

อุปกรณ์เลื่อนเฟสแบบรีแอกทีฟเฟตและการประยุกต์ใช้งานในไมโครสตริปเฟสอาร์เรย์  
Reactive FET Phase Shifter and Its Application in Microstrip Phased Array



โดย  
นายสมพงษ์ สุกรแก้วนอม  
นายอภิชัย รุ่งเรืองสุภรัตน์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

ป.พ.

ศ 264/อ

2512

สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2542

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 37104  
วัน, เดือน, ปี - 4 ก.ย. 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์ อุปกรณ์เลื่อนเฟสแบบรีแอกทีฟเฟดและการประยุกต์ใช้งาน  
ในไมโครสตริปเฟสอาร์เรย์

Reactive FET Phase Shifter and Its Application in Microstrip Phased Array

โดย นายสมพงษ์ สุกรีแก้วถนอม 40013383

นายอภิชัย รุ่งเรืองสุกรีรัตน์ 40013396

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์สถาพร พรหมวงศ์

อาจารย์มนต์ชัย แซ่มซ้อย

ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา 2542

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังอนุมัติให้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์

.....ประธานกรรมการ

( ผ.ศ.ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์ )

.....กรรมการ

( ผ.ศ.วิชัย สุรพัฒน์ )

.....กรรมการ

( ผ.ศ.ไพศาล สิริธิโยภาสกุล )

.....กรรมการ

( อ.มนต์ชัย แซ่มซ้อย )

.....กรรมการ

( อ.พิชญ์ สุพรรณกุล )

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Reactive FET Phase Shifter and Its Application in Microstrip Phased Array

By Mr. Sompong Sukkaewthanom 40013383  
Mr. Aphichai Rungruangsupharat 40013396

Adviser Mr. Sathaporn Promwong  
Mr. Monchai Chamchoy

Level of Study Bachelor Degree of Industrial Technology in Telecommunications

Academic year 1999

### Abstract

In this project , we described the design and construction of microwave reactive FET phase shifter and its application in microstrip phased array. The circuit is quite simple in construction and exhibit high performance. The prototype of the circuit consists of 2 reactive FET based on loaded line technique. In this case, the FET operated in the passive region and the shifted phase is controlled by  $V_{gs}$ . For the microstrip phased array application, the reactive FET phase shifter is used to control the excited phase of each radiators between  $0^\circ$  and  $45^\circ$ . The characteristics to the reactive FET phase shifter and the microstrip phased array are investigated by experimental.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้จะสำเร็จได้ คณะผู้จัดทำขอขอบพระคุณบิดา มารดาที่คอยให้กำลังใจ และคอยให้ความช่วยเหลือ ขอขอบพระคุณคณะอาจารย์ทุกท่าน โดยเฉพาะอาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์สถาพร พรหมวงศ์ และ อาจารย์มนต์ชัย แซ่มซ้อย และพี่ๆปริญญานิพนธ์ทุกท่านที่คอยให้คำแนะนำและช่วยเหลือด้านข้อมูลต่างๆทั้งในด้านทฤษฎีและปฏิบัติเป็นอย่างดี และที่จะขาดเสียไม่ได้คือต้องขอขอบพระคุณภาคเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ให้โอกาสคณะผู้จัดทำมีโอกาสเข้ามาศึกษา ณ.ที่แห่งนี้

สุดท้ายนี้ทางคณะผู้จัดทำ ขอขอบพระคุณคณะอาจารย์ทุกท่าน ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชา ให้แก่กลุ่มผู้จัดทำจนทำให้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จไปได้ด้วยดี

นายสมพงษ์

สุกรณ์แก้วอนอม

นายอภิชัย

รุ่งเรืองสุกรณ์ตัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อ	ก
ABSTRACT	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญรูป	ฉ
สารบัญตาราง	ฉ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 กล่าวนำ	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ	2
1.3 ผลที่คาดว่าจะได้รับ	2
1.4 โครงประกอบของปริญญานิพนธ์	2
บทที่ 2 ไมโครสตริปและสายอากาศไมโครสตริป	3
2.1 วงจรไมโครสตริปและสายอากาศไมโครสตริป	3
2.1.1 ลักษณะโครงสร้างของไมโครสตริป	3
2.1.2 การส่งผ่านของคลื่นในไมโครสตริป	4
2.1.3 สายอากาศไมโครสตริป	8
2.1.4 การแมตซ์อิมพีแดนซ์ในวงจรไมโครสตริปโดยใช้สตัป	15
2.2 ไมโครสตริปเฟสอาร์เรย์	19
บทที่ 3 อุปกรณ์เลื่อนเฟส	24
3.1 บทนำ	24
3.2 คำจำกัดความพื้นฐาน	24
3.3 ชนิดของอุปกรณ์เลื่อนเฟส	27
3.4 อุปกรณ์เลื่อนเฟสที่ต้องการ	29
3.5 การประยุกต์ใช้ของอุปกรณ์เลื่อนเฟส	31
3.6 อุปกรณ์เลื่อนเฟสที่ใช้เมสเฟด	35
3.6.1 บทนำ	35
3.6.2 การทำงานและวงจรสมมูลย์	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6.3	เมสเฟตที่ใช้เป็นสวิตช์แบบพาสซีฟ	38
3.6.4	การไบแอสเมสเฟตแบบกึ่งเดี่ยว	42
บทที่ 4	การออกแบบสร้างสายอากาศไมโครสตริปและวงจรเลื่อนเฟสโพลด์ไลน์	46
4.1	การออกแบบสายอากาศไมโครสตริป	46
4.2	การออกแบบอุปกรณ์เลื่อนเฟสโพลด์ไลน์	49
4.2.1	ทฤษฎีบท	49
4.2.2	วงจรโพลด์ไลน์	49
4.2.3	การออกแบบอุปกรณ์เลื่อนเฟสโพลด์ไลน์	58
4.3	การออกแบบไมโครสตริปเฟสอาร์เรย์ขนาด 2 องค์ประกอบ	63
4.4	การสร้างสายอากาศไมโครสตริปและอุปกรณ์เลื่อนเฟส	64
บทที่ 5	ผลการทดลอง	68
5.1	การทดลองวัดค่าของอุปกรณ์เลื่อนเฟส	68
5.1.1	การทดลองวัดค่าอุปกรณ์เลื่อนเฟสด้วยเครื่อง Network Analyzer	69
5.1.2	การทดสอบการเลื่อนเฟสด้วยเครื่อง Network Analyzer	73
5.2	การทดลองวัดค่าสายอากาศ	77
5.2.1	การทดลองวัดค่าพารามิเตอร์ของไมโครสตริปเฟสอาร์เรย์	77
5.2.2	การทดลองวัดการแผ่กระจายคลื่นในสนามระยะไกล	79
บทที่ 6	สรุปผลการทดลอง	83
บรรณานุกรม		
ภาคผนวก		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

รูป	หน้า
รูปที่ 2.1 โครงสร้างของไมโครสตริป	3
รูปที่ 2.2 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริป	4
รูปที่ 2.3 ไมโครสตริปที่มี $w/h \gg 1$ และ $w/h \ll 1$	7
รูปที่ 2.4 สายอากาศไมโครสตริปและระบบพิกัด	8
รูปที่ 2.5 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปและสนามไฟฟ้า	9
รูปที่ 2.6 ความยาวประสิทธิผลของสายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า	11
รูปที่ 2.7 สายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและวงจรเทียบเท่า	12
รูปที่ 2.8 ค่าความนำของร่องซึ่งเป็นฟังก์ชันของความกว้างของร่อง	13
รูปที่ 2.9 ส่วนประกอบของวงจรขยายกำลังที่ใช้ทรานซิสเตอร์	16
รูปที่ 2.10 การใช้แอดมิตแตนซ์สมิทชาร์ตในการแมตช์อิมพีแดนซ์	18
รูปที่ 2.11 วงจรแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ใช้สตับไมโครสตริป $50 \Omega$	19
รูปที่ 2.12 สายอากาศอาร์เรย์ 2 องค์ประกอบองค์ที่วางตามแนวแกน Z (ก) โดโพลขนาดจิว 2 ตัว (ข) สนามระยะไกล	20
รูปที่ 2.13 การป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริปแบบอาร์เรย์	22
รูปที่ 2.14 การแมตช์เพ็ทซ์ $100 \Omega$ กับสาย $50 \Omega$	23
รูปที่ 3.1 ข่ายงานสองทางของอุปกรณ์เลื่อนเฟส	24
รูปที่ 3.2 ลักษณะของ 3 บิตเฟสชิฟเตอร์ และการสวิตช์ไบนารี	26
รูปที่ 3.3 แสดงให้เห็นถึงการไบแอสพินไดโอดและเมสเฟตสวิตช์	28
รูปที่ 3.4 ลักษณะรูปแบบวงจรเลื่อนเฟส (ก) สวิตช์ไลน์, (ข) ไฮบริดกับเพลอร์, (ค) โทลด์ไลน์, (ง) high - pass low - pass	30
รูปที่ 3.5 ลักษณะไดอะแกรมของอาร์เรย์เชิงเส้นที่ใช้การกวาดเฟส	33
รูปที่ 3.6 ลักษณะไดอะแกรมของอาร์เรย์เชิงเส้นที่ใช้การกวาดการประวิงเวลา	34
รูปที่ 3.7 ลักษณะของอาร์เรย์เชิงเส้นที่ใช้อุปกรณ์เลื่อนเฟสและการกวาดการประวิงเวลา	34
รูปที่ 3.8 คุณลักษณะเฉพาะโดยทั่วไปของเมสเฟต (ก) ภาพตัดขวางของเมสเฟต (ข) กระแสเดรน $I_{ds}$ กับแรงดันเดรน $V_{ds}$ (ค) กระแสเดรน $I_{ds}$ กับแรงดันเกต $V_{gs}$	36
รูปที่ 3.9 (ก) โครงสร้างของเมสเฟตซึ่งแสดงเป็นพารามิเตอร์ทางไฟฟ้า (ข) วงจรสมมูลย์ของเมสเฟต	38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.10	ช่วงการทำงานของเมสเฟดสวิทช์	39
รูปที่ 3.11	วงจรสมมูลย์ของเมสเฟดสวิทช์เมื่อไม่มีคัพไฟฟ้าที่จุดต่อเดรน (ก) สภาวะทำงาน (ข) สภาวะไม่ทำงาน	40
รูปที่ 3.12	วิธีการไบแอสเมสเฟดสวิทช์โดยขาซอสและขาเดรนถูกต่อลงกราวด์ (ก) การทำงานแบบขนาน (ข) การทำงานแบบอนุกรม	43
รูปที่ 3.13	(ก) เมสเฟดที่ต่อด้วยตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์แบบขนาน (ข) วงจรสมมูลย์ในสภาวะที่เมสเฟดทำงานและไม่ทำงาน	44
รูปที่ 3.14	ลักษณะของอุปกรณ์เฟสแบบสวิทช์ไลน์	45
รูปที่ 3.15	ลักษณะของ (ก) วงจรเลื่อนเฟสไฮบริดคัมเพลอร์ (ข) วงจรเลื่อนเฟสโพลดไลน์	45
รูปที่ 4.1	สายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า	48
รูปที่ 4.2	วงจรเลื่อนเฟสโพลดไลน์	49
รูปที่ 4.3	วงจรสมมูลย์โดยทั่วไปของอุปกรณ์เลื่อนเฟสโพลดไลน์	50
รูปที่ 4.4	ตัวอย่างของอุปกรณ์เลื่อนเฟสโพลดไลน์ (ก) shunt stubs และ (ข) tandem stubs	55
รูปที่ 4.5	วงจรเลื่อนเฟสโพลดไลน์ $45^\circ$ บิตเฟสที่ได้ออกแบบไว้	62
รูปที่ 4.6	สายอากาศไมโครสตริปเฟสอาร์เรย์ที่ต่อด้วยอุปกรณ์เลื่อนเฟสที่ได้ออกแบบไว้	63
รูปที่ 4.7	สายอากาศไมโครสตริปที่ได้ทำการสร้างขึ้น	66
รูปที่ 4.8	อุปกรณ์เลื่อนเฟสแบบบริแอกทีฟเฟดที่ได้ทำการสร้างขึ้น	67
รูปที่ 4.9	ไมโครสตริปเฟสอาร์เรย์ที่ได้ทำการสร้างขึ้น	67
รูปที่ 5.1	การต่อชิ้นงานเข้ากับเครื่อง Network Analyzer	68
รูปที่ 5.2	ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก ( $S_{21}$ ) ที่ความถี่ 1.846 GHz มีค่า $-1.1103$ dB	69
รูปที่ 5.3	เฟสการส่งผ่าน $S_{21}$ เมื่อเมสเฟด ON ( $V_{gs} = 0$ V) มีค่า $70.32^\circ$	69
รูปที่ 5.4	เฟสการส่งผ่าน $S_{21}$ เมื่อเมสเฟด OFF ( $V_{gs} = -2.6$ V) มีค่า $25.704^\circ$ เปรียบเทียบกับรูปที่ 5.3 เฟสเลื่อนไป $44.616^\circ$	70
รูปที่ 5.5	ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ที่ความถี่ 1.837 GHz มีค่า $-32.182$ dB	70
รูปที่ 5.6	ค่าอินพุต SWR ที่ความถี่ 1.846 GHz มีค่า 1.7596	71
รูปที่ 5.7	ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ 1.8377 GHz	71
รูปที่ 5.8	ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{22}$ ) ที่ความถี่ 1.846 GHz มีค่า $-11.354$ dB	72
รูปที่ 5.9	ค่าเอาต์พุต SWR ที่ความถี่ 1.846 GHz มีค่า 1.7419	72
รูปที่ 5.10	กราฟแสดงการเปลี่ยนเฟสเมื่อปรับเปลี่ยนแรงดันไบแอส $V_{gs}$	74

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.11 กราฟแสดงการเปลี่ยนเฟสเมื่อปรับเปลี่ยนความถี่ใช้งาน	76
รูปที่ 5.12 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ที่ความถี่ 1.843 GHz มีค่า $-25.165$ dB	77
รูปที่ 5.13 ค่าอินพุต SWR ที่ความถี่ 1.843 GHz มีค่า 1.1168	78
รูปที่ 5.14 แบนด์วิดท์ของไมโครสตริปเฟสอเรีย มีค่า 116.25 MHz	78
รูปที่ 5.15 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของไมโครสตริปเฟสอเรีย	79
รูปที่ 5.16 การวัดแบบรูปของไมโครสตริปเฟสอเรีย	80
รูปที่ 5.17 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก เมื่อควบคุมเฟสอยู่ที่ตำแหน่ง $0^\circ - 0^\circ$	80
รูปที่ 5.18 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก เมื่อควบคุมเฟสอยู่ที่ตำแหน่ง $0^\circ - 45^\circ$	81
รูปที่ 5.19 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก เมื่อควบคุมเฟสอยู่ที่ตำแหน่ง $45^\circ - 0^\circ$	81
รูปที่ 5.20 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า เมื่อควบคุมเฟสอยู่ที่ตำแหน่ง $0^\circ - 0^\circ$	82

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

ตาราง	หน้า
ตารางที่ 5.1 เฟสที่เปลี่ยนแปลงไปเนื่องจากการปรับเปลี่ยนแรงดัน	73
ตารางที่ 5.2 เฟสที่เปลี่ยนแปลงไปเนื่องจากการปรับเปลี่ยนความถี่ใช้งาน	75



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 กล่าวนำ

อุปกรณ์เลื่อนเฟส (Phase Shifter) มีหน้าที่พื้นฐานในการเปลี่ยนเฟสของสัญญาณ RF โดยจะเป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการปรับเฟสของกระแสที่ป้อนให้แก่ละองค์ประกอบของสายอากาศอเนก เพื่อทำให้คลื่นที่กระจายออกไปจากสายอากาศ มีการเสริมกันในทิศทางที่ต้องการให้สนามมีค่าสูง และหักล้างกันในทิศทางที่ต้องการให้สนามมีค่าต่ำ อุปกรณ์เลื่อนเฟสที่มีใช้กันอยู่โดยทั่วไปแบ่งออกเป็น 2 ชนิดหลักๆ คืออุปกรณ์เลื่อนเฟสแบบทางกลและแบบอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งในแบบอิเล็กทรอนิกส์จะดีกว่าในด้านของความเร็วในการสวิตช์เพื่อการเลื่อนเฟส โดยอาศัยการสวิตช์ของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ อุปกรณ์ที่สามารถใช้เป็นอิเล็กทรอนิกส์สวิตช์คือ พินไดโอด (PIN Diode) , GaAs FET , และวาเรกเตอร์ไดโอด (Varactor Diode) โดยพินไดโอดจะเลื่อนเฟสเป็นแบบดิจิทัลคือจะให้มีการเปลี่ยนแปลงของเฟสเป็นขั้นไม่ต่อเนื่อง อุปกรณ์เลื่อนเฟสที่ใช้พินไดโอดจะมีข้อดีคือสามารถสร้างวงจรขับเพื่อป้อนกระแสไบแอสได้ง่ายและมีผลต่ออุณหภูมิต่ำ ส่วน GaAs FET จะเลื่อนเฟสทั้งในแบบดิจิทัลและอนาล็อก ซึ่งอุปกรณ์เลื่อนเฟสที่ใช้ GaAs FET จะมีข้อดีคือจะทำงานเป็นแบบแอคทีฟ มีคุณสมบัติในการขยายสัญญาณได้

วงจรเลื่อนเฟสสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 แบบคือ

ก) แบบส่งผ่าน (Transmission Type) มี 3 ชนิดดังนี้คือ

- แบบสวิตช์ไลน์ทรานส์มิชชัน (Switched Line Transmission Type)
- แบบโหลดไลน์ทรานส์มิชชัน (Loaded Line Transmission Type)
- แบบ High-pass Low-pass Transmission Type

ข) แบบสะท้อน (Reflection Type) มี 2 ชนิดดังนี้คือ

- แบบไฮบริดคัปเปิลเลอร์รีเฟลคชัน (Hybrid Coupler Reflection Type)
- แบบเซอร์คูเลเตอร์คัปเปิลเลอร์รีเฟลคชัน (Circulator Coupler Reflection Type)

ในปฏิญญาพันธบัตรฉบับนี้จะศึกษาค้นคว้าและทดลองสร้างอุปกรณ์เลื่อนเฟสแบบรีแอคทีฟเฟด โดยออกแบบให้เลื่อนเฟสที่ความถี่ใช้งาน 1.8 GHz เป็นแบบการส่งผ่าน ซึ่งจะใช้วงจรแบบโหลดไลน์เหตุผลที่เลือกวงจรโหลดไลน์เนื่องจากมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion Loss) ต่ำและสามารถออกแบบสร้างได้ง่าย จากนั้นเราจะนำไปประยุกต์ใช้งานกับไมโครสตริปเฟสอาร์เรย์ขนาด 2 องค์ประกอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อศึกษาการทำงานของอุปกรณ์เลื่อนเฟส
2. เพื่อศึกษาการออกแบบและสร้างวงจรที่ใช้ในการเลื่อนเฟสของสัญญาณย่านความถี่ไมโครเวฟ
3. เพื่อสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับ ไมโครสตริปเฟสอาเรย์ได้

## 1.3 ผลที่คาดว่าจะได้รับ

1. สามารถสร้างวงจรเลื่อนเฟสแบบอิเล็กทรอนิกส์ได้
2. สามารถประยุกต์ใช้งานกับ ไมโครสตริปเฟสอาเรย์ได้

## 1.4 โครงประกอบของปฏิญานិพนธ์

ปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้ ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท โดยมีบทนำอยู่ในบทที่ 1 เป็นการกล่าวแนะนำหลักการเบื้องต้นและวัตถุประสงค์ในการทำโครงการนี้ ส่วนรายละเอียดของบทต่างๆ อีก 5 บทมีดังต่อไปนี้คือ

- บทที่ 2 แบ่งเนื้อหาเป็น 2 ส่วน คือส่วนแรกจะกล่าวเกี่ยวกับโครงสร้างของไมโครสตริปสูตรต่างๆที่ใช้ในการออกแบบไมโครสตริป และการแมตซ์อิมพีแดนซ์ในวงจรไมโครสตริป ในส่วนหลังจะกล่าวเกี่ยวกับไมโครสตริปเฟสอาเรย์

- บทที่ 3 จะกล่าวเกี่ยวกับอุปกรณ์เลื่อนเฟส ชนิดของอุปกรณ์เลื่อนเฟส คุณสมบัติของอุปกรณ์เลื่อนเฟสที่ต้องการ และอุปกรณ์เลื่อนเฟสที่ใช้เมสเฟด โดยจะกล่าวถึงการดำเนินงานและวงจรสมมูลย์ของเมสเฟด

- บทที่ 4 จะกล่าวเกี่ยวกับการออกแบบสร้างสายอากาศไมโครสตริปและวงจรเลื่อนเฟส โทสคไลน์ โดยจะกล่าวถึงทฤษฎีการออกแบบ จนถึงขั้นตอนในการสร้างชิ้นงาน

- บทที่ 5 จะกล่าวถึงผลการทดลองต่างๆของอุปกรณ์เลื่อนเฟสแบบบริแอกทีฟเฟดและของไมโครสตริปเฟสอาเรย์ โดยใช้เครื่อง Network Analyzer

- บทที่ 6 กล่าวถึงบทสรุป ปัญหาที่เกิดขึ้นในการทดลอง และแนวทางในการพัฒนาต่อไป

## บทที่ 2

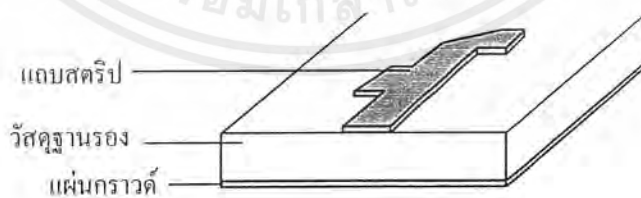
### ไมโครสตริปและสายอากาศไมโครสตริป

#### 2.1 วงจรไมโครสตริปและสายอากาศไมโครสตริป

แนวความคิดในการใช้ไมโครสตริปซึ่งมีรูปทรงสี่เหลี่ยมขนาดเล็ก ในการแพร่กระจายคลื่น ได้ถูกนำเสนอครั้งแรกโดย Deschamps ค.ศ. 1953 และหลังจากนั้น 20 ปี จึงมีการสร้างเป็นสายอากาศใช้งานจริงโดยสายอากาศไมโครสตริปถูกสร้างขึ้นมาครั้งแรกในปี ค.ศ.1970 โดย Howell , Munsun จากนั้นก็มีวิจัยและพัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็วและกว้างขวางนำไปสู่การใช้งานที่แตกต่างกัน เช่น ระบบวิทยุเคลื่อนที่ ระบบสื่อสารแบบไร้สาย

##### 2.1.1 ลักษณะโครงสร้างของไมโครสตริป

ลักษณะโครงสร้างของไมโครสตริปประกอบด้วย แผ่นตัวนำสองแผ่นวางขนานกันอยู่ โดยมีแผ่นตัวนำที่อยู่ด้านบนซึ่งเรียกว่า ตัวแผ่กระจายคลื่น (Radiating Patch) โดยมีรูปร่างต่างๆ เช่น รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า , รูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส , วงกลม , วงรี โดยทั่วไปมักจะเป็นแผ่นทองแดงหรือทองคำ แผ่นตัวนำที่อยู่ด้านล่างมีลักษณะเป็นแผ่นตัวนำทั้งแผ่นโดยในอุดมคติจะต้องมีขนาดใหญ่กว่าตัวแผ่กระจายคลื่นอย่างมาก เรียกว่า แผ่นกราวด์ (Ground Plane) หรือระนาบสร้างเงา และมีวัสดุที่ไม่เป็นสื่อกลางทางไฟฟ้า (Dielectric Substrate) กั้นกลางระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสอง ขนาดของตัวแผ่กระจายคลื่นจะมีขนาดตามความเหมาะสมกับงานหรือความถี่ที่ใช้งาน ลักษณะโครงสร้างของไมโครสตริปแสดงได้ดังรูปที่ 2.1



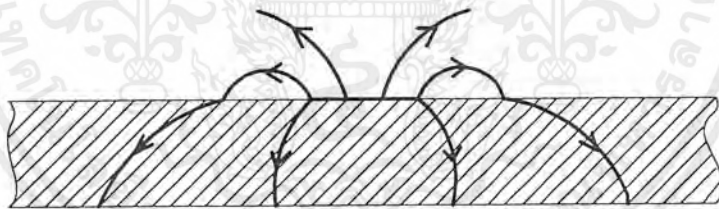
รูปที่ 2.1 โครงสร้างของไมโครสตริป

วัสดุฐานรอง (substrate) ที่นำมาสร้างสายอากาศไมโครสตริปนั้นมีด้วยกันหลายชนิด ซึ่งปกติแล้วมีค่าคงที่ของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก (dielectric constant) อยู่ในช่วง  $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$  การออกแบบโดยใช้ค่าคงที่ของไดอิเล็กตริกในช่วงต่ำ ๆ จะทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพสูงและเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีแบนด์วิดท์กว้างแต่ข้อเสียก็คือสายอากาศจะมีขนาดใหญ่ สำหรับวัสดุฐานรองที่บางและมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสูงส่วนใหญ่จะนำมาใช้ร่วมกับวงจรทางไมโครเวฟเนื่องจากต้องการให้ฟรินกิง (fringing) ของสนามแคบเพื่อทำให้เกิดการคับปลิงและการแผ่กระจายคลื่นน้อยที่สุด ทั้งยังทำให้วงจรมีขนาดเล็กลง แต่จะทำให้เกิดการสูญเสียที่มากขึ้นซึ่งทำให้ประสิทธิภาพและแบนด์วิดท์ลดลง

### 2.1.2 การส่งผ่านของคลื่นในไมโครสตริป

การวิเคราะห์คุณสมบัติโดยละเอียดทางทฤษฎีนั้นเป็นสิ่งที่ยุ่งยากมาก ทั้งนี้เป็นเพราะระบบแกนประสานที่ใช้และเงื่อนไขขอบเขตของระบบค่อนข้างยุ่งยากเมื่อเทียบกับท่อนำคลื่นหรือสายนำสัญญาณชนิดอื่น อย่างไรก็ตามได้มีผู้ทำการศึกษาทางทฤษฎีพบว่าคลื่นที่ส่งไปตามไมโครสตริปนั้นจะใกล้เคียงกับโหมด TEM มากแต่จะไม่ใช้โหมด TEM เสียทีเดียวเพราะมีสนามในแนวแกนอยู่ด้วยจึงเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่า โหมดกึ่ง TEM (quasi-TEM mode) รูปที่ 2.2 แสดงเส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริป การที่มีสนามในแนวแกนอยู่บ้างนั้นเป็นเพราะโครงสร้างที่มีสารไดอิเล็กตริกและอากาศอยู่ในระบบเดียวกัน และในสภาพที่มีสนามในแนวแกนเกิดอยู่นี้โหมดที่ส่งผ่านอยู่นั้นก็จะเป็นไฮบริดโหมด



รูปที่ 2.2 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริป

การที่คลื่นส่งผ่านในโหมดกึ่ง TEM ซึ่งพออนุโลมให้เป็นโหมด TEM นี้ ทำให้สามารถใช้หลักการวงจรกระจายในการวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติของไมโครสตริปได้ กล่าวคือถ้าเราสามารถหาค่าอินตักแทนซ์และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวได้ก็จะนำค่าทั้งสองนี้ไปคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะ (characteristic impedance) ได้ อย่างไรก็ตามการหาค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของไมโครสตริปจะยุ่งยากกว่าของสายคู่ขนานหรือสายโคแอกเซียล เพราะในไมโครสตริปจะมีทั้งสารไดอิเล็กตริกและอากาศอยู่ในบริเวณที่พลังงานของคลื่นส่งผ่าน ถึงแม้การหาค่าคาปาซิแตนซ์ในไมโครสตริปจะยุ่งยากกว่าปกติ แต่ก็มีวิธีที่ทำให้ง่ายขึ้นโดยใช้วิธีหาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (effective dielectric constant)  $\epsilon_{r,eff}$  ของระบบซึ่งจะรวมถึงผลของสาร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไดอิเล็กตริกและอากาศเข้าด้วยกัน เนื่องจากสารไดอิเล็กตริกทั้งหลายจะมีคุณสมบัติเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่หรือมีดิสเพอร์ชันเชิงวัสดุ ดังนั้น  $\epsilon_{\text{reff}}$  ที่หาได้ก็จะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ด้วย อย่างไรก็ตามจากการศึกษาทางทฤษฎีและการทดลองพบว่าในช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า 2 GHz ลงมา ค่า  $\epsilon_{\text{reff}}$  จะเปลี่ยนแปลงไปจากกรณีของไฟฟ้าสถิตน้อยมากจึงสามารถอนุโลมให้ใช้ค่า  $\epsilon_{\text{reff}}$  ของไฟฟ้าสถิตได้ สำหรับในช่วงความถี่ที่สูงกว่า 2 GHz จะต้องคำนึงถึงค่าดิสเพอร์ชันโดยการปรับแต่งค่า  $\epsilon_{\text{reff}}$  ให้เหมาะสมกับความถี่ที่ใช้งาน

ในการหาค่า  $\epsilon_{\text{reff}}$  ของกรณีไฟฟ้าสถิตจะใช้แนวคิดของวงจรกระจาย คือเมื่อคลื่นที่ส่งผ่านไปอยู่ในไมโครสตริปเป็นโหมด TEM อิมพีแดนซ์คุณลักษณะจะเขียนในรูปของค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว  $L$  และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว  $C$  ได้ในรูปต่อไปนี้

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.1)$$

ในขณะเดียวกันความเร็วเฟส  $v_p$  จะเขียนได้ดังนี้

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.2)$$

จากสมการ(2.2) นี้ทำให้เขียน  $Z_c$  ในรูปของ  $v_p$  กับ  $L$  หรือ  $C$  ได้ดังนี้

$$Z_c = v_p L = \frac{1}{v_p C} \quad (2.3)$$

ในขั้นต่อไปเราจะพิจารณากรณีที่วัสดุฐานรองเป็นสารไดอิเล็กตริกถูกดึงออกไปเหลือแต่อากาศเพียงอย่างเดียวที่โอบล้อมไมโครสตริปอยู่ ในสภาพเช่นนี้ค่าความเร็วเฟสของคลื่นโหมด TEM ที่ส่งผ่านอยู่จะเท่ากับความเร็วแสง โดยค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวจะเปลี่ยนไปโดยที่ค่าอินดักแตนซ์จะไม่ถูกระทบ ถ้าให้ค่าคาปาซิแตนซ์ที่เปลี่ยนไปนี้มีค่าเป็น  $C_0$  จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง  $C_0$  กับความเร็วเฟสในรูปต่อไปนี้

$$c = \frac{1}{\sqrt{LC_0}} \quad (2.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในขณะเดียวกันค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะก็จะเขียนได้ดังนี้

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C_o}} \quad (2.5)$$

เมื่อนำสมการ (2.4) หาค่าด้วยสมการ (2.2) จะได้ผลดังนี้

$$\frac{C}{C_o} = \left(\frac{c}{v_p}\right)^2 \quad (2.6)$$

ค่า  $C/C_o$  โดยทั่วไปก็คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลของสารไดอิเล็กตริกที่โอบล้อมระบบเก็บประจุอยู่ ในกรณีนี้ก็จะเปรียบเสมือนค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลของไมโครสตริปที่มีวัสดุฐานรองเป็นสารไดอิเล็กตริกและด้านบนเป็นอากาศอยู่นั่นคือ

$$\epsilon_{\text{reff}} = \left(\frac{c}{v_p}\right)^2 \quad (2.7)$$

จากสมการ (2.3) ถึงสมการ (2.7) จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง  $Z_c, Z_o$  และ  $\epsilon_{\text{reff}}$  ได้ดังนี้

$$Z_c = \frac{Z_o}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad \text{หรือ} \quad Z_o = Z_c \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}} \quad \text{หรือ} \quad \epsilon_{\text{reff}} = \left(\frac{Z_o}{Z_c}\right)^2 \quad (2.8)$$

จากผลที่ได้นี้จะเห็นได้ว่าถ้าเรารู้ค่า  $\epsilon_{\text{reff}}$  ก็จะทำให้สามารถคำนวณหาคุณสมบัติอื่นตามมาได้ อย่างไรก็ตามค่า  $\epsilon_{\text{reff}}$  จะเปลี่ยนแปลงไปตามความกว้างของไมโครสตริปเมื่อเปรียบเทียบกับความหนาของวัสดุฐานรองซึ่งจะสามารถแสดงให้เห็นได้โดยพิจารณาจาก 2 กรณีดังต่อไปนี้คือกรณีแรกคือกรณีที่  $w/h \gg 1$  ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 2.3(ก) ในกรณีนี้เนื่องจากเส้นแรงไฟฟ้าส่วนใหญ่จะอยู่ในบริเวณที่มีแถบสตริปหรือกล่าวอีกนัยหนึ่งพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกส่งผ่านอยู่ในบริเวณดังกล่าวเกือบทั้งหมด สภาพดังกล่าวจะส่งผลให้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ค่า  $\epsilon_r$  ของวัสดุฐานรองหรือ  $\epsilon_{\text{reff}} \rightarrow \epsilon_r$  สำหรับกรณีที่สองคือกรณีที่  $w/h \ll 1$  ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 2.3(ข) ในกรณีนี้เส้นแรงไฟฟ้าจะผ่านวัสดุฐานรองครึ่งหนึ่งและผ่านอากาศครึ่งหนึ่งซึ่งจะทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

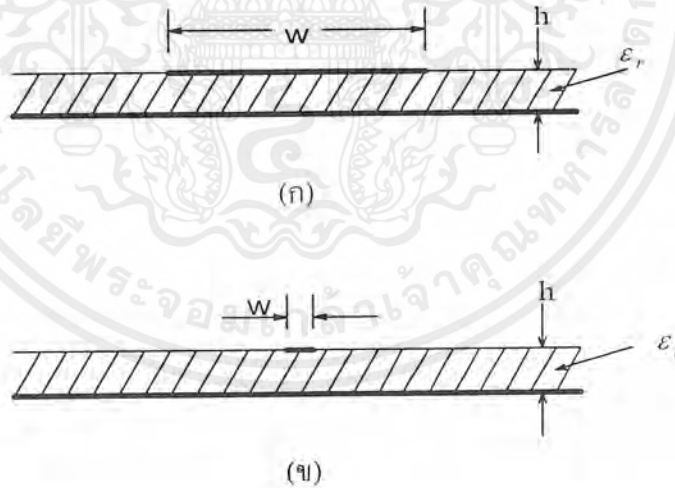
ให้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้  $(\epsilon_r + 1)/2$  ซึ่งเห็นได้ว่าคุณค่า  $\epsilon_{\text{reff}}$  จะเปลี่ยนแปลงตามค่า  $w/h$  และจะมีขอบบนและขอบล่างตามค่าที่ได้ดังนี้

$$\frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) \leq \epsilon_{\text{reff}} \leq \epsilon_r \quad (2.9)$$

และเพื่อสะดวกในการคำนวณและการออกแบบต่อไปได้มีการเขียนค่า  $\epsilon_{\text{reff}}$  ในรูปต่อไปนี้

$$\epsilon_{\text{reff}} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad , \quad \frac{1}{2} \leq q \leq 1 \quad (2.10)$$

ค่า  $q$  ในสมการ(2.10) นี้ถูกเรียกว่า ฟิลลิ่งแฟกเตอร์ (filling factor) ซึ่งหมายถึงตัวประกอบที่แสดงให้เห็นว่าวัสดุฉนวนรองที่เป็นสารไดอิเล็กตริกจะมีผลต่อโครงสร้างของไมโครสตริปนั้นมากน้อยแค่ไหน โดยที่ค่า  $q$  จะเป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงตามค่า  $w/h$

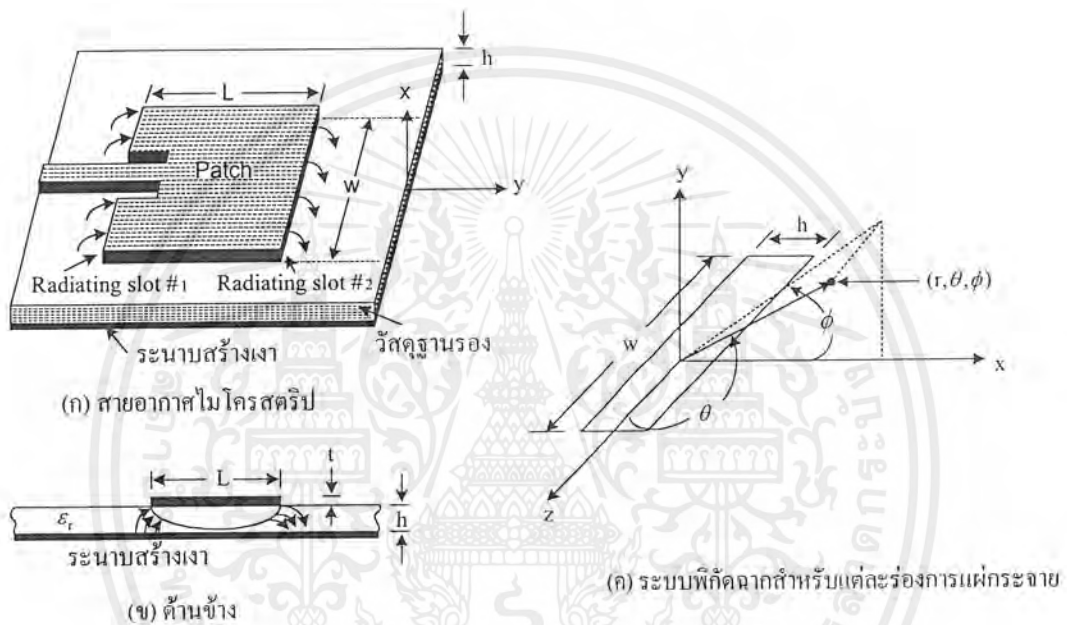


รูปที่ 2.3 ไมโครสตริปที่มี  $w/h \gg 1$  และ  $w/h \ll 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.3 สายอากาศไมโครสตริป

ตัวแผ่กระจายคลื่นหรือแพ็ทช์ (Patch) รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเป็นลักษณะที่นิยมใช้กันมากที่สุด รูปที่ 2.4 แสดงลักษณะของสายอากาศไมโครสตริป ซึ่งประกอบด้วยแผ่นตัวนำที่บางมาก (แพ็ทช์) วางอยู่บนวัสดุฐานรอง ส่วนอีกด้านหนึ่งของวัสดุฐานรองจะเป็นระนาบสร้างเงา



รูปที่ 2.4 สายอากาศไมโครสตริปและระบบพิกัด

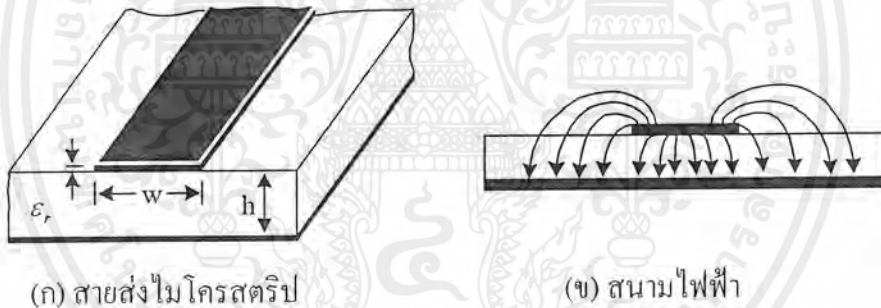
สำหรับวิธีการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปนั้นสามารถทำได้หลายวิธี โดยวิธีที่นิยมใช้กันคือ วิธีสายส่งสัญญาณ (transmission line), แบบจำลองโพรง (cavity model) และแบบฟลูเวฟ วิธีสายส่งสัญญาณเป็นวิธีที่ง่ายที่สุดในวิธีการทั้งหมด ดังนั้นเราจึงมาวิเคราะห์สายอากาศด้วยวิธีสายส่งสัญญาณซึ่งจะแทนสายอากาศไมโครสตริปด้วยร่องสองร่องแยกกัน โดยมีอิมพีแดนซ์ค่าต่ำ ๆ  $Z_c$  ของสายส่งสัญญาณคั่นอยู่ระหว่างร่องทั้งสองด้วยระยะทาง  $L$

#### ก. ผลของฟริงกิง (fringing effect)

เนื่องจากขนาดของแพ็ทช์นั้นจะถูกจำกัดด้วยขนาดความกว้างและขนาดความยาวที่แน่นอน ดังนั้นสนามที่บริเวณขอบของแพ็ทช์จะเกิดการเปลี่ยนแปลงระหว่างร่องทั้งสองดังแสดงในรูปที่ 2.4(ก) และ (ข) ปริมาณของสนามฟริงกิงจะเป็นฟังก์ชันของขนาดของแพ็ทช์และความสูงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของวัสดุฉนวนรอง สำหรับในระนาบสนามไฟฟ้า (E - plane) สนามที่แผ่กระจายจะเป็นฟังก์ชันของอัตราส่วนระหว่างความยาวของแพ็ทช์ L ต่อความสูง h ของวัสดุฉนวนรอง ( $L/h$ ) และค่าคงที่ไดอิเล็กตริก  $\epsilon_r$  ของวัสดุฉนวนรอง ดังนั้นสำหรับสายอากาศไมโครสตริปที่มี  $L/h \gg 1$  สนามที่แผ่กระจายจะลดลงซึ่งค่าพวกนี้จะมีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศซึ่งจะต้องนำมาพิจารณา

สำหรับสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปดังแสดงในรูปที่ 2.5(ก) ลักษณะของสนามไฟฟ้าจะแสดงได้ดังรูปที่ 2.5(ข) ซึ่งเป็นลักษณะของเส้นที่แสดงสนามไฟฟ้าระหว่างไดอิเล็กตริก 2 ชั้นที่ไม่เอกพันธ์หรือไม่เป็นเนื้อเดียวกันนั่นเอง ซึ่งปกติมักจะเป็นวัสดุฉนวนรองกับอากาศ สนามไฟฟ้าส่วนใหญ่จะเกิดขึ้นภายในวัสดุฉนวนรองและบางส่วนจะเกิดขึ้นในอากาศ เมื่อค่า  $L/h \gg 1$  และ  $\epsilon_r \gg 1$  สนามไฟฟ้าจะรวมกันอยู่ภายในวัสดุฉนวนรองมากขึ้น การแผ่กระจายของสนามในลักษณะนี้จะทำให้ขนาดทางไฟฟ้าของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปกว้างกว่าขนาดจริงๆของมัน ดังนั้นคลื่นจะเดินทางไปในวัสดุฉนวนรองและบางส่วนเดินทางไปในอากาศ



รูปที่ 2.5 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปและสนามไฟฟ้า

#### ข. ความกว้าง, ความยาวประสิทธิผล และความถี่เรโซแนนซ์

เนื่องจากผลของสนามฟริงกิงจะทำให้ขนาดทางไฟฟ้าของแพ็ทช์จะมีใหญ่กว่าขนาดจริงๆ สำหรับในระนาบสนามไฟฟ้าแสดงดังรูปที่ 2.6 โดยที่ขนาดของแพ็ทช์ด้านขยายนั้นจะยาวออกไปจากค่าเดิมทั้งสองด้าน โดยความยาวแต่ละด้านที่ยาวออกไปให้เป็น  $\Delta L$  ซึ่งจะเป็นฟังก์ชันของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล  $\epsilon_{reff}$  และอัตราส่วนความกว้างต่อความสูง ( $W/h$ ) วิธีที่นิยมในการประมาณค่าความสัมพันธ์ของความยาวที่ขยายออกไปนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (2.11)$$

ดังนั้นความยาวแต่ละด้านของแพทช์จะยาวออกมา  $\Delta L$  และความยาวประสิทธิผลจะมีค่าเป็น

$$L_{\text{eff}} = L + 2\Delta L \quad (2.12)$$

สำหรับโหมดหลัก (dominant mode)  $\text{TM}_{010}$  ความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศจะเป็นฟังก์ชันของแพทช์ โดยปกติจะมีค่าเท่ากับ

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_o}\epsilon_o} = \frac{v_o}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.13)$$

โดยที่  $v_o$  คือความเร็วแสงในสุญญากาศ สมการ (2.13) ไม่ได้คำนึงถึงผลของฟริงกิงด้วย ส่วนสมการ (2.14) เป็นสมการที่แก้ไขปรับปรุงแล้วโดยรวมผลของฟริงกิง ซึ่งทำให้ได้สมการดังนี้

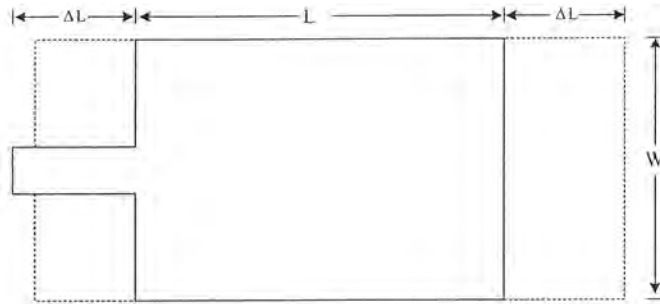
$$\begin{aligned} (f_r)_{010} &= \frac{1}{2L_{\text{eff}}\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}\sqrt{\mu_o}\epsilon_o} = \frac{1}{2(L + 2\Delta L)\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}\sqrt{\mu_o}\epsilon_o} \\ &= q \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_o}\epsilon_o} = q \frac{v_o}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \end{aligned} \quad (2.14)$$

โดยที่

$$q = \frac{(f_{re})_{010}}{(f_r)_{010}}$$

ค่า  $q$  นี้ก็คือค่าที่เรียกว่า fringe factor เมื่อความสูงของวัสดุฐานรองเพิ่มขึ้นสนามฟริงกิงก็จะมากขึ้นตามไปด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ด้านบน



(ข) ด้านข้าง

รูปที่ 2.6 ความยาวประสิทธิผลของสายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

### ก. ค่าความนำ (Conductance)

ร่องการแผ่กระจายแต่ละร่องจะถูกแทนค่าด้วยค่าแอดมิตแดนซ์สมมูล  $Y$  (ซึ่งประกอบด้วยค่าความนำ  $G$  และค่าซัพเซปแดนซ์  $B$ ) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.7 โดยให้เป็นร่อง #1 และร่อง #2 สำหรับค่าแอดมิตแดนซ์สมมูลของร่อง #1 ซึ่งสมมุติให้มีความกว้างเป็นอนันต์และมีค่าสม่ำเสมอ (uniform slot) จะได้ว่า

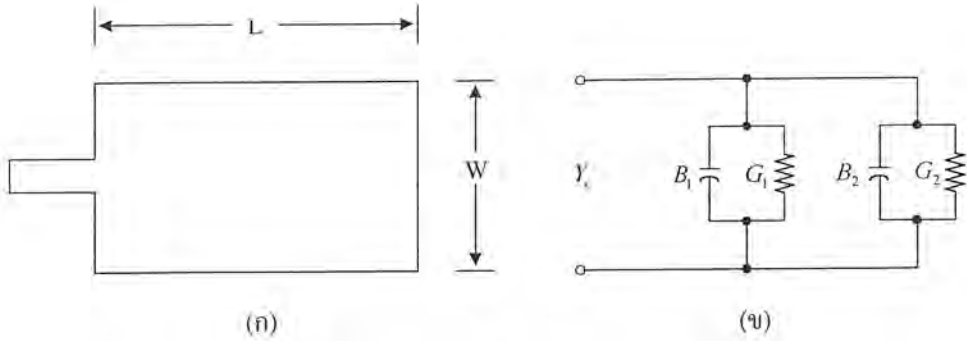
$$Y_1 = G_1 + jB_1 \quad (2.15)$$

เมื่อความกว้างของร่องมีค่าจำกัด  $W$  จะได้ว่า

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_o} \left[ 1 - \frac{1}{24} (k_o h)^2 \right] \quad ; \quad \frac{h}{\lambda_o} < \frac{1}{10} \quad (2.16)$$

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_o} [1 - 0.636 \ln(k_o h)] \quad ; \quad \frac{h}{\lambda_o} < \frac{1}{10} \quad (2.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 สายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและวงจรเทียบเท่า

ดังนั้นร่อง #2 ก็มีค่าเหมือนกับร่อง #1 แอคมิตแดนซ์สมมูลจะมีค่าเป็น

$$Y_2 = Y_1, G_2 = G_1, B_2 = B_1 \tag{2.18}$$

ค่าความนำของร่องเพียงร่องเดียวสามารถหาได้โดยอาศัยแบบจำลองโพรงได้ด้วยซึ่งโดยทั่วไปแล้วค่าความนำถูกนิยามเป็น

$$G_1 = \frac{2P_{rad}}{|V_o|^2} \tag{2.19}$$

เมื่ออาศัยค่าของสนามไฟฟ้า กำลังงานที่แผ่กระจาย (radiated power) สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$P_{rad} = \frac{|V_o|^2}{2\pi\eta_o} \int_0^\pi \left[ \frac{\sin\left(\frac{k_o W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 \sin^3\theta d\theta \tag{2.20}$$

ดังนั้นค่าความนำในสมการ (2.19) สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \tag{2.21}$$

โดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_1 = \int_0^\pi \left[ \frac{\sin\left(\frac{k_o W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 \sin^3\theta d\theta$$

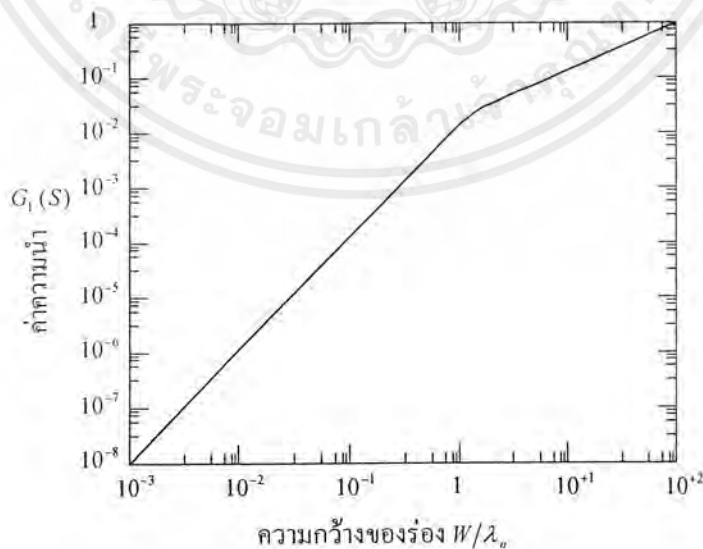
$$= -2 + \cos(X) + X S_i(X) + \frac{\sin(X)}{X} \quad (2.22)$$

$$X = k_o W \quad (2.23)$$

ค่าที่ไม่สมมาตรของสมการ (2.21) และ (2.22) คือ

$$G_1 = \begin{cases} \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda_o}\right)^2 & (W \ll \lambda_o) \\ \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda_o}\right) & (W \gg \lambda_o) \end{cases} \quad (2.24)$$

ค่าของสมการ (2.24) สำหรับ  $W \gg \lambda_o$  เป็นค่าในอุดมคติซึ่งกำหนดโดยสมการ (2.16) เมื่อ  $h \ll \lambda_o$  กราฟของค่า  $G$  ซึ่งเป็นฟังก์ชันของ  $W/\lambda_o$  แสดงในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 ค่าความนำของร่องซึ่งเป็นฟังก์ชันของความกว้างของร่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ง. ความต้านทานอินพุตที่จุดเรโซแนนซ์ (Resonant Input Resistance)

ค่าแอดมิตแตนซ์ทั้งหมดที่ร็อง #1 (อินพุตแอดมิตแตนซ์) หาได้โดยการแปลงค่าแอดมิตแตนซ์ของร็อง #2 จากจุดต่อเอาต์พุตไปยังจุดต่ออินพุต โดยใช้สมการการแปลงแอดมิตแตนซ์ของสายส่งสัญญาณ ซึ่งในอุดมคติร็องทั้ง 2 จะห่างกันประมาณ  $\lambda/2$  เมื่อ  $\lambda$  เป็นค่าความยาวคลื่นในไดอิเล็กตริก (วัสดุฐานรอง) แต่เพราะผลของฟริงกิงจะทำให้ความยาวทางไฟฟ้าของแพ็ทช์จะยาวกว่าความยาวจริงของแพ็ทช์ ดังนั้นร็องทั้งสองจะวางอยู่ห่างกันน้อยกว่า  $\lambda/2$  ซึ่งการลดลงของความยาวนี้หาได้โดยอาศัยสมการ 2.11 (ปกติ  $0.48\lambda < L < 0.49\lambda$ ) การแปลงแอดมิตแตนซ์ของร็อง #2 จะได้

$$\tilde{Y}_2 = \tilde{G}_2 + j\tilde{B}_2 = G_1 - jB_1 \quad (2.25)$$

หรือ

$$\tilde{G}_2 = G_1 \quad (2.26)$$

$$\tilde{B}_2 = -B_1 \quad (2.27)$$

ดังนั้นอินพุตแอดมิตแตนซ์รวมที่จุดเรโซแนนซ์จะเป็นค่าจำนวนจริงซึ่งเท่ากับ

$$Y_m = Y_1 + \tilde{Y}_2 = 2G_1 \quad (2.28)$$

ดังนั้นอินพุตแอดมิตแตนซ์รวมจะมีค่าเป็นจำนวนจริงและอินพุตอิมพีแดนซ์ที่จุดเรโซแนนซ์จะเป็นจำนวนจริงด้วยคือ

$$Z_m = \frac{1}{Y_m} = R_m = \frac{1}{2G_1} \quad (2.29)$$

ความต้านทานอินพุตที่จุดเรโซแนนซ์ในสมการ (2.29) นั้น ไม่ได้คำนึงถึงผลของมิตชวลคัปปลิงระหว่างร็องทั้ง 2 ซึ่งเมื่อรวมผลของมิตชวลคัปปลิงแล้วจะเขียนสมการ (2.29) ใหม่เป็น

$$R_m = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad (2.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่เครื่องหมาย (+) แสดงว่าเป็นโหนดคู่ และเครื่องหมาย (-) แสดงว่าเป็นโหนดคี่  
ค่ามีลชวลของค่าความนำถุณนิยามให้อยู่ในเทอมของสนามระยะไกล (far-zone fields) ดังนี้

$$G_{12} = \frac{1}{|V_0|^2} \text{Re} \iint_s E_1 \times H_2^* ds \quad (2.31)$$

โดยที่  $E_1$  เป็นสนามไฟฟ้าที่แผ่กระจายโดยร่อง #1 ส่วน  $H_2$  เป็นสนามแม่เหล็กที่แผ่กระจายโดยร่อง #2,  $V_0$  เป็นแรงดันคร่อมระหว่างร่อง และการอินทิกรัลจะเป็นการอินทิกรัลทรงกลมที่มีรัศมีใหญ่มากโดยค่า  $G_{12}$  นี้สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[ \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin\theta) \sin^3\theta d\theta \quad (2.32)$$

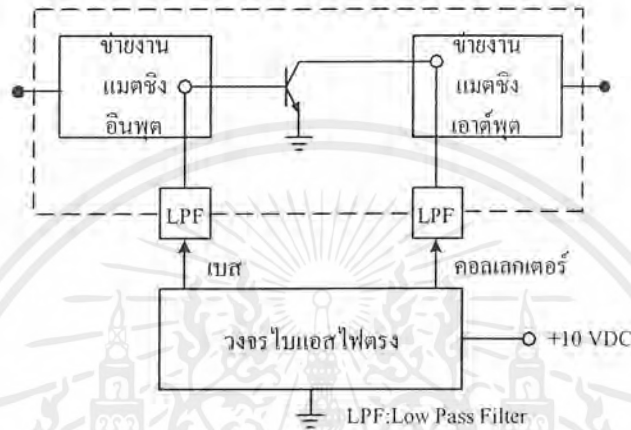
โดยที่  $J_0$  เป็นเบสเซลฟังก์ชันประเภทที่หนึ่งอันดับที่ศูนย์ (first kind of order zero) โดยปกติแล้วสำหรับสายอากาศไมโครสตริปลค่ามีลชวลของค่าความนำสามารถหาได้โดยใช้สมการ (2.32) ซึ่งมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับค่าความนำของตัวร่อง  $G_1$  ของสมการ (2.16) หรือสมการ (2.19)

จากสมการ(2.16) และสมการ(2.30) จะเห็นว่าความต้านทานอินพุตจะไม่ขึ้นอยู่กับความสูง (h) ของวัสดุฐานรอง ซึ่งในความเป็นจริงแล้วค่า h นี้จะมีค่าน้อยมาก ดังนั้น  $k_0 h \ll 1$  ความต้านทานอินพุตจึงไม่ขึ้นอยู่กัค่า h ซึ่งค่าความต้านทานอินพุตสามารถทำให้ลดลงได้โดยการเพิ่มความกว้าง W ของแพทช์ โดยอัตราส่วน W/L ต้องมีค่าไม่เกิน 2 เนื่องจากประสิทธิภาพของช่องเปิดของแพทช์เดียวจะเริ่มลดลงเมื่อค่า W/L นี้มากกว่า 2

#### 2.1.4 การแมตซ์อิมพีแดนซ์ในวงจรไมโครสตริปโดยใช้สตัป

ในวงจรไมโครเวฟที่เชื่อมโยงด้วยไมโครสตริปนั้นเนื่องจากชิ้นส่วนวงจรมีหลายแบบด้วยกันเช่นทรานซิสเตอร์และเฟดที่ใช้ในการขยายกำลังเป็นต้น ชิ้นส่วนเหล่านี้มักจะไม่สามารถแมตซ์ได้โดยตรงกับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของไมโครสตริปซึ่งมีค่าเป็น  $50 \Omega$  ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีวงจรแมตซ์มาช่วย วงจรขยายที่ใช้ทรานซิสเตอร์นั้นโดยทั่วไปจะมีส่วนประกอบตามรูปที่ 2.9 กล่าวคือมีวงจรไบแอส วงจรแมตซ์ทางด้านอินพุต และวงจรแมตซ์ทางด้านเอาต์พุต วงจรไบแอสไฟกระแสตรงที่ส่งเข้าไปไบแอสจะต้องผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อป้องกันไม่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้ความถี่สูงผ่านเข้าไปเป็นสัญญาณรบกวนและป้องกันไม่ให้เกิดการป้อนกลับผ่านแหล่งจ่ายไฟได้ วงจรรองความถี่ต่ำผ่านนี้มักจะใช้ฟีดท루คาปาซิเตอร์ (feed-through capacitor) เป็นส่วนใหญ่ หรือ บางครั้งอาจใช้ชิ้นส่วนอินดักแตนซ์แบบลัมปีหรือใช้ทั้งสองอย่างร่วมกัน



รูปที่ 2.9 ส่วนประกอบของวงจรขยายกำลังที่ใช้ทรานซิสเตอร์

เนื่องจากอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดสัญญาณที่เข้ากับอิมพีแดนซ์ของโหลดที่ขาออกมักจะมีค่า 50 Ω ดังนั้นการแมตซ์อิมพีแดนซ์ของวงจรแมตซิงทางด้านอินพุตและทางด้านเอาต์พุตนั้นก็จะเป็นการแมตซ์ให้เข้ากับอิมพีแดนซ์ 50 Ω ในย่านความถี่ที่สูงมากๆนี้โดยทั่วไปคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์มักจะแสดงในรูปของ S พารามิเตอร์มากกว่า Y พารามิเตอร์ ทั้งนี้เพราะการวัด S พารามิเตอร์จะทำได้ง่ายกว่าและมีความน่าเชื่อถือได้สูงกว่า จากค่า S พารามิเตอร์ที่กำหนดมาให้จะสามารถนำไปคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับที่ขั้วอินพุตของทรานซิสเตอร์ได้ ซึ่งก็หมายถึงจะสามารถนำข้อมูลนี้ไปออกแบบวงจรแมตซิงทางด้านอินพุตได้ ในทำนองเดียวกันจาก S พารามิเตอร์ชุดเดียวกันนี้พร้อมกับสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับที่ขั้วอินพุตจะสามารถคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับที่ขั้วเอาต์พุตได้ อันที่จริงแล้วเวลาทำการวัดเพื่อหาค่า S พารามิเตอร์นั้นส่วนใหญ่ก็จะวัดค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับที่ขั้วอินพุตได้พร้อมกันไป ซึ่งก็จะสามารถใช้เป็นข้อมูลในการออกแบบวงจรแมตซิงต่อไปได้สะดวกยิ่งขึ้น

ต่อไปจะแสดงตัวอย่างการออกแบบวงจรแมตซิงทางด้านอินพุตและทางด้านเอาต์พุตในกรณีที่สามารถคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนที่ขั้วอินพุตและที่ขั้วเอาต์พุตได้เรียบร้อยแล้ว ยกตัวอย่างเช่น ถ้าให้  $\Gamma_s$  และ  $\Gamma_L$  เป็นค่าสัมประสิทธิ์ที่ขั้วอินพุตและที่ขั้วเอาต์พุตตามลำดับ เมื่อมองจากโหลด 50 Ω เข้าหาทรานซิสเตอร์

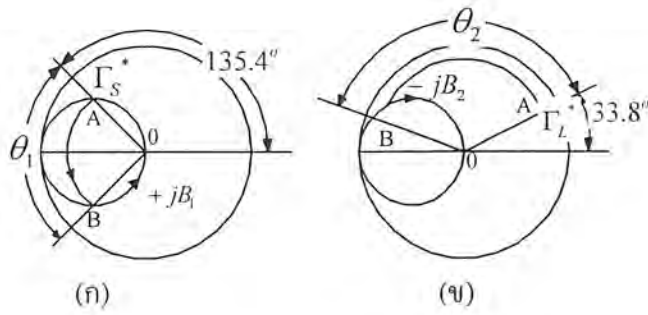
การแมตซ์อิมพีแดนซ์ทางขั้วอินพุตก็คือการแปลงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดคลื่นซึ่งส่วนใหญ่จะเป็น  $50 \Omega$  ให้มีค่าเป็นค่าคอนจูเกตของอินพุตอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์หรือถ้าพิจารณาในรูปของสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนแล้วก็จะต้องแปลงอิมพีแดนซ์ให้มีค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนตรงตำแหน่งอินพุตของทรานซิสเตอร์เป็น  $\Gamma_S^*$  ซึ่งจะทำให้ไม่มีคลื่นสะท้อนกลับมาถึงแหล่งกำเนิดคลื่น ในทำนองเดียวกันการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ขั้วเอาต์พุตก็เท่ากับเป็นการแปลงอิมพีแดนซ์ของโหลดซึ่งมีค่าเป็น  $50 \Omega$  ให้มีค่าเป็นค่าคอนจูเกตของค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์หรือถ้าพิจารณาในรูปของสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนจะเป็น  $\Gamma_L^*$  ที่ขั้วเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์ เพื่อให้เห็นภาพที่ชัดเจนขึ้นจะยกตัวอย่างตัวเลขจริงโดยให้  $\Gamma_S = 0.730 \angle -135.4^\circ$  และ  $\Gamma_L = 0.951 \angle -33.8^\circ$  ซึ่งทำให้  $\Gamma_S^* = 0.730 \angle 135.4^\circ$  และ  $\Gamma_L^* = 0.951 \angle 33.8^\circ$  การแมตช์อิมพีแดนซ์โดยใช้สลับขั้วของไมโครสตริปนั้นจะทำได้โดยอาศัยสมิทชาร์ตดังรายละเอียดต่อไปนี้

พิจารณาทางด้านอินพุต คือนำค่า  $\Gamma_S^*$  พล็อตลงไปบนสมิทชาร์ตที่แสดงค่าแอดมิตแดนซ์ จากนั้นหาเส้นทางที่จะเดินจากจุด  $\bar{Y} = 1 + j0$  ไปยังจุด  $\Gamma_S^*$  เนื่องจากในกรณีนี้เราต้องการแมตช์อิมพีแดนซ์โดยใช้ไมโครสตริป  $50 \Omega$  และสลับขั้วไมโครสตริป  $50 \Omega$  กล่าวคือถ้าให้จุด  $\Gamma_S^*$  เป็นจุด A ดังรูปที่ 2.10(ก) ทางวงเวียนรัศมี OA แล้วลากเส้นโค้งมาตัดวงกลมที่มีค่าคอนดักแตนซ์  $\bar{G} = 1$  และให้เป็นจุด B วงจรแมตช์จึงจะเป็นดังนี้คือตรงตำแหน่งที่ตรงกับอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดสัญญาณก็จะต่อด้วยสลับขั้วไมโครสตริปที่มีค่าชัศเชิงแดนซ์ที่นอร์มัลไลซ์ไว้เท่ากับ  $j\bar{B}_1$  ดังในรูปที่ 2.11 จากนั้นก็เดินไมโครสตริปเข้าหาขั้วเบสของทรานซิสเตอร์โดยให้มีความยาวคิดเป็นมุมเชิงไฟฟ้าเท่ากับ  $(\theta_1/2)^\circ$

การแมตช์อิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์นั้นก็จะได้ในทำนองเดียวกัน กล่าวคือเมื่อพล็อตค่า  $\Gamma_L^*$  ลงบนแอดมิตแดนซ์สมิทชาร์ตดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.10(ข) ทางวงเวียนรัศมี OA แล้วเขียนเส้นโค้งมาตัดวงกลมที่ค่า  $\bar{G} = 1$  ที่ตำแหน่ง B ก็จะได้ผลว่าตรงตำแหน่งโหลด  $50 \Omega$  ปลายทางนั้นต้องต่อสลับขั้วที่มีค่าชัศเชิงแดนซ์ที่นอร์มัลไลซ์ไว้แล้วเป็น  $-j\bar{B}_2$  และต้องเดินสายไมโครสตริปเข้าที่ขั้วคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ โดยให้มีความยาวคิดเป็นมุมเชิงไฟฟ้าเท่ากับ  $(\theta_2/2)^\circ$  ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.11

จากข้อมูลของ  $\bar{B}_1, \theta_1$  และ  $\bar{B}_2, \theta_2$  ก็จะนำไปออกแบบวงจรไมโครสตริปทางด้านอินพุตและเอาต์พุตต่อไปได้ การกำหนดความยาวแต่ละช่วงนั้นจำเป็นจะต้องรู้ค่า  $\lambda_g$  ซึ่งก็หมายถึงต้องรู้คุณสมบัติของวัสดุฐานรองที่ความถี่ที่ใช้งาน ถ้าให้  $\theta = 2\pi/\lambda_g$  และสลับเป็นแบบปลายสายเปิด วงจร ความยาวของไมโครสตริปแต่ละช่วงในรูปที่ 2.11 จะคำนวณได้ดังนี้ ก่อนอื่นจะพิจารณาทางด้านอินพุตจะได้



รูปที่ 2.10 การใช้แอดมิตแดนซ์สมิทชาร์ตในการแมตซ์อิมพีแดนซ์

$$jB_1 = j \tan \beta l_1$$

$$l_1 = \frac{1}{\beta} \tan^{-1}(\bar{B}_1) \tag{2.33}$$

และ

$$\beta l_2 = \frac{\theta_2}{2}$$

$$l_2 = \frac{\theta_2}{2\beta} \tag{2.34}$$

สำหรับทางด้านเอาต์พุตนั้นจะได้

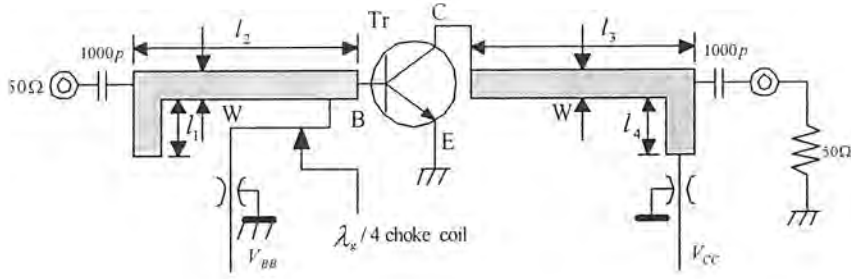
$$l_3 = \frac{\theta_3}{2\beta} \tag{2.35}$$

$$-j\bar{B}_4 = j \tan \beta l_4$$

$$l_4 = \frac{1}{\beta} \tan^{-1}(-\bar{B}_4) \tag{2.36}$$

การแมตซ์อิมพีแดนซ์โดยใช้สลับช่วงเดียวที่กล่าวมานี้มีข้อดีที่สร้างได้ง่ายแต่ก็จะมีข้อจำกัดเรื่องแบนด์วิธ ในกรณีที่ต้องการแบนด์วิธที่กว้างนั้นมักจะจำเป็นต้องใช้สลับหลายช่วง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 วงจรแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ใช้สลับไมโครสตริป 50 Ω

### 2.2 ไมโครสตริปเฟสอาร์เรย์ (Microstrip Phased Array)

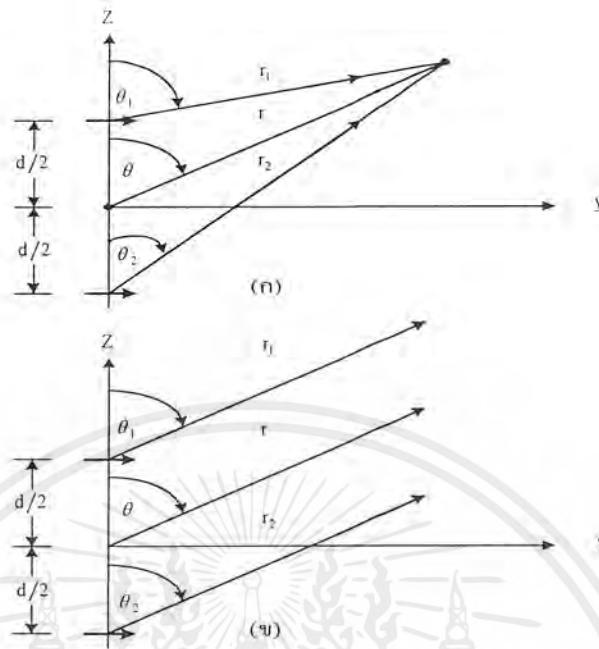
สายอากาศไมโครสตริปนอกจากจะใช้เพียงองค์ประกอบเดี่ยวแล้วยังนิยมใช้เป็นแบบอาร์เรย์อีกด้วยเพื่อทำการสังเคราะห์แบบรูปที่ต้องการ ซึ่งไม่สามารถสังเคราะห์ได้โดยใช้สายอากาศองค์ประกอบเดี่ยว นอกจากนี้อาร์เรย์ยังนำไปใช้ในการสแกนลำคลื่น (beam) ของระบบสายอากาศเพิ่มค่าไดเรกทิวิตี ซึ่งสามารถทำได้ยากเมื่อใช้สายอากาศเพียงองค์ประกอบเดี่ยว โดยในการศึกษาคุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาดองค์ประกอบเดี่ยว มักจะมีแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่ค่อนข้างกว้างและมีอัตราขยายที่ค่อนข้างต่ำ ฉะนั้นเมื่อต้องการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศ จึงต้องนำสายอากาศมากกว่าหนึ่งองค์ประกอบมาจัดวางเรียงกันเป็นแบบอาร์เรย์

โดยในที่นี้เราจะพิจารณาสายอากาศอาร์เรย์ขนาด 2 องค์ประกอบ โดยสมมุติให้สายอากาศไมโครสตริปเป็นไดโพลขนาดจิว 2 ตัว วางตามแนวอนและเรียงตามแกน Z ดังแสดงในรูปที่ 2.12 และสมมุติว่าไม่มีการกัปปลิงระหว่างองค์ประกอบทั้งสอง ดังนั้นสนามที่แผ่กระจายจากสายอากาศจิวทั้งสอง จะเป็นผลรวมของสนามจากสายอากาศทั้งสอง

เมื่อคิดในระนาบ YZ จะได้สนามเป็น

$$\begin{aligned} \vec{E}_1 &= \vec{E}_1 + \vec{E}_2 \\ &= \vec{a}_\theta j\eta \frac{kl_o l}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-j[kr_1 - (\beta/2)]}}{r_1} |\cos\theta_1| + \frac{e^{-j[kr_2 + (\beta/2)]}}{r_2} |\cos\theta_2| \right\} \end{aligned} \quad (2.37)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 สายอากาศอาร์เรย์ 2 องค์ประกอบที่วางตามแนวแกน Z  
(ก) ไดโพลขนาดจิว 2 ตัว (ข) สนามระยะไกล

เมื่อ  $\beta$  เป็นความต่างเฟสของกระแสที่ป้อนให้แก่องค์ประกอบทั้งสอง โดยที่ป้อนให้กระแสมีขนาดเท่ากันและถ้าทำการสังเกตสนามที่ระยะทางไกลๆ (far-field) ดังแสดงในรูปที่ 2.12(ข) จะได้

$$\theta_1 \approx \theta_2 \approx \theta \quad (2.38)$$

สำหรับการแปรผันของเฟส

$$\begin{aligned} r_1 &\approx r - d \cos \frac{\theta}{2} \\ r_2 &\approx r + d \cos \frac{\theta}{2} \end{aligned} \quad (2.39)$$

สำหรับการแปรผันของขนาด

$$r_1 \approx r_2 \approx r \quad (2.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นสมการ (2.37) จะกลายเป็น

$$\begin{aligned}\bar{E}_t &= \bar{a}_\theta j \eta \frac{k I_o l e^{-jkr}}{4\pi r} |\cos\theta| \left[ e^{+j(kd \cos\theta + \beta)/2} + e^{-j(kd \cos\theta + \beta)/2} \right] \\ &= \bar{a}_\theta j \eta \frac{k I_o l e^{-jkr}}{4\pi r} |\cos\theta| 2 \cos \left[ \frac{1}{2} (k d \cos\theta + \beta) \right]\end{aligned}\quad (2.41)$$

จากสมการ(2.41)จะเห็นได้ว่าสนามรวมของอาร์เรย์จะมีค่าเท่ากับสนามขององค์ประกอบเดี่ยวที่วางอยู่ที่จุดกำเนิดคูณด้วยแฟคเตอร์ ซึ่งเรียกว่า อาร์เรย์แฟคเตอร์ (Array Factor (AF)) ดังนั้นอาร์เรย์แฟคเตอร์ของอาร์เรย์ 2 องค์ประกอบที่มีคาบของกระแสที่ป้อนให้แต่ละองค์ประกอบเท่ากัน จะมีค่าดังนี้คือ

$$AF = 2 \cos \left[ \frac{(kd \cos\theta + \beta)}{2} \right] \quad (2.42)$$

ซึ่งเมื่อทำการนอร์มัลไลซ์อาร์เรย์แฟคเตอร์นี้จะมีค่าดังนี้

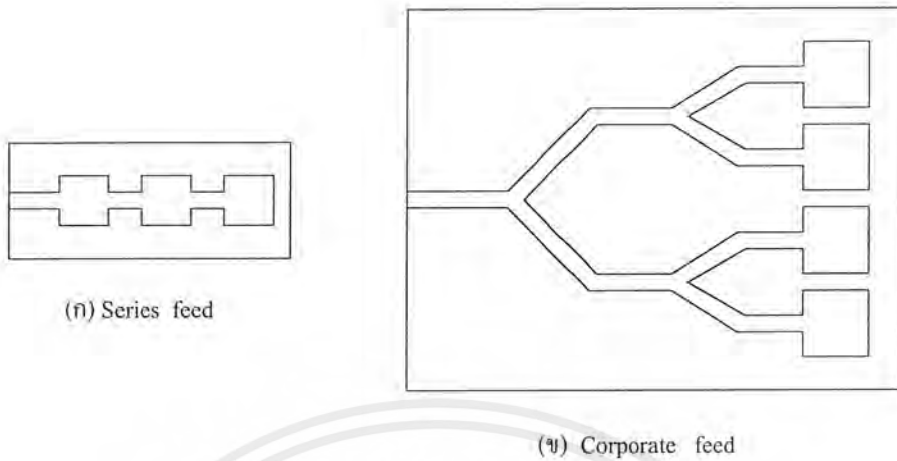
$$(AF)_n = \cos \left[ \frac{(kd \cos\theta + \beta)}{2} \right] \quad (2.43)$$

จะเห็นได้ว่าอาร์เรย์แฟคเตอร์เป็นฟังก์ชันของรูปทรงของอาร์เรย์และเฟสของการป้อนกระแสให้กับแต่ละองค์ประกอบของอาร์เรย์ ซึ่งจะได้ว่าสนามรวมได้มาจากสนามขององค์ประกอบเดี่ยวที่จุดอ้างอิงซึ่งโดยปกติแล้วมักจะเป็นจุดกำเนิด คูณกับอาร์เรย์แฟคเตอร์ซึ่งตรงตามกฎหลักการคูณแพทเทอริน (Pattern Multiplication)

$$\bar{E}(\text{รวม}) = \bar{E}(\text{องค์ประกอบเดี่ยวที่จุดอ้างอิง}) \times AF \quad (2.44)$$

องค์ประกอบนี้สามารถถูกป้อนได้โดยการป้อนเพียงเส้นเดียว (single line) แสดงดังรูป 2.13(ก) หรือการป้อนหลายเส้น (multiple line) แสดงดังรูป 2.13(ข) การป้อนเพียงเส้นเดียวจะเรียกว่า โครงข่ายการป้อนแบบอนุกรม (series-feed network) ส่วนการป้อนหลายเส้นจะเรียกว่า โครงข่ายการป้อนร่วม (corporate-feed network)

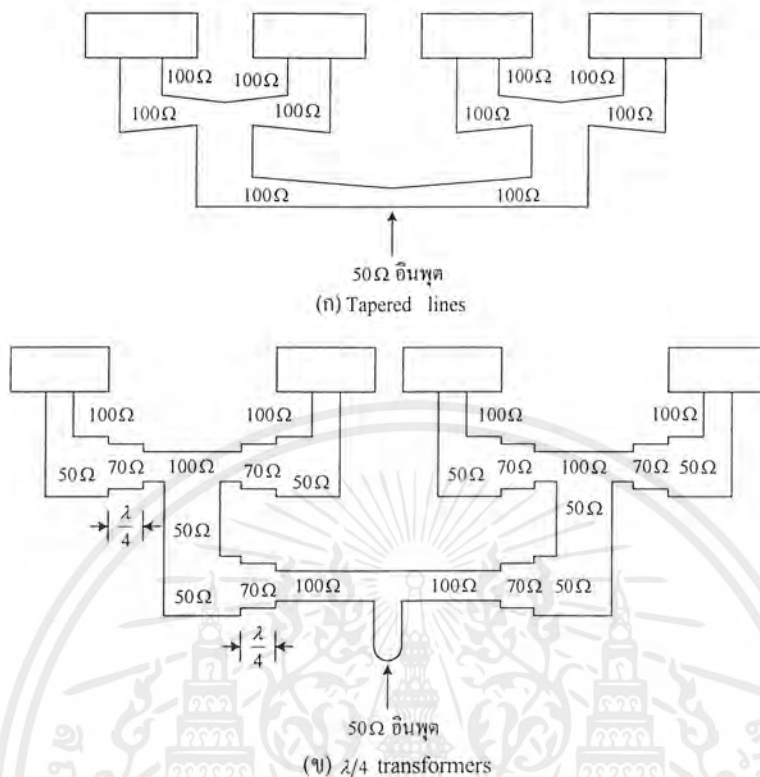
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 การป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริปแบบอาร์เรย์

โครงข่ายการป้อนร่วมจะใช้ในการแบ่งกำลังงานเป็น 2" วิธีการนี้ทำได้โดยใช้ taper line ในการแมตช์แผ่นองค์ประกอบ  $100\ \Omega$  จากอินพุต  $50\ \Omega$  หรือจะใช้ตัวแปลงอิมพีแดนซ์แบบหนึ่ง ส่วนสี่ความยาวคลื่นดังแสดงในรูปที่ 2.14(ข) อาร์เรย์ที่ป้อนแบบอนุกรมสามารถสร้างขึ้นได้สะดวก เมื่อใช้กระบวนการทางภาพ (photolithography) กับองค์ประกอบที่แผ่กระจายและโครงข่ายการป้อน อย่างไรก็ตามเทคนิคนี้จะถูกจำกัดเมื่อใช้กับอาร์เรย์ที่มีลำคลื่นเจาะจงหรืออาร์เรย์ที่ถูกสแกนโดย ความถี่ต่างๆ แต่วิธีการนี้สามารถประยุกต์ใช้กับอาร์เรย์เชิงเส้นและอาร์เรย์แบบระนาบที่มีโพลาริเซชันเดียว หรือ 2 โพลาริเซชัน เมื่อองค์ประกอบหรือสายที่ป้อนใดๆมีการเปลี่ยนแปลงไปจะมีผลกระทบต่อองค์ประกอบหรือสายที่ป้อนอื่นๆด้วย ดังนั้นในการออกแบบจะต้องมีการคำนึงถึงสิ่งนี้ และผลที่เกิดขึ้นอื่นๆด้วย เช่น มิตทวลคัปปลิงและการสะท้อนกลับภายใน (internal reflection)

การแผ่กระจายจากสายที่ป้อน เมื่อใช้โครงข่ายการป้อนแบบอนุกรมหรือโครงข่ายการป้อนแบบร่วมนั้นจะเป็นปัญหาที่รุนแรง ที่ซึ่งจะมีการจำกัดโพลาริเซชันไขว้และระดับพุกคลื่นด้านข้าง (side lobe) ของอาร์เรย์ ทั้งโพลาริเซชันไขว้และระดับของพุกคลื่นด้านข้างสามารถปรับปรุงได้โดยการแยกโครงข่ายการป้อนจากผิวการแผ่กระจายของอาร์เรย์ซึ่งทำได้โดยใช้การป้อนด้วยโพรบหรือการคัปปลิงผ่านช่องเปิด



รูปที่ 2.14 การแมตช์เฟิร์ช 100Ω เข้ากับสาย 50Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 3 อุปกรณ์เลื่อนเฟส

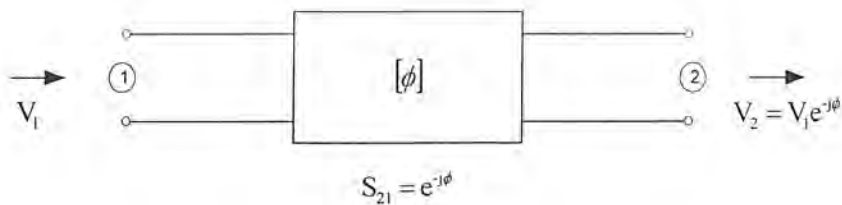
### 3.1 บทนำ

อุปกรณ์เลื่อนเฟส (Phase Shifter) เป็นอุปกรณ์ข่ายงานสองทาง (two - port) ซึ่งมีหน้าที่ในการเปลี่ยนเฟสของสัญญาณ RF ซึ่งโดยพื้นฐานแล้วอุปกรณ์เลื่อนเฟสจะมีอยู่ 2 แบบคือแบบทางกลและแบบอิเล็กทรอนิกส์ซึ่งในยุคแรกๆอุปกรณ์เลื่อนเฟสจะเป็นแบบทางกลทั้งหมด ในปีค.ศ.1940 – 1960 เป็นยุคเริ่มต้นไปสู่การพัฒนาอุปกรณ์เลื่อนเฟสแบบอิเล็กทรอนิกส์ ในปีค.ศ.1957 Reggia และ Spemcer มีรายงานครั้งแรกเกี่ยวกับอุปกรณ์เลื่อนแบบอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้สารเฟอร์ไรต์ (ferrite phase shifter) ซึ่งได้ใช้ในการทำงานของเฟสอเรียย์ ในปีค.ศ.1960 จะปรากฏเห็นอุปกรณ์เลื่อนเฟสสารกึ่งตัวนำไดโอดซึ่งจะนำไปใช้ประโยชน์ในเฟสอเรียย์ โดยทั่วไปสายอากาศเฟสอเรียย์สามารถมีองค์ประกอบในการแผ่กระจาย (radiating element) นับพันองค์ประกอบ และแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศจะถูกต่ออยู่กับอุปกรณ์เลื่อนเฟสแบบอิเล็กทรอนิกส์ อารีย์ที่ได้มาจะเป็นพื้นฐานในการสวิตช์ (switching) หรือการกวาด (scanning) การแผ่กระจายบีมในช่วงเวลาที่สั้น ซึ่งอารีย์ที่สร้างเสร็จสามารถเปลี่ยนแปลงบีมการแผ่กระจายได้หลาย ๆ ฟังก์ชันในระนาบ 3 มิติ

### 3.2 คำจำกัดความพื้นฐาน

#### การใส่แทรกเฟส (Insertion Phase)

การใส่แทรกเฟสของอุปกรณ์เลื่อนเฟสคือ การเกิดการหน่วงเฟสของสัญญาณ RF ระหว่างอินพุตและเอาต์พุต ซึ่งได้อ้างถึงลักษณะทั่วไปของวงจรข่ายงานสองทางที่แสดงในรูปที่ 3.1 เมื่อ  $V_1$  คือสัญญาณอินพุตที่พอร์ต 1 และ  $\phi$  คือการใส่แทรกเฟส ในอุดมคติสมมุติว่าอุปกรณ์เลื่อนเฟสไม่มีการสูญเสีย สัญญาณเอาต์พุตที่พอร์ต 2 จะมีสมการ  $V_2 e^{-j\phi}$



รูปที่ 3.1 ข่ายงานสองทางของอุปกรณ์เลื่อนเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ผลต่างของการเลื่อนเฟส (Differential Phase Shift)

เมื่อค่าของเฟสทั้ง 2 มีความแตกต่างกัน การใส่แทรกเฟสคือ  $\phi_1$  และ  $\phi_2$  ดังนั้นผลต่างของการเลื่อนเฟสจะแสดงได้ดังนี้

$$\Delta\phi = \phi_2 - \phi_1 \quad (3.1)$$

$\Delta\phi$  อาจจะเป็นผลต่างการหน่วงเฟส หรือผลต่างที่มีเฟสนำหน้า ขึ้นอยู่กับเครื่องหมาย

### การทำงานแบบภาวะย้อนกลับ (Reciprocal) กับแบบภาวะไม่ย้อนกลับ (Nonreciprocal)

ในอุดมคติ *reciprocal phase shifter* (RPS) จะให้เฟสที่เพิ่มขึ้นสำหรับในแต่ละทิศทางการแผ่กระจายของสัญญาณ RF สแกตเตอริงเมตริกซ์ (Scattering matrix) ของ RPS แสดงได้ดังนี้

$$[S]_{RPS} = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\phi} \\ e^{-j\phi} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

จะปรากฏเห็นผลต่างของการเลื่อนเฟสได้ สำหรับการแผ่กระจายทั้ง 2 ทิศทาง

*nonreciprocal phase shifter* (NRPS) นั้นจะให้ผลต่างของการใส่แทรกเฟสของคลื่นจร (wave traveling) มีทิศทางที่ตรงกันข้าม สแกตเตอริงเมตริกซ์ของ NRPS แสดงได้ดังนี้

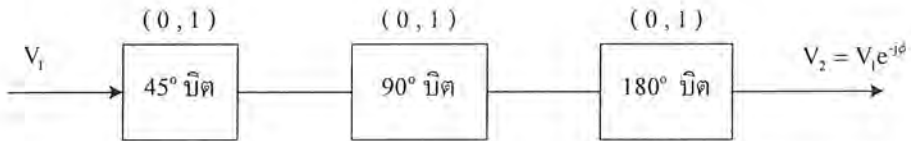
$$[S]_{NRPS} = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\phi_1} \\ e^{-j\phi_2} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

### การเลื่อนเฟสแบบอนาล็อกกับแบบดิจิทัล

อุปกรณ์เลื่อนเฟสแบบอนาล็อกจะให้มีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่องของการเลื่อนเฟส แต่อุปกรณ์เลื่อนเฟสแบบดิจิทัลจะมีการเปลี่ยนแปลงเป็นขั้นที่ไม่ต่อเนื่อง อุปกรณ์เลื่อนเฟสแบบดิจิทัลโดยทั่วไปจะประกอบด้วยการต่อเรียงกัน (cascade) ของบิตเฟสจำนวนหลายบิต ซึ่งการเลื่อนเฟสจะเพิ่มขึ้นเป็นขั้นไบนารี (binary step) ตัวอย่างเช่น ใน n-bit  $360^\circ$  phase shifter ขอบเขตทั้งหมดของ  $0$  ถึง  $360^\circ$  จะควบคุม  $2^n$  ขั้น ขนาดที่เล็กที่สุดของบิตเฟสคือ  $(360/2^n)$  องศา และขนาดที่ใหญ่ที่สุดของบิตเฟสคือ  $180^\circ$  จากตัวอย่างลักษณะของอุปกรณ์เลื่อนเฟส 3 บิต และลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการสวิตช์แสดงในรูปที่ 3.2 โดยการสวิตช์บิตเฟสที่ประกอบรวมกันอย่างเหมาะสม การเลื่อนเฟสจะเพิ่มขึ้นเป็นขั้นๆละ  $45^\circ$  ครอบคลุมขอบเขตของ  $0$  ถึง  $360^\circ$  ได้ 8 ขั้น



สภาวะการสวิตช์	เฟสเอาต์พุต * $\phi$ องศา	ผลต่างของการเลื่อนเฟส $\Delta\phi$ องศา
0 0 0	$\phi_0$	0
1 0 0	$(\phi_0 + 45^\circ)$	$45^\circ$
0 1 0	$(\phi_0 + 90^\circ)$	$90^\circ$
1 1 0	$(\phi_0 + 135^\circ)$	$135^\circ$
0 0 1	$(\phi_0 + 180^\circ)$	$180^\circ$
1 0 1	$(\phi_0 + 225^\circ)$	$225^\circ$
0 1 1	$(\phi_0 + 270^\circ)$	$270^\circ$
1 1 1	$(\phi_0 + 315^\circ)$	$315^\circ$

\* ไม่คิดมุม  $\phi$  ที่เป็นลบ

รูปที่ 3.2 ลักษณะของ 3 บิตเฟสชิฟเตอร์ และการสวิตช์ไบนารี

#### ความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss)

ในทางปฏิบัติอุปกรณ์เลื่อนเฟสจะแสดงถึงการสูญเสียด้วยเสมอ ความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกปกติแล้วจะระบุเป็น dB ดังนี้

$$IL(\text{dB}) = 20 \log_{10} |S_{21}| \quad (3.4)$$

เมื่อ  $S_{21}$  คือสัมประสิทธิ์ของการส่งผ่านจากพอร์ต 1 ไปพอร์ต 2 ความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกสำหรับการแผ่กระจายกลับทิศทางจากพอร์ต 2 ไปพอร์ต 1 จะเปลี่ยนจาก  $S_{21}$  เป็น  $S_{12}$  ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$IL(\text{dB}) = 20\log_{10}|S_{12}| \quad (3.5)$$

### อินพุต VSWR

อินพุต *voltage standing wave ratio* (VSWR) จะกำหนดเป็นสมการคือ

$$VSWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (3.6)$$

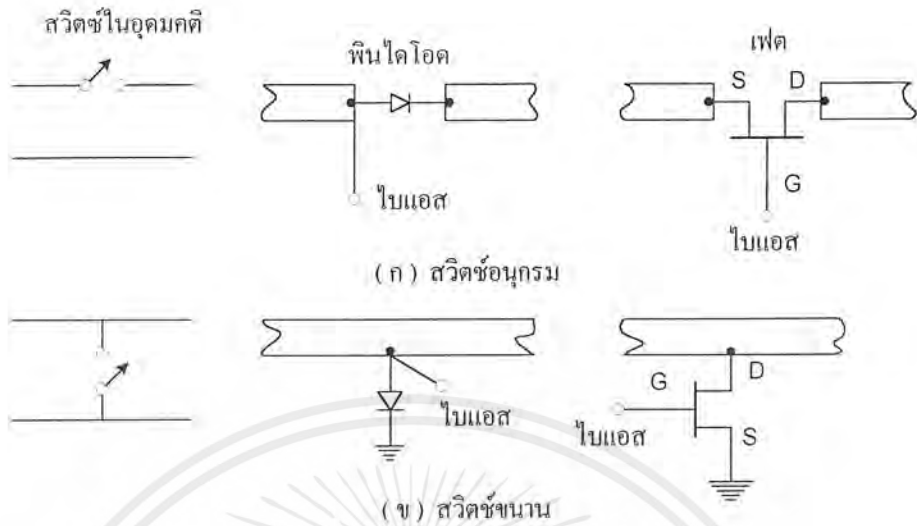
เมื่อ  $|S_{11}|$  คือ ขนาดของสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนที่อินพุต

### 3.3 ชนิดของอุปกรณ์เลื่อนเฟส

อุปกรณ์เลื่อนเฟสสามารถแบ่งกว้างๆ ได้เป็นแบบทางกลและแบบอิเล็กทรอนิกส์ขึ้นอยู่กับว่าการควบคุมเฟสด้วยการปรับทางกลหรือทางอิเล็กทรอนิกส์ และยังสามารถแบ่งตามชนิดของการทำงานได้เป็นแบบอนาล็อกหรือดิจิทัล โดยมีทั้งคุณลักษณะแบบภาวะย้อนกลับและแบบภาวะไม่ย้อนกลับ นอกจากนี้ยังมีการแบ่งตามโครงสร้างของสายส่งที่ใช้ในอุปกรณ์เลื่อนเฟส เช่น ท่อนำคลื่น (waveguide), สายส่งแบบระนาบ (planar transmission line), fin line, ตัวนำคลื่นชนิดไดอิเล็กตริก (dielectric guide) และยังแบ่งตามเทคโนโลยีที่นำมาใช้สร้างเช่น ท่อนำคลื่น, ระนาบไฮบริด (planar hybrid) หรือโมโนลิทิก

โดยอุปกรณ์เลื่อนเฟสแบบสารกึ่งตัวนำจะสร้างมาจากอุปกรณ์ข้อต่อสารกึ่งตัวนำ (semiconductor junction devices) ซึ่งอุปกรณ์เลื่อนเฟสแบบสารกึ่งตัวนำทั้งหมดจะทำงานแบบภาวะย้อนกลับ โดยจะสามารถแบ่งเป็นแบบดิจิทัลหรืออนาล็อกขึ้นอยู่กับอุปกรณ์ที่ใช้เป็นอิเล็กทรอนิกส์สวิตช์ในวงจรเลื่อนเฟส ตัวอย่างอุปกรณ์ที่สามารถเป็นอิเล็กทรอนิกส์สวิตช์ คือ พินไดโอด (PIN - Diode), ซอตต์กีไดโอด (Schottky diode) และเมสเฟต (GaAs FET) ซึ่งใช้เป็นสวิตช์แบบอนุกรมหรือแบบขนาน ดังรูปที่ 3.3 สำหรับการทำงานในแบบอนาล็อกนั้นส่วนมากจะใช้วาเรคเตอร์ไดโอด (varactor diode) และเมสเฟต ส่วนการทำงานในแบบดิจิทัลส่วนมากจะใช้พินไดโอด โดยเมสเฟตจะทำหน้าที่เป็นอิเล็กทรอนิกส์สวิตช์ซึ่งจะสวิตช์ได้โดยการควบคุมแรงดันไบแอส ( $V_{gs}$ ) เมื่อจ่ายแรงดัน  $V_{gs} = 0 \text{ V}$  เมสเฟตจะอยู่ในสถานะ on หรือประมาณว่าปิดวงจร (short circuit) และเมื่อจ่ายแรงดัน  $V_{gs}$  เป็นค่าลบค่าหนึ่งที่เหมาะสมที่จะทำให้เมสเฟต off เช่น  $V_{gs} = -2.6 \text{ V}$  เมสเฟตจะอยู่ในสถานะ off หรือประมาณว่าเปิดวงจร (open circuit)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 แสดงให้เห็นถึงการไบแอสพินไดโอดและเมสเฟตสวิทช์

ดังนั้นการสวิทช์ของเมสเฟต จะทำสัญญาณ RF มีเส้นทางหรือการสวิทช์อย่างเหมาะสม ภายในวงจรที่ได้ออกแบบเบื้องต้นแล้ว โดยทั่วไปวงจรที่ใช้ในการออกแบบมี 4 ชนิดดังนี้คือ

1. สวิทช์ไลน์ (Switched line)
2. ไฮบริดคัปเปิลเลอร์ (Hybrid coupled)
3. โหลดไลน์ (Loaded line)
4. High - pass low - pass

ในวงจรสวิทช์ไลน์ (รูปที่3.4(ก)) จะเลื่อนเฟสได้โดยสวิทช์สัญญาณระหว่างสองความแตกต่างของความยาว  $\ell_0$  และ  $(\ell_0 + \ell)$  ดังนั้นการเลื่อนเฟสจะตรงกันกับ path delay  $\beta\ell$  เมื่อ  $\beta$  คือค่าคงที่ของการแผ่กระจายในตัวกลาง

วงจรเลื่อนเฟสไฮบริดคัปเปิลเลอร์(รูปที่3.4(ข))จะใช้เมสเฟตเบอร์เดียวกัน 2 ตัววางที่ตำแหน่งจุดสะท้อนที่ coupled port ของ 3dB 90° hybrid coupled สัญญาณอินพุตที่พอร์ต 1 จะถูกแบ่งเป็น 2 ส่วนเท่ากัน แต่เฟสจะเป็นเศษหนึ่งส่วนสี่ที่ทั้ง 2 พอร์ต การสะท้อนกลับจากจุดต่อทั้งสองที่เหมือนกัน สัญญาณจะเพิ่มขึ้นที่พอร์ต 2 แต่ไม่เพิ่มขึ้นที่พอร์ต 1 อุปกรณ์เลื่อนเฟสจะเสมือนเป็นการเพิ่มความยาว path โดยการสวิทช์ระหว่างสภาวะทั้งสองของสัญญาณ

วงจรเลื่อนเฟสโหลดไลน์ (รูปที่ 3.4(ค)) จะใช้การควบคุมเมสเฟตสวิทช์คาร์ีแอกแดนซ์วางที่ตำแหน่งประมาณเศษหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่นจากสายส่ง (transmission line) ที่ระยะห่างเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\lambda/4$  ที่แน่นอนจะยกเลิกการสะท้อนเพราะคู่ชั้บเซปแดนซ์ (susceptance) ที่อินพุต โดยที่ขนาดของชั้บเซปแดนซ์มีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ( $Z_0$ ) ของสาย โหลดของสายส่งที่มีคาปาซิแตนซ์ต่อขนานจะเพิ่มความยาวทางไฟฟ้าของสายส่ง ส่วน โหลดที่เป็นอินดักแตนซ์ต่อขนานจะปัดวงจรของสายส่ง ดังนั้นการสวิตช์จากคู่อินดักทีฟกับคูคาปาซิแตนซ์จะเป็นผลให้มีการเพิ่มขึ้นของความยาวทางไฟฟ้าจึงทำให้เกิดผลต่างการเลื่อนเฟสได้

วงจร high - pass low - pass (รูปที่ 3.4(ง)) เป็นชิ้นส่วนลัมปีและเหมาะสมกับงานความถี่ต่ำซึ่งในทางปฏิบัติจะใช้งานที่ย่านความถี่ UHF หลักการทำงานนั้นเหมือนกันกับวงจรโหลดไลน์คาปาซิแตนซ์ที่ต่อขนานและอินดักแตนซ์ที่ต่ออนุกรมในวงจรจะมีผลให้เกิดการเพิ่มขึ้นของความยาวทางไฟฟ้า ส่วนคาปาซิแตนซ์ที่ต่ออนุกรมและอินดักแตนซ์ที่ต่อขนานจะมีผลให้เกิดการลดลงของความยาวทางไฟฟ้า

### 3.4 อุปกรณ์เลื่อนเฟสที่ต้องการ (Phase shifter requirements)

#### สิ่งที่ต้องการโดยทั่วไป

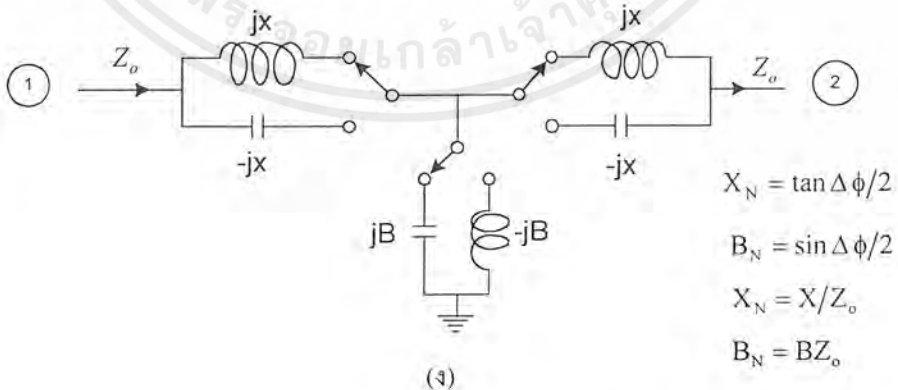
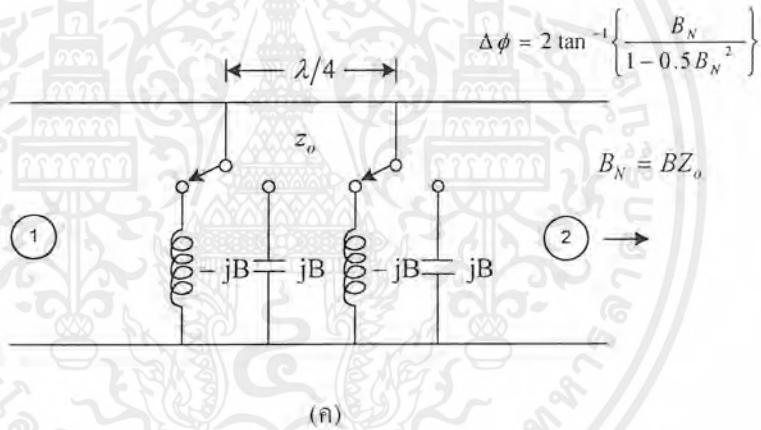
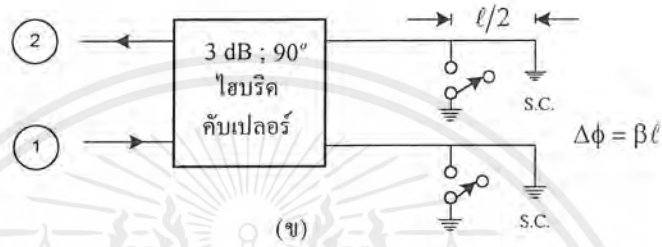
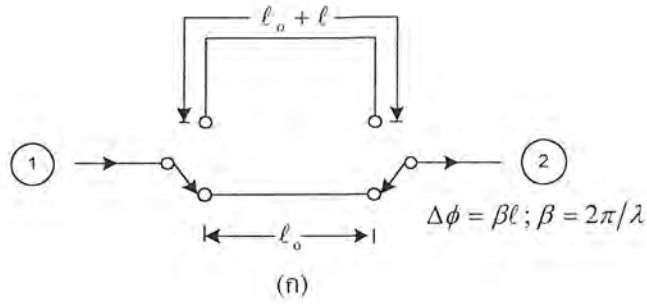
คุณสมบัติทางไฟฟ้า (electrical performance) ของอุปกรณ์เลื่อนเฟส โดยปกติแล้วจะเจาะจงในเทอมของความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss) , แบนด์วิดท์ช่วงการทำงาน (operating bandwidth) , เฟสที่ผิดพลาด (phase error) และกำลังสูงสุดที่ส่งออกไปได้ (power handling capability)

#### สิ่งที่ต้องการสำหรับเรดาร์เฟสอาร์เรย์

สิ่งที่ต้องการของอุปกรณ์เลื่อนเฟสสำหรับเรดาร์เฟสอาร์เรย์จำเป็นต้องพิจารณาเป็นพิเศษเพราะว่าในแต่ละอาร์เรย์จะใช้อุปกรณ์เลื่อนเฟสแบบอิเล็กทรอนิกส์นับพันองค์ประกอบจึงต้องการอุปกรณ์เลื่อนเฟสที่ให้ผลกระทบต่อคุณสมบัติ (performance) และราคาของเรดาร์ที่ต่ำ เราจะระบุถึงพารามิเตอร์ที่สำคัญของอุปกรณ์เลื่อนเฟสแบบอิเล็กทรอนิกส์ที่มีผลกระทบต่อคุณสมบัติของเรดาร์เฟสอาร์เรย์ ดังนี้

#### - ความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion Loss)

ความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกควรจะมีค่าน้อยๆ ในโหมดของการส่ง ความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกในอุปกรณ์เลื่อนเฟสจะเป็นผลให้มีการสูญเสียกำลังการส่ง (transmitter power) และความร้อนของอุปกรณ์เลื่อนเฟสจะกำหนดกำลังในการแผ่กระจาย (power dissipation) ในโหมดของการรับ ความสูญเสียดังกล่าวจะเป็นผลให้ signal-to-noise ratio มีค่าต่ำ



รูปที่ 3.4 ลักษณะรูปแบบวงจรเลื่อนเฟส (ก) สวิตช์ไลน์, (ข) ไฮบริดคัปเปิลอร์, (ค) โหลดไลน์, (ง) high - pass low - pass

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เวลาในการสวิตช์ (Switching Time)

เวลาในการสวิตช์ของอุปกรณ์เลื่อนเฟสเป็นสิ่งที่สำคัญ โดยเฉพาะสภาวะเฟส (Phase state) ควรจะใช้เวลาสั้นเท่าที่จะเป็นไปได้ เวลาในการสวิตช์ในทางปฏิบัติปกติจะอยู่ในช่วง  $1\ \mu\text{s}$  ถึง  $150\ \mu\text{s}$

- ตัวขับและกำลังขับ (Driver and Drive Power)

ลักษณะของวงจรตัวขับจะมีความสำคัญกับอุปกรณ์เลื่อนเฟส ซึ่งตัวขับและกำลังขับโดยทั่วไปแล้วจะต้องคำนึงถึงเข้าด้วยกันเป็นการรวมแพ็คเกจ (integral package) กำลังขับของอุปกรณ์เลื่อนเฟสควรมีค่าน้อย ๆ เท่าที่จะเป็นไปได้ กำลังขับที่มากจะเป็นตัวกำหนดความร้อนที่มากและอาจจะต้องการตัวขับอีกมากด้วย

- บิตการเลื่อนเฟส (Bit Phase Shifting)

อุปกรณ์เลื่อนเฟสแบบดิจิทัลเมื่อเปรียบเทียบกับอุปกรณ์เลื่อนเฟสแบบอนาล็อกแล้ว อุปกรณ์เลื่อนเฟสแบบดิจิทัลจะให้ความเร็วในการทำงานที่มากกว่า และง่ายต่อการติดต่อกับคอมพิวเตอร์ควบคุม จำนวนบิตนั้นถูกจำเป็นในการออกแบบที่ต้องการ ซึ่งจะแสดงถึงจำนวนองค์ประกอบในการแผ่กระจาย ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ และมุมการกวาดที่เพิ่มขึ้น

- การทำงานแบบสภาวะย้อนกลับหรือสภาวะไม่ย้อนกลับ

ทั้งในโหมดของการรับและการส่งของเฟสอาเรย์นั้นจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์เลื่อนเฟสแบบสภาวะย้อนกลับ ซึ่งจะสามารถควบคุมอุปกรณ์เลื่อนเฟสได้ภายหลังจากการผ่านอุปกรณ์ในทั้ง 2 ทิศทาง

- ขนาดและน้ำหนักทางกายภาพ (Physical Size and Weight)

ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบของอาเรย์โดยทั่วไปมีขนาด  $\lambda/2$  ดังนั้นมอดูลของอุปกรณ์เลื่อนเฟส (รวมตัวขับ) ควรจะวางอยู่ในพื้นที่ภาคตัดขวางของ  $\lambda/2 \times \lambda/2$

### 3.5 การประยุกต์ใช้งานของอุปกรณ์เลื่อนเฟส

#### อิเล็กทรอนิกส์สแกนนิ่งในเรดาร์อาเรย์

เป็นการประยุกต์ใช้ที่สำคัญของอุปกรณ์เลื่อนเฟสแบบอิเล็กทรอนิกส์ในเรดาร์ ใช้สำหรับการกวาดการแผ่กระจาย (radiated) บีมในเวลาอันสั้น ในทางปฏิบัติระนาบอาเรย์ (planar array) อาจจะถูกประกอบด้วยองค์ประกอบของสายอากาศ 1,000 ถึง 10,000 องค์ประกอบและในแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศจะต่อกับอุปกรณ์เลื่อนเฟส หรืออุปกรณ์การประวิงเวลา 1 ชุด ขนาดมิติของสายอากาศอะพอร์เจอร์อาเรย์ในเทอมของความยาวคลื่นจะมากและขนาดความกว้างบีม (beamwidth) จะน้อย ส่วนมากอาเรย์วงกลมหรือสี่เหลี่ยมจะให้บีมที่เรียวแหลม (pencil beam) ซึ่งเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อาร์เรย์ที่เหลี่ยมผืนผ้าจะให้บีมที่แผ่กระจายออกเหมือนพัด (fan-shaped beam) อุปกรณ์เลื่อนเฟสจะให้การกวาดบีมทั้งในระนาบ azimuth และ elevation ขึ้นอยู่กับชนิดของอาร์เรย์ อาร์เรย์สามารถถูกออกแบบให้ตรงกันกับลักษณะพื้นผิวเฉพาะ (specific surface) จะสามารถกวาดลำคลื่นครอบคลุมครบ  $360^\circ$  ซึ่งเราจะกล่าวถึงหลักพื้นฐานของการกวาดเฟสและการกวาดการประวิงเวลา (Time – Delay scanning) ดังนี้

#### - การกวาดเฟส (Phase Scanning)

หลักพื้นฐานของการกวาดเฟสสามารถแสดงได้โดยการพิจารณาอาร์เรย์แบบเชิงเส้น (linear array) ซึ่งในแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศจะถูกต่ออยู่กับอุปกรณ์เลื่อนเฟสซึ่งแสดงในรูปที่ 3.5 ถ้าองค์ประกอบทั้งหมดถูกกระตุ้นด้วยเฟสจะเกิดการแผ่กระจายคลื่นโดยหน้าคลื่น (wave front) จะขนานกับเส้นจุดต่อขององค์ประกอบของสายอากาศ เนื่องจากบีมจะชี้ในทิศทางตั้งฉากกับหน้าคลื่นเสมอทำให้การแผ่กระจายบีมในทิศทางตั้งฉากกับแกนอาร์เรย์ (broadside) ในเฟสอาร์เรย์หน้าคลื่นจะถูกปรับได้โดยการควบคุมเฟสของสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าที่อะเพอร์เจอร์ของแต่ละองค์ประกอบในการแผ่กระจาย ในอาร์เรย์แบบเชิงเส้นระยะห่างของแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศจะเท่ากันทำให้สามารถแผ่กระจายบีมให้มุ่งไปข้างหน้าได้โดยการดำเนินการเลื่อนเฟสระหว่างองค์ประกอบให้ต่อเนื่องกัน ถ้า  $\theta_0$  คือมุมสแกนในทิศทางตั้งฉากกับแกนอาร์เรย์ ดังนั้นการหน่วงเฟส (phase delay) ระหว่างส่วนที่อยู่ติดกับสายอากาศอะเพอร์เจอร์ สามารถที่จะคำนวณได้จาก

$$\Delta\psi = \frac{\omega}{v_0} a \sin\theta_0 \quad (3.7)$$

เมื่อ  $a$  คือ ระยะห่างองค์ประกอบของสายอากาศ

$v_0$  คือ ความเร็วในอากาศว่าง (free-space velocity)

$\Delta\psi$  คือ เป็นได้ทั้งแบบอนาล็อกและดิจิทัลขึ้นอยู่กับอุปกรณ์ที่นำมาใช้ในการเลื่อนเฟส

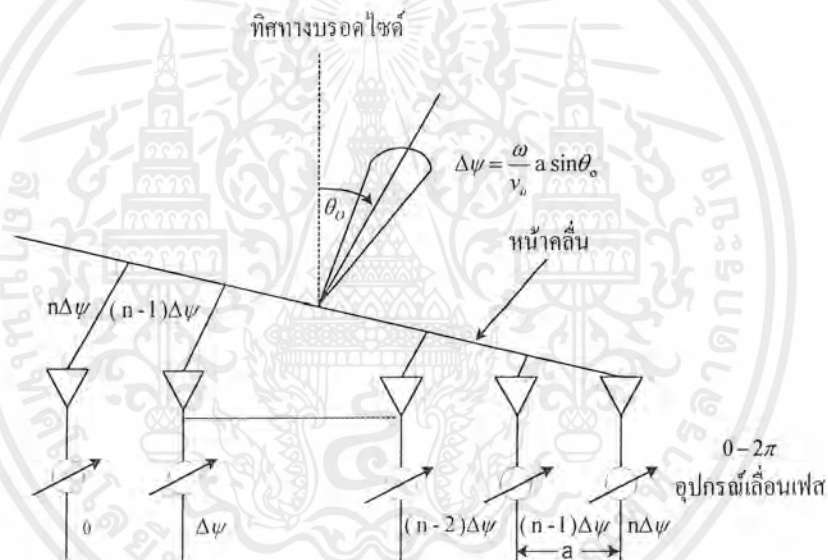
#### - การกวาดการประวิงเวลา (time – delay scanning)

สำหรับการกวาดสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์กว้าง (wide signal bandwidth) การหน่วงเฟส  $\Delta\psi$  ต้องเป็นฟังก์ชันแบบเชิงเส้นกับความถี่ ซึ่งต้องการการกระตุ้นสายอากาศอะเพอร์เจอร์แบบตัวต่อตัว คือแต่ละองค์ประกอบจะมีเวลาที่นำหน้าหรือล่าหลังซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.6 การประวิงเวลาที่เพิ่มขึ้นระหว่างองค์ประกอบอย่างต่อเนื่องกำหนดโดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta T = \frac{a}{v_0} \sin \theta_0 \quad (3.8)$$

มุมสแกน  $\theta_0$  จะขึ้นกับการประวิงเวลาและไม่ขึ้นกับความถี่ การประวิงเวลาสูงสุดจะต้องตรงกันกับการประมาณระยะทางการแผ่กระจายตามขวางของอาเรย์ซึ่งขึ้นกับระดับความยาวคลื่นหลายๆค่า ตัวอย่างเช่นสายอากาศอาเรย์แบบเชิงเส้นซึ่งมีองค์ประกอบจำนวน 51 องค์ประกอบ และมีระยะห่างระหว่างองค์ประกอบเท่ากับ  $25\lambda_0$  เมื่อ  $\lambda_0$  คือความยาวคลื่นในสูญญากาศที่ความถี่ 10 GHz ซึ่งตรงกับการประวิงเวลาคือ 2.5 ns ดังนั้นการเพิ่มขึ้นของการประวิงเวลาจะเป็นลำดับของ 0.05 ns (2.5ns/51)



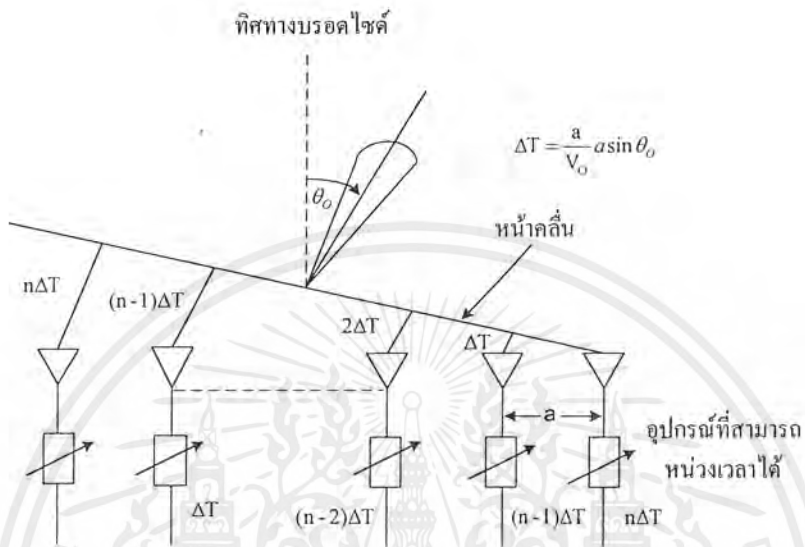
รูปที่ 3.5 ลักษณะโคอะแกรมของอาเรย์เชิงเส้นที่ใช้การกวาดเฟส

#### - การกวาดพร้อมด้วยการประวิงเวลา (Phase-Cum-Time Delay Scanning)

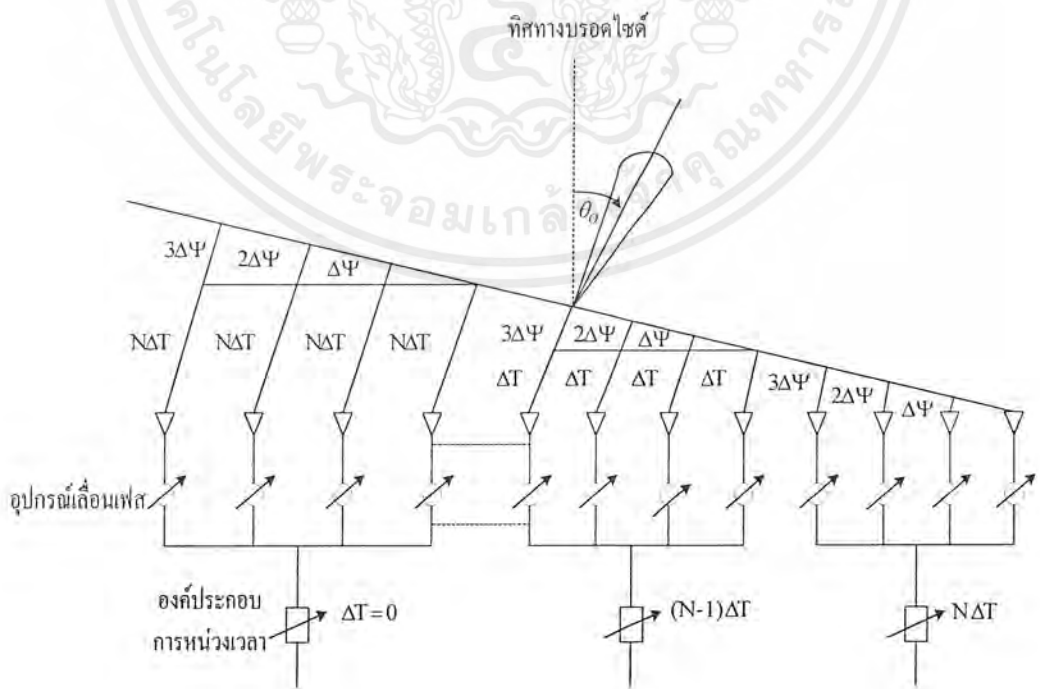
ปัญหาของเฟสที่เฉไป “ plase squinting ” ในบีมแถบกว้าง (broadband beams) และ “ pluse stretching ” ในพัลส์แคบ (narrow pluse) ดังนั้นองค์ประกอบของการประวิงเวลาสามารถเปลี่ยนได้ในอุดมคติสำหรับการกวาดระบบอาเรย์ อย่างไรก็ตามเทคโนโลยีในปัจจุบันจะใช้อุปกรณ์การประวิงเวลาแบบอิเล็กทรอนิกส์ดังเช่นสายประวิง SAW (surface acousti wave) หรือ MSW (magnetostatic wave) สำหรับแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศจะทำให้ระบบอาเรย์มีการสูญเสียและมีราคาแพงเกินไป ในทางเลือกอื่นอุปกรณ์เลื่อนเฟสจะเป็นผลให้มีราคาถูกลงและมีการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สูญเสียที่น้อย ดังนั้นสมรรถนะที่จะรวมอุปกรณ์เลื่อนเฟสและอุปกรณ์การประวิงเวลาเข้าด้วยกันเป็นลักษณะวงจรของอาร์เรย์การกวาดเฟสพร้อมด้วยการประวิงเวลาแสดงในรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.6 ลักษณะโคอะแกรมของอาร์เรย์เชิงเส้นที่ใช้การกวาดการประวิงเวลา



รูปที่ 3.7 ลักษณะของอาร์เรย์เชิงเส้นที่ใช้อุปกรณ์เลื่อนเฟสและการกวาดการประวิงเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.6 อุปกรณ์เลื่อนเฟสที่ใช้เมสเฟต (MESFET Phase Shifters)

#### 3.6.1 บทนำ

GaAs metal semiconductor field-effect transistor (MESFET) เป็นตัวที่ใช้ในการควบคุมการเลื่อนเฟสในอุปกรณ์เลื่อนเฟส เมื่อเปรียบเทียบกับประโยชน์ของเมสเฟตกับพินไดโอดแล้ว จะเห็นได้ว่าเมสเฟตจะมีความเร็วในการสวิตช์ที่เร็วกว่ามาก (ns) ,ใช้แรงดันไฟตรง (D.C) เพียงเล็กน้อย และเข้ากันได้กับวงจรรวมโมโนลิทิก (monolithic integration) เมสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ทำงานด้วยการขับกระแสเพียงเล็กน้อยซึ่งทำให้ใช้วงจรขับ (driver circuit) ที่ง่าย ๆ ส่วนความเร็วในการสวิตช์ของเมสเฟสนั้นในทางปฏิบัติจะถูกจำกัดโดยวงจรขับ เวลาในการสวิตช์นั้นจะน้อยมากประมาณ 1 ns ทั้งยังสามารถใช้เมสเฟตเป็นแอมพลิไฟส์สวิตช์ (Amplifying Switch) ดังนั้นเมสเฟตจึงเป็นอุปกรณ์ที่ให้การขยายมากกว่าให้ความสูญเสีย

#### 3.6.2 การทำงานและวงจรมูลย

เมสเฟตเป็นสารกึ่งตัวนำที่มี 3 ขา โครงสร้างจะประกอบไปด้วยชั้น n-type ซึ่งจะฝังอยู่บน semi-insulating GaAs substrate ขาซอร์ส (source) และขาเดรน (drain) มีโครงสร้างเป็นโลหะผสม ohmic ต่อกับขาเกต (gate) ที่เป็นโลหะชอตต์กี้ (Schottky metal) ดังรูปที่ 3.8(ก) แสดงภาพตัดขวางของเมสเฟต คอนแทคชอตต์กี้จะสร้างชั้นปลอดพาหะ (depletion layer) ได้ขาเกตซึ่งเท่ากับการไบแอสขาเกตเป็นศูนย์ ส่วนการไบแอสลบ (negative bias) บนขาเกตนั้น ชั้นปลอดพาหะจะลุดทะลุดลงไปนชั้น n

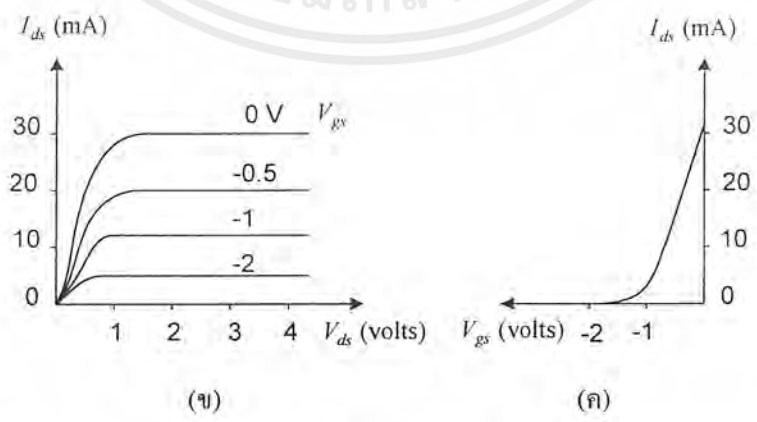
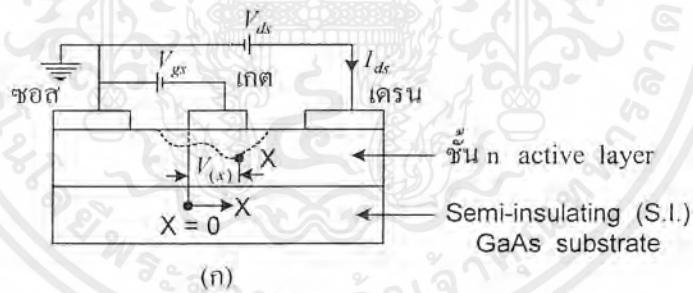
การไบแอสเมสเฟตแสดงในรูปที่ 3.8(ก) ถ้าสมมุติให้แรงดันที่ขาเกตเป็นศูนย์ ( $V_{gs} = 0$ ) และไบแอสแรงดันบวก (positive bias)  $V_{ds}$  ที่ขาเดรนให้เพิ่มขึ้นจากศูนย์ จะทำให้เกิดสนามไฟฟ้าตามยาวใน channel และทำให้เกิดกระแสอิเล็กตรอนไหลผ่าน channel จากขาซอร์สไปสูขาเดรน วงจรมูลยแสดงกระแสไฟตรง  $I_{ds}$  ที่ไหลผ่านชั้นตัวนำ (conducting) ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม  $V_{(x)}$  ตามระนาบของมันเป็นผลให้เกิดศักย์ไฟฟ้าย้อนกลับระหว่างจุด X ในชั้นตัวนำและชอตต์กี้เกต ซึ่งศักย์ไฟฟ้าย้อนกลับนี้จะเป็นตัวเพิ่มขนาดของ X ให้เคลื่อนไปสู่เดรน ประจุนชั้นปลอดพาหะจะมีความหนาไปทางขาเดรนดังภาพประกอบในรูปที่ 3.8(ก) แรงดันเดรน  $V_{ds}$  จะถูกเพิ่มขึ้น ,  $V_{(x)}$  ก็เพิ่มขึ้น ความเร็วในการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนก็จะเพิ่มขึ้น ดังนั้นกระแสเดรน  $I_{ds}$  ก็จึงเพิ่มขึ้นด้วย สำหรับแรงดันเดรนที่มากพอ เมื่อสนามไฟฟ้าใน channel ถึงค่าวิกฤต อิเล็กตรอนจะมีความเร็วสูงสุดที่จำกัด ที่แรงดันเดรนนี้กระแสเดรนจะเริ่มดัน saturate อาจจะสังเกตได้ว่ากระแสที่ saturate นี้จะเกิดขึ้นในอิเล็กตรอนที่เคลื่อนที่ไปสู่ขาเดรนจุดปลายของขาเกต รูปที่ 3.8(ข) แสดงคุณ

ลักษณะเฉพาะโดยทั่วไปของกระแสเดรนกับแรงดันเดรนที่แรงดันเกตค่าต่าง ๆ Slope ของ  $I_{ds} - V_{ds}$  จะแสดงถึงค่าความนำเอาต์พุต (output conductance) ของเมสเฟตโดย

$$g_d = \frac{1}{v_d} = \left. \frac{dI_{ds}}{dV_{ds}} \right|_{V_{gs} \text{ คงที่}} \quad (3.9)$$

ถ้าให้  $V_{ds}$  คงที่และไปแอสแรงดันลบ  $V_{gs}$  ที่ขาเกตให้มากขึ้น ชั้นปลดพาหะจะหนาขึ้น และ  $I_{ds}$  จะลดลงซึ่งแสดงให้เห็นดังรูปที่ 3.8(ค) เมื่อค่า  $V_{gs}$  เป็นลบมากเพียงพอ channel ข้างใต้เกตจะทำให้ประจุพาหะหมดไปและ  $I_{ds}$  จะมีค่าลดลงจนถึงศูนย์ แรงดันย้อนกลับ (reverse voltage) ที่เกิดซึ่งทำให้  $I_{ds} = 0$  นั้นจะเรียกว่า *Pinch-off voltage* slope ของ  $I_{ds} - V_{gs}$  แสดงถึงทรานส์คอนดักแตนซ์ (transconductance) ของอุปกรณ์ ซึ่งหาได้จาก

$$g_m = \left. \frac{dI_{ds}}{dV_{gs}} \right|_{V_{ds} \text{ คงที่}} \quad (3.10)$$



รูปที่ 3.8 คุณลักษณะเฉพาะโดยทั่วไปของเมสเฟต (ก) ภาพตัดขวางของเมสเฟต

(ข) กระแสเดรน  $I_{ds}$  กับแรงดันเดรน  $V_{ds}$  (ค) กระแสเดรน  $I_{ds}$  กับแรงดันเกต  $V_{gs}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรมุมูลย์ที่ความถี่สูงของเมสเฟดแสดงดังรูปที่ 3.9 โดยในวงจรมุมูลย์จะปรากฏทั้งองค์ประกอบอินทรินซิก (intrinsic) และเอกซ์ทรินซิก (extrinsic) หลายอย่างดังนี้

#### องค์ประกอบอินทรินซิก

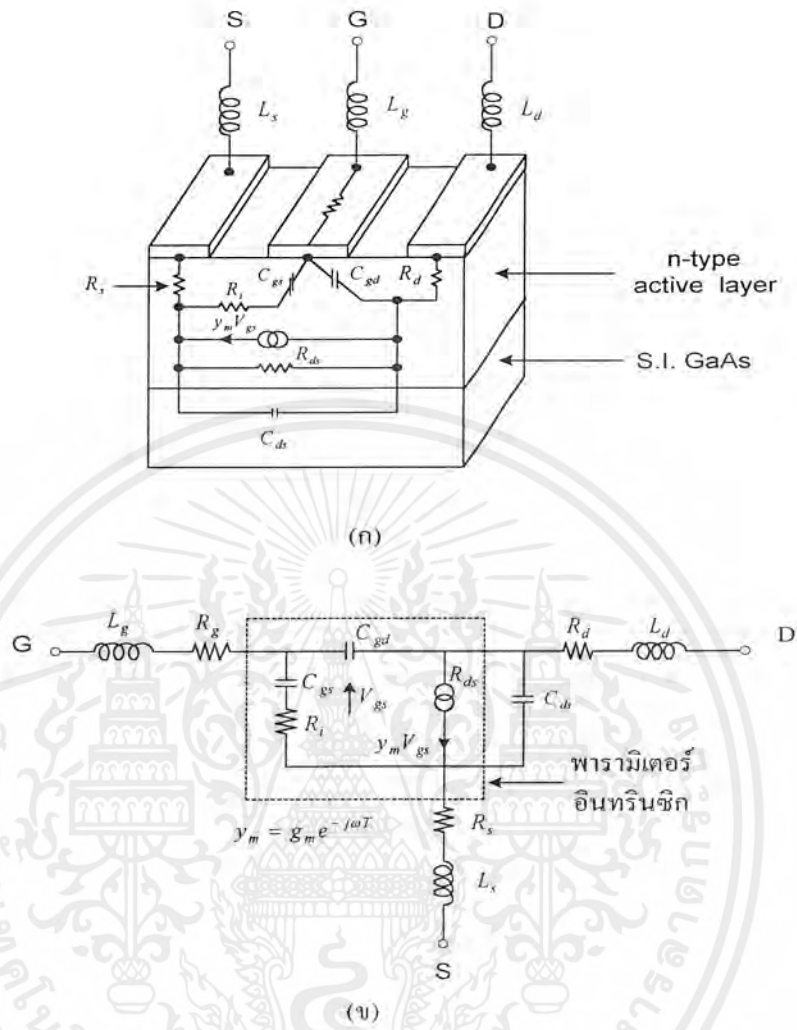
$$\begin{aligned}
 y_m &: \text{ทรานส์แอดมิตแตนซ์} \\
 g_m &: \text{ทรานส์คอนดักแตนซ์} \\
 g_d = \frac{1}{R_{ds}} &: \text{เอาต์พุตคอนดักแตนซ์} \\
 R_t &: \text{ความต้านทานอินพุต} \\
 C_{gs} &: \text{เกต - ซอส คาปาซิแตนซ์} \\
 C_{gd} &: \text{เกต - เดรน คาปาซิแตนซ์} \\
 \pi &: \text{phase delay}
 \end{aligned}$$

#### องค์ประกอบเอกซ์ทรินซิก

$$\begin{aligned}
 R_s &: \text{ความต้านทานซอส - เกต} \\
 R_d &: \text{ความต้านทานเดรน - เกต} \\
 R_g &: \text{ความต้านทานโลหะเกต (gate metallization resistance)} \\
 C_{ds} &: \text{ซอส - เดรน คาปาซิแตนซ์} \\
 L_s, L_g, L_d &: \text{ซอส, เกต, เดรน อินดักแตนซ์}
 \end{aligned}$$

องค์ประกอบต่างๆจะแสดงเป็นลักษณะทางไฟฟ้าโดยเฉพาะของอุปกรณ์ ตัวอย่างเช่น  $(C_{gs} + C_{gd})$  จะแสดงค่าคาปาซิแตนซ์ทั้งหมดของเกต Channel ;  $R_t$  และ  $R_{ds}$  แสดงถึงผลจากค่าความต้านทานของ Channel และ  $i_{ds} = y_m V_{gs}$  จะแสดงแหล่งจ่ายกระแสที่ควบคุมด้วยแรงดัน (voltage-controlled current source) ทรานส์แอดมิตแตนซ์  $y_m$  จะเท่ากับ  $g_m e^{-j\omega\tau}$  เมื่อ  $g_m$  คือ ทรานส์คอนดักแตนซ์ (ไม่ขึ้นกับความถี่) และ  $\tau$  คือเฟสที่หน่วงไปเนื่องจากพาหะผ่านเข้าไปใน Channel (ในขอบเขตสนามสูง) อาจจะได้ว่าพารามิเตอร์อินทรินซิกจะขึ้นอยู่กับสภาวะของการไบแอส องค์ประกอบเอกซ์ทรินซิก (parasitic) คือ คาปาซิแตนซ์ของวัสดุฐานรอง  $C_{ds}$  ความต้านทานของซอส, เกต, เดรน นั้นจะแทนด้วย  $R_s, R_g$  และ  $R_d$  อินดักแตนซ์ของซอส, เกต, เดรน จะแทนด้วย  $L_s, L_g$ , และ  $L_d$  ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 (ก) โครงสร้างของเมสเฟตซึ่งแสดงเป็นพารามิเตอร์ทางไฟฟ้า  
 (ข) วงจรสมมูลย์ของเมสเฟต

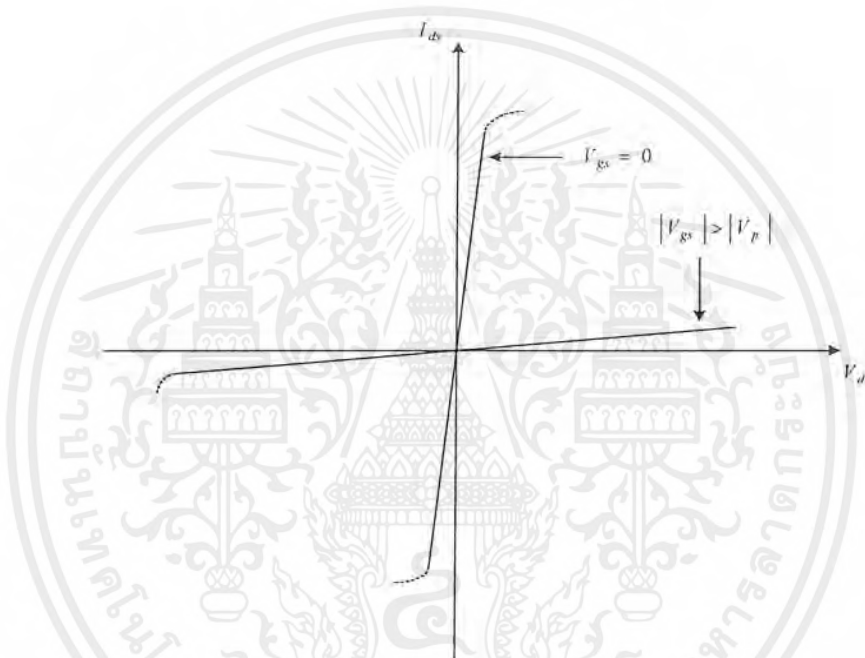
### 3.6.3 เมสเฟตที่ใช้เป็นสวิตช์แบบพาสซีฟ

เมสเฟตจะทำงานเป็นสวิตช์ด้วยการควบคุมแรงดันเกต ในการทำงานในโหมดพาสซีฟ ( $I_{ds} \approx 0$ ), สวิตช์จะมีอิมพีแดนซ์ต่ำหรือสถานะที่ทำงาน (on - state) เมื่อ  $V_{gs} = 0$  และเมสเฟตจะมีอิมพีแดนซ์สูงหรือสถานะที่ไม่ทำงาน (off - state) เมื่อไบแอสแรงดันลบที่มากกว่าแรงดัน pinch - off ( $|V_{gs}| > |V_p|$ ) รูปที่ 3.10 แสดงช่วงการทำงานทั้งสองของเมสเฟตสวิตช์ ดังนั้นในทางปฏิบัติจะไม่มีการแสดงทรานซิสเตอร์ในทั้งสองสถานะของการสวิตช์ ทำให้ไม่ต้องคำนึงถึงการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สูญเสียพลังงาน (power consumption) กำลังขับที่ต้องการในการอัดประจุหรือคายประจุอินพุตเกิด คาปาซิแตนซ์ระหว่างการสวิตช์ทั้งสองสภาวะมีค่าน้อยมากจนไม่คำนึงถึง

วงจรมุมมูลย์ของเมสเฟตสำหรับสภาวะการสวิตช์ทั้งสองคือเมื่อเมสเฟตทำงานและไม่ทำงาน แสดงในรูปที่ 3.11 ขาซอสมีศักย์ไฟฟ้าเป็นกราวด์และขาเดรนนั้นลอยขायอยู่ (ไม่มีศักย์ไฟฟ้าที่ขาเดรน) วงจรมุมมูลย์ที่แสดงนั้นจะไม่ได้แสดงถึงค่าอินดักแตนซ์และค่าความต้านทาน โลหะเกต



รูปที่ 3.10 ช่วงการทำงานของเมสเฟตสวิตช์

ในสภาวะที่เมสเฟตทำงาน (on-state) นั้น  $V_{gs} = 0$  ความหนาของชั้นปลอดพาหะที่อยู่ใต้ ขาเกตจะมีค่าน้อยเนื่องจากขาเดรนลอยอยู่ ค่าคาปาซิแตนซ์เกต-ซอสและเกต-เดรน ( $C_{gs}$  และ  $C_{gd}$ ) จะมีค่าที่ไม่เท่ากัน อย่างไรก็ตามค่าคาปาซิแตนซ์เหล่านี้จะมีค่าที่น้อยมากๆ และสามารถที่จะไม่ คำนึงถึงได้ เป็นผลให้วงจรมุมมูลย์ลดน้อยลง เหลือเพียงค่าความต้านทานระหว่างซอสและเดรน (รูปที่ 3.11(ก)) ซึ่งกำหนดโดย

$$R_{on} = R_c + R_s + R_d \quad (3.11)$$

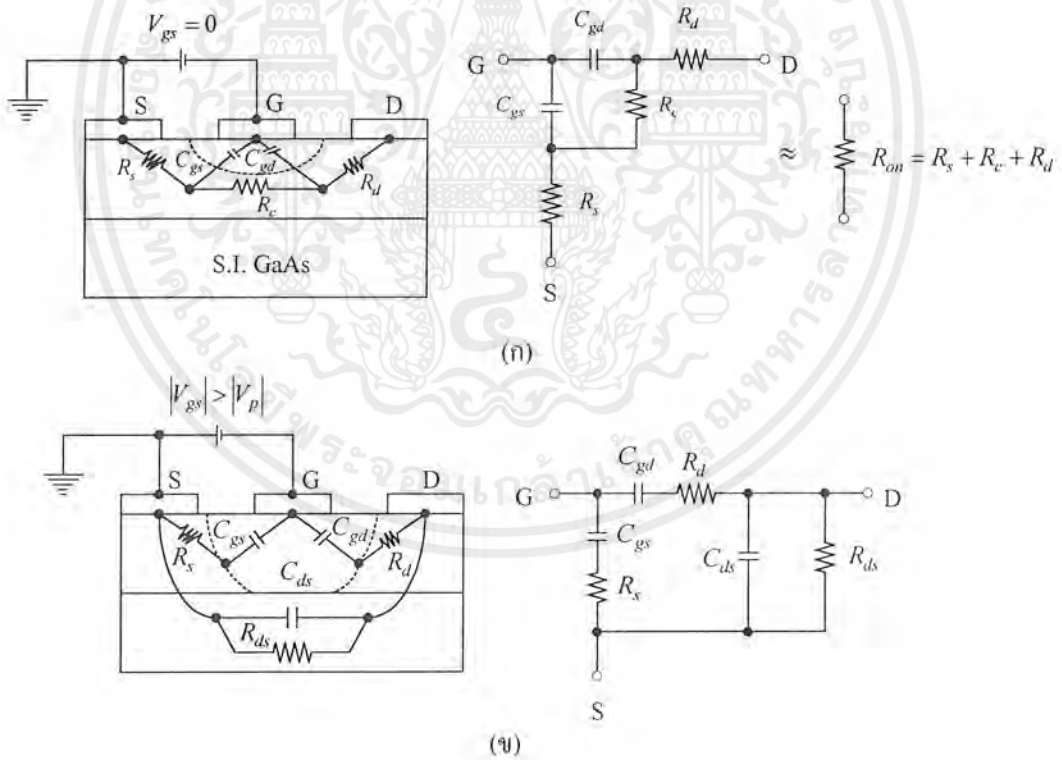
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง  $R_c$  คือค่าความต้านทานของ Channel ข้างใต้ขาคัดและ  $R_s$  และ  $R_d$  คือส่วนที่เหลือของ Channel ทั้งสองด้านของช่องเกต ค่าของ  $R_{on}$  โดยปกติอยู่ในช่วง  $2\Omega$  ถึง  $3\Omega$

เมื่อมีการไบแอสแรงดันลบที่ขาคัดตั้งเป็น  $|V_{gs}| > |V_p|$  Channel แทนจะไม่มีเหลือประจุพาหะเลยอย่างสมบูรณ์ เฟตนั้นสามารถถูกจำลองในเทอมของวงจรมูลย์ได้ โดยแสดงในรูปที่ 3.11(ข) คาปาซิแตนซ์  $C_{sd}$  จะแทนค่าคาปาซิแตนซ์ที่ขอบตะเข็บ (fringing capacitance) ระหว่างขาซอสและขาเดรน และ  $R_{sd}$  จะขนานกับ  $C_{sd}$

ถ้าขาซอสและขาเดรนต่อลงกราวด์ทั้งคู่ ชั้นปลอดพาหะจะเป็นส่วนสัดกับขาคัด ดังนั้นในสภาวะที่เมสเฟตทำงานนี้จะได้  $R_s = R_d$  ดังนั้น

$$R_{on} = R_c + 2R_s \tag{3.12}$$



รูปที่ 3.11 วงจรมูลย์ของเมสเฟตสวิทช์เมื่อไม่มีศักย์ไฟฟ้าที่จุดต่อเดรน

(ก) สภาวะทำงาน (ข) สภาวะไม่ทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เช่นกันในกรณีที่เมสเฟดไม่ทำงาน (off-state)  $R_s = R_d$  และ  $C_{gs} = C_{gd}$  ด้วยเหตุที่ขาซอสและขาเดรนมีศักย์ไฟฟ้าเป็นกราวด์ ขาเดรนจะไม่ถูกแยกจากจุดต่อขาเกต RF อิมพีแดนซ์ของวงจรวบแอตซาเกตจะมีผลกระทบกระท่อนต่ออิมพีแดนซ์เดรน-ซอสสมมูลย์ ในทางปฏิบัติวงจรวบแอตซาเกตมีลักษณะที่เป็นผลให้ RF เปิดที่จุดต่อที่ขาเกต ในภายใต้สภาวะเหล่านี้ค่าปาริเทนซ์ซอส-เดรนสมมูลย์สามารถจะประมาณโดย  $(C_{ds} + C_{gs}/2)$  ตัวอย่างค่าพาริเตอร์ของวงจรวบสมมูลย์ของเมสเฟดสวิทช์ซึ่งมีเส้นรอบนอกของขาเกต 1 mm คือ  $R_{on} = 2.7 \Omega$  และ  $C_{ds} = 0.14 \text{ pF}$  ,  $R_{ds} = 3 \text{ k}\Omega$  ,  $R_s = R_d = 1.4 \Omega$  และ  $C_{gs} = C_{gd} = 0.22 \text{ pF}$

กำลังสูงสุดที่มีได้ของสวิทช์ (Maximum Power Capability of the switch) กำลัง RF สูงสุดของเมสเฟดสวิทช์จะเกี่ยวข้องกับแรงดันเบรกดาวน์ (breakdown voltage ( $V_B$ )) และแรงดัน pinch-off ( $V_p$ ) ถ้าวจรวบแอตซาเกตมีผลทำให้ RF เปิดที่จุดต่อเกต ดังนั้นอิมพีแดนซ์เกต-เดรน และเกต-ซอส จะมีค่าเท่ากัน ครึ่งของแรงดัน RF ที่ขาเดรนจะแกว่ง (swing) ที่จุดต่อขาเกต ในสภาวะที่เมสเฟดไม่ทำงาน แรงดันบนขาเกตควรที่จะไม่ตกลงต่ำกว่าแรงดัน pinch-off ระหว่างครึ่งไซเคิลบวกของ RF และไม่ควรถูกเกินแรงดันเบรกดาวน์ระหว่างครึ่งไซเคิลลบของ RF ในสภาวะที่จำกัดเหล่านี้ สามารถแสดงเป็นสมการได้ดังนี้

$$-V_{gs} + \frac{V_{d\max}}{2} = -V_p \quad (3.13)$$

$$-V_{gs} - \frac{V_{d\max}}{2} = -V_B \quad (3.14)$$

ซึ่ง

$$V_{d\max} = V_B - V_p \quad (3.15)$$

$$V_{gs} = \frac{(V_B + V_p)}{2} \quad (3.16)$$

ถ้า  $Z_o$  คืออิมพีแดนซ์ที่สวิทช์มองเป็นสภาวะไม่ทำงาน กำลังสูงสุดที่สวิทช์นี้สามารถมีได้จะกำหนดโดย

$$P_{\max} = \frac{(V_B - V_p)^2}{2Z_o} \quad (3.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.6.4 การไบแอสเมสเฟตแบบเกตเดี่ยว

การทำงานของ Single-gate MESFET แบบพาสซีฟจะเหมือนกันกับพินไดโอดคือเมสเฟตเป็นสวิตช์ 2 ทาง และสามารถใช้ต่อกับสายส่งแบบขนานหรือแบบอนุกรมได้ ซึ่งได้แสดงการต่อดังรูปที่ 3.12 ขาซอสและขาเดรนถูกต่อลงกราวด์ ดังนั้นในสภาวะ off คาปาซิแตนซ์ของเกต-ซอส และเกต-เดรนจะเท่ากัน เพราะว่าขาเดรนนั้นไม่ได้แยกออกจากจุดต่อขาเกต วงจรในทางปฏิบัตินั้นการไบแอสวงจรจะมีการเตรียม high-impedance สำหรับ RF ที่จุดต่อขาเกต การที่จะทำให้เกิด high-impedance ได้โดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (low-pass filter) วิธีการไบแอสนี้แสดงในรูปที่ 3.12 หรืออาจเลือกไบแอสผ่านตัวต้านทานค่าสูงเท่ากับ  $5\text{ k}\Omega$  ซึ่งขาเกตจะถูกต่อกับ high-impedance อิมพีแดนซ์ของสวิตช์ในสภาวะ off อาจถูกแทนด้วยการรวมกันแบบอนุกรมของคาปาซิเตอร์  $C_p$  (pinch-off capacitance ระหว่างซอสและเดรน) และตัวต้านทาน  $R_p$  (ความต้านทานที่เหลือทั้งหมดที่ pinch-off) RF impedance ในสภาวะ off อาจจะถูกเพิ่มขึ้นโดยการรวมกันแบบขนานของ RC ร่วมกับ inductor ที่ต่อระหว่างขาซอสและขาเดรนดังรูปที่ 3.13 ความต้านทาน RF ในสภาวะ off ( $R_{\text{off}}$ ) ที่เรโซแนนซ์จะมีค่าประมาณ

$$R_{\text{off}} = \left( \frac{1}{\omega R_p C_{\text{off}}} \right)^2 R_p \quad (3.18)$$

ในรูปของ merit  $\hat{Q}$  ของการสวิตช์เฟตคือ

$$\hat{Q} = \frac{\left| R_{\text{on}} - \left( R_p - \frac{j}{\omega C_{\text{off}}} \right) \right|^2}{R_{\text{on}} R_p} \quad (3.19)$$

$$\hat{Q} = \frac{(R_{\text{on}} - R_p)^2 + \left( \frac{1}{\omega C_{\text{off}}} \right)^2}{R_{\text{on}} R_p}$$

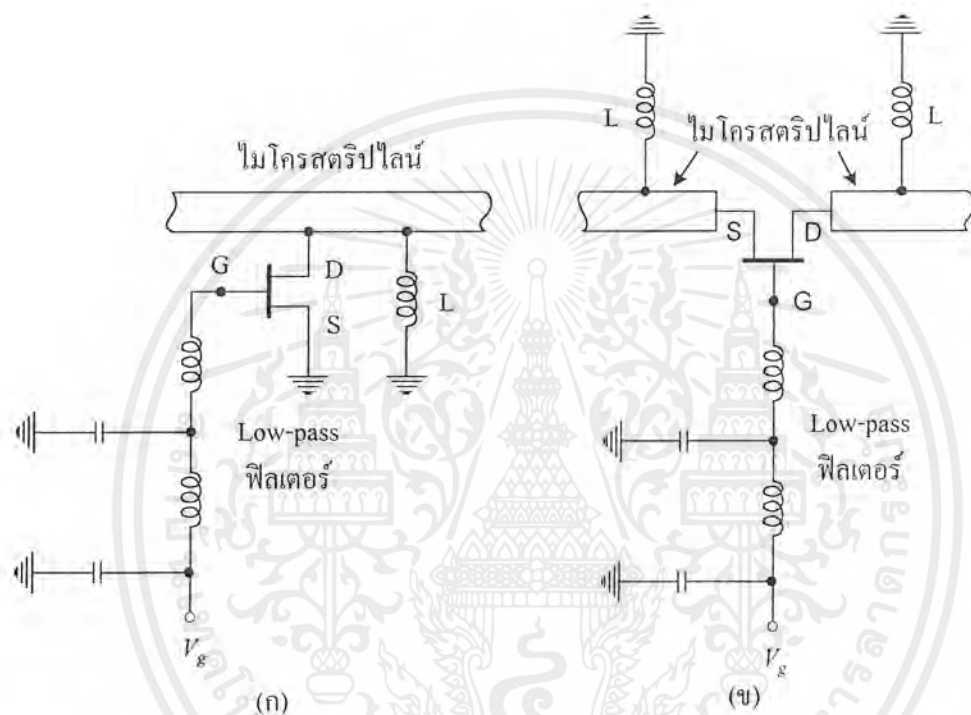
ซึ่งจะประมาณว่า  $(R_{\text{on}} - R_p) \ll \frac{1}{\omega C_{\text{off}}}$  ดังนั้นสมการ 3.19 จะลดลงเหลือ

$$\hat{Q}^2 \approx \frac{1}{R_{\text{on}} R_p (\omega C_{\text{off}})^2} \quad (3.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้ความสัมพันธ์โดยให้สมการ 3.18 แทนลงในสมการ 3.20  $\hat{Q}^2$  จะสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\hat{Q}^2 \approx \frac{R_{off}}{R_{on}} \tag{3.21}$$

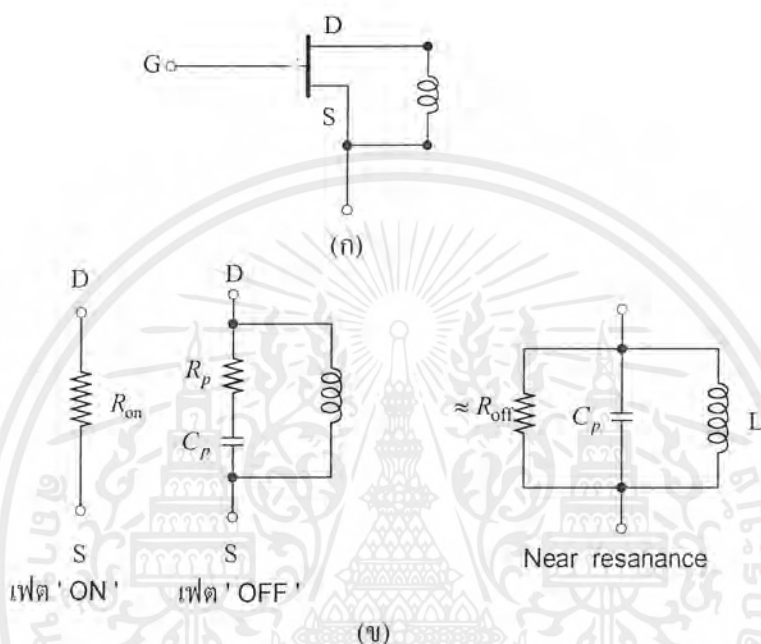


รูปที่ 3.12 วิธีการไบแอสเมสเฟตสวิทช์โดยขาซอสและขาเดรนถูกต่อลงกราวด์  
(ก) การทำงานแบบขนาน (ข) การทำงานแบบอนุกรม

รูปที่ 3.14 แสดงตัวอย่างลักษณะของอุปกรณ์เลื่อนเฟสแบบสวิทช์ไลน์ โดยที่เมสเฟตต่อขนานกัน วงจรสวิทช์ไลน์นี้มีการนำมาใช้โดย Ayasli และคณะ สำหรับ  $180^\circ$  และ  $90^\circ$  ของอุปกรณ์เลื่อนเฟส 4 บิต วงจรจะใช้ single-gate FET จำนวน 3 ตัว แทน FET 4 ตัว ที่ใช้กันตามปกติ การสูญเสียในการสวิทช์ของสภาวะการสวิทช์ทั้งสองจะเท่ากัน เมสเฟตจะต่อขนานกันซึ่งขาเดรนจะต่ออยู่กับไมโครสตริปและขาซอสจะต่อลงกราวด์ ขาเดรนต่อกับกราวด์ dc โดยผ่าน shorted stub เนื่องจากอินพุตและเอาต์พุตของไมโครสตริปไลน์จะไม่ต้องการแรงดัน dc เลย จึงจำเป็นต้องใช้คาปาซิเตอร์บล็อกแรงดัน dc นี้ไว้ การไบแอสขาเกตได้ใช้ชุดกรองความถี่ต่ำผ่าน (low-pass filter) ชุดกรองความถี่ต่ำผ่านชนิดนี้ส่วนมากแล้วจะนิยมใช้ในอุปกรณ์เลื่อนเฟสไฮบริด MIC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

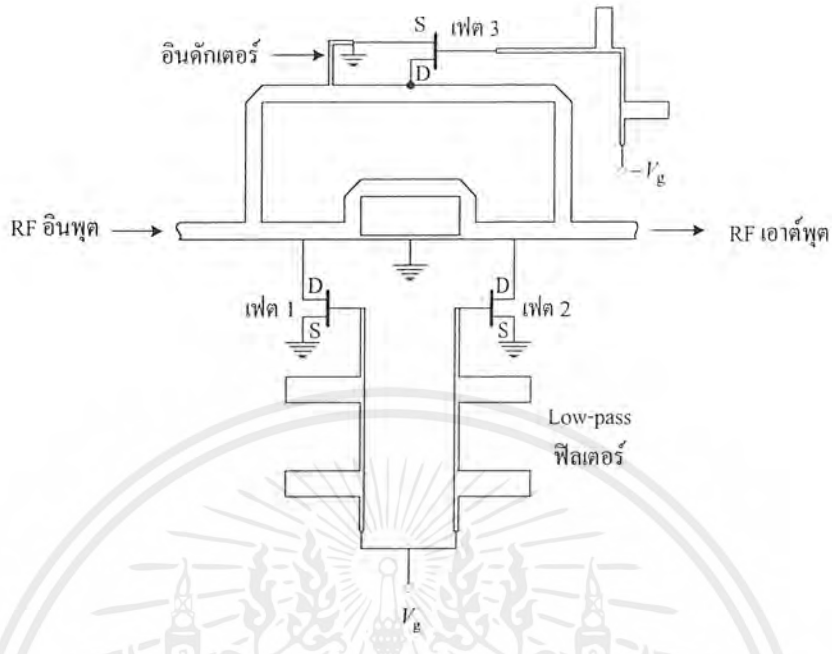
ส่วนในอุปกรณ์เลื่อนเฟสโมนอลิทิก (monolithic phase shifters) โดยทั่วไปจะใช้ตัวอินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์ในการไบแอสวงจร



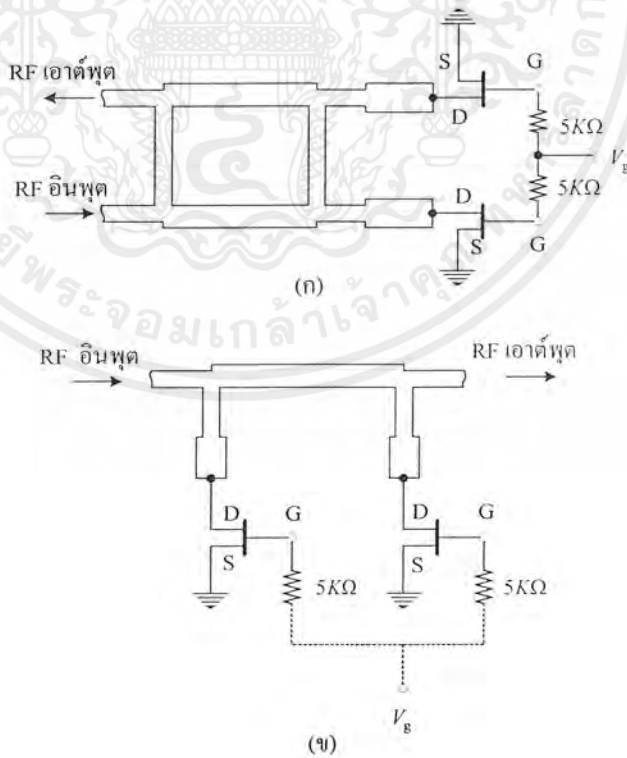
รูปที่ 3.13 (ก) เมสเฟตที่ต่อด้วยตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์แบบขนาน  
(ข) วงจรสมมูลย์ในสภาวะที่เมสเฟตทำงานและไม่ทำงาน

รูปที่ 3.15 แสดงลักษณะของวงจรเลื่อนเฟสไฮบริดคิบเปลดอร์และวงจรเลื่อนเฟสโหลดไลน์ โดยใช้การควบคุมเมสเฟตสวิตช์ในการเปลี่ยนเฟส การไบแอสขาเกตจะผ่านความต้านทานค่ามาก (โดยทั่วไป  $5\text{ k}\Omega$ ) ซึ่งเป็นการเตรียมอิมพีแดนซ์ให้มากพอสำหรับ RF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 ลักษณะของอุปกรณ์เฟสแบบสวิตซ์ไลน์



รูปที่ 3.15 ลักษณะของ (ก) วงจรเลื่อนเฟสไฮบริดคัปเปิลเลอร์ (ข) วงจรเลื่อนเฟสโพลคไลน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### การออกแบบสร้างสายอากาศไมโครสตริปและวงจรเลื่อนเฟสโพลไดน์

ในบทนี้จะกล่าวเกี่ยวกับทฤษฎีและสูตรการคำนวณออกแบบหาค่าต่างๆ โดยแบ่งหัวข้อออกเป็น 4 หัวข้อดังนี้คือ การออกแบบสายอากาศไมโครสตริป , การออกแบบอุปกรณ์เลื่อนเฟสโพลไดน์ , การออกแบบไมโครสตริปเฟสอาร์เรย์ขนาด 2 องค์ประกอบ และการสร้างสายอากาศไมโครสตริปและอุปกรณ์เลื่อนเฟส

#### 4.1 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริป

ในปริภูมิงานนี้ได้ออกแบบสายอากาศไมโครสตริปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยการออกแบบเราจะต้องระบุค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง ( $\epsilon_r$ ), ความถี่เรโซแนนซ์ ( $f_r$ ) และความสูงของวัสดุฐานรอง ( $h$ ) โดยมีขั้นตอนดังนี้

กำหนดให้ออกแบบสายอากาศไมโครสตริปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ความถี่ใช้งาน 1.8 GHz มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง  $\epsilon_r = 4.2$  และความสูงของวัสดุฐานรอง  $h = 0.75$  mm

1. เพื่อให้การแผ่กระจายคลื่นมีประสิทธิภาพ ความกว้างของแพทช์สามารถคำนวณได้จากสมการต่อไปนี้

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_o \epsilon_o}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{v_o}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (4.1)$$

โดยที่  $v_o$  คือความเร็วของแสงในสุญญากาศ ดังนั้นจะได้ความกว้างของแพทช์คือ

$$\begin{aligned} W &= \frac{3 \times 10^{11}}{2 \times 1.8 \times 10^9} \sqrt{\frac{2}{4.2 + 1}} \\ &= 51.68114 \text{ mm} \end{aligned}$$

2. หาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล จากสมการต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 W/h > 1; \quad \epsilon_{\text{reff}} &= \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \\
 &= 4.076587
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

3. เมื่อได้ค่า  $W$  จากสมการ (4.1) แล้วจะหาความยาว  $\Delta L$  ได้จากสมการต่อไปนี้

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \tag{4.3}$$

$$= 0.46857 \text{ mm}$$

$$\Delta L = 0.3514275 \text{ mm}$$

4. หาความยาวที่แท้จริงของแพ็ทช์ได้จาก

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}} \sqrt{\mu_o \epsilon_o}} - 2\Delta L \tag{4.4}$$

หรือ

$$\begin{aligned}
 L &= \frac{\lambda_o}{2\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} - 2\Delta L \\
 &= 40.57055 \text{ mm}
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

5. นำค่าพารามิเตอร์ต่างๆข้างต้นไปหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของแพ็ทช์ โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ช่วยในการหาจะได้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ 1.8 GHz คือ

$$Z_{in} = 95.267 + j0.010 \quad \Omega$$

สำหรับไมโครสตริป  $50 \Omega$  บนวัสดุฐานรองอีพอกซีที่มีค่า  $\epsilon_r = 4.2$ ,  $h = 0.75 \text{ mm}$  ซึ่งเราจะหาค่า  $w$  และ  $\epsilon_{\text{reff}}$  จากสมการ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

ดังนั้น  $Z = 50 \Omega$

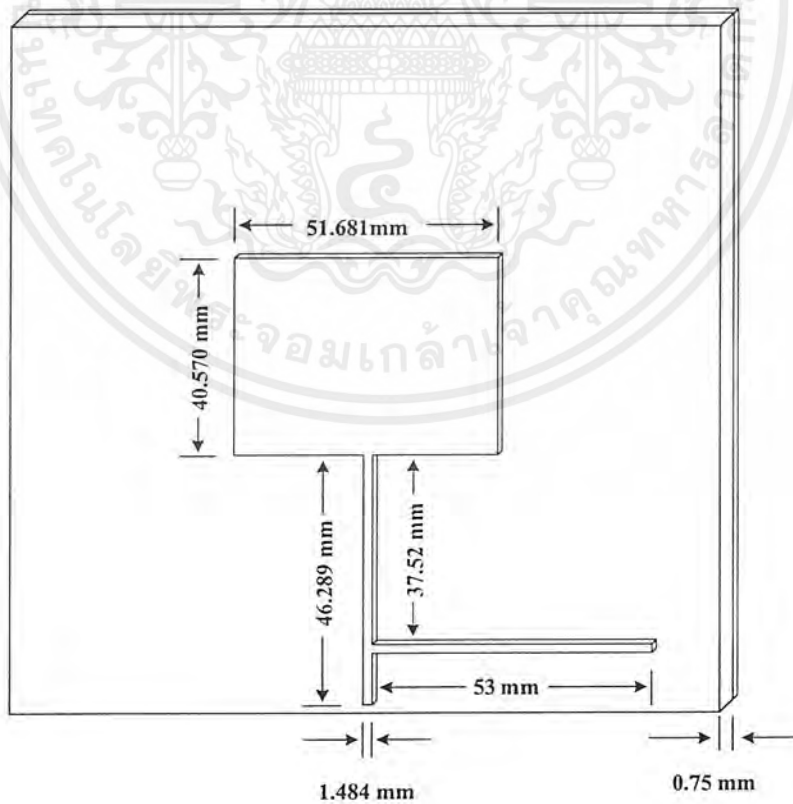
$$H' = 1.501476$$

$$\frac{w}{h} = 1.9788724$$

แทนค่า  $h = 0.75 \text{ mm}$

$$w = 1.4841542 \text{ mm}$$

นำค่าต่างๆที่คำนวณได้มาแสดงในรูปที่ 4.1



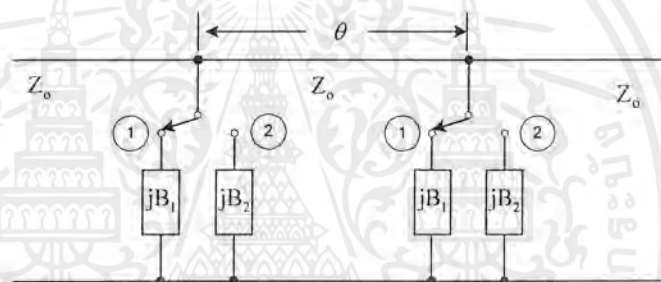
รูปที่ 4.1 สายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.2 การออกแบบอุปกรณ์เลื่อนเฟสโพลไลน์

### 4.2.1 ทฤษฎีบท

วงจรเลื่อนเฟสแบบโพลไลน์จะใช้เลื่อนเฟสที่ไม่เกิน  $90^\circ$  บิตเฟสซึ่งในทางปฏิบัตินิยมใช้เลื่อนเฟสที่  $22.5^\circ$  บิตเฟสและ  $11.25^\circ$  บิตเฟส เพื่อจะได้มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกต่ำที่สุด โดยวงจรเลื่อนเฟสโพลไลน์จะใช้หลักการของโพลสายส่งกับคู่ขององค์ประกอบรีแอกทีฟที่สมมาตรดังรูปที่ 4.2 โดยระยะห่างระหว่างองค์ประกอบรีแอกทีฟควรเลือกให้มีระยะห่างประมาณ  $\theta$  โพลของสายส่งที่มีคาปาซิเตอร์ต่อขนานจะเพิ่มความยาวทางไฟฟ้าของสายส่ง ดังนั้นการสวิตช์จากคู่อินดักแตนซ์กับคูคาปาซิแตนซ์ จะเป็นผลให้มีการเพิ่มขึ้นของความยาวทางไฟฟ้า ด้วยเหตุนี้จึงทำให้เกิดการเลื่อนเฟสได้



รูปที่ 4.2 วงจรเลื่อนเฟสแบบโพลไลน์

### 4.2.2 วงจรโพลไลน์

รูปที่ 4.3 แสดงวงจรสมมูลโดยทั่วไปของอุปกรณ์เลื่อนเฟสโพลไลน์ ที่ซึ่ง  $Y_{si}$  คือค่าความนำเชิงซ้อน (complex admittance) ของโพลขนาน การวิเคราะห์ห้วงจรโพลไลน์นี้ เพื่อให้ง่ายเราจะมองในเทอมของ  $ABCD$  เมตริกซ์ได้ดังนี้

$$A = D = (\cos\theta - B_{si}Z_c \sin\theta) + jG_{si}Z_c \sin\theta \quad (4.6)$$

$$B = jZ_c \sin\theta \quad (4.7)$$

$$C = 2G_{si}(\cos\theta - B_{si}Z_c \sin\theta) + jZ_c \times [2B_{si}Y_c \cos\theta + (Y_c^2 + G_{si}^2 - B_{si}^2)\sin\theta] \quad (4.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง

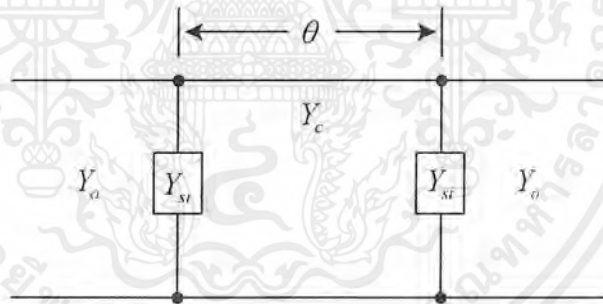
$$Y_{si} = G_{si} + jB_{si} \quad , \quad i = 1 \text{ หรือ } 2 \quad (4.9)$$

โดยค่า  $i = 1$  หรือ  $2$  นั้นจะตรงกับแต่ละสถานะการสวิตช์ทั้งสอง โดยเราจะสามารถหาสัมประสิทธิ์ของสมการเตอริงเมตริกซ์ได้จาก  $ABCD$  พารามิเตอร์ดังนี้

$$S_{11} = S_{22} = \frac{BY_o - CZ_o}{2A + BY_o + CZ_o} \quad (4.10)$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{2}{2A + BY_o + CZ_o} \quad (4.11)$$

ซึ่ง  $Z_o$  คือ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของอินพุตและเอาต์พุตของอุปกรณ์เลื่อนเฟส



รูปที่ 4.3 วงจรสมมูลย์โดยทั่วไปของอุปกรณ์เลื่อนเฟสโหลดไลน์

ในกรณีที่ปราศจากการสูญเสีย ( $G_{si} = 0$ )

เราจะสมมุติว่าพินไดโอดปราศจากการสูญเสีย ดังนั้นค่า  $G_{si} = 0$  ซึ่งเมื่อนำไปแทนในสมการ 4.6 จะได้

$$A = D = (\cos\theta - B_{si}Z_c \cos\theta) \quad (4.12)$$

$$B = jZ_c \sin\theta \quad (4.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C = jZ_c \left[ 2B_{si}Y_c \cos \theta + (Y_c^2 - B_{si}^2) \sin \theta \right] \quad (4.14)$$

แทนค่า  $A, B, C, D$  จากสมการ (4.12), (4.13), (4.14) ลงในสมการ (4.10) และ (4.11) จะได้ขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อน (reflection coefficient) ที่อินพุตคือ

$$|S_{11}| = \frac{\left| B_{si}Z_o \cos \theta - \frac{Z_cZ_o}{2} (Y_c^2 - Y_o^2 - B_{si}^2) \sin \theta \right|}{\left[ (\cos \theta - B_{si}Z_c \sin \theta)^2 + \left\{ B_{si}Z_o \cos \theta + \frac{Z_cZ_o}{2} (Y_o^2 + Y_c^2 - B_{si}^2) \sin \theta \right\}^2 \right]^{1/2}} \quad (4.15)$$

และจะได้สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (transmission coefficient) ดังนี้

$$S_{21} = \frac{1}{\left[ (\cos \theta - B_{si}Z_c \sin \theta) + j \left\{ B_{si}Z_o \cos \theta + \frac{Z_cZ_o}{2} (Y_o^2 + Y_c^2 - B_{si}^2) \sin \theta \right\} \right]} \quad (4.16)$$

ความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกของอุปกรณ์เลื่อนเฟสคือ

$$\begin{aligned} \alpha \text{ (dB)} &= -20 \log_{10} |S_{21}| \\ &= -10 \log_{10} \left[ (\cos \theta - B_{si}Z_c \sin \theta)^2 + \left\{ B_{si}Z_o \cos \theta \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{Z_cZ_o}{2} (Y_o^2 + Y_c^2 - B_{si}^2) \sin \theta \right\}^2 \right] \end{aligned} \quad (4.17)$$

เราจะกำหนดให้อินพุตพอร์ตมีการแมตช์ที่สมบูรณ์ (perfectly matched) ดังนั้น  $S_{11}$  จะมีค่าเท่ากับ 0 เราต้องการ

$$BY_o = CZ_n \quad (4.18)$$

แทนค่า  $B$  และ  $C$  จากสมการ (4.12), (4.13) และ (4.14) จะได้

$$(Y_o^2 - Y_c^2 + B_{si}^2) \sin \theta = 2B_{si}Y_c \cos \theta \quad (4.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งในสภาวะการแมตซ์ที่สมบูรณ์นี้ เราจะได้สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน  $S_{21}$  ดังนี้

$$S_{21} = |S_{21}|e^{j\phi} = \frac{1}{(A + BY_o)} \quad (4.20)$$

แทนค่า  $A$  และ  $B$  จากสมการ (4.12), (4.13) และ (4.14) จะได้

$$S_{21} = \frac{1}{[(\cos\theta - B_{s1}Z_c \sin\theta) + jZ_c Y_o \sin\theta]} \quad (4.21)$$

ซึ่งภายใต้สภาวะการแมตซ์นี้ ขนาดของสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน  $|S_{21}| = 1$  และมุมเฟส  $\phi$  สามารถแสดงในรูปต่อไปนี้

$$\cos\phi = \cos\theta - B_{s1}Z_c \sin\theta \quad (4.22)$$

$$\sin\phi = -Z_c Y_o \sin\theta \quad (4.23)$$

โดยผลต่างของการเลื่อนเฟสจะกำหนดโดย

$$\Delta\phi = \cos^{-1}(\cos\theta - B_{s1}Z_c \sin\theta) - \cos^{-1}(\cos\theta - B_{s2}Z_c \sin\theta) \quad (4.24)$$

ในสมการ (4.22) และ (4.23) จะเห็นว่า  $\cos\phi$  จะมี 2 ค่า ตามสภาวะการสวิตซ์ ที่ซึ่ง  $\sin\phi$  จะมีเพียงค่าเดียว ซึ่งถ้าให้  $\theta = 90^\circ$  แล้ว การเลื่อนเฟสจะเพิ่มขึ้นคือ  $\pm\Delta\phi/2$  แทนค่า  $\phi = (90^\circ \pm \Delta\phi/2)$  ลงในสมการ (4.22) และ (4.23) จะได้

$$Y_c = Y_o \sin\theta \sec\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) \quad (4.25)$$

$$B_{si} = Y_o \left[ \cos\theta \sec\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) \pm \tan\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) \right], \quad i = 1, 2 \quad (4.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Opp และ Hoffman ได้มีการกำหนดโหมดของโหนดไว้ 3 กรณี คือ ในกรณีที่ I  $B_{s1} \neq B_{s2} \neq 0$  ในกรณีที่ II  $B_{s1} = 0$  และ  $B_{s2} \neq 0$  เมื่อ  $B_{s1} = 0$  นั่นคือจะไม่มีโหนดบนสายหลักและเฟสของ  $S_{21}$  คือ  $\phi = \theta$  และในกรณีที่ III  $B_{s1} = -B_{s2}$  โดยในกรณีที่ III นี้ ความยาวของสายหลัก  $\theta$  ควรจะเท่ากับ  $90^\circ$  และเมื่อการสวิตช์ระหว่าง  $B_{s1}$  และ  $-B_{s1}$  เฟสจะเปลี่ยนแปลงโดย  $\pm \Delta\phi/2$  ซึ่งจะประมาณ  $90^\circ$  โหมดในกรณีที่ II และ III นั้นจะบังคับให้อินพุต VSWR มีค่าเท่ากับ 1 ในสถานะทั้งสองของการสวิตช์ เราสามารถออกแบบได้โดยใช้ความสัมพันธ์ในสมการ (4.25) และ (4.26) โดยถ้าเลือกให้  $\theta = 90^\circ$  จะทำให้ได้ค่าแบนด์วิดท์สูงสุด

### ในกรณีที่แสดงผลกระทบจากการสูญเสียของการสวิตช์

ในการออกแบบอุปกรณ์เลื่อนเฟสโหนดสายค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นนั้น จะเกิดจากค่าการสูญเสียของสารกึ่งตัวนำที่ใช้ทำเป็นสวิตช์ เมื่อ  $G_{si} \neq 0$  แล้วในสถานะที่อินพุตแมตช์นี้จะได้

$$G_{si} (\cos\theta - 2B_{si}Z_c \sin\theta) = 0 \quad (4.27)$$

$$(Y_o^2 - Y_c^2 + B_{si}^2 - G_{si}^2) \sin\theta - 2B_{si}Y_c \cos\theta = 0 \quad (4.28)$$

สำหรับในกรณีที่ไม่มี การสูญเสีย ( $G_{si} = 0$ ) สมการ (4.27) จะเป็นจริงโดยอัตโนมัติแต่ถ้า  $G_{si} \neq 0$  ค่าของสมการ (4.27) จะเป็นจริงได้ขึ้นอยู่กับค่า  $B_{si}$  อย่างเดียว เมื่อ  $\theta$  เป็นค่าคงที่ อย่างไรก็ตามสำหรับค่าของ  $G_{si}$  มีค่าน้อยมาก สมการ (4.28) จะประมาณว่าไม่มี การสูญเสียซึ่งจะเรียกว่า กึ่งอินพุตแมตช์ (quasi-input matched) ดังนั้นสมการที่  $B_{si}$  ยกกำลัง 2 มันสามารถเป็นจริงได้ในทั้ง 2 ค่าของ  $B_{si}$  โดยสัมพันธ์กับการส่งผ่านสามารถเขียนได้ดังนี้

$$S_{21} = \frac{(\cos\phi + j \sin\phi)}{(1 + G_{si}Z_o)(1 + Z_c^2 G_{si}^2 \sin^2\theta)^{1/2}} \quad (4.29)$$

ซึ่ง

$$\cos\phi = \frac{\cos\theta - B_{si}Z_c \sin\theta}{(1 + Z_c^2 G_{si}^2 \sin^2\theta)^{1/2}} \quad (4.30)$$

$$\sin\phi = \frac{-Z_c Y_o \sin\theta}{(1 + Z_c^2 G_{si}^2 \sin^2\theta)^{1/2}} \quad (4.31)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีที่ปราศจากการสูญเสียถ้า  $\phi$  ถูกสมมติให้สวิตช์ระหว่าง 2 ค่า ( $90^\circ \pm \Delta\phi/2$ ) ดังนั้นในสมการ (4.30) และ (4.31) สามารถเปลี่ยนรูปได้เป็น

$$Y_c = Y_o \left[ 1 - G_{si}^2 Z_c^2 \cos^2 \left( \frac{\Delta\phi}{2} \right) \right]^{1/2} \sin \theta \sec \left( \frac{\Delta\phi}{2} \right) \quad (4.32)$$

$$B_{si} = Y_o \left[ \left\{ 1 - G_{si}^2 Z_c^2 \cos^2 \left( \frac{\Delta\phi}{2} \right) \right\}^{1/2} \cos \theta \sec \left( \frac{\Delta\phi}{2} \right) \pm \tan \left( \frac{\Delta\phi}{2} \right) \right] \quad (4.33)$$

ซึ่งอาจจะสังเกตเห็นว่าที่  $G_{si} = 0$  สมการ (4.32) และ (4.33) จะลดลงเหมือนกับในกรณีที่ไม่มี การสูญเสียโดยจะมีค่าเท่ากับสมการ (4.25) และ (4.26) ตามลำดับ ความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกของอุปกรณ์เลื่อนเฟสภายใต้สภาวะกึ่งอินพุตแมตซ์นี้อาจจะหาได้จากสมการ(4.29) คือ

$$\alpha(\text{dB}) = -20 \left[ \log_{10} \left( 1 + \frac{B_{si} Z_o}{Q_L} \right) + \frac{1}{2} \log_{10} \left\{ 1 + \left( \frac{B_{si} Z_c \sin \theta}{Q_L} \right)^2 \right\} \right] \quad (4.34)$$

$$\text{ซึ่ง} \quad Q_L = \frac{|B_{si}|}{G_{si}} \quad (4.35)$$

วงจรโหลดไลน์แบ่งออกเป็น 2 ชนิดแสดงในรูปที่ 4.4 คือ (1) shunt stub mounting และ (2) tandem stub mounting ซึ่งเราจะได้กล่าวถึงการออกแบบของทั้งสองวงจรนี้ต่อไป

### (1) Shunt-Stub-Mounted Circuit

วงจรเลื่อนเฟสโหลดไลน์แบบนี้แสดงในรูปที่ 4.4(ก) โดยอุปกรณ์สวิตช์จะต่ออยู่ที่ปลายของสตับของอิมพีแดนซ์ลักษณะ  $Z_1$  และความยาวทางไฟฟ้า  $\theta_1$  ค่าของแอดมิตแดนซ์  $Y_{si}$  ที่ปรากฏบนสายหลักเนื่องจากสตับจะกำหนดโดย

$$Y_{si} = \frac{(Z_1 + jZ_{d1} \tan \theta_1)}{Z_1 (Z_{d1} + jZ_1 \tan \theta_1)} = G_{si} + jB_{si} \quad , \quad i=1,2 \quad (4.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง  $Z_{d1} = R_f + jX_f$  และ  $Z_{d2} = R_r + jX_r$  กล่าวคือเป็นค่าของอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์สวิตช์ในสถานะ on และ off ตามลำดับ สำหรับอุปกรณ์สวิตช์ที่มีค่าความสูญเสียต่ำเราอาจจะไม่คำนึงถึง  $R_f$  และ  $R_r$  และจะให้  $Z_{d1} = jX_f$  และ  $Z_{d2} = jX_r$  สำหรับใช้ในการออกแบบ ซึ่งสามารถประมาณได้ว่า

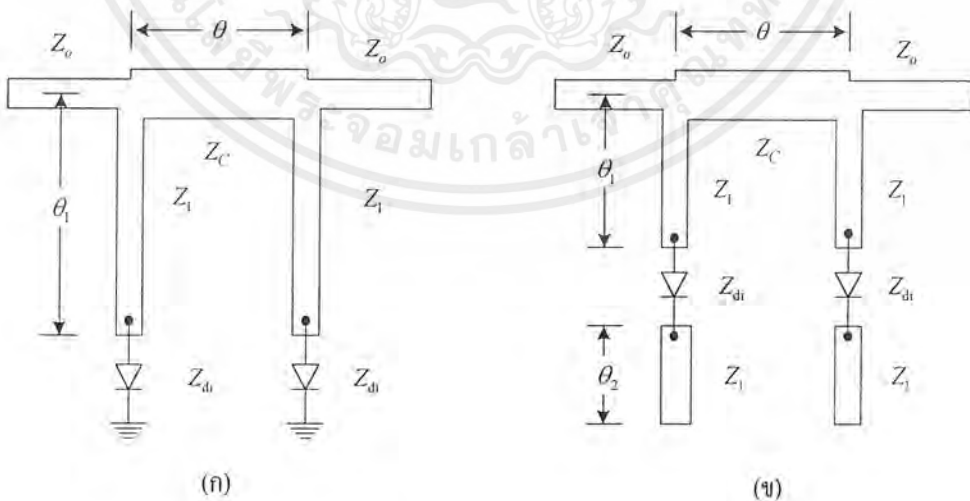
$$B_{s1} = \frac{(X_f \tan \theta_1 - Z_1)}{Z_1 (X_f + Z_1 \tan \theta_1)} \quad (4.37)$$

$$B_{s2} = \frac{(X_r \tan \theta_1 - Z_1)}{Z_1 (X_r + Z_1 \tan \theta_1)} \quad (4.38)$$

เราจะสามารถหา  $Z_1$  และ  $\theta_1$  ได้ดังนี้

$$Z_1 = \left[ \frac{(X_f - X_r) - X_f X_r (B_{s1} - B_{s2})}{B_{s1} - B_{s2} - B_{s1} B_{s2} (X_f - X_r)} \right]^{1/2} \quad (4.39)$$

$$\tan \theta_1 = \frac{Z_1 (1 + X_f B_{s1})}{(X_f - B_{s1} Z_1^2)} = \frac{Z_1 (1 + X_r B_{s2})}{(X_r - B_{s2} Z_1^2)} \quad (4.40)$$



รูปที่ 4.4 ชนิดของวงจรโพลต์ไลน์ (ก) shunt stubs (ข) tandem stubs

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการออกแบบเราจะใช้สมการ(4.39) และ(4.40) ร่วมกับสมการ(4.25) และ(4.26) สำหรับการทำงานในโหมดของกรณี III เราจะให้  $\theta = 90^\circ$  ,  $B_{s1} = -B_{s2} = B_s$  ซึ่งในการออกแบบนี้จะใช้ค่าของ VSWR เท่ากันในสภาวะการไบแอสทั้งสองและจะให้ค่าของแบนด์วิดท์ที่สูงที่สุด ความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกสามารถคำนวณโดยใช้สมการ (4.34) พร้อมด้วยสมการ (4.35) และสมการ (4.36)

Bahl และ Gupta มีรายงานเกี่ยวกับอุปกรณ์เลื่อนเฟสโหลดไลน์ชนิดนี้ โดยความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกจะลดลงเมื่อค่าของ  $X_f$  และ  $|X_r|$  เพิ่มขึ้น สำหรับตัวอย่างเมื่อ  $f = 3 \text{ GHz}$  ,  $Z_o = 50 \Omega$  ,  $\theta = 90^\circ$  ,  $R_f = R_r = 1 \Omega$  ,  $X_f = 2 \Omega$  และ  $X_r = -500 \Omega$  จะมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกเฟสที่  $22.5^\circ$  บิตเฟส คือประมาณ 0.02 dB และที่  $45^\circ$  บิตเฟส จะมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกประมาณ 0.07 dB ซึ่งถ้าใช้พารามิเตอร์เดิม ถ้า  $X_r$  ลดลงเป็น  $-100 \Omega$  ดังนั้นความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกเฟส  $22.5^\circ$  บิตเฟส จะเพิ่มขึ้นเป็น 0.04 dB และที่  $45^\circ$  บิตเฟส จะเพิ่มขึ้นเป็น 0.12 dB สำหรับแบนด์วิดท์  $22.5^\circ$  บิตเฟส จะมีค่าประมาณ 19 % และที่  $45^\circ$  บิตเฟสจะมีค่าแบนด์วิดท์ประมาณ 10 % แบนด์วิดท์นี้จะกำหนดจากช่วงความถี่ที่ค่าของ VSWR ซึ่งควรน้อยกว่า 1.2 และเฟสที่ผิดพลาด (phase error) ควรน้อยกว่า  $\pm 2\%$

## (2) Tandem-Stub-Mounted Circuit

ในรูปที่ 4.4(ข) จะแสดงวงจร Tandem-Stub-mounted สำหรับการออกแบบเราจะไม่คำนึงถึงค่าของ  $R_f$  และ  $R_r$  และจะสมมติให้  $Z_{d1} = jX_f$  และ  $Z_{d2} = jX_r$  ดังนั้นค่าซัพเซปแดนซ์ที่ปรากฏในสภาวะที่อุปกรณ์สวิตช์ on และ off คือ

$$B_{s1} = Y_1 \frac{[(\tan \theta_1 + \tan \theta_2) - X_f Y_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2]}{(1 - \tan \theta_1 \tan \theta_2 - X_f Y_1 \tan \theta_2)} \quad (4.41)$$

$$B_{s2} = Y_1 \frac{[(\tan \theta_1 + \tan \theta_2) - X_r Y_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2]}{(1 - \tan \theta_1 \tan \theta_2 - X_r Y_1 \tan \theta_2)} \quad (4.42)$$

สำหรับค่าเฉพาะของ  $Y_1$  นั้น ความยาวสตับ  $\theta_1$  และ  $\theta_2$  จะหาจากสมการ (4.41) และ (4.42) โดยใช้  $B_{s1}$  และ  $B_{s2}$  คำนวณจากสมการ (4.26) ต่อไปเราจะแบ่งออกเป็น 2 กรณี ในการออกแบบสูตร คือ (1) รีแอกแตนซ์ของอุปกรณ์สวิตช์ในสภาวะ on มีค่าเท่ากับ 0 ( $X_f = 0$ ) , (2) อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของส่วนของสตับเท่ากับ  $Z_o$  ( $Y_1 = Y_o$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณี (1)  $X_f = 0$  จะได้

$$B_{s1} = Y_1 \tan(\theta_1 + \theta_2) \quad (4.43)$$

จะใช้ตรีโกณมิติพิสูจน์หา  $\theta_1$  และ  $\theta_2$  จากสมการ (4.42) และ (4.43) ได้ดังนี้

$$\theta_1 = \tan^{-1} \left[ \frac{1}{M} \left( N + \sqrt{N^2 + MP} \right) \right] \quad (4.44)$$

$$\theta_2 = \tan^{-1} (B_{s1}/Y_1) - \theta_1 \quad (4.45)$$

ซึ่ง

$$M = \left[ 1 + \frac{(B_{s1} - B_{s2})}{X_r Y_1^2} \right] \quad (4.46)$$

$$N = \frac{(B_{s1} + B_{s2})}{2Y_1} \quad (4.47)$$

$$P = \frac{1}{Y_1^2} \left[ \frac{(B_{s2} - B_{s1})}{X_r} - B_{s1} B_{s2} \right] \quad (4.48)$$

ในการออกแบบจะใช้สมการ (4.44) และ (4.48) ร่วมกับสมการ (4.25) และ (4.26)

ในกรณี (2)  $Y_1 = Y_o = \frac{1}{Z_o}$  สมการ (4.41) และ (4.42) สามารถเปลี่ยนรูปเป็น

$$B_{s1} = Y_o \frac{[(X_p + X_f) \tan \theta_1 - Z_o]}{[(X_p + X_f) + Z_o \tan \theta_1]} \quad (4.49)$$

$$B_{s2} = Y_o \frac{[(X_p + X_r) \tan \theta_1 - Z_o]}{[(X_p + X_r) + Z_o \tan \theta_1]} \quad (4.50)$$

ซึ่ง

$$X_p = -Z_o \cot \theta_2 \quad (4.51)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะสังเกตเห็น  $jX_p$  คืออินพุตอิมพีแดนซ์ของสแต็บเมื่อเปิดวงจรของความยาว  $\theta_2$  ที่ระนาบอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งจะตัด  $\tan \theta_1$  จากสมการ (4.49) และ (4.50) ได้ ดังนั้นเราจะได้สมการของ  $X_p$  ยกกำลังสองดังนี้

$$X_p^2 + X_p (X_f + X_r) + \frac{(X_f - X_r)(B_{s1}B_{s2}Z_o^2 + 1)}{(B_{s2} - B_{s1})} + Z_o^2 + X_f X_r = 0 \quad (4.52)$$

ใช้สมการ (4.49) ความยาวสแต็บ  $\theta_1$  สามารถแสดงในเทอมของ  $B_{s1}$  และ  $X_p$  ดังนี้

$$\theta_1 = \tan^{-1} \left[ \frac{\{1 + B_{s1}(X_p + X_f)\}Z_o}{(X_p + X_f) - B_{s1}Z_o^2} \right] \quad (4.53)$$

หรือใช้สมการ (4.50) เราจะได้

$$\theta_1 = \tan^{-1} \left[ \frac{\{1 + B_{s2}(X_p + X_r)\}Z_o}{(X_p + X_r) - B_{s2}Z_o^2} \right] \quad (4.54)$$

ในการออกแบบจะใช้สมการ (4.51) ถึง (4.54) ร่วมกับสมการ (4.25) และ (4.26) พิจารณาเมื่อทำงานในโหมดของกรณี III (ที่ซึ่ง  $\theta = 90^\circ, B_{s2} = -B_{s1}$ ) สำหรับการเลื่อนเฟส  $\Delta\phi$  ชั้นแรกจะคำนวณหา  $Y_c$  และ  $B_{s1}$  จากสมการ (4.25) และ (4.26) โดยค่า  $X_r$  และ  $X_f$  เราจะทราบจากพารามิเตอร์ของอุปกรณ์สวิตช์ ต่อไปหา  $X_p$  จากสมการ (4.53) และ (4.54) ตามลำดับ

#### 4.2.3 การออกแบบอุปกรณ์เลื่อนเฟสโพลดีไลน์

ในที่นี้เราจะออกแบบอุปกรณ์เลื่อนเฟสโพลดีไลน์แบบวงจร tandem stub ดังรูปที่ 4.4(ข) โดยจะออกแบบเลื่อนเฟส  $\Delta\phi = 45^\circ$  ที่ความถี่ 1.8 GHz ซึ่งใช้เมสเฟดเบอร์ 2SK1616 มีค่า  $L = 0.1$  nH และค่า  $C = 0.14$  pF และจะกำหนดให้อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายอินพุตและเอาต์พุต  $Z_o = 50 \Omega$  โดยวงจรเลื่อนเฟสจะทำงานในโหมดของกรณี III คือ  $Y_1 = Y_o$  และ  $B_{s1} = -B_{s2}$  สำหรับการทำงานในกรณี III นี้ เราใช้สูตรในการคำนวณจากสมการ (4.25), (4.26) และ (4.51) ถึง (4.54) ชั้นแรกเป็นที่ทราบแล้วว่าถ้าจะให้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกมีค่าต่ำสุดจะต้องให้ค่า  $\theta = 90^\circ$  ดังนั้นในสมการ (4.25) และ (4.26) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Y_c = Y_o \sec \frac{\Delta\phi}{2} \quad (4.55)$$

$$B_{s_i} = \pm Y_o \tan \frac{\Delta\phi}{2} \quad , \quad i = 1, 2 \quad (4.56)$$

โดย  $Y_o = 1/Z_o = 0.02 \text{ ซี}$  ,  $\Delta\phi = 45^\circ$  ดังนั้นจะได้

$$Y_c = 0.02 \sec \frac{45^\circ}{2} = 21.647844 \times 10^{-3} \text{ ซี}$$

หรือ  $Z_c = \frac{1}{Y_c} = 46.194 \text{ }\Omega$

$$B_{s_1} = -B_{s_2} = \pm 0.02 \tan \frac{45^\circ}{2} = 8.28427 \times 10^{-3} \text{ ซี}$$

ค่ารีแอกแตนซ์ของเมสเฟดในสภาวะ on และ off หาได้ดังนี้

$$jX_f = j2\pi \times 1.8 \times 10^9 \times 0.1 \times 10^{-9} = j1.1309 \text{ }\Omega$$

$$\begin{aligned} jX_r &= j(X_f - X_c) = j \left( 1.1309 - \frac{1}{2\pi \times 1.8 \times 10^9 \times 0.14 \times 10^{-12}} \right) \\ &= -j630.437 \text{ }\Omega \end{aligned}$$

แทนค่า  $Z_o, B_{s_1}, B_{s_2}, X_f$  และ  $X_r$  ลงในสมการ (4.52) เราจะได้สมการกำลังสองของ  $X_p$  คือ

$$X_p^2 + X_p (X_f + X_r) + \frac{(X_f - X_r)(B_{s_1} B_{s_2} Z_o^2 + 1)}{(B_{s_2} - B_{s_1})} + Z_o^2 + X_f X_r = 0$$

$$X_p^2 - 629.307 X_p - 29791.77323 = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเราจะได้อ่า  $X_p$  2 ค่า คือ

$$X_p = 673.5385, -44.2315 \Omega$$

ต่อไปหาค่าความยาวสลับ  $\theta_1$  และ  $\theta_2$  จากสมการ (4.53) และ (4.51)

$$\theta_1 = \tan^{-1} \left[ \frac{\{1 + B_{S1}(X_p + X_f)\} Z_o}{(X_p + X_f) - B_{S1} Z_o^2} \right] = 26.738^\circ, 153.262^\circ$$

$$\theta_2 = \cot^{-1}(-X_p/Z_o) = \tan^{-1}(-Z_o/X_p) = 175.75^\circ, 48.5^\circ$$

สำหรับไมโครสตริป  $50 \Omega$  บนวัสดุฐานรองอีพอกซีที่มีค่า  $\epsilon_r = 4.2$ ,  $h = 0.75 \text{ mm}$   
ซึ่งเราจะหาค่า  $w$  และ  $\epsilon_{eff}$  จากสมการ

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

โดยที่

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

ดังนั้นที่  $Z = 50 \Omega$

$$H' = 1.501476$$

$$\frac{w}{h} = 1.9788724$$

แทนค่า  $h = 0.75 \text{ mm}$

$$w = 1.4841542 \text{ mm}$$

และที่  $Z = 46.194 \Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H' = 1.398126$$

$$\frac{w}{h} = 2.2513$$

$$\text{แทนค่า } h = 0.75 \text{ mm}$$

$$w = 1.68659 \text{ mm}$$

หาค่า  $\epsilon_{\text{reff}}$  จาก

$$\begin{aligned} \epsilon_{\text{reff}} &= \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left\{ 1 - \frac{1}{2H'} \left( \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left( \ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right\}^{-2} \\ &= 3.24097 \end{aligned}$$

หาความยาวคลื่นในตัวนำ (guide wavelength)  $\lambda_g$  จากสูตร

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}}$$

โดย

$$\lambda_0 = \frac{v}{f} = \frac{3 \times 10^{11}}{1.8 \times 10^9} = 166.66667 \text{ mm}$$

ดังนั้น

$$\lambda_g = \frac{166.6667}{\sqrt{3.24097}} = 92.5787 \text{ mm}$$

จากนั้นเราจะหาค่าของ  $\theta_1$  และ  $\theta_2$  ได้ดังนี้

$$\theta_1 = \frac{2\pi}{\lambda_g} l_1 = 26.738^\circ, 153.262^\circ$$

$$\text{ซึ่งจะได้ค่า } l_1 = \frac{\theta_1}{360} \times \lambda_g = 6.876 \text{ mm}, 39.4133 \text{ mm}$$

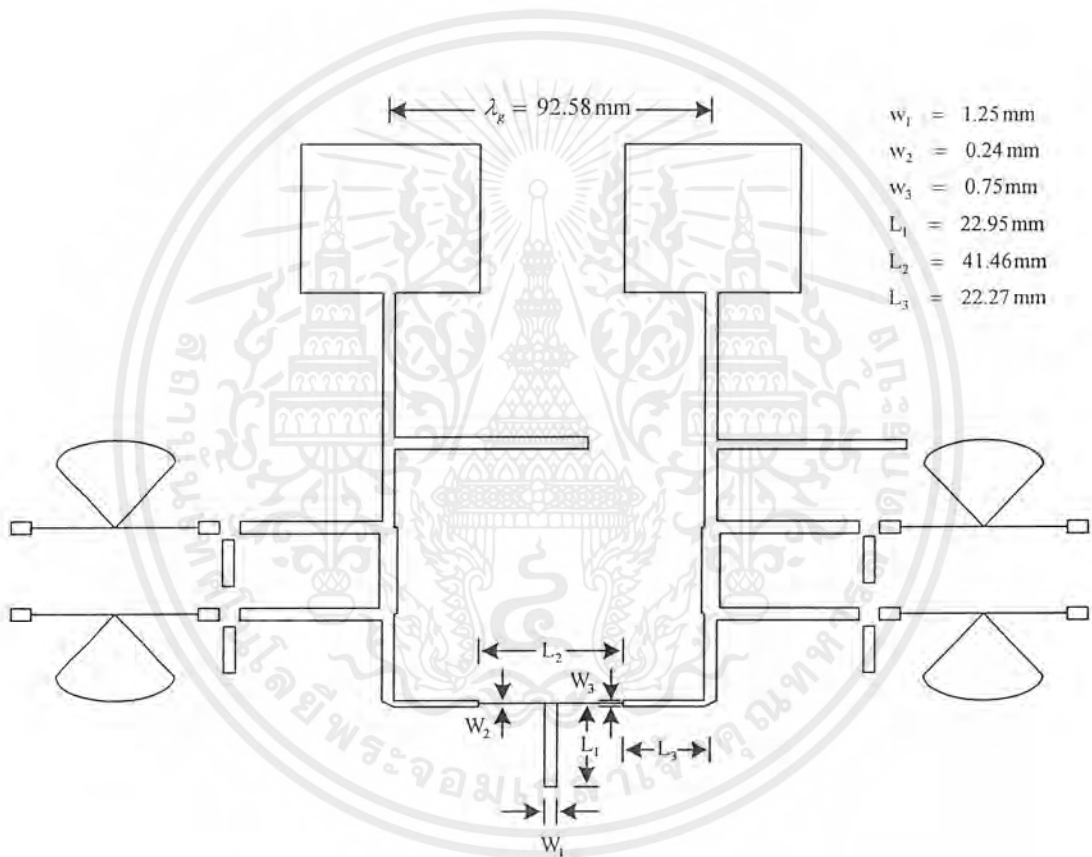
$$\theta_2 = \frac{2\pi}{\lambda_g} l_2 = 175.75^\circ, 48.5^\circ$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



#### 4.3 การออกแบบไมโครสตริปเฟสอาเรย์ขนาด 2 องค์ประกอบ

เราจะนำส่วนของสายอากาศไมโครสตริปที่ได้ออกแบบไว้ในหัวข้อที่ 4.1 และนำส่วนของอุปกรณ์เลื่อนเฟสที่ได้ออกแบบไว้ในหัวข้อที่ 4.2 มาต่อรวมกัน โดยให้ระยะห่างระหว่างแพทช์ทั้งสองของสายอากาศมีค่า  $\lambda_g$  และในส่วนของจุดป้อนสัญญาณนั้นจะใช้โปรแกรมช่วยในการออกแบบได้ผลดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 ไมโครสตริปเฟสอาเรย์ที่ต่อกับอุปกรณ์เลื่อนเฟสที่ได้ออกแบบไว้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4 การสร้างสายอากาศไมโครสตริปและอุปกรณ์แผ่นเฟส

จากการออกแบบวงจรสายอากาศไมโครสตริปและอุปกรณ์แผ่นเฟสในหัวข้อที่ 4.1 , 4.2 และ 4.3 นั้นเราจะนำค่าที่คำนวณได้ไปสร้างลงบนแผ่นปริ้นท์อิพอกซี โดยมีอุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้างและขั้นตอนในการสร้างดังนี้

##### อุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้าง

1. แผ่นปริ้นท์อิพอกซี 2 หน้า
2. โซเดียมคาร์บอเนต
3. แผ่นทรายฟิล์ม
4. กรดกัดแผ่นปริ้นท์
5. เมสเฟด 2SK1616
6. โซดาไฟ และกระดาษทรายอย่างละเอียด
7. หลอดไฟ 100 วัตต์ (หลอดไส้แบบใส)
8. เตารีด
9. ผ้าหรือกระดาษหนา

##### ขั้นตอนการสร้างชิ้นงาน (Process)

1. ออกแบบสายอากาศไมโครสตริปตามหัวข้อที่ 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 MICROSTRIP.CIF
5. ก๊อปปี้ไฟล์นามสกุล “.CIF” ไปไว้บน UNIX
6. ใช้โปรแกรม psmask ซึ่งทำงานบน UNIX
7. พิมพ์ \$psmask < .CIF หมายถึง psmask ตัวเล็กหมด และ \*.CIF หมายถึงไฟล์นามสกุล “.CIF” เช่น MICROSTRIP.CIF
8. จากนั้นจะได้ไฟล์ที่ชื่อ CCP , CCA หรือ CCE แล้วแต่ Layer ที่ใช้
9. เปลี่ยนชื่อไฟล์ที่ได้ให้นามสกุล “.PS” เช่น MICROSTRIP.PS
10. นำไฟล์นามสกุล “.PS” มาเปิดบนโปรแกรม Gsview

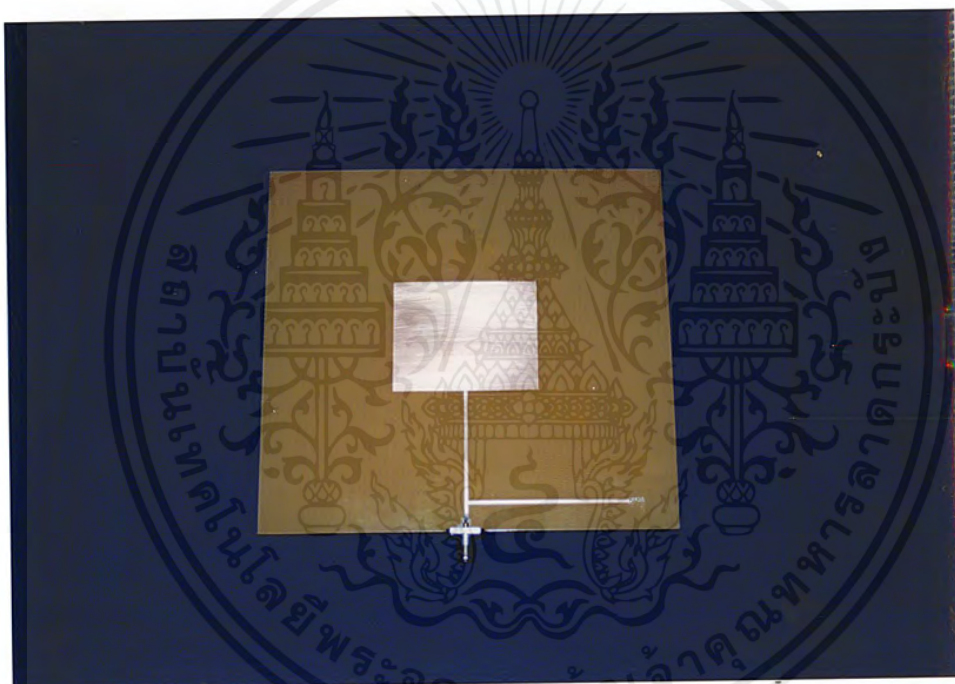
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

11. เปลี่ยนนามสกุล “ .EPS ” เช่น MICROSTRIP.EPS โดยใช้คำสั่ง PS to EPS ในเมนู File
12. สุดท้ายได้ไฟล์ที่มีนามสกุลเป็น “ .EPS ”
13. นำไปทำแผ่นฟิล์มอาร์ทเวอร์ค (Poscript) แบบ Negative ที่ร้าน
14. ตัดแผ่นปริ้นท์ตามขนาดที่ต้องการ โดยให้มีขนาดใหญ่กว่าขนาดของพื้นที่ตัวนำด้านบนที่ได้ออกแบบไว้
15. เนื่องจากการตัดแผ่นปริ้นท์ จะทำให้บริเวณขอบเกิดร่องรอยของการตัดซึ่งจะมีผลเมื่อติดแผ่นทรายฟิล์มจึงต้องขัดขอบโดยรอบของแผ่นปริ้นท์ให้เรียบด้วยกระดาษทรายชนิดละเอียด
16. ทำความสะอาดผิวทองแดงทั้งสองด้าน
17. เป่าแผ่นทองแดงให้แห้งโดยไม่ใช้มือจับเพราะอาจเกิดออกไซด์ขึ้นได้
18. ลอกแผ่นพลาสติก (Cover Sheet) ที่ติดอยู่กับแผ่นทรายฟิล์มด้านใดด้านหนึ่งออกแล้วนำไปติดกับแผ่นปริ้นท์ที่เตรียมไว้ (ระวังอย่าให้มีฟองอากาศ)
19. ใช้ผ้าวางทับบนแผ่นปริ้นท์ จากนั้นนำเตารีดปรับความร้อนปานกลางหรือโดยประมาณ 110 องศาเซลเซียส รีดทับบนแผ่นผ้าให้ทั่ว (ระวังอย่าให้ความร้อนสูงเกินไปเพราะคายฟิล์มอาจละลายได้) จากนั้นตรวจสอบว่าทรายฟิล์มที่ติดบนแผ่นปริ้นท์อีพอกซี 2 หนามีฟองอากาศแทรกอยู่หรือไม่ ถ้ามีอยู่ต้องทำการลอกทรายฟิล์มออกแล้วคิดใหม่ เพราะฟองอากาศนี้ทำให้ทรายฟิล์มไม่เกาะติดแผ่นปริ้นท์ ซึ่งเป็นเหตุให้ลายเส้นที่บริเวณจุดนี้ขาดไป
20. เมื่อได้แผ่นปริ้นท์ที่ติดทรายฟิล์มเรียบร้อยแล้ว นั่นคือพร้อมที่จะขึ้นลายได้ ให้นำแผ่นฟิล์มอาร์ทเวอร์คแบบ Negative ที่ได้ไปยิงลายวงจรสายอากาศติดลงบนแผ่นปริ้นท์ที่ติดทรายฟิล์มเรียบร้อยแล้ว แล้วนำกระจกใสมาวางทับลงบนชิ้นงาน นำหลอดไฟฟ้าขนาด 100 วัตต์แขวนไว้เหนือแผ่นปริ้นท์ ห่างจากแผ่นปริ้นท์ประมาณ 5 นิ้วเปิดหลอดไฟฉายแสงไว้ประมาณ 8-10 นาที
21. นำแผ่นที่ทำการขึ้นลายแล้วมาลอกแผ่นพลาสติกที่ติดอยู่บนแผ่นทรายฟิล์มอีกชั้นหนึ่งออกโดยลอกเพียงด้านเดียวส่วนด้านกราว์นเพลนไม่ต้องลอกออก
22. นำแผ่นปริ้นท์ที่ได้มา นำมาเอาทรายฟิล์มออก (Remove Dry Film) โดยล้างออกด้วยน้ำยา Developer (โซเดียมคาร์บอเนต) ซึ่งจะทำให้แผ่นปริ้นท์เหลือแต่ลายที่เราต้องการ
23. นำแผ่นปริ้นท์ที่ได้มากัดด้วยกรดทองแดง เพื่อให้ได้ลายเส้นตามที่ต้องการ จากนั้นนำไปทำการเอาแผ่นทรายฟิล์มออกโดยใช้โซดาไฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

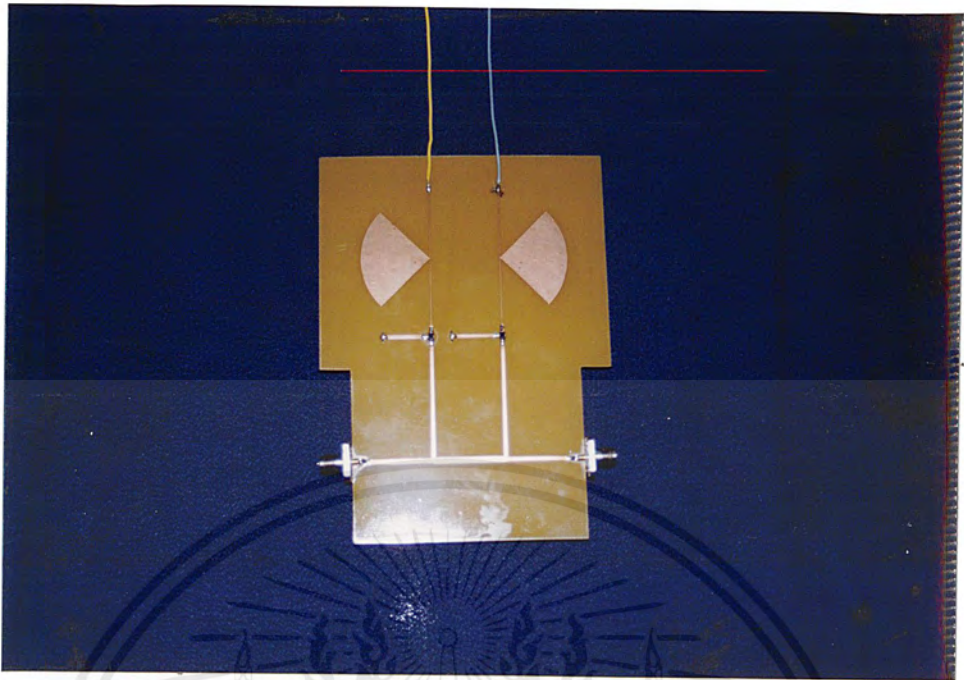
24. นำไปทำความสะอาด และนำคอนเนคเตอร์ SMA มาบัดกรีกับแผ่นปริ๊นท์ที่ได้ทำเสร็จแล้วก็จะได้ สายอากาศไมโครสตริปตามที่เราต้องการ

ขั้นตอนในการสร้างอุปกรณ์เล็นอนเฟสและไมโครสตริปเฟสอาเรย์ขนาด 2 องค์ประกอบ นั้นจะมีขั้นตอนการสร้างเหมือนกันกับการสร้างสายอากาศไมโครสตริปดังที่ได้กล่าวไปแล้ว ซึ่งจะได้ชิ้นงานออกมาดังรูปที่ 4.7 , 4.8 และ 4.9



รูปที่ 4.7 สายอากาศไมโครสตริปที่ได้ทำการสร้างขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 อุปกรณ์เลื่อนเฟสแบบบริแอกทีฟเฟดที่ได้ทำการสร้างขึ้น



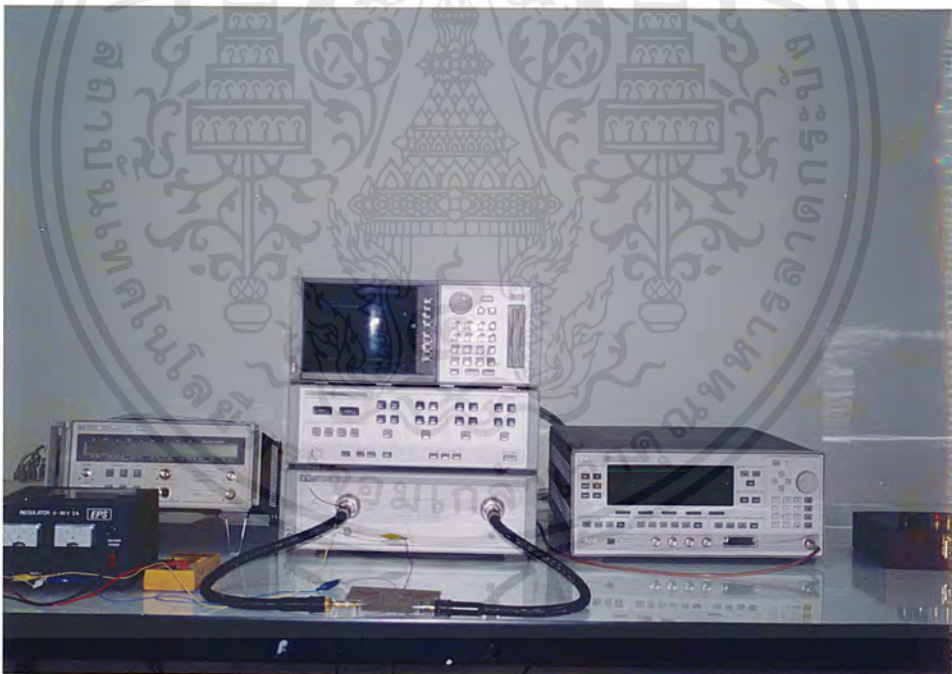
รูปที่ 4.9 ไมโครสตริปเฟสอาร์เรย์ที่ได้ทำการสร้างขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5 ผลการทดลอง

### 5.1 การทดลองวัดค่าของอุปกรณ์เลื่อนเฟส

เราจะนำชิ้นงานในส่วนของอุปกรณ์เลื่อนเฟสที่ได้ออกแบบสร้างไว้แล้ว มาทดสอบด้วยเครื่อง Network Analyzer โดยเราจะแบ่งการทดสอบออกเป็น 2 ส่วนคือในส่วนแรกเราจะทดสอบถึงค่า S พารามิเตอร์ต่างๆ เช่น ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก , ค่าความสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ , ค่า SWR , ค่าอิมพีแดนซ์ที่เอาต์พุต เป็นต้น ส่วนที่ 2 เราจะทดสอบการเลื่อนเฟส โดยการปรับเปลี่ยนแรงดันไบแอสเฟด และการปรับเปลี่ยนความถี่เพื่อดูถึงเฟสที่เปลี่ยนไป

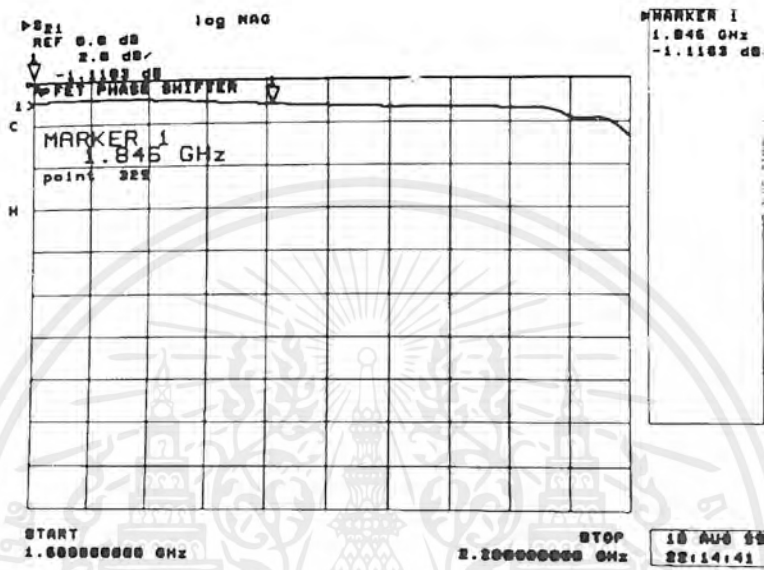


รูปที่ 5.1 การต่อชิ้นงานเข้ากับเครื่อง Network Analyzer

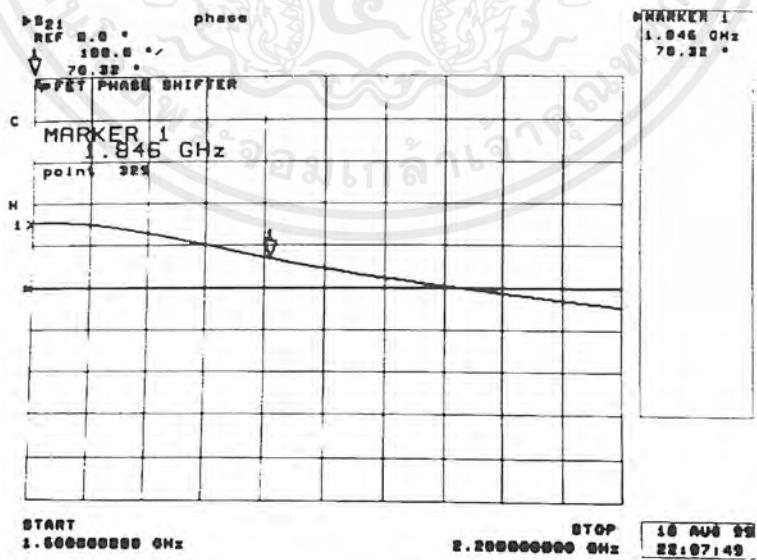
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.1.1 การทดลองวัดค่าอุปกรณ์เลื่อนเฟสด้วยเครื่อง Network Analyzer

นำชิ้นงานอุปกรณ์เลื่อนเฟสมาต่อวัดค่าต่างๆ ได้ผลดังต่อไปนี้

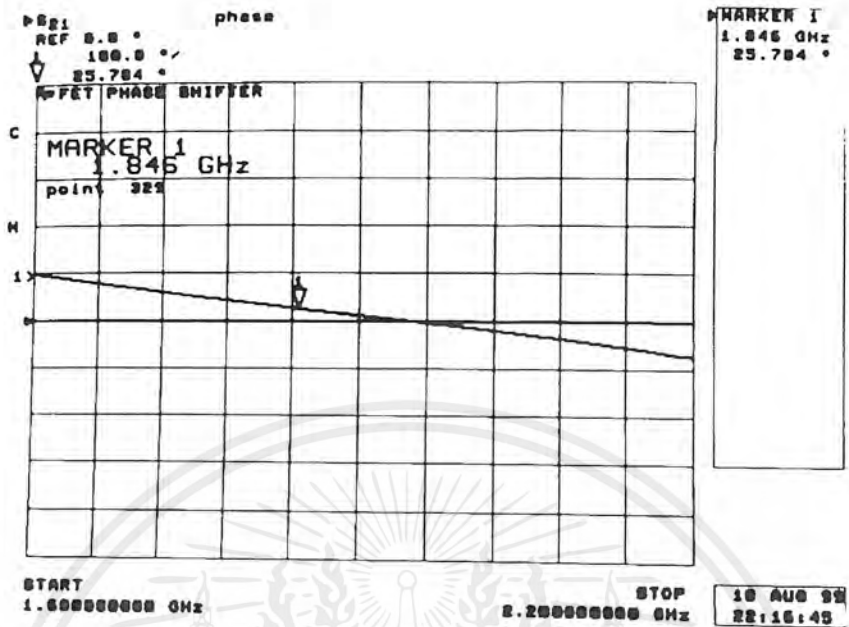


รูปที่ 5.2 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก ( $S_{21}$ ) ที่ความถี่ 1.846 GHz มีค่า  $-1.1103$  dB

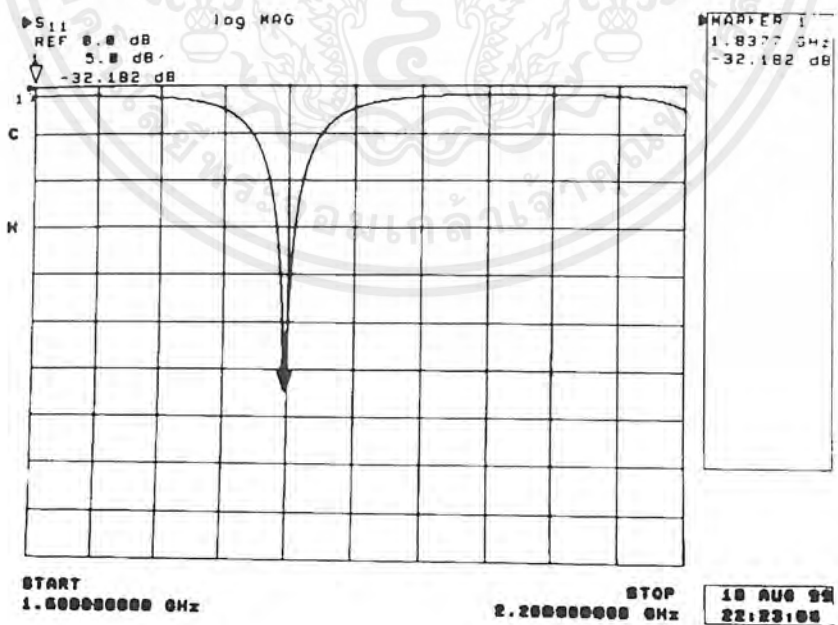


รูปที่ 5.3 เฟสการส่งผ่าน  $S_{21}$  เมื่อเมสเฟด ON ( $V_{gs} = 0$  V) มีค่า  $70.32^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

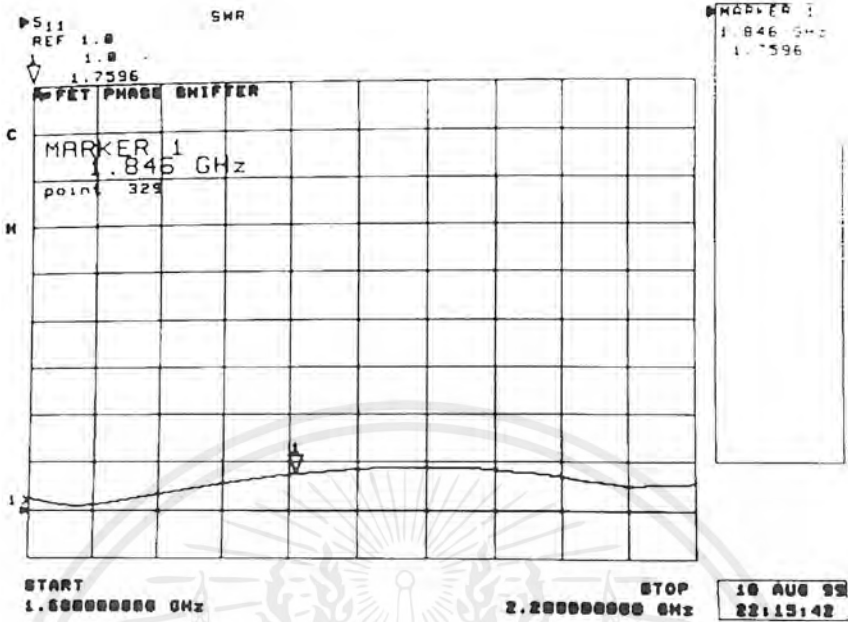


รูปที่ 5.4 เฟสการส่งผ่าน  $S_{21}$  เมื่อเมสเฟต OFF ( $V_{gs} = -2.6$  V) มีค่า  $25.704^\circ$   
เปรียบเทียบกับรูปที่ 5.3 เฟสเลื่อนไป  $44.616^\circ$

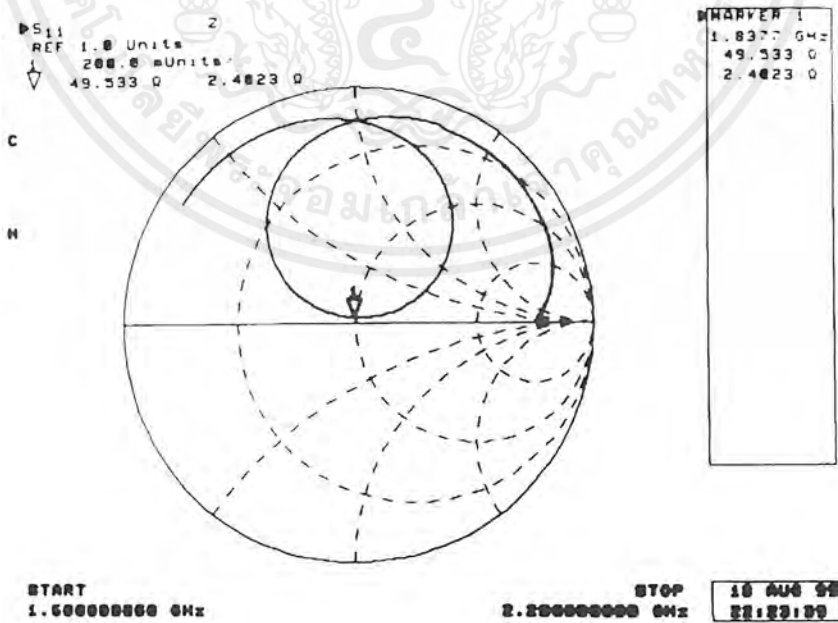


รูปที่ 5.5 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ( $S_{11}$ ) ที่ความถี่ 1.837 GHz มีค่า  $-32.182$  dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.6 ค่าอินพุต SWR ที่ความถี่ 1.846 GHz มีค่า 1.7596

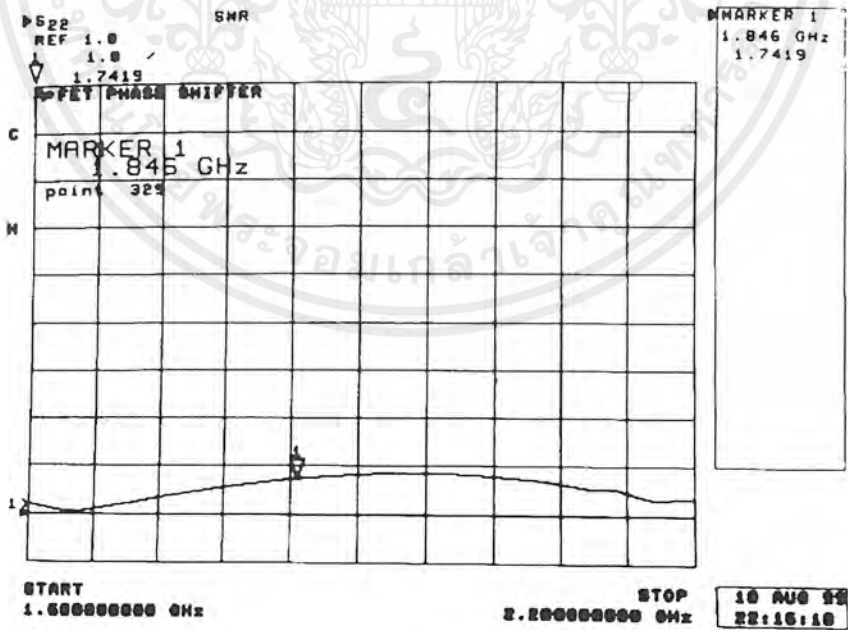


รูปที่ 5.7 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ 1.8377 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.8 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{22}$ ) ที่ความถี่ 1.846 GHz มีค่า  $-11.354$  dB



รูปที่ 5.9 ค่าเอาต์พุต SWR ที่ความถี่ 1.846 GHz มีค่า 1.7419

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.1.2 การทดสอบการเลื่อนเฟสด้วยเครื่อง Network Analyzer

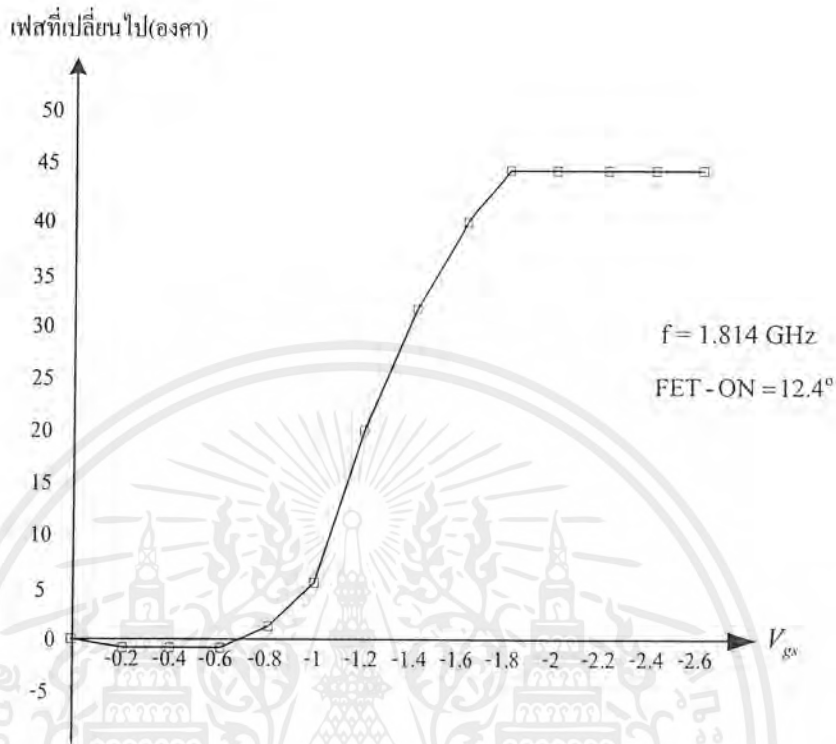
ส่วนแรกเราปรับเปลี่ยนค่าของแรงดันไบแอสเฟด  $V_{gs}$  ระหว่าง 0 V ถึง -2.6 V และทำการวัดเฟสที่เปลี่ยนแปลงไป โดยดูได้จากเฟสการส่งผ่าน  $S_{21}$  ที่เครื่อง Network Analyzer ซึ่งได้ผลออกมาดังตารางที่ 5.1 และสามารถนำไปเขียนกราฟได้ดังรูปที่ 5.10 โดยจะเห็นได้ว่าที่แรงดัน  $V_{gs}$  ตั้งแต่ -1.8 V ขึ้นไปจนถึงแรงดัน  $V_{gs} = -2.6$  V ซึ่งมีค่าการเลื่อนเฟสที่ใกล้เคียงกับที่ได้ออกแบบแบบเลื่อนเฟสไว้คือ  $45^\circ$

ตารางที่ 5.1 เฟสที่เปลี่ยนแปลงไปเนื่องจากการปรับเปลี่ยนแรงดัน

แรงดัน ( $V_{gs}$ )	มุมเฟสที่วัดได้	มุมเฟสที่เปลี่ยนไป
0	$12.4^\circ$	0
-0.2	$12.7^\circ$	$-0.3^\circ$
-0.4	$12.9^\circ$	$-0.5^\circ$
-0.6	$12.9^\circ$	$-0.5^\circ$
-0.8	$11.2^\circ$	$1.2^\circ$
-1	$5.5^\circ$	$6.9^\circ$
-1.2	$-7.4^\circ$	$19.8^\circ$
-1.4	$-20^\circ$	$32.4^\circ$
-1.6	$-28.8^\circ$	$41.2^\circ$
-1.8	$-32.8^\circ$	$45.2^\circ$
-2	$-32.8^\circ$	$45.2^\circ$
-2.2	$-32.8^\circ$	$45.2^\circ$
-2.4	$-32.8^\circ$	$45.2^\circ$
-2.6	$-32.8^\circ$	$45.2^\circ$

หมายเหตุ เฟสอ้างอิงมีค่า  $12.4^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



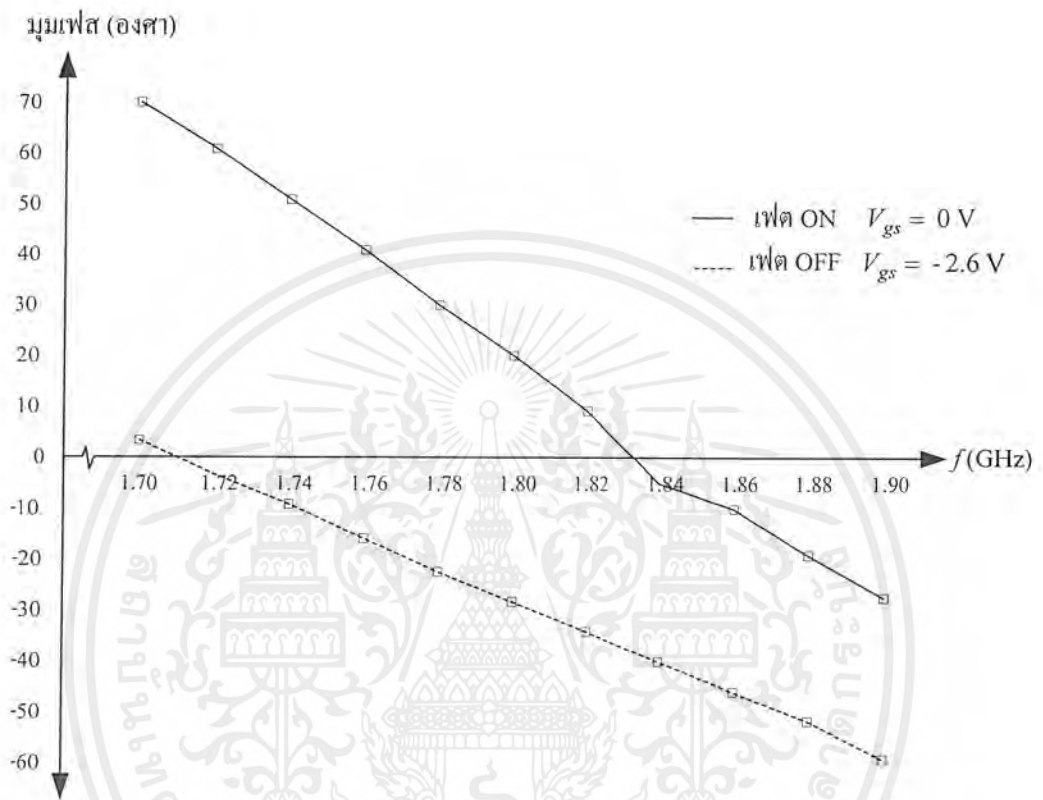
รูปที่ 5.10 กราฟแสดงการเปลี่ยนเฟสเมื่อปรับเปลี่ยนแรงดันไบแอส  $V_{gs}$

ต่อไปเราจะมาทดลองเปลี่ยนความถี่ใช้งานให้แก่อุปกรณ์เลื่อนเฟส โดยเราจะป้อนแรงดันไบแอสเฟต  $V_{gs} = 0 \text{ V}$  (เฟต - ON) และ  $V_{gs} = -2.6 \text{ V}$  (เฟต - OFF) และปรับความถี่ใช้งานในช่วง 1.75 GHz ถึง 1.9 GHz จากนั้นทำการวัดมุมเฟสจากเครื่อง Network Analyzer ซึ่งได้ผลออกมดั่งตารางที่ 5.2 และสามารถนำไปเขียนกราฟได้ดังรูปที่ 5.11 โดยจะเห็นได้ว่าความถี่ 1.814 GHz นั้นเฟสจะเลื่อนไป  $45.1^\circ$  ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับที่ออกแบบเลื่อนเฟสไว้คือ  $45^\circ$

ตารางที่ 5.2 เฟสที่เปลี่ยนแปลงไปเนื่องจากการปรับเปลี่ยนความถี่ใช้งาน

ความถี่ (GHz)	องศาเมื่อเฟด ON	องศาเมื่อเฟด OFF	มุมเฟสที่เปลี่ยนไป
1.75	46°	-13°	59°
1.76	40.6°	-16°	56.6°
1.77	35°	-19.2°	54.2°
1.78	30°	-22.3°	52.3°
1.79	24.7°	-25.5°	50.2°
1.80	19.4°	-28.5°	47.9°
1.81	14.5°	-31.6°	46.1°
1.812	13.2°	-32.2°	45.4°
1.814	12.3°	-32.8°	45.1°
1.816	11.2°	-33.4°	44.6°
1.818	10.1°	-34°	44.1°
1.82	9.2°	-34.6°	43.8°
1.83	4.4°	-37.6°	42°
1.84	-0.5°	-40.6°	40.1°
1.85	-5.3°	-43.6°	38.3°
1.86	-10°	-46.6°	36.6°
1.87	-14.7°	-49.6°	34.9°
1.88	-19°	-52.5°	33.5°
1.89	-23.4°	-55.4°	32°
1.9	-27.7°	-58.3°	30.6°

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.11 กราฟแสดงการเปลี่ยนเฟสเมื่อปรับเปลี่ยนความถี่ใช้งาน

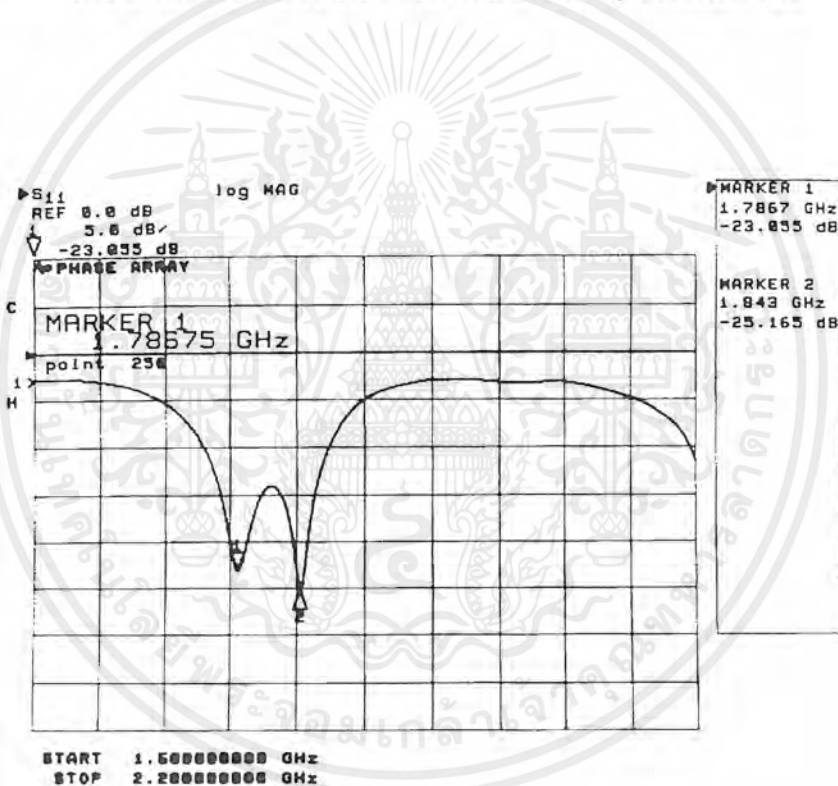
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.2 การทดลองวัดค่าสายอากาศ

เราจะนำชิ้นงานในส่วนของไมโครสตริปเฟสอาร์เรย์ที่ได้ออกแบบสร้างไว้แล้ว มาทดสอบด้วยเครื่อง Network Analyzer โดยเราจะแบ่งการทดสอบออกเป็น 2 ส่วนคือในส่วนแรกเราจะทดสอบถึงค่า S พารามิเตอร์ต่างๆ เช่น ค่าความสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ , ค่า SWR , ค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต  $S_{11}$  เป็นต้น ส่วนที่ 2 เราจะทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในสนามระยะไกล

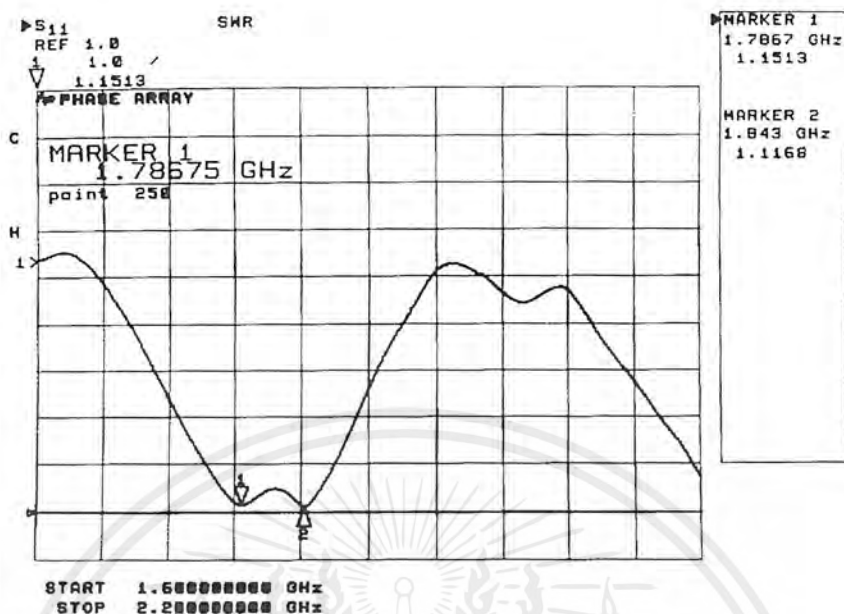
### 5.2.1 การทดลองวัดค่าพารามิเตอร์ของไมโครสตริปเฟสอาร์เรย์

นำชิ้นงานไมโครสตริปเฟสอาร์เรย์มาต่อวัดค่าต่างๆ ได้ผลดังต่อไปนี้

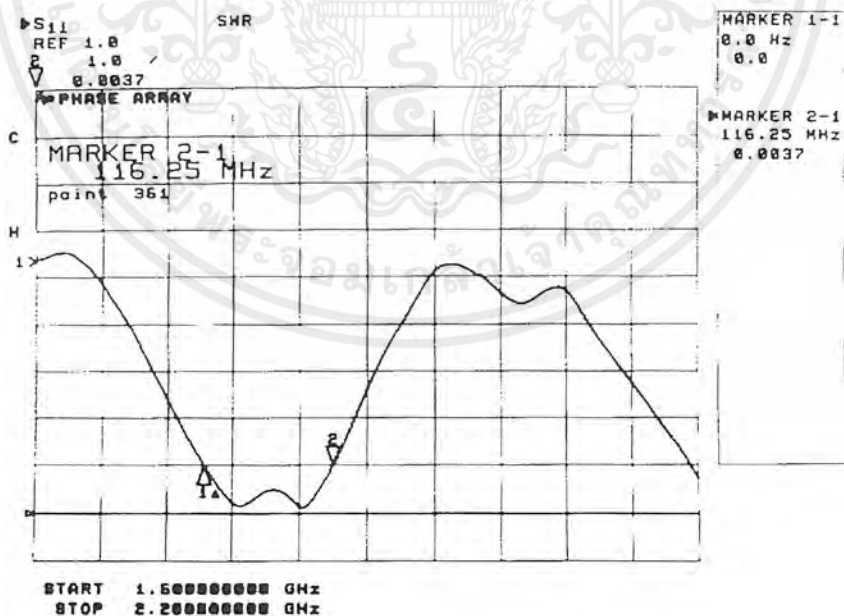


รูปที่ 5.12 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ที่ความถี่ 1.843 GHz มีค่า  $-25.165$  dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

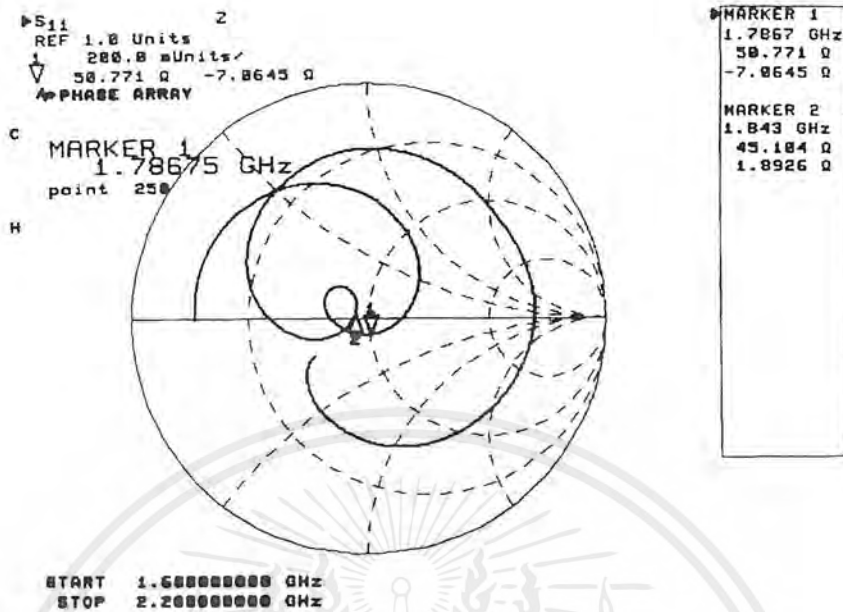


รูปที่ 5.13 ค่าอินพุต SWR ที่ความถี่ 1.843 GHz มีค่า 1.1168



รูปที่ 5.14 แบนด์วิดท์ของไมโครสตริปเฟสอาร์เรย์ มีค่า 116.25 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.15 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของไมโครสตริปเฟสอาร์เรย์

### 5.2.2 การทดลองวัดการแผ่กระจายคลื่นในสนามระยะใกล้

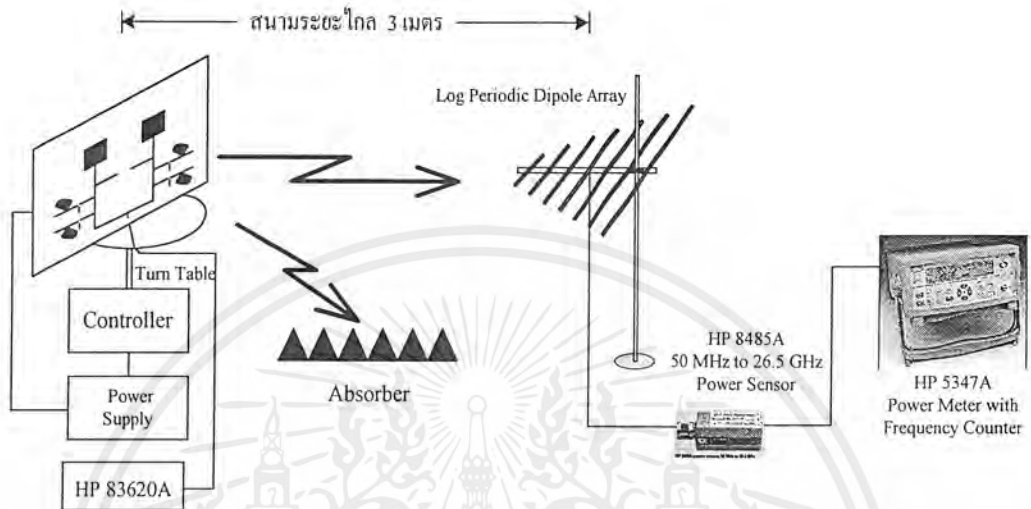
อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. ชุดไมโครสตริปเฟสอาร์เรย์ที่ได้สร้างขึ้น
2. Power Supply 0-5 V
3. สายอากาศ Log Periodic Dipole Array 1.2–2.4 GHz
4. HP 5347A Power Meter with Frequency Counter 10 Hz – 20 GHz
5. HP 8485A Power Sensor
6. HP 83620A Synthesized Sweeper 10 MHz – 20 GHz

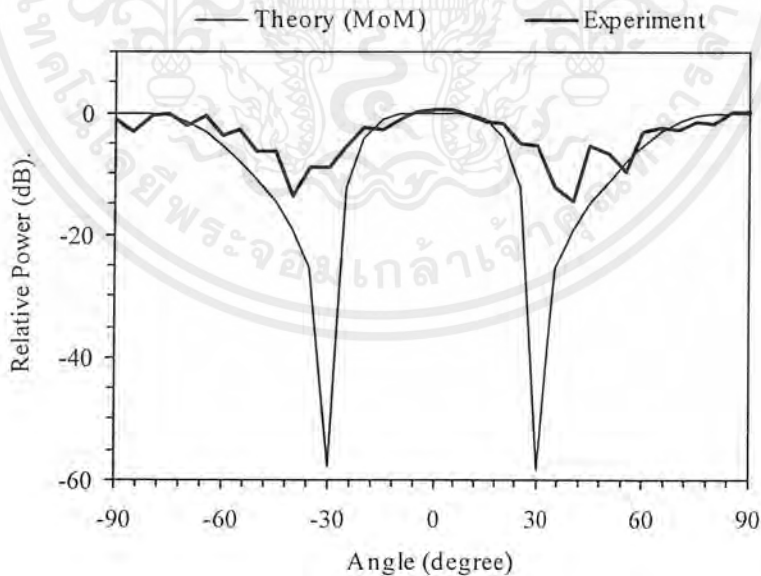
ซึ่งสามารถต่อชุดทดลองวัดค่าสนามการแผ่กระจายคลื่นได้ดังรูปที่ 5.16 โดยเราจะวัดสนามการแผ่กระจายคลื่นทางระนาบสนามแม่เหล็กและระนาบสนามไฟฟ้าซึ่งแบ่งออกเป็น 4 กรณี ดังนี้ กรณีแรกคือป้อนเฟสของกระแสให้สายอากาศเป็น  $0^\circ - 0^\circ$  กล่าวคือสถานะที่เฟด ON ทั้งคู่ ( $V_{gs} = 0$ ) กรณีที่ 2 ป้อนเฟสของกระแสให้สายอากาศเป็น  $0^\circ - 45^\circ$  กล่าวคือสถานะที่เฟดตัวที่ 1 ON และเฟดตัวที่ 2 OFF ( $V_{gs} = -2.6$  V) กรณีที่ 3 ป้อนเฟสของกระแสให้สายอากาศเป็น  $45^\circ - 0^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กล่าวคือสถานะที่เฟดตัวที่ 1 OFF และเฟดตัวที่ 2 ON และกรณีที่ 4 ป้อนเฟสของกระแสให้สายอากาศเป็น  $45^\circ - 45^\circ$  กล่าวคือสถานะที่เฟด OFF ทั้งคู่ซึ่งจะได้ผลเหมือนกรณี  $0^\circ - 0^\circ$

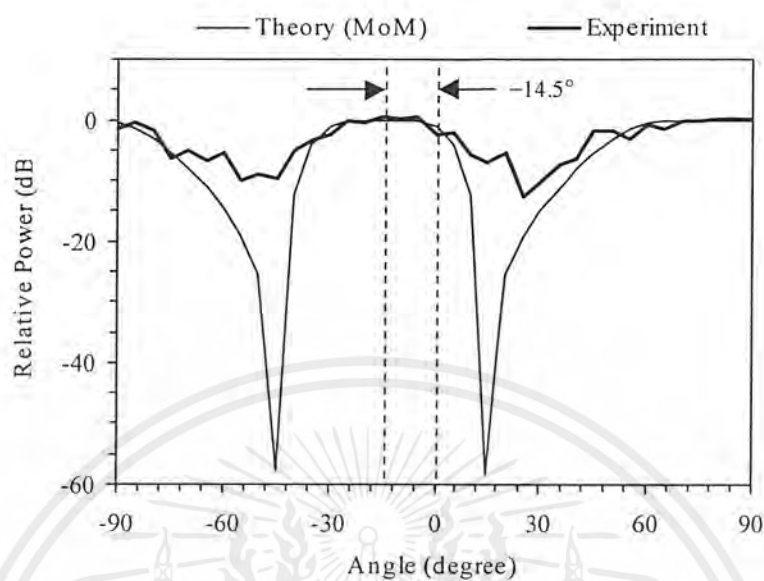


รูปที่ 5.16 การวัดแบบรูปของไมโครสตริปเฟสอาร์เรย์

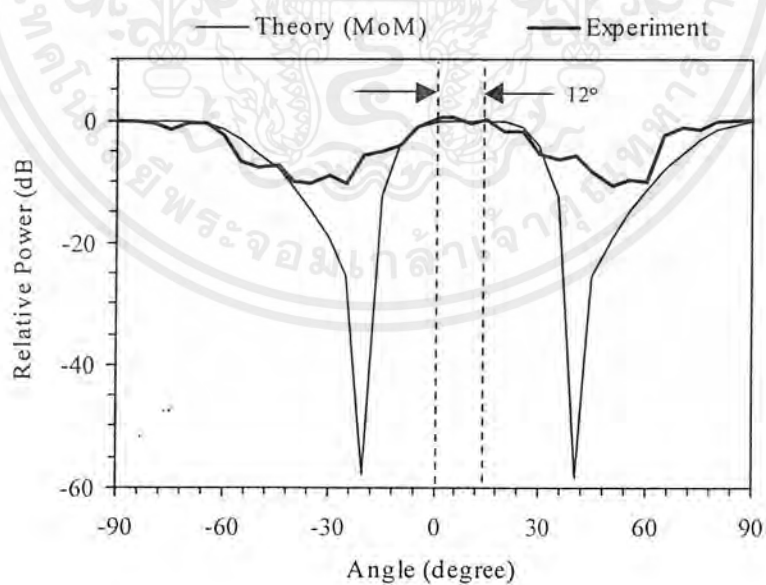


รูปที่ 5.17 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก  
เมื่อควบคุมเฟสอยู่ที่ตำแหน่ง  $0^\circ - 0^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

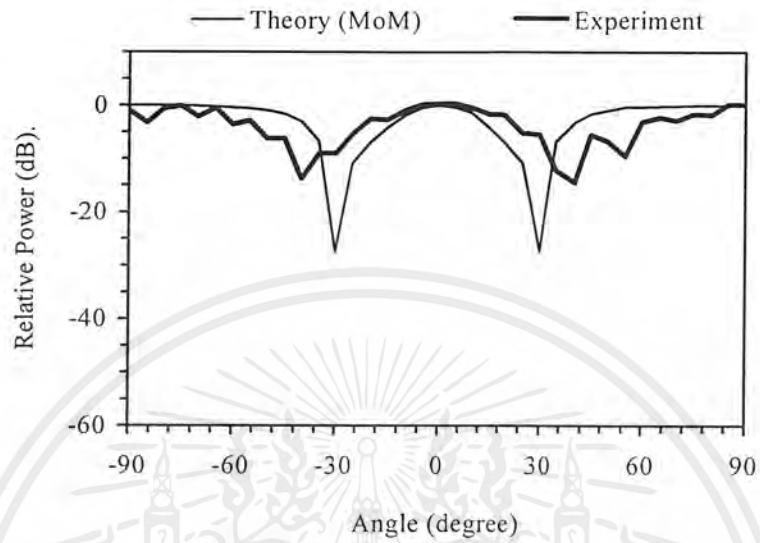


รูปที่ 5.18 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก  
เมื่อควบคุมเฟสอยู่ที่ตำแหน่ง  $0^\circ$ - $45^\circ$



รูปที่ 5.19 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก  
เมื่อควบคุมเฟสอยู่ที่ตำแหน่ง  $45^\circ$ - $0^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.20 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า  
เมื่อควบคุมเฟสอยู่ที่ตำแหน่ง  $0^\circ-0^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

### สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองของอุปกรณ์เลื่อนเฟสแบบรีแอคทีฟเฟด เห็นได้ว่าเราสามารถควบคุมการเลื่อนเฟสได้ด้วยการปรับเปลี่ยนแรงดันไบแอสเฟด ( $V_{gs}$ ) ซึ่งถ้ามีการปรับเปลี่ยนแรงดัน  $V_{gs}$  ที่ค่อนข้างละเอียดแล้วการเลื่อนเฟสก็จะเป็นแบบอนาล็อก และยังเห็นได้ว่าที่แต่ละความถี่นั้นจะให้การเลื่อนเฟสที่แตกต่างกัน ในส่วนของการนำอุปกรณ์เลื่อนเฟสไปประยุกต์ใช้งานในสายอากาศไมโครสตริปเฟสอาร์เรย์นั้นจะเห็นได้ว่าเมื่อปรับเปลี่ยนเฟสของกระแสที่ป้อนให้แก่ตัวสายอากาศ ซึ่งการปรับเปลี่ยนเฟสของกระแสนั้นจะกระทำโดยการควบคุมแรงดัน  $V_{gs}$  ของตัวอุปกรณ์เลื่อนเฟส ซึ่งจากผลการทดลองเห็นได้ว่าแบบรูปการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้ามีผลที่ใกล้เคียงกับทางทฤษฎี

#### ปัญหาที่พบในการทดลอง

จากการสร้างอุปกรณ์เลื่อนเฟสแบบรีแอคทีฟเฟดและสายอากาศไมโครสตริป มีปัญหาและอุปสรรคต่างๆ ที่เกิดขึ้นในการทดลอง พอจะสรุปได้ดังนี้

1. เฟดที่ใช้ในการออกแบบมีความไวสูง ไม่ทนต่อความร้อนในการบัดกรีจึงต้องใช้หัวแร้งที่มีวัตต์ต่ำๆ เพื่อป้องกันเฟดไม่ให้เกิดความเสียหายหรือพังได้
2. อุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้างวงจร เช่น เมสเฟด , คอนเนคเตอร์ SMA หาได้ยากและราคาค่อนข้างแพง
3. แผ่นปริ้นท์ที่พอกซีที่ใช้ในการสร้างชิ้นงานนั้น ไม่มีสเปคมาให้ จึงต้องทำการหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆเอง ซึ่งการหาค่าและประมาณค่าต่างๆชิ้นงานนั้นจะมีผลกระทบต่อ การออกแบบทดลองโดยตรง
4. การบัดกรีแต่ละจุดจะมีผลต่อการทำงานของวงจรเป็นอย่างมาก ฉะนั้นการบัดกรีแต่ละจุดควรต้องระวังอย่าให้ตะกั่วมากเกินไป
5. ในการถ่ายแบบลงบนแผ่นปริ้นท์ เนื่องจากลายวงจรมีขนาดเล็กบางครั้งลายวงจรอาจขาดได้ ทำให้ต้องเสียเวลาในการถ่ายแบบใหม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## แนวทางในการพัฒนาต่อไป

โครงการในปฏิญญาพันธบัตรฉบับนี้ สามารถขยายขีดความสามารถและพัฒนาต่อไปได้อีกหลายอย่าง เช่น

1. พัฒนาวงจรเลื่อนเฟสให้สามารถมีการขยายสัญญาได้
2. สร้างวงจรเลื่อนเฟสชนิดอื่น เช่น วงจรเลื่อนเฟสวิตซ์ไลน์ , วงจรเลื่อนเฟสไฮบริดคัปเปิลเลอร์
3. พัฒนาวงจรเลื่อนเฟสให้มีการใช้งานที่ความถี่สูงขึ้น
4. พัฒนาให้ใช้งานกับสายอากาศเฟสอเรียซ์ขนาดหลายๆองค์ประกอบ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บรรณานุกรม

- Constantine A . Balanis. “ Antenna Theory Analysis and Design ” . Second Edition , USA : John Wiley & Sons Inc , 1997.
- David M . Pozar . “ Microwave Engineering ” . Second Edition , 1998.
- Dennis Roddy . “ Microwave Technology ” . A Reston Book : Prentice – Hall Inc , 1986.
- Harry A . Atwater . “ Circuit Design of the Loaded – Line Phase Shifter ”. IEEE Trans. Microwave Theory tech. , vol. MTT-33 , JULY 1985.
- Shiban K . Koul and Bharathi Bhat . “ Microwave And Millimeter Wave Phase Shifters ” . volume I , london : Artech House Inc , 1991.
- Shiban K . Koul and Bharathi Bhat . “ Microwave And Millimeter Wave Phase Shifters ” . Volume II , london : Artech House Inc , 1991.
- บัณฑิต โรจน์อารยานนท์ . “ วิศวกรรมไมโครเวฟ ” . พิมพ์ครั้งที่ 2 , กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย , 2539.
- พิชัย ภักดีพานิชเจริญ . “ ทฤษฎีและการใช้งานความถี่ย่านไมโครเวฟ ” . กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์ , 2536.
- โมไนย ไกรฤกษ์ . “ ทฤษฎีสายอากาศ ” . กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์ , 2535.

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

型名	社名	用途	構造	最大定格										電氣的特性 (Ta=25°C)									
				V <sub>GS</sub> (V)	V <sub>GS</sub> (V) 区分	V <sub>GS</sub> (V) 区分	I <sub>D</sub> (A) 区分	P <sub>D</sub> /P <sub>Ch</sub> (W) 区分	I <sub>SS</sub> (max) (A)	V <sub>GS</sub> (V)	I <sub>SS</sub> (min) (A)	V <sub>DS</sub> (V)	I <sub>SS</sub> (max) (A)	V <sub>DS</sub> (V)	V <sub>GS</sub> (V)	V <sub>DS</sub> (V)	V <sub>DS</sub> (V)	I <sub>D</sub> (A)	r <sub>DS</sub> (typ) (S)	V <sub>DS</sub> (V)	I <sub>D</sub> (A)		
2SK1609	松下	SW, RF PA	MOS	N E	500 DSS	±30 S	8 D	50	±1μ	±30	100μ	400	1	5	25	1m	3	5	25	4			
2SK1610	松下	SW, RF PA	MOS	N E	500 DSS	±30 S	13 D	120	±1μ	±30	100μ	400	1	5	25	1m	5	8	25	7			
2SK1611	松下	SW, RF PA	MOS	N E	800 DSS	±30 S	3 D	50	±1μ	±30	100μ	640	1	5	25	1m	1.5	2.4	25	2			
2SK1612	松下	SW, RF PA	MOS	N E	900 DSS	±30 S	3 D	50	±1μ	±30	100μ	720	1	5	25	1m	1.5	2.2	25	2			
2SK1613	松下	SW, RF PA	MOS	N E	900 DSS	±30 S	5 D	100	±1μ	±30	100μ	720	1	5	25	1m	1.5	3.5	25	3			
2SK1614	松下	SW, RF PA	MOS	N E	900 DSS	±30 S	8 D	120	±1μ	±30	100μ	720	1	5	25	1m	3	5.5	25	4			
2SK1615	日立	SIIF LN A	GaAs/HEMT	N D	3.5 DS	-3 O	60n D	160m	-10μ	-3	12m	60m	2	-0.3	-2.5	2	100μ	30m	50n	2			
2SK1616	日立	SIIF LN A	GaAs/HEMT	N D	3.5 DS	-3 O	70n D	180m	-10μ	-3	12m	70m	2	-0.3	-2.5	2	100μ	40m	60m	2			
2SK1617	日立	SIIF LN A	GaAs/HEMT	N D	3.5 DS	-3 O	60n D	160m	-10μ	-3	12m	60m	2	-0.3	-2.5	2	100μ	30m	50m	2			
2SK1618(L) (S)	日立	SW-Reg. DDC	MOS -	N E	600 DSS	±30 S	3 D	30	±10μ	±25	250μ	500	2	3	105	1m	1.2	2	10	1			
2SK1619	東芝	SIIF LN A	GaAs	N D	-3 DDC	-3 O	60n D	150m	-10μ	-3	15m	60m	2	-0.2	-2	2	100μ	30m	50m	2			
2SK1620(L) (S)	日立	SW-Reg. DDC	MOS	N E	150 DSS	±20 S	10 D	50	±10μ	±16	250μ	120	2	4	10	1m	4	7	10	5			
2SK1621(L) (S)	日立	SW-Reg. DDC	MOS	N E	250 DSS	±20 S	7 D	50	±10μ	±16	250μ	200	2	4	10	1m	2.7	4.5	10	4			
2SK1622(L) (S)	日立	Water/Relay-D	MOS	N E	60 DSS	±20 S	25 D	50	±10μ	±16	250μ	50	1	2	10	1m	12	20	10	15			
2SK1623(L) (S)	日立	Water/Relay-D	MOS	N E	100 DSS	±20 S	20 D	50	±10μ	±16	250μ	80	1	2	10	1m	10	16	10	10			
2SK1624(L) (S)	日立	SW-Reg. DDC	MOS	N E	600 DSS	±30 S	4 D	50	±10μ	±25	250μ	500	2	3	10	1m	2.2	3.5	10	2			
2SK1625(L) (S)	日立	SW-Reg. DDC	MOS	N E	600 DSS	±30 S	7 D	75	±10μ	±25	250μ	500	2	3	10	1m	4	6.5	10	4			
2SK1626	日立	SW-Reg. DDC	MOS	N E	450 DSS	±30 S	5 D	35	±10μ	±25	250μ	360	2	3	10	1m	2.5	4	10	2.5			
2SK1627	日立	SW-Reg. DDC	MOS	N E	500 DSS	±30 S	5 D	35	±10μ	±25	250μ	400	2	3	10	1m	2.5	4	10	2.5			
2SK1628	日立	SW-Reg. DDC	MOS	N E	450 DSS	±30 S	30 D	200	±10μ	±25	250μ	360	2	3	10	1m	12	20	10	15			
2SK1629	日立	SW-Reg. DDC	MOS	N E	500 DSS	±30 S	30 D	200	±10μ	±25	250μ	400	2	3	10	1m	12	20	10	15			
2SK1630	三菱	IIS PSW, SW-Reg	MOS	N E	700 DSS	±30 S	3 D	75	±100n	±30	1m	700	2	4	10	1m	2	4	10	2			
2SK1630S	三菱	IIS PSW, SW-Reg	MOS	N E	700 DSS	±30 S	3 D	75	±100n	±30	1m	700	2	4	10	1m	2	4	10	2			
2SK1631	三菱	IIS PSW, SW-Reg	MOS	N E	700 DSS	±30 S	3 D	75	±100n	±30	1m	700	2	4	10	1m	2	4	10	2			
2SK1632	三菱	IIS PSW, SW-Reg	MOS	N E	700 DSS	±30 S	5 D	150	±100n	±30	1m	700	2	4	10	1m	1	1.7	10	1.5			
2SK1632S	三菱	IIS PSW, SW-Reg	MOS	N E	700 DSS	±30 S	5 D	150	±100n	±30	1m	700	2	4	10	1m	1.5	2.5	10	3			
2SK1633	三菱	IIS PSW, SW-Reg	MOS	N E	700 DSS	±30 S	5 D	150	±100n	±30	1m	700	2	4	10	1m	1.5	2.5	10	3			
2SK1634	三菱	IIS PSW, SW-Reg	MOS	N E	700 DSS	±30 S	5 D	150	±100n	±30	1m	700	2	4	10	1m	1.5	2.5	10	3			
2SK1635	松下	IIS SW, RF PA	MOS	N E	60 DSS	±20 S	50 D	130	±1μ	±20	100μ	40	1	5	10	1m	15	25	10	25			
2SK1636(L) (S)	日立	SW-Reg. DDC	MOS	N E	250 DSS	±30 S	15 D	75	±10μ	±25	250μ	200	2	3	10	1m	5	10	10	8			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

電 氣 的 特 性 (T=25°C)

Cis (typ) (pF)	Crs (typ) (pF)	V <sub>OS</sub> (V)	V <sub>DS</sub> (V)	NF typ dB	f (Hz)	R <sub>Q</sub> (Ω)	R <sub>OS(OH)</sub> (gax) (Ω)	V <sub>GS</sub> (V)	I <sub>D</sub> (A)	その他特性	測定条件	コンブリ メンタリ	外形	備考	型 名
1200	70	0	20					1	10	4	ton=100ns, tf=60nstyp	ID=5A, VDD=150V	190	TO-220F(a), GDS	25K1609
1700	120	0	20				0.8	10	7	7	ton=100ns, tf=90nstyp	ID=7A, VDD=150V	196	TOP-3(a), GDS	25K1610
730	40	0	20				4	10	2	2	ton=40ns, tf=35nstyp	ID=2A, VDD=200V	190	TO-220F(a), GDS	25K1611
730	40	0	20				5	10	2	2	ton=40ns, tf=35nstyp	ID=2A, VDD=200V	190	TO-220F(a), GDS	25K1612
1400	60	0	20				2.8	10	3	3	ton=90ns, tf=60nstyp	ID=3A, VDD=200V	191	GDS	25K1613
1800	90	0	20				1.7	10	4	4	ton=100ns, tf=80nstyp	ID=4A, VDD=200V	196	TOP-3(a), GDS	25K1614
				0.8	1.1	120					Ga=9.5dBm/in/11dBtyp	f=120Hz		GDS	25K1615
				1.3	1.7	120					Ga=8dBm/in/10dBtyp	f=120Hz		μPPAK GDS	25K1616
				1.0	1.4	120					Ga=8dBm/in/9.3dBtyp	f=120Hz		μPPAK GDS	25K1617
295	12	0	10				5	10	1	1	ton=33ns, toff=95nstyp	ID=1A, VDD=30V	294, LDPAK GDS	25K1618(L), (S)	25K1619
				1.0	1.3	120					Ga=9dBm/in/10.5dBtyp	f=120Hz	338	GDS	25K1620(L), (S)
1200	85	0	10				0.15	10	5	5	ton=70ns, toff=110nstyp	ID=5A, VDD=30V	294, LDPAK GDS	25K1621(L), (S)	25K1622(L), (S)
820	115	0	10				0.55	10	4	4	ton=60ns, toff=120nstyp	ID=4A, VDD=30V	294, LDPAK GDS	25K1623(L), (S)	25K1624(L), (S)
1400	220	0	10				0.04	10	15	15	ton=145ns, toff=450nstyp	ID=15A, VDD=30V	294, LDPAK GDS	25K1625(L), (S)	25K1626
1300	160	0	10				0.085	10	10	10	ton=112ns, toff=450nstyp	ID=10A, VDD=30V	294, LDPAK GDS	25K1627	25K1628
600	25	0	10				2.4	10	2	2	ton=38ns, toff=95nstyp	ID=2A, VDD=30V	296, TO-3PL GDS	25K1629	25K1630
1180	50	0	10				1.3	10	4	4	ton=65ns, toff=150nstyp	ID=4A, VDD=30V	292 TO-220FM, GDS	25K1631	25K1632
640	20	0	10				1.4	10	2.5	2.5	ton=35ns, toff=80nstyp	ID=2.5A, VDD=30V	292 TO-220FM, GDS	25K1633	25K1634
640	20	0	10				1.5	10	2.5	2.5	ton=35ns, toff=80nstyp	ID=2.5A, VDD=30V	296, TO-3PL GDS	25K1635	25K1636(L), (S)
2800	90	0	10				0.25	10	15	15	ton=172ns, toff=300nstyp	ID=15A, VDD=30V	296, TO-3PL GDS	25K1637	25K1638
2800	90	0	10				0.27	10	15	15	ton=172ns, toff=300nstyp	ID=15A, VDD=30V	296, TO-3PL GDS	25K1639	25K1640
560	35	0	5				4.4	10	2	2	ton=55ns, toff=85nstyp	ID=2A, VDD=200V	267, TO-220 代替FSSUM14	25K1641	25K1642
560	35	0	25				4.4	10	2	2	ton=55ns, toff=85nstyp	ID=2A, VDD=200V	330 代替FSSVS14	25K1643	25K1644
560	35	0	25				4.4	10	1.5	1.5	ton=55ns, toff=85nstyp	ID=1.5A, VDD=200V	215 代替FSS7M14	25K1645	25K1646
1000	60	0	25				2.3	10	3	3	ton=80ns, toff=125nstyp	ID=3A, VDD=200V	267, TO-220 代替FSTUM14	25K1647	25K1648
1000	60	0	25				2.3	10	3	3	ton=80ns, toff=125nstyp	ID=3A, VDD=200V	330 代替FSTVS14	25K1649	25K1650
1000	60	0	25				2.3	10	3	3	ton=75ns, toff=125nstyp	ID=3A, VDD=200V	215 代替FST7M14	25K1651	25K1652
1000	60	0	25				2.3	10	3	3	ton=60ns, toff=125nstyp	ID=3A, VDD=200V	250, TO-3P 代替FSTUM14	25K1653	25K1654
3800	2000	0	10				30	10	25	25	ton=380ns, tf=130nstyp	ID=25A, VDD=30V	256, TOP-3L GDS	25K1655	25K1656(L), (S)
1250	85	0	10				0.27	10	8	8	ton=109ns, toff=170nstyp	ID=8A, VDD=30V	294, LDPAK GDS		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้