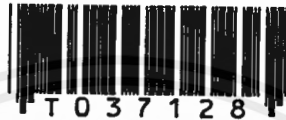


# สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การลดขนาดของสายอากาศแอกทีฟด้วยการทำไดอิเล็กตริก 2 ชั้น

An Active Integrated Antenna with Minaturized 2 layered



T 0 3 7 1 2 8

โดย

นายวุฒิพล

ภูริภัทรวัฒนกุล

นายอำนาจ

ไตรพาณิชย์กุล

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2542

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน..... 37128

วัน, เดือน, ปี..... 4 ก.ย. 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์

การลดขนาดของสายอากาศเอกทีฟด้วยการทำไดอิเล็กตริก 2 ชั้น  
An Active Integrated Antenna with Minaturized 2 layered

จัดทำโดย

นายวุฒิพล      ภูมิภัทรวัฒนกุล  
นายอำนาจ      ไตรพาณิชย์กุล

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์สถาพร พรหมวงศ์  
อาจารย์พิชญ สุพรรณกุล

ภาควิชา

เทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา

2542

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
อนุมัติให้นับเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการคุมสอบปริญญานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ  
( ผศ. ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์ )  
..... กรรมการ  
( ผศ. วิชัย สุรพัฒน์ )  
..... กรรมการ  
( ผศ. ไพศาล สิริธิโยภาสกุล )  
..... กรรมการ  
( อ. มนต์ชัย แซ่มซ้อย )  
..... กรรมการ  
( อ. พิชญ สุพรรณกุล )  
..... กรรมการ  
( อ. สุธีรา พันธุ์ธีรานุรักษ์ )

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การลดขนาดของสายอากาศแอกทีฟด้วยการทำไดอิเล็กตริก 2 ชั้น

โดย นายวุฒิพล ภูมิภัทรวัฒนกุล รหัส 40013382  
นายอำนาจ ไตรพาณิชย์กุล รหัส 40013398

### อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์สถาพร พรหมวงศ์  
อาจารย์พิชญ สุพรรณกุล

### บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้เสนอวิธีการลดขนาดสล็อตของสายอากาศแบบแอกทีฟโดยการใช้วัสดุฐานรอง 2 ชั้น สายอากาศแบบแอกทีฟจะประกอบด้วยส่วนพาสซีฟและแอกทีฟ สายอากาศแบบสล็อตบนวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกถูกนำมาใช้เป็นตัวแผ่กระจายคลื่น ในขณะที่ MESFET ถูกนำมาใช้ในส่วนแอกทีฟเพื่อเป็นตัวกำเนิดสัญญาณ RF อย่างมีประสิทธิภาพ ในกรณีวัสดุฐานรอง 2 ชั้นนั้น ขนาดของสายสายอากาศจะลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศแบบสล็อตในระนาบสร้างเงาที่สร้างด้วยวัสดุฐานรองชั้นเดียวโดยยังมีการทำงานและแบบรูปของสายอากาศ

## AN ACTIVE INTEGRATED ANTENNA WITH MINATURIZED 2 LAYERED

|           |              |                 |               |
|-----------|--------------|-----------------|---------------|
| <b>By</b> | Mr. Wuttipol | Puripatwattakul | Code 40013382 |
|           | Mr. Umnaj    | Tripanichkul    | Code 40013398 |

### Adviser

|               |           |
|---------------|-----------|
| Mr. Sathaporn | Promwong  |
| Mr. Pichaya   | Supankoon |

### Abstract

In this project, an active integrated antenna with a slot shrunk by a double layered substrate is presented. An active integrated antenna consist of passive and active part. The slot antenna on the dielectric substrate was used as the radiator in the passive part while the MESFET is efficiently used in the active part to generate RF signal. In the case of double layered substrate, reduction was achieved in size compared with the ordinary slot embedded in the ground plane of the single dielectric substrate. Good operation and a good antenna pattern were obtained.

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงไปด้วยดีเกิดจากความร่วมมือร่วมใจของคณะผู้จัดทำ โดยได้รับความช่วยเหลือทางด้านข้อมูลต่างๆและคำแนะนำต่างๆ จากอาจารย์ที่ปรึกษาปริญญานิพนธ์ คือ อาจารย์สถาพร พรหมวงศ์, อาจารย์พิชญ์ สุพรรณกุล, อาจารย์มนต์ชัย แซ่มะชัย รุ่นพี่ปริญญโท ซึ่งได้ให้คำแนะนำ, ข้อมูล, สถานที่ในการทำโครงการและสนับสนุนอุปกรณ์ในการทำโครงการนี้ ขอขอบคุณไว้ ณ ที่นี้ด้วย

สุดท้ายนี้ต้องขอขอบคุณภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และคณะอาจารย์ทุกท่านที่ช่วยประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ต่างๆจนสามารถทำโครงการนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

คณะผู้จัดทำ

## สารบัญ

|                                                   | หน้า |
|---------------------------------------------------|------|
| บทคัดย่อภาษาไทย                                   | ก    |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ                                | ข    |
| กิตติกรรมประกาศ                                   | ค    |
| สารบัญ                                            | ง    |
| สารบัญรูป                                         | ช    |
| สารบัญตาราง                                       | ฉ    |
| บทที่ 1 บทนำ                                      | 1    |
| 1.1 วัตถุประสงค์ของโครงการ                        | 2    |
| 1.2 ขอบเขตของโครงการ                              | 2    |
| 1.3 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากโครงการ           | 2    |
| 1.4 ข้อกำหนดของโครงการ                            | 2    |
| 1.5 ข้อดีของสายอากาศแบบแอกทีฟ                     | 2    |
| 1.6 ข้อเสียของสายอากาศแบบแอกทีฟ                   | 3    |
| 1.7 ข้อดีของการใช้เทคนิควัสดุฐานรอง 2 ชั้น        | 3    |
| 1.8 ข้อเสียของการใช้เทคนิควัสดุฐานรอง 2 ชั้น      | 3    |
| บทที่ 2 วงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ไมโครเวฟ      | 4    |
| 2.1 พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์และเสถียรภาพ        | 4    |
| 2.1.1 พารามิเตอร์วงจรสองทางเข้าออกของทรานซิสเตอร์ | 4    |
| 2.1.2 คุณสมบัติของวงจรขยาย                        | 5    |
| 2.1.3 ความเสถียรภาพและไม่เสถียรภาพ                | 7    |
| 2.1.4 เงื่อนไขสำหรับการมีเสถียรภาพ                | 7    |
| 2.2 สมิธชาร์ตและโครงข่ายการแมทชิง                 | 10   |
| 2.2.1 สมิธชาร์ต                                   | 10   |
| 2.2.1.1 ส่วนกลับของแอดมิตแตนซ์                    | 13   |
| 2.2.1.2 อิมมิตแตนซ์แมทชิง                         | 14   |

## หน้า

|                                                        |    |
|--------------------------------------------------------|----|
| 2.2.2 อิมิตแดนซ์ชาร์ต                                  | 19 |
| 2.2.2.1 การแมทชิงแบบอิมิตแดนซ์ค่าจริง                  | 19 |
| 2.2.2.2 การแมทชิงแบบอิมิตแดนซ์จำนวนเชิงซ้อน            | 21 |
| 2.2.3 การแมทชิงแบบสายเดี่ยว                            | 23 |
| 2.3 การออกแบบโดยใช้สเกเตอร์ริงพารามิเตอร์              | 27 |
| 2.3.1 การคำนวณหาสเกเตอร์ริงพารามิเตอร์                 | 28 |
| 2.4 การออกแบบออสซิลเลเตอร์ด้วยทรานซิสเตอร์ย่านไมโครเวฟ | 30 |
| 2.4.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบแบบหนึ่งคู่สาย | 30 |
| 2.4.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบแบบ 2 คู่สาย   | 37 |
| 2.4.4 รูปแบบของวงจรออสซิลเลเตอร์                       | 39 |
| บทที่ 3 สายอากาศแบบสล็อต                               | 43 |
| 3.1 การวิเคราะห์สายอากาศแบบสล็อต                       | 44 |
| 3.2 การวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศด้วยวิธี โมเมนต์  | 48 |
| 3.2.1 สมการอินทิกรัล                                   | 48 |
| 3.2.1.1 Electrostatic Charge Distribution              | 48 |
| 3.2.1.2 การพิจารณาเส้นลวดตรงความยาวจำกัด               | 49 |
| 3.2.2 สมการอินทิกรัลแบบ Pocklington                    | 53 |
| บทที่ 4 การออกแบบและทดลอง                              | 58 |
| 4.1 การออกแบบสายอากาศแบบสล็อต                          | 58 |
| 4.1.1 ออกแบบและทำการหาขนาดของสล็อต                     | 59 |
| 4.1.2 การออกแบบไมโครสตริปไลน์                          | 60 |
| 4.2 การออกแบบส่วนของออสซิลเลเตอร์                      | 63 |
| 4.3 การสร้างสายอากาศแอกทีฟแบบสล็อต                     | 69 |

|                                                               | หน้า   |
|---------------------------------------------------------------|--------|
| บทที่ 5 การทดสอบและวัดสัญญาณ                                  | 74     |
| 5.1 การทดสอบและการวัดสัญญาณ                                   | 74     |
| 5.2 การวัด S พารามิเตอร์ด้วยเครื่อง Network Analyzer          | 75     |
| 5.3 การวัดทดสอบด้วยเครื่อง Power meter with Frequency Counter | 77     |
| 5.4 การวัดทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในสนามระยะไกล                 | 78     |
| <br>บทที่ 6 สรุปผลการทดลอง                                    | <br>79 |
| บรรณานุกรม                                                    |        |
| ภาคผนวก                                                       |        |



## สารบัญรูป

|                                                                 | หน้า |
|-----------------------------------------------------------------|------|
| รูปที่ 2.1 รูปแบบพื้นฐานของทรานซิสเตอร์                         | 4    |
| รูปที่ 2.2 วงจรสองทางเข้าออกของทรานซิสเตอร์                     | 5    |
| รูปที่ 2.3 ลิเนียร์แอกทีฟทรานซิสเตอร์กับการต่อเป็นทวิ-พอร์ต     | 6    |
| รูปที่ 2.4 การสร้างสมิธชาร์ต                                    | 12   |
| รูปที่ 2.5 ส่วนกลับบนสมิธชาร์ตที่อยู่ตรงกันข้ามที่รีซีมีเท่ากัน | 14   |
| รูปที่ 2.6 วงจรเมทซิงแบบ Ell-section                            | 15   |
| รูปที่ 2.7 การสร้างสมิธชาร์ตสำหรับการแมทช์ระหว่างสายส่งกับโหลด  | 16   |
| รูปที่ 2.8 (ก) วงจรเมทซิงแบบ Tapped-capacitor ;                 | 18   |
| (ข) วงจรเมทซิงแบบ p-section                                     |      |
| รูปที่ 2.9 ตัวอย่างวงจรที่ใช้วงจรเมทซิงแบบแทปคาปาซิเตอร์        | 18   |
| รูปที่ 2.10 แสดงอิมิตแดนซ์ชาร์ต                                 | 20   |
| รูปที่ 2.11 อิมิตแดนซ์ชาร์ตอย่างง่าย                            | 21   |
| รูปที่ 2.12 วงจรและการรวมอิมิตแดนซ์ชาร์ตสำหรับโหลดเชิงซ้อน      | 22   |
| รูปที่ 2.13 แผนผังทางไฟฟ้าของวงจรออสซิลเลเตอร์                  | 30   |
| ความต้านทานเชิงลบแบบหนึ่งคู่สาย                                 |      |
| รูปที่ 2.14 (ก) อุปกรณ์ความต้านทานเชิงลบ                        | 33   |
| (ข) การปรับแอมพลิจูดของ                                         |      |
| รูปที่ 2.15 แบบจำลองออสซิลเลเตอร์แบบสองคู่สาย                   | 37   |
| รูปที่ 2.16 รูปแบบสามชนิดของเบสร่วม(common-base)                | 39   |
| รูปที่ 2.17 รูปแบบคอมมอนเบส                                     | 40   |
| รูปที่ 2.18 (ก) รูปแบบคอมมอนเกต                                 | 41   |
| (ข) รูปแบบคอมมอนซอร์ส                                           |      |
| รูปที่ 2.19 reverse-channel GaAs FET                            | 41   |
| รูปที่ 2.20 YIG ออสซิลเลเตอร์                                   | 42   |
| รูปที่ 2.21 วงจรอิกวิวาเลนต์ ของ YIG ออสซิลเลเตอร์              | 42   |
| รูปที่ 3.1 การกระจายของสนามของสล็อตบนแผ่นไดอิเล็กตริก           | 43   |
| รูปที่ 3.2 สล็อตบนระนาบตัวนำขนาดใหญ่                            | 45   |

|                                                                                                      | หน้า |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|
| รูปที่ 3.3 เส้นลวดตรงที่ให้ศักย์ไฟฟ้าคงที่และการแบ่งเซ็กเมนต์                                        | 50   |
| รูปที่ 3.4 รูปแบบของคลื่นตกกระทบบนเส้นลวดตัวนำ                                                       | 54   |
| รูปที่ 3.5 แสดงการแบ่งโคโพลเป็นส่วนๆ และเป็นกระแสเสมือน                                              | 56   |
| รูปที่ 4.1 โครงสร้างของไมโครสตริปไลน์                                                                | 60   |
| รูปที่ 4.2 สายอากาศแบบสล็อตที่ทำการออกแบบ                                                            | 63   |
| รูปที่ 4.3 การเลือกค่า $\Gamma$ , จากสมิธชาร์ต                                                       | 64   |
| รูปที่ 4.4 บล็อกการสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์                                                            | 65   |
| รูปที่ 4.5 การออกแบบความยาวสตริปในส่วนขาเกิด                                                         | 66   |
| รูปที่ 4.6 การออกแบบสลับและความยาวสายของนำสัญญาณ                                                     | 67   |
| รูปที่ 4.7 ส่วนของ radial stub                                                                       | 68   |
| รูปที่ 4.8 ขนาดที่ออกแบบโดยใช้โปรแกรมช่วยออกแบบ                                                      | 69   |
| รูปที่ 4.9 ขนาดของสายอากาศเอททีพีแบบสล็อต ที่สร้างโดยใช้เทคนิควัสดุ<br>ฐานรอง 2 ชั้น                 | 71   |
| รูปที่ 4.10 วงจรออสซิลเลเตอร์และสายนำสัญญาณไมโครสตริปที่ทำการสร้าง<br>โดยใช้เทคนิควัสดุฐานรอง 2 ชั้น | 72   |
| รูปที่ 5.1 เครื่อง Network Analyzer                                                                  | 75   |
| รูปที่ 5.2 ค่า $S_{22}$ ของสายอากาศที่สร้าง                                                          | 75   |
| รูปที่ 5.3 ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ                                                                  | 76   |
| รูปที่ 5.4 แผนควิวก์ของสายอากาศ                                                                      | 76   |
| รูปที่ 5.5 ลักษณะการทดสอบคุณสมบัติวงจรออสซิลเลเตอร์                                                  | 77   |
| รูปที่ 5.6 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน VDS กับความถี่ออสซิลเลตและกำลังงาน                              | 77   |
| รูปที่ 5.7 ลักษณะการติดตั้งอุปกรณ์เพื่อใช้ในการทดสอบการแผ่กระจายคลื่น<br>ในสนามระยะไกล               | 78   |
| รูปที่ 5.8 แบบรูปการแผ่กระจายสนามไฟฟ้าของสายอากาศรวมแบบเอททีพี                                       | 78   |
| รูปที่ 5.9 แบบรูปการแผ่กระจายสนามแม่เหล็กของสายอากาศรวมแบบเอททีพี                                    | 79   |

## สารบัญตาราง

|                                                                  | หน้า |
|------------------------------------------------------------------|------|
| ตารางที่ 2.1 รวมกลุ่มของพารามิเตอร์                              | 5    |
| ตารางที่ 2.2 คุณสมบัติของอิมมิตแตนซ์ ( immittance ) และอัตราขยาย | 6    |



## บทที่ 1

### บทนำ

ปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารย่านความถี่สูงได้ถูกนำมาใช้งานมากขึ้น ซึ่งมีการรับส่งข้อมูลที่อัตราความเร็วสูงและประกอบด้วยข้อมูลจำนวนมาก โดยอุปกรณ์ในระบบการสื่อสารเหล่านี้มีขนาดเล็ก ระบบการสื่อสารนี้ได้รวมถึงระบบการสื่อสารส่วนบุคคลทั่วไปด้วย เช่น ระบบ LAN ไร้สาย, โทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ PHS ( Personal Handy – Phone System ), เรดาร์ ที่ใช้หลักการการชนกันของรถยนต์ ปัจจัยที่สำคัญของระบบเหล่านี้คือ มีขนาดเล็ก, ประสิทธิภาพสูง, น้ำหนักเบาและราคาถูก ขนาดสายอากาศเป็นอีกปัจจัยหนึ่งที่สำคัญเนื่องจากใช้กับอุปกรณ์สื่อสารที่มีขนาดเล็ก ระบบที่สำคัญในอุปกรณ์ไร้สายขั้นต้นคือสายอากาศ จะต้องใช้ สายอากาศที่มีเทคโนโลยีที่เหมาะสม และเทคโนโลยีที่ใช้นั้นคือ สายอากาศแบบแอคทีฟ (Active Integrated Antenna : AIA) ซึ่งประกอบด้วยวงจรแอคทีฟ ( Active Circuit ) กับสายอากาศที่มี ขนาดเล็ก โดยอาศัยเทคนิคควอไซออฟดีคอด ซึ่งสายอากาศแบบแอคทีฟสามารถทำให้มีกำลังสูงได้โดยอาศัยการรวมกำลังจากอุปกรณ์โซลิตสเทท อุปกรณ์โซลิตสเททในย่านมิลลิเมตรเวฟ (Millimeter Wave) ที่ถูกใช้ใน MMIC ( Monolithic Microwave Integrated Circuit ) เช่นเฟต (FET) มีความสามารถในการขยายกำลังงานที่ต่ำ จากที่ได้กล่าวมา คุณสมบัติพิเศษพื้นฐานของสายอากาศแบบแอคทีฟนั้นทำให้ระบบมีประสิทธิภาพดีขึ้น ซึ่งขนาดของสายอากาศเป็นเรื่องสำคัญที่เราต้องพิจารณาก่อนเป็นอันดับแรก ในกรณีที่สร้างสายอากาศแบบแอคทีฟนั้น เราสามารถลดขนาดของสายอากาศได้ โดยเราจะสร้างสายอากาศบนวัสดุฐานรองฉนวนที่มีค่าไดอิเล็กตริกที่สูงขึ้นและสามารถทำได้โดยการใช้วัสดุฐานรองหลายชั้น เพื่อให้สายอากาศมีขนาดเล็กลง ซึ่งถ้าเราสามารถลดขนาดของสายอากาศได้ จะทำให้เราสามารถสร้างสายอากาศหลายแถวลำดับได้มากขึ้นบนพื้นที่มีขนาดเท่ากัน และทำให้มีประสิทธิภาพของสายอากาศที่สูงขึ้น

จากทัศนคติที่ได้กล่าวมาข้างต้น จึงได้ทำการศึกษาเพื่อลดขนาดและทำการสร้างสายอากาศแบบแอคทีฟโดยใช้วัสดุฐานรอง 2 ชั้น ในลักษณะดังกล่าวโดยวางวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกไว้บนสายอากาศแบบร่องแคบ จึงทำให้สายอากาศแบบร่องแคบที่ได้นั้นมีขนาดเล็กลงและมีคุณสมบัติพิเศษของสายอากาศที่ดีขึ้นอีกด้วย

ในบทความนี้ได้กล่าวถึงแนวคิดในการออกแบบเพื่อลดขนาดสายอากาศแอคทีฟโดยใช้ไดอิเล็กตริก 2 ชั้น สายอากาศแบบแอคทีฟจะประกอบด้วยส่วนพาสซีฟและแอคทีฟ ในส่วนพาสซีฟจะเป็นสายอากาศแบบสล็อตบนไดอิเล็กตริกซึ่งใช้เป็นตัวแผ่กระจาย ขณะที่อุปกรณ์เมสเฟดในส่วนของแอคทีฟจะเป็นตัวกำเนิดสัญญาณ RF ออสซิลเลเตอร์ ซึ่งวงจรออสซิลเลเตอร์ที่

ใช้จะเป็นแบบป้อนกลับอนุกรม (Series feedback oscillator) และสายอากาศแบบสลีตที่ทำหน้าที่เป็นตัวแผ่กระจายคลื่นจะเป็นสายอากาศแอกทิฟแบบแถวลำดับขนาด 1 องค์ประกอบ

### 1.1 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อศึกษาเทคโนโลยีและหลักการสื่อสารของสายอากาศแบบแอกทิฟ (Active Integrated Antenna) และลดขนาดของสายอากาศแบบแอกทิฟโดยการใช้เทคนิควัสดุฐานรอง 2 ชั้น
2. เพื่อเป็นพื้นฐานในการพัฒนาไปสู่การออกแบบสายอากาศที่มีโครงสร้างและประสิทธิภาพสูงต่อไป

### 1.2 ขอบเขตของโครงการ

ทำการลดขนาดของสายอากาศแบบแอกทิฟ (Active Integrated Antenna) โดยวัสดุฐานรอง 2 ชั้น โดยสายอากาศจะเป็นสายอากาศแบบสลีตและวงจรออสซิลเลเตอร์จะประกอบด้วย เมสเฟด ซึ่งวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้จะเป็นแบบอนุกรมป้อนกลับ (Series feedback Oscillator) ขนาด 1 องค์ประกอบ (Single) ผลิตที่ความถี่ใกล้เคียง 1.8 GHz

### 1.3 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากโครงการ

1. สามารถศึกษาทฤษฎีของสายอากาศแบบแอกทิฟให้มีขนาดเล็กลงและมีประสิทธิภาพสูงมากขึ้น
2. สามารถออกแบบและสร้างสายอากาศแบบแอกทิฟให้มีขนาดเล็กลงได้
3. สามารถใช้เครื่องมือและโปรแกรมที่ใช้ในการออกแบบร่วมกันได้

### 1.4 ข้อกำหนดของโครงการ

ทำการลดขนาดสายอากาศแบบแอกทิฟ (Active Integrated Antenna) โดยการใช้เทคนิควัสดุฐานรอง 2 ชั้นและทำการสร้างสายอากาศแบบแอกทิฟซึ่งรวมไปถึงวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ผลิตความถี่ใกล้เคียง 1.8 GHz โดยใช้สายอากาศแบบ สลีสอด จำนวน 1 องค์ประกอบ

### 1.5 ข้อดีของสายอากาศแบบแอกทิฟ (Active Integrated Antenna)

- 1 มีขนาดเล็กน้ำหนักเบา ราคาถูก
- 2 สร้างได้ง่ายเนื่องจากทำบนแผ่นวงจรพิมพ์
- 3 เนื่องจากมีลักษณะบางเป็นแผ่น จึงติดตั้งได้ง่ายกับอุปกรณ์ชนิดต่างๆ
- 4 โครงสร้างง่ายและไม่ซับซ้อน

### 1.6 ข้อเสียของสายอากาศแบบแอคทีฟ (Active Integrated Antenna)

1. มีกำลังงานต่ำแต่ถ้าเพิ่มจำนวนองค์ประกอบให้มากขึ้นจะทำให้มีกำลังงานที่สูงขึ้น
2. ถ้าทำจำนวนน้อยเช่นในงานวิจัยจะมีราคาค่อนข้างแพง
3. การออกแบบสร้างทำได้ยาก

### 1.7 ข้อดีของการใช้เทคนิควัสดุฐานรอง 2 ชั้น

1. สามารถลดขนาดของสายอากาศได้
2. ทำให้ประสิทธิภาพของสายอากาศดีขึ้น
3. สามารถสร้างสายอากาศโดยมีจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศเพิ่มขึ้นบนแผ่นวัสดุฐานรองที่มีขนาดเดียวกัน

### 1.8 ข้อเสียของการใช้เทคนิควัสดุฐานรอง 2 ชั้น

1. โครงสร้างออกแบบได้ยาก ต้องใช้คอมพิวเตอร์ที่มีความเร็วสูงในการออกแบบช่วย

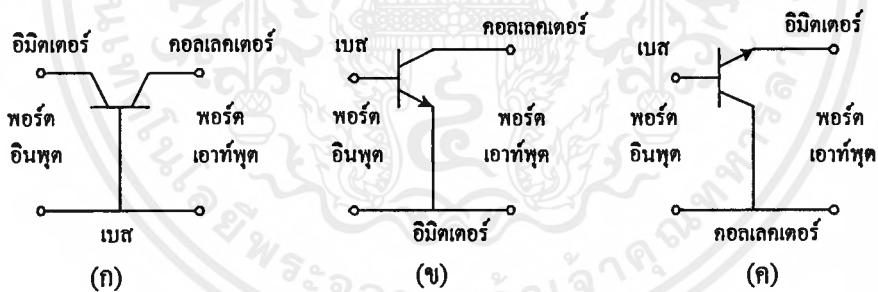
## บทที่ 2

### วงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ไมโครเวฟ

#### 2.1 พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์และเสถียรภาพ (TRANSISTOR PARAMETER AND STABILITY)

ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่มี 3 ขา ใช้ขาหนึ่งเป็นขาคอมมอนเทียบกับขาอินพุตและเอาต์พุตของวงจร ซึ่งรูปแบบที่รู้จักกันคือ คอมมอนเบส (common base), คอมมอนอิมิตเตอร์ (common emitter) และคอมมอนคอลเลกเตอร์ (common collector) โดยขาคอมมอนมักจะถูกต่อเทียบกับกราวด์

ขาคอมมอนสามารถจะจับคู่กับขาใดขาหนึ่งขาได้โดยแต่ละคู่เรียกว่า พอร์ต (port) และทั้ง 2 คู่ที่จับจะเป็นไปตามรูปแบบของ CB, CE และ CC ซึ่งมีลักษณะวงจรที่เรียกว่า วงจรสองทางเข้าออก (two-port network) โดยขาคอลเลกเตอร์ จะไม่ใช่เป็นอินพุตในวงจรของ (amplifier) ดังวงจรในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 รูปแบบพื้นฐานของทรานซิสเตอร์

( ก ) คอมมอนเบส ; ( ข ) คอมมอนอิมิตเตอร์ ; ( ค ) คอมมอนคอลเลกเตอร์

##### 2.1.1 พารามิเตอร์วงจรสองทางเข้าออกของทรานซิสเตอร์ ( TWO-PORT TRANSISTOR PARAMETERS )

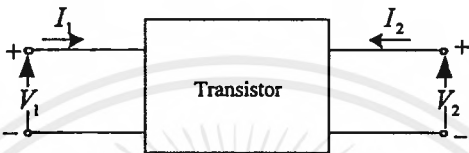
กลุ่มของพารามิเตอร์แสดงรวมอยู่ในตารางที่ 2.1 โดย  $\Phi_{i1}$  และ  $\Phi_{i2}$  แทนสองปริมาณที่เป็นอิสระส่วน  $\Phi_{o1}$  และ  $\Phi_{o2}$  แทนสองปริมาณที่ไม่อิสระและ  $k_i, k_r, k_f$  และ  $k_o$  แทนพารามิเตอร์ ( $i, r, f$  และ  $o$  หมายถึง input, reverse, forward และ output ตามลำดับ)

ความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรตาม, ตัวแปรอิสระ และพารามิเตอร์ สามารถแสดงในรูปเมตริกซ์คือ

$$\begin{bmatrix} \Phi_{d1} \\ \Phi_{d2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_i & k_r \\ k_f & k_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{i1} \\ \Phi_{i2} \end{bmatrix} \tag{2.1}$$

หรือ

$$[\Phi_d] = [k][\Phi_i] \tag{2.2}$$



รูปที่ 2.2 วงจรสองทางเข้าออกของทรานซิสเตอร์

เมื่อ  $[\Phi_d]$  และ  $[\Phi_i]$  เป็นเมตริกซ์หลัก และ  $[k]$  เป็นเมตริกซ์จัตรัสของพารามิเตอร์เพียงสามในหกของพารามิเตอร์ในตารางที่ 2.1 ที่เหมาะสมจะใช้แสดงลักษณะวงจรสองทางเข้าออกของทรานซิสเตอร์ ในที่นี้คือพารามิเตอร์  $z, y$  และ  $h$  ส่วนสเกตเตอริงพารามิเตอร์(scattering parameter) ไม่ได้ให้ไว้ในตารางที่ 2.1 เนื่องจากมีความเกี่ยวข้องกับแรงดันและกระแสโดยทางอ้อม ซึ่งใช้เฉพาะที่ความถี่สูงกว่า 100 MHz

ตารางที่ 2.1 รวมกลุ่มของพารามิเตอร์

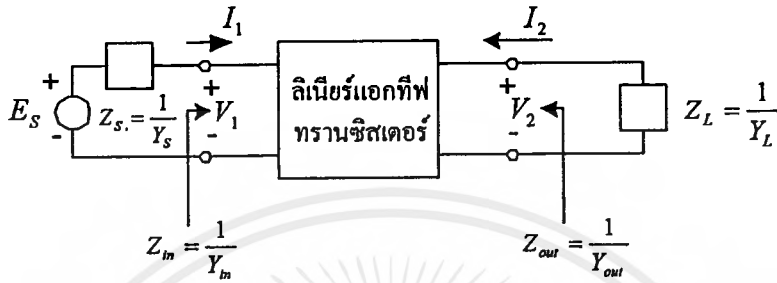
| $\Phi_{i1}$ | $\Phi_{i2}$ | $\Phi_{d1}$ | $\Phi_{d2}$ | $k_i$ | $k_r$ | $k_f$ | $k_o$ |
|-------------|-------------|-------------|-------------|-------|-------|-------|-------|
| $I_1$       | $I_2$       | $V_1$       | $V_2$       | $z_i$ | $z_r$ | $z_f$ | $z_o$ |
| $V_1$       | $V_2$       | $I_1$       | $I_2$       | $y_i$ | $y_r$ | $y_f$ | $y_o$ |
| $I_1$       | $V_2$       | $V_1$       | $I_2$       | $h_i$ | $h_r$ | $h_f$ | $h_o$ |
| $V_1$       | $I_2$       | $I_1$       | $V_2$       | $g_i$ | $g_r$ | $g_f$ | $g_o$ |
| $V_2$       | $-I_2$      | $V_1$       | $I_1$       | $A$   | $B$   | $C$   | $D$   |
| $V_1$       | $-I_1$      | $V_2$       | $I_2$       |       |       |       |       |

2.1.2 คุณสมบัติของวงจรขยาย ( AMPLIFIRE PROPERTIES )

เมื่อพารามิเตอร์เป็นไปตามเงื่อนไขข้างต้น ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์แบบแอคทีฟ มันจึงสามารถที่จะขยายกำลังและทำให้เกิดการออสซิลเลต การจะนำทรานซิสเตอร์ไปใช้งานต้องต่อกับวงจรจัดค่าอิมพีแดนซ์ ( หรือแอตมิตแดนซ์ ) ที่ปลายอินพุตและเอาต์พุตพอร์ต์ สำหรับวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แอมพลิไฟเออร์ แหล่งจ่ายสัญญาณจะต่อที่อินพุตพอร์ตในรูปที่ 2.3 ดังนั้นในวงจรจะมีการนำเอาแรงดัน, กระแส, เพาเวอร์เกน, อินพุตและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์มาพิจารณาด้วยดังแสดงในตารางที่ 2.2



รูปที่ 2.3 ลิเนียร์แอกทีฟทรานซิสเตอร์กับการต่อเป็นทวิ-พอร์ต

ตารางที่ 2.2 คุณสมบัติของอิมมิตแตนซ์ ( immittance ) และอัตราขยาย

| พารามิเตอร์<br>คุณสมบัติ                   | $z$                                         | $y$                                         | $h$                                         |
|--------------------------------------------|---------------------------------------------|---------------------------------------------|---------------------------------------------|
| อินพุต<br>แอดมิตแตนซ์                      | $Z_{in} = z_i - \frac{z_r z_f}{z_o + Z_L}$  | $Y_{in} = y_i - \frac{y_r y_f}{y_o + Y_L}$  | $Z_{in} = h_i - \frac{h_r h_f}{h_o + Y_L}$  |
| เอาต์พุต<br>แอดมิตแตนซ์                    | $Z_{out} = z_o - \frac{z_r z_f}{z_i + Z_s}$ | $Y_{out} = y_o - \frac{y_r y_f}{y_i + Y_s}$ | $Y_{out} = h_o - \frac{h_r h_f}{h_i + Z_s}$ |
| อัตราขยายแรงดัน<br>$A_v = \frac{V_2}{V_1}$ | $\frac{z_f Z_L}{D_z + z_i Z_L}$             | $\frac{-y_f}{y_o + Y_L}$                    | $\frac{-h_f}{D_h + h_i Y_L}$                |
| อัตราขยายกระแส<br>$A_i = \frac{I_2}{I_1}$  | $\frac{-z_f}{z_o + Z_L}$                    | $\frac{y_f Y_L}{D_y + y_i Y_L}$             | $\frac{h_f Y_L}{h_o + Y_L}$                 |
| $Z_L = R_L + jX_L$                         | $Y_L = G_L + jB_L$                          | $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$                 | $Y_{in} = G_{in} + jB_{in}$                 |
| $Z_S = R_S + jX_S$                         | $Y_S = G_S + jB_S$                          | $Z_{out} = R_{out} + jX_{out}$              | $Y_{out} = G_{out} + jB_{out}$              |

### 2.1.3 เสถียรภาพและไม่เสถียรภาพ ( STABILITY AND INSTABILITY )

เมื่อเกิดการออสซิลเลชันจะทำให้วงจรขยายทรานซิสเตอร์มีความไม่แน่นอน โดยถ้าค่าคอนดักแตนซ์ทางด้านอินพุตเป็นลบ ( negative input conductance ) แล้วเราไม่สามารถที่จะทำให้หมดไปจากวงจรพาสซีฟอินพุต ( passive input ) ได้ การออสซิลเลชันก็จะไม่เกิดขึ้น อย่างไรก็ตามเนื่องจากความแตกต่างของวงจรพาสซีฟอินพุตอาจทำให้เกิดการออสซิลเลชันได้ เมื่อเราไม่สามารถทำการรวมกันของอินพุตและเอาต์พุตแอตมิตแตนซ์ได้เราจะทำอย่างใดอย่างหนึ่งโดยให้อินพุตและเอาต์พุตแอตมิตแตนซ์คอนดักแตนซ์เป็นค่าลบ สำหรับการตั้ง ( set ) ลักษณะการทำงานของทรานซิสเตอร์ที่จะเป็นออสซิลเลเตอร์มีเพียงวิธีเดียวที่จะเป็นเสถียรภาพ ( inherently stable ) โดยต้องจัดชุดป้อนกลับภายนอกให้เหมาะสม ทรานซิสเตอร์จะสามารถเสถียรภาพที่จุดทำงานและที่ความถี่หนึ่ง แต่จะไม่เสถียรภาพที่จุดทำงานและความถี่อื่นๆ

วงจรพาสซีฟ ( passive ) เป็นเสถียรภาพที่อินพุตและเอาต์พุตคอนดักแตนซ์เป็นค่าบวก แต่วงจรที่เสถียรภาพไม่จำเป็นต้องเป็นวงจรพาสซีฟ ซึ่งสามารถเป็นไปได้ที่วงจรที่ไม่เสถียรภาพจะเป็นวงจรแอคทีฟ ( active ) แต่ในทางกลับกันไม่เป็นจริงเนื่องจากวงจรแอคทีฟสามารถเป็นวงจรที่เป็นเสถียรภาพได้

### 2.1.4 เงื่อนไขสำหรับการมีเสถียรภาพ ( CONDITION FOR INHERENT STABILITY )

เริ่มจาก  $Y_{in}$  จากตารางที่ 2.3 และยอมใช้โหลดแอตมิตแตนซ์และ  $y$  พารามิเตอร์เป็นจำนวนเชิงซ้อน กำหนดอินพุตคอนดักแตนซ์  $G_{in}$  เป็นค่าน้อยที่สุดโดยเลือกโหลดพาสซีฟ  $Y_L$  และเงื่อนไขที่บังคับ  $(G_{in})_{min}$  มากกว่าศูนย์

อินพุตแอตมิตแตนซ์

$$Y_{in} = G_{in} + jB_{in} = y_i - \frac{y_r y_f}{y_o + Y_L} \quad (2.3)$$

กำหนด

$$\begin{aligned} y_i &= g_i + jb_i \\ y_o &= g_o + jb_o \\ y_r y_f &= P + jQ = \frac{M}{\theta} \\ Y_L &= G_L + jB_L \end{aligned} \quad (2.4)$$

อินพุตคอนดักแตนซ์หาได้จาก

$$G_m = g_i - \frac{P(g_o + G_L) + Q(b_o + B_L)}{(g_o + G_L)^2 + (b_o + B_L)^2} \quad (2.5)$$

ซึ่งเขียนใหม่ได้เป็น

$$G_m = \frac{(g_o + G_L)^2 + (b_o + B_L)^2 - (P/g_i)(g_o + G_L) - (Q/g_i)(b_o + B_L)}{[(g_o + G_L)^2 + (b_o + B_L)^2]/g_i} \quad (2.6)$$

ตัวหารของสมการ (2.6) จะเป็นบวกเสมอสำหรับเสถียรภาพ เนื่องจากถ้า  $g_i < 0$  วงจรจะออสซิลเลตเมื่อลัดวงจรโหลด ในกรณี  $g_i = 0$  การออสซิลเลตจะเกิดขึ้นเมื่อลัดวงจรโหลดถ้าไม่มีการสูญเสียของวงจร LC ที่ต่ออยู่ที่พอร์คอินพุต ดังนั้นจะมีตัวเศษของสมการ (2.6) เท่านั้นที่เป็นตัวกำหนด  $G_m$

เทอมหลังบวกและลบด้วย  $(P^2 + Q^2)/4g_i^2$  จะได้

$$N = \left[ G_L + \left( g_o - \frac{P}{2g_i} \right) \right]^2 + \left[ B_L + \left( b_o - \frac{Q}{2g_i} \right) \right]^2 - \frac{P^2 + Q^2}{4g_i^2} \quad (2.7)$$

โหลดแอตมิตแดนซ์น้อยสุดในสมการ (2.7) ฉะนั้น  $G_m$  น้อยที่สุดเทอมที่ 1 และ 2 ของสมการ (2.7) จะเป็นบวกเสมอและแต่ละเทอมจะมีค่าน้อยสุดขึ้นอยู่กับ  $G_L$  และ  $B_L$  ที่เลือกเทอมแรกตั้งให้  $G_L = 0$

เทอมที่ 2 มีค่าต่ำสุดเป็นศูนย์เมื่อ

$$B_L = - \left( b_o - \frac{Q}{2g_i} \right) \quad (2.8)$$

ดังนั้นค่าต่ำสุดของ  $N$  เป็น

$$N_{\min} = \left( g_o - \frac{P}{2g_i} \right)^2 - \frac{P^2 + Q^2}{4g_i^2} \quad (2.9)$$

ถ้า  $(G_{in})_{\min} > 0$  ดังนั้น  $N_{\min} > 0$

$$\left(g_o - \frac{P}{2g_i}\right)^2 - \frac{P^2 + Q^2}{4g_i^2} > 0 \quad (2.10)$$

จัดใหม่ให้ง่ายได้เป็น

$$g_i g_o > \frac{P + \sqrt{P^2 + Q^2}}{2} = \frac{P + M}{2} \quad (2.11)$$

หรือเขียนใหม่ได้เป็น

$$g_i g_o > \frac{M}{2}(1 + \cos \theta) \quad (2.12)$$

อสมการที่ (2.11) หรือ (2.10) เป็นเงื่อนไขที่ต้องการให้เป็น

เงื่อนไขสำหรับเสถียรภาพ ได้รวบรวมไว้ด้านล่างที่ความถี่และจุดทำงาน ซึ่งกำหนดด้วย

$y$  พารามิเตอร์ทรานซิสเตอร์เป็นเสถียรภาพ

ถ้า

$$g_i > 0 \quad (2.13)$$

และ

$$g_o > 0 \quad (2.14)$$

และ

$$g_i g_o > \frac{P + M}{2} \quad (2.15)$$

หรือ

$$g_i g_o > \frac{M}{2}(1 + \cos \theta) \quad (2.16)$$

ทรานซิสเตอร์เป็นเสถียรภาพเมื่ออสมการทั้งหมดถูกต้อง แต่ถ้าอสมการใดไม่ถูกต้อง  
ทรานซิสเตอร์จะไม่เป็นเสถียรภาพ

## 2.2 สมิทชาร์ตและโครงข่ายการแมตชิง (THE SMITHCHART AND MATCHING NETWORKS)

จำนวนตัวเลขที่สามารถใช้ช่วยในการออกแบบวงจรจะอยู่ในรูปของชาร์ต (charts), กราฟ (graphs), โมโนกราฟ (monograph) และตารางคำนวณค่า ซึ่งยังมีอีกสิ่งหนึ่งที่ใช้การได้เกือบทุกชนิดนั่นคือ สมิทชาร์ต (smithchart) ไม่เพียงแต่จะใช้สมิทชาร์ตในการแก้ปัญหาสายส่ง (transmissionline), เวฟไกด์ (waveguide) และสายอากาศ (antenna) ยังเป็นทางเลือกที่ดีในการแสดงตัวแปรพารามิเตอร์กับความถี่ของการออกแบบวงจรในเทอมของสเกตเตอร์ริงพารามิเตอร์ (scattering parameter) จะดีสำหรับการออกแบบวงจรที่เป็นวงจรไม่เสถียรภาพ (unstable) วิธีที่ดีคือการใช้สมิทชาร์ตช่วยออกแบบวงจรแมตชิง (matching network) เพื่อต้องการให้การต่อวงจรให้ได้ผลดีที่สุดหรือตามเงื่อนไขอื่นๆที่ต้องการ ซึ่งจะออกแบบได้เร็วขึ้นถ้าใช้สมิทชาร์ตช่วยในการออกแบบ สมิทชาร์ตสามารถใช้จัดจุดที่ปกติ, จุดที่ดี และจุดที่มากเกินไปของตำแหน่งต่างๆ โดยเฉพาะไมโครสตริปเป็นส่วนประกอบพื้นฐานของวงจรความถี่สูง ดังนั้นข้อมูลของไมโครสตริปจะสามารถแสดงบนสมิทชาร์ต

วงจรขยายที่มีความถี่สูงบางครั้งสามารถใช้ความยาวสั้นๆของไมโครสตริปทำเป็นทูนนิ่งสแตป, วงจรแมตชิง (matching network) และอินเตอร์คอนเนกชัน (inter connection) การคำนวณเกี่ยวกับไมโครสตริปจึงจำเป็นต้องใช้สมิทชาร์ต

### 2.2.1 สมิทชาร์ต (SMITHCHART)

หลักการเบื้องต้นของสมิทชาร์ตเป็นการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์  $Z$  และสัมประสิทธิ์การสะท้อน  $\Gamma$  ของสายส่ง หาได้จาก

$$\frac{|\Gamma|}{\phi} = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (2.17)$$

เมื่อ  $Z_0$  แทนคุณสมบัติเฉพาะอิมพีแดนซ์ (characteristic impedance) ของสายหรืออิมพีแดนซ์เปรียบเทียบกับ (reference impedance) ซึ่งขึ้นอยู่กับค่าบนสมิทชาร์ตที่ใช้กำหนดให้

$$\frac{Z}{Z_0} = z = r + jx \quad (2.18)$$

และ

$$\frac{|\Gamma|}{\phi} = U + jV \quad (2.19)$$

จากสมการ (2.17) จะได้

$$U + jV = \frac{r-1+jx}{r+1+jx} \quad (2.20)$$

เมื่อแยกส่วนจริง (real) และส่วนจินตภาพ (imaginary) จะได้

$$U = \frac{r^2 - 1 + x^2}{(r+1)^2 + x^2} \quad \text{และ} \quad V = \frac{2x}{(r+1)^2 + x^2} \quad (2.21)$$

เมื่อกำจัดเทอมของ  $x$  ออกจะได้

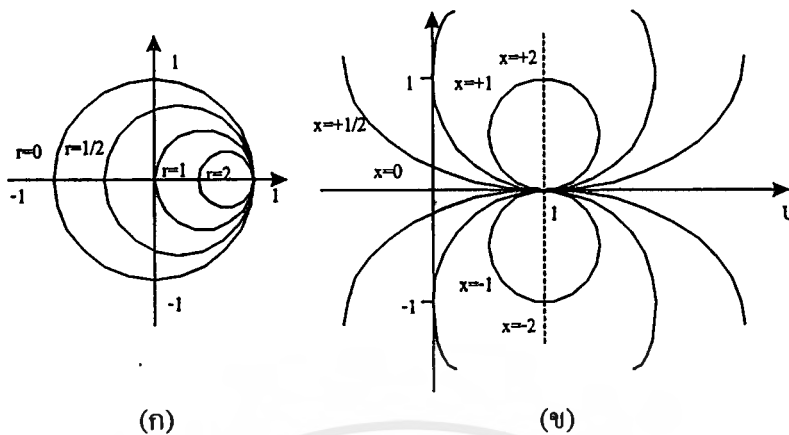
$$\left(U - \frac{r}{r+1}\right)^2 + V^2 = \left(\frac{1}{r+1}\right)^2 \quad (2.22)$$

ซึ่งเป็นสมการวงกลมที่มีจุดศูนย์กลางอยู่ที่  $U = r/(r+1)$ ,  $V = 0$  และรัศมีเป็น  $1/(r+1)$  วงกลมต่างๆแสดงดังรูปที่ 2.4a สำหรับ  $r$  ที่มีค่าเป็นบวกเท่านั้น เพราะว่าค่าลบไม่พบในวงจรพาสซีฟ

เมื่อกำจัดเทอม  $r$  ออกจากสมการ (2.21) จะได้

$$(U-1)^2 + \left(V - \frac{1}{x}\right)^2 = \left(\frac{1}{x}\right)^2 \quad (2.23)$$

ซึ่งแทนกลุ่มของวงกลมที่มีจุดศูนย์กลางอยู่ที่  $U = 1$ ,  $V = 1/x$  และรัศมีเป็น  $1/x$  วงกลมโดยทั่วไปแสดงในรูปที่ 2.1b ซึ่งเป็นได้ทั้งค่าบวกและลบ



รูปที่ 2.4 การสร้างสมิธชาร์ต; (ก) วงกลม  $r$  ; (ข) วงกลม  $x$

เมื่อวงกลมทั้งสองชุดรวมกันจะอยู่ในรูปของสมิธชาร์ต แกน  $U$  และ  $V$  จะถูกตัดทิ้งไป ลิเนียร์สเกลของสัมประสิทธิ์การสะท้อน  $\Gamma$  จะถูกสร้างขึ้น มุม  $\phi$  ทั้งค่าบวกและลบจะถูกสร้างที่รอบนอกของวงกลม  $r=0$  การเพิ่มขึ้นของสเกลพารามิเตอร์ในแนวรัศมีจะเกี่ยวข้องกับค่าการสูญเสีย (loss) และอัตราคลื่นนิ่ง (standing-wave ratio) และสเกลของความยาวคลื่นที่รอบนอกของเส้นรอบวง

กลุ่มที่เหมือนกันของวงกลม  $r$  ใช้แทนส่วนประกอบของคอนดักแตนซ์เอง แอดมิตแตนซ์  $Y$  หาค่าด้วย  $\Gamma_o$  ค่าตัวเลขของส่วนประกอบนอร์มอลไลซ์รีซิสแตนซ์ (normalized resistance component) หรือส่วนของนอร์มอลไลซ์คอนดักแตนซ์ (normalized conductance component) จะถูกกำหนดตามแกน  $U$  ที่ถูกตัดทิ้ง ส่วนวงกลม  $x$  ที่อยู่เหนือแกนแนวนอนแทนส่วนของนอร์มอลไลซ์อินดักทีฟรีแอคแตนซ์ (normalized inductive reactance component) หรือส่วนของนอร์มอลไลซ์คาปาซิทีฟสัสเซปแตนซ์ (normalized capacitive susceptance component) ส่วนด้านล่างของแกนแนวนอนวงกลม  $x$  จะแทนส่วนนอร์มอลไลซ์คาปาซิทีฟรีแอคแตนซ์ (normalized capacitive reactance component) หรือส่วนนอร์มอลไลซ์อินดักทีฟสัสเซปแตนซ์ (normalized inductive susceptance component)

เครื่องมือส่วนใหญ่ที่ใช้งานกับสมิธชาร์ตเช่น ไม้บรรทัด วงเวียน และเครื่องคิดเลข ความถูกต้องแม่นยำในการใช้จะได้จากความระมัดระวังในการสร้างกราฟพิคอย่างซ้ำๆ

### 2.2.1.1 ส่วนกลับของแอดมิตแตนซ์ ( Reciprocal of Immittances )

ค่าของอิมิตแดนซ์ที่ใช้ในสมิธชาร์ต ถ้าให้จุดเริ่มต้นเป็น  $1 + j2$  และจุดปลายเป็น  $0.2 - j0.4$  ซึ่งเป็นตำแหน่งที่อยู่คนละมุมที่ตรงข้ามกัน มีรัศมีของชาร์ตเท่ากันทั้ง 2 ค่านี้จะเป็นส่วนกลับ (reciprocal) กันเนื่องจาก

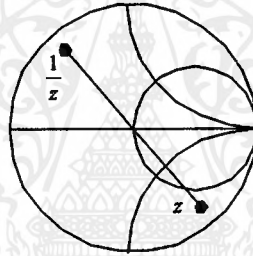
$$\frac{1}{1+j2} = \frac{1-j2}{1^2+2^2} = \frac{1}{5} - j\frac{2}{5} = 0.2 - j0.4$$

$$\frac{1 + \frac{|\Gamma|}{\phi \pm 180^\circ}}{1 - \frac{|\Gamma|}{\phi \pm 180^\circ}} \quad (2.27)$$

เมื่อมุม  $\pm 180^\circ$  ที่เพิ่มให้กับมุมของจำนวนเชิงซ้อนที่ได้จะเหมือนกับการกลับเศษส่วนกันของจุดเริ่มต้น ดังนั้นจากสมการ (2.27) จะกลายเป็น

$$\frac{1 - \frac{|\Gamma|}{\phi}}{1 + \frac{|\Gamma|}{\phi}} \quad (2.28)$$

ซึ่งส่วนกลับของสมการ (2.25) สามารถแสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 ส่วนกลับบนสมิทชาร์ตที่อยู่ตรงกันข้ามที่รัศมีเท่ากัน

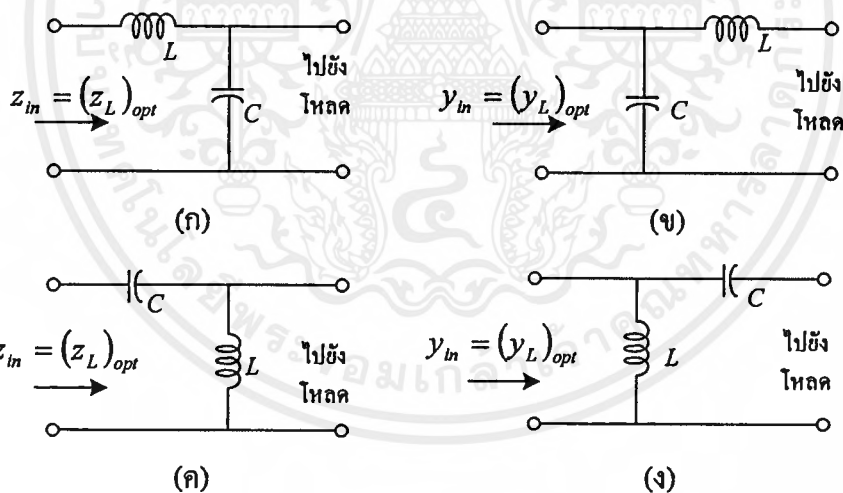
#### 2.2.1.2 อิมมิตแดนซ์แมต칭 ( Immittance Matching )

การใช้งานสมิทชาร์ตในการออกแบบวงจรแมต칭 วงจรขยาย ( amplifier ) ที่ความถี่สูงส่งกำลังให้กับจุดต่อ  $50\Omega$  ของสายส่ง อย่างไรก็ตามถ้าวงจรขยายทำงานภายใต้เงื่อนไขของอัตราขยายกำลังสูงสุด ( maximum power gain ) ที่จุดต่อที่ดีที่สุดต่างจาก  $50\Omega$  นั่นคือ วงจรขยาย ( network ) ที่มีการสูญเสียจะต้องเปลี่ยนความต้านทานโหลด  $50\Omega$  ของสายส่งให้เป็นการต่อที่ได้ผลสูงสุดตามที่ต้องการ

กำหนดให้โหลดขณะนี้เป็น  $50\Omega$  แต่ทรานซิสเตอร์ต้องการ  $(Y_L)_{opt}$  ที่ไม่เท่ากับ  $1/50 \text{ S}$  จุดประสงค์ของวงจรแมต칭 (matching network) เพื่อเปลี่ยนโหลด  $50\Omega$  จนกระทั่งถึง  $Y_m$  เท่ากับ  $(Y_L)_{opt}$  ที่จุดต่อด้านข้างของทรานซิสเตอร์ ส่วนของวงจรลดค่าสูญเสียเป็นส่วนประกอบของวงจรแมต칭

เมื่อส่วนของวงจรเมทซิ่งเพิ่มขึ้นในทางอนุกรมกับส่วนประกอบตัวอื่น จะดีที่สุดถ้าเป็น อิมพีแดนซ์เนื่องจากว่าเมื่อรวมอิมพีแดนซ์จะทำได้ง่าย เมื่อส่วนของวงจรเมทซิ่งที่เพิ่มในทางขนาน กับส่วนประกอบตัวอื่น จะดีถ้าใช้เป็นแอดมิตแตนซ์เนื่องจากว่าเมื่อรวมแอดมิตแตนซ์จะทำได้ง่าย วงจรเมทซิ่งชนิด ell section แสดงในรูปที่ 2.6 การจะเลือกใช้ชนิดใดขึ้นอยู่กับ ค่า  $(Z_L)_{opt} = 1/(Y_L)_{opt}$

พิจารณาวงจรและสมิธชาร์ตในรูปที่ 2.7ก มีอินคัตที่ฟัสเซพแดนซ์ต่อขนานกับ โหลดซัสเซพแดนซ์ สมมุติว่าโหลดที่จุดต่อของสายส่งมีค่าเป็น  $Z_o$  (ความต้านทานที่ความถี่สูง) ใช้  $Z_o$  เมื่อต้องการนอร์มอลไลซ์อิมพีแดนซ์ และ  $Y_o = 1/Z_o$  เปรียบเสมือนนอร์มอลไลซ์ แอดมิตแตนซ์เมื่อนอร์มอลไลซ์ของโหลดคือ  $y_L = 1 + j0$  ดังนั้นเมื่อเพิ่มนอร์มอลไลซ์ อินคัตที่ฟัสเซพแดนซ์โดยต่อขนานให้กับนอร์มอลไลซ์แอดมิตแตนซ์  $y_{AB} = 1 - jb_{AB}$  วิถีจุด ของ  $y_{AB}$  เป็นครึ่งวงกลมส่วนล่างของวงกลมคอนคัคแดนซ์ที่  $G/Y_o = 1$  ดังที่แสดงในรูปที่ 2.7ก ส่วนวิถีจุดของส่วนกลับ  $y_{AB}$  ก็จะเป็นวงกลมเล็กๆ รัศมีเท่ากับวงกลม  $G/Y_o = 1$  และในการ ออกแบบวงจรเมทซิ่งจะต้องใช้วงกลมทั้งสองนี้ซึ่งจะเขียนอยู่บนสมิธชาร์ต



รูปที่ 2.6 วงจรเมทซิ่งแบบ Ell-section

แต่ถ้าเพิ่มค่าคาปาซิทีฟรีแอดแดนซ์ให้กับ  $Z_{AB}$  สมิธชาร์ตก็จะถูกพิจารณาในเทอมของ อิมพีแดนซ์แทนแอดมิตแตนซ์ ค่าของนอร์มอลไลซ์คาปาซิทีฟรีแอดแดนซ์จะเพิ่มขึ้น วิถีจุดของ  $z_{in}$  จะย้ายไปตามวงกลม  $r$  ที่คงที่ โดยค่าจะขึ้นอยู่กับค่า  $C$  และความถี่ จุดทั้งหมดบนพื้นที่ไม่แรเงา ของสมิธชาร์ตแทนค่าของ  $z_{in}$  ที่สามารถใช้ได้กับวงจร ส่วนพื้นที่ที่แรเงาแทนส่วนกลับของ  $z_{in}$  นั่นคือแสดงตำแหน่งของ  $y_{in}$  ทั้งหมดที่สามารถใช้ได้กับวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

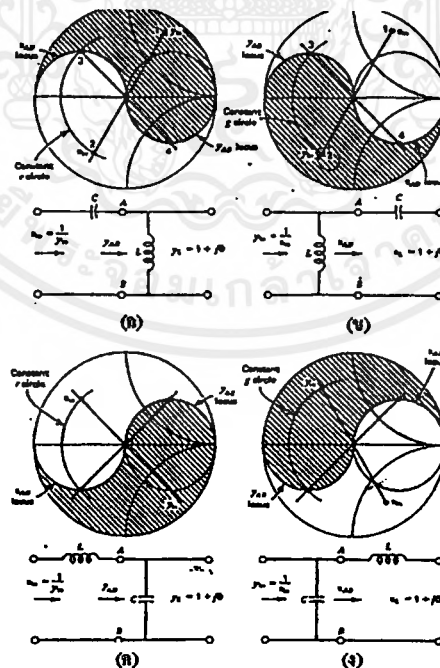
การออกแบบจะใช้วงจรตามความเหมาะสม คำนวณ  $y_{in}$  และตรวจสอบว่าตกอยู่ในพื้นที่แรงเงาของรูปที่ 2.7ก ถ้าถูกต้องกำหนดเป็นจุดที่ 1 และสร้างส่วนกลับของ  $y_{in}$  และกำหนดเป็นจุดที่ 2 จดค่าของวงกลม  $r$  และ  $x$  ที่ผ่านจุด 2 เขียนวงกลมเล็กๆแทนวิถีจุดของ  $z_{AB}$  สังเกตว่าจะตัดกับวงกลม  $r$  ที่จุด 3 จดค่าของวงกลม  $x$  ที่ผ่านจุดที่ 3

ดังนั้นค่าพาสซีฟที่รีแอคแตนซ์ที่ต่ออนุกรมของ  $C$  หาได้จาก

$$X_c = \frac{1}{\omega C} = Z_o(x_3 - x_2) \quad (2.29)$$

เมื่อ  $x_3$  และ  $x_2$  คือค่าของวงกลม  $x$  ที่ผ่านจุดที่ 3 และ 2 ตามลำดับ ขั้นตอนต่อไปสร้างส่วนกลับของจุดที่ 3 จะได้เป็นจุดที่ 4 ซึ่งจะต้องตกลงบนวงกลม  $G/Y_o = 1$  จดขนาดของรีแอคแตนซ์ของวงกลมที่ผ่านจุดที่ 4 ดังนั้นอินดักแตนซ์รีแอคแตนซ์ของ  $L$  หาได้จาก

$$B = -\frac{1}{\omega L} = Y_o(-b_4) = \frac{-b_4}{Z_o} \quad (2.30)$$



รูปที่ 2.7 การสร้างสมิทชาร์ตสำหรับการแมทช์ระหว่างสายส่งกับโหลด

ดังนั้นอินดักทีฟรีแอคแตนซ์ของ  $L$  ได้จาก

$$X_L = \omega L = \frac{Z_o}{b_4} \quad (2.31)$$

เมื่อ  $b_4$  เป็นขนาดของวงกลมซัสเซพแดนซ์ที่ผ่านจุดที่ 4 เมื่อทราบ  $z_o$  และความถี่จะสามารถหาค่า  $L$  และ  $C$  ได้

พิจารณาวงจรในรูปที่ 2.6x ในที่นี้เพิ่มคาปาซิแตนซ์ให้กับโหลดรีซิสแตนซ์ ในกรณีนี้วิถีจุดของ  $z_{AB}$  จะไปตามวงกลม  $r=1$  เหมือนที่แสดงในรูปที่ 2.7x ค่าส่วนกลับของจุดนั้นจะได้เป็นวงกลมเล็กๆ ซึ่งแทนวิถีจุดของ  $y_{AB}$  อีกด้วย ถ้าเพิ่มอินดักทีฟซัสเซพแดนซ์ให้ขนานกับ  $L$  เป็นเหตุให้ค่าที่ใช้ได้ของ  $y_{in}$  ตกลงบนพื้นที่ที่เรเงาของรูปที่ 2.7x

ขั้นตอนการออกแบบจะใช้วงจรที่เหมาะสม กำหนดค่า  $y_{in}$  และตรวจสอบว่ามันตกลงในพื้นที่เรเงาที่เหมาะสม กำหนดเป็นจุดที่ 2 ในรูปที่ 2.7x แน่ใจว่าถ้าเรา  $z_{in}$  ที่จุดที่ 1 ส่วนกลับจะเป็นจุดที่ 2 จดค่าของวงกลม  $g$  และ  $b$  ที่ผ่านจุดที่ 2 เขียนวงกลมเล็กๆ แทนวิถีของ  $y_{AB}$  สังเกตว่าจะตัดกับวงกลม  $g$  ที่จุด 3 จดค่าของวงกลม  $b$  ที่ผ่านจุดที่ 3

ดังนั้น อินดักทีฟรีแอคแตนซ์ของ  $L$  หาโดย

$$B = \frac{1}{\omega L} = Y_o(b_3 - b_2) = \frac{b_3 - b_2}{Z_o} \quad (2.32)$$

หรืออินดักทีฟรีแอคแตนซ์เป็น

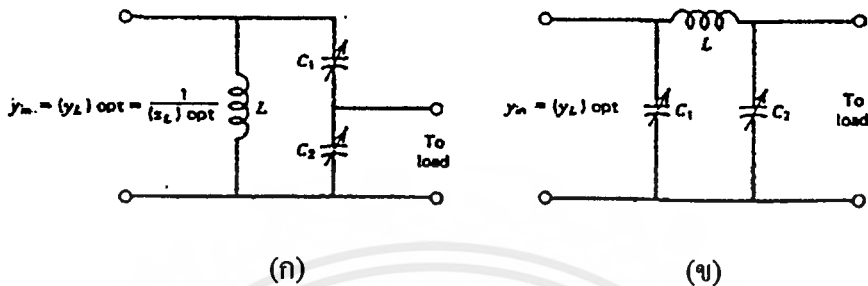
$$\omega L = \frac{Z_o}{b_3 - b_2} \quad (2.33)$$

เมื่อ  $b_3$  และ  $b_2$  เป็นค่าของวงกลม  $b$  ที่ผ่านจุดที่ 3 และ 2 ตามลำดับ ต่อไปสร้างส่วนกลับของจุดที่ 3 จะได้เป็นจุดที่ 4 ซึ่งจะต้องตกลงบนวงกลม  $R/Z_o = 1$  จดค่าขนาดของรีแอคแตนซ์ที่ผ่านจุดที่ 4 ค่าของคาปาซิทีฟรีแอคแตนซ์ของ  $C$  เป็น

$$X_c = -\frac{1}{\omega C} = Z_o(-x_4) \quad (2.34)$$

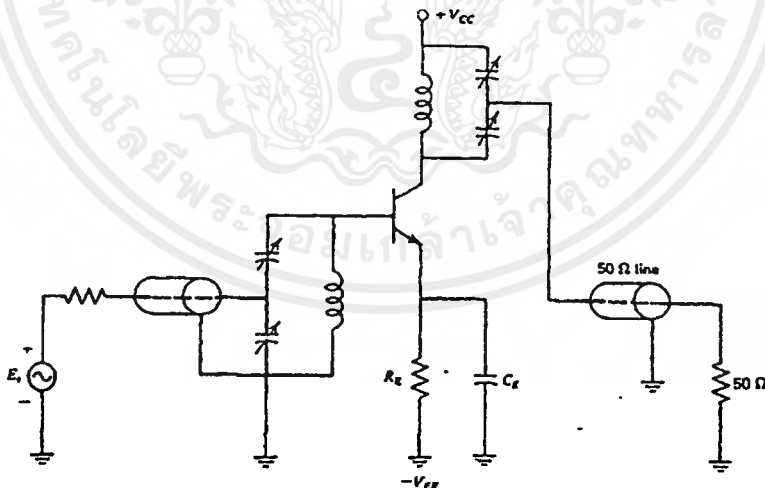
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $x_4$  เป็นขนาดของวงกลมรีแอคแตนซ์ที่ผ่านจุดที่ 4 เมื่อทราบ  $Z_o$  และความถี่ก็สามารถหาค่า  $L$  และ  $C$  ได้



รูปที่ 2.8 (ก) วงจรเมทซึ่งแบบ Tapped-capacitor ; (ข) วงจรเมทซึ่งแบบ p-section

ค่าคาปาซิเตอร์ที่ต้องการใน ell-section โดยทั่วไปไม่ใช่ค่าที่เป็นมาตรฐาน ดังนั้นจึงใช้คาปาซิเตอร์ปรับค่าได้มาใช้ในการช่วงคาปาซิแตนซ์ที่ต้องการ ส่วนอินดักแตนซ์ที่ต้องการสามารถปรับได้โดยเปลี่ยนตัวหรือปรับจำนวนรอบของขดลวดทางกายภาพหรือโดยใส่คาปาซิเตอร์ปรับค่าได้ต่ออนุกรมกับอินดักแตนซ์ที่มีค่ามากตามต้องการ เมื่อปรับค่าคาปาซิแตนซ์ที่ต่ออนุกรม ผลที่ได้จะเปลี่ยนแปลงอินดักแตนซ์ของผลรวมเป็นค่าที่ถูกต้องตามต้องการ



รูปที่ 2.9 แสดงตัวอย่างวงจรที่ใช้วงจรเมทซึ่งแบบแทปคาปาซิเตอร์ (Tapped-capacitor)

ทั้งสองส่วนจะอยู่ใน ell network ซึ่งจะต้องปรับเพื่อเป็นการชดเชยการผิดพลาดจากการวัดและการคำนวณคาปาซิแตนซ์ที่ผิดพลาด เพื่อปรับวงจรให้ได้อัตราขยายกำลังสูงสุด แอดมิตแตนซ์จะอยู่ที่ตำแหน่งใดๆบนสมิทชาร์ตก็วนในพื้นที่วงกลม  $g=1$  ชนิดที่ใช้แสดงในรูปที่ 2.9 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำเป็นเอกสารอื่นด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วน  $\pi$ -section network ในรูปที่ 2.8b มีลักษณะเด่นคือทุกจุดบนสมิธชาร์ตสามารถใช้ได้ มักใช้ในตัวส่ง (transmitter) แต่โดยทั่วไปต้องเพิ่มตัวกันไฟฟ้ากระแสตรง (DC blocking) คาปาซิเตอร์ และ RF choke ให้กับแหล่งจ่ายที่ไบอัสไฟ DC

### 2.2.2 อิมมิตแดนซ์ชาร์ต (IMMITANCE CHART)

การสร้างรูปทั้งหมดที่กล่าวมาข้างต้นจะถูกยกเลิกไปโดยอิมมิตแดนซ์ชาร์ต เพราะว่าแสดงได้ทั้งพิกัดของอิมพีแดนซ์และแอดมิตแดนซ์ที่จุดใดๆ ทำการซ้อนทับสองสมิธชาร์ตพิมพ์ในสองสีที่ต่างกัน ซึ่งสมิธชาร์ตอันหนึ่งจะถูกหมุนไป  $180^\circ$  ซึ่งสัมพันธ์กับอีกอันหนึ่ง อิมมิตแดนซ์ชาร์ตแสดงในรูปที่ 2.10 ถ้าจุดบนสมิธชาร์ตเข้ม (dark smithchart) แทนส่วนกลับนอร์มอลไลซ์อิมพีแดนซ์ หาได้ง่ายโดยดูที่พิกัดจุดเดียวกันที่แสดงโดยสมิธชาร์ตอ่อน (light smithchart) ไม่จำเป็นต้องสร้างจุดใหม่ การวิเคราะห์และออกแบบทำได้โดยไม่ต้องสร้างจุดใหม่ ไม่ต้องเคลื่อนย้าย และมีความถูกต้องแม่นยำสูงกว่าเดิม แสดงในรูปที่ 2.10

#### 2.2.2.1 การแมตชิงแบบอิมมิตแดนซ์ค่าจริง (Matching Real Immittance)

การใช้อิมมิตแดนซ์ชาร์ต ขั้นแรกเลือกสมิธชาร์ตที่จะแทนนอร์มอลไลซ์อิมพีแดนซ์และแทนนอร์มอลไลซ์แอดมิตแดนซ์ อาจเกิดการสับสนกับการหลอกสายตัวชาร์ตไหนเป็นอะไร นั่นคือต้องทำเครื่องหมายในที่สะดวกในการพิจารณา ตัวอย่างให้ สมิธชาร์ตเข้ม  $\Rightarrow z$  และสมิธชาร์ตอ่อน  $\Rightarrow y$

เมื่อโหลดแอดมิตแดนซ์ที่เป็นค่าจริง  $Y_L = G_L + j0$  ค่านอร์มอลไลซ์และแอดมิตแดนซ์ที่เป็นค่าจริงหรือจำนวนเชิงซ้อนเทียบกับ  $G_L$  ได้ดังนี้

$$y_L = \frac{Y_L}{G_L} = \frac{G_L + j0}{G_L} = 1 + j0 \quad (2.35)$$

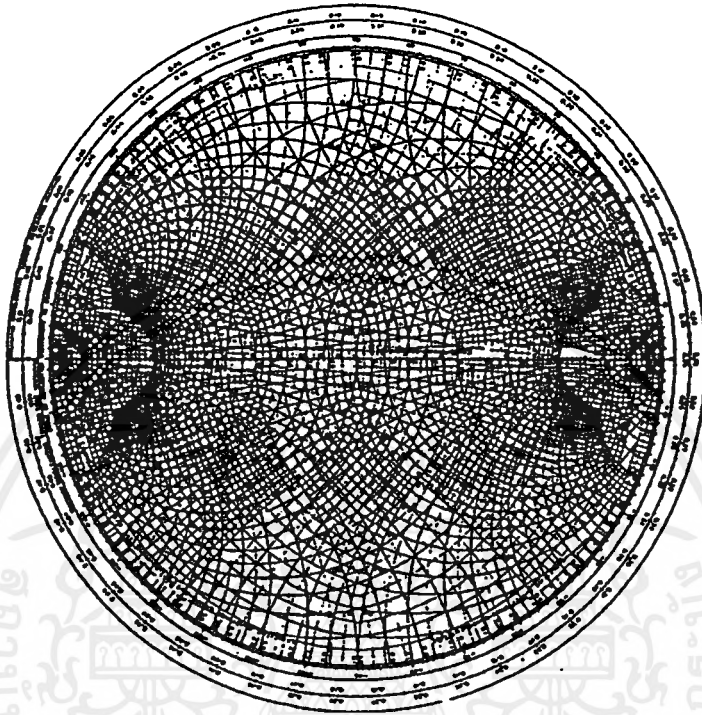
ซึ่งจะอยู่บนวงกลม  $g=1$  ที่จุดศูนย์กลางของอิมมิตแดนซ์ชาร์ต ส่วนนอร์มอลไลซ์อิมพีแดนซ์จะเทียบกับ  $1/G_L$

เมื่อโหลดอิมพีแดนซ์ที่ใช้เป็น  $Z_L = R_L + j0$  ค่านอร์มอลไลซ์และอิมพีแดนซ์อื่นๆเป็นค่าจริงหรือจำนวนเชิงซ้อนเทียบกับ  $R_L$  ได้ดังนี้

$$z_L = \frac{Z_L}{R_L} = \frac{R_L + j0}{R_L} = 1 + j0 \quad (2.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะอยู่บนวงกลม  $r=1$  เสมอที่จุดศูนย์กลางของอิมิตแดนซ์ชาร์ต ส่วนนอร์มอลไลซ์ แอคมิตแดนซ์ จะเทียบกับ  $1/R_L$

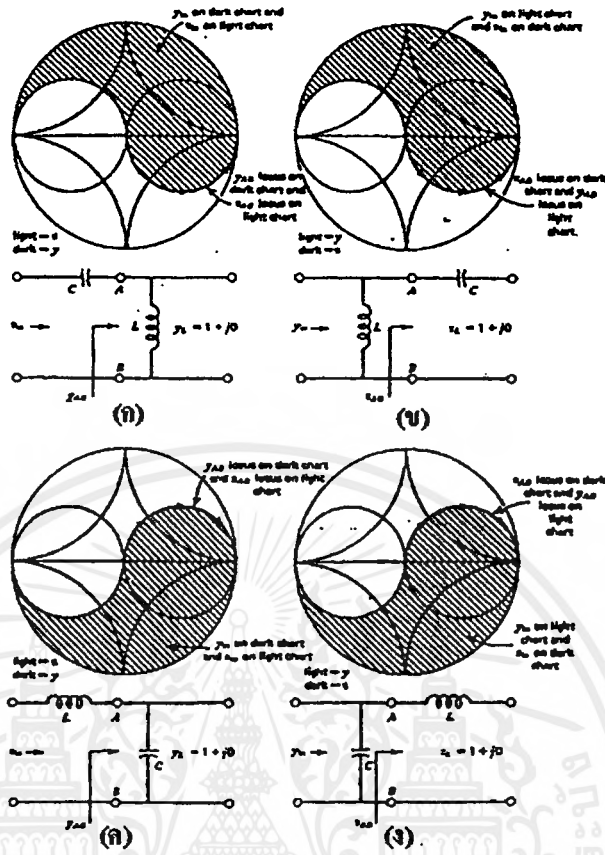


รูปที่ 2.10 แสดงอิมิตแดนซ์ชาร์ต

พิจารณาวงจรและอิมิตแดนซ์ชาร์ตของรูปที่ 2.8 ก ซึ่งสมิธชาร์ตเข็ม  $\Rightarrow y$  และ สมิธชาร์ต  
 อ่อน  $\Rightarrow z$  ถ้าอินคัตที่ฟัสเซพแดนซ์เพิ่มขึ้นที่  $y_L$  จุดที่ได้จะเคลื่อนไปตามวิถีจุดของ  $y_{AB}$  บน  
 สมิธชาร์ตเข็ม แต่จุดนั้นจะเป็นจุดเดียวกับ  $z_{AB}$  บนสมิธชาร์ตอ่อน

ถ้าคาพาซิทีฟรีแอคแตนซ์เพิ่มขึ้นในทางอนุกรมกับ  $z_{AB}$  จุดของ  $z_m$  จะวิ่งไปตามวงกลม  
 $r$  ที่คงที่ของสมิธชาร์ตอ่อน ได้อยู่ในพื้นที่เรเงาและพื้นที่นี้จะแทนด้วย  $y_m$  บนสมิธชาร์ตเข็ม

ลักษณะของวงจรและการรวมอิมิตแดนซ์ชาร์ตในกรณีอื่นๆแสดงในรูปที่ 2.11 (ก-ง)



รูปที่ 2.11 อิมิตแดนซ์ชาร์ตอย่างง่าย

#### 2.2.2.2 การแมตชิงแบบอิมิตแดนซ์จำนวนเชิงซ้อน ( Matching Complex Immittance )

เป็นไปได้ที่จะเปลี่ยนโหลดที่มีส่วนจินตภาพให้มีส่วนค่าจริงเพียงอย่างเดียว โดยเพิ่มอิมิตแดนซ์จำนวนเชิงซ้อน ที่มีขนาดเท่ากันและมีเครื่องหมายตรงกันข้ามให้กับโหลด วิธีข้างต้นสามารถใช้ได้ตรงกับการออกแบบวงจรแมตชิง

เมื่อโหลดอิมิตแดนซ์เป็น  $Y_L = G_L + jB_L$  นอร์มอลไลซ์และแอดมิตแดนซ์อื่นๆ จะเทียบกับ  $G_L$  เป็นดังนี้

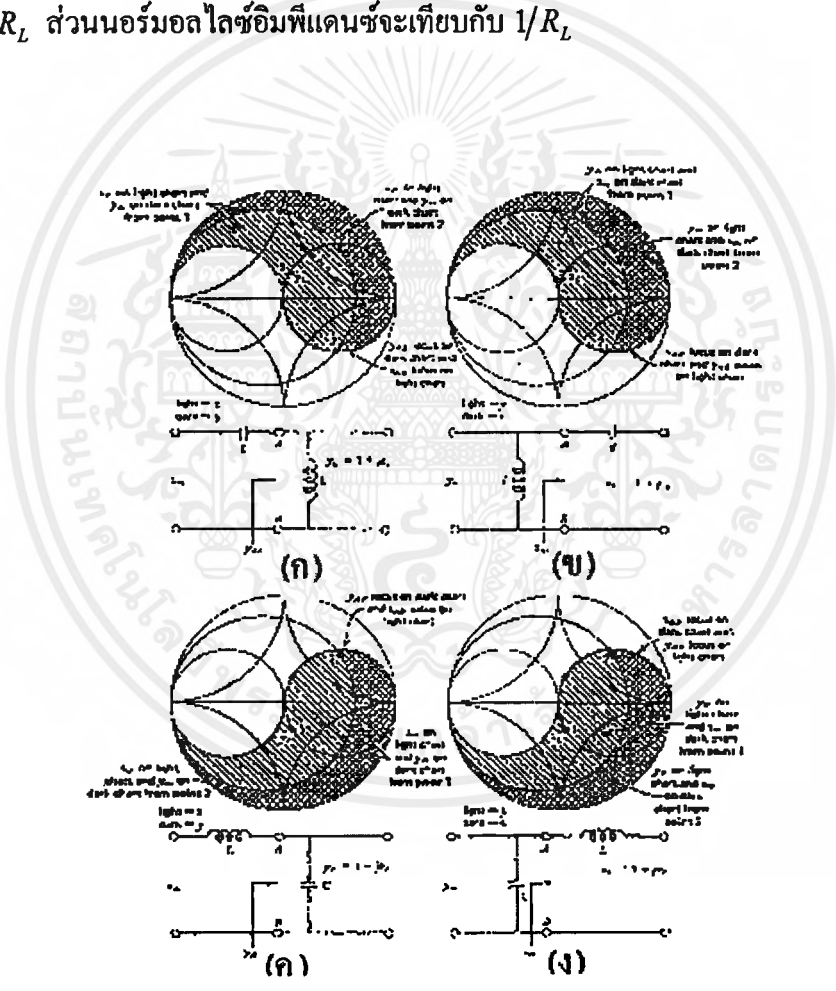
$$Y_L = \frac{Y_L}{G_L} = \frac{G_L + jB_L}{G_L} = 1 + j \frac{B_L}{G_L} = 1 + jb_L \quad (2.37)$$

ซึ่งจะอยู่ตำแหน่งใดตำแหน่งหนึ่งบนวงกลม  $g=1$  เสมอ โดยตำแหน่งจะขึ้นอยู่กับ  $b_L = B_L/G_L$  ส่วนนอร์มอลไลซ์อิมพีแดนซ์จะเทียบกับ  $1/G_L$

เมื่อโหลดอิมพีแดนซ์เป็น  $Z_L = R_L + jX_L$  นอร์มอลไลซ์และแอดมิตแดนซ์อื่นๆจะเทียบกับ  $R_L$  ดังนั้น

$$Z_L = \frac{Z_L}{R_L} = \frac{R_L + jX_L}{R_L} = 1 + j\frac{X_L}{R_L} = 1 + jx_L \tag{2.38}$$

ซึ่งจะอยู่ตำแหน่งใดตำแหน่งหนึ่งบนวงกลม  $r=1$  เสมอ โดยตำแหน่งจะขึ้นอยู่กับ  $x_L = X_L/R_L$  ส่วนนอร์มอลไลซ์อิมพีแดนซ์จะเทียบกับ  $1/R_L$



รูปที่ 2.12 แสดงวงจรและการรวมอิมิตแดนซ์ชาร์ตสำหรับโหลดเชิงซ้อน

พิจารณาวงจรและการรวมของอิมิตแดนซ์ชาร์ต ในรูปที่ 2.12a ซึ่งแทนสำหรับสมิธชาร์ต  $z \Rightarrow y$  และ สมิธชาร์ตอ่อน  $z \Rightarrow y$  สมมุติ  $y_L$  คือจุดที่ 1 บนสมิธชาร์ตเข้ม เมื่ออินคัทที่ฟัซเซพแดนซ์ของ  $L$  เพิ่มขึ้นในทางขนาน จุดที่ได้จะต่อออกไปจากจุดที่ 1 ไปตามวงกลม  $g=1$  ในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทิศทางตามเข็มนาฬิกาเท่านั้น นั่นคือการสร้างวิถีของ  $y_{AB}$  บนสมิธชาร์ตเข้า ซึ่งจะเป็วิถีจุดของ  $z_{AB}$  บนสมิธชาร์ตย้อนด้วย เมื่อคาพาซิทีฟรีแอคแตนซ์เพิ่มขึ้นในทางอนุกรมกับ  $z_{AB}$  ก็จะได้  $z_m$  ซึ่งเป็นไปได้ว่าตำแหน่งของ  $z_m$  จะพบที่ตำแหน่งต่อออกไปจากวิถีจุดของ  $z_{AB}$  ที่ครึ่งวงกลมด้านล่างของอิมิตแดนซ์ชาร์ต ไปตามวงกลม  $r$  ที่คงที่บนสมิธชาร์ตย้อน ในทิศทางตามเข็มนาฬิกา พื้นที่ที่ถูกแรเงาทั้งหมดแทนตำแหน่งที่เป็นไปได้ของ  $z_m$  บนสมิธชาร์ตย้อนหรือ  $y_m$  บนสมิธชาร์ตเข้า นั้นสามารถได้มาจาก  $y_L$  ใดๆเหมือนกับในจุดที่ 1 ครึ่งบนของวงกลม  $g=1$

พื้นที่ที่แรเงาจะแถบมากขึ้นซึ่งจะเป็นไปได้ถ้าแทนตำแหน่งของ  $z_m$  หรือ  $y_m$  ที่ได้จาก  $y_L$  ใดๆที่เหมือนกันที่จุดที่ 2 ในส่วนครึ่งล่างของวงกลม  $g=1$  นี้จะทำให้บางครั้งพื้นที่ที่เหมาะสมแคบลง ถ้าต้องการใช้  $z_m$  หรือ  $y_m$  ที่อยู่ด้านนอกของพื้นที่ กรณีเช่นนี้จุดที่ 2 สามารถจะย้ายตัดเส้นพื้นที่ไปไว้ที่จุดศูนย์กลางของอิมิตแดนซ์ โดยการเพิ่มซัสเซพแตนซ์ หรือ รีแอคแตนซ์ ที่มีเครื่องหมายเป็นตรงกันข้ามให้กับโหลด วิธีนี้พื้นที่ที่เหมาะสมก็จะขยายขึ้น ขอบเขตสุดท้ายของพื้นที่ก็จะใกล้เคียงกับจุดที่ 1

### 2.2.3 การแมตชิงแบบสายเดี่ยว (SINGLE-LINE MATCHING)

คุณสมบัติการเปลี่ยนอิมิตแดนซ์ของสายส่งทำให้มันมีประโยชน์เหมือนวงจรแมตชิง ถ้าอิมิตแดนซ์ที่ปลายมีความสัมพันธ์ที่แน่นอนของสายเดี่ยว (single line) กับคุณสมบัติเฉพาะอิมิตแดนซ์แต่ไม่มีสลับ สามารถใช้ได้เมื่อสายมีการสูญเสียต่ำปลายต่อกับ  $Y_m = G_m + jB_m$  อิมิตแดนซ์ด้านอินพุตเป็น

$$Y_m = G_m + jB_m = Y_o \frac{Y + jY_o \tan \theta}{Y_o + jY \tan \theta} \quad (2.39)$$

เมื่อ

$$Y_o = \text{ส่วนกลับของ } Z_o$$

$$\theta = \text{ความยาวทางไฟฟ้าของสาย}$$

สายเดี่ยวต้องเปลี่ยนค่า  $Y$  ใช้ค่า อินพุตแอคตแดนซ์  $Y_m$  ที่ต้องการแต่ทราบปริมาณที่สามารถจะแมตชิงจากสมการ (2.39)  $Y_o$  และ  $\theta$  สมการส่วนค่าจริงทั้งสองข้างของสมการ (2.39) จัดใหม่จะได้

$$\tan \theta = Y_o \frac{G_m - G}{G_m B + G B_m} \quad (2.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการส่วนจินตภาพทั้งสองข้างของสมการ (2.39) แทนลงในสมการ (2.40) และแก้สมการหาได้ดังนี้

$$Y_o = \left\{ GG_{in} \left[ 1 + \frac{B_{in}^2 G - B^2 G_{in}}{GG_{in}(G_{in} - G)} \right] \right\}^{1/2} \quad (2.41)$$

แต่  $Y_o$  ต้องเป็นจำนวนจริงสำหรับสายส่งความสูญเสียต่ำ

$$1 + \frac{B_{in}^2 G - B^2 G_{in}}{GG_{in}(G_{in} - G)} > 0 \quad (2.42)$$

สมการความไม่เท่ากัน สมการ (2.42) แสดงเงื่อนไขที่ถูกต้องสำหรับสายเดี่ยว สามารถที่จะทำการแมทชิง สัมฤทธิ์ถ้า  $B = B_{in} = 0$  เงื่อนไขการแมทชิงจะถูกต้องและ ตัวแปลง famillier ควอเตอร์เวฟ จะได้จากสมการ (2.40) และ (2.41) สมการความไม่เท่ากัน สมการ (2.42) จะถูกต้องถ้าข้างซ้ายเป็นค่าน้อยที่สุดถึงค่ามากที่สุดของค่าที่เป็นบวก เมื่อใช้ในสมการ (2.41) ค่าที่ปลายสุดจะเป็นค่าที่น้อยสุดหรือมากที่สุดของ  $Y_o$  ฉะนั้น  $Z_o$  จะต้องอยู่ตำแหน่งใดระหว่างเข้าใกล้อินฟินิตถึงเข้าใกล้ศูนย์ แต่สายส่งไม่สามารถทำให้เกิดได้หลายๆค่า สำหรับคุณลักษณะเฉพาะอิมพีแดนซ์  $Z_{max}$  จะถูกกำหนดขอบเขตโดยความแคบของสตริปและความสูงเท่าไรสำหรับค่าความต้านทานของสตริปแคบๆ ที่สามารถเป็นไปได้และยังพิจารณาที่สายส่งสูญเสียต่ำของค่าต่ำสุด  $Z_{min}$  ถูกกำหนดโดยช่องว่างที่มีอยู่สำหรับความกว้างของสตริปนั้นทำให้เกิดโหมดที่สูงขึ้นที่สูงกว่า TEM เมื่อความกว้างสตริปเข้าใกล้ความยาวควอเตอร์เวฟ

นั่นคือ  $Y_o = 1/Z_o, Y_{min} = 1/Z_{max}$  และ  $Y_{max} = 1/Z_{min}$

$$Y_{min} \leq Y_o \leq Y_{max} \quad (2.43)$$

การกำหนดสมการความไม่เท่ากับ สมการ (2.43) และเงื่อนไขการแมทชิงในสมการ (2.42) สามารถแทนโดยวงกลมบนสมิทชาร์ตโดยใช้

$$U + jV = \frac{Y - G_{in}}{Y + G_{in}} = \frac{g - 1 + jb}{g + 1 + jb} \quad (2.42)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ نرمอลไลซ์โพลแอตมิตแดนซ์เป็น

$$Y = \frac{Y}{G_{in}} = \frac{G + jB}{G_{in}} = \frac{G}{G_{in}} + j \frac{B}{G_{in}} = g + jb \quad (2.43)$$

ดังนั้น نرمอลไลซ์อินพุตอิมพีแดนซ์จะเป็น

$$Y_{in} = \frac{Y_{in}}{G_{in}} = \frac{G_{in} + jB_{in}}{G_{in}} = 1 + j \frac{B_{in}}{G_{in}} = 1 + jb_{in} \quad (2.44)$$

หารทั้งตัวเศษและตัวส่วนของสมการ (2.42) โดย  $G_{in}^3$  แสดงเงื่อนไขการเมทชิงในรูปของ نرمอลไลซ์

$$1 + \frac{b_{in}^2 g - b^2}{g(1-g)} > 0 \quad (2.45)$$

นอร์มอลไลซ์สมการ (2.43) เทียบกับ  $G_{in}$  ซึ่ง  $y_{min} = Y_{min}/G_{in}$ ,  $y_{max} = Y_{max}/G_{in}$  และ  $y_o = Y_o/G_{in}$

ผลที่ได้คือ

$$y_{min} \leq y_o \leq y_{max} \quad (2.46)$$

ดังนั้นสมการที่(2.51)

$$y_o = \left\{ g \left[ 1 + \frac{b_{in}^2 g - b^2}{g(1-g)} \right] \right\}^{1/2} \quad (2.47)$$

จะมีการพิจารณา 2 กรณี ขึ้นอยู่กับว่า  $g < 1$  หรือ  $g > 1$  ในสมการที่(2.45) ทั้ง 2 กรณี  $y_o$  เป็นปัจจัยสำคัญซึ่งถูกกำหนดไว้ด้วย 2 ขอบเขตในสมการที่(2.31)

กรณีที่ 1  $g < 1$  เงื่อนไข  $y_o \geq y_{\min}$  จะถูกต้องถ้า  $y = g + jb$  ตกลงข้างในวงกลม  $y_{\min}$  ซึ่งกำหนดโดย

$$\left[ U - \frac{y_{\min}^2 - 1}{2(1 + y_{\min}^2) + b_{in}^2} \right]^2 + V^2 \leq \left( \frac{\left\{ (1 + b_{in}^2)^2 + y_{\min}^2 [y_{\min}^2 + 2(b_{in}^2 - 1)] \right\}^{1/2}}{2(1 + y_{\min}^2) + b_{in}^2} \right)^2 \quad (2.48)$$

ส่วนเงื่อนไข  $y_o \leq y_{\max}$  จะถูกต้องถ้า  $y = g + jb$  ตกลงข้างนอกวงกลม  $y_{\max}$  ซึ่งกำหนดโดย

$$\left[ U - \frac{y_{\max}^2 - 1}{2(1 + y_{\max}^2) + b_{in}^2} \right]^2 + V^2 \geq \left( \frac{\left\{ (1 + b_{in}^2)^2 + y_{\max}^2 [y_{\max}^2 + 2(b_{in}^2 - 1)] \right\}^{1/2}}{2(1 + y_{\max}^2) + b_{in}^2} \right)^2 \quad (2.49)$$

ทั้งสมการ (2.48) และ (2.49) จะถูกต้องเมื่อ  $g < 1$  แน่แน่นอนว่า  $g < 1$  จะอยู่ข้างนอกวงกลม  $g = 1$

กรณีที่ 2  $g > 1$  เงื่อนไข  $y_o \geq y_{\min}$  จะถูกต้องถ้า  $y = g + jb$  ตกลงข้างนอกวงกลม  $y_{\min}$  ซึ่งกำหนดโดย

$$\left[ U - \frac{y_{\min}^2 - 1}{2(1 + y_{\min}^2) + b_{in}^2} \right]^2 + V^2 \geq \left( \frac{\left\{ (1 + b_{in}^2)^2 + y_{\min}^2 [y_{\min}^2 + 2(b_{in}^2 - 1)] \right\}^{1/2}}{2(1 + y_{\min}^2) + b_{in}^2} \right)^2 \quad (2.50)$$

ส่วนเงื่อนไข  $y_o \leq y_{\max}$  จะถูกต้องถ้า  $y = g + jb$  ตกลงข้างในวงกลม  $y_{\max}$  ซึ่งกำหนดโดย

$$\left[ U - \frac{y_{\max}^2 - 1}{2(1 + y_{\max}^2) + b_{in}^2} \right]^2 + V^2 \leq \left( \frac{\left\{ (1 + b_{in}^2)^2 + y_{\max}^2 [y_{\max}^2 + 2(b_{in}^2 - 1)] \right\}^{1/2}}{2(1 + y_{\max}^2) + b_{in}^2} \right)^2 \quad (2.51)$$

ประโยชน์ของการสร้างวงกลมเมทริกซ์ได้มากกว่าการใช้สมการ (2.48) โดยตรงในกรณีใดกรณีหนึ่งที่เกิดขึ้น เมื่อจุดของ  $y$  ไม่ตกลงข้างในหรือข้างนอกของวงกลมที่เหมาะสมกับกรณีชุดที่สร้างจะแสดงให้เห็นถึงข้อเสียด้านที่ค่อนข้างยากกับ  $y$  เพื่อย้ายจุดไปเป็นบนหรือนอกวงกลมที่เหมาะสม เมื่อได้ค่าที่เหมาะสมของ  $g$  และ  $b$  ( ที่รวมทั้งสลับ ) ก็จะเป็นจุดที่ใช้ได้ตามเงื่อนไข

ใช้สมการ (2.61) เพื่อหา  $y_o$  นั่นคือ  $Y_o = y_o G_{in}$  และ  $Z_o = 1/Y_o$  ความยาวทางไฟฟ้าหาได้จากสมการ(2.50) หลังจากทำเป็นนอร์มอลไลซ์ได้ดังนี้

$$\theta = \tan^{-1} \frac{y_o(1-g)}{b+gb_{in}} \text{deg} \quad (2.52)$$

ควรระมัดระวังโดยการแยกหาชิ้นส่วนตัวตั้งและตัวหารจะทำให้ได้ตำแหน่งของ  $\theta$  ในควอดแรนต์ที่ถูกต้อง เมื่อหาอินเวอร์สแทนเจนต์ (inverse tangent ) จะใช้มุมที่เป็นบวกสำหรับมุมระหว่าง  $180^\circ$  และ  $360^\circ$  จะลบออกด้วย  $180^\circ$  จะได้มุมที่เป็นพื้นฐานเพราะอิมิตแดนซ์ซ้ำทุกครึ่งของความยาวคลื่นบนสายส่งสูญเสียต่ำ ความยาวทางกายภาพของสายในหน่วยเดียวกันกับความยาวคลื่นเป็น

$$d = \frac{\theta}{360} \lambda_m \quad (2.53)$$

เมื่อ  $\lambda_m$  = ความยาวคลื่นบนสาย

### 2.3 การออกแบบโดยใช้สเกตเตอร์ริงพารามิเตอร์( DESIGN BY USED SCATTERINGPARAMETER )

เพราะในการวัดโดยทั่วไปของสเกตเตอร์ริงพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ จะอ้างถึง ความต้านทาน  $50 \Omega$  ในการต่อวงจร คือ  $R_{01} = R_{02} = 50 \Omega$  ถ้าทรานซิสเตอร์ถูกใช้ในวงจรขยายที่ซึ่งที่จุดปลายของแหล่งกำเนิด และโหลดของทรานซิสเตอร์ต่างก็เท่ากับ  $50 \Omega$  เราจะได้สูตรสำหรับอัตราขยายกำลัง คือ

$$G_p = \frac{|S_{21}|^2}{1-|S_{11}|^2} \quad (2.54)$$

และค่าทรานสดิวเซอร์เพอร์เวอร์เกน คือ

$$G_r = |S_{21}|^2 \quad (2.55)$$

ซึ่งค่าสเกดเตอร์ริงพารามิเตอร์คือค่าที่ถูกวัดอย่างไรก็ตามมันไม่บ่อยนักที่เราจะต้องการให้ปลายของทรานซิสเตอร์ เท่ากับ  $50 \Omega$

ถ้าค่าอื่นนอกจาก  $50 \Omega$  ถูกนำมาใช้สเกดเตอร์ริงพารามิเตอร์ ก็จะแตกต่างจากค่าที่วัดได้ ถ้าสเกดเตอร์ริงพารามิเตอร์นั้นสามารถหาค่าได้เราก็ใช้แทนในสมการ (2.54), (2.55) ก็จะให้ค่าเพาเวอร์ออกมาการหาค่าสเกดเตอร์ริงพารามิเตอร์อันใหม่นั้น (ค่า  $> 50 \Omega$ ) จะหาได้ยากเพราะนอกจากจะขึ้นอยู่กับทรานซิสเตอร์และเงื่อนไขในการทำงานของมันแล้วยังขึ้นอยู่กับปลายของมันด้วยค่าพารามิเตอร์ใหม่นี้ไม่สามารถวัดได้เพราะระบบการวัดจะใช้ปลายของ  $50 \Omega$  มากกว่า ดังนั้นค่าสเกดเตอร์ริงพารามิเตอร์ใหม่ต้องคำนวณในเทอมของสเกดเตอร์ริงพารามิเตอร์ ที่ถูกวัดและค่าอิมพีแดนซ์ (ค่าความต้านทานเมื่ออยู่ในรูปของเฟส) ที่ถูกเลือก(แบบคู่)สำหรับทรานซิสเตอร์

### 2.3.1 การคำนวณหาสเกดเตอร์ริงพารามิเตอร์

ขั้นตอนในการหาความสัมพันธ์ต่างๆที่เราต้องการมีดังนี้

ขั้นที่ 1 เปลี่ยนค่าสเกดเตอร์ริงพารามิเตอร์ที่วัดได้ตั้งแต่แรกสำหรับ  $50 \Omega$  ไปสู่ค่า  $Z$  พารามิเตอร์ที่ทำเช่นนี้เพราะ  $Z$  พารามิเตอร์ไม่ขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ ที่ทำให้เงื่อนไขในการทำงานของทรานซิสเตอร์ยังคงอยู่และเราสามารถใส่  $h$  หรือ  $y$  พารามิเตอร์แทนก็ได้

ขั้นที่ 2 เขียนสเกดเตอร์ริงพารามิเตอร์ใหม่ในเทอมของ  $z$  และค่าอิมพีแดนซ์ของขั้วที่ถูกเลือกมาแล้ว ขั้นตอนนี้ไม่เกี่ยวข้องกับขั้นตอนที่ 1 เพื่อที่จะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างสเกดเตอร์ริงพารามิเตอร์ใหม่กับปลายที่ถูกเลือกมาส่วน  $z$  ที่เกี่ยวข้องนั้นก็เป็นส่วนที่เกินที่ควรจะถูกกำจัด

ขั้นที่ 3 กำจัดค่า  $z$  จากความสัมพันธ์ในขั้นที่ 2 โดยการแทนค่า  $z$  จากขั้นที่ 1 ผลที่ได้รับคือความสัมพันธ์ระหว่างสเกดเตอร์ริงพารามิเตอร์ใหม่ต่ออิมพีแดนซ์ที่ปลายและค่าสเกดเตอร์ริงพารามิเตอร์ที่วัดได้

ผลที่ได้จากการศึกษาแสดงค่าสเกดเตอร์ริงพารามิเตอร์ใหม่หรือเจนเนอเรตสเกดเตอร์ริงพารามิเตอร์  $[S']$  ในเทอมของอิมพีแดนซ์ที่ปลาย  $z$  และค่าสเกดเตอร์ริงพารามิเตอร์  $[S]$  ที่ทราบดังนี้

$$[S'] = [A]^{-1}([S] - [\Gamma^*])(I - [\Gamma][S])^{-1}[A^*] \quad (2.56)$$

เมื่อ

$$A_i = (1 - \Gamma_i^*) \frac{\sqrt{1 - |\Gamma_i|^2}}{|\Gamma_i|} \quad (2.57)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Gamma_i = \frac{Z_i - R_0}{Z_i + R_0} \quad (2.58)$$

สมการ (2.56) ใช้ได้สำหรับวงจรของพอร์ต์ n ถ้าทรานซิสเตอร์ถูกใช้ในวงจร 2 คู่สายและถ้ามีอิมพีแดนซ์ที่ปลาย  $Z_1$  ที่ อินพุต และ  $Z_2$  ที่เอาต์พุตของสมการ (2.56) จะให้ค่าสเกลเตอร์รีเฟรารามิเตอร์ตามสมการ (2.59)ถึง(2.62) ซึ่ง  $A_i$  และ  $A_i^*$  ได้มาจากสมการ (2.57)และ  $\Gamma_i$  และ  $\Gamma_i^*$  ได้มาจากสมการ (2.58) .

$$S'_{11} = \frac{A_1^* [(1 - \Gamma_2 S_{22})(S_{11} - \Gamma_1^*) + \Gamma_2 S_{12} S_{21}]}{A_1 [(1 - \Gamma_1 S_{11})(1 - \Gamma_2 S_{22}) + \Gamma_1 \Gamma_2 S_{12} S_{21}]} \quad (2.59)$$

$$S'_{12} = \frac{A_2^* S_{12} [1 - |\Gamma_1|^2]}{A_1 [(1 - \Gamma_1 S_{11})(1 - \Gamma_2 S_{22}) + \Gamma_1 \Gamma_2 S_{12} S_{21}]} \quad (2.60)$$

$$S'_{21} = \frac{A_1^* S_{21} [1 - |\Gamma_2|^2]}{A_2 [(1 - \Gamma_1 S_{11})(1 - \Gamma_2 S_{22}) + \Gamma_1 \Gamma_2 S_{12} S_{21}]} \quad (2.61)$$

$$S'_{22} = \frac{A_2^* [(1 - \Gamma_1 S_{11})(S_{22} - \Gamma_2^*) + \Gamma_1 \Gamma_2 S_{12} S_{21}]}{A_2 [(1 - \Gamma_1 S_{11})(1 - \Gamma_2 S_{22}) + \Gamma_1 \Gamma_2 S_{12} S_{21}]} \quad (2.62)$$

สมการ (2.59) ถึง(2.62) จะแสดงพารามิเตอร์ได้จากการวัด [คือพารามิเตอร์ที่ทราบค่าได้ ถ้า  $Z_i = R_0$  เพราะสัมประสิทธิ์ จะเท่ากับ 0]

เมื่อใช้ค่าทราบค่ากำลังงานที่ได้รับ โอเพอร์เรทิงเพาเวอร์เกน (operating power gain ) คือ

$$G'_p = \frac{|S'_{21}|^2}{1 - |S'_{11}|^2}$$

และค่าทรานสดิวเซอร์เพาเวอร์เกน (transducer power gain) คือ

$$G'_T = |S'_{21}|^2 \quad (2.63)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

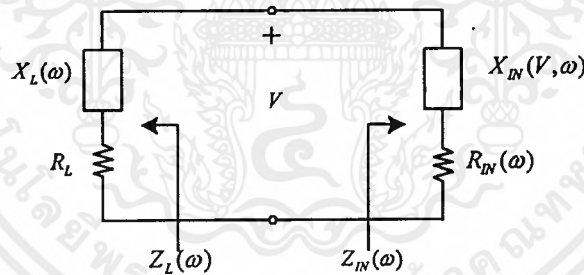
## 2.4 การออกแบบออสซิลเลเตอร์ด้วยทรานซิสเตอร์ย่านไมโครเวฟ (MICROWAVE TRANSISTOR OSCILLATOR DESIGN)

ในบทนี้กล่าวถึงเทคนิคการวิเคราะห์ซึ่งถูกนำมาใช้ในการออกแบบออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบ (negative-resistance oscillators) สัญญาณขนาดเล็กและใหญ่ สเตจเคอร์ริงพารามิเตอร์ให้ข้อมูลทั้งหมดซึ่งจำเป็นต่อการออกแบบออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบ

ในออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบเราจะเกี่ยวข้องถึงวงจรเมทซ์กับวงจรข่ายแบบทู-พอร์ตที่ปลายเมทซ์ซึ่งและ โหลดวงจรเมทซ์ซึ่งที่โหลดเป็นวงจรซึ่งเป็นตัวกำหนดความถี่ของการสั่น และถูกใช้ในการเตรียมเกี่ยวกับการเมทซ์ซึ่ง

แบบของการต่อและวงจรเมทซ์ซึ่งที่โหลดต้องทำอย่างระมัดระวัง เช่น เงื่อนไข  $|\Gamma_{IN}| > 1$  คือสิ่งจำเป็นสำหรับการสั่น ,การวัดวงจรที่ปลายของพอร์ตสามารถผลิต  $|\Gamma_{IN}| > 1$  อย่างไรก็ดีตามไม่มีกำลังที่ถูกส่งไปยังปลายที่วัดวงจร

### 2.4.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบแบบหนึ่งพอร์ต (ONE-PORT NEGATIVE-RESISTANCE OSCILLATOR)



รูปที่ 2.13 แสดงแผนผังทางไฟฟ้าของวงจรออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบแบบหนึ่งพอร์ต

โดยทั่วไปแผนผังทางไฟฟ้าสำหรับวงจรออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบแบบหนึ่งพอร์ตถูกแสดงในรูปที่ 2.14 อุปกรณ์ของความต้านทานเชิงลบถูกแสดงให้เห็นโดยอิมพีแดนซ์ที่แปรตามความถี่และแอมพลิจูด

$$Z_{IN}(V, \omega) = R_{IN}(V, \omega) + jX_{IN}(V, \omega)$$

เมื่อ

$$R_{IN}(V, \omega) < 0$$

ออสซิลเลเตอร์ถูกสร้างโดยเกี่ยวข้องกับอุปกรณ์พาสซีฟโพลีคิมพีแดนซ์

$$Z_L(\omega) = R_L + jX_L(\omega)$$

วงจรหนึ่งคู่สายในรูปที่ 2.13 จะเสถียรถ้า

$$\text{Re}[Z_{IN}(V, \omega) + Z_L(\omega)] > 0$$

และวงจรจะออสซิลเลตเมื่อ

$$\Gamma_{IN}(V, \omega)\Gamma_L(\omega) = 1$$

เงื่อนไขในการออสซิลเลตสามารถแสดงในแบบ

$$R_{IN}(V, \omega) + R_L = 0 \quad (2.64)$$

และ

$$X_{IN}(V, \omega) + X_L(\omega) = 0$$

เป็นลักษณะเฉพาะทั้งอุปกรณ์ถูกกำหนดให้เป็น ไม่เสถียรที่ความถี่ในช่วง  $\omega_1 < \omega < \omega_2$  ถ้า  $R_{IN}(V, \omega) < 0$  วงจรขั้วแบบหนึ่งคู่สายจะไม่เสถียรที่  $\omega_0$  บางความถี่ถ้าความต้านทานของวงจรเป็นลบ นั่นคือ เมื่อ

$$|R_{IN}(V, \omega_0)| > R_L \quad (2.65)$$

การกระตุ้นชั่วขณะเป็นระยะๆ การรบกวนในวงจรจะเริ่มการออสซิลเลตที่ความถี่  $\omega_0$  ซึ่งค่ารีซิสแตนซ์ของวงจรเท่ากับ 0 กล่าวคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$X_L(\omega_o) = -X_{IN}(V, \omega_o) \quad (2.66)$$

ที่  $\omega_o$  กระแสไซน์ซุซอยด์(sinusoidal)ที่เกิดขึ้นจะไหลผ่านวงจร และการออสซิลเลตจะสะสมต่อไปนานเท่าที่รีซิสแตนซ์ที่เป็นลบ แอมพลิจูดของแรงดันต้องมีค่าสถานะอิมิตัว(steady-state) เรียกว่า  $V_o$  ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อลูปรีซิสแตนซ์เป็น 0 เงื่อนไขที่เป็นไปตามสมการ (2.64) และ (2.65) อิมพีแดนซ์  $Z_{IN}(V, \omega)$  จะต้องขึ้นอยู่กับแอมพลิจูด ดังนั้นที่  $V = V_o$  เราสามารถเขียนได้ว่า

$$R_{IN}(V_o, \omega_o) + R_L = 0 \quad (2.67)$$

ความถี่ของการออสซิลเลต กำหนดโดยสมการ (2.66) ซึ่งจะไม่คงที่ เพราะ  $X_{IN}(V, \omega_o)$  แปรตามแอมพลิจูดนั้นคือ

$$X_{IN}(V_1, \omega_o) \neq X_{IN}(V_o, \omega_o) \quad (2.68)$$

$V_1$  คือ แรงดันวาร์ไบทารี (varbitrary voltage) ดังนั้นจึงจำเป็นต้องหาเงื่อนไขอื่นเพื่อสนับสนุน ถ้าความถี่ของ  $Z_{IN}(V, \omega)$  ไม่เป็นอิสระ สามารถละเลยได้สำหรับการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยรอบๆ  $\omega_o$  ซึ่งแสดงเงื่อนไขสำหรับการออสซิลเลตที่คงที่ คือ

$$\left. \frac{\partial R_{IN}(V, \omega)}{\partial V} \right|_{V=V_o} \left. \frac{dX_{L(\omega)}}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_o} - \left. \frac{\partial X_{IN}(V, \omega)}{\partial V} \right|_{V=V_o} \left. \frac{dR_L(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_o} > 0$$

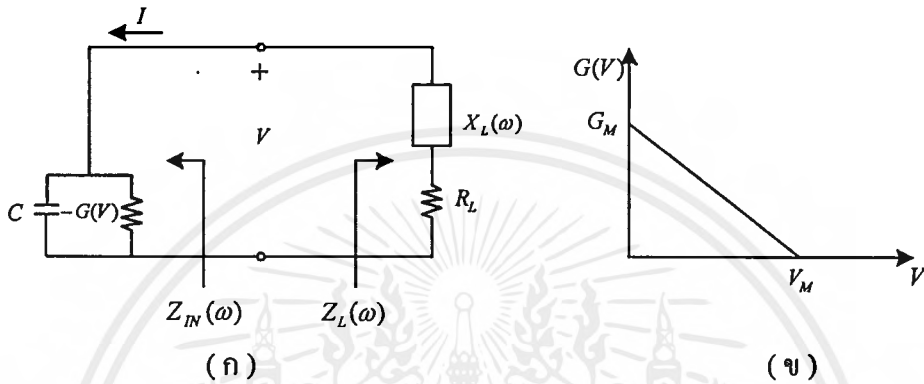
ในทางตรงกันข้าม ความถี่ของการสั่นกำหนดโดยสมการ (2.66) และ (2.67) เป็นเสถียรเท่านั้น ถ้าสมการ (2.68) ถูกต้องตามเงื่อนไข

$$\frac{dR_L(\omega)}{d\omega} = 0$$

เมื่อ  $R_L$  เป็นค่าคงที่และสมการ(2.5)จะถูกทำให้ง่ายขึ้น

### ตัวอย่างที่ 2.4.1

อุปกรณ์ความต้านทานเชิงลบสามารถจำลองโดยต่อขนานรวมกันของคาปาซิเตอร์และคอนดักแตนซ์เชิงลบซึ่งแสดงในรูปที่ 2.14(a) ขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดของคอนดักแตนซ์เชิงลบ(negative conductance) แสดงในรูปที่ 2.14 (b) ถูกแสดงโดย



รูปที่ 2.14 (ก) อุปกรณ์ความต้านทานเชิงลบ (ข) การปรับแอมพลิจูดของ  $G(V)$

$$G(V) = G_M \left( 1 - \frac{V}{V_M} \right) \quad (2.69)$$

การออกแบวงจรโหลด  $Z_L$  เตรียมการออสซิลเลตที่  $\omega_0$  และคำนวณกำลังเอาต์พุต  
วิธีทำ

$$Z_{IN}(V, \omega) = R_{IN}(V, \omega) + jX_{IN}(V, \omega) = \frac{-G(V)}{G^2(V) + \omega^2 C^2} + j \frac{-\omega C}{G^2(V) + \omega^2 C^2} \quad (2.70)$$

จากสมการ (2.66) ถึง (2.68) จะออสซิลเลตโดยเสถียรภาพที่  $\omega = \omega_0$  เมื่อ

$$R_L = \frac{G(V)}{G^2(V) + \omega^2 C^2} \Big|_{\omega=\omega_0, V=V_0} \quad (2.71)$$

$$X_L(\omega) = \frac{\omega C}{G^2(V) + \omega^2 C^2} \Big|_{\omega=\omega_0, V=V_0} \quad (2.72)$$

และ

$$\left. \frac{\partial R_{IN}}{\partial V} \right|_{V=V_0} \left. \frac{dX_L}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} > 0 \quad (2.73)$$

เมื่อ  $V_0$  เป็นระดับแรงดันการออสซิลเลตที่ความถี่การออสซิลเลต  $\omega_0$  แทนสมการที่ (2.69) ในสมการ (2.70) จะได้  $R_{IN}$

$$R_{IN} = \frac{-(1/G_M)(1-V/V_M)}{(1-V/V_M)^2 + \omega^2 C^2 / G_M^2} \quad (2.74)$$

หาอนุพันธ์จากสมการ (2.74) เทียบกับ  $V$

$$\frac{\partial R_{IN}}{\partial V} = \frac{-1 + 2(V/V_M) - V^2/V_M^2 + \omega^2 C^2 / G_M^2}{G_M V_M [(1-V/V_M)^2 + (\omega^2 C^2 / G_M^2)]^2} \quad (2.75)$$

แทนสมการที่ (2.75) ในสมการที่ (2.73) จะได้ความเกี่ยวข้องเป็น

$$\left. \frac{dX_L}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} \left[ -1 + 2 \frac{V}{V_M} - \frac{V^2}{V_M^2} + \frac{\omega^2 C^2}{G_M^2} \right] \Big|_{V=V_0} > 0 \quad (2.76)$$

ไม่มีวิธีตรงสำหรับการแก้  $R_L$  และ  $X_L$  จากสมการที่ (2.71), (2.72) และ (2.76) การออกแบบอื่นๆจึงถูกนำมาพิจารณา เช่น กำลังสูงสุดที่ส่งไปยัง  $R_L$

กระแสในวงจรถูกกำหนดโดย

$$I = V(-G(V) + j\omega C) \quad (2.77)$$

และกำลังทางเอาต์พุตจะถูกกำหนดโดย

$$P = \frac{1}{2} |I|^2 R_L = \frac{1}{2} |V|^2 R_L (G^2(V) + \omega^2 C^2) \quad (2.78)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนสมการ (2.69) และ (2.71) ในสมการ (2.78) จะได้

$$P = \frac{1}{2} V_M^2 \left( 1 - \frac{G(V)}{G_M} \right)^2 G(V)$$

จากสมการก่อนหน้าเราสามารถทำให้  $G$  สูงสุดเป็น

$$\frac{\partial P}{\partial G(V)} = \frac{1}{2} V_M^2 \left[ 1 - 4 \frac{G(V)}{G_M} + 3 \frac{G^2(V)}{G_M^2} \right] = 0$$

หรือ

$$\frac{G(V)}{G_M} = \frac{1}{3} \quad (2.79)$$

แทนสมการ (2.79) ลงในสมการ (2.69) จะได้

$$\frac{V}{V_M} = \frac{2}{3} \quad (2.80)$$

ซึ่งเป็นแรงดันเอาต์พุตเมื่อกำลังสูงสุดทางด้านเอาต์พุตที่ถูกส่งไปยัง  $R_L$  ถ้าสมการ (2.80) ถูกหาค่าที่  $V = V_o$  และแทนกลับไปยังสมการ (2.76) ผลที่ตามมาจะได้

$$\left. \frac{dX_L}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_o} \left( \frac{\omega_o^2 C^2}{G_M^2} - \frac{1}{9} \right) > 0 \quad (2.81)$$

ค่าที่ไม่รู้ในสมการ (2.81) คือ  $X_L$  ความถี่ที่ไม่อิสระของ  $X_L$  สามารถกำหนดได้รอบๆ  $\omega_o$  จากสมการ (2.79), (2.71) และ (2.72) ค่าของ  $R_L$  และ  $X_{L(\omega)}$  กำลังสูงสุดที่ส่งไปยัง  $R_L$  ที่  $\omega_o$  เป็น

$$R_L = \frac{G_M/3}{(G_M/3)^2 + \omega_o^2 C^2} \quad (2.82)$$

$$X_L(\omega_o) = \frac{\omega_o C}{(G_M/3)^2 + \omega_o^2 C^2} \quad (2.83)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่จุดนี้มันจำเป็นที่จะต้องตรวจสอบ ถ้า  $R_L$  เป็นไปตามเงื่อนไขสมการ (2.65) เมื่อระดับของแอมพลิจูดเป็น 0 (คือการเริ่มเงื่อนไขการออสซิลเลต) ดังนั้นใช้สมการ (2.80) และสมการ (2.82) เราจะได้

$$|R_{IN}(V, \omega_o)|_{V=0} > R_L$$

เมื่อ

$$\frac{\omega_o C}{G_M} > \frac{1}{\sqrt{3}}$$

ถ้าเราพิจารณาอัตราส่วนของ  $R_L$  กับ  $|R_{IN}(0, \omega_o)|$  เราจะได้

$$\frac{R_L}{|R_{IN}(0, \omega_o)|} = 3 \frac{1 + (\omega_o C / G_M)^2}{1 + 9(\omega_o C / G_M)^2} \quad (2.84)$$

ถ้า  $\omega_o C / G_M$  มาก สมการ (2.84) สามารถประมาณได้โดย

$$\frac{R_L}{|R_{IN}(0, \omega_o)|} \approx \frac{1}{3} \quad (2.85)$$

จากความเกี่ยวข้องสมการ (2.85) เป็นการออกแบบที่ดีที่เป็นแนวทางสำหรับการเลือก  $R_L$  นั่นคือ

$$R_L = \frac{1}{3} |R_{IN}(0, \omega_o)| \quad (2.86)$$

จากสมการ (2.14) ความถี่ของการออสซิลเลต  $\omega_o$  คือ

$$X_L(\omega_o) \approx \frac{1}{\omega_o C} \quad (2.87)$$

และจากสมการ (2.81)

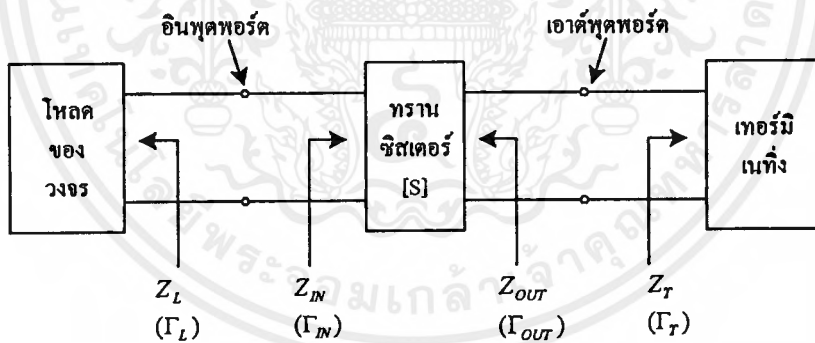
$$\left. \frac{dX_L}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_o} > 0 \quad (2.88)$$

จะเห็นได้ว่าอินดักเตอร์ (inductor) ( $X_L = \omega L$ ) ซึ่งจะเป็นไปตามสมการ (2.87) และ (2.88) จะได้  $\omega_o$  เป็น

$$\omega_o \approx \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

#### 2.4.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบแบบ 2 คู่สาย (TWO-PORT NEGATIVE-RESISTANCE OSCILLATOR)

โครงข่ายแบบสองคู่สายถูกแสดงอยู่ในรูปที่ 2.15 โครงข่ายแบบสองคู่สายแสดงลักษณะโดย S พารามิเตอร์, ทรานซิสเตอร์, อิมพีแดนซ์ที่ปลาย  $Z_T$  และโหลดอิมพีแดนซ์  $Z_L$



รูปที่ 2.15 แบบจำลองออสซิลเลเตอร์แบบสองคู่สาย

เมื่อวงจรสองคู่สายเป็นไปได้อาจจะไม่เสถียร สมการที่  $Z_T$  ของวงจรสองคู่สายแทนเหมือนกับอุปกรณ์ความต้านทานเชิงลบกับอินพุตอิมพีแดนซ์  $Z_{IN}$  ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 2.15 เงื่อนไขสำหรับการออสซิลเลตที่คงที่ซึ่งกำหนดไว้ในสมการ (2.66) ถึงสมการ (2.68)

ความต้านทานเชิงลบของ  $Z_{IN}$  เป็นฟังก์ชันของแรงดันและทำให้กำลังออสซิลเลตเพิ่มขึ้น ความต้านทานเชิงลบสามารถลดค่าให้ต่ำกว่าโหลดรีซิสแตนซ์ซึ่งเป็นจุดหยุดออสซิลเลต ปัญหานี้

ถูกจำกัดโดยการออกแบบขนาดของความต้านทานเชิงลบที่  $V = 0$  ซึ่งมากกว่าโหลด ค่าที่ให้ในสมการ (2.86)  $[R_{IN}(0, \omega_o) = 3R_L]$  คือค่าปกติที่ใช้ในแบบฝึกหัด

เมื่อพอร์ตอินพุตถูกทำให้ออสซิลเลตที่ปลายพอร์ต ด้วยความจริงแล้วพอร์ตทั้งคู่ที่ออสซิลเลตสามารถที่จะพิสูจน์หรือทดลองได้

อินพุตพอร์ตจะออสซิลเลตเมื่อ

$$\Gamma_{IN}\Gamma_L = 1 \quad (2.89)$$

และจากสมการ (2.89)

$$\Gamma_L = \frac{1}{\Gamma_{IN}} = \frac{1 - S_{22}\Gamma_T}{S_{11} - \Delta\Gamma_L}$$

หรือ

$$\Gamma_T = \frac{1 - S_{11}\Gamma_L}{S_{22} - \Delta\Gamma_L} \quad (2.90)$$

ดังนั้นจะได้

$$\Gamma_{OUT} = \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_L}{1 - S_{11}\Gamma_L} \quad (2.91)$$

และจากสมการ (2.90) และสมการ (2.91) จะมีผลตามมาก็คือ

$$\Gamma_{OUT}\Gamma_T = 1$$

ซึ่งแสดงว่าปลายพอร์ตเกิดการออสซิลเลตด้วย

แบบการปฏิบัติสำหรับการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์แบบสองขั้วสายมีดังนี้

1. ใช้ทรานซิสเตอร์ที่ไม่สามารถเสถียรที่ความถี่ของการออสซิลเลต  $\omega_o$
2. ออกแบบเทอร์มินึงเน็ตเวิร์ค(terminating network) ประมาณ  $|\Gamma_{IN}| > 1$  การป้อนกลับแบบอนุกรมหรือขนานสามารถใช้เพิ่ม  $|\Gamma_{IN}|$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ออกแบบโหลดเน็ตเวิร์ค (load network) ให้รีโซแนนซ์กับ  $Z_{IN}$  นั่นคือ

$$X_L(\omega_o) = -X_{IN}(\omega_o) \tag{2.92}$$

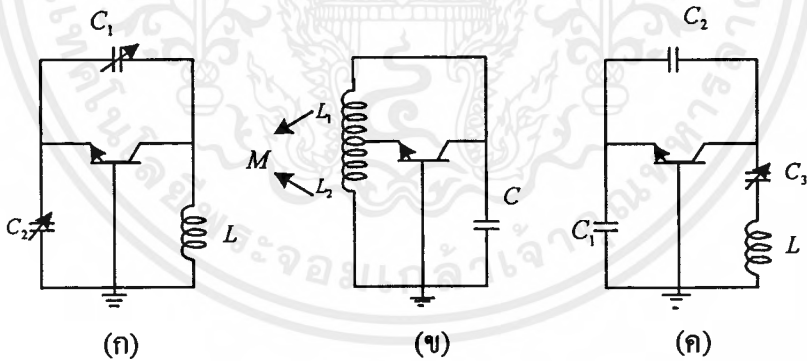
และ

$$R_L = \frac{|R_{IN}(0, \omega_o)|}{3} \tag{2.93}$$

แบบปฏิบัตินี้เป็นที่นิยม เนื่องจากระดับของความถี่มีสูงอย่างไรก็ตามความถี่ของการออสซิลเลตจะเคลื่อนหรือเปลี่ยนไปบ้างจากค่าแบบของมันที่  $\omega_o$  สิ่งนี้เกิดขึ้นเพราะกำลังสั่นเพิ่มขึ้นจนกระทั่งความต้านทานเชิงลบมีค่าเท่ากับโหลดรีซิสเต้นซ์และ  $X_{IN}$  เปลี่ยนแปลงเป็นฟังก์ชันของ  $V$  (เป็นฟังก์ชันของกำลังการสั่น) ดังนั้นไม่มีความแน่นอนที่ออสซิลเลเตอร์จะให้กำลังสูงสุด

2.4.4 รูปแบบของวงจรออสซิลเลเตอร์ (OSCILATOR CONFIGURATIONS)

ที่ระดับต่ำสุดของย่านความถี่ไมโครเวฟ กลุ่มของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้คือ Colpitts, Hartley และ Clapp มันถูกแสดงไว้ในรูปที่ 2.16 ในรูปแบบทรานซิสเตอร์พื้นฐานปกติ



รูปที่ 2.16 สามชนิดของรูปแบบเบสร่วม(common-base)

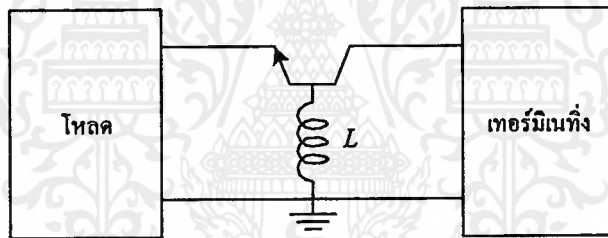
(ก) Colpitts (ข) Hartley (ค) Clapp

วงจร Colpitts ใช้คาปาซิเตอร์แบ่งแรงดัน ในวงจรทูน(tuned circuit)ให้การป้อนกลับ  
 วงจร Hartley ใช้วงจรทูนเทปอินดักเตอร์ (tapped inductor tuned circuit) และวงจร Clapp คือ  
 คล้ายวงจร Colpitts แต่มีพิเศษที่คาปาซิเตอร์ต่ออนุกรมกับอินดักเตอร์เพื่อปรับปรุงความถี่

High-Q tapped inductor ซึ่งจำเป็นในวงจร Hartley หากที่จะทำดังนั้นวงจรออสซิลเลเตอร์  
 แบบ Colpitts และ Clapp ถูกใช้เป็นปกติ

ที่ความถี่ไมโครเวฟสูงกว่า(คือในย่านจิกะเฮิร์ต) คาพาซิแตนซ์ซึ่งปนเข้ามาของทรานซิสเตอร์ให้ป้อนกลับบ้างหรือทั้งหมดที่จำเป็นต่อการออสซิลเลเตอร์ ในระดับนี้แบบการปฏิบัติความต้านทานเชิงลบถูกใช้ เนื่องจาก S พารามิเตอร์ให้ออกแบบข้อมูลที่จำเป็นทั้งหมดของทำให้เกิดความต้านทานเชิงลบโดยพื้นฐานประกอบด้วย การเลือกทรานซิสเตอร์ในออสซิลเลเตอร์ topology ซึ่งให้กำลังเอาต์พุตที่ต้องการทรานซิสเตอร์ในรูปแบบที่เลือกโดยทั่วไป ต้องไม่เสถียรที่ความถี่ที่ต้องการของการออสซิลเลต การป้อนกลับสามารถเพิ่มความต้านทานเชิงลบโดยสัมพันธ์กับ  $\Gamma_{IN}$  หรือ  $\Gamma_{OUT}$  ปลายและวงจรโหลดเมทซึ่งต้องถูกออกแบบให้จัดการสภาวะรีโซแนนซ์ที่แท้จริง

สำหรับออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบ BJT เป็นประโยชน์มากที่สุด ในวงจร topology เป็นรูปแบบพื้นฐานปกติ รูปแบบนี้แสดงให้เห็นในรูปที่ 2.17 ถูกใช้ในวงจรออสซิลเลเตอร์กำลังต่ำและมันง่ายในการทูน ส่วนประกอบของอินดักแตนซ์ป้อนกลับถูกใช้เพื่อเพิ่ม  $|\Gamma_{IN}|$  และ  $|\Gamma_{OUT}|$  รูปแบบคอมมอนอิมิตเตอร์และคอมมอนคอลเลคเตอร์ มีใช้ในไมโครเวฟออสซิลเลเตอร์

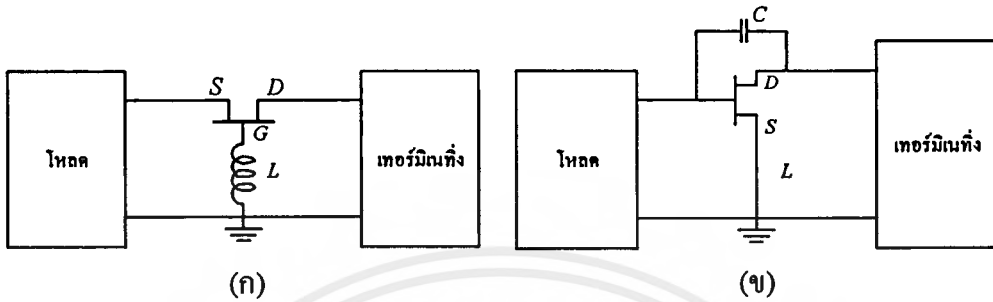


รูปที่ 2.17 รูปแบบคอมมอนเบส

วงจรรูปแบบสองคอมมอนสำหรับ GaAs FET ออสซิลเลเตอร์ ถูกแสดงในรูปที่ 5.9 รูปแบบคอมมอนเกต ถูกใช้ในวงจรออสซิลเลเตอร์กำลังต่ำเนื่องจากมันง่ายในการปรับ Series inductive feedback ถูกกำหนดให้  $\Gamma_{IN}$  และ  $\Gamma_{OUT}$  ทำให้ดีขึ้น รูปแบบคอมมอนซอร์สถูกใช้สำหรับกำลังเอาต์พุตของออสซิลเลเตอร์ที่สูงกว่าและวงจรป้อนกลับเป็นคาพาซิเตอร์ปกติ รูปแบบคอมมอนเดรนไม่นิยมเพราะว่าเกิดการออสซิลเลตยาก

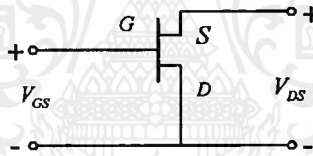
GaAs FET ออสซิลเลเตอร์สามารถสร้างใช้ reverse-channel ด้วยรูปแบบแสดงไว้ในรูปที่ 2.19 รูปแบบ reverse-channel ใช้ GaAs FET กับแรงดันลบประยุต์ปลายเดรนทรานซิสเตอร์กลายเป็นอุปกรณ์อินเวอร์ตติ้ง (noninverting) ซึ่งเป็นการทำให้คอมมอนลีดอินดักแตนซ์เกิดขึ้นมาใหม่ S พารามิเตอร์ในรูปแบบ reverse-channel แสดงว่า  $|S_{12}|$  ความถี่เพิ่มขึ้นอย่างเด่นชัด และ  $|S_{11}|$  จะใหญ่กว่าหนึ่งในย่านความถี่ที่ใหญ่

แสดงรูปแบบบางรูปแบบและอธิบายแผนการปฏิบัติงานบางแผนสำหรับออสซิลเลเตอร์นอยซ์ต่ำและบัฟเฟอร์ออสซิลเลเตอร์ (buffered oscillator)



รูปที่ 2.18 (ก) รูปแบบคอมมอนเกต (ข) รูปแบบคอมมอนซอร์ส

โหลดทูนนิ่งไม่ถูกจำกัดให้หมด หรือวงจร RLC สามารถออกแบบการใช้ YIG



รูปที่ 2.19 reverse-channel GaAs FET

YIG รีโซเนเตอร์ประกอบด้วยวัสดุเฟอร์ไรแมกเนติก (ferrimagnetic) ซึ่งสามารถจำลองโดยวงจรรีโซแนนซ์ RLC ขนาดค่าของส่วนประกอบสัมพันธ์กับแมกเนโตเซชันเชื่อมโยงและเส้นความกว้างรีโซแนนซ์ของวง YIG และบนพื้นที่แม่เหล็ก dc ที่เหมือนกันถูกประยุกต์กับอิเล็กโทรแมกเนติกกับการออกแบบช่องอากาศเป็นสิ่งสำคัญ เนื่องจากสนามแม่เหล็ก dc ที่ไม่มีรูปแบบเดียวกันเป็นผลในการปรับ hysteresis และ spurious ผดอบสนองคอมมอนเกต GaAs FET ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ YIG รีโซเนเตอร์ถูกแสดงไว้ในรูปที่ 2.20

วงจร YIG เป็นสายส่งคู่ที่แข็งแรงซึ่งเกี่ยวข้องกับอุปกรณ์แอคทีฟ สมมติว่า YIG ทรงกลมเต็มไปด้วยสนามแม่เหล็กตลอดเวลาและเส้นผ่าศูนย์กลางของวงคือ  $\ll \lambda/4$  อุปกรณ์ YIG สามารถจำลองโดยวงจรรีโซแนนซ์ขนาดแสดงไว้ในรูปที่ 2.21 ค่าถูกกำหนดโดย

$$G_o = \frac{d^2}{\mu_o V \omega_m Q_U} + G_L$$

$$L_o = \frac{\mu_o V \omega_m}{\omega_o d^2}$$

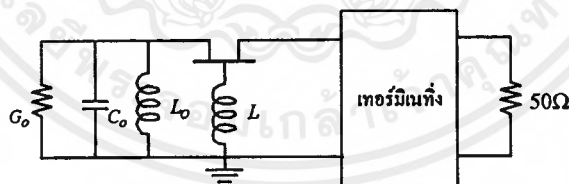
$$C_o = \frac{1}{\omega_o^2 L_o}$$

$$\omega_m = \gamma 8 \pi^2 M_s$$

$$Q_U = \frac{H_o - 4\pi M_s/3}{\Delta H}$$



รูปที่ 2.20 YIG ออสซิลเลเตอร์



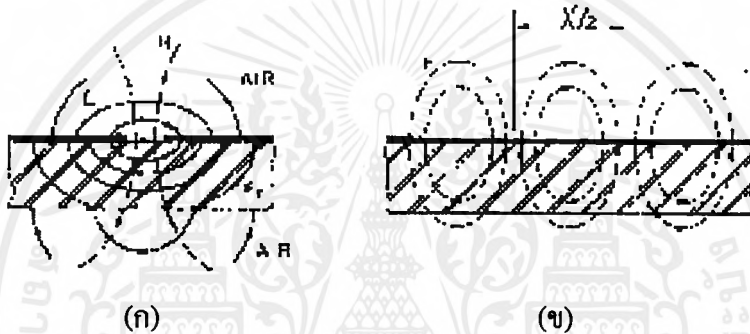
รูปที่ 2.21 วงจรอควิวาเลนซ์ ของ YIG ออสซิลเลเตอร์

ที่  $4\pi M_s$  เต็มไปด้วยสนามแม่เหล็กของทรงกลม  $\mu_o = 4\pi(10^{-7})$  เฮนรีต่อเมตร V คือค่าของทรงกลม d คือ เส้นผ่านศูนย์กลางของคัปปลิงลูป

### บทที่ 3

#### สายอากาศแบบสล็อต (Slot Antenna)

งานทางด้านสายอากาศ ส่วนประกอบสำคัญอย่างหนึ่งที่สามารถนำมาประยุกต์ได้ก็คือ สล็อต(ช่อง) ที่เหลื่อมมุมจากแคบๆ ที่อยู่บนพื้นผิวของวัสดุต่างๆ เช่นบนผนังท่อนำคลื่น (wave guide) แต่ในกรณีนี้เราจะทำการพิจารณาสล็อตบนแผ่นไดอิเล็กตริก ในกรณีของสล็อตบนแผ่นไดอิเล็กตริกเราจะได้ลักษณะของสนาม E และสนาม H ของสล็อต(ช่อง)เราจะได้ดังรูปที่ 3.1.



รูปที่ 3.1 สนามการแผ่การกระจายคลื่นของสล็อตบนแผ่นไดอิเล็กตริก

(ก) การกระจายของสนามในภาพตัดขวาง (ข) สนาม H ด้านในตามความยาว

รูปที่ 3.1(ก) แสดงให้เห็นสนามของสล็อต โดยมองในด้านภาคตัดขวาง โดยความต่างศักย์ที่เกิดขึ้นระหว่างขอบของสล็อต ทำให้เกิดสนามไฟฟ้าขยายข้ามสล็อต สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจะตั้งฉากกับสล็อต โดยเรามองในด้านตามความยาว จะแสดงในรูปที่ 3.1(ข) ในส่วนของบริเวณที่เป็นอากาศ เส้นสนามแม่เหล็กจะโค้งและกลับมายังสล็อตเป็นช่วงๆ ระยะทางครึ่งความยาวคลื่น

การนำเอาสล็อตมาประยุกต์ใช้เป็นสายอากาศ จำเป็นต้องมีป้อนสัญญาณให้แก่สล็อตโดยใช้สายนำสัญญาณไมโครสตริป (Microstrip Line) เป็นตัวป้อนสัญญาณ (feeder) ซึ่งการนำสายนำสัญญาณไมโครสตริปมาประยุกต์ใช้กับสล็อต สิ่งนี้เป็นสิ่งที่น่าสนใจสำหรับวงจรรวมทางไมโครเวฟ โดยสล็อตจะวางอยู่ด้านบนของวัสดุฐานรองและสายนำสัญญาณไมโครสตริปจะวางอยู่อีกด้านหนึ่ง เมื่อสล็อตและสายนำสัญญาณไมโครสตริป มาอยู่ใกล้กันจะเกิดการ Coupling ของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าระหว่าง สล็อตกับสายนำสัญญาณไมโครสตริป และในกรณีถ้าวางอยู่ห่างกันก็สามารถแยกเป็นอิสระต่อกันได้ การเชื่อมต่อสล็อตกับสายนำสัญญาณไมโครสตริป ทำได้โดยการวางติดขนานกัน โดยสล็อตและสายนำสัญญาณไมโครสตริปจะวางอยู่คนละด้าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แผ่นไดอิเล็กตริกดังแสดงในรูปที่ 3.2. สามารถทำให้เกิดการเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง และการเชื่อมต่อจะมีมากเป็นพิเศษ โดยจะมีแบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นไปประมาณ 30 เปอร์เซ็นต์และทำให้มีการเหนี่ยวนำของสนามที่จุดเชื่อมต่อมากขึ้น ทำให้การแผ่กระจายของสนามมีความแรงมากขึ้น

### 3.1 การวิเคราะห์สายอากาศแบบสล็อต

เราสามารถใช้สมการอินทิกรัลหาโพเทนเชียลของประสิทธิภาพการแผ่กระจาย และพารามิเตอร์อื่นๆของสายอากาศแบบสล็อต ซึ่งผลเฉลยค่าคงที่การแผ่กระจายตามสล็อตอันดับที่ศูนย์สามารถเขียนให้เป็นสูตรที่ง่ายโดยมีความสัมพันธ์กับความยาวคลื่นได้ดังนี้

$$\frac{\lambda_g}{\lambda_0} = \sqrt{\frac{2}{\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2}}} \quad (3.1)$$

เมื่อ  $\epsilon_{r2} = \epsilon_{air}$  เราจะได้ว่า

$$\frac{\lambda_g}{\lambda_0} = \sqrt{\frac{2}{\epsilon_{r1} + 1}}$$

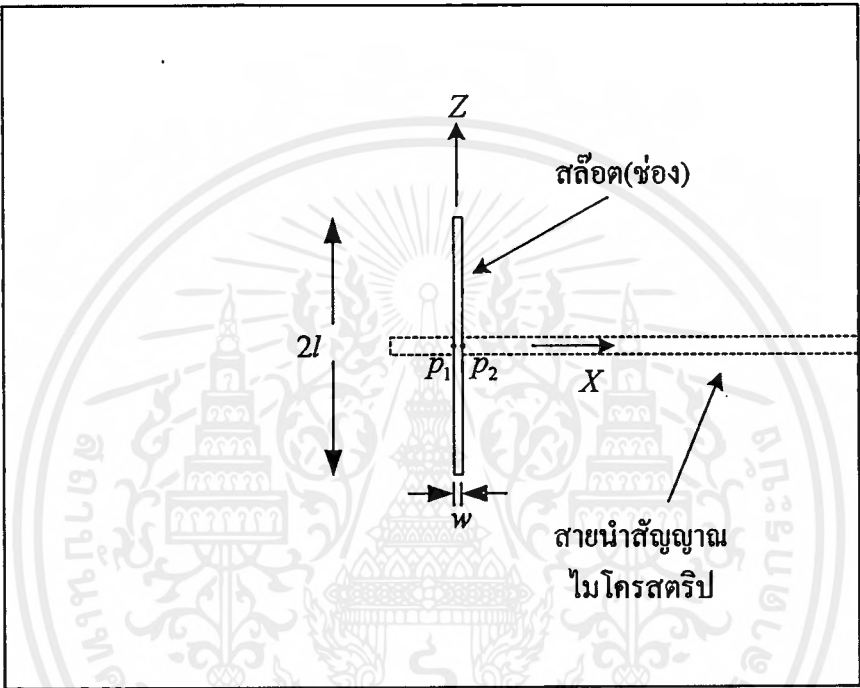
เมื่อความยาวคลื่นแปรผกผันกับรากที่สองของสภาพความยอม และนิยามสภาพความยอมประสิทธิภาพของตัวกลางที่มีรูปแบบสม่ำเสมอ เราจะสามารถเขียนได้เป็น

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (3.2)$$

สล็อตที่ถูกป้อนสัญญาณ (feed) โดยสายนำสัญญาณไมโครสตริปทำการป้อนสัญญาณให้สายอากาศ (feed) ที่จุดกึ่งกลางสล็อต โดยสล็อต(ช่อง)ถูกฝังตัวอยู่ในระนาบตัวนำขนาดใหญ่มาก (large ground plane) ดังแสดงในรูปที่ 3.2 ซึ่งความยาวและความกว้างของสล็อตคือ  $2l$  และ  $w$  ตามลำดับ ความกว้างสล็อตมีขนาดเล็กมากเมื่อเทียบกับความยาวของสล็อต ( $2l \gg w$ ) ดังนั้นจะสมมุติให้มีสายส่งคู่ขนาน (two wire line) ป้อนสัญญาณที่จุดกึ่งกลางของ สล็อตพอดีที่  $P_1$  และ  $P_2$  เมื่อพิจารณาความกว้างของสล็อตเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นของสัญญาณที่ป้อนจะเห็นว่าความกว้างของสล็อตมีค่าน้อยมาก ( $w \ll \lambda$ ) ทำให้สล็อตถูกแบ่งเป็นสองส่วนเท่าๆกัน ณ จุดป้อนสัญญาณสายส่งคู่ขนาน ลักษณะของสล็อตทั้งสองส่วนจะเปรียบเสมือนสายส่งสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คู่ขนานสองคู่ที่มีขนาดเป็นครึ่งหนึ่ง ที่ฝังตัวอยู่บนกราวด์เพลนขนาดอนันต์ (semi infinite ground plane) โดยขอบของสายส่งวางห่างกัน  $X = \pm w/2$  และปลายทั้งสองข้างถูกลัดวงจรที่  $Z = \pm l$  ตามรูปที่ 3.2 และเนื่องจากสล็อตเป็นเสมือนสายส่งสัญญาณที่ถูกลัดวงจร ทำให้เกิดคลื่นนิ่งของศักย์ไฟฟ้าบนสายส่งสัญญาณเสมือนสองคู่นี้



รูปที่ 3.2 สล็อตบนระนาบตัวนำขนาดใหญ่

ดังนั้นจะประมาณสนามไฟฟ้าบนสล็อตดังกล่าวได้ดังนี้

$$E(\xi,\eta,\zeta)=a_x E_x(\xi,\eta,\zeta)=a_x \frac{V_m}{W} \sin[k(l-|\zeta|)] \tag{3.3}$$

เมื่อ  $V_m$  เป็นค่าศักย์ไฟฟ้าสูงสุด (peak voltage)

สมมุติว่าแหล่งกำเนิดสัญญาณ และสายส่งคู่ขนานที่ป้อนสัญญาณให้กับสล็อตที่จุด  $P_1$  และ  $P_2$  อยู่ในช่วง  $y < 0$  และระนาบมีขนาดใหญ่มาก มีขนาดพื้นที่ผิวที่ใหญ่ ( $S$ ) จะประกอบด้วยบริเวณปากสล็อต  $S_1$  รวมกับ พื้นที่ผิว  $S_2$  ภายใต้ระนาบสร้างเงาขนาดใหญ่ ทำให้สามารถลดรูปของแหล่งกำเนิดทั้งหมดให้เป็น แผ่นกระแสแม่เหล็ก (magnetic current sheet) บน  $S_1$  ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 K_m &= -2\mu_0^{-1}a_y \times a_x \frac{V_m}{w} \sin[k(l - |\zeta|)] \\
 &= a_z \frac{2\mu_0^{-1}V_m}{w} \sin[k(l - |\zeta|)]
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

ซึ่งจะเหมือนกับกรณีของแมกเนติกไดโพล ที่มีสมการดังนี้

$$F_\theta = \frac{-4\mu_0^{-1}V_m}{k \sin \theta} [\cos(kl \cos \theta) - \cos(kl)] \tag{3.5}$$

สำหรับสล็อตที่มีความยาวประมาณครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น  $2l \approx \lambda/2$  จะคำนวณหา E และ H ได้ดังนี้

$$E_\theta = -j \frac{V_m}{\pi} \frac{e^{j(\alpha x - kr)}}{r} \left[ \frac{\cos[(\pi/2)\cos \theta]}{\sin \theta} \right] \tag{3.6}$$

$$H_\theta = j \frac{V_m}{\pi \eta} \frac{e^{j(\alpha x - kr)}}{r} \left[ \frac{\cos[(\pi/2)\cos \theta]}{\sin \theta} \right] \tag{3.7}$$

ซึ่งก็จะเหมือนกับกรณีของไดโพลยาว  $l/2$  แต่ทิศทางโพลไรซ์จะหมุนไป 90 องศา ทำให้ได้แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในทำนองเดียวกันนี้ เนื่องจากไม่มี A ใน สายอากาศชนิดนี้ ดังนั้นจะได้

$$P_{r,\phi}(\theta) = \frac{8V_m^2/\eta}{4\pi r} \left[ \frac{\cos^2[(\pi/2)\cos \theta]}{\sin^2 \theta} \right] \tag{3.8}$$

สมมุติว่าแหล่งกำเนิดและสายส่งอยู่ขนานซึ่งอยู่ในบริเวณ  $y < 0$  จะมีผลกระทบน้อยมากต่อบริเวณระยะไกลในบริเวณ ดังนั้นจากสมการ (3.6) ถึง (3.8) จะสามารถพิจารณากำลังงานทั้งหมดที่แผ่กระจายออกไปทั้งสองด้านของระนาบอนันต์ได้ว่า

$$P_{rad} = (0.609) \frac{4V_m^2/\eta}{2\pi} \tag{3.9}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาในกรณีที่สล็อตมีความยาวประมาณครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นเราจะได้ว่า ที่จุดต่อกับสายส่งสัญญาณ จะมีค่าอินพุตโวลต์เคจสูงสุดเท่ากับ  $V_m$  และกล่าวได้ว่าสายส่งนี้ได้ส่งถ่ายกำลังงานเท่ากับ

$$\frac{1}{2} V_m^2 G_{rad} = (0.609) \frac{4V_m^2 / \eta}{2\pi} \quad (3.10)$$

$G_{rad}$  คือค่าความนำของการแผ่กระจายคลื่นที่ระหว่างจุดหรือหมายถึงค่าความต้านทานการแผ่กระจายคลื่นของสล็อตยาวครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น ซึ่งป้อนสัญญาณ (feed) ที่จุดกึ่งกลางมีค่าดังนี้

$$R_{rad} = \frac{\pi\eta/4}{0.609} \quad (3.11)$$

หาความสัมพันธ์เทียบกับไดโพล โดยการคูณค่าความต้านทานการแผ่กระจายคลื่นของไดโพล จะได้ว่า

$$\begin{aligned} R_{rad}^{dipole} R_{rad}^{slot} &= \left( \frac{0.609\eta}{\pi} \right) \left( \frac{\pi\eta/4}{0.609} \right) \\ &= \frac{\eta^2}{4} \end{aligned} \quad (3.12)$$

ความสัมพันธ์ที่ได้จากสมการ (3.12) เขียนใหม่ได้เป็น

$$Z^{dipole} \cdot Z^{slot} = \frac{\eta^2}{4} \quad (3.13)$$

สมการ (3.13) เราจะเรียกความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์ของไดโพลกับอิมพีแดนซ์ของสล็อตว่า ทฤษฎีของบुकเกอร์ โดยมีค่าคงที่เป็นองค์ประกอบของความสัมพันธ์

จากสมการที่ (3.13) เราจะเห็นความสัมพันธ์ระหว่าง ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบไดโพลกับสายอากาศแบบสล็อต ซึ่งเราสามารถใช้สมการนี้ในการแปลงปัญหาของสายอากาศแบบสล็อตไปเป็นปัญหาของสายอากาศแบบไดโพลได้ ซึ่งจากทฤษฎีของบुकเกอร์เราจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสัมพันธ์ทางขนาดของสล็อตกับไดโพลดังนี้  $L_{slot} = L_{dipol}$  และ  $W_{slot} = 2R_{dipol}$  จากความสัมพันธ์ทางอิมพีแดนซ์ของสายอากาศทั้งสอง เมื่อต้องการพิจารณาปัญหาของสายอากาศแบบสล็อต เราจะมองให้เป็นปัญหาทางอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบไดโพลได้ โดยและนำปัญหาทางอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบไดโพลที่ได้มา ไปวิเคราะห์ด้วยวิธีโมเมนต์ เพื่อทำการหาคุณสมบัติของสายอากาศแบบสล็อต โดยใช้ความสัมพันธ์ทางด้านโครงสร้างของสายอากาศแบบสล็อตที่เหมือนเสมือนกับโครงสร้างของไดโพลจากใช้ทฤษฎีของนุกเกอร์

### 3.2 การวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศด้วยวิธีโมเมนต์

ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศขึ้นอยู่กับองค์ประกอบหลายๆอย่างเช่น ความถี่การใช้งาน ลักษณะทางกายภาพและอุปกรณ์ใกล้เคียง เนื่องจากความซับซ้อนทางด้านการคำนวณ มีหลักการมากมายที่ใช้ในการคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศสามารถหาได้โดยการใช้สมการอินทิกรัลโดยใช้เทคนิคเชิงตัวเลขในการหา โดยอ้างอิงกับสมการอินทิกรัลของวิธีโมเมนต์ (Integral Equation Method of Moment) วิธีนี้เป็นการประมาณค่า เป็นการวิเคราะห์พื้นฐานที่ประกอบด้วยปัญหาของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

เราจะใช้สมการอินทิกรัลโดยทำการหาผลเฉลยเชิงตัวเลขด้วยวิธี โมเมนต์ (Moment Method Numerical Solution) ในการหาค่าเซตอิมพีแดนซ์และไดวิจพอยท์อิมพีแดนซ์ และอิมพีแดนซ์รวม ของสายอากาศแบบไดโพล โดยเราจะใช้สมการ *Pocklington* ในการหาความเข้มกระแสไฟฟ้าเพื่อนำไปใช้วิเคราะห์หาสนาม ของไดโพลต่อไป

#### 3.2.1 สมการอินทิกรัล

สมการอินทิกรัลของการแผ่กระจายของประจุ เป็นการหาค่าความเข้มกระแสไฟฟ้าที่ไม่ทราบค่า โดยใช้เทคนิคการคำนวณทางคณิตศาสตร์เช่น วิธีโมเมนต์ ( Moment Method ) โดยเราจะพิจารณาที่สนามไฟฟ้าสถิตบนเส้นลวดที่มีขนาดเล็กโดยการไหลของของสนามเปลี่ยนแปลงตามเวลา และศักย์ไฟฟ้าบนเส้นลวดมีค่าคงที่

##### 3.2.1.1 Electrostatic Charge Distribution

ถ้าเราต้องการทราบสิ่งที่เกิดขึ้นในไฟฟ้าสถิต เราจะทำการพิจารณาการกระจายของประจุในตำแหน่งทางกายภาพของการกระจายประจุ ในส่วนนี้จะพิจารณาสมการอินทิกรัลวิธีการหาการกระจายของประจุบนศักย์ไฟฟ้าที่แน่นอน บางส่วนของวัสดุในที่นี้หรือวัสดุอื่นๆ

จากไฟฟ้าสถิตสิ่งที่เรารู้ นั่น การกระจายของประจุ  $\rho(r')$  ทำให้เกิดศักย์ไฟฟ้า  $V(r')$  ซึ่งสามารถสรุปได้เป็น

$$V(r') = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_{\text{(charge)}} \frac{\rho(r')}{R} dl' \quad (3.14)$$

เมื่อ  $r'(x', y', z')$  เป็นตำแหน่งของแหล่งจ่ายและ  $r(x, y, z)$  เป็นตำแหน่งของจุดสังเกต  $dl'$  เป็นส่วนหนึ่งของการอินทิกรัล  $R$  เป็นระยะทางระหว่างตำแหน่งของแหล่งจ่ายกับตำแหน่งของจุดสังเกต ซึ่งทั่วไปเขียนได้เป็น

$$R(r, r') = |r - r'| = \sqrt{(x - x')^2 + (y - y')^2 + (z - z')^2} \quad (3.14ก)$$

สมการ (3.14) จะใช้การคำนวณองค์ประกอบนั้นๆเป็นความเข้มประจุเส้น การหากระจายประจุของศักย์ไฟฟ้าเราจะใช้สมการอินทิกรัลเชิงตัวเลขเพื่อนำมาแก้ปัญหาโดยพิจารณาเส้นลวดตรง

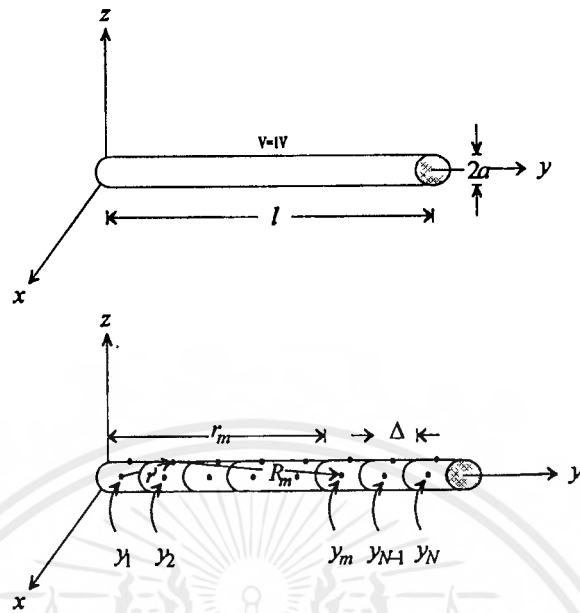
### 3.2.1.2 การพิจารณาเส้นลวดตรงความยาวจำกัด

พิจารณาเส้นลวดที่มีความยาว  $l$  และมีรัศมี  $a$  วางตามแกน  $y$  ดังแสดงในรูปที่ 3.3(ก) ให้เส้นลวดอยู่ในภาวะปกติประกอบด้วยศักย์ไฟฟ้าที่ 1V สมการ (3.14) เป็นการใช้กับทุกๆตำแหน่งบนเส้นลวดเมื่อ ( $V_{\text{wire}} = 1V$ ) เมื่อเส้นลวดวางอยู่ตามแนวแกน  $y$  และ ( $x = z = 0$ ) สมการ (3.14) สามารถเขียนใหม่ได้

$$1 = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int \frac{\rho(y')}{R(y, y')} dy' \quad , \quad 0 \leq y \leq l \quad (3.15)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} R(y, y') &= R(r, r')|_{x=z=0} = \sqrt{(y - y')^2 + (x')^2 + (z')^2} \\ &= \sqrt{(y - y')^2 + a^2} \end{aligned} \quad (3.15ก)$$



รูปที่ 3.3 เส้นลวดตรงที่ให้ศักย์ไฟฟ้าคงที่และการแบ่งเซกเมนต์

การหาผลเฉลยของสมการ (3.15) เพื่อหาค่าของ  $\rho(r')$  สมการเป็นสมการอินทิกรัล สามารถหาความเข้มประจุพื้นฐาน  $\rho(r')$  บนศักย์ไฟฟ้า 1V เราจะใช้สมการเมตริกซ์ในการคำนวณ เราจะทำให้ง่ายโดยการประมาณการกระจายของประจุ  $\rho(r')$  โดยการแบ่งเซกเมนต์เป็น N จำนวน โดยที่ไม่ทราบค่า สปส. ของจำนวนนั้นโดย

$$\rho(r') = \sum_{n=1}^N a_n g_n(y') \quad (3.16)$$

ดังนั้นสมการ (3.15) จะสามารถเขียนได้เป็น ; โดยใช้สมการ (3.16)

$$4\pi\epsilon_0 = \int \frac{1}{R(y, y')} \left[ \sum_{n=1}^N a_n g_n(y') \right] dy' \quad (3.17)$$

จากสมการ (3.17) สามารถเขียนได้ดังนี้

$$4\pi\epsilon_0 = \sum_{n=1}^N a_n \int \frac{g_n(y')}{\sqrt{(y - y')^2 + a^2}} dy' \quad (3.17ก)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เส้นลวดถูกแบ่งออกเป็น  $N$  ส่วนซึ่งความยาว  $\Delta = l/N$  ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.3 โดยกำหนดให้

$$g_n(y') = \begin{cases} 0 & y' < (n-1)\Delta \\ 1 & (n-1)\Delta \leq y' \leq n\Delta \\ 0 & n\Delta < y' \end{cases} \quad (3.18)$$

เมื่อเราได้ทำการแทนค่าจะได้สมการดังนี้

$$\begin{aligned} 4\pi\epsilon_0 &= a_1 \int_0^\Delta \frac{g_1(y')}{R(y_m, y')} dy' + \dots + a_N \int_{(N-1)\Delta}^l \frac{g_N(y')}{R(y_m, y')} dy' \\ &\quad \vdots \\ 4\pi\epsilon_0 &= a_1 \int_0^\Delta \frac{g_1(y')}{R(y_m, y')} dy' + \dots + a_N \int_{(N-1)\Delta}^l \frac{g_N(y')}{R(y_m, y')} dy' \end{aligned} \quad (3.19ก)$$

เราสามารถเขียนสมการ (3.19ก) ได้เป็น

$$[V_m] = [Z_{mn}][I_n] \quad (3.20)$$

เมื่อ  $[Z_{mn}]$  มีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} Z_{mn} &= \int \frac{g_n(y')}{\sqrt{(y_m - y')^2 + a^2}} dy' \\ &= \int_{(n-1)\Delta}^{n\Delta} \frac{g_n(y')}{\sqrt{(y_m - y')^2 + a^2}} dy' \end{aligned} \quad (3.20ก)$$

และ

$$[I_n] = [a_n] \quad (3.20ข)$$

$$[V_m] = [4\pi\epsilon_0] \quad (3.20ค)$$

หลักของเมตริกซ์  $V_m$  ทุกเทอมเท่ากับ  $4\pi\epsilon_0$  และ  $I_n = a_n$  ค่าสัมประสิทธิ์การกระจายของประจุ เราจะได้ผลเฉลยสมการ (3.20) ของ  $I_n$  โดยกำหนดให้

$$[I_n] = [a_n] = [Z_{mn}]^{-1} [V_m] \quad (3.21)$$

สมการ (3.20) หรือสมการ (3.21) สามารถนำไปแก้ปัญหาโดยใช้คอมพิวเตอร์ในการคำนวณในรูปของสมการเมตริกซ์ การหาค่าของ (3.20ก) ในรูปแบบปิด สมการอินทิกรัลสามารถแทนได้โดย

เมื่อ  $m = n$ :

$$Z_{mn} = 2 \ln \left( \frac{\frac{\Delta}{2} + \sqrt{a^2 + \left(\frac{\Delta}{2}\right)^2}}{a} \right) \quad (3.22ก)$$

เมื่อ  $m \neq n$  แต่  $|m - n| \leq 2$

$$Z_{mn} = \ln \left\{ \frac{d_{mn}^+ + \left[ (d_{mn}^+)^2 + a^2 \right]^{1/2}}{d_{mn}^- + \left[ (d_{mn}^-)^2 + a^2 \right]^{1/2}} \right\} \quad (3.22ข)$$

เมื่อ  $|m - n| > 2$

$$Z_{mn} = \ln \left( \frac{d_{mn}^+}{d_{mn}^-} \right) \quad (3.22ค)$$

เมื่อ

$$d_{mn}^+ = l_m + \frac{\Delta}{2} \quad (3.22ง)$$

$$d_{mn}^- = l_m - \frac{\Delta}{2} \quad (3.22จ)$$

$l_m$  คือระยะห่างระหว่าง  $m$ th จุดต่อและจุดกึ่งกลาง  $m$ th แหล่งจ่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 สมการอินทิกรัลแบบ Pocklington

สมการ Pocklington อ้างอิงกับรูปที่ 3.4 เมื่อเส้นลวดหรือสายอากาศมีการแตกกระจายหรือมีการแบ่งเส้นลวดออกเป็นช่วงย่อยๆ เราสมมุติเหตุการณ์เมื่อคลื่นมาตกกระทบบนพื้นผิวของเส้นลวดคั่นว่า ดังแสดงในรูปที่ 3.4 สนามไฟฟ้าตกกระทบบนสายอากาศ  $E^i(r)$  เมื่อสนามตกกระทบบนเส้นลวดและก่อให้เกิดความเข้มกระแสไฟฟ้าเชิงเส้น  $J_s$  (แอมป์/เมตร) บนพื้นผิวเส้นลวด ทำให้เกิดการเหนี่ยวนำความเข้มกระแสไฟฟ้าและการเกิดสนามไฟฟ้า ซึ่งเป็นการอ้างไปถึงการกระจายของสนามไฟฟ้า  $E^s(r)$  ดังนั้นที่จุดใดๆในอากาศว่าง ผลรวมของสนามไฟฟ้า  $E_t(r)$  คือผลรวมของสนามตกกระทบบกับการกระจายของสนาม จะได้ว่า

$$E_t(r) = E^i(r) + E^s(r) \tag{3.23}$$

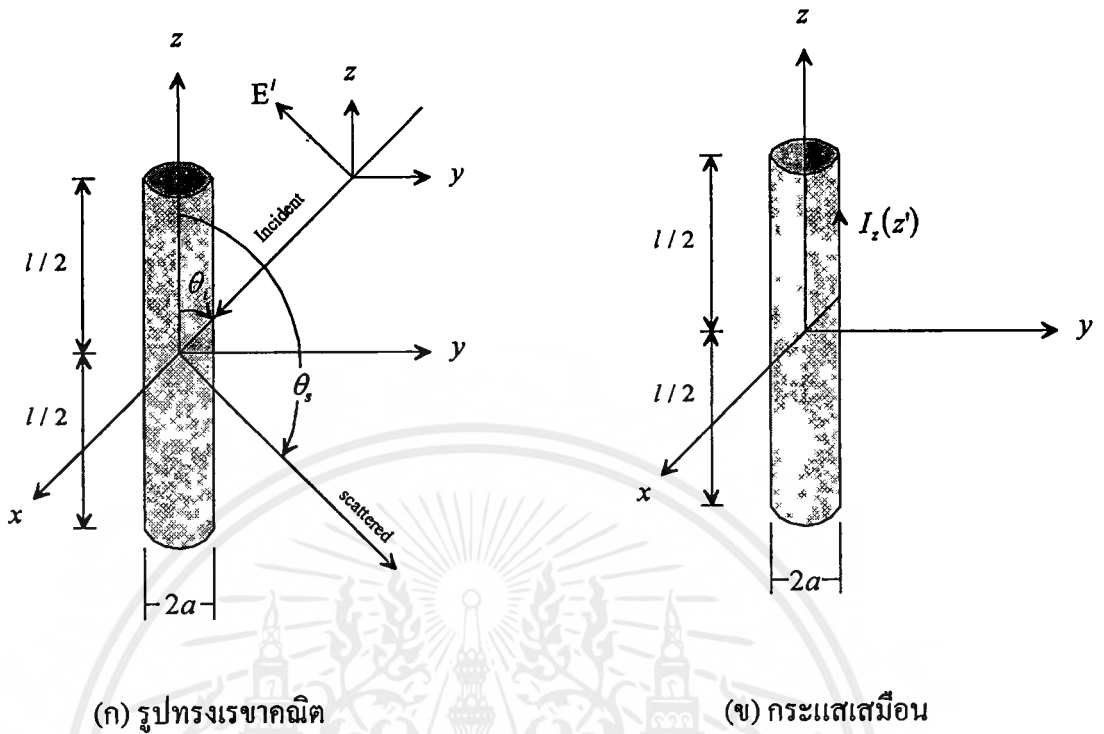
- เมื่อ  $E^i(r)$  = ผลรวมสนามไฟฟ้า  
 $E^i(r)$  = สนามไฟฟ้าตกกระทบบน  
 $E^s(r)$  = การกระจายของสนามไฟฟ้า

ที่จุดสังเกตจะเคลื่อนที่ตามพื้นผิวของเส้นลวด ( $r = r_s$ ) ในพิกัดทรงกระบอก การแผ่สนามไฟฟ้าโดยไดโพลมีองค์ประกอบรัศมี ( $E_\rho$ ) และองค์ประกอบเส้นสัมผัส ( $E_z$ ) เพราะฉะนั้นบนพื้นผิวของเส้นลวด องค์ประกอบรัศมีเนื่องจากสมการ (3.23) สรุปได้เป็น

$$E_z^t(r = r_s) = E_z^i(r = r_s) + E_z^s(r = r_s) = 0 \tag{3.24}$$

หรือ

$$E_z^s(r = r_s) = -E_z^i(r = r_s) \tag{3.24ก}$$



รูปที่ 3.4 รูปแบบของคลื่นตกกระทบบนเส้นลวดตัวนำ

การแผ่กระจายสนามไฟฟ้าเกิดจากความเข้มกระแสไฟฟ้า  $J_z$  โดยอ้างอิงถึงสมการสนามไฟฟ้าจะได้

$$\begin{aligned} E^s(r) &= -j\omega A - j\frac{1}{\omega\mu\epsilon}\nabla(\nabla\cdot A) \\ &= -j\frac{1}{\omega\mu\epsilon}\left[k^2 A + \nabla(\nabla\cdot A)\right] \end{aligned} \quad (3.25)$$

เราจะพิจารณาเฉพาะองค์ประกอบ  $z$  ของสมการ เราสามารถเขียนได้เป็น

$$E^s(r) = -j\frac{1}{\omega\mu\epsilon}\left(k^2 A_z + \frac{\partial^2 A_z}{\partial z^2}\right) \quad (3.26)$$

เราจะไม่พิจารณาผลที่เกิดเนื่องจากขอบเราจะได้ว่า

$$A_z = \frac{\mu}{4\pi} \iint_s J_z \frac{e^{-jkR}}{R} ds' = \frac{\mu}{4\pi} \int_{-l/2}^{l/2} \int_0^{2\pi} J_z \frac{e^{-jkR}}{R} a d\phi' dz' \quad (3.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าเส้นลวดนั้นมีขนาดเล็กมากๆ ความเข้มกระแสไฟฟ้า  $J_z$  จะไม่พิจารณาฟังก์ชันเนื่องจากมุม  $\phi$  เราจะเขียนได้เป็น

$$2\pi a J_z = I_z(z') \Rightarrow J_z = \frac{1}{2\pi a} I_z(z') \quad (3.28)$$

เมื่อ  $I_z(z')$  เป็นเสมือนแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าที่รัศมี  $\rho = a$  จากแกน  $z$  ดังแสดงในรูปที่ 3.5(ก) ดังนั้นสมการ (3.27) เขียนได้เป็น

$$A_z = \frac{\mu}{4\pi} \int_{-l/2}^{+l/2} \left[ \frac{1}{2\pi a} \int_0^{2\pi} I_z(z') \frac{e^{-jkR}}{R} a d\phi' \right] \quad (3.29)$$

$$\begin{aligned} R &= \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2} \\ &= \sqrt{(\rho^2 + a^2 - 2\rho a \cos(\phi - \phi')) + (z-z')^2} \end{aligned} \quad (3.29ก)$$

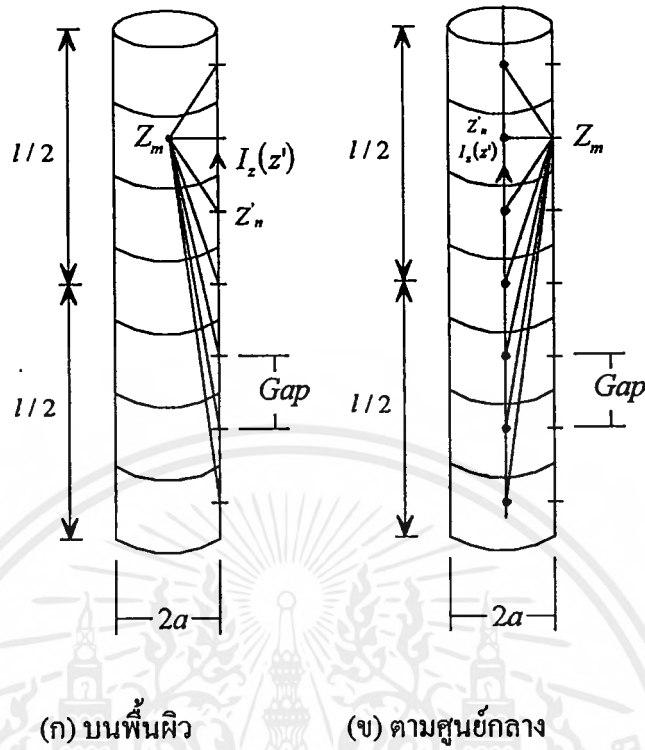
ซึ่ง  $\rho$  คือระยะทางของรัศมีไปยังจุดสังเกตและ  $a$  คือรัศมี

เพราะความสมมาตรของการกระจายการพิจารณาจะไม่เป็นฟังก์ชันของ  $\phi$  เพื่อเป็นการง่ายถ้าเช่นนั้นจะเลือก  $\phi = 0$  การสังเกตบนพื้นผิว  $\rho = a$  ของการกระจายสมการ (3.29) และสมการ (3.29ก) สามารถสรุปได้เป็น

$$\begin{aligned} A_z(\rho = a) &= \mu \int_{-l/2}^{+l/2} I_z(z') \left[ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} d\phi' \right] dz' \\ &= \mu \int_{-l/2}^{+l/2} I_z(z') G(z, z') dz' \end{aligned} \quad (3.30)$$

$$G(z, z') = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} d\phi' \quad (3.30ก)$$

$$R(\rho = a) = \sqrt{4a^2 \sin^2\left(\frac{\phi'}{2}\right) + (z - z')^2} \quad (3.30ข)$$



รูปที่ 3.5 แสดงการแบ่งโคโพลเป็นส่วนๆ และเป็นกระแสมืออื่น

ดังนั้นการสังเกตที่พื้นผิว  $\rho = a$  ของการกระจายของคัพประกอบ  $z$  ของการกระจายของสนามไฟฟ้าสามารถแสดงได้เป็น

$$E_z'(\rho = a) = -j \frac{1}{\omega \epsilon} \left( k^2 + \frac{d^2}{dz^2} \right) \int_{-l/2}^{l/2} I_z(z') G(z, z') dz' \quad (3.31)$$

ซึ่งใช้สรุปสมการ(3.21) ได้เป็น

$$-j \frac{1}{\omega \epsilon} \left( k^2 + \frac{d^2}{dz^2} \right) \int_{-l/2}^{l/2} I_z(z') G(z, z') dz' = -E_z'(\rho = a) \quad (3.32)$$

หรือ

$$\left( k^2 + \frac{d^2}{dz^2} \right) \int_{-l/2}^{l/2} I_z(z') G(z, z') dz' = -j \omega \epsilon E_z'(\rho = a) \quad (3.32ก)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จัดเทอมของตัวแปรเราสามารถเขียนสมการ(3.32)ใหม่ได้เป็น

$$\int_{-l/2}^{l/2} I_z(z') \left[ k^2 + \frac{\partial^2}{\partial z'^2} \right] G(z, z') dz' = -j\omega \varepsilon E_z'(\rho = a) \quad (3.33)$$

ที่  $G(z, z')$  เป็นการให้จากสมการ (3.30ก)

สมการ (3.33) เป็นการอ้างถึง สมการอินทิกรัลหรือสมการอนุพันธ์แบบ Pocklington เราสามารถรู้สนามตกกระทบเนื่องจากกระแสที่ไหลบนเส้นลวด ถ้าเราสมมุติให้เส้นลวดนั้นมีขนาดเล็กมากๆ ( $a \ll \lambda$ ) เช่นนั้นสมการ (3.32) จะสรุปได้ว่า

$$G(z, z') = G(R) = \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} \quad (3.35)$$

สมการ(3.33)สามารถแสดงได้เป็น

$$\int_{-l/2}^{l/2} I_z(z') \frac{e^{-jkR}}{4\pi R^3} [(1 + jkR)(2R^2 - 3a^2) + (kaR)^2] dz' = -j\omega \varepsilon E_z'(\rho = a) \quad (3.36)$$

ที่การสังเกตที่จุดกึ่งกลางของเส้นลวด  $\rho = 0$

$$R = \sqrt{a^2 + (z - z')^2} \quad (3.36ก)$$

จากสมการ (3.32) หรือสมการ (3.34)  $I_z(z')$  เหมือนแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าพื้นฐานบนพื้นผิวของเส้นลวดดังแสดงในรูปที่ 3.4(ข) โดยประกอบด้วยสนามไฟฟ้าตกกระทบบนพื้นผิวของเส้นลวด โดยเป็นการหาผลเฉลี่ยที่โดยเทคนิคแมทซ์ ขอบเขตเงื่อนไขการแมทซ์ซึ่งที่จุดบนพื้นผิวของเส้นลวดตามแนวแกนซึ่งแสดงในรูปที่ 3.5(ก) ที่  $I_z(z')$  จะมีทิศทางเดียวกับพื้นผิวของเส้นลวด โดยทำนองเดียวกันรูปทรงภายนอกของรูปที่ 3.5(ข) ที่เส้นลวดเสมือนลวดแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้า เราจะสมมุติให้มีตำแหน่งตามจุดกึ่งกลางของแกนของเส้นลวด และโดยจุดแมทซ์ซึ่งบนพื้นผิวของเส้นลวด แต่ในการนำไปใช้งานเราต้องพิจารณาด้วยว่า เส้นลวดที่เราใช้อยู่ในเงื่อนไขหรือไม่

## บทที่ 4

### การออกแบบและทำการสร้าง

สายอากาศแบบแอกทิฟประกอบ 2 ส่วน คือส่วนของสายอากาศ (Antenna) ที่ใช้เป็นตัวแผ่กระจายคลื่นเป็นส่วนพาสซีฟ และส่วนของวงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillator circuit) ที่ใช้กำเนิดสัญญาณ RF เป็นส่วนของพาสซีฟ ในการออกแบบจะออกแบบในแต่ละส่วน เพื่อให้ได้คุณสมบัติของแต่ละส่วนที่ดีที่สุด แล้วจึงนำมารวมกันเป็นสายอากาศแอกทิฟแบบสล็อต

#### 4.1 การออกแบบสายอากาศแบบสล็อต

การออกแบบจะเปลี่ยนปัญหาของสล็อตให้อยู่ในรูปแบบปัญหาของไดโพลโดยใช้ความสัมพันธ์ทางอิมพีแดนซ์ที่ได้มาจากสมการของนุกเกอร์ เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ด้วยวิธีโมเมนต์ เพื่อหาคุณสมบัติของสล็อตโดยใช้ความสัมพันธ์ของสล็อตกับไดโพลที่ได้มาจากสมการของนุกเกอร์มาใช้ในการวิเคราะห์ต่อไป

สมการของนุกเกอร์

$$Z_s \cdot Z_{dpl} = \frac{\eta^2}{4} \quad (4.1)$$

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (4.2)$$

$$\mu = \mu_0 \mu' \quad (4.3)$$

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r' \quad (4.4)$$

$$\epsilon_r' = \frac{\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2}}{2} \quad (4.5)$$

#### ออกแบบสายอากาศแบบสล็อตโดยใช้วัสดุฐานรอง 2 ชั้น

เราจะทำการออกแบบในส่วนของสล็อต และสายนำสัญญาณไมโครสตริป โดยจะออกแบบ และวิเคราะห์สล็อตก่อนโดยใช้ ความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์ของสล็อตกับอิมพีแดนซ์ของ ไดโพลโดยอ้างอิงกับทฤษฎีของนุกเกอร์ โดยนำทฤษฎีโมเมนต์มาใช้ในการวิเคราะห์

#### 4.1.1 ออกแบบและทำการหาขนาดของสล็อต

สายอากาศแบบสล็อตที่ทำการสร้างกำหนดให้มีค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเท่ากับ 50 โอห์ม ( $Z_r = 50\Omega$ ) แผ่นวัสดุฐานรองที่นำมาใช้ในการสร้างเป็นแผ่นปริ้นท์อีพอกซี (EPOXY) ซึ่งค่าสภาพความยอมสัมพัทธ์เท่ากับ 4.2 ( $\epsilon_r = 4.2$ ) และความหนาของวัสดุฐานรองเท่ากับ 0.75 mm ( $H = 0.75$ ) ความหนาของแผ่นทองแดงที่เคลือบอยู่เท่ากับ 0.01 ( $T = 0.01$ ) ซึ่งกำหนดให้ความถี่ใช้งานเท่ากับ 1.8 GHz โดยมีค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบดังนี้

$$\text{ค่า } \epsilon_{del} = 4.2 \quad (\text{มาจากการทดลอง})$$

$$\text{ค่า } \epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}$$

$$\text{ค่า } \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$$

$$\text{ค่า } \mu' = 1 \quad (\text{มาจากการประมาณ})$$

นำค่าแทนในสมการที่ (4.1)-(4.5) เพื่อทำการแปลงปัญหาของสล็อตให้อยู่ในรูปแบบของปัญหาของไดโพล จะได้ค่าดังนี้

$$Z_{dpl} = 168.9627854 \Omega$$

จากค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบไดโพลเราจะนำมาวิเคราะห์โดยใช้โปรแกรมโมเมนต์ และสมการ Pocklington's ในการวิเคราะห์หาแบบรูปของสายอากาศ เพื่อทำการหาขนาดของสล็อต

แต่เนื่องจากวัสดุฐานรองที่นำมาใช้มีค่า Loss Tangent สูงมาก มีค่าเท่ากับ 0.01 ซึ่งวัสดุฐานรองที่เหมาะสมในการนำมาใช้ในการออกแบบนั้นมีค่า Loss Tangent ประมาณ 0.00001 ดังนั้นเราจึงต้องนำค่า Loss Tangent มาพิจารณาโดยใช้โปรแกรมวิเคราะห์โครงสร้างสายอากาศความถี่สูงในการวิเคราะห์จะได้ขนาด สล็อตดังนี้

$$L_{slot} = 90.7943 \text{ mm}$$

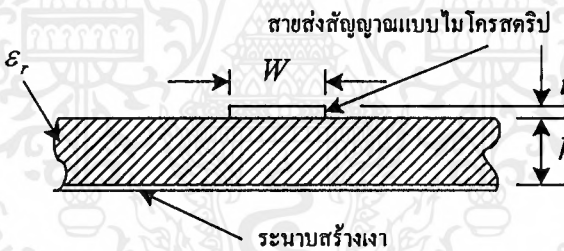
$$W_{slot} = 1.44731 \text{ mm}$$

จากขนาดของสล็อตที่เราได้มาจากการวิเคราะห์ จะเห็นว่าคุณสมบัติของวัสดุฐานรอนนั้นมีผลต่อการวิเคราะห์ขนาดของสล็อตมาก ซึ่งถ้าเราใช้วัสดุฐานรอนที่ดี ก็จะทำให้การออกแบบนั้นง่าย และผลที่ได้นั้นมีค่าตรงกับการออกแบบทางทฤษฎี (ตามแนวความคิดที่ไม่มี Loss Tangent)

4.1.2 การออกแบบไมโครสตริปไลน์

ไมโครสตริปเป็นระบบของสายส่งนำสัญญาณ (Transmission line) ซึ่งได้มีการทดสอบแล้วว่าสามารถทำได้หลายอย่างในการออกแบบ RF ซึ่งสามารถใช้องค์ประกอบของการเหนี่ยวนำและองค์ประกอบของความจุสำหรับความถี่ย่าน VHF ,UHF และวงจรรขยายไมโครเวฟ เพื่อใช้ในการแมตซ์ซิ่งอิมพีแดนซ์ (impedance matching)

ไมโครสตริปจะเป็นการพัฒนาของสายส่งนำสัญญาณและในการออกแบบของสายอากาศไมโครสตริป ส่วนประกอบของ RF อาทิเช่น ตัวเชื่อมต่อทิศทาง (directric couplers),ไฮบริดจ์ (hybrids)และตัวหมุนเวียน (circulator) จะเป็นประโยชน์สำหรับเทคนิคของไมโครสตริป



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของไมโครสตริปไลน์

ในรูปที่ 4.1 จะแสดงให้เห็นถึงโครงสร้างของไมโครสตริปไลน์ ในรูปนี้ไมโครสตริปไลน์คือส่วนที่เป็นสตริปฉาบด้วยโลหะของความหนา  $t$  ซึ่งแยกออกมาจากระนาบสร้างเงา (ground plane) โดยวัสดุฐานรอนไดอิเล็กตริกที่มีความหนา  $h$  และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (relative dielectric constant)  $\epsilon_r$  วัสดุที่ใช้สำหรับเป็นวัสดุฐานรอนไดอิเล็กตริกในวงจรไมโครสตริปจะเป็นวัสดุที่เป็นแผ่นปรี้นท์อีพอกซี (EPOXY) ซึ่งมีค่า  $\epsilon_r = 4.2$  ไมโครสตริปไลน์จะต้องมีค่าไดอิเล็กตริกมากกว่า  $\epsilon_r = 1$

การออกแบบไมโครสตริปไลน์ที่มีค่า  $50\Omega$  และมุมเท่ากับ  $90^\circ$  องศา บนวัสดุฐานรองอีพอกซี (epoxy substrate) ที่มีค่า  $\epsilon_r = 4.2$  และมีความหนาเท่ากับ  $0.75$  มิลลิเมตร เราสามารถจะหาค่า  $W$  และ  $\epsilon_{eff}$  ได้จากสูตรดังต่อไปนี้

$$\frac{W}{h} = \left( \frac{\exp H'}{8} - \frac{1}{4 \exp H'} \right)^{-1} \quad (4.6)$$

โดยที่

$$H' = \frac{Z_0 \sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}{119.9} + \frac{1}{2} \left( \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left( \ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \quad (4.7)$$

เมื่อแทนค่าของ  $Z_0 = 50\Omega$ ,  $\epsilon_r = 4.2$  ลงในสมการที่(4.13)แล้วเราจะได้อ่า

$$H' = 1.578$$

เมื่อเรานำค่า  $H' = 1.578$  มาแทนในสมการที่ (4.6) จะได้อ่าออกมาเป็น

$$\frac{W}{h} = 1.805$$

$$W = 1.805h$$

เมื่อเรานำค่า  $h = 0.75$  มาแทนลงในสมการเราจะได้อ่า

$$W = 1.487 \text{ มิลลิเมตร}$$

ในการหาค่าของความยาว  $l$  จำเป็นที่จะต้องหาตัวแปรอีกหลายตัวก่อนจึงจะสามารถหา  $l$  ได้นั้นคือ

หา  $\epsilon_{eff}$  ซึ่งหาได้จากสมการที่(4.8)

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left\{ 1 - \frac{1}{2H'} \left( \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left( \ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right\}^{-2} \quad (4.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแทนค่าลงในสมการที่ (4.8) แล้วจะได้

$$\epsilon_{eff} = 3.203$$

หาความยาวคลื่นในท่อนำคลื่น (Guide Wavelength)  $\lambda_g$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4.9)$$

โดย

$$\lambda_o = \frac{v}{f} = \frac{3 \times 10^{11}}{1.8 \times 10^9} = 166.667 \text{ mm} \quad (4.10)$$

เมื่อแทน  $\lambda_o$  และ  $\epsilon_{eff}$  ลงในสมการที่(4.9)จะได้

$$\lambda_g = 93.126 \text{ มิลลิเมตร}$$

ดังนั้นที่  $\theta = 90^\circ$

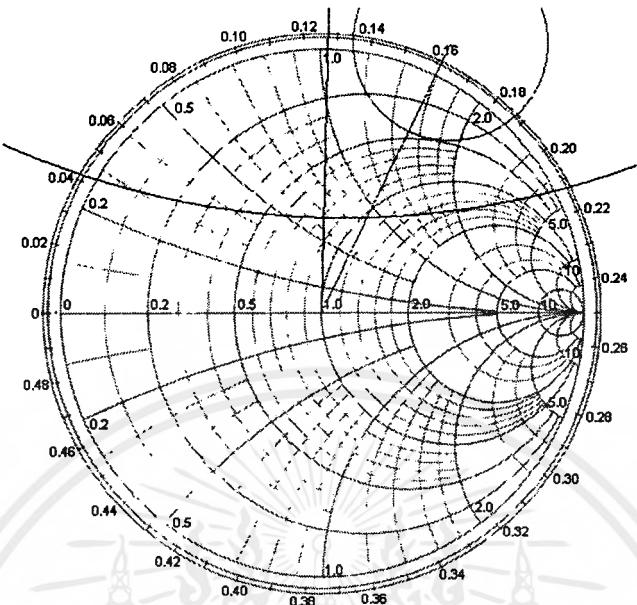
$$\theta = \frac{2\pi}{\lambda_g} l \quad (4.11)$$

เมื่อแทนค่าลงในสมการที่ (4.11)จะได้

$$l = 23.110 \text{ mm}$$

เมื่อได้ขนาดของสลีตและขนาดสายนำสัญญาณไมโครสตริป เราได้ทำการรวมเข้าด้วยกัน และทำการสร้าง เมื่อได้นำไปทดลองผลปรากฏว่าสายอากาศไม่ได้อิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์ม ดังนั้นเรา จึงต้องนำสายอากาศไปปรับเมทซ์โดยการใช้สตัป เมื่อปรับอิมพีแดนซ์แล้ว จะได้ขนาดสายอากาศ แบบ สลีสต ดังรูปที่ 4.2





รูปที่ 4.3 การเลือกค่า  $\Gamma_r$  จากสมิทชาร์ต

หรือ

$$\Gamma_{in} = \frac{1}{\Gamma_L} = \frac{1 - S_{22}\Gamma_r}{S_{11} - \Delta\Gamma_r} \tag{4.13}$$

โดยที่

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \tag{4.14}$$

3. หา  $Z_{in}$  และ  $Y_{in}$  จาก

$$Z_{in} = \frac{-Z_o - \Gamma_{in}Z_o}{\Gamma_{in} - 1} \tag{4.15}$$

โดยที่  $Z_o = 50\Omega$  และหา  $Y_{in}$  จากสมการ

$$Y_{in} = \frac{1}{Z} \tag{4.16}$$

4. ถ้าค่า  $Y_i$  จากสมการ

$$Y_i = \frac{1}{Z_i} = \frac{1}{0 + j1.53} \quad (4.17)$$

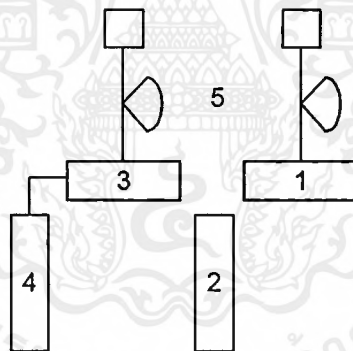
5. หาความกว้างของสตริปได้จากสมการ

$$Z_o = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{h}{W} \cdot \frac{1}{1 + 1.735 \epsilon_r^{-0.0724} \left( \frac{W}{h} \right)^{-0.836}} \quad (4.18)$$

โดยที่  $Z_o$  คือเอคต์พุตอิมพีแดนซ์,

$h$  คือความสูงของวัสดุฐานรอง

ความกว้างที่ได้จะมีขนาดเท่ากับความกว้างของควอเตอร์เวฟของสายอากาศซึ่งออกแบบอินพุตอิมพีแดนซ์ไว้เท่ากับ  $50\Omega$



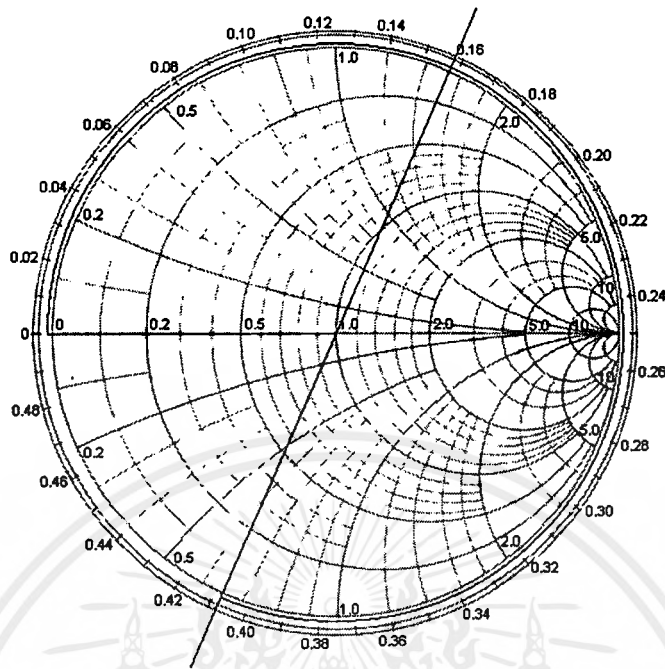
รูปที่ 4.4 บล็อกการสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์

6. การออกแบบในส่วนที่ 1 คือจุดต่อเชื่อมขาเกิดของเฟดจะมีความกว้างเท่ากับ  $W$  หาได้ตามสมการที่ (4.18) โดยที่จะเท่ากับ  $1.487 \text{ mm}$ . ส่วนความยาวได้จากการนำค่า  $Y_i$  ที่หาได้จากสมการที่ (4.17) มาพล็อตลงในสมิธชาร์ต โดยค่าที่วัดได้จะนำมาคูณด้วย  $\lambda_g$

โดยที่  $\lambda_g$  หาได้จาก

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (4.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 การออกแบบความยาวสตริปในส่วนขาเกต

โดยที่  $\lambda_o = \frac{C}{f}$

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (4.20)$$

จะได้ความยาวออกมาโดยเราควรจะออกแบบในรูปของโอเฟ่นสตัป เพื่อให้ง่ายในการสร้าง (ค่าความยาวจะเท่ากับ 37.97 มิลลิเมตร)

7. การออกแบบในส่วนที่ 2 เป็นส่วนที่ต่อกับขาเฟดซึ่งจะต้องลงกราวด์ การออกแบบความกว้างจะกว้างเท่ากับ  $W$  ตามสมการที่ (4.18) ซึ่งกว้างเท่ากับ 1.487 mm. ความยาวจะเท่ากับ  $\lambda_g/4$  มีขนาด 23.2815 mm.

8. การออกแบบความยาวของสายนำสัญญาณในส่วนที่ 3 จะใช้  $Y_L$  ซึ่งหาได้จาก

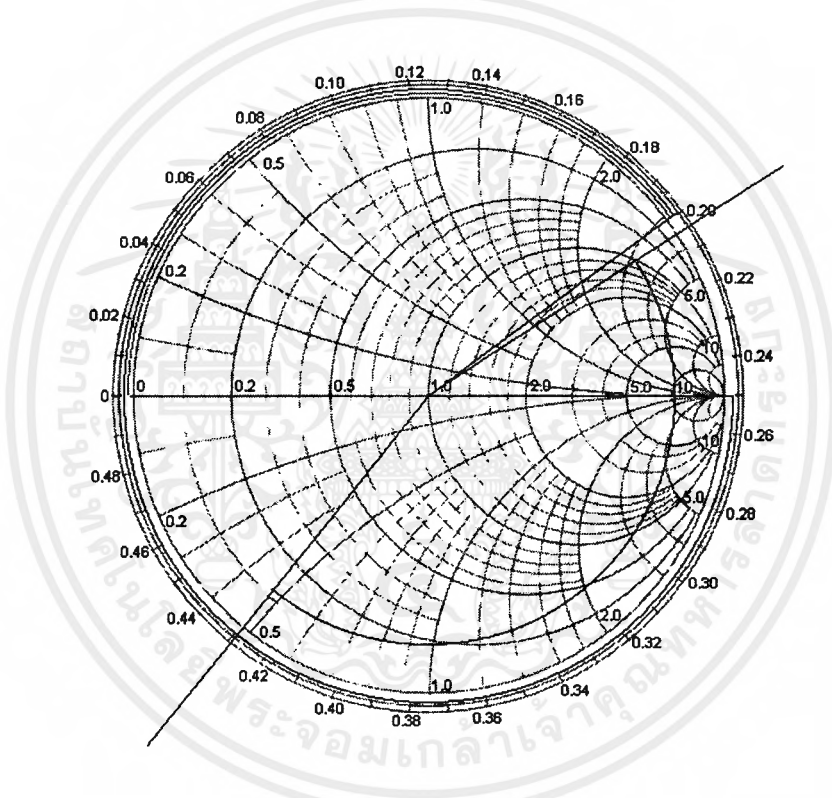
$$Y_L = \frac{1}{Z_L} \quad (4.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

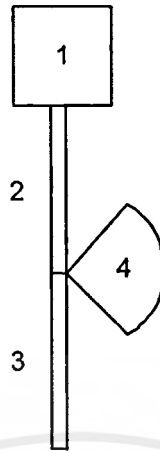
$$Z_L = \frac{-Z_o - \Gamma_L Z_o}{\Gamma_L - 1} \tag{4.22}$$

หาได้จากการนำค่า  $Y_L$  ที่หาได้จากสมการที่ (4.21) มาพล็อตลงในสมิธชาร์ตดังรูปที่ 4.5 แล้วอ่านค่าความยาวที่วงขอบของสมิธชาร์ตจะได้ 5.5339 mm. ค่าที่ได้จะนำมาคูณด้วย  $\lambda_g$  ส่วนความกว้างเท่ากับ  $W$  ดังสมการที่ (4.18) จะเท่ากับ 4.975 mm.



รูปที่ 4.6 การออกแบบสัดับและความยาวของสายนำสัญญาณ

- 9. การออกแบบสัดับในส่วนที่ 4 จะหาได้โดยการอ่านค่าวงขอบของสมิธชาร์ตโดยหมุนจากซ้ายสุดของสมิธชาร์ตซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.5 มีค่าเท่ากับ 0.20051
- 10. การออกแบบในส่วนที่ 5 จะเป็นจุดเชื่อมต่อสายโดยจะแบ่งการออกแบบดังรูปที่ 4



รูปที่ 4.7 ส่วนของ radial stub

ในส่วนที่ 1 จะออกแบบให้มีขนาดพอที่จะต่อสายได้คือ  $1.487 \times 1.487$  mm.

ในส่วนที่ 2 และ 3 จะเหมือนกันโดยให้มีขนาดประมาณความกว้าง  $0.2$  mm. และยาวเท่ากับ  $\lambda_g/4$

ในส่วนที่ 4 จะออกแบบให้มีขนาดเป็น  $1/4$  ของวงกลม รัศมีเท่ากับ  $\lambda_g/4$

เนื่องจากการออกแบบเราไม่ได้นำค่า LOSS TANGENT มาคิดในการออกแบบโดยค่า LOSS TANGENT เป็นตัวแปรหนึ่งที่มีผลต่อการออกแบบ เราจึงได้มีการนำโปรแกรมมาช่วยในการออกแบบ โดยเราได้นำค่าของ LOSS TANGENT มาคิดด้วยจะได้ผลเป็นดังนี้

#### *MLEF*

ความกว้าง ( $W$ ) เท่ากับ 1 มิลลิเมตร

ความยาว ( $L$ ) เท่ากับ 39.0928 มิลลิเมตร

#### *MTEE*

ความกว้าง ( $W_1$ ) เท่ากับ 1.59818 มิลลิเมตร

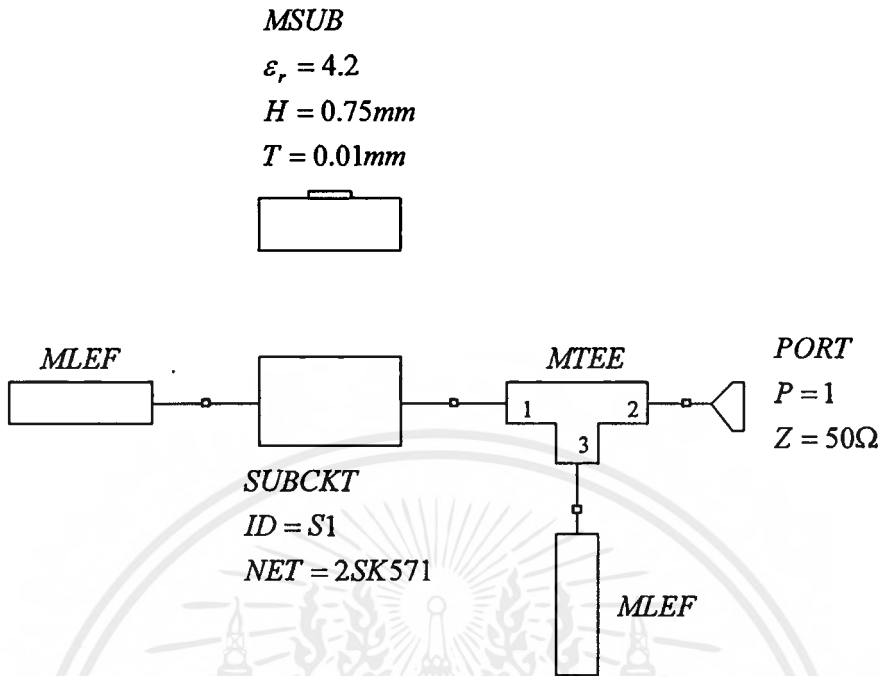
ความกว้าง ( $W_2$ ) เท่ากับ 1.487 มิลลิเมตร

ความกว้าง ( $W_3$ ) เท่ากับ 10 มิลลิเมตร

#### *MLEF*

ความกว้าง ( $W$ ) เท่ากับ 10 มิลลิเมตร

ความยาว ( $L$ ) เท่ากับ 39.0928 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.8 ขนาดที่ออกแบบโดยใช้โปรแกรมช่วยออกแบบ

#### 4.3 การสร้างสายอากาศแอกทีฟแบบสล็อต

จากการออกแบบวงจรสายอากาศแบบสล็อตและวงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้ MESFET เป็นตัวกำเนิดสัญญาณ RF ในหัวข้อที่ 4.1 และ 4.2 นั้นเราจะนำค่าที่คำนวณได้ไปสร้างลงบนแผ่นปริ้นท์อิพอกซี โดยมีอุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้างและขั้นตอนในการสร้างดังนี้

##### อุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้าง

1. แผ่นปริ้นท์อิพอกซี 2 หน้า
2. โซเดียมคาร์บอเนต
3. แผ่นครายฟิล์ม
4. กรดกัดแผ่นปริ้นท์
5. เมสเฟต 2SK571
6. โซดาไฟ และกระดาษทรายอย่างละเอียด
7. หลอดไฟ 100 วัตต์ (หลอดไส้แบบใส)
8. เตารีด
9. ผ้าหรือกระดาษหนา

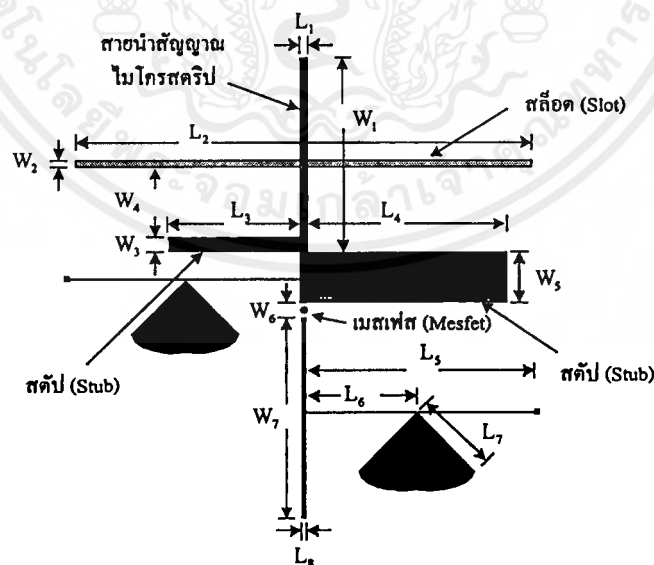
### ขั้นตอนการสร้างชิ้นงาน (Process)

1. ออกแบบสายอากาศแบบสล๊อตตามหัวข้อที่ 4.1 โดยคำนวณให้สามารถทำงานได้ที่ความถี่ 1.8 GHz
2. นำค่าที่ได้จากการออกแบบมาทำการ Lay-out ชิ้นงานด้วยโปรแกรม L-Edit ซึ่งเป็นโปรแกรมที่มีความละเอียดสูงมาก ในที่นี้ใช้ความละเอียด 1 นาโนเมตร
3. ที่ Menu-Cell เลือก Fabricate แล้วสร้าง Cell 0
4. ในโปรแกรม L-Edit ให้เก็บไฟล์เป็นนามสกุล “.CIF” เช่น SLOT.CIF
5. ก๊อปปี้ไฟล์นามสกุล “.CIF” ไปไว้บน UNIX
6. ใช้โปรแกรม psmask ซึ่งทำงานบน UNIX
7. พิมพ์ \$psmask < .CIF หมายถึง psmask ตัวเล็กหมด และ \*.CIF หมายถึงไฟล์นามสกุล “.CIF” เช่น SLOT.CIF
8. จากนั้นจะได้ไฟล์ที่ชื่อ CCP,CCA หรือ CCE แล้วแต่ Layer ที่ใช้
9. เปลี่ยนชื่อไฟล์ที่ได้ให้นามสกุล “.PS” เช่น SLOT.PS
10. นำไฟล์นามสกุล “.PS” มาเปิดบนโปรแกรม Gsview
11. เปลี่ยนนามสกุล “.EPS” เช่น SLOT.EPS โดยใช้คำสั่ง PS to EPS ในเมนู File
12. สุดท้ายได้ไฟล์ที่มีนามสกุลเป็น “.EPS”
13. นำไปทำแผ่นฟิล์มอาร์ทเวอร์ค (Poscript) แบบ Negative ที่ร้าน
14. ตัดแผ่นปริ้นท์ตามขนาดที่ต้องการ โดยให้มีขนาดใหญ่กว่าขนาดของสล๊อตที่ฝังอยู่ในตัวนำด้านบนที่ได้ออกแบบไว้
15. เนื่องจากการตัดแผ่นปริ้นท์ จะทำให้บริเวณขอบเกิดร่องรอยของการตัดซึ่งจะมีผลเมื่อติดแผ่นทรายฟิล์มจึงต้องขัดขอบโดยรอบของแผ่นปริ้นท์ให้เรียบด้วยกระดาษทรายชนิดละเอียด
16. ทำความสะอาดผิวทองแดงทั้งสองด้าน
17. เป่าแผ่นทองแดงให้แห้งโดยไม่ใช้มือจับเพราะอาจเกิดออกไซด์ขึ้นได้
18. ลอกแผ่นพลาสติก (Cover Sheet) ที่ติดอยู่กับแผ่นทรายฟิล์มด้านใดด้านหนึ่งออก แล้วนำไปติดกับแผ่นปริ้นท์ ที่เตรียมไว้ (ระวังอย่าให้มีฟองอากาศ)
19. ใช้ผ้าวางทับบนแผ่นปริ้นท์ จากนั้นนำเตารีดปรับความร้อนปานกลางหรือโดยประมาณ 110 องศาเซลเซียส รีดทับบนแผ่นผ้าให้ทั่ว (ระวังอย่าให้ความร้อนสูงเกินไป เพราะทรายฟิล์มอาจละลายได้) จากนั้นตรวจสอบดูว่าทรายฟิล์มที่ติดบนแผ่นปริ้นท์อพอกซ์ 2 หนามีฟองอากาศแทรกอยู่หรือไม่ ถ้ามีอยู่ต้องทำการลอกทรายฟิล์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออกแล้วติดใหม่ เพราะฟองอากาศนี้ทำให้ทรายฟิล์มไม่เกาะติดแผ่นปริ้นท์ ซึ่งเป็นเหตุให้ลายเส้นที่บริเวณจุดนี้ขาดไป

20. เมื่อได้แผ่นปริ้นท์ที่ติดทรายฟิล์มเรียบร้อยแล้ว นั่นคือพร้อมที่จะขึ้นลายได้ ให้นำแผ่นฟิล์มอาร์ทเวอร์คแบบ Negative ที่ได้ไปยิงลายวงจรสายอากาศมาติดลงบนแผ่นปริ้นท์ที่ติดทรายฟิล์มเรียบร้อยแล้ว แล้วนำกระจกใสมาวางทับลงบนชิ้นงาน นำหลอดไฟฟ้าขนาด 100 วัตต์แขวนไว้เหนือแผ่นปริ้นท์ ห่างจากแผ่นปริ้นท์ประมาณ 5 นิ้ว เปิดหลอดไฟฉายแสงไว้ประมาณ 8-10 นาที
21. นำแผ่นที่ทำการขึ้นลายแล้วมาลอกแผ่นพลาสติกที่ติดอยู่บนแผ่นทรายฟิล์มอีกชั้นหนึ่ง ออกโดยลอกเพียงด้านเดียวส่วนด้านกราวด์เพลนไม่ต้องลอกออก
22. นำแผ่นปริ้นท์ที่ได้มา นำมาเอาทรายฟิล์มออก (Remove Dry Film) โดยล้างออกด้วยน้ำยา Developer (โซเดียมคาร์บอเนต) ซึ่งจะทำให้แผ่นปริ้นท์เหลือแต่ลายที่เราต้องการ
23. นำแผ่นปริ้นท์ที่ได้มากัดด้วยกรรตองแดง เพื่อให้ได้ลายเส้นตามที่ต้องการ จากนั้นนำไปทำการเอาแผ่นทรายฟิล์มออกโดยใช้โซดาไฟ
24. นำไปทำความสะอาด สายอากาศแบบสล็อตที่เราต้องการ
25. ในการสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์จะมีขั้นตอนการสร้างเหมือนกันกับการสร้าง สายอากาศแบบสล็อตดังที่ได้กล่าวไปแล้ว



รูปที่ 4.9 ขนาดของสายอากาศแอกทีฟแบบสล็อต ที่สร้างโดยใช้เทคนิควัสดุฐานรอง 2 ชั้น

$$W_1 = 39.2871 \text{ mm}$$

$$W_2 = 1.44731 \text{ mm}$$

$$W_3 = 1.94 \text{ mm}$$

$$W_4 = 12.7428 \text{ mm}$$

$$W_5 = 10 \text{ mm}$$

$$W_6 = 2.5 \text{ mm}$$

$$W_7 = 39.0928 \text{ mm}$$

$$L_1 = 1.48442 \text{ mm}$$

$$L_2 = 90.7943 \text{ mm}$$

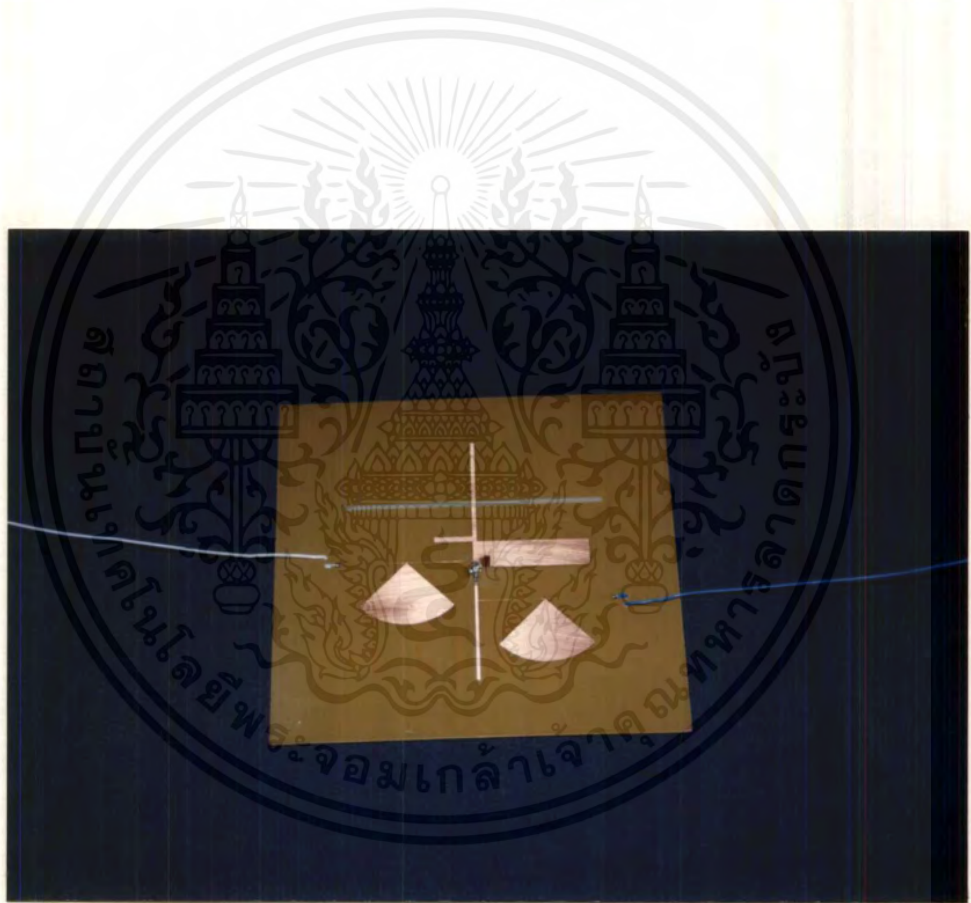
$$L_3 = 13.5 \text{ mm}$$

$$L_4 = 39.0928 \text{ mm}$$

$$L_5 = 46.2893 \text{ mm}$$

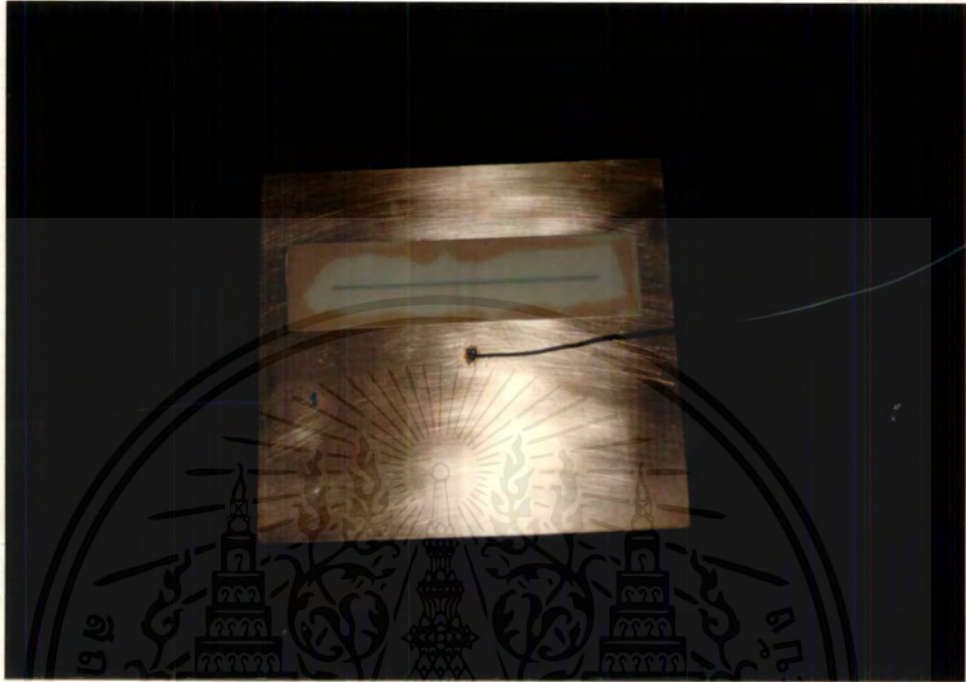
$$L_6 = L_7 = 23.14467 \text{ mm}$$

$$L_8 = 1 \text{ mm}$$



รูปที่ 4.10 วงจรรอสซิลเลเตอร์และสายนำสัญญาณไมโครสตริปที่ทำการสร้าง  
โดยใช้เทคนิควัสดุฐานรอง 2 ชั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 สล๊อตที่ทำการสร้างโดยใช้เทคนิควัสดุฐานรอง 2 ชั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### การทดสอบและการวัดสัญญาณ

สายอากาศแอกทีฟที่ทำการสร้างเสร็จสมบูรณ์แล้ว ต้องทำการวัดหาคุณสมบัติเพื่อนำมาเปรียบเทียบกับทฤษฎี จึงต้องมีการวัดค่าต่างๆ โดยทำการวัดกับเครื่อง Network Analyzer และเครื่อง Power meter with Frequency Counter

#### 5.1 ลำดับขั้นการทดลอง

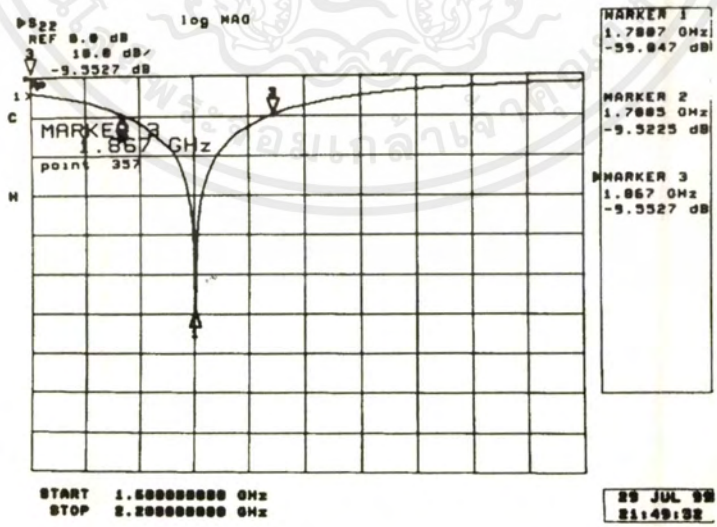
1. ทำการต่อสายอากาศที่ทำการสร้างเข้ากับเครื่อง Network Analyzer เพื่อทำการวัดค่า S พารามิเตอร์ และคุณสมบัติของสายอากาศที่ทำการสร้าง
2. ทำการปรับค่าเครื่อง Network Analyzer ให้เครื่องอยู่ในสภาวะพร้อมทำงาน(Calibrate)
3. ทำการวัดสายอากาศที่ทำการสร้าง ซึ่งมีผลการทดลองดังรูปที่ (5.2-5.4)
4. ทำการวัดวงจรเฟดออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบกับ Power Sensor และ Power meter with Frequency Counter
5. ทำการป้อนแรงดันให้กับวงจรออสซิลเลเตอร์ โดยแรงดัน  $V_{DS}$  แรงดันที่ป้อนไบอัสสามารถปรับค่าได้เพื่อดูคุณสมบัติของวงจร สามารถปรับแรงดันไบอัสได้ไม่เกิน 5 โวลต์ (ช่วงที่เมสเฟตสามารถทนได้)
6. ทำการวัดผลการทดลอง ซึ่งมีผลการทดลองดังรูปที่ 5.6
7. ทำการวัดแบบรูปของสายอากาศโดยต่อสายอากาศที่สร้างเข้ากับแท่นยึดและแหล่งจ่ายแรงดัน โดยใช้สายอากาศ Log Periodic Dipole Array เป็น สายอากาศมาตรฐานในการวัด มีระยะห่างของสายอากาศทดสอบกับสายอากาศมาตรฐานเท่ากับ 2 เมตร (far field)
8. ทำการต่อสายอากาศมาตรฐานเข้ากับ Power Sensor กับ Power meter with Frequency Counter
9. ทำการป้อนไบอัสให้กับวงจรออสซิลเลเตอร์ของสายอากาศทดสอบ เพื่อทำการแผ่กระจายคลื่น และ ทำการหมุนสายอากาศทดสอบไป ณ ตำแหน่งองศาต่างๆ และทำการบันทึกค่าของสัญญาณที่วัดได้จากสายอากาศมาตรฐานโดยอ่านค่าจากเครื่อง Power meter with Frequency Counter
10. ทำการวัดและบันทึกผลการทดลอง มีผลการทดลองดังรูปที่ 5.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 การวัด S พารามิเตอร์ด้วยเครื่อง Network Analyzer



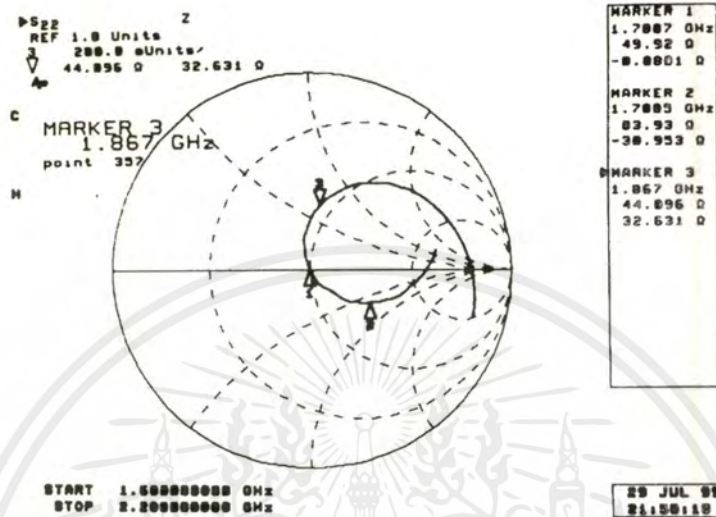
รูปที่ 5.1 เครื่อง Network Analyzer



รูปที่ 5.2 ค่า  $S_{22}$  ของสายอากาศที่สร้าง

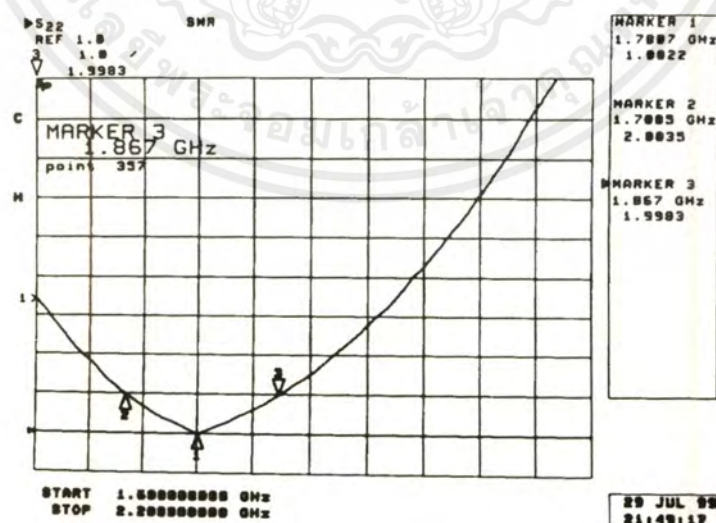
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.2 จะเห็นว่าสายอากาศ มีค่า Return Loss น้อยที่สุดที่ความถี่ 1.7807 GHz โดยมีค่า Return Loss เท่ากับ  $-59.047$  dB ซึ่งเป็นช่วงที่สายอากาศทำงานได้ดีที่สุด



รูปที่ 5.3 ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

จากรูปที่ 5.3 วัดค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศโดยวัดที่  $S_{22}$  ของสายอากาศที่ทำการสร้าง และวัดค่าอิมพีแดนซ์ได้เท่ากับ  $49.92-j0.0801$  โอห์ม ซึ่งใกล้เคียงกับค่าอิมพีแดนซ์ของ สายอากาศที่ได้ทำการออกแบบไว้ ที่ค่า 50 โอห์ม

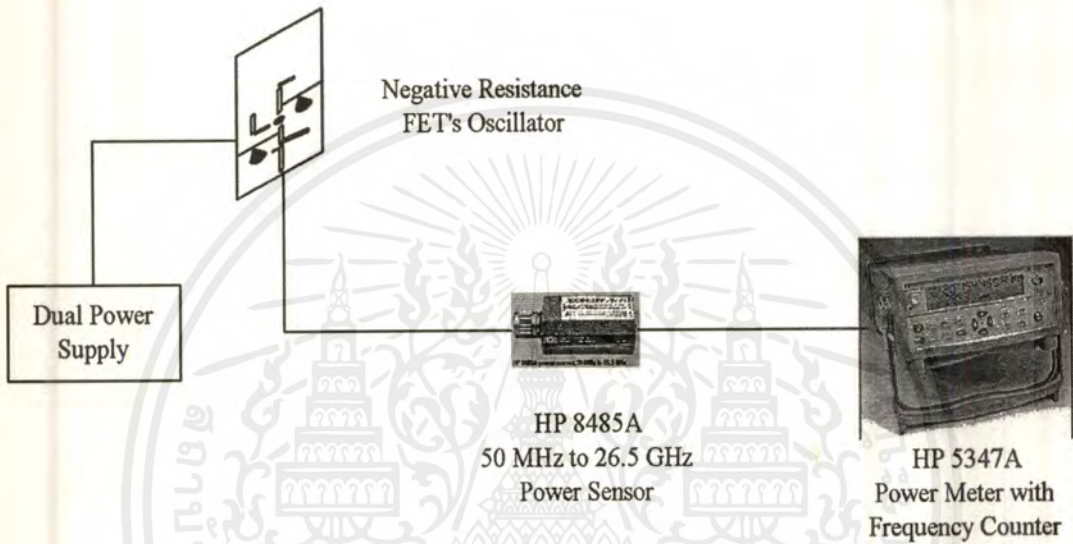


รูปที่ 5.4 แบนด์วิธของสายอากาศ

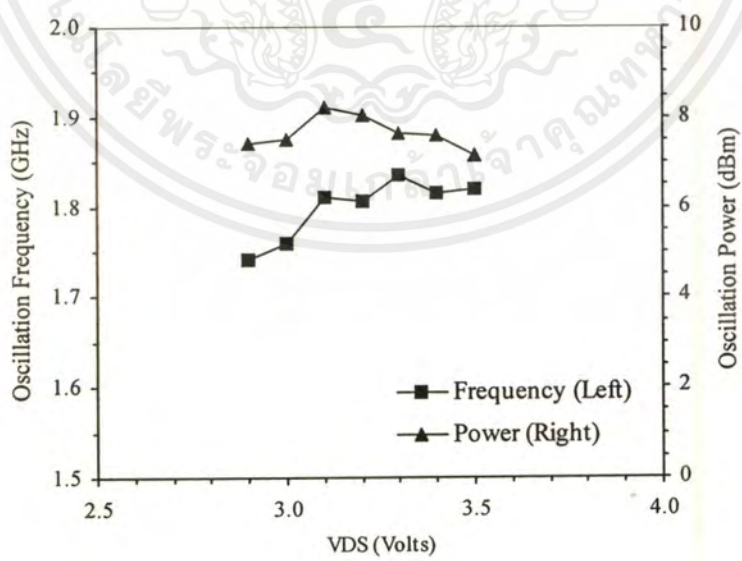
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.4 ที่ตำแหน่ง 1 ความถี่ที่วัดได้เท่ากับ 1.7807 GHz โดยมีค่า SWR เท่ากับ 1.0022 ที่ตำแหน่ง 2 ความถี่ที่วัดได้เท่ากับ 1.7005GHz โดยมีค่า SWR เท่ากับ 2.0035 ที่ตำแหน่ง 3 ความถี่ที่วัดได้เท่ากับ 1.867 GHz โดยมีค่า SWR เท่ากับ 1.9983 และสายอากาศมีแบนด์วิดท์เท่ากับ 162MHz

5.3 การวัดทดสอบด้วยเครื่อง Power meter with Frequency Counter

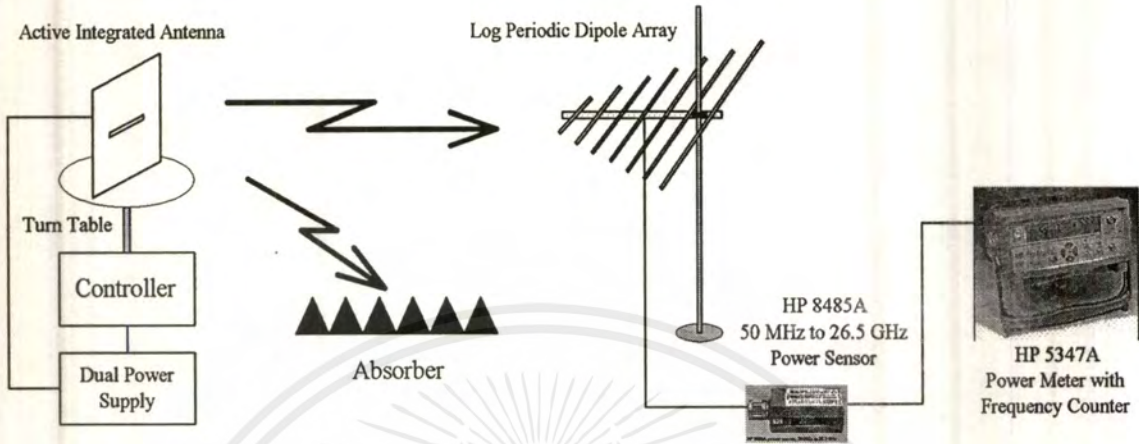


รูปที่ 5.5 ลักษณะการทดสอบคุณสมบัติวงจรออสซิลเลเตอร์

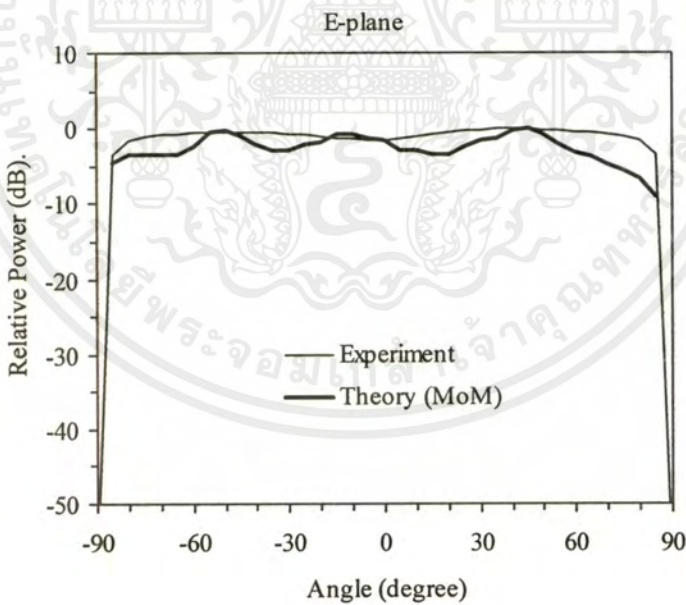


รูปที่ 5.6 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน VDS กับความถี่ออสซิลเลตและกำลังงาน

5.4 การวัดทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในสนามระยะไกล

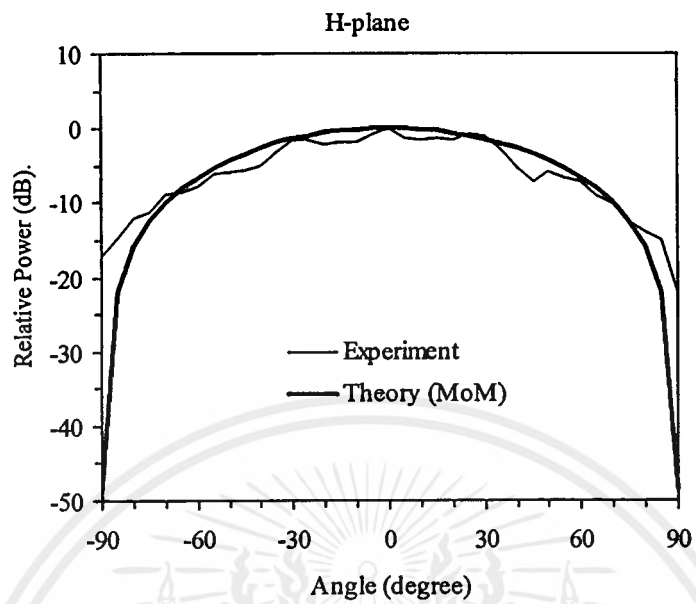


รูปที่ 5.7 ลักษณะการติดตั้งอุปกรณ์เพื่อใช้ในการทดสอบการแผ่กระจายคลื่น  
ในสนามระยะไกล



รูปที่ 5.8 แบบรูปการแผ่กระจายสนามไฟฟ้า  
ของสายอากาศรวมแบบแอกทีฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.9 แบบรูปการแผ่กระจายสนามแม่เหล็ก  
ของเสาอากาศรวมแบบแอกทีฟ

## บทที่ 6

### สรุปผลการทดลอง

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาเกี่ยวกับการลดขนาดสายอากาศแบบแอกทิฟด้วยการทำไดโอดเลกทริก 2 ชั้น โดยมีวงจรออสซิลเลเตอร์เป็นแหล่งกำเนิดแอกทิฟให้กับสายอากาศแบบสล็อต ซึ่งผลการทดสอบในกรณีสร้างด้วยการทำไดโอดเลกทริก 2 ชั้นทำให้ขนาดของสายอากาศแบบสล็อตมีขนาดเล็กลงประมาณ 10 เปอร์เซ็นต์ เราสามารถลดขนาดของสายอากาศได้มากขึ้นโดยนำไดโอดเลกทริกที่มีค่า  $\epsilon_r$  สูงมาทำเป็นวัสดุฐานรองไดโอดเลกทริกชั้นที่ 2 จากการทดลองจะเห็นว่าแบบรูปของสายอากาศไม่มีผิดเพี้ยนไปจากเดิม โดยสายอากาศรวมแบบแอกทิฟทำงานได้ดีที่สุดที่ความถี่ 1.7807 GHz มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ  $49.92-j0.0801 \Omega$ , SWR=1.0022, และมีแบนด์วิดท์ของสายอากาศเท่ากับ 162 MHz (1.7005-1.867 GHz) ส่วนของวงจรออสซิลเลเตอร์จะออสซิลเลตที่การไบแอสประมาณ 2.9-3.5 โวลต์ที่มีผลทำให้ความถี่ของการออสซิลเลตเปลี่ยนไป ซึ่งการออสซิลเลตจะมีกำลังงานสูงสุดที่  $V_{DS} = 3.1$  โวลต์ ที่ความถี่ 1.8 GHz แต่ในการนำมาประยุกต์เข้ากับสายอากาศที่ทำการออกแบบ เราจะต้องลดแรงดันไบแอสเพื่อให้สายอากาศทำงานได้ดีที่สุดที่ความถี่ 1.7807 GHz ที่แรงดันไบแอส  $V_{DS} = 3.06$  โวลต์ สายอากาศจึงจะทำงานได้ดีที่สุด

### ปัญหาที่เกิดขึ้น

จากการสร้างชิ้นงานสายอากาศแบบแอกทิฟที่ใช้งานที่ความถี่ 1.8 GHz มีปัญหาและอุปสรรคต่างๆที่เกิดขึ้นในการทดลอง พอจะสรุปได้ดังนี้

1. อุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้างหายาก มีราคาแพง ต้องสั่งซื้อจากต่างประเทศ
2. แผ่นปริ้นท์อิพอกซีที่นำมาใช้เป็นวัสดุฐานรองที่ใช้ไม่มีค่าพารามิเตอร์ของวัสดุฐานรองมาให้ ต้องทำการทดสอบหาคุณสมบัติเอง ซึ่งมีคุณสมบัติตลอดแผ่นมีค่าไม่คงที่
3. MESFET ที่ใช้ออกแบบมีความไวสูง ไม่ทนต่อความร้อนในการบัดกรีจึงต้องใช้หัวแร้งที่มีกำลังวัตต์ต่ำๆ เพื่อป้องกัน MESFET ไม่ให้เกิดความเสียหาย
4. ในการถ่ายแบบวงจรลงบนแผ่นปริ้นท์ เนื่องจากลายวงจรมีบางส่วนที่มีขนาดเล็กมาก บางทีมีลายวงจรบางจุดเกิดการขาด ทำให้ต้องเสียเวลาในขั้นตอนการสร้าง
5. การบัดกรีแต่ละจุดมาผลต่อการทำงานของวงจร ทำให้ต้องบัดกรีแต่ละจุดให้พอดี

แนวทางในการพัฒนาต่อไป

โครงการปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ สามารถจะพัฒนาความสามารถต่อไปได้อีกหลายด้านเช่น

- 1. พัฒนาให้สามารถทำงานที่ความถี่สูงขึ้นไปได้
- 2. สร้างให้เป็นสายอากาศแบบอาร์เรย์



## บรรณานุกรม

Sdhiban K. Koul and Bharathi Bhat . “ **Microwave And Millimeter Wave Phase Shifters. volume I** ” ,london : Artech House Inc , 1991.

Sdhiban K. Koul and Bharathi Bhat . “ **Microwave And Millimeter Wave Phase Shifters . volume II** ” ,london : Artech House Inc , 1991.

Guillermo gonzalez . “ **MICROWAVE TRANSISTER AMPLIFIERS. ANALYSIS AND DESIGN** ” , University of Miami , PRENTICE-HALL , Page 91-125 , 194-208.

Ralph S . Carson . “ **HIGH FREQUENCY AMPLIFIER** ” , University of Missouri , JOHN WILEY & SONS , Page 188-205 , 288-234 .

Constantine A. Balanis . “ **Antenna Theory Analysis and Design** ” . Secound Edition ,USA : , JOHN WILEY & SONS , 1997.

บัณฑิต โรจน์อารยานนท์. “ **วิศวกรรมไมโครเวฟ** ” . พิมพ์ครั้งที่ 2 , กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย , 2539.

โมนัย ไกรฤกษ์ . “ **ทฤษฎีสายอากาศ** ” , กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์ , 2535.



NチャネルGaAs MES電界効果トランジスタ  
VHF～Cバンド低雑音増幅用

2SK571はVHF～Cバンドまでの低雑音増幅用、C～Xバンドまでの発振用として設計されたNチャネルGaAs MES (Metal Semiconductor) FETです。

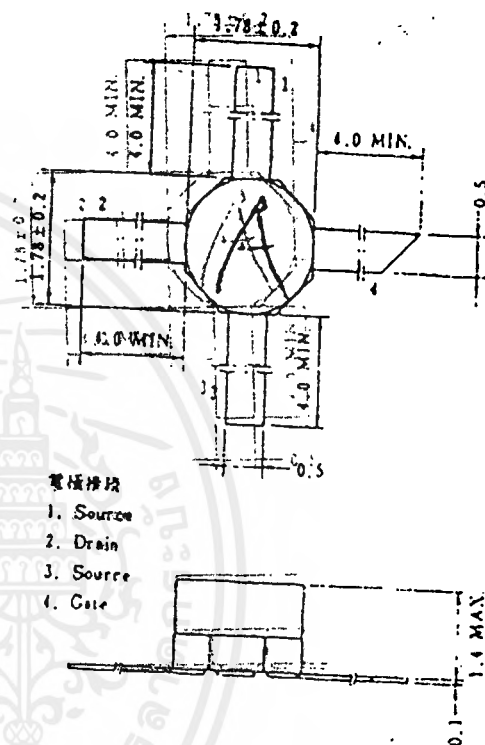
## 特 徴

○VHF～Cバンドで低雑音かつ高利得です。

NF 0.8 dB TYP.  $G_a$  12 dB TYP. @  $f=4$  GHz  
NF 2.0 dB TYP.  $G_a$  8.5 dB TYP. @  $f=8$  GHz

絶対最大定格 ( $T_a = 25^\circ\text{C}$ )

| 項 目         | 略 号       | 定 格        | 単 位              |
|-------------|-----------|------------|------------------|
| ドレイン・ソース間電圧 | $V_{DS}$  | 5          | V                |
| ゲート・ドレイン間電圧 | $V_{GD}$  | -6         | V                |
| ゲート・ソース間電圧  | $V_{GS}$  | -6         | V                |
| ドレイン電流      | $I_D$     | 150        | mA               |
| 全 損 失       | $P_T$     | 300        | mW               |
| チャネル温度      | $T_{ch}$  | 125        | $^\circ\text{C}$ |
| 保存温度        | $T_{stg}$ | -65 ~ +125 | $^\circ\text{C}$ |
| ゲート電流       | $I_G$     | $\pm 0.3$  | mA               |

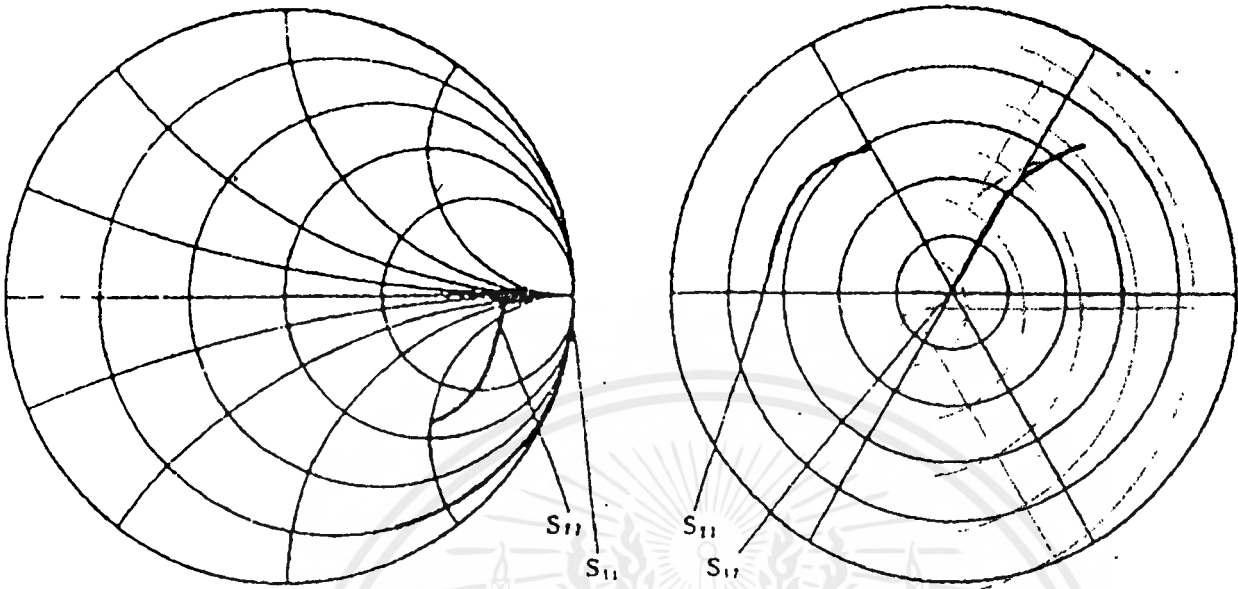


電気的特性 ( $T_a = 25^\circ\text{C}$ )

| 項 目             | 略 号       | 条 件                                 | MIN.         | TYP. | MAX. | 単 位 |
|-----------------|-----------|-------------------------------------|--------------|------|------|-----|
| ゲート・ソース間流れ電流    | $I_{GSO}$ | $V_{GS} = -5$ V                     |              |      |      |     |
| ドレイン電流          | $I_{DSS}$ | $V_{DS} = 3$ V, $V_{GS} = 0$        | 30           | 60   | 100  | mA  |
| ピンチオフ電圧         | $V_P$     | $V_{DS} = 3$ V, $I_D = 100$ $\mu$ A | -0.8         | -1.5 | -2   | V   |
| 相互コンダクタンス       | $g_m$     | $V_{DS} = 3$ V, $I_D = 10$ mA       | 20           | 40   | 60   | mS  |
| 最大増幅周波数         | $f_{max}$ | $V_{DS} = 3$ V, $I_D = 30$ mA       |              | 60   |      | GHz |
| 雑 音 係 数         | NF*       | $V_{DS} = 3$ V<br>$I_D = 10$ mA     | $f = 2$ GHz  | 0.6  |      | dB  |
|                 |           |                                     | $f = 4$ GHz  | 0.8  | 1.4  | dB  |
|                 |           |                                     | $f = 8$ GHz  | 2.0  |      | dB  |
| N F 最 小 (A) 利 得 | $G_a$     | $V_{DS} = 3$ V<br>$I_D = 10$ mA     | $f = 2$ GHz  | 15   |      | dB  |
|                 |           |                                     | $f = 4$ GHz  | 12   |      | dB  |
|                 |           |                                     | $f = 8$ GHz  | 8.5  |      | dB  |
| 最 大 有 能 電 力 利 得 | MAG       | $V_{DS} = 3$ V<br>$I_D = 30$ mA     | $f = 2$ GHz  | 17.5 |      | dB  |
|                 |           |                                     | $f = 4$ GHz  | 15   |      | dB  |
|                 |           |                                     | $f = 8$ GHz  | 12   |      | dB  |
|                 |           |                                     | $f = 12$ GHz | 8    |      | dB  |

$\varphi$  3 V, 10 mA

$S_{21}$  : 5.0 full scale,  $S_{12}$  : 0.1 full scale



# S-MAGN AND PHASE

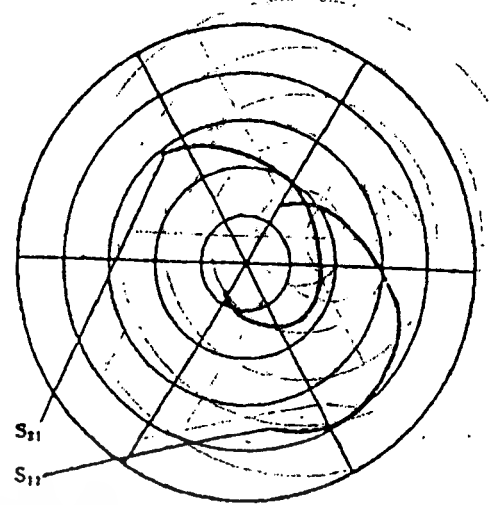
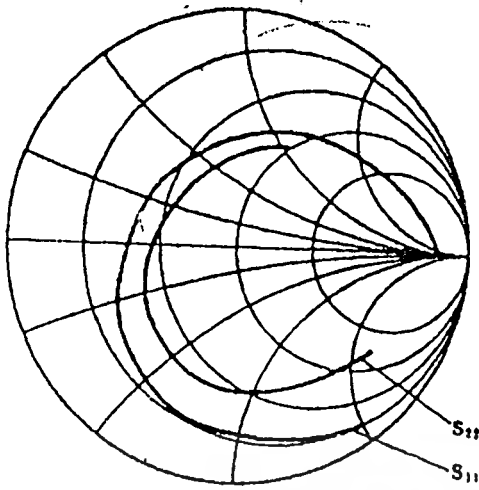
| MHz  | $S_{11}$ |     | $S_{21}$ |     | $S_{12}$ |    | $S_{22}$ |     | k    |  | $G_{max}$ dB |
|------|----------|-----|----------|-----|----------|----|----------|-----|------|--|--------------|
|      |          |     |          |     |          |    |          |     |      |  |              |
| 100  | 1.000    | -3  | 3.255    | 178 | 0.001    | 16 | 0.756    | -2  | 0.89 |  | 35.3         |
| 200  | 0.992    | -6  | 3.340    | 172 | 0.002    | 28 | 0.760    | -5  | 0.54 |  | 33.3         |
| 300  | 1.004    | -8  | 3.304    | 173 | 0.001    | 49 | 0.752    | -5  | 0.06 |  | 33.7         |
| 400  | 0.972    | -10 | 3.220    | 168 | 0.002    | 97 | 0.743    | -7  | 1.90 |  | 26.9         |
| 500  | 0.997    | -16 | 3.442    | 163 | 0.004    | 77 | 0.724    | -9  | 0.17 |  | 29.8         |
| 600  | 0.994    | -16 | 3.374    | 165 | 0.003    | 93 | 0.735    | -10 | 0.13 |  | 30.9         |
| 700  | 0.964    | -21 | 3.275    | 161 | 0.009    | 73 | 0.748    | -13 | 0.56 |  | 25.5         |
| 800  | 0.993    | -24 | 3.321    | 158 | 0.004    | 73 | 0.732    | -17 | 0.21 |  | 29.1         |
| 900  | 0.940    | -26 | 3.266    | 154 | 0.011    | 71 | 0.718    | -19 | 0.80 |  | 24.7         |
| 1000 | 0.994    | -31 | 3.361    | 152 | 0.016    | 67 | 0.712    | -19 | 0.11 |  | 23.2         |
| 1100 | 0.955    | -31 | 3.138    | 151 | 0.019    | 68 | 0.735    | -20 | 0.37 |  | 22.1         |
| 1200 | 0.981    | -36 | 3.237    | 147 | 0.022    | 67 | 0.767    | -23 | 0.10 |  | 21.7         |
| 1300 | 0.980    | -35 | 3.309    | 147 | 0.030    | 61 | 0.754    | -26 | 0.15 |  | 20.5         |
| 1400 | 0.921    | -41 | 3.077    | 144 | 0.021    | 63 | 0.725    | -27 | 0.36 |  | 19.9         |
| 1500 | 0.977    | -44 | 3.148    | 140 | 0.032    | 66 | 0.757    | -26 | 0.07 |  | 19.9         |
| 1600 | 0.960    | -45 | 3.122    | 139 | 0.038    | 61 | 0.750    | -30 | 0.13 |  | 19.1         |
| 1700 | 0.951    | -47 | 3.065    | 136 | 0.038    | 58 | 0.729    | -30 | 0.23 |  | 19.0         |
| 1800 | 0.944    | -50 | 3.120    | 134 | 0.048    | 59 | 0.733    | -30 | 0.21 |  | 18.1         |
| 1900 | 0.922    | -52 | 3.097    | 133 | 0.047    | 58 | 0.719    | -31 | 0.26 |  | 18.2         |
| 2000 | 0.924    | -56 | 2.958    | 129 | 0.053    | 54 | 0.732    | -34 | 0.26 |  | 17.4         |
| 2100 | 0.917    | -57 | 3.029    | 129 | 0.059    | 51 | 0.729    | -37 | 0.25 |  | 17.1         |
| 2200 | 0.905    | -60 | 2.955    | 124 | 0.062    | 51 | 0.708    | -38 | 0.31 |  | 16.8         |
| 2300 | 0.895    | -64 | 3.016    | 123 | 0.063    | 52 | 0.691    | -41 | 0.26 |  | 16.8         |
| 2400 | 0.906    | -64 | 2.826    | 121 | 0.069    | 47 | 0.678    | -41 | 0.31 |  | 16.1         |

$G_{max} = G_{min}$  if k less than 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานทางการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้เพื่อประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่าในรูปแบบใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่เปลี่ยนแปลงเนื้อหาและข้อมูลอ้างอิงถึงเอกสารทุกฉบับโดยไม่มีการนำใบให้

@ 3 V, 10 mA

$S_{11}$  : 5.0 full scale,  $S_{12}$  : 0.3 full scale



### S-MAGN AND PHASE

| MHz   | $S_{11}$ | $S_{11}$ | $S_{12}$ | $S_{12}$ | $S_{22}$ | $S_{22}$ | $G_{max}$ | $G_{max}$ |
|-------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|-----------|-----------|
| 2000  | 0.911    | -53      | 2.920    | 130      | 0.077    | 54       | 0.702     | -36       |
| 2250  | 0.899    | -60      | 2.857    | 124      | 0.085    | 48       | 0.690     | -39       |
| 2500  | 0.877    | -65      | 2.814    | 119      | 0.092    | 45       | 0.677     | -43       |
| 2750  | 0.856    | -73      | 2.720    | 113      | 0.096    | 42       | 0.663     | -47       |
| 3000  | 0.838    | -77      | 2.615    | 110      | 0.098    | 40       | 0.653     | -49       |
| 3250  | 0.813    | -81      | 2.525    | 104      | 0.103    | 37       | 0.651     | -51       |
| 3500  | 0.784    | -85      | 2.483    | 100      | 0.107    | 34       | 0.646     | -55       |
| 3750  | 0.785    | -89      | 2.405    | 97       | 0.110    | 33       | 0.638     | -57       |
| 4000  | 0.770    | -94      | 2.307    | 92       | 0.112    | 29       | 0.631     | -62       |
| 4250  | 0.761    | -98      | 2.296    | 88       | 0.116    | 26       | 0.625     | -64       |
| 4500  | 0.751    | -103     | 2.270    | 84       | 0.118    | 25       | 0.625     | -66       |
| 4750  | 0.743    | -106     | 2.187    | 80       | 0.119    | 23       | 0.623     | -69       |
| 5000  | 0.732    | -111     | 2.141    | 77       | 0.123    | 21       | 0.618     | -72       |
| 5250  | 0.721    | -115     | 2.145    | 71       | 0.126    | 17       | 0.618     | -75       |
| 5500  | 0.708    | -119     | 2.108    | 68       | 0.126    | 17       | 0.613     | -77       |
| 5750  | 0.691    | -122     | 2.037    | 64       | 0.126    | 15       | 0.611     | -79       |
| 6000  | 0.679    | -126     | 1.976    | 60       | 0.127    | 12       | 0.610     | -81       |
| 6250  | 0.661    | -130     | 1.953    | 57       | 0.128    | 11       | 0.606     | -84       |
| 6500  | 0.650    | -133     | 1.915    | 53       | 0.128    | 9        | 0.607     | -86       |
| 6750  | 0.638    | -137     | 1.862    | 50       | 0.128    | 9        | 0.604     | -88       |
| 7000  | 0.622    | -140     | 1.842    | 46       | 0.129    | 7        | 0.603     | -90       |
| 7250  | 0.611    | -143     | 1.836    | 42       | 0.130    | 7        | 0.602     | -91       |
| 7500  | 0.597    | -146     | 1.794    | 41       | 0.129    | 7        | 0.600     | -94       |
| 7750  | 0.583    | -150     | 1.760    | 37       | 0.131    | 5        | 0.599     | -95       |
| 8000  | 0.566    | -154     | 1.779    | 33       | 0.134    | 3        | 0.596     | -98       |
| 8250  | 0.551    | -158     | 1.755    | 29       | 0.134    | 2        | 0.593     | -99       |
| 8500  | 0.534    | -162     | 1.719    | 27       | 0.133    | 2        | 0.588     | -101      |
| 8750  | 0.519    | -166     | 1.681    | 23       | 0.134    | 1        | 0.586     | -103      |
| 9000  | 0.502    | -171     | 1.697    | 20       | 0.137    | 1        | 0.583     | -105      |
| 9250  | 0.486    | -174     | 1.674    | 17       | 0.137    | 0        | 0.576     | -107      |
| 9500  | 0.472    | -179     | 1.688    | 13       | 0.139    | -1       | 0.570     | -107      |
| 9750  | 0.462    | -176     | 1.682    | 12       | 0.142    | -1       | 0.563     | -110      |
| 10000 | 0.457    | -169     | 1.709    | 6        | 0.146    | -3       | 0.561     | -112      |
| 10250 | 0.451    | -164     | 1.708    | 3        | 0.146    | -3       | 0.558     | -113      |
| 10500 | 0.441    | -155     | 1.688    | -1       | 0.149    | -5       | 0.553     | -116      |
| 10750 | 0.430    | -148     | 1.685    | -6       | 0.157    | -6       | 0.546     | -119      |
| 11000 | 0.422    | -140     | 1.694    | -10      | 0.153    | -8       | 0.536     | -121      |
| 11250 | 0.407    | -130     | 1.645    | -16      | 0.156    | -12      | 0.527     | -124      |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

特性曲线 ( $T_a = 25^\circ\text{C}$ )

