

การเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานระบบจีพีอาร์เอสสำหรับ
ตัวถูกขายเคลื่อนที่โดยใช้สายอากาศแบบสลับลำคลื่น

นายพงษ์นรินทร์ ศรีพลอย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2552

**PERFORMANCE ENHANCEMENT OF GPRS
SYSTEMS FOR THE MOBILE CLIENT
USING SWITCHED BEAM ANTENNAS**

Pongnarin Sriploy

**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 2009

การเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานระบบจีพีอาร์เอสสำหรับ
ตัวถูกขายเคลื่อนที่ที่ใช้สายอากาศแบบสลับลำคลื่น

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยรับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

(ผศ. ดร. รุ่งสรรค์ ทองทา)

ประธานกรรมการ

(ผศ. ดร. มนต์ทิพย์ภา อูฑารสกุล)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

(ผศ. ดร. ชาญชัย ทองโสภ)

กรรมการ

(ศ. ดร. ไพโรจน์ สัตยธรรม)

รักษาการแทนรองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ

(รศ. น.อ. ดร. วรพจน์ ขำพิศ)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

พงษ์นรินทร์ ศรีพลอย : การเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานระบบจีพีอาร์เอสสำหรับตัวลูก
ข่ายเคลื่อนที่โดยใช้สายอากาศแบบสลับลำคลื่น (PERFORMANCE ENHANCEMENT
OF GPRS SYSTEMS FOR THE MOBILE CLIENT USING SWITCHED BEAM
ANTENNAS) อาจารย์ที่ปรึกษา : ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.มนต์ทิพย์ภา อุซารสกุล,
110 หน้า

ในปัจจุบันผู้ใช้งานในเครือข่ายโทรศัพท์ไร้สายต้องการความสะดวกสบายมากขึ้นและยัง
ต้องการบริโภคข่าวสารที่มีจำนวนมากซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ผู้ใช้งานจึงต้องการที่จะ
เชื่อมต่ออินเทอร์เน็ตทุกที่ทุกเวลา ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาระบบจีพีอาร์เอส (General Packet Radio
Service : GPRS) ขึ้นมาเพื่อที่จะตอบสนองความต้องการดังกล่าว โดยที่ความเร็วในการรับส่งข้อมูล
ของระบบจีพีอาร์เอสนั้นจะขึ้นกับรูปแบบการเข้ารหัส (Coding Scheme : CS) ซึ่งแต่ละรูปแบบการ
เข้ารหัสจะให้ค่าวิสัยสมรรถนะของการส่งข้อมูล (throughput) ที่แตกต่างกันขึ้นกับคุณภาพของ
สัญญาณที่สามารถบ่งชี้ได้โดยค่าอัตราส่วนสัญญาณข้อมูลต่อสัญญาณแทรกสอด (Carrier-to-
Interference ratio : C/I) กล่าวได้อีกนัยหนึ่งคือ ในระบบจีพีอาร์เอสถ้าอัตราส่วนสัญญาณข้อมูล
ต่อสัญญาณแทรกสอดสูงจะส่งผลให้ระบบสามารถรับส่งข้อมูลได้รวดเร็ว ดังนั้นจึงได้มีงานวิจัยที่
นำเสนอแนวคิดที่จะเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานระบบจีพีอาร์เอสโดยนำเอาระบบสายอากาศเก่ง
(smart antenna systems) มาติดตั้งที่ตัวสถานีฐาน อย่างไรก็ตามถึงแม้ว่าแนวคิดดังกล่าวจะสามารถ
เพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบจีพีอาร์เอสได้ แต่แนวคิดนี้ยังมีข้อเสียตรงที่การติดตั้งระบบ
สายอากาศเก่งที่ตัวสถานีฐานนั้นมีความซับซ้อนและมีค่าใช้จ่ายที่สูง ยิ่งไปกว่านั้นถ้าระบบ
สายอากาศเก่งที่ตัวสถานีฐานเกิดความผิดพลาด ความผิดพลาดนั้นจะส่งผลต่อผู้ใช้งานทุกคนใน
พื้นที่ให้บริการ ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้เสนอแนวคิดที่จะออกแบบระบบสายอากาศเก่งชนิด
สายอากาศแบบสลับลำคลื่นเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานให้กับระบบจีพีอาร์เอสเมื่อพิจารณา
การติดตั้งไว้ที่ตัวลูกข่ายแทนตัวสถานีฐาน

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

ปีการศึกษา 2552

ลายมือชื่อนักศึกษา _____

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา _____

PONGNARIN SRIPLOY : PERFORMANCE ENHANCEMENT OF GPRS
SYSTEMS FOR THE MOBILE CLIENT USING SWITCHED BEAM
ANTENNAS. THESIS ADVISOR : ASST. PROF. MONTHIPPA
UTHANSAKUL, Ph.D., 110 PP.

SWITCHED BEAM ANTENNA / BUTLER MATRIX

As the Wireless Local Area Networks (WLANs) users recently demand plenty of dynamic information, they require Internet connection for every where every time. As a result, General Packet Radio Service (GPRS) systems have been well used. The speed of data transmission of GPRS systems depend on the assigned Coding Scheme (CS) in which each CS provides different system throughput. These CSs can be assigned by Carrier-to-Interference ratio (C/I) of the systems. In other words, the faster data rate transfer can be achieved by increasing C/I. So far, researchers have paid attention on performance enhancement of GPRS systems using smart antenna systems at base station. However, there are some drawbacks for implementing smart antenna systems at base station as it is high of complexity and cost. Moreover, any failure occurred at the systems will affect all users within the coverage area. Therefore, this thesis proposes the idea of using switched beam antennas, as one category of smart antenna systems, at mobile client instead in order to enhance the performance of GPRS systems.

School of Telecommunication Engineering Student's Signature _____

Academic Year 2009

Advisor's Signature _____

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างยิ่ง ทั้งด้านวิชาการ และด้านดำเนินงานวิจัย จากบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

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

ขอขอบคุณ คุณประพล จาระตะคุ วิศวกรประจำศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ช่วยอำนวยความสะดวกทางด้านเครื่องมือและอุปกรณ์ และขอขอบคุณพี่น้องบัณฑิตศึกษาทุกท่าน ที่คอยให้ความช่วยเหลือให้คำปรึกษาด้านวิชาการและคอยให้กำลังใจในการทำวิทยานิพนธ์

ขอขอบคุณ คุณมณีรัตน์ ทุมพงษ์ เลขาอนุการสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ที่ให้คำปรึกษาและจัดการด้านเอกสารตลอดระยะเวลาการศึกษา

ขอขอบคุณ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีที่ให้การสนับสนุนทุนการศึกษา โดยเฉพาะอย่างยิ่งสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย (สกว.) ที่ให้การสนับสนุนการศึกษา เงินอุดหนุนการทำวิทยานิพนธ์และการนำเสนองานวิจัย

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

พงษ์นรินทร์ ศรีพลอย

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ค
สารบัญ.....	ง
สารบัญตาราง.....	ช
สารบัญรูป.....	ฉ
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ.....	ฑ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	4
1.3 สมมุติฐานของการวิจัย.....	4
1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น.....	4
1.5 ขอบเขตงานวิจัย.....	4
1.6 วิธีการดำเนินงานวิจัย.....	4
1.6.1 แนวทางการดำเนินงาน.....	4
1.6.2 ระเบียบวิธีวิจัย.....	5
1.6.3 สถานที่ทำการวิจัย.....	5
1.6.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย.....	5
1.6.5 การเก็บรวบรวมข้อมูล.....	5
1.6.6 การวิเคราะห์ข้อมูล.....	5
1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	6
2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	7
2.1 กล่าวนำ.....	7
2.2 ประวัติและความเป็นมาของระบบจีพีอาร์เอส.....	7

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.2.1	เครือข่ายระบบจีพีอาร์เอส.....	9
2.2.2	การส่งสัญญาณในระบบจีพีอาร์เอส.....	9
2.2.3	คุณลักษณะของระบบจีพีอาร์เอส.....	9
2.3	สายอากาศแฉวลำดับ.....	10
2.3.1	สายอากาศแฉวลำดับแบบเส้น.....	10
2.3.2	สายอากาศแฉวลำดับแบบระนาบ.....	14
2.4	ระบบสายอากาศเก่ง.....	18
2.4.1	ระบบสายอากาศเก่งแบบสลัปลำคลื่น.....	22
2.4.2	ระบบสายอากาศเก่งแบบปรับตัว.....	26
2.5	วิธีการกรองสัญญาณเชิงตำแหน่งที่เหมาะสม และอัลกอริทึมแบบปรับตัว.....	28
2.5.1	เทคนิคการกล้อลำคลื่นที่เหมาะสมที่สุด.....	28
2.5.2	อัลกอริทึมแบบปรับตัว.....	31
2.5.2.1	อัลกอริทึมปรับตัวแบบมองไม่เห็น.....	31
2.5.2.2	มอดูลัสคกที่กำลังสองน้อยที่สุด.....	34
2.6	เปรียบเทียบถึงความซับซ้อนของสายอากาศเก่งทั้งสองแบบ.....	39
2.7	สรุป.....	40
3	การออกแบบระบบต้นแบบ.....	41
3.1	บทนำ.....	41
3.2	การออกแบบโครงข่ายก่อรูปลำคลื่น.....	41
3.2.1	แผงวงจรมิมพ์.....	41
3.2.2	การออกแบบโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นสำหรับ สายอากาศแฉวลำดับแบบเส้น.....	41
3.2.3	การออกแบบโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นสำหรับ สายอากาศแฉวลำดับแบบระนาบ.....	50
3.3	อุปกรณ์เชื่อมต่่อื่น ๆ	57

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.3.1	สายอากาศ.....	58
3.3.2	การ์ดรับสัญญาณจีพีอาร์เอส.....	59
3.4	ระบบคั่นแบบ.....	60
3.5	สรุป.....	60
4	การจำลองแบบในคอมพิวเตอร์.....	63
4.1	บทนำ.....	63
4.2	สมมุติฐานในการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์.....	63
4.3	ผลการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์.....	66
4.3.1	ผลการจำลองแบบของสายอากาศสลับลำคลื่นที่ ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้น.....	67
4.3.2	ผลการจำลองแบบของสายอากาศสลับลำคลื่นที่ ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบ.....	67
4.4	สรุป.....	68
5	การทดสอบระบบในสภาพแวดล้อมจริง.....	73
5.1	บทนำ.....	73
5.2	ข้อกำหนดในการทดสอบ.....	73
5.3	ผลการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์.....	74
5.3.1	ผลการทดสอบระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้น.....	74
5.3.2	ผลการทดสอบระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบ.....	75
5.4	สรุป.....	76
6	สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	89
6.1	สรุปเนื้อหาวิทยานิพนธ์.....	89
6.2	ปัญหาและข้อเสนอแนะ.....	89
6.3	แนวทางการพัฒนาในอนาคต.....	90
	รายการอ้างอิง.....	91

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก. บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	94
ประวัติผู้เขียน.....	111

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1	รูปแบบของรูปแบบการเข้ารหัส สำหรับระบบจีพีอาร์เอส..... 2
2.1	ย่านความถี่มาตรฐานของระบบจีพีอาร์เอส..... 11
2.2	ค่าถ่วงน้ำหนักของ Butler matrix 25
2.3	เทคนิคการสร้างลำคลื่นที่เหมาะสมที่สุดโดยอาศัยข้อมูลทางสถิติ..... 32
2.4	อัลกอริทึมค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุดอัลกอริทึม ค่าเฉลี่ยกำลังสองเวียนเกิดและอัลกอริทึมแบบบวสแกนจ์..... 33
2.5	เปรียบเทียบความซับซ้อนและค่าใช้จ่ายของสายอากาศกึ่งทั้งสองแบบ..... 40
3.1	ค่าพารามิเตอร์ของโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นของสายอากาศแถวลำดับแบบเส้น..... 48
3.2	ค่าน้ำหนักของโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นของ สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นที่ได้จากการวัด..... 48
3.3	ค่าเลื่อนเฟสของสัญญาณที่ตกกระทบสายอากาศแถวลำดับแบบระนาบ 2×2 51
3.4	ค่าพารามิเตอร์ของโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นของสายอากาศแถวลำดับแบบระนาบ..... 57
3.5	ค่าน้ำหนักของโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นของ สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบที่ได้จากการวัด..... 57

สารบัญรูป

รูปที่		หน้า
2.1	เครือข่ายระบบจีพีอาร์เอส.....	8
2.2	ย่านความถี่มาตรฐานของระบบจีพีอาร์เอส.....	11
2.3	การรับ-ส่งสัญญาณแบบแ่งความถี่.....	12
2.4	สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นจำนวน 4×1	12
2.5	แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับแบบเส้นจำนวน 4×1	15
2.6	สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบจำนวน 2×2	16
2.7	แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับแบบระนาบจำนวน 2×2	18
2.8	ระบบสายอากาศก่งเมื่อมีสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดมาตกกระทบ.....	20
2.9	โครงสร้างพื้นฐานของระบบสายอากาศแบบสลับลำคลื่น.....	23
2.10	โครงสร้างของโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ Butler matrix.....	24
2.11	แบบรูปการแผ่พลังงานของทั้ง 4 ลำคลื่นซึ่งสัมพันธ์กับค่าในตารางที่ 2.2.....	25
2.12	โครงสร้างของสายอากาศแบบปรับตัว.....	27
2.13	แบบรูปการแผ่พลังงานของระบบสายอากาศแบบปรับตัว.....	28
2.14	ส่วนการสลับลำคลื่นที่เหมาะสมที่สุดของสายอากาศแบบปรับตัว.....	29
3.1	ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90°	42
3.2	ขนาดของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90°	45
3.3	ตัวไขว้สัญญาณ.....	45
3.4	ค่าพารามิเตอร์ของตัวไขว้สัญญาณ.....	47
3.5	โครงข่ายก่อรูปลำคลื่น Butler matrix สำหรับสายอากาศแถวลำดับแบบเส้น 4×1 สายอากาศแถวลำดับแบบเส้น 4×1	47
3.6	แบบรูปการแผ่พลังงานของโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นของ สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นที่ออกแบบ.....	49
3.7	สายอากาศแถวลำดับแบบ 2×2	50
3.8	กราฟของเฟสที่ต่างกันของสายอากาศแต่ละตัว.....	51

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.9	ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 63°.....54
3.10	ตัวไขว้สัญญาณสำหรับสายอากาศแถวระดับแบบระนาบ 2×2.....54
3.11	โครงข่ายก่อรูปลำคลื่นสำหรับสายอากาศแถวระดับแบบระนาบ 2×2.....55
3.12	โครงข่ายก่อรูปลำคลื่นสำหรับสายอากาศแถวระดับแบบระนาบ 2×2 ที่สร้าง.....56
3.13	แบบรูปการแผ่พลังงานของก่อรูปลำคลื่นของ สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบที่ออกแบบ.....58
3.14	สายอากาศแบบรอบทิศทาง.....58
3.15	การ์ดรับสัญญาณจีพีอาร์เอส Sierra Wireless 750.....59
3.16	ลูกข่ายที่ใช้สายอากาศสลับลำคลื่นแบบเชิงเส้น 4×1.....61
3.17	ลูกข่ายที่ใช้สายอากาศสลับลำคลื่นแบบระนาบ 2×2.....62
4.1	ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบรังผึ้งที่มีการใช้ความถี่ซ้ำเท่ากับ 7.....64
4.2	ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าอัตราส่วนคลื่นพาร์ ต่อสัญญาณแทรกสอดในกรณีที่ไม่เกิดเฟดดิ้งของสายอากาศแบบเส้น.....69
4.3	ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าอัตราส่วนคลื่นพาร์ ต่อสัญญาณแทรกสอดในกรณีที่เกิดเฟดดิ้งของสายอากาศแบบเส้น.....69
4.4	ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าวิสัยสามารถ ในกรณีที่ไม่เกิดเฟดดิ้งของสายอากาศแบบเส้น.....70
4.5	ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าวิสัยสามารถ ในกรณีที่เกิดเฟดดิ้งของสายอากาศแบบเส้น.....70
4.6	ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าอัตราส่วนคลื่นพาร์ ต่อสัญญาณแทรกสอดในกรณีที่ไม่เกิดเฟดดิ้งของสายอากาศแบบระนาบ.....71
4.7	ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าอัตราส่วนคลื่นพาร์ ต่อสัญญาณแทรกสอดในกรณีที่เกิดเฟดดิ้งของสายอากาศแบบระนาบ.....71
4.8	ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าวิสัยสามารถ ในกรณีที่ไม่เกิดเฟดดิ้งของสายอากาศแบบระนาบ.....72

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.9	ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าวิสัยสามารถ ในกรณีที่เกิดเพลิงของสายอากาศแบบระนาบ.....72
5.1	บริเวณในมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.....73
5.2	การกำหนดตำแหน่งที่ใช้ในการทดสอบระบบต้นแบบ.....74
5.3	ค่าความแรงของสัญญาณของจุดที่ 1 - 10 ของระบบที่ใช้ สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นและสายอากาศแบบรอบทิศทาง.....76
5.4	ค่าความแรงของสัญญาณของจุดที่ 11 - 20 ของระบบที่ใช้ สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นและสายอากาศแบบรอบทิศทาง.....77
5.5	ค่าความแรงของสัญญาณของจุดที่ 21 - 30 ของระบบที่ใช้ สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นและสายอากาศแบบรอบทิศทาง.....77
5.6	ค่าความแรงของสัญญาณของจุดที่ 31 - 40 ของระบบที่ใช้ สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นและสายอากาศแบบรอบทิศทาง.....78
5.7	ค่าความแรงของสัญญาณของจุดที่ 41 - 50 ของระบบที่ใช้ สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นและสายอากาศแบบรอบทิศทาง.....78
5.8	ค่าวิสัยสามารถของจุดที่ 1 - 10 ของระบบที่ใช้ สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นและสายอากาศแบบรอบทิศทาง.....79
5.9	ค่าวิสัยสามารถของจุดที่ 11 - 20 ของระบบที่ใช้ สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นและสายอากาศแบบรอบทิศทาง.....79
5.10	ค่าวิสัยสามารถของจุดที่ 21 - 30 ของระบบที่ใช้ สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นและสายอากาศแบบรอบทิศทาง.....80
5.11	ค่าวิสัยสามารถของจุดที่ 31 - 40 ของระบบที่ใช้ สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นและสายอากาศแบบรอบทิศทาง.....80
5.12	ค่าวิสัยสามารถของจุดที่ 41 - 50 ของระบบที่ใช้ สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นและสายอากาศแบบรอบทิศทาง.....81
5.13	ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าความแรง ของสัญญาณของระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้น.....81

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.14	ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าวิสัยสามารถ ของระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้น.....82
5.15	ค่าความแรงของสัญญาณของจุดที่ 1 -10 ของระบบที่ใช้ สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบและสายอากาศแบบรอบทิศทาง.....82
5.16	ค่าความแรงของสัญญาณของจุดที่ 11 -20 ของระบบที่ใช้ สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบและสายอากาศแบบรอบทิศทาง.....83
5.17	ค่าความแรงของสัญญาณของจุดที่ 21 -30 ของระบบที่ใช้ สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบและสายอากาศแบบรอบทิศทาง.....83
5.18	ค่าความแรงของสัญญาณของจุดที่ 31 -40 ของระบบที่ใช้ สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบและสายอากาศแบบรอบทิศทาง.....84
5.19	ค่าความแรงของสัญญาณของจุดที่ 41 -50 ของระบบที่ใช้ สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบและสายอากาศแบบรอบทิศทาง.....84
5.20	ค่าวิสัยสามารถของจุดที่ 1 - 10 ของระบบที่ใช้ สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบและสายอากาศแบบรอบทิศทาง.....85
5.21	ค่าวิสัยสามารถของจุดที่ 11 - 20 ของระบบที่ใช้ สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบและสายอากาศแบบรอบทิศทาง.....85
5.22	ค่าวิสัยสามารถของจุดที่ 21 - 30 ของระบบที่ใช้ สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบและสายอากาศแบบรอบทิศทาง.....86
5.23	ค่าวิสัยสามารถของจุดที่ 31 - 40 ของระบบที่ใช้ สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบและสายอากาศแบบรอบทิศทาง.....86
5.24	ค่าวิสัยสามารถของจุดที่ 41 - 50 ของระบบที่ใช้ สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบและสายอากาศแบบรอบทิศทาง.....87
5.25	ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าความแรง ของสัญญาณของระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบ.....87
5.26	ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าวิสัยสามารถ ของระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบ.....88

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

GPRS	General Packet Radio Service
GSM	Global System for Mobile communications
TDMA	Time Division Multiple Access
FDD	Frequency Division Duplex
CS	Coding Scheme
C/I	Carrier-to-Interference ratio
λ	ความยาวคลื่น
k	หมายเลขคลื่นมีค่าเท่ากับ $2\pi/\lambda$
β	ความต่างเฟสของสายอากาศแต่ละต้น
I	ค่าสัมประสิทธิ์ของกระแสที่กระตุ่นสายอากาศ
W	ค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสัญญาณ
A	แอมพลิจูด
MMSE	Minimum Mean Square Error
α	ค่าการเลื่อนเฟส
n	สัญญาณรบกวน
LMS	Least Mean Square Error
RLS	Recursive Least Square
CMA	Constant Modulus Algorithm
ε_r	ค่าคงตัว ไดอิเล็กตริก
Z	อิมพีแดนซ์
σ	ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานวิถีสัญเสียง

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เนื่องมาจากที่ผู้ใช้งานในเครือข่ายโทรศัพท์ไร้สายต้องการความสะดวกสบายในการสื่อสารมากขึ้นและต้องการรับข้อมูลข่าวสารจำนวนมากซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว เพื่อตอบสนองความต้องการดังกล่าว ผู้ใช้งานจึงต้องการที่จะเชื่อมต่อเครือข่ายอินเทอร์เน็ตเพื่อใช้งานบริการอย่างเช่นรับส่งจดหมายอิเล็กทรอนิกส์ อ่านข่าวหรือดูวิดีโอออนไลน์ เป็นต้น และสามารถใช้งานได้โดยไม่จำกัดเวลาและสถานที่ถึงแม้จะอยู่ในพื้นที่ที่ถูกรับสัญญาณทั้งตัวคอมพิวเตอร์หรือตัวโทรศัพท์ไร้สาย ด้วยเหตุผลนี้จึงได้มีการพัฒนาระบบจีพีอาร์เอส (General Packet Radio Service : GPRS) ซึ่งรายละเอียดเบื้องต้นของระบบได้ถูกอธิบายในเอกสารของ G. Brasche (1997) โดยระบบจีพีอาร์เอส ถูกพัฒนาขึ้นมาเพื่อตอบสนองความต้องการดังกล่าว ระบบจีพีอาร์เอสตั้งอยู่ในมาตรฐานของระบบจีเอสเอ็ม โดยใช้งานในย่านความถี่ 900 MHz และ 1800 MHz ซึ่งมีรูปแบบการจัดสรรความถี่และการรับ-ส่งสัญญาณเป็นแบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา (Time Division Multiple Access : TDMA) และการสื่อสารรับ-ส่งแบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Duplex : FDD) ซึ่งถูกอธิบายในหนังสือของ T. S. Rappaport (2002) โดยมีการรับส่งข้อมูลในรูปแบบของกลุ่มข้อมูล จึงส่งผลให้ผู้รับบริการสามารถรับส่งข้อมูลผ่านเครือข่ายอินเทอร์เน็ตได้ นอกจากนี้ผู้ใช้งานยังสามารถใช้งานบริการประเภทจดหมายอิเล็กทรอนิกส์ การประชุมทางไกลทั้งในรูปแบบภาพและเสียงและบริการข้อความมัลติมีเดีย (Multimedia Message Service : MMS) เป็นต้น โดยความเร็วในการรับส่งข้อมูลของระบบจีพีอาร์เอสนั้นจะขึ้นกับรูปแบบของรูปแบบการเข้ารหัส (Coding Scheme : CS) ตามที่ได้แสดงในหนังสือของ T. Halonen, J. Romero, J. Melero (2003) ซึ่งแต่ละรูปแบบการเข้ารหัส นั้นจะให้ค่าวิสัยความสามารถของการส่งข้อมูล (throughput) ที่แตกต่างกัน ขึ้นกับคุณภาพของสัญญาณ โดยจะบ่งชี้ได้ด้วยค่าอัตราส่วนสัญญาณข้อมูลต่อสัญญาณแทรกสอด (Carrier-to-Interference ratio : C/I) ตามที่แสดงในตารางที่ 1 ซึ่งระบบจีพีอาร์เอสจะสามารถส่งข้อมูลได้สูงสุดที่ 8 ร่องเวลา (time slots : TS) และระบบจะมีค่าวิสัยความสามารถได้มากที่สุดที่ประมาณ 160 kbps โดยปรกติโอกาสที่ผู้ใช้งานจะได้ค่าวิสัยความสามารถที่ความเร็วสูงสุดนั้นมีน้อยมาก ซึ่งจะมีแต่ผู้ใช้งานที่อยู่ใกล้สถานีฐาน (base station) มาก ๆ เท่านั้นที่จะได้รับค่าอัตราส่วนสัญญาณข้อมูลต่อสัญญาณแทรกสอดมากเพียงพอที่จะได้ความสามารถสูงสุดดังกล่าว

ตารางที่ 1.1 รูปแบบของรูปแบบการเข้ารหัสสำหรับระบบจีพีอาร์เอส

รูปแบบการเข้ารหัส	ค่าอัตราส่วนสัญญาณข้อมูลต่อสัญญาณแทรกสอด (dB)	อัตราข้อมูล (kbps)
CS -1	น้อยกว่า 7	9.05
CS -2	7 – 12	13.4
CS -3	12 – 17	15.6
CS -4	มากกว่า 17	21.4

ดังนั้นจึงมีงานวิจัยที่นำเสนอแนวคิดในการเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานระบบจีพีอาร์เอส โดยนำเอาระบบสายอากาศเก่ง (smart antenna systems) ตามที่แสดงในหนังสือของ J. C. Liberti Jr., T. S. Rappaport (1999) มาติดตั้งที่สถานีฐาน จากงานวิจัยของ T. W. Nuteson, G. S. Mitchell, J. S. Clark, D. S. Haque (2004) จะเห็นว่าระบบสายอากาศเก่งสามารถเพิ่มอัตราส่วนสัญญาณข้อมูลต่อสัญญาณแทรกสอดสำหรับระบบสื่อสารไร้สายได้ โดยงานวิจัยของ J.M.M. Silva, S. Roy, P. Fortier (2003) ได้สร้างและแสดงแบบจำลองของระบบสายอากาศเก่งที่มีจำนวนสายอากาศเท่ากับ 6 7 8 และ 9 ต้น ซึ่งผลจากงานวิจัยดังกล่าวได้แสดงให้เห็นว่าระบบสายอากาศเก่งสามารถเพิ่มความจุช่องสัญญาณ (capacity) ลดค่าอัตราความผิดพลาดบิต (Bits Error Rate : BER) และลดความน่าจะเป็นการติดขัด (blocking probability) ลง ส่วนในงานวิจัยของกลุ่ม C.F. du Toit, O.P. Gupta (2003) ได้สร้างแบบจำลองในคอมพิวเตอร์โดยใช้สายอากาศเก่งแบบสลับลำคลื่น (switched beam antennas) ที่มีสายอากาศจำนวน 4 ต้น และติดตั้งไว้ที่ตัวสถานีฐานในสภาพแวดล้อมที่มีการใช้ความถี่ซ้ำเท่ากับ 1 3 4 และ 7 ครั้งซึ่งผลจากงานวิจัยนี้ออกจะแสดงให้เห็นว่าระบบสายอากาศเก่งสามารถลดค่าอัตราความผิดพลาดบิตและความน่าจะเป็นการติดขัดลงได้ ยิ่งไปกว่านั้นยังสามารถเพิ่มค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวน (Signal-to-Interference plus Noise : SINR) ให้กับระบบได้อีกด้วย และในงานวิจัยของ U. Rehfuess, K. Ivanov (2000) ได้ทำการจำลองผลโดยนำสายอากาศเก่งแบบปรับตัว (adaptive antennas) ที่มีจำนวนสายอากาศ 4 ต้น ติดตั้งที่สถานีฐาน ซึ่งผลจากงานวิจัยได้แสดงให้เห็นว่า ระบบสายอากาศเก่งสามารถเพิ่มค่าอัตราส่วนสัญญาณข้อมูลต่อสัญญาณแทรกสอดและอัตราบิตได้ ซึ่งผลจากงานวิจัยทั้งสามชิ้นที่ได้กล่าวมานั้นทำให้สามารถสรุปได้ว่า แนวคิดในการนำเอาระบบสายอากาศเก่งมาใช้สามารถเพิ่มประสิทธิภาพระบบจีพีอาร์เอสได้ และแม้ว่าผู้ใช้งานในเซลล์นั้น ๆ ไม่ได้ติดตั้งระบบสายอากาศเก่งก็สามารถได้รับประโยชน์จากระบบสายอากาศเก่งได้ด้วย แต่แนวคิดดังกล่าวยังมีข้อเสียตรงที่การติดตั้งสายอากาศเก่งที่ตัวสถานีฐาน ซึ่งจากงานวิจัยของ F. Ralay (2005) ได้แสดงให้เห็นว่าแนวคิด

ดังกล่าวมีค่าใช้จ่ายที่สูง และมีความซับซ้อนในการติดตั้ง อีกทั้งถ้าระบบสายอากาศเก่งที่สถานีฐานเกิดความผิดพลาดในการทำงาน ความผิดพลาดนั้นจะส่งผลกระทบต่อผู้ใช้งานทุกคนในเซลล์ตามที่ได้แสดงในงานวิจัยของ Levy, A.J. Cordier, C. Farache, L. Mayrargue (1997) รวมถึงงานวิจัยส่วนใหญ่ที่ได้กล่าวมาเป็นการทดลองด้วยการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์ ซึ่งมีข้อจำกัดในการตั้งสมมุติฐานที่ไม่สามารถที่จะทำให้สมจริงได้เหมือนกับการทดสอบในสภาพแวดล้อมจริง อีกทั้งการจำลองแบบมักจะไม่ได้คำนึงถึงผลกระทบที่เกิดขึ้นในการทดสอบจริงเช่น การเฟดดิ้งของสัญญาณเนื่องจากคลื่นหลายวิถี (multipath fading) หรือ ผลกระทบจากปรากฏการณ์เชื่อมต่อกัน (mutual coupling effect) ระหว่างสายอากาศแต่ละต้น

ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้เสนอแนวคิดที่สร้างระบบต้นแบบที่เป็นการติดตั้งระบบสายอากาศเก่งที่อุปกรณ์ของลูกค้า (client) อย่างเช่นคอมพิวเตอร์แล็ปท็อป (Laptop) และทำการทดสอบระบบในสภาพแวดล้อมจริง โดยเราเลือกที่จะทดสอบระบบต้นแบบในเครือข่ายจีพีอาร์เอส ซึ่งเป็นหนึ่งในการบริการที่สามารถให้ค่าการส่งข้อมูลที่สูงและยังสะดวกในการทดสอบ เนื่องจากเครือข่ายจีพีอาร์เอสมือถือที่ครอบคลุมทั่วประเทศและมีค่าบริการที่ไม่สูงนักจึงช่วยประหยัดค่าใช้จ่ายในการทดสอบ ดังนั้นประสิทธิภาพของระบบต้นแบบในงานวิจัยนี้จะถูกระบุด้วยความแรงของสัญญาณจีพีอาร์เอส แต่ถึงกระนั้นแนวคิดและผลการวิจัยนี้สามารถที่จะนำไปใช้กับการพัฒนาเครือข่ายไร้สายได้ทุกประเภท โดยประเภทของสายอากาศเก่งที่เลือกใช้คือสายอากาศเก่งแบบสลับลำคลื่นด้วยเหตุผลที่ว่า สายอากาศเก่งแบบสลับลำคลื่นมีความซับซ้อนน้อยกว่าสายอากาศแบบปรับตัวจึงเหมาะที่จะนำมาติดตั้งที่ตัวลูกค้า อีกทั้งงานวิจัยที่ของ M. Peng, W. Wang (2005) ได้แสดงข้อดีของสายอากาศแบบสลับลำคลื่นดังนี้ ในกรณีที่ระบบใช้จำนวนสายอากาศไม่มากนัก ประสิทธิภาพของสายอากาศแบบสลับลำคลื่นจะใกล้เคียงกับสายอากาศแบบปรับตัว และในงานวิจัยของ C. Seungwon, D. Shim, T.K. Sarkar (1999) ยังได้แสดงให้เห็นอีกว่า ในกรณีที่สัญญาณเป้าหมาย (desired signal) มีระดับที่สูงกว่าสัญญาณแทรกสอด (interference signal) มาก ๆ สายอากาศแบบสลับลำคลื่นจะมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าสายอากาศแบบปรับตัว โดยในการทดลองเราจะทดสอบระบบที่ใช้ทั้งสายอากาศต้นเดี่ยวแบบรอบทิศทาง (omni-directional antenna) ซึ่งเป็นสายอากาศลักษณะเดียวกับที่ใช้ในปัจจุบัน สายอากาศแถวลำดับแบบเส้น (linear antenna arrays) และสายอากาศแถวลำดับระนาบ (planar antenna arrays) เพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพการใช้งาน

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอองค์ความรู้ใหม่ดังนี้ แนวคิดในการเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานของระบบสื่อสารไร้สายความเร็วสูง โดยการต่อพ่วงระบบสายอากาศเก่งเข้าไปที่เครื่องลูกค้าโดยวิเคราะห์ผลจากการทดสอบระบบในสภาพแวดล้อมจริง

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

เพื่อออกแบบและสร้างระบบสายอากาศเก่งแบบสลับลำคลื่นเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการใช้งานระบบจีพีอาร์เอส

1.3 สมมุติฐานของการวิจัย

ระบบสายอากาศเก่งแบบสลับลำคลื่นสามารถเพิ่มประสิทธิภาพในการใช้งานให้กับระบบจีพีอาร์เอสได้

1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น

- 1.4.1 ใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการจำลองแบบระบบที่ใช้งานสายอากาศเก่ง และระบบที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางที่ใช้งานในระบบจีพีอาร์เอส
- 1.4.2 ทดสอบในสภาพแวดล้อมจริงของระบบสายอากาศเก่งแบบสลับลำคลื่นที่สามารถต่อพ่วงกับเครื่องแลกเปลี่ยน และระบบที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทาง

1.5 ขอบเขตการวิจัย

- 1.5.1 จำลองแบบระบบสายอากาศเก่ง และระบบที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางที่ใช้งานในระบบจีพีอาร์เอสโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการจำลองระบบ
- 1.5.2 ออกแบบ และสร้างระบบสายอากาศเก่งแบบสลับลำคลื่นสำหรับระบบจีพีอาร์เอส
- 1.5.3 ทดสอบระบบในสภาพแวดล้อมจริง
- 1.5.4 วิเคราะห์ผลโดยเปรียบเทียบผลของระบบต้นแบบกับระบบที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทาง

1.6 วิธีดำเนินการวิจัย

- 1.6.1 แนวทางการดำเนินงาน
 1. สำรวจปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์
 2. ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับระบบสายอากาศเก่ง ระบบจีพีอาร์เอส และผลจากปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม
 3. สร้างแบบจำลองระบบสายอากาศเก่งที่ใช้งานในระบบจีพีอาร์เอส
 4. ออกแบบระบบสายอากาศแบบสลับลำคลื่นที่สามารถใช้กับระบบจีพีอาร์เอส

5. สร้างระบบสายอากาศแบบสลับลำคลื่นที่สามารถต่อพ่วงกับเครื่องแลกเปลี่ยนเพื่อใช้งานในระบบจีพีอาร์เอส
6. ทดสอบระบบต้นแบบในสภาพแวดล้อมจริง
7. สรุปและวิเคราะห์ผล

1.6.2 ระเบียบวิธีวิจัย

เป็นงานวิจัยประยุกต์ ซึ่งดำเนินการตามกรอบงานดังต่อไปนี้

1. การศึกษาและเก็บรวบรวมข้อมูลโดยการสำรวจปรัทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์
2. การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางสายอากาศแ่งแบบสลับลำคลื่น และสายอากาศแ่งแบบปรับตัวเมื่อใช้งานในระบบจีพีอาร์เอส โดยเขียนโปรแกรมจำลองแบบด้วยโปรแกรมแมทแลบ (MATLAB)
3. สร้างระบบต้นแบบของสายอากาศแบบสลับลำคลื่นที่สามารถต่อพ่วงกับเครื่องแลกเปลี่ยนเพื่อใช้งานในระบบจีพีอาร์เอส
4. ทดสอบระบบในสภาพแวดล้อมจริง
5. วิเคราะห์ผลโดยเปรียบเทียบกับผลของระบบที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทาง

1.6.3 สถานที่ทำการวิจัย

1. ห้องวิจัยและปฏิบัติการสื่อสารไร้สาย อาคารเครื่องมือ 4 มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
2. พื้นที่ในบริเวณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

1.6.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย

1. เครื่องคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล
2. โปรแกรมแมทแลบ
3. เครื่องวิเคราะห์วงจรข่าย (Network Analyzer)

1.6.5 การเก็บรวบรวมข้อมูล

1. เก็บผลการทดสอบที่ได้จากการจำลองแบบด้วยโปรแกรมแมทแลบ
2. เก็บผลการทดสอบที่ได้จากการทดสอบระบบต้นแบบในสภาพแวดล้อมจริง

1.6.6 การวิเคราะห์ข้อมูล

ผลที่ได้จากการทดสอบระบบต้นแบบกับระบบที่ใช้งานสายอากาศต้นเดียวแบบรอบทิศทางจะถูกนำไปวิเคราะห์และสรุปผลการวิจัย

1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.7.1 ได้ระบบต้นแบบที่เป็นสายอากาศแ่งแบบสลับลำคลื่นที่ใช้งานสามารถใช้งานในระบบจีพีอาร์เอส
- 1.7.2 ระบบต้นแบบดังกล่าวสามารถเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานระบบจีพีอาร์เอสได้

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

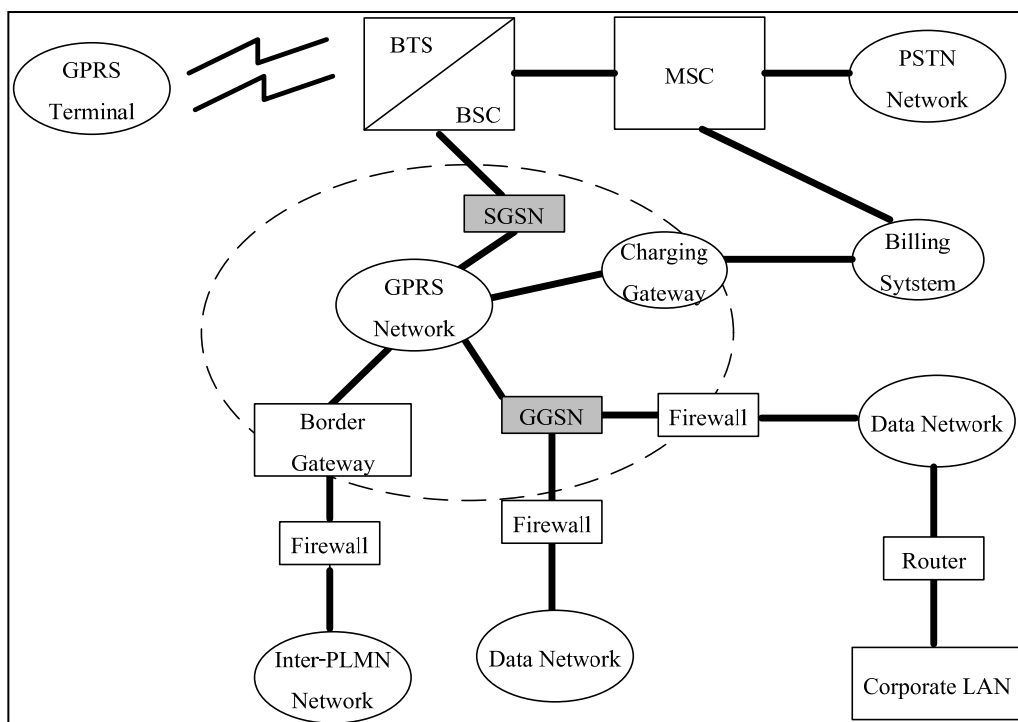
2.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยชิ้นนี้ซึ่งแบ่งเป็นทั้งหมดเจ็ดส่วน ส่วนแรกคือการกล่าวนำเข้าสู่เนื้อหา ส่วนที่สองจะเป็นเรื่องของระบบจีพีอาร์เอสโดยจะกล่าวถึงความเป็นมาและหลักการทำงานพื้นฐานของระบบ ต่อมาในส่วนที่สามจะเป็นส่วนของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้ในระบบสายอากาศกึ่ง โดยในส่วนนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีของสายอากาศแถวลำดับทั้งแบบเส้นและแบบระนาบ ในส่วนที่สี่จะกล่าวถึงระบบสายอากาศกึ่งซึ่งสามารถแบ่งได้เป็นสายอากาศแบบสลับลำคลื่นและแบบปรับตัว ในส่วนที่ห้าจะมีเนื้อหาต่อเนื่องกับเนื้อหาของสายอากาศแบบปรับตัวในส่วนที่สี่นี้จะกล่าวถึงอัลกอริทึมของระบบสายอากาศแบบปรับตัวในส่วนที่หกจะวิเคราะห์เปรียบเทียบถึงความซับซ้อนของสายอากาศกึ่งทั้งสองแบบ ส่วนสุดท้ายในส่วนที่เจ็ดจะเป็นการสรุปเนื้อหาทั้งหมดในบทนี้

2.2 ประวัติและความเป็นมาของระบบจีพีอาร์เอส

ระบบโทรศัพท์ไร้สายจีเอสเอ็ม (Global System for Mobile communications : GSM) เป็นระบบการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 2 (2G) ซึ่งมีการใช้งานอย่างแพร่หลายกว่า 80% ของตลาดโทรศัพท์ไร้สายทั่วโลก คือมีผู้ใช้งานกว่า 3,000 ล้านคนในกว่า 212 ประเทศทั่วโลก ระบบจีเอสเอ็มได้ถูกพัฒนาขึ้นโดยกลุ่มวิจัยที่ชื่อว่า European Conference of Postal and Telecommunications Administrations (CEPT) ในปี ค.ศ. 1982 และได้ประกาศใช้อย่างเป็นทางการในปี ค.ศ. 1991 โดยบริษัท Radiolinja ในประเทศฟินแลนด์ ระบบจีเอสเอ็มใช้งานที่ย่านความถี่ 900 (GSM 900) เป็นย่านความถี่หลักที่ใช้ในยุโรปและเอเชียแปซิฟิก ส่วนระบบจีเอสเอ็มใช้งานที่ย่านความถี่ 1800 (GSM 1800) โดยเป็นย่านความถี่หลักที่ใช้ในยุโรปและเอเชีย แต่ไม่มีการนำมาใช้กว้างขวางเหมือน GSM 900 สุดท้ายระบบจีเอสเอ็มที่ใช้งานที่ย่านความถี่ 1900 (GSM 1900) เป็นย่านความถี่หลักที่ใช้ในอเมริกาและแคนาดา ระบบจีเอสเอ็มในยุคที่ 2 เป็นระบบสื่อสารที่มีความเร็วต่ำที่เน้นการสื่อสารในรูปแบบเสียงเท่านั้น ซึ่งไม่เพียงพอต่อการใช้งานรูปแบบใหม่ ๆ เช่น อินเทอร์เน็ต ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาระบบเข้าสู่ยุคที่ 2.5 (2.5G) หรือระบบจีพีอาร์เอส

ระบบจีพีอาร์เอสได้ถูกพัฒนาบนพื้นฐานของระบบจีเอสเอ็มส่งผลให้ระบบจีพีอาร์เอสใช้งานที่ความถี่และมีการจัดสรรความถี่แบบเดียวกันกับระบบจีเอสเอ็ม โดยที่เพิ่มเติมขึ้นมาคือระบบจีพีอาร์เอสได้นำเอาระบบการส่งข้อมูลแบบการสลับกลุ่มข้อมูล (packet-switch) มาใช้ คือข้อมูลที่ถูส่งจากต้นทางมาปลายทางจะถูกแปลงเป็นชุดข้อมูล โดยมีที่อยู่ระบุเบิยบวิธีสื่อสารอินเทอร์เน็ต (Internet Protocol : IP address) กำกับอยู่ภายใน ซึ่งไม่เหมือนกับระบบเดิมที่เป็นแบบเฟรมวิทยุ (radio frame) ด้วยวิธีการดังกล่าวนี้ระบบสามารถส่งข้อมูลได้สูงสุดถึง 160 kbps นอกจากนี้ระบบจีพีอาร์เอสสามารถรองรับบริการในรูปแบบ บริการข้อความมัลติมีเดีย บริการข้อความสั้น (Short Message Service : SMS) Push To Talk (PTT) Point-To-Point (P2P) อินเทอร์เน็ต และสามารถที่เชื่อมต่อเครือข่ายและโอนถ่ายข้อมูลพร้อม ๆ กันแม้ในขณะที่มีสายติดต่อเข้ามาก็ตามจึงทำให้การโอนถ่ายข้อมูลไม่ขาดตอน จากที่กล่าวมาจะเห็นว่าระบบจีพีอาร์เอสเป็นระบบที่มีข้อดีหลายอย่างคือเป็นระบบสื่อสารไร้สายที่มีความเร็วสูง สามารถรองรับการใช้งานได้หลากหลาย และจากการที่ตั้งอยู่บนมาตรฐานเดียวกับระบบจีเอสเอ็มจึงส่งผลให้ระบบจีพีอาร์เอสมีพื้นที่ให้บริการที่ครอบคลุมทั่วถึง อีกทั้งในปัจจุบันค่าบริการของระบบจีพีอาร์เอสมีราคาไม่แพงนักเมื่อเปรียบเทียบกับระบบไร้สายความเร็วสูงอื่น ๆ



รูปที่ 2.1 เครือข่ายระบบจีพีอาร์เอส

2.2.1 เครือข่ายระบบจีพีอาร์เอส

รูปที่ 2.1 แสดงให้เห็นถึงเครือข่ายของระบบจีพีอาร์เอส จากรูปจะเห็นว่าการเปลี่ยนจากระบบจีเอสเอ็มในยุคที่ 2 มาเป็นระบบจีพีอาร์เอสใช้อุปกรณ์เพิ่มเพียงเล็กน้อย อุปกรณ์ที่สำคัญที่สุดคือ โหนดการช่วยเหลือการบริการจีพีอาร์เอส (Serving GPRS Support Node : SGSN) และ โหนดการช่วยเหลือทางเข้าออกจีพีอาร์เอส (Gateway GPRS Support Node : GGSN) โดยทั้งสองหน่วยหลักขององค์ประกอบนี้จะถูกเชื่อมต่อเข้าด้วยกัน โดยมีอุปกรณ์อื่น ๆ เป็นตัวช่วยเพื่อไปร่วมใช้กับอุปกรณ์สัญญาณวิทยุ (Radio Interface) จากสถานีฐานผ่านตัวควบคุมที่เรียกว่าตัวควบคุมชุดข้อมูล (Packet Control Unit : PCU) ที่ติดตั้งไว้ที่ตัวควบคุมที่สถานีฐาน (Base Station Controller : BSC) ทั้งนี้สามารถมองได้ว่าเครือข่ายจีพีอาร์เอสเป็นอีกเครือข่ายหนึ่งที่เข้าถึงตัวลูกข่ายผ่านสัญญาณวิทยุของเครือข่ายจีเอสเอ็ม ส่วนอุปกรณ์เพิ่มเติมอื่น ๆ คือ Inter-PLMN Network และ Border Gateway (BG) อุปกรณ์ตัวนี้ทำหน้าที่ดูแลความปลอดภัยและตรวจสอบสถานะ การเข้าถึงโครงข่าย Inter-PLMN

2.2.2 การส่งสัญญาณในระบบจีพีอาร์เอส

ในระบบจีพีอาร์เอสมีก่อนข้อมูลหนึ่งๆที่เรียกว่า Packet Data Traffic Channel (PDTCH) กลุ่มข้อมูลนี้ทำหน้าที่กำหนดอัตราการส่งข้อมูล โดยกำหนดในรูปแบบที่เรียกว่ารูปแบบการเข้ารหัส ซึ่งแบ่งเป็น 4 รูปแบบดังนี้ CS-1 CS-2 CS-3 และ CS-4 ตามตารางที่ 1.1 โดยแต่ละแบบมีวิสัยความสามารถของการส่งข้อมูลเท่ากับ 9.05 13.4 15.6 และ 21.4 kbps ต่อช่องเวลาตามลำดับ โดยมี Link Adaptation (LA) algorithms ทำหน้าที่เลือก CS ที่เหมาะสมตามคุณภาพของสัญญาณที่บ่งชี้ด้วยค่าอัตราส่วนสัญญาณข้อมูลต่อสัญญาณแทรกสอดตามที่แสดงในตารางที่ 1.1 ในบทที่ 1 ซึ่งข้อมูลในตารางดังกล่าวแสดงให้เห็นว่า ระบบจีพีอาร์เอสจะสามารถส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูงได้ถ้าระบบมีค่าอัตราส่วนสัญญาณข้อมูลต่อสัญญาณแทรกสอดที่สูงเพียงพอ

2.2.3 คุณลักษณะของระบบจีพีอาร์เอส

เนื่องมาจากที่ระบบจีพีอาร์เอสได้ถูกพัฒนามาจากระบบจีเอสเอ็มจึงส่งผลให้ระบบจีพีอาร์เอสมีกุณลักษณะใกล้เคียงกับระบบจีเอสเอ็มมาก เพียงแต่เพิ่มคุณสมบัติในการส่งข้อมูลแบบชุดข้อมูล ซึ่งคุณลักษณะของระบบจีพีอาร์เอสมีดังนี้

1. ใช้งานที่ความถี่ 900 1800 และ 1900 MHz เช่นเดียวกับกับระบบจีพีอาร์เอส โดยย่านความถี่ขาขึ้น (uplink) และขาลง (downlink) ของทั้ง 3 ย่านความถี่ได้แสดงไว้ในตารางที่ 2.1

2. มีการจัดสรรสัญญาณความถี่แบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา จากรูปที่ 2.2 จะเห็นว่าการส่งสัญญาณจะถูกแบ่งเป็นเฟรม หนึ่งเฟรมจะมีความยาว 4.165 มิลลิวินาที ในแต่ละเฟรมจะมีจำนวนร่องเวลาสูงสุดทั้งหมด 8 ร่องเวลาและความกว้างของช่องสัญญาณวิทยุแต่ละช่องกว้าง 200 kHz
3. มีการจัดสรรสัญญาณความถี่วิทยุสื่อสารสองทางแบบแบ่งความถี่ ตามที่แสดงในรูปที่ 2.3 ด้วยวิธีการนี้ส่งผลให้สัญญาณขาขึ้นและขาลงไม่กวนกัน
4. มีรูปแบบการมอดูเลตแบบ Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK)

2.3 สายอากาศแถวลำดับ

สายอากาศแถวลำดับ (antenna array) เป็นระบบที่นำเอาสายอากาศมาวางเรียงตัวกันในรูปแบบต่าง ๆ โดยอาจมีการป้อนสัญญาณเข้าที่ตัวสายอากาศต้นเดียวหรือหลายต้นเพื่อแผ่กระจายคลื่นออกไป ระบบสายอากาศเก่งจำเป็นที่จะต้องใส่สายอากาศในรูปแบบแถวลำดับเท่านั้นจึงจะสามารถหันพู่คลื่นหลัก (main lobe) ไปยังทิศทางตามสัญญาณที่ต้องการและหันจุดศูนย์ (nulls) และพู่รอง (side lobes) ไปยังทิศทางของสัญญาณแทรกสอดด้วยกระบวนการถ่วงน้ำหนักที่สายอากาศแต่ละต้นซึ่งจะกล่าวถึงในส่วนต่อไป สายอากาศแถวลำดับจะมีการวางตัวหลายรูปแบบ เช่น แบบเส้นและแบบระนาบ

2.3.1 สายอากาศแถวลำดับแบบเส้น

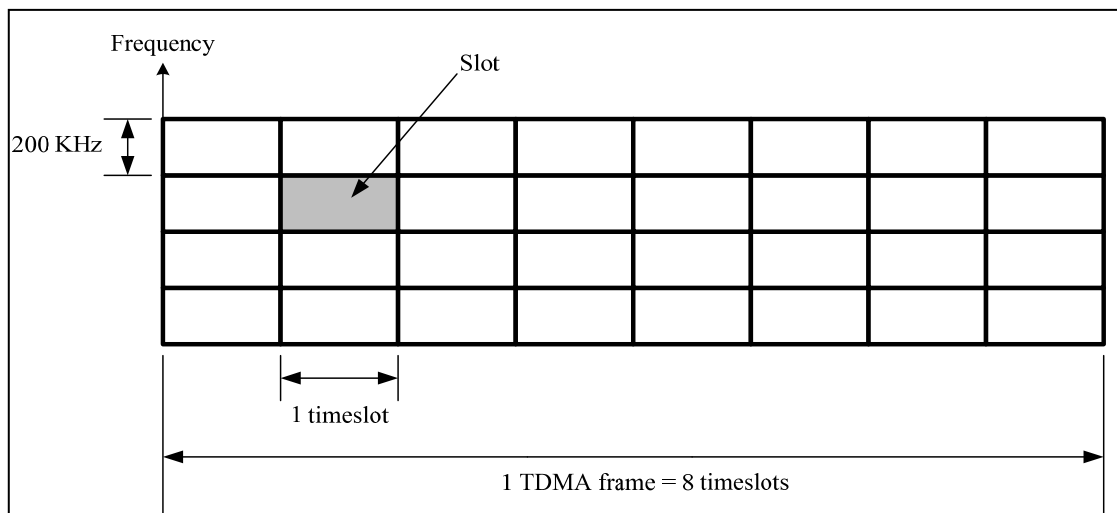
สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นเป็นสายอากาศแถวลำดับที่พื้นฐานและมีโครงสร้างที่เรียบง่ายที่สุด คือประกอบด้วยสายอากาศแต่ละต้นวางตัวเรียงกันเป็นเส้นตรงซึ่งอาจจะมีระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละต้นเท่ากันหรือไม่เท่ากันก็ได้ สายอากาศแถวลำดับในรูปที่ 2.4 เป็นสายอากาศแบบเส้นจำนวน N ต้นหรือ $N \times 1$ ในการวางตัวสายอากาศของสายอากาศแถวลำดับ จำเป็นที่จะต้องคำนึงถึงระยะห่าง (d) ขององค์ประกอบแต่ละองค์ประกอบนั้นด้วย เนื่องจากระยะห่างของสายอากาศแต่ละต้นนั้นจะมีผลต่อการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศโดยปรกติแล้วสายอากาศแต่ละต้นจะวางตัวห่างกันครึ่งความยาวคลื่น ซึ่งการคำนวณหาระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละต้นนั้น สามารถหาได้จากสมการที่ (2.1)

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

เมื่อ λ คือความยาวคลื่น

ตารางที่ 2.1 ย่านความถี่มาตรฐานของระบบจีพีอาร์เอส

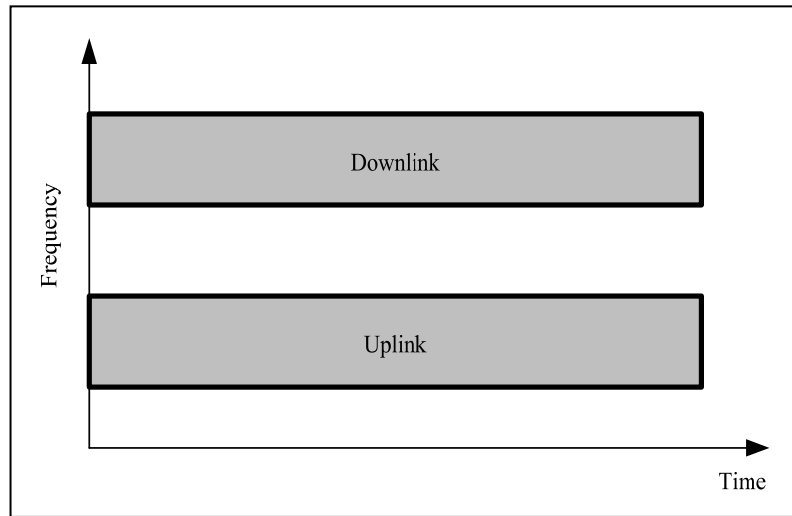
ย่านความถี่ (MHz)	สัญญาณขาขึ้น สัญญาณขาลง (MHz)	พื้นที่ที่ใช้งาน
900	880-915, 925-960	ยุโรป, เอเชียแปซิฟิกและแอฟริกา
1800	1710-1785, 1805-1880	ยุโรป, เอเชียแปซิฟิกและแอฟริกา
1900	1850, 1990	อเมริกา



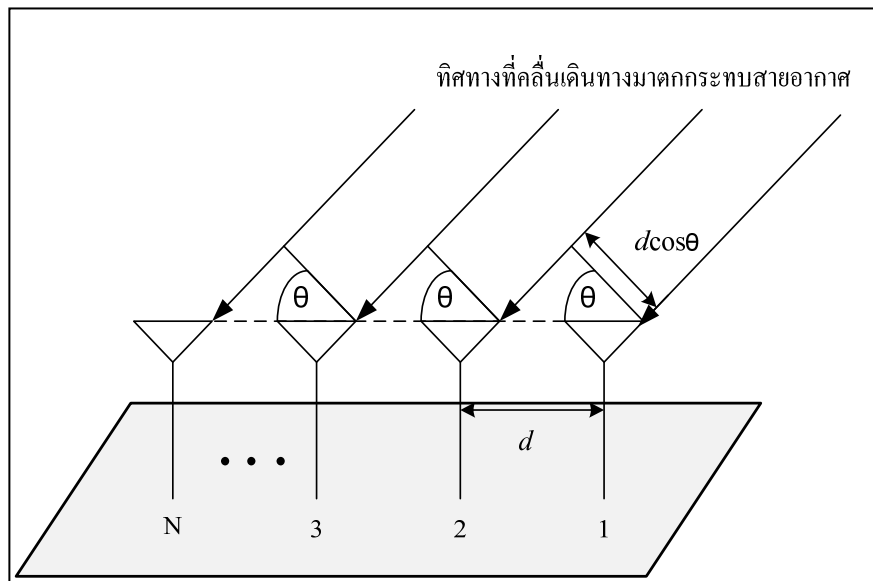
รูปที่ 2.2 รูปแบบการจัดสรรสัญญาณของระบบจีพีอาร์เอส

จากรูปที่ 2.4 ถ้าสมมุติให้สายอากาศทุกต้นมีระยะห่างจากต้นข้าง ๆ เท่ากันทุกต้น และมีแอมพลิจูดเท่ากันแต่สายอากาศแต่ละต้นที่ถัดมาจากต้นที่ 1 หรือต้นอ้างอิงจะมีเฟสมากกว่าเมื่อเทียบกับต้นก่อนหน้า ซึ่งสายอากาศแถวลำดับที่มีรูปแบบดังกล่าวจะเรียกว่าแถวลำดับสม่ำเสมอ (uniform array) เราสามารถหาค่าพลังงานของสายอากาศแถวลำดับนี้จากการคูณกันระหว่างค่าพลังงานของสายอากาศต้นเดียวที่จุดอ้างอิงหรือจุดกำเนิดกับตัวประกอบแถวลำดับ (Array Factor) ตัวประกอบแถวลำดับของสายอากาศแถวลำดับแบบเส้นสามารถหาได้จากสมการต่อไปนี้

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



รูปที่ 2.3 การรับ-ส่งสัญญาณแบบแบ่งความถี่



รูปที่ 2.4 สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นจำนวน 4x1

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

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

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

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

แทนสมการ (2.4) ลงใน (2.5) จะสามารถลดรูปของสมการลงเหลือ

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

ย้ายข้างและจัดรูปสมการจะได้

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

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

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

ค่าของ ψ จะถือว่าน้อยมาก ๆ ดังนั้นเราสามารถประมาณค่าสมการได้เท่ากับ

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

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

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

หรือ

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

ดังนั้นเมื่อเราทราบค่าตัวประกอบแถวลำดับเราจะสามารถหาค่าพลังงานของสายอากาศแบบเส้นได้โดยใช้สมการต่อไปนี้

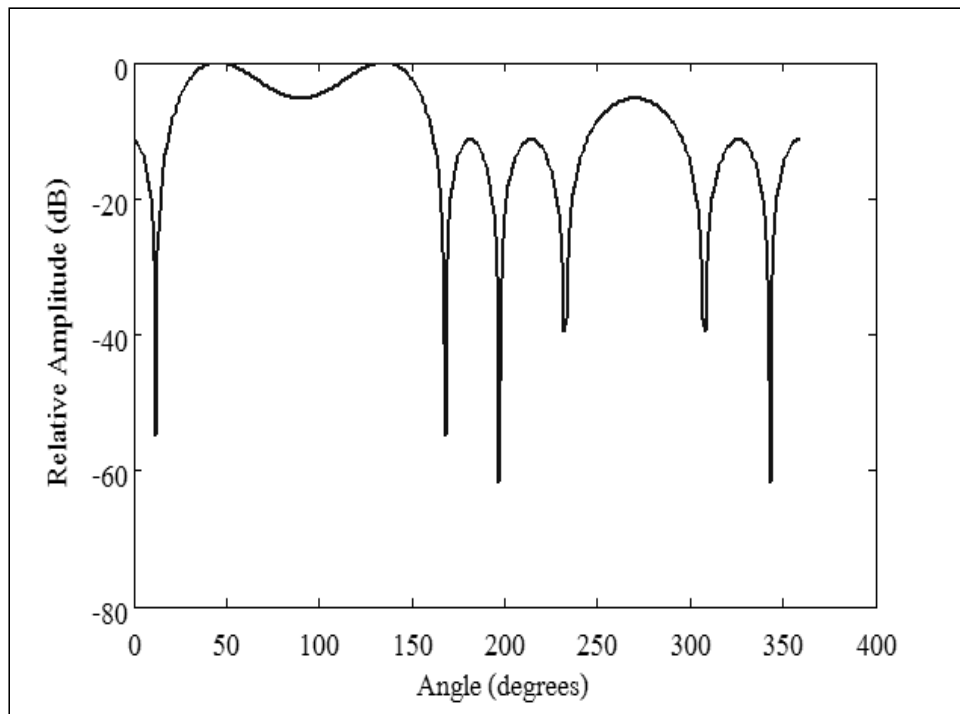
$$\mathbf{E} \text{ (ผลรวม)} = [\mathbf{E} \text{ (ของสายอากาศต้นเดียว ณ จุดอ้างอิง)}] \times [\text{ตัวประกอบแถวลำดับ}] \quad (2.12)$$

ดังนั้นจากสมการ (2.12) เราสามารถนำมาเขียนจำลองแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อแสดงแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแบบเส้น 4×1 เมื่อสายอากาศแต่ละต้นวางตัวห่างกัน $\lambda/2$ ตามที่แสดงในรูปที่ 2.5

2.3.2 สายอากาศแถวลำดับระนาบ

สายอากาศแถวลำดับระนาบเป็นรูปแบบที่ประยุกต์มาจากรูปแบบสายอากาศแถวลำดับแบบเส้นที่ได้อธิบายใน 2.3.1 สายอากาศแต่ละตัวถูกจัดวางตัวเป็นสี่เหลี่ยมหรือที่เรียกว่า

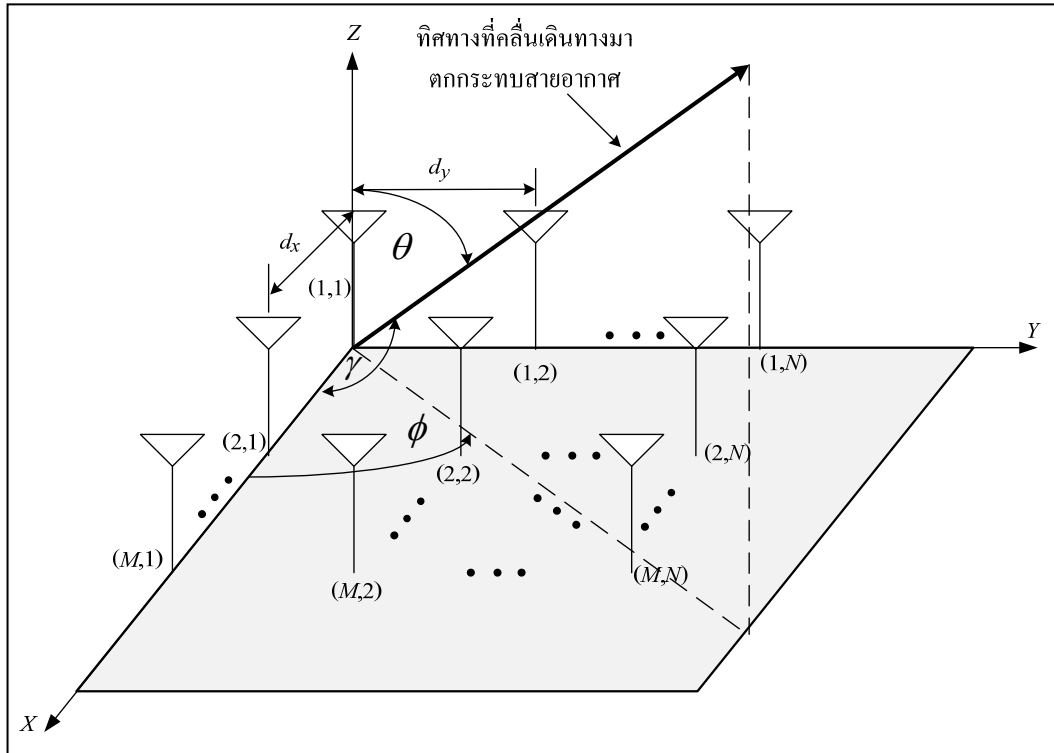
สายอากาศแถวลำดับระนาบ สายอากาศแถวลำดับระนาบจะมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่ยืดหยุ่นกว่าแบบเส้น คือสามารถควบคุมและเปลี่ยนแปลงแบบรูปการแผ่พลังงานได้ ดังนั้นสายอากาศแถวลำดับระนาบมีความเอนกประสงค์มากและสามารถให้แบบรูปการแผ่พลังงานที่มีความสมดุลและมีพูรองที่ต่ำ ยิ่งไปกว่านั้นสายอากาศแถวลำดับระนาบสามารถที่จะหันพูลหลักในมุมเงยและทุก ๆ ทิศรอบตัว 360° ดังนั้นสายอากาศแถวลำดับระนาบจึงเหมาะกับการนำไปใช้ในงานเรดาร์ การชี้ทางระยะไกล (remote sensing) การสื่อสารไร้สายและรวมถึงระบบสายอากาศก่อด้วย ตามที่ได้อธิบายไว้ในหนังสือของ B.Allen, M. Ghavami (2005)



รูปที่ 2.5 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับแบบเส้นจำนวน 4×1

เราสามารถคำนวณหาพลังงานของสายอากาศแถวลำดับระนาบโดยใช้สมการที่ (2.12) ได้ เช่นเดียวกับสายอากาศแถวลำดับแบบเส้น แต่จะมีค่าตัวประกอบแถวลำดับแตกต่างกันซึ่งสามารถหาได้ โดยเริ่มจากพิจารณามุม γ ตามที่แสดงในรูปที่ 2.6 จะได้

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



รูปที่ 2.6 สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบจำนวน 2x2

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

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

เมื่อ I_{m1} คือค่าสัมประสิทธิ์ที่กระแสดำเนินของสายอากาศแต่ละต้น d_x คือระยะห่างของสายอากาศแต่ละต้นในแนวแกน x และ β_x คือค่าความต่างเฟสของสายอากาศแต่ละต้นในแนวแกน x เมื่อพิจารณาเฉพาะแนวแกน y เช่นเดียวกันกับที่พิจารณาแกน x เราจะได้ค่าตัวประกอบแถวลำดับเท่ากับ

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

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

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

ถ้าสมมติให้แอมพลิจูดของสายอากาศแต่ละต้นทั้งในแกน x และ y มีค่าเท่ากันจะได้

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

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

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

เช่นเดียวกันกับสายอากาศแถวลำดับแบบเส้นเราสามารถทำสมการค่าตัวประกอบให้อยู่ในรูปมาตรฐานได้โดยใช้ฟังก์ชันไซน์ตามที่แสดงในสมการที่ (2.10) และ (2.11) ซึ่งจะได้เท่ากับ

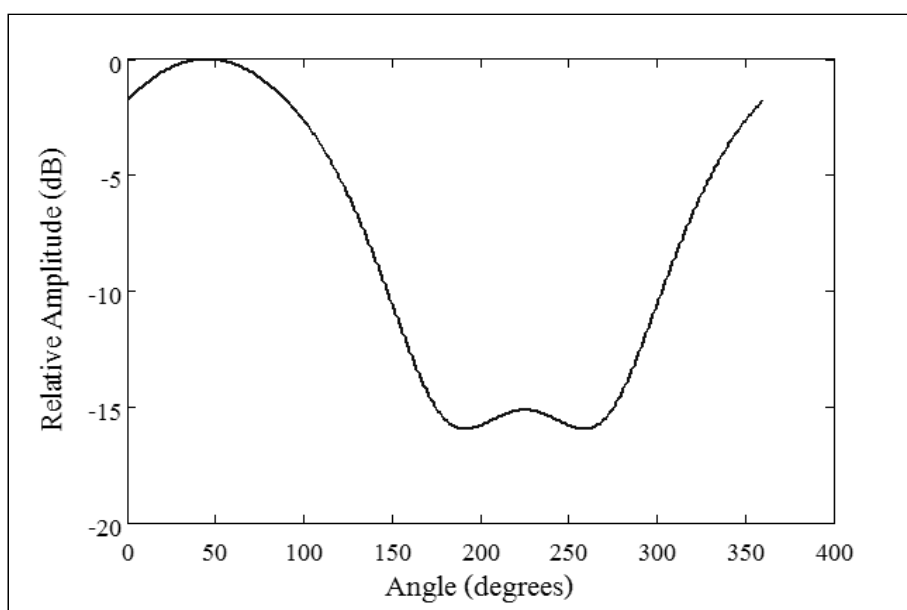
$$AF_n(\theta, \phi) = \left\{ \frac{1}{M} \frac{\sin\left(\frac{M}{2}\psi_x\right)}{\sin\left(\frac{\psi_x}{2}\right)} \right\} \left\{ \frac{1}{N} \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi_y\right)}{\sin\left(\frac{\psi_y}{2}\right)} \right\} \quad (2.19)$$

เมื่อ

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

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

ดังนั้นจากสมการที่ (2.12) เราสามารถนำมาเขียนจำลองแบบในโปรแกรมเพื่อแสดงแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแบบระนาบ 2×2 เมื่อสายอากาศแต่ละต้นวางตัวห่างกัน $\lambda/4$ ตามที่แสดงในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับแบบระนาบจำนวน 2×2

2.4 ระบบสายอากาศเก่ง (Smart Antenna Systems)

สายอากาศเก่งได้เริ่มพัฒนามาตั้งแต่ในช่วงปี ค.ศ.1980 เป็นต้นมา แต่เดิมระบบสายอากาศเก่งได้ถูกพัฒนาเพื่อใช้ในระบบเรดาร์แต่ต่อมาได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานกับงานสื่อสารไร้สายจนเป็นที่นิยม ซึ่งระบบสายอากาศเก่งจะประกอบด้วยกลุ่มของสายอากาศหลาย ๆ ต้น จัดเรียงตัวกันในรูปแบบต่าง ๆ กัน ร่วมกับการประมวลผลสัญญาณทั้งทางเวลาและทางตำแหน่งเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพให้กับระบบสื่อสารไร้สาย เช่น

1. เพิ่มอัตราขยายของสายอากาศจึงขยายพื้นที่ครอบคลุมให้กว้างขึ้น และทำให้ความเร็วในการสื่อสารข้อมูลสูงขึ้น

2. เนื่องจากระบบสายอากาศเก่งจะหันพู่หลักไปเฉพาะในทิศทางที่ต้องการเท่านั้น จึงไม่สูญเสียพลังงานไปในทิศทางอื่น ทำให้ประหยัดพลังงานและยืดอายุการใช้งานแบตเตอรี่
3. ปรับปรุงเสถียรภาพของระบบให้ดีขึ้น
4. ลดสัญญาณแทรกสอด

ระบบสายอากาศเก่งประกอบด้วย 2 ส่วนหลัก ๆ ได้แก่ สายอากาศแถวลำดับและชุดประมวลผลสัญญาณ ซึ่งระบบนี้สามารถลดสัญญาณแทรกสอดได้โดยการก่อรูปลำคลื่นของพู่หลักไปยังทิศทางของสัญญาณที่ต้องการในขณะที่หันจุดศูนย์หรือพูรองไปยังทิศทางของสัญญาณแทรกสอด โดยหลักการเบื้องต้นในการที่จะหันลำคลื่นสามารถอธิบายได้โดยการใช้ระบบสายอากาศแถวลำดับแบบระนาบเชิงเส้นจำนวน 2 ต้นตามที่แสดงในรูปที่ 2.8 จากรูป D คือความต่างเฟสของสัญญาณที่มาจากกระทบบสายอากาศแต่ละต้น d คือระยะห่างระหว่างสายอากาศ W คือค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสัญญาณ θ_d และ θ_i คือมุมที่มาจากกระทบบสายอากาศของสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดตามลำดับจากรูปสัญญาณขาออกคือ

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

และกำหนดให้สัญญาณที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดตกกระทบบสายอากาศแต่ละต้นจะได้

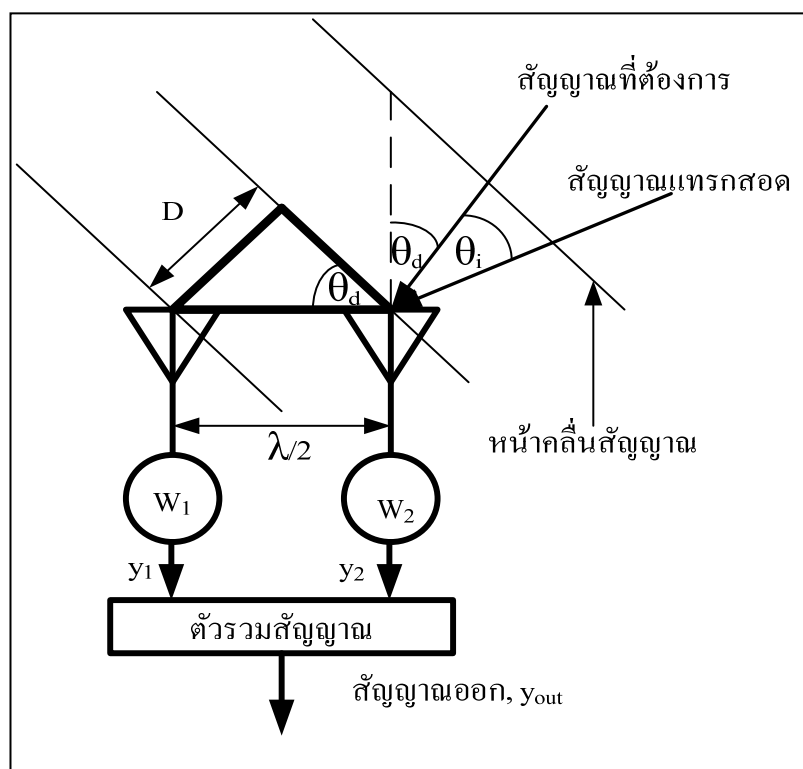
$$y_{2d} = A \quad (2.23)$$

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

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

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

เมื่อ y_{1d} y_{1i} y_{2d} และ y_{2i} คือ สัญญาณที่ต้องการที่ตกกระทบบสายอากาศต้นที่ 1 สัญญาณแทรกสอดที่ตกกระทบบสายอากาศต้นที่ 1 สัญญาณที่ต้องการที่ตกกระทบบสายอากาศต้นที่ 2 และสัญญาณแทรกสอดที่ตกกระทบบสายอากาศต้นที่ 2 ตามลำดับ ดังนั้น



รูปที่ 2.8 ระบบสายอากาศแก่งเมื่อมีสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดมาตกกระทบ

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

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

แทนค่าสมการที่ 2.8 และ 2.9 ลงในสมการที่ 2.3 จะได้

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

เราต้องการพจน์ของ A_i เท่ากับศูนย์เพื่อกำจัดสัญญาณแทรกสอดให้หมดไปและต้องการพจน์ของ A_d เท่ากับ A_d เพื่อยังคงรักษาสัญญาณที่ต้องการเอาไว้ ดังนั้นต้องทำให้

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

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

เมื่อย้ายข้างสมการที่ (2.30) เราจะได้

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

แทนสมการที่ (2.32) ลงใน (2.31) จะได้

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

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

ดังนั้นเราจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนัก (weighting coefficients) ของสายอากาศต้นที่ 1 เท่ากับ

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

เช่นเดียวกันกับการหาค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสายอากาศต้นที่ 1 เมื่อย้ายข้างสมการที่ (2.30) เราจะได้

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

แทนสมการที่ (2.35) ลงใน (2.31) จะได้

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

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

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

ดังนั้นเราจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสายอากาศต้นที่ 2 เท่ากับ

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

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

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

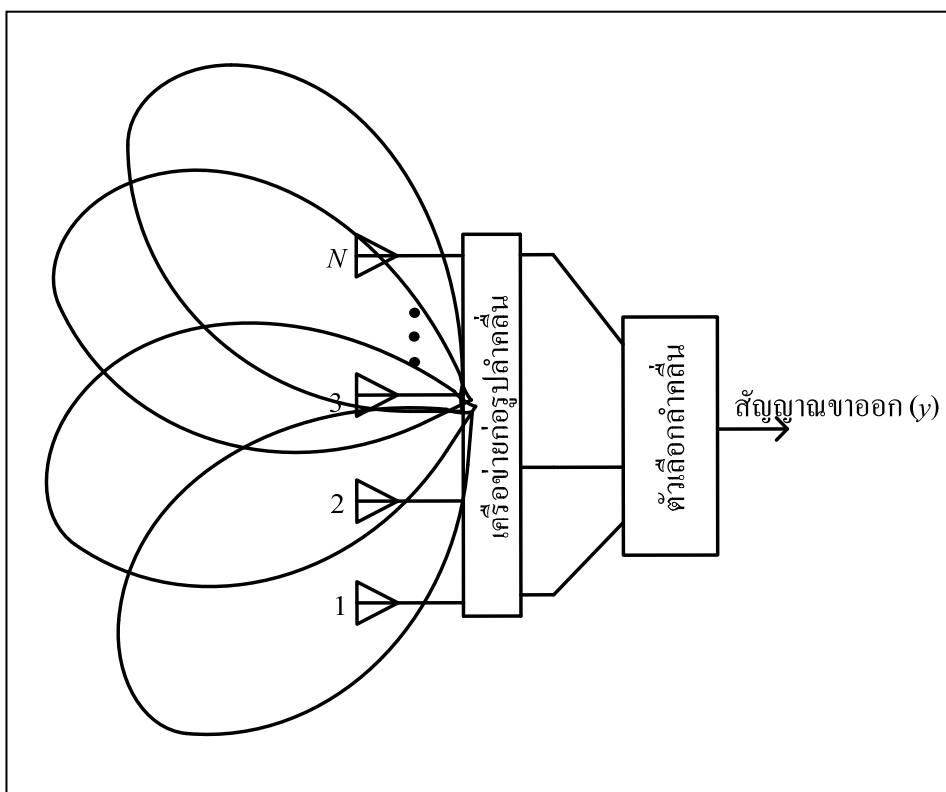
ระบบสายอากาศเก่งสามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภทดังนี้ ระบบสายอากาศแบบสลับลำคลื่น (switched beam systems) และระบบสายอากาศแบบปรับตัว (adaptive antenna systems)

2.4.1 ระบบสายอากาศแบบสลับลำคลื่น

ระบบสายอากาศแบบสลับลำคลื่น ประกอบไปด้วยสายอากาศแถวลำดับ โครงข่ายก่อรูปลำคลื่น (beamforming network) ซึ่งสามารถสร้างลำคลื่นได้ M ลำคลื่นในเวลาเดียวกัน และตัวเลือกลำคลื่น (beam selector) ตามที่แสดงในรูปที่ 2.9 ค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนัก (weight, T) สำหรับสัญญาณขาออกที่มีลำคลื่นซึ่งไปยังทิศทางที่ m^{th} สามารถแสดงในสมการ (2.42) ดังนี้

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

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



รูปที่ 2.9 โครงสร้างพื้นฐานของระบบสายอากาศแบบสลับลำคลื่น

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

เมื่อ x คือสัญญาณที่รับเข้ามาจากสายอากาศ ซึ่งแสดงอยู่ในรูปของเมทริกซ์

การทำงานของสายอากาศแบบสลับลำคลื่นประกอบด้วย 4 ขั้นตอนดังนี้

1. ตรวจสอบทิศทางความแรงของสัญญาณ
 2. เลือกลำคลื่นเพียงหนึ่งลำคลื่นที่ถูกเลือกไว้อย่างเหมาะสม
 3. ใช้ลำคลื่นในทิศทางที่เลือกเมื่อผู้ใช้ไม่มีการเคลื่อนที่
 4. สับเปลี่ยนลำคลื่นเดิมไปยังลำคลื่นใหม่เมื่อผู้ใช้เคลื่อนที่ไปยังส่วนอื่น
- นอกจากนี้การรวมสัญญาณขาออกของสายอากาศหลายๆ ตัวทำให้สายอากาศแบบปรับเลือกลำคลื่นสามารถสร้างรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นได้หลากหลายมากขึ้น ซึ่งทำให้ระบบมีทางเลือกของรูปแบบการแพร่กระจายแบบรูปการแผ่พลังงานที่มากกว่าการใช้สายอากาศต้นเดียว

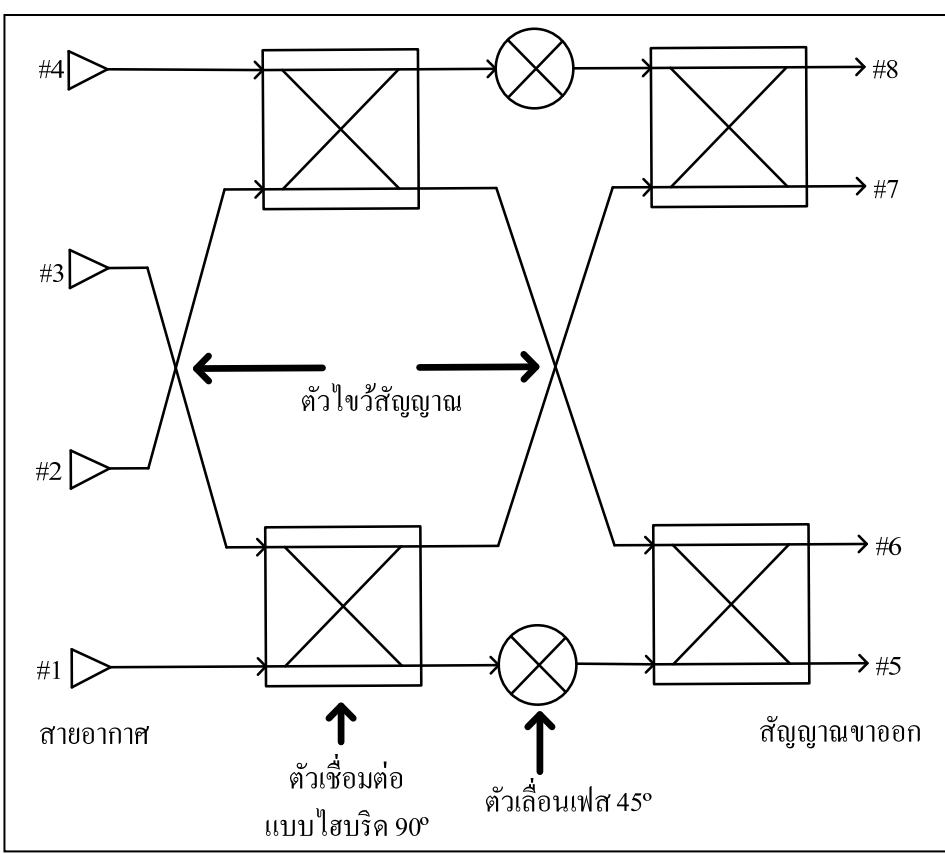
เราสามารถสรุปข้อดีและข้อเสียของระบบสายอากาศแบบสลับลำคลื่นได้ดังนี้

ข้อดี

1. มีความซับซ้อนน้อย
2. สามารถติดตามสัญญาณได้รวดเร็วตามอัตราการปรับเปลี่ยนลำคลื่น
3. ในกรณีที่ระบบใช้จำนวนสายอากาศไม่มากนัก ประสิทธิภาพของสายอากาศแบบสลับลำคลื่นจะใกล้เคียงกับสายอากาศแบบปรับลำคลื่น

ข้อเสีย

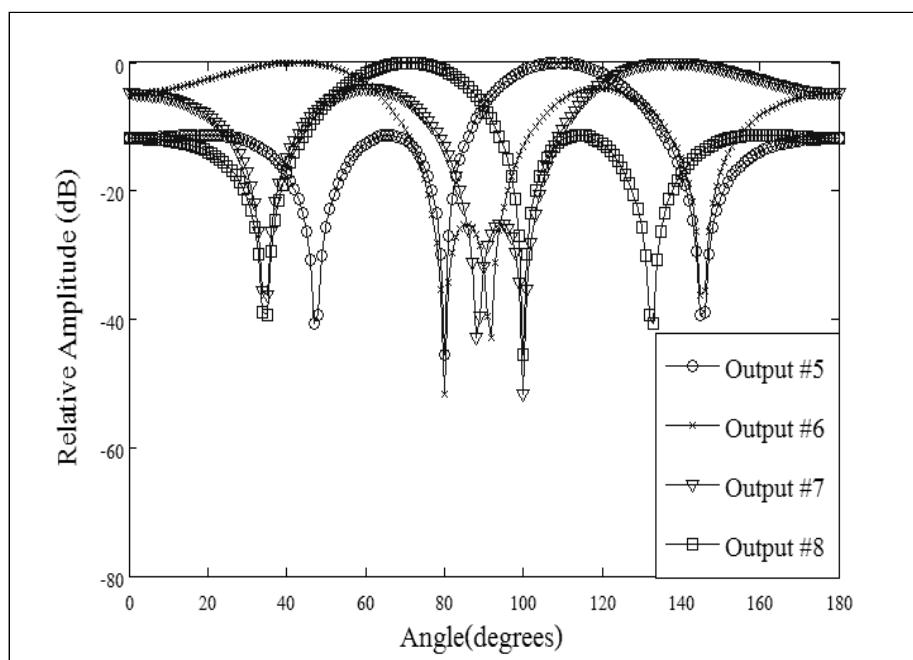
1. อัตราการขยายสัญญาณต่ำในทิศทางที่อยู่ระหว่างลำคลื่น
2. การลดจำนวนสัญญาณแทรกสอดมีข้อจำกัด
3. ในกรณีที่สัญญาณไม่ชัดเจน มีการบดบังสัญญาณ มีการแทรกสอดของสัญญาณ หรือมีสัญญาณมาถึงในมุมกว้างหลาย ๆ มุม อาจมีความผิดพลาดในการเลือกสัญญาณได้



รูปที่ 2.10 โครงสร้างของโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ Butler Matrix

ตารางที่ 2.2 ค่าถ่วงน้ำหนักของ Butler matrix

	สายอากาศ #1	สายอากาศ #2	สายอากาศ #3	สายอากาศ #4	ทิศทาง ของพู่หลัก	ความ ต่างเฟส
สัญญาณออก #5	-45°	-90°	-135°	-180°	109°	-45°
สัญญาณออก #6	-135°	0°	-225°	-90°	42°	135°
สัญญาณออก #7	-90°	-225°	0°	-135°	138°	-135°
สัญญาณออก #8	-180°	-135°	-90°	-45°	71°	45°



รูปที่ 2.11 แบบรูปการแผ่พลังงานของทั้ง 4 ลำคลื่นซึ่งสัมพันธ์กับค่าในตารางที่ 2.2

รูปที่ 2.9 แสดงส่วนประกอบของระบบสายอากาศแบบสลับลำคลื่นซึ่งประกอบด้วยสายอากาศแถวลำดับ ส่วนโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นและตัวเลือกลำคลื่น สัญญาณที่รับมาได้จากสายอากาศแต่ละต้นจะถูกถ่วงน้ำหนักในโครงข่ายก่อรูปลำคลื่น เพื่อที่จะสร้างลำคลื่นไปในทิศทางที่ต้องการ และส่วนตัวเลือกลำคลื่นจะทำหน้าที่เลือกลำคลื่นที่ให้สัญญาณที่แรงที่สุดให้กับระบบ ด้วยวิธีการนี้จะส่งผลให้ระบบได้รับสัญญาณแทรกสอดลดลง ผลลัพธ์ที่ได้คือระบบจะมีสัญญาณมีคุณภาพที่ดีขึ้น อีกทั้งเนื่องมาจากที่โครงข่ายก่อรูปลำคลื่นมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน และตัวเลือกลำคลื่นสามารถใช้งานข่ายการสวิตซ์ (switching network) ที่มีความเร็วต่ำ จึงส่งผลให้ระบบ

สายอากาศแบบสลักคลื่นมีความซับซ้อนน้อยกว่าระบบสายอากาศแบบปรับตัว เทคนิคที่นิยมนำมาสร้างโครงข่ายก่อรูปลาคคลื่นมากที่สุดคือ Butler matrix ตามที่ได้แสดงในงานวิจัยของ H. Moody (1964) รูปที่ 2.10 ได้แสดงถึงส่วนประกอบต่าง ๆ ของ Butler matrix ซึ่งประกอบด้วยสายอากาศแบบแถวลำดับแบบเส้นจำนวน 4 ต้น แต่ละต้นวางตัวห่างกันครึ่งความยาวคลื่นของความถี่ที่ใช้ งาน เมื่อสัญญาณตกกระทบมาที่สายอากาศ สัญญาณจะถูกส่งผ่านไปที่ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90° (90° hybrid coupler) และตัวไขว้สัญญาณ (cross over) ตามที่ได้แสดงในรูปที่ 2.10 ผลจากการรวมสัญญาณในตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90° และตัวไขว้สัญญาณส่งผลให้สามารถสร้างลาคคลื่นที่มีพหุหลักชี้ไปที่ 42° 71° 109° และ 138° ตารางที่ 2.2 แสดงให้เห็นถึงการรวมกันของเฟสระหว่างสายอากาศทั้ง 4 ต้นและสัญญาณขาออกทั้ง 4 พอร์ต รูปที่ 2.11 แสดงให้เห็นถึงแบบรูปการแผ่พลังงานของทั้ง 4 ลาคคลื่นซึ่งสัมพันธ์กับค่าในตารางที่ 2.2 (แบบรูปการแผ่พลังงานของทั้ง 4 ลาคคลื่นได้จากการจำลองผลผ่าน โปรแกรมคอมพิวเตอร์)

2.4.2 ระบบสายอากาศแบบปรับตัว

สายอากาศชนิดนี้เป็นสายอากาศชนิดที่สามารถปรับเปลี่ยนลาคคลื่นให้ชี้ไปในทิศทางใด ๆ ได้โดยอิสระ โดยจะมีตัวถ่วงน้ำหนักเพื่อทำการปรับลาคคลื่น และมีส่วนที่เรียกว่า อัลกอริทึมแบบปรับตัว (adaptive algorithm) เป็นตัวคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสัญญาณ โดยหลักการทำงานของระบบคือเมื่อสัญญาณตกกระทบสายอากาศแต่ละต้นสัญญาณจะถูกส่งมาที่ส่วนอัลกอริทึมแบบปรับตัวเพื่อคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักแล้วส่งค่ากลับไปให้ตัวถ่วงน้ำหนักเพื่อคูณเข้ากับสัญญาณที่ตกกระทบสายอากาศดังนั้นจึงได้สัญญาณขาออกดังสมการที่ (2.44)

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

เมื่อ \mathbf{x} คือสัญญาณที่มาตกกระทบสายอากาศแต่ละต้น

ระบบจะทำงานเป็นรูปแบบวงจรปิดแบบนี้ไปเรื่อย ๆ วิธีการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ดังกล่าวมีหลายวิธีขึ้นกับอัลกอริทึมที่เลือกใช้ ซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป จากกระบวนการดังกล่าวจะส่งผลให้ระบบสามารถหันพหุหลักไปยังทิศทางที่ต้องการและหันพหุรองหรือจุดศูนย์ไปยังทิศทางของสัญญาณแทรกสอดตามที่แสดงในรูปที่ 2.12

รูปที่ 2.13 แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแบบปรับตัวที่ได้จากการจำลองผลผ่าน โปรแกรมคอมพิวเตอร์เมื่อมีจำนวนสายอากาศ 10 ต้น สัญญาณที่ต้องการเข้ามาที่ทิศ

60° สัญญาณแทรกสอดเข้ามาที่ทิศ 30° และระบบสายอากาศนี้ใช้เทคนิคค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย น้อยที่สุด (Minimum Mean Square Error : MMSE) เป็นเทคนิคการสร้างลำคลื่น

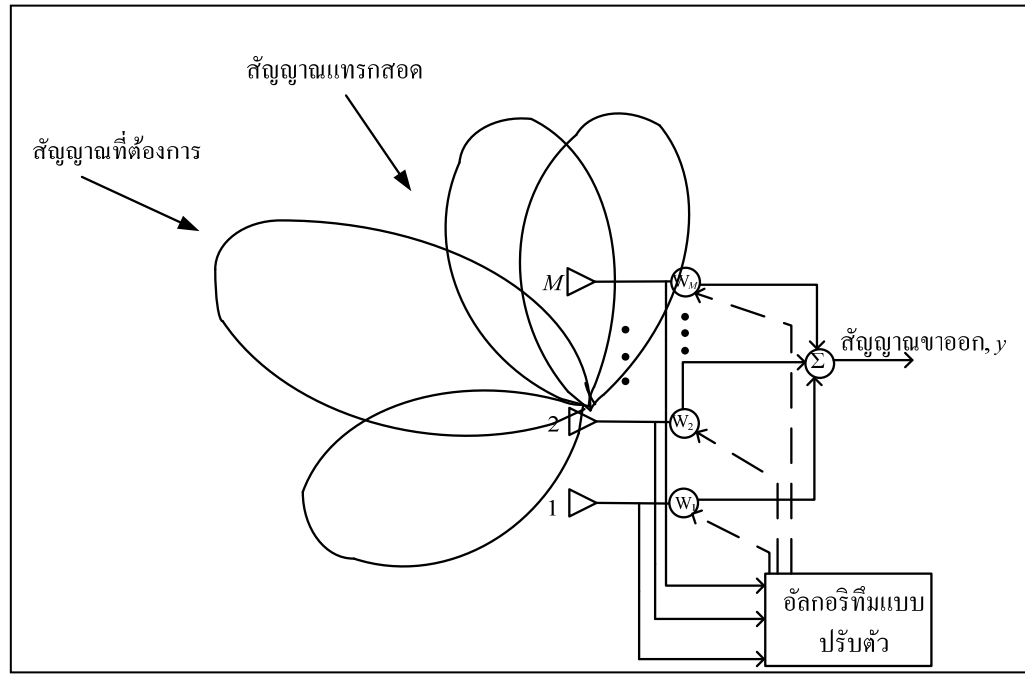
เราสามารถสรุปข้อดีและข้อเสียของระบบสายอากาศแบบปรับตัวได้ดังนี้

ข้อดี

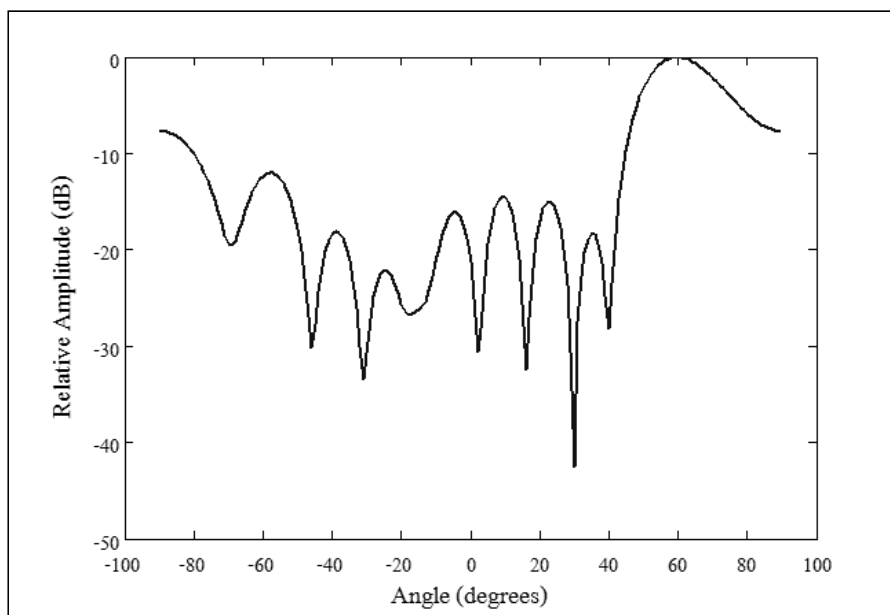
- 1. มีอัตราส่วนสัญญาณที่ต้องต่อสัญญาณรบกวนสูง
- 2. ไม่ต้องมีการปรับเทียบสายอากาศ (Calibration)
- 3. มีประสิทธิภาพดีแม้ในกรณีที่จำนวนสัญญาณรบกวนมากกว่าจำนวนสายอากาศ

ข้อเสีย

- 1. มีความซับซ้อนสูงมากกว่าสายอากาศเก่งแบบสลับลำคลื่น
- 2. ต้องการสัญญาณอ้างอิงที่ดีเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุด
- 3. ต้องการหน่วยประมวลผลความเร็วสูง



รูปที่ 2.12 โครงสร้างของสายอากาศแบบปรับตัว



รูปที่ 2.13 แบบรูปการแผ่พลังงานของระบบสายอากาศแบบปรับตัว

2.5 วิธีการกรองสัญญาณเชิงตำแหน่งที่เหมาะสมและอัลกอริทึมแบบปรับตัว (Optimal Spatial Filtering and Adaptive Algorithm)

การที่ระบบสายอากาศแบบปรับตัวสามารถทำงานได้ คือสามารถที่จะหันพู่หลักไปในทิศทางที่ต้องการและหันจุดศูนย์หรือพูลองไปในทิศทางของสัญญาณแทรกสอด ต้องอาศัยส่วนสำคัญที่เรียกว่าส่วนประมวลผลสัญญาณ ซึ่งส่วนนี้จะทำหน้าที่รับสัญญาณที่มาจากกระแทบสายอากาศแต่ละต้นมาคำนวณเพื่อหาค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสัญญาณที่สามารถสร้างลำคลื่นที่มีพู่หลักหันไปยังทิศทางที่ต้องการและมีพูรองหรือจุดศูนย์ที่หันไปยังทิศทางของสัญญาณแทรกสอด อีกทั้งยังป้อนค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักกลับไปให้ตัวถ่วงน้ำหนักเพื่อที่สามารถหันพู่หลักตามทิศทางที่ต้องการเมื่อทิศทางที่ต้องการเคลื่อนที่ ส่วนประมวลผลสัญญาณสามารถแบ่งเป็น 2 ส่วนดังนี้ เทคนิคการสร้างลำคลื่นที่เหมาะสมที่สุด (optimal beamforming techniques) และอัลกอริทึมแบบปรับตัว (adaptive algorithms)

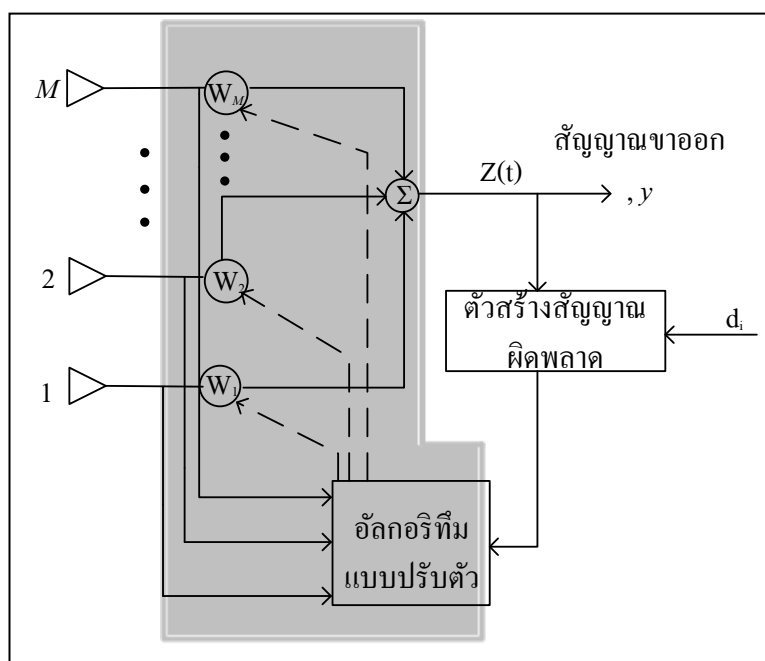
2.5.1 เทคนิคการก้อลำคลื่นที่เหมาะสมที่สุด

ในส่วนนี้เป็นส่วนที่ทำหน้าที่สร้างลำคลื่นที่เหมาะสมคือมีพู่หลักหันไปทิศที่ต้องการและมีพูรองหรือจุดศูนย์หันไปที่ทิศของสัญญาณแทรกสอด ซึ่งเป็นส่วนในพื้นที่แรงาที่

แสดงในรูปที่ 2.14 เมื่อสัญญาณมาตกกระทบสายอากาศแต่ละต้นเราจะสามารถแสดงสมการของเวกเตอร์ข้อมูล (data vector) ได้ดังนี้

$$\mathbf{u}_k(t) = \sum_{l=0}^{L-1} a(\phi_{k,l}) \alpha_{k,l}(t) s(t - \tau_{k,l}) + n(t) \quad (2.45)$$

เมื่อ k คือ จำนวนผู้ใช้ L คือ จำนวนส่วนประกอบของสัญญาณหลายวิถี (multipath) a คือเวกเตอร์นำทาง (steering vector) α คือค่าเลื่อนเฟส (phase shift) และ n คือ สัญญาณรบกวน (noise)



รูปที่ 2.14 ส่วนการสร้างลำคลื่นที่เหมาะสมที่สุดของสายอากาศแบบปรับตัว

ตารางที่ 2.3 แสดงตัวอย่าง อธิบายพื้นฐานและแสดงถึงข้อดี-ข้อเสียของเทคนิคการสร้างลำคลื่นแบบค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุดที่ได้จากหนังสือของ J. C. Liberti Jr., T. S. Rappaport (1999) แบบค่าอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสูงสุดที่ได้จากหนังสือของ R. Monzingo, T. Miller (1980) และแบบเทคนิคการเปลี่ยนแปลงน้อยที่สุดจำกัดแบบเชิงเส้นซึ่งได้มาจากงานวิจัยของ L. Frost, III (1972) จากในตารางทั้งสามเทคนิคเป็นเทคนิคที่เรียกว่าเทคนิคการสร้างลำคลื่นที่เหมาะสมที่สุดโดยอาศัยข้อมูลทางสถิติ (statistically optimum beamforming

techniques) ตามที่อธิบายไว้ในงานวิจัยของกลุ่ม B. Wildrow (1967) เทคนิคแรกคือค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุดเทคนิคนี้จะพยายามให้ค่าความต่างระหว่างสัญญาณที่ต้องการ (desired signal) ตามที่แสดงในหนังสือของ S. Haykin (1991) กับสัญญาณขาออกมีค่าน้อยที่สุด จากในตารางที่ 2.3 ค่า \mathbf{R} คือเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของเวกเตอร์ข้อมูลซึ่งสามารถหาได้จากสมการต่อไปนี้

$$\mathbf{R} = E[u(t)u^H(t)] \quad (2.46)$$

ตามที่แสดงในรูปที่ 2.14 แสดงให้เห็นว่าส่วนอัลกอริทึมแบบปรับตัวจะทำงานโดยรับค่ามาจากสายอากาศแต่ละต้น แล้วจะส่งค่ากลับไปให้ตัวถ่วงน้ำหนักแต่ละอัน ด้วยกระบวนการนี้ระบบจะสามารถหันพู่หลักตามผู้ใช้งานไปเรื่อย ๆ トラバドที่ผู้ใช้งานยังอยู่ในพื้นที่บริการ เพิ่มเติมจากที่ได้แสดงมาในส่วนก่อนหน้านี้ เราสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสัญญาณใหม่ (weight update) ของเทคนิคค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุดจะ

สามารถหาได้ได้จากวิธี ความชันของสโตแคสติก (stochastic gradient) ซึ่งได้อธิบายไว้ในหนังสือของ E. Keyzig (1999) ตามที่ได้จากสมการต่อไปนี้

$$w_{k,i+1} = w_{k,i} - \frac{1}{2} \mu \nabla J(w_{k,i}) \quad (2.47)$$

เมื่อ $\nabla J(w)$ คือ ความชันของฟังก์ชัน และ $J(w)$ คือฟังก์ชันจุดประสงค์โดย

$$J(w) = E[|w^H u - d|^2] \quad (2.48)$$

จากสมการข้างต้นจะเห็นว่าค่าความชันที่ถูกต้องของค่าความชัน $\nabla J(w)$ ที่ใช้ในสมการ (2.47) เป็นวิธีการที่ค่อนข้างยุ่งยากและต้องอ้างถึงการผกผันเมตริกซ์ (matrix inversions) ดังนั้นอัลกอริทึมแบบปรับตัวจึงถูกพัฒนาขึ้น ยกตัวอย่างอัลกอริทึมแบบปรับตัวพื้นฐานที่เรียกว่าอัลกอริทึมค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุด (Least Mean Square : LMS) และอัลกอริทึมค่าเฉลี่ยกำลังสองเวียนเกิด (Recursive Least Square : RLS) ตามที่แสดงในตารางที่ 2.4

2.5.2 อัลกอริทึมแบบปรับตัว

ทั้งอัลกอริทึมค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุดและอัลกอริทึมค่าเฉลี่ยกำลังสองเวียนเกิดจำเป็นต้องมีสัญญาณที่เรียกว่าลำดับการฝึก (training sequence) หรือทิศทางการตัดสินใจ (decision direction) สัญญาณนี้จะถูกส่งออกไปจากระบบก่อนเพื่อให้ทราบถึงตำแหน่งของผู้รับหรือตำแหน่งที่ต้องการส่งออกไปอัลกอริทึมแบบปรับตัว สามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ ๆ คือ อัลกอริทึมปรับตัวแบบมองไม่เห็น (Blind adaptive algorithms) และมอดูลัสคงที่กำลังสองที่น้อยที่สุด (Least squares constant modulus)

2.5.2.1 อัลกอริทึมปรับตัวแบบมองไม่เห็น

อัลกอริทึมปรับตัวแบบมองไม่เห็นเป็นวิธีการที่ไม่จำเป็นต้องใช้ลำดับการฝึก (training sequence) หนึ่งในอัลกอริทึมนี้คืออัลกอริทึมแบบบัสแกงก์ (Bussgang algorithm) ตามที่แสดงในตารางที่ 2.4 อัลกอริทึมแบบบัสแกงก์เป็นวิธีที่ไม่เป็นเชิงเส้นและไม่ต้องการหน่วยความจำในตัวประมาณค่า เมื่อ $g(\bullet)$ เป็นตัวปฏิบัติการบนสัญญาณขาออกของระบบและความต่างระหว่างค่า $d_n = g(y_n)$ กับ y_n คือค่าฟังก์ชันความผิดพลาด (error function) ที่ใช้ในการหาค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสัญญาณใหม่ตามที่แสดงในตารางที่ 2.4

$$z_n = \hat{w}_n^H \mathbf{u}_n \quad (2.49)$$

$$e_n = g(z_n) - z_n \quad (2.50)$$

$$\hat{w}_{n+1} = \hat{w}_n + \mu \mathbf{u}_n e_n^* \quad (2.51)$$

วิธีอีกอันหนึ่งคืออัลกอริทึมมอดูลัสคงที่ (Constant Modulus Algorithm : CMA) เมื่อ $g(\bullet)$ ทำหน้าที่ตัดทอนเฟสของสัญญาณที่เข้ามาในระบบตามที่ได้อธิบายไว้ในงานวิจัยของ M. G. Larimore, J. R. Treichler (1983), M. G. Larimore, J. R. Treichler (1986) และ B. Agee (1989). ฟังก์ชันจุดประสงค์ของอัลกอริทึมมอดูลัสคงที่เท่ากับ

$$J(w_k) = E \left[\left| |w_k^H u_i|^p - |\alpha|^p |^q \right| \right] \quad (2.52)$$

ตารางที่ 2.3 เทคนิคการสร้างลำคลื่นที่เหมาะสมที่สุดโดยอาศัยข้อมูลทางสถิติ

	ค่าผิดพลาดกำลังสอง เฉลี่ยน้อยที่สุด	ค่าอัตราสัญญาณต่อ สัญญาณรบกวน สูงสุด	เทคนิคการเปลี่ยนแปลง น้อยที่สุดจำกัดแบบเชิง เส้น
วิธีการ	ต้องการให้ค่าสัญญาณที่ ออกจากสายอากาศแถว ลำดับใกล้เคียงสัญญาณ ที่ต้องการให้มากที่สุด	ต้องการให้ค่า อัตราส่วนระหว่าง สัญญาณที่ต้องการ กับสัญญาณรบกวน มีค่าสูงสุด	ทำให้ค่ากาเปลี่ยนแปลง ของสัญญาณที่ออกจาก สายอากาศแต่ละต้นมีค่า น้อยที่สุด
ฟังก์ชัน จุดประสงค์	$J(w) = E \left[w^H u(t) - d(t) ^2 \right]$	$J(w) = \frac{w^H R_n w}{w^H R_s w}$ เมื่อ R_n คือเมตริกซ์ การแปรปรวนร่วม เกี่ยว (covariance matrix) ของสัญญาณ รบกวนของ $u(t)$ และ R_s คือเมตริกซ์การ แปรปรวนร่วมเกี่ยว ของสัญญาณ	$J(w) = w^H R_n w$
สมการตัวถ่วง น้ำหนัก	$w = R^{-1} p$ เมื่อ $R = E[u_i u_i^H]$ และ $p = [u_i d_{k,i}^*]$	$R_n^{-1} R_s w = \lambda_{\max} w$ เมื่อ λ_{\max} คือ ค่า ลักษณะเฉพาะสูงสุด ของ R_s	$w = R^{-1} c [c^H R^{-1} c]^{-1} g$ เมื่อ $c = a(\phi)$ คือ เวกเตอร์นำทาง (steering vector)
ข้อดี	ระบบไม่จำเป็นต้องการ ข้อมูลจากตัวหาทิศทาง (Direction-Of-Arrival)	ได้ค่าอัตราสัญญาณ ต่อสัญญาณรบกวน สูงสุด สูงที่สุด	เป็นเทคนิคจำกัดทั่วไป
ข้อเสีย	ระบบจำเป็นต้องสร้าง สัญญาณอ้างอิงในการ ประมวลผล	ต้องการค่าสัญญาณ รบกวนและต้องการ ข้อมูลจากตัวหา ทิศทาง	จำเป็นต้องการค่าจาก ตัวหาทิศทางของส่วน ประกอบที่ต้องการ

ตารางที่ 2.4 อัลกอริทึมค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุด อัลกอริทึมค่าเฉลี่ยกำลังสองเวียนเกิดและอัลกอริทึมแบบบวสแกนก์

	อัลกอริทึมค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุด	อัลกอริทึมค่าเฉลี่ยกำลังสองเวียนเกิด	อัลกอริทึมปรับตัวแบบบวสแกนก์
ค่าเริ่มต้น	$\hat{w}_0 = 0$	$\hat{w}_0 = 0$ $P_0 = \zeta^{-1}I$ เมื่อ ζ เป็นค่าที่น้อยมาก ๑	$\hat{w}_0 = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$
ค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักใหม่	$z_n = \hat{w}_n^H u_n$ $e_n = d_n - z_n$ $\hat{w}_{n+1} = \hat{w}_n + \mu u_n e_n^*$	$v_n = P_{n-1} u_n$ $k_n = \frac{\lambda^{-1} v_n}{1 + \lambda^{-1} u_n^H v_n}$ $\alpha_n = d_n - \hat{w}_{n-1}^H u_n$ $\hat{w}_n = \hat{w}_{n-1} + k_n \alpha_n^*$ $P_n = \lambda^{-1} (I - k_n u_n^H) P_{n-1}$	$z_n = \hat{w}_n^H u_n$ $e_n = g(z_n) - z_n$ $\hat{w}_{n+1} = \hat{w}_n + \mu u_n e_n^*$
สัมประสิทธิ์การลู่เข้า	ช่วงระยะของค่า μ , $0 < \mu < \text{Trace}(R)$	Forgetting factor, λ , $0 < \lambda < 1$	

เมื่อ α คือแอมพลิจูดของสัญญาณที่ต้องการ ส่วน p และ q เป็นค่าที่เท่ากับ 1 หรือ 2 เมื่อกำหนดให้ $p = 1$ และ $q = 2$ หรือเรียกว่ารูปแบบ 1-2 และกำหนดให้ $\alpha = 1$

$$y(k) = w^H(k) \mathbf{u}(k) \quad (2.53)$$

$$e(k) = 2 \left(y(k) - \frac{y(k)}{|y(k)|} \right) \quad (2.54)$$

$$w(k+1) = w(k) - \mu \mathbf{u}(k) e^*(k) \quad (2.55)$$

จากสมการจะเห็นว่าไม่จำเป็นต้องมีการประมาณค่าสัญญาณที่ต้องการ ดังนั้นค่าถ่วงน้ำหนักใหม่ w_{k+1} จะขึ้นอยู่กับค่าสัญญาณออกเท่านั้น สำหรับรูปแบบของอัลกอริทึมมอดูลัสคองที่อื่น ๆ มีดังนี้

$$\text{“1-1”} \quad e(k) = \frac{y(k)}{|y(k)|} \operatorname{sgn}(|y(k)| - 1) \quad (2.56)$$

$$\text{“2-1”} \quad e(k) = 2y(k) \operatorname{sgn}(|y(k)|^2 - 1) \quad (2.57)$$

$$\text{“2-2”} \quad e(k) = 4y(k)(|y(k)|^2 - 1) \quad (2.58)$$

2.5.2.2 มอดูลัสคองที่กำลังสองที่น้อยที่สุด

ในตอนที่แล้วได้กล่าวถึงอัลกอริทึมปรับตัวแบบมองไม่เห็น บนพื้นฐานของอัลกอริทึมมอดูลัสคองที่ ในส่วนนี้จะกล่าวถึงอัลกอริทึมมอดูลัสคองที่กำลังสองที่น้อยที่สุด (Least Squares Constant Modulus Algorithm : LS-CMA) วิธีการนี้ตั้งอยู่บนทฤษฎีของเกาส์ (Gauss's Method) โดยฟังก์ชันจุดประสงค์ของวิธีการนี้คือ

$$\mathbf{F}(w) = \sum_{k=1}^K |g_k(w)|^2 = \|g(w)\|_2^2 \quad (2.59)$$

เมื่อ

$$g(w) = [g_1(w) \quad g_2(w) \quad \dots \quad g_K(w)]^T \quad (2.60)$$

ดังนั้นฟังก์ชันจุดประสงค์มีรูปแบบส่วนย่อยของอนุกรมแบบเทย์เลอร์ (Taylor-series) กับผลรวมของรากที่สองดังนี้

$$\mathbf{F}(w+d) \approx \|g(w) + \mathbf{D}^H(w)d\|_2^2 \quad (2.61)$$

เมื่อ d คือเวกเตอร์ออฟเซตและ

$$\mathbf{D}(w) = [\nabla(g_1(w)) \quad \nabla(g_2(w)) \quad \dots \quad \nabla(g_K(w))] \quad (2.62)$$

เวกเตอร์ความชันของ $\mathbf{F}(w+d)$ ที่เชื่อมโยงกับ d คือ

$$\begin{aligned} \nabla_d(\mathbf{F}(w+d)) &= 2 \frac{\partial \mathbf{F}(w+d)}{\partial d^*} \\ &= 2 \frac{\partial \left\{ (g(w) + \mathbf{D}^H(w)d)^H + \mathbf{D}^H(w)d \right\}}{\partial d^*} \\ &= 2 \frac{\partial \left\{ \|g(w)\|_2^2 + g^H(w)\mathbf{D}^H(w)d + d^H\mathbf{D}(w)g(w) + d^H\mathbf{D}(w)\mathbf{D}^H(w)d \right\}}{\partial d^*} \\ &= 2 \left\{ \mathbf{D}(w)g(w) + \mathbf{D}(w)\mathbf{D}^H(w)d \right\} \end{aligned} \quad (2.63)$$

เมื่อกำหนดให้ $\nabla_d(\mathbf{F}(w+d)) = 0$ เราจะได้ฟังก์ชันจุดประสงค์ $\mathbf{F}(w+d)$ เท่ากับ

$$d = -[\mathbf{D}(w)\mathbf{D}^H(w)]^{-1} \mathbf{D}(w)g(w) \quad (2.64)$$

แทนค่า d ในสมการสมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักใหม่ที่ได้จากการลดรูปฟังก์ชันจุดประสงค์ ดังนั้นจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักใหม่เท่ากับ

$$w(l+1) = w(l) - [\mathbf{D}(w(l))\mathbf{D}^H(w(l))]^{-1} \mathbf{D}(w(l))g(w(l)) \quad (2.65)$$

เมื่อ l กำหนดให้คือจำนวนครั้งในการวนซ้ำ (iteration number)

อัลกอริทึมมอดูลัสคงที่กำลังสองที่น้อยที่สุดสามารถถูกอนุพัทธ์โดยการประยุกต์สมการ (2.65) เป็นฟังก์ชันมอดูลัสคงที่

$$\mathbf{F}(w) = \sum_{k=1}^K |y(k) - 1|^2 = \sum_{k=1}^K |w^H x(k) - 1|^2 \quad (2.66)$$

เปรียบเทียบสมการ (2.66) กับสมการ (2.59) เราจะเห็นว่า

$$g_k(w) = |y(k) - 1| = |w^H x(k) - 1| \quad (2.67)$$

แทนสมการ (2.67) ลงในสมการ (2.65)

$$g(w) = \begin{bmatrix} |y(1) - 1| \\ |y(2) - 1| \\ \vdots \\ |y(K) - 1| \end{bmatrix} \quad (2.68)$$

ความชันของ $g_k(w)$ เท่ากับ

$$\nabla g(w) = 2 \frac{\partial g_k(w)}{\partial w^*} = x(k) \frac{y^*(k)}{|y(k)|} \quad (2.69)$$

แทนสมการ (2.69) ลงในสมการ (2.67) จะได้

$$\begin{aligned} \mathbf{D}(w) &= [\nabla(g_1(w)) \quad \nabla(g_2(w)) \quad \dots \quad \nabla(g_K(w))] \\ &= \begin{bmatrix} x(1) \frac{y^*(1)}{|y(1)|} & x(2) \frac{y^*(2)}{|y(2)|} & \dots & x(K) \frac{y^*(K)}{|y(K)|} \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{X} \mathbf{Y}_{cm} \end{aligned} \quad (2.70)$$

เมื่อ

$$\mathbf{X} = [x(1) x(2) \dots x(K)] \quad (2.71)$$

และ

$$\mathbf{Y}_{cm} = \begin{bmatrix} \frac{y^*(1)}{|y(1)|} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{y^*(2)}{|y(2)|} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \frac{y^*(K)}{|y(K)|} \end{bmatrix} \quad (2.72)$$

ใช้สมการ (2.70) และ (2.68) จะได้

$$\mathbf{D}(w)\mathbf{D}^H(w) = \mathbf{X}\mathbf{Y}_{cm}\mathbf{Y}_{cm}^H\mathbf{X}^H = \mathbf{X}\mathbf{X}^H \quad (2.73)$$

และ

$$\mathbf{D}(w)g(w) = \mathbf{X}\mathbf{Y}_{cm} \begin{bmatrix} |y(1)|-1 \\ |y(2)|-1 \\ \vdots \\ |y(K)|-1 \end{bmatrix} = \mathbf{X} \begin{bmatrix} y^*(1) - \frac{y^*(1)}{|y(1)|} \\ y^*(2) - \frac{y^*(2)}{|y(2)|} \\ \vdots \\ y^*(K) - \frac{y^*(K)}{|y(K)|} \end{bmatrix} = \mathbf{X}(\mathbf{y} - \mathbf{r})^* \quad (2.74)$$

เมื่อ

$$\mathbf{y} = [y(1)y(2)\dots y(K)]^T \quad (2.75)$$

และ

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} \frac{y(1)}{|y(1)|} & \frac{y(2)}{|y(2)|} & \dots & \frac{y(K)}{|y(K)|} \end{bmatrix}^T = \mathbf{L}(y) \quad (2.76)$$

เมื่อ $\mathbf{L}(y)$ แทนขีดจำกัดตายตัว (hard-limit) บน y

เวกเตอร์ y และ r เรียกว่าเวกเตอร์ข้อมูลขาออก (output data vector) และข้อมูลขาออกที่ถูกจำกัดโดยเชิงซ้อน (complex-limited output data vector) ตามลำดับ แทนสมการ (2.76) และ (2.77) ลงในสมการ (2.70) เราจะได้

$$\begin{aligned} w(l+1) &= w(l) - [\mathbf{X}\mathbf{X}^H]^{-1} \mathbf{X}(y(l) - \mathbf{r}(l))^* \\ &= w(l) - [\mathbf{X}\mathbf{X}^H]^{-1} \mathbf{X}\mathbf{X}^H w(l) - [\mathbf{X}\mathbf{X}^H]^{-1} \mathbf{X}\mathbf{r}^*(l) \\ &= [\mathbf{X}\mathbf{X}^H]^{-1} \mathbf{X}\mathbf{r}^*(l) \end{aligned} \quad (2.77)$$

เมื่อ

$$y(l) = [w^H(l)\mathbf{X}]^T \quad (2.78)$$

และ

$$\mathbf{r}(l) = \mathbf{L}(y(l)) \quad (2.79)$$

อัลกอริทึมมอดูลัสคงที่กำลังสองที่น้อยที่สุดแบบคงที่ (static Least Squares CMA algorithm) เป็นอัลกอริทึมที่วนซ้ำโดยวนซ้ำชุดข้อมูลเวกเตอร์ K $\{x(k)\}$ แต่ในอัลกอริทึมที่เรียกว่า อัลกอริทึมมอดูลัสคงที่กำลังสองที่น้อยที่สุดแบบพลวัต (dynamic Least Squares CMA algorithm) เป็นอัลกอริทึมที่ไม่มีการวนซ้ำ แต่จะใช้ข้อมูลจากชุดข้อมูลทางสถิติแทนที่ชุดข้อมูลเวกเตอร์ K ด้วยและแต่ละค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักใหม่เรากำหนดให้ชุดข้อมูลเป็น l ดังนี้

$$\mathbf{X}(l) = [x(1+lK) \quad x(2+lK) \quad \dots \quad x(K+lK)] \quad (2.80)$$

ดังนั้นสมการของอัลกอริทึมมอดูลัสคงที่กำลังสองที่น้อยที่สุดแบบพลวัตคือ

$$y(l) = [w^H(l) X(l)]^T = [y(1+K) \quad y(2+K) \quad \dots \quad y(K+K)] \quad (2.81)$$

$$r(l) = L(y(l)) \quad (2.82)$$

$$w(l+1) = [\mathbf{X}(l) \mathbf{X}^H(l)]^{-1} \mathbf{X}(l) r^*(l) \quad (2.83)$$

ไม่เหมือนกับอัลกอริทึมมอดูลัสคงที่ ที่อธิบายในตอนที่แล้ว ที่จะปรับปรุงค่าโดยใช้หลักตัวอย่าง-โดย-ตัวอย่าง (sample-by-sample) แต่อัลกอริทึมมอดูลัสคงที่กำลังสองที่น้อยที่สุดแบบพลวัตใช้หลักบล็อก-โดย-บล็อก (block-by-block) ซึ่งสุดท้ายเราจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักใหม่ดังสมการต่อไปนี้

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx}(l) = \frac{1}{K} \mathbf{X}(l) \mathbf{X}^H(l) \quad (2.84)$$

$$\hat{\mathbf{p}}_{xr}(l) = \frac{1}{K} \mathbf{X}(l) \mathbf{r}^*(l) \quad (2.85)$$

ดังนั้นจากสมการ (2.83) เราจะค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักใหม่ของ อัลกอริทึมมอดูลัสคงที่ กำลังสองที่น้อยที่สุดแบบพลวัตได้ดังนี้ได้

$$w(l+1) = \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1} \hat{\mathbf{p}}_{xr}(l) \quad (2.86)$$

2.6 เปรียบเทียบถึงความซับซ้อนของสายอากาศกึ่งทั้งสองแบบ

ในหัวข้อที่ 2.4 ได้กล่าวถึงหลักการทํางานและทฤษฎีของระบบสายอากาศกึ่งแบบสลับลำคลื่นและแบบปรับตัว อีกทั้งในหัวข้อที่ 2.5 ยังได้กล่าวถึงหลักการทํางานที่สำคัญของสายอากาศแบบปรับตัว นั่นคือเทคนิคการสร้างลำคลื่นที่มีลำคลื่นหลักหันไปยังทิศทางที่ต้องการและมีพูรองหรือจุดศูนย์หันไปยังทิศทางของสัญญาณแทรกสอด และเทคนิคการหันลำคลื่นตามผู้ใช้งานเมื่อมี

การเคลื่อนที่ จากสองหัวข้อดังกล่าวเราสามารถสรุปถึงความซับซ้อนของสายอากาศแก่งทั้งสองแบบได้ตามตารางที่ 2.5 จากตารางจะเห็นว่าสายอากาศแบบสลับลำคลื่นจะมีค่าใช้จ่ายในการสร้างและการติดตั้งต่ำกว่าสายอากาศแบบปรับตัว เนื่องจากระบบสายอากาศแบบสลับลำคลื่นต้องการเพียงโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นที่ไม่มีความซับซ้อนและข่ายการสวิตซ์ที่ไม่จำเป็นต้องมีความเร็วสูงมากก็สามารถใช้งานได้ในส่วนการสร้างลำคลื่น และการหาทิศทางของสัญญาณ ระบบสายอากาศแก่งแบบปรับตัวมีความซับซ้อนกว่าสายอากาศแบบสลับลำคลื่น ตามที่ได้แสดงในส่วนที่ 2.4 และ 2.5 จะเห็นว่าทั้งการสร้างลำคลื่นและการหาทิศทางของสัญญาณของสายอากาศแบบปรับตัวจะมีสมการที่ค่อนข้างซับซ้อนจึงจำเป็นต้องการหน่วยประมวลผลที่มีประสิทธิภาพสูง ซึ่งตรงกันข้ามกับในส่วนการสร้างลำคลื่นของสายอากาศแบบสลับลำคลื่นสามารถใช้ Butler matrix ที่มีความซับซ้อนต่ำกว่า และในส่วนการหาทิศทางของสัญญาณก็ใช้เพียงการเทียบค่าสัญญาณในข่ายการสวิตซ์ อีกทั้งในกรณีที่ระบบใช้จำนวนสายอากาศไม่มากนักประสิทธิภาพของสายอากาศแบบสลับลำคลื่นจะใกล้เคียงกับสายอากาศแบบปรับลำคลื่น ดังนั้นเราจึงเลือกใช้สายอากาศแบบสลับลำคลื่นในงานวิจัยชิ้นนี้

ตารางที่ 2.5 เปรียบเทียบความซับซ้อนและค่าใช้จ่ายของสายอากาศแก่งทั้งสองแบบ

	สายอากาศแบบสลับลำคลื่น	สายอากาศแบบปรับตัว
ค่าใช้จ่ายในการสร้างและการติดตั้ง	ต่ำ	สูง
ความซับซ้อนในการสร้างลำคลื่น	ต่ำ	สูง
การหาทิศทางของสัญญาณ	ต่ำ	สูง

2.7 สรุป

ตามเนื้อหาที่กล่าวมาในบทนี้ จะเห็นว่า ระบบจีพีอาร์เอสเป็นระบบสื่อสารไร้สายความเร็วสูงที่มีพื้นที่การใช้งานครอบคลุมและมีค่าบริการที่ไม่สูงจึงเหมาะที่เป็นระบบที่ใช้ทดสอบ และยังแสดงให้เห็นว่าสายอากาศแก่งแบบสลับลำคลื่นมีความซับซ้อนและค่าใช้จ่ายในการสร้างต่ำกว่าสายอากาศแก่งแบบปรับตัว และในงานวิจัยนี้ใช้สายอากาศแถวลำดับที่มีสายอากาศทั้งหมด 4 ต้น ดังนั้นประสิทธิภาพของสายอากาศแบบสลับลำคลื่นจะใกล้เคียงกับสายอากาศแบบปรับลำคลื่น ด้วยเหตุนี้เราจึงเลือกใช้วางอากาศแก่งแบบสลับลำคลื่นเป็นระบบต้นแบบ โดยจะทดสอบสายอากาศแก่งแบบสลับลำคลื่นทั้งที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นและแบบระนาบเปรียบเทียบกับสายอากาศต้นเดี่ยวแบบรอบทิศทางซึ่งเป็นสายอากาศลักษณะเดียวกับที่ใช้ในปัจจุบัน

บทที่ 3

การออกแบบระบบต้นแบบ#

3.1 บทนำ

บทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบระบบต้นแบบ นั่นคือ โครงข่ายก่อรูปลำคลื่นของระบบ สายอากาศเก่งแบบสลับลำคลื่นที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นและระบบสายอากาศเก่งที่ใช้สายอากาศแถวลำดับระนาบ ที่ใช้งานที่ย่านความถี่ 1800 MHz เนื่องมาจากที่ความถี่นี้สายอากาศแต่ละต้นจะไม่ห่างกันมากคือที่ $\lambda/2 \approx 8.3$ ซม. และที่ $\lambda/4 \approx 4.2$ ซม. จึงส่งผลให้ขนาดของระบบไม่ใหญ่มาก อีกทั้งในบทนี้ยังกล่าวถึงอุปกรณ์ที่จำเป็นต่อระบบดังนี้ แผงวงจรรวม (Printed circuit board) สายอากาศ และการ์รับสัญญาณจีพีอาร์เอส (aircard)

3.2 การออกแบบโครงข่ายก่อรูปลำคลื่น

จากที่ได้กล่าวไปในบทที่ 2 เราสามารถสร้างโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นโดยนำเอา Butler matrix มาใช้ โดยสายอากาศแถวลำดับแบบเส้น 4×1 จะสามารถนำ Butler matrix มาใช้ได้เลย โดยการคัดลายวงจรรวมแผงวงจรรวม

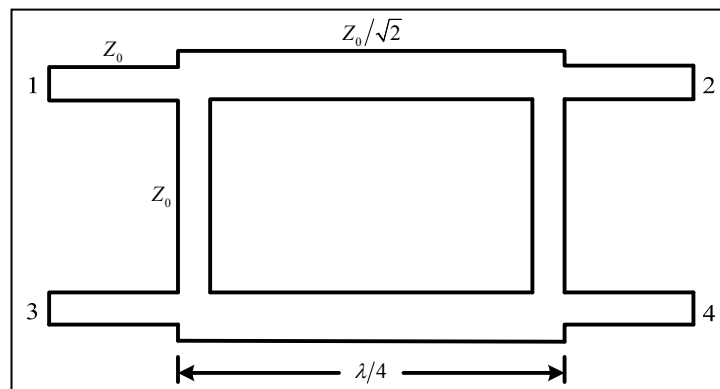
3.2.1 แผงวงจรรวม

วัสดุสำคัญในการสร้างโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นคือแผงวงจรรวม ซึ่งเป็นแผ่นที่มีทองแดงอยู่ด้านบนและล่าง ชั้นกลางด้วยวัสดุที่เป็นฉนวนมีความหนาและมีค่าความนำไฟฟ้าต่างกันขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้งาน ซึ่งเราสามารถออกแบบและคัดลายวงจรรวมให้บนแผงวงจรรวมเพื่อใช้เป็นสายส่งสัญญาณ (transmission line) ในงานวิจัยชิ้นนี้เราเลือกใช้งานแผงวงจรรวมแบบเรซินสังเคราะห์ (epoxy) ที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.5 และมีความหนาของแผงวงจรรวม (d) เท่ากับ 1.7 มม. และแผงวงจรรวมแบบ FR4 ของบริษัท ARLON รุ่น 25N โดยแผงวงจรรวมมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกเท่ากับ 3.38 และมีความหนาของแผงวงจรรวมเท่า 0.8 มม.

3.2.2 การออกแบบโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นสำหรับสายอากาศแถวลำดับแบบเส้น

ในกรณีที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นเราสามารถนำ Butler matrix ที่ได้กล่าวในบทที่ 2 มาใช้ได้เลยโดยไม่ต้องดัดแปลง ดังนั้นที่ต้องทำคือออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบ

ไฮบริด 90° และตัวไขว้สัญญาณตามความถี่ที่ใช้งานเท่านั้น ซึ่งวิธีการออกแบบได้อ้างทฤษฎีการออกแบบสายส่งสัญญาณ จากหนังสือของ David M. Pozar (1998) โดยวงจรตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90° มีลักษณะดังรูปรูปแบบดังรูปที่ 3.1 ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90° จะมีหลักการทำงานคือ ค่าความต่างเฟสของ S_{21} เทียบกับ S_{41} เท่ากับ 90° และในกรณีเดียวกัน ค่าความต่างเฟสของ S_{43} เทียบกับ S_{23} จะเท่ากับ 90° เช่นเดียวกัน เราสามารถคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90° ได้ดังนี้



รูปที่ 3.1 ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90°

ที่ $\epsilon_r = 4.5$, $d = 1.7$ มม. และ $f = 1800$ MHz

เมื่อ 1) $Z_0 = 50\Omega$ จาก

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (3.1)$$

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

$$\frac{w}{d} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (3.2)$$

เมื่อเรานำ ($A = 1.54$) ไปแทนจะได้

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

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

$$\frac{w}{d} = 1.88$$

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

$$w = d(1.88) = (1.7)(1.88) = 3.4 \text{ มม.} \quad \text{และจาก}$$

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12d}{w}}} \right) \quad (3.3)$$

แทนค่าจะได้

$$\varepsilon_e = \frac{4.5+1}{2} + \frac{4.5-1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12(1)}{1.88}}} \right)$$

$$= \frac{5.5}{2} + \frac{3.5}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{7.38}} \right)$$

$$\varepsilon_e = 3.39$$

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

$$\lambda = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_e}(f)} \quad (3.4)$$

แทนค่าจะได้

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{3.39}(1800 \text{ MHz})}$$

$$\lambda = 90.47 \text{ มม.}$$

ที่ 90° ; $\frac{\lambda}{4} = \frac{90.47}{4} = 22.62 \text{ มม.}$

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

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0(\sqrt{\epsilon_r})} \quad (3.5)$$

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

$$B = 8$$

และ $\frac{w}{d} = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] \quad (3.6)$

นำ ($B = 8$) ไปแทนจะได้

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

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

$$w = d(3.22) = (1.7)(3.22) \approx 5.8 \text{ มม.}$$

และจากสมการที่ (3.3) แทนค่าจะได้

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

$$\epsilon_e = 3.55$$

เมื่อทำการเปรียบเทียบจาก $\epsilon_e \neq \epsilon_r$ และ $1 < \epsilon_e < \epsilon_r$ แสดงว่าค่าที่ได้เป็นจริงเพราะฉะนั้นจากสมการที่ (3.4) จะได้

$$\begin{aligned} \lambda &= \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}(f)} \\ &= \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{3.55}(1800 \text{ MHz})} \end{aligned}$$

$$\lambda = 88.4 \text{ มม.}$$

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

เราจึงนำค่าที่หาได้ไปแทนในรูปที่ 3.1 ซึ่งเขียนใหม่ได้ในรูปที่ 3.2

- ที่เส้นที่ Z_0 จะมี

ความกว้าง = 3.4 มม.

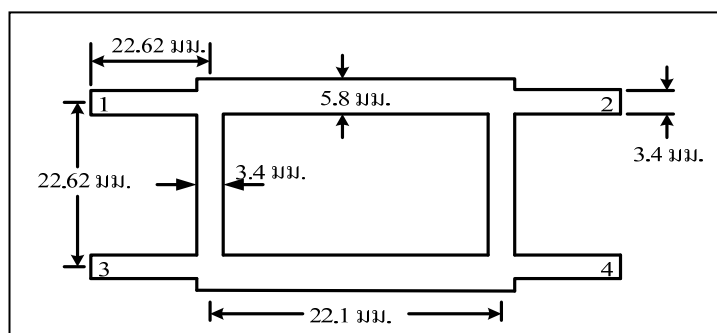
ความยาว = 22.62 มม.

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

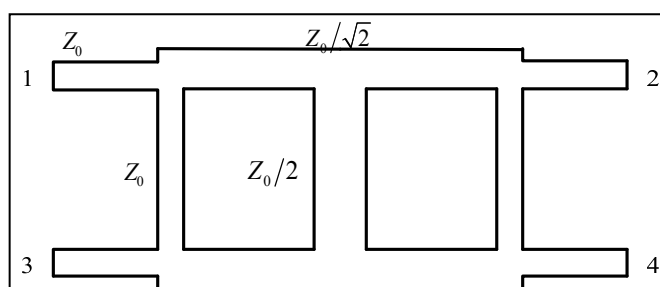
ความกว้าง = 5.8 มม.

ความยาว = 22.1 มม.

ในส่วนที่เรียกว่าตัวไขว้สัญญาณจะทำหน้าที่เป็นทางผ่านของสัญญาณ โดยสัญญาณที่เข้ามานั้นจะเดินทางในลักษณะไขว้คือเมื่อสัญญาณเข้าที่พอร์ต 1 จะเดินทางออกที่พอร์ต 4 และเมื่อสัญญาณเข้าที่พอร์ต 3 จะเดินทางออกพอร์ต 2 ซึ่งในการคำนวณเพื่อออกแบบนั้นจะมีรูปแบบวงจรดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.2 ขนาดของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90°



รูปที่ 3.3 ตัวไขว้สัญญาณ

ที่ $\epsilon_r = 4.5$, $d = 1.7$ มม. และ $f = 1800$ MHz

เมื่อ $\frac{Z_0}{2} = \frac{50}{2} \Omega = 25$ จากสมการที่ (3.5) แทนค่าจะได้

$$B = \frac{377\pi}{2(25)(\sqrt{4.5})}$$

$$B = 11.17$$

และนำ ($B = 11.17$) ไปแทนในสมการที่ (3.6) จะได้

$$\begin{aligned} \frac{w}{d} &= \frac{2}{\pi} \left[11.17 - 1 - \ln(2(11.17) - 1) + \frac{4.5 - 1}{2(4.5)} \left\{ \ln(11.17 - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{4.5} \right\} \right] \\ &= \frac{2}{\pi} [7.11 + 0.39 \{2.57\}] \end{aligned}$$

$$\frac{w}{d} = 5.16 \quad ; \left(\frac{w}{d} > 2 \right) \text{ แสดงว่าใช้ได้เพราะฉะนั้น}$$

$$w = d(5.16) = (1.7)(5.16) \approx 9.3 \text{ มม.}$$

และจากสมการที่ (3.3) แทนค่าจะได้

$$\begin{aligned} \epsilon_e &= \frac{4.5 + 1}{2} + \frac{4.5 - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12(1)}{5.16}}} \right) \\ &= \frac{5.5}{2} + \frac{3.5}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{3.33}} \right) \end{aligned}$$

$$\epsilon_e = 3.71$$

เมื่อทำการเปรียบเทียบจาก $\epsilon_e \neq \epsilon_r$ และ $1 < \epsilon_e < \epsilon_r$ แสดงว่าค่าที่ได้เป็นจริงเพราะฉะนั้นจากสมการที่ (3.4) จะได้

$$\begin{aligned} \lambda &= \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}(f)} \\ &= \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{3.71}(1800 \text{ MHz})} \end{aligned}$$

$$\lambda = 86.53 \text{ มม.}$$

$$\text{ที่ } 90^\circ ; \frac{\lambda}{4} = \frac{86.53}{4} = 21.63 \text{ มม.}$$

เราจึงนำค่าที่หาได้ไปแทนในรูปที่ 3.3 ซึ่งเขียนใหม่ได้ในรูปที่ 3.4

- ที่เส้นที่ Z_0 จะมี

ความกว้าง = 3.4 มม.

ความยาว = 22.62 มม.

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

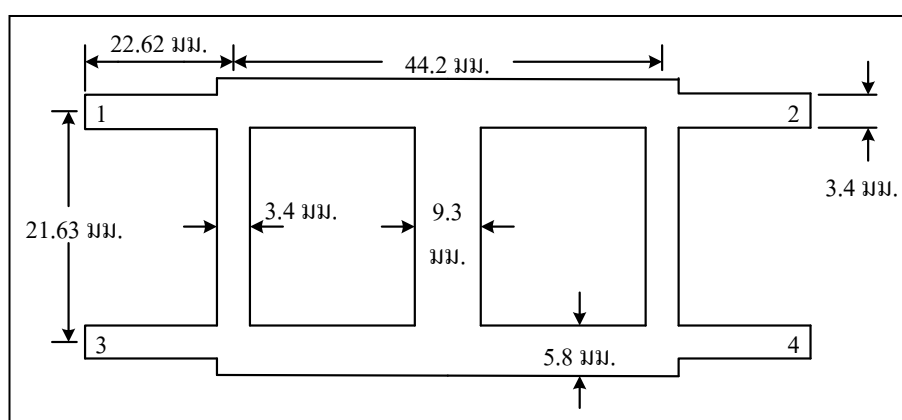
ความกว้าง = 5.8 มม.

ความยาว = 22.1 มม.

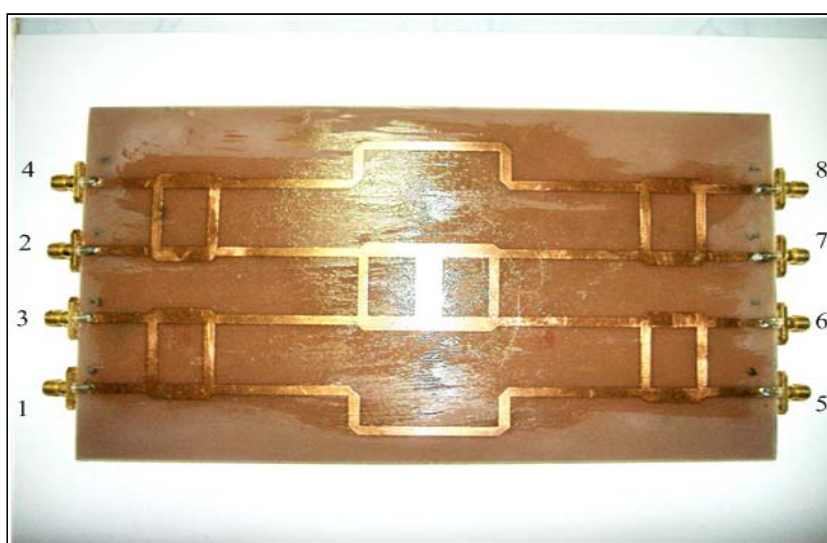
- ที่เส้นที่ $\frac{Z_0}{2}$ จะมี

ความกว้าง = 9.3 มม.

ความยาว = 21.63 มม.



รูปที่ 3.4 ค่าพารามิเตอร์ของตัวไขว้สัญญาณ



รูปที่ 3.5 โครงข่ายก่อรูปค่าคลื่น Butler matrix สำหรับสายอากาศแถวลำดับแบบเส้น 4x1

ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์ของโครงข่ายท่อรูปลำคลื่นของสายอากาศแถวลำดับแบบเส้น

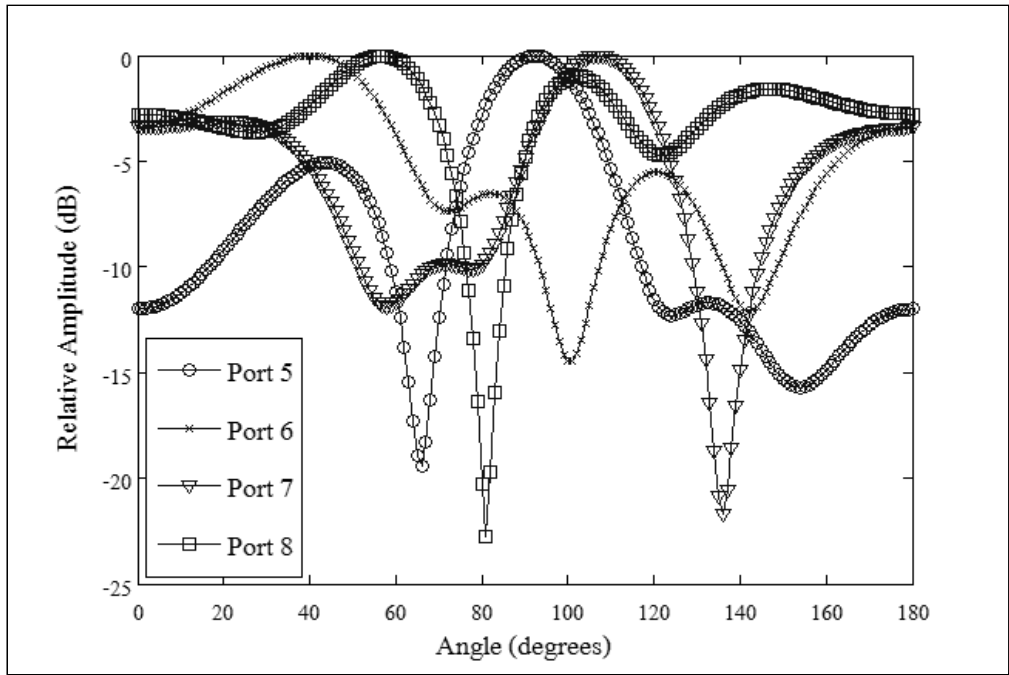
พารามิเตอร์	การจำลองแบบ (dB)	การวัด (dB)
ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ		
S[1,1], S[2,2], S[3,3], S[4,4]	-25.03, -15.66, -15.66, -25.03	-11, -27, -16, -11
S[5,5], S[6,6], S[7,7], S[8,8]	-26, -16, -16, -26	-11, -23, -21, -12
ค่าความสูญเสียจากการแยกโคคเคียว		
S[2,1], S[3,1], S[4,1]	-37.13, -11.55, -34.81	-26, -17, -20
S[6,5], S[7,5], S[8,5]	-11.58, -37.09, -34.83	-16, -38, -26
ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ		
S[5,1], S[6,1], S[7,1], S[8,1]	-14.41, -12.37, -13.8, -12.78	-11, -12, -13, -14
S[5,2], S[6,2], S[7,2], S[8,2]	-13.8, -14.81, -12.48, -12.48	-13, -12, -13, -10
S[5,3], S[6,3], S[7,3], S[8,3]	-12.47, -12.47, -14.81, -13.8	-10, -13, -12, -13
S[5,4], S[6,4], S[7,4], S[8,4]	-12.78, -13.8, -12.36, -14.42	-11, -13, -11, -10

ตารางที่ 3.2 คำนวณของโครงข่ายท่อรูปลำคลื่นของสายอากาศแถวลำดับแบบเส้นที่ได้

พอร์ตสัญญาณขาออก	สายอากาศ ต้นที่ 1	สายอากาศ ต้นที่ 2	สายอากาศ ต้นที่ 3	สายอากาศ ต้นที่ 4	ความต่าง เฟส
5	-85°	-129°	-174°	116°	-45°
6	-115°	0°	140°	-9°	135°
7	-98°	151°	-12°	-120°	-135°
8	-179°	-123°	-107°	-80°	45°

จากค่าพารามิเตอร์ที่ได้เราสามารถสร้างตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90° และตัวไขว้สัญญาณที่ใช้งานที่ความถี่ 1800 MHz ได้ตามที่แสดงในรูปที่ 3.2 และ 3.4 ตามลำดับและเมื่อนำวงจรที่ออกแบบมาต่อเข้าด้วยกันเป็น Butler matrix สำหรับสายอากาศแถวลำดับแบบเส้น 4×1 ตามที่แสดงในรูปที่ 2.10 โดยตัวเลื่อนเฟส 45° สามารถออกแบบได้จากการใช้ทฤษฎีของสายส่งมาออกแบบในโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ดังนั้นเราจะได้โครงข่ายท่อรูปลำคลื่นตามที่แสดงในรูปที่ 3.5 จากนั้นเรานำเอาโครงข่ายท่อรูปลำคลื่นที่ได้ในรูปที่ 3.5 ไปวัดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ โดยใช้เครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย โดยนอกจากที่จะวัดค่าเฟสของสัญญาณแล้วเรายังวัดค่าความสูญเสียเนื่องจาก

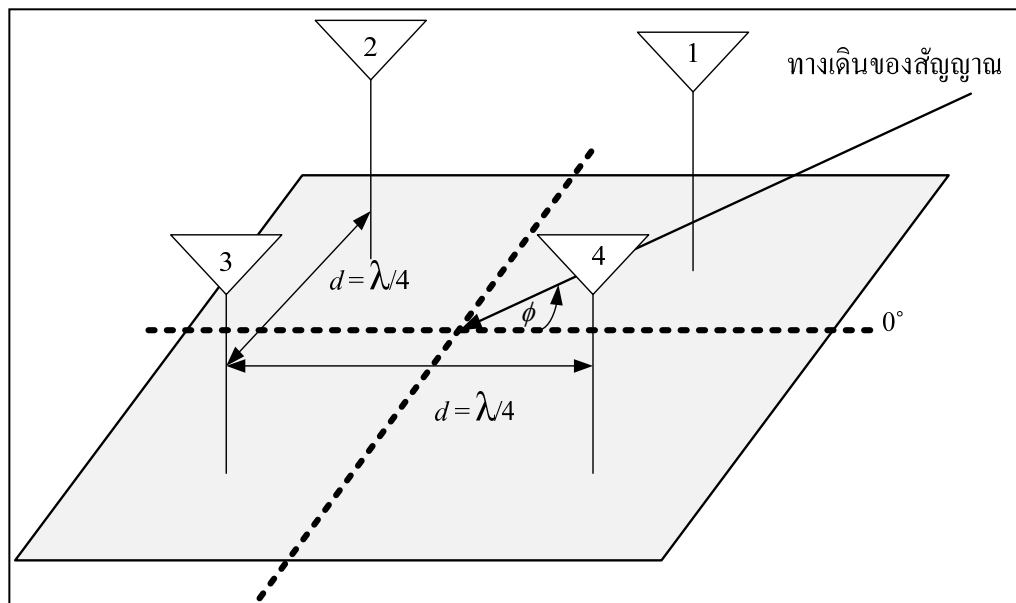
การย้อนกลับ (return loss) ซึ่งเป็นค่าการสูญเสียที่เกิดจากการสะท้อนกลับออกที่พอร์ตที่ป้อนสัญญาณเอง ซึ่งควรต่ำกว่า -10 dB ค่าความสูญเสียจากการแยกโคเดเดี่ยว (isolation loss) ซึ่งเป็นค่าการสูญเสียที่เกิดจากการสะท้อนกลับออกที่พอร์ตที่สัญญาณออกอีกพอร์ตหนึ่ง ซึ่งควรจะมีค่าที่ยิ่งต่ำยิ่งดีคือควรต่ำกว่า -15 dB หรือต่ำกว่า และค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ (coupling loss) ซึ่งเป็นค่าที่เกิดจากการสูญเสียที่เกิดจากการส่งผ่านสัญญาณจากพอร์ตสัญญาณเข้าไปพอร์ตสัญญาณออก ซึ่งควรมีค่าไม่มาก คือประมาณประมาณ -10 dB หรือสูงกว่า จากค่าในตารางที่ 3.1 จะเห็นค่าจากการวัดที่ได้ถึงแม้จะไม่ตรงกับค่าจากการจำลองแบบเนื่องมาจากค่าการสูญเสียที่เกิดจากการสร้างจริง แต่ค่าที่ได้จากการวัดก็ยังอยู่ในระดับที่ยอมรับได้ ค่าในตารางที่ 3.2 เป็นค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสายอากาศแต่ละต้นที่ได้จากการวัดค่าเฟสของแต่ละพอร์ตที่พอร์ตสัญญาณออก ดังนั้นเราสามารถนำค่าในตารางไปใส่ในสมการที่ (2.42) เพื่อจำลองแบบในคอมพิวเตอร์ ดังนั้นจะได้แบบรูปการแผ่พลังงานตามที่แสดงในรูปที่ 3.6 จากรูป จะเห็นว่าพหุหลักมีทิศทางใกล้เคียงตามที่แสดงในตารางที่ 2.2 ซึ่งเป็นค่าทางทฤษฎี



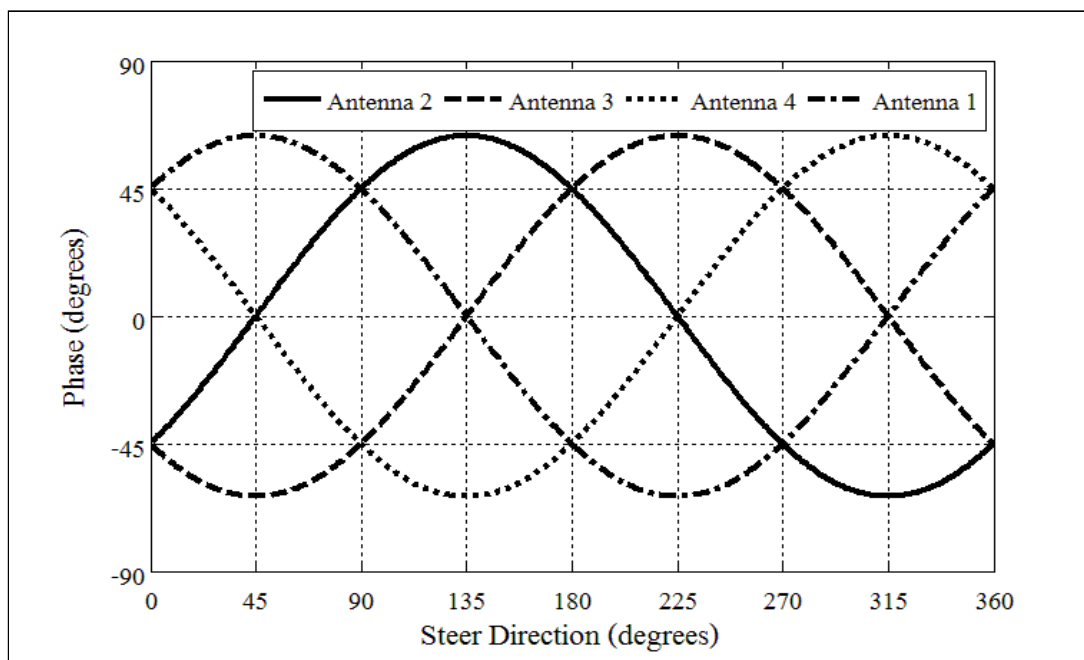
รูปที่ 3.6 แบบรูปการแผ่พลังงานของก่อรูปลำคลื่นของสายอากาศแถวลำดับแบบเส้นที่ออกแบบ

3.2.3 การออกแบบโครงข่ายท่อรูปสี่เหลี่ยมสำหรับสายอากาศแถวลำดับแบบระนาบ

ในกรณีที่ใช้สายอากาศแบบระนาบเราไม่สามารถที่จะนำ Butler matrix ที่แสดงในบทที่ 2 มาใช้ได้เลยเนื่องจาก Butler matrix ตามทฤษฎีที่แสดงได้ออกแบบไว้เฉพาะกับสายอากาศแถวลำดับแบบเส้น 4×1 เท่านั้น ดังนั้นในกรณีนี้เราต้องออกแบบโครงข่ายท่อรูปสี่เหลี่ยมใหม่แต่ก็ยังคงอ้างอิงอยู่กับ Butler matrix กำหนดให้สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบ 2×2 วางตัวตามในรูปที่ 3.7 เมื่อสัญญาณมาตกกระทบสายอากาศแต่ละต้นที่มุม ϕ ใด ๆ สายอากาศแต่ละต้นจะสามารถรับสัญญาณได้ทุกต้นแต่เฟสของสัญญาณที่มาตกกระทบสายอากาศแต่ละต้นจะไม่เท่ากัน ดังนั้นเราจึงสามารถวาดกราฟของสัญญาณเฟสที่ต่างกันของสายอากาศแต่ละต้นที่ตำแหน่งมุม ϕ ตั้งแต่ 0° ถึง 360° ได้ดังรูปที่ 3.8 จากรูปจะสามารถสังเกตเห็นได้ว่าที่มุม 45° 135° 225° และ 315° เฟสที่มาตกกระทบสายอากาศแต่ละต้นจะมีความต่างเฟสประมาณ 63° ดังนั้นเราสามารถที่จะออกแบบโครงข่ายท่อรูปสี่เหลี่ยมของสายอากาศแถวระดับแบบระนาบ 2×2 ที่สามารถหันพู่หลักไปในทิศทาง 45° 135° 225° และ 315° โดยอาศัยข้อมูลจากรูปที่ 3.8 มาเขียนเป็นตารางค่าการเลื่อนเฟสของสัญญาณหรือค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสัญญาณ โดยอ้างอิงกับทฤษฎี Butler matrix ตามที่แสดงในตารางที่ 3.3 เมื่อ X เท่ากับ 63° จะเห็นว่าเราต้องใช้ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 63° ในการสร้างโครงข่ายท่อรูปสี่เหลี่ยม โดยเริ่มแรกเราต้องออกแบบตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90° ก่อน แต่ตัวไขว้สัญญาณยังคงใช้พารามิเตอร์ที่ได้จากการคำนวณไว้เลย ซึ่งตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90° และตัวไขว้สัญญาณสามารถออกแบบได้ดังนี้



รูปที่ 3.7 สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบ 2×2



รูปที่ 3.8 กราฟของเฟสที่ต่างกันของสายอากาศแต่ละตัว

ตารางที่ 3.3 ค่าเลื่อนเฟสของสัญญาณที่ตกกระทบสายอากาศแถวลำดับแบบระนาบ 2x2

สัญญาณขา ออก	สายอากาศ				ทิศทาง ของพู่หลัก
	2	3	1	4	
5	0	X	X	2X	135°
6	X	2X	0	X	45°
7	X	0	2X	X	225°
8	2X	X	X	0	315°

ที่ $\epsilon_r = 3.38$, $d = 0.8$ มม. และ $f = 1800$ MHz

เมื่อ 1) $Z_0 = 50\Omega$ จากสมการที่ (3.5) แทนค่าจะได้

$$B = \frac{377\pi}{2(50)(\sqrt{3.38})}$$

$$B = 6.44$$

และนำ ($B = 12.88$) ไปแทนในสมการที่ (3.6) จะได้

$$\begin{aligned}\frac{w}{d} &= \frac{2}{\pi} \left[12.88 - 1 - \ln(2(6.44) - 1) + \frac{3.38 - 1}{2(3.38)} \left\{ \ln(6.44 - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{3.38} \right\} \right] \\ &= \frac{2}{\pi} [8.67 + 0.35 \{2.68\}]\end{aligned}$$

$$\frac{w}{d} = 2.38 \quad ; \left(\frac{w}{d} > 2 \right) \text{ แสดงว่าใช้ได้เพราะฉะนั้น}$$

$$w = d(6.12) = (0.8)(2.38) \approx 1.9 \text{ มม.}$$

และจากสมการที่ (3.3) แทนค่าจะได้

$$\begin{aligned}\epsilon_e &= \frac{3.38 + 1}{2} + \frac{3.38 - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12(1)}{2.38}}} \right) \\ &= \frac{4.38}{2} + \frac{3.38}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{2.96}} \right)\end{aligned}$$

$$\epsilon_e = 5.04$$

เมื่อทำการเปรียบเทียบจาก $\epsilon_e \neq \epsilon_r$ และ $1 < \epsilon_e < \epsilon_r$ แสดงว่าค่าที่ได้เป็นจริงเพราะฉะนั้นจากสมการที่ (3.4) จะได้

$$\begin{aligned}\lambda &= \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}(f)} \\ &= \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{2.88}(1800 \text{ MHz})}\end{aligned}$$

$$\lambda = 102 \text{ มม.}$$

$$\text{ที่ } 90^\circ ; \frac{\lambda}{4} = \frac{98.18}{4} = 25.5 \text{ มม.}$$

$$\text{เมื่อ } 2) \frac{Z_0}{\sqrt{2}} = \frac{50}{\sqrt{2}} \Omega = 35.3553 \quad \text{จากสมการที่ (3.5) แทนค่าจะได้}$$

$$B = \frac{377\pi}{2(35.3553)(\sqrt{3.38})}$$

$$B = 9.11$$

และนำ ($B = 9.11$) ไปแทนในสมการที่ (3.6) จะได้

$$\begin{aligned}\frac{w}{d} &= \frac{2}{\pi} \left[9.11 - 1 - \ln(2(9.11) - 1) + \frac{3.38 - 1}{2(3.38)} \left\{ \ln(9.11 - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{3.38} \right\} \right] \\ &= \frac{2}{\pi} [5.26 + 0.35 \{2.3\}]\end{aligned}$$

$$\frac{w}{d} = 3.87 \quad ; \left(\frac{w}{d} > 2 \right) \text{ แสดงว่าใช้ได้เพราะฉะนั้น}$$

$$w = d(3.87) = (0.8)(3.87) \approx 3.1 \text{ มม.}$$

และจากสมการที่ (3.3) แทนค่าจะได้

$$\begin{aligned} \epsilon_e &= \frac{3.38+1}{2} + \frac{3.38-1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1+\frac{12(1)}{3.87}}} \right) \\ &= \frac{4.38}{2} + \frac{3.38}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{3.1}} \right) \end{aligned}$$

$$\epsilon_e = 2.78$$

เมื่อทำการเปรียบเทียบจาก $\epsilon_e \neq \epsilon_r$ และ $1 < \epsilon_e < \epsilon_r$ แสดงว่าค่าที่ได้เป็นจริงเพราะฉะนั้นจากสมการที่ (3.4) จะได้

$$\begin{aligned} \lambda &= \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}(f)} \\ &= \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{2.78}(1800 \text{ MHz})} \end{aligned}$$

$$\lambda = 100 \text{ มม.}$$

$$\text{ที่ } 90^\circ; \frac{\lambda}{4} = \frac{100}{4} = 25 \text{ มม.}$$

เมื่อ 3) $\frac{Z_0}{2} = \frac{50}{2} \Omega = 25$ จากสมการที่ (3.5) แทนค่าจะได้

$$B = \frac{377\pi}{2(25)(\sqrt{3.38})}$$

$$B = 12.88$$

และนำ ($B = 12.88$) ไปแทนในสมการที่ (3.6) จะได้

$$\begin{aligned} \frac{w}{d} &= \frac{2}{\pi} \left[12.88 - 1 - \ln(2(12.88) - 1) + \frac{3.38-1}{2(3.38)} \left\{ \ln(12.88-1) + 0.39 - \frac{0.61}{3.38} \right\} \right] \\ &= \frac{2}{\pi} [8.68 + 0.35\{2.68\}] \end{aligned}$$

$$\frac{w}{d} = 6.12$$

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

$$w = d(6.12) = (0.8)(6.12) \approx 4.9 \text{ มม.}$$

และจากสมการที่ (3.3) แทนค่าจะได้

$$\begin{aligned}\varepsilon_e &= \frac{3.38+1}{2} + \frac{3.38-1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1+\frac{12(1)}{6.12}}} \right) \\ &= \frac{4.38}{2} + \frac{3.38}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{2.96}} \right)\end{aligned}$$

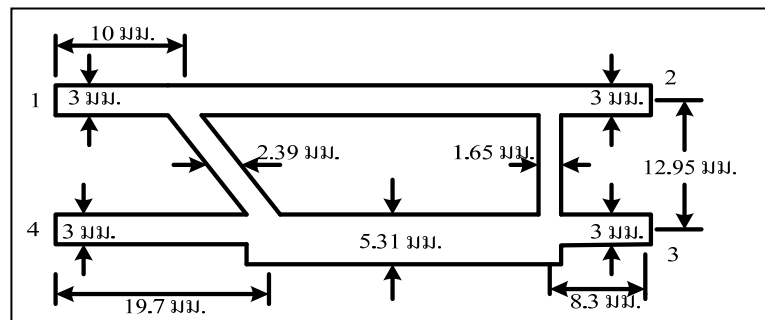
$$\varepsilon_e = 2.88$$

เมื่อทำการเปรียบเทียบจาก $\varepsilon_e \neq \varepsilon_r$ และ $1 < \varepsilon_e < \varepsilon_r$ แสดงว่าค่าที่ได้เป็นจริงเพราะฉะนั้นจากสมการที่ (3.4) จะได้

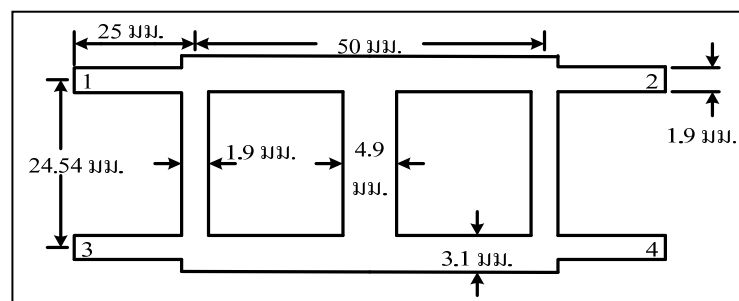
$$\lambda = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_e} (f)} = \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{2.88} (1800 \text{ MHz})}$$

$$\lambda = 98.18 \text{ มม.}$$

$$\text{ที่ } 90^\circ ; \frac{\lambda}{4} = \frac{98.18}{4} = 24.54 \text{ มม.}$$



รูปที่ 3.9 ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 63°



รูปที่ 3.10 ตัวไขว้สัญญาณสำหรับสายอากาศแกลวงระดับแบบระนาบ 2x2
- ที่เส้นที่ Z_0 จะมี

ความกว้าง = 1.9 มม.

ความยาว = 25.5 มม.

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

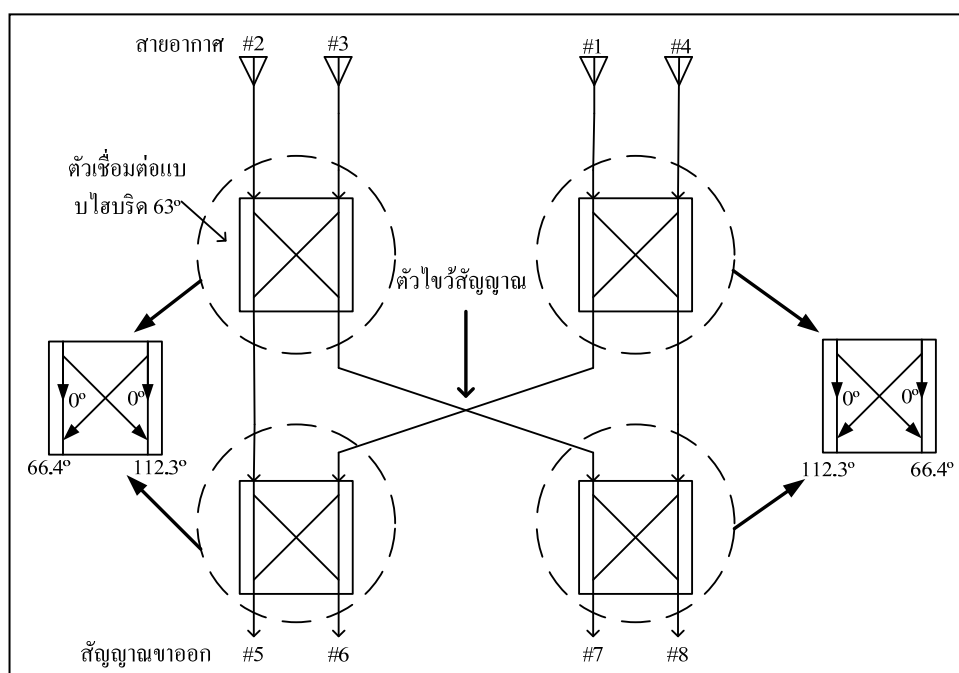
ความกว้าง = 3.1 มม.

ความยาว = 25 มม.

- ที่เส้นที่ $\frac{Z_0}{2}$ จะมี

ความกว้าง = 4.9 มม.

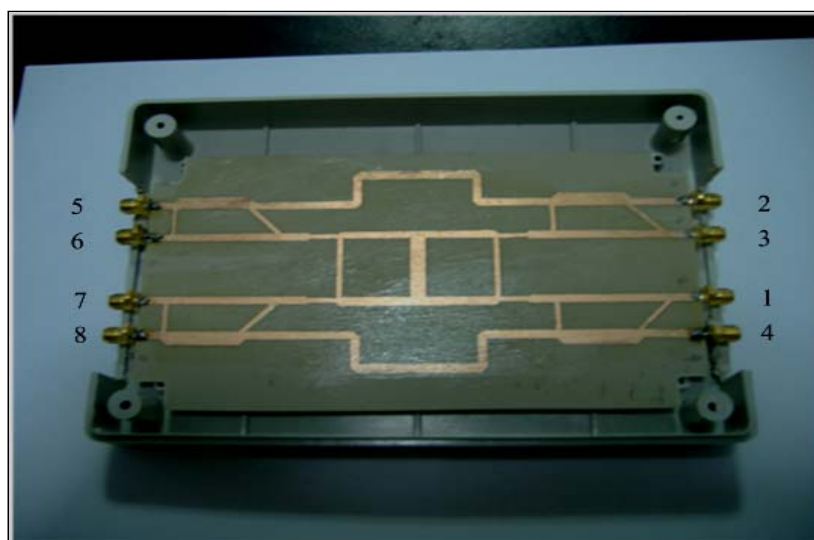
ความยาว = 24.54 มม.



รูปที่ 3.11 โครงข่ายก่อรูปลำคลื่นสำหรับสายอากาศแถวระดับแบบระนาบ 2x2

จากค่าที่ได้เป็นเพียงค่าพารามิเตอร์ของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 90° จึงยังไม่สามารถนำมาใช้ได้โดยตรง ต้องดัดแปลงเป็นตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด 63° โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์เสียก่อน ในการออกแบบนอกจากที่จะต้องพิจารณาให้ได้เฟสที่ต้องการแล้วยังต้องพิจารณาถึงค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ค่าความสูญเสียจากการแยกโคเดเด็ยและค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อให้ยังมีค่าที่เหมาะสม ดังนั้นในการออกแบบเฟสอาจไม่ตรง 63° มากนัก

แต่ทิศทางของพหุหลักทั้ง 4 พุ่ก็ยังคงต้องใกล้เคียง 45° 135° 225° และ 315° ซึ่งค่าพารามิเตอร์ที่ ออกแบบได้แสดงในรูปที่ 3.9 และตัวไขว้สัญญาณที่ออกแบบได้แสดงในรูปที่ 3.10 เมื่อเฟสที่ออก ที่พอร์ตที่ 2 และ 3 ในรูปที่ 3.9 เท่ากับ 112.3° และ 66.4° ตามลำดับ



รูปที่ 3.12 โครงข่ายก่อรูปลำคลื่นสำหรับสายอากาศแถวระดับแบบระนาบ 2×2 ที่สร้าง

รูปที่ 3.11 แสดงโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นสำหรับสายอากาศแถวลำดับแบบระนาบ 2×2 ที่ออกแบบได้ ซึ่งข้อมูลที่ได้จากรูปที่ 3.9 3.10 และ 3.11 เราสามารถสร้างโครงข่ายก่อรูปลำ คลื่นสำหรับสายอากาศแถวลำดับแบบระนาบ 2×2 ได้ตามที่แสดงในรูปที่ 3.12 และจากนั้นเรา นำเอาวงจรในรูปไปวัดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ โดยใช้เครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายเป็นตัวทดสอบ ซึ่งค่าที่ ได้จากการทดสอบจะนำมาเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการจำลองแบบในโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ตามที่ได้แสดงในตารางที่ 3.4 และ 3.5 จะเห็นได้ว่าค่าพารามิเตอร์ในตารางที่ 3.4 ค่าที่ได้จากการวัด ยังอยู่ในขอบเขตที่ยอมรับได้คือค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่ได้ยังต่ำกว่า -10 dB ค่า ความสูญเสียจากการแยกโคคเดี่ยวยังอยู่ที่ประมาณ -15 dB และค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต้อมีค่า ไม่สูงคือไม่เกิน -10 dB อีกทั้งเรายังได้จำลองแบบรูปการแผ่พลังงานในโปรแกรมคอมพิวเตอร์โดย ใช้ข้อมูลจากตารางที่ 3.5 ซึ่งคือค่าน้ำหนักที่ได้จากการวัดเฟสของสัญญาณที่พอร์ตสัญญาณขาออก แต่ละพอร์ต โดยจะได้แบบรูปการแผ่พลังงานตามที่แสดงในรูปที่ 3.13 และจากรูปจะเห็นว่าพหุหลัก มีทิศทางใกล้เคียงกับทิศทาง 45° 135° 225° และ 315° ซึ่งเป็นตามทฤษฎีที่แสดงในรูปที่ 3.8

ตารางที่ 3.4 ค่าพารามิเตอร์ของโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นของสายอากาศแถวลำดับแบบระนาบ

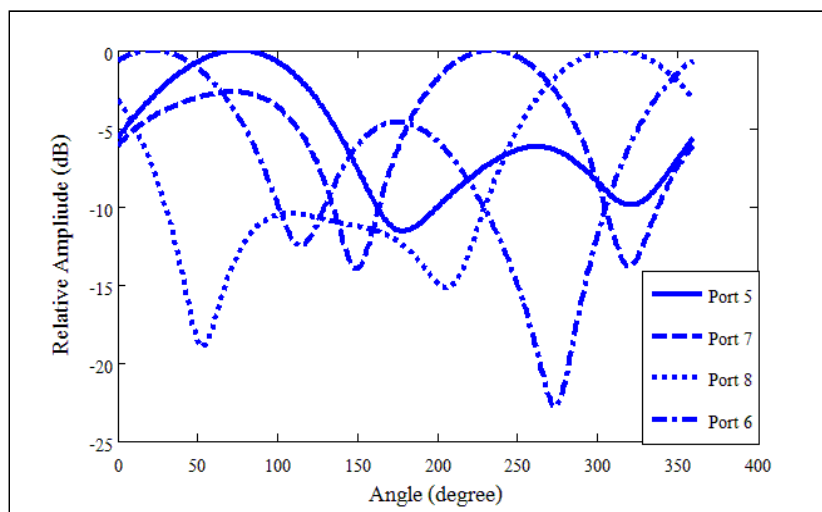
พารามิเตอร์	การจำลองแบบ (dB)	การวัด (dB)
ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ		
S[1,1], S[2,2], S[3,3], S[4,4]	-20.5, -22.1, -20.5, -22.1	-15.5, -11, -16.3, -12
S[5,5], S[6,6], S[7,7], S[8,8]	-26, -18.6, -18.6, -26	-12, -13, -16, -12
ค่าความสูญเสียจากการแยกโคดเดี่ยว		
S[3,2], S[1,2], S[4,2]	-29.4, -39, -25.5	-14.5, -23.8, -24.6
S[6,5], S[7,5], S[8,5]	-25, -43, -31	-13.8, -23.7, -16.2
ค่าความสูญเสียจากการเชื่อมต่อ		
S[5,1], S[6,1], S[7,1], S[8,1]	-6.5, -7.8, -5.2, -6.5	-7, -6, -9, -7
S[5,2], S[6,2], S[7,2], S[8,2]	-7.8, -6.5, -6.5, -5.2	-10, -6.6, -8.3, -6.2
S[5,3], S[6,3], S[7,3], S[8,3]	-6.5, -5.2, -7.8, -6.5	-7, -5.5, -9.3, -7.3
S[5,4], S[6,4], S[7,4], S[8,4]	-5.2, -6.5, -6.5, -7.7	-6.4, -8.2, -6.3, -6.2

ตารางที่ 3.5 ค่าน้ำหนักของโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นของสายอากาศแถวลำดับแบบระนาบ

พอร์ตสัญญาณขาออก	สายอากาศต้น ที่ 1	สายอากาศต้น ที่ 2	สายอากาศต้น ที่ 3	สายอากาศต้น ที่ 4
5	-146°	121°	133°	31°
6	102°	34°	-146°	11°
7	115°	-145°	33°	100°
8	34°	133°	116°	-153°

3.3 อุปกรณ์เชื่อมต่ออื่น ๆ

ในระบบสายอากาศเก่งแบบสลับลำคลื่นนอกจากจะมีโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นที่ได้กล่าวไปแล้วเป็นส่วนประกอบสำคัญ ยังต้องอาศัยอุปกรณ์เชื่อมต่ออื่น ๆ เพื่อที่ระบบจะสามารถทำงานได้อย่างสมบูรณ์ ดังนั้นในส่วนนี้เราจึงจะกล่าวถึงสายอากาศที่นำมาประกอบเป็นสายอากาศแถวลำดับและการ์ดสัญญาณจีพีอาร์เอส



รูปที่ 3.13 แบบรูปการแผ่พลังงานของท่อรูปลำคลื่นของสายอากาศแถวลำดับแบบระนาบที่ ออกแบบ



รูปที่ 3.14 สายอากาศแบบรอบทิศทาง

3.3.1 สายอากาศ

ในงานวิจัยนี้ได้ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทาง ตามที่แสดงในรูปที่ 3.14 และมีคุณสมบัติอื่น ๆ ดังนี้

1. ช่วงความถี่ที่ใช้งาน : 1800-1900MHz
2. อัตราขยาย : 2 dBi
3. ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (Voltage Standing Wave Ratio : V.S.W.R) น้อยกว่า 2
4. องศาการแผ่คลื่นแนวนอน (Width-H Plane) : 360 องศา

5. องศาการแพร่คลื่นแนวตั้ง (Width-E Plane) : 70 องศา
6. การโพลาไรซ์ : แนวตั้ง (เชิงเส้น)
7. ค่าความต้านทานสัญญาณเข้า : 50 โอห์ม
8. หัวต่อ : เอสเอ็มเอตัวผู้ (Sub Miniature version A : SMA male)
9. ช่วงอุณหภูมิใช้งาน : -20 °C ถึง +70 °C
10. ช่วงอุณหภูมิสะสม : -30 °C ถึง +85 °C



รูปที่ 3.15 การ์ดรับสัญญาณจีพีอาร์เอส Sierra Wireless 750

3.3.2 การ์ดรับสัญญาณจีพีอาร์เอส

การรับสัญญาณจีพีอาร์เอสในงานวิจัยชิ้นนี้ใช้การ์ดรับสัญญาณจีพีอาร์เอสรุ่น 750 ของบริษัท Sierra Wireless ตามที่แสดงในรูปที่ 3.15 ซึ่งมีคุณสมบัติสำคัญดังนี้

1. เชื่อมต่อคอมพิวเตอร์ผ่านช่องพีซีเอ็มไอเอ (Personal Computer Manufacturer Interface Adaptor : PCMIA)
2. ความสามารถในการรับสัญญาณจีพีอาร์เอสระดับสูงสุดคือ 12 (GPRS Class 12 Capability)
3. สามารถรับสัญญาณจีเอสเอ็มย่าน 900 โดยสัญญาณส่งที่ 880 – 915 MHz สัญญาณรับที่ 925 – 960 MHz และมีกำลังสัญญาณขาออก (output power) เท่ากับ 2000 mW (+33 dBm)

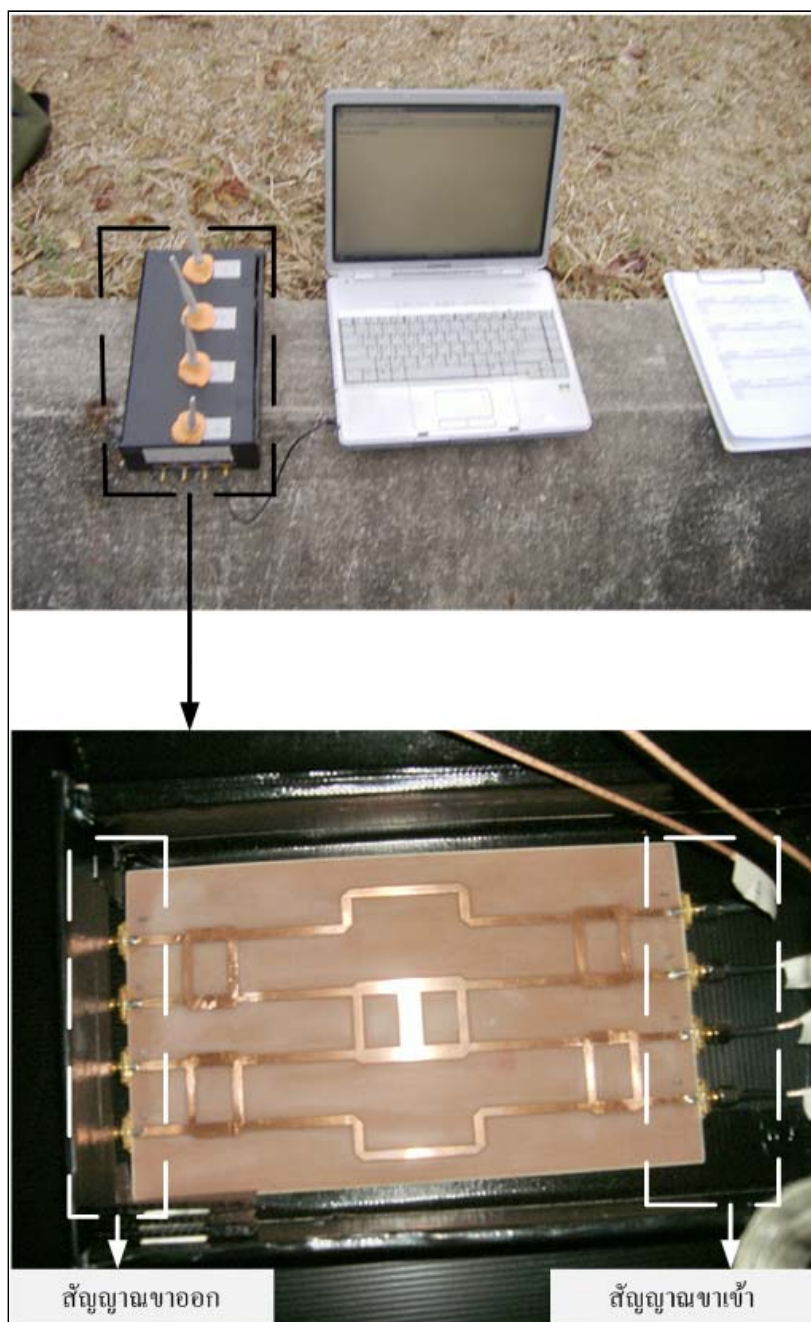
4. สามารถรับสัญญาณจีเอสเอ็มย่าน 1800 โดยสัญญาณส่งที่ 1710 – 1785 MHz สัญญาณรับที่ 1805 – 1880 MHz และมีกำลังสัญญาณขาออกเท่ากับ 1000 mW (+30 dBm)
5. สามารถรับสัญญาณจีเอสเอ็มย่าน 1900 โดยสัญญาณส่งที่ 1850 – 1910 MHz สัญญาณรับที่ 1930 – 1990 MHz และมีกำลังสัญญาณขาออกเท่ากับ 1000 mW (+30 dBm)
6. ช่วงอุณหภูมิใช้งาน : -20 °C ถึง +60 °C

3.4 ระบบต้นแบบ

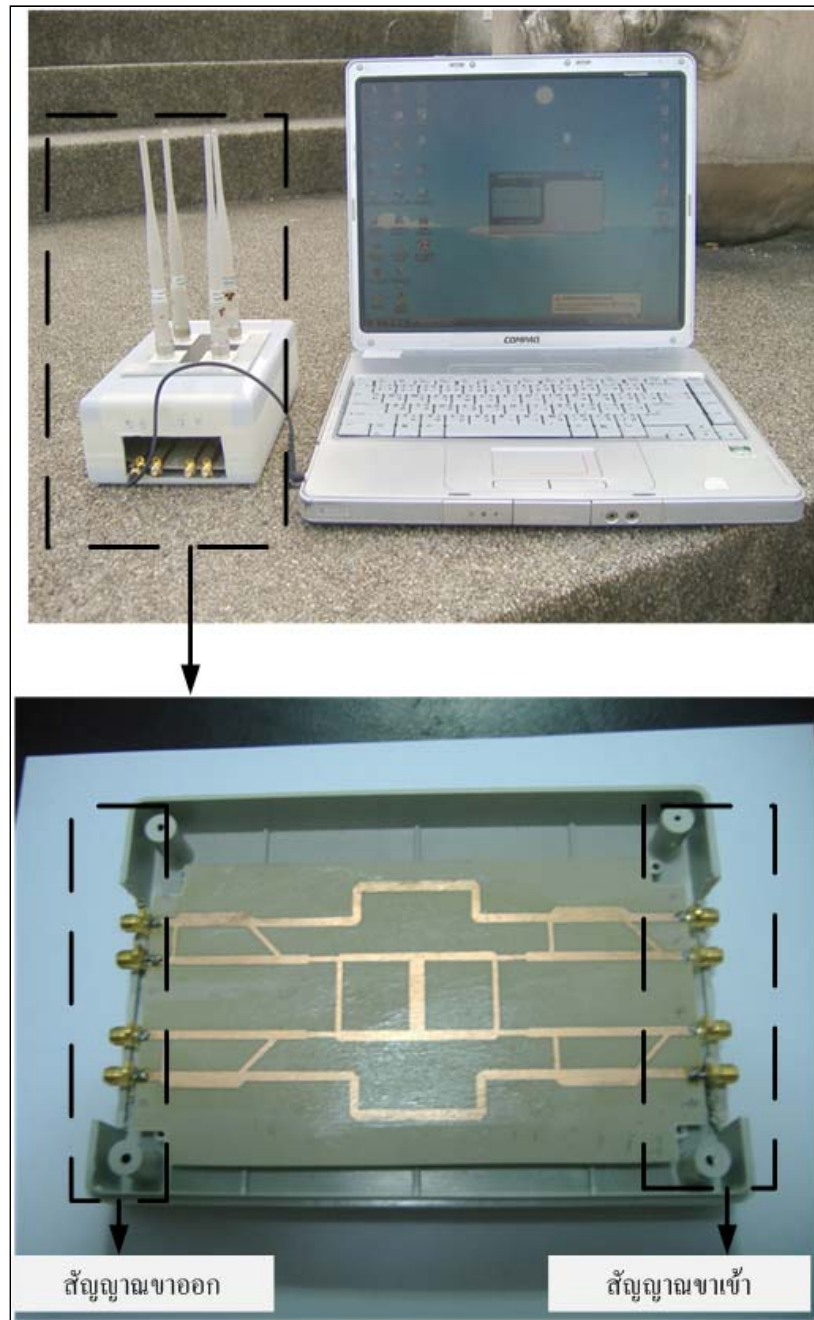
ในส่วนที่ผ่านมาเราได้แสดงให้เห็นถึงการออกแบบและสร้างโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นของทั้งสำหรับสายอากาศแถวลำดับแบบเส้น 4×1 และแบบระนาบ 2×2 บนแผงวงจรพิมพ์ รวมถึงอุปกรณ์อื่น ๆ ที่จำเป็นในระบบนั้นคือสายอากาศและการ์ดรับสัญญาณจีพีอาร์เอส รูปที่ 3.16 แสดงระบบต้นแบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นจำนวน 4 ต้นหรือ 4×1 โดยสายอากาศจะต่อเข้ากับโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นทางฝั่งสัญญาณเข้า โดยทางฝั่งสัญญาณออกของโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นจะต่อเข้ากับการ์ดรับสัญญาณจีพีอาร์เอสที่เชื่อมต่อกับแลบท็อปผ่านช่องพีซีเอ็มไอเอ รูปที่ 3.17 แสดงระบบต้นแบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบจำนวน 4 ต้นที่วางตัวแบบ 2×2 เช่นเดียวกันกับระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้น สายอากาศทั้ง 4 ต้นจะต่อเข้ากับโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นทางฝั่งสัญญาณเข้าและทางฝั่งสัญญาณออกของโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นจะต่อเข้ากับการ์ดรับสัญญาณจีพีอาร์เอส ที่เชื่อมต่อกับแลบท็อปผ่านช่องพีซีเอ็มไอเอ

3.5 สรุป

ในบทนี้เราได้แสดงการออกแบบและสร้างโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นจากทฤษฎี Butler matrix ซึ่งประกอบด้วยตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริดและตัวไขว้สัญญาณ ซึ่งผลจากการนำค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักของสัญญาณที่ได้จากโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นที่ออกแบบมา ใส่ในโปรแกรมจำลองแบบ จะเห็นว่าแบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้ใกล้เคียงกับค่าตามทฤษฎี ดังนั้นสุดท้ายเราจะได้ระบบต้นแบบโดยการนำเอาโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นที่ออกแบบมาประกอบรวมกับสายอากาศและต่อเข้ากับการ์ดสัญญาณจีพีอาร์เอสที่เชื่อมต่อกับแลบท็อป



รูปที่ 3.16 ลูกข่ายที่ใช้สายอากาศสลับตำคลื่นแบบเชิงเส้น 4×1



รูปที่ 3.17 ลูกข่ายที่ใช้สายอากาศสลับลำคลื่นแบบระนาบ 2x2

บทที่ 4

การจำลองแบบในคอมพิวเตอร์

4.1 บทนำ

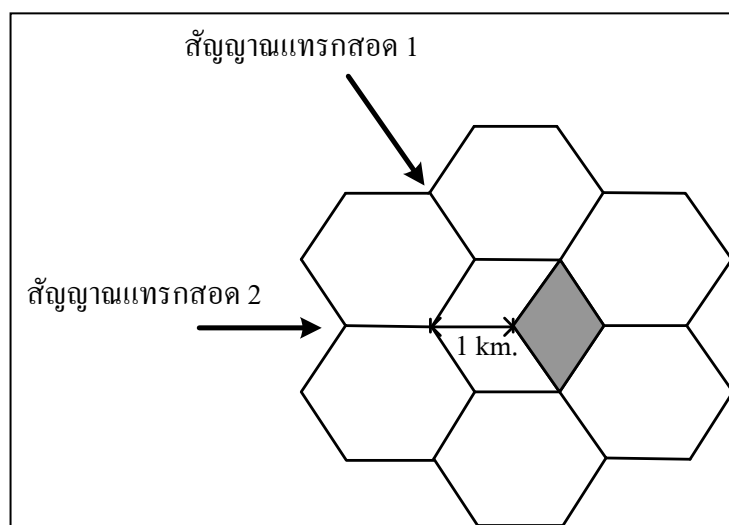
ในบทนี้จะกล่าวถึงการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์ของระบบสายอากาศสลับลำคลื่นที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นและแบบระนาบ สายอากาศแบบปรับตัวและสายอากาศแบบรอบทิศทางต้นเดียว ซึ่งค่าที่ชี้ให้เห็นถึงประสิทธิภาพของระบบที่วิเคราะห์คือความแรงของสัญญาณและค่าวิสัยสามารถของระบบ

4.2 สมมุติฐานในการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์

ในงานวิจัยชิ้นนี้จำเป็นต้องจำลองแบบระบบในคอมพิวเตอร์เสียก่อน เพื่อพิสูจน์ให้เห็นถึงประสิทธิภาพที่แท้จริงของระบบก่อนจะสร้างระบบต้นแบบ โดยสมมุติฐานที่ตั้งไว้คือระบบที่ใช้สายอากาศแถวแบบสลับลำคลื่นจะให้ค่าความแรงของสัญญาณและค่าวิสัยสามารถสูงกว่าระบบที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางต้นเดียวและให้ความแรงของสัญญาณและค่าวิสัยสามารถใกล้เคียงกับระบบสายอากาศแถวแบบปรับตัว

ในการสร้างแบบจำลองเราพยายามสร้างแบบจำลองให้ใกล้เคียงกับสภาพความเป็นจริงที่สุด โดยการจำลองแบบที่สร้างขึ้นในงานวิจัยชิ้นนี้ได้ตั้งอยู่บนสมมุติฐานต่อไปนี้

1. รูปแบบเครือข่ายเป็นระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบรังผึ้ง (cellular systems)
2. แต่ละเซลล์ถูกแบ่งเป็นเซกเตอร์ (sector) เซกเตอร์ละ 120° ดังนั้นสัญญาณแทรกสอดจากช่องสัญญาณเดียวกันเข้ามา 2 ทิศทางซึ่งอยู่ห่างจากพื้นที่ที่สนใจในประมาณ 3 กม. โดยอ้างอิงจากหนังสือของ T. S. Rappaport (2002)
3. รัศมีของเซลล์เท่ากับ 1 กม. ซึ่งอ้างอิงกับขนาดของเซลล์ขนาดใหญ่ (macro cell)
4. การใช้ความถี่ซ้ำ (frequency reuse) เท่ากับ 7
5. แบบจำลองเครือข่ายถูกแสดงไว้ในรูปที่ 4.1 โดยส่วนที่แรเงาเป็นพื้นที่ที่สนใจ
6. กำหนดให้แต่ละเซกเตอร์มีผู้ใช้งาน 100 ผู้ใช้งาน ซึ่งมีการกระจายตัวแบบสม่ำเสมอ (uniform distribution)



รูปที่ 4.1 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบรังผึ้งที่มีการใช้ความถี่ซ้ำเท่ากับ 7

7. อัตราขยายของสายอากาศรอบทิศทางต้นเดียวเท่ากับ 0 dB อัตราขยายของสายอากาศสลับลำคลื่นเท่ากับ 6.76 dB
8. สายอากาศเก่งแบบสลับลำคลื่นที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นใช้โครงข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ Butler matrix ตามที่แสดงในบทที่ 2
9. สายอากาศเก่งแบบสลับลำคลื่นที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบใช้โครงข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบ Butler matrix ประยุกต์ตามที่แสดงในบทที่ 3
10. สายอากาศเก่งแบบปรับตัวใช้อัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นแบบค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุดตามที่แสดงในบทที่ 2
11. อัตราขยายของสายอากาศที่สถานีฐานเท่ากับ 14 dB โดยอ้างอิงจากหนังสือของ T. Halonen, J. Romero, J. Melero (2003)
12. ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของวิธีการสูญเสีย (path loss) 6 dB โดยอ้างอิงจากหนังสือของ T. Halonen, J. Romero, J. Melero (2003)
13. ระบบมีสัญญาณรบกวน (noise) -100 dBm

ในการส่งสัญญาณใด ๆ จากผู้ส่งไปถึงผู้รับจะต้องเกิดการลดทอนของสัญญาณเสมอ โดย การลดทอนนี้เรียกว่าวิธีการสูญเสีย ในงานวิจัยนี้เราเลือกรูปแบบวิธีการสูญเสียแบบ Line-Of-Sight (LOS) ตามที่แสดงในสมการต่อไปนี้

$$L(dB) = 32 + 20 \log f + 20 \log d \quad (4.1)$$

เมื่อ f คือความถี่ที่ใช้งาน โดยมีหน่วยเป็น MHz และ d คือระยะทางจากผู้ส่งไปถึงผู้รับมีหน่วยเป็น กม. การวัดสัญญาณจ็พ็อาร์เอสเราแบ่งเป็น 2 แบบ คือแบบที่เกิดเฟดดิ้งและไม่เกิดเฟดดิ้ง ซึ่งในงานวิจัยนี้เรากำหนดให้ตัวลูกข่ายไม่เคลื่อนที่ ดังนั้นเฟดดิ้งที่เกิดขึ้นจะเป็นเฟดดิ้งแบบช้า (slow fading) เท่านั้น ซึ่งค่าการสูญเสียที่เกิดจากเฟดดิ้งแบบช้าคือ

$$m(dB) = \sqrt{-2\sigma p(m)\sqrt{2\pi\sigma^2} + \overline{L(dB)}} \quad (4.2)$$

เมื่อ $\overline{L(dB)}$ คือค่าเฉลี่ยของวิธีการสูญเสีย $p(m)$ คือ ค่าการสุ่มแบบสม่ำเสมอ (randomly uniform distribution value) และ σ คือค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของวิธีการสูญเสีย ดังนั้นเราสามารถคำนวณหาความแรงของสัญญาณได้จากสมการที่ (4.3) ในกรณีที่ไม่มีเกิดเฟดดิ้งและ (4.4) ในกรณีที่เกิดเฟดดิ้ง

$$C = T_x + G_b + G_u + L(dB) \quad (4.3)$$

$$C = T_x + G_b + G_u + m(dB) \quad (4.4)$$

เมื่อ T_x คือกำลังงานในการส่งสัญญาณ G_b คืออัตราขยายของสายอากาศที่สถานีฐาน และ G_u คืออัตราขยายของสายอากาศที่ตัวลูกข่าย โดยหน่วยของทุกพารามิเตอร์เป็น dB

นอกจากนี้เรายังได้พิจารณาถึงปรากฏการเชื่อมต่อร่วม (mutual coupling effect) โดยสามารถคำนวณหาได้จากทฤษฎีของแรงสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเหนี่ยวนำ (Induced Electromagnetic Force : EMF) ตามที่ได้อธิบายในหนังสือของ C. A. Balanis (1997) โดยเริ่มพิจารณาจากค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแต่ละต้น ($g^{\text{th}}, n^{\text{th}}$) ได้จากสมการต่อไปนี้

$$Z_{gn} = \begin{cases} 30[0.5772 + \ln(2\beta l) - C_i(2\beta l)] + \\ j[30S_i(2\beta l)], & g = n \\ 30[2C_i(u_0) - C_i(u_1) - C_i(u_2)] - \\ j[30(22S_i(u_0) - S_i(u_1) - S_i(u_2))], & g \neq n \end{cases} \quad (4.5)$$

เมื่อ β คือหมายเลขคลื่น l คือค่าความยาวของสายอากาศ และ u คือค่าคงที่ ที่หาได้จากสมการต่อไปนี้

$$u_0 = \beta d_h \quad (4.6)$$

$$u_1 = \beta(\sqrt{d_h^2 + l^2} + l) \quad (4.7)$$

$$u_2 = \beta(\sqrt{d_h^2 + l^2} - l) \quad (4.8)$$

เมื่อ d_h คือระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละต้น และ $C_i(u)$ และ $S_i(u)$ คือการหาปริพันธ์ของไซน์และโคไซน์ ตามที่ได้แสดงในสมการต่อไปนี้

$$C_i(u) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\cos(x)}{x} dx; \quad (4.9)$$

$$S_i(u) = \int_0^u \frac{\sin(x)}{x} dx \quad (4.10)$$

ดังนั้นเราจะได้สมการของปรากฏการณ์เชื่อมต่องานดังนี้

$$\mathbf{C} = (\mathbf{Z}_A + \mathbf{Z}_T)(\mathbf{Z} + \mathbf{Z}_T I_N)^{-1} \quad (4.11)$$

เมื่อ Z_A คืออิมพีแดนซ์ของสายอากาศต้นเดียว I_N คือเมทริกซ์เอกลักษณ์ และ Z_T คืออิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ตัวลูกข่าย

4.3 ผลการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์

จากข้อกำหนดและสมการที่แสดงในหัวข้อที่ 4.2 ได้นำมาเขียนเป็นโปรแกรมการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์ ซึ่งผลจากการจำลองแบบจะแยกเป็นสองส่วนคือ ส่วนของระบบสายอากาศ เก่งแบบสลับลำดับที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นและที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบ โดยค่าที่พิจารณาคือค่าอัตราส่วนคลื่นพาร์ตอัสสัญญาณแทรกสอดและค่าวิสัยสามารถ ซึ่งจะถูกแสดงในรูปของฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (Probability Density Function : PDF) ดังนั้นจุดสูงสุดของเส้นกราฟแต่ละเส้นจะชี้ให้เห็นถึงประสิทธิภาพของระบบนั้น ๆ หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือจุดสูงสุดของเส้นกราฟอยู่ตรงกับค่าใดแสดงว่าระบบนั้นมีความน่าจะเป็นที่จะได้ค่านั้นมากที่สุด

4.3.1 ผลการจำลองแบบของสายอากาศสลับลำคลื่นที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้น

ในส่วนนี้จะแสดงผลการจำลองแบบของสายอากาศสลับลำคลื่นที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นจำนวน 4 ต้น โดยสายอากาศแต่ละต้นวางตัวห่างกัน $\lambda/2$ เปรียบเทียบกับระบบที่ใช้สายอากาศแบบปรับตัวและสายอากาศรอบทิศทางต้นเดียว

รูปที่ 4.2 แสดงรูปของฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าอัตราส่วนคลื่นพาร์ตต่อสัญญาณแทรกสอดในกรณีสัญญาณไม่เกิดเฟดดิ้ง จากรูปจะเห็นว่าระบบที่ใช้งานสายอากาศรอบทิศทางต้นเดียวมีโอกาสที่จะได้ค่าอัตราส่วนคลื่นพาร์ตต่อสัญญาณแทรกสอดต่ำ ๆ มากที่สุดคือผู้ใช้งานระบบนี้ส่วนใหญ่ในเซลล์ มีโอกาสที่จะได้ค่าอัตราส่วนคลื่นพาร์ตต่อสัญญาณแทรกสอดประมาณ 15 dB มากที่สุด โดยระบบที่ใช้งานสายอากาศแบบสลับลำคลื่นที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นกับสายอากาศเก่งแบบปรับตัวมีโอกาสที่จะได้รับค่าอัตราส่วนคลื่นพาร์ตต่อสัญญาณแทรกสอดใกล้เคียงกันคือประมาณ 20 dB รูปที่ 4.3 แสดงรูปของฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของค่าอัตราส่วนคลื่นพาร์ตต่อสัญญาณแทรกสอดในกรณีสัญญาณเกิดเฟดดิ้ง ซึ่งผลที่ได้ก็ใกล้เคียงกับกรณีที่แสดงในรูปที่ 4.2 นั่นคือระบบที่ใช้งานสายอากาศรอบทิศทางแบบต้นเดียวมีโอกาสที่จะได้ค่าอัตราส่วนคลื่นพาร์ตต่อสัญญาณแทรกสอดประมาณ 15 dB มากที่สุด ซึ่งค่าที่สูงสุดเมื่อเทียบกับสายอากาศแบบสลับลำคลื่นและปรับตัวที่มีโอกาสที่จะได้ค่าอัตราส่วนคลื่นพาร์ตต่อสัญญาณแทรกสอดประมาณ 20 dB มากที่สุด

รูปที่ 4.4 แสดงรูปของฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าวิสัยสามารถในกรณีที่สัญญาณไม่เกิดเฟดดิ้ง จากรูปจะเห็นว่าสายอากาศแบบสลับลำคลื่นมีโอกาสที่จะได้รูปแบบการเข้ารหัสที่ให้ค่าวิสัยสามารถที่มากที่สุดคือ 21.4 kbps มากที่สุดรองลงมาคือสายอากาศแบบปรับตัวและสายอากาศแบบรอบทิศทางมีโอกาสต่ำที่สุด รูปที่ 4.5 แสดงรูปของฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าวิสัยสามารถในกรณีที่สัญญาณเกิดเฟดดิ้ง ในกรณีนี้สายอากาศแบบปรับตัวมีโอกาสที่จะได้ค่าวิสัยสามารถที่ 21.4 kbps มากที่สุดแต่สายอากาศแบบสลับลำคลื่นก็มีโอกาสใกล้เคียงกับสายอากาศแบบปรับตัวมาก

4.3.2 ผลการจำลองแบบของสายอากาศสลับลำคลื่นที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบ

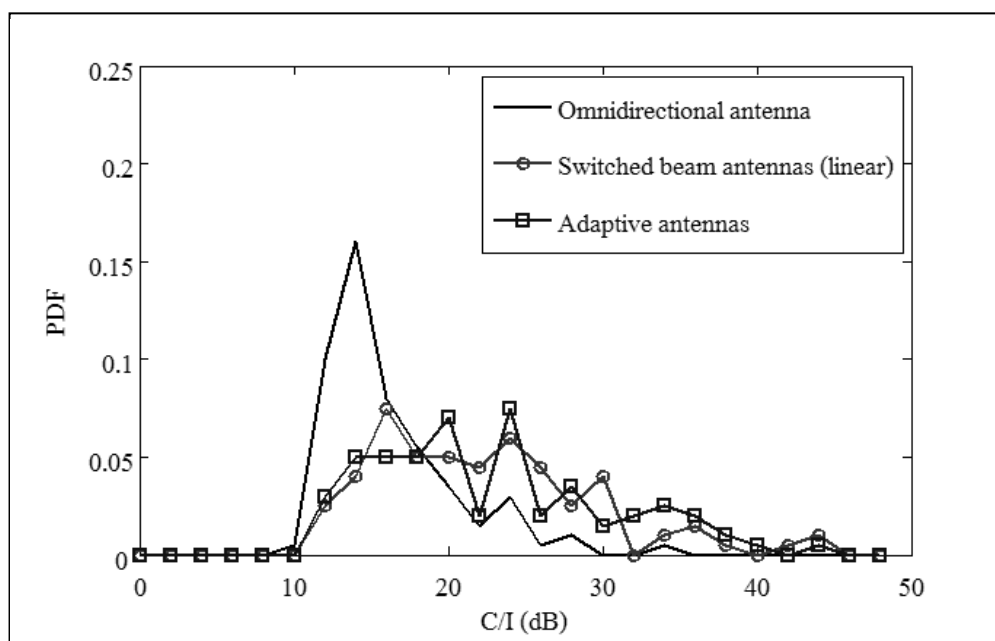
ในส่วนนี้จะแสดงผลการจำลองแบบของสายอากาศสลับลำคลื่นที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบจำนวน 4 ต้นวางตัวแบบ 2×2 โดยสายอากาศแต่ละต้นวางตัวห่างกัน $\lambda/4$ ในแนวตั้งฉาก เช่นเดียวกันกับสายอากาศแถวลำดับแบบเส้นที่แสดงในส่วน 4.3.1 ค่าที่พิจารณาคือค่าอัตราส่วนคลื่นพาร์ตต่อสัญญาณแทรกสอดและค่าวิสัยสามารถ ซึ่งจะถูกแสดงในรูปของฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น รูปที่ 4.6 และ 4.7 แสดงฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของ

ค่าอัตราส่วนคลื่นพาร์ตต่อสัญญาณแทรกสอดในกรณีที่สัญญาณไม่เกิดเฟดดิ้งและเกิดเฟดดิ้งตามลำดับ จากรูปทั้งสองจะเห็นว่า สายอากาศแบบสลับลำคลื่นที่ใช้สายอากาศแฉวลำดับแบบระนาบมีโอกาที่จะได้ค่าอัตราส่วนคลื่นพาร์ตต่อสัญญาณแทรกสอดที่ดีมากกว่าสายอากาศแบบรอบทิศทางต้นเดียว และมีโอกาสใกล้เคียงกันกับสายอากาศแบบปรับตัว

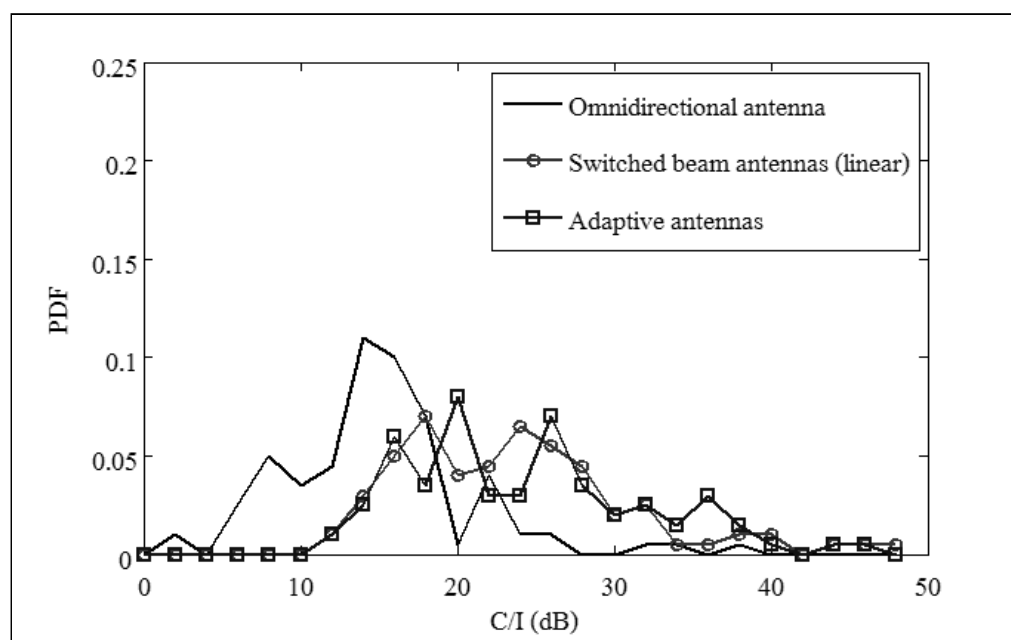
รูปที่ 4.8 และ 4.9 แสดงฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าวิสัยสามารถในกรณีที่สัญญาณไม่เกิดเฟดดิ้งและเกิดเฟดดิ้งตามลำดับ จากรูปจะเห็นว่าระบบที่ใช้สายอากาศแบบสลับลำคลื่นยังคงมีโอกาได้ค่าวิสัยสามารถที่ดีมากกว่าสายอากาศแบบรอบทิศทางต้นเดียว และยังมีโอกาสได้ค่าวิสัยสามารถที่น้อยกว่าสายอากาศแบบปรับตัวประมาณ 0.15

4.4 สรุป

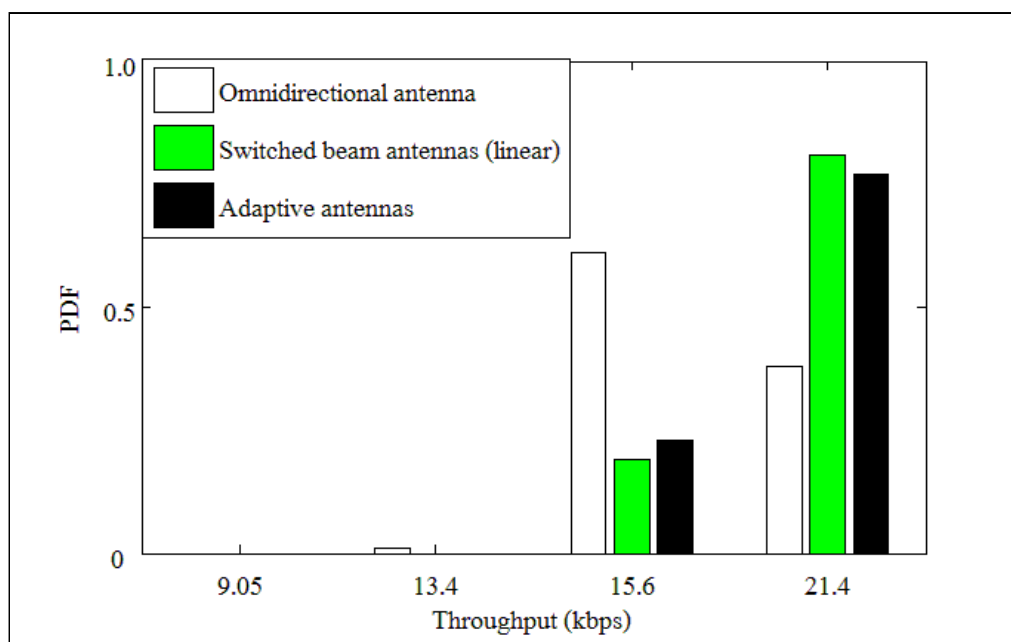
จากที่แสดงมาทั้งในส่วนที่ 4.3.1 และ 4.3.2 ที่ผ่านมามาดูจะเห็นว่าระบบที่ใช้สายอากาศแฉวแบบสลับลำคลื่นที่ใช้สายอากาศแฉวลำดับทั้งแบบเส้นและแบบระนาบมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าสายอากาศแบบรอบทิศทางต้นเดียวซึ่งเป็นสายอากาศที่ใช้อยู่ในปัจจุบัน อีกทั้งยังเห็นว่าประสิทธิภาพของระบบที่ใช้สายอากาศแบบสลับลำคลื่นยังมีประสิทธิภาพใกล้เคียงกับกับสายอากาศแบบปรับตัวทั้งที่มีความซับซ้อนน้อยกว่า ดังนั้นจึงสามารถยืนยันถึงเหตุผลที่วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกที่ใช้สายอากาศแบบสลับลำคลื่นในการเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานระบบจีพีอาร์เอสที่ตัวลูกข่าย



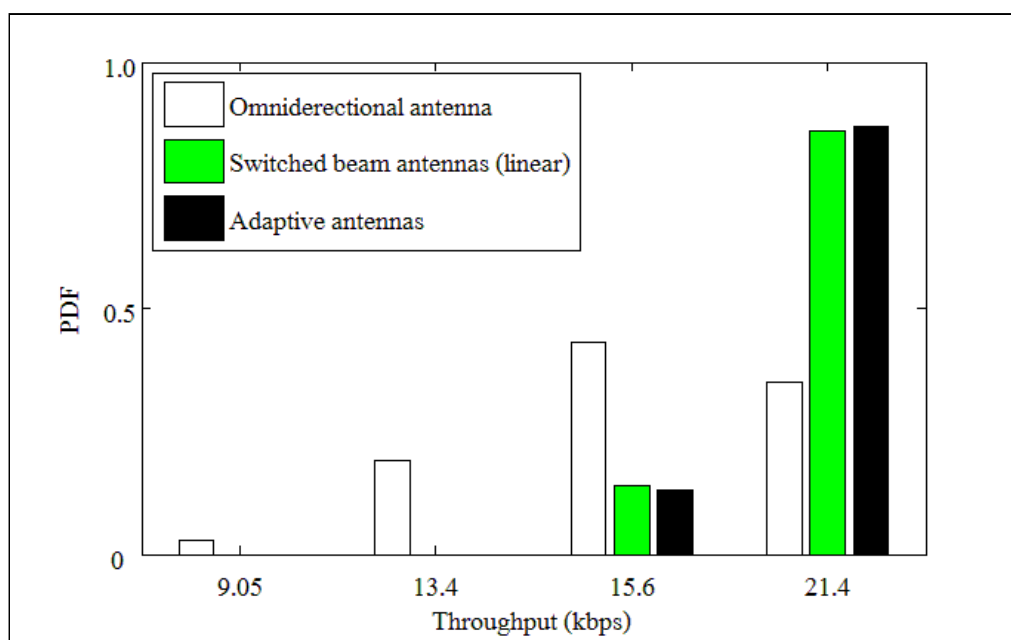
รูปที่ 4.2 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าอัตราส่วนคลื่นพาร์ต่อสัญญาณแทรกสอดในกรณีที่ไม่เกิดเฟดดิ้งของสายอากาศแบบเส้น



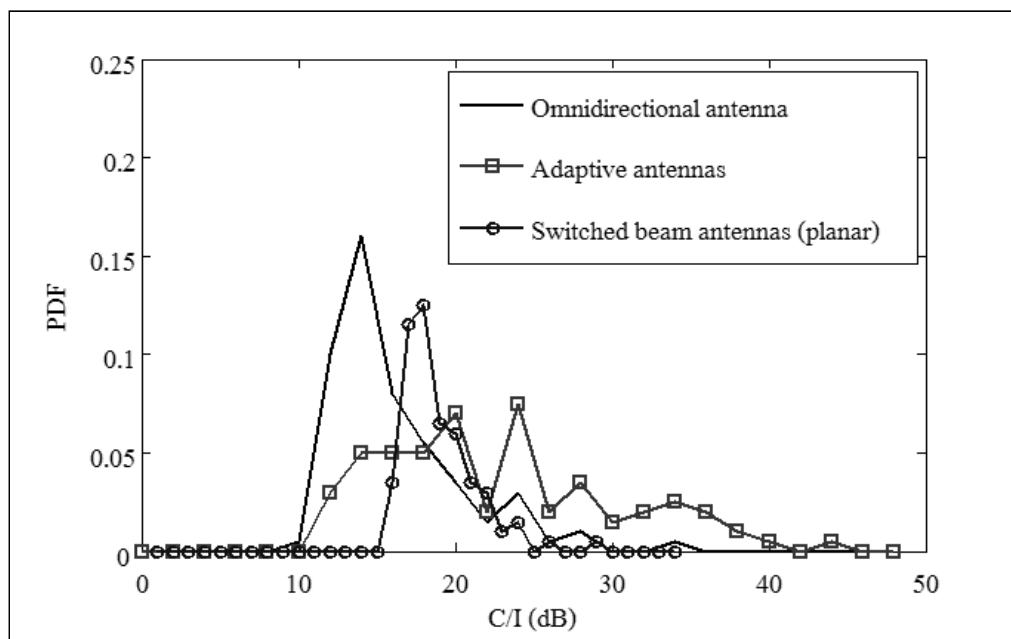
รูปที่ 4.3 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าอัตราส่วนคลื่นพาร์ต่อสัญญาณแทรกสอดในกรณีที่เกิดเฟดดิ้งของสายอากาศแบบเส้น



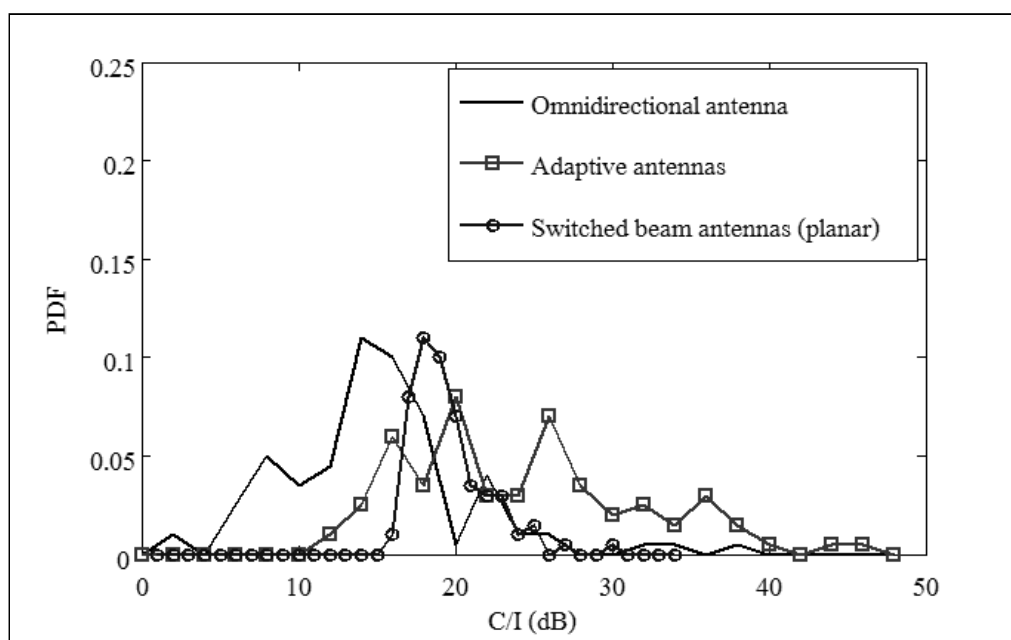
รูปที่ 4.4 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าวิสัยสามารถในกรณีที่ไม่เกิดเฟดดิ้งของสายอากาศแบบเส้น



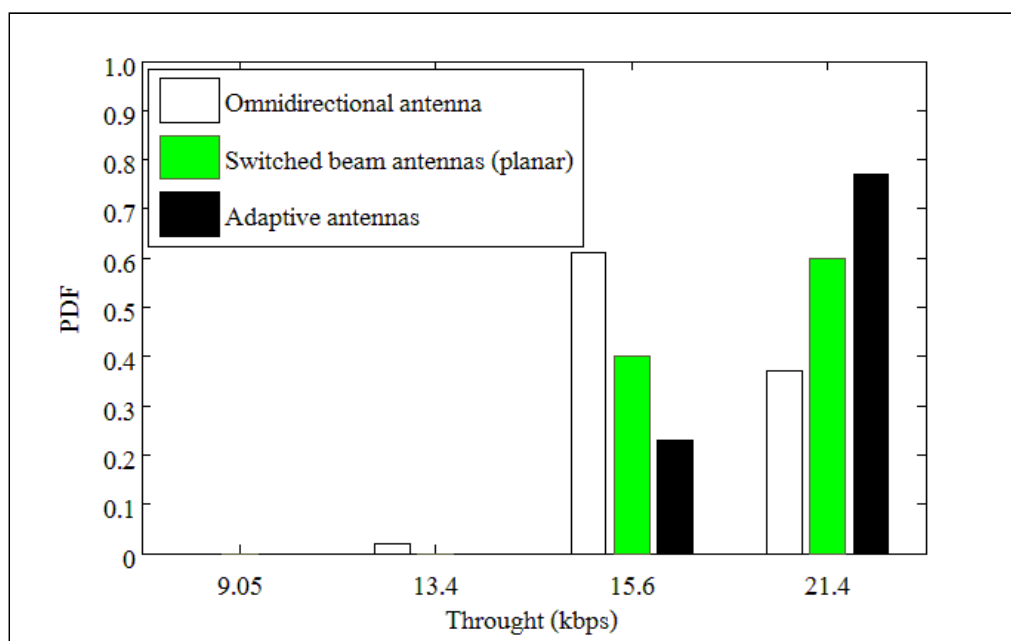
รูปที่ 4.5 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าวิสัยสามารถในกรณีที่เกิดเฟดดิ้งของสายอากาศแบบเส้น



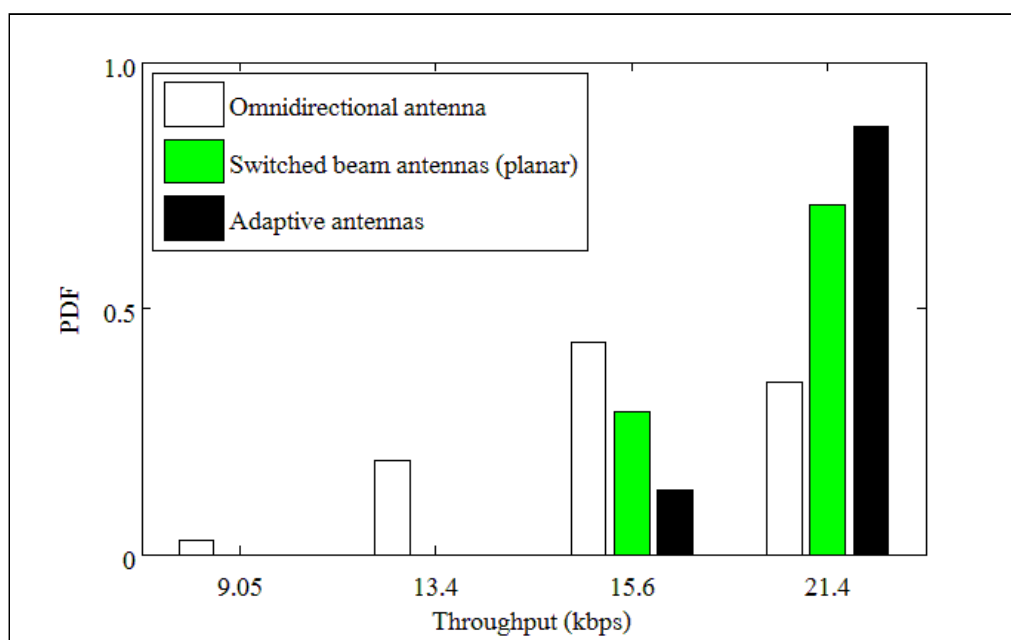
รูปที่ 4.6 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าอัตราส่วนคลื่นพาร์ต่อสัญญาณแทรกสอดในกรณีที่ไม่เกิดเฟดดิ้งของสายอากาศแบบระนาบ



รูปที่ 4.7 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าอัตราส่วนคลื่นพาร์ต่อสัญญาณแทรกสอดในกรณีที่เกิดเฟดดิ้งของสายอากาศแบบระนาบ



รูปที่ 4.8 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าวิสัยสมารถในกรณีที่ไม่เกิดเฟดดิ้งของสายอากาศแบบระนาบ



รูปที่ 4.9 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าวิสัยสมารถในกรณีที่เกิดเฟดดิ้งของสายอากาศแบบระนาบ

บทที่ 5

การทดสอบระบบในสภาพแวดล้อมจริง

5.1 บทนำ

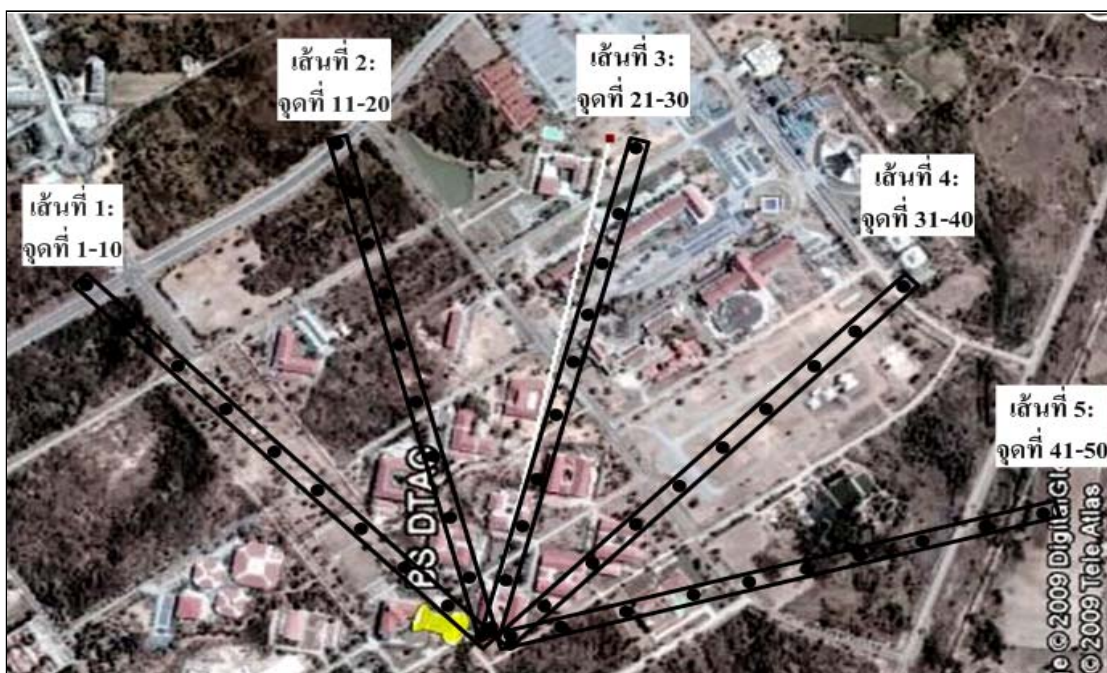
ในบทนี้เราได้นำเอาระบบต้นแบบทั้งแบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นและแบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบตามที่แสดงในบทที่ 3 มาทดสอบเปรียบเทียบกับระบบที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางต้นเดียวในสภาพแวดล้อมจริง เพื่อแสดงให้เห็นว่าระบบที่ใช้สายอากาศแบบลำดับค่าคลื่นมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าระบบที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางต้นเดียว



รูปที่ 5.1 บริเวณในมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

5.2 ข้อกำหนดในการทดสอบ

ในการทดสอบระบบในสภาพแวดล้อมจริง พื้นที่ที่ใช้ในการทดสอบคือบริเวณในมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อ. เมือง จ. นครราชสีมา โดยบริเวณในมหาวิทยาลัยได้แสดงในรูปที่ 5.1 จากรูปตำแหน่ง BS DTAC คือที่ตั้งของสถานีฐานที่กำหนดให้เป็นตัวส่งสัญญาณในเซลล์ (รูปที่ได้บันทึกจากโปรแกรม GOOGLE EART) จากพื้นที่ในรูปที่ 5.1 เรากำหนดจุดในการวัดค่า



รูปที่ 5.2 การกำหนดตำแหน่งที่ใช้ในการทดสอบระบบต้นแบบ

ทั้งหมด 50 จุดตามที่แสดงในรูปที่ 5.2 โดยแต่ละจุดจะวางตัวห่างกัน 100 ม. ซึ่งวางตัวตามแนวเส้นตรง เส้นละ 10 จุด ดังนั้นแต่ละเส้นจะมีระยะทางทั้งหมด 1 กม. ทั้ง 5 เส้น จากรูปที่ 5.2 จะสังเกตเห็นได้ว่าทั้ง 5 เส้นจะครอบคลุมพื้นที่เป็นรูปเซกเตอร์ 120° ซึ่งเป็นลักษณะเดียวกันกับรูปที่ 4.1 ซึ่งเป็นรูปแบบเครือข่ายระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบรังผึ้งที่ใช้งานในประเทศไทย

5.3 ผลการทดสอบระบบในสภาพแวดล้อมจริง

ในการทดสอบได้มีการวัดทั้งหมด 2 ค่า ค่าแรกคือค่าความแรงของสัญญาณซึ่งสามารถวัดได้จากโปรแกรมที่ได้จากผู้ผลิตการ์ดรับสัญญาณจีพีอาร์เอสชื่อโปรแกรม Watcher และค่าที่สองคือค่าวิสัยสามารถซึ่งสามารถวัดได้จากเว็บไซต์ <http://www.markab.it/meter/> โดยผลในการทดสอบจะแยกเป็นสองส่วนคือส่วนการวัดระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นและส่วนการวัดที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบ

5.3.1 ผลการทดสอบระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้น

รูปที่ 5.3 ถึงรูปที่ 5.7 แสดงถึงค่าความแรงของสัญญาณของทั้ง 50 จุดเมื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพกับสายอากาศแบบรอบทิศทาง จากรูปจะเห็นว่าระบบที่ใช้สายอากาศแถว

แบบสลับลำคลื่นจะสามารถได้รับความแรงสัญญาณมากกว่าระบบที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทาง ซึ่งเป็นสายอากาศที่ใช้อยู่ในปัจจุบันเกือบทุก ๆ จุด รูปที่ 5.8 ถึงรูปที่ 5.12 แสดงถึงค่าวิสัยสามารถของทั้ง 50 จุดเช่นเดียวกันกับกรณีของความแรงของสัญญาณ ระบบที่ใช้สายอากาศแ่งแบบสลับลำคลื่นจะสามารถได้รับค่าวิสัยสามารถมากกว่าระบบที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางทุก ๆ จุด

จากข้อมูลในรูปที่ 5.3 จนถึงรูปที่ 5.12 เรายังได้วิเคราะห์เพิ่มเติมทางสถิติในรูปแบบของค่าฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นตามที่แสดงในรูปที่ 5.13 และ 5.14 รูปที่ 5.13 แสดงให้เห็นว่าจุดสูงสุดของกราฟฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นในกรณีที่ใช้ระบบที่ใช้สายอากาศแบบสลับลำคลื่นมีโอกาสที่จะได้ค่าความแรงของสัญญาณที่สูง มากกว่าเมื่อเทียบกับระบบที่ใช้สายอากาศแบบต้นเดี่ยวรอบทิศทาง เช่นเดียวกันในรูปที่ 5.14 แสดงให้เห็นว่าผู้ใช้งานระบบที่ใช้สายอากาศแบบสลับลำคลื่นมีโอกาสที่จะได้ค่าวิสัยสามารถมากกว่าผู้ใช้งานระบบที่ใช้สายอากาศต้นเดี่ยวแบบรอบทิศทาง

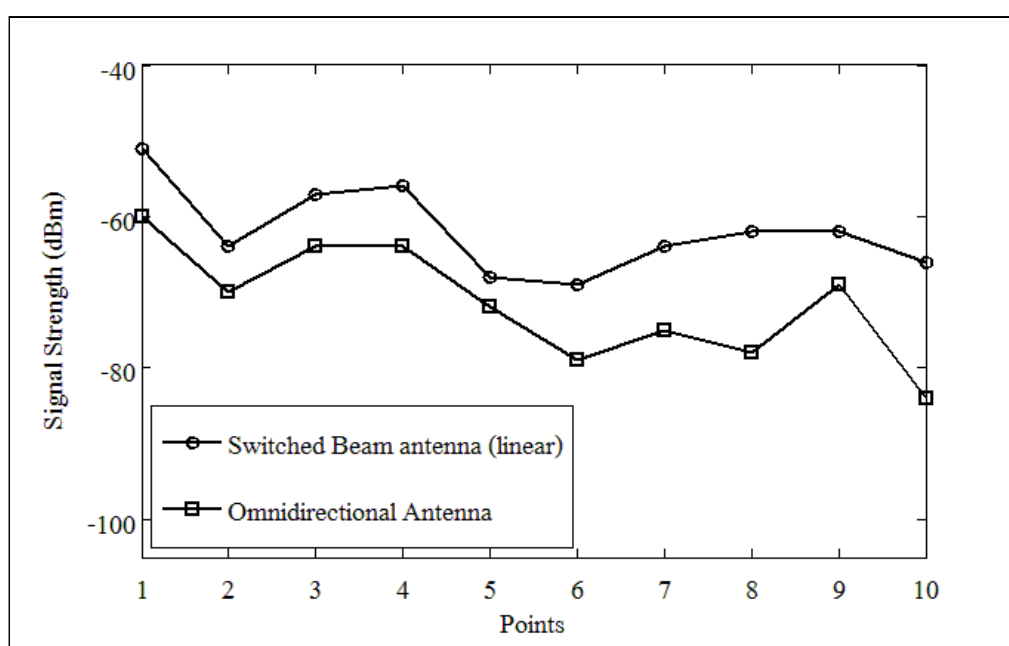
5.3.2 ผลการทดสอบระบบที่ใช้สายอากาศแ่งลำดับแบบระนาบ

เช่นเดียวกันกับการทดสอบระบบที่ใช้สายอากาศแ่งลำดับแบบเส้น เราจะวัดค่าความแรงของสัญญาณและค่าวิสัยสามารถตามจุดทั้ง 50 จุดที่แสดงในรูปที่ 5.2 รูปที่ 5.15 ถึงรูปที่ 5.19 แสดงถึงค่าความแรงของสัญญาณของทั้ง 50 จุดเปรียบเทียบกับระบบที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางต้นเดี่ยว ซึ่งจากรูปจะเห็นว่าระบบที่ใช้สายอากาศแ่งแบบสลับลำคลื่นที่ใช้สายอากาศแ่งลำดับแบบระนาบสามารถรับความแรงของสัญญาณได้สูงกว่าระบบที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางต้นเดี่ยว รูปที่ 5.20 ถึงรูปที่ 5.24 แสดงให้เห็นถึงค่าวิสัยสามารถของทั้ง 50 จุด เช่นเดียวกันกับกรณีของการวัดความแรงของสัญญาณ คือระบบที่ใช้สายอากาศแบบสลับลำคลื่นสามารถได้ค่าวิสัยสามารถสูงกว่าระบบที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางต้นเดี่ยว

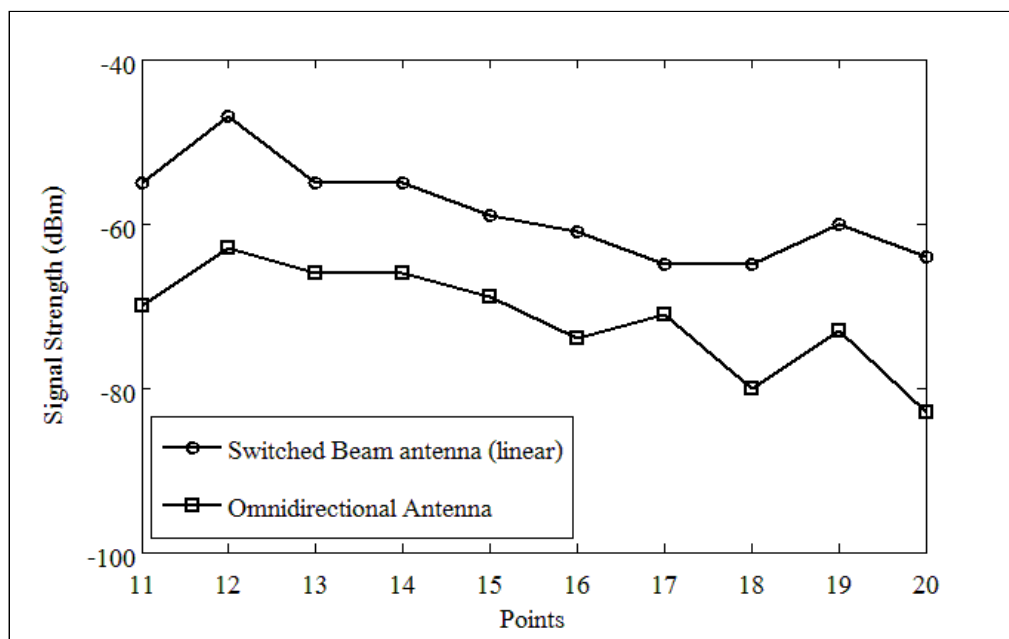
เช่นเดียวกันกับการทดสอบระบบที่ใช้สายอากาศแ่งลำดับแบบเส้น เรายังได้วิเคราะห์เพิ่มเติมทางสถิติในรูปแบบของค่าฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นตามที่แสดงในรูปที่ 5.25 และ 5.26 จากรูปที่ 5.25 จะเห็นว่าระบบที่ใช้สายอากาศแ่งแบบสลับลำคลื่นมีโอกาสที่จะได้ค่าความแรงของสัญญาณที่สูง มากกว่าระบบที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางต้นเดี่ยว ซึ่งเช่นเดียวกันกับกรณีของค่าฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าวิสัยสามารถตามที่แสดงในรูป 5.26 คือระบบที่ใช้สายอากาศแ่งแบบสลับลำคลื่นมีโอกาสที่จะได้ค่าวิสัยสามารถที่สูง มากกว่าระบบที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางต้นเดี่ยว

5.4 สรุป

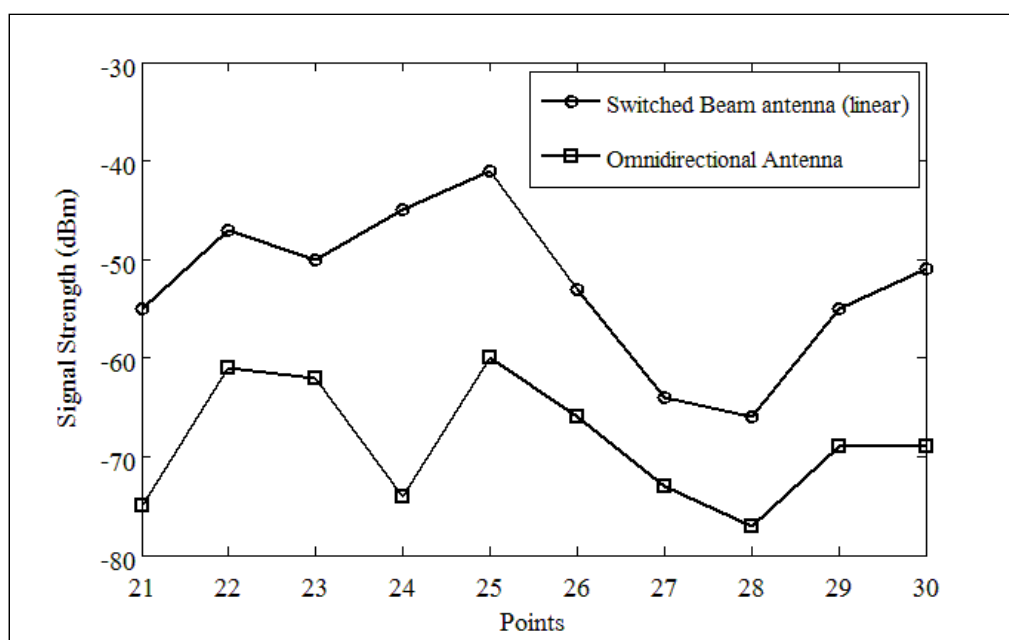
จากผลการทดสอบระบบในสภาพแวดล้อมจริงของทั้งระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นและแบบระนาบตามที่แสดงให้เห็นในส่วนที่ 5.3.1 และ 5.3.2 จะเห็นว่าระบบที่ใช้สายอากาศแถวแบบสลับลำคลื่นที่ใช้สายอากาศแถวลำดับทั้งสองแบบสามารถที่จะให้ค่าความแรงของสัญญาณและค่าวิสัยสามารถมากกว่าระบบที่ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทางตันเดียวซึ่งเป็นแบบที่ใช้ในปัจจุบัน



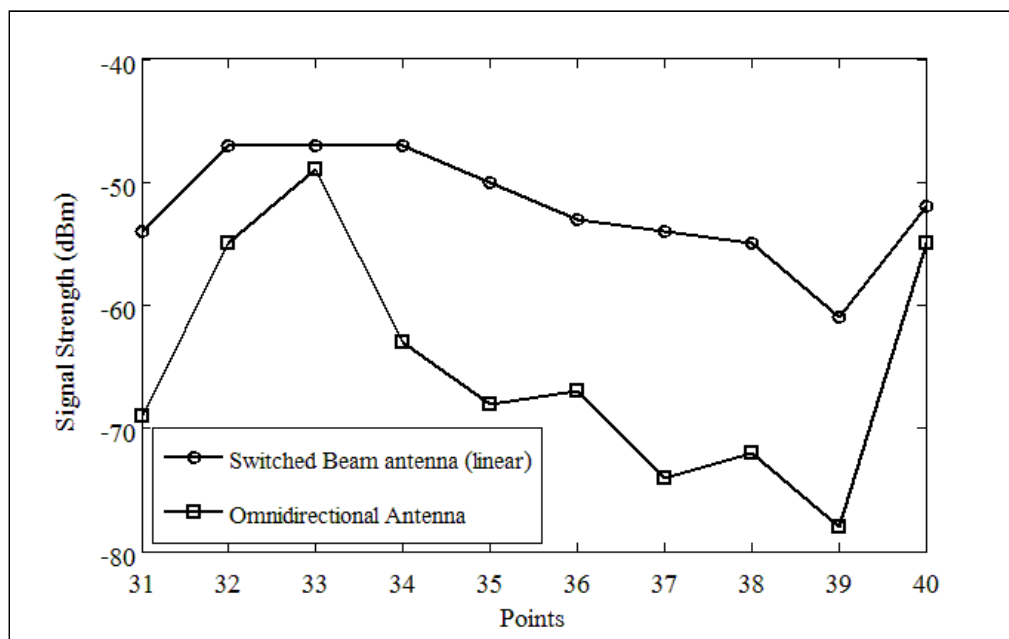
รูปที่ 5.3 ค่าความแรงของสัญญาณของจุดที่ 1 - 10 ของระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้น และสายอากาศแบบรอบทิศทาง



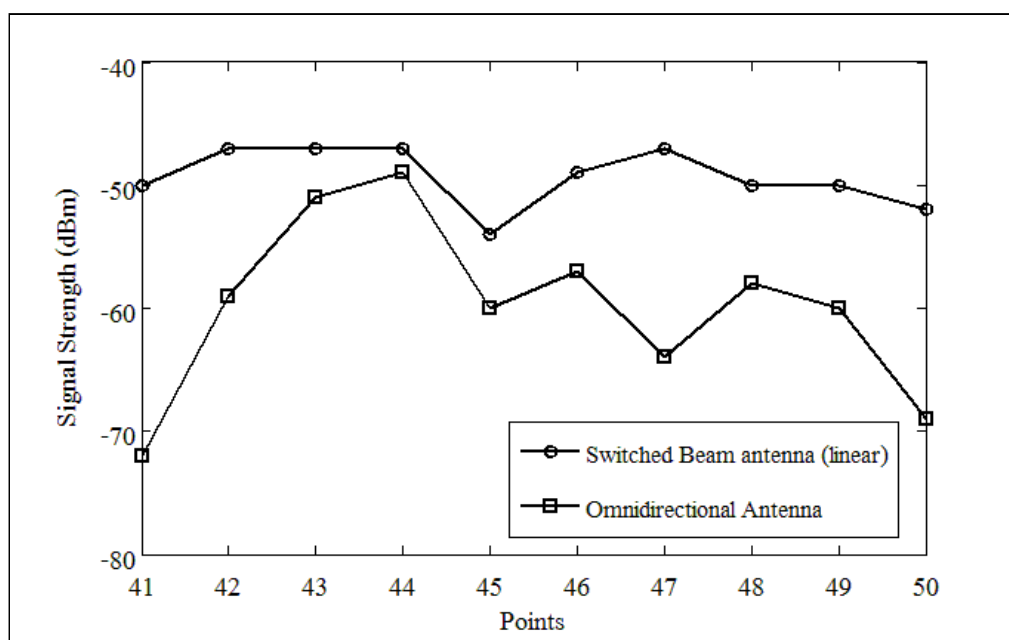
รูปที่ 5.4 ค่าความแรงของสัญญาณของจุดที่ 11 - 20 ของระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้น และสายอากาศแบบรอบทิศทาง



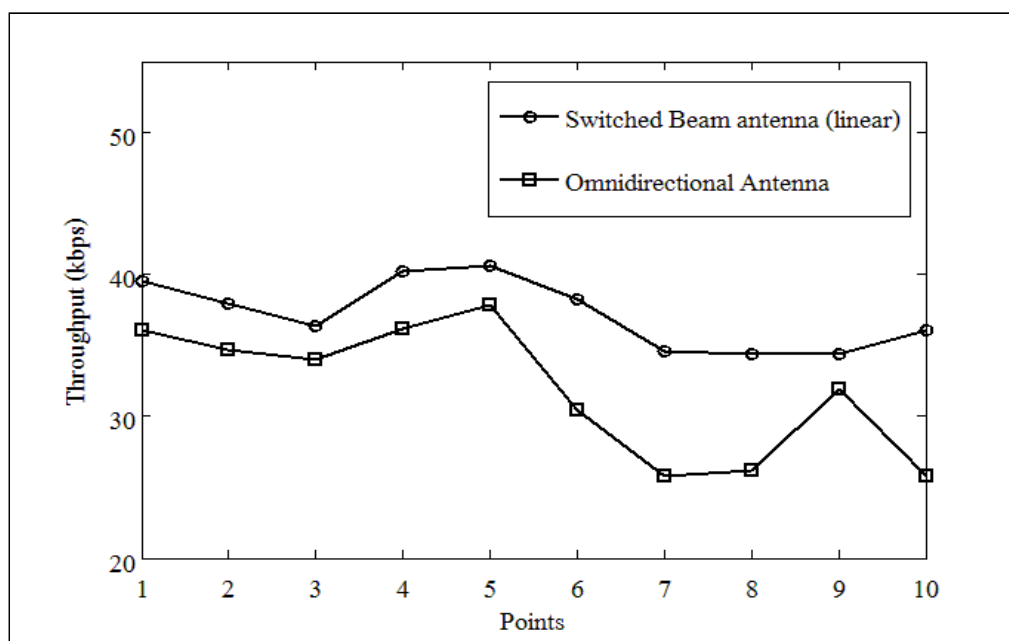
รูปที่ 5.5 ค่าความแรงของสัญญาณของจุดที่ 21 - 30 ของระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้น และสายอากาศแบบรอบทิศทาง



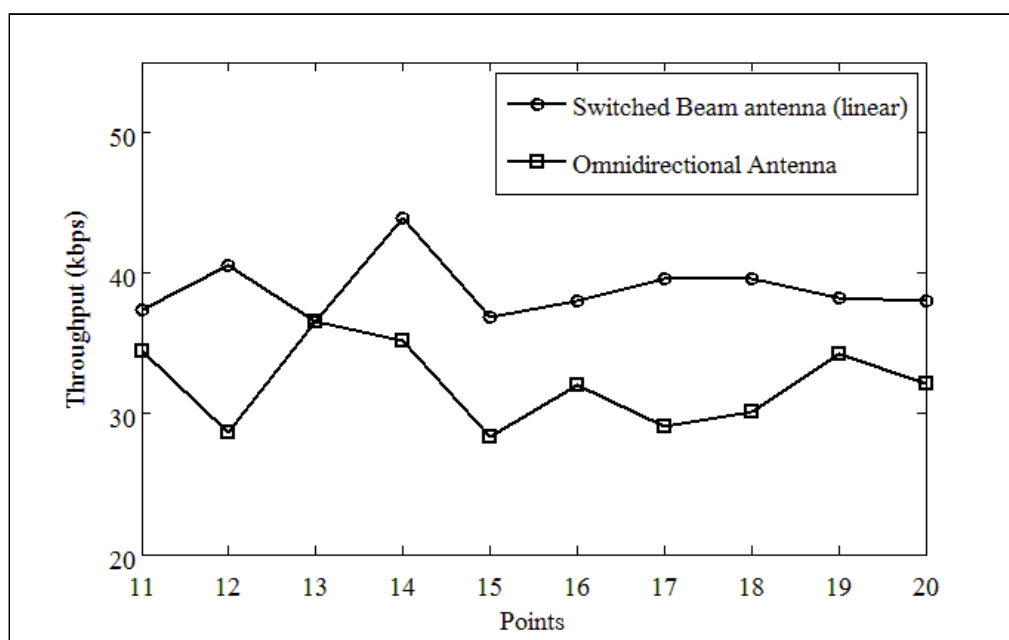
รูปที่ 5.6 ค่าความแรงของสัญญาณของจุดที่ 31 - 40 ของระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้น และสายอากาศแบบรอบทิศทาง



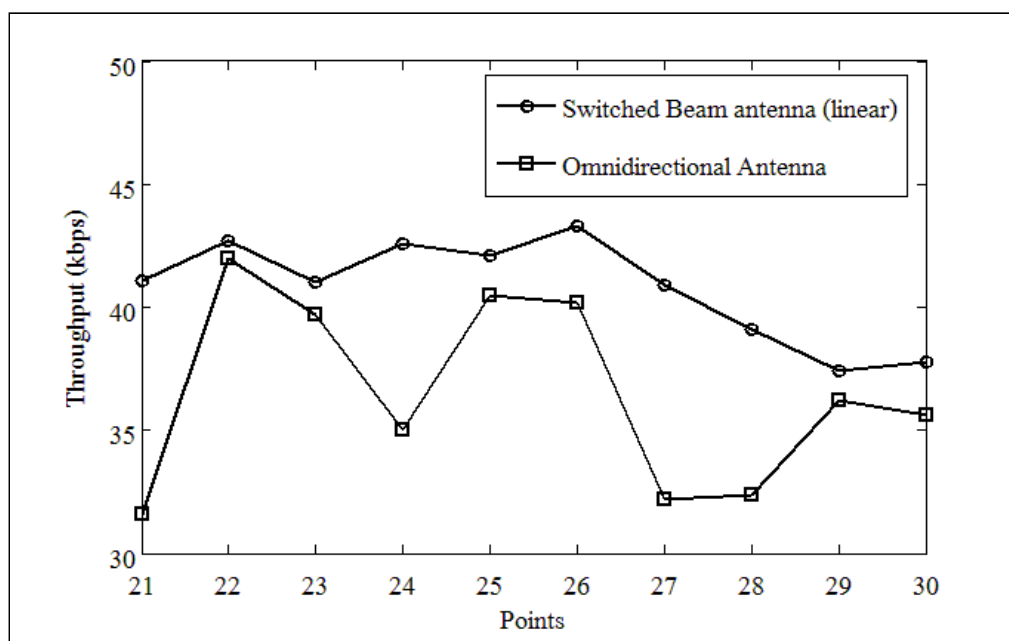
รูปที่ 5.7 ค่าความแรงของสัญญาณของจุดที่ 41 - 50 ของระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้น และสายอากาศแบบรอบทิศทาง



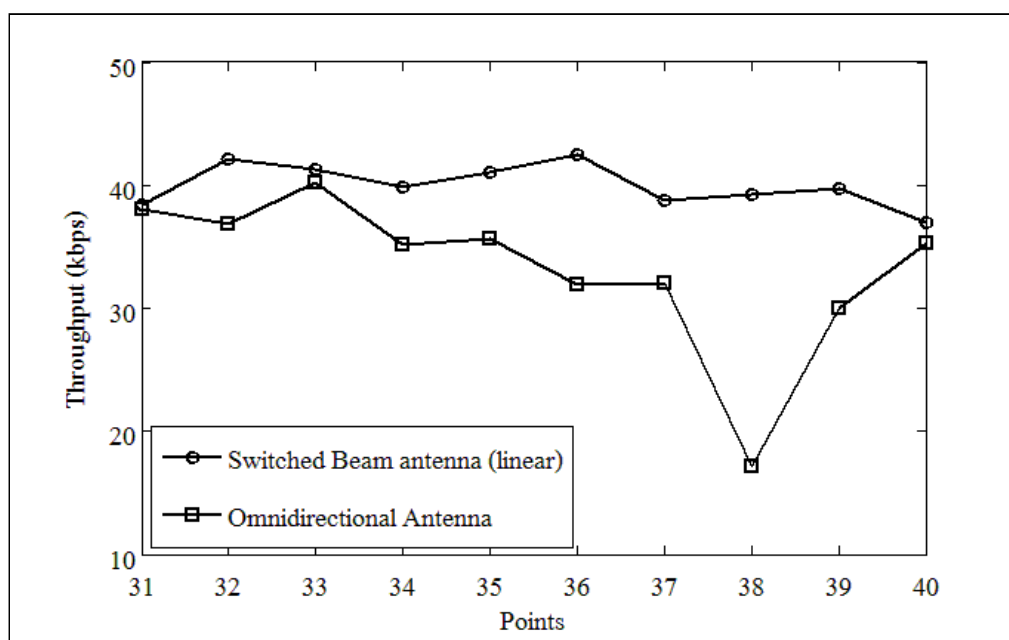
รูปที่ 5.8 ค่าวิสัยสามารถของจุดที่ 1 - 10 ของระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นและสายอากาศแบบรอบทิศทาง



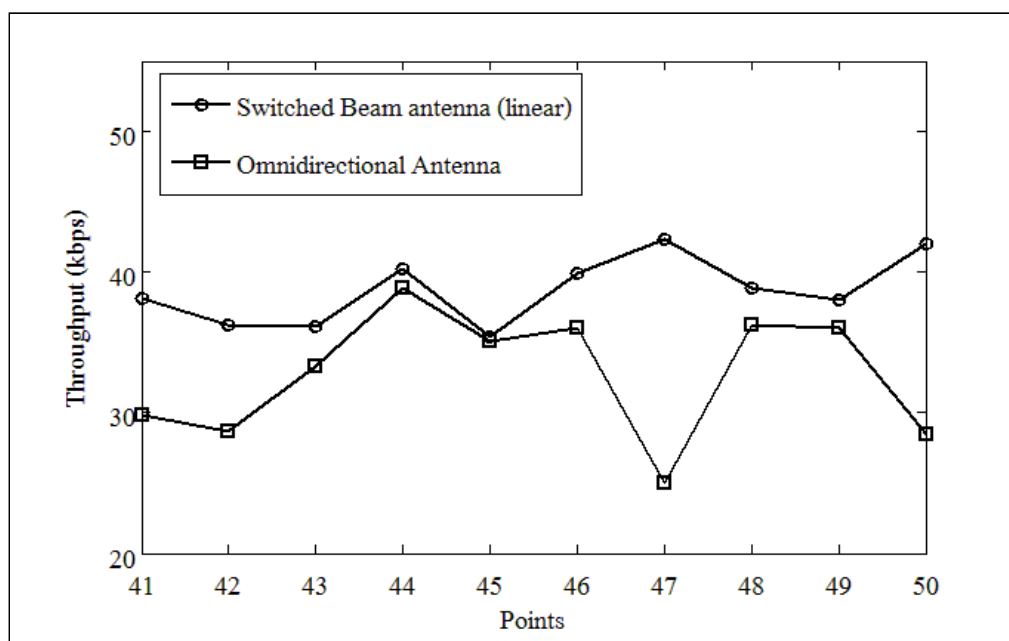
รูปที่ 5.9 ค่าวิสัยสามารถของจุดที่ 11 - 20 ของระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นและสายอากาศแบบรอบทิศทาง



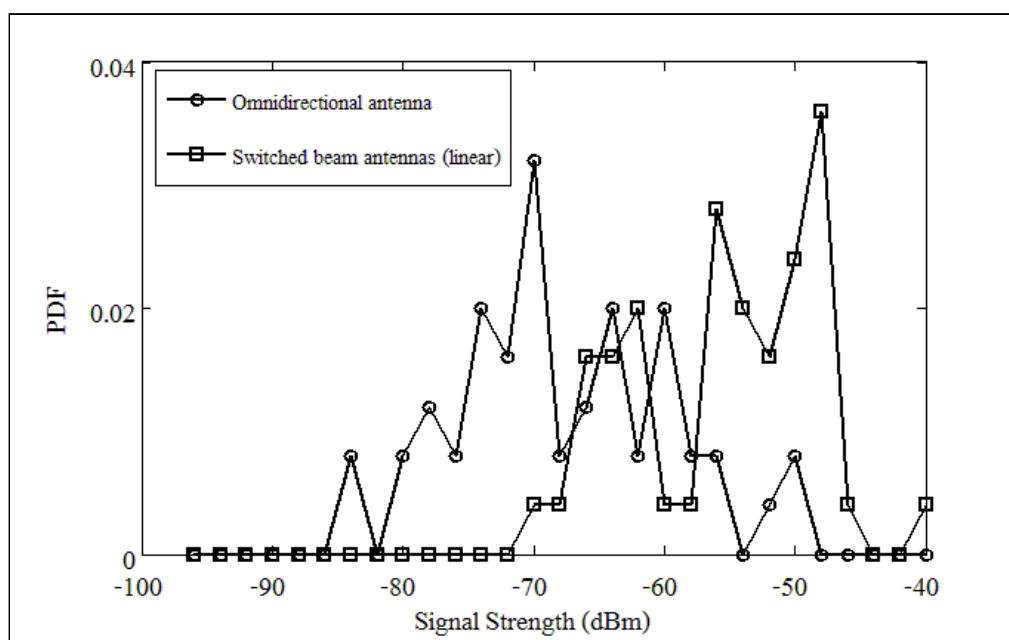
รูปที่ 5.10 ค่าวิสัยสามารถของจุดที่ 21 - 30 ของระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นและสายอากาศแบบรอบทิศทาง



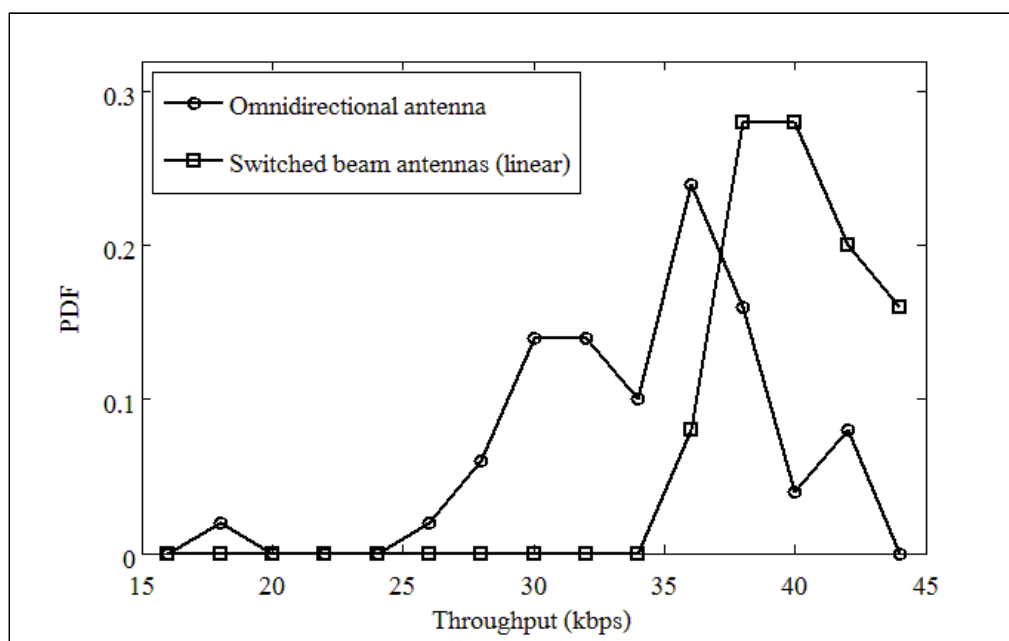
รูปที่ 5.11 ค่าวิสัยสามารถของจุดที่ 31 - 40 ของระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นและสายอากาศแบบรอบทิศทาง



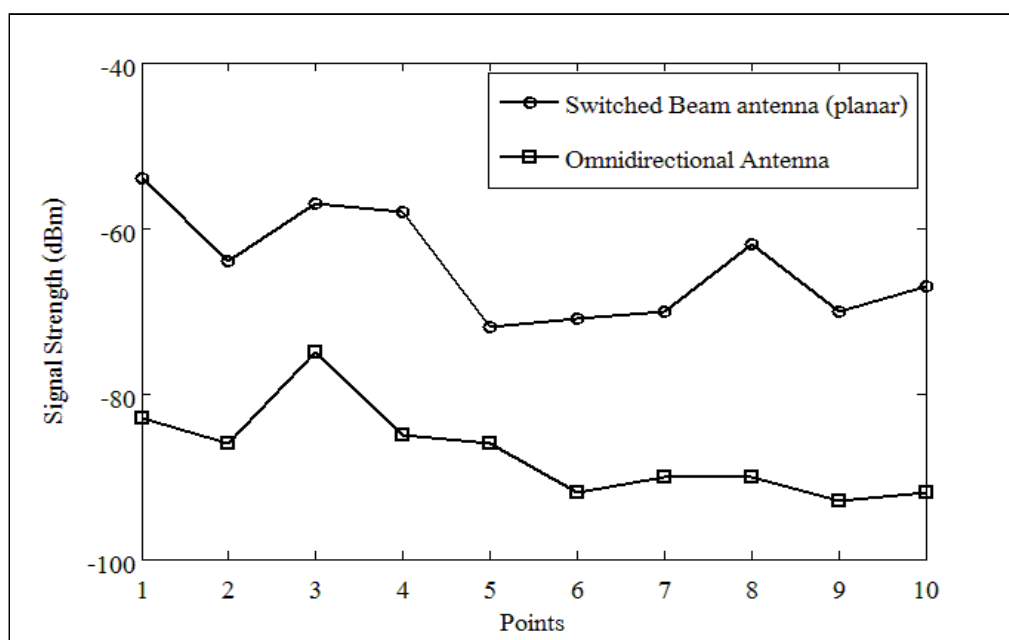
รูปที่ 5.12 ค่าวิสัยสามารถของจุดที่ 41 - 50 ของระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นและสายอากาศแบบรอบทิศทาง



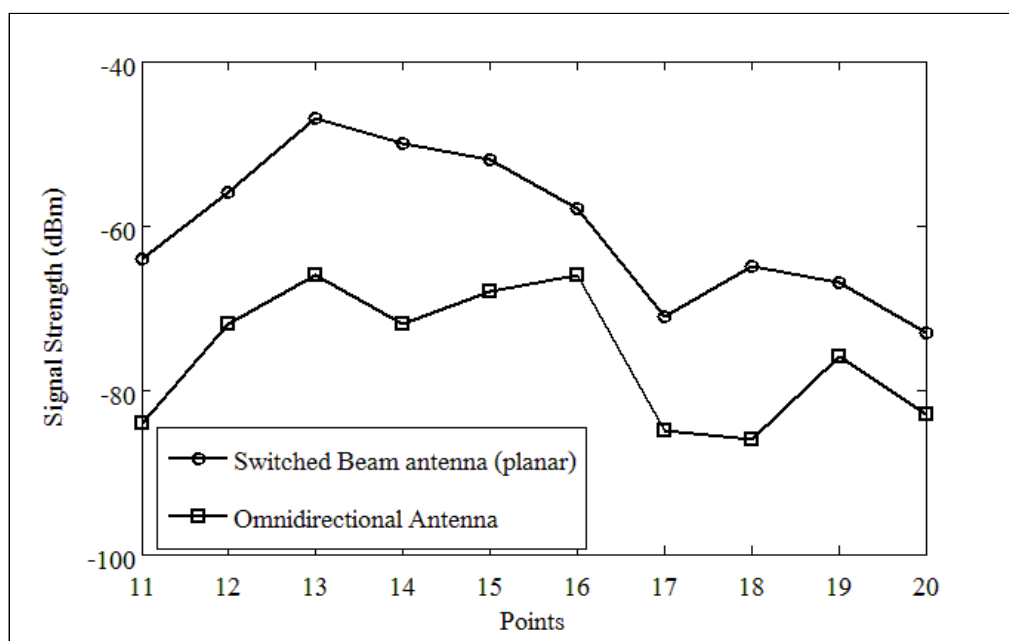
รูปที่ 5.13 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าความแรงของสัญญาณของระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้น



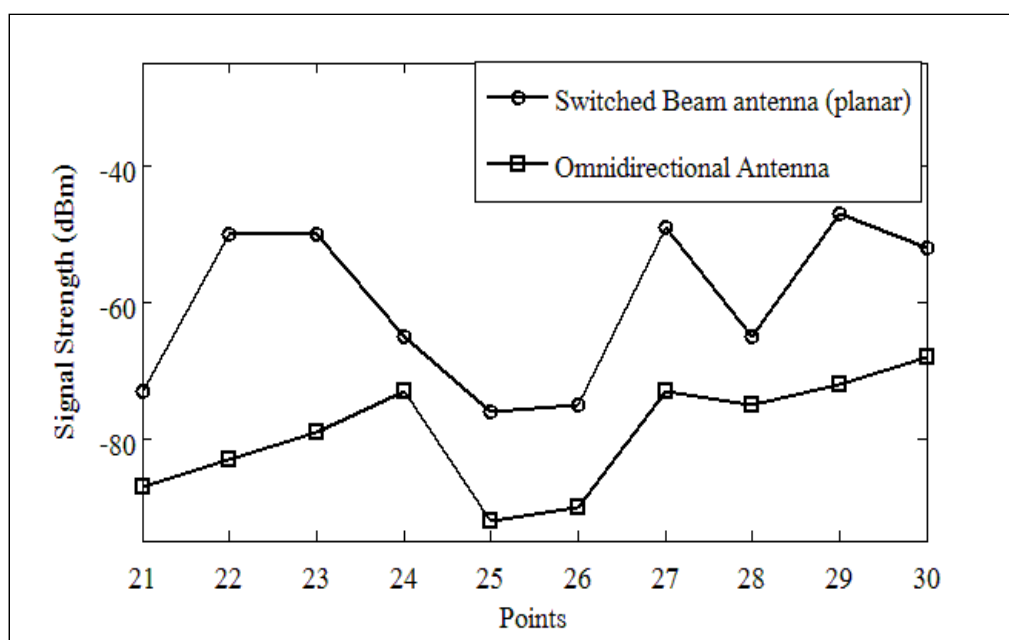
รูปที่ 5.14 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าวิสัยสามารถของระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้น



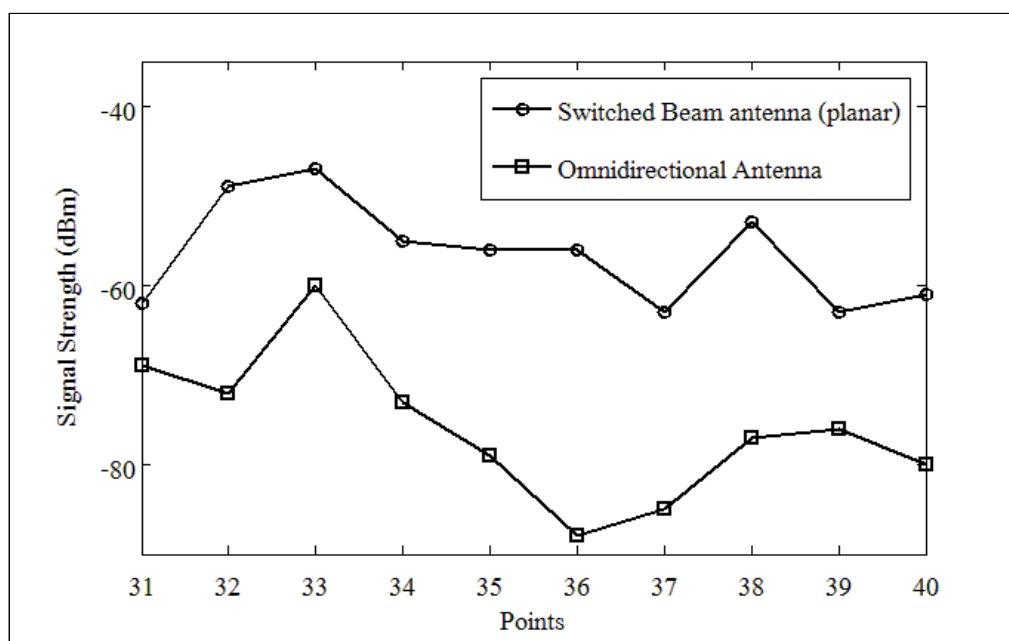
รูปที่ 5.15 ค่าความแรงของสัญญาณของจุดที่ 1-10 ของระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบและสายอากาศแบบรอบทิศทาง



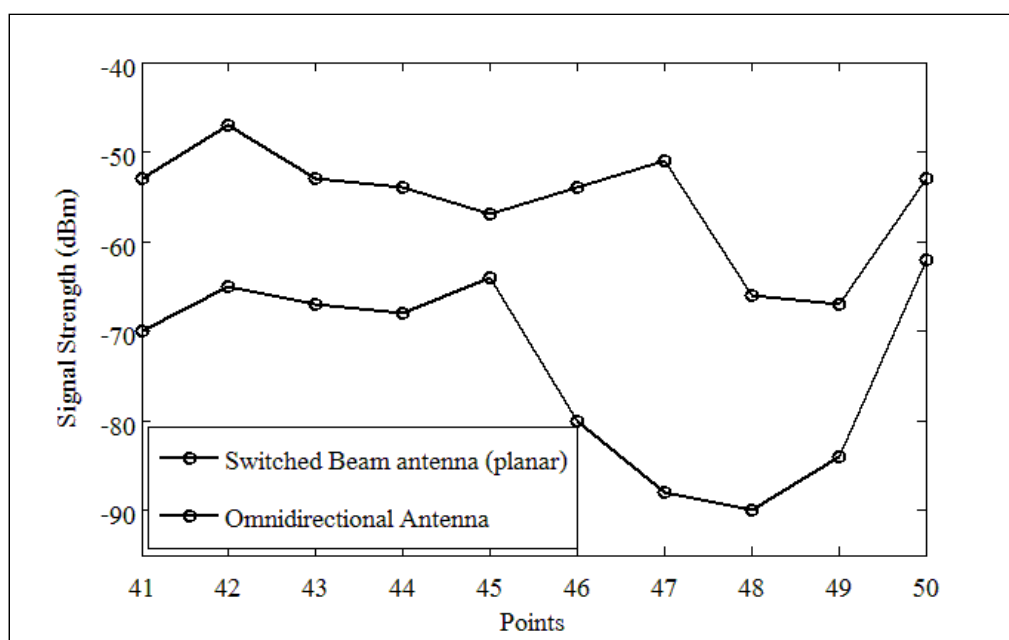
รูปที่ 5.16 ค่าความแรงของสัญญาณของจุดที่ 11 -20 ของระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบ
ระนาบและสายอากาศแบบรอบทิศทาง



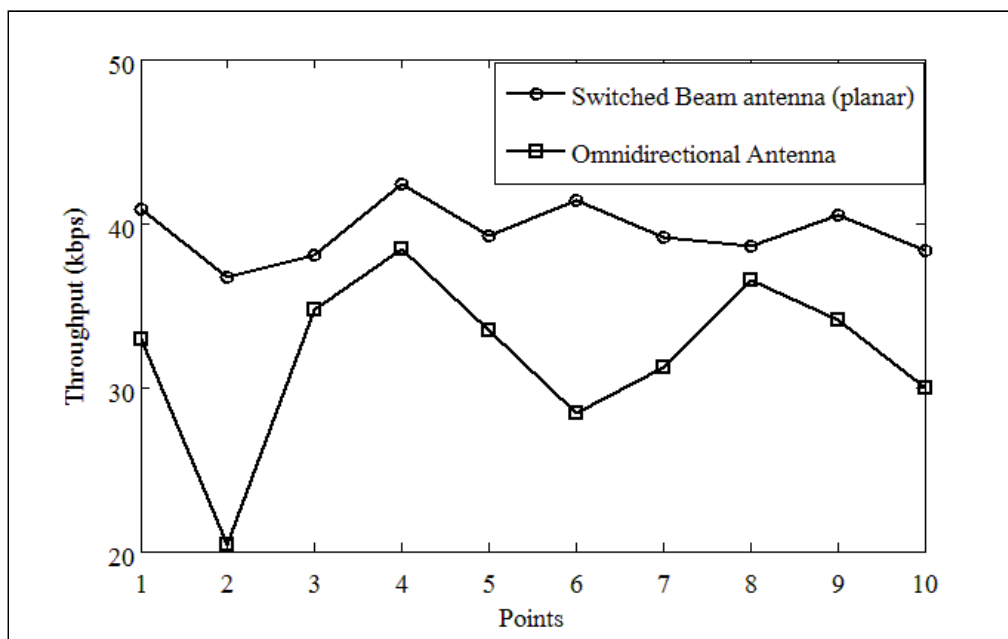
รูปที่ 5.17 ค่าความแรงของสัญญาณของจุดที่ 21 -30 ของระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบ
ระนาบและสายอากาศแบบรอบทิศทาง



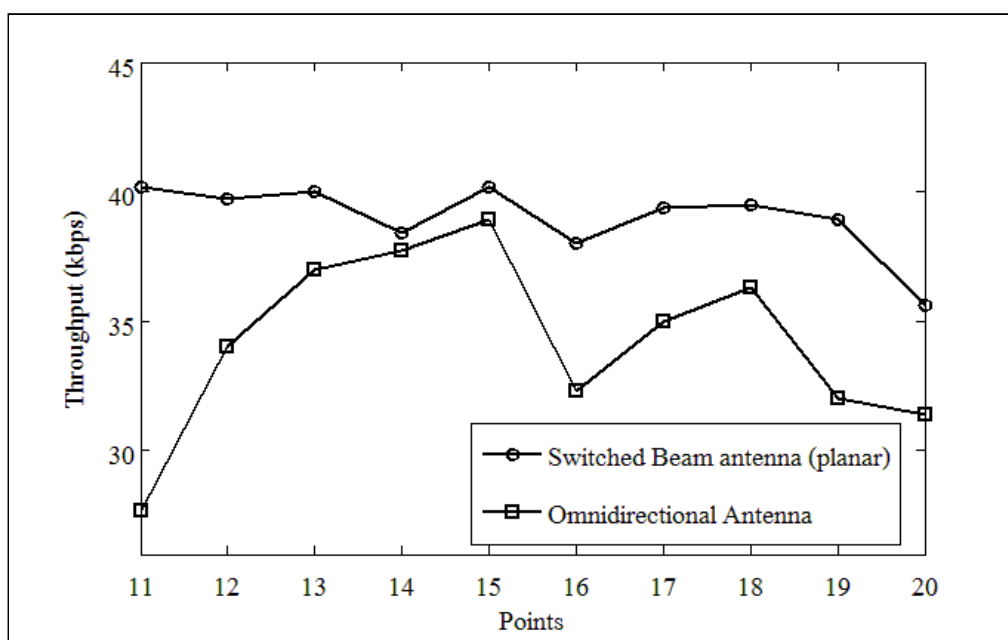
รูปที่ 5.18 ค่าความแรงของสัญญาณของจุดที่ 31 -40 ของระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบ
ระนาบและสายอากาศแบบรอบทิศทาง



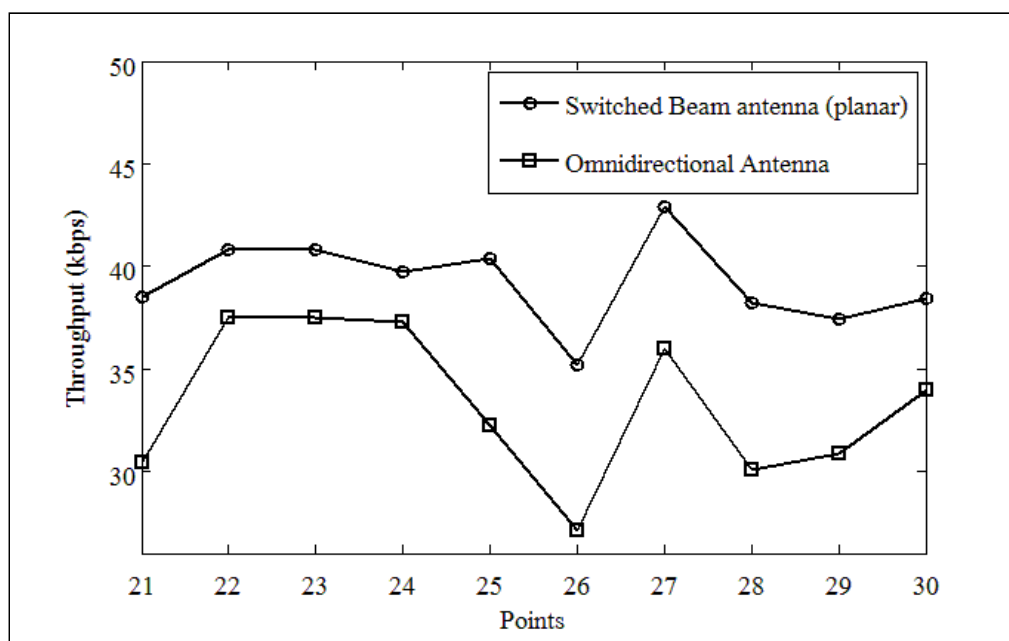
รูปที่ 5.19 ค่าความแรงของสัญญาณของจุดที่ 41 -50 ของระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบ
ระนาบและสายอากาศแบบรอบทิศทาง



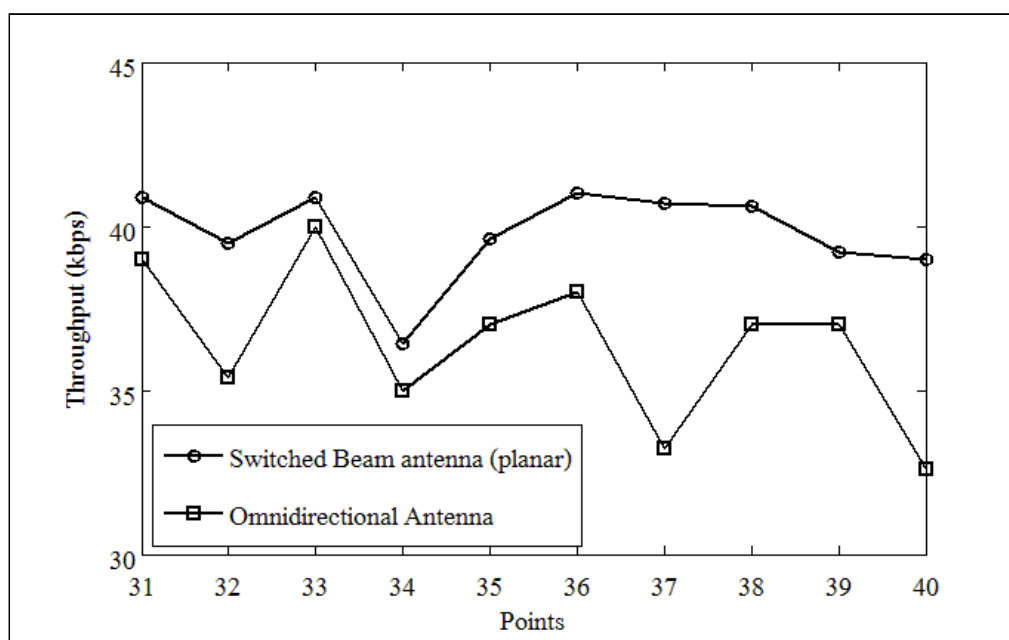
รูปที่ 5.20 ค่าวิสัยสามารถของจุดที่ 1 - 10 ของระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบและสายอากาศแบบรอบทิศทาง



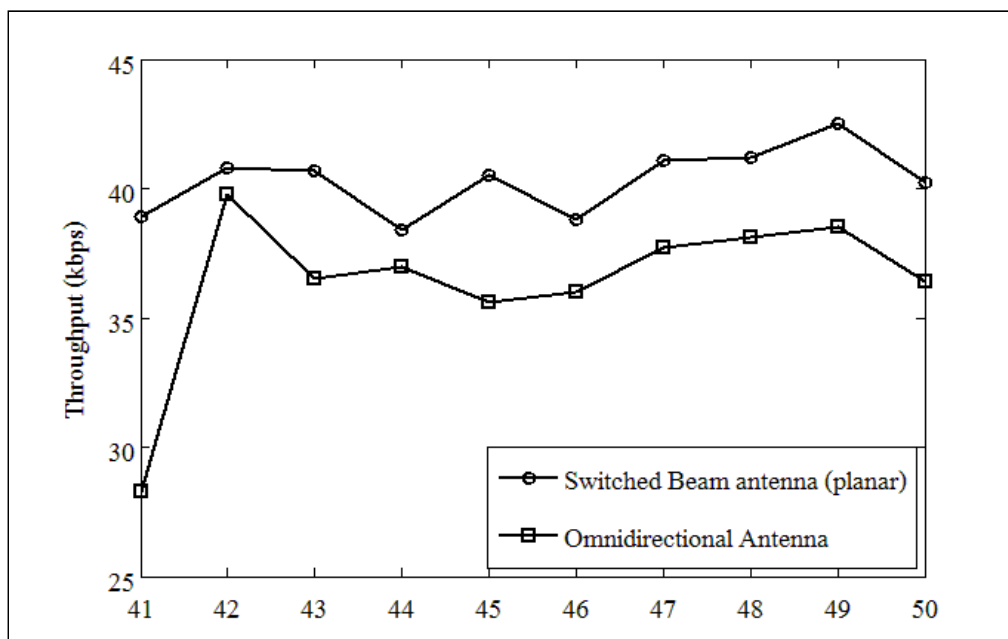
รูปที่ 5.21 ค่าวิสัยสามารถของจุดที่ 11 - 20 ของระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบและสายอากาศแบบรอบทิศทาง



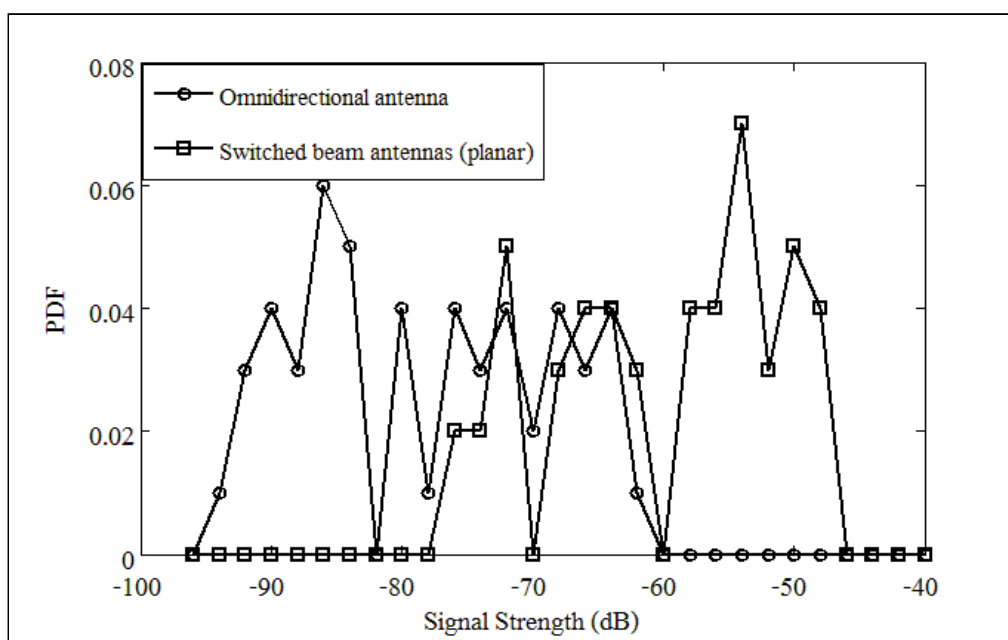
รูปที่ 5.22 ค่าวิสัยสามารถของจุดที่ 21 - 30 ของระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบและสายอากาศแบบรอบทิศทาง



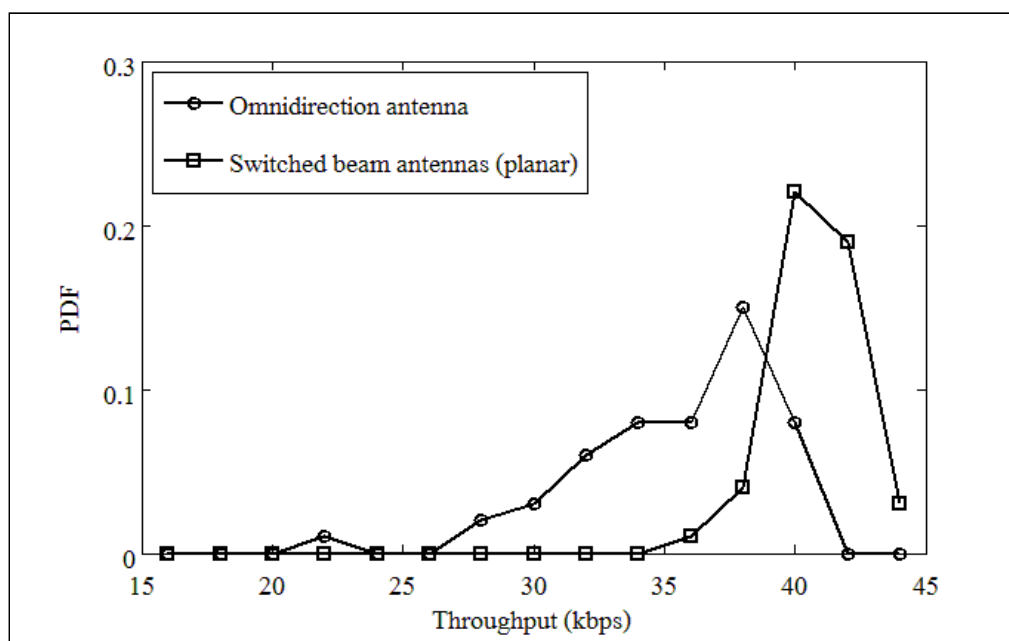
รูปที่ 5.23 ค่าวิสัยสามารถของจุดที่ 31 - 40 ของระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบและสายอากาศแบบรอบทิศทาง



รูปที่ 5.24 ค่าวิสัยสามารถของจุดที่ 41 - 50 ของระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบและสายอากาศแบบรอบทิศทาง



รูปที่ 5.25 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าความแรงของสัญญาณของระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบระนาบ



รูปที่ 5.26 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าวิสัยสามารถของระบบที่ใช้สายอากาศแถว
ลำดับแบบระนาบ

บทที่ 6

สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปเนื้อหาของวิทยานิพนธ์

เนื่องมาจากผลกระทบจากสัญญาณแทรกสอดและการลดทอนของสัญญาณในการส่งสัญญาณของระบบจีพีอาร์เอส ซึ่งส่งผลกระทบต่อความเร็วในการรับส่งข้อมูลของระบบ ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงมีวัตถุประสงค์เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการใช้งานระบบจีพีอาร์เอส โดยใช้ทฤษฎีของระบบสายอากาศเก่ง จากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ได้พบว่าได้มีการนำเอาระบบสายอากาศเก่งมาเพิ่มประสิทธิภาพให้แก่ระบบจีเอสเอ็มและจีพีอาร์เอส โดยนำมาติดตั้งที่สถานีฐาน ซึ่งวิธีการดังกล่าวสามารถเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานระบบจีพีอาร์เอสได้ แต่แนวคิดดังกล่าวยังมีข้อเสียดังกล่าวคือการติดตั้งระบบสายอากาศเก่งกระทำที่ตัวสถานีฐาน ซึ่งส่งผลให้เกิดค่าใช้จ่ายที่สูงและมีความซับซ้อนในการติดตั้ง ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงเสนอแนวคิดที่จะนำเอาระบบสายอากาศเก่งมาติดตั้งที่ตัวลูกข่ายเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการใช้งานระบบจีพีอาร์เอส และจากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมเพิ่มเติมและรวมถึงผลที่ได้จากการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์พบว่า ในกรณีที่ระบบสายอากาศเก่งที่ใช้สายอากาศแถวลำดับจำนวนไม่มาก สายอากาศเก่งแบบสลับลำคลื่นมีประสิทธิภาพที่ใกล้เคียงกับสายอากาศแบบปรับตัว ทั้ง ๆ ที่สายอากาศแบบสลับลำคลื่นมีความซับซ้อนและค่าใช้จ่ายในการสร้างที่ต่ำกว่า ดังนั้นงานวิจัยชิ้นนี้จึงเลือกที่จะใช้สายอากาศเก่งแบบสลับลำคลื่น ทั้งแบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นและแบบระนาบ มาติดตั้งที่ลูกข่ายเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานจีพีอาร์เอส ซึ่งผลจากการทดสอบระบบต้นแบบในสภาพแวดล้อมจริงพบว่า สายอากาศเก่งแบบสลับลำคลื่นที่ใช้สายอากาศแถวลำดับทั้งแบบเส้นและแบบระนาบสามารถเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานระบบจีพีอาร์เอสได้ โดยแนวคิดนี้ยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับระบบสื่อสารไร้สายอื่น ๆ ได้อีกด้วย

6.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

ระบบสายอากาศเก่งที่ออกแบบยังมีข้อจำกัดอยู่ที่ขนาดของระบบเนื่องจากขนาดของสายอากาศแถวลำดับและ โครงข่ายก่อรูปลำคลื่นที่ออกแบบซึ่งมีขนาดใหญ่เกินไปที่ฝังตัวลงในตัวลูกข่ายได้ ในงานวิจัยนี้จึงจำเป็นต้องใช้วิธีต่อพ่วงระบบเข้ากับตัวลูกข่ายซึ่งไม่สะดวกกับการพกพา

อีกทั้งระบบต้นแบบได้ถูกออกแบบให้ใช้กับย่านความถี่เดี่ยวคือย่าน GSM 1800 ไม่สามารถรองรับย่านความถี่ GSM 900 และ GSM 1900 ได้

6.3 แนวทางพัฒนาในอนาคต

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอการเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานระบบจีพีอาร์เอสโดยใช้สายอากาศเก่งแบบสลับค่าคลื่นมาติดตั้งที่ลูกข่าย สำหรับงานวิจัยต่อไปอนาคตจะเป็นการขยายความสามารถในการใช้งานมากขึ้น คือลดขนาดของระบบลงเพื่อให้สะดวกแก่การพกพาและปรับปรุงให้สามารถใช้งานที่ย่านความถี่อื่น ๆ ได้

รายการอ้างอิง

- G. Brasche, B. Walke (1997). **Concepts, services, and protocols of the new GSM phase 2+ general packet radio service.** IEEE Commun. Mag., Vol. 35, Issue 8, Aug. 1997, pp. 94-104.
- T. S. Rappaport (2002). **Wireless Communication: Principles And Practice 2nd edition,** Printice Hall PTR, NJ, 2002
- T. Halonen, J. Romero, J. Melero (2003) **GSM, GPRS And EDGE Performance: Evolution Towards 3G/UMTS 2nd edition,** Wiley and Sons, England, 2003.
- J. C. Liberti Jr., T. S. Rappaport (1999). **Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications,** Printice Hall PTR, NJ, 1999.
- T. W. Nuteson, G. S. Mitchell, J. S. Clark, D. S. Haque (2004). **Smart antenna systems for wireless applications.** Antennas and Propagation Society International Symposium 2004 IEEE, Vol. 3 20-25 June 2004, pp. 2804-2807.
- J.M.M. Silva, S. Roy, P. Fortier (2003). **The impact on the capacity of a GSM/GPRS system using space-time processing techniques.** Electrical and Computer Engineering, 2003. (CCECE 2003) IEEE. Vol. 2 May 2003, pp. 977 – 980.
- C.F. du Toit, O.P. Gupta, W.J. Brown, D. He, J. Patel, P.F. Acsadi, C. Sui, M. Peyghaleh (2003) **Smart multibeam phased array antenna for GSM, GPRS and EDGE.** Proc. IEEE Inter. Sym. on Phased Array Systems and Tech.2003, 14-17 Oct. 2003, pp. 146-151.
- U. Rehfuss, K.Ivanov (2000). **Estimating the gains of adaptive antenna systems for GPRS and EDGE data services in GSM networks.** Veh. Tech. Conf. 2000, Vol.6, Sept. 2000, pp. 3026 - 3032.
- F. Rayal (2005). **Why Have Smart Antennas Not Yet Gained Traction with Wireless Network Operators?.** IEEE Ant. And Prop. Mag., Vol. 47, No.6, Dec. 2005.

- Levy, A.J. Cordier, C. Farache, L. Mayrargue (1997). **Impact of practical implementation errors on the capacity of cellular networks using adaptive antennas**. Vehicular Technology Conference, 1997 IEEE 47th, Vol. 2, 4-7 May 1997, pp. 1233-1237.
- M. Peng, W. Wang (2005). **Comparison of capacity between adaptive tracking and switched beam smart antenna techniques in TDD-CDMA systems**. Microwave Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 2005. (MAPE 2005.) IEEE International Symposium on Vol. 1, 8-12 Aug. 2005 pp. 135 – 139.
- C. Seungwon, D. Shim, T.K. Sarkar (1999). **A comparison of tracking-beam arrays and switching-beam arrays operating in a CDMA mobile communication channel**. IEEE Ant. and Prop. Mag., Vol. 41, Dec. 1999. pp.10 - 56.
- B. Allen, M. Ghavami (2005) **adaptive array system: Fundamentals and Applications**. John Wiley & Sons LTd, 2005.
- H. Moody (1964). **The systematic design of the Butler matrix**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 12, Nov. 1964, pp. 786-788.
- R. Monzingo, T. Miller (1980). **Introduction to Adaptive Arrays**. Wiley and Sons, NY, 1980.
- L. Frost, III (1972). **An Algorithm for Linearly Constrained Adaptive Array Processing**. Proc. Of the IEEE, Vol. 60, No.8, Aug. 1972.
- B. Wildrow, P.E. Mantey, L.J. Giffiths, B. B. Goode (1967). **Adaptive Antenna Systems**. Proc. Of the IEEE, Vol. 55, No. 12, Dec. 1967.
- S. Haykin (1991). **Adaptive Filter Theory**. Prentice Hall, NJ, 1991
- E. Keyzig(1999). **Advance Engineering Mathematics 8th edition**. John Wiley & Sons, Inc. 1999.
- M. G. Larimore and J. R. Treichler (1983). **Convergence Behavior of the Constant Modulus Algorithm**. IEE. Int. Conf. on Acoust., Speech, and Signal Processing, Boston, MA. 1983.
- M. G. Larimore, J. R. Treichler (1986). **CMA-based Techniques for Adaptive Interference Rejection**. Proc. IEE Military Communications Conf., Apr. 1986.

B. Agee (1989). **Blind Separation and Capture of Communications Signals Using a Multitarget Constant Modulus Beamformer**. 1989 IEEE Military Communications Conf., Boston, MA, Oct. 1989.

David M. Pozar (1998). **Microwave Engineering 2nd edition**, John Wiley & Sons, Inc. 1998.

C. A. Balanis (1997). **Antenna Theory: Analysis and Design 2nd edition** . John Wiley& Sons, Inc. 1997.

ภาคผนวก ก

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

Investigation into Imperfection of Phase Shifter for Smart Antenna Implementation

P. Sriploy, M. Uthansakul and R. Wongsan

School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology

Muang, Nakhon Ratchasima, Thailand 30000

Email: {m5040179, mtp and rangsan}@sut.ac.th

Abstract-The success of a smart antenna system is indicated by the accuracy of pointing its main beam to the desired direction while directing its nulls' locations to the interference signals. Beside the effective algorithm chosen to be the beamforming algorithm, the precision of phase shifters employed to adjust the phase of the received/transmitted signals is also important. The phase shifters available on the market indicate some phase shifting error as appeared in their data sheets. Therefore, this paper investigates into the effect of imperfect phase shifters on the beamforming performance and Signal-to-Interference Ratio of the system. This information is considered to be useful for the smart antenna designers so that they can set an addition margin to achieve the designated Signal-to-Interference Ratio when utilizing imperfect phase shifters.

I. INTRODUCTION

A smart antenna is a system consisting of antenna arrays and smart signal processing algorithm that are used to identify the Direction of Arrival (DoA) of the signal. The information of DoA is used to calculate beamforming vectors in order to track and locate the antenna beam to a desired user and the nulls or sidelobes to undesired users. The origin of smart antenna can be traced to the emergence of phased array technology and signal processing in 1960's [1]. Early smart antenna was designed for use in Radio Detection and Ranging (RADAR) application. Nowadays, the smart antenna is notable used in wireless communications because it can reduce overall network interferences leading to an increase in total number of users [2]. The smart antenna has two main functions which are DoA estimation and beamforming. It estimates the DoA of the signal using any of the techniques such as Multiple Signal Classification (MUSIC), Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariant Techniques (ESPRIT) algorithms, or their derivatives. After having the estimated DoA, the next step is to perform a beamforming. Beamforming is the method used to create the radiation pattern of the antenna array in order that its main beam is directed to the desired direction and nulls or sidelobes are steered to the undesired directions. This can be accomplished by applying complex weights to shift phases and adjust amplitudes of the received signal, named beamforming algorithm.

Also many of smart antenna prototypes have been globally launched not only for the purpose in academic uses [3] but also the commercial products [4]. In practice, the smart antenna system is constituted with an antenna array and beamforming network mainly containing phase shifters. The reason of using phase shifters is that the phase of received/transmitted signals needs to be adjusted according to the calculated weighting coefficients. It can be said that the success of smart antenna depends on the accuracy of weighting coefficients. After having done the investigation into phase shifters commercially available on the market nowadays, the error in phase shifting is noticeable. This may cause an error in beam formation. As a result, the smart antenna is unable to point its main beam to the desired user and nulls to the direction of interference signals. This can bring to a decrease in Signal-to-Interference Ratio (SIR) resulting in low signal quality.

From literatures, the issue of imperfection of phase shifters employed to be weights in the beamforming process has been overlooked. Therefore, this paper investigates into the effect of such an imperfection on the beamforming performance of the smart antenna referring to the phase shifters currently available on the market. The obtaining results provide relation between the phase shifting error and SIR of the system, which is considerably useful for the smart antenna designers. This can be the guideline for giving a suitable margin to achieve the designated SIR when utilizing the imperfect phase shifters.

The remainder of this paper is organized as follows. Following an introduction, a brief smart antenna algorithm is discussed in Section II including the error factor of phase shifters. Also, the examples of phase shifters commercially available from some companies are shown in this section. In Section III, the computer simulation results are shown in term of radiation patterns and SIR. In this section, the relation between phase shifting error and SIR is revealed. Finally, Section IV concludes the paper.

II. WEIGHTING ALGORITHM

The success of smart antenna can be considered as its capability to steer the main beam to the desired direction and its nulls or sidelobes to the direction of interference (undesired) signals. This success can be achieved by the accurate weighting coefficients which are applied to individual antenna

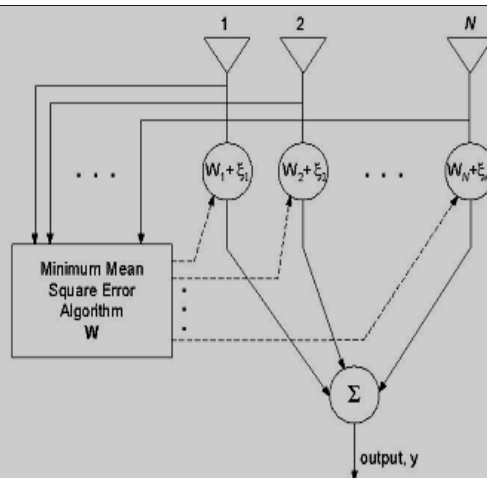


Figure 1. Smart antenna system employing MMSE algorithm when ξ_n is phase shifting error at n^{th} phase shifter.

elements. These weighting coefficients can be calculated using an optimum beamforming algorithm.

From literatures, there are many algorithms available for optimum beam formation such as Maximum Signal-to-Noise Ratio (Max SNR) and Linearly Constrained Minimum Variance (LCMV). The purpose of Max SNR is to maximize the actual Signal-to-Noise Ratio (SNR) at the array output [5] while LCMV requires knowledge of DoA of the desired signal which is not typically known in mobile and portable wireless systems [6]. Alternatively, there is one typical beamforming algorithm named Minimum Mean Square Error (MMSE), which attempts to minimize the difference between the array output and the desired signal.

As its simplicity, the MMSE algorithm is chosen to be the optimum beamforming algorithm in this paper. The weight vector (\mathbf{W}) calculated using this algorithm is expressed in (1).

$$\mathbf{W} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{p} \quad (1)$$

where \mathbf{R} is the correlation matrix of the signals received from the array and \mathbf{p} is the cross-correlation vector between the received and reference signal [8]. Hence, the output signal is given by

$$y = \mathbf{W}\mathbf{x} \quad (2)$$

where \mathbf{x} is the received signal vector.

Fig. 1 shows the configuration of a smart antenna consisting N antenna elements which are usually spaced by half-wavelength of the operational frequency. From this figure, the optimum weighting coefficients are calculated by MMSE. These coefficients are fed back to the phase shifters at individual antenna elements in order to adjust amplitude and

TABLE I
SPECIFICATION OF PHASE SHIFTERS

Company	Model	Frequency Range (GHz)	Maximum Phase Error
MITEQ [7]	DPS-03100370-360-6-1F-1F	3.1 - 3.7	$\pm 2^\circ$
	DPS01200140-360-6-1F-1F	1.2 - 1.4	$\pm 3^\circ$
	PS0618-360-5-5.6	6.0 - 18.0	$\pm 3^\circ$
ET Industries [8]	DSP-28-4	2.0 - 8.0	$\pm 5^\circ$
Hittite Microwave Corporation [9]	HMC596LP4	8.0 - 12.0	$\pm 5^\circ$
	HMC543	8.0 - 12.0	$\pm 5^\circ$
	HMC543LC4B	8.0 - 12.0	$\pm 5^\circ$
G. T. Microwave Inc. [10]	P*P-38A-5	1.0 - 3.0	$\pm 10^\circ$
	P*P-49A-5	1.0 - 4.0	$\pm 15^\circ$
HERLEY [11]	7824	4.0 - 12.0	$\pm 15^\circ$

phase of the received signals. According to this, the output signal contains only desired signal without interfering of signals from other directions. In some cases, this success can not be met due to the imperfection of the phase shifters causing the phase shifting error (ξ) as seen in Fig. 1. This error also affects the output signal as shown in the following expression.

$$y = \mathbf{W}\mathbf{x} + \xi\mathbf{x} \quad (3)$$

Comparing (2) and (3) indicates that the phase shifting error caused by the imperfect phase shifters affects the output signal, hence degrading the signal quality of the system. In next section, some phase shifters commercially available on the market are examined.

III. IMPERFECTION OF PHASE SHIFTERS

As mentioned in the previous section, phase shifter is the most important part of a smart antenna system. There are many phase shifters commercially available on the market. Each product has different characteristic which provides wide range of selection. In this paper, we have investigated into the phase shifters from companies [7] to [11] as shown in Table I. As seen in this table, the phase shifting error of the phase shifters can be separated into two groups. First group contains the phase shifters having lower phase shifting error, $\pm 2^\circ$ to $\pm 5^\circ$.

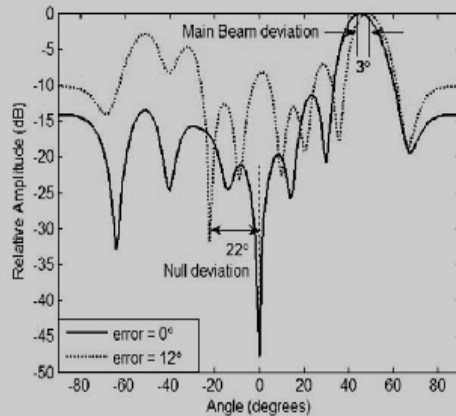


Figure 2. Radiation pattern of 10 antenna elements when phase shifter gives error of 0° and 12° .

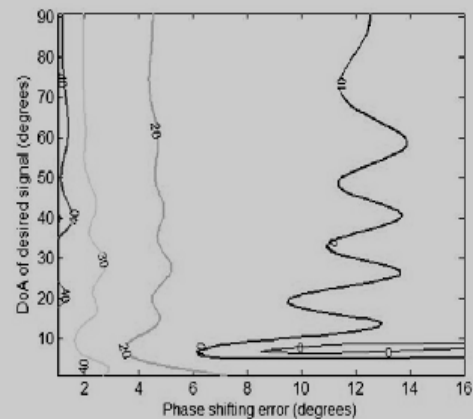


Figure 3. Plot of SIR with respect to phase shifting error and DoA of desired signal when the number of antenna element is 10 and interference signal is coming from -10° .

TABLE II
EFFECT OF PHASE SHIFTING ERROR ON BEAMFORMING PERFORMANCE

Number of antenna elements	No phase shifting error			Phase shifting error = $\pm 4^\circ$			Phase shifting error = $\pm 12^\circ$		
	Mean main beam deviation ($^\circ$)	Mean null deviation ($^\circ$)	Mean SIR (dB)	Mean main beam deviation ($^\circ$)	Mean null deviation ($^\circ$)	Mean SIR (dB)	Mean main beam deviation ($^\circ$)	Mean null deviation ($^\circ$)	Mean SIR (dB)
4	0	0	27.69	4	45	17.93	1	25	7.57
8	0	0	41.47	1	78	17.28	3	21	3.7
10	0	0	41.42	1	10	18.45	3	22	4.06
12	0	0	40.62	0	76	19.17	0	54	4.36
16	0	0	43.49	0	57	21.37	1	35	4.8

The second one includes the phase shifters having larger phase shifting error of $\pm 10^\circ$ to $\pm 15^\circ$.

In next section, we investigate into how such an error caused by imperfect phase shifters affects the beamforming performance of smart antenna. Also, the SIR is employed to indicate the quality of the output signal of the system.

IV. SIMULATION RESULTS

To see the phase shifter error effect on beamforming performance, we choose 12° being the average value of the 2nd group which has higher error from Table I. In Fig. 2, 10 dipole antennas are used being the antenna elements for linear array spaced by half-wavelength at the operational frequency. In this simulation the desired direction is given at 45° off boresight direction while the interference signal is coming from 0° off boresight direction. The Ratio between the desired and interference signal is 0 dB. As we can see in Fig. 2, the main beam is shifted by 3° when the phase shifter gives an

error up to 12° . Note that the weighting coefficients are calculated using MMSE algorithm in (2). Also in Fig. 2, the deviation of null's location in the direction of interference signal (0°) is more pronounced, up to 22° . As a result, the SIR of the system is decreased by 39 dB, from 47 dB (error = 0°) to 8 dB (error = 12°).

Fig. 3 shows the contour plot of SIR when DoA of desired direction is varied from 0° to 90° off boresight direction. In this case, the amplitude of desired and interference signal is given at the same level. The direction of interference signal is set at -10° off boresight direction. The 10-element dipole antenna is utilized in this simulation. The phase shifting error is varied from 0° to 16° . The obtained results in Fig. 3 indicate that SIR decreases as the phase shifting error increases. However, the SIR values are similar in every DoA of desired direction if the phase shifters providing low error as seen in Fig. 3 from $\pm 1^\circ$ to $\pm 5^\circ$. Contrarily, the SIR of the system relatively varies with DoA of desired direction when employing the phase shifters having high phase shifting error.

Table II shows the effect of phase shifters on the accuracy of main beam/ null steering and SIR when the number of antenna elements are 4, 8, 10, 12 and 16. The mean values of these three parameters are averaged over 1000 samples while phase shifting error is randomly given within the designated range. The phase shifting error is chosen to be $\pm 4^\circ$ and $\pm 12^\circ$ which are the average values of the lower and higher ones available in Table I. Having used perfect phase shifters (no phase shifting error), the SIR of the system becomes 27.69, 41.47, 41.42, 40.62 and 43.49 when the number of antenna element is 4, 8, 10, 12 and 16 respectively. This table indicates that the deviation of main beam and null direction occurs when the imperfect phase shifters are utilized. Consequently, SIR is worse compared with the case of using perfect phase shifters. This impairment is more pronounced when employing more antenna elements. Also, we investigate into the case of having higher phase shifting error according to the information available on the market. As we expected if such an error increases up to $\pm 12^\circ$, the SIR drops to 7.57, 3.7, 4.06, 4.36, and 4.8 when array has the number of antenna elements of 4, 8, 10, 12 and 16 respectively. In some case, SIR is decreased by 38.69 dB (from 43.49 to 4.8 dB).

V. CONCLUSION

This paper has investigated into the effect of imperfect phase shifters on the performance of smart antenna. The performance undertaken in this paper is separated into two parameters, capability of beamforming and Signal-to-Interference Ratio. The obtained results have revealed that the phase shifting error caused by imperfection of phase shifters degrades the beamforming performance. The deviation of main beam direction and nulls' locations is more pronounced as the phase shifting error increases. As a result, the output

signal has lower quality when utilizing imperfect phase shifters. The obtained results also have shown that the phase shifters giving low error are preferable because Signal-to-Interference Ratio of the system is relatively constant with DoA of desired direction. Therefore, this information is considered to be helpful for the smart antenna designers so that they can set an appropriate margin of SIR according to the specification of the chosen phase shifters.

ACKNOWLEDGMENT

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

REFERENCES

- [1] A. C. Scheel, "Antenna developments of the 1950s to the 1980s," in *IEEE Ant. and Prop. So. Inter. Symp.*, vol. 1, 8-13 Jul. 2001, pp. 30-33.
- [2] A. J. Goldsmith, "Smart antennas," *IEEE Person. Comm.*, vol. 5, pp. 9, Feb. 1998.
- [3] S. S. Jeon, Y. Wang, Y. Qian and T. Itoh, "A novel smart antenna system implementation for broad-band wireless communications," *IEEE Trans. on Ant. and Prop.*, vol. 50, no. 5, pp. 600-606, May 2002.
- [4] "IntelliCell Smart Antenna," available: <http://www.arraycomm.com>.
- [5] R. Monzingo and T. Miller, *Introduction to Adaptive Arrays*. Wiley and Sons, NY, 1980.
- [6] O. L. Frost, III, "An algorithm for linearly constrained adaptive array processing," in *Proc. of IEEE*, vol. 60, no. 8, Aug. 1972.
- [7] MITEQ, available: <http://www.miteq.com>.
- [8] ET Industries, available: <http://www.etiworld.com>.
- [9] Hittie Microwave Corporation, available: <http://www.hitie.com>.
- [10] G. T Microwave Inc., available: <http://www.gtmicrowave.com>.
- [11] HERLEY, available: <http://www.herley.com>.

Investigation into GPRS Transmission Employing Switched Beam Antenna at Mobile Station

P. Sriploy, M. Uthansakul and R. Wongsan

School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology,
Nakhonratchasima, Thailand 30000 (phone: +66-850865588; fax +66-44224603;
e-mail: m5040179@sut.ac.th, {mtp and rangsan}@sut.ac.th)

Abstract

In last few years, a smart antenna has been envisaged to enhance the GPRS system implementing at Base Station. This results in the problem of complexity and expense. Alternatively, this paper considers employing switched beam antenna at Mobile Station, such as Laptop, instead. The simulation results reveal that utilizing switched beam antenna provides higher performance in term of C/I and throughput compared with using existing antenna. As being spaced by half-wavelength of the operational frequency, the array size is too large to build in Laptop. On the other hand, the reduction of array spacing affects the system throughput because of mutual coupling effect. Also, the decoupling techniques proposed in literatures are not practical for implementing in Mobile Station. Therefore, this paper also presents the trade off between throughput and array size. From the obtained results, we can reduce the array spacing according to the desired throughput. This is considerably useful for the GPRS designer.

1. Introduction

The GSM (Global System for Mobile communication) was first developed in 1990 for a 900 MHz band all of Europe based on Time Division Multiple Access and Frequency Division Duplex (TDMA/FDD) scheme [1]. As its advantages, the GSM system has been applied to 2.5G (2.5 Generation) using TDMA standard, so called GPRS (General Packet Radio Service) [2]. The possible GPRS applications are such as web browsing, FTP, e-mail, telnet and video conference. The GPRS is "always on" access automatically instructed to tune to dedicated GPRS radio channel and particular Time Slots (TS). For power controlling, the GPRS system have four different coding schemes for Packet Data Traffic

Channel (PDTCH) which refers to a logical traffic channel for packet switched data [3]. Those coding schemes are CS-1, CS-2, CS-3 and CS-4 corresponding to the datarate of 9.05, 13.4, 15.6 and 21.4 kbps per time slot, respectively. Because of the interruption of implementation for full 3G TDMA standard and requirement of users to improve the throughput of GPRS system, the smart antenna are employed in the GPRS module to increase the datarate and signal quality.

A smart antenna can be classified into two types: adaptive and switched beam antennas. Comparing between these types, the switched beam antenna has more advantages in term of low complexity and implementation cost. The switched beam system requires only a beamforming network, an RF switch and control logic to select a particular beam [4]. The work presented in [5] has revealed that the adaptive antenna performs similarly to switched beam antenna when employing few antenna elements. Also, they have indicated that switch beam antenna outperforms adaptive antenna when the desired signal is not adequately higher than interferences. As a result, switched beam antenna has been envisaged to be employed at Base Station (BS) to enhance the quality of GPRS system [6]. However, this is not practical because it results in high expense and complexity. Therefore, this paper considers implementing the switched beam antenna at Mobile Station (MS) instead. As the array antenna is usually spaced by half-wavelength of the operational frequency resulting in array spacing of 16.7-cm for GPRS transmission. This is not practical to implement in MS such as Laptop. The author of [7] has shown that the performance of smart antenna can be enhanced by the array having inter-element spacing smaller than half-wavelength. From the work presented in [7], the superdirective technique is utilized to reduce the array spacing.

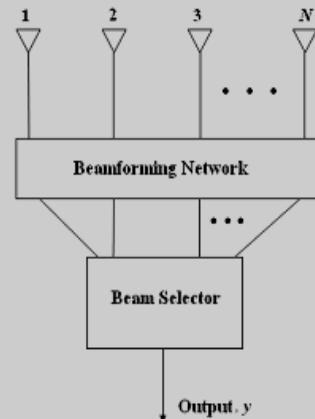


Fig. 1. Configuration of switched beam antenna.

However, this technique is relatively complex to implement in Laptop. Utilizing the reduced array size for smart antenna is also presented by the works presented in [8] and [9]. Therefore, apart from applying switched beam antenna, the effect of reducing array size on the quality of GPRS transmission is investigated in this paper. From the obtained results, the reduced array spacing is achieved according to the desired of system throughput.

The remainder of this paper is organized as follows. Following introduction, a brief discussion of the switched beam antennas is presented in section II. In section III, the mutual coupling effect on beamforming performance of switched beam antenna is examined. In section IV, the GPRS transmission including path loss model, signal fading and coding schemes for GPRS system is discussed. Afterwards, the simulation parameters used in this paper are detailed in section V. In section VI, the simulation results which demonstrate the performance of switched beam antenna employing various array spacing are shown. Finally, section VII concludes the paper.

2. Switched Beam Antenna

A switched beam antenna is a typical type of smart antenna. It can be implemented using an antenna array cooperating with beamforming network. The analogue beamforming network typically employs Butler matrix or Rotman lens. Fig. 1 shows the configuration of switched beam antenna system constituted by N antenna elements, and a beamforming network followed by a beam selector. The M beams are produced in beamforming network. The maximum signal strength is selected according to the beam

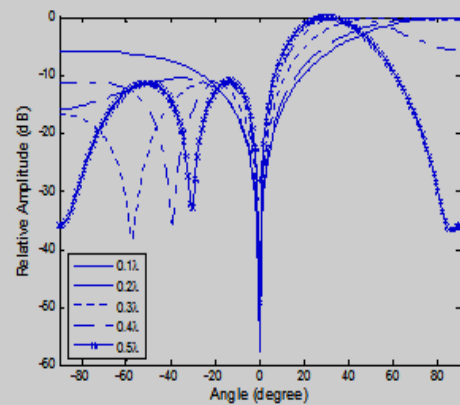


Fig. 2. Radiation pattern of switched beam antenna when the array spacing is 0.1λ , 0.2λ , 0.3λ , 0.4λ and 0.5λ .

pointed to the desired user, which can be done by beam selector that must be made for each receiver.

The weight vector (T) for m^{th} output in beamforming network can be expressed in (1).

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

where $w_{n,m}$ is weighting coefficients at n^{th} element for forming m^{th} beam. Then, the output signal is given by

$$y = T^{-1}x \quad (2)$$

where x is the received signal vector.

3. Mutual Coupling Effect

The interactions between the entire set of antennas and scatterers are initially described by the impedance matrix Z . For dipoles, the mutual impedance can easily be calculated using classical Induced Electromagnetic Force (EMF) method [10]. For the side-by-side configuration, the value of the mutual impedance between the g^{th} and n^{th} dipoles (Z_{gn}) [10] can be given by

$$Z_{gn} = \begin{cases} 30[0.5772 + \ln(2\beta l) - C_i(2\beta l)] + \\ j[30S_i(2\beta l)], & g = n \\ 30[2C_i(u_0) - C_i(u_1) - C_i(u_2)] - \\ j[30(2.2S_i(u_0) - S_i(u_1) - S_i(u_2))], & g \neq n \end{cases} \quad (3)$$

TABLE I
FOUR CODING SCHEMES FOR GPRS TRANSMISSION

Coding Scheme	C/I level (dB)	T hroughput (kbps)
CS -1	less than 7	9.05
CS -2	7 - 12	13.4
CS -3	12 - 17	15.6
CS -4	more than 17	21.4

where β stands for wave number, l is the dipole length and the constant u_0 is given by

$$u_0 = \beta d_h; \quad u_1 = \beta \sqrt{d_h^2 + l^2}; \quad u_2 = \beta \sqrt{d_h^2 + l^2} - l \quad (4)$$

where d_h is the horizontal distance between the two dipole antenna. The $C_i(u)$ and $S_i(u)$ are the Cosine and Sine integrals respectively, which are defined as follows.

$$C_i(u) = \int_{\infty}^u \frac{\cos(x)}{x} dx; \quad S_i(u) = \int_0^u \frac{\sin(x)}{x} dx \quad (5)$$

From [10], the coupling matrix \mathbf{C} of an antenna array can be written using circuit theory as shown in (6).

$$\mathbf{C} = (\mathbf{Z}_A + \mathbf{Z}_T)(\mathbf{Z} + \mathbf{Z}_T \mathbf{I}_N)^{-1} \quad (6)$$

where Z_A is the element's impedance in isolation. Also, the \mathbf{I}_N is the identity matrix, \mathbf{Z} is the $N \times N$ mutual impedance matrix calculated using (3) and \mathbf{Z}_T is the impedance of receiver at each element chosen as the complex conjugate of Z_A to obtain an impedance matching for maximum transfer.

The signal vector of array input affected by mutual coupling phenomena can be given by

$$\mathbf{x}_c = \mathbf{C}\mathbf{x} \quad (7)$$

Therefore, comparing with (2), the output signal including mutual coupling effect can be expressed by

$$\mathbf{y}_c = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{x}_c \quad (8)$$

Fig. 2 shows the simulated radiation patterns of switched beam antenna when array spacing is given at 0.1λ , 0.2λ , 0.3λ , 0.4λ and 0.5λ . For this simulation, the desired signal is coming from 30° off boresight direction. Note that the mutual coupling effect between

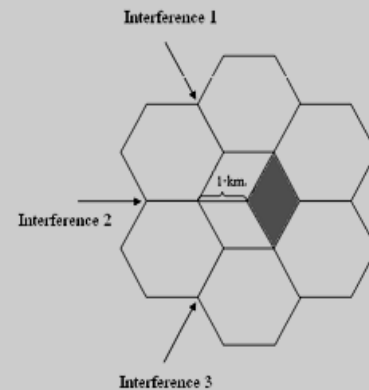


Fig. 3. Cellular model for GPRS transmission.

the antenna elements was already taken into account. As seen in Fig. 2, the direction of main beam starts deviating from the desired direction (30°) as the array spacing is smaller than 0.5λ . In addition, this degradation is worst when the array is spaced by 0.1λ . Also, the array spaced by 0.1λ provides very high sidelobe level. The simulation results shown in Fig. 2 confirm that the mutual coupling between antenna elements degrades the beamforming capability of switched beam antenna.

4. GPRS Transmission

The GPRS system was designed for GSM which operates in the 900 MHz band, 890 – 915 MHz in Uplink Channel (UL) and 935 – 960 MHz in Downlink Channel (DL). The separation of carriers is 45 MHz or 3 TS. Each carrier is multiplexed in 8 TS which can be used for a specific purpose such as carrying data traffic or controlling user.

The GPRS system provides power controlling according to four Coding Schemes defined for the packet data traffic channels as shown in Table I. For GPRS radio resource management, Link Adaptation (LA) algorithm is used to select the optimum CS according to condition of radio link base on Carrier-to-Interference ratio (C/I) [3]. This table also shows that high data rate transmission for GPRS system can be achieved when the system has high C/I.

In cellular system, a signal transmitted by a radio connection is attenuated along the propagation path. This attenuation of received power is called path loss. This loss has to be included when investigating into GPRS transmission. The path loss in case of Line-Of-Sight (LOS) is expressed as follow [1].

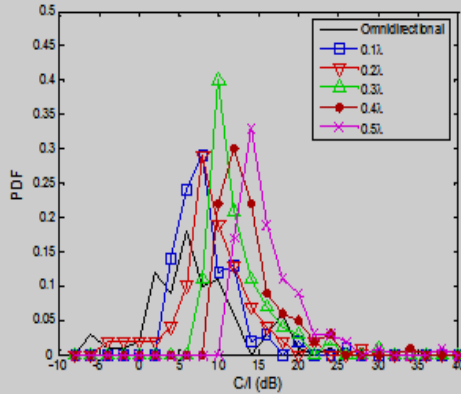


Fig. 4. C/I probability distribution utilizing omnidirectional and switched beam antennas. In case of switched beam antenna, the array spacing is given by 0.1λ , 0.2λ , 0.3λ , 0.4λ and 0.5λ .

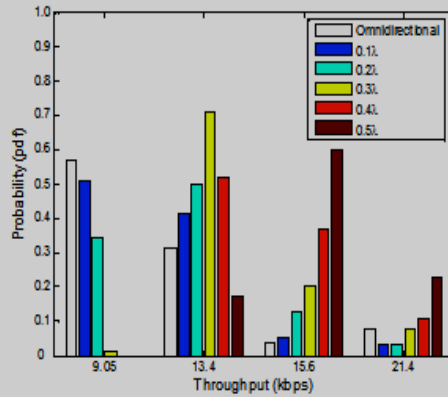


Fig. 5. Throughput probability distribution utilizing omnidirectional and switched beam antennas. In case of switched beam antenna, the array spacing is given by 0.1λ , 0.2λ , 0.3λ , 0.4λ and 0.5λ .

$$L(dB) = 32 + 20 \log f + 20 \log d \quad (7)$$

where f is the operational frequency in MHz and d is the distance in km.

When the antenna positions lower than surrounding building, the LOS path loss can not be directly applied. In this case, the radio signals arrives the user receiver from different directions, the fading of the signal has to be concerned. The fading can be classified into two types which are slow and fast fading. In this paper, we consider only slow fading case because the users are assumed to be static. The expression of the slow fading path loss is shown in (8).

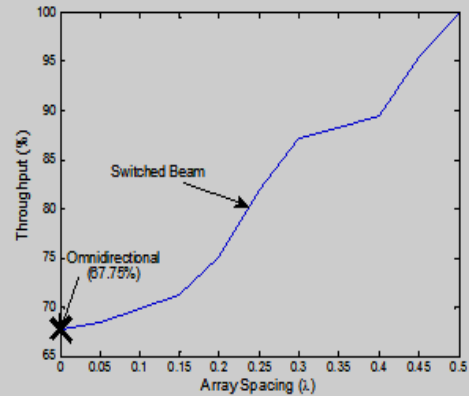


Fig. 6. Throughput of GPRS system when switched beam and omnidirectional antennas are utilized.

$$m(dB) = \sqrt{-2\sigma p(m)\sqrt{2\pi\sigma^2} + \overline{L(dB)}} \quad (9)$$

where $\overline{L(dB)}$ is the mean value of path loss, $p(m)$ is the randomly uniform distribution value and σ is the standard deviation value in dB.

The received power C (dB) at the user can be calculated using (10) for non-LOS case (fading case).

$$C = T_x + G_b + G_u + m(dB) \quad (10)$$

where T_x is the transmitting power in dB, G_b is the antenna gain in dB at BS and G_u is the user antenna gain, $m(dB)$ is the slow fading path loss.

5. Simulation Parameters

The computer simulation for this paper begins with the following assumptions:

- 1) Every cell is assumed to be hexagonal shape.
- 2) The 120° sectoring antenna employed in the system is assumed to be perfect.
- 3) The frequencies reuse factor is 7.
- 4) Co-channel interferences are coming from 3 directions referring from [1].
- 5) The GPRS transmission is modeled using the same concept of cellular network shown in Fig. 3. Note that the shade area is the cell of interest.
- 6) The radius of cell is 1 km being a macro cell.

- 7) The 100 users are assumed to be uniformly distributed in each sector.
- 8) Antenna gain of the switched beam antenna is 6.76 dB and 0 dB for omnidirectional case. The antenna gain at BS is 14 dB [3].
- 9) The effect of signal fading is included (non-LOS case).
- 10) The standard deviation value of path loss model is set at 6 dB.
- 11) The system noise floor is -100 dBm.

Next section shows the performance of GPRS system in term of C/I and throughput when employing switched beam antenna at MS. The various length of array spacing is assumed.

6. Simulation Results

In this paper, the C/I and throughput are utilized to indicate the GPRS system performance. Also, the performance comparison of employing existing antenna (omnidirectional) and switched beam antenna is considered. For the case of switched beam antenna, the array spacing is given by 0.1λ , 0.2λ , 0.3λ , 0.4λ and 0.5λ .

From Fig. 4, the GPRS system utilizing switched beam antenna provides higher probability of C/I compared with using existing antenna (omnidirectional). This confirms that switched beam antenna is able to enhance the GPRS transmission. For switched beam case, the array spaced by 0.5λ provides highest C/I considering at highest probability. As the array spacing decreases, C/I at highest probability is also decreased. This is because the effect of mutual coupling between the array elements. However, even if the spacing is only 0.1λ , the system performance is better than using omnidirectional antenna.

To examine the data transfer capability of the system, we also investigate into the probability of throughput as shown in Fig. 5. Note that the obtained datarate is given according to coding schemes shown in Table I. It shows that switched beam antenna provides higher throughput compared with omnidirectional case. As expected, the throughput is lower for the array having short spacing due to the mutual coupling effect.

From the obtained results, ones can not argue that GPRS transmission achieves highest performance when the array is spaced by 0.5λ (16.7 cm). However, this is not practical to implement in MS such as Laptop because it is too large. Therefore, we further investigate into the trade off between array size and system throughput as follows.

Fig. 6 shows the behavior of the system throughput with respect to array spacing. Please note that the 4×1 array antenna is employed in simulation. The throughput at spacing of 0.5λ is set to be 100% throughput. As we can see, the throughput obtained from switched beam antenna is slightly higher compared with omnidirectional antenna when the array elements are spaced by $0.05\lambda - 0.2\lambda$. This gap is more pronounced when array spacing is extended, up to 0.5λ . This is because the mutual coupling effect between the antenna elements. To avoid the large array size, the array spacing of 0.3λ is worthwhile considering. At this spacing, we obtain 87% throughput compared with the 100% throughput at spacing of 0.5λ . As a result, we can reduce the spacing up to 40% while the system throughput is decreased only 13%. According to this, the over all array size can be reduced for implementing switched beam antenna into MS. However, other spacing value can be chosen in accordance with the requirement of system throughput. This is considerably useful for the GPRS smart antenna designer.

7. Conclusion

This paper has revealed the GPRS transmission performance utilizing switched beam antenna over existing antenna. The antenna implementation is considered at Mobile Station such as Laptop as it is low of cost and complexity. The array antennas utilized in switched beam system is usually spaced by half-wavelength of the operational frequency. This is not practical to implement in Mobile Station for GPRS system because the over all size of array is too large. Therefore, further investigation in this paper has been paid to the reduction of array spacing without the consideration of complex decoupling techniques. The obtained results provide the information of the resulted throughput at various length of the array spacing, $0.1\lambda - 0.5\lambda$. The smart antenna designer can utilize this information as a key design to enhance the performance of GPRS system.

8. Acknowledgement

The authors acknowledge the financial support from Suranaree University of Technology, Thailand and National Research Council of Thailand.

9. References

- [1] T. S. Rappaport, *Wireless Communication: Principles And Practice 2nd*. Printice Hall PTR, NJ, 2002.
- [2] G. Brasche, B. Walke, "Concepts, services, and protocols of the new GSM phase 2+ general packet radio service," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 35, Issue 8, Aug. 1997, pp. 94-104.
- [3] T. Halonen, J. Romero, J. Melero, *GSM, GPRS And EDGE Performance: Evolution Towards 3G/UMTS 2nd*. Wiley and Sons, England, 2003.
- [4] J. C. Liberti, Jr., T. S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*. Printice Hall PTR, NJ, 1999.
- [5] C. Seungwon, D. Shim, T.K. Sarkar, "A comparison of tracking-beam arrays and switching-beam arrays operating in a CDMA mobile communication channel," *IEEE Ant. and Prop. Mag.*, vol. 41, Dec. 1999, pp.10 - 56.
- [6] C.F. du Toit, O.P. Gupta, W.J. Brown, D. He, J. Patel, P.F. Acsadi, C. Sui, M. Peyghaleh, "Smart multibeam phased array antenna for GSM, GPRS and EDGE," in *Proc. IEEE Inter. Sym. on Phased Array Systems and Tech.2003*, 14-17 Oct 2003, pp. 146-151.
- [7] H.J. Chaloupka, X. Wang, J.C. Coetzee, "Performance enhancement of smart antennas with reduced element spacing," in *Proc. WCNC 2003*, vol.1, 16-20 March 2003, pp.425 - 430.
- [8] R.J. Dinger, "Simulation study of reactively steered adaptive arrays," *Electronics Letters*, vol.21, issue 9, April 1985, pp. 383 - 384.
- [9] W. Wasylkiwskyj, Kahn, W. "Efficiency as a measure of size of a phased-array antenna," *IEEE Trans. Ant. and Prop.*, vol. 21, Issue 6, Nov 1973, pp.879 - 884.
- [10] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 2nd ed. John Wiley, 1997.

Performance Enhancement of GPRS Transmission using Switched Beam Antennas at Mobile Station

P. Sriploy, M. Uthanskul and R. Wongsan
School of Telecommunication Engineering

Suranaree University of Technology

Muang, Nakhon Ratchasima, Thailand 30000

Email: m5040179@g.sut.ac.th, {mtp and rangsan}@sut.ac.th

Abstract. As the users call for the improvement of the datarate in GPRS system, so far an adaptive antenna implemented at Base Station is envisaged to be the solution. However, this concept introduces the problems of high expense and complexity. Alternatively, a switched beam antenna avoiding those impairments is worthwhile considering. Therefore, this paper investigates into the use of switched beam antenna compared with adaptive antenna in GPRS system. To achieve a fraction of expense, the implementation is considered at the Mobile Station instead. The simulation results reveal that employing the switched beam system provides higher performance in term of Carrier-to-Interference ratio and throughput, compared with adaptive antenna. The obtained results also confirm the advantages of switched beam antenna even though the system is situated in non-Line-of-Sight environment.

Keywords: Antenna arrays; Array signal processing; Beam steering; Suited beam antenna

I. INTRODUCTION

The GSM (Global System for Mobile communication) was first developed in 1990 for a 900 MHz band all of Europe based on Time Division Multiple Access and Frequency Division Duplex (TDMA/FDD) scheme [1]. As its advantages, the GSM system has been applied to 2.5G (2.5 Generation) using TDMA standard, so called GPRS (General Packet Radio Service) [2]. The possible GPRS applications are such as web browsing, FTP, e-mail, telnet and video conference. The GPRS is "always on" access automatically instructed to tune to dedicated GPRS radio channel and particular Time Slots (TS). The GPRS system utilizes four different coding schemes to control the operating power. These coding schemes are CS-1, CS-2, CS-3 and CS-4 corresponding to the datarate of 9.05, 13.4, 15.6 and 21.4 kbps per TS respectively [3]. Because of the delay of implementation for full 3G TDMA standard and requirement of users to improve signal strength and throughput of GPRS system, a smart antenna has been envisaged to increase datarate and signal quality of the system.

A smart antenna is a system consisting of antenna arrays and signal processing unit. The processing unit is used to identify Direction of Arrival (DOA) of signal and track the main beam to the direction of desired signal. Also, it can steer nulls and sidelobes to interference directions when operating in the environment having rich interference signals [4]. The smart antenna system can be categorized into two types which are adaptive and

switched beam antennas. The adaptive antenna can steer its main beam to desired direction. Additionally, side lobe or nulls are generated in the direction of interferers by adjusting or weighting received/transmitted signal. On the other hand, the switched beam antenna selects the maximum signal strength from the predefined beams of an antenna arrays. This system can also generate its main beam to the desired user but the directions of nulls and sidelobes cannot be adjusted according to the positions of interference.

The performance and discussion of smart antenna utilized in GSM systems has been presented in [5] and [6]. They have shown that the smart antenna is able to improve the signal strength and capacity of the system. However, those improvements are not promising for GPRS system because the data transfer capability of GPRS transmission can be indicated by Carrier-to-Interference ratio (C/I) and throughput. In recent years, the capacity and throughput of GPRS and Enhanced Datarates for GSM Evolution (EDGE) systems can be enhanced by implementing an adaptive antenna at Base Station (BS), [7] and [8]. Nonetheless, this is not practical as its implementation is complex and costly [9]. According to that reason, this paper considers implementing the antenna system at Mobile Station (MS) instead. Also, the work presented in [10] has revealed that adaptive antenna performs similarly to switched beam antenna when employing few antenna elements. Furthermore, they indicated that switch beam antenna outperforms adaptive antenna when the desired signal is not adequately higher than interferences. However, those works have not demonstrated the system performance in GPRS transmission. At this light, this paper investigates into the use of switched beam antenna compared with adaptive antenna on GPRS module at MS.

The remainder of this paper is organized as follows. Following introduction, a brief discussion of the adaptive and switched beam antennas is presented in section II. Also, the performance comparison of adaptive and switched beam antennas in term of beamforming capability is shown in this section. In section III, path loss model, fading and coding scheme of GPRS system are discussed. Afterward, the simulation parameters used in this paper are shown in section IV. In section V, the simulation results which demonstrate the performance of switched beam antenna compared with adaptive antenna are shown. To show the performance compared with existing antenna at MS of GPRS system, the

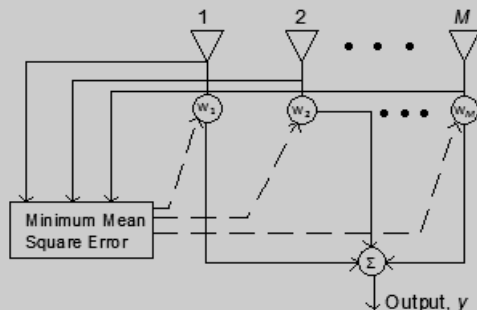


Figure 1. Adaptive antenna employing MMSE algorithm.

omnidirectional antenna is also assumed in this section. Finally, section VI concludes the paper.

II. SMART ANTENNA SYSTEM

Firstly, a smart antenna was introduced to use in Radio Detection and Ranging (RADAR) application. Recently, the smart antenna has gained more attention in wireless communications because it is able to reduce overall network interference leading to an increase in system quality. The smart antenna is constituted by antenna arrays and signal processing. It can be classified into two types which are adaptive and switched beam antennas.

The adaptive antenna has two major functions: beamforming and Direction-Of-Arrival (DOA) estimation. In this paper we focus on the beamforming performance. The beamforming is the process to direct the main beam to the desired users while pointing nulls and sidelobes to the interfering directions. This action is accomplished by applying complex weights to individual antenna elements in order to adjust amplitude and/or phase of the received signal, namely beamforming algorithm. Fig.1 shows the configuration of an adaptive antenna consisting M antenna elements which are usually spaced by half-wavelength of the operational frequency. From this figure, the optimum weighting coefficients are calculated using Minimum Mean Square Error (MMSE). The MMSE is one typical beamforming algorithm which attempts to minimize the difference between the array output and desired signal. The weight vector (\mathbf{W}) calculated using this algorithm is expressed in (1).

$$\mathbf{W} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{p} \quad (1)$$

where \mathbf{R} is the correlation matrix of the signals received from the array and \mathbf{p} is the cross-correlation vector between the received and reference signal. Hence, the output signal can be given by (2)

$$y = \mathbf{W}\mathbf{x} \quad (2)$$

where \mathbf{x} is the received signal vector.

For switched beam system, a number of beams are simultaneously produced. This can be done by multiplying

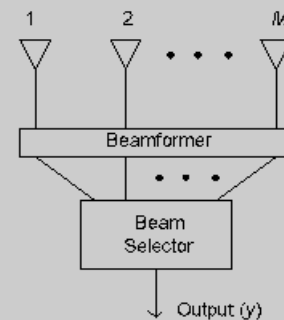
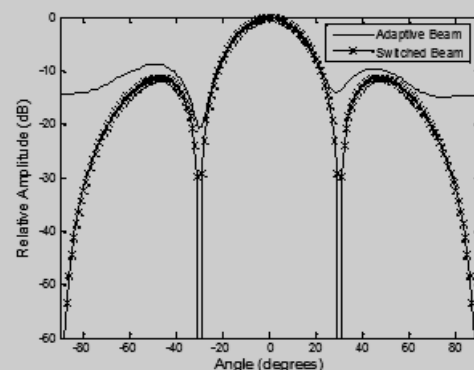


Figure 2. Configuration of switched beam antenna.

Figure 3. Radiation pattern of adaptive and switched beam antennas employing 4×1 array antenna.

the weighting coefficients to the signal received by array antennas. The typical beamforming network for this type of smart antenna is Butler matrix. Fig. 2 shows the configuration of the switched beam antenna constituted by M antenna elements. The beamformer is used to produce N beams from M antenna elements, and beam selector selects a particular beam having the maximum signal strength. As we can see, the switched beam antenna is not complex resulting in low expense for implementation.

Fig. 3 shows radiation patterns of adaptive and switched beam antennas when desired signal is coming from boresight direction and interference directions are 30° and -30° . As we can see, the switch beam antenna provides nulls depth deeper than adaptive antenna while the sidelobe levels are similar. This is because interference signal affects process of beamforming (weighting algorithm) for adaptive antenna while switched beam antenna needs only desired direction to perform beamforming. However, further investigation indicates that adaptive antenna needs more antenna elements to provide deeper null depth in this situation.

III. GPRS TRANSMISSION

Use The GPRS was designed for GSM system which operates in the 900 MHz band, 890 – 915 MHz in Uplink Channel and 935 – 960 MHz in Downlink Channel. The separation of carriers is 45 MHz or 3 TS. Each carrier is

TABLE I
CODING SCHEME FOR POWER CONTROL IN GPRS TRANSMISSION [3].

Coding Scheme	Minimum C/I for Coding Scheme (dB)	Datarate (kbps)
CS -1	less than 7	9.05
CS -2	7 - 12	13.4
CS -3	12 - 17	15.6
CS -4	more than 17	21.4

multiplexed in 8 TS which can be used for a specific purpose such as carrying data traffic or controlling user.

The GPRS system provides power controlling according to four Coding Schemes (CS) defined for the packet data traffic channels as shown in Table I. For GPRS radio resource management, Link Adaptation (LA) algorithm is used to select the optimum CS according to condition of radio link base on C/I [3].

In cellular system, a signal transmitted by a radio connection is attenuated along the propagation path. This attenuation of received power is called path loss. The path loss in case of Line-Of-Sight (LOS) is expressed as follow [1].

$$L(\text{dB}) = 32 + 20 \log f + 20 \log d \quad (3)$$

where f is the operational frequency in MHz and d is the distance in km.

When the antenna positions lower than surrounding building, the LOS path loss can not be applied. In this case, the radio signals arrives the user receiver from different directions resulting in signal fading. The fading can be classified into two types which are slow and fast fading. In this paper, we consider only slow fading case because the users are assumed to be static. The expression of path loss for slow fading is shown in (4).

$$m(\text{dB}) = \sqrt{-2\sigma p(m)\sqrt{2\pi\sigma^2} + \overline{L(\text{dB})}} \quad (4)$$

where $\overline{L(\text{dB})}$ is the mean value of path loss, $p(m)$ is the randomly uniform distribution value and σ is the standard deviation value in dB.

The received power C (dB) at the user can be calculated using (5) and (6) in case of LOS and non LOS cases, respectively.

$$C = T_x + G_b + G_u + L(\text{dB}) \quad (5)$$

$$C = T_x + G_b + G_u + m(\text{dB}) \quad (6)$$

where T_x is the transmitting power, G_b is the antenna gain at BS and G_u is the user antenna gain. Note that all parameters appeared in (5) and (6) are in dB.

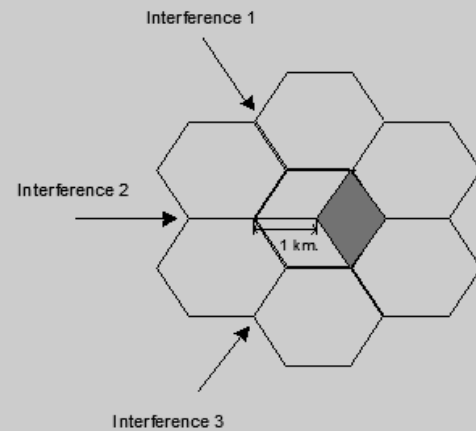


Figure 4. Cellular model for GPRS transmission.

IV. SIMULATION PARAMETERS

The computer simulation in this paper begins with the following assumptions:

- 1) Every cell is assumed to be a hexagonal shape.
- 2) The 120° sectoring antennas employed in the system is assumed to be perfect.
- 3) Frequency reuse factor is 7.
- 4) Co-channel interferences are coming from 3 directions with 3-km distance referring to [1].
- 5) The GPRS transmission is modeled using the same concept of cellular network shown in Fig. 4. Note that the shade area is the sector of interest.
- 6) The radius of cell is 1 km being a macro cell.
- 7) The 100 users are assumed to be uniformly distributed in each sector.
- 8) 4×1 -dipole array antenna is assumed at individual users when switched beam and adaptive antennas are assumed.
- 9) Antenna gain of the switched beam antenna is 6.76 dB and 0 dB for omnidirectional case. The antenna gain at BS is 14 dB [3].
- 10) The standard deviation value of path loss model is 6 dB [3].
- 11) The system noise floor is -100 dBm.

In next section, we show the C/I at user receivers when omnidirectional, switched beam and adaptive antennas are assumed. Also, the system throughput is employed to indicate the quality of GPRS transmission.

V. SIMULATION RESULTS

The Probability Density Function (PDF) of C/I and throughput are used to show the performance of GPRS system utilizing omnidirectional, adaptive and switched

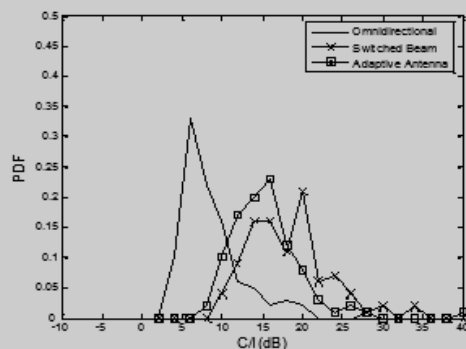


Figure 5. C/I probability distribution when the fading of signal is not included (LOS case).

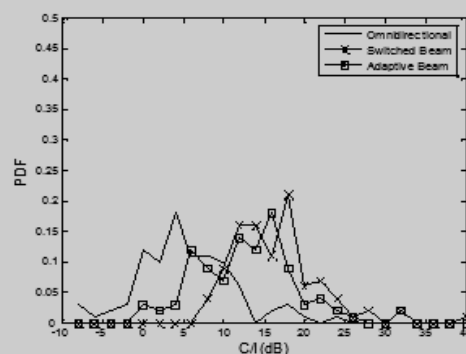


Figure 6. C/I probability distribution when the fading of signal is included (non-LOS case).

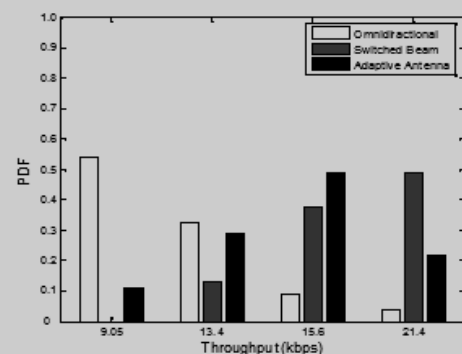


Figure 7. Throughput probability distribution when the fading of signal is not included (LOS case).

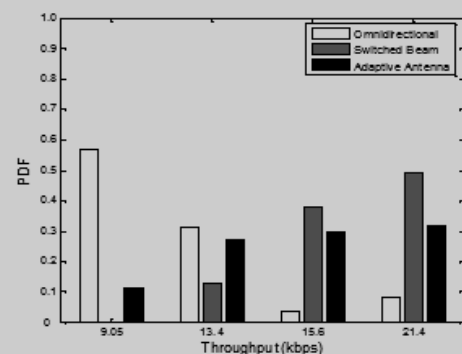


Figure 8. Throughput probability distribution when the fading of signal is included (non-LOS case).

beam antennas. Note that the parameters for simulations have been detailed in last section.

Fig. 5 shows the PDF of C/I when the fading of signal is neglected. Note that the peak of PDF indicates dominant C/I. As we can see, the most frequent C/I value in case of omnidirectional is lowest. This value increases when utilizing adaptive antenna. From the obtained results, switched beam antenna provides highest C/I considering at maximum PDF. This indicates that switched beam antenna provides highest performance for GPRS transmission compared with existing (omnidirectional) and adaptive antennas.

Fig. 6 presents the same results as shown in Fig. 5 but the signal is assumed to be fading (non-LOS case). We obtain similar manner of the C/I distribution presented in Fig. 5 in which we can achieve highest performance when utilizing switched beam antenna.

In order to examine the data transfer capability of GPRS system, we also investigate into the probability of throughput as shown in Fig. 7 and Fig. 8 when fading of signal is excluded and included respectively.

As seen in Fig. 7, the most frequent throughput is 9.05, 15.6 and 21.4 kbps when omnidirectional, adaptive and switched beam antennas are utilized, respectively. This confirms the performance of switched beam antenna over

omnidirectional and adaptive antennas when the signal is coming LOS directions (no fading).

However, the fading of signal is included and the obtained results are shown in Fig. 8. As expected, the switched beam antenna provides highest throughput (21.4 kbps) at maximum PDF, compared with other antenna systems. This proves that switched beam antenna can be considered to be an effective antenna for GPRS system as it well performs even in non-LOS environment.

VI. CONCLUSION

This paper has proposed the idea to enhance the performance of GPRS system by employing switched beam antenna at Mobile Station. This is because switched beam antenna avoids impairment of complexity and expense. In this paper, the performance of switched beam antenna in GPRS transmission has been evaluated via computer simulation compared with existing (omnidirectional) and adaptive antennas. The obtained results show that switched beam antenna provides highest C/I and throughput even though the system is situated in non-LOS environment. This information is considerably useful for the Laptop designer who pursues the performance enhancement in GPRS system.

ACKNOWLEDGMENT

The authors acknowledge the financial support from Suranaree University of Technology and Thailand Research Fund.

REFERENCES

- [1] T. S. Rappaport, *Wireless Communication: Principles And Practice 2nd*. Printice Hall PTR, NJ, 2002
- [2] G. Brasche, B. Walke, "Concepts, services, and protocols of the new GSM phase 2+ general packet radio service," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 35, Issue 8, Aug. 1997, pp. 94-104.
- [3] T. Halonen, J. Romero, J. Melero, *GSM, GPRS And EDGE Performance: Evolution Towards 3G/UMTS 2nd*. Wiley and Sons, England, 2003.
- [4] J. C. Liberty, Jr., T. S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*. Printice Hall PTR, NJ, 1999.
- [5] L. Wei, T.A. Gulliver, "Smart antennas and transmit diversity for GSM systems," in *Proc. 2003 IEEE Pacific Rim Conference*, 28-30 Aug. 2003, pp.119 – 122.
- [6] M. J. Ho, G. L. Stuber, M. D. Austin, "Performance of Switched-Beam Smart Antennas for Cellular Radio Systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 47, Feb. 1998, pp.10-20.
- [7] C.F. du Toit, O.P. Gupta, W.J. Brown, D. He, J. Patel, P.F. Acsadi, C. Sui, M. Peyghaleh, "Smart multibeam phased array antenna for GSM, GPRS and EDGE," in *Proc. IEEE Inter. Sym. on Phased Array Systems and Tech 2003*, 14-17 Oct. 2003, pp. 146-151.
- [8] U. Rehfuess, K.Ivanov, "Estimating the gains of adaptive antenna systems for GPRS and EDGE data services in GSM networks," *Veh. Tech. Conf. 2000*, vol.6, Sept. 2000, pp. 3026 - 3032.
- [9] F. Rayal, "Why Have Smart Antennas Not Yet Gained Traction with Wireless Network Operators?," *IEEE Ant. And Prop. Mag.*, Vol. 47, No.6, Dec. 2005.
- [10] C. Seungwon, D. Shim, T.K. Sarkar, "A comparison of tracking-beam arrays and switching-beam arrays operating in a CDMA mobile communication channel," *IEEE Ant. and Prop. Mag.*, vol. 41, Dec. 1999, pp.10 - 56.

ประวัติผู้เขียน

นายพงษ์นรินทร์ ศรีพลอย เกิดเมื่อวันที่ 30 มีนาคม พ.ศ. 2528 ที่จังหวัดสระบุรี เริ่มศึกษาชั้นประถมศึกษาปีที่ 1-4 โรงเรียนแสงวิทยา ชั้นประถมศึกษาปีที่ 5-6 ที่โรงเรียนอัสสัมชัญลำปาง ชั้นมัธยมศึกษาปีที่ 1-6 ที่โรงเรียนบุญวาทย์วิทยาลัย จังหวัดลำปาง และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อปี พ.ศ. 2550

ปี พ.ศ. 2550 เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี โดยขณะศึกษาได้รับทุนสนับสนุนจำนวน 2 ทุน ได้แก่ ทุนศักยภาพจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี และทุนจากสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย (สกว.)

ผลงานวิจัย : ได้เสนอบทความเรื่อง **“Investigation into Imperfection of Phase Shifter for Smart Antenna Implementation”** ในการประชุมวิชาการ Asia-Pacific Microwave Conference 2007 (APMC07), Bangkok, Thailand. ได้เสนอบทความเรื่อง **“Investigation into GPRS Transmission Employing Switched Beam Antenna at Mobile Station”** ในการประชุมวิชาการ Next Generation Mobile Applications, Services and Technologies 2008 (NGMAST 2008), Cardiff, Wales. และได้เสนอบทความเรื่อง **“Performance Enhancement of GPRS Transmission using Switched Beam Antennas at Mobile Station”** ในการประชุมวิชาการ Asia-Pacific Conference of Communications 2008 (APCC 2008), Tokyo, Japan.