

DBR กึ่งนำรังสีออสซิลเลเตอร์สำหรับวงจรรวมไมโครเวฟ

DBR GUNN OSCILLATOR FOR
MICROWAVE INTEGRATED CIRCUIT



วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2539



เลขหมู่	_____
เลขทะเบียน	10044
วัน, เดือน, ปี	22 ม.ค. 2531

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

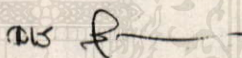
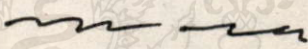

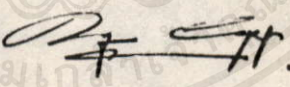
แบบฟอร์มการให้คะแนนการสอบวิทยานิพนธ์

สำหรับนักศึกษาระดับมหาบัณฑิต

ชื่อนักศึกษา นางสาวนิษฐา แซ่ตั้ง เลขประจำตัว 24.0007

ชื่อเรื่องวิทยานิพนธ์ DBR กัมน์ออสซิลเลเตอร์สำหรับวงจรรวมไมโครเวฟ

(DBR Gunn Oscillator for Microwave Integrated Circuits)

ชื่ออาจารย์ผู้ควบคุมการสอบ	ลายมือชื่อ	ผลการสอบ
ผศ.ดร.จเร สุวัฒน์บัณฑิต		ผ่าน
รศ.ดร.สิทธิชัย โภคยอุดม		ผ่าน
อาจารย์สมผล โภคัลย์วิตร		ผ่าน
อาจารย์พลมงคล ผดุงกุล		ผ่าน

วันเดือนปี ที่สอบ 20 พฤศจิกายน 2530 เวลา 10.00 น. สถานที่ ห้อง A-305

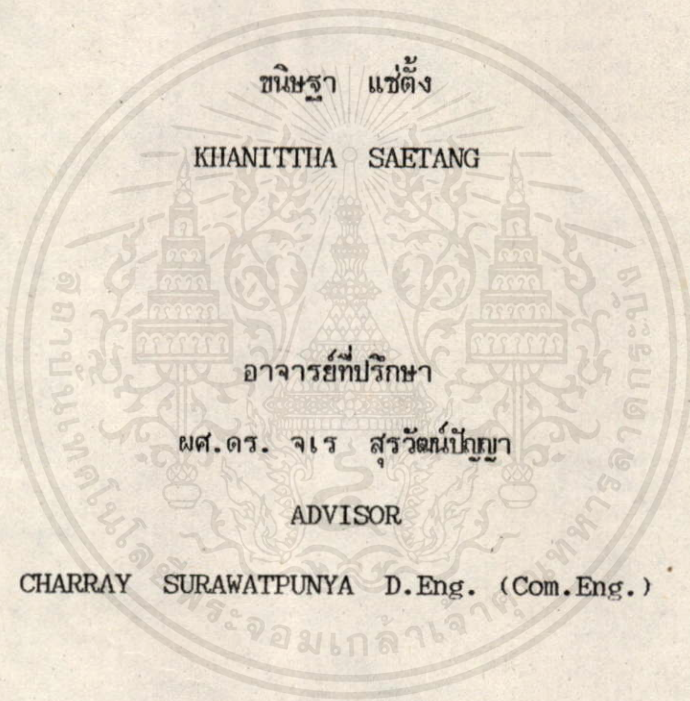


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการวิจัยและพัฒนาเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต (นายสมชัย โภคยอุดม) ครั้งที่มีการนำไปใช้

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

DBR กัมมันต์สซิลเลเตอร์สำหรับวงจรรวมไมโครเวฟ

DBR GUNN OSCILLATOR FOR MICROWAVE INTEGRATED CIRCUIT



วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง มีกรรมสิทธิ์

ปีการศึกษา 2530

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อ	I
Abstract	II
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ไมโครสตริปและโครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตริป	3
(Microstrip and periodic structure in microstrip)	
2.1 ไมโครสตริป	3
2.2 คลื่นที่แพร่ในไมโครสตริป	6
2.2.1 การวิเคราะห์แบบกึ่งสถิตย์ (quasi static model)	9
2.2.2 การวิเคราะห์เนื่องจากการแปรไปจาก TEM โหมด	10
2.3 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของไมโครสตริป	13
2.3.1 การวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าของไมโครสตริป ในกรณีไม่ขึ้นกับความถี่ (frequency independence)	13
2.3.2 การวิเคราะห์ในกรณีที่คิดผลของความถี่ (frequency dependence)	16
2.4 โครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตริป	20
2.4.1 การแทนไมโครสตริปด้วยวงจรทัดเทียม	20
2.4.2 การหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและการส่งผ่านของคลื่น (reflection and transmission coefficient)	25
2.4.3 การหาค่าอินพุตแอดมิทแตนซ์ของโครงสร้างแบบพีริโอดิก ในไมโครสตริป	34
2.4.4 Brillouin ไดอะแกรม หรือ $K_0 - \beta$ ไดอะแกรม	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นานแล้วให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่นๆ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิได้คิดเผยแพร่หรือทำซ้ำ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรณีนำไปใช้

เรื่อง	หน้า
บทที่ 3 DBR กันน้ออสซิลเลเตอร์	39
(Distributed bragg reflector Gunn oscillator)	
3.1 โครงสร้างของกันน้ออสซิลเลเตอร์	39
3.2 กันน้อไดโอด	39
3.2.1 แท่งความต้านทานดิฟเฟอเรนเชียลแบบลบ NDR	41
(bulk negative differential resistance)	
3.2.2 การสร้างโดเมน	46
(domain formation)	
3.2.3 โหมดการทำงาน	51
(operating mode)	
3.2.4 รูปแบบวงจรเสมือนของอุปกรณ์กันน้อไดโอด	53
(Gunn diode equivalent circuit model)	
3.3 การออกแบบ	53
3.3.1 เงื่อนไขของการออสซิลเลต	53
3.3.2 การคำนวณค่าแอดมิทแตนซ์ (admittance) Y_p	55
($G_p + jB_p$) ของวีไซเนเตอร์	
บทที่ 4 การสร้างและทดสอบคุณสมบัติ	59
4.1 โครงสร้างและบล็อกไดอะแกรมของเครื่องมือทดสอบ	59
4.2 ผลการทดสอบและวิเคราะห์	65
บทที่ 5 บทสรุป	68
บรรณานุกรม	69
กติกรรมประกาศ	72
ภาคผนวก-1 GUNN DIODES DATA SHEET	73



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานานาชาติ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเปลี่ยนแปลง และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	DBR กั้นน้อสซิลเลเตอร์สำหรับวงจรรวมไมโครเวฟ
โดย	ชนิษฐา แซ่ตั้ง
อาจารย์ที่ปรึกษา	ดร.จเร สุวัฒน์ปัญญา
ระดับการศึกษา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิตทางวิศวกรรมไฟฟ้า
ภาควิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
ปีการศึกษา	2530



บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้กล่าวถึงวิธีการออกแบบและสร้างกั้นน้อสซิลเลเตอร์สำหรับ
วงจรรวมไมโครเวฟ โครงสร้างประกอบด้วยกั้นไมโดโอดฝังอยู่ในแควิตีที่สร้างจากโครง
สร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตริวเวฟไกด์ แควิตีแบบนี้จะทำให้เกิดการป้อนกลับที่ความถี่ที่
แน่นอนแก่ไดโอด และทำให้เกิดการออสซิลเลทที่มีเสถียรภาพ หลังจากที่ได้เสนอหลัก
การออกแบบแล้วจะเสนอผลการทดสอบคุณสมบัติต่างๆของกั้นน้อสซิลเลเตอร์ต้นแบบที่สร้าง
ขึ้น และ วิเคราะห์ถึงปัญหาบางประการที่เกิดขึ้นเพื่อการพัฒนาต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่าการฉ้อฉลหรือสิ่งอื่น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไมโครสตริวโซลิดสเตท (solid-state) ออสซิลเลเตอร์ ได้รับการพิจารณาให้มีความสำคัญนำมาใช้งานกันอย่างกว้างขวาง เนื่องจากมีคุณสมบัติสามารถนำไปประยุกต์ใช้ใน อุปกรณ์สำหรับวงจรรวมไมโครเวฟ (microwave) และมิลลิเมตรเวฟ (millimeter-wave) ได้อย่างจริงจัง [1]-[3] ไมโครสตริวโซลิดสเตทออสซิลเลเตอร์ส่วนมากมีเสถียรภาพทางความถี่ต่ำ ซึ่งแหล่งจ่ายสัญญาณที่ใช้งานกันทั่วไป มีความต้องการเสถียรภาพทางความถี่เป็นอย่างสูง เนื่องจากความต้องการในเสถียรภาพที่สัมพันธ์กับความสมบูรณ์ในการใช้งาน จึงทำให้ระบบที่มีโครงสร้างแบบดังกล่าวมีราคาต้นทุนการผลิตสูงขึ้นตามไปด้วย

ในเวลาต่อมาจึงมีผู้คิดค้นกันใช้ออสซิลเลเตอร์แบบใหม่ ที่มีเสถียรภาพดี เช่นกัน เป็นวิธีที่ใช้กันไดโอดฝังอยู่ในแควิตี (cavity) ที่มีค่า Q สูง โดยแควิตีมีลักษณะเป็นโครงสร้างแบบ เกรตติง (grating) ในแท่งไดอิเล็กตริกเวฟไกด์ (dielectric waveguide) [4], [5] โครงสร้างแบบเกรตติงนี้ทำให้เกิดการป้อนกลับแบบบวกที่ความถี่ที่แน่นอนแก่ไดโอด ทำให้เกิดการออสซิลเลตอย่างมีเสถียรภาพ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้พัฒนาวิธีการแบบเกรตติงนี้ โดยใช้โครงสร้างเป็นแบบสายส่งไมโครสตริวกันออสซิลเลเตอร์ รูปแบบประกอบไปด้วยโครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตริวที่สร้างให้มีการแปรค่าคงที่ของไดอิเล็กตริกของชั้นสเตรทไปเป็นคาบ ๆ ใช้ปรากฏการณ์สโตปแบนด์ที่เกิดขึ้นทำให้เกิดการป้อนกลับแบบบวก จึงเรียกกันอีกแบบหนึ่งว่า DBR กันออสซิลเลเตอร์ สำหรับ DBR กันออสซิลเลเตอร์แบบนี้สร้างขึ้น โดยฝังไดโอดในแควิตีที่สร้างจากโครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตริว โดยใช้การเกิดสโตปแบนด์ (stop-band) อีก ของโครงสร้างนี้เป็นกลไกสำคัญในการป้อนกลับแบบบวกให้แก่ไดโอดเพื่อให้เกิดการออสซิลเลต โครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตริวมีคุณสมบัติการสะท้อนกลับ

ของคลื่นได้สูง ในช่วงความถี่สตีปแบนด์เท่านั้น และสามารถ ทำให้แคบลงได้ โครงสร้างแบบนี้จะเสมือนเป็น ไดโอดที่ฝังในควิตี้ที่มีค่า Q สูงมากในช่วงความถี่สตีปแบนด์ นั่นคือถ้า ไดโอดถูกเลือกให้มีค่าอิมพีแดนซ์พอเหมาะแล้ว ความถี่ที่ออสซิลเลตจะถูกบังคับให้อยู่ในช่วงสตีปแบนด์เท่านั้น หลังจากการออกแบบและพิจารณาถึงรูปแบบของวงจรที่เตรียมที่ถูกต้องแล้ว ได้ทำการสร้างเครื่องต้นแบบและทดสอบออสซิลเลเตอร์ในย่านความถี่ X แบนด์ (ประมาณ 8-13 GHz) ซึ่งได้แสดงผลที่ได้จากการทดลองที่สอดคล้องกับทฤษฎีไว้ ณ ที่นี้

ในการออกแบบกัมน์ออสซิลเลเตอร์แบบนี้ เราจำเป็นต้องทราบคุณสมบัติต่าง ๆ ของส่วนประกอบแต่ละส่วนก่อน การวิเคราะห์หาคุณสมบัติต่าง ๆ ทางไฟฟ้าของสายส่งแบบไมโครสตริป และ การวิเคราะห์การเกิดสตีปแบนด์ในโครงสร้างแบบพีวีโอติกในไมโครสตริปด้วยรูปแบบของสายส่งที่ติดเทียมจะกล่าวในบทที่ 2 ในบทที่ 3 เป็นการกล่าวถึงการทำงานและคุณสมบัติของกัมน์ไดโอด และการประกอบกัมน์ไดโอดเข้ากับโครงสร้างแบบพีวีโอติกในไมโครสตริป เพื่อสร้างเป็น DBR กัมน์ออสซิลเลเตอร์ เงื่อนไขของการออสซิลเลต และการคาดคะเนความถี่ที่ออสซิลเลตในทางทฤษฎีได้กล่าวไว้ในตอนท้ายของบทนี้ด้วย สำหรับบทที่ 4 กล่าวถึงการสร้างออสซิลเลเตอร์ต้นแบบ การวัดคุณสมบัติต่าง ๆ ของออสซิลเลเตอร์ในย่านความถี่ X-แบนด์ และ การวิเคราะห์เปรียบเทียบผลกับทางทฤษฎี และบทสรุปของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวไว้ในบทที่ 5

ไมโครสตริปและโครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตริป

Microstrip and Periodic Structure in Microstrip

ไมโครสตริปเป็นตัวกลางนำคลื่นชนิดหนึ่ง ซึ่งในปัจจุบันเป็นที่นิยมใช้กันเป็น
 อย่างมากในการสร้างอุปกรณ์ชนิดต่าง ๆ ในรูปวงจรรวมแบบไฮบริดสำหรับย่านความถี่ทั้ง
 ไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟในระบบวิทยุแบบโซลิตสเตท เนื่องจากโครงสร้างง่ายแก่การ
 ออกแบบ ในการออกแบบเราจำเป็นต้องทราบคุณสมบัติต่าง ๆ ของไมโครสตริปก่อน ซึ่ง
 สามารถประยุกต์ใช้ร่วมกับองค์ประกอบอื่นของวงจร ในการสร้างอุปกรณ์ต่าง ๆ ได้อย่าง
 เหมาะสม

2.1 ไมโครสตริป

ไมโครสตริปคือตัวกลางนำคลื่นชนิดหนึ่งประกอบไปด้วยโลหะตัวนำแบนหรือตัว
 นำแผ่นบาง ๆ วางยึดติดบนไดอิเล็กตริกชั้นสเตรทที่เคลือบอยู่บนโลหะแผ่นกราวด์ของไมโคร
 สตริปดังรูปที่ 2.1(a) ตัวนำคู่ขนานนี้เปลี่ยนแปลงรูปแบบไปได้ตามความเหมาะสม และ
 สามารถแบ่งเป็นชนิดหลักได้ดังนี้

1. ไมโครสตริปแบบธรรมดา ดังแสดงในรูป 2.1(a), 2.1(b)
2. ไมโครสตริปแบบที่มีการชิลด์เพื่อลดการสูญเสียเนื่องจากเรดิเอชัน
 (rediation) และสามารถกระตุ้นให้มีการทำงานในโหมด TE และ TM ได้ ดังแสดง
 ในรูปที่ 2.1(g)

3. แบบที่เคลือบสารไดอิเล็กตริกที่ผิวหน้าของแผ่นโลหะสตริป ที่สัมพันธ์กับ

อากาศเพื่อลดการรบกวนจากสิ่งสกปรกภายนอก ดังแสดงในรูปที่ 2.1(c)

4. ไมโครสตริปเปิดช่องตรงกลาง แบบกลับข้างและแบบแชนแนล เพื่อให้เกิดการ
 กระจายความร้อนเนื่องจากอุปกรณ์ที่ทำงานร่วมกันเช่น IMPATT GUNN และ LSA ไดโอด

ได้กระจายไปสู่แผ่นตัวนำกราวด์ได้ โดยสะดวก ดังแสดงในรูปที่ 2.1(d), 2.1(e) และ 2.1(f)

5. สล็อตไลน์ (Slotline) เป็นแบบที่เกิดจากการนำเอาไมโครสตริปที่ได้กล่าวมาแล้วมาคั่นปลิงกันบนโครงสร้างชั้นสเตรทด้านเดียวกันดังในรูปที่ 2.1(h)

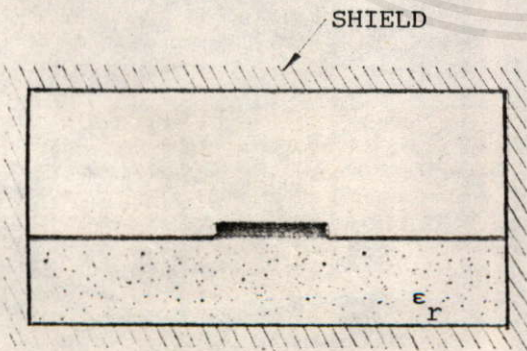
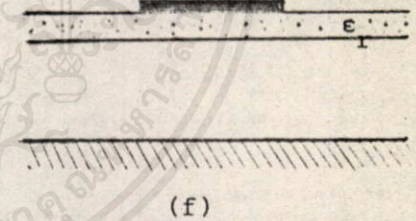
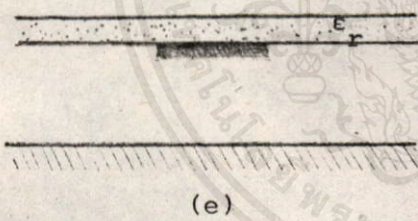
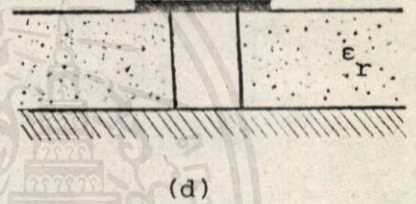
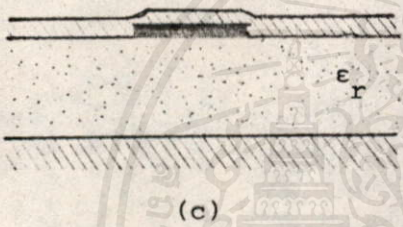
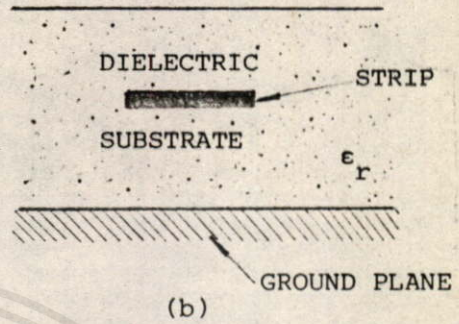
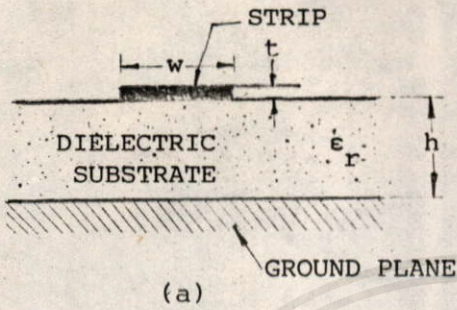
วงจรที่สร้างขึ้นจากไมโครสตริปมีข้อที่สำคัญสามประการคือ

1. สามารถสร้างระบบตัวนำหรือวงจรที่สมบูรณ์แบบได้ โดยเพียงแต่ยึดโครงสร้างโลหะเข้ากับ ไดอิเล็กตริกเดียวกันยึดอยู่บนโลหะอีกแผ่นหนึ่ง ที่ทำหน้าที่เป็นแผ่นกราวด์เท่านั้น จึงทำให้การผลิตวงจรสามารถสร้างได้ง่าย และมีราคาต้นทุนการผลิตต่ำกว่าวงจรแบบเวฟไกด์หรือโคแอกเชียล

2. ตัวนำคลื่นและวงจรทั้งแบบแอคทีฟ (active) และพาสซีฟ (passive) สามารถต่อรวมกันโดยตรงกับโลหะที่เป็นสตริปบน ไดอิเล็กตริกได้

3. อุปกรณ์ และ ส่วนประกอบต่าง ๆ ของวงจรที่ทำงานร่วมกันในวงจรรวมแบบไฮบริดสามารถต่อออกมาภายนอกเพื่อทำการวัดคุณสมบัติของวงจรได้โดยง่าย

สำหรับ ไมโครสตริปแบบที่ใช้ในการออกแบบจะเป็น ไมโครสตริปแบบธรรมดาตามในรูปที่ 2.1(a)



เอกสารที่มีในเอกสารที่ (g) ให้ลึกรับการเชิงมุมเพื่อการลึกรับเท่านั้น ไม่นับขาดให้ไป (h) ไรจะไรจนลึกรับการที่
ไม่ว่าการใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

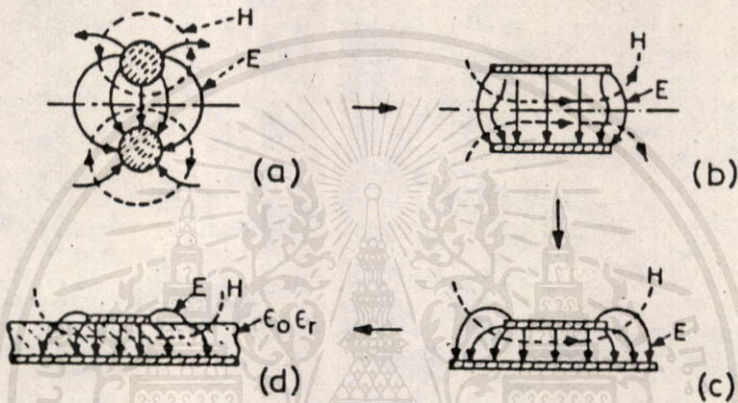
รูปที่ 2.1 ไมโครสตรึงแบบต่าง ๆ

2.2 คลื่นที่แพร่ในไมโครสตริป

เนื่องจากไมโครสตริปมีลักษณะเป็นสายส่ง แบบที่มีตัวนำโลหะสองเส้นวางขนานกัน จึงเริ่มต้นพิจารณาลักษณะของประจุนโครงสร้างของสายส่งแบบคู่ขนานก่อนดังในรูปที่ 2.2(a) อย่างสมมาตรกันด้วยแผ่นกราวด์ก็จะได้ลักษณะการกระจายประจุดังในรูปที่ 2.2(b) ต่อมาถ้านำเอาสารไดอิเล็กตริกสอดเข้าระหว่างกลางตัวนำทั้งสองก็จะได้ลักษณะของสายส่งและการกระจายประจุดังในรูป 2.2(c) จึงทำให้ตัวกลางที่เป็นไดอิเล็กตริกของสายส่งกลายเป็นอินโฮโมจีเนียส (inhomogeneous) ดังนั้นตรงส่วนที่เป็นรอยต่อระหว่างไดอิเล็กตริกกับอากาศทำให้เกิดการแพร่ของคลื่นเป็นแบบ non-TEM โหมด เมื่อเปรียบเทียบกับ TEM โหมด บริสุทธิ์ในสายส่งแผ่นคู่ขนาน

คลื่นที่แพร่ในไมโครสตริปนั้นสามารถพิจารณาโดยเริ่มต้นจากสายส่งแบบตัวนำคู่ขนานกลม ดังแสดงในรูปที่ 2.2(a) ลักษณะของสนามเป็นแบบ TEM คือสมมติให้คลื่นเคลื่อนที่ในทิศ z จะมีสนามไฟฟ้า และ สนามแม่เหล็กในทิศตั้งฉากกับการเคลื่อนที่ ถ้าสายส่งเปลี่ยนเป็นตัวนำแบบคู่ขนานลักษณะของคลื่น และ รูปร่างด้านหน้าตัดของสายส่งจะมีลักษณะดังในรูป 2.2(b) เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงรูปร่างของตัวนำไปจากรูป 2.2(b) เป็น 2.2(c) ซึ่งเป็นกราสอดตัวนำแผ่นเข้าไประหว่างตัวนำทั้งสองของรูป 2.2(b) ตรงกึ่งกลางพอดี ในขั้นสุดท้ายเป็นโครงสร้างที่ได้จากการใส่สารไดอิเล็กตริกเข้าไประหว่างตัวนำทั้งสองของรูป 2.2(c) จากขั้นแรกจนถึงขั้นสุดท้ายจะเห็นว่าสายส่งกลายเป็นแบบที่มีตัวกลางซึ่งเป็นไดอิเล็กตริกแบบอินโฮโมจีเนียส โดยมีการกระจายของคลื่นสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กดังในรูปที่ 2.2(c)

จากหลักการทั้งหมดนี้เป็นผลให้ส่วนของหน้าสัมผัสระหว่าง อากาศกับไดอิเล็กตริกทำให้เกิดโหมดการเคลื่อนที่ของคลื่นในไมโครสตริปเป็นแบบ non-TEM ไฮบริด (hybrid) โหมดและการกระจายของสนามแบบง่าย ๆ ใช้หลักการกระจายแบบสนามกึ่งสถิตย์ (quasi static field) และสามารถใช้สมการของแมกซ์เวลล์ (Maxwell)



รูปที่ 2.2 การวิเคราะห์ไมโครสตริปโดยเริ่มจากสายส่งแบบตัวนำกลมคู่ขนาน

แสดงให้เห็นว่าโครงสร้างของไมโครสตริปไม่สามารถนำคลื่นโหมด TEM บริสุทธิ์ได้ เนื่องจากมีความต่อเนื่องของส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าตั้งฉากในทิศ x (ดูในรูปที่ 2.3) ตามรอยต่อหน้าสัมผัสระหว่างไดอิเล็กตริกกับอากาศทำให้เขียนได้ว่า

$$E_x |_d = E_x |_a \quad 2.1$$

นอกจากนี้เป็นอีกกรณีที่ส่งงานไว้ส่งหรับการใช้งานเพื่อการลึกลับเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านทหารค้า โดยที่ $E_x |_d$ เป็นสนามไฟฟ้าตรงรอยต่อหน้าสัมผัสในส่วนที่เป็นไดอิเล็กตริก และ $E_x |_a$ เป็นสนามไฟฟ้าตรงรอยต่อหน้าสัมผัสในส่วนที่เป็นอากาศ เมื่อใช้สมการของแมกซ์เวลล์

เราจะสามารถเขียนสมการ 2.1 ใหม่ได้เป็น

$$(\nabla \times H)_x \Big|_d = \epsilon_r (\nabla \times H)_x \Big|_a \quad 2.2$$

ถ้าส่วนประกอบของฟลักซ์ (flux) แม่เหล็กตั้งฉากต่อเนื่องกันเราจะได้

$$\epsilon_r \frac{\partial H_z}{\partial y} \Big|_a - \frac{\partial H_z}{\partial y} \Big|_d = (\epsilon_r - 1) \frac{\partial H_y}{\partial z} \quad 2.3$$

เมื่อ ϵ_r เป็นค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของฉนวน และ $H_y = 0$ สมการที่ 2.3 จะแสดงให้เห็นว่าสมการทางด้านซ้ายมือจะต้องไม่เป็นศูนย์ ซึ่งจะถูกต้องก็ต่อเมื่อ H_z ไม่เป็นศูนย์ ดังนั้นสมการของแมกซ์เวลล์จะถูกต้องก็ต่อเมื่อมีส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กตั้งฉากอันหนึ่งในทิศ z ด้วย(ตามแนวนอน) ด้วยวิธีเดียวกันนี้เราสามารถแสดงให้เห็นว่า E_z หรือสนามไฟฟ้าในแนวนอนไม่เป็นศูนย์เช่นกัน ซึ่งเมื่อดูจากปรากฏการณ์ที่ส่วนประกอบของ E_x และ H_x ที่ขอบผิวส่วนที่ไดอิเล็กตริกสัมผัสกับอากาศ เป็นเหตุให้เกิดโหมดของไมโครสตริปเป็น non-TEM โหมด แต่ส่วนประกอบสนามที่ขอบนี้มีค่าน้อยมาก เมื่อเทียบกับสนามหลัก (ที่อยู่ภายใต้สตริปในฉนวน) การเบี่ยงเบนไปจากลักษณะของ TEM จึงมีน้อย

สำหรับการวิเคราะห์ไมโครสตริปมีวิธีการต่าง ๆ มากมายแต่สามารถแบ่งได้เป็นกลุ่มใหญ่ ๆ 3 กลุ่มด้วยกันคือ ในกลุ่มแรกเป็นกลุ่มที่เรียกว่าวิธีการทางกึ่งสถิตย์ หรือควอซีสแตติก (quasi static) การวิเคราะห์ในกลุ่มนี้พิจารณาจากธรรมชาติของโหมดการแพร่ของคลื่นเป็น TEM และคุณสมบัติเฉพาะของไมโครสตริปคำนวณได้จากความจุไฟฟ้าอิเล็กโตรสแตติก (electrostatic capacitance) ของโครงสร้าง ซึ่งพบว่าวิธีการนี้ใช้ได้เฉพาะโหมดการออกแบบวงจรมหาความถี่ต่ำ (ต่ำกว่า x-band ที่ประมาณ 8-13

GHz) ขณะที่ความกว้างของแผ่นสตริป และ ความหนาของซีพสเตอร์ต้องน้อยกว่าความยาวคลื่นในไดอิเล็กตริกมาก ๆ [6] กลุ่มที่สองเป็นการใช้รูปแบบที่มีการแปรไปจากธรรมชาติของ TEM เรียกว่าดิสเพอร์ชันโมเดล (dispersion model) ซึ่งคำนวณได้จากสมการกึ่งเอมไพริคัล (quasi empeirically) บางตัวของรูปแบบนี้ ได้จากสมการที่สอดคล้องกับการทดลองหาลักษณะการเบี่ยงเบนของไมโครสตริปส์ [7] ส่วนรูปแบบในกลุ่มสุดท้ายได้นำเอาธรรมชาติของโหมดการแพร่ของคลื่นทั้งหมดรวมไว้ใน การคำนวณแบบไฮบริด [8] ทำให้มีความสมบูรณ์และถูกต้องมากขึ้นตามลำดับ

2.2.1 การวิเคราะห์แบบกึ่งสถิตย์ (quasi static model)

การวิเคราะห์แบบควอซีสแตติกนี้เป็นการวิเคราะห์ โดยสมมติให้โหมดการเคลื่อนที่หรือการแพร่ในไมโครสตริปเป็นแบบ TEM บริสุทธิ์ คุณสมบัติเฉพาะของการส่งผ่านคลื่นคำนวณได้จากค่าของความจุไฟฟ้าสองค่า คือ C_u สำหรับไมโครสตริปยาวหนึ่งหน่วยที่มีสารไดอิเล็กตริกซีพสเตอร์เป็นอากาศ และ C สำหรับไมโครสตริปยาวหนึ่งหน่วยที่มีไดอิเล็กตริกซีพสเตอร์เป็นสารไดอิเล็กตริก ค่าอิมพีแดนซ์ประจำตัวของสายเป็น Z_0 และค่าคงที่เฟส (phase constant) เป็น β สามารถเขียนให้อยู่ในเทอมของความจุไฟฟ้าเหล่านี้ได้เป็น

$$Z_0 = Z_0^a (C_u/C)^{1/2} \quad 2.4$$

และ
$$\beta = \beta_0 (C/C_u)^{1/2} \quad 2.5$$

โดยที่ $Z_0^a = 1/cC_u$ และ $\beta_0 = \omega/c$; c คือความเร็วของคลื่นในอากาศ มีวิธีการมากมายที่ใช้ในการคำนวณหาค่าความจุไฟฟ้าอิลคโตรสแตติก C_u และ C นี้ ดังจะได้กล่าวต่อไป

2.2.2 การวิเคราะห์เนื่องจากการแปรไปจาก TEM โหมด

การวิเคราะห์วิธีทางกึ่งสถิตย์ของไมโครสตริปนั้น ไม่สามารถนำมาใช้กับกรณี
ที่โหมดการแพร่ของคลื่นเป็นลักษณะ non-TEM โหมดได้ เนื่องจากที่ non-TEM โหมดมีผล
ทำให้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของสารไดอิเล็กตริคชั้นสเตรท ϵ_{re} และ Z_0 ของไมโครสตริป
เป็นฟังก์ชันของความถี่ จากค่าทั้งสองนี้การแปรผันของค่าคงที่ไดอิเล็กตริคเอฟเฟกทีฟ
(effective dielectric constance) มีผลต่อการวิเคราะห์คุณสมบัติอื่น ๆ เป็น
อย่างมากซึ่งจะวิเคราะห์กันให้ถูกต้องที่สุดต้อง ใช้วิธีการทางฟูลเวฟ (full wave) [9]
แต่อาจใช้เทคนิควิธีทางกึ่งเอมไพริคัล [10] ได้ลักษณะการแปรของ ϵ_{re} และ Z_0
ขึ้นกับความถี่โดยประมาณได้ ซึ่งมีด้วยกันหลายวิธีดังนี้

- รูปแบบที่มีพื้นฐานมาจากการคัปปลิงกันระหว่างคลื่นที่ผิวแบบ TEM กับ TM_0
โหมด (Jain et. al. 1971) [11]
- ความสัมพันธ์แบบเอมไพริคัลของความถี่แปรตรงกับความเร็วเฟส
(Schneider 1972) [7]
- LSE (longitudinal section electric) โหมด ที่กำหนดให้
ไดอิเล็กตริกถูกไหลด้วยแท่งนำคลื่น (Getsinger 1973) [8]
- รูปแบบที่มีพื้นฐานมาจากการคัปปลิงระหว่าง TEM และ TE โหมดของ
สายส่ง (Carlin 1973) [12]
- รูปแบบพลาแนร์เวฟไกด์ (planar wave guide) (Kompa and
Mehran 1975) [13]
- รูปแบบของเกทอิงเกอร์ที่สังเคราะห์แล้ว (Edwards and Owens
1976) [10]
- รูปแบบที่ได้จากการคัปปลิงอย่างมั่นคงระหว่าง quasi TEM โหมดกับ TE
โหมด ที่ลำดับต่ำสุด [14]

นอกจากนี้แล้วก็เป็นการวิเคราะห์ที่ถูกต้อง และ แน่นอนที่สุดคือวิธีการทางฟูลเวฟ ซึ่งจะเห็นได้ว่าโหมดในไมโครสตริวไม่สามารถให้เป็นทั้ง TE หรือ TM บริสุทธิ์ได้ เนื่องจากยังคงมีส่วนประกอบตามแนวอนของสนามทั้งสองอยู่ในไฮบริดโหมด ซึ่งสามารถพิจารณาให้อยู่ในรูปของเปอร์โพซิชั่น (superposition) ของสนาม TE และ TM ได้ จะให้ความสัมพันธ์อยู่ในเทอมของศักดาskalาร์ (scalar) Ψ^h และ Ψ^v โดยลำดับ พิจารณารูปที่ 2.3 ค่าของส่วนประกอบสนามในแนวอน TE และ TM เขียนได้เป็น

$$E_z = j[(\kappa^2 - \beta^2)/\beta]\Psi^v(x,y)\exp(-j\beta z) \quad 2.6$$

$$H_z = j[(\kappa^2 - \beta^2)/\beta]\Psi^h(x,y)\exp(-j\beta z) \quad 2.7$$

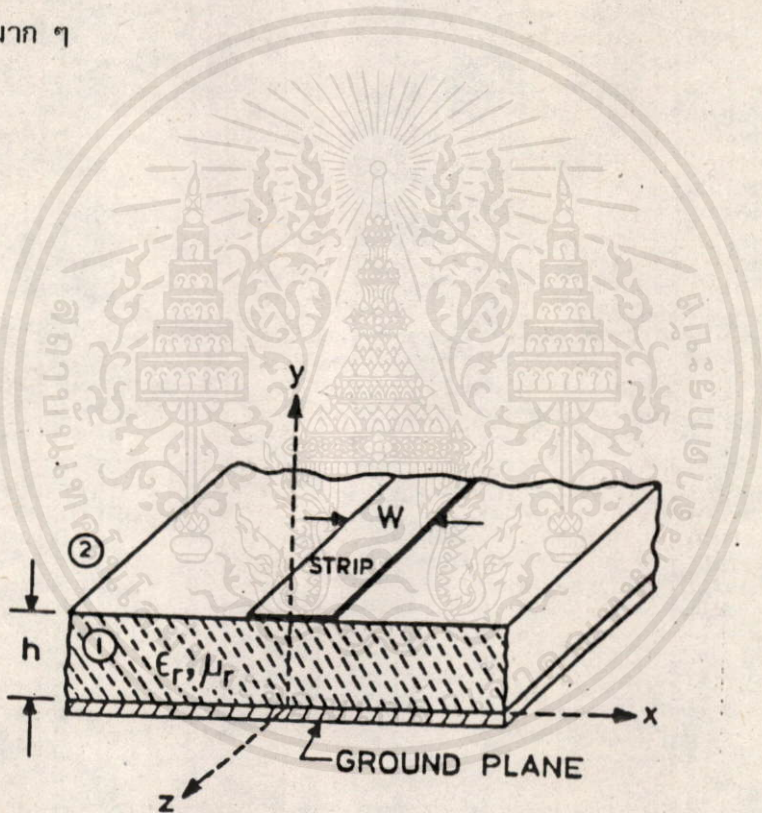
$$E_x = [\nabla_x \Psi^v(x,y) - (\omega\mu/\beta)(z \times \nabla_x) \Psi^h(x,y)]\exp(-j\beta z) \quad 2.8$$

$$H_x = [(\omega\epsilon/\beta)(z \times \nabla_x) \Psi^v(x,y) + \nabla_x \Psi^h(x,y)]\exp(-j\beta z) \quad 2.9$$

เมื่อ β เป็นค่าคงที่ในการแพร่ของคลื่นที่ไม่ทราบค่า และ $\kappa = \omega(\epsilon_r \epsilon_0 \mu_0)^{1/2}$ ตัวอักษรกำกับ t หมายถึงองค์ประกอบของสนามในทิศตั้งฉาก (x,y) และ z เป็นยูนิทเวกเตอร์ (unit vector) ในทิศ z ความสัมพันธ์นี้สอดคล้องเป็นอย่างดีทั้งในย่านที่ 1 และ 2 ดังในรูป 2.3 เมื่อชุดของ ϵ_r เป็นค่าที่ใช้ในเวกซ์เตอร์ κ ส่วนประกอบ Ψ^v และ Ψ^h ที่เพิ่มขึ้นได้เลือกให้สอดคล้องทั้งย่านที่ 1 และ 2 ภายใต้การสมมติว่าโครงสร้างนี้ไม่มีการสูญเสียเลย และ ฟิลด์ตรงต่อไม่เป็นสารแม่เหล็ก สนามที่สอดคล้องกับสมการ 2.6 ถึง 2.9 นี้จะแปรไปเมื่อโครงสร้างของไมโครสตริวเป็นแบบปิด

โหมดของการแพร่ของคลื่นสามารถสรุปแบ่งเป็นสองชุดหลัก เนื่องจากโครง

สร้างสมมาตรกันทั้งในระนาบ y และ z ชุดแรกเป็นการสมมาตรกันที่ส่วนประกอบของ E_z และไม่สมมาตรกันที่ส่วนประกอบของ H_z (E_z เป็นจำนวนคู่และ H_z เป็นจำนวนคี่) ขณะที่อีกชุดหนึ่งออกแบบให้ E_z เป็นจำนวนคี่และ H_z เป็นจำนวนคู่ โหมดหลักเป็นลำดับโหมดต่ำสุดที่ E_z เป็นจำนวนคี่และ H_z เป็นจำนวนคู่ โหมดหลักที่ใช้ในการคำนวณส่วนใหญ่เป็นลำดับโหมดต่ำสุดที่ E_z เป็นคี่และ H_z เป็นคี่ ซึ่งใกล้เคียงกับสมการในโหมด กิ่ง-TEM ที่ความถี่ต่ำมาก ๆ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่าทรมีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.3 โครงสร้างของไมโครสตริว

2.3 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของไมโครสตริป

เนื่องจากการวิเคราะห์ไมโครสตริปนั้น ในกลุ่มแรกเป็นการวิเคราะห์ที่ย่านความถี่ต่ำโดยคิดเพียงโหมดการแพร่ของคลื่นหลักที่เห็นได้ชัดเจนที่สุดเป็น กิ่ง-TEM โหมด แต่ในการใช้งานที่ย่านความถี่สูงขึ้น จะต้องคำนึงถึงผลอันเนื่องมาจากสนามที่ขอบตรงผิวหน้าสัมผัสระหว่างไดอิเล็กตริกและอากาศด้วย ซึ่งสามารถคำนวณได้ด้วยวิธีวิเคราะห์ในสองกลุ่มหลัง ในการวิเคราะห์กลุ่มที่สองนั้นเป็นวิธีการโดยประมาณ ได้นำเอาสมการเริ่มต้นจากการวิเคราะห์ในกลุ่มแรก การคำนวณค่าคุณสมบัติต่าง ๆ ทางไฟฟ้าของไมโครสตริปจึงต้องแบ่งออกเป็น 2 ชุด คือวิเคราะห์ค่าการกั้นที่ไม่มีการแปรไปตามความถี่ก่อน แล้วหลังจากนั้นจึงจะวิเคราะห์การกั้นที่แปรไปตามความถี่ โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ใช้วิธีการวิเคราะห์แบบกึ่งเอมไพริคัลเป็นหลัก

2.3.1 การวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าของไมโครสตริปกรณีไม่ขึ้นกับความถี่ (frequency independence)

โดยมีผู้ทำการวิเคราะห์ไว้มากมาย แต่สมการสำหรับค่าคุณสมบัติเหล่านั้นนั้น ในกรณีที่ไม่นับถึงผลของความถี่สามารถให้รูปแบบของ Schneider [6] ได้ค่าแม่นยำสูงถึง $\pm 0.25\%$ ซึ่งเพียงพอแก่ความต้องการสำหรับค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าใด ๆ ของไมโครสตริปนั้นมักจะสัมพันธ์กับค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเอฟเฟกทีฟ (ϵ_{eff}) ซึ่งสามารถหาค่าได้ในรูปฟังก์ชันของ w/h กับค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ϵ_r และลักษณะทางกายภาพของขอบเขตระหว่างอากาศกับไดอิเล็กตริก การหาค่าใช้วิธีแมปปิง (mapping) ขอบเขตอากาศกับไดอิเล็กตริก ไปเป็นรูปเหลี่ยมในระนาบ z และคุณสมบัติของรูปเหลี่ยมในระนาบ z นี้สามารถให้ลักษณะเป็นแผ่นคู่ขนานของคาปาซิเตอร์ที่มีสารไดอิเล็กตริกอยู่ภายใน ดังนั้นปัญหาเนื่องจากสนามที่ขอบของไดอิเล็กตริกกับอากาศจะถูกขจัดไป เพราะในระนาบ z เฉกเช่นกับแผ่นคู่ขนานที่สมบูรณ์สำหรับคลื่นนิ่งเพื่อการลึกลงไปที่อนันต์ โดยที่ขอบเขตอากาศครึ่งบนถูกเปลี่ยนไปให้เป็นมุมหนึ่งของรูปเหลี่ยม ขบวนการนี้จะถูกต้องเสมอตราบเท่าที่การแมปปิงแบบคอนฟอร์มอล (conformal mapping) ยังคงรักษามุมสะท้อนของสนามที่ขอบ

ไดอิเล็กตริกกับอากาศนี้ไว้ได้ ถ้าให้ค่าความจุไฟฟ้าของแผ่นคู่ขนานในระนาบ z เป็น C_0 และ ค่าความจุไฟฟ้ากรณีที่ไม่มีสารไดอิเล็กตริกเป็น C จะได้ค่าการแปรไปของไดอิเล็กตริกเป็น

$$\epsilon_{eff} = C/C_0 \quad 2.10$$

วิธีการโดยประมาณนี้สามารถหาได้ โดยเริ่มจากไมโครสตรึงมาตรฐานรูป

2.2(a) และจากการประมาณค่าโดยการแม็พิงแบบคอนฟอร์มอลจะเห็นว่า

$$\frac{1 + \epsilon_r}{2} \leq \epsilon_{eff} \leq \epsilon_r \quad 2.11$$

และค่ารากที่สองของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเอฟเฟคทีฟ (ϵ_{eff}) ที่ได้จากชุดของการทดลองเปรียบเทียบในช่วงที่ $0 \leq w/h \leq 10$ และ $1 \leq \epsilon_r \leq \infty$ เราจะสามารถกำหนดฟังก์ชัน $F(\epsilon_r, w/h)$ โดย

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1 + \epsilon_r - 1 F(\epsilon_r, w/h)}{2} \quad 2.12$$

จากสมการทั้งสองจะพบว่า

$$0 \leq F(\epsilon_r, w/h) \leq 1 \quad 2.13$$

ส่วนประกอบของฟังก์ชันอยู่ในรูปของเอเรชันแนลฟังก์ชัน (erational function) คือ

$$F(\epsilon_r, w/h) = \left[1 + \sum_{n=1}^N C_n (h/w)^n \right]^m \quad 2.14$$

โดยที่ C_n เป็นฟังก์ชันของ ϵ_r และ $m \leq 0$ จากชุดของการทดลองนั้นสามารถประมาณค่า $m = -0.5$ และเทอมแรกของสมการ 2.14 มีค่าเป็น

$$F(\epsilon_r, w/h) = (1 + 10h/w) \quad 2.15$$

ซึ่งก็ทำให้ได้ผลลัพธ์ที่มีความเที่ยงตรง $\pm 2\%$ เราสามารถทำให้ได้ความเที่ยงตรงสูงขึ้นโดยที่

$$F(\epsilon_r, w/h) = \begin{cases} (1+12h/w)^{-1/2} + 0.04(1-w/h)^2, & w/h \leq 1 \\ (1+12h/w)^{-1/2}, & w/h \geq 1 \end{cases} \quad 2.16$$

ดังนั้นจะได้ค่า ϵ_{eff} เป็น

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1 + \epsilon_r - 1(1 + 12 h/w)^{-1/2}}{2} \quad 2.17$$

เป็นค่าที่คิดในกรณีที่ไมคำนึงถึงความหนาของแผ่นสตริว แต่ถ้าแผ่นสตริวมีความหนา = t มีผู้คำนวณหาผลของความหนาของแผ่นสตริวของไมโครสตริวไว้มากมาย แต่มีชุดของสมการอันหนึ่งที่มีความเที่ยงตรงมากที่สุด [19] ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{w_e}{h} = \frac{w+1}{h} \frac{.25t(1+\ln 4 \pi w)}{\pi h} \frac{1}{t}, \quad w/h \leq 1/2 \pi \quad 2.18$$

$$\frac{w_e}{h} = \frac{w}{h} + \frac{1.25t(1+\ln 2h)}{\pi h} \frac{1}{t}, \quad w/h \geq 1/2 \quad 2.19$$

โดยที่ w_e คือความกว้างเอฟเฟคทีฟของไมโครสตริพขณะที่มีผลเนื่องจากสตริปมีความหนา และ

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} (1 + 12h/w)^{-1/2} + 0.04(1 - w/h)^2 - C \quad 2.20$$

($w/h \leq 1$)

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} (1 + 12h/w)^{-1/2} - C \quad 2.21$$

($w/h \geq 1$)

โดยที่

$$C = \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{w/h}} \quad 2.22$$

2.3.2 การวิเคราะห์ในกรณีที่คิตผลของความถี่ (frequency dependent)

โดยผู้คิดรูปแบบที่มีความแม่นยำสูง โดยใช้วิธีที่เรียกว่ารูปแบบตัดเทียบแบบพลาเนอร์เวฟไกด์ (planar waveguide) [15] เป็นการคำนวณหาคุณสมบัติการแปรไปตามความถี่ของโหมด กิ่ง-TEM ของไมโครสตริพที่คัพเบิล (couple) กับคลื่น TE โหมดลำดับที่ต่ำสุด รูปแบบไมโครสตริพจะแสดงตัวเป็นเวฟไกด์แบบเพลทคู่ขนาดที่กว้าง w_e และสูง h เพลทบนและล่างมีค่าความนำเป็นอนันต์ และมีกำแพงแม่เหล็กภายในซึ่งมีตัวกลางทั้งหมดมีค่าเป็นค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเอฟเฟคทีฟ ϵ_{eff} ซึ่งมีค่าที่ความถี่ศูนย์เท่ากับการวิเคราะห์ที่ได้จากโหมด กิ่งสถิตย์-TEM โหมดในขณะที่ยังที่ความถี่ศูนย์คำนวณได้จากการวิเคราะห์กิ่งสถิตย์มีค่าเป็น

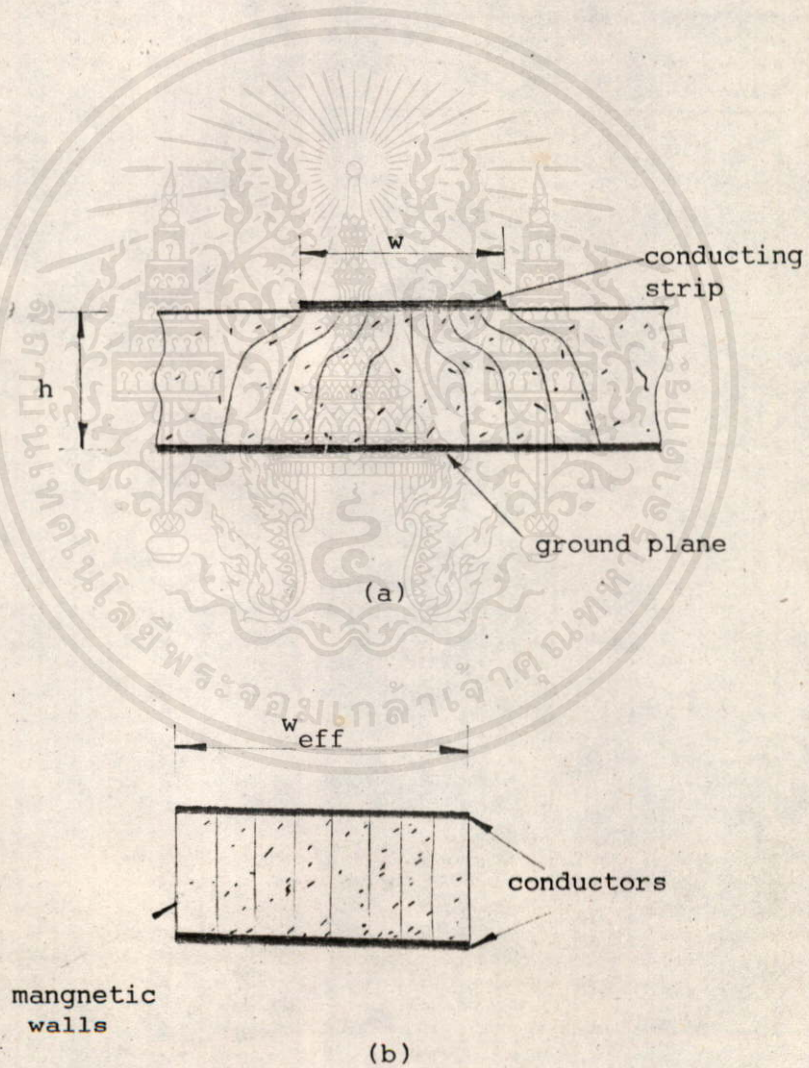
เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$w_e(0) = \frac{120\pi h}{Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}(0)}} \quad 2.23$$



ตั้งห้หอนิมพีแดนซ์ของ ไมโครสตรัทพ์ขณะทีความถี่เป็นศูนย์จากรูปแบบพลาแนร์เวฟไกด์ จึงมีค่าเป็น

$$Z_0 = \frac{120\pi h}{w_e(0)\sqrt{\epsilon_{eff}(0)}} \quad 2.24$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานที่อกรลิกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์กั
ไม่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งกัณให้คัลแปลงทีอหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของอกรทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.4 โครงสร้างแบบพลาแนร์เวฟไกด์

การหาค่า $\epsilon_{eff}(f)$ ได้จากการศึกษาคุณสมบัติทางฟิสิกส์ ในการแปรค่าเพิ่มขึ้นตามความถี่เพียงอย่างเดียวดังนี้

$$\frac{\partial \epsilon_{eff}(f)}{\partial f} \geq 0$$

$$\frac{\partial \epsilon_{eff}(f)}{\partial f} = 0, \text{ ที่ } f = 0$$

$$\lim_{f \rightarrow \infty} \frac{\partial \epsilon_{eff}(f)}{\partial f} = 0$$

$$\epsilon_{eff}(0) = \epsilon_r$$

$$\lim_{f \rightarrow \infty} \epsilon_{eff}(f) = \epsilon_r$$

$$\frac{\partial^2 \epsilon_{eff}(f)}{\partial f^2} = 0$$

2.25

ที่ความถี่เบี่ยงเบนเป็น $f = f_1$ จากสภาวะข้างต้นจะสอดคล้องกับสมการของ $\epsilon_{eff}(f)$ ดังนี้

$$\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{eff}}{1 + (f/f_T)^2} \tag{2.26}$$

f_T คือความถี่คัทออฟ (frequency cutoff) ของ TE โหมดลำดับที่ต่ำสุดของไมโครสตรัทมีค่าเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรรไกรงานเพื่อการศึกษาดูเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_T = \frac{c}{2(w+\Delta w)\sqrt{\epsilon_r}} \tag{2.27}$$

เมื่อ c เป็นความเร็วแสงในสุญญากาศ และ Δw เป็นผลของสนามที่ขอบของแผ่นสตรีนมีค่าเป็น

$$\Delta w = \frac{h\sqrt{\epsilon}}{Z_0 c \epsilon_0 \epsilon_r} \quad 2.28$$

เมื่อ Z_0 เป็นอิมพีแดนซ์ประจำตัวของไมโครสตรีนที่ความถี่ศูนย์และ ϵ_0 เป็นค่าคงที่ไดอิเล็กตริกในอากาศ ส่วนการแปรค่าของ $w_e(f)$ คล้ายกับการแปรค่าของ $\epsilon_{eff}(f)$ แต่ $w_e(f)$ มีค่าลดลงตามฟังก์ชันของความถี่ดังนี้

$$\begin{aligned} \frac{\partial w_e(f)}{\partial f} &\leq 0 \\ \frac{\partial w_e(f)}{\partial f} &= 0, \quad \text{ที่ } f = 0 \\ \lim_{f \rightarrow \infty} \frac{\partial w_e(f)}{\partial f} &= 0 \\ w_e(0) &= w_{eff} \\ \lim_{f \rightarrow \infty} w_e(f) &= w \\ \frac{\partial^2 w_e(f)}{\partial f^2} &= 0 \end{aligned} \quad 2.29$$

ที่ความถี่เพียงเบนค่าเดียวกันเราจะได้ $w_e(f)$ เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครู ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่นๆ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิง w_{eff} - w ของสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$w_e(f) = w + \frac{w_{eff} - w}{1 + (f/f_T)^2} \quad 2.30$$

จากค่าทั้งสองนี้สามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ $Z_0(f)$ ที่แปรไปตามความถี่โดยใช้
โครงสร้างแบบพลาเนอร์ ดังนี้

$$Z_0(f) = \frac{120 \pi h}{w_{\text{eff}}(f) \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}(f)}} \quad 2.31$$

2.4 โครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตริว

โครงสร้างแบบพีริโอดิกในเวฟไกด์หรือตัวนำคลื่น และ สายส่งหรือทรานสมิซชันไลน์ (transmission line) โดยทั่วไปนั้นมียาคูสมบัติต่าง ๆ อยู่ในลักษณะเดียวกัน คือ 1) คุณสมบัติของพาสแบนด์ (pass band) กับสตอปแบนด์ และ 2) การรับส่งคลื่นมีความเร็วเฟสน้อยกว่าความเร็วแสงเสมอ คุณสมบัติของพาสแบนด์กับสตอปแบนด์นั้น คือย่านความถี่ที่คลื่นสามารถเคลื่อนที่ผ่านไปได้ โดยไม่มีการลดทอนตลอดทั้งย่านความถี่นั้นจนถึงความถี่คัทออฟ เรียกว่าพาสแบนด์ แล้วนอกจากนั้นคลื่นจะ ไม่มีการเคลื่อนที่ผ่านไปได้เลยซึ่งเรียกว่าสตอปแบนด์ สำหรับโครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตริวก็เช่นกัน สามารถหาค่าคุณสมบัติเหล่านี้ได้ โดยการแปลงโครงสร้างพีริโอดิกในไมโครสตริวให้อยู่ในรูปของโครงสร้างพีริโอดิกในสายส่งหรือทรานสมิซชันไลน์ได้ โดยในขั้นแรกจะพิจารณาการแทนไมโครสตริวด้วยสายส่งตัดเทียบก่อน จากนั้นจึงจะพิจารณาถึงการแทนโครงสร้างพีริโอดิกในไมโครสตริวด้วยสายส่งตัดเทียบต่อไป

2.4.1 การแทนไมโครสตริวด้วยวงจรถัดเทียบ

การแทนไมโครสตริวด้วยวงจรถัดเทียบเพื่อให้การคำนวณและออกแบบง่ายขึ้นในที่นี้จะแปลงไปเป็นรูปของสายส่งตัดเทียบแบบง่าย โดยใช้วิธีการหาคูสมบัติคัทคา และ กระแสของคลื่นตัดเทียบ ซึ่งจะต้องพิจารณาการทำงานเป็น TEM โหมด โดยมีข้อจำกัดดังนี้

1. ผลลัพธ์รวมของกำลังที่ส่งผ่านนั้น เป็นผลรวมของคลื่นสนาม ไฟฟ้าที่ตั้งฉากกับสนามแม่เหล็ก และ สนามทั้งสองตั้งฉากกับทิศการเคลื่อนที่เท่านั้น

2. ในตัวนำคลื่นปรกติมีมีการแพร่ของคลื่นได้ทุก ๆ โหมด กำลังของคลื่นที่ส่งผ่านเป็นผลรวมของแต่ละโหมดที่ประกอบอยู่

3. สนามตั้งฉากต่างก็แปรไปตามระยะทางของการเคลื่อนที่ด้วยค่าแอมพลิจูดของการแพร่ของคลื่น $e^{\pm j\beta z}$ เท่านั้น

4. สนามไฟฟ้าตั้งฉากสัมพันธ์กับสนามแม่เหล็กที่ตั้งฉาก ด้วยค่าคงที่ง่าย ๆ เรียกว่าอิมพีแดนซ์ของคลื่นของ โหมดนั้น ๆ ดังนี้

$$Z_w H = a_z \times E \tag{2.32}$$

ในกรณีที่คลื่นเคลื่อนที่ในทิศ +z

จากคุณสมบัติและข้อจำกัดเหล่านี้สามารถนำมาแปรเป็นคุณสมบัติศักดาและกระแสของคลื่นตัดเทียม ที่เป็นส่วนประกอบในรูปของสนามไฟฟ้า และ สนามแม่เหล็กตั้งฉากได้ โดยลำดับ ดังนั้นสนามตั้งฉากนี้จึงมีคุณสมบัติคล้ายกับศักดา และ กระแสของคลื่นในสายส่งตัดเทียมที่แสดงถึงปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นใน ไมโครสตริวได้

คลื่นที่กระจาย ในเวฟไกด์ โหมดอาจเขียนในรูปสมการทั่ว ๆ ไปได้เป็น

$$E = C^+ e^{-j\beta z} + C^- e^{+j\beta z} \tag{2.33(a)}$$

$$H = C^+ h e^{-j\beta z} + C^- h e^{+j\beta z} \tag{2.33(b)}$$

ในกรณีที่คลื่นเคลื่อนที่ในทิศ -z และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น นอกเหนือจากนี้ หากพบข้อบกพร่องและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง กรุณาแจ้ง

$$E = C^- e^{+j\beta z} - C^+ e^{-j\beta z} \tag{2.34(a)}$$

$$H = -C^- h e^{+j\beta z} + C^+ h e^{-j\beta z} \tag{2.34(b)}$$

ในกรณีที่คลื่นเคลื่อนที่ในทิศ $-z$

จากสมการทั้งสอง C^+ และ C^- เป็นค่าคงที่ของขนาดของคลื่นที่กำหนดขึ้น
สังเกตุดูว่าถ้าโหมดเป็นสนามไฟฟ้าหรือสนามแม่เหล็กตั้งฉากแล้ว e_z และ h_z จะเป็น
ศูนย์เสมอ ดังนั้นจะเขียนศักดาและกระแสตัดที่ขมของคลื่นได้เป็น

$$V = V^+e^{-j\beta z} + V^-e^{j\beta z} \tag{2.35 (a)}$$

$$I = I^+e^{-j\beta z} - I^-e^{j\beta z} \tag{2.35 (b)}$$

โดยที่ $V^+ = K_1 C^+$, $V^- = K_1 C^-$ และ $I^+ = K_2 C^+$, $I^- = K_2 C^-$ ค่า K_1 และ
 K_2 เป็นค่าคงที่ในการแปรความสัมพันธ์ระหว่างศักดา กับสนามไฟฟ้าตั้งฉาก และ กระแสกับ
สนามแม่เหล็กตั้งฉาก โดยที่การแปรนี้ขนาดของกำลังจะต้องเป็นไปตามเงื่อนไข

$$\frac{1}{2}V^+(I^+)^* = \frac{|C^+|^2}{2} \int_S \mathbf{e} \times \mathbf{h}^* \cdot \mathbf{a}, dS$$

หรือนั่นคือ

$$K_1 K_2^* = \int_S \mathbf{e} \times \mathbf{h}^* \cdot \mathbf{a}, dS \tag{2.36}$$

ด้วยการนอร์มอลไลซ์ (normalize) ฟังก์ชัน e และ h กับผลคูณ $K_1 K_2^*$ สามารถทำให้
เกิดความสัมพันธ์ที่สองซึ่งเป็นผลหารระหว่าง K_1 กับ K_2 ได้โดยเลือกให้ค่าความสัมพันธ์
แปรไปตามต้องการได้ เรียกว่าอิมพีแดนซ์ประจำตัวของสายส่ง ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้ง Z_e อีกทีหนึ่งมี V^+/I^+ ดังข้อหา = กระแส V^-/I^- จำนวน = สหภาพ K_1/K_2 การนำ 2.37

สำหรับในกรณีที่ตัวนำคลื่นมีการส่งผ่านคลื่น N โหมดจะเขียนในรูปของสายส่ง
ที่ตัดตาและกระแสตัดเทียม N ค่าดังนี้

$$V = \sum_{n=1}^N (V_n + e^{-j\beta_n z} + V_n - e^{j\beta_n z}) \quad 2.38(a)$$

$$\begin{aligned} I &= \sum_{n=1}^N (I_n + e^{-j\beta_n z} - I_n - e^{j\beta_n z}) \\ &= \sum_{n=1}^N (V_n + Y_n e^{-j\beta_n z} - V_n - Y_n e^{j\beta_n z}) \end{aligned} \quad 2.38(b)$$

เมื่อ Y_n เป็นค่าแอดมิตแตนซ์ประจำตัวของสายส่งตัดเทียม ถ้าทราบค่าขนาด
ตัดตาและกระแสตัดเทียมของคลื่นแล้ว อาจเขียนในรูปของสนามในตัวนำคลื่นได้เป็น

$$E_t = \sum_{n=1}^N (V_n + K_{1n}^{-1} e^{-j\beta_n z} + V_n - K_{1n}^{-1} e^{j\beta_n z}) e_n \quad 2.39(a)$$

$$H_t = \sum_{n=1}^N (I_n + K_{2n}^{-1} e^{-j\beta_n z} - I_n - K_{2n}^{-1} e^{j\beta_n z}) h_n \quad 2.39(b)$$

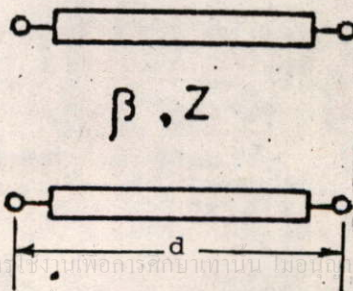
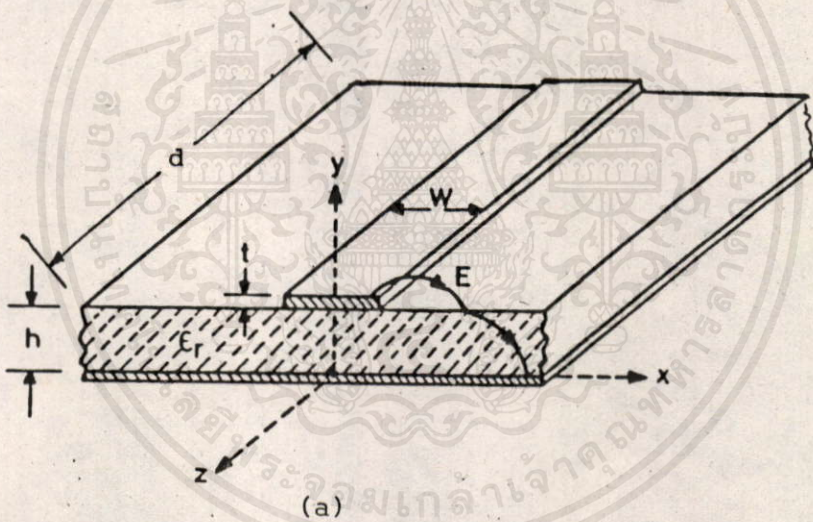
โดยที่ K_{1n} และ K_{2n} เป็นค่าคงที่ในการแปรของแต่ละโหมด ส่วนของสนามบนแกนหาได้
จากสมการ 2.39 โดยใช้สมการของแมกซ์เวลล์ สังเกตว่าขนาดของกระแสตัดเทียมใน
ทิศ $-z$ แทนด้วย $-I_n^{-}$ ดังนั้นจึงสอดคล้องกับสนามแม่เหล็กตั้งฉากซึ่งมีค่าเป็น $-K_{2n}^{-1} I_n^{-}$
เมื่อตัวนำคลื่นมีโหมดการเคลื่อนที่หลาย ๆ โหมดที่ความถี่เดียวกัน จำนวนพอร์ททางไฟฟ้า
จึงมากกว่าจำนวนพอร์ททางฟิสิกส์ ในไมโครสตรัทที่มีความยาว D จึงสามารถเขียนอยู่ใน
รูปของวงจรตัดเทียมแบบสี่พอร์ทได้ดังรูปที่ 2.5 โดยที่ Z เป็นอิมพีแดนซ์ประจำตัวของสาย
ส่งตัดเทียมมีค่าตามสมการที่ 2.24 ดังนี้

$$Z_0 = \frac{120\pi h}{w_e(0)\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}(0)}} \quad 2.24$$

และ β จะเป็นค่าคงที่ของการแพร่ของคลื่นในไมโครสตริพซึ่งมีค่าเป็น

$$\beta = w\sqrt{\mu_0\epsilon_0\epsilon_{re}} \quad 2.40$$

ในสมการข้างบน w_e และ ϵ_{re} หาได้จากสมการที่ 2.19 และ 2.21 ตามลำดับในกรณีที่คิดถึงผลของความหนาของแผ่นสตริป และ ไม่คิดถึงผลของความถี่

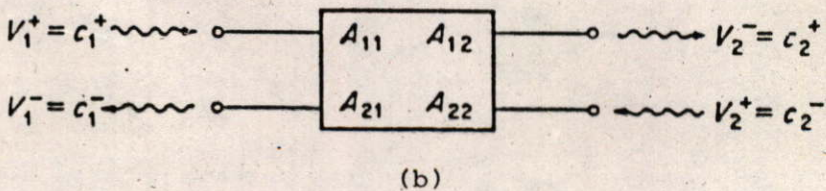
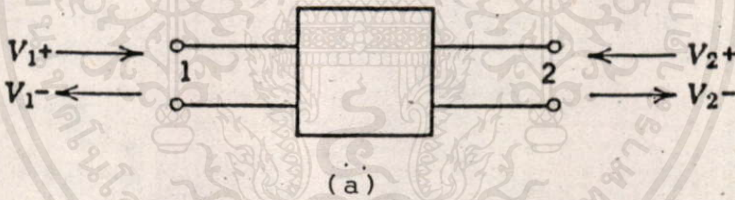


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สภาวะได้ค่าเริ่มต้นซึ่งรวมเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ขอเปิดเผยให้แก่อื่นๆไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและ (b) แจ้งถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.5 วงจรที่เติมแบบสายส่งของไมโครสตริพยาว d

2.4.2 การหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและการส่งผ่านของคลื่น
(reflection and transmission coefficient)

การหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน และการส่งผ่านของคลื่นของโครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตริปไลน์ สามารถหาได้โดยเริ่มจากการแทนไมโครสตริปที่ยาว d ด้วยวงจรตัดเทียมนแบบสายส่ง โดยเขียนอยู่ในรูปของวงจรสี่พอร์ท จากวงจรสามารถเขียนศักดาที่หัวของวงจรแทนคลื่นตกกระทบ และ คลื่นสะท้อนที่มีขนาดและเฟสอ้างอิงที่อนุพัทเป็น v_1^+ กับ v_1^- ดังแสดงในรูปที่ 2.6(a) โดยที่เครื่องหมาย + แสดงการเคลื่อนที่ของคลื่นตกกระทบ และ เครื่องหมาย - แสดงการเคลื่อนที่ของคลื่นสะท้อน



รูปที่ 2.6 แสดงขนาดสัญญาณที่หัวของวงจรตัดเทียมนแบบสายส่ง และสัมประสิทธิ์แอมพลิจูดทรานสมิทชันเมตริกซ์ที่แต่ละหัว

จากวงจรในรูปที่ 2. 6(a) นั้น เราสามารถเขียนเป็นลักษณะตัวแปรที่แสดงทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่น ได้โดยกำหนดให้

$$c_1^+ = v_1^+, \quad c_1^- = v_1^-$$

และ

$$c_2^+ = v_2^-, \quad c_2^- = v_2^+ \tag{2.41}$$

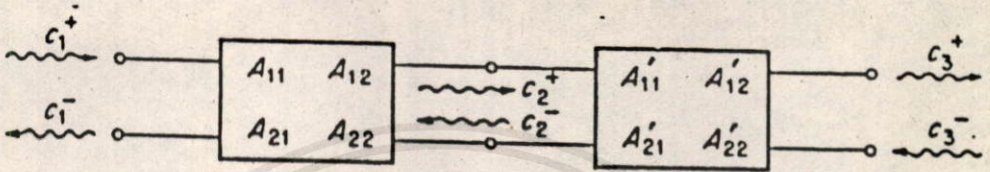
โดยที่เครื่องหมายของตัวแปร c ที่เป็น + แสดงขนาดของคลื่นที่เคลื่อนที่ไปทางขวามือ และ เครื่องหมาย - หมายถึงขนาดของคลื่นที่เคลื่อนที่ไปทางซ้ายมือ เราสามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของคลื่นที่อินพุตอยู่ในเทอมของขนาดของคลื่นที่เอาท์พุตดังนี้

$$\begin{aligned} c_1^+ &= A_{11}c_2^+ + A_{12}c_2^- \\ c_1^- &= A_{21}c_2^+ + A_{22}c_2^- \end{aligned} \tag{2.42}$$

โดยที่ A_{mn} เป็นค่าคงที่ของคุณสมบัติของสัญญาณแต่ละตัว เราเรียก A_{11} ว่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของคลื่น และ เมื่อเขียนอยู่ในรูปเมตริกซ์จะได้เป็น

$$\begin{bmatrix} c_1^+ \\ c_1^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_2^+ \\ c_2^- \end{bmatrix} \tag{2.43}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านอื่นๆ สำหรับกรณีที่มีการต่อคาสเคด (cascade) กันสองวงจรดังในรูป 2. 7 สามารถหาทรานสมิทชันเมตริกซ์รวมได้โดยคูณเมตริกซ์ [A] ของแต่ละวงจรเข้าด้วยกันดังนี้



รูปที่ 2.7 วงจรที่ต่อกันแบบสายส่งของวงจรที่ต่อคาส์เคตกันสองวงจร

$$\begin{pmatrix} c_1^+ \\ c_1^- \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_2^+ \\ c_2^- \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A'_{11} & A'_{12} \\ A'_{21} & A'_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_3^+ \\ c_3^- \end{pmatrix} \quad 2.44$$

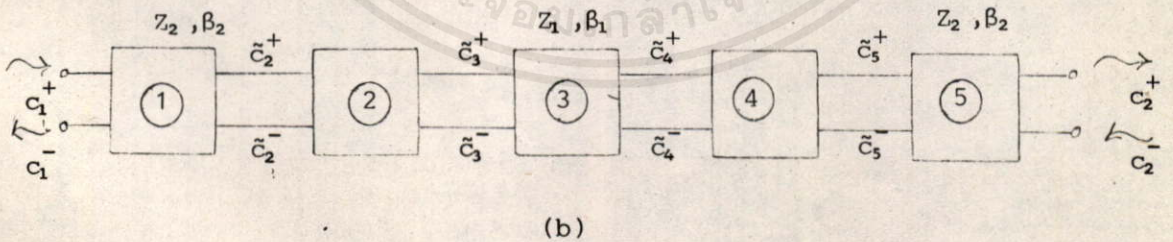
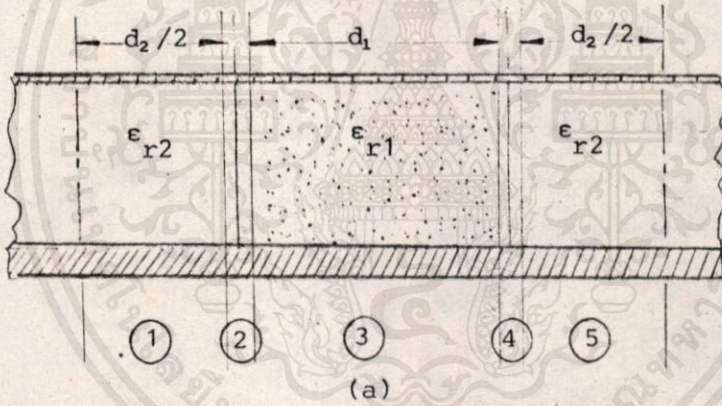
เมื่อคูณเมตริกซ์ [A] ของแต่ละวงจรเข้าด้วยกันแล้วสามารถเขียนเป็นรูปสมการทั่วไปสำหรับกรณีที่มีหลายวงจรต่อคาส์เคตกันดังนี้

$$\begin{pmatrix} c_1^+ \\ c_1^- \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{A}_{11} & \bar{A}_{12} \\ \bar{A}_{21} & \bar{A}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_{n+1}^+ \\ c_{n+1}^- \end{pmatrix} \quad 2.45$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า จากทรานสมิทชันเมตริกซ์ทั้งหมดนี้ เราสามารถตรวจสอบได้ โดยสังเกตว่าดีเทอร์มิแนนต์ของเมตริกซ์ [A] นี้มีค่าเท่ากับหนึ่งเสมอ หรือ

$$A_{11}A_{22} - A_{12}A_{21} = 1 \quad 2.46$$

สำหรับในโครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตรักเจอร์ เราสามารถหาแอมพลิจูดทรานสมิทชันเมตริกซ์ได้เช่นกัน โดยเริ่มจากการหาเมตริกซ์ของไมโครสตรักเจอร์หนึ่งคาบเสียก่อน ดังจะเขียนเป็นวงจรทดเทียบแบบสายส่งสำหรับไมโครสตรักเจอร์หนึ่งคาบได้เป็นวงจรที่ต่อкасแตกกันอยู่ห้าส่วนดังแสดงในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 แสดงวงจรทดเทียบแบบสายส่งสำหรับโครงสร้าง

แบบพีริโอดิกในไมโครสตรักเจอร์หนึ่งคาบ

จากหลักการที่ว่าขนาดของคลื่นที่แพร่ในสายส่งจะมีลักษณะการแปรไปของคลื่นด้วยแฟคเตอร์ $e^{\pm j\beta z}$ และจากรูปที่ 2.8 เราสามารถหาขนาดการส่งผ่านของคลื่นในวงจรส่วนที่หนึ่งได้เป็น

$$c_2^+ = c_1^+ e^{-j\beta_2 d_2 / 2} \quad 2.47$$

$$c_2^- = c_1^- e^{j\beta_2 d_2 / 2} \quad 2.48$$

และเมื่อเขียนอยู่ในรูปของเมตริกซ์จะได้

$$\begin{bmatrix} c_1^+ \\ c_1^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j\beta_2 d_2 / 2} & 0 \\ 0 & e^{j\beta_2 d_2 / 2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{c}_2^+ \\ \tilde{c}_2^- \end{bmatrix} \quad 2.49$$

สำหรับขนาดของการส่งผ่านของคลื่นในวงจรส่วนที่สองซึ่งเป็นส่วนของรอยต่อระหว่าง ไมโครสตรัทที่มีดัชนีสเตรทเป็น ϵ_{r1} กับส่วนที่มีดัชนีสเตรทเป็น ϵ_{r2} และจากหลักการที่ว่าศักดาและ กระแสตรงรอยต่อมีความต่อเนื่องกัน ดังนั้นศักดาที่รอยต่อจึงมีค่าเป็น

$$\sqrt{Z_2} (\tilde{c}_2^+ + \tilde{c}_2^-) = \sqrt{Z_1} (\tilde{c}_3^+ + \tilde{c}_3^-) \quad 2.50$$

และกระแสที่รอยต่อก็จะมีค่าเป็น

$$\frac{1}{\sqrt{Z_2}} (\tilde{c}_2^+ - \tilde{c}_2^-) = \frac{1}{\sqrt{Z_1}} (\tilde{c}_3^+ - \tilde{c}_3^-)$$

เอกลักษณ์นี้เป็นเอกลักษณ์สำหรับกรณีของการหักเหของคลื่นที่รอยต่อระหว่างไมโครสตรัทที่มีดัชนีสเตรทต่างกัน โดยอนุภาคที่เข้าไปถึงรอยต่อจะหักเหเข้าด้านซ้ายหรือด้านขวาขึ้นอยู่กับมุมตกกระทบและดัชนีสเตรทของวัสดุทั้งสองวัสดุ

$$\sqrt{Z_1} (\tilde{c}_2^+ - \tilde{c}_2^-) = \sqrt{Z_2} (\tilde{c}_3^+ - \tilde{c}_3^-) \quad 2.51$$

จากสมการที่ 2.50 และ 2.51 เราสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของอินพุทใน
เทอมของเอาต์พุตได้ดังนี้

$$\tilde{c}_2^+ = \frac{(Z_2+Z_1)\tilde{c}_3^+}{2\sqrt{Z_1Z_2}} + \frac{(Z_1-Z_2)\tilde{c}_3^-}{2\sqrt{Z_1Z_2}} \quad 2.52$$

$$\tilde{c}_2^- = \frac{(Z_1-Z_2)\tilde{c}_3^+}{2\sqrt{Z_1Z_2}} + \frac{(Z_1+Z_2)\tilde{c}_3^-}{2\sqrt{Z_1Z_2}} \quad 2.53$$

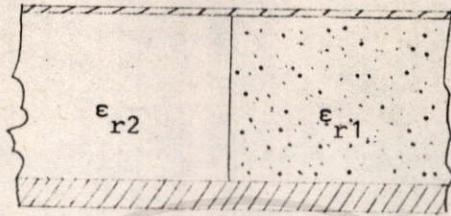
เมื่อเขียนสมการทั้งสองให้อยู่ในรูปของเมตริกซ์จะได้เป็น

$$\begin{bmatrix} \tilde{c}_2^+ \\ \tilde{c}_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(Z_1+Z_2)}{2\sqrt{Z_1Z_2}} & \frac{(Z_1-Z_2)}{2\sqrt{Z_1Z_2}} \\ \frac{(Z_1-Z_2)}{2\sqrt{Z_1Z_2}} & \frac{(Z_1+Z_2)}{2\sqrt{Z_1Z_2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{c}_3^+ \\ \tilde{c}_3^- \end{bmatrix} \quad 2.54$$

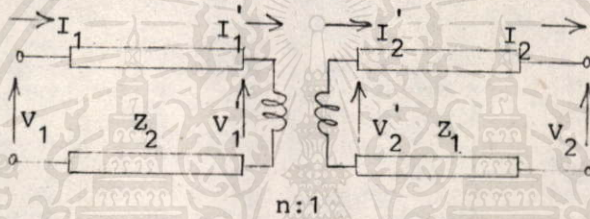
การหาค่าแอมพลิจูดทรานสมิทชันเมตริกซ์ตรงรอยต่อส่วนนั้นสามารถเขียน
เป็นวงจรถัดเทียมที่แทนรอยต่อนั้นด้วยทรานสเฟอร์ เมอร์คิงปลิงดังแสดงในรูปที่ 2.9 จาก
รูปเมื่อ n คืออัตราส่วนระหว่างขดของทรานสเฟอร์ เมอร์คิง สามารถเขียนความสัมพันธ์ของคิก
คาบกับกระแสตรงรอยต่อทั้งสองด้านได้เป็น

$$V_1' = nV_2' \quad 2.55$$

$$I_1' = (1/n)I_2' \quad 2.56$$



(a)



(b)

รูปที่ 2.9 วงจรที่ตัดเทียมนส่วนรอยต่อที่แทนด้วยทรานส์ฟอร์มเมอร์คัปปลิง

จากสมการที่ 2.55 และ 2.56 คำนวณหาค่า n ได้เป็น

$$n = \sqrt{Z_2/Z_1} \tag{2.57}$$

ดังนั้นเมื่อเขียนสมการที่ 2.54 ใหม่ในเทอมของ n จึงเป็น

$$\begin{bmatrix} \tilde{c}_2^+ \\ \tilde{c}_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/2(n+1/n) & 1/2(n-1/n) \\ 1/2(n-1/n) & 1/2(n+1/n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{c}_3^+ \\ \tilde{c}_3^- \end{bmatrix} \tag{2.58}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับคณาจารย์ใช้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นักศึกษาใช้ประโยชน์จากเอกสารนี้
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือเผยแพร่และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนที่สามของวงจรที่ตัดเทียม เราสามารถหาแอมพลิจูดทรานสมิทชันเมตริกซ์ได้ในทำนอง

เกี่ยวข้องกับส่วนที่หนึ่งดังนี้

$$\begin{pmatrix} \tilde{c}_3^+ \\ \tilde{c}_3^- \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e^{j\beta_1 d_1} & 0 \\ 0 & e^{-j\beta_1 d_1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{c}_4^+ \\ \tilde{c}_4^- \end{pmatrix} \quad 2.59$$

และ ในวงจรส่วนที่สองก็สามารถหาเมตริกซ์ เช่นเดียวกับส่วนที่สองได้เป็น

$$\begin{pmatrix} \tilde{c}_4^+ \\ \tilde{c}_4^- \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{(Z_1+Z_2)}{2\sqrt{Z_1 Z_2}} & \frac{(Z_2-Z_1)}{2\sqrt{Z_1 Z_2}} \\ \frac{(Z_2-Z_1)}{2\sqrt{Z_1 Z_2}} & \frac{(Z_1+Z_2)}{2\sqrt{Z_1 Z_2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{c}_5^+ \\ \tilde{c}_5^- \end{pmatrix} \quad 2.60$$

และ ในวงจรส่วนสุดท้ายก็เช่นกันสามารถหาได้เท่ากับส่วนแรก จากนั้นเราสามารถเขียนเป็นแอมพลิจูดการานสัมพันธ์กันเมตริกซ์รวม ของ โครงสร้างแบบพีริโอดิก ในไมโครสตรัทหนึ่งคาบได้เป็น

$$\begin{pmatrix} c_1^+ \\ c_1^- \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [1] & [2] & [3] & [4] & [5] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_2^+ \\ c_2^- \end{pmatrix} \quad 2.61$$

หรือ เมื่อคูณเมตริกซ์ทั้งหมดแล้วจะได้เป็น

$$\begin{pmatrix} c_1^+ \\ c_1^- \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_2^+ \\ c_2^- \end{pmatrix} \quad 2.62$$

โดยที่

$$A_{11} = \frac{1}{4Z_1 Z_2} [-(Z_1 - Z_2)^2 e^{-j\beta_1 d_1} + (Z_1 + Z_2)^2 e^{j\beta_1 d_1}] e^{j\beta_2 d_2}$$

$$A_{12} = \frac{1}{4Z_1 Z_2} [(Z_1^2 + Z_2^2) e^{-j\beta_1 d_1} - (Z_1^2 - Z_2^2) e^{j\beta_1 d_1}]$$

$$A_{21} = -A_{12}$$

$$A_{22} = \frac{1}{4Z_1 Z_2} [(Z_1 + Z_2)^2 e^{-j\beta_1 d_1} - (Z_1 - Z_2)^2 e^{j\beta_1 d_1}] e^{-j\beta_2 d_2}$$

2.63

เมื่อ Z_1 , Z_2 และ β_1 , β_2 เป็นค่าอิมพีแดนซ์ประจำตัว และ ค่าคงที่ในการแพร่ของคลื่น ในส่วนของไมโครสตริวยาว d_1 และ d_2 ตามลำดับ ซึ่งมีค่าตามหัวข้อ 2.3.1 ในกรณีที่ คิดเฉพาะคลื่น TEM ดังนี้

$$Z_i = \frac{120\pi h}{w_{\text{eff}} \sqrt{\epsilon_{\text{rei}}}}, \quad \beta_i = \frac{w \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_{\text{rei}}}}{c}$$

$$w_{\text{eff}} = \frac{w}{1 + 1.25t/\pi(1 + \ln 2h/t)}$$

$$\epsilon_{\text{rei}} = \frac{\epsilon_{r1} + 1 + \epsilon_{r1}^{-1}(1 + 12h/w)^{-1/2}}{2} - C$$

$$C = \frac{(\epsilon_{r1} - 1)t}{4.6h\sqrt{w/h}}$$

2.64

ในที่นี้ t = ความหนาของแผ่นสตริว และ $i = 1, 2$

จากแอมพลิจูดทราสมิตริกซ์เมตริกซ์ของไมโครสตริวหนึ่งคาบนี้เมื่อต้องการ ทราบค่าทั้ง N คาบก็ทำได้โดยคูณเมตริกซ์นี้เข้าด้วยกัน N ครั้ง ดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} c_1^+ \\ c_1^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{A}_{11} & \bar{A}_{12} \\ \bar{A}_{21} & \bar{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{n+1}^+ \\ c_{n+1}^- \end{bmatrix} = [\bar{A}]^N \begin{bmatrix} c_{n+1}^+ \\ c_{n+1}^- \end{bmatrix}$$

2.65

และจากเมตริกซ์ [A] รวมเราสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน และ สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของคลื่นในโครงสร้างแบบฟิวไรโอติกได้ดังนี้

$$R = c_1^- / c_1^+ = \bar{A}_{21} / \bar{A}_{11} \quad 2.66$$

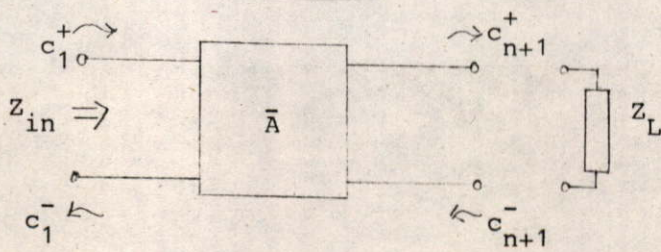
$$T = c_{n+1}^+ / c_1^+ = 1 / \bar{A}_{11} \quad 2.67$$

เมื่อ R, T เป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อนและการส่งผ่านของคลื่นตามลำดับ

2.4.3 การหาค่าอินพุตแอดมิตแตนซ์ของโครงสร้างแบบฟิวไรโอติกในไมโครสตริว

จากวงจรตัดเทียบรวมของโครงสร้างแบบฟิวไรโอติกในไมโครสตริวดังในรูปที่

2.10 และแอมพลิจูดทรานสมิทชันเมตริกซ์ตามสมการที่ 2.65 เราสามารถหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรตัดเทียบแบบสายส่งโดย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีคนนำไปใช้

รูปที่ 2.10 วงจรตัดเทียบของโครงสร้างแบบฟิวไรโอติกรวม

$$\begin{pmatrix} c_1^+ \\ c_1^- \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{A}_{11} & \bar{A}_{12} \\ \bar{A}_{21} & \bar{A}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_{n+1}^+ \\ c_{n+1}^- \end{pmatrix} \quad 2.65$$

$$\begin{aligned} Z_{in} &= V_{in}/I_{in} \\ &= Z_2 (c_1^+ + c_1^-) \end{aligned} \quad 2.68$$

เมื่อ Z_2 คืออิมพีแดนซ์ของไมโครสตริงส่วนที่มองจากอินพุตเข้าไป ซึ่งก็คือส่วนที่มีขั้วเสถียรที่เป็น ϵ_{r2} แทนค่าสมการที่ 2.65 ลงในสมการที่ 2.68 และในกรณีที่ไมคิดค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดภายนอกจะได้ $c_{n+1}^- = 0$ เนื่องจากการสะท้อนกลับของคลื่นที่โหลด ดังนั้น

$$\frac{Z_{in}}{Z_2} = \frac{\bar{A}_{11} + \bar{A}_{21}}{\bar{A}_{11} - \bar{A}_{21}} = \frac{1 + R}{1 - R} \quad 2.69$$

$$Y_{in} = Y_2 \frac{1 - R}{1 + R} \quad 2.70$$

เมื่อ Y_{in} คือค่าอินพุตแอดมิตแตนซ์ของโครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตริงที่มีค่า $= 1/Z_{in}$ และ $Y_2 = 1/Z_2$

2.4.4 Brillouin ไตอะแกรม หรือ k_0 - β ไตอะแกรม

การศึกษาคุณสมบัติของพาสแบนด์ และ สตีปแบนด์ของไมโครสตริงที่มีโครงสร้างเป็นพีริโอดิก หาได้โดยหาค่าจากแอมพลิจูดทรานสมิทชันเมตริกซ์ในสมการที่ 2.62 เอกสารปีพิมพ์เอกสารที่ส่งมอบไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้ มีเนื้อหาเกี่ยวกับวิธีการหาคำตอบของ Bloch เวกเตอร์เป็นคลื่นที่เคลื่อนที่ในโครงสร้างแบบพีริโอดิกทั่ว ๆ ไป จะได้

$$c_{n+1}^+ = e^{-\gamma d} c_n^+$$

และ

$$c_{n+1}^- = e^{-\gamma d} c_n^- \quad (d = d_1 + d_2) \quad 2.71$$

เมื่อแทนค่าจากสมการ 2.71 ลงในสมการที่ 2.62 แล้วเขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} A_{11} - e^{\gamma d} & A_{12} \\ A_{12} & A_{22} - e^{\gamma d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{n+1}^+ \\ c_{n+1}^- \end{bmatrix} = 0 \quad 2.72$$

เมื่อ σ คือ สัมประสิทธิ์การแพร่ของคลื่น และสมการ 2.55 จะเป็นศูนย์ได้ก็ต่อเมื่อค่าดิเทอร์มิแนนต์เป็นศูนย์ ซึ่งสามารถหาค่าได้ดังนี้

$$A_{11}A_{22} - A_{12}A_{21} + e^{2\gamma d} - e^{\gamma d}(A_{11} + A_{22}) = 0 \quad 2.73$$

หรือ

$$\cosh \sigma d = (A_{11} + A_{22})/2 \quad 2.74$$

จากสมการ 2.57 เมื่อแทนค่า A_{11} และ A_{22} จากสมการที่ 2.52 จะได้

$$\cosh \sigma d = \cos \beta_1 d_1 \cos \beta_2 d_2 - \frac{1}{2} (Z_1/Z_2 + Z_2/Z_1) \sin \beta_1 d_1 \sin \beta_2 d_2$$

2.74

เนื่องจาก $\sigma = \alpha - j\beta$, เมื่อ α คือ สัมประสิทธิ์การลดทอนของคลื่น และ β คือ สัมประสิทธิ์การเปลี่ยนเฟสของคลื่น เราสามารถพล็อต $K_0 - \beta$ ไดอะแกรม ($\omega_0 - \beta$ ไดอะแกรม)

ได้เมื่อ $|\cos \beta_1 d_1 \cos \beta_2 d_2 - \frac{1}{2} (Z_1/Z_2 + Z_2/Z_1) \sin \beta_1 d_1 \sin \beta_2 d_2| < 1$ เราจะได้

$\sigma = j\beta$ และ $\alpha = 0$ ดังนั้นจะเขียนสมการ 2.75 ใหม่ได้เป็น

$$\cos \beta d = \cos \beta_1 d_1 \cos \beta_2 d_2 - \frac{1}{2} \left(\frac{Z_1}{Z_2} + \frac{Z_2}{Z_1} \right) \sin \beta_1 d_1 \sin \beta_2 d_2 \quad 2.76$$

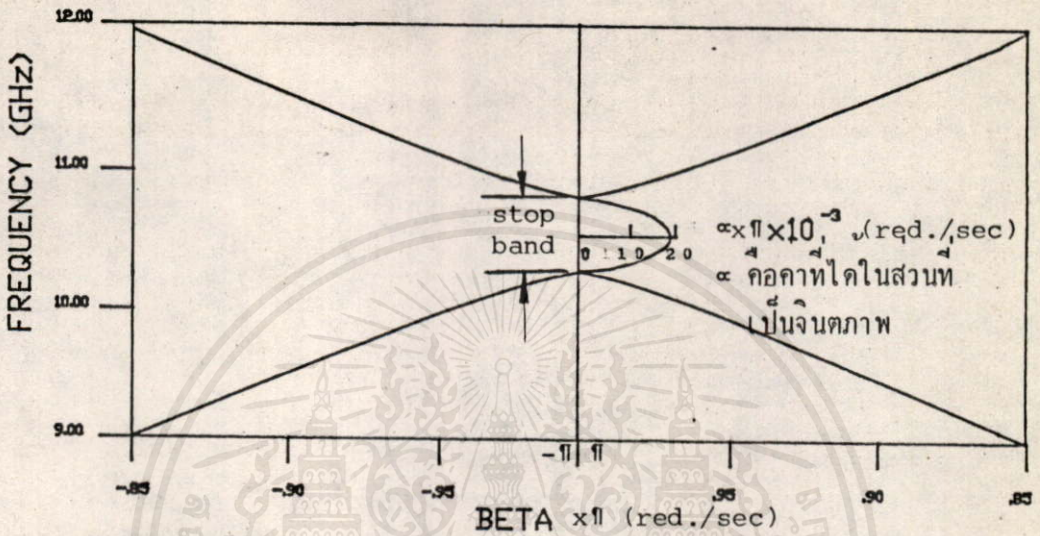
ถ้าเทอมทางขวาของสมการ 2.75 มีค่ามากกว่า 1 ดังนั้น $\sigma = \alpha$ และ $\beta = 0$ เราจะได้

$$\cosh \alpha d = \cos \beta_1 d_1 \cos \beta_2 d_2 - \frac{1}{2} \left(\frac{Z_1}{Z_2} + \frac{Z_2}{Z_1} \right) \sin \beta_1 d_1 \sin \beta_2 d_2 \quad 2.77$$

และถ้าเทอมทางขวาของสมการ 2.75 มีค่าน้อยกว่า -1 จะได้ $\sigma d = j\pi + \alpha d$ ดังนั้น และ $\beta = 0$

$$\cosh \alpha d = \cosh(j\pi + \alpha d) = -\cosh \alpha d \quad 2.78$$

จากข้อสรุปทั้งสามนี้ สามารถนำไปหาค่า βd และ αd เทียบกับความถี่ได้ดังรูปที่ 2.11 เป็นรูปที่คำนวณจากโครงสร้างพีริโอดิกในไมโครสตรัท ที่ใช้ในการออกแบบนี้ โดยมีขนาด ชั้นสเตรทเทนนา 2 มม. ส่วนที่เป็น $\epsilon_{r1}=1$ ยาว 1 มม. และส่วนที่เป็นสารไดอิเล็กตริก $\epsilon_{r2}=2$ ยาว 10 มม. มีความกว้างของแผ่นสตรัท 4 มม. หนา 0.01 มม. และความ กว้างของชั้นสเตรทเท่ากับ 40 มม.



รูปที่ 2.11 $K_0 - \beta$ ไดอะแกรมของโครงสร้างแบบฟิวรีโอติกที่ใช้ในการออกแบบ

จากไดอะแกรมนี้ย่านพาสแบนด์คือย่านที่ $\cosh \alpha d$ มีค่าเป็น $\cos \alpha d$ และ ย่านสต็อปแบนด์ก็คือย่านที่ $\cosh \alpha d = \cosh \alpha d$ ทำให้ทราบค่าความถี่ที่แน่นอนย่านกึ่งกลางสต็อปแบนด์ได้ แสดงว่าโครงสร้างแบบฟิวรีโอติกมีการสะท้อนกลับสูงสุดที่ย่านความถี่นี้ เนื่องจากโครงสร้างแบบฟิวรีโอติกทำให้เกิดการสะท้อนกลับของคลื่นในย่านสต็อปแบนด์ เราจะอาศัยกลไกนี้เพื่อให้เกิดการป้อนกลับไปยังกันดัไดโอด เพื่อให้เกิดการออสซิลเลตในออสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานขี้อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ทำการแก้ไขทั้งต้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DBR กัณห์ออสซิลเลเตอร์

Distributed Bragg Reflector Gunn Oscillator

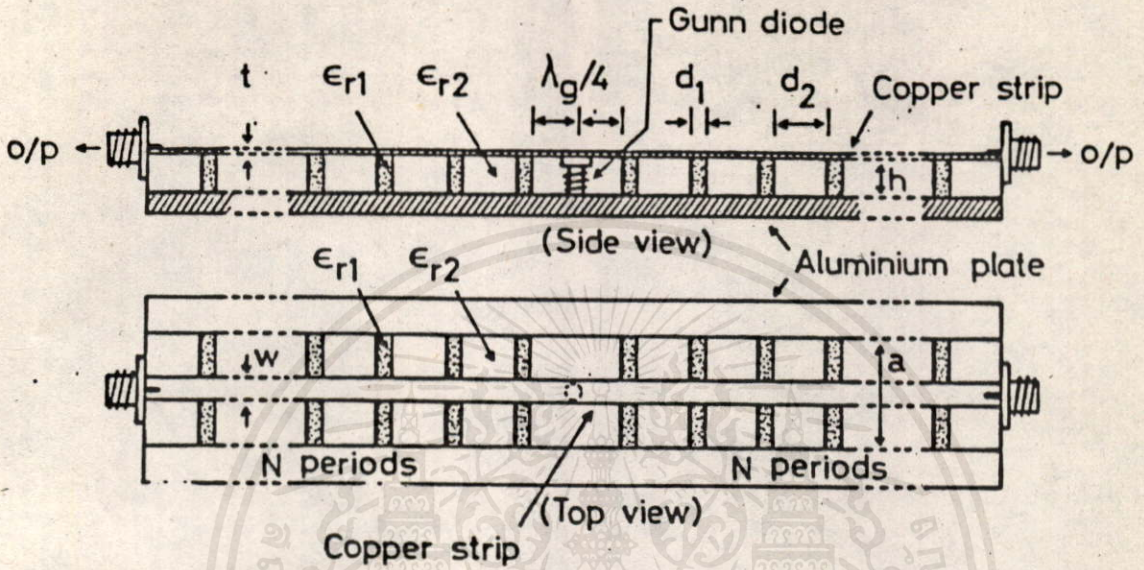
DBR กัณห์ออสซิลเลเตอร์เป็นโซลิดสเตทออสซิลเลเตอร์ (solid state oscillator) ที่ใช้โครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตริวเป็นแควิตี (cavity) ซึ่งมีค่า Q สูงมากเฉพาะที่ความถี่ย่านสตีปแบนด์ให้กับกัณห์ไดโอด การออสซิลเลตสามารถเกิดขึ้นได้จากคุณสมบัติของ ไดโอดและ โครงสร้างแบบพีริโอดิกนี้

3.1 โครงสร้างของกัณห์ออสซิลเลเตอร์

โครงสร้างของ DBR กัณห์ออสซิลเลเตอร์แบบนี้มีส่วนประกอบที่สำคัญคือกัณห์ไดโอด กัณห์ไดโอดจะถูกฝังอยู่ในช่องกลมเล็ก ๆ ตรงกึ่งกลางของไมโครสตริวที่เป็นโครงสร้างแบบพีริโอดิก โดยขั้วแอโนด (anode) ของไดโอดสัมผัสกับแผ่นสตริวด้านบน และ ขั้วคาโอด (cathode) ฝังติดกับแผ่นกราวด์ระหว่างแผ่นสตริวกับแผ่นกราวด์จะมีศักดาไฟตรงเลี้ยงอยู่เพื่อเป็นศักดาไบอัส (bias) ให้กับไดโอด ที่ชั้นสเตรทของไมโครสตริวทั้งสองข้างของไดโอด คือ ส่วนที่ถูกสร้างเป็นโครงสร้างแบบพีริโอดิกโดยการเปลี่ยนแปลงค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของชั้นสเตรทให้เป็น ϵ_{r1} และ ϵ_{r2} สลับกันไปด้วยความกว้างของคาบ d ดังแสดงลักษณะของโครงสร้างดังในรูปที่ 3.1 ที่ความถี่สูงชั้นโครงสร้างแบบนี้สามารถทำได้ง่ายโดยอาศัยเทคนิคการทำวงจรรวม และ ยังทำให้ราคาถูกลงด้วย ก่อนที่จะพิจารณาถึงเงื่อนไข และ วิธีการออกแบบออสซิลเลเตอร์แบบนี้ เราจำเป็นต้องทราบถึงการทำงาน และ คุณสมบัติของกัณห์ไดโอดเสียก่อนดังจะกล่าวต่อไปนี้

3.2 กัณห์ไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รวบรวมไว้สำหรับบริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 3.2 กัณห์ไดโอด
 ในช่วงเวลาใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 กัณห์ไดโอดเป็นอุปกรณ์ที่แปลงสัญญาณกระแสตรงให้เป็นพลังงานย่านไมโครเวฟ



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของ DBR กันท์ออสซิลเลเตอร์

โดยใช้คุณสมบัติความต้านทานแบบลบของแท่งสารกึ่งตัวนำแอสไนด์ Gallium arsenide (GaAs) คุณสมบัตินี้เป็นผลให้เกิดการสร้างโดเมนไดโพล (dipole domain) ที่เคลื่อนตัวผ่านแท่งสารที่ความเร็วเข้าใกล้ความเร็วอิ่มตัว (saturate) การเป็นความต้านทานแบบลบของกันท์ไดโอดไม่ได้เกิดขึ้นจะจงที่ความถี่เดียว แต่จะอยู่ในย่านความถี่หนึ่งเมื่อจ่ายศักดาไบอัสค่าหนึ่ง แท่งสารนี้จะทำให้เกิดการออสซิลเลตได้ในวงจรที่ไบอัสย่าน VHF ซึ่งโดยปรกติแทนได้ด้วยไบอัสไลน์อิมพีแดนซ์ (bias line impedance) ค่าหนึ่ง วงจรไมโครเวฟควรรออกแบบให้มีค่าซัสเซปทิบิลิตี (susceptibility) เป็นค่าซึ่งไม่จำกัดใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ลดขนาดของขนาดและต้องอ้างอิงถึงงานของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ให้วงจรเกิดการออสซิลเลต ศักดาไบอัสเริ่มต้นก่อนการออสซิลเลตนี้เรียกว่าศักดาเพ็ชเชอ

V_{to} (turn on voltage) ส่วนศักดาต่ำแรกที่เกิดการออสซิลเลตที่ความถี่ค่าหนึ่งอย่างต่อเนื่อง เรียกว่าศักดาที่จุดทำงาน V_{op} (operation voltage)

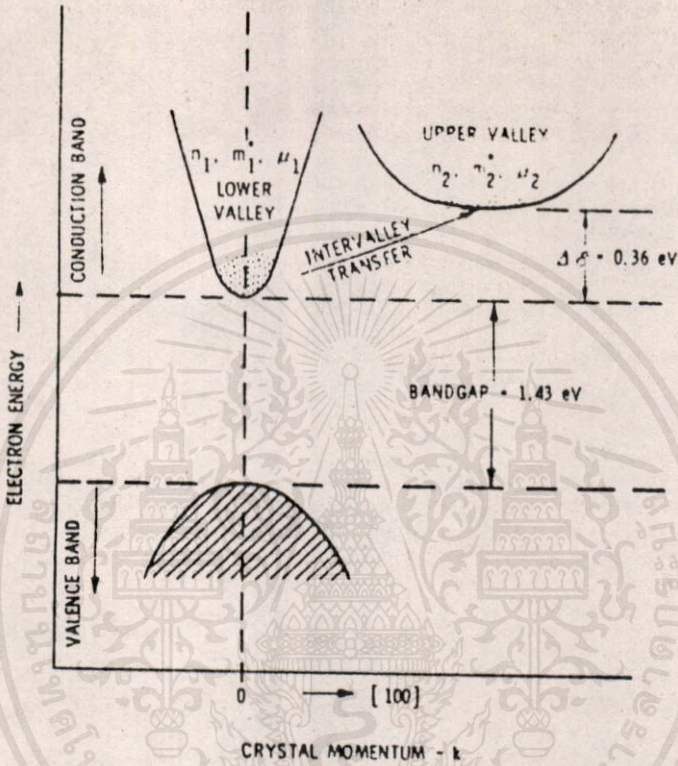
อุปกรณ์กันนี้มักพบที่ใช้เป็นโลคัลออสซิลเลเตอร์ (local oscillator) สำหรับเรดาร์ (radar) และเป็นเครื่องส่ง (transmitter) สำหรับเรดาร์กำลังต่ำ ไดโอดนี้ทำงานได้ดีที่สุดที่ความถี่จาก 6 GHz ถึง 20 GHz และให้กำลังได้มากถึงสองสามร้อยมิลลิวัตต์อย่างต่อเนื่อง อุปกรณ์พวกกันนี้ให้สัญญาณรบกวนย่าน FM ต่ำกว่า 20 dB ถึง 10 dB

3.2.1 แท่งความต้านทานดิฟเฟอเรนเชียลแบบลบ NDR (bulk negative differential resistance)

อุปกรณ์กันนี้มีการทำงานแบบความต้านทานดิฟเฟอเรนเชียลแบบลบหรือ NDR กลไกที่ทำให้เกิด NDR เอฟเฟค (effect) ในกันนี้ไดโอดจะวิเคราะห์ในที่นี้เฉพาะสาร n-type GaAs กลไกนี้สามารถพบในสาร InP, InAs ฯลฯ ได้เช่นกัน ปรากฏการณ์ NDR ได้ทำการวิเคราะห์โดย Ridley และ Watkins กับ Hilsum [15], [16] อธิบายได้โดยใช้รูปที่ 3.2 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานและโมเมนตัมของสาร GaAs

จากรูปจะเห็นว่าสาร n-type GaAs มีแบนด์แกป (band gap) ที่คอนดัคชันแบนด์ (conduction band) ต่ำสุดอยู่ตรงกับวาเลนซ์แบนด์ (valance band) สูงสุดพอดีคือตรงที่มีค่าเวกเนิมเบอร์ (wave number) เป็น 6 และ ที่ตำแหน่ง 100 ยังปรากฏคอนดัคชันแบนด์ที่สองอีก แต่มีพลังงานต่ำสุดสูงกว่าแบนด์แรกเรียกว่าอัพเปอร์วัลเลย์ (upper valley) ค่าพลังงานผลต่างระหว่างคอนดัคชันแบนด์ทั้งสองเท่ากับ 0.36 eV (อิเล็กตรอนโวลต์) เมื่อพิจารณาค่าอิเล็กตรอนที่สามารถเคลื่อนที่ได้หรืออิเล็กตรอนโมบิลิตี้ (electron mobility) ในคอนดัคชันแบนด์ด้านต่ำจะมีค่าสูงถึง 50 เท่าของที่เอฟเฟคทีฟแมส (effective mass) ของอิเล็กตรอน สามารถอธิบายโดยสมการ 3.1

อย่างไรก็ตามการที่สมการ 3.1 นี้ใช้ได้ก็เฉพาะกรณีที่การเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนเป็นแบบอิสระโดยไม่มีผลกระทบจากสิ่งอื่นใดทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คิดเปลี่ยนแปลงและต้องอ้างอิงถึงค่าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานกับโมเมนตัมของผลึก GaAs

$$m^* = \frac{\hbar^2}{d^2E/dk^2} \quad 3.1$$

เมื่อ m^* คือค่าเอฟเฟกทีฟแมสของอิเล็กตรอน, \hbar คือค่าคงที่ของพลังค์, E คือพลังงานที่ใส่เข้าไปมีหน่วยเป็นอิเล็กตรอนโวลต์ และ k คือค่าเวกเตอร์ จากรูปจะเห็นว่า d^2E/dk^2 จะต้องมีค่าที่โลเวอร์วัลเลย์ (lower valley) มากกว่าที่อัพเปอร์วัลเลย์ ดังนี้

$$m_1^* \ll m_2^* \tag{3.2}$$

เมื่อ m_1^* และ m_2^* คือเอฟเฟกต์ที่แฟมของอิเล็กตรอนในโลเวอร์ และ อัมเปอร์วัลเลย์ ตามลำดับ จึงสามารถพิจารณาได้ว่าโมบิลิตี้ของอิเล็กตรอนที่อัมเปอร์วัลเลย์มีค่าน้อยกว่าที่โลเวอร์วัลเลย์ อธิบายได้โดยใช้สมการที่ 3.3

$$\mu_n = \frac{e\tau}{2m_{ce}^*} \tag{3.3}$$

โดยที่ μ_n = โมบิลิตี้ของอิเล็กตรอนในแต่ละวัลเลย์, τ = เวลาในการชนกันของอิเล็กตรอนหรือคอลลิชันไทม์ (collision time), m_{ce}^* = คอนดัคทิวิตีเอฟเฟกต์ที่แฟม ซึ่งจะเห็นได้ว่า $\mu_1 \gg \mu_2$ เมื่อพิจารณาถึงจำนวนของอิเล็กตรอนในวัลเลย์ทั้งสองจะต้องพิจารณาก่อนว่าวัลเลย์ทั้งสองมีพลังงานต่างกันอยู่ 0.36 eV และ พลังงานที่น้อยกว่าแบนด์แก๊ปแต่มากกว่า KT/e (0.26 eV) ที่อุณหภูมิห้อง โดยที่ K คือค่าคงที่ของโบลมานซ์ และ T คืออุณหภูมิสัมบูรณ์มีหน่วยเป็นเคลวิน ถ้ามีสนามเพียงเล็กน้อยที่อุณหภูมิห้องอิเล็กตรอนจะได้รับพลังงานค่าต่ำ ๆ และ พบว่าส่วนใหญ่จะเข้าไปอยู่ในโลเวอร์วัลเลย์ หรือ $n_1 = n_0, n_2 = 0$ โดยที่ $n_0 = n_1 + n_2$ (เมื่อ n_0 = จำนวนอิเล็กตรอนทั้งหมด n_1 = จำนวนอิเล็กตรอนในโลเวอร์วัลเลย์ และ n_2 = จำนวนอิเล็กตรอนในอัมเปอร์วัลเลย์) เมื่อมีสนามจ่ายเข้าไปมากขึ้นจะเร่งให้อิเล็กตรอนมีพลังงานเพิ่มขึ้นจนเคลื่อนตัวเข้าไปอยู่ในอัมเปอร์วัลเลย์ได้ โดยการชนกัน การหาจำนวนอิเล็กตรอนที่แน่นอนในแต่ละวัลเลย์ได้จากการทราบค่าความเข้มของแต่ละสภาวะในวัลเลย์นั้นๆ สมมติว่าที่สนามไฟฟ้าประมาณ 10^4 V/cm มีอิเล็กตรอนอยู่ในอัมเปอร์วัลเลย์มากกว่า 90% $n_1 \approx 0, n_2 \approx n_0$ ดังนั้นที่สนามไฟฟ้าเปลี่ยนจากโลเวอร์วัลเลย์ไปยังอัมเปอร์วัลเลย์ทั้งหมด มีโมบิลิตี้เฉลี่ยเป็น

$$\mu_{av} = \frac{n_1\mu_1 + n_2\mu_2}{n_0} \quad 3.4$$

โดยที่ μ_{av} คือ โมบิลิตีเฉลี่ยของอิเล็กตรอน และ เมื่อความเร็วเฉลี่ยของอิเล็กตรอนเป็น

$$v_{av} = -\mu_{av}E \quad 3.5$$

เมื่อ v คือความเร็วเฉลี่ยของอิเล็กตรอน แล้วพิจารณาว่าเมื่อ E เพิ่ม n_1 ลด n_2 เพิ่ม ดังนั้น $\mu_2 \ll \mu_1$ สมการ 3.4 จึงให้ค่า μ_{av} ลดลงในขณะที่ E เพิ่มขึ้นถึงค่า ๆ หนึ่งที่แน่นอนสำหรับสารนั้น ๆ พิจารณาตามรูปที่ 3.3 จากรูปแสดงว่าที่ $E_c < E < E_v$ (เมื่อ E_c คือระดับพลังงานที่ต้องการสำหรับการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนไปสู่โลเวอร์วัลเลย์ และ E_v คือระดับพลังงานที่อิเล็กตรอนจะคงสภาพอยู่ในอัมเปอร์วัลเลย์ได้) ความเร็วเฉลี่ยของอิเล็กตรอนจะลดลงขณะที่ E เพิ่มขึ้น หลังจากทีอิเล็กตรอนทั้งหมดย้ายเทไปสู่อัมเปอร์แล้ว ความเร็วก็จะเพิ่มขึ้นอีกครั้งหนึ่งสอดคล้องกับสนามที่เพิ่มขึ้นในย่านอัมเปอร์วัลเลย์ โมบิลิตีดังในรูป 3.3 เนื่องจากผลของการอิมิตัวของความเร็วจึงทำให้ความเร็วไม่เพิ่มขึ้นอีกในย่านที่สนใจคือย่าน NDR ตามรูป ค่าความนำเฉลี่ยมีค่าเป็น

$$\sigma = n_0 e v_{av} \quad 3.6$$

เมื่อใช้กฎของโอห์ม (Ohm's law) $J = \sigma E$ เราสามารถกำหนดค่าความนำเชิงอนุพันธ์เป็น

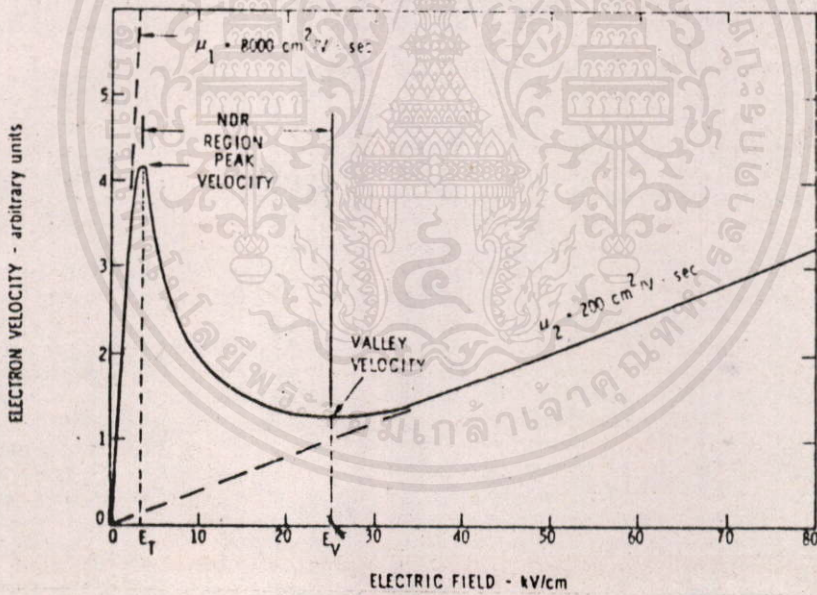
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำประโยชน์ด้านการค้า

$$\sigma = \frac{dJ_x}{dE_x} = n_0 e dv_{av} \quad 3.7$$

ไม่ว่ากรณีใดๆก็ตาม อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเผยแพร่และต้องอ้างถึงแหล่งเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

dE_x

จากสมการที่ 3.7 และรูปที่ 3.3 จะเห็นได้ว่าที่ $E_c < E < E_v$ ค่าความนำเชิงอนุพันธ์ต้องเป็นลบ กลไกอันนี้พบได้ในอุปกรณ์พวกกันน์ และ LSA (limited space charge accumulator) เพื่อให้การอสซิลเลตเกิดในความถี่ย่านไมโครเวฟ การถ่ายเทอิเล็กตรอนระหว่างวัลเลย์ในรูป 3.2 นั้นต้องใช้เวลานานมาก ๆ มีค่าโดยประมาณ 2×10^{-12} วินาที



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบรรณานุกรมเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.3 ความสัมพันธ์ ในอุดมคติระหว่างความเร็วของอิเล็กตรอน
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเผยแพร่และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีคนนำไปใช้
กับสนามไฟฟ้าของ n-type GaAs

3.2.2 การสร้างโดเมน (domain formation)

ขั้วต่อโอห์มมิก (Ohmic contact) ที่ปลายทั้งสองของแท่ง n-type GaAs เป็นส่วนประกอบที่สำคัญมากต่อการสร้างอุปกรณ์ ขั้วต่อโอห์มมิกที่สามารถจ่ายหรือรับอิเล็กตรอนจำนวนหนึ่ง โดยไม่ต้องมีศักดาคร่อมเลย กันไดโอดโดยมากมักเป็นแบบชั้น $n^+ - n - n^+$ GaAs ดังในรูปที่ 3.4(a) ทำให้ความยาวจริงที่เกิดการออกซิลเลต L น้อยกว่าความยาวของแท่ง GaAs ขณะที่จำนวนของแคเรียร์ (carrier) n_1 ลดลง เนื่องจากสนามไฟฟ้าเพิ่มขึ้นตรงช่วงใกล้ขั้วต่อโอห์มมิกหนึ่งซึ่งอ้างเป็นคาโอด (cathode) เป็นจุดที่มีความแตกต่างของความเข้มข้นของอิเล็กตรอนสูง มีประจุเริ่มต้นกระจายผ่านอุปกรณ์เข้ามายังวงจรภายในเป็น ขณะที่สนามไฟฟ้าต่ำกว่าสนามไฟฟ้าเริ่มต้น E_0 ดังแสดงในรูปที่ 3.4(b) การกระจายของประจุเป็นไปตามสมการต่อไปนี้

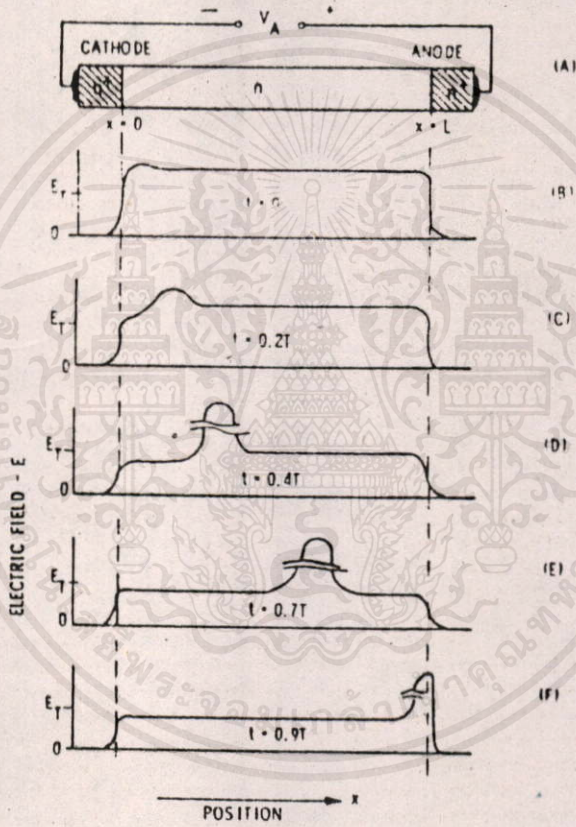
$$\rho = \rho_0 \exp(-t\sigma/\epsilon) \tag{3.8}$$

เมื่อ σ, ϵ = ค่าความนำ และ ค่าคงที่ได้อิเล็กทริก (dielectric constance) ของสาร และ ρ_0 = ความหนาแน่นประจุเริ่มต้น การลดลง (decay) ของความหนาแน่นประจุไม่สมดุลงกับเวลาในช่วงหนึ่งเรียกกันว่าปรากฏการณ์ "ไดอิเล็กทริกส์แล็กซ์เซชัน" (dielectric relaxation effect) เวลาในการลดลงหาได้จากสมการนี้

$$T_d = \epsilon/\sigma \tag{3.9}$$

เมื่อ T_d คือเวลาที่ใช้ไปในการลดจำนวนของอิเล็กตรอน

หลังจากสนามไฟฟ้ามีค่าถึง $E_c < E < E_0$ ค่าความนำเชิงอนุพันธ์เป็นลบ เป็นช่วงขณะที่เกิดปรากฏการณ์ไดอิเล็กทริกโกรท (dielectric growth) เกิดการ

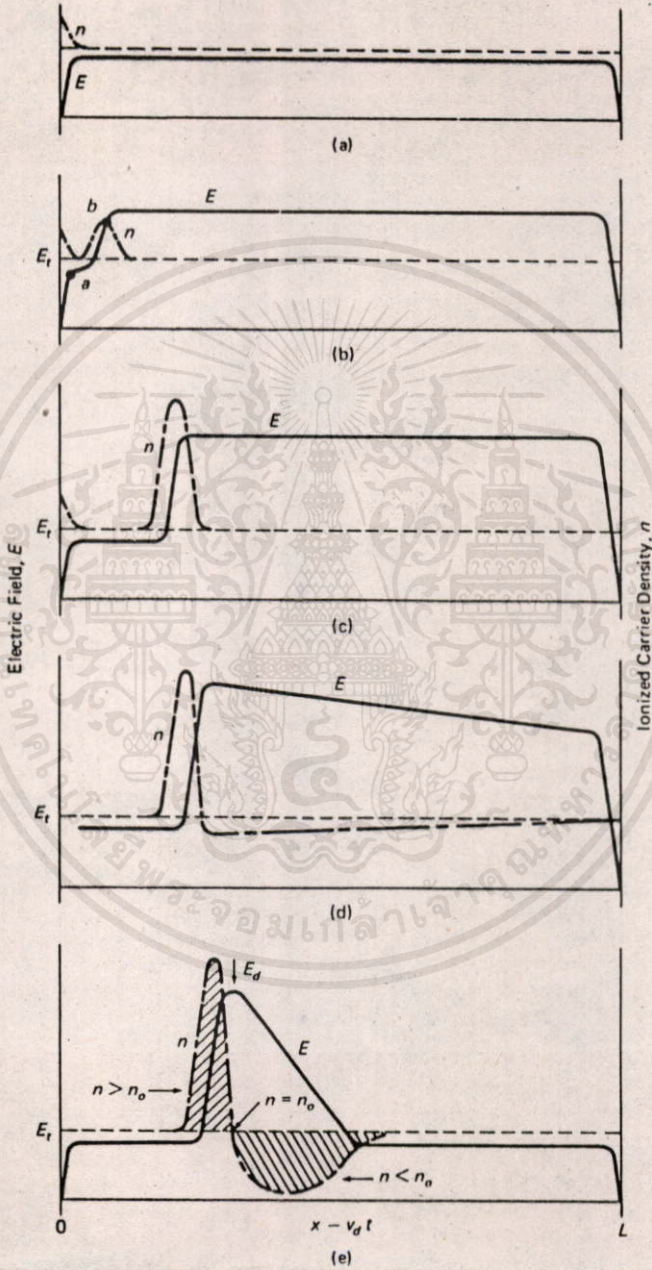


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ค้าขายการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.4 การก่อตัวของโดเมนเนื่องจากปรากฏการณ์ไดอิเล็กตริกโกรท

สะสมประจุที่แคโอดมากขึ้น การเพิ่มประจุนี้เกิดต่อเนื่องในช่วงนานเท่าที่ $E_c < E < E_v$ ในรูปที่ 3.4(a) แสดงหน้าตัดมิติเดียวของแท่ง n-type GaAs เนื้อเดียวซึ่งขณะที่สนามกระจายดังรูป 3.4(b) (ในขณะนี้ไม่สามารถแสดงสมการของ dc ได้เนื่องจากไม่เสถียร) ทันใดนั้นแสดงว่าตลอดทั้งย่านได้รับไบอัสระหว่าง E_c กับ E_v สนามไฟฟ้าอยู่ในทิศ $-x$ ดังนั้นอิเล็กตรอนเคลื่อนที่ในทิศ $+x$ สำหรับสนามไฟฟ้ากระจายดังรูปที่ 3.4(b) จากกราฟความเร็วเทียบกับสนามไฟฟ้าในรูปที่ 3.3 ซึ่งให้เห็นว่า อิเล็กตรอนในย่านสนามต่ำจะเคลื่อนตัวเร็วที่สุด ดังนั้นอิเล็กตรอนจึงสะสมที่ปลายด้านซ้ายมือของสนามดังแสดงในรูปที่ 3.4(c) อิเล็กตรอนที่จุดสูงสุดของสนามเคลื่อนตัวช้าที่สุด และที่ด้านขวาของจุดสูงสุดก็จะเคลื่อนตัวเร็วขึ้นอีกในเวลาต่อมาจะเกิดเป็นชั้นดีเพลทชัน (depletion) ที่สร้างขึ้นทางด้านขวาของสนามสูงสุด ผลของชั้นไดโพล (dipole) รวมกับผลจากสนามไฟฟ้าปะทะเป็นปรากฏการณ์ป้อนกลับ ในทำนองเดียวกันเมื่อสนามปะทะเพิ่มขึ้นเท่าใดความเร็วผลต่างจะเพิ่มขึ้นเท่านั้น ความไม่สม่ำเสมอนี้จะเกิดขึ้นต่อไปจนกว่าชั้นไดโพลจะเคลื่อนหลุดออกจากอุปกรณ์หรือจนกว่าสนามภายนอกของชั้นไดโพลลดลงต่ำกว่า E_c ซึ่งเหตุการณ์นี้เกิดขึ้นเพราะ $\int E \cdot dx$ ถูกจำกัดด้วยศักดาที่ง่ายที่ขั้ว รูปร่างของความไม่สม่ำเสมอไม่เป็นที่ทราบกันแน่นอนตลอดช่วงของสนามไฟฟ้าที่ไม่สม่ำเสมอมีความชันทั้งบวกและลบ

สำหรับอุปกรณ์แคโอดซึ่งสามารถจ่ายอิเล็กตรอนได้ สมมติว่าศักดาที่ขั้ว V_a จ่ายให้ขณะที่ $t=0$ ดังในรูปที่ 3.5(a) สมมติค่า E อยู่เหนือ E_c ดังในรูปที่ 3.5(b) ทันใดนั้นจะเกิดการสะสมของประจุที่แคโอดเพิ่มขึ้นเป็นจำนวนเนื่องจากความเร็วของอิเล็กตรอนที่โมบิลิตีสูงที่จุด a และที่จุด b เนื่องมาจากอิเล็กตรอนความเร็วสูงที่โมบิลิตีต่ำ การสะสมจะเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ ภายใต้แรงของสนามไฟฟ้า และเคลื่อนตัวไปยังแอโนด สนามไฟฟ้ามักต้านกับความเร็วดริฟ (drift) เมื่อโดเมนมาถึงแอโนดแล้วอิเล็กตรอนกับโฮล (hole) ก็จะรวมตัวกันอีกครั้งและผลิตกระแสพัลส์ (pulse) ออกมาภายนอกดังรูปที่ 3.5 สนามหลังโดเมนก็จะลดลงทันใดและเพิ่มขึ้นอีกตามศักดาที่ง่ายให้จนถึงค่า E_c อีกครั้งแล้ว



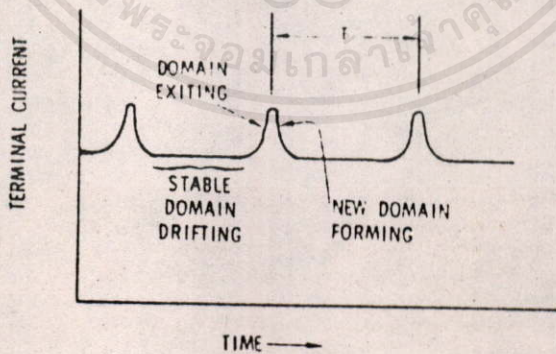
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เข้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.5 โดเมนที่กระจายในแท่ง n-type GaAs

การสร้างโดเมนใหม่จะเกิดขึ้นอีกซ้ำ ๆ กันแบบนี้ กระแสพัลส์ที่เกิดขึ้นประกอบด้วยความถี่พื้นฐาน (fundamental) มีคาบเวลาเท่ากับคาบของพัลส์ ลักษณะของกระแสดังตามรูปที่ 3.6 ความถี่พื้นฐานนี้เรียกว่า ความถี่แก๊นน์ f_{Gunn} ที่ซึ่ง

$$1/f_{Gunn} = T \approx L/v_s \quad 3.10$$

เมื่อ L เป็นความยาวของอุปกรณ์และ v_s เป็นความเร็วอิ่มตัวในการเคลื่อนตัวของอิเล็กตรอน สิ่งเกิดต่อกันนี้ออสซิลเลเตอร์ไม่ต้องใช้แควิตี (cavity) หรือวงจรรีโซแนนซ์ (resonance) เพื่อการทำงาน มันจะออสซิลเลตในวงจรรีซิสทีฟ (resistive) ล้วน ๆ รวมกับวงจรความต้านทานโหลดที่ดัดเทียม (equivalent load resistance) อนุกรมด้วยค่าที่ไม่มากจนเกินไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีคนนำไปใช้

รูปที่ 3.6. รูปร่างกระแสที่ชั่วของแก๊นน์ออสซิลเลเตอร์

3.2.3 โหมดการทำงาน (operating mode)

กันน้ำไดโอดมีการทำงานที่โหมดต่าง ๆ กันที่เป็นไปได้โดยทำการเปลี่ยนแปลง
อุปกรณ์ให้มีค่า $n.L$ ต่างกัน หรือโดยการเปลี่ยนแปลงวงจรรภายนอก ไดโพลโดเมน
จะสร้างตัวในสารกึ่งตัวนำเมื่อ $n.L > 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ และจะไม่สร้างตัวเมื่อ $n.L <$
 10^{12} cm^{-2} อิมพีแดนซ์ของวงจรรภายนอกใช้เป็นอินฮิบิต (inhibit) หรือควันซ์
(quench) ของโดเมนนี้ วงจรจะทำงานขึ้นอยู่กับโครงสร้างส่วนประกอบของสาร อุดหนุนมี
ระดับไบอัส และอิมพีแดนซ์ของวงจรรภายนอก โหมดการทำงานต่าง ๆ มีดังนี้

- 1) ดีเลย์โดเมนหรืออินฮิบิตโดเมนโหมด (delay-domain or inhibit domain mode)
- 2) ควันซ์โดเมนโหมด (quenched-domain mode)
- 3) ลิมิเต็ดสเปซชาร์จแอคคิวลิวเลเตอร์โหมด หรือ LSA mode (limited space charge accumulator)
- 4) ไฮบริดโหมด (hibrid mode)
- 5) แอคคิวลิวเลชันเลเยอร์หรือเนกาทีฟคอนดักแตนซ์โหมด (accumulation layer or negative conductance mode)
- 6) ไดโพลโดเมน หรือทราเวลลิงโดเมน หรือทรานซิทไทม์ หรือกันน้ำโหมด (dipole-domain or traveling-domain or transit-time or Gunn mode)

สำหรับไดโพลโดเมนโหมดนั้น เป็นโหมดที่ใช้ในการออกแบบกันน้ำออกซิลเล
เตอร์นี้ โหมดนี้ใช้คุณสมบัติการสร้างตัวของประจุไดโพลที่แคโอดของอุปกรณ์ซึ่งจะกระจาย
ผ่านอุปกรณ์ด้วยความเร็วทวีคูณตัว และจับกลุ่มรวมกันที่แอโนดในวงจรมีอิมพีแดนซ์ต่ำ
ความเร็วของชั้นไดโพลยังคงขึ้นกับค่าศักดาที่จ่ายโดยตรง ความถี่คำนวณได้โดยใช้เวลา
ทรานซิทเป็นหลัก ได้เป็น

$$f_{\text{Gunn}} \cdot L = v_s \approx 10^7 \text{ cm/sec} \quad 3.11$$

ถ้าการเพิ่มประจุในโดเมนมีผลมากต่อคุณสมบัติ I-V ของไดโอด จำเป็นที่ต้องให้

$$|T_d| \ll |T| \quad 3.12$$

เมื่อ T_d ได้จากสมการ 3.9 (กรณีที่เป็นความนำแบบลบ) T เป็นค่าที่ได้จากสมการ 3.10 ในทำนองเดียวกัน โดเมนจะต้องมีเวลาเอ็กซ์โปเนนเชียล (exponential time) รวมคงที่เพื่อการเพิ่มก่อนที่มันจะเคลื่อนออกจากอุปกรณ์ สามารถเขียนสมการ 3.12 ใหม่เป็น

$$\frac{\epsilon}{n_0 e |\mu^-|} \ll L/v_s \quad 3.13$$

เมื่อ μ^- = โมบิลิตีเชิงลบแบบลบ (ค่าประมาณ $-2400 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{sec}$) แทนค่าต่าง ๆ ลงในสมการ 3.13 พบว่า

$$n_0 \cdot L \gg 2.5 \times 10^{10} \text{ cm}^{-2} \quad 3.14$$

ดังนั้นเพื่อการออกแบบง่ายขึ้น สมการสำหรับทันน้ออสซิลเลเตอร์ที่กำลังต่ำมีค่าเป็น

$$f_o \cdot L = 10^7 \text{ cm/sec}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้.

$$n_0 \cdot L \geq 3 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2} \quad 3.15$$

ที่ได้อิเล็กทริกของซัพสเตทให้เป็น ϵ_{r1} และ ϵ_{r2} สลับกันไปด้วยความยาวคาบ d เงื่อนไขของการออสซิลเลตของกันส์ออสซิลเลเตอร์แบบนี้คือ

$$G_d + G_r = 0 \tag{3.16a}$$

$$B_d + B_r = 0 \tag{3.16b}$$

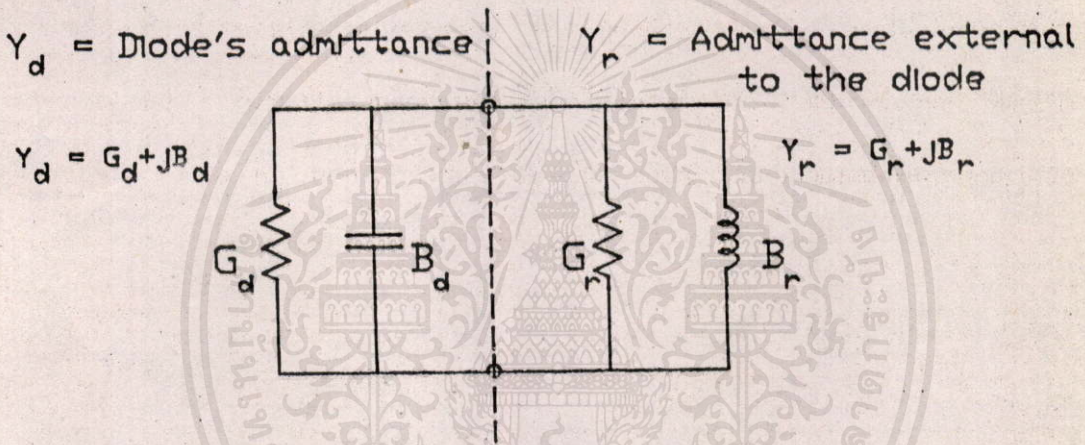
โดยที่ G_d และ B_d เป็นค่าความนำหรือคอนดัคแตนซ์ (conductance) และซัสเซปแตนซ์ (susceptance) ของกันส์ไดโอดตามลำดับ ส่วนค่า G_r และ B_r เป็นค่าความนำ และซัสเซปแตนซ์ของไมโครสตรัทภายนอกไดโอด ที่ความถี่ใกล้เคียงกับความถี่ทรานซิทของกันส์ไดโอดสามารถเขียนวงจรทดเทียบแทนกันส์ไดโอด ด้วยวงจรทดเทียบแบบกันส์โหมด โดยแทนค่าความนำแบบลบ ($G_r < 0$) ต่อขนานอยู่กับซัสเซปแตนซ์รวมแบบบวก ($B_r > 0$) ซึ่งแสดงตัวเป็นคาปาซิทีฟ ดังนั้นเพื่อให้เป็นไปตามเงื่อนไขตามสมการ 3.16(b) จึงต้องทำให้ค่าซัสเซปแตนซ์ของไมโครสตรัทภายนอกไดโอดเป็นลบ ก็จะต้องเป็นอินดักทีฟ (inductive) แต่เนื่องจากไมโครสตรัทภายนอกไดโอดทั้งสองข้างเป็นโครงสร้างแบบฟิรโอดิค ซึ่งจะเป็นคาปาซิทีฟไหลดในช่วงความถี่สตั๊อปแบนด์ เราจึงต้องเพิ่มส่วนของไมโครสตรัทยาว $L = \lambda_g/4$ โดยที่ λ_g คือความยาวคลื่นในไมโครสตรัท เข้าไประหว่างไดโอดกับโครงสร้างแบบฟิรโอดิคเพื่อเปลี่ยนให้เป็นอินดักทีฟไหลด จากนั้นเราจึงสามารถเขียนวงจรทดเทียบของกันส์ออสซิลเลเตอร์ได้ดังรูปที่ 3.8 และความยาวคาบของโครงสร้างแบบฟิรโอดิคในไมโครสตรัท d นั้นสามารถหาค่าได้โดยสมการ 3.17

$$\beta d = \pi \tag{3.17}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ β คือค่าคงที่ในการกระจายของคลื่นในไมโครสตรัท ดังนั้นสตั๊อปแบนด์จะปรากฏที่

ความถี่ที่ตรงกับสภาวะในสมการที่ 3.17 เป็นจริง ช่วงกว้างความถี่กึ่งกลาง และ ค่า Q ของสต็อบแบนด์มีค่าขึ้นกับค่าความกว้างของคาบ และ ค่าของ ϵ_{r1} กับ ϵ_{r2}



รูปที่ 3.8 วงจรทดเทียบของ DBR กับนออสซิลเลเตอร์

3.2 การคำนวณค่าแอดมิทแตนซ์ (admittance) $Y_r (G_r + jB_r)$

ของรีโซเนเตอร์ภายนอกไดโอด

การคำนวณค่าแอดมิทแตนซ์ Y_r ของรีโซเนเตอร์นั้น หาได้จากแอมพลิจูด

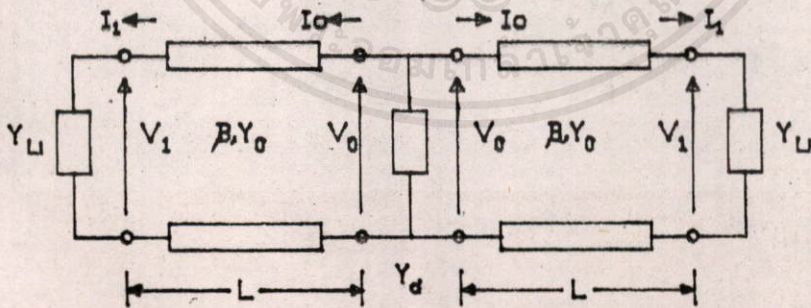
ทรานสมิตชันเมทริกซ์ของโครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตริว N คาบจากสมการที่ 2.50 ดังได้กล่าวไว้แล้วใน บทที่ 2 หัวข้อที่ 2.4.3 ซึ่งสามารถหาค่าแอดมิทแตนซ์ของโครงสร้างแบบพีริโอดิกได้เป็น

$$Y_{in} = Y_E \left[\frac{\bar{A}_{11} - \bar{A}_{21}}{\bar{A}_{11} + \bar{A}_{21}} \right] \quad 3.18$$

เมื่อ $Y_2 = 1/Z_2$ และ เนื่องจากโครงสร้างแบบฟิโอดิคในไมโครสตริฟเป็นคาบาวีที่ทึบ โหลดในช่วงสตีปแบนด์ จึงจำเป็นต้องต่อส่วนของไมโครสตริฟยาว $L = \lambda_g/4$ เพื่อให้ค่าที่สตรงแดนซ์ของไมโครสตริฟภายนอกไดโอดเป็นลบหรือเป็นอินดักทีฟ จะได้ค่าแอดมิทแตนซ์รวมเป็น

$$Y_r = Y_{r1} + Y_{r2} \quad 3.19$$

เมื่อ Y_{r1} และ Y_{r2} เป็นแอดมิทแตนซ์ของไมโครสตริฟที่มองจากไดโอดไปทางซ้าย และขวาตามลำดับ โดยที่ Y_{rk} ($k = 1, 2$ ตามลำดับ) หาได้จากการแมทช์ (match) แบบควอเตอร์เวฟทรานส์ฟอร์มเมอร์ (quarter wave transformers) ที่มีความยาวของสายส่งเป็น $\lambda_g/4$ ของความยาวคลื่นที่กำลังออกแบบดังแสดงในรูปที่ 3.9



$L =$ ส่วนของไมโครสตริฟ
ยาว $\lambda/4$

$Y_L = Y_D$ ของโครงสร้างแบบ
ฟิโอดิคในไมโครสตริฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ภายในมหาวิทยาลัยเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตของเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.9 วงจรตัดเทียมนแบบควอเตอร์เวฟทรานส์ฟอร์มเมอร์

จากรูปสามารถเขียนอยู่ในรูปความสัมพันธ์ระหว่างศักดา และ กระแสที่อินพุตอยู่ในเทอมของศักดา และกระแสที่เอาท์พุทเป็นเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} V_o \\ I_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \beta L & jZ_o \sin \beta L \\ j\frac{1}{Z_o} \sin \beta L & \cos \beta L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} \quad 3.20$$

ที่ไหลตรงเราได้

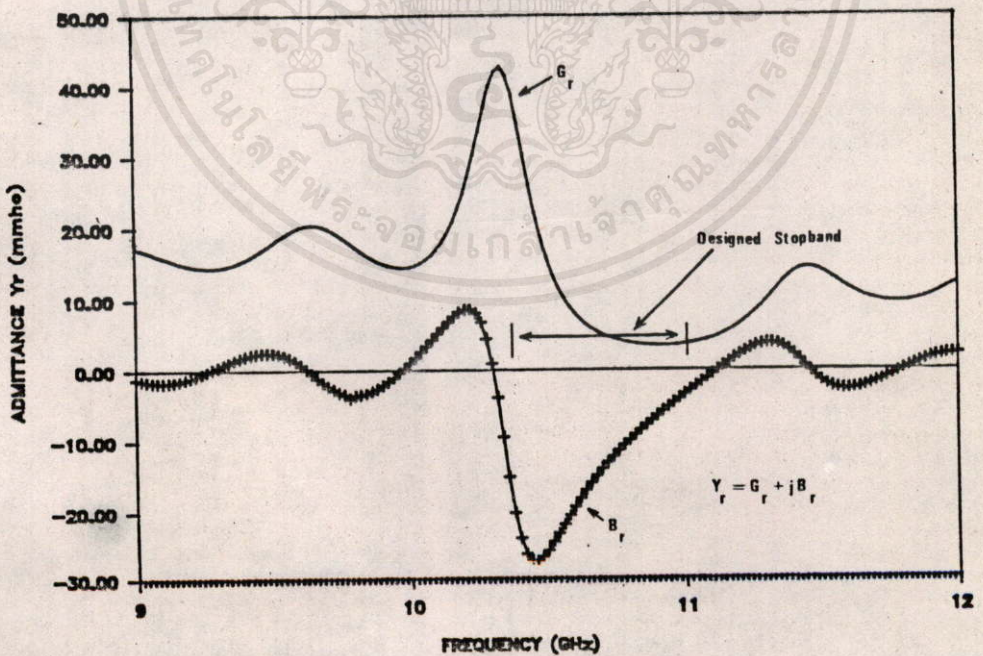
$$\begin{aligned} V_1/I_1 &= Z_{in} \\ \text{และ} \quad Y_{rk} &= I_o/V_o \\ &= \frac{jY_o \sin \beta L V_1 + \cos \beta L I_1}{\cos \beta L V_1 + j\frac{1}{Y_o} \sin \beta L I_1} \end{aligned} \quad 3.21$$

เมื่อ $Y_o =$ แอดมิทแตนซ์ของไมโครสตรัทที่ยาว $L = \lambda_g/4$ เมื่อแทนค่า V_1, I_1 จากสมการที่ 3.20 ลงในสมการ 3.21 แล้วหาค่า Y_{rk} ได้เป็น

$$Y_{rk} = \frac{1}{Y_o} \left[\frac{Y_{ink} \cos \beta L + jY_o \sin \beta L}{Y_o \cos \beta L + jY_{ink} \sin \beta L} \right] \quad 3.22$$

เมื่อทราบสมการแอดมิทแตนซ์ของรีโซเนเตอร์แล้ว ก็นำมาคำนวณหาค่าตลอดย่านความถี่ X-แบนด์ ในที่นี้คำนวณค่าที่ความถี่ 9-12 GHz จะพล็อตค่าแอดมิทแตนซ์เทียบกับความถี่โดยแยกพล็อตเป็นค่าความนำ G_r (คอนดักแตนซ์) กับรีแอกแตนซ์ B_r ดังแสดงในรูปที่ 3.10 ซึ่งเป็นกราฟที่ได้จากการออกแบบโครงสร้างแบบพีริโอดิกในรูปที่ 3.1 ที่มีจำนวนคาบ 15 คาบ ในแต่ละข้างของไดโอด ส่วนที่เป็น $\epsilon_{r1} = 1$ ยาว 1 มม. และ $\epsilon_{r2} = 2$ ยาว 10 มม. มีความหนาของชั้นสเตรท 2 มม. แผ่นสตรัทมีความหนา 0.01 มม. กว้าง 4 มม.

จากกราฟจะเห็นว่าที่ย่านความถี่ที่มีค่าซีสแซพแตนซ์เป็นลบสูงที่สุดประมาณ 26 mmho ที่ความถี่ 10.5 GHz ซึ่งอยู่ในช่วงสต็อปแบนด์ที่ออกแบบ ค่าของซีสแซพแตนซ์ที่เป็นลบแสดงให้เห็นว่าโครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตรักเจอร์ภายนอกไดโอด เป็นอินดักทีฟโหลดให้กับกั้นไดโอดตามต้องการ สำหรับกั้นไดโอดเราไม่ทราบค่าที่แน่นอนของ G_d และ B_d แต่เมื่อพิจารณาถึงผลของค่าความเก็บประจุชุนาน กับค่าอินดักแตนท์อนุกรมของแพคเกจ (package) ของไดโอดที่ความถี่ประมาณ 10 GHz แล้ว G_d และ B_d จะมีค่าประมาณ 10-40 mmho ดังนั้นเมื่อพิจารณาถึงเงื่อนไขของการออสซิลเลตของกั้นออสซิลเลเตอร์แบบนี้แล้ว เราคาดได้ว่าจะเกิดการออสซิลเลตที่ความถี่ที่ B_r มีค่ามากที่สุดนั่นคือที่ความถี่ 10.5 GHz สำหรับโปรแกรมที่ใช้ในการคำนวณได้แสดงไว้ในภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.10 กราฟแสดงค่าแอดมิทแตนซ์ Y_r พล็อตเทียบกับความถี่

บทที่ 4

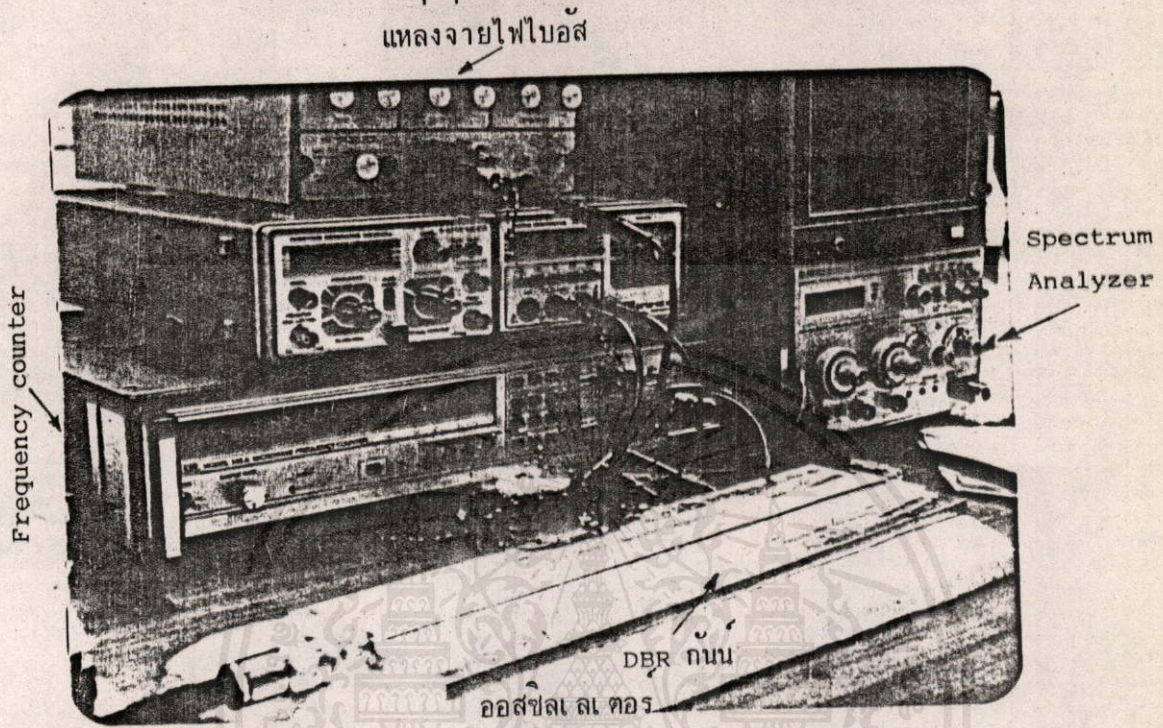
การสร้างและทดสอบคุณสมบัติ

การสร้างเครื่องต้นแบบไมโครสตริปลีนออสซิลเลเตอร์แบบนี้ ได้ทำการออกแบบไว้ที่ความถี่ประมาณ 10 GHz สำหรับค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าของโครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตริปลีน ได้คำนวณโดยพิจารณาคลื่นที่แพร่ในไมโครสตริปลีนเป็น TEM โหมดโดยประมาณ ส่วนประกอบของวัสดุที่ใช้เป็นชั้นสเตรทเป็นแบบที่มีการสูญเสียพลังงานต่ำ และสามารถนำมาประกอบได้ง่าย

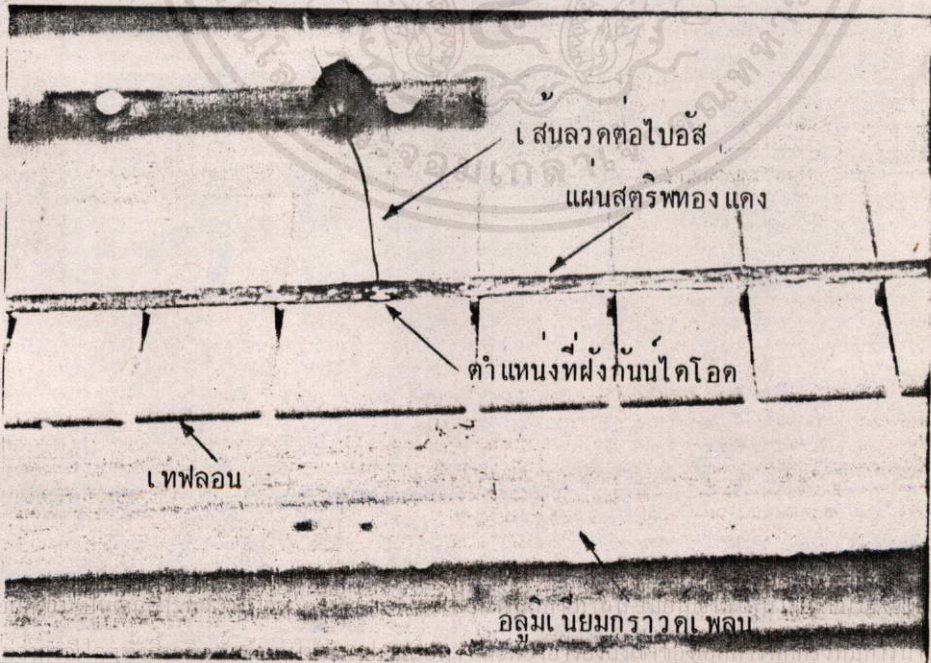
4.1 โครงสร้าง และ บล็อกไดอะแกรมของเครื่องมือทดสอบ

โครงสร้างของไมโครสตริปลีนออสซิลเลเตอร์แบบนี้ ในส่วนของกัมน์ไดโอด ได้เลือกไดโอดที่ทำงานในย่านความถี่ X-แบนด์ เบอร์ DBG 8422 ซึ่งมีความถี่ที่กึ่งกลางเท่ากับ 10 GHz สำหรับส่วนประกอบโครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตริปลีนได้เลือกเอาอากาศ $\epsilon_r = 1$ และแผ่นเทฟลอน (teflon) $\epsilon_r = 2$ ทหนา 2 มม. เป็นชั้นสเตรทในส่วนที่เป็น ϵ_{r1} และ ϵ_{r2} ตามลำดับ และจากการหาค่าความยาวในหนึ่งคาบตามสมการที่ 3.17 ได้ความยาวประมาณ 11 มม. ที่ความถี่ 10 GHz จึงสร้างโครงสร้างแบบพีริโอดิกโดยให้ความกว้างส่วน ϵ_{r1} ของอากาศเท่ากับ 1 มม. และส่วน ϵ_{r2} ของเทฟลอนเท่ากับ 10 มม. และให้มีจำนวนคาบเป็น 15 คาบในแต่ละข้าง แผ่นโลหะตัวนำที่ใช้เป็นแผ่นสเตรทตรงกลาง ได้ใช้แผ่นทองแดงเนื่องจากเป็นตัวนำที่ดีมีขนาดกว้าง 4 มม. ทหนา 0.01 มม. เนื่องจากต้องการให้อยู่ในสภาวะของสมการชุดที่ $w/h > 1$ สำหรับแผ่นอะลูมิเนียมใช้ทำเป็นระนาบกราวด์ มีความหนาประมาณ 1 ซม. เพื่อให้ช่วยระบายความร้อนเนื่องจากกัมน์ไดโอดขณะทำงาน การประกอบชิ้นส่วนต่าง ๆ เข้าด้วยกันได้ใช้สารอิเล็กโตรแวกซ์ (electro wax) เป็นตัวประสานในกรณีที่ไม่สามารถเชื่อมด้วยการบัดกรี

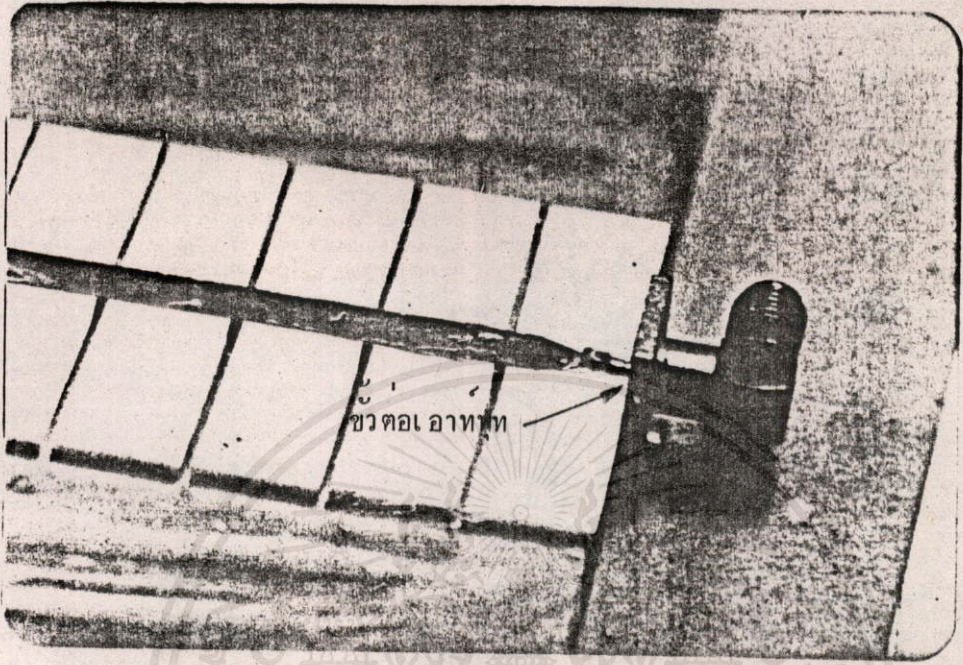
เครื่องต้นแบบที่สร้างได้ดังแสดงในรูปที่ 4.1



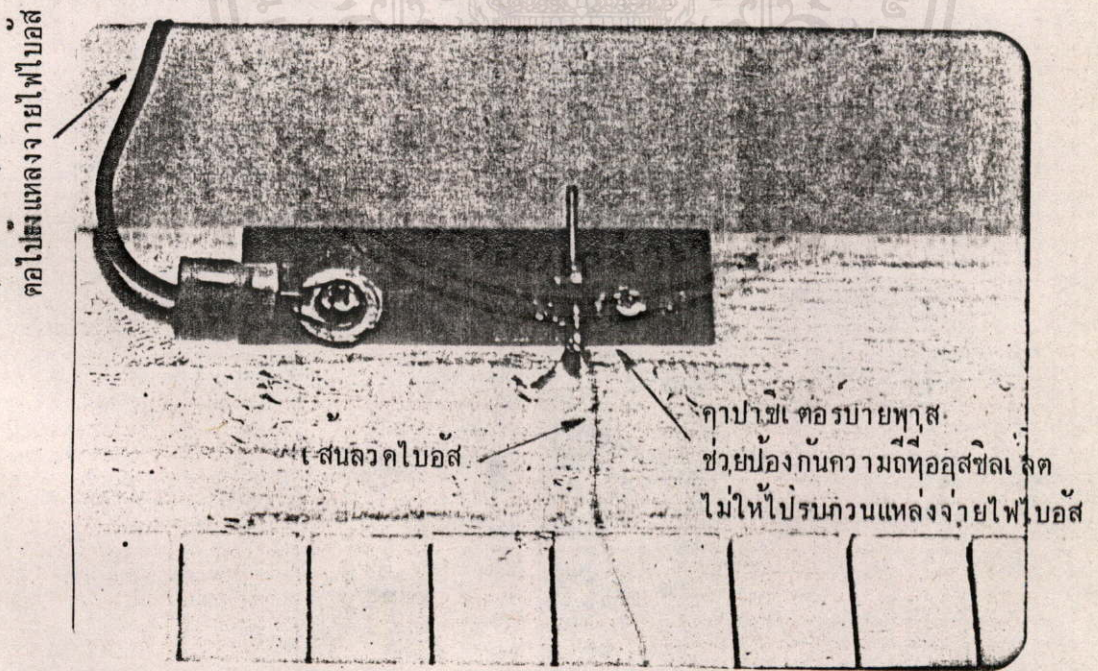
(a) DBR กั้นออสซิลเลเตอร์เครื่องต้นแบบที่สร้างได้



(b) ส่วนของ DBR กั้นออสซิลเลเตอร์ที่ฝังโคโอดไว้ตรงกลาง



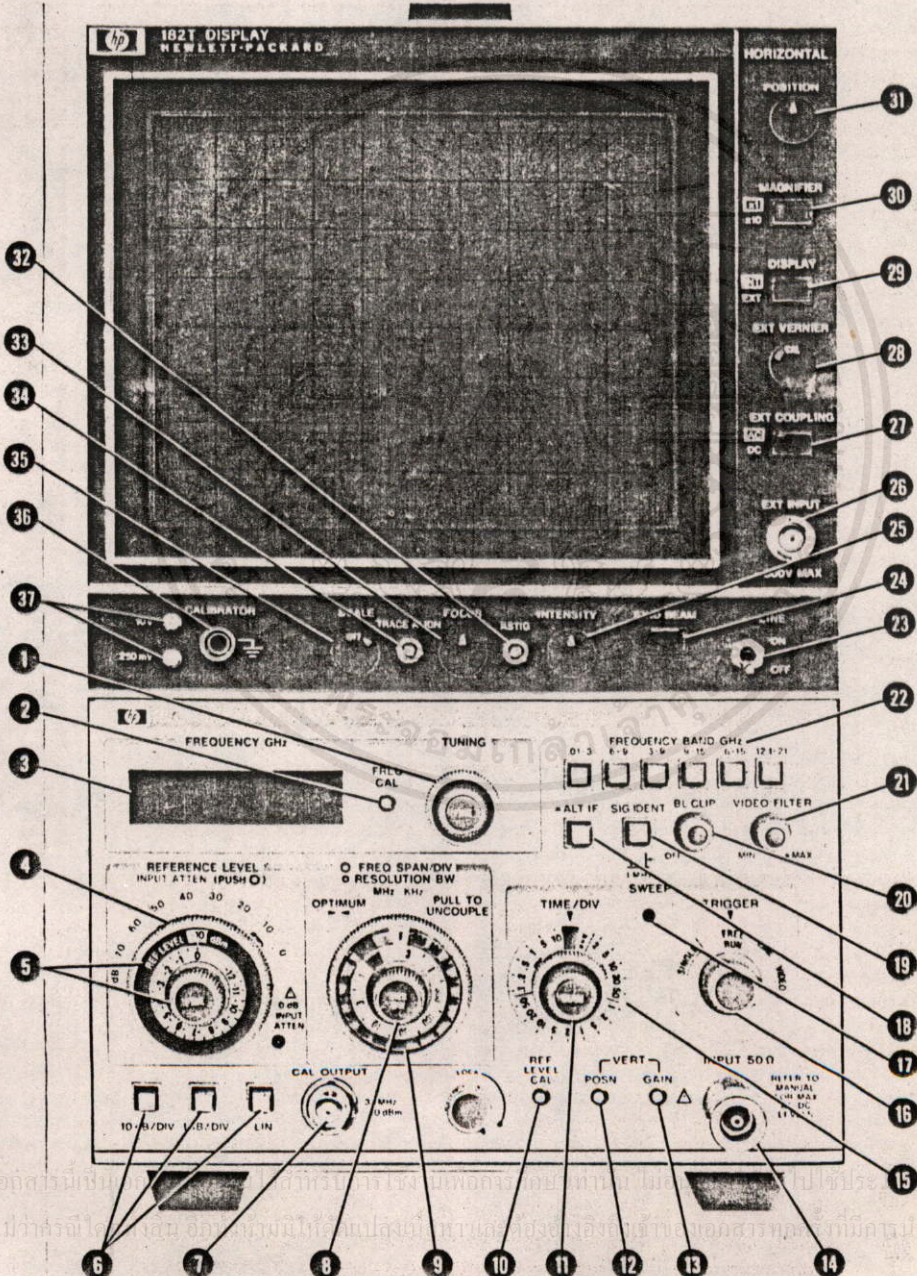
(c) ขั้วต่อที่ปลายด้านหนึ่งเป็นขั้วสัญญาณออกแสดงส่วนเทเปอร์แมทซ์ซึ่ง



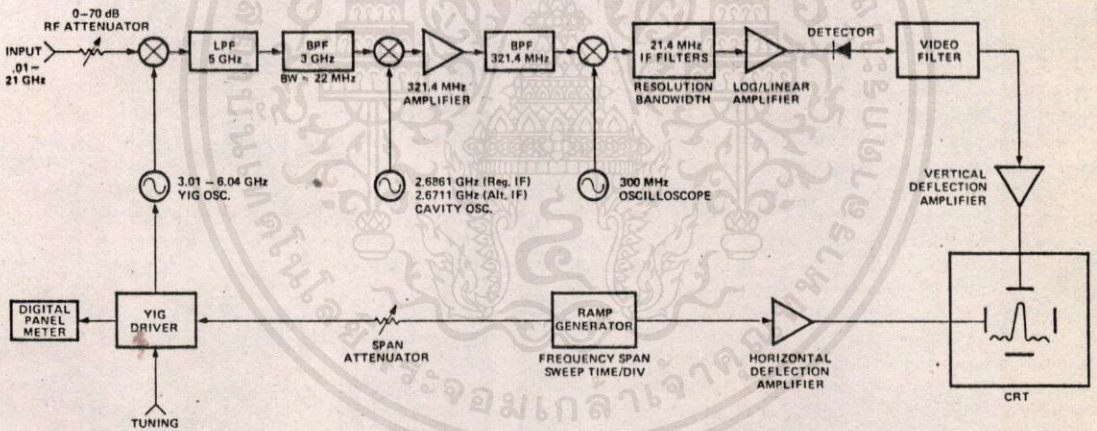
(d) ขั้วแหล่งจ่ายสัญญาณเข้าแสดงให้เห็นคาปาซิเตอร์บายพาส

รูปที่ 4.1 แสดงลักษณะส่วนต่าง ๆ ของ DBR กันน้อสซิลเลเตอร์เครื่องต้นแบบที่สร้างได้

เมื่อสร้างเครื่องต้นแบบแล้วได้นำมาทดสอบ วัดด้วยสเปกตรัมอานาไลเซอร์ (Spectrum analyzer) โมเดล 8559 A .01-21 GHz, 182T DISPLAY, HEWLETT PACKARD มีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 4.2 และมีบล็อดไดอะแกรมคร่าว ๆ ดังในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.2 แสดงรูปของสเปกตรัมอานาไลเซอร์

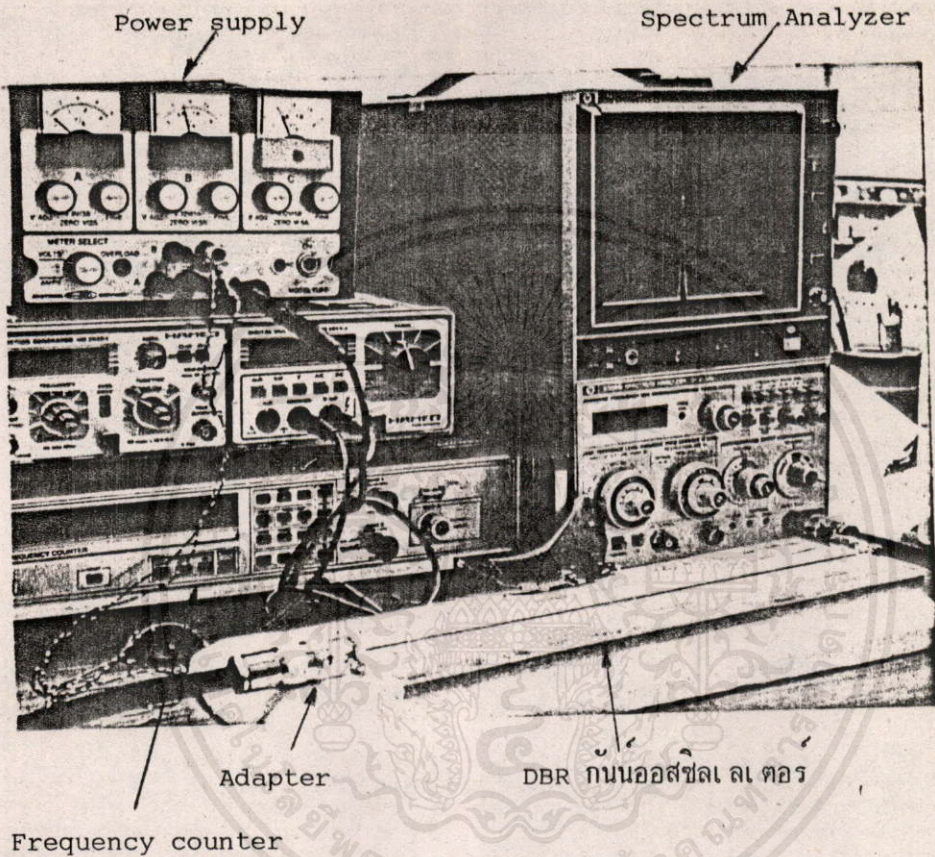


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คัดลอกเพื่อหา และต้องอ้างอิงถึงที่มาของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

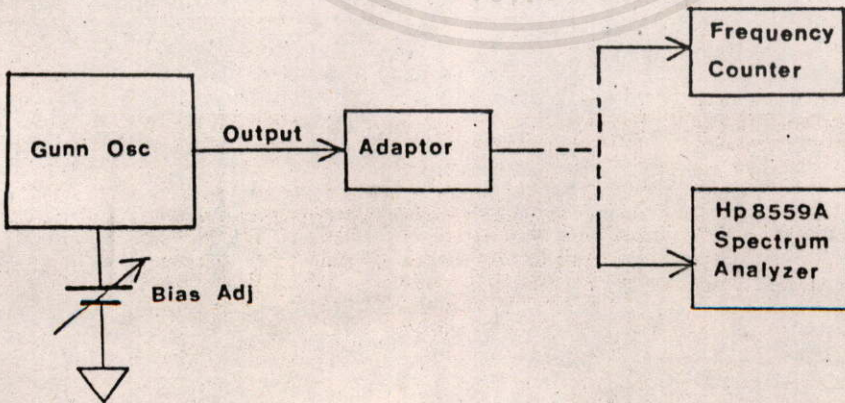
รูปที่ 4.3 บล็อกไดอะแกรมคร่าว ๆ ของสเปกตรัมอานาไลเซอร์

การวัดเพื่อทดสอบออสซิลเลเตอร์ มีบล็อกไดอะแกรมของการวัดดังแสดงใน

รูปที่ 4.4



Frequency counter

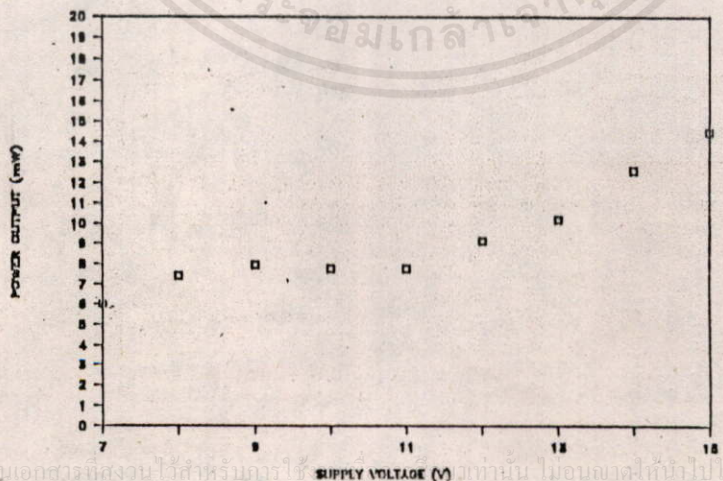
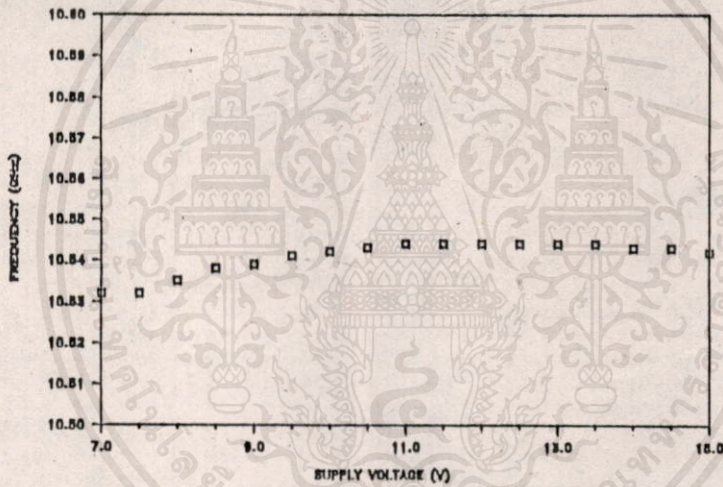


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.4 ลักษณะการวัดเพื่อทดสอบ และ บล็อกไดอะแกรมการทดสอบ

4.2 ผลการทดสอบและวิเคราะห์

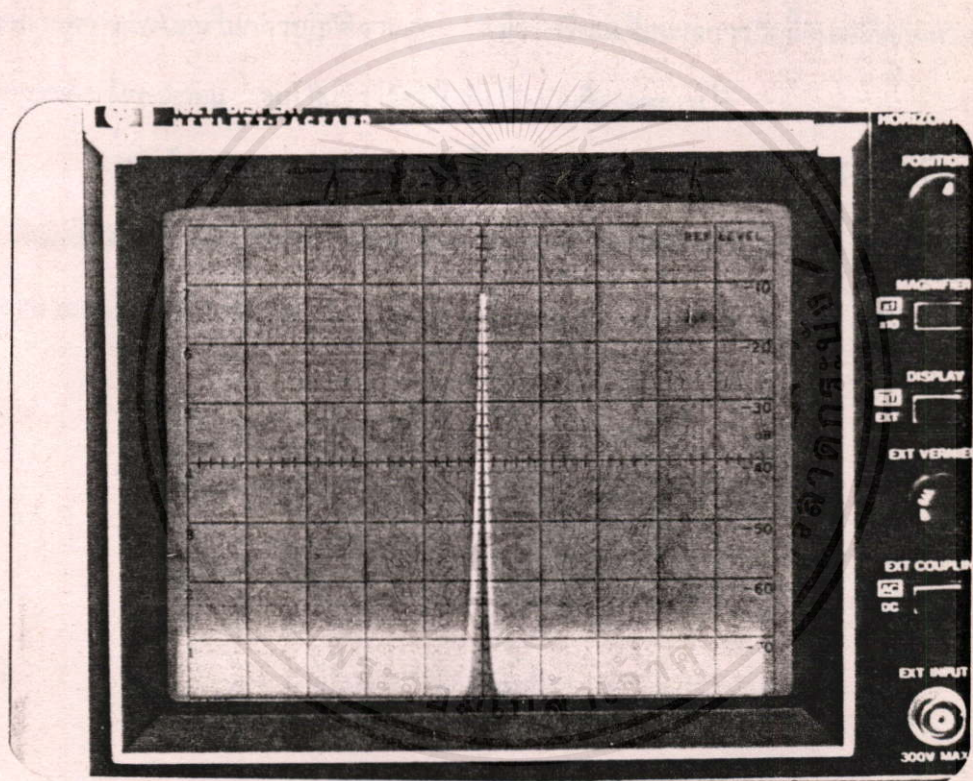
ในการทดสอบได้จ่ายศักดา dc ไบอัลแกไดโอดผ่านทางเส้นลวดเล็ก ๆ ไปยังแผ่นสตรีน และ แผ่นกราวด์ ซึ่งต่ออยู่กับขั้วเอ โทด และคาโอดของกัทมิไดโอดตามลำดับ ในการทดสอบได้ปรับค่าศักดาไบอัสจนกระทั่งเกิดการออสซิลเลตอย่างเสถียร ที่ด้านเอาต์พุทของออสซิลเลเตอร์ได้ต่อเข้าโดยตรงกับ เครื่องมือวัดคุณสมบัติการออสซิลเลต ข้อมูลที่ได้จากการวัดแสดงในรูปที่ 4.5 ซึ่งแสดงความถี่ที่ออสซิลเลต และ กำลังที่เอาต์พุทขณะปรับศักดาไบอัสให้แก่ออสซิลเลเตอร์ตั้งแต่ 7.0 - 15 V dc



รูปที่ 4.5 แสดงความถี่ในการออสซิลเลต และ กำลังที่เอาต์พุทของออสซิลเลเตอร์

กำลังที่เอาต์พุทของออสซิลเลเตอร์

ในรูปที่ 4.6 แสดงสเปกตรัมของออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 10.535 GHz ที่สังเกตได้จากสเปกตรัมอานาไลเซอร์ ในขณะที่จ่ายศักดาไบอัสให้แก่แก๊น ออสซิลเลเตอร์ 7.5 V. ความกว้างของแบนด์โดยประมาณ 150 kHz



รูปที่ 4.6 แสดงสเปกตรัมของออสซิลเลเตอร์ที่ศักดาไบอัส 7.5 V. เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ในวงกว้างโดยไม่ผ่านการคัดค้านจากสถาบันฯ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้ง สเกลแกนแนวนอน 100 MHz/Div. แกนตั้ง 10 dB/Div. การนำไปใช้

จากผลการทดสอบนี้ จะเห็นว่าความถี่ของการออสซิลเลตเปลี่ยนแปลงไปน้อยมาก ภายในช่วง 12 MHz (ระหว่าง 10.532 GHz ถึง 10.544 GHz) เท่านั้น ในขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงศักดาไบอัสจาก 7-15 V. พบว่าการออสซิลเลตของ DBR กันน้ออสซิลเลเตอร์อยู่ในช่วงศักดาไบอัสที่กว้าง และ ศักดาไบอัสนี้มีผลต่อความถี่ของการออสซิลเลต น้อยมาก ผลอันนี้แสดงให้เห็นว่าออสซิลเลเตอร์ชนิดนี้ เหมาะสมสำหรับเครื่องมือส่วนใหญ่ที่ต้องการความแน่นอนในการปฏิบัติงานสูง เมื่อเปรียบเทียบผลการวัดนี้กับผลที่คาดหวังไว้ในทางทฤษฎีในบทก่อน จะเห็นว่า ได้ผลใกล้เคียงกับที่คาดคะเนไว้

กันน้ออสซิลเลเตอร์ที่สร้างขึ้นนี้ ได้ออกแบบให้สามารถนำกำลังเอาต์พุตออกมาได้สองด้าน ในกรณีที่ต้องการให้เอาต์พุตเพียงด้านเดียวก็ทำได้โดยทำการเทอร์มิเนท (terminated) ด้านที่เหลือเสีย

บทที่ 5

บทสรุป

DBR กัมม์ออสซิลเลเตอร์แบบที่สร้างนี้ ใช้ประโยชน์จากการเลือกความถี่
ป้อนกลับจากโครงสร้างพีริโอดิกในไมโครสตรัคเจอร์เวฟไกด์ให้แก่กันนัไดโอด เพื่อที่จะทำให้อ
เกิดการออสซิลเลตที่ความถี่ที่แน่นอน การสร้างเครื่องต้นแบบสามารถทดสอบได้กำลังที่
เอาต์พุตมากกว่า 6 mW จากออสซิลเลเตอร์ที่ออกแบบในย่านความถี่ X-band การเพิ่ม
กำลังที่เอาต์พุตของออสซิลเลเตอร์ทำได้โดย เลือกกันนัไดโอดที่ทำงานที่ความถี่กึ่งกลาง
เท่ากับความถี่ที่คำนวณได้ตรงกึ่งกลางสตีบบแบนด์พอดี้ เนื่องจากที่ความถี่กึ่งกลางของกันนั
ไดโอดนั้นสามารถจ่ายกำลังได้สูงที่สุด ออสซิลเลเตอร์นี้สามารถทำงานได้อย่างต่อเนื่อง
ในช่วง ไบแอสที่กว้าง และความถี่ของการออสซิลเลตไม่ได้รับผลกระทบจากศักดาไบแอส ดัง
นั้นจึงสามารถนำไปใช้งานในระบบที่ต้องการแหล่งจ่ายสัญญาณที่มีความแม่นยำสูงได้ดี นอก
จากนี้ยังสามารถสร้างออสซิลเลเตอร์แบบนี้ได้ ในราคาที่ถูกลงกว่า เนื่องจากสามารถใช้เทคน
นิคการสร้างวงจรรวมไมโครเวฟ มาใช้ในการสร้างออสซิลเลเตอร์ได้ และจะทำให้
สามารถควบคุมขนาดของส่วนประกอบต่าง ๆ ได้แน่นอนมาก จึงเป็นผลให้ความถี่ที่ต้องการ
ในการออสซิลเลตเที่ยงตรงมากขึ้น

- [1] B.S. Glance and W.W. Snell, Jr., "A discriminator-stabilized microstrip oscillator", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol.MTT-24, pp.648-650, Oct.1976.
- [2] B.S. Glance and M.V. Schneider, "Millimeter-wave microstrip oscillators", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol.MTT-22, pp.1281-1283, Dec.1974.
- [3] K. Change, D.M. English, R.S. Tahim, A.J. Grote, T. Pham, C. Sun, G.M. Hayashibara, P.C.H. Yen and W.S. Piotrowski, "W-band (75-110 GHz) microstrip components", IEEE Trnas. Microwave Theory and Tech., vol.MTT-33, pp.1357-1382, Dec.1985.
- [4] T. Itoh and F.J. Hsu, "Distributed Bragg reflector Gunn oscillator for dielectric millimeter-wave integrated circuits", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol.MTT-27, pp.514-518, May 1979.
- [5] B.S. Song and Itoh, "distributed Bragg reflection dielectric waveguide oscillators", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol.MTT-27, pp.1019-1022, Dec.1979.
- [6] M.V. Schneider, "Microstrip line for microwave integrated circuits", The Bell system technical

- journal, pp.1421-1444, May-June 1969.
- [7] M.V.Schneider, "Microstrip dispersion", Proceedings of the IEEE, pp.144-146, Jan. 1972.
- [8] Getsinger, W.J., "Microstrip dispersion model", IEEE Trans. Vol.MTT-21, 1973,pp.589-591.
- [9] T. Itoh and R. Mittra, "Spectral-Domain approach for calculating the dispersion characteristics of microstrip lines", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. pp.496-499, July 1973.
- [10] Edwards, T.C., and R.P.Owen, " 2-18 GHz dispersion measurements on 10-100 Ohm microstrip line on sapphire," IEEE Trans., Vol.MTT-24, 1976, pp.506-513
- [11] Jain, O.P. et. al., "Coupled mode model of dispersion in microstrip," Electron. Lett., Vol. 7, 1971, pp.405-407.
- [12] Carlin, H.J., "A simplified circuit model for microstrip," IEEE Trans., Vol. MTT-21, 1973, pp.34-39.
- [13] Kompa, G. and R. Mehran, "Planar waveguide model for calculating microstrip components," Electron. Lett., Vol. 11, 1975, pp.459-460
- [14] Jain, O.P. et. al., "Coupled mode model for dispersion in microstrip," Electronic Letters,

Vol.7, 1971, pp.405-407.

- [15] Protap Pramanick and Prakash Bhartia, "An accurate description of dispersion in microstrip", Microwave Journal. pp.89-96, Dec.1983
- [16] Ridley, B.K., and T.B. Watkins, "The possibility of negative resistance effects in semiconductors." Proc. Soc. , 78 , Aug. 1961, pp.293-304
- [17] Hilsum, C., "Transferred electron amplifiers and oscillators," Proc. IEEE, Vol.50, Feb.1962, pp.185-189
- [18] G.S. Hobson, "Small-signal admittance of Gunn effect device," Electronics Letters, Vol.2, pp.207-208, June 1966.

กิติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดี ผู้เขียนขอขอบพระคุณอย่างสูงต่ออาจารย์ที่
ปรึกษา ดร.จเร สุรวัฒน์ปัญญา แห่งภาควิชาโทรคมนาคมคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบัน
เทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ได้ให้คำปรึกษาและคำแนะนำต่าง ๆ
ในการทำวิจัยเรื่องนี้เป็นอย่างดี

ขอขอบคุณ คุณวิสิฐ สมบูรณ์ พนักงานแผนกสื่อสารข้อมูลกองโทรเลข และ
พนักงานกองเคเบิลได้นำ การสื่อสารแห่งประเทศไทยทุกท่าน ที่ให้ความอนุเคราะห์ในการ
ยืมเครื่องมือ และ อุปกรณ์ในการทดสอบเครื่องต้นแบบ ขอขอบคุณ อ.ดำริห์ จันทร์แสงสุข
คุณทับทิม อ่างแก้ว อ.อิทธิชัย อรุณศรีแสงไชย คุณณรงค์ เร Chiang Saen คุณทองทอด วาณิชศรี
คุณทองสุข นิภูสภาพร คุณสมศักดิ์ ชุ่มช่วย คุณสมเกียรติ เลิศกุลวัฒน์ คุณนเรศน์ เร Chiang Saen
คุณพงษ์ชัย อมตานนท์ และ ทุก ๆ ท่าน ที่ให้ความสนับสนุนมาโดยตลอด

และสุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณ ท่านรองศาสตราจารย์ ดร.สิทธิชัย โภไคยอุดม
คณบดีบัณฑิตศึกษา ท่านรองศาสตราจารย์ ดร.พีรศักดิ์ วรสุนทรโรสถ คณบดีคณะวิศวกรรม
ศาสตร์ และ ดร.แดเนี่ยล บริน ที่ให้ความอุปการะในด้านต่าง ๆ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับธารรงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น "ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาบละต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

GUNN DIODES DATA SHEET



FEATURES

- * Spot Frequency or Wide Band Operation
- * Choice of Package Styles
- * Range of Microwave Power Outputs
- * Specific Types For Low Cost Commercial Applications
- * High Reliability
- * Special Screening to Customer Requirements Available

GENERAL DESCRIPTION

Alpha Gunn diodes are produced from epitaxial gallium arsenide grown in Alpha's own in house epitaxy facility. This data sheet describes both the performance of low power low cost devices suitable for high volume commercial applications as well as high power diodes. Devices for the lowest power applications are produced in a non-flip configuration, that is with the active layer uppermost in the package and require the heat sink to be biased as the anode. A flip device construction is used for the higher power diodes in which the active layer is bonded close to the package heat sink for optimum thermal performance. Such devices require the heat sink to be biased as the cathode.

APPLICATIONS

- * **MICROWAVE OSCILLATORS**
 - * Receiver Local Oscillators For Radar, Etc.
 - * Parametric Amplifier Pumps
 - * Transmitters
 - * Motion Detectors (Intrusion Alarms, Package Counters, Etc.)
 - * Fixed Frequency Sources
 - * Electronically Tuneable Sources With Varactor and YIG devices
 - * Wide Band Mechanically Tuneable Sources
- * **REFLECTION AMPLIFIERS**

THE DEVICE TYPES SHOWN REPRESENT THE STANDARD RANGE OF ALPHA INDUSTRIES GUNN DEVICES. MANY VARIATIONS ARE POSSIBLE TO MEET SPECIFIC REQUIREMENTS FOR DEVICE TYPES NOT LISTED IN THIS DATA SHEET. PLEASE CONSULT THE FACTORY FOR AVAILABILITY.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาก่อนอื่น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
 ไม่สามารถนำเอกสารนี้ไปใช้ซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C. W. GUNN DEVICES FOR C-BAND (4-8 GHz)

Type	Specified Frequency in Range ¹ GHz	C.W. Output Power Min. ^{2,3} mW	Operating Current Typical mA	Operating Voltage Typical V	Heat Sink Polarity	Package Style ^{4,5}
DGB 8211	4-8	20	200	13	Cathode	023-001
DGB 8212	4-8	20	200	13	Cathode	158-001
DGB 8213	4-8	20	200	13	Cathode	188-001
DGB 8311	4-8	50	300	13	Cathode	023-001
DGB 8312	4-8	50	300	13	Cathode	158-001
DGB 8313	4-8	50	300	13	Cathode	188-001
DGB 8411	4-8	100	400	13	Cathode	023-001
DGB 8412	4-8	100	400	13	Cathode	158-001
DGB 8413	4-8	100	400	13	Cathode	188-001
DGB 8511	4-8	200	500	13	Cathode	023-001
DGB 8512	4-8	200	500	13	Cathode	158-001
DGB 8513	4-8	200	500	13	Cathode	188-001
DGB 8612	6-8	300	700	13	Cathode	158-001
DGB 8613	6-8	300	700	13	Cathode	188-001
DGB 9211	FULLBAND 5-8	20	300	13	Cathode	023-001
DGB 9212	FULLBAND 5-8	20	300	13	Cathode	158-001
DGB 9213	FULLBAND 5-8	20	300	13	Cathode	188-001
DGB 9214	FULLBAND 5-8	20	300	13	Cathode	315-001
DGB 9311	FULLBAND 5-8	50	400	13	Cathode	023-001
DGB 9312	FULLBAND 5-8	50	400	13	Cathode	158-001
DGB 9313	FULLBAND 5-8	50	400	13	Cathode	188-001
DGB 9314	FULLBAND 5-8	50	400	13	Cathode	315-001
DGB 9411	FULLBAND 5-8	100	550	13	Cathode	023-001
DGB 9412	FULLBAND 5-8	100	550	13	Cathode	158-001
DGB 9413	FULLBAND 5-8	100	550	13	Cathode	188-001
DGB 9414	FULLBAND 5-8	100	550	13	Cathode	315-001

C. W. GUNN DEVICES FOR X-BAND (8-12 GHz)

Type	Specified Frequency in Range ¹ GHz	C. W. Output Power Min. ^{2,3} mW	Operating Current Typical Ma	Operating Voltage Typical V	Heat Sink Polarity	Package Style ^{4,5}
DGB 8081	9.3-10.9	5	75	8	Anode	023-001
DGB 8181	9.3-10.9	10	110	8	Anode	023-001
DGB 8281	9.3-10.9	20	140	8	Anode	023-001
DGB 8121	8-9.3 and 10.9-12	10	115	8	Anode	023-001
DGB 8122	8-12	10	115	8	Anode	158-001
DGB 8123	8-12	10	115	8	Anode	188-001
DGB 8221	8-9.3 and 10.9-12	20	150	8	Anode	023-001
DGB 8222	8-12	20	150	8	Anode	158-001
DGB 8223	8-12	20	150	8	Anode	188-001
DGB 8321	8-12	50	300	10	Cathode	023-001
DGB 8322	8-12	50	300	10	Cathode	158-001
DGB 8323	8-12	50	300	10	Cathode	188-001
DGB 8421	8-12	100	400	10	Cathode	023-001
<u>DGB 8422</u>	<u>8-12</u>	<u>100</u>	<u>400</u>	<u>10</u>	<u>Cathode</u>	<u>158-001</u>
DGB 8423	8-12	100	400	10	Cathode	188-001
DGB 8521	8-12	200	600	10	Cathode	023-001
DGB 8522	8-12	200	600	10	Cathode	158-001
DGB 8523	8-12	200	600	10	Cathode	188-001
DGB 8622	8-12	300	800	10	Cathode	158-001
DGB 8623	8-12	300	800	10	Cathode	188-001
DGB 8722	8-12	400	1000	10	Cathode	158-001
DGB 8723	8-12	400	1000	10	Cathode	188-001
DGB 9221	FULLBAND 8-12	20	300	10	Cathode	023-001
DGB 9222	FULLBAND 8-12	20	300	10	Cathode	158-001
DGB 9223	FULLBAND 8-12	20	300	10	Cathode	188-001
DGB 9224	FULLBAND 8-12	20	300	10	Cathode	315-001
DGB 9321	FULLBAND 8-12	50	450	10	Cathode	023-001
DGB 9322	FULLBAND 8-12	50	450	10	Cathode	158-001
DGB 9323	FULLBAND 8-12	50	450	10	Cathode	188-001
DGB 9324	FULLBAND 8-12	50	450	10	Cathode	315-001
DGB 9421	FULLBAND 8-12	100	600	10	Cathode	023-001
DGB 9422	FULLBAND 8-12	100	600	10	Cathode	158-001
DGB 9423	FULLBAND 8-12	100	600	10	Cathode	188-001
DGB 9424	FULLBAND 8-12	100	600	10	Cathode	315-001

C. W. GUNN DEVICES FOR Ku-BAND (12-18 GHz)

Type	Specified Frequency in Range ¹ GHz	C. W. Output Power Min. ^{2,3} mW	Operating Current Typical Ma	Operating Voltage Typical V	Heat Sink Polarity	Package Style ^{4,5}
DGB 8131	12-18	10	140	7	Anode	023-001
DGB 8132	12-16	10	140	7	Anode	158-001
DGB 8133	12-16	10	140	7	Anode	188-001
DGB 8134	12-18	10	140	7	Anode	315-001
DGB 8231	12-18	20	180	7	Anode	023-001
DGB 8232	12-16	20	180	7	Anode	158-001
DGB 8233	12-16	20	180	7	Anode	188-001
DGB 8234	12-18	20	180	7	Anode	315-001
DGB 8331	12-18	50	350	8	Cathode	023-001
DGB 8332	12-16	50	350	8	Cathode	158-001
DGB 8333	12-16	50	350	8	Cathode	188-001
DGB 8334	12-18	50	350	8	Cathode	315-001
DGB 8431	12-18	100	500	8	Cathode	023-001
DGB 8432	12-16	100	500	8	Cathode	158-001
DGB 8433	12-16	100	500	8	Cathode	188-001
DGB 8434	12-18	100	500	8	Cathode	315-001
DGB 8531	12-18	200	700	8	Cathode	023-001
DGB 8532	12-16	200	700	8	Cathode	158-001
DGB 8533	12-16	200	700	8	Cathode	188-001
DGB 8534	12-18	200	700	8	Cathode	315-001
DGB 8632	12-16	300	1000	8	Cathode	158-001
DGB 8633	12-16	300	1000	8	Cathode	188-001
DGB 8634	12-18	300	1000	8	Cathode	315-001
DGB 9234	FULLBAND 12-18	20	360	8	Cathode	315-001
DGB 9334	FULLBAND 12-18	50	520	8	Cathode	315-001
DGB 9434	FULLBAND 12-18	100	720	8	Cathode	315-001

C. W. GUNN DEVICES FOR K-BAND (18-26.5 GHz)

Type	Specified Frequency in Range ¹ GHz	C. W. Output Power Min. ^{2,3} mW	Operating Current Typical Ma	Operating Voltage Typical V	Heat Sink Polarity	Package Style ^{4,5}
DGB 8091	23.5-24.5	5	100	5	Anode	023-001
DGB 8094	23.5-24.5	5	100	5	Anode	315-001
DGB 8191	23.5-24.5	10	180	5	Anode	023-001
DGB 8194	23.5-24.5	10	180	5	Anode	315-001
DGB 8291	23.5-24.5	20	250	5	Anode	023-001
DGB 8294	23.5-24.5	20	250	5	Anode	315-001
DGB 8141	18-23.5 and 24.5-26.5	10	200	5	Anode	023-001
DGB 8144	18-23.5 and 24.5-26.5	10	200	5	Anode	315-001
DGB 8244	18-23.5 and 24.5-26.5	20	270	5	Anode	315-001
DGB 8344	18-26.5	50	400	6	Cathode	315-001
DGB 8444	18-26.5	100	700	6	Cathode	315-001
DGB 9244	FULLBAND 18-26.5	20	420	6	Cathode	315-001
DGB 9246	FULLBAND 18-26.5	20	420	6	Cathode	296-001
DGB 9344	FULLBAND 18-26.5	50	700	6	Cathode	315-001
DGB 9346	FULLBAND 18-26.5	50	700	6	Cathode	296-001

C. W. GUNN DEVICES FOR Ka-BAND (26.5-40 GHz)

Type	Specified Frequency in Range ¹ GHz	C. W. Output Power Min. ^{2,3} mW	Operating Current Typical Ma	Operating Voltage Typical V	Heat Sink Polarity	Package Style
DGB 8154	26.5-40	10	220	4	Anode	315-001
DGB 8156	26.5-40	10	220	4	Anode	295-001
DGB 8254	26.5-40	20	300	5	Cathode	315-001
DGB 8256	26.5-40	20	300	5	Cathode	295-001
DGB 8354	26.5-35	50	500	5	Cathode	315-001
DGB 8356	26.5-35	50	500	5	Cathode	295-001
DGB 8454	26.5-35	100	800	5	Cathode	315-001
DGB 8456	26.5-35	100	800	5	Cathode	295-001

APPLICATION NOTES

Gunn devices act as converters of DC to microwave energy using the negative resistance characteristics of bulk gallium arsenide. The cavities in which these devices are operated often appear deceptively simple. It should be the aim of the cavity designer not merely to design a cavity which enables the Gunn device to operate to the designer's specifications, but the designer should also aim to produce a cavity which will operate just as successfully with other devices from the same manufacturing batch and indeed other batches of devices. Generally, most oscillators are best designed with some sort of adjustable matching element to facilitate this. Successful Gunn oscillator designs require the understanding of device operation and microwave circuit theory, together with experience and a willingness to experiment. For example, the negative resistance of a Gunn device is not restricted to a single frequency, but exists over a band of frequencies when a suitable bias voltage is applied. These devices are therefore capable of producing oscillations in the bias circuit in the VHF range which are normally suppressed by a suitable choice of bias line impedance. Normally a relatively low impedance quasi constant voltage source is used together with a capacitor (typically 0.047 μ F) connected directly across the terminal of the microwave cavity from the bias line to cavity ground. The design of the microwave circuit can significantly affect the susceptability of a unit to bias circuit oscillations and also significantly influence the diode turn on voltage. (The turn on voltage $V_{t.o.}$ is the voltage at which the device produces single frequency microwave power free from bias circuit oscillations and at a frequency which can be pushed without discontinuity to the operating frequency at the operating voltage (V_{op}) merely by increasing the bias from $V_{t.o.}$ to V_{op}).

As shown in Figure 2, at the threshold voltage the current drain is at a maximum. Typically, the threshold current I_{th} may be expected to be 30% more than the operating current I_{op} . In addition, both I_{th} and I_{op} increase as the temperature is decreased and therefore power supplies should be designed with this in mind. It is also desirable that the Gunn oscillator power supply should have a low ripple content, particularly if the application requires the oscillator to have good noise performance. Power supply ripple will, in general, degrade the inherent A.M and F.M. noise performance of the Gunn oscillator.

Care must be taken to ensure that the packaged diodes are provided with an adequate heat sink so that the temperature rise of the package above the heat sink is limited to only a few $^{\circ}$ C.

The equivalent circuit of the packaged diode is shown in Figure 1. The Gunn device chip may be represented as a negative resistance in parallel with a capacitance and a small positive resistance in series with these. Additionally, when incorporated into a package structure of whatever type, a series inductance and a parallel capacitive reactance are introduced. In general, the magnitude of these parasitic reactances is reduced with the choice of a smaller package. Hence, although the larger package types are offered in the lower frequency bands, higher frequency diodes are only available in the smaller lower parasitic reactance packages.

Typical curves showing the general characteristics of Gunn devices operated in various cavities and at various frequencies are shown in Figures 2 to 8.

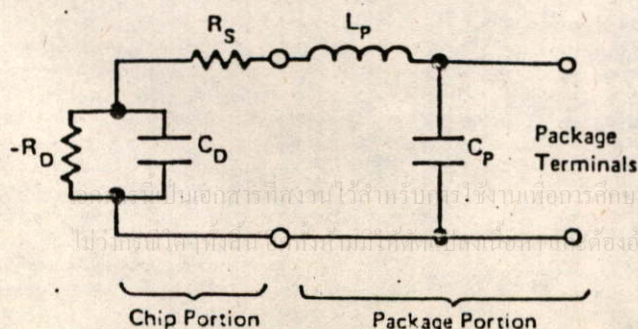


Figure 1. Equivalent Circuit of Packaged Gunn Diode

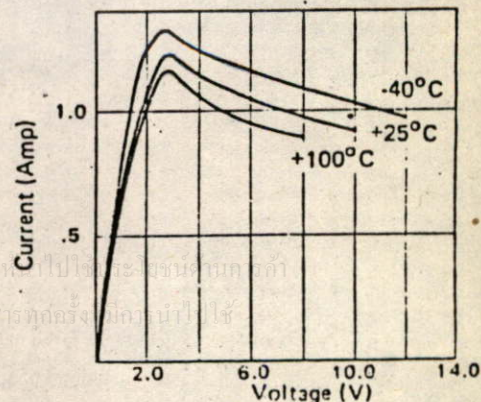


Figure 2. DC I-V Characteristic of Gunn Diodes at Various Temperatures (Ambient)

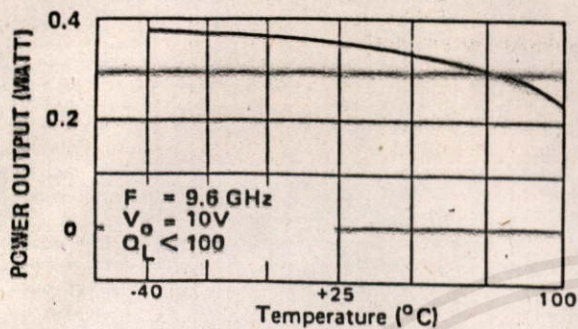


Figure 3. Power Output vs Temperature (Ambient) at a Fixed Bias

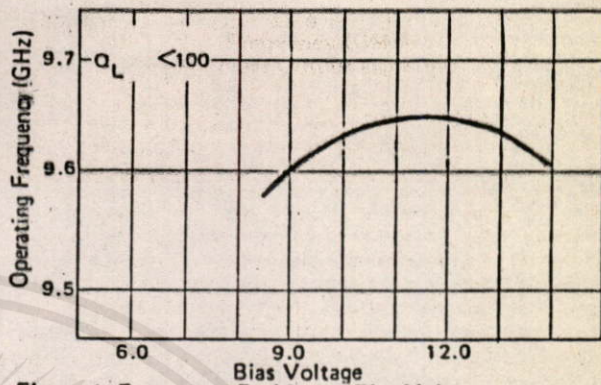


Figure 4. Frequency Pushing vs Bias Voltage

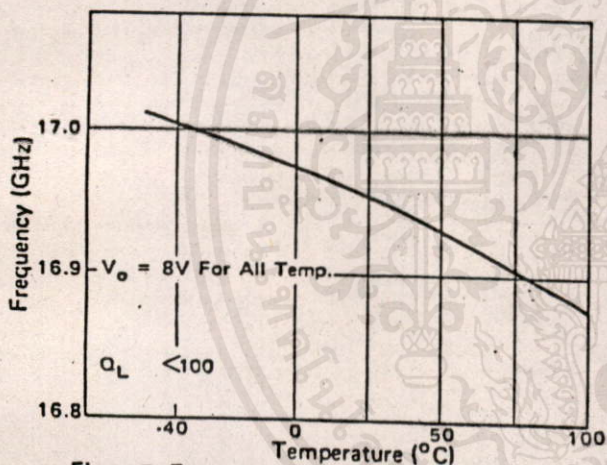


Figure 5. Frequency Drift vs Temperature (Ambient) in a Coaxial Cavity

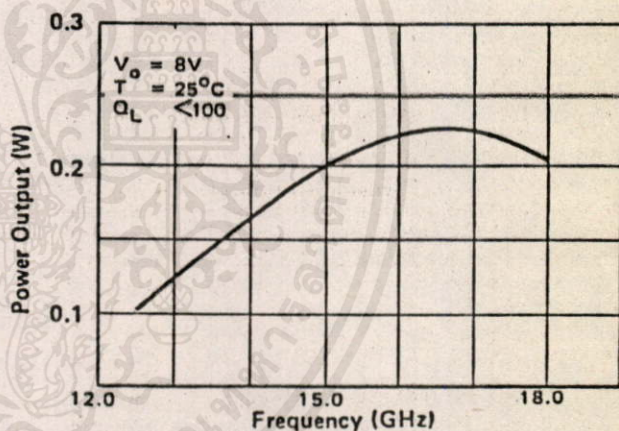


Figure 6. Power Output vs Frequency

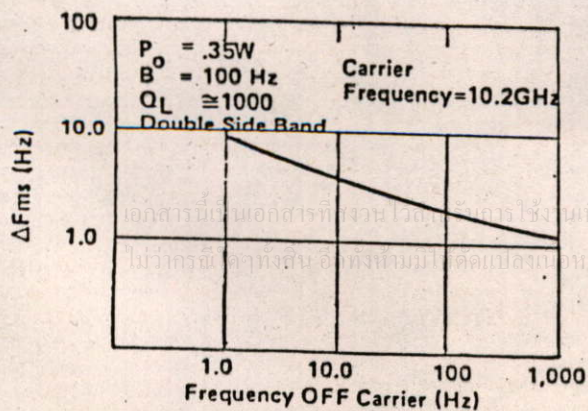


Figure 7. FM Noise vs. Frequency

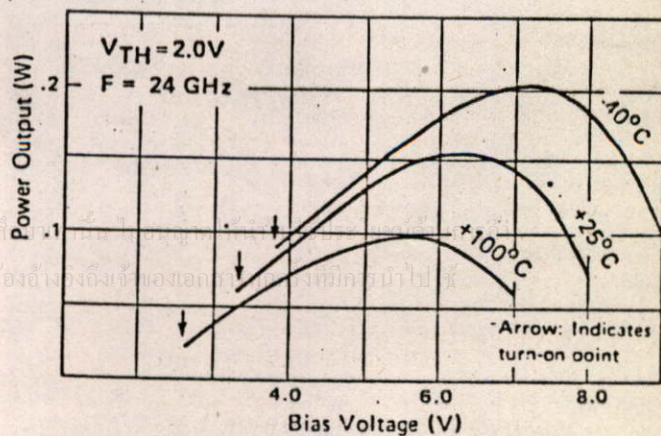


Figure 8. Output Power vs Bias Voltage at Different Temperatures (Ambient)



ภาคผนวก-2

PROGRAM LISTING & DATA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่าทางใดก็ตาม ผู้ที่ขโมยหรือคัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรณีไปใช้

โปรแกรมการคำนวณค่า γ_r และ β

```
10 DEFDBL A-C,E-F,T,O,W-Z
20 W=.004:H=.002:E1=1:E2=2
30 D1=.001:D2=.01
40 C=2.99793E+08:E0=8.85149E-12
50 PI=3.14159
60 U0=400*PI*9.999999E-10
70 Z01=119.9/SQR(2*(E1+1))*(LOG(4*H/W+SQR(16*(H/W)^2+2))/LOG(2.71828)-(E1-1)/2/(
E1+1)*(LOG(PI/2)/LOG(2.71828)+LOG(4/PI)/LOG(2.71828)/E1))
80 Z02=119.9/SQR(2*(E2+1))*(LOG(4*H/W+SQR(16*(H/W)^2+2))/LOG(2.71828)-(E2-1)/2/(
E2+1)*(LOG(PI/2)/LOG(2.71828)+LOG(4/PI)/LOG(2.71828)/E2))
90 ER1=(E1+1)/2*(1+29.98*SQR(2/(E1+1)))/Z01*(E1-1)/(E1+1)*(LOG(PI/2)/LOG(2.71828)
+LOG(4/PI)/LOG(2.71828)/E1))^2
100 ER2=(E2+1)/2*(1+29.98*SQR(2/(E2+1)))/Z02*(E2-1)/(E2+1)*(LOG(PI/2)/LOG(2.71828)
+LOG(4/PI)/LOG(2.71828)/E2))^2
110 WFF1=120*PI*H/Z01/SQR(ER1):WFF2=120*PI*H/Z02/SQR(ER2)
120 T1=C^2*Z01*E0*SQR(E1)/(2*H*SQR(ER1)):T2=C^2*Z02*E0*SQR(E2)/(2*H*SQR(ER2))
130 DIM B1(400),B2(400),V(50),Z1F(400),Z2F(400),X(400),OM(400)
140 PRINT "FREQUENCY          BETA"
150 J=1:K=1
160 FOR U=8.999999E+09 TO 1.2E+10 STEP 4E+07
170 EF1=E1-(E1-ER1)/(1+(U/T1)^2):EF2=E2-(E2-ER2)/(1+(U/T2)^2):PRINT U,EF2;
180 WEF1=W+(WFF1-W)/(1+(U/T1)^2):WEF2=W+(WFF2-W)/(1+(U/T2)^2)
190 Z1F(J)=120*PI*H/WEF1/SQR(EF1):Z2F(J)=120*PI*H/WEF2/SQR(EF2)
200 OM=2*PI*U
210 B1(J)=OM*SQR(U0*E0*EF1):B2(J)=OM*SQR(U0*E0*EF2)
220 X(J)=COS(B1(J)*D1)*COS(B2(J)*D2)-(Z1F(J)^2+Z2F(J)^2)*SIN(B1(J)*D1)*SIN(B2(J)
*D2)/(2*Z1F(J)*Z2F(J))
230 IF ABS(X(J))>1 THEN V(K)=U:K=K+1:GOTO 350
240 X1=0:X2=PI/2
250 P=2
260 FX1=COS(X1)-X(J):IF ABS(FX1)<1E-08 THEN PRINT X1/PI;:GOTO 340
270 FX2=COS(X2)-X(J):IF ABS(FX2)<1E-08 THEN PRINT X2/PI;:GOTO 340
280 IF ABS(X1-X2)<1E-08 THEN PRINT X2/PI;:GOTO 340
290 X3=X2-FX2*(X2-X1)/(FX2-FX1)
300 FX3=COS(X3)-X(J)
310 IF ABS(FX3-0)<1E-08 THEN PRINT X3/PI;:GOTO 340
320 IF FX3*FX1<0 THEN X2=X3:FX2=FX3 ELSE X1=X3:FX1=FX3
330 GOTO 280
340 P=P-1:IF P>0 THEN X1=0:X2=-PI/2:GOTO 260 ELSE GOTO 440
350 X1=0:X2=1
360 FX1=-(EXP(X1)+EXP(-X1))/2-X(J):IF ABS(FX1)<1E-08 THEN PRINT X1/PI;:GOTO 440
370 FX2=-(EXP(X2)+EXP(-X2))/2-X(J):IF ABS(FX2)<1E-08 THEN PRINT X2/PI;:GOTO 440
380 IF ABS(X1-X2)<1E-08 THEN PRINT X2/PI;:GOTO 440
390 X3=X2-FX2*(X2-X1)/(FX2-FX1)
400 FX3=-(EXP(X3)+EXP(-X3))/2-X(J)
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้เปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
410 IF ABS(FX3-0)<1E-08 THEN PRINT X3/PI;:GOTO 440
420 IF FX3*FX1<0 THEN X2=X3:FX2=FX3 ELSE X1=X3:FX1=FX3
430 GOTO 380
440 J=J+1:PRINT
450 NEXT U
460 P=J+1:FIND LENGTH
470 FOR U=V(1) TO V(K-1) STEP 1000000!
480 EF1=E1-(E1-ER1)/(1+(U/T1)^2):EF2=E2-(E2-ER2)/(1+(U/T2)^2)
490 WEF1=W+(WFF1-W)/(1+(U/T1)^2):WEF2=W+(WFF2-W)/(1+(U/T2)^2)
500 Z1F(P)=120*PI*H/WEF1/SQR(EF1):Z2F(P)=120*PI*H/WEF2/SQR(EF2)
510 OM(P)=2*PI*U
520 B1(P)=OM(P)*SQR(U0*E0*EF1):B2(P)=OM(P)*SQR(U0*E0*EF2)
530 X(P)=COS(B1(P)*D1)*COS(B2(P)*D2)-(Z1F(P)^2+Z2F(P)^2)*SIN(B1(P)*D1)*SIN(B2(P)*D2)/(2*Z1F(P)*Z2F(P))
540 IF ABS(X(P))-ABS(X(P-1))<0 THEN 560
550 P=P+1:NEXT U
560 AR1=COS(B1(P-1)*D1)*COS(B2(P-1)*D2)-(Z1F(P-1)/Z2F(P-1)+Z2F(P-1)/Z1F(P-1))*SIN(B1(P-1)*D1)*SIN(B2(P-1)*D2)/2:AR4=AR1
570 AR2=0:AR3=0
580 AI1=COS(B1(P-1)*D1)*SIN(B2(P-1)*D2)+(Z1F(P-1)/Z2F(P-1)+Z2F(P-1)/Z1F(P-1))*SIN(B1(P-1)*D1)*COS(B2(P-1)*D2)/2:AI4=-AI1
590 AI3=(Z1F(P-1)/Z2F(P-1)-Z2F(P-1)/Z1F(P-1))*SIN(B1(P-1)*D1)/2:AI2=-AI3
600 BR1=AR1:BR2=AR2:BR3=AR3:BR4=AR4:BI1=AI1:BI2=AI2:BI3=AI3:BI4=AI4
610 FOR M=2 TO 15
620 CR1=AR1*BR1+AR2*BR3-AI1*BI1-AI2*BI3
630 CR2=AR1*BR2+AR2*BR4-AI1*BI2-AI2*BI4
640 CR3=AR3*BR1+AR4*BR3-AI3*BI1-AI4*BI3
650 CR4=AR3*BR2+AR4*BR4-AI3*BI2-AI4*BI4
660 CI1=AR1*BI1+AR2*BI3+AI1*BR1+AI2*BR3
670 CI2=AR1*BI2+AR2*BI4+AI1*BR2+AI2*BR4
680 CI3=AR3*BI1+AR4*BI3+AI3*BR1+AI4*BR3
690 CI4=AR3*BI2+AR4*BI4+AI3*BR2+AI4*BR4
700 AR1=CR1:AR2=CR2:AR3=CR3:AR4=CR4:AI1=CI1:AI2=CI2:AI3=CI3:AI4=CI4
710 NEXT M
720 Y2=1/Z2F(P-1)
730 YINR=Y2*(AR1^2-AR3^2+AI1^2-AI3^2)/((AR1+AR3)^2+(AI1+AI3)^2)
740 YINI=2*Y2*(AI1*AR3-AR1*AI3)/((AR1+AR3)^2+(AI1+AI3)^2)
750 ZIN=1/SQR(YINR^2+YINI^2)
760 L=2*PI*ZIN*C/OM(P-1)/Z01/4
770 PRINT "          ZIN          L          Fusc.
780 PRINT ZIN,L,OM(P-1)/2/PI
790 PRINT "          Y12R          Y12I          REFLEC COF.
800 FOR N=1 TO J-1
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาด้านนั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่มีการตีค่าทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
810 AR1=COS(B1(N)*D1)*COS(B2(N)*D2)-(Z1F(N)/Z2F(N)+Z2F(N)/Z1F(N))*SIN(B1(N)*D1)*
SIN(B2(N)*D2)/2:AR4=AR1
820 AR2=0:AR3=AR2
830 AI1=COS(B1(N)*D1)*SIN(B2(N)*D2)+(Z1F(N)/Z2F(N)+Z2F(N)/Z1F(N))*SIN(B1(N)*D1)*
COS(B2(N)*D2)/2:AI4=-AI1
840 AI3=(Z1F(N)/Z2F(N)-Z2F(N)/Z1F(N))*SIN(B1(N)*D1)/2:AI2=-AI3
850 BR1=AR1:BR2=AR2:BR3=AR3:BR4=AR4:BI1=AI1:BI2=AI2:BI3=AI3:BI4=AI4
860 FOR I=2 TO 15
870 CR1=AR1*BR1+AR2*BR3-AI1*BI1-AI2*BI3
880 CR2=AR1*BR2+AR2*BR4-AI1*BI2-AI2*BI4
890 CR3=AR3*BR1+AR4*BR3-AI3*BI1-AI4*BI3
900 CR4=AR3*BR2+AR4*BR4-AI3*BI2-AI4*BI4
910 CI1=AR1*BI1+AR2*BI3+AI1*BR1+AI2*BR3
920 CI2=AR1*BI2+AR2*BI4+AI1*BR2+AI2*BR4
930 CI3=AR3*BI1+AR4*BI3+AI3*BR1+AI4*BR3
940 CI4=AR3*BI2+AR4*BI4+AI3*BR2+AI4*BR4
950 AR1=CR1:AR2=CR2:AR3=CR3:AR4=CR4:AI1=CI1:AI2=CI2:AI3=CI3:AI4=CI4
960 NEXT I
970 Y2=1/Z2F(N)
980 RR=(AR1*AR3+AI1*AI3)/(AR1^2+AI1^2):RI=(AR1*AI3-AR3*AI1)/(AR1^2+AI1^2):R=SOR(
RR^2+RI^2)
990 YINR=Y2*(AR1^2-AR3^2+AI1^2-AI3^2)/((AR1+AR3)^2+(AI1+AI3)^2)
1000 YINI=2*Y2*(AI1*AR3-AR1*AI3)/((AR1+AR3)^2+(AI1+AI3)^2)
1010 Y12R=2*Y2^2*YINR/((Y2*COS(B2(N)*L)-YINI*SIN(B2(N)*L))^2+(YINR*SIN(B2(N)*L))^2)
1020 Y12I=2*Y2*(YINI*Y2*COS(2*B2(N)*L)-COS(B2(N)*L)*SIN(B2(N)*L)*(YINR^2+YINI^2-
Y2^2))/((Y2*COS(B2(N)*L)-YINI*SIN(B2(N)*L))^2+(YINR*SIN(B2(N)*L))^2)
1030 PRINT Y12R,Y12I,R
1040 NEXT N
1050 FOR Q=1 TO N
1060 PRINT Z1F(Q):Z2F(Q)
1070 NEXT Q
1080 END
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ
ไม่ว่าทางใดก็ตาม อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า ทิศทางโคจรเทียบกับความถี่

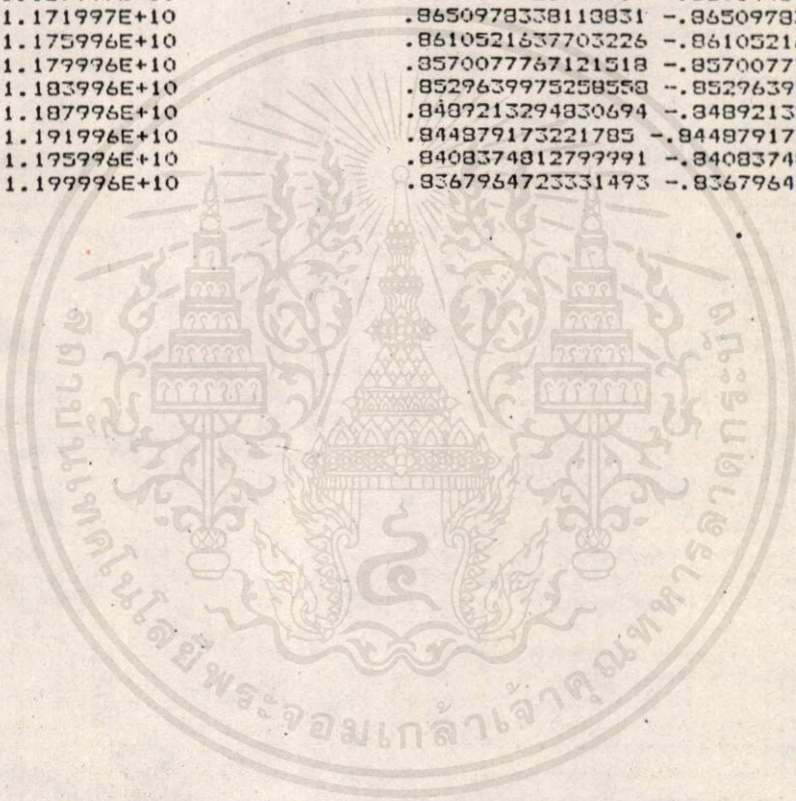
FREQUENCY

BETA

8.999999E+09	.8659200449462279	-.8659200449462279
9.039999E+09	.8699113825183326	-.8699113825183326
9.079999E+09	.8739059727926707	-.8739059727926707
9.119998E+09	.8779036204115149	-.8779036204115149
9.159998E+09	.8819048269946949	-.8819048269946949
9.199997E+09	.88590989999699314	-.88590989999699314
9.239996E+09	.8899188882206232	-.8899188882206232
9.279996E+09	.8939321928670176	-.8939321928670176
9.319996E+09	.8979502433572217	-.8979502433572217
9.359995E+09	.9019738353719568	-.9019738353719568
9.399994E+09	.9060032717134827	-.9060032717134827
9.439994E+09	.9100390817618884	-.9100390817618884
9.479993E+09	.9140823309081344	-.9140823309081344
9.519993E+09	.9181336240812963	-.9181336240812963
9.559992E+09	.922194233368869	-.922194233368869
9.599992E+09	.9262656536670193	-.9262656536670193
9.639991E+09	.9303497306042455	-.9303497306042455
9.679991E+09	.9344479236817991	-.9344479236817991
9.71999E+09	.9385639506106373	-.9385639506106373
9.75999E+09	.9427010762901565	-.9427010762901565
9.799989E+09	.9468636242623266	-.9468636242623266
9.839989E+09	.9510583504612143	-.9510583504612143
9.879988E+09	.9552933637147162	-.9552933637147162
9.919988E+09	.9595818273558588	-.9595818273558588
9.959988E+09	.9639423003429386	-.9639423003429386
9.999987E+09	.9684043908008521	-.9684043908008521
1.0003999E+10	.973017352344152	-.973017352344152
1.007999E+10	.9778761258310621	-.9778761258310621
1.011999E+10	.9831904736425844	-.9831904736425844
1.015998E+10	.9896385570732211	-.9896385570732211
1.019998E+10	6.012452763700285D-03	
1.023998E+10	1.216125817055061D-02	
1.027998E+10	1.509836671498433D-02	
1.031998E+10	1.661863392997635D-02	
1.035998E+10	1.710777568902601D-02	
1.039998E+10	1.665287978723057D-02	
1.043998E+10	1.516930545823363D-02	
1.047998E+10	1.229103211864655D-02	
1.051998E+10	6.337169689104866D-03	
1.055998E+10	.989870783477809	-.989870783477809
1.059998E+10	.9833477956743642	-.9833477956743642
1.063998E+10	.9780010262399272	-.9780010262399272
1.067998E+10	.9731199574369193	-.9731199574369193
1.071998E+10	.968486731680575	-.968486731680575
1.075998E+10	.964005760234769	-.964005760234769
1.079998E+10	.9596245543362332	-.9596245543362332
1.083998E+10	.9553152320468268	-.9553152320468268
1.087998E+10	.9510581987641137	-.9510581987641137
1.091998E+10	.9468399458988674	-.9468399458988674
1.095998E+10	.9426527864006437	-.9426527864006437
1.099997E+10	.9384893492200889	-.9384893492200889
1.103997E+10	.9343458495119852	-.9343458495119852
1.107997E+10	.9302176817387566	-.9302176817387566
1.111997E+10	.9261030007990198	-.9261030007990198
1.115997E+10	.9219988301948511	-.9219988301948511
1.119997E+10	.917904127901749	-.917904127901749
1.123997E+10	.9138169395117466	-.9138169395117466
1.127997E+10	.9097363537041519	-.9097363537041519
1.131997E+10	.9056613080355336	-.9056613080355336
1.135997E+10	.9015916052197844	-.9015916052197844
1.139997E+10	.8975257868667295	-.8975257868667295
1.143997E+10	.8934635656046002	-.8934635656046002

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของทางราชการ
ไม่อาจถือลิขสิทธิ์ได้

1.14/997E+10	.8974048342596422	-.8894048342596422
1.151997E+10	.8853483830076931	-.8853483830076931
1.155997E+10	.89129465163993	-.89129465163993
1.159997E+10	.8772428369143673	-.8772428369143673
1.163997E+10	.8731929110300394	-.8731929110300394
1.167997E+10	.8691448725744909	-.8691448725744909
1.171997E+10	.8650978338118331	-.8650978338118331
1.175996E+10	.8610521637703226	-.8610521637703226
1.179976E+10	.8570077767121518	-.8570077767121518
1.183996E+10	.8529639975258558	-.8529639975258558
1.187996E+10	.8489213294830694	-.8489213294830694
1.191996E+10	.844879173221785	-.844879173221785
1.195996E+10	.8408374812799991	-.8408374812799991
1.199996E+10	.8367964723331493	-.8367964723331493



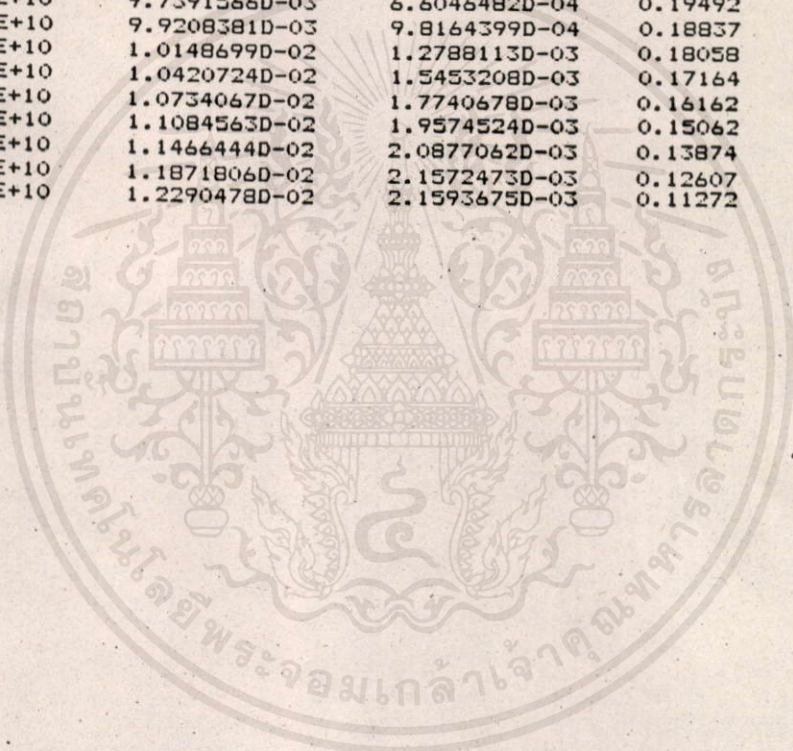
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ทางใดก็ทางหนึ่ง อีกทั้งผู้ใดให้ลบล้างเนื้อหาและต้องรับผิดชอบถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า χ^2 และ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของคลื่นคำนวณเทียบกับความถี่

FREQ.	Gr	Br	REF. COEF.
9.0000010E+09	1.7177962D-02	-1.1854589D-03	0.09559
9.0200000E+09	1.6969706D-02	-1.3993406D-03	0.09320
9.0400000E+09	1.6726022D-02	-1.5664496D-03	0.08999
9.0600000E+09	1.6457189D-02	-1.6814732D-03	0.08599
9.0799990E+09	1.6173889D-02	-1.7415403D-03	0.08119
9.0999990E+09	1.5886591D-02	-1.7460249D-03	0.07560
9.1199990E+09	1.5605122D-02	-1.6962417D-03	0.06925
9.1399990E+09	1.5338372D-02	-1.5950647D-03	0.06215
9.1599990E+09	1.5094089D-02	-1.4465182D-03	0.05434
9.1799980E+09	1.4878914D-02	-1.2554435D-03	0.04586
9.1999980E+09	1.4698452D-02	-1.0272488D-03	0.03674
9.2199980E+09	1.4557282D-02	-7.6758697D-04	0.02705
9.2399980E+09	1.4459223D-02	-4.8235648D-04	0.01684
9.2599970E+09	1.4407405D-02	-1.7757179D-04	0.00617
9.2799970E+09	1.4404395D-02	1.4068002D-04	0.00489
9.2999970E+09	1.4452302D-02	4.6604863D-04	0.01625
9.3199960E+09	1.4552797D-02	7.9194472D-04	0.02785
9.3399960E+09	1.4707125D-02	1.1114332D-03	0.03959
9.3599960E+09	1.4915994D-02	1.4170051D-03	0.05139
9.3799960E+09	1.5179429D-02	1.7005247D-03	0.06314
9.3999960E+09	1.5496524D-02	1.9531059D-03	0.07477
9.4199950E+09	1.5865128D-02	2.1651007D-03	0.08617
9.4399950E+09	1.6281370D-02	2.3261331D-03	0.09724
9.4599940E+09	1.6739242D-02	2.4253500D-03	0.10790
9.4799940E+09	1.7229974D-02	2.4518215D-03	0.11804
9.4999940E+09	1.7741591D-02	2.3952599D-03	0.12757
9.5199940E+09	1.8258620D-02	2.2470219D-03	0.13641
9.5399940E+09	1.8762028D-02	2.0013892D-03	0.14447
9.5599930E+09	1.9229743D-02	1.6570705D-03	0.15166
9.5799930E+09	1.9637891D-02	1.2185342D-03	0.15791
9.5999930E+09	1.9962526D-02	6.9721632D-04	0.16313
9.6199920E+09	2.0182114D-02	1.1181752D-04	0.16724
9.6399920E+09	2.0280201D-02	-5.1241538D-04	0.17019
9.6599920E+09	2.0247717D-02	-1.1454504D-03	0.17190
9.6799920E+09	2.0084439D-02	-1.7552818D-03	0.17231
9.6999910E+09	1.9799174D-02	-2.3111465D-03	0.17135
9.7199910E+09	1.9408706D-02	-2.7863333D-03	0.16897
9.7399910E+09	1.8935562D-02	-3.1605008D-03	0.16511
9.7599910E+09	1.8405292D-02	-3.4206439D-03	0.15971
9.7799910E+09	1.7844011D-02	-3.5609015D-03	0.15272
9.7999900E+09	1.7276244D-02	-3.5816072D-03	0.14411
9.8199900E+09	1.6723593D-02	-3.4877993D-03	0.13383
9.8399900E+09	1.6204113D-02	-3.2876059D-03	0.12184
9.8599890E+09	1.5732359D-02	-2.9908127D-03	0.10814
9.8799890E+09	1.5319671D-02	-2.6076347D-03	0.09269
9.8999890E+09	1.4974980D-02	-2.1479958D-03	0.07550
9.9199890E+09	1.4705416D-02	-1.6209420D-03	0.05659
9.9399890E+09	1.4517119D-02	-1.0344567D-03	0.03598
9.9599880E+09	1.4415925D-02	-3.9533777D-04	0.01373
9.9799880E+09	1.4408058D-02	2.9054346D-04	0.01009
9.9999880E+09	1.4500777D-02	1.0182172D-03	0.03538
1.0019990E+10	1.4702982D-02	1.7828853D-03	0.06203
1.0039990E+10	1.5025928D-02	2.5798071D-03	0.08987
1.0059990E+10	1.5483877D-02	3.4032498D-03	0.11876
1.0079990E+10	1.6094882D-02	4.2455598D-03	0.14848
1.0099990E+10	1.6881621D-02	5.0956608D-03	0.17884
1.0119990E+10	1.7872146D-02	5.9367872D-03	0.20960
1.0139990E+10	1.9100390D-02	6.7432126D-03	0.24055
1.0159990E+10	2.0606161D-02	7.4755553D-03	0.27144
1.0179990E+10	2.2433063D-02	8.0738055D-03	0.30205
1.0199990E+10	2.4623295D-02	8.4482294D-03	0.33217
1.0219990E+10	2.7205616D-02	8.4683439D-03	0.36160

1.0239980E+10	3.0172124D-02	7.9532481D-03	0.39015
1.0259980E+10	3.3438570D-02	6.6722028D-03	0.41768
1.0279980E+10	3.6790388D-02	4.3729958D-03	0.44405
1.0299980E+10	3.9832845D-02	8.6353534D-04	0.46918
1.0319980E+10	4.2002460D-02	-3.8454083D-03	0.49298
1.0339980E+10	4.2711209D-02	-9.3984873D-03	0.51540
1.0359980E+10	4.1612749D-02	-1.5091661D-02	0.53642
1.0379980E+10	3.8820992D-02	-2.0107305D-02	0.55603
1.0399980E+10	3.4870826D-02	-2.3855425D-02	0.57424
1.0419980E+10	3.0445309D-02	-2.6155982D-02	0.59107
1.0439980E+10	2.6107964D-02	-2.7168820D-02	0.60655
1.0459980E+10	2.2191340D-02	-2.7210534D-02	0.62071
1.0479980E+10	1.8826703D-02	-2.6603493D-02	0.63361
1.0499980E+10	1.6018765D-02	-2.5606467D-02	0.64529
1.0519980E+10	1.3711149D-02	-2.4401890D-02	0.65579
1.0539980E+10	1.1827496D-02	-2.3108294D-02	0.66517
1.0559980E+10	1.0292198D-02	-2.1798197D-02	0.67346
1.0579980E+10	9.0386172D-03	-2.0513300D-02	0.68071
1.0599980E+10	8.0115941D-03	-1.9275998D-02	0.68696
1.0619980E+10	7.1666661D-03	-1.8096733D-02	0.69224
1.0639980E+10	6.4685353D-03	-1.6978806D-02	0.69658
1.0659980E+10	5.8894028D-03	-1.5921473D-02	0.70000
1.0679980E+10	5.4074397D-03	-1.4921784D-02	0.70253
1.0699980E+10	5.0054285D-03	-1.3975554D-02	0.70417
1.0719980E+10	4.6698358D-03	-1.3078207D-02	0.70494
1.0739980E+10	4.3900157D-03	-1.2225210D-02	0.70484
1.0759980E+10	4.1574833D-03	-1.1411951D-02	0.70387
1.0779980E+10	3.9655677D-03	-1.0634195D-02	0.70202
1.0799980E+10	3.8089893D-03	-9.8879781D-03	0.69927
1.0819980E+10	3.6835927D-03	-9.1695590D-03	0.69561
1.0839980E+10	3.5861636D-03	-8.4756291D-03	0.69101
1.0859980E+10	3.5142491D-03	-7.8031039D-03	0.68544
1.0879980E+10	3.4660377D-03	-7.1490970D-03	0.67887
1.0899980E+10	3.4402929D-03	-6.5110512D-03	0.67124
1.0919980E+10	3.4362751D-03	-5.8866024D-03	0.66253
1.0939980E+10	3.4537082D-03	-5.2736449D-03	0.65267
1.0959980E+10	3.4927616D-03	-4.6701554D-03	0.64161
1.0979980E+10	3.5540293D-03	-4.0745091D-03	0.62931
1.0999980E+10	3.6385424D-03	-3.4852114D-03	0.61569
1.1019980E+10	3.7478021D-03	-2.9009739D-03	0.60071
1.1039980E+10	3.8837593D-03	-2.3209827D-03	0.58431
1.1059970E+10	4.0489117D-03	-1.7446298D-03	0.56644
1.1079970E+10	4.2462789D-03	-1.1719079D-03	0.54707
1.1099970E+10	4.4794649D-03	-6.0342881D-04	0.52616
1.1119970E+10	4.7527026D-03	-4.0527651D-05	0.50370
1.1139970E+10	5.0707362D-03	5.1420701D-04	0.47969
1.1159970E+10	5.4388889D-03	1.0569388D-03	0.45417
1.1179970E+10	5.8627890D-03	1.5819542D-03	0.42718
1.1199970E+10	6.3479911D-03	2.0811771D-03	0.39883
1.1219970E+10	6.8995893D-03	2.5438611D-03	0.36921
1.1239970E+10	7.5210740D-03	2.9558519D-03	0.33847
1.1259970E+10	8.2132779D-03	3.2995233D-03	0.30681
1.1279970E+10	8.9722409D-03	3.5537127D-03	0.27441
1.1299970E+10	9.7873219D-03	3.6948649D-03	0.24153
1.1319970E+10	1.0639034D-02	3.6991319D-03	0.20841
1.1339970E+10	1.1497060D-02	3.5460594D-03	0.17532
1.1359970E+10	1.2321126D-02	3.2236110D-03	0.14251
1.1379970E+10	1.3063191D-02	2.7338044D-03	0.11026
1.1399970E+10	1.3674172D-02	2.0968093D-03	0.07881
1.1419970E+10	1.4112527D-02	1.3514653D-03	0.04840
1.1439970E+10	1.4352599D-02	5.5133869D-04	0.01924
1.1459970E+10	1.4390208D-02	-2.4436982D-04	0.00849
1.1479970E+10	1.4242440D-02	-9.8054134D-04	0.03465
1.1499970E+10	1.3942703D-02	-1.6144462D-03	0.05910
1.1519970E+10	1.3532802D-02	-2.1200265D-03	0.08176
1.1539970E+10	1.3055438D-02	-2.4877665D-03	0.10254

1.1559970E+10	1.2548522D-02	-2.7191444D-03	0.12145
1.1579970E+10	1.2042613D-02	-2.8270895D-03	0.13841
1.1599970E+10	1.1560161D-02	-2.8270555D-03	0.15344
1.1619970E+10	1.1116361D-02	-2.7363782D-03	0.16655
1.1639970E+10	1.0720713D-02	-2.5718304D-03	0.17776
1.1659970E+10	1.0378404D-02	-2.3485525D-03	0.18710
1.1679970E+10	1.0091796D-02	-2.0797268D-03	0.19461
1.1699970E+10	9.8613853D-03	-1.7765391D-03	0.20034
1.1719970E+10	9.6865623D-03	-1.4483436D-03	0.20433
1.1739970E+10	9.5662541D-03	-1.1031380D-03	0.20664
1.1759970E+10	9.4991671D-03	-7.4771083D-04	0.20732
1.1779970E+10	9.4840303D-03	-3.8811443D-04	0.20643
1.1799970E+10	9.5196838D-03	-2.9973980D-05	0.20402
1.1819970E+10	9.6050674D-03	3.2137477D-04	0.20016
1.1839960E+10	9.7391566D-03	6.6046482D-04	0.19492
1.1859960E+10	9.9208381D-03	9.8164399D-04	0.18837
1.1879960E+10	1.0148699D-02	1.2788113D-03	0.18058
1.1899960E+10	1.0420724D-02	1.5453208D-03	0.17164
1.1919960E+10	1.0734067D-02	1.7740678D-03	0.16162
1.1939960E+10	1.1084563D-02	1.9574524D-03	0.15062
1.1959960E+10	1.1466444D-02	2.0877062D-03	0.13874
1.1979960E+10	1.1871806D-02	2.1572473D-03	0.12607
1.1999960E+10	1.2290478D-02	2.1593675D-03	0.11272



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไปอนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่สามารถไปค้าทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ลืงแม่พิมพ์เนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้