

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

คุณลักษณะของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับ

วงจรระนาบย่านความถี่ไมโครเวฟ

CHARACTERISTICS OF NRD-GUIDE COUPLER COMBINED WITH  
MICROWAVE PLANAR CIRCUITS



พนารัตน์ ระวีวรรณ  
PANARAT RAWIWAN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2543

ISBN 974-622-690-8

เลขที่.....  
เลขทะเบียน..... 35432

....., เดือน, ปี 25 ๒๕๕. 2543

ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**CHARACTERISTICS OF NRD-GUIDE COUPLER COMBINED WITH  
MICROWAVE PLANAR CIRCUITS**



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

**2000**

**ISBN 974-622-690-8**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**COPYRIGHT 2000**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

|                             |   |
|-----------------------------|---|
| หัวข้อวิทยานิพนธ์           | คุณลักษณะของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับ<br>วงจรระนาบย่านความถี่ไมโครเวฟ |
| นักศึกษา                    | นางสาวพนารัตน์ ระวีวรรณ   |
| รหัสประจำตัว                | 41061058  |
| ปริญญา                      | วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  |
| สาขาวิชา                    | วิศวกรรมไฟฟ้า   |
| พ.ศ.                        | 2543  |
| อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ | รศ. ประกิจ ตั้งศิลาพันธ์  |

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอ คุณลักษณะของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรระนาบย่านความถี่ไมโครเวฟ โครงสร้างของตัวเชื่อมต่อชนิดนี้ ประกอบด้วยวงจรระนาบวางอยู่ตรงกลางระหว่างท่อนำคลื่น NRD 2 ท่อ การเชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อชนิดนี้จะขึ้นอยู่กับการรั่วไหลของคลื่น กล่าวคือ คลื่นที่รั่วไหลสามารถแพร่กระจายจากท่อนำคลื่น NRD ท่อหนึ่งไปยังท่อนำคลื่น NRD อีกท่อหนึ่งโดยผ่านวงจรระนาบได้ ซึ่งวงจรระนาบที่สร้างขึ้นในวิทยานิพนธ์นี้มี 4 ชนิด คือ ไดอิเล็กทริกสแลบ สายส่งแบบไมโครสตริป วงจรขยายแบบเฟดและวงจรกรองผ่านแถบความถี่ ทฤษฎีและหลักการต่าง ๆ ที่ใช้ ตลอดจนผลที่ได้จากการวัดคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของตัวเชื่อมต่อ เมื่อใช้วงจรระนาบชนิดต่าง ๆ กัน ซึ่งถูกนำมาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี ได้นำเสนอไว้ในวิทยานิพนธ์นี้อย่างครบถ้วน

**Thesis Title**      Characteristics of NRD-Guide Coupler Combined with Microwave Planar Circuits

**Student**            Miss Panarat Rawiwan

**Student ID.**        41061058

**Degree**             Master of Engineering

**Programme**        Electrical Engineering

**Year**                2000

**Thesis Advisor**    Assoc. Prof. Prakrit Tangtisanon

### ABSTRACT

This thesis presents characteristics of NRD-guide coupler combined with microwave planar circuits. The proposed structure consists of a microwave planar circuit placed between two NRD-guide dielectric rods. The coupling depends on a leakage mechanism, namely, a leaky wave can propagate from one NRD-guide to the other NRD-guide through the microwave planar circuit. The microwave planar circuits fabricated for this thesis are a dielectric slab, a microstrip line planar circuit, a FET amplifier circuit and a band pass filter circuit. Theories and the measurement results of propagation characteristics of each coupler compared with the theoretical results are proposed in this thesis.

# กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยดี เนื่องจากได้รับความกรุณาจาก รองศาสตราจารย์ ประกิจ ตั้งติสานนท์ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ที่ได้ช่วยกรุณาให้คำแนะนำ ซึ่งแนวทางในการแก้ปัญหา ฝึกฝนให้ผู้เขียนมีความสามารถในการทำงานวิจัยได้ ตลอดจนตรวจทานต้นฉบับของวิทยานิพนธ์นี้ ผู้เขียนรู้สึกทราบบ้างในความอนุเคราะห์จากท่าน และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณท่านที่ได้มีส่วนช่วยในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ดังนี้

- Prof. Dr. Shigeo Kawasaki ที่ให้คำแนะนำและแนวคิดในการทำวิจัย

- อาจารย์สถาพร พรหมวงศ์ ที่ให้คำแนะนำและชี้แนวทางในการทำงานวิจัย ฝึกฝนให้ผู้เขียนมีความสามารถในการทำวิจัยได้เป็นอย่างดี ตลอดจนช่วยตรวจทานวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

- อาจารย์มนต์ชัย แซ่มะซ้อย ที่ให้คำแนะนำและช่วยเหลือทางด้านกระบวนการสร้าง การใช้เครื่องมือในการวัด ตลอดจนช่วยตรวจทานวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

- คุณธิดา วรรณสุริยวงศ์ ที่ช่วยวาดรูปประกอบวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

- คุณไพฑูรย์ ช้างสุวรรณ และคุณชาญวิทย์ รัตนบดี ที่ช่วยเหลือทางด้านกระบวนการสร้าง

ขอขอบพระคุณ บิคาและมารดา ที่ช่วยเหลือและให้กำลังใจในการทำงานกับผู้เขียนตลอดมา

ขอขอบพระคุณ ทบวงมหาวิทยาลัย ที่ได้มอบทุนการศึกษา ในโครงการส่งเสริมผู้มีความรู้ความสามารถพิเศษเป็นอาจารย์ในสถาบันอุดมศึกษาของรัฐ ตลอดระยะเวลาการศึกษาในระดับปริญญาโท

ขอขอบพระคุณ มูลนิธิเพื่อการศึกษาคอมพิวเตอร์และการสื่อสาร ที่ได้มอบทุนเพื่อการศึกษา ตลอดระยะเวลาการศึกษาในระดับปริญญาโท

ขอขอบคุณ เพื่อน ๆ ทุกคนที่ช่วยเหลือ ให้คำแนะนำ และให้กำลังใจตลอดมา

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้เขียนขอบอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

พนารัตน์ ระวีวรรณ

# สารบัญ

|  | หน้า |
|--|------|
| บทคัดย่อภาษาไทย .....  | I    |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .....   | II   |
| กิตติกรรมประกาศ.....   | III  |
| สารบัญ .....   | IV   |
| สารบัญรูป .....  | VIII |
| รายการสัญลักษณ์.....   | XI   |
| บทที่ 1 บทนำ .....   | 1    |
| 1.1 กล่าวนำ.....   | 1    |
| 1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ .....                                       | 2    |
| 1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์.....  | 2    |
| 1.4 โครงประกอบของวิทยานิพนธ์.....  | 3    |
| บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการท่อนำคลื่น NRD.....                                     | 5    |
| 2.1 บทนำ.....  | 5    |
| 2.2 นิพจน์สนามของท่อนำคลื่น NRD .....  | 6    |
| 2.2.1 นิพจน์ของสนามในเทอมของฟังก์ชันศักย์ (Potential function).....            | 7    |
| 2.2.1.1 สนามในเทอมของฟังก์ชันศักย์เวกเตอร์<br>(Vector potential function)..... | 7    |
| 2.2.1.2 สนามในเทอมของฟังก์ชันศักย์สเกลาร์<br>(Scalar potential function).....  | 9    |
| 2.2.2 นิพจน์ของสนามของท่อนำคลื่น NRD ในแบบแผนคลื่น LSM .....                   | 10   |
| 2.2.2.1 แบบแผนคลื่น LSM (คู่).....   | 11   |
| 2.2.2.2 แบบแผนคลื่น LSM (คี่).....   | 12   |
| 2.2.3 นิพจน์ของสนามของท่อนำคลื่น NRD ในแบบแผนคลื่น LSE .....                   | 14   |
| 2.2.3.1 แบบแผนคลื่น LSE (คู่).....   | 14   |
| 2.2.3.2 แบบแผนคลื่น LSE (คี่).....   | 16   |
| 2.3 การหาความถี่ตัด (Cutoff frequency) ของท่อนำคลื่น NRD.....                  | 17   |
| 2.4 แผนภาพเชิงดำเนินการ (Operational diagram) ของท่อนำคลื่น NRD .....          | 19   |

# สารบัญ (ต่อ)

หน้า

|  |           |
|--|-----------|
| 2.5 คุณสมบัติการกระจายตามความถี่ (Dispersion) ของท่อนำคลื่น NRD .....                              | 20        |
| 2.6 คุณสมบัติแบนด์วิดท์ของท่อนำคลื่น NRD.....  | 21        |
| 2.7 การสูญเสียในท่อนำคลื่น NRD.....  | 22        |
| 2.8 สรุป .....   | 25        |
| <b>บทที่ 3 ทฤษฎีและหลักการวางจรรยาบนย่านความถี่ไมโครเวฟ.....</b>                                   | <b>26</b> |
| 3.1 บทนำ.....  | 26        |
| 3.2 ไดอิเล็กทริกสแลบ .....   | 26        |
| 3.2.1 แบบแผนคลื่น <i>TM</i> ของไดอิเล็กทริกสแลบ.....   | 28        |
| 3.2.2 แบบแผนคลื่น <i>TE</i> ของไดอิเล็กทริกสแลบ .....  | 29        |
| 3.2.3 การหาความถี่ตัด (Cutoff frequency) ใน ไดอิเล็กทริกสแลบ .....                                 | 30        |
| 3.3 สายส่งแบบไมโครสตริป.....   | 31        |
| 3.3.1 วัสดุฐานรองไดอิเล็กทริก .....  | 32        |
| 3.3.2 อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ .....  | 34        |
| 3.3.3 การสูญเสียในสายส่งแบบไมโครสตริป .....  | 35        |
| 3.3.3.1 การสูญเสียของไดอิเล็กทริก.....   | 36        |
| 3.3.3.2 การสูญเสียโอห์มมิก (Ohmic loss) .....  | 38        |
| 3.3.4 ตัวประกอบคุณภาพ.....   | 40        |
| 3.4 วงจรขยายแบบเฟด .....   | 42        |
| 3.4.1 อัตราขยายกำลัง.....  | 42        |
| 3.4.2 การพิจารณาเสถียรภาพของวงจรขยาย.....  | 45        |
| 3.4.3 การแมตช์แบบสังยุคในเวลาเดียวกัน (Simultaneous conjugate match)<br>ในกรณีวงจรขยายสองทาง ..... | 50        |
| 3.4.4 วงกลมอัตราขยายกำลังภาวะทำงาน (Operating power gain circle).....                              | 53        |
| 3.4.4.1 วงจรขยายสองทางซึ่งเสถียรอย่างไม่มีเงื่อนไข .....   | 53        |
| 3.4.4.2 วงจรขยายสองทางซึ่งเสถียรอย่างมีเงื่อนไข .....  | 54        |
| 3.5 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ .....   | 55        |
| 3.5.1 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ จากวงจรกรองแบบผ่านต่ำ.....                                   | 56        |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา **V** ละต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ (ต่อ)

|   | หน้า |
|---|------|
| 3.5.1.1 ผลตอบสนองบัตเตอร์เวิร์ท.....  | 57   |
| 3.5.1.2 ผลตอบสนองเซบิเซฟ.....   | 57   |
| 3.5.1.3 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่เชื่อมต่อแบบขนาน.....                         | 58   |
| 3.5.2 ตัวประกอบคุณภาพ.....  | 60   |
| 3.6 สรุป.....   | 61   |
| <b>บทที่ 4</b> ปรัชญาการรั่วไหลของคลื่นในท่อนำคลื่น ไดอิเล็กตริก.....                   | 62   |
| 4.1 บทนำ.....   | 62   |
| 4.2 การเชื่อมต่อระหว่างแบบแผนคลื่น $TE$ กับ แบบแผนคลื่น $TM$ .....                      | 62   |
| 4.3 การรั่วไหลของคลื่นอันเนื่องมาจากการเชื่อมต่อ.....                                   | 63   |
| 4.4 การรั่วไหลของคลื่นในตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจร<br>ระนาบ..... | 64   |
| 4.5 สรุป.....   | 68   |
| <b>บทที่ 5</b> การคำนวณและการออกแบบ.....  | 69   |
| 5.1 บทนำ.....   | 69   |
| 5.2 การออกแบบท่อนำคลื่น NRD.....  | 69   |
| 5.3 การออกแบบวงจรระนาบ.....   | 70   |
| 5.3.1 การออกแบบสายส่งแบบไมโครสตริป.....   | 70   |
| 5.3.2 การออกแบบวงจรขยายแบบเฟด.....  | 71   |
| 5.3.3 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่.....  | 73   |
| 5.4 การวิเคราะห์ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรระนาบ.....             | 75   |
| 5.4.1 ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับสายส่งแบบ<br>ไมโครสตริป.....         | 75   |
| 5.4.2 ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรขยายแบบเฟด.....                  | 76   |
| 5.4.3 ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรกรองผ่าน<br>แถบความถี่.....      | 77   |
| 5.5 สรุป.....   | 78   |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ (ต่อ)

|   | หน้า |
|---|------|
| บทที่ 6 การทดลองและผลการทดลอง.....                                | 79   |
| 6.1 บทนำ.....   | 79   |
| 6.2 การทดสอบสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน .....                          | 79   |
| 6.2.1 วงจรระนาบ.....  | 80   |
| 6.2.2 ตัวเชื่อมต่อ NRD พื้นฐาน.....                               | 81   |
| 6.2.3 ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรระนาบ..... | 83   |
| <br>  |      |
| บทที่ 7 สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....                            | 88   |
| <br>  |      |
| เอกสารอ้างอิง .....   | 91   |
| <br>  |      |
| ภาคผนวก ก บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ .....                    | 93   |
| <br>  |      |
| ประวัติผู้เขียน .....   | 108  |

# สารบัญรูป

| รูปที่   | หน้า |
|--|------|
| 2.1 โครงสร้างของท่อนำคลื่น NRD .....   | 5    |
| 2.2 ภาคตัดขวางของท่อนำคลื่น NRD .....  | 6    |
| 2.3 เส้นสนามของแบบแผนคลื่นเป็นใหญ่ (Dominant mode) $LSM_{10}$ ของท่อนำคลื่น NRD .....  | 17   |
| 2.4 แผนภาพเชิงดำเนินการของท่อนำคลื่น NRD เมื่อไดอิเล็กตริกที่ใช้คือ อะลูมินา.....  | 20   |
| 2.5 เส้นโค้งการกระจายตามความถี่ ของท่อนำคลื่น NRD เมื่อไดอิเล็กตริกคืออะลูมินา<br>(เส้นทึบ) เปรียบเทียบกับของท่อนำคลื่น โลหะที่มีอะลูมินาอยู่ภายใน (เส้นประ) .....     | 21   |
| 2.6 ความสัมพันธ์ระหว่างแบนด์วิดท์สัมพันธ์ กับฟังก์ชัน $(b/a)\sqrt{\epsilon_r - 1}$ เมื่อใช้ไดอิเล็กตริก<br>ต่าง ๆ กัน.....   | 22   |
| 2.7 กราฟแสดงการสูญเสียการส่งผ่านของท่อนำคลื่น NRD .....  | 24   |
| 3.1 โครงสร้างของ ไดอิเล็กตริกสแลบ .....  | 26   |
| 3.2 แบบรูปของคลื่นเมื่อพิจารณาเป็นลำแสง ในไดอิเล็กตริกสแลบ (a) แบบวิธีการแผ่<br>พลังงาน ( $\theta_1 < \theta_c$ ) (b) แบบวิธีการนำคลื่น ( $\theta_1 > \theta_c$ )..... | 27   |
| 3.3 การกระจายตามขวางขององค์ประกอบ $E_x$ ในแบบแผนคลื่น $TE$ และองค์ประกอบ<br>ของ $H_x$ ในแบบแผนคลื่น $TM$ .....   | 31   |
| 3.4 โครงสร้างของ ไมโครสตริป.....   | 32   |
| ตารางที่ 3.1 วัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่นิยมใช้เป็นวัสดุฐานรองของสายส่งแบบไมโครสตริป ...  | 32   |
| 3.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นนอร์มัลไลซ์ของสายส่งแบบ<br>ไมโครสตริปกับ $w/h$ .....  | 33   |
| 3.6 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งแบบไมโครสตริป<br>กับ $w/h$ .....  | 34   |
| 3.7 ความสัมพันธ์ระหว่างฟิลติงแฟคเตอร์สำหรับแทนเจนต์การสูญเสียของสายส่งแบบ<br>ไมโครสตริป กับฟังก์ชันของ $w/h$ .....   | 37   |
| 3.8 การกระจายของกระแสบนตัวนำของสายส่งไมโครสตริป .....  | 38   |
| 3.9 นิยามของกำลังงานที่แตกต่างกัน.....   | 42   |
| 3.10 แผนภาพบล็อกรายของอัตราขยายกำลังของตัวแปลงข้างเดียว.....   | 44   |
| 3.11 บล็อกไดอะแกรมของอัตราขยายกำลังของตัวแปลงข้างเดียวสูงสุด .....   | 45   |
| 3.12 เสถียรภาพของวงจรขยายสองทางเข้าออก .....   | 46   |
| 3.13 โครงสร้างของวงกลมเสถียรภาพในสมิทชาร์ต : (a) ระบาย $\Gamma_L$ และ (b) ระบาย $\Gamma_r$ .....   | 48   |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป (ต่อ)

| รูปที่   | หน้า |
|--|------|
| 3.14 สมัชชาต์แสดงบริเวณที่เสถียรและบริเวณที่ไม่เสถียรในระนาบ $\Gamma_L$ .....  | 48   |
| 3.15 สมัชชาต์แสดงบริเวณที่เสถียรและบริเวณที่ไม่เสถียรในระนาบ $\Gamma_s$ .....  | 49   |
| 3.16 เส้นไขของเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไข: (a) ระนาบ $\Gamma_L$ และ (b) ระนาบ $\Gamma_s$ .....                         | 49   |
| 3.17 การแมตช์แบบตั้งขุคในเวลาเดียวกัน จะเกิดขึ้นเมื่อ $\Gamma_{in} = \Gamma_s^*$ และ $\Gamma_{out} = \Gamma_L^*$ ..... | 51   |
| 3.18 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่.....   | 55   |
| 3.19 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ ที่สร้างจากสายแถบแคบ: (a) แบบเชื่อมต่อที่ปลายสาย<br>(b) และ (c) แบบเชื่อมต่อแบบขนาน .....  | 56   |
| 3.20 วงจรกรองแบบผ่านต่ำ: (a) กรณี $n$ เป็นจำนวนคี่ (b) กรณี $n$ เป็นจำนวนคู่.....                                      | 56   |
| 3.21 ผลตอบสนองการลดทอน: (a) บัตเตอร์เวิร์ท (b) เชบิเชฟ.....  | 57   |
| 3.22 การแสดงขนาดและระยะห่างของสายแถบแคบต่าง ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบ<br>เชื่อมต่อแบบขนาน .....                     | 60   |
| 4.1 ท่อนำคลื่นสายแถบแคบ ไดอิเล็กตริก .....   | 62   |
| 4.2 วงจรข่ายสมมูลตามขวางของท่อนำคลื่น ไดอิเล็กตริกสายแถบแคบ .....  | 63   |
| 4.3 การรั่วไหลของคลื่นผิว $TM$ ที่บริเวณด้านนอกท่อนำคลื่น .....  | 64   |
| 4.4 ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับ ไดอิเล็กตริกสแลบ .....   | 65   |
| 5.1 ขนาดของท่อนำคลื่น NRD ที่ได้ทำการออกแบบ .....  | 69   |
| 5.2 โครงสร้างของสายส่งแบบไมโครสตริป .....  | 71   |
| 5.3 พารามิเตอร์กระจายของสายส่งแบบไมโครสตริปที่ได้จากการออกแบบ<br>โดยโปรแกรม Microwave office .....                     | 71   |
| 5.4 โครงสร้างของวงจรขยายแบบเฟด .....   | 72   |
| 5.5 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรขยายแบบเฟด หลังจากการออกแบบเรียบร้อยแล้ว .....  | 72   |
| 5.6 พารามิเตอร์กระจายของวงจรขยายแบบเฟดที่ได้จากการออกแบบ โดย<br>โปรแกรม Microwave office.....                          | 73   |
| 5.7 โครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ .....   | 73   |
| 5.8 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรกรองผ่านความถี่ หลังจากการออกแบบเรียบร้อยแล้ว .....                                       | 74   |
| 5.9 พารามิเตอร์กระจายของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้จากการออกแบบ โดย<br>โปรแกรม Microwave office.....                  | 74   |
| 5.10 ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับสายส่งแบบไมโครสตริป.....   | 75   |

# สารบัญรูป (ต่อ)

| รูปที่  | หน้า |
|---|------|
| 5.11 สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับสายส่งแบบไมโครสตริป.....                 | 76   |
| 5.12 ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรรขยายแบบเฟด .....   | 76   |
| 5.13 สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรรขยายแบบเฟด .....                    | 77   |
| 5.14 ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรรองผ่านแถบความถี่ .....                                       | 77   |
| 5.15 สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรรองผ่านแถบความถี่ .....              | 78   |
| 6.1 การจัดวางเครื่องมือเพื่อวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อ .....  | 79   |
| 6.2 สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของสายส่งแบบไมโครสตริป .....  | 80   |
| 6.3 สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของวงจรรขยายแบบเฟด .....  | 80   |
| 6.4 สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของวงจรรองผ่านแถบความถี่ .....  | 81   |
| 6.5 โครงสร้างภาพตัดขวางของตัวเชื่อมต่อ NRD พื้นฐาน .....  | 81   |
| 6.6 สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ( $S_{21}$ ) ที่ได้จากการวัดตัวเชื่อมต่อ NRD พื้นฐาน .....                               | 82   |
| 6.7 ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับแท่ง ไดอิเล็กตริก .....  | 82   |
| 6.8 $S_{21}$ ที่ได้จากการวัดตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับ ไดอิเล็กตริกสแลบ .....                    | 83   |
| 6.9 $S_{21}$ ของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับสายส่งแบบไมโครสตริปที่ได้จากการวัดและการคำนวณ .....    | 84   |
| 6.10 $S_{21}$ ของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรรขยายแบบเฟด ที่ได้จากการวัดและการคำนวณ .....      | 85   |
| 6.11 $S_{21}$ ของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรรองผ่านแถบความถี่ที่ได้จากการวัดและการคำนวณ ..... | 85   |
| 6.12 ภาพตัดขวางของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรระนาบ .....                                      | 86   |
| 6.13 ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรระนาบ 4 ชนิดเมื่อมองด้านบน .....                              | 86   |

# รายการสัญลักษณ์

|   |           |
|---|-----------|
| การสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (insertion loss)  | $A$       |
| ขนาดของสัญญาณรบกวน  | $A_m$     |
| ศักย์เวกเตอร์สนามแม่เหล็ก (magnetic vector potential)                                 | $\vec{A}$ |
| ความสูงของแท่ง ไดอิเล็กตริก   | $a$       |
| ความกว้างของแท่ง ไดอิเล็กตริก   | $b$       |
| ความเร็วแสงในสุญญากาศ   | $c$       |
| สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อ   | $C_c$     |
| จุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพ ระบาย $\Gamma_L$  | $C_L$     |
| จุดศูนย์กลางของวงกลมอัตราขยายกำลังภาระทำงาน   | $C_P$     |
| จุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพ ระบาย $\Gamma_S$  | $C_S$     |
| ความหนาครึ่งหนึ่งของไดอิเล็กตริกสแลบ  | $d$       |
| ระยะห่างระหว่างจุดศูนย์กลางของสมิตชาร์ตกับจุดศูนย์กลางของวงกลมอัตราขยายกำลังภาระทำงาน | $d_p$     |
| สนามไฟฟ้า   | $E$       |
| ศักย์เวกเตอร์สนามไฟฟ้า (electric vector potential)                                    | $\vec{F}$ |
| ความถี่ (frequency)   | $f$       |
| ความถี่ตัด (cutoff frequency)   | $f_c$     |
| ความถี่บน (upper frequency)   | $f_u$     |
| ความถี่ล่าง (lower frequency)   | $f_l$     |
| อัตราขยายกำลังที่มีได้ (available power gain)   | $G_A$     |
| อัตราขยายกำลัง (power gain)   | $G_P$     |
| อัตราขยายกำลังของตัวแปลง (transducer power gain)                                      | $G_T$     |
| อัตราขยายกำลังของตัวแปลงข้างเดียว (unilateral transducer power gain)                  | $G_{TU}$  |
| องค์ประกอบรีแอกทีฟ  | $g$       |
| สนามแม่เหล็ก  | $H$       |
| ความสูงของวัสดุฐานรอง ไดอิเล็กตริก  | $h$       |
| กระแส (current)   | $I$       |
| ความหนาแน่นของกระแส (current density)   | $J$       |
| ความหนาแน่นกระแสที่ผิวของตัวนำแถบแคบ  | $J_1(x)$  |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ XI ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## รายการสัญลักษณ์ (ต่อ)

|  |           |
|--|-----------|
| ความหนาแน่นกระแสที่ผิวของระนาบสร้างเงา   | $J_2(x)$  |
| องค์ประกอบเสถียรภาพ (stability factor)   | $K$       |
| ค่าคงตัวการลดทอนในชั้นอวกาศว่าง (free-space propagation constant)                                    | $k_0$     |
| อันดับ (order) ของวงจรรอง  | $n$       |
| ค่าคงตัวการแพร่กระจายในทิศตามขวางในท่อนำคลื่น NRD และในไดอิเล็กทริกสแลบ                              | $p$       |
| กำลังงานที่มีได้จากแหล่งกำเนิด   | $P_{AVS}$ |
| กำลังงานที่มีได้จากโครงข่าย  | $P_{AVN}$ |
| กำลังงานรวมที่ถูกนำไปโดยแบบแผนคลื่นเป็นใหญ่  | $P_i$     |
| กำลังงานอินพุตที่ส่งไปยังโครงข่าย  | $P_{IN}$  |
| กำลังงานที่ถูกจ่ายต่อหนึ่งหน่วยความยาวตามแนวยาวของท่อนำคลื่น-อันเนื่องมาจากการสูญเสียของตัวนำ        | $P_c$     |
| กำลังงานที่ถูกจ่ายต่อหนึ่งหน่วยความยาวตามแนวยาวของท่อนำคลื่น-อันเนื่องมาจากการสูญเสียของไดอิเล็กทริก | $P_d$     |
| กำลังงานที่ถูกส่งไปยังโหลด   | $P_L$     |
| ตัวประกอบคุณภาพ (Quality factor)   | $Q$       |
| ค่าคงตัวการลดทอน ในท่อนำคลื่น NRD และใน ไดอิเล็กทริกสแลบในทิศตามขวาง                                 | $q$       |
| รัศมีของวงกลมอัตรายายกำลังภาวะทำงาน  | $R_p$     |
| ความต้านทานพื้นผิวของแผ่นโลหะ  | $R_s$     |
| ความต้านทานที่ผิวโลหะของตัวนำแถบแคบ  | $R_{s1}$  |
| ความต้านทานที่ผิวโลหะของระนาบสร้างเงา  | $R_{s2}$  |
| รัศมีของวงกลมเสถียรภาพ ระนาบ $\Gamma_L$  | $r_L$     |
| รัศมีของวงกลมเสถียรภาพ ระนาบ $\Gamma_S$  | $r_S$     |
| ความเร็ว (velocity)  | $v$       |
| พลังงาน (Energy)   | $W$       |
| ความกว้างของตัวนำแถบแคบ  | $w$       |
| ความกว้างประสิทธิผล (effective width)  | $w_{eff}$ |
| ความหนาของตัวนำแถบแคบ  | $t$       |
| ระยะทางที่สนามตกกระทบท่อนำคลื่น NRD ท่อที่สองเป็นครั้งแรกในทิศ $z$                                   | $z_1$     |
| อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (characteristic impedance)   | $Z_0$     |

## รายการสัญลักษณ์ (ต่อ)

|   |                            |
|---|----------------------------|
| สัมประสิทธิ์การสะท้อน (reflection coefficient)                                | $\Gamma$                   |
| ความถี่เชิงมุม  | $\omega$                   |
| สภาพยอม (permittivity)  | $\epsilon$                 |
| สภาพยอมของสุญญากาศ (permittivity of vacuum)                                   | $\epsilon_0$               |
| ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์  | $\epsilon_r$               |
| ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (effective dielectric constant) ของวัสดุฐานรอง | $\epsilon_{re}$            |
| ความซาบซึมได้ (permeability)  | $\mu$                      |
| ความซาบซึมได้ของสุญญากาศ (permeability of vacuum)                             | $\mu_0$                    |
| ความซาบซึมได้ของตัวนำแถบแคบ   | $\mu_1$                    |
| ความซาบซึมได้ของระนาบสร้างเงา   | $\mu_2$                    |
| ความลึกผิว (skin depth)   | $\delta$                   |
| ฟังก์ชันขั้นบันได (step function)   | $\theta$                   |
| ศักย์สเกลาร์สนามไฟฟ้า (electric scalar potential)                             | $\psi^a$                   |
| ศักย์สเกลาร์แม่เหล็ก (magnetic scalar potential)                              | $\psi^f$                   |
| ค่าคงตัวการลดทอน  | $\alpha$                   |
| การสูญเสียการส่งผ่าน (transmission loss)                                      | $\alpha_t$                 |
| การสูญเสียของแผ่น โลหะตัวนำ (conduction loss)                                 | $\alpha_c$                 |
| การสูญเสียของ ไดอิเล็กตริก (dielectric loss)                                  | $\alpha_d$                 |
| ค่าคงตัวการลดทอนในชั้นอากาศ (attenuation constant in air)                     | $\zeta$                    |
| แทนเจนต์การสูญเสีย (loss tangent)   | $\tan \delta, \tan \theta$ |
| สภาพนำ (conductivity) ของโลหะ   | $\sigma$                   |
| ศักย์สเกลาร์ (scalar potential)   | $\phi$                     |
| ค่าคงตัวการแพร่กระจาย (propagation constant)                                  | $\beta$                    |
| ค่าคงตัวการแพร่กระจายในทิศ y (the y-directed propagation constant)            | $\beta_y$                  |
| ผลต่างของค่าคงตัวการแพร่กระจายกับค่าคงตัวการแพร่กระจายในอวกาศว่าง             | $\Delta\beta$              |
| ความยาวคลื่น (wavelength)   | $\lambda$                  |
| ความยาวคลื่นในอวกาศว่าง (free-space wavelength)                               | $\lambda_0$                |
| ความยาวคลื่นตัด (cutoff wavelength)   | $\lambda_c$                |
| ความยาวคลื่นในท่อนำคลื่น (guide wavelength)                                   | $\lambda_g$                |

## 2.2.1 นิพจน์ของสนามในเทอมของฟังก์ชันศักย์ (Potential function)

### 2.2.1.1 สนามในเทอมของฟังก์ชันศักย์เวกเตอร์ (Vector potential function)

สมการแมกซ์เวลล์สำหรับบริเวณที่ไม่มีแหล่งกำเนิดแบบเอกพันธ์ [2] แสดงได้ดังนี้

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E} \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{E} = 0 \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{H} = 0 \quad (2.4)$$

เนื่องจาก  $\nabla \cdot \vec{E} = 0$  และ  $\nabla \cdot \vec{H} = 0$  ดังนั้นเราอาจจะแสดง  $\vec{E}$  และ  $\vec{H}$  ในรูปของ

$$\vec{E} = -\nabla \times \vec{F} \quad (2.5)$$

$$\vec{H} = \nabla \times \vec{A} \quad (2.6)$$

โดยที่  $\vec{F}$  และ  $\vec{A}$  คือศักย์เวกเตอร์สนามไฟฟ้า (electric vector potential) และศักย์เวกเตอร์สนามแม่เหล็ก (magnetic vector potential) ตามลำดับ นำสมการที่ (2.6) แทนในสมการที่ (2.1) จะได้

$$\nabla \times (\vec{E} + j\omega\mu\vec{A}) = 0 \quad (2.7)$$

หรือ

$$\vec{E} + j\omega\mu\vec{A} = -\nabla\psi^a \quad (2.8)$$

โดยที่  $\psi^a$  คือศักย์สเกลาร์สนามไฟฟ้า (electric scalar potential) ใด ๆ แทน  $\vec{E}$  และ  $\vec{H}$  จากสมการ (2.8) และสมการ (2.6) ลงในสมการ (2.2) จะได้

$$\nabla \times \nabla \times \vec{A} = j\omega\epsilon(-j\omega\mu\vec{A} - \nabla\psi^a) \quad (2.9)$$

หรือ

$$\nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla^2 \vec{A} = k^2 \vec{A} - j\omega\epsilon \nabla\psi^a \quad (2.10)$$

โดยที่

$$k^2 = \omega^2 \mu\epsilon \quad (2.11)$$

เนื่องจาก  $\psi^a$  เป็นค่าคงตัวใด ๆ ดังนั้นเราอาจเลือกให้

$$\nabla \cdot \vec{A} = -j\omega\epsilon\psi^a \quad (2.12)$$

จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\psi^a = -(1/j\omega\epsilon)\nabla \cdot \vec{A} \quad (2.13)$$

แทนสมการ (2.13) ในสมการ (2.8) จะได้นิพจน์ของ  $\vec{E}$  คือ

$$\vec{E} = -j\omega\mu\vec{A} + \frac{1}{j\omega\epsilon}\nabla(\nabla \cdot \vec{A}) \quad (2.14)$$

และแทนสมการ (2.8) ในสมการ (2.10) จะพบว่า  $\vec{A}$  อยู่ในเทอมของสมการเฮล์มฮอลทซ์ (Helmholtz equation) ดังนี้

$$(\nabla^2 + k^2)\vec{A} = 0 \quad (2.15)$$

พิจารณาในทำนองเดียวกัน ทำการแทนสมการ (2.5) ในสมการ (2.2) จะได้

$$\nabla \times (\vec{H} + j\omega\epsilon\vec{F}) = 0 \quad (2.16)$$

หรือ

$$\vec{H} + j\omega\epsilon\vec{F} = -\nabla\psi^f \quad (2.17)$$

โดยที่  $\psi^f$  คือศักย์สเกลาร์แม่เหล็ก (magnetic scalar potential) ใด ๆ จากนั้นทำการแทน  $\vec{E}$  และ  $\vec{H}$  จากสมการ (2.5) และสมการ (2.17) ลงในสมการ (2.1) จะได้

$$\nabla \times \nabla \times \vec{F} = j\omega\mu(-j\omega\epsilon\vec{F} - \nabla\psi^f) \quad (2.18)$$

หรือ

$$\nabla(\nabla \cdot \vec{F}) - \nabla^2\vec{F} = k^2\vec{F} - j\omega\mu\nabla\psi^f \quad (2.19)$$

เนื่องจาก  $\psi^f$  เป็นค่าคงตัวใด ๆ ดังนั้นเราอาจเลือกให้

$$\nabla \cdot \vec{F} = -j\omega\mu\psi^f \quad (2.20)$$

จะได้

$$\psi^f = -(1/j\omega\mu)\nabla \cdot \vec{F} \quad (2.21)$$

แทนสมการ (2.21) ในสมการ (2.17) จะได้นิพจน์ของ  $\vec{H}$  คือ

$$\vec{H} = -j\omega\epsilon\vec{F} + \frac{1}{j\omega\mu}\nabla(\nabla \cdot \vec{F}) \quad (2.22)$$

และแทนสมการ (2.17) ในสมการ (2.19) จะพบว่า  $\vec{F}$  อยู่ในเทอมของสมการเฮล์มฮอลทซ์ (Helmholtz equation) ดังนี้

$$(\nabla^2 + k^2)\vec{F} = 0 \quad (2.23)$$

จากสมการ (2.5), สมการ (2.6), สมการ (2.14) และสมการ (2.22) นั้น จะได้ว่าสนามไฟฟ้ารวมและสนามแม่เหล็กรวม แสดงได้ดังนี้

$$\vec{E} = -\nabla \times \vec{F} - j\omega\mu\vec{A} + \frac{1}{j\omega\epsilon}\nabla(\nabla \cdot \vec{A}) \quad (2.24)$$

$$\vec{H} = \nabla \times \vec{A} - j\omega\epsilon\vec{F} + \frac{1}{j\omega\mu}\nabla(\nabla \cdot \vec{F}) \quad (2.25)$$

### 2.2.1.2 สนามในเทอมของฟังก์ชันศักย์สเกลาร์ (Scalar potential function)

ในหัวข้อนี้เราจะทำการพิสูจน์นิพจน์ของสนามทั่วไปในเทอมของฟังก์ชันศักย์สเกลาร์ ในระบบพิกัดฉาก ตัวกลางที่ใช้ในการพิจารณาคือไดอิเล็กตริกที่ไม่มีการสูญเสียแบบเอกพันธ์ ซึ่งมีพารามิเตอร์  $\epsilon = \epsilon_0\epsilon_r$  และ  $\mu = \mu_0$  โดยที่  $\mu_0$  และ  $\epsilon_0$  คือความซาบซึมได้ (permeability) และสภาพยอม (permittivity) ในอวกาศว่าง ตามลำดับ และ  $\epsilon_r$  คือค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของตัวกลางไดอิเล็กตริก

#### 1) สนามในแบบแผนคลื่น LSM

สำหรับสนามในแบบแผนคลื่น LSM จะพิจารณาให้  $\vec{F} = 0$  และ  $\vec{A} = j\omega\epsilon_0\phi^e\vec{y}$  โดยที่  $\phi^e$  คือฟังก์ชันศักย์สเกลาร์ ดังนั้นสมการ (2.24) และสมการ (2.25) จะลดรูปลงดังนี้

$$\vec{E} = -j\omega\mu_0\vec{A} + \frac{1}{j\omega\epsilon}\nabla(\nabla \cdot \vec{A}) \quad (2.26)$$

$$\vec{H} = \nabla \times \vec{A} \quad (2.27)$$

ทำการกระจายสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในเทอมของ  $\phi^e$  จะได้องค์ประกอบของสนามต่าง ๆ ดังนี้

$$E_x = \frac{1}{\epsilon_r} \frac{\partial^2 \phi^e}{\partial x \partial y} \quad (2.28a)$$

$$E_y = k_0^2 \phi^e + \frac{1}{\epsilon_r} \frac{\partial^2 \phi^e}{\partial y^2} \quad (2.28b)$$

$$E_z = \frac{1}{\epsilon_r} \frac{\partial^2 \phi^e}{\partial y \partial z} \quad (2.28c)$$

$$H_x = -j\omega\epsilon_0 \frac{\partial \phi^e}{\partial z} \quad (2.28d)$$

$$H_y = 0 \quad (2.28e)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะมีทั้งแบบแผนคลื่นคู่ (even mode) และแบบแผนคลื่นคี่ (odd mode) ซึ่งเราจะทำการพิจารณาในลำดับต่อไป

### 2.2.2.1 แบบแผนคลื่น LSM (คู่)

จากรูปที่ 2.2 นิพจน์ของศักย์สเกลาร์ในชั้นของไดอิเล็กตริกและในชั้นอากาศ แสดงได้ดังต่อไปนี้

$$\phi^e = A \sin(m\pi x/a) \cos(\beta_y y) \quad |y| < b/2 \quad (2.32a)$$

$$= A \cos(\beta_y b/2) \sin(m\pi x/a) e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad |y| > b/2 \quad (2.32b)$$

โดยที่  $A$  คือค่าคงตัวใด ๆ

$\beta_y$  คือค่าคงตัวการแพร่กระจายในทิศ  $y$  (the  $y$ -directed propagation constant) ในชั้นของไดอิเล็กตริก

และ  $\zeta$  คือค่าคงตัวการลดทอนในชั้นอากาศ

ตัวประกอบ  $e^{j(\omega t - \beta z)}$  ในสมการ (2.28) จะถูกละไว้ (ไม่นำมาพิจารณา) พารามิเตอร์  $\beta$ ,  $\beta_y$  และ  $\zeta$  มีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$\beta^2 = k_0^2 \epsilon_r - (m\pi/a)^2 - \beta_y^2 = k_0^2 - (m\pi/a)^2 + \zeta^2 \quad (2.33)$$

องค์ประกอบของสนามต่าง ๆ ในแบบแผนคลื่น LSM (คู่) สามารถหาได้ในเทอมของ  $A$  โดยการแทน  $\phi^e$  จากสมการ (2.32) ในสมการ (2.28) จะได้องค์ประกอบของสนามต่าง ๆ ในชั้นไดอิเล็กตริกและในชั้นอากาศดังนี้

บริเวณชั้นไดอิเล็กตริก ( $|y| < b/2$ ):

$$E_x = -A(\beta_y/\epsilon_r)(m\pi/a) \cos(m\pi x/a) \sin(\beta_y y) \quad (2.34a)$$

$$E_y = (A/\epsilon_r) g^2 \sin(m\pi x/a) \cos(\beta_y y) \quad (2.34b)$$

$$E_z = j(A/\epsilon_r) \beta \beta_y \sin(m\pi x/a) \sin(\beta_y y) \quad (2.34c)$$

$$H_x = -A\omega\epsilon_0 \beta \sin(m\pi x/a) \cos(\beta_y y) \quad (2.34d)$$

$$H_y = 0 \quad (2.34e)$$

$$H_z = jA\omega\epsilon_0 (m\pi/a) \cos(m\pi x/a) \cos(\beta_y y) \quad (2.34f)$$

บริเวณชั้นอากาศ ( $|y| > b/2$ ):

$$E_x = \mp A\zeta(m\pi/a)\cos(m\pi x/a)\cos(\beta_y b/2)e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.35a)$$

$$E_y = Ag^2 \sin(m\pi x/a)\cos(\beta_y b/2)e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.35b)$$

$$E_z = \pm jA\beta\zeta \sin(m\pi x/a)\cos(\beta_y b/2)e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.35c)$$

$$H_x = -A\omega\epsilon_0\beta \sin(m\pi x/a)\cos(\beta_y b/2)e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.35d)$$

$$H_y = 0 \quad (2.35e)$$

$$H_z = jA\omega\epsilon_0(m\pi/a)\cos(m\pi x/a)\cos(\beta_y b/2)e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.35f)$$

โดยที่เครื่องหมายด้านบนและด้านล่างในสมการที่ (2.35) แทนชั้นอากาศด้านขวาและด้านซ้าย ตามลำดับ เมื่อพิจารณาพร้อมกับรูปที่ 2.2 และค่า  $g$  หาค่าได้โดย

$$g^2 = \beta^2 + (m\pi/a)^2 = k_0^2\epsilon_r - \beta_y^2 = k_0^2 + \zeta^2 \quad (2.36)$$

ทำการแมตซ์องค์ประกอบสนาม  $E_x$  ที่พื้นผิวสัมผัสระหว่างอากาศกับไดอิเล็กตริก จะได้สมการคุณลักษณะ (characteristic equation) ดังนี้

$$\beta_y \tan(\beta_y b/2) = \epsilon_r \zeta \quad (2.37)$$

โดยที่ จากสมการ (2.36) จะได้

$$\zeta^2 = k_0^2(\epsilon_r - 1) - \beta_y^2 \quad (2.38)$$

สมการ (2.37) จะเหมือนกับสมการคุณลักษณะของแบบแผนคลื่น  $TM$  (คู่) ของท่อนำคลื่นไดอิเล็กตริกสแลบ ที่มีความหนา  $b$  และค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์  $\epsilon_r$  ความสัมพันธ์ที่ได้ดังกล่าวสามารถหาได้จากการประยุกต์ใช้เทคนิค EDC [3] ผลเฉลยของสมการที่ (2.37) จะได้จากค่าเจาะจง (eigenvalue) ของ  $\beta_{ym}$  และ  $\zeta_n$  โดยที่  $n$  เป็นจำนวนคู่ ( $n = 0, 2, 4, \dots$ ) แล้วค่าคงตัวการแพร่กระจายคลื่นของแบบแผนคลื่น  $LSM$  (คู่) จะได้จาก

$$\beta_{mn}^2 = k_0^2\epsilon_r - (m\pi/a)^2 - \beta_{ym}^2, \quad m = 1, 2, 3, \dots; \quad n = 0, 2, 4, \dots \quad (2.39)$$

### 2.2.2.2 แบบแผนคลื่น LSM (คู่)

จากรูปที่ 2.2 นิพจน์ของศักย์สเกลาร์  $\phi^e$  ในชั้นไดอิเล็กตริกและในชั้นของอากาศ แสดงได้ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\phi^e = B \sin(m\pi x/a) \sin(\beta_y y) \quad ; |y| < b/2 \quad (2.40a)$$

$$= B \sin(m\pi x/a) \sin(\beta_y b/2) e^{\zeta(b/2-y)} ; y > b/2 \quad (2.40b)$$

$$= -B \sin(m\pi x/a) \sin(\beta_y b/2) e^{\zeta(b/2-y)} ; y < -b/2 \quad (2.40c)$$

โดยที่พารามิเตอร์  $\beta, \beta_y, \zeta$  มีความสัมพันธ์กันดังสมการ (2.33) องค์ประกอบของสนามต่าง ๆ ของแบบแผนคลื่น  $LSM_{mn}$  (คี่) สามารถหาได้ในเทอมของค่าคงที่ B โดยการแทน  $\phi^e$  จากสมการ (2.40) ในสมการ (2.28) จะได้องค์ประกอบของสนามต่าง ๆ ในชั้นไดอิเล็กตริกและในชั้นอากาศดังนี้

บริเวณชั้นไดอิเล็กตริก ( $|y| < b/2$ ):

$$E_x = B(\beta_y / \epsilon_r) (m\pi/a) \cos(m\pi x/a) \cos(\beta_y y) \quad (2.41a)$$

$$E_y = (B/\epsilon_r) g^2 \sin(m\pi x/a) \sin(\beta_y y) \quad (2.41b)$$

$$E_z = -j(B/\epsilon_r) \beta \beta_y \sin(m\pi x/a) \cos(\beta_y y) \quad (2.41c)$$

$$H_x = -B\omega\epsilon_0 \beta \sin(m\pi x/a) \sin(\beta_y y) \quad (2.41d)$$

$$H_y = 0 \quad (2.41e)$$

$$H_z = jB\omega\epsilon_0 (m\pi/a) \cos(m\pi x/a) \sin(\beta_y y) \quad (2.41f)$$

บริเวณชั้นอากาศ ( $|y| > b/2$ ):

$$E_x = -B\zeta (m\pi/a) \cos(m\pi x/a) \sin(\beta_y b/2) e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.42a)$$

$$E_y = \pm Bg^2 \sin(m\pi x/a) \sin(\beta_y b/2) e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.42b)$$

$$E_z = jB\beta\zeta \sin(m\pi x/a) \sin(\beta_y b/2) e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.42c)$$

$$H_x = \mp B\omega\epsilon_0 \beta \sin(m\pi x/a) \sin(\beta_y b/2) e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.42d)$$

$$H_y = 0 \quad (2.42e)$$

$$H_z = \pm jB\omega\epsilon_0 (m\pi/a) \cos(m\pi x/a) \sin(\beta_y b/2) e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.42f)$$

โดยที่เครื่องหมายด้านบนและด้านล่างในสมการ (2.42) หมายถึงสมการของชั้นอากาศบริเวณด้านขวาและด้านซ้าย ตามลำดับ เมื่อพิจารณาพร้อมกับรูปที่ 2.2 และ  $g$  มีความสัมพันธ์ดังสมการ (2.36) ทำการแทน  $E_x$  ที่พื้นผิวสัมผัสระหว่างอากาศกับไดอิเล็กตริก จะได้สมการคุณลักษณะดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\beta_y \cot(\beta_y b/2) = -\zeta \varepsilon_r \quad (2.43)$$

โดยที่  $\zeta$  และ  $\beta_y$  มีความสัมพันธ์ดังสมการ (2.38) จากสมการ (2.43) จะพบว่ามีความเหมือนกับสมการคุณลักษณะของแบบแผ่นคลื่น  $TM$  (คี่) ของท่อนำคลื่นไดอิเล็กทริกสแลบที่มีความหนา  $b$  และมีค่าคงตัวไดอิเล็กทริก  $\varepsilon_r$  ผลเฉลยของสมการ (2.43) จะได้จากค่าเฉพาะ (eigenvalue) ของ  $\beta_{y_n}$  และ  $\zeta_n$  เมื่อ  $n$  สมมติว่าเป็นจำนวนคี่ ( $n = 1, 3, 5, \dots$ ) ส่วนค่าคงตัวการแพร่กระจายคลื่นจะได้จากสมการ (2.39) เมื่อ  $m = 1, 2, 3, \dots$  และ  $n = 1, 3, 5, \dots$

### 2.2.3 นิพจน์ของสนามของท่อนำคลื่น NRD ในแบบแผ่นคลื่น LSE ( $E_y = 0$ )

พิจารณาการแพร่กระจายคลื่นของแบบแผ่นคลื่น LSE ในท่อนำคลื่น NRD เมื่อสนามมีการเปลี่ยนแปลงด้วยตัวประกอบ  $e^{j(\alpha x - \beta z)}$  โดยที่  $\beta$  คือค่าคงตัวการแพร่กระจายคลื่นในทิศทาง  $z$  สนามของแบบแผ่นคลื่นนี้สามารถแสดงได้ในเทอมของศักย์สเกลาร์  $\phi^h$  ดังสมการ (2.31) สนามจะมีทั้งแบบแผ่นคลื่นคู่ (even mode) และแบบแผ่นคลื่นคี่ (odd mode) ซึ่งเราจะทำการพิจารณาในลำดับต่อไป

#### 2.2.3.1 แบบแผ่นคลื่น LSE (คู่)

จากรูปที่ 2.2 นิพจน์ของศักย์สเกลาร์ในชั้นของไดอิเล็กทริกและในชั้นอากาศ แสดงได้ดังต่อไปนี้

$$\phi^h = C \cos(m\pi x/a) \cos(\beta_y y) \quad ; |y| < b/2 \quad (2.44a)$$

$$= C \cos(\beta_y b/2) \cos(m\pi x/a) e^{\zeta(b/2 - |y|)} \quad ; |y| > b/2 \quad (2.44b)$$

โดยที่พารามิเตอร์  $\beta_y$  และ  $\zeta$  มีความสัมพันธ์กับ  $\beta$  ดังนี้

$$\beta^2 = k_0^2 \varepsilon_r - (m\pi/a)^2 - \beta_y^2 = k_0^2 - (m\pi/a)^2 + \zeta^2 \quad (2.45)$$

แทน  $\phi^h$  จากสมการ (2.44) ในสมการ (2.31) และแทน  $\partial/\partial z$  ด้วย  $-j\beta$  จะได้องค์ประกอบของสนามต่าง ๆ ในเทอมของค่าคงตัว  $C$  ซึ่งพิจารณาในชั้นไดอิเล็กทริกและในชั้นอากาศดังนี้

บริเวณชั้น ไดอิเล็กทริก ( $|y| < b/2$ ):

$$E_x = C\omega\mu_0\beta_z \cos(m\pi x/a) \cos(\beta_y y) \quad (2.46a)$$

$$E_y = 0 \quad (2.46b)$$

$$E_z = jC\omega\mu_0(m\pi/a) \sin(m\pi x/a) \cos(\beta_y y) \quad (2.46c)$$

$$H_x = C\beta_y(m\pi/a) \sin(m\pi x/a) \sin(\beta_y y) \quad (2.46d)$$

$$H_y = Cg^2 \cos(m\pi x/a) \cos(\beta_y y) \quad (2.46e)$$

$$H_z = jC\beta_z \beta_y \cos(m\pi x/a) \sin(\beta_y y) \quad (2.46f)$$

บริเวณชั้นอากาศ ( $|y| > b/2$ ):

$$E_x = C\omega\mu_0\beta_z \cos(m\pi x/a) \cos(\beta_y b/2) e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.47a)$$

$$E_y = 0 \quad (2.47b)$$

$$E_x = jC\omega\mu_0(m\pi/a) \sin(m\pi x/a) \cos(\beta_y b/2) e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.47c)$$

$$H_x = \mp C\zeta(m\pi/a) \sin(m\pi x/a) \cos(\beta_y b/2) e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.47d)$$

$$H_y = Cg^2 \cos(m\pi x/a) \cos(\beta_y b/2) e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.47e)$$

$$H_z = \pm jC\beta\zeta \cos(m\pi x/a) \cos(\beta_y b/2) e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.47f)$$

โดยที่เครื่องหมายด้านบนและด้านล่างในสมการที่ (2.47) แทนชั้นอากาศด้านขวาและด้านซ้าย ตามลำดับ เมื่อพิจารณาพร้อมกับรูปที่ 2.2 และค่า  $g$  จะมีความสัมพันธ์ ดังนี้

$$g^2 = \beta^2 + (m\pi/a)^2 = k_0^2 \epsilon_r - \beta_y^2 = k_0^2 + \zeta^2 \quad (2.48)$$

ทำการแทนค่า  $H_x$  ที่พื้นผิวสัมผัสระหว่างอากาศกับไดอิเล็กตริก จะได้สมการคุณลักษณะดังนี้

$$\beta_y \tan(\beta_y b/2) = \zeta \quad (2.49)$$

โดยที่ จากสมการ (2.48) เราจะได้

$$\zeta^2 = k_0^2(\epsilon_r - 1) - \beta_y^2 \quad (2.50)$$

สมการ (2.49) จะเหมือนกับสมการคุณลักษณะของแบบแผนคลื่น  $TE$  (คู่) ของท่อนำคลื่น ไดอิเล็กตริกสแลบที่มีความหนา  $b$  และมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์  $\epsilon_r$  ผลเฉลยของสมการ (2.49) จะได้จากค่าเจาะจง (eigenvalue) โดยสมมติให้  $n$  เป็นจำนวนคู่ ( $n = 0, 2, 4, \dots$ ) ค่าคงตัวการแพร่กระจายของแบบแผนคลื่น  $LSE$  (คู่) จะหาค่าได้จากความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$\beta_{mn}^2 = k_0^2 \epsilon_r - (m\pi/a)^2 - \beta_{yn}^2, \quad m = 1, 2, 3, \dots, \quad n = 0, 2, 4, \dots \quad (2.51)$$

### 2.2.3.2 แบบแผนคลื่น LSE (ค)

จากรูปที่ 2.2 นิพจน์ของศักย์สเกลาร์ในชั้นของไดอิเล็กตริกและในชั้นอากาศ แสดงได้ดังต่อไปนี้

$$\phi^h = D \cos(m\pi x/a) \sin(\beta_y, y) \quad ; |y| < b/2 \quad (2.52a)$$

$$= D \cos(m\pi x/a) \sin(\beta_y, b/2) e^{\zeta(b/2-y)} \quad ; y > b/2 \quad (2.52b)$$

$$= -D \cos(m\pi x/a) \sin(\beta_y, b/2) e^{\zeta(b/2+y)} \quad ; y < -b/2 \quad (2.52c)$$

โดยที่พารามิเตอร์  $\beta_y$  และ  $\zeta$  มีความสัมพันธ์กันดังสมการ (2.45) ทำการแทน  $\phi^h$  จากสมการ (2.52) ในสมการ (2.31) และแทน  $\partial/\partial z$  ด้วย  $-j\beta$  เราจะได้นิพจน์ของสนามต่าง ๆ ในชั้นไดอิเล็กตริกและชั้นอากาศดังต่อไปนี้

บริเวณชั้น ไดอิเล็กตริก ( $|y| < b/2$ ):

$$E_x = D\omega\mu_0\beta \cos(m\pi x/a) \sin(\beta_y, y) \quad (2.53a)$$

$$E_y = 0 \quad (2.53b)$$

$$E_z = jD\omega\mu_0 (m\pi/a) \sin(m\pi x/a) \sin(\beta_y, y) \quad (2.53c)$$

$$H_x = -D\beta_y (m\pi/a) \sin(m\pi x/a) \cos(\beta_y, y) \quad (2.53d)$$

$$H_y = Dg^2 \cos(m\pi x/a) \sin(\beta_y, y) \quad (2.53e)$$

$$H_z = -jD\beta\beta_y \cos(m\pi x/a) \cos(\beta_y, y) \quad (2.53f)$$

บริเวณชั้นอากาศ ( $|y| > b/2$ ):

$$E_x = \pm D\omega\mu_0\beta \cos(m\pi x/a) \sin(\beta_y, b/2) e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.54a)$$

$$E_y = 0 \quad (2.54b)$$

$$E_z = \pm jD\omega\mu_0 (m\pi/a) \sin(m\pi x/a) \sin(\beta_y, b/2) e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.54c)$$

$$H_x = D\zeta (m\pi/a) \sin(m\pi x/a) \sin(\beta_y, b/2) e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.54d)$$

$$H_y = \pm Dg^2 \cos(m\pi x/a) \sin(\beta_y, b/2) e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.54e)$$

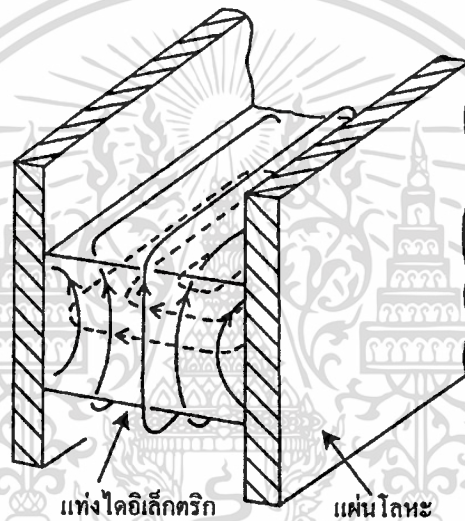
$$H_z = jD\beta\zeta \cos(m\pi x/a) \sin(\beta_y, b/2) e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.54f)$$

ทำการแมตซ์สนาม  $H_x$  ที่พื้นผิวสัมผัสระหว่างอากาศกับไดอิเล็กตริก จะได้สมการคุณลักษณะดังต่อไปนี้

$$\beta_y \cot(\beta_y b/2) = -\zeta \quad (2.55)$$

โดยที่  $\beta_y$  และ  $\zeta$  มีความสัมพันธ์กันดังสมการ (2.45) จะพบว่าสมการ (2.55) เหมือนกับสมการคุณลักษณะของแบบแผนคลื่น  $TE$  (คี่) ของท่อนำคลื่นไดอิเล็กตริกสแลบที่มีความหนา  $b$  และมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์  $\epsilon_r$  ผลเฉลยของสมการ (2.55) จะได้จากค่าเจาะจง โดยที่สมมติให้  $n$  เป็นจำนวนคี่ ( $n = 1, 3, 5, \dots$ ) ค่าคงตัวการแพร่กระจายของแบบแผนคลื่น  $LSE$  (คี่) จะหาได้จาก

$$\beta_{mn}^2 = k_0^2 \epsilon_r - (m\pi/a)^2 - \beta_{yn}^2, \quad m=1,2,3,\dots, \quad n=1,3,5,\dots \quad (2.56)$$



รูปที่ 2.3 เส้นสนามของแบบแผนคลื่นเป็นใหญ่ (dominant mode)  $LSM_{10}$  ของท่อนำคลื่น NRD โดยที่ ——— แทนสนามไฟฟ้า และ - - - - - แทนสนามแม่เหล็ก

ท่อนำคลื่น NRD มีแบบแผนคลื่นเป็นใหญ่ (dominant mode) คือแบบแผนคลื่น  $LSM_{10}$  ซึ่งลักษณะของเส้นสนามของแบบแผนคลื่นเป็นใหญ่นี้ แสดงได้ดังรูปที่ 2.3 ซึ่งจะพบว่าเส้นสนามของท่อนำคลื่น NRD จะมีความแตกต่างไม่มากนักเมื่อเปรียบเทียบกับเส้นสนามของท่อนำคลื่นโลหะทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก เว้นแต่ว่าท่อนำคลื่น NRD นั้นมีองค์ประกอบของสนามไฟฟ้าตามยาว (longitudinal electric-field component) แต่ท่อนำคลื่นโลหะทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก ไม่มี

### 2.3 การหาความถี่ตัด (Cutoff frequency) ของท่อนำคลื่น NRD

จากสมการค่าคงตัวการแพร่กระจายคลื่นของท่อนำคลื่น NRD คือ

$$\beta_{mn}^2 = k_0^2 \epsilon_r - (m\pi/a)^2 - \beta_{yn}^2 \quad (2.57)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $\beta_{ym}$  คือค่าคงตัวการแพร่กระจายในทิศ  $y$

ท่อนำคลื่น NRD ความถี่ตัดจะเกิดขึ้นเมื่อ  $\beta_{mn} = 0$  [2] ดังนั้นจากสมการ (2.57) สามารถลดรูปได้เป็น

$$k_0^2 \epsilon_r - (m\pi/a)^2 - \beta_{ym}^2 = 0 \quad (2.58)$$

โดยที่  $k_0 = \omega_c \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$  ดังนั้นจากสมการ (2.58) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$(f_c)_{mn} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\mu \epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \beta_{ym}^2} \quad (2.59)$$

และจากสมการคุณลักษณะในแบบแผนคลื่น  $LSE_{mn}$  ของท่อนำคลื่น NRD แสดงได้ดังนี้

$$\beta_y \tan(\beta_y b/2) = \epsilon_r \zeta \quad (2.60)$$

เมื่ออยู่ในสภาวะความถี่ตัด ค่าคงตัวการลดทอนจะเท่ากับศูนย์ ดังนั้นจากสมการ (2.60) จะได้

$$\tan(\beta_y b/2) = 0 \quad (2.61)$$

และจากสมการ (2.61) จะได้

$$\beta_y \frac{b}{2} = \frac{n\pi}{2}$$

ดังนั้น

$$\beta_y = \frac{n\pi}{b} \quad (2.62)$$

นำสมการ (2.62) แทนลงในสมการ (2.59) จะได้สมการเพื่อหาความถี่ตัดดังนี้

$$(f_c)_{mn} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\mu \epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.63)$$

โดยที่  $m = 1, 2, 3, \dots$  และ  $n = 0, 1, 2, \dots$

ในกรณีแบบแผนคลื่น  $LSE_{mn}$  ก็สามารถหาสมการความถี่ตัดได้ในทำนองเดียวกัน ซึ่งก็จะได้ดังสมการ (2.63)

## 2.4 แผนภาพเชิงดำเนินการ (Operational diagram) ของท่อนำคลื่น NRD

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่า ที่สภาวะความถี่ตัด (cutoff frequency) จะทำให้  $\beta_{mn} = 0$  ดังนั้นที่สภาวะความถี่ตัดของแบบแผนคลื่นเป็นใหญ่  $LSM_{10}$  , แบบแผนคลื่นอันดับสูงขึ้นไป (higher-order mode)  $LSM_{11}$  และแบบแผนคลื่นอันดับสูงขึ้นไป  $LSM_{20}$  จะแสดงได้ดังนี้

สภาวะความถี่ตัดของแบบแผนคลื่น  $LSM_{10}$  ( $\beta_{10} = 0$ ):  $a = \lambda_{c10}/2$  จะได้

$$\lambda_{c10} = 2\pi / \sqrt{k_0^2 \epsilon_r - \beta_{y0}^2} \quad (2.64a)$$

สภาวะความถี่ตัดของแบบแผนคลื่น  $LSM_{11}$  ( $\beta_{11} = 0$ ):  $a = \lambda_{c11}/2$  จะได้

$$\lambda_{c11} = 2\pi / \sqrt{k_0^2 \epsilon_r - \beta_{y1}^2} \quad (2.64b)$$

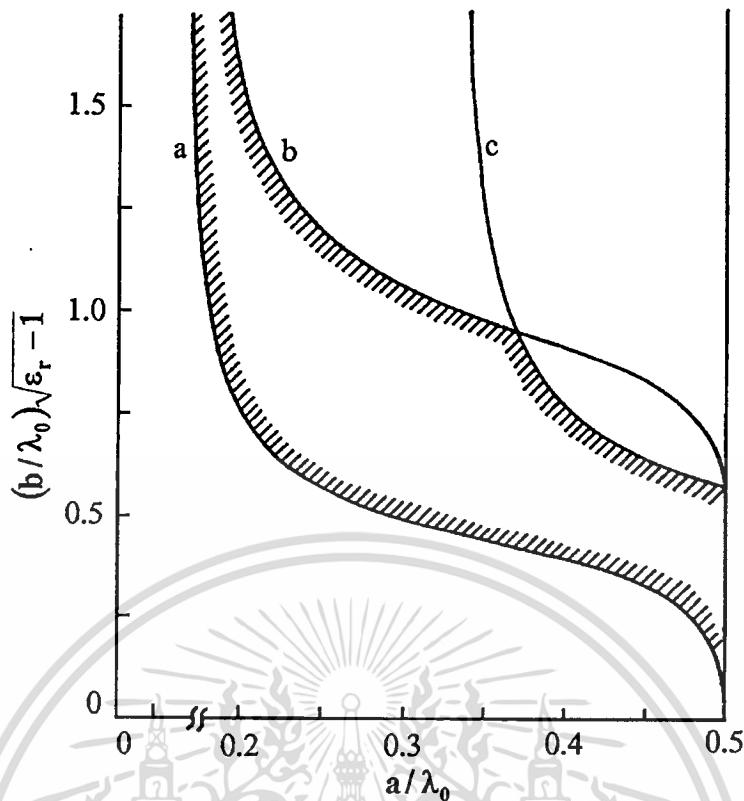
สภาวะความถี่ตัดของแบบแผนคลื่น  $LSM_{20}$  ( $\beta_{20} = 0$ ):  $a = \lambda_{c10}$  (2.64c)

เมื่อ  $\lambda_c$  คือความยาวคลื่นตัด (cutoff wavelength)

ท่อนำคลื่น NRD นอกจากความต้องการในการไม่มีการแผ่พลังงาน (นั่นคือ  $a < \lambda_0/2$ ) แล้ว แบบแผนคลื่นเป็นใหญ่  $LSM_{10}$  ซึ่งเป็นแบบแผนคลื่นเดี่ยว (single mode) ของท่อนำคลื่นชนิดนี้ จะต้องอยู่ภายใต้เงื่อนไขต่อไปนี้

$$\lambda_{c10}/2 < a < \lambda_{c10}, \lambda_{c11}/2 \quad (2.65)$$

แผนภาพเชิงดำเนินการของท่อนำคลื่น NRD เมื่อแท่งไดอิเล็กตริกที่ใช้คือ อะลูมินา ( $\epsilon_r = 9.5$ ) แสดงได้ดังรูปที่ 2.4 โดยที่กราฟจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์ที่นอร์มัลไลซ์  $(b/\lambda_0)\sqrt{\epsilon_r - 1}$  กับ  $a/\lambda_0$  บริเวณการทำงานของแบบแผนคลื่นเป็นใหญ่ ( $LSM_{10}$ ) จะถูกล้อมรอบด้วยเส้นโค้ง  $\lambda_{c10} = 2a$ ,  $\lambda_{c10} = a$  และ  $\lambda_{c11} = 2a$  และเส้นตรงแนวตั้ง  $\lambda_0 = 2a$  จากกราฟจะพบว่าเส้นโค้งของแบบแผนคลื่น  $LSM_{20}$  (เส้นโค้ง c;  $\lambda_{c10} = a$ ) จะทำให้พื้นที่ของบริเวณการทำงานของท่อนำคลื่น NRD ลดลง แบบแผนคลื่นอันดับสูงขึ้นไปเช่นนี้มักจะเกิดขึ้นเมื่อใช้แท่งไดอิเล็กตริกที่มีค่า  $\epsilon_r$  สูงกว่าค่าจุดเริ่มเปลี่ยน (threshold value) ซึ่งเท่ากับ 6.8 ดังนั้นในทางปฏิบัติ จึงไม่ต้องการให้เกิดแบบแผนคลื่นดังกล่าวขึ้น เพราะจะทำให้แบนด์วิดท์ของการทำงานในแบบแผนคลื่นเป็นใหญ่ลดลง การกำจัดแบบแผนคลื่นอันดับสูงขึ้นไปเหล่านี้สามารถทำได้ ถ้าทำให้แท่งไดอิเล็กตริกบางลง หรือใส่ฉนวนระหว่างแผ่นโลหะและเส้นไดอิเล็กตริก หรือเลือกใช้ไดอิเล็กตริกที่มีค่า  $\epsilon_r$  ต่ำกว่า 6.8



รูปที่ 2.4 แผนภาพเชิงดำเนินการของท่อนำคลื่น NRD เมื่อไดอิเล็กตริกที่ใช้คือ อะลูมินา

( $\epsilon_r = 9.5$ ) กราฟ  $a$  :  $\lambda_{c10} = 2a$  , กราฟ  $b$  :  $\lambda_{c11} = 2a$  และกราฟ  $c$  :  $\lambda_{c10} = a$

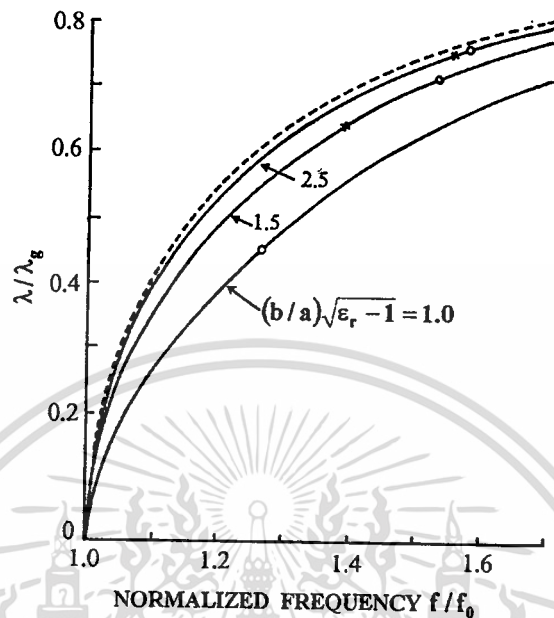
## 2.5 คุณสมบัติการกระจายตามความถี่ (dispersion) ของท่อนำคลื่น NRD

ค่าคงตัวการแพร่กระจายของแบบแผนคลื่นเป็นใหญ่  $LSM_{10}$  ของท่อนำคลื่น NRD สามารถหาได้จากการกำหนดให้  $m=1$  และ  $n=0$  ในสมการ (2.57) ซึ่งจะได้ [4]

$$\beta_{10} = \sqrt{k_0^2 \epsilon_r - (\pi/a)^2} - \beta_{y0} , \quad (2.66)$$

รูปที่ 2.5 แสดงผลลัพธ์ที่ได้จากการคำนวณของคุณลักษณะการกระจายตามความถี่ เมื่อไดอิเล็กตริกที่ใช้คืออะลูมินา ซึ่งมีอัตราส่วน  $(b/a)\sqrt{\epsilon_r - 1} = 1.0, 1.5$  และ  $2.5$  แกนตั้งคืออัตราส่วนของความยาวคลื่นในอะลูมินาที่มีความยาวไม่จำกัด ( $\lambda$ ) ต่อความยาวคลื่นในท่อนำคลื่น ( $\lambda_c$ ) และแกนนอนคืออัตราส่วนของความถี่ ( $f$ ) ต่อความถี่ตัด ( $f_c$ ) ของแบบแผนคลื่นเป็นใหญ่ จากกราฟจะพบว่า เส้นโค้งการกระจายตามความถี่ของท่อนำคลื่น NRD จะมีความใกล้เคียงกันอย่างมากกับเส้นโค้งการกระจายตามความถี่ของท่อนำคลื่นโลหะ โดยเฉพาะเมื่ออัตราส่วน  $(b/a)\sqrt{\epsilon_r - 1}$  มีค่ามาก ดังนั้นท่อนำคลื่น NRD สามารถพิจารณาเป็นท่อนำคลื่นโลหะที่มีการใส่ไดอิเล็กตริกลงไป (dielectric-filled metal waveguide) เมื่อพิจารณาในส่วนของคุณลักษณะการกระจายตามความถี่ แม้ว่าคุณสมบัติการกระจายตามความถี่จะมีความคล้ายคลึงกันอย่างมาก แต่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบนด์วิดท์ของการทำงานในแบบแผนคลื่นเดี่ยว (single mode) ของท่อนำคลื่นทั้งสองจะมีความแตกต่างกัน ซึ่งจะได้อธิบายในลำดับต่อไป



รูปที่ 2.5 เส้นโค้งการกระจายตามความถี่ ของท่อนำคลื่น NRD เมื่อโคอีเล็คทริกคืออะลูมินา (เส้นทึบ) เปรียบเทียบกับของท่อนำคลื่น โลหะที่มีอะลูมินาอยู่ภายใน (เส้นประ) แบนด์วิดท์จะถูกจำกัดด้วยแบบแผนคลื่น  $LSM_{11}$  (o) หรือ  $LSM_{20}$  (x) ซึ่งได้แสดงไว้ในเส้นโค้ง

## 2.6 คุณสมบัติแบนด์วิดท์ของท่อนำคลื่น NRD

ความถี่บน  $f_u$  (upper frequency) และความถี่ล่าง  $f_l$  (lower frequency) ของย่านความถี่ในการใช้งานของแบบแผนคลื่นเดี่ยว (single mode) สามารถหาได้จากการแก้สมการต่อไปนี้ [4]

$$a = \min(\pi/h_1, 2\pi/h_0, \lambda_0/2) \quad \text{สำหรับ } f_u \quad (2.67a)$$

$$a = \pi/h_0 \quad \text{สำหรับ } f_l \quad (2.67b)$$

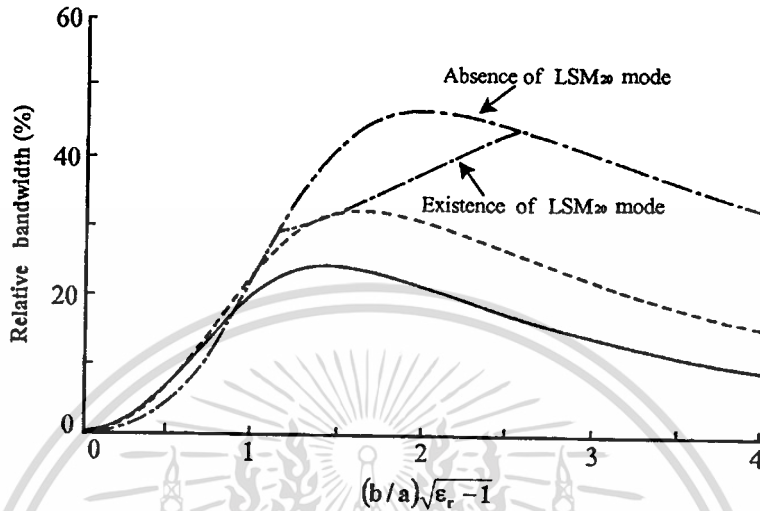
เมื่อ  $h_n$  มีความสัมพันธ์กับ  $\beta_m$  และ  $\zeta_n$  ดังนี้

$$h_n^2 = \epsilon_r k_0^2 - \beta_m^2 = k_0^2 + \zeta_n^2$$

สมการ (2.67a) จะให้ความถี่ตัด (cutoff frequency) ที่ต่ำที่สุดระหว่างความถี่ตัดในแบบแผนคลื่น  $LSM_{11}$ , แบบแผนคลื่น  $LSM_{20}$  และความถี่ตัดที่เกิดจากความสัมพันธ์  $a = \lambda_0/2$  (คลื่น

ที่แผ่พลังงาน (radiated wave)) ในขณะที่สมการ (2.67b) จะให้ความถี่ตัดของแบบแผนคลื่นเป็นใหญ่  $LSM_{10}$  เปรี่เซินต์ของแบนด์วิดท์สัมพันธ์สามารถคำนวณได้จากสมการต่อไปนี้

$$BW = 2(f_u - f_l)/(f_u + f_l) \times 100\% \quad (2.68)$$



รูปที่ 2.6 ความสัมพันธ์ระหว่างแบนด์วิดท์สัมพันธ์ กับฟังก์ชัน  $(b/a)\sqrt{\epsilon_r} - 1$  เมื่อใช้ไดอิเล็กตริกต่าง ๆ กัน โดยที่ — แทน โพลีสไตรีน ( $\epsilon_r = 2.56$ ), - - - แทน ฟิวส์ควออร์ทซ์ (fused quartz) ( $\epsilon_r = 3.8$ ) และ - · - · - แทน อะลูมินา ( $\epsilon_r = 9.5$ )

รูปที่ 2.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแบนด์วิดท์สัมพันธ์ของท่อนำคลื่น NRD ในแบบแผนคลื่นเป็นใหญ่ (dominant mode)  $LSM_{10}$  กับฟังก์ชัน  $b\sqrt{\epsilon_r} - 1/a$  เมื่อใช้แท่งไดอิเล็กตริกที่แตกต่างกัน 3 ชนิดคือ โพลีสไตรีน ( $\epsilon_r = 2.56$ ), ฟิวส์ควออร์ทซ์ (fused quartz:  $\epsilon_r = 3.8$ ) และอะลูมินา ( $\epsilon_r = 9.5$ ) จากกราฟรูปที่ 2.6 แสดงให้เห็นว่าท่อนำคลื่น NRD ที่ใช้แท่งไดอิเล็กตริกที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกต่ำ ๆ ( $\epsilon_r = 2.56, 3.8$ ) แบนด์วิดท์จะไม่ได้รับผลกระทบจากแบบแผนคลื่น  $LSM_{20}$  เนื่องจากที่กล่าวมาแล้วว่าท่อนำคลื่น NRD ที่ใช้แท่งไดอิเล็กตริกที่มี  $\epsilon_r$  ต่ำ ๆ มักจะไม่เกิดแบบแผนคลื่น  $LSM_{20}$  ขึ้น แต่เมื่อใช้อะลูมินา ซึ่งมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสูง ( $\epsilon_r = 9.5$ ) จะทำให้เกิดแบบแผนคลื่น  $LSM_{20}$  ขึ้น ซึ่งจะมีผลต่อแบนด์วิดท์ นั่นคือ จะทำให้แบนด์วิดท์แคบลง

## 2.7 การสูญเสียในท่อนำคลื่น NRD

การสูญเสียการส่งผ่านภายในท่อนำคลื่น NRD ( $\alpha_t$ ) จะประกอบด้วย การสูญเสียของแผ่นโลหะตัวนำ (conduction loss :  $\alpha_c$ ) และการสูญเสียของไดอิเล็กตริก (dielectric loss :  $\alpha_d$ )

$$\alpha_t = \alpha_c + \alpha_d \quad (2.69)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ที่มีการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$\alpha_c = P_c/2P_i \quad (2.70a)$$

$$\alpha_d = P_d/2P_i \quad (2.70b)$$

เมื่อ  $P_c$  คือกำลังงานที่ถูกจ่ายต่อหนึ่งหน่วยความยาวตามแนวยาวของท่อนำคลื่น อันเนื่องมาจากการสูญเสียของตัวนำ

$P_d$  คือกำลังงานที่ถูกจ่ายต่อหนึ่งหน่วยความยาวตามแนวยาวของท่อนำคลื่น อันเนื่องมาจากการสูญเสียของไดอิเล็กตริก

$P_i$  คือกำลังงานรวมที่ถูกนำไปโดยแบบแผนคลื่นเป็นใหญ่  $LSM_{10}$   
กำลังงานทั้งสามตัวสามารถหาค่าได้จาก

$$P_c = 2R_s \int_{-\infty}^{\infty} |H_z(x=0)|^2 dy \quad (2.71a)$$

$$P_d = \omega \varepsilon_0 \varepsilon_r (\tan \delta) \int_{-b/2}^{b/2} \int_0^a (|E_x|^2 + |E_y|^2 + |E_z|^2) dx dy \quad (2.71b)$$

$$P_i = - \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^a E_y H_x^* dx dy \quad (2.71c)$$

เมื่อ  $\tan \delta$  คือแทนเจนต์การสูญเสีย (loss tangent) ของไดอิเล็กตริก

$R_s$  คือความต้านทานพื้นผิวของแผ่นโลหะ มีค่าเท่ากับ  $R_s = \sqrt{\omega \mu_0 / 2\sigma}$

$\sigma$  คือสภาพนำ (conductivity) ของแผ่นโลหะ

ทำการแทนสมการ (2.71) ลงในสมการ (2.70) จะได้

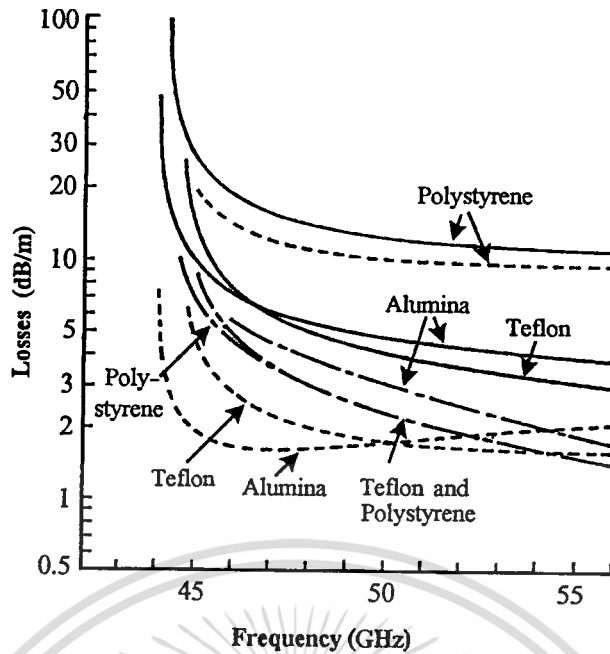
$$\alpha_c = \left[ \frac{2R_s \omega \varepsilon_0 \varepsilon_r \pi^2}{(k_0^2 \varepsilon_r - \beta_y^2) \beta \alpha^3} \right] \left[ \frac{\beta_y b + [1 + (\beta_y^2 / \zeta^2 \varepsilon_r)] \sin(\beta_y b)}{\beta_y b + [k_0^2 (\varepsilon_r - 1) / \zeta^2] \sin(\beta_y b)} \right] \quad (2.72a)$$

$$\alpha_d = \left[ \frac{k_0^2 \varepsilon_r \tan \delta}{2\beta} \right] \left[ \frac{\beta_y b + [1 - (2\beta_y^2 / k_0^2 \varepsilon_r)] \sin(\beta_y b)}{\beta_y b + [k_0^2 (\varepsilon_r - 1) / \zeta^2] \sin(\beta_y b)} \right] \quad (2.72b)$$

จากรูปที่ 2.7 แสดงการสูญเสียการส่งผ่านของท่อนำคลื่น NRD เมื่อพิจารณาไดอิเล็กตริกที่ต่าง ๆ กัน 3 ชนิดคือ

- 1) เทฟลอน ( $\varepsilon_r = 2.04, \tan \delta = 1.5 \times 10^{-4}, b = 3.5 \text{ mm}$ )
- 2) โพลีสไตรีน ( $\varepsilon_r = 2.56, \tan \delta = 9 \times 10^{-4}, b = 2.4 \text{ mm}$ )
- 3) อะลูมินา ( $\varepsilon_r = 9.5, \tan \delta = 10^{-4}, b = 0.93 \text{ mm}$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 กราฟแสดงการสูญเสียการส่งผ่านของท่อนำคลื่น NRD โดยที่ — แทนการสูญเสียที่เกิดขึ้นทั้งหมด, - - - แทนการสูญเสียของไดอิเล็กตริก และ - - - - แทนการสูญเสียของแผ่นโลหะตัวนำ ไดอิเล็กตริกที่ใช้ในการพิจารณามี 3 ชนิดคือ เทฟลอน, โพลีสไตรีน และ อะลูมินา

จากกราฟจะพบว่าการสูญเสียของตัวนำจะมีค่าน้อยอย่างไม่คาดคิด แม้ว่าระยะห่างระหว่างแผ่นโลหะขนานจะมีค่าน้อยก็ตาม ที่เป็นเช่นนี้ก็เพราะว่าสนามไฟฟ้าในแบบแผ่นคลื่นการทำงาน (operating mode) นั้น จะขนานไปกับแผ่นโลหะ ส่วนการสูญเสียของไดอิเล็กตริกของแต่ละท่อนำคลื่น จะเหมือนกับการสูญเสียของตัวกลาง ไดอิเล็กตริกที่มีความยาวไม่จำกัด (the infinite dielectric-medium loss) ซึ่งแสดงให้เห็นว่าพลังงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าส่วนใหญ่ จะถูกจำกัดอยู่ภายในแท่ง ไดอิเล็กตริก สำหรับท่อนำคลื่นที่ใช้โพลีสไตรีน จะมีการสูญเสียของไดอิเล็กตริกสูงมาก ที่เป็นเช่นนี้เพราะการสูญเสียของ ไดอิเล็กตริกจะแปรผัน โดยตรงกับค่าแทนเจนต์การสูญเสียของ ไดอิเล็กตริก ดังนั้นท่อนำคลื่นที่ใช้โพลีสไตรีนจะมีการสูญเสียของ ไดอิเล็กตริกสูงสุด เนื่องจากมีค่าแทนเจนต์การสูญเสียสูงที่สุด เมื่อเปรียบเทียบกับแทนเจนต์การสูญเสียของเทฟลอนและอะลูมินา

การสูญเสียการส่งผ่านรวมของท่อนำคลื่น NRD ที่ถูกออกแบบอย่างเหมาะสม ควรจะคือน้อยกว่า 10 เท่าของการสูญเสียการส่งผ่านของสายส่งแบบไมโครสตริบ (microstrip line) ที่ความถี่ 50 GHz เมื่อใช้ไดอิเล็กตริกชนิดเดียวกัน [4] เช่น จากรูปที่ 2.7 ที่ความถี่ 50 GHz จะพบว่าการสูญเสียการส่งผ่านของท่อนำคลื่น NRD เมื่อใช้อะลูมินา จะมีค่าประมาณ 5 dB/m เมื่อเปรียบเทียบกับสายส่งแบบไมโครสตริบ ซึ่งวัสดุฐานรองคืออะลูมินา จากการรายงานทราบว่า จะมีการสูญเสียการส่งผ่านที่ความถี่ 50 GHz เท่ากับ 57 dB/m ซึ่งจะพบว่าท่อนำคลื่น NRD ที่ใช้อะลูมินา จะมีการสูญเสีย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เสถียรการส่งผ่านต่ำกว่าของสายส่งแบบไมโครสตริป 10 เท่า ที่ความถี่ 50 GHz นั่นคือ ท่อนำคลื่น NRD ที่ใช้อะลูมินา มีความเหมาะสมในการนำมาใช้งาน นอกจากนี้ยังพบว่า การสูญเสียการส่งผ่านจะลดลงเมื่อ ระยะห่างระหว่างแผ่นโลหะ ( $a$ ) และความกว้างของแท่งไดอิเล็กตริก ( $b$ ) มีค่ามากขึ้น เมื่อแท่งไดอิเล็กตริกกว้างมากขึ้น จะทำให้ความถี่ตัด (cutoff frequency) มีค่าต่ำลง ซึ่งสิ่งนี้จะทำให้การสูญเสียของตัวนำลดลง ดังนั้นการสูญเสียการส่งผ่านรวมลดลง เนื่องจากการลดลงของการสูญเสียของตัวนำ เมื่อแท่งไดอิเล็กตริกมีความกว้างมากขึ้น

## 2.8 สรุป

ในบทนี้ ได้กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของท่อนำคลื่น NRD ซึ่งกล่าวถึงนิพจน์สนามของท่อนำคลื่น NRD ทั้งในแบบแผนคลื่น LSM และแบบแผนคลื่น LSE จากนั้นจะได้กล่าวถึงการหาความถี่ตัด (cutoff frequency) แผนภาพเชิงดำเนินการ คุณลักษณะการกระจายตามความถี่ และคุณลักษณะแบนด์วิดท์ ตลอดจนการสูญเสียที่เกิดขึ้นในท่อนำคลื่น NRD เพื่อเป็นความรู้พื้นฐานในการนำไปประยุกต์ใช้ต่อไป



### บทที่ 3

## ทฤษฎีและหลักการวางจรรยาบรรณย่านความถี่ไมโครเวฟ

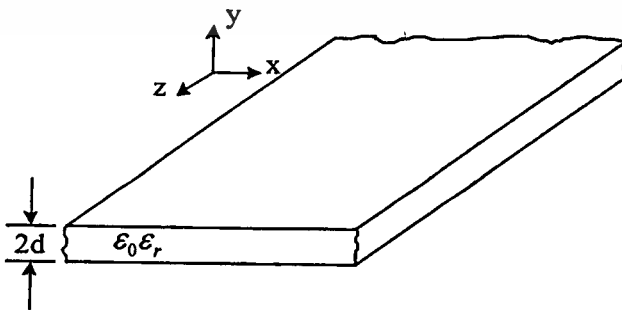
### 3.1 บทนำ

ในการส่งพลังงานหรือการเชื่อมต่อพลังงานจากจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่งนั้น มีความจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องมีความถี่ในการส่ง ในระบบการสื่อสารย่านความถี่วิทยุหรือย่านความถี่ไมโครเวฟนั้น ตัวกลางอาจเป็นอากาศ แต่อย่างไรก็ตาม ในกรณีต่างๆ ไปในการส่งสัญญาณ ต้องการตัวกลางที่สามารถส่งสัญญาณได้อย่างมีประสิทธิภาพ ดังนั้นจึงมีการคิดค้นและสร้างตัวกลางชนิดต่างๆ ขึ้นมา เพื่อให้การส่งสัญญาณมีประสิทธิภาพสูงที่สุด สำหรับย่านความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่ไมโครเวฟ นิยมใช้สายเคเบิลแกนร่วม (coaxial cable) ในการส่งสัญญาณ แต่ไม่สามารถใช้สายเคเบิลแกนร่วมในการส่งสัญญาณได้เมื่อต้องการส่งสัญญาณที่มีความถี่สูงๆ เช่น ในย่านความถี่ไมโครเวฟ จึงได้มีการคิดค้นสายส่งชนิดอื่นขึ้นมา ซึ่งสายส่งแบบระนาบ (planar transmission line) ก็เป็นสายส่งชนิดหนึ่งที่สามารถส่งสัญญาณได้ในย่านความถี่สูง

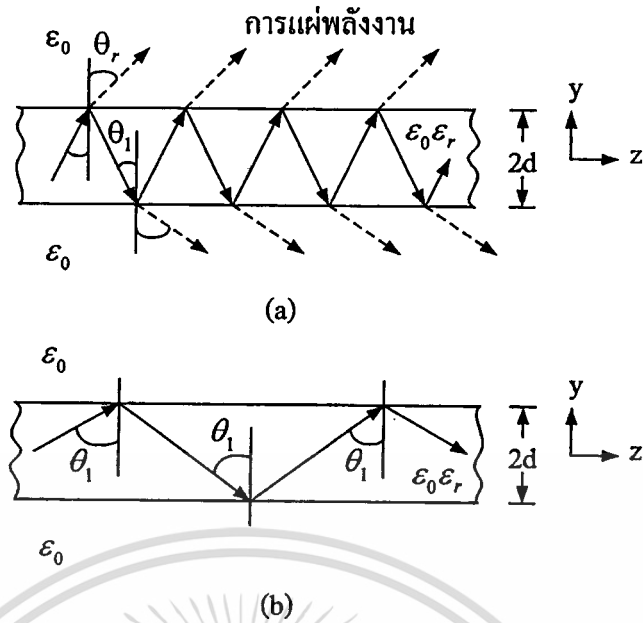
สายส่งแบบระนาบที่นิยมใช้มากที่สุดชนิดหนึ่งคือไมโครสตริป เนื่องจากเป็นการง่ายที่สามารถนำอุปกรณ์ต่างๆ มาติดตั้งหรือสร้างบนไมโครสตริป นอกจากไมโครสตริปจะใช้เป็นสายส่งแล้ว ยังสามารถนำมาประยุกต์สร้างเป็นวงจรต่างๆ ได้ เช่น วงจรขยาย วงจรกรอง (filter) เรโซเนเตอร์ ตัวผสม (mixer) หรือตัวเชื่อมต่อ (coupler) เป็นต้น

### 3.2 ไดอิเล็กทริกสแลบ

สายส่งแบบระนาบอีกชนิดหนึ่งที่นิยมใช้ คือ ไดอิเล็กทริกสแลบ ซึ่งมีโครงสร้างแสดงได้ดังรูปที่ 3.1 ซึ่งมีความหนาเท่ากับ  $2d$  ในทิศ  $y$  เพื่อความง่ายในการวิเคราะห์ เราจะพิจารณาว่าแกน  $x$  และแกน  $z$  มีความยาวไม่จำกัด และสมมติให้คลื่นเดินทางในทิศ  $z$



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของไดอิเล็กทริกสแลบ



รูปที่ 3.2 แบบรูปของคลื่นเมื่อพิจารณาเป็นลำแสง ในไดอิเล็กทริกสแลบ (a) แบบวิธีการแผ่พลังงาน ( $\theta_1 < \theta_c$ ) (b) แบบวิธีการนำคลื่น ( $\theta_1 > \theta_c$ ) [2]

ต่อมาพิจารณาคลื่นระนาบตกกระทบบนที่ด้านบนของพื้นผิวสัมผัสระหว่างอากาศกับไดอิเล็กทริกของไดอิเล็กทริกสแลบ เมื่อพิจารณาด้านข้าง ให้คลื่นตกกระทบบนทำมุมกับเส้นปกติเท่ากับ  $\theta_1$  แสดงดังรูปที่ 3.2 (a) ถ้าพิจารณาไดอิเล็กทริกสแลบนี้เป็นเส้นใยแก้วนำแสง แล้วคลื่นระนาบก็จะพิจารณาเป็นแสง มุมตกกระทบบนที่ทำให้เกิดการสะท้อนกลับหมด เรียกว่ามุมวิกฤต ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$\sqrt{\epsilon_r} \sin \theta_c = 1 \quad (3.1)$$

ถ้ามุมตกกระทบบนมีค่าน้อยกว่ามุมวิกฤตแล้วคลื่นส่วนหนึ่งจะสะท้อนกลับเข้ามาในไดอิเล็กทริก และคลื่นอีกส่วนหนึ่งจะหักเหเข้าไปในชั้นของอากาศด้านบน โดยที่มุมหักเหที่เท่ากับ  $\theta_r$  และจากกฎของสเนลล์ (Snell's law) จะได้ว่า

$$\sin \theta_r = \sqrt{\epsilon_r} \sin \theta_1 \quad (3.2)$$

คลื่นที่สะท้อนกลับเข้ามาในไดอิเล็กทริก จะมีมุมสะท้อนกลับเท่ากับมุมตกกระทบบน ซึ่งเป็นไปตามกฎการสะท้อนกลับ คลื่นส่วนนี้จะเดินทางไปตกกระทบบนกับพื้นผิวสัมผัสระหว่างอากาศกับไดอิเล็กทริกที่ด้านล่างของไดอิเล็กทริกสแลบ ณ พื้นผิวสัมผัสนี้จะเกิดทั้งคลื่นสะท้อนกลับและคลื่นหักเหเช่นเดียวกับเมื่อคลื่นเดินทางตกกระทบบนที่ผิวด้านบนของไดอิเล็กทริกสแลบ และเป็นเช่นนี้เรื่อยไปในทิศทางแกน z เนื่องจากมีการรั่วไหลอย่างต่อเนื่อง หรือมีการแผ่พลังงาน (radiation) จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เรียกคลื่นที่เกิดในกรณีนี้ ( $\theta_c > \theta_1 > 0$ ) ว่าคลื่นรั่ว (leaky wave) และเรียกแบบวิธีการนี้ว่าแบบวิธีการแผ่พลังงาน (radiation mode)

ถ้ามุมตกกระทบ ( $\theta_1$ ) มีค่ามากกว่ามุมวิกฤต ( $\theta_c$ ) แล้วจะเกิดการสะท้อนกลับหมดของคลื่นเข้ามายังไดอิเล็กทริก แสดงดังรูปที่ 3.2 (b) นั่นคือพลังงานทั้งหมดของคลื่นจะสะท้อนกลับและอยู่ในไดอิเล็กทริกสแลบ ส่วนคลื่นหักเหภายนอกไดอิเล็กทริกสแลบจะลดลงอย่างรวดเร็วแบบเอกซ์โพเนนเชียล เรียกคลื่นในกรณีนี้ ( $\theta_1 > \theta_c$ ) ว่าคลื่นผิว (surface wave) และเรียกแบบวิธีการนี้ว่าแบบวิธีการนำคลื่น (guided mode)

ไดอิเล็กทริกสแลบ อาจจะมีคลื่นผิวในแบบแผนคลื่น  $TM$  และในแบบแผนคลื่น  $TE$  เดินทางอยู่ แบบแผนคลื่น  $TM$  เรียกได้อีกอย่างหนึ่งว่าแบบแผนคลื่น  $E$  กล่าวคือแบบแผนคลื่นนี้เวกเตอร์ไฟฟ้าจะขนานกับระนาบของการตกกระทบของคลื่น (ระนาบ  $yz$ ) ในขณะที่สนามแม่เหล็กจะมีเฉพาะในทิศทางที่ตั้งฉากกับระนาบดังกล่าว (ทิศ  $x$ ) ดังนั้นในแบบแผนคลื่น  $TM$  จะมีองค์ประกอบของสนามคือ  $H_x$ ,  $E_y$  และ  $E_z$  สำหรับแบบแผนคลื่น  $TE$  เรียกได้อีกอย่างหนึ่งว่าแบบแผนคลื่น  $H$  ซึ่งมีองค์ประกอบของสนามคือ  $E_x$ ,  $H_y$  และ  $H_z$  สมมติว่าคลื่นเดินทางในทิศ  $z$  และเป็นฟังก์ชันของ  $e^{-j\beta z}$  และเมื่อห่างจากผิวของไดอิเล็กทริกสแลบ สนามจะลดลงเป็นฟังก์ชันของ  $e^{-\alpha(|y-d|/2)}$  (ดูรูปที่ 3.1 ประกอบ) เนื่องจากสนามที่ได้ทำให้สมการคลื่นเป็นจริง ดังนั้นค่าคงตัวการแพร่กระจาย ( $\beta$  (จำนวนจริง)) และค่าคงตัวการลดทอน ( $\alpha$ ) มีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$\beta^2 = k_0^2 + \alpha^2 \quad (3.3)$$

โดยที่  $k_0$  คือค่าคงตัวการแพร่กระจายในอวกาศว่าง

ความยาวคลื่นของท่อนำคลื่น ( $\lambda = 2\pi/\beta$ ) และความเร็วเฟส ( $v_{ph} = \omega/\beta$ ) ของท่อนำคลื่น ไดอิเล็กทริกสแลบ จะน้อยกว่าความยาวคลื่นและความเร็วเฟสของคลื่นระนาบในอวกาศว่าง

### 3.2.1 แบบแผนคลื่น $TM$ ของไดอิเล็กทริกสแลบ

ผลเฉลยของแบบแผนคลื่น  $TM$  ของไดอิเล็กทริกสแลบ พิจารณาได้เป็น 2 ส่วนคือแบบแผนคลื่น  $TM$  ในกรณีแบบแผนคลื่นคู่ และแบบแผนคลื่น  $TM$  ในกรณีแบบแผนคลื่นคี่

องค์ประกอบของ  $H_x$  ของแบบแผนคลื่น  $TM$  กรณีแบบแผนคลื่นคู่ แสดงได้ดังนี้ [2]

$$H_x = \begin{cases} A \sec(pd) \cos(py), & |y| \leq d \\ Ae^{-\alpha(|y-d|)}, & |y| \geq d \end{cases} \quad (3.4)$$

และองค์ประกอบของ  $H_x$  ของแบบแผนคลื่น  $TM$  กรณีแบบแผนคลื่นคี่ แสดงได้ดังนี้ [2]

$$H_x = \begin{cases} Ae^{-\alpha(y-d)}, & y \geq d \\ A \operatorname{cosec}(pd) \sin(py), & -d \leq y \leq d \\ -Ae^{\alpha(y+d)}, & y \leq -d \end{cases} \quad (3.5)$$

สมการ (3.4) และสมการ (3.5) นั้นจะไม่นำตัวประกอบการแพร่กระจายคลื่น ( $e^{-j\beta z}$ ) มาพิจารณา และ  $p$  คือจำนวนคลื่น (wavenumber) ในทิศ  $y$  ภายในไดอิเล็กทริกสแลบ สมการค่าไอเกน (eigenvalue equation) ของแต่ละแบบแผนคลื่น จะได้จากการเมตซ์สนามสัมผัส (tangential field) ที่ระนาบ  $y = \pm d$  ซึ่งแสดงได้ดังต่อไปนี้

$$\varepsilon_r \alpha d = pd \tan(pd), \text{ แบบแผนคลื่นคู่} \quad (3.6a)$$

$$\varepsilon_r \alpha d = -pd \cot(pd), \text{ แบบแผนคลื่นคี่} \quad (3.6b)$$

โดยที่

$$(\alpha d)^2 + (pd)^2 = (\varepsilon_r - 1)(k_0 d)^2 \quad (3.7)$$

$$\beta^2 = k_0^2 + \alpha^2 = k_0^2 \varepsilon_r - p^2 \quad (3.8)$$

### 3.2.2 แบบแผนคลื่น TE ของไดอิเล็กทริกสแลบ

องค์ประกอบของ  $E_x$  ของแบบแผนคลื่น TE กรณีแบบแผนคลื่นคู่ แสดงได้ดังนี้ [2]

$$E_x = \begin{cases} A \sec(pd) \cos(py), & |y| \leq d \\ Ae^{-\alpha(|y-d|)}, & |y| \geq d \end{cases} \quad (3.9)$$

และองค์ประกอบของ  $E_x$  ของแบบแผนคลื่น TE กรณีแบบแผนคลื่นคี่ แสดงได้ดังนี้ [2]

$$E_x = \begin{cases} Ae^{-\alpha(y-d)}, & y \geq d \\ A \operatorname{cosec}(pd) \sin(py), & -d \leq y \leq d \\ -Ae^{\alpha(y+d)}, & y \leq -d \end{cases} \quad (3.10)$$

สมการค่าไอเกนแสดงได้ดังนี้

$$\alpha d = pd \tan(pd), \text{ แบบแผนคลื่นคู่} \quad (3.11a)$$

$$\alpha d = -pd \cot(pd), \text{ แบบแผนคลื่นคี่} \quad (3.11b)$$

โดยที่  $\alpha$ ,  $p$  และ  $\beta$  มีความสัมพันธ์เช่นเดียวกับสมการ (3.7) และสมการ (3.8)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.3 การหาความถี่ตัด (Cutoff frequency) ในไดอิเล็กทริกสแลบ

สำหรับไดอิเล็กทริกสแลบ ความถี่ตัดจะเกิดขึ้นเมื่อ  $\beta_z = k_0$  [5] ดังนั้นจากสมการ (3.8) สามารถลดรูปได้เป็น

$$p|_{\beta_z=k_0} = \sqrt{k_0^2 \epsilon_r - \beta_z^2} \Big|_{\beta_z=k_0} \quad (3.12a)$$

$$= \omega_c \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \sqrt{\epsilon_r - 1} \quad (3.12b)$$

และ

$$\alpha|_{\beta_z=k_0} = \sqrt{\beta_z^2 - k_0^2} \Big|_{\beta_z=k_0} = 0 \quad (3.13)$$

เมื่อนำสมการ (3.12) และสมการ (3.13) แทนลงในสมการค่าไอเกนของทั้งแบบแผนคลื่น *TM* และแบบแผนคลื่น *TE* จะได้สมการเพื่อหาความถี่ตัดเหมือนกัน ซึ่งแยกพิจารณาเป็นแบบแผนคลื่นคู่และแบบแผนคลื่นคี่ดังนี้

กรณีแบบแผนคลื่นคู่ จะได้

$$\tan(pd) = 0 \quad (3.14)$$

ดังนั้น

$$pd = d\omega_c \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \sqrt{\epsilon_r - 1} = \frac{m\pi}{2} \quad (3.15)$$

ซึ่งจะได้สมการเพื่อหาความถี่ตัดดังนี้

$$(f)_m = \frac{m}{4d\sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \sqrt{\epsilon_r - 1}}, m = 0, 2, 4, \dots \quad (3.16)$$

กรณีแบบแผนคลื่นคี่ จะได้

$$\cot(pd) = 0 \quad (3.17)$$

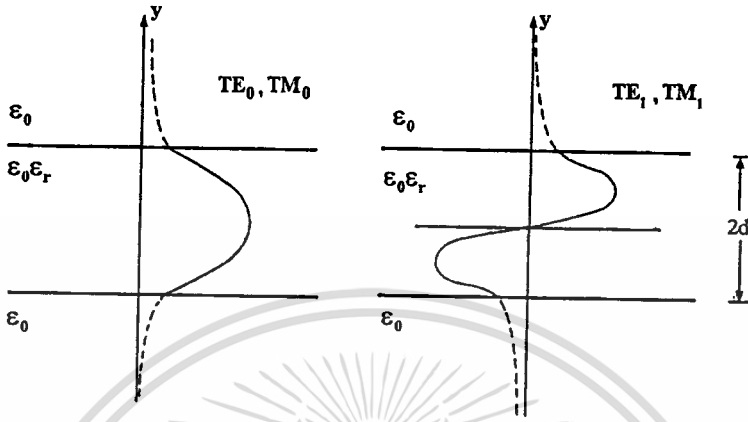
ดังนั้น

$$pd = d\omega_c \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \sqrt{\epsilon_r - 1} = \frac{m\pi}{2} \quad (3.18)$$

ซึ่งจะได้สมการเพื่อหาความถี่ตัดดังนี้

$$(f)_m = \frac{m}{4d\sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \sqrt{\epsilon_r - 1}}, m = 1, 3, 5, \dots \quad (3.19)$$

แบบแผนคลื่นเป็นใหญ่ (dominant mode) ในไดอิเล็กทริกสแลบคือแบบแผนคลื่น  $TM_0$  และแบบแผนคลื่น  $TE_0$  ซึ่งมีความถี่ตัดเท่ากับศูนย์ รูปที่ 3.3 แสดงการกระจายความเข้มของสนาม  $E_x$  ในแบบแผนคลื่น  $TE_0$  และ  $TE_1$  และการกระจายความเข้มของสนาม  $H_x$  ในแบบแผนคลื่น  $TM_0$  และ  $TM_1$



รูปที่ 3.3 การกระจายตามขวางขององค์ประกอบ  $E_x$  ในแบบแผนคลื่น  $TE$  และองค์ประกอบของ  $H_x$  ในแบบแผนคลื่น  $TM$  : (a) แบบแผนคลื่น  $TE_0$  และ  $TM_0$  (b) แบบแผนคลื่น  $TE_1$  และ  $TM_1$  [2]

### 3.3 สายส่งแบบไมโครสตริป

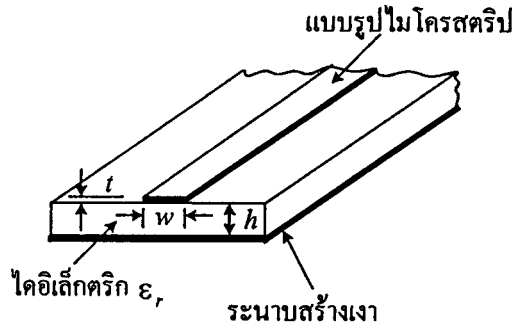
ไมโครสตริปเป็นสายส่งแบบระนาบที่นิยมใช้กันอย่างมาก เนื่องจากมีความง่ายในการเข้าถึงผิวของไมโครสตริป นั่นคือง่ายต่อการวางอุปกรณ์ทั้งแอคทีฟและพาสซีฟไว้บนส่วนต่างๆ ของโครงสร้างไมโครสตริป นอกจากนี้ยังสามารถปรับแต่งอุปกรณ์ได้ภายหลังจากการสร้างวงจรแล้ว โครงสร้างของไมโครสตริปแสดงได้ดังรูปที่ 3.4 ประกอบด้วยวัสดุฐานรองไดอิเล็กทริกซึ่งด้านล่างจะวางบนระนาบสร้างเงา (ground plane) และด้านบนจะอยู่ติดกับตัวนำแถบแคบๆ (strip conductor) ซึ่งเป็นที่มาของการเรียกว่าไมโครสตริป เส้นสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของไมโครสตริปไม่ได้อยู่ในส่วนของวัสดุฐานรองทั้งหมด ดังนั้นการแพร่กระจายคลื่นในสายส่งแบบไมโครสตริปจะไม่ใช่แบบแผนคลื่น  $TEM$  อย่างสมบูรณ์ แต่จะเป็นแบบแผนคลื่นคล้าย  $TEM$  (quasi-TEM mode) ซึ่งมีความเร็วเฟสของการแพร่กระจายคลื่นดังนี้

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (3.20)$$

โดยที่  $c$  คือความเร็วแสงในสุญญากาศ มีค่าเท่ากับ  $3 \times 10^8$  เมตรต่อวินาที

$\epsilon_{re}$  คือค่าคงตัวไดอิเล็กทริกประสิทธิผล (effective dielectric constant) ของวัสดุฐานรอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



### รูปที่ 3.4 โครงสร้างของไมโครสตริป

#### 3.3.1 วัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก

ตาราง 3.1 แสดงตัวอย่างของไดอิเล็กตริกที่นิยมนำมาสร้างเป็นวัสดุฐานรองของสายส่งแบบไมโครสตริป

ตารางที่ 3.1 วัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่นิยมใช้เป็นวัสดุฐานรองของสายส่งแบบไมโครสตริป

| ชนิดของไดอิเล็กตริก           | ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก ( $\epsilon_r$ ) | แทนเจนต์การสูญเสีย (คูณ $10^4$ ที่ 10 GHz) | หมายเหตุ |
|-------------------------------|---------------------------------------|--|----------|
| อะลูมินา ( $Al_2O_3$ )        | 10                                    | 2  | ราคาสูง  |
| เบอริลเลียม ( $BeO$ )         | 6                                     | 1  | -        |
| ควอตซ์                        | 2.56                                  | 1  | -        |
| ฟิวสล์ ซิลิกา (ควอทซ์)        | 3.78                                  | 4  | เปราะ    |
| แกดเลียมอาร์เซไนด์ ( $GaAs$ ) | 13.10                                 | 16   | เปราะ    |
| ซิลิคอน                       | 11.7                                  | -  | -        |
| เทฟลอน-ไฟเบอร์กลาส            | 2.32                                  | -  | -        |

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล ( $\epsilon_{re}$ ) ของสายส่งแบบไมโครสตริปจะอยู่ในเทอมของฟังก์ชันค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ( $\epsilon_r$ ) ความสูงของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก ( $h$ ) และความกว้างของตัวนำแถบแคบ ( $w$ ) สมการที่ได้จากการทดลองของค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล เมื่อ  $t/h \leq 0.005$  แสดงได้ดังนี้

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \left( 1 + \frac{12}{w/h} \right)^{-1/2} + 0.04 \left( 1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \quad \text{เมื่อ } \frac{w}{h} \leq 1 \quad (3.21a)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{12}{w/h} \right)^{-1/2} \quad \text{เมื่อ } \frac{w}{h} \geq 1 \quad (3.21b)$$

ความยาวคลื่นในสายส่งแบบไมโครสตริปเมื่อ  $t/h \leq 0.005$  แสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[ \frac{\epsilon_r}{1 + 0.63(\epsilon_r - 1)(w/h)^{0.1255}} \right]^{1/2} \quad \text{เมื่อ } \frac{w}{h} \geq 0.6 \quad (3.22a)$$

หรือ

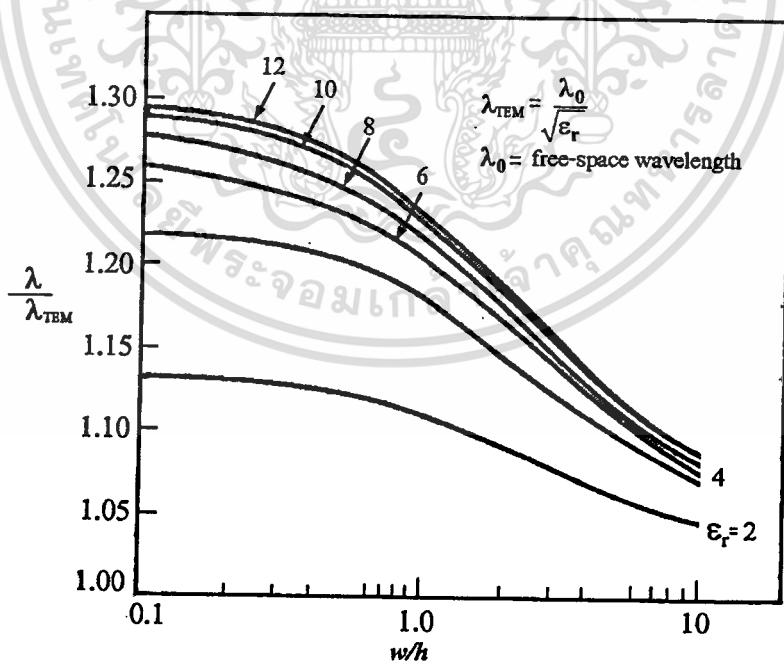
$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[ \frac{\epsilon_r}{1 + 0.60(\epsilon_r - 1)(w/h)^{0.0297}} \right]^{1/2} \quad \text{เมื่อ } \frac{w}{h} < 0.6 \quad (3.22b)$$

โดยที่  $\lambda_0 = c/f$  คือความยาวคลื่นในอวกาศว่าง

$c$  คือความเร็วแสงในสุญญากาศ มีค่าเท่ากับ  $3 \times 10^8$  เมตรต่อวินาที

$\epsilon_r$  คือค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก

รูปที่ 3.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นนอร์มัลไลซ์กับ  $w/h$



รูปที่ 3.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นนอร์มัลไลซ์ของสายส่งแบบไมโครสตริป กับ  $w/h$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3.2 อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ

อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งแบบไมโครสตริป เมื่อ  $t/h < 0.005$  สามารถแสดงได้ดังนี้

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left( \frac{8}{w/h} + 0.25 \frac{w}{h} \right) \quad \text{เมื่อ } \frac{w}{h} \leq 1 \quad (3.23a)$$

หรือ

$$Z_0 = \frac{120\pi/\sqrt{\epsilon_{re}}}{w/h + 1.393 + 0.667 \ln(w/h + 1.444)} \quad \text{เมื่อ } \frac{w}{h} \geq 1 \quad (3.23b)$$

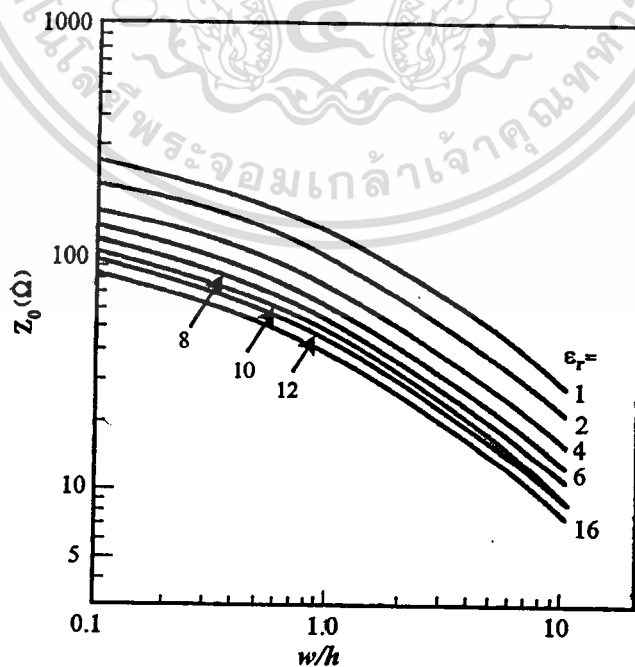
สมการดังกล่าวจะใช้ได้ก็ต่อเมื่อความหนา ( $t$ ) มีค่าเป็นศูนย์ หรือ  $t/h \leq 0.005$  อย่างไม่รัดกุม ถ้า  $t/h \geq 0.005$  จะแทน  $w$  ในทุกๆ สมการด้วยความกว้างประสิทธิผล (effective width:  $w_{eff}$ ) ที่ดัดแปลงขึ้นมาใหม่ เมื่อ  $t/h$  และ  $t < w/2$  แล้ว  $w_{eff}$  จะกลายมาเป็น

$$w_{eff} = w + \frac{t}{\pi} \left[ 1 + \ln \left( \frac{2}{t/h} \right) \right] \quad \text{เมื่อ } \frac{w}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \quad (3.24a)$$

หรือ

$$w_{eff} = w + \frac{t}{\pi} \left[ 1 + \ln \left( \frac{4\pi}{t/w} \right) \right] \quad \text{เมื่อ } \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \quad (3.24b)$$

รูปที่ 3.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งแบบไมโครสตริปกับ  $w/h$  เมื่อ  $\epsilon_r$  มีค่าต่างๆ



รูปที่ 3.6 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งแบบไมโครสตริปกับ  $w/h$

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3.3 การสูญเสียในสายส่งแบบไมโครสตริป

สำหรับวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่ไม่มีความเป็นแม่เหล็ก จะมีการสูญเสียสองชนิดที่เกิดขึ้นในสายส่งแบบไมโครสตริป นั่นคือการสูญเสียของไดอิเล็กตริกในวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก และการสูญเสียผิวโอห์มมิก (ohmic skin loss) ในตัวนำแถบแคบและระนาบสร้างเงา ผลรวมที่ได้จากการรวมการสูญเสียทั้งสองชนิดอาจแสดงได้เป็นการสูญเสียต่อความยาวหนึ่งหน่วยในทอมของตัวประกอบการลดทอน ( $\alpha$ ) จากทฤษฎีสายส่งโดยปกติ กำลังงานที่ถูกนำพาโดยคลื่นที่เดินทางในทิศบวก  $z$  แสดงได้ดังนี้

$$P = \frac{1}{2} VI^* = \frac{1}{2} (V_+ e^{-\alpha z} I_+ e^{-\alpha z}) = \frac{1}{2} \frac{|V_+|^2}{Z_0} e^{-2\alpha z} = P_0 e^{-2\alpha z} \quad (3.25)$$

โดยที่  $P_0 = \frac{|V_+|^2}{2Z_0}$  คือกำลังงานที่  $z=0$  ค่าคงตัวการลดทอนสามารถแสดงได้เป็น

$$\alpha = -\frac{dP/dz}{2P(z)} = \alpha_d + \alpha_c \quad (3.26)$$

โดยที่  $\alpha_d$  คือค่าคงตัวลดทอนไดอิเล็กตริก

$\alpha_c$  คือค่าคงตัวลดทอนโอห์มมิก

เกรเดียนต์ของกำลังงานในทิศ  $z$  ในสมการ (3.25) สามารถเขียนได้ในทอมของการสูญเสียของกำลังงานต่อความยาวหนึ่งหน่วยที่ถูกแพร่กระจายโดยความต้านทาน และการสูญเสียของกำลังงานต่อความยาวหนึ่งหน่วยใน ไดอิเล็กตริก นั่นคือ

$$\begin{aligned} -\frac{dP(z)}{dz} &= -\frac{d}{dz} \left( \frac{1}{2} VI^* \right) = \frac{1}{2} \left( -\frac{dV}{dz} \right) I^* \\ &\quad + \frac{1}{2} \left( -\frac{dI^*}{dz} \right) V = \frac{1}{2} (RI) I^* + \frac{1}{2} \sigma V^* V \\ &= \frac{1}{2} |I|^2 R + \frac{1}{2} |V|^2 \sigma = P_c + P_d \quad (3.27) \end{aligned}$$

โดยที่  $\sigma$  คือสภาพนำ (conductivity) ของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก ทำการแทนสมการ (3.27) ในสมการ (3.26) จะได้

$$\alpha_d = \frac{P_d}{2P(z)} \quad (\text{Np/cm}) \quad (3.28a)$$

$$\alpha_c = \frac{P_c}{2P(z)} \quad (\text{Np/cm}) \quad (3.28b)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $P_d$  คือกำลังงานที่สูญเสียของไดโอดีคตริกโดยเฉลี่ย ต่อหนึ่งหน่วยความยาว และ  $P_c$  คือกำลังงานที่สูญเสียของตัวนำโดยเฉลี่ย ต่อหนึ่งหน่วยความยาว

### 3.3.3.1 การสูญเสียของไดโอดีคตริก

ค่าคงตัวการลดทอนไดโอดีคตริก โดยทั่วไปจะแสดงได้ดังนี้

$$\alpha_d = \frac{\sigma}{2} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (\text{Np/cm}) \quad (3.29)$$

ค่าคงตัวไดโอดีคตริกสามารถเขียนได้ในเทอมของแทนเจนต์การสูญเสียของไดโอดีคตริก ดังนี้

$$\tan \theta = \frac{\sigma}{\omega \epsilon} \quad (3.30)$$

ดังนั้นค่าคงตัวการลดทอนไดโอดีคตริกสามารถเขียนได้อีกรูปแบบหนึ่งดังนี้

$$\alpha_d = \frac{\omega}{2} \sqrt{\mu \epsilon} \tan \theta \quad (\text{Np/cm}) \quad (3.31)$$

เนื่องจากสายส่งแบบไมโครสตริปไม่มีความเป็นแม่เหล็กและมีส่วนของไดโอดีคตริกผสมอยู่ ดังนั้นส่วนที่อยู่ด้านบนของไดโอดีคตริกและอยู่เหนือตัวนำแถบแคบ จะเป็นอากาศซึ่งไม่มีการสูญเสีย เวลช์ (Welch) และเพรทต์ (Pratt) ได้ทำการพิสูจน์นิพจน์ค่าคงตัวการลดทอนของวัสดุฐานรองไดโอดีคตริก ต่อมาพูเซล (Pucel) และคณะ ได้ทำการปรับปรุงสมการของเวลช์ ซึ่งได้ผลลัพธ์คือ

$$\alpha_d = 4.34 \frac{q\sigma}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 1.634 \times 10^3 \frac{q\sigma}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (\text{dB/cm}) \quad (3.32)$$

ในสมการ (3.32) เมื่อแทน 1 Np เท่ากับ 8.636 dB,  $\epsilon_{re}$  คือค่าคงตัวไดโอดีคตริกประสิทธิผลของวัสดุฐานรองที่ได้จากสมการ (3.21) และ  $q$  คือฟิลลิ่งแฟคเตอร์ (filling factor) ของไดโอดีคตริก ที่ถูกนิยามไว้โดยวิลเลอร์ (Wheeler) คือ

$$q = \frac{\epsilon_{re} - 1}{\epsilon_r - 1} \quad (3.33)$$

แล้วค่าคงตัวการลดทอนจะถูกแสดงต่อหนึ่งหน่วยความยาว ดังนี้

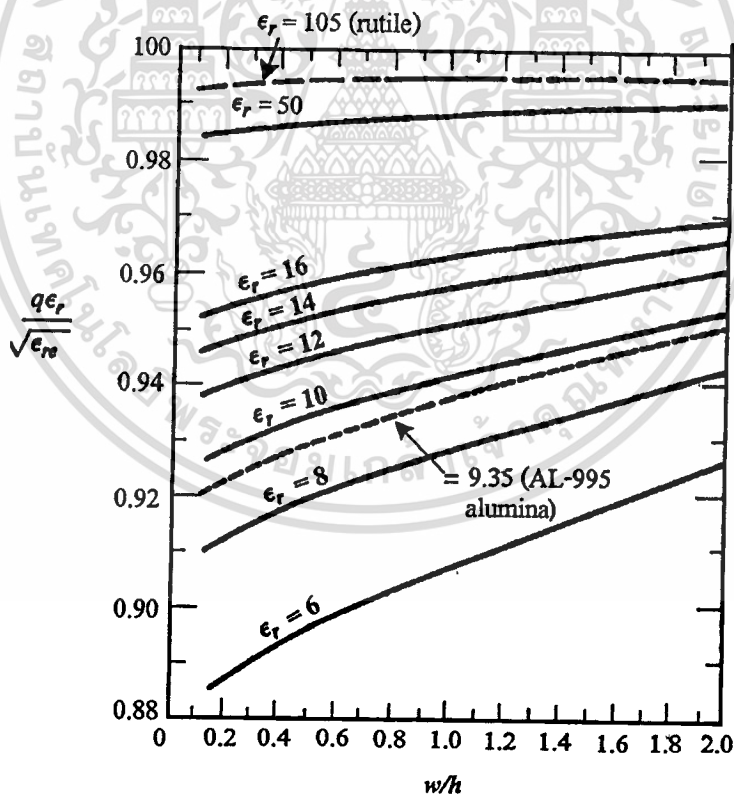
$$\alpha_d = 27.3 \left( \frac{q\epsilon_r}{\epsilon_{re}} \right) \frac{\tan \theta}{\lambda_g} \quad (\text{dB/cm}) \quad (3.34)$$

โดยที่  $\lambda_g = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{re}}$  และ  $\lambda_0$  คือความยาวคลื่นในอวกาศว่าง หรือ

$$\lambda_g = c / (f \sqrt{\epsilon_{re}})$$

เมื่อ  $c$  คือความเร็วแสงในสุญญากาศ

ถ้าแทนเจนต์การสูญเสีย ( $\tan \theta$ ) ไม่ขึ้นกับความถี่แล้ว การลดทอนของไดอิเล็กตริกต่อความยาวคลื่นก็จะไม่ขึ้นกับความถี่ด้วยเช่นกัน หรือกล่าวได้อีกอย่างหนึ่งว่า ถ้าสภาพนำของวัสดุฐานรองไม่ขึ้นกับความถี่แล้ว สำหรับกรณีสารกึ่งตัวนำ การลดทอนของไดอิเล็กตริกต่อหนึ่งหน่วยก็ไม่ขึ้นกับความถี่เช่นกัน เนื่องจาก  $q$  เป็นฟังก์ชันของ  $\epsilon_r$  และ  $w/h$  ดังนั้นฟิลลิ่งแฟคเตอร์ของแทนเจนต์การสูญเสีย ( $q\epsilon_r / \sqrt{\epsilon_{re}}$ ) และของสภาพนำ ( $q / \sqrt{\epsilon_{re}}$ ) ก็จะเป็นฟังก์ชันของปริมาณดังกล่าวด้วย รูปที่ 3.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างฟิลลิ่งแฟคเตอร์ของแทนเจนต์การสูญเสียกับ  $w/h$  ในช่วงของค่าคงตัวไดอิเล็กตริกที่เหมาะสมสำหรับวงจรรวมย่านความถี่ไมโครเวฟ จากรูปที่ 3.7 จะพบว่าฟิลลิ่งแฟคเตอร์ของแทนเจนต์การสูญเสีย จะมีค่าเข้าใกล้ 1 เมื่อ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกมีค่าเข้าใกล้อนันต์ ( $\epsilon_r \rightarrow \infty$ ) แต่สำหรับในทางปฏิบัติส่วนใหญ่ฟิลลิ่งแฟคเตอร์ดังกล่าวสามารถประมาณค่าได้เท่ากับ 1



รูปที่ 3.7 ความสัมพันธ์ระหว่างฟิลลิ่งแฟคเตอร์สำหรับแทนเจนต์การสูญเสียของสายส่งแบบไมโครสตริป กับฟังก์ชันของ  $w/h$

### 3.3.3.2 การสูญเสียโอห์มมิก (Ohmic loss)

สำหรับสายส่งแบบไมโครสตริปที่ใช้วัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่มีการสูญเสียต่ำ แหล่งกำเนิดของการสูญเสียที่สำคัญในย่านความถี่ไมโครเวฟ คือตัวนำที่ไม่สมบูรณ์ (nonperfect conductor) นั่นเอง ความหนาแน่นของกระแสส่วนใหญ่จะมารวมกันอยู่ที่โลหะซึ่งมีความลึกโดยประมาณเท่ากับความลึกผิว (skin depth) ของแผ่นโลหะ ทั้งความหนาของตัวนำแถบแคบ ( $t$ ) และความหนาของระนาบสร้างเงา จะถูกสมมติว่ามีค่าน้อยเท่ากับ 3 หรือ 4 เท่าของความลึกผิว ถ้าเรารู้การกระจายของกระแสแล้วจะสามารถคำนวณค่าคงตัวการลดทอนโอห์มมิกได้โดยตรงโดยใช้นิพจน์ดังนี้

$$\alpha_c = \frac{R_{s1}}{2Z_0} \int_c \frac{|J_1|^2}{|I|^2} dx + \frac{R_{s2}}{2Z_0} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|J_2|^2}{|I|^2} dx \quad (3.35)$$

โดยที่  $Z_0$  คืออิมพีแดนซ์ลักษณะของไมโครสตริป

$R_{s1}$  คือค่าความต้านทานที่ผิวโลหะของตัวนำแถบแคบ ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $(\pi f \mu_1 / \sigma)^{1/2}$  โอห์ม

$R_{s2}$  คือค่าความต้านทานที่ผิวโลหะของระนาบสร้างเงา ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $(\pi f \mu_2 / \sigma)^{1/2}$  โอห์ม

$J_1(x)$  คือความหนาแน่นกระแสที่ผิวของตัวนำแถบแคบ

$J_2(x)$  คือความหนาแน่นกระแสที่ผิวของระนาบสร้างเงา

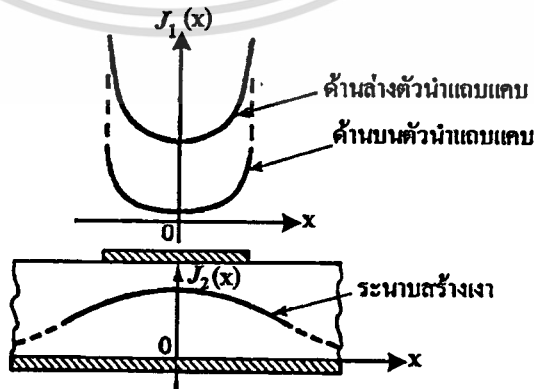
$|I|$  คือขนาดของกระแสรวมบนตัวนำ

$\mu_1$  และ  $\mu_2$  คือความซึมซาบได้ (permeability) ของตัวนำแถบแคบ และระนาบสร้างเงาตามลำดับ

$\rho_1$  และ  $\rho_2$  คือสภาพต้านทาน ของตัวนำแถบแคบ และระนาบสร้างเงาตามลำดับ

$f$  คือความถี่ที่ใช้งาน

$\int_c$  คือการอินทิเกรตกระแสที่ผิวรอบ ๆ พื้นผิวของแถบตัวนำ



รูปที่ 3.8 การกระจายของกระแสบนตัวนำของสายส่งไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความหนาแน่นกระแสในตัวนำแถบแคบ และในระนาบสร้างเงาจะไม่สม่ำเสมอในระนาบตามขวาง เนื่องจากความกว้างที่จำกัดของแถบตัวนำ แผนภาพการกระจายของกระแสของตัวนำแถบแคบที่มีความหนา ( $t$ ) แสดงได้ดังรูปที่ 3.8 ตัวนำแถบแคบจะเป็นส่วนหลักที่ทำให้เกิดการสูญเสียที่ผิว (skin loss) สำหรับตัวนำแถบแคบที่บางมากๆ นั้น ความหนาแน่นกระแสจะแผ่ออกไปที่ขอบของตัวนำแถบแคบ ที่ซึ่งยังไม่มีอาการแก้ไขปัญหาการสูญเสียที่ผิว (skin loss)

เนื่องจากความยุ่งยากซับซ้อนทางคณิตศาสตร์ นิพจน์ของการสูญเสียของตัวนำที่ถูกตัดออกเมื่อความหนาแน่นกระแสของตัวนำแถบแคบที่มีความหนาไม่เป็นศูนย์ จึงยังไม่เคยมีการพิสูจน์ ดังนั้นเพื่อความง่าย จึงสมมติให้การกระจายของกระแสมีความสม่ำเสมอ และมีค่าเท่ากับ  $I/w$  ทั้งในตัวนำแถบแคบและระนาบสร้างเงา และการกระจายของกระแสต้องอยู่ในขอบเขต  $|x| < w/2$  จากการสมมติดังกล่าว จะทำให้ได้สูตรในการหาค่าคงตัวการลดทอนของตัวนำในสายส่งแบบไมโครสตริปซึ่งมีความกว้างจำกัดดังนี้

$$\alpha_c = \frac{8.68R_s}{Z_0 w} \quad (\text{dB/cm}) \quad \text{เมื่อ } \frac{w}{h} > 1 \quad (3.36)$$

เมื่อพิจารณาในกรณี  $R_{s1} = R_{s2}$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $(\pi f \mu / \sigma)^{1/2}$  หรือ  $R_s$  หาค่าได้จาก

$$R_s = 1/(\delta \sigma) \quad (\text{โอห์ม}) \quad (3.37)$$

โดยที่  $\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \sigma}}$  คือความลึกผิว (เซนติเมตร) นิพจน์อย่างง่ายนี้ จะใช้ได้กับความกว้างของแถบตัวนำที่มีค่ามาก ๆ ( $w/h \rightarrow \infty$ )

อย่างไรก็ตาม สายส่งแบบไมโครสตริปที่มีความกว้างของแถบตัวนำแคบๆ ( $w/h < 1$ ) จะไม่สามารถคำนวณหาการสูญเสียของตัวนำได้จากสมการ (3.36) ที่เป็นเช่นนี้เพราะเราไม่ทราบค่าการกระจายของกระแสในตัวนำ (หรืออาจกล่าวได้ว่า ไม่ได้มีการสมมติให้การกระจายของกระแสมีความสม่ำเสมอ)

พูเชลและคณะ ได้ทำการพิสูจน์สมการจากสมการของวิลเลอร์ เพื่อใช้หาการสูญเสียของตัวนำเมื่อแถบแคบตัวนำมีความกว้างน้อย ๆ ( $w/h < 1$ ) ซึ่งแสดงได้ดังนี้

$$\frac{\alpha_c Z_0 h}{R_s} = \frac{8.68}{2\pi} \left[ 1 - \left( \frac{w'}{4h} \right)^2 \right] \left[ 1 + \frac{h}{w'} + \frac{h}{\pi w'} \left( \ln \frac{4\pi w}{t} + \frac{t}{w} \right) \right] \quad (3.38a)$$

$$\text{เมื่อ } \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi}$$

$$\frac{\alpha_c Z_0 h}{R_s} = \frac{8.68}{2\pi} \left[ 1 - \left( \frac{w'}{4h} \right)^2 \right] \left[ 1 + \frac{h}{w'} + \frac{h}{\pi w'} \left( \ln \frac{2h}{t} - \frac{t}{h} \right) \right] \quad (3.38b)$$

เมื่อ  $\frac{1}{2\pi} < \frac{w}{h} \leq 2$

$$\frac{\alpha_c Z_0 h}{R_s} = \frac{8.68}{\left\{ \frac{w'}{h} + \frac{2}{\pi} \ln \left[ 2\pi e \left( \frac{w'}{2h} + 0.94 \right) \right] \right\}^2 \left[ \frac{w'}{h} + \frac{w'/(2h)}{w'/(2h) + 0.94} \right]} \left[ 1 + \frac{h}{w'} + \frac{h}{\pi w'} \left( \ln \frac{2h}{t} - \frac{t}{h} \right) \right] \quad (3.38c)$$

เมื่อ  $2 \leq \frac{w}{h}$

โดยที่  $\alpha_c$  มีหน่วยเป็น dB/cm และ

$$e = 2.178$$

$$w' = w + \Delta w$$

$$\Delta w = \frac{t}{h} \left( \ln \frac{4\pi w}{t} + 1 \right) \quad \text{เมื่อ } \frac{2t}{h} < \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi}$$

$$\Delta w = \frac{t}{\pi} \left( \ln \frac{2h}{t} + 1 \right) \quad \text{เมื่อ } \frac{w}{h} \geq \frac{1}{2\pi}$$

### 3.3.4 ตัวประกอบคุณภาพ

วงจรรวมย่านความถี่คลื่นไมโครเวฟหลายวงจร ต้องการวงจรเรโซแนนซ์ที่มีค่าของตัวประกอบคุณภาพ ( $Q$ ) สูงมากๆ ตัวประกอบคุณภาพของสายส่งแบบไมโครสตริปนั้นมีความสูงมาก แต่จะถูกจำกัดโดยการสูญเสียจากการแผ่พลังงานของวัสดุฐานรองที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกต่ำ เมื่อการกระจายกระแสมีความสม่ำเสมอในสายส่งแบบไมโครสตริปแล้ว ค่าคงตัวการลดทอนโอห์มมิกของไมโครสตริปที่มีความกว้างจำกัด จะหาได้จาก

$$\alpha_c = \frac{8.68 R_s}{Z_0 w} \quad (\text{dB/cm}) \quad (3.39)$$

อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งแบบไมโครสตริปที่มีความกว้างจำกัด สามารถแสดงได้ดังนี้

$$Z_0 = \frac{h}{w} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{h}{w} \quad (\text{โอห์ม}) \quad (3.40)$$

ความยาวคลื่นในสายส่งแบบไมโครสตริปหาได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\lambda_g = \frac{30}{f\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{เซนติเมตร}) \quad (3.41)$$

โดยที่  $f$  คือความถี่ (GHz) เนื่องจาก  $Q_c$  มีความสัมพันธ์กับค่าคงตัวการลดทอนของตัวนำคือ

$$Q_c = \frac{27.3}{\alpha_c} \quad (3.42)$$

โดยที่  $\alpha_c$  มีหน่วยเป็น dB/ $\lambda_g$  ดังนั้น  $Q_c$  ของสายส่งแบบไมโครสตริป จะแสดงได้ดังนี้

$$Q_c = 39.5 \left( \frac{h}{R_s} \right) f_{\text{GHz}} \quad (3.43)$$

โดยที่  $h$  มีหน่วยเป็นเซนติเมตร และ  $R_s$  หาได้จาก

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}} = 20\pi \sqrt{\frac{f_{\text{GHz}}}{\sigma}} \quad (\text{ใช้หน่วย MKS}) \quad (3.44)$$

สุดท้ายจะได้ตัวประกอบคุณภาพ ( $Q_c$ ) ของสายส่งแบบไมโครสตริปดังนี้

$$Q_c = 0.63h\sqrt{\sigma f_{\text{GHz}}} \quad (3.45)$$

โดยที่  $\sigma$  คือสภาพนำของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกต่อโอห์ม-เมตร สำหรับแถบตัวนำที่เป็นทองแดง ซึ่งมีค่าสภาพนำเท่ากับ  $5.8 \times 10^7$  ดังนั้น  $Q_c$  จะหาได้ดังนี้

$$Q_{\text{cop}} = 4780h\sqrt{f_{\text{GHz}}} \quad (3.46)$$

ในทำนองเดียวกัน ตัวประกอบคุณภาพ ( $Q_d$ ) ที่ซึ่งมีความสัมพันธ์กับค่าคงตัวการลดทอนไดอิเล็กตริกคือ

$$Q_d = \frac{27.3}{\alpha_d} \quad (3.47)$$

โดยที่  $Q_d$  มีหน่วยเป็น dB/ $\lambda_g$  ทำการแทนสมการ (3.34) ลงในสมการ (3.47) จะได้

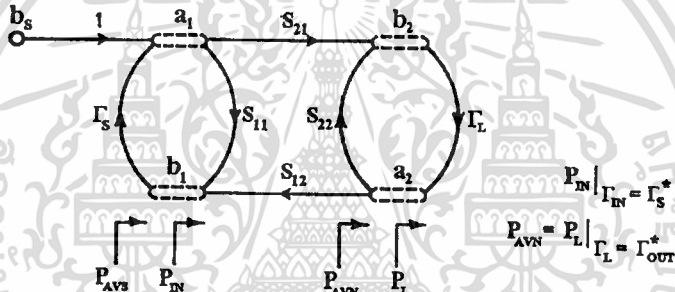
$$Q_d = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}} \tan \theta} = \frac{1}{\tan \theta} \quad (3.48)$$

โดยที่  $\lambda_0$  คือความยาวคลื่นอวกาศว่าง มีหน่วยเป็นเซนติเมตร

### 3.4 วงจรขยายแบบเฟต

วงจรขยายที่ความถี่สูง สร้างขึ้นเพื่อขยายสัญญาณที่ต้องการในย่านความถี่สูง ซึ่งได้ออกแบบโดยใช้ค่าพารามิเตอร์การกระจัดกระจาย (S-parameter) ของเฟต วงจรขยายที่ความถี่สูงได้นำมาใช้ในวงจรรวมทางไมโครเวฟซึ่งสามารถลดขนาดของวงจรให้มีขนาดเล็กลงและสามารถนำไปใช้งานได้ง่าย สิ่งสำคัญที่ต้องพิจารณาในการออกแบบวงจรขยายที่สร้างโดยใช้เฟต คือเสถียรภาพ อัตราขยายกำลัง แบนด์วิดท์ และสัญญาณรบกวน การออกแบบจะต้องเลือกคุณสมบัติและชนิดของเฟตให้เหมาะสม รวมทั้งการออกแบบโครงข่ายการแมตซ์ทางด้านอินพุตและเอาต์พุตด้วย เพื่อให้ได้วงจรขยายที่มีเสถียรภาพ และอัตราขยายสูง สัญญาณรบกวนต่ำ และขนาดของแบนด์วิดท์ตามที่ต้องการ

#### 3.4.1 อัตราขยายกำลัง



รูปที่ 3.9 นิยามของกำลังงานที่แตกต่างกัน

สมการของอัตราขยายกำลัง ได้ถูกนำมาใช้เพื่อการออกแบบวงจรขยายย่านความถี่ไมโครเวฟ รูปที่ 3.9 แสดงกราฟการไหลสัญญาณ และกำลังงานที่แตกต่างกันซึ่งถูกนำมาใช้ในการอัตราขยาย อัตราขยายกำลังของตัวแปลง (transducer power gain:  $G_T$ ) อัตราขยายกำลัง (power gain:  $G_p$ ) ซึ่งบางครั้งอาจเรียกว่าอัตราขยายกำลังในภาวะทำงาน (operating power gain) และอัตราขยายกำลังที่มีได้ (available power gain:  $G_A$ ) นิยามได้ดังนี้ [6]

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} \quad (3.49)$$

$$G_p = \frac{P_L}{P_{IN}} \quad (3.50)$$

และ

$$G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}} \quad (3.51)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- โดยที่  $P_L$  คือกำลังงานที่ถูกส่งไปยังโหลด  
 $P_{AVS}$  คือกำลังงานที่มีได้จากแหล่งกำเนิด  
 $P_{AVN}$  คือกำลังงานที่มีได้จากโครงข่าย  
 $P_{IN}$  คือกำลังงานอินพุตที่ส่งไปยังโครงข่าย

เราสามารถเขียนสมการอัตราขยายกำลังได้ในรูปต่อไปนี้

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_{IN}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (3.52)$$

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_{OUT}\Gamma_L|^2} \quad (3.53)$$

$$G_p = \frac{1}{1 - |\Gamma_{IN}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (3.54)$$

$$G_A = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_{OUT}|^2} \quad (3.55)$$

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (3.56)$$

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \quad (3.57)$$

ถ้าสมมติให้วงจรข่ายเป็นวงจรข่ายข้างเดียว นั่นคือเมื่อ  $S_{12} = 0$  แล้ว  $\Gamma_{IN} = S_{11}$ ,  $\Gamma_{OUT} = S_{22}$  และอัตราขยายกำลังของตัวแปลงข้างเดียว (unilateral transducer power gain) จากสมการ (3.52) และสมการ (3.53) ซึ่งใช้สัญลักษณ์เป็น  $G_{TU}$  จะได้จาก

$$G_{TU} = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (3.58)$$

นอกจากนี้เรายังสามารถเขียนสมการ (3.58) ได้ในรูปของ

$$G_{TU} = G_s G_o G_L \quad (3.59)$$

โดยที่

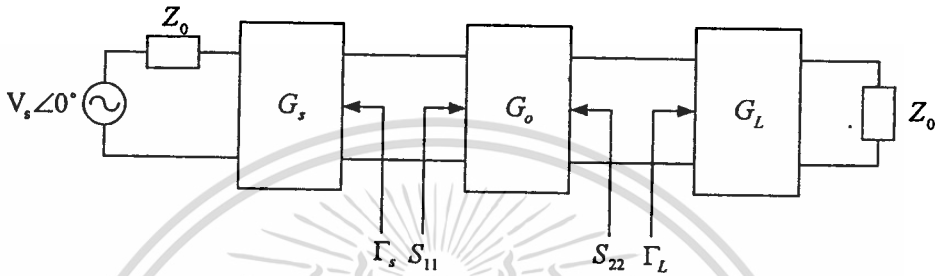
$$G_s = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} \quad (3.60)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_o = |S_{21}|^2 \quad (3.61)$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (3.62)$$

และวงจรขยายย่านความถี่ไมโครเวฟสามารถแทนด้วยบล็อกของอัตราขยาย (หรือการสูญเสีย) ที่แตกต่างกัน 3 ชนิด ดังแสดงในรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 แผนภาพบล็อกของอัตราขยายกำลังของตัวแปลงข้างเดียว

เทอมของ  $G_s$  และ  $G_L$  แทนอัตราขยายหรือการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากการแมตซ์หรือการไม่แมตซ์ของอินพุตหรือเอาต์พุตของวงจร ตามลำดับ เทอมของ  $G_s$  จะมีผลต่ออันดับของการแมตซ์หรือการไม่แมตซ์ระหว่าง  $\Gamma_s$  และ  $S_{11}$  แม้ว่าบล็อกของ  $G_s$  จะสร้างขึ้นจากอุปกรณ์พาสซีฟ แต่มันสามารถจะมีทั้งอัตราขยายที่มีค่ามากกว่าหนึ่ง และมีการสูญเสีย เหตุผลก็คือ โดยทั่วไปจะพิจารณา  $G_s$  เป็นบล็อกของอัตราขยายที่ซึ่งมีการสูญเสียของการไม่แมตซ์อินทรีนซิกระหว่าง  $Z_0$ , โครงข่ายการแมตซ์ และ  $S_{11}$  (นั่นคือ ระหว่าง  $\Gamma_s$  และ  $S_{11}$ ) ดังนั้นการลดลงของการสูญเสียอันเนื่องมาจากการไม่แมตซ์สามารถคิดเป็นอัตราขยายได้ ในทำนองเดียวกัน เทอมของ  $G_L$  จะมีผลกระทบต่อการไม่แมตซ์ด้านเอาต์พุตและสามารถคิดเป็นบล็อกอัตราขยายด้านเอาต์พุตได้ ส่วนเทอมของ  $G_o$  จะมีความสัมพันธ์กับอุปกรณ์และมีค่าเท่ากับ  $|S_{21}|^2$  เราสามารถเขียนสมการ (3.59) ถึงสมการ (3.62) ในหน่วยเดซิเบลได้ดังนี้

$$G_{TV}(\text{dB}) = G_s(\text{dB}) + G_o(\text{dB}) + G_L(\text{dB}) \quad (3.63)$$

ถ้าเราทำการปรับ  $\Gamma_s$  และ  $\Gamma_L$  ให้ได้ค่าที่เหมาะสมที่สุดที่ทำให้ได้อัตราขยายสูงสุดของ  $G_s$  และ  $G_L$  เราจะกล่าวได้ว่าอัตราขยายเป็นอัตราขยายกำลังของตัวแปลงข้างเดียวสูงสุด ซึ่งใช้สัญลักษณ์เป็น  $G_{TV, \max}$  อัตราขยายสูงสุดของ  $G_s$  และ  $G_L$  เมื่อ  $|S_{11}| < 1$  และ  $|S_{22}| < 1$  จะหาได้เมื่อ

$$\Gamma_s = S_{11}^* \quad (3.64)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$\Gamma_L = S_{22}^* \quad (3.65)$$

ดังนั้น จากสมการ (3.60) และสมการ (3.62) เราจะได้

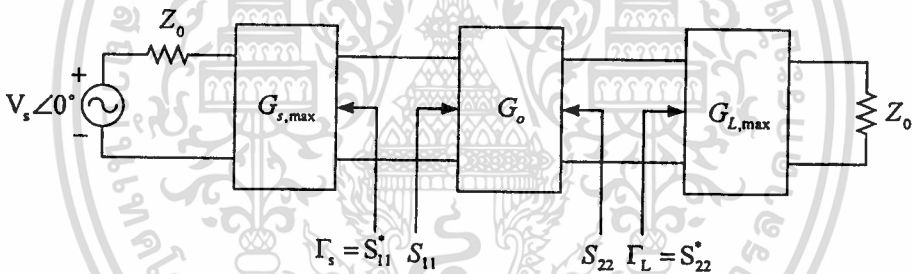
$$G_{s,max} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \quad (3.66)$$

$$G_{L,max} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \quad (3.67)$$

และ จากสมการ (3.59) จะได้

$$\begin{aligned} G_{TU,max} &= G_{s,max} G_o G_{L,max} \\ &= \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \end{aligned} \quad (3.68)$$

บล็อกไดอะแกรมที่เหมาะสมสำหรับสมการ (3.68) แสดงได้ดังรูปที่ 3.11



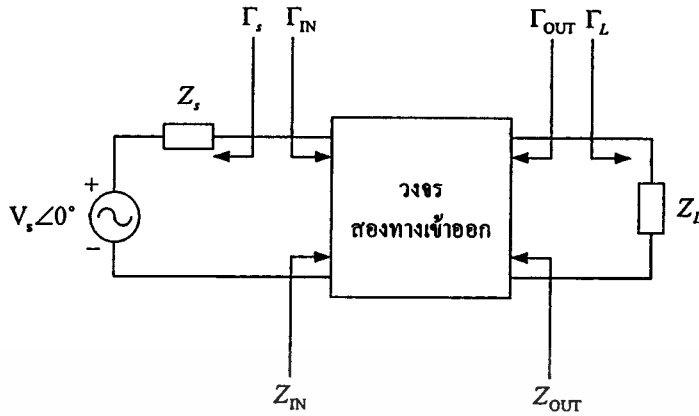
รูปที่ 3.11 บล็อกไดอะแกรมของอัตราขยายกำลังของตัวแปลงข้างเดียวสูงสุด

### 3.4.2 การพิจารณาเสถียรภาพของวงจรขยาย

เสถียรภาพของวงจรขยายหรือความต้านทานในการออสซิลเลทของวงจรขยาย เป็นสิ่งสำคัญอย่างมากในการพิจารณาเพื่อการออกแบบ และสิ่งนี้สามารถหาได้จากเอตพารามิเตอร์ โครงข่ายการแมตซ์ และโพลปลายสาย สำหรับวงจรสองทางเข้าออก การออสซิลเลทสามารถเกิดขึ้นได้เมื่อทางเข้าออกด้านอินพุตหรือเอาต์พุตมีความต้านทานเป็นลบ ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อ  $|\Gamma_{IN}| > 1$  หรือ  $|\Gamma_{OUT}| > 1$  และสำหรับวงจรขยายข้างเดียว กรณีดังกล่าวจะเกิดขึ้นเมื่อ  $|S_{11}| > 1$  หรือ  $|S_{22}| > 1$

วงจรขยายสองทางเข้าออกซึ่งแสดงในรูปที่ 3.12 กล่าวไว้ว่ามีความเสถียรอย่างไม่มีเงื่อนไข ความถี่ที่พิจารณาถ้าส่วนจริงของ  $Z_{IN}$  และ  $Z_{OUT}$  มีค่ามากกว่าศูนย์ สำหรับทุกๆ ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดแบบพาสซีฟและของแหล่งกำเนิด ถ้าวงจรขยายสองทางเข้าออกมีความไม่เสถียรอย่างไม่มีเงื่อนไขแล้ววงจรมักจะเสถียรอย่างมีเงื่อนไข นั่นก็คือ โหลดแบบพาสซีฟและแหล่งกำเนิดที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปลายสายบางตัว สามารถกำเนิดอิมพีแดนซ์ด้านเข้าและอิมพีแดนซ์ด้านออกที่มีส่วนจริงเป็นค่าลบ ขึ้นมา



รูปที่ 3.12 เสถียรภาพของวงจรขั้วสองทางเข้าออก

ในเทอมของสัมประสิทธิ์การสะท้อน เงื่อนไขของเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไข ณ ความถี่ที่พิจารณา คือ [6]

$$|\Gamma_S| < 1 \quad (3.69)$$

$$|\Gamma_L| < 1 \quad (3.70)$$

$$|\Gamma_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (3.71)$$

และ

$$|\Gamma_{OUT}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \quad (3.72)$$

โดยที่ สัมประสิทธิ์ทุกตัวจะถูกนอร์มัลไลซ์กับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ( $Z_o$ ) ผลผลที่ได้จากสมการ (3.69) ถึงสมการ (3.72) จะเป็นเงื่อนไขที่ต้องการของความเสถียรอย่างไม่มีเงื่อนไข สำหรับวงจรสองทางเข้าออก

เมื่อวงจรสองทางเข้าออก (two-port network) ในรูปที่ 3.12 เป็นวงจรที่มีความเสถียรอย่างมีเงื่อนไขแล้วค่าของ  $\Gamma_S$  และ  $\Gamma_L$  (นั่นก็คือ อิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดและของโหลด) ที่ซึ่งเป็นส่วนจริงของ  $Z_{IN}$  และ  $Z_{OUT}$  อาจจะมีค่าเป็นบวก ค่าของ  $\Gamma_S$  และ  $\Gamma_L$  นี้สามารถหาได้จากการใช้กราฟในการวิเคราะห์ โดยที่ขั้นแรก หาบริเวณซึ่งให้ค่าของ  $\Gamma_L$  และ  $\Gamma_S$  ทำให้  $|\Gamma_{IN}|=1$  และ  $|\Gamma_{OUT}|=1$  ตามลำดับ ต่อมากำหนดให้ขนาดของสมการ (3.71) และสมการ (3.72) เท่ากับ 1 แล้วแก้สมการหาค่า  $\Gamma_S$  และ  $\Gamma_L$  จากนั้นทำการแสดงค่าทั้งสองให้อยู่ในบริเวณวงกลมที่เรียกว่าวงกลมเสถียรภาพ (stability circle) ซึ่งจะ ได้สมการดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left| \Gamma_L - \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (3.73)$$

และ

$$\left| \Gamma_S - \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (3.74)$$

โดยที่

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (3.75)$$

รัศมีและจุดศูนย์กลางของวงกลมเมื่อ  $|\Gamma_{IN}|=1$  และ  $|\Gamma_{OUT}|=1$  ในระนาบ  $\Gamma_L$  และระนาบ  $\Gamma_S$  ตามลำดับ จะหาได้จากสมการ (3.73) และสมการ (3.74) นั่นคือ

ค่าของ  $\Gamma_L$  เมื่อ  $|\Gamma_{IN}|=1$  จะอยู่ในวงกลมเสถียรภาพเอาต์พุต ซึ่งมีรัศมีและจุดศูนย์กลางของวงกลมดังนี้

$$r_L = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{รัศมี}) \quad (3.76)$$

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{จุดศูนย์กลาง}) \quad (3.77)$$

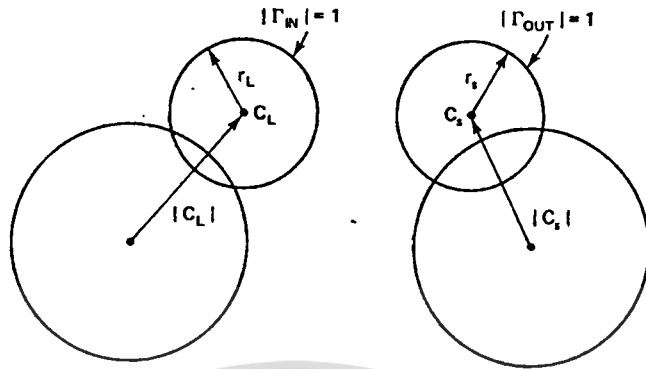
ค่าของ  $\Gamma_S$  เมื่อ  $|\Gamma_{OUT}|=1$  จะอยู่ในวงกลมเสถียรภาพอินพุต ซึ่งมีรัศมีและจุดศูนย์กลางของวงกลมดังนี้

$$r_S = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{รัศมี}) \quad (3.78)$$

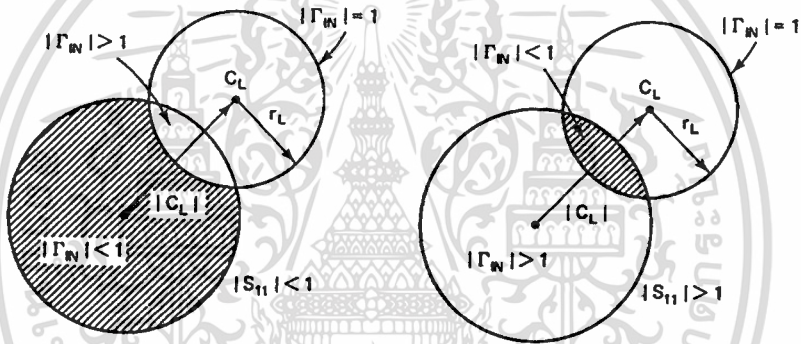
$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{จุดศูนย์กลาง}) \quad (3.79)$$

เมื่อเรารู้ค่าพารามิเตอร์การกระจายของอุปกรณ์สองทางเข้าออกที่ความถี่หนึ่ง ๆ แล้วจะสามารถคำนวณหาค่าของรัศมีและจุดศูนย์กลางของวงกลมในสมการ (3.76) ถึงสมการ (3.79) ได้ จากนั้นนำมาวาดลงบนสมิทชาร์ต จะสามารถสังเกตเห็นเซตของค่า  $\Gamma_L$  และ  $\Gamma_S$  ที่ทำให้  $|\Gamma_{IN}|=1$  และ  $|\Gamma_{OUT}|=1$  ได้โดยง่าย รูปที่ 3.15 แสดงการสร้างกราฟของวงกลมเสถียรภาพ โดยที่  $|\Gamma_{IN}|=1$  และ  $|\Gamma_{OUT}|=1$  วงกลมเสถียรภาพจะแบ่งพื้นที่ออกเป็น 2 ด้าน สำหรับในระนาบ  $\Gamma_L$  ด้านหนึ่งของวงกลมเสถียรภาพจะเป็นบริเวณที่  $|\Gamma_{IN}|<1$  ส่วนอีกด้านหนึ่งจะเป็นบริเวณที่  $|\Gamma_{IN}|>1$  เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$|\Gamma_{IN}| > 1$  ในทำนองเดียวกัน สำหรับในระนาบ  $\Gamma_S$  ด้านหนึ่งของวงกลมเสถียรภาพจะเป็นบริเวณที่  $|\Gamma_{OUT}| < 1$  และอีกด้านหนึ่งจะเป็นบริเวณที่  $|\Gamma_{OUT}| > 1$

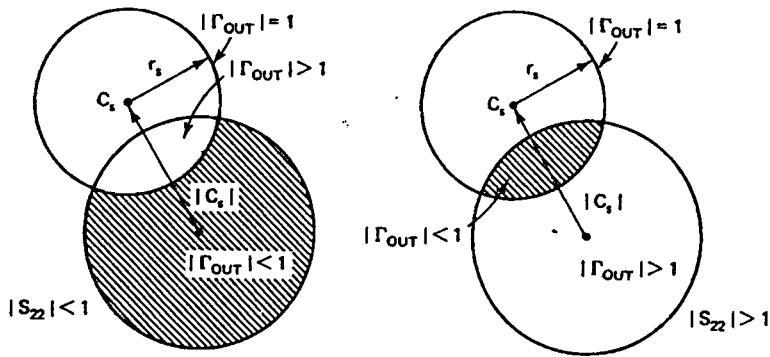


รูปที่ 3.13 โครงสร้างของวงกลมเสถียรภาพในสมิทชาร์ต : (a) ระนาบ  $\Gamma_L$  และ (b) ระนาบ  $\Gamma_S$

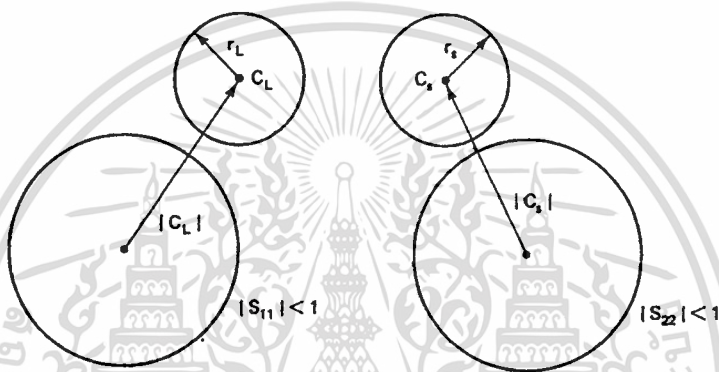


รูปที่ 3.14 สมิทชาร์ตแสดงบริเวณที่เสถียรและบริเวณที่ไม่เสถียรในระนาบ  $\Gamma_L$

ต่อมา ทำการหาว่าบริเวณใดในสมิทชาร์ตที่เป็นบริเวณที่เสถียร หรือกล่าวได้อีกอย่างหนึ่งว่าทำการหาบริเวณที่ค่าของ  $\Gamma_L$  (เมื่อ  $|\Gamma_L| < 1$ ) ที่ทำให้  $|\Gamma_{IN}| < 1$  และบริเวณที่ค่าของ  $\Gamma_S$  (เมื่อ  $|\Gamma_S| < 1$ ) ที่ทำให้  $|\Gamma_{OUT}| < 1$  นั่นก็คือสังเกตว่าถ้า  $Z_L = Z_o$  แล้ว  $\Gamma_L = 0$  ดังนั้น จากสมการ (3.56) จะได้  $|\Gamma_{IN}| = |S_{11}|$  ถ้าขนาดของ  $S_{11}$  น้อยกว่า 1 แล้ว  $|\Gamma_{IN}| < 1$  เมื่อ  $\Gamma_L = 0$  นั่นคือ จุดศูนย์กลางกลางของสมิทชาร์ตในรูปที่ 3.13 (a) จะแทนจุดทำงานที่เสถียร เพราะเมื่อ  $\Gamma_L = 0$  แล้วจะทำให้  $|\Gamma_{IN}| < 1$  และในทางกลับกัน ถ้า  $|S_{11}| > 1$  เมื่อ  $Z_L = Z_o$  แล้ว  $|\Gamma_{IN}| > 1$  เมื่อ  $\Gamma_L = 0$  และจุดศูนย์กลางกลางของสมิทชาร์ตจะแทนจุดทำงานที่ไม่เสถียร รูปที่ 3.14 แสดงบริเวณที่เสถียรและไม่เสถียรของระนาบ  $\Gamma_L$  จากรูปที่ 3.14 บริเวณที่แรเงาจะเป็นค่าของ  $\Gamma_L$  ที่ทำให้มีความเสถียรภาพในการทำงานในทำนองเดียวกัน รูปที่ 3.15 ก็แสดงบริเวณที่เสถียรและไม่เสถียรของระนาบ  $\Gamma_S$



รูปที่ 3.15 สมิทชาร์ตแสดงบริเวณที่เสถียรและบริเวณที่ไม่เสถียรในระนาบ  $\Gamma_S$



รูปที่ 3.16 เงื่อนไขของเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไข: (a) ระนาบ  $\Gamma_L$  (b) ระนาบ  $\Gamma_S$

ความเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไขจะเกิดขึ้นได้นั้นต้องมีการพิจารณาเงื่อนไขความเสถียรจากโครงสร้างของวงกลมเสถียรภาพ เมื่อ  $|S_{11}| < 1$  และ  $|S_{22}| < 1$  ถ้าต้องการให้มีความเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไขแล้ววงกลมเสถียรภาพของรูปที่ 3.13 (a) และรูปที่ 3.14 (a) จะต้องอยู่ด้านนอกของสมิทชาร์ตทั้งหมด นั่นคือจะต้องไม่มีส่วนของวงกลมเสถียรภาพอยู่ทับกับสมิทชาร์ตเลย ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 3.16 ดังนั้นเงื่อนไขของเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไขของแหล่งกำเนิดพาสซีฟและโหลดพาสซีฟทุกชนิด สามารถแสดงได้ในรูปของ

$$|C_L| - r_L > 1 \quad \text{เมื่อ } |S_{11}| < 1 \quad (3.80)$$

และ

$$|C_S| - r_S > 1 \quad \text{เมื่อ } |S_{22}| < 1 \quad (3.81)$$

ถ้าทั้ง  $|S_{11}| > 1$  และ  $|S_{22}| > 1$  แล้วโครงข่ายจะไม่เสถียรอย่างไม่มีเงื่อนไข เพราะถ้า  $\Gamma_L = 0$  หรือ  $\Gamma_S = 0$  แล้วจะทำให้  $|\Gamma_{IN}| > 1$  และ  $|\Gamma_{OUT}| > 1$

ต่อมาเราจะกลับมาพิจารณาเงื่อนไขที่เพียงพอและจำเป็นของควมมีเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไขของวงจรสองทางเข้าออก จากสมการ (3.69) ถึงสมการ (3.72) ซึ่งเป็นเงื่อนไขของเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไข และสำหรับ  $|\Gamma_S| < 1$  และ  $|\Gamma_L| < 1$  แล้วเงื่อนไขเหล่านี้จะนำไปสู่ความต้องการดังต่อไปนี้

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (3.82)$$

และ

$$1 - |S_{11}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (3.83)$$

$$1 - |S_{22}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (3.84)$$

ดังนั้นเงื่อนไขที่เพียงพอและจำเป็นของการมีเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไขคือ

$$K > 1 \quad (3.85)$$

และ

$$|\Delta| < 1 \quad (3.86)$$

โดยที่

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| \quad (3.87)$$

กล่าวโดยสรุปก็คือ เมื่อ  $|S_{11}| < 1$  และ  $|S_{22}| < 1$  แล้ววงจรโครงข่ายสองทางเข้าออกจะมีความเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไขถ้า  $K > 1$  และ  $|\Delta| < 1$

### 3.4.3 การแมตช์แบบสังยุคในเวลาเดียวกัน (Simultaneous conjugate match) ในกรณีวงจรข่ายสองทาง

เมื่อ  $S_{12}$  ไม่เท่ากับศูนย์ และเราไม่สามารถสมมติเป็นกรณีวงจรข่ายข้างเดียวได้ สัมประสิทธิ์การสะท้อนด้านอินพุตและเอาต์พุตสามารถหาได้จากสมการ (3.56) และสมการ (3.57) ตามลำดับ เงื่อนไขที่ต้องการเพื่อให้ได้อัตราขยายกำลังของตัวแปลงสูงสุดคือ

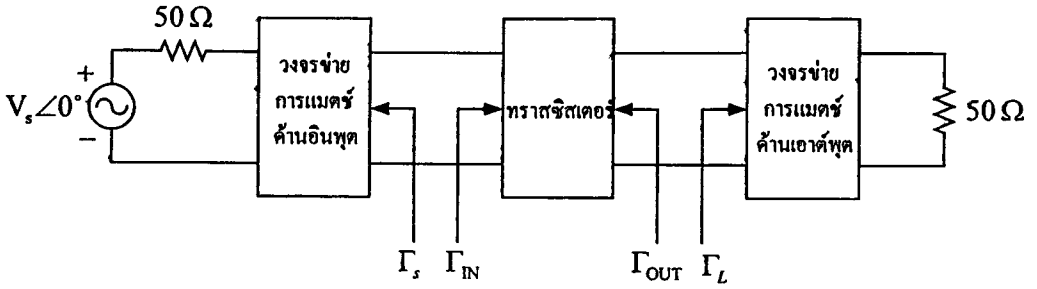
$$\Gamma_{IN} = \Gamma_S^* \quad (3.88)$$

และ

$$\Gamma_{OUT} = \Gamma_L^* \quad (3.89)$$

### เงื่อนไขเหล่านี้ถูกแสดงในรูปที่ 3.17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.17 การแมตซ์แบบสัจยุคในเวลาเดียวกัน จะเกิดขึ้นเมื่อ  $\Gamma_{IN} = \Gamma_S^*$  และ  $\Gamma_{OUT} = \Gamma_L^*$

จากสมการ (3.56), (3.57), (3.88) และสมการ (3.89) สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$\Gamma_S^* = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (3.90)$$

และ

$$\Gamma_L^* = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (3.91)$$

ทำการแก้สมการทั้งสองข้างต้น จะได้  $\Gamma_S$  และ  $\Gamma_L$  ที่ต้องการนำไปใช้ในการแมตซ์แบบสัจยุคซึ่งใช้สัญลักษณ์คือ  $\Gamma_{MS}$  และ  $\Gamma_{ML}$  ตามลำดับ ซึ่งค่าดังกล่าวจะหาได้ดังนี้

$$\Gamma_{MS} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \quad (3.92)$$

$$\Gamma_{ML} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \quad (3.93)$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (3.94)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad (3.95)$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* \quad (3.96)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* \quad (3.97)$$

ในลำดับต่อไป จะแสดงให้เห็นว่าเราจะใช้เครื่องหมายลบในสมการ (3.92) และสมการ (3.93) เมื่อเป็นวงจร โครงข่ายสองทางเข้าออกซึ่งเสถียรอย่างไม่มีเงื่อนไข

ถ้า  $|B_1/2C_1| > 1$  และ  $B_1 > 0$  ในสมการ (3.92) เมื่อเราใช้เครื่องหมายลบ ผลลัพธ์ที่ได้จะทำให้  $|\Gamma_{MS}| < 1$  และเมื่อเราใช้เครื่องหมายบวก ผลลัพธ์ที่ได้จะทำให้  $|\Gamma_{MS}| > 1$  ถ้า  $|B_1/2C_1| > 1$  เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ  $B_1 < 0$  ในสมการ (3.92) เมื่อเราใช้เครื่องหมายบวก ผลลัพธ์ที่ได้จะทำให้  $|\Gamma_{MS}| < 1$  และเมื่อเราใช้เครื่องหมายลบ ผลลัพธ์ที่ได้จะทำให้  $|\Gamma_{MS}| > 1$  สำหรับสมการ (3.93) ก็พิจารณาในทำนองเดียวกัน

เนื่องจาก  $\Gamma_{MS}$  และ  $\Gamma_{ML}$  มีความสัมพันธ์กับอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดและอิมพีแดนซ์ของโหลด ส่วนจริงของอิมพีแดนซ์ทั้งสองจะมีค่าเป็นบวกถ้า  $|\Gamma_{MS}| < 1$  และ  $|\Gamma_{ML}| < 1$  จากการพิจารณาข้างต้น เราสามารถสรุปได้ว่าเงื่อนไขที่ทำให้วงจรโครงข่ายสองทางเข้าออกสามารถเกิดการแมตซ์ได้ในเวลาเดียวกัน เมื่อ  $|\Gamma_{MS}| < 1$  และ  $|\Gamma_{ML}| < 1$  ก็คือ

$$K > 1 \quad (3.98)$$

เงื่อนไข  $K > 1$  เป็นเงื่อนไขที่จำเป็นเพียงเงื่อนไขเดียว สำหรับความเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไข ดังนั้นการแมตซ์กันแบบสังยุคในเวลาเดียวกัน ที่ซึ่งทำให้มีความเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไขสามารถเกิดขึ้นได้ถ้า  $K > 1$  และ  $|\Delta| < 1$  เนื่องจาก  $|\Delta| < 1$  บอกเป็นนัยๆ ได้ว่า  $B_1 > 0$  และ  $B_2 > 0$  และจะต้องเลือกใช้เครื่องหมายลบในสมการ (3.92) และสมการ (3.93) เมื่อคำนวณหาการแมตซ์กันแบบสังยุคในเวลาเดียวกันของวงจรโครงข่ายสองทางเข้าออกซึ่งเสถียรอย่างไม่มีเงื่อนไข

อัตราขยายกำลังของตัวแปลงสูงสุด (maximum transducer power gain) ภายใต้เงื่อนไขการแมตซ์กันแบบสังยุคในเวลาเดียวกัน จะหาได้จาก

$$G_{T,\max} = \frac{(1 - |\Gamma_{MS}|^2) |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_{ML}|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_{MS})(1 - S_{22}\Gamma_{ML}) - S_{12}S_{21}\Gamma_{ML}\Gamma_{MS}|^2} \quad (3.99)$$

แทนสมการ (3.92) และสมการ (3.93) ลงในสมการ (3.99) และใช้สมการ (3.82) ทำให้อยู่ในเทอมของ  $K$  จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ใหม่เป็น

$$G_{T,\max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K - \sqrt{K^2 - 1}) \quad (3.100)$$

อัตราขยายเสถียรสูงสุด (maximum stable gain) จะนิยามได้จาก  $G_{T,\max}$  เมื่อ  $K = 1$  นั่นคือ

$$G_{MSG} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \quad (3.101)$$

$G_{MSG}$  คือตัวเลขคุณค่า (figure of merit) เป็นสิ่งที่แสดงว่า  $G_{T,\max}$  ที่มีค่ามากที่สุด สามารถเกิดขึ้นได้ โดยการใส่โหลดที่มีความต้านทานในวงจรสองทางเข้าออก (นั่นก็คือ ทรานซิสเตอร์) เพื่อให้  $K = 1$

### 3.4.4 วงกลมอัตราขยายกำลังภาวะทำงาน (Operating power gain circle)

เมื่อ  $S_{12}$  ไม่เท่ากับศูนย์ โดยทั่วไปกระบวนการการออกแบบที่อยู่บนพื้นฐานของอัตราขยายกำลังภาวะทำงาน ( $G_p$ ) จึงถูกนำมาใช้ ค่าของ  $G_p$  นั้นไม่ขึ้นอยู่กับอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิด ดังนั้นกระบวนการการใช้วงกลมอัตราขยายกำลังภาวะทำงาน สำหรับทั้งกรณีของทรานซิสเตอร์ที่เสถียรอย่างไม่มีเงื่อนไขและกรณีของทรานซิสเตอร์ที่เสถียรอย่างมีเงื่อนไข จึงเป็นการง่ายในการออกแบบทางปฏิบัติ

#### 3.4.4.1 วงจรขยายสองทางซึ่งเสถียรอย่างไม่มีเงื่อนไข

เพื่อพัฒนาการออกแบบด้วย  $G_p$  เราจะเขียนสมการ (3.54) ในรูปของ

$$G_p = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{\left(1 - \frac{|S_{11} - \Delta \Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2}\right) |1 - S_{22} \Gamma_L|^2} = |S_{21}|^2 g_p \quad (3.102)$$

โดยที่

$$g_p = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2 - |S_{11} - \Delta \Gamma_L|^2} = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{1 - |S_{11}|^2 + |\Gamma_L|^2 (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2 \operatorname{Re}(\Gamma_L C_2)} \quad (3.103)$$

และ

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* \quad (3.104)$$

วงกลมอัตราขยายกำลังภาวะทำงาน จะมีรัศมีของวงกลมคือ

$$R_p = \frac{[1 - 2K |S_{12} S_{21}| g_p + |S_{12} S_{21}|^2 g_p^2]^{1/2}}{|1 + g_p (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)|} \quad (3.105)$$

ระยะห่างระหว่างจุดศูนย์กลางของสมิทชาร์ตกับจุดศูนย์กลางของวงกลม หาได้จาก

$$d_p = \frac{g_p |C_2^*|}{|1 + g_p (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)|} \quad (3.106)$$

จุดศูนย์กลางของวงกลมสามารถหาได้จาก

$$C_p = \frac{g_p C_2^*}{1 + g_p (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \quad (3.107)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตราขยายกำลังภาวะทำงานที่สูงที่สุดจะเกิดขึ้นเมื่อ  $R_p = 0$  ดังนั้นจากสมการ (3.105) สามารถเขียนได้ดังนี้

$$g_{p,\max}^2 |S_{12} S_{21}|^2 - 2K |S_{12} S_{21}| g_{p,\max} + 1 = 0 \quad (3.108)$$

โดยที่  $g_{p,\max}$  คือค่าสูงสุดของ  $g_p$  ผลเฉลยของสมการ (3.116) สำหรับกรณีเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไข คือ

$$g_{p,\max} = \frac{1}{|S_{12} S_{21}|} (K - \sqrt{K^2 - 1}) \quad (3.109)$$

ดังนั้น ทำการแทนสมการ (3.109) ลงในสมการ (3.102) จะได้

$$G_{p,\max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K - \sqrt{K^2 - 1}) \quad (3.110)$$

กระบวนการการวาดวงกลมอัตราขยายกำลังภาวะทำงานในสมิทชาร์ต มีดังต่อไปนี้

1. กำหนด  $G_p$  ใดๆ รัศมีและจุดศูนย์กลางของวงกลม หาได้จากสมการ (3.105) และสมการ (3.107)
2. เลือกค่า  $\Gamma_L$  ที่ต้องการ
3. จะได้กำลังงานที่เอาต์พุตสูงสุดเมื่อมีการแมตช์กันแบบสังยุคด้านอินพุต กล่าวคือ  $\Gamma_S = \Gamma_{IN}^*$  เมื่อ  $\Gamma_{IN}$  หาได้จากสมการ (3.56) ค่าของ  $\Gamma_S$  นี้จะทำให้ได้อัตราขยายกำลังตัวแปลง ( $G_T$ ) เท่ากับ  $G_p$

#### 3.4.4.2 วงจรขยายสองทางซึ่งเสถียรอย่างมีเงื่อนไข

กระบวนการในการออกแบบวงจรขยายเมื่อกำหนดค่า  $G_p$  ใดๆ มีดังต่อไปนี้

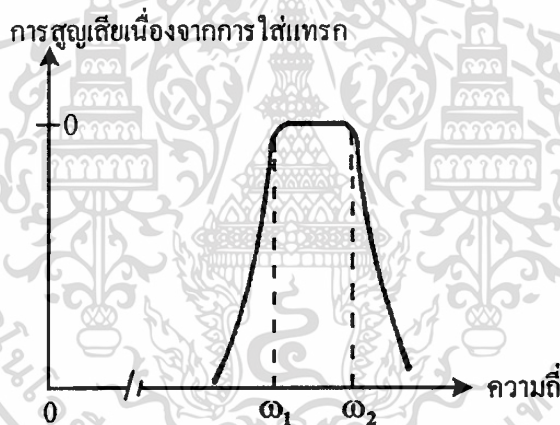
1. เมื่อกำหนดค่า  $G_p$  ใดๆ ทำการวาดวงกลมอัตราขยายกำลังภาวะทำงาน โดยใช้สมการ (3.105) และสมการ (3.107) แล้ววาดวงกลมเสถียรภาพด้านเอาต์พุต จากนั้นทำการเลือกค่า  $\Gamma_L$  ที่อยู่ในบริเวณเสถียรภาพ และไม่ใกล้กับวงกลมเสถียรภาพมากนัก
2. คำนวณหาค่า  $\Gamma_{IN}$  จากสมการ (3.56) และหาการแมตช์กันแบบสังยุคที่อินพุตถ้าสามารถหาได้ นั่นคือ วาดวงกลมเสถียรภาพด้านอินพุต และหา  $\Gamma_S = \Gamma_{IN}^*$  ในบริเวณเสถียรภาพด้านอินพุต
3. ถ้า  $\Gamma_S = \Gamma_{IN}^*$  ไม่ได้อยู่ในบริเวณเสถียรภาพ หรืออยู่ในบริเวณเสถียรภาพ แต่อยู่ใกล้กับวงกลมเสถียรภาพด้านอินพุตมากเกินไป ค่าของ  $\Gamma_S$  สามารถเลือกค่าใดๆ ก็ได้ หรือ  $G_p$  ค่าใหม่ถูก

เลือกขึ้นมา เราจะต้องระวังเมื่อเลือกค่า  $\Gamma_S$  ใดๆ เนื่องจากค่าของ  $\Gamma_S$  มีผลกระทบต่อกำลังงานด้านเอาต์พุตและ VSWR

ค่าของ  $\Gamma_L$  และ  $\Gamma_S$  ไม่ควรอยู่ใกล้กับวงกลมเสถียรภาพ เพราะว่าการออสซิลเลทอาจเกิดขึ้นได้เมื่อวงจรถอนเอาต์พุตและการปรับค่า

### 3.5 วงจรกรองผ่านแถบความถี่

วงจรกรองคืออุปกรณ์ที่เลือกความถี่ ที่ซึ่งระดับของการลดทอนหรือการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (insertion loss) ต่ำในแถบผ่าน และมีระดับของสัญญาณที่ต้องการสูงในแถบผ่าน วงจรกรองโดยพื้นฐานมีอยู่ 4 ชนิดคือวงจรกรองแบบผ่านต่ำ (low-pass filter) วงจรกรองผ่านสูง (high-pass filter) วงจรกรองผ่านแถบความถี่ (band-pass filter) และวงจรกรองกำจัดแถบความถี่ (band-elimination filter) แต่ในที่นี้จะทำการศึกษาเฉพาะวงจรกรองผ่านแถบความถี่เท่านั้น รูปที่ 3.18 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่

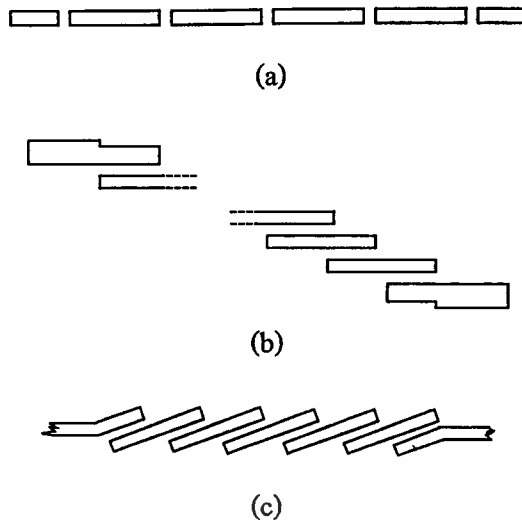


รูปที่ 3.18 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่

โดยทั่วไป วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟ ที่สร้างจากพื้นฐานของสายแถบแคบ (strip line) จะมีโครงสร้างที่ประกอบด้วยสายแถบแคบที่มีความยาวเท่ากับครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น ถูกนำมาเชื่อมต่อกันแบบปลายชนปลาย แสดงดังรูปที่ 3.19(a) ต่อมาได้มีการปรับปรุงโครงสร้าง โดยสายแถบแคบที่มีความยาวเท่ากับครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น จะถูกนำมาวางเชื่อมต่อแบบขนาน แสดงดังรูปที่ 3.19(b) และรูปที่ 3.19(c) ซึ่งการเชื่อมต่อแบบขนานจะมีประโยชน์มากกว่าการเชื่อมต่อที่ปลายสาย กล่าวคือความยาวของวงจรกรองจะลดลงครึ่งหนึ่งโดยประมาณ และสามารถทำให้ช่องว่างระหว่างสายแถบแคบกว้างขึ้นกว่าเดิมได้ ซึ่งจะทำให้วงจรกรองผ่านแถบความถี่มีอัตรากำลังงานสูงขึ้น และมีแบนด์วิดท์กว้างขึ้น [7]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



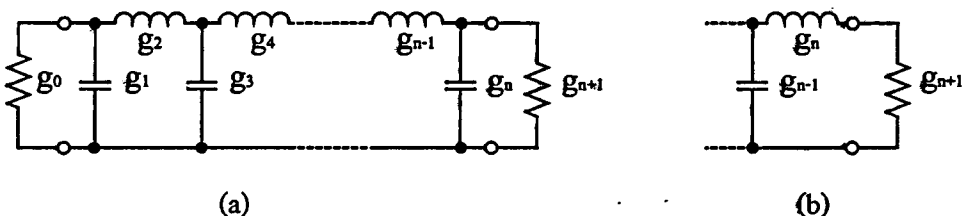
รูปที่ 3.19 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ ที่สร้างจากสายแถบแคบ: (a) แบบเชื่อมต่อที่ปลายสาย (b) และ (c) แบบเชื่อมต่อแบบขนาน

3.5.1 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ จากวงจรกรองแบบผ่านต่ำ

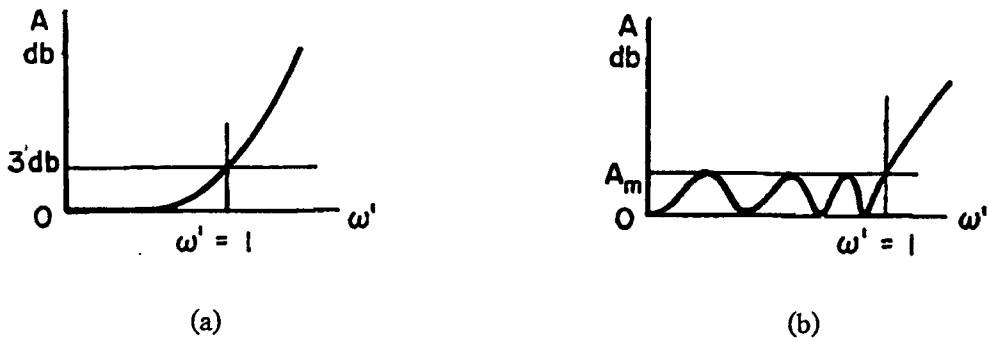
วิธีการออกแบบวงจรกรองมีอยู่หลายวิธี แต่วิธีที่เป็นที่นิยมคือการออกแบบมาจากวงจรกรองแบบผ่านต่ำ ซึ่งขั้นตอนในการออกแบบมีดังต่อไปนี้

1. ออกแบบวงจรกรองแบบผ่านต่ำ เพื่อให้ได้แถบผ่านที่ต้องการ
2. ทำการแปลงวงจรกรองแบบผ่านต่ำนี้ ให้เป็นชนิดของวงจรกรองที่ต้องการ ในที่นี้เราก็แปลงเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่
3. พิจารณาโครงข่ายในเทอมขององค์ประกอบแบบกระจาย หรือองค์ประกอบแบบก้อน

การออกแบบวงจรกรองแบบผ่านต่ำ โดยใช้วิธีการของการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกนั้นได้รับความนิยมอย่างกว้างขวาง วงจรกรองผ่านแถบความถี่ เกิดจากการต่อตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุร่วมกัน แสดงดังรูปที่ 3.20 วิธีการในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่มีมากมายหลายวิธี แต่วิธีที่ได้รับความนิยมมี 2 วิธีคือวิธีผลตอบสนองบัตเตอร์เวิร์ท (ผลตอบสนองแมกซิมลิตีแฟลท) ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 3.21 (a) และวิธีผลตอบสนองเชอริเชฟ (ผลตอบสนองอ็คควอลริฟเฟิล) ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 3.21 (b) จากรูป  $\omega_c$  คือความถี่ขอบแถบผ่าน และ  $A_m$  คือการลดทอนที่ยอมให้เกิดได้ในแถบผ่าน



รูปที่ 3.20 วงจรกรองแบบผ่านต่ำ : (a) กรณี  $n$  เป็นจำนวนคี่ (b) กรณี  $n$  เป็นจำนวนคู่



รูปที่ 3.21 ผลตอบสนองการลดทอน : (a) บัตเตอร์เวิร์ท (b) เชบิเชฟ

### 3.5.1.1 ผลตอบสนองบัตเตอร์เวิร์ท

วงจรกรองบัตเตอร์เวิร์ทนั้น การสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกจะต้องแบนราบมากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ที่ความถี่ศูนย์ แล้วการสูญเสียดังกล่าวจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วเมื่อความถี่มากกว่า  $\omega'_1$  การสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกในหน่วยเดซิเบล ของผลตอบสนองบัตเตอร์เวิร์ทเมื่อ  $\omega'_1 = 1$  แสดงได้ดังนี้ [9]

$$A = 10 \log_{10} (1 + \omega'^{2n}) \quad (\text{dB}) \quad (3.111)$$

โดยที่  $n$  (อันดับของวงจรกรอง) คือจำนวนขององค์ประกอบรีแอกทีฟที่ทำให้ได้ผลตอบสนองที่ต้องการ

สำหรับวงจรกรองบัตเตอร์เวิร์ท ค่าขององค์ประกอบ  $g_k$  สามารถคำนวณหาได้จากสมการต่อไปนี้ [9]

$$g_0 = 0 \quad (3.112a)$$

$$g_k = 2 \sin \left[ \frac{(2k-1)\pi}{2n} \right], \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (3.112b)$$

$$g_{n+1} = 1 \quad \text{สำหรับทุกค่าของ } n \quad (3.112c)$$

### 3.5.1.2 ผลตอบสนองเชบิเชฟ

ผลตอบสนองเชบิเชฟนี้ การสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกยังคงน้อยกว่าระดับ  $A_m$  จนถึงความถี่  $\omega'_1$  แล้วหลังจากความถี่นี้การสูญเสียดังกล่าวจะสูงขึ้นอย่างรวดเร็ว การสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกในหน่วยเดซิเบลของผลตอบสนองเชบิเชฟ สามารถหาได้ดังนี้ [9]

$$A = 10 \log_{10} \left[ 1 + (10^{A_m/10} - 1) \cos^2 (n \cos^{-1} \omega') \right] \quad (\text{dB}) \quad \text{เมื่อ } \omega' \leq 1 \quad (3.113a)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษายกเว้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A = 10 \log_{10} \left[ 1 + (10^{A_m/10} - 1) \cosh^2 (n \cosh^{-1} \omega') \right] \text{ (dB) เมื่อ } \omega' \geq 1 \quad (3.113b)$$

โดยที่  $n$  คืออันดับของวงจรกรอง

$A_m$  คือขนาดของสัญญาณริฟเฟิล (เดซิเบล)

$\omega'$  คือแบนด์วิดท์ของการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก ที่มีขนาดของริฟเฟิลเท่ากับ  $A_m$

ค่า  $g_k$  ของวงจรกรองเชบีเชฟ สามารถคำนวณได้จากสมการต่อไปนี้ [9]

$$g_0 = 1 \quad (3.114a)$$

$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma} \quad (3.114b)$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}}, \quad k = 2, 3, \dots, n \quad (3.114c)$$

$$g_{n+1} = 1 \quad \text{เมื่อ } n \text{ เป็นจำนวนคี่} \quad (3.114d)$$

$$g_{n+1} = \tanh^2 \frac{\beta}{4} \quad \text{เมื่อ } n \text{ เป็นจำนวนคู่} \quad (3.114e)$$

โดยที่

$$a_k = \sin \left[ \frac{(2k-1)\pi}{2n} \right], \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (3.115a)$$

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2 \left( \frac{k\pi}{n} \right), \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (3.115b)$$

$$\beta = \log_e \left( \coth \frac{A_m}{17.37} \right) \quad (3.115c)$$

$$\gamma = \sinh \left( \frac{\beta}{2n} \right) \quad (3.115d)$$

### 3.5.1.3 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่เชื่อมต่อแบบขนาน

สูตรในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเชื่อมต่อแบบขนานที่มี  $n$  เรโซเนเตอร์ แสดงได้ดังนี้ [7]

$$Z_{oei} = Z_0 \left\{ 1 + \frac{Z_0}{K_{i-1,i}} + \left( \frac{Z_0}{K_{i-1,i}} \right)^2 \right\} \quad i = 1 \text{ ถึง } n+1 \quad (3.116a)$$

$$Z_{ooi} = Z_0 \left\{ 1 - \frac{Z_0}{K_{i-1,i}} + \left( \frac{Z_0}{K_{i-1,i}} \right)^2 \right\} \quad i = 1 \text{ ถึง } n+1 \quad (3.116b)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{Z_0}{K_{i-1,i}} = \frac{\pi}{\omega'_1} \left( \frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1} \right) \left( \frac{1}{g_{i-1}g_i} \right)^{1/2} \quad (3.116c)$$

โดยที่  $r$  คือความต้านทานที่โหลดด้านขวามือของวงจร ในโครงสร้างวงจรรูปที่ 3.20

$\omega'_1$  คือความถี่ที่ขอบของแถบผ่านของวงจรกรองแบบต่ำผ่าน

$Z_{oe_i}$  คืออิมพีแดนซ์คุณลักษณะในแบบแผนคลื่นคู่ ของกราวด์ของแต่ละตัวนำในส่วนที่  $i$

$Z_{oo_i}$  คืออิมพีแดนซ์คุณลักษณะในแบบแผนคลื่นคี่ ของกราวด์ของแต่ละตัวนำในส่วนที่  $i$

และ  $g_1, g_0, \dots, g_n$  คือองค์ประกอบที่เป็นตัวเก็บประจุหรือตัวเหนี่ยวนำในวงจรกรองแบบต่ำผ่าน ซึ่งหาค่าได้จากวิธีผลตอบสนองบัตเตอร์เวิร์ท หรือผลตอบสนองเชบีเชฟ ดังที่ได้อธิบายมาแล้วในตอนต้น ส่วน  $g_0$  และ  $g_{n+1}$  จะหาค่าได้จาก

$$g_0 = \frac{\pi}{\omega'_1} \left( \frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1} \right) \quad (3.117)$$

$$g_{n+1} = \frac{\pi}{r\omega'_1} \left( \frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1} \right) \quad (3.118)$$

โครงสร้างในรูปที่ 3.22 แสดงให้เห็นว่าวงจรกรองจะมีทั้งหมด  $n+1$  ส่วน โดยที่มีเรโซเนเตอร์ทั้งหมด  $n$  เรโซเนเตอร์ ซึ่งในแต่ละส่วนจะมีความยาว ( $l$ ) เท่ากันคือยาวเท่ากับหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่น ( $\lambda_0/4$ ) ที่ความถี่ศูนย์กลางซึ่งความถี่ศูนย์กลาง ( $f_0$ ) หาได้จาก

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2} \quad (3.119)$$

และการออกแบบทางไฟฟ้าของแต่ละส่วนจะแสดงในรูปของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ 2 ตัว นั่นคืออิมพีแดนซ์คุณลักษณะในแบบแผนคลื่นคู่ ( $Z_{oe}$ ) และอิมพีแดนซ์คุณลักษณะในแบบแผนคลื่นคี่ ( $Z_{oo}$ ) ของแถบตัวนำขนาน สำหรับสูตรต่างๆ และกราฟที่มีความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์คุณลักษณะดังกล่าวกับขนาดต่างๆ ในการออกแบบวงจรสามารถหาได้โดยวิธีของคอร์ทน์ [8]

ในการแปลงวงจรกรองแบบต่ำผ่าน ไปเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ จะมีสมการในการแปลงดังนี้

$$\frac{\omega'}{\omega'_1} = \frac{f_0}{BW} \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \quad (3.120)$$

โดยที่  $f_0$  คือความถี่ศูนย์กลาง ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $\sqrt{f_1 f_2}$

$f$  คือความถี่ใดๆ

$BW$  คือแบนด์วิดท์ ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $f_2 - f_1$

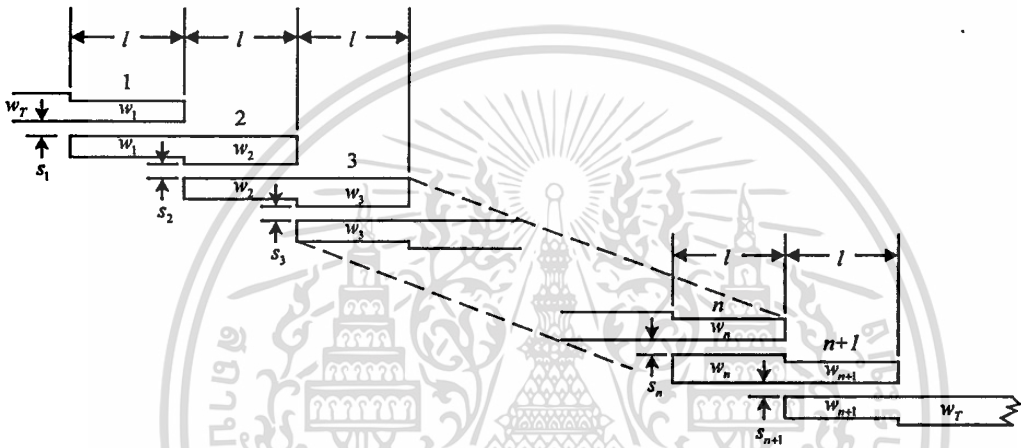
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ  $f_1'$  และ  $f_2$  คือความถี่ที่ขอบของแถบผ่าน

สรุปขั้นตอนในการออกแบบวงจรกรองที่สร้างจากระโซเนเตอร์ที่มีการเชื่อมต่อแบบขนานอธิบายได้เป็นลำดับดังนี้

1. เลือกชนิดฟังก์ชันผลตอบสนอง และจำนวนเรโซเนเตอร์ที่ซึ่งทำให้ได้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกที่ต้องการในแถบผ่านและแถบหยุดของสัญญาณ
2. หาค่าองค์ประกอบต่าง ๆ ของ  $g_k$  แล้วคำนวณออกมาในเทอมของ  $Z_{oe}$  และ  $Z_{oo}$
3. นำค่า  $Z_{oe}$  และ  $Z_{oo}$  ที่ได้มาคำนวณหาขนาดต่าง ๆ ของสายแถบแคบ โดยใช้สูตรของคอล์น ซึ่งขนาดของสายแถบแคบแต่ละส่วนอาจจะไม่เท่ากัน ดังแสดงในรูปที่ 3.22



รูปที่ 3.22 การแสดงขนาดและระยะห่างของสายแถบแคบต่าง ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเชื่อมต่อแบบขนาน

### 3.5.2 ตัวประกอบคุณภาพ

ในทางปฏิบัติ แบนด์วิดท์ของวงจรกรองจะกำหนดจากค่า  $Q$  ขณะมีโหลดของเรโซเนเตอร์ ( $Q_L$ ) ซึ่งค่านี้จะขึ้นอยู่กับความสูญเสียและวงจรภายนอกที่ต่ออยู่กับเรโซเนเตอร์ ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_u} + \frac{1}{Q_e} \quad (3.121)$$

โดยที่  $Q_u$  คือ  $Q$  ขณะไม่มีโหลดของเรโซเนเตอร์

และ  $Q_e$  คือ  $Q$  ที่เกิดจากวงจรภายนอก ที่ซึ่งพลังงานจะถูกเชื่อมต่อไปสู่วงจรภายนอก

เมื่อ  $Q_e \ll Q_u$  (หรือ  $BW \ll f_0/Q_u$ ) แล้วแบนด์วิดท์ (BW) ของวงจรกรอง จะขึ้นกับค่า  $Q_u$  น้อยมาก แต่ถ้า  $Q_e$  มีค่าเข้าใกล้  $Q_u$  แล้ววงจรจะเกิดการสูญเสียขึ้นอย่างมาก ดังนั้น  $Q_u$  ดังนั้น  $Q_u$  จึงเป็นตัวกำหนดแบนด์วิดท์ของวงจรกรอง ในขณะที่  $Q_e$  มีค่าเข้าใกล้  $Q_u$  จะเกิดผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตเห็นไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระทบต่อวงจรกรอง 3 อย่างคือ ทำให้แบนด์วิดท์กว้างขึ้น ทำให้เกิดการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกมากขึ้น และทำให้การกคสัญลักษณ์ในแถบหยุดทำได้น้อยลง

การสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกที่ความถี่ศูนย์กลางของแถบผ่านของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ ซึ่งออกแบบมาจากวงจรกรองแบบผ่านต่ำเชบิเชฟที่มีริพเพิลเพียงเล็กน้อย สามารถหาค่าได้ดังต่อไปนี้

$$A(\text{dB}) = \frac{4.343 f_0}{BW Q_u} \sum_{i=1}^N g_i \quad (3.122)$$

### 3.6 สรุป

ในบทนี้ได้ศึกษาคุณสมบัติพื้นฐานของวงจรแบบระนาบ 4 ชนิดคือ ไดอิเล็กทริกสแลบ สายส่งแบบไมโครสตริป วงจรขยายแบบเฟด และวงจรกรองผ่านแถบความถี่ ซึ่งคุณสมบัติพื้นฐานที่ได้แสดงไว้ในที่นี้ คือแบบแผนคลื่น และการหาความถี่ตัดของไดอิเล็กทริกสแลบ และยังได้กล่าวถึงอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ตัวประกอบคุณภาพ และการสูญเสียของสายส่งแบบไมโครสตริป สำหรับวงจรขยายแบบเฟด คุณสมบัติที่ได้กล่าวถึงคืออัตราขยายกำลังและเสถียรภาพของวงจร และสุดท้ายสำหรับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ ได้อธิบายถึงการออกแบบจากวงจรกรองแบบผ่านต่ำ ตลอดจนกล่าวถึงตัวประกอบคุณภาพของวงจร เพื่อเป็นพื้นฐานในการประยุกต์ใช้งานต่อไป

## บทที่ 4

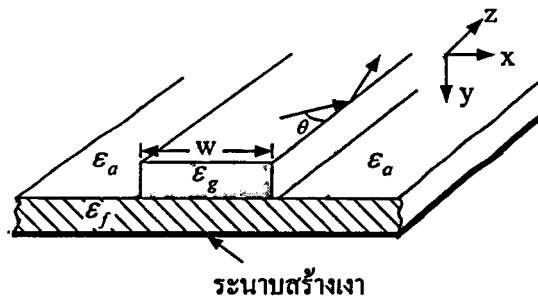
# ปรากฏการณ์การรั่วไหลของคลื่นในท่อนำคลื่นไดอิเล็กตริก

### 4.1 บทนำ

เนื่องจากท่อนำคลื่นไดอิเล็กตริก เป็นอุปกรณ์ที่สำคัญในการใช้งานในย่านความถี่ไมโครเวฟและย่านคลื่นมิลลิเมตร ถ้าทำการวิเคราะห์ท่อนำคลื่นชนิดนี้โดยประมาณแล้ว การเชื่อมต่อระหว่างแบบแผนคลื่น  $TM$  กับแบบแผนคลื่น  $TE$  ที่ด้านข้างของท่อนำคลื่น มักจะถูกละไว้ในฐานะไม่นำมาพิจารณา แต่ถ้าทำการวิเคราะห์ท่อนำคลื่นดังกล่าวโดยละเอียดแล้ว จะพบว่าเกิดปรากฏการณ์การรั่วไหลของคลื่นเกิดขึ้น ซึ่งเกิดจากการเชื่อมต่อระหว่างแบบแผนคลื่น  $TM$  กับแบบแผนคลื่น  $TE$  ที่ด้านข้างของท่อนำคลื่นนั่นเอง [10] และการรั่วไหลจะเกิดขึ้นในรูปของคลื่นผิว โดยทั่วไปแล้วในการใช้งานย่านความถี่ไมโครเวฟและย่านคลื่นมิลลิเมตร ไม่ต้องการให้เกิดการรั่วไหลของคลื่นขึ้น เพราะจะมีผลเสียต่อระบบโดยรวม เช่น อุปกรณ์ที่เกิดคลื่นรั่วอาจทำให้เกิดสัญญาณไขว้แทรก (crosstalk) ไปยังอุปกรณ์ข้างเคียงได้

### 4.2 การเชื่อมต่อระหว่างแบบแผนคลื่น $TE$ กับแบบแผนคลื่น $TM$

เพื่อให้สามารถทำความเข้าใจได้ง่ายขึ้น เราจะพิจารณาท่อนำคลื่นไดอิเล็กตริกดังรูปที่ 4.1 ถ้าพิจารณาเริ่มแรก ให้คลื่นผิวแบบแผนคลื่น  $TE$  เดินทางไปในบริเวณแถบแคบ (strip region) ซึ่งมีความยาวไม่จำกัดในทิศทาง  $z$  ดังนั้นจะมีองค์ประกอบของสนามคือ  $H_y$ ,  $H_z$  และ  $E_x$  ใดๆก็ตาม ถ้าคลื่นเดินทางตกกระทบบนที่ด้านข้างของแถบแคบ ทำมุมเล็กน้อย ( $\theta$ ) กับแกน  $z$  แล้วจะเกิดองค์ประกอบสนาม  $H_x$  และ  $E_z$  ขึ้น ในทำนองเดียวกัน ถ้าคลื่นผิวแบบแผนคลื่น  $TM$  ซึ่งมีองค์ประกอบของสนามคือ  $E_y$ ,  $E_z$  และ  $H_x$  เดินทางตกกระทบบนแกน  $z$  แล้วจะเกิดองค์ประกอบสนาม  $E_x$  และ  $H_z$  ขึ้น



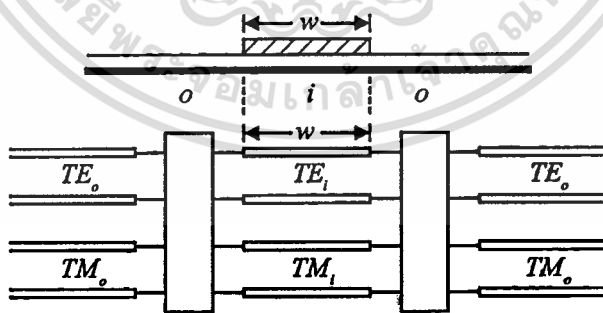
รูปที่ 4.1 ท่อนำคลื่นสายแถบแคบไดอิเล็กตริก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อคลื่นผิวแบบแผนคลื่น  $TE$  เดินทางไปตกกระทบที่ด้านข้างของแถบแคบ (ทำมุม  $\theta$  กับแกน  $z$ ) แล้วองค์ประกอบสนาม  $H_x$  และ  $E_z$  ที่เกิดขึ้น จะกระตุ้นให้เกิดคลื่นผิวแบบแผนคลื่น  $TM$  และในทำนองเดียวกัน เมื่อแบบแผนคลื่น  $TM$  เดินทางไปตกกระทบที่ด้านข้างของแถบแคบ องค์ประกอบสนาม  $E_x$  และ  $H_z$  ที่เกิดขึ้น จะกระตุ้นให้เกิดคลื่นผิวแบบแผนคลื่น  $TE$  ขึ้น ดังนั้น การเชื่อมต่อระหว่างแบบแผนคลื่น  $TE$  กับแบบแผนคลื่น  $TM$  จะเกิดขึ้นที่ด้านข้างของแถบแคบ นี้ นั่นคือแบบแผนคลื่นนำทาง (guided mode) ที่เดินทางในทิศ  $z$  จะเป็นแบบแผนคลื่นไฮบริด เนื่องจากเกิดการรวมกันระหว่างแบบแผนคลื่น  $TE$  กับแบบแผนคลื่น  $TM$  ซึ่งจะมีทั้งองค์ประกอบของสนามไฟฟ้าและองค์ประกอบของสนามแม่เหล็กในทิศตามยาว (ทิศ  $z$ ) อย่างไรก็ตาม แบบแผนคลื่นไฮบริดนี้มีองค์ประกอบของสนามเพียง 5 องค์ประกอบ กล่าวคือ กรณีที่แบบแผนคลื่น  $TE$  ตกกระทบที่ด้านข้างของแถบแคบ จะไม่มีองค์ประกอบสนามไฟฟ้าในทิศ  $y$  และสำหรับกรณีแบบแผนคลื่น  $TM$  ตกกระทบที่ด้านข้างของแถบแคบ จะไม่มีองค์ประกอบของสนามแม่เหล็กในทิศ  $y$  ดังนั้นแบบแผนคลื่นไฮบริดดังกล่าว สามารถเรียกได้ว่า แบบแผนคลื่น  $LSE^y$  (หรือ  $TE^y$ ) และแบบแผนคลื่น  $LSM^y$  (หรือ  $TM^y$ ) ตามลำดับ

#### 4.3. การรั่วไหลของคลื่นอันเนื่องมาจากการเชื่อมต่อ

เพื่อความสะดวก เราจะพิจารณาโครงสร้างของท่อนำคลื่นสายแถบแคบ ไดอิเล็กทริกเป็นวงจรร่ายสมมูลตามขวาง แสดงดังรูปที่ 4.2 ซึ่งมีการพิจารณาการเชื่อมต่อที่เกิดขึ้นระหว่างแบบแผนคลื่น  $TM$  กับแบบแผนคลื่น  $TE$  สัญลักษณ์ตัวห้อย  $i$  และ  $o$  แทนด้านใน (ส่วนที่มีไดอิเล็กทริก) และด้านนอกของท่อนำคลื่น ตามลำดับ



รูปที่ 4.2 วงจรร่ายสมมูลตามขวางของท่อนำคลื่นไดอิเล็กทริกสายแถบแคบ

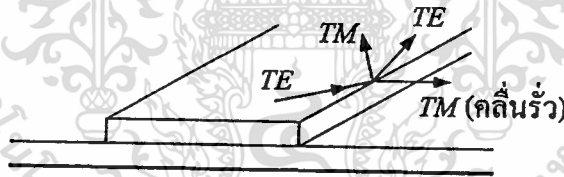
จากที่กล่าวมาแล้วข้างต้นว่าการวิเคราะห์ท่อนำคลื่นไดอิเล็กทริกโดยประมาณ จะไม่พิจารณาการเชื่อมต่อระหว่างแบบแผนคลื่น  $TM$  กับแบบแผนคลื่น  $TE$  ที่ด้านข้างของแถบแคบ ซึ่งทำหน้าที่เป็นท่อนำคลื่น นั่นคือ คลื่นที่เดินทางในท่อนำคลื่นจะมีแบบแผนคลื่นเดียว กล่าวคือ แบบแผนคลื่น  $TM$  หรือแบบแผนคลื่น  $TE$  แบบแผนคลื่นใดแบบแผนคลื่นหนึ่งเท่านั้นที่เดินทาง

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้ในท่อนำคลื่น พิจารณาแบบแผนคลื่น  $TE$  ถ้าคลื่นในสายส่ง  $TE_0$  มีความถี่สูงกว่าความถี่ตัด (cutoff frequency) และคลื่นในสายส่ง  $TE_1$  มีความถี่ต่ำกว่าความถี่ตัด แล้วคลื่นนำทางจะเดินทางในสายแถบแคบทั้งหมด แต่ถ้าวิเคราะห์อย่างละเอียดแล้ว จะต้องมีการพิจารณาการเชื่อมต่อที่เกิดขึ้นระหว่างแบบแผนคลื่น  $TM$  กับแบบแผนคลื่น  $TE$  ที่ด้านข้างของแถบแคบด้วย เนื่องจากท่อนำคลื่นจากโครงสร้างในรูปที่ 4.2 นี้ คลื่นผิว  $TM$  จะเป็นคลื่นผิวที่มีความถี่ตัดต่ำที่สุด [10] ดังนั้นคลื่นในสายส่ง  $TM$  ทั้งด้านในและด้านนอก สามารถที่จะมีความถี่สูงกว่าความถี่ตัดได้ ถ้าคลื่นในสายส่ง  $TM_0$  มีความถี่สูงกว่าความถี่ตัด แล้วจะเกิดการรั่วไหลของพลังงานจากคลื่นผิว  $TE_1$  ไปยังคลื่นผิว  $TM_0$  ในแต่ละครั้งที่มีการตกกระทบที่ด้านข้างของแถบแคบ ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังรูปที่ 4.3 ดังนั้นการรั่วไหลของคลื่นจะเกิดขึ้นเนื่องจากการเชื่อมต่อระหว่างแบบแผนคลื่น  $TM$  กับแบบแผนคลื่น  $TE$  ที่ด้านข้างของแถบแคบ เมื่อกำหนดให้คลื่นผิว  $TE$  เป็นคลื่นตกกระทบครั้งแรกแล้วจะเกิดการรั่วไหลในรูปคลื่นผิว  $TM$  แล้วเงื่อนไขของการรั่วไหลคือ

$$(k_x^{TM})_{OUT}^2 > 0 \quad (4.1)$$

โดยที่  $(k_x^{TM})_{OUT}$  คือจำนวนคลื่นตามขวางของคลื่นผิว  $TM$  ในบริเวณด้านนอก และความสัมพันธ์ดังสมการ (4.1) จะใช้ได้เมื่อสายส่ง  $TM_0$  มีความถี่สูงกว่าความถี่ตัด



รูปที่ 4.3 การรั่วไหลของคลื่นผิว  $TM$  ที่บริเวณด้านนอกท่อนำคลื่น เมื่อคลื่นผิว  $TE$  บริเวณด้านในท่อนำคลื่นตกกระทบบนด้านข้างของสายแถบแคบ

4.4 การรั่วไหลของคลื่นในตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรระนาบ ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่นแบบแผนคลื่นเดี่ยวสองท่อ ซึ่งถูกเชื่อมต่อผ่านท่อนำคลื่นหลายแบบแผนคลื่น สามารถหาความเข้มของสนามในท่อนำคลื่นท่อแรกและในท่อนำคลื่นท่อที่สองได้ดังนี้ [11]

$$\begin{aligned} u_p = & \exp(-\alpha z)\theta(z) - 2\alpha(z - 2\pi/\Delta\beta) \\ & \cdot [1 - \alpha(z - 2\pi/\Delta\beta)] \exp[-\alpha(z - 2\pi/\Delta\beta) - j2\pi(\beta_0 - \beta)/\Delta\beta] \\ & \cdot \theta(z - 2\pi/\Delta\beta) + \dots \end{aligned} \quad (4.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$u_s = -2\alpha(z - \pi/\Delta\beta)\exp[-\alpha(z - \pi/\Delta\beta) - j\pi(\beta_0 - \beta)/\Delta\beta] \cdot \theta(z - \pi/\Delta\beta) + \dots \quad (4.3)$$

โดยที่  $\theta$  คือฟังก์ชันขั้นบันได (step function)

$\beta$  คือค่าคงตัวการแพร่กระจายในท่อนำคลื่นแบบแผนคลื่นเดียว

$\Delta\beta$  คือผลต่างของค่าคงตัวการแพร่กระจายกับค่าคงตัวการแพร่กระจายในอวกาศว่าง ( $\beta_0$ ) ซึ่งค่าที่ได้จะเป็นค่าคงตัวการแพร่กระจายในท่อนำคลื่นหลายแบบแผนคลื่น

$z_1$  คือระยะทางที่สนามตกกระทบท่อนำคลื่นตอนที่ 2 เป็นครั้งแรก ในทิศ  $z$  ซึ่งหาค่าได้โดย

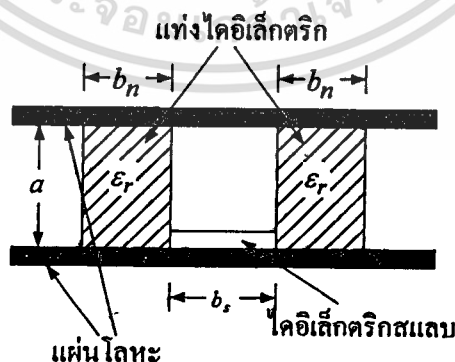
$$z_1 = \pi/\Delta\beta \quad (4.4)$$

$\alpha$  คือค่าคงตัวการลดทอน ซึ่งหาค่าได้โดย

$$\alpha = \pi * C_c^2 / \Delta\beta \quad (4.5)$$

โดยที่  $C_c$  คือสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อ

ในวิทยานิพนธ์นี้ ได้ทำการวิจัยตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรระนาบ โดยการเชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อชนิดนี้เกิดจากหลักการการรั่วไหลของคลื่น ซึ่งจะได้อธิบายในลำดับต่อไป เพื่อความสะดวก เราจึงพิจารณาโครงสร้างของตัวเชื่อมต่อ แสดงดังรูปที่ 4.4 ซึ่งประกอบด้วยแท่งไดอิเล็กตริก 2 แท่งที่มีขนาดและค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ( $\epsilon_r$ ) เท่ากัน ถูกประกบด้วยแผ่นโลหะขนาน 2 แผ่น และวงจรระนาบซึ่งในที่นี้จะพิจารณาเป็นไดอิเล็กตริกสแลบวางอยู่ตรงกลางระหว่างแท่งไดอิเล็กตริกทั้งสอง



รูปที่ 4.4 ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับ ไดอิเล็กตริกสแลบ

สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อดังกล่าว สามารถหาได้จากสูตรของอาร์นอด

(Arnaud's formula) ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ลงวันเวสที่รับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_c^2 = \frac{C^2}{P_s P_n} \quad (4.6)$$

โดยที่  $C = \frac{1}{2} \int_0^a (E_{sy} H_{nz} + E_{sz} H_{ny} - E_{ny} H_{sz} - E_{ny} H_{sy}) dy$

$$P_s = \int_0^a dy \int_{-\infty}^{\infty} dx (E_s \times H_s \cdot \hat{z})$$

$$P_n = \int_0^a dy \int_{-\infty}^{\infty} dx (E_n \times H_n \cdot \hat{z})$$

เมื่อ  $\hat{z}$  คือเวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศ  $z$

$E_s$  และ  $H_s$  คือสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในไดอิเล็กทริกสแลบ เมื่อไม่ได้พิจารณาท่อนำคลื่น NRD ร่วมด้วย

$E_n$  และ  $H_n$  คือสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในท่อนำคลื่น NRD เมื่อไม่ได้พิจารณาไดอิเล็กทริกสแลบร่วมด้วย

$P_s$  และ  $P_n$  คือกำลังงานในไดอิเล็กทริกสแลบ และในท่อนำคลื่น NRD ตามลำดับ

สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อรูปที่ 4.4 เมื่อแบบแผนคลื่นของท่อนำคลื่น NRD และของไดอิเล็กทริกสแลบเป็นแบบแผนคลื่น LSM สามารถแสดงได้ดังนี้

$$C_c = \frac{\epsilon_r p^2 q^2}{\beta \sqrt{r_1 r_2}} \quad (4.7)$$

โดยที่  $r_1 = (q^2 + \epsilon_r p^2)(p b_s / 2) + (p^2 + q^2) \epsilon_r$

$$r_2 = (q^2 + \epsilon_r p^2)(p b_n / 2) + (p^2 + q^2) \epsilon_r$$

เมื่อ  $\beta$  คือค่าคงตัวการแพร่กระจาย ในท่อนำคลื่น NRD และในไดอิเล็กทริกสแลบ

$p$  คือค่าคงตัวการแพร่กระจายในทิศตามขวาง ในท่อนำคลื่น NRD และในไดอิเล็กทริกสแลบ

$q$  คือค่าคงตัวการลดทอน ในท่อนำคลื่น NRD และในไดอิเล็กทริกสแลบ

ซึ่งหาค่าได้จากสมการคุณลักษณะ ต่อไปนี้

$$q \tan\left(\frac{qb}{2}\right) = \epsilon_r p \quad (4.8)$$

$$q^2 + p^2 = (\epsilon_r - 1)k_0^2 \quad (4.9)$$

เมื่อความกว้างของไดอิเล็กทริกสแลบ ( $b_s$ ) มีความกว้างมากพอ จะให้ความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้ [11]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\beta\Delta\beta + q\Delta q = 0 \quad (4.10a)$$

$$\Delta q = -\frac{\pi}{b_s} \quad (4.10b)$$

ดังนั้น จะได้เทอมของ  $\Delta\beta$  ดังต่อไปนี้

$$\Delta\beta = \frac{\pi q}{\beta b_s} \quad (4.10c)$$

ทำการแทนสมการ (4.7) และสมการ (4.10) ลงในสมการ (4.5) จะได้นิพจน์ของค่าคงตัวการลดทอนดังนี้

$$\alpha = \frac{2\varepsilon_r^2 p^3 q^3}{((\varepsilon_r - 1)^2 \beta)(k_0^2 + (\varepsilon_r + 1)p^2)t} \quad (4.11)$$

โดยที่  $t = \varepsilon_r k_0^2 + (k_0^2 + (\varepsilon_r + 1)p^2) \frac{pb_n}{2}$

จะพบว่าสมการ (4.11) ไม่ขึ้นกับความกว้างของไดอิเล็กทริกสแลบ นั่นก็หมายความว่า การเชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อชนิดนี้ไม่ใช่การเชื่อมต่อที่เกิดขึ้นในตัวเชื่อมต่อแบบทั่วไป แต่การเชื่อมต่อจะเป็นการเชื่อมต่อของคลื่นรั่ว

ขนาด (amplitude) ของเทอมแรกในสมการ (4.2) สามารถพิจารณาได้ว่าเป็นนิพจน์ของความเข้มสนามในท่อนำคลื่น NRD แท่งแรก ความเข้มสนาม ( $a_1(z)$ ) สามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้ [11]

$$a_1(z) = \exp(-\alpha z) \quad (4.12)$$

โดยที่  $\alpha$  คือค่าคงตัวการลดทอน

และ  $z$  คือความยาวของท่อนำคลื่น NRD

ขนาด (amplitude) ของเทอมแรกในสมการ (4.3) สามารถพิจารณาได้ว่าเป็นนิพจน์ของความเข้มสนามในท่อนำคลื่น NRD ท่อที่สองความเข้มสนาม ( $a_2(z)$ ) สามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้ [11]

$$a_2(z) = 2\alpha(z - z_1)\exp(-\alpha(z - z_1)) \quad (4.13)$$

โดยที่  $\alpha$  คือค่าคงตัวการลดทอน

และ  $z_1$  คือระยะทางที่สนามตกกระทบท่อนำคลื่นท่อที่ 2 เป็นครั้งแรก ในทิศ  $z$

#### 4.5 สรุป

ในบทนี้ กล่าวถึงการเกิดปรากฏการณ์การรั่วไหลของคลื่นในท่อนำคลื่นไดอิเล็กตริก ซึ่งจะเกิดจากการเชื่อมต่อระหว่างแบบแผนคลื่น  $TM$  กับแบบแผนคลื่น  $TE$  ที่ด้านข้างของท่อนำคลื่นนั่นเอง จากนั้นได้กล่าวถึงการเชื่อมต่อซึ่งเป็นการรั่วไหลของคลื่นในตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรระนาบ ซึ่งไม่ใช่การเชื่อมต่อที่เกิดจากการกระทำระหว่างสนามของท่อนำคลื่นทั้งสองเหมือนตัวเชื่อมต่อชนิดอื่นๆ นั่นก็คือเป็นการนำเอาสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในย่านความถี่ไมโครเวฟ ซึ่งก็คือการรั่วไหลของคลื่น มาประยุกต์เพื่อสร้างเป็นอุปกรณ์ชนิดใหม่ที่สามารถใช้งานได้ ในย่านความถี่ดังกล่าว



## บทที่ 5

### การคำนวณและการออกแบบ

#### 5.1 บทนำ

สำหรับในหัวข้อนี้ จะแสดงการคำนวณและการออกแบบตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรระนาบในย่านความถี่ไมโครเวฟ ซึ่งได้ทำการออกแบบเป็นส่วน ๆ กล่าวคือก่อนอื่นจะได้ทำการคำนวณและออกแบบท่อนำคลื่น NRD ก่อน จากนั้นจึงทำการออกแบบวงจรระนาบแต่ละชนิดที่ใช้ในงานวิจัยนี้ นั่นคือสายส่งแบบไมโครสตริป วงจรขยายแบบเฟตและวงจรกรองผ่านแถบความถี่ สุดท้ายจะได้แสดงโครงสร้างและขนาดของตัวเชื่อมต่อที่สร้างขึ้นมาจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรระนาบแต่ละชนิด

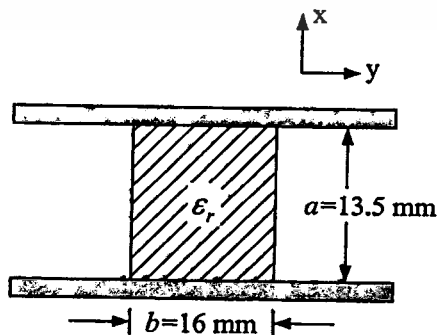
#### 5.2 การออกแบบท่อนำคลื่น NRD

อุปกรณ์สำคัญในการสร้างท่อนำคลื่น NRD คือแท่งไดอิเล็กตริก ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้ไดอิเล็กตริก PTFE ซึ่งมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ( $\epsilon_r$ ) เท่ากับ 2.20 และความถี่ที่ใช้งานเท่ากับ 10 GHz ดังนั้นความยาวคลื่น ( $\lambda_0$ ) ที่คำนวณได้จึงเท่ากับ 30 มิลลิเมตร จากนั้นนำค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์และความยาวคลื่นดังกล่าว แทนในความสัมพันธ์ที่ใช้ในการออกแบบท่อนำคลื่น NRD ดังต่อไปนี้ [2]

$$a/\lambda_0 \approx 0.45 \quad (5.1a)$$

$$(b/\lambda_0)\sqrt{\epsilon_r - 1} \approx 0.4 - 0.6 \quad (5.1b)$$

เมื่อ  $a$  คือความสูงของแท่งไดอิเล็กตริก  
และ  $b$  คือความกว้างของแท่งไดอิเล็กตริก



#### รูปที่ 5.1 ขนาดของท่อนำคลื่น NRD ที่ได้ทำการออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการคำนวณจะได้ค่าความสูงของแท่งไดอิเล็กตริก ( $a$ ) ประมาณ 13.5 มิลลิเมตร และความกว้างของแท่งไดอิเล็กตริก ( $b$ ) จะอยู่ในช่วงประมาณ 13 - 20 มิลลิเมตร ในที่นี้ได้เลือกใช้  $b$  เท่ากับ 16 มิลลิเมตร แสดงดังรูปที่ 1 ส่วนแผ่นโลหะขนานได้เลือกใช้แผ่นอะลูมิเนียมซึ่งมีความกว้าง และความยาวเท่ากันคือ 20 เซนติเมตร ที่เลือกใช้อะลูมิเนียมเนื่องจากเป็นวัสดุที่มีน้ำหนักมาก ซึ่งขยับเขยื้อนได้ยาก จึงเป็นผลดีต่อการทดลองวัดผล นอกจากนี้ยังหาซื้อได้ในท้องตลาดและราคาไม่สูงนัก

### 5.3 การออกแบบวงจรระนาบ

ในหัวข้อนี้ เราจะมาพิจารณาถึงการออกแบบวงจรระนาบ ซึ่งได้อาศัยคอมพิวเตอร์ช่วยในการออกแบบ โดยได้ใช้โปรแกรม Microwave office ของบริษัท Applied Wave Research แต่อย่างไรก็ตามในการออกแบบยังคงต้องป้อนค่าเริ่มต้นให้กับคอมพิวเตอร์ก่อน ค่าที่ป้อนนี้จะถูกใช้เป็นค่าเริ่มต้นในการเลียนแบบ (simulate) ซึ่งผู้ออกแบบเป็นผู้กำหนดคุณสมบัติต่าง ๆ ของวงจรที่ต้องการ เช่นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ การสูญเสียในวงจร ตัวประกอบคุณภาพ ขนาดของสายส่ง อัตราขยาย และแบนด์วิดท์ เป็นต้น โดยอาศัยค่าพารามิเตอร์ของวัสดุฐานรองที่ใช้ในการออกแบบดังนี้

สภาพยอมสัมพัทธ์ ( $\epsilon_r$ ) เท่ากับ 2.17

ความหนาของวัสดุฐานรอง เท่ากับ 0.762 มิลลิเมตร

ความหนาของแผ่นตัวนำ เท่ากับ 0.017 มิลลิเมตร

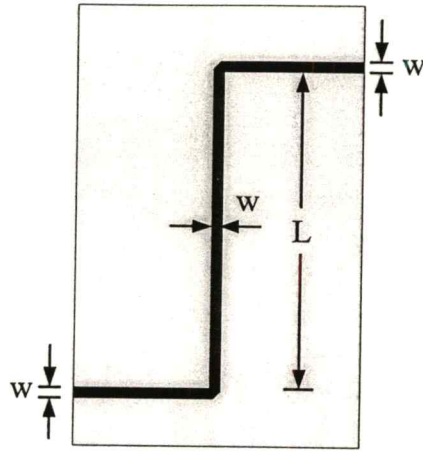
ความกว้างของวัสดุฐานรองเท่ากับ 10 เซนติเมตร

ความยาวของวัสดุฐานรองเท่ากับ 15 เซนติเมตร

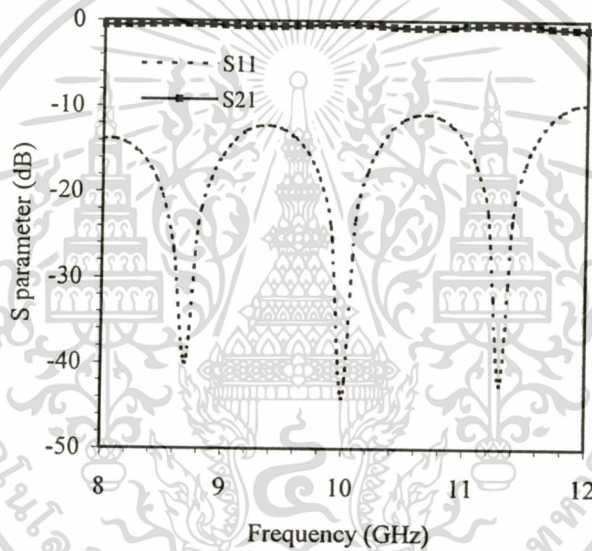
#### 5.3.1 การออกแบบสายส่งแบบไมโครสตริป

โครงสร้างของสายส่งแบบไมโครสตริป ที่ต้องการออกแบบแสดงได้ดังรูปที่ 5.2 ขั้นตอนการออกแบบทำได้โดย ใส่ข้อมูลที่จำเป็นให้กับโปรแกรม รวมทั้งความถี่ที่ต้องการออกแบบซึ่งในที่นี้ต้องการออกแบบที่ความถี่ 10 GHz แล้วคำนวณหาความกว้าง  $w$  และความยาว  $L$  เมื่อ  $Z = 50$  โอห์ม

จากการคำนวณ โดยโปรแกรม Microwave office จะได้ขนาดของ  $w$  เท่ากับ 2.42 มิลลิเมตร และขนาดของ  $L$  เท่ากับ 79.28 มิลลิเมตร และพารามิเตอร์กระจัดกระจาย (S parameter) ของสายส่งแบบไมโครสตริปที่ได้จากการออกแบบ แสดงได้ดังรูปที่ 5.3



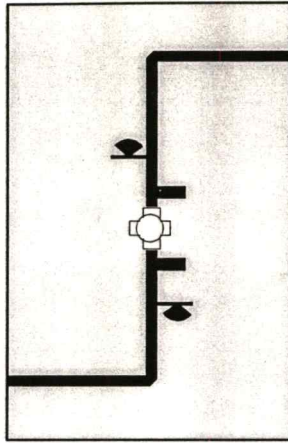
รูปที่ 5.2 โครงสร้างของสายส่งแบบไมโครสตริป



รูปที่ 5.3 พารามิเตอร์การจัดกระจายของสายส่งแบบไมโครสตริปที่ได้จากการออกแบบโดยโปรแกรม Microwave office

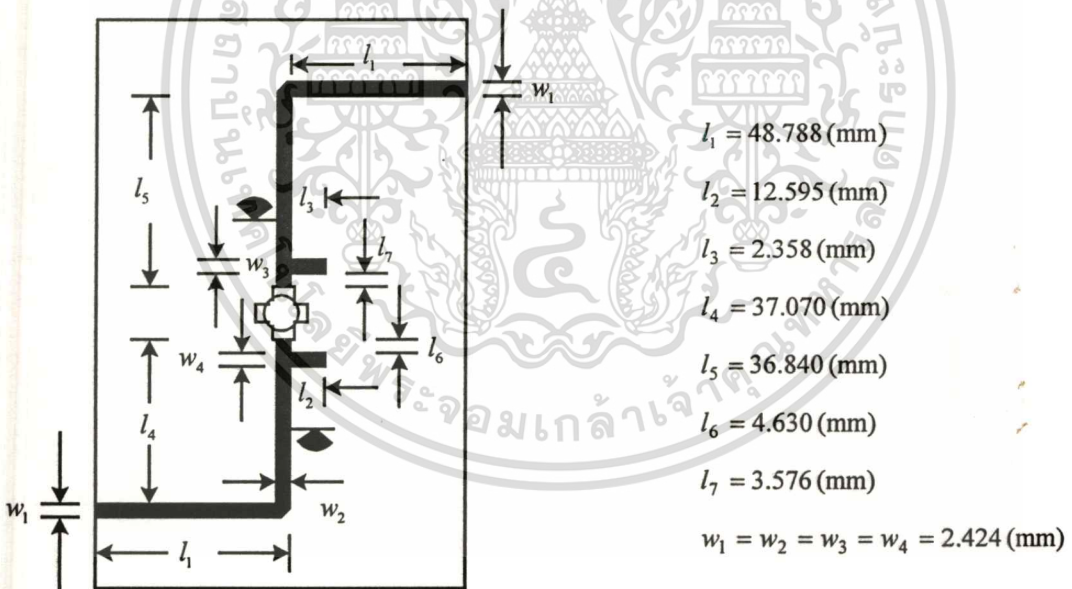
### 5.3.2 การออกแบบวงจรรขยายแบบเฟต

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบวงจรรขยายแบบเฟตแสดงได้ดังรูปที่ 5.4 และขั้นตอนการออกแบบทำได้โดย ใส่ข้อมูลที่จำเป็นให้กับโปรแกรม รวมทั้งเบอร์เฟตที่ใช้ซึ่งเป็นของบริษัท มิตซูบิชิ เบอร์ MGF4314E แล้วคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ที่ทำให้ได้คุณสมบัติที่ต้องการของวงจรรขยาย ซึ่งในที่นี้ต้องการให้วงจรรขยายมีอัตราขยายเท่ากับ 10 dB และมีสัมประสิทธิ์การสะท้อนประมาณ -50 dB ที่ความถี่ 11 GHz

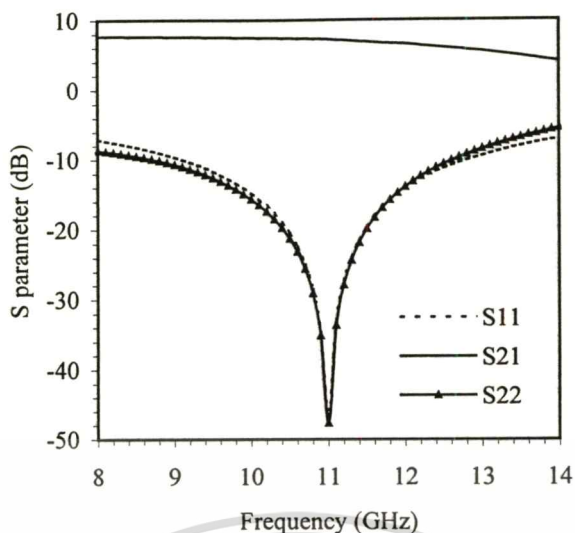


รูปที่ 5.4 โครงสร้างของวงจรรขยายแบบเฟต

พารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรรขยายแบบเฟตหลังจากการออกแบบเรียบร้อยแล้ว แสดงได้ดังรูปที่ 5.5 และพารามิเตอร์การจัดกระจายของวงจรรขยายแบบเฟตที่ได้จากการออกแบบ แสดงได้ดังรูปที่ 5.6



รูปที่ 5.5 พารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรรขยายแบบเฟต หลังจากการออกแบบเรียบร้อยแล้ว

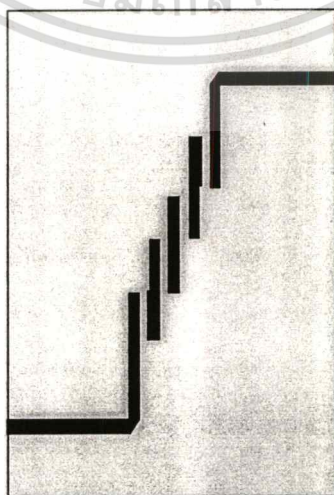


รูปที่ 5.6 พารามิเตอร์กระจายของวงจรขยายแบบเฟดที่ได้จากการออกแบบโดยโปรแกรม

Microwave office

### 5.3.3 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่

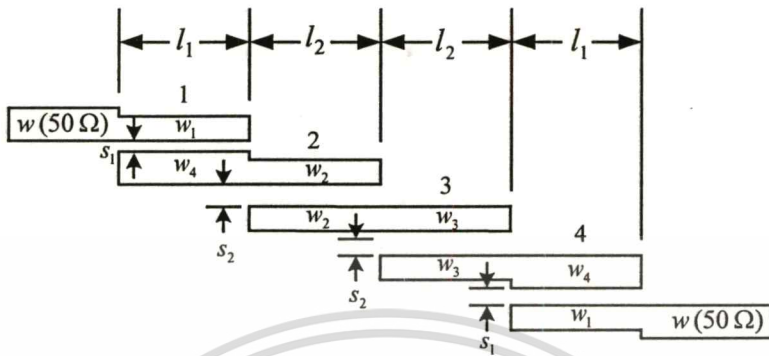
พารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ แสดงได้ดังรูปที่ 5.7 และขั้นตอนการออกแบบทำได้โดย ใส่ข้อมูลที่จำเป็นให้กับโปรแกรม ในที่นี้ออกแบบโดยใช้วิธีผลตอบสนองเชบิเชฟ แล้วคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ที่ทำให้ได้คุณสมบัติที่ต้องการของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ ซึ่งในที่นี้ต้องการให้วงจรกรองผ่านแถบความถี่ มีความถี่ศูนย์กลางเท่ากับ 11 GHz แบนด์วิดท์เท่ากับ 1 GHz และมีการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (insertion loss) ประมาณ -3 dB จำนวนอันดับของวงจรกรองที่ทำให้ได้ผลตอบสนองที่ต้องการคือ 3 อันดับ



รูปที่ 5.7 โครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบความถี่

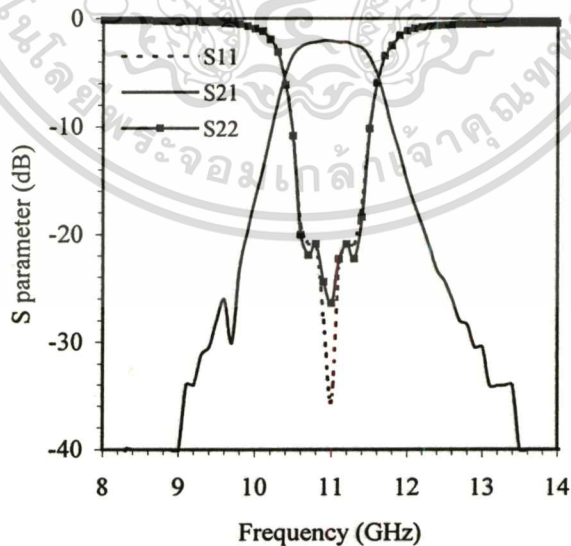
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้กับการแข่งขันเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ หลังจากการออกแบบเรียบร้อยแล้ว แสดงได้ดังรูปที่ 5.8 และพารามิเตอร์การจัดกระจายของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้จากการออกแบบ แสดงได้ดังรูปที่ 5.9



$$\begin{aligned}
 w &= 2.424 \text{ (mm)} & l_1 &= 5.001 \text{ (mm)} \\
 w_1 &= 1.565 \text{ (mm)} & l_2 &= 4.806 \text{ (mm)} \\
 w_2 &= 0.587 \text{ (mm)} & s_1 &= 0.2 \text{ (mm)} \\
 w_3 &= 0.865 \text{ (mm)} & s_2 &= 1.117 \text{ (mm)} \\
 w_4 &= 0.621 \text{ (mm)} & &
 \end{aligned}$$

รูปที่ 5.8 พารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ หลังจากการออกแบบเรียบร้อยแล้ว



รูปที่ 5.9 พารามิเตอร์การจัดกระจายของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้จากการออกแบบโดยโปรแกรม Microwave office

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 5.4 การวิเคราะห์ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจระนาบ

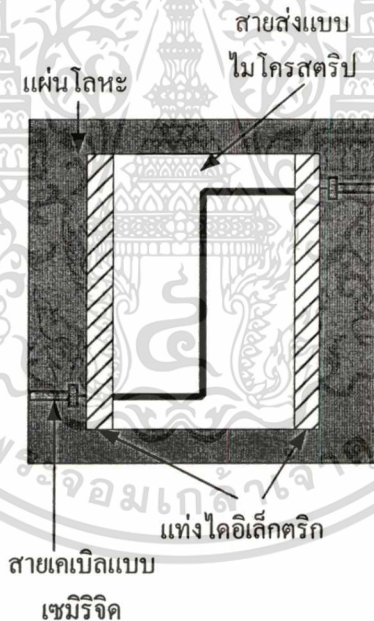
เมื่อเราออกแบบท่อนำคลื่น NRD และวงจระนาบแต่ละชนิดเรียบร้อยแล้ว นำโครงสร้างทั้งสองมาประกอบกัน จะได้เป็นตัวเชื่อมต่อชนิดใหม่ขึ้นมา 3 โครงสร้าง ขึ้นกับวงจระนาบดังต่อไปนี้

1. ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับสายส่งแบบไมโครสตริป
2. ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจระนาบแบบเฟด
3. ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจระนาบผ่านแถบความถี่

ในหัวข้อนี้เราจะวิเคราะห์คุณลักษณะของตัวเชื่อมต่อแต่ละโครงสร้าง โดยอาศัยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ช่วยในการวิเคราะห์ ซึ่งในที่นี้ได้ใช้โปรแกรม Microwave office

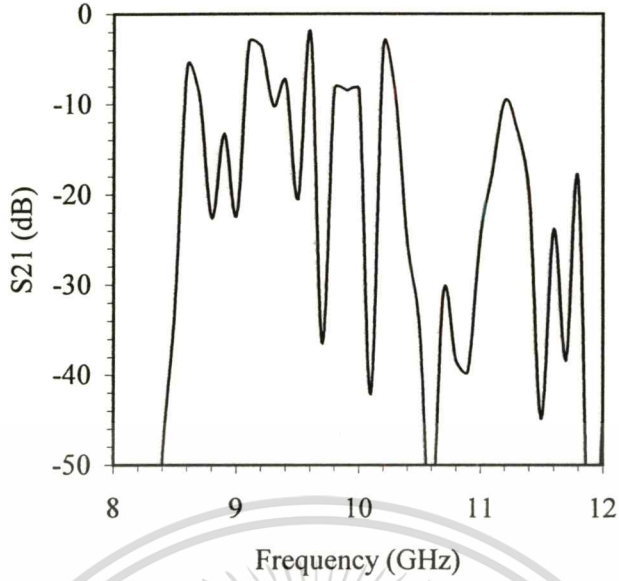
##### 5.4.1 ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับสายส่งแบบไมโครสตริป

โครงสร้างของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับสายส่งแบบไมโครสตริป แสดงได้ดังรูปที่ 5.10



รูปที่ 5.10 ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับสายส่งแบบไมโครสตริป

จากการเลียนแบบ (simulate) โดยโปรแกรม Microwave office จะได้ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับสายส่งแบบไมโครสตริป แสดงดังรูปที่ 5.11

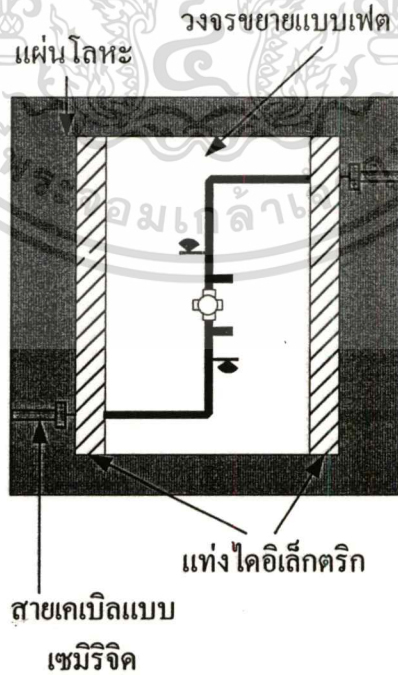


รูปที่ 5.11 สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับสายส่งแบบไมโครสตริป

5.4.2 ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรรขยายแบบเฟด

โครงสร้างของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรรขยายแบบเฟด แสดงได้

ดังรูปที่ 5.12

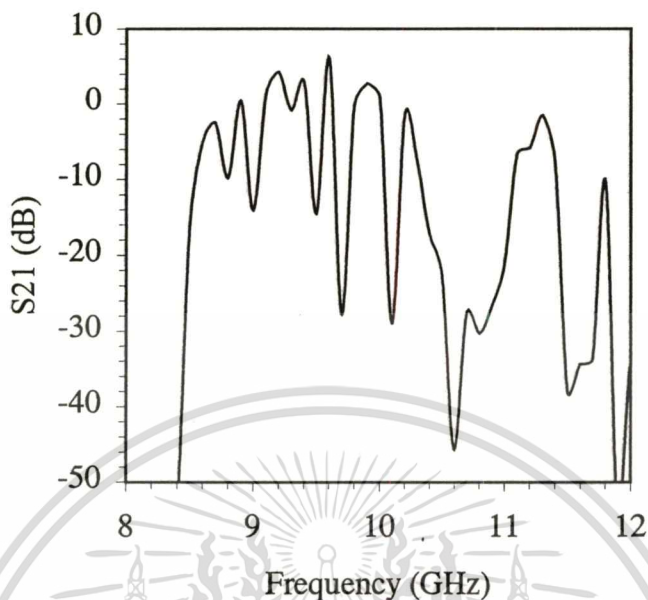


รูปที่ 5.12 ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรรขยายแบบเฟด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

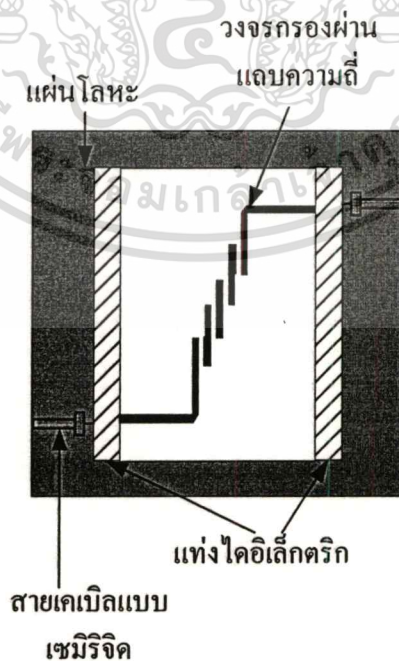
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการเลียนแบบ (simulate) โดยโปรแกรม Microwave office จะได้ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรขยายแบบเฟด แสดงดังรูปที่ 5.13



รูปที่ 5.13 สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรขยายแบบเฟด

#### 5.4.3 ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่

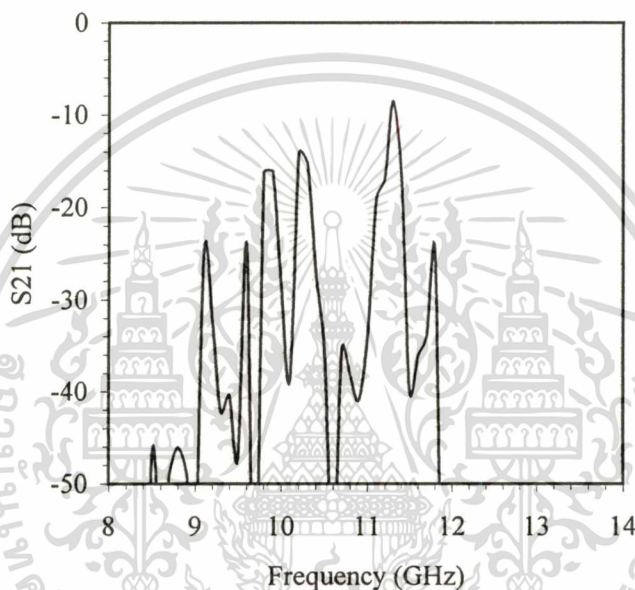


รูปที่ 5.14 ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับสายส่งแบบไมโครสตริป และวงจรรขยายแบบเฟด พบว่าคลื่นสามารถเดินทางได้ในช่วงความถี่ที่กว้าง แต่บางครั้งในการใช้งานท่อนำคลื่น NRD อาจต้องการคลื่นในช่วงความถี่หนึ่งๆ เท่านั้น จึงมีแนวความคิดที่จะสร้างตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ขึ้นมา ซึ่งโครงสร้างของตัวเชื่อมต่อดังกล่าว แสดงได้ดังรูปที่ 5.14

จากการเลียนแบบ (simulate) โดยโปรแกรม Microwave office จะได้ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ แสดงดังรูปที่ 5.15



รูปที่ 5.15 สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่

## 5.5 สรุป

ในบทนี้ เป็นการออกแบบตัวเชื่อมต่อที่สร้างมาจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรระนาบ 3 โครงสร้างด้วยกัน คือสายส่งแบบไมโครสตริป วงจรรขยายแบบเฟด และวงจรกรองผ่านแถบความถี่ ซึ่งได้อาศัยคอมพิวเตอร์ช่วยในการออกแบบ โดยได้ใช้โปรแกรม Microwave office ของบริษัท Applied Wave Research ผลที่ได้จากการเลียนแบบ (simulate) พบว่าตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรรขยาย จะมีการเชื่อมต่อได้ดีกว่าการเชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับสายส่งแบบไมโครสตริป สำหรับตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ จะพบว่าคลื่นสามารถเดินทางผ่านได้ในช่วงแถบผ่านที่ได้ออกแบบไว้ พารามิเตอร์ของโครงสร้างที่ได้จากการออกแบบ จะได้นำไปสร้างชิ้นงานจริงในลำดับต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

### การทดลองและผลการทดลอง

#### 6.1 บทนำ

หลังจากที่ได้สร้างตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD และวงจรระนาบชนิดต่างๆ กล่าวคือสายส่งแบบไมโครสตริป วงจรขยายแบบเฟด และวงจรกรองผ่านแถบความถี่ ซึ่งได้ออกแบบไว้ในบทที่ 5 เสร็จเรียบร้อยแล้ว ในบทนี้จะได้นำเสนอผลที่ได้จากการวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน หรือการเชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อแต่ละชนิด และทำการเปรียบเทียบผลดังกล่าว เพื่อคว้าวัดเชื่อมต่อโครงสร้างใด ที่มีการเชื่อมต่อได้ดีที่สุด

#### 6.2 การทดสอบสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน

การจัดวางเครื่องมือและตัวเชื่อมต่อ เพื่อวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน แสดงได้ดังรูปที่ 6.1 ในการวัดตัวเชื่อมต่อ จะใช้สายเคเบิลแบบเซมิริจิด (semi-rigid cable) 2 เส้น โดยที่ปลายด้านหนึ่งของแต่ละเส้นต่ออยู่กับเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network analyzer) รุ่น HP 8510 และที่ปลายอีกด้านหนึ่งของแต่ละเส้นจะประกอบเข้ากับตัวต่อ SMA (SMA connector) โดยจะทำหน้าที่เป็นโพรบ ซึ่งจะกำหนดให้วางอยู่ที่ด้านข้างของแท่ง NRD โดยโพรบที่ทำหน้าที่เป็นตัวกระตุ้นสัญญาณด้านอินพุต จะกำหนดให้วางห่างจากปลายแท่ง NRD แท่งแรกเป็นระยะ 5 มิลลิเมตร ส่วนโพรบที่ทำหน้าที่รับสัญญาณทางด้านเอาต์พุต จะกำหนดให้วางห่างจากปลายอีกด้านหนึ่งของแท่ง NRD แท่งที่สอง เป็นระยะ 5 มิลลิเมตรเช่นกัน



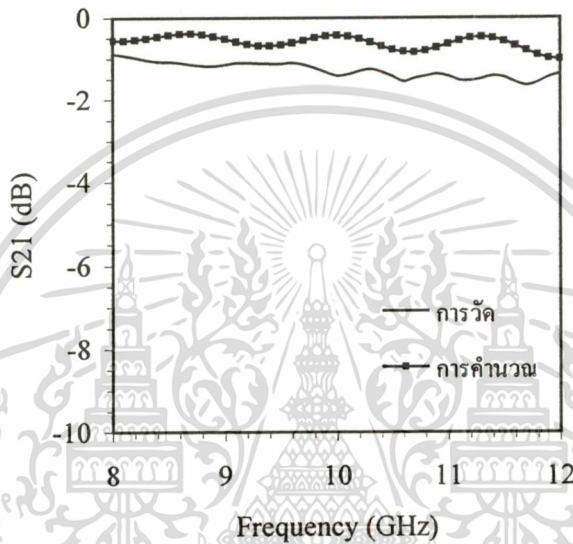
รูปที่ 6.1 การจัดวางเครื่องมือเพื่อวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

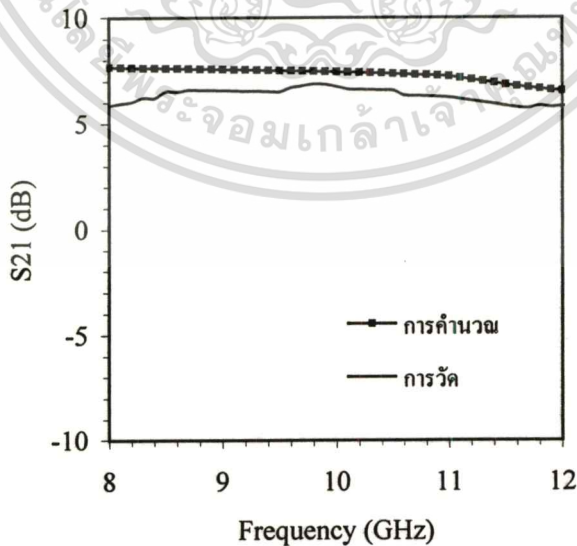
### 6.2.1 วงจรระนาบ

เมื่อได้ทำการออกแบบวงจรระนาบในบทที่ 5 เรียบร้อยแล้ว จึงได้นำค่าพารามิเตอร์ขนาดของโครงสร้างต่าง ๆ มาทำการสร้างวงจรจริง จากนั้นทำการวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของแต่ละวงจร เปรียบเทียบกับสัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่ได้จากการออกแบบไว้ในบทที่ 5

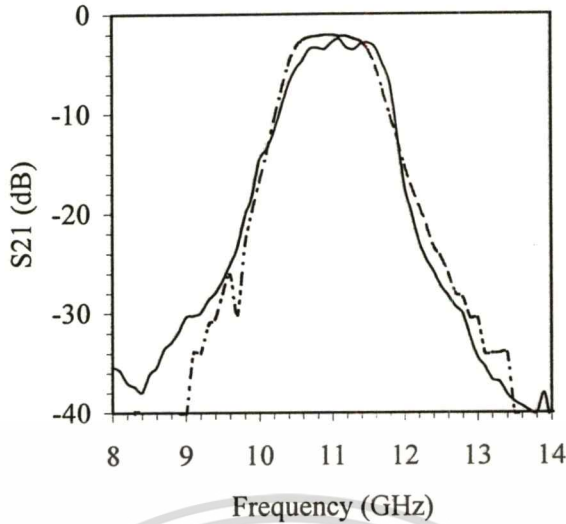
สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของสายส่งแบบไมโครสตริป แสดงได้ดังรูปที่ 6.2 ส่วนวงจรขยายแบบเฟด และวงจรกรองผ่านแถบความถี่ มีสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน แสดงได้ดังรูปที่ 6.3 และรูปที่ 6.4 ตามลำดับ



รูปที่ 6.2 สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของสายส่งแบบไมโครสตริป



รูปที่ 6.3 สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของวงจรขยายแบบเฟด

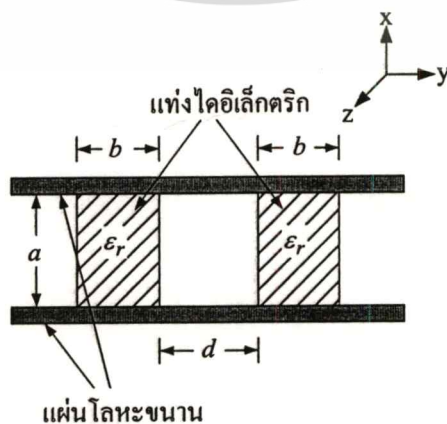


รูปที่ 6.4 สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของวงจรรองผ่านแถบความถี่ : — แทน  $S_{21}$  ที่ได้จากการวัด และ - - - แทน  $S_{21}$  ที่ได้จากการคำนวณ

จากรูปที่ 6.2 ถึงรูปที่ 6.4 พบว่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่ได้จากการวัดและสัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่ได้จากการคำนวณของแต่ละวงจรมีความใกล้เคียงกัน ดังนั้นจึงสามารถนำวงจรขนาดแต่ละโครงสร้างไปประกอบรวมกับท่อนำคลื่น NRD เพื่อสร้างเป็นตัวเชื่อมต่อได้ ดังจะได้กล่าวในลำดับต่อไป

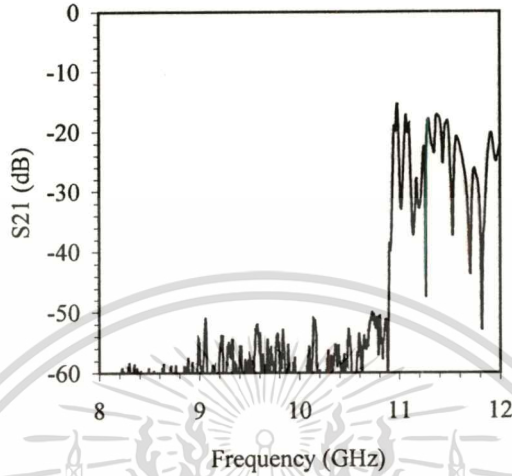
### 6.2.2 ตัวเชื่อมต่อ NRD พื้นฐาน

การประยุกต์นำท่อนำคลื่น NRD มาสร้างเป็นตัวเชื่อมต่อ ได้มีมานานแล้ว [1] โครงสร้างของตัวเชื่อมต่องดกล่าว ประกอบด้วยแท่งไดอิเล็กตริก 2 แท่งที่มีลักษณะเหมือนกันวางห่างกันเป็นระยะ  $d$  และถูกประกบด้วยแผ่นโลหะขนาน 2 แผ่น ดังแสดงในรูปที่ 6.5

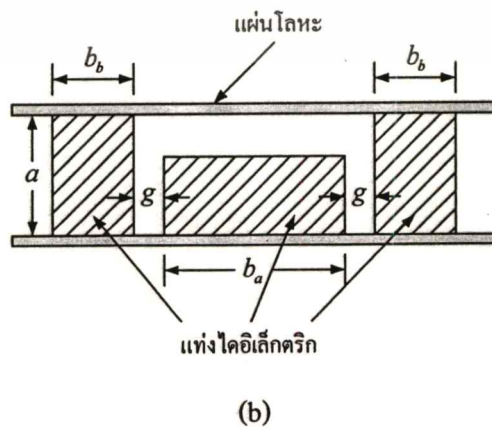
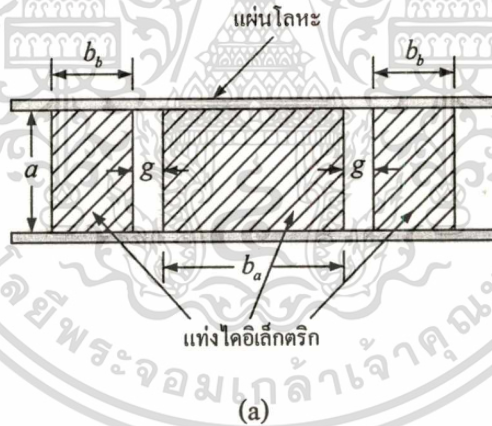


รูปที่ 6.5 โครงสร้างภาพตัดขวางของตัวเชื่อมต่อ NRD พื้นฐาน  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่ได้จากการทดลองวัดตัวเชื่อมต่อดังกล่าว แสดงได้ดังรูปที่ 6.6 โดยออกแบบไว้ที่ความถี่ใช้งาน 10 GHz และไดอิเล็กตริกที่ใช้มี  $\epsilon_r$  เท่ากับ 2.2 จะได้  $a$  เท่ากับ 13.5 มิลลิเมตร และ  $b$  เท่ากับ 16 มิลลิเมตร และแท่งไดอิเล็กตริกทั้งสองวางห่างกันเป็นระยะ ( $d$ ) เท่ากับ 10 เซนติเมตร [14]



รูปที่ 6.6 สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ( $S_{21}$ ) ที่ได้จากการวัดตัวเชื่อมต่อ NRD พื้นฐาน



รูปที่ 6.7 ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับแท่งไดอิเล็กตริก [11]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

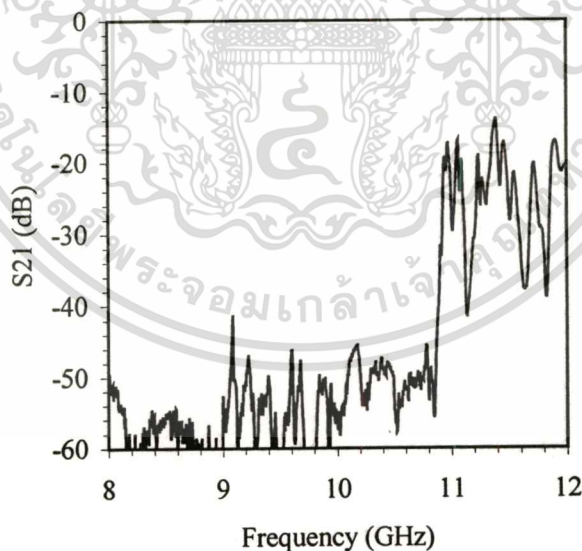
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้ยังได้มีการประยุกต์นำเอาท่อนำคลื่น NRD และแท่งไดอิเล็กทริกมาสร้างร่วมกันเป็นตัวเชื่อมต่อ ซึ่งโครงสร้างแสดงได้ดังรูป 6.7 [11] โดยการเชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อชนิดนี้เกิดจากการรั่วไหลของคลื่น ไม่ใช่การเชื่อมต่อที่เกิดจากการกระทำให้ระหว่างสนามของท่อนำคลื่นทั้งสองเหมือนกับตัวเชื่อมต่อชนิดอื่นๆ ซึ่งเป็นข้อดีของตัวเชื่อมต่อชนิดนี้ กล่าวคือเป็นการนำเอาสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในย่านความถี่ไมโครเวฟ ซึ่งก็คือการรั่วไหลของคลื่นมาประยุกต์เพื่อสร้างเป็นอุปกรณ์ชนิดใหม่ที่สามารถใช้งานได้ในย่านความถี่ดังกล่าวนั่นเอง

แต่เนื่องจากตัวเชื่อมต่อชนิดนี้ไม่สามารถสร้างร่วมกับอุปกรณ์แอกทิฟได้ ซึ่งอุปกรณ์แอกทิฟมีความสำคัญและได้รับความนิยมนอย่างมากในระบบสื่อสารย่านความถี่ไมโครเวฟ จึงมีแนวความคิดที่จะนำเอาวงจรเรโซแนนซ์ มาสร้างเป็นตัวเชื่อมต่อร่วมกับท่อนำคลื่น NRD เนื่องจากเราสามารถที่จะนำเอาอุปกรณ์แอกทิฟมาสร้างบนวงจรเรโซแนนซ์ได้นั่นเอง

### 6.2.3 ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรเรโซแนนซ์

สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ วงจรเรโซแนนซ์ที่ได้สร้างขึ้นมี 4 ชนิด กล่าวคือไดอิเล็กทริกสแลบ สายส่งแบบไมโครสตริป วงจรขยายแบบเฟด และวงจรกรองผ่านแถบความถี่ ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ( $S_{21}$ ) ที่ได้จากการวัดตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับไดอิเล็กทริกสแลบ แสดงได้ดังรูปที่ 6.8 [14]

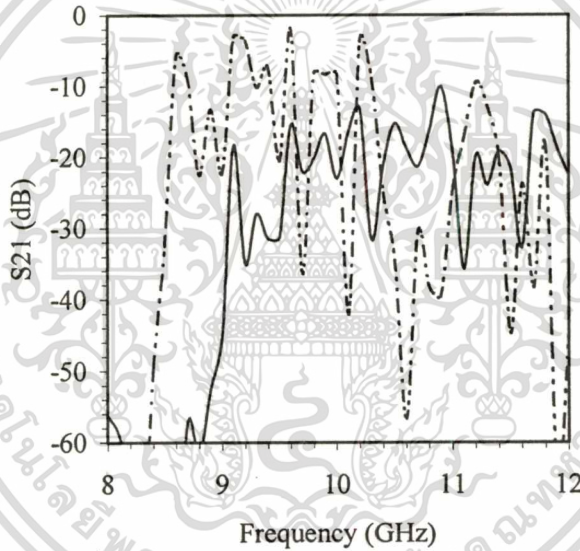


รูปที่ 6.8  $S_{21}$  ที่ได้จากการวัดของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับไดอิเล็กทริกสแลบ

จากรูปที่ 6.6 และรูปที่ 6.8 พบว่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับไดอิเล็กทริกสแลบ จะมีค่าสูงกว่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อพื้นฐานที่เป็นเช่นนี้เพราะการเชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับไดอิเล็กทริก-เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สแลบนั้น คลื่นสามารถเดินทางจากท่อนำคลื่น NRD ตัวแรกผ่านไดอิเล็กทริกสแลบในรูปของคลื่นผิวไปยังท่อนำคลื่น NRD ตัวที่สองได้ แต่ในกรณีของตัวเชื่อมต่อพื้นฐานนั้น คลื่นจากท่อนำคลื่น NRD ตัวแรกจะเดินทางผ่านบริเวณที่เป็นอากาศไปยังท่อนำคลื่น NRD ตัวที่สอง ซึ่งคลื่นที่เดินทางผ่านอากาศนั้นจะถูกลดทอนลงอย่างมาก ดังนั้นคลื่นจึงเดินทางไปยังท่อนำคลื่น NRD ตัวที่สองได้น้อย

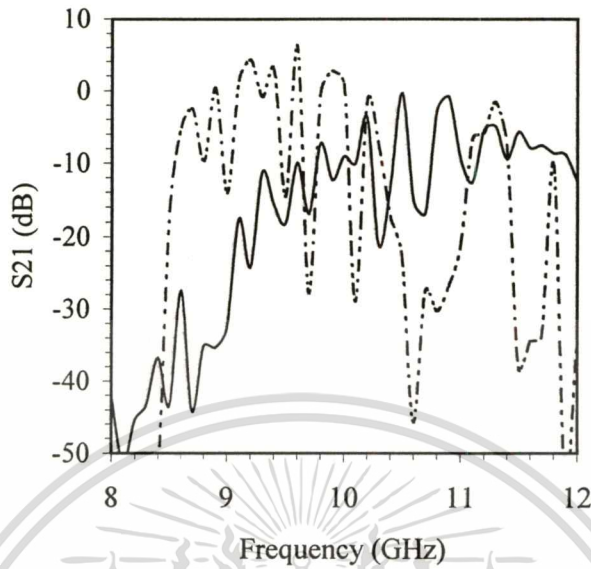
สัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่ได้จากการวัด เปรียบเทียบกับสัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่ได้จากการคำนวณของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับสายส่งแบบไมโครสตริป แสดงได้ดังรูปที่ 6.9 สำหรับสัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่ได้จากการวัด เปรียบเทียบกับสัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่ได้จากการคำนวณ ของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรถายแบบเฟด แสดงได้ดังรูปที่ 6.10 [14]



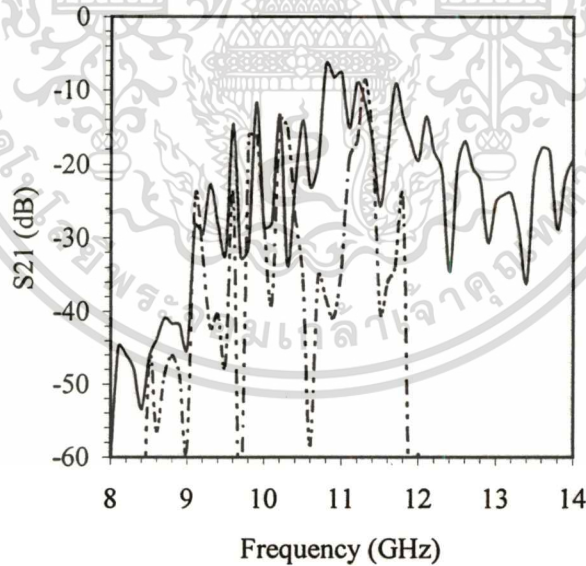
รูปที่ 6.9  $S_{21}$  ของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับสายส่งแบบไมโครสตริป  
: — แทน  $S_{21}$  ที่ได้จากการวัด และ - - - - - แทน  $S_{21}$  ที่ได้จากการคำนวณ

จากรูปที่ 6.9 พบว่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจะสูงขึ้นอย่างมาก เมื่อตัวเชื่อมต่อเปลี่ยนจากไดอิเล็กทริกสแลบเป็นสายส่งแบบไมโครสตริป ที่เป็นเช่นนี้เพราะคลื่นจากท่อนำคลื่น NRD ตัวแรก จะถูกควบคุมให้เดินทางไปตามสายส่งแบบไมโครสตริป ไปยังท่อนำคลื่น NRD ตัวที่สอง นั่นคือคลื่นจะไม่เดินทางอย่างกระจัดกระจายเหมือนกับเดินทางไปบนไดอิเล็กทริกสแลบ และเมื่อพิจารณารูปที่ 6.10 สัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่วัดได้จากตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรถายแบบเฟด จะมีค่าสูงมากกว่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อโครงสร้างอื่นที่ได้

กล่าวมาแล้ว ทั้งนี้เพราะนอกจากคลื่นจะถูกควบคุมให้เดินทางไปตามสายส่งแบบไมโครสตริปแล้ว คลื่นยังถูกขยายโดยวงจรขยายแบบเฟดอีกด้วย



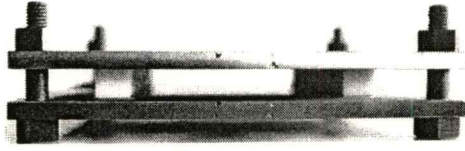
รูปที่ 6.10  $S_{21}$  ของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรขยายแบบเฟด : ——— แทน  $S_{21}$  ที่ได้จากการวัด และ - - - - - แทน  $S_{21}$  ที่ได้จากการคำนวณ



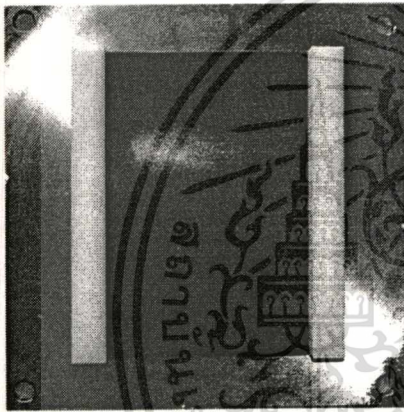
รูปที่ 6.11  $S_{21}$  ของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ : ——— แทน  $S_{21}$  ที่ได้จากการวัด และ - - - - - แทน  $S_{21}$  ที่ได้จากการคำนวณ

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 5 ว่าตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับสายส่งแบบไมโครสตริป และวงจรขยายแบบเฟด พบว่าคลื่นสามารถเดินทางได้ในช่วงความถี่ที่กว้าง แต่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

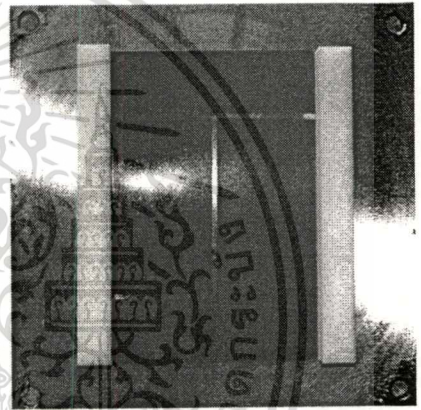
บางครั้งในการใช้งานที่นำคลื่น NRD อาจต้องการคลื่นในช่วงความถี่หนึ่งๆ เท่านั้น จึงได้สร้างตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ขึ้นมา สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อดังกล่าว แสดงได้ดังรูปที่ 6.11 ซึ่งจะพบว่าคลื่นสามารถเดินทางผ่านได้ในช่วงความถี่หนึ่งเท่านั้น



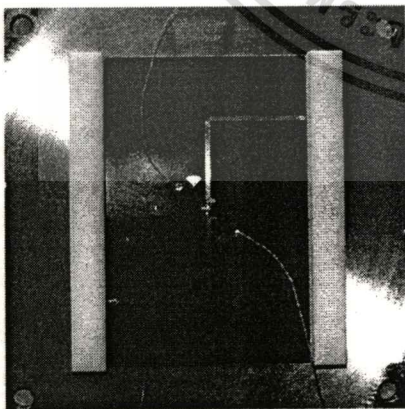
รูปที่ 6.12 ภาพตัดขวางของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรระนาบ



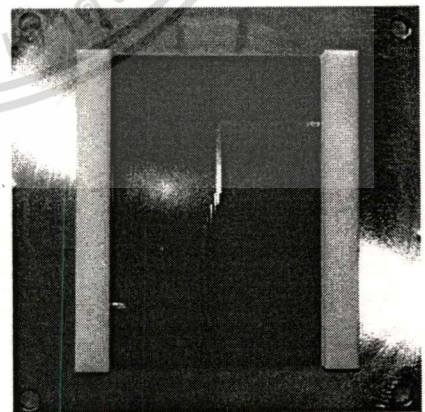
(a) ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับไดอิเล็กทริกสแลบ



(b) ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับสายส่งแบบไมโครสตริป



(c) ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรขยายแบบเฟด



(d) ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่

รูปที่ 6.13 ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรระนาบ 4 ชนิด เมื่อมองด้านบน

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 6.9 ถึงรูปที่ 6.11 เป็นการแสดงสัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่ได้จากการวัด เปรียบเทียบกับสัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่ได้จากการคำนวณ พบว่าผลที่ได้จากการวัดมีความคลาดเคลื่อนจากผลที่ได้จากการคำนวณ ซึ่งอาจเป็นเพราะข้อจำกัดในการวัด กล่าวคือ เพื่อที่จะลดคลื่นสะท้อนกลับ จะต้องทำการติดแถบฟิล์มด้านทาน หรือตัวดูดซับคลื่นที่ปลายของท่อนำคลื่น NRD และวงจรระนาบ แต่ในการทดลองวัดในงานวิจัยนี้ไม่ได้มีการติดอุปกรณ์ดังกล่าว เพราะไม่สามารถหาซื้อได้ในประเทศไทย ต้องสั่งซื้อจากต่างประเทศ และมีราคาสูงมาก

โครงสร้างของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรระนาบ แสดงได้ดังรูปที่ 6.12 เมื่อมองตามภาพตัดขวางและรูปที่ 6.13 เมื่อมองด้านบน โดยที่ความกว้างและความยาวของวงจรระนาบแต่ละชนิดมีขนาดเท่ากัน คือมีความกว้างเท่ากับ 10 เซนติเมตร และมีความยาว 15 เซนติเมตร



## บทที่ 7

### สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์นี้ มีแนวความคิดมาจากการประยุกต์นำเอาท่อนำคลื่น NRD และแท่งไดอิเล็กตริกมาสร้างร่วมกันเป็นตัวเชื่อมต่อ [11] เนื่องจากมีสิ่งที่น่าสนใจคือ การเชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อชนิดนี้เกิดจากการรั่วไหลของคลื่น ไม่ใช่การเชื่อมต่อที่เกิดจากการกระทำให้ระหว่างสนามของท่อนำคลื่นทั้งสองเหมือนกับตัวเชื่อมต่อชนิดอื่นๆ นั่นคือเป็นการนำเอาสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในย่านความถี่ไมโครเวฟ ซึ่งก็คือการรั่วไหลของคลื่นมาประยุกต์เพื่อสร้างเป็นอุปกรณ์ชนิดใหม่ที่สามารถใช้งานได้ ในย่านความถี่ดังกล่าวนั่นเอง แต่เนื่องจากตัวเชื่อมต่อชนิดนี้มีข้อจำกัดคือ ไม่สามารถสร้างร่วมกับอุปกรณ์แอกทีฟได้ ซึ่งอุปกรณ์แอกทีฟมีความสำคัญและได้รับความนิยมอย่างมากในระบบสื่อสารย่านความถี่ไมโครเวฟ จึงมีแนวความคิดที่จะนำเอาวงจรระนาบ มาสร้างเป็นตัวเชื่อมต่อร่วมกับท่อนำคลื่น NRD เนื่องจากเราสามารถที่จะนำเอาอุปกรณ์แอกทีฟมาสร้างบนวงจรระนาบได้นั่นเอง

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอ ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรระนาบ ย่านความถี่ไมโครเวฟ โครงสร้างของตัวเชื่อมต่อชนิดนี้ ประกอบด้วยวงจรระนาบวางติดอยู่กับด้านข้างของท่อนำคลื่น NRD 2 ท่อ การเชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อชนิดนี้เกิดจากการรั่วไหลของคลื่น กล่าวคือ คลื่นที่รั่วไหลสามารถแพร่กระจายจากท่อนำคลื่น NRD ท่อหนึ่ง ไปยังท่อนำคลื่น NRD อีกท่อหนึ่งโดยผ่านวงจรระนาบได้ [11] ซึ่งวงจรระนาบที่สร้างขึ้นในงานวิจัยนี้มี 4 ชนิด คือ ไดอิเล็กตริกสแลบ สายส่งแบบไมโครสตริป วงจรขยายแบบเฟด และวงจรกรองผ่านแถบความถี่ จากนั้นทำการวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อแต่ละชนิด แล้วเปรียบเทียบกับสัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่ได้จากการคำนวณ

#### การออกแบบท่อนำคลื่น NRD และวงจรระนาบ

สำหรับท่อนำคลื่น NRD ได้ทำออกแบบจากสูตรความสัมพันธ์ของ Yoneyama [2] ที่ความถี่ใช้งาน 10 GHz และสำหรับการออกแบบวงจรระนาบ ได้อาศัยคอมพิวเตอร์ช่วยในการออกแบบ โดยได้ใช้โปรแกรม Microwave office ของบริษัท Applied Wave Research ซึ่งจะต้องป้อนค่าเริ่มต้นให้กับคอมพิวเตอร์ก่อน ค่าที่ป้อนนี้จะถูกใช้ป้อนค่าเริ่มต้นในการเลียนแบบ (simulate) และค่าดังกล่าวเป็นค่าที่ได้จากการกำหนดคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรที่ต้องการ เช่น อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ การสูญเสียในวงจร ขนาดของสายส่ง อัตราขยาย และแบนด์วิดท์ เป็นต้น จากนั้นนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการออกแบบ มาทำการสร้างชิ้นงานจริง แล้วทำการวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อแต่ละชนิด เป็นลำดับต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การทดลองและผลการทดลอง

ในการวัดสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อ จะใช้สายเคเบิลแบบเซมิริจิด (semi-rigid cable) 2 เส้น โดยที่ปลายด้านหนึ่งของแต่ละเส้นต่อกับเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network analyzer) รุ่น HP 8510 และที่ปลายอีกด้านหนึ่งของแต่ละเส้นจะประกอบเข้ากับตัวต่อ SMA (SMA connector) โดยจะทำหน้าที่เป็นโพรบ ซึ่งจะกำหนดให้วางอยู่ที่ด้านข้างของแท่ง NRD โดยโพรบที่ทำหน้าที่เป็นตัวกระตุ้นสัญญาณด้านอินพุต จะกำหนดให้วางห่างจากปลายแท่ง NRD แท่งแรกเป็นระยะ 5 มิลลิเมตร ส่วนโพรบที่ทำหน้าที่รับสัญญาณทางด้านเอาต์พุต จะกำหนดให้วางห่างจากปลายอีกด้านหนึ่งของแท่ง NRD แท่งที่สอง เป็นระยะ 5 มิลลิเมตรเช่นกัน

ผลที่ได้จากการวัด ได้แสดงไว้ในบทที่ 6 ซึ่งพบว่ามีความคลาดเคลื่อนจากผลที่ได้จากการคำนวณด้วยโปรแกรม Microwave office ที่เป็นเช่นนี้ อาจมีสาเหตุมาจากข้อจำกัดในการวัด กล่าวคือ เพื่อที่จะลดคลื่นสะท้อนกลับ จะต้องทำการติดแถบฟิล์มต้านทาน (resistive film) [11] หรือตัวดูดซับคลื่นที่ปลายของท่อนำคลื่น NRD และวงจรระนาบ แต่ในการทดลองวัดในงานวิจัยนี้ไม่ได้มีการติดอุปกรณ์ดังกล่าว เพราะไม่สามารถหาซื้อได้ในประเทศไทย ต้องสั่งซื้อจากต่างประเทศ และมีราคาสูง

เมื่อพิจารณาผลที่ได้จากการวัดสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อแต่ละชนิด จากรูปที่ 6.7 ถึงรูปที่ 6.10 จะพบว่าการเชื่อมต่อจะเกิดได้ดีที่สุด เมื่อวงจรระนาบที่ใช้เป็นวงจรรายแบบเฟด ทั้งนี้เพราะนอกจากคลื่นจะถูกควบคุมให้เดินทางอย่างเป็นระเบียบไปตามสายส่งแบบไมโครสตริปแล้ว คลื่นยังถูกขยายโดยวงจรรายแบบเฟดอีกด้วย ดังนั้น จึงเชื่อว่างานวิจัยนี้สามารถพัฒนาไปสู่การประยุกต์สร้างท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรรวมแบบโมนอลิธิก (Monolithic microwave integrated circuit: MMIC) ได้ สำหรับตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อดังกล่าว แสดงได้ดังรูปที่ 6.10 ซึ่งจะพบว่าคลื่นสามารถเดินทางผ่านได้ในช่วงความถี่หนึ่งเท่านั้น นั่นคือถ้าเราต้องการที่จะกรองสัญญาณที่ออกมาจากท่อนำคลื่น NRD ก็สามารถนำแนวความคิดของตัวเชื่อมต่อชนิดนี้ไปประยุกต์ใช้ได้

## ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

จากข้อกำหนดข้อหนึ่งในการออกแบบวงจรระนาบ คือได้กำหนดขนาดของแผ่นวัสดุฐานรองของวงจรระนาบแต่ละชนิดเท่ากัน โดยที่มีความกว้างและความยาว เท่ากับ 10 เซนติเมตรและ 15 เซนติเมตร ตามลำดับ ซึ่งมีขนาดค่อนข้างใหญ่ จึงทำให้ใช้วัสดุฐานรองสิ้นเปลือง และไม่ได้ลดขนาดของวงจรระนาบลง จึงไม่รู้ว่าขนาดของวงจรระนาบมีผลต่อการเชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อที่

ทำการศึกษาหรือไม่ ถ้าขนาดของวงจรระนาบไม่มีผลต่อการเชื่อมต่อของสัญญาณ ก็ควรจะลดขนาดของวงจรระนาบลง เนื่องจากวัสดุฐานรองมีราคาสูงมาก

เพื่อต้องการให้ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรระนาบนี้ มีความสมบูรณ์ และถูกต้องแม่นยำมากขึ้น ควรจะต้องทำการติดแถบฟิล์มต้านทาน (resistive film) หรือตัวดูดซับคลื่นที่ปลายของท่อนำคลื่น NRD และวงจรระนาบ เพื่อทำการดูดซับคลื่นสะท้อนกลับ

ในการศึกษาและวิจัยต่อ ควรทำการออกแบบที่ความถี่สูงขึ้น มีผลทำให้ตัวเชื่อมต่อมีขนาดเล็กลง ซึ่งสามารถนำไปใช้งานเป็นวงจรกรอง วงจรขยาย ร่วมกับระบบสื่อสารคววมเทียมได้ หรืออาจประยุกต์เป็นเครื่องรับส่ง (transceiver) เพื่อใช้ในระบบ LAN ภายในอาคาร เป็นต้น

ในการประยุกต์ใช้งานท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรระนาบ นอกจากจะทำการสร้างเป็นตัวเชื่อมต่อ เช่นเดียวกับงานวิจัยนี้แล้ว ยังสามารถสร้างเป็นอุปกรณ์ชนิดอื่นได้ เช่น สร้างเป็นตัวป้อนสัญญาณ (feeder) ให้กับอุปกรณ์ตัวอื่น [12] หรือสร้างเป็นสายอากาศ [13] โดยทำการสร้างบนด้าน ด้านหนึ่งของโลหะของท่อนำคลื่น NRD โดยอาศัยทฤษฎีการรั่วไหลของคลื่นเช่นกัน นอกจากนี้ยังเป็นการประหยัดในการใช้อุปกรณ์ในการสร้างอีกด้วย

ในลำดับสุดท้ายนี้ ผู้วิจัยหวังว่าวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะสามารถเป็นแนวทางสำหรับผู้สนใจศึกษา หรือต้องการสร้างตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรระนาบ เพื่อการนำไปใช้งานตามวัตถุประสงค์ที่ได้มุ่งหวังไว้ และถ้าหากมีผู้สนใจที่จะศึกษาวิจัยต่อไปจริง ก็คงจะได้แนวความคิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งผู้วิจัยเต็มใจอุทิศไว้ให้แก่การพัฒนาเทคโนโลยีทางด้านโทรคมนาคมของประเทศสืบไป

## เอกสารอ้างอิง

- [1] T. Yoneyama and S. Nishida, "Nonradiative Dielectric Waveguide for Millimeter-Wave Integrated Circuits." *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. 29, no. 11, Nov. 1981, pp. 1188-1192.
- [2] Shiban K. Koul. **Millimeter Wave and Optical Dielectric Integrated Guides and Circuits.** New York : John Wiley & Sons, Inc. 1997.
- [3] P. Rawiwan, P. Tangtisanon, P. Watcharapiboon and S. Promwong. "Analysis of NRD-Guide Using Effective Dielectric Constant and Mode-Matching Method." 22<sup>nd</sup> Electrical Engineering Conference, Dec. 1999, pp.465-468.
- [4] T. Yoneyama. **Infrared and Millimeter Waves.** vol. 11, chap. 2, Orlando, FL : Academic Press. 1984.
- [5] Constantine A. Balanis. **Advanced Engineering Electromagnetics.** New York : John-Wiley&Sons, Inc. 1989.
- [6] G. Gonzalez. **Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design.** New Jersey : Prentice-Hall, Inc. 1984.
- [7] Leo Young. **Microwave Filters Using Parallel Coupled Lines.** Dedham, MA : Artech House , Inc. 1972.
- [8] S. B. Cohn. "Shielded coupled-strip transmission line." *IRE Trans.*, vol. MTT-3, Oct. 1955.
- [9] Inder Bahl and Prakash Bhartia. **Microwave Solid State Circuit Design.** John Wiley&Sons, Inc. 1988.
- [10] S. T. Peng and A. A. Oliner. "Guidance and Leakage Properties of a Class of Open Dielectric Waveguides: Part II - New Physical Effects." *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. 29, no. 9, Sep. 1981, pp. 855-869.
- [11] D. Niu, T. Yoneyama and T. Itoh. "Analysis and Measurement of NRD-Guide Leaky Wave Coupler in Ka Band." *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. 41, no. 12, Dec. 1993, pp. 2126-2132.
- [12] K. Maamria, T. Wagatsuma, and T. Yoneyama. "Leaky NRD-Guide As a Feeder for Microwave Planar Antennas." *IEEE Trans. on Antennas & Propagation*, vol. 41, no. 12, Dec. 1993, pp. 1680-1686.

- [13] J. A. G. Malherbe. "A Leaky-Wave Antenna in Nonradiative Dielectric Waveguide." IEEE Trans. on Antennas & Propagation, vol. 36, no. 9, Sep. 1988, pp. 1231-1235.
- [14] พนารัตน์ ระวีวรรณ, ไพฑูรย์ ช้างสุวรรณ, มนต์ชัย แซ่ม้อย, สถาพร พรหมวงศ์ และประกิจ ตั้งศิษานนท์, "คุณลักษณะของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรระนาบย่านความถี่ไมโครเวฟ." การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38, กุมภาพันธ์ 2543.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ก.

## บทความวิจัยที่ได้รับตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์

- [1] P. Rawiwan, P. Tangtisanon, P. Watcharapiboon and S. Promwong. "Analysis of NRD-Guide Using Effective Dielectric Constant and Mode-Matching Method." 22<sup>nd</sup> Electrical Engineering Conference, Dec. 1999, pp.465-468.
- [2] พนารัตน์ ระวีวรรณ, ไพฑูรย์ ช้างสุวรรณ, มนต์ชัย แซ่ม้อย, สถาพร พรหมวงศ์ และประกิจ ตั้งศิษานนท์, "คุณลักษณะของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรระนาบย่านความถี่ไมโครเวฟ." การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38, กุมภาพันธ์ 2543.





**การประชุมวิชาการ  
ทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 22**



**22<sup>nd</sup> Electrical Engineering Conference  
(EECON-22)**



**ดำเนินการจัดประชุมโดย  
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์  
มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Analysis of NRD-Guide Using Effective Dielectric Constant and Mode-Matching Method

Panarat Rawiwan, Prakrit Tangtisanon, Pradit Watcharapiboon and Sathaporn Promwong  
Department of Industrial Technology, Faculty of Engineering,  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang  
3 M. 2 Chalongkrung Rd., Ladkrabang, Bangkok 10520, THAILAND  
Phone: (662) 7392206, 326-6052-101 ext. 5140 Fax: (662) 3269084  
E-mail: kpsathap@kmitl.ac.th

## Abstract

The effective dielectric constant (EDC) method and the mode-matching method are employed for computing the propagation constants of nonradiative dielectric (NRD) waveguide. Three configurations of the NRD-guide, namely, the basic structure of the NRD-guide, the insulated NRD-guide and the broadside-coupled NRD-guide are considered. Numerical results of the EDC and mode-matching method are compared. It is observed that, for all configurations, dispersion curves of both methods for the lowest TM guide mode are quite indistinguishable.

## 1. Introduction

The use of dielectric waveguides has been increasing for microwave and millimeter-wave integrated circuits [1-3]. The analytical techniques of dielectric waveguides, both approximate and rigorous, are available considering the propagation characteristics, loss, field distribution and so on. The customary approximate and rigorous methods are the effective dielectric constant (EDC) method and the mode-matching method, respectively.

The EDC method is very simple and practical method for obtaining reasonably accurate values of the propagation constant ( $\beta$ ). A search through the literature on dielectric waveguides reveals, the most customarily employed approach is the EDC method [2-4], however the progress in this direction has been rather limited. An alternative approach, which is often used to analyze the dielectric waveguide, is the microwave network analysis method. Between these two methods, the EDC method is simpler and has been applied to a larger number of waveguide structures. The most commonly employed rigorous method for analyzing boundary value problems is the mode-matching method which can be obtained not only the propagation characteristic but also accurate field distribution, wave impedance, and losses [5-6].

The nonradiative dielectric (NRD) waveguide, which is first proposed by Yoneyama and Nishida in 1981, is a new dielectric waveguide [7]. It has become increasingly important in millimeter wave applications. Compared with other transmission lines, the NRD guide demonstrates its simplicity in mechanical assembling, ease of fabrication and low-loss propagation. Moreover, it can almost completely suppress the radiation at bends and discontinuities.

In this paper, three different variations of the NRD-guide, namely, the basic structure of the NRD-guide, the insulated NRD-guide and the broadside-coupled NRD-guide are presented. The propagation constants of these configurations are obtained by using the EDC method and the mode-matching method.

## 2. Configurations

The basic structure of the NRD-guide consists of a dielectric strip (height  $a$ , width  $b$ , permittivity  $\epsilon_r$ ) sandwiched between two metal plates that the plate separation is less than half the free-space wavelength ( $\lambda_0/2$ ), as shown in Fig. 1.

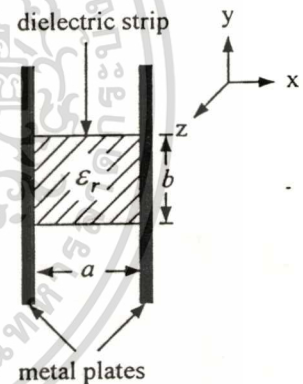


Fig. 1. Cross-sectional view of the basic structure of NRD-guide, which  $a < \lambda_0/2$ .

The second configuration is the insulated NRD-guide [8]. It is the improved version of NRD-guide. The NRD-guide, which uses the high dielectric material, leads to some disadvantages. One is the narrow frequency band for single-mode operation. Another is the dielectric strip must be unusually wide in one dimension of cross section and thin in the other. The insulated NRD-guide can overcome some disadvantages that occur when the high-dielectric materials (high dielectric constant) are used in the NRD-guide. Moreover, it has low transmission loss. The insulated NRD-guide consists of the high-dielectric strip sandwiched between low-dielectric overlays on conducting plates, as shown in Fig. 2. This guide was proposed by Yoneyama using EDC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ผ่านการตีพิมพ์ฉบับใด ๆ และต้องอ้างถึงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

method, however, it has not been analyzed by using mode-matching method.

The last configuration is the broadside-coupled NRD-guide that has a vertical slit at the center of the dielectric strip, as shown in Fig. 3.

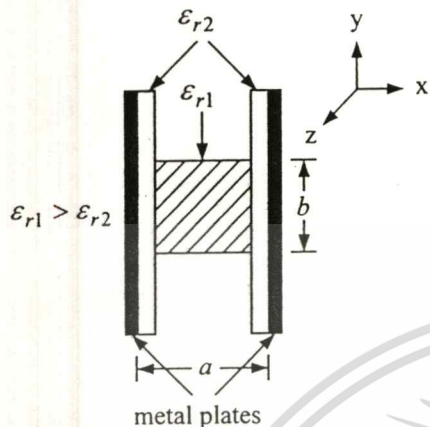


Fig. 2. Cross-sectional view of the insulated NRD-guide.

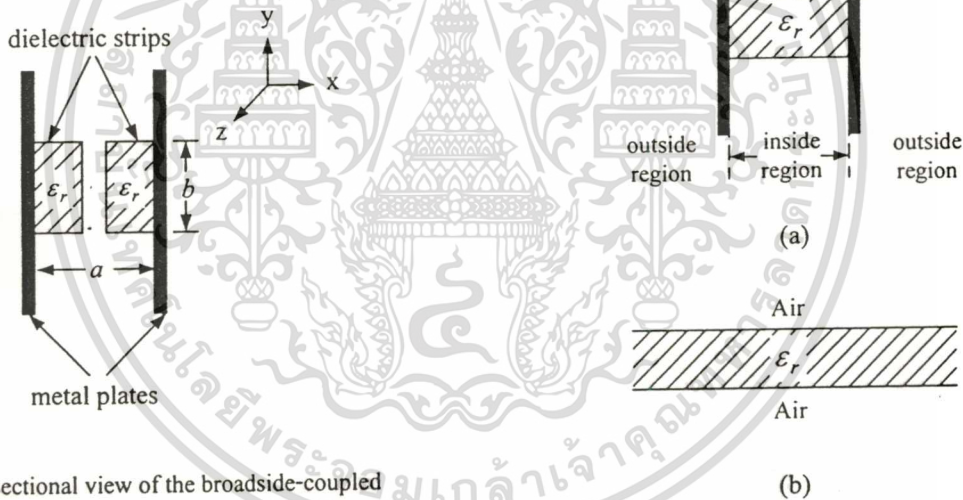


Fig. 3. Cross-sectional view of the broadside-coupled NRD-guide.

### 3. Analysis

#### 3.1 Effective Dielectric Constant Method

For simplicity of analysis, the basic structure of NRD-guide is considered. Generally, the hybrid modes of the NRD-guide are classified into TM modes to y ( $TM^y$  or  $E^y$ ) and TE modes to y ( $TE^y$  or  $E^x$ ). In this paper, we consider only the  $TM^y$  mode, since this is the most important in practice.

The first step of the EDC method is to divide the NRD-guide cross-section into two regions, namely an inside region and outside regions, the inside region corresponding to  $0 \leq x \leq a$  and outside regions corresponding to  $x \leq 0, x \geq a$ . The constituent region containing the dielectric is viewed as a portion of a

planar slab guide of infinite width, as shown in Fig. 4 (b). Therefore, its guidance behavior is considered to be identical to that for a planar slab guide of infinite width. By using a transverse resonance condition considered in the vertical (y) direction, the characteristic equations are then obtained as [9]

$$\beta_{yn} \tan(\beta_{yn} b/2) = -\epsilon_r q_n \quad : n = 1, 3, 5, \dots \quad (1a)$$

$$\beta_{yn} \cot(\beta_{yn} b/2) = \epsilon_r q_n \quad : n = 0, 2, 4, \dots \quad (1b)$$

where  $\beta_{yn}$  is the y-directed propagation constant in the dielectric region and  $q_n$  is the decay constant in the air region. The parameter  $\beta_{yn}$  and  $q_n$  are related by

$$q_n^2 = k_0^2(\epsilon_r - 1) - \beta_{yn}^2 \quad (2)$$

Fig. 4. Analytical models for applying the EDC method: (a) original basic structure of NRD-guide, (b) horizontal slab guide representation for inside region for determining  $\epsilon_{eff}$ , and (c) vertical slab model for determining  $\beta_z$ .

When  $\beta_y$  is known, the effective dielectric constant of the inside region is obtained from

$$\varepsilon_{eff} = \varepsilon_r - \left( \frac{\beta_y}{k_0} \right)^2 \quad (3)$$

where  $k_0$  is the propagation constant in free space.

The original structure is next replaced by a vertical layered model wherein each constituent regions is replaced by a uniform vertical layer having the same thickness, as shown in Fig. 4 (c), and a relative dielectric constant equal to the effective dielectric constant of the corresponding horizontal slab guide model. By using a transverse resonance condition considered in the horizontal (x) direction, the characteristic equations, which the x-directed propagation constants  $\beta_x$  are attained, are obtained. When the  $\beta_x$  is known, the propagation constant in the direction of propagation is then obtained from

$$\beta_z^2 = k_0^2 \varepsilon_{eff} - \beta_x^2 \quad (4)$$

Similar analysis applies to the insulated NRD-guide and the broadside-coupled NRD-guide.

### 3.2 Mode-Matching Method

The mode-matching method is customarily employed for obtaining solution of boundary value problems. This method is useful for analyzing structures having a junction between two regions. The modes are classified into  $TM^y$  modes and  $TE^y$  modes, in this paper, we consider only the  $TM^y$  modes. The electromagnetic fields of  $TM^y$  modes can be expressed in terms of a scalar potential function  $\phi^e$  as follows [4].

$$E_x = \frac{1}{\varepsilon_r} \frac{\partial^2 \phi^e}{\partial x \partial y} \quad (5a)$$

$$E_y = \frac{1}{\varepsilon_r} \left( \beta_z^2 - \frac{\partial^2}{\partial x^2} \right) \phi^e \quad (5b)$$

$$E_z = \frac{-j\beta_z}{\varepsilon_r} \frac{\partial \phi^e}{\partial y} \quad (5c)$$

$$H_x = -\omega \beta_z \varepsilon_0 \phi^e \quad (5d)$$

$$H_y = 0 \quad (5e)$$

$$H_z = j\omega \varepsilon_0 \frac{\partial \phi^e}{\partial x} \quad (5f)$$

Referring to the basic structure of the NRD-guide, as shown in Fig.1, the expressions for  $\phi^e$  in the dielectric and air regions can be written as

$$\phi^e = A \sin(m\pi x/a) \cos(\beta_y y); |y| < b/2 \quad (6a)$$

$$\phi^e = A \cos(\beta_y b/2) \sin(m\pi x/a) e^{\varepsilon(b/2-|y|)}; |y| > b/2 \quad (6b)$$

The field components in each region are then obtained by substituting (6) in (5). Matching the tangential field components  $E_x$  at the air-dielectric interface, we get the characteristic equations in the y direction and the y-directed propagation constant ( $\beta_y$ ) can be obtained from these equations. When the  $\beta_y$  is known, the propagation constant of  $TM^y$  mode is then obtained from

$$\beta_z^2 = \beta_0^2 - (m\pi/a)^2 - \beta_y^2 \quad (7)$$

Similar analysis applies to the insulated NRD-guide and the broadside-coupled NRD-guide.

### 4. Numerical Results

The propagation constants determined by EDC and mode-matching method of three configurations are compared. The normalized propagation constant  $\beta/\beta_0$  as a function of frequency for the lowest  $TM$  guided mode ( $TM_{11}^y$ ) of the basic structure of NRD-guide, the insulated NRD-guide and the broadside-coupled NRD-guide are plotted in Fig. 5, 6, and 7, respectively.

It is seen that, for all configurations, curves from the EDC and mode-matching method are quite indistinguishable. Therefore, the accurate value of the propagation constant can be obtained by using both methods.

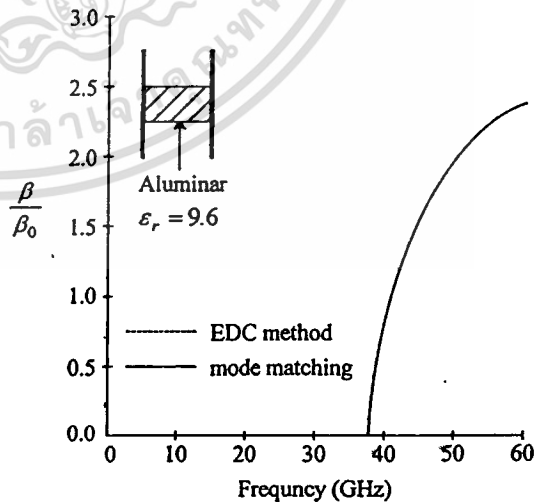


Fig. 5. Normalized propagation constant  $\beta/\beta_0$  versus frequency of the basic structure of NRD-guide using alumina dielectric.

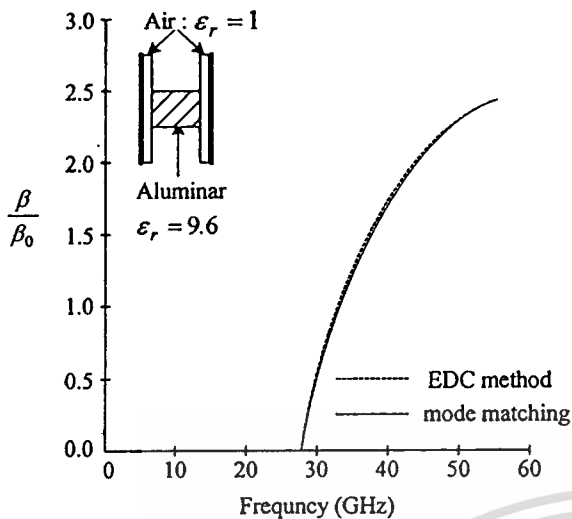


Fig. 6. Normalized propagation constant  $\beta/\beta_0$  versus frequency of the insulated NRD-guide using alumina dielectric.

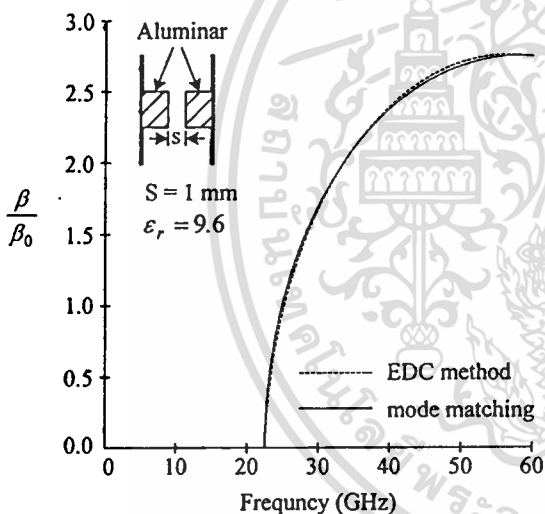


Fig. 7. Normalized propagation constant  $\beta/\beta_0$  versus frequency of the broadside-coupled NRD-guide using alumina dielectric.

### 5. Conclusions

In this paper, the propagation constants of three configurations of the NRD-guide, namely, the basic structure of NRD-guide, the insulated NRD-guide and the broadside-coupled NRD are analyzed using the effective dielectric constant (EDC) method and mode-matching method. Numerical results of both methods for the lowest TM guide mode are compared. It is found that, for all configurations, dispersion curves of both methods are quite indistinguishable. Therefore, the accurate value of the propagation constant for the NRD-guide can be obtained by using both methods. However,

the EDC method is simpler than the mode-matching method.

### References

- [1] Shiban K. Koul, "Millimeter Wave and Optical Dielectric Integrated Guides and Circuit," Chap.2 and Chap.6, John Wiley & Sons, NY, 1997.
- [2] W. V. McLevige, T. Itoh, and R. Mittra, "New waveguide structures for millimeter-wave and optical integrated circuits," IEEE Trans.Microwave Theory Tech., vol. MTT-23, pp.788-794, Oct. 1975.
- [3] T. Itoh, "Inverted strip dielectric waveguide for millimeter-wave integrated circuits," IEEE Trans.Microwave Theory Tech., vol. MTT-24, pp. 821-827, Nov. 1976.
- [4] R. M. Knox, "Dielectric waveguide microwave integrated circuits - an overview," IEEE Trans.Microwave Theory Tech., vol. MTT-24, pp. 806-814, Nov. 1976.
- [5] R. Mittra, Y. Hou, and V. Jamnejad, "Analysis of Open Dielectric Waveguides Using Mode-Matching Technique and Variational Methods," IEEE Trans.Microwave Theory Tech., vol. MTT-28, pp. 36-43, Jan. 1980.
- [6] K. Solbach and I. Wolff, "Electromagnetic fields and phase constants of dielectric image lines," IEEE Trans.Microwave Theory Tech., vol. MTT-26, pp. 747-751, Oct. 1978.
- [7] T.Yoneyama and S.Nishida, "Non-radiative dielectric waveguide for millimetre-wave integrated circuits," IEEE Trans.Microwave Theory Tech., vol. MTT-29, pp.1188-1192, Nov. 1981.
- [8] T. Yoneyama, S. Fujita, and S. Nishida, "Insulated Nonradiative Dielectric Waveguide for Millimeter-Wave Integrated Circuits," IEEE Trans.Microwave Theory Tech., vol. MTT-31, pp. 1002-1007, Dec. 1983.
- [9] L. Han, K. Wu, and R. G. Bosisio, "An Integrated Transition of Microstrip to Nonradiative Dielectric Waveguide for Microwave and Millimeter-Wave Circuits," IEEE Trans.Microwave Theory Tech., vol. MTT-44, pp. 1091-1096, July. 1996.



ขอรับรองว่าผลงานวิจัย

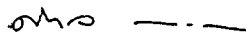
เรื่อง

คุณลักษณะของตัวเชื่อมต่อน้ำที่สร้างจากท่อหน้าคลื่น NRD  
ร่วมกับวงจรระนาบย่านความถี่ไมโครเวฟ

โดย

พนารัตน์ ระวีวรรณ ไพฑูรย์ ช่างสุวรรณ มนต์ชัย แซ่มชัย  
สถาพร พรหมวงศ์ และ ประกิจ ตั้งติสานนท์

ได้ผ่านการพิจารณาจากคณะกรรมการผู้ทรงคุณวุฒิและได้นำเสนอในการประชุมทางวิชาการ  
ของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38 สาขาวิศวกรรมศาสตร์  
ระหว่างวันที่ 1-4 กุมภาพันธ์ 2543



(ศาสตราจารย์ต่อกุล กาญจนาลัย)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ

ประธานคณะกรรมการดำเนินการจัดการประชุมทางวิชาการ ครั้งที่ 38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# คุณลักษณะของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรระนาบย่านความถี่ไมโครเวฟ

## Characteristics of NRD-Guide Coupler Combined with Microwave Planar Circuits

พนารัตน์ ระวีวรรณ<sup>1</sup>, ไพฑูรย์ ช่างสุวรรณ<sup>1</sup>, มนต์ชัย ชำ่มช้อย<sup>1</sup>, สถาพร พรหมวงศ์<sup>1</sup> และ ประกิจ ตั้งติสานนท์<sup>1</sup>  
Panarat Rawiwan<sup>1</sup>, Paitoon Changsuwan<sup>1</sup>, Monchai Chamchoy<sup>1</sup>,  
Sathaporn Promwong<sup>1</sup> and Prakrit Tangtisanon<sup>1</sup>

### บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอ ตัวเชื่อมต่อชนิดใหม่ที่สร้างขึ้นจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรระนาบย่านความถี่ไมโครเวฟ โครงสร้างของตัวเชื่อมต่อชนิดนี้ ประกอบด้วยวงจรระนาบวางชิดอยู่กับด้านข้างของท่อนำคลื่น NRD 2 ท่อ การเชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อชนิดนี้จะขึ้นอยู่กับกลไกการรั่วไหลของคลื่น กล่าวคือ คลื่นที่รั่วไหลสามารถแพร่กระจายจากท่อนำคลื่น NRD ท่อหนึ่งไปยังท่อนำคลื่น NRD อีกท่อหนึ่งโดยผ่านวงจรระนาบได้ ซึ่งวงจรระนาบที่สร้างขึ้นในงานวิจัยนี้มี 3 ชนิด คือแผ่นไดอิเล็กตริก สายส่งแบบไมโครสตริป และวงจรรขยายแบบเฟต และได้มีการแสดงผลที่ได้จากการวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อแต่ละชนิด ซึ่งจะพบว่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจะมีค่าสูงที่สุด เมื่อวัดจากตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรรขยายแบบเฟต เมื่อเปรียบเทียบกับตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรรขยายชนิดอื่น

### ABSTRACT

This paper presents a new directional couplers using NRD-guide combined with microwave planar circuits. The proposed structure consists of microwave planar circuit attached two NRD-guide rods by side view. The coupling depends on a leakage mechanism, namely, a leaky wave can propagate from one NRD-guide to the other NRD-guide through the microwave planar circuit. The microwave planar circuits fabricated for this research are a dielectric slab, a microstrip line planar circuit and a FET amplifier circuit. A transmission coefficient of each coupler is demonstrated. It is observed that the improvement of the coupling was occurred when using the FET amplifier, compared with the coupler with the other planar circuits.

1 ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม, คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

Department of Ind. Tech., Faculty of Eng., King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## คำนำ

ท่อนำคลื่น NRD (Nonradiative Dielectric Waveguide) คิดค้นขึ้นโดย Yoniyama และ Nishida (1981) เป็นอุปกรณ์ซึ่งเป็นที่ยอมรับและมีความสำคัญมากขึ้นเรื่อย ๆ ในการประยุกต์ใช้งานในย่านความถี่ไมโครเวฟในปัจจุบัน โครงสร้างพื้นฐานของท่อนำคลื่น NRD ประกอบด้วยแท่งไดอิเล็กตริก (ความสูง  $a$ , ความกว้าง  $b$ , ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์  $\epsilon_r$ ) ถูกประกบด้วยแผ่นโลหะขนาน 2 แผ่น โดยที่แผ่นโลหะทั้งสองมีระยะห่าง ( $a$ ) น้อยกว่าครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นอวกาศว่าง ( $a < \lambda_0/2$ ) แสดงดังรูปที่ 1 คุณสมบัติที่สำคัญของท่อนำคลื่น NRD คือมีการสูญเสียในการส่งผ่านต่ำ (low transmission loss) และไม่มีการแผ่พลังงาน (radiation) จากบริเวณส่วนโค้งและส่วนที่ไม่ต่อเนื่องของโครงสร้าง นอกจากนี้ ยังมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน และง่ายต่อการสร้างอีกด้วย ดังนั้นท่อนำคลื่น NRD จึงเหมาะที่จะนำไปใช้ร่วมกับวงจรรวมในย่านความถี่ไมโครเวฟและย่านคลื่นมิลลิเมตร ตัวอย่างเช่น ประยุกต์ใช้เป็นออสซิลเลเตอร์ สายอากาศ ตัวป้อนสัญญาณ (feeder) ตัวกรองสัญญาณ (filter) และตัวเชื่อมต่อ (coupler) เป็นต้น อย่างไรก็ตาม ในระบบย่านความถี่ไมโครเวฟ และย่านคลื่นมิลลิเมตร วงจรรวมแบบระนาบ (planar integrated circuit) ยังคงเป็นที่นิยมใช้กันอยู่มาก ดังนั้นจึงมีแนวคิดที่จะทำการสร้างอุปกรณ์ชนิดใหม่ขึ้นมา โดยทำการประยุกต์ท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรรวมแบบระนาบ และทำการศึกษาวิจัยถึงผลที่ได้ เพื่อพัฒนาไปสู่การใช้งานจริงต่อไป

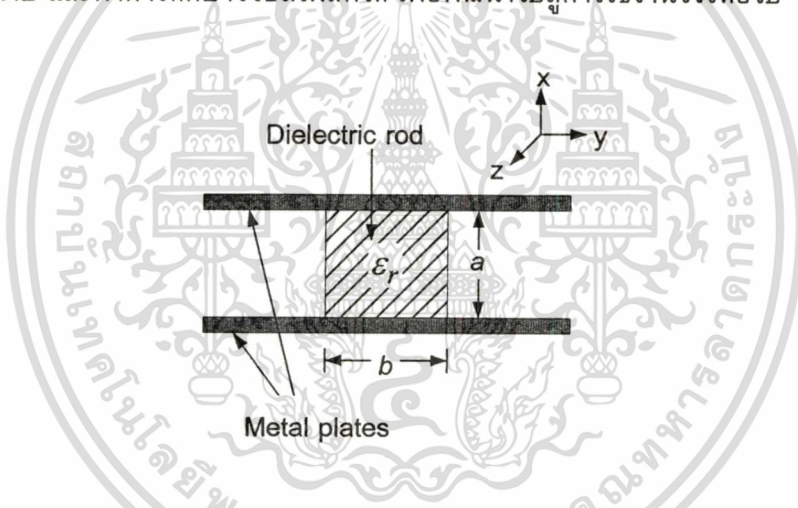


Figure 1 Cross-sectional view of the basic structure of NRD-guide, which  $a < \lambda_0/2$ .

โดยทั่วไปแล้ว ปรากฏการณ์การรั่วไหลของคลื่นมักเกิดขึ้นในท่อนำคลื่นไดอิเล็กตริก และสายส่งสัญญาณต่าง ๆ สำหรับท่อนำคลื่นไดอิเล็กตริกนั้น มักจะนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบวงจรรวมย่านความถี่สูง ดังนั้นถ้ามีการรั่วไหลของคลื่นเกิดขึ้น จะทำให้เกิดสัญญาณไขว้แทรก (crosstalk) ไปยังอุปกรณ์ข้างเคียง ซึ่งจะทำให้เกิดผลเสียต่อวงจรโดยรวม แต่เมื่อมองในทางกลับกัน อาจจะนำเอาแนวความคิดเกี่ยวกับการรั่วไหลของคลื่นนั้น มาประยุกต์สร้างอุปกรณ์ชนิดใหม่ขึ้นมาเพื่อใช้งานในย่านความถี่สูงได้ ตัวอย่างเช่น คัปเปิลอร์แบบมีทิศทางแบบคลื่นรั่ว (leaky-wave directional coupler) ซึ่งนำเสนอโดย Hue (1978) นอกจากนี้ เมื่อประยุกต์รวมกันระหว่างแนวความคิดเกี่ยวกับการรั่วไหลของคลื่นกับท่อนำคลื่น NRD ก็สามารถสร้างเป็นคัปเปิลอร์แบบมีทิศทางชนิดใหม่ขึ้นมาได้ ซึ่งนำเสนอโดย Yoneyama และคณะ (1981) โครงสร้างของคัปเปิลอร์แบบมีทิศทางชนิดนี้ แสดงได้ดังรูปที่ 2

ในบทความนี้ นำเสนอตัวเชื่อมต่อโดยสร้างขึ้นจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรรวมย่านความถี่ไมโครเวฟ การเชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อชนิดนี้จะขึ้นอยู่กับ การรั่วไหลของคลื่น กล่าวคือ คลื่นที่รั่วไหลสามารถ

ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แพร่กระจายจากท่อนำคลื่น NRD ท่อหนึ่งไปยังท่อนำคลื่น NRD อีกท่อหนึ่งโดยผ่านวงจรระนาบได้ ซึ่งวงจรระนาบที่สร้างขึ้นในงานวิจัยนี้มี 3 ชนิด คือแผ่นไดอิเล็กตริก สายส่งแบบไมโครสตริป และวงจรรขยายแบบเฟด และได้มีการแสดงผลที่ได้จากการวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อแต่ละชนิด

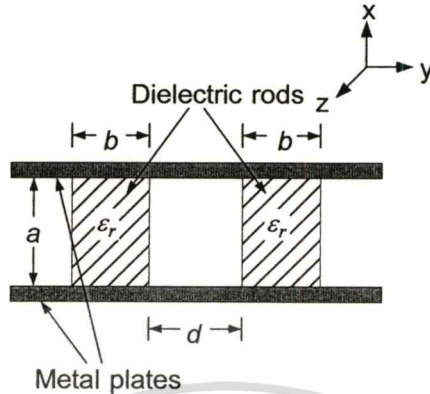


Figure 2 Cross-sectional view of the basic NRD-guide coupler.

อุปกรณ์และวิธีการ

โครงสร้างของตัวเชื่อมต่อที่ทำการวิจัย

โครงสร้างของตัวเชื่อมต่อ ประกอบด้วยวงจรระนาบวางชิดอยู่กับด้านข้างของท่อนำคลื่น NRD 2 ท่อ แสดงดังรูปที่ 3

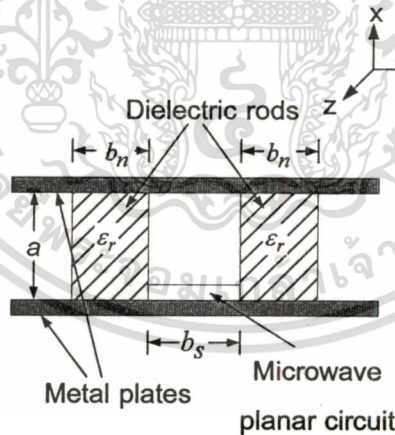


Figure 3 Cross-sectional view of the NRD-guide coupler combined with microwave planar circuit.

วงจรระนาบย่านความถี่ไมโครเวฟที่ใช้ในงานวิจัยนี้ประกอบด้วยแผ่นไดอิเล็กตริก สายส่งแบบไมโครสตริปและวงจรรขยายแบบเฟด ซึ่งออกแบบให้มีอัตราขยายเท่ากับ 10 dB โดยที่สายส่งแบบไมโครสตริปและวงจรรขยายแบบเฟดออกแบบด้วยโปรแกรม PUFF ใช้ตามวิธีของ Wedge และคณะ (1991) ซึ่งพาราเมเตอร์ S ของวงจรรขยายเฟดที่ได้จากการจำลองแบบ (simulate) แสดงได้ดังรูปที่ 4 ทุกวงจรระนาบออกแบบให้มีความถี่ใช้งานที่ 10 GHz และกำหนดให้แต่ละแผ่นวงจรมีขนาดเท่ากันคือมีความกว้างและความยาวเท่ากับ 10 เซนติเมตร และ 15 เซนติเมตร ตามลำดับ

ไม่ว่ากรณีใดๆทางสน อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

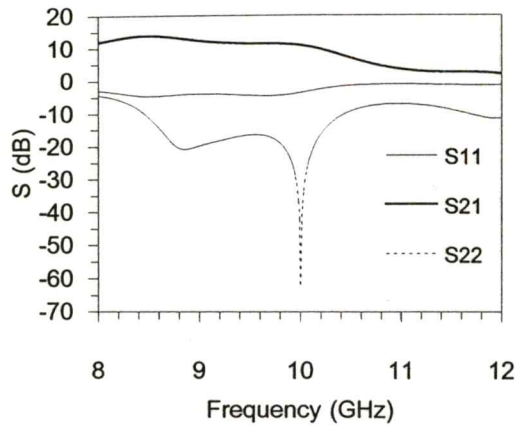


figure 4 The S-parameters of the simulated-FET amplifier.

โครงสร้างของตัวเชื่อมต่อชนิดต่าง ๆ ในงานวิจัย เมื่อมองทางด้านบน แสดงได้ดังรูปที่ 5-8

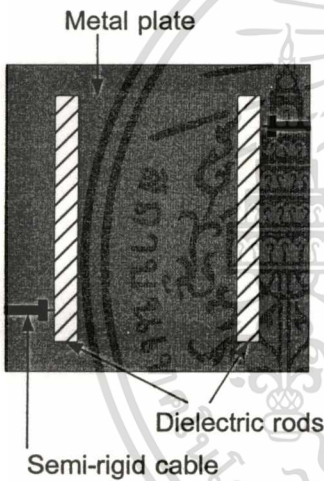


figure 5 The basic NRD-guide coupler.

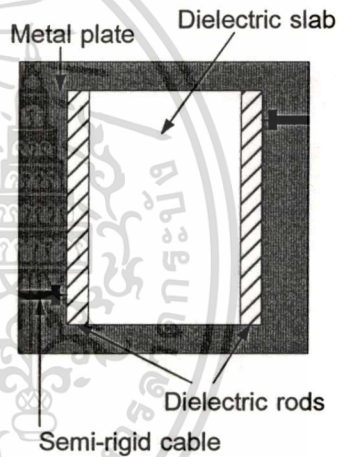


figure 6 The NRD-guide coupler with dielectric slab.

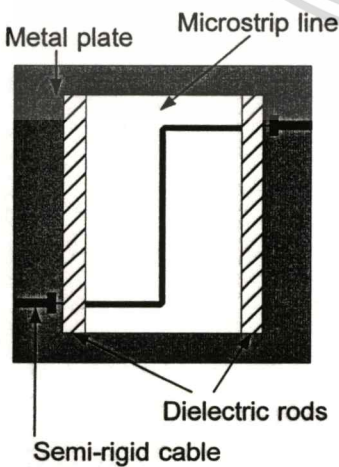


Figure 7 The NRD-guide coupler with microstrip line.

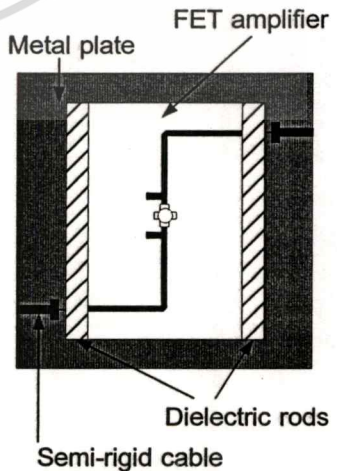


Figure 8 The NRD-guide coupler with the FET amplifier circuit.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การสร้างและการวัด

แท่งไดอิเล็กทริกของท่อนำคลื่น NRD สร้างจากไดอิเล็กทริก PTFE ซึ่งมีค่าคงตัวไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ ( $\epsilon_r$ ) เท่ากับ 2.20 และถูกออกแบบให้มีความถี่ใช้งาน 10 GHz ดังนั้นจึงมีความกว้าง (a) 13.5 มิลลิเมตร ความสูง (b) 16 มิลลิเมตร และความยาว 150 มิลลิเมตร วงจรระนาบสร้างบนวัสดุฐานรองไดอิเล็กทริก (ARLON D1CLAD880) ซึ่งมีค่าคงตัวไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ ( $\epsilon_r$ ) เท่ากับ 2.17 และวัสดุฐานรองมีความหนา 0.762 มิลลิเมตร ส่วนเฟดที่ใช้ในวงจรขยายเป็นของบริษัทมิตซูบิชิ เบอร์ MGF4314E

ในการวัดตัวเชื่อมต่อ จะใช้สายเคเบิลแบบเซมิริจิด (semi-rigid cable) 2 เส้น โดยที่ปลายด้านหนึ่งของแต่ละเส้นต่ออยู่กับเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network analyzer) รุ่น HP 8510 และที่ปลายอีกด้านหนึ่งของแต่ละเส้น จะทำหน้าที่เป็นโพรบ ซึ่งจะกำหนดให้วางอยู่ที่ด้านข้างของแท่ง NRD โดยโพรบที่ทำหน้าที่เป็นตัวกระตุ้นสัญญาณทางด้านอินพุต จะกำหนดให้วางห่างจากปลายแท่ง NRD แท่งแรกเป็นระยะ 5 มิลลิเมตร ส่วนโพรบที่ทำหน้าที่รับสัญญาณทางด้านเอาต์พุต จะกำหนดให้วางห่างจากปลายอีกด้านหนึ่งของแท่ง NRD แท่งที่สอง เป็นระยะ 5 มิลลิเมตรเช่นกัน ซึ่งตำแหน่งการวางโพรบที่ได้กล่าวถึงไปนั้น แสดงได้ดังรูปที่ 5 ถึงรูปที่ 8 แล้วทำการวัดค่าพารามิเตอร์ S ของตัวเชื่อมต่อแต่ละชนิด

## การหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อและค่าคงตัวลดทอน

การหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ (Coupling coefficient) และค่าคงตัวลดทอน (Attenuation constant) ของตัวเชื่อมต่อที่สร้างขึ้นมาจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรระนาบต่าง ๆ ในบทความนี้ สามารถหาได้ในทำนองเดียวกับการหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อและค่าคงตัวลดทอนของตัวเชื่อมต่อแบบคลื่นรีวี่ที่สร้างขึ้นมาจากท่อนำคลื่น NRD ตามวิธีการของ Niu และคณะ (1993)

## ผลการทดลองและวิจารณ์

สัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่ได้จากการวัดของตัวเชื่อมต่อแบบพื้นฐานที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD และของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับแผ่นไดอิเล็กทริก แสดงได้ดังรูปที่ 9 และรูปที่ 10 ตามลำดับ

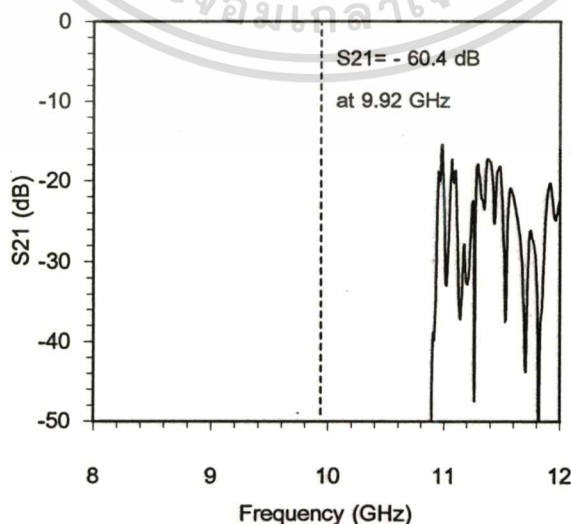


Figure 9 The measured  $S_{21}$  of the basic NRD-guide coupler.

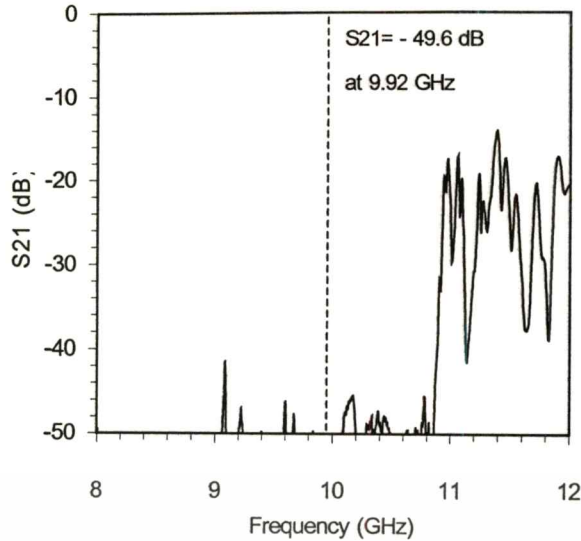


Figure 10 The measured  $S_{21}$  of the NRD-guide coupler with the dielectric slab.

ในการพิจารณาเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อแต่ละตัวที่ได้จากการวัดนั้น จะพิจารณาที่ความถี่ซึ่งมีความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับต่ำที่สุดของตัวเชื่อมต่อ NRD พื้นฐาน ซึ่งในที่นี้จะพิจารณาที่ความถี่ 9.92 GHz จากรูปที่ 9 และรูปที่ 10 พบว่า สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับแผ่นไดอิเล็กตริก จะมีค่าสูงกว่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อพื้นฐาน ที่เป็นเช่นนี้เพราะการเชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับแผ่นไดอิเล็กตริกนั้น คลื่นที่รั่วจากท่อนำคลื่นตัวแรกจะเดินทางผ่านแผ่นไดอิเล็กตริกในรูปของคลื่นผิวไปยังท่อนำคลื่น NRD ตัวที่สอง แต่ในกรณีของตัวเชื่อมต่อพื้นฐานนั้น คลื่นที่รั่วจากท่อนำคลื่น NRD ตัวแรกจะเดินทางผ่านบริเวณที่เป็นอากาศไปยังท่อนำคลื่น NRD ตัวที่สอง ซึ่งคลื่นที่เดินทางผ่านอากาศนั้นจะถูกลดทอนลงอย่างมาก ดังนั้นคลื่นจึงเดินทางไปยังท่อนำคลื่น NRD ตัวที่สองได้น้อย

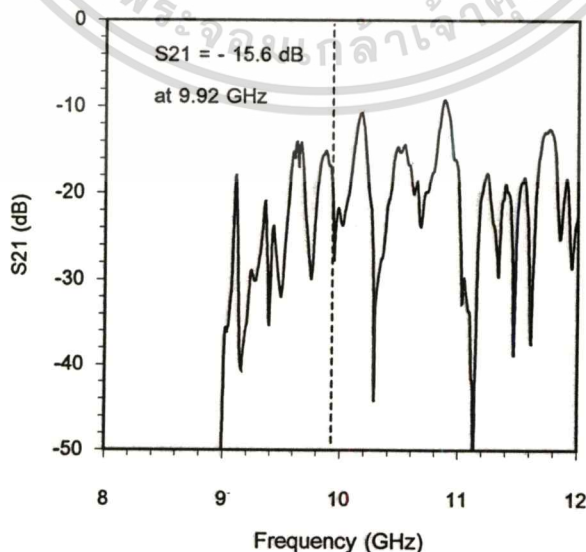


Figure 11 The measured  $S_{21}$  of the NRD-guide coupler with the microstrip line.

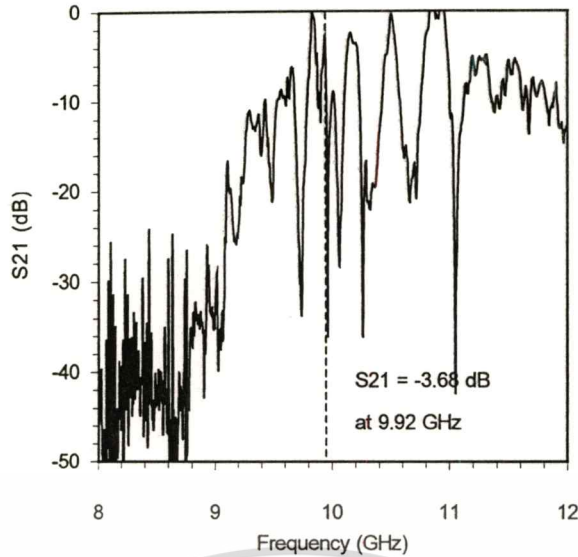


Figure 12 The measured  $S_{21}$  of the NRD-guide coupler with the FET amplifier.

สัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่ได้จากการวัดของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับสายส่งแบบไมโครสตริป และของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรรขยายแบบเฟด แสดงได้ดังรูปที่ 11 และรูปที่ 12 ตามลำดับ

จากรูปที่ 11 เราจะพบว่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจะสูงขึ้นอย่างมาก เมื่อตัวเชื่อมต่อเปลี่ยนจากแผ่นไดอิเล็กตริกเป็นสายส่งแบบไมโครสตริป ที่เป็นเช่นนี้เพราะคลื่นที่รั่วจากท่อนำคลื่น NRD ตัวแรก จะถูกควบคุมให้เดินทางไปตามสายส่งแบบไมโครสตริป ไปยังท่อนำคลื่น NRD ตัวที่สอง นั่นคือคลื่นจะไม่เดินทางอย่างกระจัดกระจายเหมือนกับเดินทางไปบนแผ่นไดอิเล็กตริก และเมื่อพิจารณาจากรูปที่ 12 สัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่วัดได้จากตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรรขยายแบบเฟด จะมีค่าสูงมากกว่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อแบบอื่น ๆ ทั้งนี้เพราะนอกจากคลื่นจะถูกควบคุมให้เดินทางไปตามสายส่งแบบไมโครสตริปแล้ว คลื่นยังถูกขยายโดยวงจรรขยายแบบเฟดอีกด้วย ดังนั้นจึงสามารถกล่าวได้ว่าตัวเชื่อมต่อที่มีการเชื่อมต่อที่ดีที่สุด คือตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรรขยายแบบเฟด นั่นเอง

### สรุป

บทความนี้นำเสนอ ตัวเชื่อมต่อที่สร้างขึ้นจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรรขยายความถี่ไมโครเวฟ ซึ่งวงจรรขยายที่สร้างขึ้นในงานวิจัยนี้มี 3 ชนิด คือแผ่นไดอิเล็กตริก สายส่งแบบไมโครสตริป และวงจรรขยายแบบเฟด โดยวงจรรขยายทุกวงจรรนี้ออกแบบจากโปรแกรม PUFF ที่ความถี่ใช้งาน 10 GHz การเชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อชนิดนี้จะขึ้นอยู่กับการรั่วไหลของคลื่น กล่าวคือ คลื่นที่รั่วไหลสามารถแพร่กระจายจากท่อนำคลื่น NRD ท่อหนึ่งไปยังท่อนำคลื่น NRD อีกท่อหนึ่งโดยผ่านวงจรรขยายได้ และจากการวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อแต่ละชนิด จะพบว่าตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรรขยายแบบเฟดนั้น สัมประสิทธิ์การส่งผ่านจะมีค่าสูงที่สุด เมื่อเปรียบเทียบกับตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรรขยายชนิดอื่น ดังนั้นงานวิจัยนี้สามารถพัฒนาไปสู่การสร้างเป็นวงจรรวมไมโครเวฟแบบโมโนลิทิก (Monolithic microwave integrated circuit: MMIC) ได้ในอนาคตนั้น ไม่นับว่าเกินไปได้ใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- Yoneyama, T. and Nishida, S. 1981. Non-radiative dielectric waveguide for millimetre-wave integrated circuits. IEEE Trans. on Microwave Theory Tech. 29 : 1188-1192.
- Nui, D., T. Yoneyama, and T. Itoh. 1993. Analysis and measurement of NRD-guide leaky wave coupler in Ka-band. IEEE Trans. on Microwave Theory Tech. 41 : 2126-2132.
- Hu, E.W., S.T. Peng, and A.A. Oliner. 1978. A novel leaky-wave strip waveguide directional coupler. In Topical Meet. Integrated and Guide Wave Optics. 2.
- Wedge, S.W., R. Compton, and D. Rutledge. 1991. PUFF : Computer Aided Design for Microwave Integrated Circuits (version 2). Puff distribution, Electrical Engineering M/S 116-81, California Institute of Technology, Pasadena, CA 91125.



## ประวัติผู้เขียน

นางสาว พนารัตน์ ระวีวรรณ เกิดเมื่อวันที่ 30 ตุลาคม 2518 ที่จังหวัดชัยภูมิ สำเร็จการศึกษา  
วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (โทรคมนาคม) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาด-  
กระบังปีการศึกษา 2541 สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษา (วิทย์-คณิต) จากโรงเรียนสุรนารีวิทยา  
อำเภอเมือง จังหวัดนครราชสีมา ปีการศึกษา 2537

### ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์นอกเหนือจากวิทยานิพนธ์

1. พนารัตน์ ระวีวรรณ, พรรณระวี ภูพัฒน์กุล, ประกิจ ตั้งศิษานนท์, อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ และ  
สถาพร พรหมวงศ์, "การศึกษาคุณสมบัติของแบบแผนคลื่นของท่อนำคลื่น NRD." การประชุม  
วิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21, หน้า 525-528, พฤศจิกายน 2541.

### ทุนการศึกษาที่ได้รับในระหว่างการศึกษาระดับปริญญาโท

1. ทุนในโครงการส่งเสริมผู้มีความรู้ความสามารถพิเศษเป็นอาจารย์ในสถาบันอุดมศึกษาของรัฐ  
ของทบวงมหาวิทยาลัย
2. ทุนมูลนิธิเพื่อการศึกษาคอมพิวเตอร์และการสื่อสาร (C&C)