

การศึกษาส่วนประกอบการกระตุ้นสำหรับท่อนำคลื่น
ON THE STUDY OF EXCITATION COMPONENTS FOR WAVEGUIDE



โดย
นายภาคภูมิ ศรีคำอินทร์ 42015612
นางสาววราพร วิมลมงคลพร 42015616

ม.พ.
ส.พ.
ธ.พ.

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน... 42186
วัน, เดือน, ปี 14 พ.ศ. 2545

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์ การศึกษาส่วนประกอบการกระตุ้นสำหรับท่อนำคลื่น
 ON THE STUDY OF EXCITATION COMPONENTS FOR
 WAVEGUIDE

ชื่อนักศึกษา นายภาคภูมิ ศรีคำอินทร์ 42015612
 นางสาวดาพร วิมลมงคลพร 42015616

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ประกิจ ตังติสานนท์
 อาจารย์พิชญ สุพรรณกุล

ปริญญา อดุทธสาทรศาสตรบัณฑิต
 สาขาวิชา เทคโนโลยีโทรคมนาคม
 ภาควิชา เทคนิคอดุทธสาทร
 ปีการศึกษา 2543

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาระดับปริญญาตรีอดุทธสาทรศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์

.....ประธานกรรมการ

)

.....กรรมการ

()

.....กรรมการ

()

.....กรรมการ

()

.....กรรมการ

()

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การศึกษาส่วนประกอบการกระตุ้นสำหรับท่อนำคลื่น

โดย นาย ภาคภูมิ ศรีคำอินทร์ 42015612
นางสาว วดาพร วิมลมงคลพร 42015616

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ. ประกิจ ตั้งศิลาพันธ์
อาจารย์พี่เลี้ยง สุพรรณกกุล

ระดับการศึกษา อดุศาสตรมหาบัณฑิต

ปีการศึกษา

2543

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำเสนอการศึกษาการป้อนสำหรับท่อนำคลื่นซึ่งประกอบด้วย 3 ส่วนสำคัญคือ โคนอกเซิล, ไมโครสตริป และ ท่อนำคลื่น ส่วนที่ 1 คือโคนอกเซิลใช้สำหรับป้อนสัญญาณให้กับท่อนำคลื่น และส่วนที่ 2 คือไมโครสตริปใช้ในการป้อนสัญญาณผ่านสลีตไปยังท่อนำคลื่นในลักษณะต่าง ๆ จะศึกษาถึงคุณสมบัติของท่อนำคลื่น และเทคนิคการป้อนสัญญาณให้ท่อนำคลื่น โดยการป้อน โคนอกเซิลและไมโครสตริปซึ่งผลของการทดลองจะได้กราฟที่แสดงคุณสมบัติของการป้อนแบบโคนอกเซิลและแบบไมโครสตริป โดยอาศัยคุณสมบัติของพารามิเตอร์ S จากการวัดโดยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย โดยทำการเปรียบเทียบความแตกต่างของกราฟที่ได้จากการป้อนสัญญาณระหว่างสายโคนอกเซิลและไมโครสตริปผ่านสลีตไปสู่ท่อนำคลื่นในลักษณะต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ON THE STUDY OF EXCITATION COMPONENTS FOR WAVEGUIDE

Student Ms.Pakpoom Srikam-in 42015612
 Miss.Wadaporn Wimonmongkonpron 42015616

Advisor Assoc.Prof.Prakit Tangtisanon
 Mr.Pichaya Supanakoon

Degree Bachelor Degree of Industrial Technology
Programme Telecommunication Technology
Department Industrial Technology
Academic year 2000

ABSTRACT

In this project, the study of excitation components for waveguide that consists of a coaxial line, microstirp and a rectangular waveguide is presented. The rectangular waveguide is stimulated through the coaxial line in first part and the rectangular waveguide is stimulated through the microstirp is second part. The characteristics of rectangular waveguide and techniques of feeding are studied. The measured results show characteristic curves of coaxial line and microstirp with respect to s-parameters, which are measured by the network analyzer. Finally, the measured results are compared between the rectangular waveguide is feeded through the coaxial line and the shape of various microstirp

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้จัดทำขึ้นเป็นผลสำเร็จ ทางคณะผู้จัดทำจักต้องขอขอบพระคุณ บิดา มารดาที่คอยช่วยเหลือและให้กำลังใจ ขอขอบพระคุณบูรพาจารย์ทั้งหลายท่านผู้เขียนเอกสาร และตำราอ้างอิงต่างๆทุกท่าน โดยเฉพาะท่านอาจารย์ที่ปรึกษา รศ. ประกิจ ดังตีสานนท์ , อาจารย์ พิชญ์ สุพรรณกุล, อาจารย์ มนต์ชัย แซ่มชัย, อาจารย์ พนารัตน์ ระวีวรรณ ที่คอยให้คำปรึกษา แนะนำ และช่วยเหลือในการหาข้อมูลต่างๆ ทั้งทางด้านทฤษฎีและปฏิบัติเป็นอย่างดี ทั้งนี้คณะผู้จัดทำต้องขอขอบพระคุณภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ได้ให้คณะผู้จัดทำมีโอกาสเข้ามาศึกษา ณ สถาบันแห่งนี้

สุดท้ายนี้ทางคณะผู้จัดทำ ขอขอบพระคุณคณะอาจารย์ทุกท่านที่กรุณาประสิทธิ์ประสาทวิชาให้แก่กลุ่มผู้จัดทำ จนทำให้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยดี

คณะผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญรูป	ฉ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 กล่าวนำ	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ	1
1.3 ผลที่คาดว่าจะได้รับ	2
1.4 โครงประกอบของปริญญานิพนธ์	2
บทที่ 2 ทฤษฎีที่นำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก	3
2.1 บทนำ	3
2.2 สมการคลื่น	5
2.3 ระนาบที่วางขนานกันในท่อนำคลื่น	6
2.4 คลื่นในตัวนำทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก	7
2.5 ความยาวคลื่นคัตออฟและความถี่คัตออฟในท่อนำคลื่น	8
2.6 ความเร็วในท่อนำคลื่น	10
2.7 กลุ่มความยาวคลื่นในท่อนำคลื่น	12
2.8 โหมดของการส่งในท่อนำคลื่น	13
2.9 กำลังงานที่ส่งผ่านในท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก	14
2.10 กำลังงานการสูญเสียในท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก	15
2.11 พารามิเตอร์ S	16
2.12 นิยามของเมตริกซ์พารามิเตอร์ S	17
บทที่ 3 ทฤษฎีตัวกระตุ้นสัญญาณ	19
3.1 การปฏิบัติการข้อกำหนดสำหรับการกระตุ้น	19
3.2 การป้อนสนามไฟฟ้าให้ท่อนำคลื่น โดยใช้โพรบ	20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

เรื่อง	หน้า
บทที่ 4 การป้อนสัญญาณเข้าสู่ร่องของท่อนำคลื่น	27
4.1 ร่องในแผ่นตัวนำขนาดใหญ่	27
4.2 การจัดวางตำแหน่งของร่องบนท่อนำคลื่น	30
4.3 ลักษณะการเจาะร่องบนท่อนำคลื่น	31
บทที่ 5 ทฤษฎีไมโครสตริป	32
5.1 สายอากาศไมโครสตริป	32
5.2 ลักษณะ โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป	33
5.3 สนามที่แพร่กระจายของสายอากาศ	35
บทที่ 6 การวิเคราะห์และการออกแบบ	41
6.1 โครงสร้างของท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก	41
6.2 การออกแบบการป้อนสนามไฟฟ้าให้ท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมโดยใช้สายโคแอกเชียล	43
6.3 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อกับสล็อต	46
6.4 การป้อนสัญญาณจากไมโครสตริปผ่านสล็อตไปยังท่อนำคลื่นในลักษณะต่างๆ	47
บทที่ 7 ผลการทดลอง	51
7.1 การทดลองตัวกระตุ้นสำหรับท่อนำคลื่น โดยใช้โปรแกรมวิเคราะห์	51
7.2 ผลการทดลองโดยใช้โปรแกรมวิเคราะห์แบบจำลองโดยอาศัยคุณสมบัติของพารามิเตอร์ S	52
7.3 การทดลองวัดค่าโดยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย	54
7.4 การทดลองการกระตุ้นสำหรับท่อนำคลื่นแบบสายโคแอกเชียลโดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายโดยอาศัยคุณสมบัติของพารามิเตอร์ S	55
7.5 การทดลองการกระตุ้นสำหรับท่อนำคลื่นแบบไมโครสตริปผ่านสล็อตในลักษณะต่างๆ	56
บทที่ 8 สรุปผลการทดลอง	61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูป	หน้า
รูปที่ 2.1 ท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก	6
รูปที่ 2.2 คลื่นระนาบสามารถแพร่กระจายไประหว่างแผ่นตัวนำสองแผ่น	6
รูปที่ 2.3 การส่งคลื่นในแผ่นตัวนำที่มีระยะต่างกัน	7
รูปที่ 2.4 สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก	7
รูปที่ 2.5 ลักษณะของคลื่นในท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก	8
รูปที่ 2.6 คลื่นตกกระทบ คลื่นสะท้อนและกลุ่มความยาวคลื่นภายในท่อนำคลื่น	9
รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ของ V กับ V_p	10
รูปที่ 2.8 ความสัมพันธ์ของ λ กับ λ_p	12
รูปที่ 2.9 โครงข่ายที่ใช้ในการพิจารณาพารามิเตอร์ S	16
รูปที่ 2.10 วงจรสำหรับเมตริกซ์พารามิเตอร์ S	17
รูปที่ 3.1 การคัปปลิงของโพรบโคแอกเซียลกับท่อนำคลื่น	20
รูปที่ 3.2 แหล่งกำเนิดกระแสในท่อนำคลื่น	21
รูปที่ 3.3 โพรบและส่วนจินตภาพ	24
รูปที่ 4.1 ร่องในแผ่นตัวนำขนาดใหญ่มาก	27
รูปที่ 4.2 การไหลของกระแสบนผิวท่อนำคลื่น	31
รูปที่ 5.1 รูปร่างของแผ่นสายอากาศไมโครสตริป	34
รูปที่ 5.2 ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ	35
รูปที่ 5.3 รูปแบบการวิเคราะห์สายอากาศในระบบพิกัดฉาก	39
รูปที่ 6.1 ขนาดหน้าตัดของท่อนำคลื่น	43
รูปที่ 6.2 การป้อนสนามไฟฟ้าจากสายโคแอกเซียลไปยังท่อนำคลื่น	45
รูปที่ 6.3 สายอากาศแบบร่องที่ป้อนสัญญาณ โดยสายส่งไมโครสตริป	46
รูปที่ 6.4 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก แบบร่องที่ออกแบบ	46
รูปที่ 6.5 การป้อนสัญญาณจากไมโครสตริปผ่านสล็อตไปยังท่อนำคลื่นแบบเจาะรูด้านล่าง	47
รูปที่ 6.6 การป้อนสัญญาณจากไมโครสตริปผ่านสล็อตไปยังท่อนำคลื่นแบบเจาะรูด้านข้าง	48
รูปที่ 6.7 การป้อนสัญญาณจากไมโครสตริปผ่านสล็อตไปยังท่อนำคลื่นแบบเจาะรูเฉียง ด้านข้าง	49

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูป	หน้า
รูปที่ 6.8 การป้อนสัญญาณจากไมโครสตริปผ่านสลีตไปยังท่อนำคลื่นแบบเจาะรูเพียงด้านบน	50
รูปที่ 7.1 ขนาดของสายโคแอกเซียลที่ยื่นเข้าไปในท่อนำคลื่น	51
รูปที่ 7.2 แบบจำลองการป้อนสัญญาณในท่อนำคลื่น	51
รูปที่ 7.3 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่พอร์ต S11	52
รูปที่ 7.4 ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของคลื่นที่พอร์ต S12	52
รูปที่ 7.5 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่พอร์ต S22	53
รูปที่ 7.6 ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของคลื่นที่พอร์ต S21	53
รูปที่ 7.7 การทดลองวัดค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านและการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ	54
รูปที่ 7.8 ตัวกระตุ้นสำหรับท่อนำคลื่นแบบสายโคแอกเซียลจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน $S_{11} = -25.113$ dB, $S_{22} = -30.943$ dB และค่าสัมประสิทธิ์การย้อนกลับ $S_{12} = -0.394$ dB, $S_{21} = -0.468$ dB	55
รูปที่ 7.9 ผลการทดลองโดยอาศัยคุณสมบัติของพารามิเตอร์ S	55
รูปที่ 7.10 ตัวกระตุ้นสำหรับท่อนำคลื่นโดยไมโครสตริปผ่านสลีตแบบเจาะรูด้านล่าง จะได้ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน $S_{11} = 14.230$ dB, $S_{22} = -0.357$ dB และค่าสัมประสิทธิ์การย้อนกลับ $S_{12} = -41.99$ dB, $S_{21} = -41.951$ dB	56
รูปที่ 7.11 ผลการทดลองโดยอาศัยคุณสมบัติของพารามิเตอร์ S ในการกระตุ้นแบบเจาะรูด้านล่าง	56
รูปที่ 7.12 แสดงตัวกระตุ้นสำหรับท่อนำคลื่นโดยไมโครสตริปผ่านสลีตแบบเจาะรูด้านข้าง จะได้ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน $S_{11} = -14.701$ dB, $S_{22} = -5.415$ dB และค่าสัมประสิทธิ์การย้อนกลับ $S_{12} = -3.716$ dB, $S_{21} = -3.792$ dB	57
รูปที่ 7.13 ผลการทดลองโดยอาศัยคุณสมบัติของพารามิเตอร์ S ในการกระตุ้นแบบเจาะรูด้านข้าง	57
รูปที่ 7.14 แสดงตัวกระตุ้นสำหรับท่อนำคลื่นโดยไมโครสตริปผ่านสลีตแบบเจาะรูเพียงด้านข้าง จะได้ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน $S_{11} = -3.231$ dB, $S_{22} = -14.258$ dB และค่าสัมประสิทธิ์การย้อนกลับ $S_{12} = -8.321$ dB, $S_{21} = -8.300$ dB	58

สารบัญรูป(ต่อ)

รูป	หน้า
รูปที่ 7.15 ผลการทดลองโดยอาศัยคุณสมบัติของพารามิเตอร์ S ในการกระตุ้นแบบเจาะรูเฉียง ด้านข้าง	58
รูปที่ 7.16 แสดงตัวกระตุ้นสำหรับท่อนำคลื่นโดยไมโครสตริปผ่านสล๊อตแบบเจาะรูเฉียงด้านบน จะได้ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน $S_{11} = -13.805$ dB. $S_{22} = -14.020$ dB สัมประสิทธิ์ การย้อนกลับ $S_{12} = -4.411$ dB. $S_{21} = -4.410$ dB	59
รูปที่ 7.17 ผลการทดลองโดยอาศัยคุณสมบัติของพารามิเตอร์ S ในการกระตุ้นแบบเจาะรูเฉียง ด้านบน	59



บทที่ 1

บทนำ

1.1 กล่าวนำ

เนื่องจากในปัจจุบัน มีการใช้ประโยชน์จากการสื่อสารผ่านไมโครเวฟมากขึ้นและได้มีการพัฒนาวิธีการส่งข่าวสารให้มีความเร็วมากขึ้น และให้ความผิดพลาดของการส่งข้อมูลข่าวสารลดลงด้วยวิธีการส่งแบบต่างๆ ทั้งนี้ยังรวมถึงการพัฒนาอุปกรณ์นำพาคลื่นให้มีคุณสมบัติที่ดีขึ้น มีขนาดเล็กลง น้ำหนักเบาและราคาถูก ทำให้มีอุปกรณ์นำพาคลื่นเกิดขึ้นอีกหลายชนิดด้วยโครงสร้างที่แตกต่างกันไป แต่สิ่งที่จะต้องคำนึงถึงอีกประการที่จะทำให้ท่อนำคลื่นสามารถทำงานได้ดีนั้น จะต้องศึกษาถึงตัวป้อนสัญญาณให้กับท่อนำคลื่นซึ่งจะต้องมีคุณสมบัติที่สอดคล้องด้านความถี่ในท่อนำคลื่นด้วย อีกทั้งยังศึกษาถึงเทคนิคการป้อนสัญญาณที่ให้ประสิทธิภาพสูงสุดและมีการสูญเสียต่ำ

ในปฏิญานีพนธ์ฉบับนี้ ได้ทำการศึกษาตัวกระตุ้นสัญญาณสำหรับท่อนำคลื่น ซึ่งจะประกอบด้วย 3 ส่วน คือ โคอแอกเซียลไมโครสตริป และท่อนำคลื่น ในส่วนของโคอแอกเซียลที่ใช้เป็นตัวกระตุ้นสัญญาณส่งให้กับท่อนำคลื่นนั้นจะใช้สายเคเบิล ส่วนไมโครสตริปนั้นจะกระตุ้นสัญญาณผ่านสล๊อตเพื่อส่งให้กับท่อนำคลื่น โดยศึกษาถึงโครงสร้างและชนิดสารไดอิเล็กตริกของโคอแอกเซียล รวมถึงเทคนิคการป้อนที่ให้ประสิทธิภาพสูงสุด

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อวิเคราะห์และสร้างตัวกระตุ้นสัญญาณสำหรับท่อนำคลื่น
2. ศึกษาคุณสมบัติของสายโคอแอกเซียล เพื่อนำมาใช้ในออกแบบให้ได้คุณสมบัติและโครงสร้างของตัวกระตุ้นสัญญาณสำหรับท่อนำคลื่นที่เหมาะสม
3. ศึกษาคุณสมบัติของไมโครสตริปและสล๊อต เพื่อนำมาใช้ในการออกแบบให้ได้คุณสมบัติและโครงสร้างของตัวกระตุ้นสัญญาณสำหรับท่อนำคลื่นที่เหมาะสม
4. เพื่อสามารถนำข้อมูลที่ได้รับจากการศึกษาครั้งนี้ไปพัฒนาและปรับปรุงในครั้งต่อไป

1.3 ผลที่คาดว่าจะได้รับ

1. สามารถวิเคราะห์ตัวกระตุ้นสัญญาณ สำหรับท่อนำคลื่นที่เหมาะสม
2. สามารถออกแบบสร้างตัวกระตุ้นสัญญาณ สำหรับท่อนำคลื่นได้
3. สามารถระบุค่าการสูญเสีย เนื่องจากการส่งผ่านค่าพลังงานระหว่างตัวกระตุ้นกับท่อนำคลื่นได้
4. มีความรู้ความเข้าใจในการใช้เครื่องมือวัดทางด้านวงจรความถี่สูง เช่น เครื่อง Network Analyzer
5. เข้าใจขั้นตอนและวิธีการปฏิบัติ รวมถึงการใช้งานและโปรแกรมคอมพิวเตอร์ สำหรับการออกแบบ เพื่อศึกษาส่วนประกอบการกระตุ้นสำหรับท่อนำคลื่นได้

1.4 โครงประกอบของปริญญาโท

ปริญญาโทฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 8 บท โดยมีบทนำอยู่ในบทที่ 1 เป็นการกล่าวแนะนำหลักการเบื้องต้น และวัตถุประสงค์ในการทำโครงงานนี้ ส่วนรายละเอียดของบทต่างๆ อีก 7 บท มีดังต่อไปนี้

บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยม

บทที่ 3 ทฤษฎีพื้นฐานตัวกระตุ้นสัญญาณ

บทที่ 4 ทฤษฎีพื้นฐานร่องที่ป้อนสัญญาณ โดยท่อนำคลื่น

บทที่ 5 ทฤษฎีพื้นฐานสายอากาศไมโครสตริป

บทที่ 6 การออกแบบ

บทที่ 7 ผลการทดลอง

บทที่ 8 สรุปผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก

2.1 บทนำ

โดยทั่วไปท่อนำคลื่น (Waveguide) จะเป็นท่อโลหะกลวงแบบสี่เหลี่ยมมุมฉากหรือแบบทรงกลม ใช้ในการส่งคลื่นไฟฟ้า

สนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าในท่อนำคลื่นจะถูกจำกัดอยู่ภายในที่ว่างของท่อ ทำให้ไม่มีการสูญเสียกำลังงานการแพร่กระจาย และค่าความสูญเสียของไดอิเล็กตริก (Dielectric loss) มีค่าน้อยมาก

ปัญหาในการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในท่อนำคลื่น สามารถแก้ได้โดยใช้สมการของแมกเวลล์ (Maxwell) ในรูปแบบของดิฟเฟอเรนเชียล (Differential form) ($\rho=0$)

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu_0 \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (2.2)$$

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

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

และ

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} \quad \vec{B} = \mu_0 \vec{H}$$

ในทฤษฎีสายส่งปกติจะสมมติให้สนามทั้งหมดเปลี่ยนแปลงในทิศทางแกน Z (-Z เป็น positive)

$$\exp(-\gamma Z) \quad (2.5a)$$

เมื่อ γ เป็นปริมาณเชิงซ้อน (Complex)

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (2.5b)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

α เป็นสัมประสิทธิ์การลดทอนต่อหน่วยความยาว มีหน่วยเป็น Nepers per metre (neper/m)

β เป็นสัมประสิทธิ์ค่าเฟส (Radians/m)

เหมือนกับกรอธิบายการเปลี่ยนแปลงทางเวลา คือ

$$\exp(j\omega t) \quad (2.6)$$

สมการแมกซ์เวลล์ที่สอดคล้อง คือ

$$(TEM)E = H_z = 0 \quad (2.7a)$$

$$(TM)E \neq 0, H_z = 0 \quad (2.7b)$$

$$(TE)E = 0, H_z \neq 0 \quad (2.7c)$$

$$(HE)E \neq 0, H_z \neq 0 \quad (2.7d)$$

TEM (Transverse ElectroMagnetic wave) จะพบในระบบสายคู่ขนาน (two wire line) หรือสายโคแอกเซียล (coaxial line)

TE (Transverse Electric wave) และ TM (Transverse Magnetic wave) จะพบในท่อที่เป็นรูปมีหลายรูปแบบ เช่น ทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก(Rectangular), ทรงสามเหลี่ยม(triangular), ทรงกลม (circular) และหน้าตัดจําพวกวงรี

HE จะใช้อธิบายการแพร่กระจายในบางส่วนของท่อนำคลื่นไดอิเล็กตริกโหลด (loaded dielectric waveguides) หรือ ท่อนำคลื่นไดอิเล็กตริกแบบเปิด (open dielectric waveguides)

ถ้า E_z หรือ H_z หรือทั้งคู่ยังอยู่มันอาจจะเป็นไปได้ที่จะได้รับจากสนามอื่นๆความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์ μ_r และ ϵ_r ตามสมการของแมกเวลล์ อย่างไรก็ตามทั้งคู่มีความสำคัญต่อขนาดไดอะลอก (dialog) หรือเทนเซอร์ (tensor) แล้วแต่กรณีตามธรรมชาติของตัวกลาง เราสามารถอธิบาย permeability ใน isotropic, anisotropic และ gyromagnetic insulator เป็น

$$\mu_r \neq 1 \quad (2.8a)$$

$$[\mu_r] = \begin{bmatrix} \mu_x & 0 & 0 \\ 0 & \mu_y & 0 \\ 0 & 0 & \mu_z \end{bmatrix} \quad (2.8b)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$[\mu_r] = \begin{bmatrix} \mu_{xx} & \mu_{xy} & \mu_{xz} \\ \mu_{yx} & \mu_{yy} & \mu_{yz} \\ \mu_{zx} & \mu_{zy} & \mu_{zz} \end{bmatrix} \quad (2.8c)$$

2.2 สมการคลื่น

ถ้า E_z หรือ H_z แทนสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กตามขวางในเทอมตามยาวอย่างเดียว การหาเงื่อนไขขอบเขตโดยใช้สมการทำได้โดยเริ่มจากการเคอร์ล (curl) สมการของแมกเวลล์

$$\nabla \times (\nabla \times \bar{E}) = -j\omega\mu_0 (\nabla \times \bar{H}) \quad (2.9a)$$

$$\nabla \times (\nabla \times \bar{E}) = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \bar{E} \quad (2.9b)$$

จากสมการเวกเตอร์

$$\nabla \times (\nabla \times \bar{A}) = \nabla(\nabla \cdot \bar{A}) - \nabla^2 \bar{A} \quad (2.9c)$$

ดังนั้นจะได้

$$\nabla(\nabla \cdot \bar{E}) - \nabla^2 \bar{E} = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \bar{E} \quad (2.9d)$$

จากสมการดิฟเฟอเรนเชียล $(\nabla \cdot \bar{E}) = 0$ ทำให้ได้ผลลัพธ์ของสมการ (2.9d) เป็น

$$(\nabla^2 + \omega^2 \mu_0 \epsilon_0) \bar{E} = 0 \quad (2.9e)$$

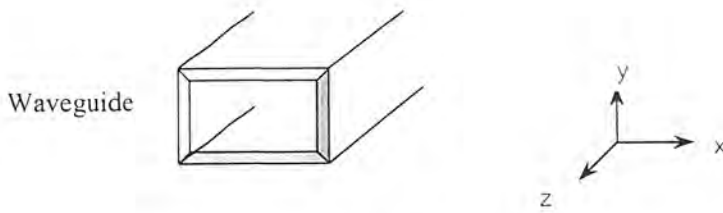
ความสัมพันธ์ของเวกเตอร์ \bar{E} ในระบบพิกัดฉากเป็น

$$(\nabla^2 + \omega^2 \mu_0 \epsilon_0) E_z = 0 \quad (2.10a)$$

ทำนองเดียวกันเวกเตอร์ H_z ในระบบพิกัดฉากเป็น

$$(\nabla^2 + \omega^2 \mu_0 \epsilon_0) H_z = 0 \quad (2.10b)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

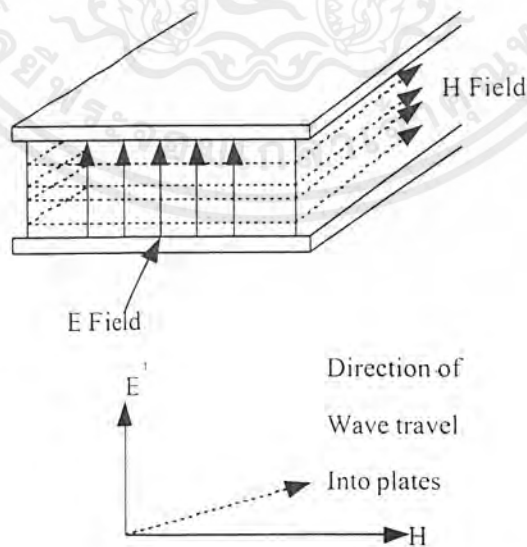


รูปที่ 2.1 ท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก

2.3 ระบายที่วางขนานกันในท่อนำคลื่น (PARALLEL PLANE WAVEGUIDE)

ขณะที่คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแพร่กระจายไปในที่ว่าง (free space) ถ้าเรานำแผ่นตัวนำ 2 แผ่นมาทึบขวางบังคับให้คลื่นเดินทางอยู่ระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสอง คลื่นที่เกิดขึ้นที่อยู่ระหว่างแผ่นตัวนำนี้มีชื่อเรียกว่า “คลื่นระนาบ (Plane Wave)” ซึ่งมีลักษณะเป็นคลื่นที่มีสนามไฟฟ้า (E) และสนามแม่เหล็ก (H) ตั้งฉากกับทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่นและมีหน้าคลื่น (Wave Front) เป็นระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ระหว่างแผ่นตัวนำที่เกิดขึ้นมาจากประจุที่กระจายอยู่ตามพื้นผิวตัวนำและกระแสที่ไหลผ่านพื้นผิวตัวนำเวกเตอร์ (vector) สนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจะตั้งฉากกับผิวตัวนำ (โดยเริ่มจากประจุที่ผิวตัวนำด้านหนึ่งไปสิ้นสุด (Terminated) ที่ประจุบนผิวตัวนำอีกด้านหนึ่ง) ส่วนสนามแม่เหล็กซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของปริมาณกระแสที่ไหลผ่านผิวตัวนำ จะมีเวกเตอร์ของสนามขนานไปกับผิวตัวนำ การเกิดสนามทั้งสองในลักษณะเช่นนี้ จะทำให้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีลักษณะเป็นคลื่นระนาบ (plane wave) สามารถแพร่กระจายไประหว่างแผ่นตัวนำทั้ง 2 ได้ ดังรูป

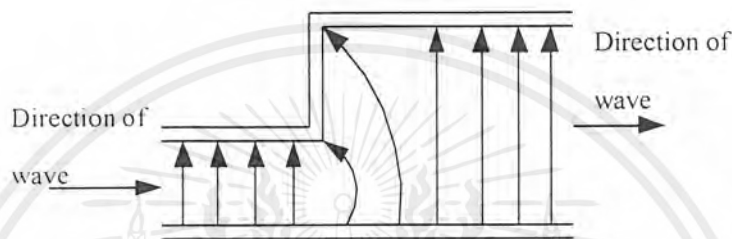
2.2



รูปที่ 2.2 คลื่นระนาบสามารถแพร่กระจายไประหว่างแผ่นตัวนำสองแผ่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

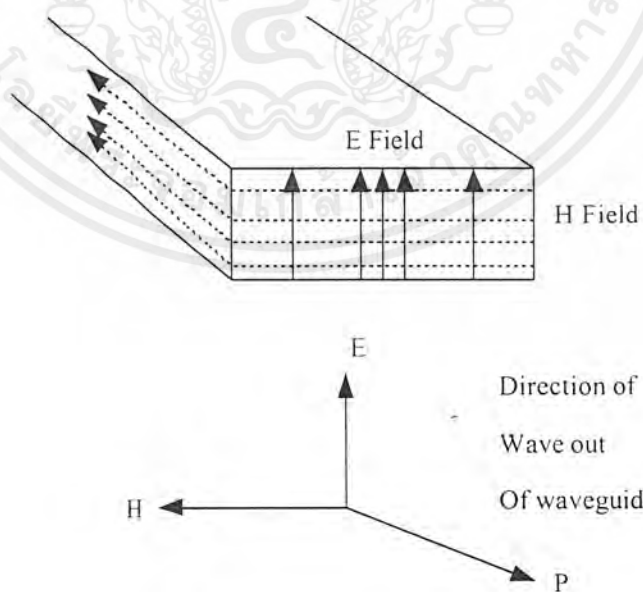
ถ้าระยะห่างระหว่างแผ่นตัวนำเปลี่ยนแปลงอย่างกะทันหัน จะทำให้เกิดคลื่นลักษณะหนึ่ง มีชื่อว่าคลื่นเชิงซ้อน (Complex wave) ซึ่งคลื่นนี้ จะเกิดในตำแหน่งที่มีการเปลี่ยนแปลงระยะห่างของแผ่นตัวนำ (หรือเมื่อคลื่นมีการเปลี่ยนทิศทางการเคลื่อนที่) สนามไฟฟ้าที่มีลักษณะเป็นสนามตั้งฉาก เคลื่อนที่ในระหว่างแผ่นตัวนำขนานที่แคบ เมื่อมาถึงจุดต่อของการเปลี่ยนระยะห่างสนามไฟฟ้าจะเกิดการโค้ง และกลับกลายเป็นสนามตั้งฉากอีกครั้งหนึ่งเมื่อเข้าสู่แผ่นตัวนำขนานที่มีระยะห่างกว้าง ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 การส่งคลื่นในแผ่นตัวนำที่มีระยะต่างกัน

2.4 คลื่นในตัวนำทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก (WAVE IN RECTANGULAR GUIDE)

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ประกอบด้วยสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กจะมีคุณลักษณะเฉพาะ ดังรูป 2.4



รูปที่ 2.4 สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก

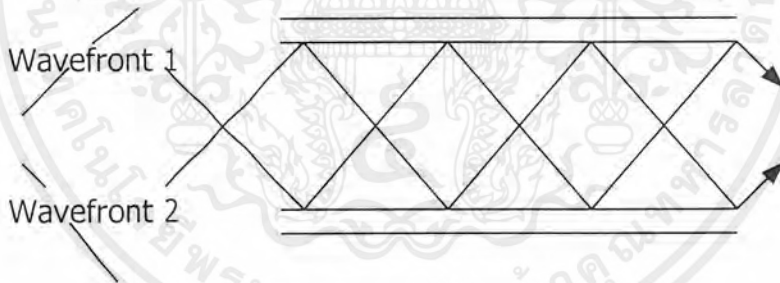
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นอยู่ภายในท่อนำคลื่นจุดที่มีความเข้มสูงสุด คือ จุดกึ่งกลางของความยาวท่อนำคลื่นและความเข้มของสนามไฟฟ้าจะเป็นศูนย์ที่ผนังด้านข้าง คือ สนามไฟฟ้าที่ขนานกับพื้นผิวดำนำจะมีความเข้มเป็นศูนย์

สนาม H ที่เกิดขึ้นภายในท่อนำคลื่นจะต่อเนื่องกันและวนไปรอบท่อนำคลื่น โดยที่เวกเตอร์ของสนามแม่เหล็กจะไม่ตั้งฉากกับผนังของแผ่นตัวนำ สนามแม่เหล็กจะวนต่อกันเป็นวงรอบและขนานไปกับผนังตัวนำ

คลื่น TEM นั้น ไม่สามารถแพร่กระจายไปในท่อนำคลื่นซึ่งเป็นตัวกลางที่มีตัวนำเดี่ยว ฉะนั้นโหมดของคลื่นในท่อนำคลื่นมี 2 โหมด คือ $TE_{m,n}$ และ $TM_{m,n}$

จากรูป 2.5 แสดงถึงระนาบคลื่นจาก 2 แหล่ง ซึ่งมีขนาดและความถี่เท่ากันเข้าไปในท่อนำคลื่นในลักษณะซิกแซกขึ้นลงเนื่องจากการสะท้อนกับผิวดำนำ แต่คลื่นทั้งสองจะหักล้างกันและให้สนามไฟฟ้าที่ผนังด้านข้างของท่อนำคลื่นเป็นศูนย์ ไปตลอดแนวการแพร่กระจายของคลื่น จากคุณสมบัติของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งจะให้มุมตกกระทบเท่ากับมุมสะท้อนกลับ โดยที่มุมตกกระทบซึ่งให้แนวของสนามไฟฟ้าเป็นศูนย์ตรงกันไปตามผนังด้านข้างของท่อนำคลื่นขึ้นอยู่กับค่าความถี่ของคลื่นที่ใช้งาน และขนาดของท่อนำคลื่น



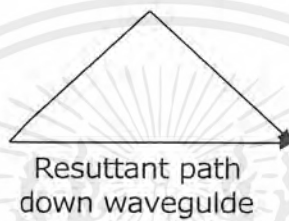
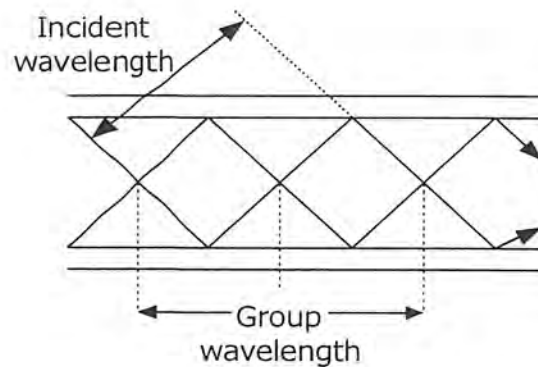
รูปที่ 2.5 ลักษณะของคลื่นในท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก

2.5 ความยาวคลื่นคัตออฟและความถี่คัตออฟในท่อนำคลื่น

(CUT OFF WAVELENGTH AND FREQUENCY IN WAVEGUIDE)

ความสัมพันธ์ทางความยาวคลื่นของคลื่นตกกระทบ (Incident wave) และคลื่นสะท้อน (Reflected wave) และกลุ่มของคลื่น (Group wave) ภายในท่อนำคลื่นเป็นไปตามรูปที่ 2.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 คลื่นตกกระทบ คลื่นสะท้อนและกลุ่มความยาวคลื่น ภายในท่อนำคลื่น

เพื่อให้ได้สนามไฟฟ้าเป็นศูนย์ ที่ผนังด้านข้างของท่อนำคลื่น คลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อน ต้องเกิดขึ้นทุกระยะห่างหนึ่งความยาวคลื่น ในด้านกว้างของท่อนำคลื่นที่ความถี่ของคลื่นค่าหนึ่ง ความกว้างของท่อนำคลื่นค่าหนึ่ง และต้องมีมุมตกกระทบและมุมสะท้อนที่เหมาะสม จึงจะทำให้สนามไฟฟ้าที่ผนังด้านข้างของท่อนำคลื่นเป็นศูนย์

ความยาวคลื่นที่ยาวที่สุด ที่สามารถเดินทางไปตามท่อนำคลื่นและยังคงให้ค่าสนามไฟฟ้าที่ผนังด้านข้างเป็นศูนย์ มีค่าเท่ากับ 2 เท่าของด้านกว้าง a ของท่อนำคลื่นซึ่งมีค่าความยาวคลื่นนี้ จะมีมุมตกกระทบและมุมสะท้อนเป็น 90° จะทำให้เกิดคลื่นนิ่งจึงไม่มีการแพร่กระจายไปตามท่อนำคลื่นค่าความยาวคลื่นและความถี่ที่จุดนี้ เรียกว่า ความยาวคลื่นคัตออฟ (Cutoff wavelength) และความถี่คัตออฟ (Cutoff frequency) ของท่อนำคลื่น

$$\begin{aligned}\lambda_{\text{cutoff}} &= 2 (\text{waveguide width}) \\ &= 2a\end{aligned}\quad (2.11)$$

โดยที่ λ_{cutoff} = ความยาวคลื่นคัตออฟ (Cutoff wavelength)
 a = ความกว้างของท่อนำคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถหาความถี่คัตออฟได้

$$f_{\text{cutoff}} (H_z) = V / \lambda_{\text{cutoff}} \quad (2.12)$$

แทน $\lambda_{\text{cutoff}} = 2a$ จะได้

$$f_{\text{cutoff}} (H_z) = V / 2a \quad (2.13)$$

แทน V ด้วย $c / \sqrt{\mu' \epsilon'}$ จะได้

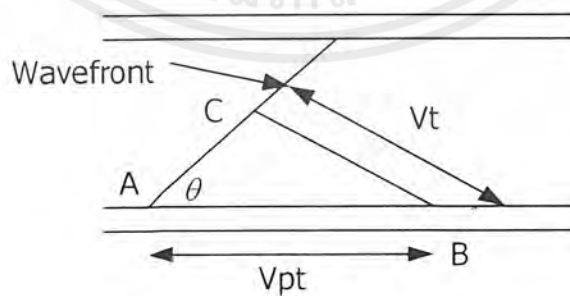
$$f_{\text{cutoff}} = c / 2a \sqrt{\mu' \epsilon'} \quad (2.14)$$

μ' = ค่าความซึมซาบ (Relative permeability)

ϵ' = ค่าคงที่ของไดอิเล็กตริก (Dielectric constant)

2.6 ความเร็วเฟสในท่อนำคลื่น (PHASE VELOCITY IN WAVEGUIDE)

ความเร็วเสมือน (Apparent velocity) ของท่อนำคลื่นตดกกระทบ ซึ่งเดินทางไปตามผนังด้านข้างของท่อนำคลื่นจากจุด A ไป B ดังรูป 2.7 เราเรียกว่า "ความเร็วเฟส (Phase velocity (v_p))" ของคลื่น



รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ของ v กับ v_p

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\sin \theta = \frac{CB}{AB}$$

จาก $BC = vt$, $AB = v_p t$ จะได้

$$\sin \theta = \frac{vt}{v_p t} \quad \text{เมื่อเวลา } t \text{ เท่ากัน}$$

$$\sin \theta = \frac{v}{v_p}$$

$$v_p \text{ (m / s)} = \frac{v}{\sin \theta} \quad (2.15)$$

จากสมการ (2.15) เมื่อมุมของคลื่นตกกระทบเข้าใกล้ 90 องศา ความเร็วเฟส (phase velocity) จะเข้าใกล้ความเร็วของคลื่นตกกระทบ และเมื่อมุมตกกระทบอยู่ระหว่าง 0 ถึง 90 องศา ความเร็วเฟสจะมีค่าเกินความเร็วแสงหน้าคลื่นของคลื่นตกกระทบไม่สามารถเดินทางด้วยความเร็วเกินความเร็วแสงได้ มันจะเป็นไปได้เฉพาะการเคลื่อนที่เสมือน (apparent) ของหน้าคลื่นที่ผนังของท่อนำคลื่น

$$v_p = \frac{v}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \quad (2.16)$$

จากสมการ (2.16) เมื่อความยาวคลื่นเป็นความยาวคลื่นคutoff ตัวส่วนในสมการจะเป็นศูนย์ ทำให้ความเร็วเฟสเข้าสู่อนันต์ ซึ่งเป็นไปไม่ได้ ดังนั้นที่ความยาวคลื่นคutoff จะเกิดคลื่นนิ่งที่ปากท่อนำคลื่น

จากความยาวคลื่นคutoff, $\lambda_{\text{cutoff}} = 2a$

สามารถเขียนสมการ (2.16) ใหม่เป็น

$$v_p = \frac{v}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\text{cutoff}}}\right)^2}} \quad (2.17)$$

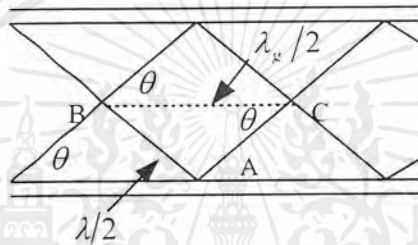
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$v_p = \frac{v}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{\text{cutoff}}}{f}\right)^2}} \quad (2.18)$$

2.7 กลุ่มความยาวคลื่นในท่อนำคลื่น

ความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นตดกระทบ λ และความยาวคลื่นกลุ่ม λ_g แสดงดังรูป



รูปที่ 2.8 ความสัมพันธ์ของ λ กับ λ_g

$$\sin \theta = \frac{\lambda}{2a}$$

$$\lambda_g \text{ (m)} = \frac{\lambda}{\sin \theta} \quad (2.19)$$

$$\lambda_g \text{ (m)} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \quad (2.20)$$

ความยาวคลื่นกลุ่มจะแปรค่าได้ตั้งแต่ความยาวเป็นอนันต์ ที่ความยาวคลื่นคัตออฟลงมาถึงความยาวคลื่นตดกระทบที่ความยาวคลื่นสั้นมากๆคือส่วนเข้าใกล้ 1

จากความยาวคลื่นคัตออฟเท่ากับ $2a$ จะได้

$$\lambda_g \text{ (m)} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\text{cutoff}}}\right)^2}} \quad (2.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\lambda_{c_p}(m) = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{\text{cutoff}}}{f}\right)^2}} \quad (2.22)$$

ความเร็วแสง ความเร็วกลุ่ม และความเร็วเฟส มีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$v = c = \sqrt{v_g v_p} \quad (2.23)$$

2.8 โหมดของการส่งในท่อนำคลื่น

ในโหมดหลัก (principle mode) ของการส่งคลื่นในท่อนำคลื่นจะพิจารณาเฉพาะด้านกว้างของท่อนำคลื่นส่วนในโหมดสูงกว่า (higher mode) จะนำด้านแคบของท่อนำคลื่นมาพิจารณาด้วย โดยใช้ TE_{mn} หรือ TM_{mn} แทน higher mode

สมการความถี่ คัดต่อฟของท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก หาได้จากสมการ (2.24)

$$f_{\text{cutoff}} = \frac{3 \times 10^{10}}{2\sqrt{\mu' \epsilon'}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (2.24)$$

โดยที่

m = จำนวนครึ่งความยาวคลื่นที่ด้านกว้างของท่อนำคลื่น

n = จำนวนครึ่งความยาวคลื่นที่ด้านแคบของท่อนำคลื่น

a = ขนาดด้านกว้างของท่อนำคลื่น(cm)

b = ขนาดด้านแคบของท่อนำคลื่น(cm)

ϵ' = relative permittivity ของตัวกลางในท่อนำคลื่น

μ' = relative permeability ของตัวกลางในท่อนำคลื่น

ความยาวคลื่นคัดต่อฟหาได้จากสมการ (2.25)

$$\lambda_{\text{cutoff}} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}} \quad (2.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9 กำลังงานที่ส่งผ่านในท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก

กำลังงานที่ส่งผ่านท่อนำคลื่นสามารถคำนวณได้จาก

$$P_w = \oint P ds = \oint \frac{1}{2} (E \times H^*) \cdot ds \quad (2.26)$$

สำหรับการสูญเสียที่ไดอิเล็กตริกน้อยมากๆ กำลังงานเฉลี่ยต่อเวลาที่ไหลผ่านท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากหาโดย

$$P_w = \frac{1}{2Z_w} \int_a |E|^2 da = \frac{Z_w}{2} \int_a |H|^2 da \quad (2.27)$$

เมื่อ $Z_w = \frac{E_x}{H_y} = -\frac{E_y}{H_x}$

$$|E|^2 = |E_x|^2 + |E_y|^2$$

$$|H_x|^2 = |H_x|^2 + |H_y|^2$$

ที่โหมด TE_{mn} กำลังงานเฉลี่ยที่ส่งผ่านท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยมมุมฉากหาได้จาก

$$P_w = \frac{\sqrt{1 - (f_c / f)^2}}{2\eta} \int_0^a \int_0^b (|E_x|^2 + |E_y|^2) dx dy \quad (2.28)$$

ที่โหมด TM_{mn} กำลังงานเฉลี่ยที่ส่งผ่านท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยมมุมฉากหาได้จาก

$$P_w = \frac{1}{2\eta\sqrt{1 - (f_c / f)^2}} \int_0^a \int_0^b (|E_x|^2 + |E_y|^2) dx dy \quad (2.29)$$

เมื่อ $\eta = \sqrt{\mu / \epsilon}$ เป็นอิมพีแดนซ์ตามความจริงในไดอิเล็กตริกที่ไม่มีของเขต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.10 กำลังงานการสูญเสียในท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก

กำลังงานการสูญเสียในท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากมี 2 ชนิด

1. การสูญเสียในไดอิเล็กตริก
2. การสูญเสียในผนังของท่อนำคลื่น

ข้อดีข้อหนึ่งของท่อนำคลื่น คือมันเป็นอิสระจากการสูญเสียในไดอิเล็กตริกในไดอิเล็กตริกที่มีการสูญเสียต่ำ ($\sigma \ll \mu\epsilon$) ค่าคงที่การแพร่กระจายสำหรับการเคลื่อนที่ของคลื่นระนาบไดอิเล็กตริกที่มีการสูญเสียที่ไม่มีขอบเขต (unbounded lossy dielectric) จะถูกกำหนดโดยสมการ

$$\alpha = \frac{\sigma}{2} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \frac{\eta\sigma}{2} \quad (2.30)$$

การลดทอนโดยตรงต่อไดอิเล็กตริกที่มีการสูญเสียต่ำในท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก สำหรับโหมด TE_{nm} หรือ TM_{nm} หาได้โดย

$$\text{โหมด TE} \quad \alpha_{\text{e}} = \frac{\sigma\eta}{2\sqrt{1 - (f_c/f)^2}} \quad (2.31)$$

$$\text{โหมด TM} \quad \alpha_{\text{e}} = \frac{\sigma\eta}{2} \sqrt{1 - (f_c/f)^2} \quad (2.32)$$

ที่ $f \gg f_c$ ค่าคงที่ของการลดทอนในท่อนำคลื่นซึ่งไดอิเล็กตริกไม่มีขอบเขต โดยใช้สมการ (2.30) อย่างไรก็ตามถ้าทำงานที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่คัตออฟที่ $f \ll f_c$ ค่าคงที่ของการลดทอนจะมีค่ามากและไม่เกิดการแพร่กระจาย

พิจารณากำลังงานสูญเสียโดยตรงที่ผนังของท่อนำคลื่น เมื่อความเข้มสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กแพร่ผ่านท่อนำคลื่นที่มีการสูญเสีย สามารถเขียนขนาดได้เป็น

$$|E| = |E_{0z}| e^{-\alpha_{\text{e}} z} \quad (2.33)$$

$$|H| = |H_{0z}| e^{-\alpha_{\text{e}} z} \quad (2.34)$$

โดยที่ E_{0z} และ H_{0z} เป็นความเข้มสนามที่ $Z = 0$ มันเป็นประเด็นที่น่าสนใจสำหรับท่อนำคลื่นที่มีการสูญเสียต่ำ (low-loss guide) กำลังงานเฉลี่ยจะลดลงเป็นสัดส่วนกับ $e^{-\alpha_{\text{e}} z}$ ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{tr} = (P_{in} + P_{loss}) e^{-2\alpha_p z} \quad (2.35)$$

กรณี $P_{loss} \ll P_{tr}$ และ $2\alpha_p z \ll 1$

$$\frac{P_{loss}}{P_{tr}} + 1 = 1 + 2\alpha_p z \quad (2.36)$$

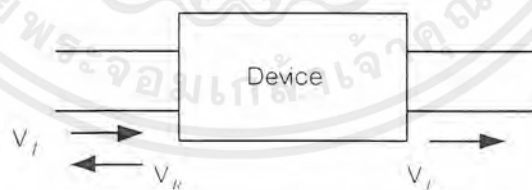
สุดท้ายจะได้

$$\alpha_p = \frac{P_L}{2P_{in}} \quad (2.37)$$

โดยที่ P_L เป็นกำลังงานสูญเสียต่อหน่วยความยาว ดังนั้นค่าคงที่ของการลดทอนของผนังท่อนำคลื่นมีค่าเท่ากับ อัตราส่วนของกำลังงานสูญเสียต่อหน่วยความยาวต่อสองเท่าของกำลังงานที่ส่งผ่านท่อนำคลื่น

2.11 พารามิเตอร์ S

พารามิเตอร์ S จะพบบ่อยในการวิเคราะห์ไมโครเวฟ สำหรับการวิเคราะห์โครงข่ายที่มีการวัดทางขนาด (magnitude) และความสัมพันธ์ทางเฟส



รูปที่ 2.9 โครงข่ายที่ใช้ในการพิจารณาพารามิเตอร์ S

V_i แทน แรงดันอินพุต

V_R แทน แรงดันคลื่นสะท้อน

V_T แทน แรงดันคลื่นที่ส่งผ่าน

Γ แทน สัมประสิทธิ์การสะท้อนของแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Gamma = \frac{V_R}{V_T} \tag{2.38}$$

ระบบสายส่งที่ดีจะต้องมีคุณสมบัติของการแมทชิ่ง อิมพีแดนซ์ที่เหมาะสม ดังนั้น พารามิเตอร์ S จึงหมายถึงการวัดคุณลักษณะการส่งผ่านสัญญาณทางไมโครเวฟ ในระบบสายส่ง TEM ส่วนใหญ่จะมีคุณลักษณะเฉพาะของความต้านทานที่ 50 โอห์ม ดังนั้น เมื่อไม่มีการระบุค่าคุณลักษณะเฉพาะของความต้านทานจะสมมติเป็น 50 โอห์ม

ในเทอมของ S_{11} ซึ่งแทนอัตราส่วนของแรงดันคลื่นสะท้อน (V_R) ต่อแรงดันตกกระทบ (V_I)

$$S_{11} = \frac{V_R}{V_I} \tag{2.39}$$

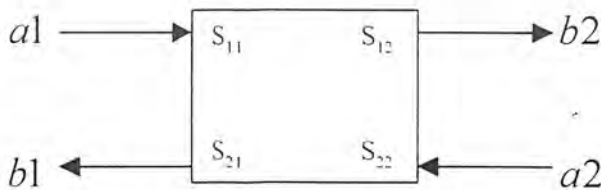
ซึ่งก็คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนทางอินพุต (Γ) นั่นเอง

ในเทอมของ S_{21} แทนอัตราส่วนของแรงดันคลื่นส่งผ่าน (V_T) ต่อแรงดันอินพุต V_I

$$S_{21} = \frac{V_T}{V_I} \tag{2.40}$$

2.12 นิยามของเมตริกซ์พารามิเตอร์ S

จากรูปที่ 2.17 เป็นการกำหนดพารามิเตอร์ S



รูปที่ 2.10 วงจรสำหรับเมตริกซ์พารามิเตอร์ S

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

a_n เป็นขนาดแรงดันของคลื่นอินพุตแดนซ์ โดย b_n เป็นขนาดแรงดันของคลื่นที่วิ่ง (leaving wave) จะได้ผลลัพธ์ของสมการเป็น

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.41)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (2.42)$$

สำหรับโหลดที่มีการแมทซ์สมบูรณ์จะส่งผลให้ $a_2 = 0$ ผลลัพธ์ที่ได้ดังนี้

$$b_1 = S_{11}a_1 \quad (2.43)$$

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad (2.44)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 \quad (2.45)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad (2.46)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

ทฤษฎีตัวกระตุ้นสัญญาณ

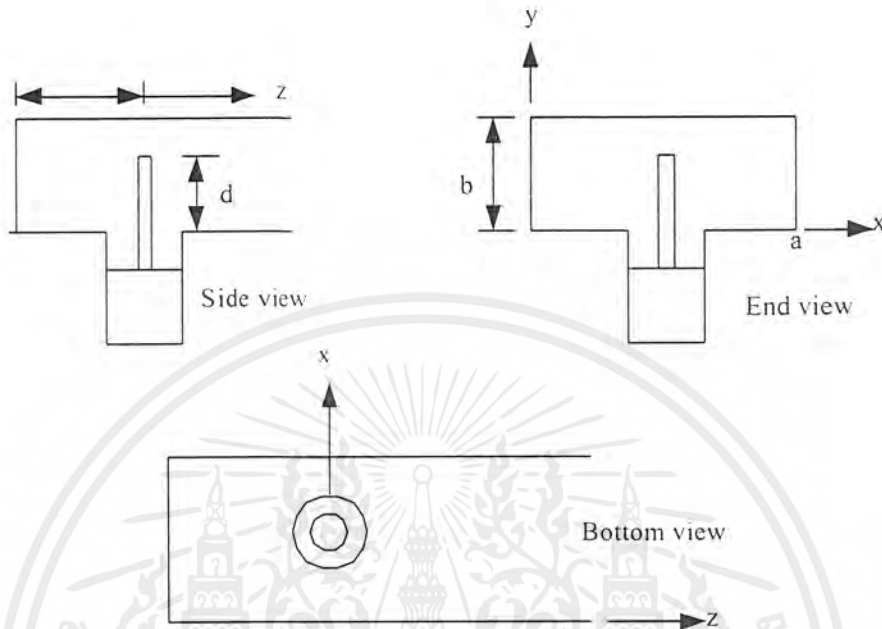
3.1 การปฏิบัติการข้อกำหนดสำหรับการกระตุ้น

การกระทำทางการป้อนสัญญาณนั้นถูกกำหนดโดยมาตรฐานทางตัวเลขเช่นเดียวกับระบบสายอากาศทั่วไป พารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับการกระตุ้น ได้แก่ รูปร่างและคุณลักษณะของรูปแบบการแพร่กระจายสัญญาณเพราะปัจจัยเหล่านี้จะมีอิทธิพลโดยตรงต่อสนามที่แพร่กระจายในสายอากาศ ซึ่งข้อกำหนดหลักที่สำคัญสามารถแบ่งได้เป็น

1. คุณลักษณะที่เกิดขึ้นในที่ว่าง
2. คุณลักษณะของความต้านทาน
3. คุณลักษณะทางความถี่

โดยที่คุณลักษณะที่เกิดขึ้นในที่ว่างนั้นจะศึกษาเกี่ยวกับรูปแบบของการแพร่กระจาย การโพลาไรซ์ เกล็ดและประสิทธิภาพ เป็นต้น สำหรับคุณลักษณะของความต้านทานนั้นจะกล่าวถึงความต้านทานที่เกิดจากการมีสเปกตรัมระหว่างสายอากาศกับวงจรซึ่งบางครั้งเรียกว่าอินพุตอิมพีแดนซ์ การไม่แมตช์นั้นอาจขึ้นได้ระหว่างตัวกระตุ้นกับอากาศบริเวณรอบๆ สายอากาศ โดยปกติจะมีขนาดเล็กมากซึ่งมีผลต่อสายอากาศอะเพอเจอร์เล็กๆ ที่ซึ่งความต้านทานของสายอากาศไม่สามารถมีสเปกตรัมกับความต้านทานในสูญญากาศ (377 โอห์ม) การปฏิบัติการทางสายอากาศอาจมีการเปลี่ยนแปลงเกิดขึ้นได้เมื่อความถี่มีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งการเปลี่ยนแปลงนี้จะอยู่ในรูปของแบนด์วิธ การกระตุ้นนั้นอาจกำหนดได้ในรูปของ Narrowband หรือ Wideband เหล่านี้จะไม่อยู่ในเทอมของคำจำกัดความที่แน่นอน ในงานกระตุ้นนั้นโดยปกติที่ Narrowband จะหมายถึงแบนด์วิธที่ต่ำกว่า 10% สำหรับ Wideband นั้นจะหมายถึงย่านความถี่ต่างๆตั้งแต่ 10% ถึง 100% ซึ่งบางครั้งเป็นเรื่องที่ท้าทายสำหรับผู้ออกแบบที่จะพยายามออกแบบให้ได้ตัวกระตุ้นในย่าน Wideband ที่เหมาะสม

3.2 การป้อนสนามไฟฟ้าให้ท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมโดยใช้โพรบ



รูปที่ 3.1 การคัปปลิงของโพรบโคแอกเซียลกับท่อนำคลื่น

จากรูป 3.1 แสดงการป้อนสนามไฟฟ้าชนิดท่อนำคลื่นแบบโคแอกเซียล (Coaxial-waveguide) ลัดวงจรท่อนำคลื่นที่ตำแหน่ง l และโพรบยาว d ซึ่งเป็นระยะที่จะทำให้ส่งผ่านพลังงานได้สูงสุดที่แพร่กระจายจากสายโคแอกเซียลเข้าไปในท่อนำคลื่น ที่จุดกึ่งกลางของตัวนำใน (inner) ของสายโคแอกเซียลจะยื่นเข้าไปในท่อนำคลื่นนั้นจะแสดงตัวเป็นโพรบที่แพร่กระจายสนามไฟฟ้า คลื่นในโหมดต่างๆ ที่ไม่เป็นศูนย์เมื่อเดินทางตามโพรบก็สามารถทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าบนโพรบนั้น ด้วยเหตุนี้ เมื่อคลื่น TE ที่เดินทางมาตามสายโคแอกเซียลจะทำให้โพรบเกิดกระแสไฟฟ้า ถ้าคลื่น TE มีโหมดตรงกับท่อนำคลื่น ท่อนำคลื่นนั้นจะถูกกระตุ้นจากตัวอย่างที่เห็นได้ชัด คือ เมื่อต้องการการคัปปลิงคลื่นในโหมดโดมิแนนท์ (TE_{10}) เพื่อให้ได้พลังงานสูงสุดในท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยม โพรบจะต้องอยู่ที่ตำแหน่งกึ่งกลางผนังท่อมุมมองด้านตัดขวางของท่อนำคลื่น ซึ่งเป็นตำแหน่งที่มีสนามไฟฟ้ามากที่สุดสำหรับคลื่น (TE_{10}) โดยคลื่นแต่ละโหมดจะมีตำแหน่งที่กระตุ้นแล้วให้พลังงานสูงสุดต่างกันไป

สำหรับส่วนของท่อนำคลื่นที่ลัดวงจรนั้น จะให้ค่ารีแอกแตนซ์ซึ่งบางทีอาจจะใช้ช่วยในการปรับค่ารีแอกแตนซ์ของโพรบด้วย ค่ารีแอกแตนซ์ของโพรบสามารถคำนวณจากการคำนวณแอมพลิจูดของโหมดอีแวนเนสเซนท์ (evanescent mode) ที่ถูกกระตุ้น และคำนวณค่าพลังงานรีแอก

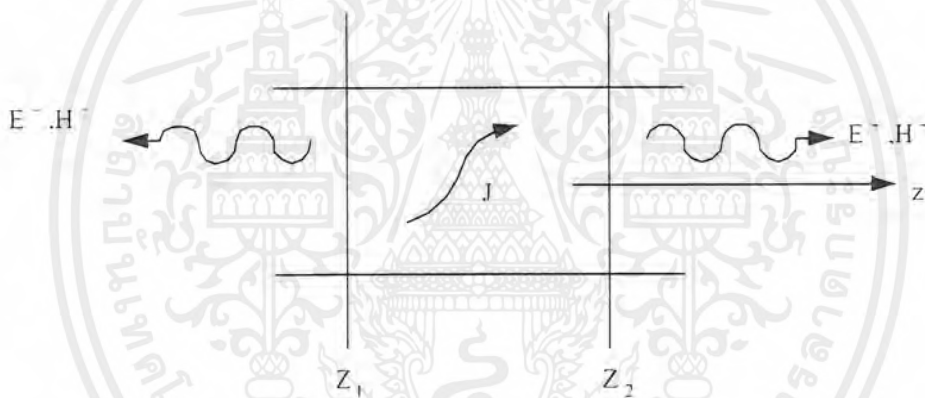
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ฟลูทริที่ถูกเก็บไว้ในกรณีคลื่นไม่สามารถเดินทางได้ ส่วนการหาค่าความยาว l นั้นหาได้จากค่าแอมพลิจูดของการแพร่กระจายคลื่นในโหมด TE_{10}

กระแสนโพรบที่จุดปลายต้องมีค่าเป็นศูนย์ สำหรับโพรบขนาดเล็ก (thin probe) กระแสรูปชานันท์ที่แพร่กระจายคือ ค่าโดยประมาณของกระแสที่โพรบ ถ้าพิจารณากระแสที่โพรบเป็นส่วนของกระแสที่เล็กมากๆ จะได้ว่า

$$I = I_0 \sin k_0(d - y) \quad 0 \leq y \leq d \quad x = a/2 \quad z = 0 \quad (3.1)$$

เราสามารถคำนวณค่าแอมพลิจูดของ TE_{10} ที่ถูกกระตุ้นโดยกระแสนี้ สำหรับวิธีอื่นๆ ที่ใช้ได้คือ การคำนวณทางคณิตศาสตร์ ซึ่งแสดงได้ดังนี้



รูปที่ 3.2 แหล่งกำเนิดกระแสในท่อนำคลื่น

จากรูปที่ 3.2 แสดงท่อนำคลื่น (ความยาวไม่จำกัด) โดยแหล่งกำเนิดกระแส J อยู่ในบริเวณ z_1 และ z_2 สนามไฟฟ้าจะแพร่กระจายโดยแหล่งกำเนิดนี้เป็นค่าผลรวมที่ไม่จำกัดของโหมดท่อนำคลื่น

$$E^- = \sum_n C_n^+ (e_n + e_{zn}) e^{-j\beta_n z} \quad z > z_2 \quad (3.2a)$$

$$H^- = \sum_n C_n^- (h_n + h_{zn}) e^{-j\beta_n z} \quad z > z_2 \quad (3.2b)$$

$$E^- = \sum_n C_n^- (e_n - e_{zn}) e^{j\beta_n z} \quad z > z_1 \quad (3.2c)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H^- = \sum_n C_n^- (-h_n - h_{zn}) e^{j\beta_n z} \quad z > z_1 \quad (3.2d)$$

ค่า n คือ ดัชนีผลรวมทั่วไปและผลรวมโดยนัยของโหมด TE และ T ที่เป็นไปได้ทุกค่า

สำหรับค่าแอมพลิจูด C_n ที่ไม่ทราบค่า อาจหาได้จากการประยุกต์สูตรของโลเรนซ์ (Lorentz) คือ

$$\begin{aligned} \int_V \nabla \cdot (E_1 \times H_2 - E_2 \times H_1) dV &= \oint_S (E_1 \times H_2 - E_2 \times H_1) \cdot n dS \\ &= \int_V (E_2 \cdot J_1 - E_1 \cdot J_2) dV \end{aligned}$$

สำหรับปริมาตร V ในที่นี้ใช้ค่าขอบเขตของผนังท่อนำคลื่นและระนาบตัดขวางของ z_1 และ z_2 ดังรูปที่ 3.2 เราให้ E_1 และ H_1 เป็นค่าสนามที่แพร่กระจายจากแหล่งกำเนิดกระแสไฟฟ้า โดยใช้สมการ (2) ส่วน E_2 และ H_2 นั้นเราใช้โหมดที่ n ของท่อนำคลื่น คือ E_n^-, H_n^- โดยแสดงได้ดังนี้

$$E_2 = E_n^- = (e_n + e_{zn}) e^{j\beta_n z}$$

$$H_2 = H_n^- = (-h_n + h_{zn}) e^{j\beta_n z}$$

จากสูตรของโลเรนซ์จะได้

$$\oint_S (E_1 \times H_n^- - E_n^- \times H_1) \cdot n dS = \int_V E_n^- \cdot J dV$$

เพราะค่าของ E_2, H_2 เป็นค่าของแหล่งกำเนิดอิสระ ($J=0$) ภายในปริมาตร V ดังนั้นค่า $E \cdot H$ บนพื้นผิวโดยรวมของผนังท่อนำคลื่นมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งเป็นข้อดีของการกำหนดขอบเขต $n \cdot E_1 = n \cdot E_n^- = 0$ เนื่องจากโหมดเหล่านี้ตั้งฉากกัน ตัวอย่างเช่น

$$\int_{S_m} E_m^z \times H_n^z \cdot n dS = 0 \quad n \neq m$$

เทอมเหล่านี้ (ยกเว้นลำดับที่ n) ใน E_1, H_1 จะมีค่าเป็นศูนย์ เมื่อมีการอินทิกรัลบนท่อนำคลื่นภาคตัดขวาง S_0 ดังนั้นจะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
& \int_{S_1} C_{11}^- [(e_{11} + e_{z1}) \times (-h_{11} + h_{z1}) - (e_{11} - e_{z1}) \times (h_{11} + h_{z1})] a_z dS \\
& - \int_{S_2} C_{11}^- [(e_{11} - e_{z1}) \times (-h_{11} + h_{z1}) - (e_{11} - e_{z1}) \times (-h_{11} + h_{z1})] a_z dS \\
& = -2 \int_{S_1} e_{11} \times h_{11} \cdot a_z dS = \int_V E_{11}^- \cdot J dV
\end{aligned}$$

เนื่องจากการอินทิกรัลบริเวณภาคตัดขวางที่ z_1 มีค่าเป็นศูนย์เช่นเดียวกัน ดังนั้น C_{11}^- มีค่าดังนี้

$$C_{11}^- = -\frac{1}{P_{11}} \int_V E_{11}^- \cdot J dV = -\frac{1}{P_{11}} \int_V (e_{11} - e_{z1}) J e^{-j\beta_{11} z} dV \quad (3.3a)$$

ให้ E_{11}^-, H_{11}^- แทนใน E_z, H_z จะได้

$$C_{11}^- = -\frac{1}{P_{11}} \int_V E_{11}^- \cdot J dV = -\frac{1}{P_{11}} \int_V (e_{11} + e_{z1}) J e^{-j\beta_{11} z} dV \quad (3.3b)$$

โดย

$$P_{11} = 2 \int_{S_{11}} e_{11} \times h_{11} \cdot a_z dS \quad (3.3c)$$

และ S_{11} คือ พื้นผิวภาคตัดขวางของท่อนำคลื่น P_{11} คือ ค่าคงที่ของการนอร์มัลไลซ์ซึ่งขึ้นอยู่กับค่าของ e_{11} และ h_{11} โดย h_{11} เป็นค่าที่กำหนดขึ้นมาจาก

ผลที่ได้ดังกล่าว สามารถประยุกต์ใช้ในการแก้ปัญหาเรื่องโพรบ ในโหมด TE_{10} จะได้ว่า

$$E_x = e_x e^{-j\beta z} = \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (3.4a)$$

$$H_x = h_x e^{-j\beta z} = -Y_{10} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (3.4b)$$

จะได้

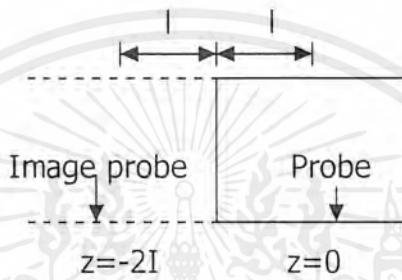
$$P_{10} = 2 \int_0^a \int_0^b Y_{10} \sin^2 \frac{\pi x}{a} dx dy = ab Y_{10} \quad (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย Y_w คือ ค่าแอดมิตแตนซ์ของคลื่นโหมด TE_{10} และ β คือค่าคงที่ของการเดินทางของคลื่น

สำหรับโพรบในวงจรมุมลู่แบบลัดวงจรนั้นเป็นโพรบทั่วไปที่เพิ่มค่าจินตภาพ $z = -2l$ แทนค่าลงในท่อนำคลื่นดังรูปที่ 3.3 ถ้าเราให้สนามไฟฟ้าแพร่กระจายไปยังบริเวณ $z > 0$ จะได้

$$E_y^+ = C^- \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (3.6)$$



รูปที่ 3.3 โพรบและส่วนจินตภาพ

ดังนั้นการประยุกต์ของสูตร (3.3a) จะได้

$$\begin{aligned} C^- &= -\frac{1}{abY_w} \left[\int_0^l I_0 \sin k_0(d-y) dy - \int_0^l I_0 \sin k_0(d-y) e^{-j2\beta l} dy \right] \\ &= \frac{I_0 Z_w}{abk_0} (e^{-2j\beta l} - 1) (1 - \cos k_0 d) \end{aligned} \quad (3.7)$$

โดย

$$E_{10}^- = \begin{cases} \sin \frac{\pi x}{a} e^{j\beta z} = 1 & \text{at } z = 0, x = \frac{a}{2} \\ e^{-j2\beta l} & \text{at } x = \frac{a}{2}, z = -2l \end{cases}$$

เราสันนิษฐานว่า กระแสบนโพรบถูกแทนที่โดยกระแสตามปลายของแกนโพรบด้วยความหนาแน่นดังสมการที่ (3.1) ดังนั้น การอินทิกรัลปริมาตรใน (3.3) จึงแทนค่าได้โดยใช้การอินทิกรัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามลายนของแกนโพรบทิศของกระแสในโพรบ ส่วนจินตภาพจะมีลักษณะตรงข้าม ดังนั้นการแพร่กระจายของสนามของโพรบและส่วนจินตภาพจึงมีค่าสนามไฟฟ้าเป็นศูนย์ ณ จุดที่ทำการลัดวงจร ผลรวมของสนามตามขวางของโหมด TE_{10} ซึ่งแพร่กระจายโดยโพรบ เมื่อ $z > 0$ จะได้

$$E_x = \frac{I_0 Z_w}{abk_0} (e^{-2j\beta z} - 1) (1 - \cos k_0 d) \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (3.8a)$$

$$H_y = -Y_w E_x \quad (3.8b)$$

ผลรวมของพลังงานที่แพร่กระจายคือ

$$\begin{aligned} P &= \frac{Y_w}{2} \int_0^a \int_0^b |E_x|^2 dx dy \\ &= \frac{I_0^2 Z_w}{4abk_0^2} |e^{-2j\beta z} - 1|^2 (1 - \cos k_0 d)^2 \end{aligned} \quad (3.9)$$

สำหรับสายอากาศแบบโพรบนั้น $Y=0$ จะได้ผลรวมของกระแสบนสายโคแอกเซียลดังนี้

$$I = I_0 \sin k_0 d$$

ให้มองอินพุทอิมพีแดนซ์จากสายโคแอกเซียลได้ $Z_{in} = R_0 + jX$ จากทฤษฎีของพอยน์ติงเวกเตอร์เชิงซ้อน (complex poyniting vector) จะได้

$$Z_{in} = R_0 - jX$$

เราสามารถคำนวณหาค่าความต้านทานได้ดังนี้

$$R_0 = \frac{2P}{I_0^2 \sin^2 k_0 d} = \frac{Z_w}{2abk_0^2} |1 - e^{-2j\beta z}|^2 \tan^2 \frac{k_0 d}{2} \quad (3.10)$$

โดย $1 - \cos 2\theta = 2 \sin^2 \theta$ และ $\sin 2\theta = 2 \sin \theta \cos \theta$ ค่าความต้านทานอินพุทนี้เรียกว่า ค่าความต้านทานการแพร่กระจายของโพรบ สังเกตได้ว่าค่าที่ได้นั้นจะเปลี่ยนแปลงไปตามพารามิเตอร์ l และ d ซึ่งก็คือตำแหน่งที่ลัดวงจรและความยาวของโพรบนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการที่เราสามารถปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ได้นั้น จึงทำให้เราหาปริมาณเพาเวอร์ที่เหมาะสมเพื่อทำการเปลี่ยนให้ได้ค่าที่ต้องการ โดยทำการปรับ R_n ให้มีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์คาแรกเตอร์สติกของสายโคแอกเซียลและจะทำให้ค่ารีเอกแตนซ์ jX ที่เหมาะสมด้วย



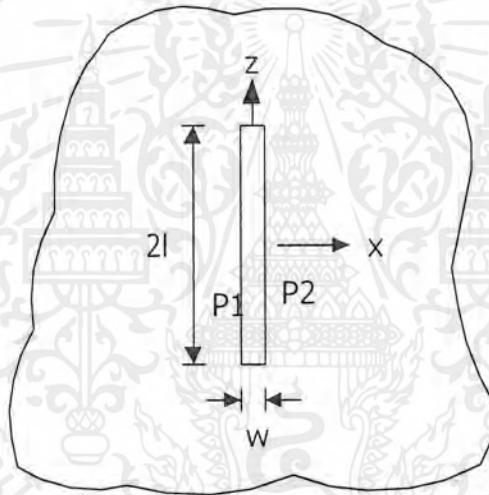
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การป้อนสัญญาณเข้าสู่ร่องของท่อนำคลื่น

4.1 ร่องในแผ่นตัวนำขนาดใหญ่มาก

ในงานด้านสายอากาศ ส่วนประกอบสำคัญอย่างหนึ่งที่สามารถนำมาประยุกต์ได้ก็คือ ร่องสี่เหลี่ยมแคบๆที่ถูกป้อนสัญญาณจากกึ่งกลาง ซึ่งอยู่ในระนาบตัวนำขนาดใหญ่มาก ดังรูป 4.1 ซึ่งความยาวและความกว้างของร่องคือ $2l$ และ w ตามลำดับ โดยความกว้างจะแคบมากๆเมื่อเทียบกับความยาวร่อง ($2l \gg w$) และจะสมมติให้มีสายส่งคู่ขนานป้อนสัญญาณที่จุดกึ่งกลางของร่องพอดีที่ p_1 และ p_2



รูปที่ 4.1 ร่องในแผ่นตัวนำขนาดใหญ่มาก

เมื่อพิจารณาว่าความกว้างของช่องเปิดมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นของสัญญาณที่ป้อน ($w \ll \lambda$) ทำให้ร่องดังกล่าวถูกแบ่งออกเป็นสองส่วนเท่าๆกัน ณ จุดที่ป้อนสัญญาณจากสายคู่ขนาน ลักษณะของช่องเปิดทั้งสองส่วนจะเสมือนสายส่งสัญญาณคู่ขนานสองคู่ที่มีขนาดเป็นครึ่งหนึ่งของระนาบกราวด์ขนาดอนันต์ โดยขอบของสายส่งวางห่างกัน $x = \pm l$ ตามรูปที่ 4.1 และเนื่องจากช่องเปิดดังกล่าวเป็นเสมือนสองคู่นี้ ดังนั้นจะสามารถประมาณสนามไฟฟ้าบนร่องดังกล่าวได้ว่า

$$E(\xi, \eta, \zeta) = a, E(\xi, 0, \zeta) = a \frac{V_m}{w} \sin[k(l - |\zeta|)] \quad (4.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ V_m เป็นค่ายอดของแรงดันไฟฟ้า (peak voltage)

สมมติว่าแหล่งกำเนิดสัญญาณและสายส่งคู่ขนานที่ป้อนสัญญาณให้กับร่องที่จุด P_1 และ P_2 อยู่ในช่วง $y < 0$ และให้ระนาบขนาดใหญ่มากมีขนาดเป็นอนันต์ พื้นผิว S ซึ่งไม่รวมแหล่งกำเนิดสัญญาณจะประกอบด้วยบริเวณปากร่อง $S_1 (w \times l)$ รวมกับพื้นผิว S_2 ภายใต้ระนาบกรวดขนาดอนันต์และรวมกับพื้นผิวครึ่งทรงกลมขนาดอนันต์ในบริเวณ $y < 0$ จากหลักของอิมเมจทำให้สามารถสรุปของแหล่งกำเนิดทั้งหมดให้เป็นแผ่นกระแสแม่เหล็กบน S_1 ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} K_m &= -2\mu_0^{-1} a_w \times a_w \frac{V_m}{w} \sin[k(l - |z|)] \\ &= a_w \frac{2\mu_0^{-1} V_m}{w} \sin[k(l - |z|)] \end{aligned} \quad (4.2)$$

ซึ่งจะเหมือนกับกรณีของไดโพลแม่เหล็กที่มีสมการเป็น

$$F_r(\theta) = \frac{-4\mu_0^{-1} V_m}{k \sin \theta} [\cos(kl \cos \theta) - \cos(kl)] \quad (4.3)$$

สำหรับร่องที่มีความยาวประมาณครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น ($2l \approx \lambda/2$) จะคำนวณหา E และ H ได้ดังนี้

$$E_\theta = -j \frac{V_m}{\pi} \frac{e^{j(\omega t - kr)}}{r} \left[\frac{\cos[(\pi/2) \cos \theta]}{\sin \theta} \right] \quad (4.4)$$

$$H_\phi = j \frac{V_m}{\pi \eta} \frac{e^{j(\omega t - kr)}}{r} \left[\frac{\cos[(\pi/2) \cos \theta]}{\sin \theta} \right] \quad (4.5)$$

ซึ่งก็จะเหมือนกับกรณีของไดโพลยาวครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นแต่ทิศทางโพลาริเซชันจะหมุนไป 90° ทำให้ได้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในทำนองเดียวกัน

เนื่องจากไม่มีฟังก์ชันช่วย A ในสายอากาศชนิดนี้ ดังนั้นจะได้

$$P_{r,\phi}(\theta) = \frac{8V_m^2 \eta}{(4\pi r)^2} \left[\frac{\cos^2[(\pi/2) \cos \theta]}{\sin^2 \theta} \right] \quad (4.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หากสมมติว่าแหล่งกำเนิดและสายส่งคู่ขนานซึ่งอยู่ในบริเวณ $y < 0$ มีผลกระทบน้อยมากต่อบริเวณ $y > 0$ ดังนั้นจากสมการ (4.4) ถึง (4.6) จะสามารถพิจารณากำลังงานทั้งหมดที่แพร่กระจายออกไปทั้งสองด้านของระบบอนันต์ได้ว่า

$$P_{\text{rad}} = (0.609) \frac{4V_m^2 \eta}{2\pi} \quad (4.7)$$

เพราะเราพิจารณาในกรณีที่ร่องมีความยาวประมาณครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น ($2l \approx \lambda/2$) จะได้ว่าที่จุดต่อกับสายส่งสัญญาณ (P_1, P_2) จะมีค่าแรงดันด้านเข้าสูงสุดเท่ากับ V_m และกล่าวได้ว่าสายส่งนี้ได้ส่งถ่ายกำลังงานเท่ากับ

$$\frac{1}{2} V_m^2 G_{\text{rad}} = (0.609) \frac{4V_m^2 \eta}{2\pi} \quad (4.8)$$

โดย G_{rad} คือค่าความนำของการแพร่กระจายคลื่นที่ระหว่างจุด P_1 และ P_2 หรือหมายถึงค่าความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นของร่องยาวครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นซึ่งป้อนสัญญาณที่กึ่งกลางมีค่าดังนี้

$$R_{\text{rad}} = \frac{\pi\eta/4}{0.609} = 486 \Omega \quad (4.9)$$

หากจะหาความสัมพันธ์เทียบกับไดโพล โดยการคูณค่าความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นของไดโพล จะได้ว่า

$$R_{\text{rad}}^{\text{dipole}} R_{\text{rad}}^{\text{slot}} = \left(\frac{0.609 \eta}{\pi} \right) \left(\frac{\pi\eta/4}{0.609} \right) = \frac{\eta^2}{4} \quad (4.10)$$

ซึ่งเป็นกรณีพิเศษของความสัมพันธ์ตามกฎของบุคเกอร์(Booker)หรืออาจแสดงได้ว่า

$$Z^{\text{dipole}} Z^{\text{slot}} = \frac{\eta^2}{4} \quad (4.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการนำไปประยุกต์ใช้งานสายอากาศชนิดนี้นิยมป้อนสัญญาณด้วยท่อนำคลื่นมากกว่าสายส่งคู่ขนาน โดยการเจาะร่องลงบนผนังของท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยม

การป้อนสัญญาณให้แก่สายอากาศนั้นสามารถทำได้โดยการป้อนสัญญาณผ่านทางตัวนำ เช่น สายโคแอกเซียล, ไมโครสตริป หรือการป้อนสัญญาณผ่านท่อนำคลื่น เป็นต้น ซึ่งการเลือกวิธีการป้อนแบบต่างๆขึ้นอยู่กับจุดประสงค์ของการออกแบบและชนิดของสายอากาศนั้นๆ สำหรับสายอากาศชนิดร่องบนผนังท่อนำคลื่นที่ใช้งานในย่านความถี่ไมโครเวฟเหมาะสมกับการป้อนสัญญาณผ่านทางท่อนำคลื่น เพราะง่ายต่อการออกแบบและสร้างสายอากาศ นอกจากนี้กำลังงานที่เชื่อมต่อร่วมผ่านทางร่องระหว่างท่อนำคลื่นสามารถเลือกให้เชื่อมต่อร่วมออกไปมากหรือน้อยได้ตามต้องการขึ้นอยู่กับลักษณะของร่อง และกำลังงานของคลื่นที่เดินทางไปในท่อนำคลื่นมีการสูญเสียต่ำเมื่อใช้ในด้านความถี่สูง

4.2 การจัดวางตำแหน่งของร่องบนท่อนำคลื่น สามารถจัดได้เป็น 2 ลักษณะ คือ

4.2.1 แบบท่อนำคลื่นเรโซแนนซ์(resonant slotted waveguide) การออกแบบลักษณะนี้คลื่นที่เดินทางภายในท่อนำคลื่นจะเสมือนเป็นคลื่นนิ่ง เพราะมีการจัดวางตำแหน่งร่องไว้เหมาะสม โดยมีข้อกำหนดดังนี้

4.2.1.1 ทุกๆร่องในลำดับจะต้องเรโซแนนซ์

4.2.1.2 แต่ละร่องที่อยู่ติดกันจะต้องมีระยะห่างกันเท่ากับครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นในท่อนำคลื่น คือ $\lambda_g/2$

4.2.1.3 ลักษณะลำคลื่นที่เชื่อมต่อร่วมกำลังงานออกมา จะตั้งฉากกับแนวแกนของลำดับ

4.2.2 แบบท่อนำคลื่นจร(travelling wave slotted waveguide) แบบท่อนำคลื่นจรหรือคลื่นเดินทางมีลักษณะแตกต่างกับแบบท่อนำคลื่นเรโซแนนซ์ คือ

4.2.2.1 ระยะห่างระหว่างร่องที่อยู่ติดกันมีค่ามากกว่าหรือน้อยกว่าครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นในท่อนำคลื่น

4.2.2.2 ปลายท่อนำคลื่นลักษณะนี้จะต้องติดไว้ด้วยเมทซ์ไหลด

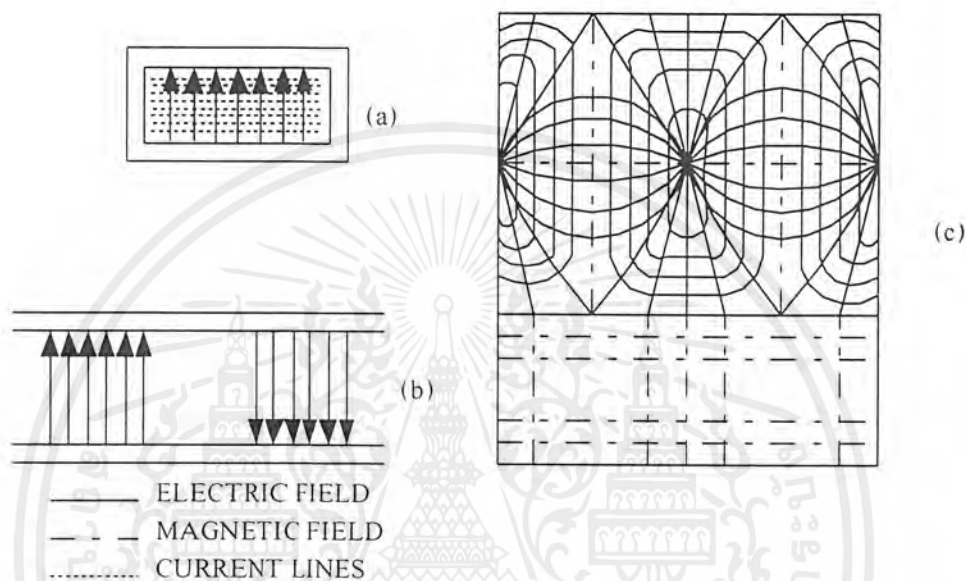
4.2.2.3 ลักษณะลำคลื่นที่เชื่อมต่อร่วมกำลังงานออกมาไม่อยู่ในแนวบรอดไซด์

งานสายอากาศที่นำเรื่องของร่องมาประยุกต์ใช้ ส่วนใหญ่แล้วจะสร้างขึ้นโดยการเจาะร่องบนด้านใดด้านหนึ่งของท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยม ซึ่งจะต้องมีสายส่งที่ไม่มีกราว์ไหลดของคลื่น การแมชชิงที่ถูกต้องและมีโครงสร้างที่แข็งแรง ในบทนี้จะกล่าวถึงร่องเดี่ยวที่เจาะบนผนังท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมที่มีขนาดหน้าตัดสำหรับคลื่นโหมด TE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 ลักษณะการเจาะร่องบนท่อนำคลื่น

ร่องที่เจาะบนผนังของท่อนำคลื่นจะไปขวางการไหลของกระแสบนผิวท่อ ซึ่งทำให้เกิดกำลังงานกระจายออกมา ทิศทางการไหลของกระแสบนผิวของท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยม โหมด TE_{10} แสดงดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 การไหลของกระแสบนผิวท่อนำคลื่นโหมด TE_{10}

โดยร่องที่เจาะขนานไปกับเวกเตอร์ของกระแสที่ผิวจะไม่กระจายคลื่นออกมา เช่น ร่องที่เจาะขนานไปตามเส้นกึ่งกลางท่อนำคลื่น การเจาะร่องนั้นกระทำได้หลายลักษณะขึ้นอยู่กับตำแหน่งที่เจาะหรือด้านที่เจาะดังนี้

1. การเจาะร่องบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่น เช่น
 - 1.1 การเจาะแบบขนานตามยาว
 - 1.2 การเจาะแบบกึ่งกลาง
2. การเจาะร่องบนผนังด้านแคบของท่อนำคลื่น เช่น
 - 2.1 การเจาะแบบขนานตามยาว
 - 2.2 การเจาะขอบผนัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5 ทฤษฎีไมโครสตริป

5.1 สายอากาศไมโครสตริป

สายอากาศสำหรับเครื่องบินที่มีประสิทธิภาพสูง ยานอวกาศ ดาวเทียม และมิสชาดนั้นจำเป็นต้องทำให้มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ราคาถูก มีประสิทธิภาพสูง ง่ายต่อการติดตั้ง และดูแลรักษา ทั้งระบบการสื่อสารในปัจจุบัน เช่น ระบบวิทยุเคลื่อนที่ ระบบแบบสื่อสารไร้สาย ซึ่งเป็นสายอากาศที่มีขนาดเล็ก สามารถสร้างได้ทั้งแบบระนาบและแบบไม่เป็นระนาบ ง่ายและประหยัดค่าใช้จ่ายในการสร้างโดยอาศัยเทคโนโลยีการผลิตวงจรรวมที่เหมาะสมสำหรับโครงสร้างวงจรรวมไมโครเวฟ (monolithic microwave integrated circuit : MMIC) โดยการเลือกขนาดและโหมด (mode) ของสายอากาศจะทำให้สามารถกำหนดความถี่เรโซแนนซ์ โพลาริเซชัน ที่เป็นแบบรูป (pattern) และอิมพีแดนซ์ของสายอากาศได้ นอกจากนี้เมื่อต่ออุปกรณ์ ระหว่างแพทช์ (patch) และระนาบสร้างเงา (ground plane) เช่นพิน (PIN) ไดโอด หรือวารีเกตเตอร์ไดโอด ซึ่งทำให้สามารถปรับความถี่เรโซแนนซ์ อิมพีแดนซ์ โพลาริเซชัน และรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นได้ แนวความคิดในการใช้ไมโครสตริป ซึ่งมีรูปทรงขนาดเล็ก ในการแพร่กระจายคลื่นได้ถูกนำเสนอครั้งแรก โดย Deschamps ค.ศ. 1953 และหลังจากนั้น 20 ปี จึงมีการสร้างเป็นสายอากาศใช้งานจริง โดยมีการพัฒนาแบบจำลองทางทฤษฎี และเทคนิค photo-etch เป็นฐานรองที่เป็น copper หรือ gold-clad และมีคุณสมบัติทางอุณหภูมิจุดหลอมต่ำ และทางกลศาสตร์มีค่าที่ต่ำ ค่า loss-tangent ที่ต่ำ สายอากาศไมโครสตริปถูกสร้างครั้งแรกในปี ค.ศ. 1970 โดย Howell, Munsun จากนั้นก็มีการวิจัยและพัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็วและกว้างขวางนำไปสู่การใช้งานที่แตกต่างกัน

ข้อเสียของสายอากาศไมโครสตริป คือมีประสิทธิภาพและกำลังงานต่ำ มีค่า Q สูง ให้โพลาริเซชันที่ไม่บริสุทธิ์ ความสามารถในการสแกน (scan) ต่ำ และมีแบนด์วิธแคบ ในงานบางอย่างที่ต้องการความปลอดภัยจะต้องทำให้มีแบนด์วิธแคบ เราสามารถเพิ่มแบนด์วิธให้กับสายอากาศได้ด้วยการเพิ่มความสูงของวัสดุฐานรอง (substrate) แต่การเพิ่มความสูงของวัสดุฐานรองนี้จะทำให้เกิดคลื่นผิว (surface wave) ขึ้น ซึ่งจะทำให้กำลังงานในการแผ่กระจายลดน้อยลง โดยคลื่นผิวนี้จะเดินทางอยู่ในวัสดุฐานรอง และยังทำให้คุณสมบัติของแบบรูปและโพลาริเซชันของสายอากาศลดลงด้วย เราสามารถลดคลื่นผิวนี้ลงได้ โดยยังคงทำให้แบนด์วิธกว้างอยู่ โดยอาศัยโพรง (cavity) หรือการวางองค์ประกอบซ้อนทับกัน (stack) และยังมีอีกหลายวิธีที่สามารถทำให้แบนด์วิธเพิ่มขึ้นได้

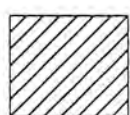
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป

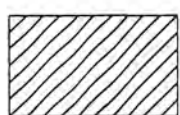
ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปจะประกอบด้วย แผ่นตัวนำสองแผ่นวางขนานกันอยู่ โดยมีแผ่นตัวนำที่อยู่ด้านบนซึ่งจะมีรูปร่างต่างๆ เช่น รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า, รูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส, วงกลม, วงรี เรียกว่า ตัวแพร่กระจายคลื่น โดยทั่วไปมักจะเป็นแผ่นทองแดงหรือทองคำ แผ่นตัวนำที่อยู่ด้านล่างมักจะเป็นแผ่นตัวนำทั้งแผ่น เรียกว่า แผ่นกราวด์ และมีวัสดุที่ไม่เป็นสื่อกลางทางไฟฟ้ากั้นกลางระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสอง ขนาดของตัวแพร่กระจายคลื่นจะมีขนาดตามความเหมาะสมกับงานหรือความถี่ที่จะนำไปใช้งาน ซึ่งขึ้นอยู่กับการออกแบบ แผ่นกราวด์ตามทฤษฎีจะมีขนาดไม่จำกัด แต่ในทางปฏิบัติไม่สามารถทำได้ ดังนั้นในการออกแบบจึงไม่มีข้อจำกัดของแผ่นกราวด์ว่าควรมีขนาดเท่าไร เพียงแต่ว่าจะต้องมีขนาดใหญ่กว่าตัวแพร่กระจายคลื่น

วัสดุฐานรองสำหรับนำมาสร้างสายอากาศไมโครสตริป นั้นมีด้วยกันหลายชนิด โดยปกติแล้วค่าคงที่ของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกนั้นจะอยู่ในช่วง $2.2 < \epsilon_r < 12$ และสิ่งสำคัญในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริป คือความสูงของวัสดุฐานรอง (h) การออกแบบโดยใช้ค่าคงที่ของไดอิเล็กตริกในช่วงต่ำๆ จะทำให้สายอากาศมีคุณภาพสูง และมีแบนด์วิธกว้างขึ้น แต่ข้อเสียก็คือสายอากาศจะมีขนาดใหญ่ตามไปด้วย สำหรับวัสดุฐานรองที่บางและมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสูงนั้น ส่วนใหญ่จะนำมาใช้ร่วมกับวงจรทางไมโครเวฟ เนื่องจากต้องการให้ฟริงกิง (fringing) ของสนามแคบเพื่อทำให้เกิดการคัปปลิง (coupling) และการแพร่กระจายคลื่นน้อยที่สุด และยังทำให้วงจรมีขนาดเล็กลงอีกด้วย แต่ก็จะทำให้มีการสูญเสียมากขึ้น ซึ่งจะทำให้ประสิทธิภาพและแบนด์วิธลดลง ดังนั้นสายอากาศไมโครสตริปและวงจรไมโครเวฟจึงสามารถนำมาใช้ร่วมกันได้อย่างมีประสิทธิภาพ

บ่อยครั้งที่เรามักเรียกสายอากาศไมโครสตริปว่า “สายอากาศแบบแผ่น” (patch antenna) หรือเรียกทับศัพท์ว่า “แพทช์แอนเทนน่า” โดยปกติส่วนที่ทำหน้าที่แผ่กระจายคลื่นและส่วนที่ใช้ในการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศจะอยู่บนบนวัสดุฐานรองเดียวกัน ส่วนที่ใช้แผ่กระจายคลื่นหรือแพทช์นี้อาจมีรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยมจตุรัส สี่เหลี่ยมผืนผ้า เป็นแผ่นบางๆ หรือโคโพล วงกลม วงรี สามเหลี่ยม หรือรูปร่างอื่นๆ อีกก็ได้ ซึ่งในรูปที่ 5.1 ได้แสดงลักษณะของแผ่นไมโครสตริปรูปร่างต่างๆ ไว้แล้ว



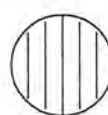
(a) Square



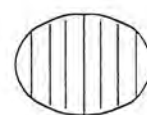
(b) Rectangular



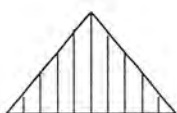
(c) Dipole



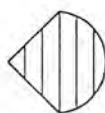
(d) Circular



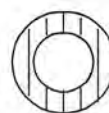
(e) Elliptical



(f) Triangular



(g) Disc sector



(h) Circular ring



(i) Ring sector

รูปที่ 5.1 รูปร่างของแผ่นสายอากาศไมโครสตริป

ลักษณะของแผ่นแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัส สี่เหลี่ยมผืนผ้า ใดโพลและวงกลมเป็นแบบที่นิยมใช้กันมากที่สุด เนื่องจากง่ายต่อการวิเคราะห์และการสร้าง อีกทั้งยังมีคุณสมบัติในการแผ่กระจายคลื่นที่ดี แผ่นสายอากาศแบบใดโพลเป็นแบบที่มีโพลาริเซชันไขว้ (cross polarization) น้อยที่สุด เนื่องจากโดยธรรมชาติแล้วจะมีแบนด์วิดท์ที่กว้างและใช้พื้นที่ในการสร้างน้อย และเหมาะสมในการสร้างเป็นอาร์เรย์ โดยทั้งสายอากาศแบบเดี่ยว (single element) และแบบอาร์เรย์นั้นสามารถทำให้มีลักษณะการโพลาริเซชันได้ทั้งแบบเชิงเส้น (linear) และวงกลม (circular)

ข้อดีและข้อเสียของสายอากาศแผ่นไมโครสตริป

สายอากาศไมโครสตริปจะมีข้อได้เปรียบหลายประการเมื่อเทียบกับสายอากาศที่ใช้ในย่านไมโครเวฟแบบอื่นๆ

ข้อดี

1. น้ำหนักเบา, ขนาดเล็ก
2. ทำให้เป็นแผ่นบางๆ ได้เพราะไม่มีผลทางอากาศพลศาสตร์
3. พื้นที่หน้าตัดน้อย
4. สามารถผลิตได้ง่ายและราคาถูก
5. มีความสะดวกในการติดตั้งบนวัตถุที่เคลื่อนที่ได้ เช่น จรวด, ดาวเทียม เป็นต้น
6. มีการโพลาริเซชันทั้งแบบเชิงเส้นและแบบวงกลม

ข้อเสีย

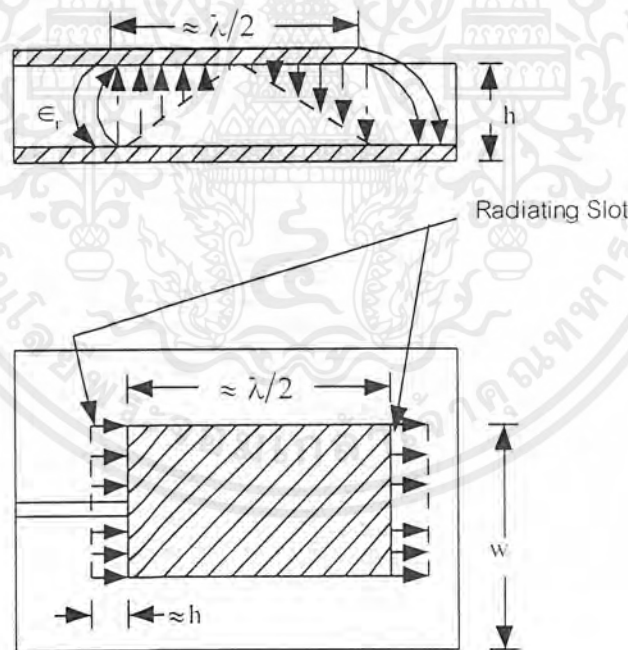
1. มีช่วงความถี่ที่ใช้งานและส่งสัญญาณแคบเกินไป
2. มีอัตราการสูญเสีย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. มีอัตราการขยายค่อนข้างต่ำ
4. ในทางปฏิบัติอัตราการขยายสูงสุดจะถูกจำกัดประมาณ 20 dB
5. มีการแพร่กระจายคลื่นต่ำ

5.3 สนามที่แพร่กระจายของสายอากาศ

การแพร่กระจายสนามของสายอากาศจะเกิดขึ้นที่สนามรอบนอกระหว่างขอบตัวนำของสายอากาศและแผ่นกราวด์เพลน ซึ่งสายอากาศไมโครสตริปจะมีลักษณะโครงสร้างดังที่ได้กล่าวมาแล้ว แผ่นตัวนำที่เป็นสายอากาศจะมีขนาดขึ้นอยู่กับความต้องการที่จะใช้งานที่จะออกแบบให้เหมาะสมกับงานนั้นๆ แผ่นกราวด์เพลนที่ใช้มีลักษณะเป็นแผ่นทองแดงกว้างทั้งแผ่น ในส่วนของตัวนำจะมองขอบของตัวนำโดยจะมองเหมือนสายอากาศปากเปิด ซึ่งถ้าเป็นสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่เหลี่ยมหนึ่งเอเลเมนต์จะมีสายอากาศปากเปิดสองช่องเปิด ซึ่งทั้งสองช่องเปิดนี้จะถูกแยกออกจากกัน โดยความยาวของตัวสายอากาศซึ่งจะมีความยาวประมาณครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น ($\lambda_d/2$) ของแผ่นไดอิเล็กตริก ซึ่งทั้งสองช่องเปิดจะวางตัวเป็นอาร์เรย์กัน



รูปที่ 5.2 แสดงลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

การหาสนามรวมของสายอากาศไมโครสตริปหนึ่งเอเลเมนต์นั้นจะหาได้จากการนำเอาสนามของปากเปิดหนึ่งตัวคูณกับแฟคเตอร์ค่าหนึ่ง เรียกว่า อาร์เรย์แฟคเตอร์ (Array Factor) เพราะฉะนั้นเราสามารถหาสนามรวมของสายอากาศไมโครสตริปหนึ่งเอเลเมนต์ที่ได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E(\text{รวม}) = [E(\text{ปากเปิดหนึ่งตัวที่จุดอ้างอิง})] \times [\text{อาร์เรย์แฟคเตอร์}] \quad (5.1)$$

ค่าอาร์เรย์แฟคเตอร์สามารถหาได้จาก

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)kx} \quad (5.2)$$

เมื่อ

N คือ จำนวนเอเลเมนต์ของสายอากาศที่จะนำมาอาร์เรย์กัน

$$\varphi = kl \cos \gamma + \beta$$

β คือ ความต่างเฟสของกระแสที่ป้อนให้กับสายอากาศ ในที่นี้เราจะให้เฟสของกระแสที่ป้อนให้กับสายอากาศเป็นเฟสเดียวกัน หรือ $\beta = 0$

สายอากาศแบบช่องเปิดสองตัววางตัวอาร์เรย์กันในแนวแกน Y ดังนั้น

$$\begin{aligned} \cos \gamma &= a_x \cdot a_x + a_y \cdot a_y = a_x \cdot (a_x \sin \theta \cos \phi + a_z \sin \theta \sin \phi + a_z \cos \theta) \\ &= \sin \theta \sin \phi \end{aligned} \quad (5.3)$$

แทนสมการที่ (5.3) ลงในสมการที่ (5.2) จะได้

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)kl \sin \theta \sin \phi + \beta} \quad (5.4)$$

เมื่อ N คือ จำนวนสายอากาศปากเปิด = 2

สำหรับการคำนวณหาค่า E ของสายอากาศปากเปิดในสมการที่ (5.1) จะใช้ฟังก์ชันช่วย (Auxiliary Function) ที่เรียกว่า ศักดาเวกเตอร์ (Vector Potential) มาช่วยในการแก้ปัญหา โดยศักดาเวกเตอร์ที่ใช้กันมากได้แก่ศักดาเวกเตอร์แม่เหล็ก (Magnetic Vector Potential) A และศักดาเวกเตอร์ไฟฟ้า (Electric Vector Potential) F สำหรับการคำนวณหาความเข้มสนามไฟฟ้า E และความเข้มสนามแม่เหล็ก H มักจะแบ่งออกเป็นสองขั้นตอน คือ จะหาฟังก์ชันช่วยจากความหนาแน่นกระแสต้นกำเนิด (Source Current Density) ก่อนซึ่งจะเป็นความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า J และความหนาแน่นกระแสแม่เหล็ก M จากนั้นจะคำนวณหาความเข้มสนามไฟฟ้า E และความเข้มสนามแม่เหล็ก H ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สนามไฟฟ้าในแนวแกน Y ที่ช่องเปิด สามารถสมมติให้เป็นค่าคงที่และมีค่าเท่ากับ

$$E_a = a_y E_o \begin{cases} -h/2 \leq x' \leq h/2 \\ -w/2 \leq y' \leq w/2 \end{cases} \quad (5.5)$$

โดยใช้หลักการสนามสมมูลซึ่งจะคำนวณหาความหนาแน่นกระแสแม่เหล็กเชิงผิว (M_s) และความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าเชิงผิว (J_s) อันเป็นแหล่งจ่ายสมมูลซึ่งเป็นต้นกำเนิดสนามออกมา ดังนี้

$$M_s = -2n \times E_a = -2a_y \times a_y E_o = 2E_o a_y \begin{cases} -h/2 \leq x \leq h/2 \\ -w/2 \leq y \leq w/2 \end{cases} \quad (5.6)$$

= 0 สำหรับบริเวณอื่น ๆ

และ

$$J_s = 0 \quad \text{สำหรับบริเวณอื่น ๆ}$$

เมื่อเราทราบต้นกำเนิดของสนามไฟฟ้า (J) และสนามแม่เหล็ก (M) แล้วโดยอาศัยศักดาเวกเตอร์ไฟฟ้า (F) และศักดาเวกเตอร์แม่เหล็ก (A) สามารถที่จะนำมาคำนวณหาสนามแม่เหล็ก (H) และสนามไฟฟ้า (E) ในบริเวณระยะไกล (Far-Field) อันเป็นรูปแบบในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปได้ดังนี้

1. กำหนดแหล่งกำเนิดกระแสแม่เหล็ก M และกระแสไฟฟ้า J
2. หา F เนื่องจาก M_s เมื่อ $J_s = 0$ โดยใช้

$$F = \frac{\epsilon}{4\pi} \iint M_s \frac{e^{-jkR}}{R} ds' \quad (5.8)$$

ในการออกแบบจะพิจารณาในบริเวณระยะไกล (Far-Field) สามารถประมาณค่า R ได้ดังนี้

$$R \cong r - r' \cos \varphi \quad \text{สำหรับการแปรผันทางเฟส} \quad (5.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R \cong r \quad \text{สำหรับการแปรผันทางแอมพลิจูด} \quad (5.10)$$

เมื่อ

r คือระยะห่างจากจุดโคออดิเนท (Coordinate) ไปยังจุดที่สังเกต

r' คือระยะห่างจากจุดโคออดิเนทไปยังจุดใด ๆ บนพื้นที่

φ คือมุมระหว่างเวกเตอร์ r และ r'

เมื่อแทนค่าสมการที่ (5.9) และสมการที่ (5.10) ลงในสมการที่ (5.8) สามารถหาศักดาเวกเตอร์ไฟฟ้าได้ดังนี้

$$F = \frac{\epsilon}{4\pi} \iint_s Ms \frac{e^{-jk(r-r'\cos\varphi)}}{r} ds' \quad (5.11)$$

จากสมการที่ (5.11) และสามารถแยกพจน์ได้เป็น

$$F \cong \frac{\epsilon}{4\pi r} \iint_s Ms e^{-jkr} \cdot e^{jkr'\cos\varphi} ds' \quad (5.12)$$

เมื่อพิจารณาเทอม e^{-jkr} ให้เป็นค่าคงที่สามารถดึงมาไว้หน้าเทอมอินทิกรัล จะได้

$$F \cong \frac{\epsilon e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_s Ms e^{jkr'\cos\varphi} ds' \quad (5.13)$$

หรือ

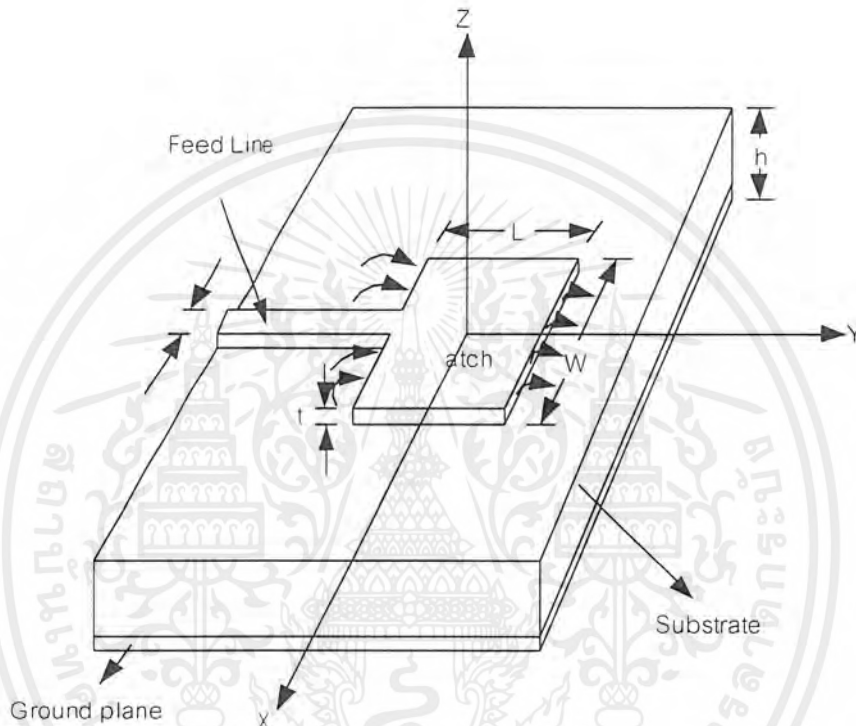
$$F \cong \frac{\epsilon e^{-jkr}}{4\pi r} L \quad (5.14)$$

เมื่อ

$$L = \iint_s Ms e^{jkr'\cos\varphi} ds' \quad (5.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการวิเคราะห์การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศโดยทั่วไปจะขึ้นอยู่กับตำแหน่งการวางตัวของสายอากาศที่วางตัวระนาบซึ่งในการวิเคราะห์การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปจะพิจารณาให้สายอากาศวางตัวในระนาบ x-y ดังแสดงในรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 แสดงรูปแบบการวิเคราะห์สายอากาศในระบบพิกัดฉาก

จากการวิเคราะห์สายอากาศในระบบพิกัดฉากดังนั้นในการหาระยะทางจากจุดใดๆ บนแหล่งจ่ายไปยังจุดที่สังเกตสามารถหาได้จาก

$$\begin{aligned} r' \cos \kappa &= r' \cdot a_r = (a_x x' + a_y y') (a_x \sin \theta \cos \phi + a_y \sin \theta \sin \phi + a_z \cos \theta) \\ &= x' \sin \theta \cos \phi + y' \sin \theta \sin \phi \end{aligned} \quad (5.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระบบพิกัดฉากในการหาอนุพันธ์ของพื้นที่ (Differential Area) ที่ใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศ สามารถหาได้จาก

$$ds' = dx'dy' \quad (5.17)$$

เมื่อนำค่าในสมการที่ (5.16) และสมการที่ (5.17) แทนค่าลงในสมการที่ (5.15) จะได้

$$\begin{aligned} L &= \iint_s M_s e^{jkr' \cos \phi} ds' \\ &= \iint_s (2E_o a_x) e^{jk(x' \sin \theta \cos \phi - y' \sin \theta \sin \phi)} dx'dy'a_{\theta} \\ &= 2E_o \iint_s (a_x \cdot a_{\theta}) e^{jk(x' \sin \theta \cos \phi - y' \sin \theta \sin \phi)} dx'dy' \end{aligned} \quad (5.18)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

การวิเคราะห์และการออกแบบ

กล่าวนำ

การวิเคราะห์และการออกแบบในโครงงานนี้จะแบ่งลักษณะการปฏิบัติงานออกเป็นสองส่วนคือ ส่วนแรกจะทำการวิเคราะห์และการออกแบบโดยใช้การคำนวณจากทฤษฎี ส่วนที่สองจะเป็นการใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ช่วยในการออกแบบในส่วนของสมการคณิตศาสตร์ที่ซับซ้อน ทำการเลียนแบบวงจร (simulation) เพื่อปรับแต่งวงจรให้มีคุณภาพดีที่สุดใน โดยโครงงานนี้จะแบ่งการออกแบบเป็นหัวข้อดังนี้

- โครงสร้างของท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก
- การออกแบบการป้อนสนามไฟฟ้าให้ท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยม โดยใช้สายโคแอกเซียล
- การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อกับสล๊อต

โดยงานทั้งหมดจะออกแบบที่ความถี่ 10 GHz เนื่องจากการออกแบบมีทฤษฎีและสมการที่สลับซับซ้อน ดังนั้นในการออกแบบจึงมีการใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์เข้ามาช่วยเพื่อให้ได้ผลออกมาดีที่สุดใน

6.1 โครงสร้างของท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก

โดยทั่วไปท่อนำคลื่น (Waveguide) จะเป็นท่อโลหะกลวงแบบสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ใช้ในการส่งคลื่นไฟฟ้า ส่วนใหญ่จะทำงานในช่วงความถี่ไมโครเวฟย่าน x-band โดยสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าในท่อนำคลื่นจะถูกจำกัดอยู่ภายในที่ว่างของท่อ ทำให้ไม่มีการสูญเสียกำลังงานการแพร่กระจายและค่าความสูญเสียของไดอิเล็กตริก (dielectric loss) มีค่าน้อยมาก

-การเลือกขนาดท่อนำคลื่น

มาตรฐานสำหรับท่อนำคลื่นที่ใช้กับความถี่ 10 GHz จะใช้ท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมโดยมีขนาดหน้าตัดภายในกว้าง 1.03 เซนติเมตร และยาว 2.3 เซนติเมตร ซึ่งสามารถนำมาพิจารณาโหมดของการส่งคลื่นในท่อนำคลื่น โดยสมการความถี่คัตออฟของท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมมุมฉาก หาได้จาก

$$f_{\text{cutoff}} = \frac{3 \times 10^{10}}{2\sqrt{\mu' \epsilon'}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ m = จำนวนครั้งความยาวคลื่นที่ด้านกว้างของท่อนำคลื่น

n = จำนวนครั้งความยาวคลื่นที่ด้านแคบของท่อนำคลื่น

a = ขนาดด้านกว้างของท่อนำคลื่น(cm)

b = ขนาดด้านแคบของท่อนำคลื่น(cm)

ϵ' = relative permittivity ของตัวกลางในท่อนำคลื่น

μ' = relative permeability ของตัวกลางในท่อนำคลื่น

โดยพิจารณาที่โหมด $TE_{1,0}$ จะได้

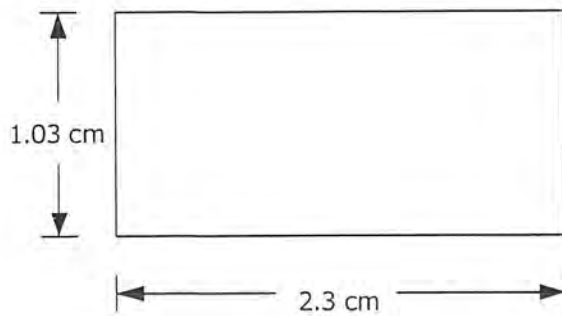
$$\begin{aligned} f_{\text{cutoff}} &= \frac{3 \times 10^{10}}{2 \times 1} \sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2 + \left(\frac{0}{b}\right)^2} \\ &= 1.5 \times 10^{10} \sqrt{\left(\frac{1}{2.3}\right)^2 + \left(\frac{0}{1.03}\right)^2} \\ &= 1.5 \times 10^{10} \sqrt{0.434^2} \\ &= 1.5 \times 10^{10} (0.434) \\ &= 6.51 \text{ GHz} \end{aligned}$$

และพิจารณาที่โหมด $TE_{1,1}$ จะได้

$$\begin{aligned} f_{\text{cutoff}} &= \frac{3 \times 10^{10}}{2 \times 1} \sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2 + \left(\frac{1}{b}\right)^2} \\ &= 1.5 \times 10^{10} \sqrt{\left(\frac{1}{2.3}\right)^2 + \left(\frac{1}{1.03}\right)^2} \\ &= 1.5 \times 10^{10} \sqrt{(0.434)^2 + (0.970)^2} \\ &= 1.5 \times 10^{10} \sqrt{(0.188) + (0.940)} \\ &= 1.5 \times 10^{10} (1.062) \\ &= 15.93 \text{ GHz} \end{aligned}$$

โดยท่อนำคลื่นนั้นทำมาจากทองเหลือง ส่วนสายโคแอกเซียลนั้นเป็นสาย ซึ่งมีค่าไดอิเล็กตริกเป็น 2.2 สำหรับการสร้างท่อนำคลื่นนั้นจะใช้วิธีการบัดกรี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.1 ขนาดหน้าตัดของท่อนำคลื่น

6.2 การออกแบบการป้อนสนามไฟฟ้าให้ท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมโดยใช้สายโคแอกเซียล

การป้อนสนามไฟฟ้าให้ท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยมโดยใช้ตัวกระตุ้นแบบสายโคแอกเซียล ที่จะทำให้ส่งผ่านพลังงานได้สูงสุดซึ่งแพร่กระจายจากสายโคแอกเซียลเข้าไปในท่อนำคลื่นที่ตำแหน่ง l และโพรบยาวที่ตำแหน่ง d โดยต้องการ การคับปลิงคลื่นในโหมดโดมิแนนท์ ($TE_{1,0}$) เพื่อให้ได้พลังงานสูงสุดในท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยม โพรบจะต้องอยู่ที่ตำแหน่งกึ่งกลางผนังท่อมุมองด้านตัดขวางของท่อนำคลื่น ส่วนตำแหน่ง l ที่โพรบห่างจากผนังปิดท่อนำคลื่นจะได้จากการทดลอง ซึ่งได้ตำแหน่งที่เหมาะสมดังนี้

$$l = 10$$

$$a' = 11.5$$

โดยตำแหน่ง d ที่โพรบยื่นเข้าไปในท่อนำคลื่นสามารถคำนวณหาได้จากสมการ

$$\begin{aligned} d &= \frac{c}{2\sqrt{2.2f_{\text{cutoff}}}} \\ &= \frac{3 \times 10^8}{2\sqrt{2.2 \times 10 \times 10^9}} \\ &= 1.01 \text{ cm} \end{aligned}$$

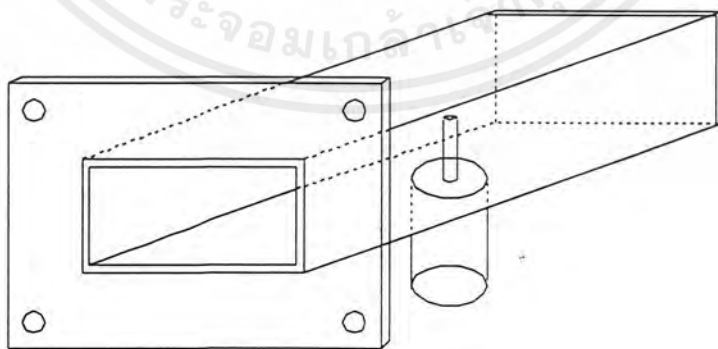
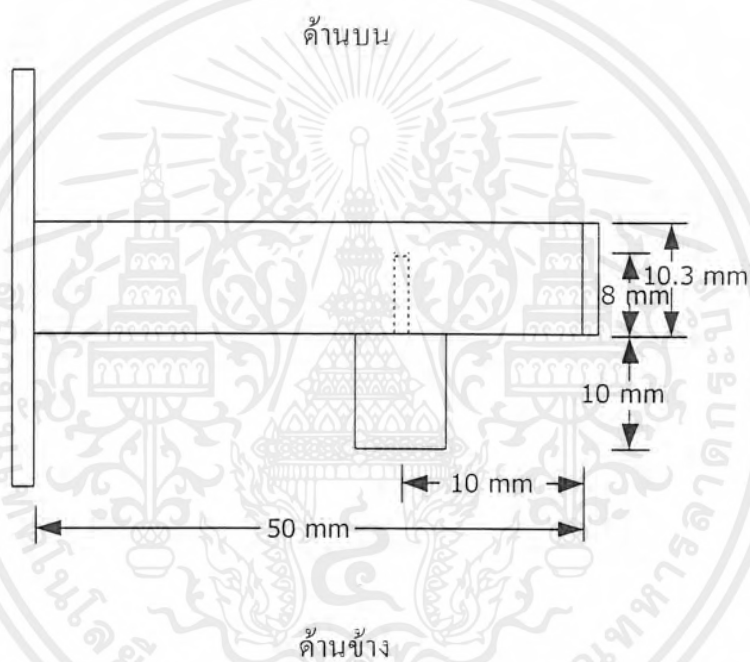
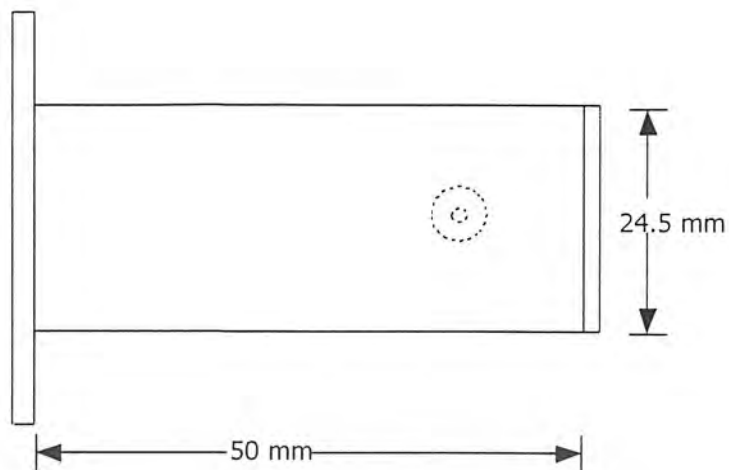
เนื่องจากผลการคำนวณที่ได้ไม่สามารถนำมาใช้ได้ ในทางปฏิบัติเนื่องจากท่อนำคลื่นมีขนาดความสูงเพียง 1.03 เซนติเมตร ซึ่งอาจเกิดการผิดพลาดในการทดลองได้ จึงทำการทดลองโดยได้ ค่าเหมาะสมของความยาวโพรบในท่อนำคลื่นเป็น

$$d = 8 \text{ mm}$$

ซึ่งเมื่อนำค่าที่ได้มาคำนวณหาย่านความถี่ตัดออกจะได้

$$\begin{aligned} f_{\text{cutoff}} &= \frac{c}{2\sqrt{2.2} \times d} \\ &= \frac{3 \times 10^8}{(2\sqrt{2.2}) \times 8 \times 10^{-3}} \\ &= \frac{3 \times 10^8}{23.731 \times 10^{-3}} \\ &\approx 12.641 \text{ GHz} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3 มิติ

รูปที่ 6.2 การป้อนสนามไฟฟ้าจากสายโคแอกเซียลไปยังท่อนำคลื่น

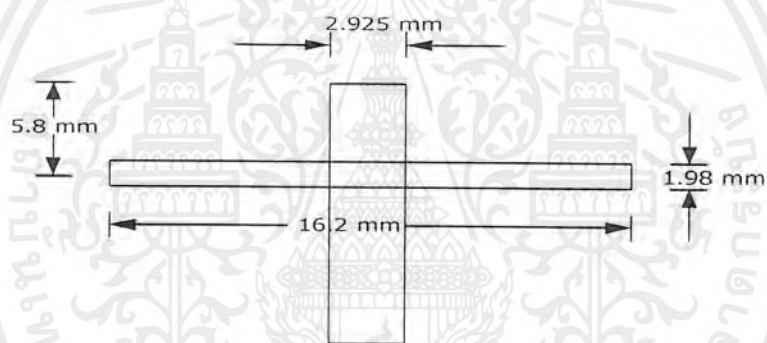
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.3 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อด้วยสล็อต

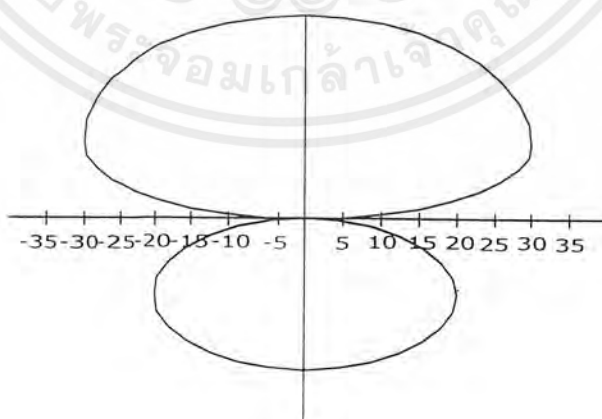
การออกแบบสายอากาศแบบร่องจะอาศัยโปรแกรมคอมพิวเตอร์คำนวณหาขนาดความกว้าง (W) และขนาดความยาว (L) ของสายอากาศที่ตัดบนแผ่น PCB และตำแหน่งของสายส่งไมโครสตริปที่เหมาะสมสำหรับใช้ป้อนสัญญาณเพื่อให้ได้ผลที่เหมาะสมที่สุด โดยพารามิเตอร์ที่จำเป็นสำหรับการออกแบบมีดังนี้คือ

- ค่าไดอิเล็กตริก (ϵ_r) = 4.77
- ค่าความสูงของวัสดุฐานรอง (h) = 1.5 mm
- ค่าความสูญเสียวิถีสัมผัสของตัวนำ (δ) = 0.028
- ความถี่ที่ออกแบบใช้งาน (f) = 10 GHz

ซึ่งจากการคำนวณ โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์จะได้ค่าที่เหมาะสมสำหรับการออกแบบใช้งานจริงดังที่ปรากฏให้เห็นในรูปที่ 6.3



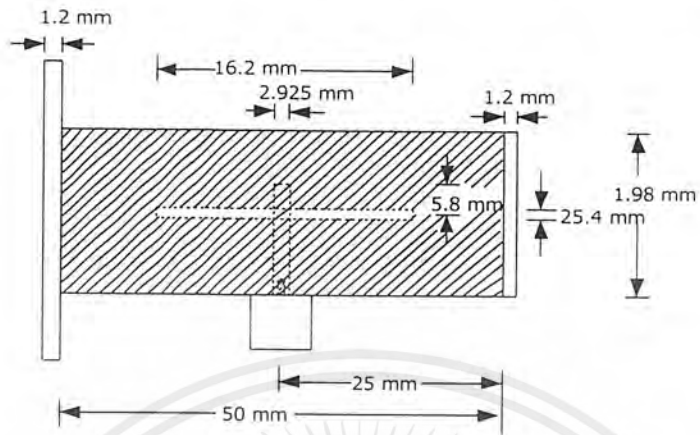
รูปที่ 6.3 สายอากาศแบบร่องที่ป้อนสัญญาณ โดยการส่งไมโครสตริป



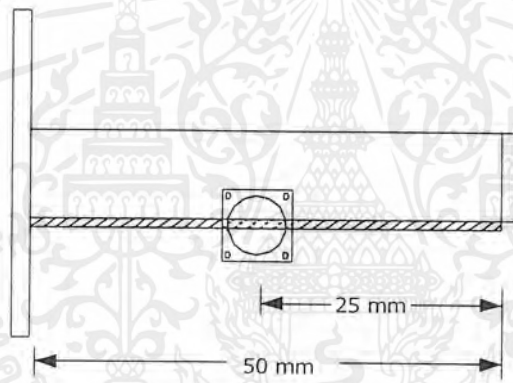
รูปที่ 6.4 การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้าแบบร่องที่ออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

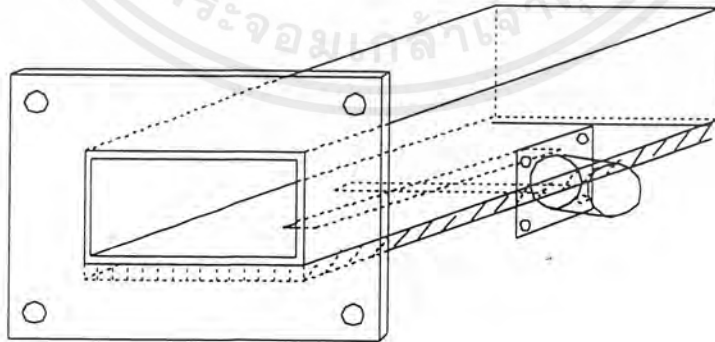
6.4 การป้อนสัญญาณจากไมโครสตริปผ่านสลิตไปยังท่อนำคลื่นในลักษณะต่างๆ



มองจากทางด้านบนสลิตกว้าง 5.8 mm ยาว 16.2 mm และไมโครสตริปกว้าง 2.925 mm



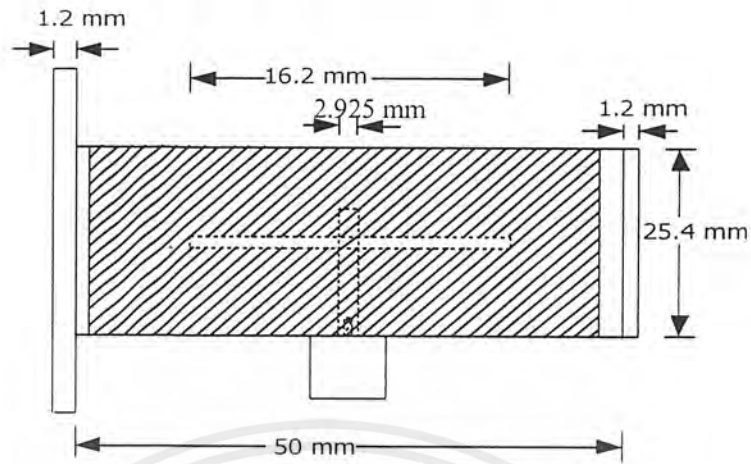
มองทางด้านข้างจากกึ่งกลางโพรงถึงปลายปิดของท่อยาว 25 mm และแผ่น PCB ยาว 50 mm



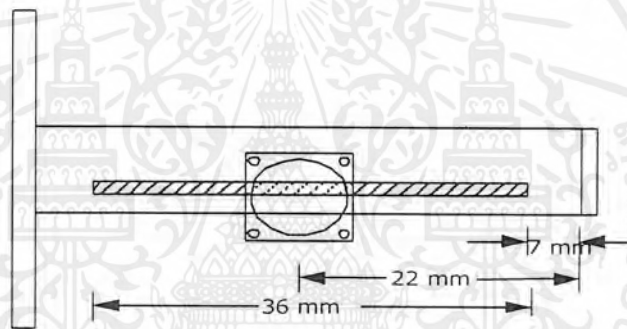
ภาพ 3 มิติ

รูปที่ 6.5 การป้อนสัญญาณจากไมโครสตริปผ่านสลิตไปยังท่อนำคลื่นแบบเจาะรูด้านล่าง

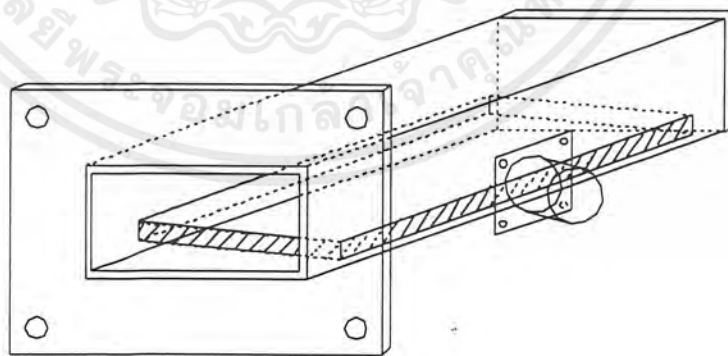
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



มองจากทางด้านบนบนสล็อตกว้าง 2.925 mm และ ไมโครสตริปยาว 16.2 mm



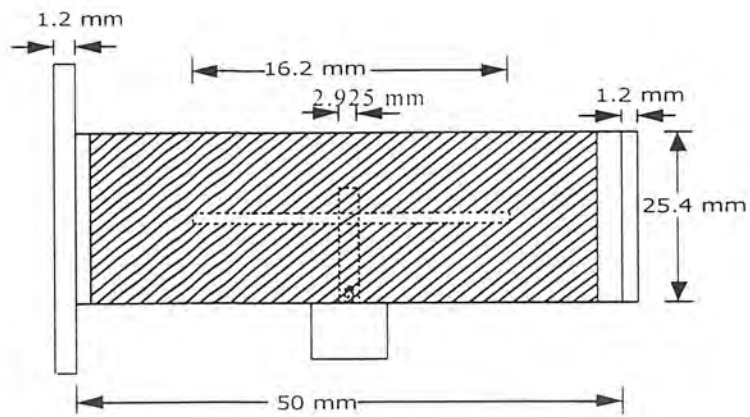
มองทางด้านข้างจากกึ่งกลาง โพรบถึงปลายปิดของท่อยาว 22 mm และ ไมโครสตริปยาว 36 mm



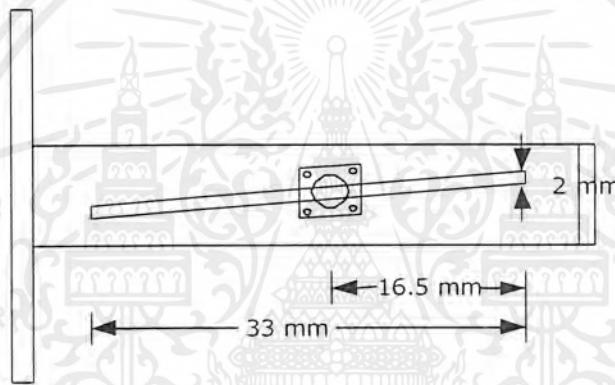
ภาพ 3 มิติ

รูปที่ 6.6 การป้อนสัญญาณจากไมโครสตริปผ่านสล็อตไปยังท่อนคลื่นแบบเจาะรูด้านข้าง

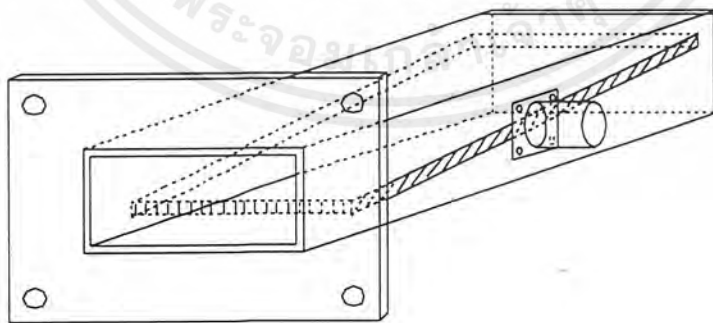
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



มองจากทางด้านบน ไมโครสตริปกว้าง 2.925 mm สล็อตยาว 16.2 mm



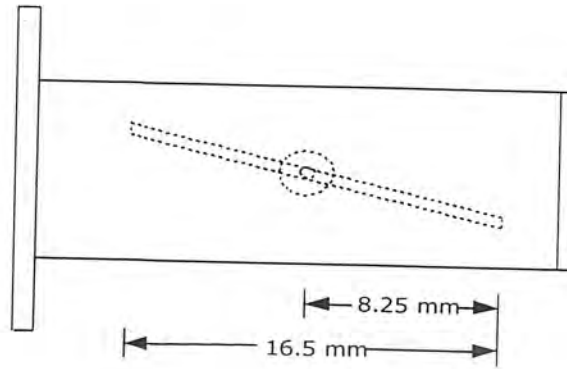
มองทางด้านข้างจากกึ่งกลางโพรบถึงสุดร่องเจาะยาว 16.5 mm ร่องเจาะยาว 33 mm



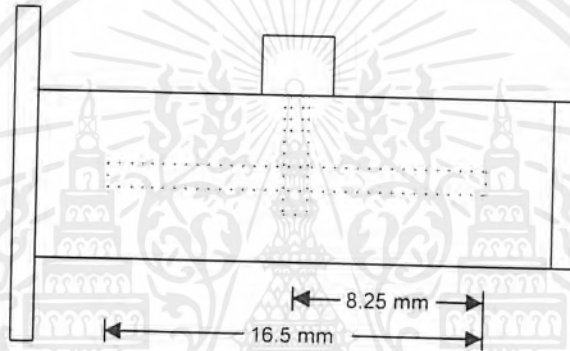
ภาพ 3 มิติ

รูปที่ 6.7 การป้อนสัญญาณจากไมโครสตริปผ่านสล็อตไปยังท่อนคลื่นแบบเจาะรูเฉียงด้านข้าง

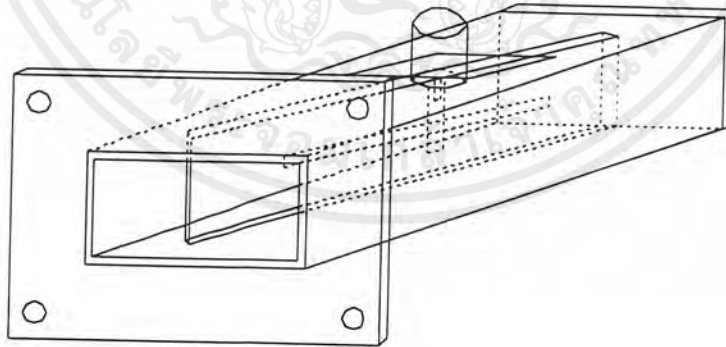
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



มองจากทางด้านบนจากกึ่งกลาง โพรบถึงศูนย์กลางรูเจาะยาว 8.25 mm ร่องเจาะยาว 16.5 mm



มองทางด้านข้างร่องเจาะยาว 16.5 mm และจากกึ่งกลาง โพรบถึงศูนย์กลางรูเจาะยาว 8.25 mm



ภาพ 3 มิติ

รูปที่ 6.8 การป้อนสัญญาณจากไมโครสตริปผ่านสลิตไปยังท่อนคลื่นแบบเจาะรูเชิงด้านบน

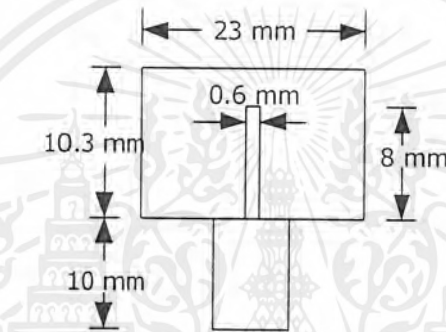
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

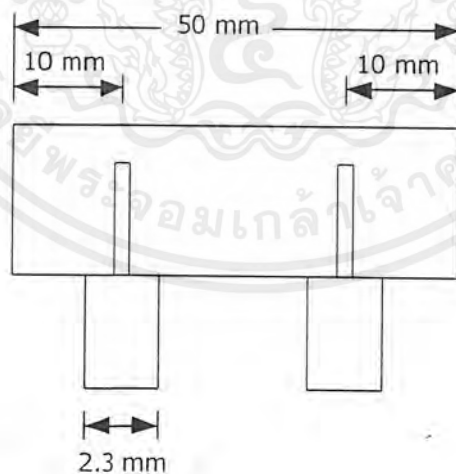
ผลการทดลอง

7.1 การทดลองตัวกระตุ้นสำหรับท่อนำคลื่นโดยใช้โปรแกรมวิเคราะห์

ตัวกระตุ้นสัญญาณสำหรับท่อนำคลื่นแบบสายโคแอกเซียลที่ได้ทำการออกแบบ เทคนิคการป้อนสัญญาณไว้ในหัวข้อที่ 6.1 ซึ่งผลการคำนวณที่ย่านความถี่ 10 GHz นั้นไม่สามารถนำมาใช้ในการปฏิบัติได้ซึ่งได้กล่าวไว้ในหัวข้อการออกแบบในบทที่ 6 ดังนั้นจึงจำเป็นต้องออกแบบโดยใช้โปรแกรมวิเคราะห์สัญญาณแบบจำลองในการหาค่าที่เหมาะสมในการกระตุ้นสัญญาณสำหรับท่อนำคลื่น ผลปรากฏว่ามีขนาดใกล้เคียงกับค่าที่ได้คำนวณไว้ในบทที่ 6



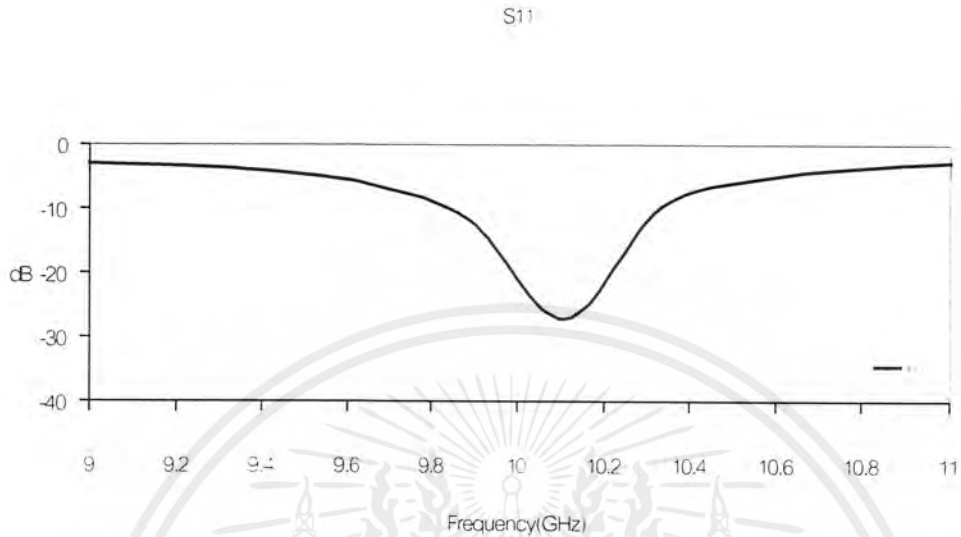
รูปที่ 7.1 ขนาดของสาย โคแอกเซียลที่ยื่นเข้าไปในท่อนำคลื่น



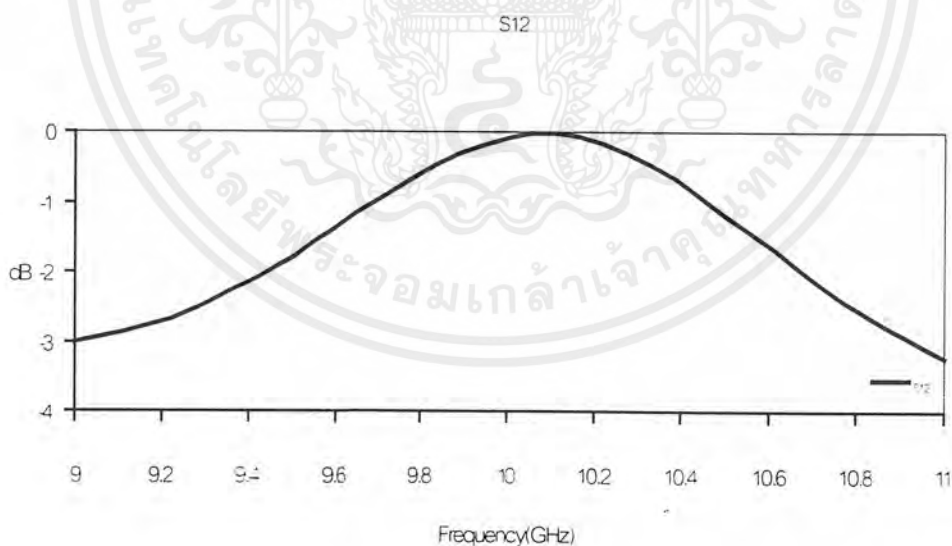
รูปที่ 7.2 แบบจำลองการป้อนสัญญาณให้ท่อนำคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.2 ผลการทดลองโดยใช้โปรแกรมวิเคราะห์แบบจำลองโดยอาศัยคุณสมบัติของพารามิเตอร์ S

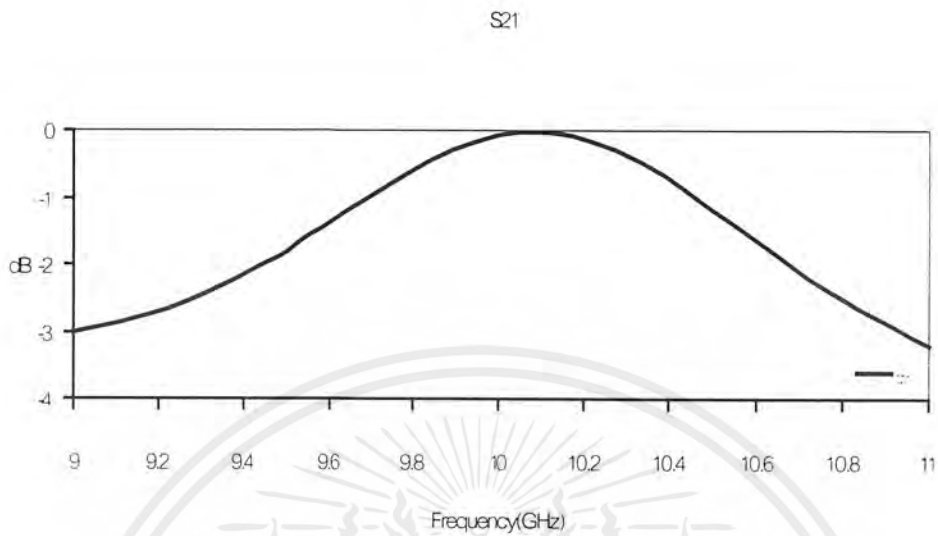


รูปที่ 7.3 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่พอร์ต S11 ที่ความถี่ 10.1 GHz มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเป็น -28 dB

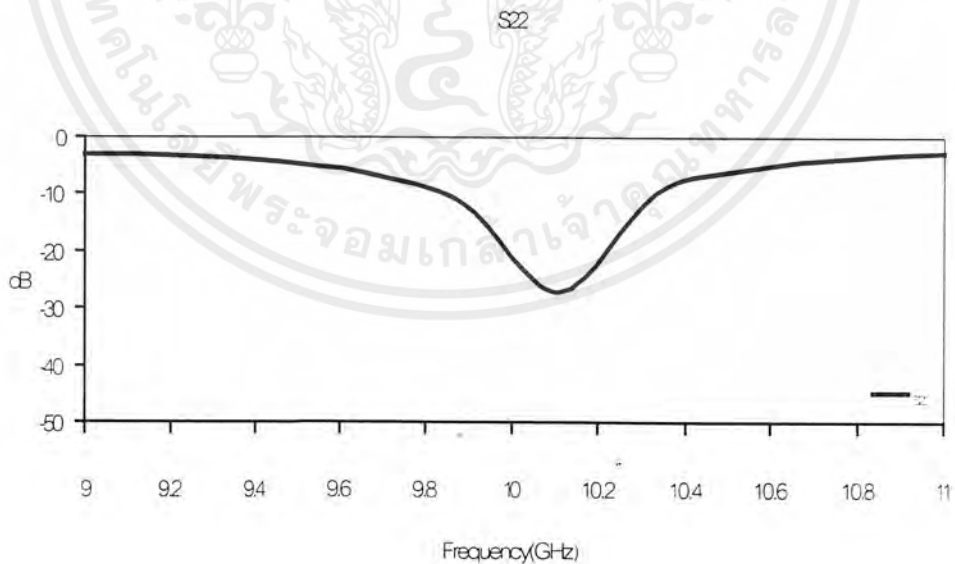


รูปที่ 7.4 ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของคลื่นที่พอร์ต S12 ที่ความถี่ 10.1 GHz มีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของคลื่นเป็น 0 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.5 ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของคลื่นที่พอร์ต S21 ที่ความถี่ 10.1 GHz มีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของคลื่นเป็น 0 dB



รูปที่ 7.6 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่พอร์ต S22 ที่ความถี่ 10.1 GHz มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเป็น -28 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.3 การทดลองวัดค่าโดยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer)

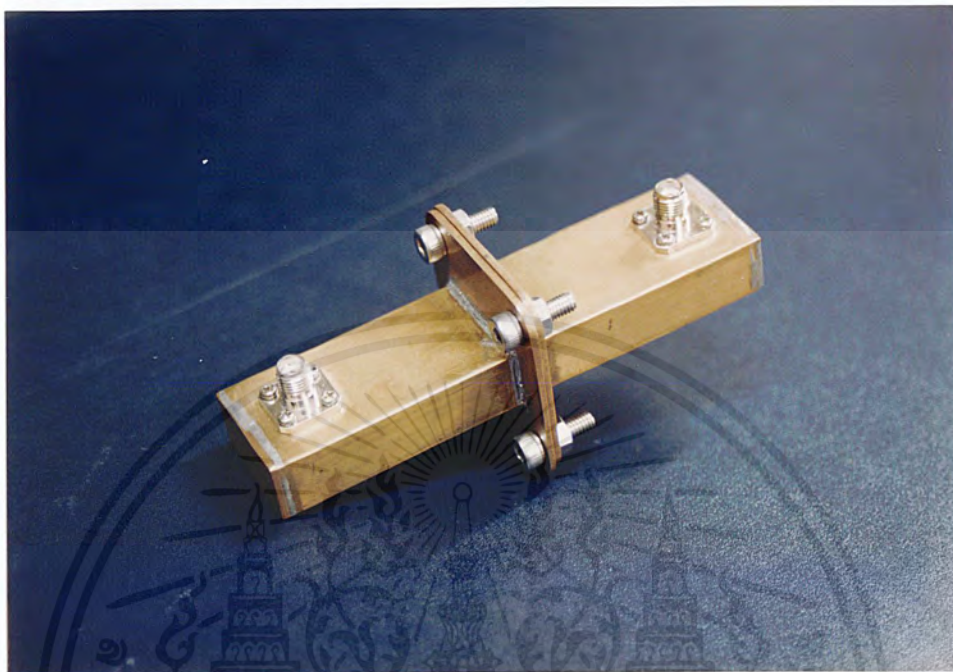
ตัวกระตุ้นสำหรับท่อนำคลื่นแบบสายโคแอกเซียลถูกสร้างขึ้นโดยมีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางภายนอกขนาด 4.6 มิลลิเมตร เส้นผ่าศูนย์กลางภายในขนาด 1.2 มิลลิเมตร และมีค่าไดอิเล็กตริก (dielectric) เท่ากับ 2.2 โดยการออกแบบในบทที่ 6 นั้นจะให้สายโคแอกเซียลยื่นเข้าไปในท่อนำคลื่นขนาด 8 มิลลิเมตร สำหรับการป้อนสนามไฟฟ้าจากไมโครสตริปผ่านสล็อตไปยังท่อนำคลื่นนั้น จะเป็นการทดลองการกระตุ้นในลักษณะต่างๆที่ได้กล่าวไว้แล้วในการออกแบบบทที่ 6 ซึ่งมีทั้งหมด 4 ลักษณะการกระตุ้นสัญญาณ หลังจากนั้นนำชิ้นงานที่ได้ออกแบบและสร้างไว้มาทำการทดลองวัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆด้วยเครื่อง Network Analyzer



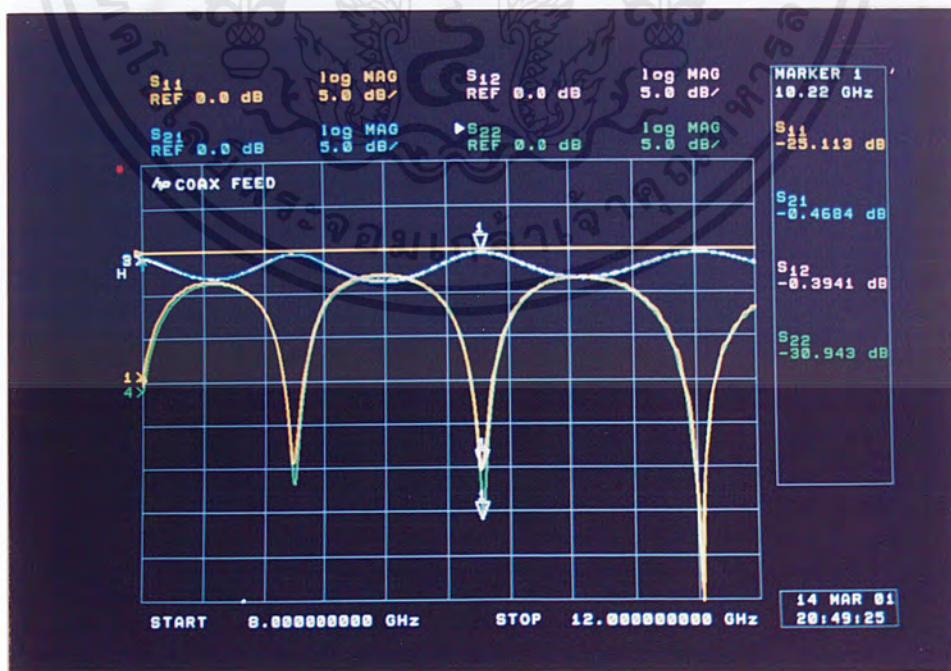
รูปที่ 7.7 การทดลองวัดค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านและการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.4 การทดลองการกระตุ้นสำหรับท่อนำคลื่นแบบสายโคแอกเซียลโดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย โดยอาศัยคุณสมบัติของพารามิเตอร์ S



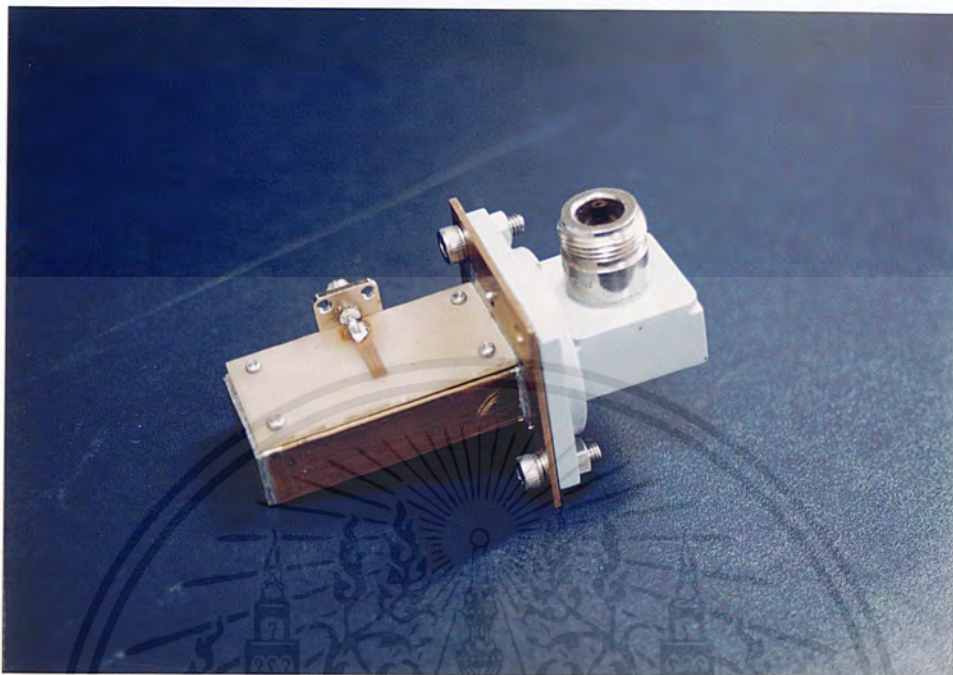
รูปที่ 7.8 ตัวกระตุ้นสำหรับท่อนำคลื่นแบบสายโคแอกเซียลจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน $S_{11} = -25.113$ dB, $S_{22} = -30.943$ dB และค่าสัมประสิทธิ์การย้อนกลับ $S_{12} = -0.394$ dB, $S_{21} = -0.468$ dB



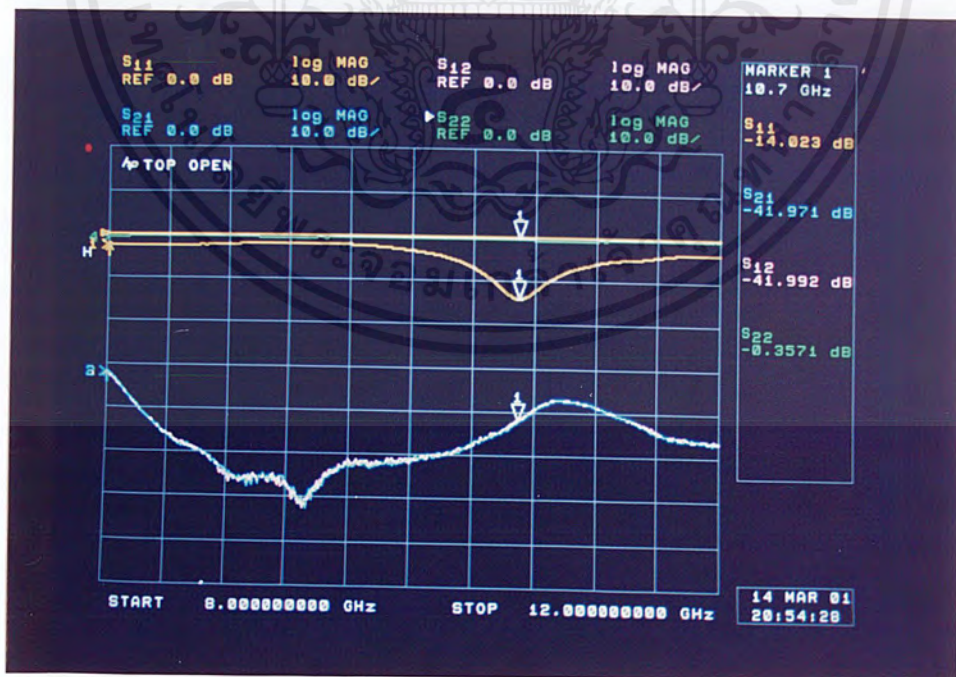
รูปที่ 7.9 ผลการทดลองโดยอาศัยคุณสมบัติของพารามิเตอร์ S

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.5 การทดลองการกระตุ้นสำหรับท่อนำคลื่นแบบไมโครสตริปผ่านสล็อตในลักษณะต่าง

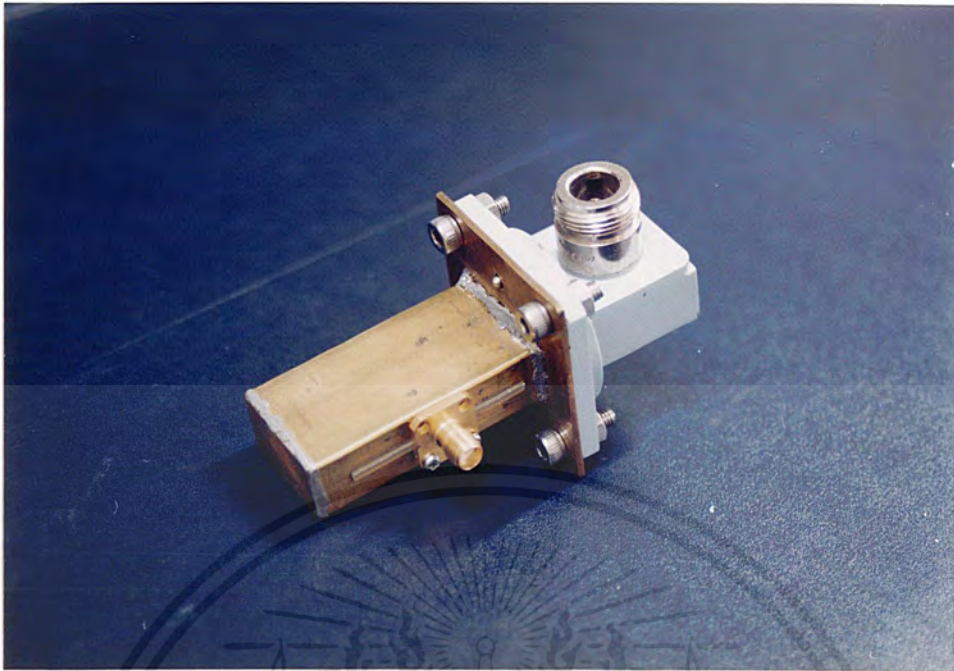


รูปที่ 7.10 ตัวกระตุ้นสำหรับท่อนำคลื่นโดยไมโครสตริปผ่านสล็อตแบบเจาะรูด้านล่างจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน $S_{11} = 14.230$ dB, $S_{22} = -0.357$ dB และค่าสัมประสิทธิ์การย้อนกลับ $S_{12} = -41.99$ dB, $S_{21} = -41.951$ dB

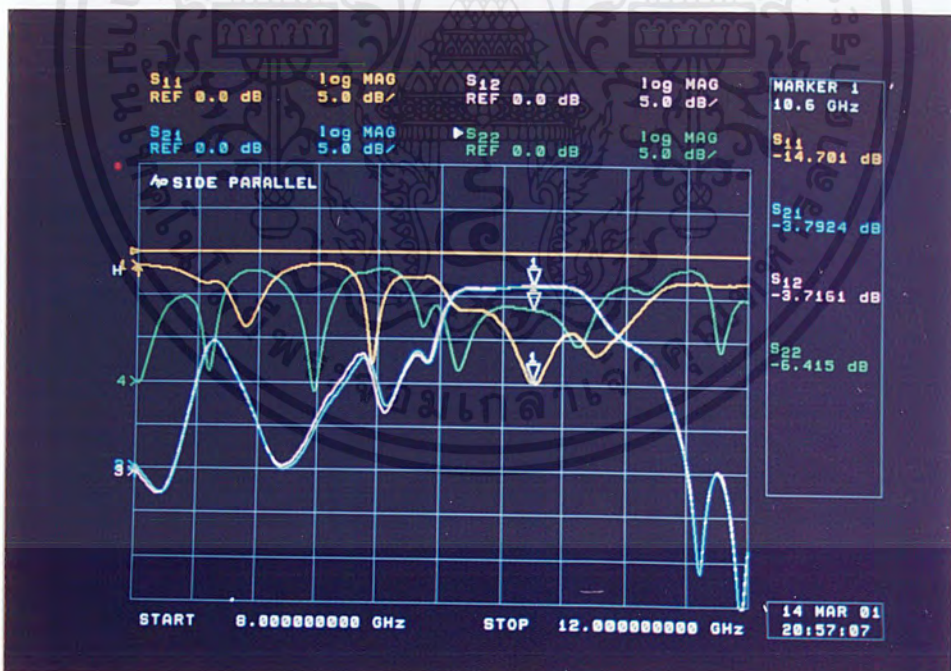


รูปที่ 7.11 ผลการทดลองโดยอาศัยคุณสมบัติของพารามิเตอร์ S ในการกระตุ้นแบบเจาะรูด้านล่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

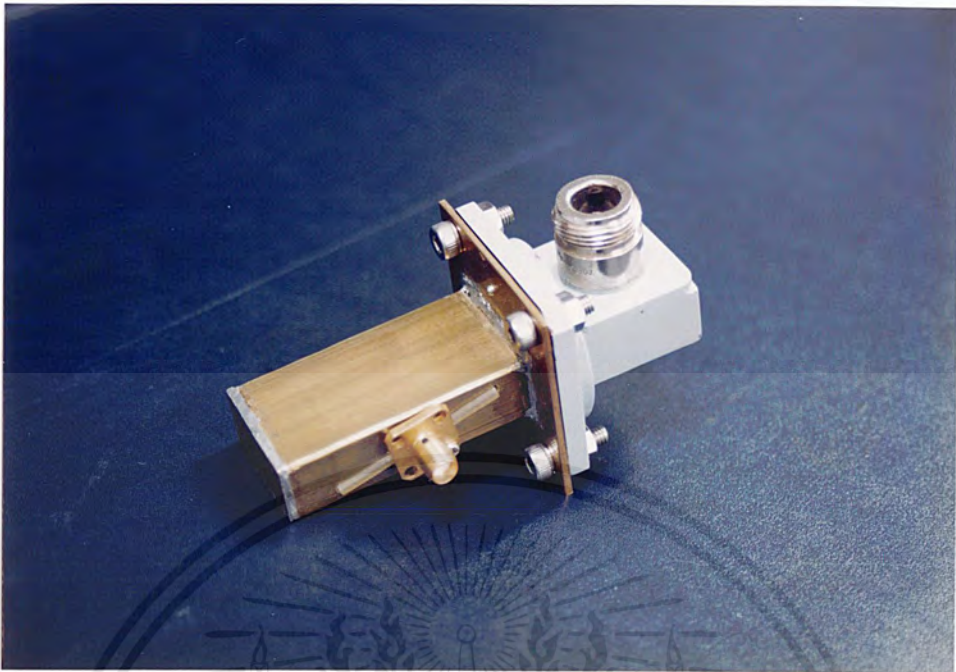


รูปที่ 7.12 ตัวกระตุ้นสำหรับท่อนำคลื่นโดยไมโครสตริปผ่านสล็อตแบบเจาะรูด้านข้างจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน $S_{11} = -14.701$ dB, $S_{22} = -5.415$ dB และค่าสัมประสิทธิ์การย้อนกลับ $S_{12} = -3.716$ dB, $S_{21} = -3.792$ dB

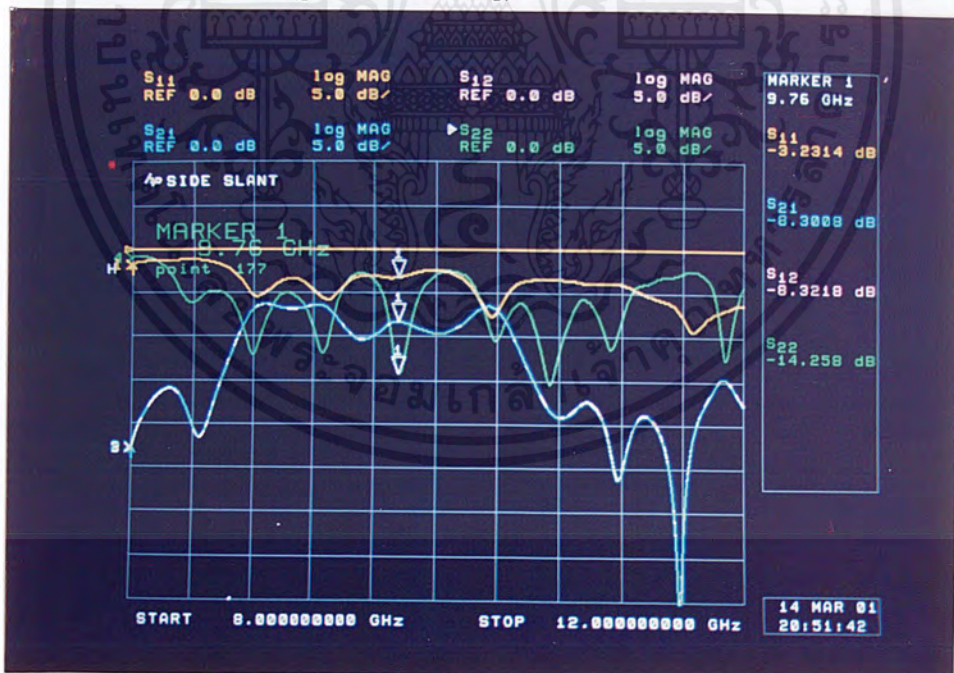


รูปที่ 7.13 ผลการทดลองโดยอาศัยคุณสมบัติของพารามิเตอร์ S ในการกระตุ้นแบบเจาะรูด้านข้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

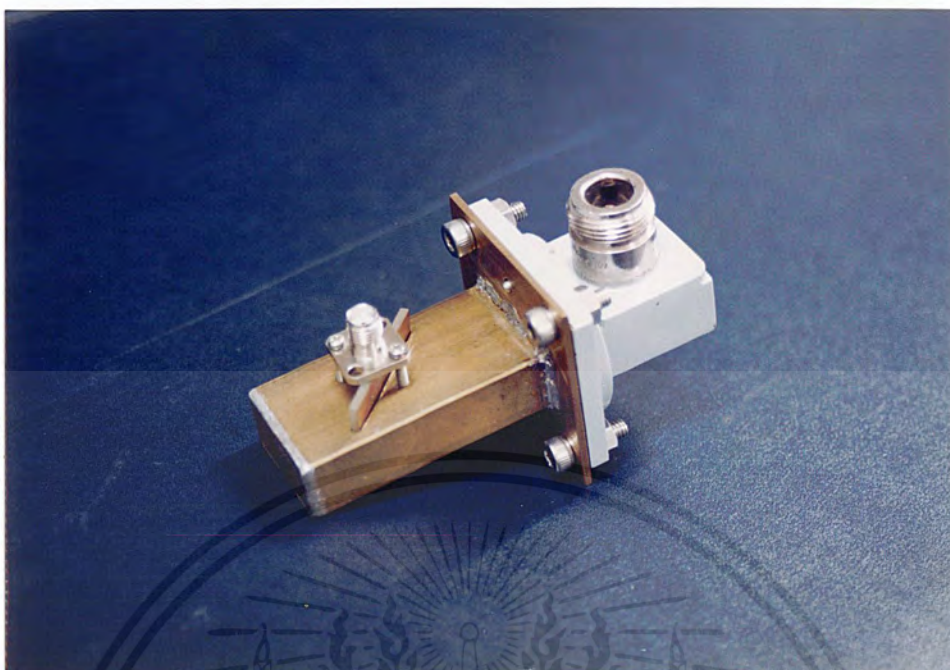


รูปที่ 7.14 ตัวกระตุ้นสำหรับท่อนำคลื่นโดยไมโครสตริปผ่านสล็อตแบบเจาะรูเฉียงด้านข้างจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน $S_{11} = -3.231$ dB, $S_{22} = -14.258$ dB และค่าสัมประสิทธิ์การย้อนกลับ $S_{12} = -8.321$ dB, $S_{21} = -8.300$ dB

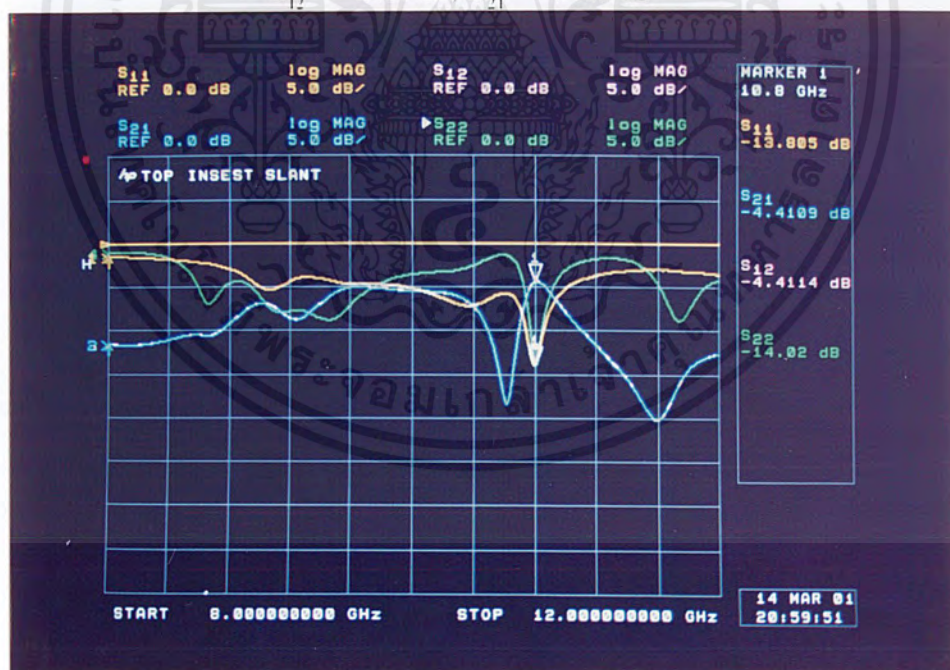


รูปที่ 7.15 ผลการทดลอง โดยอาศัยคุณสมบัติของพารามิเตอร์ S ในการกระตุ้นแบบเจาะรูเฉียงด้านข้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.16 ตัวกระตุ้นสำหรับท่อนำคลื่นโดยไมโครสตริปผ่านสล็อตแบบเจาะรูเฉียงด้านบนจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน $S_{11} = -13.805$ dB, $S_{22} = -14.020$ dB และค่าสัมประสิทธิ์การย้อนกลับ $S_{12} = -4.411$ dB, $S_{21} = -4.410$ dB



รูปที่ 7.17 ผลการทดลอง โดยอาศัยคุณสมบัติของพารามิเตอร์ S ในการกระตุ้นแบบเจาะรูเฉียงด้านบน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางผลการทดลอง

ตัวกระตุ้นสัญญาณสำหรับท่อนำคลื่น	ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน(dB)		ค่าสัมประสิทธิ์การย้อนกลับ(dB)	
	S_{11}	S_{22}	S_{12}	S_{21}
แบบสายโคแอกเชียล	-25.113	-30.943	-0.394	-0.468
แบบไมโครสตริปผ่านสล็อตทางด้านล่าง ของท่อนำคลื่น	-14.230	-0.357	-41.990	-41.921
แบบไมโครสตริปผ่านสล็อตทางด้านข้าง ขนานกับท่อนำคลื่น	-14.701	-5.415	-3.716	-3.792
แบบไมโครสตริปผ่านสล็อตทางด้านข้าง เฉียง 45 องศากับท่อนำคลื่น	-3.231	-14.258	-8.321	-8.300
แบบไมโครสตริปผ่านสล็อตทางด้านบน เฉียง 45 องศากับท่อนำคลื่น	-13.805	-14.020	-4.411	-4.410

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองตัวกระตุ้นสัญญาณสำหรับท่อนำคลื่นแบบสายโคแอกเชียลจะได้ผลการทดลองจากโปรแกรมวิเคราะห์แบบจำลอง โดยอาศัยคุณสมบัติของพารามิเตอร์ s ที่มีความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่พอร์ต s_{11} และพอร์ต s_{22} ที่ย่านความถี่ 10.2 GHz มีค่าประมาณ -25 dB ซึ่งจากคุณสมบัติการย้อนกลับที่พอร์ต s_{11} และพอร์ต s_{22} ของพารามิเตอร์ s นั้นควรที่จะให้มีค่าต่ำๆ ประมาณ -30 dB ขึ้นไป ส่วนค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของคลื่นที่พอร์ต s_{21} และพอร์ต s_{12} ที่ย่านความถี่ 10.2 GHz มีค่าประมาณ -0.4 ถึง -3 dB ซึ่งจากคุณสมบัติของค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของคลื่นที่พอร์ต s_{21} และพอร์ต s_{12} ของพารามิเตอร์ s นั้น ควรจะอยู่ระหว่าง 0 ถึง -3 dB จากผลการทดลองโดยโปรแกรมวิเคราะห์แบบจำลองจะเห็นได้ว่าค่าความถี่คัตออฟและปริมาณเดซิเบลที่คลาดเคลื่อนเล็กน้อยนั้น เราสามารถที่จะทำการวิเคราะห์แบบจำลองโดยใช้โปรแกรมเพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสมที่สุด ในการป้อนสัญญาณให้กับท่อนำคลื่น

สำหรับการทดลองตัวกระตุ้นสัญญาณสำหรับท่อนำคลื่นแบบสายโคแอกเชียล โดยการใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) ซึ่งเป็นการนำชิ้นงานที่ได้จากการออกแบบและสร้างมาทดลองในทางปฏิบัติ จะได้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่พอร์ต s_{11} และพอร์ต s_{22} ที่ย่านความถี่ 11.7 GHz มีค่าประมาณ -50 dB สำหรับค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของคลื่นที่พอร์ต s_{21} และพอร์ต s_{12} ที่ย่านความถี่ 11.7 GHz มีค่าประมาณ -0.1 dB เมื่อเรานำมาเปรียบเทียบกับระหว่างค่าพารามิเตอร์ s จากการใช้โปรแกรม และจากการใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย จะเห็นว่ามีความใกล้เคียงกัน

สำหรับการทดลองตัวกระตุ้นสัญญาณสำหรับท่อนำคลื่นแบบไมโครสตริปผ่านสล็อตนั้น ได้ทำการออกแบบลักษณะการกระตุ้นไว้ทั้งหมด 4 ลักษณะ ดังที่ได้กล่าวไว้ใน การออกแบบบทที่ 6 ซึ่งผลการทดลองที่ได้จากการใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) จะมีค่าดังนี้

1. การทดลองตัวกระตุ้นสัญญาณสำหรับท่อนำคลื่นโดยไมโครสตริปแบบเจาะรูด้านล่าง จากผลการทดลองที่ความถี่ 10.7 GHz จะได้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่พอร์ต s_{11} มีค่า -20 dB และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของคลื่นที่พอร์ต s_{12} มีค่าเท่ากับ -42 dB
2. การทดลองตัวกระตุ้นสัญญาณสำหรับท่อนำคลื่นโดยไมโครสตริปแบบเจาะรูด้านข้าง จากผลการทดลองที่ความถี่ 10.6 GHz จะได้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่

พอร์ต s_{11} มีค่า -19 dB และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของคลื่นที่พอร์ต s_{12} มีค่าเท่ากับ -5 dB

3. การทดลองตัวกระตุ้นสัญญาณสำหรับท่อนำคลื่นโดยไมโครสตริปแบบเจาะรูเรียงด้านข้าง จากผลการทดลองที่ความถี่ 10.3 GHz จะได้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่พอร์ต s_{11} มีค่า -10 dB และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของคลื่นที่พอร์ต s_{12} มีค่าเท่ากับ -9 dB
4. การทดลองตัวกระตุ้นสัญญาณสำหรับท่อนำคลื่นโดยไมโครสตริปแบบเจาะรูเรียงด้านบน จากผลการทดลองที่ความถี่ 10.8 GHz จะได้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่พอร์ต s_{11} มีค่า -15 dB และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของคลื่นที่พอร์ต s_{12} มีค่าเท่ากับ -5 dB

ค่าที่ได้จากการทดลองตัวกระตุ้นสัญญาณสำหรับท่อนำคลื่น พิจารณาได้ว่าที่ย่านความถี่ 10 GHz ตัวกระตุ้นสัญญาณสำหรับท่อนำคลื่นแบบสายโคแอกเชียล จะได้ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านและค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่ดีกว่าตัวกระตุ้นสัญญาณสำหรับท่อนำคลื่น โดยไมโครสตริปผ่านสล็อต เนื่องจากว่าค่าที่ได้จากการใช้โปรแกรมวิเคราะห์แบบจำลองตัวกระตุ้นสัญญาณแบบไมโครสตริปนั้น เมื่อนำมาทดลองและปฏิบัติจริงโดยผ่านสล็อตไปยังท่อนำคลื่นในลักษณะต่างๆจะทำให้เกิดค่าคลาดเคลื่อนได้และในการสร้างตัวกระตุ้นสัญญาณแบบไมโครสตริปจะทำให้เกิดการสูญเสียสัญญาณได้มากกว่า ส่วนตัวกระตุ้นสัญญาณโดยไมโครสตริปทั้ง 4 แบบนั้น จะเห็นได้ว่าการเทียบไมโครสตริปเข้าด้านข้างท่อนำคลื่นจะทำให้ได้ผลการทดลองที่ดีกว่าการกระตุ้นสัญญาณแบบอื่น สำหรับค่าที่คลาดเคลื่อนนั้น จากการทดลองอาจเกิดเนื่องจากสาเหตุต่าง ๆ ดังนี้

1. การนำสายโคแอกเชียลที่ยื่นเข้าไปในท่อนำคลื่นมีค่าคลาดเคลื่อนจากที่ออกแบบและคำนวณไว้
2. การลดทอนอันเนื่องมาจากรอยต่อระหว่างท่อนำคลื่นที่พอร์ต 1 และพอร์ต 2
3. การลดทอนอันเนื่องมาจากรอยเชื่อมต่อจากการสร้างท่อนำคลื่นที่ไม่สม่ำเสมอ
4. การสูญเสียที่ปรากฏในลวดตัวนำสัญญาณของสายโคแอกเชียล
5. การสูญเสียที่เกิดจากผลของสารไดอิเล็กตริก
6. การสูญเสียในผนังของท่อนำคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปัญหาในการทดลอง

1. การสร้างท่อนำคลื่นนั้นจะมีวิธีการอยู่ 2 วิธี คือ การเชื่อมแก๊สและการบัดกรี ซึ่งในการเชื่อมแก๊สนั้น จะทำให้ท่อนำคลื่นมีความแข็งแรงคงทนกว่าวิธีบัดกรี แต่เมื่อนำมาเชื่อมที่ความร้อนสูงจะทำให้ผนังของท่อนำคลื่นหรือหน้าแปลนเกิดการโค้งงอได้ ซึ่งเมื่อนำมาทดลองจะทำให้เกิดค่าผิดพลาดสูง เพราะฉะนั้นจึงไม่เหมาะที่จะนำมาทดลอง ดังนั้นวิธีการบัดกรีจึงเหมาะสมกว่าการเชื่อมแก๊ส
2. ในการวิเคราะห์แบบจำลองโดยใช้โปรแกรมเพื่อให้ได้ตำแหน่งที่เหมาะสมในการป้อนสัญญาณให้กับท่อนำคลื่นนั้นมีความสลับซับซ้อนและคำนวณค่าที่เหมาะสมได้ยาก อีกทั้งยังใช้เวลาในการวิเคราะห์ที่นานมาก



บรรณานุกรม

- [1] Robert E.Collin. **Foundations for Microwave Engineering.**
- [2] Samuel Y.Liao. **Microwave device and circuit.** : Prentice-Hall.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้