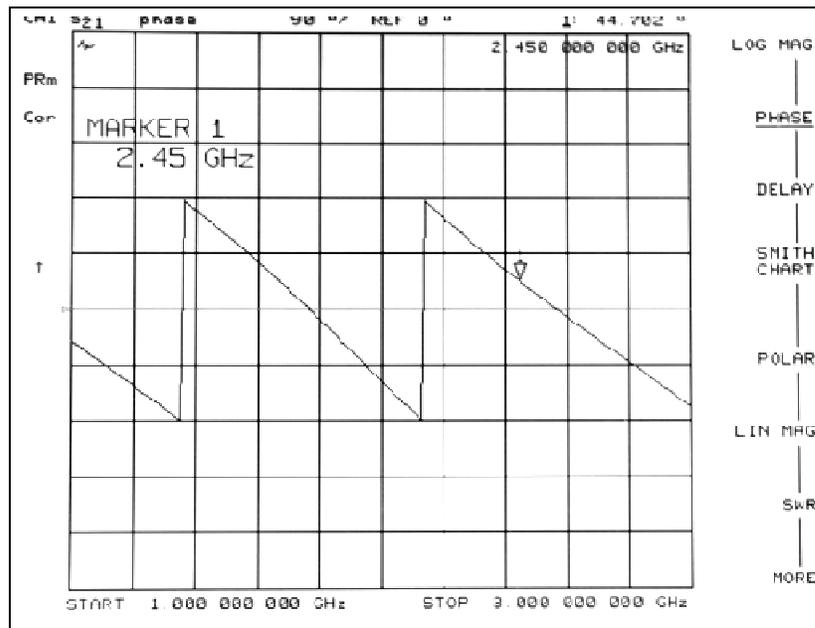
รูปที่ 4.6 แอมพลิจูดของวงจร  $k_2$  ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการ ที่  $45^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $135^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$



รูปที่ 4.7 มุมเฟสของวงจร  $k_2$  ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการ ที่  $45^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $135^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$



รูปที่ 4.8 แอมพลิจูดของวงจร  $k_2$  ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการ ที่  $45^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $135^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$



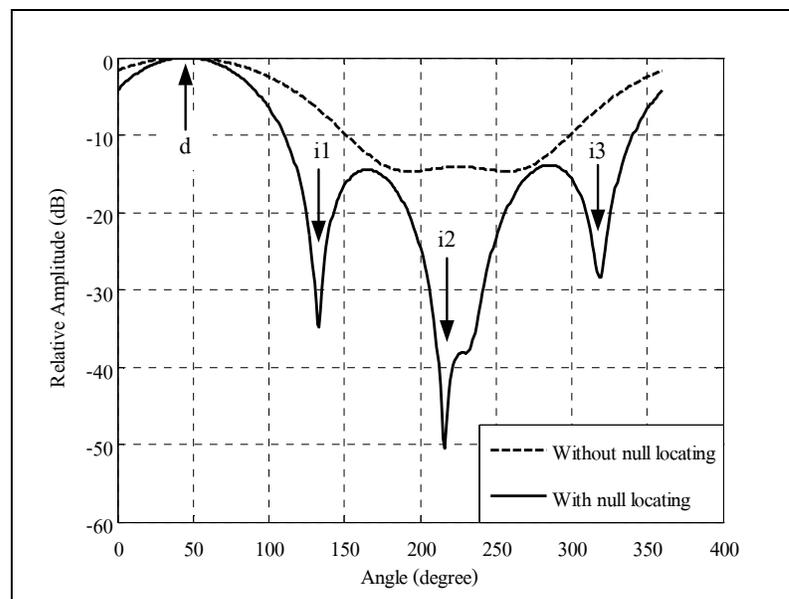
รูปที่ 4.9 มุมเฟสของวงจร  $k_3$  ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการ  
ที่  $45^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $135^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$

ตารางที่ 4.1 ค่าแอมพลิจูดและมุมเฟสที่ได้จากการวัดชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลักไปยัง  
ทิศทางที่เราต้องการที่  $45^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $135^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$

อุปกรณ์	ค่าที่ได้จากการวัดอุปกรณ์		ค่าความต่างเฟส (องศา)	จำนวนเชิงซ้อน
	แอมพลิจูด (dB)	มุมเฟส (องศา)		
วงจรที่ 1	-1.133	154.860	0	0.8777+0.0000i
$k_1$	-6.593	39.479	-118.381	-0.2225-0.4118i
$k_2$	-12.842	-75.026	127.114	-0.1375+0.1817i
$k_3$	-6.415	44.702	-113.158	-0.1879-0.4393i

จากรูปที่ 4.2 – 4.9 คือกราฟแอมพลิจูดและมุมเฟสที่ได้จากการวัดชุดอุปกรณ์ทั้งหมด โดยการถ่ายภาพเนื่องจากสายที่ใช้เชื่อมต่อกันระหว่างเครื่องวิเคราะห์วงจรข่ายไปยังคอมพิวเตอร์นั้นเกิดการซำรุคจึงทำให้ไม่สามารถดึงรูปภาพทั้งหมดออกมาจากเครื่องวิเคราะห์วงจรข่ายได้โดยตรง และสามารถสรุปค่าต่าง ๆ ที่วัดได้ดังตารางที่ 4.1 คือ ค่าแอมพลิจูดและมุมเฟสที่ได้จากการวัดชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $45^\circ$

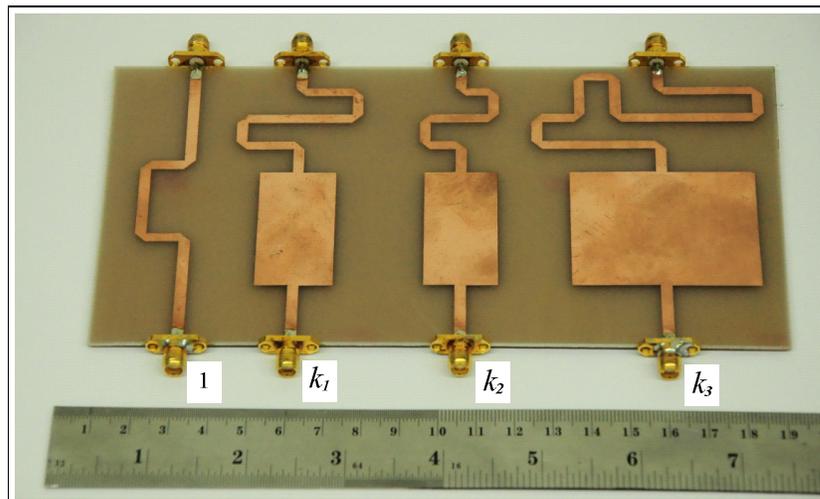
และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $135^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$  ตามลำดับ จากค่าที่ได้ในตารางที่ 4.1 พบว่าค่าแอมพลิจูดที่ได้มีค่าคลาดเคลื่อนไปจากการออกแบบด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio เล็กน้อยและค่ามุมเฟสที่ได้จากการวัดนั้นมีค่าไม่ตรงกันกับค่าที่ได้จากการออกแบบ แต่เมื่อเรานำค่าที่ได้มาทำการคำนวณหาค่าต่างเฟสที่ได้นั้นพบว่าค่าความต่างเฟสที่ได้ในแต่ละวงจร มีความใกล้เคียงกับค่าความต่างเฟสที่ได้จากการจำลองผลในตารางที่ 3.4 จากนั้นเราต้องทำการแปลงค่าที่ได้ให้อยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อนได้ดังตารางที่ 4.1 เพื่อใช้เป็นค่าสัมประสิทธิ์ ในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ โดยการนำค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้ป้อนกลับในการจำลองผล ด้วยวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ เพื่อออกแบบรูปการแผ่พลังงานและประสิทธิภาพ ของการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ เมื่อมีสัญญาณที่ต้องการเข้ามาในทิศทางที่  $45^\circ$  และมีสัญญาณ แทรกสอดเข้ามาทาง  $135^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$  จากผลที่ได้พบว่าชุดอุปกรณ์ที่เราได้ทำการสร้างนั้น สามารถนำมาใช้งานได้ เนื่องจากสามารถให้ล้าคลื่นหลักไปยังสัญญาณที่ต้องการ  $d$  เข้ามาในทิศทาง ที่  $45^\circ$  และสามารถกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ได้ในทิศทางของมีสัญญาณแทรกสอด  $i$  เข้ามาทาง  $135^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$  แสดงดังรูปที่ 4.10



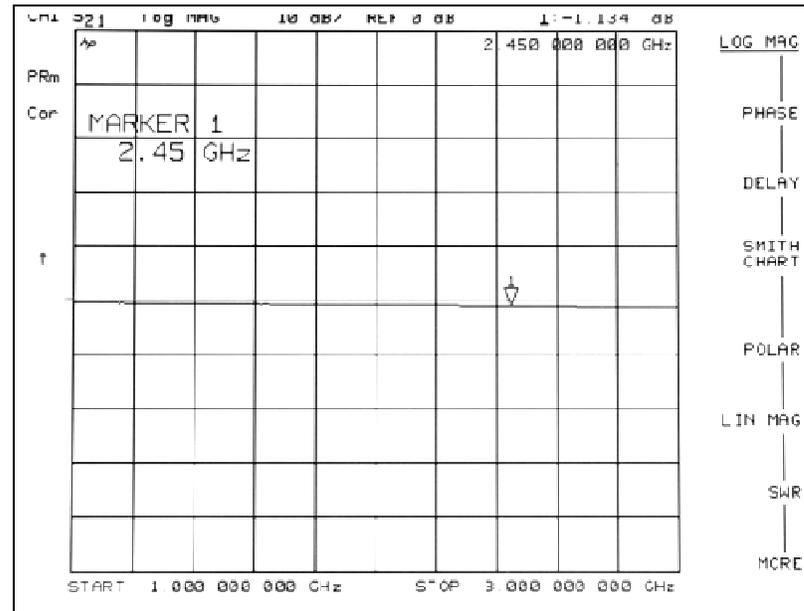
รูปที่ 4.10 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการวัดค่าสัมประสิทธิ์ของการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ และป้อนกลับในการจำลองแบบด้วยวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ เมื่อมีสัญญาณที่ต้องการเข้าในทิศทางที่  $45^\circ$  และสัญญาณ แทรกสอดมาจากทิศทางที่  $135^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$

4.2.2 ชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหันลำคลื่นหลักไปยังทิศทางของสัญญาณที่ต้องการเข้ามาที่  $135^\circ$  และกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ที่มีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$

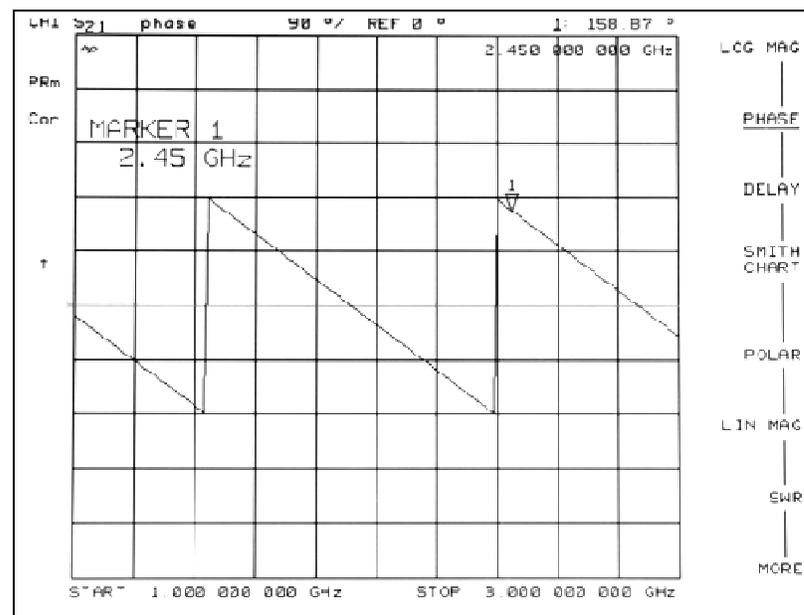
ในรูปที่ 4.11 คืออุปกรณ์ที่สร้างขึ้นมาจริงเพื่อใช้ในการหันลำคลื่นหลักไปยังทิศทางของสัญญาณที่ต้องการเข้ามาที่  $135^\circ$  และมีความสามารถในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ที่มีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$  จากรูปวงจรที่ 1 คือวงจรที่ใช้เชื่อมต่อกับพอร์ตขาออกของ modified Butler matrix ที่ให้ทิศทางของลำคลื่นหลักไปยังทิศทางของสัญญาณที่ต้องการเข้ามาที่  $135^\circ$  โดยที่วงจร  $k_1$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $45^\circ$  วงจร  $k_2$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $225^\circ$  วงจร  $k_3$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $315^\circ$  ตามลำดับ จากนั้นนำอุปกรณ์ที่สร้างไปวัดผลด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย เพื่อดูแอมพลิจูดและมุมเฟสของอุปกรณ์ได้ผลการวัดดังรูปที่ 4.12 - 4.19



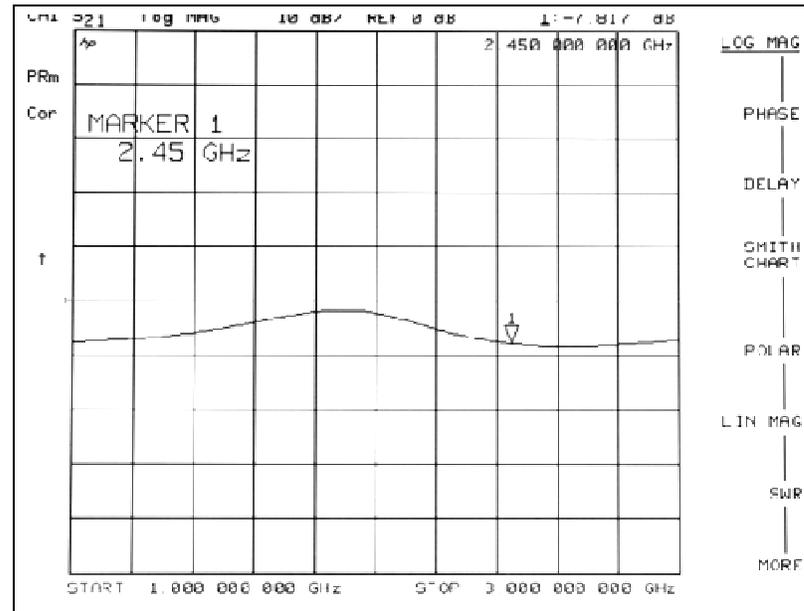
รูปที่ 4.11 ลักษณะของชุดอุปกรณ์ที่สร้างขึ้นจริงเพื่อนำไปใช้ในการหันลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $135^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$



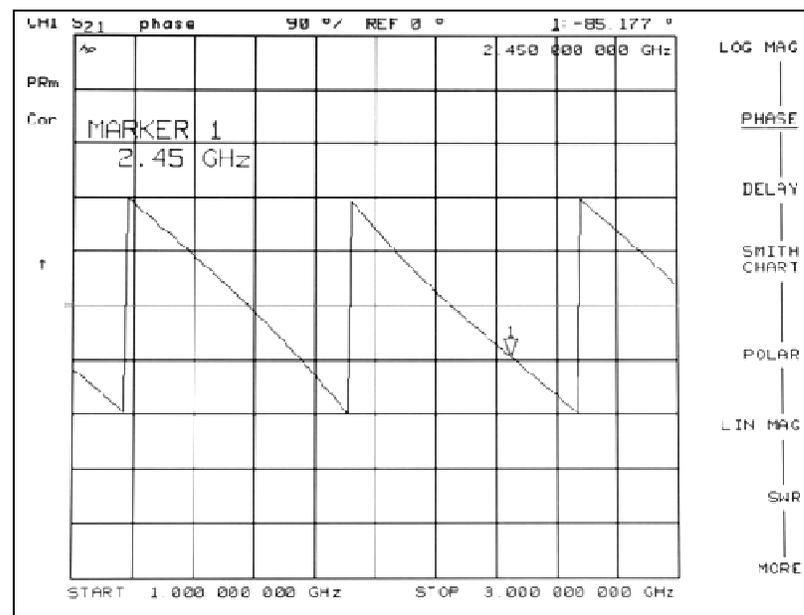
รูปที่ 4.12 แอมพลิจูดของวงจรที่ 1 ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหาค่าคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $135^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$



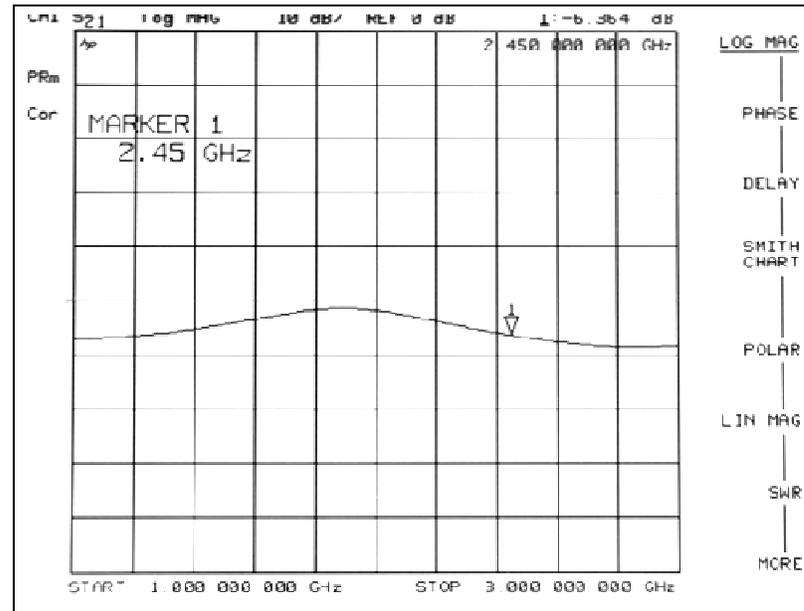
รูปที่ 4.13 มุมเฟสของวงจรที่ 1 ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหาค่าคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $135^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$



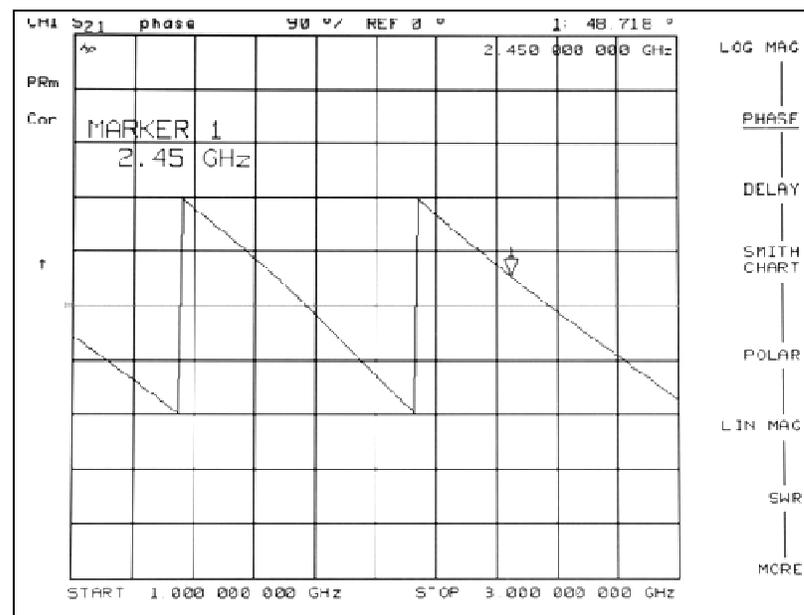
รูปที่ 4.14 แอมพลิจูดของวงจร  $k$ , ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $135^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$



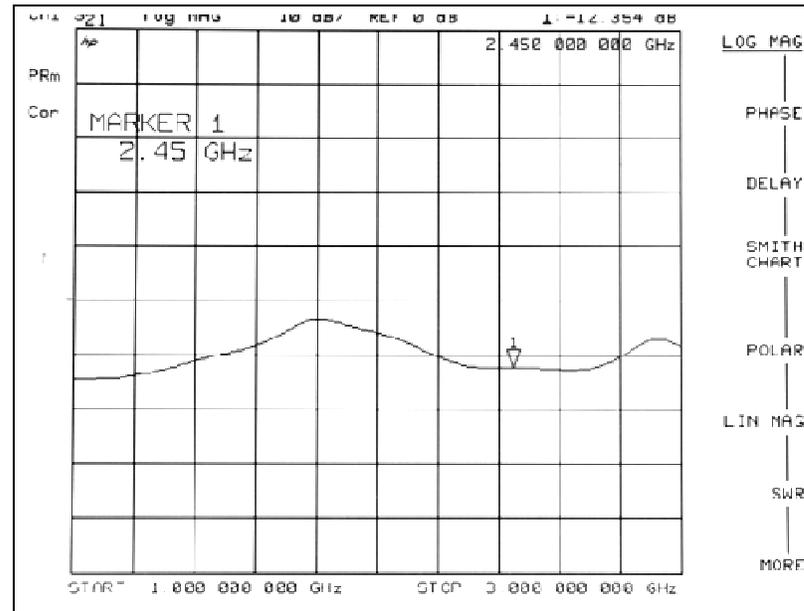
รูปที่ 4.15 มุมเฟสของวงจร  $k$ , ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $135^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$



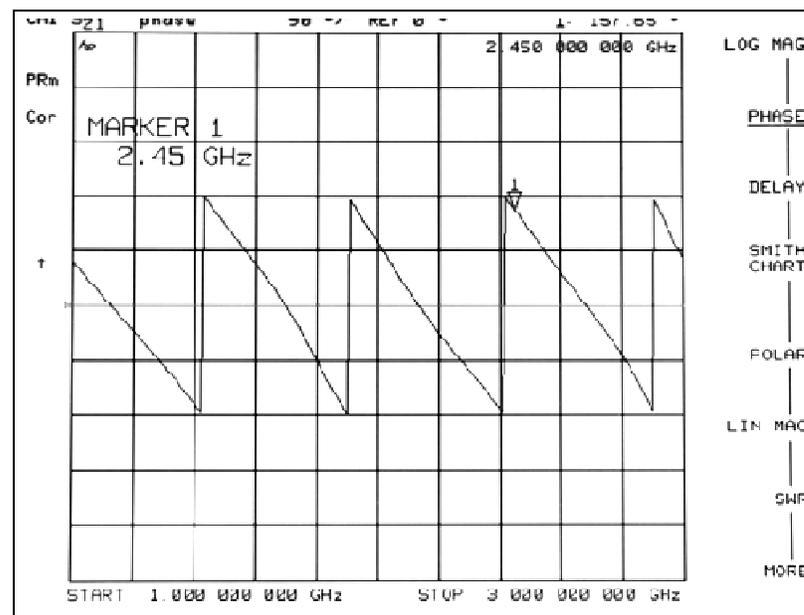
รูปที่ 4.16 แอมพลิจูดของวงจร  $k_2$  ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหาค่าคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $135^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$



รูปที่ 4.17 มุมเฟสของวงจร  $k_2$  ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหาค่าคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $135^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$



รูปที่ 4.18 แอมพลิจูดของวงจร  $k$ , ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหาค่าคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $135^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$

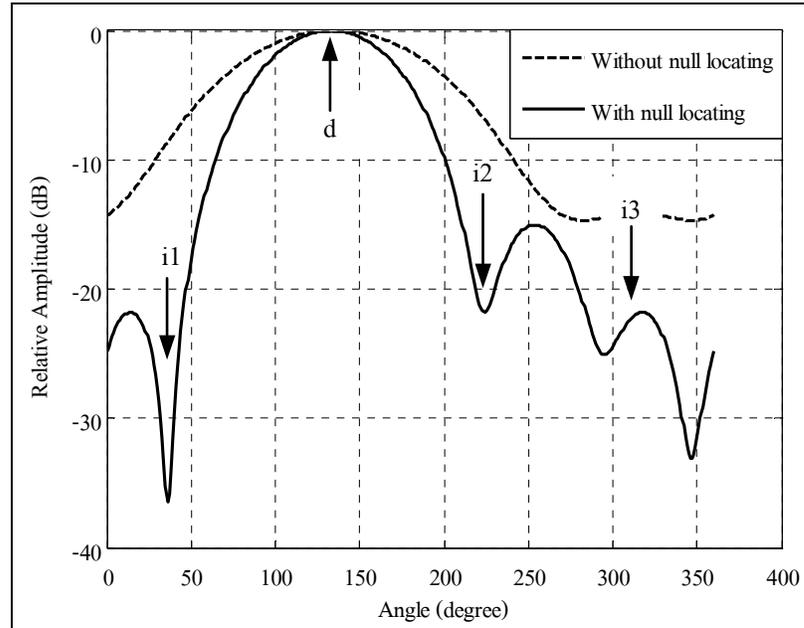


รูปที่ 4.19 มุมเฟสของวงจร  $k$ , ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหาค่าคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $135^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$

จากรูปที่ 4.12 – 4.19 คือกราฟแอมพลิจูดและมุมเฟสที่ได้จากการวัดชุดอุปกรณ์ทั้งหมด โดยการถ่ายภาพเนื่องจากสายที่ใช้เชื่อมต่อกันระหว่างเครื่องวิเคราะห์วงจรข่ายไปยังคอมพิวเตอร์นั้นเกิดการชำรุดจึงทำให้ไม่สามารถดึงรูปกราฟทั้งหมดออกมาจากเครื่องวิเคราะห์วงจรข่ายได้โดยตรง เราจึงได้สรุปค่าต่างๆที่วัดได้ดังตารางที่ 4.2 คือค่าแอมพลิจูดและมุมเฟสที่ได้จากการวัดชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหาลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $135^\circ$  และสามารถกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางของสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$  ตามลำดับ จากค่าที่ได้ในตารางที่ 4.2 พบว่าค่าแอมพลิจูดที่ได้มีค่าคลาดเคลื่อนไปจากการออกแบบด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio เล็กน้อย และค่ามุมเฟสที่ได้จากการวัดนั้นมีค่าไม่ตรงกันกับค่าที่ได้จากการออกแบบ แต่เมื่อเรานำค่าที่ได้มาทำการคำนวณหาค่าต่างเฟสที่ได้ นั้นพบว่าค่าความต่างเฟสที่ได้ในแต่ละวงจรมีความใกล้เคียงกับค่าความต่างเฟสที่ได้จากการจำลองผลในตารางที่ 3.4 จากนั้นเราต้องทำการแปลงค่าที่ได้ให้อยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อนได้ดังตารางที่ 4.2 เพื่อใช้เป็นค่าสัมประสิทธิ์ในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ โดยการนำค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้ป้อนกลับในการจำลองผลด้วยวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ เพื่อดูแบบรูปการแผ่พลังงานและประสิทธิภาพของการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ เมื่อมีสัญญาณที่ต้องการเข้ามาในทิศทางที่  $135^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$  จากผลที่ได้พบว่าชุดอุปกรณ์ที่เราได้ทำการสร้างนั้นสามารถนำมาใช้งานได้ เนื่องจากสามารถให้ลำคลื่นหลักไปยังสัญญาณที่ต้องการเข้ามาในทิศทางที่  $135^\circ$  และสามารถกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ได้ในทิศทางของมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$  แสดงดังรูปที่ 4.20

ตารางที่ 4.2 ค่าแอมพลิจูดและมุมเฟสที่ได้จากการวัดชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหาลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $135^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$

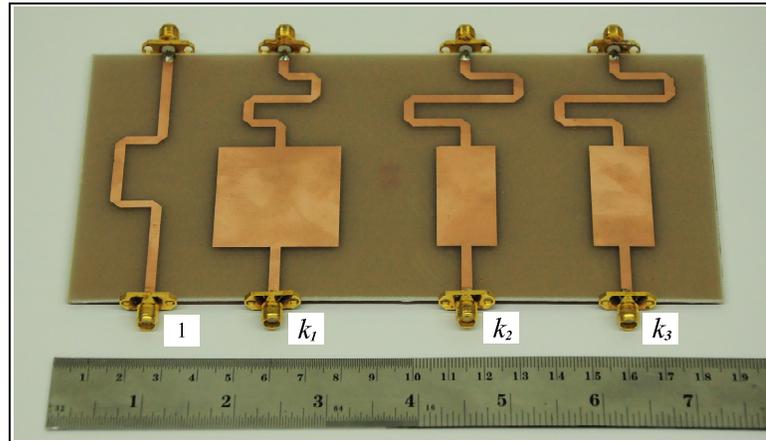
อุปกรณ์	ค่าที่ได้จากการวัดอุปกรณ์		ค่าความต่างเฟส (องศา)	จำนวนเชิงซ้อน
	แอมพลิจูด (dB)	มุมเฟส (องศา)		
วงจรที่ 1	-1.134	158.87	0	0.8776+0.0000i
$k_1$	-7.817	-85.177	115.953	-0.1778+0.3655i
$k_2$	-6.364	48.718	-110.152	-0.1655-0.4511i
$k_3$	-12.354	157.65	-1.22	0.2410-0.0050i



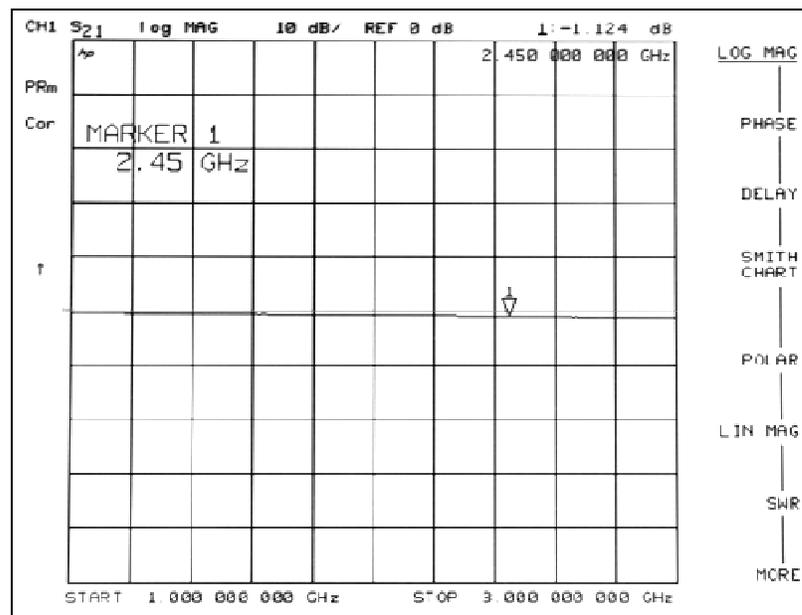
รูปที่ 4.20 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการวัด ค่าสัมประสิทธิ์ของการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ และป้อนกลับในการจำลองแบบด้วยวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ เมื่อมีสัญญาณที่ต้องการเข้าในทิศทางที่  $135^\circ$  และสัญญาณแทรกสอดมาจากทิศทางที่  $45^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$

#### 4.2.3 ชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหันลำคลื่นหลักไปยังทิศทางของสัญญาณที่ต้องการเข้ามาที่ $225^\circ$ และกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ที่มีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง $45^\circ$ $135^\circ$ และ $315^\circ$

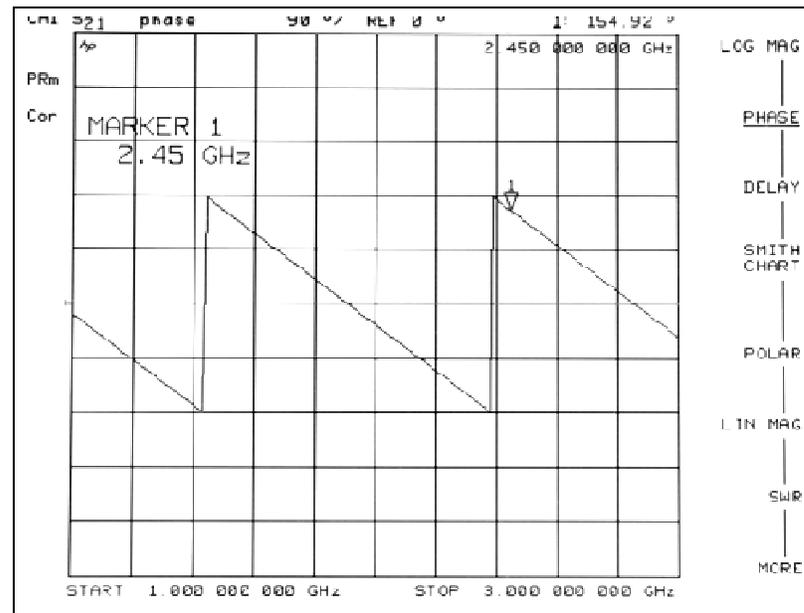
รูปที่ 4.21 คือลักษณะของอุปกรณ์ที่สร้างขึ้นมาจริงเพื่อใช้ในการหันลำคลื่นหลักไปยังทิศทางของสัญญาณที่ต้องการเข้ามาที่  $225^\circ$  และมีความสามารถในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ที่มีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $315^\circ$  จากรูปวงจรที่ 1 คือวงจรที่ใช้เชื่อมต่อกับพอร์ตขาออกของ modified Butler matrix ที่ให้ทิศทางของลำคลื่นหลักไปยังทิศทางของสัญญาณที่ต้องการเข้ามาที่  $225^\circ$  โดยที่วงจร  $k_1$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $45^\circ$  วงจร  $k_2$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $135^\circ$  วงจร  $k_3$  คือค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $315^\circ$  ตามลำดับจากนั้นนำอุปกรณ์ที่สร้างไปวัดผลด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย เพื่อดูแอมพลิจูดและมุมเฟสของอุปกรณ์ ได้ผลการวัดดังรูปที่ 4.21 - 4.29



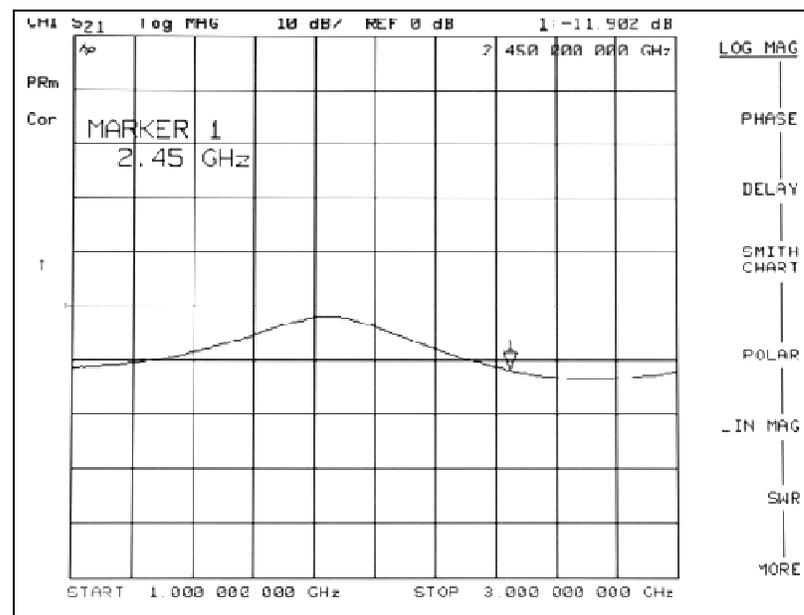
รูปที่ 4.21 ลักษณะของชุดอุปกรณ์ที่สร้างขึ้นจริงเพื่อนำไปใช้ในการหั่นลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $225^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $315^\circ$



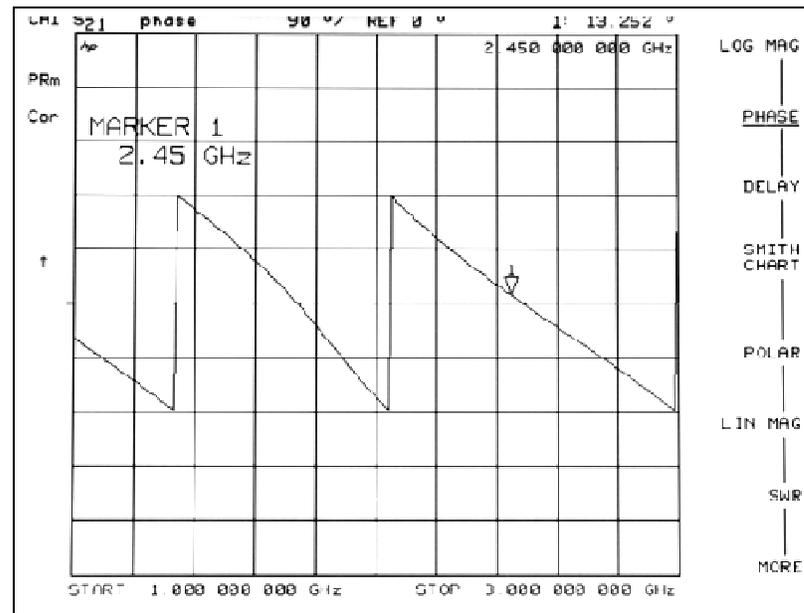
รูปที่ 4.22 แอมพลิจูดของวงจรที่ 1 ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $225^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $315^\circ$



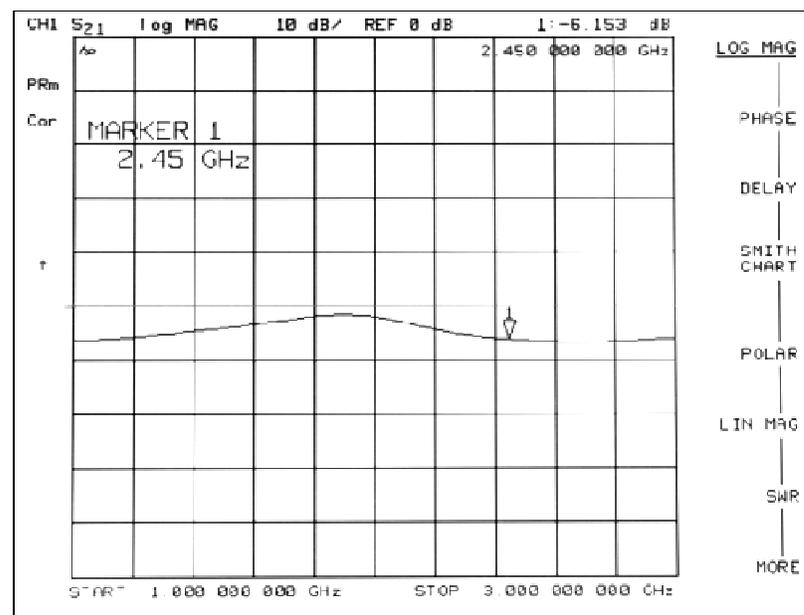
รูปที่ 4.23 มุมเฟสของวงจรที่ 1 ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $225^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $315^\circ$



รูปที่ 4.24 แอมพลิจูดของวงจร  $k$ , ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $225^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $315^\circ$



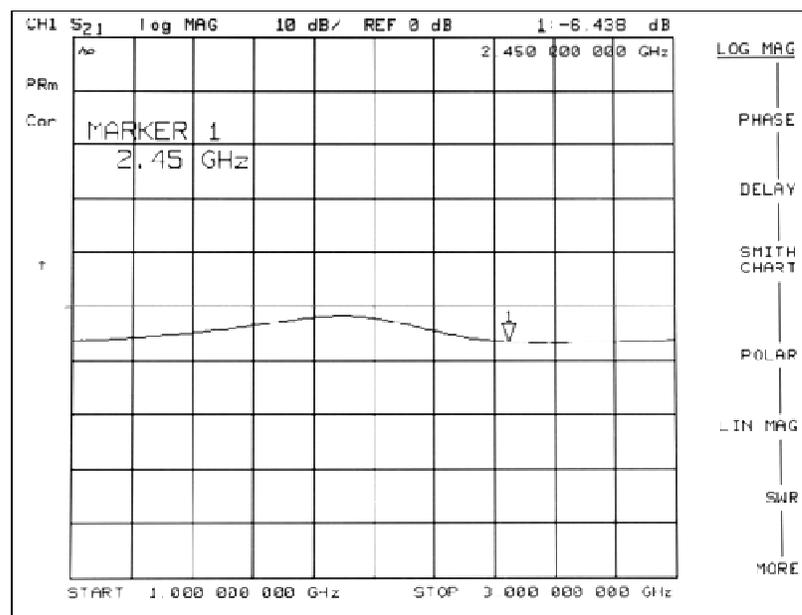
รูปที่ 4.25 มุมเฟสของวงจรถ่าย  $k_1$  ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $225^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$ ,  $135^\circ$  และ  $315^\circ$



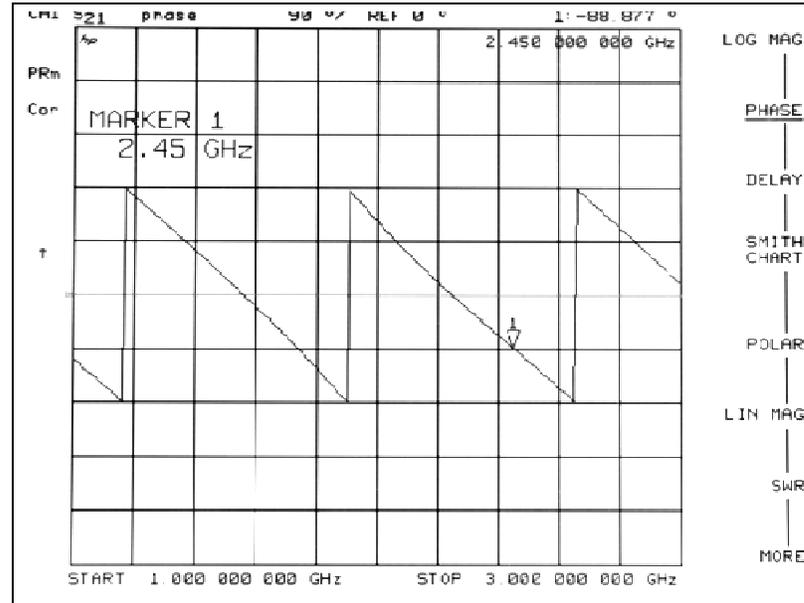
รูปที่ 4.26 แอมพลิจูดของวงจรถ่าย  $k_2$  ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $225^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$ ,  $135^\circ$  และ  $315^\circ$



รูปที่ 4.27 มุมเฟสของวงจร  $k_2$  ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $225^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $315^\circ$



รูปที่ 4.28 แอมพลิจูดของวงจร  $k_2$  ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $225^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $315^\circ$



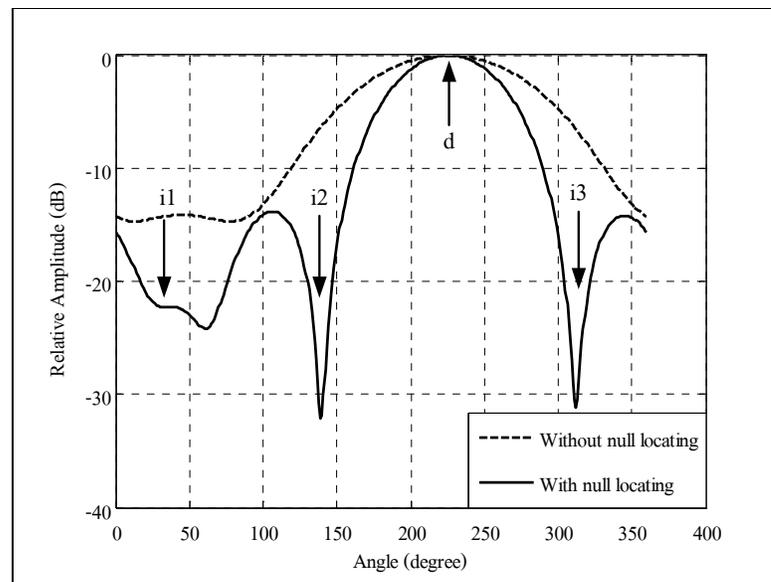
รูปที่ 4.29 มุมเฟสของวงจร  $k_2$  ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $225^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $315^\circ$

จากรูปที่ 4.22 – 4.29 คือกราฟแอมพลิจูดและมุมเฟสที่ได้จากการวัดชุดอุปกรณ์ทั้งหมด โดยการถ่ายภาพเนื่องจากสายที่ใช้เชื่อมต่อกันระหว่างเครื่องวิเคราะห์วงจรรายไปยังคอมพิวเตอร์นั้นเกิดการชำรุดจึงทำให้ไม่สามารถดึงรูปกราฟทั้งหมดออกมาจากเครื่องวิเคราะห์วงจรรายได้โดยตรง เราจึงได้สรุปค่าต่าง ๆ ที่วัดได้ดังตารางที่ 4.3 คือค่าแอมพลิจูดและมุมเฟสที่ได้จากการวัดชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $225^\circ$  และสามารถกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางของสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$  ตามลำดับ จากค่าที่ได้ในตารางที่ 4.3 พบว่าค่าแอมพลิจูดที่ได้มีค่าคลาดเคลื่อนไปจากการออกแบบด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio เล็กน้อย และค่ามุมเฟสที่ได้จากการวัดนั้นมีค่าไม่ตรงกันกับค่าที่ได้จากการออกแบบ แต่เมื่อเรานำค่าที่ได้มาทำการคำนวณหาค่าต่างเฟสที่ได้นั้นพบว่าค่าความต่างเฟสที่ได้นั้นแต่ละวงจรมีความใกล้เคียงกับค่าความต่างเฟสที่ได้จากการจำลองผลในตารางที่ 3.4 จากนั้นเราต้องทำการแปลงค่าที่ได้ให้อยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อนได้ดังตารางที่ 4.3 เพื่อใช้เป็น ค่าสัมประสิทธิ์ในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์โดยการนำค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้ป้อนกลับในการจำลองผลด้วยวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ เพื่อดูแบบรูปการแผ่พลังงานและประสิทธิภาพของการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ เมื่อมีสัญญาณที่ต้องการเข้ามาในทิศทางที่  $225^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $315^\circ$

ดังรูปที่ 4.30 จะแสดงให้เห็นว่าชุดอุปกรณ์นี้สามารถให้ลำคลื่นหลักไปยังสัญญาณที่ต้องการเข้ามาในทิศทางที่  $225^\circ$  และสามารถกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ได้ในทิศทางของมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $315^\circ$  นั้นหมายความว่าชุดอุปกรณ์ที่เราได้ทำการสร้างสามารถนำมาใช้งานได้

ตารางที่ 4.3 ค่าแอมพลิจูดและมุมเฟสที่ได้จากการวัดชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหันลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $225^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $315^\circ$

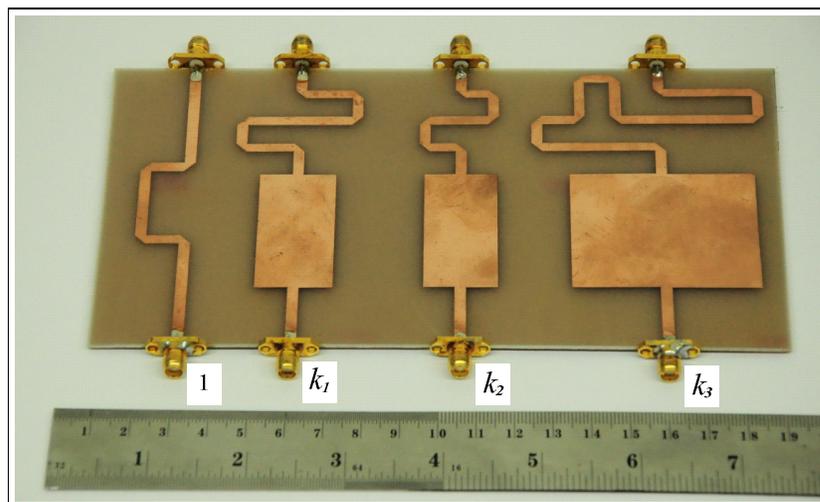
อุปกรณ์	ค่าที่ได้จากการวัดอุปกรณ์		ค่าความต่างเฟส (องศา)	จำนวนเชิงซ้อน
	แอมพลิจูด (dB)	มุมเฟส (องศา)		
วงจรที่ 1	-1.124	154.92	0	0.8786
$k_1$	-11.902	13.252	-141.668	-0.1992-0.1575i
$k_2$	-6.153	-93.437	111.643	-0.1816+0.4576i
$k_3$	-6.438	-88.877	116.203	-0.2103+0.4275i



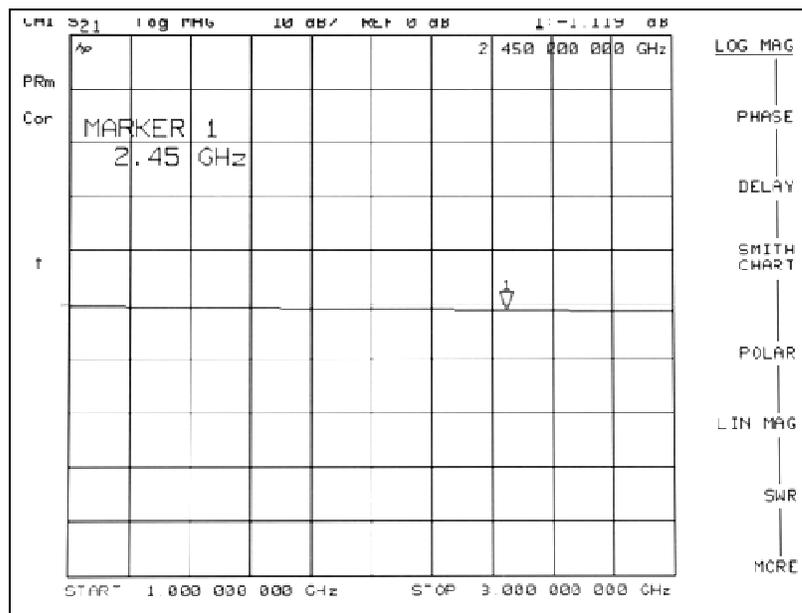
รูปที่ 4.30 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการวัดค่าสัมประสิทธิ์ของการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์และป้อนกลับในการจำลองแบบด้วยวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์เมื่อมีสัญญาณที่ต้องการเข้าในทิศทางที่  $225^\circ$  และสัญญาณแทรกสอดมาจากทิศทางที่  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $315^\circ$

4.2.4 ชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหันลำคลื่นหลักไปยังทิศทางของสัญญาณที่ต้องการเข้ามาที่  $315^\circ$  และกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ที่มีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $225^\circ$

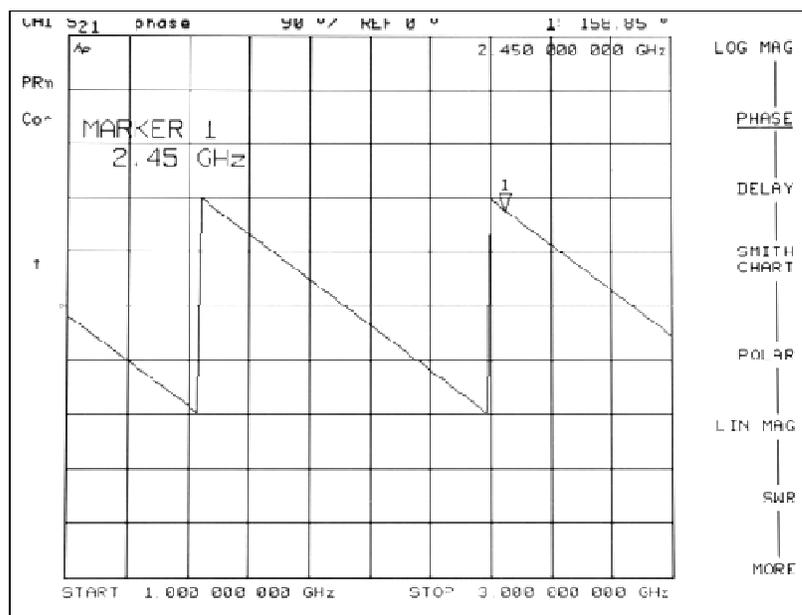
จากที่ได้กล่าวมาในบทที่ 3 ในการหันลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่  $315^\circ$  นั้นสามารถใช้อุปกรณ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ชุดเดียวกันกับอุปกรณ์ที่ใช้ในการหันลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่  $135^\circ$  โดยการสลับพอร์ตในการเชื่อมต่อ ดังรูปที่ 4.31 แสดงลักษณะของของอุปกรณ์ที่สร้างขึ้นมาจริงเพื่อใช้ในการหันลำคลื่นหลักไปยังทิศทางของสัญญาณที่ต้องการเข้ามาที่  $315^\circ$  และมีความสามารถในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ที่มีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $225^\circ$  จากรูปวงจรที่ 1 คือวงจรที่ใช้เชื่อมต่อกับพอร์ตขาออกของ modified Butler matrix ที่ให้ทิศทางของลำคลื่นหลักไปยังทิศทางของสัญญาณที่ต้องการเข้ามาที่  $315^\circ$  โดยที่วงจร  $k_1$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $45^\circ$  วงจร  $k_2$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $135^\circ$  วงจร  $k_3$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่  $225^\circ$  ตามลำดับ จากนั้นนำอุปกรณ์ที่สร้างไปวัดผลด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย เพื่อดูแอมพลิจูดและมุมเฟสของอุปกรณ์ได้ผลวัดดังรูปที่ 4.32 - 4.39



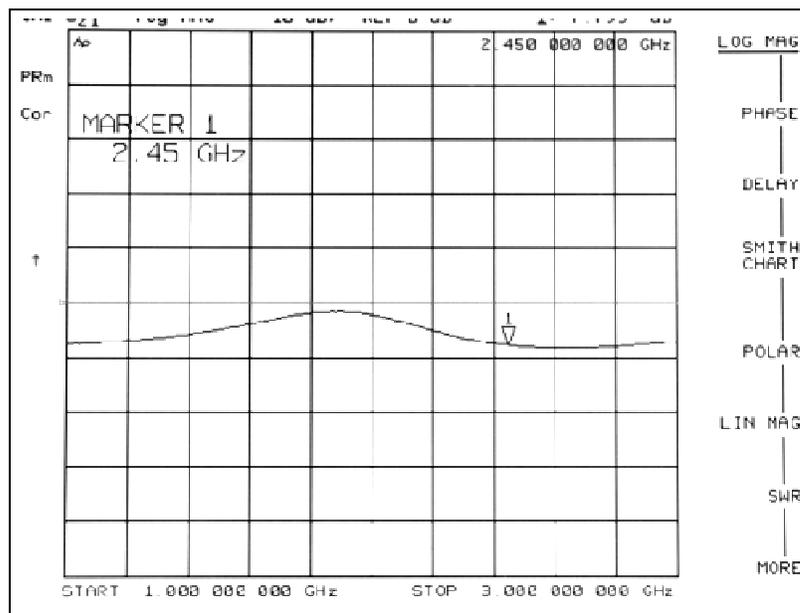
รูปที่ 4.31 ลักษณะของชุดอุปกรณ์ที่สร้างขึ้นจริงเพื่อนำไปใช้ในการหันลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $315^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $225^\circ$



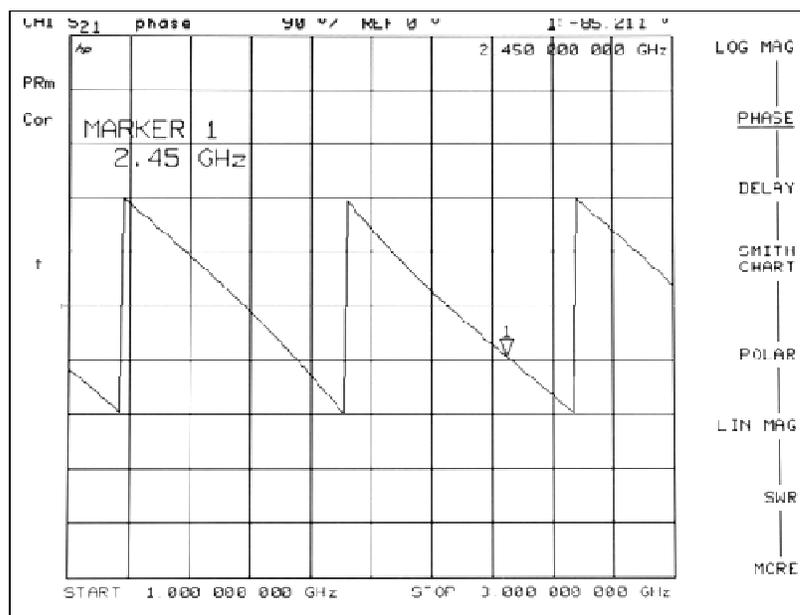
รูปที่ 4.32 แอมพลิจูดของวงจรที่ 1 ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหาค่าคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $315^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $225^\circ$



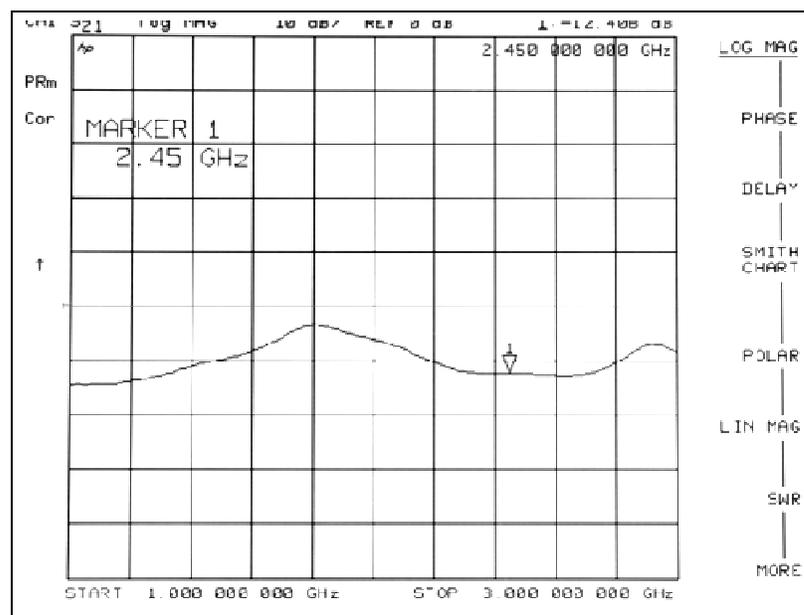
รูปที่ 4.33 มุมเฟสของวงจรที่ 1 ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหาค่าคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $315^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $225^\circ$



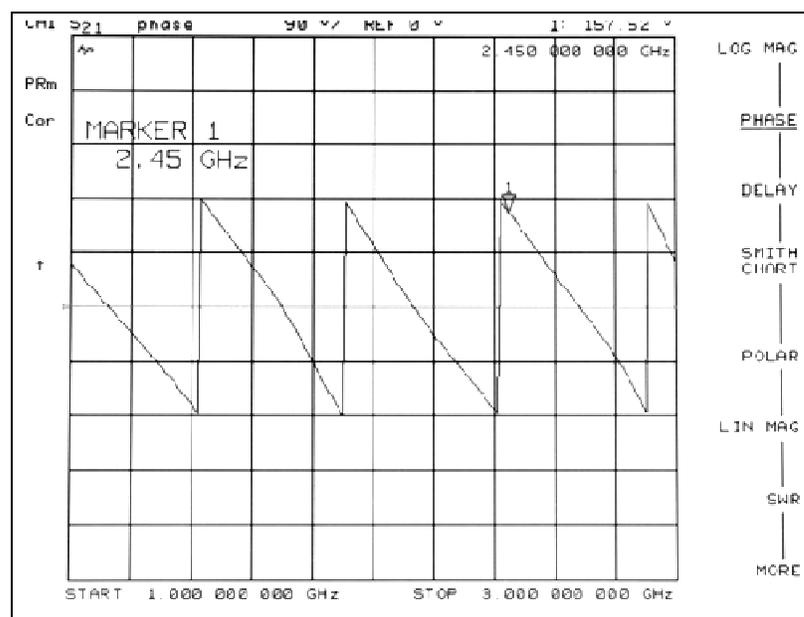
รูปที่ 4.34 แอมพลิจูดของวงจร  $k$ , ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $315^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$ ,  $135^\circ$  และ  $225^\circ$



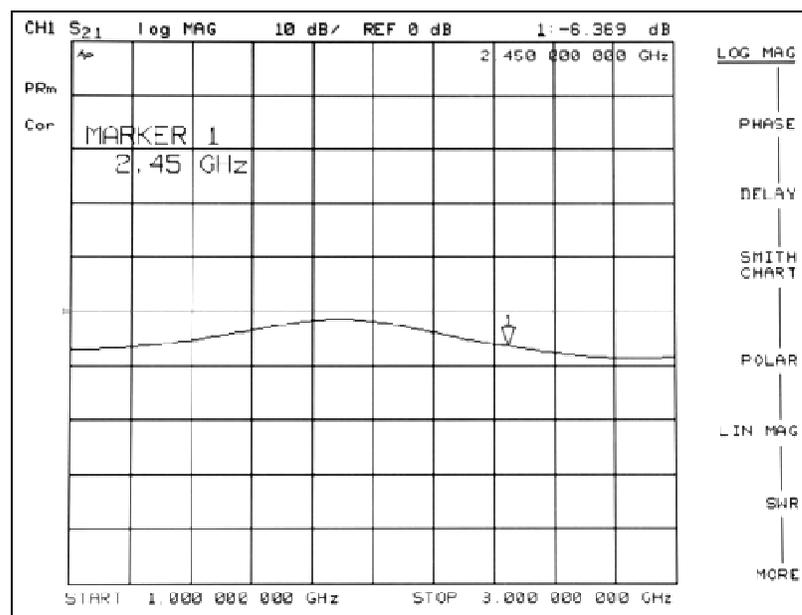
รูปที่ 4.35 มุมเฟสของวงจร  $k$ , ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $315^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$ ,  $135^\circ$  และ  $225^\circ$



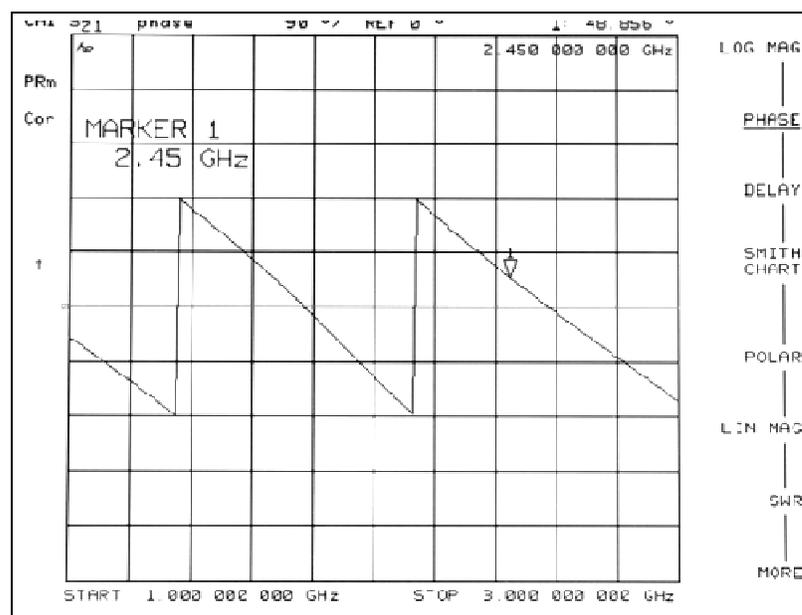
รูปที่ 4.36 แอมพลิจูดของวงจร  $k_2$  ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $315^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $225^\circ$



รูปที่ 4.37 มุมเฟสของวงจร  $k_2$  ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $315^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $225^\circ$



รูปที่ 4.38 แอมพลิจูดของวงจร  $k$ , ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหาค่าคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $315^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $225^\circ$

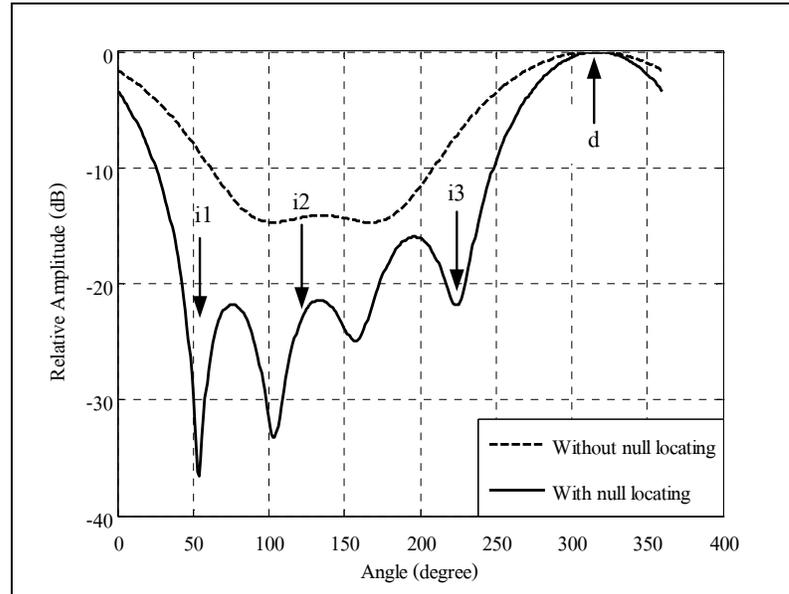


รูปที่ 4.39 มุมเฟสของวงจร  $k$ , ในชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหาค่าคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $315^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $225^\circ$

จากรูปที่ 4.32 – 4.39 คือกราฟแอมพลิจูดและมุมเฟสที่ได้จากการวัดชุดอุปกรณ์ทั้งหมด โดยการถ่ายภาพเนื่องจากสายที่ใช้เชื่อมต่อกันระหว่างเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายไปยังคอมพิวเตอร์นั้นเกิดการชำรุดจึงทำให้ไม่สามารถดึงรูปภาพทั้งหมดออกมาจากเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายได้โดยตรง เราจึงได้สรุปค่าต่าง ๆ ที่วัดได้ดังตารางที่ 4.4 คือ ค่าแอมพลิจูดและมุมเฟสที่ได้จากการวัดชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $315^\circ$  และสามารถกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางของสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $225^\circ$  ตามลำดับ จากค่าที่ได้ในตารางที่ 4.4 พบว่าค่าแอมพลิจูดที่ได้มีค่าคลาดเคลื่อนไปจากการออกแบบด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio เล็กน้อย และค่ามุมเฟสที่ได้จากการวัดนั้นมีค่าไม่ตรงกันกับค่าที่ได้จากการออกแบบ แต่เมื่อเรานำค่าที่ได้มาทำการคำนวณหาค่าต่างเฟสที่ได้ในนั้นพบว่าค่าความต่างเฟสที่ได้ในแต่ละวงจรมีความใกล้เคียงกับค่าความต่างเฟสที่ได้จากการจำลองผลในตารางที่ 3.4 จากนั้นเราต้องทำการแปลงค่าที่ได้ให้อยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อนได้ดังตารางที่ 4.4 เพื่อใช้เป็นค่าสัมประสิทธิ์ในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์โดยการนำค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้ไปย้อนกลับในการจำลองผลด้วยวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ เพื่อดูแบบรูปการแผ่พลังงานและประสิทธิภาพของการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ เมื่อมีสัญญาณที่ต้องการเข้ามาในทิศทางที่  $315^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $225^\circ$  ดังรูปที่ 4.40 จะแสดงให้เห็นว่าชุดอุปกรณ์นี้สามารถให้ลำคลื่นหลักไปยังสัญญาณที่ต้องการเข้ามาในทิศทางที่  $315^\circ$  และสามารถกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ได้ในทิศทางของมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $225^\circ$  ถึงแม้ว่าทิศทางของการกำหนดจุดศูนย์นั้นมีมุมที่คลาดเคลื่อนอยู่บ้างเล็กน้อย ซึ่งอาจจะเกิดจากความผิดพลาดในขั้นตอนการสร้างแต่ชุดอุปกรณ์ที่เราได้ทำการสร้างนั้นก็ยังสามารถนำมาใช้งานได้

ตารางที่ 4.4 ค่าแอมพลิจูดและมุมเฟสที่ได้จากการวัดชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการหั่นลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่เราต้องการที่  $315^\circ$  และมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาทาง  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $225^\circ$

อุปกรณ์	ค่าที่ได้จากการวัดอุปกรณ์		ค่าความต่างเฟส (องศา)	จำนวนเชิงซ้อน
	แอมพลิจูด (dB)	มุมเฟส (องศา)		
วงจรถ่ายที่ 1	-1.119	158.85	0	0.8791+0.0000i
$k_1$	-7.755	-85.211	115.939	-0.1790+0.3681i
$k_2$	-12.408	157.52	-1.33	0.2395-0.0050i
$k_3$	-6.639	48.856	-109.994	-0.1591-0.4375i

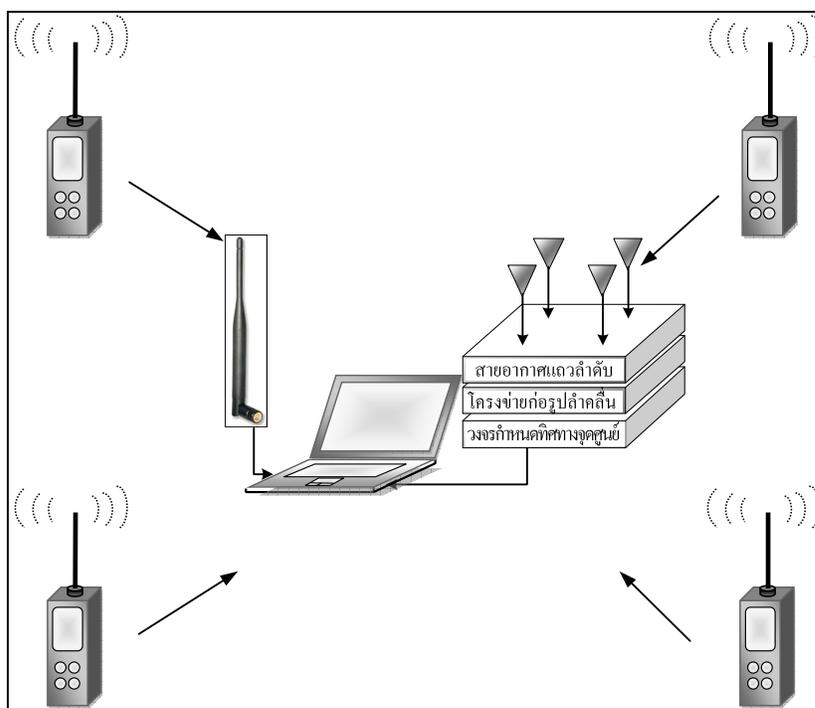


รูปที่ 4.40 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการวัดค่าสัมประสิทธิ์ของการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์  
และป้อนกลับในการจำลองแบบด้วยวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์  
เมื่อมีสัญญาณที่ต้องการเข้าในทิศทางที่  $315^\circ$  และสัญญาณ  
แทรกสอดมาจากทิศทางที่  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $225^\circ$

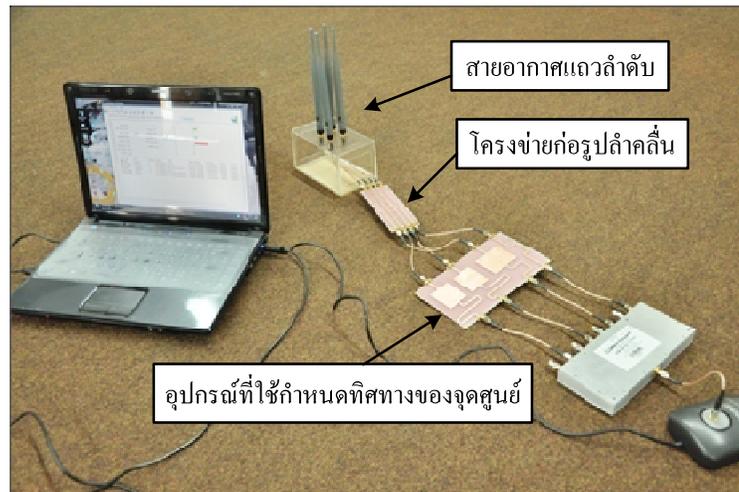
จากการวัดทดสอบอุปกรณ์จริงที่เราใช้กำหนดทิศทางของศูนย์ที่แสดงมาทั้งหมด  
นั้นพบว่าอุปกรณ์ทั้งหมดสามารถกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางของสัญญาณแทรกสอด  
ที่เข้ามายังระบบได้ ถึงแม้ว่าจะมีในบางชุดอุปกรณ์มีแอมพลิจูดคลาดเคลื่อนไป 0.4 - 2.2 dB  
และมีมุมในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์คลาดเคลื่อนไป 0.15 - 14.39 องศา ซึ่งถือว่า  
มีค่าคลาดเคลื่อนเพียงเล็กน้อยนอกจากนี้ระบบยังสามารถหันลำคลื่นหลักไปยังทิศทางของสัญญาณ  
ที่ต้องการได้อีกด้วย ในหัวข้อถัดไปจะเป็นการนำเสนอการทดสอบระบบสายอากาศสวิทช์ลำคลื่น  
ที่สามารถกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในพื้นที่ที่เราจำลองขึ้นมา เพื่อดูประสิทธิภาพการทำงานของ  
ระบบที่นำเสนอในงานวิจัยนี้เทียบกับระบบที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทาง

### 4.3 การทดสอบระบบสายอากาศสวิตช์ลำคลื่นอย่างง่ายที่มีความสามารถในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์

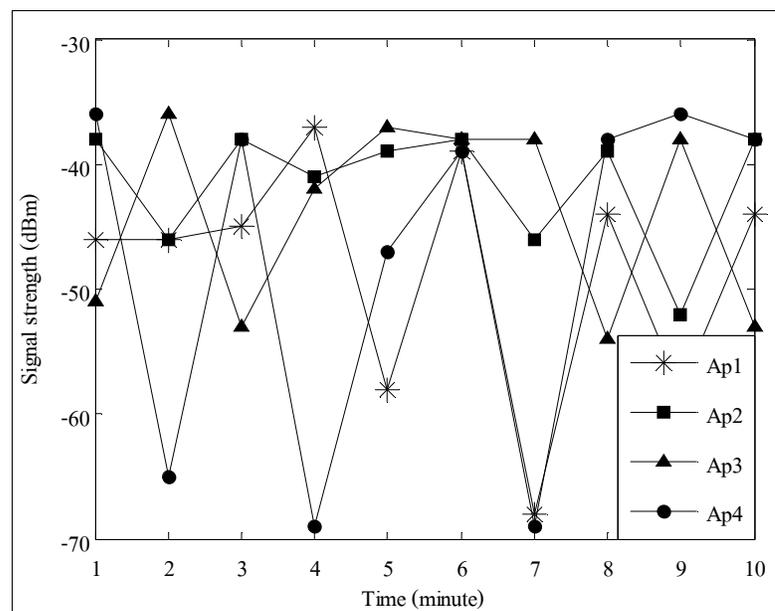
ระบบสายอากาศสวิตช์ลำคลื่นมีความสามารถในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ที่เราได้ทำการสร้างขึ้นมานั้นเราจะนำมาทดสอบประสิทธิภาพของระบบ โดยเราจะทำการวัดความแรงของสัญญาณ (signal strength) เวลาที่ใช้ในการดาวน์โหลดข้อมูล (delay) และค่าวิสัยสามารถ (throughput) ซึ่งสามารถวัดได้จากเว็บไซต์ <http://www.markab.it/meter/> ซึ่งจะนำผลที่ได้ทั้งหมดมาเปรียบเทียบกับระบบที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทาง ในการทดสอบผลนั้นเราจะทำการทดสอบโดยใช้โครงสร้างพื้นฐานของเครือข่ายเมชไร้สายแสดงดังรูปที่ 4.41 จากรูปประกอบไปด้วยอุปกรณ์ทั้งหมด 5 ตัว ที่เป็นเครือข่ายเมชของอุปกรณ์จัดเส้นทางซึ่งมีการติดตั้งจุดเข้าถึงสัญญาณ ไร้ที่มุมทั้ง 4 มุม ของรูปที่ 4.41 ซึ่งจุดเข้าถึงสัญญาณแต่ละตัวนั้นถูกติดตั้งอยู่ห่างจากคอมพิวเตอร์ที่อยู่ตรงกลาง 2.33 เมตร และใช้กำลังในการส่งสัญญาณ 24 dBm โดยใช้คอมพิวเตอร์ที่อยู่ตรงกลางเป็นตัวที่ใช้ในการวัดทดสอบผล ในลำดับแรกเราจะใช้สายอากาศโมโนโพล ในการวัดผลก่อนแล้วจึงเปลี่ยนมาทำการวัดผลของระบบในงานวิจัยฉบับนี้ แสดงดังรูปที่ 4.42 สุดท้ายคือการเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของทั้ง 2 ระบบนี้ ซึ่งจะนำเสนอในส่วนถัดไป



รูปที่ 4.41 โครงสร้างพื้นฐานของเครือข่ายเมชไร้สายที่ใช้ในการทำการทดสอบจริง



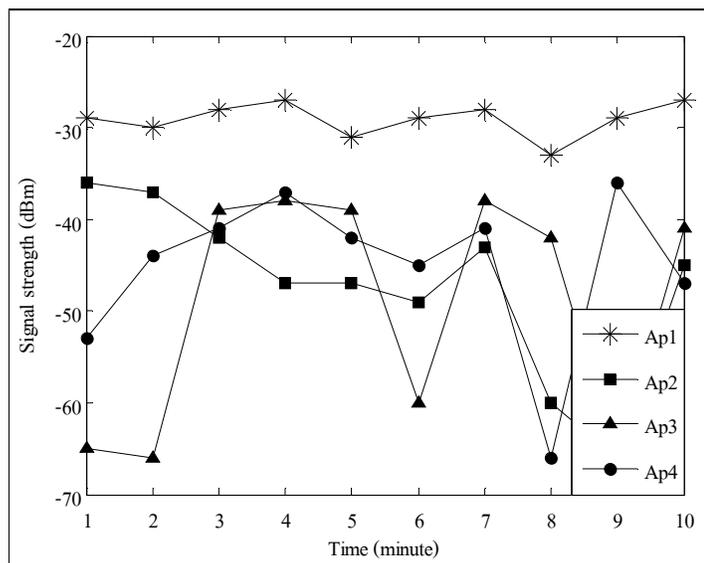
รูปที่ 4.42 อุปกรณ์ที่ถูกติดตั้งตรงกลางในเครือข่ายเมฆไร้สายที่ใช้ในการทดสอบผล  
ในงานวิจัยฉบับนี้



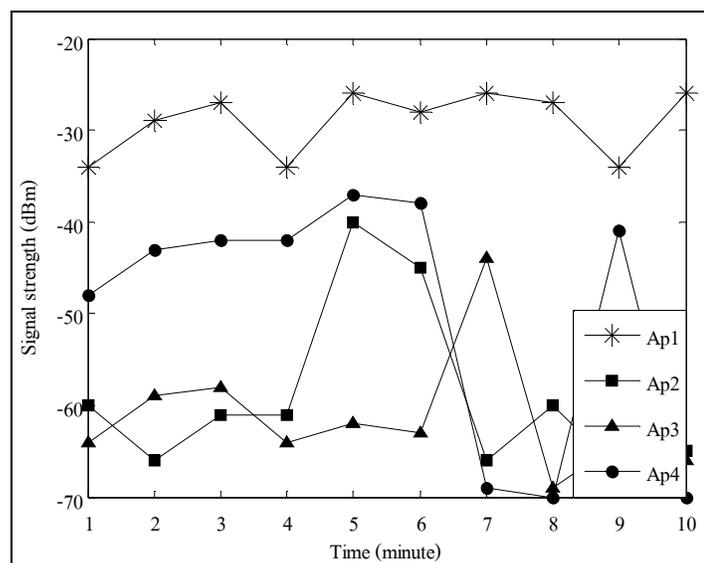
รูปที่ 4.43 ความแรงของสัญญาณที่รับได้จากจุดเข้าถึงสัญญาณทั้ง 4 ตัว โดยใช้สายอากาศ  
แบบรอบทิศทาง

ในการวัดความแรงของสัญญาณนั้น เราจะไม่มีการชดเชยพลังงานที่สูงเสียจากหัวต่อสายส่งสัญญาณและอุปกรณ์รวมสัญญาณ ดังนั้นจึงช่วยให้แน่ใจว่าระบบที่นำเสนอได้รับการทดสอบในทางปฏิบัติสำหรับการประยุกต์ใช้จริงและสามารถนำไปใช้งานในเครือข่ายเมฆไร้สายได้รูปที่ 4.43 แสดงกราฟความแรงของสัญญาณที่รับได้จากจุดเข้าถึงสัญญาณทั้ง 4 ตัว เทียบกับเวลาสำหรับระบบที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางในการวัดทดสอบ ซึ่งในการวัดแต่ละครั้งนั้นเป็นระยะเวลา 1 นาทีที่ติดต่อกัน จากรูปที่ 4.43 จะเห็นว่าค่าความแรงของสัญญาณที่สายอากาศแบบรอบทิศทางรับได้จากจุดเข้าถึงสัญญาณทั้ง 4 ตัวนั้นมีค่าที่แตกต่างกันไปจาก -36 ถึง -60 dBm และมีความแรงของสัญญาณที่รับได้จากจุดเข้าถึงสัญญาณทั้ง 4 ตัวเกือบจะเท่า ๆ กัน ในทางกลับกันผลวัดค่าความแรงของสัญญาณที่ได้จากการเปลี่ยนมาใช้สายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นที่นำเสนอในงานวิจัยนี้แสดงดังรูปที่ 4.44 – 4.47 จากผลที่ได้พบว่าค่าความแรงของสัญญาณนั้นแบ่งออกเป็น 2 กลุ่มด้วยกัน ซึ่งจุดเข้าถึงสัญญาณในทิศทางของสัญญาณที่ต้องการคือ Ap1 และทิศทางของจุดศูนย์ คือ Ap2 Ap3 และ Ap4 และจุดเข้าถึงสัญญาณในทิศทางสัญญาณที่ต้องการนั้น สามารถรับความแรงของสัญญาณได้มากกว่าจุดเข้าถึงสัญญาณที่เป็นทิศทางของจุดศูนย์ และเป็นที่น่าสนใจว่าความแรงของสัญญาณที่ต้องการที่รับได้ในทุกกรณีนั้นมีค่าความแรงของสัญญาณที่สูงกว่าความแรงของสัญญาณที่ดีที่สุดของระบบที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทาง แสดงดังรูปที่ 4.48 – 4.51 จากผลที่ได้สามารถยืนยันได้ว่าการใช้สายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นที่มีความสามารถในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์นี้ สามารถเพิ่มความแรงของสัญญาณได้ และในขณะเดียวกันก็สามารถลดความแรงของสัญญาณแทรกสอดได้เช่นกัน แต่ความแรงสัญญาณที่ได้นำเสนอทั้งหมดยังไม่สามารถยืนยันประสิทธิภาพของการทำงานของเครือข่ายเมฆไร้สายได้

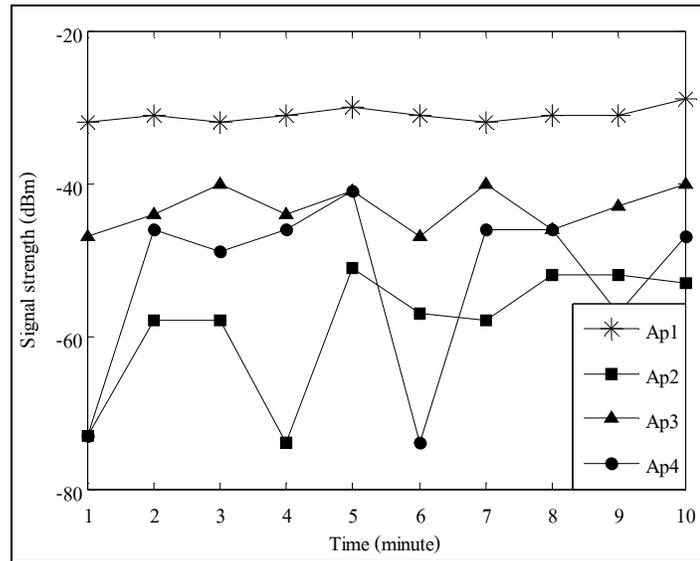
ดังนั้นเราจึงต้องทำการวัดทดสอบผลพารามิเตอร์อื่น ๆ เพื่อใช้ในการยืนยันประสิทธิภาพของการทำงานของระบบ โดยเราจะทำการวัดทดสอบเวลาที่ใช้ในการดาวน์โหลดข้อมูลและค่าวิสัยสมารถ รูปที่ 4.52 แสดงเวลาเฉลี่ยเทียบกับขนาดของไฟล์เมื่อทำการดาวน์โหลดจากรูปจะเห็นว่าสายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นของงานวิจัยนี้ ช่วยให้ระบบทำการดาวน์โหลดไฟล์ขนาด 2 Mbps และ 6 Mbps ได้เร็วกว่าสายอากาศแบบรอบทิศทาง เนื่องจากระบบสามารถรับความแรงของสัญญาณได้มากจึงทำให้ความน่าจะเป็นที่เกิดสัญญาณขาดหายมีน้อยไปด้วย นอกจากนี้สัญญาณที่มาจากจุดเข้าถึงสัญญาณที่เราต้องการยังมีสัญญาณที่เข้ามารบกวนน้อยเนื่องมาจากจุดเข้าถึงสัญญาณอื่น



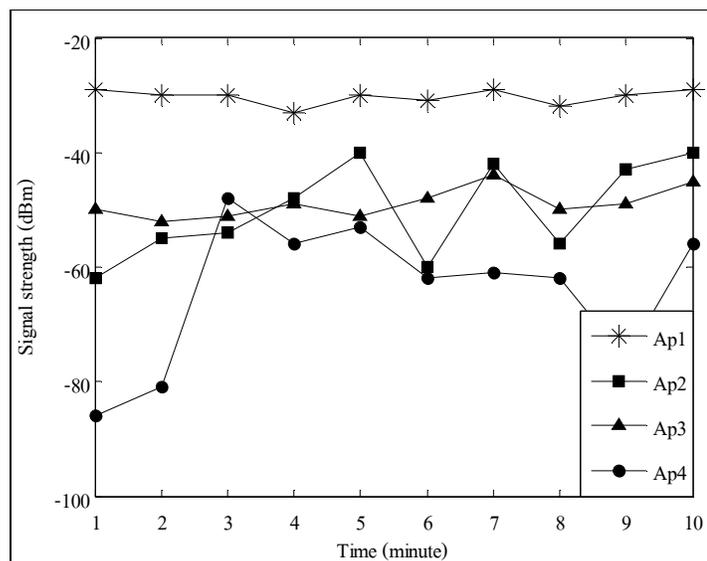
รูปที่ 4.44 ความแรงของสัญญาณที่รับได้จากจุดเข้าถึงสัญญาณทั้ง 4 ตัว โดยใช้สายอากาศ สวิตซ์ลำคลื่นในทิศทางของลำคลื่นหลักที่  $45^\circ$  และกำหนดทิศทางของ จุดศูนย์ในทิศทางของสัญญาณแทรกสอดที่  $135^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$



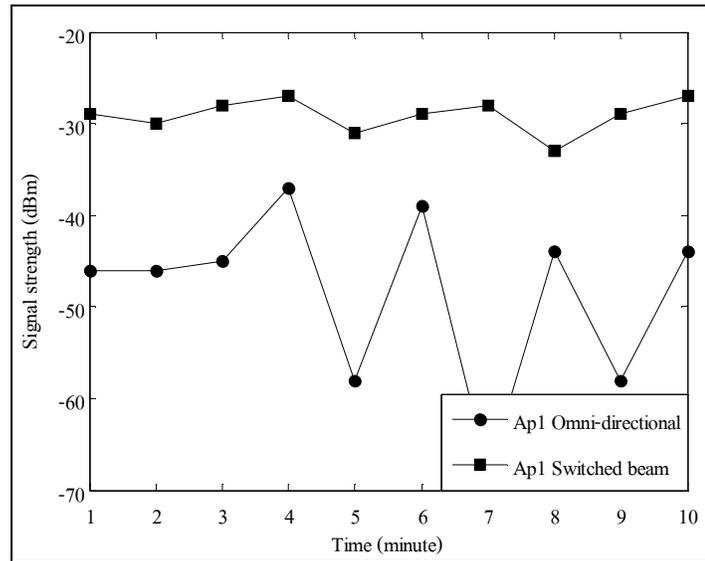
รูปที่ 4.45 ความแรงของสัญญาณที่รับได้จากจุดเข้าถึงสัญญาณทั้ง 4 ตัว โดยใช้สายอากาศ สวิตซ์ลำคลื่นในทิศทางของลำคลื่นหลักที่  $135^\circ$  และกำหนดทิศทางของ จุดศูนย์ในทิศทางของสัญญาณแทรกสอดที่  $45^\circ$   $225^\circ$  และ  $315^\circ$



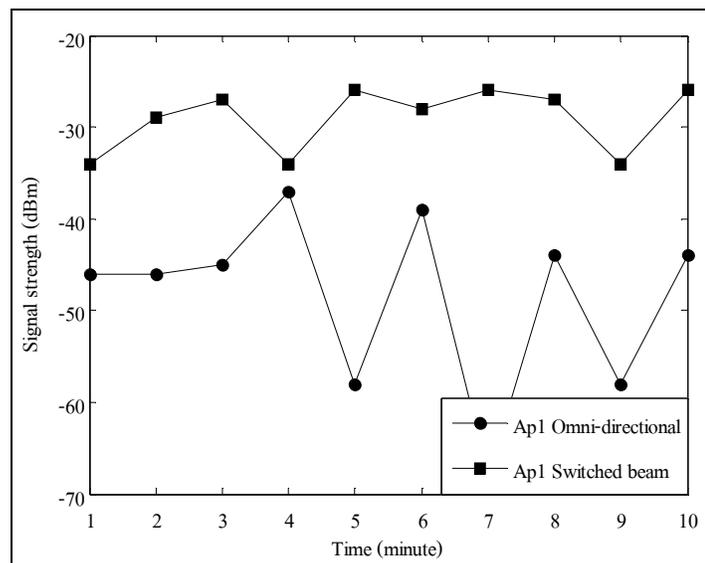
รูปที่ 4.46 ความแรงของสัญญาณที่รับได้จากจุดเข้าถึงสัญญาณทั้ง 4 ตัว โดยใช้สายอากาศ สวิตซ์ลำคลื่นในทิศทางของลำคลื่นหลักที่  $225^\circ$  และกำหนดทิศทางของ จุดศูนย์ในทิศทางของสัญญาณแทรกสอดที่  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $315^\circ$



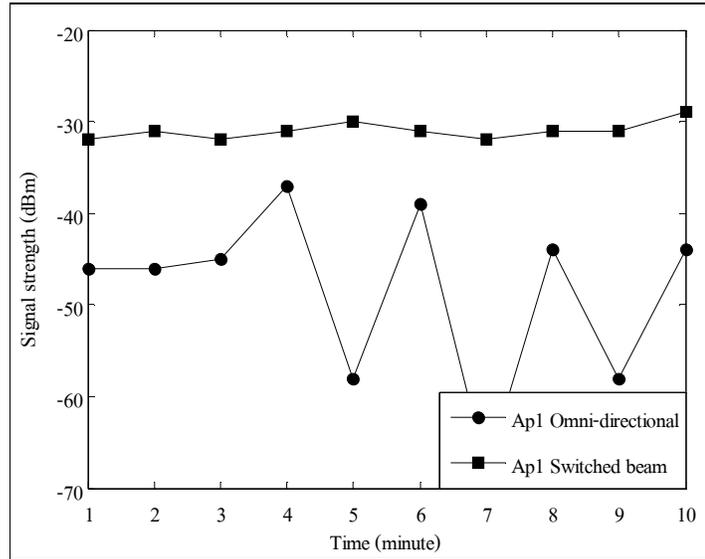
รูปที่ 4.47 ความแรงของสัญญาณที่รับได้จากจุดเข้าถึงสัญญาณทั้ง 4 ตัว โดยใช้สายอากาศ สวิตซ์ลำคลื่นในทิศทางของลำคลื่นหลักที่  $315^\circ$  และกำหนดทิศทางของ จุดศูนย์ในทิศทางของสัญญาณแทรกสอดที่  $45^\circ$   $135^\circ$  และ  $225^\circ$



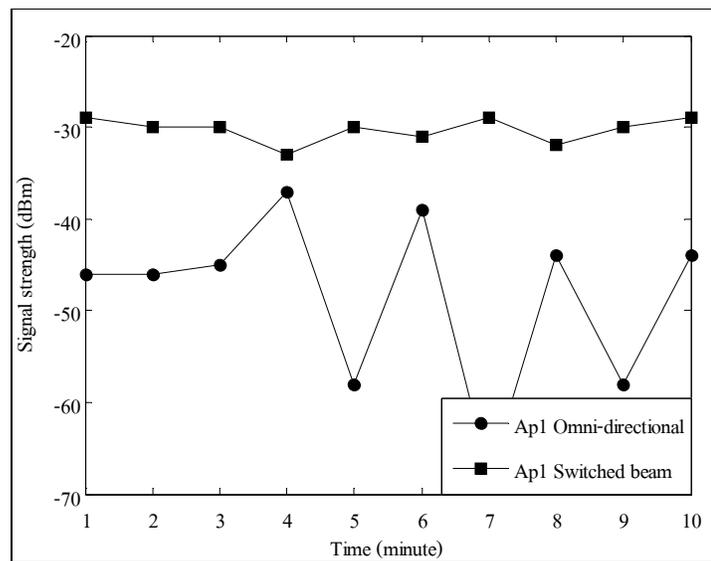
รูปที่ 4.48 ความแรงของสัญญาณที่ได้รับจากจุดเข้าถึงสัญญาณ Ap1 ที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางเทียบกับความแรงของสัญญาณที่ได้รับจากจุดเข้าถึงสัญญาณ Ap1 ที่ใช้สายอากาศสวิทช์ลำคลื่นในทิศทางของลำคลื่นหลักที่  $45^\circ$



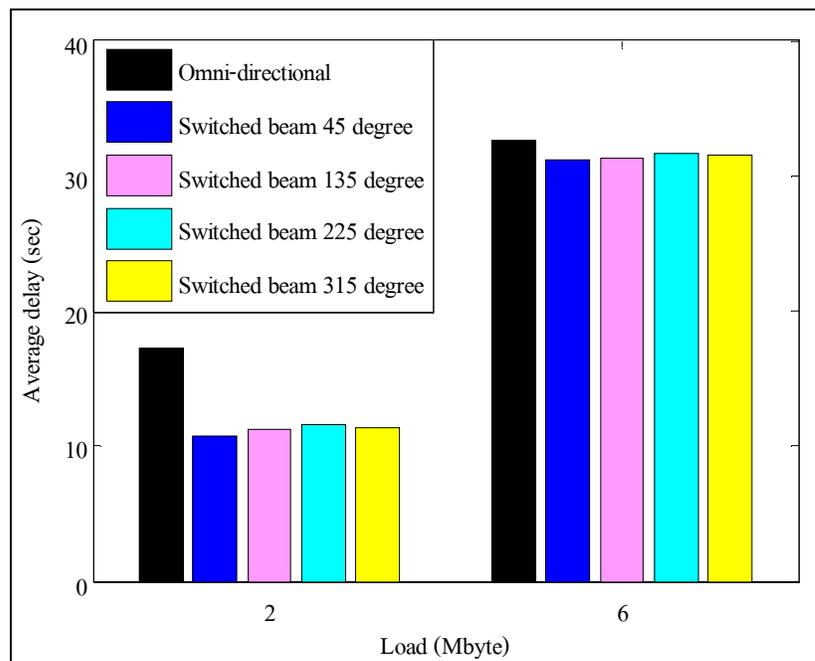
รูปที่ 4.49 ความแรงของสัญญาณที่ได้รับจากจุดเข้าถึงสัญญาณ Ap1 ที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางเทียบกับความแรงของสัญญาณที่ได้รับจากจุดเข้าถึงสัญญาณ Ap1 ที่ใช้สายอากาศสวิทช์ลำคลื่นในทิศทางของลำคลื่นหลักที่  $135^\circ$



รูปที่ 4.50 ความแรงของสัญญาณที่ได้รับจากจุดเข้าถึงสัญญาณ Ap1 ที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางเทียบกับความแรงของสัญญาณที่ได้รับจากจุดเข้าถึงสัญญาณ Ap1 ที่ใช้สายอากาศสวิทช์ลำคลื่นในทิศทางของลำคลื่นหลักที่  $225^\circ$

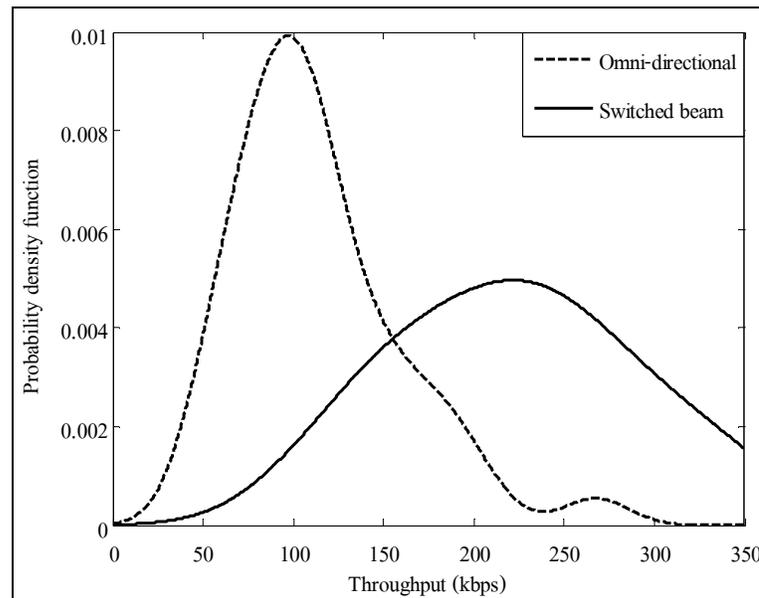


รูปที่ 4.51 ความแรงของสัญญาณที่ได้รับจากจุดเข้าถึงสัญญาณ Ap1 ที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางเทียบกับความแรงของสัญญาณที่ได้รับจากจุดเข้าถึงสัญญาณ Ap1 ที่ใช้สายอากาศสวิทช์ลำคลื่นในทิศทางของลำคลื่นหลักที่  $315^\circ$

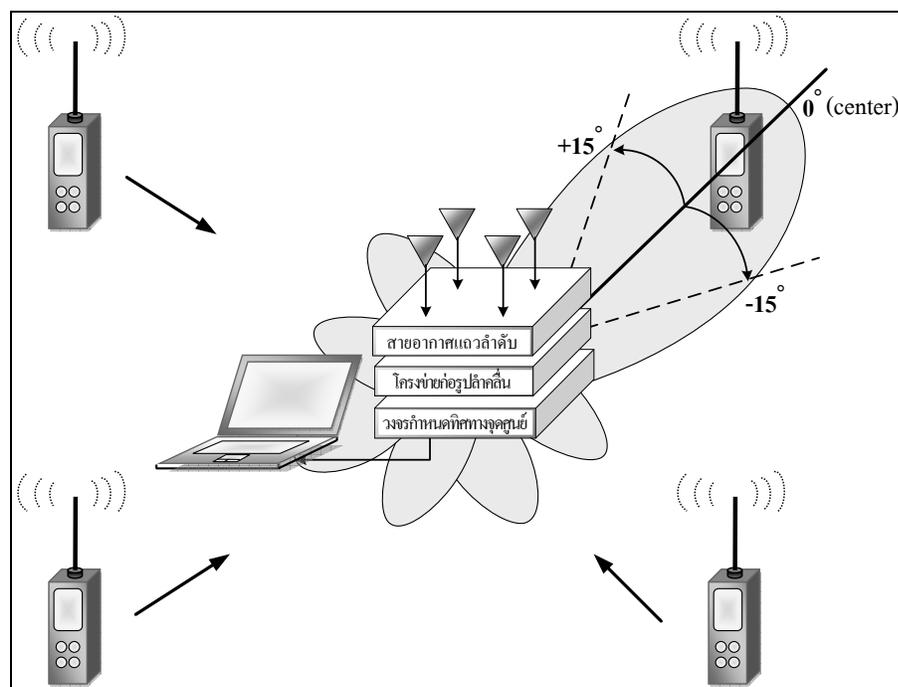


รูปที่ 4.52 เวลาเฉลี่ยที่ใช้ในการดาวน์โหลดข้อมูล โดยใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางและสายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นที่มีความสามารถในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์

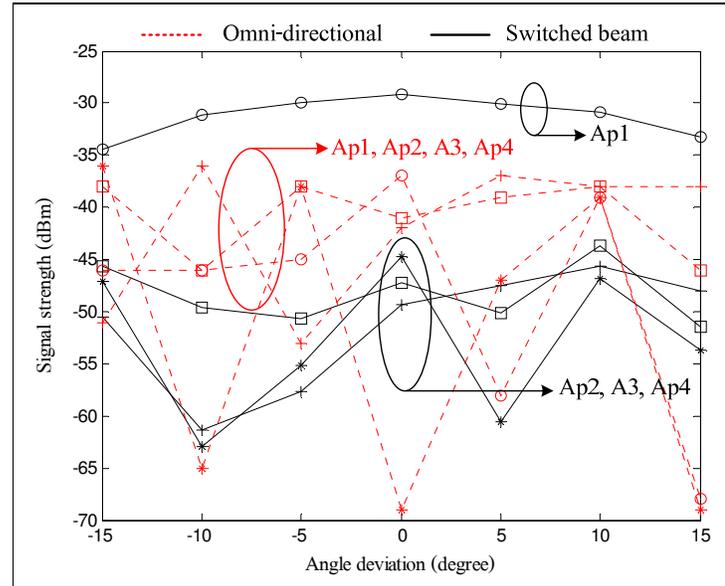
รูปที่ 4.53 แสดงฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของการวัดค่าวิสัยสามารถของสายอากาศแบบรอบทิศทางและระบบที่ใช้สายอากาศสวิตซ์ของงานวิจัยนี้ โดยทำการวัดค่าวิสัยสามารถที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางเป็นจำนวน 40 ครั้ง ครั้งละ 1 นาที ติดต่อกัน หลังจากนั้นจะทำการวัดค่าวิสัยสามารถของระบบสายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นของงานวิจัยนี้ โดยทำการวัดค่าจำนวน 10 ครั้ง ครั้งละ 1 นาที ติดต่อกัน ซึ่งเราวัดค่าวิสัยสามารถทั้ง 4 ทิศทางของการก่อรูปลำคลื่นหลักและนำค่าที่ได้ทั้งหมดไปพล็อตกราฟความน่าจะเป็นของการเข้าใช้งานระบบ จะเห็นว่าระบบที่ใช้สายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นที่มีความสามารถในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์นั้นมีค่าเฉลี่ยของความน่าจะเป็นในการเข้าใช้งานระบบเท่ากับ 200 - 250 kbps ซึ่งดีกว่าสายอากาศแบบรอบทิศทางถึง 150 kbps เนื่องจากสายอากาศแบบรอบทิศทางนั้นมีค่าเฉลี่ยของความน่าจะเป็นในการเข้าใช้งานระบบเท่ากับ 80 - 100 kbps จากผลการทดสอบจริงได้ชี้ให้เห็นว่าประสิทธิภาพของเครือข่ายเมฆไร้สายดีขึ้นเมื่อใช้งานระบบสายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นของงานวิจัยฉบับนี้ แต่ในทางปฏิบัตินั้นตำแหน่งของเครือข่ายเมฆของจุดเข้าถึงสัญญาณอาจจะไม่ได้ติดตั้งอยู่ในตำแหน่งของลำคลื่นหลักเสมอไป ดังนั้นเราจึงต้องทำการวัดทดสอบผลโดยจะใช้โครงสร้างพื้นฐานของเครือข่ายเมฆไร้สายในขณะที่ตำแหน่งของจุดเข้าถึงสัญญาณเปลี่ยนไป ดังรูปที่ 4.54



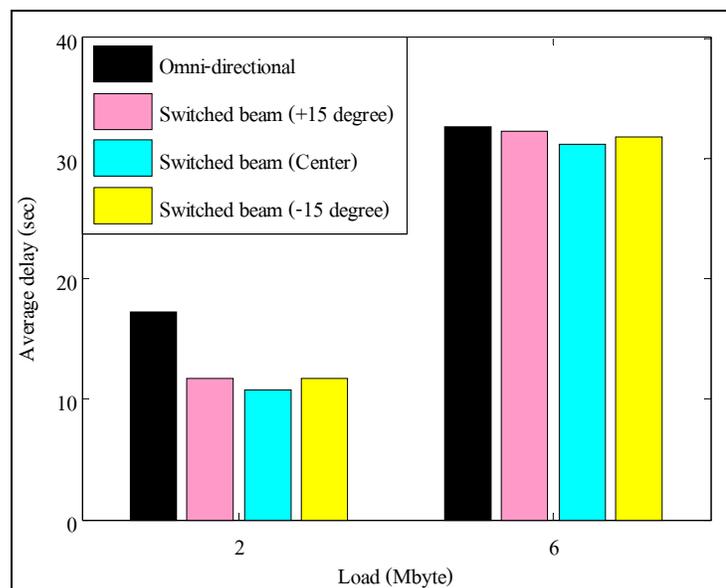
รูปที่ 4.53 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของการวัดค่าวิสัยสามารถ เมื่อใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางและใช้ระบบสายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นในงานวิจัยนี้



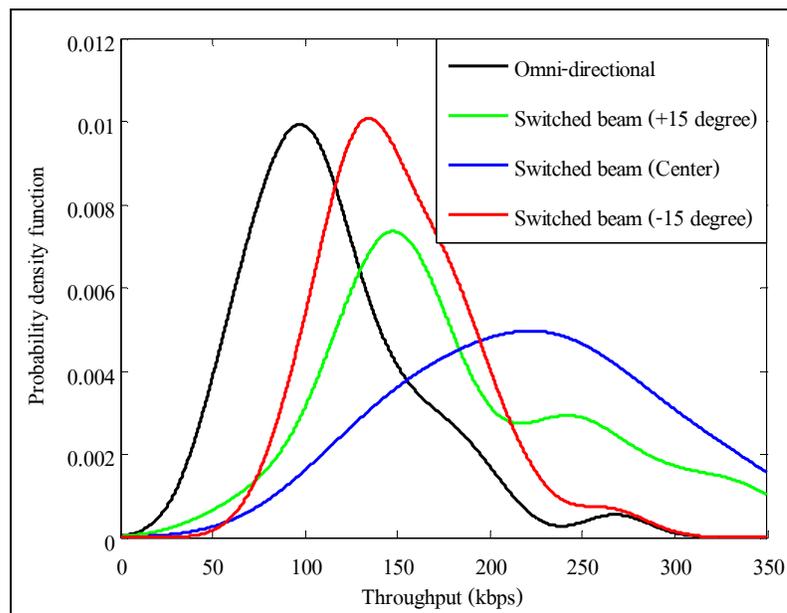
รูปที่ 4.54 รูปแบบของการทดสอบขณะที่ยังคงเข้าถึงสัญญาณมีการเปลี่ยนตำแหน่ง



รูปที่ 4.55 ความแรงของสัญญาณที่รับได้เทียบกับมุมที่เปลี่ยนไปของจุดเข้าถึงสัญญาณ โดยใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางและสายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นของงานวิจัย



รูปที่ 4.56 เวลาเฉลี่ยที่ใช้ในการดาวน์โหลดไฟล์ในขณะที่มีการเปลี่ยนตำแหน่งของจุดเข้าถึงสัญญาณ โดยใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางและสายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นของงานวิจัย



รูปที่ 4.57 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของการวัดค่าวิสัยสามารถ ในขณะที่มีการเปลี่ยนตำแหน่งของจุดเข้าถึงสัญญาณ โดยใช้สายอากาศแบบรอบทิศทาง และสายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นของงานวิจัย

รูปที่ 4.55 แสดงความแรงของสัญญาณที่รับได้เทียบกับมุมที่มีการเปลี่ยนไปของจุดเข้าถึงสัญญาณ เมื่อใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางและระบบสายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นที่มีความสามารถในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ จากรูปเราจะเห็นว่าในขณะที่มุมเปลี่ยนไป  $+15^{\circ}$  และ  $-15^{\circ}$  ระบบสายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นก็ยังคงให้ความแรงของสัญญาณที่จุดเข้าถึงสัญญาณที่รับได้มากกว่าสายอากาศแบบรอบทิศทาง เพื่อยืนยันประสิทธิภาพเราจึงต้องทำการวัดทดสอบผลเวลาที่ใช้ในการดาวน์โหลดไฟล์ แสดงดังรูปที่ 4.56 คือ เวลาเฉลี่ยที่ใช้ในการดาวน์โหลดเทียบกับขนาดของไฟล์ จากรูปพบว่าระบบสายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นของงานวิจัยสามารถดาวน์โหลดไฟล์ได้เร็วกว่าสายอากาศแบบรอบทิศทางสำหรับการดาวน์โหลดไฟล์ขนาด 2 Mbps และ 6 Mbps สุดท้ายคือการวัดทดสอบค่าวิสัยสามารถของระบบได้ผลดังรูปที่ 4.57 แสดงฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของการวัดค่าวิสัยสามารถ จากผลที่ได้พบว่าสายอากาศแบบรอบทิศทางนั้นมีค่าเฉลี่ยของความน่าจะเป็นในการเข้าใช้งานระบบ 80 - 100 kbps ซึ่งจะมีค่าที่ต่ำกว่าระบบที่ใช้สายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นของงานวิจัยนี้ในขณะที่มุมของจุดเข้าถึงสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงไป  $+15^{\circ}$  มีค่าเฉลี่ยของความน่าจะเป็นในการเข้าใช้ระบบ 120 - 150 kbps เมื่อจุดเข้าถึงสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงไป  $-15^{\circ}$  นั้นมีค่าเฉลี่ยของความน่าจะเป็นในการเข้าใช้ระบบที่ 140-160 kbps

และมีค่าเฉลี่ยของความน่าจะเป็นในการเข้าใช้ระบบ 200 - 250 kbps เมื่อจุดเข้าถึงสัญญาณ อยู่ตรงตำแหน่งของลำคลื่นหลัก จากผลการทดสอบเหล่านี้แสดงให้เห็นว่าระบบสายอากาศสวิตซ์ ลำคลื่นของงานวิจัย ยังสามารถทำงานได้ดีในขณะที่จุดเข้าถึงสัญญาณไม่ได้ติดตั้งอยู่ตรงตำแหน่ง ของลำคลื่นหลัก

#### 4.4 สรุป

จากการที่ได้นำเสนอผลการทดสอบจริงของชุดอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับกำหนดทิศทางของ จุดศูนย์ จากผลที่ได้พบว่าอุปกรณ์ทั้ง 4 ชุด สามารถกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ได้ หลังจากนั้น จึงนำไปประกอบรวมกับสายอากาศแถวลำดับและ โครงข่ายก่อรูปลำคลื่นเพื่อนำไปทดสอบ ประสิทธิภาพของระบบด้วยการวัดความแรงของสัญญาณ เวลาเฉลี่ยในการดาวน์โหลดข้อมูล และค่าวิสัยสามารถโดยนำไปเปรียบเทียบผลการทดสอบในระบบที่ใช้สายอากาศแบบ รอบทิศทาง ซึ่งผลที่ได้นั้นแสดงให้เห็นว่าระบบที่ใช้สายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นของงานวิจัยนี้ สามารถรับความแรงของสัญญาณได้ดีกว่าสายอากาศแบบรอบทิศทางรวมไปถึงเวลาเฉลี่ย ในการดาวน์โหลดข้อมูลได้เร็วกว่า และยังมีค่าวิสัยสามารถที่ดีกว่าอีกด้วย เพื่อเป็นการยืนยัน ประสิทธิภาพของระบบในงานวิจัยนี้ เราจึงได้คำนึงถึงความเป็นจริงที่ตำแหน่งของจุดเข้าถึงสัญญาณ นั้นอาจจะถูกติดตั้งอยู่ในตำแหน่งที่ไม่ตรงกับทิศทางของคลื่นหลัก เราจึงได้ทำการทดสอบผลพบว่า เมื่อจุดเข้าถึงสัญญาณมีการเปลี่ยนตำแหน่งไป  $+15^{\circ}$  และ  $-15^{\circ}$  ระบบที่ใช้สายอากาศสวิตซ์ลำคลื่น ของงานวิจัยนี้ก็ยังสามารถรับความแรงของสัญญาณได้ดีเวลาเฉลี่ยในการดาวน์โหลดไฟล์และ ค่าวิสัยสามารถที่ดีกว่าระบบที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางซึ่งนั้นแสดงให้เห็นว่าระบบ ในงานวิจัยนี้สามารถนำไปใช้งานกับเครือข่ายเมฆไร้สายได้เป็นอย่างดี

## บทที่ 5

### สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ

#### 5.1 สรุปเนื้อหาวิทยานิพนธ์

เครือข่ายท้องถิ่นไร้สายมีบทบาทสำคัญในชีวิตประจำวันของมนุษย์มากขึ้น ซึ่งจะเห็นได้จากการติดตั้งระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายไว้เป็นส่วนหนึ่งของอาคาร การเชื่อมต่อสื่อสารกันระหว่างผู้ใช้งานกับเครือข่ายจะต้องผ่านจุดเข้าถึงสัญญาณซึ่งจุดเข้าถึงสัญญาณแต่ละจุดจะติดต่อสื่อสารกันโดยใช้สายเคเบิล จึงทำให้เกิดความสิ้นเปลืองและเกิดความยากลำบากต่อการใช้งาน ดังนั้นจึงได้มีแนวคิดที่จะนำเอาคลื่นวิทยุมาใช้แทนการใช้สายเคเบิล ระบบดังกล่าวถูกเรียกว่า เครือข่ายเมฆไร้สาย ซึ่งเครือข่ายนี้จะใช้คลื่นวิทยุในการเชื่อมต่ออุปกรณ์ไร้สายที่มีการวางตัวแบบเมฆ เนื่องจากจุดเข้าถึงสัญญาณที่ใช้ในเครือข่ายเมฆไร้สายใช้สายอากาศที่มีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทางจึงทำให้เกิดสัญญาณแทรกสอดจากจุดเข้าถึงสัญญาณที่อยู่ใกล้กัน จากปัญหานี้แก้ไขได้โดยใช้ระบบของสายอากาศแ่ง จึงได้มีงานวิจัยที่นำเสนอการนำเอาสายอากาศแบบมีทิศทางมาใช้แก้ปัญหการเกิดสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นในระบบ นอกจากนี้ระบบสามารถเพิ่มอัตราขยายในการชี้ทิศทางในทิศของสัญญาณที่ต้องการได้อีกทั้งยังเป็นระบบที่ประหยัดพลังงานอีกด้วย แต่อย่างไรก็ตามสัญญาณแทรกสอดก็ยังคงเกิดขึ้นในระบบ เนื่องจากระบบยังมีระดับพูซังที่สูง ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงสนใจวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์เพื่อที่จะนำมาใช้ร่วมกับสายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่นซึ่งในปัจจุบันได้มีงานวิจัยหลายฉบับที่ศึกษาเกี่ยวกับวิธีการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ แต่ก็ยังเป็นวิธีที่ยากและซับซ้อนจึงไม่เหมาะสมในการนำมาใช้กับเครือข่ายเมฆไร้สาย ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงนำเสนอรูปแบบและวิธีการที่ง่ายในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์สำหรับสายอากาศแบบสวิตซ์ลำคลื่นที่ใช้สำหรับเครือข่ายเมฆไร้สาย สายอากาศที่ใช้มีลักษณะเป็นแถวลำดับเชิงระนาบขนาด  $2 \times 2$  ในส่วนของการก่อรูปลำคลื่นและการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์จะใช้การกีดลายบนแผงวงจรพิมพ์ที่ได้ทำการจำลองผลจากโปรแกรม CST Microwave Studio และนำไปสร้างเพื่อและทดสอบประสิทธิภาพพบว่าระบบสามารถให้ลำคลื่นหลักในทิศทางของสัญญาณที่ต้องการได้และยังสามารถกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางของสัญญาณแทรกสอดที่เข้ามาได้ นอกจากนี้เรายังนำระบบของงานวิจัยไปทดสอบผลในสถานการณ์ที่เราจำลองแบบของเครือข่ายเมฆไร้สาย โดยทำการวัดความแรงของสัญญาณ เวลาเฉลี่ยที่ใช้ในการดาวน์โหลดข้อมูลและค่าวิสัยสามารถเพื่อนำไป

เปรียบเทียบกับสายอากาศแบบรอบทิศทางผลที่ได้พบว่าระบบสายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นที่นำเสนอในงานวิจัยนี้สามารถรับความแรงของสัญญาณได้ดีกว่าสายอากาศแบบรอบทิศทางซึ่งทำให้การดาวน์โหลดข้อมูลได้เร็วกว่าและยังมีค่าวิสัยสมรรถนะที่ต่ำกว่าอีกด้วย ดังนั้นสายอากาศสวิตซ์ลำคลื่นที่มีความสามารถในการกำหนดจุดศูนย์ที่นำเสนอนี้จึงเหมาะกับการนำไปใช้งานในระบบเครือข่ายเมฆไร้สาย

เนื่องจากงานวิจัยเรื่องนี้ยังเป็นเพียงกรณีศึกษาเบื้องต้น ดังนั้นเราจึงได้ทำการออกแบบระบบของงานวิจัยในกรณีที่ง่ายก่อน นั่นคือการออกแบบด้วยการให้ระบบสามารถหันลำคลื่นหลักได้ 4 ทิศทางและสามารถกำหนดจุดศูนย์ในทิศทางของสัญญาณแทรกสอดที่เข้ามาได้อีก 3 ทิศทาง ซึ่งกระบวนการของการออกแบบระบบทั้งหมดที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 และบทที่ 4 สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้หากต้องการการทิศทางของลำคลื่นหลักมากกว่า 4 ทิศทางนี้หรือการเปลี่ยนทิศทางของลำคลื่นหลักที่ต่างไปจากทิศทางที่ถูกกำหนดขึ้นในงานวิจัยจะทำได้โดยการออกแบบใหม่ทั้งระบบ

## 5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

ปัจจุบันยังไม่มีเครือข่ายเมฆไร้สายในการใช้งานจริง ซึ่งในการวัดทดสอบประสิทธิภาพของระบบของงานวิจัยผลที่ได้ในบทที่ 4 นั้น จึงต้องทำการจำลองสถานการณ์ระบบของเครือข่ายเมฆไร้สายขึ้นเอง ในอนาคตเมื่อมีเครือข่ายเมฆไร้สายใช้แล้วเราจึงนำระบบของงานวิจัยนี้ไปวัดทดสอบผลเพื่อเป็นการยืนยันว่าระบบของเราใช้งานในเครือข่ายเมฆไร้สายได้จริง

## 5.3 แนวทางในการพัฒนาในอนาคต

งานวิจัยที่ได้นำเสนอนี้ยังเป็นระบบที่สามารถก่อรูปลำคลื่นหลักไปยังทิศทางที่ต้องการ และสามารถกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางของสัญญาณแทรกสอดได้ด้วย การใช้สายในการเชื่อมต่อและเปลี่ยนชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการกำหนดทิศทางของจุดศูนย์ด้วยมืออยู่ซึ่งในอนาคตอาจจะใช้เป็นระบบสวิตซ์ที่สั่งการด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการเปลี่ยนชุดอุปกรณ์กำหนดทิศทางของจุดศูนย์ในทิศทางที่แตกต่างกันออกไป

## รายการอ้างอิง

- Adam, M.A.R.M., and Elkamchouchi, H.M. (2000). **A New Constrained Fast Null Steering Algorithm**. Antennas and Propagation Society International Symposium IEEE, Vol. 2, pp. 926-929.
- Agee, B. (1989). **Blind Separation and Capture of Communications Signals Using a Multitarget Constant Modulus Beamformer**. 1989 IEEE Military Communications Conf., Boston, MA, Oct. 1989.
- Ahmed, E.Z. (2005) **Smart Antenna Engineering**, ARTECH HOUSE, INC.
- Akyildiz, I.F., and Xudong, W. (2005). **A Survey on Wireless Mesh Networks**. Communications Magazine, IEEE, Vol. 43, pp. S23 - S30.
- Babich, F., Comisso, M., and Mania, L. (2007). **Multi-Antenna Techniques for Wireless Mesh Networks in an Outdoor Environment**. Communications ICC '07 IEEE International Conference, pp. 4961-4966.
- Barrick, D., and Benmoussa, Z. (2006). **The Effects of VSWR on Transmitted Power**  
[http://www.codar.com/images/news/newsletter\\_images\\_0806/Effects%20of%20VSWR](http://www.codar.com/images/news/newsletter_images_0806/Effects%20of%20VSWR)
- Bialkowski, M.E., and Uthansakul, M. (2006). **Fully Spatial Wide-Band Beamforming Using a Rectangular Array of Planar Monopoles**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 54, No. 2, pp. 527-533.
- Chang, S.F., Chu, C.Y., Lin, K.H., and Li, W.R. (2004). **Switched-Beam Antenna Based on Modified Butler Matrix with Low Sidelobe Level**. Electronics Letters, Vol. 40, pp. 290-292.
- Crow, B.P., Kim, L.G., Sakai, P.T., and Widjaja, I. (1997). **IEEE 802.11 Wireless Local Area Networks**. Communications Magazine. IEEE, Vol. 35, pp. 116-126.
- Daehyung, J., Jeongkeun, L., Sung, J.L., Taekyoung, K., Wonh, K., and Yanghee, C. (2009). **Understanding interference and carrier sensing in wireless mesh networks**. Communications Magazine IEEE, Vol. 47, No. 7, pp 102 – 109.
- David, M.P. (1998). **Microwave Engineering 2nd edition**, John Wiley & Sons, Inc. 1998.

- Denidni, T.A., and Libar, T.E. (2003). **Wide Band Four - Port Butler Matrix for Switched Multibeam Antenna Arrays**. IEEE 2003 International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication Proceedings, Vol. 3, pp. 2461 – 2464.
- Frank, B.G., Ph.D. (2005). **Smart Antennas for Wireless Communication With MATLAB**. Fairfax, Virginia, 2005.
- Frost, L. (1972). **An Algorithm for Linearly Constrained Adaptive Array Processing**. Proc. Of the IEEE, Vol. 60, No. 8, Aug. 1972.
- Haupt, R.L., Shore, R.A., and Steyskal, H. (1986). **Methods for Null Control and Their Effects on the Radiation Pattern**. IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. 34, pp. 404-409.
- Khan, N.M., and Qamar, R.A. (2009). **Null steering, a comparative analysis**. Multitopic Conference, 2009. INMIC 2009. IEEE 13th International, pp. 1-5.
- Liber, J.J.C., and Rappaport, T.S. (1999). **Smart Antenna for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications**. Printice Hall PTR, NJ, 1999.
- Moody, H. (1964). **The systematic design of the Butler matrix**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 12, pp. 786-788.
- Panngam, S., Uthansakul, M., and Uthansakul, P. (2010). **Performance of Switch – beam Antennas for Wireless Mesh Networks using Synchronous Collision Resolution Protocol**. International Conference on Computer and Information Application, 2010
- Panique, M., and Yikun, H. (2007). **Performance analysis of a null steering algorithm**. Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE, pp. 4212 – 4215.
- Peng, M., and Wang, W. (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, pp. 135-139.
- Rabbi, M.F., Rahman, M.T., Salehin, G.M.A., and Uddin, M.A. (2006). **An Efficient Wireless Mesh Network: A New Architecture**. Communication Technology, 2006. ICCT '06 , pp. 1-5.

- Sarkar, D.K., Seungwon, C., and Shim, D. (1999). **A Coparison of Tracking - Beam Arrays and Swiching - Beam Arrays Operating in a CDMA Mobile Communication Channel.** IEEE Transactions on Antenna and Propagation, Mag., Vol. 41, pp. 10 – 56.
- Stine, J.A., (2006). **Exploiting smart antennas in wireless mesh networks using contention access.** IEEE Wireless Communications, Vol. 13, pp. 38-49.
- Uthansakul, M., and Uthansakul, P. (2009). **Low Profile DOA Finder at 2.4 GHz.** Microwave and Optical Technology Letter, to be published on January, Vol. 51, pp. 252-256.
- Winters, J.H., (2006). **Smart antenna techniques and their application to wireless ad hoc networks.** Wireless Communications, IEEE, Vol. 13, No. 4, pp.77 – 83.

ภาคผนวก ก

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

## บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในการประชุมวิชาการระดับนานาชาติ

Pradittara, S., Uthansakul, M., Uthansakul, P., and Wongsan, R. (2009) **Null Steering Network for Low Profile 2×2 Switched Beam Antennas**. The 2009 International Symposium on Antennas and Propagation, Bangkok, Thailand, 20-23 Oct. 2009 : pp 644-647.

Pradittara, S., Uthansakul, M., Uthansakul, P., and Wongsan, R. (2009) **Low profile interference rejecter for Wireless Mesh Networks**. Asia Pacific Microwave Conference, Suntec, Singapore, 7-10 Dec. 2009 : pp 1802 – 1805.

Pradittara, S., Uthansakul, M., and Uthansakul, P. (2010) **Implementation of Beam Formation for WMNs**. accepted for publication in WSEAS Transaction on Communications. 2010

*The 2009 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2009)  
October 20-23, 2009, Bangkok, THAILAND*

## **Null Steering Network for Low Profile 2×2 Switched Beam Antennas**

\*S. Pradittara, P. Uthansakul, R. Wongsan and M. Uthansakul  
School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology  
Muang, Nakhon Ratchasima, Thailand 30000  
Email: m5140725@g.sut.ac.th, {uthansakul, rangsan, mtp}@sut.ac.th

### **Abstract**

This paper presents a design of null steering network for 2×2 switched beam antennas. This network can locate nulls to given directions simultaneously. The prototype is constructed and tested to validate the performance of proposed null steering network.

### **1. Introduction**

Wireless Local Area Networks (WLANs) are the link of two or more computers or wireless devices, which enable the wireless communication between those devices in a limited area [1]. Recently WLANs have become an infrastructure in every building. In WLANs, access points communicate to each other using cables. This causes an expense and somehow introduces difficulty in accessibility for some areas. To tackle these impairments, the idea of exploiting radio signal instead of cables has been recently proposed, so called Wireless Mesh Networks (WMNs) [2]. These networks are constituted by radio nodes organized in a mesh topology. Recently, a draft extension of the IEEE 802.11 standard for WLANs is under development [3]. As radio signal is utilized in WMNs, co-channel interference remains a limiting factor which the system designers have to concern. To deal with this impairment, lot of attention in area of WMNs has been paid to smart antenna technologies. This relies on beamforming algorithm to provide maximum gain at a desired direction and steer nulls or sidelobes to undesired directions. Taking a concept of smart antenna technologies into account in WMNs still leaves a trace of shortcomings. First of all, switched-beam antennas have the limitation of interference suppression as it cannot control nulls' directions. Although, this problem can be avoided when utilizing fully adaptive smart antennas, its complexity makes the concept impractical. Moreover, Medium Access Control (MAC) protocols must be modified to be compatible with utilized smart antenna systems. This may result in the delay for a draft extension of the IEEE 802.11 standard for WMNs. Therefore, this paper proposes a low profile beamformer for 2×2 antenna array which is suitable for WMNs. This beamformer can simultaneously produce 4 beam patterns. In addition, null steering network included in the beamformer is able to produce 3 nulls in 3 given directions at the same time. With this concept, MAC protocols do not need any modification from IEEE 802.11 standard currently used in WLANs.

This paper is organized as follows. In Section 2, beamforming concept is described. Then, null steering algorithm is shown in Section 3. In this section, the prototype of null steering network is constructed and tested to validate the proposed method. Finally, Section 4 concludes the paper.

### **2. Beamforming Concept**

Fig. 1 show configuration of beamformer consisting of 2×2 antenna array spaced  $\lambda/4$  in two orthogonal directions. This 2×2 is a minimum number of antenna elements which is able to take responsibility for signals coming from 0° to 360° around the array. The modified Butler matrix presented in [4] is utilized to be beamforming network for this compact beamformer. The beamforming network is constituted by four 64° - hybrid couplers and one crossover. The four outputs, form four beams, are conveyed to null steering network. The methodology of null steering network is shown in next section.

### 3. Null Steering Network

From literatures, there are many works proposing null steering methods e.g., [5], [6]. However, they employ high level of computation which can be handled by expensive signal processor. Therefore, this paper presents a straightforward null steering network which requires only multiplying some suitable coefficients at the output signals from beamforming network described in previous section. The mentioned coefficients can be calculated as follows. The end of this section shows one example of prototype for null steering network to validate its performance.

Assuming directions of incoming signals from azimuth directions, weighting coefficients at  $(m, n)^{\text{th}}$  antenna element corresponding to desired and undesired signals can be express as

$$\begin{aligned} w_d(m, n) &= e^{j\left[(m-1)\left(\frac{\pi}{2}\cos\phi_d\right) + (n-1)\left(\frac{\pi}{2}\sin\phi_d\right)\right]} \\ w_{i,q}(m, n) &= e^{j\left[(m-1)\left(\frac{\pi}{2}\cos\phi_{i,q}\right) + (n-1)\left(\frac{\pi}{2}\sin\phi_{i,q}\right)\right]} \end{aligned} \quad (1)$$

where  $\phi_d$  and  $\phi_{i,q}$  are direction of arrival for desire signal and  $q^{\text{th}}$  interfere signals, respectively. The signal vector including desired and interference signals can be expressed as

$$\begin{aligned} y_{\text{total}} &= y_d + \sum_{q=1}^Q k_q y_{i,q} \\ &= \mathbf{s}_d (\mathbf{w}_d + k_1 \mathbf{w}_{i,1} + \dots + k_Q \mathbf{w}_{i,Q}) \\ &\quad + \sum_{q=1}^Q \mathbf{s}_{i,q} (\mathbf{w}_d + k_1 \mathbf{w}_{i,1} + \dots + k_Q \mathbf{w}_{i,Q}) \end{aligned} \quad (2)$$

where  $y_d$  and  $y_{i,q}$  present desired and interference signals. The parameter  $k_q$  stands for interference suppressing coefficient which can be calculated as follows. With the concept of interference rejection, the 2<sup>nd</sup> term of (2) must be vanished as following expression.

$$\sum_{q=1}^Q \mathbf{s}_{i,q} (\mathbf{w}_d + k_1 \mathbf{w}_{i,1} + \dots + k_Q \mathbf{w}_{i,Q}) = 0 \quad (3)$$

Solving (3), the interference suppressing coefficients can be obtained as shown in (4).

$$\begin{bmatrix} k_1 \\ \vdots \\ k_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{i,1} \mathbf{s}_{i,1} & \cdots & \mathbf{w}_{i,Q} \mathbf{s}_{i,1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{w}_{i,1} \mathbf{s}_{i,Q} & \cdots & \mathbf{w}_{i,Q} \mathbf{s}_{i,Q} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\mathbf{w}_d \mathbf{s}_{i,1} \\ \vdots \\ -\mathbf{w}_d \mathbf{s}_{i,Q} \end{bmatrix} \quad (4)$$

The simplicity of null locating method for this paper is indicated in (4). With simply multiplying  $k_q$  at output signal from  $q^{\text{th}}$  beam produced from beamforming network, the  $q^{\text{th}}$  interference signal can be simply eliminated from the systems. In practice, these coefficients can be found when the direction of desired and interference signals are known. These directions can be derived from many direction finding algorithms available in literatures.

To confirm the performance of null steering method presented in (4), the prototype of null steering network is constructed and tested. The directions of interest are given at  $45^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $225^\circ$ ,  $315^\circ$ . If one direction is chosen to be desired direction, the rest directions become interference directions. Fig. 2 shows a prototype of null steering network which has to be connected to the beamformer presented in Section 2. The width and length of strip shown in Fig. 2 represent amplitude and phase for interference suppressing coefficients calculated in (4). Table 1 shows the measured outputs from the constructed prototype of null steering network shown in Fig. 2.

Next, the performance of constructed prototype is shown in Figs. 3 to 5 whereas dash line represents radiation pattern of the array without null steering and solid line indicates the one when

null steering in (4) is taken place. As we can see, we can steer nulls to the given directions for all four cases. Note that Figs. 3 to 5 are occurred at the same time in real circumstances. However, the exception is occurred in two cases; i2 in Fig. 3 and i3 in Fig. 4. This is because manufacturing error in phase shifting for null steering network. However, the constructed prototype can confirm the concept of null steering method presented in this paper.

#### 4. Conclusion

This paper has proposed a simple beamformer capable of producing main beam and nulls at given direction simultaneously. This beamformer is constituted by  $2 \times 2$  antenna array, beamforming network and null steering network. The prototype has been constructed and tested to confirm its interference suppressing capability. The measured results have revealed that the beamformer succeed in null locating while maintaining the maximum gain at the desired direction. This beamformer is considerably suitable for WMNs as the locations of mesh routers are fixed and MAC protocols do not need any modification.

#### Acknowledgments

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

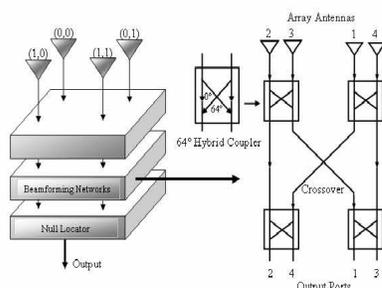


Figure. 1 Configuration of beamforming network.



Figure. 2 Photographs of null steering network

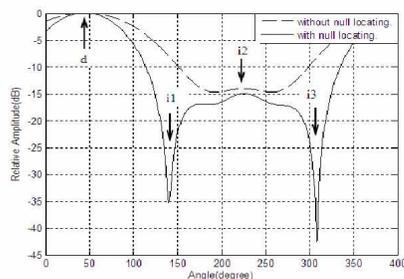


Figure. 3 Radiation pattern of a  $2 \times 2$ -beamformer when the desired signal is coming from  $45^\circ$  and interference signals are coming from  $135^\circ$ ,  $225^\circ$  and  $315^\circ$ .

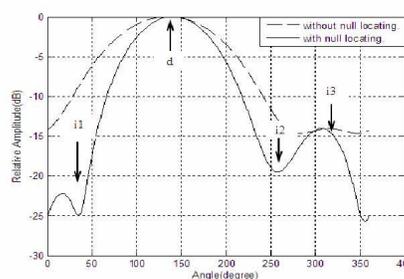


Figure. 4 Radiation pattern of a  $2 \times 2$ -beamformer when the desired signal is coming from  $135^\circ$  and interference signals are coming from  $45^\circ$ ,  $225^\circ$  and  $315^\circ$ .

The 2009 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2009)  
October 20-23, 2009, Bangkok, THAILAND

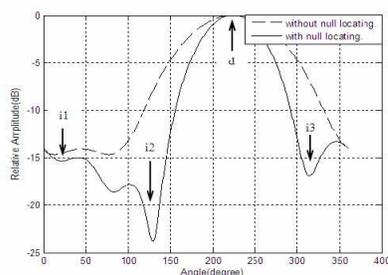


Figure. 5 Radiation pattern of a 2x2-beamformer when the desired signal is coming from 225° and interference signals are coming from 45°, 135° and 315°.

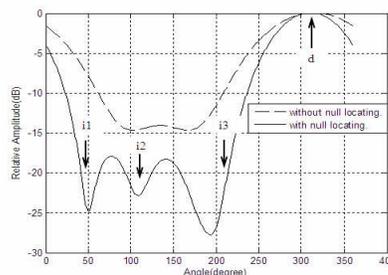


Figure. 6 Radiation pattern of a 2x2-beamformer when the desired signal is coming from 315° and interference signals are coming from 45°, 135° and 225°.

Table 1. Interference suppressing coefficients measured from prototype shown in Fig. 2.

Coefficient( $k_i$ )	$k_1$	$k_2$	$k_3$
Main beam			
45°	-0.0941-0.3628j	-0.2405+0.0414 j	-0.0938-0.3518 j
135°	-0.1456+0.3625j	-0.1165-0.2275 j	0.2334+0.0085 j
225°	-0.0820-0.2210j	-0.1731+0.3328 j	-0.1355+0.3912 j
315°	-0.1536+0.3541j	0.1821+0.0356 j	-0.1157-0.2515 j

## References

- [1] B.P. Crow, I. Widjaja, L.G. Kim, P.T. Sakai, "IEEE 802.11 Wireless Local Area Networks", Communications Magazine, IEEE, vol. 35, pp. 116-126, 1997.
- [2] Ian F. Akyildiz, Xudong Wang, and Weilin Wang, "Wireless Mesh Networks: A Survey", Computer Networks and ISDN Systems, vol. 4, 2005.
- [3] F. Babich, M. Comisso and L. Mania, "Multi-Antenna Techniques for Wireless Mesh Networks in an Outdoor Environment", Communications ICC '07 IEEE International Conference, pp. 4961-4966, 2007.
- [4] M. Uthansakul and P. Uthansakul, "Low Profile DOA Finder at 2.4 GHz", Microwave and Optical Technology Letter, to be published on Jan. 2009.
- [5] H.M. Elkamchouchi, M.A.R.M. Adam, "A New Constrained Fast Null Steering Algorithm", Antennas and Propagation Society International Symposium IEEE, vol. 2, pp. 926-929, 2000.
- [6] H. Steyskal, R.A. Shore and R.L. Haupt, "Methods for Null Control and Their Effects on the Radiation Pattern", IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. AP-34, pp. 404-409, 1986.

## Low Profile Interference Rejecter for Wireless Mesh Networks

S. Pradittara<sup>#1</sup>, P. Uthansakul<sup>#2</sup>, R. Wongsan<sup>#3</sup> and M. Uthansakul

<sup>#</sup>*School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology,  
Nakhon Ratchasima, Thailand 30000*

<sup>1</sup>m5140725@g.sut.ac.th

<sup>2</sup>uthansakul@sut.ac.th

<sup>3</sup>rangsans@sut.ac.th

<sup>4</sup>mtp@sut.ac.th

**ABSTRACT** — A low cost beamformer capable of main beam and null steering is proposed in this paper. This beamformer is suitable for WMNs as positions of mesh router are fixed. The beamformer consists of  $2 \times 2$  rectangular array spaced by  $\lambda/4$  accompanied with a simple beamforming network presented from the previous work. With multiplying constant values to output signals from beamforming network, null steering can be accomplished. Its beamforming capability is tested through computer simulation.

**Index Terms**— Beamforming, WMNs, antenna array, null steering.

### I. INTRODUCTION

Wireless Local Area Networks (WLANs) are the link of two or more computers or wireless devices, which enable the wireless communication between those devices in a limited area [1]. Recently WLANs have become an infrastructure in every building. This is because users need mobility to move around while maintaining the connection to the network. The connection or communication between users and network is accomplished through an access point. In WLANs, access points communicate to each other using cables. This causes an expense and somehow introduces difficulty in accessibility for some areas. To tackle these impairments, the idea of exploiting radio signal instead of cables has been recently proposed, so called Wireless Mesh Networks (WMNs) [2]. These networks are constituted by radio nodes organized in a mesh topology. Apart from benefits in environment that lack communication infrastructures, they also offer redundancy. Once one node can no longer operate, the rest can communicate to each other directly or through one or more intermediate nodes. To this end, a draft extension of the IEEE 802.11 standard for WMNs is under development [3].

As radio signal is utilized in WMNs, co-channel interference remains a limiting factor in which the system designers have to concern. To deal with this impairment, lot of attention in the area of WMNs has been paid to smart antenna technologies. These techniques rely on beamforming algorithm to provide maximum gain at a desired direction and steer nulls or sidelobes to undesired directions. The key success of smart antennas is an antenna array and a suitable signal processing unit. Fully adaptive smart antennas are able to perform the electrical beam and null steering [4]. These capabilities come with a high level of computational for signal processing unit, resulting in high expense and complexity. On the other hand, switched-beam antennas

being one typical type of smart antennas do not need additional cost and complications. In these systems [5], a number of predefined beams are formed in different directions by antenna array. The suitable beam having maximum signal strength is chosen using low profile signal processors. However, their null steering capability is limited, resulting in low signal quality compared with fully adaptive smart antennas. These differences introduce a tradeoff between cost and performance.

Taking a concept of smart antenna technologies into account for WMNs still leaves a trace of shortcomings. First of all, switched-beam antennas have the limitation of interference suppression as it cannot control nulls' directions. Although, this problem can be avoided when utilizing fully adaptive smart antennas, its complexity makes the concept impractical. Moreover, Medium Access Control (MAC) protocols must be modified to be compatible with utilized smart antenna systems. This may result in the delay for a draft extension of the IEEE 802.11 standard for WMNs.

Therefore, this paper proposes a low profile beamformer for WMNs. This beamformer provides multi-beam patterns around the router of interest. With this outcome, MAC protocols do not require any modification from IEEE 802.11 standard currently employed for WLANs. Moreover, interference signals can be cancelled with a straightforward null-steering method described in this paper. Conclusively, we obtain a cheap beamformer for WMNs and it can be directly applied to existing WLANs systems without any modification, which are the contribution of this paper.

This paper is organized as follows. After brief introduction, problem formulation in term of air interface between mesh routers is discussed in Section II. In Section III, a low profile beamformer employing  $2 \times 2$  rectangular antenna array and its beamforming network is detailed. To tackle the problem of interference signals from neighboring routers, a straightforward null steering algorithm is presented in Section IV. Section V shows simulation results to confirm the proposed concept. Finally, Section VI concludes the paper.

### II. BEAMFORMING CONCEPT IN WMNS

Fig. 1 presents WMNs in different scenarios in term of air interface. Note that this paper focuses on the network for mesh routers, not mesh clients. This is because positions of

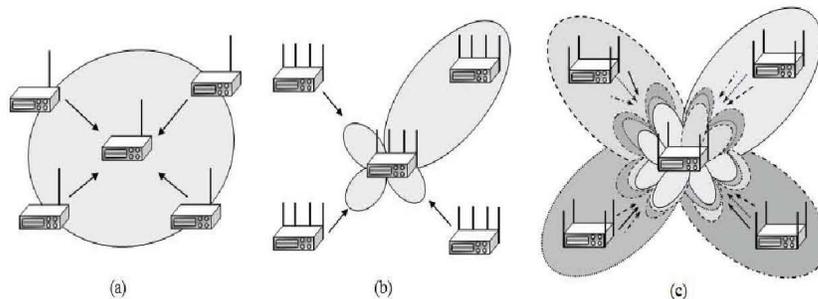


Fig. 1. Configuration of WMNs employing different antenna systems  
(a) omnidirectional antenna (b) directional antennas (c) proposed antennas

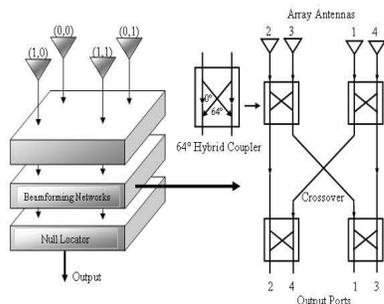


Fig. 2. Configuration of beamforming networks

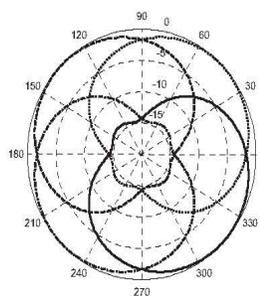


Fig. 3. Simulated radiation patterns of beamformer in [7] at 2.4 GHz.

mesh routers are relatively stable and evenly distributed within the network.

The concept of WMNs has been initialized with omnidirectional radiation, as shown in Fig. 1a. As we can see, interference signals from neighboring routers become interferers, as strong as signal strength from the router of interest. This introduces an increase in blocking probability. According to this, the works presented in [2] and [6] have proposed to adopt the concept of using switched-beam systems and directional antenna, respectively, for WMNs. As shown in Fig. 1b, an antenna array is utilized at mesh routers to provide directive gain in the desired direction. The energy saving can be achieved with this concept. However, interference signals remains in the system and their amount is relatively large for the array having high sidelobe levels. This can be decreased by utilizing a large number of antenna elements, resulting in high expense. So, controllable null location is attractive when employing a small number of antenna elements in order to meet the requirement of low profile systems. Fig. 1c demonstrates the concept of air interface proposing in this paper. As we can see, multiple

beam patterns are designable and simultaneously produced in any given directions with a low compact size array in cooperating with a suitable beamforming network. In each beam pattern, nulls' locations can be produced in directions of undesired signals. Ones can notice that, with this concept, MAC protocols being utilized for current IEEE 802.11 standard does not need any modification. The detail of each part is described as follows.

### III. LOW PROFILE BEAMFORMER FOR WMNs

The beamformer consists of  $2 \times 2$  array antennas and beamforming network as shown in Fig. 2. The choice of  $2 \times 2$  array configuration is due to the requirement of a minimum number of antenna elements which is able to take responsibility for signals coming from 0 to 360° around the array. The array is spaced by  $\lambda/4$  as shown in the figure. The received signals are delivered to beamforming network in order to accomplish beam formation in predefined directions, simultaneously. The beamforming network presented in [7]

is adopted as its simplicity. It is constituted by four 64°-hybrid couplers and a crossover. Note that the mentioned beamforming network provides main directions at 45°, 135°, 225° and 315° simultaneously. However, its configuration can be simply changed when signals are coming from somewhere else. Fig. 3 shows the simulated radiation patterns for those 4 beam patterns. As we can see, its main beam can be successfully steered to the predefined directions. Afterwards, the four outputs, from four beams, are conveyed to null locator as shown in Fig. 3, which is detailed in next section.

#### IV. NULL LOCATING METHOD

Nowadays, lots of effective null steering algorithms e.g., [8]-[9] can be found in literatures. Unfortunately, those methods require high level of computation which can be handled by expensive signal processor. This is not attractive for WMNs application. Therefore, this paper presents a straightforward null steering method which requires only multiplying some suitable coefficients at the output signals from beamforming network. The mentioned coefficients can be calculated as follows.

Assuming directions of incoming signals from azimuth directions, weighting coefficients at  $(m,n)$ <sup>th</sup> antenna element corresponding to desired and undesired signals can be express as

$$\begin{aligned} w_d(m, n) &= e^{j\left[(m-1)\left(\frac{\pi}{2}\cos\phi_d\right) + (n-1)\left(\frac{\pi}{2}\sin\phi_d\right)\right]} \\ w_{i,q}(m, n) &= e^{j\left[(m-1)\left(\frac{\pi}{2}\cos\phi_{i,q}\right) + (n-1)\left(\frac{\pi}{2}\sin\phi_{i,q}\right)\right]} \end{aligned} \quad (1)$$

where  $\phi_d$  and  $\phi_{i,q}$  are direction of arrival for desire signal and  $q^{\text{th}}$  interfere signals, respectively. The output signals in term of desired ( $y_d$ ) and interference signals ( $y_{i,q}$ ) from beamforming network shown in Fig. 2 can be written as

$$\begin{aligned} y_d &= \mathbf{w}_d \mathbf{s}_{total} \\ y_{i,q} &= \mathbf{w}_{i,q} \mathbf{s}_{total} \end{aligned} \quad (2)$$

where  $\mathbf{s}_{total}$  stands for signal vector which includes desired and interference signals. According to (2), the total output signal can be given by

$$\begin{aligned} y_{total} &= y_d + \sum_{q=1}^Q k_q y_{i,q} \\ &= \mathbf{s}_d \cdot (\mathbf{w}_d + k_1 \mathbf{w}_{i,1} + \dots + k_Q \mathbf{w}_{i,Q}) \\ &\quad + \sum_{q=1}^Q \mathbf{s}_{i,q} (\mathbf{w}_d + k_1 \mathbf{w}_{i,1} + \dots + k_Q \mathbf{w}_{i,Q}) \end{aligned} \quad (3)$$

where  $k_q$  is here in defined as a interference suppressing coefficients which can be calculated as follows. With the concept of interference rejection, the 2<sup>nd</sup> term of (3) must be vanished as following expression.

$$\sum_{q=1}^Q \mathbf{s}_{i,q} (\mathbf{w}_d + k_1 \mathbf{w}_{i,1} + \dots + k_Q \mathbf{w}_{i,Q}) = 0 \quad (4)$$

Solving (4), the interference suppressing coefficients can be obtained as shown in (5).

$$\begin{bmatrix} k_1 \\ \vdots \\ k_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{i,1} \mathbf{s}_{i,1} & \cdots & \mathbf{w}_{i,Q} \mathbf{s}_{i,1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{w}_{i,1} \mathbf{s}_{i,Q} & \cdots & \mathbf{w}_{i,Q} \mathbf{s}_{i,Q} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\mathbf{w}_d \mathbf{s}_{i,1} \\ \vdots \\ -\mathbf{w}_d \mathbf{s}_{i,Q} \end{bmatrix} \quad (5)$$

The simplicity of null locating method for this paper is indicated in (5). With simply multiplying  $k_q$  at output signal from  $q^{\text{th}}$  beam produced from beamforming network, the  $q^{\text{th}}$  interference signal can be simply eliminated from the systems. In practice, we can find interference suppressing coefficient  $k_q$  when we know directions of desired and interference signals, then we can follow the procedure from (1) to (5). In the circumstance of WMNs, the directions of those signals coming from mesh routers are fixed. However, the directions of signals in other wireless systems can be easily found using some straightforward algorithms available in literatures.

Next section shows its performance through computer simulation when interference signals are coming from three direction simultaneously.

#### V. SIMULATION RESULTS

The proposed concept is tested using own developed computer program. In the assumed mesh network, there are four mesh routers located around the router of interest at 45°, 135°, 225° and 315° from boresight direction. With any modification of MAC protocols, the router of interest has to operate to all four meshes simultaneously. Also it has to distinguish between desired signal from one mesh and interference (undesired) signals from neighboring mesh routers. The 4 monopole-antennas spaced by  $\lambda/4$  at 2.4 GHz are employed and placed as a 2×2 lattice as shown in Fig. 2.

Fig. 4 shows radiation pattern of beamformer forming its main beam to 45° without null locating (dash line). In this figure, solid line represents beam formation when the interference signal from neighboring mesh routers are coming from 135°, 225° and 315° from boresight direction. Comparing these two results, we can see that null locator succeeds in interference suppression while preserving the main beam direction to the desired signal.

The performance of the proposed beamformer in some other scenarios is demonstrated in Fig. 5. In this case, the beamformer needs to form its main beam to more three

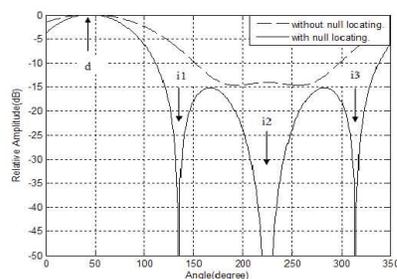


Fig. 4. Radiation pattern of a 2×2-beamformer when the desired signal is coming from 45° and interference signals are coming from 135°, 225° and 315°.

directions, 135°, 225° and 315° (apart from 45°). When one direction is chosen to be desired direction, the others can be viewed as interferers. As we can see in this figure, the proposed systems can steer nulls to direction of interferers while pointing main beam to the desired direction. Note that four-beam scenarios presented in Fig. 4 and Fig. 5 are simultaneously produced in real circumstance. This confirms that interference signals can be eliminated from WMNs without the modification for MAC protocols. Also, this provides energy saving which is one important issue for WMNs.

#### VI. CONCLUSION

This paper has presented a low profile beamformer suitable for WMNs. Also, this beamformer is able to reject interference signals by locating nulls to interfering directions without the modification of MAC protocol currently employed for WLANs. This beamformer is constituted by 2×2 antenna array spaced by  $\lambda/4$  accompanied with a simple beamforming network. The null steering algorithm can be handled by any economic microprocessor as it is only multiplication to constant values. The simulation results confirm its beamforming performance.

#### ACKNOWLEDGEMENT

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

#### REFERENCES

- [1] B.P. Crow, I. Widjaja, L.G. Kim, P.T. Sakai, "IEEE 802.11 Wireless Local Area Networks," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 35, pp. 116-126, September, 1997.

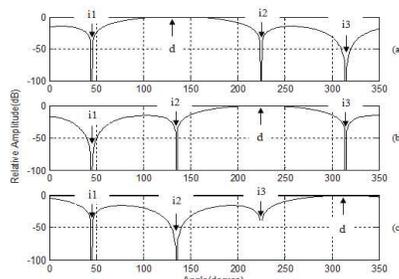


Fig. 5. Three scenarios of radiation pattern for 2×2-beamformer when d and i stand for desired and interference signals, respectively.

- [2] Jan F. Akyildiz, Xudong Wang, and Weilin Wang, "Wireless Mesh Networks: A Survey," *Computer Networks and ISDN Systems*, vol. 4, March 2005.
- [3] F. Babich, M. Comisso and L. Mania, "Multi-Antenna Techniques for Wireless Mesh Networks in an Outdoor Environment," *Communications ICC '07 IEEE International Conference*, pp. 4961-4966, June 2007.
- [4] S. P. Applebaum, "Adaptive Arrays," *IEEE transaction on Antennas and Propagation*, vol. 24, no. 5, pp. 585-598, September, 1976.
- [5] W.R. Li, C.Y. Chu, K.H. Lin, S.F. Chang, "Switched-Beam Antenna Based on Modified Butler Matrix with Low Sidelobe Level," *Electronics Letters*, vol. 40, pp. 290-292, March 2004.
- [6] B. Raman and K. Chebroli, "Design and Evaluation of a New MAC for Long-Distance 802.11 Mesh Networks," *In The 11th Intl. Conference on Mobile Computing and Networking (MOBICOM)*, Cologne, Germany, August, 2005.
- [7] M. Uthansakul and P. Uthansakul, "Low Profile DOA Finder at 2.4 GHz," *Microwave and Optical Technology Letter*, to be published on January, 2009.
- [8] H.M. Elkamchouchi, M.A.R.M. Adam, "A New Constrained Fast Null Steering Algorithm," *Antennas and Propagation Society International Symposium IEEE*, vol. 2, pp. 926-929, 2000.
- [9] H. Steyskal, R.A. Shore and R.L. Haupt, "Methods for Null Control and Their Effects on the Radiation Pattern," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, Vol. AP-34, pp. 404-409, 1986.

**From:** [Michel Kadoch@etsmtl.ca](mailto:Michel.Kadoch@etsmtl.ca) [mailto:[Michel.Kadoch@etsmtl.ca](mailto:Michel.Kadoch@etsmtl.ca)]

**Sent:** Wednesday, December 01, 2010 4:11 AM

**To:** [mtp@sut.ac.th](mailto:mtp@sut.ac.th)

**Cc:** [evaluation@wseas.org](mailto:evaluation@wseas.org)

**Subject:** FW: acceptance

Dear authors,

I am happy to announce that your paper "Implementation of Beam Formation for WMNs" has been accepted for publication in our esteemed WSEAS Transaction on Communications.

I am including the reviewers comments and I ask you to please respond to these comments by editing or correcting your paper accordingly. Send me the corrected version in Word or PDF.

You will be contacted to submit a camera-ready version at a latter time.

Congratulation and thank you for submitting to the WSEAS Transaction on Communications.

Michel Kadoch ing, Ph.D.

Editor in Chief WSEAS Transactions on Communications

Professeur titulaire

Directeur de la maîtrise en génie

Directeur du laboratoire LAGRIT

Département de génie électrique

École de technologie supérieure

1100 rue Notre-Dame Ouest

Montréal (Québec) H3C 1K3

## Implementation of Beam Formation for WMNs

M. UTHANSAKUL, S. PRADITTARA AND P. UTHANSAKUL

School of Telecommunication Engineering

Suranaree University of Technology

111 University Avenue, Muang, Nakhonratchasima 30000

THAILAND

mtp@sut.ac.th, M5140725@g.sut.ac.th and uthansakul@sut.ac.th

*Abstract:* - A low-cost beamformer capable of main beam and null locating is proposed in this paper. This beamformer is suitable for WMNs as the positions of mesh router are fixed. The beamformer consists of  $2 \times 2$  rectangular array spaced by  $\lambda/4$  accompanied with a simple beamforming network. With multiplying constant values to output signals from beamforming network, null locating can be accomplished. Firstly, its beamforming capability is tested through computer simulation. Then, a prototype of the beamformer is constructed and tested to confirm its performance in term of signal strength, throughput and delay. Also, the impact of position shift which mesh router is not located on the expected beam direction has also been investigated.

*Key-Words:* - Antenna array, Beamforming, Null steering, WMNs.

### 1 Introduction

Recently, Wireless Local Area Networks (WLANs) have become an infrastructure in every building [1]. The connection or communication between users and networks is accomplished through Access Points (APs). In WLANs, APs communicate to each other using cables. This causes an expense and somehow introduces difficulty in accessibility for some areas. To tackle these impairments, the idea of exploiting radio signal instead of cables has been recently proposed, so called Wireless Mesh Networks (WMNs) [2]. These networks are constituted by radio nodes organized in a mesh topology. Once one node can no longer operate, the rest can communicate to each other directly or through one or more intermediate nodes. To this end, a draft extension of the IEEE 802.11 standard for WMNs is under development [3].

As radio signal is utilized in WMNs, co-channel interference remains a limiting factor which the system designers have to concern. To deal with this impairment, lot of attention in the area of WMNs has been paid to smart antenna technologies. These techniques rely on beamforming algorithm to provide maximum gain at a desired direction and steer nulls or sidelobes to undesired directions. The key success of smart antennas is an antenna array and a suitable signal processing unit. Fully adaptive smart antennas are able to perform the electrical beam and null steering [4]. These capabilities come with a high level of computational for signal

processing unit, resulting in high expense and complexity. On the other hand, switched-beam antennas being one typical type of smart antennas do not need additional cost and complications. In these systems [5], a number of predefined beams are formed in different directions by antenna array and beamforming network. However, switched-beam antennas have the limitation of interference suppression as it cannot control nulls' directions. Although this problem can be avoided when utilizing fully adaptive smart antennas, its complexity makes the concept impractical for WMNs. Therefore, this paper proposes a low profile beamformer with null locating capability for WMNs, which is practical for implementation. This beamformer provides multi-beam patterns simultaneously around the router of interest. In addition, interference signals can be cancelled with a straightforward null-steering method described in the paper. Moreover, the true evaluation in term of practical realization of the proposed beamformer is also reported in this paper.

This paper organized as follows. After brief introduction, problem formulation in term of air interface between mesh routers is discussed in Section 2. In Section 3, a low profile beamformer employing  $2 \times 2$  rectangular antenna array and its beamforming network is detailed. To tackle the problem of interference signals from neighbouring routers, a straightforward null steering algorithm is presented in Section 4. Section 5 shows simulation

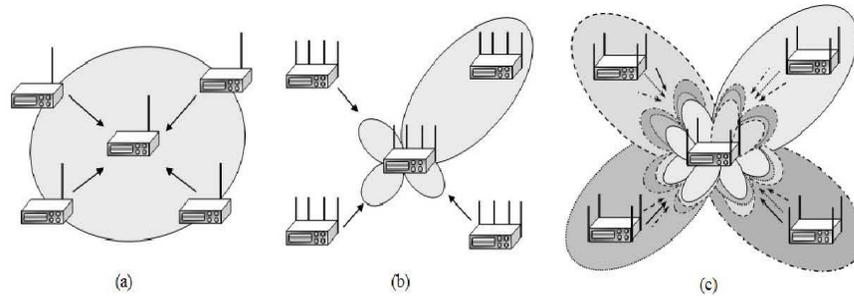


Fig.1 Configuration of WMNs employing different antenna systems, (a) omni-directional antenna (b) directional antennas (c) proposed antenna.

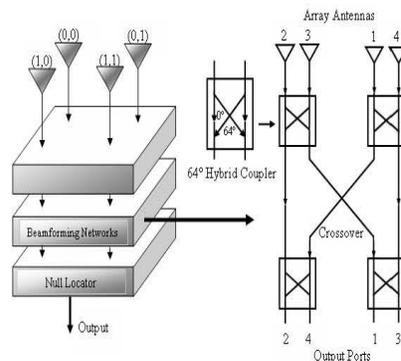


Fig.2 Configuration of beamforming networks.

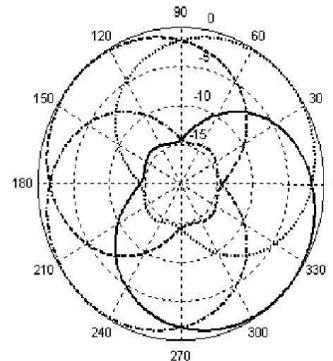


Fig.3 Simulated radiation patterns of beamformer at 2.45 GHz [7].

results to confirm the proposed concept. Moreover, the performance evaluation of switched beam antennas with null locating for WMNs is presented. The prototype is constructed and tested under IEEE 802.11 a/b/g infrastructure. The performances in term of signal quality, throughput and delays are investigated. Sometimes it is impossible to locate mesh router on the beam direction of desired node. Hence, also in the paper, the effect of position shift which mesh router is not located on the expected beam direction has also been examined in Section 6. Finally, Section 7 concludes the paper.

## 2 Beamforming Concept in WMNS

Fig.1 presents WMNs in different scenarios in term of air interface. Note that this paper focuses on the mesh routers, not mesh clients. This is because positions of mesh routers are relatively stable and evenly distributed within the network. So far, the concept of WMNs has been initialized with omni-directional radiation, as shown in Fig.1a. As we can

see, interference signal from neighboring routers become interference, as strong as signal strength from the router of interest. This introduces an increase in blocking probability. According to this, many works in literatures have proposed to adopt the concept of using switched-beam systems and directional antenna, respectively, in WMNs [2], [6]. As shown in Fig.1b, an antenna array is utilized at mesh routers to provide directive gain in the desired direction. The energy saving can be also achieved with this concept. However, interference signals remains in the system and their amount is relatively large for the array having high sidelobe levels. This can be decreased by utilizing a large number of antenna elements, resulting in high expense. So, controllable null locating is attractive when employing a small number of antenna elements in order to meet the requirement of low profile systems. Fig.1c demonstrates the concept of air interface proposed in this paper. As we can see, multiple beam patterns are designable and simultaneously produced in any given directions

with a low compact size array in cooperating with a suitable beamforming network. In each beam pattern, nulls' locations can be produced in the directions of undesired signals. The detail of each part is described as follows.

### 3 Low Profile Beamformer for WMNS

The beamformer consists of  $2 \times 2$  rectangular array and beamforming network as shown in Fig. 2. The choice of  $2 \times 2$  array configuration is due to the requirement of a minimum number of antenna elements which is able to take responsibility for signals coming from  $0$  to  $360^\circ$  around the array. The array is spaced by  $\lambda/4$  as shown in the figure. The reason is that spacing of  $\lambda/4$  give lower side-lobe level comparing with spacing of  $\lambda/2$ . The received signals are delivered to beamforming network in order to accomplish beam formation in predefined directions, simultaneously. The beamforming network is constituted by four  $64^\circ$ -hybrid couplers and a crossover. Note that the mentioned beamforming network provides main beam directions at  $45^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $225^\circ$  and  $315^\circ$  simultaneously. Afterwards, the four outputs, from four beams, are conveyed to null locator as shown in Fig.3, which is detailed in next section.

### 4 Null Locating Method

Nowadays, lots of effective null steering algorithms can be found in literatures [8], [9]. Unfortunately, those methods require high level of computation which can be handled by expensive signal processor. This is not attractive for WMNS application [10]-[11]. Therefore, this paper presents a straightforward null locating method which requires only multiplying some suitable coefficients at the output signals from beamforming network. The mentioned coefficients can be calculated as follows.

Assuming directions of incoming signals from azimuth directions, weighting coefficients at  $(m, n)^{\text{th}}$  antenna element corresponding to the desired and undesired signals can be express as

$$\begin{aligned} w_d(m, n) &= e^{j \left[ (m-1) \left( \frac{\pi}{2} \cos \phi_d \right) + (n-1) \left( \frac{\pi}{2} \sin \phi_d \right) \right]} \\ w_{i,q}(m, n) &= e^{j \left[ (m-1) \left( \frac{\pi}{2} \cos \phi_{i,q} \right) + (n-1) \left( \frac{\pi}{2} \sin \phi_{i,q} \right) \right]} \end{aligned} \quad (1)$$

where  $\phi_d$  and  $\phi_{i,q}$  are directions of arrival for desire

signal and  $q^{\text{th}}$  interfere signals, respectively. The output signals in term of desired ( $y_d$ ) and interference signals ( $y_{i,q}$ ) from beamforming network shown in Fig.2 can be written as

$$\begin{aligned} y_d &= \mathbf{W}_d \mathbf{s}_{total} \\ y_{i,q} &= \mathbf{W}_{i,q} \mathbf{s}_{total} \end{aligned} \quad (2)$$

where  $\mathbf{s}_{total}$  stands for signal vector which includes desired and interference signals. According to Eq.(2), the total output signal can be given by

$$\begin{aligned} y_{total} &= y_d + \sum_{q=1}^Q k_q y_{i,q} \\ &= \mathbf{s}_d (\mathbf{w}_d + k_1 \mathbf{w}_{i,1} + \dots + k_Q \mathbf{w}_{i,Q}) \\ &\quad + \sum_{q=1}^Q \mathbf{s}_{i,q} (\mathbf{w}_d + k_1 \mathbf{w}_{i,1} + \dots + k_Q \mathbf{w}_{i,Q}) \end{aligned} \quad (3)$$

where  $k_q$  is here in defined as a interference suppressing coefficients which can be calculated as follows. With the concept of interference rejection, the  $2^{\text{nd}}$  term of Eq.(3) must be vanished as the following expression.

$$\sum_{q=1}^Q \mathbf{s}_{i,q} (\mathbf{w}_d + k_1 \mathbf{w}_{i,1} + \dots + k_Q \mathbf{w}_{i,Q}) = 0 \quad (4)$$

Solving Eq.(4), the interference suppressing coefficients can be obtained as shown in Eq.(5).

$$\begin{bmatrix} k_1 \\ \vdots \\ k_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{i,1} \mathbf{s}_{i,1} & \dots & \mathbf{w}_{i,Q} \mathbf{s}_{i,1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{w}_{i,1} \mathbf{s}_{i,Q} & \dots & \mathbf{w}_{i,Q} \mathbf{s}_{i,Q} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\mathbf{w}_d \mathbf{s}_{i,1} \\ \vdots \\ -\mathbf{w}_d \mathbf{s}_{i,Q} \end{bmatrix} \quad (5)$$

The simplicity of null locating method for this paper is indicated in Eq.(5). With simply multiplying  $k_q$  at output signal from  $q^{\text{th}}$  beam produced from beamforming network, the  $q^{\text{th}}$  interference signal can be simply eliminated from the systems. In practice, we can find interference suppressing coefficient  $k_q$  with information of directions of desired and interference signals, then we can follow the procedure from Eq.(1) to (5). In the circumstance of WMNS, the directions of those signals coming from mesh routers are fixed. However, the directions of signals in other wireless systems can be easily found using some straightforward algorithms available in literatures [12]-[14].

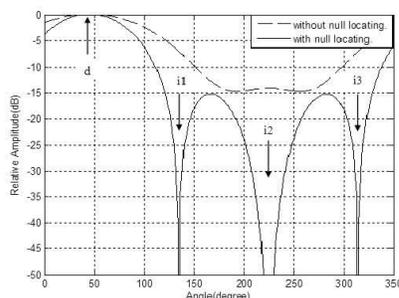


Fig.4 Radiation pattern of a  $2 \times 2$ -beamformer when the desired signal is coming from  $45^\circ$  and interference signals are coming from  $135^\circ$ ,  $225^\circ$  and  $315^\circ$ .

### 5 Simulation Results

The proposed concept is tested using own developed computer program. The radiation pattern is the key factor to indicate the beamforming capability for this paper. In the assumed mesh network, there are four mesh routers located around the router of interest at  $45^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $225^\circ$  and  $315^\circ$  from boresight direction. The router of interest has to operate to all four meshes simultaneously. Also it has to distinguish between desired signal from one mesh and interference (undesired) signals from neighboring mesh routers. The 4 monopole-antennas spaced by  $\lambda/4$  at 2.4 GHz are employed and placed as a  $2 \times 2$  lattice as shown in Fig.2. Fig.4 shows radiation pattern of the beamformer forming its main beam to  $45^\circ$  without null locating (dash line). In this figure, solid line represents beam formation when the interference signal from neighboring mesh routers are coming from  $135^\circ$ ,  $225^\circ$  and  $315^\circ$  from boresight direction. Comparing these two results, we can see that null locator succeeds in interference signal suppression while preserving the main beam direction to the desired signal. The performance of the proposed beamformer in some other scenarios is demonstrated in Fig.5. In this case, the beamformer needs to form its main beam to more three directions,  $135^\circ$ ,  $225^\circ$  and  $315^\circ$  (apart from  $45^\circ$ ). When one direction is chosen to be desired direction, the others can be viewed as interferers. As we can see in this figure, the proposed systems can steer nulls to directions of interferers while pointing main beam to the desired direction. This confirms that interference signals can be eliminated from WMNs. Also, this provides energy saving which is one important issue for WMNs.

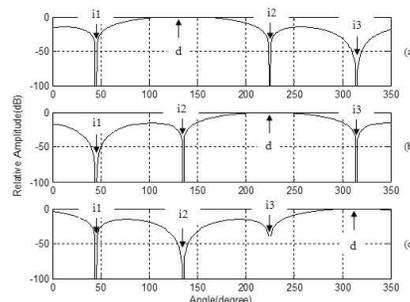


Fig.5 Three scenarios of radiation pattern for  $2 \times 2$ -beamformer when  $d$  and  $i$  stand for desired and interference signals, respectively.

### 6 Experimental Results

To confirm the beamforming capability of the proposed concept, a prototype of the beamformer is constructed, which is constituted by three major parts: array antennas, beamforming network and null locating network. For the array antennas, 4 standard monopole antennas are employed in which it provides gain of 5 dBi individually. The array is arranged in  $2 \times 2$  lattice. The array spacing is half-wavelength at 2.45 GHz. For beamforming network, the modified Butler matrix presented in [8] is adopted here. It is adopted which provides 4 input ports and 4 output ports. The photograph of utilized beamforming network is shown in Fig. 6. The 4 input ports are connected to the array antennas while the 4 output ports deliver the received signals to null locating network. The 4 output signals from the beamforming network are the signals coming from  $45^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $225^\circ$  and  $315^\circ$  off boresight direction as well as for transmitting mode. Next the null locating network will provide the main beam to desired direction and null to interference directions as explained earlier.

The prototype of null locating networks are constructed and tested. The directions of interest are given at  $45^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $225^\circ$ ,  $315^\circ$ . If one direction is chosen to be desired direction, the rest directions become interference directions. Fig.7 shows a prototype of null locating networks which has to be connected to the beamformer presented in Fig.6. Top-left, top-right, bottom-left and bottom-right networks present the null locators for pointing main beam at  $45^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $225^\circ$  and  $315^\circ$ , respectively, while keeping the other directions to nulls. The width and length of strip shown in Fig.7 represent amplitude and phase for interference suppressing

Table 1. Interference Suppressing Coefficients measured from prototype show in Fig. 7.

Coefficient( $k_q$ )	$k_1$	$k_2$	$k_3$
Main beam			
45°	-0.1900-0.4160i	-0.1444+0.1744i	-0.1530-0.4356i
135°	-0.1614+0.3709i	-0.1706-0.4380i	0.2382+0.0136i
225°	-0.1950-0.1540i	-0.1790+0.4460i	-0.1920+0.4260i
315°	-0.1614+0.3709i	0.2382+0.0136i	-0.1706-0.4380i

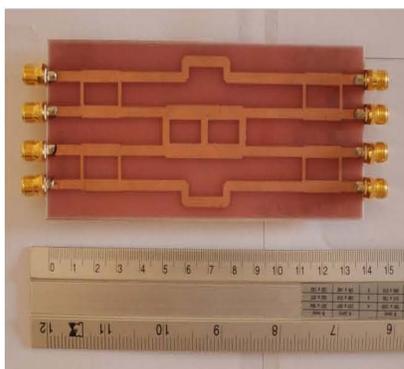


Fig.6 Modified Butler matrix having the main beam directed to 45°, 135°, 225° and 315°.

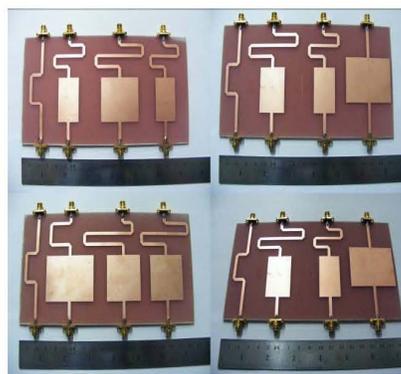


Fig.7 Photographs of null locators.

coefficients calculated in (5). Table 1 shows the measured outputs from the constructed prototype of null steering network shown in Fig.7.

Next, the performance of constructed prototype is tested and one of four configurations shown in Fig.8 to 11 whereas dash line represents radiation pattern of the array without null locating and solid line indicates the one when including null locating.

To validate the use of proposed system for WMNs, the measurement is required to be undertaken. The basic configuration of WMNs is illustrated in Fig.12. In this figure, five nodes represented mesh routers are employed and the proposed switched-beam is implemented at the center node. According to non-solid standard for WMNs, one approach of air interface is able to be arranged by using conventional IEEE 802.11 a/b/g. In this paper, four WLAN access points are located at the corner as shown in Fig.12. For the proposed switched-beam, the illustration of measurement setup at the center node is depicted in Fig.13. To measure signal strength, there is no compensation due to all power loss caused by connectors,

transmission lines and combiner. Hence, it makes sure that the proposed system is practically tested for real application and promptly used for WMNs as its presented form. Figs. 14 and 15 present the received signal strength versus power transmission for conventional omni-directional antenna and proposed switched-beam antennas.

Each time step is a consecutive one-minute interval. For omni-directional antenna, the received signal strength of four access points varies from -38 to -70 dBm and there is no dominant access point. In turn, the results of proposed switched-beam antennas provide two significant groups which are the access point in desired direction, Ap1, and null directions, Ap2 to Ap4. The gap between signal strength of desired access point and the others is ranged from 6 to 20 dB. It is interesting to observe that the received signal strength of desired access point varies from -33 to -35 dBm which is higher than the best signal strength of omni-directional antenna. These results confirm the use of proposed switched-beam antennas to enhance signal strength as well as suppress interference signals.

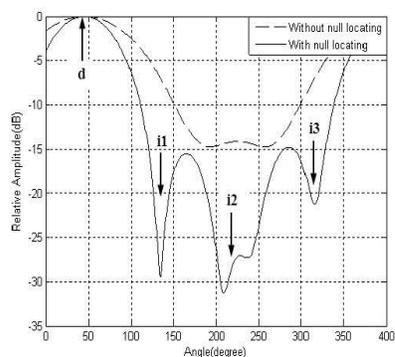


Fig.8 Radiation pattern of a 2x2-beamformer when the desired signal is coming from  $45^\circ$  and interference signals are coming from  $135^\circ$ ,  $225^\circ$  and  $315^\circ$ .

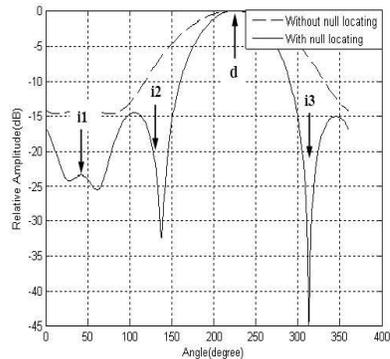


Fig.10 Radiation pattern of a 2x2-beamformer when the desired signal is coming from  $225^\circ$  and interference signals are coming from  $45^\circ$ ,  $135^\circ$  and  $315^\circ$ .

Only signal strengths cannot totally indicate the performance of WMN so the next task is to validate the other parameters to mark a merit of networks including delay and throughput. Fig.16 provides the average delay versus data size when downloading. As seen in the figure, proposed switched beam antennas can help the system to download more quickly for both 2 and 6 Mbytes. This is because the proposed system having higher received signal strength experiences a lower outage probability than omni-directional antenna. Also the signals from desired access point have a lower interruption interfered by other access points. Fig.17 presents the probability density function of throughput. In this figure, the total 100 samples are measured and evaluated through well known website, [www.numion.com](http://www.numion.com).

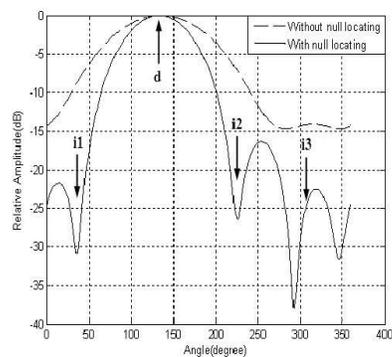


Fig.9 Radiation pattern of a 2x2-beamformer when the desired signal is coming from  $135^\circ$  and interference signals are coming from  $45^\circ$ ,  $225^\circ$  and  $315^\circ$ .

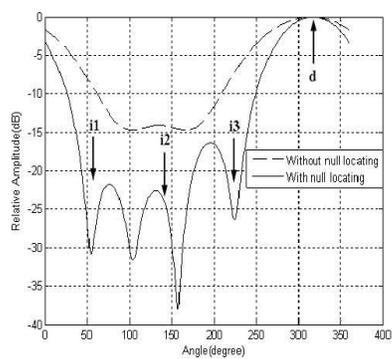


Fig.11 Radiation pattern of a 2x2-beamformer when the desired signal is coming from  $315^\circ$  and interference signals are coming from  $45^\circ$ ,  $135^\circ$  and  $225^\circ$ .

The results show that the omni-directional antenna provides lower mean throughput than switched beam antennas and the probability having throughput more than mean value of omni-directional antenna is less than switched beam antennas. These results confirm the use of proposed switched beam to enhance signal quality as well as suppress interference signals.

In practice, the position of mesh router is not always on beam direction. Therefore, the following measurements based on configuration in Fig.18 are undertaken to investigate whether the proposed system can provide benefits or not if mesh location is shifted from beam direction. Fig.19 presents the received signal strength versus angles deviation for omni-directional antenna and proposed switched-

beam antennas. We can see when angle is deviated  $+15^\circ$  and  $-15^\circ$ , switched-beam antennas still provide a received signal strength of desired access point better than omni-directional antenna. Fig. 10 provides the average delay versus data size when downloading. As seen in the Fig. 20, the proposed switched-beam antennas can help the system to download more quickly for both 2 and 6 Mbytes. Fig.21 presents the probability density function of throughput. In this figure, the total 100 samples are measured and evaluated through well known website, www.numion.com. The results show that the omni-directional antenna provides lower mean throughput than switched-beam antennas and the probability having throughput higher than mean value of omni-directional antenna is less than switched-beam antennas of all angle deviation. These results indicate the success of proposed system even the mesh router is not installed on the direction of main beam.

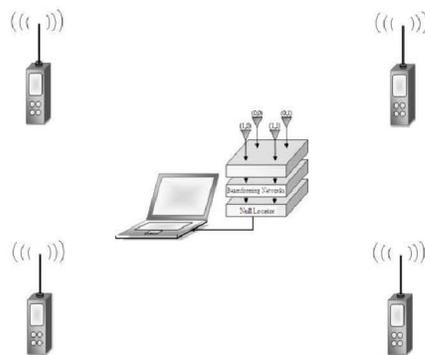


Fig.12 Scenarios for testing the proposed system.

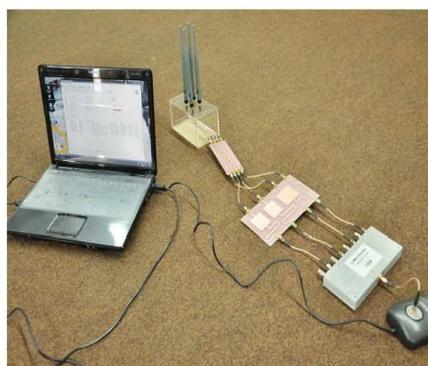


Fig.13 Measurement setup of proposed system for WMNs.

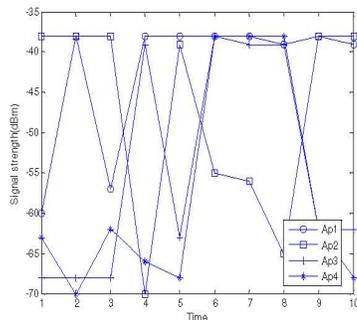


Fig.14 Received signal strengths from four access points by using conventional omni-directional antenna.

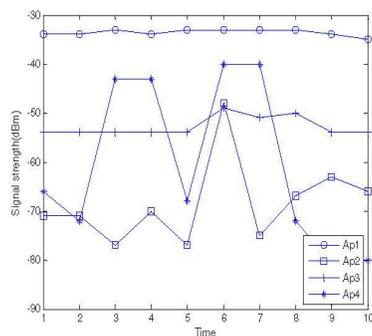


Fig.15 Received signal strengths from four access points by using switched-beam with null locating networks.

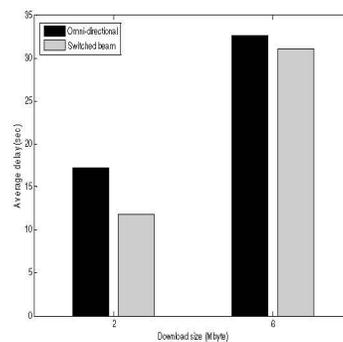


Fig.16 Average delay when downloading data via conventional omni-directional antenna and proposed switched beam antennas.

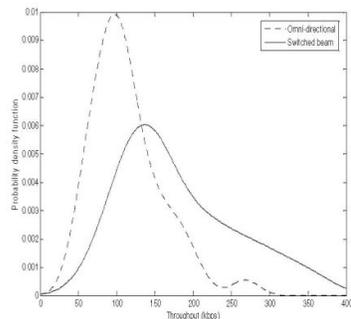


Fig.17 Probability density function of measured throughput when using conventional omni-directional antenna and proposed switched-beam antennas.

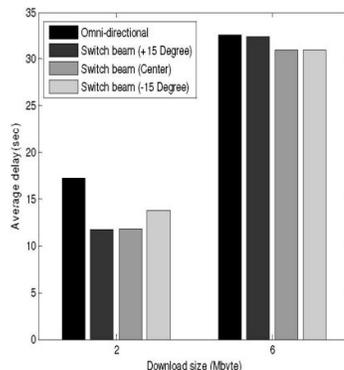


Fig.20 Average delay when downloading data for conventional omni-directional antenna and proposed switched-beam antennas.

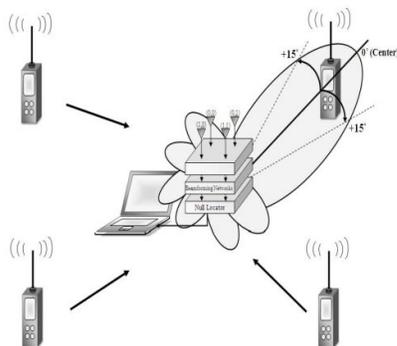


Fig.18 Test scenarios on location shift of mesh router.

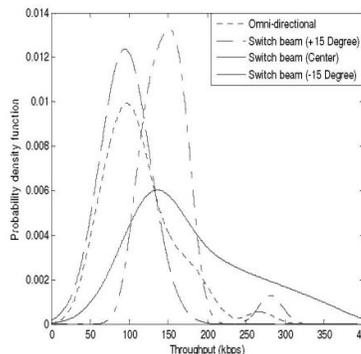


Fig.21 Probability density function of measured throughput when using conventional omni-directional antenna and proposed switched-beam antennas.

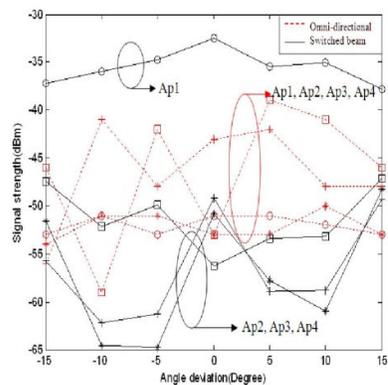


Fig.19 Received signal strengths vs. angle deviation for four access points by using conventional omni-directional and proposed switched-beam antennas.

### 7 Conclusion

This paper has presented a low profile beamformer suitable for WMNs. Also, this beamformer is able to suppress interference signals by locating nulls to interfering directions. This beamformer is constituted by 2x2 antenna array spaced by  $\lambda/4$  accompanied with a simple beamforming network. The null locating algorithm can be handled by any economic microprocessor as it is only multiplication to constant values. The simulation results confirm its beamforming capability. Moreover, the experimental results have shown that the beamformer can improve the overall signal strength, throughput and delay over the use of conventional

omni-directional antenna. The prototype offer benefits in term of signal quality, throughput and delays. Also its benefits can be achieved even the mesh router is located by  $\pm 15$  degree deviating from beam direction.

### Acknowledgments

Authors would like to acknowledge financial support from Suranaree University of Technology, Thailand.

### Reference:

- [1] B.P. Crow, I. Widjaja, L.G. Kim, P.T. Sakai, IEEE 802.11 Wireless Local Area Networks, *Communications Magazine, IEEE*, Vol.35, 1997, pp. 116-126.
- [2] Ian F. Akyildiz, Xudong Wang, and Weilin Wang, Wireless Mesh Networks: A Survey, *Computer Networks and ISDN Systems*, Vol. 47, 2005, pp. 445-487.
- [3] F. Babich, M. Comisso and L. Mania, Multi-Antenna Techniques for Wireless Mesh Networks in an Outdoor Environment, *Communications ICC '07 IEEE International Conference*, 2007, pp. 4961-4966.
- [4] S. P. Applebaum, Adaptive Arrays, *IEEE transaction on Antennas and Propagation*, Vol.24, No.5, 1976, pp. 585-598.
- [5] W.R. Li, C.Y. Chu, K.H. Lin, S.F. Chang, Switched-Beam Antenna Based on Modified Butler Matrix with Low Sidelobe Level, *Electronics Letters*, Vol.40, 2004, pp. 290-292.
- [6] B. Raman and K. Chebrolu. Design and Evaluation of a New MAC for Long-Distance 802.11 Mesh Networks, *In The 11th Intl. Conference on Mobile Computing and Networking (MOBICOM)*, Colongne, 2005.
- [7] M. Uthansakul and P. Uthansakul, Low Profile DOA Finder at 2.4 GHz, *Microwave and Optical Technology Letter*, to be published on January, 2009.
- [8] H.M. Elkamchouchi, M.A.R.M. Adam, A New Constrained Fast Null Steering Algorithm, *Antennas and Propagation Society International Symposium IEEE*, Vol.2, 2000, pp. 926-929.
- [9] H. Steyskal, R.A. Shore and R.L. Haupt, Methods for Null Control and Their Effects on the Radiation Pattern, *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, Vol.AP-34, 1986, pp. 404-409.
- [10] J.A. Stine, Exploiting smart antennas in wireless mesh networks using contention access, *IEEE Wireless Communications*, Vol.13, No.2, 2006, pp. 38-49.
- [11] V. Jain, A. Gupta, D.P. Agrawal, On-Demand Medium Access in Multihop Wireless Networks with Multiple Beam Smart Antennas, *IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems*, Vol.19, No.4, 2008, pp. 489 – 502.
- [12] N. Sangmanee, P. Uthansakul, R. Wongsan, M. Uthansakul, Finding capability enhancement for 360-degree DOA finder, *ECTI-CON 2009*, Vol.2, 2009, pp.786 – 789.
- [13] E. Boyer, A. Ferreol, P. Larzabal, Simple robust bearing-range source's localization with curved wavefronts, *IEEE Signal Processing Letters*, Vol.12, No.6, 2005, pp. 457 – 460.
- [14] D. Astely, B. Ottersten, The effects of local scattering on direction of arrival estimation with MUSIC, *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol.47, No.12, 1999, pp. 3220 – 3234.



Suwanna Pradittara received B.Eng degree from Suranaree University of Technology, Thailand, in 2008 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, wireless mesh 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 refereed 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 9th 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.

## ประวัติผู้เขียน

นางสาวสุวรรณ ประดิษฐรา เกิดเมื่อวันที่ 4 กุมภาพันธ์ 2529 ที่จังหวัดสระบุรี สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมปลายจากโรงเรียนเสนาให้ “วิมลวิทยานุกูล” จังหวัดสระบุรี และสำเร็จการศึกษาระดับวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมโทรคมนาคม) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อ พ.ศ. 2551 จากนั้นได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

โดยขณะที่ศึกษาในระดับปริญญาโทได้เป็นผู้ช่วยสอนปฏิบัติการ 1 รายวิชา คือ 427333 ปฏิบัติการวิศวกรรมโทรคมนาคม 1 และได้มีการนำเสนอบทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในการประชุมวิชาการระดับนานาชาติจำนวน 2 ฉบับ และบทความวิชาการที่ได้รับการตอบรับให้ตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ 1 ฉบับ ตามลำดับ ดังนี้

- 1) International Symposium on Antennas and Propagation 2009 (ISAP 2009) ในหัวข้อ “**Null Steering Network for Low Profile 2×2 Switched Beam Antennas**”, October 20-23, 2009, Thailand
- 2) Asia-Pacific Microwave Conference 2009 (APMC 2009) ในหัวข้อ “**Low profile interference rejecter for Wireless Mesh Networks**”, December 7-10, 2009, Singapore.
- 3) Accepted for publication in WSEAS Transaction on Communication 2010 ในหัวข้อ “**Implementation of Beam Formation for WMNs**”, 2010.