

สายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปแบบจัดรูปลำคลื่น
สำหรับเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย

นางสาวอารีญา บำรุงสุข

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2554

**SHAPED BEAM MICROSTRIP REFLECTARRAY
FOR WLAN**

Areeya Bumrungsuk

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

Suranaree University of Technology

Academic Year 2011

สายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปแบบจัดรูปลำคลื่น
สำหรับเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยรับเป็น ส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

(รศ. ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรค์)

ประธานกรรมการ

(ผศ. ดร.ปิยาภรณ์ กระจอกนอก)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

(ผศ. ดร.พีระพงษ์ อุฑารสกุล)

กรรมการ

(ศ. ดร.ชูกิจ ทิมปีจางค์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ

(รศ. ร.อ. ดร.กนต์ธร ชำนิประศาสน์)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

อารีชา บำรุงสุข : สายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปแบบจัดรูปลำคลื่นสำหรับ
เครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย (SHAPED BEAM MICROSTRIP REFLECTARRAY
FOR WLAN) อาจารย์ที่ปรึกษา : ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ปิยาภรณ์ กระจงนอก,
154 หน้า.

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป (microstrip reflectarray antenna) ที่มีการจัดรูปลำคลื่น โดยมีแนวคิดที่จะออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนแบบโพลาริซเซชันเชิงเส้นที่มีพื้นที่ให้บริการสำหรับเครือข่ายท้องถิ่นสมรรถนะสูง (Hiperlan2) ที่ความถี่ 5.8 GHz โดยแถวลำดับสะท้อนจะถูกป้อนคลื่นจากภายนอกด้วยสายอากาศวิวลดิ ๓ ตำแหน่งตัวป้อนที่เหมาะสม ในกระบวนการสังเคราะห์สายอากาศจะมีทัศนศาสตร์เชิงฟิสิกส์ (PO) และสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมของสมการพหุนามอันดับสามรวมกับฮาร์มอนิกฟูรีเยร์เพื่อหาโค้งอ้างอิงที่ทำให้ได้ลำคลื่นที่ต้องการและการสังเคราะห์เฟสของแบบรูปการแผ่พลังงานจะถูกประยุกต์เพื่อหาการแจกแจงเฟสที่ถูกเลื่อนไปบนพื้นผิวแถวลำดับสะท้อนหลังจากนั้นขนาดของแพทช์จะถูกหาเพื่อให้เป็นไปตามค่าเฟสที่ชัดเจน สายอากาศต้นแบบจะถูกสร้างและทดสอบเปรียบเทียบผลการจำลองแบบต่อไป



AREEYA BUMRUNGSUK : SHAPED BEAM MICROSTRIP

REFLECTARRAY FOR WLAN. THESIS ADVISOR : ASST. PROF.

PIYAPRON KACHODNOK, Ph.D., 154 PP.

MICROSTRIP REFLECTARRAY ANTENNA/HIGH PERFORMANCE LOCAL
AREA NETWORK TYPE 2/VIVALDI ANTENNA

This thesis proposes a microstrip reflectarray antenna designed to produce a shaped-beam. The concept is demonstrated with a linearly polarized reflectarray designed to provide a required coverage of the high performance local area network type 2 (Hiperlan2) at 5.8 GHz. The reflectarray is illuminated by an external Vivaldi antenna as a feeder at the proper position. The physical optic (PO) and optimized coefficients of the polynomial fourier series (PFS) are used to determine the reference curve that produce the design shaped beam. The phase pattern synthesis is applied to obtain the phase-shift distribution on the reflectarray surface and the patch length in order to achieve the phase compensation are determined. The antenna prototype will be realized and experimented to validate the technique and the developing analysis tool.

School of Telecommunication Engineering

Academic Year 2011

Student's Signature _____

Advisor's Signature _____

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างดียิ่ง ทั้งด้านวิชาการ และด้านดำเนินงานวิจัย จากบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

ขอขอบคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ปิยาภรณ์ กระจงนอก อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ซึ่งได้ให้ความช่วยเหลือทางด้านวิชาการ โดยให้คำแนะนำและข้อคิดต่าง ๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อ งานวิจัย รวมถึงได้ตรวจทานและแก้ไขวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนทำให้มีความสมบูรณ์มากยิ่งขึ้น

ขอขอบคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรค์ รองอธิการบดี มหาวิทยาลัย เทคโนโลยีสุรนารีที่ได้กรุณาให้คำปรึกษา แนะนำ และให้ความรู้ทางด้านวิชาการอย่างดียิ่งมาโดย ตลอด

ขอขอบคุณนางสาววันวิสาข์ ไทยวิโรจน์ นางสาวนุชนาฏ ฝาเพ็ชรม และนางสาว ชมพูนุทชยอนนวล ที่ให้คำปรึกษาในเรื่องงานวิจัยและการใช้เครื่องมือวัดสายอากาศ ตลอดจน ขอขอบคุณ พี่ ๆ เพื่อน ๆ น้อง ๆ บัณฑิตทุกท่าน ที่คอยให้คำแนะนำ ข้อคิดเห็นต่าง ๆ ที่เป็น ประโยชน์ต่องานวิจัยนี้อย่างดียิ่ง

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีที่ให้การสนับสนุนทุนการศึกษา โดยเฉพาะอย่างยิ่งสำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ (วช.) ที่ให้การสนับสนุนทุนการศึกษา เงินอุดหนุนการทำ วิทยานิพนธ์และการนำเสนองานวิจัย

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ด้านต่าง ๆ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน และขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา รวมถึงญาติพี่น้องของผู้วิจัยทุกท่าน ที่ให้การอบรมเลี้ยงดูและให้การสนับสนุนทางการศึกษาโดยเป็นอย่างดีมาโดยตลอด ทำให้ผู้วิจัย ประสบความสำเร็จในชีวิตเรื่อยมา สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอ มอบให้กับบิดา มารดาและญาติพี่น้องซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ผู้สอน ที่เคารพทุกท่านที่ได้ถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ผู้วิจัยทั้งในอดีตและปัจจุบันจนสำเร็จการศึกษา ไปได้ด้วยดี

อารียา บำรุงสุข

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ค
สารบัญ.....	ง
สารบัญตาราง.....	ช
สารบัญรูป.....	ฉ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย.....	3
1.3 สมมติฐานของการวิจัย.....	3
1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น.....	3
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.6 วิธีดำเนินการวิจัย.....	4
1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	5
1.8 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์.....	5
2 ปรัชญ่วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	7
2.1 บทนำ.....	7
2.2 ปรัชญ่วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	8
2.2.1 สายอากาศจานสะท้อน.....	8
2.2.2 สายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป.....	10
2.3 สรุป.....	13
3 ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง.....	14
3.1 บทนำ.....	14

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.2	หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง.....	14
3.2.1	การวิเคราะห์พื้นผิวสะท้อนอ้างอิง.....	14
3.2.2	การสังเคราะห์พื้นผิวสะท้อนอ้างอิง.....	27
3.2.3	ระบบพิกัดของจุดสังเกต.....	35
3.3	หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศ	
	แถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป.....	38
3.3.1	คุณลักษณะของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน.....	38
3.3.2	หลักการสะท้อนคลื่นของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิก.....	39
3.3.3	หลักการสะท้อนคลื่นของสายอากาศ	
	แถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป.....	40
3.3.4	เทคนิคการออกแบบแผ่นสะท้อน.....	42
3.3.5	การหาระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อน.....	44
3.3.6	แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ	
	แถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป.....	46
3.4	ค่าลักษณะสมบัติของประสิทธิภาพอะเพอร์เจอร์.....	47
3.5	สรุป.....	49
4	สายอากาศแถวลำดับสะท้อนแบบจัดลำคลื่นสำหรับ	
	เครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย.....	50
4.1	บทนำ.....	50
4.2	การกำหนดลักษณะพื้นที่ครอบคลุม.....	50
4.3	สายอากาศป้อนวิวลติ.....	53
4.4	การหาค่าตั้งโคไซน์ของสายอากาศป้อนวิวลติ.....	56
4.5	การหาระยะห่างของสายอากาศป้อนกับสายอากาศ	
	แถวลำดับสะท้อน.....	57
4.6	การสังเคราะห์พื้นผิวงานสะท้อนอ้างอิง.....	59

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.6.1	การศึกษาผลกระทบของจำนวนจุดสังเกตที่มีผลกระทบ ต่อประสิทธิภาพสายอากาศ.....	63
4.6.2	การศึกษาผลกระทบของขนาดพื้นที่ที่มีผลกระทบ ต่อประสิทธิภาพสายอากาศ.....	65
4.6.3	การศึกษาผลกระทบของอัตราขยายที่ต้องการมี ผลกระทบต่อประสิทธิภาพสายอากาศ.....	67
4.6.4	การศึกษาผลกระทบของรูปแบบลักษณะพื้นที่ที่ต้องการ มีผลกระทบต่อประสิทธิภาพสายอากาศ.....	69
4.7	แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับ สะท้อนไมโครสตริป.....	97
4.7.1	ลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลม.....	98
4.7.2	ลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลมสองวงแนวตั้ง.....	99
4.7.3	ลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน.....	100
4.7.4	ลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง.....	101
4.8	สายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปสำหรับเครือข่าย ท้องถิ่นแบบไร้สายภายนอกอาคาร.....	102
4.8.1	แบบจำลองผลของแบบรูปการแผ่พลังงาน ของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง.....	102
4.8.2	แบบจำลองผลของแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ..... แถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป	105
4.9	คุณลักษณะของแผ่นสะท้อน.....	107
4.10	สรุป.....	109
5	การสร้างและการวัดทดสอบสายอากาศ.....	110
5.1	กล่าวนำ.....	110
5.2	วิธีการสร้างสายอากาศวิวลิตต้นแบบ.....	110
5.2.1	ผลการวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับ ความกว้างแถบ และค่าอิมพีแดนซ์.....	112

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5.2.2	ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน ของสายอากาศป้อนวิวอลติ.....	114
5.3	วิธีการสร้างสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปต้นแบบ	117
5.3.1	ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ แถวลำดับสะท้อน	119
5.4	สรุป.....	125
6	บทสรุปและข้อเสนอแนะ	127
6.1	สรุปเนื้อหาวิทยานิพนธ์.....	127
6.2	ข้อเสนอแนะ	128
	รายการอ้างอิง.....	130
	ภาคผนวก	
	ภาคผนวก ก. รายละเอียดของสมการวิธีทัศนศาสตร์เชิงฟิสิกส์	133
	ภาคผนวก ข. มาตรฐาน IEE802.11 และ HIPERLAN.....	137
	ภาคผนวก ค. บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	142
	ประวัติผู้เขียน	154

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1	ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศป้อนวิวอลดี.....54
5.1	ผลการจำลองคุณลักษณะของสายอากาศป้อนวิวอลดี..... 111
5.2	ผลการวัดทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศป้อนวิวอลดี..... 117
5.3	ยกตัวอย่างการหาขนาดของแผ่นสะท้อนของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน ไมโครสตริปที่ความถี่ 5.8 GHz 118
5.4	ผลการจำลองคุณลักษณะของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป เมื่อระยะห่างระหว่างสายอากาศป้อนกับตัวสะท้อนเท่ากับ 14 เซนติเมตร 125
5.5	ผลการวัดทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน ไมโครสตริปเมื่อระยะห่างระหว่างสายอากาศป้อนกับตัวสะท้อน เท่ากับ 14 เซนติเมตร 125
ข.1	ตระกูลของ HIPERLAN..... 139
ข.2	มาตรฐาน IEE 802.11a และ HIPERLAN..... 139



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	สายอากาศแฉวลำดับสะท้อนสำหรับเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย ที่ใช้งานภายนอกอาคาร 2
2.1	พื้นผิวของงานสะท้อนค้ำรูปที่ได้จากงานวิจัย A. R. Cherrette (1989)..... 8
2.2	การเปรียบเทียบการลู่เข้าหาค่าตอบในกระบวนการหาค่าเหมาะสมที่สุด ระหว่างพหุนาม QPS,PFS,JPSE..... 10
3.1	กระบวนการวิเคราะห์สายอากาศตัวสะท้อน..... 15
3.2	ขั้นตอนการหาสัมประสิทธิ์สมการพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงโดยกรรมวิธี หาค่าเหมาะสมที่สุด 28
3.3	โครงสร้างสายอากาศร่องแบบเรียบ..... 29
3.4	เรขาคณิตสำหรับการคำนวณค่าสนามไฟฟ้าโดยระเบียบวิธีทัศนศาสตร์กายภาพ..... 32
3.5	ระบบพิกัดของงานสะท้อนสัมพันธ์กับจุดสังเกต 36
3.6	การกำหนดอัตราขยายของระบบสายอากาศตามระบบพิกัด (U, V) 37
3.7	โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปบนพื้นระนาบเรียบ 38
3.8	สายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกที่มีการป้อนสัญญาณ เข้าที่ด้านหน้าของตัวสะท้อน..... 39
3.9	การแผ่กระจายคลื่นในสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกและสายอากาศ แฉวลำดับสะท้อนไมโครสตริป 41
3.10	การประวิงเฟสในสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนแบบไมโครสตริป..... 41
3.11	การปรับขนาดของแผ่นสะท้อน 42
3.12	การปรับความยาวของสตัป..... 43
3.13	การปรับมุมการวางของแผ่นสะท้อน 44
3.14	แผ่นสะท้อนไมโครสตริป..... 44
3.15	ความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแฉวลำดับบนันต์ กับการปรับขนาดแผ่นสะท้อน 45

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.16	เรขาคณิตสำหรับการคำนวณแบบรูปการแผ่กระจายพลังงานของสายอากาศ แถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป46
4.1	พื้นที่ครอบคลุมที่มีลักษณะเป็นรูปวงกลม.....51
4.2	พื้นที่ครอบคลุมที่มีลักษณะเป็นรูปวงกลมสองวงแนวตั้ง51
4.3	พื้นที่ครอบคลุมที่มีลักษณะเป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง.....52
4.4	พื้นที่ครอบคลุมที่มีลักษณะเป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน52
4.5	จำลองผลสายอากาศป้อนวิวลติด้วยโปรแกรม CST53
4.6	ผลการจำลองการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศป้อนวิวลติ54
4.7	ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังงานของสายอากาศ ป้อนวิวลติที่ความถี่ 5.8 GHz.....55
4.8	กำลังโคไซน์ของสายอากาศป้อนวิวลติในระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane).....56
4.9	กำลังโคไซน์ของสายอากาศป้อนวิวลติในระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane)57
4.10	รูปทรงเรขาคณิตของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน58
4.11	ความสัมพันธ์ระหว่างค่า f/D และประสิทธิภาพของสายอากาศ แถวลำดับสะท้อน58
4.12	กระบวนการหาแบบรูปการแผ่กำลังงานสำหรับพื้นที่ให้บริการ60
4.13	คุณสมบัติของพื้นผิวพาราโบลิกซึ่งใช้เป็นสายอากาศแรกเริ่ม62
4.14	การศึกษาผลกระทบของจำนวนจุดสังเกตที่มีผลกระทบต่อประสิทธิภาพ สายอากาศสำหรับพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลม.....64
4.15	การศึกษาผลกระทบของขนาดพื้นที่ที่มีผลกระทบต่อประสิทธิภาพสายอากาศ สำหรับพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลม.....66
4.16	ศึกษาผลกระทบของอัตราขยายที่มีผลต่อประสิทธิภาพของสายอากาศ สำหรับพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลม.....68
4.17	เทคนิคการวนซ้ำที่สนามระยะไกลสำหรับพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลม.....70
4.18	เทคนิคการวนซ้ำของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่มีลักษณะพื้นที่ ครอบคลุมรูปวงกลม.....72

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.19	เทคนิคการวนซ้ำของการประวิงเฟสที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลม 74
4.20	เทคนิคการวนซ้ำที่สนามระยะไกลสำหรับพื้นที่ครอบคลุม รูปวงกลมสองวงแนวตั้ง 77
4.21	เทคนิคการวนซ้ำของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุม รูปวงกลมสองวงแนวตั้ง 79
4.22	เทคนิคการวนซ้ำของการประวิงเฟสที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุม รูปวงกลมสองวงแนวตั้ง 81
4.23	เทคนิคการวนซ้ำที่สนามระยะไกลสำหรับพื้นที่ครอบคลุม รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน 84
4.24	เทคนิคการวนซ้ำของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุม รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน 86
4.25	เทคนิคการวนซ้ำของการประวิงเฟสที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุม รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน 88
4.26	เทคนิคการวนซ้ำที่สนามระยะไกลสำหรับพื้นที่ครอบคลุม รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง 91
4.27	เทคนิคการวนซ้ำของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุม รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง 93
4.28	เทคนิคการวนซ้ำของการประวิงเฟสที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุม รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง 95
4.29	เปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กระจายพลังงานของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง และสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปสำหรับพื้นที่ ครอบคลุมรูปวงกลม 98
4.30	เปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กระจายพลังงานของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง และสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปสำหรับพื้นที่ครอบคลุม รูปวงกลมสองวงแนวตั้ง 99

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.31	เปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กระจายพลังงานของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง และสายอากาศแกลวลำดับสะท้อน ไมโครสตริปสำหรับพื้นที่ครอบคลุม รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน 100
4.32	เปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กระจายพลังงานของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง และสายอากาศแกลวลำดับสะท้อน ไมโครสตริปสำหรับพื้นที่ครอบคลุม รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง..... 101
4.33	คุณสมบัติของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุม แบบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอนสำหรับเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย ภายนอกอาคาร..... 103
4.34	เปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กระจายพลังงานของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง และสายอากาศแกลวลำดับสะท้อน ไมโครสตริปสำหรับเครือข่ายท้องถิ่น แบบไร้สายภายนอกอาคาร 106
4.35	โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปจำนวนหนึ่งมิติ..... 107
4.36	ความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกับความถี่..... 108
4.37	ความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกับ ขนาดแผ่นสะท้อน ณ ความถี่ 5.8 GHz..... 108
5.1	รูปร่างเบื้องต้นของสายอากาศร่องแบบเรียว..... 111
5.2	สายอากาศร่องแบบเรียว 112
5.3	ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S11) ของสายอากาศป้อนวิวอลดิ 113
5.4	ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศป้อนวิวอลดิต้นแบบ 113
5.5	ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศป้อนวิวอลดิ..... 114
5.6	วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศป้อนวิวอลดิ..... 115
5.7	แบบรูปการแผ่กำลังงานของสายอากาศร่องแบบเรียวที่ความถี่ 5.8 GHz..... 116
5.8	รูปร่างเบื้องต้นของสายอากาศแกลวลำดับสะท้อน ไมโครสตริป แบบจัตุรูปกำลังสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน 118

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.9 สายอากาศแกลวลำดับสะท้อนไมโครสตริปแบบจัดรูปลำคลื่น รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอนสำหรับเครือข่ายท้องถิ่น แบบไร้สายภายนอกอาคาร	119
5.10 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานแบบลำคลื่นดินสอด	120
5.11 เปรียบเทียบผลการจำลองแบบและผลการวัดทดสอบ แบบรูปการแผ่พลังงานแบบลำคลื่นดินสอดสำหรับเครือข่ายท้องถิ่น แบบไร้สายภายนอกอาคาร	121
5.12 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานแบบลำคลื่นวงรอบ	122
5.13 อุปกรณ์สำหรับการวัดตามพิกัด X-Y	123
5.14 เปรียบเทียบผลการจำลองแบบและผลการวัดทดสอบ แบบรูปการแผ่พลังงานแบบวงรอบสำหรับเครือข่ายท้องถิ่น แบบไร้สายภายนอกอาคาร	124

บทที่ 1

บทนำ

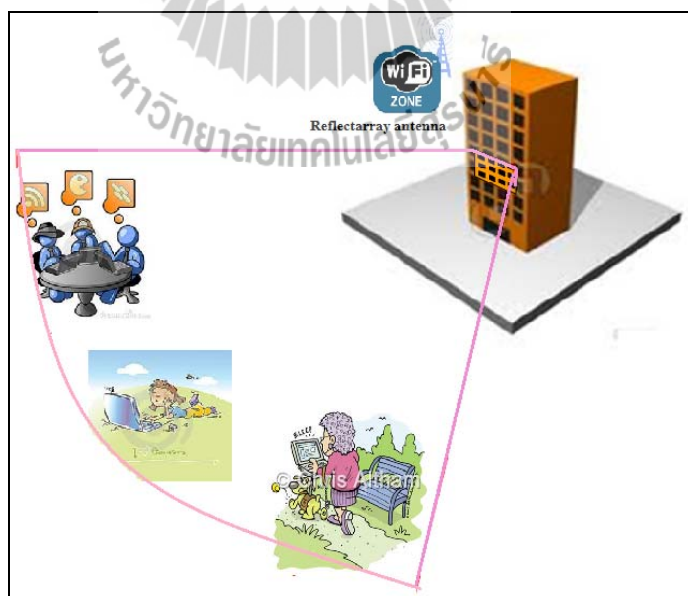
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การติดต่อสื่อสารนับว่ามีบทบาทและมีความสำคัญต่อชีวิตความเป็นอยู่ของมนุษย์เป็นอย่างมากทำให้มีการพัฒนาระบบการติดต่อสื่อสารในรูปแบบต่าง ๆ ซึ่งในปัจจุบันโลกของเรากำลังเข้าสู่การสื่อสารแบบไร้สายอย่างเต็มตัว เนื่องจากเครือข่ายไร้สายสร้างความสะดวกสบายตอบสนองความต้องการของผู้ใช้บริการ ที่เวลาใด สถานที่ใดก็ได้ และมีอิสระการใช้งานเครือข่ายคอมพิวเตอร์ ซึ่งมาตรฐาน HIPERLAN 2 (high performance local area network type 2) เป็นมาตรฐานที่รับรองโดย ETSI (European Telecommunications Standards Institute) HIPERLAN 2 เป็นมาตรฐานที่ใช้กับระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่แถบความถี่ 5 GHz มีกลไกการส่งข้อมูลแบบจองเส้นทางก่อนส่งข้อมูล (Connection-oriented) และถูกนำมาใช้เสริมให้กับระบบ UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) ซึ่งผู้ใช้งานสามารถทำการติดต่อแบบไร้สายเพื่อเข้าใช้อินเทอร์เน็ต มัลติมีเดีย และบริการวิดีโอแบบเวลาจริง (real time) ด้วยอัตราเร็วข้อมูล 24 Mbps ด้วยประโยชน์ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย (wireless local area network : WLAN) สายอากาศจึงเป็นอุปกรณ์ที่มีความสำคัญ (Fhaffhiem, N., Krachodnok, P., and Wongsan, R. 2009) ส่งผลให้มีการค้นคว้าและวิจัยเพื่อพัฒนาสายอากาศสำหรับใช้ในการสื่อสารดังกล่าวเป็นอย่างมาก

จากการสำรวจพบว่า สายอากาศที่นิยมใช้งานในระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายโดยทั่วไปนั้น จะมีโครงสร้างเป็นแบบโมโนโพล (monopole antenna) ซึ่งมีรูปการแผ่กระจายกำลังงานแบบรอบตัวในระนาบเดียว (omni directional antenna) จึงทำให้สายอากาศมีค่าสภาพเจาะจงทิศทาง (directivity) และอัตราขยาย (gain) ค่อนข้างต่ำ นอกจากนั้นยังไม่สามารถควบคุมลำคลื่นให้ครอบคลุมพื้นที่ที่ต้องการได้ ทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานในทิศทางที่ไม่ต้องการโดยเปล่าประโยชน์ ดังนั้นการออกแบบให้สายอากาศมีลำคลื่นครอบคลุมเฉพาะพื้นที่ที่ต้องการจึงเป็นสิ่งที่น่าสนใจ ซึ่งสายอากาศจานสะท้อน (shaped reflector antenna) เป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้ในระบบ WLAN สำหรับมาตรฐาน HIPERLAN2 ที่ใช้ภายนอกอาคาร การไร้สายอากาศประเภทนี้สามารถควบคุมลำคลื่นให้ครอบคลุมพื้นที่ที่ต้องการให้บริการได้ (Shogen and Nishida, 1992) โดยใช้กรรมวิธีหาค่าเหมาะสมที่สุดเพื่อนำไปคำนวณหารูปร่างของพื้นผิวสะท้อน หลังจากนั้นนำไปคำนวณหาแบบรูปการแผ่กำลังงาน (Alan Cerette and Lee 1989; Bergmann, 1993)

ซึ่งเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพของกำลังงานที่มีอยู่ให้เกิดประโยชน์สูงสุด หรืออาจกล่าวได้ว่ามีกำลังงานครอบคลุมเฉพาะที่ที่ต้องการ แต่ปัญหาของสายอากาศงานสะท้อน คือ มีความยุ่งยากในการสร้างชิ้นงาน และสายอากาศงานสะท้อนมีขนาดใหญ่ มีลักษณะเป็นผิวโค้ง น้ำหนักมาก ซึ่งยุ่งยากในการติดตั้งและใช้งาน นอกจากนี้ถ้ารูปร่างของพื้นที่ให้บริการเปลี่ยนแปลงไป จำเป็นต้องออกแบบรูปร่างสายอากาศใหม่ทุกครั้ง ทำให้มีค่าใช้จ่ายสูงขึ้นด้วย

ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงนำเสนอการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป (microstrip reflectarray antenna) ซึ่งเป็นสายอากาศที่มีลักษณะราบเรียบ น้ำหนักเบา สร้างได้ง่าย ติดตั้งง่าย ราคาถูกและเคลื่อนย้ายสะดวก สายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปประกอบไปด้วยแผ่นสะท้อนไมโครสตริป (microstrip patch) นำมาเรียงแถวลำดับบนแผ่นวงจรพิมพ์ (printed circuit board : PCB) โดยมีการออกแบบจัดรูปลำดับเพื่อให้ครอบคลุมพื้นที่บริการ โดยใช้เทคนิคการจัดเฟสแผ่นสะท้อนด้วยการปรับขนาดแผ่นสะท้อน เพื่อชดเชยเฟสตามลักษณะผิวโค้งของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่มีลำดับครอบคลุมพื้นที่ใช้งานที่ต้องการ โดยใช้การสังเคราะห์พื้นผิวสะท้อนอ้างอิงด้วยหลักการทัศนศาสตร์กายภาพ (physical optic : PO) หลังจากนั้นคำนวณหาการประวิงเฟส และหาคุณลักษณะของเฟสสะท้อนด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 (Krachodnok, P., and Wongsan, R. 2008) เพื่อออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนที่มีแบบรูปการแผ่กำลังงานที่ต้องการต่อไป



รูปที่ 1.1 สายอากาศแถวลำดับสะท้อนสำหรับเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ใช้งานภายนอกอาคาร

1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

1.2.1 ศึกษาวิธีการพัฒนาและออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปให้มีค่าคลื่นครอบคลุมตามลักษณะพื้นที่ใช้งาน ที่ความถี่ 5.8 GHz

1.2.2 ออกแบบและจำลองผลสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปให้มีค่าคลื่นครอบคลุมพื้นที่ให้บริการที่ต้องการ โดยใช้ทัศนศาสตร์กายภาพ (physical optical : PO)

1.2.3 สร้างสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป เพื่อศึกษาผลวัดทดสอบเปรียบเทียบกับผลการวิเคราะห์ได้

1.3 สมมติฐานของการวิจัย

1.3.1 เมื่อรูปร่างพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงมีการเปลี่ยนแปลงส่งผลให้แบบรูปการแผ่กำลังงานเปลี่ยนแปลง

1.3.2 การควบคุมเฟสด้วยวิธีปรับขนาดแผ่นสะท้อน จะทำให้แผ่นสะท้อนแต่ละแผ่นมีเฟสสะท้อนเสมือนตามลักษณะผิวโค้งอ้างอิง ณ ตำแหน่งแผ่นสะท้อนนั้น ๆ

1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.4.1 ออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปให้มีลักษณะครอบคลุมพื้นที่ให้บริการที่ต้องการ

1.4.2 สร้างสายอากาศต้นแบบ สำหรับประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ 5.8 GHz เพื่อทำการวัดทดสอบและเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม

1.5 ขอบเขตการวิจัย

1.5.1 ศึกษากรรมวิธีในการสังเคราะห์พื้นผิวสะท้อนอ้างอิงสำหรับพื้นที่ครอบคลุม โดยใช้ทัศนศาสตร์กายภาพ

1.5.2 ศึกษาวิธีการจัดเฟสแผ่นสะท้อนแบบปรับขนาดแผ่นสะท้อน เพื่อชดเชยเฟสตามลักษณะพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง ที่มีพื้นที่ครอบคลุมเฉพาะบริเวณที่ให้บริการที่ต้องการ โดยใช้การสังเคราะห์พื้นผิวสะท้อนอ้างอิง

1.5.3 สร้างสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป และสายอากาศป้อน

1.5.4 เปรียบเทียบผลจากการวัดและผลทางทฤษฎี

1.6 วิธีดำเนินการวิจัย

1.6.1 แนวทางการดำเนินงานวิจัย

- 1) ศึกษาและสำรวจวรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนไมโครสตริป
- 2) ศึกษากรรมวิธีการวิเคราะห์และกรรมวิธีการสังเคราะห์พื้นผิวสะท้อนอ้างอิงด้วยทัศนศาสตร์กายภาพ เพื่อให้ลาคลื่นครอบคลุมพื้นที่ให้บริการ
- 3) ศึกษาและวิเคราะห์วิธีการจัดเฟสรูปแบบต่าง ๆ ที่ใช้สำหรับสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนไมโครสตริป
- 4) ศึกษาการคำนวณการประวิงเฟส (phase delay) ตามลักษณะผิวโค้งของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง
- 5) ศึกษาคุณลักษณะของแผ่นสะท้อนที่วางเรียงเป็นแฉวลำดับ ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009
- 6) ออกแบบสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนไมโครสตริปสำหรับลาคลื่นครอบคลุมพื้นที่ใช้งานย่านความถี่ 5.8 GHz
- 7) สร้างสายอากาศต้นแบบและวัดทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศ
- 8) เปรียบเทียบ และวิเคราะห์ผลจากการวัดและผลจากการคำนวณแบบรูปการแผ่พลังงานทางทฤษฎี

1.6.2 ระเบียบวิธีวิจัย

เป็นงานวิจัยประยุกต์ ซึ่งดำเนินการตามกรอบงานดังต่อไปนี้

- 1) การศึกษาและเก็บรวบรวมข้อมูล โดยการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์
- 2) ออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศแฉวลำดับสะท้อนไมโครสตริป ย่านความถี่ 5.8 GHz ให้มีลาคลื่นครอบคลุมพื้นที่ให้บริการที่ต้องการ
- 3) สร้างสายอากาศต้นแบบ วัดแบบรูปการแผ่พลังงาน คำนวณอัตราขยาย และเปรียบเทียบกับผลจากการจำลองแบบ

1.6.3 สถานที่ทำการวิจัย

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

1.6.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย

- 1) โปรแกรมแมทแลบ (matlab)
- 2) โปรแกรม CST Microwave Studio 2009

3) เครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย (network analyzer)

4) คอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล (personal computer)

1.6.5 การเก็บรวบรวมข้อมูล

1) เก็บผลการทดสอบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปเปรียบเทียบกับผลการจำลองแบบ

2) เก็บผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงาน

3) คำนวณอัตราขยาย

1.6.6 การวิเคราะห์ข้อมูล

ผลที่ได้จากการทดสอบเปรียบเทียบกับผลการจำลองผล

1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.7.1 ได้รับความรู้เกี่ยวกับกรรมวิธีในการสังเคราะห์พื้นผิวงานสะท้อนอ้างอิง โดยใช้ทัศนศาสตร์กายภาพ เพื่อให้มีลำคลื่นครอบคลุมพื้นที่ให้บริการ

1.7.2 ได้สายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปที่มีลำคลื่นครอบคลุมพื้นที่ให้บริการผ่านเครือข่ายไร้สาย ย่านความถี่ 5.8 GHz

1.8 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ประกอบไปด้วย 6 บท ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นบทกล่าวถึงความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ สมมุติฐาน ขอบเขตของงานวิจัย และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากงานวิจัย รวมทั้งแนะนำเนื้อหาเบื้องต้นของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ส่วนบทอื่นประกอบด้วยเนื้อหา ดังต่อไปนี้

บทที่ 2 กล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรมเกี่ยวข้องกับการสังเคราะห์พื้นผิวสะท้อนอ้างอิงและการประวิงเฟส เพื่อออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป

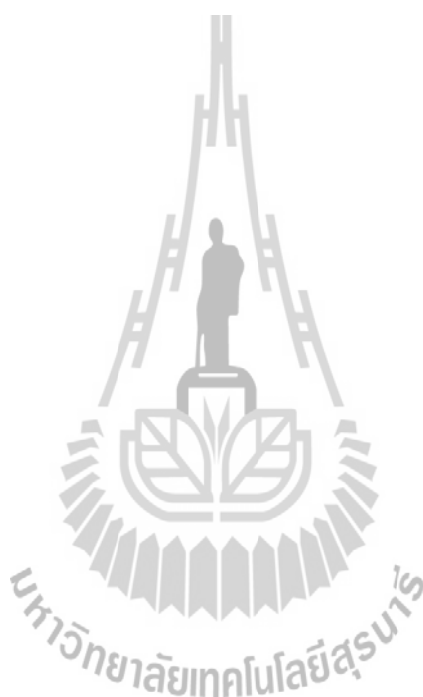
บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้องกับการสังเคราะห์พื้นผิวสะท้อนซึ่งเป็นพื้นผิวอ้างอิง ด้วยวิธีทัศนศาสตร์กายภาพ หลังจากนั้นกล่าวถึงทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้องกับการประวิงเฟส การหาคุณลักษณะของแผ่นสะท้อน เพื่อชดเชยตามลักษณะผิวโค้งของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงและออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนต่อไป

บทที่ 4 กล่าวถึงผลเฉลยการจำลองแบบของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง ด้วยวิธีทัศนศาสตร์กายภาพ เพื่อให้มีลำคลื่นครอบคลุมพื้นที่ให้บริการที่ต้องการ จากนั้นหาค่าการประวิงเฟสเพื่อชดเชยตามลักษณะผิวโค้งของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง และนำค่าการประวิงเฟสที่ได้มาวิเคราะห์หา

แบบรูปการแผ่พลังงานในย่านสนามระยะไกลของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปด้วยวิธีเรขาคณิต เปรียบเทียบผลเฉลยแบบรูปการแผ่พลังงานระหว่างพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงกับสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป เพื่อพิจารณาความถูกต้องของค่าการประวิงเฟส

บทที่ 5 กล่าวถึงการสร้างสายอากาศต้นแบบ เพื่อยืนยันความถูกต้องด้วยผลการทดลอง วัดคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ

บทที่ 6 กล่าวถึงการสรุปผลจากการจำลองผลและผลจากการทดลองสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบไว้ในวิทยานิพนธ์นี้ และข้อเสนอแนะต่าง ๆ



บทที่ 2

ปรัทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

สายอากาศเป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ในการแผ่กระจายสัญญาณให้กับระบบการสื่อสาร ซึ่งระบบการสื่อสารในปัจจุบันได้ถูกแบ่งออกเป็นสองรูปแบบหลัก คือ ระบบการสื่อสารที่ใช้สายส่งเป็นตัวกลางในการเชื่อมต่อ (Cable communication) ส่วนอีกรูปแบบหนึ่งจะเป็นระบบสื่อสารที่ใช้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแผ่พลังงานผ่านอากาศ ที่เรียกว่า ระบบสื่อสารไร้สาย (Wireless communication) เป็นระบบการสื่อสารที่ได้รับความนิยมสูงสุดในปัจจุบันนี้ ระบบการสื่อสารไร้สายสามารถแบ่งตามฟังก์ชันการใช้งานได้หลากหลายรูปแบบ ซึ่งระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายสำหรับมาตรฐาน HiperLan 2 ก็เป็นฟังก์ชันรูปแบบหนึ่งของระบบการสื่อสารไร้สาย ซึ่งระบบสื่อสารไร้สายนั้นต้องการสายอากาศที่ให้ลำคลื่นครอบคลุมพื้นที่บริเวณกว้างและให้อัตราขยายค่อนข้างสูง ทำให้ผู้ใช้งานสามารถทำการติดต่อแบบไร้สายเพื่อเข้าใช้งานอินเทอร์เน็ต มัลติมีเดีย และบริการวิดีโอแบบเวลาจริง (real time) ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกทำการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปบนเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายภายนอกอาคาร โดยสายอากาศที่ออกแบบนั้นจะต้องมีอัตราขยายสูง ให้ลำคลื่นกว้างในแนวมุมกวาด และลำคลื่นแคบในแนวมุมเงย (M.Hajj, Rodes, and Monediere, 2009; Rodes and Diblanc, 2007) โดยเริ่มแรกจะเลือกทำการศึกษายานสะท้อนเป็นพื้นผิวอ้างอิง เนื่องจากสายอากาศงานสะท้อนสามารถจัดรูปลำคลื่นตามพื้นที่ที่ต้องการให้บริการได้ หลังจากนั้นออกแบบแผ่นสะท้อนด้วยเทคนิคการจัดเฟส เพื่อให้ได้การทำงานเสมือนผิวโค้งของสายอากาศงานสะท้อนต้นแบบที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหน้าของตัวสะท้อนโดยใช้การควบคุมเฟสด้วยวิธีปรับขนาดแผ่นสะท้อน ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องดำเนินการสำรวจและศึกษาปรัทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ทั้งนี้เพื่อให้ทราบถึงแนวทางการวิจัยที่เกี่ยวข้อง ระเบียบวิธีที่เคยถูกนำมาใช้ ผลการดำเนินงานวิจัย ตลอดจนข้อคิดเห็นและข้อเสนอแนะต่าง ๆ เพื่อที่จะนำไปสู่วัตถุประสงค์หลักที่ได้ตั้งไว้ ผลการสืบค้นที่ได้จะเป็นแนวทางในการดำเนินการวิจัยต่อไป

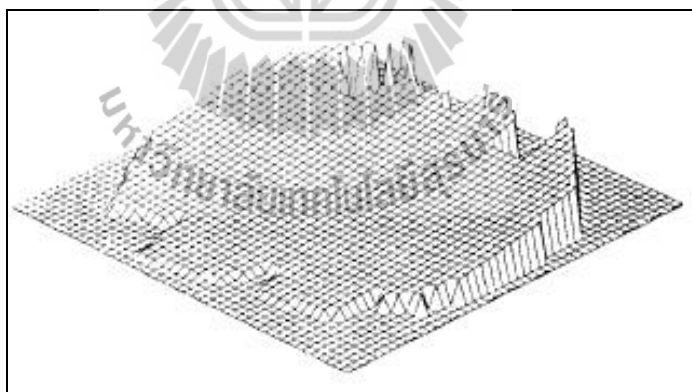
2.2 ปรัชญ์นัรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

จากการสืบค้นปรัชญ์นัรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปสำหรับจัดรูปลำคลื่นตามพื้นที่ให้บริการที่ต้องการ สามารถแบ่งออกเป็น 2 หัวข้อใหญ่ ๆ คือ ปรัชญ์นัรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศจานสะท้อนที่เป็นพื้นผิวตันแบบสามารถจัดรูปลำคลื่นตามพื้นที่ให้บริการ และ ปรัชญ์นัรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องเกี่ยวกับเทคนิคการจัดเฟสของสัญญาณเพื่อชดเชยตามลักษณะผิวโค้งสายอากาศจานสะท้อนตันแบบเพื่อออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป

2.2.1 สายอากาศจานสะท้อน

สำหรับการพัฒนาของสายอากาศจานสะท้อน ตั้งแต่ปี 1989 มีดังนี้

Cherrette and Shung (1989) ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศจานสะท้อนด้วยวิธีการจัดรูปลำคลื่นสำหรับครอบคลุมพื้นที่บริเวณประเทศอเมริกากลาง โดยใช้กรรมวิธีหาค่าเหมาะสมที่สุดมาหาค่าขนาดสูงสุด แล้วนำมาสังเคราะห์รูปร่างพื้นผิวจานสะท้อน คำนวณแบบรูปการแผ่พลังงาน จากผลการวิจัยพบว่า รูปร่างลำคลื่นที่ได้จากผลการจำลองใกล้เคียงกับพื้นที่จริงมาก แต่ข้อเสียของวิธีการนี้คือ พื้นผิวและขอบของจานสะท้อนที่ได้มีความไม่ต่อเนื่องดังรูปที่ 2.1 ซึ่งจะก่อให้เกิดความยุ่งยากในการสร้างจริง



รูปที่ 2.1 พื้นผิวของจานสะท้อนที่ได้จากงานวิจัย Cherrette (1989)

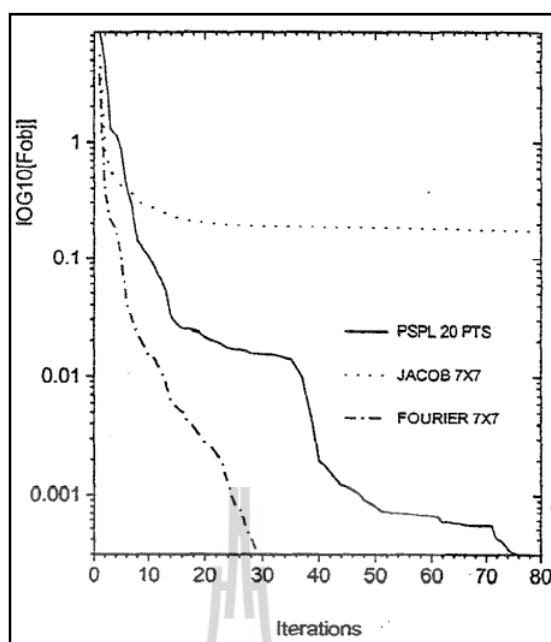
Bergmann and Moreira (1993) ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศจานสะท้อนด้วยวิธีการจัดรูปลำคลื่นสำหรับครอบคลุมพื้นที่บริเวณประเทศบราซิล โดยใช้กรรมวิธีหาค่าเหมาะสมที่สุดของสัมประสิทธิ์พื้นผิวสะท้อน สมการพื้นผิวสะท้อนที่ใช้นั้นอยู่ในรูปของพหุนามอันดับสองร่วมกับฮาร์มอนิกฟูรีเยร์ งานวิจัยนี้ได้ทำการศึกษาและเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่

พลังงานที่สังเคราะห์สายอากาศด้วยกรรมวิธีทัศนศาสตร์กายภาพและวิธีทัศนศาสตร์เรขาคณิต พบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานที่สังเคราะห์ด้วยกรรมวิธีทัศนศาสตร์กายภาพให้แบบรูปการแผ่พลังงานใกล้เคียงกับแบบรูปการแผ่พลังงานที่ต้องการมากกว่าวิธีทัศนศาสตร์เรขาคณิต แต่พบว่าการกรรมวิธีทัศนศาสตร์เรขาคณิตใช้เวลาเร็วกว่า

Duan and Samii (1995) นำเสนอการออกแบบสายอากาศงานสะท้อน ด้วยวิธีการจัดรูปลวดคลื่นสำหรับครอบคลุมพื้นที่บริเวณประเทศสหรัฐอเมริกา โดยใช้กรรมวิธีหาค่าเหมาะสมที่สุดของสัมประสิทธิ์พื้นผิวงานสะท้อน สมการพื้นผิวที่ใช้เป็นสมการจาโคบี-ฟูรีเยร์ ซึ่งสังเคราะห์พื้นผิวโดยใช้วิธีทัศนศาสตร์กายภาพ เพื่อคำนวณแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ

Chen and Chuang (1997) ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศงานสะท้อน เพื่อสร้างลวดคลื่นครอบคลุมพื้นที่ประเทศไต้หวัน โดยให้มีลวดคลื่นรบกวนประเทศจีนน้อยที่สุด เปรียบเทียบกับการใช้สายอากาศงานสะท้อนรูปพาราโบลาแบบไม่สมมาตรที่มีรูปร่างภาพฉายงานสะท้อนเป็นรูปวงรี โดยใช้กรรมวิธีหาค่าเหมาะสมที่สุด จากการศึกษาพบว่า สายอากาศงานสะท้อนให้ลวดคลื่นรบกวนประเทศจีนน้อยกว่า 5 dB เมื่อเทียบกับการใช้สายอากาศงานสะท้อนรูปพาราโบลาที่มีภาพฉายงานสะท้อนรูปวงกลม

Bergmann and Hasselmann (1997) ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศงานสะท้อน ที่ให้แบบรูปการแผ่พลังงานครอบคลุมพื้นที่ประเทศบราซิล โดยเสนอการใช้กรรมวิธีหาค่าเหมาะสมที่สุดของสัมประสิทธิ์ของสมการพื้นผิวงานสะท้อน โดยมีการเปรียบเทียบรูปแบบสมการพื้นผิวงานสะท้อน ดังนี้ QPS (Quintic Pseudosplines) JPSE (Jacobi Polynomial Series Expansion) PFS (Polynomial Fourier Series) จากผลการวิจัยพบว่า พหุนาม PFS ใช้จำนวนรอบในการวนซ้ำน้อยกว่า QPS และ JPSE ตามลำดับ แต่ QPS จะใช้จำนวนตัวแปรของสัมประสิทธิ์ในสมการพื้นผิวน้อยกว่า



รูปที่ 2.2 การเปรียบเทียบการลู่เข้าหาคำตอบในกระบวนการหาค่าเหมาะสมที่สุดระหว่างพหุนาม QPS PFS JPSE

Thaivirod and Wongsan (2007) ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศงานสะท้อนที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังของตัวสะท้อน โดยพิจารณาคุณลักษณะของตัวสะท้อนที่มีผิวโค้งเปลี่ยนไปตามสมการเรขาคณิตแบบต่าง ๆ ได้แก่ แบบสามเหลี่ยม คอแตรติค โคไซน์ โคไซน์กำลังสอง เกาส์ ทรงกลม พาราโบลิก และไฮเพอร์โบลิก เพื่อเปรียบเทียบว่าผิวโค้งแบบใดให้คุณลักษณะเหมาะสมสำหรับนำไปประยุกต์ใช้งานกับระบบ WLAN ด้วยวิธีทัศนศาสตร์กายภาพจากการศึกษาพบว่าผิวโค้งแบบพาราโบลิกเหมาะสำหรับระบบ WLAN มากที่สุด ซึ่งมีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบวงกลม

2.2.2 สายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป

Chang and Huang (1995) ได้นำเสนอการออกแบบและสร้างสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปโดยใช้เทคนิคการปรับเฟสด้วยการปรับความยาวของสตัดไมโครสตริป โดยความยาวของสตัดแต่ละอิลิเมนต์เอียงทำมุม 90 องศา ในทิศทางเดียวกันทุกอิลิเมนต์ จากการศึกษาพบว่ามีระดับการโพลาไรซ์ไขว้สูงอยู่ จากนั้นจึงทำการออกแบบมุมการวางความยาวของสตัดใหม่ โดยมีมุมการวางของความยาวสตัดต่างกัน 90 องศา ส่งผลให้ระดับการโพลาไรซ์ไขว้ต่ำลง และประสิทธิภาพของสายอากาศเท่ากับ 70% ที่ความถี่ 9.35 GHz

Pozar and Tragonki (1997) ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปสำหรับคลื่นมิลลิเมตร โดยแบบรูปการแผ่พลังงานงานของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนใช้ทฤษฎีแถวลำดับ (array theory) ส่วนแอมพลิจูดและเฟสใช้ระเบียบวิธีโมเมนต์ในการวิเคราะห์สายอากาศ ผลการวิจัยพบว่า ค่าเฟสผิดพลาด การเลือกใช้นิคม้วนวงจรพิมพ์ และความกว้างแถบจะส่งผลกระทบต่อการทำงาน โดยเมื่อปรับขนาดแผ่นสะท้อนจะทำให้เฟสมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วแบบไม่เป็นเชิงเส้น ส่งผลให้สามารถปรับขนาดแผ่นสะท้อนได้ประมาณ $\pm 5\%$ ของขนาดแผ่นสะท้อน ณ ความถี่ปฏิบัติการเท่านั้น จึงทำให้สายอากาศแถวลำดับสะท้อนมีความกว้างแถบแคบ นอกจากนี้ค่าความหนาของไมโครสตริปทำให้ค่าเฟสผิดพลาดเพิ่มขึ้น ส่งผลให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางและแบบรูปการแผ่พลังงานลดลงด้วย

Huang and Pogorzelski (1998) ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปในย่านแถบความถี่ Ku-band มีการโพลาไรซ์เชิงวงกลม โดยใช้เทคนิคปรับมุมการวางของแผ่นสะท้อนที่มีสลับไมโครสตริปต่อรวม ซึ่งใช้ทฤษฎีแถวลำดับในการวิเคราะห์หาสนามจากงานวิจัยพบว่า สายอากาศให้ประสิทธิภาพอะโพเออร์เจอร์มากกว่า 55% และมีระดับโพลาไรเซชันไขว้ (Cross-Polarization) ต่ำกว่าบีบหลัก -30 dB

Pozar and Targonki (1999) ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปโดยการสังเคราะห์เฟส ซึ่งสามารถจัดลำคลื่น (Shape-Beam) ให้แบบรูปการแผ่พลังงานครอบคลุมพื้นที่รับบริการได้ตามลักษณะภูมิประเทศของกลุ่มยุโรป สายอากาศนี้มีการโพลาไรซ์เชิงเส้น ความถี่การใช้งานอยู่ในแถบ Ku-Band จากผลการวิจัยพบว่าสายอากาศแถวลำดับสะท้อนนี้มีข้อดีคือ มีความกว้างแถบของแบบรูปการแผ่พลังงานแคบกว่าตัวสะท้อนพาราโบลาประสิทธิภาพอะโพเออร์เจอร์ลดลง โดย 99% ของพื้นที่บริการมีสภาพเจาะจงไม่น้อยกว่า 23 dB และสายอากาศนี้มีความถี่ปฏิบัติการเฉพาะแถบความถี่ต่ำ (14 GHz) ของ Ku-band เท่านั้น ซึ่งแตกต่างจากสายอากาศตัวสะท้อนแบบจัดลำคลื่นที่สามารถให้ความถี่ปฏิบัติการได้ทั้งแถบความถี่ต่ำ และแถบความถี่สูง (18 GHz)

Chaharmir and Shaker (2003) ได้นำเสนอหลักการออกแบบและสร้างสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปโดยใช้เทคนิคการเลื่อนเฟส (phase shift) แต่ละตำแหน่งที่เกิดขึ้นบนพื้นผิวของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป โดยการเลื่อนเฟสเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของสล็อตบนระนาบกราวด์ จากนั้นหากราฟความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของสล็อตกับเฟส พบว่าให้อัตราขยาย 28.65 dB

Han and Rodenbeck (2004) ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนที่มีสองความถี่ สองเลเซอร์ และมีการโพลาไรซ์เชิงวงกลม ใช้งานในย่านความถี่ C-band และ Ka-band โดยการปรับมุมการวางของแผ่นสะท้อนวงแหวน งานวิจัยนี้แนะนำว่า แผ่นสะท้อนวงแหวน

เหมาะสำหรับการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนแบบหลายเลเซอร์และหลายความถี่ เนื่องจากไม่เกิดขวางคลื่น ผลงานวิจัยพบว่าได้ประสิทธิภาพ 46% ที่ความถี่ 7.3 GHz และ 38% ที่ 31.75 GHz มีระดับโพลาไรซ์ไขว้เป็น -21 dB และ -29.2 dB ตามลำดับ

Arrebola and Encinar (2006) ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนแบบสองเลเซอร์ ใช้สายอากาศป้อน 3 ตัว สายอากาศป้อนแต่ละตัวต้องมีโพลาไรเซชันที่เหมือนกัน โดยออกแบบให้ระดับพลังงานมีอัตราขยายที่สูงในบริเวณตรงกลาง ส่วนสายอากาศป้อนด้านข้างทำหน้าที่ควบคุมทิศทางของลำคลื่น (beam) และรูปร่างที่ต้องการ โดยใช้เทคนิคการควบคุมเฟส และหาความสัมพันธ์ของขนาดกับเฟส ผลการวิจัยพบว่าระดับโพลาไรเซชันไขว้ (Cross-Polarization) ต่ำกว่าบีมหลัก -30 dB

Encinar and Datashvili (2006) ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปแบบสามเลเซอร์ โดยออกแบบให้มีลำคลื่น 2 โพลาไรเซชัน ซึ่งโพลาไรเซชันแนวนอน (Horizontal polarization) มีลำคลื่นครอบคลุม 10% ของทวีปยุโรป และโพลาไรเซชันแนวตั้ง (Vertically polarization) มีลำคลื่นแบบดินสอครอบคลุมภาคตะวันออกของทวีปอเมริกาเหนือ โดยใช้เทคนิคการจัดเฟสของสัญญาณ ที่มีการปรับขนาดของแผ่นสะท้อนเพื่อออกแบบตามลักษณะรูปร่างลำคลื่นที่ต้องการ ด้วยระเบียบวิธีโมเมนต์

Arrebola and de Haro (2007) ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศสองตัวสะท้อน คือมีสายอากาศจานสะท้อนพาราโบลาเป็นสายอากาศหลัก คำนวณด้วยระเบียบวิธีโมเมนต์ (Moments Method) ส่วนสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปเป็นสายอากาศรอง คำนวณด้วยวิธีทัศนศาสตร์กายภาพ (Physical Optic) โดยออกแบบให้ลำคลื่นครอบคลุมทวีปอเมริกาใต้ ซึ่งรูปร่างของแบบรูปการแผ่พลังงานสำเร็จด้วยการปรับเฟสแต่ละอิลิเมนต์

Carrasco and Arrebola (2008) ได้นำเสนอสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป 2 ตัว คือสายอากาศที่มีการโพลาไรซ์ในแนวตั้ง และโพลาไรซ์ในแนวนอน โดยออกแบบให้มีการกระจายกำลังงานไปยังหลายๆ ผู้ให้บริการ ใช้ในย่านความถี่ 10.10 – 10.70 GHz มีลำคลื่นครอบคลุมถึง 60 องศาในแนวกวาด โดยที่การออกแบบจะมีการเปลี่ยนแปลงในชั้นของเส้น (line layer) โดยจะขึ้นอยู่กัฟเฟสและเทคนิคการควบคุมเฟสกับการปรับขนาดของแผ่นสะท้อน ด้วยระเบียบวิธีโมเมนต์ (Method of Moments)

Krachodnok and Wongsan (2008) ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปให้มีคุณสมบัติเช่นเดียวกับรูปร่างเรขาคณิตของตัวสะท้อนที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังของตัวสะท้อน ซึ่งโถงด้านหลังจะพิจารณาด้วยสมการเรขาคณิตแบบต่าง ๆ ได้แก่ แบบสามเหลี่ยม ควอดเรตติค โคไซน์ โคไซน์กำลังสอง เกาส์ ทรงกลม และพาราโบลา

ด้วยระเบียบวิธีโมเมนต์ จากนั้นสังเคราะห์เฟส โดยแบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้ให้แบบรูปการแผ่พลังงานแบบวงกลมเท่านั้น

2.3 สรุป

จากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องพบว่า การออกแบบสายอากาศให้มีพื้นที่บริการครอบคลุมที่ต้องการนั้น สามารถออกแบบได้โดยการสังเคราะห์พื้นผิวงานสะท้อนด้วยกรรมวิธีหาค่าเหมาะสมที่สุดของสัมประสิทธิ์ของสมการประมาณรูปร่างพื้นผิวสะท้อน ซึ่งเป็นงานวิจัยที่พัฒนาต่อจากงานวิลาส วงศ์แจ่มบุญ (2000) แต่เนื่องจากพื้นผิวงานสะท้อนที่ศึกษาพบว่าพื้นผิวและขอบของงานสะท้อนที่สังเคราะห์ได้นั้นมีความไม่ต่อเนื่อง ซึ่งจะก่อให้เกิดความยุ่งยากในการสร้างจริง ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงเลือกออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป โดยใช้เทคนิคการจัดเฟส ให้เกิดคุณลักษณะเหมือนผิวโค้งของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหน้าของตัวสะท้อนโดยควบคุมเฟสด้วยวิธีปรับขนาดแผ่นสะท้อน เพื่อทำให้เกิดแบบรูปการแผ่พลังงานครอบคลุมพื้นที่ให้บริการเช่นเดียวกับพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง ในระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย



บทที่ 3

ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

3.1 บทนำ

ในบทนี้จะนำเสนอทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้องกับการวิเคราะห์และการสังเคราะห์พื้นผิวสะท้อนอ้างอิงและการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป โดยมีการออกแบบ 3 ขั้นตอนดังนี้

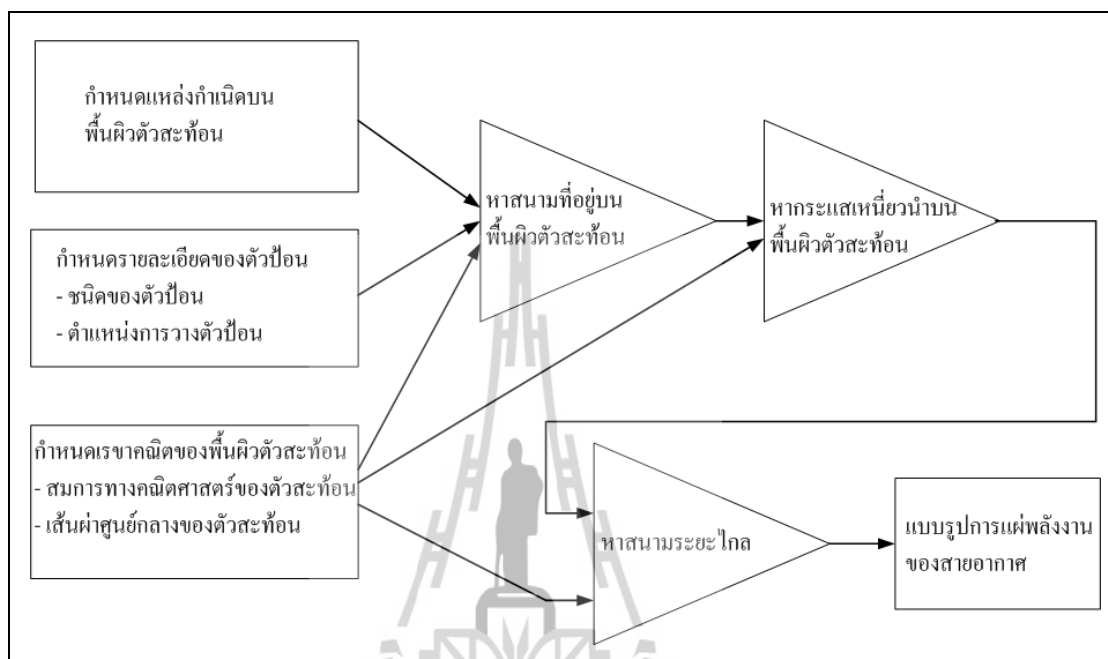
1. สังเคราะห์พื้นผิวสะท้อนอ้างอิง ด้วยวิธีทัศนศาสตร์กายภาพ (Physical Optic) โดยหาค่าเหมาะสมที่สุดของสัมประสิทธิ์สมการประมาณพื้นผิว เพื่อเป็นต้นแบบในการวิเคราะห์แบบรูปการแผ่พลังงาน
2. หากการประวิงเฟสของสัญญาณให้มีคุณลักษณะเช่นเดียวกับพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง เพื่อให้ได้แบบรูปการแผ่พลังงานที่ต้องการ
3. หากคุณลักษณะของแผ่นสะท้อน เพื่อให้ทราบขนาดของแผ่นสะท้อน และนำไปออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปต่อไป

3.2 หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง

3.2.1 การวิเคราะห์พื้นผิวสะท้อนอ้างอิง

ในการวิเคราะห์แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศตัวสะท้อน เริ่มจากการกำหนดรายละเอียดของพื้นผิวตัวสะท้อน ได้แก่ สมการพื้นผิว เส้นผ่านศูนย์กลาง เป็นต้น และชนิดของแหล่งกำเนิดกระแสหรือชนิดของตัวป้อน (feed) หลักการพื้นฐานในการวิเคราะห์สายอากาศตัวสะท้อนคือ การหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากแหล่งกำเนิดกระแส (source current) ที่อยู่บนผิวของตัวสะท้อน โดยกระแสเหนี่ยวนำบนผิวตัวสะท้อนจะหาได้จากองค์ประกอบของสนามตกกระทบในแนวสัมผัสแต่ละจุดที่กระทำบนผิวตัวสะท้อน ซึ่งกระแสเหล่านี้จะก่อให้เกิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แผ่กระจายออกไปในสนามระยะไกลทำให้ได้แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ กระบวนการดังกล่าวแสดงดังรูปที่ 3.1 โดยบล็อกสี่เหลี่ยมแสดงข้อมูลที่ควรใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศ และบล็อกสามเหลี่ยมแสดงฟังก์ชันที่ใช้ในการหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเรียกว่าฟังก์ชันตัวแผ่กระจายคลื่น (propagator function) ซึ่งสามารถหา

สนามได้โดยการรวมสนามที่แผ่กระจายเนื่องจากแหล่งกำเนิดแต่ละแหล่ง ซึ่งกระจายอยู่บนพื้นผิวของตัวสะท้อน สนามดังกล่าวเกิดจากการแบ่งซีกตัวอย่าง (sample) แหล่งกำเนิดขนาดหนึ่งหน่วย ถูกเรียกว่า ฟังก์ชันกรีน (Green's function)



รูปที่ 3.1 กระบวนการวิเคราะห์สายอากาศตัวสะท้อน

วิธีวิเคราะห์สายอากาศย่านความถี่สูงด้วยวิธีทัศนศาสตร์กายภาพ ที่ใช้ในการหาค่ากระแสสมมูลบนผิวดำนำไฟฟ้าสมบูรณ์ (Silver, 1949) โดยสามารถหาสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กย่านสนามระยะไกลจากการหาปริพันธ์ของกระแสสมมูลบนผิวดำนำโดยใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลข วิธีทัศนศาสตร์กายภาพเริ่มต้นโดยการใช้สมการของแมกซ์เวลล์ (Maxwell's equation) เพื่อทำให้ทราบถึงพฤติกรรมของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในบริเวณอวกาศว่าง ดังแสดงในสมการ (3.1) และ (3.2)

$$j\omega\epsilon\bar{E} - \nabla \times \bar{H} = -\bar{J} \quad (3.1)$$

$$j\omega\mu\bar{H} + \nabla \times \bar{E} = -\bar{M} \quad (3.2)$$

กำหนดให้ $\bar{J}(\bar{r}')$ และ $\bar{M}(\bar{r}')$ เป็นเวกเตอร์ของแหล่งกำเนิดกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กที่กระจายที่ตำแหน่ง \bar{r}' ใด ๆ เมื่อ $\bar{r}' = x'\hat{a}_x + y'\hat{a}_y + z'\hat{a}_z$ แสดงถึงเวกเตอร์บอกตำแหน่งของแหล่งกำเนิดกระแสที่ถูกชักตัวอย่างขึ้นมา สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากแหล่งกำเนิดกระแส $\bar{J}(\bar{r}')$ และ $\bar{M}(\bar{r}')$ สามารถหาได้โดยการอินทิเกรตสนามที่เกิดขึ้นจากการแบ่งชักตัวอย่างแหล่งกำเนิดกระแสนาหนึ่งหน่วยหรือเรียกว่าการตอบสนองอิมพัลส์ (impulse responses)

$$\bar{E}(\bar{r}) = \iiint [\bar{E}_{le}(\bar{r}, \bar{r}', \bar{J}(\bar{r}')) + \bar{E}_{lm}(\bar{r}, \bar{r}', \bar{M}(\bar{r}'))] dx' dy' dz' \quad (3.3)$$

$$\bar{H}(\bar{r}) = \iiint [\bar{H}_{le}(\bar{r}, \bar{r}', \bar{J}(\bar{r}')) + \bar{H}_{lm}(\bar{r}, \bar{r}', \bar{M}(\bar{r}'))] dx' dy' dz' \quad (3.4)$$

เมื่อ $\bar{E}_{le}(\bar{r}, \bar{r}', \bar{J}(\bar{r}'))$ และ $\bar{E}_{lm}(\bar{r}, \bar{r}', \bar{M}(\bar{r}'))$ เป็นเวกเตอร์สนามไฟฟ้าที่จุดสังเกต \bar{r} ที่เกิดขึ้นจากกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กแบบอิมพัลส์ (impulsive current) และ $\bar{H}_{le}(\bar{r}, \bar{r}', \bar{J}(\bar{r}'))$ และ $\bar{H}_{lm}(\bar{r}, \bar{r}', \bar{M}(\bar{r}'))$ เป็นเวกเตอร์สนามแม่เหล็กที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กแบบอิมพัลส์ จากสมการที่ (3.3) และ (3.4) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปแบบที่กระชับขึ้นได้คือ

$$\bar{E}(\bar{r}) = \int [\bar{E}_{le}(\bar{r}, \bar{r}', \bar{J}(\bar{r}')) + \bar{E}_{lm}(\bar{r}, \bar{r}', \bar{M}(\bar{r}'))] dV' \quad (3.5)$$

$$\bar{H}(\bar{r}) = \int [\bar{H}_{le}(\bar{r}, \bar{r}', \bar{J}(\bar{r}')) + \bar{H}_{lm}(\bar{r}, \bar{r}', \bar{M}(\bar{r}'))] dV' \quad (3.6)$$

เมื่อ $dV' = dx' dy' dz'$, \bar{r} เป็นเวกเตอร์บอกตำแหน่งของจุดสังเกต, \bar{r}' เป็นเวกเตอร์บอกตำแหน่งของแหล่งกำเนิด $\bar{E}_{le}(\bar{r}, \bar{r}', \bar{J}(\bar{r}'))$, $\bar{E}_{lm}(\bar{r}, \bar{r}', \bar{M}(\bar{r}'))$, $\bar{H}_{le}(\bar{r}, \bar{r}', \bar{J}(\bar{r}'))$ และ $\bar{H}_{lm}(\bar{r}, \bar{r}', \bar{M}(\bar{r}'))$ เป็นสนามที่เกิดจากการแบ่งสุมของแหล่งกระแสที่อยู่บนพื้นผิวตัวสะท้อนที่ตำแหน่ง \bar{r}' ตัวห้อย I ในสมการ (3.5) และ (3.6) แสดงถึงฟังก์ชันการตอบสนองอิมพัลส์ เพื่อใช้ในการระบุการชักตัวอย่างของกระแส ตำแหน่งของจุดสังเกต และตำแหน่งของแหล่งกำเนิด

ฟังก์ชันไคเรคเดลตา (dirac delta function) ได้ถูกนำมาใช้ในการชักตัวอย่างการกระจายของแหล่งกำเนิด รูปแบบทั่วไปของฟังก์ชันนี้คือ จะมีค่าเป็นศูนย์ทุก ๆ ที่ ยกเว้นที่ตำแหน่งศูนย์ เมื่อเขียนอยู่ในรูปอินทิกรัลจะได้

$$\iiint \delta(r) dx dy dz = 1$$

เมื่อ r คือ ความยาวของเวกเตอร์รัศมี $r = |\vec{r}| = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$

ฟังก์ชัน $\delta(\vec{r} - \vec{r}') = \delta(x - x')\delta(y - y')\delta(z - z')$ เป็นฟังก์ชันไครเรลเดลตาแบบสามมิติ และมีค่าเป็นศูนย์ทุก ๆ ที่ ยกเว้นที่ตำแหน่ง $\vec{r} = \vec{r}'$ สามารถเขียนในรูปอินทิกรัลได้คือ

$$\int \delta(\vec{r} - \vec{r}') dV' = \iiint \delta(x - x')\delta(y - y')\delta(z - z') dx' dy' dz' = 1$$

การตอบสนองอิมพัลส์ของเวกเตอร์สนามแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งสัมพันธ์กับแหล่งกำเนิดกระแสอิมพัลส์ แสดงอยู่ในรูปของสมการเชิงอนุพันธ์ได้ดังนี้

$$j\omega\epsilon\vec{E}_{le}(\vec{r}, \vec{r}', \vec{J}(\vec{r}')) - \nabla \times \vec{H}_{le}(\vec{r}, \vec{r}', \vec{J}(\vec{r}')) = -\vec{J}(\vec{r}')\delta(\vec{r} - \vec{r}') \quad (3.7)$$

$$j\omega\mu\vec{H}_{le}(\vec{r}, \vec{r}', \vec{J}(\vec{r}')) + \nabla \times \vec{E}_{le}(\vec{r}, \vec{r}', \vec{J}(\vec{r}')) = 0 \quad (3.8)$$

$$j\omega\epsilon\vec{E}_{lm}(\vec{r}, \vec{r}', \vec{M}(\vec{r}')) - \nabla \times \vec{H}_{lm}(\vec{r}, \vec{r}', \vec{M}(\vec{r}')) = 0 \quad (3.9)$$

$$j\omega\mu\vec{H}_{lm}(\vec{r}, \vec{r}', \vec{M}(\vec{r}')) + \nabla \times \vec{E}_{lm}(\vec{r}, \vec{r}', \vec{M}(\vec{r}')) = -\vec{M}(\vec{r}')\delta(\vec{r} - \vec{r}') \quad (3.10)$$

- ฟังก์ชันกรีน

ฟังก์ชันกรีนเป็นเทคนิคทางคณิตศาสตร์ที่ใช้ฟังก์ชันซบเป็นฟังก์ชันอิมพัลส์ (impulse function) หรือฟังก์ชันไครเรลเดลตา เพื่อหาคำตอบของสมการเชิงอนุพันธ์ย่อย (partial differential equation) ซึ่งสามารถหาคำตอบของฟังก์ชันซบจริงได้โดยการทับซ้อนของฟังก์ชันกรีนกับฟังก์ชันซบ ด้วยเหตุนี้จึงเป็นที่รู้จักกันว่าฟังก์ชันกรีนเป็นฟังก์ชันตอบสนองอิมพัลส์ หรือฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ในทฤษฎีระบบหรือทฤษฎีวงจร

ฟังก์ชันกรีนเป็นสนามที่เกิดจากแหล่งกำเนิดขนาดหนึ่งหน่วยหรือการตอบสนองอิมพัลส์ของอวกาศว่าง (Harrington, 1961) ซึ่งเป็นการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแหล่งกำเนิดและสนาม การทับซ้อนของฟังก์ชันกรีนไดแอดดิกจากแหล่งกำเนิดกระแสแต่ละจุดที่

กระจายอยู่จะทำให้ได้การแผ่กระจายของสนามรวม ดังนั้นการกระจายของกระแสจากแหล่งกำเนิดสายอากาศจึงเป็นจุดเริ่มต้นที่จะต้องรู้

การหาเวกเตอร์การแผ่กระจายของสนามสามารถหาได้จากการคูณฟังก์ชันกรีนกับเวกเตอร์ของจุดแหล่งกำเนิดกระแส (Felsen and Marcuvitz, 1973; Balanis, 1989) การตอบสนองอิมพีแดนซ์ของการชักตัวอย่างแหล่งกำเนิดกระแสทั้งหมดเพื่อหาสนาม แสดงได้ดังนี้

$$\bar{E}_{le}(\bar{r}, \bar{r}', \bar{J}(\bar{r}')) = -\bar{G}_{EJ}(\bar{r}, \bar{r}') \cdot \bar{J}(\bar{r}') \quad (3.11)$$

$$\bar{E}_{lm}(\bar{r}, \bar{r}', \bar{M}(\bar{r}')) = -\bar{G}_{EM}(\bar{r}, \bar{r}') \cdot \bar{M}(\bar{r}') \quad (3.12)$$

$$\bar{H}_{le}(\bar{r}, \bar{r}', \bar{J}(\bar{r}')) = -\bar{G}_{HJ}(\bar{r}, \bar{r}') \cdot \bar{J}(\bar{r}') \quad (3.13)$$

$$\bar{H}_{lm}(\bar{r}, \bar{r}', \bar{M}(\bar{r}')) = -\bar{G}_{HM}(\bar{r}, \bar{r}') \cdot \bar{M}(\bar{r}') \quad (3.14)$$

โดยที่ \bar{G}_{EJ} คือ ฟังก์ชันกรีนสำหรับสนามไฟฟ้าอันเนื่องมาจากกระแสไฟฟ้า

\bar{G}_{EM} คือ ฟังก์ชันกรีนสำหรับสนามไฟฟ้าอันเนื่องมาจากกระแสแม่เหล็ก

\bar{G}_{HJ} คือ ฟังก์ชันกรีนสำหรับสนามแม่เหล็กอันเนื่องมาจากกระแสไฟฟ้า

\bar{G}_{HM} คือ ฟังก์ชันกรีนสำหรับสนามแม่เหล็กอันเนื่องมาจากกระแสแม่เหล็ก

ตัวอย่างสำหรับฟังก์ชันกรีนซึ่งเป็นสนามไฟฟ้าที่เกิดจากแหล่งกำเนิดกระแสไฟฟ้า แสดงได้ดังนี้

$$\bar{G}_{EJ}(\bar{r}, \bar{r}') = \begin{bmatrix} G_{EJxx}(\bar{r}, \bar{r}') & G_{EJxy}(\bar{r}, \bar{r}') & G_{EJxz}(\bar{r}, \bar{r}') \\ G_{EJyx}(\bar{r}, \bar{r}') & G_{EJyy}(\bar{r}, \bar{r}') & G_{EJyz}(\bar{r}, \bar{r}') \\ G_{EJzx}(\bar{r}, \bar{r}') & G_{EJzy}(\bar{r}, \bar{r}') & G_{EJzz}(\bar{r}, \bar{r}') \end{bmatrix}$$

ซึ่งฟังก์ชันกรีนตัวอื่นก็อยู่ในรูปแบบเดียวกัน ผลคูณเชิงสเกลาร์ (dot product) ของไดแอดและเวกเตอร์จะให้ผลลัพธ์จากการคูณเป็นปริมาณเวกเตอร์แสดงได้คือ

$$\overline{\overline{G}}_{EJ}(\bar{r}, \bar{r}') \cdot J(\bar{r}') = \begin{bmatrix} G_{EJxx}(\bar{r}, \bar{r}') & G_{EJxy}(\bar{r}, \bar{r}') & G_{EJxz}(\bar{r}, \bar{r}') \\ G_{EJyx}(\bar{r}, \bar{r}') & G_{EJyy}(\bar{r}, \bar{r}') & G_{EJyz}(\bar{r}, \bar{r}') \\ G_{EJzx}(\bar{r}, \bar{r}') & G_{EJzy}(\bar{r}, \bar{r}') & G_{EJzz}(\bar{r}, \bar{r}') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{J}_x(\bar{r}') \\ \bar{J}_y(\bar{r}') \\ \bar{J}_z(\bar{r}') \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

องค์ประกอบของ ไดแอตสามารถแสดงอยู่ในรูปแบบขององค์ประกอบเมตริกซ์ได้คือ

$$\begin{aligned} \overline{\overline{G}} &= \begin{bmatrix} G_{xx} & G_{xy} & G_{xz} \\ G_{yx} & G_{yy} & G_{yz} \\ G_{zx} & G_{zy} & G_{zz} \end{bmatrix} \\ &= G_{xx} \hat{a}_x \hat{a}_x + G_{xy} \hat{a}_x \hat{a}_y + G_{xz} \hat{a}_x \hat{a}_z \\ &\quad + G_{yx} \hat{a}_y \hat{a}_x + G_{yy} \hat{a}_y \hat{a}_y + G_{yz} \hat{a}_y \hat{a}_z \\ &\quad + G_{zx} \hat{a}_z \hat{a}_x + G_{zy} \hat{a}_z \hat{a}_y + G_{zz} \hat{a}_z \hat{a}_z \end{aligned} \quad (3.16)$$

เมื่อองค์ประกอบ เช่น $\hat{a}_x \hat{a}_x$ $\hat{a}_x \hat{a}_y$ แสดงถึงเมตริกซ์ขนาด 3×3 ซึ่งองค์ประกอบภายในเมตริกซ์จะเป็นศูนย์ทุกตำแหน่งยกเว้นที่ตำแหน่งที่มีค่าดัชนี ดังตัวอย่างต่อไปนี้

$$\hat{a}_x \hat{a}_x = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ และ } \hat{a}_x \hat{a}_y = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

ไดแอตหนึ่งหน่วยถูกกำหนดโดย

$$\overline{\overline{1}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \hat{a}_x \hat{a}_x + \hat{a}_y \hat{a}_y + \hat{a}_z \hat{a}_z$$

ไดแอตศูนย์ถูกกำหนดโดย

$$\overline{\overline{0}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = 0$$

เมื่อแทนการตอบสนองอิมพัลส์ของสมการที่ (3.11) ถึง (3.14) ลงในสมการที่ (3.5) และ (3.6) เพื่อหาการแผ่กระจายพลังงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าอันเนื่องมาจากการกระจายของแหล่งกำเนิดกระแส (Felsen and Marcuvitz, 1973) จะได้

$$\bar{E}(\bar{r}) = -\int \bar{G}_{EJ}(\bar{r}, \bar{r}') \cdot \bar{J}(\bar{r}') dV' - \int \bar{G}_{EM}(\bar{r}, \bar{r}') \cdot \bar{M}(\bar{r}') dV' \quad (3.17)$$

$$\bar{H}(\bar{r}) = -\int \bar{G}_{HJ}(\bar{r}, \bar{r}') \cdot \bar{J}(\bar{r}') dV' - \int \bar{G}_{HM}(\bar{r}, \bar{r}') \cdot \bar{M}(\bar{r}') dV' \quad (3.18)$$

ดังนั้นเมื่อรู้ฟังก์ชันกรีนไดโอดิก สามารถใช้สมการที่ (3.17) และ (3.18) เพื่อคำนวณหาการแผ่กระจายของสนาม ฟังก์ชันกรีนจะหาได้จากเวกเตอร์ของแหล่งกำเนิดกระแสที่ได้มีการชักตัวอย่างและรวมกันทางเวกเตอร์เพื่อให้ได้สนามที่แผ่กระจายออกไป ฟังก์ชันกรีนไดโอดิกจะหาได้จากผลเฉลยของสมการแมกเวลล์สำหรับการกระตุ้นด้วยอิมพัลส์

- ฟังก์ชันกรีนแบบสเกลาร์

ฟังก์ชันกรีนไดโอดิกจะใช้กับการชักตัวอย่างของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กเพื่อหาการแผ่กระจายพลังงานของเวกเตอร์สนามแม่เหล็กไฟฟ้า สำหรับสมการเชิงอนุพันธ์ของฟังก์ชันกรีนสามารถหาได้จากการแทนสมการที่ (3.11) ถึง (3.14) ในสมการ (3.7) ถึง (3.10) คือ

$$j\omega\epsilon \bar{G}_{EJ}(\bar{r}, \bar{r}') \cdot \bar{J}(\bar{r}') - \nabla \times \bar{G}_{HJ}(\bar{r}, \bar{r}') \cdot \bar{J}(\bar{r}') = \bar{J}(\bar{r}') \delta(\bar{r} - \bar{r}') \quad (3.19)$$

$$j\omega\mu \bar{G}_{HJ}(\bar{r}, \bar{r}') \cdot \bar{J}(\bar{r}') + \nabla \times \bar{G}_{EJ}(\bar{r}, \bar{r}') \cdot \bar{J}(\bar{r}') = 0 \quad (3.20)$$

$$j\omega\epsilon \bar{G}_{EM}(\bar{r}, \bar{r}') \cdot \bar{M}(\bar{r}') - \nabla \times \bar{G}_{HM}(\bar{r}, \bar{r}') \cdot \bar{M}(\bar{r}') = 0 \quad (3.21)$$

$$j\omega\mu \bar{G}_{HM}(\bar{r}, \bar{r}') \cdot \bar{M}(\bar{r}') + \nabla \times \bar{G}_{EM}(\bar{r}, \bar{r}') \cdot \bar{M}(\bar{r}') = \bar{M}(\bar{r}') \delta(\bar{r} - \bar{r}') \quad (3.22)$$

เมื่อเทอมของ 0 แทนเวกเตอร์ศูนย์ และเวกเตอร์แหล่งกำเนิดสามารถกำจัดออกจากสมการที่ (3.19) ถึง (3.22) ได้คือ

$$j\omega\epsilon\bar{\bar{G}}_{EJ}(\bar{r},\bar{r}') - \nabla \times \bar{\bar{G}}_{HJ}(\bar{r},\bar{r}') = \bar{\bar{1}}\delta(\bar{r} - \bar{r}') \quad (3.23)$$

$$j\omega\mu\bar{\bar{G}}_{HJ}(\bar{r},\bar{r}') + \nabla \times \bar{\bar{G}}_{EJ}(\bar{r},\bar{r}') = \bar{\bar{0}} \quad (3.24)$$

$$j\omega\epsilon\bar{\bar{G}}_{EM}(\bar{r},\bar{r}') - \nabla \times \bar{\bar{G}}_{HM}(\bar{r},\bar{r}') = \bar{\bar{0}} \quad (3.25)$$

$$j\omega\mu\bar{\bar{G}}_{HM}(\bar{r},\bar{r}') + \nabla \times \bar{\bar{G}}_{EM}(\bar{r},\bar{r}') = \bar{\bar{1}}\delta(\bar{r} - \bar{r}') \quad (3.26)$$

จากสมการที่ (3-24) และ (3-25) จะได้ความสัมพันธ์

$$\bar{\bar{G}}_{HJ}(\bar{r},\bar{r}') = -\frac{1}{j\omega\mu} \nabla \times \bar{\bar{G}}_{EJ}(\bar{r},\bar{r}') \quad (3.27)$$

$$\bar{\bar{G}}_{EM}(\bar{r},\bar{r}') = \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla \times \bar{\bar{G}}_{HM}(\bar{r},\bar{r}') \quad (3.28)$$

นำสมการ (3.27) แทนลงใน (3.23) และแทนสมการ (3.28) แทนลงใน (3.26) และใช้เวกเตอร์เอกลักษณ์ $\nabla \times \nabla \times A = \nabla(\nabla \cdot A) - \nabla^2 A$ จะได้

$$\nabla \nabla \cdot \bar{\bar{G}}_{EJ}(\bar{r},\bar{r}') - \nabla^2 \bar{\bar{G}}_{EJ}(\bar{r},\bar{r}') - k^2 \bar{\bar{G}}_{EJ}(\bar{r},\bar{r}') = j\omega\mu \bar{\bar{1}}\delta(\bar{r} - \bar{r}') \quad (3.29)$$

$$\nabla \nabla \cdot \bar{\bar{G}}_{HM}(\bar{r},\bar{r}') - \nabla^2 \bar{\bar{G}}_{HM}(\bar{r},\bar{r}') - k^2 \bar{\bar{G}}_{HM}(\bar{r},\bar{r}') = j\omega\epsilon \bar{\bar{1}}\delta(\bar{r} - \bar{r}') \quad (3.30)$$

จากสมการที่ (3.29) และ (3.30) สามารถแก้สมการได้คือ

$$\bar{\bar{G}}_{EJ} = -j\omega\mu \left(\bar{\bar{1}} + \frac{\nabla \nabla}{k^2} \right) \frac{\delta(\bar{r} - \bar{r}')}{(\nabla^2 + k^2)} \quad (3.31)$$

$$\bar{G}_{HM} = -j\omega\epsilon \left(\bar{1} + \frac{\nabla\nabla}{k^2} \right) \frac{\delta(\bar{r} - \bar{r}')}{(\nabla^2 + k^2)} \quad (3.32)$$

ทั้งสมการ (3.31) และ (3.32) จะประกอบด้วยแฟกเตอร์

$$g(\bar{r} - \bar{r}') = -\frac{\delta(\bar{r} - \bar{r}')}{(\nabla^2 + k^2)} \quad (3.33)$$

ซึ่งจะเรียกสมการที่ (3.33) ว่า ฟังก์ชันกรีนแบบสเกลาร์ (scalar Green's function)

$$(\nabla^2 + k^2)g(\bar{r} - \bar{r}') = -\delta(\bar{r} - \bar{r}') \quad (3.34)$$

คำตอบของสมการ (3.34) ในอวกาศว่างคือ

$$g(R) = \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} \quad (3.35)$$

เมื่อ $\bar{R} = \bar{r} - \bar{r}'$ เป็นเวกเตอร์ระหว่างจุดกำเนิดและจุดของสนาม และ $R = |\bar{R}| = |\bar{r} - \bar{r}'| \neq 0$

- ฟังก์ชันกรีนไดแอติก

ฟังก์ชันกรีนไดแอติกเป็นเครื่องมือที่ใช้หาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในบริเวณที่มีแหล่งกำเนิดใด ๆ ได้แก่ ในอวกาศว่างและบริเวณที่ถูกปิดกั้น

ฟังก์ชันกรีนไดแอติกรูปแบบเต็มในอวกาศว่างหาที่มาได้จากภาคผนวก ก คือ

$$\bar{G}_{EJ}(\bar{R}) = j\omega\mu \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} \left[(\bar{1} - \hat{R}\hat{R}) \left(1 - \frac{1}{k^2 R^2} - j \frac{1}{kR} \right) + \hat{R}\hat{R} \left(\frac{2}{k^2 R^2} + j \frac{2}{kR} \right) \right] \quad (3.36)$$

$$\bar{G}_{HM}(\bar{R}) = j\omega\epsilon \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} \left[(\bar{1} - \hat{R}\hat{R}) \left(1 - \frac{1}{k^2 R^2} - j \frac{1}{kR} \right) + \hat{R}\hat{R} \left(\frac{2}{k^2 R^2} + j \frac{2}{kR} \right) \right] \quad (3.37)$$

$$\overline{\overline{G}}_{HJ}(\overline{R}) = \left(\frac{1}{R} + jk \right) \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} \hat{R} \times \overline{\mathbf{1}} \quad (3.38)$$

$$\overline{\overline{G}}_{EM}(\overline{R}) = -\left(\frac{1}{R} + jk \right) \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} \hat{R} \times \overline{\mathbf{1}} \quad (3.39)$$

เมื่อไดแอด $\hat{R}\hat{R}$ กำหนดโดย

$$\hat{R}\hat{R} = \begin{bmatrix} R_{ux}^2 & R_{ux}R_{uy} & R_{ux}R_{uz} \\ R_{uy}R_{ux} & R_{uy}^2 & R_{uy}R_{uz} \\ R_{uz}R_{ux} & R_{uz}R_{uy} & R_{uz}^2 \end{bmatrix}$$

โดยที่ $R_{ux} = (x - x')/R$, $R_{uy} = (y - y')/R$ และ $R_{uz} = (z - z')/R$ เป็นองค์ประกอบพิกัดสี่เหลี่ยมมุมฉากของ \hat{R} ส่วนขยายของ (3.36) ถึง (3.39) ถูกแสดงในภาคผนวก ก

สนามที่แผ่กระจายโดยแหล่งกำเนิดกระแสสมพัลล์สามารถแสดงในรูปแบบของความสัมพันธ์ของระยะทางระหว่างแหล่งกำเนิดและจุดสังเกตคือ

$$\overline{\overline{E}}_{le}(\overline{r}, \overline{r}', \overline{J}(\overline{r}')) = \overline{\overline{E}}_{le}(\overline{R}, \overline{J}) = -\overline{\overline{G}}_{EJ}(\overline{R}) \cdot \overline{J} \quad (3.40)$$

$$\overline{\overline{H}}_{lm}(\overline{r}, \overline{r}', \overline{M}(\overline{r}')) = \overline{\overline{H}}_{lm}(\overline{R}, \overline{M}) = -\overline{\overline{G}}_{HM}(\overline{R}) \cdot \overline{M} \quad (3.41)$$

$$\overline{\overline{H}}_{le}(\overline{r}, \overline{r}', \overline{J}(\overline{r}')) = \overline{\overline{H}}_{le}(\overline{R}, \overline{J}) = -\overline{\overline{G}}_{HJ}(\overline{R}) \cdot \overline{J} \quad (3.42)$$

$$\overline{\overline{E}}_{lm}(\overline{r}, \overline{r}', \overline{M}(\overline{r}')) = \overline{\overline{E}}_{lm}(\overline{R}, \overline{M}) = -\overline{\overline{G}}_{EM}(\overline{R}) \cdot \overline{M} \quad (3.43)$$

สนามที่แผ่กระจายออกไปสามารถหาได้โดยการทับซ้อนสนามอันเนื่องมาจากแต่ละแหล่งกำเนิดแสดงได้คือ

$$\begin{aligned}
\bar{E}_e(\bar{r}, \bar{J}) &= -\int \bar{G}_{EJ}(\bar{R}) \cdot \bar{J}(\bar{r}') dS' \\
&= -j\omega\mu \int \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} (\bar{1} - \hat{R}\hat{R}) \cdot \bar{J}(\bar{r}') \left(1 - \frac{1}{k^2 R^2} - j\frac{1}{kR}\right) dS' \\
&\quad - j\omega\mu \int \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} \hat{R}\hat{R} \cdot \bar{J}(\bar{r}') \left(\frac{2}{k^2 R^2} + j\frac{2}{kR}\right) dS'
\end{aligned} \tag{3.44}$$

$$\begin{aligned}
\bar{H}_m(\bar{r}, \bar{M}) &= -\int \bar{G}_{HM}(\bar{R}) \cdot \bar{M}(\bar{r}') dS' \\
&= -j\omega\varepsilon \int \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} (\bar{1} - \hat{R}\hat{R}) \cdot \bar{M}(\bar{r}') \left(1 - \frac{1}{k^2 R^2} - j\frac{1}{kR}\right) dS' \\
&\quad - j\omega\varepsilon \int \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} \hat{R}\hat{R} \cdot \bar{M}(\bar{r}') \left(\frac{2}{k^2 R^2} + j\frac{2}{kR}\right) dS'
\end{aligned} \tag{3.45}$$

$$\bar{H}_e(\bar{r}, \bar{J}) = -\int \bar{G}_{HJ}(\bar{R}) \cdot \bar{J}(\bar{r}') dS' = -\int \left(\frac{1}{R} + jk\right) \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} \hat{R} \times \bar{J}(\bar{r}') dS' \tag{3.46}$$

$$\bar{E}_m(\bar{r}, \bar{M}) = -\int \bar{G}_{EM}(\bar{R}) \cdot \bar{M}(\bar{r}') dS' = \int \left(\frac{1}{R} + jk\right) \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} \hat{R} \times \bar{M}(\bar{r}') dS' \tag{3.47}$$

ดังนั้นสนามที่แผ่กระจายจากกระแสที่สั้นศาสตร์กายภาพหรือกระแสเหนี่ยวนำบนพื้นผิว (Silver, 1949) สามารถหาได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
\bar{E}(\bar{r}) &= \bar{E}_e(\bar{r}, \bar{J}) + \bar{E}_m(\bar{r}, \bar{M}) = -\int \bar{G}_{EJ}(\bar{R}) \cdot \bar{J}(\bar{r}') dS' - \int \bar{G}_{EM}(\bar{R}) \cdot \bar{M}(\bar{r}') dS' \\
E(\bar{r}) &= \frac{Z_0}{4\pi} \iint_s \left(\bar{J} \left(-\frac{j}{kR} - \frac{1}{k^2 R^2} + \frac{j}{k^3 R^3} \right) + (\bar{J} \cdot \hat{R}) \hat{R} \left(\frac{j}{kR} + \frac{3}{k^2 R^2} \right. \right. \\
&\quad \left. \left. - \frac{3j}{k^3 R^3} \right) \right) e^{-jkR} k^2 ds' - \frac{1}{4\pi} \iint_s \bar{M} \times \hat{R} \frac{1}{k^2 R^2} (1 + jkR) e^{-jkR} k^2 ds'
\end{aligned} \tag{3.48}$$

$$\begin{aligned}
\bar{H}(\bar{r}) &= \bar{H}_e(\bar{r}, \bar{J}) + \bar{H}_m(\bar{r}, \bar{M}) = -\int \bar{G}_{HJ}(\bar{R}) \cdot \bar{J}(\bar{r}') dS' - \int \bar{G}_{HM}(\bar{R}) \cdot \bar{M}(\bar{r}') dS' \\
H(\bar{r}) &= \frac{1}{4\pi} \iint_s \hat{J} \times \hat{R} \frac{1}{k^2 R^2} (1 + jkR) e^{-jkR} k^2 ds' + \frac{1}{4\pi Z_0} \iint_s \left(\bar{M} \left(-\frac{j}{kR} \right. \right. \\
&\quad \left. \left. - \frac{1}{k^2 R^2} + \frac{j}{k^3 R^3} \right) + (\bar{M} \cdot \hat{R}) \hat{R} \left(\frac{j}{kR} + \frac{3}{k^2 R^2} + \frac{j}{k^3 R^3} \right) \right) e^{-jkR} k^2 ds'
\end{aligned} \tag{3.49}$$

- การหาสนามที่บริเวณสนามระยะใกล้และสนามระยะไกล

การหาสนามที่บริเวณสนามระยะใกล้และสนามระยะไกล จากสมการ (3.48) และ (3.49) ถูกใช้เพื่อหาการแผ่กระจายของสนาม จะสังเกตได้ว่าทางด้านขวาของสมการจะมีเลขยกกำลังของ R ที่แตกต่างกัน ซึ่งจะเป็นส่วนที่กำหนดขอบเขตของการแผ่กระจายสนาม ได้แก่ ส่วนของ $1/R, 1/R^2, 1/R^3$ กับ $(1-\hat{R}\hat{R})\cdot\bar{M}, (1-\hat{R}\hat{R})\cdot\bar{J}, \hat{R}\hat{R}\cdot\bar{M}$ และ $\hat{R}\hat{R}\cdot\bar{J}$ และส่วนของ $1/R, 1/R^2$ กับ $\hat{R}\times\bar{J}$ และ $\hat{R}\times\bar{M}$ ดังนั้นถ้าพิจารณาขอบเขต ($\pi R < \lambda/2$) คือสนามระยะใกล้จินตภาพ จะพิจารณาเฉพาะส่วนของ $1/R^3$ เมื่อระยะทางเพิ่มขึ้น จะปรากฏส่วนของ $1/R$ ในสมการ เรียกบริเวณนี้ว่า สนามระยะใกล้ เมื่อ $\lambda/(2\pi) < R < 2D^2/\lambda$ และสุดท้ายการพิจารณาหาสนามระยะไกล ถ้าระยะทาง $R > 2D^2/\lambda$ จะเรียกว่า สนามระยะไกล (far field) แสดงถึงตำแหน่งที่ความยาวทางไฟฟ้าของระยะทาง จะต้องใหญ่กว่าเส้นผ่าศูนย์กลางของสายอากาศ ซึ่งบริเวณสนามระยะไกลนับว่าเป็นบริเวณที่มีความสำคัญมากที่สุดในการออกแบบสายอากาศเพราะว่าเป็นย่านที่ใช้ในการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศมากที่สุด ดังนั้นแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในย่านสนามระยะไกลแสดงดังสมการ (3.50) และ (3.51) เมื่อใช้การประมาณของสนามระยะไกลองค์ประกอบของขนาดจะประมาณให้ $R \approx \bar{r} - \hat{r}' \cdot \bar{r}'$ และองค์ประกอบของเฟสจะประมาณให้

$$R = |\bar{r} - \hat{r}' \cdot \bar{r}'| \approx r - \frac{\bar{r}}{|\bar{r}'|} \cdot \bar{r}' = r - \hat{r} \cdot \bar{r}'$$

เมื่อ \hat{r} เป็นเวกเตอร์หนึ่งหน่วยสำหรับคำนวณแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในทิศทางของสนามระยะไกล ในส่วนของ $\exp(-jkr)$ เป็นค่าคงที่ของการแผ่กระจายคลื่นในบริเวณสนามระยะไกล และองค์ประกอบของ $\hat{r} \cdot \bar{r}'$ ในส่วนของเอกซ์โพเนนเชียลแสดงถึงความสัมพันธ์ของเฟสในการแผ่กระจายสนามในบริเวณสนามระยะไกล

$$\hat{r} = \hat{a}_x \cos\phi \sin\theta + \hat{a}_y \sin\phi \sin\theta + \hat{a}_z \cos\theta$$

ดังนั้นแบบรูปการแผ่พลังงานในบริเวณสนามระยะไกลจะได้เป็น

$$\bar{E}^{far}(\bar{r}) = -\frac{jkZ_0 e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_s (\bar{J} - (\bar{J} \cdot \hat{r})\hat{r}) e^{jk\bar{r}' \cdot \hat{r}} ds' + \frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} \hat{r} \times \iint_s \bar{M} e^{jk\bar{r}' \cdot \hat{r}} ds' \quad (3.50)$$

$$\bar{H}^{far}(\bar{r}) = -\frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} \hat{r} \times \iint_s \bar{J} e^{jk\bar{r}' \cdot \hat{r}} ds' - \frac{jke^{-jkr}}{4\pi r Z_0} \iint_s (\bar{M} - (\bar{M} \cdot \hat{r})\hat{r}) e^{jk\bar{r}' \cdot \hat{r}} ds' \quad (3.51)$$

ถ้าพื้นผิวตัวสะท้อนเป็นตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์แบบ จึงทำให้กระแสแม่เหล็กเหนี่ยวนามีค่าเป็นศูนย์
ดังนั้น

$$\bar{E}^s(\bar{r}) = -\frac{jkZ_0 e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_s (\bar{J} - (\bar{J} \cdot \hat{r})\hat{r}) e^{jk\bar{r}' \cdot \hat{r}} ds' \quad (3.52)$$

$$\bar{H}^s(\bar{r}) = -\frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} \hat{r} \times \iint_s \bar{J} e^{jk\bar{r}' \cdot \hat{r}} ds' \quad (3.53)$$

ความสัมพันธ์ของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กหาได้ดังนี้

$$E^{far} = Z_0 \bar{H}^{far} \times \hat{r}$$

$$\bar{H}^{far} = \frac{1}{Z_0} \hat{r} \times \bar{E}^{far}$$

เมื่อ \hat{r} คือเวกเตอร์หนึ่งหน่วยสำหรับคำนวณแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในทิศทางของ
สนามระยะไกล $\hat{r} = \bar{r}/|\bar{r}|$ และ $Z_0 = \sqrt{\mu\epsilon}$ เป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของอากาศว่าง

สนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะคำนวณได้จากการหาปริพันธ์ของกระแสที่สนามศาสตร์
กายภาพเทียบกับพื้นผิวย่อย dS บนพื้นที่ภาพฉายของตัวสะท้อนหาได้คือ

$$\bar{E}^s(\bar{r}) = -\frac{jZ_0 k e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_s (\bar{J} - (\bar{J} \cdot \hat{r})\hat{r}) e^{jk\bar{r}' \cdot \hat{r}} \mathbf{J}_A dx' dy' \quad (3.54)$$

$$\bar{H}^s(\bar{r}) = -\frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} \hat{r} \times \iint_s \bar{J} e^{jk\bar{r}' \cdot \hat{r}} \mathbf{J}_A dx' dy' \quad (3.55)$$

ดังนั้น

$$J_A = \sqrt{\left(\frac{\partial f}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial y}\right)^2 + 1}$$

เมื่อ

J_A คือพจน์ของจาโคเบียน

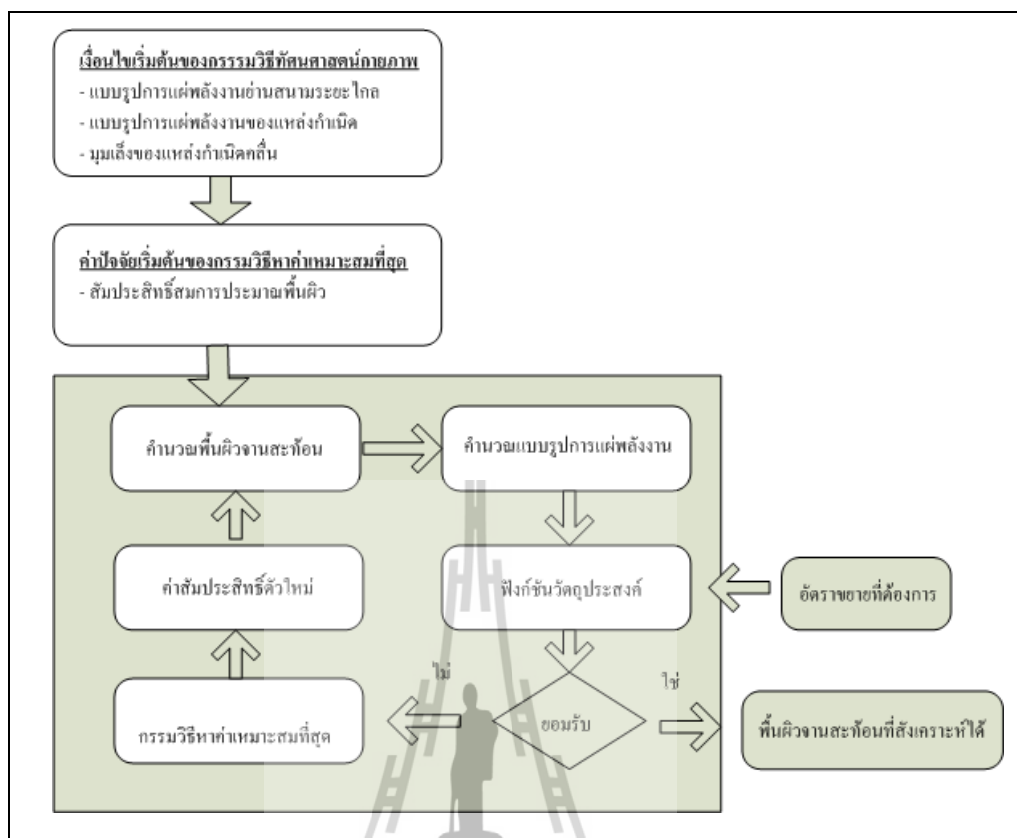
A คือ พื้นที่ภาพฉายของตัวสะท้อนบนระนาบ xy

f คือ ฟังก์ชันสมการประมาณรูปร่างพื้นผิวสะท้อน

ดังนั้นแบบรูปการแผ่พลังงานที่สนามระยะไกลสามารถคำนวณได้จากสมการ (3.54) และ (3.55) เมื่อ \bar{J} คือกระแสที่เกิดขึ้นบนพื้นผิวสะท้อน ดังนั้นแบบรูปการแผ่พลังงานที่เกิดขึ้นบริเวณสนามระยะไกลนับว่าเป็นบริเวณที่มีความสำคัญมากที่สุดในการออกแบบสายอากาศ เพราะว่าเป็นย่านที่ใช้ในการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศมากที่สุด ดังนั้นแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในย่านสนามระยะไกลจำเป็นที่จะต้องมีความถูกต้องเพราะจะบ่งบอกถึงประสิทธิภาพของสายอากาศ

3.2.2 การสังเคราะห์พื้นผิวจานสะท้อนอ้างอิง

พื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่ต้องการออกแบบคือ มีแบบรูปการแผ่พลังงานสอดคล้องกับการใช้งาน โดยสายอากาศที่แผ่พลังงานออกมาต้องครอบคลุมพื้นที่ให้บริการที่ต้องการ สายอากาศต้องมีอัตราขยายที่สูงในบริเวณที่ต้องการและควรมีอัตราขยายต่ำนอกพื้นที่ให้บริการ เพื่อลดการรบกวนของสัญญาณในกรณีที่ใช้ความถี่ซ้ำกัน ซึ่งกระบวนการออกแบบพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงแสดงดังรูปที่ 3.2 เป็นกระบวนการในการสังเคราะห์พื้นผิวสะท้อนอ้างอิง เพื่อหาค่าสัมประสิทธิ์สมการพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงโดยกรรมวิธีหาค่าเหมาะสมที่สุด



รูปที่ 3.2 ขั้นตอนการหาสัมประสิทธิ์สมการพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงโดยกรรมวิธีหาค่าเหมาะสมที่สุด

ขั้นตอนการหาสัมประสิทธิ์สมการพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงโดยกรรมวิธีหาค่าเหมาะสมที่สุดมีดังนี้

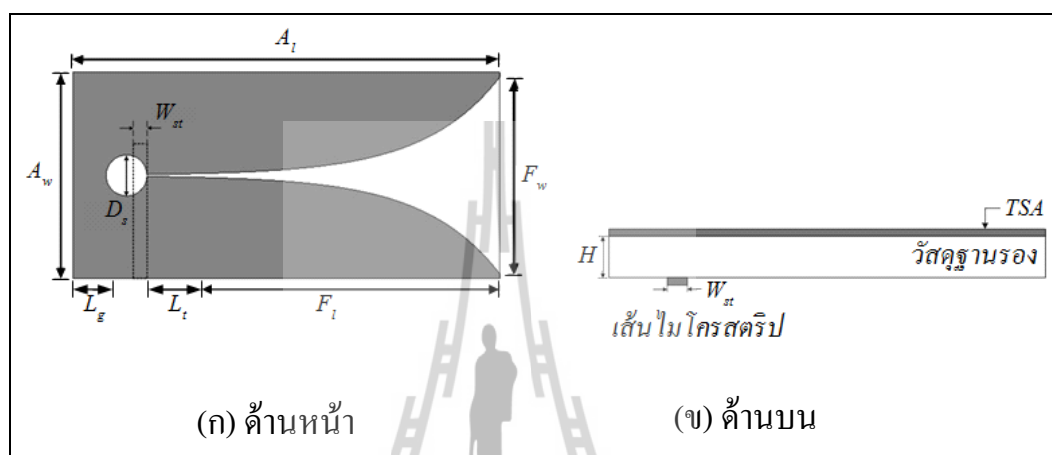
1. เพื่อให้สามารถดำเนินการวนซ้ำได้จำเป็นจะต้องกำหนดค่าปัจจัยเริ่มต้น โดยถือเป็นขั้นตอนแรกในการสังเคราะห์พื้นผิวสะท้อนอ้างอิง ค่าปัจจัยของระบบสายอากาศมีดังนี้

- ความถี่ปฏิบัติการ ย่าน 5 GHz ใช้สำหรับเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย
- ลักษณะพื้นที่ครอบคลุมหรือพื้นที่ที่ต้องการให้บริการ เช่น ลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลม รูปสองวงกลมแนวตั้ง รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอนรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง เป็นต้น

- อัตราขยายที่ต้องการของระบบสายอากาศ
- ขนาดของงานสะท้อน
- ระยะโฟกัสของสายอากาศงานสะท้อน

• ชนิดของสายอากาศป้อนกำลัง สายอากาศป้อนกำลังคลื่นเป็นแหล่งกำเนิดขั้นปฐมภูมิ (primary source) ชนิดของสายอากาศป้อนกำลังคลื่น มีหลายชนิด อาทิ เช่น สายอากาศแบบไอโซทรอปิก สายอากาศโคไซน์ยกกำลังต่าง ๆ และ สายอากาศปากแตร

งานวิจัยนี้ได้เลือกออกแบบสายอากาศป้อนวิวลติ เนื่องจากเป็นสายอากาศแบบเจาะจงทิศทาง ออกแบบง่าย ราคาถูก โครงสร้างของสายอากาศแสดงดังรูป 3.3



รูปที่ 3.3 โครงสร้างสายอากาศป้อนวิวลติ (ก) ด้านหน้า (ข) ด้านบน

สามารถหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ได้จาก (Amena Syeda, 2006)

- A_l คือ ความยาวของสายอากาศ (antenna length) ควรมีค่ามากกว่าความยาวคลื่น
- A_w คือ ความกว้างของสายอากาศ (antenna width) ควรมีค่ามากกว่าครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นที่ความถี่ต่ำสุด
- F_l คือ ความยาวของร่อง (flared slotline length) ควรมีค่าเท่ากับความยาวคลื่นที่ความถี่ต่ำสุด
- F_w คือ ความกว้างของร่อง (flared slotline width) ควรมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นที่ความถี่ต่ำสุด
- D_s คือ เส้นผ่านศูนย์กลางวงกลมของสตัป (diameter of circular slot stub) ควรมีค่าเท่ากับหนึ่งในสี่ของความยาวคลื่นของร่อง
- L_t คือ ความยาวของส่วนที่เป็นเส้นตรงของร่อง (length of uniform section of slotline)
- L_g คือ ความยาวชดเชยด้านหลังสตัป (backwall offset)
- W_{st} คือ ความกว้างของเส้นไมโครสตริบ (microstrip line width)
- H คือ ความสูงของวัสดุฐานร่อง (substrate height)

การสังเคราะห์พื้นผิวสะท้อนอ้างอิง พื้นผิวเริ่มต้นของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่สังเคราะห์ได้เกิดจากการประมาณรูปร่างพื้นผิวด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ ในรูปผลรวมของฟังก์ชันเชิงตั้งฉากคูณด้วยค่าสัมประสิทธิ์ของพจน์แต่ละพจน์นั้น โดยที่ค่าปัจจัยเริ่มต้นของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงก็คือค่าสัมประสิทธิ์สมการพื้นผิวนั้นเอง รูปแบบสมการสำหรับการประมาณรูปร่างพื้นผิวงานสะท้อน ได้แก่ Quintic Psuedo Spline (QPS), Jacobi Polynomial Sinusoidal Expansion (JPSE) และ Polynomial Fourier Series (PFS) จากบทความของ Bergman และ Hasselmann (1994) พบว่า สมการพหุนาม PFS ใช้จำนวนรอบในการหาคำตอบของกระบวนการหาค่าเหมาะสมที่สุดน้อยกว่าทั้ง QPS และ JPSE วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเลือกใช้สมการประมาณพื้นผิวแบบอนุกรมฟูรีเยร์แบบพหุนาม (PFS) ซึ่งอยู่ในรูปสมการพหุนามอันดับสามรวมกับอนุกรมฮาร์มอนิกฟูรีเยร์ดังนี้

$$z_r(x_r, y_r) = a_1x_r + a_2x_r^2 + a_3x_r^3 + a_4y_r + a_5y_r^2 + a_6y_r^3 + a_7x_r y_r + a_8x_r y_r^2 + a_9y_r x_r^2 + \sum_{m=1}^{N_x} \sum_{n=1}^{N_y} C_{mn} f_m(x) f_n(y) \quad (3.56)$$

โดยที่ $f_m(x) = 1, \cos x, \sin x, \cos 2x, \sin 2x, \dots, \cos N_x x, \sin N_x x$ สำหรับ $m = 1, 2, \dots, N_x$
 $f_n(y) = 1, \cos y, \sin y, \cos 2y, \sin 2y, \dots, \cos N_y y, \sin N_y y$ สำหรับ $n = 1, 2, \dots, N_y$
 a_{1-9} คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของสมการพหุนาม C_{mn} คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูรีเยร์ x_r, y_r, z_r คือ ระบบพิกัดของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง รูปร่างของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงขึ้นกับค่าสัมประสิทธิ์ในสมการ (3.56) และจำนวนพจน์อนุกรมฟูรีเยร์มีผลต่อแบบรูปการแผ่พลังงาน ถ้าหากจำนวนพจน์ของอนุกรมฟูรีเยร์มีจำนวนมากเกินไปจะทำให้แบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้มีการแกว่งตัวในบริเวณพูซังค่อนข้างมาก ดังนั้นเพื่อลดการสั่นไหวของแบบรูปสนามในบริเวณพูซัง จะต้องกำหนดจุดสังเกตให้มากกว่าจำนวนพจน์ฮาร์มอนิกฟูรีเยร์ ($N_x * N_y$) (วิลาส วงศ์แจ่มบุญ, 2000) จึงจะช่วยให้แบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้มีความผิดเพี้ยนน้อยลง

2. เมื่อกำหนดค่าปัจจัยเริ่มต้นทั้งหมดของระบบพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงแล้ว ขั้นตอนต่อมาจะเป็นการคำนวณหาแบบรูปการแผ่พลังงานของพื้นผิวเริ่มต้นของงานสะท้อนเพื่อให้ได้แบบรูปการแผ่พลังงานตามพื้นที่ให้บริการด้วยกรรมวิธีทัศนศาสตร์กายภาพ แล้วนำแบบรูปที่คำนวณได้จากทัศนศาสตร์กายภาพไปเปรียบเทียบกับแบบรูปการแผ่พลังงานที่ต้องการ ซึ่งมีได้สองรูปแบบ ได้แก่ ลำคลื่นวงรอบ (Contour beam) และ ลำคลื่นดินสอ (Pencil beam) ผลต่างและความผิดพลาด

ที่เกิดขึ้น เรียกว่า ฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (Object function) ซึ่งเป็นผลรวมของค่าผลต่างระหว่าง อัตราขยายที่คำนวณได้กับอัตราขยายที่ต้องการ ที่จุดสังเกตตำแหน่งต่าง ๆ ซึ่งเขียนได้เป็นดังนี้

$$\Delta G = \sum_{\text{position}} |G_{cal}^i - G_{desired}^i| \quad (3.57)$$

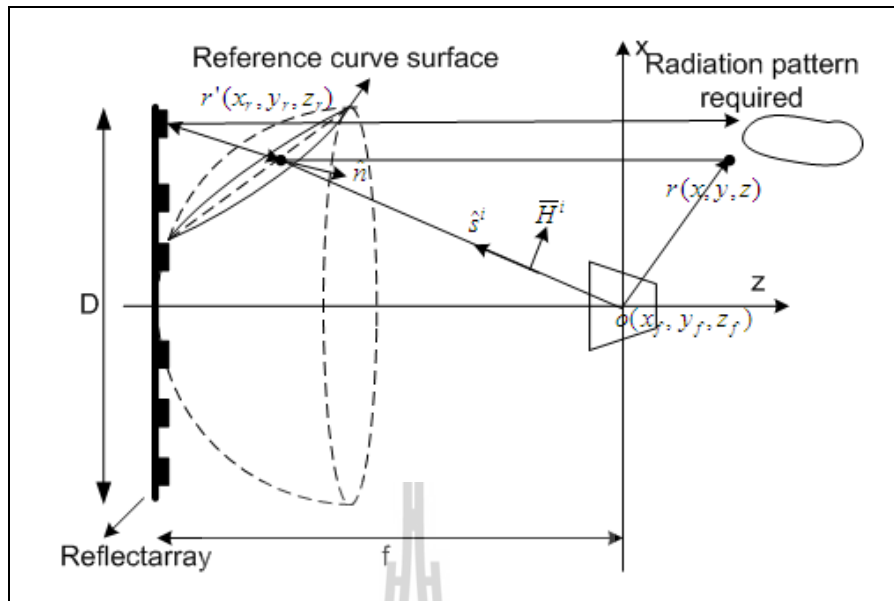
เมื่อ G_{cal}^i คือ อัตราขยายที่คำนวณได้ด้วยวิธีทัศนศาสตร์กายภาพที่จุดสังเกตตำแหน่งที่ i
 $G_{desired}^i$ คือ อัตราขยายที่ต้องการ ที่จุดสังเกตตำแหน่งที่ i

ตามขั้นตอนในรูปที่ 3.2 หลังจากคำนวณฟังก์ชันวัตถุประสงค์แล้วถ้าฟังก์ชันวัตถุประสงค์มีค่าน้อยกว่าค่าที่ยอมรับได้ จะออกจากกรรมวิธีการวนซ้ำ และสัมประสิทธิ์เหล่านั้นก็จะเป็นคำตอบในการประมาณรูปร่างพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง แต่ถ้าค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์มีค่ามากกว่าค่าที่ยอมรับได้ก็จะเข้าสู่กรรมวิธีการหาค่าเหมาะสมที่สุดอีกครั้ง ดังแสดงในรูปที่ 3.2 เพื่อหาสัมประสิทธิ์สมการพื้นผิวใหม่จนกว่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์จะมีค่าน้อยกว่าค่าที่ยอมรับได้ เพื่อให้ได้พื้นผิวสะท้อนที่สามารถให้แบบรูปการแผ่พลังงานเข้าใกล้แบบรูปการแผ่พลังงานที่ต้องการมากที่สุด

- ระเบียบวิธีสังเคราะห์แบบรูปการแผ่พลังงานสำหรับพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง

การวิเคราะห์เพื่อหาลักษณะสมบัติการแผ่พลังงานของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงทำได้โดยอาศัยทฤษฎีการวิเคราะห์ย่านความถี่สูง ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้ทัศนศาสตร์กายภาพ (Physical Optic : PO) สำหรับการสังเคราะห์สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก จากสายอากาศป้อนกำลังเมื่อคลื่นเคลื่อนที่มาตกกระทบกับพื้นผิวจานสะท้อนอ้างอิงซึ่งเป็นพื้นผิวดำนำสมบูรณ์ จะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสทัศนศาสตร์กายภาพบนพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่ตำแหน่ง r' มีค่าเป็นดังสมการ (3.58)

$$\bar{J}^s = 2\hat{n} \times \bar{H}^i \quad (3.58)$$



รูปที่ 3.4 เรขาคณิตสำหรับการคำนวณค่าสนามไฟฟ้าโดยระเบียบวิธีทัศนศาสตร์กายภาพ

- เมื่อ \hat{n} คือ เวกเตอร์หนึ่งหน่วยที่ตั้งฉากและมีทิศทางพุ่งออกจากพื้นผิวสะท้อน
- \bar{H}^i คือ สนามแม่เหล็กตกกระทบ
- r' คือ จุดของรังสีตกกระทบที่บริเวณพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง
- r คือ ตำแหน่งพิกัดของจุดสังเกต

ดังนั้นแบบรูปการแผ่พลังงานเนื่องจากกระแสเหนี่ยวนำที่จุดสังเกต r แสดงดังนี้

$$\bar{E}^s(\bar{r}) = -\frac{jZ_0 k e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_s (\bar{J}_s - (\hat{r} \cdot \bar{J}_s) \hat{r}) e^{jk\hat{r} \cdot \bar{r}'} ds' \quad (3.59)$$

โดยที่ k คือเลขคลื่น ดังนั้นเรขาคณิตสำหรับการคำนวณค่าสนามไฟฟ้าโดยทัศนศาสตร์กายภาพ และโครงสร้างของระบบพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงดังรูปที่ 3.4 ซึ่งประกอบด้วยขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของภาพฉายพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง (D) ระยะโฟกัสของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง (f) และกำหนดให้สายอากาศป้อนกำลังคลื่นอยู่ที่จุด $O(x_f, y_f, z_f)$ และสนามไฟฟ้าที่จุดสังเกต $r(x, y, z)$ จากการศึกษาได้ใช้สมการพหุนามอันดับสามรวมฮาร์มอนิกฟูรีเยร์ดังแสดงในสมการ (3.56) เป็นสมการประมาณพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง โดยกระแสเหนี่ยวนำบนพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงคำนวณจากสมการ

(3.58) เมื่อ \hat{n} คือเวกเตอร์หนึ่งหน่วยที่ตั้งฉากและมีทิศที่พุ่งออกจากพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง ซึ่งแสดงในพิกัด (x_r, y_r, z_r) ได้เป็น

$$\hat{n} = \frac{\nabla_{x_r} \bar{a}_{x_r} + \nabla_{y_r} \bar{a}_{y_r} + \bar{a}_{z_r}}{\sqrt{\nabla_{x_r}^2 + \nabla_{y_r}^2 + 1}} \quad (3.60)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} \nabla_{x_r} &= -(a_1 + 2a_2 x_r + 3a_3 x_r^2 + 2a_9 x_r y_r + a_7 y_r + a_8 y_r^2 + \sum_{m=1}^{N_x} \sum_{n=1}^{N_y} C_{mn} f_n(y_r) \frac{df_m(x_r)}{dx_r}) \\ \nabla_{y_r} &= -(a_4 + 2a_5 y_r + 3a_6 y_r^2 + a_7 x_r + a_9 x_r^2 + 2a_8 x_r y_r + \sum_{m=1}^{N_x} \sum_{n=1}^{N_y} C_{mn} f_n(x_r) \frac{df_m(y_r)}{dy_r}) \\ \nabla_{z_r} &= 1 \end{aligned}$$

และ \bar{H}^i คือสนามแม่เหล็กจากสายอากาศป้อนกำลังคลื่นที่ตกกระทบบนพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง โดยคำนวณจาก

$$\bar{H}^i = \frac{\bar{s}_i \times \bar{E}^f}{Z_0} \quad (3.61)$$

\bar{s}_i คือเวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทางตกกระทบ \bar{E}^f คือสนามไฟฟ้าจากสายอากาศป้อนกำลังคลื่น กำหนดให้วางอยู่ที่จุดโฟกัสของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง $(x_f = 0, y_f = 0, z_f = 0)$ ดังนั้นเวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทางตกกระทบของระบบพิกัดฉากคือ

$$\hat{s}^i = \frac{x_r \bar{a}_x + y_r \bar{a}_y + z_r \bar{a}_z}{\sqrt{x_r^2 + y_r^2 + z_r^2}} \quad (3.62)$$

และเวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทางของจุดสังเกตซึ่งมีทิศทางจากจุดบนพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงไปยังจุดสังเกตใด ๆ คือ

$$\hat{s} = \frac{(x - x_r)\bar{a}_x + (y - y_r)\bar{a}_y + (z - z_r)\bar{a}_z}{\sqrt{(x - x_r)^2 + (y - y_r)^2 + (z - z_r)^2}} \quad (3.63)$$

จากสมการ (3.59) สนามไฟฟ้าจากทัศนศาสตร์กายภาพ คำนวณจากการอินทิเกรตแหล่งกระแสสมมูลโดยเทียบกับพื้นที่ผิวสะท้อนอ้างอิง การอินทิเกรตเทียบกับพื้นที่ผิวสะท้อนอ้างอิงสามารถทำให้สะดวกขึ้นโดยเปลี่ยนเป็นการอินทิเกรตเทียบกับพื้นที่ภาพฉายของพื้นที่ผิวสะท้อนอ้างอิง ซึ่งมีพจน์ของจาโคเบียน $\sqrt{\nabla_x^2 + \nabla_y^2 + \nabla_z^2}$ เพิ่มขึ้นมาใช้เป็นตัวแปรการอินทิเกรตดังนี้

$$\bar{E}^s(\bar{r}) = -\frac{jZ_0 k e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_s (\bar{J}_s - (\hat{r} \cdot \bar{J}_s)\hat{r}) e^{jk\hat{r}' \cdot \hat{r}} \sqrt{\nabla_x^2 + \nabla_y^2 + \nabla_z^2} dx' dy' \quad (3.64)$$

โดยที่ ds คือ ขนาดพื้นที่ผิวย่อยของระนาบพื้นที่ผิวสะท้อนอ้างอิง ค่าสนามไฟฟ้าที่คำนวณได้สามารถนำไปหาค่าคุณลักษณะของสายอากาศเช่น แบบรูปการแผ่พลังงานของพื้นที่ผิวสะท้อนอ้างอิงในแนวโพลาริเซชันร่วม สามารถเขียนแทนด้วยสมการคณิตศาสตร์ดังนี้

$$\bar{E}_{co} = \bar{E}_\theta \sin(\phi) + \bar{E}_\phi \cos(\phi) \quad (3.65)$$

$$\bar{E}_{cx} = -\bar{E}_\theta \cos(\phi) + \bar{E}_\phi \sin(\phi)$$

\bar{E}_θ และ \bar{E}_ϕ คือสนามไฟฟ้าในย่านสนามระยะไกลในแนวองค์ประกอบ \bar{a}_θ และ \bar{a}_ϕ ของพิกัดทรงกลมในระนาบ ϕ ใดๆตามลำดับ

จากสนามไฟฟ้าที่คำนวณได้ นำไปคำนวณหาอัตราขยายของระบบสายอากาศ ซึ่งเป็นค่าปัจจัยสำคัญที่บ่งบอกความสามารถในการบีบรวมพลังงานที่แผ่กระจายมาจากสายอากาศให้พุ่งไปในทิศทางต่างๆมากขึ้นเพียงใด โดยคำนวณจากอัตราส่วนของความหนาแน่นของกำลังคลื่นที่แผ่พลังงานในทิศทางที่ต้องการเทียบกับความหนาแน่นของกำลังคลื่นจากแหล่งกำเนิดแบบจุดที่แผ่พลังงานเท่าเทียมกันรอบทิศ (isotropic point source) ที่ป้อนด้วยกำลังป้อนเดียวกันกับระบบสายอากาศนั้น อัตราของระบบสายอากาศใด ๆ กำหนดโดยสมการ

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi U_{rad}}{P_{in}} \quad (3.66)$$

โดยที่ U_{rad} คือ ความหนาแน่นของกำลังคลื่นในแนวโพลาริเซชันร่วมที่แผ่พลังงานในทิศทางที่ต้องการ และ P_{in} คือกำลังงานที่ป้อนให้กับระบบสายอากาศมีหน่วยเป็นวัตต์ (Watt) สมมติให้ประสิทธิภาพของสายอากาศป้อนกำลังคลื่นเท่ากับหนึ่ง ดังนั้นกำลังทั้งหมดที่แผ่ออกไปจากสายอากาศป้อนกำลังคลื่นไปในบริเวณที่พื้นผิวสะท้อนอ้างอิงวางอยู่ในบริเวณย่านสนามไกล (P_T) มีค่าเท่ากับกำลังงานที่ป้อนให้กับสายอากาศ (P_{in}) ทำให้อัตราขยายของระบบพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงในแนวโพลาริเซชันร่วม (G_{co}) และแนวโพลาริเซชันไขว้ G_{cx} สามารถหาได้ดังนี้

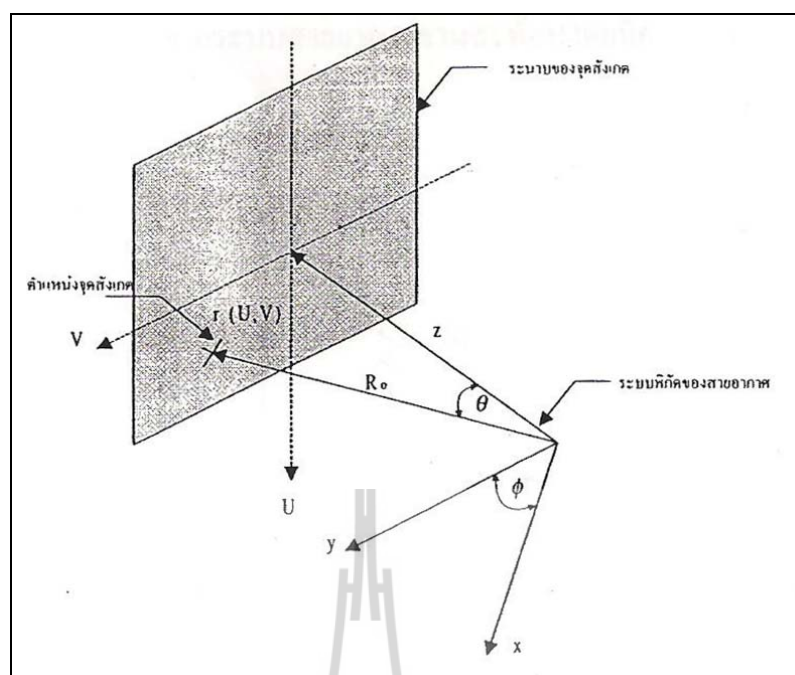
$$G_{co}(\theta, \phi) = 4\pi \frac{r^2 |\bar{E}_{co}(\theta, \phi)|^2}{2Z_0 P_T} \quad (3.67)$$

$$G_{cx}(\theta, \phi) = 4\pi \frac{r^2 |\bar{E}_{cx}(\theta, \phi)|^2}{2Z_0 P_T}$$

แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ นอกจากแสดงอยู่ในรูปอัตราขยายของระบบสายอากาศแล้ว ยังสามารถแสดงได้ในรูปแบบอื่นๆ ได้แก่ กำลังคลื่นแผ่พลังงานเทียบเท่าไอโซทรอปิก (EIRP)

3.2.3 ระบบพิกัดของจุดสังเกต

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้กำหนดจุดสังเกตในรูปแบบค่าคลื่นวงรอบ ซึ่งระบบพิกัด (U, V) เป็นระบบพิกัดที่สมมติขึ้น ระบบพิกัด (U, V) เป็นการมองพิกัดตำแหน่งของจุดสังเกตต่างๆ จากระบบพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงโดยตรงซึ่งเป็นระบบพิกัดที่ใช้โดยทั่วไป โดยที่ตำแหน่งของจุดสังเกตไม่ได้ขึ้นอยู่กับค่าละติจูดและลองจิจูดซึ่งค่าเหล่านี้จะใช้กับจุดสังเกตที่อ้างอิงกับตำแหน่งภูมิศาสตร์บนโลก ระบบพิกัด (U, V) แสดงดังรูป 3.5



รูปที่ 3.5 ระบบพิกัดของงานสะท้อนสัมพันธ์กับจุดสังเกต

จากรูปที่ 3.5 กำหนดระบบพิกัดของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง (x_r, y_r, z_r) จุดสังเกต r อยู่ห่างจากจุดกึ่งกลางของระบบพิกัดพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงเป็นระยะทาง R_0 และทำมุม θ กับแกน z ทำมุม ϕ กับแกน x ดังนั้นระบบ (x, y, z) สัมพันธ์กับ (r, θ, ϕ) ดังนี้

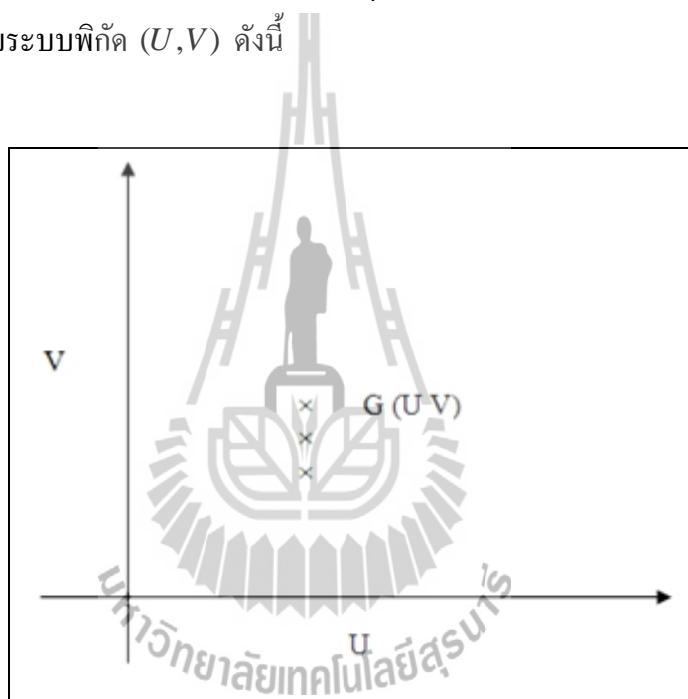
$$\begin{aligned} x &= R_0 \sin\theta \cos\phi \\ y &= R_0 \sin\theta \sin\phi \\ z &= R_0 \cos\theta \end{aligned} \tag{3.68}$$

นำ R_0 หาค่าตลอดสมการ (3.68) และเนื่องจากแกน U มีทิศทางเดียวกับแกน x ของระบบสายอากาศและแกน V มีทิศทางเดียวกับแกน y ของระบบสายอากาศจะได้

$$U = \frac{x}{R_0} = \sin \theta \cos \phi \quad (3.69)$$

$$V = \frac{y}{R_0} = \sin \theta \sin \phi$$

ดังนั้นแบบรูปการแผ่พลังงานที่ต้องการตามตำแหน่ง (U, V) ได้แก่ $G(U, V)$ คืออัตราขยายของระบบสายอากาศที่ต้องการตามตำแหน่ง (U, V) แสดงดังรูปที่ 3.6 หลังจากกำหนดตำแหน่ง (U, V) แล้วสามารถหาค่าตำแหน่งมุม (θ, ϕ) จากระบบสายอากาศจานสะท้อนโดยมีความสัมพันธ์กับระบบพิกัด (U, V) ดังนี้



รูปที่ 3.6 การกำหนดอัตราขยายของระบบสายอากาศตามระบบพิกัด (U, V)

จากสมการ (3.69) จะได้

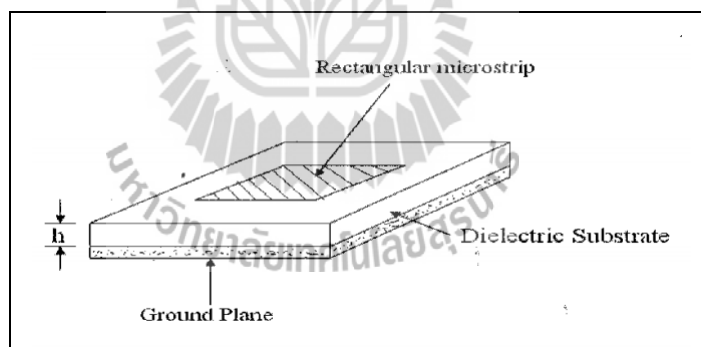
$$\phi = \tan^{-1} \frac{V}{U} \quad (3.70)$$

$$\theta = \cos^{-1} \sqrt{1 - (U^2 + V^2)} \quad (3.71)$$

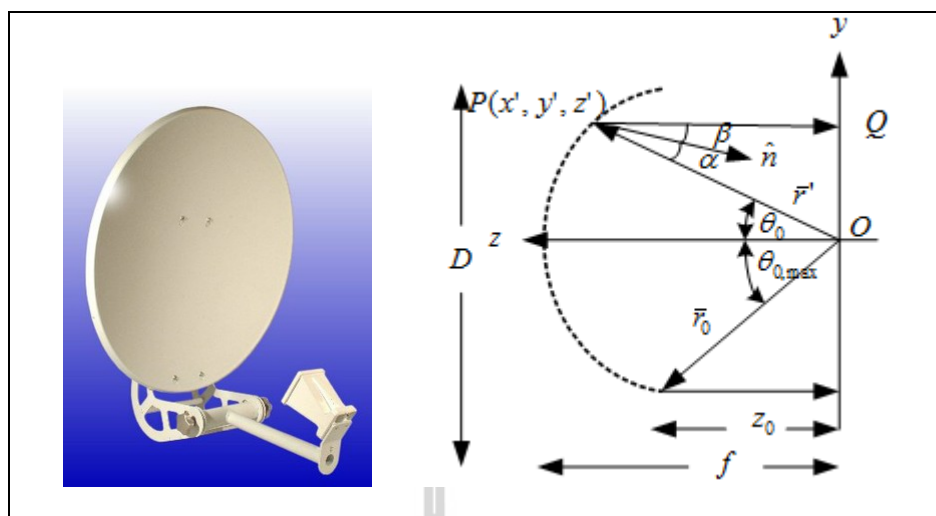
3.3 หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป

3.3.1 คุณลักษณะของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน

สายอากาศไมโครสตริปที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปนั้นจะมีโครงสร้างง่ายที่สุดดังที่แสดงในรูปที่ 3.7 กล่าวคือรูปร่างเป็นสตริปหรือแถบโลหะแคบ ๆ ติดตั้งอยู่บนวัสดุฐานรอง (Substrate) ซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริก และด้านล่างของวัสดุฐานรองเป็นผิวโลหะที่ทำหน้าที่เป็นแผ่นกราวด์ (Ground Plane) พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในวัสดุฐานรองบริเวณที่อยู่ระหว่างแถบโลหะแคบ ๆ กับผิวโลหะด้านล่าง โดยที่สายอากาศที่มีคุณสมบัติที่ดีนั้นจะต้องให้อัตราขยายสูง มีการสูญเสียต่ำ ขนาดกะทัดรัด ง่าย และราคาต่ำ โดยสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปถือเป็นสายอากาศที่มีคุณสมบัติที่เหมาะสม นอกจากสายอากาศไมโครสตริปแล้วสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลา ก็เป็นสายอากาศอีกชนิดหนึ่งที่มีการใช้งานอย่างกว้างขวาง มีองค์ประกอบที่สำคัญคือ ตัวสะท้อน (Reflector) และตัวป้อนสัญญาณ แสดงดังรูป 3.8 ซึ่งมีสภาพเจาะจงทิศทางสูง แต่เนื่องจากสายอากาศตัวสะท้อนมีขนาดใหญ่และมีผิวโค้ง ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนที่มีลักษณะราบเรียบ และสามารถให้คุณสมบัติเช่นเดียวกับพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง



รูปที่ 3.7 โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปบนพื้นระนาบเรียบ



รูปที่ 3.8 สายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหน้าของตัวสะท้อน

3.3.2 หลักการสะท้อนคลื่นของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลา

รูปที่ 3.8 แสดงการแผ่กระจายคลื่นในสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหน้าของตัวสะท้อน โดยคลื่นเดินทางจากจุดป้อนสัญญาณไปยังตัวสะท้อนพาราโบลา และสะท้อนกลับไปยังสนามระยะไกล เราสามารถหาความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$OP + PQ = 2f = \text{ค่าคงที่} \quad (3.72)$$

และหาความสัมพันธ์ระหว่าง $\theta_{0,\max}$ กับ f/D ได้

$$\theta_{0,\max} = \tan^{-1} \left(\frac{D/2}{z_0} \right) \quad (3.73)$$

เมื่อ f คือ ระยะโฟกัส

$\theta_{0,\max}$ คือ ขนาดมุมสูงสุดที่คลื่นเดินทางออกจากจุดป้อนสัญญาณไปยังตัวสะท้อน

D คือ เส้นผ่านศูนย์กลางของตัวสะท้อนพาราโบลา

3.3.3 หลักการสะท้อนคลื่นของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป

สายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหน้าของตัวสะท้อน จากสมการที่ 3.72 พบว่าเมื่อคลื่นเดินทางไปยังบริเวณสนามระยะไกลมีเฟสเท่ากัน ไม่ว่าคลื่นจะตกกระทบที่ตำแหน่งใดของตัวสะท้อนก็ตาม แต่ถ้าแทนที่สายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาด้วยสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป ดังรูปที่ 3.9 จะทำให้คลื่นเกิดการประวิงเฟส (Phase Delay) ในสนามระยะไกล ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำการจัดเฟสแผ่นสะท้อนในสายอากาศแถวลำดับสะท้อน เพื่อชดเชยเฟสดังกล่าว จึงทำให้สายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปมีคุณสมบัติเช่นเดียวกับตัวสะท้อนพาราโบลา

สายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปใช้หลักการออกแบบแผ่นสะท้อนไมโครสตริปหรือแผ่นสะท้อนไดโพลให้มีการจัดการประวิงเฟส (Phase Delay) ตามลักษณะผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหน้าตัวสะท้อน เราสามารถคำนวณหาเฟสเนื่องจากคลื่นเดินทางจากตัวป้อนสัญญาณไปยังสายอากาศแถวลำดับสะท้อนแล้วสะท้อนไปยังสนามระยะไกลได้ดังนี้

$$\phi = \frac{2\pi}{\lambda_0} R = k_0 R \quad (3.74)$$

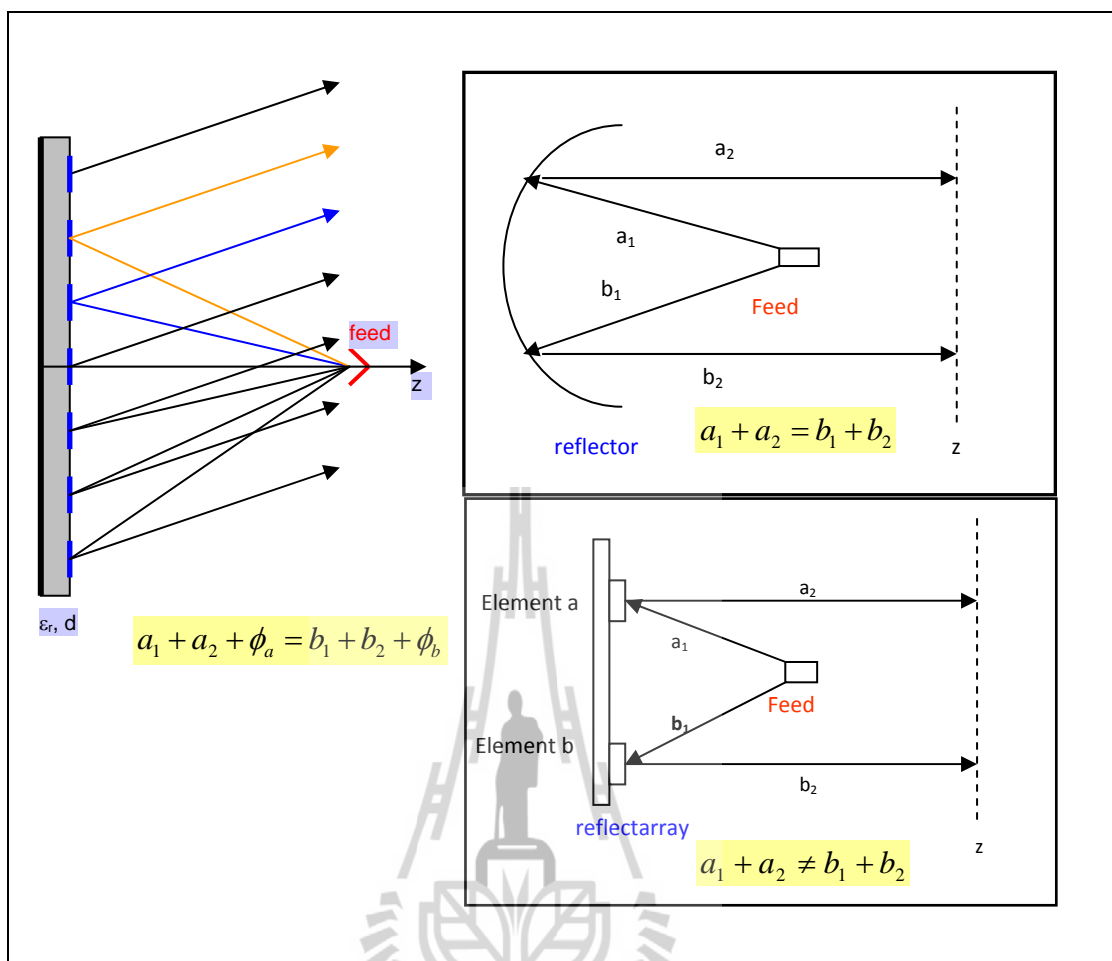
เมื่อ R คือระยะทางที่คลื่นเดินทาง สำหรับการคำนวณการประวิงเฟสหาได้จากผลต่างระหว่างระยะการแผ่กระจายคลื่นของแผ่นสะท้อนใดๆ กับแผ่นสะท้อนอ้างอิง โดยที่ m และ n คือตำแหน่งแผ่นสะท้อนในแนวแกน x และ y ตามลำดับ

$$\begin{aligned} \Delta\phi &= (\phi_{mn} - \phi_{ref}) \\ &= \frac{2\pi}{\lambda_0} (R_{mn} - R_{ref}) = k_0 \Delta s \end{aligned} \quad (3.75)$$

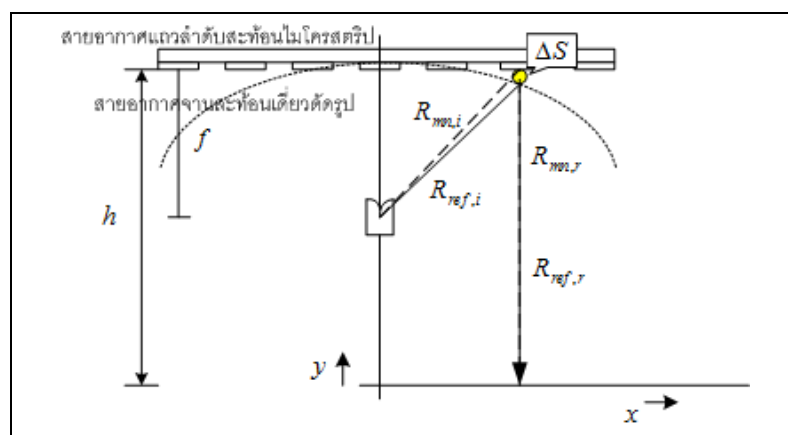
ดังนั้นเฟสสะท้อนของแผ่นสะท้อนใดๆ ψ_{mn} คือ

$$\psi_{mn} = \Delta\phi \pm 2\pi N \quad (3.76)$$

เมื่อ $N = 0, 1, 2, 3, \dots$



รูปที่ 3.9 การแผ่กระจายคลื่นในสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกและสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป



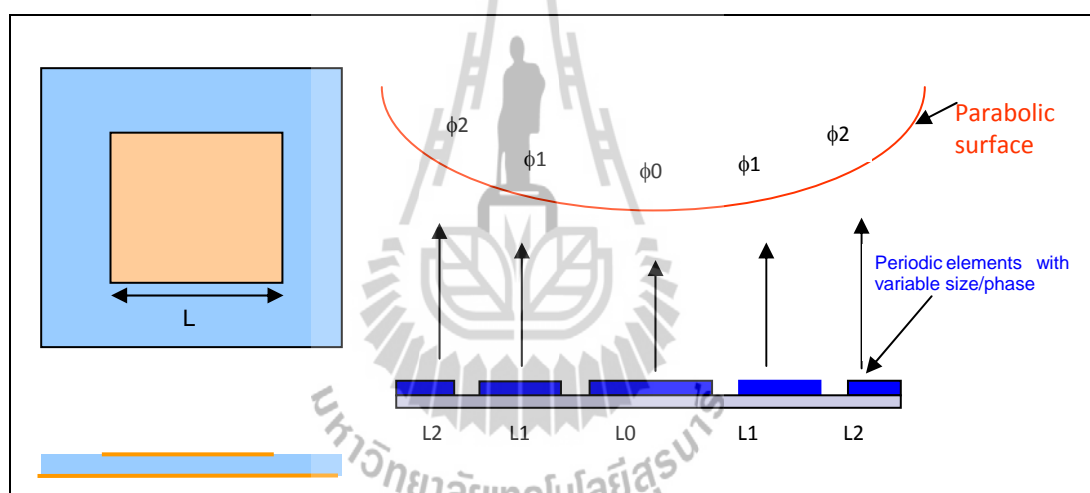
รูปที่ 3.10 การประวิงเฟสในสายอากาศแถวลำดับสะท้อนแบบไมโครสตริป

3.3.4 เทคนิคการออกแบบแผ่นสะท้อน

โดยเราจะนำเฟสสะท้อนนี้มาใช้ออกแบบแผ่นสะท้อนด้วยเทคนิคการจัดเฟส ซึ่งเทคนิคที่นิยมนำมาใช้มี 3 วิธีคือ

- การปรับขนาดของแผ่นสะท้อน

การปรับขนาดของแผ่นสะท้อนใช้หลักการปรับความยาวของแผ่นสะท้อนในด้านที่มีผลกระทบกับความถี่เรโซแนนซ์ เมื่อความถี่ใช้งานของแผ่นสะท้อนเปลี่ยนจะส่งผลให้การประวิงเฟสในแผ่นสะท้อนเปลี่ยนแปลงด้วย จากผลการวิจัยที่ผ่านมาพบว่าเราสามารถปรับความยาวของแผ่นสะท้อนได้ไม่เกิน $\pm 5\%$ จากความยาว ณ ความถี่เรโซแนนซ์เท่านั้น ทำให้การประวิงเฟสไม่ครบ 360° ดังนั้นจึงควรออกแบบการจัดเฟสด้วยการปรับขนาดของแผ่นสะท้อนของสายอากาศ แถวลำดับสะท้อนร่วมกับเทคนิคอื่น รูปที่ 3.11 แสดงการจัดเฟสด้วยการปรับขนาดของแผ่นสะท้อน

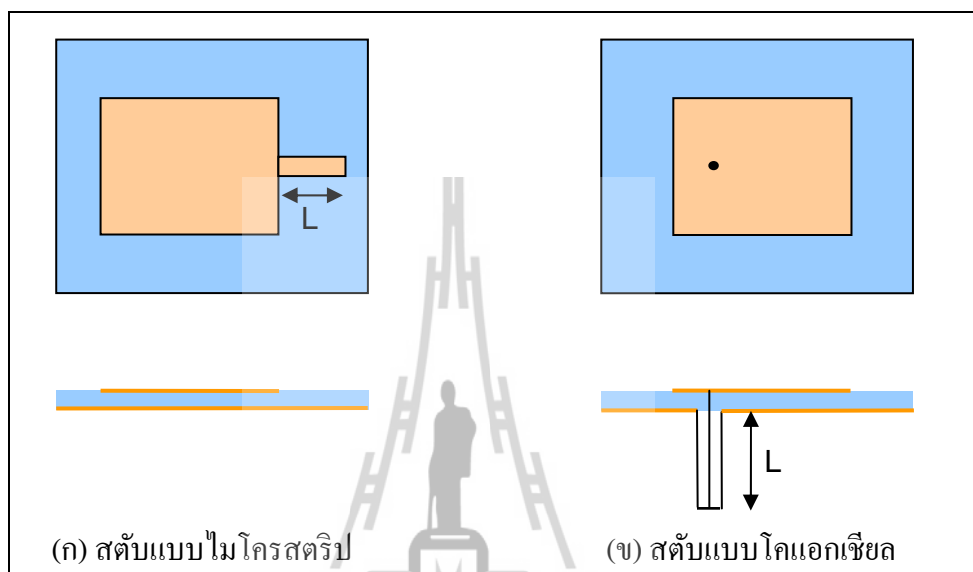


รูปที่ 3.11 การปรับขนาดของแผ่นสะท้อน

- การปรับความยาวของสตัด

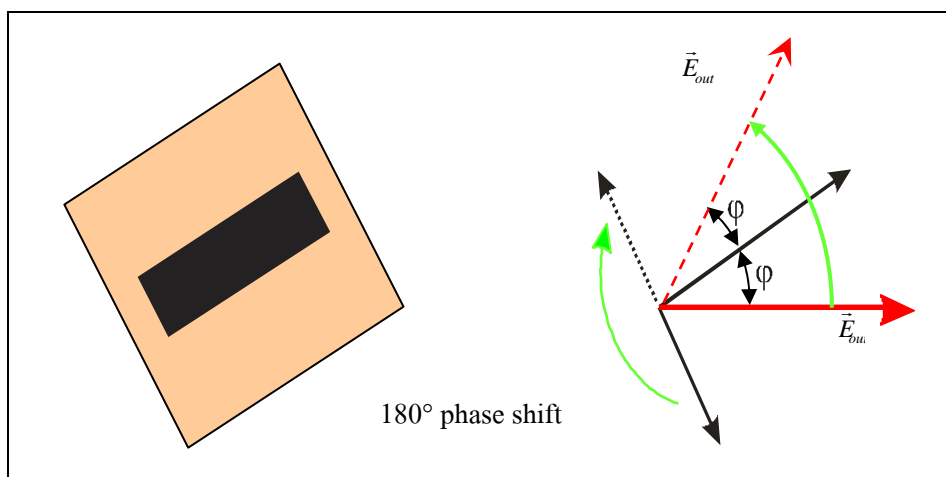
การจัดเฟสด้วยการปรับความยาวของสตัด ดังแสดงในรูปที่ 3.12 จะให้ผลของการประวิงเฟสเป็นเชิงเส้น ซึ่งสามารถคำนวณได้ง่าย เมื่อความยาวของสตัดเปลี่ยน จะส่งผลให้การประวิงเฟสของแผ่นสะท้อนเปลี่ยน แต่การจัดเฟสวิธีนี้จะมีการสูญเสียเนื่องจากตัวสตัด โดยสตัดที่นำมาใช้มี 3 แบบคือ

1. สตับไมโครสตริปที่ต่อกับด้านข้างของแผ่นสะท้อน (Edge of patch)
2. สตับไมโครสตริปที่ต่อแบบการเชื่อมร่วมอะเพอร์เจอร์ (Aperture coupled patch)
3. สตับโคแอกเซียล



รูปที่ 3.12 การปรับความยาวของสตับ

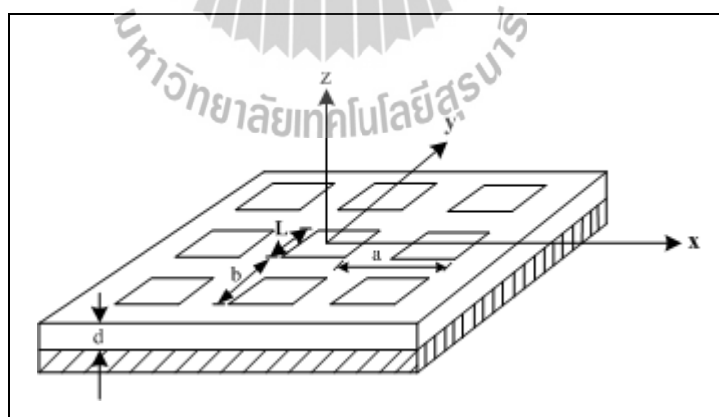
- การปรับมุมการวางของแผ่นสะท้อน การจัดเฟสด้วยการปรับมุมการวางของแผ่นสะท้อน แสดงดังรูปที่ 3.13 ซึ่งมุมของแผ่นสะท้อนสามารถปรับได้ 180° และการประวิงเฟสจะมีค่าเป็นสองเท่าของมุมของแผ่นสะท้อน หลักการจัดเฟสวิธีนี้เหมาะสำหรับสายอากาศที่มีโพลาไรซ์เชิงวงกลม



รูปที่ 3.13 การปรับมุมการวางของแผ่นสะท้อน

ในวิทยานิพนธ์นี้เน้นการวิเคราะห์และออกแบบแผ่นสะท้อนของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปที่มีพื้นที่ครอบคลุมบริเวณที่ต้องการให้บริการ โดยใช้การควบคุมเฟสด้วยปรับขนาดแผ่นสะท้อน และจำลองปัญหาด้วยคณิตศาสตร์เพื่อดูแนวโน้มในการเปลี่ยนเฟสก่อนนำมาสร้างสายอากาศต้นแบบ

3.3.5 การหาระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อน (Grid Spacing Determination)



รูปที่ 3.14 แผ่นสะท้อนไมโครสตริป

จากรูปที่ 3.14 a และ b เป็นระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อนในแนวแกน x และ y ตามลำดับ และ L เป็นขนาดแผ่นสะท้อน ซึ่งค่า a b L และมุมตกกระทบของสายอากาศแถว

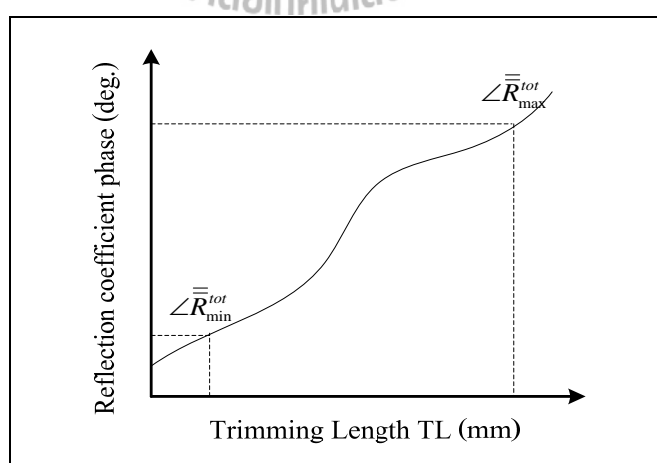
ลำดับสะท้อน (θ_0) เป็นพารามิเตอร์ในการควบคุม Grating Lobes ถ้าระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อนมีค่าสูงจะช่วยหลีกเลี่ยงการเกิด Grating Lobes ได้ โดยค่า a และ b ที่เหมาะสมสำหรับสายอากาศแถวลำดับสะท้อนต้องเป็นไปตามเงื่อนไขในสมการ

$$\max\{a \text{ or } b\} = \frac{\lambda_0}{1 + \cos \theta_{0,\max}} \quad (3.77)$$

โดยที่ $\theta_{0,\max}$ เป็นมุมตกกระทบสูงสุด ซึ่งอยู่บริเวณขอบสายอากาศแถวลำดับสะท้อน แต่ในทางปฏิบัติ เพื่อหลีกเลี่ยงการสัมผัสกันระหว่างแผ่นสะท้อน เราจะกำหนดให้ระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อนมีค่ามากกว่าขนาดแผ่นสะท้อน

$$\min\{a \text{ or } b\} = L \quad (3.78)$$

จาก (Krachodnok and Wongsan, 2008) พบว่า ถ้าระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อนมีค่าน้อย จะทำให้ค่าเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนรวมเป็นอิสระจากมุมตกกระทบ ดังนั้นในทางปฏิบัติเราจะออกแบบให้ค่า a และ b มีค่าน้อยที่สุดเท่าที่จะปรับได้ รูปที่ 3.15 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแถวลำดับบนันต์กับการปรับขนาดแผ่นสะท้อน ซึ่งเราสามารถปรับให้เฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนอยู่ในช่วง -180 องศา ถึง 180 องศา



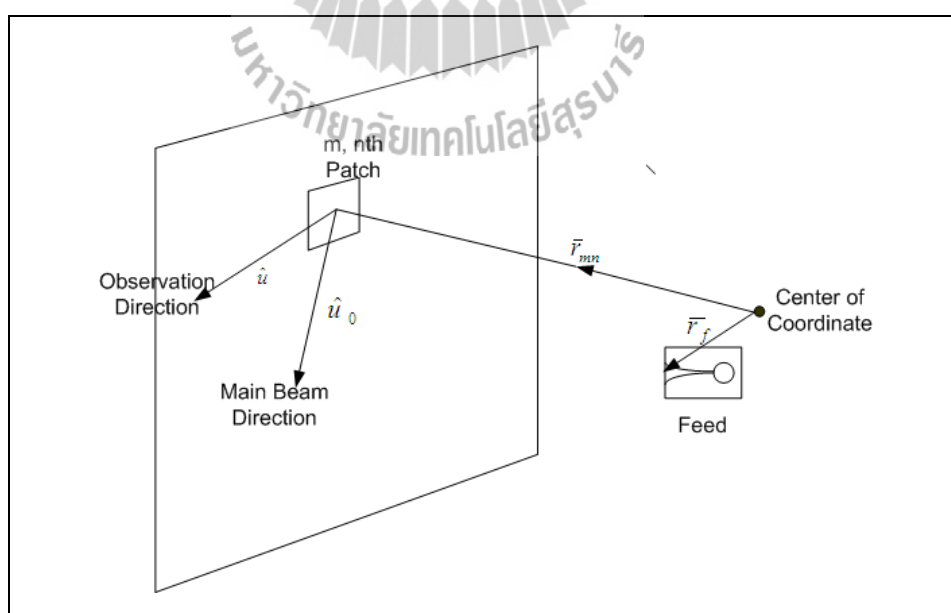
รูปที่ 3.15 ความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแถวลำดับบนันต์กับการปรับขนาดแผ่นสะท้อน

3.3.6 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป

การคำนวณแบบรูปการแผ่กระจายพลังงานของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปสามารถหาได้จากผลรวมระหว่างสนามกระเจิง และสนามสะท้อนจากแถวลำดับแผ่นสะท้อน (J. Huang, 1995) สายอากาศแถวลำดับในแนวระนาบประกอบด้วยทั้งหมด $M * N$ อิลิเมนต์ ที่มีการป้อนสัญญาณด้วยสายอากาศร่องแบบรีวที่ตำแหน่ง r_f แสดงดังรูปที่ 3.16 โดยที่ m และ n คือตำแหน่งแผ่นสะท้อนในแนวแกน x และ y ตามลำดับ ซึ่งสามารถหาแบบรูปการแผ่พลังงานในย่านสนามระยะไกลสำหรับสายอากาศแถวลำดับสะท้อนได้ดังนี้

$$E(\hat{u}) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N F(\bar{r}_{mn} \cdot \bar{r}_f) A(\bar{r}_{mn} \cdot \hat{u}_0) A(\hat{u} \cdot \hat{u}_0) \exp\{-jk_0 [|\bar{r}_{mn} - \bar{r}_f| + \bar{r}_{mn} \cdot \hat{u}] + j\Delta\phi_{mn}\} \quad (3.79)$$

- เมื่อ
- F คือ ฟังก์ชันของแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศป้อน
 - A คือ ฟังก์ชันของแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไมโครสตริปแพทช์
 - r_{mn} คือ เวกเตอร์ของแพทช์ที่ตำแหน่ง m, n อิลิเมนต์
 - \hat{u}_0 คือ ทิศทางของลำคลื่นหลัก
 - $\Delta\phi_{mn}$ คือ การประวิงเฟสที่คำนวณได้จากสมการที่ 3.75



รูปที่ 3.16 เรขาคณิตสำหรับการคำนวณแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน

3.4 ค่าลักษณะสมบัติของประสิทธิภาพอะเพอร์เจอร์

ในการพิจารณาประสิทธิภาพอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศโดยทั่วไปจะเกิดจาก (balanis, 1997)

1) ส่วนของพลังงานรวมที่แพร่กระจายออกจากตัวป้อน การขัดขวางสัญญาณจากตัวป้อน และตำแหน่งของตัวป้อน โดยทำให้เกิดการสะท้อนบนพื้นผิว เรียกว่า ประสิทธิภาพของกำลังส่งออก (spillover efficiency ϵ_s)

2) การกระจายของแอมพลิจูดของตัวป้อนบนพื้นผิวของตัวสะท้อน เรียกว่า ประสิทธิภาพของความเรียว (taper efficiency ϵ_t)

3) การกระจายของเฟสของสนามที่อยู่บนระนาบอะเพอร์เจอร์ เรียกว่า ประสิทธิภาพของเฟส (phase efficiency ϵ_p)

4) ความสอดคล้องกันของการโพลาไรซ์ของสนามบนระนาบอะเพอร์เจอร์ เรียกว่า ประสิทธิภาพของการโพลาไรซ์ (polarization efficiency ϵ_x)

5) ประสิทธิภาพของการบล็อกคลื่น (blockage efficiency ϵ_b)

6) ประสิทธิภาพของความผิดพลาดการสุ่ม (random error efficiency ϵ_r) บนพื้นผิวตัวสะท้อน

โดยทั่วไปประสิทธิภาพของสายอากาศมีค่าเท่ากับ

$$\epsilon_{ap} = \epsilon_s \epsilon_t \epsilon_p \epsilon_x \epsilon_b \epsilon_r \quad (3.80)$$

สำหรับตัวป้อนที่มีแบบรูปสมมาตร

$$\epsilon_s = \frac{\int_0^{\theta_0} G_f(\theta') \sin \theta' d\theta'}{\int_0^{\pi} G_f(\theta') \sin \theta' d\theta'} \quad (3.81)$$

$$\epsilon_t = 2 \cot^2 \left(\frac{\theta_0}{2} \right) \frac{\left| \int_0^{\theta_0} \sqrt{G_f(\theta')} \tan \left(\frac{\theta'}{2} \right) d\theta' \right|^2}{\int_0^{\theta_0} G_f(\theta') \sin \theta' d\theta'} \quad (3.82)$$

ดังนั้น

1) $100(1 - \varepsilon_s)$ คือ เปอร์เซ็นต์ของการสูญเสียกำลังงานเนื่องจากการพลังงานจากตัวป้อนมีการ
ล้นออกจากในส่วนของตัวสะท้อนหลัก

2) $100(1 - \varepsilon_r)$ คือ เปอร์เซ็นต์ของการสูญเสียกำลังงานเนื่องจากการกระจายของแอมพิจูด
ของสนามไม่สม่ำเสมอบนพื้นผิวตัวสะท้อน

3) $100(1 - \varepsilon_p)$ คือ เปอร์เซ็นต์ของการสูญเสียกำลังงานเนื่องจากสนามที่อยู่บนระนาบอะ
เพอร์เจอร์ไม่อยู่ในเฟสเดียวกัน

4) $100(1 - \varepsilon_x)$ คือ เปอร์เซ็นต์ของการสูญเสียกำลังงานเมื่อเกิดการโพลาไรซ์ไขว้ของ
สนามบนระนาบอะเพอร์เจอร์

5) $100(1 - \varepsilon_b)$ คือ เปอร์เซ็นต์ของการสูญเสียกำลังงานเนื่องจากการบดบังจากตัวป้อน
หรือตัวยึดตัวป้อนเข้ากับตัวสะท้อน

6) $100(1 - \varepsilon_r)$ คือ เปอร์เซ็นต์ของการสูญเสียกำลังงานเนื่องจากการสุมผิดพลาดบนพื้นผิว
ของตัวสะท้อน

นอกจากนั้นปัจจัยที่ทำให้อัตราขยายของสายอากาศลดลงคือการลดทอนในสายอากาศตัว
ป้อนและสายส่ง

สำหรับตัวป้อนที่มีองค์ประกอบดังต่อไปนี้

- 1) การมีแบบรูปสมมาตร
- 2) การปรับเฟสให้ตรง
- 3) ไม่มีองค์ประกอบของสนามในการโพลาไรซ์ไขว้
- 4) ไม่มีการบดบัง
- 5) ไม่มีการสุมผิดพลาด

ดังนั้นสองปัจจัยหลักที่นำมาใช้หาประสิทธิภาพอะเพอร์เจอร์คือการสูญเสียกำลังงาน
เนื่องจากการล้นออกและการเสียดกำลังงานเนื่องจากการกระจายของสนามไม่สม่ำเสมอ เนื่องการ
จากสูญเสียขึ้นอยู่กับแบบรูปของตัวป้อน ดังนั้นการประนีประนอมระหว่างประสิทธิภาพการล้น
และประสิทธิภาพความเร็วจะต้องปรากฏออกมา ถ้าต้องการให้ประสิทธิภาพการล้นมีค่าสูงมาก
สามารถทำได้โดยแบบรูปของตัวป้อนต้องมีลำคลื่นแคบและมีพูคลื่นเล็ก (minor lobe) ต่ำ
แต่จะทำให้ประสิทธิภาพของความเร็วมีค่าต่ำด้วย

3.5 สรุป

วิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปสำหรับระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายจำเป็นต้องศึกษาทฤษฎีเกี่ยวกับการออกแบบสายอากาศ ซึ่งการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปจะแบ่งการศึกษาทฤษฎีออกเป็นสองหัวข้อใหญ่ ๆ คือ การศึกษาทฤษฎีเกี่ยวกับพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงด้วยวิธีทัศนศาสตร์กายภาพเพื่อให้มีลำคลื่นครอบคลุมพื้นที่ให้บริการที่ต้องการ ส่วนที่สองเป็นการศึกษาเกี่ยวกับการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป โดยศึกษาการประวิงเฟส คุณลักษณะต่าง ๆ เพื่อชดเชยตามลักษณะผิวโค้งของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง และใช้ในการจำลองผลต่อไป



บทที่ 4

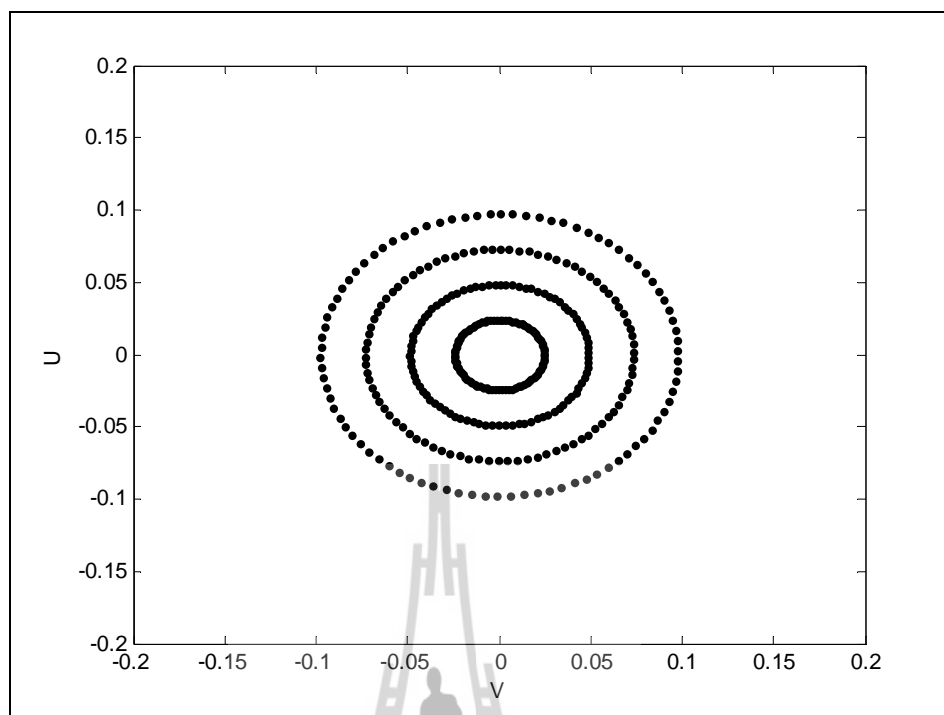
สายอากาศแถวลำดับสะท้อนแบบจัดลำดับสำหรับเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย

4.1 บทนำ

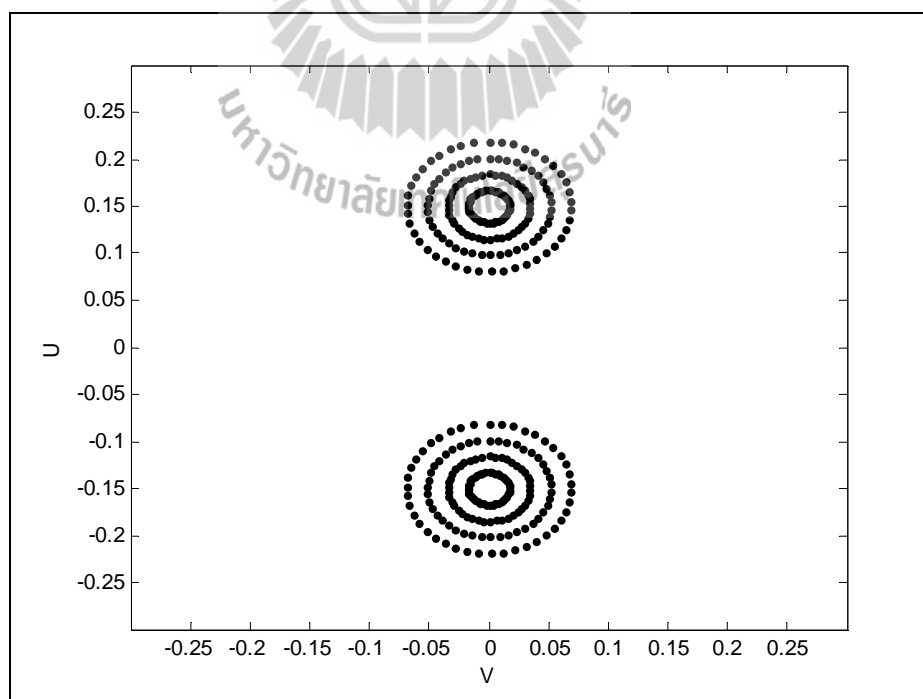
ในบทนี้จะนำเสนอการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปสำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายที่ใช้งานภายนอกอาคาร ณ ความถี่ 5.8 GHz โดยเริ่มด้วยการตั้งแอมพลิจูดของพื้นสะท้อนผิวอ้างอิงสำหรับพื้นที่ครอบคลุมแบบแคบ ๆ ก่อน ซึ่งวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกศึกษาลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลม รูปวงกลมสองวงแนวตั้ง รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน เป็นต้น จากนั้นจึงจะกำหนดลักษณะพื้นที่ครอบคลุมที่เหมาะสมสำหรับระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายภายนอกอาคาร โดยลักษณะพื้นที่ครอบคลุมที่ให้บริการที่ต้องการนั้นจะอ้างกับระบบพิกัด (U,V) และมีการกำหนดสายอากาศป้อนด้วยการหาค่ากำลังโคไซน์ต่าง ๆ เพื่อใช้สำหรับการจำลองแบบด้วยวิธีทัศนศาสตร์กายภาพ เมื่อกำหนดค่าปัจจัยเริ่มต้นของสายอากาศจานสะท้อนครบถ้วนแล้ว หลังจากนั้นจะใช้เทคนิคกระบวนการหาค่าเหมาะสมที่สุดเพื่อให้ได้แบบรูปตามลักษณะพื้นที่ให้บริการที่ต้องการ สุดท้ายพิจารณาการประวิงเฟสของสายอากาศจานสะท้อนเพื่อชดเชยตามลักษณะผิวโค้งของสายอากาศจานสะท้อน และวิเคราะห์คุณลักษณะของแผ่นสะท้อนด้วยโปรแกรม CST นำมาเปรียบเทียบกัน เพื่อหาขนาดของแพทช์ (patch) และขึ้นรูปต่อไป

4.2 การกำหนดลักษณะพื้นที่ครอบคลุม

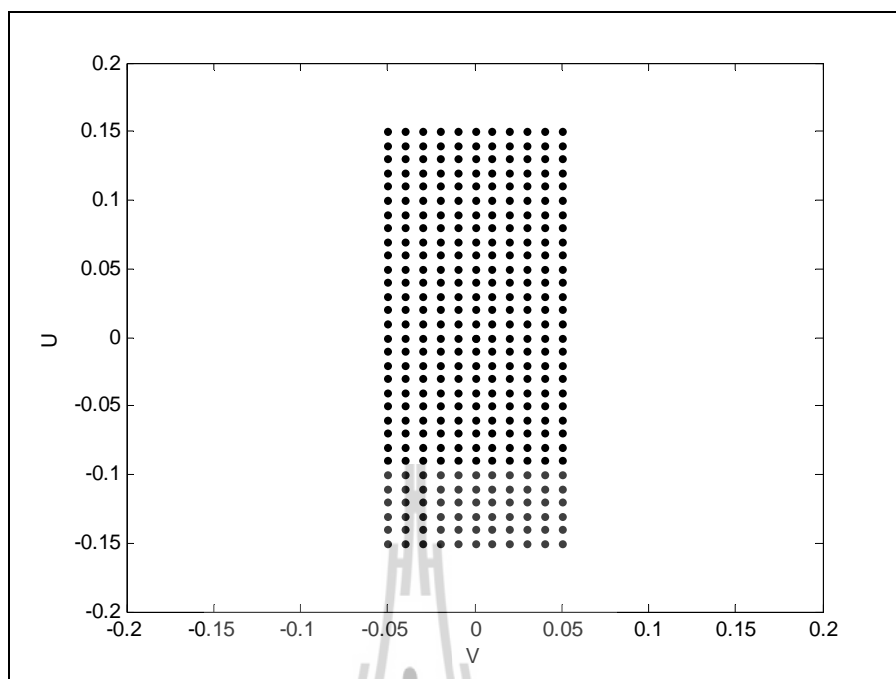
ในวิทยานิพนธ์นี้เลือกทำการศึกษาลักษณะพื้นที่ครอบคลุมที่มีรูปร่างทางเรขาคณิต เช่น รูปวงกลม รูปวงกลมสองวงแนวตั้ง รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง และรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน ซึ่งแสดงดังรูป 4.1- 4.4 ตามลำดับ โดยมีอัตราขยายที่ต้องการ 20 dB



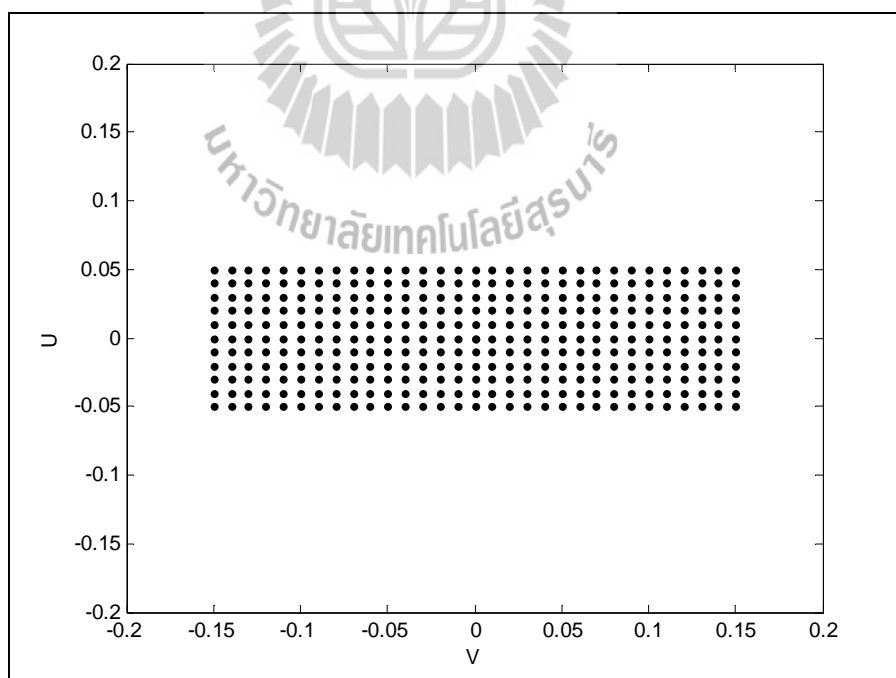
รูปที่ 4.1 พื้นที่ครอบคลุมที่มีลักษณะเป็นรูปวงกลม



รูปที่ 4.2 พื้นที่ครอบคลุมที่มีลักษณะเป็นรูปวงกลมสองวงแนวตั้ง



รูปที่ 4.3 พื้นที่ครอบคลุมที่มีลักษณะเป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง



รูปที่ 4.4 พื้นที่ครอบคลุมที่มีลักษณะเป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน

4.3 สายอากาศป้อนวิวอลติ

สายอากาศป้อนวิวอลติเป็นสายอากาศแบบเจาะจงทิศทาง อัตราขยายสูง ไม่บิดบังคลื่นและมีแบนด์วิดท์กว้าง โดยสูตรการหาสายอากาศป้อนวิวอลติเส้นโค้งแบบเอกโปแนนเชียล มีดังนี้

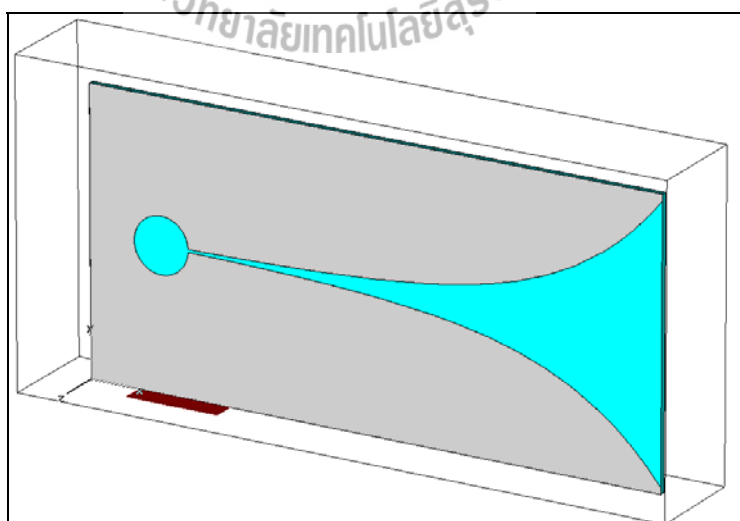
$$y = C_1 e^{Rz} + C_2 \quad (4.1)$$

$$\text{โดยที่ } C_1 = \frac{y_2 - y_1}{e^{Rz_2} - e^{Rz_1}} \text{ และ } C_2 = \frac{y_1 e^{Rz_2} - y_2 e^{Rz_1}}{e^{Rz_2} - e^{Rz_1}}$$

$P_1(y_1, z_1)$ คือจุด (y_1, z_1) จุดแรกที่เริ่มโค้งเอกโปแนนเชียล

$P_2(y_2, z_2)$ คือจุด (y_2, z_2) จุดสุดท้ายของเส้นโค้งเอกโปแนนเชียล

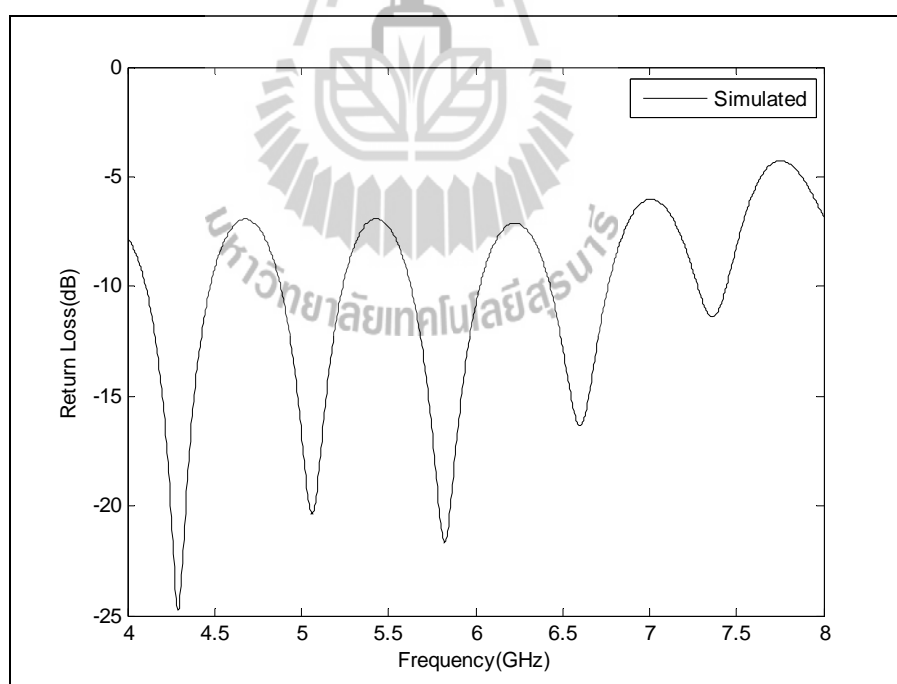
วิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้สายอากาศป้อนวิวอลติเป็นสายอากาศป้อนซึ่งมีพารามิเตอร์แสดงดังตารางที่ 4.1. โดยจำลองผลด้วยโปรแกรม CST แสดงดังรูปที่ 4.5 จากผลการจำลองแบบสายอากาศป้อนวิวอลติพบว่าสามารถใช้งานในย่านความถี่ 5.6 - 6.1 GHz สำหรับสายอากาศป้อนวิวอลติที่นำมาใช้งานมีขนาด 134.66 x 64.64 มิลลิเมตร เลือกออกแบบบนวัสดุฐานรอง FR4 ที่มีความหนาของทองแดง เท่ากับ 0.035 mm และ ความสูงของวัสดุฐานรอง (Substrate) คือ 1.6 mm ใช้งานที่ความถี่ 5.8 GHz



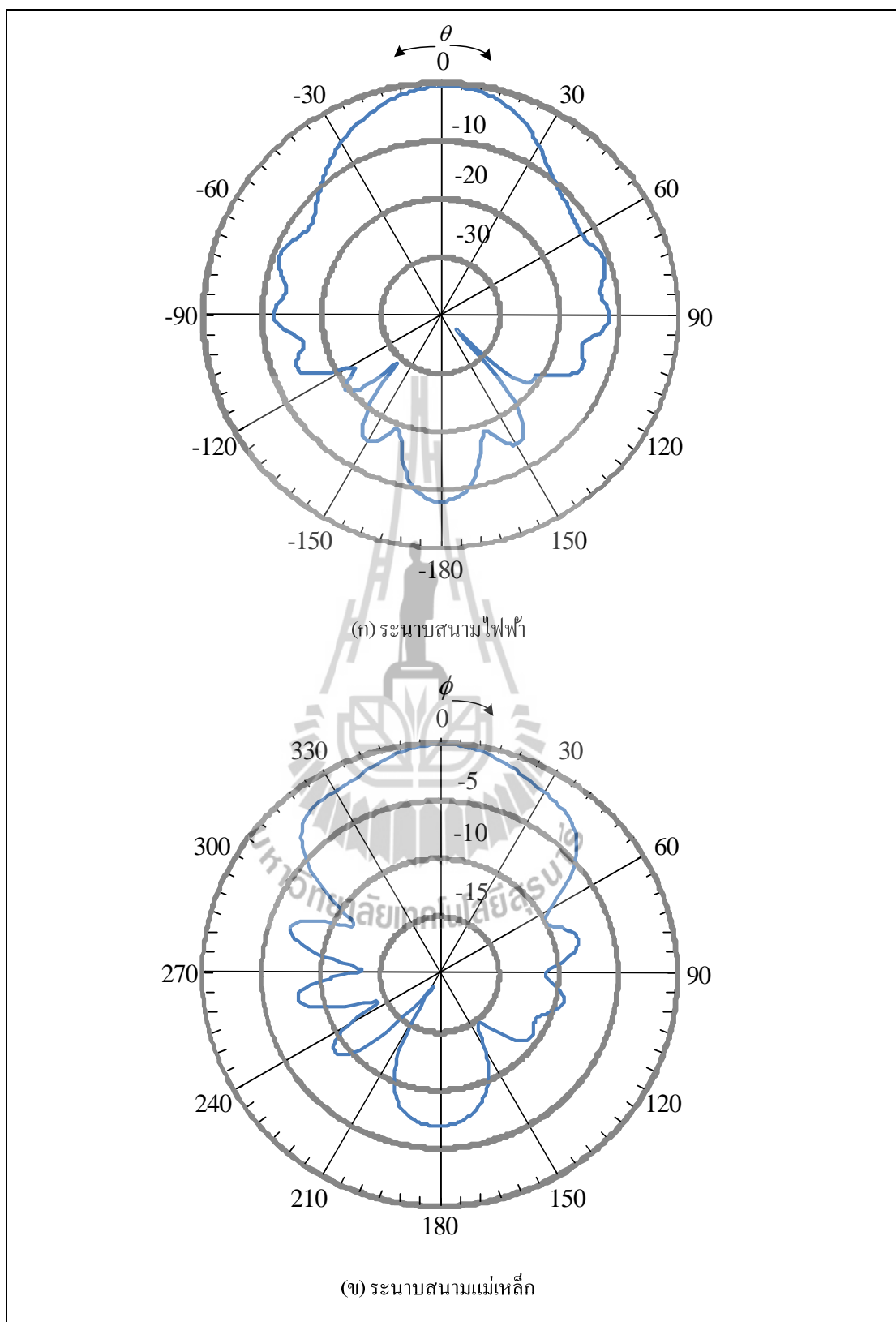
รูปที่ 4.5 จำลองผลสายอากาศป้อนวิวอลติด้วยโปรแกรม CST

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศป้อนวีวอลดี (Amena Syeda, 2006)

พารามิเตอร์ของสายอากาศป้อนวีวอลดี	ขนาด (mm)
A_l : ความยาวของสายอากาศ	134.66
A_w : ความกว้างของสายอากาศ	64.63
F_l : ความยาวของร่อง	114.77
F_w : ความกว้างของร่อง	61.75
R_d : อัตราความโค้งของร่องเรียวเอกซ์โพเนนเชียล	0.5
L_g : ความยาวชดเชยด้านหลังสตัป	9.947
L_t : ความยาวของส่วนที่เป็นเส้นตรงของร่อง	9.947
H : ความสูงของวัสดุฐานรอง	1.6
D_s : เส้นผ่าศูนย์กลางกลางวงกลมของสตัป	12.84
W_{sr} : ความกว้างของเส้นไมโครสตริป	21.67



รูปที่ 4.6 ผลการจำลองการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศป้อนวีวอลดี

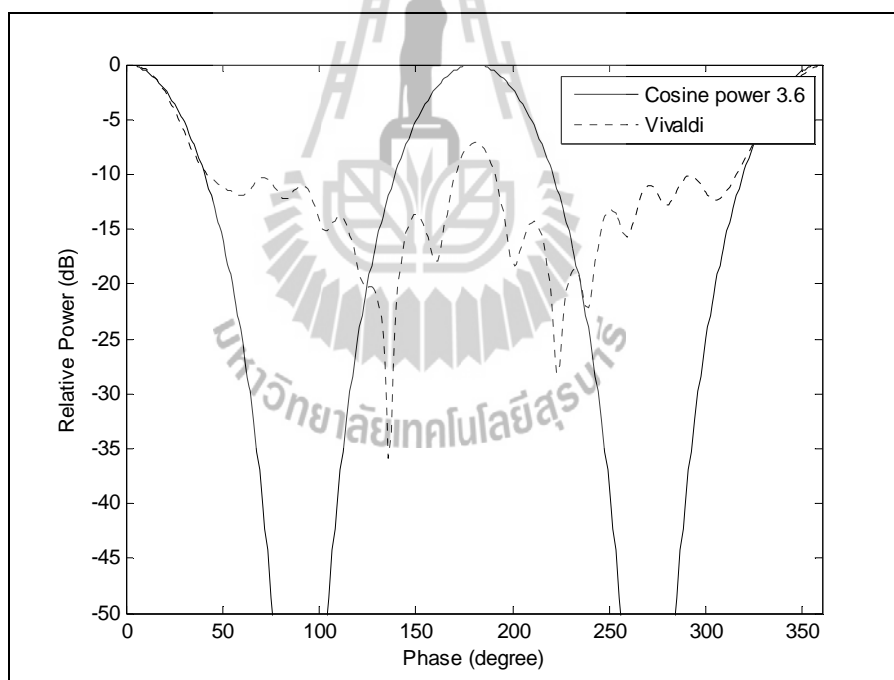


รูปที่ 4.7 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังงานของสายอากาศป้อนวิวอลดิที่ความถี่ 5.8 GHz

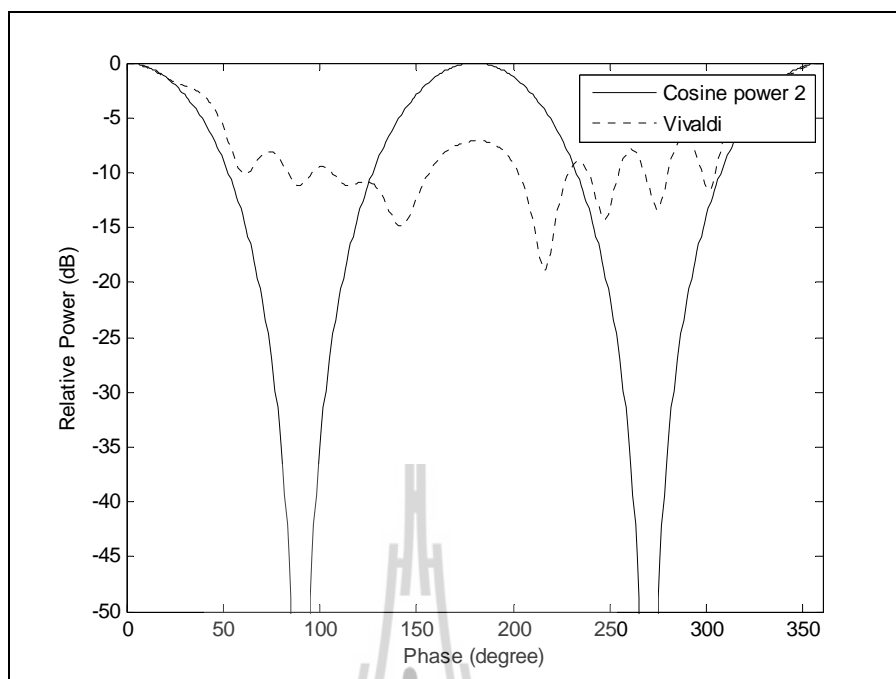
รูปที่ 4.6 แสดงผลจากการจำลองสายอากาศป้อนวีวอลดีด้วยโปรแกรม CST พบว่าผลที่ได้จากการจำลองมีค่าการสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss) คือ -20.77 dB ที่ความถี่ 5.8 GHz แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane) และในระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane) แสดงดังรูป 4.7 (ก) และ 4.7 (ข) ตามลำดับ โดยค่าคลื่นหลักมีอัตราขยายเท่ากับ 9.27 dB

4.4 การหาค่ากำลังโคไซน์ของสายอากาศป้อนวีวอลดี

การหาค่ากำลังโคไซน์ของสายอากาศป้อนวีวอลดี หาได้จากการนำเอาผลของแบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบในระนาบสนามไฟฟ้า และในระนาบสนามแม่เหล็กมาเปรียบเทียบกับกำลังของโคไซน์ในอันดับต่าง ๆ พบว่าในระนาบสนามไฟฟ้า สายอากาศป้อนวีวอลดีจะได้ค่ากำลังโคไซน์เท่ากับ 3.6 ($\cos^{3.6} \theta$) และในสนามแม่เหล็ก จะได้ค่ากำลังโคไซน์เท่ากับ 2 ($\cos^2 \theta$) ดังแสดงในรูปที่ 4.8 และ 4.9 ตามลำดับ



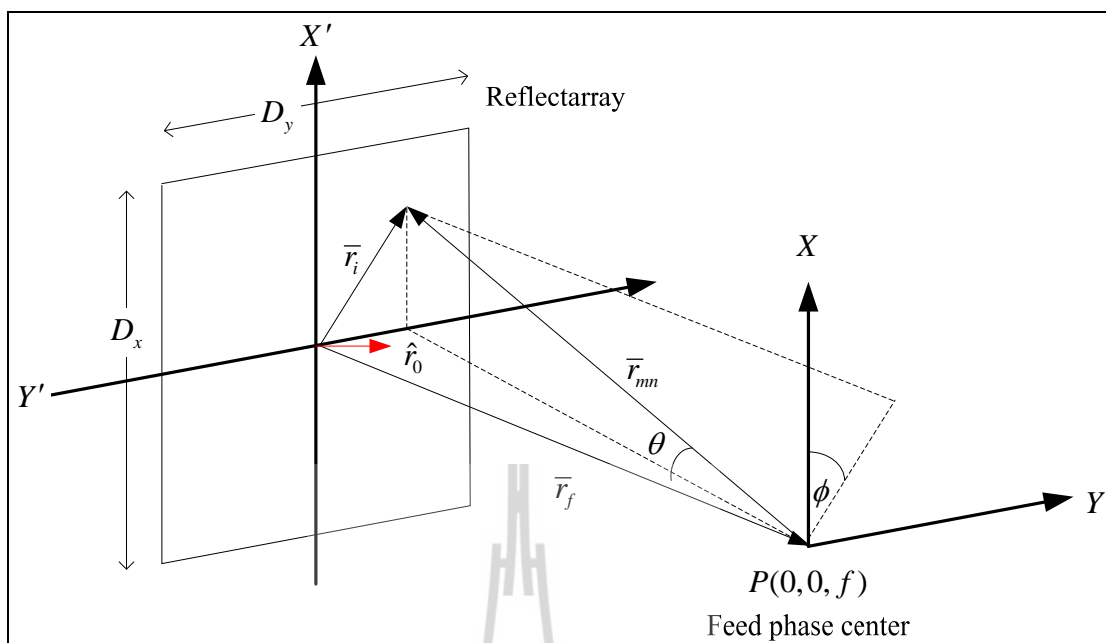
รูปที่ 4.8 กำลังโคไซน์ของสายอากาศป้อนวีวอลดีในระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane)



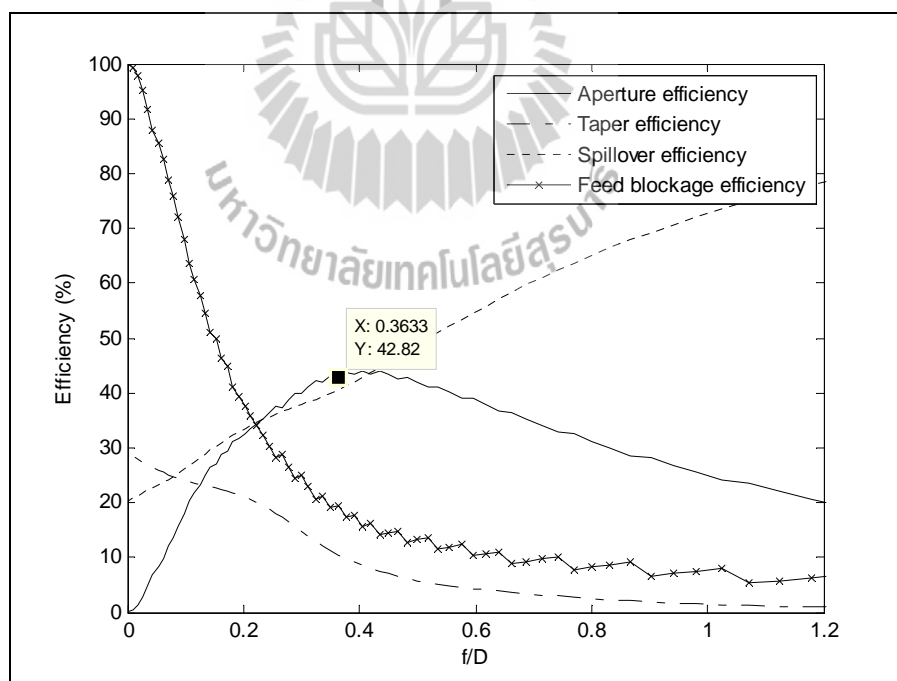
รูปที่ 4.9 กำลังโคไซน์ของสายอากาศป้อนวิโอลดิในระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane)

4.5 การหาระยะห่างของสายอากาศป้อนกับสายอากาศแถวระดับสะท้อน

งานวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมุ่งเน้นที่จะศึกษาสายอากาศป้อนวิโอลดิเนื่องจากมีค่าสภาพเงาเชิงทิศทางที่ต้องการ อัตราขยายสูง น้ำหนักเบา ไม่บ่งคลื่นและแบนด์วิดท์กว้าง รูปที่ 4.10 แสดงรูปทรงเรขาคณิตของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน โดยมีสายอากาศป้อนวิโอลดิวางในแนวแกน z ที่จุด $P(0, 0, f)$ ทำหน้าที่แผ่กระจายสนามไปยังแถวลำดับสะท้อนแบบไมโครสตริปขนาด $D_x \times D_y$ โดยระนาบ E -plane ของตัวป้อนวางในระนาบ x, z การเลือกอัตราส่วน f/D ที่ดีที่สุดสำหรับสายอากาศแถวลำดับสะท้อน จะต้องพิจารณาจากหลายตัวแปร ถ้าเลือกให้ f/D มีค่ามาก จะทำให้ระนาบหน้าคลื่นทรงกลมตกกระทบบนกลุ่มพื้นที่ผิวของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน และทำให้โพลาไรซ์ไขว้มีค่าต่ำสุด แต่มีข้อเสียคือจะทำให้เกิดการสูญเสียจากการล้น นอกจากนั้นยังเกิดการผิดรูปของแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงาน เนื่องจากการบดบัง (หรือการบดบังอะพอร์เจอร์) ของตัวป้อนด้วย ถ้าเลือกให้ f/D มีค่าน้อย การบดบังของตัวป้อนจะลดลง แต่จะเกิดปัญหาการแมตช์อะพอร์เจอร์อีกด้วย



รูปที่ 4.10 รูปทรงเรขาคณิตของสายอากาศแกลวลำดับสะท้อน



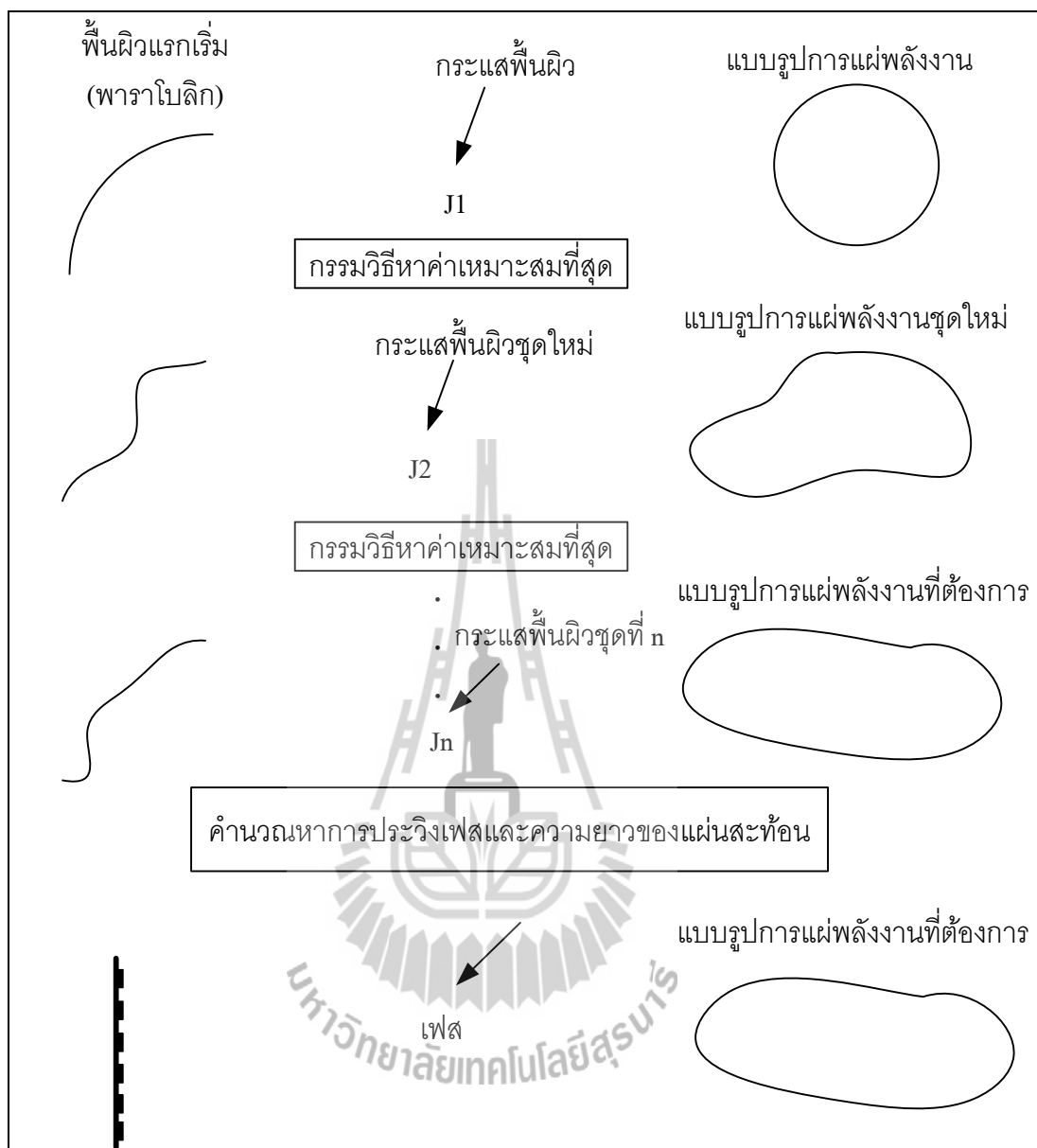
รูปที่ 4.11 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า f/D และประสิทธิภาพของสายอากาศแกลวลำดับสะท้อน

วิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้ f/D ให้อยู่ในช่วง 0.3 ถึง 0.5 ซึ่งถือว่าเป็นค่าที่เหมาะสมที่สุด การออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ $f/D_x = 0.3633$ โดยที่ $D_x = 0.35$ เมตร และ $D_y = 0.35$ เมตร เมื่อคลื่นจากสายอากาศป้อนตกกระทบบนสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปเกิดมุมสูงสุดมีค่าเท่ากับ 51.34 องศา จากรูปที่ 4.11 พบว่าค่าประสิทธิภาพอะเพอร์เจอร์มีค่าสูงสุดอยู่ที่ 42.82% และการบดบังของสายอากาศตัวป้อนมีค่าน้อยมาก แต่พบว่ามีปัญหาเรื่องความเร็วของสายอากาศป้อน (Taper) เนื่องจากลำคลื่นของสายอากาศป้อนวิวลคมีขนาดเล็กจึงส่งผลให้ค่าประสิทธิภาพลดลง ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้เลือกระยะห่างระหว่างสายอากาศป้อนกับสายอากาศแถวลำดับสะท้อนเท่ากับ 0.14 เมตร

4.6 การสังเคราะห์พื้นผิวสะท้อนอ้างอิง

การสังเคราะห์พื้นผิวสะท้อนอ้างอิง สามารถประมาณรูปร่างพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงด้วยสมการที่ 3.56 ด้วยวิธีทัศนศาสตร์กายภาพ (PO) และค่าปัจจัยต่าง ๆ ของระบบสายอากาศมีดังนี้

ความถี่ปฏิบัติการ	5.8 GHz
ขนาดของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน (D)	0.35×0.35 ตารางเมตร
ระยะโฟกัส (f)	0.14 เมตร
ตำแหน่งของสายอากาศป้อน	(0,0,0)
กำลังโคไซน์ของสายอากาศป้อน (E-plane)	3.6
(H-plane)	2
มุมเงยของสายอากาศป้อนกำลังคลื่น	0 องศา
จำนวนพจน์ฮาร์โมนิกฟูรีเยร์	9 พจน์



รูปที่ 4.12 กระบวนการหาแบบรูปการแผ่กำลังงานสำหรับพื้นที่ให้บริการ

ขั้นตอนการหาค่าสัมประสิทธิ์พื้นผิวสะท้อนอ้างอิงโดยกรรมวิธีหาค่าเหมาะสมที่สุดแสดงดังรูปที่ 4.12 โดยเริ่มจากการกำหนดให้พื้นผิวสะท้อนแรกเริ่มเป็นพื้นผิวพาราโบลา หลังจากนั้นคำนวณหากระแสของพื้นผิวสะท้อนด้วยวิธีทัศนศาสตร์กายภาพ ดังสมการที่ 3.58 แล้วเปรียบเทียบอัตราขยายที่คำนวณได้กับอัตราขยายที่ต้องการซึ่งเรียกว่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ถ้าค่าความแตกต่างของอัตราขยายที่คำนวณได้กับอัตราขยายที่ต้องการมีค่าน้อยจนยอมรับได้ก็ถือว่าสิ้นสุดกรรมวิธีหาค่าเหมาะสมที่สุด แต่ถ้ายังไม่ยอมรับก็จะเริ่มกระบวนการหาค่าที่เหมาะสมใหม่จนกว่าจะได้ค่าที่

เหมาะสมที่สุด เมื่อเข้าสู่กระบวนการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดแล้ว พื้นผิวแรกเริ่มจะมีการเปลี่ยนแปลงหรือเกิดการดัดโค้งเพื่อให้ได้ลักษณะพื้นที่ครอบคลุมที่ต้องการ โดยกระบวนการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดสามารถคำนวณได้ดังสมการ

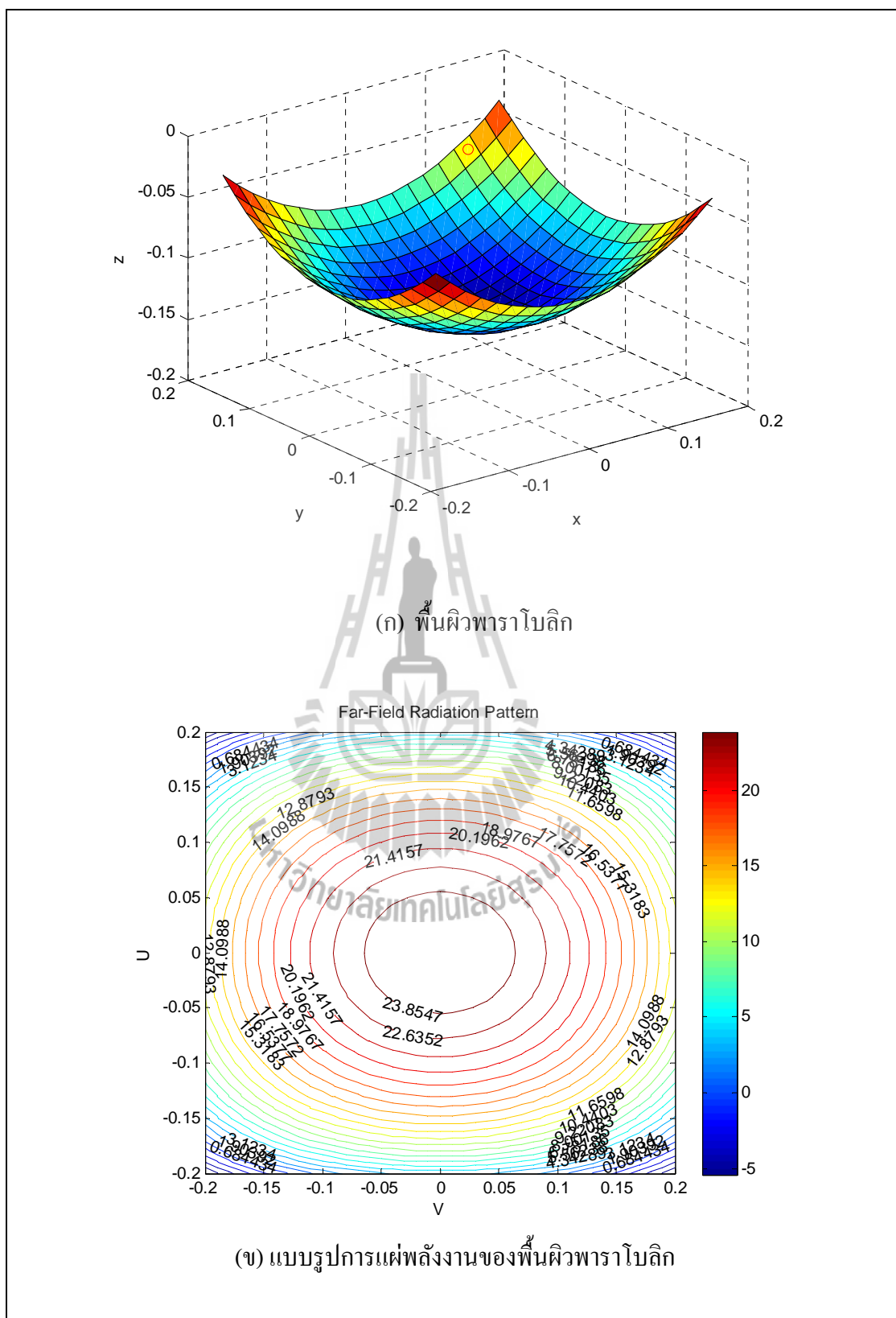
$$f_1^{(k)} \leq f_2^{(k)} \leq \dots \leq f_{n+1}^{(k)} \quad (4.2)$$

โดยที่ $f_i^{(k)}$ คือ $f(F_i^{(k)}, z_i^{(k)})$, k คือ จำนวนครั้งการวนซ้ำ เมื่อ $k \geq 0$

ซึ่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกทำการสังเคราะห์ลักษณะพื้นที่ครอบคลุมให้บริการแบบต่าง ๆ สำหรับเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย ซึ่งขั้นตอนแรกจำเป็นต้องกำหนดให้พื้นผิวแรกเริ่มเป็นพื้นผิวพาราโบลาที่สร้างลาคี่ขึ้นมา ซึ่งสมการพื้นผิวพาราโบลาสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ 4.3 เมื่อ f มีค่าเท่ากับ 0.14 เมตร ดังนั้นสมการพื้นผิวพาราโบลาที่นำไปใช้เป็นพื้นผิวแรกเริ่มแสดงดังสมการที่ 4.4 หลังจากนั้นทำการสังเคราะห์พื้นผิวสะท้อนด้วยสมการประมาณรูปร่างพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง พื้นผิวสะท้อนแรกเริ่มแสดงดังรูป 4.13 (ก) และพบว่าอัตราขยายของระบบสายอากาศมีค่าสูงสุดเท่ากับ 25.07 dB แสดงดังรูป 4.13 (ข) และลักษณะพื้นที่ครอบคลุมเป็นวงกลม ถ้าพิจารณาอัตราขยายที่ 20 dB พบว่า u และ v จะอยู่ในช่วง ± 0.12

$$z_r = \frac{x_r^2}{4f} + \frac{y_r^2}{4f} - f \quad (4.3)$$

$$z_r = 1.7857 x_r^2 + 1.7857 y_r^2 - 0.14 \quad (4.4)$$



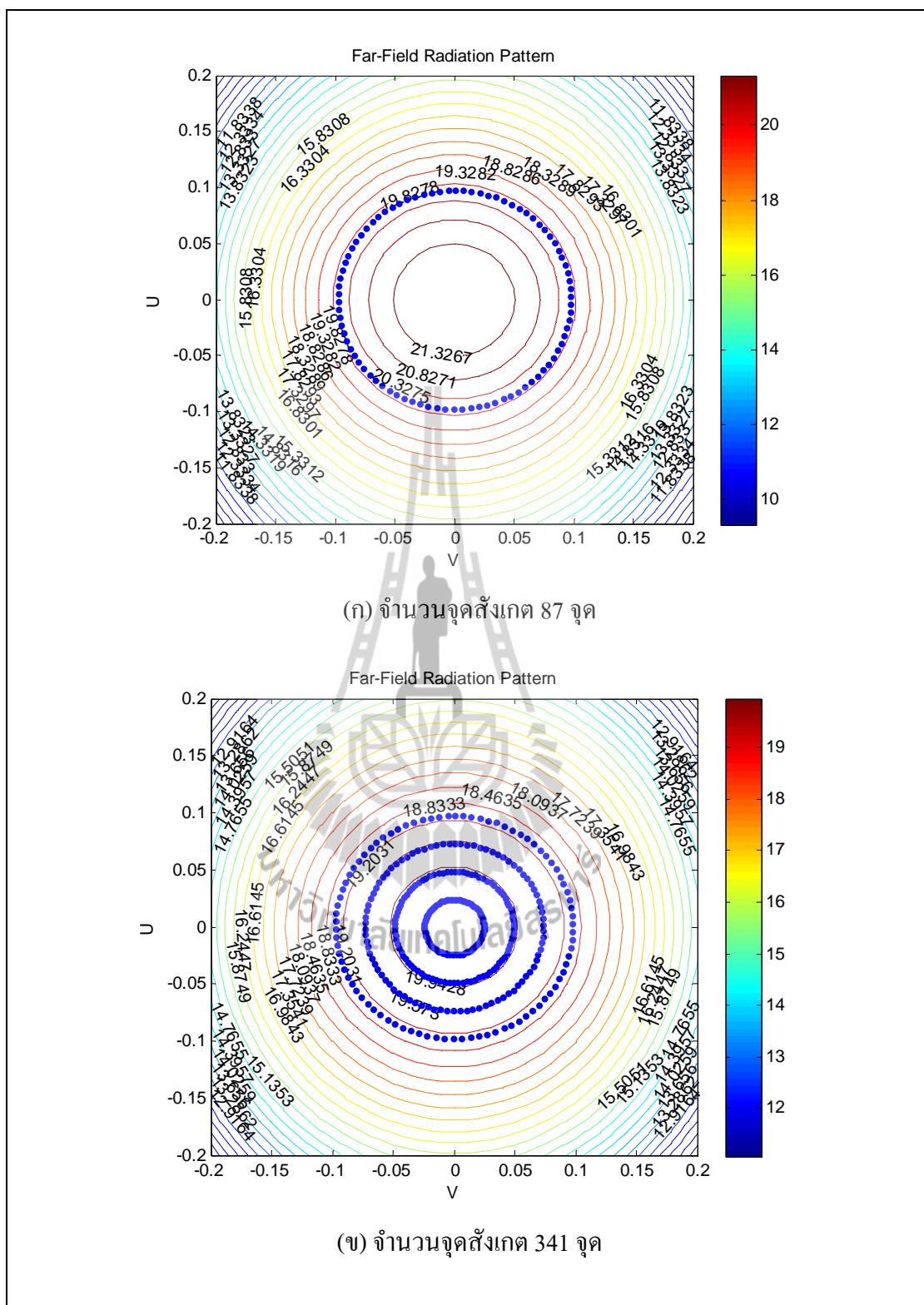
รูปที่ 4.13 คุณสมบัติของฟันผิวพาราโบลิกซึ่งใช้เป็นสายอากาศแรกเริ่ม

เมื่อทำการกำหนดพื้นผิวแรกเริ่มเป็นพื้นผิวพาราโบลา ซึ่งแบบรูปการแผ่พลังงานที่คำนวณได้จากพื้นผิวพาราโบลาจะนำไปใช้เป็นแบบรูปการแผ่พลังงานต้นแบบ โดยมีการกำหนดจุดสังเกตที่ลักษณะของพื้นที่ให้บริการที่ต้องการลงบนแบบรูปการแผ่พลังงานของพื้นผิวพาราโบลา เพื่อนำมาคำนวณหาคำตอบตามกรรมวิธีหาค่าเหมาะสมที่สุดจนได้แบบรูปการแผ่พลังงานที่ต้องการ ซึ่งแบบรูปการแผ่พลังงานที่คำนวณได้นั้นขึ้นอยู่กับปัจจัยต่าง ๆ ของระบบ ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงทำการศึกษาปัจจัยที่มีผลกระทบต่อประสิทธิภาพของสายอากาศ โดยมีรายละเอียดดังนี้

4.6.1 การศึกษาผลกระทบของจำนวนจุดสังเกตที่มีผลกระทบต่อ

ประสิทธิภาพสายอากาศ

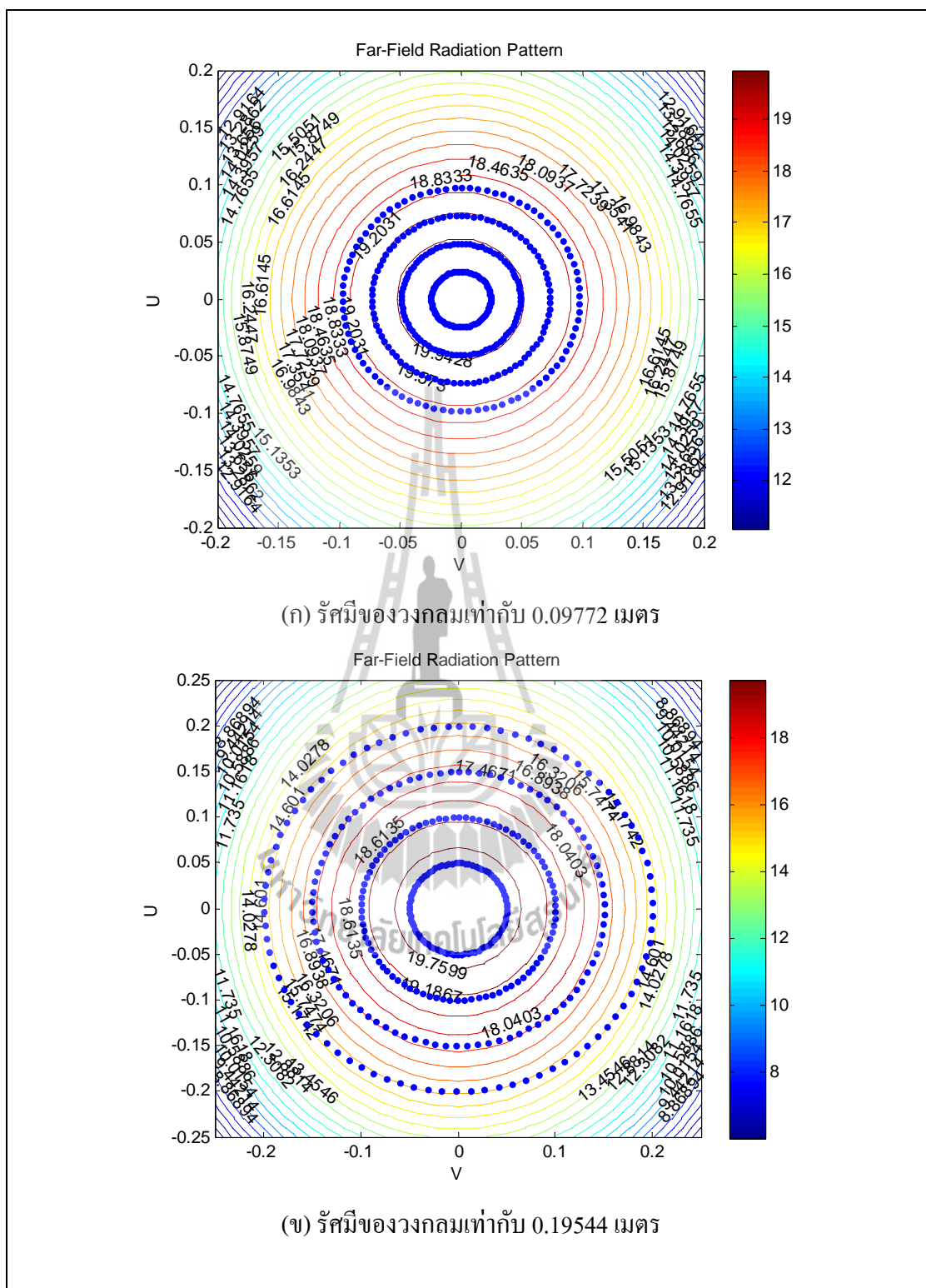
ซึ่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เริ่มดำเนินการสังเคราะห์พื้นผิวสะท้อนอ้างอิงโดยกำหนดลักษณะพื้นที่ที่ต้องการศึกษาเป็นพื้นที่วงกลม ศึกษาโดยการเปรียบเทียบระหว่างวงกลมที่มีจำนวนจุดสังเกตแตกต่างกัน คือ 87 จุด และ 341 จุด แต่มีค่ารัศมีของวงกลมที่เท่ากันคือ 0.09772 เมตร อัตราขยายที่ต้องการของระบบสายอากาศอยู่ที่ 20 dB เมื่อกำหนดปัจจัยแรกเริ่มของระบบสายอากาศแล้วจากนั้นกำหนดจุดสังเกตลงบนแบบรูปการแผ่พลังงานของพื้นผิวพาราโบลา เพื่อนำมาคำนวณหาคำตอบตามกรรมวิธีหาค่าเหมาะสมที่สุดจนได้แบบรูปการแผ่พลังงานแบบวงกลม จากรูปที่ 4.14 (ก) แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุมแบบวงกลม มีจำนวนจุดสังเกตเท่ากับ 87 จุด พบว่าอัตราขยายที่คำนวณได้มีค่าเท่ากับ 21.82 dB มีจำนวนรอบของการวนซ้ำเป็น 1,119 ครั้ง และรูปที่ 4.14 (ข) แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุมแบบวงกลม มีจำนวนจุดสังเกตเท่ากับ 341 จุด พบว่ามีอัตราขยายที่คำนวณได้มีค่าเท่ากับ 20.3 dB มีจำนวนรอบของการวนซ้ำเป็น 2,905 ครั้ง จากการศึกษาพบว่าถ้าจำนวนจุดสังเกตมีค่าน้อยทำให้การลู่เข้าหาคำตอบได้เร็วขึ้นแต่ส่งผลให้แบบรูปการแผ่พลังงานมีความถูกต้องน้อยลง ถ้ามีจำนวนจุดสังเกตมากทำให้การลู่เข้าหาคำตอบมีค่าช้าลงแต่ส่งผลให้แบบรูปการแผ่พลังงานมีความถูกต้องมากยิ่งขึ้น



รูปที่ 4.14 การศึกษาผลกระทบของจำนวนจุดสังเกตที่มีผลกระทบต่อประสิทธิภาพสายอากาศ สำหรับพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลม

4.6.2 การศึกษาผลกระทบของขนาดพื้นที่ที่มีผลกระทบต่อประสิทธิภาพสายอากาศ

การศึกษาผลกระทบของขนาดพื้นที่ที่ต้องการนั้นว่ามีผลกระทบต่อประสิทธิภาพสายอากาศอย่างไร โดยขั้นแรกดำเนินการสังเคราะห์พื้นผิวสะท้อนอ้างอิงโดยกำหนดลักษณะพื้นที่ที่ต้องการศึกษาเป็นพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลม ซึ่งในหัวข้อนี้จะทำการเปรียบเทียบกันระหว่างวงกลมที่มีความยาวของรัศมีที่แตกต่างกันคือ 0.09772 เมตร และ 0.19544 เมตร และมีจำนวนจุดสังเกตเท่ากับ 341 จุดทั้งสองวงกลม อัตราขยายของระบบสายอากาศอยู่ที่ 20 dB เมื่อกำหนดค่าปัจจัยแรกเริ่มของระบบสายอากาศแล้วจากนั้นกำหนดจุดสังเกตลงบนแบบรูปการแผ่พลังงานของพื้นผิวพาราโบลิก เพื่อนำมาคำนวณหาค่าตอบตามกรรมวิธีหาค่าเหมาะสมที่สุดจนได้แบบรูปการแผ่พลังงานแบบวงกลม จากรูป 4.15 (ก) แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานของลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลมที่มีรัศมีเท่ากับ 0.09772 เมตร จากผลการจำลองแบบพบว่าอัตราขยายที่ได้จากการคำนวณมีค่าเท่ากับ 20.3 dB มีจำนวนรอบของการวนซ้ำเป็น 2,905 ครั้ง และรูปที่ 4.15 (ข) แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานของลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลมที่มีรัศมีเท่ากับ 0.19544 เมตร จากผลการจำลองแบบพบว่าอัตราขยายที่ได้จากการคำนวณมีค่าเท่ากับ 20.3 dB มีจำนวนรอบของการวนซ้ำเป็น 2,931 ครั้ง จากการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบ พบว่าเมื่อกำหนดลักษณะพื้นที่ที่มีขนาดแตกต่างกัน แต่มีจำนวนจุดสังเกตเท่ากัน พื้นที่ที่มีขนาดใหญ่จะมีอัตราขยายสูงสุดในบริเวณตรงกลางแต่จะมีอัตราขยายลดลงตรงบริเวณลักษณะพื้นที่ที่ครอบคลุมวงนอกเนื่องจากแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศตัวป้อนมีความเร็วมากจึงส่งผลให้บริเวณลักษณะพื้นที่ที่ครอบคลุมวงนอกมีอัตราขยายลดลง และเมื่อพิจารณาพื้นที่ที่มีขนาดเล็กพบว่ามีอัตราขยายสูงครอบคลุมพื้นที่วงกลมทั้งหมด

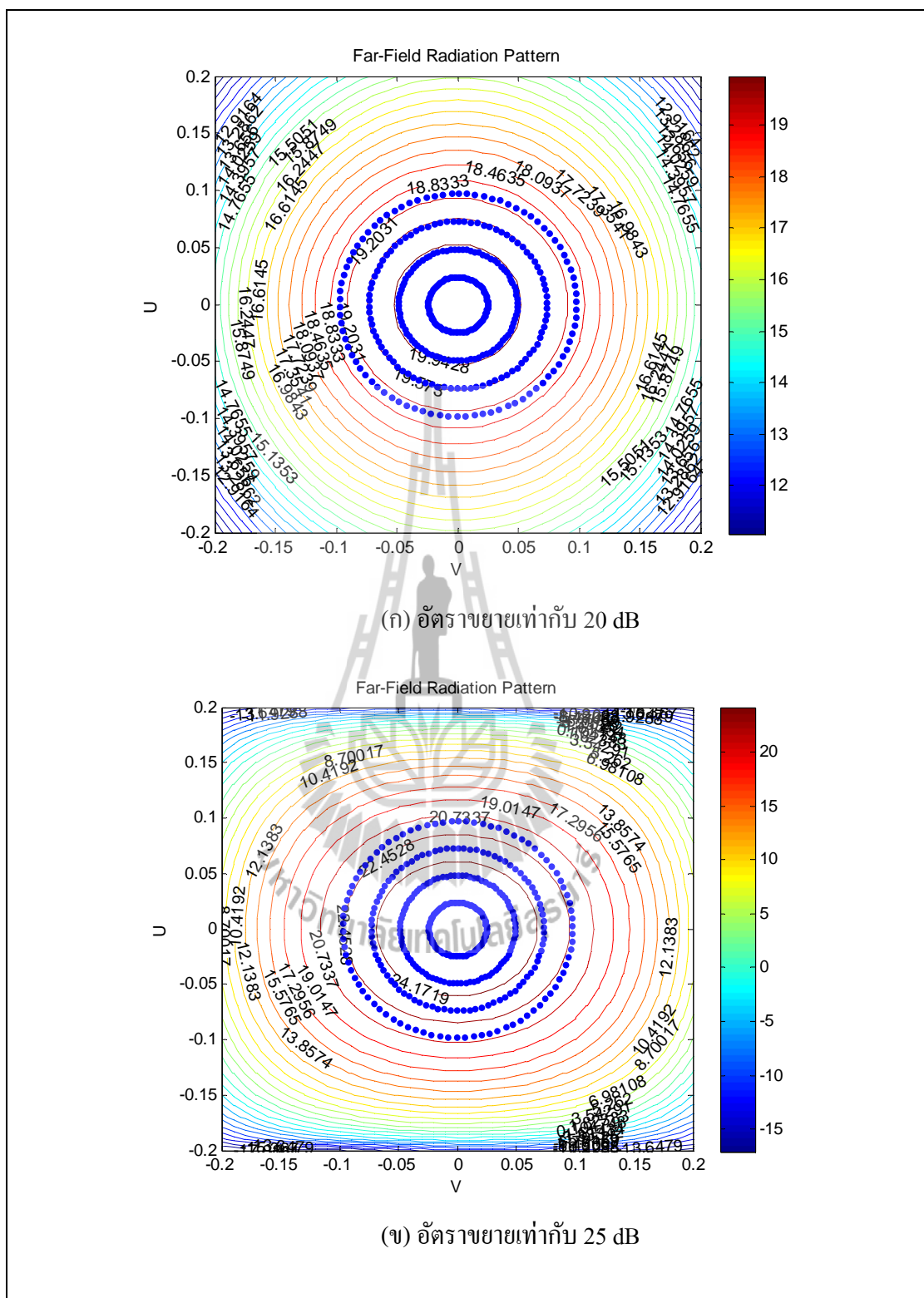


รูปที่ 4.15 การศึกษาผลกระทบของขนาดพื้นที่ที่มีผลกระทบต่อประสิทธิภาพสายอากาศสำหรับพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลม

4.6.3 การศึกษาผลกระทบของอัตราขยายที่ต้องการมีผลกระทบต่อ ประสิทธิภาพสายอากาศ

ในหัวข้อนี้จะทำการศึกษาความแตกต่างของอัตราขยายที่ต้องการ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 20 dB และ 25 dB ตามลำดับ ชั้นแรกต้องสังเคราะห์พื้นผิวสะท้อนอ้างอิงโดยกำหนดลักษณะพื้นที่ที่ต้องการศึกษาเป็นพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลม จำนวนจุดสังเกตเท่ากับ 341 จุด รัศมีของวงกลมมีค่าเท่ากับ 0.09772 เมตร เมื่อกำหนดปัจจัยแรกเริ่มของระบบสายอากาศแล้วจากนั้นกำหนดจุดสังเกตลงบนแบบรูปการแผ่พลังงานของพื้นผิวพาราโบลิก เพื่อนำมาคำนวณหาคำตอบตามกรรมวิธีหาค่าเหมาะสมที่สุดจนได้แบบรูปการแผ่พลังงานแบบวงกลม จากรูป 4.16 (ก) พบว่าเมื่อกำหนดอัตราขยายที่ต้องการเป็น 20 dB ส่งผลให้อัตราขยายที่คำนวณได้มีค่าเท่ากับ 20.33 dB มีจำนวนรอบของการวนซ้ำเป็น 2,905 ครั้ง และจากรูป 4.16 (ข) พบว่าเมื่อกำหนดอัตราขยายที่ต้องการเป็น 25 dB ส่งผลให้อัตราขยายที่คำนวณได้มีค่าเท่ากับ 25.89 dB มีจำนวนรอบของการวนซ้ำเป็น 728 ครั้ง จากการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบ พบว่าเมื่อกำหนดอัตราขยายให้มีค่าใกล้เคียงกับอัตราขยายของพื้นผิวแรกเริ่ม ทำให้มีค่าจำนวนรอบของการวนซ้ำน้อยลง





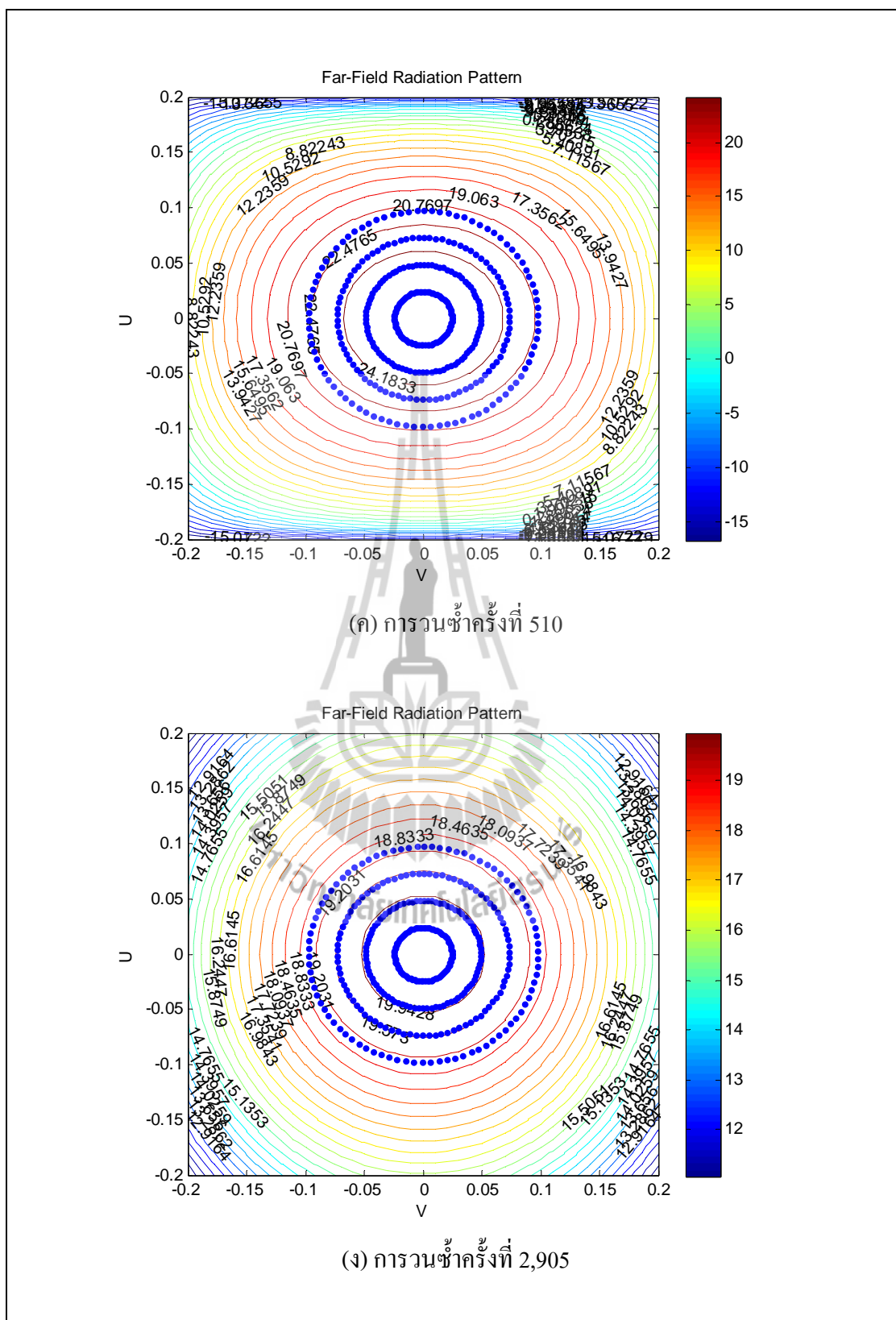
รูปที่ 4.16 ศึกษาผลกระทบของอัตรารายขยายที่มีผลต่อประสิทธิภาพของสายอากาศสำหรับพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลม

4.6.4 การศึกษาผลกระทบของรูปแบบลักษณะพื้นที่ที่ต้องการมีผลกระทบต่อ

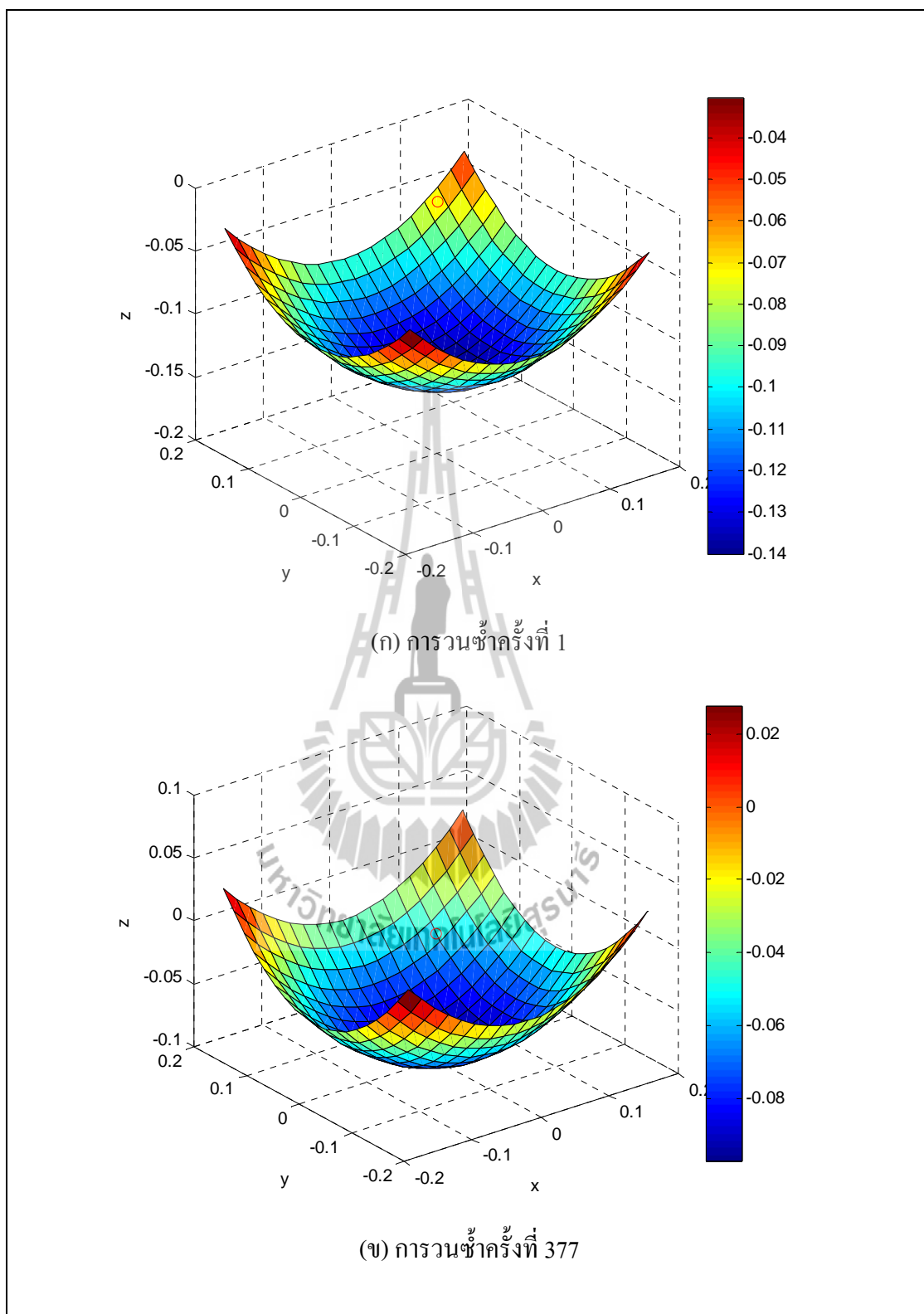
ประสิทธิภาพสายอากาศ

ซึ่งวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกทำการศึกษาลักษณะพื้นที่ที่ครอบคลุมแบบต่าง ๆ เช่น รูปวงกลม รูปวงกลมสองวงแนวตั้ง รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง เป็นต้น โดยผลการจำลองแบบของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงสำหรับลักษณะพื้นที่ที่ครอบคลุมแบบต่าง ๆ แสดงดังนี้

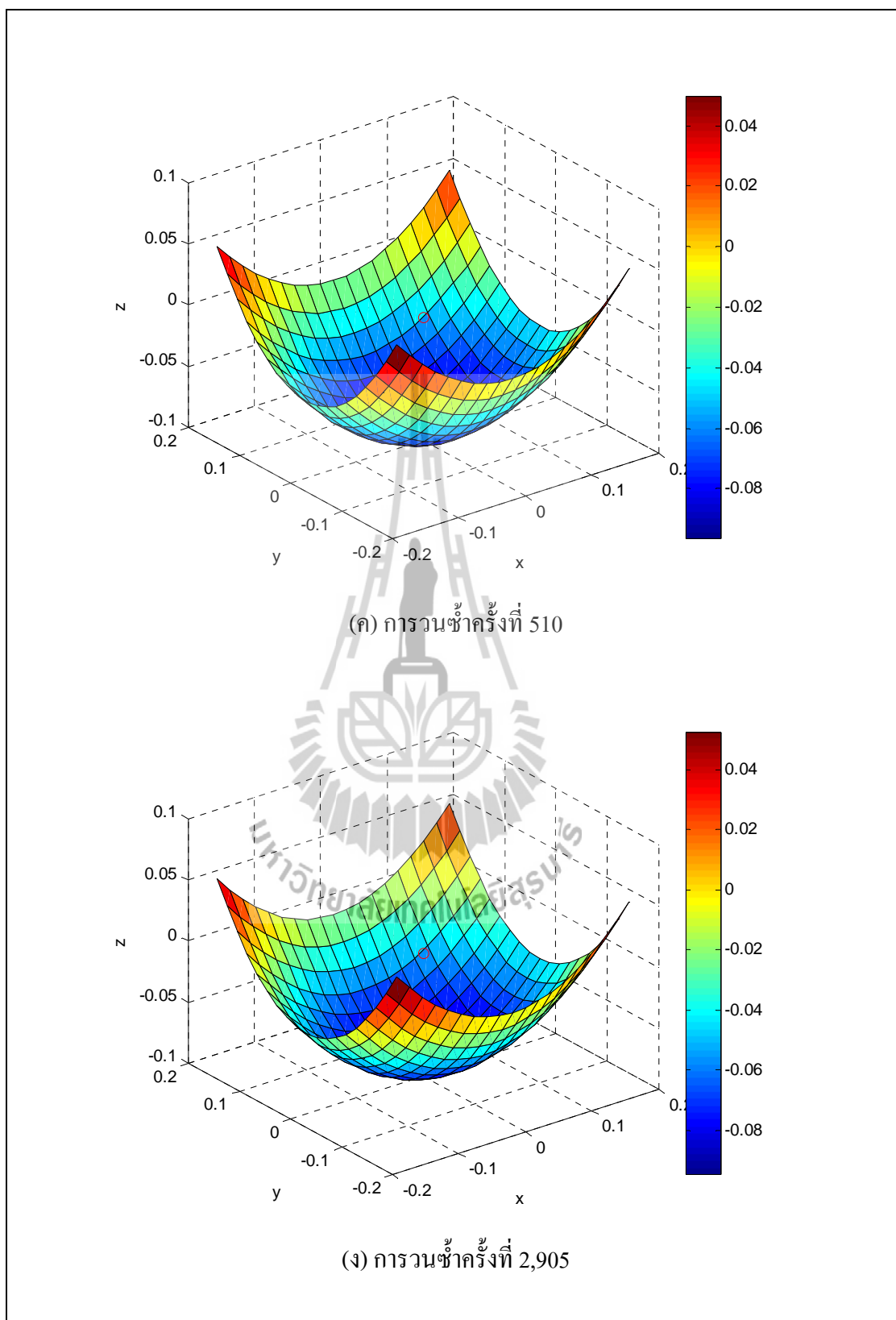
- ผลการจำลองแบบพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่มีลักษณะพื้นที่ที่ครอบคลุมรูปวงกลม การสังเคราะห์พื้นผิวสะท้อนอ้างอิงดำเนินการ โดยกำหนดอัตราขยายที่ต้องการเป็น 20 dB กำหนดจุดสังเกตลงบนแบบรูปการแผ่พลังงานของพื้นผิวพาราโบลิก จำนวน 341 จุด แสดงดังรูป 4.17 (ก) ซึ่งพบว่ามีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบวงกลม อัตราขยายสูงสุดอยู่ที่ 25.07 dB พื้นผิวแรกเริ่มเป็นพื้นผิวพาราโบลิกและการประวิงเฟสแรกเริ่มแสดงดังรูปที่ 4.18 (ก) และ 4.19 (ข) ตามลำดับ เมื่อนำค่าปัจจัยต่าง ๆ ไปคำนวณหารูปร่างพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่ต้องการ ตามกรรมวิธีหาค่าเหมาะสมที่สุด ซึ่งพบว่าเมื่อทำการสุ่มจำนวนของการวนซ้ำของแบบรูปการแผ่พลังงานที่คำนวณได้กำลังดูหาคำตอบเพื่อให้ได้ลักษณะพื้นที่ที่ครอบคลุมที่ต้องการซึ่งแสดงดังรูป 4.17 (ข) และ 4.17 (ค) โดยรูปที่ 4.17 (ข) และ 4.17 (ค) มีจำนวนรอบของการวนซ้ำเป็น 377 ครั้ง และ 510 ครั้ง ตามลำดับ อัตราขยายที่คำนวณได้มีค่าเท่ากับ 24.57 และ 24.4 ตามลำดับ แต่เนื่องจากกรรมวิธีหาค่าเหมาะสมยังไม่สิ้นสุด ดังนั้นการดูหาคำตอบเพื่อให้ได้ลักษณะพื้นที่ที่ครอบคลุมที่ต้องการก็จะเข้าสู่กระบวนการหาค่าเหมาะสมที่สุดจนกว่าจะได้ค่าที่เหมาะสมที่สุด และเมื่อกระบวนการหาค่าเหมาะสมที่สุดสิ้นสุดลงมีจำนวนรอบของการวนซ้ำเป็น 2,905 ครั้ง ซึ่งลักษณะพื้นที่ที่ครอบคลุมที่ได้มีลักษณะใกล้เคียงกับลักษณะพื้นที่ที่ครอบคลุมที่ต้องการ แสดงดังรูป 4.17 (ง) มีอัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 20.3 dB ถ้าพิจารณาความกว้างลำคลื่นครั้งกำลัง พบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานที่คำนวณได้คิดเป็น 100% ของพื้นที่ที่ครอบคลุมที่ต้องการโดยรูปที่ 4.18 และ 4.19 แสดงเทคนิคการวนซ้ำของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่สังเคราะห์ได้และการประวิงเฟสที่คำนวณได้จากสมการ 3.75



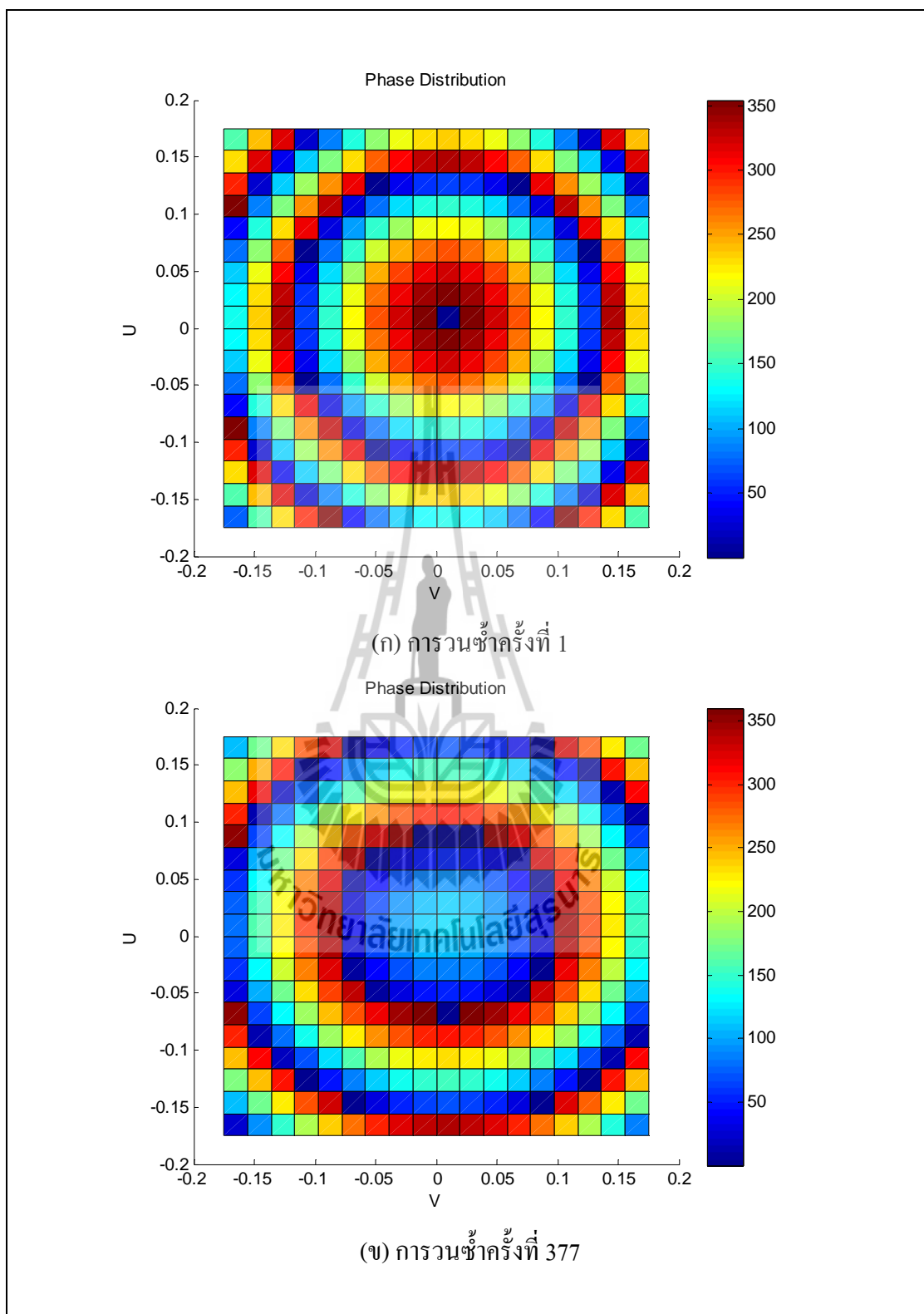
รูปที่ 4.17 เทคนิคการวนซ้ำที่สนามระยะไกลสำหรับพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลม (ต่อ)



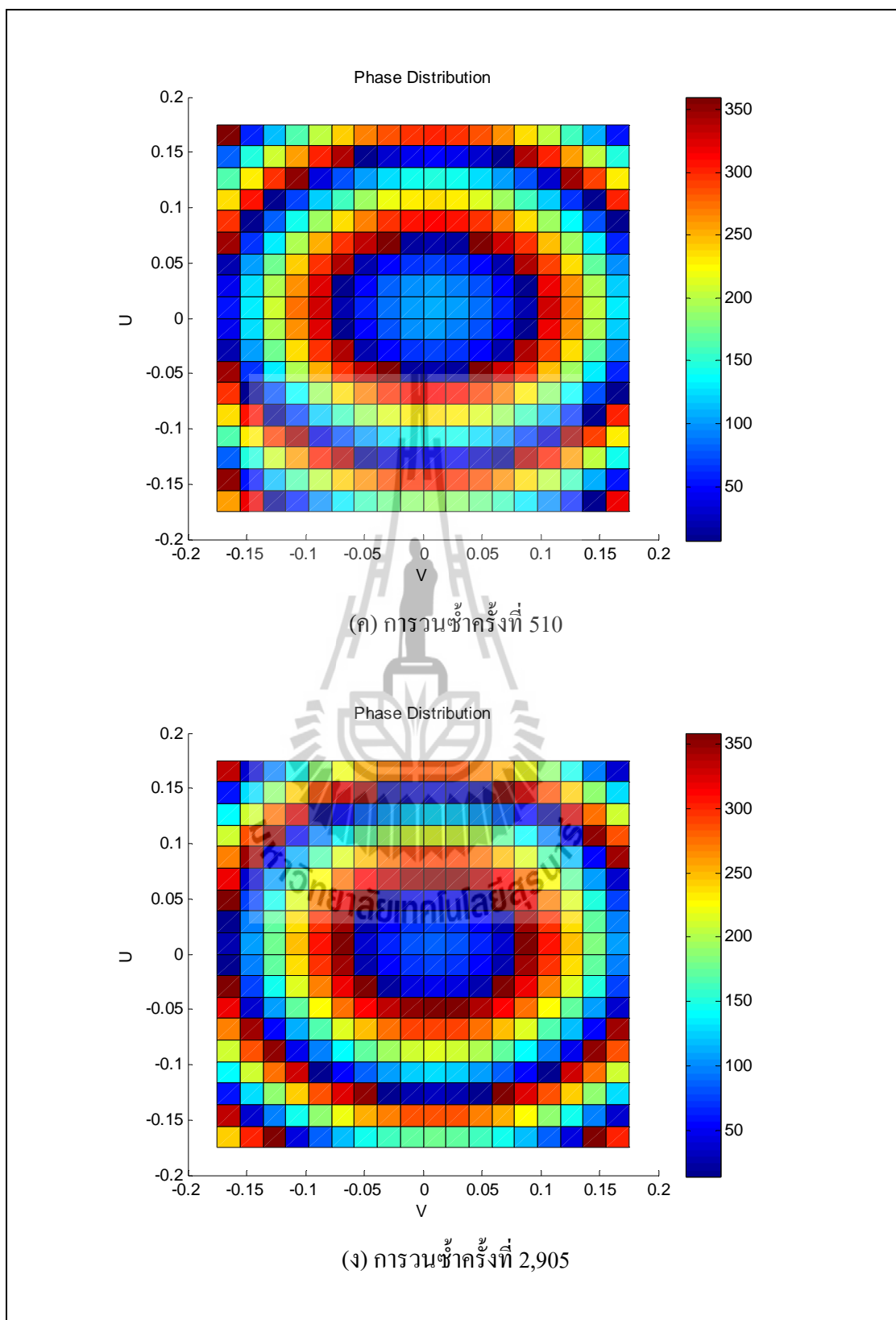
รูปที่ 4.18 เทคนิคการวนซ้ำของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลม



รูปที่ 4.18 เทคนิคการวนซ้ำของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลม (ต่อ)



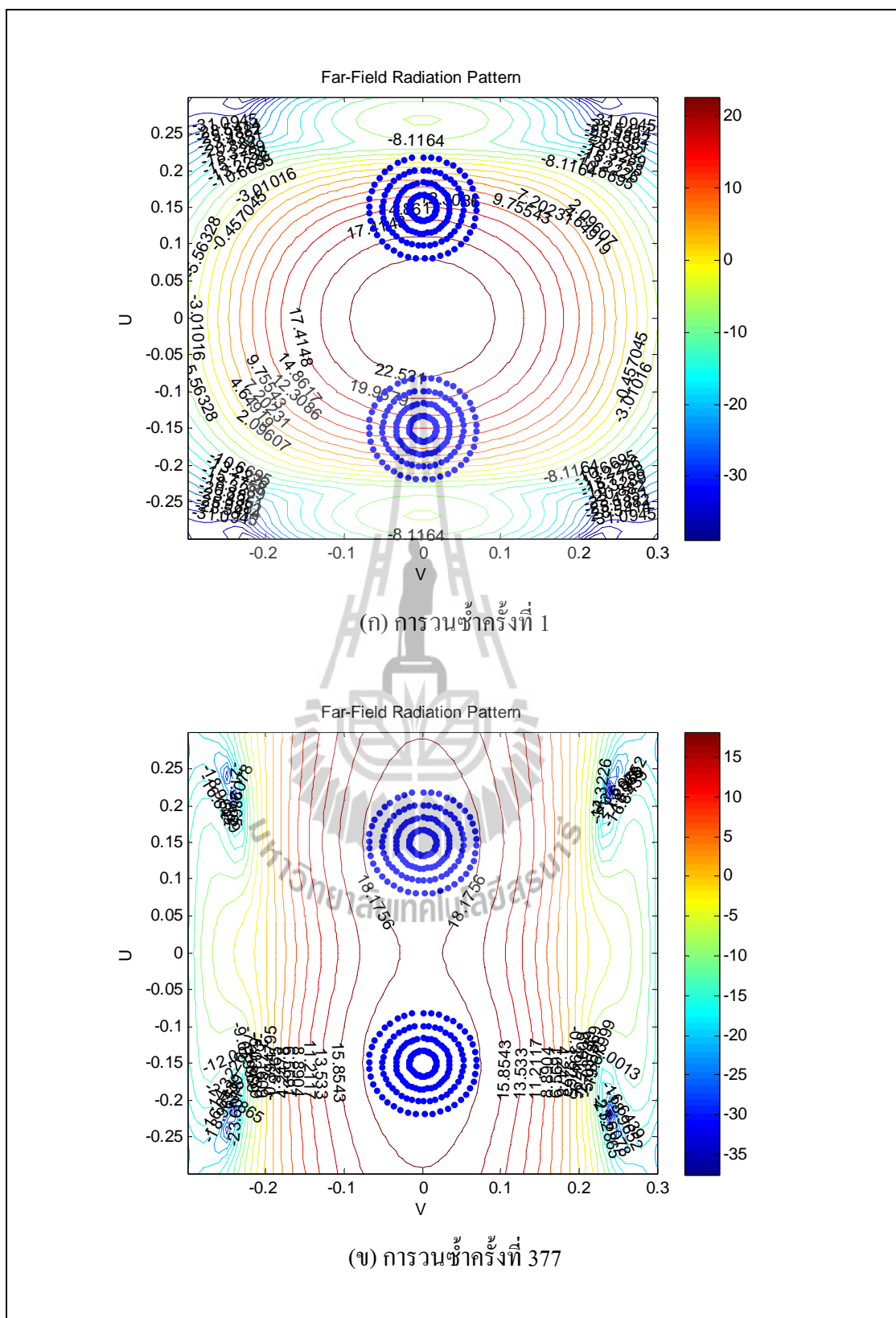
รูปที่ 4.19 เทคนิคการวนซ้ำของการประวิงเฟสที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปร่างกลม



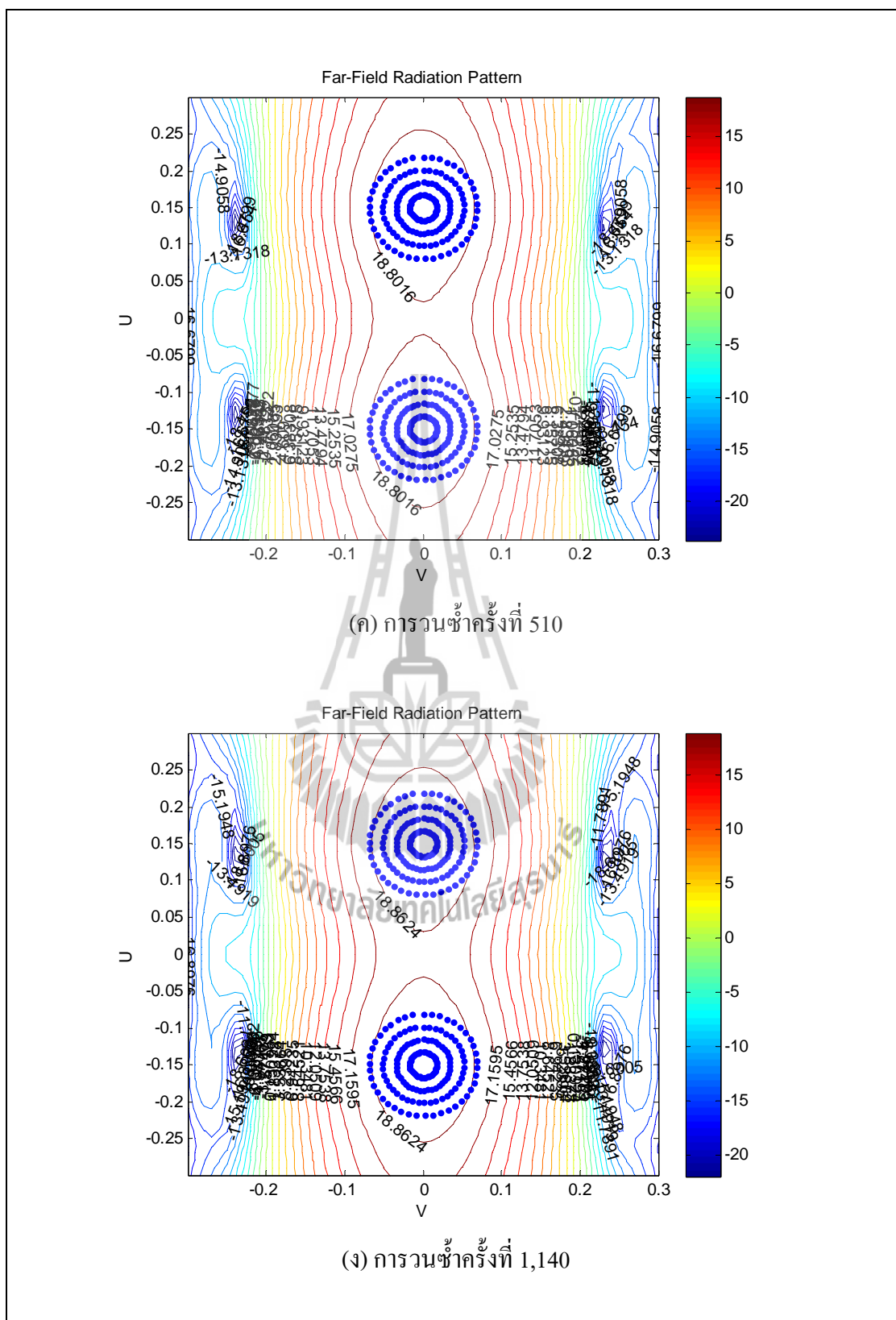
รูปที่ 4.19 เทคนิคการวนซ้ำของการประวิงเฟสที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลม (ต่อ)

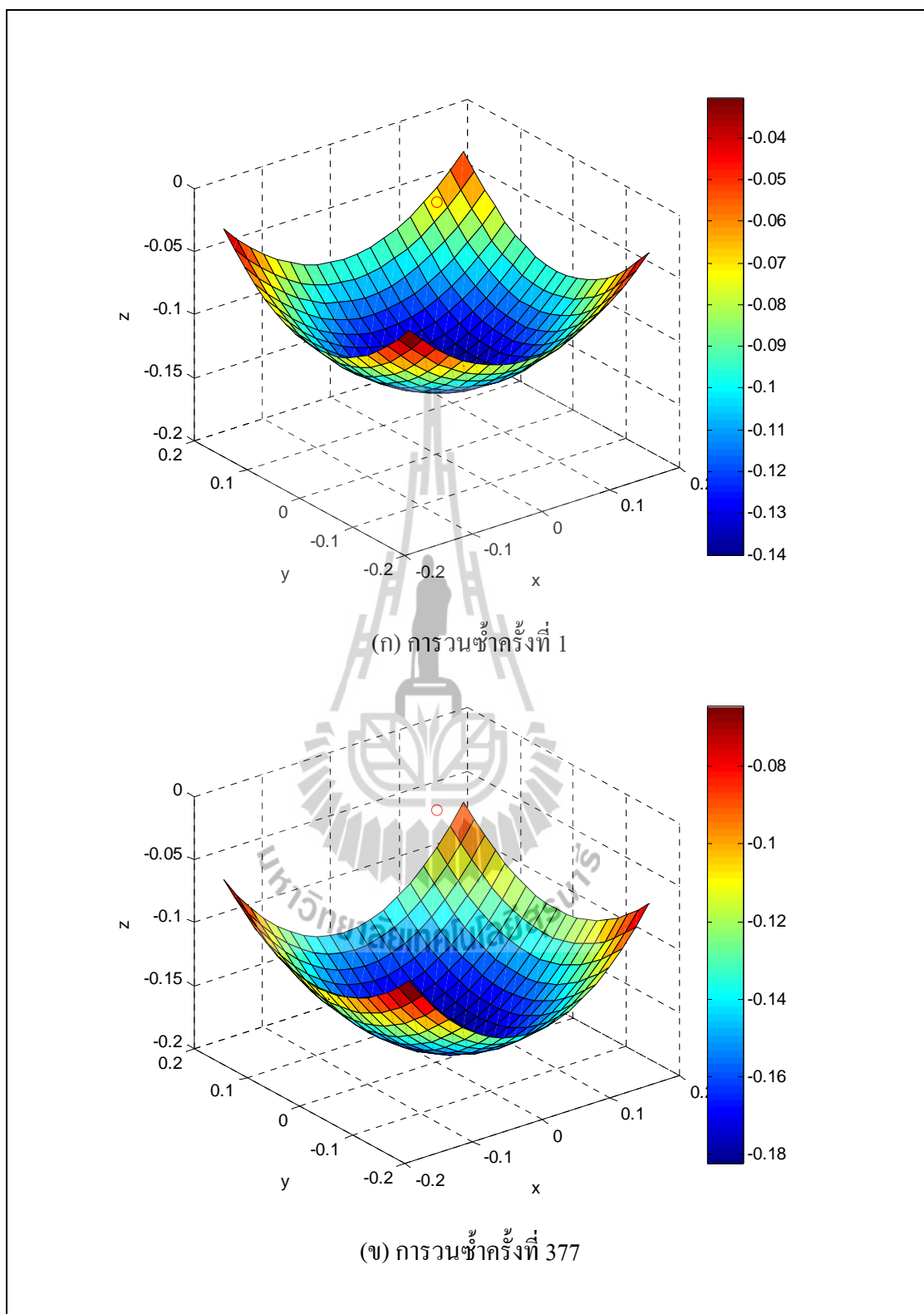
- ผลการจำลองแบบพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลมสองวงแนวตั้ง

การสังเคราะห์พื้นผิวสะท้อนอ้างอิงสำหรับลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลมสองวงแนวตั้ง ดำเนินการ โดยกำหนดอัตราขยายที่ต้องการเป็น 20 dB กำหนดจุดสังเกตลงบนแบบรูปการแผ่พลังงานของพื้นผิวพาราโบลา จำนวน 341 จุด แสดงดังรูปที่ 4.20 (ก) พื้นผิวแรกเริ่มและการประวิงเฟสแรกเริ่มแสดงดังรูป 4.21 (ก) และ 4.22 (ก) ตามลำดับ เมื่อนำค่าปัจจัยต่าง ๆ ไปคำนวณหารูปร่างพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่ต้องการตามกรรมวิธีหาค่าเหมาะสมที่สุด ซึ่งพบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานที่คำนวณได้กำลังหาค่าตอบเพื่อให้ได้ลักษณะพื้นที่ครอบคลุมที่ต้องการ ซึ่งแสดงดังรูป 4.20 (ข) และ 4.20 (ค) โดยรูปที่ 4.20 (ข) และ 4.20 (ค) มีจำนวนรอบของการวนซ้ำเป็น 377 ครั้งและ 510 ครั้ง ตามลำดับ อัตราขยายที่คำนวณได้มีค่าเท่ากับ 20.57 dB และ 20.49 ตามลำดับ แต่เนื่องจากกรรมวิธีหาค่าเหมาะสมยังไม่สิ้นสุดลง ดังนั้นการหาค่าตอบเพื่อให้ได้ลักษณะพื้นที่ครอบคลุมที่ต้องการก็จะเข้าสู่กระบวนการหาค่าเหมาะสมที่สุดจนกว่าจะได้ค่าเหมาะสมที่สุด และเมื่อกระบวนการหาค่าเหมาะสมที่สุดสิ้นสุดลงมีจำนวนรอบของการวนซ้ำเป็น 1,140 ครั้ง ซึ่งลักษณะพื้นที่ครอบคลุมที่ได้มีลักษณะใกล้เคียงกับลักษณะพื้นที่ครอบคลุมที่ต้องการ แสดงดังรูป 4.20 (ง) มีอัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 20.05 dB ถ้าพิจารณาความกว้างลำคลื่นครั้งกำลังพบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานที่คำนวณได้คิดเป็น 100% ของพื้นที่ครอบคลุมที่ต้องการ โดยรูปที่ 4.21 และ 4.22 แสดงเทคนิคการวนซ้ำของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่สังเคราะห์ได้และการประวิงเฟสที่คำนวณได้จากสมการ 3.75

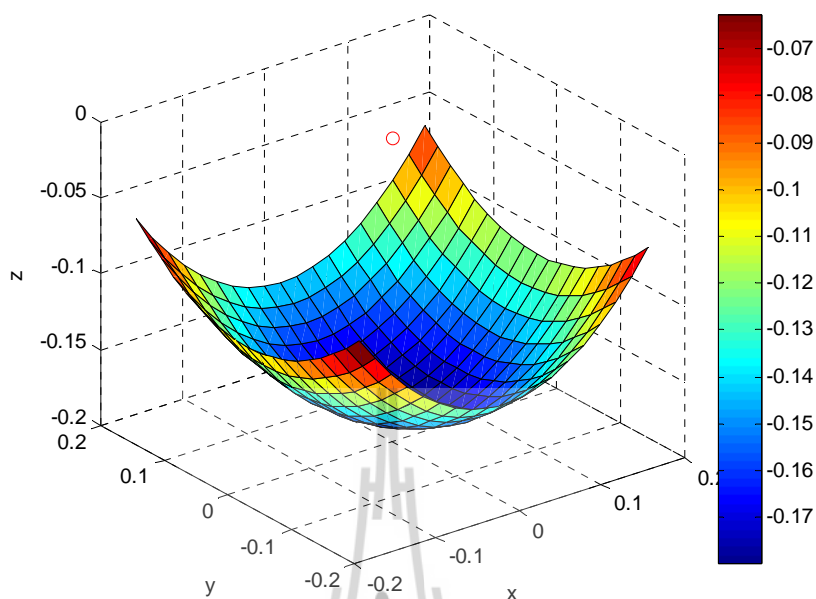


รูปที่ 4.20 เทคนิคการวนซ้ำที่สนามระยะไกลสำหรับพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลมสองวงแนวตั้ง

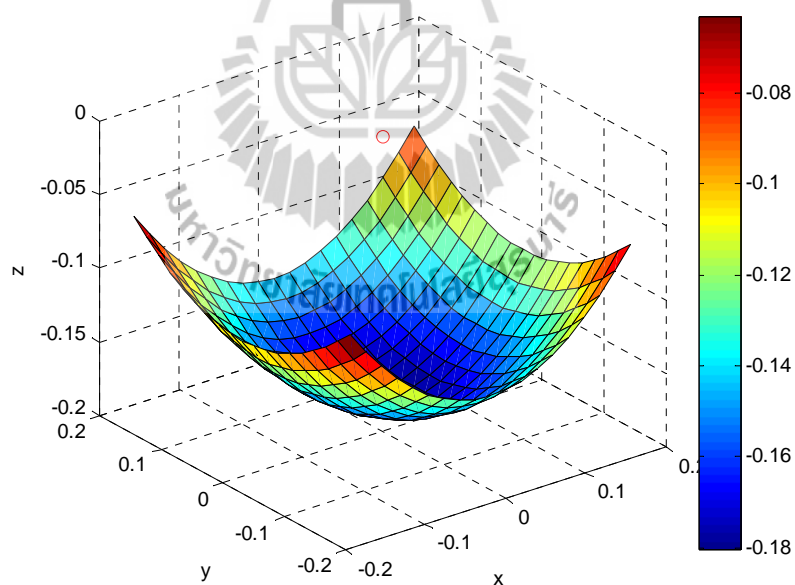




รูปที่ 4.21 เทคนิคการวนซ้ำของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลม
สองวงแนวตั้ง

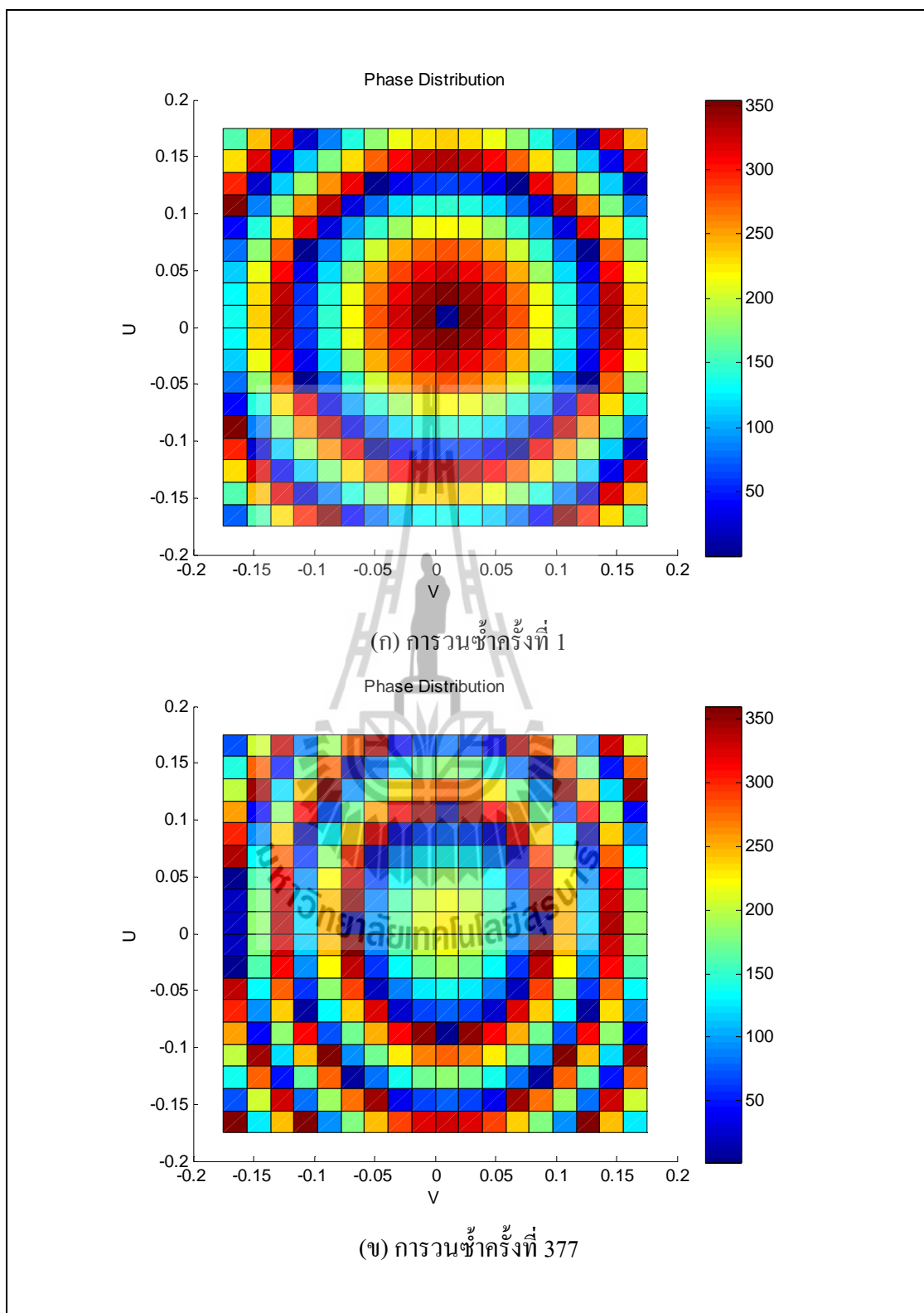


(ค) การวนซ้ำครั้งที่ 510

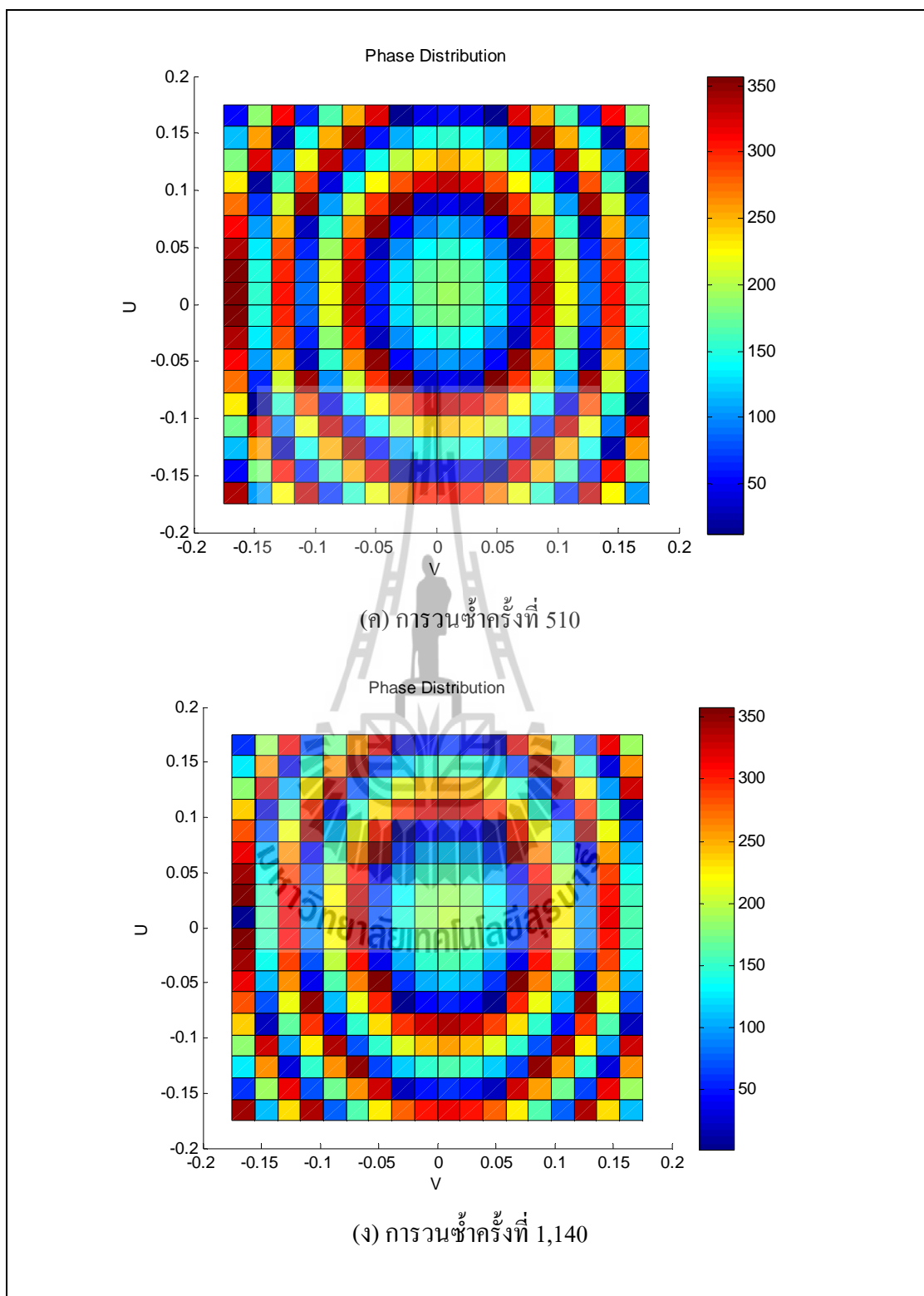


(ง) การวนซ้ำครั้งที่ 1,140

รูปที่ 4.21 เทคนิคการวนซ้ำของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลม
สองวงแนวตั้ง (ต่อ)



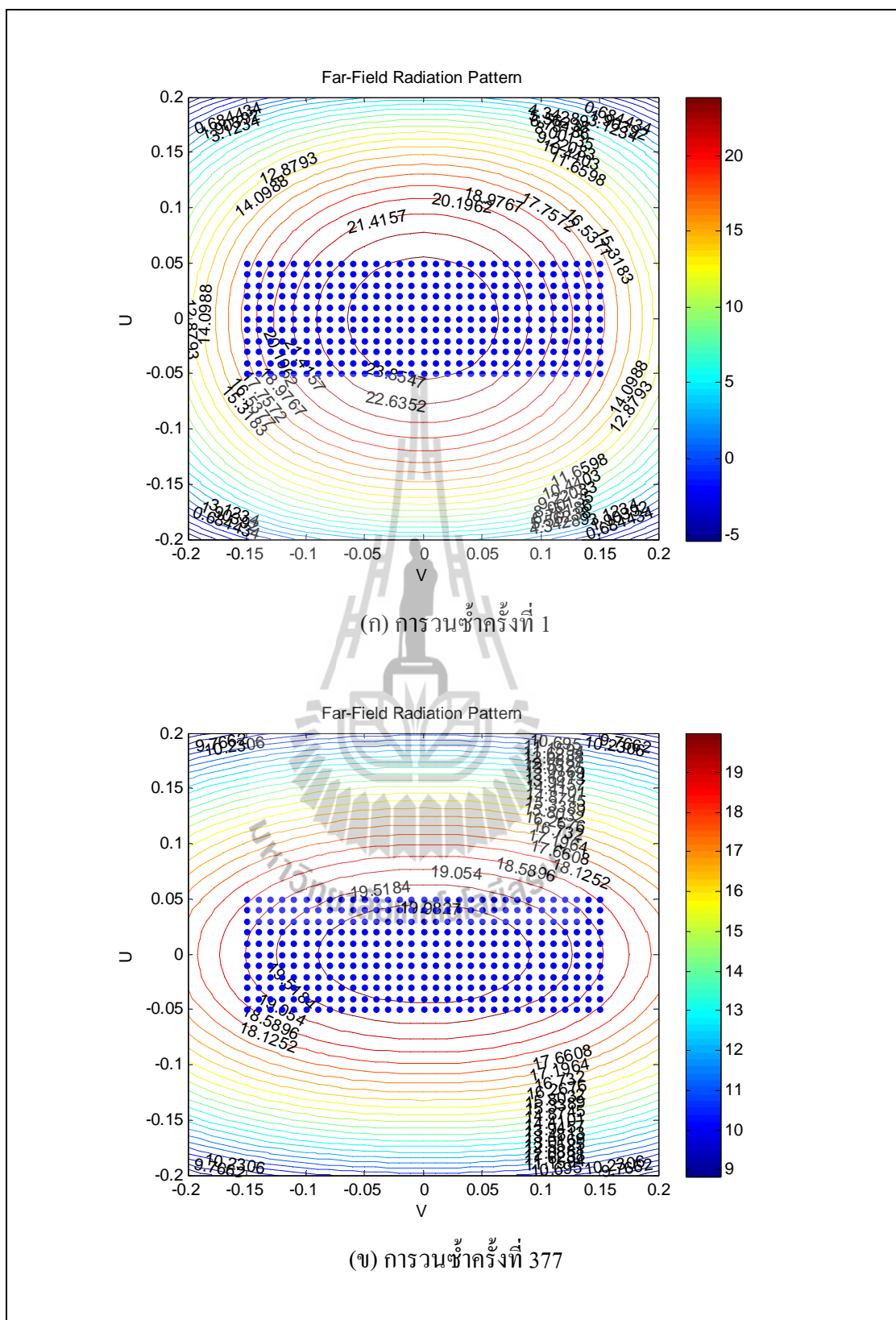
รูปที่ 4.22 เทคนิคการวนซ้ำของการประวิงเฟสที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปร่างกลมสองวงแนวตั้ง



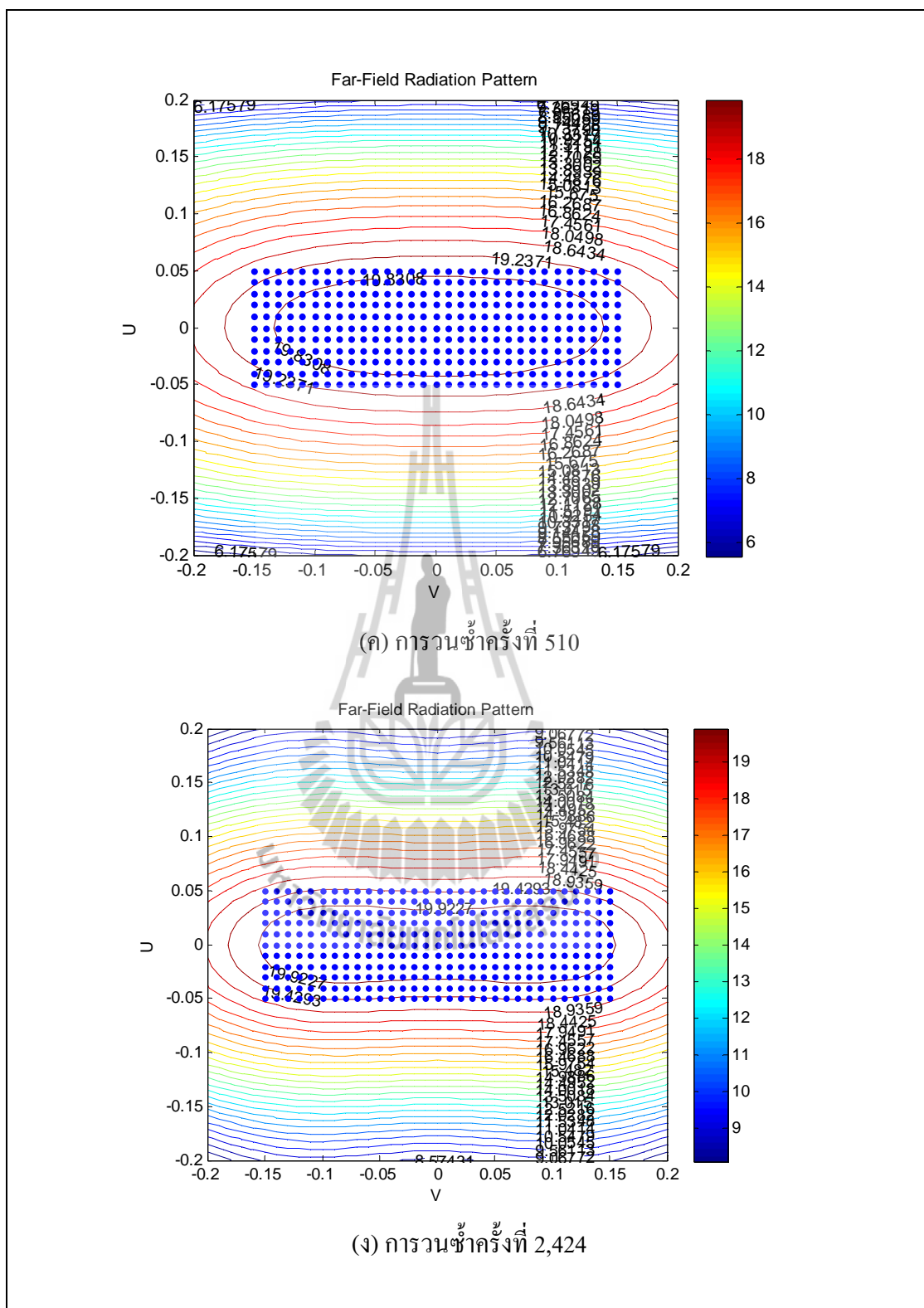
รูปที่ 4.22 เทคนิคการวนซ้ำของการประวิงเฟสที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลม
สองวงแนวตั้ง (ต่อ)

- ผลการจำลองแบบพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน

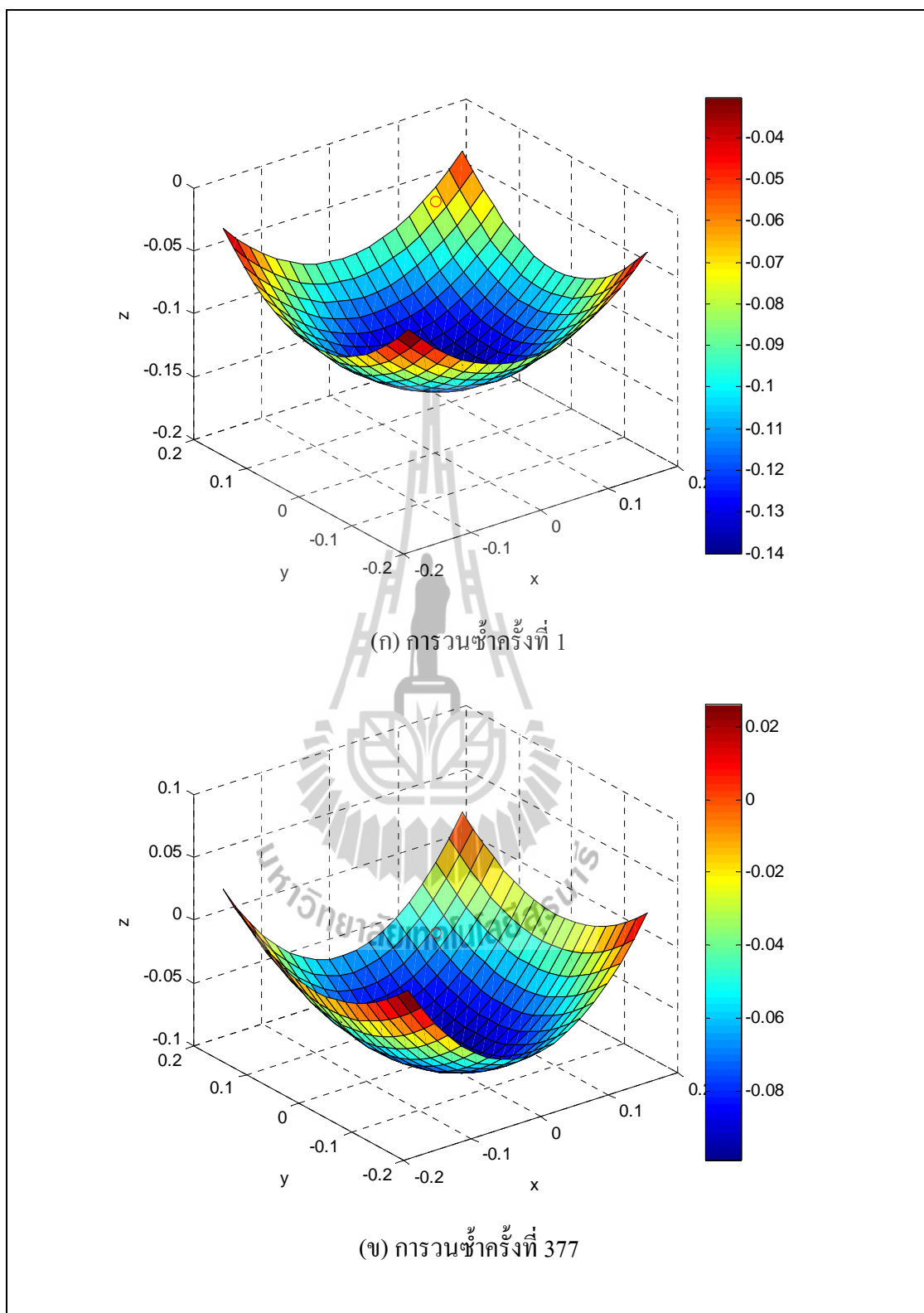
การสังเคราะห์พื้นผิวสะท้อนอ้างอิงจะดำเนินการ โดยกำหนดลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน อัตราขยายของระบบสายอากาศอยู่ที่ 20 dB และการกำหนดจุดสังเกตลงบนแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศงานสะท้อนพาราโบลิก จำนวน 341 จุด แสดงดังรูปที่ 4.23 (ก) ซึ่งพบว่ามีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบวงกลม อัตราขยายสูงสุดอยู่ที่ 25.07 dB พื้นผิวแรกเริ่มคือพื้นผิวพาราโบลิกและการประวิงเฟสแรกเริ่มแสดงดังรูปที่ 4.24 (ก) และ 4.25 (ก) ตามลำดับ เมื่อกำหนดปัจจัยแรกเริ่มของระบบในหัวข้อที่ผ่านมาเรียบร้อยแล้วก็จะเริ่มเข้าสู่กระบวนการหาค่าเหมาะสมที่สุด โดยทำการสุ่มจำนวนรอบของการวนซ้ำของแบบรูปการแผ่พลังงานที่คำนวณได้ พบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานของพื้นผิวพาราโบลิกที่มีลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงานแบบวงกลมกำลังดูหาคำตอบเพื่อให้ได้ลักษณะพื้นที่ครอบคลุมที่ต้องการซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.23 (ข) และ 4.23 (ค) ตามลำดับ จากรูปที่ 4.23 (ข) และ 4.23 (ค) พบว่ามีจำนวนรอบของการวนซ้ำเป็น 377 ครั้งและ 510 ครั้ง ตามลำดับ อัตราขยายที่คำนวณได้มีค่าเท่ากับ 20.44 dB และ 20.42 dB ตามลำดับ แต่เนื่องจากกรรมวิธีหาค่าเหมาะสมยังไม่สิ้นสุดลง ดังนั้นการดูหาคำตอบเพื่อให้ได้ลักษณะพื้นที่ครอบคลุมที่ต้องการก็จะเข้าสู่กระบวนการหาค่าเหมาะสมที่สุดจนกว่าจะได้ค่าเหมาะสมที่สุด และเมื่อกระบวนการหาค่าเหมาะสมที่สุดสิ้นสุดลงมีจำนวนรอบของการวนซ้ำเป็น 2,424 ครั้ง ซึ่งลักษณะพื้นที่ครอบคลุมที่ได้มีลักษณะใกล้เคียงกับลักษณะพื้นที่ครอบคลุมที่ต้องการ โดยเส้นทึบคือผลจากการจำลองและเส้นปะคือพื้นที่ที่ต้องการ แสดงดังรูป 4.23 (ง) มีอัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 20.07 dB ถ้าพิจารณาความกว้างลำคลื่นครั้งกำลัง พบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานที่คำนวณได้คิดเป็น 100% ของพื้นที่ครอบคลุมที่ต้องการ จากการศึกษาพบว่าเมื่อเข้าสู่กระบวนการหาค่าเหมาะสมที่สุดจะส่งผลให้พื้นผิวสะท้อนอ้างอิงและการประวิงเฟสเกิดการเปลี่ยนแปลงแสดงดังในรูปที่ 4.24 (ข) ถึง 4.24 (ง) และ 4.25 (ข) ถึง 4.25 (ง) ตามลำดับ โดยที่การประวิงเฟสที่เกิดขึ้นสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ 3.75



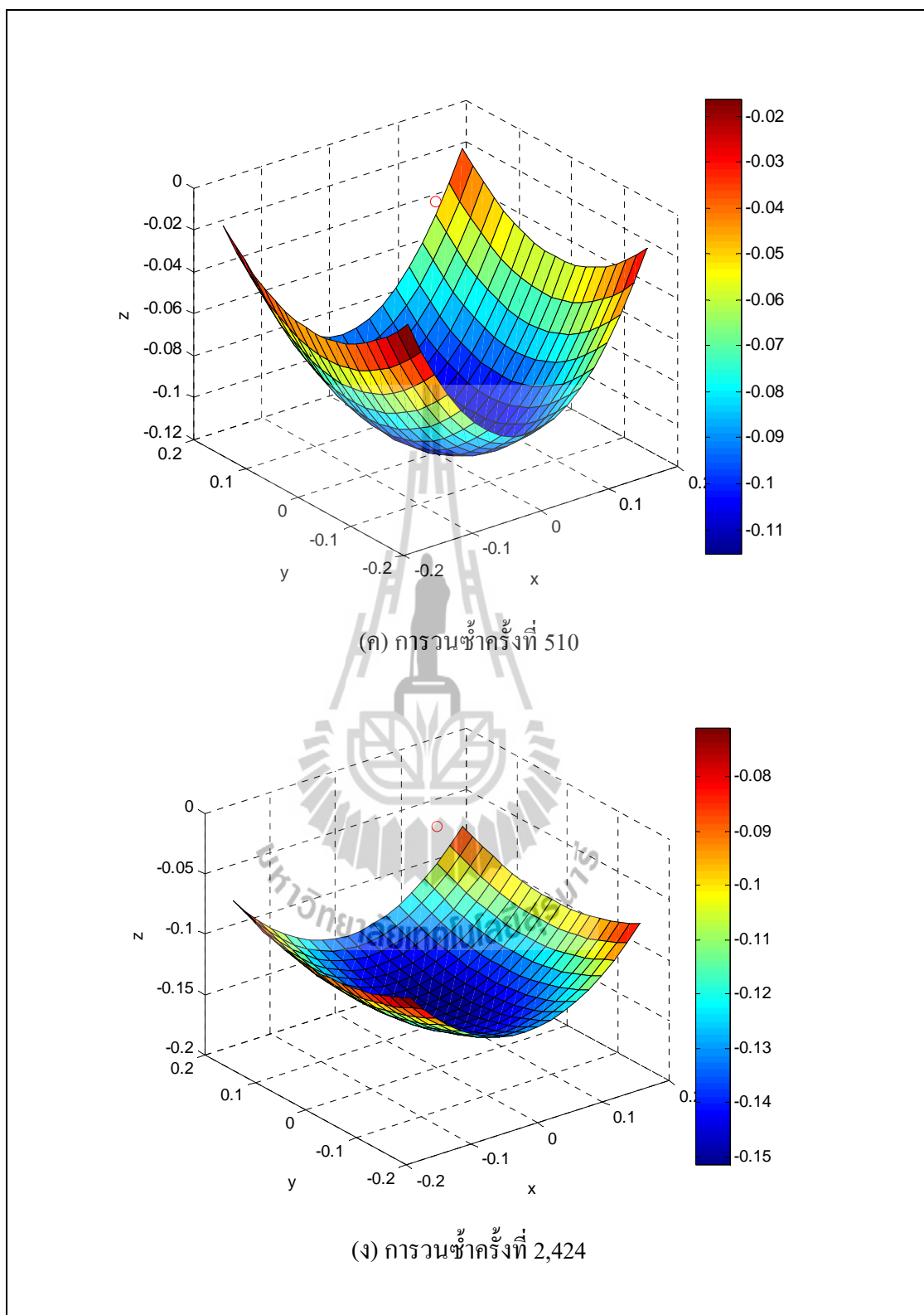
รูปที่ 4.23 เทคนิคการวนซ้ำที่สนามระยะไกลสำหรับพื้นที่ครอบคลุมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน



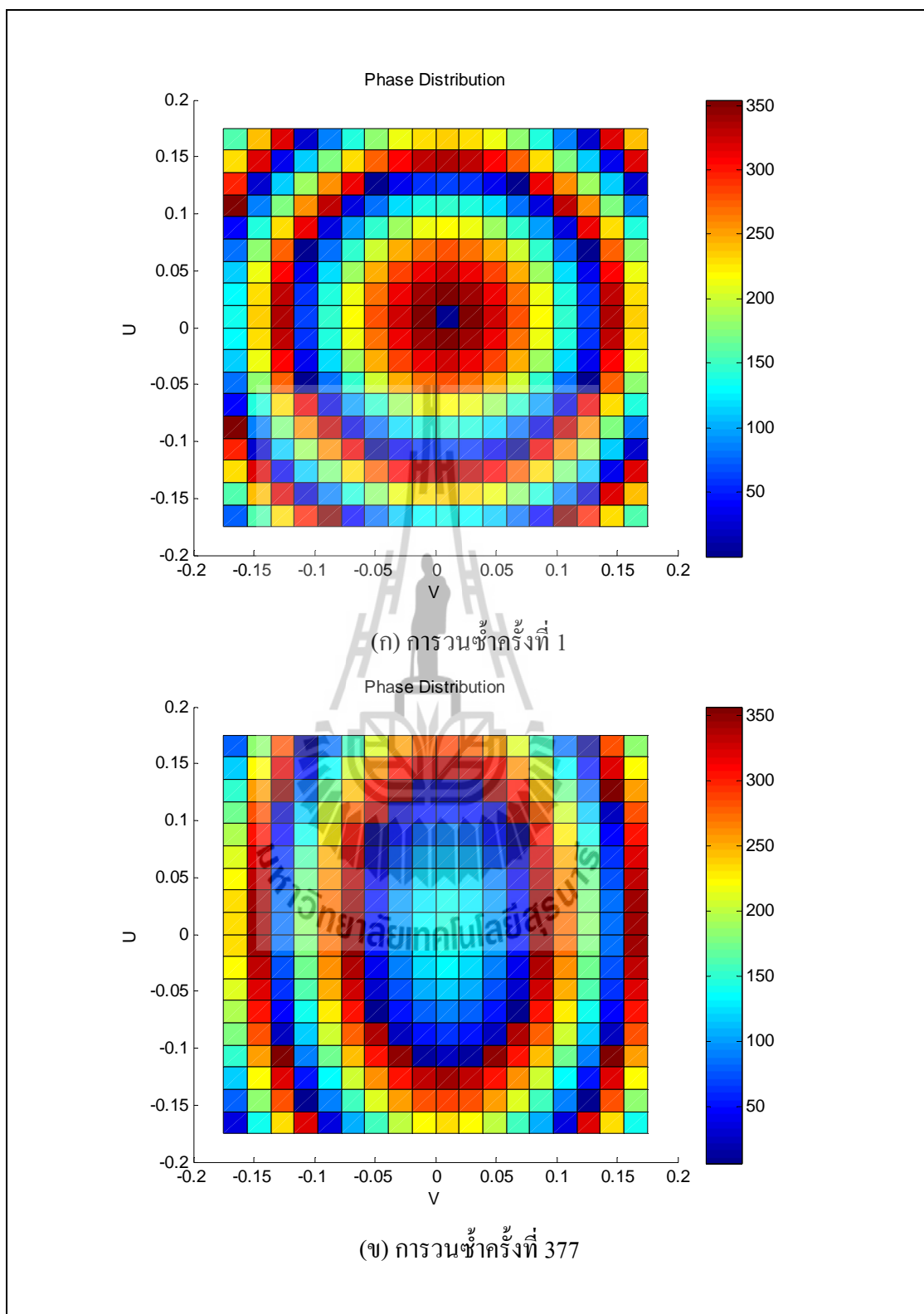
รูปที่ 4.23 เทคนิคการวนซ้ำที่สนามระยะไกลสำหรับพื้นที่ครอบคลุมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า
แนวนอน (ต่อ)



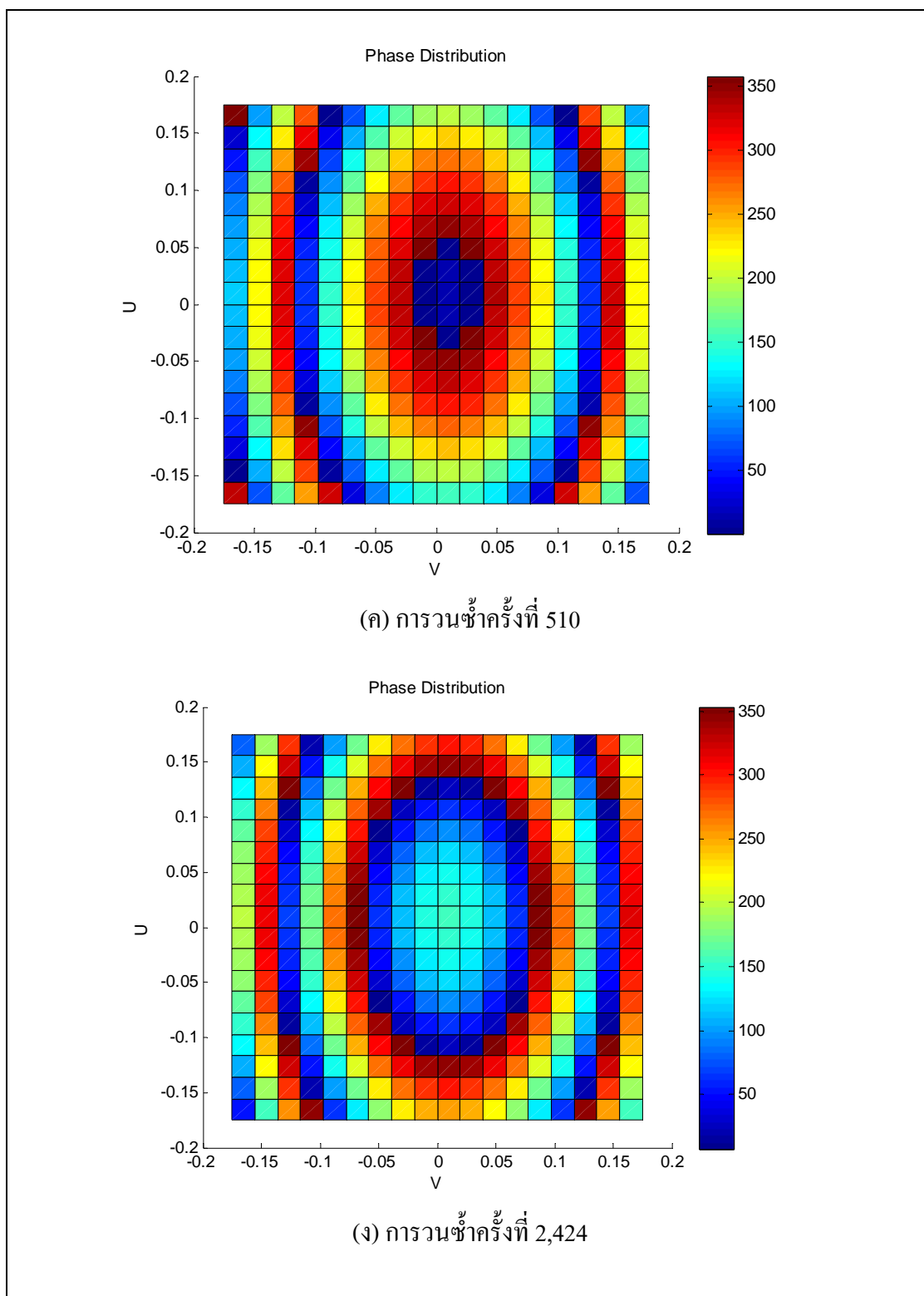
รูปที่ 4.24 เทคนิคการวนซ้ำของพื้นผิวสะท้อนอังก้องที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า
แนวนอน



รูปที่ 4.24 เทคนิคการวนซ้ำของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปสี่เหลี่ยมพื้นผ้า
แนวนอน (ต่อ)



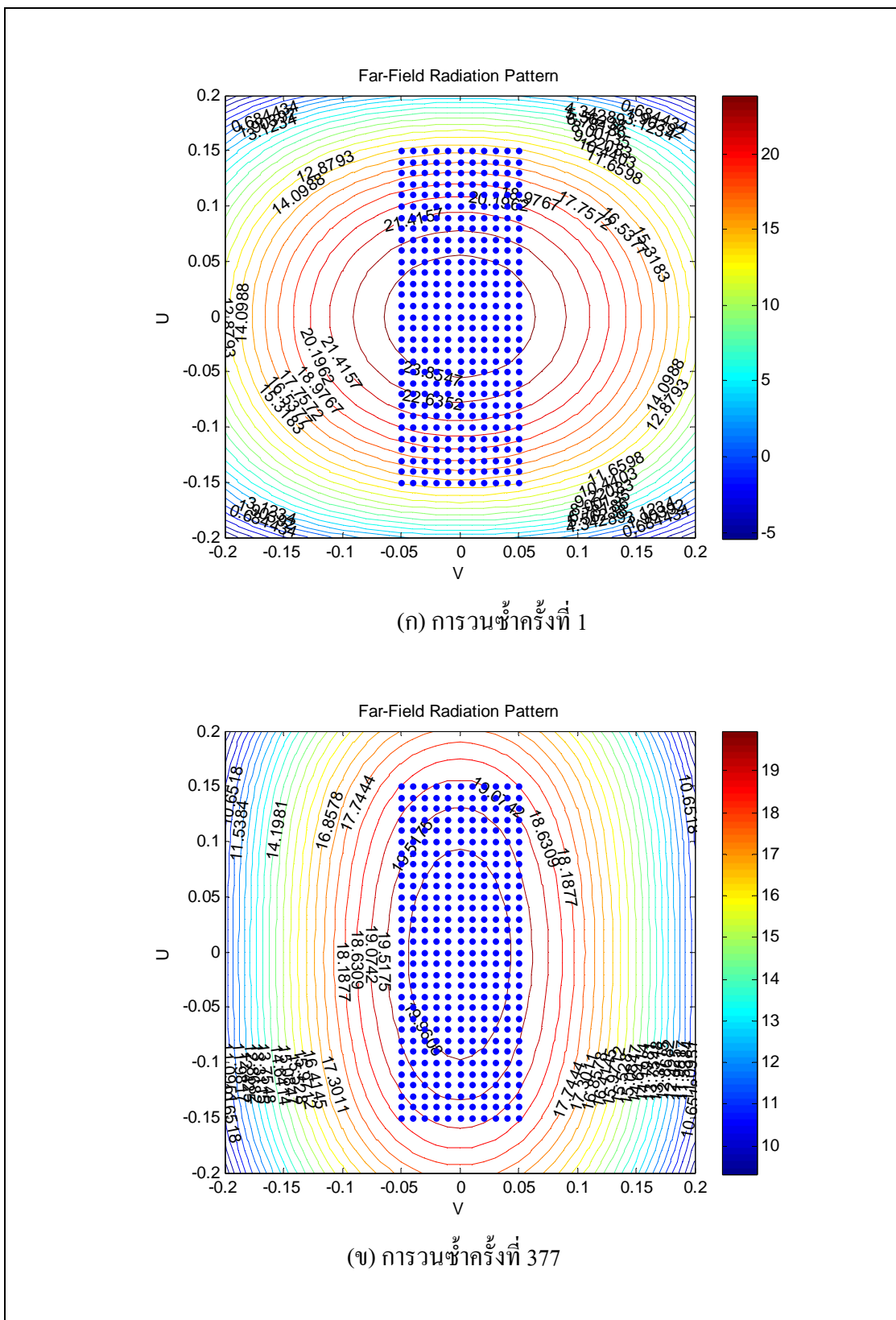
รูปที่ 4.25 เทคนิคการวนซ้ำของการประวิงเฟสที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า
แนวนอน



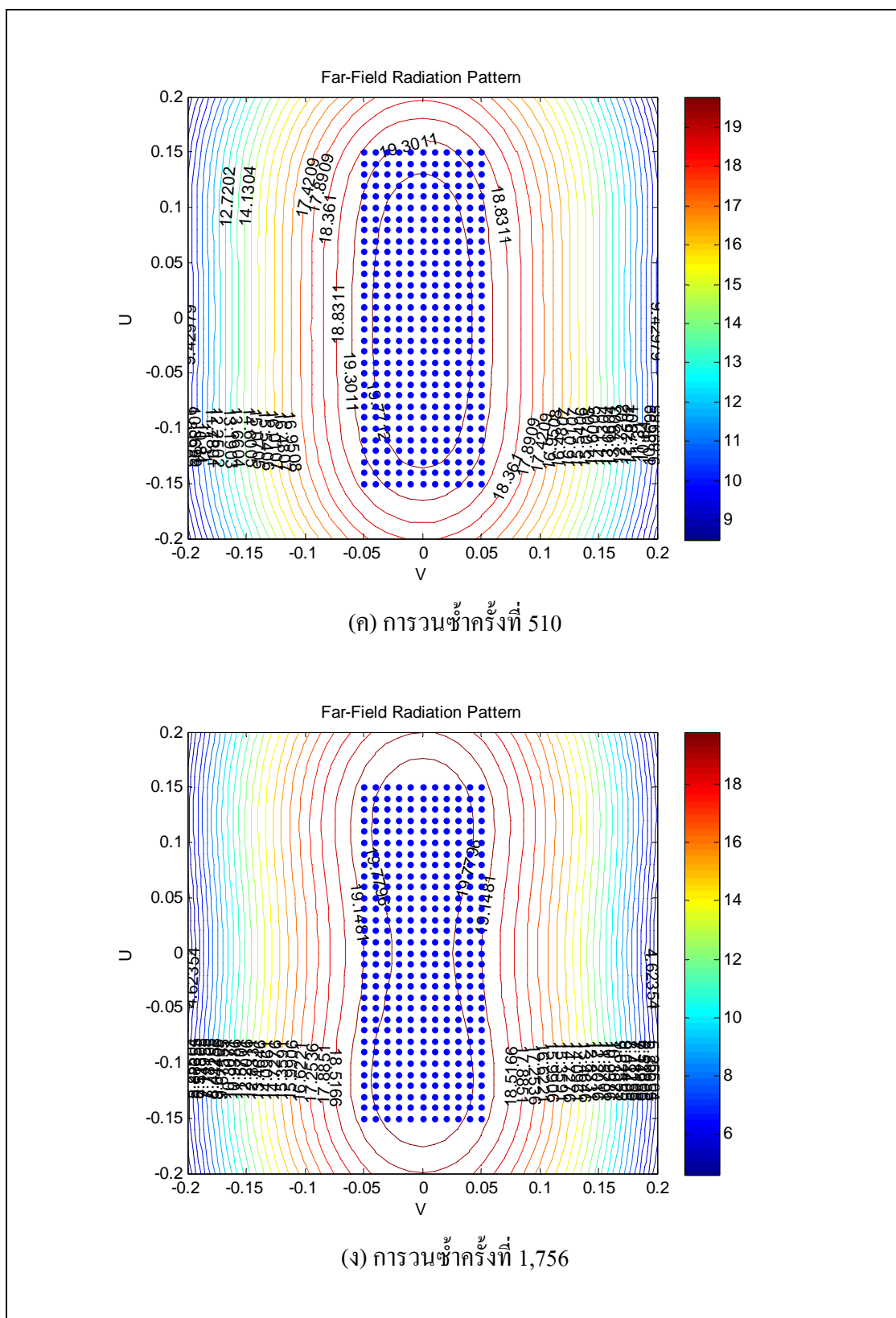
รูปที่ 4.25 เทคนิคการวนซ้ำของการประวิงเฟสที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า
แนวนอน (ต่อ)

- ผลการจำลองแบบคุณสมบัติของสายอากาศจานสะท้อนอ้างอิงที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง

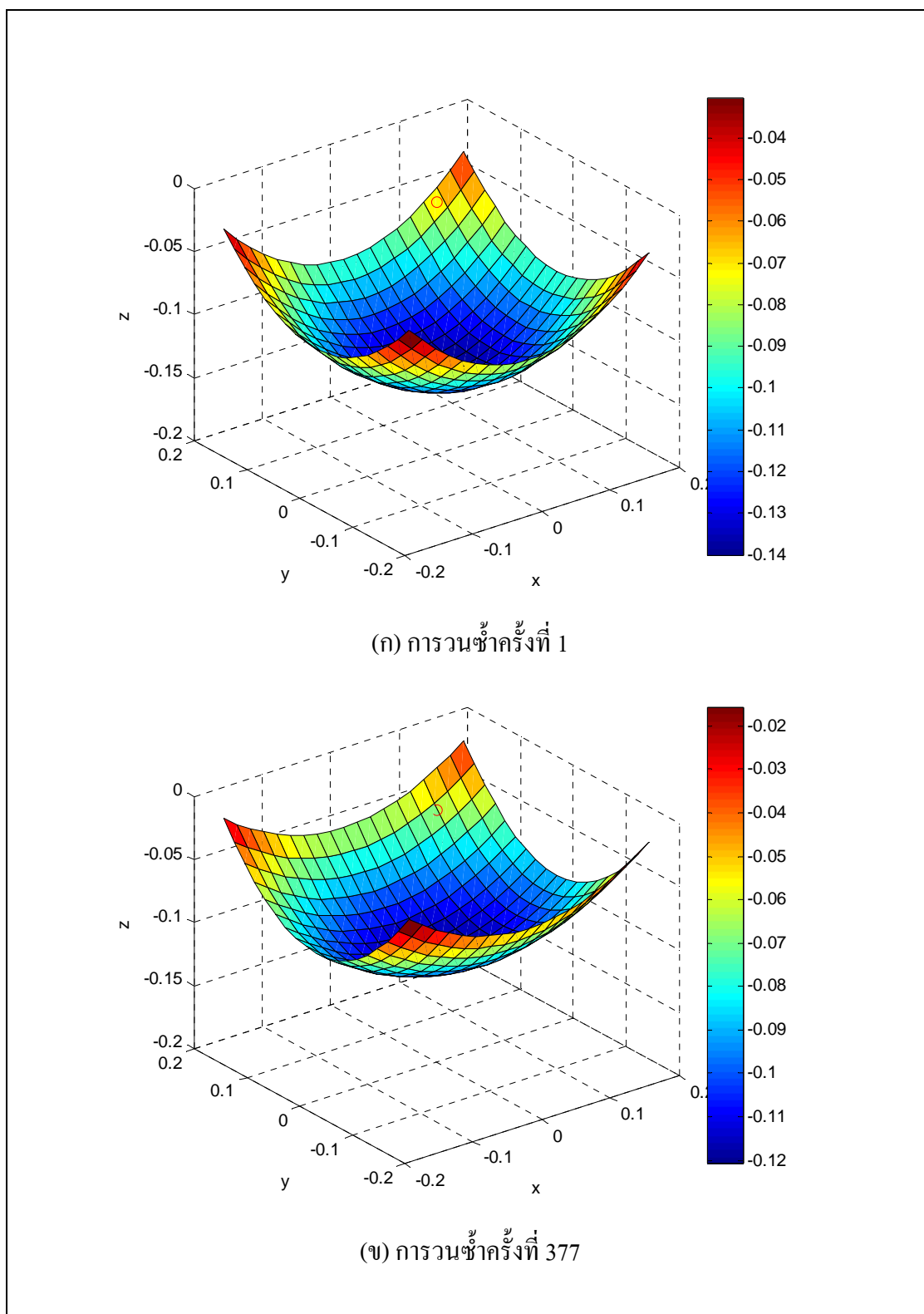
การสังเคราะห์พื้นผิวสะท้อนอ้างอิงดำเนินการ โดยกำหนดอัตราขยายที่ต้องการเป็น 20 dB กำหนดจุดสังเกตลงบนแบบรูปการแผ่พลังงานของพื้นผิวพาราโบลิก จำนวน 341 จุด แสดงดังรูป 4.26 (ก) ซึ่งมีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบวงกลม อัตราขยายสูงสุดอยู่ที่ 25.07 dB พื้นผิวแรกเริ่มคือพื้นผิวพาราโบลิกและการประวิงเฟสแรกเริ่ม แสดงดังรูปที่ 4.27 (ก) และ 4.28 (ก) เมื่อนำค่าปัจจัยต่าง ๆ ไปคำนวณหารูปร่างพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่ต้องการตามกรรมวิธีหาค่าเหมาะสมที่สุด ซึ่งพบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานที่คำนวณได้กำลังหาค่าตอบเพื่อให้ได้ลักษณะพื้นที่ครอบคลุมที่ต้องการแสดงดังรูป 4.26 (ข) และ 4.26 (ค) โดยจากรูปที่ 4.26 (ข) และ 4.26 (ค) พบว่ามีจำนวนรอบของการวนซ้ำเป็น 377 ครั้งและ 510 ครั้ง ตามลำดับ อัตราขยายที่คำนวณได้มีค่าเท่ากับ 20.4 dB และ 20.24 dB ตามลำดับ แต่เนื่องจากกรรมวิธีหาค่าเหมาะสมยังไม่สิ้นสุดลง ดังนั้นการหาค่าตอบเพื่อให้ได้ลักษณะพื้นที่ครอบคลุมที่ต้องการก็จะเข้าสู่กระบวนการหาค่าเหมาะสมที่สุดจนกว่าจะได้ค่าเหมาะสมที่สุด และเมื่อกระบวนการหาค่าเหมาะสมที่สุดสิ้นสุดลงมีจำนวนรอบของการวนซ้ำเป็น 1,756 ครั้ง ซึ่งลักษณะพื้นที่ครอบคลุมที่ได้มีลักษณะใกล้เคียงกับลักษณะพื้นที่ครอบคลุมที่ต้องการ แสดงดังรูป 4.26 (ง) มีอัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 20.01 dB ถ้าพิจารณาความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง พบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานที่คำนวณได้คิดเป็น 100% ของพื้นที่ครอบคลุมที่ต้องการ โดยรูปที่ 4.27 และ 4.28 แสดงเทคนิคการวนซ้ำของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่สังเคราะห์ได้และการประวิงเฟสที่คำนวณได้จากสมการ 3.75



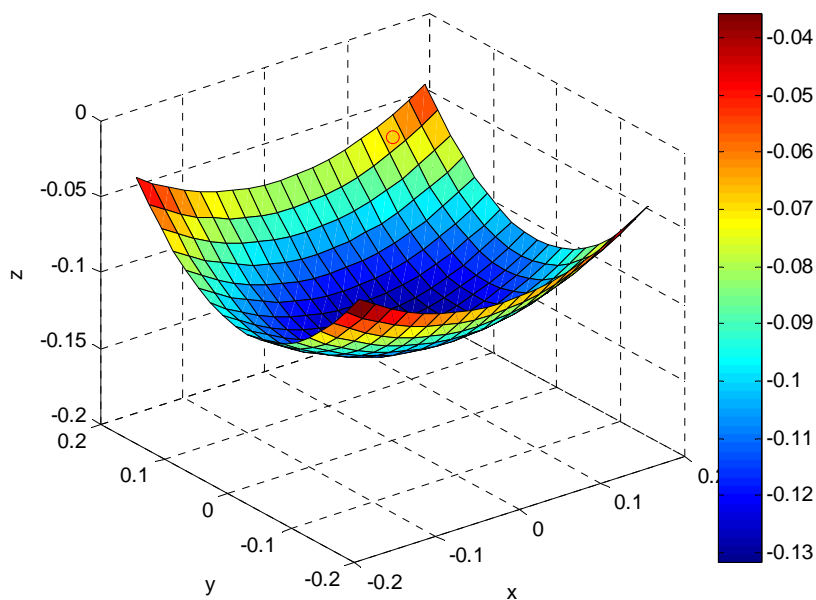
รูปที่ 4.26 เทคนิคการวนซ้ำที่สนามระยะไกลสำหรับพื้นที่ครอบคลุมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง



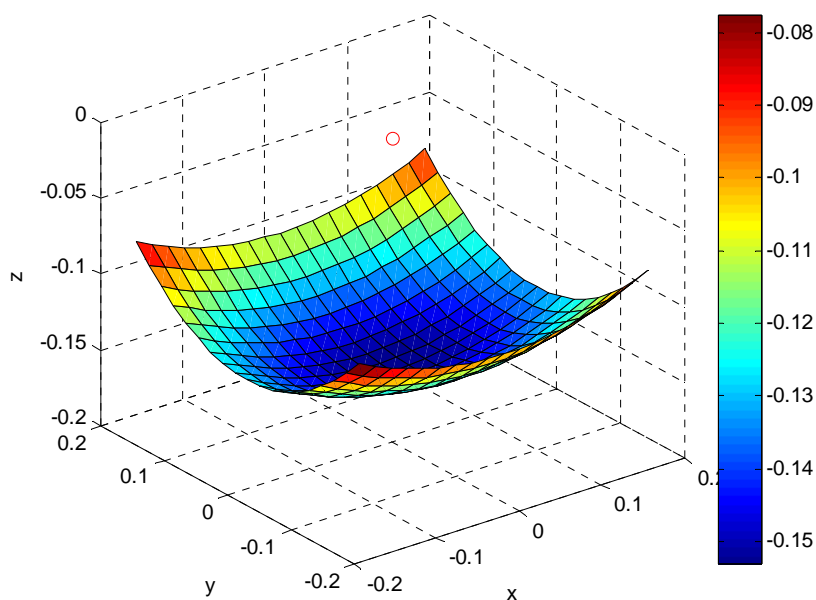
รูปที่ 4.26 เทคนิคการวนซ้ำที่สนามระยะไกลสำหรับพื้นที่ครอบคลุมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง (ต่อ)



รูปที่ 4.27 เทคนิคการวนซ้ำของพื้นผิวของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง

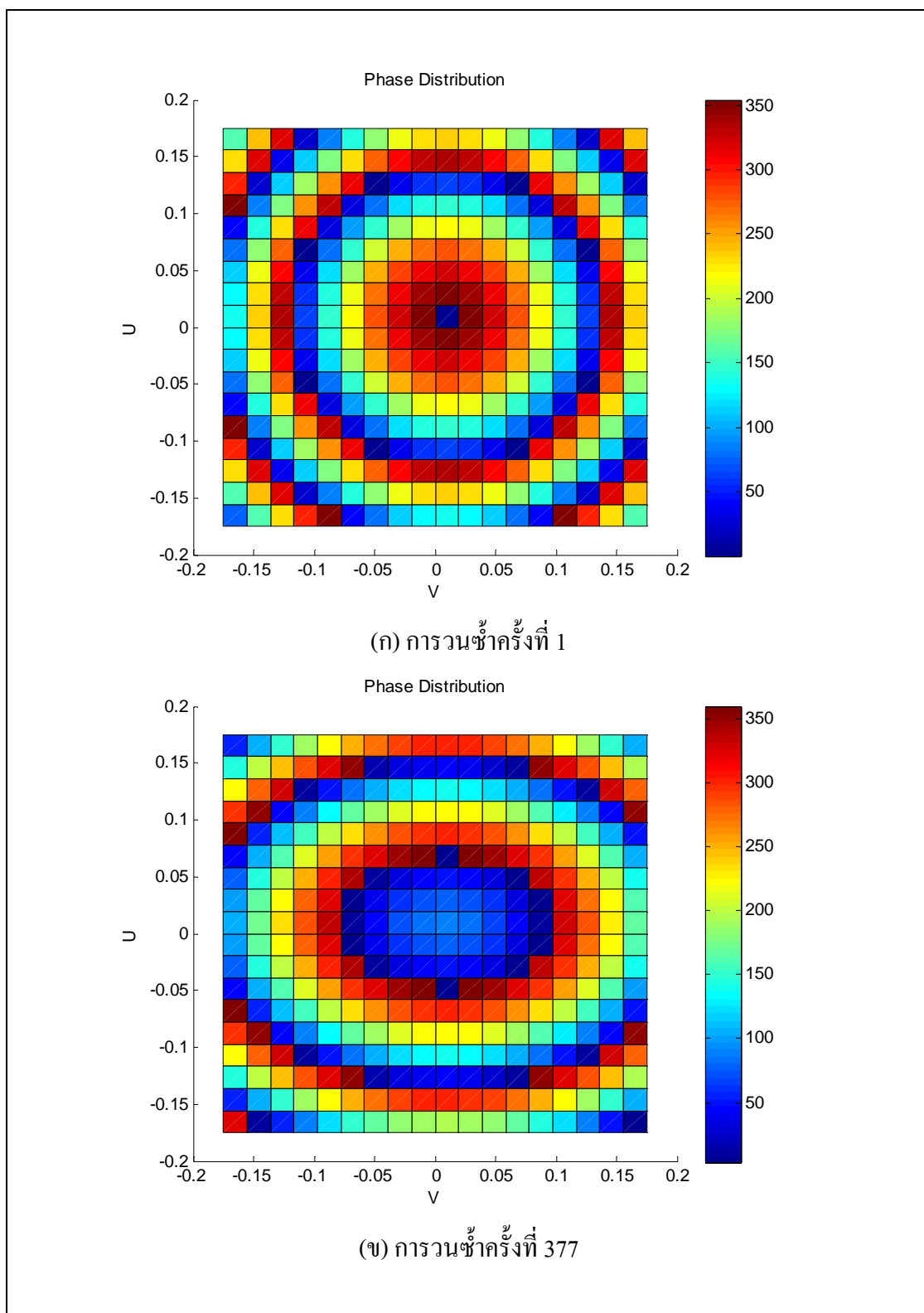


(ค) การวนซ้ำครั้งที่ 510

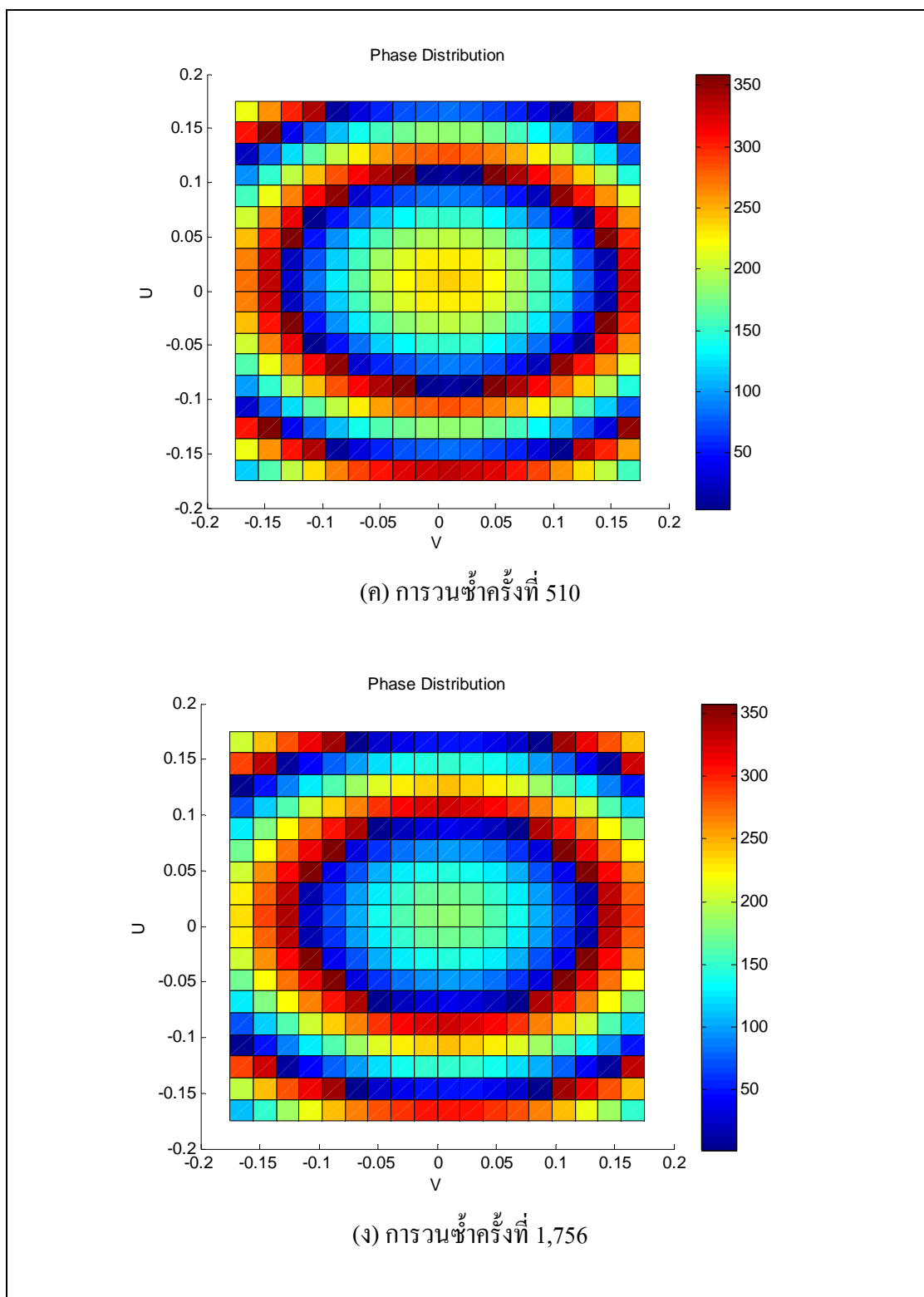


(ง) การวนซ้ำครั้งที่ 1,756

รูปที่ 4.27 เทคนิคการวนซ้ำของพื้นผิวของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง (ต่อ)



รูปที่ 4.28 เทคนิคการวนซ้ำของการประวิงเฟสที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง



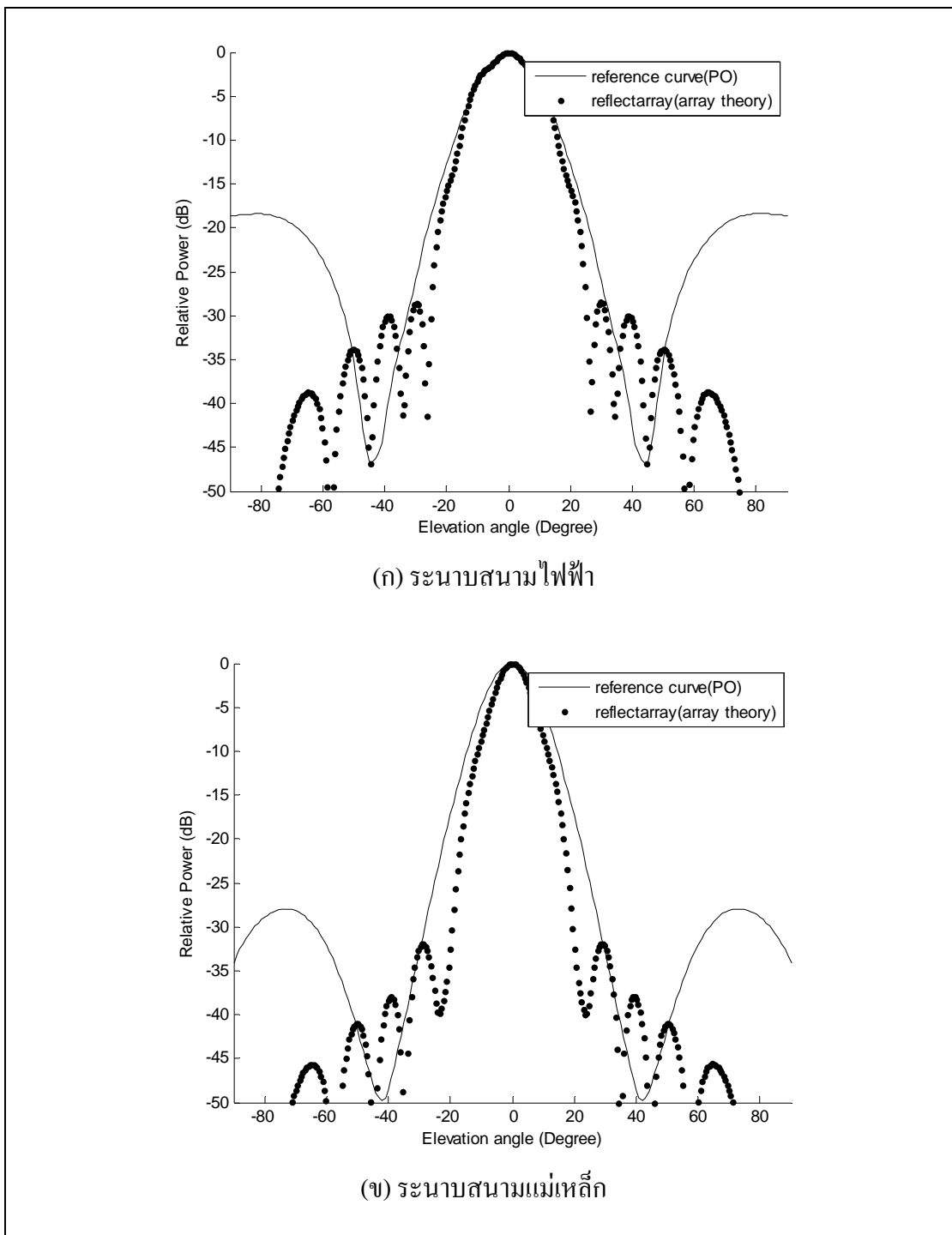
รูปที่ 4.28 เทคนิคการวนซ้ำของการประวิงเฟสที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า
แนวตั้ง (ต่อ)

จากการศึกษาลักษณะพื้นที่ครอบคลุมแบบต่าง ๆ โดยการสุ่มจำนวนรอบของการวนซ้ำ เมื่อกำหนดอัตราขยายที่ต้องการคือ 20 dB กระบวนการหาค่าเหมาะสมที่สุดกำลังดูหาคำตอบเพื่อให้ได้ลักษณะพื้นที่ครอบคลุมและอัตราขยายที่ต้องการ ซึ่งลักษณะพื้นที่ครอบคลุมแต่ละแบบขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของการวนซ้ำ โดยขึ้นอยู่กับขนาดของพื้นที่ต่อจำนวนจุดสังเกต ดังนั้นการกำหนดจุดสังเกตลงบนแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นสิ่งสำคัญสำหรับกระบวนการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด ถ้ากำหนดจำนวนจุดสังเกตมากลงบนพื้นที่ที่มีขนาดเล็กส่งผลให้มีอัตราขยายสูงครอบคลุมบริเวณที่ต้องการและมีจำนวนรอบของการวนซ้ำต่ำ แต่ถ้ากำหนดจุดสังเกตมากลงบนพื้นที่ที่มีขนาดใหญ่ส่งผลให้มีอัตราขยายสูงบริเวณตรงกลางแต่จะมีอัตราขยายต่ำบริเวณขอบนอกและมีจำนวนรอบของการวนซ้ำมาก ดังนั้นการกำหนดจำนวนจุดสังเกตจึงมีผลต่อจำนวนรอบของการวนซ้ำ

4.7 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป

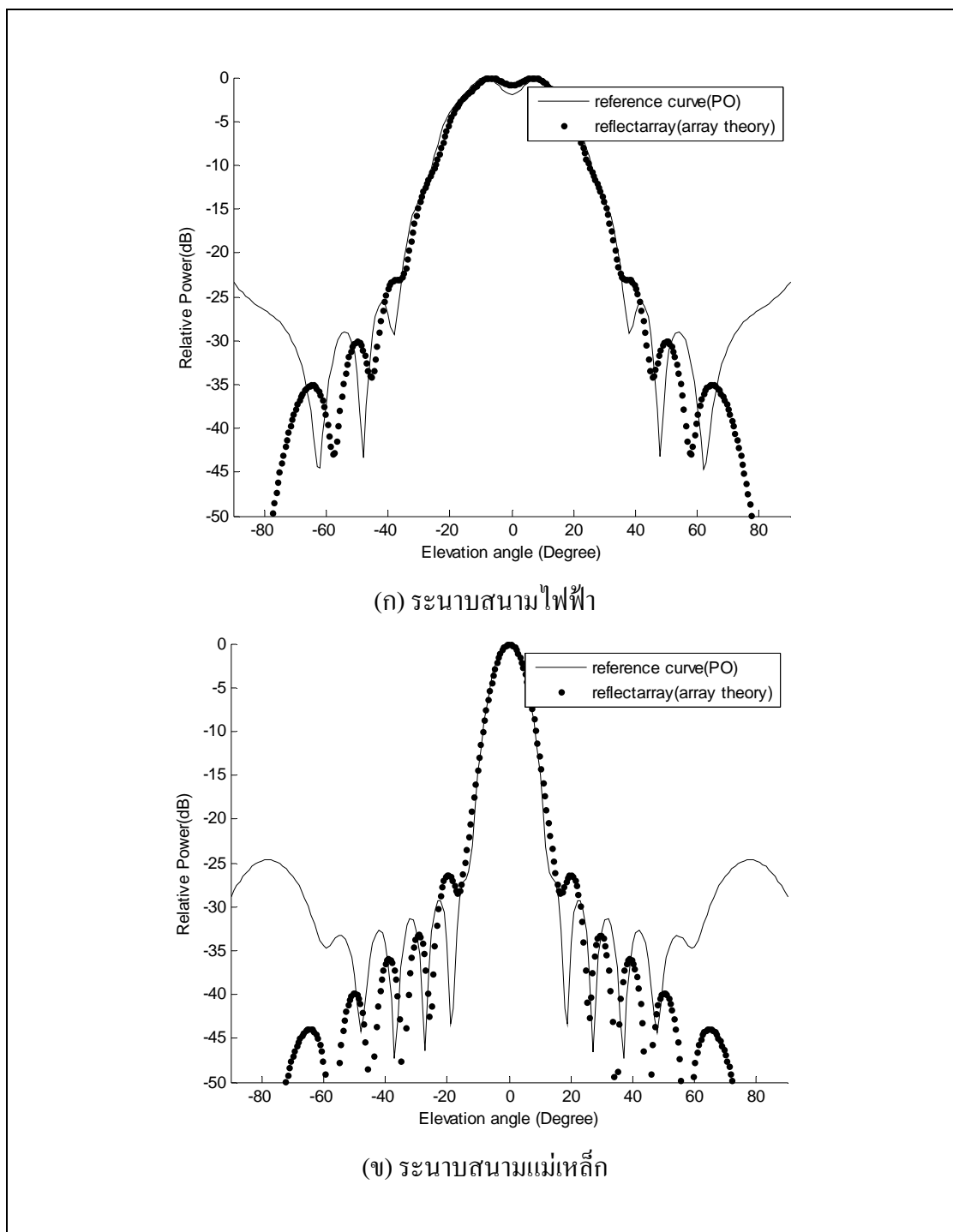
การคำนวณแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปสามารถคำนวณได้โดยการกำหนดปัจจัยแรกเริ่มของระบบคือ สายอากาศป้อนมีกำลังโคไซน์เท่ากับ 3.6 ในระนาบสนามไฟฟ้า และกำลังโคไซน์เท่ากับ 2 ในระนาบสนามแม่เหล็ก โดยที่สายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปวางห่างจากตัวป้อนเป็นระยะทาง 14 เซนติเมตร และการประวิงเฟสคำนวณได้จากสมการ 3.75 ซึ่งสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปจะประกอบไปด้วยทั้งหมด 361 อิลิเมนต์ เมื่อกำหนดปัจจัยแรกเริ่มของระบบแล้ว จากนั้นคำนวณแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปด้วยสมการที่ 3.79 ซึ่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการจำลองผลของแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปเพื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองของแบบรูปการแผ่พลังงานของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง โดยจะพิจารณาค่าของการประวิงเฟสที่เกิดขึ้นว่ามีความถูกต้องตรงตามลักษณะพื้นที่ครอบคลุมที่ต้องการหรือไม่ ซึ่งลักษณะพื้นที่ครอบคลุมที่ต้องการมีดังนี้

4.7.1 ลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลม



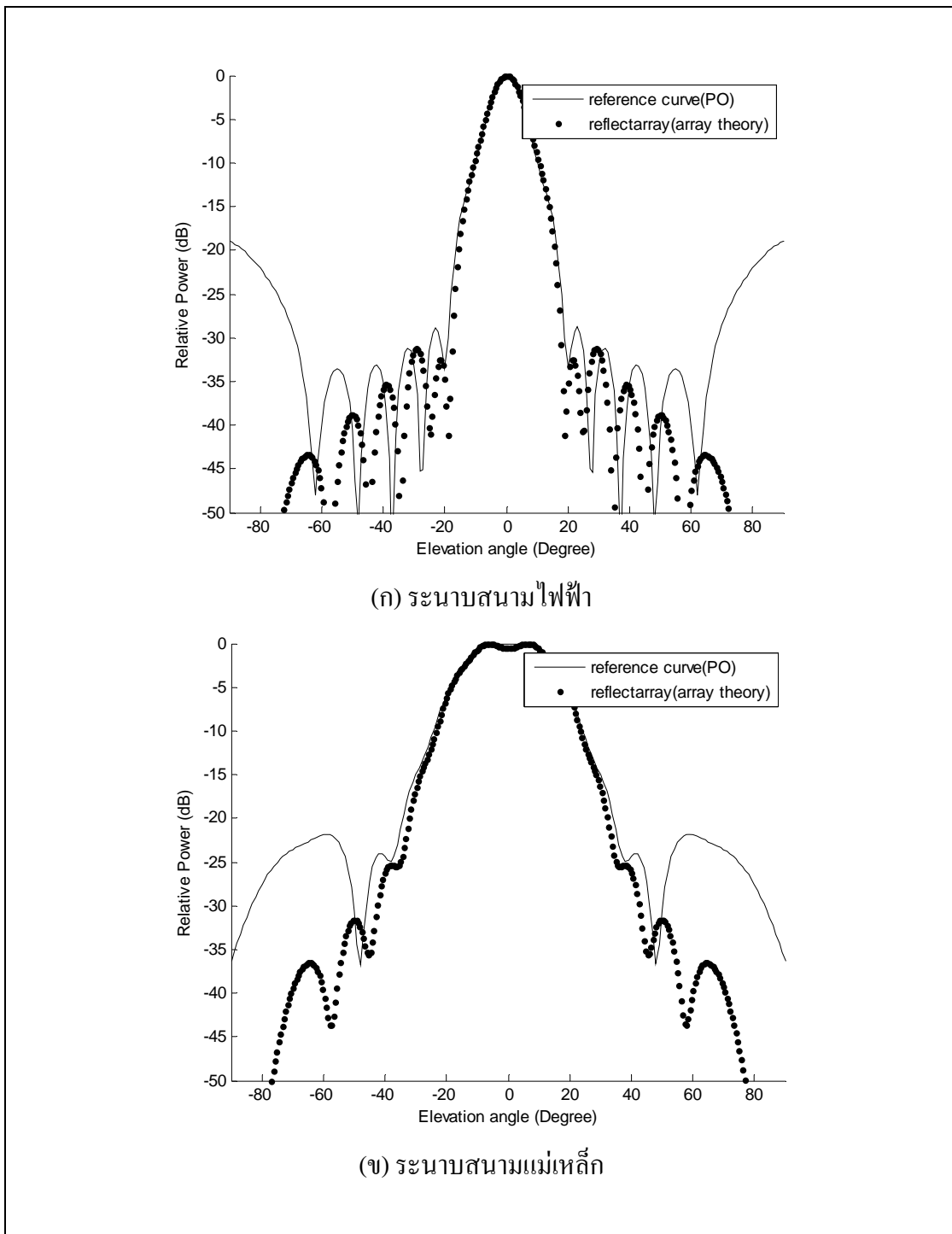
รูปที่ 4.29 เปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กระจายพลังงานของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงและสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปสำหรับพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลม

4.7.2 ลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลมสองวงแนวตั้ง



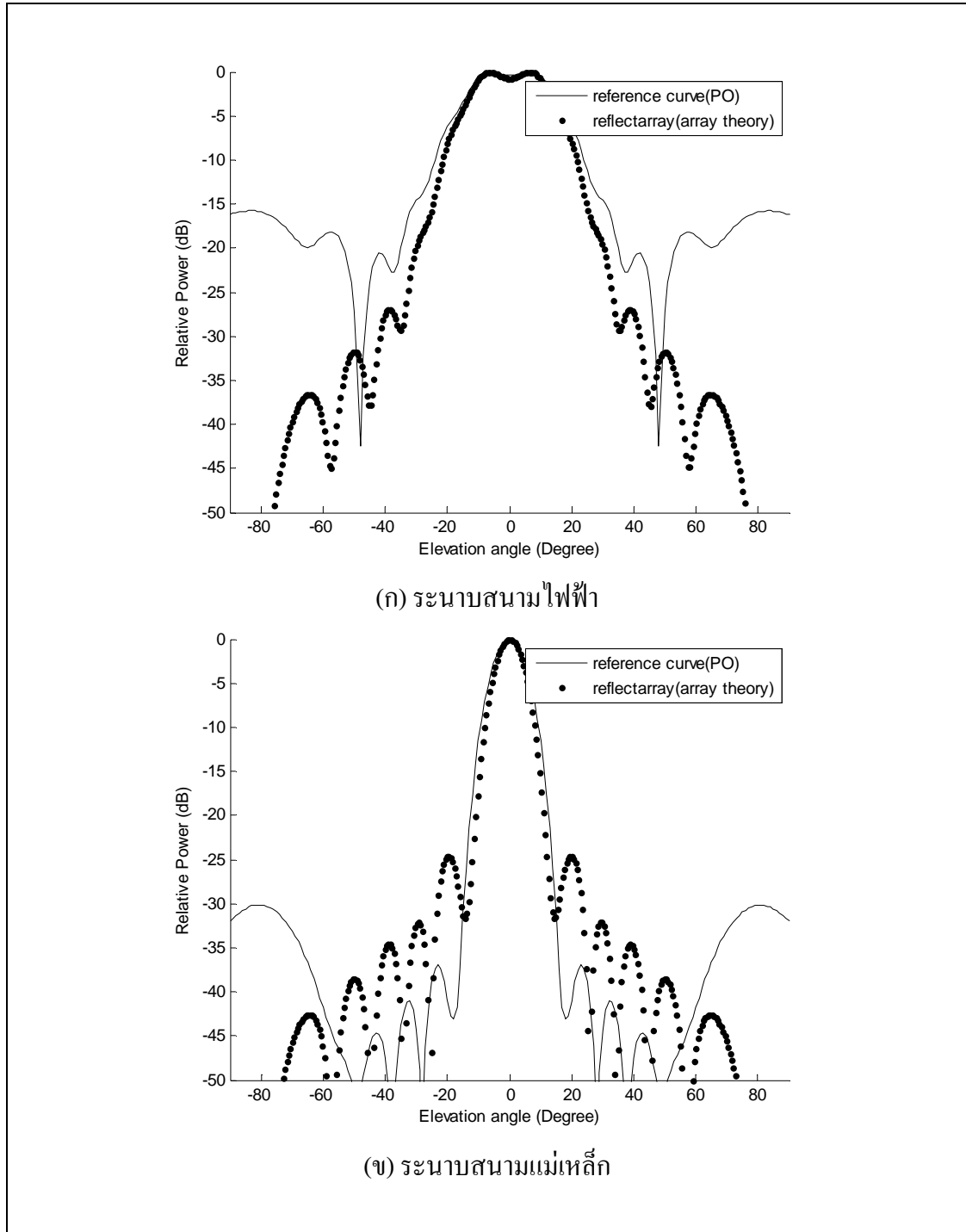
รูปที่ 4.30 เปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กระจายพลังงานของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงและสายอากาศแนวตั้ง
ลำดับสะท้อนไมโครสตริปสำหรับพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลมสองวงแนวตั้ง

4.7.3 ลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน



รูปที่ 4.31 เปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กระจายพลังงานของพื้นผิวสะท้อนอั้งอิงและสายอากาศแถว ลำดับสะท้อนไมโครสตริปสำหรับพื้นที่ครอบคลุมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน

4.7.4 ลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง



รูปที่ 4.32 เปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กระจายพลังงานของพื้นผิวสะท้อนอั้งอิงและสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปสำหรับพื้นที่ครอบคลุมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง

จากผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปสำหรับลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลม รูปสองวงกลมแนวตั้ง รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า แนวนอน รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง พบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานที่คำนวณด้วยทฤษฎีแถวลำดับของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปขึ้นอยู่กับค่าการประวิงเฟสที่คำนวณด้วยสมการ 3.75 โดยพบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปมีความสอดคล้องกับแบบรูปการแผ่พลังงานของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง แสดงว่าค่าการประวิงเฟสที่คำนวณได้จากสมการที่ 3.75 มีความถูกต้อง แต่พบว่าอัตราขยายที่คำนวณได้จากสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปมีค่าลดลง เนื่องจากความเร็วของสายอากาศป้อน ซึ่งอัตราขยายมีค่าลดลงเล็กน้อยถือเป็นค่าที่ยอมรับได้ ดังนั้นค่าการประวิงเฟสที่เกิดขึ้นเป็นค่าการประวิงเฟสที่ชดเชยตามลักษณะผิวโค้งของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง และจะนำไปหาคุณลักษณะของแผ่นสะท้อนต่อไป

4.8 สายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปสำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย

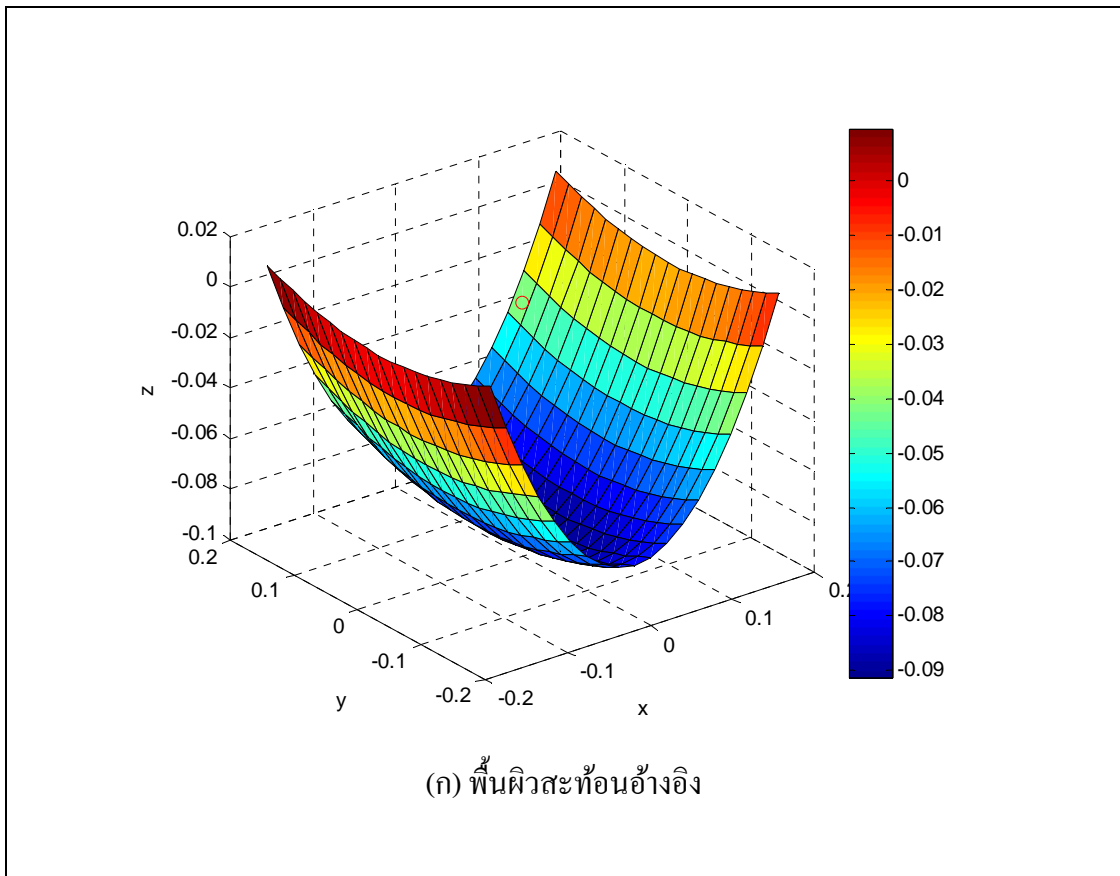
ภายนอกอาคาร

จากการศึกษาลักษณะพื้นที่ครอบคลุมให้บริการแบบต่าง ๆ ที่ได้กล่าวมาข้างต้นพบว่า เมื่อทำการพิจารณาแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในย่านสนามระยะไกลจะให้ลักษณะลำคลื่นใกล้เคียงกับที่ต้องการ สำหรับหัวข้อนี้จะทำการออกแบบสายอากาศ เพื่อให้สอดคล้องกับการใช้งานจริงสำหรับการสื่อสารในเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายภายนอกอาคาร ซึ่งต้องการลักษณะลำคลื่นในแนวมุมกวาด (Azimuth) กว้าง และลำคลื่นในแนวมุมเงย (Elevation) แคบ โดยวิทยานิพนธ์นี้จะทำการออกแบบให้ลำคลื่นกว้างมากกว่า 60 องศา ในแนวมุมกวาด และมีลำคลื่นแคบประมาณ 10 องศา ในแนวมุมเงย เพื่อรองรับผู้ใช้บริการสำหรับเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายภายนอกอาคาร เช่น มาตรฐานของ Hiperlan2 ที่มีคุณสมบัติเทียบเท่าได้กับมาตรฐานของ IEEE 802.11a เป็นมาตรฐานของเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย โดยทำการพิจารณาแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในย่านสนามระยะไกล ที่มีอัตราขยายของระบบสายอากาศอยู่ที่ 18 dB ทำงานที่ความถี่ 5.8 GHz (Hajj, Rodes, and Monediere, 2009; Rodes and Diblanc, 2007) โดยที่แบบจำลองผลแบ่งได้ดังนี้คือ

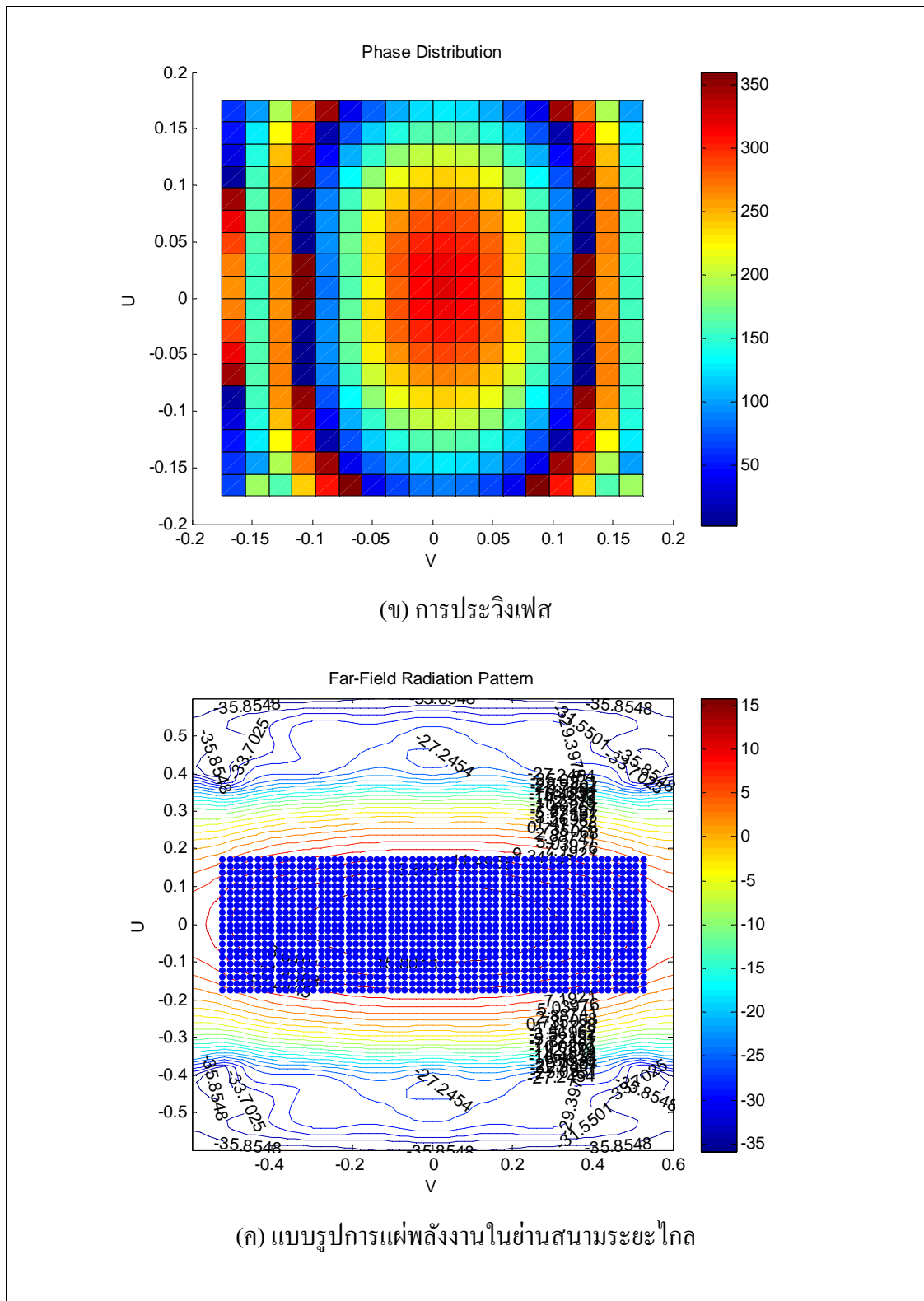
4.8.1 แบบจำลองผลของแบบรูปการแผ่พลังงานของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง

โดยทำการออกแบบลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน โดยออกแบบให้ลำคลื่นในแนวมุมกวาดมีความกว้างของลำคลื่นมากกว่า 60 องศา และคลื่นในแนวมุมเงย มีความกว้างลำคลื่นแคบประมาณ 10 องศา กำหนดจุดสังเกตจำนวน 1281 จุด และอัตราขยายที่ต้องการเป็น 18 dB เมื่อนำค่าปัจจัยต่าง ๆ ไปคำนวณหารูปร่างพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงตามกรรมวิธีหาค่าเหมาะสมที่สุด ซึ่งพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่สังเคราะห์ได้และการประวิงเฟสแสดงดังรูปที่ 4.33 (ก)

และ 4.33 (ข) ตามลำดับ และแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานในย่านสนามระยะไกล แสดงดังรูปที่ 4.33 (ค) ซึ่งพบว่าอัตราขยายของระบบสายอากาศมีค่าเท่ากับ 17.95 dB จำนวนรอบของการวนซ้ำ เป็น 3600 ครั้ง ถ้าพิจารณาความกว้างลำคลื่นครั้งกำลังพบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานที่คำนวณได้คิด เป็น 57.9% ของพื้นที่ครอบคลุมที่ต้องการ



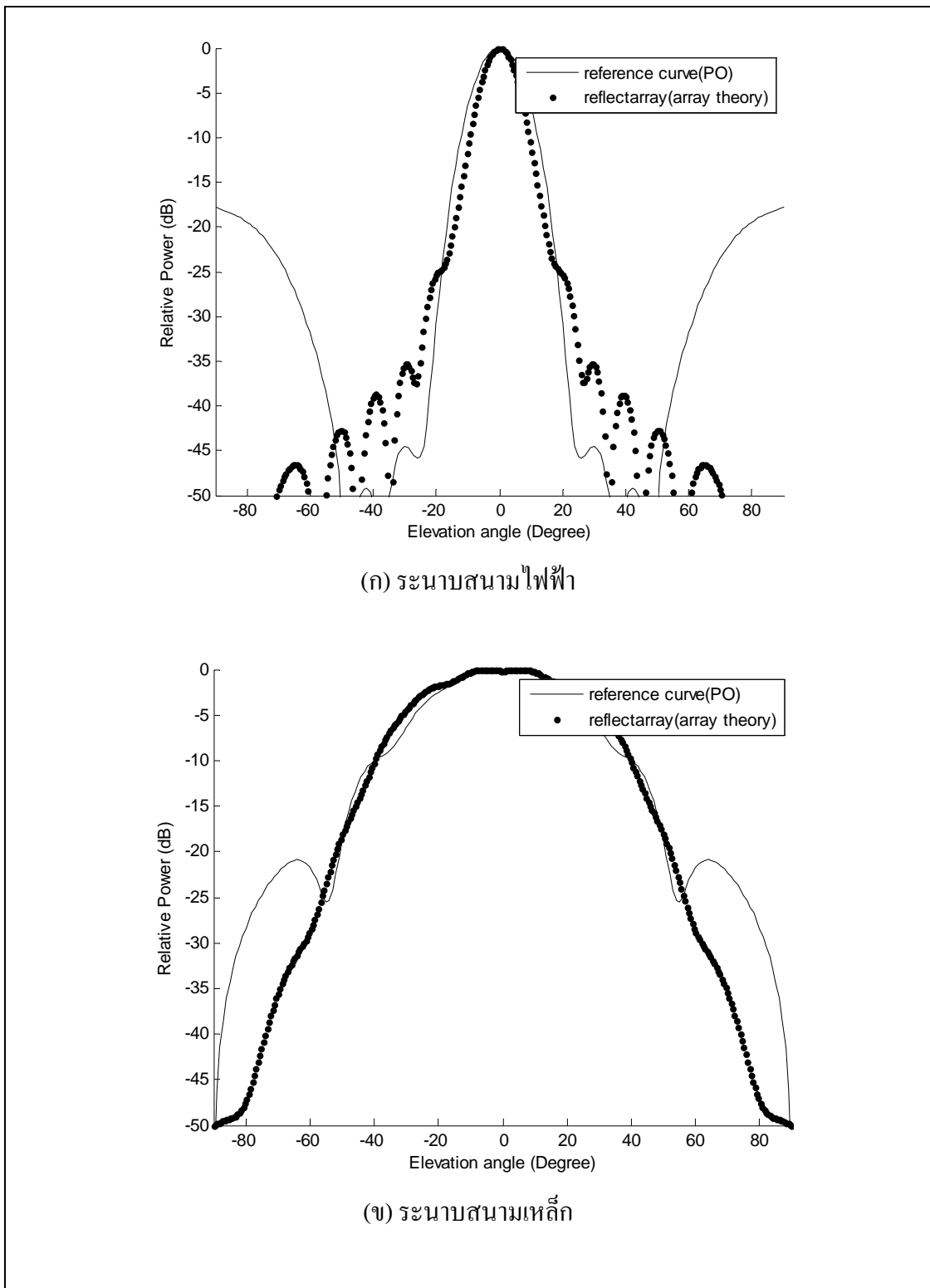
รูปที่ 4.33 คุณสมบัติของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุมแบบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า แนวนอนสำหรับเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายภายนอกอาคาร



รูปที่ 4.33 คุณสมบัติของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่มีลักษณะพื้นที่ครอบคลุมแบบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า
แนวอนสำหรับเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายภายนอกอาคาร (ต่อ)

4.8.2 แบบจำลองผลของแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนไมโครสตริป

โดยออกแบบให้ลักษณะพื้นที่ครอบคลุมแบบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน สำหรับระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายภายนอกอาคาร ซึ่งแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนไมโครสตริปขึ้นอยู่กับค่าการประวิงที่คำนวณจากสมการที่ 3.75 โดยจากรูปที่ 4.34 แสดงการเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่คำนวณด้วยวิธีทัศนศาสตร์กายภาพกับแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนที่คำนวณจากทฤษฎีแฉวลำดับ เมื่อพิจารณาแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนไมโครสตริป พบว่าลำคลื่นในแนวมุมกวาดมีความกว้างของลำคลื่น 60.82 องศา และลำคลื่นในแนวมุมเงยมีความกว้างลำคลื่นแคบเท่ากับ 10.4 องศา และมีอัตราขยายลดลง เนื่องจากความเรียวของสายอากาศป้อน

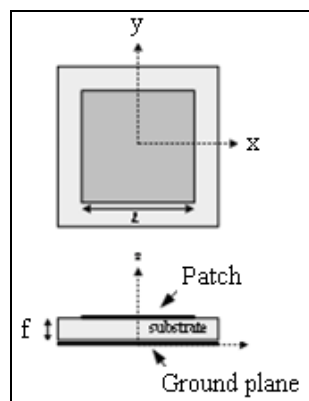


รูปที่ 4.34 เปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กระจายพลังงานของพื้นผิวสะท้อนอังกิ๊ง และสายอากาศแถว
ลำดับสะท้อนไมโครสตริปสำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายภายนอกอาคาร

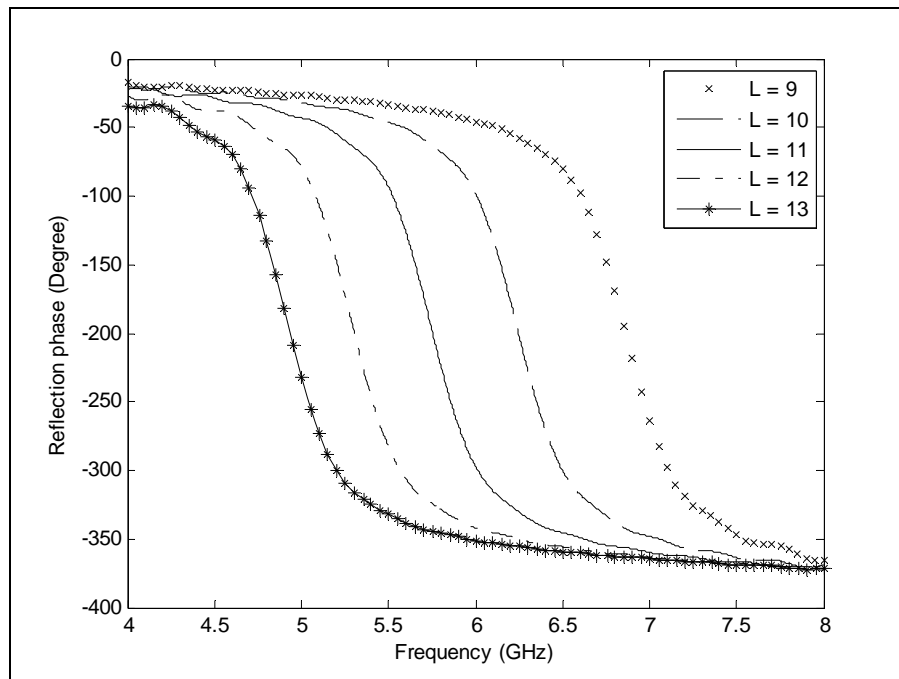
เมื่อเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงด้วยวิธีทัศนศาสตร์กายภาพ และผลที่ได้จากการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปด้วยทฤษฎีแถวลำดับแสดงดังรูป 4.34 พบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานในย่านสนามระยะไกลของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปมีแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กใกล้เคียงกับแบบรูปการแผ่พลังงานในย่านสนามระยะไกลของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง โดยจะขึ้นอยู่กับค่าการประวิงเฟสในสมการที่ 3.75

4.9 คุณลักษณะของแผ่นสะท้อน

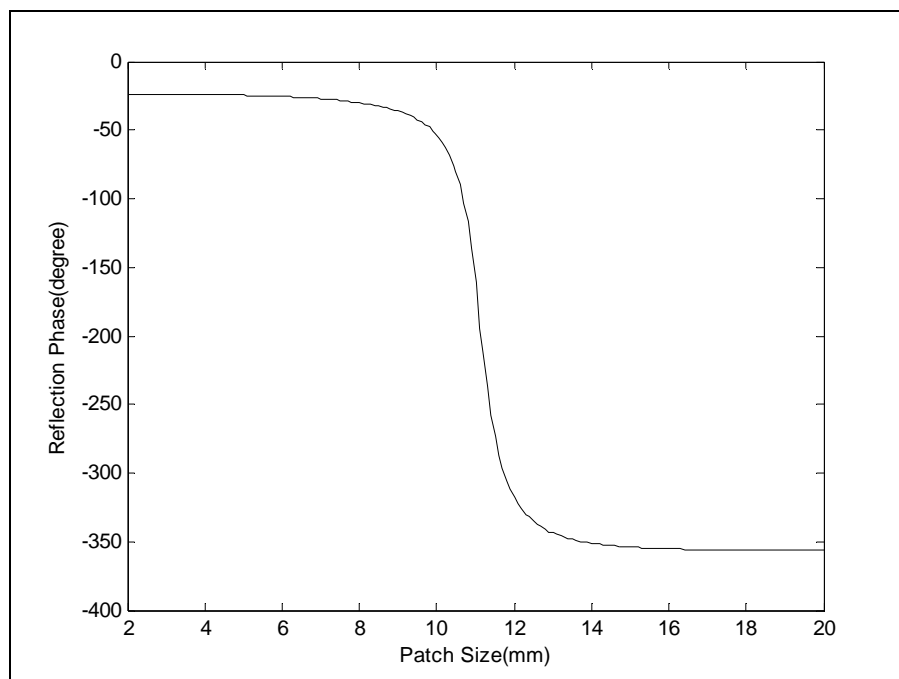
การหาคุณลักษณะของแผ่นสะท้อนนั้นจะต้องรู้ค่าการประวิงเฟสของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่มีการชดเชยตามลักษณะผิวโค้งของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงก่อนสามารถหาได้จากสมการที่ 3.75 ซึ่งค่าความแตกต่างของขนาดแผ่นสะท้อนนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าการประวิงเฟส ในการหาคุณลักษณะของแผ่นสะท้อนหรือขนาดของแผ่นสะท้อนขั้นแรกจะต้องจำลองผลด้วยโปรแกรม CST ซึ่งโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปจำนวนหนึ่งอิลิเมนต์แสดงดังรูปที่ 4.35 โดยมีการกำหนดค่าความหนาของแผ่นทองแดงเท่ากับ 0.035 มิลลิเมตร ความหนาของแผ่นปริ้นท์ FR4 เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร และค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (ϵ_r) เท่ากับ 4.5 จากนั้นหาความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกับความถี่ ที่ขนาดของแผ่นสะท้อนต่าง ๆ เพื่อหาขนาดของแผ่นสะท้อนที่เหมาะสมกับความถี่ที่ใช้งาน โดยที่ขนาดของแผ่นสะท้อนจะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง 9-13 มิลลิเมตร แสดงดังรูปที่ 4.36 และพบว่าขนาดของแผ่นสะท้อนที่ 11 มิลลิเมตรเหมาะสมกับความถี่ที่ 5.8 GHz ที่สุด สุดท้ายคุณลักษณะแผ่นสะท้อนแสดงได้ดังรูปที่ 4.37 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนรวมกับขนาดแผ่นสะท้อนที่ความถี่ 5.8 GHz



รูปที่ 4.35 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปจำนวนหนึ่งอิลิเมนต์



รูปที่ 4.36 ความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกับความถี่



รูปที่ 4.37 ความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกับขนาดแผ่นสะท้อน ณ ความถี่ 5.8 GHz

จากรูปที่ 4.37 เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างขนาดแผ่นสะท้อน (Patch) กับเฟสของแผ่นสะท้อน (Reflection phase) พบว่าที่ขนาดแผ่นสะท้อน ในช่วง 2 ถึง 9 มิลลิเมตร ขนาดเฟสของแผ่นสะท้อนจะมีลักษณะที่คงที่ประมาณ -23 ถึง -36 องศา ในช่วง 9 ถึง 12.8 มิลลิเมตร ขนาดของเฟสของแผ่นสะท้อนมีลักษณะเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วที่ประมาณ -36 ถึง -340 องศา และในช่วง 12.8-20 มิลลิเมตร ขนาดเฟสของแผ่นสะท้อนจะมีลักษณะคงที่ ประมาณ -340 ถึง -356 องศา

4.10 สรุป

ในบทนี้กล่าวถึงปัจจัยที่มีผลต่อประสิทธิภาพของสายอากาศ ได้แก่ จำนวนจุดสังเกต ขนาดของพื้นที่ อัตรายขยาย รูปแบบลักษณะพื้นที่ที่ต้องการ ซึ่งพบว่ามีผลต่อประสิทธิภาพของสายอากาศทั้งสิ้น จากนั้นได้ออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อน ไมโครสตริปสำหรับระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ใช้งานภายนอกอาคาร ณ ความถี่ 5.8 GHz มีอัตรายขยายเท่ากับ 18 dB โดยต้องการออกแบบให้มีลำคลื่นในแนวมุมกวาด (Azimuth) กว้าง และลำคลื่นในแนวมุมเงย (Elevation) แคบ ซึ่งมีลักษณะพื้นที่เช่นเดียวกับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน โดยวิธีแรกคือทำการสังเคราะห์พื้นผิวสะท้อนอ้างอิงสำหรับครอบคลุมพื้นที่ให้บริการที่ต้องการที่มีการอ้างอิงกับระบบพิกัดของจุดสังเกตชนิด (U,V) เมื่อเข้าสู่กระบวนการหาค่าเหมาะสมที่สุด พบว่าผลจากการสังเคราะห์แสดงให้เห็นว่าพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงสามารถจัดรูปลำคลื่นโดยอ้างอิงกับระบบพิกัดของจุดสังเกตได้ และเมื่อได้พื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่ให้แบบรูปการแผ่พลังงานตามพื้นที่ให้บริการแล้วหลังจากนั้นใช้เทคนิคการจัดเฟสของสัญญาณให้มีคุณสมบัติเสมือนผิวโค้งของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง ซึ่งสามารถใช้ทฤษฎีแถวลำดับ (array theory) ตรวจสอบความถูกต้องของเฟสที่นำมาชดเชยให้มีคุณสมบัติเสมือนผิวโค้งของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงได้ จากนั้นนำเฟสชดเชยมาเปรียบเทียบกับความสัมพันธ์ระหว่างเฟสกับขนาดเพื่อหาขนาดของแพทช์ (Patch) ที่ใช้ในการขึ้นรูปต่อไป

บทที่ 5

การสร้างและการวัดทดสอบสายอากาศ

5.1 บทนำ

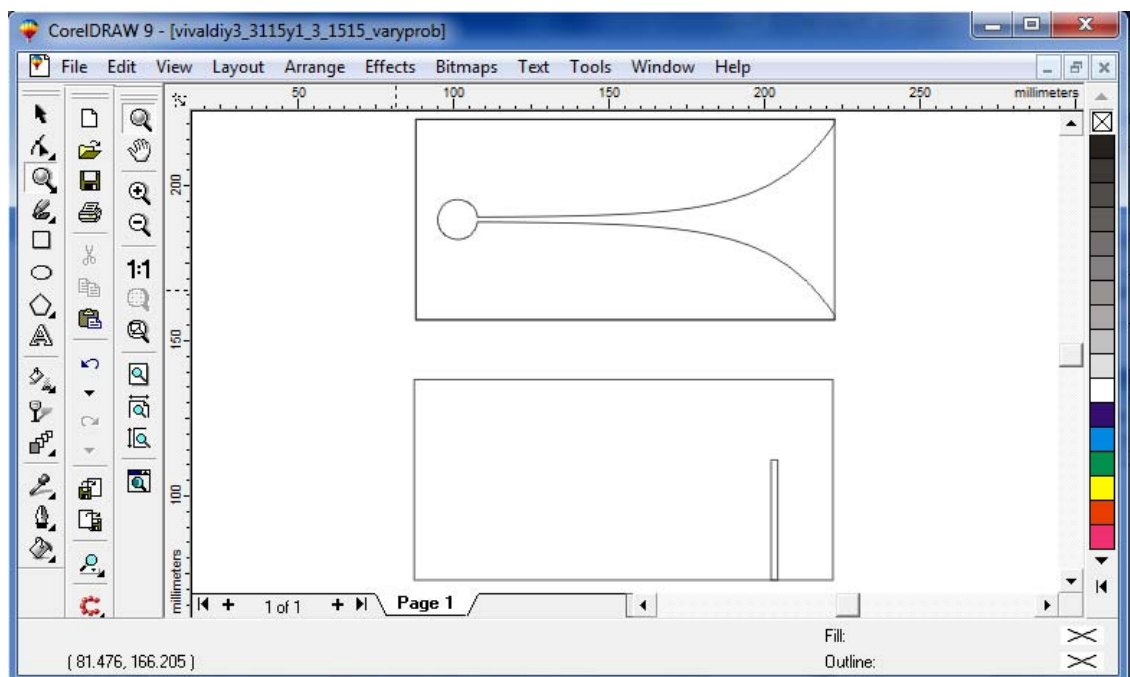
ในบทนี้จะกล่าวถึงการสร้างและการวัดทดสอบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปที่มีการจัดรูปลวดลายแบบรูปที่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน ซึ่งออกแบบให้สอดคล้องกับลำคลื่นในแนวมุมกวาดมีความกว้างลำคลื่นกว้าง และลำคลื่นในแนวมุมเงยมีความกว้างลำคลื่นแคบ สำหรับใช้งานในระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายภายนอกอาคาร โดยที่นำสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปมาวัดทดสอบเพื่อหาคุณลักษณะของสายอากาศ ซึ่งมีการพิจารณาแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็ก อัตราขยายของสายอากาศ และนำคุณลักษณะไปเปรียบเทียบกับผลเฉลยที่ได้จากการจำลองแบบ

5.2 วิธีการสร้างสายอากาศป้อนวิวอลติ

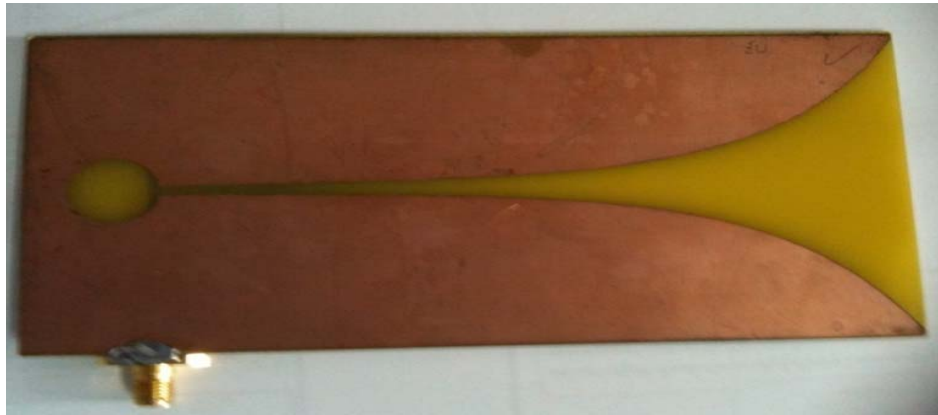
จากการจำลองผลสายอากาศป้อนวิวอลติในบทที่ 4 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศป้อนวิวอลติแสดงในตารางที่ 5.1 ในการสร้างสายอากาศป้อนวิวอลติต้นแบบสามารถออกแบบได้โดยใช้แผ่น FR4 ที่มีความหนาทองแดง 0.035 มิลลิเมตร มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเท่ากับ 4.5 หลังจากนั้นออกแบบรูปร่างเบื้องต้นของสายอากาศป้อนวิวอลติโดยใช้โปรแกรม coreIDRAW9 แสดงดังรูปที่ 5.1 และสร้างสายอากาศป้อนวิวอลติต้นแบบ แสดงดังรูปที่ 5.2 เมื่อทำการสร้างสายอากาศป้อนวิวอลติเรียบร้อยแล้ว จากนั้นทำการวัดทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศเพื่อเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองกับผลจากการวัดที่ความถี่ 5.8 GHz

ตารางที่ 5.1 ผลการจำลองคุณลักษณะของสายอากาศป้อนวีวอลติ

คุณลักษณะของสายอากาศ	ผลการจำลอง	
	ระนาบสนามไฟฟ้า	ระนาบสนามแม่เหล็ก
ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (degree)	44	82
อัตราขยายสูงสุด (dBi)	9.27	9.27



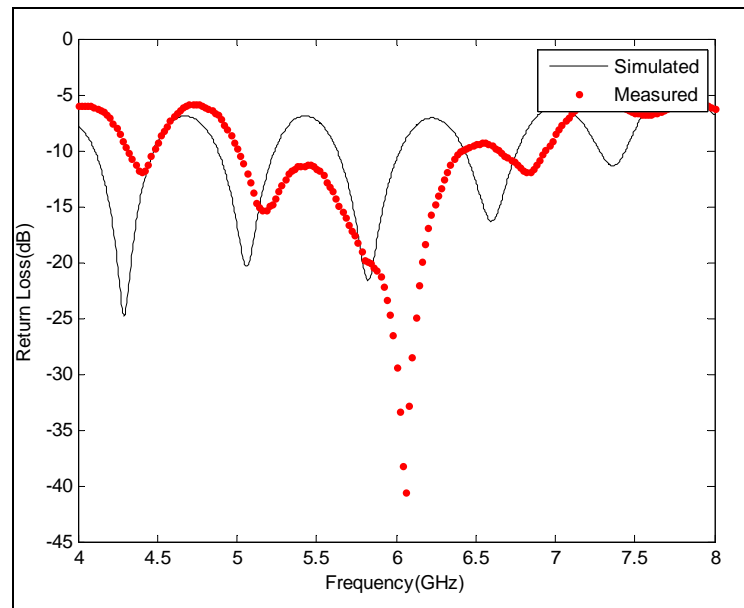
รูปที่ 5.1 รูปร่างเบื้องต้นของสายอากาศร่องแบบรีข



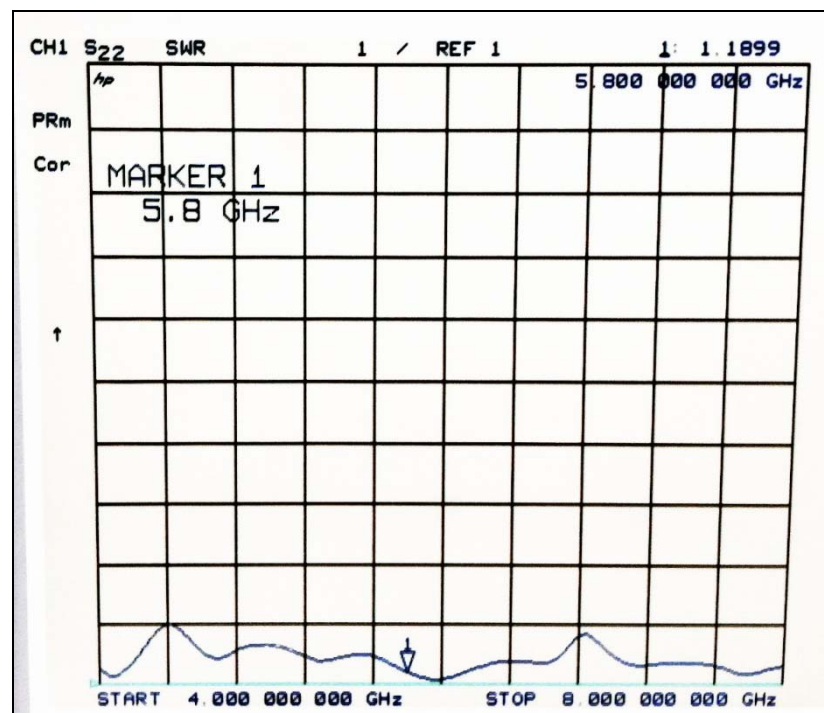
รูปที่ 5.2 สายอากาศร่องแบบเรียว

5.2.1 ผลการวัดทดสอบการสูญเสียย้อนกลับ ความกว้างแถบ และค่าอิมพีแดนซ์

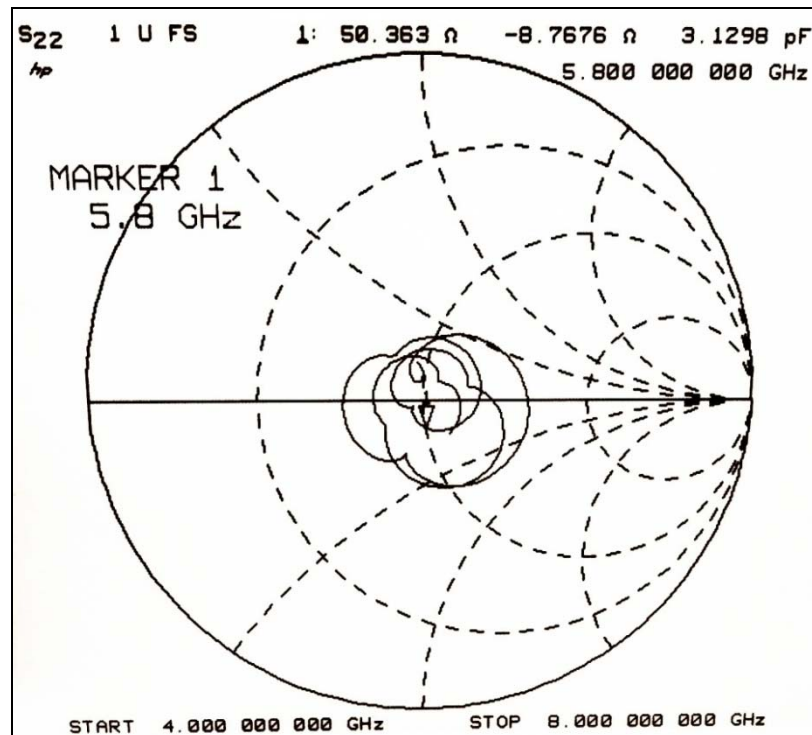
สำหรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญที่ใช้ในการพิจารณาการแมตซ์อิมพีแดนซ์ด้านเข้า คือ ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss) หรือในรูปของพารามิเตอร์ S_{11} และอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio : SWR) โดยค่าของ S_{11} จะยอมรับได้ถ้ามีค่าต่ำกว่าหรือเท่ากับ -10 dB และค่า SWR เท่ากับ 2 หรือต่ำกว่า แสดงว่ามีการแมตซ์ที่ดี จากรูปที่ 5.3 แสดงการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST และผลที่ได้จากการวัดทดสอบของสายอากาศป้อนวิวลติ ซึ่งพบว่าผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST มีค่าการสูญเสียย้อนกลับ คือ -20.77 dB และผลที่ได้จากการวัดมีค่าการสูญเสียย้อนกลับ คือ -19.77 dB จากรูปจะสังเกตได้ว่าสายอากาศป้อนวิวลติต้นแบบที่ได้ทำการสร้างขึ้นนั้นมีค่า S_{11} ต่ำกว่า -10 dB ที่ช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.02 GHz ถึง 6.4 GHz ซึ่งสอดคล้องกับผลการจำลองแบบ จากการวัดทดสอบค่า SWR และค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศป้อนวิวลติที่ความถี่ 5.8 GHz พบว่าค่า SWR ที่มีค่าเท่ากับ 1.1894 และมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ $50.363 - j8.767$ โอห์ม แสดงดังรูปที่ 5.4 และ 5.5 ตามลำดับ



รูปที่ 5.3 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S11) ของสายอากาศป้อนวิวลคติ



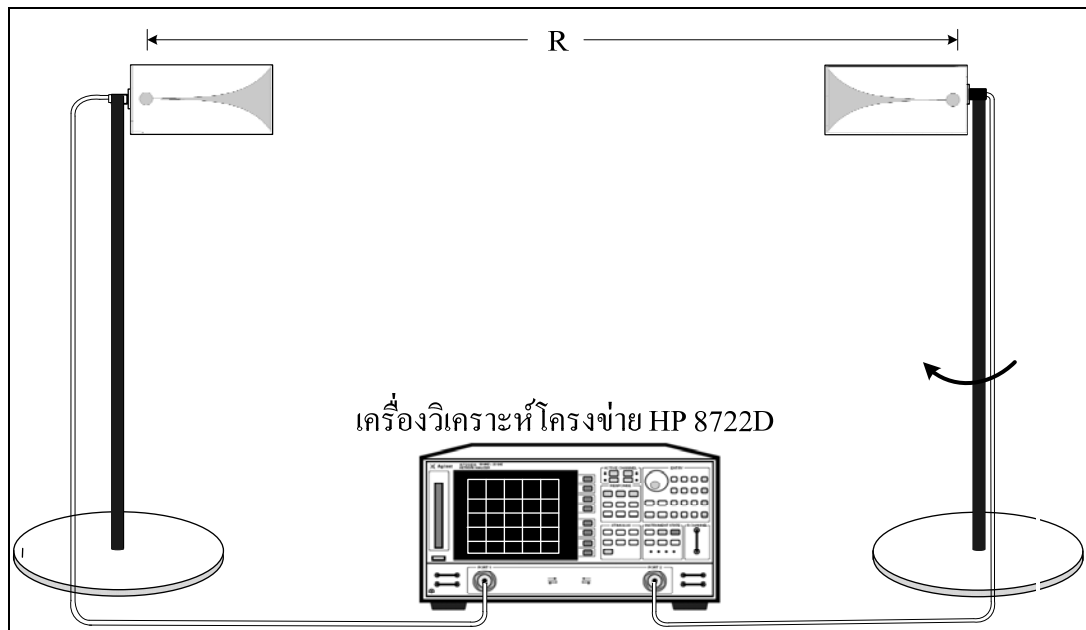
รูปที่ 5.4 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศป้อนวิวลคติต้นแบบ



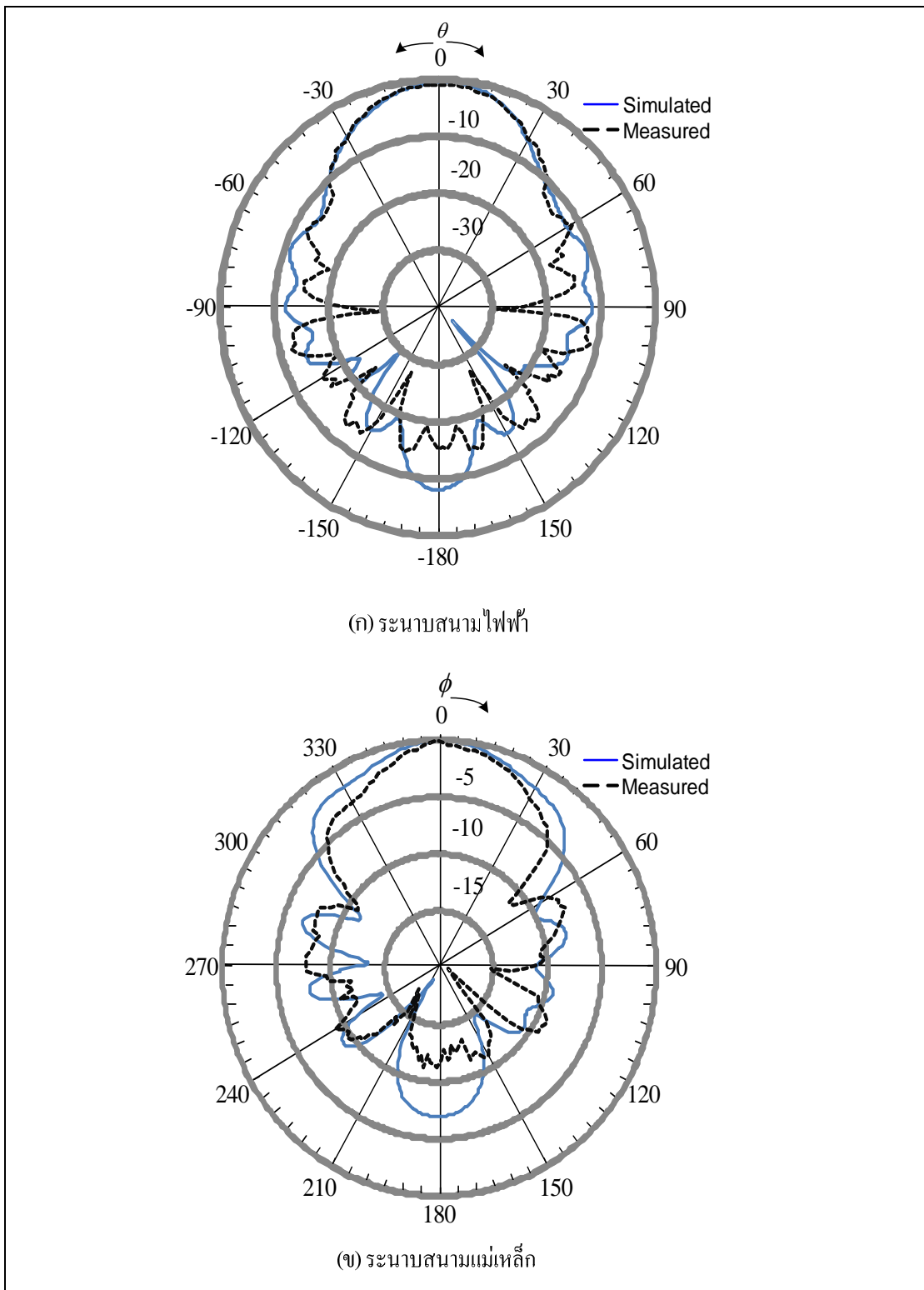
รูปที่ 5.5 ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศป้อนวิวอลดี

5.2.2 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศป้อนวิวอลดี

จากรูปที่ 5.6 แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน โดยทำการทดสอบในสนามระยะไกล คือ $R \geq 2D^2 / \lambda$ ซึ่ง R คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศทดสอบและสายอากาศอ้างอิง D คือ ขนาดความกว้างของร่องเรียขของสายอากาศซึ่งมีค่าเท่ากับ 6.175 เซนติเมตร ที่ความถี่ 5.8 GHz สำหรับการวัดทดสอบ โดยสายอากาศตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่งและอีกตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาครับ ซึ่งจะมีการหมุนรอบแนวแกนหมุนเพื่อรับคลื่นจากมุม 0 องศาจนถึงมุม 360 องศา ทำให้ได้แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศป้อนวิวอลดีต้นแบบในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก แสดงดังรูป 5.7 (ก) และ 5.4 (ข) ตามลำดับ และผลการวัดทดสอบคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศป้อนวิวอลดีแสดงดังตารางที่ 5.2



รูปที่ 5.6 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศป้อนวิวลติ



รูปที่ 5.7 แบบรูปการแผ่กำลังงานของสายอากาศร่องแบบรีขั้วที่ความถี่ 5.8 GHz

ตารางที่ 5.2 ผลการวัดทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศป้อนวิวลติ

คุณลักษณะของสายอากาศ	ผลการวัดทดสอบ	
	ระนาบสนามไฟฟ้า	ระนาบสนามแม่เหล็ก
ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (degree)	50	88
อัตราขยายสูงสุด (dBi)	7.88	8.3

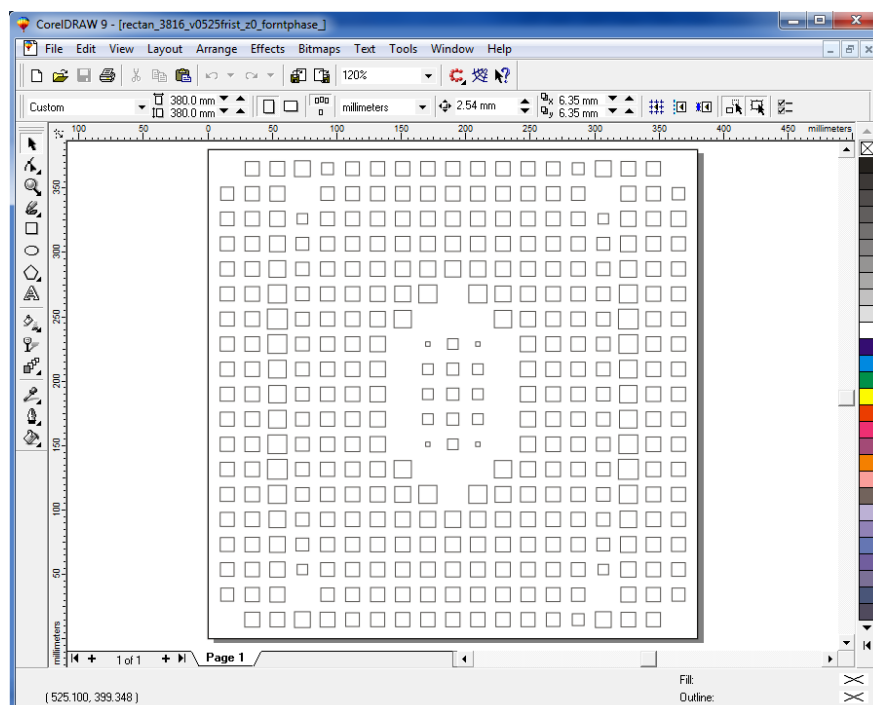
5.3 วิธีการสร้างสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนไมโครสตริปต้นแบบ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการออกแบบสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนไมโครสตริปที่มีลำคลื่นครอบคลุมพื้นที่ให้บริการรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน หรือมีลำคลื่นกว้างในแนวมุมกวาด และมีลำคลื่นแคบในแนวมุมเงย เพื่อออกแบบสำหรับระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ใช้งานภายนอกอาคาร ณ ความถี่ 5.8 GHz จากการหาการประวิงเฟสในหัวข้อที่ผ่านมาพบว่าสามารถหาขนาดของแพทช์ได้โดยเปรียบเทียบผลของการประวิงเฟสที่ได้จากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนรวมกับขนาดแผ่นสะท้อน ณ ความถี่ 5.8 GHz ดังรูปที่ 4.37 จะทำให้ได้ขนาดของแพทช์ (Patch) ซึ่งวิทยานิพนธ์นี้ยกตัวอย่างการหาขนาดของแผ่นสะท้อน ดังตารางที่ 5.3 โดยขนาดของแผ่นสะท้อนที่หาได้นี้ใช้สำหรับสร้างสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนต้นแบบ โดยที่สายอากาศแฉวลำดับสะท้อนได้ใช้แผ่น FR4 ที่มีความหนาทองแดง 0.035 มิลลิเมตร มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเท่ากับ 4.5 และสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนไมโครสตริปมีการออกแบบให้แผ่นสะท้อนไมโครสตริปมีขนาดแตกต่างกันจำนวน 361 แผ่น วางห่างกัน $0.4\lambda_0$ ขนาดของสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนไมโครสตริปมีขนาด 35x35 เซนติเมตร จากนั้นออกแบบรูปร่างเบื้องต้นของสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนไมโครสตริปโดยใช้โปรแกรม coreIDRAW9 แสดงดังรูปที่ 5.8 และสายอากาศต้นแบบแสดงดังรูป 5.9 สำหรับค่าปัจจัยในการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศมีดังนี้

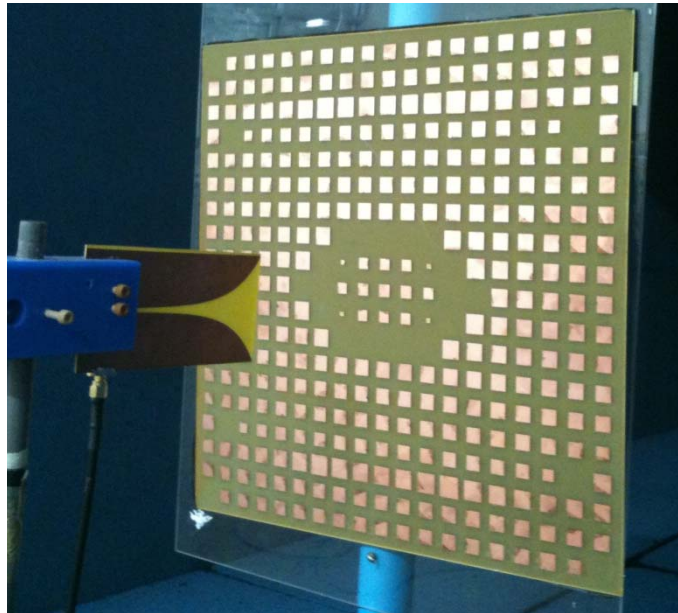
1. ความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz
2. สายอากาศป้อนวิวลติ
3. สายอากาศแฉวลำดับสะท้อนไมโครสตริปขนาด 35x35 เซนติเมตร
4. ระยะห่างของสายอากาศป้อนกับสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนไมโครสตริปคือ 14 เซนติเมตร
5. มุมเงยของสายอากาศป้อนคือ 0 องศา

ตารางที่ 5.3 ยกตัวอย่างการหาขนาดของแผ่นสะท้อนของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน ไมโครสตริปที่ความถี่ 5.8 GHz

แกน x (มิลลิเมตร)	แกน y (มิลลิเมตร)	ขนาด (มิลลิเมตร)	การประวิงเฟส
-0.175	0	10.9048	-137.664
-0.1556	0	11.3391	-245.195
-0.1361	0	13.4643	-348.067
-0.1167	0	10.5391	-83.8925
-0.0972	0	11.0317	-171.829
-0.0778	0	11.3565	-248.861
-0.0583	0	11.9195	-313.185
-0.0389	0	NaN	-1.5168
-0.0194	0	8.3836	-31.8369
0	0	9.49	-42.096



รูปที่ 5.8 รูปร่างเบื้องต้นของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน ไมโครสตริปแบบจัดรูปปลาคลิ้น รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอนสำหรับเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายภายนอกอาคาร



รูปที่ 5.9 สายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปแบบจัดรูปลำคลื่นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน สำหรับระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายภายนอกอาคาร

5.3.1 ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน

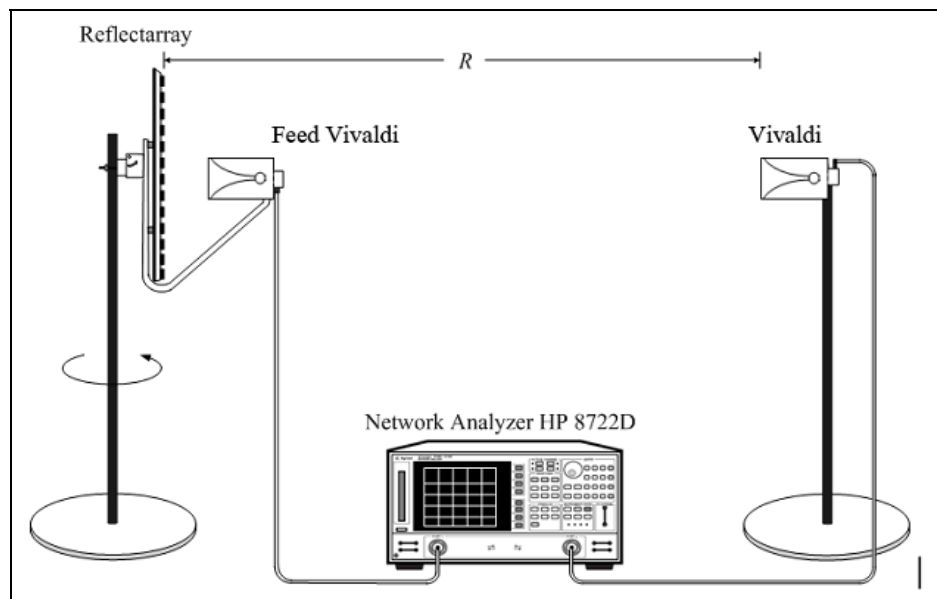
- แบบรูปการแผ่พลังงานแบบลำคลื่นดินสอด

แบบรูปการแผ่พลังงานนั้นได้ทดสอบในสนามระยะไกล คือ $R \geq 2D^2 / \lambda$ เมื่อ R คือระยะห่างระหว่างสายอากาศทดสอบ และสายอากาศอ้างอิง ในการทดสอบนี้ระยะทางมีค่าคงที่ที่ความถี่ 5.8 GHz และ D คือ ขนาดของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปมีค่าเท่ากับ 35 เซนติเมตร ซึ่งในที่นี้ได้ใช้สายป้อนวิวลติที่ความถี่ 5.8 GHz เป็นสายอากาศอ้างอิงทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่ง และสายอากาศที่นำมาทดสอบจะมีการหมุนรับคลื่นจาก 0 องศา ถึง 360 องศา ดังรูปที่ 5.10 ซึ่งจะทำให้ได้แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศตัวสะท้อนในระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็กดังรูปที่ 5.11 โดยแบบรูปการแผ่พลังงานนี้จะแสดงในรูปของอัตราขยาย ดังสมการพื้นฐาน (Friis Transmission Equation)

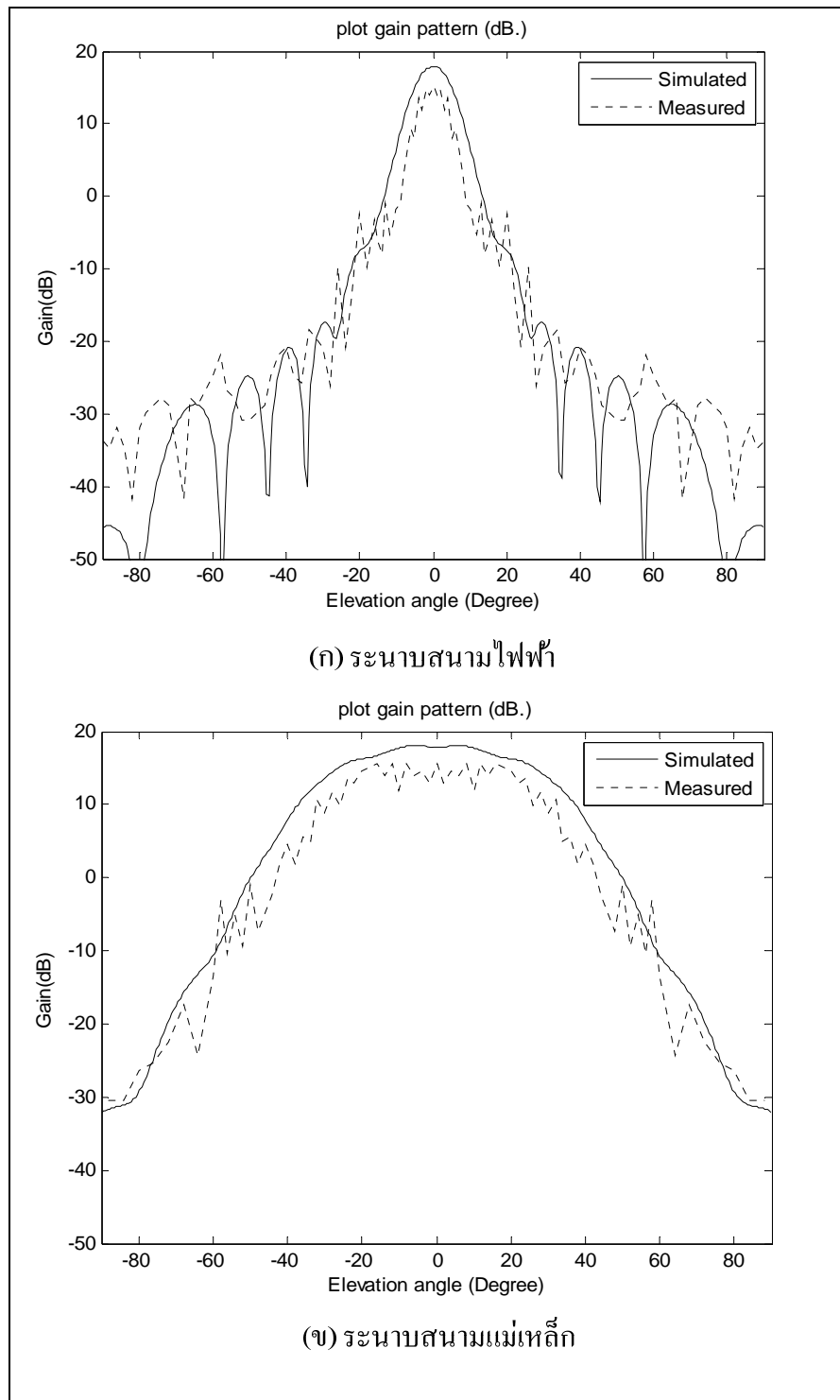
$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_t G_r \quad (5.1)$$

เมื่อ P_t คือ กำลังงานอินพุตที่ป้อนให้สายอากาศส่ง G_t คือ อัตราขยายของสายอากาศส่ง P_r คือ กำลังงานเอาต์พุตของสายอากาศรับ G_r คือ อัตราขยายของสายอากาศรับ เมื่อนำไปหาอัตราขยายของสายอากาศรับในหน่วย dB ได้ดังนี้

$$G_{r,dB} = (P_{r,dB} - P_{t,dB}) - G_{t,dB} + 20\log\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) \quad (5.2)$$

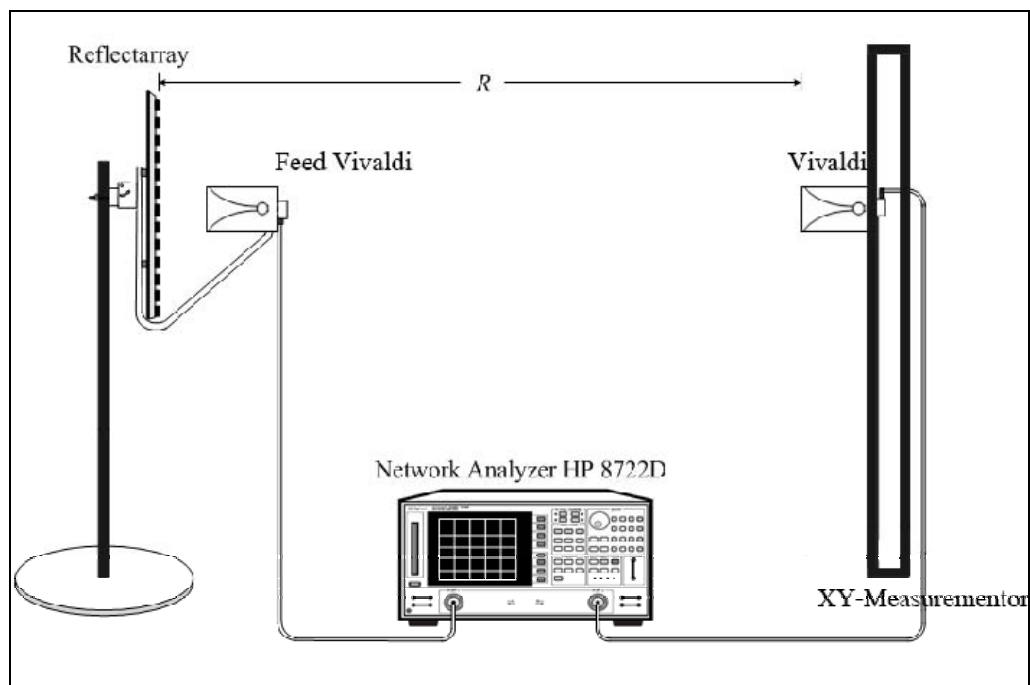


รูปที่ 5.10 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานแบบลำคลื่นดินสอ

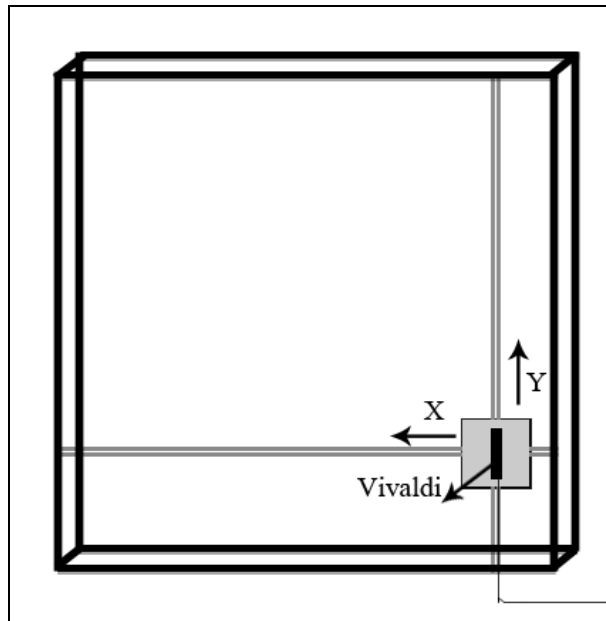


รูปที่ 5.11 เปรียบเทียบผลการจำลองแบบและผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานแบบค่าคลื่นดินสอสำหรับเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายภายนอกอาคาร

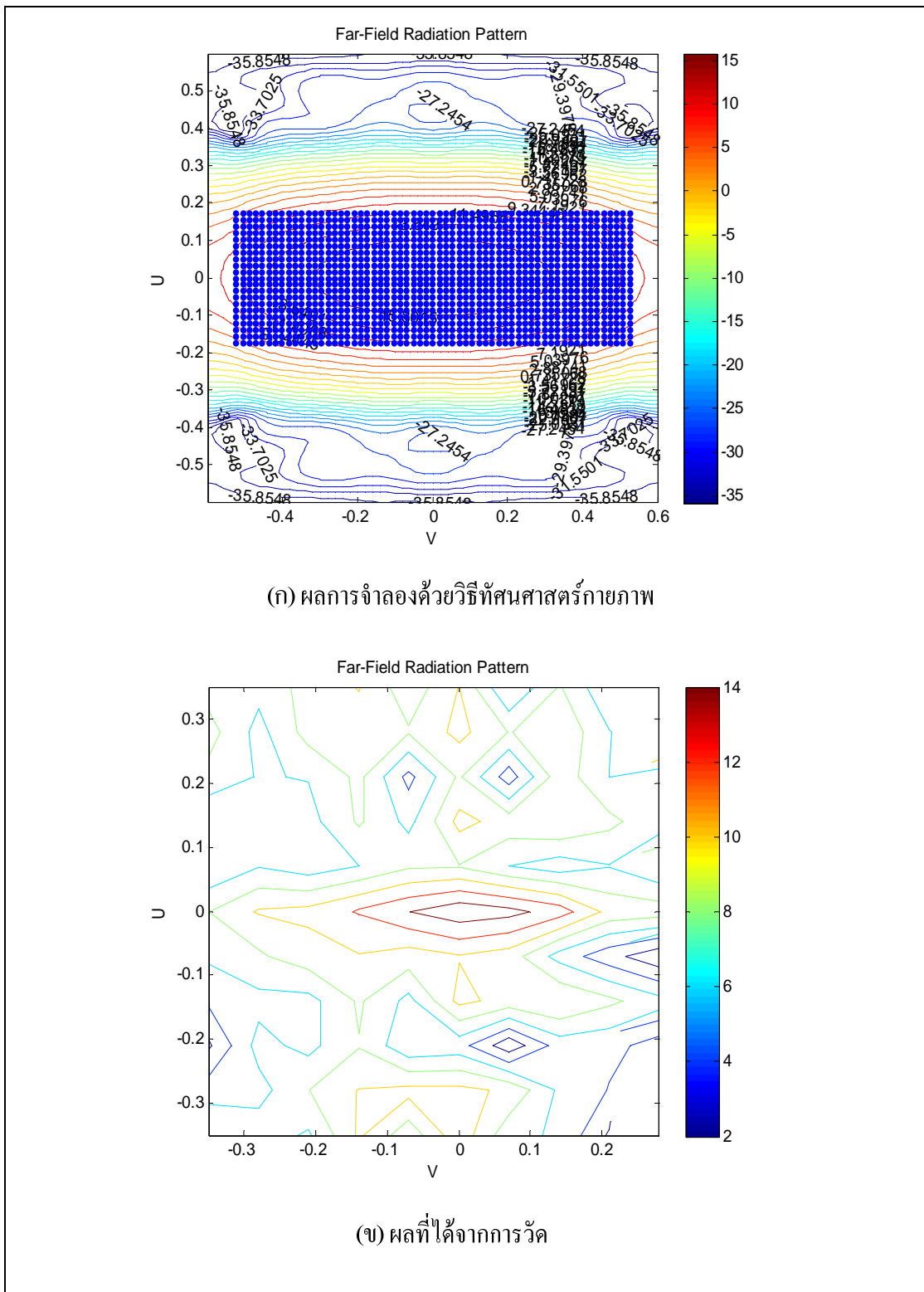
การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปแบบวงรอบนั้นได้ทดสอบในสนามระยะไกล ซึ่งอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดทดสอบแสดงดังรูปที่ 5.12 โดยที่แต่ละตำแหน่งวางห่างกันทีละ 7 เซนติเมตร หรือ 4 องศา ตามพิกัด X-Y เมื่อ $u = \sin \theta \cos \phi$ และ $v = \sin \theta \sin \phi$ ซึ่งผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปแบบวงรอบแสดงดังรูปที่ 5.14 จากรูปพบว่า การวัดอยู่ในช่วง $-0.35 \leq u \leq 0.35$ เมตร และ $-0.35 \leq v \leq 0.35$ เมตร เนื่องจากอุปกรณ์สำหรับการวัดตามพิกัด X-Y มีความยาวจำกัด ดังนั้นจากรูปที่ 5.14 (ก) และ 5.14 (ข) เมื่อเปรียบเทียบผลการจำลองกับผลการวัดพบว่ามีความสัมพันธ์กันเป็นอย่างดีและผลการวัดของอัตราขยายเท่ากับ 15.6 dB



รูปที่ 5.12 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานแบบลำดับวงรอบ



รูปที่ 5.13 อุปกรณ์สำหรับการวัดตามพิกัด X-Y



รูปที่ 5.14 เปรียบเทียบผลการจำลองแบบและผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานแบบวงรอบ สำหรับระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายภายนอกอาคาร

ตารางที่ 5.4 ผลการจำลองคุณลักษณะของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปเมื่อระยะห่างระหว่างสายอากาศป้อนกับตัวสะท้อนเท่ากับ 14 เซนติเมตร

คุณลักษณะของสายอากาศ	ผลการจำลอง	
	ระนาบสนามไฟฟ้า	ระนาบสนามแม่เหล็ก
ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (degree)	10.4	60.82
อัตราขยายสูงสุด (dB)	17.95	17.95

ตารางที่ 5.5 ผลการวัดทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปเมื่อระยะห่างระหว่างสายอากาศป้อนกับตัวสะท้อนเท่ากับ 14 เซนติเมตร

คุณลักษณะของสายอากาศ	ผลการวัดทดสอบ	
	ระนาบสนามไฟฟ้า	ระนาบสนามแม่เหล็ก
ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (degree)	8	56
อัตราขยายสูงสุด (dB)	15.1	15.7

จากรูปที่ 5.11 เป็นการเปรียบเทียบกราฟระหว่างวิธีทัศนศาสตร์กายภาพกับวิธีวัดทดสอบ พบว่า แบบรูปการแผ่พลังงานมีความสอดคล้องกันทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก และรูปที่ 5.14 เมื่อเปรียบเทียบผลการจำลองกับผลการวัดพบว่ามีความสัมพันธ์กันเป็นอย่างดีและผลการวัดของอัตราขยายเท่ากับ 15.6 dB เมื่อพิจารณาผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานพบว่าอัตราขยายมีค่าต่ำกว่าผลการจำลองด้วยวิธีทัศนศาสตร์กายภาพประมาณ 2 dB เนื่องจากผลกระทบของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง ความเร็วของแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศป้อน และจำนวนอิมิตเมนต์ที่ขาดหาย

5.4 สรุป

ในบทนี้เป็นการแสดงการออกแบบ การสร้าง และการวัดทดสอบสายอากาศ ทั้งนี้เพื่อพิจารณาเปรียบเทียบผลที่ได้จากการคำนวณและผลที่ได้จากการวัดทดสอบว่ามีความสอดคล้องกันมากน้อยเพียงใด ซึ่งคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้ทำการวัดทดสอบได้แก่ ค่าการสูญเสียย้อนกลับแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในสนามระยะไกล อัตราขยายสูงสุด และความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป ซึ่งพบว่าผลที่ได้จากการวัดทดสอบและผล

ที่ได้จากการจำลองแบบมีความแตกต่างกันบ้างเล็กน้อย อันเนื่องมาจากการสูญเสียในระบบของสายอากาศ เช่น ความผิดพลาดจากการวางตำแหน่งตัวสะท้อนและสายอากาศป้อนจะทำให้เกิดการเลื่อนเชิงตำแหน่งของแบบรูปการแผ่พลังงาน และผลกระทบจากสภาพแวดล้อมขณะวัดทดสอบสายอากาศ เป็นต้น

บทที่ 6

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปเนื้อหาวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ดำเนินการศึกษาและการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปสำหรับครอบคลุมพื้นที่ให้บริการที่ต้องการ ซึ่งพื้นที่ที่เลือกทำการศึกษาคือพื้นที่ครอบคลุมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน พื้นที่ครอบคลุมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง พื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลม พื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลมสองวงแนวตั้ง เป็นต้น เพื่อให้สอดคล้องกับการใช้งานจริงสำหรับการสื่อสารในเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายภายนอกอาคาร งานวิทยานิพนธ์นี้จึงทำการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปให้มีลำคลื่นกว้างในแนวมุมกวาด และลำคลื่นแคบในแนวมุมเงย ซึ่งสอดคล้องกับลักษณะพื้นที่ครอบคลุมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน โดยที่สายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปมีการป้อนด้วยสายอากาศวิวลติ ที่มีโพลาริซแบบเชิงเส้นแนวตั้ง ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปเหมาะสำหรับใช้งานบนเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายภายนอกอาคาร

ในการคำนวณและการวิเคราะห์หาคุณลักษณะของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป เริ่มต้นจากการสังเคราะห์พื้นผิวสะท้อนอ้างอิงด้วยวิธีทัศนศาสตร์กายภาพ โดยที่พื้นผิวสะท้อนอ้างอิงนี้จะมีการออกแบบให้มีลำคลื่นครอบคลุมพื้นที่ให้บริการแบบต่าง ๆ เช่น พื้นที่ครอบคลุมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน พื้นที่ครอบคลุมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง พื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลม พื้นที่ครอบคลุมรูปวงกลมสองวงแนวตั้ง เป็นต้น ซึ่งการกำหนดข้อมูลเริ่มต้นของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงได้แก่ ขนาดของสายอากาศ ชนิดของสายอากาศป้อน ตำแหน่งการวางของสายอากาศป้อน ความถี่ปฏิบัติการ ลักษณะพื้นที่ครอบคลุมหรือพื้นที่ที่ต้องการให้บริการอัตราขยายที่ต้องการของระบบสายอากาศ จากนั้นขั้นตอนต่อมาจะเป็นการคำนวณหาแบบรูปการแผ่พลังงานของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิง โดยที่พื้นผิวสะท้อนอ้างอิงเป็นพื้นผิวที่เกิดจากสมการพหุนามอันดับสามร่วมกับฮาร์มอนิกฟูรีเยร์ โดยที่รูปร่างของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงขึ้นอยู่กับค่าที่เหมาะสมที่สุดของสัมประสิทธิ์แต่ละพจน์ในสมการ เพื่อให้ได้แบบรูปการแผ่พลังงานที่ต้องการเมื่อได้คำตอบของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงที่ให้แบบรูปการแผ่พลังงานที่ต้องการแล้ว จากนั้นใช้เทคนิคการจัดเฟสของสัญญาณเพื่อชดเชยตามลักษณะผิวโค้งของพื้นผิวสะท้อนอ้างอิงเพื่อให้ได้แบบรูปการแผ่พลังงานที่ต้องการ และสุดท้ายหาคุณลักษณะของแผ่นสะท้อนเพื่อสร้างสายอากาศต้นแบบต่อไป

การสร้างสายอากาศต้นแบบ ซึ่งงานวิทยานิพนธ์นี้เลือกทำการสร้างสายอากาศต้นแบบที่มีลำคลื่นครอบคลุมพื้นที่ให้บริการภายนอกอาคาร สำหรับนำมาประยุกต์ใช้กับระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายด้วยมาตรฐานของ Hiperlan 2 โดยต้องการออกแบบให้ลำคลื่นในแนวระนาบมุมกวาดมีความกว้างของลำคลื่นมากกว่า 60 องศา และแนวระนาบมุมเงยมีความกว้างของลำคลื่นเป็น 10 องศา อัตราขยายของระบบเป็น 18 dB ซึ่งการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปต้นแบบได้พิจารณา ระยะห่างระหว่างสายอากาศป้อนกับสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปเท่ากับ 14 เซนติเมตร พบว่า แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนมีความกว้างของลำคลื่นแคบคือ 10.4 องศา ในระนาบสนามไฟฟ้าและมีความกว้างของลำคลื่นกว้าง คือ 60.82 องศา ซึ่งพบมีความสอดคล้องกับผลการวัดทดสอบและผลการจำลองแสดงดังรูป 5.11 และแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปแบบวงรอบมีความสอดคล้องกับผลวัดทดสอบและผลการจำลองแสดงดังรูป 5.14 แต่พบว่าเกิดความคลาดเคลื่อนระหว่างผลการวัดทดสอบและผลการจำลอง อาจเกิดจากความสูญเสียในระบบของสายอากาศ เช่น ความสูญเสียในสายส่ง ความผิดพลาดจากการจัดวางสายอากาศ จำนวนอิมพีแดนซ์ที่ขาดหาย เป็นต้น

6.2 ข้อเสนอแนะ

ข้อเสนอแนะสำหรับการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปสามารถแบ่งได้ดังนี้

1. ข้อเสนอแนะเกี่ยวกับการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป
 - ค่าปัจจัยของระบบสายอากาศทุกตัวสามารถนำมาหาค่าเหมาะสมที่สุดได้ เช่น ขนาดของสายอากาศจานสะท้อน แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศป้อนระยะออฟเซต เป็นต้น
 - การออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปนี้จะให้ลำคลื่นครอบคลุมพื้นที่ให้บริการที่ต้องการเท่านั้น ถ้ารูปร่างพื้นที่ครอบคลุมเปลี่ยนแปลงไปจะต้องออกแบบใหม่จึงไม่เหมาะกับงานที่ต้องการเปลี่ยนแปลงรูปร่าง
 - การหาคุณลักษณะของแผ่นสะท้อน เมื่อออกแบบคุณลักษณะของแผ่นสะท้อนเป็นรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส โดยเปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างการประวิงเฟสกับขนาดของแผ่นสะท้อน จะพบว่าเมื่อนำไปสร้างสายอากาศต้นแบบมีอิมพีแดนซ์บางตัวขาดหายส่งผลให้อัตราขยายลดลง แนวทางการปรับปรุงคือ ออกแบบคุณลักษณะของแผ่นสะท้อนในรูปแบบต่าง ๆ เช่น รูปสี่เหลี่ยมสองรูปซ้อนกัน รูปสามเหลี่ยม เป็นต้น

2. ข้อเสนอแนะเกี่ยวกับการสร้างและทดสอบสายอากาศ

- จากการวัดทดสอบพบว่าเกิดความคลาดเคลื่อนระหว่างผลการวัดทดสอบและผลจากการจำลอง อาจเกิดจากความสูญเสียในระบบสายอากาศ เช่น ความสูญเสียในสายส่ง ความผิดพลาดจากการจัดวางตำแหน่งตัวสะท้อนและสายอากาศป้อนจะทำให้เกิดการเลื่อนเชิงตำแหน่งของแบบรูปการแผ่พลังงาน ผลกระทบจากสภาพแวดล้อมขณะวัดทดสอบสายอากาศ และอุปกรณ์ในการทดสอบ สำหรับการพัฒนาให้ดีขึ้นในการทดสอบสายอากาศที่ดีนั้น ควรจะหาพื้นที่โล่งและกว้างพอสมควร หรือห้องที่ไม่มีสัญญาณรบกวนเพื่อลดปัญหาการบังหรือการสะท้อนของคลื่นระหว่างสายอากาศ เพื่อให้ได้ค่าที่แท้จริงมากที่สุด

รายการอ้างอิง

- วิลาศ วงศ์แจ่มบุญ (2000). สายอากาศงานสะท้อนเดี่ยวดัดรูปสำหรับพื้นที่ครอบคลุมซับซ้อน. วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต. มหาวิทยาลัยจุฬาลงกรณ์.: 1-118
- Alan R. Cerette and S-W. Lee (1989). **A Method for Producing a Shaped Contour Radiation Pattern Using a Single Shaped Reflector and a Single Feed.** IEEE Transactions on Antenna and Propagation, Vol.37, No.6: 698-706.
- Amena Kauser Syeda, "Design of a Wideband Vivaldi Antenna Array and Performance Enhancement of Small Vivaldi Arrays Using Baffles," **Technical Report CReSIS TR 106**, 2006.
- Arrebola, M., and Encinar, J.A. (2006). **Design and Evaluation of a Three-Beam LMDS Central Station Antenna Using Reflectarrays.** IEEE Melecon 2006: 328-331.
- Arrebola, M., and De Haro, L. (2007). **Contoured-Beam Gregorian Antenna with a Reflectarray as Subreflector.** EuCAP 2007. The Second European Conference on 11-16 Nov. 2007
- Balanis, C. A. (1997). **Antenna Theory Analysis and Design.** John Wiley & Sons. New York.
- Balanis, C. A. (1989). **Advanced Engineering Electromagnetics.** John Wiley & Sons. New York.
- Bergmann, J. R., and Moreira F.J.S. (1993). **Diffraction Synthesis of Reflector Antennas: An Efficient Approach for the Optimization Procedure.** Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol.1: 266-269.
- Bergmann , J. R., and Hasselmann, F.J.V. (1997). **A Reflector Antenna Synthesis for Proposed Brasilsat B3 South American Coverage at C and Ku Bands.** Microwave and Optoelectronics Conference SBMO/IEEE MTT-S International, vol.2: 577-581.
- Cherrette, A. R., and Shung - Wu Lee (1989). **A Method for Producing a Shaped Contour Radiation Pattern Using a Single Shaped Reflector and Single Feed.** IEEE Transactions on Antenna and Propagation, Vol 37, No.6: 698-705.

- Chang, D.C., and Huang, M.C. (1995). **Multiple-Polarization Microstrip Reflectarray Antenna with High Efficiency and Low Cross-Polarization**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 43, NO.8: 829-834
- Carrasco , E., and Arrebola, M. (2008). **Demonstration of a Shaped Beam Reflectarray Using Aperture-Coupled Delay Line for LMDS Central Station Antenna**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.56, No.10: 3103-3111.
- Chen S.-L., and Chuang, H.-R. (1997). **Comparison of the Design of a Contoured-Beam and Elliptical-Beam Satellite Offset Reflector Antenna to Cover the Taiwan Island Region for Satellite Communications**. IEEE Transactions on Broadcasting, vol.43, No.2: 117-126.
- Chaharmir, M.R., and Shaker, J. (2003). **Reflectarray with variable slots on ground plane**. IEE Proc.-Microw. Antennas Propag, vol.150, No.6: 436-439
- Duan, and Samii (1995). **A Generalized Diffraction Synthesis Technique for High Performance Reflector Antennas**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.43, No.1: 27-40.
- Encinar, J.A., and Datashvili L. (2006). **Dual-Polarization Dual-Coverage Reflectarray for Space Applications**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.54, No.10.
- Fhafhiem, N., Krachodnok, P., and Wongsan R. (2009). **A shorted-end curved strip dipole on dielectric and conducting plane for wireless LANs**. The 2009 International Symposium on Antenna and Propagation: 835-838.
- Felsen, L. B. and Marcuvitz, N. (1973). **Radiation and Scattering of Waves**. Prentice-Hall. Englewood Cliffs.
- Harrington, R. F. (1961). **Time-Harmonic Electromagnetic Fields**. McGraw-Hill. New York.
- Huang, J. (1995). **Analysis of a microstrip Reflectarray antenna for microspacecraft applications**. The Telecommunications and Data Acquisition Progress Report 42-120: 153-173
- Huang, J., and Pogorzelski, R.J. (1998). **A Ka-Band Microstrip Reflectarray with Elements Having Variable Rotation Angles**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.46, NO.5: 650-656

- Han, C., and Rodenbeck, C. (2004). **A C/Ka Dual Frequency Dual Layer Circularly Polarized Reflectarray Antenna With Microstrip Ring Elements.** IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.52, NO.11.
- Hajj, M., Rodes, E., and Monediere, T. (2009). **Dual-Band EBG Sectoral Antenna Using a Single-Layer FSS for UMTS Application.** IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters, VOL.8: 161-164.
- Krachodnok, P. and Wongsan (R. 2008). **Design of Broad-Beam Microstrip Reflectarray.** WSEAS Transactions on Communications, Vol.7, No.3: 180-187.
- Pozar, D. M., and Targonski, S.D. (1997). **Design of Millimeter Wave Microstrip Reflectarrays.** IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.45, NO. 2.
- Pozar, D. M., and Targonski, S. D. (1999). **A Shaped-Beam Microstrip Patch Reflectarray.** IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 47, NO. 7: 1167-1173
- Rodes, E., and Diblanc M. (2007). **Dual-Band EBG Resonator Antenna Using a Single-Layer FSS.** IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters, Vol.6: 368-371.
- Shogen, K., Nishida, H., and Toyama, N. (1992). **Single Shaped Reflector Antennas for Broadcasting Satellites.** IEEE Transactions on Antenna and Propagation, Vol.40, No.2: 178-187.
- Silver, S., Ed. (1949). **Microwave Antenna Theory and Design.** New York. McGraw-Hill.
- Thaivirot, V., and Wongsan, R. (2007). **Radiation Pattern Synthesis from Various Shaped Reflectors Base on PO and PTD Methods for Point-to-Multipoint Applications.** WSEAS Transactions on Communications : 531-540.

ภาคผนวก ก

รายละเอียดของสมการวิธีทัศนศาสตร์เชิงฟิล์ม

ก.1 การใช้ประโยชน์ของเอกลักษณ์ทางคณิตศาสตร์

กำหนดให้ $g = \frac{e^{-jkR}}{4\pi R}$ เป็นฟังก์ชันกรีนแบบสเกลาร์ ซึ่งมีระยะทาง

$$R = |\bar{R}| = |\bar{r} - \bar{r}'| = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2}$$

เมื่อ $\bar{r}' = \hat{a}_x x' + \hat{a}_y y' + \hat{a}_z z'$ เป็นเวกเตอร์บอกตำแหน่งของแหล่งกำเนิด และ $\bar{r} = \hat{a}_x x + \hat{a}_y y + \hat{a}_z z$ เป็นเวกเตอร์บอกตำแหน่งของจุดสังเกต ซึ่งเกรเดียนต์ของกรีนฟังก์ชันแบบสเกลาร์กำหนดโดยสมการ

$$\nabla g = -\hat{R} \left(\frac{1}{R} + jk \right) g \quad (\text{ก.1})$$

เมื่อ $k = 2\pi / \lambda$ เป็นเลขคลื่น เกรเดียนต์ของระยะทางคือ

$$\nabla R = \hat{R} \quad (\text{ก.2})$$

ไดเวอร์เจนซ์ของเวกเตอร์บอกระยะทาง \bar{R} คือ

$$\nabla \cdot \bar{R} = R_{ux} + R_{uy} + R_{uz} \quad (\text{ก.3})$$

เมื่อองค์ประกอบของเวกเตอร์หนึ่งหน่วยคือ

$$R_{ux} = \bar{R} \cdot \hat{a}_x = \frac{x-x'}{R} \quad R_{uy} = \bar{R} \cdot \hat{a}_y = \frac{y-y'}{R} \quad R_{uz} = \bar{R} \cdot \hat{a}_z = \frac{z-z'}{R} \quad (\text{ก.4})$$

โดยที่ $\hat{R} = \hat{a}_x R_{ux} + \hat{a}_y R_{uy} + \hat{a}_z R_{uz} = \frac{\bar{R}}{R}$

ถ้า \bar{E} เป็นเวกเตอร์ใด ๆ ดังนั้น

$$\nabla \times \nabla \times \bar{E} = \nabla \nabla \cdot \bar{E} - \nabla^2 \bar{E} \quad (\text{ก.5})$$

ก.2 อนุพันธ์ของฟังก์ชันกรีนไดแอติก

อนุพันธ์ของกรีนฟังก์ชันของสนามไฟฟ้าอันเนื่องมาจากกระแสไฟฟ้า และอนุพันธ์ของกรีนฟังก์ชันของสนามแม่เหล็กอันเนื่องมาจากกระแสแม่เหล็กซึ่งอยู่บนพื้นฐานของฟังก์ชันกรีนแบบสเกลาร์ที่กำหนดในสมการที่ (3.31) (3.32) และ (3.33) คือ

$$\bar{G}_{EJ} = -j\omega\mu \left(\bar{1} + \frac{\nabla\nabla}{k^2} \right) g \quad \bar{G}_{HM} = -j\omega\varepsilon \left(\bar{1} + \frac{\nabla\nabla}{k^2} \right) g \quad (\text{ก.6})$$

เมื่อส่วนของ $\nabla\nabla g$ เป็นไดแอติก ซึ่งแสดงในรูปของเมตริกซ์ได้ คือ

$$\begin{aligned} \nabla\nabla g &= \begin{bmatrix} \partial/\partial x \\ \partial/\partial y \\ \partial/\partial z \end{bmatrix} \left(-\left(\frac{1}{R} + jk \right) g \begin{bmatrix} R_{ux} & R_{uy} & R_{uz} \end{bmatrix} \right) \\ &= g \left(\frac{1}{R^2} + \left(\frac{1}{R} + jk \right)^2 \right) \begin{bmatrix} R_{ux} \begin{bmatrix} R_{ux} & R_{uy} & R_{uz} \end{bmatrix} \\ R_{uy} \begin{bmatrix} R_{ux} & R_{uy} & R_{uz} \end{bmatrix} \\ R_{uz} \begin{bmatrix} R_{ux} & R_{uy} & R_{uz} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{R} + jk \right) g \frac{1}{R} \begin{bmatrix} 1 - R_{ux}^2 & -R_{ux} R_{uy} & -R_{ux} R_{uz} \end{bmatrix} \\ -\left(\frac{1}{R} + jk \right) g \frac{1}{R} \begin{bmatrix} -R_{ux} R_{uy} & 1 - R_{uy}^2 & -R_{uy} R_{uz} \end{bmatrix} \\ -\left(\frac{1}{R} + jk \right) g \frac{1}{R} \begin{bmatrix} -R_{ux} R_{uz} & -R_{uy} R_{uz} & 1 - R_{uz}^2 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \\ &= \frac{g}{R^2} \hat{R}\hat{R} + g \left(\frac{1}{R} + jk \right)^2 \hat{R}\hat{R} - \frac{g}{R} \left(\frac{1}{R} + jk \right) \left(\bar{1} - \hat{R}\hat{R} \right) \\ &= g \hat{R}\hat{R} \left(\frac{2}{R^2} + j \frac{2k}{R} - k^2 \right) - g \left(\bar{1} - \hat{R}\hat{R} \right) \left(\frac{1}{R^2} + j \frac{k}{R} \right) \end{aligned} \quad (\text{ก.7})$$

เมื่อนำสมการ (ก-7) แทนในสมการ (ก-5) ทำให้ได้ $\bar{\bar{G}}_{EJ}$ และ $\bar{\bar{G}}_{HM}$ ซึ่งฟังก์ชันกรีนไอแอดิกอื่น ๆ $\bar{\bar{G}}_{HJ}$ และ $\bar{\bar{G}}_{EM}$ เป็น

$$\begin{aligned}\bar{\bar{G}}_{HJ}(\bar{r}, \bar{r}') &= -\frac{1}{j\omega\mu} \nabla \times \bar{\bar{G}}_{EJ}(\bar{r}, \bar{r}') = -\nabla \times \left(\bar{\bar{1}}g + \frac{\nabla\nabla}{k^2}g \right) \\ &= -\nabla \times (\bar{\bar{1}}g) = -(\nabla g) \times \bar{\bar{1}}\end{aligned}\tag{ก.8}$$

$$\bar{\bar{G}}_{EM}(\bar{r}, \bar{r}') = (\nabla g) \times \bar{\bar{1}}\tag{ก.9}$$

โดยที่ $\nabla \times (\nabla g) = 0$

ภาคผนวก ข

มาตรฐาน IEE802.11 และ HIPERLAN

ข.1 มาตรฐาน IEEE 802.11 และ ETSI HIPERLAN

มาตรฐาน IEEE 802.11 และ ETSI HIPERLAN เป็นมาตรฐานของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย โดยกำหนดคลื่นความถี่ที่ใช้งานไว้รวมทั้งหมด 2 ย่านคือ ย่านความถี่ 2.4 GHz (2.4-2.483 GHz) และย่านความถี่ 5 GHz (5.15-5.35 GHz, 5.470-5.725 GHz, 5.725-5.825 GHz) โดยมาตรฐาน HIPERLAN (High Performance Local Area Network) เป็นมาตรฐานที่ถูกกำหนดโดย ETSI (European Telecommunications Standards Institute) ถูกออกแบบมาเพื่อใช้ในระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายสมรรถนะสูงแถบความถี่ 5 GHz ซึ่งผู้ใช้สามารถทำการติดต่อแบบไร้สายเพื่อเข้าใช้อินเทอร์เน็ต ความเร็วสูง มาตรฐาน HIPERLAN สามารถแบ่งออกเป็น 4 เวอร์ชัน ดังนี้

1) Hiperlan 1 (High Performance Local Area Network Type 1) ถูกออกแบบมาเพื่อใช้แทนที่เครือข่ายไร้สาย โดยมีรูปแบบสถาปัตยกรรมเครือข่ายเป็นแบบ การเชื่อมต่อแบบโครงข่ายโดยตรงระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์ (peer-to-peer) มีกลไกการส่งข้อมูลแบบไม่กำหนดการเชื่อมต่อ (Connectionless) นอกจากนี้ยังมีข้อกำหนดของ MAC Service และ MAC Bridging ที่เหมือนอย่างของ Ethernet จึงทำให้แอปพลิเคชันต่าง ๆ ที่ใช้งานอยู่ สามารถรันบนระบบ HIPERLAN 1 ได้

2) Hiperlan 2 (High Performance Local Area Network Type 2) มีพิสัยของระยะทางในการส่งระยะสั้น (50-100 เมตร) จะมีโทโปโลยีของเครือข่ายแบบเซลล์ลู่ลาร์ มีกลไกการส่งข้อมูลแบบจองเส้นทางก่อนส่งข้อมูล (Connection-oriented) โดยสามารถนำมาใช้สำหรับการติดต่อด้วยอัตราเร็วสูงไปยังเครือข่ายต่าง ๆ เช่น 3G, ATM หรือ IP และยังคงเหมาะสำหรับนำมาใช้เป็นเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายภายในอาคารอีกด้วย

3) Hiperlan 3 (High Performance Local Area Network Type 3) หรือเป็นที่รู้จักในชื่อของ HIPERACCESS มีพิสัยของระยะทางในการส่งไกลขึ้น (5,000 เมตร) ถูกนำมาใช้สำหรับระบบแผ่กระจายคลื่นจากหนึ่งจุดไปยังหลายจุด (point-to-multipoint) รวมทั้งการส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูงเหมาะสำหรับผู้ใช้งานประเภทผู้อยู่อาศัย ธุรกิจขนาดเล็ก และสามารถนำมาใช้ติดต่อกับเครือข่ายต่าง ๆ เช่น UMTS, ATM หรือ IP

4) Hiperlan 4 (High Performance Local Area Network Type 4) หรือเป็นที่รู้จักในชื่อของ HIPERLINK มีอัตราเร็วในการส่งข้อมูลสูงถึง 155 Mbps ใช้งานที่แถบความถี่ 17 GHz

ตารางที่ ข.1 ประเภทของ HIPERLAN

	HIPERLAN TPYE 1	HIPERLAN TPYE 2	HIPERLAN TPYE 3	HIPERLAN TPYE 4
Description	Wireless LAN	Wireless IP and ATM short range access	Wireless IP and ATM remote access	Wireless broadband interconnect
Bit rate	24 Mbps	25 Mbps Potential for 54 Mbps	25 Mbps	155 Mbps
Rang	50-100 meters	50-100 meters	5,000 meters	50-100 meters

ตารางที่ ข.2 มาตรฐาน IEE 802.11a และ HIPERLAN

Network Standard	IEE 802.11a	IEE 802.11b	ETSI BRAND HIPERLAN 1	ETSI BRAND HIPERLAN 2
Access method	CSMA/CA	CSMA/CA, SSMA	TDMA/EY-NPMA	TDMA/TDD
Modulat ion	64-QAM-OFDM 16-QAM-OFDM QPSK-OFDM BPSK-OFDM	CCK (8 complex chip spreading)	GMSK/FSK	64-QAM-OFDM 16-QAM-OFDM QPSK-OFDM BPSK-OFDM
Data rate	6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 and 54 Mbps	1, 2, 5.5 and 11 Mbps	23 Mbps (HBR) 1.4 Mbps (LBR)	6, 9, 12, 18, 27, 36, and 54 Mbps
Frequen cy band	5150-5250 MHz 5725-5825 MHz 5250-5350 MHz	2400-2483.5 MHz	5150 to 5300 MHz Limited in some countries to 5150 to 5250 MHz	5150-5350 and 5470-5725 MHz

ตารางที่ ข.2 มาตรฐาน IEE 802.11a และ HIPERLAN (ต่อ)

Network Standard	IEE 802.11a	IEE 802.11b	ETSI BRAND HIPERLAN 1	ETSI BRAND HIPERLAN 2
Tx power	5150 to 5250 MHz 10 mW/MHz 200 mW e.i.r.p. in 20 MHz channel 5250 to 5350 MHz 1 W e.i.r.p. 5750 to 5850 MHz 4 W e.i.r.p	1000 mW e.i.r.p 100 mW e.i.r.p 10 mW e.i.r.p	Three different classes of power levels depending on country administration 1 W e.i.r.p 100 mW e.i.r.p 10 mW e.i.r.p Regulatory power limit in CEPT countries; 200 mW maximum mean e.i.r.p	5150 to 5250 MHz 200 mW maximum mean e.i.r.p and use of transmitter power control. 5150 to 5250 MHz 1 W maximum mean.e.i.r.p and use of transmitter power control

ตารางที่ ข.2 มาตรฐาน IEE 802.11a และ HIPERLAN (ต่อ)

Network Standard	IEE 802.11a	IEE 802.11b	ETSI BRAND HIPERLAN 1	ETSI BRAND HIPERLAN 2
Sharing considerations	<ul style="list-style-type: none"> - OFDM provides low power spectral density. - CSMA/CA provides “listen before talk” access etiquette - In 5150-5250 MHz e.i.r.p. density limit should be subject to Recommendation ITU-R M.1454 	<ul style="list-style-type: none"> - CDMA allows orthogonal spectrum spreading. - CDMA/CA provides “listen before talk” access etiquette. 	<ul style="list-style-type: none"> - In 5150-5250 MHz e.i.r.p. density limit should be subject to Recommendation ITU-R M.1454 	<ul style="list-style-type: none"> - OFDM provides low power spectral density. - In 5150-5250 MHz e.i.r.p. density limit should be subject to Recommendation ITU-R M.1454 Use of dynamic band 5250-5350 and 5470-5725 MHz. Regulatory restriction to indoor use only in 5150-5350 MHz in CEPT countries

ภาคผนวก ค

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

รายชื่อบทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในขณะศึกษา

Bumrungsuk, A., and Krachodnok, P. (2010). The Shaped Coverage Area Antenna for Indoor WLAN Access Points. **Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on APPLICATIONS of ELECTRICAL ENGINEERING.** : 193 - 198.

Bumrungsuk, A., Krachodnok, P., and Wongsan, R. (2010). Synthesis of Shaped-Beam Reflectarray for Indoor WLAN access Point. **ISAP 2010 Conference Proceedings Macau.** : 800 - 803

The Shaped Coverage Area Antenna for Indoor WLAN Access Points

A. BUMRUNGSUK and P. KRACHODNOK

School of Telecommunication Engineering, Institute of Engineering
Suranaree University of Technology

111 University Avenue, Muang District, Nakhon Ratchasima, 30000
THAILAND

Kaew_tce13@hotmail.com

Abstract: - The concept is demonstrated with a linearly polarized reflectarray designed to provide required coverage of wireless local area network (WLAN) access point at 5.8 GHz. The reflectarray is illuminated by a feed. The design process consists of two steps. First, a phase-only pattern synthesis technique is applied to obtain the required phase-shift distribution on the reflectarray surface which generates the shaped pattern. The second stage is determining the length of square patches in order to achieve the phase distribution synthesized in the previous step. The far-field generated by the vivaldi antenna is used to compute the radiation patterns of the reflectarray and the radiation patterns exhibit a shaping close to the requirements. To verify the proposed antenna, the reflectarray has been manufactured and tested in an anechoic chamber, showing a good agreement between theoretical and measured radiation patterns.

Key-Words: - Shaped-beam, reflectarray

1 Introduction

The antenna is an important component to radiate signal energy in a desired direction for communication system. The antenna type that generally is considered to have high efficiency is the reflector type. A reflector antenna consists of a primary feed horn illuminating and a secondary reflector surface. The reflectarray antenna combines some of the best features of reflector and array antenna. In its basic form, a microstrip reflectarray consists of a flat reflecting surface, there are many isolated elements (e.g. printed patches, dipoles, or ring), which array on flat PCB or a thin dielectric substrate without any power division transmission line. This operation is similar in concept to a parabolic reflector that naturally forms a planar phase front when a feed is placed at its focus. At present, the popular antennas for WLAN access points are linear dipole, slot array, and microstrip antenna. These antennas will be usually placed at the wall of rooms or buildings. However, most kinds of these antennas have omnidirectional pattern. Therefore, they are not suitable for field radiating in the room because of power loss in unnecessary directions such as outside of room. This argues if we can design an antenna to illuminate a predefined complex coverage area without substantial spatial variation, it will have more efficient for field radiating. Thus for solve a problem aforementioned, the shaped beam antenna is an alternative for WLAN applications. This antenna will use installation area on the ceiling. The associated literatures have been reported by several authors. Smulders et al. [1] presented the design of a 60 GHz shaped reflector antenna for WLAN access points by using backscatter reflector, which fabricated from the

modified parabolic surface. Also, Wongsan and Thavirot [2] presented the synthesis of radiation patterns of the variety of shaped backscatters to provide the wide beam for indoor WLAN applications. From these papers, the backscatters have been fabricated from the circular metal sheet that their surfaces are shaped to be geometric curvature. In case of WLAN systems, such antennas are improper because their structures suffer from mechanical drawbacks such as bulkiness and the need for an expansive custom mold for each coverage specification.

Recently, we proposed the synthesis of phase and radiation pattern for microstrip reflectarray using discretization of elementary geometrical functions [3]. The reflectarray antenna duplicated the same radiating aperture as curved backscatter reflector. A reflectarray configuration is attractive because it allows a single mechanical design to be used repeatedly for a wide variety of different coverage specifications without the need for expensive fabrication of a new mold. The only changes are required that the printed reflecting element dimensions be changed for each design in order to generate the different beam. Thus, many of the high recurring costs associated with shaped reflector antennas can be eliminated with flat printed reflectarray. The flat geometry of a reflectarray also lends itself to easier placement and deployment on the WLAN indoor base station and also in terms of manufacture. In addition, a flat printed reflectarray fulfills the antenna requirement for low profile and light weight.

In this contribution, a shaped-beam microstrip reflectarray antenna have been designed for required area service in WLAN. To achieve such coverage area,

phase of each array element in the reflectarray antenna is specific designed to emulate the curvature of the reference reflector by using patches of different size. These patch elements are built on the FR4 substrate. The reflectarray geometry and the radiating element are shown in Fig.1.

2 Reflectarray Design

The idea of a reflectarray antenna which has flat surface is the principle work as same as a reflector antenna. For this paper the design of shape-beam reflectarray for indoor WLAN access points is presented. Once the phase required for the reflection coefficient at each reflectarray element has been determined, the dimensions of the printed patches have to be adjust for match that phase, see Fig.1(a). In this case, a single layer configuration is shown in Fig.1(b) and the design of a reflectarray with the features is summarized in the Table1. The reflector has project aperture of 35x35 cm, with focal lengths of 12 cm. The coverage requirements for the reflectarray antenna and the performance actually is achieved by the baseline design using the girded shaped reflector are directivity at edge coverage 20 dB for the frequency ISM band of 5.8 GHz (5725-5825 MHz). The three of design stages are description of the reference antenna by radiation pattern specification, translating the desired aperture phase to the patch reflectarray phases, and determination of patch dimension.

Table 1 Reflectarray data.

Reflectarray diameter (cm)	(35x35)
Number of elements	361
Period (cm)	2.06
The center of reflectarray	(0,0,0)
Feed position (cm)	(0,0,12)

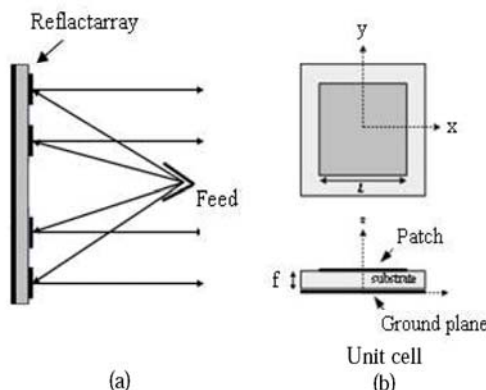


Fig.1 The geometry of microstrip reflectarray.

2.1 Feed Vivaldi Antenna

With a design feed antenna as shown in Fig.2 [4]. A vivaldi antenna is useful a configuration because of its simplicity, wide bandwidth, and high gain. The simulated results show that the directivity of 7.681 dB as illustrated in Fig.3. The parameters of a feed vivaldi antenna with the features are summarized in the Table 2.

Table 2 Feed vivaldi antenna data.

Parameter	Size (mm)
a_L	187.5
a_W	90
f_L	154.7
D_s	17.8
W_{ST}	30.1
H	1.6

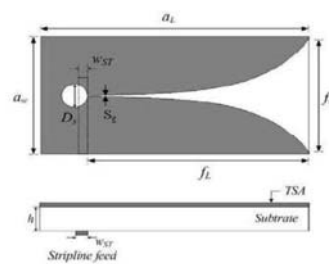


Fig.2 Feed vivaldi antenna.

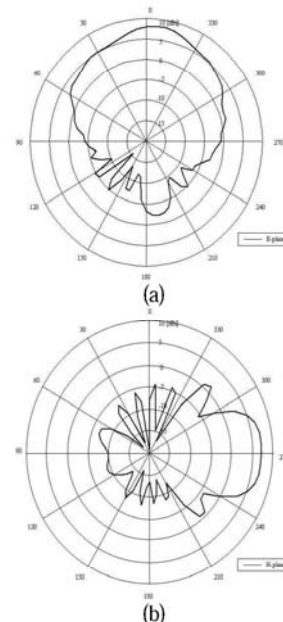


Fig.3 The radiation patterns of the feed vivaldi antenna, E-plane (a) and H-plane (b).

2.2 Synthesis of The Reference Reflector

The reference shaped-reflector is calculated from (1) can be achieved by the use of all the optimized coefficients of the polynomial Fourier series (PFS) to produce the desired radiation pattern for the simple coverage such as rectangle and circular. Physical optics (PO) is employed in the synthesis stage and physical theory of diffraction (PTD) is employed to calculate the accurate far field pattern in the analysis stage as shown in Fig.4. The 5.8 GHz reflectarray will be designed with the aperture size and coverage specification as a reference reflector designed to illuminate room with a shaped coverage pattern. The radiation patterns are sectored in elevation and azimuth.

$$z_r(x_r, y_r) = a_1 x_r + a_1 x_r^2 + a_3 x_r^3 + a_4 y_r + a_5 y_r^2 + a_6 y_r^3 + a_7 x_r y_r + a_8 x_r y_r^2 + a_9 y_r x_r^2 + \sum_{m=1}^{N_x} \sum_{n=1}^{N_y} C_{mn} f_m(x) f_n(y) \tag{1}$$

where

$$f_r = 1, \cos(x), \sin(x), \cos(2x), \sin(2x), \dots, \cos(nx), \sin(nx) \text{ for } r = 1, 2, 3, \dots, N_x,$$

$$f_s(y) = 1, \cos(y), \sin(y), \cos(2y), \sin(2y), \dots, \cos(ny), \sin(ny) \text{ for } s = 1, 2, 3, \dots, N_y,$$

and (x, y, z) is the position rectangular coordinate system for the reflector surface. N_x and N_y are the number of Harmonic Fourier of x and y dimension, respectively.

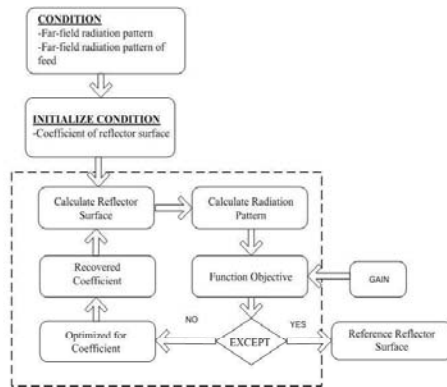
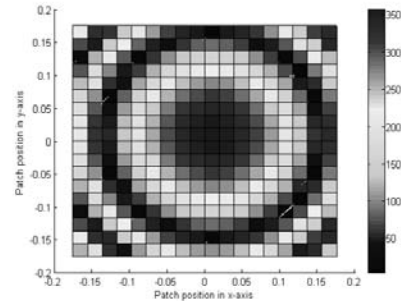


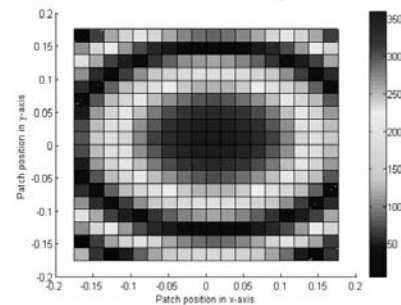
Fig.4 The optimum parameter of shape reflector surface coefficient

2.3 Translating the Desired Aperture Phase to the Patch Reflectarray Phases

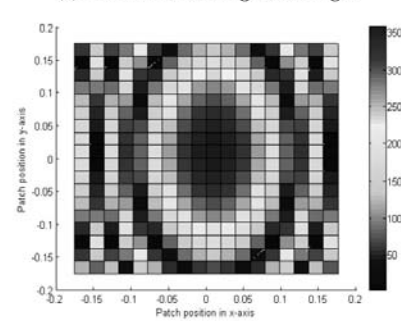
Fig.1(a) illustrates the incidence of wave on the surface of an analysis model of printed microstrip reflectarray.



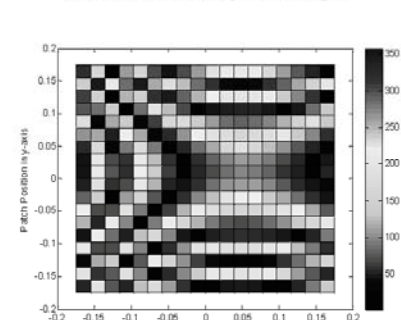
(a) Circular coverage.



(b) Horizontal rectangle coverage.



(c) Vertical rectangle coverage.



(d) Dual circular coverage.

Fig.5 Phase distribution of the reflection coefficient obtained from the reference reflectors.

The idea of a reflectarray antenna, It has flat surface which is the principle works same as a reflector antenna. Also, the required phase distribution on the reflectarray surface has been synthesized complying with the service area specifications. The required phase-shift on the reflectarray is obtained from the distances between the plane and the reflector as illustrated in (2). For each cell of the equivalent reflectarray, the reflection coefficient of the equivalent reflectarray is calculated with the following equation. Fig.5 shows phase distribution of the reflection coefficient is obtained from the reference reflectors for circular and rectangle coverage.

$$\phi = 2k_0 z_r \quad (2)$$

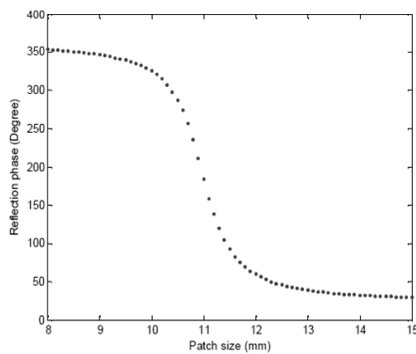


Fig.6 Phase of the reflection coefficient provided by the radiating element at 5.8 GHz.

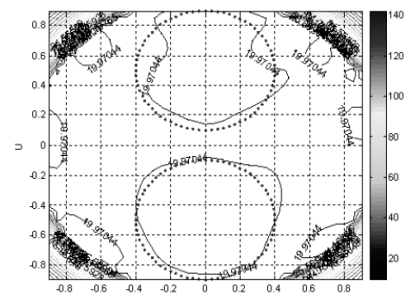
2.4 Determination of Patch Dimension

To compensate of a desire aperture phase above, the lengths of the patches are determined, element by element, using CST software. The routine takes into account the incidence angle of the impinging wave at each radiating element position and the dissipative losses introduced by the dielectric layers. The mutual coupling between elements is computed by the assumption of local periodicity. A feed has been considered in the far field and has been modeled through a cos^q function in order to determine illumination levels on the reflectarray surface. In this example, the dielectric substrate with the relative dielectric constant ε_r with 4.5 was used. Fig.6 shows the phase of the reflection coefficient provided by the phase-shifter as a function of the patch size at central frequency. Basically, the available phase shift rang is limited by the reflectarray antenna bandwidth (around 4%).

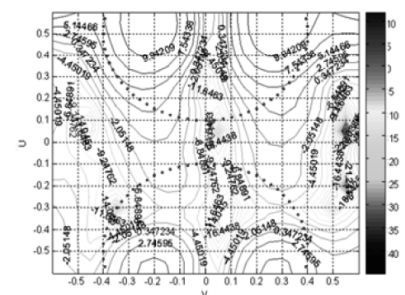
3. SIMULATION RESULTS

Simulation is done in a far-field range by using (3), the possibility of using different types of reflectarray elements also exists. The design has been carried out for dual linear polarization, being the results obtained for the y_r-polarization very similar to x_r-polarization. If the beam is compared with the requirements shown in Figs.7 and 8, (dash line is the requirement coverage and solid line is simulation results), general good agreement is found. The coverage area is illuminated with the minimum desired gain of 20 dB which is sufficient for the system requirements. In Fig.9, the crosspolar pattern are shown.

$$E(\hat{u}) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N F(\vec{r}_{mn} \cdot \hat{a}_z) \cdot A(\vec{r}_i \cdot \hat{u}_r) \cdot A(\hat{u} \cdot \hat{u}_r) \times \exp[-jk_0(|\vec{r}_{mn}| + \vec{r}_i \cdot \hat{u}) - j\Delta\phi_{mn}] \quad (3)$$

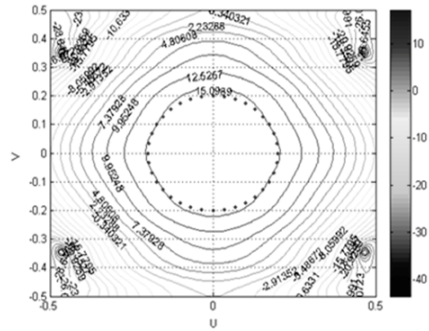


(a) Copolar radiation pattern.

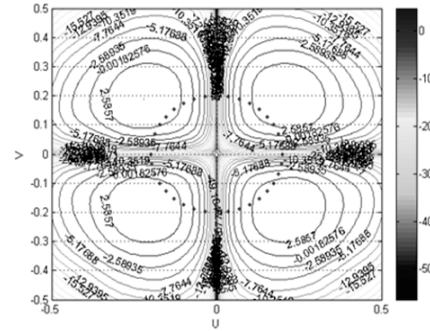


(b) Crosspolar radiation pattern.

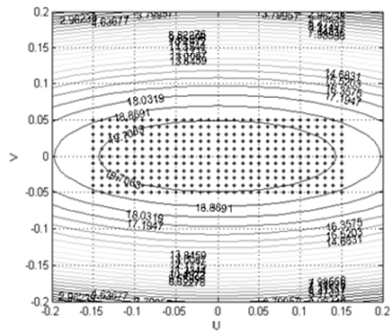
Fig.7 Dual circular coverage.



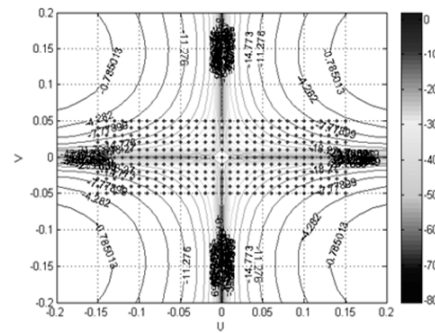
(a) Circular coverage.



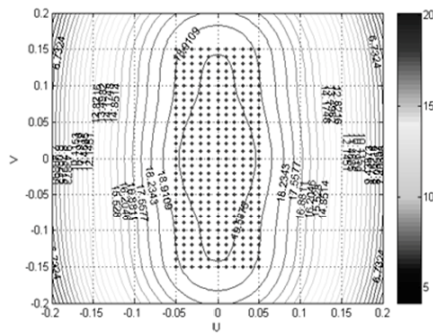
(a) Circular coverage.



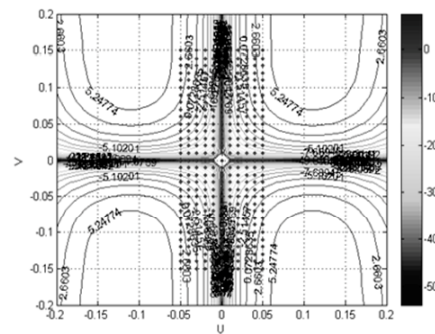
(b) Horizontal rectangle coverage.



(b) Horizontal rectangle coverage.



(c) Vertical rectangle coverage.



(c) Vertical rectangle coverage.

Fig.8 Copolar radiation patterns.

Fig.9 Crosspolar radiation patterns.

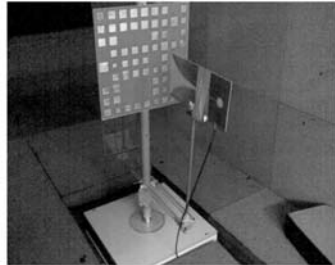


Fig.10 The shape-beam reflectarray prototype for WLAN (dual coverage area) at 5.8GHz.

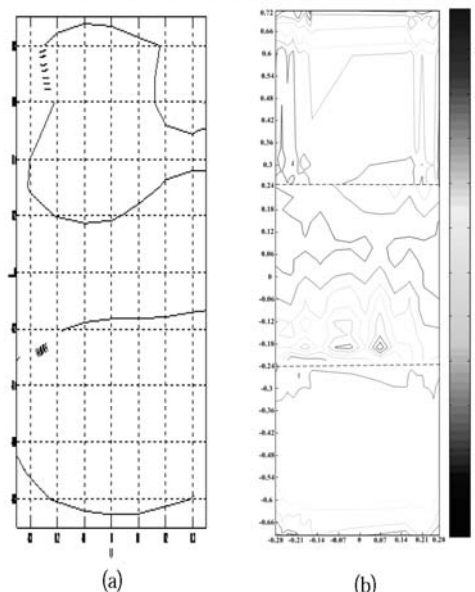


Fig.11 Comparison between requirement coverage (a) and measurement results (b) for dual circular coverage.

4 Experimental Results

The design technique has been validated by comparing the different radiation pattern obtained from simulation and measurement. Since, the antenna has been designed for linear polarization, required coverage for WLAN, the shape-beam reflectarray has been analyzed through the technique. The designed reflectarray has been used as the reflector antenna. A feed vivaldi is used to illuminate the array that had edge taper 20 dB beamwidth characteristics. The field on an aperture and radiated field in (u,v) coordinates can be calculated by the conventional array theory expressed by (3) [5], where $u = \sin\theta \cos\phi$ and $v = \sin\theta \sin\phi$. In this case, the field at the projected aperture is calculated at points of a regular periodic mesh along x_r and y_r directions

A picture of the manufactured shape-beam reflectarray antenna is presented in Fig.10. The beam is compared with the requirements shown in Fig.11, it is good agreement between the simulation and measurement of shape-beam at 5.8 GHz. Because we have small anechoic chamber, the contour pattern is shown in some part at $-0.27 < u < 0.27$ and $-0.69 < v < 0.69$.

5 Conclusion

The paper presents a microstrip reflectarray antenna that is designed to produce a shaped-beam coverage pattern. The concept is demonstrated with ISM-band (5725-5825 MHz) linearly polarized reflectarray. The proposed antenna is designed to provide coverage of large-scale indoor at 5.8 GHz. The reflectarray is illuminated by a single feed. The beams are shaped both in azimuth and in elevation. A phase-only pattern synthesis technique is applied to obtain the phase-shift distribution on the reflectarray surface required that produces the shaped pattern for the central beam. Then, the dimensions of the printed patches are adjusted to produce the required phase-shift at each element. Finally, the far-field generated by the feed is used to compute the radiation patterns of the reflectarray and the results are closed to those obtained. The radiation patterns for beams exhibited a shaping close to the requirements.

References:

- [1] Peter F.M. Smulder, S. Khusial, and H.A.J. Herben, A Shaped Reflector Antenna for 60-GHz Indoor Wireless LAN Access Points, *IEEE Trans. On Vehicular Technology*, Vol.50, No.2, 2001, pp. 584-591.
- [2] R. Wongsan and V. Thairvirot, Synthesis of Radiation Pattern of Variety of Shaped Backscatters using Physical optic, *ECTI-CON Conference Proceedings, Thailand*, Vol. 1, 2006, pp. 155-158.
- [3] P. Krachodnok and R. Wongsan, Synthesis of Phase and Radiation Pattern for Microstrip Reflectarray using Discretization of Elementary Geometrical Functions, *ISAP 2007 Conference Proceedings Japan*, 2007, pp.1286-1289.
- [4] P. Kamphikul, P. Krachodnok M. Uthansakul, and R. Wongsan, High-Gain Omnidirectional Antenna Using Tapered Slots Array, *ISAP 2007 Conference Proceedings Thailand*, 2009, pp.33-36.
- [5] D.M. Pozar, S.D. Targonski, and R. Pokuls, "A Shaped-Beam Microstrip Patch Reflectarray" *IEEE Trans. on Antenna and Propag.*, Vol.47, Issue 7, 1999, pp. 1167-1173.

Synthesis of Shaped-Beam Reflectarray for Indoor WLAN access Point

A. Bumrungsuk, P. Krachodnok, and R. Wongsan
 School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology,
 Nakhon Ratchasima, 30000, Thailand, kaew_tce13@hotmail.com, priam@sut.ac.th.

1. Introduction

At current stage, the antennas for WLAN access points are the linear dipole, slot array, and microstrip antenna, ect. [1-2]. These antennas are not suitable for field radiating in the large room and complex shaped room because of power loss in unnecessary directions. In many applications, reflectarray antenna requires radiation patterns to be shaped such that the pattern contour fits the shape of the desired coverage region [3] which the antenna is placed on the ceiling. The shaped contour radiation pattern reduces wasted transmitted power by minimizing the illumination of unwanted areas such as out of the room. The advance of the reflectarray antenna is low profile and light weight to easier placement and deployment on the WLAN indoor [4]. This paper will present the synthesis and simulation results of reflectarray. The physical optics(PO) [5] and optimization method are employed for reflector surface shaping to produce the desired contoured beam.

2. Reflectarray Design

Even though, the almost reflectarray antenna has the flat surface, but its principle operation likes as the reflector antenna. In this paper, the synthesis of shape-beam reflectarray for indoor WLAN access points will be presented. Once the phase required for the reflection coefficient at each reflectarray element has been determined, the dimensions of the printed patches have to be adjusted for matching to that phase. In addition, a single layer configuration is shown in Fig.1 and the design of a reflectarray with the desired features is summarized in the Table1. The coverage requirements for the reflectarray antenna and the performances are actually achieved by the baseline design using the grided shaped reflector that is directivity at edge coverage 20 dB. The design stage consists of three parts that are determining the reference curve surface using radiation pattern specification synthesis, translating the desired aperture phase to be the patch reflectarray phases, and determination of patch dimension.

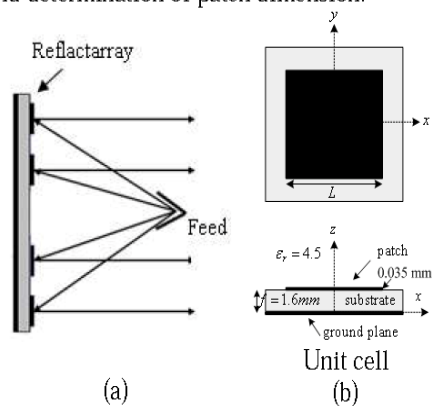


Figure 1: The Geometry of Microstrip Reflectarray.

Table 1: Reflectarray Data.

Design frequency (GHz)	5.8
Reflectarray diameter (cm)	(35x35)
Number of elements	361
Period (cm)	2.06
Feed position (cm)	(0,0,12)
Gain requirement(dB)	20
Radiation pattern specification	Rectangular

2.1 Calculation reference curve surface

The reference curve surface is calculated from (1), which can be achieved by the use of all the optimized coefficients of the Polynomial Fourier Series (PFS), that obtains the desired radiation pattern. Physical optics (PO) is employed in the synthesis stage to calculate the accurate far field pattern. The reference shape is controlled by coefficients in (1) and these can be varied so that the gain of the antenna conforms to that specifies at the sample points. The 5.8 GHz reflectarray will be designed with the aperture size and coverage specification as a reference curve surface that was designed to illuminate room with a shaped coverage pattern.

$$z_r(x_r, y_r) = a_1 x_r + a_2 x_r^2 + a_3 x_r^3 + a_4 y_r + a_5 y_r^2 + a_6 y_r^3 + a_7 x_r y_r + a_8 x_r y_r^2 + a_9 y_r x_r^2 + \sum_{m=1}^{N_x} \sum_{n=1}^{N_y} C_{mn} f_m(x) f_n(y) \quad (1)$$

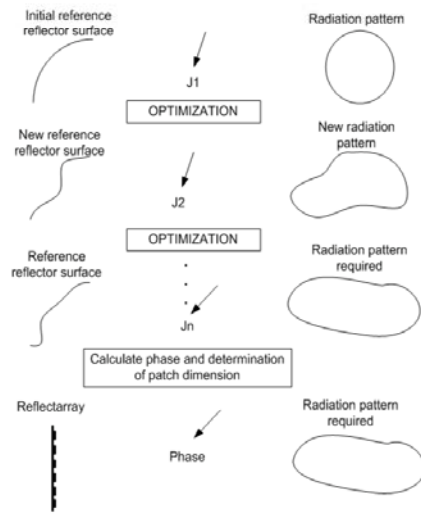


Figure 2: Contour Beam Reflectarray Technique.

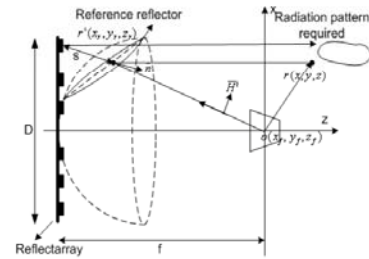


Figure 3: Geometry of the Surface Calculation.

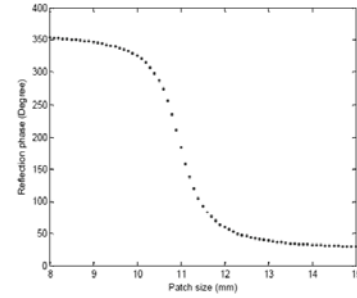


Figure 4: Phase of the Reflection Coefficient

For the reference surface synthesis as illustrated in Fig. 3, the PO expression for the electric fields radiated from the reference surface is given by

$$\bar{E}^{PO}(\bar{r}) = -j\omega\mu \left(\frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \right) \int_S [J_s^{PO}(r') - (\hat{r} \cdot J_s^{PO}(r')) \hat{r}] e^{jkr \cdot r'} \sqrt{\nabla_x^2 + \nabla_y^2 + \nabla_z^2} ds \quad (2)$$

where

$$\nabla_x = -(a_1 + 2a_2 x_r + 3a_3 x_r^2 + a_4 y_r + a_5 y_r^2 + 2a_6 x_r y_r + \sum_{m=1}^{N_x} \sum_{n=1}^{N_y} C_{mn} f_n(y_r) \frac{df_m(x_r)}{dx_r}),$$

$$\nabla_y = -(a_4 + 2a_5 y_r + 3a_6 y_r^2 + a_7 x_r + a_8 x_r^2 + 2a_8 x_r y_r + \sum_{m=1}^{N_x} \sum_{n=1}^{N_y} C_{mn} f_n(x_r) \frac{df_m(y_r)}{dy_r}),$$

$$\nabla_z = 1.$$

$J_s^{PO} = 2\hat{n} \times \bar{H}^i$ is the so-called surface electric current densities or equivalent surface current sources on S surface and \hat{n} is the unit normal vector outward from the reflector surface. The calculation of the electrical field can be led to the antenna characteristics, namely, the radiation pattern and gain. The shaped beam are designed by the antenna characteristics for coverage area where is complicated.

Note that the normalization is such that the gain in dB₃ of the j th element is given by

$$G_j^{PO}(\theta, \phi) = 10 \log_{10} (|E_j^{PO}(\theta, \phi)|^2) \quad (3)$$

The gain G_j^{PO} of the antenna is calculated using PO currents on the reflector and are compared to the specified gains G_j^S called objective function (F) as shown in the equation below.

$$F(\text{position, coefficient}) = \sum_{\text{position}} |G^{PO} - G^S| \quad (4)$$

Fig. 2 shows the optimization method which is calculated by (5) [6]. The coefficients of the Polynomial Fourier Series are varied in a search to minimize. Minimizing of F is the criterion for the optimization procedure. The difference between the gain desired (G_j^S) and the gain achieved (G_j^{PO}) is minimized, when F is minimized. Then, the set of $\sqrt{\nabla_x^2 + \nabla_y^2 + \nabla_z^2}$ is minimized.

$$f_1^{(k)} \leq f_2^{(k)} \leq \dots \leq f_{n+1}^{(k)} \quad (5)$$

where $f_i^{(k)}$ denote $f(F_i^{(k)}, z_{ri}^{(k)})$ and k is iteration, $k \geq 0$

2.2 Translating the desired aperture phase to be the patch reflectarray phases

The amount of phase requirement of array elements is simply obtained by comparing the configuration of a reference reflector with that of a flat microstrip reflectarray as shown in Fig. 3. The required phase-shift on the reflectarray is obtained from the distances between the plane and the reflector as calculated in (6).

$$\phi_j = 2k_0 z_r, \quad (6)$$

where k_0 is the wavenumber and z_r is the distance along the axis of the reflector from the focal point to the edge of the rim that is calculated from (1). For phase optimization, the set of phase ϕ_j that minimize F is sought.

2.3 Determination of patch dimension

To compensate a desired aperture phase above, the lengths of the patches are determined, element by element, using CST software as shown in Fig. 4. The routine takes into account the incidence angle of the impinging wave at each radiating element position and the dissipative losses introduced by the dielectric layers. The mutual coupling between elements is computed by the assumption of local periodicity.

3. Simulation Results

The iterative technique outline shown in Fig. 2 was used to design radiation pattern requirement which the far-field points are 11 by 31 points rectangle grid. To begin the optimization, we are assigned the reference reflector using parabolic equation. The current is calculated using PO and the reference far-field radiation pattern as shown in Fig. 6(a). Then comparing between G_j^S and G_j^{PO} are called function objective. If the difference value of G_j^S and G_j^{PO} is a few. The radiation pattern is correcting. After that, the calculation phase and determination of patch dimension are determined as shown in Fig 5. The field on an aperture and radiated field in (u, v) coordinates can be calculated by the conventional array theory expressed by (7) where $u = \sin \theta \cos \phi$ and $v = \sin \theta \sin \phi$.

$$E(\hat{u}) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N F(\hat{r}_{mn} \cdot \hat{a}_z) \cdot A(\hat{r}_i \cdot \hat{u}_r) \cdot A(\hat{u} \cdot \hat{u}_r) \exp[-jk_0(|\hat{r}_{mn}| + \hat{r}_i \cdot \hat{u}) - j\Delta\phi_{mn}] \quad (7)$$

where F is the feed pattern function, A is the reflectarray element pattern function. \hat{r}_i is the vector from center of reflectarray to mn -th element. \hat{u}_r is the reflected field pointing direction. $\Delta\phi_{mn}$ is the required compensating phase of the mn -th element, respectively.

In this case, the field at the projected aperture is calculated at points of a regular periodic mesh along x_r and y_r directions. The far-field of feed has been considered and has been modeled through a \cos^q function in order to determine the illumination levels on the reflectarray surface. Then, the optimization for the far-field pattern of reflectarray antenna at 670th iterations and the last iteration at 2640th as shown in Fig. 6(b) and Fig. 6(c), respectively. If, the far-field pattern did not change, so the iterative process was ended. The beam is compared with the requirements which are shown in Fig. 6, the general good agreement will be found. The coverage area is illuminated with the minimum desired gain of 19.58 dB, which is sufficient for the system requirements.

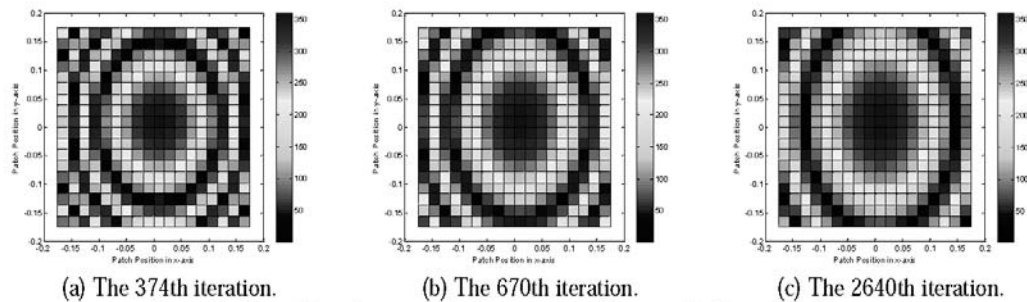


Figure 5: Phase Distribution of the Reflectarray Element for Rectangle Coverage.

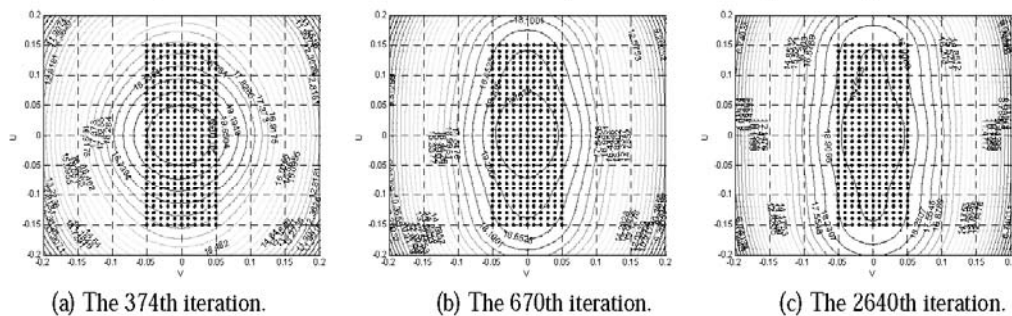


Figure 6: The Iterative Technique for Far-Field Pattern of Reflectarray Antenna.

4. Conclusion

A method has been presented for synthesizing a reflectarray surface that accurately produces a shaped contour radiation pattern. The shaped reference curve is verified by physical optics. Another approach being studied is to optimize the coefficients of a set of function objective. The iterative technique outline in this paper (see Fig. 2.) can be used to arrive at an optimization reference reflector. Next, a phase-only pattern synthesis technique is applied to obtain the phase-shift distribution on the reflectarray surface requirement that produces the shaped pattern for the central beam. Then, the dimensions of the printed patches are adjusted to produce the required phase-shift at each element. Finally, the far-field generated by the feed is used to compute the radiation patterns of the reflectarray. The radiation patterns for beams exhibited a shaped beam close to the required service area.

References

- [1] P. Kamphikul, P. Krachodnok M. Uthansakul, and R. Wongsan, "High-gain omnidirectional antenna using tapered slots array", ISAP 2007, Thailand, pp. 33-36, 2009.
- [2] V. Thavivrot, P. Krachodnok and R. Wongsan, "Radiation pattern synthesis from various shaped reflectors base on PO and PTD methods for point-to-multipoint application", WSEAS Transactions on Communications, Vol.7, pp. 531-540, 2008.
- [3] D.M. Pozar, S.D. Targonski, and R. Pokuls, "A shaped-beam microstrip patch reflectarray" IEEE Trans. on Antenna and Propagation, Vol.47, Issue 7, pp. 1167-1173, 1999.
- [4] A. Bumrungsuk, P. Krachodnok, "The shaped coverage area antenna for indoor WLAN access points", Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on Applications of Electrical Engineering, pp. 193-198, 2010.
- [5] A.R. Cherrette, "A method for producing a shaped contour radiation pattern using a single shaped reflector and a single feed", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol.37, No.6, pp. 698-706, 1989.
- [6] J.C. Lagarias, James A. Reeds, "Convergence properties of the nelder-mead simplex method in low dimensions", SIAM J. OPTIM, Vol.9, No.1, pp.112-147, 1998.

ประวัติผู้เขียน

นางสาวอารีญา บำรุงสุข เกิดวันที่ 10 ธันวาคม 2529 ที่ อำเภอท่าใหม่ จังหวัดจันทบุรี สำเร็จ การศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนปลาย จากโรงเรียนท่าใหม่ “พูลสวัสดิ์ราษฎร์นุกูล” จังหวัดจันทบุรี และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อปี 2551 และเข้าศึกษาต่อในระดับ ปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

โดยขณะที่ศึกษาในระดับปริญญาโท ได้มีผลงานวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ ระดับนานาชาติจำนวน 2 ฉบับ ดังนี้

1) Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on APPLICATIONS of ELECTRICAL ENGINEERING (WSEAS 2010) ในหัวข้อ “**The Shaped Coverage Area Antenna for Indoor WLAN Access Points**”, pp. 193-198, Malaysia.

2) ISAP 2010 Conference Proceedings Macau ในหัวข้อ “**Synthesis of Shaped - Beam Reflectarray for Indoor WLAN access Point.**”, Macau.