

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบและสร้างสายอากาศไมโครสตริปแบบแถวลำดับเชิงเส้น
ขนาดสองอีลีเมนต์บนวัสดุฐานรองเซมิคอนดักเตอร์

A DESIGN AND FABRICATION OF 2-ELEMENTS LINEAR ARRAY
MICROSTRIP ANTENNA ON THE SEMICONDUCTOR SUBSTRATE



โดย

นายชัยศักดิ์ ไสยสมบัติ
นายสมชาย วิทยาทรพันธุ์
นายอนุวัฒน์ สุขสวัสดิ์เสรีกุล

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 86746
วัน,เดือน,ปี 14 ส.ค. 2552

b.....
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะกรรมการสอบปริญญาโท

----- ประธานกรรมการ

()

----- กรรมการ

()

----- กรรมการ

()

----- กรรมการ

()

----- กรรมการ

()

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์ การออกแบบและสร้างสายอากาศไมโครสตริปแบบแถวลำดับเชิงเส้น
ขนาดสองอิลีเมนต์บนวัสดุฐานรองเซมิคอนดักเตอร์

จัดทำโดย นายชัยศักดิ์ ไสยสมบัติ 38013321
นายสมชาย วิริยาทรพันธุ์ 38013340
นายอนุวัฒน์ สุขสวัสดิ์เสรีกุล 38013349

สาขาวิชา เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์
อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ สถาพร พรหมวงศ์
ปีการศึกษา 2540

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
อนุมัติให้นับปริญญานิพนธ์ ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษิตตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ เสนอการออกแบบและผลการทดสอบสายอากาศแบบไมโครสตริป
แถวลำดับเชิงเส้นขนาดสองอิลีเมนต์บนวัสดุฐานรองสารกึ่งตัวนำ ซึ่งวัสดุฐานรองสารกึ่งตัวนำนี้
เป็นวัสดุฐานรองใหม่ที่มีสภาพความยอมสัมพัทธ์ $\epsilon_r=11.9$ และมีสภาพความต้านทานสูง จึง
สามารถนำมาเป็นวัสดุฐานรองของสายอากาศที่ความถี่ 10 GHz จากผลการทดสอบของสาย
อากาศที่สร้างจริง แบบรูปของการแผ่กระจายคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้ากับแบบรูปการแผ่กระจาย
คลื่นของสายอากาศที่ดี ซึ่งได้คำนวณด้วยคอมพิวเตอร์ สังเกตได้ว่าตำแหน่งทิศทางใกล้เคียงกับทาง
ทฤษฎี ได้แสดงผลให้เห็นทางสเปกตรัมและแบบรูปของสายอากาศในปริญญานิพนธ์นี้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ ได้รับความช่วยเหลือในการให้คำแนะนำและข้อมูลอย่างคืบงจาก อาจารย์ที่ปรึกษาปริญญาานิพนธ์คือ อาจารย์ สถาพร พรหมวงศ์ ซึ่งได้ให้คำแนะนำและการสนับสนุนในการวิจัยมาด้วยดีตลอด และ อาจารย์ มนต์ชัย แซ่มชัย ที่ได้ช่วยเหลือในการให้คำปรึกษาต่าง ๆ จึงได้ขอขอบคุณไว้ ณ. ที่นี้

ขอขอบพระคุณบิดา มารดา ที่ช่วยเป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุน ในด้านทุนทรัพย์ ระหว่างทำโครงการมาโดยตลอด ขอขอบคุณเพื่อน ๆ ทุกคนที่ให้ความช่วยเหลือในการทำโครงการชิ้นนี้ พร้อมทั้งผู้ช่วยในการพิมพ์ปริญญาานิพนธ์ จนสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A DESIGN AND FABRICATION OF 2-ELEMENTS LINEAR ARRAY
MICROSTRIP ANTENNA ON THE SEMICONDUCTOR SUBSTRATE

BY Mr. CHAISAK SAIYASOMBAT 38013321
Mr. SOMCHAI VIRIYATONPAN 38013340
Mr. ANUWAT SUKSAWAOSEREKUL 38013349

ADVISER Mr. SATHAPORN PROMWONG

YEAR 1997

ABSTRACT

In this project, the design and experimental results of 2-elements microstrip antenna on the semiconductor substrate with high permittivity ($\epsilon_r=11.9$), $0.38 \mu\text{m}$. thickness are reported. The high resistivity is caused that the antenna can be operated at 10 GHz. The radiated pattern has a good agreement with the computer simulation, the measured electromagnetic field compared with the ideal pattern, observed corresponding theoretical pattern, the spectrum and an antenna pattern were shown in the text.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง

บทคัดย่อภาษาไทย

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ

สารบัญ

สารบัญ (รูป)

สารบัญ (ตาราง)

กิตติกรรมประกาศ

บทที่ 1 บทนำ

1.1 กล่าวนำความสำคัญและที่มาของปัญหา

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

1.3 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.4 รายละเอียดปริญญาานิพนธ์

บทที่ 2 ทฤษฎีสายอากาศไมโครสตริป

2.1 ประวัติความเป็นมาของสายอากาศไมโครสตริป

2.1.1 นิยามสายอากาศไมโครสตริป

2.1.2 ข้อดีและข้อเสียของสายอากาศไมโครสตริป

2.1.3 การนำไปประยุกต์ใช้งาน

2.1.4 รูปแบบต่างๆของสายอากาศไมโครสตริป

2.2 การแพร่กระจายคลื่น

2.2.1 การแพร่กระจายอย่างต่อเนื่องของสายอากาศไมโครสตริป

2.2.2 สนามการแพร่กระจายของสายอากาศไมโครสตริป

2.2.3 การหาค่าต่างๆของสายอากาศไมโครสตริป

2.3 รูปแบบของสายอากาศไมโครสตริป

2.4 เทคนิคการป้อนสัญญาณ

2.4.1 ไมโครสตริปฟีด

2.4.2 โคแอกเซียลฟีด

2.5 คลื่นผิวหน้า

2.6 สายอากาศไมโครสตริปรูปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้า

2.7 การวิเคราะห์การแผ่กระจายคลื่นของชั้นสี่เหลี่ยมผืนผ้า

1

1

1

1

2

3

3

4

5

6

6

8

8

9

17

19

19

20

22

23

24

25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 รูปแบบทรานสมิตชันไลน์	25
2.9 พารามิเตอร์สายอากาศ	30
2.9.1 แพทเทอร์การแพร่กระจายคลื่น	30
2.9.2 แพทเทอร์หลัก	32
2.9.3 โลบของแพทเทอร์การแพร่กระจายคลื่น	33
2.9.4 บริเวณต่างๆ ของสนามจากสายอากาศ	35
2.9.5 เรเดียนและสเตอเรเดียน	36
2.10 ความหนาแน่นของกำลังงานที่แพร่กระจาย	37
2.11 ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น	38
2.12 ไคเรคทีวิตี	39
2.13 เกน	47
2.14 ประสิทธิภาพของสายอากาศ	48
2.15 ประสิทธิภาพของบีม	49
2.16 โพลาริเซชัน	50
2.17 อินพุทอิมพีแดนซ์	53
2.18 แบนด์วิดท์	55
2.19 อาร์ซี	57
2.19.1 ทฤษฎีอาร์ซีเบื้องต้น	57
2.19.2 ไอโซโทรปิกอาร์ซีแบบ 2 อิลิเมนต์	57
บทที่ 3 การออกแบบและการสร้างสายอากาศไมโครสตริป	61
3.1 สายอากาศไมโครสตริปอิลิเมนต์เดี่ยวรูปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้า	61
3.1.1 การโพลาริเซชันเป็นแบบเชิงเส้น	61
3.1.2 ความยาวคลื่นในฟรีสเปซ (freespace wave length)	61
3.1.3 ความกว้างของแพทช์ (microstrip path)	61
3.1.4 ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (effective dielectric constant)	61
3.1.5 ความยาวของแพทช์ (L)	61
3.1.6 ค่าความต้านทานของแพทช์ (Z_{patch})	61
3.1.7 ป้อนสัญญาณด้วยไมโครสตริป (feed by microstrip line) ขนาด 50 โอห์ม	62
3.1.8 ความยาวของสายป้อนสัญญาณ (strip line feed 50 โอห์ม)	62

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบลิเนียร์อาร์เรย์ขนาด 2 อิลิเมนต์	62
3.2.1 ขนาดของแพทช์ ใช้ขนาดเดียวกันกับสายอากาศแบบเดี่ยว	62
3.2.2 หาความกว้างของแพทช์	62
3.2.3 ตัวปรับแมทซ์ (Quarterwavelength Transformer)	63
3.2.4 ความยาวและขนาดของสายป้อนสัญญาณ (strip line feed 50 โอห์ม)	63
3.3 การซิมูเลชัน(simulation)บน โปรแกรม (L-Edit)มาเขียนเลย์เอาท์ (layout)	63
3.4 นำค่าที่คำนวณได้นี้ไปป้อนใส่โปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อจำลองการทำงาน	63
3.5 กระบวนการสร้างสายอากาศไมโครสตริปบนฐานรองซิลิกอน	66
บทที่ 4 การวิเคราะห์หาคุณสมบัติสายอากาศไมโครสตริปและผลการทดลอง	76
บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง	80
บรรณานุกรม	
ภาคผนวก	



สารบัญ (รูป)

รูปที่ 2.1	แสดงรูปแบบอย่างง่ายของสายอากาศไมโครสตริป	4
รูปที่ 2.2	สายอากาศไมโครสตริปแบบรูปทรงสี่เหลี่ยม	7
รูปที่ 2.3	รูปแสดงกระแสเชิงผิวที่แสดงที่สนามระยะไกล	10
รูปที่ 2.4	รูปแสดงกระแสเชิงผิวที่แสดงที่สนามระยะไกลอีกแบบหนึ่ง	11
รูปที่ 2.5	การไหลของกระแสจากแหล่งกำเนิด	13
รูปที่ 2.6	แสดงการป้อนสัญญาณแบบไมโครสตริปฟีด	21
รูปที่ 2.7	แสดงการป้อนสัญญาณแบบโคแอกเซียลฟีด	22
รูปที่ 2.8	รูปแสดงสายอากาศไมโครสตริปรูปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้า	24
รูปที่ 2.9	รูปแสดงช่องว่างของการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริป	26
รูปที่ 2.10	แสดงวงจรมุมของสายอากาศไมโครสตริปรูปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้า	29
รูปที่ 2.11	ระบบโคออดิเนตสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ	30
รูปที่ 2.12	แพทเทิร์นของสายอากาศแบบชี้ทาง	31
รูปที่ 2.13	แพทเทิร์นหลัก ระนาบ E และ H ของสายอากาศปากแตร	33
รูปที่ 2.14	โลบต่างๆและบีมิวิตซ์ของแพทเทิร์นสายอากาศ	34
รูปที่ 2.15	แสดงการแบ่งบริเวณของสนามจากสายอากาศ	35
รูปที่ 2.16	รูปแสดงคำจำกัดความของเรเดียนและสเตอเรเดียน	37
รูปที่ 2.17	แพทเทิร์นของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น	43
รูปที่ 2.18	ข้ออ้างอิงและการสูญเสียของสายอากาศ	48
รูปที่ 2.19	การหมุนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าระนาบ	50
รูปที่ 2.20	สายอากาศส่งและวงจรมุม	53
รูปที่ 2.21	สายอากาศรับและวงจรมุม	55
รูปที่ 2.22	รูปของอาร์เรย์ 2 อิลิเมนต์ ที่วางตามแนวแกน Z	58
รูปที่ 3.1	แสดงการออกแบบบนโปรแกรมออกแบบลายวงจร (L-Edit)	63
รูปที่ 3.2	แสดงขนาดของแพทช์ที่คำนวณได้แบบ 1 อิลิเมนต์	64
รูปที่ 3.3	แสดงขนาดของแพทช์ที่คำนวณได้แบบ 2 อิลิเมนต์	65
รูปที่ 3.4	การตัดแบ่งแผ่นซิลิกอน	66
รูปที่ 3.5	แสดงเครื่องเคลือบโลหะทำหน้าที่เคลือบโลหะลงบนแผ่นซิลิกอน	67
รูปที่ 3.6	ทำการเคลือบทองคำที่ด้านหนึ่งของแผ่นซิลิกอน	68
รูปที่ 3.7	แสดงเตาแพร่สารทำหน้าที่แพร่สารเชื่อมลงบนซิลิกอน	68

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (รูป)ต่อ

รูปที่ 3.8 แสดงการแลปปีง	69
รูปที่ 3.9 แสดงการแลปปีงด้วยผงซิลิกอนคาร์ไบด์	69
รูปที่ 3.10 แสดงการสไลซ์เอทซิ่ง	70
รูปที่ 3.11 แสดงเครื่องถ่ายแบบลงบนแผ่นซิลิกอน	72
รูปที่ 3.12 แสดงขั้นตอนการโฟโตลิโทกราฟี	72
รูปที่ 3.12 แสดงขั้นตอนการโฟโตลิโทกราฟี(ต่อ)	73
รูปที่ 3.13 แสดงชั้นทองคำที่เกิดจากการอีวาโปเลท	73
รูปที่ 3.14 แสดงภาพตัดขวางของชิ้นงานที่เสร็จสมบูรณ์แล้ว	74
รูปที่ 3.15 แสดงชิ้นงานจริงที่เสร็จสมบูรณ์แล้ว	74
รูปที่ 3.16 แสดงชิ้นงานเมื่อบอริ่งเสร็จแล้ว	75
รูปที่ 4.1 แสดงอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดรูปแบบการแผ่กระจายคลื่น	76
รูปที่ 4.2 แสดงสเปกตรัมของสายอากาศไมโครสตริปบนฐานรองซิลิกอนชนิดเดี่ยว	77
รูปที่ 4.3 แสดงสเปกตรัมของสายอากาศไมโครสตริปบนฐานรองซิลิกอนชนิด 2 อีลีเมนต์	77
รูปที่ 4.4 ผลการวัดการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศไมโครสตริปบนวัสดุฐานรองซิลิกอนแบบอีลีเมนต์เดี่ยวที่ความถี่ 10 GHz เปรียบเทียบทางทฤษฎีกับผลการวัดจริง	78
รูปที่ 4.5 ผลการวัดการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปบนวัสดุฐานรองซิลิกอนแบบอีลีเมนต์เดี่ยวที่ความถี่ 10 GHz เปรียบเทียบทางทฤษฎีกับผลการวัดจริง	78
รูปที่ 4.6 ผลการวัดการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศไมโครสตริปบนวัสดุฐานรองซิลิกอนแบบ 2 อีลีเมนต์ที่ความถี่ 10 GHz เปรียบเทียบทางทฤษฎีกับผลการวัดจริง	79
รูปที่ 4.7 ผลการวัดการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปบนวัสดุฐานรองซิลิกอนแบบอีลีเมนต์เดี่ยวที่ความถี่ 10 GHz เปรียบเทียบทางทฤษฎีกับผลการวัดจริง	79

สารบัญ (ตาราง)

ตาราง 2.1 การเปรียบเทียบ flat profile printed antennas ชนิดต่างๆ

3



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 กล่าวนำความสำคัญและที่มาของปัญหา

ปัจจุบันนี้ระบบการสื่อสารต่างๆ ได้รับการพัฒนาให้เจริญก้าวหน้าขึ้นอย่างรวดเร็ว ซึ่งต้องการให้ระบบมีประสิทธิภาพสูง ขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และมีราคาถูก สายอากาศแบบไมโครสตริปก็เป็นส่วนหนึ่ง ที่ได้รับการค้นคว้าและพัฒนาสืบเนื่องมาเป็นเวลานาน จนในปัจจุบันได้พัฒนาเป็นสายอากาศไมโครสตริปแบบแอคทีฟที่มีอัตราขยายสูง ซึ่งสามารถสร้างสายอากาศได้ด้วยกรรมวิธี MMIC และนอกจากนี้ยังมีการคิดค้นหาวัสดุฐานรองแบบใหม่ ที่จะทำให้สายอากาศมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบากว่าเดิมด้วย ซิลิกอนเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดหนึ่ง ที่ในปัจจุบันได้รับความนิยมเป็นอย่างมากในการนำมาสร้างและผลิตอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ มากมาย แต่ด้วยคุณสมบัติโดยทั่วไปของซิลิกอน ไม่สามารถนำมาใช้เป็นวัสดุฐานรองของสายอากาศแบบไมโครสตริปได้ ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องมีการสื่อสารบางอย่างให้กับซิลิกอน เพื่อให้ซิลิกอนมีสภาพความต้านสูง ทองคำเป็นสาระตัวหนึ่งที่สามารถนำไปเป็นสารเจือให้กับซิลิกอนได้ ซึ่งเมื่อนำไปเจือให้กับซิลิกอนแล้ว จะทำให้ซิลิกอนมีสภาพความต้านทานสูงขึ้น สามารถนำไปใช้เป็นวัสดุฐานรองของสายอากาศแบบไมโครสตริปได้

ประโยชน์ในการสร้างสายอากาศไมโครสตริปบนวัสดุฐานรองซิลิกอนคือ สามารถพัฒนาให้สายอากาศและวงจรต่างๆ สามารถสร้างบนซิลิกอนแผ่นเดียวกันได้ ทำให้ขนาดและน้ำหนักของอุปกรณ์ลดลง อีกทั้งประสิทธิภาพของสายอากาศก็อยู่ในเกณฑ์ที่ดี เมื่อเทียบกับการสร้างบนวัสดุฐานรองชนิดอื่น

สายอากาศแบบไมโครสตริปในปัจจุบันมีการนำไปประยุกต์ใช้กับงานต่างๆ มากมาย อาทิ เช่น ระบบแลนแบบไร้สาย (WLANS) , ระบบการตรวจสอบ (REMOTE SENSING), ระบบโทรศัพท์แบบไร้สาย (PCS) , ระบบการแพร่ภาพสัญญาณโทรทัศน์โดยตรง (DBS) และยังมีมีการนำไปประยุกต์เป็นเรดาร์ของรถยนต์เพื่อป้องกันอุบัติเหตุอีกด้วย

ปริญญานิพนธ์นี้มีจุดประสงค์เพื่อเสนอการออกแบบและผลการทดลองสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาดสองอิลีเมนต์ที่สร้างบนวัสดุฐานรองสารกึ่งตัวนำที่มีสภาพความต้านทานสูง โดยพัฒนาให้สายอากาศมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบากว่าเดิม เพื่อให้สายอากาศสามารถสร้างรวมอยู่บนชิปไอซีตัวเดียวกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์อื่นๆ ในระบบได้

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

ในการศึกษาวิจัยครั้งนี้มุ่งเน้นไปที่การออกแบบและสร้างสายอากาศไมโครสตริปแบบอาร์เรย์โดยมีวัตถุประสงค์คือ

1. เพื่อการศึกษาค้นคว้า และออกแบบสายอากาศไมโครสตริปที่มีประสิทธิภาพมากที่สุด
2. เพื่อสร้างสายอากาศไมโครสตริปที่สามารถใช้งานได้จริง และนำไปผลิตในเชิงอุตสาหกรรมได้

1.3 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. สามารถที่จะพัฒนางานวิจัยในส่วนของสายอากาศไมโครสตริปให้มีขนาดเล็กและใช้งานที่ความถี่สูงได้
2. สามารถนำงานวิจัยไปประยุกต์ใช้งาน เช่น บัตรทางด่วน

1.4 รายละเอียดปริญญานิพนธ์

- บทที่ 1 กล่าวถึงวัตถุประสงค์ และประโยชน์ของการทำนิพนธ์
- บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีโดยทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริป
- บทที่ 3 กล่าวถึงการออกแบบและวิธีการสร้างสายอากาศไมโครสตริป
- บทที่ 4 กล่าวถึงการวิเคราะห์หาคุณสมบัติสายอากาศไมโครสตริปจากการทดลอง
- บทที่ 5 เป็นบทสรุปของผลการออกแบบและการทดลองสายอากาศไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีสายอากาศ

2.1 ประวัติความเป็นมาของสายอากาศไมโครสตริป

แนวคิดเกี่ยวกับสายอากาศไมโครสตริป เกิดขึ้นครั้งแรกเมื่อปี 1953 โดย DESEHAMPS ซึ่งเมื่อ 20 ปี ก่อนสายอากาศที่ถูกสร้างขึ้นในขณะนั้น ได้นำหลักการและเทคนิคของโฟโตเทค (photo-tech) โดยจะใช้ทองแดงหรือทองปกคลุมฐานรองไดอิเล็กทริกตลอดช่วงความยาวของค่าคงที่ไดอิเล็กทริก ช่วยให้การดูดความร้อน และคุณสมบัติทางกลศาสตร์ดีขึ้น อีกทั้งยังช่วยลด การสูญเสียสัมผัสที่จะเกิดขึ้นด้วย สายอากาศอันแรกได้ถูกสร้างขึ้นในปี 1970 โดย HOWELL และ MUNSONตั้งแต่นั้นมาก็มีการวิจัยและพัฒนาสายอากาศไมโครสตริปและอาร์เรย์อย่างต่อเนื่อง โดยข้อดีคือน้ำหนักเบา ขนาดเล็ก ราคาถูก รูปร่างเป็นแผ่นเรียบ และสามารถสร้างอยู่ใน วงจรรวม (IC) ข้อดีต่างๆ เหล่านี้ได้ถูกนำมาใช้ในสายอากาศไมโครสตริป

แฟลท โปรไฟล์ ปริ้นท์ แอนเทนน่า (flat profile printed antennas) ถูกพัฒนาเป็นสายอากาศไมโครสตริปชนิดต่างๆ เช่น สตริปไลน์สล็อตแอนเทนน่า (stripline slot antenna), คาวิตีแบ็คปริ้นท์ แอนเทนน่า (cavity backed printed antenna) และ ปริ้นท์ไดโพลแอนเทนน่า (printed dipole antenna) คุณสมบัติของสายอากาศชนิดต่างๆ ได้เปรียบเทียบไว้ในตารางที่ 2.1 แต่ในงานฉบับนี้ จะขอกล่าวเฉพาะสายอากาศไมโครสตริปเท่านั้น ซึ่งแตกต่างจากสายอากาศชนิดอื่นๆ คือ การแพร่กระจายคลื่นหรือการเปลี่ยนแปลง TEM modeหรือช่องว่างบนกราวด์เพลน

ตาราง 2.1 การเปรียบเทียบ flat profile printed antennas ชนิดต่างๆ

คุณสมบัติ	สายอากาศไมโคร-สตริป	Stripline slot antenna	cavity backed printed antenna	printed dipole antenna
ความหนา	บาง	ไม่บางมาก	หนา	บาง
การสร้าง	ง่ายมาก	ง่าย	ยาก	ง่าย
การเดินทางของคลื่น	ทั้งเส้นตรงและวงกลม	เส้นตรง	ทั้งเส้นตรงและวงกลม	เส้นตรง
ความถี่ใช้งาน	เป็นไปไม่ได้	เป็นไปไม่ได้	เป็นไปไม่ได้	เป็นไปไม่ได้
รูปร่าง	มีหลายแบบ	สี่เหลี่ยม	แบบใดก็ได้	มีหลายแบบ
การแพร่กระจาย	เชื่อถือได้	เชื่อถือได้	เชื่อถือไม่ได้	เชื่อถือได้
แบนวิดท์	1-5%	1-2%	~ 10%	~ 10%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.1 นิยามของสายอากาศแบบไมโครสตริป

ในรูป 2.1 แสดงรูปอย่างง่ายของสายอากาศแบบไมโครสตริป ซึ่งประกอบด้วยส่วนแพร่กระจายคลื่นด้านบนของฐานรองไดอิเล็กตริกซึ่งมีกราวด์เพลนอยู่อีกด้านหนึ่ง ส่วนของตัวนำปกติเป็นทองแดงหรือทองคำซึ่งสามารถทำให้เป็นรูปแบบต่างๆได้หลายแบบแต่นิยมใช้รูปธรรมดาเพื่อง่ายต่อการวิเคราะห์และหาคุณสมบัติการใช้งาน ในทางอุดมคติค่าไดอิเล็กตริก ϵ_r ของฐานรองไดอิเล็กตริก ควรมีค่าน้อย ($\epsilon_r \sim 2.5$) ถ้าเพิ่ม ฟิงกิ้งฟิลล์ซึ่งจะเพิ่มการแพร่กระจายคลื่น อย่างไรก็ตาม คุณสมบัติอื่นๆ ที่จำเป็นจากการทดลอง นำวัสดุมาทำฐานรองค่าคงที่ไดอิเล็กตริกควรมากกว่า 5 ตัวแปร ของฐานรองก็มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกและการสูญเสียสัมผัสที่เกิดขึ้น



รูปที่ 2.1 แสดงรูปแบบอย่างง่ายของสายอากาศไมโครสตริป

ในรูปที่ 2.1 แสดงรูปแบบอย่างง่ายของสายอากาศไมโครสตริป ซึ่งองค์ประกอบไปด้วย

1. แพทช์ (patch) เป็นส่วนแพร่กระจายคลื่น อยู่ทางด้านบนของฐานรองไดอิเล็กตริก
2. ฐานรองไดอิเล็กตริก (dielectric substrate)
3. กราวด์เพลน (ground plane)

2.1.2 ข้อดีและข้อเสียของสายอากาศไมโครสตริป

ข้อดีของสายอากาศไมโครสตริปโดยทั่วไปเมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศไมโครเวฟ แบบธรรมดา โดยจะมีการใช้งานเหนือช่วงช่องความถี่ใช้งานจากประมาณ 100 MHz ถึง 50 GHz

ข้อดีทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริปเมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศไมโครเวฟแบบธรรมดา

- น้ำหนักเบา, ขนาดเล็ก, รูปร่างเป็นแผ่นราบ ซึ่งสามารถทำเป็นรูปต่างๆ ได้ง่าย
- ราคาถูก ง่ายในการผลิตเป็นจำนวนมาก
- สามารถทำให้บางได้ ด้วยเหตุนี้จึงไม่ยุ่งยากทางพลศาสตร์ของขดขยานต่างๆ
- ง่ายในการติดตั้งบนจรวดและดาวเทียม ซึ่งไม่ต้องแก้ไขมาก
- สายอากาศมีการกระจายออกตามแนวขวางน้อย
- สามารถกำหนดลักษณะการเดินทางของคลื่น ทั้งแบบเส้นตรงและวงกลม โดยการเลื่อนตำแหน่งที่ป้อนสัญญาณ
- กำหนดความถี่ใช้งานได้ง่าย
- ไม่เกิดช่องว่างทางด้านหลัง
- ไมโครสตริปสามารถต่อเข้าได้กับการออกแบบที่เปลี่ยนไป เช่น อุปกรณ์โซลิตสเตรทจำพวกออสซิลเลเตอร์ แอมพลิไฟเออร์, สวิตช์, โมดูเรเตอร์มิกซ์เซอร์ (modulator mixer), เฟสชิฟเตอร์(phase shifter)
- การป้อนสัญญาณและปรับอิมพีแดนซ์ได้พร้อมๆ กับการสร้างตัวสายอากาศ

ข้อเสียทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริป เมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศไมโครเวฟแบบธรรมดา

- แบนด์วิธแคบ
- ประสิทธิภาพต่ำ
- การแพร่กระจายคลื่นมีได้เพียงครึ่งระนาบ
- ในทางปฏิบัติจำกัดอัตราขยายสูงสุดที่ประมาณ 20 db
- ประสิทธิภาพของเอ็นไฟล์ (endfire) ในการแพร่กระจายไม่ดีพอ
- การเชื่อมต่อระหว่างการป้อนสัญญาณและการแพร่กระจายไม่ดี
- เกิดการรบกวนที่คลื่นผิวหน้า(surface wave)
- ให้กำลังงานต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.3 การนำไปประยุกต์ใช้งาน

ในทางปฏิบัติมีการนำไปออกแบบใช้งานมากมาย ข้อดีของสายอากาศไมโครสตริป มีมากกว่าข้อเสีย แม้ว่าความรู้เกี่ยวกับสายอากาศไมโครสตริปจะเริ่มในปี 1980 จึงมีข้อแตกต่างมากมาย และการนำไปประยุกต์ใช้งานโดยต่อมาก็มักมีการวิจัยและพัฒนาในการใช้สายอากาศไมโครสตริปเพิ่มมากขึ้น โดยคาดหวังว่าจะนำประโยชน์ของสายอากาศไมโครสตริปมาแทนสายอากาศทั่วไปในการใช้งานมากขึ้น

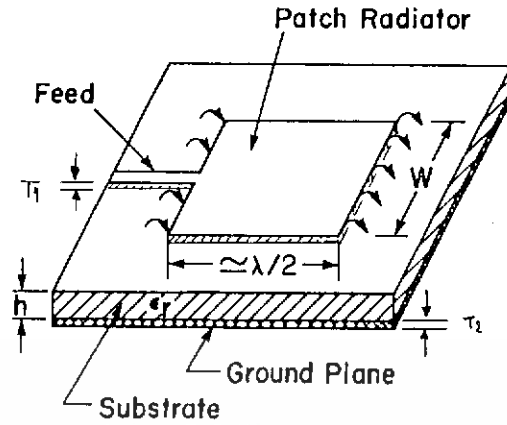
ในการนำสายอากาศไมโครสตริปไปประยุกต์ใช้งาน เช่น

- การสื่อสารทางดาวเทียม
- ข้อมูลที่เป็นความลับ และเรดาร์อื่นๆ
- การติดต่อทางวิทยุสื่อสาร
- การส่งงานและการควบคุม
- การวัดสภาพแวดล้อมและการส่งสัญญาณระยะไกล
- เป็นส่วนเพิ่มเติมในสายอากาศ
- ตัวรับที่ใช้ในการเดินเรือ
- ตัวกระจายคลื่นทางการแพทย์

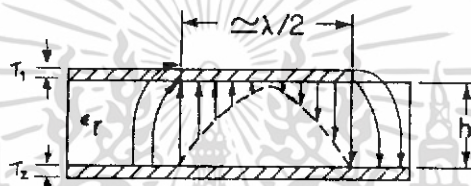
การนำไปใช้งานต่างๆ เหล่านี้ จะไม่แสดงในรายละเอียด ซึ่งยังไม่มีการใช้งานสายอากาศไมโครสตริปที่มากกว่านี้, จำนวนของการนำไปใช้งานอย่างต่อเนื่อง และจะเพิ่มมากขึ้นด้วย

2.1.4 รูปแบบต่างๆของสายอากาศไมโครสตริป

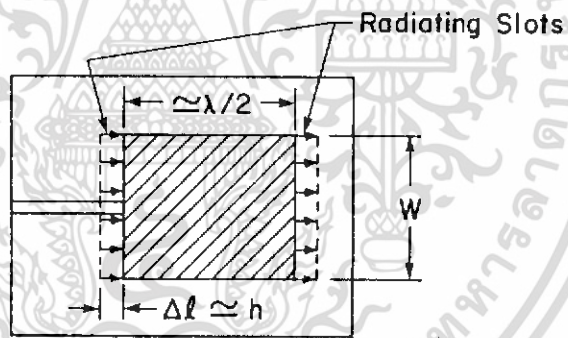
ประกอบด้วยตัวนำอยู่ทางด้านบนของฐานรองไดอิเล็กตริกและทางด้านล่างเป็นกราวด์-เพลน ในความเป็นจริงไม่มีการจำกัดจำนวนรูปแบบของตัวนำ ที่นิยมใช้คือสี่เหลี่ยมเพราะง่ายต่อการวิเคราะห์ สำหรับคำนวณหาคุณสมบัติในการแพร่กระจาย แสดงในรูปแบบที่ 2.2



(a)



(b)



(c)

รูปที่ 2. 2 (a) สายอากาศไมโครสตริปแบบรูปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้า
 (b) ด้านข้าง
 (c) ด้านบน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 การแพร่กระจายคลื่น

การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปจะเกิดจากฟิงกิ้งฟิลด์ระหว่างขอบของตัวนำสายอากาศไมโครสตริปและกราวด์เพลน การแพร่กระจายจะต่อเนื่องจากวงจรเปิด การแพร่กระจายจะไม่ต่อเนื่องในการทดลองครั้งแรกของ LEWIN การวิเคราะห์ของเขาสืบเนื่องมาจากการไหลของกระแสบนตัวนำวิธีการนี้ใช้การคำนวณจากผลของการแพร่กระจายตัวประกอบคุณภาพ (quality factor (Q)) ของสายอากาศไมโครสตริป การวิเคราะห์เบื้องต้นบนสนามในแบบช่วงว่าง โดยเปิดขอบของไมโครสตริปและกราวด์เพลน ดังนั้นการวิเคราะห์แบบนี้ผลของการแพร่กระจายทั้งหมดตัวประกอบคุณภาพจะกล่าวถึงในส่วนของขนาดรีโซเนเตอร์ (resonator) ความถี่ในการใช้งานสัมพันธ์กับค่าคงที่ไดอิเล็กตริก และความหนาของฐานรอง ผลทฤษฎีและการทดลองแสดงให้เห็นว่าความถี่สูง การแพร่กระจายจะสูญเสียมากที่ตัวนำ และไดอิเล็กตริกเป็นข้อยืนยันได้ว่า การแพร่กระจายของวงจรเปิดไมโครสตริปลายน์ (microstrip line) จะใช้กำลังงานมาก เมื่อการสร้างความหนาของค่าคงที่ ของฐานรองไดอิเล็กตริก น้อย

2.2.1 การแพร่กระจายอย่างต่อเนื่องของสายอากาศไมโครสตริป

การแพร่กระจายของสายอากาศไมโครสตริป สามารถเข้าใจโดยพิจารณาจากกรณีง่ายๆ ในลักษณะเป็นสี่เหลี่ยม ที่เป็นสัดส่วนกับความยาวคลื่น วางอยู่บนกราวด์เพลน แสดงในรูป 2.2 (a) ถ้าสมมติให้ไม่มีการเปลี่ยนของสนามไฟฟ้าตามแนวความกว้างและความหนาของโครงสร้างไมโครสตริป การแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าสามารถแสดงได้ในรูปที่ 2.2 (b) ถ้าสนามมีการเปลี่ยนแปลงเนื่องจากความยาวของแพทช์ประมาณครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น ($\lambda/2$) การแพร่กระจายโดยมากเนื่องมาจาก ฟิงกิ้งฟิลด์ที่วงจรเปิด ด้านขอบของแพทช์สนามที่ปลายสามารถทำให้หมดไป โดยคู่อุปกรณ์ประกอบในแนวตั้งฉากและแนวสัมผัสเนื่องจากกราวด์เพลน ส่วนประกอบในแนวตั้งฉากจะต่างเฟสกัน เพราะเส้นแพทช์ยาว $\lambda/2$ ดังนั้นวิธีการให้พื้นที่มากๆ โดยไม่คำนึงในส่วนของทิศทางบรอดไซด์ (broadside) ส่วนประกอบแนวสัมผัส (ขนานกับกราวด์เพลน) จะตรงเฟสกันและสนามผลรวมจะทำให้เกิดสนามระยะไกลมีค่าสูงสุด ในทิศที่ตั้งฉากกับผิวหน้า แพทช์ เช่น ทิศทางบรอดไซด์ ดังนั้นแพทช์จะถูกแทนได้เป็น 2 ช่อง $\lambda/2$ ในรูป 2.2 (c) เป็นการทำให้ตรงเฟส และการแพร่กระจายเป็นครึ่งพื้นที่บนกราวด์เพลน

อีกอย่างหนึ่งที่พิจารณาถึงการเปลี่ยนแปลงของสนามเนื่องจากความกว้างของแพทช์ในกรณีนี้ สายอากาศไมโครสตริป จะเปลี่ยนเป็น 4 ช่วงรอบๆ โครงสร้างแพทช์ คล้ายกับรูปสายอากาศไมโครสตริป ที่แทนด้วย ช่วงเสมียน (equivalent slot)

2.2.2 สนามการแพร่กระจายของสายอากาศไมโครสตริป

สนามการแพร่กระจายของสายอากาศไมโครสตริปจะสมมติมีแต่กระแสไฟฟ้าเท่านั้น และกระจายไปบนโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป การหาที่มาของกระแสทั้ง 3 ให้กำหนดวิธีการเหมือนกับสนามระยะไกล โดยแสดงในรูป 2.3 กระแสผิวหน้าทั้ง 2 เนื่องจากสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็ก แสดงในรูป 2.3 (a)

ความกว้างของสนาม สามารถคำนวณจากกระแสแม่เหล็ก(M)บวกกับสภาพความสมบูรณ์ทางไฟฟ้าของตัวนำ แสดงในรูป 2.3 (b) (ความเข้มกระแสไฟฟ้าในแนวสัมผัส มีผลรวมเป็นศูนย์ในช่วงสนามระยะไกล) หรือจากกระแสไฟฟ้า (K) ร่วมกับสภาพสมบูรณ์ทางแม่เหล็กของตัวนำ แสดงในรูป 2.3 (c) สำหรับตัวอย่าง การกำหนดค้อย่างง่ายๆ ด้วยเหตุผลพื้นฐานของบอนด์คาร์รี่ -

คอนดิชัน(boundary condition)

$$\vec{E} \times \vec{N} = 0 \quad (2.1a)$$

$$\vec{H} \times \vec{N} = 0 \quad (2.1b)$$

เมื่อ \vec{N} เป็น ยูนิตเวกเตอร์ (unit vector) ที่ผิวหน้า

\vec{E} เป็น สนามไฟฟ้าในแนวสัมผัสภายในสายอากาศไมโครสตริป

\vec{H} เป็น สนามแม่เหล็กในแนวสัมผัสภายในสายอากาศไมโครสตริป

นอกจากนี้ เสมือนแหล่งจ่ายกระแสในแนวราบ ดังแสดงในรูป 2.4 (a) ถึงรูป 2.4 (c) วิธีการจ่ายแบบนี้สนามระยะไกลเป็นครึ่งของพื้นที่ว่างบนแพทช์และไม่มีสนามไฟฟ้าทางด้านล่างกราวด์เพลนในรูป 2.4 (a) แสดงทั้งกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กไฟฟ้า พิจารณาในแนวระดับเสมือนกระแสแม่เหล็กไฟฟ้าอย่างเดี่ยว ร่วมกับสภาพความสมบูรณ์ทางไฟฟ้าของตัวนำ ดังแสดงในรูป 2.4 (b) รูปที่ 2.4 (c) แสดงการเสมือนแบบอื่น ซึ่งเป็นหลักในการใช้ภาพจำลอง ในกรณีนี้สภาพความสมบูรณ์ทางไฟฟ้าจะถูกเปลี่ยนไปและความเข้มของกระแสแม่เหล็กไฟฟ้าที่ผิวหน้าเป็น 2 เท่า

แม้ว่าภาพจำลองจะนำไปเกี่ยวกับกราวด์เพลน ดังแสดงในรูปที่ 2.4 (c) ถ้านำไปใช้เกี่ยวกับพื้นผิวด้านบนของฐานรองโดยที่ $H \ll \lambda_0$ ในกรณีนี้ สมมุติให้กราวด์เพลน มีค่าเป็นอนันต์ ในทางปฏิบัติกราวด์เพลนทุกๆ ไป มักจะใช้ขนาดความยาวคลื่น เพื่อว่าการสมมุติกราวด์เพลนมีค่าเป็นอนันต์ จำเป็นสำหรับรูปแบบในการคำนวณสนามระยะไกล อย่างไรก็ตาม สำหรับมุมใกล้กับระนาบของกราวด์เพลน มักจะพิจารณาการหักเหที่ขอบ

ทั้งหมด 6 กรณีที่แสดงข้างต้น การกระจายของกระแสที่ถูกต้อง มักจะต้องรู้ค่าที่ถูกต้องของสนามระยะไกล ถ้าวัสดุที่ทำไดอิเล็กตริกเป็นไอโซโทปิก เป็นเนื้อเดียวกัน และไม่มีการสูญเสีย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

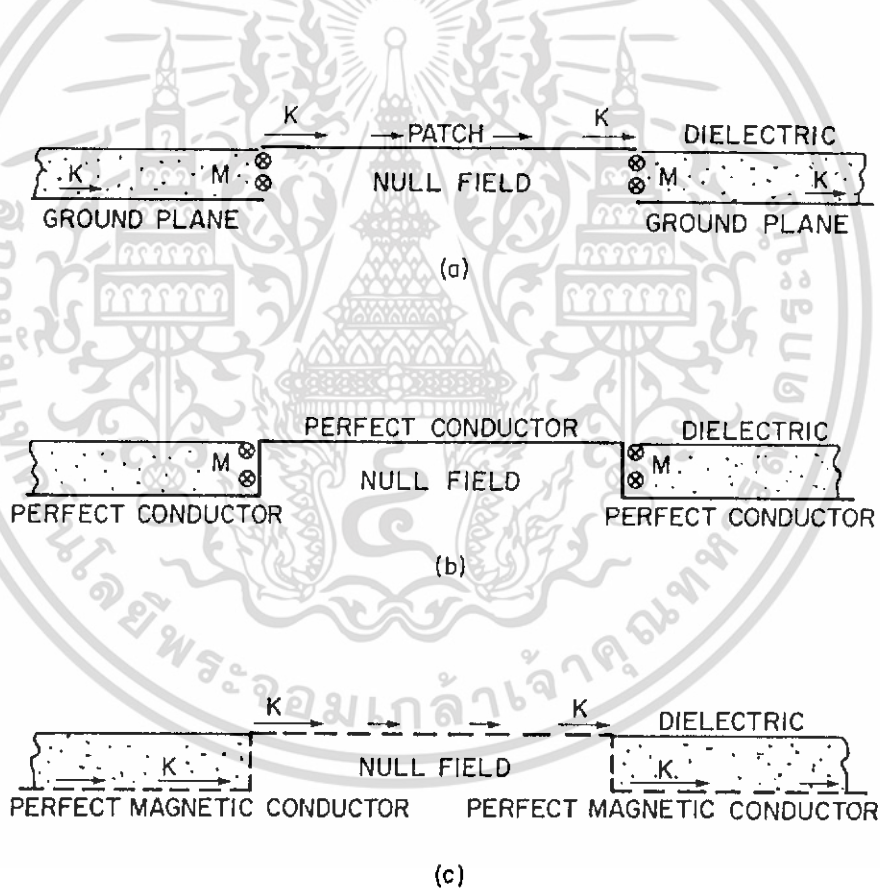
เสีย ค่าความนำของตัวนำไมโครสตริป และกราวด์เพลนเป็นอนันต์ กระแสเชิงผิวสามารถจะเขียนในรูปสนามไฟฟ้าสัมผัส (E) และสนามแม่เหล็กสัมผัส (H)

$$\vec{K} = \vec{N} \times \vec{H} \tag{2.2a}$$

$$\vec{M} = \vec{E} \times \vec{N} \tag{2.2b}$$

เมื่อ \vec{N} เป็น ยูนิทเวกเตอร์ตั้งฉากกับพื้นผิว

สมการ (2.2a) และ (2.2b) เป็นความสัมพันธ์ของสนามภายในสายอากาศไมโครสตริป กับกระแสเชิงผิว ดังแสดงในรูป 2.4 (d) สำหรับวิธีง่าย ๆ กระแสพื้นผิวด้านบนและด้านล่าง ในส่วนของแพทช์มักจะถูกพิจารณาขึ้นอยู่กับจุดมุ่งหมายในการใช้งานต่างๆ ความสามารถที่อยู่ภายในสามารถทำให้ง่าย ๆ ด้วยวิธีการหาสนามการแพร่กระจายที่กำหนดด้วยกระแสเชิงผิว



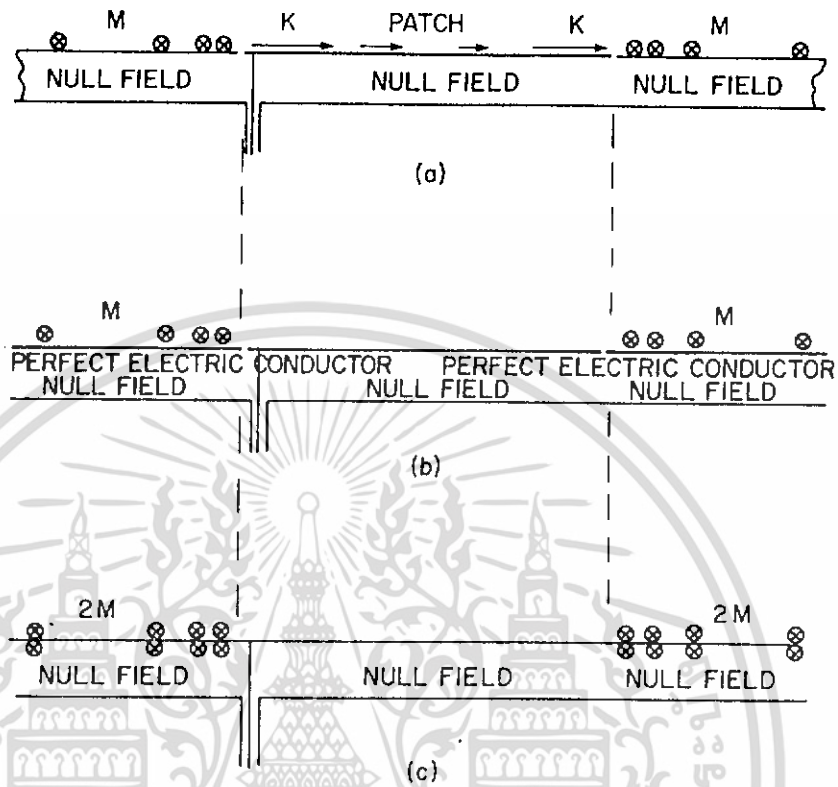
รูปที่ 2.3 รูปแสดงกระแสเชิงผิวที่แสดงที่สนามระยะไกล

(a) K และ M

(b) M กับตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์

(c) K กับตัวนำแม่เหล็กสมบูรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 รูปแสดงกระแสเชิงผิวที่แสดงที่สนามระยะไกลอีกแบบหนึ่ง

(a) K และ M

(b) M กับตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์

(c) $2M$, เมื่อ $H \ll \lambda_0$

ข้อสมมุติของแรงแท่งของสายอากาศให้มีแต่ค่าของกระแสไฟฟ้าเท่านั้นสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่จุด $P(r, \theta, \phi)$ ใดๆ ภายนอกสายอากาศไมโครสตริป สามารถเขียนได้เป็น

$$\vec{E}^o(r) = \frac{-j}{\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - j\omega \vec{A} \quad (2.3)$$

$$\vec{H}^o(r) = \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \quad (2.4)$$

เมื่อ ϵ เป็น ค่าเพอร์มิทิวิตีของตัวกลาง

μ เป็น ค่าเพอร์มิอะบิลิตีของตัวกลาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

\bar{E} เป็น สนามเนื่องจากกระแสไฟฟ้า

ω เป็น ความถี่เชิงมุม

\bar{A} เป็น ศักย์เวกเตอร์แม่เหล็ก

$$\bar{A} = \frac{\mu}{4\pi} \iiint_s \bar{K}(r') \frac{e^{-jk_0 |\bar{r} - \bar{r}'|}}{|\bar{r} - \bar{r}'|} ds' \quad (2.5)$$

เมื่อ k_0 เป็น จำนวนคลื่นในสุญญากาศ

$\bar{K}(r')$ เป็น ความเข้มสนามไฟฟ้าเชิงผิว ที่จุด r' จากจุดกำเนิด

ในหนังสือทั่วไป โดยมากจุดเริ่มต้น มักจะใช้แทนด้วยจุดกำเนิดและจุดอื่นมักจะใช้แทนจุดของสนามไฟฟ้า

โดยวิธีเดียวกัน ใช้ศักย์ของเวกเตอร์ไฟฟ้า (\bar{F}) สามารถหาสนามไฟฟ้าจากกระแสแม่เหล็กได้เป็น

$$\bar{E}^m(r) = -\frac{1}{\epsilon} \nabla \times \bar{F} \quad (2.6)$$

$$\bar{H}^m(r) = -j \frac{\nabla(\nabla \cdot \bar{F}) - j\omega \bar{F}}{\omega\mu\epsilon} \quad (2.7)$$

เมื่อตัวห้อย m แทนด้วยสนามเนื่องจากกระแสแม่เหล็ก

ศักย์ของเวกเตอร์ไฟฟ้า ได้เป็น

$$\bar{F} = \frac{\epsilon}{4\pi} \iiint_s \bar{M}(r') \frac{e^{-jk_0 |\bar{r} - \bar{r}'|}}{|\bar{r} - \bar{r}'|} ds' \quad (2.8)$$

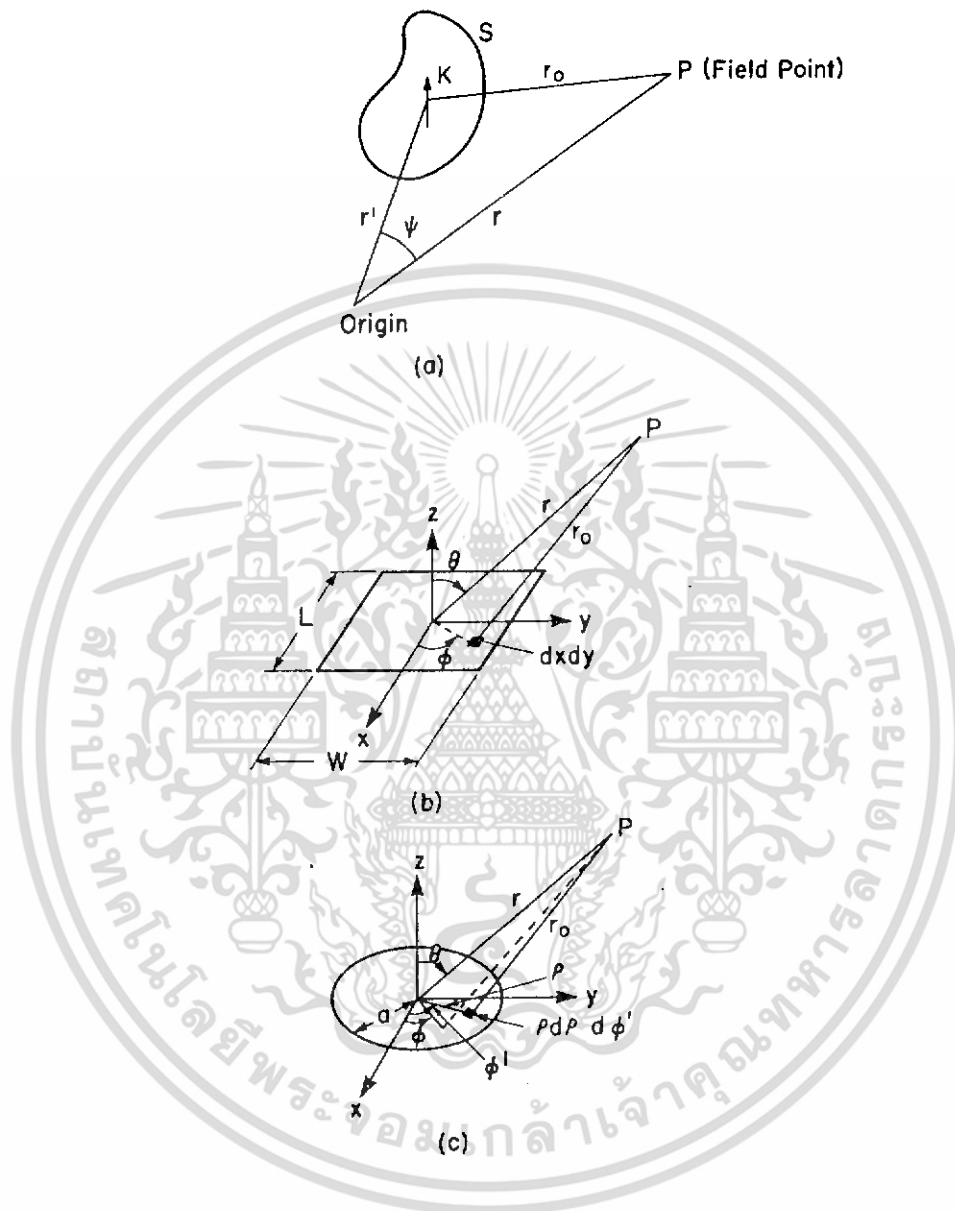
เพื่อพิจารณาได้ง่ายๆ เวลาขึ้นอยู่กับ $E^{j\omega t}$ ของทุกสนามไฟฟ้า และกระแสรวมที่เกิดขึ้นทุกสนามไฟฟ้าเป็น

$$\bar{E}(r) = \bar{E}^e + \bar{E}^m = \frac{-j}{\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \bar{A}) - j\omega \bar{A} - \frac{1}{\epsilon} \nabla \times \bar{F} \quad (2.9)$$

$$\bar{H}(r) = \bar{H}^e + \bar{H}^m = \frac{1}{\mu} \nabla \times \bar{A} - \frac{j}{\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \bar{F}) - j\omega \bar{F} \quad (2.10)$$

ทั้งศักย์เวกเตอร์ไฟฟ้าและแม่เหล็ก เป็นคำตอบของสมการคลื่น คือ

$$\nabla^2 (\bar{A}, \bar{F}) + \omega^2 \mu\epsilon (\bar{A}, \bar{F}) = 0 \quad (2.11)$$



รูปที่ 2.5 (a) การไหลของกระแสจากแหล่งกำเนิด
 (b) กระแสที่ผิวรูปทรงสี่เหลี่ยม
 (c) กระแสที่ผิวรูปวงกลม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

องค์ประกอบสำคัญของสนามระยะไกลเป็นสนามที่ตั้งฉากกับทิศทางของคลื่นเมื่อพิจารณาเฉพาะกระแสไฟฟ้า สมการ (2.9) จะเขียนได้เป็น

$$\bar{E}(r) = -j\omega \bar{A} \quad (2.12)$$

และในสุญญากาศ

$$\bar{H}(r) = \bar{E}(r) / \eta_0 \quad (2.13)$$

และสำหรับกระแสแม่เหล็ก

$$\bar{H}(r) = -j\omega \bar{F} \quad (2.14)$$

$$\bar{E}(r) = \eta_0 \bar{H}(r) \quad (2.15)$$

เมื่อ η_0 เป็นค่าความต้านทานในสุญญากาศ (120π โอห์ม)

ค่าสนามระยะไกล มีเงื่อนไขเป็น $r \gg r'$; $r \geq 2L^2 / \lambda_0$ เมื่อ L เป็น ขนาดที่ใหญ่ที่สุดของสายอากาศ ด้วยเหตุนี้ สมการ (2.5) และ (2.12)

$$\bar{E}(r) = \frac{-j\omega\mu}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \iint_s \bar{K}(r') e^{jk_0 r' \cos \psi} ds' \quad (2.16)$$

และจากสมการ (2.8) และ (2.14)

$$\bar{H}(r) = \frac{-j\omega\epsilon}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \iint_s \bar{M}(r') e^{jk_0 r' \cos \psi} ds' \quad (2.17)$$

เมื่อ ψ เป็นมุมระหว่าง r และ r'

สนามระยะไกลของแหล่งกำเนิดรูปสี่เหลี่ยม

พิจารณา 2 มิติ แผ่นกระแสไฟฟ้าทรงสี่เหลี่ยมและจุดรวม แสดงในรูป 2.5 (b) ศักย์เวกเตอร์ระยะไกล มีค่าเป็น

$$\bar{A} = \frac{\mu}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \int_{-L/2}^{L/2} \int_{-W/2}^{W/2} \bar{K}(x,y) e^{jk_0 (x \sin \theta \cos \phi + y \sin \theta \sin \phi)} dx dy \quad (2.18)$$

เมื่อ L เป็น ความยาวของกระแสที่ผิว

W เป็น ความกว้างของกระแสที่ผิว

ถ้า $\bar{K}(x,y) = \bar{K}_x(x,y) \hat{x} + \bar{K}_y(x,y) \hat{y}$ เมื่อ x และ y เป็น ยูนิตเวกเตอร์ในทิศทาง x และ y

$$\bar{A} = \frac{\mu e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \int_{-L/2}^{L/2} \int_{-w/2}^{w/2} \left[\bar{K}_x(x,y) \bar{x} + \bar{K}_y(x,y) \bar{y} \right] e^{jk_0 (x \sin\theta \cos\phi + y \sin\theta \sin\phi)} dx dy \quad (2.19)$$

และส่วนประกอบของศักย์เวกเตอร์แม่เหล็ก คือ

$$\bar{A}_x = \frac{\mu e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \int_{-L/2}^{L/2} \int_{-w/2}^{w/2} K_x(x,y) e^{jk_0 (x \sin\theta \cos\phi + y \sin\theta \sin\phi)} dx dy \quad (2.20a)$$

$$\bar{A}_y = \frac{\mu e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \int_{-L/2}^{L/2} \int_{-w/2}^{w/2} K_y(x,y) e^{jk_0 (x \sin\theta \cos\phi + y \sin\theta \sin\phi)} dx dy \quad (2.20b)$$

$$\bar{A}_z = 0 \quad (2.20c)$$

สำหรับ T เป็นการแปลงรูปในระบบมุมฉาก ให้อยู่ในระบบทรงกลม โดยใช้เมตริกซ์

$$\begin{bmatrix} T_R \\ T_\theta \\ T_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\theta \cos\phi & \sin\theta \sin\phi & \cos\theta \\ \cos\theta \cos\phi & \cos\theta \sin\phi & -\sin\theta \\ -\sin\phi & \cos\phi & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_x \\ T_y \\ T_z \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

จาก (2.12) และ (2.21) สนามไฟฟ้าสามารถแทนด้วย A_x และ A_y

$$E_\theta = -j\omega A_x \cos\theta \cos\phi - j\omega A_y \cos\theta \sin\phi \quad (2.22a)$$

$$E_\phi = j\omega A_x \sin\phi - j\omega A_y \cos\phi \quad (2.22b)$$

ด้วยวิธีการเดียวกันในการใช้หาสนามแม่เหล็ก ในรูปของศักย์เวกเตอร์ F_x และ F_y

สนามระยะไกลของแหล่งกำเนิดรูปวงกลม

พิจารณาในรูปประมาณเป็นวงกลม กระแสไฟฟ้าและจุดรวม แสดงในรูป (1.5c) ศักย์เวกเตอร์แม่เหล็ก เป็น

$$\bar{A} = \frac{\mu e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \int_0^{2\pi} \int_0^a \bar{K}(\rho, \phi') e^{jk_0 \rho \sin\theta \cos(\phi - \phi')} \rho d\rho d\phi' \quad (2.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ (r, θ, ϕ) เป็นระบบทรงกลม และ (ρ, ϕ', z) เป็นระบบทรงกระบอก

$$\text{ถ้า } K(\rho, \phi') = K_\rho(\rho, \phi')\rho + K_\phi(\rho, \phi')\phi$$

เมื่อ ρ และ ϕ' เป็นยูนิทเวกเตอร์ในทิศทาง ρ และ ϕ' ตามลำดับ

$$\bar{A} = \frac{\mu e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \int_0^{2\pi} \int_0^a [K_\rho(\rho, \phi') \bar{\rho} + K_\phi(\rho, \phi') \phi'] e^{jk_0 \rho \sin\theta \cos(\phi - \phi')} \rho d\rho d\phi' \quad (2.24)$$

สำหรับ T เป็นการแปลงเวกเตอร์ที่อยู่ในระบบทรงกระบอก ให้อยู่ในระบบทรงกลม โดยใช้เมตริกซ์

$$\begin{bmatrix} T_R \\ T_\theta \\ T_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\theta \cos(\phi - \phi') & -\sin\theta \sin(\phi' - \phi) & \cos\theta \\ \cos\theta \cos(\phi - \phi') & -\cos\theta \sin(\phi' - \phi) & -\sin\theta \\ -\sin(\phi - \phi') & \cos(\phi' - \phi) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_x \\ T_y \\ T_z \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

ดังนั้น การใช้ (2.12) และ (2.25) องค์ประกอบของสนามไฟฟ้า เขียนได้เป็น

$$E_\theta = -j\omega A_\theta \quad (2.26a)$$

$$E_\phi = -j\omega A_\phi \quad (2.26b)$$

เมื่อ

$$\bar{A}_\theta = \frac{\mu e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \cos\theta \int_0^{2\pi} \int_0^a [K_\rho(\rho, \phi') \cos(\phi - \phi') - K_\phi(\rho, \phi') \sin(\phi' - \phi)] \times e^{jk_0 \rho \sin\theta \cos(\phi - \phi')} \rho d\rho d\phi' \quad (2.27a)$$

$$\bar{A}_\phi = \frac{\mu e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \int_0^{2\pi} \int_0^a [K_\rho(\rho, \phi') \sin(\phi' - \phi) + K_\phi(\rho, \phi') \cos(\phi' - \phi)] \times e^{jk_0 \rho \sin\theta \cos(\phi' - \phi)} \rho d\rho d\phi' \quad (2.27b)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้วยวิธีการเดียวกัน ในการใช้หาสนามแม่เหล็กในรูปของศักย์เวกเตอร์ F_θ และ F_ϕ
ถ้ารู้สนามของการแผ่กระจาย จะได้ค่าตัวแปรทั้งหมดของสายอากาศ แสดงการนำไปใช้
งานในรูปของเรขาคณิต เช่น สามเหลี่ยม หกเหลี่ยม วงรี ฯลฯ จะมีลักษณะที่คล้ายคลึงกันกับรูปสี่-
เหลี่ยมและวงกลมแพทช์ที่แสดงข้างบน

2.2.3 การหาค่าต่างๆ ของสายอากาศไมโครสตริป

จากการวิเคราะห์ในส่วนข้างบน สนามการแผ่กระจายและคุณลักษณะแบนด์วิธ แบนด์-
วิธของสายอากาศไมโครสตริป อย่างไรก็ตาม สำหรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศ (ประ-
สิทธิภาพ, ตัวประกอบคุณภาพ, การสูญเสีย เป็นต้น) นอกเหนือจากสูตรต่างๆ ที่จำเป็น ซึ่งจะต้อง
พิจารณาในข้างล่างนี้

พลังงานที่แผ่กระจาย

หาค่าได้จากการอินทิเกรตส่วนจริงของพอลย์เตอร์รอบช่องเปิดที่กระจายคลื่น

$$P_r = \frac{1}{2} R_c \iint (\bar{E} \times \bar{H}^*) \cdot d_s \quad (2.28)$$

สำหรับสายอากาศไมโครสตริป, E ตั้งฉากกับตัวนำ และกราวด์เพลน และ H ขนานกับ
ขอบ

พลังงานที่สูญเสียไป

พลังงานที่สูญเสียไปในไมโครสตริป จะประกอบด้วยการสูญเสียในตัวนำ (P_c) และการ-
สูญเสียในสารไดอิเล็กตริก (P_d)

P_c หาได้จาก $I^2 R$ ซึ่งได้จากการอินทิเกรตรอบพื้นที่ของ แพทช์ และพื้นที่กราวด์เพลน

$$P_c = 2 R_s / 2 \iint_s (\bar{K} \times \bar{K}^*) \cdot d_s \quad (2.29)$$

เมื่อ R_s เป็นค่าจริงของความต้านทานผิวหน้า และ S เป็นพื้นที่แพทช์ในสมการ (2.29) ความหนา
ของกระแสดึงผิว K จะได้จากส่วนสัมผัสของสนามแม่เหล็ก

การสูญเสียของไดอิเล็กตริกหาค่าได้จากการอินทิเกรตสนามไฟฟ้าภายในช่องของสาย-
อากาศรอบปริมาตร

$$P_d = \omega \epsilon'' / 2 \iiint_v |E|^2 d_v \quad (2.30)$$

เมื่อ ω เป็นความถี่เชิงมุม และ ϵ'' เป็นส่วนจินตภาพของ permittivity ϵ

พลังงานที่ถูกสะสม

ในช่วงเวลาเฉลี่ยของพลังงานไฟฟ้า และแม่เหล็กที่ถูกเก็บในcavityจะมีค่าเท่ากับที่ความถี่โพแนนท์ ดังนั้นพลังงานที่สะสมรวม จะเป็นพลังงานรวมของไฟฟ้าและแม่เหล็ก คือ

$$W_t = W_e + W_m = 1/4 \iiint_V (\epsilon |E|^2 + \mu |H|^2) dv \quad (2.31)$$

โดยค่า μ คือค่าเพอร์มิอิตีวี่ของค่า W_T สามารถลดทอนได้เป็น

$$W_T = 1/2 \epsilon h \iint_S |E|^2 ds \quad (2.32)$$

ความต้านทานทางอินพุต

สายอากาศไมโครสตริปทุกชนิด จำเป็นจะต้องทำให้แมทช์กับสายป้อนสัญญาณ จึงจำเป็นที่จะต้องคำนวณหาค่าความต้านทานทางอินพุตของสายอากาศไมโครสตริปเราสามารถป้อนสัญญาณโดยใช้สายโคแอกเชียลหรือไมโครสตริปลายน์สำหรับการป้อนสัญญาณแบบโคแอกเชียลสามารถคำนวณกำลังงานที่ป้อนให้ได้ จาก

$$P_{c_{in}} = - \iiint_V E \cdot J^* dv \quad (2.33)$$

เมื่อ J เป็นความหนาแน่นของกระแสเชิงผิว เนื่องจากการป้อนสัญญาณของสายโคแอกเชียล ตัวห้อย c แทน ป้อนสัญญาณโดยใช้สายโคแอกเชียลถ้ากระแสในสายโคแอกเชียลอยู่ในทิศทางแกน Z และสมมติให้ไมโครสตริปบางมากๆ จะได้สมการเป็น

$$P_{c_{in}} = - \int_0^h E(x_0, y_0) I^*(z') dz' \quad (2.34)$$

โดย (x_0, y_0) เป็นตำแหน่งการป้อนสัญญาณ และเป็นเครื่องหมายสำหรับแสดงจุดกำเนิดความต้านทานอินพุต สามารถคำนวณโดยใช้ความสัมพันธ์ของ $P_{in} = |I_{in}|^2 Z_{in}$ กับสมการ

$$Z_{in} = \frac{-1}{|I_{in}|^2} \int_0^h E(x_0, y_0) I^*(z') dz' \quad (2.35)$$

เมื่อ $h \ll \lambda_0$, ค่า E และ $I(z')$ เป็นค่าคงที่ ดังนั้น

$$Z_{in} = V_{in} / I_{in} \quad (2.36)$$

$$\text{โดยที่ } V_{in} = - \int_0^h E(x_0, y_0) dz' = -h E(x_0, y_0) \quad (2.37)$$

$$\text{สำหรับสายอากาศไมโครสตริปที่ใช้สตริปลายน์ในการป้อนสัญญาณ กำลังที่ป้อนให้เป็น } P_{m_{in}} = \iiint_V H^* \cdot \bar{I}_m dv \quad (2.38)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ \bar{I}_m เป็นความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็ก เนื่องจากการป้อนสัญญาณของสตริป-ปลายน์ ตัวห้อย m แสดงถึงการป้อนสัญญาณโดยใช้ไมโครสตริป ดังนั้นค่าอินพุตแอดมิตแตนซ์แสดงโดย

$$Y_{in} = \frac{1}{|V_{in}|^2} \int_0^w [H(x_1, y_1)]^* I V(l) dl \quad (2.39)$$

เมื่อ w เป็นความกว้างของตัวนำไมโครสตริป, $V(l)$ เป็นแรงดันระหว่างแพทช์ กับกราวด์เพลน ที่จุดป้อนสัญญาณ L หมายถึงความยาวของแพทช์และ (x_1, y_1) เป็นจุดป้อนสัญญาณที่สตริปปลายน์ เมื่อสตริปแคบๆ $V(L)$ ใกล้เคียง V_{in} , ถ้าค่า h มีค่าน้อยๆ กระแสที่เข้าสายอากาศคือ $I_{in} = WH(x_1, y_1)$ ดังนั้น

$$Y_{in} = (I_{in} / V_{in})^* \quad (2.40)$$

สมการข้างบน จะใช้คำนวณค่าต่อไป เช่นค่า ตัวแปรคุณภาพ, ประสิทธิภาพ และความต้านทานอินพุตในไมโครสตริปแบบอื่น

2.3 รูปแบบของสายอากาศไมโครสตริป

คุณลักษณะของตัวแปรทางด้านฟิสิกส์ ของสายอากาศไมโครสตริป จะดีกว่าสายอากาศไมโครเวฟ โดยสายอากาศไมโครสตริปจะมีขนาดและรูปร่างได้ต่างๆ กัน อย่างไรก็ตาม โดยพื้นฐานแล้วนิยมใช้สายอากาศไมโครสตริปทรงสี่เหลี่ยมเพราะง่ายในการคำนวณและในการหาคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่น ในความเป็นจริงไม่มีการจำกัดรูปแบบของตัวนำสายอากาศไมโครสตริป สายอากาศไมโครสตริปประกอบด้วยตัวนำอยู่ทางด้านหนึ่งของ ฐานรองไดอิเล็กตริกด้านตรงข้ามเป็นกราวด์ ซึ่งได้กล่าวไว้แล้วในตอนต้น

2.4 เทคนิคการป้อนสัญญาณ

สายอากาศไมโครสตริปส่วนมากจะมีส่วนแพร่กระจายคลื่นอยู่ด้านบนของฐานรองไดอิเล็กตริกซึ่งจะถูกป้อนสัญญาณจากไมโครสตริป หรือสายโคแอกเซียล การแมทชิงกันระหว่างสายป้อนสัญญาณ และสายอากาศเป็นสิ่งจำเป็น เพราะว่าโดยทั่วไปแล้วอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะต่างจากไลน์อิมพีแดนซ์ประมาณ 50 โอห์ม การแมทชิงจะได้ผลดี โดยเลือกจุดในการติดตั้งสายป้อนสัญญาณ อย่างไรก็ตาม จุดที่ตั้งของการป้อนสัญญาณ อาจมีผลกระทบต่อคุณสมบัติของ radiation green's function technique ช่วยให้สามารถหาผลกระทบของจุดป้อนสัญญาณของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทั้งไมโครสตริป, โคแอกเชียลไมโครสตริป และโคแอกเชียลฟีด นำมาให้พิจารณาอย่างย่อๆ ในหัวข้อต่อไปนี้

2.4.1 ไมโครสตริปฟีด (microstrip feed)

การจัดการป้อนสัญญาณตรงกลาง และการจัดการป้อนสัญญาณไม่ตรงกลาง ในรูป 2.6 แสดงที่ตั้งของจุดป้อนสัญญาณส่วนอีกด้านหนึ่งจะกำหนดให้เมทซิ่ง โดยถ้าเป็นการป้อนสัญญาณตรงกลาง จะยึดติดกับสายป้อนสัญญาณ 50 โอห์ม อินพุตอิมพีแดนซ์สามารถวัดและเมทซิ่งด้วยทรานสฟอร์มเมอร์ สายอากาศจะถูกประกอบรวมกันเป็นเมทซิ่งระหว่างการป้อนสัญญาณตรงกลางและสายป้อนสัญญาณ

ส่วนสายอากาศแบบอื่น สามารถป้อนสัญญาณ ได้หลายวิธี ถ้าสนามไฟฟ้าแปรผันตามความกว้างของสายอากาศไมโครสตริปทรงสี่เหลี่ยมและตำแหน่งป้อนสัญญาณเข้าตามความกว้าง อินพุตอิมพีแดนซ์เปลี่ยนแปลงด้วยเหตุจึงจำเป็นต้องใช้การอิมพีแดนซ์เมทซิ่ง การเปลี่ยนจุดป้อนสัญญาณ จะมีผลต่อการเลื่อนเฟสของความถี่โซแนนต์ ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของการคัปปลิงระหว่างสายป้อนสัญญาณกับสายอากาศ แต่รูปแบบการแพร่กระจายยังคงเหมือนเดิม การเลื่อนเฟสของความถี่โซแนนต์ แก้ไขโดยการเปลี่ยนแพทช์และขนาดของสายอากาศเล็กน้อย

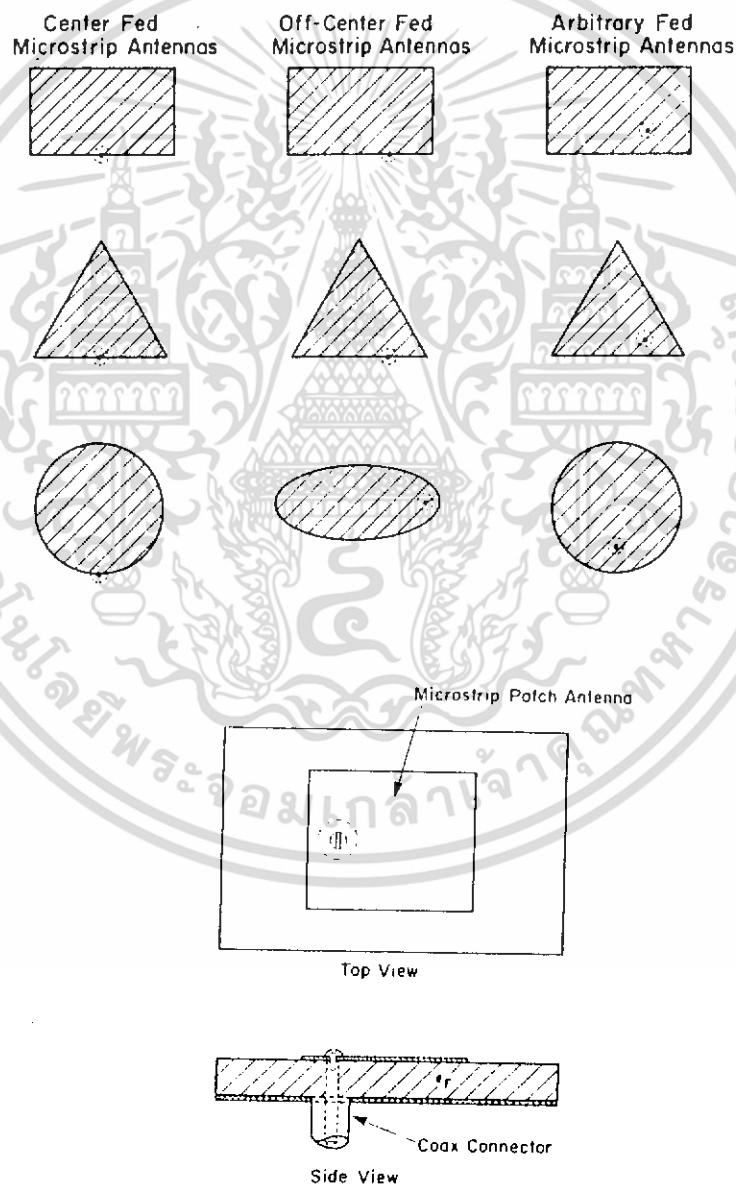


รูปที่ 2.6 แสดงการป้อนสัญญาณแบบไมโครสตริปฟีด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2 โคเอกเซียลฟีด(coaxial feed)

รูปแบบการป้อนสัญญาณ โคเอกเซียลฟีดแสดงในรูป 2.7 ในกรณีโคเอกเซียลฟีด คอนเน็คเตอร์ จะยึดติดด้านหลังของแผ่นปริ้นท์ และโคเอกเซียลคอนเน็คเตอร์ จะยึดติดกับ สายอากาศจุด ติดตั้งคอนเน็คเตอร์จะต้องใช้ความพิถีพิถันเป็นพิเศษ เพื่อให้ได้รูปแบบสัญญาณที่ได้จากแมทซ์ิ่งดี ที่สุด สายอากาศไมโครสตริปที่ใช้ โคเอกเซียลคอนเน็คเตอร์ แบบ N แสดงในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 แสดงการป้อนสัญญาณแบบโคเอกเซียลฟีด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ผู้ใดเห็นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 คลื่นผิวหน้า(surface wave)

ในสายอากาศไมโครสตริป การเพิ่มการแพร่กระจายนั้น คลื่นผิวสัมผัสจะถูกกระตุ้นให้เพิ่มจนถึงเอ็นไฟล์ ซึ่งเราจะต้องออกแบบหาค่า ซึ่งคลื่นเหล่านี้คือ TM และ TE ที่จะแพร่กระจายเข้าไปในฐานรองภายนอกไมโครสตริปแพทช์ ซึ่งสิ่งเหล่านี้อาศัยคุณสมบัติของการลดคลื่นในทิศทางตรงข้าม และจะได้คลื่นที่ต้องการในทิศทางที่จะแพร่กระจาย

ความเข้มของเฟสวิโลจิดีของคลื่นผิวหน้าขึ้นอยู่กับค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) และความหนา (h) ของฐานรองเมื่อ quasi-TEM wave ที่แพร่กระจายถึงจุดเฟสวิโลจิดีของ คลื่นผิวสัมผัส ซึ่งคาดว่าจะมีคัปปลิงระหว่างคลื่นสูง ความถี่ต่ำสุดของคลื่นผิวสัมผัส จะเป็นตัวกำหนดความถี่สูงสุดของการใช้งานสายอากาศไมโครสตริป

การแก้ปัญหาลำดับของสายอากาศไมโครสตริป ได้ถูกแก้ไขโดย collin จุดต่ำสุดของ TM ไม่ใช่จุดต่ำสุดของความถี่คัทออฟ ความถี่คัทออฟสำหรับ TM_n และ TE_n คือ

$$f_c = \frac{nc}{4h \sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (2.41)$$

โดย c เป็น ความเร็วแสงใน free space

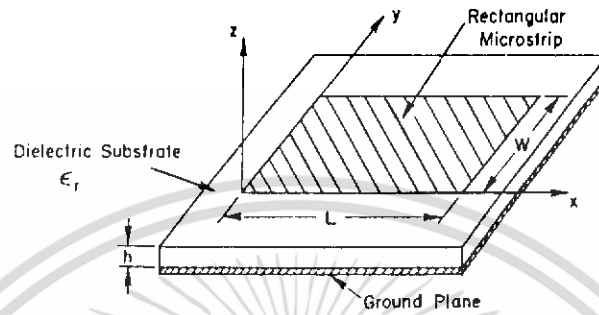
n เป็น อันดับที่ 1,3,5 สำหรับ TE_n

n เป็น อันดับที่ 2,4,6 สำหรับ TM_n

สำหรับ TE_1 จำนวนค่าของ h/λ_0 ซึ่ง λ คือ ความยาวคลื่นของความถี่คัทออฟ เท่ากับ 0.217 และ 0.0833 สำหรับฐานรองที่เป็น duroid ($\epsilon_r = 2.32$) และ alumina ($\epsilon_r = 10$) แทนค่าด้วย TE ต่ำสุดจะได้ 41 กิกะเฮิร์ต ด้วยฐานรอง duroid หนา 0.16 ซม. และ 39 กิกะเฮิร์ตด้วยฐานรอง alumian หนา 0.0635 ซม.

ซึ่งที่ TM_0 ไม่มีความถี่คัทออฟด้านต่ำซึ่งจะต้องอาศัยการกระตุ้นด้วย ไมโครสตริปวงจรเปิดซึ่งมันจะให้การแพร่กระจายที่ดี บนแผ่นฐานรอง ที่หนามาก ซึ่งให้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกต่ำ ค่าใกล้เคียงความเร็วแสง ดังนั้น jame และ henderson ได้ค้นคว้าหาการ กระตุ้นของ TM_0 ซึ่งจากการค้นคว้าหาค่า เพื่อกระตุ้นคลื่นผิวหน้าเพื่อใช้งาน เมื่อ $h/\lambda_0 > 0.09$ เมื่อ $\epsilon_r = 2.3$ และ $h/\lambda_0 > 0.03$ เมื่อ $\epsilon_r \cong 10$ ซึ่งเป็นค่าที่ยอมรับได้ในการเลือก ฐานรองในการแก้ปัญหของคลื่นผิวสัมผัสไม่มีกำหนดตายตัว ต้องใช้ประสบการณ์

2.6 สายอากาศไมโครสตริปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้า



รูปที่ 2.8 รูปแสดงสายอากาศไมโครสตริปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้า

การแพร่กระจายไมโครสตริปแบบต่างๆ การแพร่กระจายทางกลของมันและการออกแบบการป้อนสัญญาณกล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ผ่านมา โครงสร้างชิ้นส่วนของไมโครสตริปที่แท้จริงเป็นไมโครสตริปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้า จะแสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.8 ด้วยตัวสายอากาศแบบพื้นฐานอยู่ในรูปของตัวนำที่เป็นแถบบนฐานไดอิเล็กตริกแบบบางๆ ที่วางอยู่บนกราวด์เพลน ความง่ายของโครงสร้างถูกนำไปเป็นหัวข้อใหญ่ในงานวิจัย และการพยายามทดลองหลายๆ ครั้ง จะถูกพยากรณ์และประเมินค่าการแพร่กระจาย คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้าเหล่านี้ จะต้องใช้สูตรทางคณิตศาสตร์ที่ซับซ้อนในการทำรูปแบบ ที่ซึ่งถูกทำให้เห็นจริงอย่างเหมาะสม ถึงแม้จะเป็นเช่นนั้น แต่การวิเคราะห์ก็ยังไม่แน่นอนที่จะเป็นไปได้

ในหัวข้อนี้บางรูปแบบจะถูกพัฒนาขึ้นและถูกอธิบายเป็นการออกแบบที่ละเอียดขึ้นตอนสำหรับสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้าจะออกแบบและปรากฏในการช่วยการออกแบบสายอากาศ

สุดท้ายเป็นผลของการทดสอบสมรรถนะความอดทนของฐานรองและการพิจารณาสำหรับการศึกษาและอธิบายสายอากาศแบบนี้

2.7 การวิเคราะห์การแผ่กระจายคลื่นของชั้นสี่เหลี่ยมผืนผ้า

การแผ่กระจายคลื่นของชั้นสี่เหลี่ยม จะเป็นสัญลักษณ์ที่สมบูรณ์ มันจะอยู่ในรูปแบบของ สนามการแผ่กระจายคลื่น อินพุตอิมพีแดนซ์ อัตราการขยาย แบนด์วิธ บีบวิธ ประสิทธิภาพ และการสูญเสีย

เพราะฉะนั้น อย่างไรก็ตาม วิธีของการวิเคราะห์อาจจะมีหลายวิธี และเงื่อนไขที่ดีที่สุด ในรูปของการออกแบบ การพยากรณ์สมรรถนะเป็นรูปแบบหนึ่ง ที่สายอากาศสามารถจะทำนายล่วงหน้า โดยการใช้สูตรที่แสดงอย่างง่าย และแสดงในการยอมรับผลการทดสอบที่เกิดขึ้น

วิธีที่จะแสดงดังต่อไปนี้ เป็นการวิเคราะห์วิธีต่างๆ ที่ใช้สำหรับการนำเสนอสายอากาศไมโคร สตรีปแบบทรงสี่เหลี่ยม การเริ่มต้นวิธีแก้ปัญหาที่เข้มงวดและถูกต้องที่สุด เป็นวิธีทำงานที่ง่ายกว่า จะแสดงต่อมาเป็นการเหมาะสมจากการพิจารณาการศึกษา และนำไปเป็นวิธีการแก้ปัญหาที่ดี ในทางวิศวกรรม

2.8 รูปแบบทรานสมิตชันไลน์ (the transmission line model)

รูปแบบทั้งหมดที่อธิบายมาแล้วเป็นผลสำเร็จส่วนหนึ่งในการพยากรณ์ถึงประสิทธิภาพการแผ่กระจายของไมโครสตรีปและต้องการการพิจารณาในการกำหนดรูปแบบทรานสมิตชันไลน์ของ มันสัน (MUNSON) และเดอนาร์ค (DERNERYD) ซึ่งเป็นผู้นำในผลที่เหมาะสมสำหรับจุดประสงค์ทางวิศวกรรมส่วนมากและความต้องการการคำนวณเพียงเล็กน้อยรูปแบบที่มีข้อบกพร่อง โดยเฉพาะที่เหมาะสมสำหรับชิ้นงานที่เป็นทรงเรขาคณิตที่เป็นทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้า (สี่เหลี่ยมจัตุรัส) อย่างไรก็ตาม การวิเคราะห์แบ่งออกเป็นการอธิบายที่มีเหตุผลของการแผ่กระจายทางกล ขณะเกิดขึ้นในเวลาเดียวกัน จะให้สมการแบบง่ายสำหรับคุณลักษณะ

การแผ่กระจายไมโครสตรีป อาจจะถูกจัดการ เช่น การสะท้อนกลับด้วยการผันแปรของ สนามภาคตัดขวางสนามนี้จะเปลี่ยนแปลงตามความยาวที่ตามปกติคือความยาวครึ่งคลื่น (half-wavelength) และการแผ่กระจายเกิดขึ้นโดยทั่วไป จากขอบขอบของสนามที่ปลายของสนามเปิด (รูป 2.9) แต่ละช่องการแผ่กระจายคลื่น จะเหมือนกับไดโพลสนามแม่เหล็กด้วยกระแสแม่เหล็กไฟฟ้า ดังแสดงได้

$$\bar{M} = \bar{Z}^2 E_x = \bar{Z}^2 V_0/h \quad (2.42)$$

ที่ตัวประกอบเลข 2 นี้ เกิดขึ้นอย่างถูกต้องถึงการจินตนาการทางบวกของ \bar{M} ที่ซึ่งใกล้กับกราวด์เพลน และ V_0 คือ แรงดันที่ข้ามช่องที่เป็นสิ่งคงที่ด้วยค่า x บนความกว้าง สำหรับช่องเดี่ยวของสนามระยะไกลที่ความยาว r จากจุดกำเนิด คือ

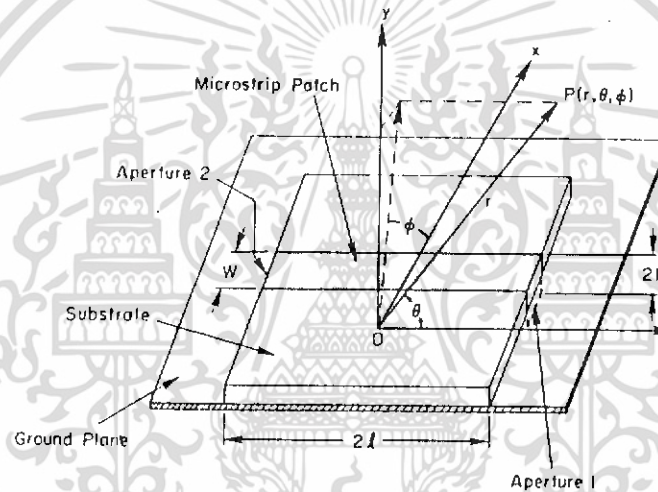
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_\phi = -j2V_0 W k_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} F(\theta, \phi) \quad (2.43)$$

$$E_\theta = 0$$

เมื่อ

$$F(\phi, \theta) = \frac{\sin[(k_0 h/2)\sin\theta\cos\phi]}{(k_0 h/2)\sin\theta\cos\phi} \cdot \frac{\sin[(k_0 w/2)\cos\theta]}{(k_0 h/2)\cos\theta} \cdot \sin\theta \quad (2.44)$$



รูปที่ 2.9 รูปแสดงช่องว่างของการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริป

เมื่อ $\theta = \pi/2$, $F(\phi)$ เป็นรูปแบบของ E-plane สามารถกำหนดได้แน่นอนจาก

$$F_\phi = \frac{\sin[(k_0 h/2)\cos\phi]}{(k_0 h/2)\cos\phi} \quad (2.45)$$

$\phi = \pi/2$, $F(\phi)$ จะทดแทนด้วยรูปแบบ H-plane และอาจเขียนได้เป็น

$$F_\phi = \frac{\sin[(k_0 W/2)\cos\theta]}{(k_0 W/2)\cos\theta} \cdot \sin\theta \quad (2.46)$$

ดังนั้นสำหรับช่องว่าง 2 ช่องที่เป็นความยาว L, E-plane การแพร่กระจายคลื่นจะได้

$$F_l = \frac{\sin[(k_0 h \cos\phi)/2]}{(k_0 h \cos\phi/2)} \cdot \cos[(k_0 L \cos\phi/2)] \quad (2.47)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางตรงกันข้าม รูปแบบ H-plane เป็นรูปแบบอิสระของ L และจะหาได้ โดยใช้สมการ
ที่ (2.46)

กำลังการแพร่กระจายคลื่นอาจจะหาได้โดยการอินทิเกรตส่วนจริงของเวกเตอร์ที่อยู่บนครึ่ง
หนึ่งของทรงกลม และอาจจะได้สมการสำหรับค่า $H \ll \lambda_0$ คือ

$$P_r = \frac{V_0^2 I_1}{240\pi^2} \quad (2.48)$$

เมื่อ $I_1 = \int_0^\pi \sin^2(k_0 W \cos\theta) / 2 \tan^2 \theta \sin\theta$
ความต้านทานการแพร่กระจายคลื่น P_r คือ

$$R_r = V_0^2 / 2P_r = 120\pi^2 / I_1^2 \quad (2.49)$$

$$\text{สำหรับ } W \ll \lambda_0, R_r = 90\lambda_0^2 / W^2 \quad (2.50)$$

$$W \gg \lambda_0, R_r = 120\lambda_0 / W \quad (2.51)$$

สำหรับในกรณีต่อมา ความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นต่อหน่วยความยาวของช่อง คือ

$$R_r = 120\lambda_0 \Omega/m \quad (2.52)$$

ที่ทำให้ง่ายขึ้น (สำหรับ H ที่ค่าน้อยๆ) ของสมการที่สมบูรณ์

$$R_r = \frac{120\lambda_0}{1 - (k_0 h)^2 / 24} \quad (2.53)$$

โดยการใช้สมการสำหรับการทำการขยาย ΔL ให้เป็นมาตรฐานจากสมการ (2.32) ความ
ไวของช่อง การทดแทนโดยค่าความจุ อาจจะแสดงได้ดังนี้

$$C = \frac{\Delta L \sqrt{\epsilon_c}}{c Z_0} \quad (2.54)$$

ที่ Z_0 เป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นไมโครสตริป และ c เป็นความเร็วของแสง ดัง
นั้น อินพุตแอดมิตแตนซ์ ($Y_0 = 1/Z_0$) ของการแพร่กระจายคลื่น อาจเขียนเป็นสมการใหม่ คือ

$$Y_{in} = G + jB + Y_0 \frac{G + j(B + Y_0 \tan \beta L)}{Y_0 + j(G + jB) \tan \beta L} = \text{real} + j_{im} \quad (2.55)$$

$$\text{ที่ } G = 1/R_r; \quad B = \frac{k_0 \Delta L \sqrt{\epsilon_c}}{Z_0}$$

β เป็นค่าคงที่ในการถ่ายทอด $= (2\pi\sqrt{\epsilon_c})/\lambda_0$

และ $Y_0 = 1/Z_0$ วงจรเสมือนสำหรับรูปแบบพื้นที่แสดงได้ดังรูป 2.10 (a) ตัวไมโครสตริปถูกทดแทนโดยมี 2 แอดมิตแตนซ์จะถูกต่อโดยเส้นการส่งผ่าน (transmission line) ตั้งแต่ที่รี-เอกสาร์นี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โซแนนต์ ส่วนจินตภาพของอินพุตแอดมิตแดนซ์ Y_{in} เป็น 0 ความถี่รีโซแนนซ์ของการแพร่กระจายคลื่น สามารถคำนวณจาก

$$\tan \beta L = \frac{2Y_0 B}{B^2 + G^2 - Y_0^2} \quad (2.56)$$

อินพุตแอดมิตแดนซ์จุดที่มีการป้อนอย่างไม่มีทิศทาง จะแสดงได้ดังรูป 2.10 (b) อาจจะได้โดยการเปลี่ยนรูปจากช่องแอดมิตแดนซ์ไปเป็นจุด ผลของสมการ คือ

$$Y_{in}(z) = 2G \left[\cos^2(\beta z) + \frac{G^2 + B^2}{Y_0^2} \sin^2(\beta z) - B/Y_0 \sin(2\beta z) \right]^{-1} \quad (2.57)$$

ที่ Z เป็นระยะทางจากจุดป้อนสัญญาณถึงมุมของสี่เหลี่ยม สมการนี้สามารถทำให้ง่ายขึ้นที่เดินไกลเกินความจริง สำหรับกรณีการศึกษาของ $G/Y_0 \ll 1$ และ $B < Y_0 \ll 1$ จะได้

$$Y_{in}(z) = \frac{2G}{\cos^2(\beta z)} \quad (2.58)$$

ทุกๆ ค่าจะมีเหตุผล ยกเว้นสำหรับ $\beta z = \pi/2$ ความนำร่วมสำหรับการมีปฏิริยาร่วมระหว่าง 2 ช่องการแพร่กระจายคลื่น แสดงโดย

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi} \frac{\int_0^\pi \sin^2[(\pi W \cos \theta)/\lambda_0] \tan^2 \theta \sin \theta j_0 [(2\pi L/\lambda_0) \sin \theta] d\theta}{G} \quad (2.59)$$

ที่ $J_0(X)$ เป็นฟังก์ชันเบสเสวในอันดับศูนย์ และค่าอาร์กิวเมนต์ X โดยใช้ (2.59) อินพุตแอดมิตแดนซ์สมการจะประยุกต์ได้เป็น

$$Y_{in}(z) = 2(G \pm G_{12}) / \cos^2(\beta z) \quad (2.60)$$

ถ้าจุดการป้อนถูกเคลื่อนข้ามความกว้างของเส้นการสะท้อนกลับ ย่านที่ใหญ่ที่สุดของค่าอินพุตแอดมิตแดนซ์อาจจะหาได้ ดังนั้นส่วนประกอบที่สำคัญ อาจจะสอดคล้องกับระดับการศึกษาค่าอิมพีแดนซ์ อย่างไรก็ตาม รูปแบบนี้ก็ยังไม่สามารถนำตำแหน่งของแหล่งจ่ายไปตามความยาวของการสะท้อนในการพิจารณาอย่างรอบคอบ

การที่จะเอาชนะจุดจำกัดของรูปแบบของเส้นสายส่ง นิวแมนและทูลยาทานมีข้อคิดเห็นของการรวมของชั้นพื้นผิวและรูปแบบของเส้นสายส่ง การพิจารณาสายอากาศไมโครสตริปและจะแสดงเป็นวงจรเสมือน ดังรูป 2.11 ค่าแอดมิตแดนซ์ Y_w จะหาได้โดยสมการ (2.29) และการเปลี่ยนแปลงตลอดความยาว L_1 และ L_2 อินพุตแอดมิตแดนซ์ที่จุดป้อน คือ

$$Y_1 = Y_0 \left[\frac{Z_0 \cos \beta L_1 + jZ_w \sin \beta L_1}{Z_w \cos \beta L_1 + jZ_0 \sin \beta L_1} + \frac{Z_0 \cos \beta L_2 + jZ_w \sin \beta L_2}{Z_w \cos \beta L_2 + jZ_0 \sin \beta L_2} \right] \quad (2.61)$$

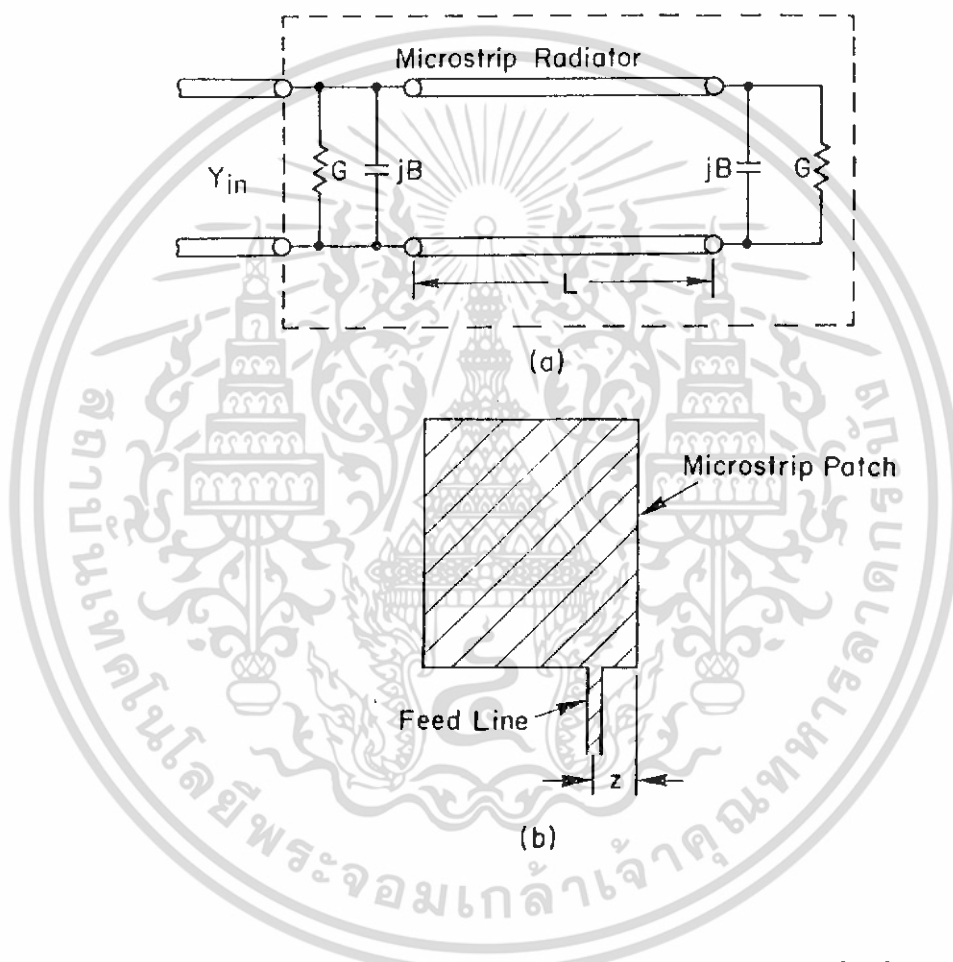
เอกสารนี้เป็นสิ่งที่ $Z_w = 1/Y_w$ และ Z_0 เป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของไมโครสตริป ใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่สายโคแอกเชื่อมจุดควัดอาจแทนด้วยอินดักทีฟรีแอคแตนซ์

$$X_L = (377/\sqrt{\epsilon_r}) \cdot \tan(2\pi h/\lambda_0) \quad (2.62)$$

ดังนั้น อินพุตแอดมิตแตนซ์จะได้

$$Z_{in} = Z_1 + jX_L, (Z_1 = 1/Y_1) \quad (2.63)$$



รูปที่ 2.10 (a) แสดงวงจรสมมูลของสายอากาศไมโครสตริปรูปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้า
(b) แสดงการป้อนสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9 พื้นฐานค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศ

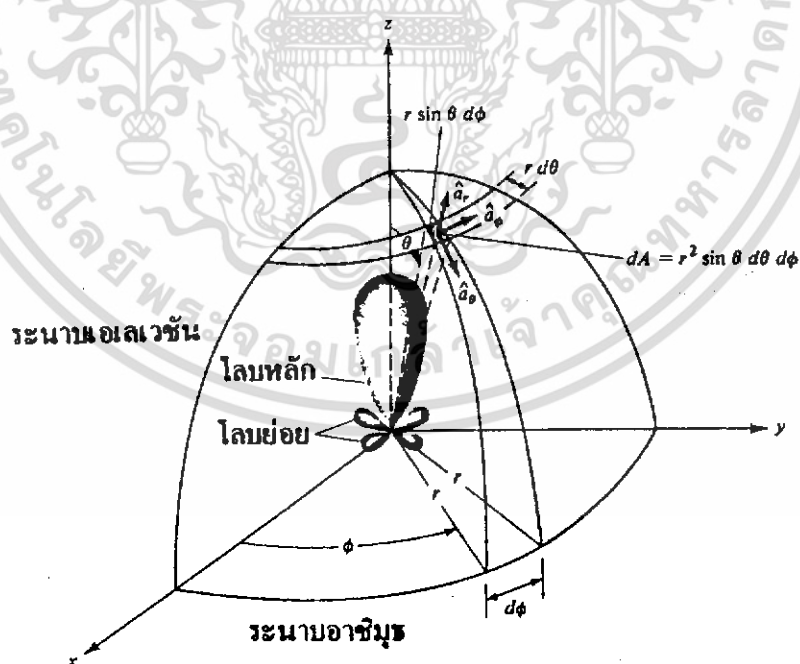
ในการอธิบายถึงความสามารถของสายอากาศจะต้องมีความชัดเจนที่จะต้องรู้เกี่ยวกับตัวแปรหรือศัพท์ต่างๆ ศัพท์บางตัว คำจำกัดความจะมีให้ในบทนี้ ซึ่งศัพท์เหล่านี้จะถูกกำหนดโดย IEEE (standard of terms fn. antennas)

2.9.1 แพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Pattern)

เป็นรูปภาพที่ใช้แสดงคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่นเป็นฟังก์ชันของสเปซโคออดิเนท (Space Coordinate) ส่วนมากแพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่นมักจะคิดในบริเวณที่เป็นสนามระยะไกล (Far field)

การอธิบายคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่น จะอาศัยคุณสมบัติต่างๆ ดังนี้

- ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Intensity)
- ความเข้มของสนาม (Field Strength)
- เฟส (Phase) หรือโพลาไรเซชัน (Polarization)



รูปที่ 2.11 ระบบโคออดิเนทสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ

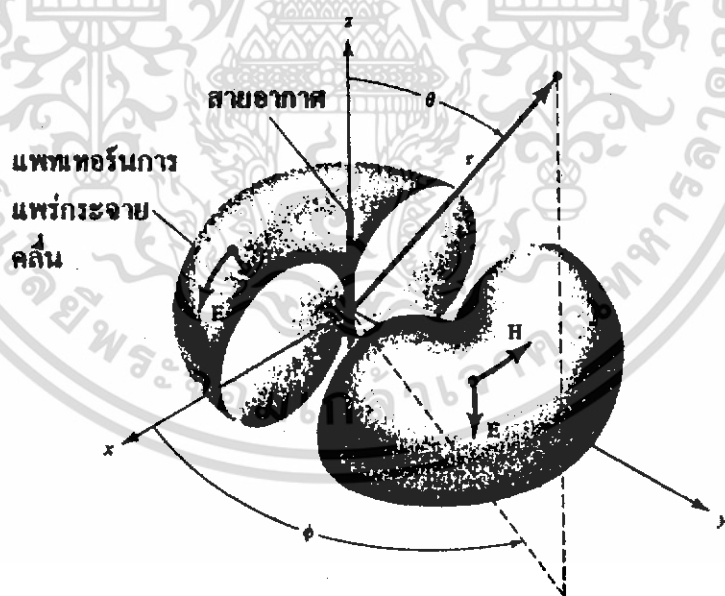
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติเหล่านี้ ใช้แสดงการแจกแจงรูปของพลังงาน ซึ่งเป็นฟังก์ชันของตำแหน่ง 3 มิติ ที่สามารถสังเกตได้ โดยมีรัศมีคงที่

รูปที่ 2.11 ในการแสดงระบบโคออดิเนตที่เหมาะสมที่แสดงคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่น สำหรับใช้เส้นแสดงพลังงานที่สายอากาศได้รับตามแนวรัศมีที่มีค่าคงที่ เรียกว่าแพทเทิร์นกำลังงาน (Power pattern) ของสายอากาศ และกราฟที่แสดงคามเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กหรือสนามไฟฟ้าในทิศทางต่างๆ ที่มีรัศมีคงที่ เรียกว่าแพทเทิร์นสนาม (Field pattern) ของสายอากาศนั้น

ในทางปฏิบัติรูปแบบแพทเทิร์น 3 มิติ จะถูกวัดและถูกบันทึกในรูปแบบของแพทเทิร์น 2 มิติ อย่างไรก็ตาม สำหรับความมีประโยชน์ในทางปฏิบัติส่วนมาก จุด 2-3 จุดของแพทเทิร์น เป็นฟังก์ชันของ θ (เซต้า) สำหรับค่าเฉพาะของ ϕ (ไฟ) บวกด้วยจุดน้อยๆ ซึ่งเป็นฟังก์ชันของ ϕ สำหรับค่าเฉพาะของ θ ที่ให้มาส่วนมากจะมีประโยชน์และความต้องการในการรับรู้

— แพทเทิร์นแบบไอโซโทรปิก ไคเรชันแนลและออมนิไดเรชันแนล



รูปที่ 2.12 แพทเทิร์นของสายอากาศแบบชี้ทิศทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

— ตัวแพร่คลื่นไอโซโทรปิก (Isotropic Radiator) เป็นสายอากาศที่เป็นสมมุติฐานขึ้น โดยมีคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่นเท่ากันในทุกทิศทาง เช่น พอยท์ซอร์ส (Point Source) เป็นสายอากาศแบบหนึ่งที่ไม่สามารถสร้างได้จริง แต่จะใช้เพื่อเป็นตัวเปรียบเทียบกับสายอากาศจริงในการแสดงคุณสมบัติ แสดงทิศทางของสายอากาศ

— สายอากาศชี้ทิศทาง (Direction Antenna) เป็นสายอากาศซึ่งมีคุณสมบัติของการส่งหรือรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดีในทิศทางที่กำหนดเท่านั้นตัวอย่างแบบหนึ่งของสายอากาศที่มีคุณสมบัติดังกล่าว คือ สายอากาศแบบออมนิไดเรกชันแนล (Omnidirectional) ดังแสดงตามรูปที่ 2.12

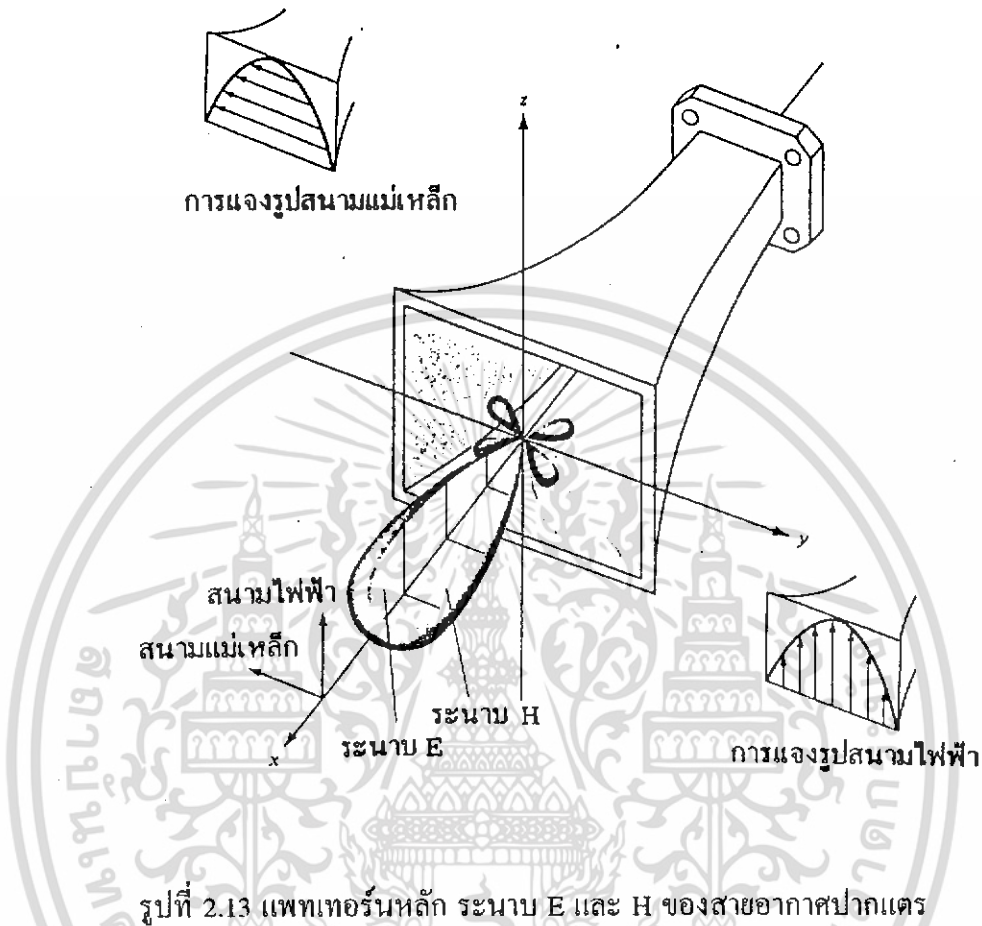
จากรูปที่ 2.12 จะเห็นว่าแพทเทิร์นแบบนี้ไม่มีทิศทางในระนาบอะซิมูท (Azimuth Plane) คือทิศทางในแนวมุม ϕ [$f(\phi), \theta = \text{ค่าคงที่}$] แต่เป็นแบบชี้ทิศทางในระนาบอีเลเวชัน (Elevation Plane) [$g(\theta), \phi = \text{ค่าคงที่}$] แพทเทิร์นแบบออมนิไดเรกชันแนลนี้จะเป็นแบบพิเศษของแพทเทิร์นแบบชี้ทิศทาง

2.9.2 แพทเทิร์นหลัก (Principal Patterns)

การกระทำสายอากาศนี้ เราจะอธิบายคุณสมบัติของสายอากาศในทอมของแพทเทิร์นหลัก (Principle Pattern) ของสนามไฟฟ้า E และสนามแม่เหล็ก H สำหรับสายอากาศแบบลิเนียร์โพลาไรเซชัน (Linearly Polarization) แพทเทิร์นในระนาบ E จะเป็นระนาบที่บรรจุเวกเตอร์สนามไฟฟ้า และทิศทางของการแพร่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด

ส่วนแพทเทิร์นในระนาบ H จะเป็นระนาบที่บรรจุเวกเตอร์สนามแม่เหล็ก และทิศทางของการแพร่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด

ตัวอย่างการแสดงแพทเทิร์นหลัก มีดังแสดงในรูปที่ 2.13 โดยมีระนาบ xz (ระนาบอีเลเวชัน ; $\phi = 0$) เป็นระนาบ E หลัก และมีระนาบ xy (ระนาบอะซิมูท ; $\theta = \pi/2$) เป็นระนาบ H หลัก



รูปที่ 2.13 แพทเทิร์นหลัก ระนาบ E และ H ของสายอากาศปากแตร

2.9.3 โลบของแพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่น (radiation pattern lobes)

เป็นส่วนหนึ่งของแพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่นที่เกิดเป็นบริเวณ โดยการปิดล้อมของส่วนที่มีความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นต่ำในรูปที่ 2.14 จะแสดงโพลาไรเซชันแบบสามมิติ ซึ่งจะเนบเป็นโลบต่างๆ

- โลบหลัง (Major lobe บางที่เรียกว่า Main lobe) เป็นโลบของการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งอยู่ในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นแรงที่สุด จากรูป จะมีโลบหลักอยู่ที่ทิศทาง $\theta = 0$ สำหรับสายอากาศบางชนิด อาจมีโลบหลักมากกว่าหนึ่งโลบ เช่น สายอากาศแบบแยกแกน (Split - Beam Antenna)
- โลบย่อย (Minor lobe) คือโลบอื่นๆ นอกเหนือจากโลบหลัก
- โลบข้าง (Side lobe) เป็นโลบย่อยที่ติดอยู่กับโลบหลักและอยู่ในทิศทางบนครึ่งวงกลม ซิกเดียวกับโลบหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

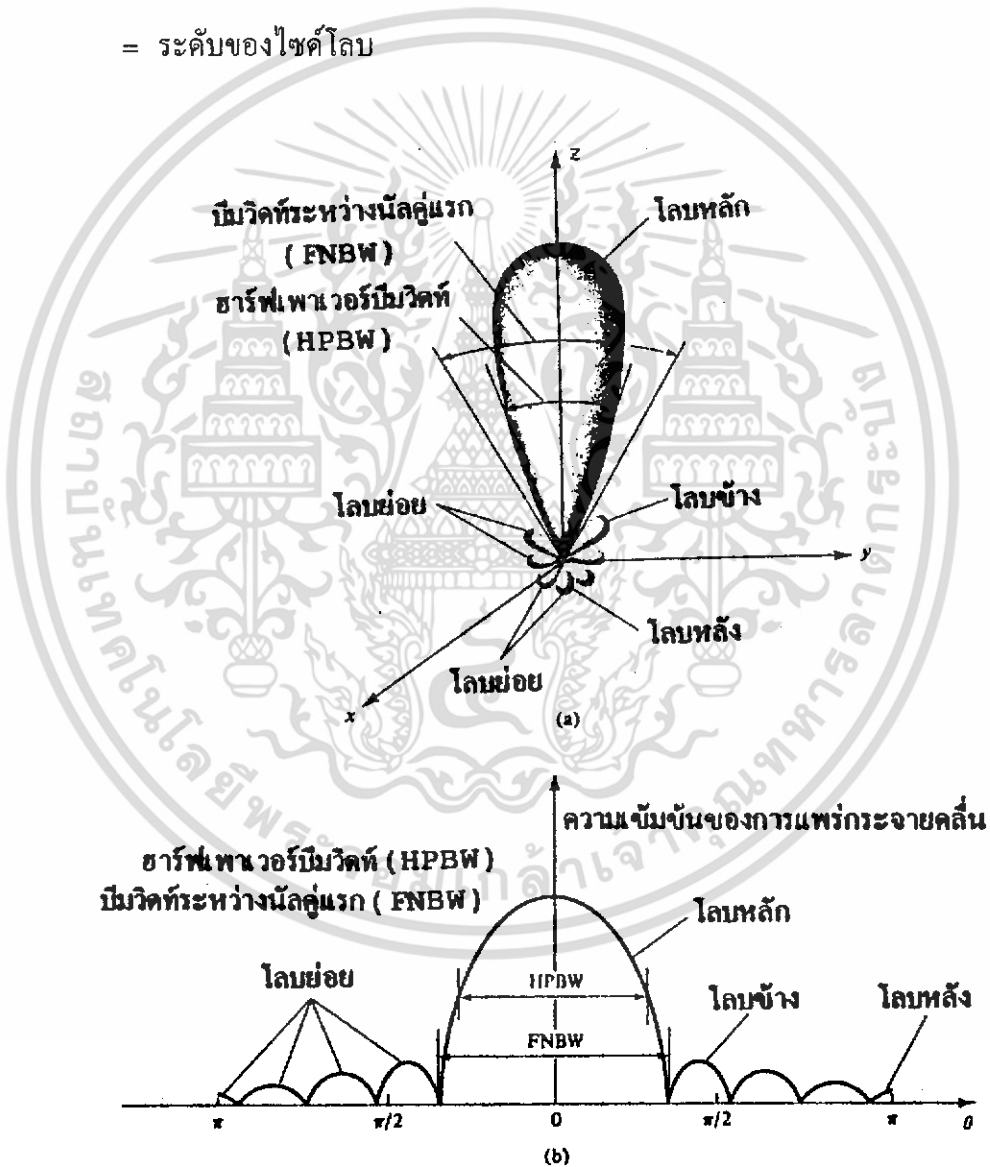
- โลบล้าง (Back lobe) เป็นโลบย่อยที่อยู่ในครึ่งวงกลมตรงข้ามกับโlobหลัก ตามปกติ โlobย่อยจะเกิดจากการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางที่ไม่ต้องการ เพราะฉะนั้นสำหรับสายอากาศที่ดี จะต้องกำจัดโlobย่อยเหล่านี้ให้เหลือน้อยที่สุด

ระดับของโlobย่อย หรือ อัตราส่วนของไซด์โlob

= $\frac{\text{ความหนาแน่นของพลังงานในโlobที่คิด}}$

$\frac{\text{ความหนาแน่นของพลังงานในโlobหลัก}}$

= ระดับของไซด์โlob



รูปที่ 2.14 (a) โlobต่างๆและบีมวิดท์ของแพทเทอรันสายอากาศ

(b) แพทเทอรันในแบบลิเนียร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

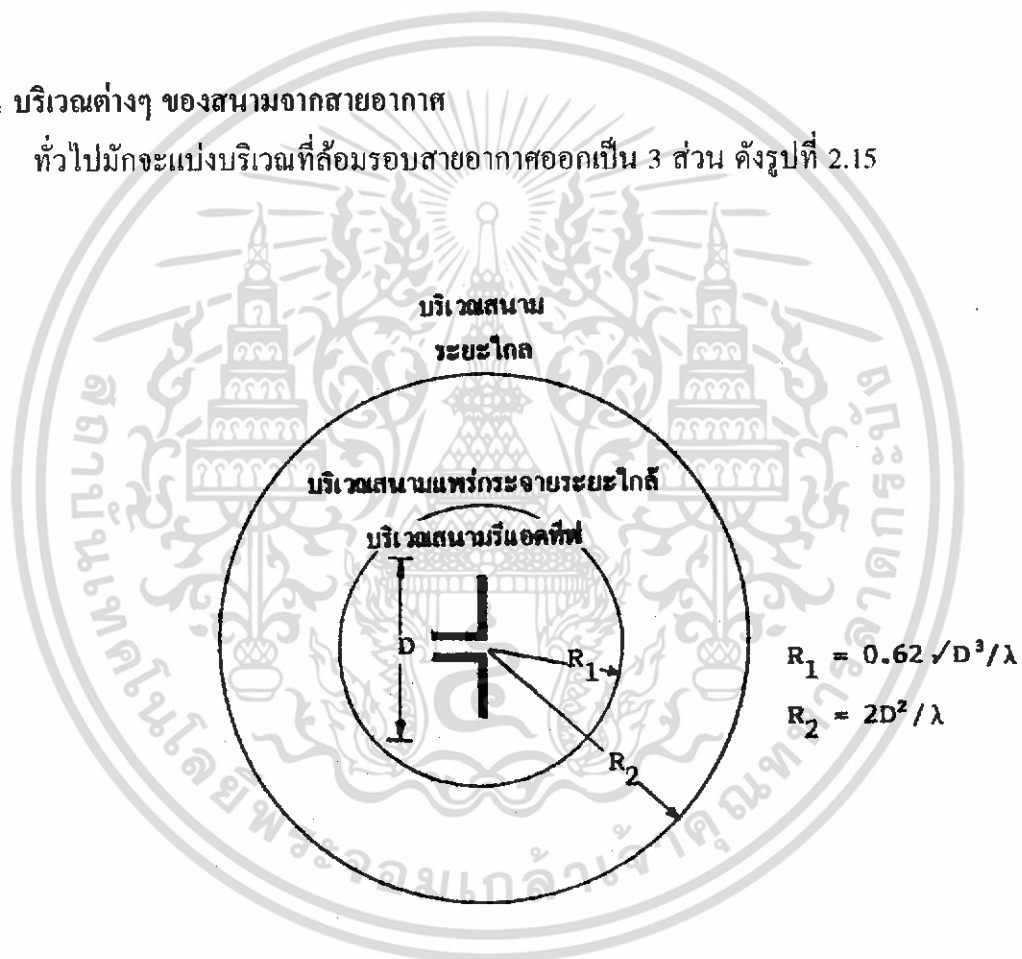
ในทางปฏิบัติ จะต้องให้ระดับของไซด์โลบ ≤ -20 dB ซึ่งจะทำให้ไม่เป็นอันตรายในอุปกรณ์ส่วนใหญ่

ความบรรลุของระดับไซด์โลบจะต้องมากกว่า-30dB เสมอตามต้องการ จะต้องระมัดระวังในการออกแบบ

ในระบบเรดาร์ส่วนมาก อัตราส่วนของไซด์โลบด้านต่ำเป็นสิ่งสำคัญมากในการลดความเสี่ยง (False) ในการชี้ไปที่ไซด์โลบ

2.9.4 บริเวณต่างๆ ของสนามจากสายอากาศ

ทั่วไปมักจะแบ่งบริเวณที่ล้อมรอบสายอากาศออกเป็น 3 ส่วน ดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 แสดงการแบ่งบริเวณของสนามจากสายอากาศ

1. สนามรีแอคทีฟระยะใกล้ (Reactive - Near field)
2. สนามกระจายระยะใกล้ (Radiating - Near)
3. สนามระยะไกล (Far field)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. บริเวณสนามรีแอกทีฟระยะใกล้ เป็นบริเวณสนามที่ล้อมรอบใกล้สายอากาศมากที่สุด และมีสนามเป็นชนิดรีแอกทีฟเป็นส่วนใหญ่ บริเวณนี้จะมีระยะทาง $R < 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$ จากผิวของสายอากาศ เมื่อ λ เป็นความยาวคลื่น และ D เป็นมิติที่ยาวที่สุดของสายอากาศ

5. บริเวณสนามกระจายระยะใกล้เป็นบริเวณสนามของสายอากาศที่อยู่ระหว่างบริเวณของสนามรีแอกทีฟระยะใกล้กับบริเวณสนามระยะไกล โดยมีสนามที่กระจายอยู่เป็นส่วนใหญ่ และการกระจายของสนามตามมุมต่างๆ แปรผันตามระยะทางจากสายอากาศ เมื่อสายอากาศมีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสนาม ในบริเวณนี้อาจไม่เกิดขึ้นในบริเวณนี้จะมีระยะทาง อยู่ระหว่าง

$$0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \leq R \leq 2 \frac{D^2}{\lambda}$$

6. บริเวณสนามระยะไกล เป็นบริเวณของสายอากาศ ซึ่งการแพร่ของสนามในสายอากาศตามมุมต่างๆ ไม่ขึ้นกับระยะทางจากสายอากาศ ถ้าสายอากาศมีมิติใหญ่ที่สุดเท่ากับ D บริเวณสนามระยะไกลจะเกิดขึ้นที่ระยะทาง R มากกว่า $\frac{2D^2}{\lambda}$ จากสายอากาศ

ในบริเวณนี้สนามมีลักษณะเป็นสนามตัดขวาง (Transverse field) และการแพร่กระจายของสนามต่างๆ ไม่ขึ้นกับระยะทาง ขอบในของบริเวณดังกล่าวมีค่า $R = \frac{2D^2}{\lambda}$ และขอบนอกเป็นอนันต์

2.9.5 เรเดียนและสเตอเรเดียน

การวัดมุมบนระนาบจะมีหน่วยเป็นเรเดียน 1 เรเดียนเป็นมุมบนระนาบซึ่งยอดของมันอยู่ที่จุดศูนย์กลางของวงกลมที่มีรัศมี r และถูกปิดด้วยอัตราส่วนของเส้นรอบวง ซึ่งยาว r ดังแสดงในรูปที่ 2.17 เนื่องจากเส้นรอบวงที่มีรัศมี r มีความยาว $C = 2\pi r$ เพราะฉะนั้นบนหนึ่งรอบของวง-

กลม จะมี 2π เรเดียน $\left(\frac{2\pi r}{r}\right)$

การวัดมุมตันมีหน่วยเป็นสเตอเรเดียน (sr) 1 สเตอเรเดียนเป็นมุมตันที่มียอดอยู่ที่จุดศูนย์กลางของทรงกลมที่มีรัศมี r ดังในรูปที่ 2.7 b เนื่องจากพื้นที่ของทรงกลมรัศมี r มีค่าเท่ากับ $4\pi r^2$

$$\left(\frac{4\pi r^2}{r^2}\right)$$

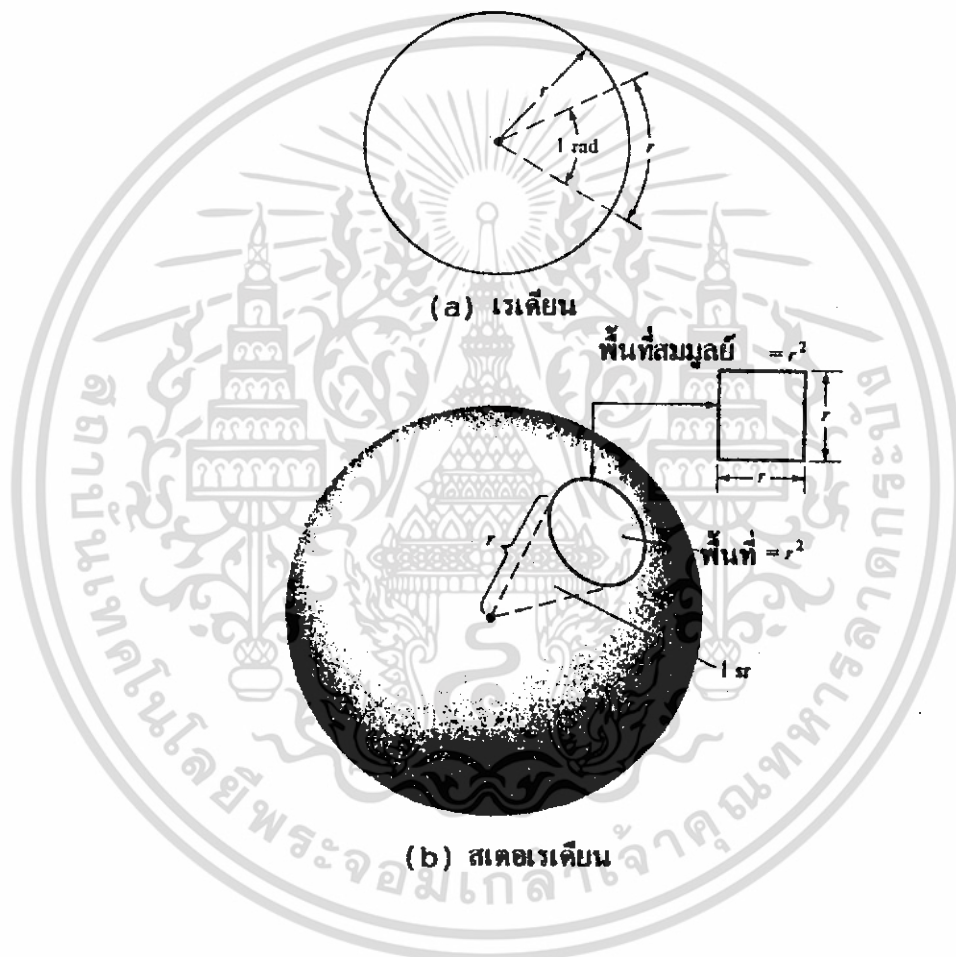
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าจากตอนต้นรูปที่ 2.1 พื้นที่ขนาดจัว αA บนผิวของทรงกลมรัศมี r จะได้ว่า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\alpha A = r^2 \sin\theta d\theta d\phi \quad (\text{m}^2) \quad (2.64)$$

ดังนั้นอีลีเมนต์ของมุมตัน αA ของทรงกลม เขียนได้เป็น

$$\alpha A = \frac{dA}{r^2} = \sin\theta d\theta d\phi \quad (2.65)$$



รูปที่ 2.16 รูปแสดงค่าของเรเดียนและสเตอเรเดียน

2.10 ความหนาแน่นของกำลังงานที่แพร่กระจาย (radiation power density)

เนื่องจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้ในการส่งข่าวสารผ่านตัวกลางถูกกำหนดให้มีความสัมพันธ์กับพลังงานและกำลังงานไฟฟ้า โดยใช้ตัวความสัมพันธ์ดังกล่าว ได้แก่ พอยติงเวกเตอร์ชั่วขณะเวลานั้น (instantaneous poynting vector) ซึ่งมีสมการแสดงความสัมพันธ์ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$W = E \times H \quad (2.66)$$

เมื่อ $W =$ พอยดิงเวกเตอร์ชั่วขณะเวลานั้น W/m^2

$E =$ ความเข้มสนามไฟฟ้าชั่วขณะเวลานั้น V/m

$H =$ ความเข้มสนามแม่เหล็กชั่วขณะเวลานั้น A/m

เนื่องจากพอยดิงเวกเตอร์มีความหมายแสดงถึงความหนาแน่นของกำลังงาน ดังนั้น กำลังงานทั้งหมดที่พุ่งตัดผ่านพื้นโลก จะสามารถหาได้โดยอินทิเกรตส่วนของพอยดิงเวกเตอร์ที่ตั้งฉากกับผิวทั้งหมด ซึ่งเมื่อเขียนเป็นสมการจะได้

$$P = \oint_S \vec{W} \cdot d\vec{s} = \oint_S \vec{W} \cdot \vec{x} da \quad (2.67)$$

เมื่อ $P =$ กำลังงานทั้งหมดซึ่งขณะเวลานั้น

$da =$ พื้นที่ขนาดเล็กน้อยบนพื้นผิวปิด

ในกรณีของสนามที่แปรผันกับเวลา มักจะหาค่าเฉลี่ยของความหนาแน่นของกำลังงานได้ โดยการอินทิเกรตค่าพอยดิงเวกเตอร์ชั่วขณะเวลานั้นตลอด 1 คาบ แล้วหารด้วยคาบเวลานั้น สำหรับสนามที่แปรผันกับเวลา ซึ่งกระจายเป็นฮาร์โมนิก ในรูป $e^{j\omega t}$ เมื่อกำหนดสนาม \vec{E} และ \vec{H} เป็นสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเชิงซ้อน แล้วจะหาความสัมพันธ์กับค่า E และ H ชั่วขณะเวลาใดๆ ได้จาก

$$E(x,y,z,t) = \text{Re} \left\{ \vec{E}(x,y,z) e^{j\omega t} \right\} \quad (2.68)$$

$$H(x,y,z,t) = \text{Re} \left\{ \vec{H}(x,y,z) e^{j\omega t} \right\} \quad (2.69)$$

$$\text{อาศัย } \text{Re} \left\{ \vec{E}(x,y,z) e^{j\omega t} \right\} = \frac{1}{2} \left[\vec{E} e^{j\omega t} + \vec{E}^* e^{-j\omega t} \right]$$

เมื่อเขียนใหม่จะได้

$$W = E \times H = \frac{1}{2} \text{Re} \left\{ \vec{E} \times \vec{H}^* \right\} + \frac{1}{2} \text{Re} \left[\vec{E} \times \vec{H} e^{j2\omega t} \right] \quad (2.70)$$

เมื่อเทอมแรกของสมการไม่เป็นฟังก์ชันของเวลา และเทอมที่สองมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาเป็นสองเท่าของความถี่ที่กำหนดให้ ดังนั้น ค่าเฉลี่ยของพอยดิงเวกเตอร์จึงสามารถที่จะหาได้เป็น

$$\overline{W}_{av}(x,y,z) = \left\{ \vec{W}(x,y,z,t) \right\}_{av} = \frac{1}{2} \text{Re} \left\{ \vec{E} \times \vec{H}^* \right\} \quad W/m^2 \quad (2.71)$$

ตัวประกอบ $1/2$ ที่เกิดขึ้น เพราะสนาม \vec{E} และ \vec{H} เป็นค่าสูงสุด ไม่ใช่ค่า rms เพราะฉะนั้น

กำลังงานเฉลี่ยที่แพร่กระจายจากสายอากาศ การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 เอกสารฉบับนี้
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} \text{Prad} &= P_{\text{av}} = \oint \oint_s \bar{W}_{\text{rad}} \cdot \bar{ds} \\ &= \oint \oint_s \bar{W}_{\text{rad}} \cdot \bar{ds} \\ &= \frac{1}{2} \oint \oint_s \text{Re}(\bar{\mathbf{E}} \times \bar{\mathbf{H}}^*) \cdot \bar{ds} \end{aligned}$$

ที่จุดพอยท์ซอร์ท (Point Source) เป็นสายอากาศไอโซโทรปิคอุดมคติ คุณสมบัติการแพร่กระจาย อย่างไรก็ตาม มันจะไม่คงอยู่ในทางปฏิบัติ มันจะแบ่งเป็นไอโซโทรปิคที่เหมาะสมในการอ้างอิง ด้วยการเปรียบเทียบกับสายอากาศอื่นๆ ด้วย เพราะว่าการกระจายอย่างสมมาตร พอยเตอร์เวกเตอร์จะไม่เป็นฟังก์ชันของโคออดิเนตแบบทรงกลม มุม θ และ ϕ ในสภาพนี้ มันจะมีเฉพาะส่วนประกอบที่เป็นวงกลม ดังนั้น ค่ากำลังงานทั้งหมดในการแพร่ จะได้

$$\begin{aligned} \text{Prad} &= \oint \oint_s \bar{W}_{\text{ro}} \cdot \bar{ds} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left\{ \bar{a}_r \cdot \bar{W}_{\text{ro}}(r) \right\} \cdot \left\{ \bar{a}_r r^2 \sin\theta d\theta d\phi \right\} = 4\pi r^2 \bar{W}_{\text{ro}} \\ &= \int_0^{2\pi} \int_0^\pi r^2 \bar{W}_{\text{ro}} \sin\theta d\theta d\phi \\ &= r^2 \bar{W}_{\text{ro}} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin\theta d\theta d\phi \\ &= r^2 \bar{W}_{\text{ro}} \int_0^{2\pi} \left(-\cos\theta \right)_0^\pi d\phi \\ &= 2r^2 \bar{W}_{\text{ro}} \int_0^{2\pi} d\phi \\ &= 2\pi^2 \bar{W}_{\text{ro}} \phi \Big|_0^{2\pi} \end{aligned}$$

$$\text{Prad} = 4\pi r^2 \bar{W}_{\text{ro}}$$

และความหนาแน่นของกำลังงานจะได้

$$\bar{W}_{\text{ro}} = \bar{a}_r \cdot \bar{W}_{\text{ro}} = \bar{a}_r \left(\frac{\text{Prad}}{4\pi r^2} \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.11 ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Intensity)

ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นในทิศทางที่กำหนดให้ คือ กำลังงานที่แผ่กระจายออกจากสายอากาศต่อหน่วยมุมตัน ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญอย่างหนึ่งในการแสดงคุณสมบัติของสายอากาศ เกี่ยวกับสนามระยะไกล ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นสามารถหาได้จากผลคูณของความหนาแน่นของการแผ่กระจายคลื่นและผลจากระยะทางกำลังสอง ดังสมการ

$$U = r^2 W_{rad} \quad (2.72)$$

เมื่อ U = ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น

W_{rad} = ความหนาแน่นของการแผ่กระจายคลื่น

ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น ถ้าจะเขียนแสดงความสัมพันธ์กับสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกลได้คือ

$$\begin{aligned} u(\theta, \phi) &= \frac{r^2}{2\eta} |\bar{E}(r, \theta, \phi)|^2 \\ &\approx \frac{r^2}{2\eta} \left\{ |E_\theta(r, \theta, \phi)|^2 + |E_\phi(r, \theta, \phi)|^2 \right\} \\ &\cong \frac{1}{2\eta} \left\{ |E_\theta(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi(\theta, \phi)|^2 \right\} \end{aligned}$$

เมื่อ \bar{E} = ความเข้มของสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกล

E_θ, E_ϕ = ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกล

η = อินทริเนสิกอิมพีแดนซ์ (Intrinsic Impedance) ของตัวกลาง

ดังนั้นเพทเทอร์นของกำลังงานก็ใช้เพื่อแสดงถึงความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นได้เช่นกัน

สำหรับสนามที่แปรผันกับเวลา ซึ่งกระจายเป็นฮาร์โมนิก $e^{j\omega t}$ เมื่อกำหนดสนาม \bar{E} และ \bar{H} เป็นสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเชิงซ้อน แล้วจะหาความสัมพันธ์กับค่า E และ H ช่วงระยะเวลาใดๆ ได้จาก

$$E(x, y, z, t) = \text{Re} \left\{ \bar{E}(x, y, z) e^{j\omega t} \right\}$$

$$H(x, y, z, t) = \text{Re} \left\{ \bar{H}(x, y, z) e^{j\omega t} \right\}$$

เมื่ออาศัย $\text{Re} \left\{ \bar{E} e^{j\omega t} \right\} = \frac{1}{2} \left\{ \bar{E} e^{j\omega t} + \bar{E}^* e^{-j\omega t} \right\}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เขียนใหม่ได้เป็น

$$W = \mathbf{E} \times \mathbf{H} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ \bar{\mathbf{E}} \times \bar{\mathbf{H}}^* \right\} + \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ \bar{\mathbf{E}} \times \bar{\mathbf{H}} e^{j2\omega t} \right\} \quad (2.73)$$

เทอมแรกไม่เป็นฟังก์ชันของเวลา และเทอมที่สองมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา เป็น 2 เท่าของความถี่ที่กำหนดให้ ดังนั้น ค่าเฉลี่ยของพอยเวกเตอร์สามารถหาได้จาก

$$\begin{aligned} \bar{W}_{av}(x,y,z) &= \left\{ (x,y,z;t) \right\}_{av} \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left[\bar{\mathbf{E}} \times \bar{\mathbf{H}}^* \right] \quad \text{W/m}^2 \end{aligned}$$

ตัวประกอบ $1/2$ เกิดขึ้นเพราะสนาม $\bar{\mathbf{E}}$ และ $\bar{\mathbf{H}}$ เป็นค่าสูงสุด ไม่ใช่ค่า rms กำลังงานเฉลี่ยที่แพร่กระจายจากสายอากาศจะได้

$$\begin{aligned} \operatorname{Prad} &= P_{av} = \oint \oint_s \bar{W}_{rad} \cdot d\mathbf{s} \\ &= \oint \oint_s \bar{W}_{rad} \cdot d\mathbf{s} \\ &= \frac{1}{2} \oint \oint_s \operatorname{Re} \left(\bar{\mathbf{E}} \times \bar{\mathbf{H}}^* \right) \cdot d\mathbf{s} \end{aligned}$$

จากทฤษฎีของตัวอย่าง 2.1 การหาค่ากำลังงานแพร่กระจายทั้งหมดจะได้

$$\begin{aligned} U &= r^2 W_{rad} = A_0 \sin^2 \theta \\ \operatorname{Prad} &= \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U \sin \theta d\theta d\phi \\ &= A_0 \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin^2 \theta d\theta d\phi \\ &= \pi^2 A_0 \end{aligned} \quad (2.74)$$

สำหรับพอยซอร์ซ (Point Source) ค่า U ไม่ขึ้นกับค่าของมุม θ และ ϕ ที่อยู่ในกรณีของ W_{rad} จึงสามารถเขียนได้ใหม่

$$\begin{aligned} \operatorname{Prad} &= \oint_{\Omega} U_0 d\Omega = U_0 \oint_{\Omega} d\Omega = 4\pi U_0 \\ U_0 &= \frac{\operatorname{Prad}}{4\pi} \quad \text{ในไอโซโทรปิกซอร์ส} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.12 ไคเรคตีวิตี (สภาพเจาะจงทิศทาง)

ก่อนจะทำความเข้าใจคำว่า ไคเรคตีวิตี จำเป็นจะต้องรู้จักไคเรคทีเพน (Directive Gain) ก่อน

ไคเรคทีเพนในทิศทางที่กำหนด คือ อัตราส่วนของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางนั้น ต่อความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งใช้สำหรับอ้างอิงตามปกติสายอากาศสำหรับใช้อ้างอิงนี้จะใช้ไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส

ไคเรคตีวิตี คือ ค่าของไคเรคทีเพนในทิศทางที่มีค่ามากที่สุด หรือกล่าวง่ายๆ ว่าไคเรคตีวิตีของต้นกำเนิด (สายอากาศ) ที่ไม่เป็นไอโซโทรปิก คือ อัตราส่วนของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นมากที่สุด ต่อความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นของไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส ดังสมการ

$$D_g = \frac{U}{U_o} = \frac{4\pi U}{Prad} \quad (2.75)$$

$$D_o = \frac{U_{max}}{U_o} = \frac{4\pi U_{max}}{Prad} \quad (2.76)$$

D_g = ไคเรคทีเพน (ไม่มีหน่วย)

D_o = ไคเรคตีวิตี (ไม่มีหน่วย)

U = ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (W/หน่วยมุมตัน)

U_{max} = ค่าสูงสุดของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (W/หน่วยมุมตัน)

U_o = ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นของไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส (W/หน่วยมุมตัน)

$Prad$ = กำลังงานที่แพร่กระจายทั้งหมด (W)

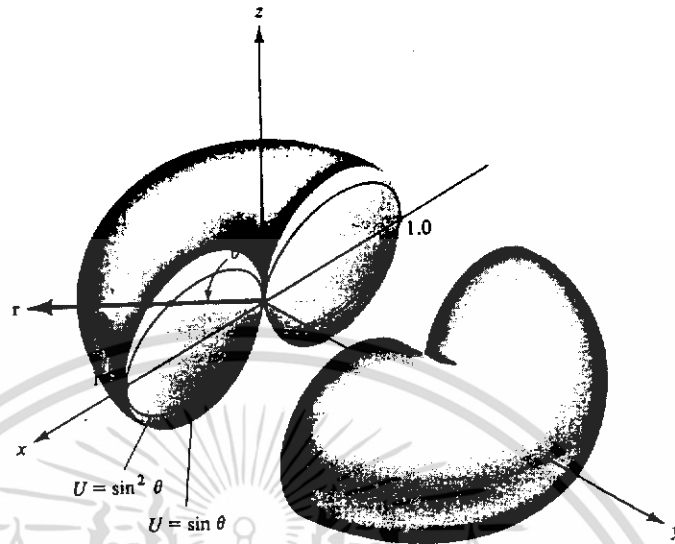
จากสมการ (2.75) และ (2.76) จะได้ว่า ไคเรคทีเพนและไคเรคตีวิตีของไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สมีค่าเป็นหนึ่ง เพราะว่า $U = U_{max} = U_o$

ไคเรคตีวิตีของไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สมีค่าเท่ากับ 1 ซึ่งมันจะแพร่กระจายกำลังงานออกไปในทุกทิศทางด้วยค่าที่เท่ากัน แต่ต้นกำเนิด (สายอากาศ) แบบอื่นๆ นั้น ย่อมมีไคเรคตีวิตีน้อยกว่า 1 เสมอ

และในความสัมพันธ์ของฟิกเกอร์ ออฟ เมริท “Figure of merit” มันจะแสดงคุณสมบัติทิศทางของสายอากาศโดยเปรียบเทียบกับไอโซโทรปิกซอร์ส (Isotropic Source) ในสมการ (2.76) ค่า D_g สามารถจะน้อยกว่า 1 ได้

และในความเป็นจริง $D_g = 0$ ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.17 แพทเทิร์นของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น

โดยสรุปค่าของโคแชนท์พิกเมนต์ จะมากกว่าหรือเท่ากับ 0 และ D_g จะน้อยกว่าหรือเท่ากับ D_0 จะได้

$$0 \leq D_g \leq D_0$$

โดยทั่วไปสูตรของโคแชนท์พิกเมนต์และโคแชนท์วิตตี้ อาจเป็นฟังก์ชันของทั้งมุม θ และ ϕ ด้วย (จากเดิมจะแสดงเฉพาะฟังก์ชันของมุม θ เท่านั้น)

เพื่อไม่ให้สับสนในข้อคิดเห็นพื้นฐานโดยใช้คณิตศาสตร์ ดังนั้น เพื่อความถูกต้อง ตั้งแต่ค่าจำกัดความพื้นฐานที่แสดงให้เห็นในตัวอย่าง ที่แสดงออกในรูปสูตร

$$U = B_0 F(\theta, \phi) \approx \frac{1}{2\eta} \left[|E_\theta(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi(\theta, \phi)|^2 \right] \quad (2.77)$$

เมื่อ B_0 เป็นค่าคงที่

E_θ , E_ϕ เป็นส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าระยะไกล

$$\therefore \text{ค่าสูงสุดจะได้ } U = B_0 F(\theta, \phi) \Big|_{\max} = B_0 F_{\max}(\theta, \phi)$$

กำลังงานที่แพร่กระจายทั้งหมด หาได้จาก

$$\begin{aligned} \text{Prad} &= \int_{\Omega} \int U(\theta, \phi) \Big|_{\max} d\Omega \\ &= B \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi \end{aligned}$$

ดังนั้น จะได้สูตรทั่วไปของไดเรกทีฟเนสและไดเรกทีวิตีเป็นดังนี้ คือ

$$D_g(\theta, \phi) = 4\pi \times \frac{F(\theta, \phi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi} \quad (2.78)$$

$$D = 4\pi \times \frac{F(\theta, \phi) \Big|_{\max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi} \quad (2.79)$$

เขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} D &= \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi} \Big/ F(\theta, \phi) \Big|_{\max} \\ &= \frac{4\pi}{\Omega_A} \end{aligned}$$

เมื่อ Ω_A เป็นมุมตันของการบีบ (Beam Solid Angle) ซึ่งหาได้จาก

$$\begin{aligned} \Omega_A &= \frac{1}{F(\theta, \phi) \Big|_{\max}} \times \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi \\ &= \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F_n(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi \quad (2.80) \end{aligned}$$

$$F_n(\theta, \phi) = \frac{F(\theta, \phi)}{F(\theta, \phi) \Big|_{\max}}$$

$F(\theta, \phi) \Big|_{\max}$ ที่นำมาหารเพื่อทำให้เป็นมาตรฐาน ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น $F(\theta, \phi)$ ให้มีค่าสูงสุดเป็น 1

มุมตันของการ Beam Ω_A มีค่าจำกัดความว่า คือ มุมตันซึ่งกำลังงานทั้งหมดของสายอากาศจะไหลผ่าน เมื่อความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นมีค่าคงที่ (เท่ากับค่า U_{\max}) ที่ทุกมุมภายใน Ω_A

สายอากาศวงรีมีโอบหลักแคบๆ เพียงโอบเดียว และมีโอบย่อยขนาดเล็กจนสามารถตัดทิ้งเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใดได้ มุมตันของการบีบจะมีค่าประมาณเท่ากับผลคูณของ HPBW ในสองระนาบซึ่งตั้งฉากกันดังรูปไม่ว่ากรณีใดๆ พงสน อีทงห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับแพทเทิร์นของสายอากาศที่หมุนแล้วสมมาตรกันโดยรอบ HPBW ในระนาบใดๆ จะเท่ากัน

โดยการประมาณค่า จะเขียนเป็นสมการใหม่ได้

$$D_o = \frac{4\pi}{\Omega_A} = \frac{4\pi}{\Theta_{1r}\Theta_{2r}} \quad (2.81)$$

ประมาณค่ามุมตันการบีบ (Ω_A)

$$\Omega_A = \Theta_{1r}\Theta_{2r} \quad (2.82)$$

เมื่อ Θ_{1r} = Half Power Beamwidth ในระนาบใดๆ (เรเดียน)

Θ_{2r} = Half Power Beamwidth ในระนาบที่ตั้งฉากกับระนาบแรก

ถ้ารู้บีมวิคท์เป็นองศา สามารถเขียนได้

$$D_o \cong \frac{4\pi(180/\pi)^2}{\Theta_{1d}\Theta_{2d}} = \frac{41.253}{\Theta_{1d}\Theta_{2d}} \quad (2.83)$$

ที่ Θ_{1d} = Half Power Beamwidth บนระนาบ (degree)

Θ_{2d} = Half Power Beamwidth ในระนาบที่ตั้งฉากกับในระนาบแรก (องศา)

สำหรับพลาแนร์อาร์เรย์ (Planar Array) จะได้ค่าประมาณ

$$D_o \cong \frac{32400}{\Omega^2 A \text{ (องศา)}} = \frac{32400}{\Theta_{1d}\Theta_{2d}} \quad (2.84)$$

และมีเหตุผลที่ใช้ได้ดี เมื่อแพทเทิร์นมีlobหลักเพียงlobเดียว และlobย่อยจะต้องมีขนาดเล็กมากเท่านั้น

สำหรับแพทเทิร์นที่มี 2 lobหลักที่คล้ายกัน ค่าของโคเรคทีวิตีหาได้จาก

$$D_o \cong \frac{4\pi}{\Theta_{1d}\Theta_{2d}} \quad (2.85)$$

ส่วนมากจะแสดงค่าโคเรคทีฟเพนและโคเรคทีวิตีในรูปแบบ dB แทนปริมาณที่ไม่มีหน่วย

การแสดงผลการกลับกันของปริมาณที่ไม่มีหน่วยของโคเรคทีฟเพน และโคเรคทีวิตีที่ไม่เป็น

เดซิเบล (dB) คือ

$$D_g \text{ (dB)} = 10 \log_{10} [D_g \text{ (ไม่มีหน่วย)}] \quad (2.86)$$

$$D_o \text{ (dB)} = 10 \log_{10} [D_o \text{ (ไม่มีหน่วย)}] \quad (2.87)$$

สูตรการประมาณจะได้

$$\frac{1}{D_o} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{D_1} + \frac{1}{D_2} \right) \quad (2.88)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$D1 \cong \frac{1}{2 \ln^2 \Theta_{1r/2} \int_0^{\Theta_{1r/2}} \sin \theta d\theta}$$

$$\cong \frac{16 \ln 2}{\Theta_{1r}^2}$$

$$D2 \cong \frac{1}{2 \ln^2 \Theta_{2r/2} \int_0^{\Theta_{2r/2}} \sin \theta d\theta}$$

$$\cong \frac{16 \ln 2}{\Theta_{2r}^2}$$

ในความน่าเชื่อถือ ค่า Θ_{1r} และ Θ_{2r} เป็น Half Power Beamwidth (เรเดียน) ของระนาบ E และ H จากสูตร (2-31) มีไว้เพื่อแสดงความหมายทางคณิตศาสตร์ของโคเรคทีวิตี ใช้ (2-31a) และ (2-31b) สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$\frac{1}{D_0} \cong \frac{1}{2 \ln 2} \left(\frac{\Theta_{1r}^2}{16} + \frac{\Theta_{2r}^2}{16} \right)$$

$$= \frac{\Theta_{1r}^2 + \Theta_{2r}^2}{32 \ln 2}$$

$$\text{หรือ } D_0 \cong \frac{32 \ln^2}{\Theta_{1r}^2 + \Theta_{2r}^2} = \frac{22.181}{\Theta_{1r}^2 + \Theta_{2r}^2} \quad (2.89)$$

$$\text{หรือ } D_0 \cong \frac{22.181 (180/\pi)^2}{\Theta_{1d}^2 + \Theta_{2d}^2} = \frac{72.815}{\Theta_{1d}^2 + \Theta_{2d}^2} \quad (2.90)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.13 เกน(Gain)

สิ่งที่แสดงคุณสมบัติของสายอากาศอีกอย่างหนึ่งก็คือเกน(Gain)เกนเป็นความสัมพันธ์ที่ได้มาจากไดเรกทิวิตี้โดยรวมประสิทธิภาพของสายอากาศเข้ามาด้วยในขณะที่ไดเรกทิวิตี้อธิบายคุณสมบัติ ในการชี้ทิศทางของสายอากาศเท่านั้น

เพาเวอร์เกน (Power Gain) ของสายอากาศ ในทิศทางที่กำหนดให้ นั้น มีค่าเท่ากับ 4π คูณ อัตราส่วนของความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น ในทิศทางนั้นต่อกำลังงานสุทธิที่สายอากาศรับ จากขั้วต่อของเครื่องส่ง เมื่อไม่ได้กำหนดทิศทางไว้โดยเฉพาะโดยทั่วไปแล้ว เราจะคิดเพาเวอร์เกน ในทิศทางที่มีการแผ่กระจายคลื่นแรงที่สุด ดังนั้น

$$\begin{aligned} \text{เกน} &= 4\pi (\text{ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น} / \text{กำลังงานทั้งหมดที่ป้อนให้สายอากาศ}) \\ &= 4\pi \frac{u(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (\text{ไม่มีหน่วย}) \end{aligned} \quad (2.91)$$

โดยนัยทั่วไปแล้ว เรามักจะพูดถึงเกนสัมพัทธ์ ซึ่งเป็นอัตราส่วนของเพาเวอร์เกนในทิศทางที่กำหนดให้ต่อเพาเวอร์เกนของสายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบในทิศทางนั้น เมื่อกำลังที่ป้อนเข้าสายอากาศทั้งสองนั้นต้องเท่ากัน สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบอาจจะเป็นสายอากาศไดโพล สายอากาศปากแตร หรือสายอากาศอื่นๆ ซึ่งคำนวณเกนได้ง่าย หรือรู้ค่าอยู่แล้ว แต่อย่างไรก็ตาม โดยส่วนใหญ่สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบ จะเป็นไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส ที่ไม่มีการสูญเสีย ดังนั้น

$$G_g = 4\pi U(\theta, \phi) / P_{in} \quad (\text{ไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย}) \quad (\text{ไม่มีหน่วย}) \quad (2.92)$$

จากรูป 2.10a เราสามารถเขียนได้ว่า กำลังงานที่แผ่กระจายทั้งหมด (P_{rad}) สัมพันธ์กับ กำลังงานที่ป้อนให้สายอากาศ (P_{in}) ด้วย

$$P_{rad} = e_r P_{in} \quad (2.93)$$

เมื่อ e_r เป็นประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ (ไม่มีหน่วย) ใช้ (2.93) จะทำให้ (2.92) มีความสัมพันธ์ง่ายเข้าเป็น

$$G_g(\theta, \phi) = e_r [4\pi U(\theta, \phi) / P_{in}] \quad (2.94)$$

ซึ่งสัมพันธ์กับไดเรกทิฟเกนใน (2.92) คือ

$$G_g(\theta, \phi) = e_r D_g(\theta, \phi) \quad (2.95)$$

ในทำนองเดียวกัน ค่าสูงสุดของเกนจะสัมพันธ์กับไดเรกทิวิตี้ โดย

$$G_o = G_g(\theta, \phi) \Big|_{\max} = e_r D_o(\theta, \phi) \Big|_{\max} \quad (2.96)$$

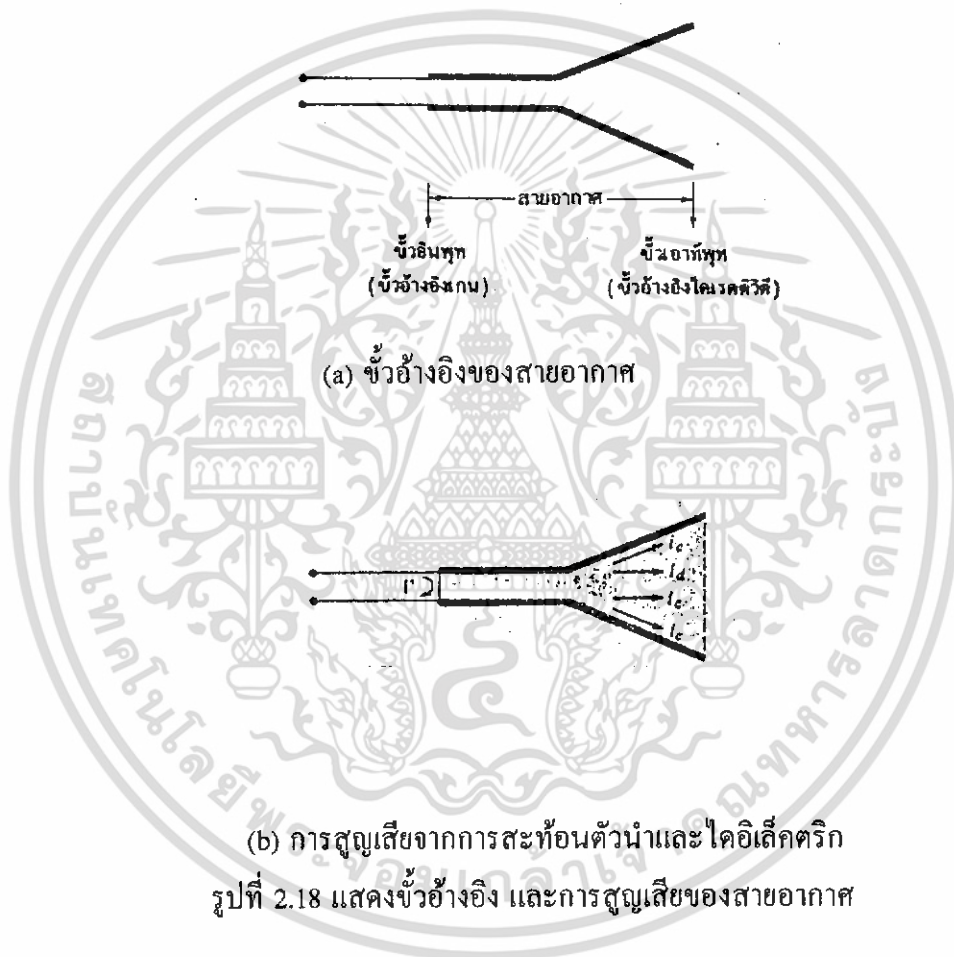
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น ค่าประมาณของเกนจะมีค่าเป็น

$$G_o \cong \frac{30,000}{\theta_{1d}\theta_{2d}} \quad (2.97a)$$

ในทางปฏิบัติ เมื่อกล่าวถึงเกนมักจะหมายถึง เพาเวอร์เกนที่มีค่าสูงสุด ดังแสดงใน (2.100)

$$G_o \text{ (dB)} \approx 10 \log_{10} [e_t D_o \text{ (ไม่มีหน่วย)}] \quad (2.98)$$



2.14 ประสิทธิภาพของสายอากาศ

ประสิทธิภาพทั้งหมดของสายอากาศ e_t จะใช้เมื่อเรากำลังพิจารณาการสูญเสียต่างๆ ที่ขั้วและภายในโครงสร้างของสายอากาศด้วย การสูญเสียต่างๆ เมื่ออ้างอิงตามรูป 2.9b อาจเนื่องมาจาก

1. การสะท้อนกลับเนื่องจากความไม่สมพจน์ (Mismatch) กันระหว่างสายส่ง (Transmission Line) กับสายอากาศ
2. การสูญเสียทั้งในตัวนำและฉนวน ($I^2 R$)

โดยทั่วไปแล้ว ประสิทธิภาพทั้งหมด คำนวณได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$e_t = e_r e_c e_d \quad (2.99)$$

เมื่อ e_t = ประสิทธิภาพทั้งหมด (ไม่มีหน่วย)

e_r = ประสิทธิภาพเกี่ยวกับการสะท้อนกลับ (ไม่มีหน่วย)

e_c = ประสิทธิภาพของตัวนำ (ไม่มีหน่วย)

e_d = ประสิทธิภาพของฉนวน (ไม่มีหน่วย)

Γ = สัมประสิทธิ์การสะท้อนของศักดาไฟฟ้าที่ขั้วของสายอากาศ

[$\Gamma = (Z_{in} - Z_0)/(Z_{in} + Z_0)$] เมื่อ Z_{in} = อินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ, Z_0 อิมพีแดนซ์คุณสมบัติ (Characteristic Impedance) ของสายส่ง

ปกติ e_c และ e_d คำนวณหาได้ลำบาก ส่วนมากมักหาได้จากการทดลอง แต่ถึงกระนั้นก็แยก e_c จาก e_d ไม่ออก ดังนั้นเพื่อความสะดวก มักจะเขียน (2.99) ใหม่เป็น

$$e_t = e_r e_c = e_c (1 - |\Gamma|^2) \quad (2.100)$$

เมื่อ $e_{cd} = e_c e_d$ = ประสิทธิภาพในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

2.15 ประสิทธิภาพของบีม

พารามิเตอร์อีกตัวหนึ่งที่จะใช้ในการตัดสินว่าสายอากาศมีคุณภาพของการส่งหรือรับคลื่นดีเพียงใดนั้น ได้แก่ ประสิทธิภาพของบีม (Beam Efficiency : BE) สำหรับสายอากาศ ซึ่งมีโลบหลักอยู่ในทิศทางแกน Z ($\theta = 0$) ดังแสดงในรูป 2.15a ประสิทธิภาพของบีมจะกำหนดได้ดังนี้ คือ

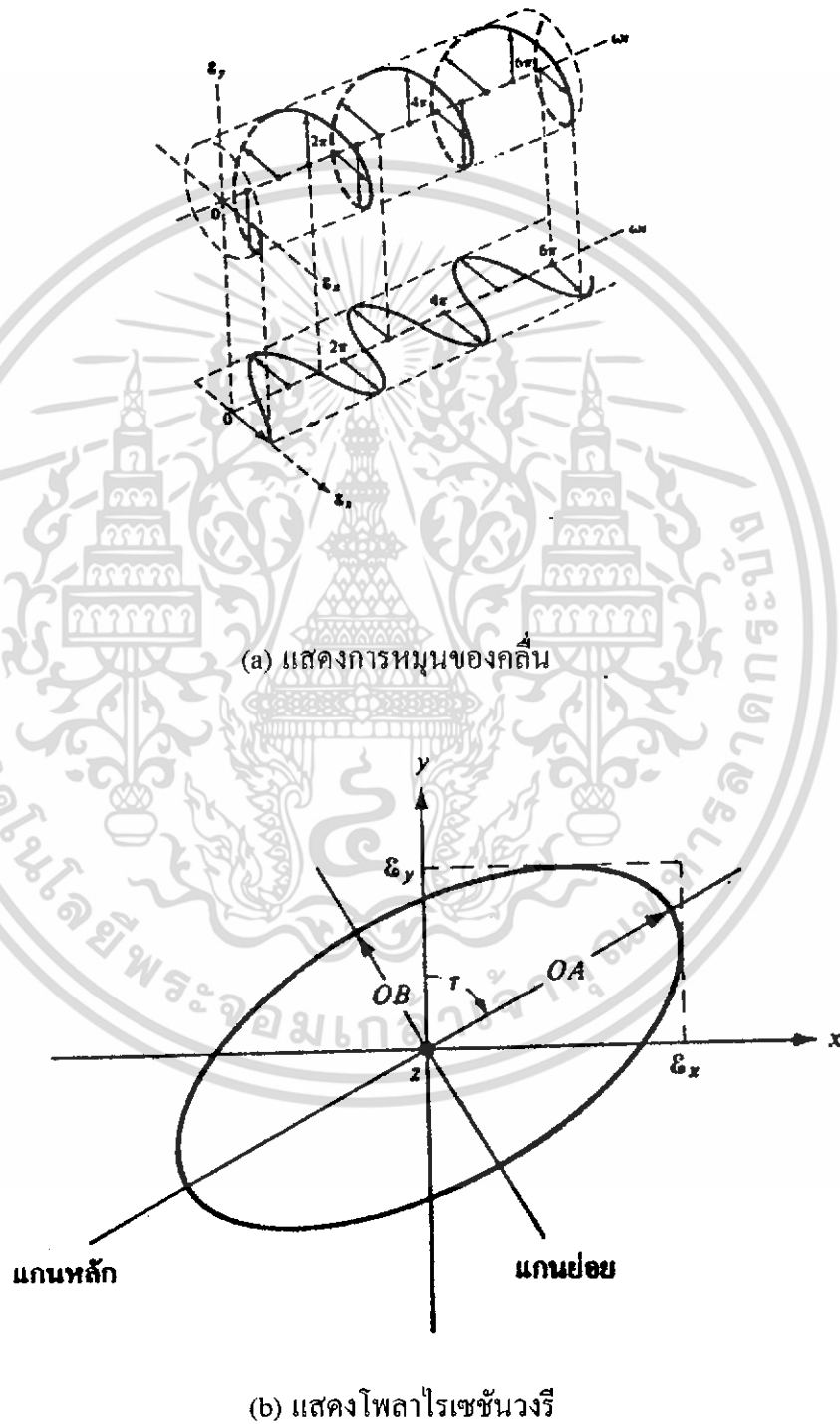
$$BE = \frac{\text{กำลังที่ส่ง(หรือรับ)ภายในกรวยซึ่งทำมุม } \theta_1}{\text{กำลังงานที่ส่ง(หรือรับ)ทั้งหมดด้วยสายอากาศนั้น}} \quad (ไม่มีหน่วย) \quad (2.101)$$

เมื่อ θ_1 เป็นมุมที่มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของมุมกรวย ที่เราต้องการจะหาเปอร์เซ็นต์ของกำลังงานทั้งหมดในนั้น ดังนั้น จะเขียน (2.40) ได้เป็นดังนี้

$$B = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_1} u(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} u(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi} \quad (2.102)$$

เมื่อให้ θ_1 เป็นมุมที่เกิดมีนัล (Null) คือจุดตำแหน่งที่กำลังมีค่าเป็นศูนย์เป็นคู่แรก ดังนั้น ประสิทธิภาพของบีมจะเป็นอัตราส่วนของจำนวนกำลังงานในโลบหลักต่อกำลังงานที่มีทั้งหมด เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.16 โพลาริเซชัน



รูปที่ 2.19 แสดงการหมุนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของระนาบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และวงรีโพลาไรเซชันที่เป็นฟังก์ชันของเวลาในระนาบ $Z = 0$

ก่อนที่จะกล่าวถึงความหมายของโพลาไรเซชัน (Polarization) ของสายอากาศ จะกล่าวถึงความหมายของโพลาไรเซชันของคลื่นเสียก่อน

โพลาไรเซชันของคลื่นที่แพร่กระจายนั้น เป็นรูปแสดงคุณสมบัติของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายออกไป ที่อธิบายทิศทางและขนาดของเวกเตอร์สนามไฟฟ้า ซึ่งแปรผันตามเวลา รูปแสดงโพลาไรเซชัน จะแสดงการกวาดของยอดของเวกเตอร์สนามไฟฟ้าที่เวลาต่างๆ ณ ตำแหน่งที่ทำการสังเกตซึ่งคงที่ และการสังเกตนี้จะทำโดยการมองตามหลังคลื่นที่เดินทางไป ดูรูปที่ 2.1 ประกอบ

สำหรับโพลาไรเซชันของสายอากาศในทิศทางหนึ่งทิศทางใด จะเป็นโพลาไรเซชันของคลื่นที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศนั้น (เมื่อเป็นสายอากาศส่ง) หรือเป็นโพลาไรเซชันของคลื่นที่มาตกกระทบสายอากาศนั้น จากทิศทางที่กำหนดให้ ซึ่งเมื่อสายอากาศรับคลื่นแล้ว จะมีกำลังงานที่หัวของสายอากาศมากที่สุดถ้าไม่ได้กำหนดทิศทางมาให้ จะหมายถึงทิศทางที่สายอากาศมีเกนมากที่สุด ดังนั้นโพลาไรเซชันของสายอากาศในทิศทางที่ต่างกัน จะแตกต่างกัน

การแบ่งชนิดของโพลาไรเซชันอาจแบ่งเป็นแบบลิเนียร์โพลาไรเซชัน (Linearly Polarization) โพลาไรเซชันแบบวงกลม (Circularly Polarization) และโพลาไรเซชันแบบวงรี (Elliptically Polarization) ขึ้นอยู่กับลักษณะการหมุนของยอดของเวกเตอร์ของสนามไฟฟ้า ถ้าเวกเตอร์ที่แสดงสนามไฟฟ้าที่แปรผันกับเวลา ณ จุดใดๆ ในสเปกตรัมของสนามไฟฟ้า ถ้าเวกเตอร์ที่แสดงสนามไฟฟ้าที่แปรผันกับเวลา ณ จุดใดๆ ในสเปกตรัม ซึ่งเป็นเส้นตรงเสมอ จะเรียกว่าเป็นโพลาไรเซชันแบบเส้นตรง หรือลิเนียร์โพลาไรเซชัน แต่ถ้าสนามไฟฟ้ามีการหมุนเป็นวงรี จะเรียกสนามแบบนี้ว่าเป็นโพลาไรเซชันแบบวงรี ทั้งลิเนียร์โพลาไรเซชัน และโพลาไรเซชันแบบวงกลม ต่างก็เป็นกรณีพิเศษของโพลาไรเซชันแบบวงรี

ถ้าสนามไฟฟ้าหมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกา (คือเมื่อมองตามหลังคลื่นแล้ว จะเห็นมีการหมุนตามเข็มนาฬิกา) จะเรียกว่าเป็นโพลาไรเซชันมือขวา ในขณะที่หากสนามไฟฟ้าหมุนในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา จะเป็นโพลาไรเซชันมือซ้าย

2.16.1 ลิเนียร์โพลาไรเซชัน, โพลาไรเซชันแบบวงกลม และโพลาไรเซชันแบบวงรี

จะเขียนสนามชั่วขณะเวลานั้นของคลื่นระนาบ ที่เดินทางในทิศทาง $-Z$ ได้ว่า

$$\mathcal{E}(z, t) = \bar{a}_x \mathcal{E}_x(z, t) + \bar{a}_y \mathcal{E}_y(z, t) \quad (2.103)$$

จาก (2.5) ส่วนประกอบของสนามชั่วขณะเวลานั้น สัมพันธ์กับค่าเชิงซ้อนของสนามนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_x(z,t) &= R_e \left[E_x e^{j\omega t + k} \right] = R_e \left[E_x e^{j\omega t + k + \phi_x} \right] \\ &= E_x c (\omega t + k + \phi_x) \end{aligned} \quad (2.104)$$

เมื่อ E_x และ E_y เป็นขนาดของสนามค่าสูงสุด ในทิศทาง x และ y ตามลำดับ

ก. ลิเนียร์ลิโพลาไรเซชัน

คลื่นซึ่งเป็นแบบลิเนียร์ลิโพลาไรเซชัน ความต่างเฟสระหว่างส่วนประกอบทั้งสองของสนามจะมีค่าดังนี้

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = n\pi, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (2.105)$$

ข. โพลาไรเซชันแบบวงกลม

จะเกิดโพลาไรเซชันแบบวงกลมได้ ก็ต่อเมื่อขนาดของส่วนประกอบของสนามทั้งสองมีค่าเท่ากัน และความต่างเฟสระหว่างส่วนประกอบทั้งสอง เป็นจำนวนคี่เท่าของ $\pi/2$ นั่นคือ

$$E_x = E_y \quad (2.106)$$

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = [(1/2+2n)\pi], \quad n = 0, 1, 2, \dots, CW \quad (2.107)$$

$$= [-(1/2+2n)\pi], \quad n = 0, 1, 2, \dots, CW \quad (2.108)$$

ถ้าคลื่นเดินทางในทิศทางตรงกันข้าม (คือทิศทาง $+Z$) เฟสใน (2.47) และ (2.48) ที่ทำให้เกิด CW (Clockwise) และ CCW (Counter Clockwise) จะต้องสลับกัน

ค. โพลาไรเซชันแบบวงรี

โพลาไรเซชันแบบวงรีจะเกิดขึ้นเมื่อความต่างเฟสเป็นจำนวนคี่ของ $\pi/2$ แต่ขนาดของสนามไฟฟ้าไม่เท่ากัน หรือความต่างเฟสไม่เป็นจำนวนคี่ของ $\pi/2$ นั่นคือ

$$E_x \neq E_y \quad (2.109)$$

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = [(1/2+2n)\pi], \quad n = 0, 1, 2, \dots, CW \quad (2.110)$$

$$= [-(1/2+2n)\pi], \quad n = 0, 1, 2, \dots, CW \quad (2.111)$$

ในกรณีของโพลาไรเซชันแบบวงรี รูปแสดงการกวาดของเวกเตอร์สนามไฟฟ้าที่ตำแหน่งใดๆ จะเป็นวงรีเอียง ดังแสดงในรูป 2.14b อัตราส่วนของแกนหลักต่อแกนย่อยจะเรียกว่าเป็น อัตราส่วนของแกน (Axial Ratio :AR) ซึ่งมีค่าดังต่อไปนี้

การเอียงของวงรีเทียบกับแกน y สามารถแสดงด้วยมุมเอียง ดังนี้คือ

เมื่อวางริ้วตามแนวแกนหลัก [$\tau = n\pi/2, n = 0, 1, 2, \dots$] แกนหลัก (ย่อย) เท่ากับ E_x (E_y) หรือ E_y (E_x) และอัตราส่วนของแกนมีค่าเท่ากับ E_x/E_y หรือ E_y/E_x

2.17 อินพุทอิมพีแดนซ์

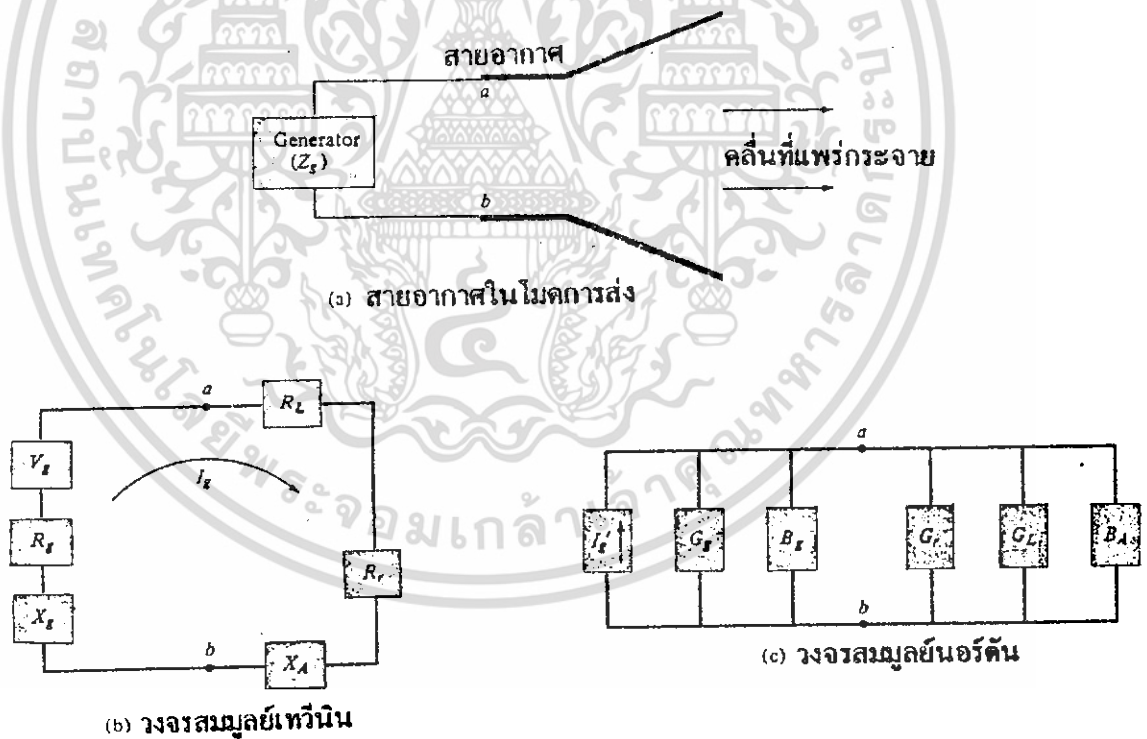
อินพุทอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) ของสายอากาศใดๆ จะเป็นอิมพีแดนซ์ที่ขั้วของสายอากาศนั้นๆ อาจจะเป็นอัตราส่วนของศักดาไฟฟ้าต่อกระแสไฟฟ้าที่ขั้วของสายอากาศนั้น หรือเป็นอัตราส่วนของสนามไฟฟ้าต่อสนามแม่เหล็กที่จุดใดๆ ในรูปที่ 2.12a-b เป็นขั้วของสายอากาศ อัตราส่วนของศักดาไฟฟ้าต่อกระแสไฟฟ้าที่ขั้วนี้ เมื่อไม่ได้ต่อโหลด (Load) จะเป็นอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ ซึ่งมีค่า

$$Z_A = R_A + jX_A \tag{2.112}$$

เมื่อ Z_A = อิมพีแดนซ์ที่ขั้ว a-b ของสายอากาศ (โอห์ม)

R_A = ความต้านทานที่ขั้ว a-b ของสายอากาศ (โอห์ม)

X_A = รีแอกแตนซ์ที่ขั้ว a-b ของสายอากาศ (โอห์ม)



รูปที่ 2.20 แสดงสายอากาศส่งและวงจรสมมูลย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไปค่าความต้านทานในจะถูกแบ่งออกเป็นสองส่วน ดังนี้คือ

$$R_A = R_r + R_L \quad (2.113)$$

เมื่อ R_r = ความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

R_L = ความต้านทานการสูญเสียของสายอากาศ

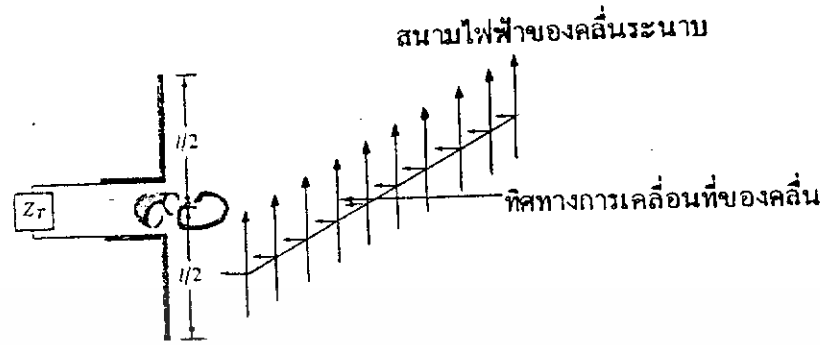
ถ้าสมมุติว่าสายอากาศถูกต่ออยู่กับเครื่องกำเนิดสัญญาณที่มีอิมพีแดนซ์ภายในเป็นดังนี้

$$Z_g = R_g + jX_g \quad (2.114)$$

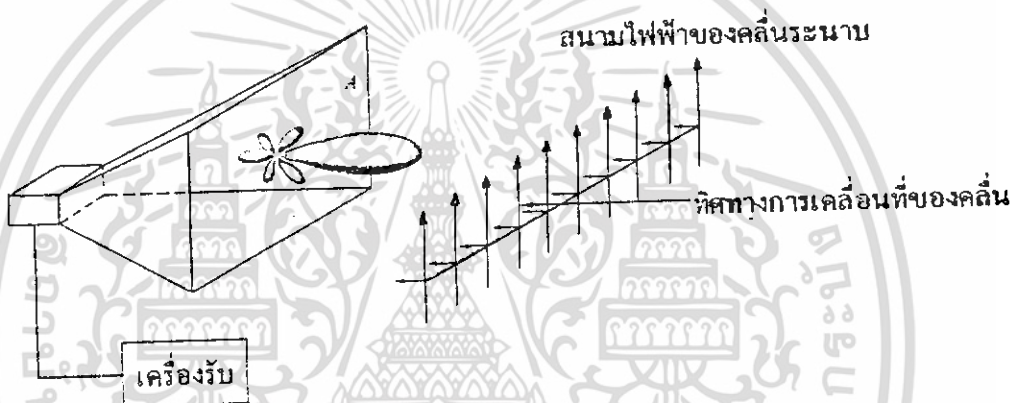
เมื่อ R_g = ความต้านทานของเครื่องกำเนิดสัญญาณ (โอห์ม)

X_g = รีแอกแตนซ์ของเครื่องกำเนิดสัญญาณ (โอห์ม)

ในจำนวนกำลังงานที่เครื่องกำเนิดสัญญาณจ่ายทั้งหมด ครึ่งหนึ่งจะสูญเสียเป็นความร้อนภายในความต้านทานภายใน (R_g) ของเครื่องกำเนิดสัญญาณ และอีกครึ่งหนึ่งจะถูกนำมายังสายอากาศ ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อเป็นคอนจูเกตแมทซ์เท่านั้น ในส่วนของกำลังงานที่มายังสายอากาศ ส่วนหนึ่งจะแพร่กระจายออกไป โดยผ่านกลไกที่เกิดจากความต้านทานการแพร่กระจายคลื่น อีกส่วนหนึ่งจะสูญเสียเป็นความร้อน ซึ่งมีผลต่อประสิทธิภาพทั้งหมดของสายอากาศ ถ้าสายอากาศไม่มีการสูญเสีย ($e_{cd} = 1$) ครึ่งหนึ่งของกำลังงานที่เครื่องกำเนิดสัญญาณ จะแพร่กระจายออกเมื่อเป็นคอนจูเกตแมทซ์ ในตอนนี้สมมุติว่าเป็นการแมทซ์ที่สมบูรณ์ระหว่างสายอากาศกับสายส่ง ($e_r = 1$) ถ้ามีการสูญเสียเนื่องจากไม่สมพงษ์หรือไม่แมทซ์แล้ว จะทำให้ประสิทธิภาพของสายอากาศลดลง ในรูป 2.19a แสดงวงจรสมมูลย์นอร์ตันของสายอากาศ กับต้นกำเนิดสัญญาณเมื่อสายอากาศเป็นสายอากาศส่ง สำหรับการใส่สายอากาศเป็นสายอากาศรับ ดังแสดงในรูปที่ 2.20a ถ้ามีคลื่นตกกระทบเข้ามายังสายอากาศ จะเหนี่ยวนำให้เกิดศักดาไฟฟ้า V_r ซึ่งเทียบได้กับ V_g ในโมดของการส่ง ได้แสดงวงจรสมมูลย์เทวินินไว้ ในรูปที่ 2.20b ส่วนวงจรสมมูลย์นอร์ตันมีแสดงในรูป 2.20c



(a) โดโพลินโมดการรับ



(b) สายอากาศอะเพอร์เจอร์ในโมดการรับ

รูปที่ 2.21 แสดงสายอากาศรับและวงจรสมมูล

ปกติอินพุท อิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะเป็นฟังก์ชันของความถี่ และจะสมพจน์กับสายส่งเฉพาะในช่วงความถี่ช่วงหนึ่งๆ เท่านั้น นอกจากนี้อินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศยังขึ้นอยู่กับแฟคเตอร์ต่างๆ อีก ได้แก่ รูปทรง วิธีการป้อนสัญญาณ และสิ่งแวดล้อมข้างเคียง เนื่องจากคำนวณได้ยากจึงมักจะพบว่า ส่วนใหญ่จะหาค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ได้จากการทดลอง

2.18 แบนด์วิดท์

แบนด์วิดท์ของสายอากาศถูกกำหนดให้เป็นช่วงของความถี่ ที่สายอากาศมีคุณสมบัติอยู่ในมาตรฐานที่กำหนดให้ อาจคิดว่าเป็นช่วงของความถี่ที่สายอากาศมีคุณสมบัติต่างๆ ได้แก่ อินพุท, อิมพีแดนซ์, แพทเทิร์น, บีมวิดท์, โพลารไรเซชัน, ระดับของไซด์โลบ, เกน, ประสิทธิภาพของการแพร่กระจายคลื่น ฯลฯ อยู่ในค่าที่ใช้งานได้ คือไม่ต่างจากคุณสมบัติที่วัดที่ความถี่ตรงกลางที่ออกแบบ

แบบ จนทำให้คุณสมบัติเหล่านี้เสียไปจากข้อกำหนด หรือมาตรฐาน สำหรับสายอากาศแบนด์กว้าง ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มักจะคิดเป็นอัตราส่วนของความถี่ที่ใช้งานได้ ด้านสูงต่อความถี่ที่ใช้งานได้ด้านต่ำยกตัวอย่างเช่น แบนด์วิดท์ 10:1 แสดงว่าความถี่ที่ใช้งานได้ด้านสูง มีค่ามากกว่าความถี่ที่ใช้งานได้ด้านต่ำอยู่ 10 เท่า สำหรับสายอากาศแบนด์แคบ แบนด์วิดท์จะเป็นเปอร์เซ็นต์ของความแตกต่างของความถี่ (ความถี่ด้านสูงลบด้วยความถี่ด้านต่ำ)หารด้วยความถี่กลางของแบนด์วิดท์นั้น เช่น แบนด์วิดท์ 5% แสดงว่าผลต่างของความถี่ของช่วงการทำงานของสายอากาศเป็น 5% ของความถี่กลางของแบนด์วิดท์นั้น

เนื่องจากคุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศ (ได้แก่ อินพุทอิมพีแดนซ์, แพทเทิร์น, เกน, โพลาริเซชัน ฯลฯ) ไม่เปลี่ยนแปลงตามความถี่ในลักษณะเดียวกันหมด ดังนั้น จึงไม่สามารถกำหนดแบนด์วิดท์ตามคุณสมบัติอย่างใดอย่างหนึ่งแต่เพียงอย่างเดียวได้จึงต้องมีการกำหนดข้อบังคับให้ เป็นไปตามการประยุกต์ใช้งานแต่ละอย่างไปปกติแล้วคุณสมบัติของแพทเทิร์นกับอิมพีแดนซ์ แบนด์วิดท์ จึงมักถูกใช้เป็นตัวกำหนดแบนด์วิดท์ของสายอากาศ นอกจากนี้ แบนด์วิดท์ของเกน, ระดับของไซด์โลบ, บีมวิดท์, โพลาริเซชันจะมีแบนด์วิดท์ค่าเดียวกับแพทเทิร์นแบนด์วิดท์ ในขณะที่แบนด์วิดท์ของอินพุทอิมพีแดนซ์ และประสิทธิภาพของการแพร่กระจายคลื่น จะเป็นค่าเดียวกับอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.19 อารีย์

อารีย์เป็น การประยุกต์ในการใช้สายอากาศ ซึ่งหมายถึงการนำเรดิโอเตอร์หลายๆ อิลิเมนต์ มาเรียงต่อกันให้เหมาะสม ทางด้านไฟฟ้าและรูปแบบที่เป็นไปได้ การแพร่กระจายคลื่นจากหลายๆ อิลิเมนต์เป็นการเสริมกันเพื่อให้ได้สนามลัพธ์ที่ต้องการมีความเข้มสูงสุดในทิศทางที่ต้องการ หรือหลายทิศทาง และในทิศทางที่ไม่ต้องการ หรือมีค่าน้อยมากในทิศทางอื่นๆ

การพิจารณาสายอากาศแบบเดียวจะนำมาใช้ในการพิจารณาสายอากาศอารีย์ โดยที่เราจะวิเคราะห์โครงสร้างพื้นฐานที่ประกอบด้วยไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สโดยการกำหนดทิศทางและเกนต่างๆ อย่างไรก็ตาม เราควรจะพิจารณาในลักษณะ เรดิโอเตอร์ เป็นตัวๆ แยกกัน มากกว่าที่จะพิจารณาเป็นกลุ่มของเรดิโอเตอร์

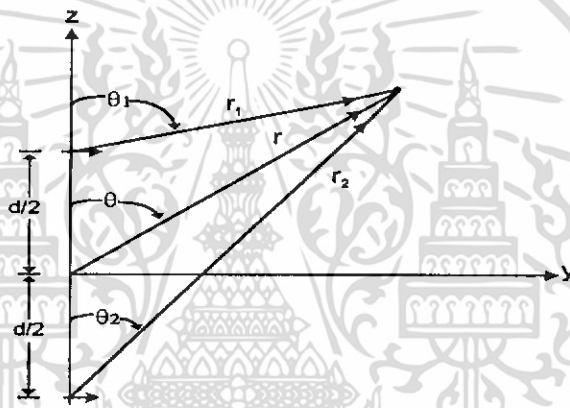
2.19.1 ทฤษฎีอารีย์เบื้องต้น

ปกติทุกๆ อิลิเมนต์ของอารีย์จะเหมือนๆ กัน หรืออย่างน้อยก็คล้ายๆ กัน อิลิเมนต์ทั่วไปของอารีย์จะเป็นไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส ส่วนรูปแบบในการแพร่กระจายคลื่นของอารีย์ในอากาศว่าง จะขึ้นอยู่กับ 4 ปัจจัย คือ (1) ความสัมพันธ์ของตำแหน่งของอิลิเมนต์ต่างๆ (2) ความสัมพันธ์ของเฟสและกระแสหรือสนาม (3) ความสัมพันธ์ของขนาดของกระแสของแต่ละอิลิเมนต์ (4) รูปแบบของแต่ละเรดิโอเตอร์ พื้นฐานของอารีย์ถูกพัฒนาจาก 3 ปัจจัยแรก จากการสมมุติให้แต่ละเรดิโอเตอร์เป็นไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส ไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สเป็นเรดิโอเตอร์ชนิดหนึ่งที่มีความเข้มในการแพร่กระจายคลื่นเท่ากันทุกทิศทาง และไม่มีขนาดทางกายภาพและขนาดทางไฟฟ้า ไม่สามารถป้องกันหรือวิธีการใดๆ จากผลของการแพร่กระจายคลื่นไปยังอิลิเมนต์อื่นๆ ของอารีย์ ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของอารีย์สามารถคำนวณได้จากพื้นฐานที่สมมุติขึ้นและความถูกต้องขึ้นอยู่กับสภาพความเป็นจริงของเรดิโอเตอร์แต่ละตัวในทางปฏิบัติซึ่งมีสาเหตุมาจากผลกระทบจากเรดิโอเตอร์อื่นๆ และความเป็นไอโซโทรปิกเรดิโอเตอร์

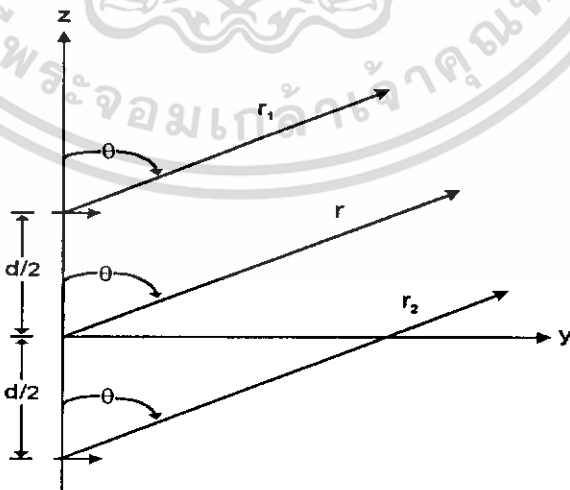
2.19.2 ไอโซโทรปิกอารีย์แบบ 2 อิลิเมนต์

อารีย์พื้นฐานประกอบด้วยไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส 2 เรดิโอเตอร์ เราจะพิจารณาเฉพาะรายละเอียดบางอย่าง เพราะว่าจะอธิบายเฉพาะหลักการบางอย่างของอารีย์ อารีย์แบบ 2 อิลิเมนต์ จะแยกห่างออกจากกัน โดยสมมุติแต่ละอิลิเมนต์มีความยาวเท่ากัน ถ้าความเข้มของสนามวางได้ สัดส่วนกระแสที่ไหลผ่านอิลิเมนต์ (รูปแบบไม่เปลี่ยน) กระแสในอิลิเมนต์ทั้งสองสมมุติให้เท่ากัน (ไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่เป็นตัวแพร่กระจายคลื่นไม่สามารถสร้างขึ้นได้) และเป็นกระแสใน

ในส่วนของเฟสเป็นส่วนที่เกิดจากอิลิเมนต์ของเรดิเอเตอร์ที่นำมาต่อแบบอาร์เรย์ อธิบายได้ง่ายโดยพิจารณาความสัมพันธ์ของการแพร่กระจายคลื่นและกระแสที่ไหลผ่านตัวมันสมมุติว่าระยะทางจากจุดที่พิจารณาของสนาม ถึงอิลิเมนต์ทั้งสองคำนวณได้และหาค่าของเฟสแต่ละตัวได้ ถ้าเฟสของกระแสในเรดิเอเตอร์ทั้งสองเปลี่ยนแปลงตามจำนวน 2 เรเดียน ดังนั้นเฟสของกระแสที่เรดิเอเตอร์ตัวที่ 1 จะไม่เปลี่ยนแปลง จะสังเกตว่าสนามทั้งสองที่จุดพิจารณาจะต่างเฟสกันตามจำนวน 2 เรเดียน เฟสสามารถแสดงถึงชนิดอะพอยเจอร์ของเรดิเอเตอร์ เฟสของสนามที่นำมาพิจารณาจะอ้างอิงกับจุดในอะพอยเจอร์



(a) ไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สสองตัว



(b) การสังเกตที่สนามระยะไกล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ 2.22 รูปของอาร์เรย์ 2 อิลิเมนต์ ที่วางตามแนวแกน Z. ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฟสของอิลิเมนต์ในอาเรย์มักจะพิจารณาในส่วนของความสัมพันธ์ของเฟสกับอิลิเมนต์อื่นๆในทางกลับกันถ้าเฟสของเรดิเอเตอร์ทั้งสองในอาเรย์แบบ 2 อิลิเมนต์เปลี่ยนแปลงจะมีลักษณะเหมือนกัน รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของอาเรย์ไม่มีผลกระทบต่อกัน แต่ถ้าเปลี่ยนเฟสของตัวหนึ่งโดยไม่เปลี่ยนเฟสของอีกตัวหนึ่ง จะมีผลต่อรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น เพราะว่าเป็นมาจากสนามของแต่ละอันของเรดิเอเตอร์จะรวมกันที่จุดที่พิจารณา

รูปแบบที่เหมาะสมของไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สอาเรย์แบบ 2 อิลิเมนต์ ดังแสดงในรูปที่ 2.22 ทั้ง 2 ตัววางห่างกันเป็นระยะทาง d บนแกน y ของระนาบ xy แต่ละตัวห่างกัน $d/2$ จากจุดกำเนิดตำแหน่ง P เป็นระยะทางจากจุดที่ต้องการหาค่าของสนามเพื่อหาผลจากการแพร่กระจายคลื่นของอาเรย์ พิกัด P แสดงโดยพิกัด r และ θ ของระบบพิกัดทรงกลมส่วนพิกัดที่ 3 เป็น θ ไม่ได้แสดงถึง เพราะว่าระนาบที่กำลังพิจารณาอยู่ ค่า θ ถือเป็นค่าคงที่ เรียกว่า ระนาบ xy ซึ่งมีค่า $\theta = \pi/2$ เรเดียน หรือ 90 องศา

ในส่วนของทฤษฎีอิลิเมนต์โตแมกเนติก (และทฤษฎีสายอากาศ) ซึ่งจริงๆ แล้วเป็นการนำทฤษฎีอิลิเมนต์โตแมกเนติกไปประยุกต์ใช้ จุด P เป็นจุดของสนาม ซึ่งเป็นจุดที่ต้องการหาค่าในทางปฏิบัติ การคำนวณหาค่าของสนาม โดยที่จุด P จะเป็นจุดใดๆ ก็ได้ที่อยู่ในที่ว่าง ด้วยเหตุนี้ จุด P จึงเป็นจุดใดๆ ที่แสดงถึงความเข้มของสนาม และเป็นตำแหน่งที่ต้องการหารูปแบบการแพร่กระจายคลื่น การหาค่าของสนามอันเนื่องมาจากอาเรย์ที่จุด P เป็นปัญหาพื้นฐานของทฤษฎีอาเรย์ การคำนวณจะทำจากไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สอาเรย์แบบ 2 อิลิเมนต์ โดยที่ความแรงของสนามทั้งสองมีค่าเท่ากัน

จากรูป ระยะห่างจากเรดิเอเตอร์ตัวที่ 1 ที่จุด r_1 ไปยังจุด P มีค่า r_1 และเรดิเอเตอร์ตัวที่ 2 ที่จุด r_2 ถึงจุด P มีค่า r_2 สมมติให้เรดิเอเตอร์ทั้งสองวางอยู่บนแกน y ของระบบพิกัดฉาก และ P เป็นจุดที่สมมุติในระนาบ xy ดังนั้น ในเทอมของระบบพิกัดทรงกลม มุมของจุด P กับ r_1 เป็นค่า θ_1 และ r_2 เป็น θ_2

ระยะทาง r_1 และ r_2 จะสมมุติให้มีค่ามากเมื่อเทียบกับระยะทาง d โดยแยกเป็น 2 เรดิเอเตอร์ ถ้าผลต่างของระยะทางทั้งสองของสนามที่จุด P เป็น $\delta = r_2 - r_1$ ค่าสูงสุดที่เป็นไปได้ของ δ สามารถหาได้จากตำแหน่งของจุด P ซึ่งมีค่าเท่ากับ d การแยกพิจารณาเรดิเอเตอร์ (ผลที่เกิดขึ้นมีค่าเท่ากัน เมื่อ P เป็นจุดใดๆ) บนแกน y เช่น เมื่อ $\theta_1 = \theta_2 = 90^\circ$ หรือ 270° หมายถึงทั้ง r_1 และ r_2 มีค่ามากๆ เมื่อเทียบกับ d ดังนั้น δ จะน้อยมากเมื่อเทียบกับ r_1 หรือ r_2 จุดที่สำคัญมากก็คือจะต้องเขียนให้เรดิเอเตอร์ทั้งสองมีความแรงเท่ากัน ขนาดของสนามจะแยกกันที่จุด P จะมีค่าใกล้ๆ กัน ในลักษณะที่เหมือนกับสนามทั้งสองจะมีค่าลดลง เพราะช่วงห่างของระยะทางโดยเหมือนกับมีค่า

มากขึ้นความสัมพันธ์ของสนามคือ ในทางปฏิบัติไม่มีผลกระทบจากความแตกต่างของระยะทาง δ และค่าอื่นๆ จะให้เท่ากัน

อีกอย่างหนึ่ง เป็นความสัมพันธ์ของเฟสของสนามทั้งสอง ที่จุด P จากจุด r_1 และ r_2 จะเป็นสิ่งที่มีผลกระทบมาก ผลต่างนี้จะเป็นการเพิ่มขึ้นของเฟสจากผลต่างของเฟสเริ่มต้น ความต่างเฟสของเรดิเอเตอร์ทั้ง 2 จะมีเฟสรวมที่ต่างกันเป็น ϕ ของสนามทั้งสอง ที่จุด P

การหาสนามลัพท์ที่จุด P เป็นการหาโดยใช้วิธีคิดทีละสนาม โดยให้สนามทั้งสองมีขนาดเท่ากันและความต่างเฟสรวม ϕ วิธีหาการรวมเฟสจะเหมือนกับการรวมเวกเตอร์ในทางคณิตศาสตร์

P เป็นความสัมพันธ์ที่มีระยะทางไกล ถึงอิลิเมนต์ที่ห่างออกไป (d) เส้น r_1 , r_2 และ r สามารถจะพิจารณาการหารูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของอาเรย์ ซึ่งแสดงถึงค่า E ในฟังก์ชันของ θ มุมในทิศทางของ P จากจุดศูนย์กลางของอาเรย์ ค่าของผลต่างของเฟสของอาเรย์อิลิเมนต์ แสดงถึงลักษณะของอาเรย์ที่อยู่ใกล้เคียงกัน โคอะแกรมแสดงถึงจุด P ที่ห่างออกไปไกลๆ สัมพันธ์กับความห่างของอิลิเมนต์ d เส้น r_1 , r_2 และ r สามารถพิจารณาได้ว่าเกือบขนานกันในแต่ละเส้น ดังนั้น

$$\theta_1 = \theta_2 = \theta \quad (2.115)$$

$$r_1 = r - (d/2)\cos\theta \quad (2.116)$$

$$r_2 = r + (d/2)\cos\theta \quad (2.117)$$

$$E_1 = \frac{a_0 j \eta k_i_0 e^{-jkr}}{4\pi r} \cos\theta \left[e^{+j(kd\cos\theta+\beta)} + e^{-j(kd\cos\theta+\beta)} \right] \quad (2.118)$$

$$= \frac{a_0 j \eta k_i_0 e^{-jkr}}{4\pi r} \cos\theta \left[2\cos \left[\frac{1}{2} (kd\cos\theta+\beta) \right] \right] \quad (2.119)$$

จะเห็นว่าสนามลัพท์ของอาเรย์ที่ค่าเท่ากับสนามของเอเลเมนต์เดี่ยวที่วางอยู่ที่ออริจินคูณด้วยอาเรย์แฟกเตอร์ซึ่งเรียกว่าอาเรย์แฟกเตอร์เพราะฉะนั้นอาเรย์แฟกเตอร์ของอาเรย์ 2 เอเลเมนต์ที่มีขนาดของกระแสที่ป้อนให้แต่ละเอเลเมนต์เท่ากันจะมีค่าดังนี้คือ

$$A_F = 2\cos \left[\frac{1}{2} (kd\cos\theta+\beta) \right] \quad (2.120)$$

ดังนั้น E (ลัพท์) = $[E$ (เอเลเมนต์เดี่ยวอยู่ที่ออริจิน)] \times [อาเรย์แฟกเตอร์]

บทที่ 3

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริป

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริป ในปริภูมิพหุคูณฉบับนี้ จะกล่าวถึงการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปชนิดลิเนียร์อาร์เรย์แบบตัวเดี่ยวและแบบสองอาร์เรย์ สายอากาศทุกแบบที่กล่าวมา จะใช้กับความถี่ 10 GHz ซึ่งเป็นความถี่ย่านไมโครเวฟ

คุณสมบัติของแผ่นซิลิกอน คือ

- 1) ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (Relative dielectric constant) หรือ ϵ_r เป็น 11.8
- 2) ค่าการสูญเสียแทนเจนต์ (Dissipation factor) หรือ $\tan \delta$ เป็น 0.0004
- 3) ค่าความหนาของสารสับเสต (h) เป็น 380 ไมครอน

3.1 สายอากาศไมโครสตริปอีลิเมนต์เดี่ยวรูปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้า

3.1.1 การโพลาไรซ์เป็นแบบเชิงเส้น

3.1.2 ความยาวคลื่นในฟรีสเปซ (freespace wave length) หาจากสูตร

$$\text{ความยาวคลื่นในฟรีสเปซ } (\lambda_0) = \text{ความเร็วแสง (C)} / \text{ความถี่ใช้งาน (f)} \quad (3.1)$$

3.1.3 ความกว้างของแพทช์ (microstrip path) หรือ w หาจากสูตร

$$W_1 = (\lambda_0/2) * [\sqrt{ (\epsilon_r+1)/2 }]^{-1} \quad (3.2)$$

3.1.4 ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (effective dielectric constant) หรือ ϵ_{eff}

$$\epsilon_{eff} = [(\epsilon_r+1)/2] + [[(\epsilon_r-1)/2] [1 + (12h/w)]^{-1/2}] \quad (3.3)$$

ค่าความยาวคลื่นของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวกลางไดอิเล็กตริก (λ_g) หาจากสูตร

$$\lambda_g = \lambda_0 / \epsilon_{eff}$$

3.1.5 ความยาวของแพทช์ (L) หาจากสูตร

$$L = [C * (2f_r * \sqrt{\epsilon_{eff}})^{-1}] - 2\Delta L \quad (3.4)$$

ค่า ΔL หาได้จาก

$$\Delta L = 0.412(h)[(\epsilon_{eff}+0.3)/(\epsilon_{eff}-0.258)].[(w/h)+0.264] / [(w/h)+0.8] \quad (3.5)$$

3.1.6 ค่าความต้านทานของแพทช์ (Z_{patch})

ความต้านทานอินพุตจริงๆของแพทช์เป็นค่าที่ได้รวมผลกระทบของค่ามิวชวลเอฟเฟกต์ (mutual effects, G_{12}) ระหว่างสล็อต (slots) ด้วย ซึ่งจะมีค่าเป็น

$$Z_{in} = R_{in} = [2 * (G_1 \pm G_{12})]^{-1} \quad (3.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{โดย } I_1 = \int_0^{\pi} [\sin \{(k_0 w/2) \cos \theta\} / \cos \theta]^2 \sin^3 \theta \, d\theta$$

และ ค่า G_{12} หาจากสูตร

$$G_{12} = (1/120\pi)^2 \int_0^{\pi} [\{\sin [(k_0 w/2) \cos \theta] \} / \cos \theta]^2 [J_0 (k_0 L \sin \theta) \sin^3 \theta \, d\theta]$$

ซึ่งค่า J_0 คือค่าเบสเซลล์ฟังก์ชัน (Bessel function)

$$\text{ค่า } k_0 = 2\pi/\lambda_0$$

3.1.7 ป้อนสัญญาณด้วยไมโครสตริป (feed by microstrip line) ขนาด 50 โอห์ม

คำนวณค่าความกว้างของสายไมโครสตริป

$$W = h [(\exp H'/8) - (1/(4 \times \exp H'))]^{-1} \quad (3.7)$$

หา H' จาก

$$H' = Z_0 [\sqrt{(2 \times (\epsilon_r + 1)) / 119.9}] [(1/2) \{ (\epsilon_r - 1) / (\epsilon_r + 1) \} \{ \ln(\pi/2) + (1/\epsilon_r) \times \ln(4/\pi) \}] \quad (3.8)$$

3.1.8 ความยาวของสายป้อนสัญญาณ (strip line feed 50 โอห์ม)

$$\text{หาจากสูตร } L_3 = (\lambda_g / 4) + (n \lambda_g / 2) \quad \text{โดย } n = 1, 2, 3 \quad (3.9)$$

3.2 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบลิเนียร์อาร์เรย์ขนาด 2 อิลิเมนต์

ข้อดีของการต่อสายอากาศเรียงกันเป็นอาร์เรย์ คือ จะช่วยให้สายอากาศมีประสิทธิภาพในการแผ่กระจายคลื่น (radiate) ได้ดีขึ้น ประสิทธิภาพของสายอากาศดีขึ้น อัตราขยาย (Gain) สูงขึ้น และยังช่วยให้บีมวิดธ์ (Beam width) แคบลงอีกด้วย

การวางสายอากาศเรียงกันเป็นอาร์เรย์นี้ จำเป็นจะต้องปรับเมทซ์อิมพีแดนซ์ของส่วนต่างๆ เช่น สายสตริปไลน์ (Strip line) ตัวเมทซ์ ให้มีอิมพีแดนซ์ที่เหมาะสมกัน เข้ากัน ขึ้นตอนการออกแบบมีดังต่อไปนี้

3.2.1 ขนาดของแพทช์ ใช้ขนาดเดียวกันกับสายอากาศแบบเดี่ยว

$$3.2.2 \text{ หา } L_4 \text{ จากสูตร } L_4 = (\lambda_g / 4) + (n \lambda_g / 2) \quad \text{โดย } n = 1, 2, 3$$

3.2.3 ตัวปรับแมทซ์ (Quarterwavelength Transformer)

สูตรตัวปรับแมทซ์ คือ $Z_x = \sqrt{Z_0 * Z_{in}}$

ก) หาความกว้าง (W) ของตัวปรับแมทซ์

ค่า W หาจากสูตร (3.7) และ (3.8)

ข) หาค่าความยาว (L) ของตัวปรับแมทซ์

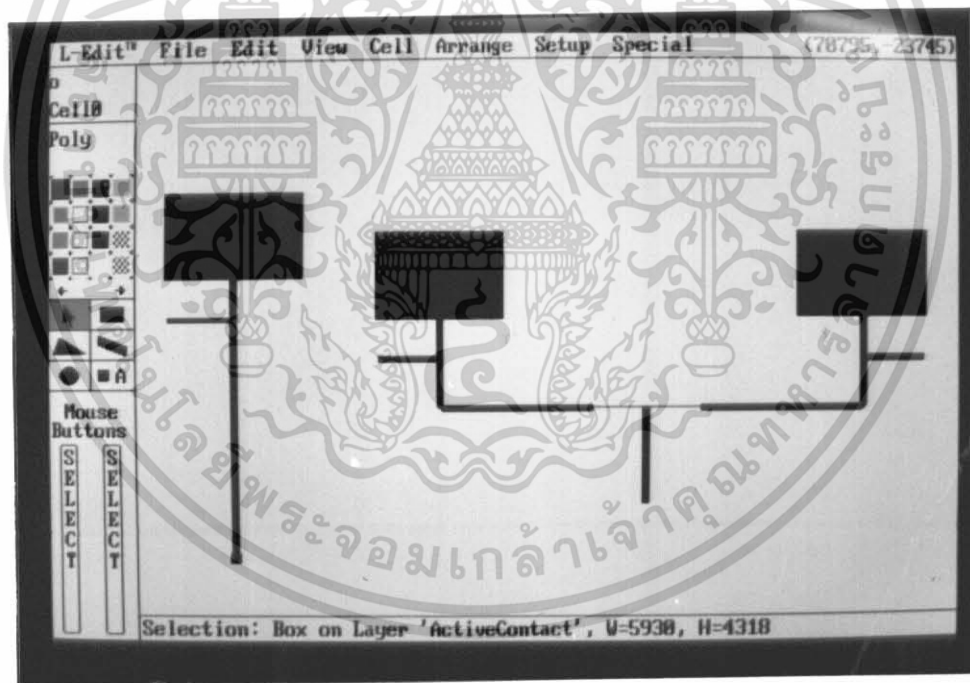
ใช้สูตร $L = \lambda_g / 4$

3.2.4 ความยาวและขนาดของสายป้อนสัญญาณ (strip line feed 50 โอห์ม)

ขนาดของสายป้อนสัญญาณ; $W_{\text{line 50 โอห์ม}}$ หาจากสูตร (3.7) และ (3.8)

หาความยาวของสายป้อนสัญญาณ จากสูตร $L_0 = \lambda_g / 2$

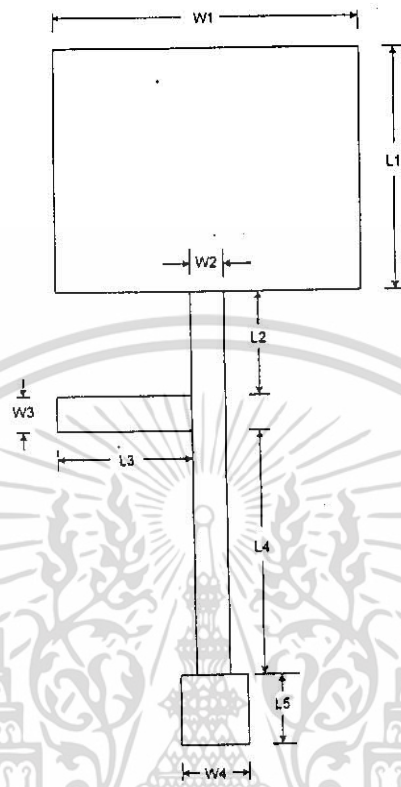
3.3 นำค่าที่ได้จากการซิมูเลชัน(simulation)มาเขียนเลย์เอาต์ (layout) บนโปรแกรม (L-Edit)



รูปที่ 3.1 แสดงการออกแบบบน โปรแกรมออกแบบลายวงจร (L-Edit)

3.4 ค่าทุกค่าที่คำนวณได้ข้างบนนี้ เป็นเพียงค่าเริ่มต้นยังไม่ใช่ค่าที่แท้จริงโดยเราจะนำค่านี้ไปป้อนใส่โปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อจำลองการทำงานจากนั้นเราก็ทำการปรับแต่งค่าต่างๆ เพื่อให้ได้คุณสมบัติในการแพร่กระจายคลื่นสูงสุด และแมทซ์ที่ดีที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$\epsilon_r = 11.8$$

$$h = 380 \text{ ไมครอน}$$

$$f = 10 \text{ GHz}$$

$$L1 = 4.318 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$L2 = 2.000 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$L3 = 2.680 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$L4 = 11.594 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$L5 = 0.500 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$W1 = 5.930 \text{ มิลลิเมตร}$$

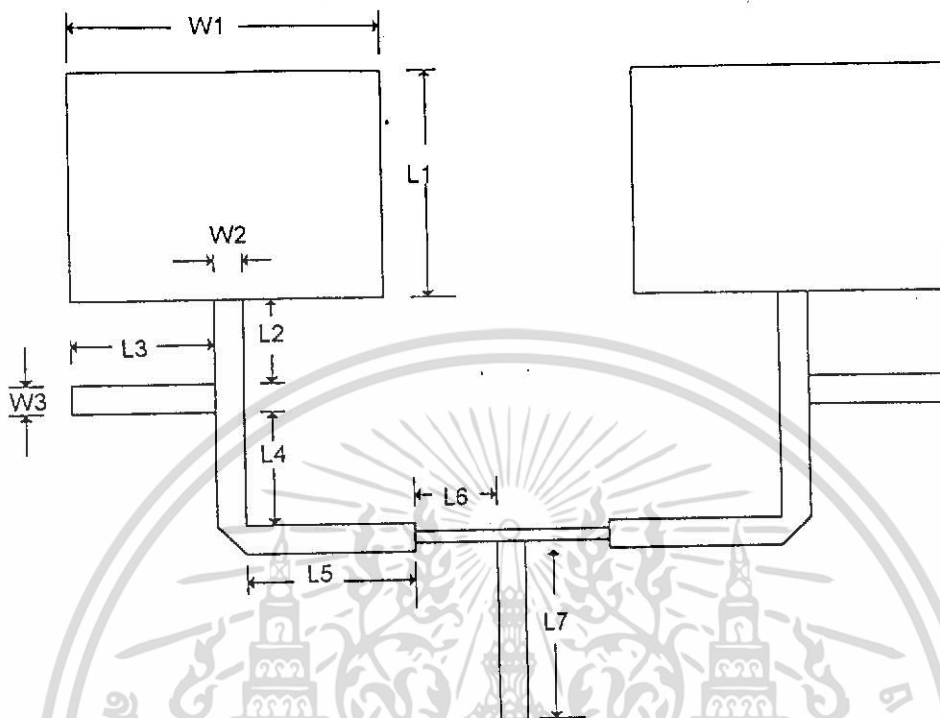
$$W2 = 0.308 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$W3 = 0.308 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$W4 = 0.500 \text{ มิลลิเมตร}$$

รูปที่ 3.2 แสดงขนาดของแพทช์ที่คำนวณได้แบบ 1 อีทีเมนต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ญาติเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$\epsilon_r = 11.8$$

$$h = 380 \text{ ไมครอน}$$

$$f = 10 \text{ GHz}$$

$$L1 = 4.318 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$L2 = 2.000 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$L3 = 2.680 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$L4 = 2.318 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$L5 = 6.956 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$L6 = 2.318 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$L7 = 4.638 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$W1 = 5.930 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$W2 = 4.318 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$W3 = 0.308 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$W4 = 0.308 \text{ มิลลิเมตร}$$

รูปที่ 3.3 แสดงขนาดของแพทช์ที่คำนวณได้แบบ 2 บิต

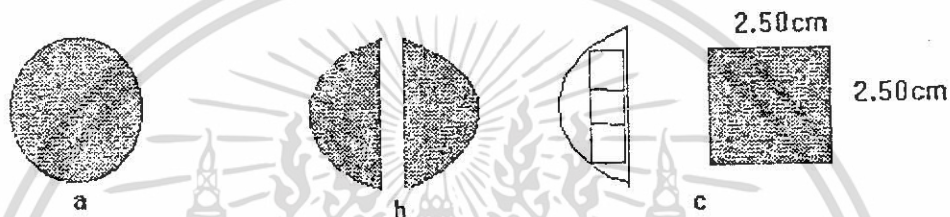
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ภายในเท่านั้น เมื่อผู้เผยแพร่เห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 กระบวนการสร้างสายอากาศไมโครสตริบบนฐานรองซิลิกอน

1. ขั้นตอนการเตรียมแผ่นซิลิกอน

- แผ่นซิลิกอนชนิดเอ็นระนาบ(100)
- พิกัดความต้านทาน 100 โอห์ม - เซนติเมตร
- ความหนา 380 ไมครอน

2. ตัดด้วยเครื่องมือตัดแผ่นซิลิกอนเวเฟอร์ ให้มีขนาดตามที่ต้องการ



รูปที่ 3.4 การตัดแบ่งแผ่นซิลิกอน

3. ทำความสะอาดผิวหน้าแผ่นแบบมาตรฐาน(ล้างคราบไขมัน,ออกไซด์)

- ต้มในไตรโคโลซีทีน (Trichloethylene) เดือดนาน 5 นาที สารไตรโคโลซีทีนเป็นสารที่กำจัดไขมันบนผิวหน้าซิลิกอนและสารชนิดนี้จะทำปฏิกิริยาได้ดีที่อุณหภูมิประมาณ 80°C
- นำแผ่นซิลิกอนไปอัลตราโซนิก(Ultrasonic) ในน้ำยาอะซิโตน(Acetone) 3 นาที ซึ่งการสั่นในน้ำยาอะซิโตนนี้ เพื่อต้องการให้ไตรโคโลซีทีน ซึ่งตกค้างอยู่ตามผิวหน้าของแผ่นซิลิกอนละลายหลุดออกมา
- จุ่มในน้ำบริสุทธิ์(Deionized Water)แก้วที่หนึ่ง ซึ่งเป็นน้ำที่ผ่านการกำจัดประจุไฟฟ้าแล้ว
- จุ่มในน้ำบริสุทธิ์แก้วที่สอง
- เป่าแห้งด้วย N_2 (ไนโตรเจน)

4. การสไลซ์เอทชิง (slice etching)

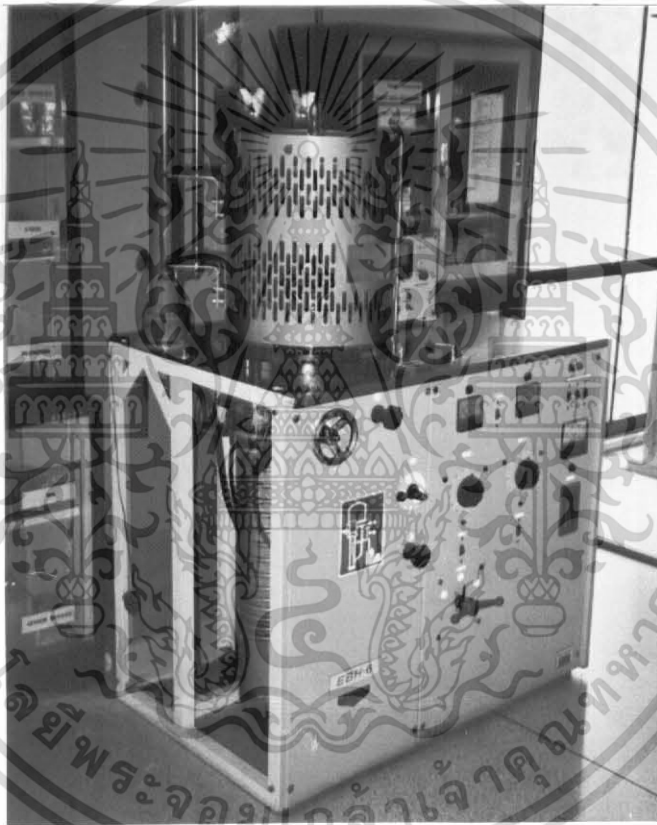
- จุ่มในสารละลาย HF 5% กรดกัดแก้ว 10 วินาที เพื่อกัดออกไซด์ของแผ่นซิลิกอนให้หลุดออกไปออกไซด์นี้เกิดจากอากาศภายนอกมาสัมผัสกับแผ่นซิลิกอนจึงทำให้เกิดออกไซด์ขึ้น
- จุ่มในน้ำบริสุทธิ์แก้วที่หนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- จุ่มในน้ำบริสุทธิ์แก้วที่สอง
- เป่าแห้งด้วย N_2

5. การแพร่ระดมของทองคำเข้าไปในซิลิกอน

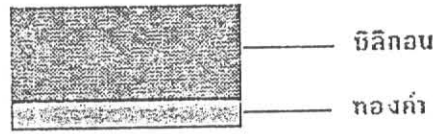
- นำแผ่นซิลิกอนไปครอบทองคำบริเวณด้านล่างของแผ่น ด้วยวิธีการเคลือบสารในระบบสูญญากาศ (vacuum evaporation) ด้วยเครื่องเคลือบสารในระบบสูญญากาศ (Evaporator) ที่ความดัน 2×10^{-6} ทอร์ (Torr) ใช้เวลา 4 ชั่วโมง



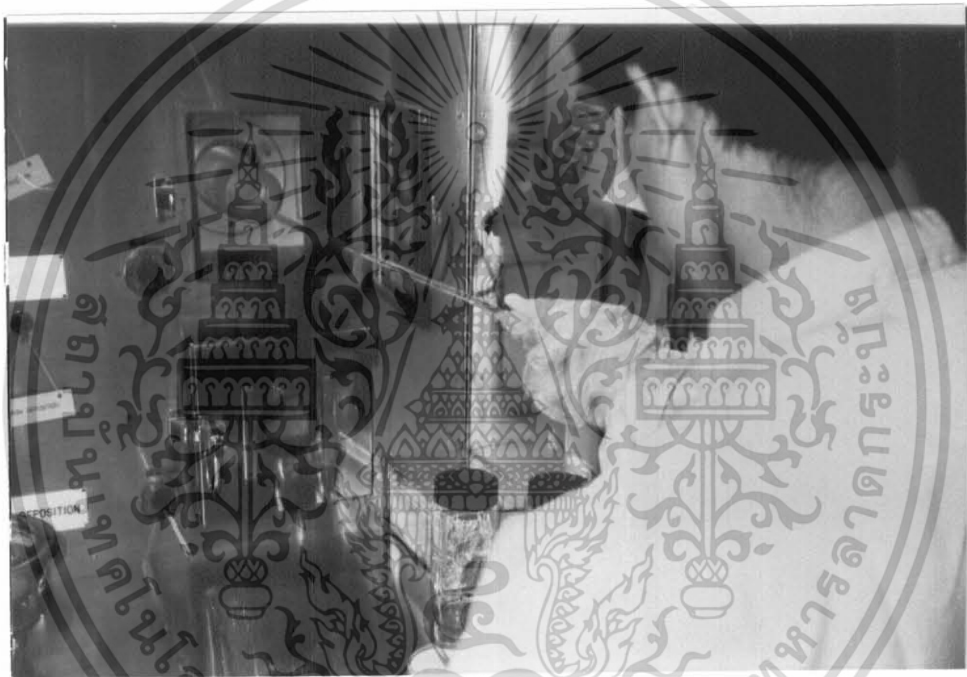
รูปที่ 3.5 แสดงเครื่องเคลือบโลหะทำหน้าที่เคลือบโลหะลงบนแผ่นซิลิกอน

- แพร่ระดมของทองคำโดย นำแผ่นซิลิกอนวางใส่ในโบบิต (Boat) แล้วใช้แท่งควอตซ์ดันโบบิตเข้าไปในเตาแพร่สาร แพร่ในบรรยากาศไนโตรเจน อุณหภูมิเตาประมาณ $1100^{\circ}C$ ใช้เวลา 6 ชั่วโมง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 ทำการเคลือบทองคำที่ด้านหนึ่งของแผ่นซิลิกอน



รูปที่ 3.7 แสดงเตาแพร่สารทำหน้าที่แพร่สารเจือลงบนซิลิกอน

- นำแผ่นซิลิกอนออกมาแช่ในดิวทริเจนไนโตรเจน (Liquid Nitrogen) 1 นาที เพื่อให้แผ่นซิลิกอนมีอุณหภูมิติดลบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. การแลบปิ้ง (Lapping)



รูปที่ 3.8 แสดงการแลบปิ้ง



รูปที่ 3.9 แสดงการแลบปิ้งด้วยผงซิลิกอนคาร์ไบด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์เพื่อการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้เยื่อให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- นำแผ่นซิลิกอนด้านที่ไม่ได้เคลือบทองคำไปทาด้วยอิเล็กทรอนิกส์แวค (electronic vax) แล้วเอากระจกติด
- ทำการแลบปิ้ง โดยการขัดด้วยผงซิลิกอนคาไบร์ เบอร์ 1000 (หยาบ)
- ขัดด้วยผงซิลิกอนคาไบร์ เบอร์ 2000 (ปานกลาง)
- ขัดด้วยผงซิลิกอนคาไบร์ เบอร์ 4000 (ละเอียด)
- ละลายแวค ออกจากแผ่นซิลิกอน

7. การทำความสะอาดผิวหน้า

- ต้มไนโตรโคโลซีดีติน เคี้ยว 5 นาที เพื่อกำจัดไขมันบนผิวหน้าของแผ่นซิลิกอน
- อุลตราโซนิค ในน้ำยาฮาซิโตน 3 นาที
- จุ่มในน้ำบริสุทธิ์แก้วที่หนึ่ง
- จุ่มในน้ำบริสุทธิ์แก้วที่สอง
- เป่าแห้งด้วย N_2

8. การสไลซ์เอทซิง

- จุ่มในสารละลาย HF5% 10 วินาที
- จุ่มในน้ำบริสุทธิ์แก้วที่หนึ่งและจุ่มในน้ำบริสุทธิ์แก้วที่สอง
- เป่าแห้งด้วย N_2

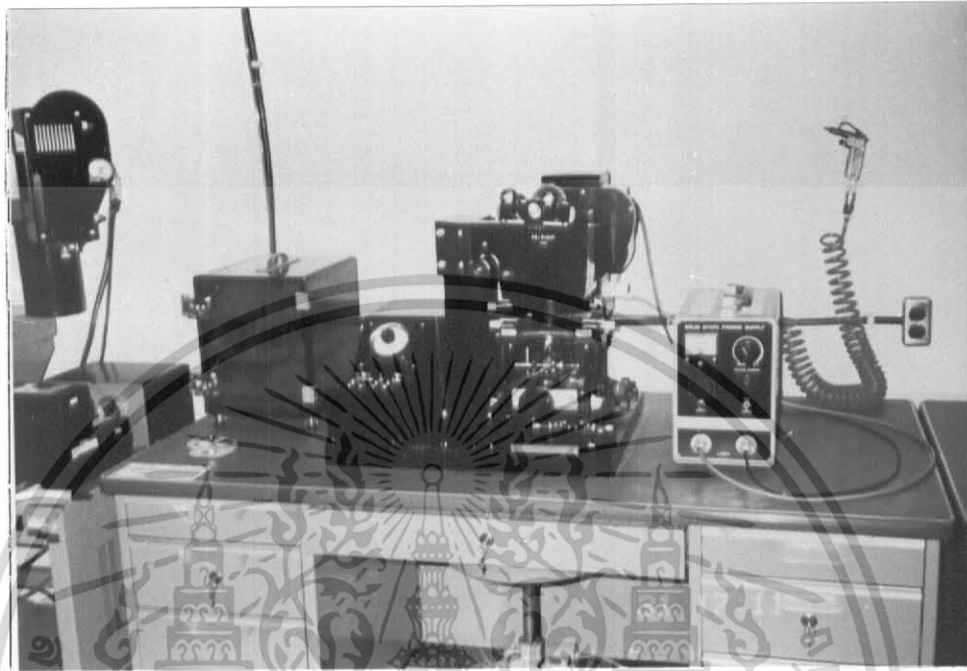


รูปที่ 3.10 แสดงการสไลซ์เอทซิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

9. กระบวนการโฟโตลิโทกราฟี

- อบแผ่นไล่ความชื้นที่ 90°C ; 30 นาที ซึ่งเวลาการอบจะต้องตรงต่อเวลา
- เคลือบน้ำยาไวแสง ชนิดลบ (Way coat) นำไป Spin ที่ความเร็ว 4500 รอบต่อนาที นาน 30 วินาที น้ำยาที่ใช้ต้องใช้ในปริมาณที่เหมาะสม ซึ่งถ้าใช้น้ำยาน้อยเกินไปจะทำให้ น้ำยาเคลือบไม่เต็มผิวงานและถ้าใช้น้ำยามากเกินไป เวลาสปิน (spin) จะทำให้น้ำยาเคลือบ ผิวงานหนาเกินไปอาจทำให้ชิ้นงานเสียได้และถ้าเป็นงานที่ต้องการความละเอียดจะต้องใช้น้ำยาเคลือบที่มีโมเลกุลละเอียด
- อบแผ่นที่ 90°C 90วินาที เพื่อให้ น้ำยาไวแสงแห้ง ในการอบฟิล์มนี้จะต้องใช้เวลาที่เหมาะสม ถ้าอบฟิล์มนานเกินไปจะทำให้ฟิล์มที่อบอยู่ไหม้ได้ แต่ถ้าอบฟิล์มน้อยเกินไป จะทำให้ฟิล์มไม่แห้ง
- ถ่ายแสง (Alignment Expost) ด้วยเวลา 5 วินาที
- ขึ้นลวดลายวงจร (Develope) แผ่นโดย
 - จุ่มในน้ำยา AZ Develope I นาน 90 วินาที เพื่อกัดฟิล์มส่วนที่ถูกแสงออก ส่วนเนื้อฟิล์มที่ไม่ถูกแสงจะเกาะแน่นติดแผ่นซิลิกอน
 - จุ่มในน้ำยา AZ Develope II นาน 90 วินาที
 - จุ่มในน้ำบริสุทธิ์แก้วที่หนึ่ง
 - จุ่มในน้ำบริสุทธิ์แก้วที่สอง
 - เป่าแห้งด้วย N_2
 - อบแผ่นไล่ความชื้นที่ 90°C 90 วินาที

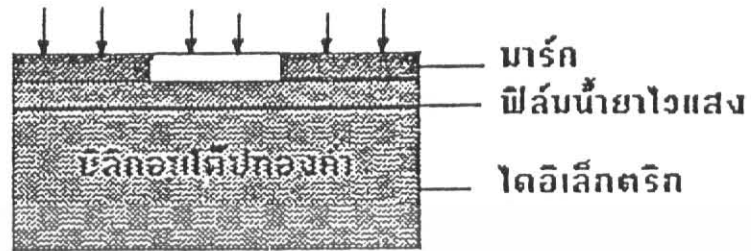


รูปที่ 3.11 แสดงเครื่องถ่ายแบบลงบนแผ่นซิลิกอน



รูปที่ 3.12 แสดงขั้นตอนการโฟโตลิโทกราฟี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 แสดงขั้นตอนการโฟโตลิโทกราฟี(ต่อ)

10. การเคลื่อนชั้นทองคำในสุญญากาศด้วยเครื่องเคลือบสารในระบบสุญญากาศที่ความดัน 2×10^{-6} ทอร์ นาน 4 ชั่วโมง



รูปที่ 3.13 แสดงชั้นทองคำที่เกิดจากการอีวาโปเลท

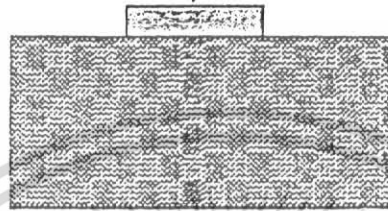
11. กระบวนการลอกฟิล์ม (Left off)

- อบแผ่นไล่ความชื้นที่ 90°C 90 วินาที
- จุ่มในน้ำยาอะซิโตน 3 นาที
- จุ่มในน้ำบริสุทธิ์แก้วที่หนึ่ง
- จุ่มในน้ำบริสุทธิ์แก้วที่สอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เป่าแห้งด้วย N_2

สายอากาศไบโครสตริปแพทช์ทองคำ



ไดอิเล็กตริก

รูปที่ 3.14 แสดงภาพตัดขวางของชิ้นงานที่เสร็จสมบูรณ์แล้ว

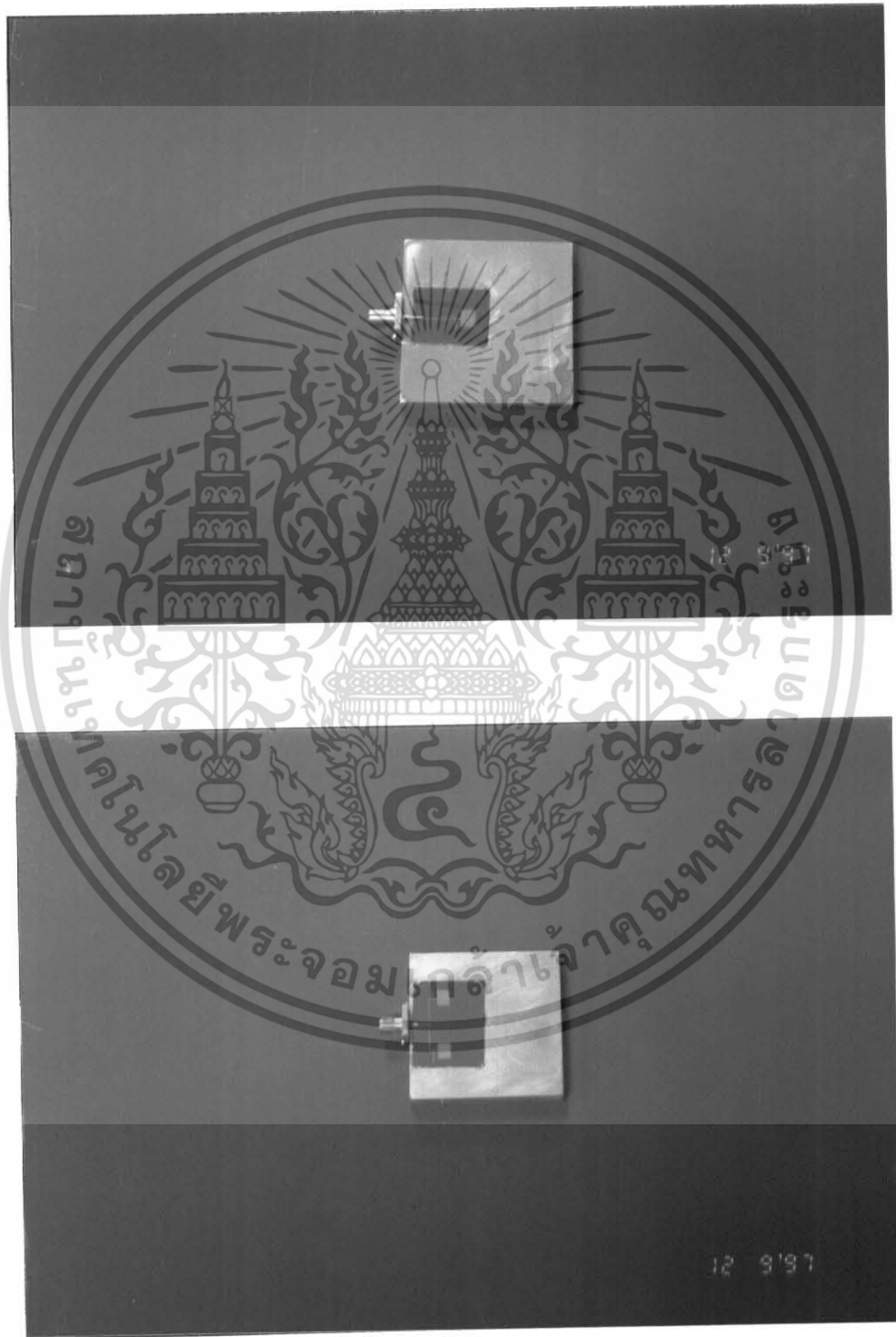
12. ชิ้นงานที่เสร็จสมบูรณ์แล้ว



รูปที่ 3.15 แสดงชิ้นงานจริงที่เสร็จสมบูรณ์แล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

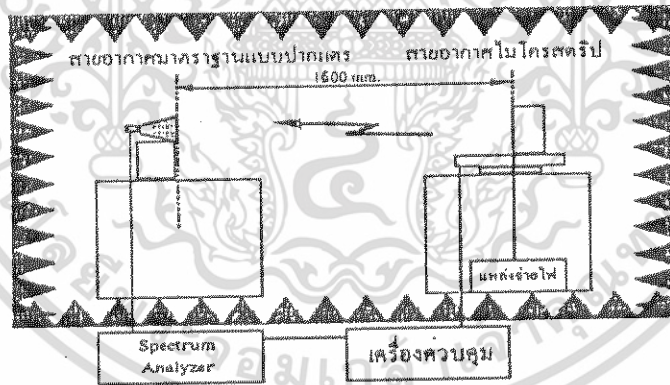
13. ชิ้นงานเมื่อบอนดิง (bonding) เสร็จแล้ว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

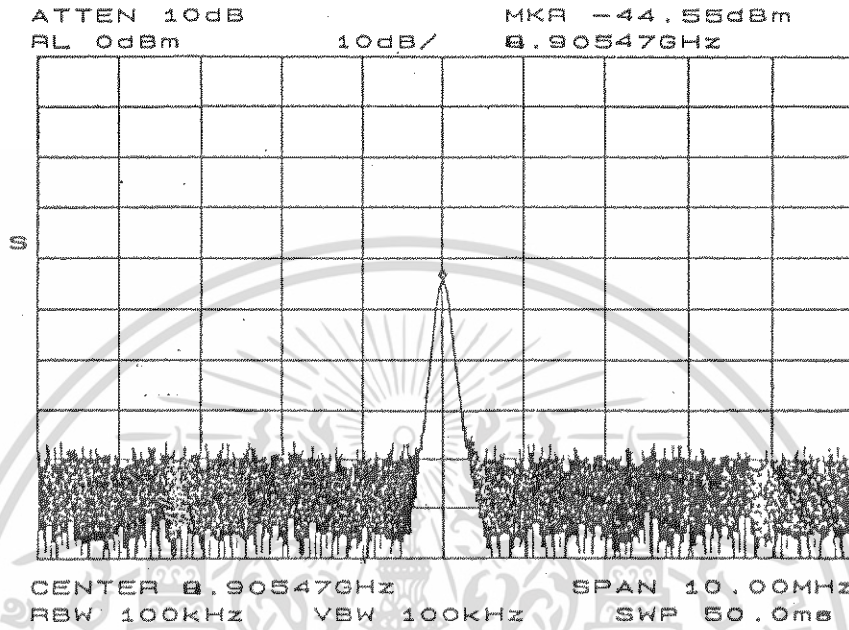
บทที่ 4 การทดลองและผลที่ได้

ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปบนวัสดุฐานรองสารกึ่งตัวนำที่เจือทองคำเนื่องจากสายอากาศไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่มีอัตราการขยายต่ำ ดังนั้นการวัดรูปแบบการแผ่กระจายคลื่น (pattern) จึงทำการทดสอบโดยกำหนดให้สายอากาศไมโครสตริปที่สร้างบนวัสดุฐานรองสารกึ่งตัวนำเป็นสายอากาศด้านส่งวางไว้ห่างจากสายอากาศรูปปากแตรที่มีอัตราการขยายตามมาตรฐาน ทำหน้าที่เป็นสายอากาศด้านรับประมาณ 1.6 เมตร ซึ่งจากรูปจะแสดงสเปกตรัมของสายอากาศที่ได้สร้างขึ้นจะเห็นได้ว่าอัตราการขยายของสายอากาศค่อนข้างต่ำเนื่องจากเป็นสายอากาศไมโครสตริปแบบเดี่ยวซึ่งสามารถเพิ่มอัตราการขยายของสายอากาศได้โดยการทำเป็นแถวลำดับ (array) สำหรับการทดสอบรูปแบบการแผ่กระจายของสายอากาศไมโครสตริปที่สร้างขึ้นจะวางอยู่บนอุปกรณ์ปรับหมุนอัตโนมัติที่มี ความละเอียดในการปรับหมุน 5 องศา ซึ่งมุมที่จะทำการทดสอบหาการแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กจะอยู่ในช่วงระหว่างมุม -90 องศา ถึง 90 องศา

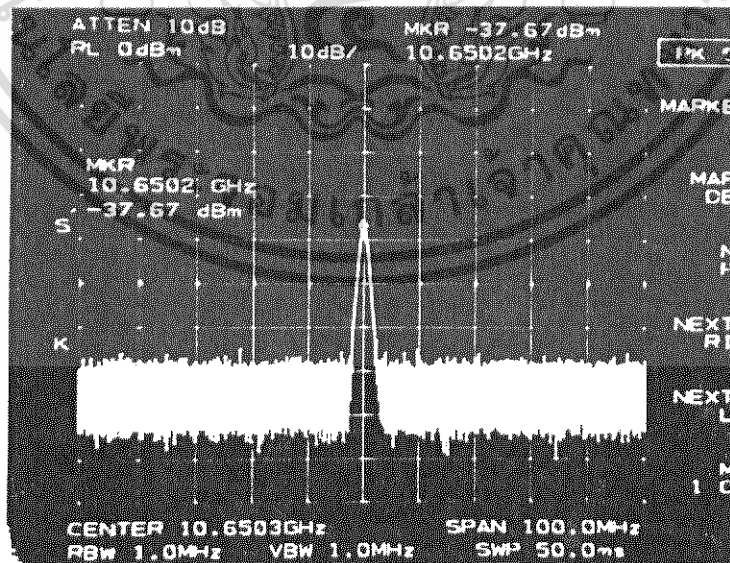


รูปที่ 4.1 แสดงอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดรูปแบบการแผ่กระจายคลื่น

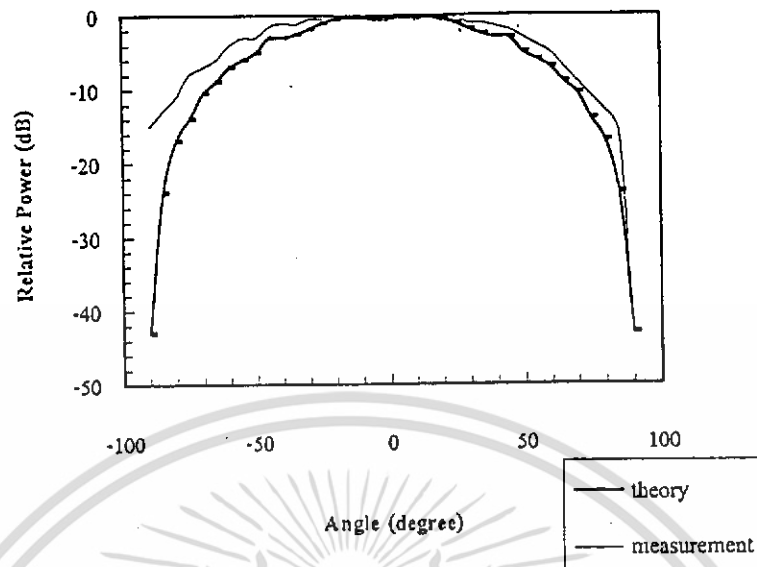
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



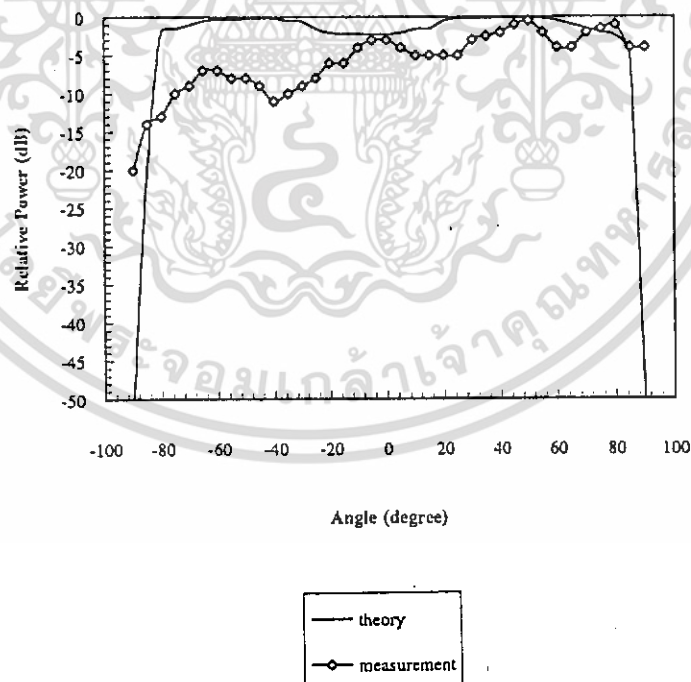
รูปที่ 4.2 แสดงสเปกตรัมของสายอากาศไมโครสตริปบนฐานรองซิลิกอนชนิดเดี่ยว



เอกสารนี้รูปที่ 4.3 แสดงสเปกตรัมของสายอากาศไมโครสตริปบนฐานรองซิลิกอนชนิด 2 อีทีเมนต์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

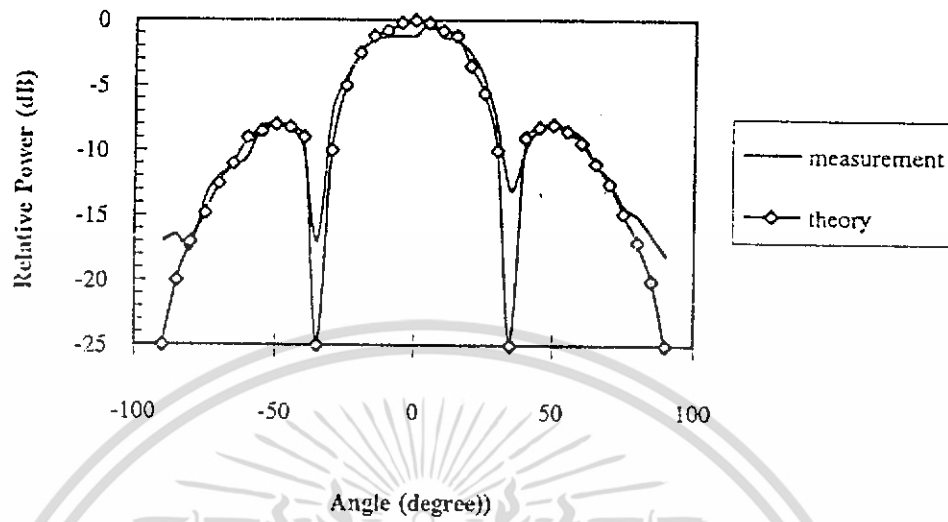


รูปที่ 4.4 ผลการวัดการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศไมโครสตริปบนวัสดุฐานรองซิลิกอนแบบอีลีเมนต์เดี่ยวที่ความถี่ 10 GHz เปรียบเทียบทางทฤษฎีกับผลการวัดจริง



รูปที่ 4.5 ผลการวัดการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปบนวัสดุฐานรองซิลิกอนแบบอีลีเมนต์เดี่ยวที่ความถี่ 10 GHz เปรียบเทียบทางทฤษฎีกับผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารวัดจริง ให้นำไปใช้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 ผลการวัดการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศไมโครสตริปบนวัสดุฐานรองซิลิกอนแบบ 2 อีลีเมนต์ที่ความถี่ 10 GHz เปรียบเทียบทางทฤษฎีกับผลการวัดจริง

บทที่ 5

บทสรุป

ปริญญานิพนธ์นี้เสนอการออกแบบ และผลการทดสอบของสายอากาศแบบไมโครสตริป บนวัสดุฐานรองสารกึ่งตัวนำ ขนาดสองอิลลิเมนต์ สำหรับใช้ในการออกแบบได้ใช้โปรแกรมทางคอมพิวเตอร์จำลองการไหลของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ส่วนสายอากาศที่ได้สร้างขึ้นจริงทำงานที่ความถี่ 10.65 GHz และมีขนาดของสัญญาณ -37.67 dBm จากผลของการทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่สร้างจริงเมื่อเปรียบเทียบกับแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ดี ที่ได้จากการคำนวณเอาไว้ จะสังเกตเห็นได้ว่ามีตำแหน่งทิศทางของพู่หลัก และด้านข้างของบรอดไซด์มีเฟสเดียวกัน ดังนั้นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีจำนวนมากที่สุดตรงสายอากาศแผ่นทั้งสอง เป็นไปตามทฤษฎี และจึงเชื่อได้ว่าสายอากาศที่ได้สาธิต จะถูกนำไปสร้างเป็นสายอากาศแบบแอกทีฟ และสายอากาศที่มีจำนวนอิลลิเมนต์มากขึ้นที่มีขนาดเล็ก

บรรณานุกรม

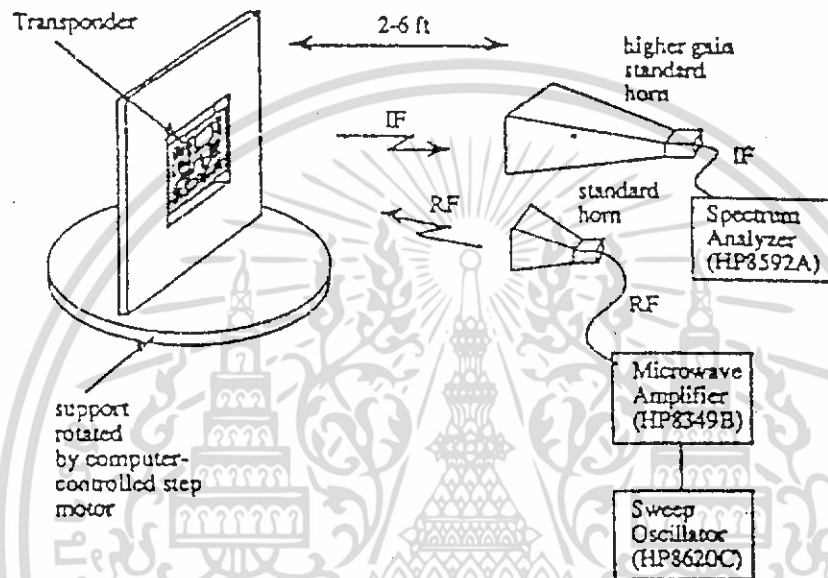
1. I.J. Bahl and P. Bhartia, Microstrip Antennas, Artech House, Inc. , Massachusetts,1982
2. K.C. Gupta, Ramesh Garg and I. J. Bahl, Microstrip Lines and slotlines, Artech House,Inc. ,Massachusetts,1979.
3. J.R. James and P. S. Hall, Handbook of Microstrip Antennas Volume 1, Peter Peregieuns Ltd., London, United Kingdom, 1989.
4. C.A. Balanis, Antenna Theory Analysis and Design , Harper & Row Publishs , Newyork,1982.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

元素周期表

原子番号 原子量

1 1.0079

H

(1s)¹

Hydrogen

電子配置 →

元素名 →

H : 気体

Cr : 固体

Hg : 液体

Np : 人工的につくられた元素

原子番号

I A	II A	III A	IV A	V A	VI A	VII A	稀有ガス
1 1.0079 H (1s) ¹ Hydrogen	2 4.0026 He (1s) ² Helium	5 10.81 B (1s) ² (2s) ² (2p) ¹ Boron	6 12.01 C (1s) ² (2s) ² (2p) ² Carbon	7 14.007 N (1s) ² (2s) ² (2p) ³ Nitrogen	8 15.999 O (1s) ² (2s) ² (2p) ⁴ Oxygen	9 18.998 F (1s) ² (2s) ² (2p) ⁵ Fluorine	10 20.179 Ne (1s) ² (2s) ² (2p) ⁶ Neon
11 22.989 Na (Ne)(3s) ¹ Sodium	12 24.305 Mg (Ne)(3s) ² Magnesium	13 26.981 Al (Ne)(3s) ² (3p) ¹ Aluminum	14 28.086 Si (Ne)(3s) ² (3p) ² Silicon	15 30.973 P (Ne)(3s) ² (3p) ³ Phosphorus	16 32.06 S (Ne)(3s) ² (3p) ⁴ Sulfur	17 35.453 Cl (Ne)(3s) ² (3p) ⁵ Chlorine	18 39.918 Ar (Ne)(3s) ² (3p) ⁶ Argon
19 39.098 K (Ar)(4s) ¹ Potassium	20 40.08 Ca (Ar)(4s) ² Calcium	21 44.955 Sc (Ar)(3d) ¹ (4s) ² Scandium	22 47.90 Ti (Ar)(3d) ² (4s) ² Titanium	23 50.941 V (Ar)(3d) ³ (4s) ² Vanadium	24 51.996 Cr (Ar)(3d) ⁵ (4s) ¹ Chromium	25 54.938 Mn (Ar)(3d) ⁵ (4s) ² Manganese	26 55.847 Fe (Ar)(3d) ⁶ (4s) ² Iron
37 85.467 Rb (Kr)(5s) ¹ Rubidium	38 87.62 Sr (Kr)(5s) ² Strontium	39 88.905 Y (Kr)(4d) ¹ (5s) ² Yttrium	40 91.22 Zr (Kr)(4d) ² (5s) ² Zirconium	41 92.906 Nb (Kr)(4d) ⁴ (5s) ¹ Niobium	42 95.94 Mo (Kr)(4d) ⁵ (5s) ¹ Molybdenum	43 98.906 Tc (Kr)(4d) ⁵ (5s) ² Technetium	44 101.07 Ru (Kr)(4d) ⁷ (5s) ¹ Ruthenium
55 132.905 Cs (Xe)(6s) ¹ Caesium	56 137.34 Ba (Xe)(6s) ² Barium	57 138.905 La (Xe)(5d) ¹ (6s) ² Lanthanum	72 178.49 Hf (Xe)(4f) ¹⁴ (6s) ² Hafnium	73 180.947 Ta (Xe)(4f) ¹⁴ (6s) ² Tantalum	74 183.85 W (Xe)(4f) ¹⁴ (6s) ² Tungsten	75 186.2 Re (Xe)(4f) ¹⁴ (6s) ² Rhenium	76 193.22 Os (Xe)(4f) ¹⁴ (6s) ² Osmium
87 Fr (Rn)(7s) ¹ Francium	88 226.025 Ra (Rn)(7s) ² Radium	89 Ac (Rn)(6d) ¹ (7s) ² Actinium	90 Th (Rn)(6d) ² (7s) ² Thorium	91 231.035 Pa (Rn)(5f) ² (7s) ² Protactinium	92 238.029 U (Rn)(5f) ³ (7s) ² Uranium	93 237.048 Np (Rn)(5f) ⁴ (7s) ² Neptunium	94 Pu (Rn)(5f) ⁶ (7s) ² Plutonium
85 Xe (Kr)(4d) ¹⁰ (5s) ² (5p) ⁶ Xenon	86 Rn (Xe)(4f) ¹⁴ (5d) ¹⁰ (6s) ² (6p) ⁶ Radon	87 At (Xe)(4f) ¹⁴ (5d) ¹⁰ (6s) ² (6p) ⁵ Astatine	88 Po (Xe)(4f) ¹⁴ (5d) ¹⁰ (6s) ² (6p) ⁴ Polonium	89 Bi (Xe)(4f) ¹⁴ (5d) ¹⁰ (6s) ² (6p) ³ Bismuth	90 Pb (Xe)(4f) ¹⁴ (5d) ¹⁰ (6s) ² (6p) ² Lead	91 Tl (Xe)(4f) ¹⁴ (5d) ¹⁰ (6s) ² (6p) ¹ Thallium	92 Pb (Xe)(4f) ¹⁴ (5d) ¹⁰ (6s) ² (6p) ² Lead
51 121.75 Sb (Kr)(4d) ¹⁰ (5s) ² (5p) ³ Antimony	52 127.60 Te (Kr)(4d) ¹⁰ (5s) ² (5p) ⁴ Tellurium	53 126.904 I (Kr)(4d) ¹⁰ (5s) ² (5p) ⁵ Iodine	54 131.30 Xe (Kr)(4d) ¹⁰ (5s) ² (5p) ⁶ Xenon	55 132.905 Cs (Xe)(6s) ¹ Caesium	56 137.34 Ba (Xe)(6s) ² Barium	57 138.905 La (Xe)(5d) ¹ (6s) ² Lanthanum	58 140.12 Ce (Xe)(4f) ¹ (5d) ¹ (6s) ² Cerium
61 151.96 Eu (Xe)(4f) ⁶ (5d) ⁰ (6s) ² Europium	62 150.4 Sm (Xe)(4f) ⁶ (5d) ⁰ (6s) ² Samarium	63 151.96 Eu (Xe)(4f) ⁶ (5d) ⁰ (6s) ² Europium	64 157.25 Gd (Xe)(4f) ⁷ (5d) ⁰ (6s) ² Gadolinium	65 158.925 Tb (Xe)(4f) ⁷ (5d) ⁰ (6s) ² Terbium	66 162.50 Dy (Xe)(4f) ⁹ (5d) ⁰ (6s) ² Dysprosium	67 164.930 Ho (Xe)(4f) ¹⁰ (5d) ⁰ (6s) ² Holmium	68 167.26 Er (Xe)(4f) ¹¹ (5d) ⁰ (6s) ² Erbium
78 195.09 Pt (Kr)(4d) ⁹ (5s) ¹ (6s) ¹ Platinum	79 196.966 Au (Xe)(4f) ¹⁴ (5d) ¹⁰ (6s) ¹ Gold	80 200.59 Hg (Xe)(4f) ¹⁴ (5d) ¹⁰ (6s) ² Mercury	81 201.37 Tl (Xe)(4f) ¹⁴ (5d) ¹⁰ (6s) ² Thallium	82 207.2 Pb (Xe)(4f) ¹⁴ (5d) ¹⁰ (6s) ² (6p) ² Lead	83 208.980 Bi (Xe)(4f) ¹⁴ (5d) ¹⁰ (6s) ² (6p) ³ Bismuth	84 Po (Xe)(4f) ¹⁴ (5d) ¹⁰ (6s) ² (6p) ⁴ Polonium	85 At (Xe)(4f) ¹⁴ (5d) ¹⁰ (6s) ² (6p) ⁵ Astatine
28 58.71 Ni (Ar)(3d) ⁸ (4s) ² Nickel	29 58.93 Cu (Ar)(3d) ¹⁰ (4s) ¹ Copper	30 65.38 Zn (Ar)(3d) ¹⁰ (4s) ² Zinc	31 69.72 Ga (Ar)(3d) ¹⁰ (4s) ² (4p) ¹ Gallium	32 72.59 Ge (Ar)(3d) ¹⁰ (4s) ² (4p) ² Germanium	33 74.92 As (Ar)(3d) ¹⁰ (4s) ² (4p) ³ Arsenic	34 78.96 Se (Ar)(3d) ¹⁰ (4s) ² (4p) ⁴ Selenium	35 79.90 Br (Ar)(3d) ¹⁰ (4s) ² (4p) ⁵ Bromine
45 106.4 Pd (Kr)(4d) ¹⁰ Palladium	46 107.868 Ag (Kr)(4d) ⁹ (5s) ¹ Silver	47 107.868 Cd (Kr)(4d) ¹⁰ (5s) ² Cadmium	48 112.40 In (Kr)(4d) ¹⁰ (5s) ² (5p) ¹ Indium	49 114.82 Sn (Kr)(4d) ¹⁰ (5s) ² (5p) ² Tin	50 118.69 Sb (Kr)(4d) ¹⁰ (5s) ² (5p) ³ Antimony	51 121.75 Sb (Kr)(4d) ¹⁰ (5s) ² (5p) ³ Antimony	52 127.60 Te (Kr)(4d) ¹⁰ (5s) ² (5p) ⁴ Tellurium

Copyright © 2010 株式会社 東京理科大学
 本表は東京理科大学の財産であり、無断で複製・転載を禁じます。
 本表の作成に協力した方々には、この場を借りてお礼申し上げます。