

สายอากาศไมโครสทริปแบบเฟสอาร์เรย์ที่ใช้วงจรเลื่อนเฟสน้อยที่สุด

MICROSTRIP PHASE ARRAY ANTENNA

WITH MINIMUM PHASE SHIFTER



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของกรณีศึกษากรณีศึกษาปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2544

ISBN 974-546-244-6

สายอากาศไมโครสตริปแบบเฟสอาร์เรย์ที่ใช้วงจรเลื่อนเฟสน้อยที่สุด

MICROSTRIP PHASE ARRAY ANTENNA
WITH MINIMUM PHASE SHIFTER



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2544

ISBN 974-546-244-6

จว
69413
ค.น.

เลขที่.....
เลขทะเบียน 39413
วัน, เดือน, ปี 10 พ.ค. 2544

ไว้สำหรับ.....การใช้งานเพื่อการศึกษาก่อนนั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ให้ด้วย.....เล่มเปล่าๆ และต้องอ้างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MICROSTRIP PHASE ARRAY ANTENNA
WITH MINIMUM PHASE SHIFTER



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2001

ISBN 974-546-244-6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2001

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ สายอากาศไมโครสตริปเฟสอาร์เรย์ที่ใช้วงจรเลื่อนเฟสน้อยที่สุด
MICROSTRIP PHASE ARRAY ANTENNA WITH MINIMUM
PHASE SHIFTER
ชื่อนักศึกษา นายไชยวัฒน์ เกษสุวรรณ
รหัสประจำตัว 37061105
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ศ.มบุญ	สุขเกษม	
ผศ.สมผล	โกศลวิตร	
ดร.ทองทศ	วานิชศรี	
รศ.ดร. โมไนย	ไกรฤกษ์	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 9 มกราคม 2544 เวลา 12.00-13.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-404)

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(รศ.ดร.บุญวัฒน์ อัญญา)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่.....19.....เดือน.....พ.ศ.....๒๕๔๔.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	สายอากาศไมโครสตริปเฟลซอาร์เรย์ที่ใช้วงจรเลื่อนเฟส น้อยที่สุด
นักศึกษา	นายไชยวัฒน์ เกษสุวรรณ
รหัสประจำตัว	37061105
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พศ.	2544
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้จะแสดงการออกแบบสายอากาศเฟลซอาร์เรย์แบบจกกลม ซึ่งประกอบไปด้วย 3 ส่วนที่สำคัญคือ สายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลม วงจรเลื่อนเฟสด้วยไดโอดพิน และวงจรแบ่งกำลังแบบหลายพอร์ต โดยการออกแบบจะเน้นให้สายอากาศมีโครงสร้างแบนราบ มีขนาดเล็กเหมาะกับการติดตั้งบนรถยนต์ และที่สำคัญต้องมีอุปกรณ์ประกอบน้อยที่สุดเพื่อให้ต้นทุนในการผลิตต่ำเพื่อเป็นสายอากาศในเชิงพาณิชย์ที่มีราคาถูก การออกแบบวงจรได้เลือกใช้วงจรเลื่อนเฟสขนาดหนึ่งบิต ให้สามารถครอบคลุมทิศทางของสายอากาศได้สี่ทิศทางด้วยเทคนิคในการเลือกพารามิเตอร์ของการหาค่าอาร์เรย์แฟคเตอร์ หรือค่าตัวประกอบแถวลำดับที่เหมาะสมทำให้ใช้ไดโอดพินเพียงจำนวนแปดตัวสำหรับสายอากาศหนึ่งชุดเท่านั้น

สายอากาศที่ออกแบบนี้เพื่อใช้ประโยชน์ในระบบการสื่อสารโทรศัพท์แบบเซลลูลาร์ โดยสายอากาศต้นแบบได้ออกแบบสำหรับย่านความถี่หนึ่งพันแปดร้อยเมกกะเฮิรตซ์ ให้เป็นสายอากาศที่ใช้ติดตั้งบนรถยนต์ เพื่อแก้ปัญหาการจางหายไปของสัญญาณในพื้นที่ระดับสัญญาณค่อนข้างต่ำ โดยสายอากาศต้องมีอัตราการขยายของสายอากาศสูงกว่าสายอากาศแบบโมโนโพลที่ใช้ในปัจจุบัน

Thesis Title	Microstrip Phase Array Antenna with Minimum Phase Shifter
Student	Mr.Chaiwat Kessuwan
Student ID.	37061105
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2001
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Monai Krairiksh

ABSTRACT

In this thesis present the design of a circular array antenna. It consists of 3 main parts: circular microstrip antenna, PIN diode phase shifter circuit and N-way power divider. The design focuses on low profile, small size that is suitable for mobile communication with the constrain that minimum components are used. The designed circuit employs 1 bit phase shifter. This makes the antenna be able to steer the beam to four directions.

This antenna is designed for 1800 MHz cellular mobile system. It can solve the problem of fading for mobile in up country. So this antenna has more directive gain than the normal monopole antenna.

กิตติกรรมประกาศ

ความดีอันบังเกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ขอมอบให้แก่บิดา, มารดา และผู้มีพระคุณทุกคนของข้าพเจ้า

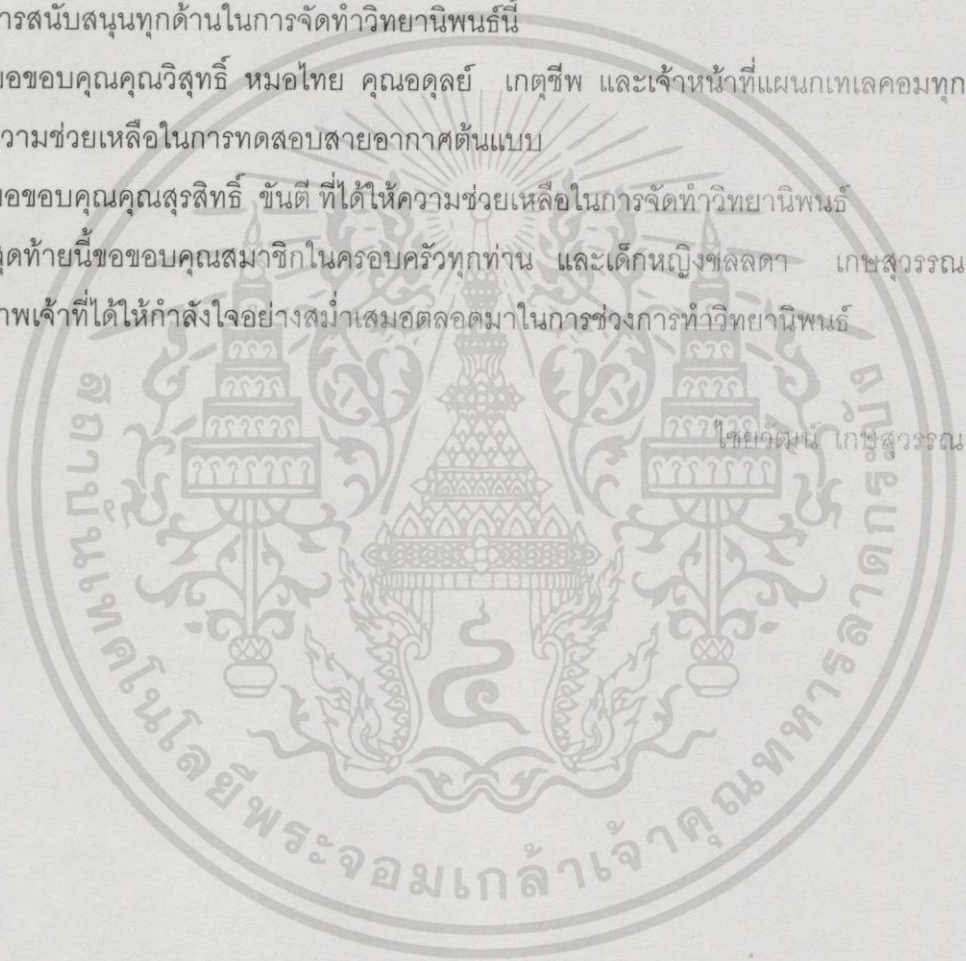
พร้อมกันนั้นขอขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์ ที่ได้ช่วยเหลือในการให้คำแนะนำในทุกด้าน รวมทั้งตรวจทานต้นฉบับของวิทยานิพนธ์นี้

ขอขอบพระคุณคุณโกวิท จิรา ประธานบริษัท Antech Group ที่ได้ให้โอกาสในการศึกษา และการสนับสนุนทุกด้านในการจัดทำวิทยานิพนธ์นี้

ขอขอบคุณคุณวิสุทธิ หมอไทย คุณอดุลย์ เกตุชีพ และเจ้าหน้าที่แผนกเทคโนโลยีสารสนเทศที่ได้ให้ความช่วยเหลือในการทดสอบสายอากาศต้นแบบ

ขอขอบคุณคุณสุรสิทธิ์ ขันดี ที่ได้ให้ความช่วยเหลือในการจัดทำวิทยานิพนธ์

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณสมาชิกในครอบครัวทุกท่าน และเด็กหญิงชลลดา เกษสุวรรณ ลูกสาวของข้าพเจ้าที่ได้ให้กำลังใจอย่างสม่ำเสมอตลอดมาในการช่วงการทำวิทยานิพนธ์



ไทยจัดพิมพ์ เกษสุวรรณ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VI
สารบัญภาพ	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 หลักการ	1
1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์	1
1.3 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์	5
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	6
บทที่ 2 ทฤษฎีของระบบสายอากาศแถวลำดับ	7
2.1 แถวลำดับแบบวงกลม	7
2.2 การคำนวณ และออกแบบองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับแบบวงกลม	11
บทที่ 3 สายส่งไมโครสตริป และสายอากาศไมโครสตริป	16
3.1 โครงสร้างสายส่งไมโครสตริป	16
3.2 สายอากาศไมโครสตริป	18
3.3 รูปจำลองของตัวกระจายคลื่นไมโครสตริป	19
3.4 สายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลม	23
3.5 การคำนวณ และออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลม	34
บทที่ 4 วงจรป้อนสัญญาณแถวลำดับ	36
4.1 วงจรป้อนสัญญาณโดยตรง.....	36
4.2 วงจรแบ่งกำลังหลายพอร์ตแบบไมโครสตริปแผ่นกลม.....	37
4.3 วงจรแบ่งกำลังหลายพอร์ตแบบวิลคินสัน.....	42
4.4 การคำนวณ และออกแบบวงจรแบ่งกำลังสองทาง.....	47

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อ IV และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 วงจรเลื่อนเฟส	50
5.1 ไดโอดพิน และวงจรสมมูลย์	50
5.2 วงจรเลื่อนเฟสที่ใช้อุปกรณ์สวิตซ์ซิ่ง	52
5.3 วงจรเลื่อนเฟสแบบไฮบริดคัปเปิลอร์	53
5.4 การออกแบบวงจรเลื่อนเฟสแบบไฮบริดคัปเปิลอร์	54
5.5 การคำนวณ และออกแบบวงจรเลื่อนเฟส	61
บทที่ 6 การออกแบบสายอากาศ	64
6.1 รูปแบบสายอากาศแถวลำดับปรับเฟสแบบไมโครสตริปที่ออกแบบ	64
6.2 การทดสอบสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลม	65
6.3 การทดสอบวงจรเลื่อนเฟสขนาด 1 บิต	67
6.4 การทดสอบวงจรแบ่งกำลังแบบวิลคินสัน	70
6.5 สายอากาศแถวลำดับปรับเฟสต้นแบบ	71
บทที่ 7 ผลของการทดลอง	73
7.1 ผลการเลื่อนเฟสส่วนป้อนสัญญาณสายอากาศแต่ละอิลิเมนต์	73
7.2 ผลการวัดอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศต้นแบบ	75
7.3 ผลการวัดแบบรูปคลื่นของสายอากาศในทิศทางที่กำหนด	80
7.4 อัตราขยายเจาะจงทิศทางเปรียบเทียบ	85
บทที่ 8 วิเคราะห์ผลการทดลอง และสรุป	86
8.1 วิเคราะห์ผลการทดลอง	86
8.2 สรุปผลการทดลอง	92
8.3 แนวทางในการปรับปรุงสายอากาศ	93
บรรณานุกรม	95
ภาคผนวก	97
ก ข้อมูลทางเทคนิคของไดโอดพินเบอร์ HSMP-3810	98

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

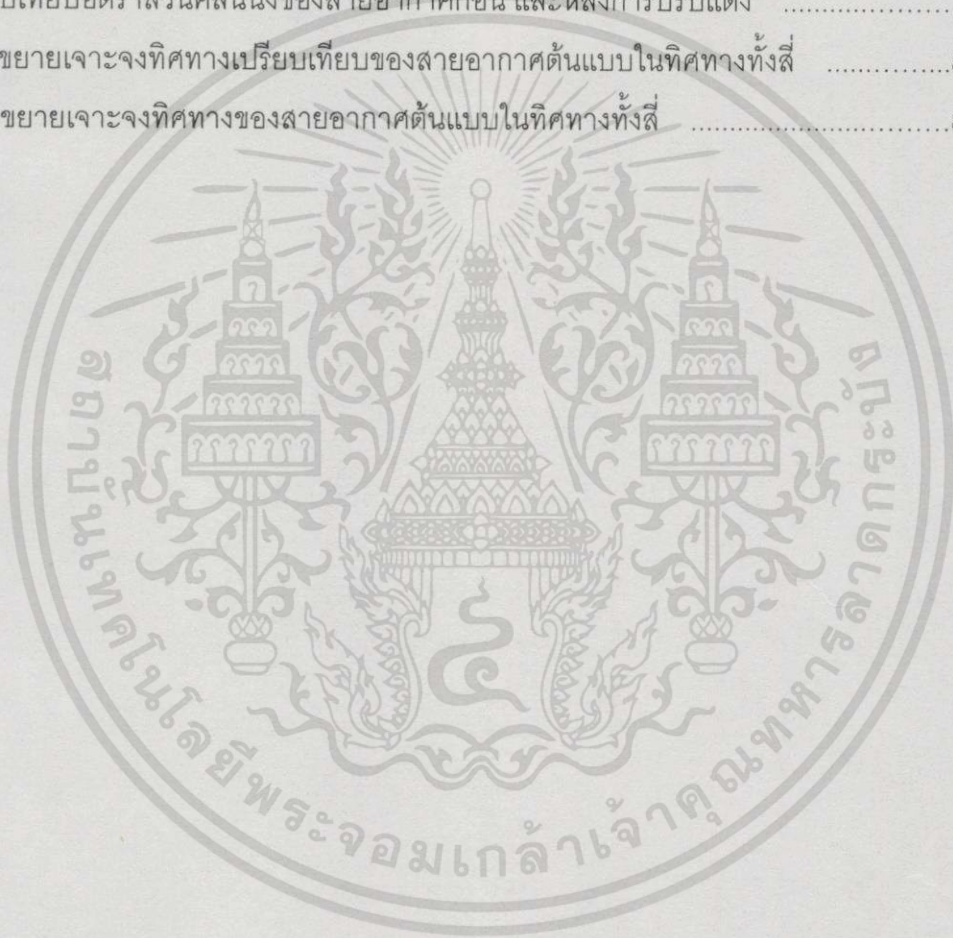
สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ข ข้อมูลทางเทคนิคของแผ่นวงจรพิมพ์ FR-4	102
ค ข้อมูลทางเทคนิคของสายอากาศมาตรฐาน	103
ง บทความเกี่ยวข้องที่ได้รับการตีพิมพ์	107
ประวัติผู้เขียน	113



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 คุณสมบัติของสายอากาศที่ออกแบบ	5
2.1 เฟสของกระแสที่ป้อนให้สายอากาศเมื่อ (ϕ_0) เป็น 0 องศา	14
2.2 เฟสของกระแสที่ป้อนให้สายอากาศเมื่อ (ϕ_0) เป็น 45 องศา	14
7.1 แสดงเฟสที่เลื่อนไปของวงจรถ่วงเฟสที่ป้อนให้สายอากาศย่อย	74
7.2 เปรียบเทียบอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศก่อน และหลังการปรับแต่ง	79
7.3 อัตราขยายแอมพลิจูดทางเปรียบเทียบของสายอากาศต้นแบบในทิศทางทั้งสี่	85
7.4 อัตราขยายแอมพลิจูดทางของสายอากาศต้นแบบในทิศทางทั้งสี่	85



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 เครือข่ายของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่	2
1.2 แบบรูปคลื่นของการแผ่พลังงานของสายอากาศปรับลำคลื่น	3
1.3 การสวิตช์ลำคลื่นของสายอากาศเมื่อยานพาหนะมีการเคลื่อนที่	4
1.4 โครงสร้างของสายอากาศที่ออกแบบ	5
2.1 แสดงรูปทรงทางเรขาคณิตของแถวลำดับวงกลมจำนวน N อิลิเมนต์	7
2.2 แบบรูปแถวลำดับเมื่อรัศมีแถวลำดับเป็น (ก) $\frac{\lambda_0}{4}$, (ข) $\frac{2\lambda_0}{4}$ (ค) $\frac{3\lambda_0}{4}$ และ ง) $\frac{4\lambda_0}{4}$	12
2.3 แบบรูปของแถวลำดับเมื่อรัศมีของแถวลำดับเป็น $\frac{3\lambda_0}{8}$	13
2.4 ทิศทางลำคลื่นหลักของสายอากาศเมื่อเทียบกับตำแหน่งของสายอากาศ	15
2.5 แสดงโครงสร้างของไมโครสตริป	16
3.2 แบบรูปคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในโครงสร้างไมโครสตริป	17
3.3 สายอากาศไมโครสตริปสี่เหลี่ยม และวงกลม	18
3.4 รูปทรงทางเรขาคณิตของสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลม	23
3.5 แบบรูปคลื่นไมโครสตริปแผ่นกลมในสถานะเรโซแนนซ์ในโหมด TM ₀₁ , TM ₁₁	26
3.6 แบบจำลองควิตี และความเข้มของกระแสแม่เหล็กสมมูลย์สำหรับสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลม	27
3.7(ก) แบบรูปคลื่นของการแพร่กระจายคลื่นสายอากาศแผ่นกลมสนามไฟฟ้า	29
3.7(ข) แบบรูปคลื่นของการแพร่กระจายคลื่นสายอากาศแผ่นกลมสนามแม่เหล็ก	30
3.8 แสดงค่าอัตราขยายเจาะจงทิศทางที่เป็นฟังก์ชันของขนาดประสิทธิภาพผลของสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลม	31
4.1 ส่วนบ่อนสัญญาณให้สายอากาศแถวลำดับ (ก) แบบอนุกรม (ข) แบบร่วม	37
4.2 โครงสร้างของวงจรแบ่งกำลังหลายทางแบบไมโครสตริปแผ่นกลม	37
4.3 แสดงรายละเอียดของพารามิเตอร์ของพอร์ต	39
4.4 วงจรแบ่งกำลังสองทางแบบ (ก) ตัวที่ (ข) วิลคินสัน	42
4.5 (ก) วงจรแบ่งกำลังแบบวิลคินสัน (ข) วงจรในโหมดคี่ (ค) วงจรในโหมดคู่	45
4.6 โครงสร้างของวงจรแบ่งกำลังแบบต้นไม้	46

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา VIII ะต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.7 วงจรแบ่งกำลัง N ทางแบบวิลคินสัน	47
4.8 โครงสร้างของวงจรแบ่งกำลังที่ออกแบบ	49
5.1 คุณสมบัติของไดโอดพิน (ก) โครงสร้างของไดโอดพิน	
(ข) กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน และกระแสของไดโอดพิน	50
5.2 (ก) วงจรสมมูลของพินไดโอด (ข) วงจรสมมูลในสถานะฟอร์เวิร์ดไบอัส	
(ค) วงจรสมมูลในสถานะรีเวิร์ดไบอัส	50
5.3 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำที่มีผลมาจากแพ็คเกจของไดโอดพิน	51
5.4 วงจรเลื่อนเฟสแบบสะท้อน	52
5.5 วงจรเลื่อนเฟสแบบส่งผ่านสัญญาณ	53
5.6 พื้นฐานการทำงานของวงจรเลื่อนเฟสแบบสะท้อน	53
5.7 วงจรเลื่อนเฟสแบบไฮบริดคัปเปิลอร์	54
5.8 วงจรสมมูลย์ของวงจรเลื่อนเฟสแบบไฮบริดคัปเปิลอร์	54
5.9 วงจรบรรณคดีไลท์ไฮบริดที่ออกแบบด้วยแผ่นไมโครสตริป	55
5.10 แสดงความไม่ต่อเนื่องรอยต่อ T ในไมโครสตริป และการเลื่อนระนาบอ้างอิง	55
5.11 วงจรบรรณคดีไลท์ไฮบริดคัปเปิลอร์ที่ได้ชัดเจนความไม่ต่อเนื่องแล้ว	57
5.12 วงจรสมมูลย์ในการคำนวณหาค่า Z_m	58
5.13 วงจรแปลงค่าความต้านทานของวงจรสองพอร์ต	60
5.14 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของวงจรเลื่อนเฟสที่ออกแบบ	61
5.15 แสดงวงจรบรรณคดีไลท์ไฮบริดที่สมบูรณ์แล้ว	62
5.16 วงจร Transmission Line Transformer ของการแมชวงจรสมมูลย์	63
6.1 แสดงโครงสร้างของสายอากาศที่ออกแบบ	64
6.2 การป้อนสัญญาณด้วยสายส่งแกนร่วมของสายอากาศแต่ละอิลิเมนต์	65
6.3 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลมเมื่อตำแหน่งในการป้อน	
สัญญาณอยู่ในตำแหน่งต่างกัน	66
6.4 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบอะซิมุทของสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลมขนาด	
หนึ่งอิลิเมนต์ เมื่อเปรียบเทียบกับ การคำนวณ	67
6.5 การวัดอิมพีแดนซ์ของไดโอดพินด้วยเครื่องมือวิเคราะห์โครงข่าย	67
6.6 วงจรเลื่อนเฟสด้วยไดโอดพินต้นแบบ	68

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.7 การวัดความต่างเฟสของวงจรเลื่อนเฟสด้วยเครื่องมือวิเคราะห์โครงข่าย	68
6.8 เฟสของวงจรเลื่อนเฟสในสถานะปิดและเปิดก่อนปรับแต่ง	69
6.9 เฟสของวงจรเลื่อนเฟสในสถานะปิดและเปิดหลังปรับแต่ง	69
6.10 วงจรแบ่งกำลังแบบวิลคินสันแบบสองทาง	70
6.11 การวัดการสูญเสียแบบแทรกสอดด้วยเครื่องมือวิเคราะห์โครงข่าย	70
6.12 การสูญเสียแบบแทรกสอดของวงจรวิลคินสัน (n) พอร์ตเอาร์พูทที่ 1 (ข) พอร์ตเอาร์พูทที่ 2	71
6.13 Layout ส่วนป้อนสัญญาณของสายอากาศต้นแบบ	71
6.14 สายอากาศแถวลำดับปรับเฟสต้นแบบด้านส่วนป้อนสัญญาณ	72
6.15 สายอากาศแถวลำดับปรับเฟสต้นแบบด้านสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลม	72
7.1 เฟสที่เลื่อนไปของสัญญาณที่ป้อนให้สายอากาศตัวที่ 1	73
7.2 เฟสที่เลื่อนไปของสัญญาณที่ป้อนให้สายอากาศตัวที่ 2	73
7.3 เฟสที่เลื่อนไปของสัญญาณที่ป้อนให้สายอากาศตัวที่ 3	74
7.4 เฟสที่เลื่อนไปของสัญญาณที่ป้อนให้สายอากาศตัวที่ 4	74
7.5 การวัดอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศเมื่อควบคุมการไบอัสวงจรเลื่อนเฟสไป ตามทิศทางที่กำหนด	75
7.6 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศในสถานะควบคุมลำคลื่นที่ทิศทาง 45 องศา	75
7.7 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศในสถานะควบคุมลำคลื่นที่ทิศทาง 135 องศา	76
7.8 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศในสถานะควบคุมลำคลื่นที่ทิศทาง 225 องศา	76
7.9 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศในสถานะควบคุมลำคลื่นที่ทิศทาง 315 องศา	77
7.10 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศในสถานะควบคุมลำคลื่นที่ทิศทาง 45 องศา	77
7.11 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศในสถานะควบคุมลำคลื่นที่ทิศทาง 135 องศา	78
7.12 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศในสถานะควบคุมลำคลื่นที่ทิศทาง 225 องศา	78
7.13 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศในสถานะควบคุมลำคลื่นที่ทิศทาง 315 องศา	79
7.14 วิธีการต่อเครื่องมือวัดสำหรับการทดสอบแบบรูปคลื่น	80
7.15 แบบรูปคลื่นในระนาบอะซิมูท เมื่อทิศทางเป็น 45 องศา	81
7.16 แบบรูปคลื่นในระนาบอะซิมูท เมื่อทิศทางเป็น 135 องศา	81

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา X และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
7.17 แบบรูปคลื่นในระนาบอะซิมุท เมื่อทิศทางเป็น 225 องศา	82
7.18 แบบรูปคลื่นในระนาบอะซิมุท เมื่อทิศทางเป็น 315 องศา	82
7.19 แบบรูปคลื่นในระนาบเอลิเวชันเมื่อกำหนดทิศทางลำคลื่นหลักในระนาบอะซิมุทเป็น 135 องศา	83
7.20 แบบรูปคลื่นในระนาบอะซิมุท ที่ความถี่ 1720 เม็กกะเฮิร์ต	84
7.21 แบบรูปคลื่นในระนาบอะซิมุท ที่ความถี่ 1880 เม็กกะเฮิร์ต	84
8.1 การสูญเสียจากการแทรกสอดของวงจรถ่วงเฟส (ก) เปิดวงจร (ข) ปิดวงจร	86
8.2 การเปรียบเทียบแบบรูปคลื่นของสนามแถวลำดับในทิศทาง 45 องศา	88
8.3 การเปรียบเทียบแบบรูปคลื่นของสนามแถวลำดับในทิศทาง 315 องศา	88
8.4 การเปรียบเทียบแบบรูปคลื่นของสนามแถวลำดับในทิศทาง 225 องศา	89
8.5 การเปรียบเทียบแบบรูปคลื่นของสนามแถวลำดับในทิศทาง 315 องศา	89
8.6 เปรียบเทียบแบบรูปคลื่นในระนาบเอลิเวชันเมื่อกำหนดทิศทางลำคลื่นหลักในระนาบอะซิมุทเป็น 135 องศา	92

บทที่ 1

บทนำ

ในบทนี้แสดงความเป็นมาของวิทยานิพนธ์เรื่อง"สายอากาศไมโครสตริปเฟสอาร์เรย์ที่ใช้วงจรถ่ายเฟสที่น้อยที่สุด" โดยขอบเขตของงานจะเป็นไปดังรายละเอียดต่อไปนี้

1.1 หลักการ

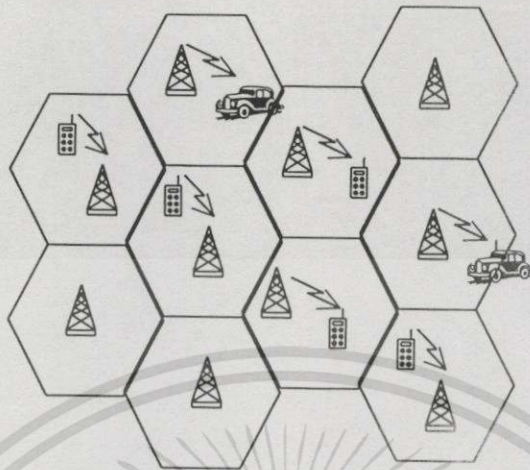
สายอากาศเฟสอาร์เรย์ หรือสายอากาศแถวลำดับปรับเฟสส่วนใหญ่มีการพัฒนาเพื่อมาใช้ในการสื่อสารดาวเทียมแบบเคลื่อนที่ (Land-Mobile Satellite Communication) ซึ่งมีการวิจัยอย่างต่อเนื่อง และมีบทความที่กล่าวถึงการออกแบบสายอากาศแถวลำดับปรับเฟสหลายบทความ เช่น P.V. Brennan [1] ได้เสนอบทความที่กล่าวถึง การออกแบบสายอากาศแถวลำดับปรับเฟสซึ่งเป็นสายอากาศขนาดใหญ่มีขนาดถึง 18 อิลิเมนต์ โดยสายอากาศย่อยจะออกแบบเป็นสายอากาศแบบไดโพลซึ่งสร้างบนแผ่นวงจรมีพิมพ์ นอกจากนี้ยังมี M.E.Bialkowski และ N.C. Karmakar [2] ได้เสนอบทความที่กล่าวถึงการออกแบบสายอากาศแถวลำดับปรับเฟสซึ่งประกอบไปด้วยสายอากาศย่อยซึ่งเป็นสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลมมีขนาด 12 อิลิเมนต์ สายอากาศที่กล่าวถึงในบทความทั้งสองได้ออกแบบมาใช้ในการสื่อสารดาวเทียมแบบเคลื่อนที่ในย่านความถี่ L-band (950 ถึง 1450 เมกกะเฮิร์ต)

ในการสื่อสารแบบเคลื่อนที่ (Mobile Communication) นอกเหนือไปจากการสื่อสารดาวเทียมเคลื่อนที่แบบแล้วยังมีการสื่อสารแบบเคลื่อนที่อีกรูปแบบหนึ่งซึ่งมีการใช้งานโดยทั่วไปอย่างกว้างขวางได้แก่ ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ซึ่งเป็นการให้บริการในเชิงพาณิชย์ส่วนใหญ่เป็นการพูดติดต่อกันเสียง แต่ในปัจจุบันเทคโนโลยีทางการสื่อสารข้อมูลได้พัฒนาก้าวไปไกลตัวอย่างเช่นเครือข่ายอินเทอร์เน็ตซึ่งเป็นการสื่อสารข้อมูลสามารถให้บริการผ่านระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ได้ ดังนั้นจะเห็นว่าระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่จะเป็นการสื่อสารที่สามารถให้บริการได้ทั้งเสียง และข้อมูลไปพร้อมๆกัน

โดยหลักการนี้ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เป็นระบบที่ใช้การสื่อสารแบบไร้สายเป็นหัวใจสำคัญ มีการจัดสรรช่วงความถี่เฉพาะที่มีการทบทวนใช้ความถี่ซ้ำหลายๆชุด โดยจัดสรรลงบนพื้นที่ให้บริการต่างๆกันซึ่งพื้นที่ให้บริการดังกล่าวจะถูกเรียกว่า เซลล์ (Cell) ดังแสดงในรูปที่ 1.1 เซลล์อาจหมายถึงบริเวณเล็กขนาดเท่ากับอาคารสำนักงาน บริเวณห้างสรรพสินค้า สนามกีฬา หรืออาจหมายถึงบริเวณขนาดใหญ่เส้นผ่านศูนย์กลางประมาณ 17 กิโลเมตรก็ได้ ขนาดของเซลล์ดังกล่าวขึ้นอยู่กับปริมาณความหนาแน่นของผู้ใช้บริการต่อพื้นที่ นั่นคือหากเป็นในบริเวณเมืองหลวงก็จำเป็นต้องใช้เซลล์ที่มีขนาดเล็กหลายๆ เซลล์เพื่อเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณให้กับระบบ ในขณะที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บริเวณต่างจังหวัดอาจมีผู้ใช้บริการน้อย การกำหนดขนาดของเซลล์ให้มีขนาดใหญ่ก็จะคุ้มค่าแก่การลงทุนมากกว่า



รูปที่ 1.1 เครือข่ายของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่สามารถนำสัญญาณความถี่เดียวกันไปใช้กับช่องสัญญาณของเซลล์ที่อยู่ติดไป แต่ไม่ติดกับเซลล์แรกได้โดยมีสัญญาณรบกวนระหว่างกันน้อยที่สุด ทำให้การใช้ความถี่มีประสิทธิภาพขึ้นและความสามารถในการให้บริการลูกค้าของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่มากขึ้นเมื่อเทียบกับระบบวิทยุสื่อสารทั่วไป

ปัญหาหนึ่งที่เกิดขึ้นในระบบสื่อสารเคลื่อนที่นั่นคือ ปัญหาที่สัญญาณจากสถานีแม่ข่ายที่มาถึงตัวลูกข่ายมาจากหลายเส้นทาง (Multipath) ซึ่งสัญญาณเหล่านี้อาจจะมาเสริม หรือหักล้างกัน ขึ้นอยู่กับเฟสของสัญญาณในส่วนต่างๆ การหักล้างกันก่อให้เกิดการจางหายของสัญญาณ (Fading) ซึ่งสามารถเกิดได้จากสาเหตุหลายประการตัวอย่างเช่น

1) การจางหายของสัญญาณแบบหลายเส้นทาง (Multipath Fading) ซึ่งเกิดจากภาคเครื่องรับรับสัญญาณจากหลายเส้นทางที่มีระยะแตกต่างกัน ทำให้มีเฟสของสัญญาณไม่เท่ากันเกิดการหักล้างของสัญญาณ

2) การรบกวนของช่องสัญญาณใกล้เคียง (Co-channel Interference) จากการที่ช่องสัญญาณของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่มีความหนาแน่นสูงทำให้มีการนำความถี่มาใช้ซ้ำซึ่งจะทำให้ความถี่เดียวกันซึ่งมาจากเซลล์ใกล้เคียงสามารถมารบกวนได้

3) ปัญหา Near-Far เกิดขึ้นในระบบสื่อสารแบบ Spread Spectrum ที่จะใช้ในการสื่อสารเคลื่อนที่ในระบบ CDMA โดยปัญหาเกิดจากการที่สัญญาณจากอุปกรณ์สื่อสารใกล้เคียงมีความแรงแมรบกวน

วิธีที่มีประสิทธิภาพที่สามารถลดปัญหาได้วิธีหนึ่งได้แก่ การใช้เทคนิคของไดเวอร์ซิตี (Diversity Technique) ซึ่งแบ่งได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 1) ไตเวอร์ซิตีเชิงระยะห่าง (Space Diversity)
- 2) ไตเวอร์ซิตีเชิงความถี่ (Frequency Diversity)
- 3) ไตเวอร์ซิตีเชิงโพลาไรเซชัน (Polarization Diversity)
- 4) ไตเวอร์ซิตีเชิงแบบรูปคลื่น (Pattern Diversity)

วิธีที่สะดวกที่สุดวิธีหนึ่งที่นิยมใช้ในทางปฏิบัติ คือ ไตเวอร์ซิตีเชิงแบบรูปคลื่น ซึ่งทำได้โดยการสวิตช์ปรับทิศทางลำคลื่นของสายอากาศไปในทิศทางที่มีคุณภาพสัญญาณดีที่สุด ซึ่งในระบบสื่อสารปัจจุบันซึ่งเป็นการสื่อสารทางด้านข้อมูลนั้น วิธีการตรวจสอบความผิดพลาดของข้อมูลนั้นเป็นการวัดในรูปแบบของอัตราการเกิดบิตที่ผิดพลาด (Bit Error Rate) ซึ่งจะทำให้ส่วนควบคุมสามารถตัดสินใจในการเลือกทิศทางได้เป็นอย่างดี



รูปที่ 1.2 แบบรูปคลื่นของการแผ่พลังงานของสายอากาศปรับลำคลื่น

รูปที่ 1.2 แสดงให้เห็น แบบรูปคลื่นของการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับซึ่งสามารถจะสวิตช์ลำคลื่นไปยังทิศทางในระนาบ $x-y$ ทำให้สามารถครอบคลุมพื้นที่การใช้งานโทรศัพท์เคลื่อนที่ได้ นอกจากนั้นสายอากาศสำหรับหน่วยเคลื่อนที่ที่จะต้องมีการปรับและสามารถสร้างด้วยต้นทุนที่ต่ำซึ่งเป็นสิ่งที่ต้องพิจารณาเป็นสำคัญเนื่องจากมีปริมาณใช้งานเป็นจำนวนมาก

N. Kuga และ H. Arai [3] ได้นำเสนอสายอากาศปรับทิศทางได้สี่ทิศทางแบบแบนเพื่อประยุกต์ใช้ติดบนพาหนะเคลื่อนที่ดังแสดงในรูปที่ 1.3 สายอากาศดังกล่าวมีการแผ่คลื่นจากช่องเปิดของสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมคางหมูสี่ตัวที่นำมาจัดเรียงกันเป็นวง ในส่วนกลไกในการปรับลำคลื่นประกอบด้วยสวิตช์ทิศทางที่จะเลือกเชื่อมต่อเครื่องรับกับพอร์ตไดพอร์ตหนึ่งของไฮบริด 3 เดซิเบล 2 ตัว ที่พอร์ตขาออกของไฮบริดนี้ต่ออยู่กับโพรบที่ป้อนให้สายอากาศแต่ละตัว ซึ่งในงานดังกล่าวนี้ ต้องใช้สายอากาศทั้งหมด 4 ตัว ,สายส่งพร้อมหัวต่อ 4 ชุด ,ไฮบริด 3 เดซิเบล 2 ตัว และสวิตช์เข้า 1 พอร์ต ออก 4 ทาง 1 ตัว ทำให้มีต้นทุนสูงและยุ่งยากในการจัดสร้าง การพัฒนาสาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อากาศให้มีความซับซ้อนน้อย ต้นทุนต่ำเป็นสิ่งที่ต้องการ ดังนั้นงานวิจัยนี้จะเป็นการออกแบบสายอากาศที่สามารถปรับทิศทางได้ดีทิศทางแบบเบน ให้มีราคาถูกลงและลดความยุ่งยากในการสร้าง



รูปที่ 1.3 การสวิตช์ลำคลื่นของสายอากาศเมื่อพาหนะมีการเคลื่อนที่

1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอสายอากาศไมโครสตริปแบบแถวลำดับปรับเฟสซึ่งเป็นสายอากาศแถวลำดับปรับเฟสแบบเบนที่ปรับลำคลื่นได้ดีทิศทางโดยใช้วงจรเลื่อนเฟสหนึ่งบิต ระบบสายอากาศนี้ประกอบด้วยสายอากาศไมโครสตริปวงกลมที่มีการแพร์คลื่นรอบทิศทาง 4 อิลิเมนต์จัดเรียงเป็นวงกลม สายอากาศแต่ละตัวถูกป้อนคลื่นด้วยวงจรเลื่อนเฟส 1 บิต ที่ประกอบไปด้วยวงจรไฮบริด 1 ตัว และมีไดโอดพิน (PIN Diode) 2 ตัว ทำหน้าที่สวิตช์ติดต่อสายส่งไมโครสตริป สายอากาศสี่ตัว พร้อมวงจรเลื่อนเฟสจะต่ออยู่กับอุปกรณ์แบ่ง/รวมกำลังซึ่งส่วนประกอบทั้งหมดนี้ถูกประกอบรวมบนแผ่นวงจรพิมพ์สองแผ่น ซึ่งประกอบไปด้วยส่วนป้อนสัญญาณและส่วนของสายอากาศ วิทยานิพนธ์นี้จะแสดงหลักการและการออกแบบสายอากาศดังกล่าว พร้อมทั้งแสดงผลการทดสอบคุณสมบัติได้กำหนดคุณสมบัติของสายอากาศที่จะออกแบบได้ดังนี้

1.2.1 สายอากาศเป็นสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลมแถวลำดับสี่อิลิเมนต์มีอัตราขยายเจาะจงทิศทาง (Gain) ที่มากกว่า 6 เดซิเบล เพื่อลดความเสี่ยงการสูญเสียจากการป้อนสัญญาณ

1.2.2 สายอากาศสามารถกวาดลำคลื่นได้ 4 ทิศทาง

1.2.3 อัตราส่วนคลื่นนิ่งน้อยกว่า 1.50 เมื่อเทียบกับความต้านทานอินพุท 50 โอห์ม

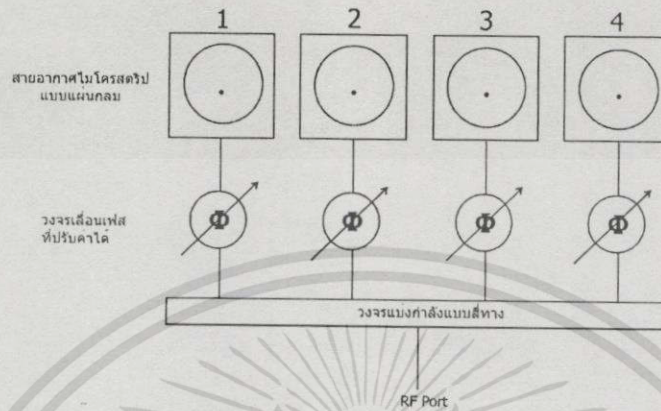
1.2.4 การควบคุมแบบรูปคลื่นของลำคลื่นสายอากาศจะอยู่ในระนาบอะซิมูท

1.2.5 วงจรของสายอากาศทั้งหมดเป็นแบบวงจรระนาบ (Planar Circuit) เพื่อให้สามารถติดตั้งกับรถยนต์ได้โดยไม่ทำให้โครงสร้างของรถยนต์ต้องผิดปกติ

1.2.6 การป้อนสัญญาณจะเป็นแบบสายส่งแกนร่วม (Coaxial feed) หรือแบบสายนำสัญญาณ (Transmission Line Feed)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2.7 สายอากาศต้องทำจากวัสดุที่มีราคาไม่สูงมากเพื่อสามารถผลิตออกมาทำประโยชน์ในเชิงพาณิชย์ได้ โครงสร้างของสายอากาศแสดงได้ดังรูปที่ 1.4



รูปที่ 1.4 โครงสร้างของสายอากาศที่ออกแบบ

1.2.8 คุณสมบัติทางไฟฟ้าที่กำหนด

ตารางที่ 1.1 คุณสมบัติของสายอากาศที่ออกแบบ

พารามิเตอร์	ค่าที่ต้องการ
ความถี่ (เมกกะเฮิร์ต)	1800
ระนาบของการรับลำคลื่นหลัก	อะซิมุท
ช่วงกว้างของลำคลื่นที่ -3 เดซิเบล (องศา)	90
อัตราขยายเจาะจงทิศทางของสายอากาศ (เดซิเบล)	มากกว่า 6
อัตราส่วนโวลตจหน้าต่อโวลตจหลัง (เดซิเบล)	มากกว่า 10
อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR)	น้อยกว่า 1.5

1.3 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 8 บท ดังรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงวัตถุประสงค์ของการจัดทำ หลักการของระบบ และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 กล่าวถึง ทฤษฎีของระบบสายอากาศแถวลำดับ การคำนวณขนาดของแถวลำดับ คุณสมบัติของแถวลำดับ และสายอากาศแถวลำดับปรับเฟสซึ่งจะกล่าวถึงการควบคุมทิศทางลำคลื่นหลัก และความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของสัญญาณกับทิศทางของลำคลื่น

บทที่ 3 กล่าวถึง ทฤษฎีสายส่งไมโครสตริปและสายอากาศไมโครสตริป การกระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริป และการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลม

บทที่ 4 กล่าวถึงวงจรป้อนสัญญาณที่ใช้ในสายอากาศแถวลำดับ วงจรแบ่งกำลังแบบไมโครสตริปแผ่นกลม และวงจรแบ่งกำลังแบบวิลคินสัน

บทที่ 5 กล่าวถึงวงจรเลื่อนเฟสที่ใช้ไดโอดพิน หลักการและการทำงานวงจรเลื่อนเฟสและองค์ประกอบเช่น ไดโอดพิน วงจรบรานช์ไลน์คัปเปิลเลอร์ และวงจรแปลงอิมพีแดนซ์

บทที่ 6 กล่าวถึงการออกแบบสายอากาศโดยได้กล่าวถึง รายละเอียดของการทดสอบวงจรย่อยในแต่ละส่วนพร้อมผลการทดสอบ จนกระทั่งสร้างสายอากาศต้นแบบจากเนื้อหาที่กล่าวมาทั้งหมด

บทที่ 7 แสดงผลการทดลองวัดคุณสมบัติของสายอากาศที่ออกแบบ ได้แก่ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางต่างๆ และการวัดอัตราส่วนคลื่นนิ่ง

บทที่ 8 แสดงการวิเคราะห์ และสรุปวิทยานิพนธ์ทั้งหมด พร้อมแนวทวงในการพัฒนาในอนาคต

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากการทำวิทยานิพนธ์นี้ คือ

1.4.1 เป็นพื้นฐานในการออกแบบสายอากาศสำหรับติดบนพาหนะในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ โดยใช้เทคนิคการปรับลำคลื่นของสายอากาศไปยังทิศทางที่สัญญาณมีคุณภาพดีที่สุด

1.4.2 สามารถประยุกต์ไปใช้งานกับระบบอื่นๆ เช่น ระบบ Personal Communication ระบบ Direct-Broadcast Satellite ระบบ GPS หรือระบบ Wireless LAN หรือการรับสัญญาณพื้นฐานซึ่งไม่สามารถรับได้ชัดเจนในพาหนะที่เคลื่อนที่ เช่น สัญญาณโทรทัศน์ เป็นต้น

1.4.3 ดัดแปลงเป็นสายอากาศที่ใช้ติดตั้งในบริเวณที่ต้องการพื้นที่จำกัด

1.4.4 เป็นการพัฒนาเพื่อสามารถผลิตเป็นผลิตภัณฑ์ที่สามารถใช้งานได้จริง และมีราคาต้นทุนในการผลิตที่ต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการคำนวณหาองค์ประกอบสำหรับแถวลำดับ(Array Factor) แบบวงกลม ดังแสดงในรูป 2.1 ถ้ามีสายอากาศไอโซโทรปิกจำนวน N อิลิเมนต์วางบนระนาบ x - y ที่ระยะห่างที่เท่ากันเป็นวงกลมที่รัศมี a ค่าของสนามออร์มัลไลต์ของแถวลำดับสามารถเขียนได้ [5]

$$E_n(r, \theta, \phi) = \sum_{n=1}^N a_n \frac{e^{-jkR_n}}{R_n} \quad (2.1)$$

เมื่อ a_n เป็นสัมประสิทธิ์ของการกระตุ้น (แอมพลิจูดและเฟส) ของอิลิเมนต์ที่ n
 k เป็นค่าคงที่ของการเคลื่อนที่ของคลื่น (Propagation Constant)
 R_n เป็นระยะทางจากอิลิเมนต์ที่ n ไปยังจุดสังเกต มีค่า

$$R_n = (r^2 + a^2 - 2ar \cos \psi_n)^{\frac{1}{2}} \quad (2.1(ก))$$

เมื่อ ψ_n เป็นมุมระหว่างเวกเตอร์หนึ่งหน่วย \hat{a}_ρ และ \hat{a}_r
 $\phi_n = 2\pi \left(\frac{n}{N} \right) =$ ตำแหน่งเชิงมุมของอิลิเมนต์ที่ n บนระนาบ x - y
 และ ระยะจากตำแหน่งกึ่งกลางของแถวลำดับไปยังจุดสังเกต (r) มีค่ามากกว่ารัศมีของแถวลำดับ (a) มากๆ จะทำให้ R_n กลายเป็น

$$R_n \cong r - a \cos \psi_n = r - a(\hat{a}_\rho \cdot \hat{a}_r) = r - a \sin \theta \cos(\phi - \phi_n) \quad (2.1(ข))$$

$$\begin{aligned} \text{เมื่อ } \hat{a}_\rho \cdot \hat{a}_r &= (\hat{a}_x \cos \phi_n + \hat{a}_y \sin \phi_n) \cdot (\hat{a}_x \sin \theta \cos \phi + \hat{a}_y \sin \theta \sin \phi + \hat{a}_z \cos \theta) \\ &= \sin \theta \cos(\phi - \phi_n) \end{aligned} \quad (2.1(ค))$$

เราสามารถลดรูปสมการที่ (2.1) เมื่อกำหนดให้ระยะจากอิลิเมนต์ที่ n ไปยังจุดสังเกต (R_n) ใกล้เคียงกับระยะจากกึ่งกลางของแถวลำดับไปจุดสังเกต (r) เป็น

$$E_n(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-jkr}}{r} \sum_{n=1}^N a_n e^{+jka \sin \theta \cos(\phi - \phi_n)} \quad (2.2)$$

โดยทั่วไป ค่าสัมประสิทธิ์การกระตุ้นของสายอากาศอิลิเมนต์ที่ n สามารถเขียนได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$a_n = I_n e^{j\alpha_n} \tag{2.3}$$

เมื่อ I_n = แอมปริจูดของการกระตุ้นของอิลิเมนต์ที่ n
 α_n = เฟสของการกระตุ้น (เทียบกับกึ่งกลางแนวลำดับ) ของอิลิเมนต์ที่ n
 จากสมการที่ (2.3) เราสามารถแสดงสมการที่ (2.2) ได้เป็น

$$E_n(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-jkr}}{r} [AF(\theta, \phi)] \tag{2.4}$$

เมื่อ
$$AF(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{j[ka \sin \theta \cos(\phi - \phi_n) + \alpha_n]} \dots \tag{2.4n}$$

สมการที่ (2.4(n)) แสดงองค์ประกอบของแนวลำดับวงกลม N อิลิเมนต์ ที่วางตัวที่ระยะห่างเท่ากัน เมื่อสัญญาณสูงสุดอยู่ในทิศทาง (θ_0, ϕ_0) การกระตุ้นเฟสของอิลิเมนต์ที่ n สามารถเลือกเป็น

$$\alpha_n = -ka \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n) \tag{2.5}$$

ดังนั้นค่าแนวลำดับองค์ประกอบของสมการที่ (2.4(n)) สามารถเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} AF(\theta, \phi) &= \sum_{n=1}^N I_n e^{j[ka \sin \theta \cos(\phi - \phi_n) - \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n)]} \\ &= \sum_{n=1}^N I_n e^{jka[\cos \psi - \cos \psi_0]} \end{aligned} \tag{2.6}$$

เราจะลดรูปสมการที่ (2.6) ให้อยู่ในรูปที่ง่ายขึ้นโดยให้

$$\rho_0 = a[(\sin \theta \cos \phi - \sin \theta_0 \cos \phi_0)^2 + (\sin \theta \sin \phi - \sin \theta_0 \sin \phi_0)^2]^{1/2} \tag{2.7}$$

ทำให้ค่าฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลในสมการที่ (2.6) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปแบบ

$$ka(\cos \psi - \cos \psi_0) = \frac{k\rho_0[\sin \theta \cos(\phi - \phi_n) - \sin \theta \cos(\phi_0 - \phi_n)]}{[(\sin \theta \cos \phi - \sin \theta_0 \cos \phi_0)^2 + (\sin \theta \sin \phi - \sin \theta_0 \sin \phi_0)^2]^{1/2}} \tag{2.8}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเมื่อย้ายออกจะทำให้สมการที่ (2.8) เป็น

$$ka(\cos\psi - \cos\psi_0) = k\rho_0 \left\{ \frac{\cos\phi_n(\sin\theta\cos\phi - \sin\theta_0\cos\phi_0) + \sin\phi_n(\sin\theta\sin\phi - \sin\theta_0\sin\phi_0)}{[(\sin\theta\cos\phi - \sin\theta_0\cos\phi_0)^2 + (\sin\theta\sin\phi - \sin\theta_0\sin\phi_0)^2]^{\frac{1}{2}}} \right\} \quad (2.8(\text{ก}))$$

เมื่อกำหนดให้

$$\cos\xi = \frac{\sin\theta\cos\phi - \sin\theta_0\cos\phi_0}{[(\sin\theta\cos\phi - \sin\theta_0\cos\phi_0)^2 + (\sin\theta\sin\phi - \sin\theta_0\sin\phi_0)^2]^{\frac{1}{2}}} \quad (2.9)$$

$$\begin{aligned} \text{และ } \sin\xi &= [1 - \cos^2\xi]^{\frac{1}{2}} \\ &= \frac{\sin\theta\sin\phi - \sin\theta_0\sin\phi_0}{[(\sin\theta\cos\phi - \sin\theta_0\cos\phi_0)^2 + (\sin\theta\sin\phi - \sin\theta_0\sin\phi_0)^2]^{\frac{1}{2}}} \end{aligned} \quad (2.10)$$

จากสมการที่ (2.10) สามารถแสดงสมการที่ (2.8(ก)) เป็น

$$ka(\cos\psi - \cos\psi_0) = k\rho_0(\cos\phi_n\cos\xi + \sin\phi_n\sin\xi) = k\rho_0\cos(\phi_n - \xi) \quad (2.11)$$

จากสมการที่ (2.11) เราสามารถแสดงสมการที่ (2.6) เป็น

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{jka(\cos\psi - \cos\psi_0)} = \sum_{n=1}^N I_n e^{jk\rho_0(\cos\phi_n - \xi)} \quad (2.12)$$

$$\text{เมื่อ } \xi = \tan^{-1} \left[\frac{\sin\theta\sin\phi - \sin\theta_0\sin\phi_0}{\sin\theta\cos\phi - \sin\theta_0\cos\phi_0} \right] \quad (2.12(\text{ก}))$$

และค่า ρ_0 ได้กำหนดไว้ ดังสมการที่ (2.7)

สมการที่ (2.12) (2.7) และ (2.12(ก)) ใช้ในการคำนวณค่าแอมพลิจูดขององค์ประกอบเมื่อกำหนดพารามิเตอร์ N , I_n , a , θ_0 และ ϕ_0 ในสายอากาศที่มีขนาดใหญ่เมื่อค่า N มากขึ้น และรัศมีของแอมพลิจูดมีขนาดใหญ่ อัตราการขยายเจาะจงทิศทางของแอมพลิจูดวงกลมจะเป็นไปตามค่า N เมื่อ N เป็นจำนวนอิลิมินต์ของสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับในกรณีที่แอมพลิจูดของการกระตุ้นในสายอากาศแต่ละอิลิเมนต์มีค่าเท่ากัน ($I_n = I_0$) ในสมการที่ (2.12) สามารถเขียนได้เป็น

$$AF(\theta, \phi) = NI_0 \sum_{m=-\infty}^{+\infty} J_{mN}(k\rho_0) e^{jmN(\frac{\pi}{2}-\xi)} \quad (2.13)$$

เมื่อค่า $J_{mN}(x)$ เป็นฟังก์ชันของเบสเซลลำดับแรกของแอมพลิจูด ส่วนที่เป็นฟังก์ชันของเบสเซลลำดับที่ศูนย์ $J_0(k\rho_0)$ ในสมการที่ (2.13) เราจะเรียกว่า ส่วนพื้นฐาน (Principle Term) และส่วนที่เหลือจะเรียกเป็น ส่วนที่เหลืออยู่ (Residual) สำหรับแอมพลิจูดแบบวงกลมซึ่งมีจำนวนอิลิเมนต์มากๆ เราสามารถนำ $J_0(k\rho_0)$ มาประมาณแบบรูปคลื่นในระนาบสองมิติได้ ส่วนที่เหลืออยู่ในสมการที่ (2.13) สามารถตัดทิ้งได้เพราะฟังก์ชันของเบสเซลลำดับที่สูงขึ้นจะมีค่าน้อย

2.2 การคำนวณ และออกแบบองค์ประกอบสายอากาศแอมพลิจูดวงกลม

จากสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของกระแสที่ป้อนให้แก่แต่ละอิลิเมนต์ของสายอากาศกับทิศทางการปรับลำคลื่นของสายอากาศได้จากสมการที่ (2.5) ดังนี้

$$\alpha_n = -ka \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n)$$

- เมื่อ
- α_n เป็นเฟสของกระแสที่ป้อนให้สายอากาศแต่ละอิลิเมนต์
 - ϕ_0 เป็นทิศทางการกวาดของสายอากาศในแนวอะซิมูท
 - θ_0 เป็นทิศทางการกวาดของสายอากาศในแนวอีลิเวชัน
 - ϕ_n เป็นทิศทางของตำแหน่งอิลิเมนต์ที่ n จะเท่ากับ $\frac{2\pi n}{N}$
 - k เป็นค่าคงที่ของการเคลื่อนที่ของคลื่น
 - a เป็นรัศมีของแอมพลิจูดวงกลม
 - N เป็นจำนวนสายอากาศ

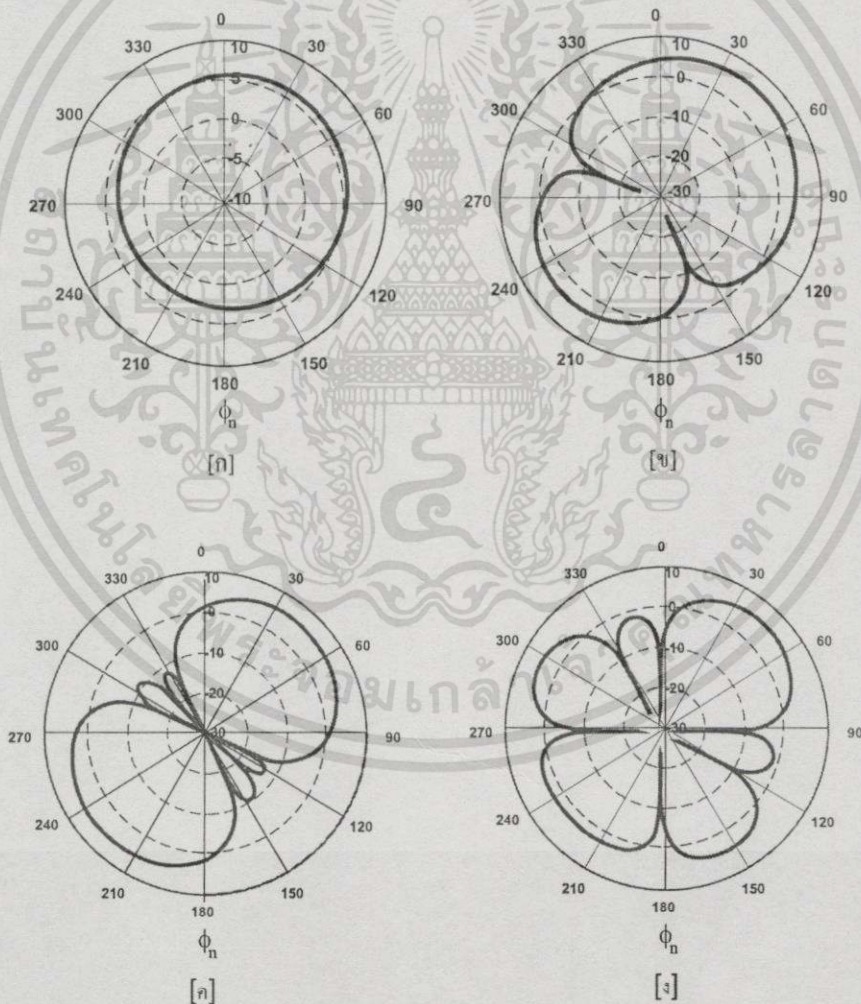
เราจะกำหนดพารามิเตอร์ของการคำนวณแอมพลิจูดได้ตามข้อกำหนดดังนี้

- 1) สายอากาศแอมพลิจูดที่ออกแบบจะกวาดแนวอะซิมูท ดังนั้นกำหนดให้มุมอีลิเวชันอยู่ในแนวระนาบ $\theta_0 = 30^\circ$ เนื่องด้วยทิศทางในแนวอีลิเวชันระหว่างสายอากาศที่ติดบนยานพาหนะกับสายอากาศของสถานีฐานซึ่งติดตั้งบนเสา (Tower) ส่วนใหญ่จะมีความสูงจากระดับพื้นดินมาก (ส่วนใหญ่จะสูงมากกว่า 30 เมตร) มุมระหว่างสายอากาศทั้งสองจึงอยู่ระหว่าง 0 ถึง 90 องศา ดังนั้นจึงเลือกมุม 30 องศาซึ่งเป็นระยะห่างที่สายอากาศที่อยู่บนยานพาหนะห่างจากสายอากาศที่สถานีฐานประมาณ 20 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 2) การกวาดลำคลื่นของสายอากาศเป็นสี่ทิศทางโดยห่างกัน 90 องศาเท่ากัน
- 3) จำนวนของสายอากาศ N เท่ากับ 4
- 4) แอมป์ริจูดที่ป้อนให้สายอากาศย่อยแต่ละอิลิเมนต์มีขนาดเท่ากัน
- 5) การพิจารณาแบบรูปคลื่นของการแพร่กระจายคลื่นในระนาบอะซิมุทของแฉก ลำดับ

ในรัศมีต่างๆ ด้วยสมการที่ (2.6) เพื่อให้พิจารณาเล็กรัศมีของแฉก ลำดับให้สายอากาศมีคุณสมบัติเหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งานคือ ครอบคลุมทิศทางในระนาบอะซิมุทได้ไม่น้อยกว่า 90 องศา เนื่องจากสายอากาศสามารถปรับทิศทางได้ทั้งหมดสี่ทิศทาง ดังนั้นลำคลื่นหลักของสายอากาศต้องสามารถครอบคลุมทิศทางในระนาบอะซิมุทไม่น้อยกว่า 90 องศา และความแตกต่างระหว่างลำคลื่นหลักและลำคลื่นรองต้องห่างอย่างน้อย 10 เดซิเบลเพื่อให้สายอากาศสามารถกำหนดทิศทางของการสื่อสารได้อย่างถูกต้อง

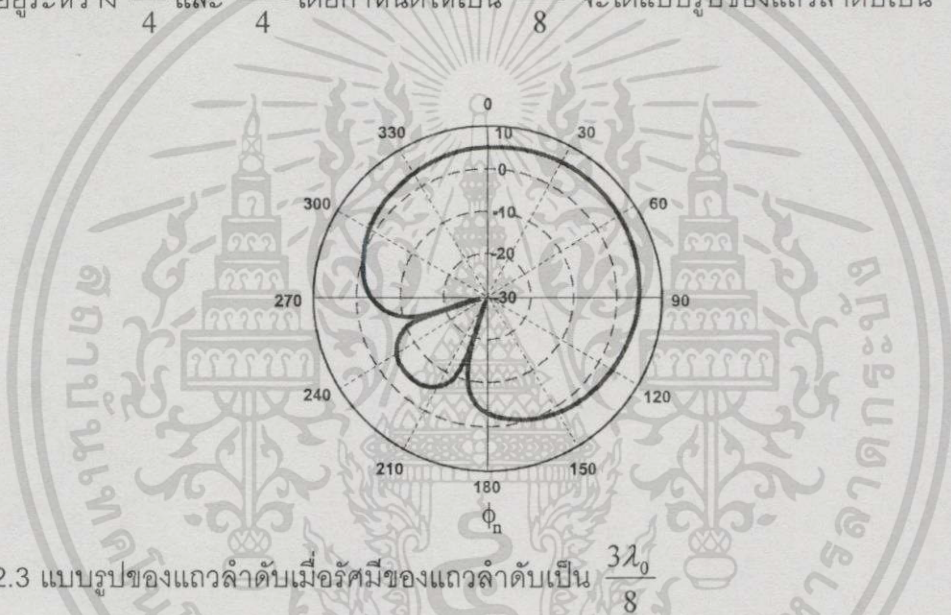


รูปที่ 2.2 แบบรูปแฉก ลำดับเมื่อรัศมีแฉก ลำดับเป็น (ก) $\frac{\lambda_0}{4}$, (ข) $\frac{2\lambda_0}{4}$ (ค) $\frac{3\lambda_0}{4}$ และ

(ง) $\frac{4\lambda_0}{4}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบรูปของแฉกลำดับทั้งสี่รูปแสดงทิศทางของลำคลื่นหลักชี้ไปที่ทิศ 45 องศา เราจะวิเคราะห์ความเหมาะสมของแต่ละแฉกลำดับให้ตรงกับสายอากาศที่ต้องการออกแบบ รูปที่ 2.2(ก) แสดงแบบรูปของแฉกลำดับเมื่อ $a = \frac{\lambda_0}{4}$ พบว่า เป็นแบบรูปของแฉกลำดับที่มีความกว้างลำคลื่นหลักมาก ทำให้มีอัตราส่วนของลำคลื่นด้านหน้าและด้านหลังมากกว่า -3 เดซิเบล แต่จะไม่มีส่วนของลำคลื่นรอง ส่วนแบบรูปแฉกลำดับในรูปที่ 2.2(ข) 2.2(ค) และ 2.2(ง) นั้นจะเห็นว่า จะมีความกว้างของลำคลื่นที่ -3 เดซิเบลน้อยกว่า 90 องศาทำให้ไม่สามารถครอบคลุมทิศทางหลักที่ต้องการได้หมด และจะมีลำคลื่นรองที่ค่อนข้างสูงมากดังนั้นจึงไม่เหมาะกับสายอากาศที่ต้องการให้เลือกทิศทางที่ต้องการเพียงทิศทางเดียว ดังนั้นจึงลองคำนวณหาแบบรูปของแฉกลำดับที่รัศมีของแฉกลำดับอยู่ระหว่าง $\frac{\lambda_0}{4}$ และ $\frac{2\lambda_0}{4}$ โดยกำหนดให้เป็น $\frac{3\lambda_0}{8}$ จะได้แบบรูปของแฉกลำดับเป็น



รูปที่ 2.3 แบบรูปของแฉกลำดับเมื่อรัศมีของแฉกลำดับเป็น $\frac{3\lambda_0}{8}$

จะเห็นว่าแบบรูปของแฉกลำดับที่รัศมี $\frac{3\lambda_0}{8}$ มีช่วงกว้างของลำคลื่นหลักที่ประมาณ 120 องศาซึ่งสามารถครอบคลุมทิศทางหลักได้ และมีลำคลื่นรองซึ่งมีขนาดเล็กเพียงลำเดียวทางด้านหลังทำให้มีอัตราส่วนระหว่างลำคลื่นด้านหน้าและด้านหลังอยู่ที่ -10 เดซิเบล ซึ่งเพียงพอที่สายอากาศแฉกลำดับสามารถกำหนดทิศทางได้อย่างถูกต้อง

6) ค่าคงที่ของการกระจายคลื่นเป็น $2\pi/\lambda_0$

จากข้อกำหนด 2.2.1 ถึง 2.2.6 นำมาแทนค่าในสมการที่ (2.5) จะได้เป็น

$$\begin{aligned}\alpha_n &= -\left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)\left(\frac{3\lambda_0}{8}\right)\sin(30^\circ)\cos\left(\phi_0 - \frac{\pi n}{4}\right) \\ &= -\frac{3\pi}{4}\sin(30^\circ)\cos\left(\phi_0 - \frac{\pi n}{4}\right)\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราสามารถคำนวณหาเฟสของกระแสที่จะป้อนให้แก่สายอากาศแต่ละอิลิเมนต์ในทิศทางที่ตั้งทิศทาง โดยให้ทิศทางเริ่มต้นในแนวอะซิมุท (ϕ_0) เป็น 0 90 180 270 องศา และ 45 135 225 315 องศาตามลำดับ จะเปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลงเฟสของกระแสทั้งสองกรณีในตารางที่ 2.1 และ 2.2 เพื่อให้เห็นความแตกต่าง

ตารางที่ 2.1 เฟสของกระแสที่ป้อนให้สายอากาศเมื่อ (ϕ_0) เป็น 0 90 180 270 องศา

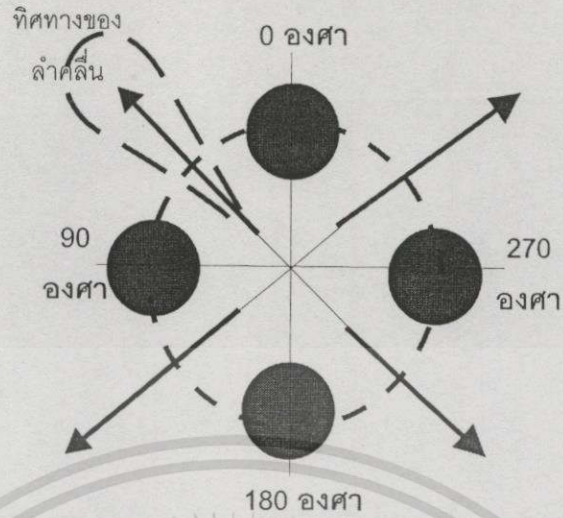
ทิศทาง (องศา)	เฟสของกระแส (เรเดียน)			
	อิลิเมนต์ที่ 1	อิลิเมนต์ที่ 2	อิลิเมนต์ที่ 3	อิลิเมนต์ที่ 4
0	0	2.23	0	-2.23
90	-2.23	0	2.23	0
180	0	-2.23	0	2.23
270	2.23	0	-2.23	0

ตารางที่ 2.2 เฟสของกระแสที่ป้อนให้สายอากาศเมื่อ (ϕ_0) เป็น 45 135 225 315 องศา

ทิศทาง (องศา)	เฟสของกระแส (เรเดียน)			
	อิลิเมนต์ที่ 1	อิลิเมนต์ที่ 2	อิลิเมนต์ที่ 3	อิลิเมนต์ที่ 4
45	0.695	-0.695	-0.695	0.695
135	-0.695	-0.695	0.695	0.695
225	-0.695	0.695	0.695	-0.695
315	0.695	0.695	-0.695	-0.695

จากตารางที่ 2.1 และตารางที่ 2.2 เปรียบเทียบกันแล้วนั้นจะเห็นว่า ถ้าเราเลือกให้การปรับลำคลื่นของสายอากาศมีทิศทางอยู่ในทิศทางเริ่มต้นเป็น 0 องศา ทำให้เฟสของกระแสที่ต้องป้อนให้แก่สายอากาศแต่ละอิลิเมนต์นั้นต้องมีถึงสามค่าด้วยกัน ดังนั้นการออกแบบส่วนของวงจรเลื่อนเฟสจึงต้องมีขนาด 2 บิต เพื่อให้สามารถปรับเฟสได้ครบทั้งสามค่า แต่ถ้าเราให้สายอากาศมีทิศทางเริ่มต้นเป็น 45 องศา เฟสของกระแสที่ต้องป้อนให้สายอากาศแต่ละอิลิเมนต์จะมีเพียงสองค่าเท่านั้น ทำให้ส่วนของวงจรเลื่อนเฟสมีขนาดเพียงบิตเดียว

เมื่อมองในแง่ของจำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ และขนาดของวงจรที่ต้องออกแบบแล้วนั้นจะลดลงไปครึ่งหนึ่ง นอกจากนั้นในแง่ของการสูญเสียแทรกสอดของวงจรเลื่อนเฟสแบบบิตเดียวยังน้อยกว่าด้วย ดังนั้นจึงกำหนดให้ทิศทางของลำคลื่นหลักของสายอากาศมีทิศทางเป็น 45 135 225 และ 315 องศา เมื่อเทียบกับตำแหน่งของสายอากาศตามลำดับโดยสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 ทิศทางลมคี่นหลักของสายอากาศเมื่อเทียบกับตำแหน่งของสายอากาศ



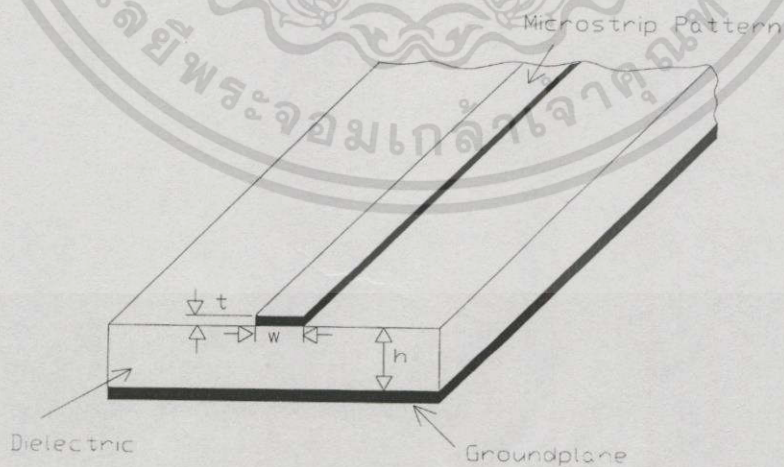
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายส่งไมโครสตริป และสายอากาศไมโครสตริป

สายส่งไมโครสตริปเป็นอุปกรณ์เชิงระนาบของวงจรรวมอิเล็กทรอนิกส์ความถี่สูงโดยเฉพาะความถี่ย่านไมโครเวฟ ซึ่งจะแสดงคุณสมบัติเสมือนอุปกรณ์ประเภทท่อนำคลื่น (Waveguide) ได้เมื่อย่านความถี่และความแรงของสัญญาณอยู่ในช่วงที่เหมาะสม

3.1 โครงสร้างไมโครสตริป

โครงสร้างของไมโครสตริปจะสร้างมาจากแผ่นฉนวน(Dielectric) ที่มีการสูญเสียต่ำ ซึ่งเรียกว่า วัสดุฐานรองที่เป็นสารไดอิเล็กตริก (Dielectric Substrate) ด้านหนึ่งจะเป็นส่วนของตัวนำทั้งหมดเรียกว่าด้านพื้นกราวด์ (Ground Plane) ส่วนอีกด้านเป็นส่วนของวงจรร หรือสายอากาศที่ถูกสร้างลงไปดังแสดงในรูปที่ 3.1 โดยอุปกรณ์สามารถเพิ่มลงไปในวงจรรได้ทั้งอุปกรณ์ที่เป็นชิ้นๆ (Lumped component) หรือสามารถสร้างไปบนแผ่นสตริปได้เลย ตัวนำส่วนใหญ่จะเป็นทองแดง โดยปกติความหนาของวัสดุฐานรอง(h) จะอยู่ประมาณ 0.005 เซนติเมตร ถึง 0.635 เซนติเมตร หรือมากกว่า และ วัสดุที่ใช้เป็นวัสดุฐานรอง จะเป็นวัสดุจำพวก Alumina Quartz หรือ Glass-Loaded PTFE ส่วนความหนาของทองแดง (t) จะอยู่ประมาณ 0.001778 เซนติเมตร ถึง 0.003556 เซนติเมตร ส่วนของสายส่งไมโครสตริปจะเป็นส่วนของทองแดงด้านบนที่ถูกตัดออกให้เหลืออยู่เพียงลายทองแดงที่มีความกว้าง(w) คุณสมบัติทางไฟฟ้าวัสดุฐานรองแสดงด้วยสภาพยอมสนามไฟฟ้าสัมพัทธ์ (Relative Dielectric Constant) , ϵ_r และค่าของ Loss Tangent , δ

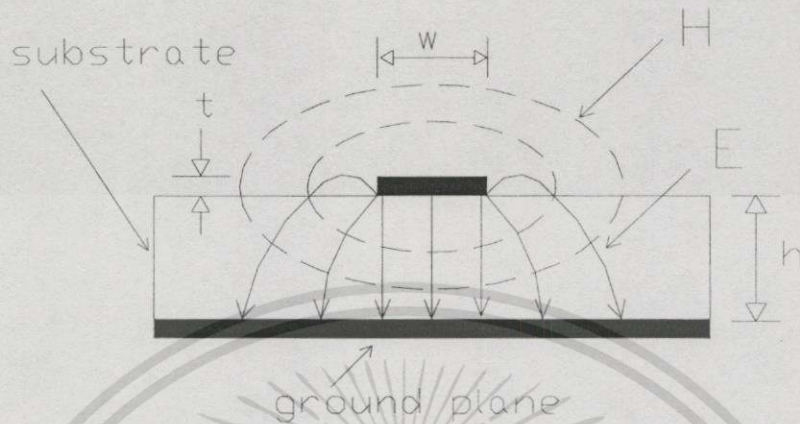


รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างของไมโครสตริป

ด้วยโครงสร้างของไมโครสตริปเราสามารถแสดงคุณสมบัติของไมโครสตริปได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.1 ง่ายต่อการจัดการบนพื้นผิวของโครงสร้างไมโครสตริป ทำให้เราสามารถวางอุปกรณ์ทั้งพาสซีฟ และแอคทีฟไปได้ทั่วบริเวณของโครงสร้าง



รูปที่ 3.2 แบบรูปของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในโครงสร้างไมโครสตริป

3.1.2 จากรูปที่ 3.2 แสดงภาพตัดขวางสายส่งไมโครสตริปและแสดงการกระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งจะตั้งฉากกับทิศทางของการเดินทางของคลื่น ซึ่งสมมุติให้มีทิศทางที่เข้าไปในกระดาษ สนามไฟฟ้าจะวางตัวจากเส้นสตริปไปยังด้านพื้นกราวด์ สนามเกือบทั้งหมดจะรวมตัวไปด้านใต้ของแผ่นสตริป มีบางส่วนที่เกิดขึ้นบริเวณขอบด้านข้างและด้านบนของสายส่งไมโครสตริป บางส่วนก็จะขยายบริเวณไปยังฟรีสเปซ (Free-space) เหนือวัสดุฐานรอง ส่วนสนามแม่เหล็กก็เป็นวงอยู่รอบๆสายส่งไมโครสตริปและจะขยายไปยังส่วนบนของวัสดุฐานรอง เนื่องด้วยมีค่าคงที่ของฉนวนอยู่สองค่าบนสตริป (ค่าคงที่ในฟรีสเปซ และค่าคงที่ในไดอิเล็กตริก) ดังนั้นการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์โครงสร้างสายส่งไมโครสตริปค่อนข้างมีความยุ่งยาก ในอีกด้านหนึ่งอาจกล่าวได้ว่า โครงสร้างไมโครสตริปเป็นโครงสร้างชนิดไดอิเล็กตริกผสม

3.1.3. จากโครงสร้างของไมโครสตริปที่กล่าวมาข้างต้น เราจะเห็นข้อดีของสายส่งไมโครสตริปเมื่อเปรียบเทียบกับท่อนำคลื่น และ สายส่งแกนร่วม ดังนั้นการนำโครงสร้างของไมโครสตริปมาใช้งานในวงจรความถี่สูง หรือย่านไมโครเวฟจะเป็นเทคโนโลยีของวงจรระนาบ (Planar Technology) ซึ่งมีข้อดีดังนี้

- มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา
- ง่ายต่อการทำ Production
- สามารถแก้ไขพัฒนาได้ง่าย
- มีราคาถูกในด้านการผลิตเชิงพาณิชย์

3.2 สายอากาศไมโครสตริป

จากรูปที่ 3.1 ซึ่งแสดงโครงสร้างไมโครสตริป ส่วนของแผ่นสตริปและพื้นกราวด์จะนำพลังงานในรูปแบบกึ่ง TEM wave เมื่อความหนาของวัสดุฐานรอง น้อยกว่าความยาวคลื่นมากๆ ประมาณ 0.02λ หรือน้อยกว่า ปกติถ้ารูปร่างทางกายภาพของไมโครสตริป และสภาพยอมสนามไฟฟ้าสัมพัทธ์คงที่จะไม่มีการแพร่กระจายคลื่นออกมา ไมโครสตริปจะแพร่กระจายคลื่นเมื่อมีรูปร่างของแผ่นไมโครสตริปที่เหมาะสมดังแสดงในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 สายอากาศไมโครสตริปแผ่นสี่เหลี่ยม และแผ่นกลม

สายอากาศไมโครสตริปแผ่นสี่เหลี่ยมแสดงในรูปที่ 3.3 เป็นวิธีการป้อนสัญญาณด้วยเส้นไมโครสตริปซึ่งทำให้เกิดความไม่ต่อเนื่อง (Discontinuity) อย่างเช่น การเปลี่ยนแปลงของความกว้างของสตริปอย่างฉับพลันที่จุดเชื่อมต่อระหว่างสายส่งไมโครสตริปที่ป้อนสัญญาณ และแผ่นแพร่กระจายคลื่น ทำให้การแพร่กระจายคลื่นสามารถเกิดขึ้นได้ในอีกด้านหนึ่งของแผ่นแพร่กระจายคลื่นซึ่งเป็นส่วนขอบของโลหะที่สิ้นสุดลงสายอากาศ ไมโครสตริปจึงมีลักษณะของความไม่ต่อเนื่องซึ่งสามารถทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นได้ รูปร่างของความไม่ต่อเนื่องจะเป็นตัวกำหนดแบบรูปของการแพร่กระจายคลื่น รูปร่างที่เหมาะสมจะทำให้ความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทาน และความถี่เสมือนกับวงจรขนานของ RLC โดยความถี่ทำงานของสายอากาศจะเป็นความถี่ที่ค่าความต้านทานของสายอากาศเป็นค่าจริงเท่านั้น ซึ่งรูปร่างของสายอากาศสามารถเป็นได้ทั้งสี่เหลี่ยม วงกลม หรือสามเหลี่ยมก็ได้ นอกจากนั้นเราสามารถมองแผ่นไมโครสตริปที่แพร่กระจายคลื่นได้ในลักษณะของเรโซเนเตอร์ (Resonator) ที่มีกำลังงานรั่วไหลซึ่งความถี่ทำงานของเรโซเนเตอร์สามารถคำนวณได้จากโหมดของการเรโซแนนซ์ (Resonant Mode)

ความน่าสนใจของสายอากาศไมโครสตริปอันดับแรกคือ มีลักษณะโครงสร้างแบนราบ ทำให้เหมาะกับการติดตั้งกับยานพาหนะ โดรน ข้อดีอีกด้านหนึ่งคือมีน้ำหนักเบา อย่างไรก็ตามสายอากาศไมโครสตริปมีข้อเสีย คือ มีช่วงกว้างแถบความถี่ที่แคบ ตัวประกอบคุณภาพ (Q-factor) โดยทั่วไปประมาณ 50-75 นอกจากนั้นการแพร่กระจายคลื่นของสัญญาณที่ไม่ต้องการ (Spurious) จากเส้นสตริปที่ป้อนสัญญาณสามารถรบกวนแบบรูปของสายอากาศได้ และการสูญเสียของสัญญาณที่เส้นสตริปที่ป้อนสัญญาณจะทำให้ประสิทธิภาพของสายอากาศต่ำลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 รูปจำลองของตัวกระจายคลื่นไมโครสตริป

สายอากาศไมโครสตริปมีโครงสร้างที่ง่าย แต่การวิเคราะห์ที่ค่อนข้างซับซ้อน โดยตัวแปรสำคัญอยู่ที่วัสดุฐานรองที่เป็นสารไดอิเล็กตริกบนพื้นกราวด์ ทำให้การออกแบบไมโครสตริปในอดีตจะใช้การวิเคราะห์ด้วยวิธีสร้างรูปทรงทางเรขาคณิตของแผ่นไมโครสตริปที่ง่าย ๆ แต่ไม่สามารถอธิบายปรากฏการณ์ของไมโครสตริปได้ละเอียด จึงมีการพัฒนาเทคนิคการวิเคราะห์ที่จะขยายขอบเขตไปถึงรูปทรงและรูปแบบการใช้งาน แต่อย่างไรก็ตามยังไม่สามารถหาคำตอบได้อย่างชัดเจน ซึ่งการหาคำตอบที่ค่อนข้างชัดเจนจะได้มาจากสมการอินทิกรัล (Integral Equation) ในปัจจุบันจะใช้สมการอนุพันธ์ (Differential Equation) ซึ่งจะได้สมการที่แน่นอนแต่จะต้องใช้การคำนวณทาง Numerical ที่ค่อนข้างละเอียด [6]

ความต้านทานคุณสมบัติ, Z_0 , และสภาพยอมสนามไฟฟ้าประสิทธิผลสามารถแสดงดังสมการต่อไปนี้

$$Z_0 = \left[\frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \right] \left(\frac{W_e}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_e}{h} + 1.444 \right) \right)^{-1} \quad \text{เมื่อ } W/h \leq 1 \quad (3.1)$$

$$Z_0 = \left[\frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \right] \ln \left(\frac{8h}{W_e} + 0.25 \frac{W_e}{h} \right) \quad \text{เมื่อ } W/h \geq 1 \quad (3.2)$$

และ

$$\frac{W_e}{h} = \frac{W}{h} + \left(\frac{0.125}{\pi} \right) \left(\frac{t}{h} \right) \left[1 + \ln \left(\frac{4\pi W}{t} \right) \right] \quad \text{เมื่อ } W/h \leq \frac{1}{2\pi} \quad (3.3)$$

$$\frac{W_e}{h} = \frac{W}{h} + \left(\frac{0.125}{\pi} \right) \left(\frac{t}{h} \right) \left[1 + \ln \left(\frac{2h}{t} \right) \right] \quad \text{เมื่อ } W/h \geq \frac{1}{2\pi} \quad (3.4)$$

และ

$$\epsilon_{re} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2F\left(\frac{W}{h}\right)} - C \quad (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนด

$$F\left(\frac{W}{h}\right) = \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04\left(1 - \frac{W}{h}\right)^2$$

เมื่อ $W/h \leq 1$ (3.6)

$$F\left(\frac{W}{h}\right) = \left(1 + 12\left(\frac{h}{W}\right)\right)^{-1/2}$$

เมื่อ $W/h \geq \frac{1}{2\pi}$ (3.7)

$$C = \left(\frac{\epsilon_r - 1}{4.6}\right) \left(\frac{\frac{t}{h}}{\sqrt{\frac{h}{W}}}\right)$$

(3.8)

จากสมการ η_0 เป็นความต้านทานของฟรีสเปซ(Free-Space) เท่ากับ 377โอห์ม, ϵ_r เป็นสภาพยอมสนามไฟฟ้าประสิทธิผลของวัสดุฐานรองซึ่งสมการนี้จะไม่ขึ้นกับความถี่ และไม่คิดถึงการเกิดการขาดหาย(Dispersion)

เราสามารถหาความยาวคลื่นบนเส้นสตริปได้ดังสมการ

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}(f)}}$$

(3.9)

เมื่อ λ_0 เป็นความยาวคลื่นในฟรีสเปซ (Free-space) และการเลื่อนเฟสอันมาจากผลของความยาวของเส้นสตริป, L จะหาได้จากสมการ

$$\beta = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)L = \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)\sqrt{\epsilon_{re}}\right]L = \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)\sqrt{\epsilon_{re}(f)}\right]$$

(3.10)

สัญญาณที่เดินทางตามสายส่งไมโครสตริปจะมีการลดทอนอันเนื่องมาจากความเป็นตัวนำอันจำกัด(Finite Conductivity) ของตัวนำ ความเป็นโลหะ(Metalization) ของพื้นกราวด์ และการสูญเสียของไดอิเล็กตริก ซึ่งเราสามารถแสดงสัมประสิทธิ์ของการลดทอนได้สองส่วนคือ การสูญเสียจากตัวนำส่วนหนึ่ง (α_c) และการสูญเสียของไดอิเล็กตริกอีกส่วนหนึ่ง (α_d) เราสามารถแสดงการสูญเสียทั้งสองส่วนในหน่วยเดซิเบลต่อหนึ่งหน่วยความยาว ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\alpha_c = 1.38A \left(\frac{R}{hZ_0} \right) \left[\frac{32 - \frac{W_e}{h}}{32 + \frac{W_e}{h}} \right]$$

เมื่อ $W/h \leq 1$ (3.11)

$$\alpha_c = 6.1 \times 10^{-5} A \left(\frac{R_s Z_0 \epsilon_{re}}{h} \right) \left[\frac{W_e}{h} + \frac{0.667 \frac{W_e}{h}}{\frac{W_e}{h} + 1.444} \right]$$

เมื่อ $W/h \geq 1$ (3.12)

และ

$$\alpha_d = 27.3 \left(\frac{\epsilon_r}{\epsilon_r - 1} \right) \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\sqrt{\epsilon_r}} \right) \tan \left(\frac{\delta}{\lambda_0} \right)$$

(3.13)

กำหนด

$$A = 1 + \left(\frac{h}{W_e} \right) \left(1 + \left(\frac{1.25}{\pi} \right) \ln \left(\frac{2\pi W}{t} \right) \right)$$

เมื่อ $W/h \leq \frac{1}{2\pi}$ (3.14)

$$A = 1 + \left(\frac{h}{W_e} \right) \left(1 + \left(\frac{1.25}{\pi} \right) \ln \left(\frac{2h}{t} \right) \right)$$

เมื่อ $W/h \geq \frac{1}{2\pi}$ (3.15)

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi f \mu_0}{\sigma}}$$

(3.16)

เมื่อ σ เป็นความนำ (Conductivity) ของตัวนำ มีหน่วยเป็นซีเมนต์ต่อเมตร (S/m) และสัมประสิทธิ์ของการลดทอนทั้งหมดจะเป็น $\alpha = \alpha_c + \alpha_d$

เมื่อเราพิจารณาความแรงของสัญญาณ (V_0) ซึ่งเป็นอินพุทของสายส่งไมโครสตริปที่ระยะทาง (l) ความแรงของสัญญาณจะเป็น

$$V = V_0 e^{-\alpha l} e^{-j\beta l}$$

(3.17)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการที่ (3.17) เป็นรูปแบบมาตรฐานของทฤษฎีสายส่งสัญญาณ เมื่อความแรงของสัญญาณลดลงเป็นอัตราส่วนเอ็กซ์โปเนนเชียลของค่า α และมีการเลื่อนของเฟสเป็นอัตราส่วนเอ็กซ์โปเนนเชียลของ β ดังนั้น α จะเป็นค่าคงที่ของการลดทอน ส่วน β เป็นค่าคงที่ของเฟส เมื่อรวมพารามิเตอร์ทั้งสองด้วยกันจะได้เป็น $\gamma = \alpha + j\beta$ ซึ่งเป็นค่าคงที่ของการเคลื่อนที่ของคลื่นส่วนใหญ่ในการคำนวณสายส่งไมโครสตริปเราจะไม่คำนึงถึงเรื่องการสูญเสียสัญญาณทำให้เราได้ค่าคงที่ของการเคลื่อนที่ของคลื่นเป็น $\gamma \approx j\beta$ เมื่อสายไมโครสตริปมีความต้านทาน Z_0 ตลอดเส้น

ผลของการคำนวณไมโครสตริปที่ผ่านมาเป็นโหมดหลัก(Dominant Mode)เท่านั้น ส่วนค่าไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองด้านกราวด์ (ที่ไม่มีสายส่งไมโครสตริป) สามารถจะนำพลังงานด้วยคลื่นที่ถูกนำเราเรียกว่า คลื่นพื้นผิว(Surface Wave) สนามทั้งหมดของคลื่นพื้นผิวนี้อาจจะอยู่ในวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก และมีสนามบางส่วนที่จะอยู่ด้านนอกเหนือวัสดุฐานรองในส่วนของฟรีสเปซ โดยสนามส่วนนี้จะมีอัตราลดลงในรูปแบบของเอ็กซ์โปเนนเชียลในทิศทางที่ตั้งฉากกับแนววัสดุฐานรอง โหมดต่ำสุดของคลื่นพื้นผิวสำหรับวัสดุฐานรองจะมีความถี่คัตออฟที่ศูนย์ และสามารถที่จะกระตุ้นได้ทุกความถี่ ซึ่งจะเรียกว่า โหมด TM_0 ในโหมดอื่นๆของคลื่นพื้นผิวจะมีความถี่คัตออฟที่ไม่เป็นศูนย์ สำหรับวัสดุฐานรองที่มีขนาดทางไฟฟ้าเล็กน้อย ในโหมดลำดับสูงจะมีความถี่ลดทอนต่ำกว่า และจะไม่สามารถที่ถูกระตุ้น

สัญญาณบนวงจรไมโครสตริปสามารถกระตุ้นคลื่นพื้นผิว ส่วนใหญ่เป็นโหมด TM_0 ในวัสดุฐานรองเป็นผลให้เกิดการสูญเสียกำลังเมื่อ คลื่นพื้นผิวเคลื่อนที่ออกไปจากไมโครสตริป คลื่นพื้นผิวจะเคลื่อนที่อย่างต่อเนื่องจนกระทั่งไปพบบริเวณที่เกิดความไม่ต่อเนื่อง เช่น ขอบของวัสดุฐานรอง หรือสายส่งไมโครสตริปอื่นๆ เมื่อคลื่นพื้นผิวไปชนกับความไม่ต่อเนื่องจะทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่น หรือการเชื่อมต่อสัญญาณไปยังส่วนที่เกิดความไม่ต่อเนื่องซึ่งเป็นส่วนที่ไม่ได้เกิดจากการออกแบบจะรบกวนทำให้วงจรหรือสายอากาศด้อยประสิทธิภาพลง การลดการกระตุ้นในโหมด TM_0 ให้น้อยที่สุดสามารถกำหนดได้เมื่อเลือกความหนาของวัสดุฐานรองให้น้อย และมีสภาพยอมสนามไฟฟ้าสัมพัทธ์ต่ำที่สุด ซึ่งเราสามารถคำนวณได้จากสมการ [6]

$$h \leq \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (3.18)$$

เมื่อ c เป็นความเร็วของแสง, 3×10^8 m/s, และ f เป็นความถี่ใช้งาน

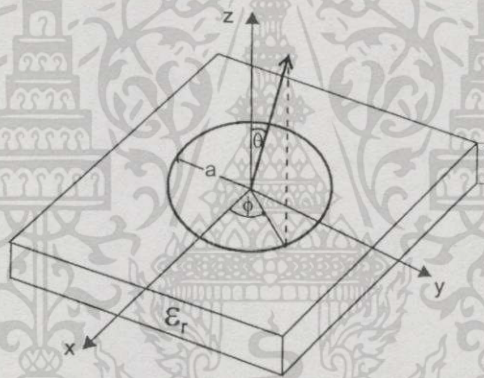
สนามไฟฟ้าที่อยู่ภายใต้สายส่งไมโครสตริปดังรูปที่ 3.3 จะมีรูปแบบคงที่ตลอดหน้าตัดของสายส่งเมื่อความถี่หรือความกว้างของเส้นสตริปมากขึ้นจะกระตุ้น Transverse Resonant Mode บนเส้นสตริปได้ ทำให้ไมโครสตริปแสดงคุณสมบัติคล้ายเรโซเนเตอร์ (Resonator) ที่มีคลื่นเอกสารถูกส่งออกไปสำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นึ่งกระดุนอยู่ตามแนวความกว้าง สนามไฟฟ้าจะมีค่าสูงสุดที่ขอบ และเป็นศูนย์ที่กึ่งกลาง จากนั้นจะกลับไปมีค่าสูงสุดที่อีกขอบหนึ่งจะเห็นได้ว่า กำลังงานจะสูญเสียไปในโหมดนี้ การผิดเพี้ยนของสัญญาณสามารถเกิดขึ้นได้เพราะกำลังงานจะถูกแยกออกไปในสองโหมดเดินทางด้วยความเร็วที่ต่างกัน สำหรับวัสดุฐานรอง และความกว้างของเส้นสตริปที่กำหนดแล้วเราจะได้ความถี่คัตออฟสำหรับ Transverse Mode ดังนี้

$$f_c = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r(20W + 0.8h)}} \quad (3.19)$$

การคำนวณความถี่จากความกว้างของเส้นสตริปสูงสุดในสมการที่ (3.19) จะต้องสูงกว่าความถี่สูงสุดที่จะใช้งาน

3.4 สายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลม



รูปที่ 3.4 รูปทรงทางเรขาคณิตของสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลม

นอกจากสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นสี่เหลี่ยมแล้ว สายอากาศไมโครสตริปอีกรูปแบบหนึ่งที่น่าสนใจคือ สายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลม ดังแสดงในรูปที่ 3.4 ซึ่งมีประสิทธิภาพใกล้เคียงกับสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นสี่เหลี่ยม ซึ่งนิยมในการประยุกต์ใช้งานในบางประเภท เช่น สายอากาศแบบแถวลำดับ ด้วยโครงสร้างที่เป็นลักษณะเป็นวงกลมทำให้มีความเหมาะสมในการออกแบบการวางตัวมากกว่าสายอากาศไมโครสตริปในแบบอื่นๆ โหมดในการคำนวณสายอากาศแบบแผ่นกลมจะเป็นการมองส่วนของแผ่นสตริป, พื้นกราวด์ และโลหะระหว่างสองส่วนนี้ให้เป็นลักษณะของแควิตี้ เช่นเดียวกับสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นสี่เหลี่ยม โหมดการทำงานเบื้องต้นของสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลมซึ่งมีความสูงของวัสดุฐานรองไม่มากนัก ($h \ll \lambda$) จะเป็น TM^z เมื่อ z เป็นส่วนที่ตั้งฉากกับแผ่นสตริป ขนาดของแผ่นสตริปของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นสี่เหลี่ยมจะทำให้สามารถกำหนดขนาดความยาว และความกว้างของแผ่นสตริป เพื่อให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถเปลี่ยนลำดับของโหมดการทำงาน (Width-to-Length Ratio) ได้ สายอากาศแบบแผ่นกลม จะสามารถกำหนดเพียงแค่วัสดุของแผ่นสตริปเท่านั้น ซึ่งไม่สามารถเปลี่ยนลำดับของโหมดได้ แต่สามารถเปลี่ยนความถี่เรโซแนนซ์ได้

สายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลมสามารถใช้วิธีวิเคราะห์ด้วยแบบจำลองของแควิตี้ได้ ซึ่งวิธีการเหมือนการคำนวณในสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นสี่เหลี่ยมเพียงแต่จะใช้ระบบแกนพิกัดเป็นทรงกระบอก (Cylindrical Coordinator) ซึ่งแควิตี้นี้จะประกอบไปด้วยส่วนตัวนำไฟฟ้าที่สมบูรณ์ 2 ส่วน คือ ส่วนบน และส่วนล่าง ซึ่งเป็นส่วนของแผ่นสตริปและพื้นกราวด์ตามลำดับ และตัวนำแม่เหล็กสมบูรณ์ทรงกระบอกรอบๆ เส้นรอบวงของแควิตี้ โดยจะไม่นำค่าวัสดุไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองรับมาช่วยในการคำนวณ ดังนั้นการคำนวณหาสนามของแควิตี้จะได้เป็น

3.4.1 สนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็ก — TM_{mp}^z

การหาสนามในแควิตี้ เราสามารถใช้วิธีของเวกเตอร์โพเทนเชียล (Vector Potential) สำหรับ TM^z เราต้องหาเวกเตอร์ของสนามแม่เหล็ก A_z ก่อน เราจะได้สมการแบบคลื่นโฮโมจีเนียส (Homogeneous Wave Equation) บนระบบแกนพิกัดทรงกระบอก เป็น [5]

$$\nabla^2 A_z(\rho, \phi, z) + k^2 A_z(\rho, \phi, z) = 0 \quad (3.20)$$

เราแสดงโหมด TM^z สนามแม่เหล็ก และสนามไฟฟ้าจะขึ้นกับเวกเตอร์โพเทนเชียล A_z ได้ด้วยสมการ

$$\begin{aligned} E_\rho &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \rho \partial z} & H_\rho &= \frac{1}{\mu} \frac{1}{\rho} \frac{\partial A_z}{\partial \phi} \\ E_\phi &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{1}{\rho} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \phi \partial z} & H_\phi &= -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial \rho} \\ E_z &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) A_z & H_z &= 0 \end{aligned} \quad (3.21)$$

ซึ่งจะมีเงื่อนไขขอบเขต (Boundary Condition) เป็น

$$\begin{aligned} E_\rho(0 \leq \rho' \leq a, 0 \leq \phi' \leq 2\pi, z' = 0) &= 0 \\ E_\rho(0 \leq \rho' \leq a, 0 \leq \phi' \leq 2\pi, z' = h) &= 0 \\ H_\phi(\rho' = a, 0 \leq \phi' \leq 2\pi, z' \leq h) &= 0 \end{aligned} \quad (3.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เวกเตอร์โพเทนเชียลของสนามแม่เหล็กถูกลดรูปลงเป็น

$$A_z = B_{mnp} J_m(k_\rho \rho') [A_2 \cos(m\phi') + B_2 \sin(m\phi')] \cos(k_z z') \quad (3.23)$$

เมื่อ $(k_\rho)^2 + (k_z)^2 = k_r^2 = \omega_r^2 \mu \epsilon \quad (3.23(\text{ก}))$

ค่าของระบบพิกัดหลัก (Prime Coordinate) ρ' , ϕ' , z' จะแสดงค่าสนามที่อยู่ภายในแควิตี้ ขณะที่ $J_m(x)$ เป็นฟังก์ชันเบสเซล (Bessel Function) ของอนุพันธ์อันดับที่ m และ

$$k_\rho = \frac{\chi'_{mn}}{a} \quad (3.23(\text{ข}))$$

$$k_z = \frac{p\pi}{h} \quad (3.23(\text{ค}))$$

$$m = 0, 1, 2, \dots \quad (3.23(\text{ง}))$$

$$n = 1, 2, 3, \dots \quad (3.23(\text{จ}))$$

$$p = 0, 1, 2, \dots \quad (3.23(\text{ฉ}))$$

ในสมการที่ (3.23(ข)) ค่า χ'_{mn} จะแสดงค่าศูนย์ของอนุพันธ์ของฟังก์ชันเบสเซล $J_m(x)$ และจะการแสดงถึงลำดับของความถี่เรโซแนนซ์ ค่าแรกของ χ'_{mn} ในลำดับสูงขึ้นไปจะเป็น

$$\chi'_{11} = 1.8412$$

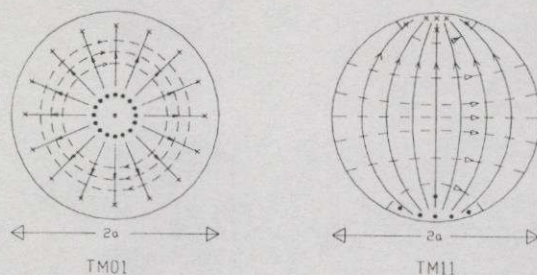
$$\chi'_{22} = 3.0542$$

$$\chi'_{01} = 3.8318$$

$$\chi'_{31} = 4.2012 \quad (3.24)$$

ในแต่ละโหมดเราสามารถหาค่าเรโซแนนซ์ซึ่งทำให้อนุพันธ์ของฟังก์ชันเบสเซลเป็นศูนย์ที่ความถี่เรโซแนนซ์เราจะได้แบบรูปของสนาม และกระแสพื้นผิวในโหมดต่างๆสามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 3.5 โหมดลำดับต่างๆก็จะเป็นไปตามสมการที่ (3.23(ข)) ถึง (3.23(ฉ)) ขึ้นอยู่กับค่าของ ka ค่า n เป็นตัวแสดงลำดับของฟังก์ชันเบสเซล และค่า m เป็นลำดับศูนย์ของอนุพันธ์ของฟังก์ชันเบสเซล สำหรับความถี่ใดๆนั้นเมื่อค่า $n=m=1$ จะได้รับค่านี้น้อยที่สุดเรียกโหมดนี้ว่า โหมดหลัก (Dominant Mode)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 แบบรูปไม่โคจรสตริปแผ่นกลมในสถานะเรโซแนนซ์ในโหมด TM01, TM11

3.4.2 ความถี่เรโซแนนซ์

ความถี่เรโซแนนซ์ (Resonant Frequency) ของแควิตี (หรือสายอากาศไมโครสตริป) สามารถหาได้ด้วยสมการที่ (3.24(ก)) ถึง (3.24(จ)) สายอากาศไมโครสตริปทุกแบบที่มีค่าความหนาของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก, h ที่น้อยมาก (ปกติ $h < 0.005\lambda_0$) ค่าสนามตามทิศทางแกน z จะมีค่าคงที่ และแสดงในสมการที่ (3.23(ด)) เมื่อ $p = 0$ และในสมการที่ (3.24(ค)) เมื่อ $k_z = 0$ ดังนั้นความถี่เรโซแนนซ์สำหรับโหมด TMM_{n0}^z สามารถเขียนได้โดยใช้สมการที่ (3.24(ก)) เป็น

$$(f_r)_{mn0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \left(\frac{\chi'_{mn}}{a} \right) \quad (3.25)$$

โดยขึ้นอยู่กับค่าของสมการที่ (3.24) โหมดสี่โหมดแรกเรียงตามลำดับที่สูงขึ้น เป็น TM_{110}^z , TM_{210}^z , TM_{010}^z และ TM_{310}^z โดยค่าโหมดหลักเป็น TM_{110}^z ซึ่งจะมีความถี่เรโซแนนซ์เป็น

$$(f_r)_{110} = \frac{1.8412}{2\pi a\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1.8412v_0}{2\pi a\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.26)$$

เมื่อค่า v_0 เป็นความเร็วของแสงในฟรีสเปซ

ความถี่เรโซแนนซ์ในสมการที่ (3.26) ไม่ได้รวมการคิดสนามที่ขอบ (Fringing Field) ซึ่งเกิดขึ้นที่ขอบของเรโซเนเตอร์จะทำให้มีความยาวทางไฟฟ้ามากกว่าความยาวทางกายภาพซึ่งเราจะต้องนำไปคำนวณหาค่าชดเชย ซึ่งในกรณีของแผ่นสตริปกลมค่าชดเชยจะเป็นการหาค่ารัศมีประ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สิทธิภาพ ซึ่งจะใช้แทนที่รัศมีจริง จะได้เป็น

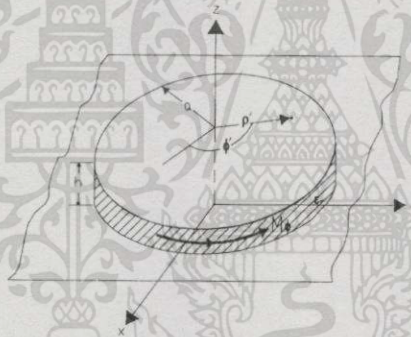
$$a_e = a \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left[\ln \left(\frac{\pi a}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (3.27)$$

ดังนั้นความถี่เรโซแนนซ์ของสมการที่ (3.26) สำหรับโหมดหลัก TM_{110}^z สามารถแทนค่าด้วยสมการที่ (3.27) เป็น

$$(f_r)_{110} = \frac{1.8412\nu_0}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.28)$$

สมการข้างต้นจะสามารถคำนวณหารัศมีได้ใกล้เคียงซึ่งจะเกิดอัตราการผิดพลาดเพียง 2.5 เปอร์เซ็นต์เมื่อค่าของ $a/h \gg 1$

3.4.3 ความหนาแน่นของกระแสสมมูลย์ และการแพร่กระจายของสนาม



รูปที่ 3.6 แบบจำลองควิวิตี้ และความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็กสมมูลย์สำหรับสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลม

การใช้แบบจำลองควิวิตี้สายอากาศไมโครสตริปให้มีลักษณะไดอิเล็กตริกโหลดควิวิตี้ (Dielectric Loaded Cavity) ซึ่งมีผนังสนามไฟฟ้าที่สมบูรณ์ทางด้านบนและด้านล่าง และเป็นผนังสนามแม่เหล็กที่สมบูรณ์ทางด้านข้าง เราสามารถหาค่าของสนามได้ด้วยพื้นฐานของฮอยเกนท (Huygen's Principle) ซึ่งผนังรอบๆของควิวิตี้จะแทนที่ด้วยความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็กเสมือนดังสมการ

$$\bar{M}_s = 2\bar{n} \times \bar{E}_a \quad (3.29)$$

เมื่อ \bar{M}_s เป็นความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็กเสมือน และ \bar{E}_a เป็นสนามไฟฟ้าที่ขอบของไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 3.6 สมมติให้การกระจายของสนามในโหมด TM_{110}^z ในแผ่นสตริปค่าสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่ตั้งฉากภายในแควิตี้สำหรับการเปลี่ยนแปลงของโคไซน์อะซิมุท (Cosine Azimuth Variation) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$E_\rho = E_\phi = H_z = 0 \quad (3.30(ก))$$

$$E_z = E_0 J_1(k\rho') \cos \phi' \quad (3.30(ข))$$

$$H_\rho = j \frac{E_0}{\omega\mu_0} J_1(k\rho') \sin \phi' \quad (3.30(ค))$$

$$H_\phi = j \frac{E_0}{\omega\mu_0} J_1'(k\rho') \cos \phi' \quad (3.30(ง))$$

เมื่อ $\rho' = \partial/\partial\rho$, ϕ' เป็นมุมอะซิมุทตามเส้นรอบวงของแผ่นสตริป

จากสมการที่ (3.30(ข)) จะคำนวณที่ขอบเสมือนทางไฟฟ้าของแผ่นกลม ($\rho' = a_e$) ความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็กจากสมการที่ (3.29) สามารถแสดงได้เป็น

$$\vec{M}_s = -2\vec{n} \times \vec{E}_a |_{\rho=a_e} = \vec{a}_\phi 2E_0 J_1(ka_e) \cos \phi' \quad (3.31)$$

เมื่อความหนาของวัสดุฐานรองเล็กมาก และความหนาแน่นของกระแสในสมการที่ (3.31) จะเป็นสม่ำเสมอ (Uniform) ตามทิศทางแกน z เราสามารถประมาณสมการที่ (3.31) ได้ด้วยกระแสแม่เหล็กฟิลาเมนต์ (Filamentary Magnetic Current) ของสมการ

$$\vec{I}_m = h\vec{M}_s = \vec{a}_\phi 2hE_0 J_1(ka_e) \cos \phi' = \vec{a}_\phi 2V_0 \cos \phi' \quad (3.31ก)$$

เมื่อค่า

$$V_0 = hE_0 J_1(ka_e) \text{ ที่ } \phi' = 0$$

จากสมการที่ (3.31(ก)) เราสามารถแทนค่าสนามได้เป็น

$$E_r = 0 \quad (3.32(ก))$$

$$E_\theta = -j \frac{k_0 a_e V_0 e^{-jk_0 r}}{2r} \{ \cos \phi J_{02}' \} \quad (3.32(ข))$$

$$E_\phi = j \frac{k_0 a_e V_0 e^{-jk_0 r}}{2r} \{ \cos \theta \sin \phi J_{02}' \} \quad (3.32(ค))$$

$$J_{02}' = J_0(k_0 a_e \sin \theta) - J_2(k_0 a_e \sin \theta) \quad (3.32(ง))$$

$$J_{02} = J_0(k_0 a_e \sin \theta) + J_2(k_0 a_e \sin \theta) \quad (3.32(จ))$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ a_e เป็นรัศมีประสิทธิภาพที่ได้มาจากสมการที่ (3.27) สนามในระนาบพื้นฐานสามารถลดรูปได้เป็น

E-plane ($\phi = 0^\circ, 180^\circ, 0 < \theta < 90^\circ$)

$$E_\theta = j \frac{k_0 a_e V_0 e^{-jk_0 r}}{2r} [J_0'] \quad (3.33(\text{ก}))$$

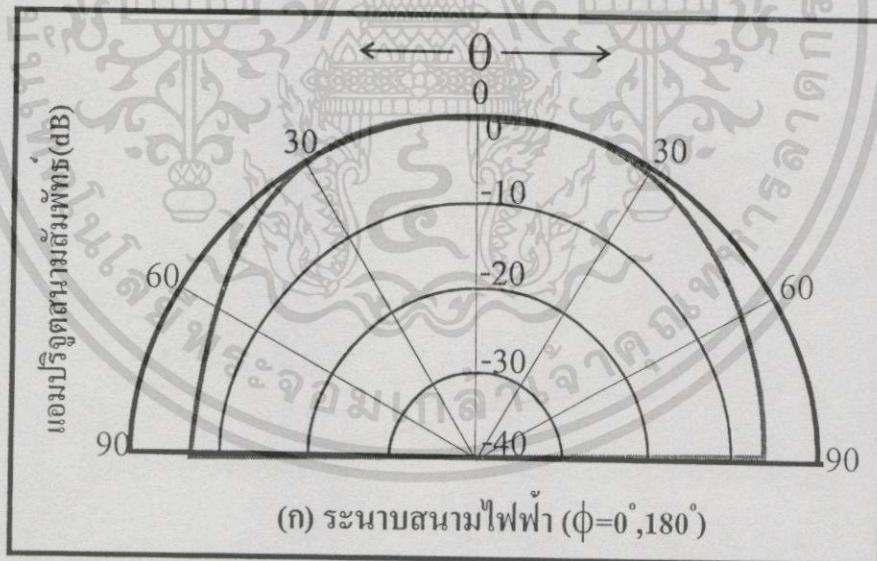
$$E_\phi = 0 \quad (3.33(\text{ข}))$$

H-plane ($\phi = 90^\circ, 270^\circ, 0 < \theta < 90^\circ$)

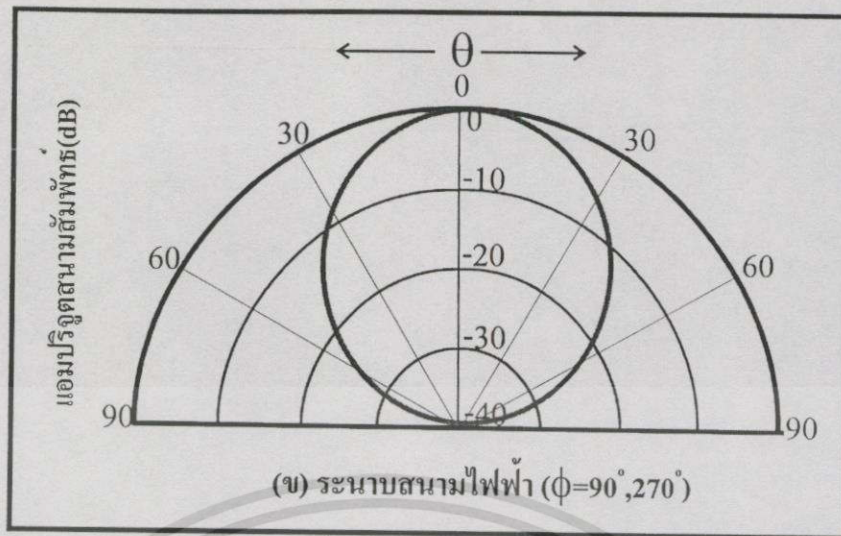
$$E_\theta = 0 \quad (3.34(\text{ก}))$$

$$E_\phi = j \frac{k_0 a_e V_0 e^{-jk_0 r}}{2r} [\cos \theta J_0'] \quad (3.34(\text{ข}))$$

แบบรูปของสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลมสามารถหาได้จากสมการที่ (3.33(ก)) ถึง (3.34(ข)) ดังแสดงในรูปที่ 3.7 โดยที่รูปที่ 3.7(ก) เป็นแบบรูปของการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า ในขณะที่รูปที่ 3.7(ข) แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก



รูปที่ 3.7(ก) แบบรูปของการแพร่กระจายคลื่นสายอากาศแผ่นกลมในระนาบสนามไฟฟ้า



รูปที่ 3.7(ข) แบบรูปของการแพร่กระจายคลื่นสายอากาศแผ่นกลมในระนาบสนามแม่เหล็ก

3.4.4 ค่าความนำ และอัตราขยายเจาะจงทิศทาง

กำลังงานของการแพร่กระจาย และอัตราขยายเจาะจงทิศทางสายอากาศไมโครสตริป แผ่นกลมสามารถแสดงได้ดังสมการ [5]

$$P_{rad} = |V_0|^2 \frac{(k_0 a_e)^2}{960} \int_0^{\pi} [J_{02}^2 + \cos^2 \theta J_{02}^2] \sin \theta d\theta \quad (3.35)$$

ดังนั้นค่าความนำ (Conductance) ของช่องว่างระหว่างแผ่นสตริป และแผ่นกราวด์ที่ตำแหน่ง $\phi' = 0$ สามารถแสดงสมการได้เป็น

$$G_{rad} = \frac{(k_0 a_e)^2}{480} \int_0^{\pi} [J_{02}^2 + \cos^2 \theta J_{02}^2] \sin \theta d\theta \quad (3.36)$$

ค่าความนำของสมการสามารถนำไปคำนวณหาค่าของการสูญเสียเนื่องมาจากการแพร่กระจาย แต่ไม่ได้รวมการสูญเสียอันเนื่องมาจากความนำ (Ohmic) และการสูญเสียจากวัสดุฐานรอง ซึ่งเราสามารถแสดงได้ดังสมการ

$$G_c = \frac{\epsilon_{m0} \pi (\pi \mu_0 f_r)^{-3/2}}{4h^2 \sqrt{\sigma}} [(ka_e)^2 - m^2] \quad (3.37)$$

$$G_D = \frac{\epsilon_{m0} \tan \delta}{(4\mu_0 hf_r)} [(ka_e)^2 - m^2] \quad (3.38)$$

เมื่อ f_r เป็นความถี่เรโซแนนซ์ของโหมด mn_0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

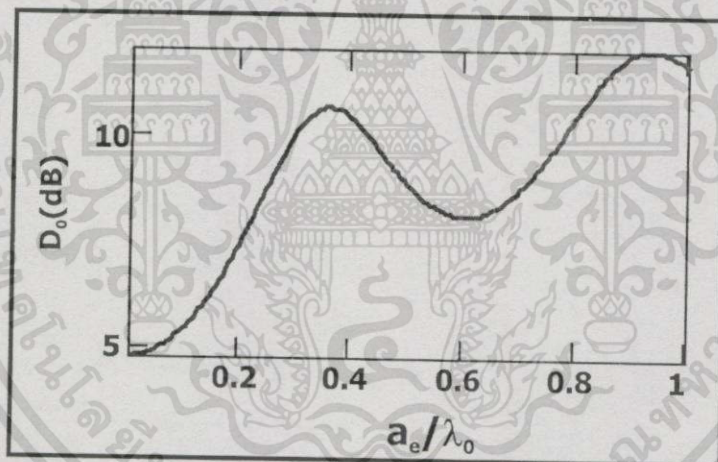
ดังนั้นค่าความนำทั้งหมดสามารถแสดงได้เป็น

$$G_t = G_{rad} + G_c + G_d \quad (3.39)$$

ตามสมการที่ (3.32(ข)) (3.32(ค)) (3.35) และ(3.36) จะได้อัตราขยายเจาะจงทิศทาง (Directivity) ที่ $\phi = 0^\circ$ ดังสมการ

$$D_0 = \frac{(k_0 a_e)^2}{120 G_{rad}} \quad (3.40)$$

กราฟแสดงอัตราขยายเจาะจงทิศทางของโหมดหลัก TM_{110}^z ขึ้นอยู่กับรัศมีของไมโครสตริปแผ่นกลมดังแสดงในรูปที่ 3.8 เมื่อรัศมีของแผ่นกลมมีขนาดเล็กมากค่าอัตราขยายเจาะจงทิศทางจะมีค่าประมาณ 3 (+4.8 เดซิเบล)



รูปที่ 3.8 แสดงค่าอัตราขยายเจาะจงทิศทางที่เป็นฟังก์ชันของขนาดประสิทธิภาพของสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลม

3.4.5 ความต้านทานอินพุตที่ความถี่เรโซแนนซ์

ความต้านทานอินพุตของสายอากาศแผ่นกลมที่ความถี่เรโซแนนซ์จะเป็นค่าจริง โดยกำลังงานอินพุตจะไม่ขึ้นกับตำแหน่งการป้อนสัญญาณตามเส้นรอบวง สมมติให้ป้อนสัญญาณที่ $\phi' = 0^\circ$ ค่าความต้านทานอินพุตในตำแหน่งใดที่รัศมี $\rho' = \rho_0$ จากกึ่งกลางของแผ่นสตริปสามารถเขียนได้เป็น

$$R_m(\rho' = \rho_0) = \left(\frac{1}{G_t} \right) \left[\frac{J_m^2(k\rho_0)}{J_m^2(ka_e)} \right] \quad (3.41)$$

เมื่อ G_t เป็นค่าตัวนำทั้งหมดซึ่งเกิดการแพร่กระจายคลื่น เมื่อค่าความต้านทานอินพุทของสายอากาศไมโครสตริบแผ่นกลมที่จุดป้อนสัญญาณ จากสมการที่ (3.41) สามารถเขียนได้เป็น

$$R_m(\rho' = \rho_0) = R_m(\rho' = a_e) \left[\frac{J_m^2(k\rho_0)}{J_m^2(ka_e)} \right] \quad (3.42)$$

เมื่อ $R_m(\rho' = a_e) = \frac{1}{G_t} \quad (3.42(n))$

3.4.6 ตัวประกอบคุณภาพ, ช่วงกว้างแถบความถี่และประสิทธิภาพการแพร่คลื่น

ตัวประกอบคุณภาพ (Quality Factor) ช่วงกว้างแถบความถี่ (Bandwidth) และประสิทธิภาพของการแพร่คลื่น (Efficiency) เป็นตัวบอกคุณสมบัติของสายอากาศ ซึ่งความเกี่ยวเนื่องซึ่งกันและกัน ซึ่งเราไม่สามารถที่จะทำให้แต่ละองค์ประกอบมีค่าสูงสุดโดยอิสระได้โดยสมบูรณ์ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการเฉลี่ยระหว่างค่าเหล่านี้ด้วยกันเพื่อให้สายอากาศมีประสิทธิภาพที่ดีที่สุด อย่างไรก็ตามเราสามารถที่จะออกแบบให้องค์ประกอบใดองค์ประกอบหนึ่งมีค่าสูงสุดได้ในขณะที่องค์ประกอบอื่นมีประสิทธิภาพลดลง

ตัวประกอบคุณภาพ เป็นตัวบอกคุณสมบัติซึ่งแสดงให้เห็นถึงการสูญเสียที่เกิดขึ้นกับสายอากาศ ซึ่งจะประกอบไปด้วยการแพร่คลื่น ค่าความนำ การสูญเสียจากวัสดุไดอิเล็กตริก และการสูญเสียจากคลื่นพื้นผิว ดังนั้นตัวประกอบคุณภาพรวม Q_t จะมีผลมากจากการสูญเสียเหล่านี้ เราสามารถแสดงได้ดังสมการ

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{sw}} \quad (3.43)$$

- เมื่อ
- Q_t เป็นตัวประกอบคุณภาพรวม
 - Q_{rad} เป็นตัวประกอบคุณภาพจากการสูญเสียของการแพร่คลื่น
 - Q_c เป็นตัวประกอบคุณภาพจากการสูญเสียของค่าความนำ
 - Q_d เป็นตัวประกอบคุณภาพจากการสูญเสียของค่าไดอิเล็กตริก
 - Q_{sw} เป็นตัวประกอบคุณภาพจากการสูญเสียของคลื่นพื้นผิว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อวัสดุฐานรองมีขนาดบาง การสูญเสียอันเนื่องมาจากคลื่นพื้นผิวจะมีค่าน้อย และสามารถตัดทิ้งได้ อย่างไรก็ตามสำหรับวัสดุฐานรองที่มีขนาดหนาเราจะต้องนำมาคิดด้วย

สำหรับวัสดุฐานรองที่มีขนาดบางมาก ($h \ll \lambda_0$) ในรูปทรงใดๆ (ทั้งแผ่นสี่เหลี่ยม และแผ่นกลม) เราสามารถประมาณสมการแสดงตัวประกอบคุณสมบัติการสูญเสียแต่ละค่า ได้ดังนี้

$$Q_c = h\sqrt{\pi f \mu \sigma} \quad (3.44)$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (3.45)$$

$$Q_{rad} = \frac{2\omega \epsilon_r K}{h G_l / l} \quad (3.46)$$

เมื่อ $\tan \delta$ เป็น Loss Tangent ของวัสดุวัสดุฐานรอง, σ เป็นค่าความนำของตัวนำของระหว่างแผ่นสตริปและแผ่นกราวด์, G_l / l เป็นค่าความนำทั้งหมดต่อหน่วยความยาวระนาบการแพร่กระจายคลื่น และ

$$K = \frac{\iint_{area} |E|^2 dA}{\oint_{perimeter} |E|^2 dl} \quad (3.46(n))$$

ค่า Q_{rad} สามารถแสดงได้ด้วยสมการที่ (3.46) ซึ่งเป็นสัดส่วนกลับกับความสูงของวัสดุฐานรอง สำหรับวัสดุฐานรองที่มีความบางมากจะทำให้กลายเป็นตัวประกอบหลัก

ช่วงกว้างแถบความถี่ของสายอากาศจะเป็นสัดส่วนกลับกับตัวประกอบคุณภาพรวมของสายอากาศ และสามารถกำหนดได้ด้วยสมการ

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q_t} \quad (3.47)$$

อย่างไรก็ตามสมการที่ (3.46) จะไม่สมบูรณ์เนื่องด้วยไม่ได้รวมการแมทอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุทของสายอากาศ ความหมายของช่วงกว้างแถบความถี่ที่ชัดเจนจะบอกได้เมื่อช่วงความถี่ที่อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR) ด้านอินพุทมีค่าเท่ากับหรือน้อยกว่าค่าสูงสุดที่ออกแบบไว้ อย่างเช่นให้อัตราส่วนคลื่นนิ่งมีค่าเป็นหนึ่งในที่ความถี่ที่ออกแบบ เราสามารถดัดแปลงสมการที่ (3.46) เมื่อรวมผลของการแมทอิมพีแดนซ์ได้เป็น

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{VSWR - 1}{Q_r \sqrt{VSWR}} \quad (3.47(n))$$

ช่วงกว้างแถบความถี่จะเป็นสัดส่วนกลับกับรากของสภาพยอมสนามไฟฟ้าสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรอง การเปลี่ยนแปลงค่าของช่วงกว้างแถบความถี่ของสายอากาศไมโครสตริปจะเป็นฟังก์ชันของความสูงปกติ (Normalized High) ของวัสดุฐานรอง จะเห็นได้ว่า ช่วงกว้างแถบความถี่จะเพิ่มขึ้นเมื่อวัสดุฐานรองมีความสูงมากขึ้น

ประสิทธิภาพในการแผ่คลื่นของสายอากาศจะแสดงได้ด้วยสมการ

$$e_{cd} = \left[\frac{R_r}{R_L + R_r} \right] \quad (3.48)$$

ซึ่งหมายถึงกำลังงานในการแผ่คลื่นต่อกำลังงานอินพุท ซึ่งสามารถแสดงได้ในเทอมของตัวประกอบคุณภาพสำหรับสายอากาศไมโครสตริปสามารถเขียนได้เป็น

$$e_{cdsw} = \frac{1/Q_{rad}}{1/Q_r} = \frac{Q_r}{Q_{rad}} \quad (3.49)$$

เมื่อค่า Q_r กำหนดในสมการที่ (3.43) การเปลี่ยนแปลงค่าของประสิทธิภาพจะเป็นฟังก์ชันของค่าสูงวัสดุฐานรองสำหรับสายอากาศไมโครสตริป

3.4 การคำนวณ และการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลม

รูปแบบของการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลมด้วยวิธีสร้างแบบจำลองของแควิตีตั้งได้กล่าวในทฤษฎีข้างต้น เราสามารถคำนวณหาสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลมสำหรับโหมดหลัก(Dominant Mode) TM^{110} เนื่องด้วยเป็นโหมดที่สายอากาศที่ออกแบบมามีขนาดเล็กที่สุด และจะเกิดการเรโซแนนซ์เฉพาะความถี่ที่ออกแบบด้วย

จะหาค่าของ a ในสมการที่ (3.27) เพื่อหาค่า a_e ด้วยการใช้สมการที่ (3.28) แทนค่าลงในสมการที่ (3.27) สำหรับ a_e และสำหรับ a ในฟังก์ชัน Logarithmic Function ซึ่งเราจะได้

$$a = \frac{F}{\left\{ 1 + \left(\frac{2d}{\pi \epsilon_r F} \right) \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2d} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{-\frac{1}{2}}} \quad (\text{เซนติเมตร}) \quad (3.49)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.49(\text{ก}))$$

จากสมการที่ (3.49) และ (3.49(ก)) สายอากาศไมโครสตริปที่จัดสร้างขึ้นทำจากแผ่นวงจรมินิพีที่มีวัสดุฐานรองประเภทอีพ็อกซี ซึ่งมีค่า ϵ_r ประมาณ 4.6 มีความหนาของวัสดุฐานรอง $h = 0.16$ เซนติเมตร และความถี่ในการออกแบบเป็น 1800 เมกกะเฮิร์ต

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{1.8 \times 10^9 \sqrt{4.6}} = 2.277$$

แทนค่า F ลงในสมการที่ (3.49)

$$a = \frac{F}{\left\{ 1 + \left(\frac{2d}{\pi \epsilon_r F} \right) \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2d} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{\frac{1}{2}}}$$

$$= \frac{2.277}{\left\{ 1 + \left(\frac{2 \times 0.16}{\pi \times 4.6 \times 2.277} \right) \left[\ln \left(\frac{\pi \times 2.277}{2 \times 0.16} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{\frac{1}{2}}} = 2.225 \text{ เซนติเมตร}$$

แทนค่า a ลงในสมการที่ (3.27)

$$a_e = a \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left[\ln \left(\frac{\pi a}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{\frac{1}{2}}$$

$$= 2.225 \left\{ 1 + \frac{2 \times 0.16}{\pi \times 0.16 \times 4.6} \left[\ln \left(\frac{\pi \times 2.225}{2 \times 0.16} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{\frac{1}{2}} = 2.278 \text{ เซนติเมตร}$$

วงจรมีป้อนสัญญาณแกลวลำดับ

วงจรมีป้อนสัญญาณ(Feed Networks) เป็นส่วนหนึ่งของสายอากาศแบบแกลวลำดับ ทำหน้าที่ในการป้อนสัญญาณไปยังสายอากาศเดี่ยวที่เป็นองค์ประกอบในแกลวลำดับแต่ละตัว เพื่อให้ได้ระดับสัญญาณ, เฟส และอิมพีแดนซ์ที่ถูกต้องเพื่อให้สายอากาศแกลวลำดับได้คุณสมบัติตรงตามการออกแบบ สำหรับสายอากาศแกลวลำดับที่ประกอบไปด้วยองค์ประกอบเดี่ยว N องค์ประกอบ ส่วนของวงจรมีป้อนสัญญาณจะประกอบไปด้วยพอร์ตจำนวน $N+1$ พอร์ต โดย N พอร์ตจะเป็นพอร์ตซึ่งต่ออยู่กับส่วนแพร่กระจายคลื่น ส่วนอีกหนึ่งพอร์ตที่เหลือจะต่ออยู่กับด้านอินพุทหรือเออร์พุทของระบบซึ่งขึ้นอยู่กับว่า ระบบนั้นเป็นภาครับ หรือภาคลส่ง

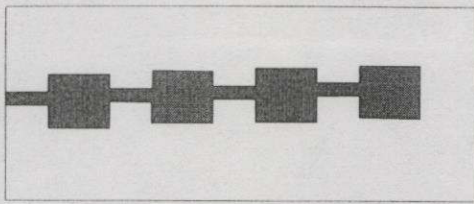
4.1 วงจรมีป้อนสัญญาณโดยตรง

ระบบการป้อนสัญญาณโดยตรงหรือ Constrained Feed เป็นระบบป้อนสัญญาณที่นิยมใช้ในการป้อนสัญญาณให้สายอากาศแกลวลำดับสามารถแบ่งได้เป็น 2 แบบ คือ

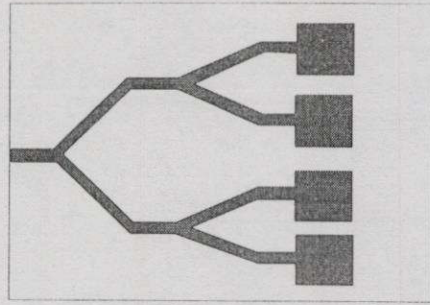
4.1.1 การป้อนสัญญาณด้วยสายนำสัญญาณเส้นเดียว หรือการป้อนสัญญาณแบบอนุกรม (Series-Feed Network) เป็นการป้อนสัญญาณด้วยการต่อองค์ประกอบเดี่ยวแต่ละตัวในแบบอนุกรม ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.1(ก) โครงสร้างมีเพียงสายนำสัญญาณเดี่ยวต่อโดยตรงกับส่วนแพร่กระจายคลื่นแต่ละตัวในส่วนปลายของสายนำสัญญาณจะต่อไว้ด้วยโหลด การจัดวางตัวจะเป็นไปตามลำดับโดยไม่มีส่วนของวงจรมีแยกกำลัง หรือจุดเชื่อมต่อต่างๆทำให้ง่ายต่อการจัดสร้างและมีขนาดเล็ก อย่างไรก็ตามส่วนของสายนำสัญญาณระหว่างแผ่นแพร่กระจายคลื่นจะเกิดการเลื่อนเฟสที่ขึ้นอยู่กับความถี่ขึ้น ซึ่งจะทำให้ทิศทางของลำคลื่นของสายอากาศขึ้นอยู่กับความถี่ด้วย นอกจากนั้นการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแต่ละตัวจะมีผลกระทบต่อการป้อนสัญญาณทั้งหมดซึ่งเป็นข้อเสียของการป้อนสัญญาณด้วยวิธีนี้

4.1.2 การป้อนสัญญาณด้วยสายนำสัญญาณหลายเส้น หรือการป้อนสัญญาณร่วม (Corporate-feed Network) เป็นการแยกสัญญาณอินพุทหลายส่วนเพื่อป้อนไปยังองค์ประกอบเดี่ยวแต่ละตัวโดยอิสระดังแสดงในรูปที่ 4.1(ข) ทำให้สามารถควบคุมการป้อนสัญญาณได้ง่าย (แอมปริจูด หรือเฟส) ซึ่งเหมาะสมกับการเป็นส่วนป้อนสัญญาณให้สายอากาศแกลวลำดับปรับเฟส (Scanning Phase Array) ,แกลวลำดับหลายลำคลื่น(Multibeam Array) หรือแกลวลำดับที่กำหนดรูปร่างลำคลื่น(Shaped-Beam Array) โดยส่วนของเฟสที่ป้อนให้แต่ละองค์ประกอบเดี่ยวสามารถควบคุมได้ด้วยวงจรมีเลื่อนเฟส ซึ่งจะกล่าวถึงรายละเอียดในบทที่ 5 ในขณะที่แอมปริจูดสามารถปรับได้ด้วยการใช้วงจรมีขยายสัญญาณ หรือวงจรมีลดทอนสัญญาณในแต่ละองค์ประกอบเดี่ยว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

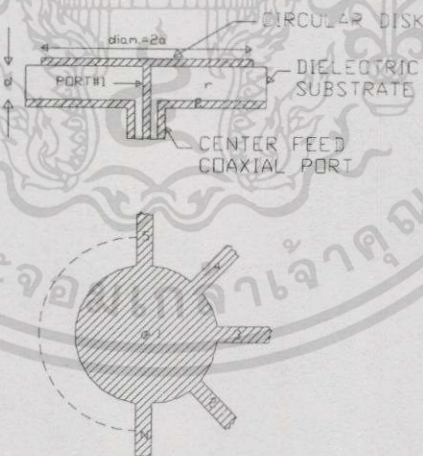


(ข)

รูปที่ 4.1 ส่วนป้อนสัญญาณให้สายอากาศแถวลำดับ (ก) แบบอนุกรม (ข) แบบร่วม

จากข้อดีของการป้อนสัญญาณแบบรวมทำให้เกิดความยืดหยุ่นในการออกแบบ ดังนั้น วิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้การป้อนสัญญาณแบบรวมสำหรับสายอากาศไมโครสตริปแถวลำดับปรับ เฟสที่ออกแบบ โดยการออกแบบวงจรรวม/แยกกำลังสำหรับการป้อนสัญญาณสามารถออกแบบ วงจรได้หลายประเภทขึ้นอยู่กับช่วงกว้างแถบความถี่, กำลังงานรวม และขนาดของวงจร รวมไปถึง ความยากง่ายในการประกอบอุปกรณ์

4.2 วงจรแบ่งกำลังหลายทางแบบไมโครสตริปแผ่นกลม



รูปที่ 4.2 โครงสร้างของวงจรแบ่งกำลังหลายทางแบบไมโครสตริปแผ่นกลม

โครงสร้างวงจรแสดงได้ในรูปที่ 4.2 กึ่งกลางของแผ่นกลมจะเป็นส่วนป้อนสัญญาณด้วย สายส่งแกนร่วม(Coaxial feed)ซึ่งเป็นอินพุทพอร์ตสำหรับวงจรแบ่งกำลัง ในส่วนของพอร์ตอื่นอีก n พอร์ต จะเป็นพอร์ตแบบเส้นไมโครสตริปซึ่งมีลักษณะสมมาตรวางอยู่รอบๆเส้นรอบวงของไมโคร สตริปแผ่นกลมเท่าๆกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจรไมโครสตริปแผ่นกลมให้มีคุณสมบัติที่เหมาะสมกับวงจรแบ่งกำลังต้องมีคุณสมบัติของพอร์ตเออร์พู่ที่มีความสมมาตรทั้งด้านแอมปริจูดและด้านเฟส ซึ่งเราสามารถพิจารณาได้จากสมการที่ (3.22) ถึง (3.23) ซึ่งแสดงสนามแม่เหล็ก และสนามไฟฟ้าของไมโครสตริปแผ่นกลม ดังนั้นเมื่อเราพิจารณาสมการเหล่านี้ในโหมด TM_0 เราจะได้สมการเป็น [11]

$$E_\rho = E_\phi = H_z = H_\rho = 0 \quad (4.1(ก))$$

$$E_z = E_0 J_1(k\rho') \quad (4.1(ข))$$

$$H_\phi = j \frac{E_0}{\omega\mu_0} J_1'(k\rho') \quad (4.1(ค))$$

จากสมการที่ (4.1(ก)) ถึง (4.1(ค)) เราจะเห็นคุณสมบัติข้อหนึ่งของโหมดนี้ กล่าวคือ สนามที่เกิดขึ้นในโหมดนี้นั้น จะมีค่าเท่ากับบริเวณรอบแผ่นกลมที่รัศมีเท่ากัน ดังนั้นค่าแอมปริจูดและเฟสของสัญญาณจะมีค่าเท่ากันด้วย ดังแสดงแบบรูปคลื่นของสนามได้ในบทที่ 3 รูปที่ 3.5

การวิเคราะห์ทางทฤษฎีจะเป็นการวิเคราะห์วงจรระนาบ(Planar Circuit) [12-14] ซึ่งจะใช้การคำนวณความต้านทานเมตริกซ์สองมิติด้วยฟังก์ชันกรีน (Green's Function) เมื่อเส้นผ่านศูนย์กลางของตัวนำที่พอร์ตสายส่งแกนร่วมมีขนาดเล็กกว่าเส้นผ่านศูนย์กลางของแผ่นกลม โดยเราจะใช้โครงสร้างฟังก์ชันกรีนของไมโครสตริปแผ่นกลม

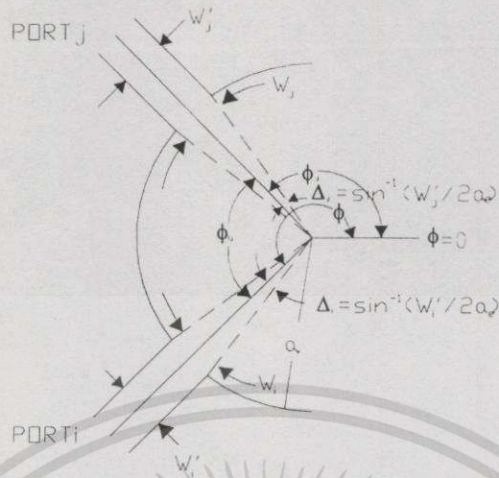
4.2.1 วิธีการวิเคราะห์

การวิเคราะห์วงจรระนาบสองมิติเริ่มต้นด้วยการคำนวณสนามที่ขอบ (Fringing Field) ที่ทำให้เส้นรอบวงของแผ่นกลมเพิ่มขนาดทางกายภาพให้เป็นแผ่นกลมที่ใหญ่ขึ้นที่ถูกล้อมรอบด้วยผนังสนามแม่เหล็ก ค่ารัศมีประสิทธิภาพ a_e ของแผ่นกลมนี้ได้จากสมการ

$$a_e = a_0 \left\{ 1 + \left(\frac{2d}{\pi\epsilon_r} \right) \left[\ln \left(\frac{\pi a_0}{2d} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (4.2)$$

เมื่อ a_0 เป็นรัศมีทางกายภาพ, d เป็นความหนาของวัสดุฐานรอง และ ϵ_r เป็นสภาพยอมสรามไฟฟ้าของวัสดุฐานรอง

4.2.2 การหาค่า Z เมตริกซ์ของแผ่นกลมที่มีหลายทาง



รูปที่ 4.3 แสดงรายละเอียดของพารามิเตอร์ของพอร์ต

วิธีในการวิเคราะห์จะใช้ฟังก์ชันของกรีนในการหาค่าของความต้านทานเมตริกซ์สำหรับพอร์ตที่ใช้ป้อนสัญญาณกึ่งกลางแผ่นสตริป เป็นพอร์ต (n+1) ดังแสดงในรูปที่ 4.3 อธิเมนด์ของ Z เมตริกซ์หาได้จากสมการ

$$Z_{ij} = \left(\frac{1}{W_i \cdot W_j} \right) \cdot \int_{W_i} \int_{W_j} [G(s_i, s_j)] ds_i ds_j \tag{4.3}$$

เมื่อ W_i และ W_j เป็นความกว้างประสิทธิภาพของพอร์ต i และพอร์ต j ตามลำดับ และค่า ds_i และ ds_j เป็นระยะทางอัตราการเพิ่มความกว้างของพอร์ต i และพอร์ต j ค่าของความกว้าง $W_{i,j}$ จะใกล้เคียงกับความกว้างของพอร์ตเชื่อมต่อกับเส้นไมโครสตริป $W'_{i,j}$ ความกว้างของ $W'_{i,j}$ สามารถอ้างอิงได้กับความต้านทาน $Z_{i,j}$ ของเส้นไมโครสตริปที่พอร์ต i และพอร์ต j ด้วยสมการ

$$W'_{i,j} = \frac{\eta d}{\sqrt{\epsilon_{re}} Z_{i,j}} \tag{4.4}$$

ค่าของฟังก์ชันของกรีนในสมการที่ (4.3) จะได้จาก

$$G(\rho_i \phi_i, \Lambda, \rho_j \phi_j) = \pi \mu \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{[\sigma_n J_n(k_{nm} \rho) \cdot \cos(n(\phi_i - \phi_j))]}{\left[\frac{(a_e)^2 - n^2}{(k_{nm})^2} \right] \cdot [(k_{nm})^2 - k^2] \cdot (J_n)^2(k_{nm} a_e)} \tag{4.5}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ k_{nm} เป็นผลลัพธ์ของ

$$\left(\frac{d}{d\rho}\right)J_n(k_{nm}\rho)|_{\rho=a_e}=0 \quad (4.6)$$

ค่าพารามิเตอร์ σ_n เท่ากับ 1 เมื่อ $n = 0$ และเท่ากับ 2 ในกรณีที่เหลือ ค่าของ (ρ, ϕ) และ (ρ, ϕ) เป็นตัวกำหนดตำแหน่งของพอร์ต i และ j ขณะที่หมายเลขคลื่น (Wave Number) k จะเป็น $\sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \mu_r \epsilon_r}$ ค่าพารามิเตอร์ของวัสดุฐานรองประกอบไปด้วยความหนา d สภาพยอมสนามไฟฟ้าสัมพัทธ์ ϵ_r และความซึมซาบได้ของสนามแม่เหล็กสัมพัทธ์ (Permeability) μ_r ถ้ากรณีคำนวณการสูญเสียในไดอิเล็กตริก และการสูญเสียของตัวนำ ค่า ϵ_r จะซับซ้อนขึ้นเป็น

$$\epsilon_r = \epsilon_{r0}(1 - j\delta_e) \quad (4.7)$$

เมื่อ ϵ_{r0} เป็นค่าจริงของสภาพยอมสนามไฟฟ้าสัมพัทธ์ และ δ_e เป็นค่า Effective Loss Tangent ซึ่งได้จากสมการ

$$\delta_e = \delta + \delta_c \quad (4.8)$$

เมื่อค่า δ เป็นค่า Loss Tangent ของสารไดอิเล็กตริก และ δ_c เป็นค่า Loss Tangent ที่เพิ่มขึ้นจากการสูญเสียของตัวนำ ค่า δ_c จะได้มาจากค่า $\delta P_c/P_d$ เมื่อ P_c เป็นการสูญเสียกำลังงานในตัวนำ และ P_d เป็นการสูญเสียกำลังงานในไดอิเล็กตริก ส่วนของ δ_c สามารถอ้างอิงได้ถึงความลึกพื้นผิว (Skin Deep) ของโลหะ ซึ่งได้มาจากสมการ

$$Z_{11} = \left[\frac{j\omega\mu d}{\pi(a_e)^2}\right] \cdot \left[\sum_{m=1}^{\infty} [(J_0)^2 [(k_{0m})^2 - k^2] \cdot (J_0)^2 (k_{0m} a_e)]\right] \quad (4.9)$$

เมื่อ σ_c เป็นค่าความนำของวัสดุ เราย่นำสมการที่ (4.5) มาแทนในสมการที่ (4.3) และกำหนดตำแหน่งของพอร์ต เราสามารถคำนวณหาค่าความต้านทานของอิมพีแดนซ์ได้ ตัวอย่างเช่น พอร์ต 1 อยู่ที่ตำแหน่งกึ่งกลางของแผ่นกลม และมีความกว้าง W_1 ซึ่งเป็นพื้นผิวทรงกระบอกของรัศมี $2\pi\rho_0$ เมื่อ ρ_0 เป็นรัศมีของตัวนำกึ่งกลางของสายส่งแกนร่วม ค่าอิมพีแดนซ์ของเมตริกซ์ Z_{11} จะขึ้นอยู่กับพอร์ตนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_{11} = \left[\frac{j\omega\mu d}{\pi(a_e)^2} \right] \cdot \left[\sum_{m=1}^{\infty} \left\{ J_0^2(k_{0m}^2 - k^2) \cdot J_0^2(k_{0m}a_e) \right\} \right] \quad (4.10)$$

ในเทอมอื่นๆของความต้านทานเมตริกซ์ ($Z_{i,j} (i \neq 1)$) สามารถหาได้จากสมการ

$$Z_{ij} (i \neq 1) = \left\{ \left[2j\omega\mu d(a_e)^2 \right] \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \left[\sum_{m=0}^{\infty} \frac{\sigma_1 \left(1 - \cos \left\{ 2n \cdot \sin^{-1} \frac{W_i}{2a_e} \right\} \right)}{n^2 \left\{ \frac{a_e^2 - n^2}{k_{nm}^2} \cdot (k_{nm}^2 - k^2) \right\}} \right] \right\} \quad (4.11)$$

ในส่วน Off-Diagonal ของแถวแรก (หรือคอลัมน์แรก) จะเป็น

$$Z_{ij} = \left\{ \frac{[2J\omega\mu d(a_e)^2]}{\pi \cdot a_e (W_i)^2} \right\} \cdot \sum_{m=1}^{\infty} \frac{[J_0(k_{0m}\rho_0) \cdot \Delta_j]}{[(k_{0m}^2 - k^2) \cdot J_0(k_{0m}a_e)]} \quad (4.12)$$

เมื่อค่า Δ_j เป็นครึ่งมุมตั้งฉากที่พอร์ต j (ดังแสดงในรูปที่ 4.3) ซึ่งจะมีค่าเป็น

$$\Delta_j = \sin^{-1} \left(\frac{W_j}{2a_e} \right) \quad (4.13)$$

$$\begin{aligned} \text{กำหนดให้ } \int_{\phi_j=0}^{2\pi} \cos[n(\phi_i - \phi_j)] d\phi &= 2\pi && \text{เมื่อ } n = 0 \\ &= 0 && \text{เมื่อเป็นค่าอื่น} \end{aligned} \quad (4.14)$$

ส่วนเทอมอื่นๆของเมตริกซ์ Z สามารถแสดงได้จากสมการ

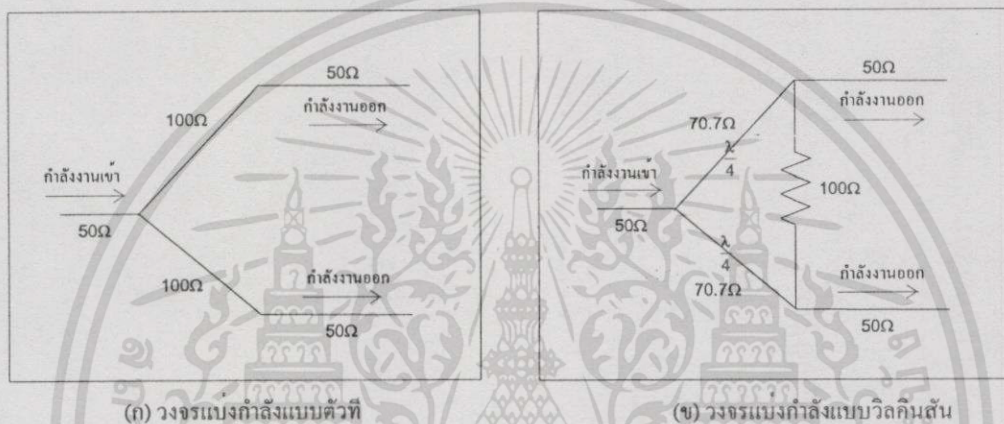
$$Z_{ij} (i, j) = \left[\frac{2\omega\mu d(a_e)^2}{\pi W_i W_j} \right] \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \left\{ \left[\sigma_1 n^2 \frac{a_e^2 - n^2}{k_{nm}^2} \right] \cdot [k_{nm}^2 - k^2] \cdot [\cos n(\Delta_i - \Delta_j) - \cos n(\Delta_i + \Delta_j)] \right\} \cdot \cos(n\phi_{ij}) \quad (4.15)$$

สมการที่ (4.10) และ (4.14) ที่ได้จะเป็นตัวกำหนดสมการที่คล้องจองกันที่ถูกคำนวณในสมการที่ (4.10) ถึงสมการที่ (4.12) ดังนั้นเราจะได้ความต้านทานเมตริกซ์จากสมการตั้งแต่สมการที่ (4.10) จนถึงสมการที่ (4.15) ซึ่งจะถูกรวบรวมให้เป็นเอสเมตริกซ์ (S-Matrix)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 วงจรแบ่งกำลังหลายทางของวิลคินสัน

วงจรแบ่งกำลังพื้นฐานในระบบสายอากาศแวลด์ับได้แก่ วงจรแบ่งกำลังรูปตัวที (T) ซึ่งแสดงในรูปที่ 4.4(ก) เกิดปัญหาเรื่องการมิสมเมทซ์ขึ้นทางด้านเอาต์พุทของวงจรแบ่งกำลังแบบรอยต่อตัวที สามารถลดทอนได้ด้วยการเพิ่มส่วนของวงจรแมชซึ่งก่อนที่จะไปต่อเชื่อมกับวงจรอื่น หรืออาจทำได้อีกวิธีหนึ่งคือ การต่อตัวต้านทานระหว่างเอาต์พุทในตำแหน่งที่เหมาะสมซึ่งเราเรียกว่า วงจรแบ่งกำลังของวิลคินสัน หรือ Wilkinson Divider โดยวงจรแบ่งกำลังของวิลคินสันแบบสองทางสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.4(ข)



รูปที่ 4.4 วงจรแบ่งกำลังสองทางแบบ (ก) ตัวที (ข) วิลคินสัน

เราสามารถวิเคราะห์ห้วงจรแบ่งกำลังของวิลคินสันได้ด้วยวิธีทางเมตริกซ์ โดยการกำหนดเมตริกซ์ทั่วไปซึ่งมีความสมมาตรตามคุณสมบัติของวงจรแบ่งกำลังของวิลคินสันได้ดังนี้ [15]

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} & S_{31} \\ S_{12} & S_{22} & S_{32} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

เพื่อที่จะทำความเข้าใจเราจะกำหนดวงจรให้เป็นสองโหมดคือ โหมดคู่ และโหมดคี่ด้วยการใช้กำแพงแม่เหล็ก และไฟฟ้าไว้ในแนวของระนาบสมมาตร เราจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นทางด้านอินพุทและเอาต์พุทของวงจรเมื่อมีเฟสตรงกันที่พอร์ต 2 และ 3 ได้เป็น

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{21} & S_{31} \\ S_{12} & S_{22} & S_{32} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (4.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราจะได้สมการ

$$b_2 = (S_{22} + S_{23})I \quad (4.18)$$

$$b_3 = (S_{23} + S_{22})I \quad (4.19)$$

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ของสองสมการซึ่งแสดงว่า เราสามารถจะกำหนดสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหมดคู่ที่แต่ละพอร์ตได้เป็น

$$\rho_{even} = \frac{b_2}{a_2} = \frac{b_3}{a_3} = S_{22} + S_{23} \quad (4.20)$$

ในส่วนของสัญญาณที่ต่างเฟสที่พอร์ตเดียวกันนั้น เราสามารถจะกำหนดสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหมดคี่ที่แต่ละพอร์ตได้เป็น

$$\rho_{odd} = \frac{b_2}{a_2} = \frac{b_3}{a_3} = S_{22} - S_{23} \quad (4.21)$$

เมื่อรวมสองสมการหลังสุดเข้าด้วยกันจะเห็นว่า S_{22} และ S_{23} จะเป็นผลรวมที่เป็นเชิงเส้นแบบง่าย ๆ ของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหมดคู่และโหมดคี่ เป็น

$$S_{22} = \frac{\rho_{even} + \rho_{odd}}{2} \quad (4.22)$$

$$S_{23} = \frac{\rho_{even} - \rho_{odd}}{2} \quad (4.23)$$

โดยปกติ S_{11} จะสามารถกำหนดได้ เมื่อ $I_2 = I_3$ ดังนั้นจะทำให้ไม่มีกระแสไหลผ่านตัวต้านทานขนานที่แสดงในรูปที่ 4.4 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรจะเท่ากับกับวงจรในโหมดคู่

$$Z_{in} = Z_{even} \quad (4.24)$$

เมื่อ Z_{in} อยู่ในรูปแบบของ Z_{even} จะทำให้เราได้

$$S_{11} = \rho_{even} \quad (4.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเราสามารถกำหนด S_{21} เป็น

$$|S_{21}| = 0.70|\tau_{even}| \quad (4.26)$$

พารามิเตอร์แบบส่งผ่าน S_{21} ในโหมดคู่จะไม่ถูกกำหนด ดังนั้นในโหมดคู่จะเป็นวงจรแบบรีแอคแตนซ์ (Reactance) ของโครงข่าย 2-port

$$\tau_{even}^2 = 1 - \rho_{even}^2 \quad (4.27)$$

ค่าของแต่ละส่วนประกอบในวงจรแบ่งกำลังของวิคตินสันจะหาได้จากสัมประสิทธิ์ของโหมดคู่และคี่ ซึ่งแสดงค่าเป็นศูนย์

$$\rho_{even} = 0 \quad (4.28)$$

$$\rho_{odd} = 0 \quad (4.29)$$

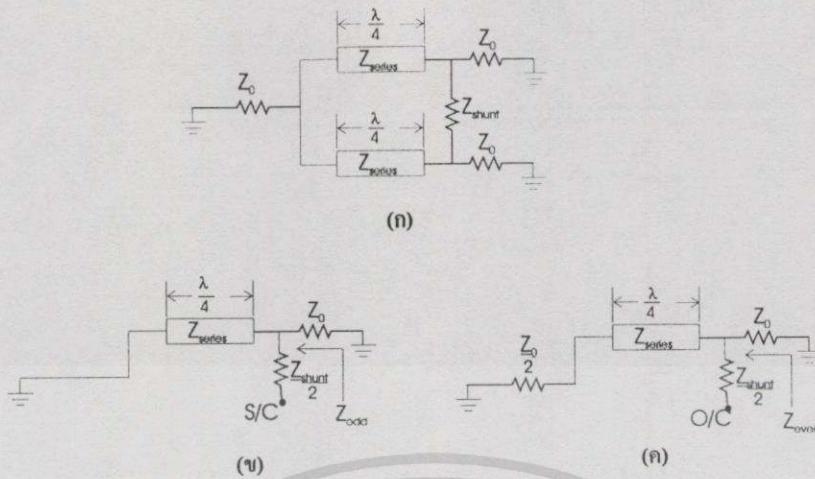
เมื่อสองสถานะเกิดขึ้นพร้อมกัน จะทำให้วงจรในโหมดคู่ และโหมดคี่ต่างก็จะแมทช์กับสายนำสัญญาณที่เสมอกัน (Uniform Transmission Line)

$$Z_{even} = Z_0 \quad (4.30)$$

$$Z_{odd} = Z_0 \quad (4.31)$$

เราสามารถแสดงวงจรแบ่งกำลังของวิคตินสันในรูปของวงจร 2-port ได้ด้วยรูปที่ 4.5 เมื่ออิมพีแดนซ์ของโหมดคู่ที่ความถี่กลางจะสามารถกำหนดได้เป็น

$$Z_{even} = \frac{Z_{series}^2}{2Z_0} \quad (4.32)$$



รูปที่ 4.5 (ก) วงจรแบ่งกำลังแบบวิลคินสัน (ข) วงจรในโหมดคี่ (ค) วงจรในโหมดคู่

ในส่วนของอิมพีแดนซ์ของโหมดคี่ที่ความถี่กลางจะแยกคำนวณด้วยการให้สถานะวงจรเปิดที่พอร์ต 1 จะแปลงมาเป็นสถานะวงจรเปิดที่โหมดคี่ จะได้ผลเป็น

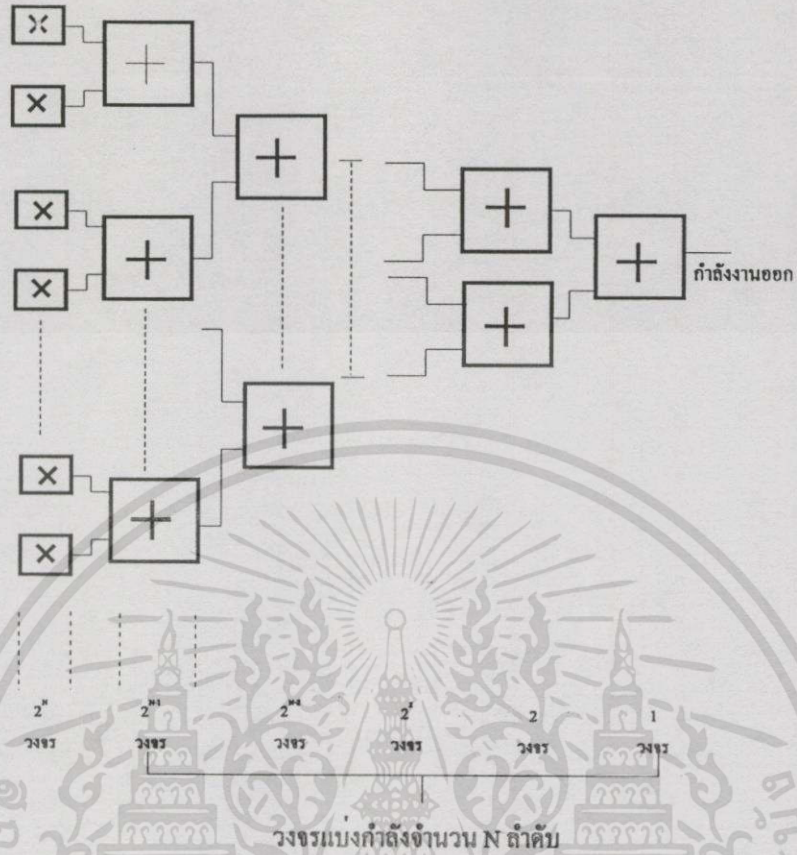
$$Z_{odd} = \frac{Z_{shunt}}{2} \tag{4.33}$$

เมื่อรวมขั้นตอนทั้งสองด้วยกันพร้อมเงื่อนไขขอบเขตของวงจรแบ่งกำลังของวิลคินสันจะทำให้ได้คำตอบของรูปที่ 4.5 เป็น

$$Z_{series} = \sqrt{2}Z_0 \tag{4.34}$$

$$Z_{shunt} = 2Z_0 \tag{4.35}$$

วงจรแบ่งกำลังของวิลคินสันให้ช่วงกว้างแถบความถี่ที่หนึ่งออกเทฟ (Octave) เราสามารถปรับปรุงประสิทธิภาพของวงจรแบ่งกำลังของวิลคินสันได้ด้วยวิธีการเพิ่มส่วนของวงจรแปลงอิมพีแดนซ์แบบควอดเรเตอร์เวฟไลท์ในส่วนอินพุตซึ่งจะทำให้อัตราส่วนของคลื่นนิ่งมีค่าลดลงและเราสามารถวงจรแบ่งกำลังของวิลคินสันนี้ขยายช่วงกว้างแถบความถี่ให้กว้างขึ้นได้ด้วยดั่งแปลงวงจรให้เป็นแบบหลายส่วน (Multi-Section)

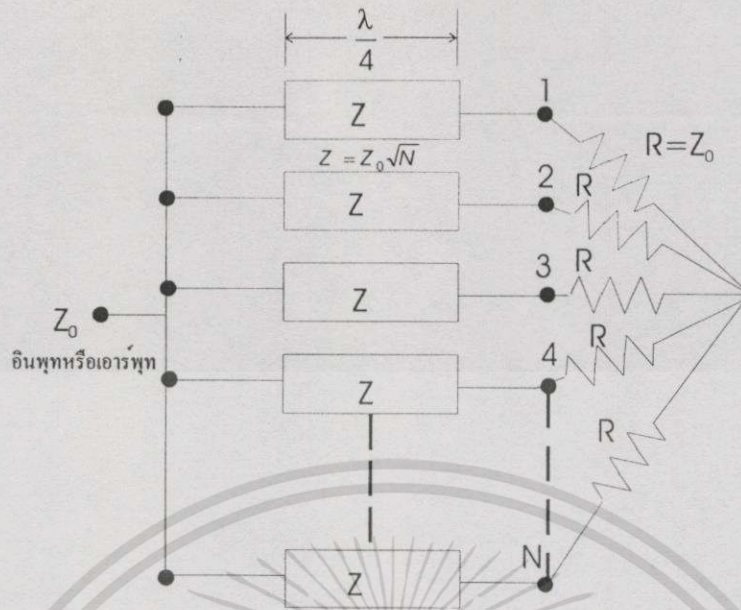


รูปที่ 4.6 โครงสร้างของวงจรแบ่งกำลังแบบต้นไม้

ในการสร้างวงจรแบ่งกำลังซึ่งต้องการจำนวนพอร์เตอร์พุ่มมากกว่า 2^2 พอร์เตอร์โดยมีจำนวนเป็นเลขคู่ เราสามารถสร้างโดยใช้วงจรแบ่งกำลังของวิลคินสันได้สองวิธีคือ การใช้วงจรแบ่งกำลังของวิลคินสันต่อเชื่อมหลายวงจรเป็นโครงสร้างแบบต้นไม้(Tree Structure) ดังแสดงในรูป 4.6 โดยส่วนของวงจรแบ่งกำลังสามารถเป็นวงจรชนิดอื่นก็ได้เช่น วงจรไฮบริด หรือวงจรไดเร็คชั่นแนลคัปเปิลอร์ซึ่งจะมีจุดด้อยอยู่ที่การสูญเสียจะเกิดขึ้นในแต่ละส่วนทำให้เมื่อมีจำนวนของวงจรแบ่งกำลังหลายส่วนการสูญเสียก็จะมากขึ้นตามลำดับ

อีกวิธีหนึ่งคือ วงจรแบ่งกำลังของวิลคินสันแบบ N พอร์เตอร์ซึ่งเป็นวงจรแบ่งกำลังที่ไม่เรโซแนนซ์ ดังแสดงในรูปที่ 4.7 โครงสร้างจะเป็นส่วนอินพุทพอร์เตอร์ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ Z_0 ป้อนสัญญาณให้แก่เออร์พุ่มจำนวน N พอร์เตอร์ซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์คุณสมบัติเป็น $\sqrt{NZ_0}$ ซึ่งขนาดกันมีความยาวเท่ากับหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่น การแยกวงจรทางด้านเออร์พุ่มจำนวน N พอร์เตอร์นั้นเกิดจากการเชื่อมต่อของตัวต้านทานในแบบสตาไปยังทุก N พอร์เตอร์ ซึ่งวงจรแบ่งกำลังแบบนี้จะมีการสูญเสียต่ำ, ช่วงกว้างแถบความถี่ปานกลาง และมีความสมมาตรของเฟสและแอมปริจูด แต่จะมีข้อด้อยอยู่ตรงที่การต่อเชื่อมกันของตัวต้านทานดังแสดงในรูปนั้นไม่เป็นไปได้ยากในวงจรเชิงระนาบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 วงจรแบ่งกำลัง N ทางแบบวิลคินสัน

4.4 การคำนวณ และออกแบบวงจรแบ่งกำลังแบบสี่ทาง

4.4.1 การออกแบบด้วยวงจรแบ่งกำลังแบบไมโครสตริปแผ่นกลม

เลือกใช้วงจรแบ่งกำลังแบบสี่ทางที่มีโครงสร้างเป็นเรโซเนเตอร์แผ่นกลม ซึ่งมีโครงสร้างค่อนข้างเหมาะสมกับการทำหน้าที่ป้อนสัญญาณไปยังสายอากาศแถวลำดับแต่ละอิลิเมนต์ และส่วนอินพุทนั้นยังใช้วิธีที่เป็นการป้อนสัญญาณด้วยโพรบ ซึ่งป้อนมายังกึ่งกลางของแผ่นสตริป โดยให้โหมดของเรโซเนเตอร์นี้เป็นโหมดสมมาตร (Symmetrical Mode) TM_{010}^z เพื่อให้สัญญาณที่จะผ่านไปยังส่วนของวงจรเลื่อนเฟสทั้งสี่ทางมีความต่างเฟสที่เท่ากัน และมีแอมปริจูดที่เท่ากันด้วย

เราสามารถคำนวณหาขนาดของวงจรแบ่งกำลังที่มีโครงสร้างเป็นไมโครสตริปแผ่นกลมได้โดยด้วยวิธีเดียวกับการคำนวณหาขนาดของสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลมที่กล่าวไว้ตอนที่ 3 แตกต่างกันเพียงโหมดซึ่งทำให้ค่า F ของสมการที่ (3.49(ก)) มีความแตกต่างกัน

โดยเราจะทำการหาค่าของ a ในสมการที่ (3.40) เพื่อหาค่า a_e ด้วยการใช้สมการที่ (3.39) แทนค่าลงไปในสมการที่ (3.38) สำหรับค่าของ a_e และสำหรับ a ในฟังก์ชันของ Logarithmic ซึ่งเราจะได้

$$a = \frac{F}{\left[1 + \left(\frac{2d}{\pi \epsilon_r F}\right) \left(\ln\left(\frac{\pi F}{2d}\right) + 1.7726\right)\right]^{1/2}} \quad (\text{เซนติเมตร}) \quad (4.36)$$

$$\text{เมื่อ} \quad F = \frac{18.53 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.36(\text{ก}))$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรแบ่งกำลังสร้างจากวัสดุฐานรองประเภทอีพ็อกซี ซึ่งมีค่า ϵ_r ประมาณ 4.6 มีความหนาของวัสดุฐานรอง $d=0.16$ เซนติเมตร และความถี่กลางในการออกแบบอยู่ที่ความถี่ 1800 เมกะเฮิร์ต จากสมการที่ (4.36(g)) จะได้

$$F = \frac{18.53 \times 10^9}{1.8 \times 10^9 \sqrt{4.6}} = 4.798$$

แทนค่า F ในสมการที่ (4.36)

$$\begin{aligned} a &= \frac{F}{\left[1 + \left(\frac{2d}{\pi \epsilon_r F}\right) \left(\ln\left(\frac{\pi F}{2d}\right) + 1.7726\right)\right]^{\frac{1}{2}}} \\ &= \frac{4.798}{\left[1 + \left(\frac{2 \times 1.6}{\pi \times 4.6 \times 4.798}\right) \left(\ln\left(\frac{\pi \times 4.798}{2 \times 0.16}\right) + 1.7726\right)\right]^{\frac{1}{2}}} = 4.737 \end{aligned}$$

แทนค่า a ลงในสมการที่ (4.2)

$$\begin{aligned} a_0 &= a_0 \left\{1 + \left(\frac{2d}{\pi \epsilon_r}\right) \left[\ln\left(\frac{\pi a_0}{2d}\right) + 1.7726\right]\right\}^{\frac{1}{2}} \\ &= 4.737 \left\{1 + \left(\frac{2 \times 0.16}{\pi \times 4.6}\right) \left[\ln\left(\frac{\pi \times 4.7}{2 \times 0.16}\right) + 1.7726\right]\right\}^{\frac{1}{2}} = 5.023 \end{aligned}$$

4.4.2 การออกแบบด้วยวงจรแบ่งกำลังแบบวิลคินสัน

ในการออกแบบวงจรแบ่งกำลังที่ต้องการพื้นที่จำกัดเราสามารถเลือกใช้วงจรแบ่งกำลังแบบวิลคินสันซึ่งมีขนาดเล็กและโครงสร้างเป็นเส้นไมโครสตริปการออกแบบกำหนดให้อิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุท และเอาต์พุทเป็น 50 โอห์ม และเป็นวงจรแบ่งกำลัง 2 ทาง เราสามารถคำนวณองค์ประกอบของวงจรได้ดังนี้

- ความต้านทานขนานระหว่างสาขาเป็น 50 โอห์ม
- อิมพีแดนซ์คุณสมบัติของสาขาหาได้จากสมการ

$$Z_p = \sqrt{N} Z_0 \quad (4.37)$$

เมื่อ N เป็นจำนวนของเอาต์พุทพอร์ตซึ่งเท่ากับ 2 และ Z_0 เป็นอิมพีแดนซ์คุณสมบัติของเส้นไมโครสตริปทางด้านอินพุทและเอาต์พุท เท่ากับ 50 โอห์ม ดังนั้นจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_p = \sqrt{2} \times 50 = 70.7 \text{ โอห์ม}$$

วงจรมีลักษณะเป็นไมโครสตริป ซึ่งสามารถคำนวณองค์ประกอบแต่ละส่วนได้จากสมการที่ เมื่อวงจรมุ่งกำลังสร้างจากวัสดุฐานรองประเภท Glass — อีพ็อกซี ซึ่งมีค่า ϵ_r ประมาณ 4.6 มีความหนาของวัสดุฐานรอง $d=0.16$ เซนติเมตร และความถี่กลางในการออกแบบอยู่ที่ความถี่ 1800 เมกะเฮิร์ต

ค่าความต้านทานคุณสมบัติของไมโครสตริปเป็น 50 โอห์ม แทนค่าลงในสมการที่ (3.1) - (3.6) จะได้

$$W/h = 2.2 \text{ เมื่อ } h = 1.6 \text{ มิลลิเมตร จะได้ } W = 3.14 \text{ มิลลิเมตร}$$

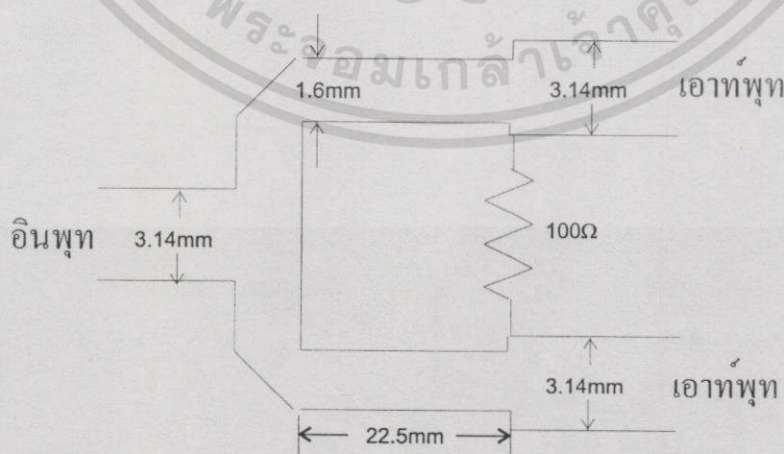
ความต้านทานคุณสมบัติของไมโครสตริปเป็น 70.7 โอห์ม แทนค่าลงในสมการที่ (3.1) - (3.6) จะได้

$$W/h = 1 \text{ เมื่อ } h = 1.6 \text{ มิลลิเมตร จะได้ } W = 1.6 \text{ มิลลิเมตร}$$

ความยาว $\lambda/4$ ของสาขาจากสมการที่ (3.1) - (3.6) จะได้

$$\lambda_{g1} = 90.1 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$\lambda_{g1}/4 = 22.53 \text{ มิลลิเมตร}$$



รูปที่ 4.8 โครงสร้างของวงจรมุ่งกำลังที่ออกแบบ

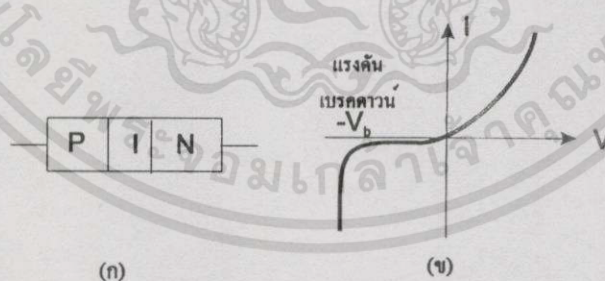
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปดลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5 วงจรเลื่อนเฟส

วงจรเลื่อนเฟส(Phase Shifter) เป็นองค์ประกอบที่มีความสำคัญสำหรับสายอากาศแฉก ลำดับปรับเฟส วงจรเลื่อนเฟสจะทำหน้าที่ในการควบคุมเฟสของสัญญาณก่อนป้อนให้แก่สายอากาศแต่ละอิลิเมนต์เพื่อควบคุมแบบรูปของลำคลื่น หรือทิศทางของลำคลื่น โดยทั่วไปวงจรเลื่อนเฟสนิยมใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำประเภททรานซิสเตอร์ หรือไดโอดพินในการทำหน้าที่สวิทช์ โดยเฉพาะไดโอดพินที่มีการสูญเสียแบบแทรกสอดต่ำ

5.1 ไดโอดพิน และวงจรสมมูล

ไดโอดพิน (P-I-N diode) เป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำซึ่งประกอบไปด้วยชั้นของสารกึ่งตัวนำบริสุทธิ์ที่ถูกประกบไว้ด้วยชั้น n และ p ที่มีอัตราการกระตุ้นสูง ดังแสดงในรูปที่ 5.1(ก) คุณสมบัติทางกระแสลับของไดโอดพินในย่านความถี่ต่ำ (น้อยกว่า 1kHz) จะเป็นเสมือนไดโอดชนิด p-n ทั่วไป ซึ่งใช้ในงานทางด้านกรรองไฟ แต่ลักษณะของไดโอดพินในย่านความถี่ไมโครเวฟจะต่างจาก p-n ไดโอด เนื่องจากไดโอดพินมีค่าตัวเก็บประจุบริเวณรอยต่อน้อยกว่า ทำให้ค่าความต้านทานของไดโอดพินในสภาวะไบอัสย้อนกลับสูงกว่า ทำให้ใกล้เคียงลักษณะวงจรเปิดมากกว่าจึงสามารถใช้งานเป็นสวิทช์เมื่อทำงานอยู่ระหว่างการไบอัสตรง(Forward Bias) และสภาวะไบอัสย้อนกลับ(Reverse Bias) สำหรับการสวิทช์สัญญาณไมโครเวฟได้ดีกว่า ซึ่งกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน และกระแสของไดโอดพินแสดงไว้ในรูปที่ 5.1(ข)

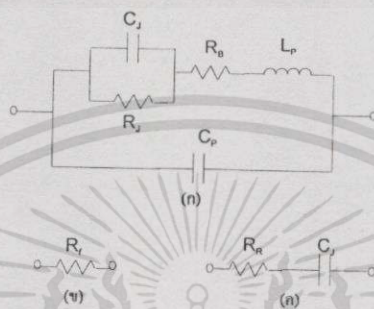


รูปที่ 5.1 คุณสมบัติของไดโอดพิน (ก) โครงสร้างของไดโอดพิน

(ข) กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน และกระแสของไดโอดพิน

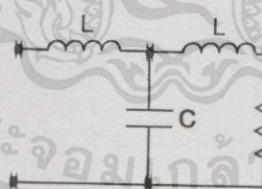
วงจรสมมูลของไดโอดพินแสดงได้ดังรูปที่ 5.2(ก) เมื่อ L_p และ C_p เป็นความเหนี่ยวนำแฝง และตัวเก็บประจุแฝง(Stray Inductance and Stray Capacitance) ซึ่งเกิดจากโครงสร้างภายนอก(Package) ของไดโอดพิน ส่วนค่า R_p , C_j และ R_b เป็นค่าความต้านทานที่รอยต่อ ค่าตัวเก็บประจุที่รอยต่อ และค่าความต้านทานของสารกึ่งตัวนำตามลำดับ ซึ่งค่าความต้านทานเหล่านี้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับการไบอัสที่ต่างกัน เช่น วงจรสมมูลของไดโอดพินแบบซีพเมื่ออยู่ในสถานะถูกไบอัสแบบฟอร์เวิร์ตจะแสดงความต้านทานที่ต่ำ ค่า R_f ซึ่งเกิดจากผลรวมของความต้านทานที่ชั้น p และ n และความต้านทานที่รอยต่อ ค่า R_j จะอยู่ระหว่างประมาณ 0.2 - 5 โอห์ม ส่วนในสถานะไบอัสย้อนกลับ ไดโอดพินแบบซีพสามารถแสดงได้ในลักษณะอนุกรมของตัวเก็บประจุ C_j กับความต้านทานค่าต่ำๆ R_r ค่าของ C_j และ R_r จะอยู่ระหว่าง 0.01 - 2 pF และ 0.2 - 5 โอห์ม ดังแสดงในรูปที่ 5.2(ข) และ 5.2(ค) ตามลำดับ



รูปที่ 5.2 (ก) วงจรสมมูลของไดโอดพิน (ข) วงจรสมมูลสถานะไบอัสตรง (ค) วงจรสมมูลสถานะไบอัสย้อนกลับ

ในการใช้งานไดโอดพินนั้นมีหลายแบบ แบบหนึ่งก็คือ การรวมกับสายนำสัญญาณทั้งแบบขนานและอนุกรม เมื่อกระแสไบอัสเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่องเป็นการใช้งานในลักษณะวงจรถอดทอนสัญญาณหรือการควบคุมความแรงของสัญญาณ นอกจากนี้ยังใช้ในกรควบคุมการสวิตช์ในการปิดและเปิดสัญญาณ การผสมสัญญาณของสัญญาณสี่เหลี่ยม และการเลื่อนเฟสของสัญญาณความถี่สูง



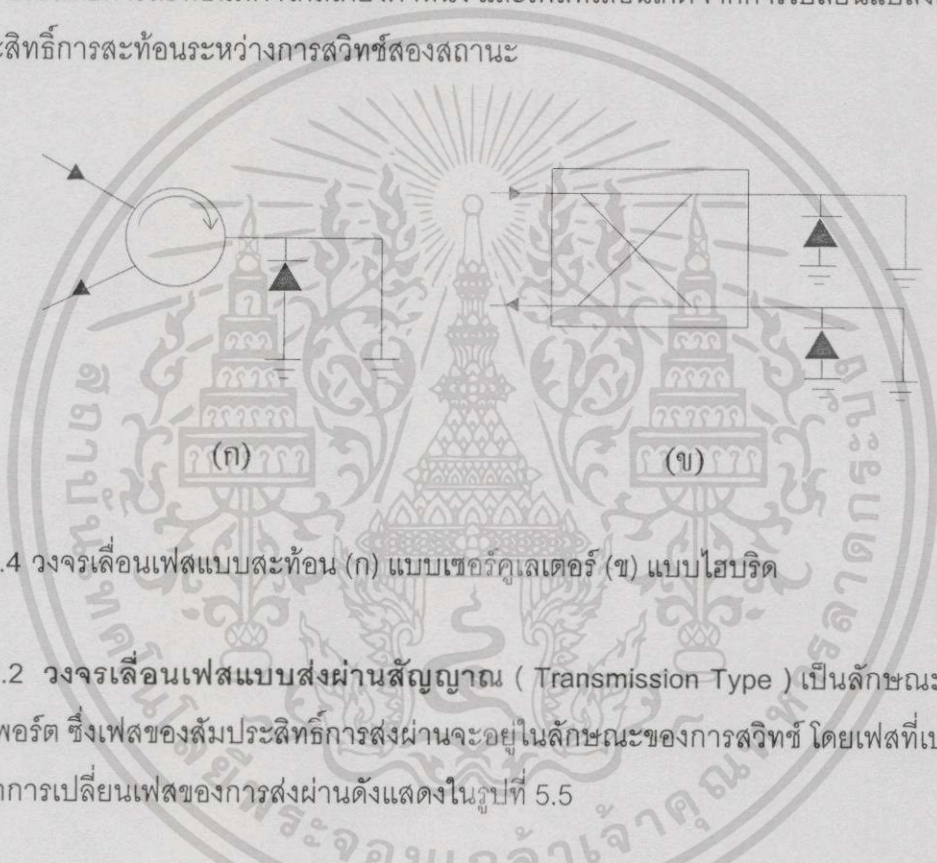
รูปที่ 5.3 แสดงวงจรของความถี่ต่ำที่มีผลมาจากโครงสร้างภายนอกของไดโอดพิน

ในการใช้งานไดโอดในวงจรสวิตช์ซึ่งนั้น ค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเก็บประจุจะทำให้เกิดการสูญเสียสัญญาณที่เรียกว่า การสูญเสียแบบแทรกสอด(Insertion Loss) ซึ่งเป็นผลคูณของความถี่และตัวเก็บประจุ การสูญเสียแบบแทรกสอดในย่านความถี่สูงนั้นเกิดจากตัวเก็บประจุใน ไดโอดพินรวมกับความเหนี่ยวนำที่ขาไดโอดพินจะแสดงตัวเป็นวงจรของความถี่ต่ำ ดังแสดงในรูปที่ 5.3 เมื่อไดโอดพินอยู่ในโครงสร้างภายนอกที่ต่างๆกันจะมีขอบเขตความถี่ใช้งานต่างกันขึ้นอยู่กับค่ารีแอคแตนซ์แอบแฝงที่ปรากฏที่ความถี่นั้นๆ

5.2 วงจรเลื่อนเฟสที่ใช้อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง

อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งในทางอุดมคติจะมีสถานะการทำงานอยู่สองสถานะ คือ วงจรปิด และ วงจรเปิด ในทางปฏิบัตินั้นสถานะทั้งสองจะสามารถทำได้ด้วยอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำแบบควบคุมในย่านความถี่ไมโครเวฟ เช่น ไดโอดพิน หรือทรานซิสเตอร์ชนิด MESFET (Metal Semiconductor Field-Effect transistor) วงจรเลื่อนเฟสสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท คือ

5.2.1 วงจรเลื่อนเฟสแบบสะท้อน (Reflection Type) เป็นพื้นฐานของวงจรพอร์ตเดียวซึ่งเกิดจากการสะท้อนของสัญญาณที่จุดต่อของสายนำสัญญาณมีลักษณะแสดงในรูปที่ 5.4 เมื่อขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีค่าใกล้เคียงค่าหนึ่ง และเฟสที่เลื่อนเกิดจากการเปลี่ยนแปลงเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนระหว่างการสวิตซ์สองสถานะ



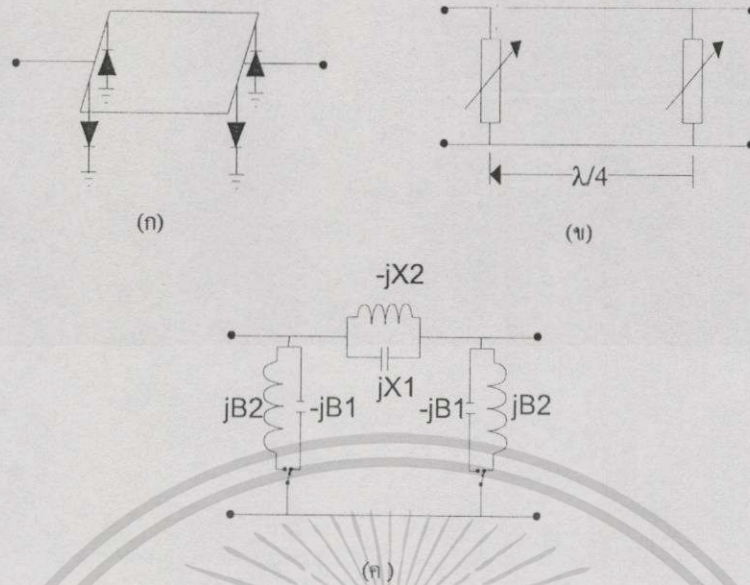
รูปที่ 5.4 วงจรเลื่อนเฟสแบบสะท้อน (ก) แบบเซอร์คิวเลเตอร์ (ข) แบบไฮบริด

5.2.2 วงจรเลื่อนเฟสแบบส่งผ่านสัญญาณ (Transmission Type) เป็นลักษณะของ วงจรสองพอร์ต ซึ่งเฟสของสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจะอยู่ในลักษณะของการสวิตซ์ โดยเฟสที่เปลี่ยนไปเกิดจากการเปลี่ยนเฟสของการส่งผ่านดังแสดงในรูปที่ 5.5

ในทางปฏิบัติวงจรเลื่อนเฟสแบบไดโอดพินนิยมสร้างเป็นวงจรไมโครสตริปโดยวงจรที่นิยมใช้ คือ แบบสวิตซ์ไลน์, แบบไฮบริดคัปเปิลอร์ และแบบโหลดไลน์ ส่วนการจะเลือกใช้แบบใดนั้นขึ้นอยู่กับตัวแปรหลายส่วน เช่น ความสามารถในการรองรับกำลังงาน จำนวนของไดโอด การสูญเสียแบบแทรกสอด และขนาดของวงจร

ในวิทยานิพนธ์นี้จะเลือกใช้วงจรเลื่อนเฟสแบบสะท้อนเนื่องจากมีจำนวนไดโอดต่อหนึ่งบิตน้อย มีขนาดวงจรเล็กไม่ซับซ้อนเหมาะกับการออกแบบวงจรแบบสายส่งไมโครสตริป นอกจากนั้นการเมทซิงของอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของวงจรไฮบริด โดยไม่ขึ้นกับส่วนของอุปกรณ์ควบคุม

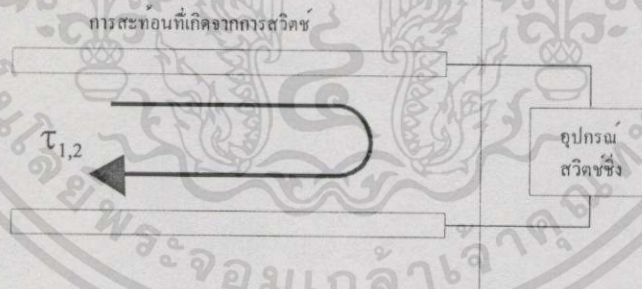
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5 วงจรเลื่อนเฟสแบบส่งผ่านสัญญาณ (ก) แบบสวิตช์ไลน์ (ข) แบบโหนดไลน์ (ค) แบบสวิตช์ไลน์

5.3 วงจรเลื่อนเฟสแบบไฮบริดคัปเปิลเลอร์

วงจรเลื่อนเฟสแบบสะท้อนมีพื้นฐานการออกแบบเป็นวงจรพอร์ตเดียว และเฟสที่เลื่อนเกิดจากสัญญาณสะท้อนที่เปลี่ยนแปลงโดยอุปกรณ์ควบคุม ดังแสดงในรูปที่ 5.6 [16]

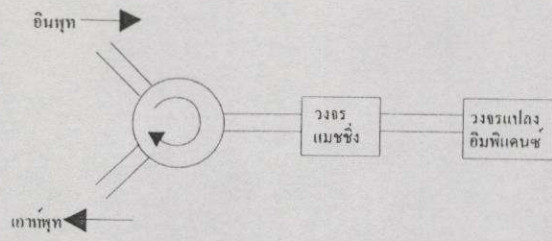


รูปที่ 5.6 พื้นฐานการทำงานของวงจรเลื่อนเฟสแบบสะท้อน

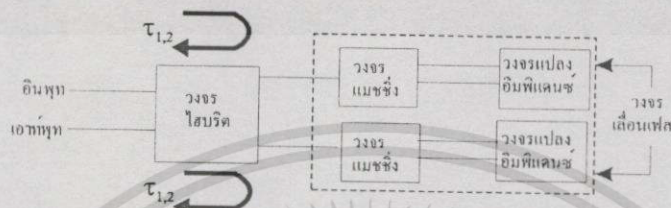
เมื่อวงจรที่ประกอบไปด้วยสัมประสิทธิ์การสะท้อนจากการสวิตช์ต่อกับสายนำสัญญาณ เมื่อสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนมีการสวิตช์จาก $\Gamma_1 = |\Gamma_1| \angle \phi_1$ เป็น $\Gamma_2 = |\Gamma_2| \angle \phi_2$ จะเห็นว่าสัญญาณสะท้อนจะเกิดจากการต่างเฟสอยู่ที่ $\Delta\phi = \phi_2 - \phi_1$

วงจรเลื่อนเฟสแบบพอร์ตเดียวสามารถแปลงให้เป็นวงจรสองพอร์ตด้วยการใช้วงจรเซอร์คูเลเตอร์ (Circulator) หรือวงจรไฮบริด (Hybrid) ดังแสดงไว้ในรูปที่ 5.7(ก) และ (ข) ตามลำดับ วงจรเลื่อนเฟสแบบไฮบริดคัปเปิลเลอร์สามารถออกแบบร่วมกับวงจรอื่นได้ง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



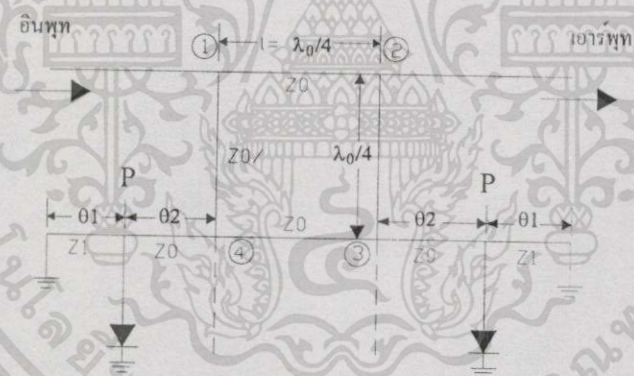
(ก) วงจรเซอร์คูเลเตอร์ไฮบริดคัปเปิลอร์



(ข) วงจรบรรณาค์ไลต์ไฮบริดคัปเปิลอร์

รูปที่ 5.7 วงจรเลื่อนเฟสแบบไฮบริดคัปเปิลอร์ (ก)แบบเซอร์คูเลเตอร์ (ข)แบบบรรณาค์ไลต์

5.4 การออกแบบวงจรเลื่อนเฟสแบบไฮบริดคัปเปิลอร์



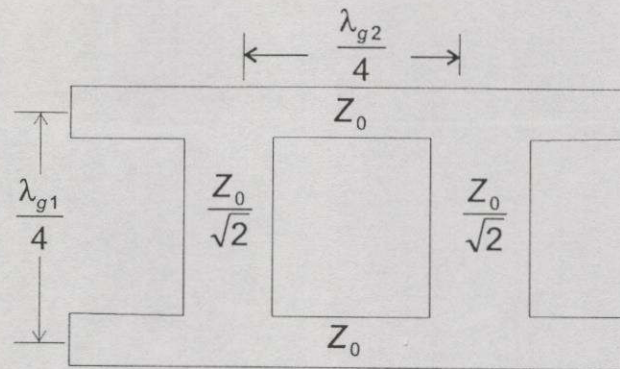
รูปที่ 5.8 วงจรสมมูลของวงจรเลื่อนเฟสแบบไฮบริดคัปเปิลอร์

ส่วนประกอบพื้นฐานของวงจรเลื่อนเฟสแบบไฮบริดคัปเปิลอร์มีสามส่วนด้วยกันคือ วงจรไฮบริด วงจรแปลงความต้านทานและอุปกรณ์สวิตช์ซึ่ง ส่วนการออกแบบมีอยู่สองขั้นตอน [17] คือ

5.4.1 การออกแบบวงจรไฮบริด -3เดซิเบล

วงจรรบรานซ์ไลน์ไฮบริดคัปเปิลอร์(Branch-Line Hybrid Coupler) แบบสายส่งไมโคร สตรีปในส่วนแขนของไฮบริดจะมีอิมพีแดนซ์อยู่ 2 ค่า คือ Z_0 และ $Z_0/\sqrt{2}$ และความยาวของแต่ละแกนจะเท่ากับ $\lambda_0/4$ เมื่อค่า Z_0 เป็นค่าความต้านทานคุณสมบัติทางด้านอินพุทและเอาต์พุท ค่า λ_0 เป็นความยาวคลื่นในตัวนำที่ความถี่กลาง

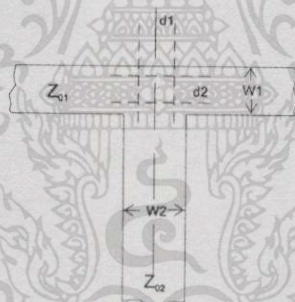
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.9 วงจรบนานซีไลน์ไฮบริดที่ออกแบบด้วยแผ่นไมโครสตริป

วงจรไฮบริดแสดงในรูปที่ 5.9 แต่ในทางปฏิบัติแล้วความไม่ต่อเนื่อง (Discontinuity) จะมีผลกระทบต่อประสิทธิภาพของการเหนี่ยวนำที่ความถี่ที่สูงกว่าย่าน C-band

การคำนวณหาพารามิเตอร์ของแผ่นไมโครสตริปจะใช้สมการที่ (3.1) ถึง (3.9) เหมือนการคำนวณสายส่งไมโครสตริปทั่วไป



รูปที่ 5.10 ความไม่ต่อเนื่องรอยต่อ T ในสายส่งไมโครสตริป และการเลื่อนระนาบอ้างอิง

เมื่อเราพิจารณาผลกระทบของความไม่ต่อเนื่องจากรอยต่อรูปตัว T ดังรูปที่ 5.10 ซึ่งแสดงการวางของรอยต่อแบบตัว T และการเลื่อนตำแหน่งของระนาบอ้างอิง ค่าของโหนดที่วางอยู่บางตำแหน่งในแกนที่ขนานกันอยู่จะแสดงการแปลงด้วยอัตราส่วน n^2 ค่าพารามิเตอร์ซึ่งต้องการใช้ในการคำนวณการเลื่อนตำแหน่ง d_1 และ d_2 เป็นความกว้างประสิทธิภาพของแกนหลักและแกนขนาน แสดงในรูป W_{eff1} และ W_{eff2} ตามลำดับ และอัตราการแปลง n จากรูปที่ 5.10 จะได้สมการ

$$W_{eff1} = \left(\frac{120\pi}{Z_{01}} \right) \sqrt{\epsilon_{eff1}} \quad (5.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$W_{eff2} = \left(\frac{120\pi}{Z_{02}} \right) \sqrt{\epsilon_{eff2}} \quad (5.2)$$

เมื่อ h เป็นความหนาของวัสดุฐานรอง Z_{01} และ Z_{02} เป็นความต้านทานคุณสมบัติของ
แกนหลัก และแกนขนาน ค่า ϵ_{eff1} และ ϵ_{eff2} เป็นสภาพยอมไฟฟ้าของสารไดอิเล็กตริกซึ่งขึ้นอยู่กับ
ค่า Z_{01} และ Z_{02} อัตราส่วนของการแปลงจะได้จาก

$$n_2 = \frac{\left[\sin \left\{ \pi \left(\frac{W_{eff1}}{\lambda_{01}} \right) \left(\frac{Z_{01}}{Z_{02}} \right) \right\} \right]^2}{\pi \left(\frac{W_{eff1}}{\lambda_{01}} \right) \left(\frac{Z_{01}}{Z_{02}} \right)} \left[1 - \left\{ \pi \left(\frac{W_{eff1}}{\lambda_{01}} \right) \left(\frac{d_2}{W_{eff1}} \right) \right\}^2 \right] \quad (5.3)$$

$$\lambda_{01} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon}} \quad (5.4)$$

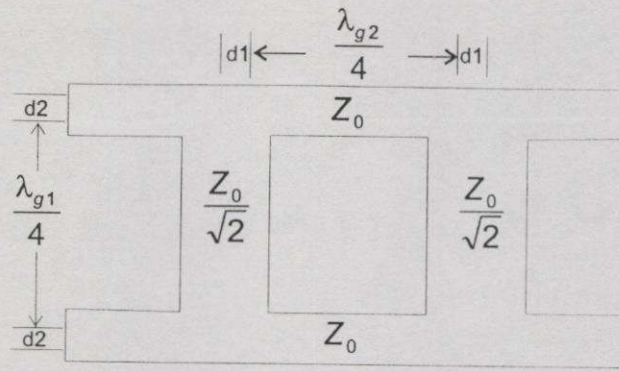
เมื่อ λ_0 เป็นความยาวคลื่นในฟรีสเปซ การเลื่อนระนาบอ้างอิงของแกนหลักได้จาก

$$\frac{d1}{W_{eff2}} = 0.05n_2 \left(\frac{Z_{01}}{Z_{02}} \right) \quad (5.5)$$

การเลื่อนของระนาบอ้างอิงของแกนขนานจะได้จากสมการ

$$\frac{d2}{W_{eff1}} = \left[0.5 - \left\{ 0.076 + 0.2 \left(\frac{2W_{eff1}}{\lambda_{01}} \right)^2 + 0.663e^{-1.71 \frac{Z_{01}}{Z_{02}}} - 0.172 \ln \left(\frac{Z_{01}}{Z_{02}} \right) \right\} \left(\frac{Z_{01}}{Z_{02}} \right) \right] \quad (5.6)$$

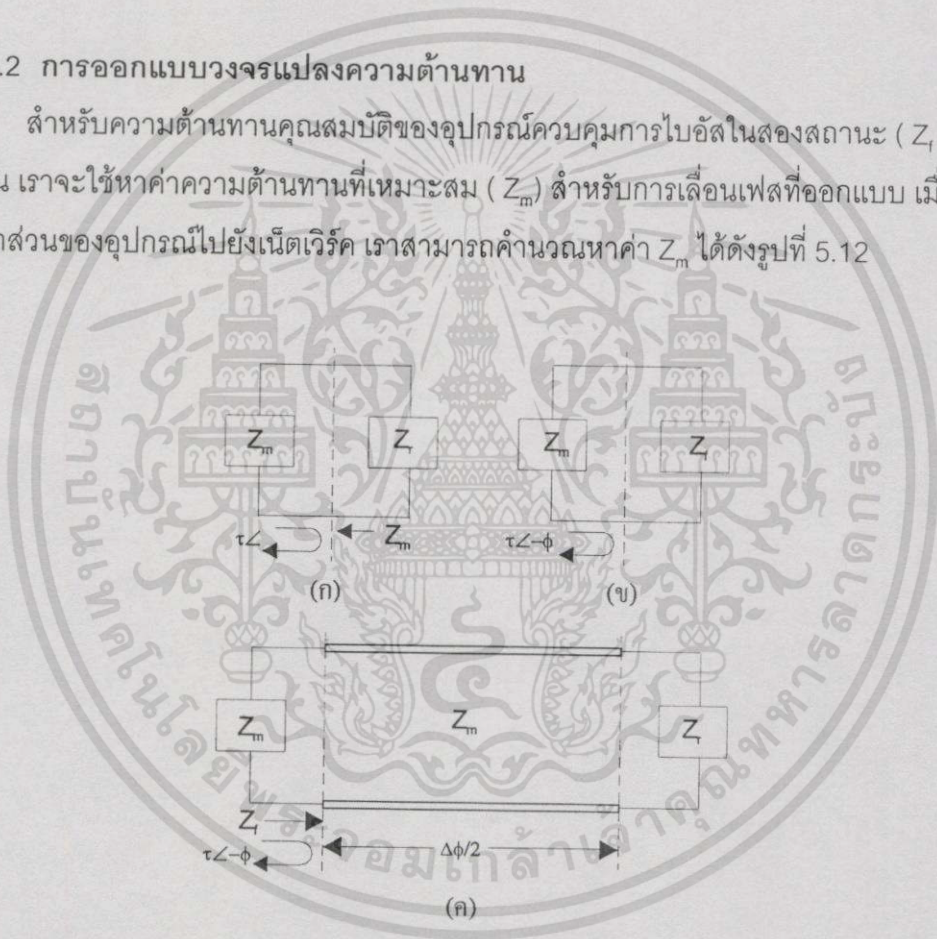
โครงสร้างของ 3- เดซิเบล บรานซ์ไลน์ไฮบริดคัปเปลอร์ที่มีการชดเชยผลของความไม่ต่อ
เนื่อง แสดงได้ดังรูปที่ 5.11



รูปที่ 5.11 วงจรบนคลื่นไฮบริดคัปเปิลอร์ที่ได้ชดเชยความไม่ต่อเนื่องแล้ว

5.4.2 การออกแบบวงจรแปลงความต้านทาน

สำหรับความต้านทานคุณสมบัติของอุปกรณ์ควบคุมการไบอัสในสองสถานะ (Z_l, Z_r) ที่หาได้นั้น เราจะใช้หาค่าความต้านทานที่เหมาะสม (Z_m) สำหรับการเลื่อนเฟสที่ออกแบบ เมื่อเรามองจากส่วนของอุปกรณ์ไปยังเน็ตเวิร์ค เราสามารถคำนวณหาค่า Z_m ได้ดังรูปที่ 5.12



รูปที่ 5.12 วงจรสมมูลในการคำนวณหาค่า Z_m

ให้วงจรแสดงค่า Z_m ซึ่งอยู่กับค่าความต้านทาน Z_l (เป็นสถานะที่มีค่าความต้านทานสูงของอุปกรณ์สวิตซ์ซิ่ง) ทำให้เกิดค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อน Γ ดังแสดงไว้ในรูปที่ 5.13(ก) และในวงจรเดียวกันเมื่อต่อกับความต้านทาน Z_r (เป็นสถานะที่มีค่าความต้านทานต่ำของอุปกรณ์สวิตซ์ซิ่ง) เราต้องการค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนเป็น $|\Gamma| \angle -\phi$ ดังแสดงในรูปที่ 5.13(ข) สัมประสิทธิ์ของการสะท้อนจะเกิดขึ้นเมื่อส่วนของสายนำสัญญาณที่มีความยาว $\Delta\phi/2$ และมีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความต้านทานเป็น Z_m ต่ออยู่ระหว่างวงจรและ Z_r ดังแสดงในรูปที่ 5.12(ค) ดังนั้นวงจรที่แสดงในรูปที่ 5.12(ข) และ 5.12(ค) จึงเหมือนกัน ดังนั้นเราสามารถกำหนดความสัมพันธ์ได้ดังสมการ

$$Z_m = Z_r \cdot \frac{\left(Z_r + jZ_m \cdot \tan\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \right)}{\left(Z_m + jZ_r \cdot \tan\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \right)} \quad (5.7)$$

สำหรับอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งที่มีการสูญเสียต่ำ ค่า Z_r และ Z_f สามารถประมาณได้เป็น jX_r และ jX_f ในกรณีนี้สมการที่ 5.7 สามารถเขียนได้ในรูปที่แสดงค่า Z_m ในเทอมของ X_f , X_r และ $\Delta\phi$ ดังนั้นจากค่ารีแอกแตนซ์ของอุปกรณ์ และค่าของการเลื่อนเฟสที่ต้องการออกแบบ $\Delta\phi$ จะสามารถหาค่า Z_m ได้จากสมการ

$$Z_m = \frac{(X_f - X_r)}{2 \cdot \tan\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) + \sqrt{\left[\frac{(X_f - X_r)}{2 \cdot \tan\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right)}\right]^2 - X_f \cdot X_r}} \quad (5.8)$$

การเลื่อนเฟสที่ 180° ค่า Z_m จะเป็น

$$Z_m = \sqrt{-X_f \cdot X_r} \quad (5.9)$$

หรือการเลื่อนเฟสที่ 90° ค่า Z_m จะเป็น

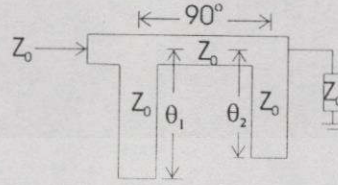
$$Z_m = \frac{(X_f - X_r)}{2 + \sqrt{(X_f - X_r)^2 - X_f \cdot X_r}} \quad (5.10)$$

ค่ารีแอกแตนซ์ X_f จะมีค่าเป็นลบ (เนื่องจากเป็นค่าคาปาซิทีฟ) การออกแบบนี้ยังสามารถใช้ได้กับอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งที่มีการสูญเสีย อย่างไรก็ตามอุปกรณ์ที่มีการสูญเสีย สมการจะมีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อย และค่า Z_m จะเป็นค่าผสม (Complex)

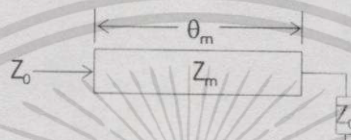
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4.3 การออกแบบวงจรแมทชิง

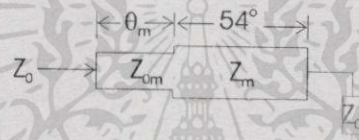
เมื่อเรารู้ค่า Z_m เพื่อให้ได้การเลื่อนเฟสที่ต้องการได้แล้ว เราต้องออกแบบวงจรแมทชิงที่จะทำการแมทค่าความต้านทานสมมูลกับค่าความต้านทานคุณสมบัติ Z_0 เราสามารถออกแบบวงจรแมทชิงได้เป็น 3 รูปแบบดังรูปที่ 5.13 [18]



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 5.13 วงจรแปลงค่าความต้านทานของวงจรสองพอร์ต

5.4.3.1 วงจรแปลงแบบ Quarter-Wavelength Double-Stub Transformer

เมื่อค่าความต้านทาน Z_m จากสมการที่ 5.7 ซึ่งถูกแมทสามารถแสดงในเทอมของค่านอร์มัลไลต์แอดมิตแตนซ์ในรูปของ $y_m = g_m + jb_m$:

$$g_m + jb_m = \frac{Z_0}{Z_m}$$

ความยาวทางไฟฟ้าของสตับทั้งสองในรูปที่ 5.13(ค) จะแสดงในสมการ

$$\theta_1 = \pm \left(\tan^{-1} \left(\sqrt{\frac{(1-g_m)}{g_m}} \right) \right) \quad (5.11)$$

$$\theta_2 = \tan^{-1} \left(b_m + \sqrt{\frac{(1-g_m)}{g_m}} \right) \quad (5.12)$$

เมื่อค่า θ_2 เป็นความยาวของสตับส่วนที่ต่อใกล้กับ Z_m

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4.3.2. วงจรแปลงแบบ Transmission Line Transformer

แสดงในรูปที่ 5.13(ข) ค่าความต้านทานคุณสมบัติแสดงได้จากสมการ

$$Z_{om} = \sqrt{Z_0 \cdot \frac{R_m Z_0 - R_m^2 - X_m^2}{(Z_0 - R_m)}} \quad (5.13)$$

โดยความยาวทางไฟฟ้าหาได้จากสมการ

$$\theta_2 = \left[\tan^{-1} \left(\frac{(Z_0 - R_m)}{\sqrt{Z_0 \cdot (X_m)^2 \cdot [R_m Z_0 - (R_m)^2 - (X_m)^2]}} \right) \right] \quad (5.14)$$

5.4.3.3. วงจรแบบ Tandem 3/8-Wavelength Network

แสดงไว้ในรูปที่ 5.13(ค) โดยส่วนความยาวเป็น 45° ของเน็ตเวิร์คมีค่าความต้านทานคุณสมบัติเท่ากับค่าความแรงของความต้านทาน Z_m

$$Z_m = \sqrt{[(R_m)^2 + (X_m)^2]} \quad (5.15)$$

โดยส่วนความยาวเป็น 90° ของเน็ตเวิร์คมีค่าความต้านทานคุณสมบัติเท่ากับ

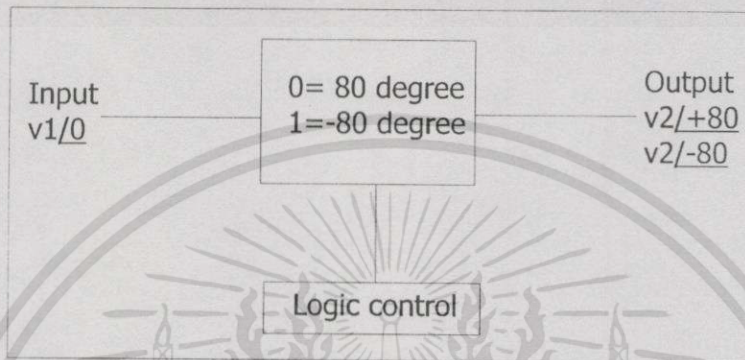
$$Z_0 = \sqrt{\frac{(Z_m R_m X_m)}{(Z_m - X_m)}} \quad (5.16)$$

5.5 การคำนวณ และออกแบบวงจรเลื่อนเฟส

ส่วนของวงจรเลื่อนเฟสได้เลือกใช้วงจรเลื่อนเฟสแบบ reflection phase shifter เพื่อให้จำนวนอุปกรณ์ที่น้อยที่สุด และง่ายต่อการออกแบบสำหรับวงจรไมโครสตริปทำให้สามารถออกแบบได้ในโครงสร้างเดียวกับสายอากาศไมโครสตริปเพื่อให้สายอากาศทั้งระบบมีโครงสร้างเดียวกันทำให้ง่ายต่อการสร้าง และติดตั้ง โดยใช้อุปกรณ์ประเภทไดโอดพินเป็นส่วนสำคัญของ วงจรเลื่อนเฟสนี้ การออกแบบ และการคำนวณ แบ่งออกเป็น 3 ขั้นตอนด้วยกัน คือ

5.5.1 การคำนวณค่าของเฟสที่ป้อนให้สายอากาศแต่ละอิลิเมนต์

จากตารางที่ 2.2 ในหัวข้อที่ 2.2 เราจะเห็นว่า เฟสของกระแสจะต้องป้อนให้สายอากาศแต่ละอิลิเมนต์จะมีอยู่เพียง 2 ค่าคือ 0.695 และ -0.695 เรเดียนตามลำดับ ดังนั้นวงจรเลื่อนเฟสที่ออกแบบจะมีขนาด 1 บิต และเฟสที่เลื่อนไปจะเป็น $0.695 - (-0.695) = 1.39$ เรเดียน หรือเท่ากับ 80 องศา ดังแสดงในรูปที่ 5.14



รูปที่ 5.14 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของวงจรเลื่อนเฟสที่ออกแบบ

5.5.2 การออกแบบวงจร 3 เดซิเบล ไฮบริดคัปเปิลอร์

จะออกแบบวงจรไฮบริดคัปเปิลอร์ด้วยโครงสร้างสายส่งไมโครสตริป ซึ่งมีรายละเอียดของ แผ่นวงจรพิมพ์ เป็นดังนี้ วัสดุฐานรองเป็น อีพ็อกซี มีสภาพยอมสนามไฟฟ้าสัมพัทธ์สัมพัทธ์เป็น 4.6 มีความหนาของวัสดุฐานรองเป็น 1.6 มิลลิเมตร ความถี่กลางเป็น 1800 เมกะเฮิรตซ์ ความต้านทานคุณสมบัติสายส่งไมโครสตริป 50 โอห์มจากสมการที่(3.1)-(3.6) จะได้

$$W/h = 2.2 \text{ เมื่อ } h = 1.6 \text{ มิลลิเมตร จะได้ } W = 3.04 \text{ มิลลิเมตร}$$

ความต้านทานคุณสมบัติสายส่งไมโครสตริป 35.4 โอห์มจากสมการที่(3.1)-(3.6) จะได้

$$W/h = 3.1 \text{ เมื่อ } h = 1.6 \text{ มิลลิเมตร จะได้ } W = 5.2 \text{ มิลลิเมตร}$$

ความยาวของแขนหลัก และแขนขนานเท่ากับ $\lambda_{g1}/4$ และ $\lambda_{g2}/4$ ตามสมการที่ (3.9)

$$\lambda_{g1} = 90.1 \text{ มิลลิเมตร} \quad \text{ดังนั้น} \quad \lambda_{g1}/4 = 22.1 \text{ มิลลิเมตร}$$

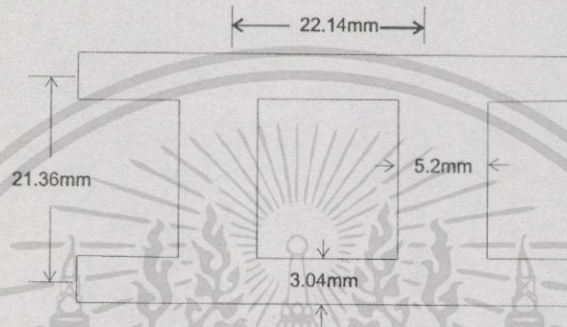
$$\lambda_{g2} = 87.8 \text{ มิลลิเมตร} \quad \text{ดังนั้น} \quad \lambda_{g2}/4 = 21.52 \text{ มิลลิเมตร}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาความไม่ต่อเนื่อง (Discontinuity) ระหว่างช่วงต่อของแขนสายส่งไมโครสตริปซึ่งมีความกว้างของเส้นสตริปต่างกันอันเนื่องมาจากค่าของความต้านทานคุณสมบัติจากสมการที่ (5.1) – (5.6) เราจะได้

$$d_1 = 2.7 \text{ มิลลิเมตร และ } d_2 = 1.2 \text{ มิลลิเมตร}$$

เราจะได่วงจรไฮบริดที่สมบูรณ์ดังแสดงในรูปที่ 5.15



รูปที่ 5.15 แสดงวงจรบรรณาธิไฮบริดที่สมบูรณ์แล้ว

5.5.3 การออกแบบเน็ตเวิร์คของการแปลง (Transformation Network)

ได้เลือกใช้ไดโอดพินเบอร์ HSMP-3810 ทำหน้าที่สวิตช์ ซึ่งจากการวัดค่าความต้านทานในสถานะเปิด และปิดวงจรได้ค่าอิมพีแดนซ์ของไดโอดที่ความถี่กลาง 1800 เมกะเฮิร์ต ในสถานะปิด (เมื่อทำการไบอัสด้วยแหล่งจ่ายไฟตรง +5V) และสถานะเปิดวงจร ได้ดังนี้

$$Z_1 = 4.3 - j24.7 \text{ โอห์ม}$$

$$Z_2 = 68.9 + j245.4 \text{ โอห์ม}$$

หาค่าความต้านทานสมมูล (Z_m) ที่มีค่าเฟสเป็น 80° จากสมการที่ (5.7) จะได้

$$Z_m = 28.3 - j0.46$$

จากนั้นทำการออกแบบวงจรแมทซ์ซึ่งระหว่างความต้านทานสมมูล กับความต้านทานคุณสมบัติ โดยเลือกวงจร 3/8-wavelength ตามรูปที่ 5.13(ค) จากสมการที่ (5.15) – (5.16) จะได้ค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งไมโครสตริปดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$Z_m = 39.47$ โอห์ม ที่ความยาว 45องศา

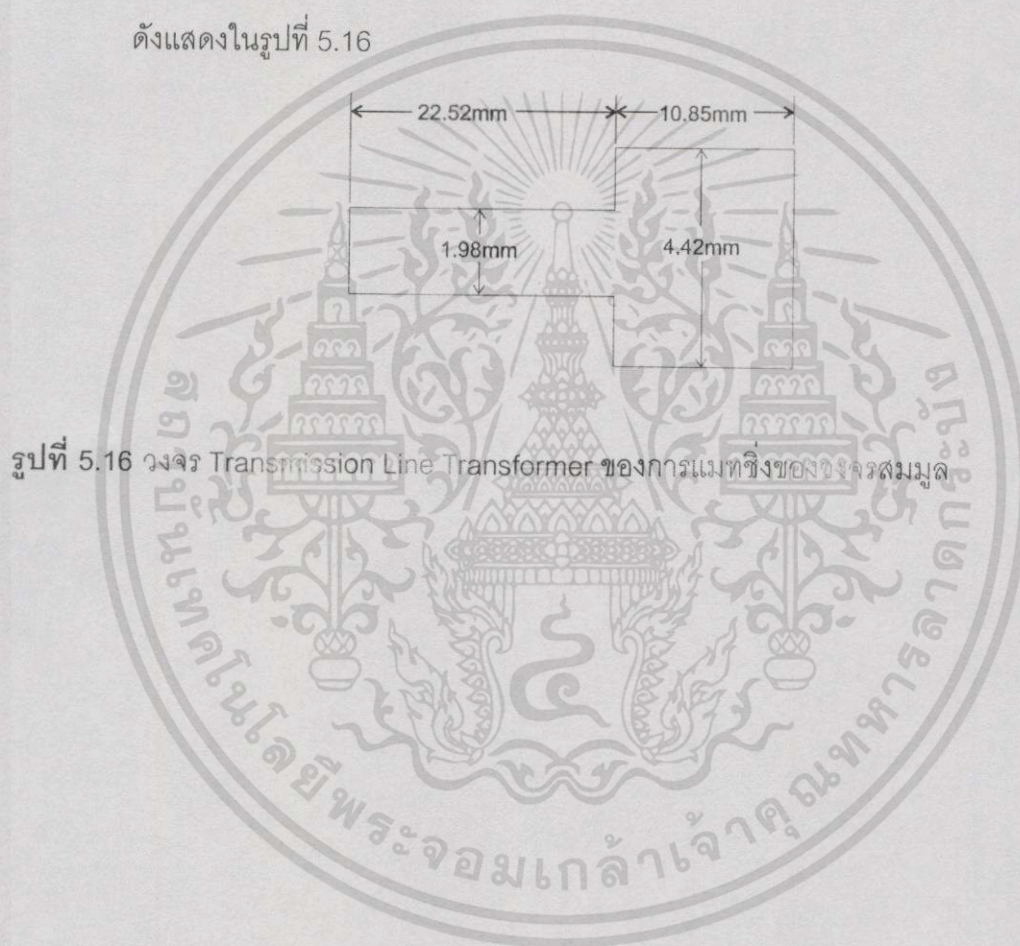
$Z_{om} = 63.42$ โอห์ม ที่ความยาว 90องศา

สามารถหาขนาดของสายส่งไมโครสตริปจากสมการที่ (3.1)-(3.9) ได้เป็น

$d_1 = 1.98$ มิลลิเมตร $L_1 = 22.52$ มิลลิเมตร

$d_2 = 4.42$ มิลลิเมตร $L_2 = 10.85$ มิลลิเมตร

ดังแสดงในรูปที่ 5.16

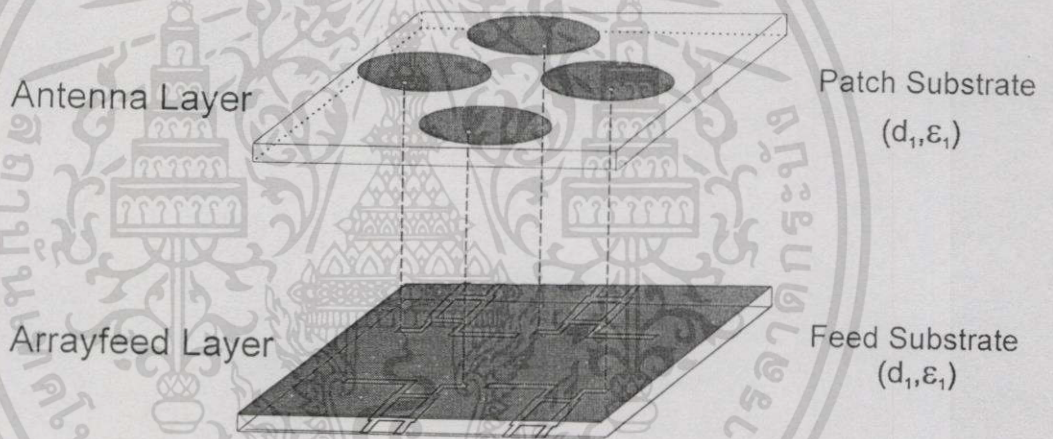


บทที่ 6

การออกแบบสายอากาศ

ขั้นตอนในการออกแบบสายอากาศนั้นได้เริ่มด้วยการกำหนดรูปแบบของสายอากาศก่อน โดยอาศัยหลักการออกแบบจากผังภูมิในบทที่ 1 รูปที่ 1.4 จากนั้นจึงได้ออกแบบส่วนประกอบต่างๆ เป็นวงจรรย่อยเพื่อทดสอบก่อนสร้างเป็นสายอากาศทั้งหมด เพื่อให้การปรับแต่งสายอากาศมีความง่ายขึ้นโดยเฉพาะวงจรถ่ายเฟสด้วยไดโอดพินจะต้องทดสอบจนได้ผลตรงกับค่าของการเลื่อนเฟสที่ต้องการเพื่อให้แบบรูปของสายอากาศตรงกับความต้องการมากที่สุด

6.1 รูปแบบสายอากาศไมโครสตริปแถวลำดับปรับเฟสที่ออกแบบ



รูปที่ 6.1 แสดงโครงสร้างของสายอากาศที่ออกแบบ

โครงสร้างสายอากาศที่ออกแบบดังแสดงในรูปที่ 6.1 จะประกอบไปด้วยส่วนประกอบสองส่วนที่จัดสร้างบนแผ่นวงจรมินิที่มีวัสดุฐานรองเป็นสารอีพ็อกซี ซึ่งสามารถหาได้ง่ายซึ่งได้เลือกใช้เป็นแบบแผ่นวงจรมินิ FR-4 ทั้งสองส่วนโดยพารามิเตอร์ของแผ่นวงจรมินิ FR-4 นั้นคือค่าความยอมทางไฟฟ้าของวัสดุฐานรองเป็น 4.6 และมีความหนาวัสดุฐานรองเป็น 1.6 มิลลิเมตร โดยประกอบไปด้วยส่วนของชั้นสายอากาศซึ่งเป็นส่วนในการแพร่กระจายคลื่น จะประกอบไปด้วยสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลมจำนวน 4 แผ่นเรียงตัวกันเป็นแถวลำดับระนาบวงกลมที่มีรัศมี

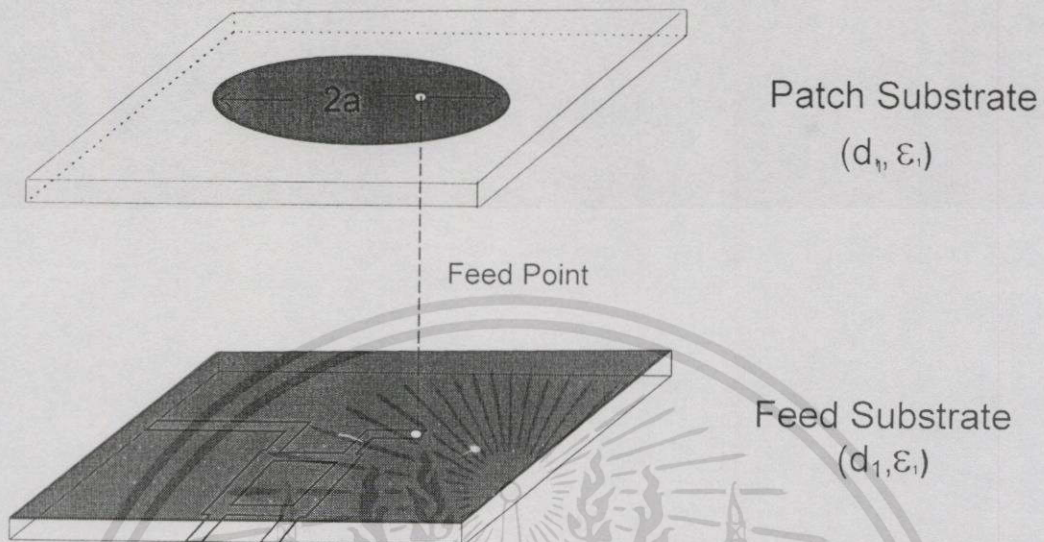
ของแถวลำดับเป็น $\frac{3\lambda_0}{8}$

ดังแสดงวิธีการออกแบบแถวลำดับให้ได้คุณสมบัติของสายอากาศที่

เหมาะสมตามการทดลองในหัวข้อ และอีกส่วนหนึ่งเป็นส่วนของการบ่อนสัญญาณซึ่งเป็นหัวใจของการควบคุมการปรับทิศทางของลำคลื่นของสายอากาศซึ่งใช้วิธีการปรับทิศทางของลำคลื่นด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมเฟสของกระแสที่ป้อนให้แก่สายอากาศแต่ละอิลิเมนต์ด้วยวงจรถ่ายเฟสที่ใช้ไดโอดพิน เราสามารถแสดงการป้อนสัญญาณให้แก่สายอากาศแต่ละอิลิเมนต์ได้ดังรูป



รูปที่ 6.2 การป้อนสัญญาณด้วยสายส่งแกนร่วมของสายอากาศแต่ละอิลิเมนต์

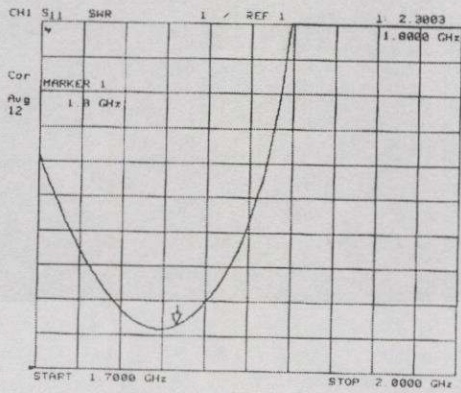
สายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลมแต่ละอิลิเมนต์จะถูกป้อนสัญญาณด้วยสายส่งแกนร่วม ผ่านจากวงจรถ่ายเฟสแบบสะท้อนที่ใช้ไดโอดพินดังแสดงในรูปที่ 6.2

ในการออกแบบสายอากาศต้นแบบนี้ได้ทำการสร้าง และทดสอบส่วนประกอบย่อยๆ แต่ละส่วนเพื่อทำการปรับแต่งส่วนประกอบย่อยให้ได้ผลที่ดีที่สุดจากนั้นจึงค่อยทำการจัดสร้างสายอากาศรวมอีกครั้งหนึ่งโดยสามารถแยกออกได้ดังนี้

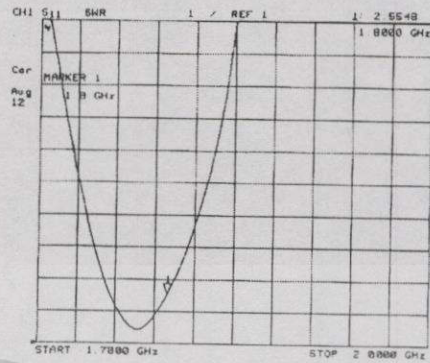
6.2 การทดสอบสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลม

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลมได้แสดงไว้ในหัวข้อที่ 3.4 จากนั้นได้ทดลองหาตำแหน่งในการป้อนสัญญาณให้แก่สายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลมด้วยการเลือกตำแหน่งของโพรบในจุดต่างกันของผิวสายอากาศเพื่อให้ได้อัตราส่วนของคลื่นนิ่งที่ต่ำที่สุด

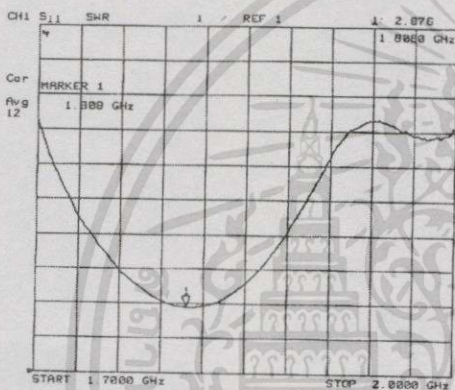
จากกราฟแสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศซึ่งได้จากการทดสอบกับเครื่องมือวิเคราะห์โครงข่าย(Network Analyzer) ที่แสดงในรูปที่ 6.3 ซึ่งอิมพีแดนซ์ของจุดเชื่อมต่อเป็น 50 โอห์ม ซึ่งเราจะกำหนดให้เป็นอิมพีแดนซ์หลักในการออกแบบ ดังนั้นจะเห็นว่า ตำแหน่งของโพรบที่ระยะห่าง 1 เซนติเมตร จากขอบของสายอากาศจะให้อัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ต่ำที่สุดโดยมีค่าเป็น 2.3 ที่ความถี่ 1800 เม็กกะเฮิร์ต (ความถี่กลาง)



(ก)



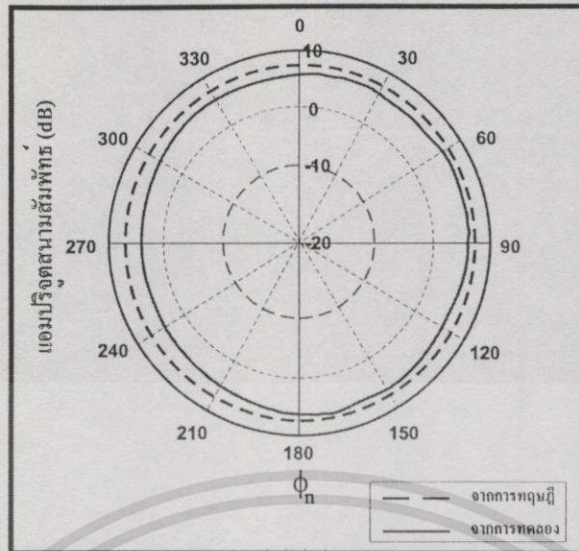
(ข)



(ค)

รูปที่ 6.3 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลมเมื่อตำแหน่งการป้อนสัญญาณห่างจากศูนย์กลาง (ก) 0 เซนติเมตร (ข) 1.0 เซนติเมตร (ค) 1.5 เซนติเมตร

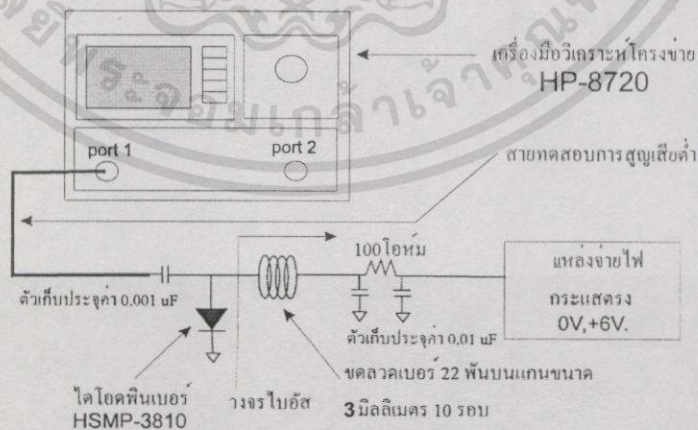
จากนั้นได้ทำการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลมขนาดหนึ่งอิลลิเมนต์ที่สร้างขึ้นมาที่ความถี่ 1800 เมกกะเฮิร์ต ในระนาบอะซิมุทโดยเปรียบเทียบกับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากการคำนวณ โดยใช้สายอากาศต้นกำเนิดเป็นสายอากาศคอร์ลิเนียร์ซึ่งต่อกับเครื่องกำเนิดสัญญาณที่ความถี่ 1800 เมกกะเฮิร์ต และสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลมที่ทดสอบต่ออยู่กับอุปกรณ์วิเคราะห์สเปคตรัมจากนั้นทำการหมุนสายอากาศในระนาบอะซิมุท พร้อมทั้งบันทึกความแรงของสัญญาณที่รับได้จากนั้นนำมาพล็อตกราฟ ดังแสดงได้ดังรูปที่ 6.4



รูปที่ 6.4 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบอะซิมุทของสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลม ขนาดหนึ่งอิลลิเมนต์ เมื่อเปรียบเทียบกับกรคำนวณ

6.3 การทดสอบวงจรเลือนเฟสขนาดหนึ่งบิต

วงจรเลือนเฟสนั้นเป็นองค์ประกอบที่สำคัญที่สุดในสายอากาศที่มีการปรับลำคลื่นไปยังทิศทางที่กำหนด ดังนั้นการออกแบบจึงต้องเลือกวงจรที่เหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งานในที่นี้เลือกใช้วงจรเลือนเฟสแบบสะท้อนที่ใช้ไดโอดพินในการสวิตช์ โดยได้เลือกไดโอดพินเบอร์ HSMP-3810 ซึ่งคุณสมบัติทางเทคนิคได้แสดงไว้ในภาคผนวกที่ 1 จากนั้นได้ทำการวัดค่าอิมพีแดนซ์ของไดโอดพินด้วยเครื่องมือวิเคราะห์โครงข่ายเพื่อหาค่าอิมพีแดนซ์ของไดโอดพินในสถานะปิดและเปิดตามลำดับ ซึ่งรายละเอียดได้แสดงไว้ในรูปที่ 6.5 ดังต่อไปนี้



รูปที่ 6.5 การวัดอิมพีแดนซ์ของไดโอดพินด้วยเครื่องมือวิเคราะห์โครงข่าย

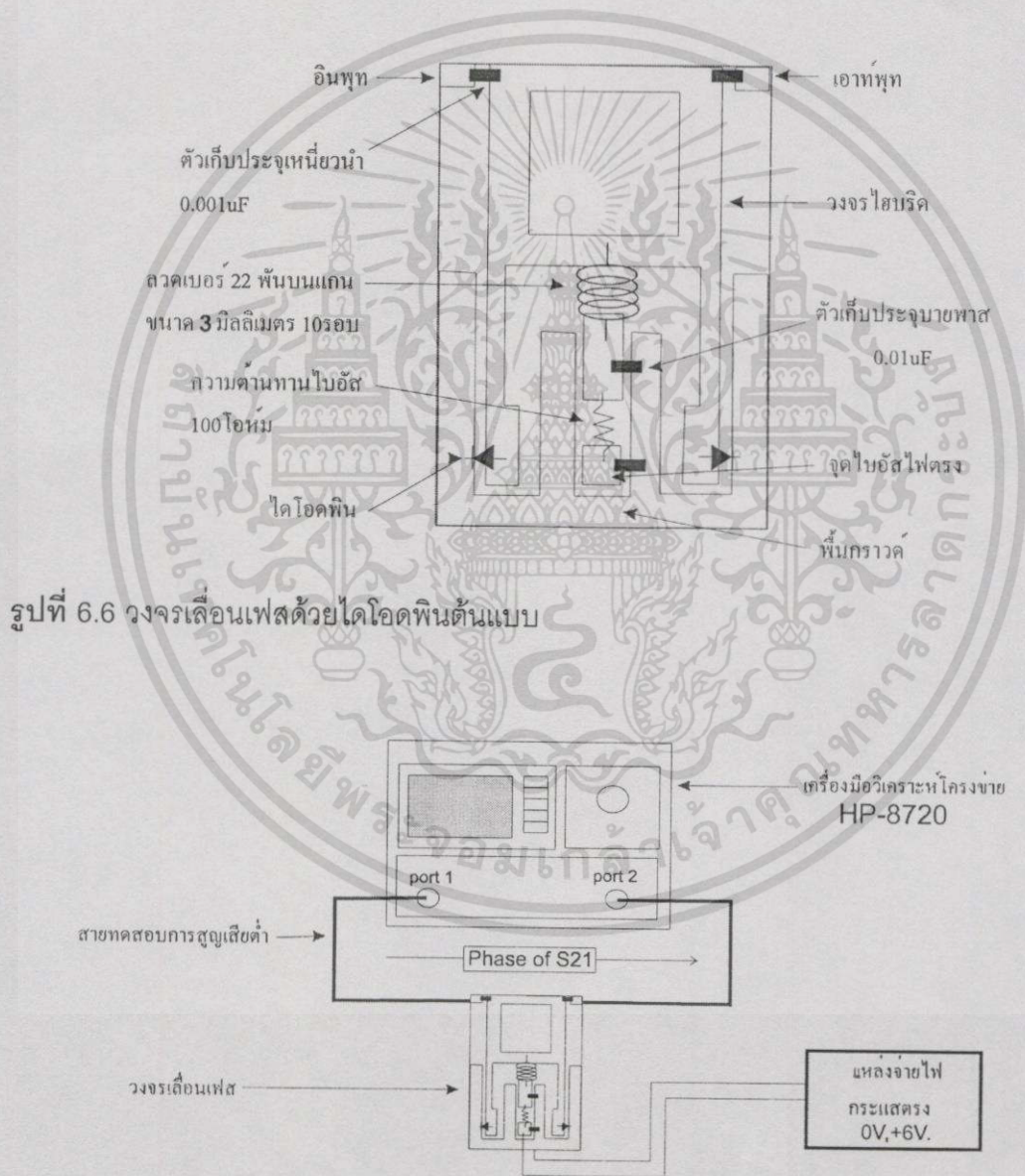
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าอิมพีแดนซ์ของไดโอดพินในสถานะเปิด(Z_f) และปิดวงจร(Z_r) เป็น

$$Z_f = 4.3 - j24.7 \text{ โอห์ม}$$

$$Z_r = 68.9 + j245.4 \text{ โอห์ม}$$

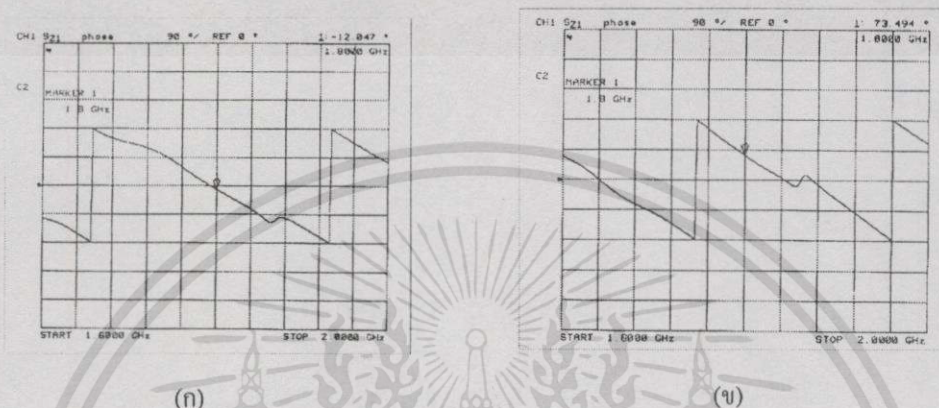
จากนั้นได้ออกแบบวงจรดังแสดงไว้ในหัวข้อ โดยได้วงจรเลื่อนเฟสขนาด 1 บิตต้นแบบที่ต้องมีการทดลองและปรับแต่งเพื่อให้การเลื่อนเฟสตรงกับการคำนวณเพื่อให้สามารถควบคุมทิศทางของลำคลื่นได้อย่างถูกต้อง โดยวงจรเลื่อนเฟสที่ใช้มีขนาด 1 บิต โดยมีส่วนของวงจรไบอัสในการป้อนไฟตรงไปควบคุมการเลื่อนเฟส ซึ่งได้ใช้แหล่งจ่ายไฟขนาด 6 โวลต์เพื่อให้เกิดการเปลี่ยนสถานะของไดโอดพิน วงจรเลื่อนเฟสที่ออกแบบแสดงได้ดังรูปที่ 6.6



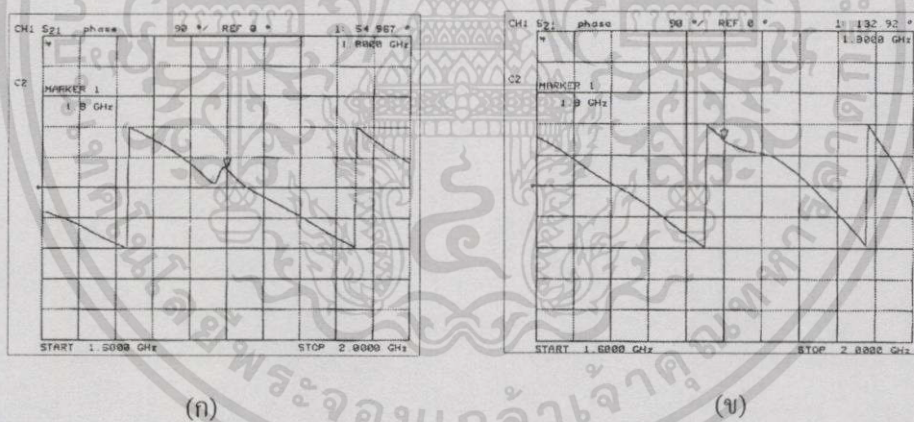
รูปที่ 6.7 การวัดความต่างเฟสของวงจรเลื่อนเฟสด้วยเครื่องมือวิเคราะห์โครงข่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 6.7 แสดงการวัดเฟสของวงจรเลื่อนเฟสในสถานะปิดและเปิดวงจรด้วยเครื่องมือวิเคราะห์ที่โครงข่ายโดยให้ไฟตรงในสถานะเปิดวงจรเป็น 0 โวลต์ ส่วนไฟตรงในสถานะปิดวงจรเป็น +6 โวลต์ จากนั้นได้ทำการปรับแต่งด้วยการเลื่อนตำแหน่งของไดโอดพินในส่วนของการแมชชีนของวงจรไฮบริดเพื่อให้ได้ค่าของการเลื่อนเฟสเป็น 80 องศา ดังแสดงในหัวข้อ 5.5.1



รูปที่ 6.8 เฟสของวงจรเลื่อนเฟสก่อนปรับแต่ง (ก)สถานะเปิด (ข)สถานะปิด

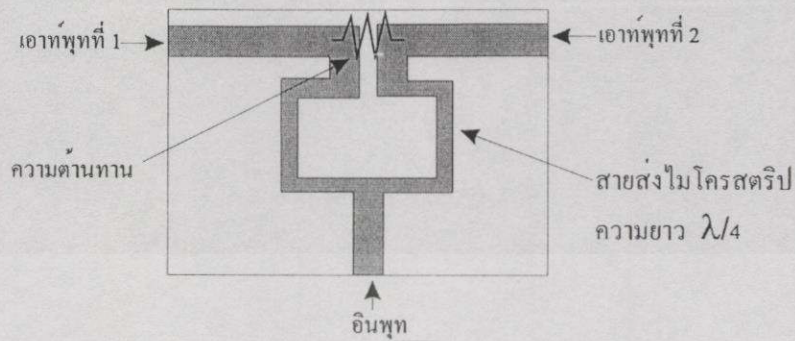


รูปที่ 6.9 เฟสของวงจรเลื่อนเฟสหลังปรับแต่ง (ก)สถานะเปิด (ข)สถานะปิด

จากรูปที่ 6.8 เฟสในสถานะเปิด(รูปที่ 6.8(ก))เป็น -15 องศา และในสถานะปิด(รูปที่ 6.8(ข))เป็น 104 องศา ดังนั้นค่าการเลื่อนเฟสก่อนการปรับแต่งเป็น 120 องศา ซึ่งผิดจากการออกแบบไป 40 องศา ซึ่งภายหลังจากการปรับแต่งจากรูปที่ 6.9 เฟสในสถานะเปิด(รูปที่ 6.9(ก))เป็น 55 องศา และในสถานะปิด(รูปที่ 6.9(ข))เป็น 133 องศา ดังนั้นค่าการเลื่อนเฟส หลังการปรับแต่งเป็น 78 องศา ผิดจากการออกแบบไป 2 องศา โดยการวัดค่าของการเลื่อนเฟสของวงจรเลื่อนเฟสทั้งสองวงจรแสดงไว้ในส่วนของผลการทดสอบ

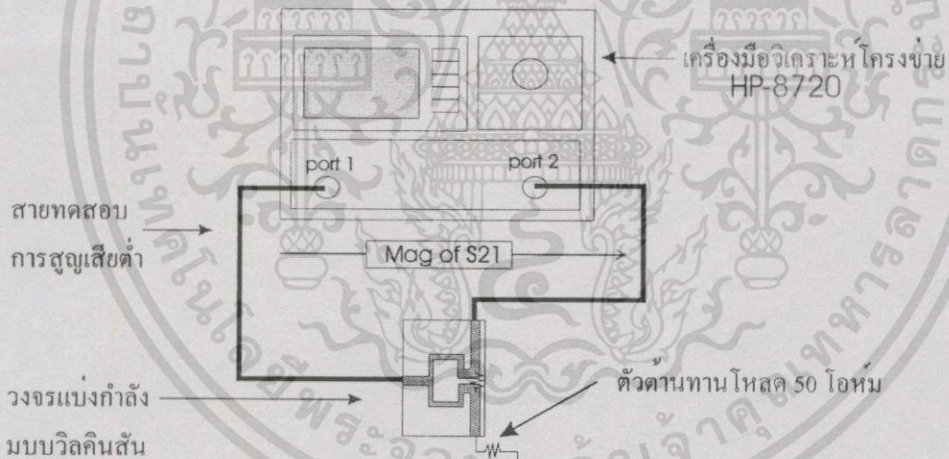
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.4 การทดสอบวงจรแบ่งกำลังแบบวิลคินสัน

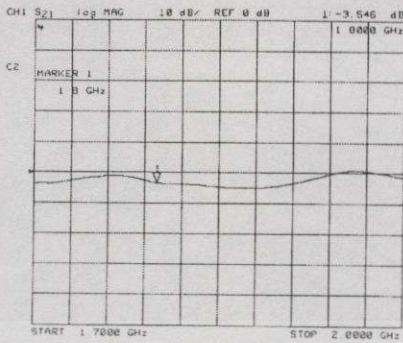


รูปที่ 6.10 วงจรแบ่งกำลังแบบวิลคินสันแบบสองทาง

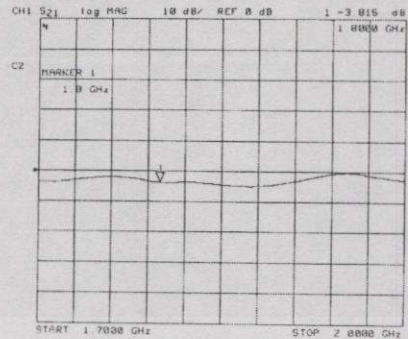
ทำการวัดการสูญเสียแบบแทรกสอด (Insertion Loss) ที่เกิดขึ้นที่เอาต์พุตทั้งสองพอร์ต ด้วยเครื่องมือวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) โดยวัดที่ละพอร์ต และให้พอร์ตที่เหลืออยู่ต่อไว้ด้วยความต้านทาน 50 โอห์ม จากนั้นจึงเปลี่ยนไปวัดอีกพอร์ตหนึ่ง



รูปที่ 6.11 การวัดการสูญเสียแบบแทรกสอดด้วยเครื่องมือวิเคราะห์โครงข่าย



(ก)



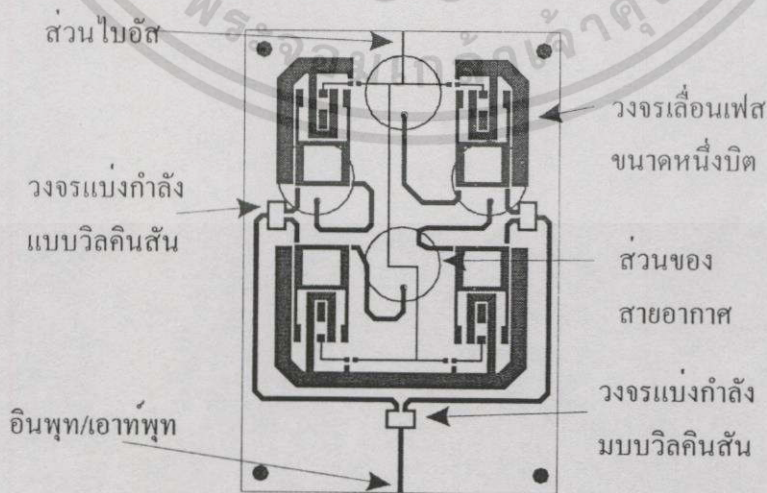
(ข)

รูปที่ 6.12 การสูญเสียแบบแทรกสอดของวงจรวิลคินสัน (ก) พอร์ตเอาต์พุตที่ 1
(ข) พอร์ตเอาต์พุตที่ 2

จากการทดลองในรูปที่ 6.12 จะเห็นว่า การสูญเสียจากการแทรกสอดของวงจรแบ่งกำลังที่ออกแบบจากพอร์ตอินพุตไปยังพอร์ตเอาต์พุตที่ 1 (รูปที่ 6.12(ก)) เป็น -3.5 เดซิเบล และ พอร์ตเอาต์พุตที่ 2 (รูปที่ 6.12(ข)) เป็น -3.8 เดซิเบลตามลำดับ (ในทางทฤษฎีเอาต์พุตทั้งสองพอร์ตจะมีค่า -3 เดซิเบลเท่ากัน) สาเหตุมาจากการที่วงจรแบ่งกำลังสร้างขึ้นมาอยู่บนโครงสร้างของแผ่นวงจรมิคริปะเภท FR-4 ซึ่งมีวัสดุฐานรองเป็นอีพ็อกซี ซึ่งมีการสูญเสียในไดอิเล็กตริกค่อนข้างสูงในย่านความถี่สูง

6.5 สายอากาศแถวลำดับปรับเฟสต้นแบบ

จากการทดสอบส่วนประกอบย่อยส่วนต่างๆ ทำให้สามารถนำข้อมูลทั้งหมดมาออกแบบสายอากาศแถวลำดับปรับเฟสไมโครสตริปแผ่นกลมได้ดังรูปที่ 6.13

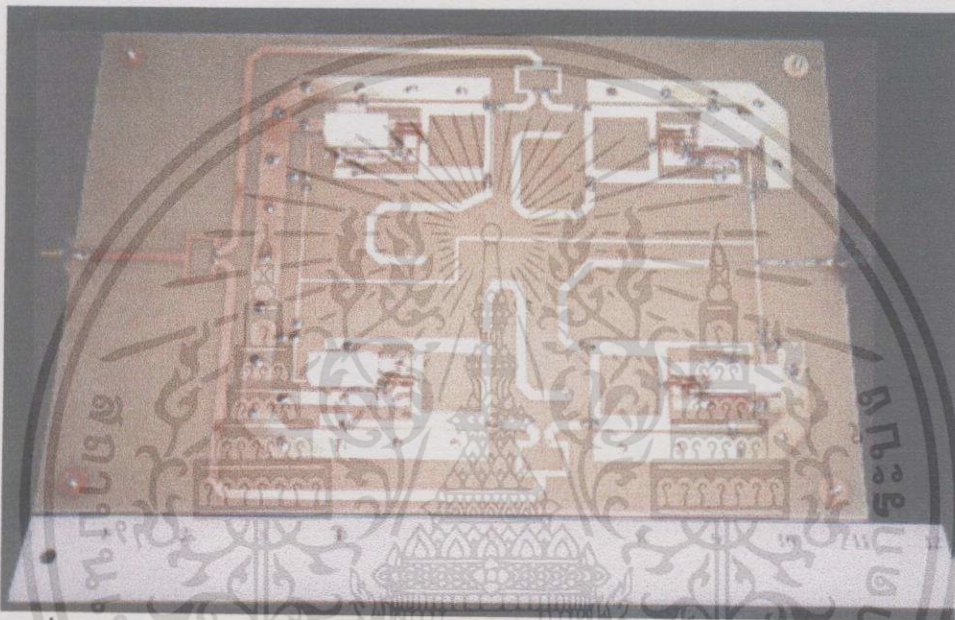


รูปที่ 6.13 Layout ส่วนป้อนสัญญาณของสายอากาศต้นแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนของด้านป้อนสัญญาณของสายอากาศจะแยกออกมาจากส่วนของสายอากาศแถวลำดับโดยอยู่คนละด้าน เพื่อป้องกันการเกิดการแพร่คลื่นของส่วนป้อนสัญญาณที่จะมีผลกระทบทำให้แบบรูปคลื่นของสายอากาศแถวลำดับเกิดการผิดเพี้ยนไปได้

สายอากาศไมโครสตริปแถวลำดับอีกด้านหนึ่งนั้นจะได้รับการป้อนสัญญาณจากส่วนป้อนสัญญาณผ่านสายส่งสัญญาณแกนร่วมในส่วนป้อนสัญญาณ และสายอากาศแถวลำดับนี้จัดสร้างบนแผ่น แผ่นวงจรพิมพ์FR-4 ที่มีวัสดุฐานรองเป็นอีพ็อกซี่ ได้ดังรูปที่ 6.14 และรูปที่ 6.15



รูปที่ 6.14 สายอากาศแถวลำดับปรับเฟสต้นแบบด้านส่วนป้อนสัญญาณ



รูปที่ 6.15 สายอากาศแถวลำดับปรับเฟสต้นแบบด้านสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

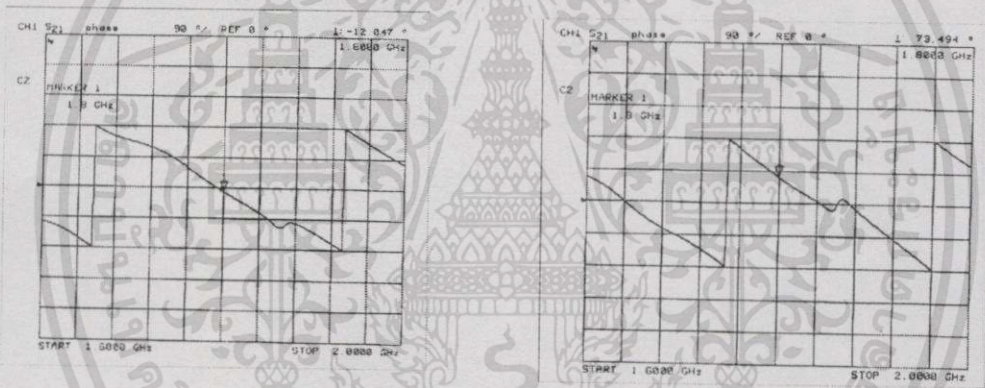
บทที่ 7

ผลของการทดลอง

หลังจากจัดสร้างสายอากาศแถวลำดับปรับเฟสแบบไมโครสตริปแผ่นกลมแล้ว จึงได้ทำการทดสอบเป็นขั้นตอนดังนี้

7.1 ผลการเลื่อนเฟสส่วนป้อนสัญญาณสายอากาศแต่ละอิลิเมนต์

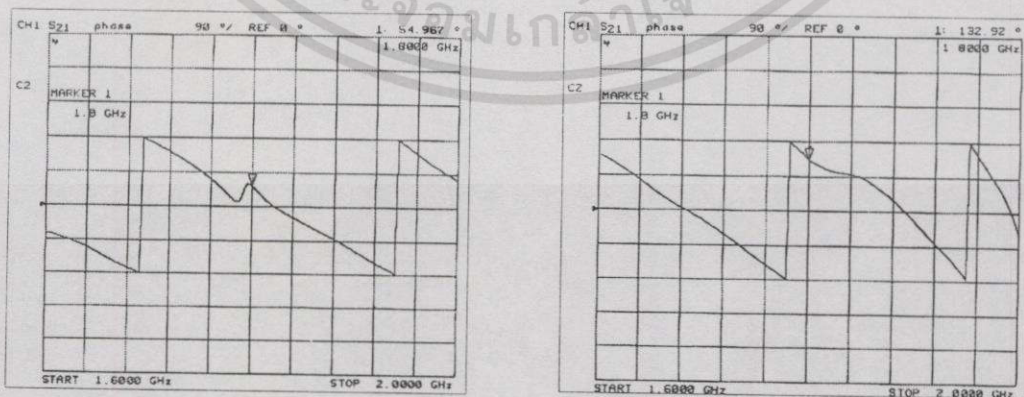
ก่อนการประกอบส่วนป้อนสัญญาณ และส่วนของสายอากาศเข้าด้วยกันได้ทำการวัดเฟสของกระแสที่ป้อนให้แก่สายอากาศแต่ละอิลิเมนต์จากส่วนป้อนสัญญาณเพื่อให้แน่ใจว่า การเลื่อนเฟสที่เกิดขึ้นจากกระแสที่ป้อนให้สายอากาศมีค่าใกล้เคียงกับการออกแบบเมื่อจัดสร้างเป็นวงจรรวมทั้งระบบแล้ว ได้ผลดังแสดงในรูปที่ 7.1 ถึง 7.4



(ก)

(ข)

รูปที่ 7.1 เฟสที่เลื่อนของสัญญาณที่ป้อนสายอากาศตัวที่ 1 (ก)สถานะเปิด (ข)สถานะปิด

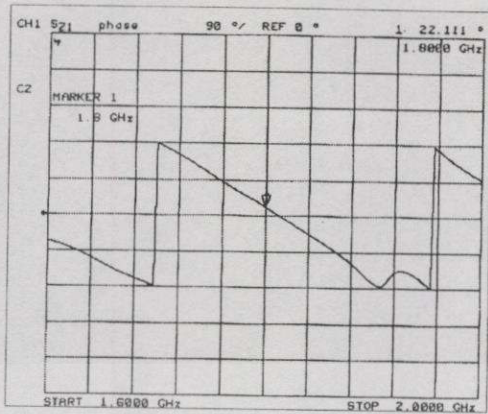


(ก)

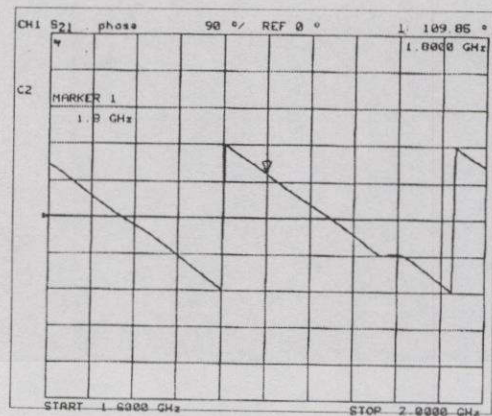
(ข)

รูปที่ 7.2 เฟสที่เลื่อนของสัญญาณที่ป้อนสายอากาศตัวที่ 2 (ก)สถานะเปิด (ข)สถานะปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรรมใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

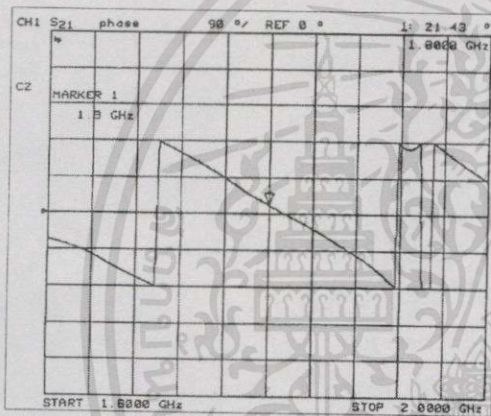


(ก)

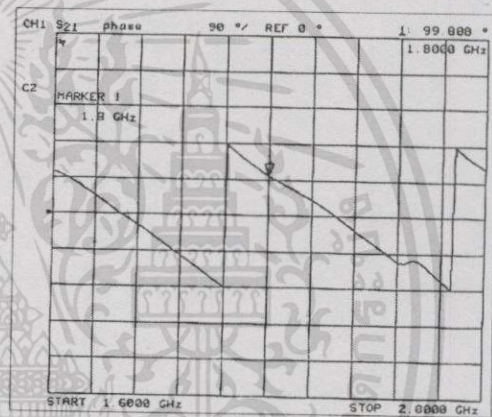


(ข)

รูปที่ 7.3 เฟสที่เลื่อนของสัญญาณที่ป้อนสายอากาศตัวที่ 3 (ก)สถานะเปิด (ข)สถานะปิด



(ก)



(ข)

รูปที่ 7.4 เฟสที่เลื่อนของสัญญาณที่ป้อนสายอากาศตัวที่ 4 (ก)สถานะเปิด (ข)สถานะปิด

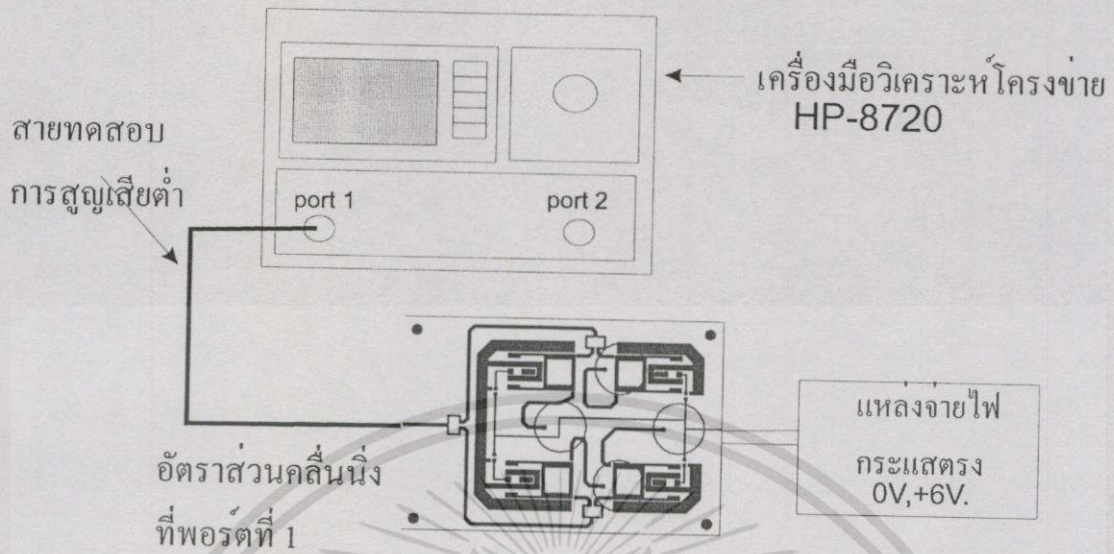
ได้สรุปรวมผลที่แสดงเฟสที่เลื่อนไปในสายอากาศทั้ง 4 ตัวได้ดังตารางที่ 7.1

ตารางที่ 7.1 แสดงเฟสที่เลื่อนไปของวงจรเลื่อนเฟสที่ป้อนให้สายอากาศย่อย

ทิศทางลำคลื่นหลัก	เฟสเมื่อเปิดวงจร (องศา)	เฟสเมื่อปิดวงจร (องศา)	เฟสเลื่อน (องศา)	ความผิดพลาดเฟส (องศา)
45 องศา	-12.0	+73.5	83.5	+3.5
135 องศา	+54.1	+132.9	77.8	-2.2
225 องศา	+22.1	+109.8	87.7	+7.7
315 องศา	+21.4	+100	78.6	-1.4

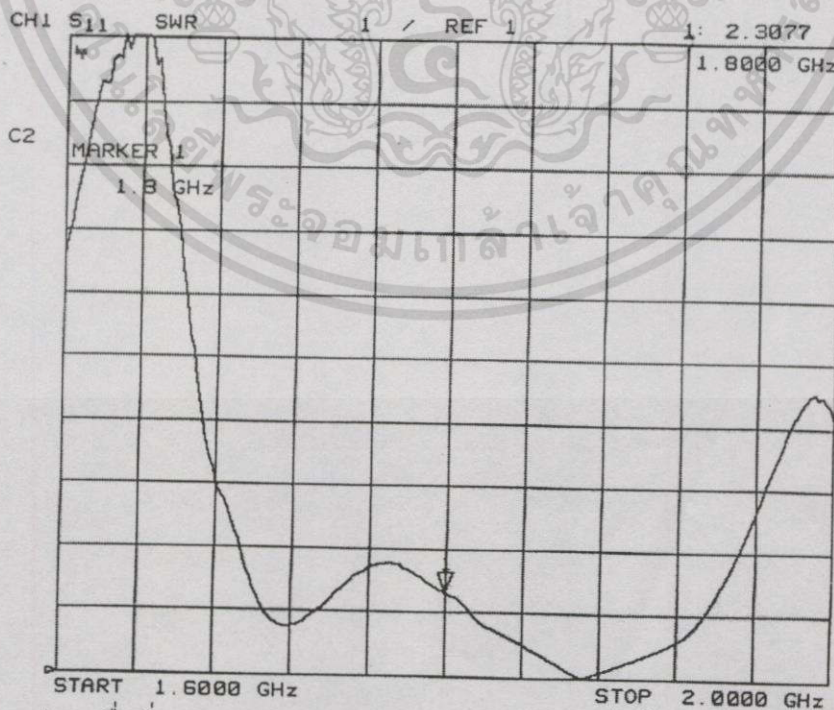
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.2 ผลการวัดอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศต้นแบบ



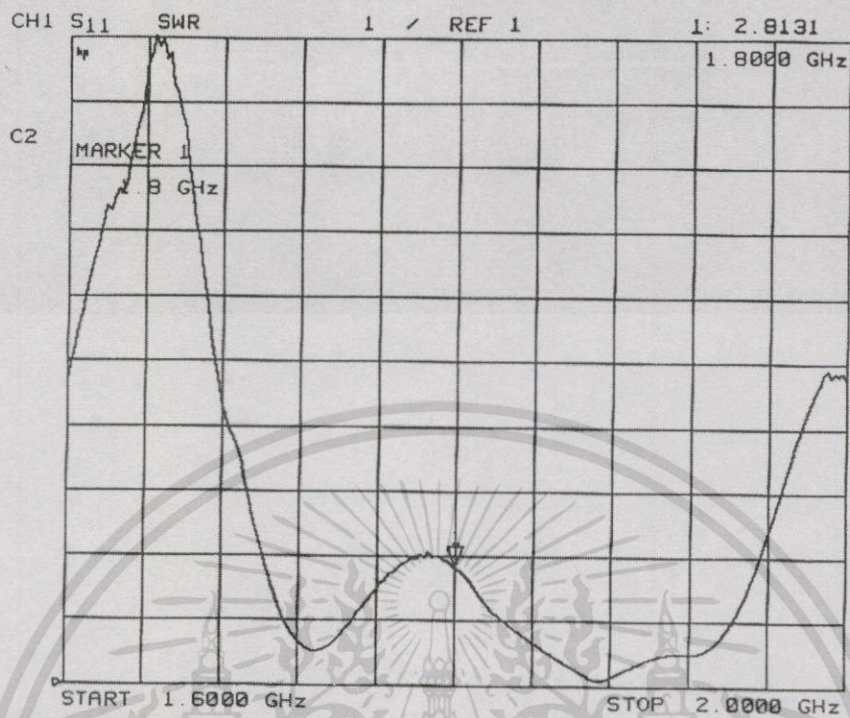
รูปที่ 7.5 การวัดอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศเมื่อควบคุมการไปกลับวงจรเลื่อนเฟสไปตามทิศทางที่กำหนด

การวัดอัตราส่วนของคลื่นนิ่งตามรูปที่ 7.5 ได้ผลจากการวัดอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศในสถานะการทำงานของสายอากาศแต่ละสถานะจนครบสี่สถานะได้ดังรูปที่ 7.6 ถึง 7.9

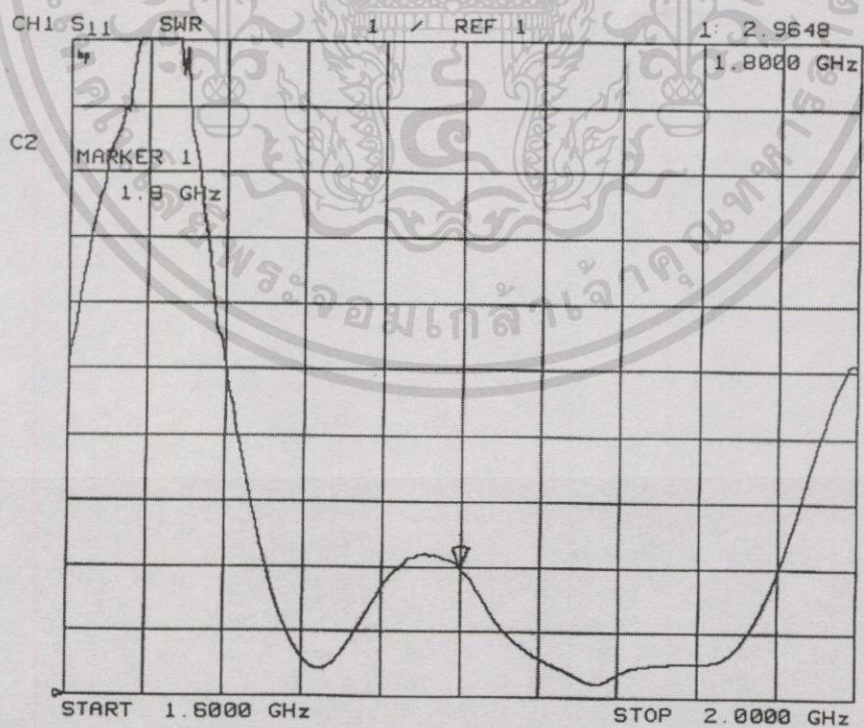


รูปที่ 7.6 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศในสถานะควบคุมลำคลื่นที่ทิศทาง 45 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

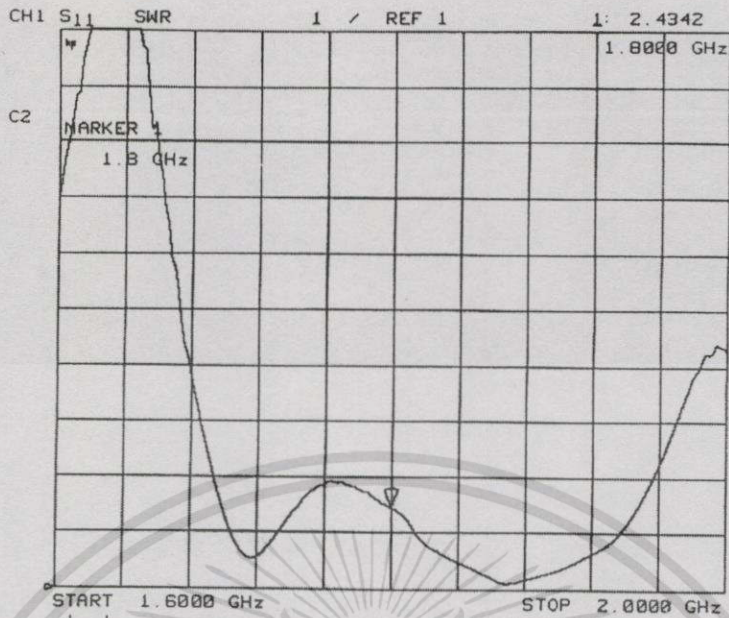


รูปที่ 7.7 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศในสถานะควบคุมลำคลื่นที่ทิศทาง 135 องศา



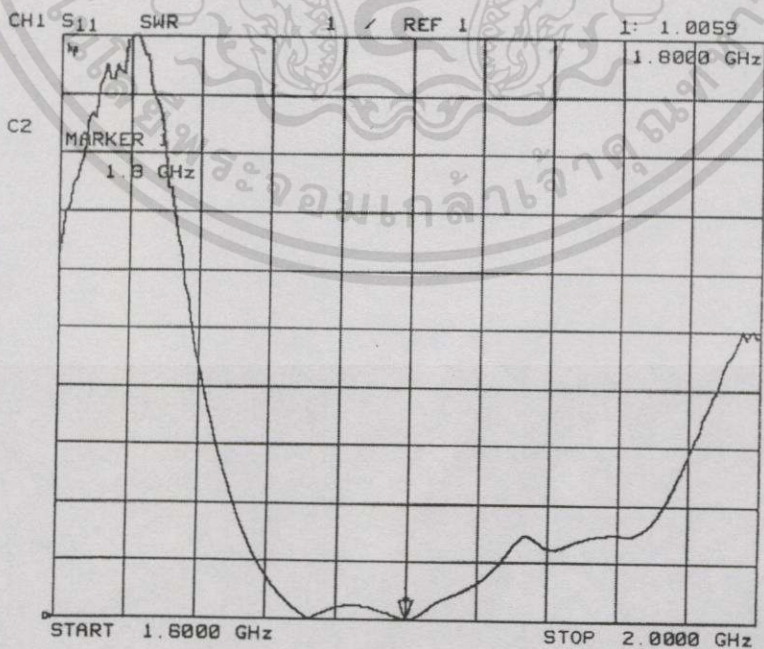
รูปที่ 7.8 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศในสถานะควบคุมลำคลื่นที่ทิศทาง 225 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



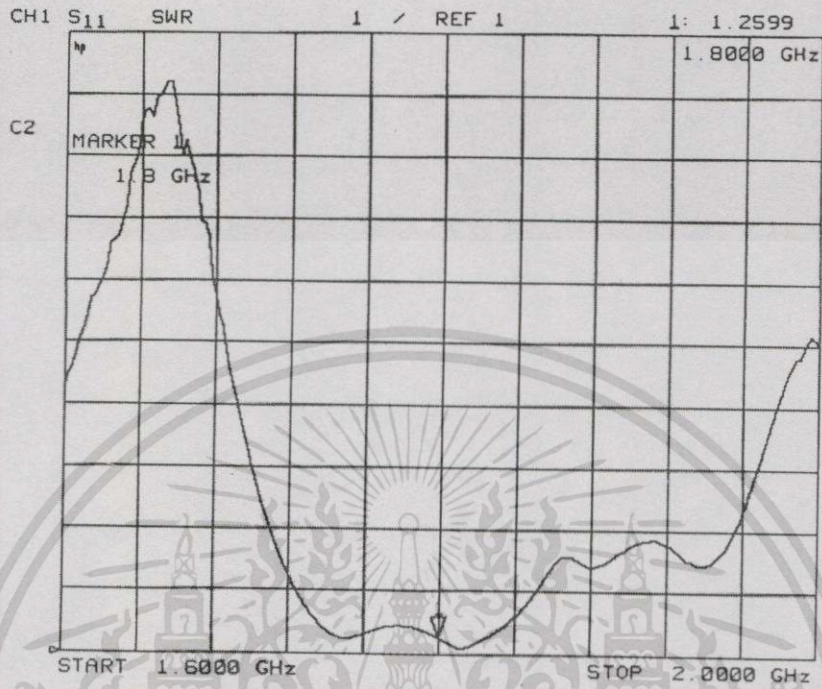
รูปที่ 7.9 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศในสถานะควบคุมลำคลื่นที่ทิศทาง 315 องศา

อัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศจะอยู่ประมาณ 2.3 ถึง 2.9 ซึ่งค่อนข้างสูงเกินไปดังนั้นจึงได้ทำการปรับแต่งสายอากาศให้มีอัตราส่วนคลื่นนิ่งให้ดีขึ้นด้วยการแก้ไขเชิงด้านอินพุทของสายอากาศในส่วนสายนำสัญญาณอินพุทของวงจรแบ่งกำลังในส่วนการป้อนสัญญาณวงจรส่วนแรก โดยการใช้แผ่นทองแดงเพิ่มเป็นลักษณะของสตัดแมชชิงบนสายนำสัญญาณ จากนั้นก็ทำการปรับขนาดของสตัด และเลื่อนตำแหน่งของสตัดจนกว่าจะได้อัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ต่ำที่สุดซึ่งจะได้อัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ดีขึ้นดังแสดงในรูปที่ 7.10 ถึง 7.13 ตามลำดับดังนี้

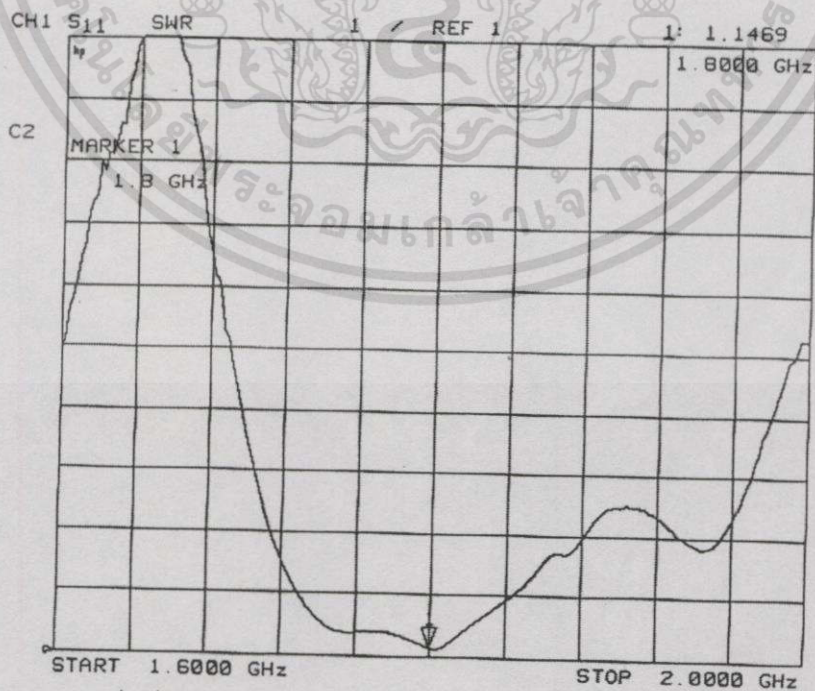


รูปที่ 7.10 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศในสถานะควบคุมลำคลื่นที่ทิศทาง 45 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

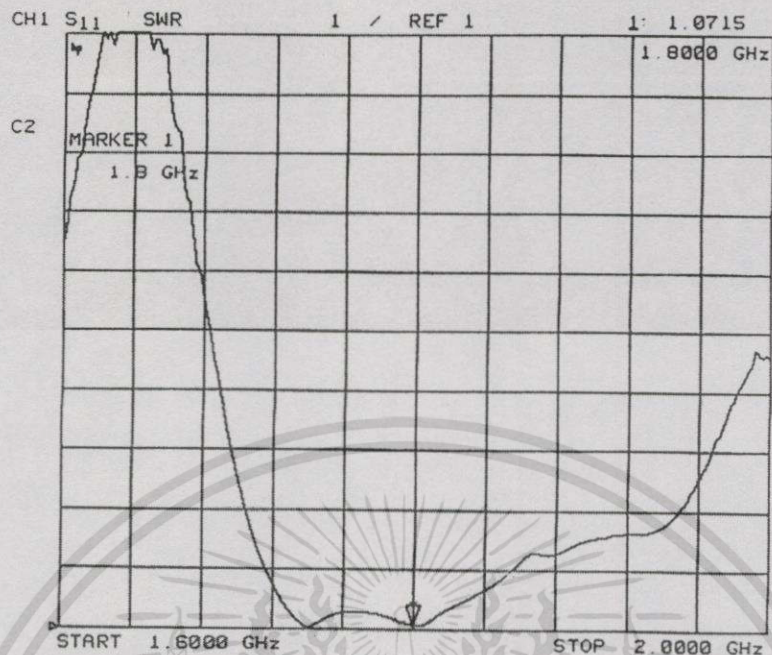


รูปที่ 7.11 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศในสถานะควบคุมลำคลื่นที่ทิศทาง 135 องศา



รูปที่ 7.12 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศในสถานะควบคุมลำคลื่นที่ทิศทาง 225 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



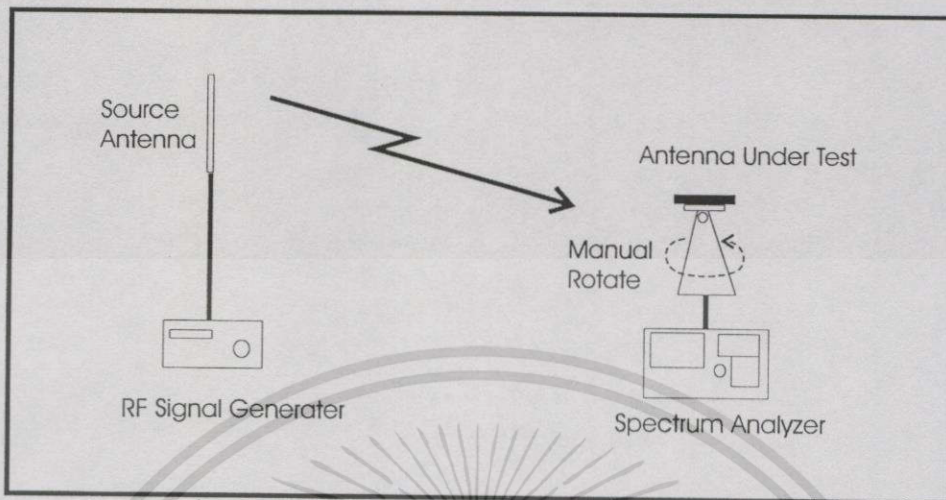
รูปที่ 7.13 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศในสถานะควบคุมลำคลื่นที่ทิศทาง 315 องศา

ได้แสดงข้อมูลเปรียบเทียบผลของอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศที่ออกแบบก่อน และ หลังการปรับแต่งในตารางที่ 7.2 จะเห็นว่า อัตราส่วนคลื่นนิ่งก่อนการปรับแต่งมีค่าสูงทั้งสี่สถานะ แต่หลังจากการปรับแต่งแล้วอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ได้ทั้งสี่สถานะน้อยกว่า 1.2 ซึ่งดีกว่าเป้าหมายที่ตั้งไว้เบื้องต้น

ตารางที่ 7.2 เปรียบเทียบอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศก่อนและหลังการปรับแต่ง

ทิศทางของลำคลื่นหลัก	อัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศ	
	ก่อนปรับแต่ง	หลังปรับแต่ง
45 องศา	2.31	1.01
135 องศา	2.81	1.26
225 องศา	2.96	1.15
315 องศา	2.43	1.07

7.3 ผลการวัดแบบรูปคลื่นของสายอากาศในทิศทางที่กำหนด



รูปที่ 7.14 วิธีการต่อเครื่องมือวัดสำหรับการทดสอบแบบรูปคลื่น

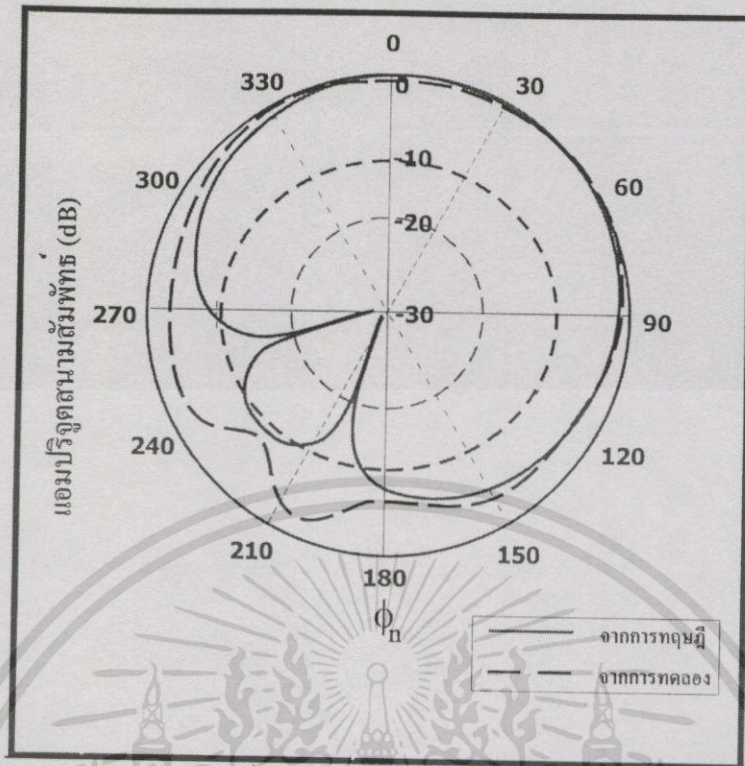
การทดสอบแบบรูปของการแผ่คลื่นในทิศทางที่กำหนดทั้งสี่ทิศทางโดยวิธีการวัดแบบรูปคลื่นของสายอากาศจะแสดงในรูปที่ 7.14 ซึ่งเป็นการวัดแบบรูปคลื่นในแบบสนามระยะไกล (Far Field) โดยระยะห่างระหว่างสายอากาศต้นกำเนิดสัญญาณ ไปยังสายอากาศที่ทดสอบมีระยะทางตามสมการ

$$r \gg \frac{2D^2}{\lambda_0} \quad (7.1)$$

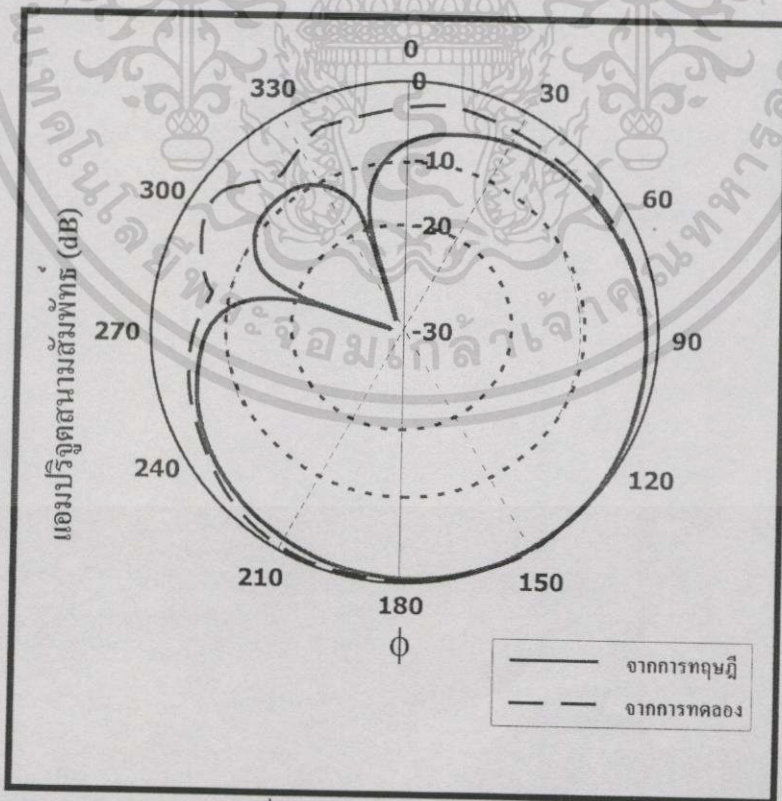
เมื่อ D เป็นความยาวส่วนที่ยาวที่สุดของสายอากาศ และ λ_0 เป็นความยาวคลื่นในฟรีสเปซ ดังนั้นเมื่อ $D = 0.28$ เมตร และ $\lambda_0 = 0.167$ เมตร เราจะได้ $r \gg 1.2$ เมตร ในการทดลองกำหนดให้ระยะห่างระหว่างสายอากาศต้นกำเนิดสัญญาณ และสายอากาศทดสอบเป็น 10 เมตร สายอากาศต้นกำเนิดสัญญาณจะต่ออยู่กับเครื่องกำเนิดสัญญาณวิทยุ (RF Signal Generator) ส่วนของสายอากาศทดสอบจะต่ออยู่กับเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม (Spectrum Analyzer) model HP-8593E นอกจากนั้นสายอากาศทดสอบยังต่ออยู่กับอุปกรณ์ช่วยในการหมุนสายอากาศ เพื่อทำการปรับทิศทางสายอากาศในการวัดระดับสัญญาณในทิศทางรอบสายอากาศ

ให้ความถี่ในการวัดเป็นความถี่กลางของการออกแบบ คือ ความถี่ 1800 เมกกะเฮิร์ต ซึ่งผลการวัดแบบรูปคลื่นของสายอากาศจะเน้นการทดสอบในระนาบอะซิมุทซึ่งเป็นจุดมุ่งหมายของการกำหนดทิศทางลำคลื่นหลักโดยแสดงบนโพลาร์กราฟ (Polar Graph) เพื่อให้สามารถพิจารณาทิศทางของลำคลื่นได้ง่ายได้ผลดังแสดงในรูปที่ 7.15 ถึง 7.18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

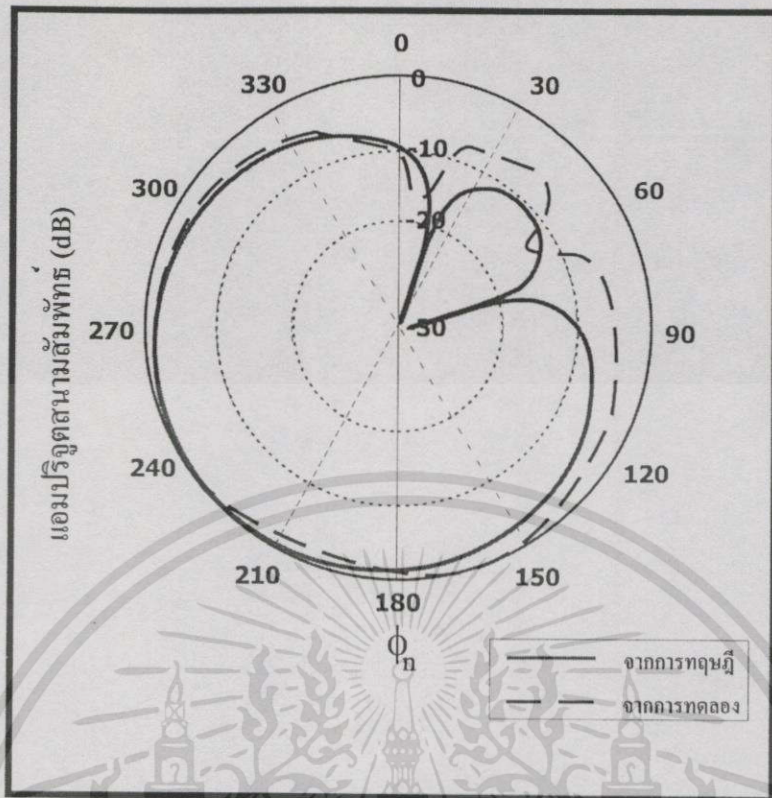


รูปที่ 7.15 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบอะซิมุท เมื่อทิศทางเป็น 45 องศา

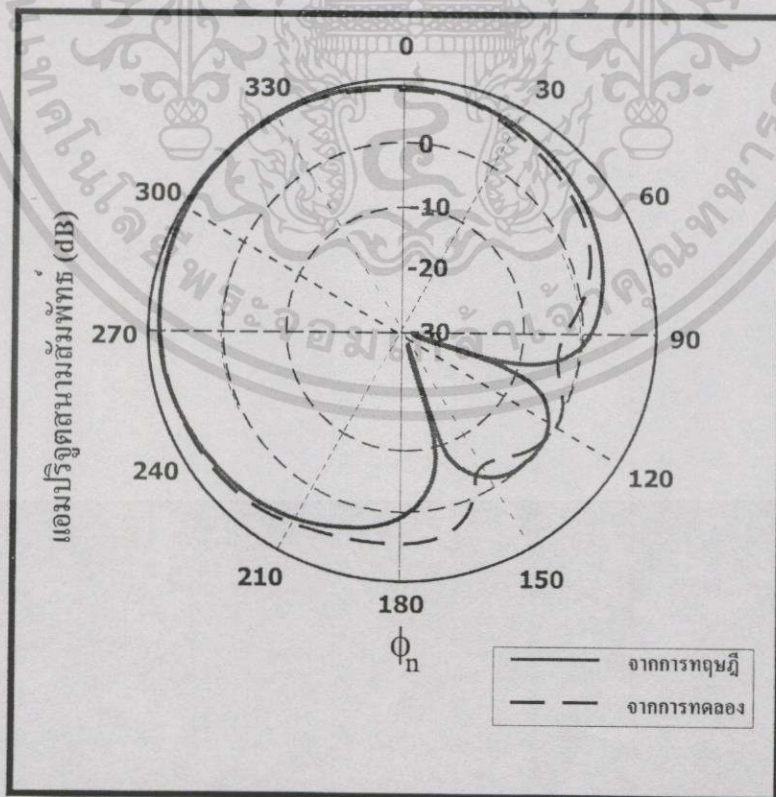


รูปที่ 7.16 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบอะซิมุท เมื่อทิศทางเป็น 135 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.17 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบอะซิมุท เมื่อทิศทางเป็น 225 องศา



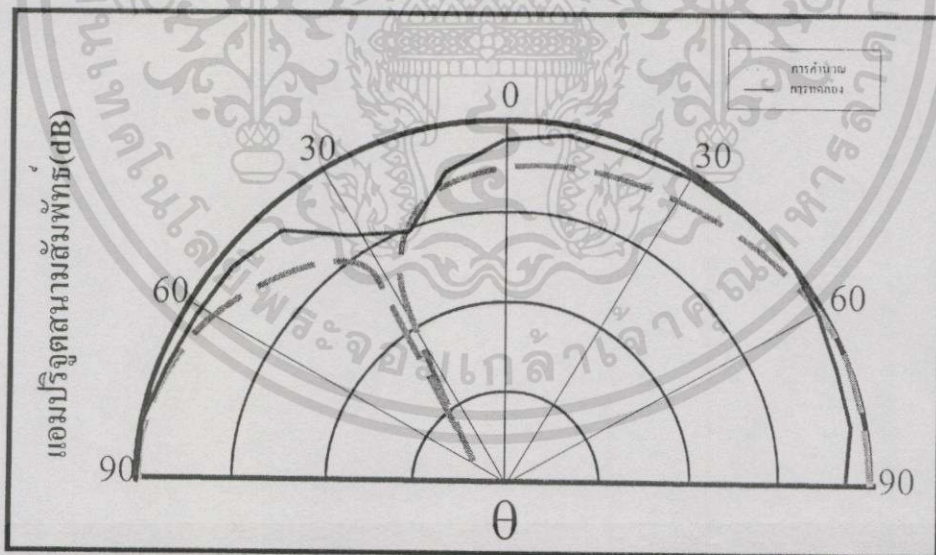
รูปที่ 7.18 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบอะซิมุท เมื่อทิศทางเป็น 315 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ออกแบบจัดสร้างได้ผลดังรูปที่ 7.15 ถึง 7.18 จะเห็นว่า สนามจากการวัดจะมีรูปร่างบางส่วนเป็นไปตามทฤษฎี และบางส่วนแตกต่างจากทางทฤษฎี คือ

- 1) การควบคุมทิศทางของสายอากาศด้วยการกำหนดการเปิดปิดวงจรของวงจรเลื่อนเฟสแต่ละตัวเพื่อควบคุมเฟสของกระแสจะให้ผลการทดสอบเป็นไปตามทฤษฎี โดยสามารถควบคุมทิศทางของลำคลื่นได้ถูกต้อง ทั้งสี่ทิศทาง
- 2) ความกว้างของลำคลื่นค่อนข้างกว้างกว่าการออกแบบ โดยมีความกว้างที่ -3 เดซิเบลที่ 120 องศา
- 3) อัตราส่วนระหว่างโหนดหน้าและโหนดหลังประมาณ 6 ถึง 10 เดซิเบล แต่ในส่วนของ null จะไม่ได้ค่าที่ต่ำเท่ากับตามทฤษฎี

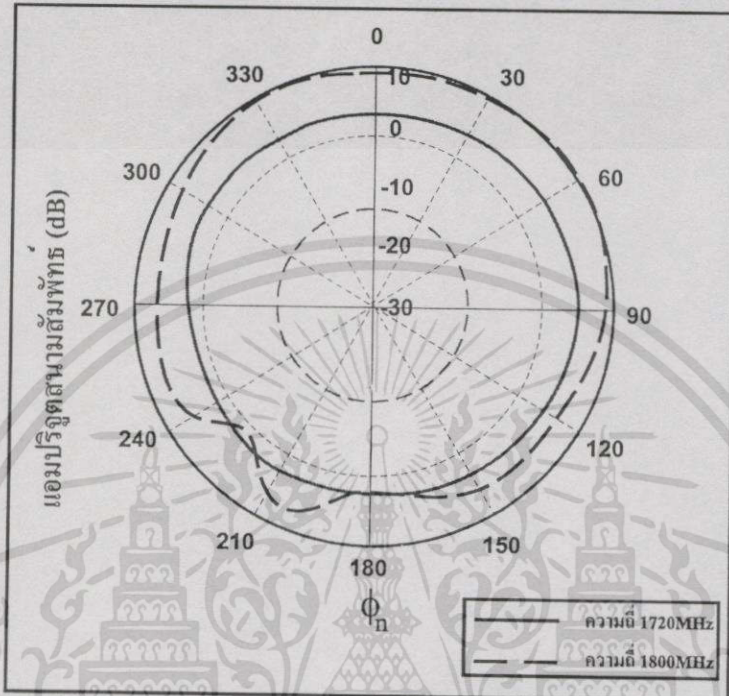
ในส่วนของระนาบเอลิเวชันจะเป็นส่วนที่ไม่ได้พิจารณาออกแบบให้มีความแตกต่างกันในสถานะต่างๆ โดยการออกนั้นได้กำหนดให้ทิศทางของลำคลื่นหลักในระนาบเอลิเวชันจะอยู่ในทิศทางประมาณ 60 องศา โดยได้ทำการทดสอบแบบรูปคลื่นในระนาบเอลิเวชันเมื่อกำหนดให้ทิศทางของลำคลื่นหลักเป็น 135 องศาได้ดังรูปที่ 7.19



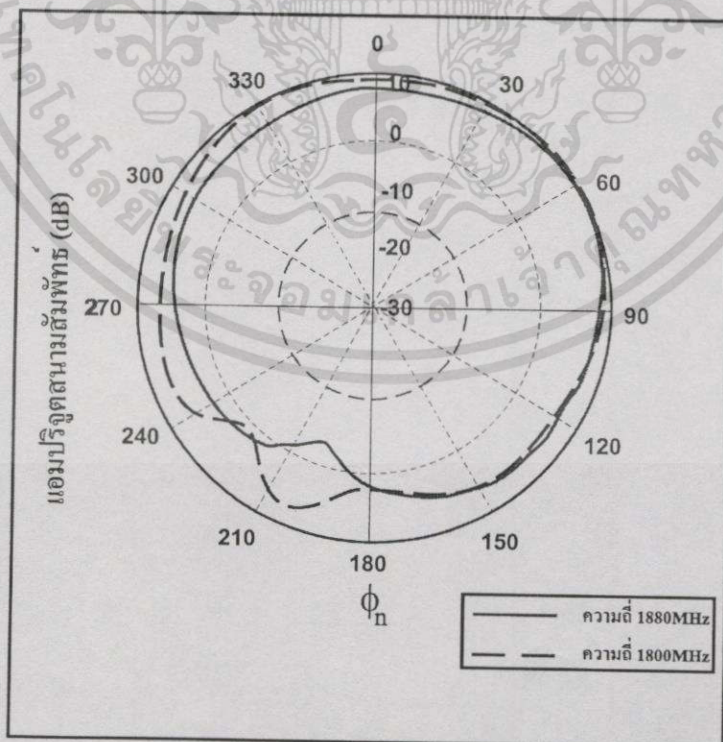
รูปที่ 7.19 แบบรูปคลื่นในระนาบเอลิเวชันเมื่อกำหนดทิศทางลำคลื่นหลักในระนาบอะซิมุทเป็น 135 องศา

นอกจากนั้นยังได้ทำการทดสอบแบบรูปคลื่นในความถี่ด้านสูง และด้านต่ำของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในย่านความถี่ 1800 เมกกะเฮิร์ต เพื่อพิจารณาการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นกับแบบรูปคลื่น โดยได้ทดสอบที่ความถี่ 1720 เมกกะเฮิร์ต และ 1880 เมกกะเฮิร์ตตามลำดับ โดยได้ทำการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วัดในระนาบอะซิมุท เมื่อกำหนดให้ทิศทางของลำคลื่นหลักเป็น 45 องศา ดังแสดงได้ในรูปที่ 7.20 และ 7.21 ตามลำดับโดยได้ทำการเปรียบเทียบกับแบบรูปคลื่นที่ได้ที่ความถี่กลาง 1800 เมกกะเฮิร์ต เพื่อแสดงถึงการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้น



รูปที่ 7.20 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบอะซิมุท ที่ความถี่ 1720 เมกกะเฮิร์ต



รูปที่ 7.21 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบอะซิมุท ที่ความถี่ 1880 เมกกะเฮิร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.4 อัตราขยายเจาะจงทิศทางเปรียบเทียบ

การวัดอัตราการขยายเจาะจงทิศทางได้ทำการวัดในลักษณะเปรียบเทียบกับสายอากาศมาตรฐานที่มีอยู่โดยวิธีการทดสอบได้ใช้ตามรูปที่ 7.14 โดยในส่วนของสายอากาศทดสอบได้ใช้สายอากาศแบบคอลลิเนียร์ (Collinear Antenna) ของบริษัท Yagi Antenna ซึ่งเป็นสายอากาศซึ่งออกแบบมาใช้งานในย่านความถี่ประมาณ 1895 ถึง 1918 เมกกะเฮิร์ต ซึ่งออกแบบไว้ใช้ในสถานีฐานของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ โดยมีอัตราขยายเป็น +6.5 เดซิเบลเมื่อเทียบกับแหล่งกำเนิดไอโซโทรปิก (ข้อมูลทางเทคนิคของสายอากาศที่ออกแบบแสดงไว้ในภาคผนวก ค.) ได้ผลเปรียบเทียบตามตาราง 7.3

ตารางที่ 7.3 อัตราขยายเจาะจงทิศทางเปรียบเทียบของสายอากาศต้นแบบในทิศทางทั้งสิ้น

ทิศทาง	45 องศา	135 องศา	225 องศา	315 องศา
อัตราขยายเจาะจงทิศทางเปรียบเทียบ (เดซิเบล)	-2	-2.5	-2	-3.5

อัตราขยายเจาะจงทิศทางเปรียบเทียบสายอากาศต้นแบบจะมีค่า -3.5 ถึง -2 เดซิเบลเมื่อเทียบกับสายอากาศมาตรฐานที่ความถี่ทดสอบ ดังนั้นเมื่อคำนวณจากอัตราขยายเจาะจงทิศทางของสายอากาศมาตรฐานซึ่งมีค่า +6.5 เดซิเบลเทียบกับสายอากาศไอโซโทรปิกจากข้อมูลของสายอากาศในภาคผนวกที่ ค. จะได้ผลดังแสดงในตาราง 7.4

ตารางที่ 7.4 อัตราขยายเจาะจงทิศทางของสายอากาศต้นแบบในทิศทางทั้งสิ้น

ทิศทาง	45 องศา	135 องศา	225 องศา	315 องศา
อัตราขยายเมื่อเทียบกับสายอากาศไอโซโทรปิก (เดซิเบล)	+4.5	+4	+4.5	+3

บทที่ 8

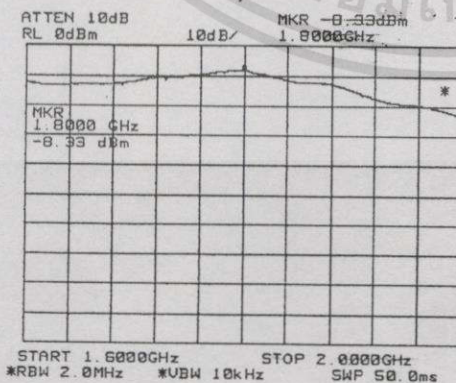
วิเคราะห์ผลการทดลอง และสรุป

8.1 วิเคราะห์ผลการทดลอง

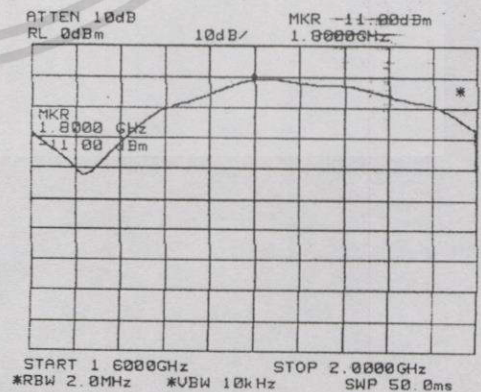
เมื่อวิเคราะห์ผลจากการทดสอบที่เกิดขึ้นเพื่อหาสาเหตุของการเปลี่ยนแปลงของแบบรูปของสนามของสายอากาศ จึงได้ทำการวิเคราะห์จากสมการพื้นฐานของแอมพลิจูดในบทที่ 2 โดยสมการของแอมพลิจูดวงกลมเป็นไปตามสมการ (2.6) เมื่อขนาดกระแสคงที่

$$AF(\theta, \phi) = I \sum_{n=1}^N e^{j[k a \sin \theta \cos(\phi - \phi_n) - \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n)]} \quad (8.1)$$

สมการพื้นฐานของแอมพลิจูดจะขึ้นอยู่กับตัวแปรที่สำคัญสองค่าคือ เฟสของกระแสที่ป้อนให้สายอากาศแต่ละตัว และขนาดของกระแสที่ป้อนให้สายอากาศแต่ละตัว ในส่วนของเฟสของกระแสที่ป้อนให้สายอากาศแต่ละตัวนั้น จากผลการทดสอบวัดเฟสของกระแสที่ป้อนให้สายอากาศแต่ละตัวในหัวข้อ 7.1 ถึง 7.4 นั้นจะเห็นว่า เฟสของสัญญาณมีขนาดใกล้เคียงกัน ดังนั้นจึงไม่ควรเป็นสาเหตุของการเปลี่ยนแปลงแบบรูปของสนามของสายอากาศ ดังนั้นสาเหตุควรจะอยู่ในส่วนของขนาดของกระแสที่ป้อนให้แก่สายอากาศ ซึ่งในการคำนวณแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแอมพลิจูดกำหนดให้กระแสที่ป้อนให้แก่สายอากาศแต่ละตัวให้มีขนาดเท่ากันในทุกกรณี ในทางปฏิบัตินั้นอาจมีปัญหาโดยเฉพาะส่วนวงจรเลื่อนเฟสซึ่งมีการปรับแต่งการแมทซ์ซึ่งเพื่อให้ได้เฟสเป็นไปตามข้อกำหนด จึงได้วัดการสูญเสียแบบแทรกสอดที่เกิดขึ้นกับวงจรเลื่อนเฟสในขณะที่ยังวงจรเลื่อนเฟสทำงานในสถานะเปิด และสถานะปิด ซึ่งแสดงในรูป 8.1



(ก)



(ข)

รูปที่ 8.1 การสูญเสียจากการแทรกสอดวงจรเลื่อนเฟส (ก) สถานะเปิด (ข) สถานะปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 8.1 จะเห็นว่า การสูญเสียแบบแทรกสอดที่เกิดขึ้นกับวงจรเลื่อนเฟสในสถานะเปิด (รูปที่ 8.1(ก)) เป็น -8.33 เดซิเบล และสถานะปิด (รูปที่ 8.1(ข)) เป็น -11.00 เดซิเบล ซึ่งมีความแตกต่างกัน 3 เดซิเบล ทำให้แบบรูปของสนามของสายอากาศไม่ตรงตามทฤษฎี ดังนั้นจึงได้ทำการคำนวณหาสนามของสายอากาศเมื่อขนาดของกระแสที่ป้อนให้แก่สายอากาศย่อยในการควบคุมทิศทางลำคลื่นมีขนาดต่างกัน ในสถานะเปิด และปิดวงจร โดยจากสมการที่ (2.6) เราจะได้

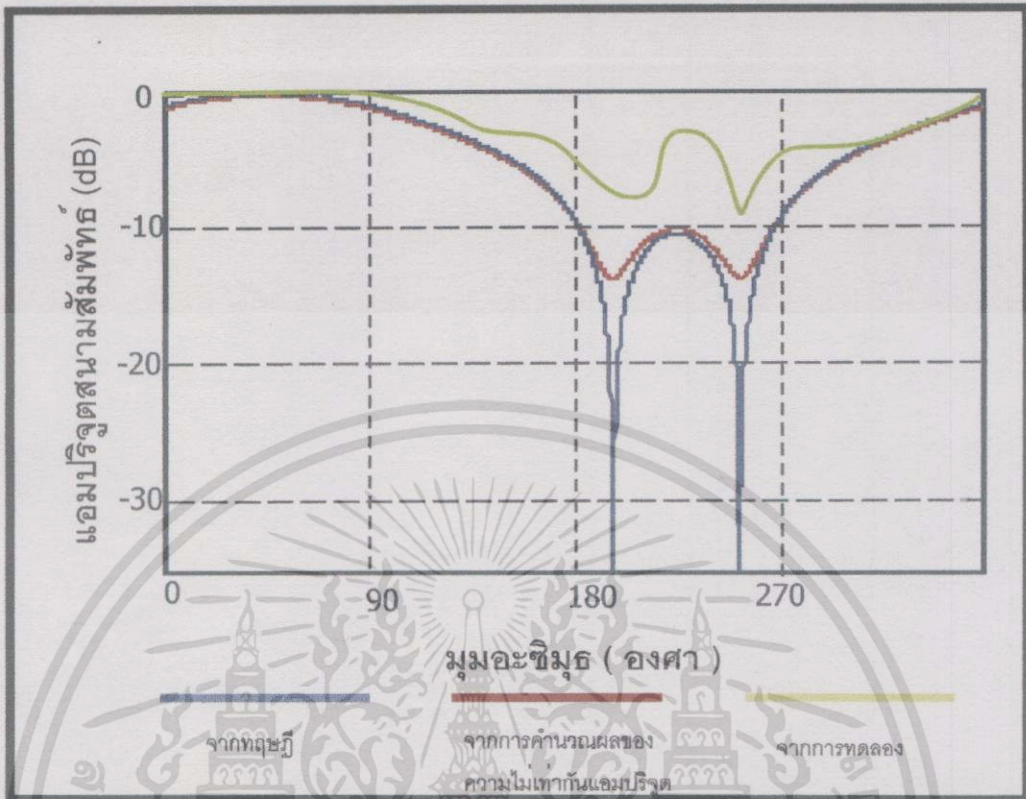
$$AF(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{j[ka \sin \theta \cos(\phi - \phi_n) - \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n)]} \quad (8.2)$$

เมื่อ $I_N = 1$ เมื่ออยู่ในสถานะเปิดวงจร
0.5 เมื่ออยู่ในสถานะปิด

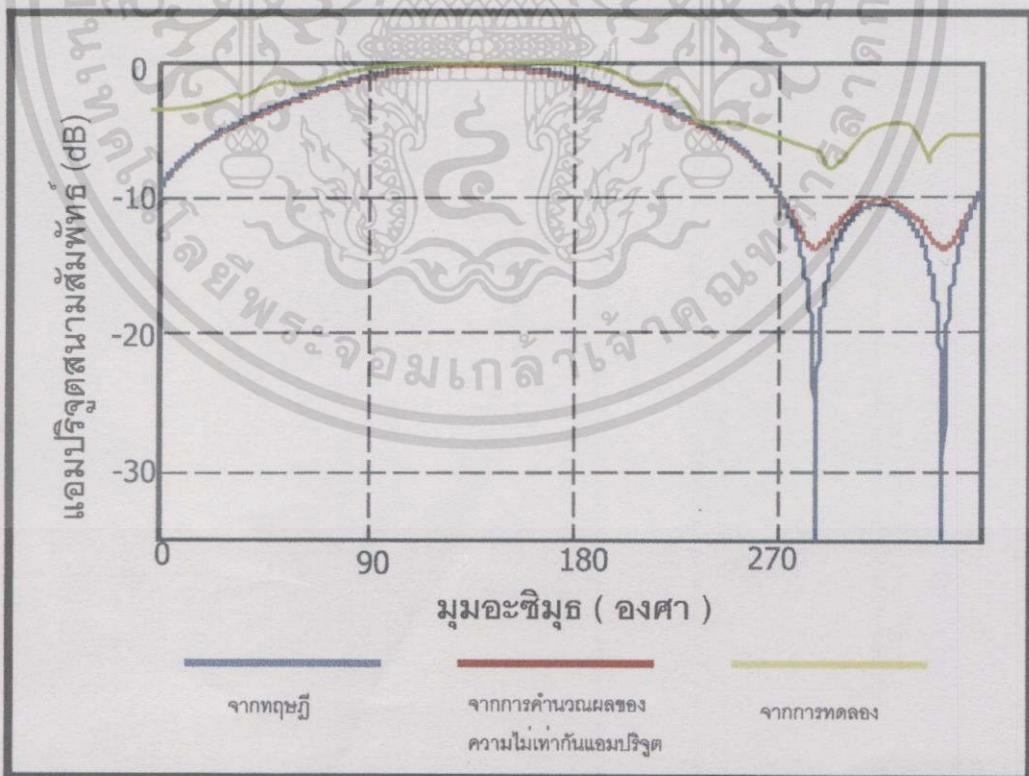
จากสมการข้างต้นได้นำมาแสดงในตารางที่ 8.1 เพื่อเปรียบเทียบขนาดของกระแสที่ป้อนให้แก่สายอากาศแต่ละตัวทั้งสี่สถานะ จากนั้นจะแสดงการเปรียบเทียบผลของการคำนวณด้วยสมการที่ 8.2 เพื่อแสดงผลของสนามของแวลด์ับในระนาบอะซิมุททางทฤษฎีในสภาพปกติ และในสภาพกระแสที่ป้อนมีความเปลี่ยนแปลง และจากผลการทดสอบ โดยแสดงกราฟสี่เหลี่ยมเพื่อให้สามารถเปรียบเทียบทั้งสามกรณีอย่างชัดเจนดังแสดงในรูปที่ 8.2 ถึง 8.5

ตารางที่ 8.1 ขนาดของกระแสเปรียบเทียบทั้งสี่สถานะ

ทิศทาง (องศา)	ขนาดของกระแส (หน่วย)			
	อิลิเมนต์ที่ 1	อิลิเมนต์ที่ 2	อิลิเมนต์ที่ 3	อิลิเมนต์ที่ 4
45	0.5	1	1	0.5
135	1	1	0.5	0.5
225	1	0.5	0.5	1
315	0.5	0.5	1	1

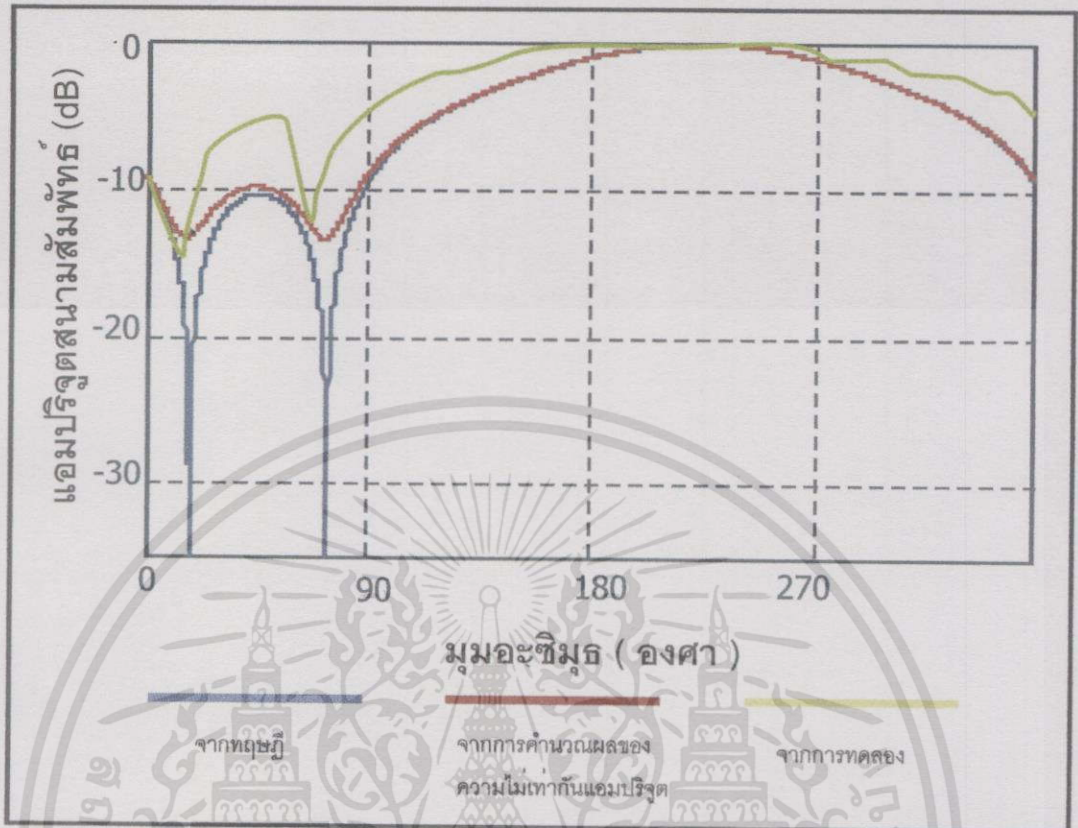


รูปที่ 8.2 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสนามแหว่ลำดับทิศทาง 45 องศา

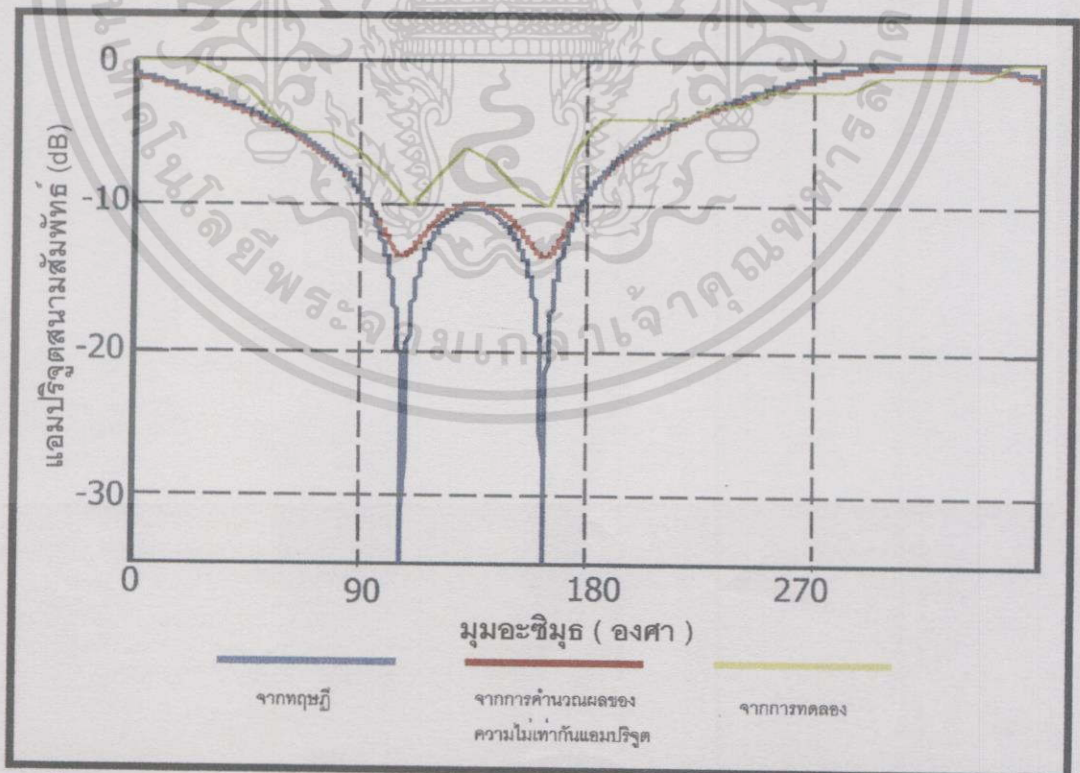


รูปที่ 8.3 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสนามแหว่ลำดับทิศทาง 135 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8.4 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสนามแถวลำดับทิศทาง 225 องค์



รูปที่ 8.5 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสนามแถวลำดับทิศทาง 315 องค์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราสามารถวิเคราะห์ผลการทดลองในส่วนต่างๆ ได้กล่าวคือ

- ในส่วนของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศนั้นเมื่อพิจารณาจากกราฟรูปที่ 8.2 ถึง 8.5 จะเห็นว่า ผลจากการทดลองสอดคล้องกับการคำนวณเมื่อมีผลของความไม่เท่ากันของกระแสเกิดขึ้นในการเปลี่ยนเฟสของวงจรเลื่อนเฟส ดังนั้น การควบคุมทิศทางของลำคลื่นหลักในระนาบอะซิมุทได้ผลค่อนข้างเป็นที่น่าพอใจโดยมีความผิดพลาดของทิศทางน้อยมาก โดยความกว้างของลำคลื่นหลักจะกว้างกว่าการออกแบบโดยจะเป็นมุมประมาณ 120 องศาแต่ทำให้การเปลี่ยนแปลงทิศทางของลำคลื่นสายอากาศทั้งสี่ทิศทางสามารถครอบคลุมพื้นที่ในการรับสัญญาณได้ครบทุกทิศทาง นอกจากนี้อัตราส่วนระหว่างลำคลื่นด้านหน้าและด้านหลังจะวัดได้ประมาณ 4 เดซิเบล ซึ่งน้อยกว่าการคำนวณซึ่งจะได้ประมาณ 10 เดซิเบล

- ในส่วนของแบนด์วิธของสายอากาศนั้นได้ทำการทดสอบที่ความถี่ด้านสูงที่ 1720 เมกกะเฮิร์ต และด้านต่ำที่ 1880 เมกกะเฮิร์ต ดังแสดงในรูปที่ 7.20 และ 7.21 ตามลำดับซึ่งกำหนดให้ลำคลื่นหลักถูกควบคุมไปในทิศทาง 45 องศา จะเห็นว่า แบบรูปคลื่นมีการบิดเบี้ยวไปจากความถี่กลางที่ออกแบบคือ 1800 เมกกะเฮิร์ต โดยที่ความถี่ที่ 1720 เมกกะเฮิร์ตนั้นมีทิศทางของลำคลื่นที่สูงสุดที่ทิศทาง 70 องศา โดยมีแบบรูปใกล้เคียงกับแบบรูปของสายอากาศรอบทิศทาง ส่วนความถี่ 1880 เมกกะเฮิร์ตนั้นมีทิศทางของลำคลื่นสูงสุดที่ทิศทาง 50 องศา โดยที่ด้านหลังของลำคลื่นหลักจะเป็นส่วนของ null โดยสาเหตุของการที่แบบรูปคลื่นแตกต่างออกไปนั้นเนื่องมาจากสาเหตุสองประการ สาเหตุแรกเกิดจากการที่วงจรเลื่อนเฟสมีการเปลี่ยนแปลงของเฟสที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่ความถี่ที่ออกแบบทำให้เฟสมีการเลื่อนไปไม่เท่ากันเมื่อความถี่ของวงจรเลื่อนเฟสเปลี่ยนไป ดังนั้นทำให้เฟสที่ป้อนให้แก่สายอากาศแต่ละตัวมีค่าแตกต่างไปจากเงื่อนไขของเฟสที่กำหนดไว้ เมื่อต้องการให้ทิศทางของสายอากาศเป็นไปตามต้องการ ส่วนสาเหตุที่สองเกิดจากการที่รัศมีของแฉกลำดับวงกลมมีการเปลี่ยนแปลงไปจากการออกแบบ ซึ่งจะเห็นได้จากหัวข้อที่ 2.2 (ก)-2.2(ง) โดยเมื่อความถี่ต่ำลงแบบรูปคลื่นจะคล้ายกับแบบรูปของแฉกลำดับเมื่อรัศมีมีค่าน้อยกว่า $\frac{3\lambda_0}{8}$ ดังแสดงในรูปที่ 2.2(ก) และเมื่อความถี่สูงขึ้นแบบรูปคลื่นจะคล้ายกับแบบรูปของแฉกลำดับเมื่อรัศมีมีค่ามากกว่า $\frac{3\lambda_0}{8}$ ดังแสดงในรูปที่ 2.2(ข) นอกจากนั้นจะเห็นว่า ส่วนของลำคลื่นรองจะเกิดขึ้นน้อยมากเนื่องจากแฉกลำดับที่ออกแบบมีจำนวนของอิลิมินดที่น้อยทำให้การเกิดลำคลื่นรองน้อยตามไปด้วย ดังนั้นแม้ความถี่จะเปลี่ยนแปลงไปจากเดิมแต่แบบรูปคลื่นที่เกิดขึ้นก็จะไม่ทำให้เกิดลำคลื่นรองขึ้น

- ส่วนวงจรป้อนสัญญาณนั้นจากการวัดคุณสมบัติของอัตราส่วนของคลื่นนิ่งในรูปที่ 7.10 ถึง 7.13 ของสายอากาศทั้งสี่สถานะได้อัตราส่วนของคลื่นนิ่ง < 1.2 ยกเว้นทิศทาง 135 องศาที่ได้ประมาณ 1.2 ซึ่งแสดงว่า ในส่วนของการแมทชิงทางด้านอินพุทของวงจรค่อนข้างดี แต่เมื่อเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาส่วนของการสูญเสียแบบแทรกสอดที่เกิดขึ้นจากรูปที่ 8.1 ซึ่งมีการสูญเสียประมาณ 8.33 เดซิเบล ซึ่งเมื่อหักส่วนของการสูญเสียจากวงจรแบ่งกำลังจำนวน 2 วงจร ซึ่งเป็นมีการสูญเสียโดยคุณสมบัติอยู่ที่ -6.0 เดซิเบล ดังนั้นแสดงว่า จะมีการสูญเสียอื่นๆอีก -2.33 เดซิเบล ซึ่งการสูญเสียส่วนหนึ่งมาจากวงจรเลื่อนเฟส และส่วนหนึ่งมาจากสายส่งไมโครสตริปซึ่งเชื่อมต่อกับวงจรระหว่างวงจรแบ่งกำลังตัวที่หนึ่งกับวงจรแบ่งกำลังตัวที่สอง และวงจรแบ่งกำลังตัวที่สองกับวงจรเลื่อนเฟส ซึ่งการสูญเสียนี้เกิดจากแผ่นวงจรพิมพ์ที่ใช้สร้างมีวัสดุฐานรองเป็นอีพ็อกซีที่มีการสูญเสียที่ความถี่สูงมากกว่าวัสดุฐานรองประเภท duroid หรือ teflon แต่ราคาถูกกว่ามาก

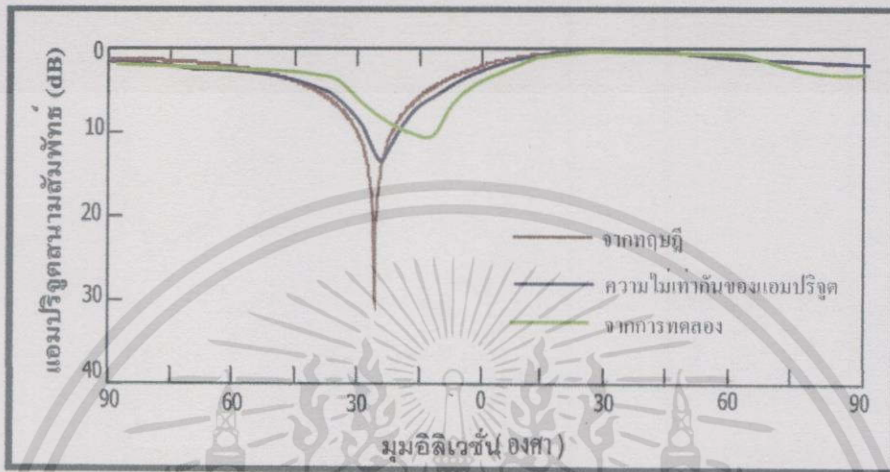
- ในส่วนของวงจรเลื่อนเฟสนั้นเมื่อพิจารณาเฟสที่เลื่อนในรูปที่ 7.1 ถึง 7.4 จะเห็นว่า ค่าของการเลื่อนเฟสที่ความถี่ 1800 เมกกะเฮิร์ต จะผิดไปจากการออกแบบประมาณ 3 ถึง 7 องศา ซึ่งค่อนข้างน้อยมากทำให้การควบคุมการปรับทิศทางของลำคลื่นทำได้แน่นอนมากขึ้น แต่ปัญหาที่เกิดขึ้นก็คือการเกิดการสูญเสียแบบแทรกสอดที่ไม่เท่ากันเมื่อวงจรเลื่อนเฟสทำงานในสถานะเปิดและปิดวงจรซึ่งมีผลทำให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเปลี่ยนแปลงไปโดยเฉพาะส่วนของลำคลื่นรองที่เลวลง และทำให้อัตราขยายแบบเจาะจงทิศทางของสายอากาศไม่คงที่ด้วยการวัดสนามในระยะไกลที่ทำการทดสอบได้กำหนดระยะทางให้มากกว่าเงื่อนไขของการวัดสนามระยะไกล เพียงแต่ในขณะที่ทำการวัดอาจมีการรบกวนจากภายนอกเข้ามาทำให้ข้อมูลที่วัดได้ผิดเพี้ยนไปบ้าง แต่ก็ได้ทำการวัดหลายครั้งเพื่อเปรียบเทียบค่าที่ใกล้เคียงกันมากที่สุด

- การวัดอัตราขยายเจาะจงทิศทางของสายอากาศที่ออกแบบเมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศมาตรฐานจะได้อัตราขยายเจาะจงทิศทางประมาณ +4.5 เดซิเบลไอโซโทรปิก ซึ่งมีค่าต่ำเมื่อเทียบกับอัตราขยายเจาะจงทิศทางที่ได้จากการคำนวณ เมื่อคำนวณค่าสนามจากสมการ

$$E_{total} = E_{sin\theta} \times ArrayFactor \quad (8.3)$$

เมื่อ E_{total} เป็นสนามรวม, $E_{sin\theta}$ เป็นสนามของสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลมตัวเดียวซึ่งมีอัตราขยายเจาะจงทิศทางประมาณ +6.0 เดซิเบลไอโซโทรปิก และ $ArrayFactor$ แสดงในสมการที่ (2.4(a)) เมื่อคำนวณอัตราขยายเจาะจงทิศทางจะได้ประมาณ +12.0 เดซิเบลไอโซโทรปิก เมื่อรวมค่าการสูญเสียแบบแทรกสอดที่เกิดขึ้นในส่วนป้อนสัญญาณ โดยแบ่งเป็นส่วนของวงจรแบ่งกำลังซึ่งมีการสูญเสียประมาณ -6.0 เดซิเบล และวงจรเลื่อนเฟสจะมีการสูญเสียประมาณ -2.33 เดซิเบล นอกจากนั้นยังมีการสูญเสียในส่วนของสายส่งไมโครสตริปที่เชื่อมต่อกับวงจรต่างๆในส่วนป้อนสัญญาณด้วย ดังแสดงในรูปที่ 8.1 จะเห็นว่า การสูญเสียแบบแทรกสอดที่เกิดขึ้นในส่วนป้อนสัญญาณจะสูงถึง -8.33 เดซิเบล ดังนั้นกำลังงานที่จะถูกป้อนไปยังสายอากาศแถวลำดับนั้นจะลดลง ทำให้สนามรวมจึงลดลงตามไปด้วย

นอกจากนั้น จะแสดงการเปรียบเทียบผลของการคำนวณด้วยสมการที่ 8.2 เพื่อแสดงผลของสนามของแฉวลำดับในระนาบอิลิเวชันทางทฤษฎีในสภาพปกติ และในสภาพกระแสที่ป้อน มีความเปลี่ยนแปลง และจากผลการทดสอบ โดยแสดงกราฟสี่เหลี่ยมเพื่อให้สามารถเปรียบเทียบทั้งสามกรณีอย่างชัดเจนดังแสดงในรูปที่ 8.6



รูปที่ 8.6 เปรียบเทียบแบบรูปคลื่นในระนาบอิลิเวชันเมื่อกำหนดทิศทางลำคลื่นหลักในระนาบอะซิมูทเป็น 135 องศา

8.2 สรุปผลการทดลอง

จากการออกแบบ และจัดสร้างสายอากาศแฉวลำดับปรับเฟสแบบไมโครสตริปแผ่นกลม ทำให้สามารถสรุปข้อดี และข้อเสียของสายอากาศต้นแบบได้ดังนี้

- ข้อดี**
- 1) สามารถลดขนาดวงจรเล็กลงเหลือเพียงหนึ่งบิตด้วยเลือกทิศทางการหาตำแหน่ง ของสายอากาศให้เหมาะสม ทำให้ความยุ่งยากของการสร้างน้อย และจำนวนอุปกรณ์ลดลงด้วย
 - 2) สามารถควบคุมทิศทางของลำคลื่นหลักได้อย่างถูกต้องทั้งสี่ทิศทาง
 - 3) ในแต่ละทิศทางนั้นความกว้างของลำคลื่นหลักสามารถครอบคลุมบริเวณได้มากกว่า 90 องศาทำให้การหมุนสายอากาศทั้งสี่ทิศทางสามารถครอบคลุมพื้นที่ได้ทั้งหมด
 - 4) มีอัตราส่วนของคลื่นนิ่งต่ำมากทั้งสี่ทิศทาง
 - 5) โครงสร้างเป็นไมโครสตริปทั้งหมดทำให้สายอากาศมีลักษณะแบนราบ และมีน้ำหนักเบาทำให้สามารถติดตั้งบนยานพาหนะได้สะดวก

ข้อเสีย 1) อัตราส่วนระหว่างลำคลื่นด้านหน้าและด้านหลังมีขนาดค่อนข้างสูงเกินไปแบบรูปของการกระจายคลื่นผิดไปจากการออกแบบ (Pattern Degradation)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 2) ความกว้างของลำคลื่นหลักซึ่งมากกว่าการออกแบบทำให้ความสามารถในการเจาะจงทิศทาง (Selectivity) ต่ำลงไป
- 3) มีการสูญเสียในส่วนป้อนสัญญาณมากทำให้อัตราขยายเจาะจงทิศทางของสายอากาศต่ำลง
- 4) สายอากาศประกอบไปด้วยส่วนป้อนสัญญาณ และส่วนแพร่กระจายคลื่นที่จัดสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์คนละแผ่นทำให้มีราคาต้นทุนต่อตัวสูงเกินไป

เมื่อพิจารณาจากข้อดีและข้อเสียแล้วจะเห็นว่า สายอากาศนี้สามารถนำไปใช้ในระบบสื่อสารประเภทโทรศัพท์เคลื่อนที่ได้แม้ว่าอัตราขยายเจาะจงทิศทางของสายอากาศจะค่อนข้างต่ำ แต่จุดประสงค์หลักในการออกแบบสายอากาศแฉกลำดับนี้นั้นเป็นการแก้ปัญหาการจางหายของสัญญาณแบบหลายเส้นทาง (Multipath Fading) ซึ่งในการแก้ปัญหาโดยการใส่สายอากาศที่มีอัตราขยายเจาะจงทิศทางสูงจะไม่ได้เป็นวิธีแก้ปัญหาที่ถูกต้องเพราะทิศทางการรับสัญญาณของสายอากาศยังเป็นตำแหน่งเดิม ดังนั้นการปรับเปลี่ยนลำคลื่นหลักเพื่อให้ได้ทิศทางที่สัญญาณมีความผิดเพี้ยน (Distortion) น้อยที่สุดจะเป็นการแก้ปัญหาที่ถูกต้อง โดยเฉพาะในปัจจุบันซึ่งการสื่อสารจะเป็นรูปแบบของการสื่อสารข้อมูลแบบไร้สาย (Wireless Data Communication) ซึ่งต้องการอัตราการเกิดความผิดพลาดของบิต (Bit Error Rate) น้อยที่สุด นอกจากนั้นในการออกแบบได้คำนึงถึงการลดขนาดวงจรของสายอากาศเพื่อให้มีต้นทุนในการสร้างที่ต่ำที่สุดเพื่อให้สามารถพัฒนาไปในเชิงพาณิชย์ได้ จึงได้ใช้การลดจำนวนของวงจรเลื่อนเฟสด้วยการกำหนดทิศทางของลำคลื่นหลักของสายอากาศให้เหมาะสม และสายอากาศมีคุณสมบัติเป็นไปตามวัตถุประสงค์ที่วางไว้เบื้องต้น

8.3 แนวทางในการปรับปรุงสายอากาศ

จากสายอากาศที่ออกแบบนี้ และสายอากาศแฉกลำดับปรับเฟสที่ได้ออกแบบจัดสร้างเป็นตัวแรกซึ่งมีรายละเอียดในเอกสารอ้างอิง [19] ทำให้สามารถนำข้อดีข้อเสียของสายอากาศทั้งสองนี้มาสรุปเป็นแนวทางในการออกแบบสายอากาศแฉกลำดับปรับเฟสต่อไปได้ดังนี้

- 1) การออกแบบส่วนของวงจรเลื่อนเฟส เพื่อให้ได้คุณสมบัติของการเลื่อนเฟสที่ถูกต้อง และการสูญเสียแบบแทรกสอดที่น้อยที่สุดเราสามารถออกแบบส่วนของวงจรแม่ซึ่งเป็นวงจรแบบดับเบิลดับ (ในรูปที่ 4.14(n)) เพื่อให้เราสามารถปรับแต่งได้ง่ายจนสามารถหาจุดที่ดีที่สุดได้ง่ายขึ้น หรือการใช้วงจรเลื่อนเฟสชนิดอื่นเช่น แบบโพลด์ไลท์ เพียงแต่จำนวนของไดโอดพินที่ต้องใช้ต่อหนึ่งวงจรจะมากกว่าวงจรเลื่อนเฟสแบบสะท้อนที่ใช้ในการออกแบบปัจจุบัน นอกจากนั้นปัจจุบันมีการใช้ซอฟต์แวร์ที่ช่วยในการออกแบบหาจุดที่ดีที่สุด (Optimization) ก็เป็นวิธีที่ช่วยให้เราสามารถช่วยออกแบบวงจรให้มีประสิทธิภาพที่ดีขึ้นได้บางส่วน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) การจัดสร้างส่วนของการบินสัญญาณ และส่วนแพร์คลีนนั้น ถ้าต้องการจัดสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์แผ่นเดียวแบบสายอากาศต้นแบบตัวแรกนั้นอาจจะต้องมีการสร้าง shield ในส่วนวงจรสัญญาณเพื่อไม่ให้คลื่นที่แพร่จากวงจรสัญญาณ(โดยเฉพาะวงจรแบ่งกำลังที่เป็นไมโครสตริปแผ่นกลม) มาทำให้แบบรูปคลื่นของสายอากาศเลวลง ส่วนสายอากาศที่ออกแบบในวิทยานิพนธ์นี้นั้นได้สร้างด้วยการแยกส่วนของการบินสัญญาณ และส่วนแพร์คลีนอยู่คนละด้าน ทำให้ไม่เกิดการรบกวนของคลื่นที่แพร่จากวงจรสัญญาณ เรายังสามารถสร้างส่วนแพร์คลีนที่เป็นสายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลมด้วยแผ่นวงจรพิมพ์หน้าเดียวซึ่งจะอาศัยกราวด์ร่วมจากส่วนสัญญาณซึ่งสร้างด้วยแผ่นวงจรพิมพ์สองหน้าที่จะนำมาประกบร่วมกันได้ทำให้ราคาของสายอากาศลดลงอีก เพียงแต่ส่วนสัญญาณนั้นการเชื่อมต่อกราวด์ต้องเป็นแบบ Plate-Through-Hole เพื่อให้ส่วนแพร์คลีนแนบกับกราวด์ได้ดีเพราะถ้าใช้วิธีต่อเชื่อมกันด้วยลวดทองแดงจะทำให้เกิดจุดของตะกั่วซึ่งใช้ในการบัดกรีลวดทองแดงกับกราวด์ทำให้พื้นกราวด์ไม่เรียบทำให้ส่วนของสายอากาศไมโครสตริปสัมผัสกับกราวด์ได้ไม่ดี

3) วัสดุในการสร้างถ้าต้องการให้การสูญเสียที่เกิดจากส่วนของวงจรไมโครสตริปน้อยลง อาจทำได้ด้วยการเปลี่ยนแผ่นวงจรพิมพ์จากสารอีพ็อกซี เป็น Duroid หรือ Teflon ที่มีการสูญเสียของไดอิเล็กตริกต่ำในย่านความถี่สูงแต่ราคาของสายอากาศก็จะสูงตามไปด้วย

4) การเลือกอุปกรณ์ให้มีคุณสมบัติขึ้น เช่น ไดโอดพิน ซึ่งปัจจุบันใช้เบอร์ HSMP-3810 ซึ่งต้องไบอัสให้กระแสไหลผ่านถึง 50 มิลลิแอมป์ ทำให้ต้องใช้ตัวต้านทานในการไบอัสมีขนาดใหญ่เกินไป ถ้าเราเลือกไดโอดพินที่ต้องการกระแสต่ำเราสามารถใส่ตัวต้านทานแบบ Surface Mount ได้ทำให้สายอากาศมีลักษณะที่แบนราบ และเรายังสามารถเลือก RFC เป็นแบบ Surface Mount

5) วงจรแบ่งกำลังที่ออกแบบได้เลือกวงจรแบ่งกำลังแบบไมโครสตริปแผ่นกลมในสายอากาศต้นแบบตัวแรก และวงจรแบ่งกำลังแบบวิลคินสันในสายอากาศที่ออกแบบในวิทยานิพนธ์ ผู้สนใจสามารถเลือกวงจรแบ่งกำลังอื่นๆได้อีกตามแต่เป้าหมายของการออกแบบ เช่น ถ้าเราต้องการออกแบบที่ช่วงกว้างความถี่แคบไม่ถึงหนึ่งออกเทฟ เราสามารถใช้วงจรแบ่งกำลังแบบตัว T ในการออกแบบได้ซึ่งทำให้เราสามารถลดจำนวนของความต้านทานที่ต้องใช้สำหรับวงจรวิลคินสัน และทำให้สายอากาศมีโครงสร้างเป็นไมโครสตริปเป็นส่วนใหญ่โดยมีอุปกรณ์ประกอบน้อยที่สุดด้วย เป็นต้น

สุดท้ายนี้ ผู้เขียนตั้งใจเขียนวิทยานิพนธ์นี้โดยเน้นการออกแบบแต่ละขั้นตอนอย่างละเอียดพร้อมทฤษฎีที่รองรับการออกแบบ และได้ทำการทดสอบวงจรในแต่ละส่วน และทดสอบสายอากาศต้นแบบเพื่อเป็นแนวทางให้ผู้สนใจสามารถใช้ในการพัฒนาสายอากาศแถวลำดับปรับเฟสที่ซับซ้อนได้ต่อไปในอนาคต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] P.V. Brennan, "Low cost phased array antenna for land-mobile satcom applications," IEE Proceeding-H., Vol. 138, No.2, pp 131-136, April 1991.
- [2] M.E. Bialkowski and N.C. Karmakar, "A Two-Ring Circular Phased-Array Antenna for Mobile Sattellite Communication," IEEE Trans. on Antenna and Propagat., Vol. AP-41, No.3, pp 14-23, June 1999.
- [3] N.Kuga and H.Arai, "A Flat Four-Beam Switched Array Antenna," IEEE Trans. on Antenna and Propagat., Vol. AP-44, No.9, pp 1272-1230, Sep.1996.
- [4] A.P. Petosa et. al., "Analysis of a Low Profile Slotted Microstrip Antenna for Cellular Mobile Radio," IEEE Trans. On Vehicular Tech., Vol.41, No.4, pp 363-368, November1992.
- [5] C.A. Balanis., Antenna Theory Analysis and Design, Newyork:Haper & Row Publishing, 1982.
- [6] Sainati, Robert A., CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications, Boston:Artech House Inc., 1996
- [7] K.R. Carver and J.W. Mink, "Microstrip Antenna Technology," IEEE Trans. on Antenna and Propagat., Vol. AP-29, No.1, pp 2-24, January 1981.
- [8] R.J. Mailloux. et. al, "Microstrip Array Technology," IEEE Trans. on Antenna and Propagat., Vol. AP-29, No.1, pp 25-37, January 1981.
- [9] I.J. Bahl and P. Bhartia, Microstrip Antenna, Massachusetts:Artech House Inc., 1986
- [10] S.A. Long et. al, "Theory of the Circular -Disc Printed-Circuit Antenna," IEE Proceeding, Vol.125, No.10, pp 925-928, October 1978.
- [11] J. Helszajn, Microwave Planar Passive Circuits and Filters, Chichester:John Wiley&Sons Ltd., 1996
- [12] K.C. Gupta and M.D. Abouzahra, "Analysis and Design of Four-Port and Five-Port Microstrip Disc Circuits," IEEE Trans on Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-33, No. 12, pp 1422-1427, December 1985.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [13] M.D. Abouzahra and K.C. Gupta, "Multiple-Port Power Divider/Combiner Circuits Using Circular Microstrip Disk Configurations," *IEEE Trans on Microwave Theory and Tech.*, Vol. MTT-35, No.12, pp 1296-1307, December 1986.
- [14] Itoh, Tatsuo, *Numerical Techniques For Microwave And Millimeter-Wave Passive Structures*, Singapore:John Wiley and Sons Ltd., 1989
- [15] S.Y. Liao, *Microwave Circuits Analysis and Amplifier Design*, New Jersey: Prentice-Hall, Inc., 1987
- [16] I.Bahl and P.Bhartia, *Microwave Solid State Circuit Design*, John Wiley & Sons Inc., 1988
- [17] S.K. Koul and B.Bhat, *Microwave and Millimeter Wave Phase Shifter ;Vol.II*, Boston:Artech House Inc., 1991
- [18] H.A. Atwater, "Reflection Coefficient Transformations for Phase-Shift Circuits," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, Vol. MTT-28, pp 563-568, June 1980.
- [19] M.H.Kori and S.Mahapatra, "Integral analysis of hybrid coupled semiconductor phase shifters," *IEE Proceeding*, Vol. 134, Pt.H, No.2, April 1987.
- [20] I.J. Bahl and P. Bhartia, *Microwave Solid State Circuit Design*, Newyork:John Wiley and Sons, 1988
- [21] ไชยวัฒน์ เกษสุวรรณ, ไม่น้อย ไกรฤกษ์, "สายอากาศแถวลำดับปรับเฟสแบบแบนที่ปรับลำคลื่นได้สี่ทิศทางโดยใช้วงจรเลื่อนเฟสหนึ่งบิต", *การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 22, มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์, หน้า 103-106, ธันวาคม, 2542*



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก. ข้อมูลทางเทคนิคของไดโอดพินเบอร์ HSMP-3810



**SURFACE MOUNT
SOT 23 PIN DIODES
FOR RF SWITCHING
AND ATTENUATING**

HSMP-3800 Series
HSMP-3810 Series
HSMP-3820 Series
HSMP-3830 Series

Features

SURFACE MOUNT PACKAGE

- Standard and Low Profile
- Dual Versions Available

RELIABILITY

- Gold Metallized Chip
- Silicon Nitride Passivation

LOW SERIES RESISTANCE

LOW CAPACITANCE

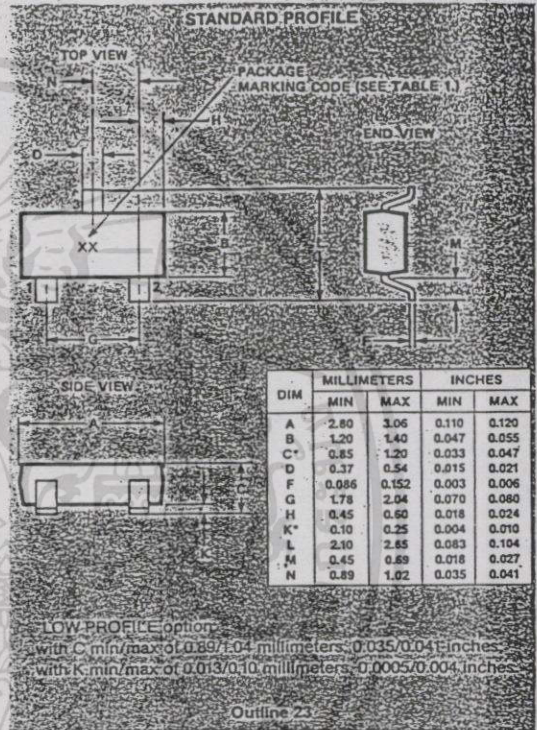
LOW HARMONIC DISTORTION

WIDE DYNAMIC RANGE

Description/Applications

These PIN diodes are specifically designed for applications requiring devices in the SOT-23 surface mount package. The HSMP-38XX series in standard or low profile has options for bulk or tape and reel. This series offers a wide range of specifications and package configurations to give the designer wide flexibility.

Typical applications of these PIN diodes are duplexers, switches, phase shifters, pulse and amplitude modulators, limiters, leveling circuits and attenuators. The HSMP-382X series is optimized for VHF and UHF switching.



Maximum Ratings

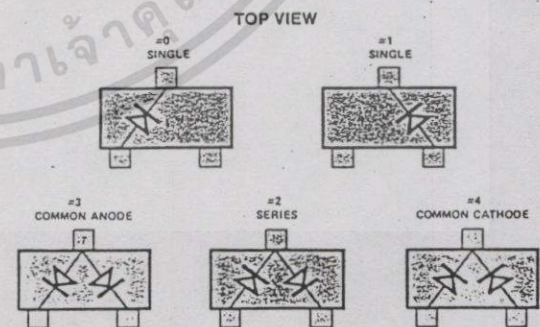
- Junction Operating and Storage Temperature Range -65°C to +150°C
- Max Power Dissipation (per package) 250 mW
(Measured in an infinite heat sink at T_{CASE} = 25°C).
Derate linearly to zero at 150°C.
- Peak Inverse Voltage (P_{IV}) Same as V_{BR}
- Forward Current (I_F) (1 μs pulse) 1 Amp

Operation in excess of any one of these conditions may result in permanent damage to these devices.

Package Characteristics

- Lead Material Alloy 42
- Lead Finish Tin-Lead, 60-40%
- Maximum Soldering Temperature 260°C for 5 sec.
- Minimum Lead Strength 2 pounds pull
- Typical Package Inductance 2 nH
- Typical Package Capacitance 0.08 pF (opposite leads)

Package Lead Code Identification



Ordering Information

See page 16-2.

Electrical Specifications at $T_A = 25^\circ\text{C}$ Single Diode

Part Number HSMP	Package Marking Code ^[1]	Lead Code	Nearest Equivalent Axial Lead Part No. 5082-	Minimum Breakdown Voltage V_{BR} (V)	Maximum Series Resistance R_s (Ω)	Maximum Total Capacitance C_T (pF)	Minimum High Resistance R_H (Ω)	Maximum Low Resistance R_L (Ω)
3800 3801	D0 D1	0 1	3080	100	2.5	0.35	1000	8
3810 3811	E0 E1	0 1	3081	100	4.0	0.35	1500	10
3820 3821 3822 3823 3824	F0 F1 F2 F3 F4	0 1 2 3 4	3188	35	0.6*	1.0*	—	—
3830 3831	K0 K1	0 1	3077	200	1.5	0.3	—	—
Test Conditions				$V_R = V_{BR}$ Measure $I_R \leq 10 \mu\text{A}$	$I_F = 100 \text{ mA}$ $f = 100 \text{ MHz}$ $I_F = 10 \text{ mA}$	$V_R = 50 \text{ V}$ $f = 1 \text{ MHz}$ $V_R = 20 \text{ V}$	$I_F = 0.01 \text{ mA}$ $f = 100 \text{ MHz}$	$I_F = 20 \text{ mA}$ $f = 100 \text{ MHz}$

Notes:

- Package marking code is white.
Package marking code is suffix "L" for low profile.

Typical Parameters at $T_A = 25^\circ\text{C}$ Single Diode

Part Number HSMP	Series Resistance R_s (Ω)	Carrier Lifetime τ (ns)	Reverse Recovery Time T_{rr} (ns)
3800 3801	55	1800	500
3810 3811	75	1500	300
3820 3821 3822 3823 3824	—	70*	7
3830 3831	25	500	80
Test Conditions	$I_F = 1 \text{ mA}$ $f = 100 \text{ MHz}$	$I_F = 50 \text{ mA}$ $I_R = 250 \text{ mA}$ $I_R = 6 \text{ mA}$ $I_F = 10 \text{ mA}$	$V_R = 10 \text{ V}$ $I_F = 20 \text{ mA}$ 90% Recovery

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Parameters at $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted) Single Diode

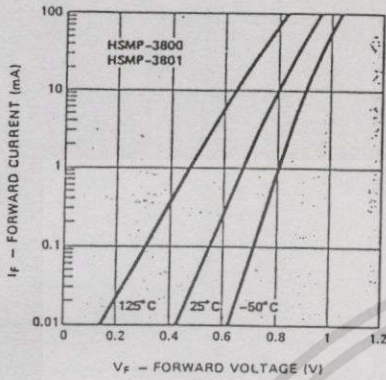


Figure 1. Forward Current vs. Forward Voltage

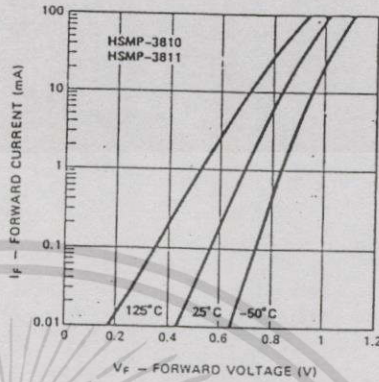


Figure 2. Forward Current vs. Forward Voltage

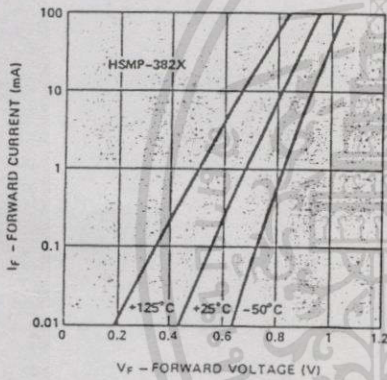


Figure 3. Forward Current vs. Forward Voltage

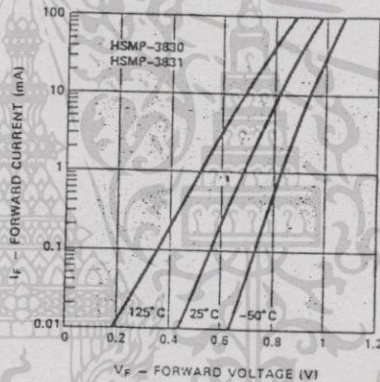


Figure 4. Forward Current vs. Forward Voltage

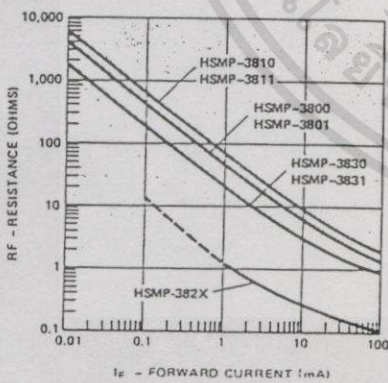


Figure 5. RF Resistance vs. Forward Bias Current

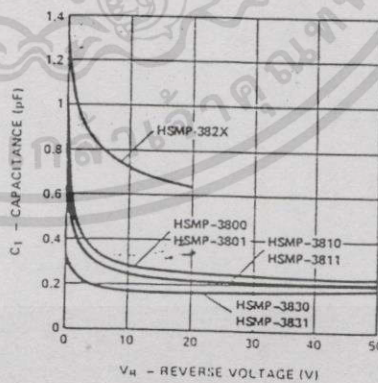


Figure 6. Capacitance vs. Reverse Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Parameters (continued)

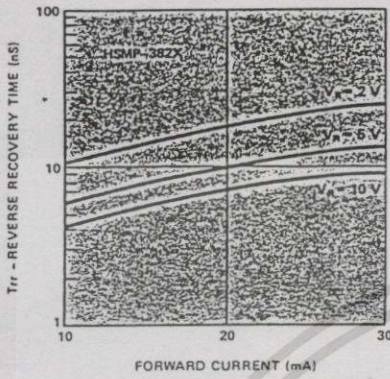


Figure 7. Reverse Recovery Time vs. Forward Current for Various Reverse Voltages

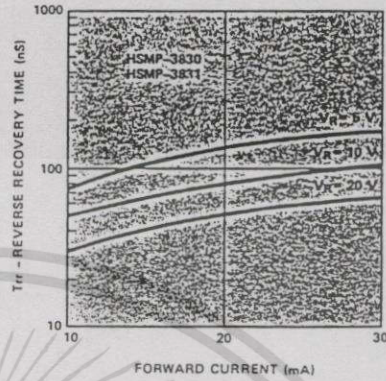
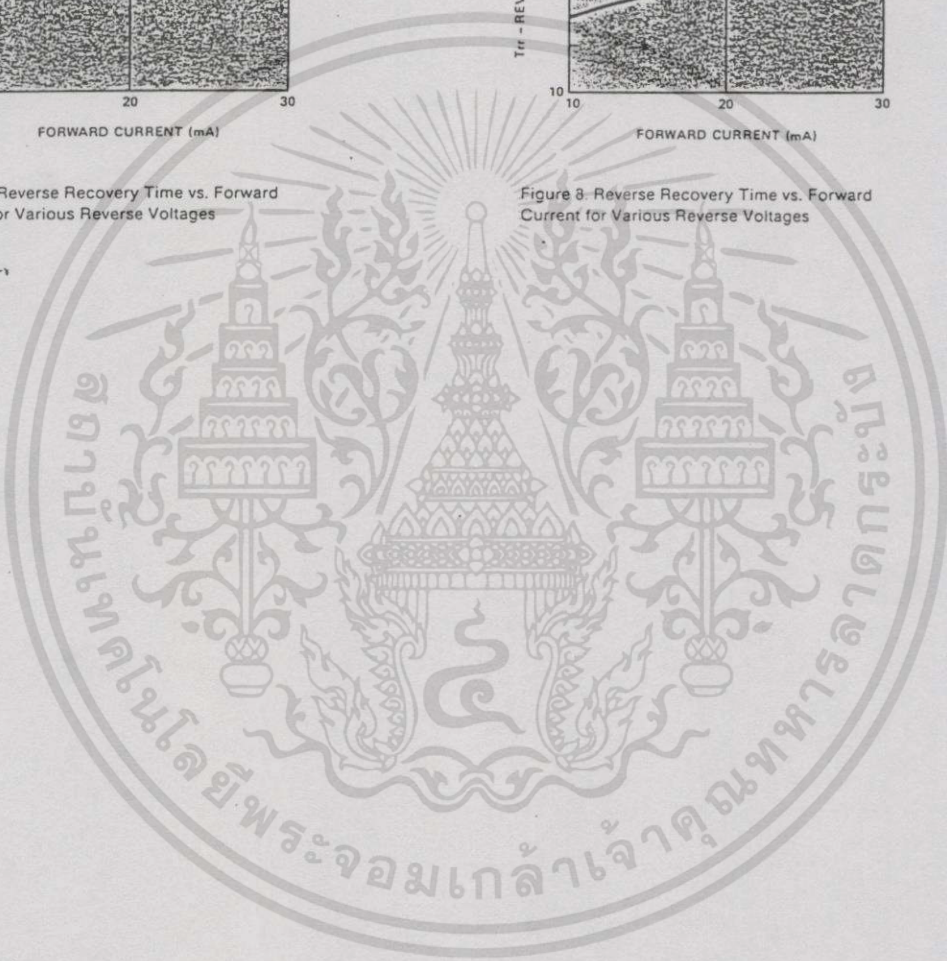


Figure 8. Reverse Recovery Time vs. Forward Current for Various Reverse Voltages



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข. ข้อมูลทางเทคนิคของแผ่นวงจรพิมพ์ FR-4

PROPERTIES of "RISHOLITE" UNCLAD EPOXY/GLASS LAMINATED SHEETS

Test Items	Units	Kinds	Base Materials		Epoxy/Glass		
			RISHO MODEL		ES-3230	ES-3130	ES-3360
			Grade	JIS	EL-GEM	EL-GEM	EL-GEF
ANSI (NEMA)	G-10	G-10		FR-4			
Dielectric Strength (crosswise, in oil, 1min.)	kV/mm		C-90/20/65	16 OK	16 OK	—	
Dielectric Breakdown (crosswise, in oil)	kV/mm		C-90/20/65	—	23~33	—	
Dielectric Strength (parallelwise, in oil, 1min.)	kV/6mm		O-0.5/90	—	9 OK	—	
Dielectric Breakdown (parallelwise, in oil)	kV/6mm		O-0.5/90	—	30~35	—	
Insulation Resistance	Normal condition	MΩ	C-90/20/65	10 ⁹ ~10 ⁹	10 ⁹ ~10 ⁹	10 ⁹ ~10 ⁹	
	After boil		C-90/20/65 + IJ-2/100	5×10 ⁸ ~5×10 ⁸	5×10 ⁸ ~5×10 ⁸	10 ⁹ ~10 ⁹	
Volume Resistance	Normal condition	MΩ-cm	C-90/20/65	10 ¹¹ ~10 ¹¹	10 ¹¹ ~10 ¹¹	—	
	After humidity treatment		C-90/20/65 + C-96/40/90	—	—	—	
Surface Resistance	Normal condition	MΩ	C-90/20/65	10 ¹¹ ~10 ¹¹	10 ¹¹ ~10 ¹¹	—	
	After humidity treatment		C-90/20/65 + C-96/40/90	—	—	—	
Dielectric Constant (1MHz)	Normal condition	—	C-90/20/65	4.0~5.0	4.0~5.0	4.0~4.5	
	After absorption treatment		C-90/20/65 + IJ-24/23	—	—	4.3~4.8	
Dissipation Factor (1MHz)	Normal condition	—	C-90/20/65	0.025~0.035	0.015~0.030	0.015~0.019	
	After absorption treatment		C-90/20/65 + IJ-24/23	—	—	0.018~0.023	
Flexural Strength	Perpendicular to Lamination	kgf/mm ²	A	40~50	40~50	50~60	
	Parallel to Lamination		A	25~35	25~35	—	
Compressive Strength	Perpendicular to Lamination	kgf/mm ²	A	45~50	45~50	—	
	Parallel to Lamination		A	35~40	30~35	—	
Tensile Strength		kgf/mm ²	A	30~40	30~40	—	
Impact Strength (Izod)	Parallel to Lamination	kgf-cm/cm ²	A	30<	50~70	30<	
Bonding Strength		kgf	A	700<	900~1100	700~900	
Hardness	Rockwell	—	A	M-110~120	M-110~120	M-110~120	
Water Absorption	1.6mm	%	K: 24/50 I: 24/23	0.08~0.10	—	0.05~0.10	
	10mm		E: 24/50 I: 24/23	0.05~0.08	0.05~0.08	—	
Heat Resistance (2hrs.)	°C	A	180°COK	180°COK	180°COK		
Retaining Percentage of Flexural Strength on Heating	%	A	—	—	120°C30<		
Density	—	A	1.75~1.85	1.75~1.85	1.80~1.90		
Tracking Resistance	V	A	—	—	—		
Acetone Resistance	—	A	No effect	No effect	No effect		
Flammability	UL Method	—	E-168/70	94HB	—	94V-0	

* The above value shows the standard property's one and the guaranteed value is in accordance with each JIS stipulation.
* Testing method is based on JIS C-6481.

* Treatment Condition: A—Receiving condition C—Thermo-hygro treatment
D—Immersion treatment E—Heat treatment

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค. ข้อมูลทางเทคนิคของสายอากาศมาตรฐาน

納入仕様書

DELIVERY SPECIFICATION

提出先
TO :

展受

名称 1.9GHz Band 4-Bay Collinear Antenna ,with Beam Tilt

SUBJECT: VCL4-19003T

目次

TABLE OF CONTENTS.

項番 No.	品名 DESCRIPTION	図面番号 DATA No.	数量 Q'TY	備考 REMARKS
1	仕様書 STANDARD SPECIFICATION	9439951		
2	外觀図 PHYSICAL OUTLINE	9406089	2	
3	指向特性例 VERTICAL RADIATION PATTERN	9475527		
4				
5				
6				
7				
8				
9				
10				
11				
12				

1996年 8月27日

八木アンテナ株式会社
YAGI ANTENNA CO., LTD.

承認 APPROVED	審査 CHECKED	電気担当 ARRANGED	機構担当 ARRANGED
M. Fujita		M. Ogawa	Kimura

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.9GHz BAND COLLINEAR ANTENNA
STANDARD SPECIFICATION

DATE DRAWN MAY, 28, 1996

Commodity : 1.9 GHz Band 4-Bay Collinear Antenna, with Beam Tilt

Model : VCL4-19003T

Physical Outline : D# 9406089

Application : Radio Communication, for fixed Base Station

Polarization : Vertical

Frequency : 1895~1918 MHz

Impedance : 50 Ω (unbalanced)

V.S.W.R. : 1.5 max.

Gain (Isotropic) : 6.5 dB min.

Radiation Pattern : Horizontal Plane : Omni Directional
Vertical Plane : refer to D# 9475527

Beam Tilt Angle : 5° typical

Power Rating : 5 W max.

Connector : Type-N female

Wind Velocity : durable against gusts 60 m/sec.

Wind Area : approx. 0.014 m²

Wind Load : approx. 30.9 N at 60 m/sec.
(approx. 3.15 kgf)

Weight : approx. 0.5 kgf

DRAWN M. Ozawa

YAGI ANTENNA CO., LTD.
TOKYO, JAPAN

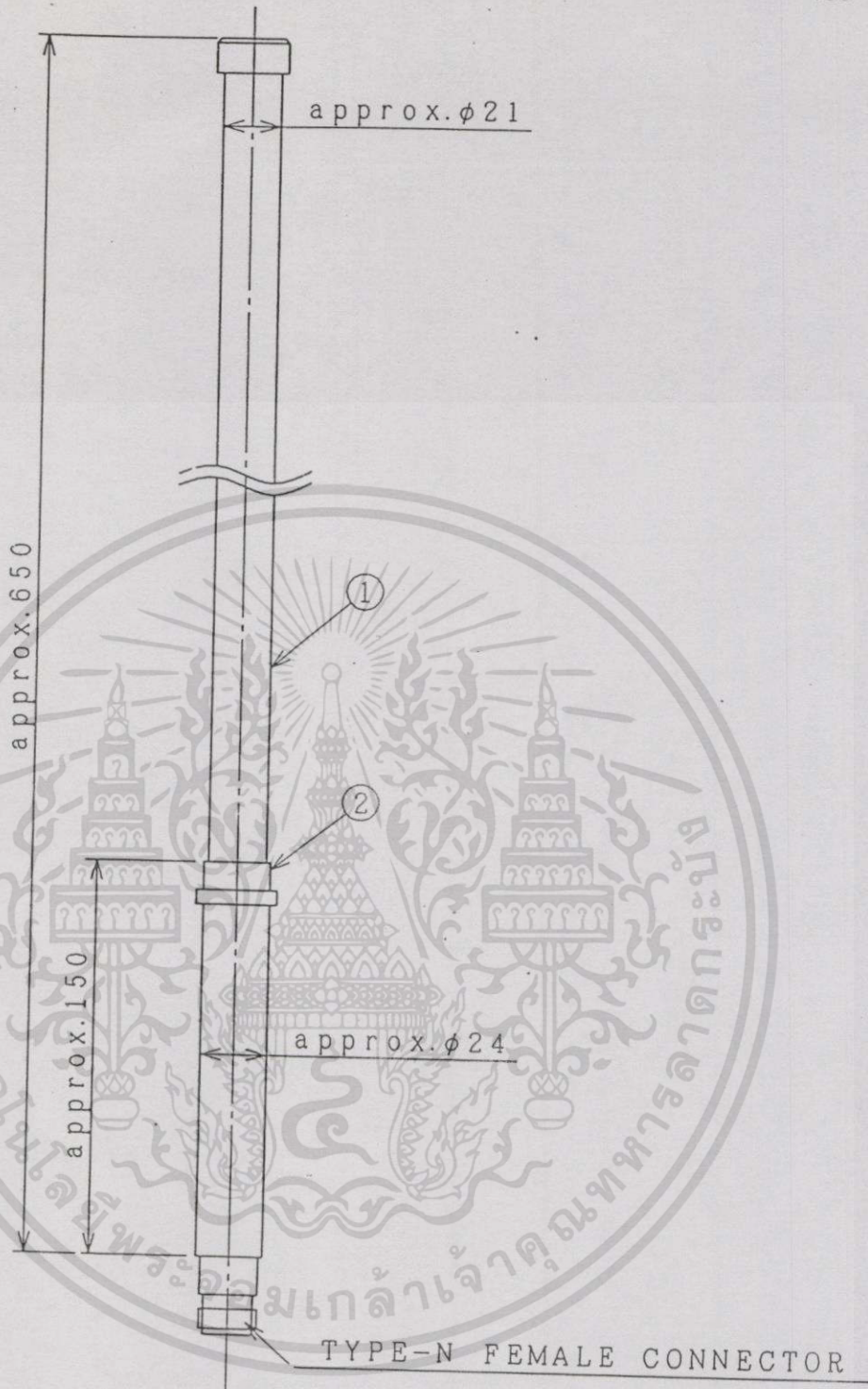
CHECKED

APPROVED

M. Fujiwara

9439951

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ
ไม่มีการแก้ไขทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา



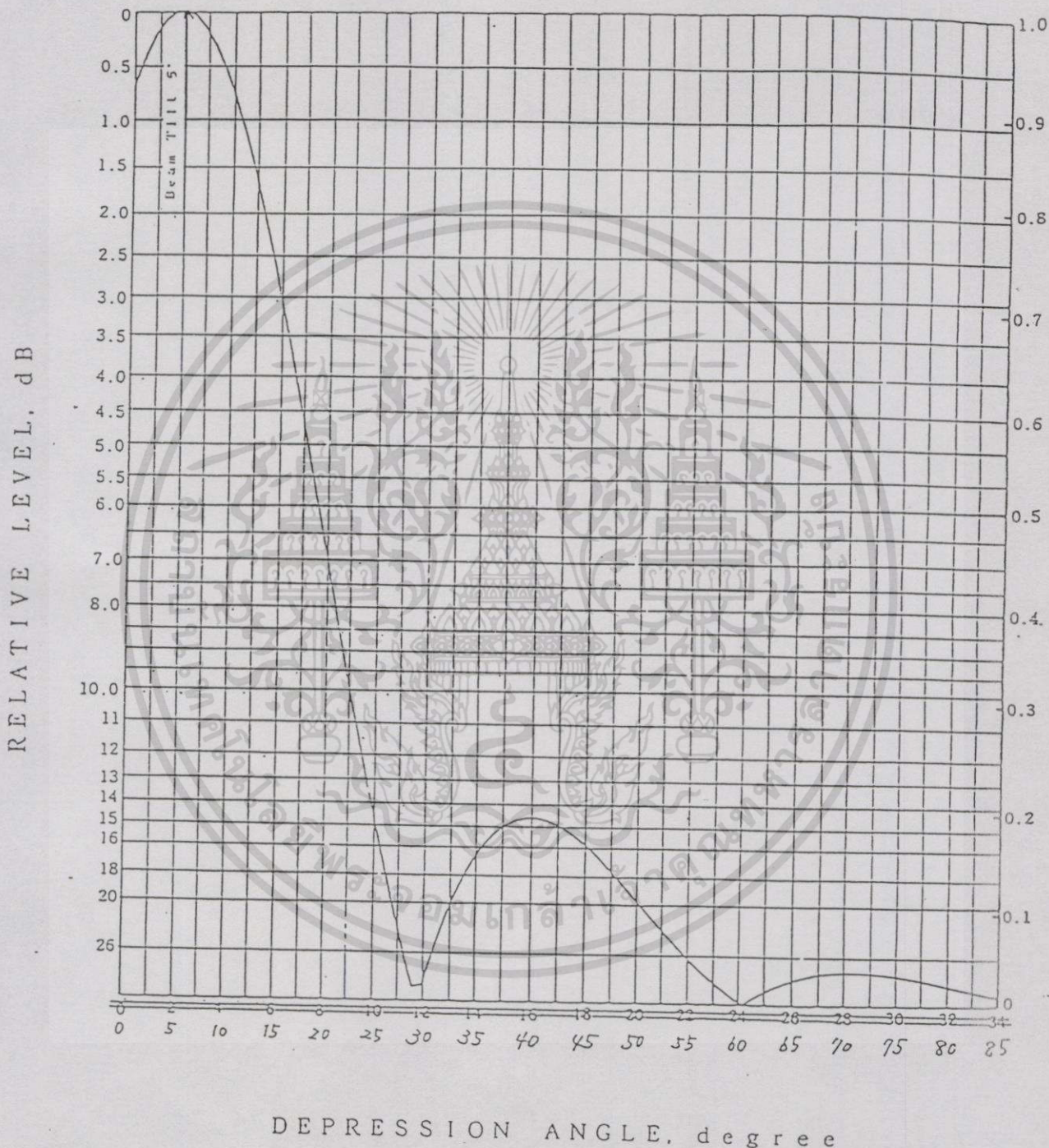
NOTE

1. SURFACE COLOR: IVORY

	2	SUPPORT POLE	1	BRASS TUBE	
	1	RADOME	1	F. R. P.	
	NO	DESCRIPTION	Q'TY	SPECIFICATION	
5					
4					
3					
2					
1					
	APPROVED	CHECKED	DRAWN	DESIGN	SCALE
					\times
					UNIT
					m/m
					YAGI ANTENNA CO., LTD.
	SUBJECT				
	การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า 9406089				
	REVISIONS				
	VCL4-19002 (3T)				

Model: VCL4-19003T

Vertical Radiation Pattern, Typical



DATE DRAWN MAY, 27, 1996

RELATIVE LEVEL, dB

DEPRESSION ANGLE, degree

DRAWN	M. <i>Suzuki</i>	YAGI ANTENNA CO. LTD. TOKYO, JAPAN
CHECKED		
APPROVED	M. <i>Fujita</i>	9475527

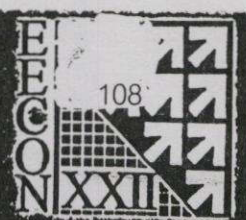
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง .บทความเกี่ยวข้องที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] ไชยวัฒน์ เกษสุวรรณ, ไม่นาย ไกรฤกษ์, “สายอากาศแถวลำดับปรับเฟสแบบแบนที่ปรับ
ลำคลื่นได้สี่ทิศทางโดยใช้วงจรเลื่อนเฟสหนึ่งบิต“, การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า
ครั้งที่ 22, มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์, หน้า 103-106, ธันวาคม, 2542





วิศวกรรม
Electrical Eng
(EECON)

วันที่ 2-3 ธันวาคม 2542

ณ อาคารสถาปัตยกรรมคันทราและพัฒนาเทคโนโลยีการผลิตทางอุตสาหกรรม
มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

ดำเนินการจัดประชุมโดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

สายอากาศแถวลำดับปรับเฟสแบบแบนที่ปรับลำคลื่นได้สี่ทิศทางโดยใช้วงจรเลื่อนเฟสหนึ่งบิต

A Flat Four Beam Phased Array Antenna Using One Bit Phase Shifter

ไชยวัฒน์ เกษสุวรรณ และ โนนช ไกรฤกษ์
 คณะวิศวกรรมศาสตร์ และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520
 โทร (02) 326-6052-6052 (Ext.2537) โทรสาร (02)326-9086

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอสายอากาศแถวลำดับปรับเฟสแบบแบนที่ปรับลำคลื่นได้สี่ทิศทางโดยใช้วงจรเลื่อนเฟสหนึ่งบิต สายอากาศนี้ประกอบด้วยสามส่วน คือ ตัวแบ่ง/รวมกำลังงาน วงจรเลื่อนเฟส และสายอากาศไมโครสตริป ที่ประกอบรวมบนแผ่นวงจรพิมพ์แผ่นเดียวทำให้สามารถผลิตได้โดยง่าย ได้แสดงการวิเคราะห์ และออกแบบสายอากาศ ตลอดจนผลการทดลอง ซึ่งจะพบว่า สายอากาศนี้มีความเหมาะสมที่จะใช้ในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่

ABSTRACT

This article, a flat four beam phase array antenna using one bit phase shifter is introduced. It consists of three parts, i.e., power divider/combiner, phase shifters and microstrip antennas, which can be easily fabricated on a single print circuit board. Analysis and design of this antenna in addition to experiment results are reported. This antenna is found to be appropriate for mobile communication system.

1. บทนำ

ในระบบสื่อสารเคลื่อนที่ซึ่งสัญญาณจากสถานีแม่ข่ายที่มาถึงตัวถูกข่าวยามาได้หลายเส้นทาง ซึ่งสัญญาณเหล่านี้อาจจะมาเสริม หรือหักล้างกัน ขึ้นอยู่กับเฟสของสัญญาณในส่วนต่างๆ การหักล้างกันก่อให้เกิดการจางหายของสัญญาณ (Fading) ซึ่งสามารถลดปัญหาได้โดยการใช้นเทคนิคไดเวอร์ซิตี (Diversity Technique) ไม่ว่าจะเป็นการใช้ไดเวอร์ซิตีเชิงระยะห่าง, ไดเวอร์ซิตีเชิงโพลาริเซชัน หรือไดเวอร์ซิตีเชิงแบบรูปการแพร่คลื่น เป็นต้น วิธีที่สะดวกที่สุดวิธีหนึ่งที่ยอมรับใช้ในทางปฏิบัติ คือ ไดเวอร์ซิตีเชิงแบบรูปการแพร่คลื่น ซึ่งทำได้โดยการสวิตซ์ปรับทิศทางลำคลื่นของสายอากาศในสี่ทิศทาง หากเป็นสายอากาศสำหรับหน่วยเคลื่อนที่นั้นจะต้องมีรูปร่างแบนนอกจากนั้นการสร้างด้วยต้นทุนที่ต่ำเป็นสิ่งที่จะต้องพิจารณาเป็นสำคัญเนื่องจากมีปริมาณใช้งานเป็นจำนวนมาก

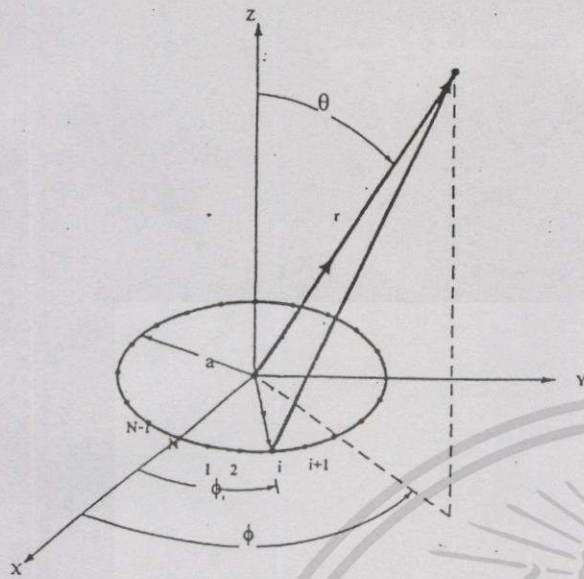
N. Kuga และ H. Arai [1] ได้นำเสนอสายอากาศปรับทิศทางได้สี่ทิศทางแบบแบนที่มีการแผ่คลื่นจากช่องเปิดของสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมคางหมูสี่ตัวที่นำมาจัดเรียงกันเป็นวงกลม ในการปรับลำคลื่นประกอบด้วยสวิตซ์สี่ทิศทางที่จะเลือกเชื่อมต่อเครื่องรับกับพอร์ตโคพอร์ทหนึ่งของไฮบริค 3dB 2 ตัว ที่พอร์ตขาออกของไฮบริคนี้ต่ออยู่กับโพรบที่ป้อนให้สายอากาศแต่ละตัว ซึ่งในงานดังกล่าวนี้ ต้องใช้สายอากาศทั้งหมด 4 ตัว, สายส่งพร้อมหัวต่อ 4 ชุด, ไฮบริค 3dB 2 ตัว และสวิตซ์เข้า 1 พอร์ต ออก 4 พอร์ต 1 ตัว ทำให้มีต้นทุนสูงและยุ่งยากในการจัดสร้าง ดังนั้นความต้องการในเรื่องของการวิจัยสายอากาศดังกล่าว โดยให้มีราคาถูกและลดความยุ่งยากในการจัดสร้างจึงยังมีอีกมาก ในบทความนี้ผู้วิจัยนำเสนอสายอากาศแถวลำดับปรับเฟสแบบแบนที่ปรับลำคลื่นได้สี่ทิศทางโดยใช้วงจรเลื่อนเฟสหนึ่งบิต ระบบสายอากาศนี้ประกอบด้วยสายอากาศไมโครสตริปวงกลมที่มีการแพร่คลื่นรอบทิศทาง 4 ตัว จัดเรียงเป็นวงกลม สายอากาศแต่ละตัวถูกป้อนคลื่นด้วยวงจรเลื่อนเฟส 1 บิต ที่ประกอบไปด้วยวงจรไฮบริค 3 dB 1 ตัว และมีไดโอดหิน (PIN Diode) 2 ตัว ทำหน้าที่สวิตซ์ตัดต่อสายส่งไมโครสตริป สายอากาศสี่ตัวพร้อมวงจรเลื่อนเฟสนี้จะต่ออยู่กับอุปกรณ์แบ่ง/รวมกำลังแบบไมโครสตริปวงกลม ซึ่งส่วนประกอบทั้งหมดนี้ถูกประกอบรวมบนแผ่นวงจรพิมพ์แผ่นเดียว บทความนี้จะแสดงหลักการและวิธีการออกแบบสายอากาศดังกล่าว พร้อมทั้งแสดงผลการทดสอบคุณสมบัติ

2. การวิเคราะห์

สายอากาศแถวลำดับวงกลมรัศมี a มีลักษณะการจัดเรียงส่วนประกอบดังแสดงในรูปที่ 1 ประกอบด้วยสายอากาศ N ตัว แต่ละตัวอยู่ที่ตำแหน่ง $\phi = \phi_i$ ($i = 1, 2, \dots, N$) ถูกป้อนด้วยกระแส $I_i e^{j\alpha_i}$ ซึ่งสนามรวม (E_T) ของสายอากาศจะหาได้จากกรรรมสนามที่เกิดจากสายอากาศแต่ละอิลิเมนต์เข้าด้วยกันดังนี้ [2]

$$E_T(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-jkr}}{r} E_i(r, \theta, \alpha) \sum_{i=1}^N I_i e^{j(ka \sin \theta \cos(\phi - \phi_i) + \alpha_i)} \tag{1}$$

สายอากาศแถวลำดับปรับเฟสแบบแบนที่ปรับค่าคลื่นได้สี่ทิศทางโดยใช้วงจรถ่วงเฟสหนึ่งบิต



รูปที่ 1 โครงสร้างสายอากาศลำดับแบบระนาบวงกลม

เมื่อ k เป็นเลขคลื่น, E_i เป็นสนามของสายอากาศแต่ละตัว (ในที่นี้เลือกใช้สายอากาศไมโครสตริปวงกลมที่มีการแพร่คลื่นรอบทิศทาง), α_i เป็นเฟสของกระแสของสายอากาศตัวที่ i จะเห็นว่า ถ้าต้องการชี้ลำคลื่นไปในทิศทาง (θ_0, ϕ_0) เฟสของกระแสจะต้องเป็นดังนี้

$$\alpha_i = -ka \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_i) \tag{2}$$

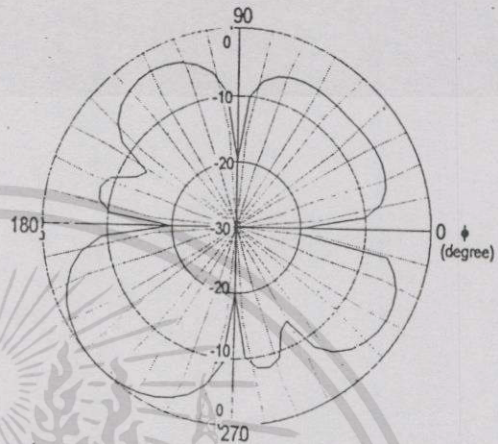
สำหรับปัญหาที่เรากำลังพิจารณา จะให้มีจำนวนสายอากาศทั้งหมดเท่ากับ 4 ตัววางอยู่ที่ตำแหน่ง $\phi = 0$ องศา, 90 องศา, 180 องศา และ 270 องศา ตามลำดับ ต้องการให้จำนวนบิตของวงจรถ่วงเฟสน้อยที่สุด [1 บิตมี 2 สถานะ (1,0), (0,1) , 2 บิตมี 4 สถานะ (0,0), (0,1), (1,0), (1,1) เป็นต้น]

ตารางที่ 1 ความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของกระแสที่ป้อนให้สายอากาศแต่ละตัวกับทิศทางของลำคลื่น

ทิศทาง (องศา)	เฟสของกระแส (องศา)			
	สายอากาศ 1	สายอากาศ 2	สายอากาศ 3	สายอากาศ 4
45	232.7	127.3	127.3	232.7
135	232.7	232.7	127.3	127.3
225	127.3	232.7	232.7	127.3
315	127.3	127.3	232.7	232.7

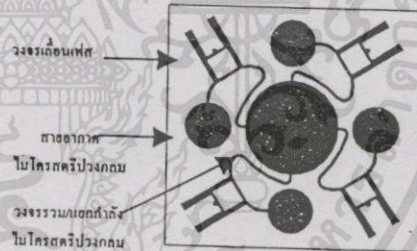
ในที่นี้กำหนดให้ a เท่ากับ $\lambda/2$ และถ้าเรากำหนดให้ทิศทางของลำคลื่นอยู่ในแนวอิมิมุมมีทิศทางในแนวมุม ϕ_0 เท่ากับ 45, 135, 225, 315 เมื่อเทียบกับสายอากาศตัวที่ 1 จะทำให้ค่าเฟสของกระแส α_i มีค่าดังตารางที่

1 ซึ่งจะเห็นว่า มีการเปลี่ยนแปลงของเฟสอยู่ 2 สถานะ คือ 127.3 องศา และ 232.7 องศาทำให้เราสามารถลดจำนวนของวงจรถ่วงเฟสให้เหลือเพียง 1 บิตเท่านั้น แบบรูปการแพร่คลื่นที่ลำคลื่นชี้ในทิศทาง $\phi = 225$ องศา แสดงในรูปที่ 2 สำหรับในทิศทางอื่นการกระจายคลื่นมีรูปร่างที่เหมือนกัน จากการคำนวณจะมีโคเรคทีฟประมาณ 10 dB,



รูปที่ 2 แบบรูปการแพร่คลื่นของสายอากาศแถวลำดับปรับเฟสให้ลำคลื่นชี้ทิศทาง 225 องศา เมื่อรัศมีของแถวลำดับเป็น $\lambda/2$

3. โครงสร้างของสายอากาศ



รูปที่ 3 โครงสร้างของสายอากาศที่ออกแบบ

สายอากาศแถวลำดับปรับเฟสแบบแบนที่ออกแบบแสดงในรูปที่ 3 ซึ่งแสดงรายละเอียดของสายอากาศที่จัดเรียงเป็นวงกลม โครงสร้างของสายอากาศประกอบด้วย 3 ส่วน คือสายอากาศไมโคร สตริปแบบวงกลม, วงจรถ่วงเฟส และวงจรรวม/แยกแบบไมโครสตริปวงกลม ซึ่งในหัวข้อนี้ จะแสดงวิธีการออกแบบเพื่อใช้งานที่ความถี่ 1.8GHz สำหรับวัสดุที่เลือกใช้ในการออกแบบสายอากาศได้เลือกใช้แผ่นวงจรพิมพ์ Glass-Epoxy FR-4 ซึ่งมีพารามิเตอร์ดังนี้ คือ ค่าคงที่ของฉนวนอยู่ระหว่าง 4.2-4.6 จึงเลือกใช้ค่า 4.4, ความหนาของแผ่นวงจรพิมพ์เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร และค่า Loss Tangent เท่ากับ 0.01

3.1 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปวงกลม

สายอากาศไมโครสตริปวงกลมที่ออกแบบจะเป็นโหมดพื้นฐาน (Dominant mode) TM_{11} จะคำนวณความถี่เรโซแนนซ์ (f) ของไมโคร

สตรีปวงกลมได้จากสมการ [2]

$$f_r = \frac{3 \times 10^8 k_{nm}}{2\pi \lambda a_e \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3)$$

m, n เป็นเลขโหมด

สำหรับโหมดพื้นฐาน k_{11} มีค่าเป็น 1.8412, λ เป็นความยาวคลื่นของความถี่ที่ใช้งาน, ϵ_r เป็นค่าคงที่ของฉนวน, ความหนาเป็น h, a_e เป็นรัศมีประสิทธิภาพของไมโครสตรีปวงกลมซึ่งมีรัศมีทางกายภาพเป็น a , หน่วยเป็นเซ็นติเมตร ได้จากสมการ [2]

$$a_e = a_p \left[1 + \frac{2h}{\pi a_p \epsilon_r} \left(\ln \left(\frac{\pi a_p}{2h} \right) + 1.7726 \right) \right]^{1/2} \quad (4)$$

รายละเอียดในการคำนวณหาแบบรูปการแพร่คลื่นในระยะไกลได้แสดงไว้ใน[2-3] เมื่อแทนค่าของพารามิเตอร์ลงในสมการที่(3)และ(4) โดยให้ออกแบบความถี่กลางเป็น 1.8GHz ทำให้ได้รัศมีของสายอากาศไมโครสตรีปแบบแผ่นกลมเป็น 22.2 มิลลิเมตร

3.2 การออกแบบ และผลการทดลองวงจรเลื่อนเฟส

วงจรเลื่อนเฟสในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้วงจรเลื่อนเฟสแบบสะท้อน (Reflection-Type) ซึ่งมีส่วนประกอบพื้นฐานคือ อุปกรณ์ตัวชี้ซึ่งใช้ อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำประเภทไดโอดหิน (ซึ่งมีขนาดเล็กและมีความเร็วในการสวิตช์สูงสามารถประกอบไปบนวงจรแบบระนาบ เช่น ไมโครสตรีปได้ง่าย) และวงจรไฮบริด -3 dB รายละเอียดในการออกแบบแสดงโดย Atwater [4] โครงสร้างของวงจรเลื่อนเฟสจะเป็นวงจรไฮบริด -3 dB ที่เป็นไมโครสตรีปโดยออกแบบให้มีค่าอิมพีแดนซ์คู่สมบัตินี้เป็น 50 โอห์ม ให้พอร์ต์ 2 พอร์ต์ค้กับวงจรทำหน้าที่แปลงอิมพีแดนซ์ระหว่างอิมพีแดนซ์คู่สมบัตินี้ของวงจรไฮบริดกับอิมพีแดนซ์ของไดโอดหินที่กำหนดค่าของการเลื่อนเฟสที่ต้องการ และจะต่อไปยังไดโอดหินที่ต้องการแล้ว

การออกแบบได้เลือกไดโอดหินเบอร์ HSMP-3810 ซึ่งมีโครงสร้างเป็นชิปซึ่งเหมาะสมในการทำงานความถี่สูง เมื่อไบอัสตรงด้วยกระแส 10 มิลลิแอมป์จะมีค่าอิมพีแดนซ์เป็น 11.71 - j19.14 โอห์ม และเมื่อไบอัสย้อนกลับด้วยไฟตรง 5 โวลต์จะมีค่าอิมพีแดนซ์เป็น 4.18- j20.56 โอห์ม จากตารางที่ 1 จะเห็นว่า ค่าของการเลื่อนเฟสที่ต้องการจะเป็น 105.4 องศา (232.7 องศา - 127.3 องศา) จากพารามิเตอร์ที่ได้ทั้งหมดได้ออกแบบวงจรแปลงอิมพีแดนซ์เป็นแบบสายนำสัญญาณ ซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์คู่สมบัตินี้ 27 โอห์ม มีความยาวทางไฟฟ้าเป็น 135 องศา จะได้เส้นไมโครสตรีปที่มีความกว้างเท่ากับ 7.72 มิลลิเมตร และมีความยาวเท่ากับ 32.4 มิลลิเมตร

ส่วนของเส้นไมโครสตรีปที่เชื่อมต่อกันระหว่างวงจรรวม/แยกกำลังกับวงจรเลื่อนเฟสและจากวงจรเลื่อนเฟสไปยังสายอากาศไมโครสตรีปวงกลมได้ออกแบบให้มีค่าเฟสที่ขยับไปยังสายอากาศไมโครสตรีปวงกลมเป็น 127.3 องศา ได้กำหนดให้เส้นไมโครสตรีปมีอิมพีแดนซ์คู่สม

บัตินี้เป็น 50 โอห์ม จะได้เส้นไมโครสตรีปที่มีความกว้างเท่ากับ 3.14 มิลลิเมตร และมีความยาวรวมเท่ากับ 117 มิลลิเมตร

3.3 การออกแบบ และผลการทดลองวงจรแบ่ง/รวมกำลัง

การคำนวณหาขนาดของไมโครสตรีปแผ่นกลมจะใช้สมการเดียวกับสมการ (3),(4) แต่แตกต่างกันที่โหมดของของวงจรแบ่ง/รวมกำลังจะเลือกใช้โหมด TM_{01} ซึ่งเป็นโหมดที่เรียกว่า โหมดคสมมาตร ค่าสนามไฟฟ้าภายในแผ่นกลมจะไม่เปลี่ยนแปลงตามมุม ϕ ดังนั้นเอาท์พุททุกเอาท์พุทรอบๆเส้นรอบวงจะมีแอมพลิจูดและมุมเฟสเท่ากัน รายละเอียดของการออกแบบและการคำนวณอิมพีแดนซ์ได้แสดงไว้โดย Gupta [5] เมื่อแทนค่าของพารามิเตอร์ของแผ่นวงจรพิมพ์ FR-4 ที่แสดงในหัวข้อ 3.1 ลงในสมการที่ (3) และ (4) เมื่อ $k_{01} = 3.8317$ จะได้รัศมีของวงจรแบ่ง/รวมกำลัง ไมโครสตรีปแบบแผ่นกลมเป็น 47.0 มิลลิเมตร

ขนาดรวมของสายอากาศต้นแบบเท่ากับ 25 x 25 เซ็นติเมตร

4. ผลการทดสอบ

ได้ทำการออกแบบส่วนประกอบแต่ละส่วน เพื่อนำมาหาคุณสมบัติและสายอากาศรวมได้ผลดังนี้

4.1 ผลการทดสอบสายอากาศไมโครสตรีปวงกลม

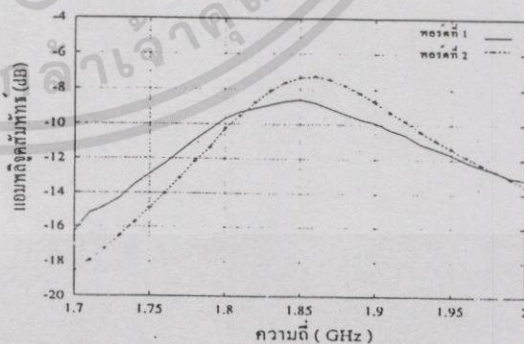
มีอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ความถี่ 1.8 GHz จะเป็น 2.1:1 แต่ความถี่เรโซแนนซ์ได้เลื่อนขึ้นไปอยู่ที่ความถี่ 1.84 GHz ที่ความถี่นี้มีอัตราส่วนคลื่นนิ่งเท่ากับ 1.06:1

4.2 ผลการทดสอบวงจรเลื่อนเฟส

ค่าของการเลื่อนเฟสเท่ากับ 90 องศาซึ่งผิดจากค่าที่ออกแบบ 15 องศา การสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกเมื่อไบอัสตรงเป็น -4 dB และการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกเมื่อไบอัสย้อนกลับเป็น -5 dB ทำให้มีความแตกต่างของสัญญาณระหว่างการเลื่อนเฟสประมาณ 1 dB

4.3 ผลการทดสอบวงจรรวม/แยกกำลัง

การสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกจากอินพุทพอร์ต์ไปเอาท์พุทพอร์ต์ทั้งสองพอร์ต์ประมาณ 7-8 dB ดังแสดงในรูปที่ 4



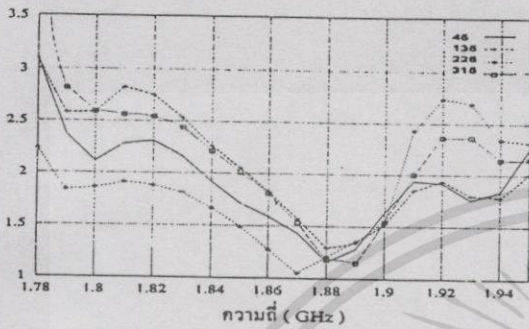
รูปที่ 4 การสูญเสียแบบใส่แทรกของวงจรรวม/แยกกำลัง

ทางทฤษฎีจะมีการสูญเสียประมาณ 6 dB แต่ผลจากการทดลองซึ่งวัดที่พอร์ต์ 1 และ 2 มีการสูญเสียประมาณ 7-8dB แสดงว่า มีการสูญเสียภายในฉนวนเท่ากับ 1 dB

สายอากาศแถวลำดับปรับเฟสแบบแบนที่ปรับค่าคลื่นได้สี่ทิศทางโดยใช้วงจรเลื่อนเฟสหนึ่งบิต

4.4 ผลการทดสอบสายอากาศแถวลำดับปรับเฟสต้นแบบ

ในทางทฤษฎีได้ออกแบบให้สายอากาศโรแนนซ์ที่ความถี่ 1.8 GHz แต่จากวัดค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง ความถี่โรแนนซ์ได้เลื่อนขึ้นไปถี่ความถี่ 1.88 GHz ซึ่งจากการทดลองวัดค่าอัตราส่วนของคลื่นนิ่งในการปรับค่าคลื่นนิ่งสี่ทิศทาง ดังแสดงในรูปที่ 5

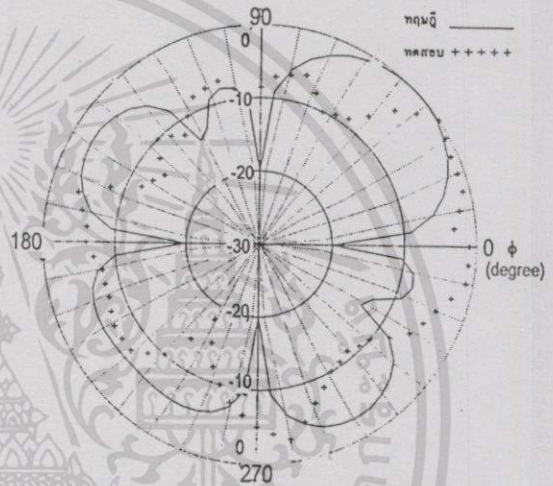


รูปที่ 5 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศเมื่อทิศทางการแพร่กระจายคลื่นเป็นมุม 45, 135, 225 และ 315 องศา ตามลำดับ

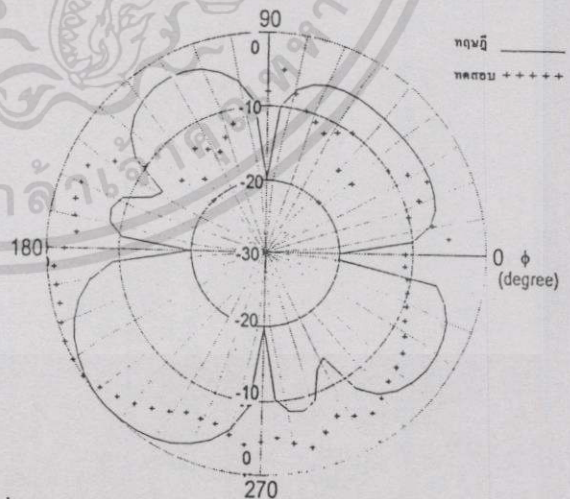
จะเห็นว่า อัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ต่ำที่สุดประมาณ 1.1:1 ทั้งสี่ทิศทาง และจากการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศทั้งสี่ทางได้ผลการทดสอบเป็น ดังแสดงในรูปที่ 6

จากแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่แสดงในรูปที่ 6 ซึ่งแสดงทิศทางการแพร่กระจายคลื่นที่ทิศทาง 45 และ 225 องศา จะเห็นว่า ล้อคลื่นหลักจะผิดไปจากการคำนวณประมาณ 10 องศา เช่นเดียวกับทิศทาง 135 และ 315 องศาซึ่งไม่ได้แสดงผลไว้

[2] C.A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, New York: Haper & Row, 1982, ch.6 .
 [3] S.A. Long et. al., "Theory of The Circular-Disc Printed-Circuit Antenna", *Proc. IEE.*, vol. 125, no.10, pp. 925-928, Oct. 1978 .
 [4] H.A. Atwater, "Reflection Coefficient Transformations for Phase-Shift Circuits", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-28, pp. 563-568, June. 1980 .
 [5] M.D. Abouzahra and K.C. Gupta, "Multiple-Port Power Divider/Combiner Circuits Using Circular Microstrip Disk Configuration", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-35, pp. 1296-1302, Dec. 1987 .



รูปที่ 6(ก) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแถวลำดับปรับเฟสแบบแบนที่ล้าคลื่นขึ้นไปยังทิศ 45 องศา



รูปที่ 6(ข) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแถวลำดับปรับเฟสแบบแบนที่ล้าคลื่นขึ้นไปยังทิศ 225 องศา

5. สรุป

บทความนี้เสนอสายอากาศแถวลำดับที่ปรับทิศทางได้ 4 ทิศทางโดยใช้วงจรเลื่อนเฟสเพียง 1 บิต และประกอบลงบนแผ่นพิมพ์แผ่นเดียวซึ่งจะทำให้ต้นทุนในการผลิตต่ำ ผลการทดลองของสายอากาศต้นแบบนี้แสดงให้เห็นว่า สายอากาศสามารถควบคุมล้าคลื่นหลักได้ใกล้เคียงกับการออกแบบ ส่วนที่ผิดพลาดไปเนื่องมาจากข้อกำหนดทราบดีอร์ไม่ถูกต้อง เช่น ค่าคงที่ของฉนวนซึ่งมีผลกระทบต่อวงจรเลื่อนเฟสไม่ได้ผลตามที่ต้องการ , การแมตซ์อิมพีแดนซ์ระหว่างส่วนต่างๆ , การเชื่อมต่อของสนามระหว่างสายอากาศแต่ละสาขายังเป็นตัวแปรที่สำคัญที่จะกำหนดประสิทธิภาพสายอากาศที่ออกแบบ นอกจากนี้สิ่งแวดล้อมในการวัดยังมีผลกระทบต่อผลการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นด้วย

6. เอกสารอ้างอิง

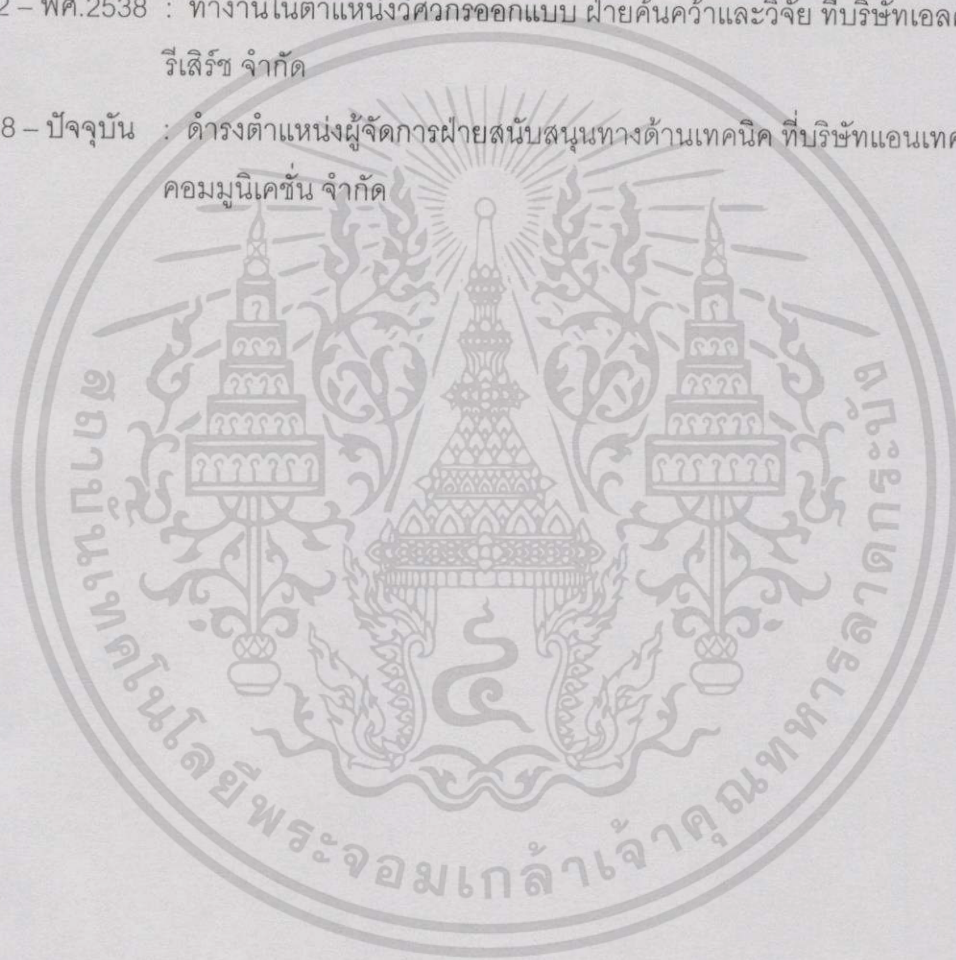
[1] N. Kuga and H. Arai. "A Flat Four-Beam Switched Array Antenna", *IEEE Trans. Antennas Propagate.*, vol.44, no.9, pp.1227-1230, Sep.1996 .

ประวัติผู้เขียน

นายไชยวัฒน์ เกษสุวรรณ เกิดเมื่อวันที่ 28 มีนาคม 2510 ที่จังหวัดสมุทรปราการ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า(สื่อสาร) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2532 โดยมีประวัติการทำงานเป็นดังนี้

พ.ศ.2532 – พ.ศ.2538 : ทำงานในตำแหน่งวิศวกรออกแบบ ฝ่ายคั่นคว่ำและวิจัย ที่บริษัทเอลคอม รีเสิร์ช จำกัด

พ.ศ.2538 – ปัจจุบัน : ดำรงตำแหน่งผู้จัดการฝ่ายสนับสนุนทางด้านเทคนิค ที่บริษัทแอนเทค คอมมูนิเคชั่น จำกัด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้