

สายอากาศ ไมโครสตริป พลาเนอร์ อาร์เรย์
MICROSTRIP PLANAR ARRAY



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(031055

ปีการศึกษา 2536

สายอากาศ ไมโครสตริป พลานาร์ อาร์เรย์

Microstrip Planar Array



-ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ประจำปีการศึกษา 2536

ภาควิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

เรื่อง สายอากาศไมโครสตริป พ्लานาร์ อาร์เรย์ (Microstrip Planar Array)

ผู้จัดทำ

นาย พรัชย์	ลีลาพรัชย์	33100236
นาย พีระเดช	วงศ์สกุลวิวัฒน์	33100265

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผศ. ไม่นอย ไกรฤกษ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศ ไมโครสตริป พลาแนร์ อาร์เรย์

Microstrip Planar Array

โดย	นายพรชัย	ดีลาพรชัย	33100236
	นายพีระเดช	วงศ์สกุลวิวัฒน์	33100265
อาจารย์ที่ปรึกษา	ผศ. โมไนย	ไกรฤกษ์	

บทคัดย่อ

ในโครงการนี้เราได้นำเสนอการออกแบบ และสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริป พลาแนร์ อาร์เรย์ (Microstrip Planar Array) โดยในขั้นแรกได้ทำการสังเคราะห์หีบบนของสายอากาศเพื่อหาอัตราส่วนกระแสที่ตรงป้อนให้สายอากาศแต่ละตัว เพื่อให้ได้แพทเทิร์นตามแบบที่เราต้องการ จากนั้นทำการสร้าง และวัดผลสายอากาศ ไมโครสตริป พลาแนร์ อาร์เรย์ แบบ 8x4 เอเลเมนต์ที่ความถี่ 12 GHz แล้วทำการเปรียบเทียบกับผลที่ได้ทางทฤษฎี

นอกจากนี้ยังได้ทำการออกแบบ สายอากาศขนาด 16x16 เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาสร้างสายอากาศชนิดนี้ต่อไปในอนาคต

ABSTRACT

In this project we have presented the design and construction procedure for the microstrip planar array antenna. First, we synthesized the beam of the antenna, the current ratio between each element would be calculated for the desired pattern. Then we constructed the microstrip planar array (8x4 elements) and measured its characteristic, comparing it with the result from theory.

In addition, we have designed the 16x16 microstrip planar array to be the trend for the development of this type of antenna in the future.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1. บทนำ	1
บทที่ 2. การสังเคราะห์สายอากาศ	2
2.1 วิธีลิเนียร์อาร์เรย์	2
2.2 วิธีอนุกรมฟูเรียร์	2
2.3 วิธีลิเนียร์อาร์เรย์ของดอร์ฟเชบีเชฟ	4
บทที่ 3. สายอากาศแบบไมโครสตริป	6
3.1 แบบจำลองทางกายภาพ	7
3.2 แบบจำลองสายส่ง	7
3.3 แบบจำลองแควิตี้	11
3.3.1 การกระจายโหมดในแบบจำลองแควิตี้	13
3.4 สายส่งที่ใช้ไมโครสตริป	15
3.4.1 สายส่งแบบไมโครสตริป	15
3.4.2 สายส่งสตริปไลน์	17
3.4.2.1 การสูญเสียในสตริปไลน์	19
3.5 ค่าสูญเสียไดอิเล็กตริกและค่าสูญเสียของตัวนำ	20
3.6 กลไกการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริป	21
3.7 สนามที่แพร่กระจาย	23
3.8 แนวทางการออกแบบไมโครสตริปสี่เหลี่ยม	24
บทที่ 4. มิวชวลคัปปลิงในสายอากาศไมโครสตริป	27
บทที่ 5. ระบบการป้อนสายอากาศ	31
5.1 ระบบป้อนของสายอากาศไมโครสตริป	31
5.2 การออกแบบตัวแบ่งกำลัง	36
5.2.1 รายละเอียดการออกแบบ T-junction	37
5.2.2 การออกแบบตัวแบ่งกำลังแบบ Isolate	38
5.2.3 การออกแบบตัวแบ่งกำลังแบบวงแหวนไฮบริด	39
5.2.4 ตัวคัปปลิงแบบมีทิศทางที่ใช้หลักการคัปเปิลคู่ขนาน	43
5.2.4.1 พารามิเตอร์โดยทั่วไปของตัวคัปเปิลอร์	44

บทที่ 6. สายอากาศไมโครสตริปแบบอนุกรม	49
6.1 สายอากาศแบบเรโซแนนท์อาร์เรย์	50
6.2 สายอากาศแบบไม่เรโซแนนท์	51
บทที่ 7. การเลือกสารสับสเตรท	52
7.1 ผลของดิสเพอร์ชัน	52
7.2 ข้อพิจารณาทางสิ่งแวดล้อมอื่นๆ	52
7.3 ข้อพิจารณาทางด้านคุณสมบัติเชิงกล	53
7.4 ข้อแนะนำในการเลือกสารสับสเตรท	53
7.5 วิธีวัดค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของสับสเตรทในวงจรไมโครเวฟ	54
บทที่ 8. ผลการทดลอง	56
8.1 การคำนวณกระแสและแพทเทอร์น	56
8.1.1 กรณี 4x4 เอเลเมนต์	56
8.1.2 กรณี 8x4 เอเลเมนต์	60
8.1.3 กรณี 16x16 เอเลเมนต์	63
8.2 ผลการวัดค่าคงตัวไดอิเล็กตริก	68
8.3 ผลการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปพลาแนร์อาร์เรย์ 4x4 เอเลเมนต์	69
8.4 การออกแบบสร้างและวัดผลสายอากาศไมโครสตริป 8x4 เอเลเมนต์	74
8.5 การออกแบบสายอากาศ 16x16 เอเลเมนต์	84
บทที่ 9. บทสรุป วิจารณ์ผลและปัญหาในการทดลอง	88
บทที่ 10. แนวทางการพัฒนาต่อไป	91
บทแทรก	
เอกสารอ้างอิง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

วิธีออกแบบและสร้างแบบจำลองสายอากาศไมโครสตริปพลาแนร์อาร์เรย์ เริ่มด้วย การสังเคราะห์แพทเทิร์นเป็นบีมรูปปากกาในแนวหนึ่ง ซึ่งจะใช้วิธีสังเคราะห์แบบเซมิเซฟ โดย จะสังเคราะห์ทั้งแบบ 4, 8 และ 16 เอเลเมนต์ . แล้วทำการเปรียบเทียบผลที่ได้ ในเบื้องต้นนี้ ได้กำหนดระดับไซติลอเบไว้ -15 dB สำหรับแบบ 4 และ 8 เอเลเมนต์ และระดับไซติลอเบ -20 dB สำหรับกรณี 16 เอเลเมนต์

ส่วนแพทเทิร์นอีกแนวของพลาแนร์อาร์เรย์ จะสังเคราะห์เป็นบีมแบบพัด โดยกำหนดให้มีความกว้างของบีม 40 องศา ส่วนกลางบีมจะทำมุม 15 องศา กับแนวเส้นตั้งฉาก (เมื่อเปรียบเทียบกับระนาบของสายอากาศ) โดยในแนวนี้จะใช้วิธีสังเคราะห์แบบฟูเรียร์ และ ทำทั้งแบบ 4 เอเลเมนต์ และแบบ 16 เอเลเมนต์ เช่นกัน เมื่อได้ค่ากระแสที่ป้อนให้สายอากาศแต่ละตัวแล้วจึงนำผลไปใช้ในการออกแบบสายอากาศต่อไป

ด้วยข้อดีของ สายอากาศไมโครสตริปที่มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และลู่ลมทำให้เรา เลือกใช้สายอากาศชนิดนี้ในการออกแบบ สำหรับสายอากาศไมโครสตริปพลาแนร์อาร์เรย์ นี้ เราจะออกแบบให้ทำงานด้วยโหมด TM_{01} ที่ความถี่ 12 GHz โดยทำการออกแบบสร้างและ วัดผลสายอากาศแบบ 8x4 เอเลเมนต์ โดยทำการออกแบบให้แนวหนึ่งทำงานแบบสายอากาศอนุกรมชนิดเรโซแนนซ์ที่มีการลัดวงจรที่ปลายสายอากาศ และอีกแนวหนึ่งจะทำการป้อนโดยใช้ตัวแบ่งกำลังแบบวงแหวนไฮบริดและแบบวิลคินสัน โดยทำการแมทชิ่งกับสายอากาศแต่ละตัวด้วยตัวแปลงอิมพีแดนซ์ แบบหนึ่งในสี่ความยาวคลื่น

จากนั้นจึงทำการเปรียบเทียบผลที่วัดได้กับทางทฤษฎีต่อไป นอกจากนี้ยังได้ทำการออกแบบ สายอากาศไมโครสตริปพลาแนร์อาร์เรย์เป็นแบบ 16x16 เอเลเมนต์ เพื่อเป็นตัวอย่างที่จะนำไปพัฒนาสร้างเป็นสายอากาศไมโครสตริปพลาแนร์อาร์เรย์ ที่มีเอเลเมนต์หลายๆ ในอนาคตด้วย

บทที่ 2

การสังเคราะห์สายอากาศ

โดยทั่วไปแล้ว การสังเคราะห์สายอากาศนั้นจะไม่ได้ขึ้นอยู่กับกาเลือกชนิดของสายอากาศ แต่ในการสังเคราะห์สายอากาศนี้ จะมีการกำหนดแพทเทิร์นการกระจายคลื่นที่ต้องการขึ้นมาก่อน จากนั้นจะใช้วิธีอื่นเป็นระบบเพื่อคำนวณให้ได้โครงสร้างสายอากาศซึ่งจะทำให้ได้แพทเทิร์นซึ่งเมื่อประมาณแล้ว มีค่าใกล้เคียงกับแพทเทิร์นที่ต้องการนั้น ในขณะเดียวกันก็สอดคล้องกับข้อกำหนดต่างๆของระบบด้วย ส่วนปัญหาในการสังเคราะห์สายอากาศ จะเป็นเรื่องของการคำนวณหากระแสที่ป้อนให้กับสายอากาศเพื่อให้ได้แพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งมีลักษณะประมาณใกล้เคียงกับแพทเทิร์นที่พึงปรารถนาได้อย่างเหมาะสม แพทเทิร์นที่พึงปรารถนาอาจเปลี่ยนแปลงได้มากมายหลายแบบขึ้นอยู่กับกาประยุกต์ใช้งาน การศึกษาในที่นี้จะจำกัดอยู่เฉพาะสายอากาศเส้นตรงประเภทลิเนียร์อาร์เรย์ โดยมีวิธีการดังต่อไปนี้

2.1 วิธีลิเนียร์อาร์เรย์

ในวิธีนี้จะกล่าวถึงวิธีอนุกรมฟูเรียร์ วิธีการนี้จะเป็นการสังเคราะห์อาร์เรย์โดยพิจารณาลิเนียร์อาร์เรย์ที่วางเอเลเมนต์ห่างเท่าๆกัน ตามแนวแกน Z โดยที่ระยะห่างระหว่างเอเลเมนต์เป็น d และให้ศูนย์กลางของอาร์เรย์อยู่ที่อริจินจำนวนเอเลเมนต์ทั้งหมดเป็น P ซึ่งอาจเป็นเลขคู่ ($P=2N$) หรือเลขคี่ ($P=2N+1$)

สำหรับจำนวนคี่ตำแหน่งของเอเลเมนต์จะเป็นดังนี้

$$Z_m = md \quad |m| \leq N$$

และ $P = 2N+1$ ซึ่งอาร์เรย์แฟคเตอร์จะมีค่าดังนี้

$$f(w) = \sum_{m=-N}^N i_m e^{-j2\pi m(d/\lambda)w}$$

เมื่อ i_m เป็นกระแสที่ป้อนให้แต่ละเอเลเมนต์ และ $w = \cos\theta$

ถ้าจำนวนเอเลเมนต์เป็นเลขคู่ตำแหน่งของเอเลเมนต์จะเป็นดังนี้

$$Z_m = \frac{2m-1}{2}d; \quad 1 \leq m \leq N$$

$$Z_m = -\frac{2m-1}{2}d; \quad -N \leq -m \leq -1$$

และ $P=2N$ ซึ่งอาร์เรย์แฟคเตอร์จะมีค่าดังต่อไปนี้

$$f(w) = \sum_{m=1}^N (i_{-m} e^{-j\pi(2m-1)(d/\lambda)w} + i_m e^{j\pi(2m-1)(d/\lambda)w})$$

2.2 วิธีอนุกรมฟูเรียร์

อาร์เรย์แฟคเตอร์ที่หาได้จากอาร์เรย์ที่มีตัวแพร่กระจายคลื่นเหมือนกันทั้งหมดจะเป็นผลรวมของกระแสที่ป้อนให้แต่ละเอเลเมนต์ ที่ถูกถ่วงดุลย์ (Weight) ด้วยเฟสดีเลย์ (Phase Delay) ระหว่างแต่ละเอเลเมนต์ไปยังจุดในระยะเวลาใกล้เคียง ผลรวมอาร์เรย์แฟคเตอร์สามารถทำให้อยู่ในลักษณะซึ่งคล้ายกับอนุกรมฟูเรียร์

กรรพฟูเรียร์ เช่นเดียวกับอินทิกรัลของการแพร่กระจายคลื่นของต้นกำเนิดสนามที่มีลักษณะต่อเนื่อง เหมือนกับฟูเรียร์ทรานซฟอร์ม

เริ่มแรกให้สังเกตว่า ฟังก์ชันแพทเทอรันที่ฟังก์ชันปรารถนา $f_d(w)$ สามารถกระจายเป็นอนุกรมฟูเรียร์ ในช่วง $-\frac{\lambda}{2d} < w < \frac{\lambda}{2d}$ ได้ดังนี้

$$f_d(w) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} b_m e^{j2\pi m(d/\lambda)w}$$

เมื่อ

$$b_m = d/\lambda \int_{-\lambda/2d}^{\lambda/2d} f_d(w) e^{-j2\pi m(d/\lambda)w} dw$$

ถ้ากำหนดให้ d เป็นระยะห่างระหว่างเอเลเมนต์ของลิเนียร์อาร์เรย์ ที่มีระยะห่างระหว่างเอเลเมนต์เท่ากัน และ $w = \cos\theta$ เมื่อ θ เป็นมุมที่ทำกับแนวแกนของอาร์เรย์ ผลรวมที่ได้จะเป็นอาร์เรย์แพคเตอร์ของอาร์เรย์ที่มีจำนวนเอเลเมนต์เป็นอนันต์ซึ่งมีกระแสไหลในแต่ละเอเลเมนต์เป็น b_m

จริงๆแล้วอาร์เรย์ที่มีจำนวนเอเลเมนต์เป็นอนันต์ไม่มี เราต้องตัดอนุกรมในข้างบนให้เป็นอนุกรมจำกัดซึ่งจะได้การประมาณของ $f_d(w)$ เป็นดังนี้

$$f(w) = \sum_{m=-N}^N b_m e^{j2\pi m w (d/\lambda)}$$

ถ้ากระแสในแต่ละเอเลเมนต์ของอาร์เรย์มีค่าเท่ากับสัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์นั่นคือ

$$i_m = b_m \quad |m| \leq N$$

ดังนั้นผลที่ได้จะเป็นเสมือนอาร์เรย์แพคเตอร์ที่มีจำนวนเอเลเมนต์เป็นเลขคู่

วิธีการสังเคราะห์แพทเทอรันโดยใช้อนุกรมฟูเรียร์ จะให้กระแสที่ป้อนเอเลเมนต์ของอาร์เรย์ i_m มีค่าเท่ากับสัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์ b_m ที่คำนวณจากแพทเทอรันที่ฟังก์ชันปรารถนา f_d ซึ่งอาร์เรย์แพคเตอร์ f ที่ได้จากกระแสในแต่ละเอเลเมนต์จะประมาณแพทเทอรันที่ฟังก์ชันปรารถนา

ทำนองเดียวกันจะได้ว่า เมื่อจำนวนเอเลเมนต์เป็นเลขคู่ ขนาดของกระแสตามสัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์ จะมีค่าเป็น

$$i_m = b_m = d/\lambda \int_{-\lambda/2d}^{\lambda/2d} f_d(w) e^{-j\pi(2m-1)(d/\lambda)w} dw \quad m \leq 1$$

$$i_{-m} = b_{-m} = d/\lambda \int_{-\lambda/2d}^{\lambda/2d} f_d(w) e^{j\pi(2m-1)(d/\lambda)w} dw \quad -m \leq -1$$

แต่ถ้าต้องการสังเคราะห์แพทเทอรันที่ทำให้มีมีมหลักแคบพร้อมทั้งมีไซด์โลบต่ำ จะใช้วิธีของดอร์ฟเซบิเซฟ เพื่อใช้กับสายอากาศประเภทลิเนียร์อาร์เรย์ ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 วิธีลิเนียร์อาร์เรย์ของคอร์ฟเซบีเซฟ

ในที่นี้จะแสดงถึงการสังเคราะห์ลิเนียร์อาร์เรย์ที่มีระยะห่างระหว่างเอเลเมนต์เท่ากับหรือมากกว่าครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น โดยคุณสมบัติของบีมวิดท์และระดับของไซดโอบที่เหมาะสมนี้จะเกิดขึ้นเมื่อมีจำนวนไซดโอบในวิซิเบิลรีเจียนมากที่สุดเท่าที่จะทำได้ และแต่ละไซดโอบต่างก็มีระดับเท่ากันซึ่งเซบีเซฟโพลิโนเมียลสามารถให้คุณสมบัติดังกล่าว ดังนั้นจึงจำเป็นจะต้องรู้จักกับเซบีเซฟโพลิโนเมียลโดยที่

เซบีเซฟโพลิโนเมียลมีสมการดังต่อไปนี้

$$T_x = \begin{cases} (-1)^n \cosh(n \cosh^{-1}|x|) & x < -1 \\ \cos(n \cos^{-1} x) & -1 < x < 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} x) & x > 1 \end{cases}$$

สำหรับโพลิโนเมียลกำลังสูง สามารถกระจายได้จาก

$$T_{n+1}(x) = 2T_n(x) - T_{n-1}(x)$$

การแกว่งของเซบีเซฟโพลิโนเมียลที่มีขนาดเท่ากันจะเกิดในบริเวณ $|x| \leq 1$ ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่พึงปรารถนาเพื่อทำให้ไซดโอบมีขนาดเท่ากัน

การเชื่อมโยงระหว่างอาร์เรย์กับเซบีเซฟโพลิโนเมียลเกิดขึ้นได้จากการพิจารณาการป้อนกระแสซึ่งสมมาตรให้อาร์เรย์ซึ่งมี

$$i_{-m} = i_m$$

การป้อนกระแสที่สมมาตรจะทำให้เกิดอาร์เรย์แพคเตอร์ซึ่งเป็นค่าจริงหาได้จาก

$$i_0 + 2 \sum_{m=1}^N i_m \cos m\psi \quad p = \text{odd}$$

$f(\psi) =$

$$2 \sum_{m=1}^N i_m \cos[(2m-1)\psi/2] \quad p = \text{even}$$

เมื่อ $\varphi = 2\pi d w / \lambda$ อาร์เรย์แพคเตอร์นี้เป็นผลรวมของเทอม $\cos(m\varphi/2)$ ที่มีค่า m ถึง $P-1$ แต่ละเทอมที่มี $\cos(m\varphi/2)$ สามารถเขียนได้เป็นผลรวมของเทอม $\cos(\varphi/2)$ ที่มีกำลังถึง m โดยอาศัยความรู้ทางตรีโกณมิติ ดังนั้นจึงสามารถเขียนอาร์เรย์แพคเตอร์เป็นผลรวมของเทอม $\cos(\varphi/2)$ ที่มีกำลังถึง $(P-1)$ ได้

โดยเลือกการทรานซฟอร์มเมอร์ระหว่าง x กับ φ ที่เหมาะสมอาร์เรย์แพคเตอร์กับเซบีเซฟโพลิโนเมียลจะเท่ากันซึ่งการทรานซฟอร์มเมอร์ทำได้ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่ง $x = x_0 \cos \varphi/2$ ไปการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ $f(\varphi) = T_{p-1}(x_0 \cos \varphi/2)$

ก็จะได้โพลีโนเมียลเป็นกำลังของ $\cos(\varphi/2)$ สมพจน์กับอาร์เรย์แพคเตอร์ อัตราส่วนของบีมหลักต่อไซด์โลบ R เป็นค่าของอาร์เรย์แพคเตอร์ที่จุดสูงสุดของบีมหลัก เนื่องจากขนาดของระดับของไซด์โลบเป็นหนึ่ง ระดับของไซด์โลบจะเป็น $1/R$ หรือ $SLL = -20 \log R$ (dB) เมื่อคำนวณที่มีบีมหลักสูงสุดจะได้ผลลัพธ์ดังนี้

$$R = T_{p-1}(x_0) = \cosh[(p-1) \cosh^{-1} x_0]$$

หลังจากนั้นแก้สมการหาค่า x_0 ซึ่งจะมีค่าดังนี้

$$x_0 = \cosh\left(\frac{1}{p-1} \cosh^{-1} R\right)$$

ซึ่งเมื่อนำไปแทนค่าก็จะสามารถหาคะแสออกมาได้ วิธีของดอร์ฟเซบีเซฟนี้สามารถใช้ได้กับลิเนียร์อาร์เรย์ที่มีระยะห่างใดๆได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

สายอากาศแบบไมโครสตริป

สายอากาศชนิดหนึ่งที่กำลังได้รับความนิยมในระยะหลังนี้ คือ สายอากาศไมโครสตริปซึ่งมีอยู่หลายรูปแบบ แต่ลักษณะโดยทั่วไปของมันจะประกอบด้วย 4 ส่วน คือ

1. แผ่นโลหะตัวนำที่บางมากเรียกว่า แพทช์ (patch)
2. สารสับเสตรทไดอิเล็กตริก
3. กราวด์เพลนซึ่งต้องกว้างกว่าแพทช์มาก
4. สายป้อน (feed) ซึ่งเป็นตัวป้อนกำลังให้เอเลเมนต์

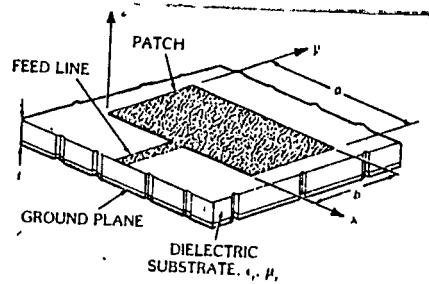
เอเลเมนต์ของไมโครสตริปตามรูปแบบทั่วไป แสดงดังรูป 1 ซึ่งนิยมทำโดยการทำ etching แพทช์ (หรือบางครั้งก็ทำกับระบบพีดด้วย) จากแผ่นปรินท์ 2 หน้า มิติที่กว้างที่สุดของแพทช์ โดยปกติแล้วประมาณ $1/3 - 1/2$ ของ λ_0 ในขณะที่ความหนาของไดอิเล็กตริกจะอยู่ในย่าน $0.003\lambda_0 - 0.005\lambda_0$

สารไดอิเล็กตริกที่ใช้กันโดยทั่วไป คือ polytetrafluoral ethylene (PTFE) ซึ่งถูกสร้างอยู่ในโครงสร้างเสริมไฟเบอร์กลาส จะมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประมาณ 2.5 บางครั้งอาจใช้สารที่คล้ายรวงผึ้งมีความหนาแน่นต่ำแทน ซึ่งจะมีค่า ϵ_r เข้าใกล้ 1 และทำให้ได้เอเลเมนต์ที่มีประสิทธิภาพดีกว่า และมีแบนด์วิธกว้างกว่าก็ตาม ขนาดเอเลเมนต์จะเพิ่มขึ้นก็ตาม นอกจากนี้เรายังใช้สับเสตรทที่มีค่า ϵ_r มากๆก็ได้ แต่เอเลเมนต์จะมีขนาดเล็ก มีแบนด์วิดแคบ และประสิทธิภาพต่ำ

เหตุผลที่ทำให้สายอากาศชนิดนี้ได้รับความนิยม มีดังนี้

1. มีพื้นที่หน้าตัดที่ต่ำ (low profile)
2. สามารถทำให้เข้ารูปกับพื้นผิวที่ไม่ราบ และเนื่องจากคุณสมบัติดังข้อ 1 ด้วย ทำให้มี คุณลักษณะที่ไม่ต้านลม
3. สามารถผลิตได้ง่ายและมีราคาถูก ถ้าทำในปริมาณมากโดยใช้เทคนิคการพิมพ์ ลายวงจร
4. มีความแข็งแรงคงทน
5. สามารถออกแบบให้มีรูปแบบ และโพลาริเซชันแตกต่างกันได้ขึ้นอยู่กับโหมดที่เรากะตุ้นและรูปร่างของแพทช์ที่ใช้
6. เป็นเอเลเมนต์ที่สามารถดัดแปลงลักษณะได้ (adaptive element) โดยการวาง ฟินหรือ varactor diode ระหว่างแพทช์และกราวด์เพลน โหลดเอเลเมนต์ดังกล่าวจะสามารถเปลี่ยนความถี่เรโซแนนท์ โพลาริเซชัน อิมพีแดนซ์ หรือแม้แต่แพทเทอร์นโดยเพียงแค่ เปลี่ยนศักดาไบอัส ที่ตัวไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.1 รูปมาตรฐานของไมโครสตริปสี่เหลี่ยมพร้อมพารามิเตอร์แสดงขนาด

สายอากาศแบบนี้มีข้อเสียคืออาจมีค่า Q สูง ซึ่งบางครั้งอาจเกิน 100 ถ้าเอเลเมนต์นั้นบางซึ่งค่า Q สูงนี้ หมายถึงแบนด์วิทที่แคบ และประสิทธิภาพที่ต่ำ แต่ถ้าเอเลเมนต์นั้นหนามาก กำลังที่ส่งออกจากแหล่งจ่ายจะกลายเป็นคลื่นที่ผิวมาก ซึ่งเป็นกำลังที่สูญเสียส่วนที่เราไม่ต้องการเนื่องจากมันจะกระเจิงที่จุดไม่ต่อเนื่องต่างๆ ซึ่งสนามที่กระเจิงนี้จะควบคุมยากและมีผลต่อแพทเทิร์นของเอเลเมนต์ด้วย เราต้องตระหนักเสมอว่าไมโครสตริปเป็นเอเลเมนต์ที่ทำงานตามโหมด ถ้าแถบความถี่กว้างจนครอบคลุมความถี่เรโซแนนท์เกิน 1 โหมดแล้ว แพทเทิร์นจะไม่เสถียรตลอดแบนด์ถึงแม้ว่า VSWR จะต่ำก็ตาม

ความเข้าใจในกลไกทางกายภาพ ที่อธิบายคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปจะมีความสำคัญต่อการประยุกต์ใช้งานต่อไป

3.1 แบบจำลองทางกายภาพ

แบบจำลองทางกายภาพที่ทำให้เกิดความเข้าใจอย่างง่ายในที่นี้มี 2 แบบคือแบบจำลองสายส่ง (transmission line model) และ แบบจำลองควาวิตี (cavity model)

3.2 แบบจำลองสายส่ง

แบบจำลองนี้มีข้อเสีย คือ มันสามารถใช้ได้กับแพทช์รูปสี่เหลี่ยมเท่านั้น แต่มีข้อดีคือมีการตีความกลไกการแพร่กระจายคลื่นอย่างสมเหตุสมผลและแสดงคุณสมบัติได้ง่าย

ตัวไมโครสตริปจะถูกมองเป็นเส้นเรโซเนเตอร์ที่ไม่มีการแปรเปลี่ยนของสนามในแนวขวาง แต่สนามจะแปรเปลี่ยนในแนวยาว ซึ่งมักจะยาวครึ่งหนึ่งตามความยาวคลื่นการแพร่กระจายคลื่นเกิดจากสนามที่ขอบบริเวณปลายที่เปิดวงจร ตัวแพร่กระจายคลื่นถูกแทนด้วยสล็อต 2 สล็อต วางห่างกัน L ในระนาบ $x-y$ แต่ละสล็อตจะแพร่กระจายคลื่นที่มีสนามเหมือนกับ สนามที่ได้จากไดโพลแม่เหล็กที่มีกระแสแม่เหล็กดังนี้

$$\vec{M} = 2E_z \vec{Z} = 2V_0 / h\vec{Z}$$

เมื่อพจน์ "2" เกิดจากอิมเมจของ M ซึ่งอยู่ใกล้กราวด์เพลน และ V_0 คือศักดาที่คร่อมสล็อตซึ่งจะไม่แปรเปลี่ยนตามความกว้าง

สำหรับกรณีสล็อตเดี่ยว สนามไกล ณ ตำแหน่ง r ห่างจากจุดกำเนิดคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ทางการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

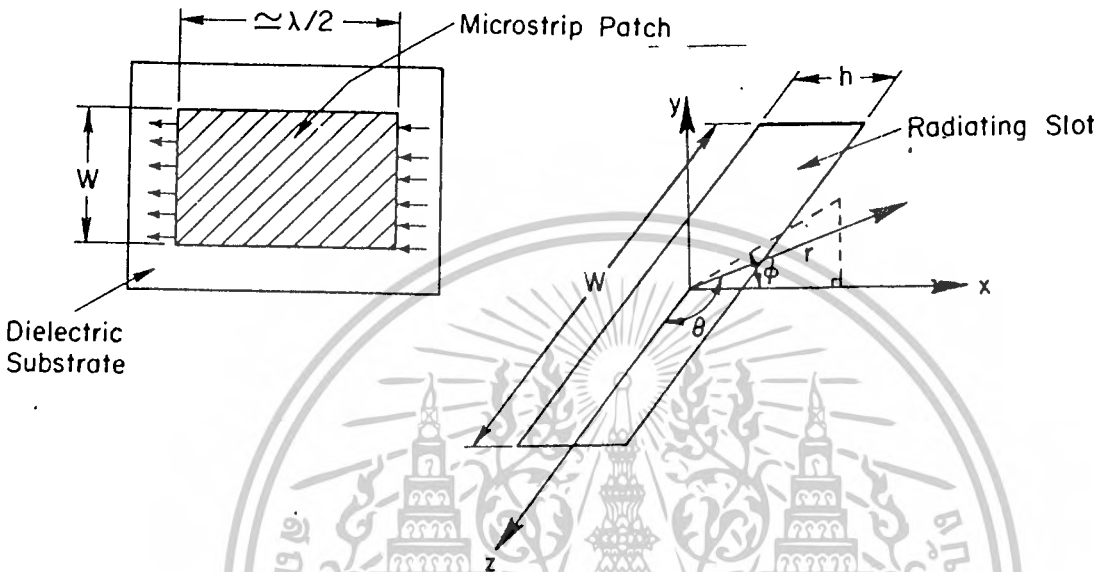
$$E_\phi = -j2V_0 w k_0 \frac{e^{-jrk_0}}{4\pi r} F(\theta, \phi)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นหมิ่นเหม่ผิดระเบียบข้อนี้ ไม่เอื้ออำนวยถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_\theta = 0$$

เมื่อ

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



รูป 3.2 สายอากาศไมโครสตริปที่ถูกแทนด้วย 2 สล็อตและระบบแกนของสล็อต สำหรับ $\theta = \pi/2, F(\theta)$ แพทเทิร์นของระนาบหลัก E หาได้จาก

$$F(\phi) = \frac{\sin(k_0 h \cos \phi / 2)}{k_0 h \cos \phi / 2}$$

และสำหรับ $\phi = \pi/2, F(\theta)$ จะแทนได้ด้วย

$$F(\theta) = \frac{\sin(k_0 w / 2 \cos \theta)}{k_0 w / 2 \cos \theta} \sin \theta$$

ดังนั้นสล็อต 2 สล็อต ที่วางห่างกัน L แพทเทิร์นของเพลน E คือ

$$F_T(\phi) = \frac{\sin(k_0 h \cos \phi / 2)}{k_0 h \cos \phi / 2} \cos(k_0 L / 2 \sin \theta \sin \phi)$$

ในขณะที่ระนาบ $F(\theta)$ ไม่ขึ้นกับ L

ค่ากำลังที่แพร่กระจายได้โดยการอินทิเกรตส่วนจริงของพอยติงเวกเตอร์บน ครึ่งทรงกลมบน และอาจแสดงได้สำหรับกรณี $h \leq \lambda_0$ ดังนี้

$$P_r = \frac{V_0^2 I_i}{240 \pi^2}$$

เมื่อ
$$I_i = \int_0^\pi \sin^2 \left(\frac{k_0 w \cos \theta}{2} \right) \tan^2 \theta \sin \theta d\theta$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ความต้องการของการแพร่กระจายคลื่น R_r หาได้จาก

$$R_r = \frac{V_0^2}{2P_r} = \frac{120\pi^2}{I_i}$$

สำหรับ $w \ll \lambda_0$, $R_r = 90\lambda_0^2/w^2$

$w \gg \lambda_0$, $R_r = 120\lambda_0^2/w^2$

สำหรับกรณีหลังค่าความต้องการของการแพร่กระจายคลื่นต่อหน่วยความยาวของสลีต คือ $R_r = 120\lambda_0$ ohm/m

ซึ่งก็คือ รูปที่ง่าย (กรณี ค่า h น้อยๆ) ของ

$$R_r = \frac{120\lambda_0}{1 - (k_{oh}/24)^2}$$

โดยการใส่สมการของการยืดออกของความยาว ΔL

$$\Delta L/h = 0.412 \frac{(\epsilon_r + 0.3)(w/h + 0.264)}{(\epsilon_r - 0.258)(w/h + 0.8)}$$

เมื่อ $\epsilon_c = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{w}\right)^{-1/2}$

ค่าซีลเซพแทนท์ ของสลีต ถูกแทนได้ด้วยค่าความจุซึ่งแสดงดังสมการ

$$C = \frac{\Delta(\epsilon_c)^{1/2}}{cZ_0}$$

ค่า Z_0 คือ อิมพีแดนซ์ คุณลักษณะของไมโครสตริป และ c คือความเร็วแสง ดังนั้น ค่าอินพุตแอดมิตแทนท์ของตัวแพร่กระจายคลื่นอาจแสดงได้ดังนี้

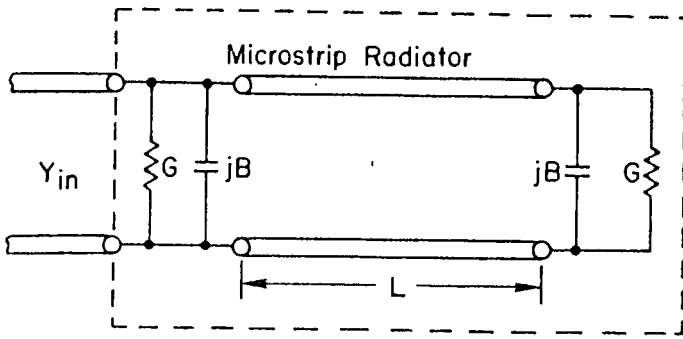
$$Y_{in} = G + jB + Y_0 \frac{G + j(B + Y_0 \tan \beta L)}{Y_0 + j(G + jB) \tan \beta L}$$

เมื่อ $G = 1/R_r$, $B = \frac{k_0 \Delta \epsilon_c^{1/2}}{Z_0}$

β คือคงตัวการแพร่กระจายคลื่น $= \frac{2\pi(\epsilon_c)^{1/2}}{\lambda_0}$ และ $Y_0 = 1/Z_0$

วงจรสมมูลย์ของแบบจำลองนี้แสดงได้ดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.3 วงจรสมมูลของเอเลเมนต์แพร่กระจายคลื่นไมโครสตริป

ตัวไมโครสตริปจะถูกแทนด้วย แอดมิตแทนซ์ที่ถูกต้องกันด้วยสายส่ง ดังนั้นที่เรโซแนนซ์ ค่าสวนจินตภาพของอินพุทแอดมิตแทนซ์ Y_{in} จะเท่ากับ 0 ความถี่เรโซแนนซ์ของตัวแพร่กระจายคลื่นซึ่งอาจคำนวณจาก

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

ค่าอินพุทแอดมิตแทนซ์ ณ ตำแหน่งใดๆ อาจได้จากการแปลงค่าแอดมิตแทนซ์ของสล็อตไปยังจุดนั้น ผลที่ได้คือ

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

เมื่อ Z คือค่าระยะทางของจุดบ่อนัดจากมุม ซึ่งในทางปฏิบัติสมการ อาจง่ายขึ้น ในกรณีเมื่อ $G/Y_0 \ll 1$ และ $B/Y_0 \ll 1$ จะได้

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

ซึ่งจะถูกต้องทุกตำแหน่งยกเว้นที่ $\beta z = \pi/2$ ยิ่งไปกว่านั้นค่ามิวชวลคอนดัคแทนซ์ ระหว่างสล็อตทั้งสอง อาจแสดงได้ดังนี้

$$g_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \frac{\sin^2\left(\pi \frac{w}{\lambda_0} \cos \theta\right) \tan^2 \theta \sin \theta J_0\left(2\pi \frac{l}{\lambda_0} \sin \theta\right) d\theta}{G}$$

เมื่อ $J_0(x)$ คือค่าฟังก์ชันเบสเซลอันดับที่ 0 ดังนั้นค่าอินพุทแอดมิตแทนซ์อาจแสดงได้ดังนี้

$$Y_{in}(z) = 2 \frac{(G \pm g_{12})}{\cos^2(\beta z)}$$

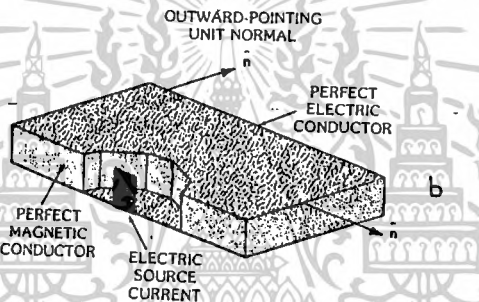
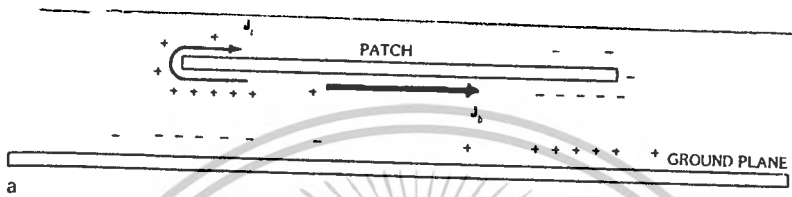
เอกสารนี้ ถ้าจุดบ่อนัดถูกย้ายไปตามแนวความกว้างของเรโซเนเตอร์ ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ จะแปรเปลี่ยนไปอย่างมาก ดังนั้นเราสามารถแมทช์เข้ากับระดับอิมพีแดนซ์ต่างๆได้ อย่างไรก็ตามแบบจำลองนี้ไม่ได้

พิจารณาตำแหน่งของจุดแหล่งกำเนิดตามแนวยาวของเรโซเนเตอร์ นอกจากนี้ยังมีผู้คิดหาความสัมพันธ์ของช่องเปิดที่เกิดจากโพรบโคแอดเซียล ซึ่งอาจแทนได้ด้วยคาร์แอดแทนซ์ตัวเหนี่ยวนำดังนี้

$$X_1 = \frac{377 \tan(2\pi h/\lambda_0)}{(\epsilon_r)^{1/2}}$$

3.3แบบจำลองแควิตี (cavity model)

เมื่อป้อนกระแสเข้าไมโครสตริบ จะเกิดการกระจายของประจุบนผิวของกราวด์เพลนและพื้นผิว (บนและล่าง) ของแพทช์ ดังรูป



รูป 3.4 a)การกระจายประจุที่แพทช์ b)แบบจำลองแควิตีคร่าวๆ

- 1)แรงดึงดูดระหว่างประจุต่างชนิด บนพื้นผิวด้านล่างของแพทช์กับกราวด์เพลนจะทำให้ประจุหนาแน่นบริเวณใต้แพทช์
- 2)แรงผลักระหว่างประจุชนิดเดียวกัน บนพื้นผิวด้านล่างของแพทช์ ซึ่งจะผลักระจุบบางส่วนรอบๆขอบของแพทช์บนผิวด้านบนของแพทช์

สำหรับเอเลเมนต์ที่บางๆแรงผลักระหว่างประจุชนิดแรกจะมีมาก ทำให้ประจุส่วนใหญ่ไปอยู่ที่ผิวด้านล่างแพทช์ ทำให้กระแสส่วนใหญ่ไหลอยู่ที่ผิวใต้แพทช์ จะมีกระแสปริมาณน้อยเท่านั้นที่ไหลรอบๆขอบบน ผิวด้านบนของแพทช์ ทำให้สนามแม่เหล็กที่สัมผัสขอบของแพทช์มีค่าเข้าใกล้ 0 ทำให้ประมาณได้ว่า ระบายระหว่างขอบของแพทช์ และ กราวด์เพลน เป็นตัวนำแม่เหล็ก ซึ่งจะทำให้รูปร่างของการกระจายสนามผิดไปบ้างแต่ไม่มาก ดังนั้นเพื่อจะหารูปร่างการกระจายของสนาม จะแทนตัวสายอากาศด้วย แควิตีทางอุดมคติ แต่การหาขนาดของสนามไม่สามารถวิเคราะห์แควิตีเพียงอย่างเดียวได้ ดังนั้นจะทำให้ได้ผลเป็นอิมพีแดนซ์แบบใช้แอดคัพทีฟลัวนๆ ซึ่งในความเป็นจริงจะมีส่วนที่เป็นรีซิสทีฟด้วย ซึ่งเกิดจากกลไกการแพร่กระจายคลื่น

ฟังก์ชันอิมพีแดนซ์ของแควิตีอุดมคติ จะมีแต่โพลค่าจริง ในขณะที่ของสายอากาศจะมีโพลเป็นจำนวนเชิงซ้อน ซึ่งค่าจินตภาพของโพลนี้เกิดจากการแพร่กระจายคลื่นและการสูญเสียของไดอิเล็กตริกและตัวนำวากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุผลเปลี่ยนแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวนำส่วนจริงของโพลของ ทั้งควิตี และ สายอากาศ จะขึ้นอยู่กับรูปร่างการกระจายของสนามโหมดต่างๆ

ถ้าสารไดอิเล็กตริกภายในควิตี (ที่มีกำแพงตัวนำไฟฟ้าและแม่เหล็กอย่างสมบูรณ์) มีค่า ลอสแทนเจนท์ δ_{eff} ดังนั้น ณ ตำแหน่งความถี่ที่ใกล้เรโซแนนซ์ จะมีค่าตัวประกอบคุณภาพ (quality factor) คือ

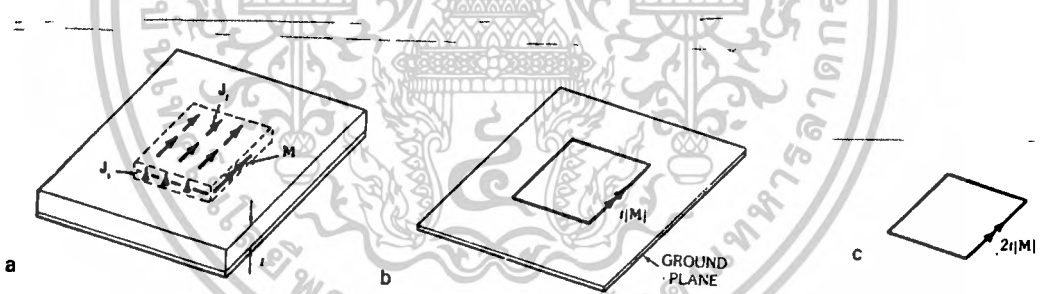
$$Q = \frac{2\pi f (\text{ค่าเฉลี่ยของพลังงานที่เก็บไว้})}{\text{ค่าเฉลี่ยของพลังงานที่สูญเสีย}} = \frac{1 W_{re}}{2 W_{im}}$$

เมื่อ W_{re} และ W_{im} คือค่าจริงและจินตภาพของ โพล(ความถี่เชิงมุม) ตามลำดับ ซึ่งผลนี้เป็นตัวบอกว่าค่า δ_{eff} ที่ทำให้ควิตี ประพฤติตัวเหมือนสายอากาศคือส่วนกลับของตัวประกอบคุณภาพ

ส่วนประกอบที่สำคัญที่สุดของค่า Q ในสายอากาศมาจาก การแพร่กระจายคลื่น (ทั้งคลื่นเดินทางในอากาศและคลื่นเดินทางในพื้นที่ผิว) ซึ่งในกรณีที่เกิดจากความหนาแน่นกระแสแม่เหล็ก (M) ที่ผิวบนแผ่นไดอิเล็กตริก (grounded dielectric slot) ซึ่ง M มีความสัมพันธ์กับค่าสนามไฟฟ้าระหว่างขอบแพทช์กับกราวด์ด้านล่างโดย

$$\vec{M} = -\vec{n} \times \vec{E}$$

เมื่อ \vec{n} คือเวกเตอร์ที่พุ่งออกจากพื้นผิวของควิตี



รูป 3.5 a) แบบจำลองสำหรับสนามภายนอกในพจน์ของกระแสไฟฟ้าและแม่เหล็กสมมูล

b) แบบจำลองคร่าวๆที่ไม่คิดกระแสไฟฟ้า ไม่มีไดอิเล็กตริก กระแสแม่เหล็กรวมกันเป็นเส้น

c) วงจรสมมูลที่เอากราวด์เพลนออกไปแล้ว

ค่าพลังงานที่เก็บอยู่ในสนามไฟฟ้าภายใต้แพทช์คือ

$$W_E = \frac{1}{2} \epsilon \int_{\text{cavity}} |E|^2 dV$$

ดังนั้น
$$Q = Q_{ext} = \frac{4\pi f W_E}{P_r}$$

เอกสารนี้ ถ้าเราคิดผลของการสูญเสียไดอิเล็กตริกและการสูญเสียตัวนำใน Q ด้วยเราจะได้ ดังนี้
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q = \frac{1}{1/Q_{ext} + \delta_c + \Delta/t}$$

เมื่อ δ_c : ค่าลอสแทนเจนท์ ของไดอิเล็กตริกในสายอากาศจริงๆ

Δ : $0.029 (\lambda_0 / \sigma)^{1/2}$ คือ skin depth

σ : ค่าความนำ

t : ความหนาของสายอากาศ

เมื่อเรารู้ค่า Q แล้ว สายอากาศจะถูกวิเคราะห์เหมือนแควิตีที่มีการสูญเสีย

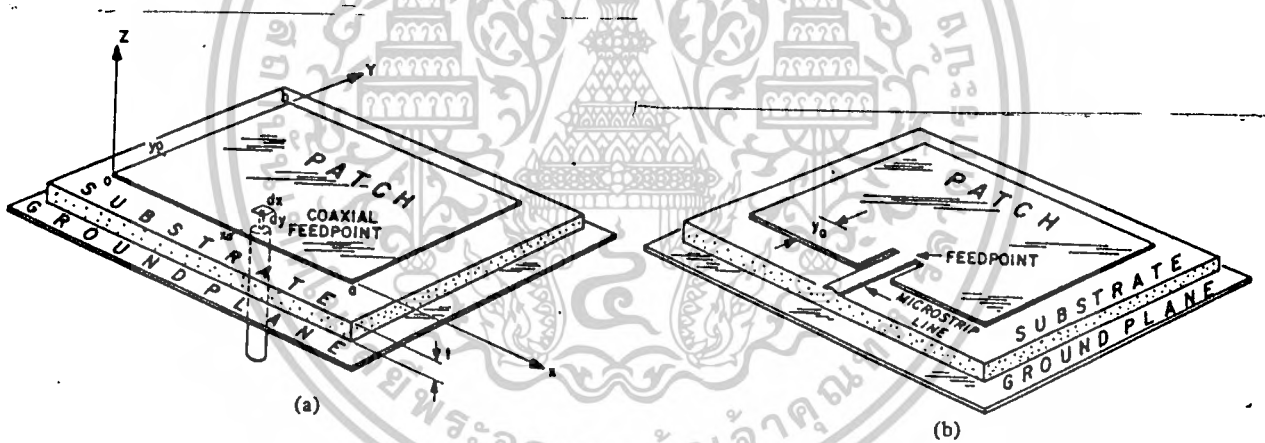
3.3.1 การกระจายโหมดในแบบจำลองแควิตี (Model-Expansion Cavity Model)

ในสนามระหว่างแพทช์และกราวด์ด้านล่าง จะถูกกระจายในพจน์ของอนุกรมของโหมดเรโซแนนซ์ในแควิตี ผลของการแพร่กระจายคลื่นและการสูญเสียแทนด้วยค่าลอสแทนเจนท์ที่เพิ่มขึ้น

กรณีแพทช์เป็นแบบสี่เหลี่ยม

ในแพทช์สี่เหลี่ยม กว้าง a ยาว b สัมประสิทธิ์หักเห n

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก ϵ_r ดังรูป



รูป 3.6 a) แพทช์ที่มีจุดป้อนเป็นโคแอกเซียล b) แพทช์ที่มีสายส่งเป็นไมโครสตริบ

เมื่อสัมประสิทธิ์หักเห n มากสนามไฟฟ้าจะอยู่ในทิศ Z โหมดภายในจะเป็น TM_{mn}

$$E_z(x, y) = \sum_m \sum_n A_{mn} e_{mn}(x, y)$$

เมื่อ A_{mn} : สัมประสิทธิ์แอมพลิจูดของโหมดนั้นๆ

e_{mn} : โหมดเวกเตอร์สนามไฟฟ้าที่ออร์โธมอลโลซ์แล้ว

$$\text{ซึ่ง } e_{mn}(x, y) = \frac{X_{mn}}{(\epsilon abt)} \cos(knx) \cos(kmy)$$

กรณีแควิตีสี่เหลี่ยม ที่มีกำแพงอย่างสมบูรณ์ เมื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$1 \quad m=0 \text{ และ } n=0$$

$$X_{mn} = 1.414 \cdot m=0 \text{ หรือ } n=0$$

$$2 \quad m \text{ ไม่เท่ากับ } 0 \text{ และ } n \text{ ไม่เท่ากับ } 0$$

โหมดเวกเตอร์ข้างบนจะสอดคล้องกับสมการคลื่นโฮโมจีเนียส และค่าไอเกนจะสอดคล้องกับสมการแยกตัวแปร (Separation)

$$k_{mn}^2 = W_{mn}^2 \epsilon \mu = k_n^2 + k_m^2$$

เมื่อแควิตี้ไม่แพร่กระจายคลื่น

$$k_n = \frac{n\pi}{a} \quad \text{และ} \quad k_m = \frac{m\pi}{b}$$

โหมดเวกเตอร์สนามแม่เหล็กหาได้จากมุมการแมกซ์เวล

$$h_{mn} = \frac{1}{j\omega\mu (\epsilon abt)^{1/2}} \{ \bar{x} k_m \cos k_n x \sin k_m y - \bar{y} k_n \sin k_n x \cos k_m y \}$$

จะเห็นว่าในกรณีที่ไม่แพร่กระจายคลื่นนี้จะตรงกับเงื่อนไขขอบเขต $\bar{n} \cdot \mathbf{X} h_{mn} = 0$ ที่ผนังรอบๆ แต่

แควิตี้แพร่กระจายคลื่นด้วย ค่าไอเกน จะเป็นค่าจำนวนเชิงซ้อน ตามความถี่เรโซแนนท์เชิงซ้อน จนกระทั่ง

$$|k_n| < \frac{n\pi}{a} \quad \text{และ} \quad |k_m| < \frac{m\pi}{b} \quad \text{เล็กน้อย}$$

ค่าองค์ประกอบในแนวสัมผัสของโหมดเวกเตอร์สนามแม่เหล็กบนผนังข้างๆของแควิตี้จะไม่เป็น 0 แต่โหมดเวกเตอร์สนามไฟฟ้าดังสมการข้างบนยังคงถูกต้อง

ตอนนี้มาพิจารณาผลของกระแสที่ไหลในทิศ Z มีพื้นที่หน้าตัด $(dx dy)$ ที่จุด (x_0, y_0) ดังรูป 3.6 สัมประสิทธิ์ของแต่ละโหมดเวกเตอร์ไฟฟ้าจะหาได้จาก

$$A_{mn} = \frac{j k (\epsilon \mu)^{1/2}}{k^2 + k_{mn}^2} \iiint J_0 e^{*}_{mn} dV$$

ซึ่งจะลดรูปได้เป็น

$$A_{mn} = j I_0 (\mu t / ab)^{1/2} \frac{k X_{mn}}{k^2 - k_{mn}^2} G_{mn} \cos k_m y_0 \cos k_n x_0$$

$$\text{เมื่อ } G_{mn} = \frac{\sin(n\pi d x / 2a) \sin(m\pi d y / 2b)}{n\pi d x / 2a \quad m\pi d y / 2b}$$

$$\text{และ } k_{mn} = \tilde{W}_{mn} (\mu \epsilon)^{1/2}$$

\tilde{W}_{mn} คือ ค่าความถี่เรโซแนนท์เชิงซ้อนของโหมดที่ mn ความสัมพันธ์ของ A_{mn} ข้างบนขึ้นอยู่กับพื้นฐานของออร์โธโกนัลของโหมดเวกเตอร์ หัดถึงแม้ว่าสภาพของการแพร่กระจายคลื่นในโหมดเวกเตอร์ จะไม่ อธิ

โธโก้น้อยอย่างเข้มงวด แต่เมื่อสับสเตรทบางมากข้อผิดพลาดที่เกิดขึ้นจะน้อยมาก พจน์ G_{mn} เกิดจากความกว้างของการป้อน สำหรับการป้อนแบบโคแอกเซียล $dx = dy$ และพื้นที่หน้าตัด $dxdy$ จะเท่าพื้นที่หน้าตัดของโพรงสำหรับแพทช์ที่ป้อนด้วยสายส่งไมโครสตริป ที่ $y_0 = 0$ และ dx เป็นความกว้างของเส้น feed เราจะ

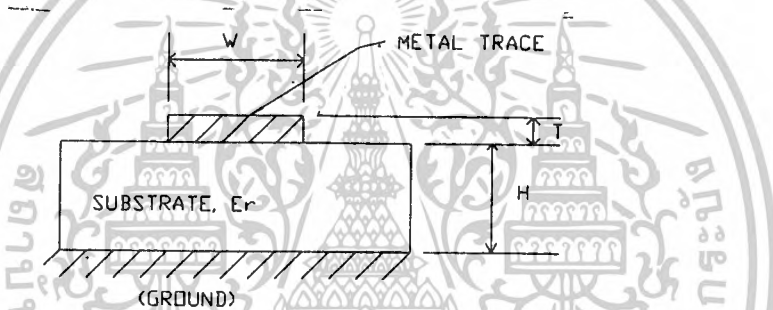
$$E_z(x, y) = jI_0 Z_0 k \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\psi_{mn}(x, y) \psi_{mn}(x_0, y_0)}{k^2 - k_{mn}^2} G_{mn}$$

$$Z_0 = \left(\frac{\mu}{\epsilon} \right)^{1/2}, k = w(\mu\epsilon)^{1/2}, k_{mn}^2 = k_m^2 + k_n^2 \quad \text{และ} \quad \psi_{mn} = \frac{X_{mn}}{(ab)^{1/2}} \cos \frac{n\pi x}{a} \cos \frac{m\pi y}{b}$$

3.4 สายส่งที่ใช้ในสายอากาศไมโครสตริป

3.4.1 สายส่งแบบไมโครสตริป

สายส่งไมโครสตริปแสดงดังรูป



รูป 3.7 แสดงโครงสร้างทางกายภาพของสายส่งไมโครสตริป

แถบตัวนำกว้าง w หนา t ถูกวางอยู่บนสารสับสเตรทไดอิเล็กตริกที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์เป็น ϵ_r สารสับสเตรทที่ใช้มีอยู่มากมายหลายชนิด เช่น อลูมินา ดูรอยด์ ซึ่งมีค่า ϵ_r แปรเปลี่ยนตั้งแต่ 2 ไปจนถึง 12 ข้างบนสารไดอิเล็กตริกจะเป็นอากาศที่มีค่า $\epsilon_r = 1$

สายส่งแบบไมโครสตริปถูกใช้เป็นส่วนประกอบของ MIC เนื่องจากทำได้ด้วยราคาถูก อุปกรณ์ลิ้มพ์แบบพาสซีฟ ก็สามารถถูกสร้างอยู่บนสารสับสเตรทชั้นเดียวกันได้ ขาอุปกรณ์แอคทีฟ และพวงกซ์ต่างๆก็สามารถเชื่อมต่อกับแถบโลหะได้โดยตรง ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งไมโครสตริปที่มีความกว้าง w สูง h และโลหะมีความหนาน้อยมาก ($t/h \leq 0.005$)

กรณี $w/h \leq 1$

$$Z_0 = 60 \ln(8h/w + w/4h) / (\epsilon_e)^{1/2}$$

เมื่อ

เอกสารนี้ $\epsilon_e = (\epsilon_r + 1)/2$ ไว้ + $0.5(\epsilon_r - 1)(1 + 12h/w)^{-1/2}$ เท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณี $w/h \geq 1$

$$Z_0 = \frac{120 \pi / (\epsilon_e)^{1/2}}{w/h + 1.393 + 0.667 \ln(w/h + 1.44)}$$

เมื่อ $w/h \leq 2$

$$w/h = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2}$$

เมื่อ $w/h \geq 2$

$$w/h = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right]$$

เมื่อ

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

$$B = \frac{377 \pi}{2Z_0 \epsilon_r^{1/2}}$$

เมื่อแถบ w มีความหนา ค่า w ในสูตรจะถูกแทนด้วย w_e

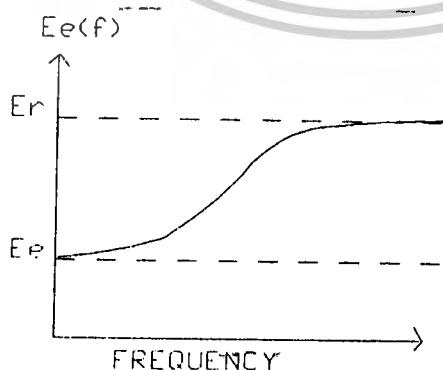
เมื่อ $w/h \geq \pi/2$

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

เมื่อ $w/h \leq \pi/2$

$$W_c = W + \frac{t}{\pi} \left(1 + \ln \frac{4\pi w}{t} \right)$$

สายส่งไมโครสตริปจะมีคุณสมบัติ dispersive โดยธรรมชาติ นั่นคือการที่ ϵ_e แปรค่าตามความถี่ ตามรูป



เอกสารรูป 3.8 คุณสมบัติดีสเพอร์ชัน $\epsilon_e(f)$ ในไมโครสตริป เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างของสายส่งไมโครสตริป เป็นลักษณะกึ่งTEM ดังนั้นสมการพื้นฐานเกี่ยวกับความยาวคลื่นในสายส่งไมโครสตริปคือ

$$f\lambda_g = \frac{c}{(\epsilon_r)^{1/2}}$$

เมื่อ λ_g คือความยาวคลื่นในไมโครสตริป

c คือความเร็วแสง

ϵ_e คือ effective dielectric constant

f คือความถี่

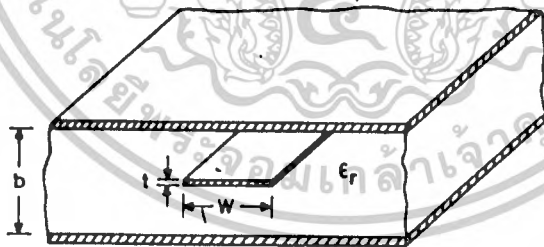
ความเร็วเฟสในสายส่งไมโครสตริป คือ

$$V_p = \frac{c}{(\epsilon_e)^{1/2}}$$

ส่วนกลไกในการสูญเสียทางไฟฟ้าของสายส่งไมโครสตริปคือ conductor loss และ dielectric loss ตามปกติแล้วค่า conductor loss จะมีค่ามากกว่าอย่างไรก็ตามสารบางอย่าง เช่น อลูมินา ที่ความถี่สูง dielectric loss จะมีค่ามากกว่า

3.4.2 สายส่งสตริปไลน์

สายส่งสตริปไลน์ (ดังแสดงในรูป) เป็นสายส่งที่ใช้กันมากที่สุดชนิดหนึ่งในงาน ไมโครเวฟ โดยมีแนวโน้มของการแพร่กระจายคลื่นคือโหมด TEM และข้อมูลทางด้านการออกแบบจะได้อาจจากการวิเคราะห์ทางด้านไฟฟ้าสถิต (electrostatic)



รูป 3.9 สายส่งสตริปไลน์

การวิเคราะห์สายส่งสตริปไลน์จะง่ายลงถ้าความหนา t ของสตริปตรงกลางน้อยมาก ผลที่ได้จากการวิเคราะห์ค่าความจุของสายส่งสตริปไลน์ จะทำให้ได้สมการของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะดังนี้

$$Z_0 \sqrt{\epsilon_r} = 30\pi \frac{K'(k)}{K(k)} \text{ ohm}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $k = \tanh(\pi w/2b)$ และ K แทนฟังก์ชันอีลิปติกชนิดแรก (elleptic function of the first kind) เมื่อ k' คือค่าฟังก์ชันคอมพลีเมนต์ทารี เป็นดังสมการ

$$K'(k) = K(k'); \quad k' = \sqrt{1-k^2}$$

สมการง่าย สำหรับค่า z_0 เมื่อทำการประมาณค่า จะเป็นดังข้างล่าง

$$z_0 \sqrt{\epsilon_r} = 30 \ln \left\{ 1 + \frac{4(b-t)}{\pi W'} \left[\frac{8(b-t)}{\pi W'} + \sqrt{\left(\frac{8(b-t)}{\pi W'} \right)^2 + 6.27} \right] \right\}$$

$$\frac{W'}{b-t} = \frac{W}{b-t} + \frac{\Delta W}{b-t}$$

$$\frac{\Delta W}{b-t} = \frac{x}{\pi(1-x)} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \ln \left[\left(\frac{x}{2-x} \right)^2 \right] + \left(\frac{0.0796 x}{\frac{w}{b} + 1.1x} \right)^m \right\}$$

$$m = 2 \left[1 + \frac{2x}{3(1-x)} \right]^{-1}; \quad x = t/b$$

สมการสำหรับสังเคราะห์สายส่งสตริปไลน์

สำหรับสมการการออกแบบสายส่งสตริปไลน์ ความกว้างสตริป w สำหรับค่าอิมพีแดนซ์ควรรถูกแสดงในพจน์ของพารามิเตอร์ b, ϵ_r และ t สำหรับกรณีความหนาของสตริปเข้าใกล้ 0 จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\frac{W}{b} = \frac{2}{\pi} \tanh^{-1} k$$

$$\sqrt{1 - \left[\frac{e^{\pi x} - 2}{e^{\pi x} + 2} \right]^4}; \quad x \geq 1$$

เมื่อ $k =$

$$\left[\frac{e^{-\pi x} - 2}{e^{\pi x} + 2} \right]^2; \quad 0 \leq x \leq 1$$

เมื่อ $x = \frac{z_0 \sqrt{\epsilon_r}}{(30 \pi)}$

เอกสารสมการการสังเคราะห์สำหรับกรณี $t \neq 0$ จะได้ดังนี้เช่นเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{เมื่อ } \frac{W_0}{b} = \frac{8(1-x)\sqrt{e^A + 0.568}}{\pi(e^A - 1)}, A = \frac{z_0 \sqrt{\epsilon_r}}{30}$$

$$\text{เมื่อ } \frac{\Delta W}{b} = \frac{x}{\pi} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \ln \left[\left(\frac{x}{2-x} \right)^2 + \left(\frac{0.0796x}{(W_0/b) - 0.26x} \right)^m \right] \right\}$$

3.4.2.1 การสูญเสียในสายส่งสตริปไลน์

การสูญเสียในสายส่งสตริปไลน์แบ่งออกได้เป็น 2 ส่วน คือ การสูญเสียในตัวนำ และการสูญเสียในตัวไดอิเล็กตริก

$$\alpha_T = \alpha_c + \alpha_d$$

เมื่อตัวห้อย c และ d แทนตัวนำและไดอิเล็กตริกตามลำดับ

การสูญเสียที่ตัวนำหาจากการพิจารณาค่าความเหนี่ยวนำที่เพิ่มขึ้นจากการที่ปลั๊กแม่เหล็กทะลุผ่านผิวของตัวนำซึ่งจะได้ค่าดังนี้

$$\alpha_c = \left\{ \frac{\partial Z_0}{\partial b} - \frac{\partial Z_0}{\partial W} - \frac{\partial Z_0}{\partial t} \right\} \frac{0.0231 R_s \sqrt{\epsilon_r}}{Z_0} \text{ db/m}$$

เมื่อ R_s คือค่าความต้านทานของแผ่น (ohm/square) สำหรับกรณีตัวนำจะหาได้จาก

$R_s = \sqrt{\pi f \mu_0 \rho}$ เมื่อ ρ คือ ค่าความต้านทานของตัวนำ จะเห็นว่าค่าการสูญเสียในตัวนำจะเพิ่มตามรากที่สองของความถี่ การสูญเสียที่ไดอิเล็กตริกจะมีค่าดังสมการ

$$\alpha_d = 27.3 \sqrt{\epsilon_r} \tan \delta / \lambda_0 \text{ dB/m}$$

จะเห็นว่าค่าการสูญเสียไดอิเล็กตริกจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่และลอสมแทนเจนท์ โดยทั่วไปในย่านไมโครเวฟค่าการสูญเสียที่ไดอิเล็กตริกจะมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับการสูญเสียในตัวนำ แต่ที่ย่านความยาวคลื่นเป็นมิลลิเมตรค่าการสูญเสียทั้งสองจะมีขนาดใกล้เคียงกัน

ความถี่ใช้งานสูงสุดของสายส่งสตริปไลน์ถูกจำกัดโดยการกระตุ้นของโหมด TTE ค่าความถี่คัทออฟของโหมด TE ที่มีอันดับต่ำสุดจะเป็นดังสมการ

$$f_T \text{ (GHz)} = \frac{15}{b \sqrt{\epsilon_r} (W/b + \pi/4)}$$

เมื่อ w และ b มีหน่วยเป็นเซนติเมตร จะสังเกตได้ว่าความถี่คัทออฟ f_T จะลดลงเมื่อระยะห่างระหว่างกราวด์เพลน หรือค่าคงตัวไดอิเล็กตริกมีค่าเพิ่มขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 ค่า Dielectric loss และค่า Copper loss

ค่าคงตัวของการลดทอนในไมโครสตริปถูกกำหนดโดย

$$\alpha = \alpha_d + \alpha_c$$

เมื่อ α_d คือค่าการสูญเสียของไดอิเล็กตริก

α_c คือค่าการสูญเสียของตัวนำ

ค่าสูญเสียไดอิเล็กตริก (dB ต่อหน่วยความยาว) ถูกกำหนดโดย

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\epsilon_r}{(\epsilon_{re}(f))^{1/2}} \frac{\epsilon_{re}(f) - 1 \tan \delta}{\epsilon_r - 1 \lambda_0}$$

เมื่อ $\tan \delta$ คือค่า loss tangent ของสารสับสเตรท

$\epsilon_{re}(f)$ คือค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลที่ขึ้นกับความถี่

ϵ_r คือค่าคงตัวไดอิเล็กตริก

λ_0 คือความยาวคลื่นในสุญญากาศ

ค่าการสูญเสียตัวนำ (dB ต่อหน่วยความยาว) หาได้ดังนี้

$$\alpha_c = 1.38 \frac{R_s}{h Z_0} \frac{32 - (W'/h)^2}{32 + (W'/h)^2} K, \text{กรณี } w/h \leq 1$$

$$= 6.1 \times 10^{-5} \frac{R_s Z_0 \epsilon_{re}(f)}{h} \left[\frac{W'}{h} + \frac{0.667 W'/h}{W'/h + 1.444} \right] K, \text{กรณี } w/h \geq 1$$

เมื่อ h คือความหนาของสับสเตรท

w คือความหนา

Z_0 คือค่า characteristic ของไมโครสตริป

$$K = 1 + \frac{h}{W'} \left(1 + 1.25 \frac{t}{\pi W} + \frac{(1.25 \ln \frac{4\pi W}{t})}{\pi} \right) \text{เมื่อ } W/h \leq 1/2\pi$$

$$1 + \frac{h}{W'} \left(1 + 1.25 \frac{t}{\pi W} + \frac{(1.25 \ln \frac{4\pi W}{t})}{\pi} \right) \text{เมื่อ } W/h \geq 1/2\pi$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{W'}{h} = \frac{W}{h} + 1.25 \frac{t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t} \right), \text{เมื่อ } W/h \leq 1/2\pi$$

$$\frac{W}{h} + 1.25 \frac{t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right), \text{เมื่อ } W/h \geq 1/2\pi$$

$$\text{และ } R_s = R_s \left(1 + \frac{2}{\pi} \tan^{-1} [1.4(\Delta/s)^2] \right)$$

เมื่อ t คือความหนาของตัวนำ

R_s คือความต้านทานของพื้นผิว

δ คือค่า skin depth

Δ คือค่า rms ของความหยาบ

$$\text{โดยที่ } \delta = (\rho / \pi f \mu_0 \mu_r)^{1/2}$$

เมื่อ ρ คือค่าความต้านทานทางไฟฟ้า

f คือความถี่

μ_0 คือค่า permeability ของ free space

μ_r คือค่า permeability ของสัปสเตรท

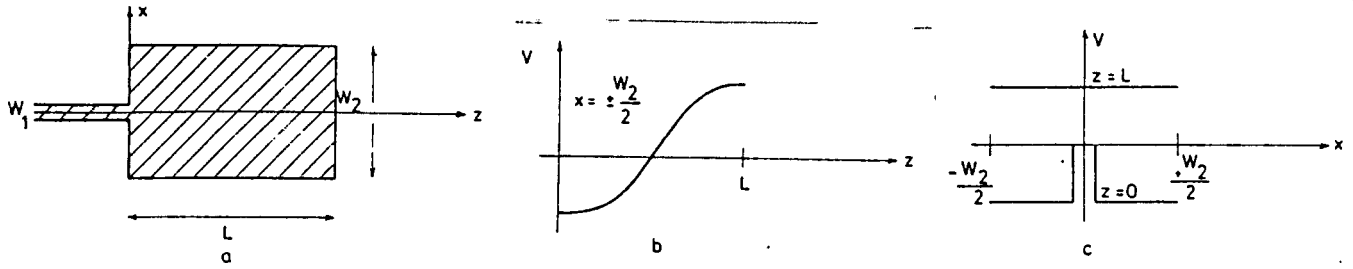
จะเห็นว่าผลของความหยาบของผิวจะมีผลต่อ conductor loss มากขึ้น เมื่อความถี่มากขึ้น แต่การสูญเสียไดอิเล็กตริก ไม่ขึ้นกับความหยาบของผิวแต่ขึ้นกับความถี่ โดยทั่วไปค่าการสูญเสียไดอิเล็กตริก จะต่ำกว่าค่าการสูญเสียตัวนำ ค่าการสูญเสียไดอิเล็กตริกจะถูกทำให้น้อยลงโดยเลือกสารที่มีการสูญเสียต่ำและมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกต่ำอย่างเหมาะสม ค่าการสูญเสียตัวนำจะขึ้นกับทั้งความถี่และความหยาบของผิว ค่าความหยาบควรมีค่าน้อยกว่า 1/5 ของ skin depth

เราสามารถลด conductor loss โดยลดขอบที่คม และแทนมันด้วยมุมที่โค้งมนด้วย

3.6 กลไกการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริป

จากโครงสร้างของไมโครสตริปที่มีความกว้าง w ยาว l เราจะพิจารณาเหมือนเส้นกว้าง w ของไมโครสตริปถูกต่อปลายด้วยการเปิดวงจรที่ $z=l$ ณ ตำแหน่งนั้นจะมีศักดาสูงสุด แต่จะมีกระแสต่ำสุด

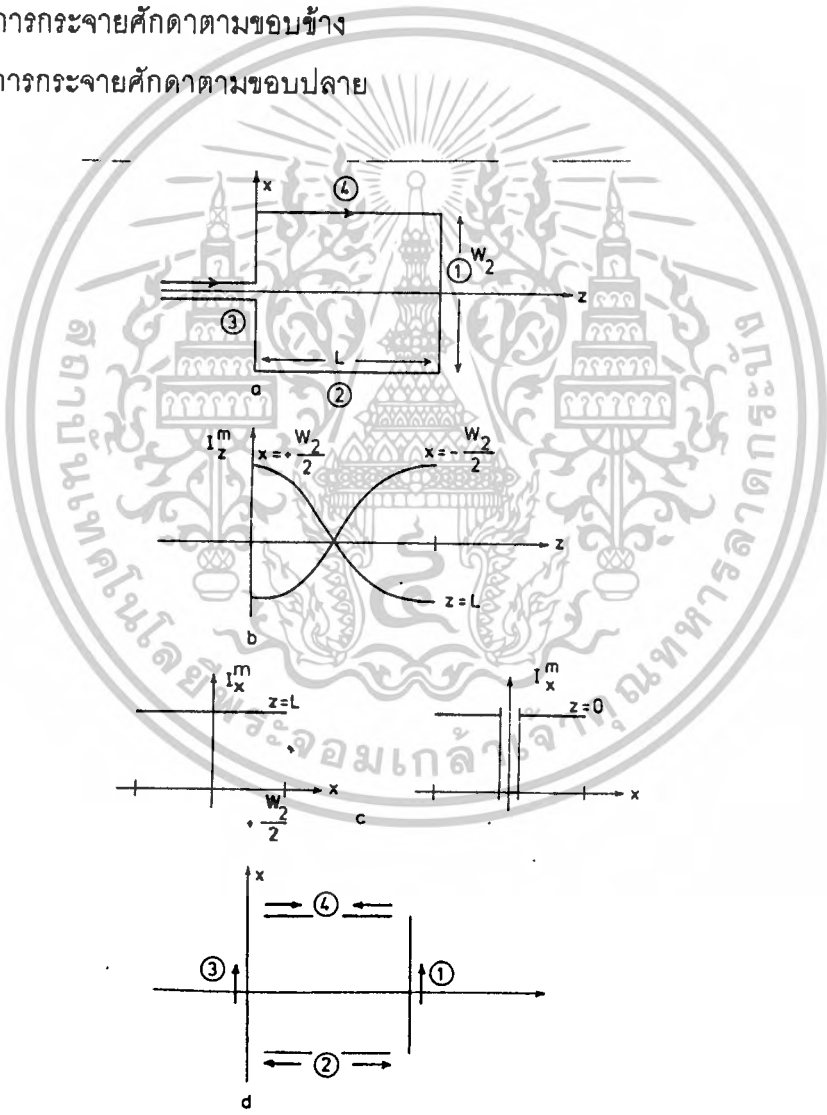
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.10 a) สายอากาศไมโครสตริปเรโซแนนซ์สี่เหลี่ยม

b) การกระจายศักดาตามขอบข้าง

c) การกระจายศักดาตามขอบปลาย



รูป 3.11 แสดงสายอากาศเส้นลวดสมมูลและการกระจายกระแสแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามรูปจะเห็นว่า 1 และ 3 จะมีอิทธิพลมากเนื่องจากมันมีเฟสตรงกัน และคงที่ตลอดแนวความยาว แต่ กระแส 4 และ 2 จะมีทิศทางจัดกันในสนามระยะไกล (โดยเฉพาะอย่างยิ่งในระนาบ $\theta = \pi/2$ และระนาบ $\phi = \pi/2$)

ดังนั้นสายอากาศไมโครสตริปจึงอาจมองได้ว่าเป็น สายอากาศแบบสลีต โดยมีขอบของมันเป็นต้นกำเนิดการแพร่กระจายคลื่น และปริมาตรระหว่างแพทช์ และ กราวด์เพลน ประพฤติตัวเหมือนเรโซแนนท์

3.7 สนามที่แพร่กระจาย

เราเริ่มด้วยการให้สนามไฟฟ้าในทิศ x ที่ช่องเปิดถูกสมมติให้มีค่าคงที่ และ มีค่า

$$\vec{E}_a = \hat{a}_x E_0 \{-h/2 \leq x' \leq h/2, -W/2 \leq z' \leq W/2\}$$

จะเห็นว่าสลีตแต่ละสลีตจะแพร่กระจายสนามเหมือนกับไดโพลแม่เหล็กที่มีความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็ก M

$$\vec{M}_s = \begin{cases} -2\hat{n} \times \vec{E}_a = \hat{a}_z 2E_0, & -h/2 \leq x' \leq h/2, -W/2 \leq z' \leq W/2 \\ 0, & \text{ณ. ตำแหน่งอื่นๆ} \end{cases}$$

และ $\vec{J}_s = 0$, ณ. ตำแหน่งใดๆ

สนามทั้งหมดจะเป็นผลบวกของอาร์เรย์ 2 เอลิเมนต์ ซึ่งแต่ละเอลิเมนต์จะแทนสลีตเป็นหนึ่งสลีต จากการวิเคราะห์เหมือนสายอากาศช่องเปิด สนามระยะไกลรวมจะเขียนได้เป็น $E_r = E_\theta = 0$

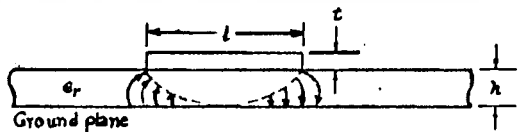
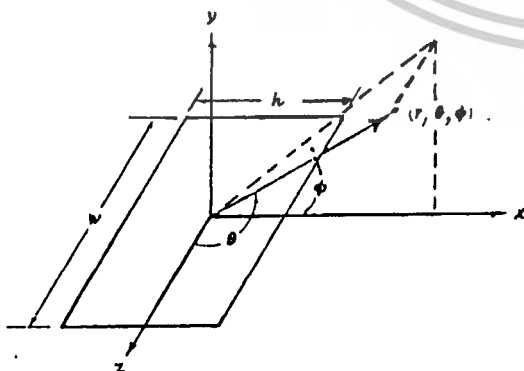
$$E_\phi = \frac{-jhwkE_0 e^{-jkr}}{\pi} \left\{ \frac{\sin x}{x} \frac{\sin z}{z} \right\} \cos\left(\frac{kl}{2} \sin \phi \sin \theta\right)$$

เมื่อ $\cos[(kl/2) \sin \theta \sin \phi]$ คือ ตัวประกอบอาร์เรย์สำหรับ

สลีต 2 สลีต

$$X = kh/2 \sin \theta \cos \phi$$

$$Z = kw/2 \cos \theta$$

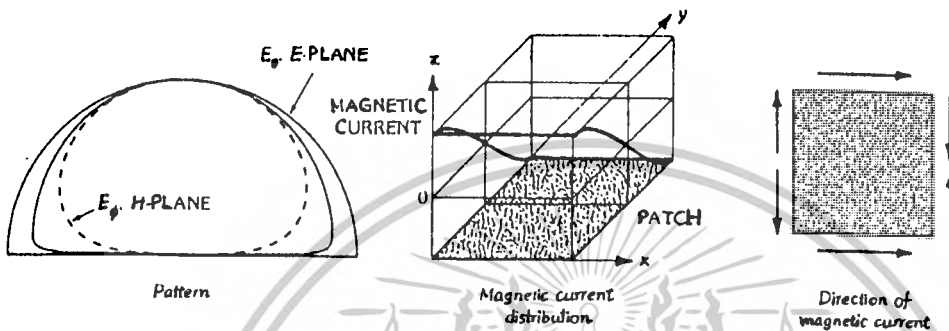


รูป 3.12 แสดงระบบแกนของช่องเปิดและด้านข้างของสายอากาศนำไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณกรณิใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับกรณีค่า h น้อยๆ ($h \ll \lambda$) จะหาค่า E ได้ดังนี้

$$E_\phi = -\frac{j2V_0 e^{-jkr}}{\pi} \sin \theta \sin \left(\frac{kw}{2} \cos \theta \right) \cos \left(\frac{kl}{2} \sin \phi \sin \theta \right)$$

เมื่อ $V_0 = hE_0$ คือ ค่าศักดาคร่อมสลิต



รูป 3.13 แสดงแพทเทิร์น ทิศทางและการกระจายของกระแสแม่เหล็ก

3.8 แนวทางการออกแบบไมโครสตรีกส์เหลี่ยม

1. ความกว้างของเอเลเมนต์

ขั้นตอนแรกของการออกแบบคือ การเลือกสารสับเซตกรไดอิเล็กตริกที่เหมาะสม และมีความหนาพอเหมาะ สำหรับสับเซตที่มีความหนา h สายอากาศทำงานที่ความถี่ f_r สำหรับตัวแพร่กระจายคลื่นที่มีประสิทธิภาพ ความกว้างในทางปฏิบัติหาได้จาก

$$W = \frac{c}{2 f_r} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-1/2}$$

เมื่อ c คือ ค่าความเร็วแสง

เราอาจใช้ค่าความกว้างอื่นก็ได้ แต่ค่าความกว้างที่กว้างน้อยกว่านี้ ตัวแพร่กระจายคลื่นจะมีประสิทธิภาพต่ำ แต่ถ้ากว้างกว่านี้แม้จะมีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้น แต่โมดสูงอื่นๆอาจส่งผลทำให้สนามเกิดการบิดเบือนได้

2. ความยาวของเอเลเมนต์

เมื่อเรารู้ความกว้าง w แล้วเราจะสามารถหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิภาพ ϵ_e และค่าความยาวที่ยึดออกได้ จากนั้นความยาวของเอเลเมนต์ที่เรโซแนนท์ก็อาจหาได้จาก

$$L = \frac{c}{2 f_r (\epsilon_e)^{1/2}} - 2\Delta$$

เนื่องจากคุณสมบัติของสายอากาศที่มีแถบความถี่แคบ ความยาวจะเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญมากไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ค่าอินพุทแอดมิตแตนซ์

ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ หรือแอดมิตแตนซ์ สำหรับตัวแพร่กระจายไมโครสตริปเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญมากเนื่องจากมันจำเป็นต่อการแมทช์ระหว่างเอเลเมนต์ และการป้อนสายอากาศ เราอาจหาได้จากสมการที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น

4. ค่าประสิทธิภาพของสายอากาศ

ค่าประสิทธิภาพของสายอากาศ คือ ค่าอัตราส่วนของกำลังคลื่นที่แพร่กระจาย ต่อกำลังอินพุทซึ่งอาจแสดงในพจน์ของความต้านสมมูล ได้คือ

$$\eta\% = (R_r / R_T) \times 100$$

ค่าประสิทธิภาพของสายอากาศนี้ จะเพิ่มตามความหนาที่เพิ่มขึ้นของสารสับเซต

5. ค่าไดเรคตีวิตี และค่าเกน

ค่าไดเรคตีวิตีของสายอากาศถูกนิยามให้เป็น อัตราส่วนของความหนาแน่นของกำลังที่มากที่สุด ในมีมหลัก ต่อความหนาแน่นของกำลังที่แพร่กระจายโดยเฉลี่ย สำหรับกรณีสล็อตเดียวค่าไดเรคตีวิตีอาจแสดงได้ดังนี้

$$D = \frac{1}{2} \frac{\text{Re}(E_\theta H_\phi^* - E_\phi H_\theta^*)}{P_r / 4\pi^2} \bigg|_{\theta=\pi/2} = \frac{4w^2 \pi^2}{I_1 \lambda_0^2}$$

สำหรับกรณีของไมโครสตริปที่ประกอบด้วยสล็อต 2 สล็อตวางห่างกัน L ในระนาบ E ค่าไดเรคตีวิตีอาจแสดงได้ดังนี้

$$D_w = \frac{2D}{1 + g_{12}}$$

เมื่อ g_{12} คือ ค่ามิวชวลคอนดัคแตนซ์ที่นอร์มัลไลซ์แล้ว

สำหรับกรณี $g_{12} \ll 1$

$$D_w = 2D$$

และสำหรับ $w \ll \lambda_0$, D_w ประมาณ 6.6

$$w \gg \lambda_0, D_w \text{ ประมาณ } 8w/\lambda_0$$

ค่าเกนประสิทธิภาพผลหาได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_e = n D_w$$

เมื่อ n คือค่าประสิทธิภาพของสายอากาศ

ค่าเกณฑ์ที่ได้จะเพิ่มตามความหนาของสารสับเสตรา h และจะลดลงเมื่อค่า ϵ_r เพิ่มขึ้น

6. ค่าบีมวิดธ์

$$\theta_{BH} = 2 \cos^{-1} \left(\frac{1}{2\{1 + k_0 W/2\}} \right)^{1/2}$$

$$\theta_{BE} = 2 \cos^{-1} \left(\frac{7.03}{\{3k_0^2 L^2 + k_0^2 h^2\}} \right)^{1/2}$$

เมื่อค่า θ_{BH} และ θ_{BE} คือค่าบีมวิดธ์ที่กำลัง ลดลงครึ่งหนึ่งของระนาบหลักทั้งสอง

เราอาจเพิ่มค่าบีมวิดธ์ โดยการเลือกเอเลเมนต์ที่มีขนาดเล็ก ดังนั้นต้องลด W และ L สำหรับค่า

ความถี่เรโซแนนซ์ที่กำหนดไว้ เราอาจทำการเปลี่ยนขนาดโดยการเลือกสับเสตราที่มีค่า เพอร์มิตติวิตีที่สูงขึ้น



บทที่ 4

มิววลคัปปลิงระหว่างสายอากาศไมโครสตริป

ถ้าเราใช้วิธีแควิตี และใช้ทฤษฎีบทสมมูล (equivalent theorem) ปัญหาของเราจะกลายเป็นการเกิดปฏิกิริยาระหว่างกันของ 2 รูปแม่เหล็กจากนั้นจะหามิววลคิมพีแดนซ์จากวิธี reaction ผลจากทฤษฎีนี้ก็ใกล้เคียงกับทางปฏิบัติ

มิววลคัปปลิงระหว่างสายอากาศไมโครสตริปเป็นข้อควรพิจารณาในการออกแบบสายอากาศอาร์เรย์ตามวิธีแควิตีสนามภายในจะแสดงอยู่ในรูปโมดเรโซแนนซ์ และสนามที่แพร่กระจายจะถูกหาจากทฤษฎีบทสมมูลโดยกระแสแม่เหล็กสมมูลสัมพันธ์กับสนามที่ขอบแควิตีโดย

$$M = 2tE_z(x, y)\bar{z} \times \hat{n}$$

โดย \hat{n} จะพุ่งออกตั้งฉากกับขอบเขต และ $E_z(x, y, z)$ ถูกคำนวณจาก modal matching ปัญหาของเราจะถูกมองเป็นรูปแม่เหล็ก 2 รูปที่แพร่กระจายคลื่นในครึ่งทรงกลมบนของที่ว่างอิสระ จึงหาจากอินทิกรัลเชิงเส้น



รูป 4.1 รูปร่างทางเรขาคณิตของไมโครสตริป 2 ตัว

การหาค่ามิววลคิมพีแดนซ์หาจาก reaction theorem

$$Z_{21} = \frac{-1}{I_1 I_2} \int (E^1 J^2 - H^1 M^2) dv$$

เมื่อ I_1 และ I_2 เป็นกระแสที่ป้อนของแพทช์ทั้งสอง J^2, M^2 เป็นแหล่งกำเนิดไฟฟ้า และแม่เหล็กของสายอากาศ 2 และ E^1 กับ H^1 คือสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กที่เกิดจากสายอากาศ 1 ส่งผลไปยังสายอากาศ 2 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในที่นี้มีแต่สนามแม่เหล็ก H^1 และการอินทิเกรตจะทำตามขอบของแพทช์ ดังนี้

$$Z_{21} = \frac{1}{I_1 I_2} \int H^1 M^2 d\mathbf{l}$$

H^1 สามารถแสดงได้ในพจน์ของค่าเวกเตอร์ศักดาไฟฟ้า (electric potential vector) F ซึ่งถูกหาจากการกระจายของกระแสแม่เหล็กตามขอบของแพทช์ 1

$$H^1(x, y, z) = \frac{1}{j\omega\mu_0} \left[k_0^2 F^1(x, y, z) + \nabla(\nabla \cdot F^1(x, y, z)) \right]$$

จากการวัดค่ามิวชวลคัปปลิงระหว่างสายอากาศไมโครสตริปจะต่ำเนื่องจาก

a) ระยะห่างระหว่างสายอากาศไม่น้อยเกินไป การเกิดปฏิกิริยาของมิวชวลจะไม่ไปกวนการกระจายสนามภายใน

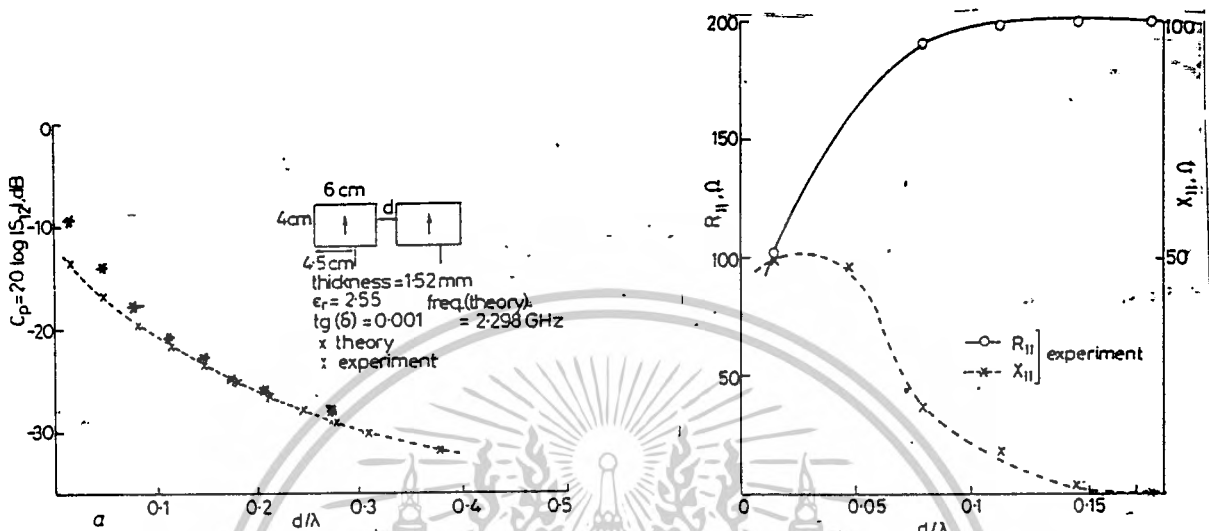
b) คลื่นตามผิวมีผลน้อยมากโดยเฉพาะความหนาของไดอิเล็กตริก $< \lambda/10$

การหาค่าอินทิกรัลข้างบนจะกินเวลามาก เมื่อคิดคลื่นทุกโมด ดังนั้นจะคิดเฉพาะโมดพื้นฐานซึ่งถูกกระตุ้นอย่างแรงเท่านั้น เราจะเห็นว่ามิวชวลคัปปลิงระหว่างสายอากาศไมโครสตริปในโหมด (0, 1) เกิดเนื่องจากปฏิกิริยาของสล็อตแพร์กระจายคลื่น 2 สล็อต ($y=0, y=b$) ผลสุดท้ายของอินทิกรัลแสดงให้เห็นว่าผลของขอบ oy ทั้ง 2 ก็มีค่าและจะปรากฏในอินทิกรัล R_1 และ R_2

$$R_1 = ((\pi/b)^2 - k^2) \int_0^b \int_0^b \cos \frac{\pi}{b} y' \cos \frac{\pi}{b} y \times \left[\frac{2e^{jk_0(d^2+(y-y')^2)^{1/2}}}{(d^2+(y-y')^2)^{1/2}} - \frac{e^{-jk_0(d^2+(y-y')^2)^{1/2}}}{(d^2+(y-y')^2)^{1/2}} - \frac{e^{-jk_0((l+a)^2+(y-y')^2)^{1/2}}}{((l+a)^2+(y-y')^2)^{1/2}} \right] dy dy'$$

$$R_2 = 2n(\pi/b) \int_0^b \sin \frac{\pi}{b} y \left[\frac{-e^{-jk_0(d^2+y^2)^{1/2}}}{(d^2+y^2)^{1/2}} + \frac{2e^{-jk_0(l^2+y^2)^{1/2}}}{(l^2+y^2)^{1/2}} - \frac{e^{-jk_0((l+a)^2+y^2)^{1/2}}}{((l+a)^2+y^2)^{1/2}} \right] dy$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.2 a) ค่าสัมประสิทธิ์มีขบวนการคัปปลิงที่เป็นฟังก์ชันกับ d/λ ระหว่างแพทช์ 2 แพทช์ * ทฤษฎี

* ในผลการทดลอง

b) ผลการทดลองของ Z_{11} ที่เป็นฟังก์ชันเดียวกับ d/λ ระหว่าง 2 แพทช์ o - R_{11} x - X_{11}

และ ผลของขอบแพทช์กระจายคลื่นจะปรากฏใน R_3

$$R_3 = -2k^2 \int_0^a \int_l^a \left(\frac{e^{-jk_0|x-x'|}}{|x-x'|} + \frac{e^{-jk_0[(x-x')^2+b^2]^{1/2}}}{[(x-x')^2+b^2]^{1/2}} \right) dx dx'$$

เมื่อ $k = k_0 \sqrt{\epsilon_r}$

จะเห็นว่า R_1 จะหายไปเมื่อ dielectric slab ถูกแทนด้วยสูญญากาศ ผลสุดท้ายค่าอินพุทอิมพีแดนซ์จะหาได้โดย

$$Z_{12} = \frac{jt^2 A_0^2}{120k_0 \pi^2 I_1 I_2} (R_1 + R_2 + R_3)$$

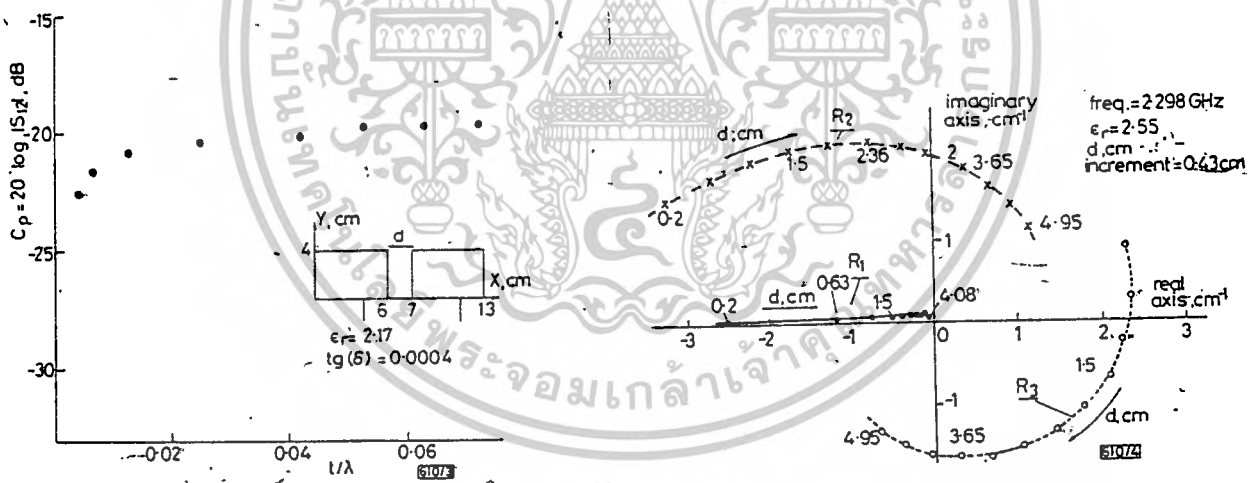
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $A_0 = j\omega\mu \frac{c}{a \beta_0 \text{tg}(\beta_0 b)}$

เมื่อ c คือความกว้างของจุดกระตุ้น และ $\beta_0 = k^2(1 - j\text{tg}(\delta))$ (ในที่นี้คือ ลอสแทนเจนท์)

ผลทางทฤษฎีและการทดลองของแพทช์ที่เหมือนกัน 2 แพทช์ และกระตุ้นด้วยโหมด(0,1)แสดงดังกราฟค่ามิวชวลคัปปลิงจะนิยามเป็น $C_p = 20 \log |S_{12}|$ เมื่อ S_{12} คำนวณได้จาก Z_{12} และ Z_{11} และวัดด้วยเนตเวอร์คอนาไลเซอร์ เมื่อ $d < 0.08\lambda$ ผลต่างของทฤษฎีกับผลการทดลองจะเพิ่มขึ้นเนื่องจากคัปปลิงไปรอบวงการกระจายสนามภายใน ซึ่งดูได้จากค่าจากการทดลองของ Z_{11} (รูป 4.2b)

นอกจากนี้มิวชวลคัปปลิง จะเพิ่มอย่างช้าๆตามความหนาของสับเสตรท(รูปที่ 4.3)คัปปลิงจะมีค่าเฉลี่ย -20 dB เมื่อสับเสตรทมีความหนาตั้งแต่ $0.02\lambda - 0.08\lambda$



รูป 4.3 สัมประสิทธิ์การคัปปลิงทางทฤษฎีที่เป็นฟังก์ชันกับความหนาของไดอิเล็กตริกและมิวชวลอิมพีแดนซ์ที่เกิดจาก ขอบ ox กับ oy

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5 ระบบการป้อนสายอากาศ

5.1 ระบบป้อน (feed) ของสายอากาศไมโครสตริป

ระบบป้อนมีความจำเป็นในการคัปปลิงพลังงานไปยังเอเลเมนต์ และใช้ควบคุมการกระจายพลังงานในอาร์เรย์ ระบบป้อนอาจเป็นแบบร่วมระนาบ หรือแบบแยกชั้นกับเอเลเมนต์ที่แพร่กระจายคลื่นได้

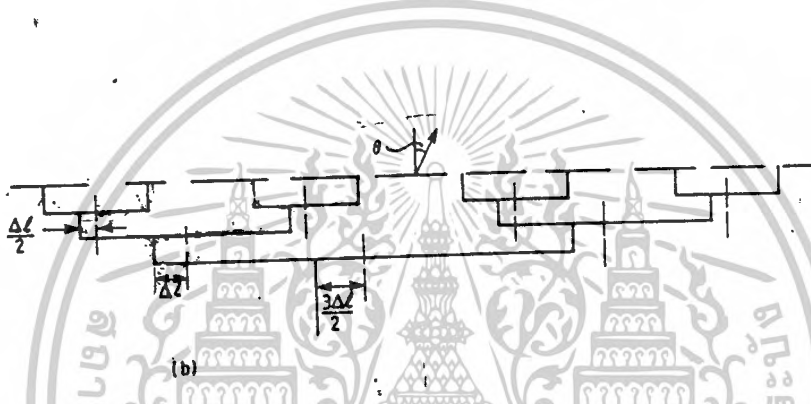
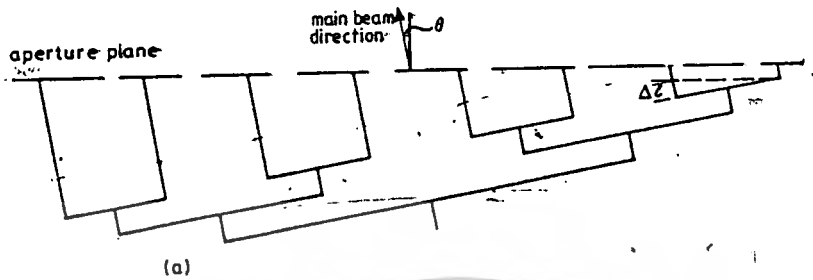
โครงข่ายการป้อนอาจสร้างคุณสมบัติที่ไม่พึงปรารถนาบางประการได้ เช่น การลดทอนเนื่องจากตัวนำ และการลดทอนเนื่องจากสารไดอิเล็กตริก ซึ่งจะไปลดประสิทธิภาพและเกนของอาร์เรย์

นอกจากนี้ที่จุดไม่ต่อเนื่องต่างๆก็อาจเกิดการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ การสูญเสียเนื่องจากคลื่นตามผิวได้อีก ระบบการป้อนอาร์เรย์แบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ แบบขนาน หรือ corporate feed ซึ่งมี 1 พอร์ทอินพุท แต่มีเส้นป้อนหลายเส้นขนานกันเป็นพอร์ทเอาต์พุท อีกชนิดคือเป็นแบบอนุกรมซึ่งเป็นสายส่งต่อเนื่องกันไป มีการคัปเปิลพลังงานได้หลายวิธี ชนิดนี้มีทั้งแบบคลื่นเดินทาง และแบบเรโซแนนท์

ระบบป้อนแบบอนุกรมและขนาน

1. การป้อนแบบขนานสำหรับกรณี 1 และ 2 มิติ

1.1 ระบบป้อนแบบขนาน 1 มิติ ประกอบด้วยโครงข่ายที่แตกกิ่งก้านของตัวแบ่งกำลังแบบ 2 ทางหลายๆตัว โดยอัตราส่วนของกำลังเป็นไปตามการกระจายของกระแสในอาร์เรย์ ถ้าระยะทางจากพอร์ทอินพุท ไปยังพอร์ทเอาต์พุทต่างๆเท่ากัน บีมที่แพร่กระจายออกมาจะอยู่ในทิศบรอดไซด์โดยไม่ขึ้นกับความถี่ที่ใช้งาน ในระบบป้อนนิยมเพิ่มระยะห่างเพื่อลดความแน่นของเส้นป้อน แต่ต้องไม่ห่างกันจนทำให้เกิดเกรตติงโลบ การป้อนแบบขนานที่ทำให้บีมที่แพร่กระจายคลื่นทำมุมกับทิศบรอดไซด์ รูป 5.1 แสดงวิธีดังกล่าว



รูป 5.1 โครงข่ายที่ทำให้เกิดบีมเอียง

a) เอียงโดยการยืดสายส่ง b) เอียงโดยเลื่อนตัวแบ่งกำลัง

รูป 5.1a) ความต่างเฟสระหว่างเอเลเมนต์ ทำได้โดยการเพิ่มความยาวสายป้อนของเอเลเมนต์ต่างๆ อย่างสม่ำเสมอด้วยความยาว

$$\Delta l = (\delta / 2\pi) \lambda_f$$

เมื่อ λ_f เป็นความยาวคลื่นในสายส่ง ซึ่งอาจจะทำเป็นออฟเซตของตัวแบ่งกำลังตามรูป 5.1b

สมการที่แสดงความสัมพันธ์ของมุมของบีมหลัก θ_0 กับความต่างเฟสความยาวคลื่นในสูญญากาศ λ_0 ระหว่างระหว่างเอเลเมนต์ d เป็นดังนี้

$$\sin \theta_0 = \delta \lambda_0 / (2\pi d)$$

ส่วนขีดจำกัดที่ไม่ทำให้เกิดเกรตติงโลบเป็นดังนี้

สมการสำหรับเฟสของบีมที่มีมุม θ คือ

$$kd \sin \theta - \delta = 2K\pi$$

เมื่อ $k = 2\pi/\lambda_0$ และ K เป็นจำนวนเต็มที่บอกโมด ดังนั้นกรณีเกรตติงโลบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\sin \theta_g = \sin \theta_0 + K\lambda_0 / d$$

เมื่อ $K = -1$ เกรตติงโลบจะไม่เกิดถ้า

$$d / \lambda_0 < 1 / (\sin(\theta_0) + 1)$$

หรือถ้า $K = 1$ เกรตติงโลบจะไม่เกิดถ้า

$$d / \lambda_0 < 1 / (1 - \sin(\theta_0))$$

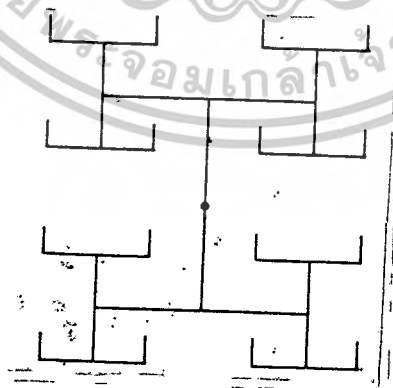
รูปแบบอีกแบบของการป้อนแบบขนานแสดงดังรูป



รูป 5.2 โครงข่ายการป้อนแบบขนานที่ไม่สมมาตร

ซึ่งมีข้อดีคือสามารถใช้กับจำนวนเอเลเมนต์ที่ หรือเอเลเมนต์คู่ที่ไม่เป็นกำลังของ 2

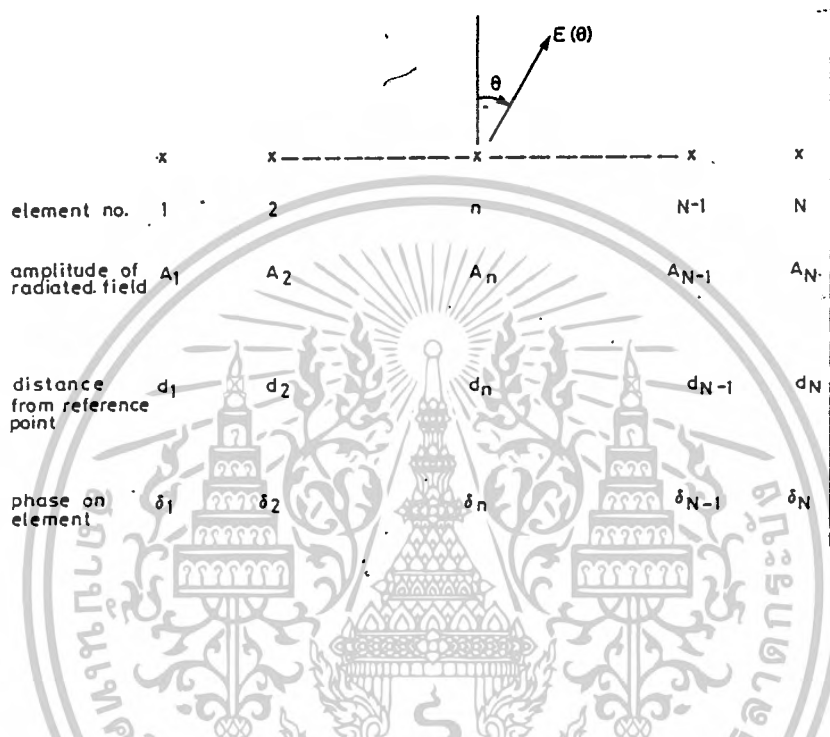
1.2 การป้อนแบบขนาน 2 มิติ แสดงดังรูป โดยแต่ละด้านต้องมีเอเลเมนต์ 2^N ตัว



รูป 5.3 การป้อน 2 มิติแบบ 4x4 เอเลเมนต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 การทำนายแพทเทิร์นของการแพร่กระจายคลื่นสำหรับอาร์เรย์ที่ป้อนแบบขนาน



รูป 5.4 พารามิเตอร์ของอาร์เรย์เชิงเส้นที่ป้อนแบบขนาน

ในอาร์เรย์รูปสี่เหลี่ยมหลายๆอาร์เรย์ สามารถแยกอาร์เรย์แพกเตอร์เป็นระนาบหลักที่ตั้งฉากกัน 2 ระนาบ ดังนั้นแพทเทิร์นของสนามระยะไกลของอาร์เรย์ $M \times N$ ที่มีระยะห่าง d_m และ d_n ตามลำดับจะเป็นดังนี้

$$E(\theta, \phi) = g(\theta, \phi) f(x) f(y)$$

เมื่อ $g(\theta, \phi)$ เป็น เอลิเมนต์แพกเตอร์ และอาร์เรย์แพกเตอร์ในเพลนหลัก 2 เพลน คือ

$$f(x) = \sum_{m=1}^M A_m \exp[j(mk_{dm} \sin \theta \cos \phi - \delta_m)]$$

$$f(y) = \sum_{n=1}^N A_n \exp[j(nk_{dn} \sin \theta \cos \phi - \delta_n)]$$

โคเรคทีฟของอาร์เรย์เชิงเส้นของแหล่งกำเนิดไอโซโทรปิกจะเป็นดังสูตร

$$D = \frac{(\sum_{k=1}^N A_k)^2}{\sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N A_m A_n \exp(-j(d_m - d_n)k \sin \theta_0) \frac{\sin[k(d_m - d_p)]}{k(d_m - d_p)}}$$

โคเรคทีวิตีของอาร์เรย์ 2 มิติ สามารถแยกได้ดังนี้

$$D(x,y) = \pi D(x) D(y) \cos(\theta_0)$$

เมื่อ $D(x), D(y)$ คือ โคเรคทีวิตีของอาร์เรย์เชิงเส้นที่ตั้งฉากกัน และเกน คือ

$$G = 10 \log(D(x,y) n) + G_e - M - \alpha L$$

เมื่อ n คือ ประสิทธิภาพของช่องเปิด

G_e คือ เกนของแต่ละเอเลเมนต์

α คือ การสูญเสียในสายป้อนต่อหน่วยความยาว

L คือ ความยาวของเส้นป้อน

M คือ ค่าความสูญเสียเนื่องจากความไม่ต่อเนื่อง

สำหรับอาร์เรย์ขนาด $N \times N$ ของเอเลเมนต์แบบครึ่งความยาวคลื่นจะมีค่าโคเรคทีวิตีเท่ากับ πN^2 ความยาวของเส้นป้อน L จะใกล้เคียงกับ $N/2$ เท่าของความยาวคลื่น เมื่อหาอนุพันธ์ของเกนเทียบกับ N แล้วให้เท่ากับ 0 จะได้ N ที่ทำให้ได้เกนสูงสุดเท่ากับ $17.37/\alpha$

2. การป้อนแบบอนุกรมใน 1 มิติ

2.1 การป้อนแบบคลื่นเดินทางมักใช้ในอาร์เรย์ที่ต้องการให้บีมเอียงไปจากทิศบรอดไซด์ เส้นป้อนจะถูกต่อปลายด้วยโหลด แต่แบบนี้จะมีข้อเสียคือ มุมเอียงของบีมจะเปลี่ยนตามความถี่ และถ้าเกิดการไม่แมทซ์ขึ้นก็จะถูกรวมกันมาเรื่อยๆจนทำให้ VSWR ที่อินพุทมีค่า สูง สำหรับความสัมพันธ์ระหว่างระยะห่างระหว่างเอเลเมนต์ d กับมุมของบีม θ_0 เป็นดังนี้

$$d = \lambda_0 / (\lambda_0 / \lambda_c - \sin \theta_0)$$

2.2 การป้อนแบบเรโซแนนท์

ใช้สำหรับกรณีต้องการบีมแบบบรอดไซด์โดยไม่มีปัญหาเรื่องการไม่แมทซ์ เส้นป้อนจะถูกต่อปลายด้วยการเปิดวงจรที่ตำแหน่ง $\lambda/2$ หลังจากเอเลเมนต์ตัวสุดท้าย หรือลัดวงจรที่ตำแหน่ง $\lambda/4$ หลังจากเอเลเมนต์สุดท้าย และการป้อนแบบนี้จะมีแถบกว้างความถี่ที่อ้างถึง VSWR แคบมาก

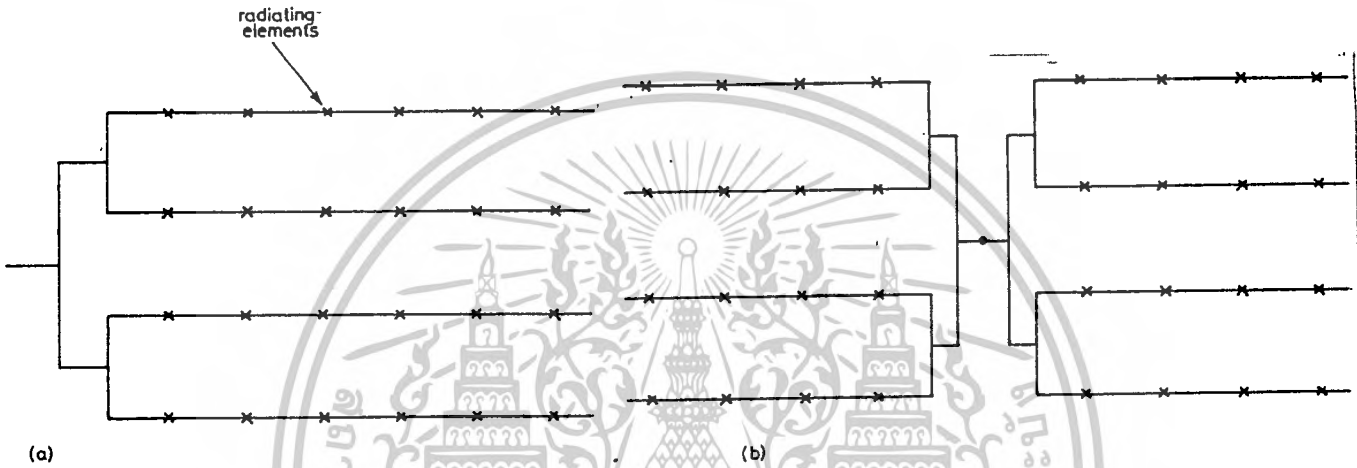
3. การป้อนแบบผสม

3.1 การป้อน 1 มิติแบบอนุกรม/ขนาน จะเป็นอาร์เรย์เชิงเส้นที่ป้อนจากตรงกลาง (center-fed) ถ้าต้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิพนธ์ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การบีบแบบบรอดไซด์ ทั้ง 2 ซ้างของอาร์เรย์จะมีระยะห่างเหมือนกันและสมมาตรกัน ถ้าต้องการบีบแบบเอียงระยะห่างของเอเลเมนต์จะไม่เหมือนกัน ด้านหนึ่งต้องทำให้เอียงแบบไปข้างหน้า (forward) แต่อีกด้านเกิดการเอียงแบบไปข้างหลัง(backward) คุณสมบัติที่สำคัญของอาร์เรย์แบบป้อนตรงกลางที่มีบรอดไซด์ คือ บีบจะไม่เอียงตามความถี่ แต่บีบจะกว้างขึ้นเนื่องจากความไม่ต่อเนื่องของเฟส และถ้าความถี่มากขึ้น บีบจะแยกออกเป็น 2 บีบ

3.2การป้อนแบบ 2 มิติมี 2 รูปแบบ คือ



รูป 5.5 การป้อนแบบขนาน อนุกรม a) ป้อนที่ปลาย b) ป้อนตรงกลาง

ตามรูป คือ แบบขนาน/อนุกรม ซึ่งเป็นเสมือนการป้อนแบบขนาน 1 มิติโดยที่พอร์ทเอาต์พุตเปลี่ยนไปเป็นการป้อนแบบอนุกรมบีบที่ได้จากแบบนี้จะเอียงอยู่ในระนาบของการป้อนแบบอนุกรมเท่านั้น และโดยการจัดวางแบบหลังชนหลัง (back to back) จะทำให้การเอียงมุมนี้ถูกกำจัดไปได้ เนื่องจากระยะห่างระหว่างเส้นป้อนแบบอนุกรมนี้จะน้อยทำให้นิยมนำระบบป้อนแบบแยกชั้น

การป้อนอีกแบบ คือ แบบอนุกรม/อนุกรม แบบนี้สามารถทำให้เกิดการเอียงบีบได้ทั้ง 2 ระนาบ เราอาจทำให้ไม่มีการเอียงมุมโดยจัดโครงข่ายแบบหลังชนหลัง

5.2การออกแบบตัวแบ่งเพาเวอร์ (power divider)

เครื่องมือที่เป็นพื้นฐานสำหรับแบ่งกระจายกำลังระหว่างพอร์ทเอาต์พุต n พอร์ท ตามการกระจายกำลังงานตามต้องการ คือ ตัวแบ่ง power n ทาง (n-way power divider) หรือเป็นการรวมกันของตัวแบ่ง power m ทาง หลายๆตัว โดย $m < n$ และถ้าเลือก $m=2$ ตัวแบ่งนี้จะทำให้ได้อัตราส่วนระหว่างอิมพีแดนซ์ค่ามาก ต่อ อิมพีแดนซ์ค่าน้อย มีค่าน้อยที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะปรากฏอยู่เพียงที่ อินพุท และจะไม่มีการรบกวนกันของการกระจายเพาเวอร์ที่เอาท์พุทพอร์ท การแยกดังกล่าวอาจทำได้โดยวิธีตัวแบ่งเพาเวอร์แบบวิลคินสัน (Wilkinson Power Divider) ซึ่งใช้ตัวต้านทานเป็นตัวแยก แต่มีข้อเสีย คือ แบบตัวดิคท์แคบ และมีการต่อตัวต้านทาน ทำให้โครงสร้างยุ่งยากกว่าการเป็นโครงข่ายแบบระนาบ (planar network) ธรรมดา

ตัวแบ่งเพาเวอร์แบบ non-isolating output ที่มีแบบตัวดิคท์กว้างตัวหนึ่ง คือ T-junction การออกแบบ T-junction ต้องเป็นไปตามเงื่อนไข

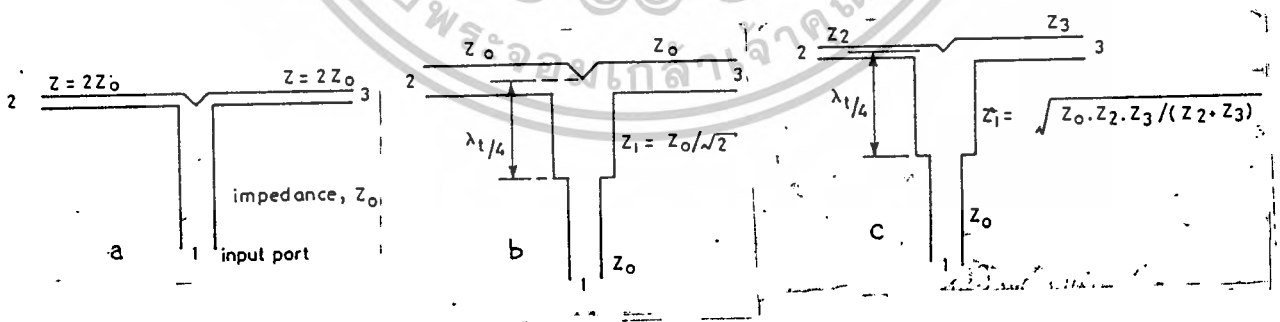
$$\frac{1}{Z_{in}} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2}$$

เมื่อ Z_{in}, Z_1 และ Z_2 คือ อิมพีแดนซ์ของสายอินพุท และ เอาท์พุท ตามลำดับ

ดังนั้นการออกแบบระบบป้อนเพาเวอร์แบบ corporate จึงต้องเลือกอัตราส่วนการแบ่งเพาเวอร์ในแต่ละตัวแบ่งอย่างถูกต้อง เพื่อให้ได้การกระจายเพาเวอร์ที่เอาท์พุท ตามต้องการการออกแบบดังกล่าวอาจทำในรูปของ เฟลท 3 ชั้น (triplate) หรือ ไมโครสตริป (microstrip) ซึ่งต้องคำนวณความกว้างของสายเพื่อให้ได้อิมพีแดนซ์ตามต้องการ ในตัวแบ่งเพาเวอร์แบบไม่สมมาตร การผิดพลาดทางเฟสอาจเกิดขึ้นที่จุดหักมุมต่างๆ ซึ่งอาจชดเชยได้โดยการปรับความยาวของสาย feed นอกจากนี้ถ้าทำในรูป triplate นอกจากจะช่วยลดการสูญเสียเนื่องจากการแพร่กระจายคลื่นแล้ว เรายังไม่ต้องชดเชยกับการที่ ค่าคงตัวทางเฟส (phase constant) ขึ้นกับความกว้างของเส้นไมโครสตริปด้วย

5.2.1 รายละเอียดการออกแบบ T-junction

T-junction เป็นตัวแบ่งเพาเวอร์แบบที่ง่ายที่สุด ตามรูป



รูป 5.6 ตัวแบ่งกำลังแบบ T-junctionแบบธรรมดาและแบบมีการแปลงอิมพีแดนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พอร์ทอินพุตต้อง match และ เอาท์พุท ต้อง terminate อย่างเหมาะสม เช่น ถ้าอินพุทเป็น 50 โอห์ม เอาท์พุทแต่ละเส้นต้องเป็น 100 โอห์ม (กรณีแบ่งเพาเวอร์แบบเท่ากัน) และควรจะมีการตัดเป็นรูปตัว V 90 องศา เพื่อช่วยในการ match การแปลงอิมพีแดนซ์ไปเป็น 50 โอห์ม ที่เอาท์พุท ต้องใช้ step transformer หรือการ taper ดังรูป 5.6b

สำหรับกรณีที่ไม่แบ่งเพาเวอร์ที่ไม่เท่ากัน ทำได้โดยการใช้สายที่มีอัตราส่วนของอิมพีแดนซ์ตามต้องการที่พอร์ทเอาท์พุทและต้องทำการ matching ที่จุดต่อ (junction) ดังแสดงในรูป 5.6c

ถ้าเราใช้ไมโครสตริปแทน triplate ต้องคำนึงถึงคุณสมบัติด้าน dispersive ของสายส่งด้วย ค่าคงตัวทางเฟสของสายส่งไมโครสตริปขึ้นกับทั้ง ความถี่และ อิมพีแดนซ์ของสาย ดังนั้นถ้าอิมพีแดนซ์ไม่เท่ากันในแต่ละสาย จะต้องมีการปรับความยาวให้ได้เฟสที่เอาท์พุทตามต้องการ สภาวะต่างๆที่กล่าวมาจะตรงกับความต้องการของเราที่ความถี่ๆหนึ่งเท่านั้น

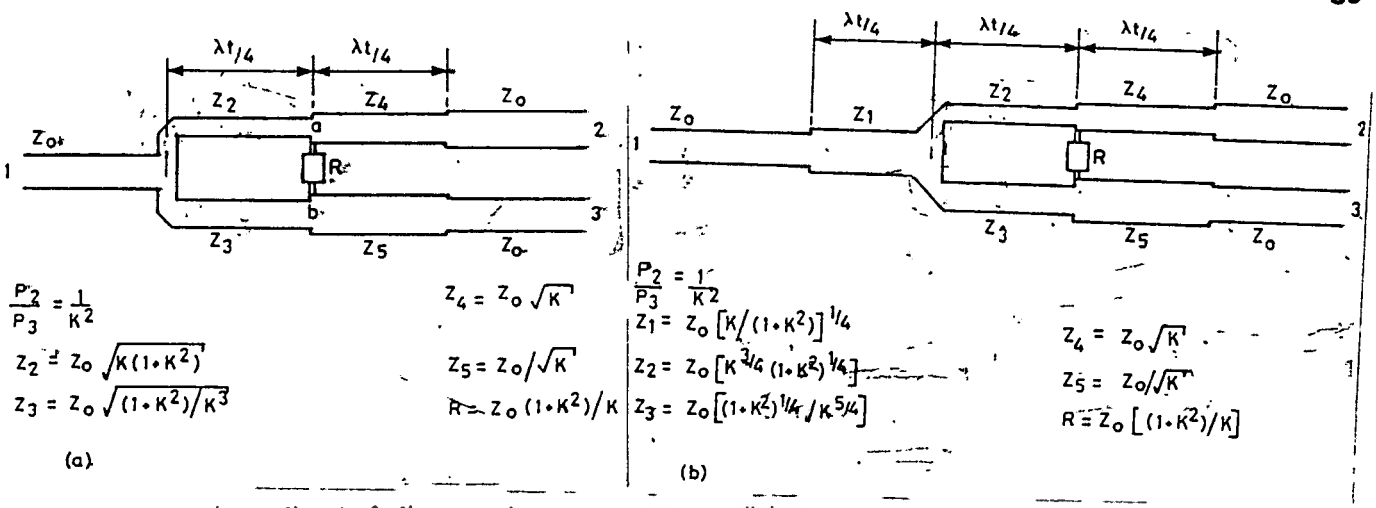
คุณลักษณะของตัวแบ่งเพาเวอร์แบบนี้ถูกจำกัดโดยการ isolation ที่ค่อนข้างต่ำระหว่างพอร์ทเอาท์พุท ถ้าพอร์ทเหล่านี้ไม่ match เพาเวอร์บางส่วนจะถูกสะท้อนกลับไปยังอินพุท และ บางส่วนจะถูก couple ไปยังพอร์ทเอาท์พุทอีกพอร์ทหนึ่ง ดังนั้นการกระจายเพาเวอร์ที่เอาท์พุทจะถูกบิดเบือน (distort) ไป ซึ่งเป็นปัญหาอย่างมากในการออกแบบสายอากาศที่มีโชติโลบต่ำ

ตัวแบ่งเพาเวอร์แบบนี้มีข้อจำกัดของอัตราส่วนของอิมพีแดนซ์ คือมีค่ามากกว่า 2 มากๆไม่ได้ เนื่องจากมีปัญหาในการสร้างเส้นที่มีขนาดแคบที่สุด (อิมพีแดนซ์มากที่สุด) ในทางปฏิบัติ

5.2.2 การออกแบบตัวแบ่งเพาเวอร์แบบ isolate (isolated power divider)

ตัวแบ่งเพาเวอร์แบบนี้สามารถใช้กับกรณีที่มีอัตราส่วนของอิมพีแดนซ์มีค่าสูงได้ และพอร์ทเอาท์พุท ยังสามารถแยกออก จากกันอย่างมีประสิทธิภาพ

รูป 5.7a แสดงตัวแบ่งแบบ isolate ที่แบ่งเพาเวอร์ไม่เท่ากัน ถ้าเลือกอิมพีแดนซ์ของสายอย่างเหมาะสม และเพาเวอร์เข้าทางพอร์ท 1 สักค่าไฟฟ้าที่จุด a และ b จะเท่ากัน ตัวต้านทานที่มีค่าเหมาะสมจะถูกวางไว้ระหว่าง junction เหล่านี้ เพราะฉะนั้น ตัวต้านทานจะไม่ดูดซึม (absorb) เพาเวอร์ ที่ความถี่ที่เราออกแบบไว้



รูป 5.7 ตัวแบ่งกำลังแบบแบ่งแยก a) ขดเชย b) ไม่ขดเชย

แต่ถ้าเพาเวอร์เข้าที่พอร์ท 2 หรือ พอร์ท 3 พลังงานบางส่วนจะสูญเสียที่ตัวต้านทาน การแบ่งแยกระหว่างพอร์ทเอาต์พุตทั้งสองจะสูง และสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่มองเข้าที่พอร์ทใดๆจะต่ำ ตัวแบ่งเพาเวอร์อาจมองเหมือน T hybrid ที่มีตัวต้านทานทำตัวเหมือนโหลดที่ไม่มีการสะท้อนบนพอร์ทอนุกรมภายใน ตัวแบ่งเพาเวอร์แบบ isolate มี 2 ชนิด คือ ชนิดไม่ขดเชย ดังรูป และชนิดขดเชยดังรูป ชนิดหลังจะมีตัวแปลงอิมพีแดนซ์แบบ 1/4 ความยาวคลื่นที่อินพุตพอร์ท ซึ่งจะมี isolation และ อินพุต VSWR ที่ดีกว่า แต่จะมีเอาต์พุต VSWR ที่เลวกว่าแบบแรก โครงข่ายของอิมพีแดนซ์สำหรับอัตราส่วนค้ำค้ำเอาต์พุต K แสดงดังรูป

ถึงแม้ว่าตัวแบ่งเพาเวอร์แบบ isolate จะมีคุณลักษณะที่ดี แต่ก็มีข้อเสียที่มี ตัวต้านทานใน planar feed network ยิ่งกว่านั้นค่าของตัวต้านทานก็ขึ้นกับอัตราส่วนของเพาเวอร์ที่ต้องการอีกด้วย

อัตราส่วนมากที่สุดที่เป็นไปได้เชิงปฏิบัติคือ 4:1 ถ้าต้องการอัตราส่วนกำลังมากกว่านี้อาจใช้วิธี branch line coupler ก็ได้

5.2.3 การออกแบบตัวแบ่งกำลังแบบวงแหวนไฮบริด (HYBRID RING)

ตัวค้ำปลิงแบบวงแหวนไฮบริดนิยมใช้ในงานสายอากาศเนื่องจาก

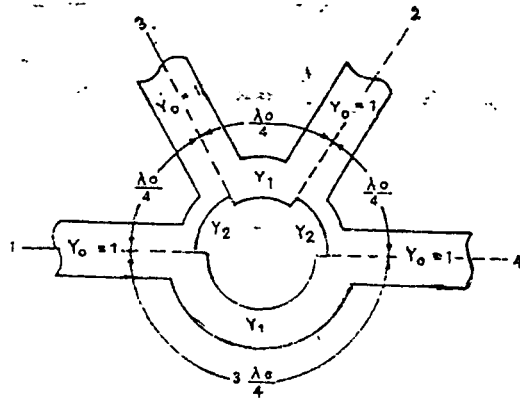
- 1) แชนเอาต์พุตจะมีการแยกออกจากกัน (isolation)
- 2) อินพุตอิมพีแดนซ์จะแมทช์เมื่อแชนอื่นๆแมทช์

จากเหตุผลข้างบนทำให้ตัวแบ่งกำลังแบบนี้เหมาะกับงานที่ต้องการลดมิวชวลค้ำปลิงระหว่างเอเลเมนต์

โครงสร้าง 2 มิติของสตริปไลน์ มีความง่ายเหมาะในการทำระบบป้อน ยิ่งในกรณีพื้นที่แคบๆตัวแบ่งกำลังแบบวงแหวนไฮบริดยังเป็นทางเลือกที่ดี เนื่องจากสัญญาณที่แชนเอาต์พุตมีเฟสตรงกันทำให้ไม่ต้องการชดเชยเฟส นอกจากนั้นตัวแบ่งกำลังแบบนี้ยังมีช่วงความถี่ใช้งานที่กว้างด้วย

รูปร่างทั่วไปของวงแหวนแสดงดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 5.8 รูปร่างทั่วไปของวงแหวนไฮบริด

ค่าแอดมิตแตนซ์ของแขนทั้ง 4 จะถูกนอร์มัลไลซ์ Y_1 และ Y_2 จะแทนค่าแอดมิตแตนซ์ของเส้นทั้ง 2 ในวงแหวน ซึ่งต้องทำให้มีค่าคัปปลิงของแขนเออร์ททุกและสภาวะการแมทช์ของอินพุตตามต้องการ เมื่อสัญญาณถูกป้อนเข้าพอร์ท 3 คักดาเออร์ททุกที่แขน 1 และ 2 จะมีเฟสตรงกันและแอมพลิจูดจะมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$\frac{b_1}{b_2} = \frac{Y_2}{Y_1}$$

เมื่อสัญญาณถูกป้อนเข้าพอร์ท 1 คักดาเออร์ททุกที่แขน 3 และ 4 จะต่างเฟสกัน 180 องศา และแอมพลิจูดของมันจะมีความสัมพันธ์ดังนี้

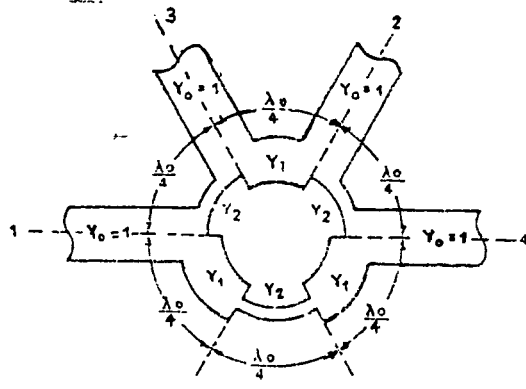
$$\frac{b_3}{b_4} = -\frac{Y_2}{Y_1}$$

ในทั้ง 2 กรณีข้างบน สภาวะที่แขนอินพุตจะแมทช์อย่างสมบูรณ์ Y_1 และ Y_2 ต้องเป็นไปตามสภาวะ

$$Y_1^2 + Y_2^2 = 1$$

จะเห็นว่าอัตราส่วนคักดาเออร์ททุกจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะของสายส่งที่รวมตัวเป็นวงแหวน ขีดจำกัดของอัตราส่วนการแบ่งกำลังที่มากที่สุดเกิดจากข้อจำกัดในการสร้างสายส่งที่มีค่าอิมพีแดนซ์สูงๆ

เพื่อให้ได้อัตราส่วนกำลังที่มีค่าสูงๆระหว่างพอร์ทเออร์ททุก สายส่งยาว $3/4$ ของความยาวคลื่นในวงแหวนจะถูกแยกออกเป็นสายยาว $1/4$ ของความยาวคลื่น 3 เส้น ที่มีแอดมิตแตนซ์คุณสมบัติดังรูป



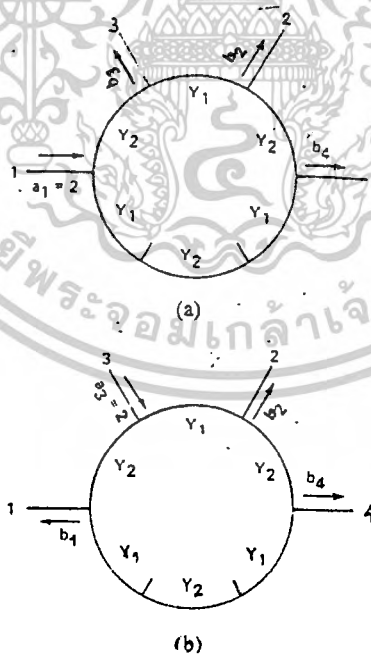
รูป 5.9 วงแหวนไฮบริดที่ปรับปรุงแล้ว

วงแหวนไฮบริดที่ได้ปรับปรุงแล้วนี้จะถูกวิเคราะห์โดยใช้ S เมตริกซ์

วงแหวนไฮบริดที่ถูกรับปรุงแล้วจะแตกต่างกับวงแหวนแบบเดิมที่แขนเอ้าท์พุททั้ง 2 จะไม่แยกจากกันอย่างสมบูรณ์ที่ความถี่กลาง แต่จะมีค่าการแยกเพียงพอในช่วงความถี่ใช้งาน

รูปร่างของวงแหวนไฮบริดที่ปรับปรุงแล้วแสดงดังรูปที่ 5.9 ค่าแอดมิตแดนซ์คุณลักษณะของแขนทั้ง 4 จะเท่ากัน และจะถูกนอร์มัลไลซ์เป็น 1 ค่า Y_1 และ Y_2 จะเป็นตัวที่ใช้กำหนดอัตราส่วนกำลังระหว่างแขนเอ้าท์พุท และสภาวะการแมทช์ของแขนอินพุท

คลื่นลัพท์สำหรับ 2 กรณี คือ กรณีโหมดผลต่าง และผลรวม ดังรูป



รูป 5.10 รูปแสดงคลื่นตกกระทบ และคลื่นสะท้อนของ (a) โหมดผลต่าง (b) โหมดผลรวม

ศักดาเอ้าท์พุทระหว่างแขน 3 และ 4 สำหรับกรณีโหมดผลต่างจะเป็นดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{b_3}{b_4} = -\frac{Y_2(1+Y_2^2+Y_1^3/Y_2)}{Y_1(Y_1/Y_2+Y_2^2+Y_1^3/Y_2)}$$

และอัตราส่วนค้ำคดาเอาท์พุทระหว่างแขน 1 และ 2 สำหรับกรณีโหมดผลรวมจะเป็นดังนี้

$$\frac{b_1}{b_2} = \frac{Y_2(1+Y_2^2+Y_1^3/Y_2)}{Y_1[1+Y_1/Y_2(Y_2^2+Y_1^3/Y_2)]}$$

แขนอินพุทที่ 2 กรณีไม่สามารถแมทช์อย่างสมบูรณ์พร้อมๆกันทั้งพอร์ท 3 และพอร์ท 1 การแมทช์ที่เกือบสมบูรณ์ที่พอร์ท 1 และ 3 ตามสภาพต่อไปนี้

$$Y_2^2 + \frac{Y_1^3}{Y_2} = 1$$

เมื่อ Y_1 และ Y_2 เป็นไปตามสภาพข้างบน คลื่นสะท้อนลัพท์จะเป็นดังนี้

$$b_1 = \frac{2(Y_1^2 - Y_1^4/Y_2^2)}{(1+Y_2^2+Y_1^3/Y_2)^2 + (Y_1 - Y_1^2/Y_2)^2}$$

กรณีโหมดผลต่าง

$$b_3 = -\frac{2(Y_1^2 - Y_1^4/Y_2^2)}{(1+Y_2^2+Y_1^3/Y_2)^2 + (Y_1 - Y_1^2/Y_2)^2}$$

กรณีโหมดผลรวม

และค่าอัตราส่วนค้ำคดาเอาท์พุทระหว่างแขน 3 และ 4 และระหว่างแขน 1 และ 2 สำหรับโหมดผลรวมจะเป็นดังนี้

$$\frac{b_3}{b_4} = -\frac{2Y_2}{Y_1(1+Y_1/Y_2)}$$

$$\frac{b_1}{b_2} = \frac{2Y_2}{Y_1(1+Y_1/Y_2)}$$

จากสมการข้างบนจะเห็นว่ากรณีป้อนค้ำคดาอินพุทที่แขน 1 จะได้ค้ำคดาเอาท์พุทที่แขน 3 และ 4 มีความต่างเฟส 180 องศา แต่กรณีป้อนอินพุทที่แขน 3 ค้ำคดาเอาท์พุทที่แขน 1 และ 2 จะมีเฟสตรงกัน

ค่า VSWR ของวงแหวนไฮบริดจะมีค่า < 1.1 สำหรับกรณีอัตราส่วนกำลังน้อยๆ และจะลดลงเป็น 1.05 สำหรับมีค่าประมาณ 20 dB ซึ่งเพียงพอสำหรับการประยุกต์ใช้งานทั่วไป

เมื่อเปรียบเทียบค่าอัตราส่วนกำลังที่สามารถทำได้ของตัวแบ่งกำลังแบบวงแหวนไฮบริด และแบบวงแหวนไฮบริดที่ปรับปรุงแล้วจะเห็นว่าค่าอัตราส่วนกำลังของกรณีไฮบริดที่ปรับปรุงแล้วจะมีค่าเพิ่มขึ้นประมาณ 4 dB สำหรับแถบความถี่ใช้งานของวงแหวนไฮบริดนี้จะมีค่าประมาณ 20% ที่ย่านความถี่ Ku

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.4 ตัวคัปปลิงแบบมีทิศทางที่ใช้หลักการคัปเปลคูชานาน (Paralell Coupled Line

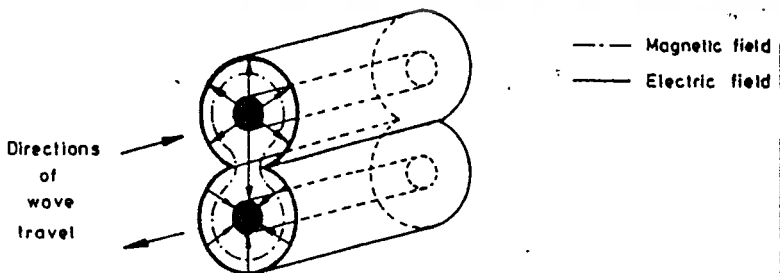
Directional Coupler)

คุณสมบัติพื้นฐานของสายส่งคัปเปลคูชานาน (paralell coupled line) จะสามารถอธิบายได้โดยใช้ รูป แบบ 4 พอร์ทตามรูป 5.11 เส้นประจะแสดงมีวชวลคัปปลิง การต่ออินพุท เอาท์พุท และการ เทอร์มิเนทปลายถูกละไว้เพื่อความง่าย

เพื่อจะดูโหมดการคัปปลิง เราจะมุ่งความสนใจไปที่โหมด TEM ในโครงสร้างโคแอกเซียลคู่ ซึ่งสนาม จะคัปปลิงผ่านสล็อตแคบๆบริเวณตัวนำด้านนอกที่ติดกันเป็นแนวยาวดังแสดงในรูป 5.12 จะสังเกต จากรูปแบบสนามได้ว่าสอดคล้องกับคลื่นที่เดินทางสวนกัน ดังนั้นสายส่งคัปเปลคูชานานจะมีทิศทางของ คลื่นเดินทางที่สวนทางกัน

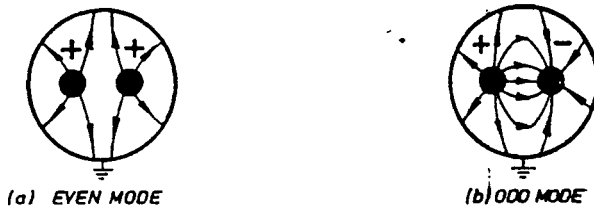


รูป 5.11 สายส่งคัปเปลคูชานาน



รูป 5.12 สายคัปเปลคูชานานแบบโคแอกเซียล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 5.13 โหมดคู่และโหมดคี่ในสายเคเบิลคู่แบบโคแอกเซียล

ที่ขณะใดๆชั่วสัมผัสของศักดาที่ระนาบหนึ่งๆตามโครงสร้างอาจเป็นได้ทั้งเหมือน หรือตรงกันข้ามโดยจะเรียกโหมดตามลักษณะของสนามที่ต่างกันว่า เป็นโหมดคู่ และโหมดคี่ตามลำดับ

รูป 5.13 แสดงผลต่างๆเหล่านี้ ดังนั้นการวิเคราะห์ที่สมบูรณได้จากการทำ superposition ของผลเนื่องจากโหมดทั้ง 2 นี้

ถ้าไดอิเล็กตริกมีความเป็นเอกรูป โหมด TEM จะมีความเร็ว ดังนั้นความเร็วของโหมดคู่จะเท่ากับของโหมดคี่

ค่าคงที่ประมูมิของโหมดคู่และคี่จะมีค่าต่างกัน เนื่องจากการกระจายสนามที่ต่างกัน ดังนั้นจะมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเฉพาะของแต่ละโหมด (Z_{0o} สำหรับโหมดคี่ และ Z_{0e} สำหรับโหมดคู่) ซึ่งหลักการนี้ใช้ได้กับคลื่นแบบ TEM และกึ่งTEM ค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้นี้จะเป็พารามิเตอร์ที่สำคัญในการออกแบบ

5.2.4.1 พารามิเตอร์โดยทั่วไปของตัวคัปเปิลอร์

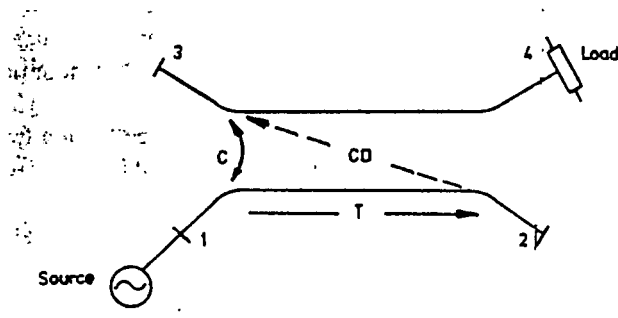
ตัวประกอบคัปปลิง (coupling factor) $C = V_3 / V_1$ แสดงถึงส่วนของศักดาที่คัปปลิงไปยังแขนด้านตรงข้าม

ตัวประกอบการส่งผ่าน (Transmission factor) $= V_2 / V_1$ แสดงค่าการส่งผ่านโดยตรงไปยังแขนหลักของโครงสร้าง

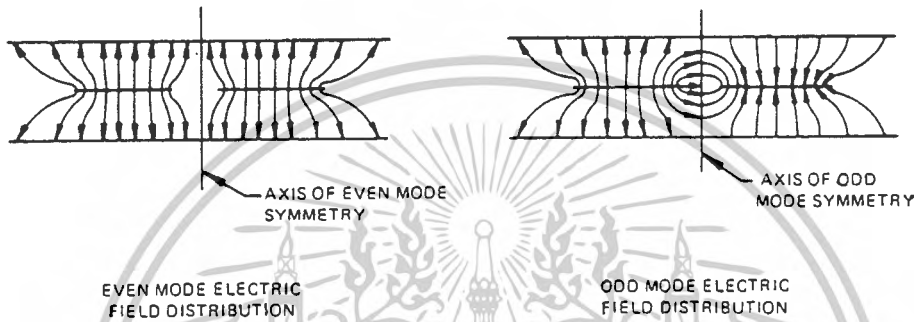
ตัวประกอบไดเรกตีวิตี (Directivity factor) $D = V_4 / V_3$ เป็นตัวบอกค่าการคัปปลิงที่เราไม่ต้องการที่พอร์ท 4

ค่าแบ่งแยกระหว่างพอร์ท 1 และพอร์ท 4 (Isolation) $I = V_4 / V_1$

ปริมาณเหล่านี้มักแสดงอยู่ในหน่วย dB สำหรับตัวคัปเปิลอร์ทางอุดมคติ ค่า $D = 0$ และกำลังทั้งหมดจะถูกแบ่งระหว่างพอร์ท 2 และ 3 ซึ่งสมมติฐานนี้จะใช้ได้กับกรณีโหมด TEM (เช่น กรณีโคแอกเซียล หรือ สตรีปไลน์) แต่จะไม่ถูกต้องนักสำหรับกรณีตัวคัปเปิลอร์แบบไมโครสตริป



รูป 5.14 ไดอะแกรมของตัวคัปเปิลอร์แบบมีทิศทาง



รูป 5.15 โหมดคู่ และคี่ ในกรณีสตริปไลน์

เพื่อจะให้เกิดสถานะแมทซ์ ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของตัวคัปเปิลอร์ต้องเท่ากับ ค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ท (Z_0) และเป็นไปตามสมการ $Z_0 = \sqrt{Z_e Z_o}$ สำหรับค่าความยาวคัปปลิงทุกค่า เมื่อป้อนศักดาอินพุต V_0 ที่พอร์ท 1 จะได้ความสัมพันธ์ของศักดาที่พอร์ทต่างๆดังนี้

$$\frac{V_1}{V_0} = 1$$

$$\frac{V_2}{V_0} = \frac{2}{2 \cos \theta + j \sin \theta \left(\sqrt{\frac{Z_e}{Z_0}} + \sqrt{\frac{Z_0}{Z_e}} \right)}$$

$$\frac{V_3}{V_0} = \frac{j \sin \theta \left(\sqrt{\frac{Z_e}{Z_0}} - \sqrt{\frac{Z_0}{Z_e}} \right)}{2 \cos \theta + j \sin \theta \left(\sqrt{\frac{Z_e}{Z_0}} + \sqrt{\frac{Z_0}{Z_e}} \right)}$$

$$\frac{V_4}{V_0} = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ θ คือ βl และ C คือ ความยาวของส่วนที่เกิดการคับปลิง จะสังเกตเห็นว่าสัญญาณที่พอร์ท 2 และ 3 จะต่างเฟสกัน 90 องศา และคิกดาที่พอร์ท 3 จะมีค่ามากที่สุดเมื่อความยาวทางไฟฟ้า $\theta = n\pi/2$ เมื่อ n เป็นเลขคี่ ความยาวทางกายภาพที่น้อยที่สุดคือหนึ่งในสี่ของความยาวคลื่นที่ความถี่กลาง ดังนั้นเมื่อให้ $\theta = \pi/2$ ค่า C ที่มากที่สุดจะเท่ากับ

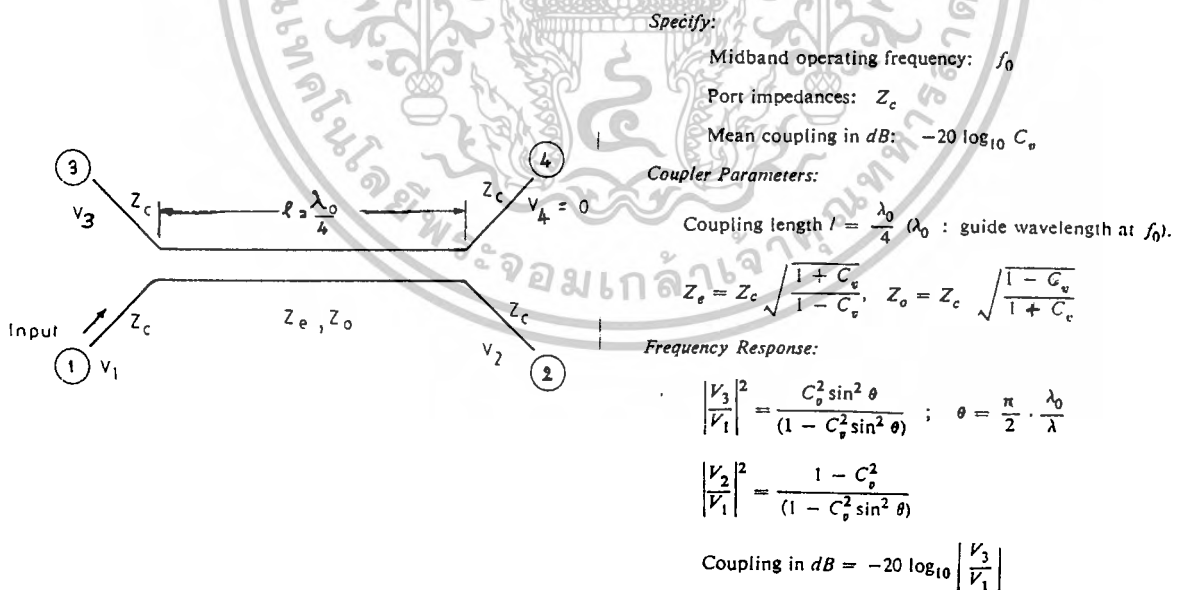
$$C = (Z_{0e} - Z_{0o}) / (Z_{0e} + Z_{0o})$$

ซึ่งจะเป็นพารามิเตอร์เริ่มต้นที่ใช้ในการออกแบบตัวคับเปลอร์นี้ ค่าอัตราส่วยคิกดา V_2/V_0 และ V_3/V_0 สามารถแสดงอยู่ในพจน์ของ C ได้ดังนี้

$$\frac{V_2}{V_0} = \frac{\sqrt{1-C^2}}{\sqrt{1-C^2} \cos \theta + j \sin \theta}$$

$$\frac{V_3}{V_0} = \frac{jC \sin \theta}{\sqrt{1-C^2} \cos \theta + j \sin \theta}$$

ค่าช่วงกว้างความถี่ใช้งานของตัวคับเปลอร์จะมีค่าประมาณ 40% ตัวคับเปลอร์ที่มีค่าการคับปลิงมากจะมีค่าช่วงกว้างความถี่สูงกว่าตัวคับเปลอร์ที่มีค่าการคับปลิงน้อยเล็กน้อย



รูป 5.16 สมการในการออกแบบตัวคับเปลอร์ 1 ส่วนที่มีคลื่นเดินทางไปข้างหน้า (single section

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

backward wave coupler)

การสังเคราะห์ตัวคัปเปิลเลอร์

การสังเคราะห์ตัวคัปเปิลเลอร์ (กรณีความหนาของสกริป $t=0$) จะมีหลักการคำนวณจากสมการเริ่มต้นที่ได้จากการทำคอนฟอร์มัลแมปปิงดังนี้

$$Z_{oe} = \frac{30\pi K(k'_e)}{\sqrt{\epsilon_r} K(k_e)}$$

$$Z_{oo} = \frac{30\pi K(k'_o)}{\sqrt{\epsilon_r} K(k_o)}$$

เมื่อ Z_{oe} และ Z_{oo} คือค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของกรณีโหมดคู่ และโหมดคี่ ตามลำดับ อัตราส่วน $K(k')/K(k)$ จะนิยามเหมือนในเรื่องสายส่งสกริปไลน์ และ

$$k_e = \tanh\left(\frac{W\pi}{2b}\right) \tanh\left(\frac{\pi W + s}{2b}\right), k'_e = \sqrt{1 - k_e^2}$$

$$k_o = \tanh\left(\frac{W\pi}{2b}\right) \coth\left(\frac{\pi W + s}{2b}\right), k'_o = \sqrt{1 - k_o^2}$$

จากการประมาณค่าของ $K(k')/K(k)$ จะได้

$$\frac{W}{b} = \frac{2}{\pi} \tanh^{-1} \sqrt{k_e k_o}$$

$$\frac{s}{b} = \frac{2}{\pi} \tanh^{-1} \left[\frac{1 - k_o}{1 - k_e} \sqrt{\frac{k_e}{k_o}} \right]$$

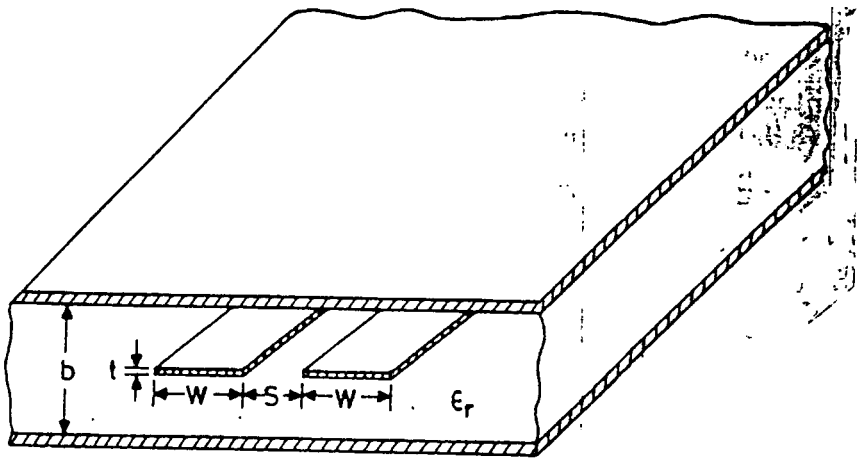
เมื่อ

$$k_{e,o} = \sqrt{1 - \left(\frac{e^{\pi x} - 2}{e^{\pi x} + 2}\right)^4} \quad \text{for } 1 \leq x \leq \infty$$

$$k_{e,o} = \left(\frac{e^{\pi/x} - 2}{e^{\pi/x} + 2}\right)^2 \quad \text{for } 0 \leq x \leq 1$$

และ $x = \frac{Z_{oe} \sqrt{\epsilon_r}}{30\pi}$ หรือ $x = \frac{Z_{oo} \sqrt{\epsilon_r}}{30\pi}$ สำหรับกรณีโหมดคู่และคี่ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 5.17 สตรีปไลน์ที่มีการคัปปลิง

ถ้าต้องการให้ตัวคัปเปิลอร์มีช่วงกว้างความถี่ใช้งานมากก็ต้องทำเป็นแบบตัวคัปเปิลอร์หลายส่วน (multisection)

สำหรับกรณีที่มีการคัปปลิงอ่อนกว่า 10 dB วิธีการสร้างที่สะดวกที่สุดคือทำเป็นแบบคัปปลิงด้านข้าง แต่ถ้าค่าการคัปปลิงแรงกว่า 10 dB ช่องว่างจะเล็กมากทำให้สร้างยาก ดังนั้นในกรณีนี้จึงนิยมใช้เทคนิคออฟเซตเพียงบางส่วน (partial offset technique)

ตัวคัปเปิลอร์คู่ขนานนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานอื่นๆได้อีก เช่น ใช้เป็นตัวกรองความถี่, บาลัน และ สาย delay line

บทที่ 6

สายอากาศไมโครสตริปแบบอนุกรม (microstrip series array)

สายอากาศไมโครสตริปอนุกรมนี้ ใช้เทคนิคการออกแบบ travelling-wave ซึ่งเทคนิคนี้ใช้ได้กับสายอากาศอาร์เรย์ทั้งชนิดเรโซแนนท์ และไม่เรโซแนนท์

รูปแบบอนุกรมของสายอากาศนี้มีข้อดีคือเส้นป้อนพลังงานจะมีความยาวน้อยลงและนั่นก็หมายถึงการที่เราสามารถลดการแพร่กระจายคลื่น และการสูญเสียในสาย ซึ่งเป็นตัวลดประสิทธิภาพของอาร์เรย์เส้นป้อนพลังงานที่มีกำลังสูงจะถูก decouple โดยตัวสายอากาศ ทำให้ควบคุมการกระจายของกำลังได้ดีขึ้น นอกจากนี้ยังสามารถควบคุมทิศทางของบีมได้ง่าย และทำเป็นลักษณะสแกนตามความถี่ได้ด้วย

สายไมโครสตริปปกติจะถูกมองเป็นแบบจำลองที่ประกอบด้วย slot การแพร่กระจายคลื่นสองตัวที่เกิดจากความไม่ต่อเนื่องของรอยต่อ ของขอบแพทช์ กับเส้นไมโครสตริปที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำ conductance ที่ทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่น จะถูกคำนวณจากความกว้างของ slot และ susceptance คือ ค่า capacitance ที่ได้จากการเปิดวงจรของสายที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำ เราจะมองอาร์เรย์แบบอนุกรมเป็นเหมือนเอเลเมนต์ ที่ต่อкасต่อกันโดยสายที่มีอิมพีแดนซ์สูง ในทางทฤษฎีเราสามารถหาค่าความเร็วเฟส และ slot conductance ได้ ดังนั้นจึงสามารถออกแบบอาร์เรย์ในเชิงวิเคราะห์ได้ ซึ่งจะใช้ได้ดีในกรณีที่มีเอเลเมนต์จำนวนน้อยอย่างไรก็ตามก็อาจจะมีสิ่งที่ไม่ตรงตามที่ออกแบบไว้บ้าง เช่น บีมที่เอียงไป และไซด์โลบ ที่มีเพิ่มขึ้น และถ้ายังมี การขยายเอเลเมนต์ให้มากขึ้น จะยังเกิดผลไม่ดี และมีเฟสฟรอนต์ สก่อกจากสนามระยะใกล้ และสนามระยะไกลที่มีบีมเอียงไปจากทิศ บรรดไซด์

วิธีนี้จะมองอาร์เรย์เป็นโครงสร้างคลื่นเดินทางและใช้กราฟการออกแบบที่ได้จากการทดลองโดยจะมีความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วเฟสและตัวนำที่ทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นกับความกว้างของเอเลเมนต์ การสูญเสียมีความสัมพันธ์กับค่าแพร่กระจายตัวนำที่นอมัลไลซ์แล้วตามสูตร

$$10 \log (1+g) = \text{insertion loss} \quad (\text{หน่วย dB})$$

N

เมื่อ g เป็นค่าตัวนำของเอเลเมนต์ที่นอมัลไลซ์แล้ว

N เป็นจำนวนเอเลเมนต์ในอาร์เรย์

insertion loss คือกำลังที่อินพุทของอาร์เรย์หารด้วยกำลังที่ส่งผ่านอาร์เรย์

insertion loss จะประกอบไปด้วยทั้งการสูญเสียเนื่องจากการแพร่กระจายคลื่นและการสูญเสียตามสูตร I^2R อย่างไรก็ตามเราก็สามารถคำนวณ การสูญเสียจากการ dissipated ได้ และการสูญเสียที่วัดได้จะถูกปรับค่าตามการสูญเสียการกระจาย

จากข้อมูลที่ทำการวัดเราจะได้ curve ที่ใช้สำหรับการออกแบบดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G = 0.016 (w/\lambda_0)^{1.757}$$

เมื่อ G เป็นค่าคอนดักแตนซ์ของการแพร่กระจายคลื่นในหน่วย mhos

W คือความกว้างเอเลเมนต์ตามทฤษฎี

แล้วคอนดักแตนซ์ของการแพร่กระจายคลื่นของไมโครสตริปที่เรโซแนนซ์จะมีค่าดังนี้

$$G = 2/90 (w/\lambda_0)^2, w/\lambda_0 \ll 1$$

$$G = 2/120 (w/\lambda_0)^2, w/\lambda_0 \gg 1$$

ค่าที่ได้จากการทดลองสำหรับ W/λ_0 จาก 0.03–0.254 จะใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากทางทฤษฎีตามสูตรข้างบนซึ่งจะถูกต้องสำหรับกรณีความกว้างของเอเลเมนต์น้อย นอกจากนี้ความเร็วเฟสในแต่ละอาร์เรย์ที่ทำการทดสอบจะถูกหาจากมุมชี้ของบีมที่วัดได้ในอาร์เรย์แบบคลื่นเคลื่อนที่ ตำแหน่งของบีมจะถูกกำหนดโดย

$$\cos \theta = \frac{\lambda}{\lambda_z} - \frac{\lambda}{s}$$

เมื่อ θ เป็นมุมที่วัดจากตำแหน่ง endfire

λ_z เป็นความยาวคลื่นในสปีดเทรท

s คือระยะทางระหว่างเอเลเมนต์ซึ่งมีความสัมพันธ์โดยตรงกับค่าคงที่เฟส

คำนวณได้โดยการวัดมุมของบีม

ความจริงสองประการที่ควรสังเกตจากการวัด คือ

1. ความต่างเฟสระหว่างเอเลเมนต์มากกว่าที่ได้จากการคิดจากความยาวสายปกติมาก ความต่างเฟสนี้จะเพิ่มเป็นเชิงเส้นตามความกว้างของเอเลเมนต์ เป็นการบอกเชิงนัยว่า ความไม่ต่อเนื่องของจุดต่อเป็นตัวทำให้เกิดเฟสชिพที่เพิ่มขึ้น ซึ่งจะเพิ่มขึ้นตามขนาดของความไม่ต่อเนื่อง เฟสชิพที่เพิ่มขึ้นนี้เป็นคำอธิบายได้ดีถึงสาเหตุของการล้มเหลวในแบบจำลองเชิงวิเคราะห์

2. อาร์เรย์มีคุณสมบัติ dispersive และคุณสมบัตินี้ก็เป็นสัดส่วนกับความไม่ต่อเนื่องอาร์เรย์ที่ประกอบด้วยเอเลเมนต์ที่มีความกว้างน้อยจะไม่มีคุณสมบัติ dispersive ในช่วงความถี่ที่เราสนใจ ความสัมพันธ์เชิงฟังก์ชันระหว่างค่าคงที่ของเฟส และค่าความกว้างของเอเลเมนต์ จะถูกหาและใช้คำนวณความกว้างของเอเลเมนต์ และระยะห่างตามมุมของบีมที่กำหนด

6.1 สายอากาศแบบเรโซแนนซ์อาร์เรย์

ในสายอากาศแบบนี้เอเลเมนต์จะถูกวางห่างกัน 1λ ในไดอิเล็กตริก และจะแพร่กระจายคลื่นแบบเฟสตรงกัน ทำให้บีมแบบบรอดไซด์ อาร์เรย์อาจถูกบีมองจากตรงกลาง ถ้ามีการเพิ่มความต่างเฟส 180

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

องศา ระหว่างครึ่งของอาร์เรย์ เพื่อชดเชยเฟสจากการจัดวางตัวของสายอากาศ ค่าอินพุทแอดมิตแตนซ์ของแต่ละส่วนในอาร์เรย์จะเป็นผลบวกของแอดมิตแตนซ์ของเอเลเมนต์ และกำลังงานที่แพร่กระจายมาจากแต่ละเอเลเมนต์จะเท่ากับอัตราส่วนของแอดมิตแตนซ์ของเอเลเมนต์กับอินพุทแอดมิตแตนซ์ของอาร์เรย์ เนื่องจากความเร็วเฟสจะมีค่าแตกต่างกัน สำหรับเอเลเมนต์ที่มีค่าความกว้างแตกต่างกัน ดังนั้นจึงต้องมีการกระจายของระยะห่างระหว่างเอเลเมนต์ที่ไม่เท่ากันตลอดเพื่อรักษาการกระจายเฟสที่ถูกต้อง

อาร์เรย์แบบเรโซแนนซ์จะมีประสิทธิภาพสูง ความยาวของสายอากาศที่ต่อระหว่างเอเลเมนต์จะน้อยลงเนื่องจากลักษณะที่เป็นอนุกรม และดังนั้นจะลดข้อเสียเกี่ยวกับการสูญเสียในสายส่ง อาร์เรย์แบบเรโซแนนซ์มีคุณสมบัติที่มีแถบกว้างของความถี่จำกัดทั้งในแง่ของเอเลเมนต์และแพทเทิร์น

6.2 สายอากาศแบบไม่เรโซแนนซ์

ในสายอากาศที่ทำงานแบบคลื่นเดินทาง ระยะห่างระหว่างเอเลเมนต์ จะมีค่าต่างไปจาก 1λ และมีความต่างเฟสเป็นเชิงเส้นตลอดแนวอาร์เรย์ ดังนั้นบีมจะเบนออกจากแนวบรอดไซด์ โดยมุมที่เบนออกไปจะเป็นฟังก์ชันของความถี่ นอกจากนี้การเปลี่ยนค่าของแอมพลิจูด ก็อาจทำได้เหมือนสายอากาศแบบเรโซแนนซ์โดยการเปลี่ยนขนาดของแพทช์

โดยสรุปแล้วสายอากาศไมโครสตริปแบบอนุกรมนี้เป็นตัวแพร่กระจายคลื่นที่มีประสิทธิภาพและในลักษณะการทำงานแบบคลื่นเดินทางจะมีแถบความถี่ค่อนข้างกว้าง อาร์เรย์แบบนี้จะไปประยุกต์ใช้ในงานที่ต้องการประสิทธิภาพสูง หรือในงานที่มีการสแกนบีมตามความถี่ได้ด้วย

บทที่ 7

การเลือกสารตัวนำ

ข้อควรพิจารณาในการเลือกสารตัวนำ

- 1.ความเป็นไปได้ในการเกิดคลื่นตามผิว
- 2.ผลดิสเพนชันของค่าคงตัวไดอิเล็กตริก และ ลอสแทนเจนท์
- 3.ขนาดของการสูญเสีย
- 4.การมีคุณสมบัติไม่เหมือนกันตลอดเนื้อสารของสารตัวนำ หรือ แอนไอโซโทรปี (anisotropy)
- 5.ปัจจัยทางด้านเชิงกล เช่น การเข้ารูปได้
- 6.ราคา

7.1 ผลของดิสเพนชัน

ผลของดิสเพนชันเกิดจากการที่ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก และ ค่าลอสแทนเจนท์ของสารตัวนำขึ้นกับความถี่ โดยปกติค่าลอสแทนเจนท์จะเพิ่มขึ้นตามความถี่ และค่าลอสแทนเจนท์ที่เปลี่ยนไปนี้จะสังเกตเห็นได้ง่ายกว่าการเปลี่ยนแปลงของค่าคงตัวไดอิเล็กตริก การเปลี่ยนแปลงของคุณสมบัติทางไฟฟ้าตามความถี่ เป็นสิ่งที่ต้องคำนึงถึงอย่างมากในการออกแบบสายอากาศที่ทำงานที่แถบความถี่กว้าง เราต้องดูว่าการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติของสายอากาศอยู่ภายใต้ขอบเขตการทำงานที่เรายอมรับได้หรือไม่ เช่น

$$\Delta f_r / f_r = -\frac{\Delta \epsilon_r}{2\epsilon_r}$$

เมื่อ Δf_r คือ ค่าการเปลี่ยนแปลงของความถี่เรโซแนนท์

$\Delta \epsilon_r$ คือ ค่าการเปลี่ยนแปลงของค่าคงตัวไดอิเล็กตริก

7.2 ข้อพิจารณาทางสิ่งแวดล้อมอื่นๆ

สิ่งแวดล้อมที่ส่งผลต่อค่าคงตัวไดอิเล็กตริก และค่าลอสแทนเจนท์ คือ อุณหภูมิ ความชื้น อายุการใช้งาน และคุณสมบัติเชิงกลของสารตัวนำ

สิ่งแวดล้อมที่ส่งผลต่อสายอากาศมากที่สุดก็คือ อุณหภูมิ ดังนั้นผู้ออกแบบจึงต้องคำนึงถึงสิ่งต่อไปนี้

1. ต้องเลือกสารตัวนำที่สามารถทนช่วงอุณหภูมิที่จะใช้งานได้ โดยไม่ทำให้สายอากาศบิดงอ หรือผิดรูปไป
2. สารตัวนำที่ใช้ต้องมีค่าสัมประสิทธิ์ที่แสดงการเปลี่ยนค่าตามอุณหภูมิของค่าคงตัวไดอิเล็กตริกและลอสแทนเจนท์ต่ำ
3. ค่าสัมประสิทธิ์ของการขยายตัวเนื่องจากความร้อน และค่าความนำความร้อนต้องต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.3 ข้อพิจารณาทางคุณสมบัติเชิงกล

ด้านคุณสมบัติเชิงกลเราต้องพิจารณาถึง คุณสมบัติการเข้ารูปได้ และคุณสมบัติด้านการทำได้

(machinability)

นอกจากนั้นต้องดูคุณสมบัติการบัดกรีได้ ความมีเสถียรภาพของขนาด และความสามารถในการทนแรงสั่นสะเทือนได้

7.4 ข้อแนะนำในการเลือกสารสับเสตรก

1. เลือกสับเสตรกที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกน้อย และค่าลอสแทนเจนท์ต่ำ และต้องดูว่าเรามีข้อมูลที่ต้องการของสับเสตรกตัวนั้นอยู่หรือไม่
2. ผลของดิสเพนชัน และค่าความแตกต่างระหว่างชั้นตัวอย่างต้องมิต่ำน้อย
3. คุณสมบัติที่ไม่ใช่ทางไฟฟ้า เช่น สัมประสิทธิ์การขยายตัวทางอุณหภูมิ ความมีเสถียรภาพของขนาด ค่าความนำความร้อน ต้องมีค่าเหมาะสม
4. ตรวจสอบลักษณะแอนไอโซโทรปีของสารไม่ควรมีมาก
5. ควรเลือกสับเสตรกให้มีความหนา

$$h \leq \frac{c}{4f_u(\epsilon_r - 1)^{1/2}}$$

เมื่อ c คือ ความเร็วแสง

f_u คือ ความถี่สูงสุดที่ต้องการให้สายอากาศทำงาน

6. ข้อพิจารณาด้านราคา

Material	Dielectric Constant	Loss Tangent	Reference
Unreinforced PTFE, Cutlon	2.10	0.0004	[1]
Reinforced PTFE, RT Duroid 5880	2.20 (1.5%)	0.0009	[1]
Fused Quartz	3.78	0.0001	[2]
96% Alumina	9.40 (5%)	0.0010	[2]
99.5% Alumina	9.80 (5%)	0.0001	[2]
Sapphire	9.4, 1.6	0.0001	[2]
Semi-Insulating GaAs	12.9	0.0020	[2]

ตาราง 7.1 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของสับเสตรกที่ใช้ในไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.5 วิธีวัดค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของขั้วเสตรทในวงจรไมโครเวฟ

ขั้วเสตรทที่จะใช้วัดในวิธีนี้ จะถูกหุ้มด้วยโลหะอยู่ทุกด้าน ดังนั้นจะเหมือน resonant cavity เล็กๆ และความถี่ resonant จะหาจากทั้งการส่งผ่าน หรือ การสะท้อนกลับ จากนั้นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกจะถูกคำนวณออกมา ด้วยความแม่นยำดีกว่า 1%

ก่อนที่วงจรไมโครสตริปจะถูกออกแบบ เราจำเป็นต้องรู้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของขั้วเสตรทที่ใช้ก่อน ซึ่งจะจำเป็นมากโดยเฉพาะในกรณีของอลูมินา เนื่องจากค่าคงตัวไดอิเล็กตริกจะมีค่าต่างกันอย่างมากระหว่างอลูมินาจากผู้ผลิตแหล่งต่างๆ

เทคนิคนี้เริ่มด้วย การใช้ขั้วเสตรทที่หุ้มโลหะทุกด้าน ทำให้เป็นไมโครเวฟ cavity และแก้สมการความถี่เรโซแนนท์ของแควิตี้ เพื่อหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกดังนี้

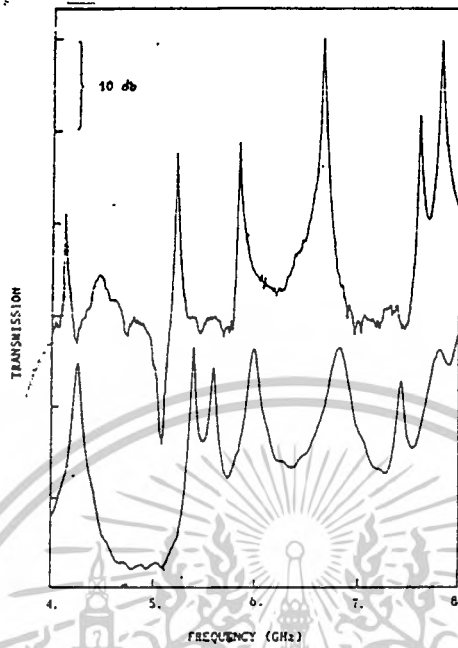
$$\epsilon = \frac{c^2}{4f_{pq}^2} \left(\frac{p^2}{a^2} + \frac{q^2}{b^2} \right)$$

เมื่อ ϵ เป็น ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก

c เป็น ความเร็วแสง

f_{pq} เป็นความถี่เรโซแนนท์ของแควิตี้สำหรับ โหมด (p,q)

โดยเราจะอ่านค่า f_{pq} จาก network analyzer หรือ sweep generator กับ crystal detector เพื่อวัดพลังงานที่ส่งผ่านแควิตี้ เป็น ฟังก์ชันกับความถี่ มุมของแควิตี้จะถูกเอาโลหะออก แล้วต่อเข้ากับปลายของ connector APC-7 (ใช้ได้ทั้งตัวผู้หรือตัวเมีย) ค่าสูงสุดในโค้งของการส่งผ่าน (transmission) กับความถี่คือ ความถี่เรโซแนนท์ใน (1) จากนั้นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกจะถูกหาค่าออกมา หรือเราอาจจะดูจากค่าความถี่ที่ขนาดตกลงในโค้งของ การสะท้อน (reflection) (แต่ transmission peak จะสังเกตเห็นง่ายกว่า)



รูป 7.1 รูปบนและล่างแสดงผลการส่งผ่านของแควิตี้ขอบปิดและเปิดตามลำดับ

ถ้าเราเปิดขอบนอก จากการศึกษาค่าจะพบว่าได้ค่า Q ที่ต่ำกว่า ซึ่งให้เห็นว่าที่ขอบมีการแพร่กระจายคลื่น (ซึ่งไม่ตรงกับที่เราต้องการ) ดังนั้นความถี่เรโซแนนท์จะถูกเลื่อนไป และค่าคงตัวไดอิเล็กตริกที่ได้จะมีค่าต่ำกว่าที่ควรจะเป็น การปิดขอบข้างอาจทำได้โดยการทาบขอบด้วย สีสิลเวอร์ และต้องทำให้หนาหลายเท่าของ skin depth ส่วน coupling hole ทำโดยขุดโลหะที่มุมด้านตรงข้ามทั้ง 2 ด้าน และอาจใช้ tin foil หรือแผ่นโลหะหุ้มเพื่อกัน transmission path บนผิวนอกของแควิตี้ จาก (1) จะมีแหล่งของการเกิดการผิดพลาด 2 แหล่ง คือ การวัดความถี่ และการวัดความยาว

ถ้าการวัดความยาวมีความแม่นยำ 0.1% อาจทำให้เกิดการผิดพลาดได้ 0.2% ในค่าคงตัวไดอิเล็กตริก การผิดพลาดเนื่องจากความถี่ (ถ้าใช้ counter วัด) เกิดจากการสูญเสียที่ผนัง (wall loss) ถ้าค่า Q ถูกวัด เราอาจแก้ไขข้อผิดพลาดได้ดังนี้

$$f_o = f_m / (1 - 1/2Q)$$

เมื่อ f_m คือ ความถี่ที่เราวัด

f_o คือ ความถี่ที่ถูกต้อง (ที่ควรใช้ใน (1))

แต่ถ้าเราไม่ได้แก้ไขข้อผิดพลาดนี้ การผิดพลาดจากแหล่งนี้ก็จะมีค่า < 0.4% ดังนั้นถ้าเราไม่ต้องการผล ที่ถูกต้องอย่างมาก อาจไม่ต้องวัดค่า Q เพื่อใช้แก้ไขข้อผิดพลาดก็ได้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 8i_2 \cos^3 \Psi/2 - (6i_2 - 2i_1) \cos \Psi/2$$

จากเชบีเชฟโพลิโนเมียลกำลังสูงสุดที่ 3

$$T_3(x) = 4x^3 - 3x \quad \text{เมื่อ } x = x_0 \cos \Psi/2$$

$$= 4x_0^3 \cos^3 \Psi/2 - 3x_0 \cos \Psi/2$$

เทียบสัมประสิทธิ์จะได้

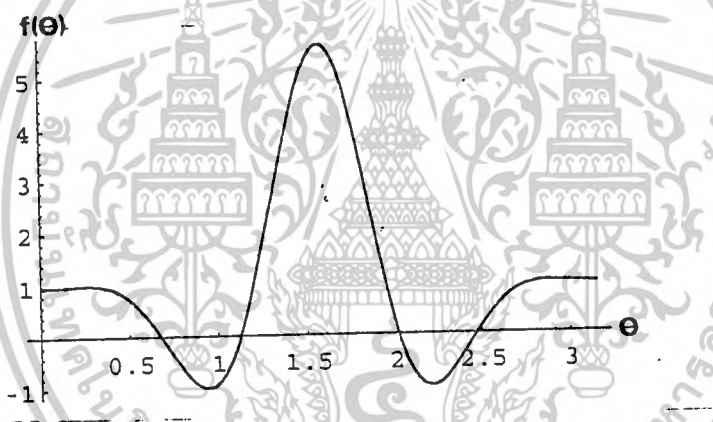
$$8i_2 = 4x_0^3$$

$$i_2 = x_0^3 / 2 = 1.2057$$

$$6i_2 - 2i_1 = 3x_0$$

$$i_1 = 3/2 (x_0^3 - x_0) = 1.6057$$

ซึ่งเมื่อพลอตกราฟออกมาจะได้ดังนี้



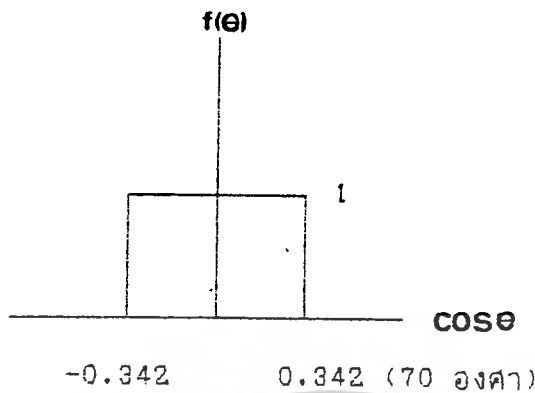
รูป 8.1 แพทเทิร์นที่ได้จากแนวเชบีเชฟ 4 เอลเมนต์

ส่วนอีกแนวด้านหน้าต้องออกแบบให้มีมิติที่ที่ต้องการ คือ กว้าง 40 องศา ซึ่งมีแนวมุมตั้งแต่ 55 ถึง 95 องศา ดังนั้นแนวกลางของบีมหลักจะอยู่ห่างจากแนวตั้งจากเป็นมุม 15 องศา แต่ในการออกแบบและคำนวณโดยวิธีฟูเรียร์ เพื่อเป็นการสะดวกเราจะใช้แนวบีมหลักอยู่ตรงกึ่งกลางพอดีโดยจะมีการชิฟเฟส ตามสูตร

$$\sin \theta_0 = \delta \lambda_0 / 2\pi d \quad \delta \text{ คือ เฟสชิฟ}$$

โดยเฟสชิฟนี้จะกล่าวถึงในช่วงการออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



จากวิธีอนุกรมฟูเรียร์

$$i_m = i_m = i_{-m} = \frac{2dc}{\lambda} \text{Sa}\left[\pi(2m-1)\frac{dc}{\lambda}\right] \quad 1 \leq m \leq N$$

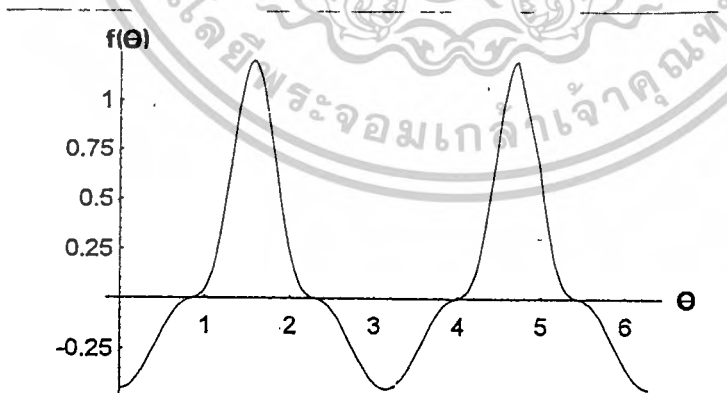
เมื่อ $d = 0.75 \lambda$

$c = 0.342$

จากการคำนวณจะได้

m	i_m
+/- 1	0.459256
+/- 2	0.1405846

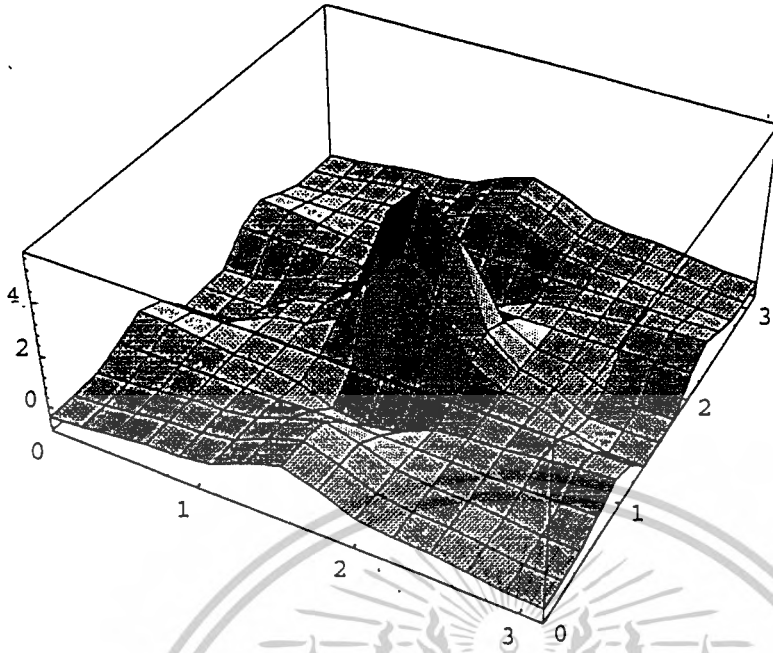
จะได้แพทเทิร์นในแนว ฟูเรียร์ ดังในรูป



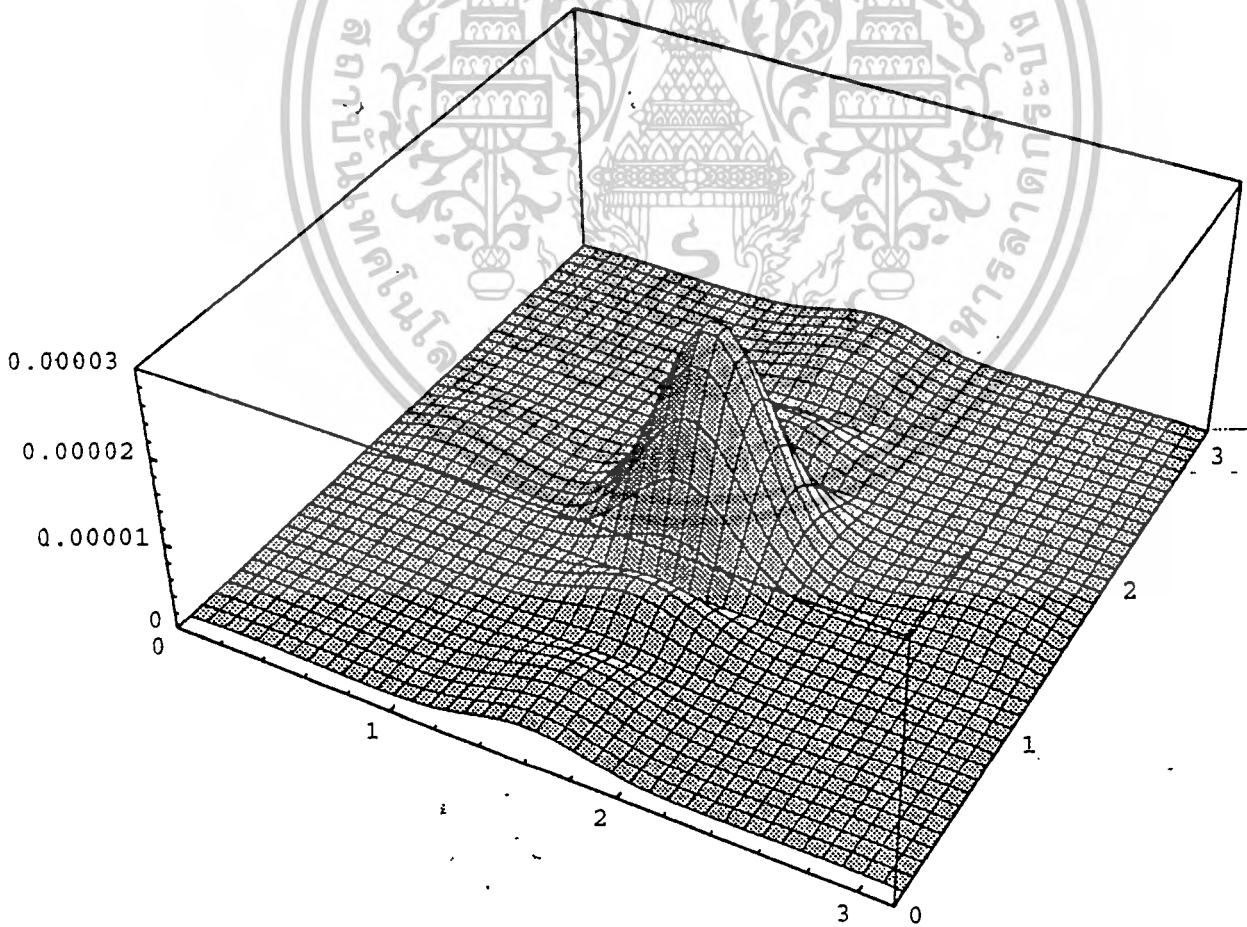
รูป 8.2 แพทเทิร์นที่ได้จากแนวฟูเรียร์แบบ 4 เอลิเมนต์

เมื่อนำทั้งสองแพทเทิร์นมารวมกันจะได้ดังรูป 8.3 และเมื่อนำเอลิเมนต์ แพ็คเตอร์มาคูณด้วยจะได้ดังรูป 8.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 8.3 แพทเทอร์น 3 มิติที่สังเคราะห์ของ 4x4 เอกลักษณ์



รูป 8.4 แพทเทอร์น 4x4 หลังจากคูณเอกลักษณ์แฟกเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางทฤษฎีตัวจัดแบ่งกำลังคำนวณมาได้ 10.76:1 ในทางปฏิบัติยังไม่สามารถทำเป็นแบบวิลคินสันได้จึงจำลองแบบ 1:1 มาก่อน ซึ่งแพทเทิร์นของการกระจายคลื่นจะเป็นดังรูป



รูป 8.5 แพทเทิร์นของการบีมแบบยูนิฟอร์ม

8.1.2 กรณี 8x4 เอลิเมนต์

TSCHEBYSCHIEFF

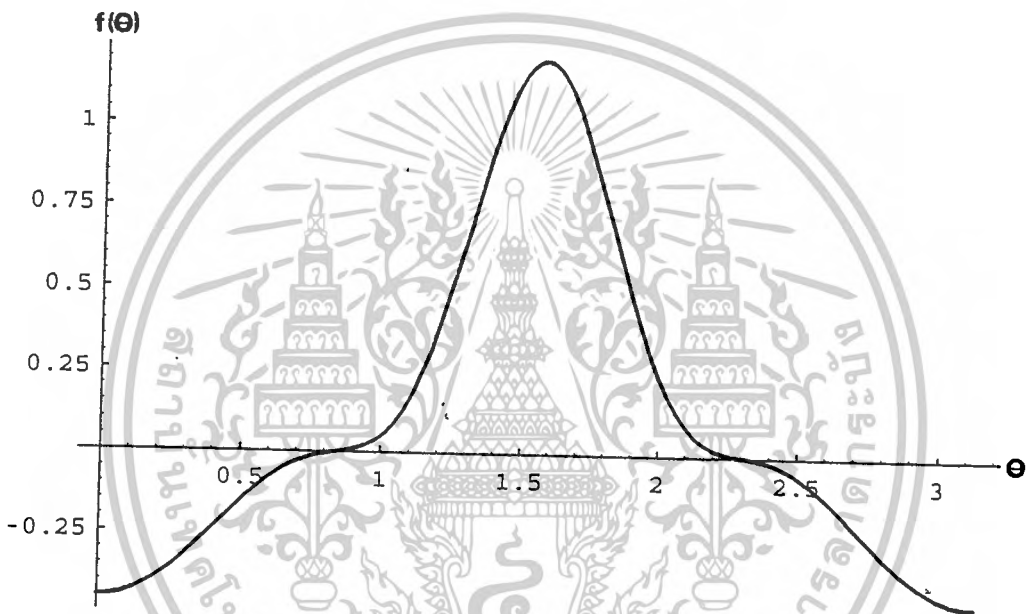
l ₄ →	x	x	x	x
l ₃ →	x	x	x	x
l ₂ →	x	x	x	x
l ₁ →	x	x	x	x
l ₁ →	x	x	x	x
l ₂ →	x	x	x	x
l ₃ →	x	x	x	x

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 m=-2 -1 1 2
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากแนวฟูเรียร์จะใช้ 4 เอเลเมนต์ และใช้ระยะห่างระหว่างแต่ละเอเลเมนต์เท่ากับกรณี 4×4 คือ 0.75λ ดังนั้นขั้นตอนการออกแบบและผลที่ได้จึงเหมือนกับกรณี 4×4 (รวมทั้งผลของการเลื่อนเฟสด้วย) คือ

m	I_m
+/- 1	0.459256
+/- 2	0.1405846

จะได้แพทเทิร์นในแนว ฟูเรียร์ ดังในรูป



รูป 8.6 แพทเทิร์นที่ได้จากแนวฟูเรียร์แบบ 4 เอเลเมนต์

การออกแบบแนวเซบีเซฟ

ระดับไซด์โลบที่ต้องการในที่นี้คือ -15 dB ดังนั้น $d_{\max} \leq \frac{\lambda}{\pi} \cos^{-1}\left(\frac{1}{Z_0}\right) = 0.89242397\lambda$ จากการคำนวณได้หาค่าระยะระหว่างเอเลเมนต์ที่มากที่สุดคือ 16.4733 mm. หรือคิดเป็น 0.6589λ ซึ่งยังอยู่ในขอบเขต

ดังนั้นจะคำนวณในแนวเซบีเซฟได้ดังนี้

$$R = 10^{-SLL/20} = 5.6234$$

$$x_0 = \cosh[1/p-1 \cosh^{-1}R] = 1.0599$$

จาก

N

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เฉพาะเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 $f(\Psi) = 2 \sum_{m=1}^N I_m \cos[(2m-1)\Psi/2]$ เมื่อ P หรือจำนวนทั้งหมดเป็นเลขคู่(ในที่นี้คือ 8)
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น ห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งหากมีการนำไปใช้

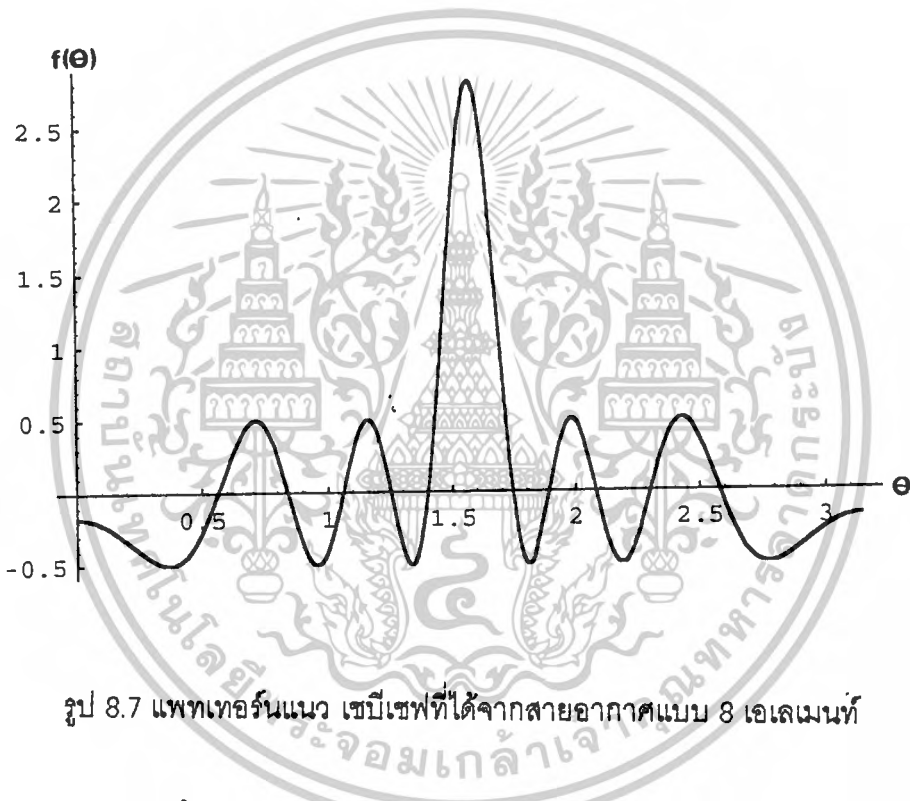
$$= 128i_4 \cos^7 \frac{\Psi}{2} - (224i_4 - 32i_3) \cos^5 \frac{\Psi}{2} + (112i_4 - 40i_3 + 8i_2) \cos^3 \frac{\Psi}{2} \\ - (14i_4 - 10i_3 + 6i_2 - 2i_1) \cos \frac{\Psi}{2}$$

$$T_7(x) = 64x^7 \cos^7 \frac{\Psi}{2} - 112x^5 \cos^5 \frac{\Psi}{2} + 56x^3 \cos^3 \frac{\Psi}{2} - 7x \cos \frac{\Psi}{2}$$

เมื่อทำการเทียบสัมประสิทธิ์ และแก้สมการจะได้ผลของอัตราส่วนกระแสดังนี้

$$i_1 = 0.7743, i_2 = 0.7041, i_3 = 0.5775, i_4 = 0.7513$$

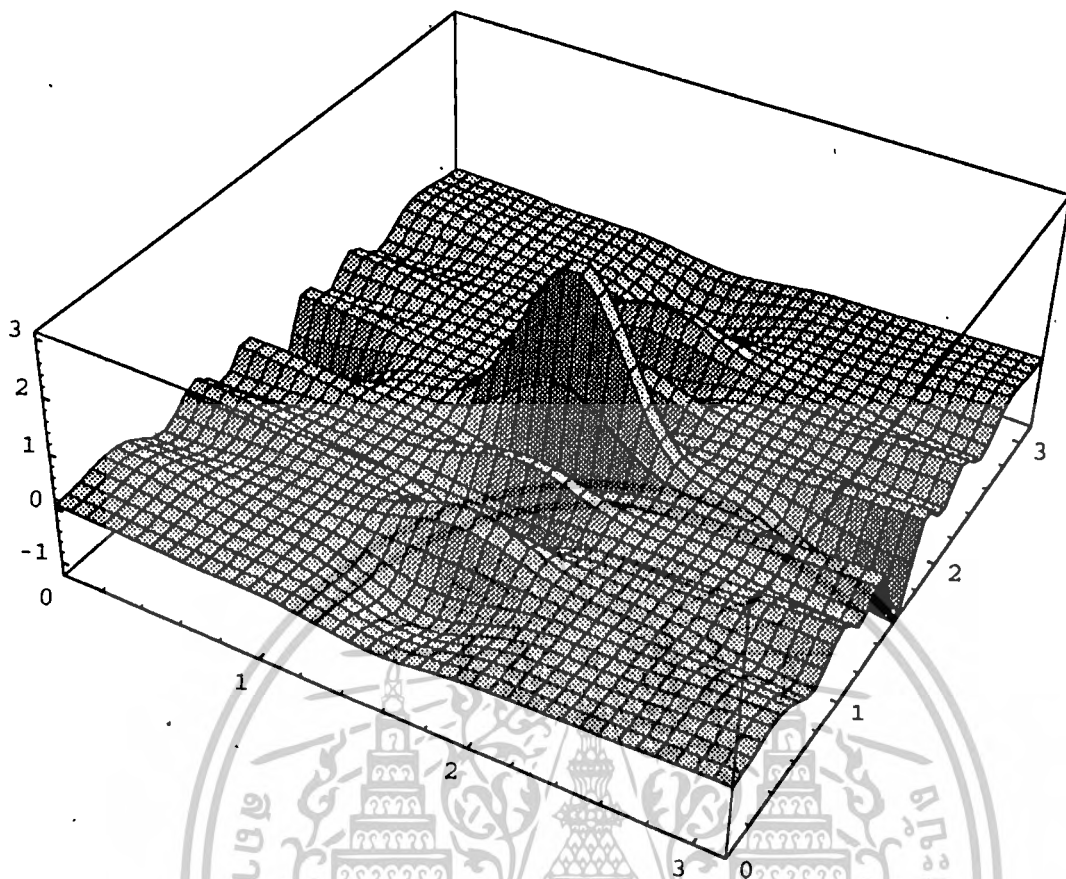
หรือคิดเป็นอัตราส่วนกระแส $i_1:i_2:i_3:i_4=1:0.9093:0.7458:0.9703$



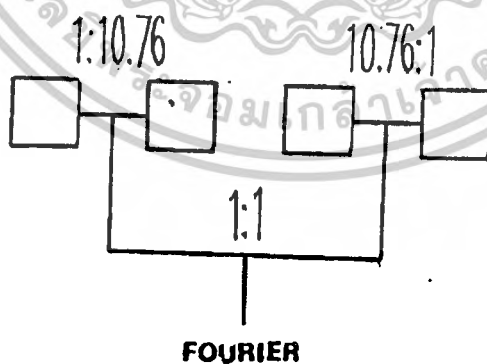
รูป 8.7 แพทเทอร์นแนว เซบีเซฟที่ได้จากสายอากาศแบบ 8 เอลเมนต์

เมื่อนำแพทเทอร์นทั้ง 2 แนวมาพล็อตรวมกันจะแสดงได้ดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

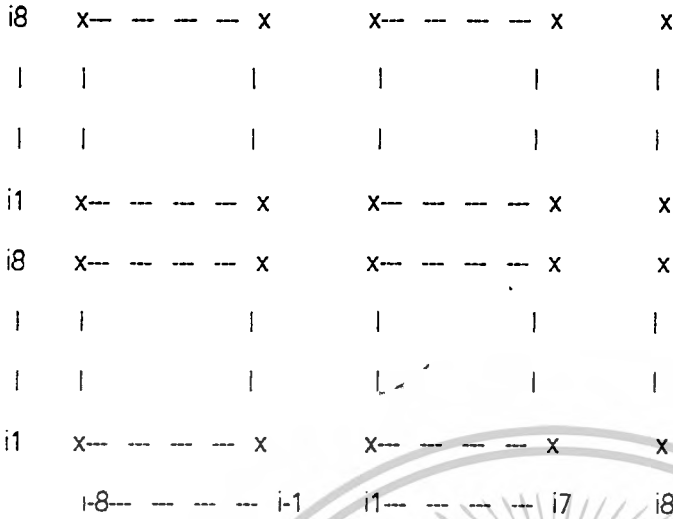


รูป 8.8 แพทเทิร์น 3 มิติของสายอากาศแบบ 8x4



รูป 8.9 แสดงการแบ่งกำลังให้แก่แต่ละเอเลเมนต์ของสายอากาศแบบ 8x4 แนวฟูเรียร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
8.1.3 กรณี 16x16 เอเลเมนต์
 ไม่วาทกรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



การออกแบบแนวฟูเรียร์

รูปแบบแพทเทิร์นที่ต้องการจะเป็นมีมกว้าง 40 องศาเหมือน 2 กรณีข้างต้น จากความ

สัมพันธ์ของขีดจำกัดระยะห่างสูงสุด $d_{max} \leq \frac{\lambda}{\pi} \cos^{-1}(\frac{1}{Z_0})$ จะได้ว่าระยะห่างต้อง $\leq 0.7944\lambda$ ซึ่งใน

การออกแบบของเราจะใช้ $d=0.75\lambda$ ดังนั้นจึงไม่เกินขอบเขตจำกัด

จากการออกแบบโดยใช้วิธีอนุกรมฟูเรียร์จะได้

$$i_m = i_m = i_{-m} = \frac{2dc}{\lambda} Sa[\pi(2m-1)\frac{dc}{\lambda}] \quad 1 \leq m \leq 8$$

เมื่อ $d = 0.75 \lambda$ และ $c = 0.342$ (เนื่องจากรูปแบบแพทเทิร์นเหมือน 2 กรณีข้างต้น)

ผลที่ได้จากการคำนวณแสดงได้ดังนี้

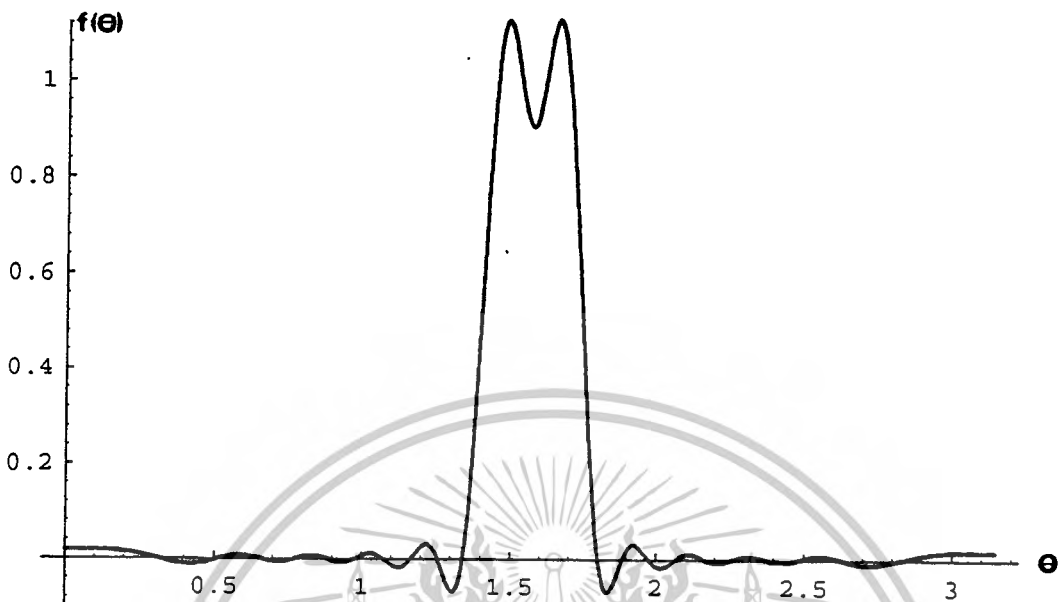
- i1 = i-1 = 0.2372 i2 = i-2 = 0.1933
- i3 = i-3 = 0.1201 i4 = i-4 = 0.0410
- i5 = i-5 = -0.205855 i6 = i-6 = -0.0504602
- i7 = i-7 = -0.047424 i8 = i-8 = -0.0223656

ดังนั้นจะได้อัตราส่วนกำลังที่ใช้สร้างตัวแบ่งกำลังดังนี้

- i1:i2 = 1.5058:1 i3:i4 = 8.58:1
- i5:i6 = 1:6 i7:i8 = 4.5:1
- i1,i2:i3,i4 = 5.81364:1 i5,i6:i7,i8 = 1.08029:1
- i1,i2,i3,i4:i5,i6,i7,i8 = 19.192:1

i1,i2,i3,i4,i5,i6,i7,i8:i-1,i-2,i-3,i-4,i-5,i-6,i-7,i-8 = 1:1

เมื่อเราทำการพล็อตจะได้แพทเทิร์นในแนว พูเรียร์ ดังในรูป



รูป 8.10 แพทเทิร์นที่ได้จากแนวฟูเรียร์แบบ 16 เอlemenต์

การออกแบบด้านซีเบิเชฟ

เมื่อกำหนดให้ระดับไซด์โลบมีค่า -20 dB และสายอากาศในแนวนั้นประกอบด้วย 16 เอlemen

ต์ ดังนั้นจะได้ $d_{\max} \leq \frac{\lambda}{\pi} \cos^{-1}\left(\frac{1}{Z_0}\right)$ หรือ ค่า d สูงสุด ต้อง $\leq 0.936899233\lambda$ จากการออกแบบ

กำหนดให้ค่าระยะระหว่างเอlemenที่ได้คือ 0.9λ ซึ่งยังอยู่ในขอบเขต

เมื่อทำการคำนวณด้านซีเบิเชฟได้ดังนี้

$$R = 10^{-SLL/20} = 10$$

$$x_0 = \cosh[1/p - 1 \cosh^{-1}R] = 1.019975894$$

จาก

N

$$f(\Psi) = 2 \sum_{m=1}^N i_m \cos[(2m-1)\Psi/2] \quad \text{เมื่อ } P \text{ หรือจำนวนทั้งหมดเป็นเลขคู่(ในที่นี้คือ 16)}$$

m=1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ออกทาง $\frac{\Psi}{2} [i_1 - 3i_2 + 5i_3 - 7i_4 + 9i_5 - 11i_6 + 13i_7 - 15i_8]$ หวังเป็นอย่างยิ่งถึงเจ้าขอเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
& + \cos^3 \frac{\psi}{2} [4i_2 - 20i_3 + 56i_4 - 120i_5 + 220i_6 - 364i_7 + 560i_8] \\
& + \cos^5 \frac{\psi}{2} [16i_3 - 112i_4 + 432i_5 - 1232i_6 + 2912i_7 - 6048i_8] \\
& + \cos^7 \frac{\psi}{2} [64i_4 - 576i_5 + 2816i_6 - 9984i_7 + 28800i_8] \\
& + \cos^9 \frac{\psi}{2} [256i_5 - 2816i_6 + 16640i_7 - 70400i_8] \\
& + \cos^{11} \frac{\psi}{2} [1024i_6 - 13312i_7 + 92160i_8] \\
& + \cos^{13} \frac{\psi}{2} [4096i_7 - 61440i_8] \\
& + \cos^{15} \frac{\psi}{2} [16384i_8] \\
T_{15}(x) = & 16384x^{15} - 61440x^{13} + 92160x^{11} - 70400x^9 + 28800x^7 \\
& - 6048x^5 + 560x^3 - 15x
\end{aligned}$$

เมื่อเทียบ $f(\psi)$ กับสัมประสิทธิ์จากเซบิเซฟโพลีโนเมียลกำลังสูงสุดที่ 15 แล้วทำการแก้สมการจะได้ผลดังนี้

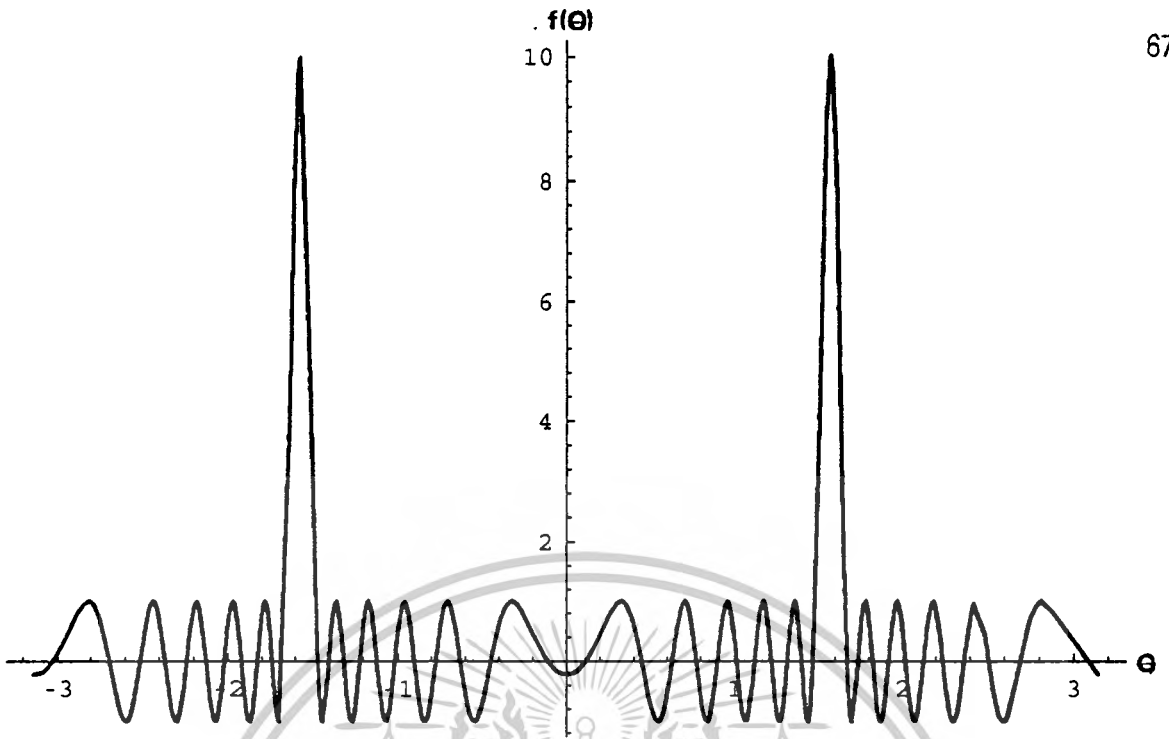
$$\begin{aligned}
i_1 &= 1.55267 & i_2 &= 1.50689 \\
i_3 &= 1.417 & i_4 &= 1.29292 \\
i_5 &= 1.13864 & i_6 &= 0.965171 \\
i_7 &= 0.782934 & i_8 &= 1.34547
\end{aligned}$$

ดังนั้นจะได้ค่าอัตราส่วนตัวแบ่งกำลังในระบบบ็อนดังนี้

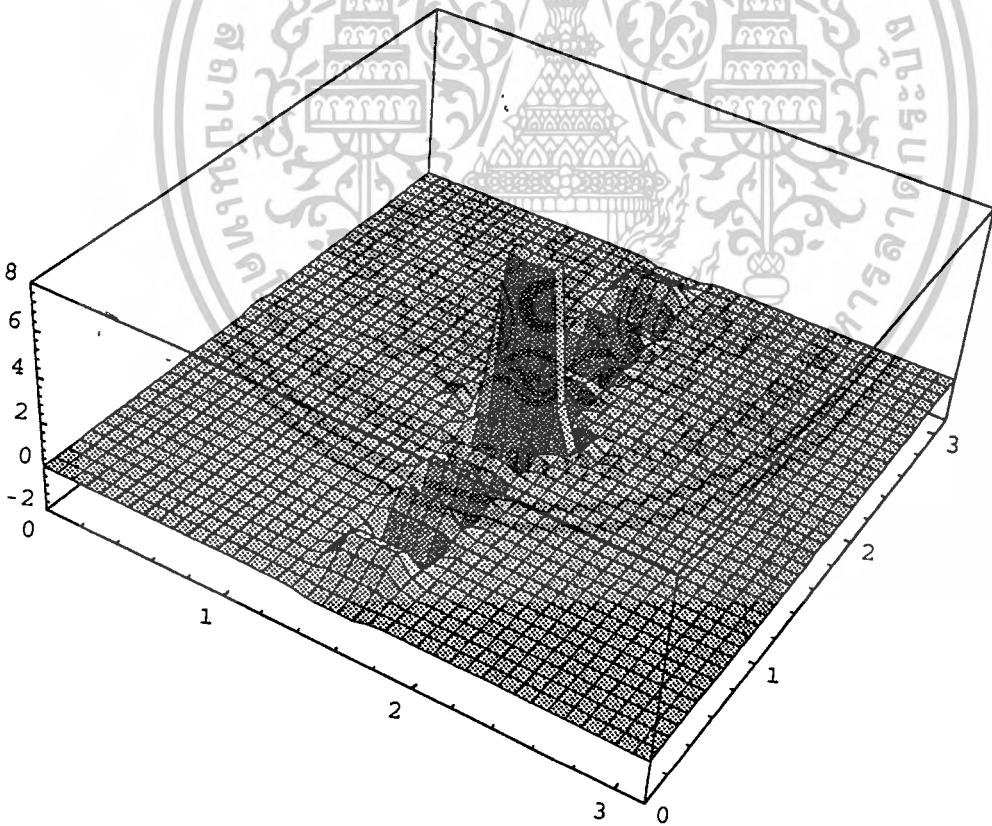
$$\begin{aligned}
i_1:i_2 &= 1.06168:1 & i_3:i_4 &= 1.201:1 \\
i_5:i_6 &= 1.39176:1 & i_7:i_8 &= 1:2.953 \\
i_1,i_2:i_3,i_4 &= 1.2723:1 & i_5,i_6:i_7,i_8 &= 1.7975:1
\end{aligned}$$

แพทเทิร์นแนวเซบิเซฟที่สังเคราะห์ได้จากสายอากาศแบบ 16 เอลเมนต์แสดงได้ดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

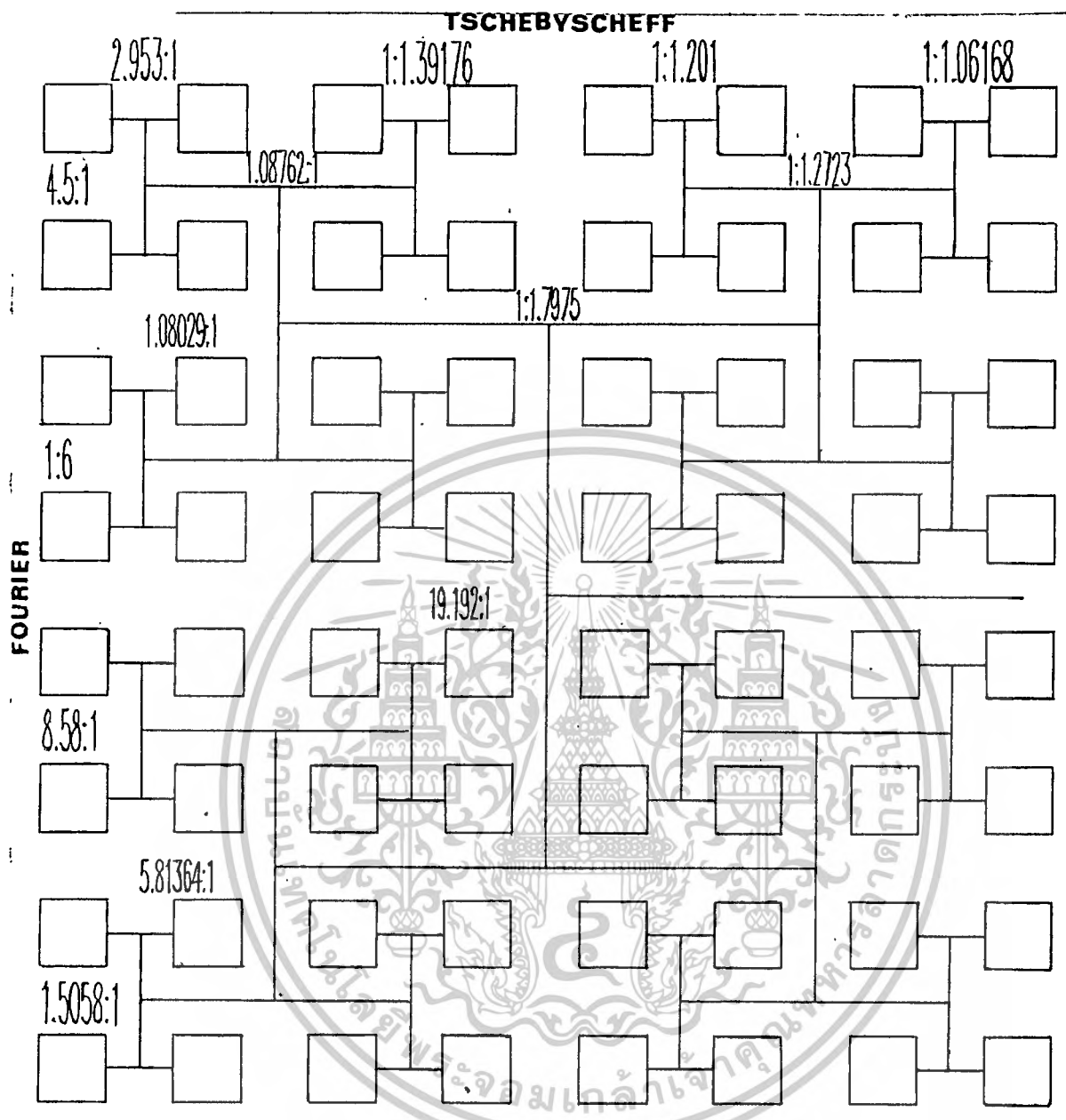


รูป 8.11 แพทเทิร์นแนวระนาบของสายอากาศแบบ 16 เอเลเมนต์



รูป 8.12 แพทเทิร์น 3 มิติของสายอากาศแบบ 16x16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 8.13 การแบ่งกำลังให้แต่ละเอเลเมนต์ในสายอากาศแบบ 16x16

8.2 ผลการวัดค่าคงตัวไดอิเล็กตริก

ในการทดลองวัดค่านี้ เราใช้ฟอยล์ (foil) หุ้มขอบข้างๆ แทนการทำสี่เหลี่ยมและการป้อนก็อาจมีข้อผิดพลาดได้ เนื่องจากใช้หัวต่อแบบ M Type และตำแหน่งที่ป้อนอาจไม่อยู่ที่มุมพอดี อาจมีการลำเล้าเข้าด้านใดด้านหนึ่ง ทำให้เกิดการไม่แน่นอนของขนาดเรโซเนเตอร์ขึ้นได้ นอกจากนี้ยังได้ใช้แถบกวาดเป็นวัตถุในการติดแผ่นโลหะ บนสลับสเตรทที่ทำการทดสอบทำให้ผลที่วัดได้นั้นไม่ถูกต้องนัก จากการใช้สูตร

$$\epsilon_r = \frac{c^2}{4f_{pq}^2} (p^2/a^2 + q^2/b^2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 เมื่อในการทดลองใช้ a,b : 0.005 m. จากนั้นเรานำค่าความถี่ ณ จุดที่เกิดการตกลงของขั้วแอมพลิจูดใช้

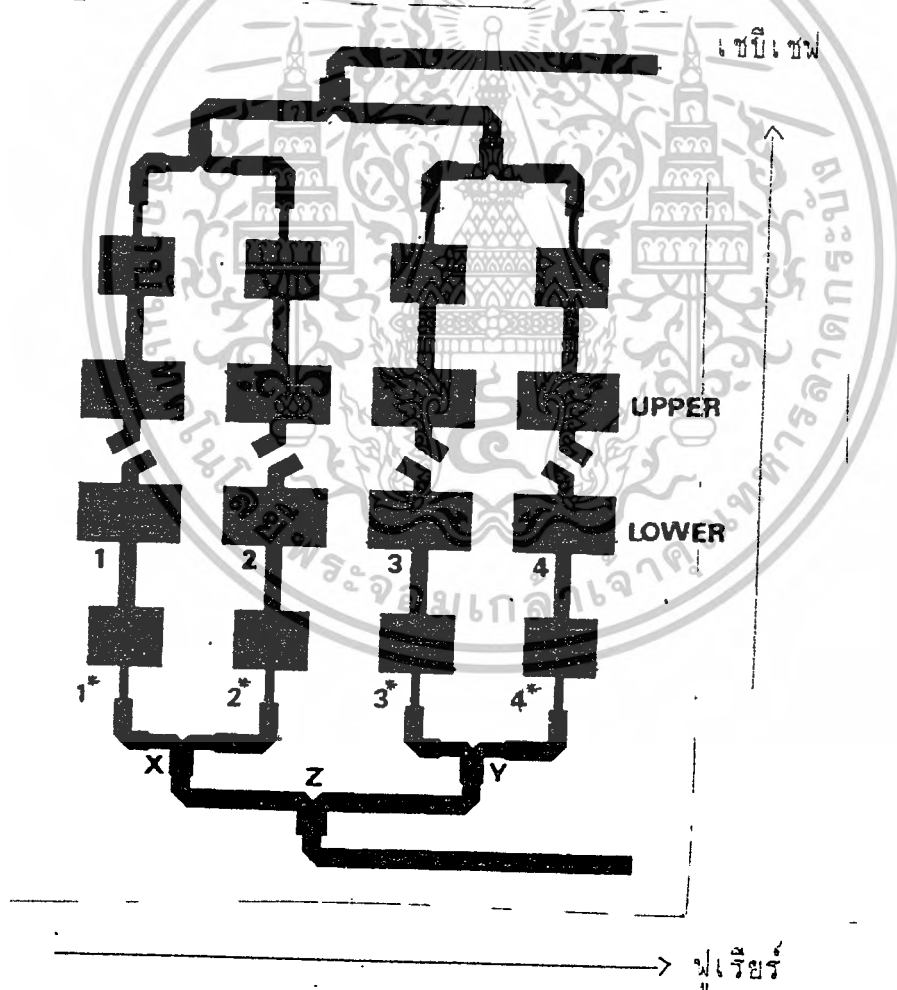
ในการวัดค่า S_{11} มาใช้ในการคำนวณ จะได้ผลการคำนวณตามข้างล่างนี้

หมายเลขโหมด(p,q)	ความถี่เรโซแนนซ์(f_{pq})	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก
(1,1)	2.9808 GHz	2.026
(2,0)	4.1345 GHz	2.106
(2,2)	8.8019 GHz	2.323
(4,4)	10.9893 GHz	2.385
(6,3)	12.6161 GHz	2.540

8.3 ผลการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปพลาแนร์อาร์เรย์ 4x4 เอลิเมนต์

ค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการออกแบบมีดังนี้

$$\epsilon_r = 2.5, c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}, f = 12 \times 10^9 \text{ Hz}, h = 0.0008 \text{ m}$$



รูป 8.14 สายอากาศที่ออกแบบจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่า **การออกแบบด้านเซปี้เซฟ** ใดก็ตาม และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบเริ่มด้วยการหาขนาดของแพทช์แถวนอก (หมายเลข 1*, 2*, 3* และ 4* ในรูป) ซึ่งจะมีขนาดเท่ากัน เนื่องจากการจัดอาร์เรย์ในแนวอนุกรมฟูเรียร์ใช้ตัวแบ่งกำลังเป็นตัวควบคุมการกระจายกำลัง

ค่าความกว้าง w ของเอเลเมนต์เหล่านี้หาได้จากสูตร

$$W = \frac{c}{2f_r} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-1/2}$$

เมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆจะได้ค่า $w = 0.00944911$ m.

ส่วนความยาว L หาได้จากสูตร

$$L = \frac{c}{2f_r \epsilon_c^{1/2}} - 2\Delta l$$

เมื่อ $\epsilon_c = (\epsilon_r + 1)/2 + 0.5(\epsilon_r - 1)(1 + 10h/w)^{-1/2}$

เมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ รวมทั้งค่า w ที่คำนวณได้จากข้างบนลงไปจะได้ความยาว L มีค่า $L = 0.00743533$ m.

ส่วนค่าเซลล์คอนดักแตนซ์ของแต่ละสล็อตในแพทช์แถวนอกจะหาได้จาก

$$G_{self} = \int_0^{\pi} \frac{\sin^2(\pi w/\lambda_0 \cos \theta) \tan^2 \theta \sin \theta}{120\pi^2} d\theta$$

เมื่อทำการอินทิเกรตแล้วจะได้ค่า $= 0.00289895$ mho ซึ่งเมื่อเปลี่ยนเป็นค่าอิมพีแดนซ์ของแพทช์ที่ประกอบด้วยสล็อต 2 สล็อตจะได้ค่า 344.952 หรือประมาณ 345 ohm

สรุปแพทช์แถวนอก (1*, 2*, 3*, 4*) จะมีขนาดกว้าง $= 0.00944911$ m.

ยาว $= 0.00743533$ m. ค่าอิมพีแดนซ์ 345 ohm

ขั้นต่อไป คือ การหาขนาดแพทช์แถวใน (1, 2, 3, 4) ซึ่งจะมีขนาดเท่ากัน (เหตุผลเดียวกับการหาขนาดของแพทช์แถวนอก) และต้องคิดตามหลักการของอาร์เรย์แบบอนุกรม หลักการคิด คือ

ค่าคอนดักแตนซ์ของเอเลเมนต์นั้น = กำลังที่แพร่กระจายจากเอเลเมนต์นั้น

ผลรวมคอนดักแตนซ์ในแถวอาร์เรย์นั้น กำลังที่แพร่กระจายจากสายอากาศทั้งหมด

$$\underline{G_{self} \text{ แพทช์ตัวใน}} = (1.3318)^2$$

$$G_{self} \text{ แพทช์ใน} + G_{self} \text{ แพทช์นอก} \quad (1^2 + 1.3318^2)$$

เมื่อส่วนของกำลังงานได้จากค่ากระแสตามที่เราได้สังเคราะห์ไว้บนแนวเซบิเซฟ และเมื่อแทนค่า G_{self} แพทช์นอก ที่เราได้หาไว้แล้วจะได้ค่า G_{self} ของแพทช์ตัวในมีค่า 0.00514184 mho และเนื่องจากความกว้างของแพทช์มีความสัมพันธ์กับค่าคอนดักแตนซ์ดังสมการ

เอกสารนี้เพิ่ม $w = \lambda / (G / 0.016)^{1/1.757}$ รับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ทำให้เราสามารถหาความกว้างของแพทช์แถวในได้ค่า $w = 0.0131023$ m และจากค่า w ที่ได้ทำให้เรา

สามารถคำนวณหาความยาวของแพทช์เหมือนชั้นตอนข้างบนได้ค่าความยาวของแพทช์ตัวในยาว 0.00736009 m

สรุปแพทช์แถว (ตัวที่ 1,2,3,4 ตามรูป) จะมีขนาดดังนี้

กว้าง = 0.0131023 m ยาว = 0.00736009 m ค่าคอนดักแตนซ์ 0.00514184 mho

(ค่า G ที่คิดมาข้างต้นไม่ได้คิดผลของมิวซวลคัปปลิง เนื่องจากเหตุผลที่ได้กล่าวไว้แล้วในส่วนต้น)

เนื่องเส้นป้อนแบบอนุกรมที่อยู่ระหว่างแพทช์แถวใน และแพทช์แถวนอกมีความหนา 2 mm. ซึ่งเมื่อนำมาคิดเป็นความยาวคลื่นในสายส่งจากสูตร

$$\lambda_{\text{ในสายส่ง}} = \frac{c}{f(\epsilon_r(0.002))^{1/2}}$$

และนำค่าที่คำนวณได้นี้มาหาค่าระยะห่างระหว่างเอเลเมนต์ (จากจุดกึ่งกลางถึงกึ่งกลาง) ได้ดังนี้

ตามรูประยะห่างระหว่างเอเลเมนต์ในแนวอาร์เรย์เซปีเซฟหาได้จาก

ระยะห่าง = 0.5 (ความยาวของแพทช์แถวใน + ความยาวของแพทช์แถวนอก) + 0.5 (ความยาวคลื่นในสายป้อน)

(เนื่องจากต้องป้อนให้แต่ละสล็อตในอาร์เรย์ห่างกันครึ่งความยาวคลื่น) เมื่อแทนค่าตัวแปรต่างๆไป จะได้ระยะห่างระหว่างเอเลเมนต์มีค่า 0.0160537 m. หรือคิดเป็นจำนวนเท่าของความยาวคลื่นในสูญญากาศได้เป็น $0.642146\lambda_0$ ซึ่งเมื่อนำไปเทียบกับขีดจำกัดที่ทำให้เกิดเกรตติงโลบดังสูตร

$$d_{\max} \leq \frac{\lambda}{\pi} \cos^{-1}\left(-\frac{1}{Z_0}\right)$$

เมื่อแทนค่าที่ใช้ในการสังเคราะห์สายอากาศลงไปจะได้ $d_{\max} \leq 0.7678\lambda_0$ ซึ่งจะเห็นว่าระหว่างเอเลเมนต์ในแนวนี้ยังสามารถทำงานได้โดยไม่เกิดเกรตติงโลบ

ส่วนค่าอินพุทคอนดักแตนซ์ที่แพทช์นอกจะเกิดจากผลรวมของเซล์คอนดักแตนซ์จากทั้งของแพทช์ใน และแพทช์นอก และเมื่อคิดเป็นค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ที่สายป้อนต้องการเมทซ์ด้วยจะมีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ 124.366 โอห์ม (คิดจากผลรวมของคอนดักแตนซ์ หรือค่าอินพุทคอนดักแตนซ์ซึ่งมีค่า 0.0080408 mho อีกต่อหนึ่ง

เนื่องจาก λ ในสายส่งที่กว้าง 2 mm. จะมีค่า 0.017311881 m. ดังนั้นพื้นที่ที่เราต้องการในการลัดวงจรด้านละ λ ในสายส่ง/4 2 ด้านคิดเป็นครึ่งหนึ่งของ λ ในสายส่ง ซึ่งมีค่า 0.008656 m. แต่ระยะห่างระหว่างขอบถึงขอบของแพทช์แถวใน 2 แพทช์(ด้านบนและด้านล่าง) จะหาได้จาก

ระยะห่างระหว่างเอเลเมนต์(วัดจากกึ่งกลาง) - ความยาวของแพทช์ตัวใน

ซึ่งจะได้ค่า 0.00869361 m. จะเห็นว่าผลต่างของเนื้อที่ที่เรามีจากขอบถึงขอบ (0.00869361m.) และพื้นที่ที่ต้องการในการลัดวงจร (0.008656 m.) จะมีค่าน้อยมากเราจึงต้องหักมุมที่ตรงกลางสายอากาศ

ก่อนการลัดวงจรดังรูป เพื่อลดปัญหาการคับปริงระหว่างสายป้อนจากด้านบนและด้านล่าง

การออกแบบระบบป้อนของอาร์เรย์ด้านฟูเรียร์

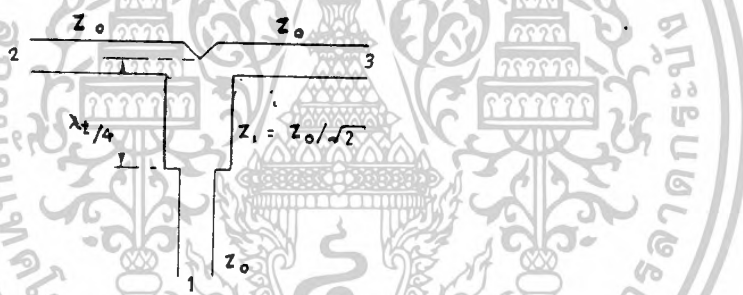
สำหรับอัตราส่วนของกำลังที่ได้จากการสังเคราะห์ด้านฟูเรียร์นั้นมีค่ามากถึง 1:10.76 ซึ่งการสร้างตัวแบ่งกำลังชนิดนี้ทำได้ยาก ในขั้นต้นเราจึงออกแบบให้มีอัตราส่วนกำลังเป็น 1:1 ก่อน

เมื่อใช้ตัวแบ่งกำลังแบบวิลคินสันที่ตำแหน่ง x และ y จะทำการคำนวณได้ค่าอิมพีแดนซ์ เป็นดังภาพ 8.15

สำหรับค่าตัวแปลงอิมพีแดนซ์แบบ 1 ใน 4 ความยาวคลื่นที่ต้องทำการแมทช์กับเอเลเมนต์จะมีค่าอิมพีแดนซ์ตามสูตร

$$\begin{aligned} Z_0 &= \sqrt{Z_{in} Z_{สายป้อน}} \\ \text{ในที่นี้} &= \sqrt{(124.366 \times 50)} \\ &= 78.856 \text{ ohm} \end{aligned}$$

และตัวแบ่งกำลังแบบ T-junction ที่ตำแหน่ง Z จะมีรูปร่างดังภาพ



รูป 8.15 แสดง T-junction แบบใช้ควอทเตอร์เวฟ

ส่วนที่เป็นหม้อแปลงอิมพีแดนซ์จะมีค่าเท่ากับ

$$Z_t = 50/\sqrt{2} = 35.553 \text{ ohm}$$

และเมื่อได้นำค่าอิมพีแดนซ์มาคำนวณหาค่าความกว้างของสาย ความยาวคลื่นในสายส่งจะได้ค่าดังต่อไปนี้

	อิมพีแดนซ์	ความกว้าง(mm.)	ความยาวคลื่น(mm.)
Z_0	50	2.27047	17.3427
Z_1	42.0448	2.92835	17.2001
$Z_2=Z_3$	59.4604	1.72759	17.4911
$Z_4=Z_5$	50	2.27047	17.7414
Z_t	35.3553	3.72322	17.3427

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่เนื่องจากในงานของเรามีบีบที่เอียง จากความสัมพันธ์

$$\sin \theta_0 = \frac{\delta \lambda_0}{2\pi d}$$

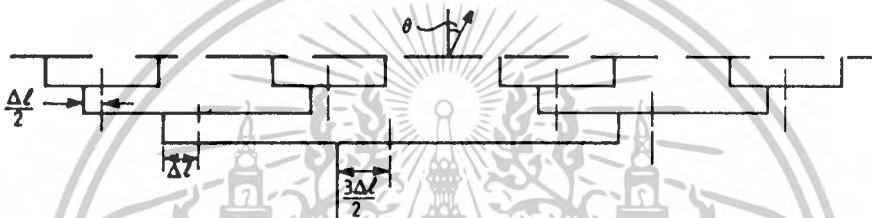
เมื่อ δ คือความต่างเฟสที่เกิดขึ้น

ในงานของเรา $\theta_0 = 15$ องศาและระยะห่าง $d = 0.75\lambda_0$

(ระยะห่างนี้มีผู้เคยศึกษาไว้ว่าช่วง $0.7\lambda - 0.8\lambda$ จะทำเกณฑ์ได้มีค่าสูง)

จะได้ $\delta = 1.219656$ และระยะทางที่ได้ตามรูป $\Delta l = \left(\frac{\delta}{2\pi}\right)\lambda_c$ คือ

เนื่องจากเราทำการปรับความต่างเฟสในส่วนของสายส่งที่มีอิมพีแดนซ์ 50 ohm ดังนั้นจึงต้องใช้ λ_c ของสายส่งที่มีอิมพีแดนซ์ 50 ohm



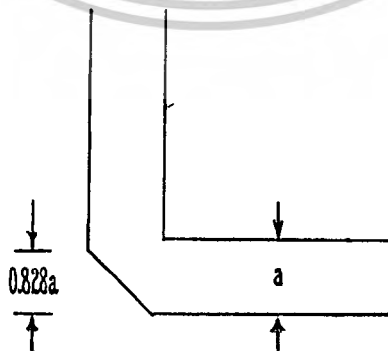
รูป 8.16 การเอียงบีบโดยเลื่อนตัวแบ่งกำลัง

เมื่อ λ_c คือความยาวคลื่นในสายส่ง ดังนั้น Δl จะมีค่าเท่ากับ $0.1941 \lambda_c$ หรือ 0.00336646 m. ซึ่งในงานของเราจะได้มีการปรับความยาวของสายส่งดังในรูปที่แสดงไว้ (หมายเหตุ ชิดจำกัดของระยะห่างในการทำให้เกิดเกรทติงโลบ คือ

$$d/\lambda_0 < 1/(1 + \sin \theta_0)$$

ซึ่งในกรณีนี้คือ $d < 0.79\lambda_0$ จะเห็นได้ว่าระยะห่างของเรา $0.75\lambda_0$ ยังอยู่ในขอบเขตที่ใช้งานได้)

สำหรับการตัดมุมนั้น บริเวณ T-junction จะทำการตัดมุมตรงกลางลงไปเป็นรูปตัววี 90 องศา และการหักมุม จะหักมุมดังรูป



รูป 8.17 แสดงการหักมุม

เอกสาร การหักมุมนั้นจะช่วยลดผลของความไม่ต่อเนื่อง ในโครงสร้างไมโครสตริปลงไปได้และสายอากาศค่าที่ทำการออกแบบจะสมมาตรกันทั้งด้านบนและด้านล่าง เนื่องจากการจัดวางอาร์เรย์เป็นดังรูปที่แสดง

ไว้ทำให้มีการเลื่อนเฟส ของอาร์เรย์ด้านบนและด้านล่างเนื่องจากทิศทางการวางของสายอากาศ โดยการเลื่อนเฟสนี้จะเกิดขึ้นเป็นค่า 180 องศาทำให้การป้อนสายอากาศต้องทำการป้อนจากพอร์ทผลต่างของไฮบริด (แทนที่จะทำการป้อนที่พอร์ทผลรวมตามปกติ) เพื่อชดเชยการเลื่อนเฟสดังกล่าว และมีผลต่างเราก็ต้องดึงออกมาจากพอร์ทผลรวมของไฮบริดเนื่องจากเหตุผลดังกล่าวข้างต้น เช่นกัน

8.4 การออกแบบ สร้าง และการวัดผลของสายอากาศ ไมโครสตริป 8x4

ค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการออกแบบมีดังนี้

$$c = 3 \times 10^8 \quad f = 12 \times 10^9 \quad h = 0.00155 \text{ mm.} \quad \epsilon_r = 2.3 \text{ (จากการเปิดตาราง)}$$

การออกแบบระบบป้อนของอาร์เรย์ด้านบนเป็นเซฟ

การออกแบบเริ่มด้วยการหาขนาดของแพทช์ ณ จุดที่กระแสต่ำที่สุด จากการหาค่ากระแสใน ตอนอันนั้น จะเห็นว่าแพทช์แถว C ดังรูปจะมีค่ากระแสต่ำที่สุด ดังนั้นจึงเริ่มออกแบบที่จุดนี้ (ที่เลือกอย่างนี้เนื่องจากความกว้างของแพทช์ เป็นสัดส่วนกับค่าคอนดักแตนซ์ ซึ่งเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ป้อนอีกทีหนึ่ง ดังนั้นถ้าเลือกเช่นนี้จะได้ขนาดของแพทช์ทั้งระบบมีขนาดใหญ่ที่สุด และด้วยเหตุผลที่ว่าเมื่อแพทช์กว้างจะมีความสามารถในการปลดปล่อยคลื่นได้ดีกว่าแพทช์แคบ)

$$\text{ความกว้าง } w \text{ ของเอเลเมนต์หาได้จากสูตร } W = \frac{c}{2f_r} (\frac{\epsilon_r + 1}{2})^{-1/2} \text{ เมื่อแทนค่า พารามิเตอร์ต่างๆจะได้ค่า } W \text{ ของแพทช์แถว C} = 0.00973124 \text{ m.}$$

$$\text{ความยาว } L \text{ หาได้จากสูตร } L = \frac{c}{2f_r \epsilon_s^{1/2}} - 2\Delta l$$

$$\text{เมื่อ } \epsilon_s = (\epsilon_r + 1)/2 + 0.5(\epsilon_r - 1)(1 + 10h/w)^{-1/2}$$

ดังนั้นความยาวของเอเลเมนต์ในแถวที่ C จะมีค่า 0.00726817 m. ส่วนค่าเซฟคอน

$$\text{ดักแตนซ์จะหาจาก } G = 0.016 \left(\frac{w}{\lambda} \right)^{1.757} \text{ เมื่อกำหนดแล้วจะได้ } G \text{ แถว C มีค่า } 0.00304895 \text{ mho}$$

เมื่อได้ขนาดแพทช์แถว C คือ $w = 0.00973124 \text{ m.}$ $L = 0.00726817 \text{ m.}$ และ

$G = 0.00304895 \text{ mho}$ แล้วต่อไปจะเป็นการหาขนาดของแพทช์แถวต่างๆตามวิธีการของอาร์เรย์แบบอนุกรม คือ

ค่าคอนดักแตนซ์ของเอเลเมนต์นั้น = กำลังที่แพร่กระจายจากเอเลเมนต์นั้น

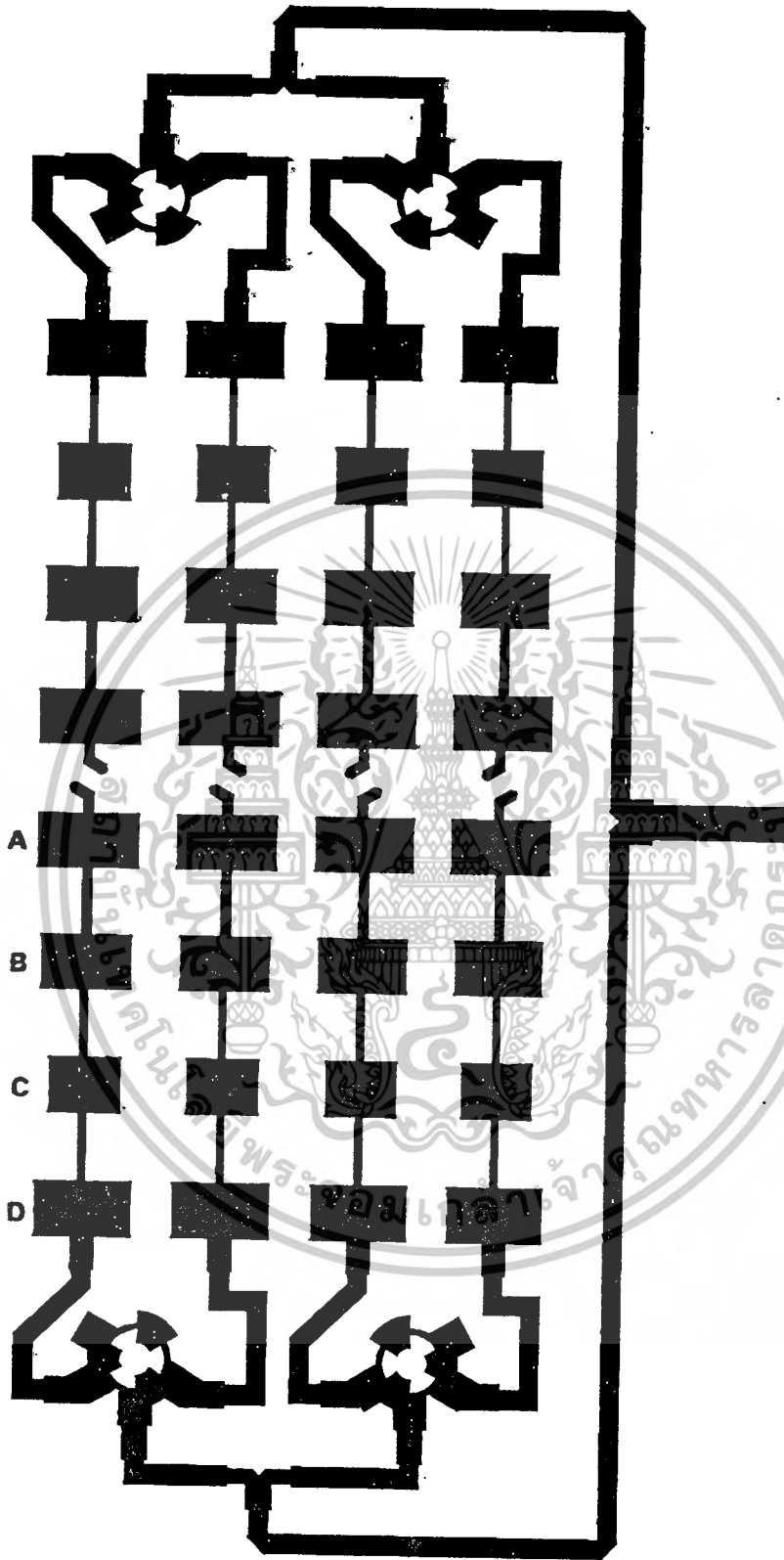
ผลรวมคอนดักแตนซ์ในแถวอาร์เรย์นั้น กำลังที่แพร่กระจายจากสายอากาศทั้งหมด

$$\underline{G \text{ ของแพทช์แถวที่กำลังพิจารณา}} = (\text{กระแสที่ป้อนให้แพทช์ในแถวที่กำลังพิจารณา})^2$$

$\sum G$ ของแพทช์ในทุกแถว

$\sum (\text{กระแสที่ป้อน})^2$ ของทุกแถว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 8.18 สายอากาศไมโครสตริป พลาเนอร์ อาร์เรย์ แบบ 8x4 ที่ทำการสร้าง

เมื่อเป็นเช่นนี้ จากผลในขั้นตอนการหาขนาดของกระแส ทำให้เราสามารถคำนวณค่า G ที่แตกต่างกันได้ และจากค่า G เหล่านี้เองที่จะนำมาคำนวณหาค่า W และ L ต่างๆได้ดังนี้

แถว A	G = 0.00548107 mho	W = 0.0135875 m.	L = 0.00714815 m.
แถว B	G = 0.00453227 mho	W = 0.0121943 m.	L = 0.00718557 m.
แถว C	G = 0.00304895 mho	W = 0.00973124 m.	L = 0.00726817 m.
แถว D	G = 0.00516028 mho	W = 0.013129 m.	L = 0.00715986 m.

เนื่องจากเส้นบิอนในแนวอนุกรม ในการออกแบบนี้หนา 1.5 mm. ซึ่งจะมีค่าความยาวคลื่นในสายส่งค่าหนึ่ง ถ้านำค่าค่านี้มาคำนวณหาระยะห่างระหว่างเอเลเมนต์ (จากจุดกึ่งกลางถึงจุดกึ่งกลาง) จะคำนวณได้ดังนี้

จากรูป 8.18 ระยะห่างระหว่างเอเลเมนต์ในอาร์เรย์เซบีเซฟหาได้จาก

ระยะห่าง = 0.5 (ความยาวของแพทช์ในแถวนั้น + ความยาวของแพทช์ในแถวที่ติดกัน + λ สายบิอน)

เมื่อแทนค่าตัวแปรต่างๆลงไปจะได้ระยะห่างระหว่างแถวในแนวอนของเอเลเมนต์ดังนี้

- ระยะห่างระหว่างแถว A-B 0.0164133 m.
- ระยะห่างระหว่างแถว B-C 0.0164733 m.
- ระยะห่างระหว่างแถว C-D 0.0164604 m.

ซึ่งแม้ค่าที่ห่างมากที่สุดคือ 0.0164733 m. หรือ 0.6589 λ ก็ยังอยู่ในขอบเขตที่ไม่ทำให้เกิดเก

รตถึงโอบซึ่งคิดจาก $D_{max} \leq \frac{\lambda}{\pi} \cos^{-1} \left(\frac{-1}{Z_0} \right)$ หรือคือ D ค่าสูงสุด $\leq 0.89242397\lambda$

ส่วนค่าผลรวมของคอนดัคแตนซ์ที่พอร์ทอินพุทของแนวเซบีเซฟจะมีค่า 0.0182226 mho หรือคิดเป็นอิมพีแดนซ์คือ 54.877 โอห์ม

จากรูปที่ต้องทำการหักมุมที่ปลายสายบิอนเนื่องจากความยาว $\lambda/4$ ในสายส่งที่หนา 1.5 mm. ที่ต้องทำการลัดวงจรที่ปลายสาย 2 ด้าน หรือคือ $\lambda/2$ ในสายส่งที่หนา 1.5 mm. ซึ่งมีค่า 0.00924642 mm. ซึ่งเมื่อเทียบกับระยะห่างจากขอบถึงขอบในส่วนกลางสายอากาศ จะเหลือพื้นที่น้อยมากจนอาจทำให้เกิดการคับปลิงของพลังงานระหว่างกันได้ เราจึงต้องทำการหักมุมที่ปลาย เพื่อให้ปลายทั้ง 2 ห่างจากกันพอสมควร

การออกแบบระบบบิอนของอาร์เรย์ด้านฟูเรียร์

อัตราส่วนของกำลังที่ได้จากการสังเคราะห์หาขนาดกระแสด้านฟูเรียร์มีค่า 1:10.76:10.76:1 ซึ่งค่าอัตราส่วนกำลัง 1:10.76 นี้ไม่สามารถทำเป็นตัวแบ่งกำลังแบบวิลคินสันได้ จึงได้ทำการพัฒนาออกแบบเป็นตัวแบ่งกำลังแบบวงแหวนไฮบริด ซึ่งเราจะเลือกใช้งานในโหมดผลรวมดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{b_1}{b_2} = \sqrt{\frac{1}{10.76}} = \frac{2Y_2}{Y_1(1+Y_1/Y_2)}$$

$$\text{และ } Y_2^2 + \frac{Y_1^3}{Y_2} = 1$$

เมื่อแก้สมการได้ผลเป็นค่าแอดมิตแตนซ์ที่ถูกลอกริมัลไลซ์แล้ว ในที่นี้จะใช้ค่า Z_0 ค่า 50 โอห์มเป็นตัวคูณค่าอิมพีแดนซ์ที่ถูกลอกริมัลไลซ์เพื่อให้ได้เป็นค่าอิมพีแดนซ์จริง แล้วนำไปวาดเป็นลายวงจรจะได้ดังภาพที่แสดงข้างต้น ส่วนตัวแบ่งกำลังที่ใช้แบ่งอยู่ตรงกลางแนวฟูเรียร์ดังภาพก็เป็นตัวแบ่งกำลังแบบวิลคินสัน 1:1 ธรรมดาโดยใช้ค่า $Z_0 = 70$ โอห์ม รายละเอียดการออกแบบดูได้ในส่วนทฤษฎี เมื่อวาดเป็นลายวงจรจะได้ดังรูป ส่วนตัวแบ่งกำลังระหว่างสายอากาศแถบบนและแถบล่าง(แบ่งครึ่งของแนวเซปียะ) ก็จะใช้เป็น T-junction แบบ 1:1 โดยแขนทั้งสองมีค่า $Z_0 = 70 \Omega$ แต่ส่วนป้อนเข้าสายอากาศที่ต่อกับ connector จะมีค่า $Z_0 = 50 \Omega$ และมีการเลื่อนเฟสระหว่างแถบบนและแถบล่างให้มีเฟสต่างกัน 180 องศา (เนื่องจากตามทิศการป้อนดังรูป จะทำให้เฟสคลื่นต่างกัน 180 องศา ดังนั้นจึงต้องเลื่อนเฟสขึ้นอีก 180 องศาเพื่อให้ทั้ง 2 ด้าน inphase กัน เพื่อให้ได้บีบแบบผลบวกระหว่างสายอากาศทั้ง 2 ส่วน)

ส่วนการเลื่อนเฟสจะทำให้สายส่งยาวไม่เท่ากันในแต่ละเอเลเมนต์ตามหลักการในรูป

$$\text{โดยในที่นี้ } \Delta l = \left(\frac{\delta}{2\pi}\right)\lambda_r$$

$$\text{ซึ่งในที่นี้จะได้ } \Delta l = 0.1941\lambda_r \quad (\text{เมื่อ } \lambda_r \text{ คือ } \lambda \text{ ในสายส่ง)}$$

ผลของการออกแบบสายอากาศโดยรวมจะแสดงดังรูป 8.18

ผลการวัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศแบบ 8x4

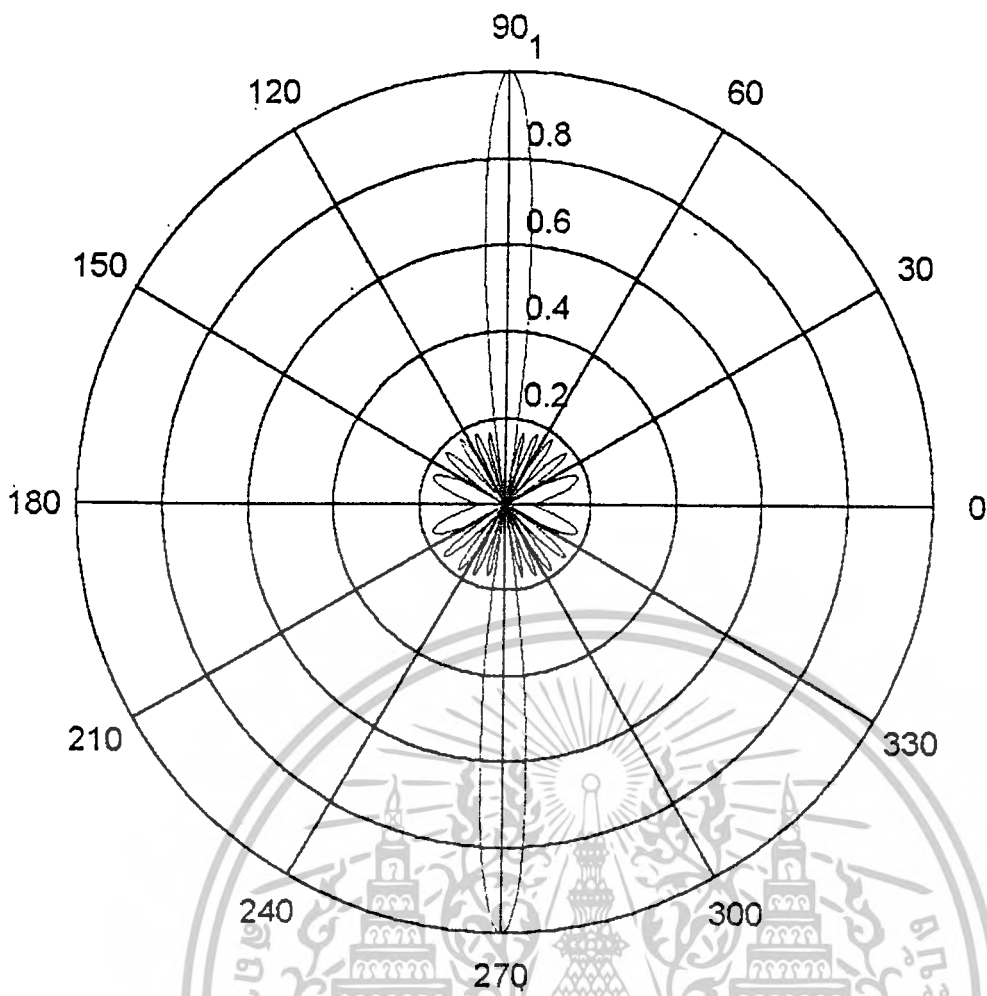
-ค่า VSWR และ input impedance

เมื่อไม่ได้ทำการจูนจะได้ค่า VSWR 1.58 ที่ความถี่ 12 GHz มีค่า input impedance=52.5-30j และมีค่า VSWR ต่ำสุด 1.25 ที่ความถี่ 12.55 GHz แต่เมื่อทำการจูนแล้ว จะสามารถทำให้มี VSWR ประมาณ 1.1 ได้ ที่ 12 GHz และมีแบนด์วิดท์ ที่ VSWR = 2 คือ 11.8377-12.0937 GHz

-ค่าแพทเทิร์น

แพทเทิร์นแนวเซปียะจากการคำนวณสามารถแสดงดังรูป

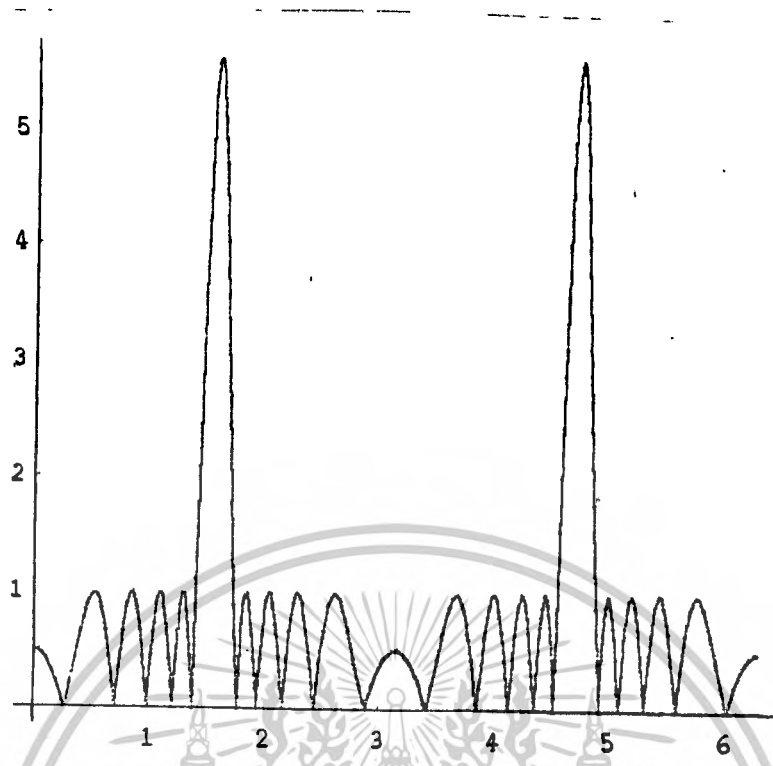
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 8.19 แสดงแพทเทอร์นแนวเซ็ปเทฟจากการคำนวณในสเกลแบบลิเนียร์

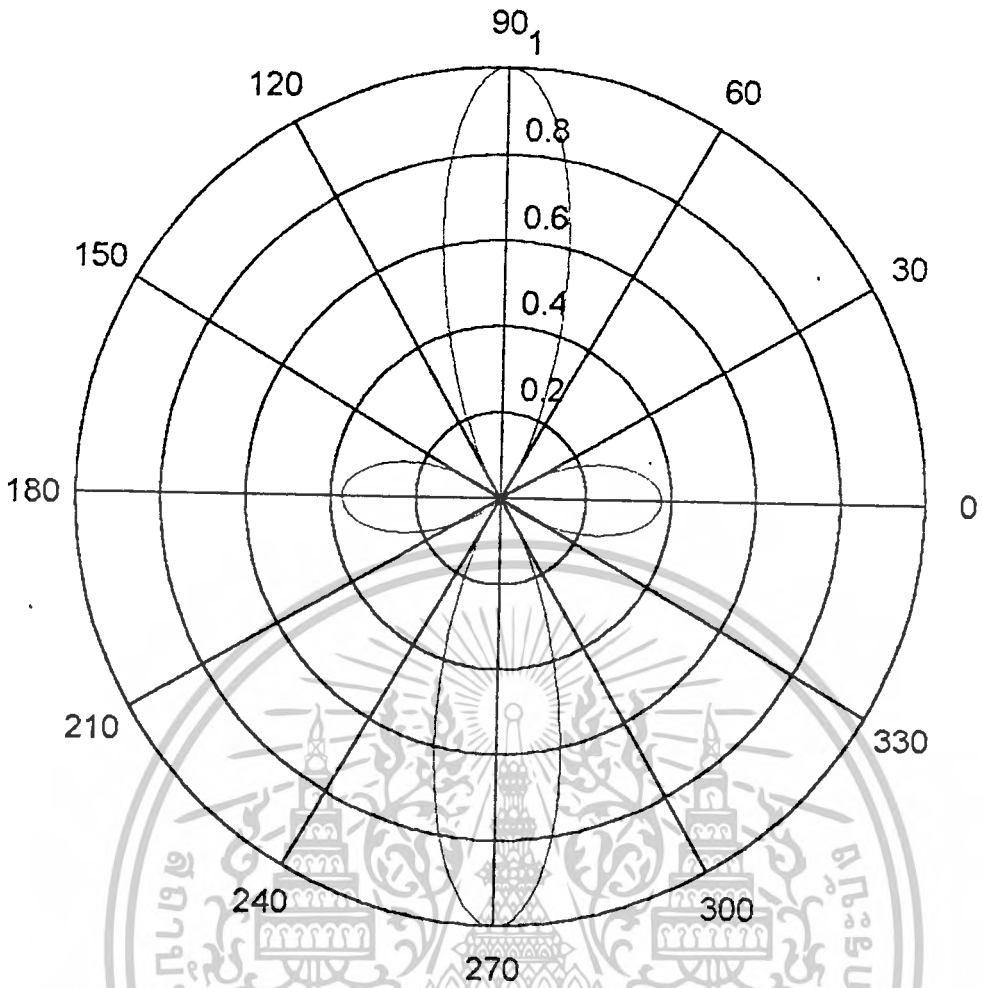
แต่ในการออกแบบของเรานั้นแต่ละเอเลเมนต์ไม่ได้ห่างเท่าๆกัน ดังกล่าวแล้วในส่วนของการออกแบบ ดังนั้นเมื่อนำแอมพลิจูด และ ระยะห่างตามความเป็นจริงของสายอากาศมาพล็อตเป็น แพทเทอร์นของสนามจะได้ดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 8.20 แพทเทอรันจากการคำนวณโดยใช้ระยะห่างจริงของสายอากาศ(สเกลลิเนียร์)

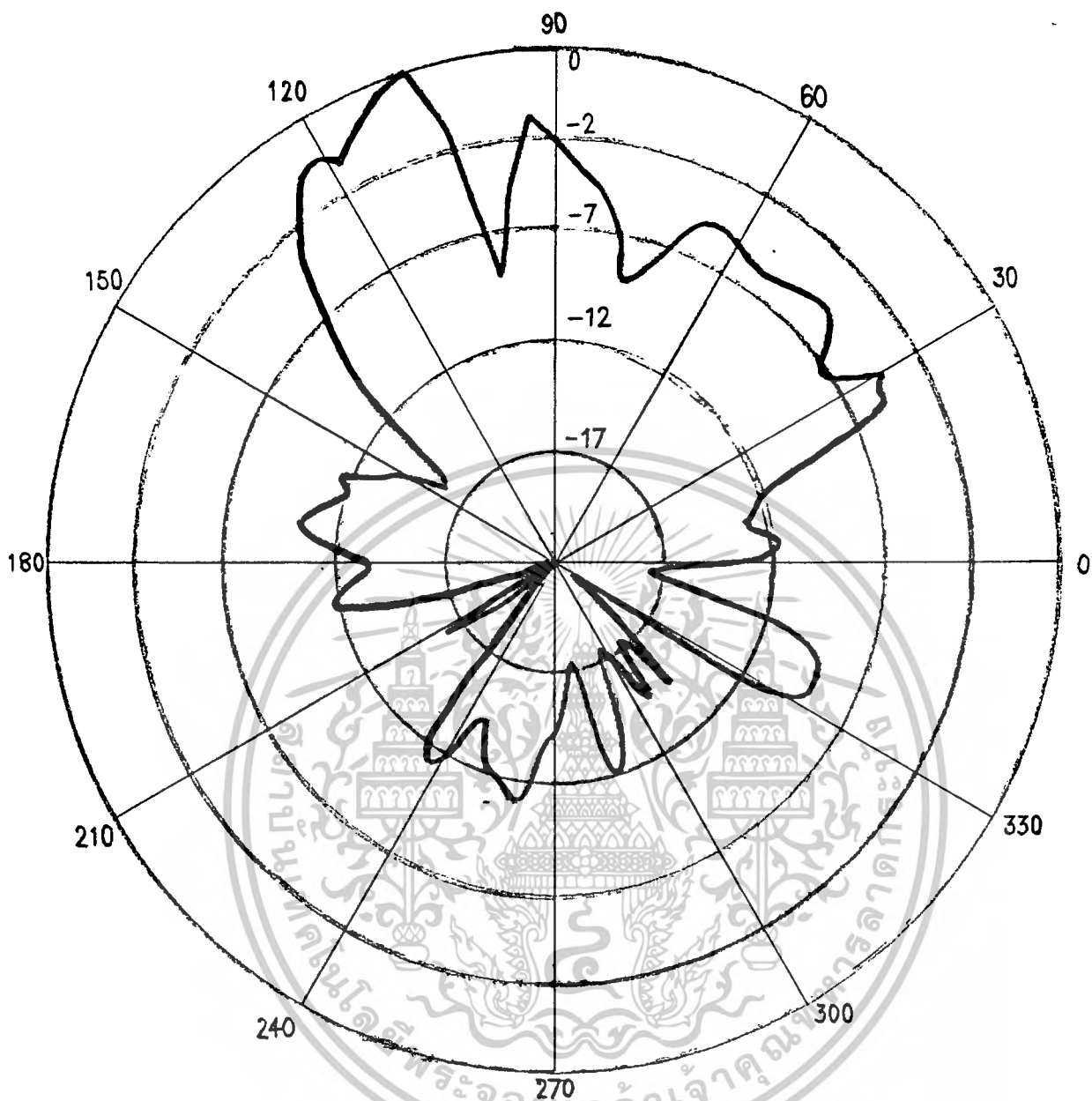
ซึ่งจะเห็นว่า มีลักษณะใกล้เคียงกับแพทเทอรันแบบซิมป์เพิลมาก ส่วนแพทเทอรันที่ได้จากการคำนวณของสนามไฟฟ้าที่สังเคราะห์ในแนวฟูเรียร์จะเป็นดังรูป



รูป 8.21 แพทเทอรันแนวฟูเรียร์ที่ได้จากการคำนวณ (สเตลดิเนียร์)

ผลการวัดแพทเทอรันของสายอากาศในแนวราบที่เสาของสายอากาศแบบ 8x4 ที่ความถี่ 12 GHz ระยะห่าง 1.5 m.

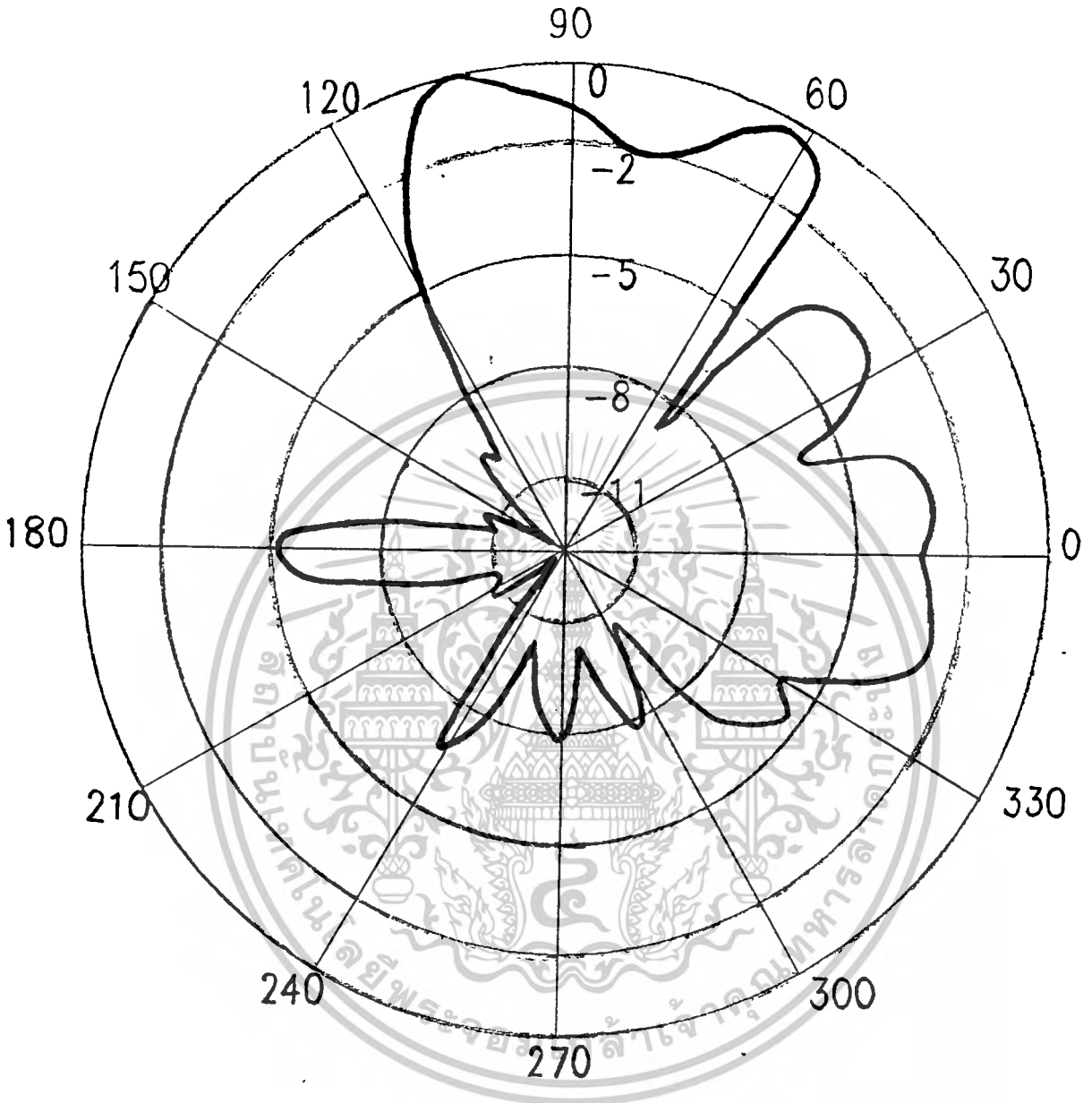
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 8.22 แพทเทอรันแนวเซ็ปีเรฟของสายอากาศแบบ 8x4 ที่ทำการวัดได้

ผลการวัดแพทเทอรันของสายอากาศในแนวฟูเรียร์ของสายอากาศแบบ 8x4 ที่ความถี่ 12 GHz ระยะห่าง 1.5 m.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 8.23 แพทเทิร์นแนวฟูเรียร์ของสายอากาศแบบ 8x4 ที่วัดได้

-ผลของการวัดเกิน

ขั้นตอนการวัดของเราจะส่งกำลังออกจาก network analyzer ที่โหมดความถี่ CW 12 GHz โดยใช้ ridge waveguide เป็นตัวส่งและตัวรับครั้งหนึ่งก่อนแล้วบันทึกค่าไว้ แล้วจึงเปลี่ยนมาใช้สายอากาศที่เราออกแบบมาเป็นตัวรับอีกครั้ง แล้วหาเป็นเกณฑ์ได้เทียบกับเกณฑ์ของ ridge waveguide ดังนั้นขั้นแรกจึงต้องหาเกณฑ์ของ ridge waveguide ก่อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การหาเกนของ ridge waveguide

กำลังที่ใช้ในการส่ง 0.5 dBm

VSWR ของ ridge waveguide 2.225

ระยะห่างระหว่าง waveguide 20 cm

ความถี่ 12 GHz

กำลังที่รับได้ -35 dBm.

จาก $\frac{P_r}{P_t} = (1 - \Gamma_r^2)(1 - \Gamma_r^2) \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 g^2$ (เนื่องจากเกนส่งมีค่าเท่ากับเกนรับ)

เมื่อ $\Gamma = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1}$

เมื่อแทนค่าต่างๆลงไปจะได้ค่าเกนของ ridge waveguide คือ 2.95 หรือประมาณ 3 dBm

ขั้นตอนการส่งและรับโดยใช้ ridge waveguide เป็นตัวส่งและรับ

ความถี่ที่ใช้ 12.008 GHz

กำลังที่ใช้ในการส่ง 0.8 dBm

ระยะห่าง 1.4 m (ระยะห่าง 1.4 m ถือเป็น farfield เนื่องจากขนาดของสายอากาศที่กว้าง

ที่สุด (D) คือ 12.3 cm ดังนั้นจาก $R \geq \frac{2D^2}{\lambda}$ จะได้ $R \geq 121$ cm)

กำลังที่รับได้ -42 dBm (ที่ความถี่ 2.0116 GHz เนื่องจากผ่าน LNB แล้ว)

ขั้นตอนการส่งและรับโดยใช้สายอากาศไมโครสตริปเป็นตัวรับและใช้ ridge waveguide เป็นตัวส่ง

ความถี่ที่ใช้ 12.008 GHz

กำลังที่ใช้ในการส่ง -7.5 dBm

ระยะห่าง 1.4 m

กำลังที่รับได้ -39 dBm (ที่ความถี่ 2.0116 GHz เนื่องจากผ่าน LNB แล้ว)

ดังนั้นจากข้อมูลข้างต้นเราจะสามารถคำนวณหาค่าเกนโดยประมาณของสายอากาศได้ดังนี้

ถ้ากำลังของสายอากาศส่งมีค่า 0.8 dBm สายอากาศเราก็จะรับได้ประมาณ -30.7 dB ซึ่งจะมาก

กว่าการรับด้วย ridge waveguide อยู่ประมาณ 11.3 dB แต่เนื่องจากเราหาเกนของ ridge

waveguide ได้ประมาณ 3 dB และเนื่องจากเกนของสายอากาศน่าจะอยู่ประมาณ 14.3 dB

แต่ผลจากการคำนวณ array factor และ element factor โดยสมมติให้สายอากาศของเรา

มีประสิทธิภาพ 100 เปอร์เซ็นต์ เราจะหาเกนได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เกณฑ์จาก $array\ factor = \pi D_x D_y \cos \theta_0$

โดยที่ D_x หรือ D_y หาจาก

$$D = \frac{\left(\sum_{k=1}^N A_k \right)^2}{\sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N A_m A_n \exp[-j(d_m - d_p)k \sin \theta_0] \frac{\sin k(d_m - d_p)}{k(d_m - d_p)}}$$

จากการคำนวณจะได้ 14.55 dB และเกณฑ์จากเอเลเมนต์จากการคำนวณจะได้ 5.53662 ดังนั้น เกณฑ์รวมประมาณ 20.11 dB (เมื่อเราคิดว่าไม่มีการสูญเสียในสายอากาศ)

-ค่าบีมวิตต์

ในแนวฟูเรียร์มีค่าประมาณ 24 องศา โดยดูจากค่าที่คำนวณมาที่ละองศา จะเห็นว่าค่าที่แสดงมีค่าประมาณ -3 dB ที่ด้านซ้ายและขวาของส่วนมีกกลางด้านละ 12 องศา เมื่อเปรียบเทียบกับแพทเทิร์นที่ทำการวัดได้จะมีค่าประมาณ 30 องศา

ส่วนค่าบีมวิตต์ในแนวเซบีเซฟจะมีค่าประมาณ 10 องศา โดยดูจากค่าที่คำนวณมาที่ละองศา โดยดูตำแหน่งที่มันลดลง -3 dB เช่นกัน เมื่อเปรียบเทียบกับแพทเทิร์นที่ทำการวัดได้ จะมีค่าประมาณ 15 องศา และมีระดับไซด์โลบที่ค่อนข้างสูงคือ -3 dB

8.5 การออกแบบสายอากาศแบบ 16x16 เอเลเมนต์

ค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการออกแบบมีดังนี้

$c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ $f = 12 \times 10^9 \text{ Hz}$ $h = 0.00155 \text{ m. (ในไมโครสตริป)}$ $h = 0.0031 \text{ m. (ในสตริปไลน์)}$
 $\epsilon_r = 2.3$ (จากการเปิดตาราง)

จากผลการคำนวณกระแสที่ป้อนในแต่ละเอเลเมนต์จะสามารถนำมาออกแบบเป็นสายอากาศแบบไมโครสตริป 256 เอเลเมนต์ ที่มีโครงสร้างการป้อนแบบขนาน โดยจะแยกชั้นการป้อนสายอากาศเป็นสายส่งสตริปไลน์ โดยจะป้อนผ่านสายอากาศไมโครสตริป โดยใช้ pin connector การออกแบบสายอากาศ จะออกแบบให้สายอากาศแต่ละเอเลเมนต์มีขนาดเท่าๆกัน คือ

$$W = \frac{c}{2f_r} \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right]^{-1/2} = 9.7312 \text{ mm}$$

$$L = \frac{c}{2f_r (\epsilon_r)^{1/2}} - 2\Delta l = 7.2194 \text{ mm}$$

ระบบการป้อน

การป้อนในแนวฟูเรียร์จะใช้ตัวแบ่งกำลังแบบวงแหวนไฮบริด เนื่องจากสามารถสร้างให้มีอัตราส่วนกำลังสูงๆได้ โดยตัวแบ่งกำลังที่ใช้ (อ้างอิงจากรูป ตอนการหาขนาดกระแส) โครงสร้างแบบวงแหวนไฮบริด คือ a7:a8 (4.5:1), a5:a6 (1:6), a3:a4 (8.58:1), a1:a2 (1.5058:1), a1และa2 : a3และa4 (5.81364:1), a5และa6 : a7และa8 (1.08029:1), a1ถึงa4 : a5ถึงa8 (19.192:1)

เนื่องจากมีอัตราส่วนกำลัง 19.192:1 มากเกินกว่าจะสร้างเป็นตัวแบ่งกำลังแบบวงจรถ่ายทอดได้ เราจึงต้องทำการออกแบบตัวแบ่งกำลังแบบคัปเปิลอร์คู่ขนาน จากหลักการออกแบบในทางทฤษฎีจะ

$$\text{อัตราส่วนคัปดา} = \frac{\sqrt{1-c_0^2}}{c_0}$$

$$\text{และ } Z_{oe1} = Z_0 \sqrt{\frac{1+c_0}{1-c_0}}$$

$\sqrt{Z_{oe1}Z_{oe1}} = Z_0$ (เมื่อทำให้ Z_0 มีค่า 50 Ω ดังนั้นจะได้ $Z_{oe} = 62.7 \Omega$ และได้ค่า $Z_{oo} = 40 \Omega$ ซึ่งเมื่อนำไปออกแบบจะได้ความหนาของสายส่ง 2.2366 mm และระยะระหว่างขอบของสายส่ง 3.351 mm และความยาวในช่วงคัปปลิง คือ $\frac{\lambda_g}{4}$) และ ตัวแบ่งกำลังระหว่าง a1 ถึง a8 : a-1 ถึง a-8 (1:1) จะใช้ตัวแบ่งกำลังแบบวิลคินสันธรรมดา

นอกจากนี้ในแนวฟูเรียร์ยังต้องทำการเลื่อนเฟสในแต่ละเอเลเมนต์โดยใช้หลักการตามรูป 8.16 ซึ่งในที่นี้ Δl ก็คือ 0.1941 λ_g และจากการที่คัปเปิลอร์คู่ขนาน มีความต่างเฟส ของพอร์ทเอาท์พุท ทั้งสองอีก $\lambda_g / 4$ ทำให้ต้องเลื่อนเฟสเพื่อชดเชยเฟสส่วนนี้ในบริเวณของตัวคัปเปิลอร์ด้วย ระยะระหว่างเอเลเมนต์ในแนวเซมิเซฟ คือ 0.75 λ_g ซึ่งยังน้อยกว่าขีดจำกัดที่ทำให้เกิดเกรทติ้งโลบ ซึ่งก็คือ $d \leq 0.79 \lambda_g$ จึงยังใช้งานได้

ส่วนการป้องกันด้านเซมิเซฟจะใช้ตัวแบ่งกำลังเป็นแบบวิลคินสันทั้งหมด สายอากาศแต่ละตัวจะวางห่างกัน 0.9 λ_g ในแนวนี้ ซึ่งก็ไม่เกินขีดจำกัด คือ 0.936 λ_g โดยจะแบ่งสายอากาศเป็น 2 ซีก คือ ซ้ายและขวา เพื่อประโยชน์ในการนำไปเชื่อมต่อกับส่วน tracking ในอนาคต

ค่าเกนของสายอากาศแบบ 16x16 ที่คำนวณมาได้จากวิธีการเดียวกันกับแบบ 8x4 (เมื่อสมมติให้การสูญเสียในสายอากาศเป็นศูนย์)

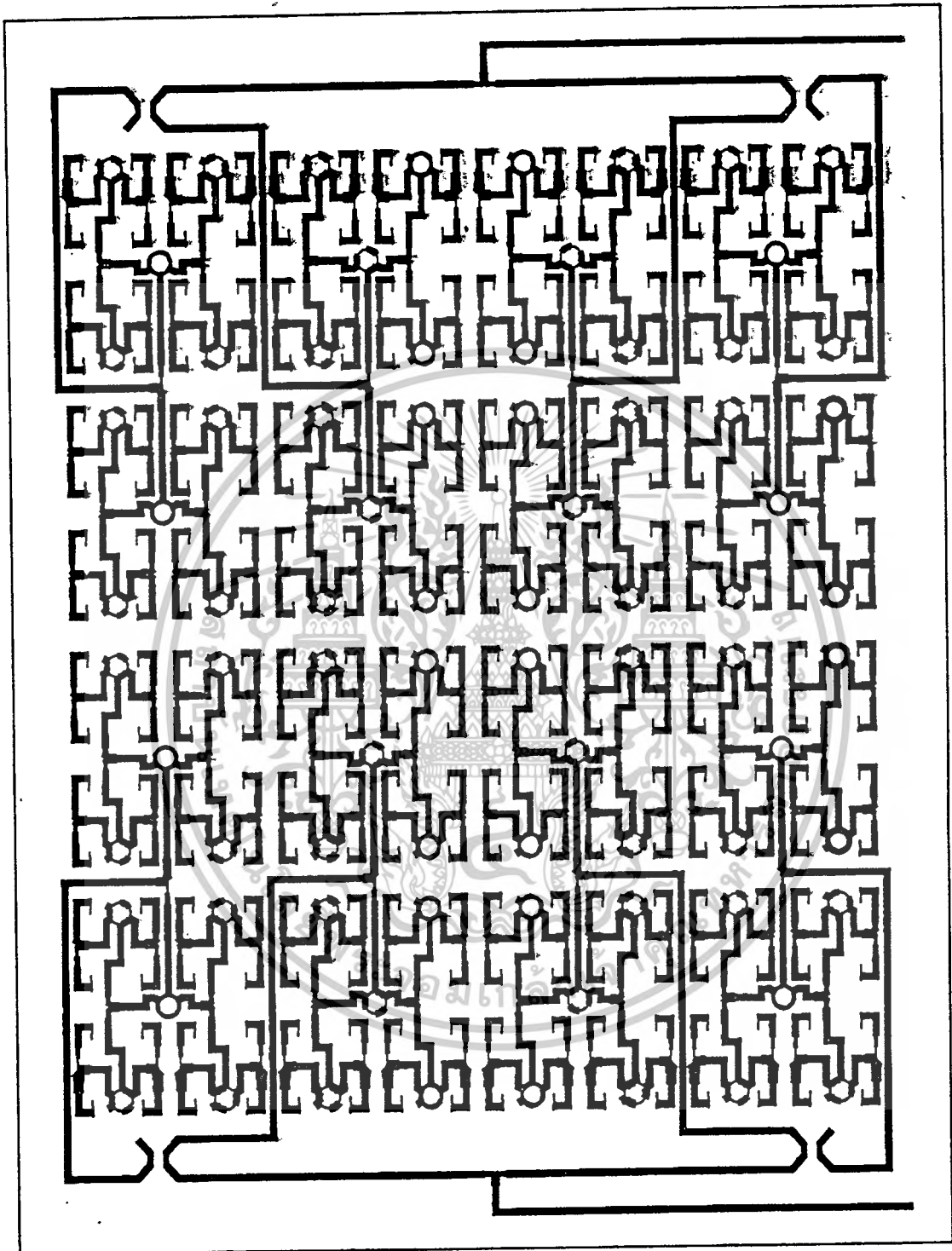
เกนจาก array factor มีค่า 16.78 dB

ค่าเกนของเอเลเมนต์ มีค่า 5.18872 dB

ดังนั้นค่าเกนทั้งหมดของสายอากาศแบบ 16x16 นี้คือ 22 dB

สำหรับรูปของระบบการป้องกันสายอากาศและรูปร่างของสายอากาศจะสามารถพล็อตได้ดังนี้

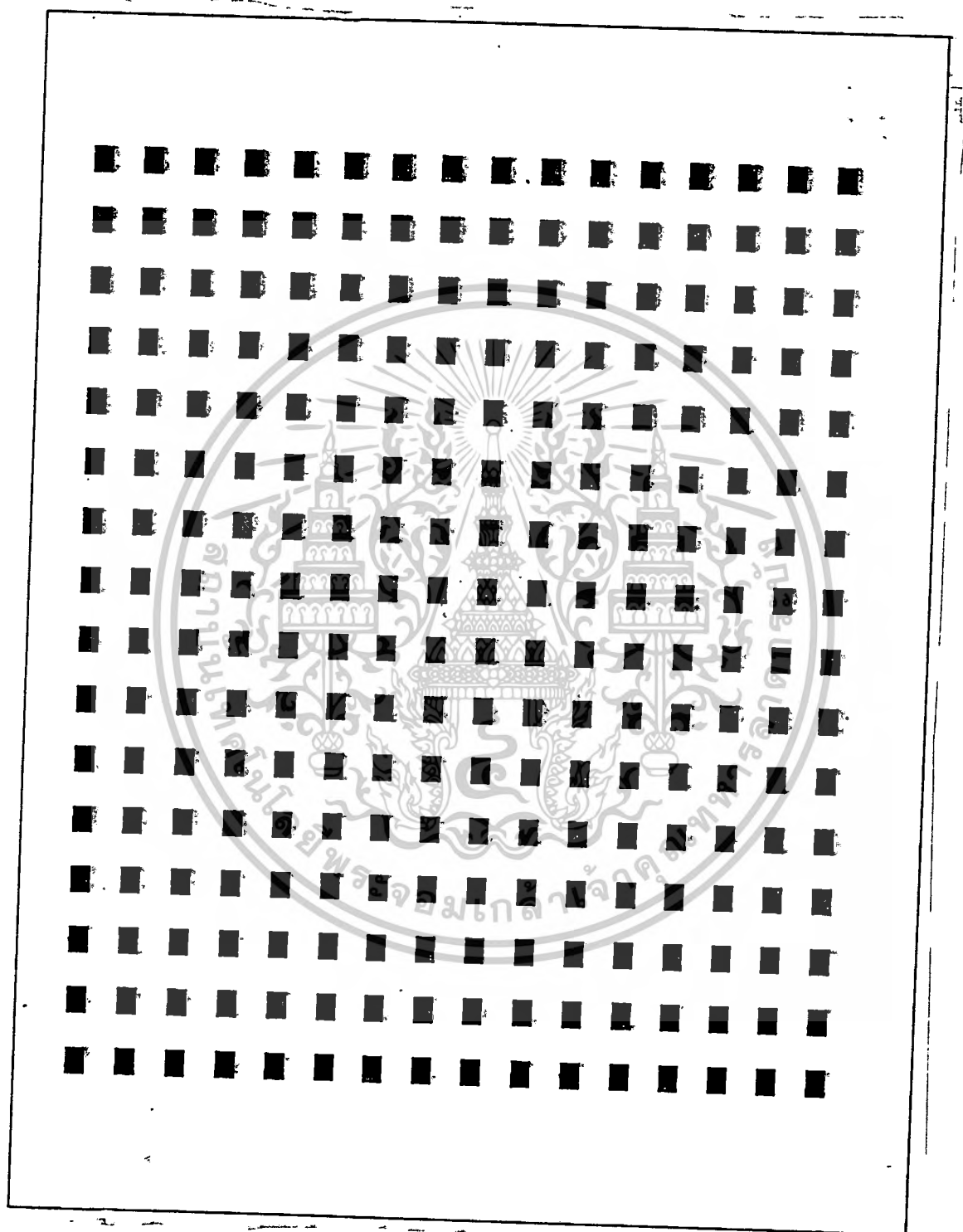
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



FOURIER

TSCHEBYSCHIEFF

รูป 8.24 แสดงระบบป้อนที่ออกแบบสำหรับสายอากาศแบบ 16x16 (มาตราส่วน 1:2.4)
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 8.25 แสดงสายอากาศไมโครสตริป พลาแนรี อาร์เรย์ แบบ 16x16 (มาตราส่วน 1:2.4)
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 9

บทสรุป วิจารณ์ผล และปัญหาในการทดลอง

สำหรับส่วนสรุปผลการทดลองนี้จะได้แบ่งออกเป็นส่วนต่างๆตามผลการทดลองดังนี้

1. ผลการทดลองวัดค่า ϵ_r

ผลการวัดค่า ϵ_r ที่ได้ อาจเกิดการผิดพลาดได้เนื่องจากสาเหตุดังนี้

- การใช้แผ่นฟอยล์หุ้มขอบข้างของเรโซเนเตอร์อาจทำให้ขนาดของเรโซเนเตอร์คลาดเคลื่อนได้
- การคับปลิงหัวต่อ อาจไม่อยู่ที่มุมพอดีทำให้ขนาดที่ใช้ในการคำนวณอาจผิดพลาดได้ นอกจากนี้ โหมดที่เกิดอาจคลาดเคลื่อนได้

- การใช้แถบกวาดเป็นวัสดุในการติดแผ่นโลหะกับแผ่นเทฟลอน ทำให้เกิดผลผิดพลาดได้
- การอ่านค่าความถี่ที่แอมป์ลิจูดของการสะท้อนตกลงมาอาจผิดพลาดได้
- การไล่โหมดคลื่นที่เกิดจากค่าโหมดต่ำไปยังโหมดสูงแล้วนำมาคำนวณหาค่า ϵ_r ที่อยู่ในเกณฑ์ที่ใกล้เคียงกับค่าจากตารางของเทฟลอน (2-2.5) อาจเกิดการผิดพลาดได้ เนื่องจากเทฟลอนที่ใช้ อาจมีสารผสมอย่างอื่นที่ทำให้ค่า ϵ_r ผิดไปจากค่าที่คาดหมายได้

2. ผลของการหากระแสที่ได้จากการสังเคราะห์และปัญหาในการออกแบบสายอากาศ

ขนาดของกระแสที่ได้จากการทดลองในแบบจำลองนี้ จะขึ้นอยู่กับระดับของไซตโลบ และ ขนาดของแถบความกว้างของบีมที่เราต้องการแต่จากการสังเคราะห์ เมื่อ เอเลเมนต์น้อยๆ ลักษณะของแพทเทิร์นรับคลื่นนั้นค่อนข้างที่จะคลาดเคลื่อนไปจากที่กำหนด แต่เมื่อลองคำนวณโดยใช้จำนวนเอเลเมนต์มากขึ้น จะเห็นได้ว่าแพทเทิร์นที่ออกมาจะเริ่มใกล้เคียง ตามความต้องการมากขึ้น ดังนั้นในการสร้างต่อไปควรที่จะใช้จำนวนเอเลเมนต์หลายๆเพื่อที่จะได้ความถูกต้องสูงขึ้น

จากข้อผิดพลาดข้างบนทำให้ได้แพทเทิร์นที่ต้องการยังไม่ดีพอ

ในระบบการป้อนในแนวฟูเรียร์ของกรณี 4x4 และ 8x4 นั้น จะมีอัตราส่วนกำลังประมาณ 1:10.76 ซึ่งไม่สามารถสร้างเป็นตัวกำลังแบบวิลกินสัน (สามารถสร้างได้เมื่ออัตราส่วนกำลังสูงสุดไม่เกิน 1:4) ได้ ในสายอากาศแบบ 8x4 จึงเปลี่ยนมาออกแบบตัวแบ่งกำลังแบบวงแหวนไฮบริด ซึ่งสามารถสร้างให้มีอัตราส่วนกำลังสูงขึ้นได้

ส่วนในการออกแบบสายอากาศแบบ 16x16 นั้น จะเห็นว่ามีการใช้ตัวแบ่งกำลังแบบวงแหวนไฮบริดในการป้อนในแนวฟูเรียร์เกือบทุกคู่เอเลเมนต์ ทั้งๆที่ค่าอัตราส่วนกำลังบางค่าไม่จำเป็นต้องออกแบบเป็นตัวแบ่งกำลังแบบวงแหวนไฮบริดก็ได้ ที่เป็นเช่นนี้เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาในการเลื่อนเฟส เนื่องจากถ้าเราใช้ตัวแบ่งกำลังแบบวิลกินสันในเอเลเมนต์บางคู่ และใช้แบบวงแหวนในบางคู่ จะทำให้ทางเดินคลื่นที่เดินทางในตัวแบ่งกำลังทั้งคู่ไม่เท่ากัน ไม่สะดวกในการออกแบบให้มีการเลื่อน

เฟสตามมีความต้องการของเรา รับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ การใช้โครงสร้างของสายส่งเป็นแบบสายส่งสตริปไลน์และแยกชิ้นจากสายอากาศชิ้นนั้นเป็นไปใช้

ความจำเป็นเนื่องจากจำนวนเอเลเมนต์มีมาก และมีข้อจำกัดในด้านพื้นที่ที่ใช้ในการสร้างระบบป้อน เป็นสายส่งไมโครสตริปบนชั้นเดียวกับสายอากาศ นอกจากนี้การใช้โครงสร้างของสายส่งเป็นแบบ สตริปไลน์ยังช่วยแก้ปัญหาผลของดิสเพอร์ชัน (ค่า ϵ_0 เปลี่ยนแปลงไปตามความถี่) ได้ ทำให้ความยุ่งยากในการออกแบบสร้างลดลง และ การที่สตริปไลน์มีโครงสร้างแบบปิด ยังช่วยให้การแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศไม่ถูกรบกวนจากการแพร่กระจายคลื่นของระบบป้อนพลังงาน

แต่ปัญหาในการออกแบบระบบป้อนที่ยังมีอยู่คือ เส้นป้อนแต่ละเส้นจะอยู่ใกล้กันจนอาจทำให้เกิดการคับปลิงพลังงานระหว่างกันก็ได้ ดังนั้นทางแก้จึงควรแยกชั้นของระบบป้อนเพิ่มขึ้น ซึ่งก็ต้องทำการเปรียบเทียบราคาของอุปกรณ์ที่ใช้ทำว่าเหมาะสมเพียงใด

นอกจากนี้ยังมีปัญหาในการทำสายอากาศแบบอนุกรม(ในสายอากาศแบบ 8x4 และแบบ 4x4) เนื่องจากขีดจำกัดของระยะห่างระหว่างเอเลเมนต์ของสายอากาศทำให้มีเนื้อที่ไม่พอในการทำการลัดวงจรในสายอากาศอนุกรมแบบเรโซแนนท์ จึงได้ทำการหักมุมบริเวณตรงกลาง ดังภาพที่ได้แสดงไว้ ซึ่งจากการหักมุมดังกล่าวอาจส่งผลต่อการแพร่กระจายคลื่นได้ แต่ก็ได้ทำการหักมุมในลักษณะที่การแพร่กระจายคลื่นที่เกิดจากส่วนหักมุมน่าจะหักล้างกันไปบ้าง เนื่องจากได้หักมุมในทิศทางตรงข้ามกัน

ส่วนปัญหาอื่นๆที่พบ เช่น การสร้างสายอากาศให้ได้ขนาดที่มีความละเอียดตามต้องการ ปัญหาเนื่องจากเราไม่สามารถทำเส้นป้อนให้มีขนาดเล็กๆได้ ทำให้เส้นป้อนมีขนาดใหญ่เมื่อเทียบกับสายอากาศจึงอาจส่งผลต่อการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศได้

3.ผลและปัญหาในการวัดผลของสายอากาศแบบ 8x4

ในการวัดผลแพทเทิร์นครั้งแรกนั้น ใช้ Gunn Oscillator เป็นตัวส่ง และใช้สายอากาศไมโครสตริปเป็นตัวรับ ต่อเข้าเครื่อง Spectrum Analyzer แล้วหมุนสายอากาศไมโครสตริปไปครบรอบโดยให้ตัวส่งอยู่กับที่ ปรากฏว่ามีปัญหาหลายประการ คือ การที่ Gunn Oscillator ปลดปล่อยคลื่นที่ไม่คงที่ที่ความถี่เดียว (คือมีการกระโดดของความถี่) และโครงสร้างของออสซิลเลเตอร์เองก็ไม่มั่นคง stub ของออสซิลเลเตอร์อาจขยับได้ ทำให้คุณสมบัติของออสซิลเลเตอร์เปลี่ยนแปลงไป และการวัดผลในตอนแรกเราวัดที่ละ 5 องศา ทำให้ผลที่ออกมาไม่ละเอียดเท่าที่ควร จนบางครั้งอาจข้ามจุดที่เป็นนัลหรือไฮโดลไปได้ นอกจากนี้สัญญาณที่รับได้ในช่วงที่หมุนสายอากาศไป 180 องศา (คือรับด้วยกราวด์เพลนนั้น) จะมีขนาดต่ำจนยากที่จะแยกออกจากขนาดของสัญญาณรบกวน

จากปัญหาเหล่านี้จึงได้ทำการส่งคลื่น 12 GHz ผ่านท่อนำคลื่นแบบริดจ์(Ridge Waveguide) เพื่อแก้ปัญหาเรื่องความถี่ที่ไม่คงที่ของ Gunn Oscillator และได้ทำการสร้างวงจร และโปรแกรมเพื่อขับสเตปปีงมอเตอร์ เพื่อหมุนสายอากาศไมโครสตริปบนแทนหมุนที่สร้างขึ้นโดยจะหมุนได้สเตปละ 1.8 องศา นอกจากนี้ยังได้ต่อสายอากาศรับของเราเข้ากับ LNB (โดยใช้สายโคแอกเซียลอ่อน และหัวต่อ SMA-Waveguide ที่สร้างขึ้นเป็นตัวต่อผ่านเพื่อให้เกิดความสะดวกในการหมุน) เพื่อช่วยขยายสัญญาณ

ที่รับได้ให้มีขนาดเห็นได้ชัดเจนยิ่งขึ้น แล้วทำการวัดผลที่ละ 1.8 องศาทั้ง 2 แนว และเพื่อดูแนวโน้มคร่าวๆของแพทเทิร์นที่ได้ เราได้ใช้ฟังก์ชัน single sweep ใน spectrum analyzer ทำการวัดขนาดสัญญาณที่ความถี่กลาง 12 GHz เพียงความถี่เดียว ผลที่ได้จะมีลักษณะคล้ายกับ แพทเทิร์นที่พล็อตมา เป็นการยืนยันผลการวัดอีกครั้งหนึ่ง

ผลแพทเทิร์นในแนวเซปียเทฟ แพทเทิร์นที่วัดได้จะมีมีมหลักที่เอียงไปจากทิศบรอดไซด์ ส่วนหนึ่งอาจเป็นผลมาจากการวางสายอากาศไม่โคโรสตริป และท่อนำคลื่นแบบบรอดไซด์ อาจจะมีระนาบไม่ขนานกันจริงๆ (.ในทิศบรอดไซด์ที่กำหนดให้เป็น 90 องศา) และอีกเหตุหนึ่งน่าจะเกิดมาจากการที่ค่า ϵ_r ของเราคือ 2.3 นั้น ได้จากการเปิดตารางอาจไม่ตรงกับความเป็นจริง สายอากาศของเราที่เคยคิดว่าห่างกันไม่เกินขีดจำกัดของการเกิดเกรตติงโกลบ ในความเป็นจริงอาจจะห่างเกินขีดจำกัดดังกล่าวก็เป็นได้ ผลกระทบอีกประการของการที่ค่า ϵ_r ไม่ถูกต้องแน่นอนคือ อาจทำให้ สายอากาศแบบอนุกรมชนิดเรโซแนนท์ที่ออกแบบไว้จริง เป็นแบบนี้เรโซแนนท์ คือ ห่างกันในแต่ละสล็อตไม่เท่ากับ $\frac{\lambda}{2}$ ซึ่งคุณสมบัติของสายอากาศแบบ non resonant series array นี้ คือ จะมีมีมที่เอียงแต่จะมีแบนด์วิดท์ที่กว้าง ซึ่งสายอากาศไม่โคโรสตริปของเราที่สร้างขึ้นก็มีมีมหลักที่เอียง ซึ่งมีคุณสมบัติคล้ายคุณสมบัติของ non resonant array

นอกจากนี้การที่ ϵ_r ไม่ตรงตามความเป็นจริงก็อาจทำให้ขนาดสายอากาศที่ออกแบบไว้ให้ทำงานที่โหมด TM_{01} นั้นอาจไม่ทำงานที่โหมดนี้ตามที่คิดไว้ จนเป็นผลทำให้แพทเทิร์นจากเอเลเมนต์เปลี่ยนไปจากที่ทำนาย มีไซด์โกลบซึ่งมีขนาดสูงกว่าที่คาดไว้

นอกจากนี้การใช้ลวดข้อต่อปลายสายของสายอากาศนั้น มีลักษณะที่เหมือน pin connector ซึ่ง ข้อเสียของการใช้ pin connector คือการที่จะเพิ่มขนาดของการแพร่กระจายในโหมดอื่นๆที่สูงขึ้น และ เป็นการเพิ่มโพลาไรเซชันในทิศทางตั้งฉาก (cross polarization) กับที่ต้องการด้วย (อ้างอิงจาก[๕]) ซึ่งจากการทดลองวัดผลโพลาไรเซชันในทิศทางตั้งฉากกับทิศที่ต้องการก็สามารถรับสัญญาณในแนวนั้นได้แรงเช่นกัน อาจเกิดจากสาเหตุข้างบนก็ได้

ผลแพทเทิร์นในแนวฟูเรียร์ แพทเทิร์นที่ได้จะมีมีมหลักที่เอียงจากทิศบรอดไซด์แต่ไม่เอียงเป็น 15 องศาเหมือนกับที่คำนวณไว้ อาจเป็นเพราะการวางสายอากาศในการวัดตอนแรกไม่อยู่ในมุมที่เป็นศูนย์จริง และการที่ไซด์โกลบมีขนาดสูงอาจเป็นเพราะการใช้ ϵ_r ที่ไม่ถูกต้อง แต่จะสังเกตว่าแพทเทิร์นของแนวฟูเรียร์นี้ยังมีแนวโน้มที่ใกล้เคียงกว่าแนวเซปียเทฟ เนื่องจากแนวฟูเรียร์แม้การแพร่กระจายคลื่นจากแต่ละเอเลเมนต์จะไม่ตรงตามที่คิดไว้ แต่การกระจายกระแสในแนวฟูเรียร์ และการซัพเพลสที่แต่ละเอเลเมนต์มีเฟสที่เลื่อนเท่าๆกัน ทำให้ผลที่ได้น่าจะมีผลที่ใกล้เคียงกว่าแนวเซปียเทฟ ซึ่งมีปัญหาในการออกแบบให้เป็น resonant array ดังที่กล่าวแล้วข้างต้น ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 10

แนวทางการพัฒนาต่อไป

ถ้าเราสามารถออกแบบและสร้างแบบจำลองของสายอากาศไมโครสตริปพลาแนร์อาร์เรย์ได้ผลดี เราก็สามารถจะสังเคราะห์และสร้างสายอากาศที่มีจำนวนเอเลเมนต์เพิ่มขึ้นได้ เช่น 8x8 หรือ 16x16 เอเลเมนต์ (ดังที่ได้ออกแบบไว้) ซึ่งจะทำได้ผลของแพทเทิร์นใกล้เคียงกับที่เราต้องการมากขึ้น

นอกจากนี้เราอาจพัฒนาระบบป้อนสายอากาศให้สามารถใช้ได้กับกรณีที่มีอัตราส่วนกำลังงาน สูงๆได้ หรือทำการแยกชั้นเป็นชั้นของระบบป้อนสายอากาศเองซึ่งจะไม่มีปัญหาเรื่องเนื้อที่ที่จำกัดในการทำระบบป้อน ซึ่งจะเห็นได้จากการออกแบบสายอากาศแบบ 16x16 ที่ได้ทำไว้

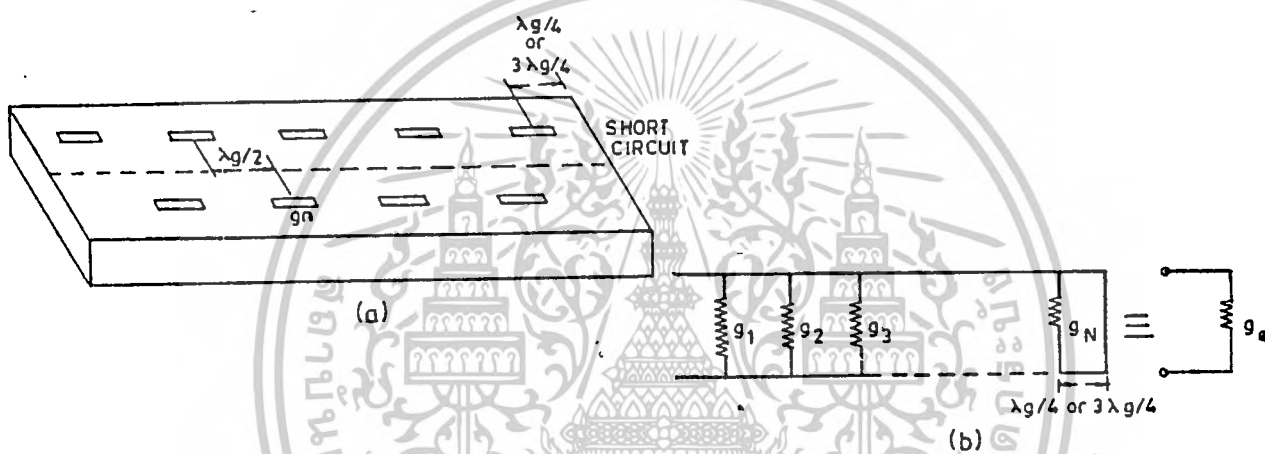
เราอาจทำเป็นสายอากาศติดหลังคารถยนต์เพื่อรับสัญญาณดาวเทียม จากจุดบ่อน หรือจุดรับ จากสายอากาศ 2 ส่วนในแนวเซปทิเซฟ เพื่อให้ได้บีมผลบวก และบีมผลต่าง ซึ่งบีมผลบวกจะนำไปใช้เป็นสัญญาณที่เรารับ ส่วนบีมผลต่างจะใช้ประโยชน์ในระบบติดตามทิศทางของสัญญาณจากดาวเทียมได้ โดยจะนำสัญญาณนี้ไปประมวลผลเพื่อไปขับสเตปปีงมอเตอร์ที่ใช้ในการหมุนสายอากาศให้แพทเทิร์นหันไปยังทิศทางของสัญญาณได้

เมื่อเทียบจากขนาดสายอากาศและเกณฑ์ที่ได้รับ จะทำให้เราเห็นได้ว่าไม่เหมาะในการนำสายอากาศชนิดนี้ไปรับสัญญาณดาวเทียม ที่ต้องใช้เกนสายอากาศรับสูงๆ (35-37 dB) เช่น ไทยคม แต่เราสามารถนำหลักการนี้มาเป็นสายอากาศรับติดหลังคารถยนต์ สัญญาณที่ต้องการเกนตัวรับ ที่ต่ำกว่าเช่น ใน MSAT เป็นต้น โดยเราสามารถต่อสายอากาศของเราเข้ากับส่วน tracking ซึ่งใช้ตัวเปรียบเทียบหาผลรวมและผลต่างของสัญญาณ หรือ อาจจะนำหลักการสังเคราะห์บีมไปใช้เพื่อควบคุมบีมให้ไปในทิศทางที่เราต้องการในงานประยุกต์ต่างๆต่อไปในอนาคต

บทแทรก

สายอากาศอาร์เรย์แบบคลื่นเดินทางมีอยู่ 2 ชนิด คือ แบบเรโซแนนท์ และแบบไม่เรโซแนนท์ สายอากาศอาร์เรย์แบบเรโซแนนท์จะถูกออกแบบให้สลิตที่อยู่ห่างกันครึ่งความยาวคลื่นในท่อนำคลื่น ส่วนสายอากาศแบบไม่เรโซแนนท์จะสามารถถูกออกแบบให้มีlobหลักที่มุมใดๆก็ได้ แต่ต้องอยู่บนระนาบเดียวกับแกนอาร์เรย์และเส้นที่แสดงทิศบรรดไฮด์

ในสายอากาศอาร์เรย์แบบเรโซแนนท์ซึ่งมีการกระจายคลื่นในทิศบรรดไฮด์ สลิตแต่ละตัวจะถูกกระตุ้นด้วยเฟสเดียวกัน ซึ่งทำได้โดยทำให้ระยะห่างระหว่างสลิตที่ติดกันเท่ากับ $\lambda_g/2$ และเพื่อที่จะหลีกเลี่ยง การเกิดlobหลักมากกว่า 1 lobขึ้น ระยะห่างต้องน้อยกว่า ความยาวคลื่นใน สูญญากาศสำหรับสายอากาศแบบบรรดไฮด์



รูปแสดงวงจรเสมือนของอาร์เรย์นั้น และ

$$g_e = \sum_{n=1}^N g_n \text{ เป็นขัณฑ์คอนดัคแตนซ์เสมือน}$$

ถ้า a_n เป็นสัมประสิทธิ์ของการกระตุ้นที่เราต้องการสำหรับเอเลเมนต์ที่ n ในอาร์เรย์ ตัวอย่างเช่น สัมประสิทธิ์ที่เป็นไปตามหลักของเซบีเซฟ หรือแบบอาร์เรย์อื่น ดังนั้นคอนดัคแตนซ์ g_n จะมีค่าดังสมการ

$$g_n = K a_n^2$$

N

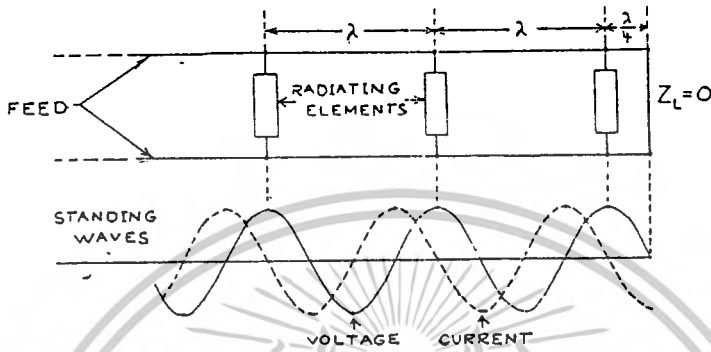
เมื่อ K ถูกเลือกเพื่อให้ $g_e = 1$ หรือก็คือ $K \sum_{n=1}^N a_n^2 = 1$

เพื่อที่อาร์เรย์จะได้แมทซ์กับอินพุท

อาร์เรย์แบบเรโซแนนท์จะเป็นสายอากาศที่มีแถบความถี่แคบ เนื่องจากส่วนที่ลัดวงจรซึ่งห่างจากเอเลเมนต์สุดท้าย $\lambda_g/4$ จะเปลี่ยนตามความถี่ และขณะที่ความถี่เปลี่ยน มันจะไม่แสดงตัวเหมือนการ

เปิดวงจรอีกต่อไป และจะสะท้อนคลื่นด้วยแอมพลิจูดที่มาก

ในกรณีนี้เนื่องจากสายอากาศจะถูกต่อปลายโดยการลัดวงจรปลายสาย $Z_L=0$ ซึ่งจะทำให้เกิดคลื่นนิ่งของศักดา และกระแสไปตามสายดังแสดงในรูป เอลิเมนต์ที่ทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นจะถูกแสดงเป็นชั้นต่ออิมพีแดนซ์ถูกต่อไว้ที่จุดที่มีศักดาสูงสุด ถึงแม้ว่าคลื่นนิ่งแต่ละลูก จะห่างกันมากที่สุด $\lambda_g/2$ แต่ถ้าจะให้แต่ละสล็อตมีเฟสตรงกันต้องวางห่างกัน λ_g



รูปแสดงการป้อนแบบเรโซแนนซ์

ส่วนสายอากาศแบบไม่เรโซแนนซ์ จะถูกออกแบบให้ทำงานในลักษณะอื่นที่ไม่ใช่บรอดไซด์อาร์เรย์นี้จะประกอบด้วยสล็อตหลายสล็อต แต่จะถูกต่อปลายโหลด Z_L อาร์เรย์นี้และวงจรเสมือนของมัน

คลื่นที่เดินทางตามเส้นป้อนของอาร์เรย์สามารถอธิบายได้ดังนี้

$$U = Ae^{-jkx}, \quad I = \frac{1}{Z} Ae^{-jkx}$$

เมื่อ U และ I คือศักดา และกระแสในสายตามลำดับ ถ้าชั้นต่ออิมพีแดนซ์ Z_L มีค่ามากเมื่อเทียบกับอิมพีแดนซ์ของสาย Z การสะท้อนจากจุดต่อเชื่อมจะสามารถละเลยได้

ถึงแม้ว่าจะมีการสมมติให้ Z_L (อิมพีแดนซ์ของเอลิเมนต์) มีค่ามากแต่พลังงานบางส่วนก็ยังถูกขับปลิงออกจากสายส่ง และแพร่กระจายโดยแต่ละเอลิเมนต์ที่ดัดนั้นขนาดของคลื่น A ในสมการข้างบนจะต้องค่อยๆ น้อยลง โดยทางอุดมคติแล้วจะไม่มีคลื่นเหลือในเส้นป้อนที่เกินเอลิเมนต์ตัวสุดท้าย แต่เนื่องจากสภาวะนี้ทำได้ยากในทางปฏิบัติ เส้นป้อนจึงมักทำการแมทช์ด้วยโหลด $Z_L=Z_0$ ซึ่งจะดูดซับพลังงานส่วนที่เหลือและดังนั้นจึงเป็นการหลีกเลี่ยงการสะท้อนที่ปลายของเส้นป้อน ซึ่งการสะท้อนนี้ถ้ามีจะทำให้เกิดเป็นไซด์โลบได้

จากทั้ง 2 รูปแบบเอลิเมนต์ที่ทำให้การแพร่กระจายคลื่นแต่ละตัวจะมีอิมพีแดนซ์ที่ทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งสามารถมองเป็นเสมือนโหลด Z_i ($i=1,2,\dots,n$) กำลังงานที่ส่งไปแต่ละเอลิเมนต์จะถูกควบคุมโดยการขับปลิงซึ่งสามารถทำให้แปรค่าชั้นต่ออิมพีแดนซ์ได้

ไม่มีพลังงานที่สูญเสียออกที่หน้าหรือด้านหลังของเอลิเมนต์และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] ไม่นาย ไกรฤกษ์ และ วิวัฒน์ กิรานนท์ "ทฤษฎีสายอากาศ" กรุงเทพฯ : คณะวิศวกรรมศาสตร์, สจล.,2531.
- [2] Ashok K Agrawal " A Printed-Circuit Hybrid-ring Directional Coupler for Arbitrary Power Division" IEEE Trans.,MTT. 1989
- [3] Bahl,I.J. and P. Bhartia "Microstrip-Antenna" Artech House ,1980.
- [4] Bharathi Bhat, Shiban K Koul "Striplin-like Transmission Lines for Microwaves Integrated Circuits" Wiley Eastern Limited, 1989
- [5] Carver, K.R.,J.W.Mink "Microstrip Antenna Technology" IEEE Trans. Antenna and Propagation,Vol.29, No.1 January 1981.
- [6] Constantine A. Balanis "Antenne Theory : analysis and design" John Wiley & Sons, 1982.
- [7] J.R. James & P.S.Hall "Handbook of Microstrip Antenna Volume 2" Peter Peregrinus Ltd.,1989.
- [8] P. Bhartia,K.V.S. Rao,R.S.Tomar "Millimeter-wave Microstrip and Printed Circuit Antenna" Artech House 1991.
- [9] Penard , "Mutual Coupling between Microstrip Antennas" IEEE Electronics Letters , Vol18, No.14. 8th July 1982.
- [10] S.W.Lee,Y.T.Lo "Antenna Handbook : Theory applications and design " Van Nostrand Reinhold Company ,Newyork 1988.
- [11] T.Metzler "Microstrip Series Arrays" IEEE Trans. Antennas and Propagation , Vol. 29, No.1.,January 1981.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้