

ห้องสมุดบัณฑิตวิทยาลัย ศจล.

DBR ก้านออสซิลเลเตอร์สำหรับวงจรรวมไมโครเวฟ

DBR GUNN OSCILLATOR FOR MICROWAVE INTEGRATED CIRCUIT



ขนิษฐา แซ่ตั้ง

KHANITTHA SAETANG

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร. จเร สุรวัดน์โกญา

ADVISOR

CHARRAY SURAWATPUNYA D.Eng. (Com.Eng.)

ACCESSION NO. 00023

DATE 23 MAR 1990

CALL NUMBER

วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2530

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

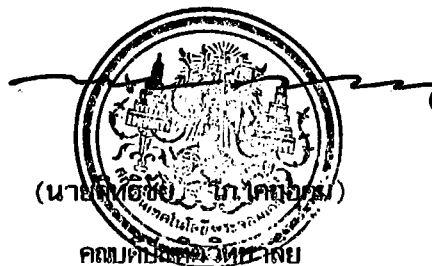
แบบฟอร์มการให้คะแนนการสอบวิทยานิพนธ์

สำหรับนักศึกษาระดับมหาบัณฑิต

ชื่อนักศึกษา นางสาวนิษฐา แซ่ตั้ง เลขประจำตัว 24.0007
ชื่อเรื่องวิทยานิพนธ์ DBR กัมมอดสซิลเลเตอร์สำหรับวงจรรวม ไมโครเวฟ
(DBR Gunn Oscillator for Microwave Integrated
Circuits)

ชื่ออาจารย์ผู้ควบคุมการสอบ	ลายมือชื่อ	ผลการสอบ
ผศ.ดร.จเร สุรวัฒน์ปัญญา		ผ่าน
รศ.ดร.สิทธิชัย ภาโคยอุดม		ผ่าน
อาจารย์สมผล โกศลยวีตร		ผ่าน
อาจารย์พลผดุง ผดุงกุล		ผ่าน

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อ	I
Abstract	II
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ไมโครสตริปและโครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตริป (Microstrip and periodic structure in microstrip)	3
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 การแทนไมโครสตริปด้วยวงจรตัดเทียม	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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เรื่อง	หน้า
บทที่ 3 DBR กัน্নออสซิลเลเตอร์	39
(Distributed bragg reflector Gunn oscillator)	
3.1 โครงสร้างของกัน্নออสซิลเลเตอร์	39
3.2 กันน์ไดโอด	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 รูปแบบวงจรเสมือนของอุปกรณ์กันน์ไดโอด	53
(Gunn diode equivalent circuit model)	
3.3 การออกแบบ	53
3.3.1 เงื่อนไขของการออสซิลเลต	53
3.3.2 การคำนวณค่าแอดมิทแตนซ์ (admittance) Y_p	55
($G_p + jB_p$) ของรีโซเนเตอร์	
บทที่ 4 การสร้างและทดสอบคุณสมบัติ	59
4.1 โครงสร้างและบล็อก ไดอะแกรมของเครื่องมือทดสอบ	59
4.2 ผลการทดสอบและวิเคราะห์	65
บทที่ 5 บทสรุป	68
บรรณานุกรม	69
กิตติกรรมประกาศ	72
ภาคผนวก-1 GUNN DIODES DATA SHEET	73

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้กล่าวถึงวิธีการออกแบบและสร้างก้านออสซิลเลเตอร์สำหรับวงจรรวมไมโครเวฟ โครงสร้างประกอบด้วยก้านไดโอดฝังอยู่ในแควิตีที่สร้างจากโครงสร้างแบบพีริโอไดคไนไมโครสตริวเวฟไกด์ แควิตีแบบนี้จะทำให้เกิดการป้อนกลับที่ความถี่ที่แน่นอนแก่ไดโอด และทำให้เกิดการออสซิลเลทที่มีเสถียรภาพ หลังจากที่ได้เสนอหลักการออกแบบแล้วจะเสนอผลการทดสอบคุณสมบัติต่างๆของก้านออสซิลเลเตอร์ต้นแบบที่สร้างขึ้น และ วิเคราะห์ถึงปัญหาบางประการที่เกิดขึ้นเพื่อการพัฒนาต่อไป

บทที่ 1

บทนำ

ไมโครสตรัทริวโซลิดสเตท (solid-state) ออสซิลเลเตอร์ ได้รับการพิจารณาให้มีความสำคัญนำมาใช้งานกันอย่างกว้างขวาง เนื่องจากมีคุณสมบัติสามารถนำไปประยุกต์ใช้ใน อุปกรณ์สำหรับวงจรรวมไมโครเวฟ (microwave) และมีลิเมตรเวฟ (millimeter-wave) ได้อย่างจริงจัง [1]-[3] ไมโครสตรัทริวโซลิดสเตทออสซิลเลเตอร์ส่วนมากมีเสถียรภาพทางความถี่ต่ำ ซึ่งแหล่งจ่ายสัญญาณที่ใช้งานกันทั่วไป มีความต้องการเสถียรภาพทางความถี่เป็นอย่างสูง เนื่องจากความต้องการในเสถียรภาพที่สัมพันธ์กับความสมบูรณ์ในการใช้งาน จึงทำให้ระบบที่มีโครงสร้างแบบดังกล่าวมีราคาต้นทุนการผลิตสูงขึ้นตามไปด้วย

ในเวลาต่อมามีผู้คิดค้นกันออกออสซิลเลเตอร์แบบใหม่ ที่มีเสถียรภาพดีเช่นกัน เป็นวิธีที่ใช้กันได้อีกคือฝังอยู่ในแควิตี (cavity) ที่มีค่า Q สูง โดยแควิตีมีลักษณะเป็นโครงสร้างแบบ เกรตติง (grating) ในแท่งไดอิเล็กทริกเวฟไกด์ (dielectric waveguide) [4],[5] โครงสร้างแบบเกรตติงนี้ทำให้เกิดการป้อนกลับแบบบวกที่ความถี่ที่แน่นอนแก่ไดโอด ทำให้เกิดการออสซิลเลตอย่างมีเสถียรภาพ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้พัฒนาวิธีการแบบเกรตติงนี้ โดยใช้โครงสร้างเป็นแบบสายส่ง ไมโครสตรัทริวโซลิดสเตทออสซิลเลเตอร์ รูปแบบประกอบไปด้วย โครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตรัทริวที่สร้างให้มีการแปรค่าคงที่ของไดอิเล็กทริกของชั้นสเตทไปเป็นคาบ ๆ ใช้ปรากฏการณ์สโตปแบนด์ที่เกิดขึ้นทำให้เกิดการป้อนกลับแบบบวก จึงเรียกอีกแบบหนึ่งว่า DBR ออสซิลเลเตอร์ สำหรับ DBR ออสซิลเลเตอร์แบบนี้สร้างขึ้น โดยฝังไดโอดในแควิตีที่สร้างจากโครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตรัทริว โดยใช้การเกิดสโตปแบนด์ (stop-band) ของโครงสร้างนี้เป็นกลไกสำคัญในการป้อนกลับแบบบวกให้แก่ไดโอดเพื่อให้เกิดการออสซิลเลต โครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตรัทริวมีคุณสมบัติการสะท้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

ในการออกแบบกั้นออสซิลเลเตอร์แบบนี้ เราจำเป็นต้องทราบคุณสมบัติต่าง ๆ ของส่วนประกอบแต่ละส่วนก่อน การวิเคราะห์หาคคุณสมบัติต่าง ๆ ทางไฟฟ้าของสายส่งแบบไมโครสตริน และ การวิเคราะห์การเกิดสตีปแบนด์ในโครงสร้างแบบฟิรโอดิคในไมโครสตรินด้วยรูปแบบของสายส่งที่เตรียมจะกล่าวในบทที่ 2 ในบทที่ 3 เป็นการกล่าวถึงการทำงานและคุณสมบัติของกั้นไดโอด และการประกอบกั้นไดโอดเข้ากับโครงสร้างแบบฟิรโอดิคในไมโครสตริน เพื่อสร้างเป็น DBR กั้นออสซิลเลเตอร์ เงื่อนไขของการออสซิลเลต และ การคาดคะเนความถี่ที่ออสซิลเลตในทางทฤษฎีได้กล่าวไว้ในตอนท้ายของบทนี้ด้วย สำหรับบทที่ 4 กล่าวถึงการสร้างออสซิลเลเตอร์ต้นแบบ การวัดคุณสมบัติต่าง ๆ ของออสซิลเลเตอร์ในย่านความถี่ X-แบนด์ และ การวิเคราะห์เปรียบเทียบผลกับทางทฤษฎี และบทสรุปของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ก็จะกล่าวไว้ในบทที่ 5

บทที่ 2

ไมโครสตริปและโครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตริป

Microstrip and Periodic Structure in Microstrip

ไมโครสตริปเป็นตัวกลางนำคลื่นชนิดหนึ่ง ซึ่งในปัจจุบันเป็นที่นิยมใช้กันเป็นอย่างมากในการสร้างอุปกรณ์ชนิดต่าง ๆ ในรูปวงจรรวมแบบไฮบริดสำหรับย่านความถี่ทั้งไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟในระบบวิทยุแบบไฮลิคสเตท เนื่องจากโครงสร้างง่ายแก่การออกแบบ ในการออกแบบเราจำเป็นต้องทราบคุณสมบัติต่าง ๆ ของไมโครสตริปก่อน ซึ่งสามารถประยุกต์ใช้ร่วมกับองค์ประกอบอื่นของวงจร ในการสร้างอุปกรณ์ต่าง ๆ ได้อย่างเหมาะสม

2.1 ไมโครสตริป

ไมโครสตริปคือตัวกลางนำคลื่นชนิดหนึ่งประกอบไปด้วย โลหะตัวนำแบนหรือตัวนำแผ่นบาง ๆ วางยึดติดบน ไดอิเล็กตริกชั้นสเตรทที่เคลือบอยู่บนโลหะแผ่นกราวด์ของไมโครสตริปดังรูปที่ 2.1(a) ตัวนำคูลานานี้เปลี่ยนแปลงรูปแบบไปได้ตามความเหมาะสม และสามารถแบ่งเป็นชนิดหลักได้ดังนี้

1. ไมโครสตริปแบบธรรมดา ดังแสดงในรูป 2.1(a), 2.1(b)
2. ไมโครสตริปแบบที่มีการฉีลด์เพื่อลดการสูญเสียเนื่องจากเรดิเอชัน (radiation) และสามารถกระตุ้นให้มีการทำงานในโหมด TE และ TM ได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.1(g)
3. แบบที่เคลือบสาร ไดอิเล็กตริกที่ผิวหน้าของแผ่นโลหะสตริป ที่สัมผัสกับอากาศเพื่อลดการรบกวนจากสิ่งสกปรกภายนอกดังแสดงในรูปที่ 2.1(c)
4. ไมโครสตริปเปิดช่องตรงกลาง แบบกลับข้างและแบบแขนเพื่อให้มีการกระจายความร้อนเนื่องจากอุปกรณ์ที่ทำงานร่วมกันเช่น IMPATT GUN และ LSA ไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้กระจายไปสู่แผ่นตัวนำกราวด์ได้โดยสะดวก ดังแสดงในรูปที่ 2.1(d), 2.1(e) และ 2.1(f)

5. สล็อตไลน์ (Slotline) เป็นแบบที่เกิดจากการนำเอาไมโครสตริปที่ได้กล่าวมาแล้วมาตัดฟลิ้งกันบนโครงสร้างชั้นสเตรทด้านเดียวกันดังในรูปที่ 2.1(h)

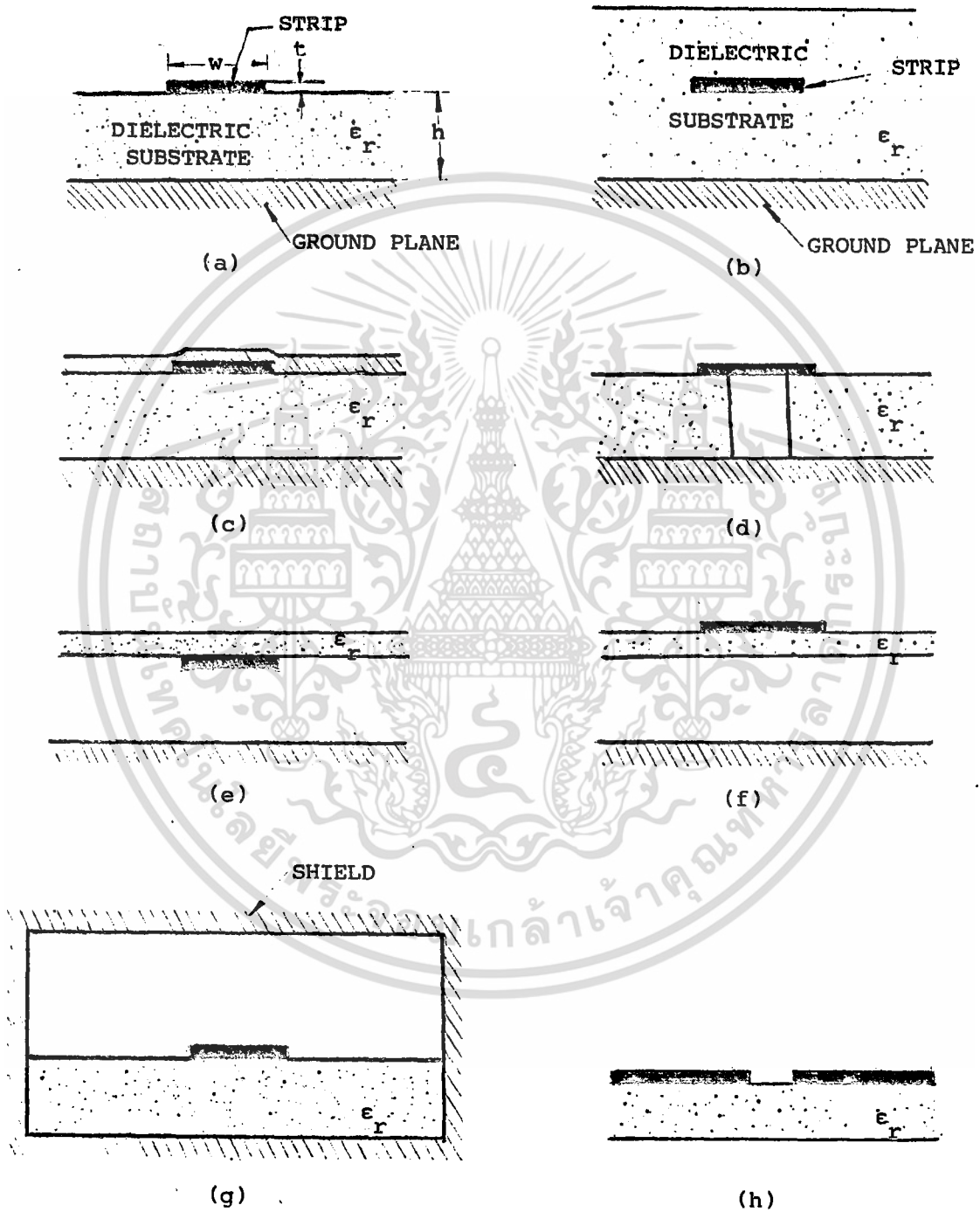
วงจรที่สร้างขึ้นมาจากไมโครสตริปมีข้อดีที่สำคัญสามประการคือ

1. สามารถสร้างระบบตัวนำหรือวงจรที่สมบูรณ์แบบได้ โดยเพียงแต่ยึดโครงสร้างโลหะเข้ากับ ไดอิเล็กตริกเดี่ยวที่ยึดอยู่บนโลหะอีกแผ่นหนึ่ง ที่ทำหน้าที่เป็นแผ่นกราวด์เท่านั้น จึงทำให้การผลิตวงจรสามารถสร้างได้ง่าย และมีราคาต้นทุนการผลิตต่ำกว่าวงจรแบบเวฟไกด์หรือโคแอกเซียล

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

3. อุปกรณ์ และ ส่วนประกอบต่าง ๆ ของวงจรที่ทำงานร่วมกันในวงจรรวมแบบไฮบริดสามารถต่อออกมาภายนอกเพื่อทำการวัดคุณสมบัติของวงจรได้โดยง่าย

สำหรับไมโครสตริปแบบที่ใช้ในการออกแบบจะเป็นไมโครสตริปแบบธรรมดาตามในรูปที่ 2.1(a)



รูปที่ 2.1 ไมโครสตริงแบบต่าง ๆ

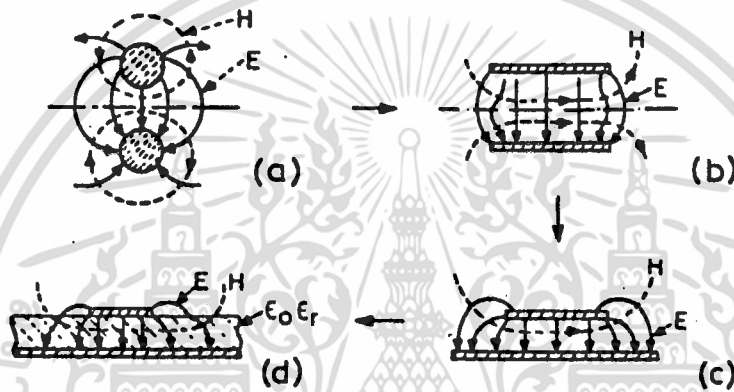
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า. ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 คลื่นที่แพร่ในไมโครสตริน

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

คลื่นที่แพร่ในไมโครสตรินนั้นสามารถพิจารณาโดยเริ่มต้นจากสายส่งแบบตัวนำคู่ขนานกลม 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) ซึ่งเป็นการสอดตัวนำแผ่นเข้าไประหว่างตัวนำทั้งสองของรูป 2.2(b) ตรงกึ่งกลางพอดี ในขั้นสุดท้ายเป็นโครงสร้างที่ได้จากการใส่สารไดอิเล็กตริกเข้าไประหว่างตัวนำทั้งสองของรูป 2.2(c) จากขั้นแรกจนถึงขั้นสุดท้ายจะเห็นว่าสายส่งกลายเป็นแบบที่มีตัวกลางซึ่งเป็นไดอิเล็กตริกแบบอินโฮโมจีเนียส โดยมีการกระจายของคลื่นสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กดังในรูปที่ 2.2(c)

จากหลักการทั้งหมดนี้เป็นผลให้ส่วนของหน้าสัมผัสระหว่าง อากาศกับไดอิเล็กตริกทำให้เกิดโหมดการเคลื่อนที่ของคลื่นในไมโครสตรินเป็นแบบ non-TEM ไฮบริด (hybrid) โหมดและการกระจายของสนามแบบง่าย ๆ ใช้หลักของการกระจายแบบสนามกึ่งสถิตย์ (quasi static field) และสามารถใช้สมการของแมกซ์เวลล์ (Maxwell)



รูปที่ 2.2 การวิเคราะห์ไมโครสตรัทวิโดยเริ่มจากสายส่งแบบตัวนำกลมคู่ขนาน

แสดงให้เห็นว่า โครงสร้างของไมโครสตรัทวิไม่สามารถนำคลื่นโหมด TEM บริสุทธิ์ได้ เนื่องจากมีความต่อเนื่องของส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าตั้งฉากในทิศ x (ดูในรูปที่ 2.3) ตามรอยต่อหน้าสัมผัสระหว่างไดอิเล็กตริกกับอากาศทำให้เขียนได้ว่า

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

โดยที่ $E_x |_d$ เป็นสนามไฟฟ้าตรงรอยต่อหน้าสัมผัสในส่วนที่เป็นไดอิเล็กตริก และ $E_x |_a$

เป็นสนามไฟฟ้าตรงรอยต่อหน้าสัมผัสในส่วนที่เป็นอากาศ เมื่อใช้สมการของแมกซ์เวลล์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราจะสามารถเขียนสมการ 2.1 ใหม่ได้เป็น

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

ถ้าส่วนประกอบของฟลักซ์ (flux) แม่เหล็กตั้งฉากต่อเนื่องกันเราจะได้

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

เมื่อ ϵ_r เป็นค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของชั้นสเตรท และ $H_y = 0$ สมการที่ 2.3 จะแสดงให้เห็นว่าสมการทางด้านซ้ายมือจะต้องไม่เป็นศูนย์ ซึ่งจะถูกต้องก็ต่อเมื่อ H_z ไม่เป็นศูนย์ ดังนั้นสมการของแมกซ์เวลล์จะถูกต้องก็ต่อเมื่อมีส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กตั้งฉากอันหนึ่งในทิศ z ด้วย (ตามแนวนอน) ด้วยวิธีเดียวกันนี้เราสามารถแสดงให้เห็นว่า E_x หรือสนามไฟฟ้าในแนวนอนไม่เป็นศูนย์เช่นกัน ซึ่งเมื่อดูจากปรากฏการณ์ที่มีส่วนประกอบของ E_x และ H_x ที่ขอบผิวส่วนที่ไดอิเล็กตริกสัมผัสกับอากาศ เป็นเหตุให้เกิดโหมดของไมโครสเตรทเป็น non-TEM โหมด แต่ส่วนประกอบสนามที่ขอบมีค่าน้อยมาก เมื่อเทียบกับสนามหลัก (ที่อยู่ภายในสเตรทในชั้นสเตรท) การเบี่ยงเบนไปจากลักษณะของ TEM จึงมีน้อย

สำหรับการวิเคราะห์ไมโครสเตรทมีวิธีการต่าง ๆ มากมายแต่สามารถแบ่งได้เป็นกลุ่มใหญ่ ๆ 3 กลุ่มด้วยกันคือ ในกลุ่มแรกเป็นกลุ่มที่เรียกว่าวิธีการทางกึ่งสถิตย์ หรือควอซีสแตติก (quasi static) การวิเคราะห์ในกลุ่มนี้พิจารณาจากธรรมชาติของโหมดการแพร่ของคลื่นเป็น TEM และคุณสมบัติเฉพาะของไมโครสเตรทคำนวณได้จากความจุไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ (electrostatic capacitance) ของโครงสร้าง ซึ่งพบว่าวิธีการนี้ใช้ได้เฉพาะในการออกแบบวงจรในย่านความถี่ต่ำ (ต่ำกว่า x-band ที่ประมาณ 8-13

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

2.2.1 การวิเคราะห์แบบกึ่งสถิตย์ (quasi static model)

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

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

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

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

2.2.2 การวิเคราะห์เนื่องจากการแปรไปจาก TEM โหมด

การวิเคราะห์วิธีทางกึ่งสถิตย์ของไมโครสตริpline ไม่สามารถนำมาใช้กับกรณี
ที่โหมดการแพร่ของคลื่นเป็นลักษณะ non-TEM โหมดได้ เนื่องจากที่ non-TEM โหมดมีผล
ทำให้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของสาร ไดอิเล็กตริกวัดชั้นสเตรท ϵ_{re} และ Z_0 ของไมโครสตริpline
เป็นฟังก์ชันของความถี่ จากค่าทั้งสองนี้การแปรผันของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเอฟเฟกทีฟ
(effective dielectric constance) มีผลต่อการวิเคราะห์คุณสมบัติอื่น ๆ เป็น
อย่างมากซึ่งจะวิเคราะห์กันให้ถูกต้องที่สุดต้องใช้วิธีการทางฟูลเวฟ (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]
- รูปแบบพลาเนอร์เวฟไกด์ (planar wave guide) (Kampa and
Mehran 1975) [13]
- รูปแบบของเกทชิงเกอร์ที่สังเคราะห์แล้ว (Edwards and Owens
1976) [10]
- รูปแบบที่ได้จากการคัปปลิงอย่างมั่นคงระหว่าง quasi TEM โหมดกับ TE
โหมด ที่ลำดับต่ำสุด [14]

นอกจากนี้แล้วก็เป็นการวิเคราะห์ที่ถูกต้อง และ แน่หนอนที่สุดคือวิธีการทางพล
 เวฟ ซึ่งจะเห็นได้ว่าโหมดในไมโครสตริวไม่สามารถให้เป็นทั้ง TE หรือ TM บริสุทธิ์ได้
 เนื่องจากยังคงมีส่วนประกอบตามแนวนอนของสนามทั้งสองอยู่ในไฮบริดโหมด ซึ่งสามารถ
 พิจารณาให้อยู่ในรูปซูเปอร์โพสิชัน (superposition) ของสนาม TE และ TM ได้ จะ
 ให้ความสัมพันธ์นี้อยู่ในเทอมของศักดาskalาร์ (scalar) ψ^h และ ψ^e โดยลำดับ
 พิจารณารูปที่ 2.3 ค่าของส่วนประกอบสนามในแนวนอน TE และ TM เขียนได้เป็น

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

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

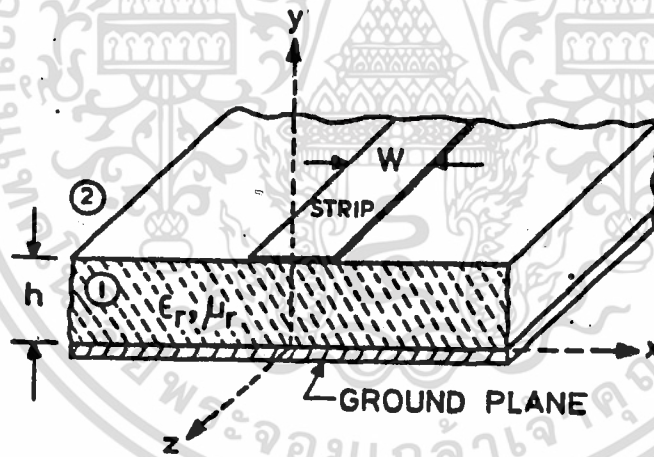
$$E_x = [\nabla_x \psi^e(x,y) - (\omega\mu/\beta)(\hat{z} \times \nabla_x) \psi^h(x,y)]\exp(-j\beta z) \quad 2.8$$

$$H_x = [(\omega\epsilon/\beta)(\hat{z} \times \nabla_x) \psi^e(x,y) + \nabla_x \psi^h(x,y)]\exp(-j\beta z) \quad 2.9$$

เมื่อ β เป็นค่าคงที่ในการแพร่ของคลื่นที่ไม่ทราบค่า และ $\kappa = \omega(\epsilon_0 \epsilon_r \mu_0)^{1/2}$ ตัวอักษร
 กำกับ t หมายถึงองค์ประกอบของสนามในทิศตั้งฉาก (x,y) และ \hat{z} เป็นยูนิตเวกเตอร์
 (unit vector) ในทิศ z ความสัมพันธ์นี้สอดคล้องเป็นอย่างดีทั้งในย่านที่ 1 และ 2
 ดังในรูป 2.3 เมื่อชุดของ ϵ_r เป็นค่าที่ใช้ในเวฟเนัมเบอร์ κ ส่วนประกอบ ψ^e และ ψ^h
 ที่เพิ่มขึ้นได้เลือกให้สอดคล้องทั้งย่านที่ 1 และ 2 ภายใต้การสมมติว่าโครงสร้างนี้ไม่มีการ
 สูญเสียเลย และ ชั้นสเตรตต้องไม่เป็นสารแม่เหล็ก สนามที่สอดคล้องกับสมการ 2.6 ถึง
 2.9 นี้จะแปรไปเมื่อโครงสร้างของไมโครสตริวเป็นแบบปิด

โหมดของการแพร่ของคลื่นสามารถสรุปแบ่งเป็นสองชุดหลัก เนื่องจากโครงสร้าง

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 เป็นคู่และ H_z เป็นคี่ ซึ่งใกล้เคียงกับสมการในโหมด กิ่ง-TEM ที่ความถี่ต่ำมาก ๆ



รูปที่ 2.3 โครงสร้างของไมโครสตริน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของไมโครสตริป

เนื่องจากการวิเคราะห์ไมโครสตริปนั้น ในกลุ่มแรกเป็นการวิเคราะห์ที่ย่านความถี่ต่ำโดยคิดเพียงโหมดการแพร่ของคลื่นหลักที่เห็นได้ชัดเจนที่สุดเป็น กิ่ง-TEM โหมด แต่ในการใช้งานที่ย่านความถี่สูงขึ้น จะต้องคำนึงถึงผลอันเนื่องมาจากสนามที่ขอบตรงผิวหน้าสัมผัสระหว่างไดอิเล็กตริกและอากาศด้วย ซึ่งสามารถคำนวณได้ด้วยวิธีวิเคราะห์ในสองกลุ่มหลัง ในการวิเคราะห์กลุ่มที่สองนั้นเป็นวิธีการโดยประมาณ ได้นำเอาสมการเริ่มต้นจากการวิเคราะห์ในกลุ่มแรก การคำนวณค่าคุณสมบัติต่าง ๆ ทางไฟฟ้าของไมโครสตริป จึงต้องแบ่งออกเป็น 2 ชุด คือวิเคราะห์ค่าการส่งที่ไม่มีการแปรไปตามความถี่ก่อน แล้วหลังจากนั้นจึงจะวิเคราะห์การส่งที่แปรไปตามความถี่ โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้วิธีการวิเคราะห์แบบกึ่งเอมไพริคัลเป็นหลัก

2.3.1 การวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าของไมโครสตริปกรณีไม่ขึ้นกับความถี่ (frequency independence)

ได้มีผู้ทำการวิเคราะห์ไว้มากมาย แต่สมการสำหรับค่าคุณสมบัติเหล่านี้นั้นในกรณีที่ไม่นับถึงผลของความถี่สามารถใช้รูปแบบของ Schneider [6] ได้ค่าแม่นยำสูงถึง $\pm 0.25\%$ ซึ่งเพียงพอแก่ความต้องการสำหรับค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าใด ๆ ของไมโครสตริปนั้นมักจะสัมพันธ์กับค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเอฟเฟคทีฟ (ϵ_{eff}) ซึ่งสามารถหาค่าได้ในรูปฟังก์ชันของ w/h กับค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ϵ_r และลักษณะทางกายภาพของขอบเขตระหว่างอากาศกับไดอิเล็กตริก การหาค่าใช้วิธีแมปปิง (mapping) ขอบเขตอากาศกับไดอิเล็กตริกไปเป็นรูปเหลี่ยมในระนาบ z และคุณสมบัติของรูปเหลี่ยมในระนาบ z นี้สามารถให้ลักษณะเป็นแผ่นคู่ขนานของคาปาซิเตอร์ที่มีสารไดอิเล็กตริกอยู่ภายใน ดังนั้นปัญหาเนื่องจากสนามที่ขอบของไดอิเล็กตริกกับอากาศจะถูกขจัดไป เพราะในระนาบ z ครึ่งบนถูกเปลี่ยนไปให้เป็นมุมหนึ่งของรูปเหลี่ยม ขบวนการนี้จะถูกต้องเสมอตราบเท่าที่การแมปปิงแบบคอนฟอร์มอล (conformal mapping) ยังคงรักษามุมสะท้อนของสนามที่ขอบ

ไดอิเล็กตริกกับอากาศนี้ไว้ได้ ถ้าให้ค่าความจุไฟฟ้าของแผ่นคู่ขนานในระนาบ z เป็น C_0 และ ค่าความจุไฟฟ้ากรณีที่ไม่มีสาร ไดอิเล็กตริกเป็น C จะได้ค่าการแปรไปของไดอิเล็กตริกเป็น

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

วิธีการโดยประมาณสามารถหาได้ โดยเริ่มจากไมโครสตรัทรูปมาตรฐานรูป

2.2(a) และจากการประมาณค่าโดยการแม็พิงแบบคอนฟอร์มอลจะเห็นว่า

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

และค่ารากที่สองของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเอฟเฟคทีฟ (ϵ_{eff}) ที่ได้จากชุดของการทดลอง เปรียบเทียบในช่วงที่ $0 \leq w/h \leq 10$ และ $1 \leq \epsilon_r \leq 10$ 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

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

ส่วนประกอบของฟังก์ชันอยู่ในรูปของเอเรชันนัลฟังก์ชัน (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 $\pm 2\%$ เราสามารถทำให้ได้ความเที่ยงตรงสูงขึ้น โดยที่

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

ดังนั้นจะได้ค่า ϵ_{eff} เป็น

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

เป็นค่าที่คิดในกรณีที่ไม่ว่านึงถึงความหนาของแผ่นสตรีน แต่ถ้าแผ่นสตรีนมีความหนา = t มีผู้คำนวณหาผลของความหนาของแผ่นสตรีนของไมโครสตรีนไว้มากมาย แต่มีชุดของสมการอันหนึ่งที่มีความเที่ยงตรงมากที่สุด [19] ดังนี้

$$\frac{w_e}{h} = \frac{w+1.25t(1+\ln 4fw)}{h \frac{fw}{t}} \quad w/h \leq 1/2\pi \quad 2.18$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

โดยที่ w_e คือความกว้างเอฟเฟคทีฟของไมโครสตรัทที่มีผลเนื่องจากสตรัทมีความหนา และ

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

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

โดยที่

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

2.3.2 การวิเคราะห์ในกรณีที่เกิดผลของความถี่ (frequency dependent)

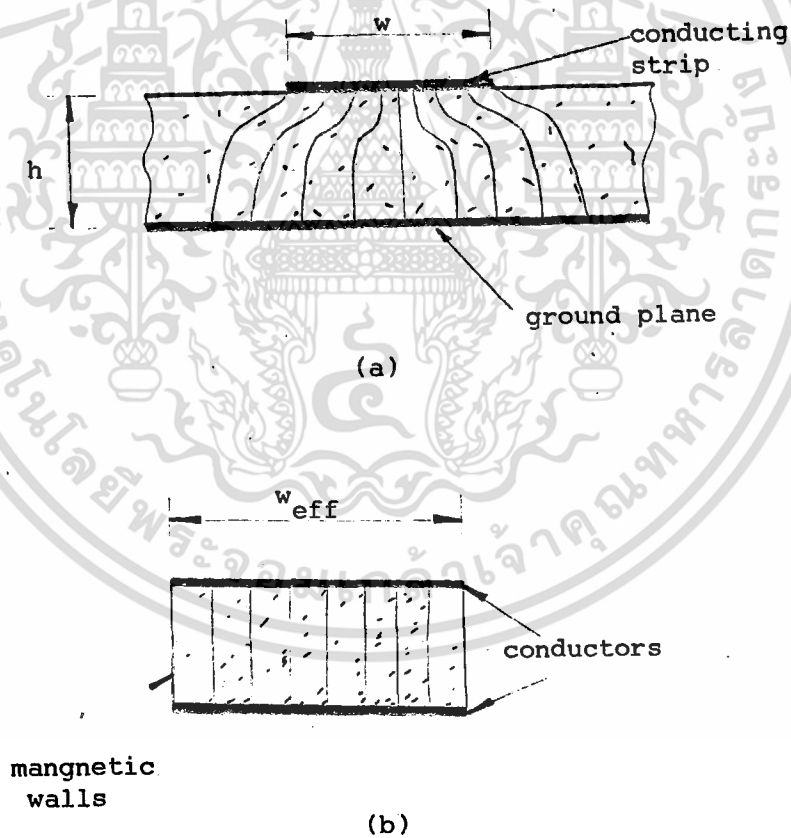
โดยมีผู้คิดรูปแบบที่มีความแม่นยำสูง โดยใช้วิธีที่เรียกว่ารูปแบบตัดเทียมแบบพลาแนร์เวฟไกด์ (planar waveguide) [15] เป็นการคำนวณหาคุณสมบัติการแปรไปตามความถี่ของโหมด กิ่ง-TEM ของไมโครสตรัทที่คัปเปิล (couple) กับคลื่น TE โหมดลำดับที่ต่ำสุด รูปแบบนี้ไมโครสตรัทจะแสดงตัวเป็นเวฟไกด์แบบเพลทคู่ขนาดที่กว้าง w_e และสูง h เพลทบนและล่างมีค่าความนำเป็นอนันต์ และมีกำแพงแม่เหล็กภายในซึ่งมีตัวกลางทั้งหมดมีค่าเป็นค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเอฟเฟคทีฟ ϵ_{eff} ซึ่งมีค่าที่ความถี่ศูนย์เท่ากับการวิเคราะห์ที่ได้จากโหมด กิ่งสถิตย์-TEM โหมด ในขณะที่ w_e ที่ความถี่ศูนย์คำนวณได้จากการวิเคราะห์กิ่งสถิตย์มีค่าเป็น

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน $Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}(0)}$ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นอิมพีแดนซ์ของไมโครสตรัทที่มีความถี่เป็นศูนย์จากรูปแบบพลาสมาเวฟไกด์ จึงมีค่าเป็น

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



รูปที่ 2.4 โครงสร้างแบบพลาสมาเวฟไกด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$\begin{aligned} \frac{\partial \epsilon_{eff}(f)}{\partial f} &\geq 0 \\ \frac{\partial \epsilon_{eff}(f)}{\partial f} &= 0, \text{ ที่ } f = 0 \\ \lim_{f \rightarrow \infty} \frac{\partial \epsilon_{eff}(f)}{\partial f} &= 0 \\ \epsilon_{eff}(0) &= \epsilon_r \\ \lim_{f \rightarrow \infty} \epsilon_{eff}(f) &= \epsilon_r \\ \frac{\partial^2 \epsilon_{eff}(f)}{\partial f^2} &= 0 \end{aligned} \tag{2.25}$$

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 $w_{eff}(f)$ แต่ $w_e(f)$ มีค่าลดลงตามฟังก์ชันของความถี่ดังนี้

$$\frac{\partial w_e(f)}{\partial f} \leq 0$$

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

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

$$w_e(0) = w_{eff}$$

$$\lim_{f \rightarrow \infty} w_e(f) = w$$

$$\frac{\partial^2 w_e(f)}{\partial f^2} = 0 \quad 2.29$$

ที่ความถี่เพียงเบนค่าเดียวกันเราจะได้ $w_e(f)$ เป็น

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากค่าทั้งสองนี้สามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ $Z_o(f)$ ที่แปรไปตามความถี่โดยใช้โครงสร้างแบบพลาเนอร์ ดังนี้

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

2.4 โครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตริว

โครงสร้างแบบพีริโอดิกในเวฟไกด์หรือตัวนำคลื่น และ สายส่งหรือทรานสมิทชั่นไลน์ (transmission line) โดยทั่วไปก็ยังมีค่าคุณสมบัติต่าง ๆ อยู่ในลักษณะเดียวกัน คือ 1) คุณสมบัติของพาสแบนด์ (pass band) กับสต็อปแบนด์ และ 2) การรับส่งคลื่นมีความเร็วเฟสน้อยกว่าความเร็วแสงเสมอ คุณสมบัติของพาสแบนด์กับสต็อปแบนด์นี้คือย่านความถี่ที่คลื่นสามารถเคลื่อนที่ผ่านไปได้ โดยไม่มีการลดทอนตลอดทั้งย่านความถี่นั้นถึงความถี่คutoff เรียกว่าพาสแบนด์ แล้วนอกจากนั้นคลื่นจะ ไม่มีการเคลื่อนที่ผ่านไปได้เลยซึ่งเรียกว่าสต็อปแบนด์ สำหรับโครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตริวก็เช่นกัน สามารถหาค่าคุณสมบัติเหล่านี้ได้ โดยการแปลงโครงสร้างพีริโอดิกในไมโครสตริวให้อยู่ในรูปของโครงสร้างพีริโอดิกในสายส่งหรือทรานสมิทชั่นไลน์ได้ โดยในขั้นแรกจะพิจารณากาการแทนไมโครสตริวด้วยสายส่งตัดเทียมก่อน จากนั้นจึงจะพิจารณาถึงการแทนโครงสร้างพีริโอดิกในไมโครสตริวด้วยสายส่งตัดเทียมต่อไป

2.4.1 การแทนไมโครสตริวด้วยวงจรถัดเทียม

การแทนไมโครสตริวด้วยวงจรถัดเทียม เพื่อให้การคำนวณและออกแบบง่ายขึ้นในที่นี้จะแปลงไปอยู่ในรูปของสายส่งตัดเทียมแบบง่าย โดยใช้วิธีการหาค่าคุณสมบัติคutoff และ กระแสของคลื่นตัดเทียม ซึ่งจะต้องพิจารณาการทำงานเป็น TEM โหมดโดยมีข้อจำกัดดังนี้

1. ผลลัพธ์รวมของกำลังที่ส่งผ่านนั้น เป็นผลรวมของคลื่นสนามไฟฟ้าที่ตั้งฉากกับสนามแม่เหล็ก และ สนามทั้งสองตั้งฉากกับทิศการเคลื่อนที่เท่านั้น

2. ในตัวนำคลื่นปรกติมีมีการแพร่ของคลื่นได้ทุก ๆ โหมด กำลังของคลื่นที่ส่งผ่านเป็นผลรวมของแต่ละโหมดที่ประกอบอยู่

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

4. สนามไฟฟ้าตั้งฉากสัมพันธ์กับสนามแม่เหล็กที่ตั้งฉาก ด้วยค่าคงที่ง่าย ๆ เรียกว่าอิมพีแดนซ์ของคลื่นของ โหมดนั้น ๆ ดังนี้

$$Z_w H = a_z \times E \quad 2.32$$

ในกรณีที่คลื่นเคลื่อนที่ในทิศ $+z$

จากคุณสมบัติและข้อจำกัดเหล่านี้สามารถนำมาแปรเป็นคุณสมบัติศักดาและกระแสของคลื่นทัดเทียม ที่เป็นส่วนประกอบในรูปของสนามไฟฟ้า และ สนามแม่เหล็กตั้งฉากได้โดยลำดับ ดังนั้นสนามตั้งฉากนี้จึงมีคุณสมบัติคล้ายกับศักดา และ กระแสของคลื่นในสายส่งทัดเทียมที่แสดงถึงปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นในไมโครสตริวได้

คลื่นที่กระจายในเวฟไกด์โหมดอาจเขียนในรูปสมการทั่ว ๆ ไปได้เป็น

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

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

ในกรณีที่คลื่นเคลื่อนที่ในทิศ $-z$ และ

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการที่คลื่นเคลื่อนที่ในทิศ $-z$

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

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

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

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 โดยที่การแปรขนาดของกำลังจะต้องเป็นไปตามเงื่อนไข

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

หรือนั่นคือ

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

ด้วยการนอร์มอลไลซ์ (normalize) ฝั่งกั้น \mathbf{e} และ \mathbf{h} กับผลคูณ $K_1 K_2^*$ สามารถทำให้
เกิดความสัมพันธ์ที่สองซึ่งเป็นผลหารระหว่าง K_1 กับ K_2 ได้โดยเลือกให้ค่าความสัมพันธ์
แปรไปตามต้องการได้เรียกว่าอิมพีแดนซ์ประจำตัวของสายส่ง ดังนี้

$$Z_c = \frac{V^+}{I^+} = \frac{V^-}{I^-} = \frac{K_1}{K_2} \quad 2.37$$

สำหรับในกรณีที่ตัวนำคลื่นมีการส่งผ่านคลื่น N โหมดจะเขียนในรูปของสายส่งที่ตัดตาและกระแสตัดเทียม 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 เป็นค่าแอดมิแตนซ์ประจำตัวของสายส่งตัดเทียม ถ้าทราบค่าขนาดตัดตาและกระแสตัดเทียมของคลื่นแล้ว อาจเขียนในรูปของสนามในตัวนำคลื่นได้เป็น

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

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

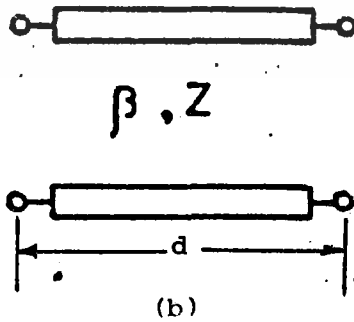
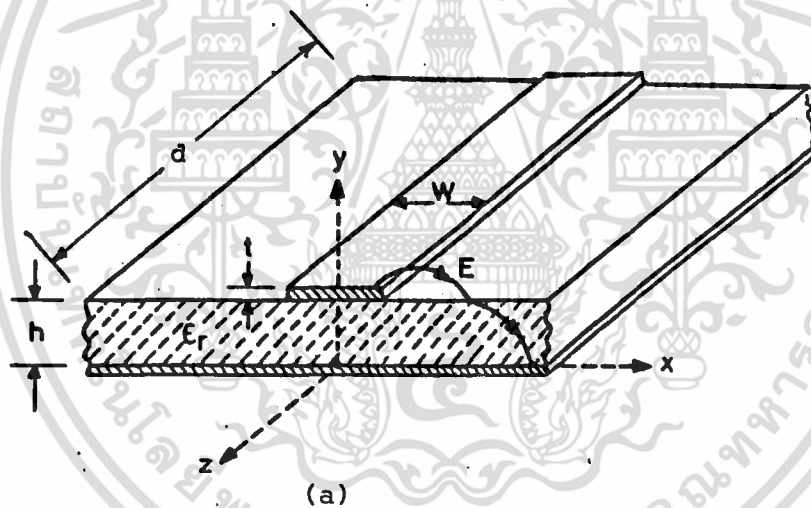
โดยที่ K_{1n} และ K_{2n} เป็นค่าคงที่ในการแปรของแต่ละโหมด ส่วนของสนามบนแกนหาได้จากสมการ 2.39 โดยใช้สมการของแมกซ์เวลล์ สังเกตว่าขนาดของกระแสตัดเทียมในทิศ $-z$ แทนด้วย $-I_n^-$ ดังนั้นจึงสอดคล้องกับสนามแม่เหล็กตั้งฉากซึ่งมีค่าเป็น $-K_{2n}^{-1} I_n^-$ เมื่อตัวนำคลื่นมีโหมดการเคลื่อนที่หลาย ๆ โหมดที่ความถี่เดียวกัน จำนวนพอร์ตทางไฟฟ้าจึงมากกว่าจำนวนพอร์ตทางฟิสิกส์ ในไมโครสตริปที่มีความยาว D จึงสามารถเขียนอยู่ในรูปของวงจรตัดเทียมแบบสี่พอร์ตได้ดังรูปที่ 2.5 โดยที่ Z เป็นอิมพีแดนซ์ประจำตัวของสายส่งตัดเทียมมีค่าตามสมการที่ 2.24 ดังนี้

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

และ β จะเป็นค่าคงที่ของการแพร่ของคลื่นในไมโครสตริพซึ่งมีค่าเป็น

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

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

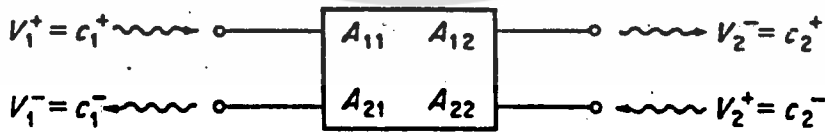
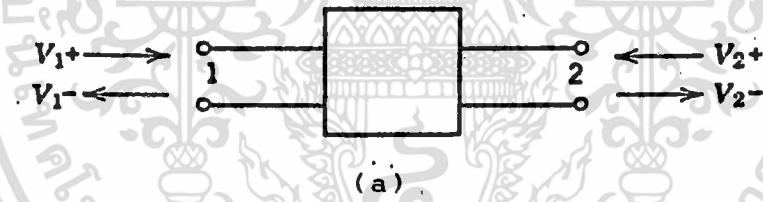


รูปที่ 2.5 วงจรตัดเทียบแบบสายส่งของไมโครสตริพยาว d

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2 การหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและการส่งผ่านของคลื่น
(reflection and transmission coefficient)

การหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน และการส่งผ่านของคลื่นของโครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตรัทนั้น สามารถหาได้โดยเริ่มจากการแทนไมโครสตรัทที่ยาว d ด้วยวงจรทดเทียมแบบสายส่ง โดยเขียนอยู่ในรูปของวงจรสี่พอร์ต จากวงจรสามารถเขียนศักดาที่หัวของวงจรแทนคลื่นตกกระทบ และ คลื่นสะท้อนที่มีขนาดและเฟสอ้างอิงที่อินพุตเป็น v_1^+ กับ v_1^- ดังแสดงในรูปที่ 2.6(a) โดยที่เครื่องหมาย + แสดงการเคลื่อนที่ของคลื่นตกกระทบ และ เครื่องหมาย - แสดงการเคลื่อนที่ของคลื่นสะท้อน



รูปที่ 2.6 แสดงขนาดสัญญาณที่หัวของวงจรทดเทียมแบบสายส่ง

และสัมประสิทธิ์แอมพลิจูดทรานสมิทชันเมตริกซ์ที่แต่ละหัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรในรูปที่ 2.6(a) นั้นเราสามารถเขียนเป็นลักษณะตัวแปรที่แสดงทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่นได้โดยกำหนดให้

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

และ

$$c_2^+ = v_2^-, \quad c_2^- = v_2^+ \quad 2.41$$

โดยที่เครื่องหมายของตัวแปร c ที่เป็น $+$ แสดงขนาดของคลื่นที่เคลื่อนที่ไปทางขวามือ และ เครื่องหมาย $-$ หมายถึงขนาดของคลื่นที่เคลื่อนที่ไปทางซ้ายมือ เราสามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของคลื่นที่อินพุตอยู่ในเทอมของขนาดของคลื่นที่เอาต์พุตดังนี้

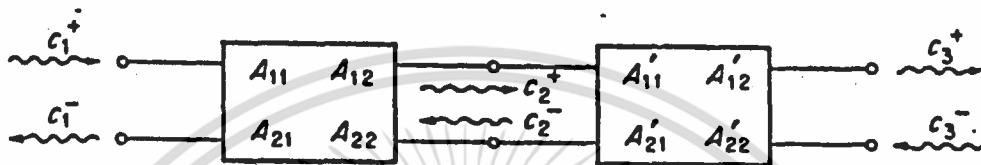
$$\begin{aligned} c_1^+ &= A_{11}c_2^+ + A_{12}c_2^- \\ c_1^- &= A_{21}c_2^+ + A_{22}c_2^- \end{aligned} \quad 2.42$$

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

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

สำหรับกรณีที่มีการต่อคาสเคด (cascade) กันสองวงจรมีดังในรูป 2.7 สามารถหาทรานสมิทชันเมตริกซ์รวมได้โดยคูณเมตริกซ์ $[A]$ ของแต่ละวงจรเข้าด้วยกันดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 วงจรที่ต่อกันแบบสายส่งของวงจรที่ต่อคาสเตกกันสองวงจร

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

เมื่อกูณเมตริกซ์ [A] ของแต่ละวงจรเข้าด้วยกันแล้วสามารถเขียนเป็นรูปสมการทั่วไปสำหรับกรณีที่มีหลายวงจรต่อคาสเตกกันดังนี้

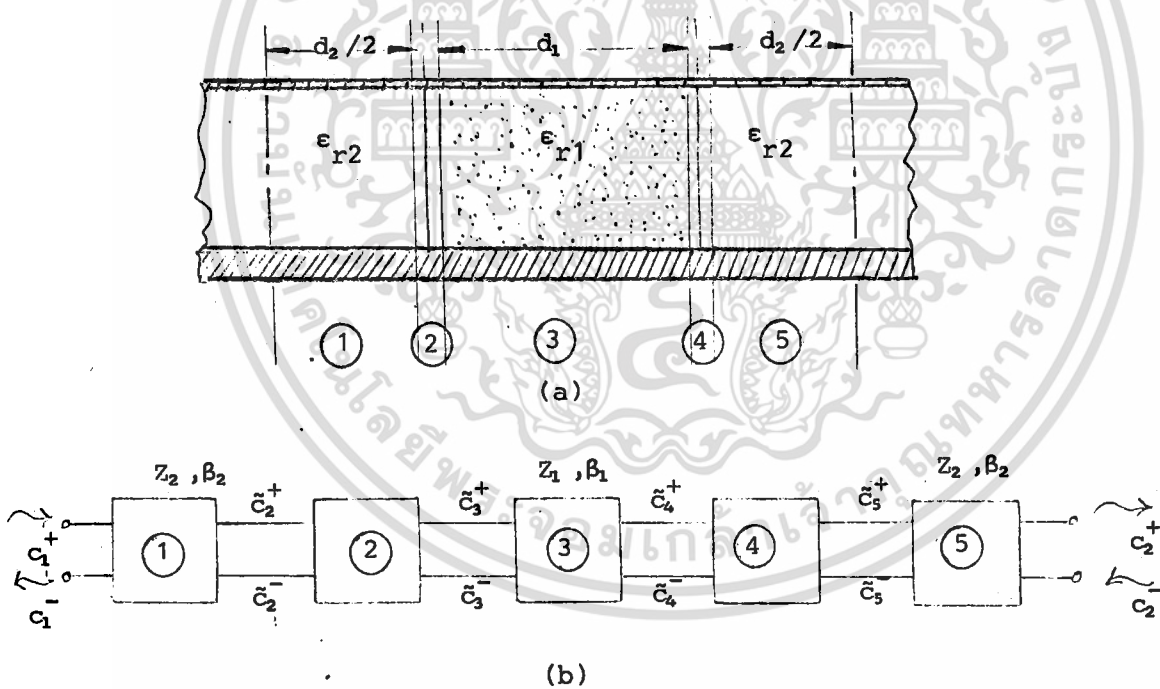
$$\begin{bmatrix} c_1^+ \\ c_1^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{A}_{11} & \bar{A}_{12} \\ \bar{A}_{21} & \bar{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{n+1}^+ \\ c_{n+1}^- \end{bmatrix} \quad 2.45$$

จากทรานสมิตชันเมตริกซ์ทั้งหมดนี้ เราสามารถตรวจสอบได้ โดยสังเกตว่าดีเทอร์มิแนนต์ของเมตริกซ์ [A] นี้มีค่าเท่ากับหนึ่งเสมอ หรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

สำหรับในโครงสร้างแบบเฟริโอไดคในไมโครสตรัทนั้น เราสามารถหาแอมพลิจูดทรานสมิทชันเมตริกซ์ได้เช่นกัน โดยเริ่มจากการหาเมตริกซ์ของไมโครสตรัทหนึ่งคาบเสียก่อน ดังจะเขียนเป็นวงจรตัดเทียบแบบสายส่งสำหรับไมโครสตรัทหนึ่งคาบได้เป็นวงจรที่ต่อคาสเตกกันอยู่ห้ส่วนดังแสดงในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 แสดงวงจรตัดเทียบแบบสายส่งสำหรับ โครงสร้างแบบเฟริโอไดคในไมโครสตรัทหนึ่งคาบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

และเมื่อเขียนอยู่ในรูปของเมทริกซ์จะได้

$$\begin{pmatrix} c_1^+ \\ c_1^- \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e^{-j\beta_2 d_2 / 2} & 0 \\ 0 & e^{j\beta_2 d_2 / 2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_2^+ \\ c_2^- \end{pmatrix} \quad 2.49$$

สำหรับขนาดของการส่งผ่านของคลื่นในวงจรส่วนที่สองซึ่งเป็นส่วนของรอยต่อระหว่างไมโครสตริปที่มีซัพสเตรทเป็น ϵ_{r1} กับส่วนที่มีซัพสเตรทเป็น ϵ_{r2} และจากหลักการที่ว่าศักดาและกระแสตรงรอยต่อมีความต่อเนื่องกัน ดังนั้นศักดาที่รอยต่อจึงมีค่าเป็น

$$\sqrt{Z_2} (c_2^+ + c_2^-) = \sqrt{Z_1} (c_3^+ + c_3^-) \quad 2.50$$

และกระแสที่รอยต่อก็จะมีค่าเป็น

$$\frac{1}{\sqrt{Z_2}} (c_2^+ - c_2^-) = \frac{1}{\sqrt{Z_1}} (c_3^+ - c_3^-)$$

หรือ

$$\sqrt{Z_1} (c_2^+ - c_2^-) = \sqrt{Z_2} (c_3^+ - c_3^-) \quad 2.51$$

จากสมการที่ 2.50 และ 2.51 เราสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของอินพุตในเทอมของเอาท์พุทได้ดังนี้

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

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

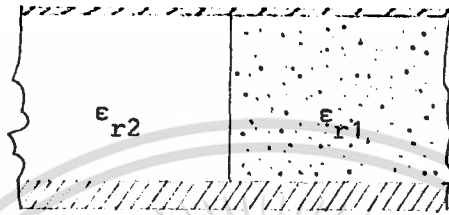
เมื่อเขียนสมการทั้งสองให้อยู่ในรูปของเมตริกซ์จะได้เป็น

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

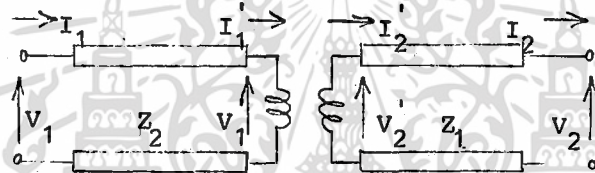
การหาค่าแอมพลิจูดทรานสมิทชันเมตริกซ์ตรงรอยต่อส่วนนั้นสามารถเขียนเป็นวงจรตัดเทียมนที่แทนรอยต่อขึ้นด้วยทรานส์ฟอร์มเมอร์คัพปลิงดังแสดงในรูปที่ 2.9 จากรูปเมื่อ n คืออัตราส่วนระหว่างขดของทรานส์ฟอร์มเมอร์ สามารถเขียนความสัมพันธ์ของศักดาภิกระแสรองรอยต่อทั้งสองด้านได้เป็น

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

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



(a)



(b)

รูปที่ 2.9 วงจรทัดเทียมส่วนรอยต่อที่แทนด้วยทรานส์ฟอร์มเมอร์คัปปลิง

จากสมการที่ 2.55 และ 2.56 คำนวนหาค่า n ได้เป็น

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

ดังนั้นเมื่อเขียนสมการที่ 2.54 ใหม่ในเทอมของ n จึงเป็น

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

ในส่วนที่สามของวงจรทัดเทียม เราสามารถหาแอมพลิจูดทรานสมิตชันเมตริกซ์ได้ในทำนอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เดียวกับส่วนที่หนึ่งดังนี้

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

และในวงจรส่วนที่สองก็สามารถหาแมตริกซ์เช่นเดียวกับส่วนที่สองได้เป็น

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

และในวงจรส่วนสุดท้ายก็เช่นกันสามารถหาได้เท่ากับส่วนแรก จากนั้นเราสามารถเขียนเป็นแอมพลิจูดการสมิทชั้นแมตริกซ์รวม ของโครงสร้างแบบเฟรีโอดีคในไมโครสตรัทหนึ่งคาบได้เป็น

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

หรือเมื่อคูณแมตริกซ์ทั้งหมดแล้วจะได้เป็น

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

$$A_{22} = \frac{1}{4Z_1 Z_2} [(Z_1 + Z_2)^2 e^{-j\beta_1 d_1} - (Z_1 - Z_2)^2 e^{j\beta_1 d_1}] e^{-j\beta_2 d_2} \quad 2.63$$

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

$$\begin{aligned} Z_1 &= \frac{120\pi h}{w_{eff} \sqrt{\epsilon_{rei}}} , & \beta_1 &= \frac{\omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_{rei}}}{c} \\ w_{eff} &= w + 1.25t/\pi(1 + \ln 2h/t) \\ \epsilon_{rei} &= \frac{\epsilon_{r1} + 1}{2} + \frac{\epsilon_{r1} - 1}{2} (1 + 12h/w)^{-1/2} - C \\ C &= \frac{(\epsilon_{r1} - 1)t}{4.6h\sqrt{w/h}} \end{aligned} \quad 2.64$$

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

จากแอมพลิจูดทราสเมทริกซ์ชั้นเมตริกซ์ของไมโครสตรัทหนึ่งคาบนี้เมื่อต้องการ ทราสค่าทั้ง N คาบก็ทำได้โดยคูณเมตริกซ์นี้เข้าด้วยกัน N ครั้ง ดังสมการต่อไปนี้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากเมตริกซ์ $[A]$ รวมเราสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน และ สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของคลื่นใน โครงสร้างแบบฟิร โอดิค ได้ดังนี้

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

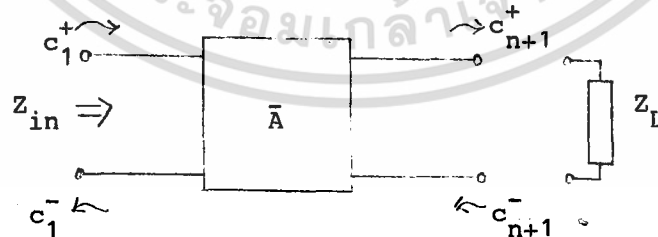
$$T = c_{n+1}^+ / c_1^+ = 1 / \bar{A}_{11} \quad 2.67$$

เมื่อ R, T เป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อนและการส่งผ่านของคลื่นตามลำดับ

2.4.3 การหาค่าอินพุตแอดมิตแตนซ์ของ โครงสร้างแบบฟิร โอดิค ใน ไม โครสตรึง

จากวงจรทดเทียบรวมของ โครงสร้างแบบฟิร โอดิค ใน ไม โครสตรึงดังในรูปที่

2.10 และแอมพลิจูดทรานสมิทชันเมตริกซ์ตามสมการที่ 2.65 เราสามารถหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรทดเทียบแบบสายส่งโดย



รูปที่ 2.10 วงจรทดเทียบของ โครงสร้างแบบฟิร โอดิครวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$\begin{aligned} Z_{1n} &= V_{1n}/I_{1n} \\ &= Z_2 (c_1^+ + c_1^-) \end{aligned} \quad 2.68$$

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

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

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

เมื่อ Y_{1n} คือค่าอินพุตแอดมิทแตนซ์ของโครงสร้างแบบฟิโอดีคในไมโครสตริงมีค่า $= 1/Z_{1n}$ และ $Y_2 = 1/Z_2$

2.4.4 Brillouin โดอะแกรม หรือ k_0 - β โดอะแกรม

การศึกษาคุณสมบัติของพาสแบนด์ และ สตีปแบนด์ของไมโครสตริงที่มีโครงสร้างเป็นฟิโอดีค หาได้โดยหาค่าจากแอมพลิจูดทรานสมิทชันเมตริกซ์ในสมการที่ 2.62 การหาค่าตอบของ Bloch เวกซึ่งเป็นคลื่นที่เคลื่อนที่ในโครงสร้างแบบฟิโอดีคทั่ว 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 จะเป็นศูนย์ได้ก็ต่อเมื่อค่าดีเทอร์มิแนนต์เป็นศูนย์ 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

$$\cosh \sigma d = \cos \beta_1 d_1 \cos \beta_2 d_2 - \frac{1}{2} (Z_1/Z_2 + Z_2/Z_1) \sin \beta_1 d_1 \sin \beta_2 d_2 \quad 2.74$$

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

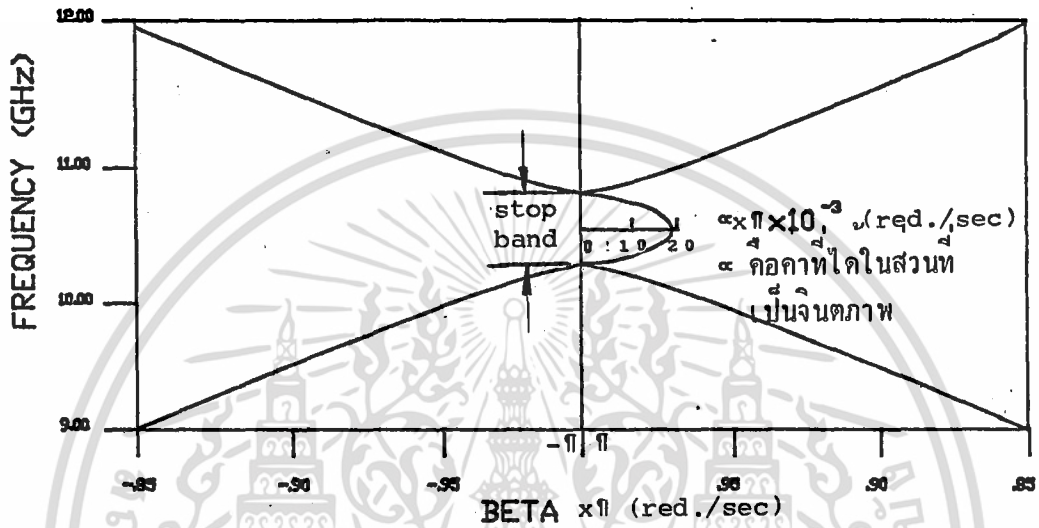
ถ้าเทอมทางขวาของสมการ 2.75 มีค่ามากกว่า 1 ดังนั้น $\sigma = \alpha$ และ $\beta = 0$ เราจะได้

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

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

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

จากข้อสรุปทั้งสามนี้ สามารถนำไปพล็อตค่า σd และ αd เทียบกับความถี่ได้ดังรูปที่ 2.11 เป็นรูปที่คำนวณจากโครงสร้างพีริโอดีคในไมโครสตรึม ที่ใช้ในการออกแบบนี้ โดยมีขนาดชั้นสเตรทเทนนา 2 มม. ส่วนที่เป็น $\epsilon_{r1}=1$ ยาว 1 มม. และส่วนที่เป็นสารไดอิเล็กตริก $\epsilon_{r2}=2$ ยาว 10 มม. มีความกว้างของแผ่นสตรึม 4 มม.หนา 0.01 มม. และความกว้างของชั้นสเตรทเทนนาเท่ากับ 40 มม.



รูปที่ 2.11 $K_0 - \beta$ ไดอะแกรมของโครงสร้างแบบพีริโอดิกที่ใช้ในการออกแบบ

จากไดอะแกรมนี้ย่านพาสแบนด์คือย่านที่ $\cosh \gamma d$ มีค่าเป็น $\cos \beta d$ และ ย่านสต็อปแบนด์ก็คือย่านที่ $\cosh \gamma d = \cosh \alpha d$ ทำให้ทราบค่าความถี่ที่แน่นอนย่านกึ่งกลางสต็อปแบนด์ได้ แสดงว่าโครงสร้างแบบพีริโอดิกมีการสะท้อนกลับสูงสุดที่ย่านความถี่นี้ เนื่องจากโครงสร้างแบบพีริโอดิกทำให้เกิดการสะท้อนกลับของคลื่นในย่านสต็อปแบนด์ เราจะอาศัยกลไกนี้เพื่อให้เกิดการป้อนกลับไปยังกันดัไดโอด เพื่อให้เกิดการออสซิลเลตในออสซิลเลเตอร์

บทที่ 3

DBR กัมน์ออสซิลเลเตอร์

Distributed Bragg Reflector Gunn Oscillator

DBR กัมน์ออสซิลเลเตอร์เป็นโซลิดสเตทออสซิลเลเตอร์ (solid state oscillator) ที่ใช้โครงสร้างแบบพีริโอดิกไนไมโครสตรินเป็นแควิตี (cavity) ซึ่งมีค่า Q สูงมากเฉพาะที่ความถี่ย่านสตีปแบนด์ให้กับกัมน์ไดโอด การออสซิลเลตสามารถเกิดขึ้นได้จากคุณสมบัติของ ไดโอดและ โครงสร้างแบบพีริโอดิกนี้

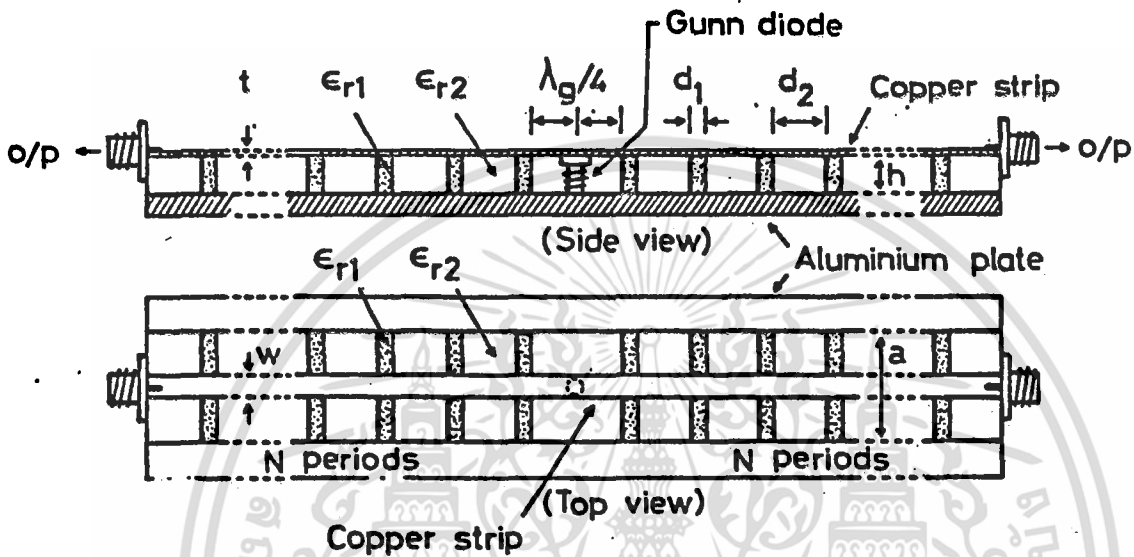
3.1 โครงสร้างของกัมน์ออสซิลเลเตอร์

โครงสร้างของ DBR กัมน์ออสซิลเลเตอร์แบบที่มีส่วนประกอบที่สำคัญคือกัมน์ไดโอด กัมน์ไดโอดจะถูกฝังอยู่ในช่องกลมเล็ก ๆ ตรงกึ่งกลางของไมโครสตรินที่เป็นโครงสร้างแบบพีริโอดิก โดยขั้วแอโนด (anode) ของไดโอดสัมผัสกับแผ่นสตรินด้านบน และ ขั้วคาโทด (cathode) ฝังติดกับแผ่นกราวด์ระหว่างแผ่นสตรินกับแผ่นกราวด์จะมีศักดาไฟตรงเลี้ยงอยู่เพื่อเป็นศักดาไบอัส (bias) ให้กับไดโอด ที่ชั้นสเตรทของไมโครสตรินทั้งสองข้างของไดโอด คือ ส่วนที่ถูกสร้างเป็นโครงสร้างแบบพีริโอดิกโดยการเปลี่ยนแปลงค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของชั้นสเตรทให้เป็น ϵ_{r1} และ ϵ_{r2} สลับกันไปด้วยความกว้างของคาบ d ดังแสดงลักษณะของโครงสร้างดังในรูปที่ 3.1 ที่ความถี่สูงชั้นโครงสร้างแบบนี้สามารถทำได้ง่ายโดยอาศัยเทคนิคการทำวงจรรวม และ ยังทำให้ราคาถูกลงด้วย ก่อนที่จะพิจารณาถึงเงื่อนไข และ วิธีการออกแบบออสซิลเลเตอร์แบบนี้ เราจำเป็นต้องทราบถึงการทำงาน และ คุณสมบัติของกัมน์ไดโอดเสียก่อนดังจะกล่าวต่อไปนี้

3.2 กัมน์ไดโอด

กัมน์ไดโอดเป็นอุปกรณ์ที่แปลงสัญญาณกระแสตรงให้เป็นพลังงานย่าน ไมโครเวฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของ DBR กับออสซิลเลเตอร์

โดยใช้คุณสมบัติความต้านทานแบบลบของแท่งสารกึ่งตัวนำแอสเซไนด์ GaAs (gallium arsenide) คุณสมบัตินี้เป็นผลให้เกิดการสร้างไดโพลโดเมน (dipole domain) ที่เคลื่อนตัวผ่านแท่งสารด้วยความเร็วเข้าใกล้ความเร็วอิ่มตัว (saturate) การเป็นความต้านทานแบบลบของกันไดโอดไม่ได้เกิดขึ้นจะจงที่ความถี่เดียว แต่จะอยู่ในย่านความถี่หนึ่งเมื่อจ่ายศักดาไบอัสค่าหนึ่ง แท่งสารนี้จะทำให้เกิดการออสซิลเลตได้ในวงจรที่ไบอัสย่าน VHF ซึ่งโดยปรกติแทนได้ด้วยไบอัสไลน์อิมพีแดนซ์ (bias line impedance) ค่าหนึ่ง วงจรไมโครเวฟควรรออกแบบให้มีค่าซัสเซปทิบิลิตี้ (susceptibility) เป็นค่าซึ่งให้วงจรเกิดการออสซิลเลต ศักดาค่าเริ่มต้นก่อนการออสซิลเลตนี้เรียกว่าศักดาเพ็ชอน

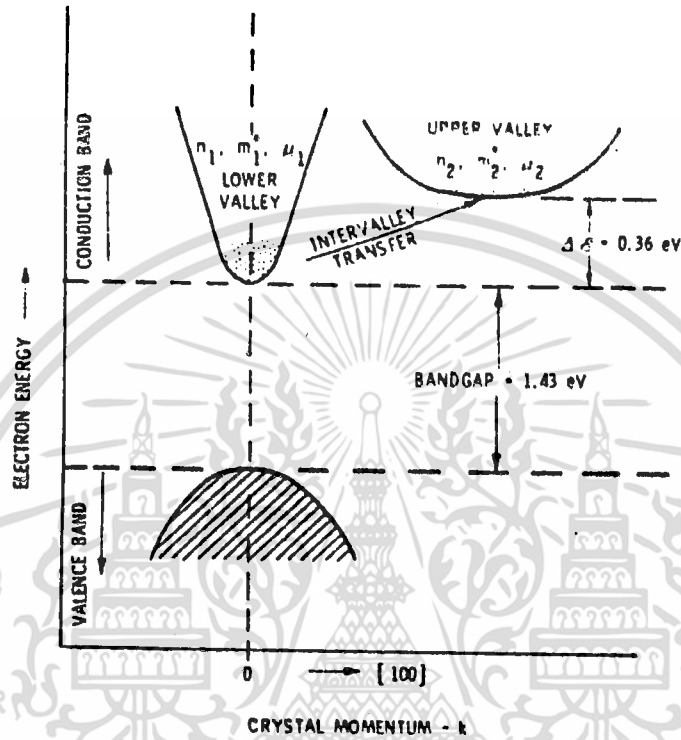
V_{to} (turn on voltage) ส่วนศักดาแรกที่เกิดการออสซิลเลตที่ความถี่ค่าหนึ่งอย่าง ต่อเนื่องเรียกว่าศักดาที่จุดทำงาน V_{op} (operation voltage)

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) ในกันนี้ ไดโอดจะวิเคราะห์ในที่นี้เฉพาะสาร 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) ที่คอนดักชันแบนด์ (conduction band) ต่ำสุดอยู่ตรงกับวาเลนซ์แบนด์ (valance band) สูงสุดพอดีคือตรงที่มีค่าเวฟเนอเบอร์ (wave number) เป็น 6 และ ที่ตำแหน่ง 100 ยังปรากฏคอนดักชันแบนด์ที่สองอีก แต่มีพลังงานต่ำสุดสูงกว่าแบนด์แรกเรียกว่าอัพเปอร์วัลเลย์ (upper valley) ค่าพลังงานผลต่างระหว่างคอนดักชันแบนด์ทั้งสองเท่ากับ 0.36 eV (อิเล็กตรอนโวลท์) เมื่อพิจารณาค่าอิเล็กตรอนที่สามารถเคลื่อนที่ได้หรืออิเล็กตรอนโมบิลิตี้ (electron mobility) ในคอนดักชันแบนด์ด้านต่ำจะมีค่าสูงถึง 50 เท่าของที่เอฟเฟคทีฟแมส (effective mass) ของอิเล็กตรอน สามารถอธิบายโดยสมการ 3.1



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) มากกว่าที่อัลเทอร์วัลเลย์ ดัง
 เนิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$m_1^* \ll m_2^* \quad 3.2$$

เมื่อ m_1^* และ m_2^* คือมวลประสิทธิผลของอิเล็กตรอนในโลเวอร์และอัพเปอร์วัลเลย์ตามลำดับ จึงสามารถพิจารณาได้ว่า โมบิลิตี้ของอิเล็กตรอนที่อัพเปอร์วัลเลย์มีค่าน้อยกว่าที่โลเวอร์วัลเลย์ อธิบายได้โดยใช้สมการที่ 3.3

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

โดยที่ μ_n = โมบิลิตี้ของอิเล็กตรอนในแต่ละวัลเลย์, τ = เวลาในการชนกันของอิเล็กตรอนหรือคอลลิชันไทม์ (collision time), m_{ce}^* = คอนดัคทิวิตีเอฟเฟกทีฟแมส ซึ่งจะเห็นได้ว่า $\mu_1 \gg \mu_2$ เมื่อพิจารณาถึงจำนวนของอิเล็กตรอนในวัลเลย์ทั้งสองจะต้องพิจารณาก่อนว่าวัลเลย์ทั้งสองมีพลังงานต่างกันอยู่ 0.36 eV และ พลังงานนี้น้อยกว่าแบนด์แก๊ปแต่มากกว่า kT/e (0.26 eV) ที่อุณหภูมิห้อง โดยที่ k คือค่าคงที่ของโบลทซ์มันน์ และ T คืออุณหภูมิสัมบูรณ์ที่หน่วยเป็นเคลวิน 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 = จำนวนอิเล็กตรอนในอัพเปอร์วัลเลย์) เมื่อมีสนามจ่ายเข้าไปมากขึ้นจะเร่งให้อิเล็กตรอนมีพลังงานเพิ่มขึ้นจนเคลื่อนตัวเข้าไปอยู่ในอัพเปอร์วัลเลย์ได้โดยการชนกัน การหาจำนวนอิเล็กตรอนที่แน่นอนในแต่ละวัลเลย์ได้จากการทราบค่าความเข้มของแต่ละสถานะในวัลเลย์นั้นๆ สมมติว่าที่สนามไฟฟ้าประมาณ 10^4 V/cm มีอิเล็กตรอนอยู่ในอัพเปอร์วัลเลย์มากกว่า 90% $n_1 \approx 0, n_2 \approx n_0$ ดังนั้นที่สนามไฟฟ้าเปลี่ยนจากโลเวอร์วัลเลย์ไปยังอัพเปอร์วัลเลย์ทั้งหมด มีโมบิลิตี้เฉลี่ยเป็น

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

โดยที่ μ_{av} คือโมบิลิตีเฉลี่ยของอิเล็กตรอน 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 ความเร็วก็จะเพิ่มขึ้นอีกครั้งหนึ่งสอดคล้องกับสนามที่เพิ่มขึ้น ในย่านอัมเปอร์วัลเลย์ โมบิลิตีตั้งในรูป 3.3 เนื่องจากผลของการอิมิตัวของความเร็วจึงทำให้ความเร็วไม่เพิ่มขึ้นอีกในย่านที่สนใจคือย่าน NDR ตามรูป ค่าความนำเฉลี่ยมีค่าเป็น

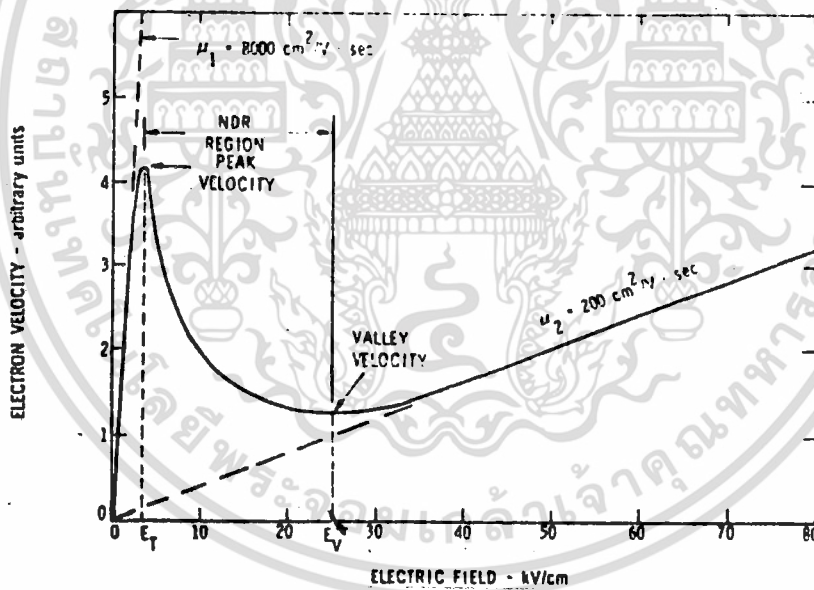
$$\sigma = n_0 e v_{av} \quad 3.6$$

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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



รูปที่ 3.3 ความสัมพันธ์ในอุดมคติระหว่างความเร็วของอิเล็กตรอน กับสนามไฟฟ้าของ n-type GaAs

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 การสร้างโดเมน (domain formation)

ขั้วต่อโอห์มมิก (Ohmic contact) ที่ปลายทั้งสองของแท่ง n-type GaAs เป็นส่วนประกอบที่สำคัญมากต่อการสร้างอุปกรณ์ ขั้วต่อโอห์มมิกที่ดีสามารถจ่ายหรือรับอิเล็กตรอนจำนวนหนึ่งโดยไม่ต้องการมีศักดาคร่อมเลย ทั้งนี้ไดโอดโดยมากมักเป็นแบบที่ $n^+ - n - n^+$ GaAs ดังในรูปที่ 3.4(a) ทำให้ความยาวจริงที่เกิดการออสซิลเลต L น้อยกว่าความยาวของแท่ง GaAs ขณะที่จำนวนของแคเรียร์ (carrier) n_1 ลดลงเนื่องจากสนามไฟฟ้าเพิ่มขึ้นตรงช่วงใกล้ขั้วต่อโอห์มมิกหนึ่งซึ่งอ้างเป็นคาโธด (cathode) เป็นจุดที่มีความแตกต่างของความเข้มข้นของอิเล็กตรอนสูง มีประจุเริ่มต้นกระจายผ่านอุปกรณ์เข้ามายังวงจรรภายในเป็น ขณะที่สนามไฟฟ้าต่ำกว่าสนามไฟฟ้าเริ่มต้น E_c ดังแสดงในรูปที่ 3.4(b) การกระจายของประจุเป็นไปตามสมการต่อไปนี้

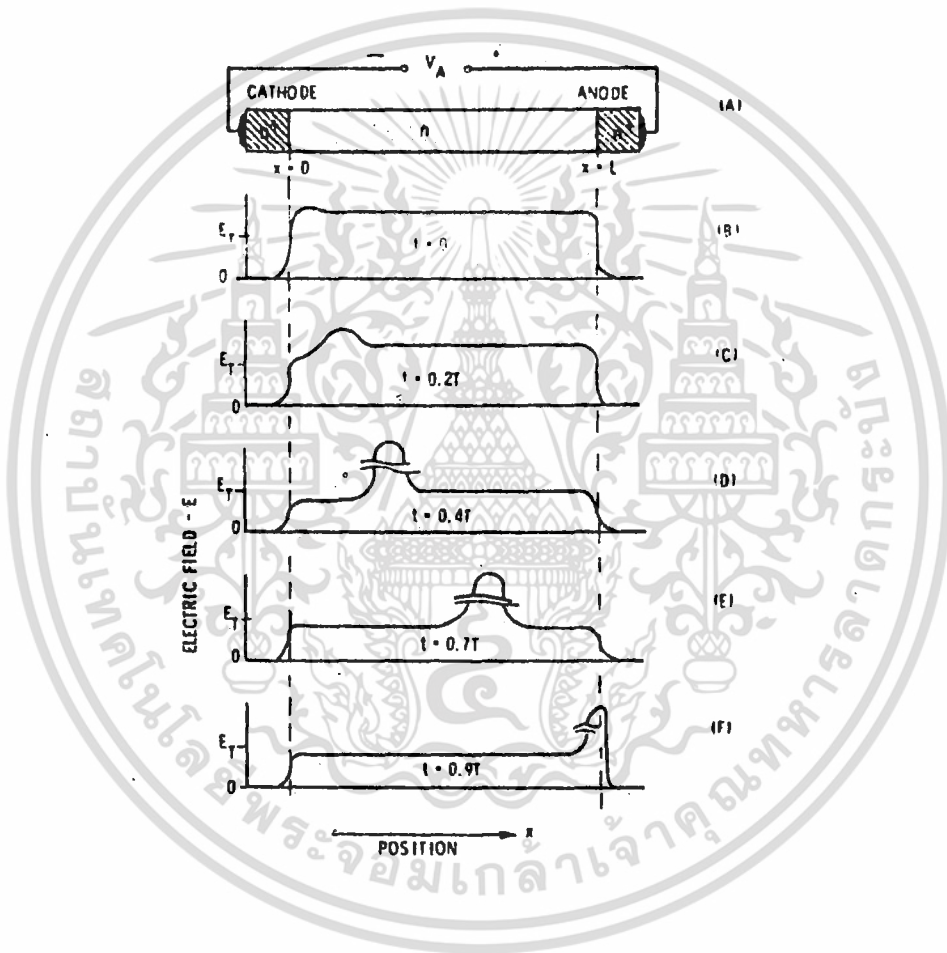
$$\rho = \rho_0 \exp(-t\sigma/\epsilon) \quad 3.8$$

เมื่อ σ, ϵ = ค่าความนำ และ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (dielectric constance) ของสาร และ ρ_0 = ความหนาแน่นประจุเริ่มต้น การลดลง (decay) ของความหนาแน่นประจุไม่สอดคล้องกับเวลาในช่วงหนึ่ง เรียกกันว่าปรากฏการณ์ "ไดอิเล็กตริกรีแลกซ์เซชัน" (dielectric relaxation effect) เวลาในการลดลงหาได้จากสมการนี้

$$T_d = \epsilon/\sigma \quad 3.9$$

เมื่อ T_d คือเวลาที่ใช้ไปในการลดจำนวนของอิเล็กตรอน

หลังจากสนามไฟฟ้ามีค่าถึง $E_c < E < E_v$ ค่าความนำเชิงอนุพันธ์เป็นลบ เป็นช่วงเวลาที่เกิดปรากฏการณ์ไดอิเล็กตริกโกรท (dielectric growth) เกิดการ

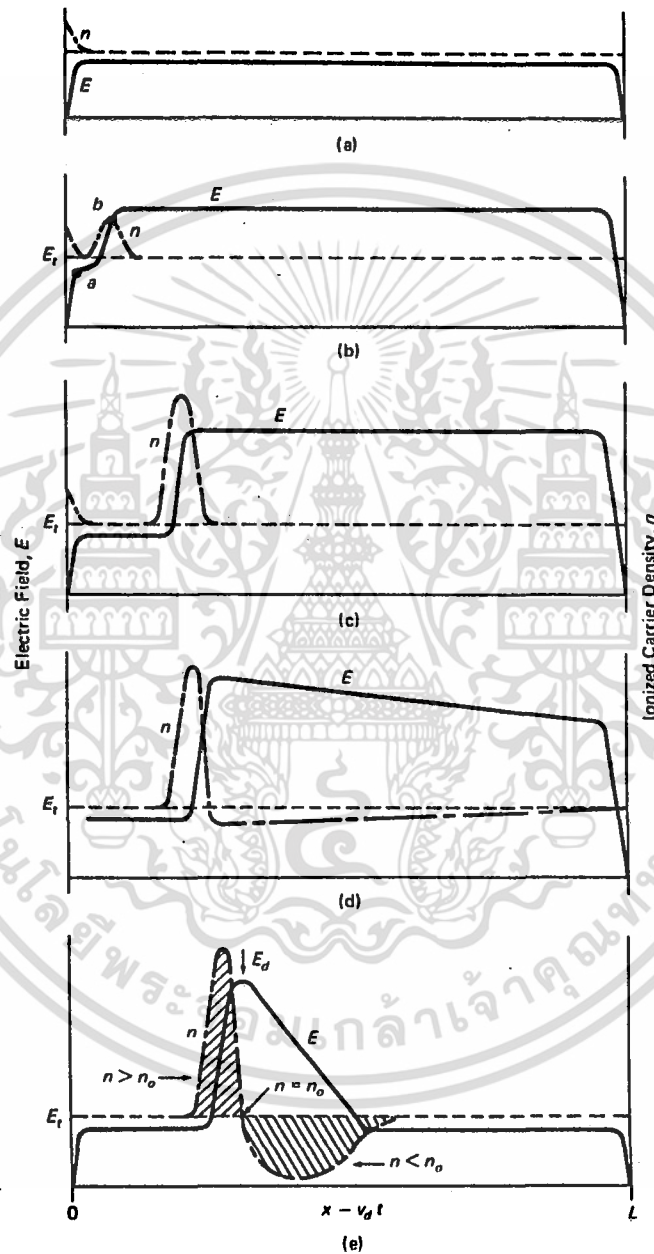


รูปที่ 3.4 การก่อตัวของโดเมนเนื่องจากปรากฏการณ์ไดอิเล็กตริกโกรท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สะสมประจุที่แคโธดมากขึ้น การเพิ่มประจุนี้เกิดต่อเนื่องในช่วงนานเท่าที่ $E_c < E < E_v$ ในรูปที่ 3.4(a) แสดงหน้าตัดมิติเดียวของแท่ง n-type GaAs เนื้อเดี่ยวซึ่งขณะที่สนามกระจายดังรูป 3.4(b) (ในขณะนี้ไม่สามารถแสดงสมการของ dc ได้เนื่องจากไม่เสถียร) ทั้งนี้แสดงให้เห็นว่าตลอดทั้งย่านได้รับไบอัสระหว่าง E_c กับ E_v สนามไฟฟ้าอยู่ในทิศ $-x$ ดังนั้นอิเล็กตรอนเคลื่อนที่ในทิศ $+x$ สำหรับสนามไฟฟ้ากระจายดังรูปที่ 3.4(b) จากกราฟความเร็วเทียบกับสนามไฟฟ้าในรูปที่ 3.3 ชี้ให้เห็นว่า อิเล็กตรอนในย่านสนามต่ำจะเคลื่อนตัวเร็วที่สุด ดังนั้นอิเล็กตรอนจึงสะสมที่ปลายด้านเข้ามือของสนามดังแสดงในรูปที่ 3.4(c) อิเล็กตรอนที่จุดสูงสุดของสนามเคลื่อนตัวช้าที่สุด และที่ด้านขวาของจุดสูงสุดก็จะเคลื่อนตัวเร็วขึ้นอีก ในเวลาต่อมาจะเกิดเป็นชั้นดีเพลชัน (depletion) ที่สร้างขึ้นทางด้านขวาของสนามสูงสุด ผลของชั้นไดโพล (dipole) รวมกับผลจากสนามไฟฟ้าปะทะเป็นปรากฏการณ์ป้อนกลับ ในทำนองเดียวกันเมื่อสนามปะทะเพิ่มขึ้นเท่าใดความเร็วผลต่างจะเพิ่มขึ้นเท่านั้น ความไม่สม่ำเสมอนี้จะเกิดขึ้นต่อไปจนกว่าชั้นไดโพลจะเคลื่อนหลุดออกจากอุปกรณ์หรือจนกว่าสนามภายนอกของชั้นไดโพลลดลงต่ำกว่า E_c ซึ่งเหตุการณ์นี้เกิดขึ้นเพราะ $\int E \cdot dx$ ถูกจำกัดด้วยศักดาที่จ่ายที่ขั้ว รูปร่างของความไม่สม่ำเสมอไม่เป็นที่ทราบกันแน่นอนตลอดช่วงของสนามไฟฟ้าที่ไม่สม่ำเสมอ มีความชันทั้งบวกและลบ

สำหรับอุปกรณ์กั้นแคโธดซึ่งสามารถจ่ายอิเล็กตรอนได้ สมมุติว่าศักดาที่ขั้ว V_a จ่ายให้ขณะที่ $t=0$ ดังในรูปที่ 3.5(a) สมมุติค่า E อยู่เหนือ E_c ดังในรูปที่ 3.5(b) ทั้งนี้โดยนั้นจะเกิดการสะสมของประจุที่แคโธดเพิ่มขึ้นเป็นจำนวนเนื่องจากความเร็วของอิเล็กตรอนที่โมบิลิตี้สูงที่จุด a และที่จุด b เนื่องมาจากอิเล็กตรอนความเร็วสูงที่โมบิลิตี้ต่ำ การสะสมจะเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ ภายใต้แรงของสนามไฟฟ้า และเคลื่อนตัวไปยังแอโนด สนามไฟฟ้ามีค่าขึ้นกับความเร็วดริฟ (drift) เมื่อโดเมนมาถึงแอโนดแล้วอิเล็กตรอนกับโฮล (hole) ก็จะรวมตัวกันอีกครั้งและผลิตกระแสพัลส์ (pulse) ออกมาภายนอกดังรูปที่ 3.5 สนามหลังโดเมนก็จะลดลงทันใดและเพิ่มขึ้นอีกตามศักดาที่จ่ายให้จนถึงค่า E_c อีกครั้งแล้ว



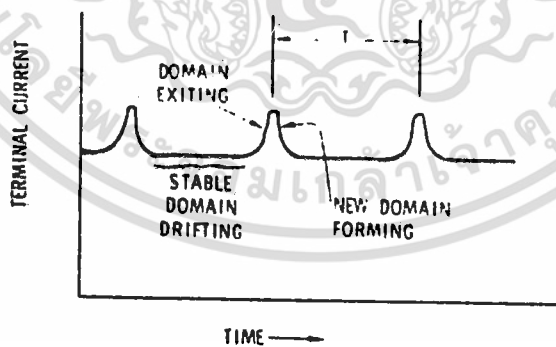
รูปที่ 3.5 โดเมนที่กระจายในแท่ง n-type GaAs

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสร้างโดเมนใหม่จะเกิดขึ้นอีกซ้ำ ๆ กันแบบนี้ กระแสพัลส์ที่เกิดขึ้นประกอบด้วยความถี่พื้นฐาน (fundamental) มีความยาวเท่ากับคาบของพัลส์ ลักษณะของกระแสดังตามรูปที่ 3.6 ความถี่พื้นฐานนี้เรียกว่า ความถี่กันน์ f_{Gunn} ที่ซึ่ง

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

เมื่อ L เป็นความยาวของอุปกรณ์และ v_d เป็นความเร็วอิ่มตัวในการเคลื่อนตัวของอิเล็กตรอน สิ่งเกตุว่ากันน้ออสซิลเลเตอร์ไม่ต้องใช้แควิตี (cavity) หรือวงจรรีโซแนนซ์ (resonance) เพื่อการทำงาน มันจะออสซิลเลตในวงจรรีซิสทีฟ (resistive) ล้วน ๆ รวมกับวงจรความต้านทานโหลดกััดเทียม (equivalent load resistance) อนุกรม ด้วยค่าที่ไม่มากจนเกินไป



รูปที่ 3.6 รูปร่างกระแสที่ขั้วของกันน้ออสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.3 โหมดการทำงาน (operating mode)

กัมมันโดโตมมีการทำงานที่โหมดต่าง ๆ กันที่เป็นไปได้โดยทำการเปลี่ยนแปลงอุปกณ์ให้มีค่า $n.L$ ต่างกัน หรือโดยการเปลี่ยนแปลงวงจรรภายนอก ไดโพลโดเมนจะสร้างตัวในสารกึ่งตัวนำเมื่อ $n.L > 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ และจะไม่สร้างตัวเมื่อ $n.L < 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ อิทธิพลของวงจรรภายนอกใช้เป็นอินฮิบิต (inhibit) หรือควันซ์ (quench) ของโดเมนนี้ วงจรจะทำงานขึ้นอยู่กับโครงสร้างส่วนประกอบของสาร อุดหนุนมีระดับไบอัส 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) แอคคิวลิวเลชันเลเยอร์หรือเนกาทีฟคอนดัคแตนซ์โหมด (accumulation layer or negative conductance mode)
- 6) ไดโพลโดเมน หรือทราเวลลิ่งโดเมน หรือทรานซิทไทม์ หรือกัมน์โหมด (dipole-domain or traveling-domain or transit-time or Gunn mode)

สำหรับไดโพลโดเมนโหมดนั้น เป็นโหมดที่ใช้ในการออกแบบกัมน์ออสซิลเลเตอร์นี้ โหมดนี้ใช้คุณสมบัติการสร้างตัวของประจุไดโพลที่แคโอดของอุปกณ์ซึ่งจะกระจายผ่านอุปกณ์ด้วยความเร็วที่เร็วขึ้น และจับกลุ่มรวมกันที่แอโนดในวงจรรอมีเพี้ยนต่ำ ความเร็วของชั้นไดโพลยังคงขึ้นกับค่าศักดาที่จ่ายโดยตรง ความถี่คำนวณได้โดยใช้เวลาทรานซิทเป็นหลัก 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) รวมดงที่เพื่อการเพิ่มก่อนที่มันจะเคลื่อนออกจากอุปกรณ์ สามารถเขียนสมการ 3.12 ใหม่เป็น

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

เมื่อ μ^- = โมบิลิตี้เชิงอนุพันธ์แบบลบ (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 สมการสำหรับกันรบกวนสซิลิเลเตอร์ที่กำลังต่ำมีค่าเป็น

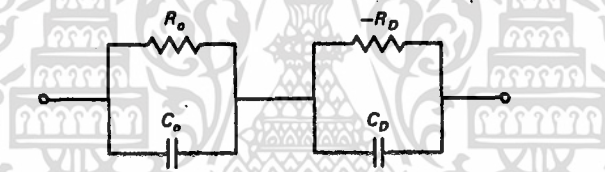
$$f_o \cdot L = 10^7 \text{ cm/sec}$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.4 รูปแบบวงจรเสมือนของอุปกรณ์กึ่งนำไดโอด (Gunn diode equivalent circuit model)

วงจรเสมือนของอุปกรณ์กึ่งนำแบบง่าย ๆ เป็นของฮอบสัน [17] แสดงไดโอดเป็นวงจรรวมทั้งย่านสนามต่ำและสนามสูง ดังแสดงในรูปที่ 3.7 โดยที่ R_o และ C_o แสดงค่าความต้านทาน และค่าความเก็บประจุของคุณสมบัติที่ย่านสนามต่ำ สำหรับ R_D และ C_D แสดงค่าความต้านทานที่เป็นลบ และค่าความเก็บประจุของคุณสมบัติที่ย่านสนามสูง



รูปที่ 3.7 วงจรเสมือนของกึ่งนำไดโอด โดยใช้รูปแบบของฮอบสัน

3.3 การออกแบบ

การออกแบบกึ่งนำออสซิลเลเตอร์แบบที่มีส่วนสำคัญที่ต้องคำนวณ และ คำนึงถึงเป็นอย่างมากคือ เจ็อนไซในการออสซิลเลต ค่าความกว้างของคาบของโครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตรัทริง ดังจะกล่าวต่อไป

3.3.1 เจ็อนไซของการออสซิลเลต

ในการออกแบบนั้นกึ่งนำไดโอดจะถูกฝังอยู่ในช่องกลมเล็ก ๆ ตรงกึ่งกลางไมโครสตรัทริงที่มีชั้นสเตรททั้งสองข้างสร้างเป็นโครงสร้างแบบพีริโอดิก โดยการแปลงค่าคง

ที่ได้อิเล็กทริกของชั้นสเตรทให้เป็น ϵ_{r1} และ ϵ_{r2} สลับกันไปด้วยความยาวคาบ d เงื่อนไขของการออสซิลเลตของกันเองออสซิลเลเตอร์แบบนั้นคือ

$$G_d + G_r = 0 \quad 3.16a$$

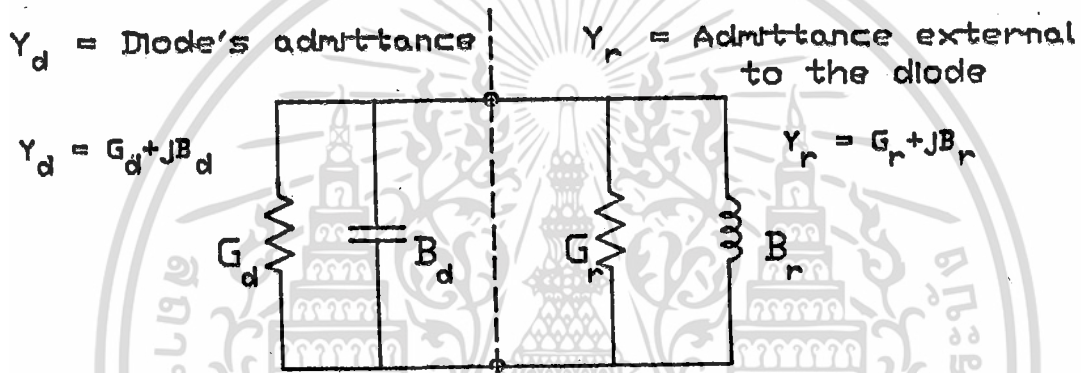
$$B_d + B_r = 0 \quad 3.16b$$

โดยที่ G_d และ B_d เป็นค่าความนำหรือคอนดักแตนซ์ (conductance) และซัสเซปแตนซ์ (susceptance) ของกันนำไดโอดตามลำดับ ส่วนค่า G_r และ B_r เป็นค่าความนำ และซัสเซปแตนซ์ของไมโครสตรินภายนอกไดโอด ที่ความถี่ใกล้เคียงกับความถี่ทรานซิชของกันนำไดโอดสามารถเขียนวงจรที่เทียบแทนกันนำไดโอด ด้วยวงจรที่เทียบแบบกันนำโหมด โดยแทนค่าความนำแบบลบ ($G_r < 0$) ต่อขนานอยู่กับซัสเซปแตนซ์รวมแบบบวก ($B_r > 0$) ซึ่งแสดงตัวเป็นคาปาซิทีฟ ดังนั้นเพื่อให้เป็นไปตามเงื่อนไขตามสมการ 3.16(b) จึงต้องทำให้ค่าซัสเซปแตนซ์ของไมโครสตรินภายนอกไดโอดเป็นลบ คือจะต้องเป็นอินดักทีฟ (inductive) แต่เนื่องจากไมโครสตรินภายนอกไดโอดทั้งสองข้างเป็นโครงสร้างแบบพีริโอดิก ซึ่งจะเป็คาปาซิทีฟไหลดในช่วงความถี่สโตปแบนด์ เราจึงต้องเพิ่มส่วนของไมโครสตรินยาว $L = \lambda_g/4$ โดยที่ λ_g คือความยาวคลื่นในไมโครสตริน เข้าไประหว่างไดโอดกับโครงสร้างแบบพีริโอดิกเพื่อเปลี่ยนให้เป็นอินดักทีฟไหลด จากนั้นเราจึงสามารถเขียนวงจรที่เทียบของกันนำออสซิลเลเตอร์ได้ดังรูปที่ 3.8 และความยาวคาบของโครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตริน d นั้นสามารถหาค่าได้โดยสมการ 3.17

$$sd = \pi \quad 3.17$$

เมื่อ s คือค่าคงที่ในการกระจายของคลื่นในไมโครสตริน ดังนั้นสโตปแบนด์จะปรากฏที่

ความถี่ที่ตรงกับสถานะในสมการที่ 3.17 เป็นจริง ช่วงกว้างความถี่กึ่งกลาง และ ค่า Q ของสตีปแบนด์มีค่าขึ้นกับค่าความกว้างของคาบ และ ค่าของ ϵ_{r1} กับ ϵ_{r2}



รูปที่ 3.8 วงจรตัดเทียบของ DBR กับไดโอดซิลิโคน

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

ของรีโซเนเตอร์ภายนอกไดโอด

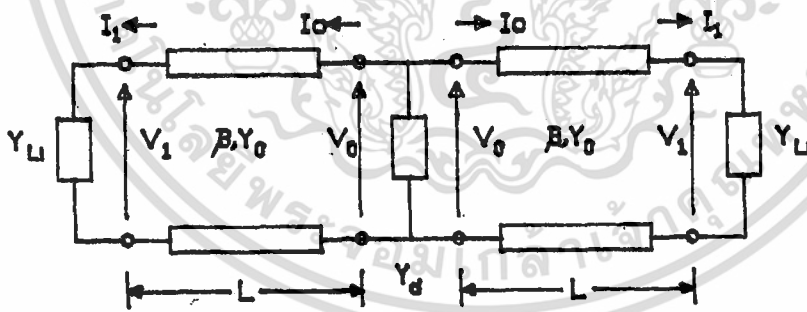
การคำนวณค่าแอดมิทแตนซ์ Y_r ของรีโซเนเตอร์นั้น หาได้จากแอมพลิจูดทรานสมิทชันเมทริกซ์ของโครงสร้างแบบฟิรโรไดคในไมโครสตริน N คาบจากสมการที่ 2.50 ดังได้กล่าวไว้แล้วใน บทที่ 2 หัวข้อที่ 2.4.3 ซึ่งสามารถหาค่าแอดมิทแตนซ์ของโครงสร้างแบบฟิรโรไดคได้เป็น

$$Y_{in} = Y_2 \left[\frac{\bar{A}_{11} - \bar{A}_{21}}{\bar{A}_{11} + \bar{A}_{21}} \right] \quad 3.18$$

เมื่อ $Y_2 = 1/Z_2$ และ เนื่องจาก โครงสร้างแบบเฟรีโอดิคในไมโครสตริฟเป็นคาบาวีทิม โหลดในช่วงสตอปแบนด์ จึงจำเป็นต้องต่อส่วนของไมโครสตริฟยาว $L = \lambda_g/4$ เพื่อให้ค่า หีสแกนแทนซ์ของไมโครสตริฟภายนอก ไดโอดเป็นลบหรือเป็นอนันต์ก็งั้น จะได้ค่าแอดมิตแตนซ์ รวมเป็น

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

เมื่อ Y_{r1} และ Y_{r2} เป็นแอดมิตแตนซ์ของไมโครสตริฟที่มองจากไดโอดไปทางซ้าย และ ขวาตามลำดับ โดยที่ Y_{rk} ($k = 1, 2$ ตามลำดับ) หาได้จากการแมทซ์ (match) แบบ ควอเตอร์เวฟทรานส์ฟอร์มเมอร์ (quarter wave transformers) ที่มีความยาวของ สายส่งเป็น $\lambda_g/4$ ของความยาวคลื่นที่กำลังออกแบบดังแสดงในรูปที่ 3.9



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

$Y_L = Y_{in}$ ของโครงสร้างแบบ เฟรีโอดิคในไมโครสตริฟ

รูปที่ 3.9 วงจรทัดเทียมแบบควอเตอร์เวฟทรานส์ฟอร์มเมอร์

จากรูปสามารถเขียนอยู่ในรูปความสัมพันธ์ระหว่างศักดา และ กระแสที่อินพุตอยู่ในเทอมของศักดา และกระแสที่เอาท์พุทเป็นเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} V_o \\ I_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \beta L & jZ_o \sin \beta L \\ \frac{j1}{Z_o} \sin \beta L & \cos \beta L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} \quad 3.20$$

ที่ไหลดเราได้

และ

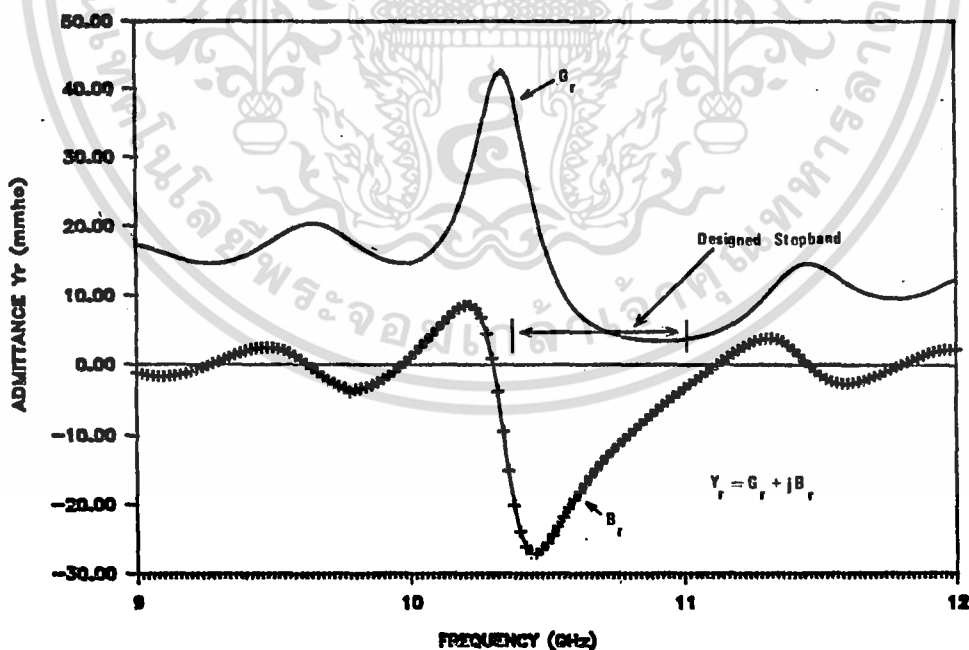
$$\begin{aligned} V_1/I_1 &= Z_{in} \\ Y_{rk} &= I_o/V_o \\ &= \frac{jY_o \sin \beta L V_1 + \cos \beta L I_1}{\cos \beta L V_1 + \frac{j1}{Y_o} \sin \beta L I_1} \end{aligned} \quad 3.21$$

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

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

เมื่อทราบสมการแอดมิตแตนซ์ของรีโซเนเตอร์แล้ว ก็นำมาคำนวณหาค่าตลอดย่านความถี่ X-แบนด์ ในที่นี้คำนวณค่าที่ความถี่ 9-12 GHz จะพล็อตค่าแอดมิตแตนซ์เทียบกับความถี่ โดยแยกพล็อตเป็นค่าความนำ G_r (คอนดัคแตนซ์) กับรีแอสแตนซ์ 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. แผ่นสตริทมีความหนา 0.01 มม. กว้าง 4 มม.

จากกราฟจะเห็นว่าที่ย่านความถี่ที่มีค่าที่สัณเชิงต์เป็นลบสูงที่สุดประมาณ 26 mmho ที่ความถี่ 10.5 GHz ซึ่งอยู่ในช่วงสัณเชิงต์แบนด์ที่ออกแบบ ค่าของซัณเชิงต์ที่เห็นลบแสดงให้เห็นว่าโครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตรินภายนอกไดโอด เป็นอินดัคทีฟโหลดให้กับกันดัโอดตามต้องการ สำหรับกันดัโอดเราไม่ทราบค่าที่แน่นอนของ G_d และ B_d แต่เมื่อพิจารณาถึงผลของค่าความเก็บประจุชาน กับค่าอินดัคทีฟชานของแพคเกจ (package) ของไดโอดที่ความถี่ประมาณ 10 GHz แล้ว G_d และ B_d จะมีค่าประมาณ 10-40 mmho ดังนั้นเมื่อพิจารณาถึงเงื่อนไขของการออสซิลเลตของกันดัออสซิลเลเตอร์แบบนี้แล้ว เราคาดได้ว่าจะเกิดการออสซิลเลตที่ความถี่ที่ B_r มีค่ามากที่สุดนั่นคือที่ความถี่ 10.5 GHz สำหรับโปรแกรมที่ใช้ในการคำนวณได้แสดงไว้ในภาคผนวก



รูปที่ 3.10 กราฟแสดงค่าแอดมิทแตนซ์ Y_r พลัสดีเทียบกับความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การสร้างและทดสอบคุณสมบัติ

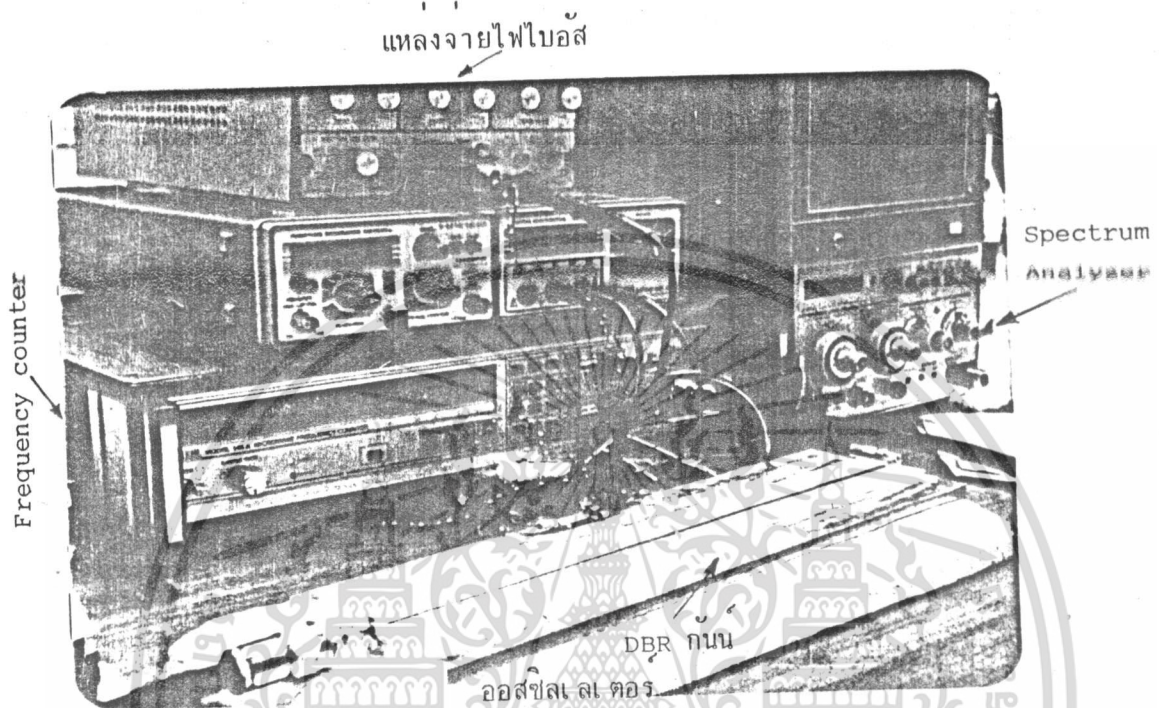
การสร้างเครื่องต้นแบบไมโครสตริปลีนบนแผ่นซิลิโคนไดอิเล็กทริกแบบนี้ได้ทำการออกแบบไว้ที่ความถี่ประมาณ 10 GHz สำหรับค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าของโครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตริปลีน ได้คำนวณโดยพิจารณาคลื่นที่แพร่ในไมโครสตริปลีนเป็น TEM โหมดโดยประมาณ ส่วนประกอบของวัสดุที่ใช้เป็นฉนวนเป็นแบบที่มีการสูญเสียพลังงานต่ำ และสามารถนำมาประกอบได้ง่าย

4.1 โครงสร้าง และ บล็อกไดอะแกรมของเครื่องมือทดสอบ

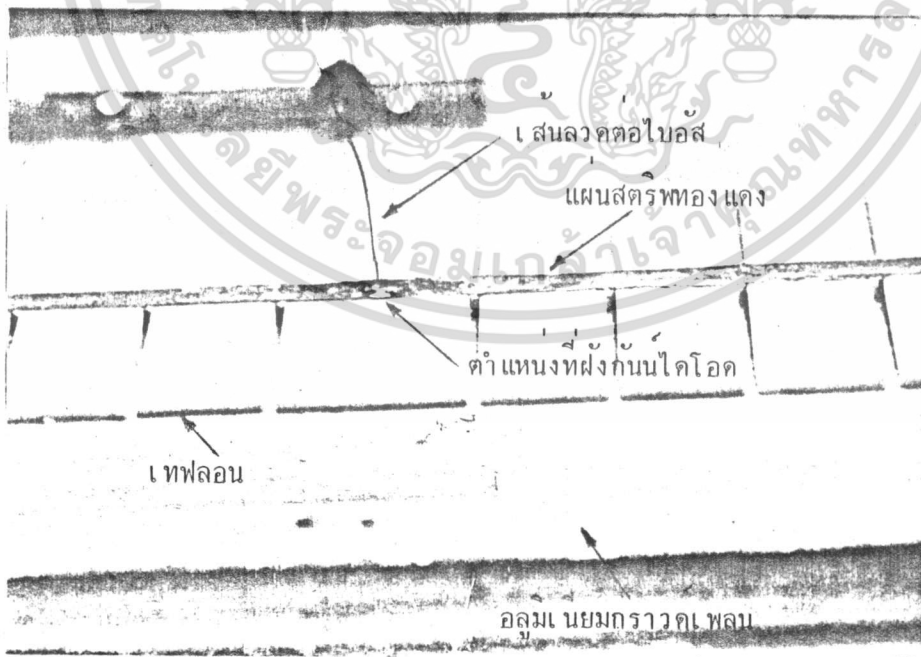
โครงสร้างของไมโครสตริปลีนบนแผ่นซิลิโคนไดอิเล็กทริกแบบนี้ได้เลือกไดโอดที่ทำงานในย่านความถี่ X-แบนด์ เบอร์ DBG 8422 ซึ่งมีความถี่ที่กึ่งกลางเท่ากับ 10 GHz สำหรับส่วนประกอบโครงสร้างแบบพีริโอดิกในไมโครสตริปลีนได้เลือกเอาอากาศ $\epsilon_r = 1$ และแผ่นเทฟลอน (teflon) $\epsilon_r = 2$ ทหนา 2 มม. เป็นฉนวนใน ส่วนที่เป็น 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 แผ่นโลหะตัวนำที่ใช้เป็นแผ่นสตริตตรงกลาง ได้ใช้แผ่นทองแดงเนื่องจากเป็นตัวนำที่มีขนาดกว้าง 4 มม. หนา 0.01 มม. เนื่องจากต้องการให้อยู่ในสภาวะของสมการชุดที่ $w/h > 1$ สำหรับแผ่นอะลูมิเนียมใช้ทำเป็นระนาบกราวด์ มีความหนาประมาณ 1 มม. เพื่อให้ช่วยระบายความร้อนเนื่องจากกันน้ำไดโอดขณะทำงาน การประกอบชิ้นส่วนต่าง ๆ เข้าด้วยกันได้ใช้สารอิเล็กทรอนิกส์ (electro wax) เป็นตัวประสานในกรณีที่ไม่สามารถเชื่อมด้วยการบัดกรี

เครื่องต้นแบบที่สร้างได้ดังแสดงในรูปที่ 4.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

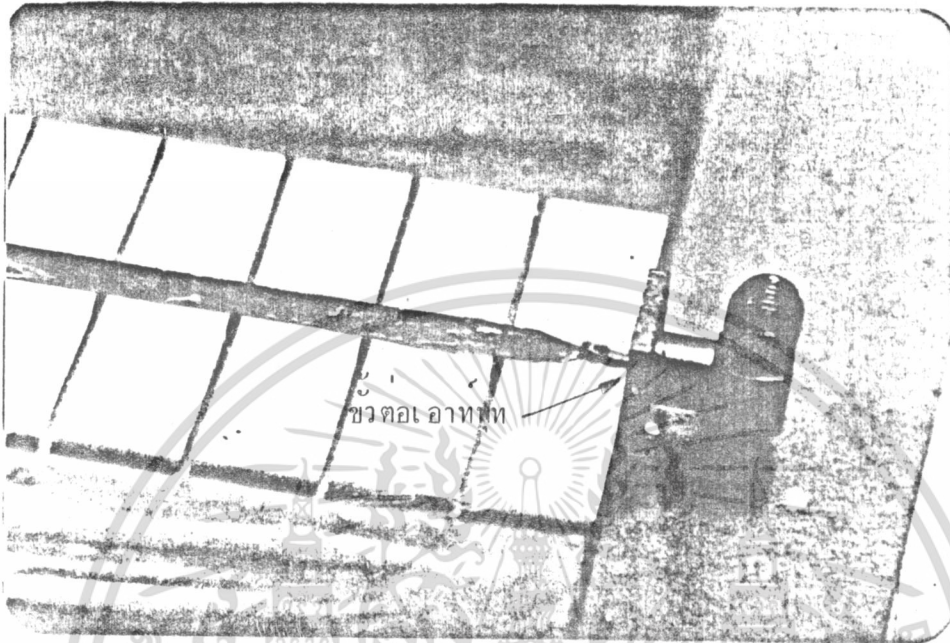


(a) DBR กั้นออสซิลเลเตอร์เครื่องต้นแบบที่สร้างได้

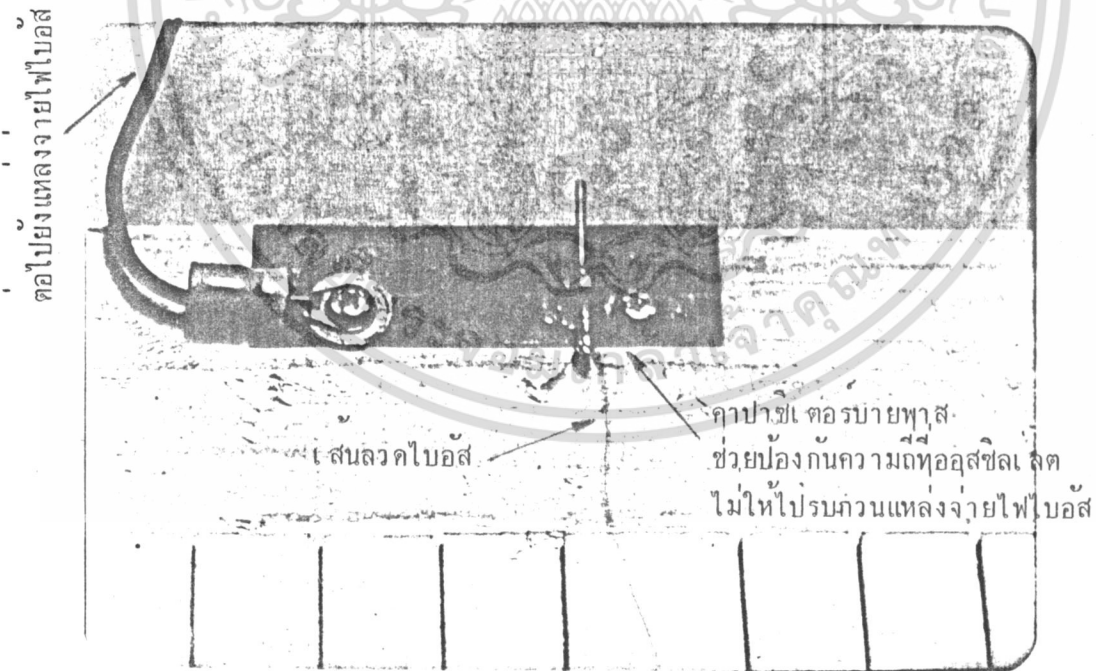


(b) ส่วนของ DBR กั้นออสซิลเลเตอร์ที่ฝังไดโอดไว้ตรงกลาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(c) ขั้วต่อที่ปลายด้านหนึ่งเป็นขั้วสัญญาณออกแสดงส่วนเทอร์เมอแมทซ์ซึ่ง

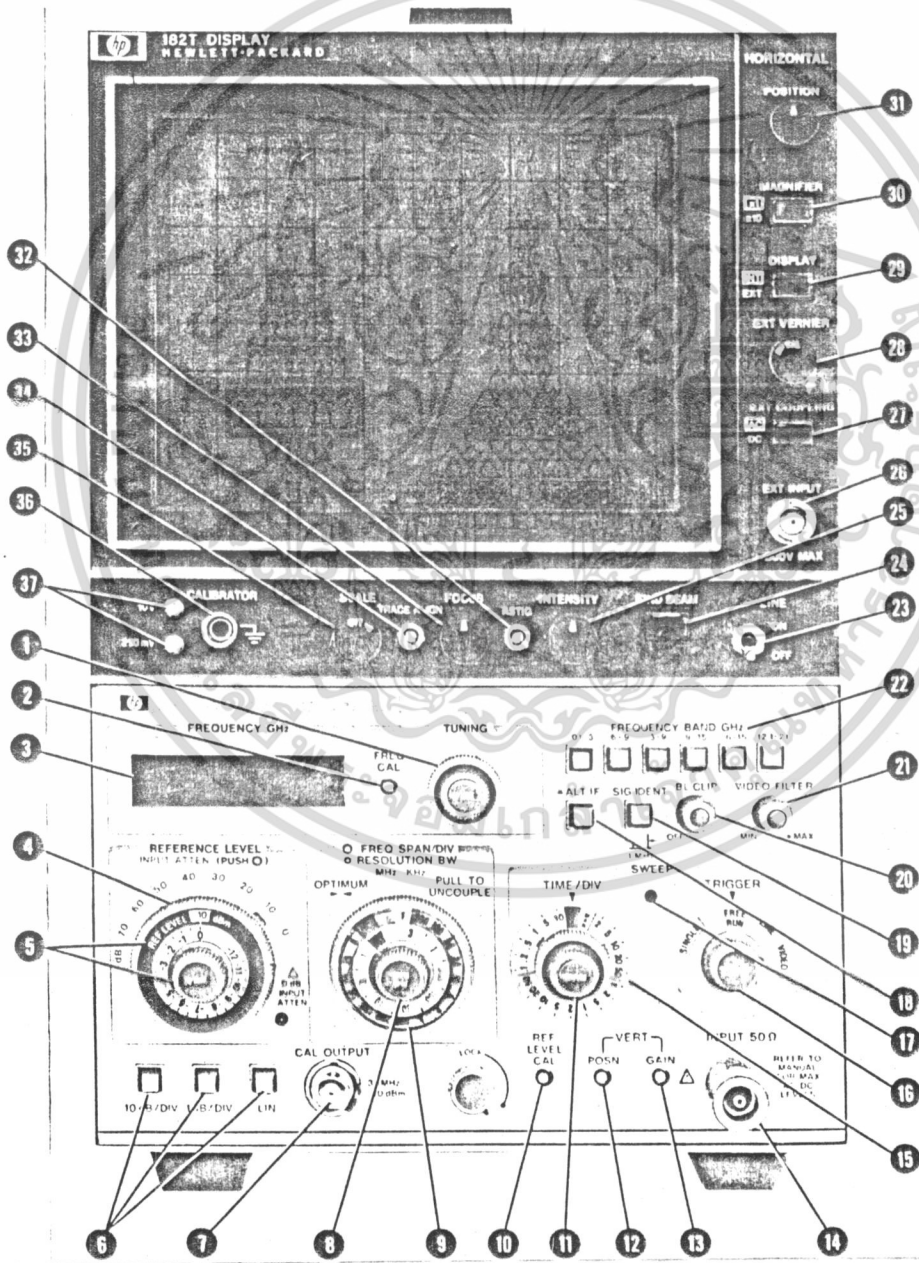


(d) ขั้วแหล่งจ่ายสัญญาณเข้าแสดงให้เห็นคาปาซิเตอร์บายพาส

รูปที่ 4.1 แสดงลักษณะส่วนต่าง ๆ ของ DBR กันแอมป์ซิลิโคนเลเตอร์เครื่องต้นแบบที่สร้างได้

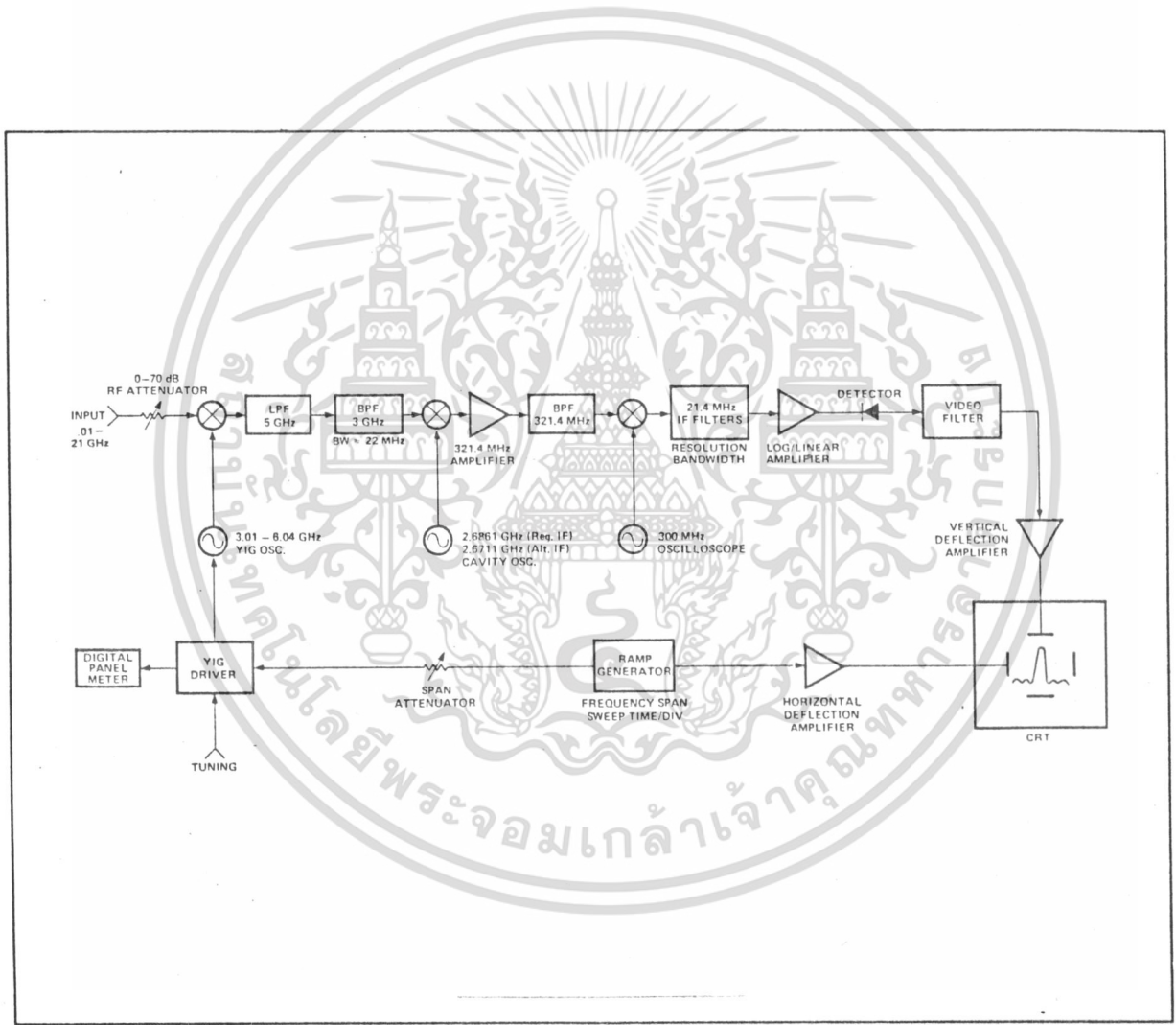
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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



รูปที่ 4.2 แสดงรูปของสเปกตรัมอานาไลเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวอนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

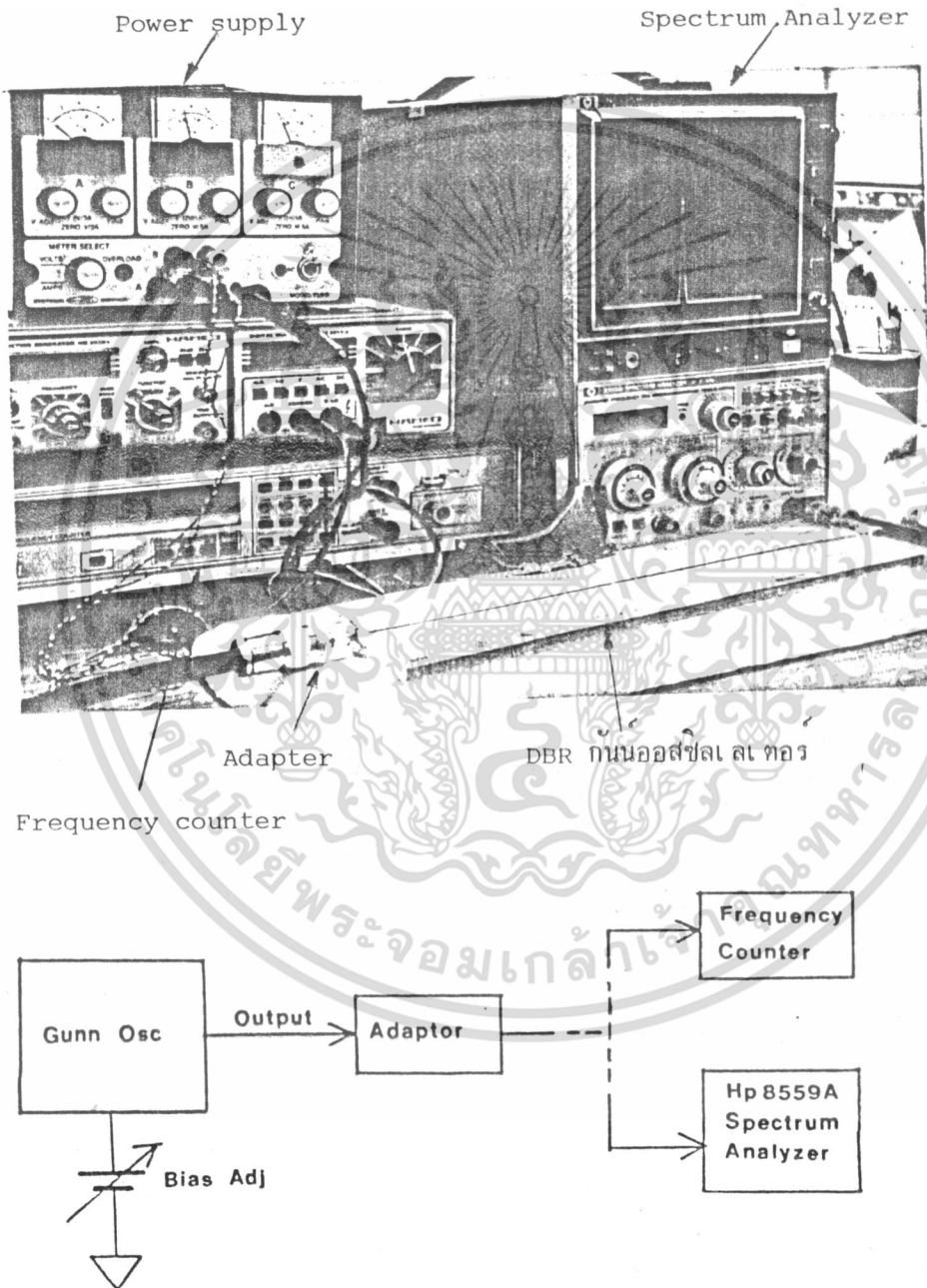


รูปที่ 4.3 บล็อกไดอะแกรมคร่าว ๆ ของสเปกตรัมอานาไลเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวัดเพื่อทดสอบออสซิลเลเตอร์ มีบล็อกไดอะแกรมของการวัดดังแสดงใน

รูปที่ 4.4

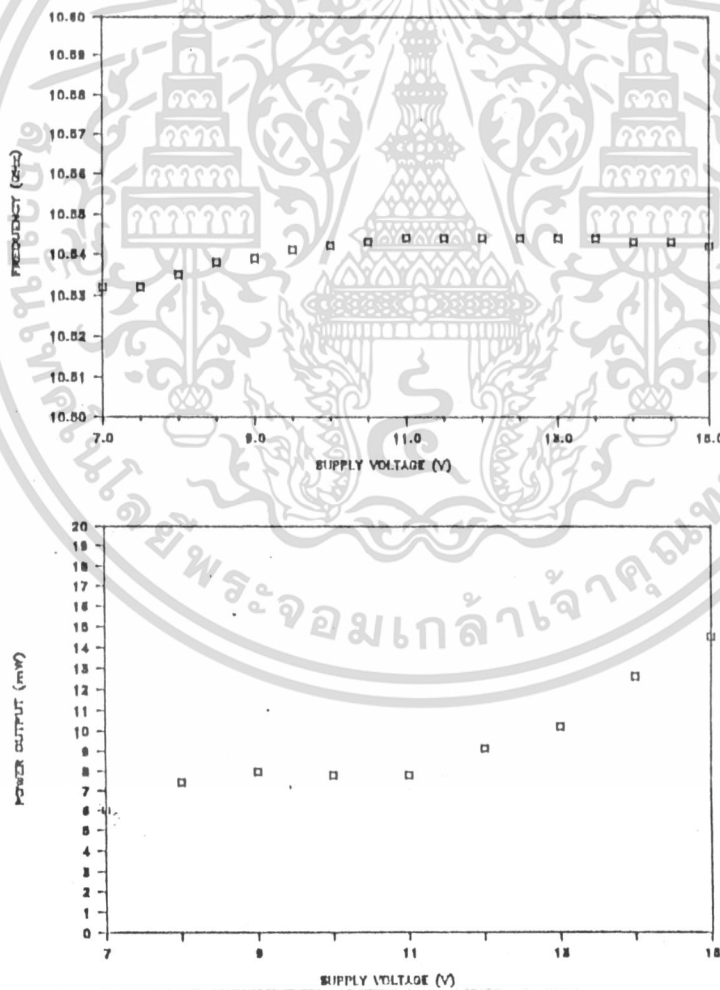


รูปที่ 4.4 ลักษณะการวัดเพื่อทดสอบ และ บล็อกไดอะแกรมการทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ผลการทดสอบและวิเคราะห์

ในการทดสอบได้จ่ายศักดา dc ไนอัลแกไดโอดผ่านทางเส้นลวดเล็ก ๆ ไปยังแผ่นสตริน และ แผ่นกราวด์ ซึ่งต่ออยู่กับขั้วแอโนด และคาโอดของกับมิไดโอดตามลำดับ ในการทดสอบได้ปรับค่าศักดาไบอัสจนกระทั่งเกิดการออสซิลเลตอย่างเสถียร ที่ด้านเอาต์พุทของออสซิลเลเตอร์ได้ต่อเข้าโดยตรงกับ เครื่องมือวัดคุณสมบัติการออสซิลเลต ข้อมูลที่ได้จากการวัดแสดงในรูปที่ 4.5 ซึ่งแสดงความถี่ที่ออสซิลเลต และ กำลังที่เอาต์พุทขณะปรับศักดาไบอัสให้แก่ออสซิลเลเตอร์ตั้งแต่ 7.0 - 15 V dc

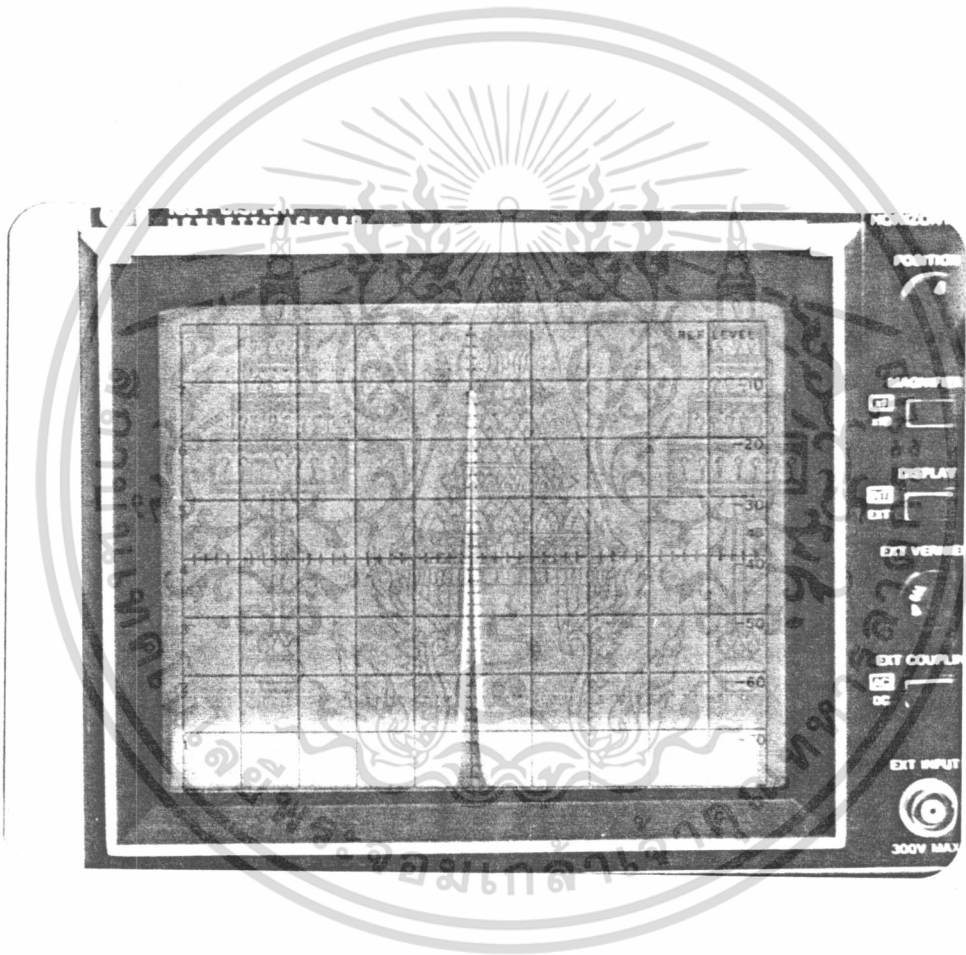


รูปที่ 4.5 แสดงความถี่ในการออสซิลเลต และ

กำลังที่เอาต์พุทของออสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 4.6 แสดงสเปกตรัมของออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่ 10.535 GHz ที่สังเกตได้จากสเปกตรัมอานาไลเซอร์ ในขณะที่จ่ายศักดาไบอัสให้แก่กันน์ ออสซิลเลเตอร์ 7.5 V. ความกว้างของแบนด์โดยประมาณ 150 kHz



รูปที่ 4.6 แสดงสเปกตรัมของออสซิลเลเตอร์ที่ศักดาไบอัส 7.5 V. สเกลแกนนอน 100 MHz/Div. แกนตั้ง 10 dB/Div.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

กั้นออสซิลเลเตอร์ที่สร้างขึ้นนี้ ได้ออกแบบให้สามารถนำกำลังเอาต์พุตออกมาได้สองด้าน ในกรณีที่ต้องการให้มีเอาต์พุตเพียงด้านเดียวก็ทำได้ โดยทำการเทอร์มิเนต (terminated) ด้านที่เหลือเสีย

บทที่ 5

บทสรุป

DBR กับออสซิลเลเตอร์แบบที่สร้างนี้ ใช้ประโยชน์จากการเลือกความถี่
ป้อนกลับจากโครงสร้างพีริโอดิกในไมโครสตริวเวฟไกด์ให้แก่กันไดโอด เพื่อที่จะทำ
ให้เกิดการออสซิลเลตที่ความถี่ที่แน่นอน การสร้างเครื่องต้นแบบสามารถทดสอบได้กำลังที่
เอาต์พุตมากกว่า 6 mW จากออสซิลเลเตอร์ที่ออกแบบในย่านความถี่ X-band การเพิ่ม
กำลังที่เอาต์พุตของออสซิลเลเตอร์ทำได้โดยเลือกกันไดโอดที่ทำงานที่ความถี่กึ่งกลาง
เท่ากับความถี่ที่คำนวณได้ตรงกึ่งกลางสตีปแบนด์มอดี เนื่องจากที่ความถี่กึ่งกลางของกัน
ไดโอดนั้นสามารถจ่ายกำลังได้สูงที่สุด ออสซิลเลเตอร์นี้สามารถทำงานได้อย่างต่อเนื่อง
ในช่วงไบแอสที่กว้าง และความถี่ของการออสซิลเลตไม่ได้รับผลกระทบจากตักดาไบแอส ดัง
นั้นจึงสามารถนำไปใช้งานในระบบที่ต้องการแหล่งจ่ายสัญญาณที่มีความแม่นยำสูงได้ นอกจากนี้
จากนี้ยังสามารถสร้างออสซิลเลเตอร์แบบนี้ได้ในราคาที่ถูกลง เนื่องจากสามารถใช้เทคนิค
การสร้างวงจรรวมไมโครเวฟ มาใช้ในการสร้างออสซิลเลเตอร์ได้ และจะทำให้
สามารถควบคุมขนาดของส่วนประกอบต่าง ๆ ได้แน่นอนมาก จึงเป็นผลให้ความถี่ที่ต้องการ
ในการออสซิลเลตเที่ยงตรงมากขึ้น

บรรณานุกรม

- [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 แห่งภาควิชาโทรคมนาคมและวิศวกรรมศาสตร์ สถาบัน
เทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ได้ให้คำปรึกษาและคำแนะนำต่าง ๆ
ในการทำวิจัยเรื่องนี้เป็นอย่างดี

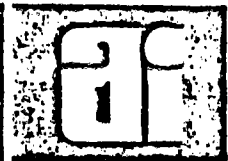
ขอขอบคุณ คุณวิสิฐ สมบูรณ์ พนักงานแผนกสื่อสารข้อมูลกองโทรเลข และ
พนักงานกองเคเบิลได้นำ การสื่อสารแห่งประเทศไทยทุกท่าน ที่ให้ความอนุเคราะห์ในการ
ยืมเครื่องมือ และ อุปกรณ์ในการทดสอบเครื่องต้นแบบ ขอขอบคุณ อ.ดำรง จันทน์แสงสุก
คุณทับทิม อ่างแก้ว อ.อิทธิชัย อรุณศรีแสงไชย คุณณรงค์ เร่เชียงแสน คุณทองทศ วาณิชศรี
คุณทองสุข นิภูสถาพร คุณสมศักดิ์ ชุ่มช่วย คุณสมเกียรติ เลิศกุลวณิช คุณนเรศน์ เร่เชียงแสน
คุณพงษ์ชัย อมตานนท์ และ ทุก ๆ ท่าน ที่ให้ความสนับสนุนมาโดยตลอด

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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.

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
DGB 8422	8-12	100	400	10	Cathode	158-001
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

NOTES

(1) The required operating frequency (or in the case of wide band types the frequency range) must be specified when ordering. The specification of any unnecessarily wide frequency range will result in unnecessary expenditure.

(2) The power output is measured at a single frequency (except for wide band units) in a critically coupled Alpha test cavity at 25°C. Alpha may agree to undertake special testing in a customer cavity if required.

(3) The standard catalogue range of Alpha Gunn devices are tested under C. W. conditions. For certain pulsed applications alternative device types are available. Consult the factory.

(4) Alternative package styles are available and should be requested as specials at the time of ordering. The Alpha 305 package is available for units listed with the 315 package styles. To order 305 packaged diodes, merely replace the last numeral digit (a four) of the 315 type code with the numeral five. For example, the DGB 9424 in the 315 package becomes a DGB 9425 in the 305 package. The 315 package will generally be preferred however since although it has similar electrical characteristics, it is more robust and resistant to distortion.

(5) For applications involving magnetic tuning, the customer should bear in mind that package types 023-001, 158-001 and 188-001 have Kovar in their construction and are therefore not suitable for these requirements.

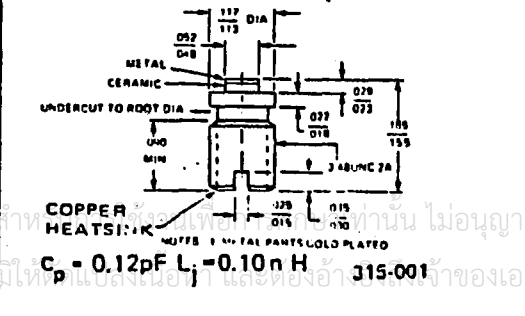
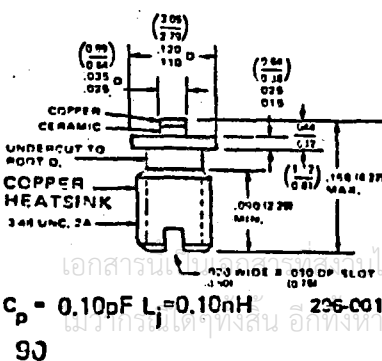
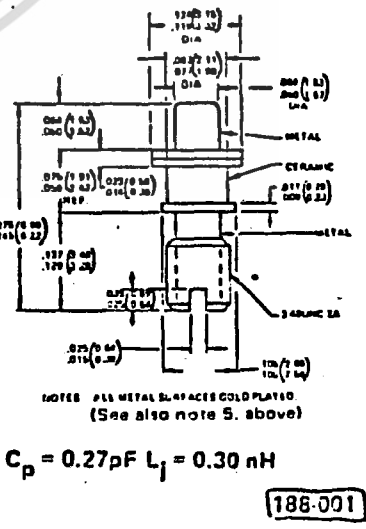
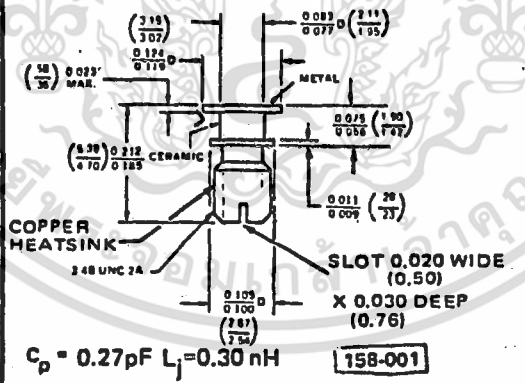
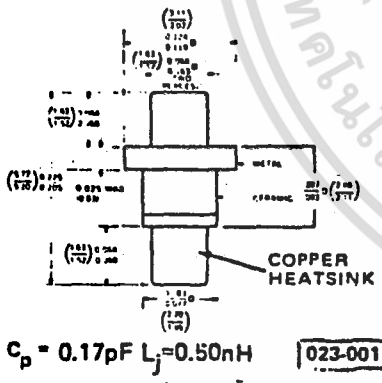
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Operating Temperature -40°C to +70°C for standard types

Storage Temperature -55°C to +85°C

Operating Voltage Each diode is individually rated by Alpha with respect to operating voltage. Application of a bias voltage in excess of this value may lead to a degradation in performance.

OUTLINE DRAWINGS Dimensions in inches (millimeters in parentheses)



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 μF) 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 susceptibility 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 $^{\circ}\text{C}$.

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 capacitance 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.

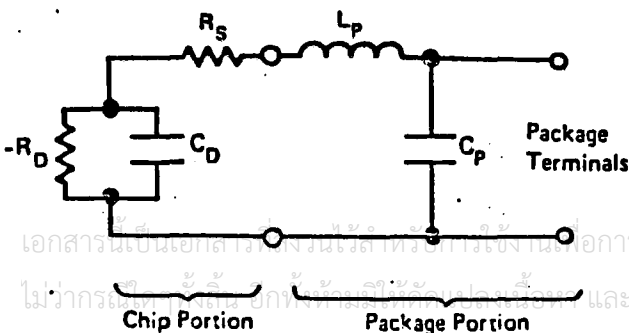


Figure 1. Equivalent Circuit of Packaged Gunn Diode

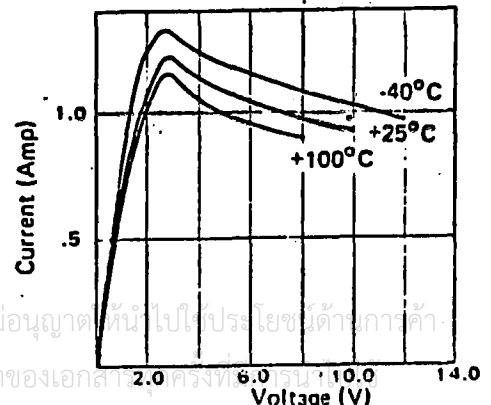


Figure 2. DC I-V Characteristic at Various Temperatures (Ambient)

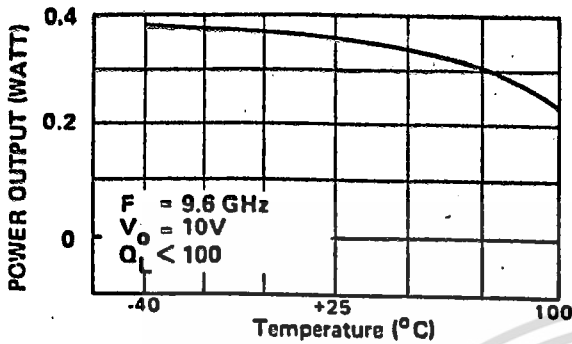


Figure 3. Power Output vs Temperature (Ambient) at a Fixed Bias

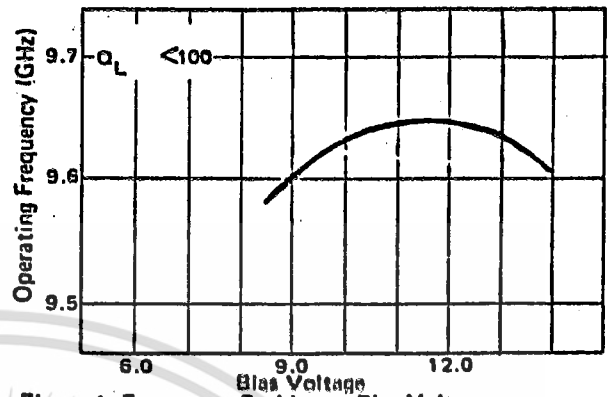


Figure 4. Frequency Pushing vs Bias Voltage

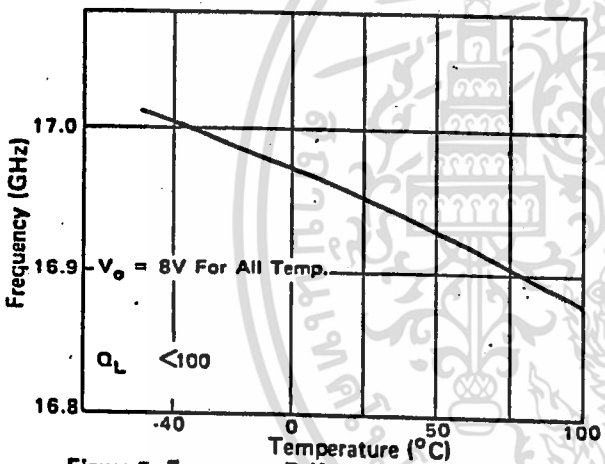


Figure 5. Frequency Drift vs Temperature (Ambient) in a Coaxial Cavity

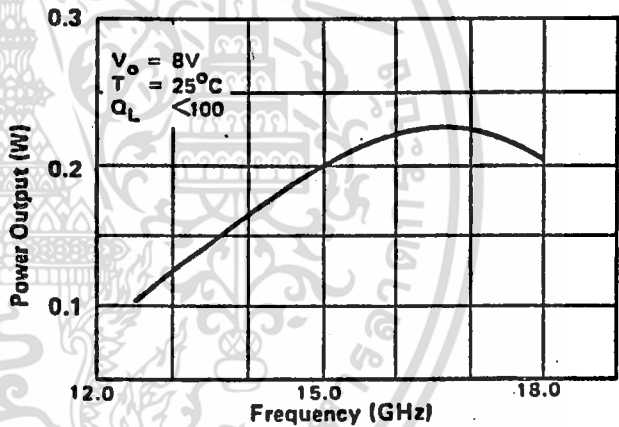


Figure 6. Power Output vs Frequency

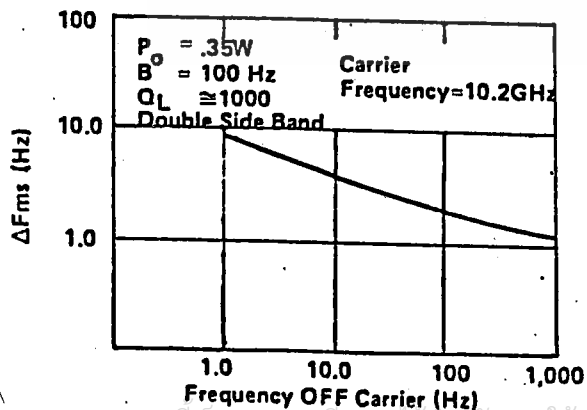


Figure 7. FM Noise vs. Frequency

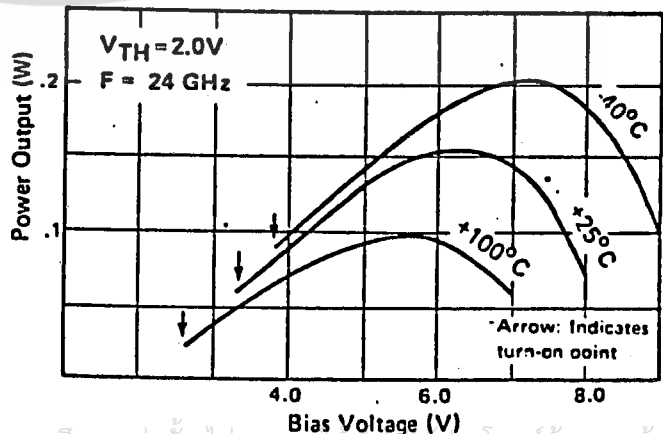


Figure 8. Output Power vs Bias Voltage at Different Temperatures (Ambient)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมการคำนวณค่า γ_x และ β

```
10 DEFDBL A-C,E-F,T,D,W-Z
20 W=.004:H=.002:E1=1:E2=2
30 D1=.001:D2=.01
40 C=2.99793E+08:E0=9.85149E-12
50 PI=3.14159
60 U0=400*PI*9.99999E-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),DM(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 DM=2*PI*U
210 B1(J)=DM*SQR(U0*E0*EF1):B2(J)=DM*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)
```

```
410 IF ABS(FX3-0)<1E-08 THEN PRINT X3/PI;:GOTO 440
420 IF FX3*FX1<0 THEN X2=FX3: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*OM(P-1)/Z01/4
770 PRINT "          ZIN          L          Fosc.
780 PRINT ZIN,L,OM(P-1)/2/PI
790 PRINT "          Y12R          Y12I          REFLEC COF.
800 FOR N=1 TO J-1
```

```
B10 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
B20 AR2=0:AR3=AR2
B30 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
B40 AI3=(Z1F(N)/Z2F(N)-Z2F(N)/Z1F(N))*sin(B1(N)*D1)/2:AI2=-AI3
B50 BR1=AR1:BR2=AR2:BR3=AR3:BR4=AR4:BI1=AI1:BI2=AI2:BI3=AI3:BI4=AI4
B60 FOR I=2 TO 15
B70 CR1=AR1*BR1+AR2*BR3-AI1*BI1-AI2*BI3
B80 CR2=AR1*BR2+AR2*BR4-AI1*BI2-AI2*BI4
B90 CR3=AR3*BR1+AR4*BR3-AI3*BI1-AI4*BI3
B90 CR4=AR3*BR2+AR4*BR4-AI3*BI2-AI4*BI4
B91 CI1=AR1*BI1+AR2*BI3+AI1*BR1+AI2*BR3
B92 CI2=AR1*BI2+AR2*BI4+AI1*BR2+AI2*BR4
B93 CI3=AR3*BI1+AR4*BI3+AI3*BR1+AI4*BR3
B94 CI4=AR3*BI2+AR4*BI4+AI3*BR2+AI4*BR4
B95 AR1=CR1:AR2=CR2:AR3=CR3:AR4=CR4:AI1=CI1:AI2=CI2:AI3=CI3:AI4=CI4
B96 NEXT I
B97 Y2=1/Z2F(N)
B98 RR=(AR1*AR3+AI1*AI3)/(AR1^2+AI1^2):RI=(AR1*AI3-AR3*AI1)/(AR1^2+AI1^2):R=SOR(
RR^2+RI^2)
B99 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 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า ทิศทางในเด็เทียบกับความถี่

FREQUENCY

8.999999E+09
 9.039999E+09
 9.079999E+09
 9.119998E+09
 9.159998E+09
 9.199997E+09
 9.239996E+09
 9.279996E+09
 9.319996E+09
 9.359995E+09
 9.399994E+09
 9.439994E+09
 9.479993E+09
 9.519993E+09
 9.559992E+09
 9.599992E+09
 9.639991E+09
 9.679991E+09
 9.71999E+09
 9.75999E+09
 9.799989E+09
 9.839989E+09
 9.879988E+09
 9.919988E+09
 9.959988E+09
 9.999987E+09
 1.003999E+10
 1.007999E+10
 1.011999E+10
 1.015998E+10
 1.019998E+10
 1.023998E+10
 1.027998E+10
 1.031998E+10
 1.035998E+10
 1.039998E+10
 1.043998E+10
 1.047998E+10
 1.051998E+10
 1.055998E+10
 1.059998E+10
 1.063998E+10
 1.067998E+10
 1.071998E+10
 1.075998E+10
 1.079998E+10
 1.083998E+10
 1.087998E+10
 1.091998E+10
 1.095998E+10
 1.099997E+10
 1.103997E+10
 1.107997E+10
 1.111997E+10
 1.115997E+10
 1.119997E+10
 1.123997E+10
 1.127997E+10
 1.131997E+10
 1.135997E+10
 1.139997E+10
 1.143997E+10

BETA

.8659200449462279 -.8659200449462279
 .8699113825183326 -.8699113825183326
 .8739059727926707 -.8739059727926707
 .8779036204115149 -.8779036204115149
 .8819048269946949 -.8819048269946949
 .8859098999699314 -.8859098999699314
 .8899188882206232 -.8899188882206232
 .8939321928670176 -.8939321928670176
 .8979502433572217 -.8979502433572217
 .9019738353719568 -.9019738353719568
 .9060032717134827 -.9060032717134827
 .9100390817618884 -.9100390817618884
 .9140823309081344 -.9140823309081344
 .9181336240812963 -.9181336240812963
 .922194233368869 -.922194233368869
 .9262656536670193 -.9262656536670193
 .9303497306042455 -.9303497306042455
 .9344479236817991 -.9344479236817991
 .9385639506106373 -.9385639506106373
 .9427010762901565 -.9427010762901565
 .9468636242623266 -.9468636242623266
 .9510583504612143 -.9510583504612143
 .9552933637147162 -.9552933637147162
 .9595818273558588 -.9595818273558588
 .9639423003429386 -.9639423003429386
 .9684043908008521 -.9684043908008521
 .973017352344152 -.973017352344152
 .9778761258310621 -.9778761258310621
 .9831904736425844 -.9831904736425844
 .9896385570732211 -.9896385570732211
 6.012452763700285D-03
 1.216125817055061D-02
 1.509836671498433D-02
 1.661863392997635D-02
 1.710777568902601D-02
 1.665287978723057D-02
 1.516930545823363D-02
 1.229103211864655D-02
 6.337169689104866D-03
 .989870783477809 -.9898707834982809
 .9833477956743642 -.9833477956743642
 .9780010262399272 -.9780010262399272
 .9731199574369193 -.9731199574369193
 .968486731680575 -.968486731680575
 .964005760234769 -.964005760234769
 .9596245543362332 -.9596245543362332
 .9553152320468268 -.9553152320468268
 .9510581987641137 -.9510581987641137
 .9468399458988674 -.9468399458988674
 .9426527864006437 -.9426527864006437
 .9384893492200889 -.9384893492200889
 .9343458495119852 -.9343458495119852
 .9302176817387566 -.9302176817387566
 .9261030007990198 -.9261030007990198
 .9219988301948511 -.9219988301948511
 .917904127901749 -.917904127901749
 .9138169395117466 -.9138169395117466
 .9097363537041519 -.9097363537041519
 .9056613080355336 -.9056613080355336
 .9015916052197844 -.9015916052197844
 .8975257868667295 -.8975257868667295
 .8934635656046002 -.8934635656046002

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.14797E+10	.0394048342596422	-.8894048342596422
1.151997E+10	.8853483830076931	-.8853483830076931
1.155997E+10	.88129468163993	-.88129468163993
1.159997E+10	.8772428369143673	-.8772428369143673
1.163997E+10	.8731929110300394	-.8731929110300394
1.167997E+10	.8691448725744909	-.8691448725744909
1.171997E+10	.8650978338118831	-.8650978338118831
1.175996E+10	.8610521637703226	-.8610521637703226
1.179996E+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
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า Y และ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของคลื่นคำนวณ เทียบกับความถี่

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	-1.7552816D-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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่มีการฉีกข้อใดข้อหนึ่ง อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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	3.6833927D-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	0.10256

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่มีการฉีกข้อใดข้อหนึ่ง อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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	1.1360161D-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	0.18937
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	1.9574924D-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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้