ปีการศึกษา 2535

การส่งสัญญาณโทรทัศน์ในย่านไมโครเวฟด้วยกันน์เพล็กเซอร์

โดย

พัลลภ ฉันทอง รหัส 32.1211

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ.ประภากร สุวรรณะ

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2535
ภาควิชา อิเลคทรอนิคส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง การส่งสัญญาณโทรทัศน์ในย่านไมโครเวฟด้วยกันน์เพล็กเซอร์
(Television signal Transmission in Microwave-band with Gunnplexer)

ผู้จัดทำ

พัลลภ แพทอง รหัส 32.1211

อ.ประภากร สุวรรณะ อาจารย์ที่ปรึกษา

(ประภากร สุวรรณะ)

๒๖

การส่งสัญญาณโทรทัศน์ในย่านไมโครเวฟด้วยกันน์เพล็กเซอร์

พัลลภ แพทอง 32.1211

อาจารย์ที่ปรึกษา
อ.ประภากร สุวรรณะ
ปีการศึกษา 2535

บทคัดย่อ

การส่งสัญญาณโทรทัศน์ในย่านความถี่ไมโครเวฟด้วยอุปกรณ์ชุดสำเร็จรูปที่มีชื่อเรียกว่า "กันน์เพล็กเซอร์" นั้น เพราะว่าอุปกรณ์ชนิดนี้มีขนาดเล็ก, ราคาไม่สูง, มีความกว้างขวางในการใช้งานมาก และยังสามารถใช้งานในลักษณะรับส่งได้ในเวลาเดียวกัน ซึ่งปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำกันน์เพล็กเซอร์มาประยุกต์ใช้ในการส่งสัญญาณโทรทัศน์ โดยอาศัยความได้เปรียบต่างๆของกันน์ไดโอด และยังอาศัยคุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นของมิกเซอร์ไดโอดในตัวกันน์เพล็กเซอร์ ซึ่งใช้งานเป็นภาคมิกเซอร์ทอนความถี่จากความถี่ย่านไมโครเวฟลงมาอยู่ในย่านวีเอชเอฟ ดังนั้นเราสามารถนำเอาท์พุทจากมิกเซอร์ไดโอดนั้นต่อเข้าทางสายอากาศของเครื่องรับโทรทัศน์ได้โดยตรง โดยโทรทัศน์ทำหน้าที่เป็นทั้งภาครับ, ภาคตรวจจับสัญญาณ และภาคแสดงผล(ให้สัญญาณภาพและสัญญาณเสียงกลับมา) ทำให้ระบบที่ใช้หรือออกแบบลดความยุ่งยากซับซ้อนลง

Television signal Transmission in Microwave-band with Gunnplexer

Punlop Phairthong 32.1211

Praphakorn Suwanna, Advisor

Academic year 1992

Abstract

The television signal transmission in the microwave-band equipped with a ready-made apparatus called "Gunnplexer" because it is not only small, cheap and is widely used in various ways but also it can be used in recieving and transmitting at the same time. This article is to apply Gunnplexer in the television transmission by using the advantage of Gunn-diode and it is to use the special performance of being nonlinear of the Mixer-diode in Gunnplexer which is used as mixer-part decreasing frequency from microwave-band into VHF-band and then we can couple the output from Mixer-diode to the television antenna. Therefore; The television can recieve, detect signals and reconvert the output to composite video signals and audio signals, cause the applied system or the designed system less complicated.

สารบัญ

หน้า

บทนำ.. 1
บทที่ 1 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับโทรทัศน์.. 2
1.1 การสร้างภาพบนจอโทรทัศน์.. 3
1.2 ชนิดของสัญญาณ.. 9
1.3 ช่องสัญญาณโทรทัศน์และมาตรฐานสัญญาณภาพสี.. 14
1.4 หลักการส่งสัญญาณภาพและสัญญาณเสียง.. 18
1.5 การผสมสัญญาณ.. 23
บทที่ 2 การสื่อสารโดยผ่านไมโครเวฟ(Microwave Communication)........ 30
2.1 คุณลักษณะพิเศษและข้อดีของMicrowave communication........ 31
2.2 Microwave Relay System.. 33
2.3 วิธีการถ่ายทอดสัญญาณ(Repeating method)........................ 34
2.4 การแพร่กระจายของคลื่นไมโครเวฟ(Microwave propagation).. 36
บทที่ 3 อุปกรณ์ทางไมโครเวฟ(Microwave Devices)........................ 42
3.1 Disc-sealed planar triode.. 43
3.2 Klystrons.. 49
3.3 Traveling-wave tube (TWT).. 61
3.4 Tunnel diode.. 69
3.5 Impatt diode.. 71
3.6 Gunn diode.. 75
บทที่ 4 กันน์เพล็กเซอร์(Gunnplexer).. 80
4.1 ส่วนทำหน้าที่ผลิตสัญญาณพาหะและเป็น Frequency modulation... 80
4.2 ส่วนที่ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณ IF.. 89
4.3 Horn Antenna.. 92
บทที่ 5 วงจรการทดลองและผลการทดลอง.. 97
5.1 ส่วนของแหล่งจ่ายศักดาไฟฟ้าคงที่สำหรับกันน์เพล็กเซอร์........... 97
5.2 วงจร impedance matching 200 to 75................................ 99
5.3 วงจร RF preamplifier.. 101
5.4 วงจร Sound subcarrier 5.5 MHz.. 102
การทดลองและผลการทดลอง.. 104

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

สรุปและวิจารณ์ 109
ภาคผนวก 110
เอกสารอ้างอิง 111
กิตติกรรมประกาศ 112

สารบัญรูป

รูปที่ หน้า

1.1 ทฤษฎีของการหักเหทางไฟฟ้าสถิตและทางแม่เหล็กไฟฟ้า................ 5
1.2 รูปร่างของกระแสรูปฟันเลื่อย.................................. 5
1.3 การสแกนจากซ้ายไปขวาและจากบนลงล่าง......................... 7
1.4 การสแกนไขว้กัน(Interlace scanning)......................... 7
1.5 รูปร่างของสัญญาณซิงค์.. 8
1.6 รูปร่างของสัญญาณซิงค์ที่ใช้ในการส่งโทรทัศน์................... 8
1.7 พัลซ์ที่เกิดขึ้นในระยะเวลาที่มีสัญญาณแบลงกิ้งในฟิลด์ที่ 1และฟิลด์ที่ 2......... 10
1.8 สัญญาณที่ได้จากกล้องโทรทัศน์สี................................ 12
1.9 สัญญาณส่องสว่าง.. 13
1.11 คัลเลอร์เบิร์สต์(color burst)................................. 14
1.12 ขอบเขตความถี่ของสัญญาณส่องสว่างและของสัญญาณที่ให้ภาพสี........... 19
1.13 หลักการที่ใช้ในเครื่องส่งและรับโทรทัศน์ในระบบ Vestigial sideband Transmission.. 20
1.14 ลักษณะความถี่กับขนาดของสัญญาณในระบบ PAL...................... 21
1.15 รูปร่างสัญญาณที่อยู่ในลักษณะ Negative Amplitude modulated sidebands.. 21
1.16 การส่งสัญญาณโทรทัศน์ด้านเสียง................................ 22
1.17 การผสมคลื่นทางขนาด... 25
1.18 ค่าจากยอดคลื่นถึงยอดคลื่นของคลื่นผสม.......................... 26
1.19 สเปคตรัมของคลื่นผสม... 27
1.20 การผสมคลื่นทางความถี่....................................... 28
1.21 ความถี่แถบด้านข้างของการผสมคลื่นทางความถี่.................... 29
2.1 ที่ตั้งของสถานีต่างๆตามทางเดินของคลื่นไมโครเวฟ.................. 32
2.2 Heterodyne repeating system................................. 35
2.3 Baseband (detection) repeating system....................... 35
2.4 Radio (direct) repeating system............................. 36
2.5 โครงสร้างของคลื่นที่ประกอบกันในการสื่อสารย่านไมโครเวฟ.............. 37
2.6 ลักษณะของคลื่นที่เป็นผลจากดัชนีหักเหของชั้นบรรยากาศ.............. 37
2.7 ภาพประกอบการหารัศมีของ 1st Fresnel zone....................... 38

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ หน้า

3.1 วงจรสมมูลย์อย่างคร่าวๆของtriode........................... 43
3.2 การเดินทางของอิเลคตรอนจาก cathode ไป plate................ 44
3.3 Light-house tube.. 47
3.4 ตัวอย่างของ Light-house tube Amplifier........................ 48
3.5 Klystron Amplifier Tube.. 49
3.6 กราฟของ electron bunching.. 50
3.7 ลักษณะโครงสร้างของ Multi-cavity klystron......................... 52
3.8 การกระจายความถี่ของ klystron...................................... 52
3.9 โครงสร้างของ cavity... 53
3.10 โครงสร้างของ Reflex klystron.. 55
3.11 การเคลื่อนที่ของอิเลคตรอนที่ความเร็วต่างๆ............................. 56
3.12 ความสัมพันธ์ของความถี่และกำลังต่อศักย์สะท้อน(U_R)...................... 58
3.13 space-time diagram... 59
3.14 การเปรียบเทียบอิเลคตรอนที่มีความเร็วที่แตกต่างกัน........................ 59
3.15(a)โครงสร้างของ helix TWT.. 62
(b)วงจรอย่างง่ายของ helix TWT.. 62
3.16 ปฏิกิริยาภายในระหว่างลำอิเลคตรอนกับสนามไฟฟ้า.......................... 63
3.17 วงจรสมมูลย์ของการเชื่อมต่อระหว่างลำอิเลคตรอนกับslow-wave helix.. 66
3.18 วงจรสมมูลย์ของ Tunnel diode.. 69
3.19 Tunnel-diode voltage-current characteristic......................... 70
3.20 Diode voltage,junction current และ diode current
ใน Impatt diode(p^+-n-n^+ structure)...................................... 72
3.21 ลักษณะการให้ไบอัสของ Impatt diode...................................... 73
3.22 ตัวอย่างลักษณะภายนอกของImpatt diode แบบ package........................ 73
3.23 Impatt-diode voltage-current characteristic............................ 74
3.24 โครงสร้างของBandใน GaAs.. 75
3.25 curveของความเร็วกับสนามไฟฟ้า.. 76
3.26 โครงสร้างภายในของ Gunn diode.. 77
3.27 โครงสร้างภายนอกของ Gunn diode แบบ pill package........................ 78

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ หน้า

3.28 รูปคลื่นของกระแสในการออสซิเลทของGunn diode.................... 78
3.29 คุณลักษณะทางศักดาและกระแสของ Gunn diode..................... 78
4.1 ลักษณะภายนอกของ Gunnplexer................................ 80
4.2 แสดงโครงสร้างส่วนผลิตความถี่พาหะและ frequency modulator....... 81
4.3 แสดงภาคตัดขวางของ Gunnplexer.............................. 81
4.4 การเปรียบเทียบCW.powerของ Gunn diodeกับ Impatt diode........ 82
4.5 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ Gunn diode กับ Impatt diode...... 83
4.6 วงจรสมมูลย์ของ Gunn diode................................. 83
4.7 ลักษณะภายนอกของ Gunn diode แบบ pill package............... 83
4.8 การเปรียบเทียบลักษณะทางศักดาและกระแสของ Gunn diode,
Imapatt diode,Tunnel diode................................. 84
4.9 โครงสร้างภายในของ Varactor diode........................... 85
4.10 ความหนาแน่นของการDopingของ Varactor diode................. 85
4.11 วงจรสมมูลย์ของ Varactor diode............................. 86
4.12 รูปประกอบการคำนวณความถี่รีโซแนนท์ของ Rectangular cavity...... 88
4.13 การทำงานของเฟอร์ไรท์เซอคูเลเตอร์.............................. 89
4.14 เฟอร์ไรท์เซอร์คูเลเตอร์ใน Gunnplexer......................... 89
4.15 Terminal characteristic.................................. 90
4.16 การทำงานของ Mixer diode.................................. 91
4.17 ลักษณะของ Pyramidal Horn.................................. 92
4.18 แสดงข้อมูลต่างๆของ Gunnplexer.............................. 93
4.19 รูป FM demodulation โดยใช้วงจร discriminator............... 95
4.20 Diagram แสดงการนำGunnplexerมาใช้ในการส่งสัญญาณโทรทัศน์....... 96
5.1 วงจรแหล่งจ่ายศักดาไฟฟ้าคงที่(Gunn supply) 8 โวลท์............. 98
5.2 ลักษณะอิมพีแดนซ์ของไดโอด.................................. 99
5.3 π-network matching ที่เลือกใช้.............................. 99
5.4 วงจรทดลอง Impedance matching.............................. 100
5.5 วงจร RF preamplifier...................................... 101
5.6 วงจร Sound subcarrier 5.5 MHz............................. 102

สารบัญตาราง

ตารางที่ หน้า

1.1 แสดงถึงความถี่การใช้งานให้บริการต่างๆในประเทศไทย................. 15
1.2 แสดงแถบความถี่วิทยุหลัก................................ 24
2.1 แสดงย่านความถี่ต่างๆพร้อมทั้งแสดงความยาวคลื่นในย่านต่างๆด้วย.......... 30
2.2 แสดงความถี่ไมโครเวฟในแถบความถี่ต่างๆ.......................... 31
3.1 การกำจัดตามมาตรฐานของ manufacturing Technigue.............. 46
3.2 ขนาดและคุณลักษณะต่างของส่วนประกอบของDisc-sealed planar triode
ในส่วนของ Morton tube 416A........................ 48

บทนำ

การสื่อสารในย่านไมโครเวฟมีข้อดีในด้านการสื่อสารจุดต่อจุด อัตราขยายของเสาอากาศปรับปรุงได้ง่าย อีกทั้งไม่รบกวนต่อการสื่อสารย่านความถี่ต่ำกว่าที่ใช้งานกันทั่วไป ข้อเสียของการสื่อสารในย่านไมโครเวฟที่เห็นได้ชัดก็คือ การสร้างระบบขนาดเล็กทำได้ยาก เนื่องจากอุปกรณ์ส่วนใหญ่ราคาแพงและต้องการความแน่นอนสูง(สาเหตุมาจากความถี่ที่ใช้งานสูงมากนั่นเอง) กันน์เพล็กเซอร์เป็นอุปกรณ์ชุดสำเร็จที่ทำงานด้วย Solidstate microwave device ที่เรียกว่า กันน์ไดโอด คุณสมบัติเด่นของกันน์เพล็กเซอร์คือ มีขนาดเล็กกระทัดรัด ราคาถูก และกำลังต่ำ เหมาะสมกับการนำมาใช้งานสร้างระบบการสื่อสารไมโครเวฟขนาดเล็กระหว่างจุดต่อจุดที่ไม่ไกลนัก อีกทั้งยังเหมาะสมต่อการใช้ในการศึกษาการสื่อสารย่านไมโครเวฟเบื้องต้นอีกด้วย สำหรับรายละเอียดต่างๆในปริญญานิพนธ์นี้มีดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีต่างที่เกี่ยวกับสัญญาณโทรทัศน์ รวมทั้งการส่งสัญญาณโทรทัศน์

บทที่ 2 เป็นการกล่าวถึงการสื่อสารในย่านไมโครเวฟ(Microwave Communication) รวมทั้งการกระจายคลื่นไมโครเวฟ(Microwave propagation)

บทที่ 3 เป็นการกล่าวถึงสิ่งประดิษฐ์หรืออุปกรณ์สำคัญๆที่ใช้ในวงจรหรือระบบการสื่อสารในย่านไมโครเวฟ

บทที่ 4 เป็นการกล่าวถึงอุปกรณ์ชุดสำเร็จรูปที่มีชื่อว่า"กันน์เพล็กเซอร์(Gunnplexer)"

บทที่ 5 เป็นวงจรการทดลอง ซึ่งเป็นวงจรแหล่งจ่ายศักดาไฟฟ้าคงที่สำหรับกันน์เพล็กเซอร์ และวงจร impedance matching ทางภาครับ เพื่อให้ได้กำลังรับที่สูงสุด

บทที่ 1

ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับโทรทัศน์

โทรทัศน์ คือ การส่งกระจายเสียงพร้อมทั้งภาพที่เคลื่อนไหวออกไปในรูปของสัญญาณโทรทัศน์ และการรับสัญญาณนี้มาเปลี่ยนเป็นภาพและเสียงตามต้องการ ภาพที่เกิดขึ้นบนจอโทรทัศน์จะประกอบไปด้วยจุดภาพเล็กๆจำนวนมากประกอบกันเป็นเส้นภาพและเส้นภาพหลายๆเส้นประกอบกันเป็นภาพ ภาพที่เราเห็นจริงๆ คือผลของการส่งและรับภาพนิ่งที่มีความแตกต่างกันเพียงเล็กน้อยหลายๆภาพต่อหนึ่งหน่วยเวลานั่นเอง ซึ่งเป็นหลักการเดียวกับการฉายภาพยนตร์ เพราะสายตาธรรมดาของคนเรานั้นมีลักษณะพิเศษอย่างหนึ่งคือ ในขณะที่จ้องดูภาพใดภาพหนึ่งแล้วภาพนั้นจางหายไปโดยกระทันหันก็จะยังคงรู้สึกเห็นติดตาอยู่ชั่วระยะเวลาอันสั้น ลักษณะพิเศษนี้เรียกว่า"Persistance of vision" ด้วยเหตุนี้หากมีการฉายภาพนิ่ง ซึ่งแต่ละภาพมีความแตกต่างกันเล็กน้อยติดต่อกันไปเป็นจำนวนหลายๆภาพต่อหนึ่งวินาทีสายตาของคนเราก็จะเห็นเป็นภาพเคลื่อนไหวต่อเนื่องกันไปโดยที่ไม่ละดุดหรือหยุดชะงักปกติสายตาของคนเราจะเห็นภาพโดยไม่มีอาการกระพริบของภาพถ้าหากจำนวนภาพนิ่งต่อหนึ่งวินาทีนั้นเกิน 16 ภาพขึ้นไป การส่งสัญญาณโทรทัศน์เป็นที่นิยมแพร่หลายทั่วโลกเรื่อยมาจากยุคแรกที่โทรทัศน์แพร่ภาพออกอากาศในระบบขาวดำและได้วิวัฒนาการเป็นระบบภาพสีในเวลาต่อมา

ระบบสีของโทรทัศน์ได้ถูกพัฒนาขึ้นใช้เป็นครั้งแรกในประเทศสหรัฐอเมริกามีชื่อเรียกว่าระบบ NTSC (National Television System Committee) มีมาตรฐานในการแสดงภาพ 525 เส้นต่อเฟรม และ 30 ภาพต่อวินาที ต่อมาได้มีการพัฒนาขึ้นเรื่อยๆทำให้เกิดระบบต่างๆขึ้นอีก ส่วนระบบ PAL (Phase Alternating Line) ที่นิยมใช้ในประเทศแถบยุโรป รวมทั้งประเทศไทยมีจำนวน 625 เส้นต่อเฟรม และ 25 ภาพต่อวินาที ในปัจจุบันมีโทรทัศน์ระบบใหม่เกิดขึ้นมาคือ ระบบ HDTV ซึ่งให้คุณภาพของภาพที่ชัดเจนและมีสีเทียบได้กับฟิล์ม 35 มม. นอกจากนี้เสียงยังจะต้องเทียบได้กับคอมแพคดิสค์และภาพของโทรทัศน์ระบบ HDTV จะกว้างกว่าภาพของโทรทัศน์ปกติโดยจะใกล้เคียงกับจอภาพยนตร์ชนิดซีนีมาสโคป คือจะมีอัตราส่วนกว้างต่อสูงเท่ากับ 16:9 ขณะที่มาตรฐานโทรทัศน์ทั่วไปจะเท่ากับ 12:9 หรือ 4:3 และมีรายละเอียดมากกว่าโดยจะมีการสแกนของเส้นจำนวน 1,250 เส้นต่อเฟรม

1.1 <u>การสร้างภาพบนจอโทรทัศน์</u>

การที่จะส่งสัญญาณภาพ 2 มิติไปในสายส่งสัญญาณคู่เดียวหรือส่งไปทางคลื่นวิทยุนั้น จำเป็นที่จะต้องแบ่งภาพออกเป็นจุดเล็กๆจำนวนมากแล้วทยอยส่งจุดเหล่านั้นไปทีละจุด แล้วจึงค่อยไปรวมกันที่ปลายทาง เพื่อให้เกิดเป็นภาพ 2 มิติเหมือนเดิมอีกครั้งหนึ่ง โดยความชัดเจนเหมือนจริงของภาพที่จะไปปรากฏที่ปลายทางจะมีความเหมือนจริงมากน้อยเพียงใดย่อมขึ้นอยู่กับความละเอียดของจุดภาพที่ถูกแบ่งออกจากภาพจริงและถ้าต้องการสร้างภาพเคลื่อนไหวที่ทำให้คนดูแล้วมีความรู้สึกสมจริงสมจังไม่เกิดอาการกระตุก ก็จะต้องสร้างภาพที่มีการเคลื่อนไหวในจังหวะที่ต่อเนื่องกันไปคล้ายภาพยนตร์ ด้วยอัตราที่ไม่ต่ำกว่า 16 ภาพต่อวินาที แต่ถ้ายิ่งสามารถทำให้มีจำนวนภาพมากขึ้นเท่าไรในเวลาที่เท่ากันแล้ว ก็จะยิ่งทำให้ดูสบายตามากขึ้นเท่านั้น เช่น ภาพยนตร์ใช้อัตรา 24 ภาพต่อวินาที ดังนั้นถ้าต้องการส่งภาพเคลื่อนไหวไปในระยะทางที่ไกลๆโดยใช้วิธีการส่งไปในรูปของสัญญาณไฟฟ้านั้น จำเป็นจะต้องส่งจุดภาพไปด้วยอัตราเท่ากับ(จำนวนจุดต่อ 1 ภาพ X จำนวนภาพต่อวินาที) จุดต่อวินาที

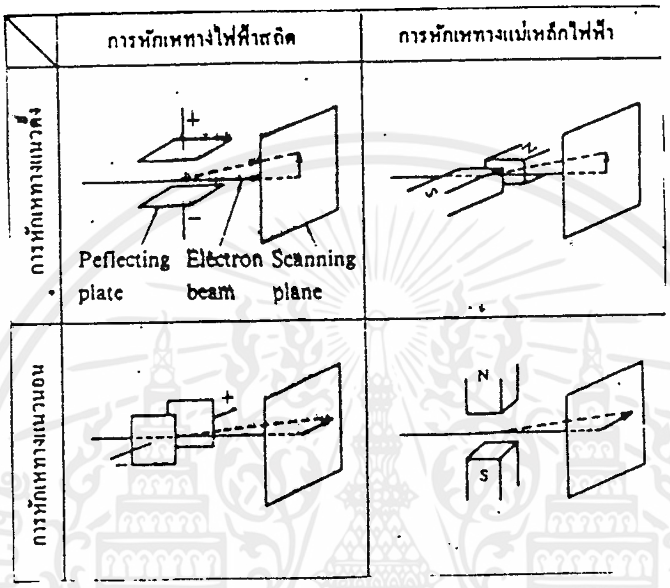
วิธีแบ่งภาพออกเป็นจุดเล็กๆทำโดยการแบ่งตามคู่ลำดับโดยที่จุดแรกจะอยู่ที่มุมบนซ้ายของภาพ แล้วจึงไล่จุดต่อๆไปทางขวาในแนวระดับจนสุดขอบขวาของภาพถือว่าครบ 1 เส้น จึงจะกลับมาเริ่มนับจุดถัดไปที่ตำแหน่งซ้ายสุดชิดด้านล่างของจุดแรก ซึ่งจุดนี้จะถือเป็นจุดแรกของเส้นที่ 2 ทำดังนี้เรื่อยไปจนครบทุกเส้น ก็จะมาครบจุดสุดท้ายที่มุมขวาล่างพอดี การไล่จุดแบบนี้เรียกว่าการกวาด หรือ การสแกน

เพื่อไม่ให้ภาพที่ปรากฏบนจอมีอาการกระพริบ จึงได้ใช้วิธีการสแกนสองรอบต่อการแสดงภาพบนจอ 1 ภาพ ซึ่งกระทำโดยการกวาดภาพในเส้นคี่มาแสดงบนจอก่อน แล้วจึงกวาดภาพเส้นคู่ให้มาปรากฏสลับกับภาพเส้นคี่เดิมซึ่งการสแกนแบบนี้เรียกว่า การสแกนแบบ*อินเทอเลซ* (Interlace) โดยที่การสแกนจากบนลงล่าง 1 รอบจะถูกเรียกว่า 1 ฟิลด์ ในขณะที่ 1 ภาพถูกเรียกว่า 1 เฟรม (Frame) ดังนั้นในระบบนี้ 1 เฟรมจะประกอบไปด้วย 2 ฟิลด์

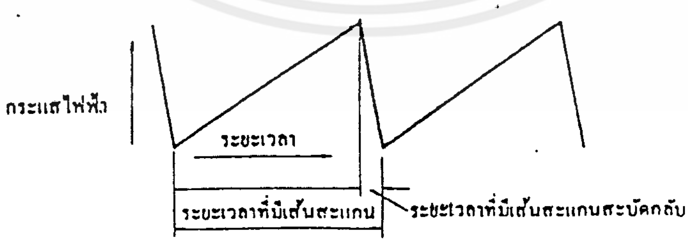
การสแกน (Scanning)

ภาพบนจอหลอดภาพของเครื่องรับโทรทัศน์สีโดยทั่วไป จะประกอบด้วยเส้นขวางเล็กๆในแนวนอนเป็นจำนวนมาก ซึ่งแต่ละเส้นเหล่านี้มีทั้งส่วนที่ดำสนิทหรือมีสีเข้ม ส่วนที่ดำจางหรือมีสีจางและส่วนที่สว่างมากปะปนกันอยู่ เส้นขวางเล็กๆในแนวนอนเหล่านี้ มีชื่อเรียกว่า เส้นสแกน เส้นเหล่านี้ประกอบไปด้วยจุดเล็กๆซึ่งมีทั้งมืดและสว่างปะปนกันอยู่ ภาพที่ปรากฏบนจอหลอดภาพจึงประกอบไปด้วยจุดเล็กๆที่มีระดับความสว่างแตกต่างกันเป็นจำนวนมาก จุดเล็กๆเหล่านี้เรียกว่า ส่วนประกอบของภาพ หรือ picture element ซึ่งมีส่วนสัมพันธ์กับความละเอียดของภาพเช่นเดียวกับจุดดำหรือจุดสีเล็กๆในรูปภาพของสิ่งตีพิมพ์ ภาพที่เห็นบนจอหลอดภาพจะมองดูละเอียดน่าดูหากมีจุดเล็กๆหรือจำนวนเส้นสแกนในแนวนอนมากเพียงพอ ด้วยเหตุนี้โทรทัศน์ระบบยุโรป ซึ่งมีจำนวนเส้นสแกน 625 เส้นต่อภาพ จึงทำให้ภาพที่มองดูละเอียดกว่าโทรทัศน์ระบบอเมริกาซึ่งมีจำนวนเส้นสแกน 525 เส้นต่อภาพเท่านั้น อย่างไรก็ตามภาพที่เห็นบนจอหลอดภาพจะมองดูละเอียด หรือหยาบไม่น่าดูอย่างไรนั้น ยังขึ้นอยู่กับส่วนประกอบอีกหลายอย่าง เช่น ความสว่างของภาพ,ระยะทางที่มองดูภาพ เป็นต้น สำหรับโทรทัศน์ระบบอเมริกาซึ่งมีจำนวนเส้นสแกนน้อยกว่าจำนวนเส้นสแกนของโทรทัศน์ระบบยุโรป อันอาจทำให้มองเห็นภาพมีรายละเอียดน้อยกว่า แต่ถ้าหากมองดูภาพในระยะทางห่างประมาณสี่ถึงแปดเท่าของความสูงของภาพแล้ว ก็จะรู้สึกว่าเป็นภาพที่พอใช้ได้เหมือนกันจุดที่เห็นสว่างในจอหลอดภาพของเครื่องรับโทรทัศน์เกิดขึ้นเพราะอิเลคตรอนที่หลุดออกไปจากแคโถดและถูกดึงดูดให้วิ่งเป็นลำไปกระทบแอโนดหรือจอหลอดภาพซึ่งฉาบวัสดุเรืองแสงบางชนิดเอาไว้ จุดที่มีการกระทบกันก็จะมองเห็นเป็นจุดที่สว่างขึ้นที่จอการสแกนก็คือ การทำให้จุดสว่างนี้เคลื่อนที่ไปในจังหวะที่ต้องการซึ่งในเรื่องของโทรทัศน์ ก็ต้องการให้จุดสว่างนี้เคลื่อนที่ไปในแนวนอนและแนวตั้งโดยอาศัยความเข้มของสนามแม่เหล็กเข้าช่วยเหลือ ทำให้เกิดการดึงดูดหรือการผลักกันกับอิเลคตรอนในหลักการ การทำให้เกิดการดึงดูดหรือการผลักกันกับอิเลคตรอนนี้อาจทำได้โดยวิธีการหักเหของไฟฟ้าสถิต(eletronstatic deflection) หรือวิธีการหักเหของแม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnatic deflection) ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 1.1 ซึ่งวิธีการหลังนี้เป็นที่นิยมมากในทางปฏิบัติ สนามแม่เหล็กนี้เกิดขึ้นโดยการปล่อยกระแสไฟฟ้ารูปฟันเลื่อย ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 1.2 ให้ไหลผ่านขดลวดของการหักเห (deflection coil)ที่พันอยู่รอบๆคอหลอดภาพซึ่งมีอยู่สองชุดด้วยกันคือ ขดลวดที่พันอยู่รอบคอหลอดภาพในแนวนอนชุดหนึ่ง และขดลวดที่พันอยู่ในแนวตั้งอีกชุดหนึ่ง สำหรับโทรทัศน์ระบบยุโรปความถี่ของกระแสรูปฟันเลื่อยที่ไหลผ่านขดลวดของการหักเหในแนวนอนจะมีค่า15,625 เฮิร์ทซ์ ความถี่ของกระแสรูปฟันเลื่อยที่ไหลผ่านขดลวดของการหักเหในแนวตั้งจะมีค่าเพียง 50 เฮิร์ทซ์เท่านั้น โดยปกติการสแกนจะเริ่มต้นขึ้นโดยการทำให้จุดสว่างบนจอหลอดภาพ

เคลื่อนที่จากด้านซ้ายมือด้านบนของจอไปทางขวามือในแนวนอน ซึ่งเมื่อถึงตำแหน่งขวามือสุดก็จะถูกเบนต่ำลงเล็กน้อยอันเป็นผลจากการที่มีกระแสรูปฟันเลื่อยไหลผ่านขดลวดของการหักเหในแนวตั้ง แล้วก็จะกลับไปตั้งต้นใหม่ทางซ้ายมือเพื่อเคลื่อนที่มาทางขวามือล่างสุดของจอ

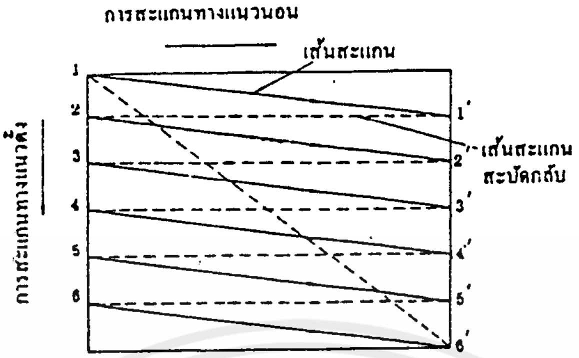


รูปที่ 1.1 ทฤษฎีของการหักเหทางไฟฟ้าสถิต และทางแม่เหล็กไฟฟ้า

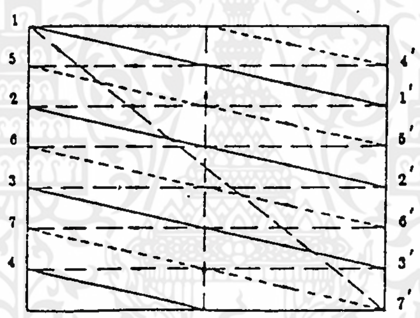


รูปที่ 1.2 รูปร่างของกระแสรูปฟันเลื่อย

ภาพ จึงเป็นการเสร็จสิ้นการ สแกนภาพนิ่งภาพหนึ่ง หรือที่เรียกว่า เฟรมหนึ่ง ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 1.3 หลังจากนั้นลำอิเลคตรอนก็จะกลับไปตั้งต้นใหม่ทางซ้ายมือด้านบนสุดของจอหลอดภาพอีกเพื่อสแกนภาพนิ่งอันดับถัดไป อย่างไรก็ตามเพื่อลดอาการกระพริบของภาพการสแกนภาพนิ่งแต่ละภาพมักนิยมจัดทำสองครั้งในแบบของการสแกนไขว้กัน ซึ่งเรียกว่า Interlace scanning ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 1.4 โดยกำหนดให้ภาพนิ่งหนึ่งเฟรม (frame) ประกอบด้วยสองฟิลด์(field) และเริ่มต้นด้วยการสแกนภาพนิ่งฟิลด์เส้นคี่ก่อน เมื่อเสร็จสิ้นถึงตำแหน่งขวามือล่างสุดของจอหลอดภาพแล้ว จึงกลับไปตั้งต้นใหม่ทางด้านซ้ายมือบนสุดของจอ แล้วเริ่มต้นสแกนภาพนิ่งฟิลด์เส้นคู่ต่อไปจนถึงตำแหน่งขวามือล่างสุด หลังจากนั้นจึงเริ่มต้นด้วยการภาพนิ่งอันดับอื่นต่อไป ฉะนั้น ภาพนิ่งแต่ละภาพหรือภาพนิ่งหนึ่งเฟรม จึงประกอบไปด้วยฟิลด์สแกนเส้นคี่และฟิลด์สแกนเส้นคู่ สำหรับโทรทัศน์ระบบยุโรปซึ่งใช้เส้นสแกน 625 เส้นต่อภาพ และ 25 ภาพต่อวินาทีนั้น ภาพหนึ่งแต่ละภาพหรือแต่ละเฟรมจะประกอบด้วยเส้นสแกนแนวนอน 625 เส้น ภาพนิ่งแต่ละฟิลด์จะมีเส้นสแกนแนวนอนครึ่งหนึ่งของ 625 เส้นต่อภาพ หรือ 312.5 เส้น ภาพนิ่งแต่ละภาพนี้จะเกิดขึ้นภายในระยะเวลา 1/25 วินาที ความถี่ของกระแสรูปฟันเลื่อยที่ใช้ในการหักเหทางแนวนอนซึ่งในระยะเวลา 1/25 วินาที จะเกิดเส้นสแกน 625 เส้น จะมีค่า (625)(25) หรือ 15,625 เฮิร์ทซ์ ส่วนความถี่ของกระแสรูปฟันเลื่อยที่ใช้ในการหักเหในแนวตั้งซึ่งใช้เวลาในการสแกนจากบนสุดมาล่างสำหรับฟิลด์หนึ่งๆเพียง 1/50 วินาที จะมีค่า 50 เฮิร์ทซ์ การสแกนภาพนิ่งตามที่กล่าวมาแล้วนี้จะทำการติดต่อกันไปเรื่อยๆโดยจะมีจำนวนภาพนิ่งหรือจำนวนเส้นสแกนต่อภาพกับจำนวนภาพต่อวินาทีแตกต่างกันไปตามชนิดของระบบโทรทัศน์ที่ใช้ ภาพที่ปรากฎบนจอหลอดภาพของเครื่องรับโทรทัศน์จึงมีผลคล้ายกับการฉายภาพนิ่ง ซึ่งแต่ละภาพมีความแตกต่างกันบ้างเพียงเล็กน้อยเป็นจำนวนหลายๆภาพต่อหนึ่งวินาที ด้วยเหตุที่สายตาของคนเรามีคุณลักษณะพิเศษในเรื่องของ persistance of vision จึงทำให้ผู้ชมโทรทัศน์สามารถมองเห็นภาพบนจอหลอดภาพของเครื่องรับโทรทัศน์ เป็นภาพเคลื่อนไหวติดต่อกันตลอดเวลา เรื่องที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งของการส่งและการรับโทรทัศน์ก็คือ จะต้องสามารถหาวิธีการซึ่งทำให้การสแกนของภาพที่เกิดขึ้นในกล้องโทรทัศน์นั้น เกิดขึ้นพร้อมกันกับการสแกนของภาพที่จอหลอดภาพของเครื่องรับโทรทัศน์ หรือทำให้ความถี่ของกระแสรูปฟันเลื่อยของวงจรหักเหทางแนวนอนและแนวตั้งทางกล้องโทรทัศน์เท่ากันตลอดเวลา กับความถี่ของวงจรหักเหทางแนวนอนและแนวตั้งทางจอหลอดภาพของเครื่องรับโทรทัศน์ หากความถี่ของกระแสรูปฟันเลื่อยในวงจรทางเครื่องส่งโทรทัศน์ไม่เท่ากันตลอดเวลากับความถี่ของกระแสรูปฟันเลื่อยในวงจรทางเครื่องรับโทรทัศน์ ก็จะพบว่า ภาพจะล้มหรือไม่มีภาพทางเครื่องรับโทรทัศน์ การทำให้ความถี่ของกระแสรูปฟันเลื่อยทางด้านเครื่องส่งโทรทัศน์เท่ากันตลอดเวลากับความถี่ของกระแสรูปฟันเลื่อยทางด้านเครื่องรับโทรทัศน์นี้เรียกว่า เกิดการเข้า



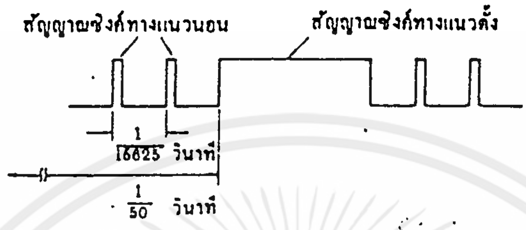
รูปที่ 1.3 การสแกนจากซ้ายไปขวาและจากบนลงล่าง



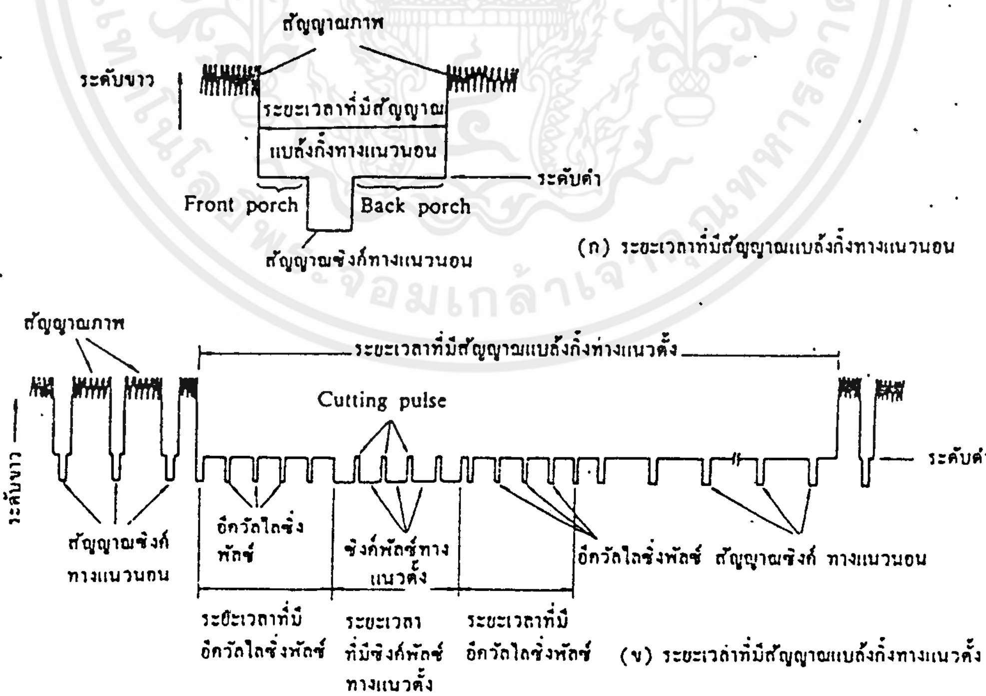
รูปที่ 1.4 การสแกนไขว้กัน (Interlace scanning)

จังหวะ (synchonization) ขึ้น ในทางปฏิบัติสถานีโทรทัศน์จะต้องส่งสัญญาณชนิดหนึ่ง เรียกว่า สัญญาณซิงค์ (synchonizing signal หรือ sync pulse signal) ไปพร้อมกับสัญญาณภาพ ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 1.5 และรูปที่ 1.6

สัญญาณซิงค์นี้จะประกอบไปด้วยสัญญาณซิงค์ทางแนวนอน (Horizontal synchonizing signal) ซึ่งมีความถี่ 15,625 เฮิร์ทซ์ หรือจะมี sync pulse ครั้งหนึ่งในทุกๆครั้งที่มีเส้นสแกกนในแนวนอนกับสัญญาณซิงค์ทางแนวตั้ง(Vertical synchonizing signal) ที่มีความถี่ 50 เฮิร์ทซ์ หรือจะมี sync pulse ครั้งหนึ่งในขณะที่มีการสแกนฟิลด์เส้นคี่หรือฟิลด์เส้นคู่เสร็จสิ้นลง สัญญาณซิงค์เหล่านี้จะส่งไปพร้อมๆกับสัญญาณภาพ ในช่วงระยะเวลาของเส้นสแกนสะบัดกลับ หรือช่วงระยะเวลาที่เส้นสแกนกำลังหันกลับไปเริ่มต้นใหม่



รูปที่ 1.5 รูปร่างของสัญญาณซิงค์



(ก) ระยะเวลาที่มีสัญญาณแบล้งกิ้งทางแนวนอน

(ข) ระยะเวลาที่มีสัญญาณแบล้งกิ้งทางแนวตั้ง

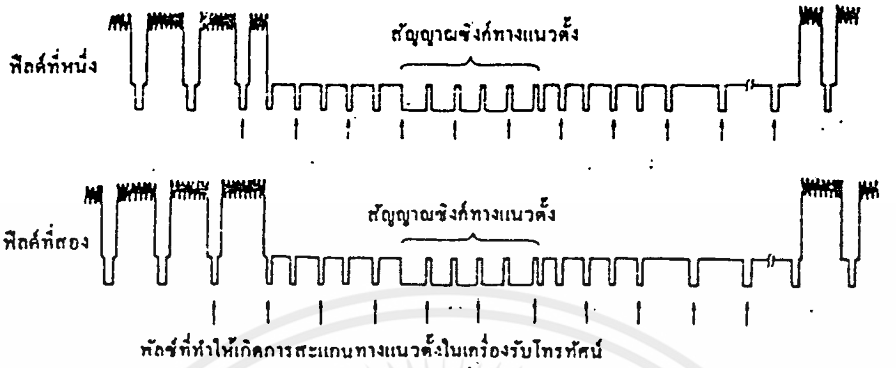
รูปที่ 1.6 รูปร่างของสัญญาณซิงค์ที่ใช้ในการส่งโทรทัศน์

1.2 ชนิดของสัญญาณ

จากรูปที่ 1.6 สัญญาณต่างๆเหล่านี้ จะอยู่เป็นรูปร่างเดียวกัน ซึ่งเรียกว่า "สัญญาณภาพรวม (composite video signal)" แล้วใช้คลื่นพาห์ของภาพเป็นตัวพาออกอากาศ รวมกับคลื่นพาห์ของเสียง เหตุผลและความจำเป็นในการใช้สัญญาณต่างๆมีดังต่อไปนี้

1.2.1 สัญญาณภาพ (video signal) และสัญญาณเสียง (sound signal) เป็นสัญญาณที่ใช้เพื่อทำให้เกิดภาพขาวดำที่จอหลอดภาพและเกิดเสียงที่ลำโพงของเครื่องรับโทรทัศน์ตามต้องการ สัญญาณภาพบางครั้งเรียกว่า สัญญาณส่องสว่าง

1.2.2 สัญญาณแบลงกิ้ง (blanking signal) เป็นสัญญาณที่ใช้เพื่อลบเส้นสแกนสะบัดกลับทั้งในแนวนอนและแนวตั้ง เพื่อมิให้เป็นที่สังเกตเห็นได้ชัดทางจอหลอดภาพรูปที่ 1.6 (ก) เป็นรูปขยายของระยะเวลาที่มีสัญญาณแบลงกิ้งทางแนวนอน (horizontal blanking period) และในช่วงระยะเวลาที่มีสัญญาณแบลงกิ้งทางแนวนอนนี้ ก็จะส่งสัญญาณซิงค์ทางแนวนอนไปด้วย แต่จะอยู่ในระดับที่ดำสนิทมากกว่าสัญญาณแบลงกิ้ง ส่วนที่เหลื่อมล้ำกันระหว่างแบลงกิ้งพัลซ์กับซิงค์พัลซ์นี้จะมีอยู่สองส่วนตามรูปที่แสดงไว้ ส่วนหน้าเรียกว่า "front porch" และส่วนหลังเรียกว่า"back porch"สำหรับโทรทัศน์ระบบอเมริกาความถี่ของกระแสรูปฟันเลื่อยที่ไหลผ่านขดลวดของการหักเหในแนวนอนมีค่า 15,750 เฮิร์ทซ์ หรือ 63.5 ไมโครวินาที จะต้องเกิดเส้นสแกนสะบัดกลับครั้งหนึ่ง จึงจำเป็นต้องใช้แบลงกิ้งพัลซ์ทางแนวนอนอีกครั้งหนึ่ง โดยมีขนาดประมาณ 10 ไมโครวินาที ส่วนรูปที่ 1.6(ข) นั้นเป็นรูปขยายของระยะเวลาที่มีสัญญาณแบลงกิ้งทางแนวตั้ง สำหรับโทรทัศน์ระบบอเมริกา ทุกๆระยะเวลา 1/60 วินาที หรือ 16.667 ไมโครวินาที จำเป็นต้องให้มีแบลงกิ้งพัลซ์ทางแนวตั้งอีกครั้งหนึ่งโดยมีขนาดประมาณ 1,250 ไมโครวินาที ในระยะที่มีแบลงกิ้งพัลซ์ทางแนวตั้งนี้ ก็จะส่งสัญญาณซิงค์ทางแนวตั้งออกไปด้วย และเพื่อประโยชน์ในการช่วยทำให้สัญญาณซิงค์ทางแนวตั้งยังคงมีรูปร่างเหมือนเดิม หลังจากแยกออกมาจากสัญญาณซิงค์ทางแนวนอนทางเครื่องรับโทรทัศน์แล้ว จะนิยมส่งอีควัลไลซิ่งพัลซ์ (equalizing pulse) กับ คัตติ้งพัลซ์ (cutting pulse) ไปด้วย ตามรูปที่ 1.6(ข) ความถี่ของอีควัลไลซิ่งพัลซ์และคัตติ้งพัลซ์นี้จะมีค่าเป็นสองเท่าของความถี่สัญญาณซิงค์ทางแนวนอน เพื่อช่วยให้การสแกนแบบหนึ่งเฟรมแบ่งออกเป็นสองฟิลด์ทางด้านเครื่องรับโทรทัศน์เป็นไปอย่างถูกต้องและเหมาะสม จุดตั้งต้นของสัญญาณซิงค์ทางแนวนอนและสัญญาณซิงค์ทางแนวตั้งนี้จะต้องมีส่วนสัมพันธ์กันอย่างเหมาะสม คือ เมื่อหมดการสแกนฟิลด์หนึ่งๆแล้ว จะต้องเกิดขึ้นพร้อมกันเพื่อทำการสแกนฟิลด์ต่อๆไป ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 1.7 มิฉะนั้นการสแกนไขว้กันทางเครื่องรับโทรทัศน์อาจไม่เป็นไปในจังหวะที่ถูกต้อง



รูปที่ 1.7 พัลซ์ที่เกิดขึ้นในระยะเวลาที่มีสัญญาณแบลงกิ้ง ในฟิลด์ที่หนึ่งและฟิลด์ที่สอง

1.2.3 สัญญาณซิงค์ (synchonizing signal) เป็นสัญญาณที่ใช้เพื่อช่วยทำให้ความถี่ของกระแสรูปฟันเลื่อยที่ใช้ในวงจรของการหักเหทางแนวนอนกับวงจรของการหักเหทางแนวตั้งของเครื่องส่งโทรทัศน์ มีค่าตรงกันกับที่ใช้ในเครื่องรับโทรทัศน์อันจะเป็นผลให้การสแกนของภาพทางด้านเครื่องส่งโทรทัศน์ตรงกันกับทางด้านเครื่องรับโทรทัศน์ตลอดเวลา สัญญาณซิงค์ทางแนวนอนจะมีความถี่เท่ากับความถี่ของกระแสรูปฟันเลื่อยที่ใช้ในวงจรของการหักเหทางแนวนอน และสัญญาณซิงค์ทางแนวตั้งก็จะมีความถี่เท่ากับความถี่ของกระแสรูปฟันเลื่อยที่ใช้ในวงจรของการหักเหทางแนวตั้ง เนื่องจากความถี่ของสัญญาณซิงค์นี้เท่ากับความถี่ของสัญญาณแบลงกิ้งจึงจำเป็นต้องป้องกันการรบกวนที่อาจเกิดขึ้นโดยจำเป็นต้องกำหนดขนาดของซิงค์พัลซ์ให้น้อยกว่าขนาดของแบลงกิ้งพัลซ์ กล่าวคือ ทำให้ซิงค์พัลซ์ทางแนวนอนมีขนาดเพียง 5 ไมโครวินาที และซิงค์พัลซ์ทางแนวตั้งมีขนาดเพียง 190 ไมโครวินาทีเท่านั้น นอกจากนี้ยังใช้วิธีส่งซิงค์พัลซ์เหล่านี้ปะปนกับแบลงกิ้งพัลซ์โดยทำให้ฐานของซิงค์พัลซ์อยู่ทับบนขอบบนของแบลงกิ้งพัลซ์อีกชั้นหนึ่ง เมื่อได้กำหนดให้ระดับสูงสุดของแบลงกิ้งพัลซ์เป็นระดับดำมืดจนมองไม่เห็นทางจอหลอดภาพแล้ว ระดับของซิงค์พัลซ์ที่อยู่บนยอดสูงสุดของแบลงกิ้งพัลซ์ก็จะเป็นระดับดำมืดสนิท และไม่ทำให้เกิดการรบกวนภาพที่จอหลอดภาพแต่ประการใด

1.2.4 สัญญาณอีควัลไลซิ่ง (equalizing signal) เป็นสัญญาณที่ใช้เพื่อช่วยทำให้สัญญาณซิงค์ทางแนวตั้งยังคงมีรูปร่างดีเหมือนเดิม หลังจากแยกออกมาจากสัญญาณซิงค์ทางแนวนอนในเครื่องรับโทรทัศน์แล้ว สัญญาณนี้มีความถี่เป็นสองเท่าของสัญญาณซิงค์ทางแนวนอน ซึ่งจะช่วยทำให้การสแกนไขว้กันทางเครื่องรับโทรทัศน์เป็นไปโดยเรียบร้อย รวมทั้งสัญญาณซิงค์ทางแนวนอนก็จะไม่ขาดหายไปในช่วงเวลาที่มีสัญญาณซิงค์ทางแนวตั้งอีกด้วย ขนาดของอีควัลไลซิ่งพัลซ์ก็มีขนาดประมาณซิงค์พัลซ์ทางแนวตั้ง คือประมาณ 190 ไม

โครวินาที หรือประมาณสามเท่าของซิงค์พัลซ์ทางแนวนอน นอกจากนี้ยังนิยมแบ่งพัลซ์นี้ออกเป็นพัลซ์เล็กๆตามรูปที่ 1.6 เพื่อให้เกิดซิงค์พัลซ์ทางแนวนอนครั้งหนึ่ง ในทุกๆสองครั้งที่มีพัลซ์เล็กๆเหล่านี้

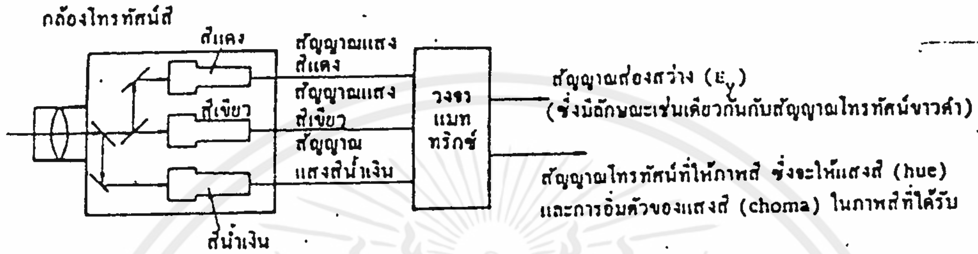
สัญญาณที่กล่าวมาทั้งหมดโดยทั่วไปเรียกว่า "สัญญาณภาพรวม (composite video signal) ซึ่งมาตรฐานของสัญญาณคอมโพสิตวิดีโอนั้นกำหนดให้มีขนาดแรงดันยอดถึงยอด (peak to peak) เท่ากับ 1 โวลท์ โดยที่*ระดับดำ (Black level)* จะอยู่ที่ 0.3 โวลท์ ในขณะที่*ระดับขาว (White level)* จะมีค่า 1 โวลท์

ระดับขาวคือระดับแรงดันของสัญญาณที่ทำให้ภาพปรากฏบนจอมีความเข้มสูงสุดซึ่งตรงกันข้ามกับระดับดำที่ทำให้ภาพบนจอมีความเข้มต่ำที่สุด

สัญญาณโทรทัศน์สี

โทรทัศน์สีและโทรทัศน์ขาวดำมีเรื่องราวและหลักการที่คล้ายคลึงกัน มาตรฐานของโทรทัศน์สีจะต้องเข้ากันได้กับมาตรฐานของโทรทัศน์ขาวดำในระบบเดียวกันด้วยเสมอ คนทั่วไปที่มีทั้งเครื่องรับโทรทัศน์ทั้งแบบโทรทัศน์ขาวดำและแบบโทรทัศน์สี จึงสามารถรับสัญญาณโทรทัศน์ได้ กล่าวคือ เมื่อสถานีโทรทัศน์ส่งสัญญาณโทรทัศน์สีนี้ออกอากาศ นอกจากเครื่องรับโทรทัศน์จะสามารถรับสัญญาณโทรทัศน์สีนี้ได้เป็นภาพสีบนจอหลอดภาพของเครื่องส่งโทรทัศน์สีแล้ว ยังต้องทำให้เครื่องรับโทรรทัศน์ขาวดำในเขตบริการสามารถรับสัญญาณโทรทัศน์สีนี้ได้เป็นภาพขาวดำบนจอหลอดภาพของเครื่องรับโทรทัศน์ขาวดำอีกด้วย ความสามารถของเครื่องรับโทรทัศน์ขาวดำในการรับสัญญาณโทรทัศน์สีนี้ มีชื่อพิเศษเรียกว่า compatibility หรือ correct reception of color TV transmission by B/W TV receivers นอกจากนั้นหากสถานีโทรทัศน์ขาวดำส่งสัญญาณโทรทัศน์ออกอากาศ นอกจากเครื่องรับโทรทัศน์ขาวดำในเขตบริการจะสามารถรับสัญญาณโทรทัศน์นี้ให้ปรากฏเป็นภาพขาวดำได้บนจอหลอดภาพของเครื่องรับโทรทัศน์ขาวดำแล้ว ยังต้องสามารถทำให้เครื่องรับโทรทัศน์สีในเขตบริการสามารถรับสัญญาณนี้ได้ด้วย และมีภาพขาวดำบนจอหลอดภาพของเครื่องรับโทรทัศน์สีด้วย ความสามารถนี้เรียกว่า reverse compatibility หรือ correct reproduction of B/W TV transmission by color TV receivers ตามที่กล่าวมา ความต้องการในเรื่องการให้บริการที่มีเครื่องรับโทรทัศน์ขาวดำอยู่ด้วยมีอยู่ด้วยกันสามประการคือ ประการแรกคือ เรื่องของ compatibility กับ reverse compatibility ประการที่สองคือ สัญญาณโทรทัศน์สีที่ส่งออกอากาศจะต้องประกอบด้วยส่วนที่เป็นสัญญาณส่องสว่าง กับส่วนที่เป็นสัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสี ประการสุดท้ายคือ ความถี่ของสัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสีจะต้องมีขอบเขตอยู่ในความถี่เดียวกันกับสัญญาณส่องสว่าง ในทางปฏิบัติกล้องโทรทัศน์สีจะช่วยเหลือทำให้เกิดสัญญาณแสงสีแดง-แสงสีเขียว-แสงสีน้ำเงินขึ้น ซึ่งหากจะทำการส่งสัญญาณแสงสีเหล่านี้ไปยังเครื่องรับโทรทัศน์สีโดยตรง จะเป็นการยุ่งยาก

จึงใช้วิธีการนำสัญญาณแสงสีทั้งสามเหล่านี้มาผสมในวงจรพิเศษซึ่งเรียกว่า วงจรแมททริกซ์ (matrix) เพื่อทำให้เกิดเป็นสัญญาณใหม่สองสัญญาณ คือ สัญญาณส่องสว่างและสัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสี ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 1.8



รูปที่ 1.8 สัญญาณที่ได้จากกล้องโทรทัศน์สี

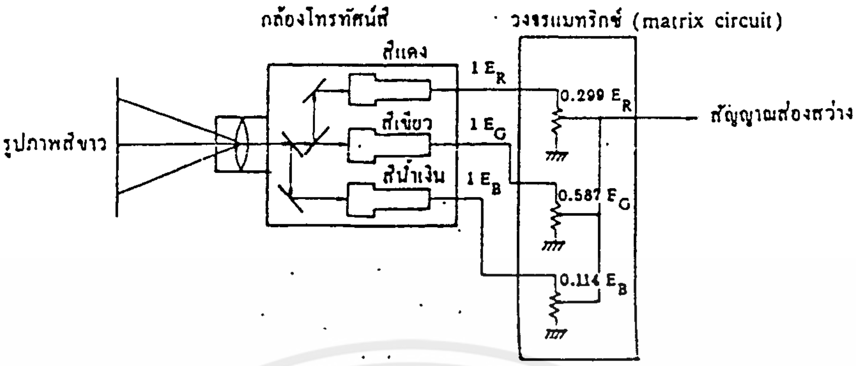
เมื่อสถานีส่งสัญญาณต่างๆเหล่านี้ออกอากาศ เครื่องรับโทรทัศน์ขาวดำก็จะรับเฉพาะสัญญาณโทรทัศน์ขาวดำ ส่วนเครื่องรับโทรทัศน์สีก็จะรับสัญญาณโทรทัศน์ทั้งหมด แล้วมาทำให้เกิดภาพสีขึ้นที่จอหลอดภาพต่อไป

กล่าวโดยสรุป สถานีโทรทัศน์สีจะต้องส่งสัญญาณต่างๆออกอากาศไปให้เครื่องรับโทรทัศน์ เพื่อทำให้เกิดภาพสีขึ้นที่จอหลอดภาพของเครื่องรับโทรทัศน์สีและภาพขาวดำที่จอหลอดภาพของเครื่องรับโทรทัศน์ขาวดำ กับมีเสียงที่ลำโพงของเครื่องรับโทรทัศน์ ดังนี้

-สัญญาณเสียง

-สัญญาณโทรทัศน์ขาวดำ : สัญญาณนี้คือสัญญาณภาพในเรื่องของโทรทัศน์ขาวดำนั่นเอง กล้องโทรทัศน์สีในห้องส่งโทรทัศน์จะช่วยทำให้เกิดสัญญาณแสงสีแดง-แสงสีเขียว-แสงสีน้ำเงิน ซึ่งเราอาจใช้สัญญลักษณ์ E_R , E_G , E_B ตามลำดับ แทนค่าสัญญาณทางไฟฟ้าเป็นโวลท์ที่ได้จากหลอดสีแดง-หลอดสีเขียว-หลอดสีน้ำเงิน ตามลำดับ สัญญาณแสงสีทั้งสามนี้จะผ่านวงจรพิเศษเรียกว่า วงจรแมททริกซ์ ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 1.9 เพื่อทำให้เกิดสัญญาณส่องสว่าง E_Y โดยมีส่วนผสมของแสงสีทั้งสามในอัตราส่วนที่แน่นอน ดังต่อไปนี้

$$E_Y = 0.299E_R + 0.587E_G + 0.114E_B$$



รูปที่ 1.9 สัญญาณส่องสว่าง

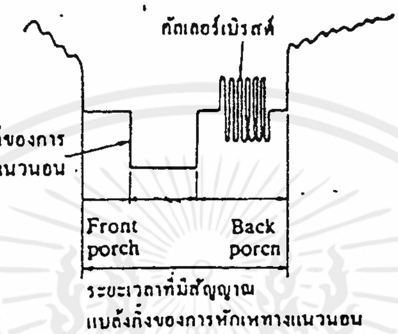
-สัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสี : เป็นสัญญาณที่เครื่องส่งโทรทัศน์สีได้ทำการส่งไปยังเครื่องรับโทรทัศน์ เพื่อช่วยเหลือทำให้เกิดภาพสีขึ้นทางจอหลอดภาพของเครื่องรับโทรทัศน์สี คุณลักษณะของสัญญาณนี้จะขึ้นอยู่กับระบบของโทรทัศน์สี ซึ่งมีอยู่สามระบบคือ NTSC,PAL และSECAM

สัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสีในระบบ NTSC จะประกอบด้วยสัญญาณสีสองสัญญาณที่รวมกันอยู่ในรูปของ signal suppressed carrier โดยจะต้องทำมุมระหว่างคลื่นพาห์ทั้งสองต่างกันเก้าสิบองศา สัญญาณสีทั้งสองสัญญาณนี้ เครื่องรับโทรทัศน์สีจะมีวงจรพิเศษแยกออกมาเพื่อนำไปใช้ในการควบคุมเรื่องแสงสี (hue) และการอิ่มตัวของแสงสี (saturation) ของภาพสีที่ปรากฏบนจอหลอดภาพ สัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสีนี้จะใช้คลื่นพาห์ของสัญญาณหรือคัลเลอร์ซับแคริเออร์(color subcarrier) ที่มีความถี่ 3.58 เมกกะเฮิร์ทซ์ และจะต้องรวมสัญญาณส่องสว่าง เพื่อใช้คลื่นพาห์ของเครื่องส่งโทรทัศน์นำออกอากาศเพื่อส่งต่อไปให้ถึงเครื่องรับโทรทัศน์สีวิธีการส่งสัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสีรวมไปกับสัญญาณโทรทัศน์ขาวดำหรือสัญญาณส่องสว่าง โดยการใช้คลื่นพาห์ของสัญญาณสีนี้เป็นวิธีการพิเศษในทางไฟฟ้า ซึ่งเรียกว่า multiplex transmission

-สัญญาณซิงค์,สัญญาณแบลงกิ้ง,สัญญาณอีควัลไลซิ่ง : มีลักษณะเดียวกันกับสัญญาณซิงค์,สัญญาณแบลงกิ้ง,สัญญาณอีควัลไลซิ่ง ในเรื่องของโทรทัศน์ขาวดำทุกประการ

-สัญญาณซิงค์ของภาพสี(color sync signal) : เนื่องจากสัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสีตามข้อ(ค) อยู่ในรูปของ amplitude modulated signal ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 1.10 ซึ่งเมื่อเครื่องรับโทรทัศน์สีรับได้แล้ว ก็จำเป็นต้องใช้คลื่นพาห์ของภาพสีที่เหมือนกันกับที่ใช้ในเครื่องส่งโทรทัศน์ด้วย ฉะนั้น เครื่องรับโทรทัศน์สีจึงจำเป็นที่ต้องมีวงจรผลิตคลื่นพาห์ของภาพสีที่ต้องการขึ้นเพื่อทำให้คลื่นพาห์ของภาพสี หรือคัลเลอร์ซับแคริเออร์ ที่ใช้ในด้านเครื่องส่งโทรทัศน์กับเครื่องรับโทรทัศน์สี มีความถี่เฟส(phase angle)ที่ถูกต้องตรงกัน เครื่องส่งโทรทัศน์จึงจำเป็นต้องส่งสัญญาณซิงค์ของภาพสีไปให้เครื่องรับโทรทัศน์สีโดยส่งไปในส่วน

ของ back porch ของซิงค์พัลซ์ทางแนวนอน ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 1.11 ซึ่งเรียกสัญญาณซิงค์ของภาพสีนี้ว่า คัลเลอร์เบิร์สต์(color burst)



รูปที่ 1.11 คัลเลอร์เบิร์สต์ (color burst)

1.3 <u>ช่องสัญญาณโทรทัศน์และมาตรฐานสัญญาณภาพสี</u>

สัญญาณโทรทัศน์ที่ถูกส่งออกอากาศ จะประกอบไปด้วยสัญญาณภาพและสัญญาณเสียง สัญญาณภาพจะมีคลื่นพาห์ของภาพ(Picture Carrier) ในระบบ Amplitude Modulation และสัญญาณเสียงก็จะมีคลื่นพาห์ของเสียง(Sound Carrier) ในระบบ Frequency Modulation การส่งสัญญาณภาพออกอากาศอาจเลือกส่งแบบ Amplitude-modulated double sidebands หรือเลือกส่งแบบอื่นก็ได้ แต่เนื่องจากขอบเขตของความถี่ในสัญญาณภาพมีมากหากส่งความถี่ที่เกี่ยวข้องไปทั้งหมดจะทำให้ความกว้างของช่องโทรทัศน์มีมากเกินไป จึงนิยมใช้วิธีส่งไซด์แบนด์ด้านสูง(Upper Sideband) เต็มที่ และส่งบางส่วนทางไซด์แบนด์ด้านต่ำ(Lower Sideband) วิธีการส่งแบบนี้เรียกว่า Vestigial Sideband Transmission คลื่นพาห์ของภาพกับคลื่นพาห์ของเสียงที่เหมาะสม อาจเลือกใช้ให้อยู่ในย่านความถี่วีเอชเอฟ (Very High Frequency)หรือในย่านความถี่ยูเอชเอฟ(Ultra High Frequency) ก็ได้ ตารางที่ 1.1 แสดงให้ทราบว่า โทรทัศน์ระบบอเมริกัน 525 เส้น และ โทรทัศน์ระบบยุโรป 625 เส้นมีช่องอะไรบ้างในย่านความถี่ VHF ซึ่งแบ่งออกเป็น VHFย่านต่ำ กับ VHFด้านสูง โทรทัศน์ระบบอเมริกันซึ่งมีความกว้างของช่องโทรทัศน์ช่องละ 6 เมกกะเฮิร์ทซ์ ส่วนโทรทัศน์ระบบยุโรปมีความกว้างของช่องโทรทัศน์ช่องละ 7 เมกกะเฮิร์ทซ์

โทรทัศน์ช่องที่		โทรทัศน์ระบบยุโรป 625 เส้น			โทรทัศน์ระบบอเมริกัน 525 เส้น		
		ความกว้างของช่อง (MHz)	คลื่นพาห์ของภาพ (MHz)	คลื่นพาห์ของเสียง (MHz)	ความกว้างของช่อง (MHz)	คลื่นพาห์ของภาพ (MHz)	คลื่นพาห์ของเสียง (MHz)
Low band VHF TV	2	47 - 54	48.25	53.75	54 - 60	55.25	59.75
	3	54 - 61	55.25	60.75	60 - 66	61.25	65.75
	4	61 - 68	62.25	67.75	66 - 72	67.25	71.75
High band VHF TV	5	174 - 181	175.25	180.75	76 - 82	77.25	81.75
	6	181 - 188	182.25	187.75	82 - 88	83.25	87.75
	7	188 - 195	189.25	194.75	174 - 180	175.25	179.75
	8	195 - 202	196.25	201.75	180 - 186	181.25	185.75
	9	202 - 209	203.25	208.75	186 - 192	187.25	191.75
	10	209 - 216	210.25	215.75	192 - 198	193.25	197.75
	11	216 - 223	217.25	222.75	198 - 204	199.25	203.75
	12	—	—	—	204 - 210	205.25	209.75
	13	—	—	—	210 - 216	211.25	215.75

ตารางที่1.1 แสดงถึงการใช้งานให้บริการต่างๆ ในประเทศไทยโดยเฉพาะ

<u>มาตรฐานลัญญาณโทรทัศน์</u>

-โทรทัศน์ขาวดำ

คณะกรรมการที่ปรึกษาทางวิทยุระหว่างประเทศ(CCIR หรือ International Consultative Radio Committee)ได้จัดตั้งคณะทำงานขึ้นเพื่อการศึกษาเรื่องราวด้านเทคนิคของโทรทัศน์ขาวดำที่มีใช้กันอยู่ในประเทศต่างๆได้รวบรวมมาตรฐานทางเทคนิคของโทรทัศน์ขาวดำ ที่ใช้อยู่ในประเทศต่างๆซึ่งมีอยู่หลายแบบหลายระบบ คือ แบบ 405เส้น System A (ระบบของประเทศอังกฤษ ขณะนี้เลิกใช้แล้ว),แบบ 525เส้น System M , แบบ 819เส้น System E ,แบบ 819เส้น System F ,แบบ 625เส้น System N , แบบ 625เส้น System B ,แบบ 625เส้น System C ,แบบ 625เส้น System G , แบบ 625เส้น System H.I. ,แบบ 625เส้น System D.K.M. และแบบ 625เส้น System I

สาเหตุที่โทรทัศน์ 625 เส้นมีอยู่หลายแบบหลายระบบ ก็เพราะความต้องการ ในเรื่องความกว้างของช่องโทรทัศน์(Nominal RF Bandwidth)ที่แตกต่างกัน ซึ่งมีความต้องการตั้งแต่ 6 เมกกะเฮิร์ทซ์ขึ้นไปจนถึง 8.5 เมกกะเฮิร์ทซ์ โทรทัศน์ขาวดำ 625 เส้น System B ซึ่งมีความกว้างของช่องโทรทัศน์ 7 เมกกะเฮิร์ทซ์เช่นเดียวกับโทรทัศน์ 625 เส้นในประเทศส่วนใหญ่ในยุโรป เพื่อให้ความรู้เกี่ยวกับโทรทัศน์ในประเทศไทย ซึ่ง

ครั้งหนึ่งเคยใช้ระบบอเมริกัน 525 เส้น System M และปัจจุบันได้เปลี่ยนมาใช้ระบบยุโรป 625 เส้น System B ต่อไปจะพูดถึงเฉพาะโทรทัศน์สองระบบนี้เท่านั้น

รายการด้านเทคนิค	มาตรฐานของโทรทัศน์ขาวดำ 525 เส้น System M	625 เส้น System B
1. จำนวนเส้นต่อภาพ (Frame)	525	625
2. ความถี่ของฟิลด์ (Fields Second)	60	50
3. ความถี่ของเฟรม (Frame Second)	30	25
4. Interlace	2:1	2:1
5. Line Frequency (Lines/Second)	15,750	15,625±0.1%
6. Aspect Ratio (Width/Hight)	4:3	4:3
7. การสแกนที่ใช้งาน (เส้นสแกน)	จากซ้ายไปขวา	จากซ้ายไปขวา
(ฟิลด์)	จากบนลงล่าง	จากบนลงล่าง
8. ขอบเขตความถี่สัญญาณภาพ (MHz)	4.2	5
9. ขอบเขตความกว้างของช่องโทรทัศน์ (MHz)	6	7
10. ระยะห่างระหว่างคลื่นพาห์ของเสียงกับคลื่นพาห์ของภาพ (MHz)	+4.5	+5.5
11. ระยะห่างระหว่างคลื่นพาห์ของเสียงกับขอบริมใกล้สุดของโทรทัศน์ (MHz)	-0.25	-0.25
12. ความกว้างของ Upper Sideband (MHz)	4.2	5
13. ความกว้างของ Vestigial Sideband (MHz)	0.75	0.75
14. Type of Vision Modulation	A 5 C	A 5 C
Polarity of Vision Modulation	negative	negative
15. ระดับสัญญาณซิงค์ เมื่อคิดเป็นร้อยละของระดับยอดคลื่นพาห์ (Peak Carrier)	100	100
16. ระดับสัญญาณแบลงกิ้ง เมื่อคิดเป็นร้อยละของระดับยอดคลื่นพาห์	72.5-77.5	72.5-77.5
17. ความแตกต่างของระดับดำมืดกับระดับแบลงกิ้ง เมื่อคิดเป็นร้อยละของระดับยอดคลื่นพาห์	2.875-6.75	0-7

18. ระดับขาวสุดยอดเมื่อคิดเป็นร้อยละของระดับ ยอดคลื่นพาห์	10-15	10-12.5
19. Type of Sound Modulation	F3,±25kHz	F3,±25kHz
	75 Microsecond	50 Microsecond
20. อัตราส่วนของกำลังเครื่องส่งด้านภาพกับ กำลังส่งด้านเสียง	10:1-5:1	5:1-10:1
	ในประเทศญี่ปุ่นใช้ 4:1	

เพื่อเป็นความรู้รอบตัว ประเทศที่ใช้โทรทัศน์ขาวดำระบบต่างๆตามรายงานของคณะกรรมการ CCIR มีดังนี้

(1) โทรทัศน์ขาวดำ 405 เส้น System A

มีประเทศอังกฤษ และไอร์แลนด์ ซึ่งปัจจุบันเลิกใช้แล้ว โดยหันมาใช้ระบบ 625 เส้น System B แทน

(2) โทรทัศน์ขาวดำ 525 เส้น System M

มีประเทศสหรัฐอเมริกา,ซาอุดิอาระเบีย,แคนาดา,เกาหลี,ฟิลิปปินส์,ไต้หวัน ญี่ปุ่น,เม็กซิโก,ปานามา,เวเนซุเอลา และอิหร่าน (ซึ่งเดี๋ยวนี้เลิกใช้แล้วโดยหันมาใช้ระบบ 625 เส้น System N (Bandwidth 6 MHz)

(3) โทรทัศน์ขาวดำ 625 เส้น System N (Bandwidth 6 MHz)

มีประเทศอาเจนตินา,อุรุกวัย

(4) โทรทัศน์ขาวดำ 625 เส้น System B (Bandwidth 7 MHz)

มีประเทศอังกฤษ,ฟินแลนด์,กรีซ,เดนมาร์ก,สเปน,ออสเตรีย,เยอรมัน,สวีเดน, สวิสเซอร์แลนด์,โปรตุเกส,เนเธอร์แลนด์,ยูโกสลาเวีย,British East Africa,เอธิโอเปีย,เคนยา,ไลบีเรีย,โมร็อกโค,ไนจีเรีย,นิวซีแลนด์,อูกานดา,ปากีสถาน,อียิปต์,โรดีเซีย

(5) โทรทัศน์ขาวดำ 625 เส้น System C (Bandwidth 7 MHz)

มีประเทศเบลเยี่ยม

(6) โทรทัศน์ขาวดำ 625 เส้น System C (Bandwidth 8 MHz)

มีประเทศเนเธอร์แลนด์และยูโกสลาเวีย ในระบบ UHF

-โทรทัศน์สี

คณะกรรมการที่ปรึกษาทางวิทยุระหว่างประเทศได้จัดตั้งคณะทำงานขึ้นศึกษาเรื่องราวด้านเทคนิคของโทรทัศน์สีที่มีใช้กันอยู่ในประเทศต่างๆ ได้รวบรวมมาตรฐานทางเทคนิคของโทรทัศน์สี NTSC,PAL,SECAM III ที่ใช้กันอยู่ในประเทศต่างๆซึ่งมีอยู่ 3 มาตรฐานด้วยกัน คือ Standard I, Standard G, Standard L ตามความต้องการในการใช้

ความกว้างของช่องโทรทัศน์ ประเทศไทยได้ใช้โทรทัศน์สีระบบ PAL Standard G

1.4 <u>หลักการส่งสัญญาณภาพและสัญญาณเสียง</u>

สัญญาณภาพและเสียงที่เกิดขึ้นในห้องส่งกระจายเสียงโทรทัศน์ไม่สามารถแผ่กระจายออกจากเสาอากาศของสถานีส่งด้วยตัวของมันเอง ดังนั้นต้องเอาข้อมูลสัญญาณเหล่านี้มารวมกับสัญญาณอื่นๆอีกสองสัญญาณที่สามารถส่งผ่านออกทางเสาส่งได้ สัญญาณที่สามารถนำข้อมูลสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงออกอากาศเรียกว่า สัญญาณคลื่นพาห์ (carrier) คลื่นพาห์มีอยู่สองชนิดคือ คลื่นพาห์สัญญาณภาพและคลื่นพาห์สัญญาณเสียง คลื่นพาห์ทั้งสองนี้กำเนิดจากออสซิเลเตอร์ทางเครื่องส่ง คลื่นพาห์ที่ออกจากออสซิเลเตอร์ในตอนแรกมีขนาด และความถี่คงที่ แต่เมื่อผ่านการมอดดูเลทโดยให้สัญญาณภาพและสัญญาณเสียงรวมเข้ากับคลื่นพาห์ ขนาดและความถี่ของมันจะเปลี่ยนไป การมอดดูเลทที่นิยมใช้มีอยู่สองวิธี คือ การมอดดูเลททางขนาดของสัญญาณ (Amplitude Modulation) การมอดดูเลทวิธีนี้ทำให้ขนาดของคลื่นพาห์เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณ ส่วนความถี่ของคลื่นพาห์ยังคงที่ และการมอดดูเลททางความถี่ของสัญญาณ (Frequency Modulation) สัญญาณที่รวมเข้ากับคลื่นพาห์จะทำให้ความถี่ของคลื่นพาห์เปลี่ยนแปลงตามความถี่ของตัวมัน ส่วนขนาดของคลื่นพาห์คงอยู่เท่าเดิม

หลังจากผ่านการมอดดูเลทแล้ว ทั้งคลื่นพาห์สัญญาณภาพและเสียงต่างๆก็จะถูกขยายให้แรงขึ้นแล้วนำมารวมกัน เพื่อส่งออกจากเสาอากาศทางสถานีส่ง ในเครื่องรับโทรทัศน์สัญญาณเหล่านี้จะถูกดีเทคหรือดีมอดดูเลท ซึ่งเป็นการแยกข้อมูลของภาพและเสียงออกจากคลื่นพาห์

การมอดดูเลททางขนาดของสัญญาณ ระบบโทรทัศน์บางระบบทั้งสัญญาณภาพและเสียงจะถูกส่งออกอากาศโดยการมอดดูเลททางขนาดสัญญาณ(Amplitude Modulation) การเปลี่ยนแปลงความถี่และขนาดของสัญญาณเสียงขึ้นอยู่กับระดับเสียง(Pitch) และความเข้ม (Intensity) ของเสียงในห้องส่ง ตัวอย่างเช่น เสียงดนตรีระดับเสียง ซี ความถี่ 256 เฮิร์ทซ์ สัญญาณเสียงนี้เมื่อวิ่งไปกระทบไมโครโฟนในห้องส่งมันจะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณไฟฟ้าที่มีความถี่ 256 เฮิร์ทซ์เท่าเดิม ระดับเสียงที่บรรเลงยิ่งดังเท่าไรก็ยิ่งจะทำให้สัญญาณเสียงนั้นแรงขึ้น

เมื่อเอาสัญญาณนี้มามอดดูเลทกับคลื่นพาห์ทางขนาดของสัญญาณขนาด(Amplitude) ของคลื่นพาห์สัญญาณเสียงจะเปลี่ยนแปลงขึ้นลง 256 ครั้งต่อวินาที และจำนวนการเปลี่ยนแปลงเป็นปฏิภาคกับขนาดของสัญญาณเสียง

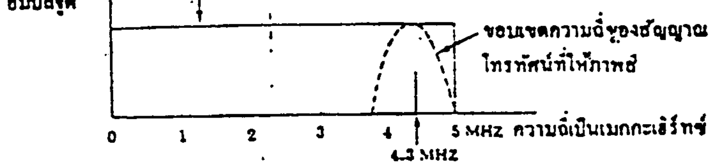
สัญญาณภาพก็สามารถมอดดูเลททางขนาดสัญญาณกับคลื่นพาห์สัญญาณภาพด้วยวิธีเดียวกัน ในระหว่างที่มีการส่งข้อมูลเกี่ยวกับภาพขนาดของสัญญาณภาพเปลี่ยนแปลงตามค่าแสงสว่าง

ของภาพ เมื่อหลอดภาพในกล้องโทรทัศน์กวาดสัญญาณภาพส่วนที่เป็นสีขาวของภาพขนาดของสัญญาณภาพก็แรงมาก คลื่นพาห์สัญญาณภาพที่ผ่านการมอดดูเลทแล้วจะมีค่าสูงสุดเช่นเดียวกัน และเมื่อกล้องโทรทัศน์กวาดสัญญาณภาพส่วนที่เป็นสีดำของภาพ ขนาดของสัญญาณภาพจะลดต่ำลงถึง 30% ของค่าสูงสุด และคลื่นพาห์ที่ผ่านการมอดดูเลทก็เปลี่ยนแปลงเช่นเดียวกัน ระหว่างที่มีการส่งพัลซ์ซิงโครไนซ์รวมเข้ากับคลื่นพาห์ ขนาดของสัญญาณภาพและคลื่นพาห์ตรงช่วงเวลานั้นจะลดต่ำลงถึงค่าศูนย์ ระบบดังกล่าวนี้ซึ่งขนาดคลื่นพาห์สัญญาณภาพเพิ่มขึ้นอย่างเป็นปฏิภาคกับสัญญาณภาพ เรียกว่า การมอดดูเลทขนาดสัญญาณค่าบวก (Positive Ampiltude Modulation)

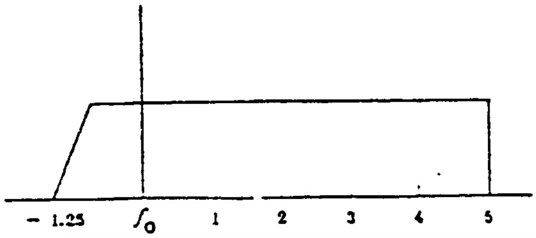
ระบบโทรทัศน์บางระบบส่งสัญญาณภาพโดยกรรมวิธีที่เรียกว่า การมอดดูเลทขนาดสัญญาณค่าลบ(Negative Amplitude Modulation)ก็คล้ายกับกรรมวิธีการมอดดูเลทขนาดสัญญาณภาพค่าบวก แต่ในกรณีนี้ทำให้ขนาดคลื่นพาห์สัญญาณภาพเปลี่ยนแปลงถึงค่าสูงสุดในขณะที่กำลังส่งสัญญาณพัลซ์ซิงโครไนซ์รวมเข้ากับคลื่นพาห์และขนาดจะลดลงต่ำที่สุดเมื่อกำลังส่งสัญญาณส่วนที่เป็นสีขาว

การส่งสัญญาณโทรทัศน์ด้านภาพ

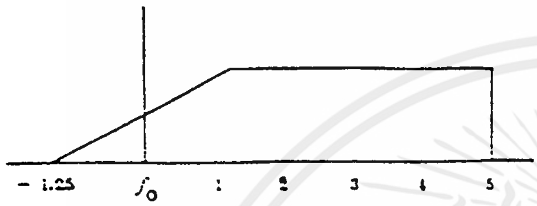
สัญญาณโทรทัศน์ขาวดำหรือสัญญาณส่องสว่าง กับสัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสี ที่เครื่องส่งโทรทัศน์นำออกอากาศนิยมใช้ระบบ Amplitude Modulation(AM) สำหรับสัญญาณโทรทัศน์ขาวดำและระบบ AM-AM สำหรับสัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสี โดยปกติการส่งโทรทัศน์ในระบบนี้ สัญญาณที่ออกอากาศอาจเลือกให้อยู่ในลักษณะของไซด์แบนด์เดียว(Single Sideband) หรือไซด์แบนด์สองข้าง(Double Sideband) แต่เนื่องจากสัญญาณโทรทัศน์มีขอบเขตความถี่ของสัญญาณภาพกว้างมากตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 1.12 การส่งในลักษณะของ Single Sideband จึงไม่เหมาะสม และการส่งในลักษณะของ Double Sideband ก็จะต้องใช้ความถี่มากและทำให้ความกว้างของช่องโทรทัศน์มีมากเกินไป ในทางปฏิบัติจึงนิยมส่งกันในระบบของ Vestigial Sideband Transmission ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 1.13 ซึ่งได้อธิบายลักษณะวิธีการส่งสัญญาณโทรทัศน์ไว้ในรูปที่เกี่ยวข้องด้วยแล้ว



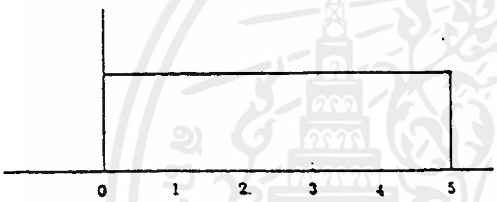
รูปที่ 1.12 ขอบเขตความถี่ของสัญญาณส่องสว่าง และของสัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสี



(ก) ลักษณะของความถี่กับขนาดของสัญญาณภาพที่ใช้ทางด้านเครื่องส่งโทรทัศน์ จะเห็นได้ว่า เครื่องส่งจะส่งไซด์แบนด์ด้านสูง (upper sideband) เต็มที่ แต่จะส่งไซด์แบนด์ด้านต่ำ (lower sideband) เพียงบางส่วน ไม่เกิน 1.25 เมกกะเฮิร์ทซ์ เท่านั้น



(ข) ลักษณะของความถี่กับขนาดของสัญญาณภาพที่ใช้ทางด้านเครื่องรับโทรทัศน์ จะเห็นว่า ระหว่าง ± 1.25 เมกกะเฮิร์ทซ์ จะมีลักษณะเป็นเส้นตรงเริ่มจากศูนย์ไปหาค่าสูงสุด และหลังจากนั้นก็จะมีค่าคงที่

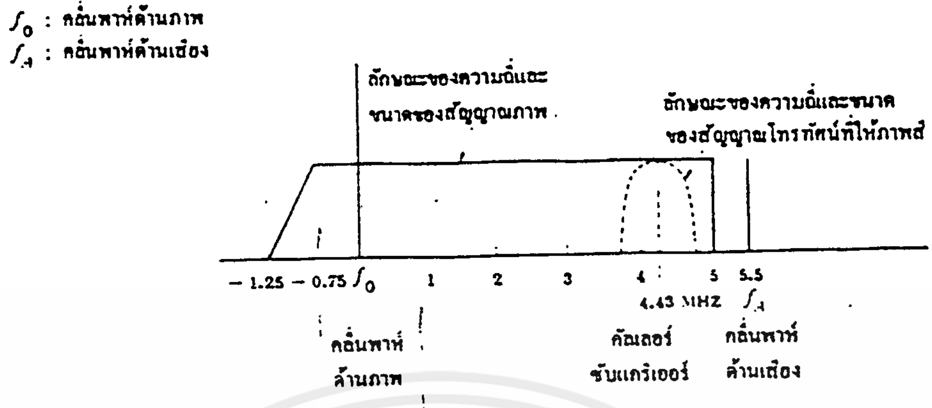


(ค) ลักษณะของความถี่กับขนาดของสัญญาณภาพที่ต้องการ โดยเป็นผลจากการใช้ลักษณะของความถี่กับขนาดของสัญญาณภาพทางด้านเครื่องส่งและทางด้านเครื่องรับโทรทัศน์ ที่แสดงไว้ในรูป (ก) และรูป (ข)

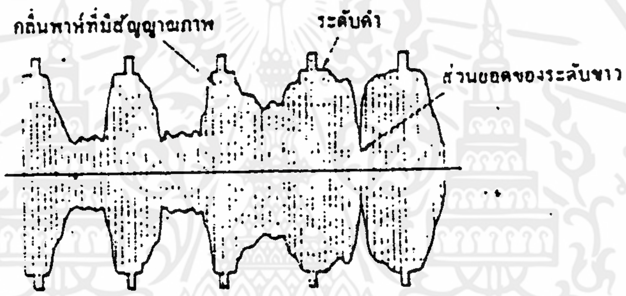
รูปที่ 1.13 หลักการที่ใช้ในเครื่องส่งและรับโทรทัศน์ ในระบบ Vestigial Sideband Transmission

รูปที่ 1.14 เป็นรูปที่แสดงถึงลักษณะความถี่กับขนาดของสัญญาณ(Frequency-Amplitude Characteristics) ในระบบโทรทัศน์สีระบบ PAL ซึ่งความถี่ของคลื่นพาห์ด้านภาพ(f_o) จะอยู่ห่างจากความถี่ของคลื่นพาห์ด้านเสียง(f_a) ประมาณ 5.5 MHz ส่วนคลื่นพาห์ด้านภาพจะอยู่สูงกว่าขอบล่างสุดของช่องโทรทัศน์ 1.25 MHz ส่วนคลื่นพาห์ด้านเสียงจะอยู่ต่ำกว่าขอบบนสุดของช่องโทรทัศน์ 0.25 MHz รวมความกว้างของช่องโทรทัศน์ในระบบนี้จะมีประมาณ 7 MHz

สัญญาณที่ทำให้เกิดภาพซึ่งเครื่องส่งโทรทัศน์สีนำออกอากาศจะอยู่ในลักษณะของ Negative Amplitude Modulation กล่าวคือ ขนาดของสัญญาณที่ทำให้เกิดภาพซึ่งมีค่าสูงจะทำให้เกิดภาพสีเข้ม หรือ ดำมืดที่จอหลอดภาพ และขนาดของสัญญาณที่ทำให้เกิดภาพซึ่งมีค่าน้อยจะทำให้เกิดภาพขาว ตามรูปที่ 1.15



รูปที่ 1.14 ลักษณะความถี่กับขนาดของสัญญาณในระบบ PAL

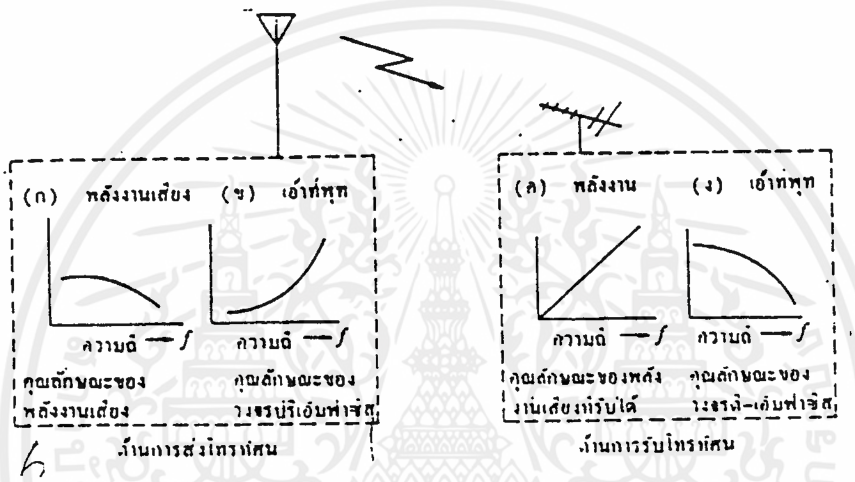


รูปที่ 1.15 รูปร่างสัญญาณภาพที่อยู่ในลักษณะของ Negative Amplitude Modulated Sidebands โดยขนาดของสัญญาณที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดภาพมืด และขนาดของสัญญาณที่มีค่าน้อยจะทำให้เกิดภาพสว่าง

การส่งสัญญาณโทรทัศน์ด้านเสียง

สัญญาณเสียงของโทรทัศน์ที่ออกอากาศจะใช้ระบบ Frequency Modulation โดยกำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ได้สูงสุด(Maximum Frequency Deviation)เพียง 50 kHz และมีค่าคงตัวของเวลา(Time Constant)ในวงจรพรี-เอ็มพาซิส(Pre-Emphasis)หรือวงจรดีเอ็มพาซิส(De-Emphasis) เพียง 50 ไมโครวินาที การใช้วงจรพรี-เอ็มพาซิสทางด้านส่ง และวงจรดีเอ็มพาซิสทางด้านรับ จะช่วยทำให้คุณลักษณะของเสียงที่เครื่องรับโทรทัศน์ รับฟังได้ดีขึ้นตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 1.16 โดยรูปที่ 1.16(ก)เป็นคุณลักษณะของพลังงานเสียงที่ส่งไปให้เครื่องรับ กับ ความถี่เสียง รูปที่ 1.16(ข)เป็นคุณลักษณะของวงจรพรี-เอ็มพาซิส ทางด้านเครื่องส่งโทรทัศน์ ซึ่งจะช่วยยกระดับพลังงานเสียงที่ความถี่สูงๆ รูปที่ 1.16(ค)เป็นพลังงานเสียงที่เครื่องรับโทรทัศน์รับได้ซึ่งจะมีการยกระดับพลังงานเสียงที่มีความถี่สูงขึ้นไปเรื่อยๆอันไม่เป็นไปตามธรรมชาติ จึงจำเป็นต้องใช้วงจรดี-เอ็มพาซิส ซึ่งมีคุณลักษณะตามรูป 1.16(ง)ให้ช่วยกดระดับพลังงานเสียงที่ความถี่สูงเพื่อให้เสียงที่

เครื่องรับโทรทัศน์รับได้มีลักษณะปกติ การใช้วงจรพรี-เอ็มพาซิสทางด้านเครื่องส่ง และวงจรดี-เอ็มพาซิสทางด้านเครื่องรับโทรทัศน์นี้จะช่วยลดอาการรบกวนสัญญาณเสียงจาก NOISEและจากสัญญาณอื่นๆได้เป็นอย่างดีอีกด้วย



รูปที่ 1.16 การส่งสัญญาณโทรทัศน์ด้านเสียง ใช้วงจร Pre-Emphasis ทางด้านการส่ง และวงจร De-Emphasis ทางด้านการรับโทรทัศน์ ซึ่งจะช่วยลดเสียงรบกวนและการรบกวนจากสัญญาณอื่นๆอีกด้วย

1.5 การผสมสัญญาณ(Modulation)

โดยปกติคลื่นสัญญาณไฟฟ้า ซึ่งอาจเป็นสัญญาณเสียงหรือสัญญาณภาพ สามารถกระจายไปในอากาศได้ในระยะทางที่สั้นมาก การที่จะทำให้สัญญาณเหล่านี้เดินทางไปในอากาศได้เป็นระยะทางไกลๆจะต้องนำสัญญาณภาพหรือสัญญาณเสียงที่เราต้องการจะส่งไปขี่ หรือสอดแทรกไว้กับคลื่นสัญญาณความถี่สูงโดยเรา จะเรียกสัญญาณความถี่สูงนี้ว่า คลื่นพาห์ (Carrier Wave) หรือ คลื่นพาห์ความถี่วิทยุ(RF Carrier Wave)และสัญญาณภาพหรือเสียงที่จะส่งจะเรียกว่า ข้อมูล(Information or Modulating Signal) และวิธีการดังกล่าวจะถูกเรียกว่า การผสมสัญญาณ (Modulation)

ในการส่งสัญญาณโทรทัศน์ จะมีสัญญาณ 2 ชนิดที่มาเกี่ยวข้อง คือ สัญญาณภาพและเสียง โดยสัญญาณภาพจะมีการผสมสัญญาณของขนาด(AM) สัญญาณเสียงจะมีการผสมสัญญาณทางความถี่(FM) โดยรายละเอียดของการผสมสัญญาณจะได้ถูกกล่าวต่อไป

สมการของคลื่นพาห์

สมการทั่วไปของคลื่นพาห์ แสดงดังสมการ

$$i_c = I_c \sin(wt+\theta) = I_c \sin(2\pi f_c t+\theta) \qquad (1.1)$$

เมื่อ i_c = ขนาดของคลื่นพาห์ที่เวลาใดเวลาหนึ่ง

I_c = ขนาดสูงสุดของคลื่นพาห์

w = ความถี่เชิงมุม หรือ ความเร็วเชิงมุมของคลื่นพาห์มีค่า = $2\pi f_c$

f_c = ความถี่ของคลื่นพาห์

θ = มุมของเฟส (phase)

จากสมการที่ 1.1 คุณสมบัติของคลื่นพาห์กำหนดได้โดย I_c, f_c และ θ นั้นคือถ้าตัวใดตัวหนึ่งใน 3 ตัวนี้เกิดการเปลี่ยนแปลงไปตามข้อมูลจะทำให้ได้สัญญาณเป็นสัญญาณรวมของสัญญาณที่มาผสมกับคลื่นพาห์

ความถี่ของคลื่นพาห์ความถี่วิทยุ (RF Carrier)

สัญญาณของคลื่นพาห์จะต้องเป็นความถี่วิทยุ เพื่อที่จะได้การส่งสัญญาณจากสายอากาศอย่างมีประสิทธิภาพ

โดยปกติแล้วความถี่วิทยุจะเริ่มตั้งแต่ 20 kHz ไปจนถึงหลาย GHz โดยเราจะแบ่งแถบความถี่ออกเป็นช่วงต่างๆดังตารางที่ 1.2 จะเห็นได้ว่าแต่ละแถบความถี่จะมีค่าห่างกันเป็น 10 เท่า

Major Radio-Frequency Bands

Name	Abbreviation	Frequencies	Notes
Very low frequency	VLF	Below 30 kHz	Radio location equipment
Low frequency	LF	30 to 300 kHz	Maritime radio navigation
Medium frequency	MF	300 kHz to 3 MHz	Includes AM radio broadcast band
High frequency	HF	3 to 30 MHz	Includes citizens' band (CB) radio
Very high frequency	VHF	30 to 300 MHz	Includes FM radio broadcast band and television VHF channels 2 to 13
Ultra high frequency	UHF	300 MHz to 3 GHz*	Includes television UHF channels 14 to 83
Super high frequency	SHF	3 to 30 GHz*	Satellite communications
Extremely high frequency	EHF	30 to 300 GHz*	Satellite communications

*1 GHz = 1 × 10^9 Hz. Microwaves are from 0.2 to 100 GHz.

ตารางที่ 1.2 แสดงแถบความถี่วิทยุหลัก

หลักการของการผสมคลื่น

ขบวนการของการผสมสามารถจะกำหนดโดยการแปรเปลี่ยนคลื่นพาห์ตามข้อมูลหรือข่าวสารในสัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่าระหว่างการผสมคลื่น คลื่นพาห์รูปซายน์ จะถูกเปลี่ยนเป็นรูปคลื่นที่ซับซ้อนขึ้นแต่รูปคลื่นยังคงเป็นสัญญาณความถี่วิทยุที่จะบรรจุการเปลี่ยนแปลงของข้อมูล

การเปลี่ยนแปลงของคลื่นพาห์ทำให้ข้อมูลถูกส่งได้ระยะทางยาวขึ้นและคลื่นที่ถูกผสมก็ยังมีข่าวสารหรือสัญญาณที่ต้องการอยู่ สัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่าซึ่งนำมาผสมกับคลื่นพาห์จะเรียกว่า Baseband Signal

ชนิดของการผสมคลื่น

เราสามารถแบ่งการผสมคลื่นออกได้เป็น 3 แบบ คือ

1) การผสมคลื่นทางขนาด (Amplitude Modulation : AM)
แบบนี้ขนาดของคลื่นพาห์จะเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณที่เข้ามา

2) การผสมคลื่นพาห์ทางความถี่ (Frequency Modulation : FM)
แบบนี้ความถี่ของคลื่นพาห์จะเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณที่เข้ามา

3) การผสมคลื่นทางมุม (PM)

แบบนี้เฟสของคลื่นพาห์จะเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณที่เข้ามาแต่มี 2 แบบเท่านั้นที่เราจะใช้ทางด้านการส่งสัญญาณโทรทัศน์คือแบบ AM และ FM เราจะกำหนดสัญญาณที่จะนำมาผสมเพื่ออธิบายการผสมคลื่นแบบต่างๆโดยให้ข้อมูลมีค่าดังสมการ

$$i_m = I_m \cos pt = I_m \cos 2\pi f_m t \quad \ldots\ldots (1.2)$$

เมื่อ i_m = ขนาดของคลื่นสัญญาณในขณะใดขณะหนึ่ง

I_m = ขนาดของสัญญาณมากที่สุด

p = ความถี่เชิงมุมของสัญญาณ = $2\pi f_m$

f_m = ความถี่ของสัญญาณ

การผสมทางขนาด (Amplitude Modulation)

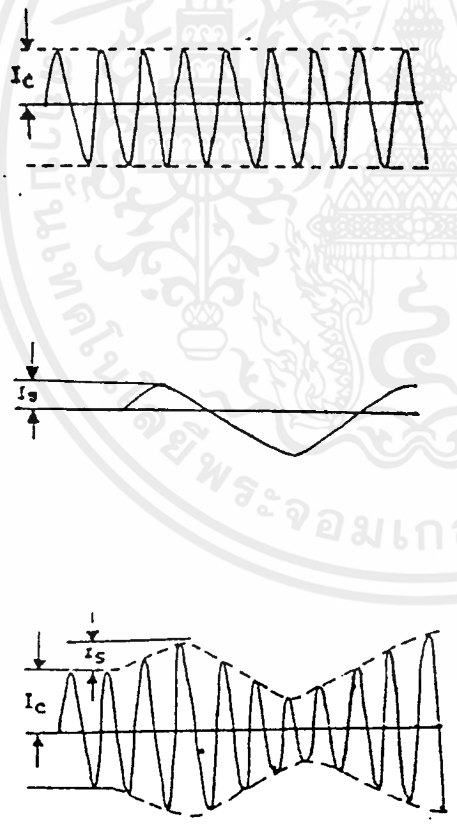
เมื่อทำการผสมสัญญาณ i_s เข้ากับสัญญาณของคลื่นพาห์ในสมการที่ 1.1 ค่า I_c จะเปลี่ยนแปลงไปตามค่าของ i_s สัญญาณของคลื่นผสมจะเป็น i_{AM} ซึ่งมีค่าเป็น

$$i_{AM} = (I_c + i_s)\sin(wt+\theta)$$
$$= (I_c + I_s\cos pt)\sin(wt+\theta) \qquad (1.3)$$

ถ้าให้ $\theta = 0$ จะมีผลทำให้สมการเปลี่ยนแปลงได้

$$i_{AM} = (I_c + I_s\cos pt)\sin wt \qquad (1.4)$$

สมการที่ 1.4 จะเป็นสมการทั่วไปของข้อมูล



(ก) คลื่นพาห์

(ข) คลื่นสัญญาณ

(ค) คลื่นพาห์และคลื่นผสม

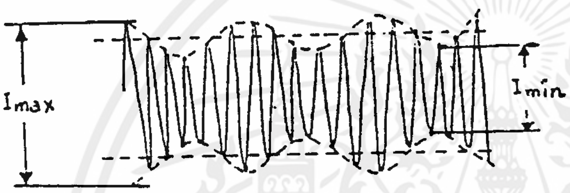
รูปที่ 1.17 แสดงการผสมคลื่นทางขนาด

ตามรูปที่ 1.17 ซึ่งเป็นการผสมแบบ AM ขอบของคลื่นผสมจะมีการเปลี่ยนแปลงสอดคล้องกับสัญญาณข้อมูลและจะเห็นได้ว่าขนาดสูงสุดของคลื่นผสมมีค่าเป็น $I_c + I_s$ ขนาดต่ำที่สุดจะมีค่าเป็น $I_c - I_s$ โดยการเปลี่ยนแปลงรูปแบบของสมการที่ 1.4 เล็กน้อยจะได้ว่า

$$i_{AM} = I_c\,[1+(I_s/I_c)\cos pt]\sin wt \quad \ldots\ldots(1.5)$$

จากสมการบน I_s/I_c อัตราการผสมสัญญาณ ใช้สัญญลักษณ์แทนด้วย m นั่นคือ

$$m = \frac{\text{ขนาดของคลื่นสัญญาณ}}{\text{ขนาดของคลื่นพาห์}} \quad \ldots\ldots(1.6)$$



$$I_{max} = 2(I_c + I_s)$$

$$I_{min} = 2(I_c - I_s)$$

รูปที่ 1.18 แสดงค่าจากยอดคลื่นถึงยอดคลื่นของคลื่นผสม

จากรูปที่ 1.18 ถ้าค่าสูงสุดจากยอดคลื่นถึงยอดคลื่น(peak to peak) ของขอบคลื่นผสมเป็น I_{max} และค่าต่ำสุดจากยอดคลื่นถึงยอดคลื่นเป็น I_{min} จะได้ว่า

$$I_{max} = 2(I_c + I_s)$$

$$I_{min} = 2(I_c - I_s)$$

นั่นคือ

$$I_{max} + I_{min} = 4I_c$$

$$I_{max} - I_{min} = 4I_s$$

จากสมการที่ 1.6 ค่า m ก็จะได้เป็น

$$m = \frac{I_{max} - I_{min}}{I_{max} + I_{min}} \quad \ldots\ldots(1.7)$$

จากสมการที่ 1.7 จะเห็นว่าสามารถทำการวัดอัตราการผสมสัญญาณได้ด้วยออสซิโลสโคป

เมื่ออัตราการผสมสัญญาณอธิบายอยู่ในรูปของเปอร์เซนต์ จะเรียกว่า เปอร์เซนต์ของการผสมสัญญาณ (Modulation Percentage) เมื่อป้อนสัญญาณที่มีคาบแน่นอนเข้าไปยังตัวผสมสัญญาณจนทำให้ค่า I_{min} มีค่าเป็นศูนย์การผิดเพี้ยนของสัญญาณจะมีค่าเพิ่มขึ้นทันที ปรากฏการณ์นี้เรียกว่า การผสมสัญญาณที่มากเกินไป (Over Modulation)

สมการที่ 1.5 เมื่ออธิบายในรูปของค่า m จะได้ว่า

$$i_{AM} = I_c(1 + m \cos pt)\sin wt$$

$$= I_c \sin wt + I_c m \cos pt \sin wt \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (1.8)$$

โดยการอาศัยสมการของตรีโกณมิติ ทำการจัดการเทอมที่สองทางด้านขวามือได้เป็น

$$\cos pt \sin wt = 1/2\ [\sin(w+p)t + \sin(w-p)t] \quad \ldots\ldots\ldots (1.9)$$

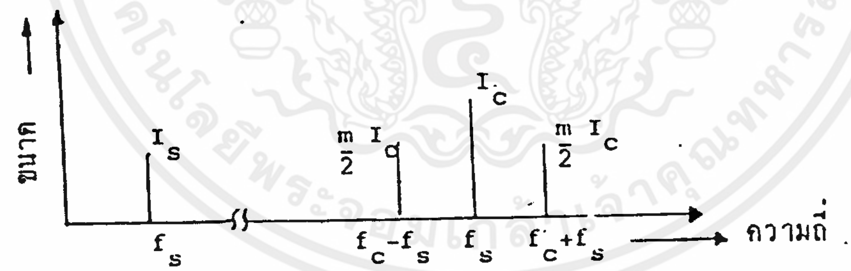
ซึ่งจะได้ค่า i เป็น

$$i_{AM} = I_c \sin wt + m/2\ I_c \sin(w+p)t + m/2\ I_c \sin(w-p)t \quad \ldots (1.10)$$

องค์ประกอบสามเทอมทางด้านขวามือของสมการที่ 1.10 สามารถแจกแจงได้ดังนี้

1) $I_c \sin wt$ องค์ประกอบของคลื่นพาห์
2) $m/2\ I_c \sin(w+p)t$ องค์ประกอบของแถบข้างด้านสูง
3) $m/2\ I_c \sin(w-p)t$ องค์ประกอบของแถบข้างด้านต่ำ

ซึ่งสเปคตรัม(SPECTRUM) ขององค์ประกอบของสัญญาณเหล่านี้แสดงได้ดังรูปที่ 1.19



รูปที่ 1.19 แสดงสเปคตรัม(SPECTRUM) ของคลื่นผสม

จากสมการที่ 1.10 จะเห็นได้ว่าองค์ประกอบของสัญญาณจะปรากฏอยู่ในเฉพาะส่วนของแถบข้าง(Sideband)เท่านั้นแต่จะไม่มีในส่วนของคลื่นพาห์เลย ดังนั้นในการส่งสัญญาณออกอากาศจึงไม่จำเป็นที่ต้องส่งส่วนคลื่นพาห์ออกไปด้วยๆ แต่จะส่งเฉพาะแถบข้างด้านสูงหรือต่ำด้านใดด้านหนึ่งออกอากาศจึงได้เรียกว่า การส่งแบบ Single Sideband และการผสมสัญญาณในลักษณะนี้เรียกว่า การผสมแบบไม่ส่งคลื่นพาห์

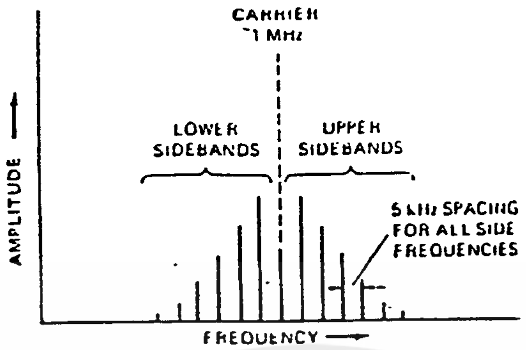
การผสมทางความถี่ (Frequency Modulation : FM)
การผสมคลื่นทางความถี่นี้จะทำโดยการเปลี่ยนแปลงความถี่ของคลื่นพาห์ในขณะที่ขนาดของคลื่นพาห์ยังคงที่อยู่โดยความถี่ของสัญญาณข้อมูลจะต่ำกว่าความถี่ของคลื่นพาห์มาก และการเปลี่ยนแปลงของความถี่คลื่นพาห์นี้จะขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณเสียงหรือสัญญาณข้อมูล ความถี่ของสัญญาณข้อมูลจะไม่มีผลกับการเปลี่ยนแปลงความถี่ของคลื่นพาห์ การผสมทางความถี่นี้คลื่นพาห์ปกติจะมีความถี่คงที่อยู่ที่ความถี่กึ่งกลาง (Center Frequency) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า ความถี่หยุดนิ่ง(Rest Frequency) เมื่อมีสัญญาณข้อมูลเข้ามาผสม ความถี่ของคลื่นพาห์จะเริ่มเปลี่ยนแปลงไปกับขนาดของศักดาคลื่นสัญญาณที่เข้ามา 2 สัญญาณที่มีขนาดสูงทำให้คลื่นที่ผ่านการผสมมีการเปลี่ยนแปลงทางความถี่ค่อนข้างช้า ซึ่งจะแสดงได้ดังรูปที่ 1.20 (ก)จะเป็นกรณีแรก ส่วนรูป 1.20(ข) เป็นกรณีหลัง

(ก) (ข)

รูปที่ 1.20 แสดงการผสมคลื่นทางความถี่

ข้อดีประการหนึ่งของการผสมสัญญาณทางความถี่ คือ สามารถรับสัญญาณได้โดยปราศจากสัญญาณรบกวนเพราะว่าสัญญาณที่รับเข้ามาจะมีการเปลี่ยนแปลงทางขนาดแต่เครื่องรับจะออกแบบให้รับเฉพาะการเปลี่ยนแปลงความถี่เท่านั้น สัญญาณที่เข้ามาจึงไม่มีผลต่อการรับ

แถบข้างของสัญญาณ FM
ความถี่แถบข้างของสัญญาณFM จะมีมากกว่าแบบAM ดังแสดงในรูปที่ 1.21 จากภาพคือคลื่นพาห์ 1 MHz ถูกผสมแบบ FM ด้วยคลื่นเสียง 5 kHz จะเห็นได้ว่ามีความถี่ด้านข้างอยู่ถึง 6 คู่ โดยมีความถี่คลื่นพาห์อยู่ตรงกลางซึ่งถ้าเป็นการผสมแบบ AM แล้วจะมีอยู่เพียงคู่เดียว สัญญาณ FM ปกติจะมีช่องความถี่ใช้งาน(Bandwidth)มากกว่าสัญญาณ AM เพราะว่าแถบความถี่ด้านข้างที่เพิ่มขึ้นมาและจำนวนคู่ของแถบความถี่ด้านข้างอาจจะมากหรือน้อยกว่านี้ก็ได้ ดังนั้นการส่งสัญญาณภาพระดับ VHF ในแบบ FM จึงไม่ทำกันในทางปฏิบัติ เพราะจะทำให้มีช่วงความถี่ใช้งานกว้างเกินไปจะทำให้ส่งได้ไม่กี่สถานี และจำนวนแถบข้างจะขึ้นกับ Modulation Index



รูปที่ 1.21 แสดงความถี่แถบข้างของการผสมคลื่นทางความถี่

MODULATION INDEX

ค่า Modulation Index นี้สามารถหาได้จากสูตร

$$M = \Delta f_c / f_a$$

ซึ่ง M คือ Modulation Index

Δf_c : ค่าของการเปลี่ยนแปลงความถี่ในคลื่นพาห์ซึ่งเกิดจากศักดาของสัญญาณข้อมูล

f_a : ความถี่ของสัญญาณข้อมูลหรือสัญญาณเสียง

เปอร์เซนต์ของการผสมสัญญาณ

ในการผสมแบบ FM การหาเปอร์เซนต์ของกวรผสมสัญญาณจะหาได้โดยนำเอาค่าการเปลี่ยนแปลงของความถี่ที่เราจะหามาเทียบกับค่าการเปลี่ยนแปลงความถี่มากที่สุด ซึ่งค่าการเปลี่ยนแปลงมากที่สุดนี้เป็นค่าที่จะกำหนดโดย FCC (Federal Communications Commission) ซึ่งจะให้เท่ากับ 100 % ของการผสมคลื่นสำหรับสถานีวิทยุ FM จะกำหนดให้การเปลี่ยนแปลง 75 kHz เป็น 100% ของการผสมคลื่น ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงความถี่ 15 kHz จะตรงกับ 20% ของการผสมคลื่นสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$15/75 = 1/5 = 0.2 = 20\%$$

สำหรับการส่งสัญญาณเสียงของสถานีโทรทัศน์ ค่าของการเปลี่ยนแปลงของ 25 kHz ถูกกำหนดให้เท่ากับ 100 % ของการผสมคลื่น จะเห็นได้ว่าที่ถูกกำหนดมีค่าน้อยเพราะไม่ต้องการให้ช่วงความถี่ใช้งานมากจนเกินไป

เปอร์เซนต์ของการผสมคลื่นนี้จะแปรกับความเข้มของศักดาสัญญาณ เมื่อสัญญาณอ่อนศักดาจะต่ำ และจะมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ของคลื่นพาห์น้อยด้วย ทำให้ได้เปอร์เซนต์ของการผสมคลื่นต่ำ เมื่อสัญญาณดังขึ้นค่าต่างๆก็จะสูงขึ้นด้วยทำให้ได้เปอร์เซนต์การผสมคลื่นที่สูงขึ้น

บทที่ 2

การสื่อสารในย่านไมโครเวฟ
(Microwave Communication)

วิศวกรรมไมโครเวฟ (Microwave Engineering) เป็นสิ่งหนึ่งที่ใหม่ที่สุดในข่ายงานของวิศวกรรมวิทยุ (Radio Engineering) มันถูกพัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็วและถูกปรับปรุงให้ดีขึ้นระหว่างสงครามโลกครั้งที่ 2 การประยุกต์ใช้งานของวิศวกรรมไมโครเวฟได้ถูกขยายไปในด้านต่างๆ เช่น broad-band telecommunication transmission, navigation radar,meteorogic radar เป็นต้น

ในยุคแรกๆคำว่า "microwave"ได้ถูกให้ความหมายว่าเป็น คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีความยาวคลื่นสั้นกว่าย่าน VHF(ความยาวคลื่นน้อยกว่า 1เมตร)แต่ในปัจจุบัน"microwave" ได้ถูกแปลความหมายใหม่ว่าเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่อยู่ในย่าน UHF และ SHF ซึ่งตาราง ที่ 2.1ได้แสดงย่านความถี่ต่างๆรวมทั้งความยาวคลื่นในย่านต่างๆไว้แล้ว

Class	Frequency	Wavelength
VLF (very low frequency)	less than 30 kHz	more than 10,000 m
LF (low frequency)	30-300 kHz	10,000-1,000 m
MF (medium frequency)	300-3,000 kHz	1,000-100 m
HF (high frequency)	3-30 MHz	100-10 m
VHF (very high frequency)	30-300 MHz	10-1 m
UHF (ultra high frequency)	300-3,000 MHz	100-10 cm
SHF (super high frequency)	3,000-30,000 MHz	10-1 cm
EHF (extremely high frequency)	30-300 GHz	10-1 mm

ตารางที่ 2.1 แสดงย่านความถี่ต่างๆและพร้อมทั้งแสดงความยาวคลื่นในย่านต่างๆด้วย

ซึ่งในย่านความถี่เฉพาะของไมโครเวฟยังแบ่งละเอียดออกเป็นแถบความถี่ต่างๆดังตาราง ที่ 2.2

Band	Frequency Region (GHz)	Band	Frequency Region (GHz)
UHF	0.3-1.12	K	18.0-26.5
L	1.12-1.7	Ka	26.5-40.0
LS	1.7-2.6	Q	33.0-50.0
S	2.6-3.95	U	40.0-60.0
C	3.95-5.85	M	50.0-75.0
XC	5.85-8.2	E	60.0-90.0
X	8.2-12.4	F	90.0-140.0
Ku	12.4-18.0	G	140.0-220.0
		R	220.0-325.0

ตารางที่ 2.2 แสดงความถี่ไมโครเวฟในแถบความถี่ต่างๆ

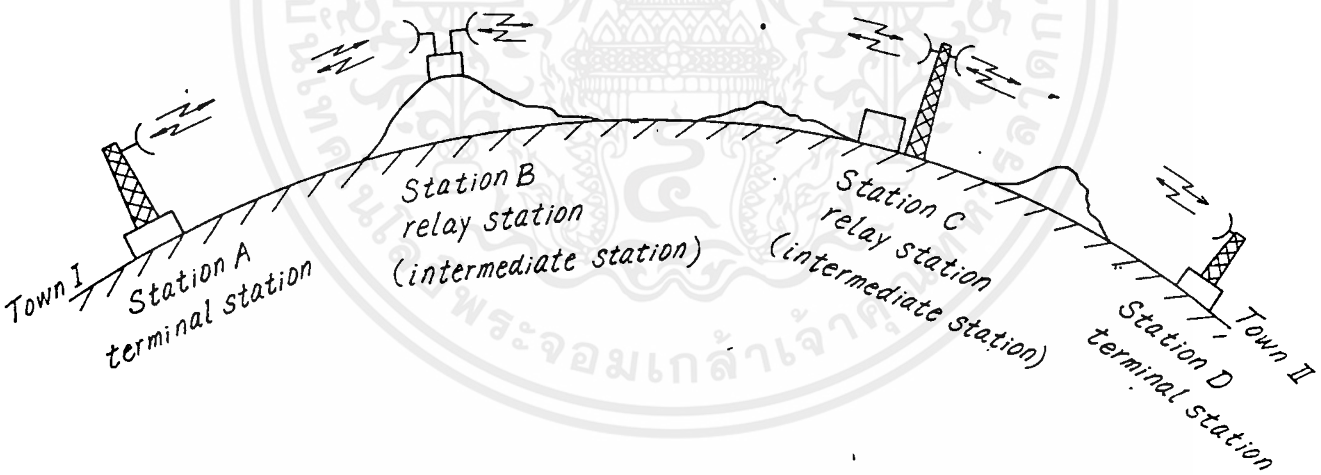
ซึ่งเราจะใช้แนวทางนี้ศึกษาทฤษฎีเบื้องต้นและการประยุกต์ของวิศวกรรมไมโครเวฟในด้านการสื่อสาร"Microwave relay system"หรือเรียกง่ายๆว่า"Microwave system" หรืออาจจะพูดได้ว่าทุกวันนี้ microwave system สามารถแบ่งได้เป็น 3 ระบบใหญ่ๆ คือ Line-of-sight system , Over-the horizon system , Satellite communication system ซึ่งสำหรับปริญญานิพนธ์นี้จะกล่าวถึงเฉพาะ Line-of-sight system

2.1 <u>คุณลักษณะพิเศษ และ ข้อดีของ Microwave Communication</u>

2.1.1 *คุณลักษณะพิเศษ*

เราศึกษาเกี่ยวกับเสาหรือสายอากาศ(Antenna)และการแพร่กระจายของคลื่นวิทยุ (Radio Wave propagation) เนื่องจากคลื่นไมโครเวฟเป็นคลื่นที่มีความยาวคลื่นสั้น propagation ของไมโครเวฟจึงเหมือนกันกับคลื่นแสง ดังนั้นในการสื่อสารย่านไมโครเวฟ สัญญาณไมโครเวฟที่ส่งจะถูกรวมเข้ากับลำแสงแคบๆ(narrow beam)เพื่อส่งไปยังสถานีรับ (Recieving station) ใน Line-of-sight system จะใช้คลื่นตรง(Direct wave) เป็นคลื่นหลักในการสื่อสาร ดังนั้นสายอากาศหรือเสาอากาศของสถานีส่งและเสาอากาศของสถานีรับที่อยู่ใกล้กันจะต้องสามารถเห็นได้ซึ่งกันและกัน ด้วยเหตุนี้ผลที่ตามมาก็คือ ระยะทางเฉลี่ย(average one hop distance)ถูกจำกัดไว้ประมาณ 30 กิโลเมตรถึง 70 กิโลเมตร ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับความถี่ที่ถูกแบ่ง และภูมิประเทศในท้องถิ่นนั้นๆว่าเป็นที่ราบ หรือบริเวณที่เป็นภูเขา ดังนั้นเพื่อที่จะให้ Microwave system มีระยะทางไกลขึ้น หรือให้ได้ระ

ยะทางรวมหลายๆร้อยหรือมากกว่า 1,000 km จะต้องมี Intermediate station (หรือ Repeater station)ตั้งอยู่ระหว่างสถานีส่งและสถานีรับที่จุดปลายทาง ซึ่ง intermediate stations จะตั้งอยู่ตามเมืองต่างๆ แต่ละ repeater station จะรับสัญญาณไมโครเวฟที่ถูกส่งโดยสถานีก่อนหน้านี้(preceding station)จะทำการขยายพลังงานของสัญญาณและส่งต่อไปยังสถานีต่อไป โดยหลักการนี้ สัญญาณที่ต้องการ,สัญญาณโทรทัศน์ (Television signal)หรือ multi-telephone signal จะถูกส่งจนถึงสถานีปลายทางและเพื่อที่จะเพิ่ม hop distance ในบริเวณที่มีภูเขา ที่ตั้งของสถานีต้องตั้งอยู่ที่ยอดเขา ส่วนในบริเวณที่ราบต้องอยู่ที่พื้น ถ้าเสาสูงพอ หรือตั้งอยู่บนตึกสูงๆ เสาอากาศหรือจานรับสัญญาณควรติดตั้งไว้บนที่สูงๆ ซึ่งส่วนใหญ่ใช้การส่งแบบสองทิศทาง ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 แสดงที่ตั้งของสถานีต่างๆตามทางเดินของคลื่นไมโครเวฟ (Microwave route composition)

ประโยชน์ของสัญญาณไมโครเวฟมีมากก็จริงแต่ก็ก่อให้เกิดปัญหาต่างๆตามมาเช่น

-อุปกรณ์ที่ใช้อาทิเช่น disc-sealed planar triode,klystron,traveling-wave-tube (TWT) นั้นมีราคาแพง

-ในการทำให้การส่งและรับสำเร็จได้จะต้องอาศัยองค์ประกอบในการออกแบบ และระวังรักษาส่วนประกอบของอุปกรณ์อย่างระมัดระวังเป็นอย่างดี

-เรื่องของการจางหายของสัญญาณ(fading) ซึ่งโดยธรรมชาติใน microwave propagation จะไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้ ดังนั้นต้องหาวิธีที่เหมาะสมในการป้องกัน fading

ปัญหาเหล่านี้มีมากใน Microwave communication ซึ่งได้ถูกใช้ในด้าน toll telephone และ television transmission อย่างกว้างขวางขึ้นทุกวันๆ

2.1.2 *ข้อดีของการสื่อสารในย่านไมโครเวฟ*

-มี gain ของสายอากาศสูง

-ใช้สายอากาศที่มี Directivity คมมาก(gainในทิศทางที่มีการกระจายคลื่นสูงสุด)

-สามารถใช้ส่งสัญญาณแบบ broad-band ได้ สัญญาณTV ใช้ 5 MHz band และ 600 telephone channels ใช้ 2.5 MHz band

-คุณสมบัติการกระจายคลื่นของไมโครเวฟคงที่ดี ปกติจะมี fading ซึ่งเกิดจากอุณหภูมิหรือความชื้นที่เปลี่ยนไปของบรรยากาศ ซึ่งคุณสมบัติการกระจายคลื่นของไมโครเวฟยิ่งไกล Line-of-sight systemจะยิ่ง stable กว่า

-สามารถปรับปรุงอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน(S/N ratio)ให้ดีขึ้นได้ง่าย

-สัญญาณรบกวน(noise)ต่างๆที่เกิดขึ้นมีค่าน้อย

-วงจรไมโครเวฟมีความแน่นอนในการทำงานสูง

-โครงสร้างและราคาของไมโครเวฟเนทเวอร์ค(Microwave networks)ง่าย เมื่อเปรียบเทียบกับ Wire carrier networks

-มีchannelที่จะใช้ส่งได้มากเพราะใช้ความถี่สูง

-จานสายอากาศมีขนาดเล็กเมื่อต้องการให้ลำคลื่นแคบๆ

2.2 <u>Microwave Relay System</u>

ในปัจจุบันความถี่ที่ใช้สำหรับ microwave relay system นั้นเพิ่มขึ้นจากความถี่ต่ำกว่า 2 GHz ไปจนถึงประมาณ 15 GHz และในอนาคตอันใกล้นี้อาจจะเพิ่มขึ้นไปถึง 20 GHz แต่ความถี่ที่นิยมใช้กันทั่วไปในทุกๆประเทศก็คือ แถบความถี่ 4 GHz และ 6 GHz

โดยปกติแล้วสถานีถ่ายทอด(repeater station)สองสถานีที่อยู่ใกล้กันในการถ่ายทอดแบบ FM microwave นั้นจะมองเห็นกันได้ด้วยตาเปล่าจึงเรียกว่า"Line-of-sight system"(ทั้งนี้รวมถึง Over-the horizon system ซึ่งใช้สำหรับต่อระหว่างจุดสองจุดที่ถูกแยกห่างจากกันเป็นระยะทางมากๆด้วยทะเล หรือแผ่นดินใหญ่) อีกแบบของการสื่อสารในย่านไมโครเวฟ คือ Satellite communication system ซึ่งสร้างขึ้นเพื่อการสื่อสารนานาชาติที่มีการใช้งานเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว

จุดมุ่งหมายของ Microwave relay system

ถ้าระบบต่างๆของไมโครเวฟถูกกำหนดโดยหลักการของจุดมุ่งหมายจะแบ่งออกได้เป็น 3 ชนิดคือ

1) Long distance trunk line system สำหรับการส่งสัญญาณโทรศัพท์และโทรทัศน์ ระบบนี้จะใช้ตามตัวเมืองสำคัญที่มีการสื่อสารอย่างหนาแน่น สำหรับระบบนี้ใช้ 4 GHz band หรือ 6 GHz band

2) Short distance telephone relay system สามารถแบ่งย่อยได้ 2 กลุ่มคือ

-สำหรับการสื่อสารสาธารณะทั่วไป (ที่มีมากกว่า 100 ช่อง)

-สำหรับส่วนตัว (หลายสิบช่องขึ้นไป)

ช่วงของความยาวรวมของระบบประมาณ 50-200 km (1-several hop)

ข้อสำคัญที่แตกต่างกันของ 2 กลุ่มก็คือ

ในกลุ่มที่ 1 มีคุณภาพและเสถียรภาพที่สูงกว่า แต่ราคาในกลุ่มที่ 2 ต่ำกว่าและความถี่ที่ใช้ในชนิดนี้คือ 2,7 และ 11 GHz

3) Short distance television relay system ระบบนี้ประยุกต์จากสัญญาณ TV จาก Long distance trunk line system โดยใช้การติดต่อระหว่าง broadcasting station และ studio

ทั้งหมดที่กล่าวมานี้เป็นจุดมุ่งหมายของ Microwave relay system ซึ่งระบบไมโครเวฟชนิดนี้บางครั้งถูกเรียกว่า "ST Link" หรือ "TV Link"

2.3 วิธีการถ่ายทอดสัญญาณ (Repeating Method)

มีอยู่ 3 วิธีคือ

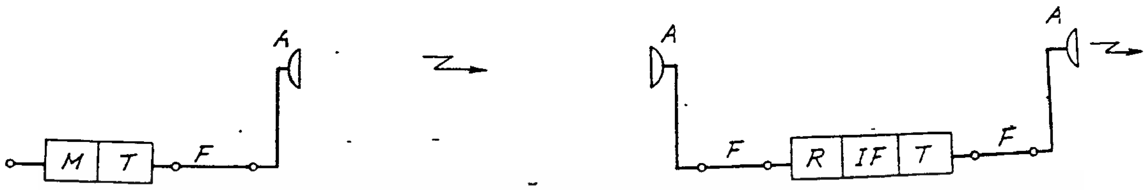
1) Heterodyne Repeating System

2) Baseband (Detection) Repeating System

3) Radio wave (Direct) Repeating System

1) Heterodyne Repeating System

ในระบบนี้ที่แต่ละIntermediate station จะมีสัญญาณอินพุทที่ได้รับมาทางเดียวจะถูกเปลี่ยนเป็น IF signal และถูกขยาย ดังนั้นสัญญาณไมโครเวฟที่ถูกเปลี่ยนกลับมาโดยไม่มีการแยกสัญญาณ(demodulation)และขยายสัญญาณซึ่งจะถูกส่งต่อไปยังสถานีต่อไปโดยผ่านสายอากาศ(Antenna) ตามรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 Heterodyne repeating system

ข้อได้เปรียบของระบบนี้คือ

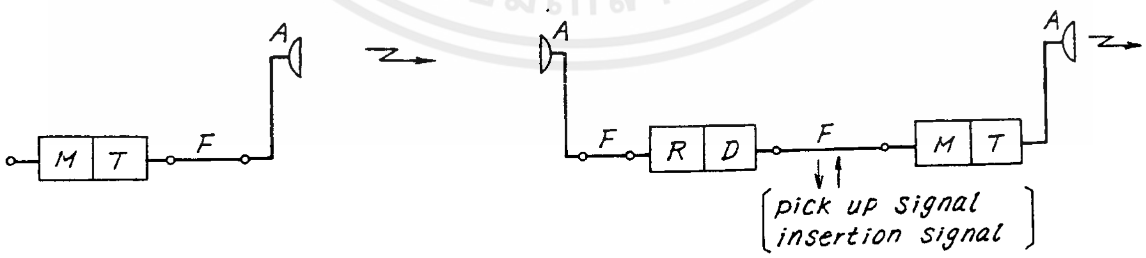
-เมื่อสัญญาณอินพุทถูกเปลี่ยนเป็น IF signal จะสามารถป้องกันการเปลี่ยนช่องสัญญาณได้

-เมื่อไม่มีการผสมสัญญาณ(modulation)และการแยกสัญญาณ(demodulation)ในส่วนของ Relay นี้ ก็จะไม่มีการสะสมของ nonlinear distortion ที่ถูกนำเข้ามา

-สะดวกสำหรับ TV Transmission ดังนั้นวิธีนี้จึงนำไปประยุกต์ใช้บ่อยๆกับ Short distance telephone system of large capacity

2) Baseband (Detection) repeating system

ที่แต่ละ Intermediate station สัญญาณเบสแบนด์ที่ถูกผสม(modulation)แล้วจะถูกตรวจจับ(detection)โดยวงจรแยกสัญญาณ(demodulating circuit) ดังนั้นวิธีนี้จึงเป็นการสะดวกสำหรับระบบที่มีความจุเล็กๆ(small capacity)และการติดต่อเพียงบางสาขาเท่านั้น ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 Baseband (detection) repeating system

3) Radio wave (Direct) Repeating System

ที่แต่ละ Intermediate station สัญญาณไมโครเวฟที่รับมาจะถูกขยายโดยตรงโดย RF Amplifier (ด้วย TWT)โดยไม่มีการเปลี่ยนเป็น IF signal และจะส่งความถี่ไมโครเวฟต่อไป อัตราการขยายของ Microwave repeater ที่ต้องการมีค่าประมาณ

50-70 dBและจำเป็นจะต้องใช้อย่างน้อยที่สุด 3 stagesของ Microwave Amplifier ซึ่งเป็น a low noise tube, a high gain tube ที่ควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติและมีกำลังสูง ดังรูปที่ 2.4

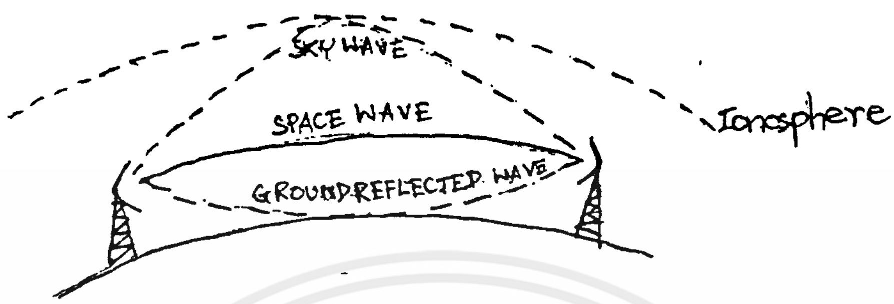
รูปที่ 2.4 Radio wave (direct) repeating system

ตั้งแต่ traveling-wave-tube (TWT) สามารถขยายแถบความกว้างได้ง่ายกว่า IF Amplifier tubes จึงใช้ในระบบที่มีความกว้างของ band มากๆ (เช่น 2,700 channel transmission หรือ Simultaneous transmission ของสัญญาณโทรทัศน์ และ หลายร้อยช่องของสัญญาณโทรศัพท์

สรุปทั้งหมดที่กล่าวมาทั้ง 3 วิธี การถ่ายทอดแบบ Baseband นั้นการสร้างสถานีถ่ายทอดสามารถทำได้ง่ายและมีราคาถูกที่สุด แต่ว่าในกรณีที่มีการส่งจำนวนมาก คือ ถ้ามากกว่า 1,000 telephone channel แล้วการถ่ายทอดแบบ Baseband จะใช้ไม่ได้ เพราะว่ามี Intermodulation noise ที่เกิดจากการผสมคลื่น(modulation)และการแยกสัญญาณ (demodulation)หลายๆครั้ง เพราะฉะนั้นระบบการสื่อสารไมโครเวฟทางไกล (Long distance Microwave system) ส่วยใหญ่จึงใช้การถ่ายทอดแบบ Heterodyne

2.4 <u>การแพร่กระจายของไมโครเวฟ (Microwave propagation)</u>

การสื่อสารย่านไมโครเวฟต้องคำนึงถึงหลายประการ เนื่องจากบรรยากาศของโลกประกอบไปด้วยก๊าซและไอน้ำ รวมทั้งภูมิอากาศลักษณะต่างๆ เช่น ฝน หิมะ ฯลฯ ที่จะดูดกลืนพลังงานการสื่อสารไป สิ่งกีดขวางในทิศทางการส่ง การจัดวางตำแหน่งของเสาอากาศรวมทั้งความสูงของเสาอากาศอีกด้วย



รูปที่ 2.5 โครงสร้างของคลื่นที่ประกอบกันในการสื่อสารย่านไมโครเวฟ

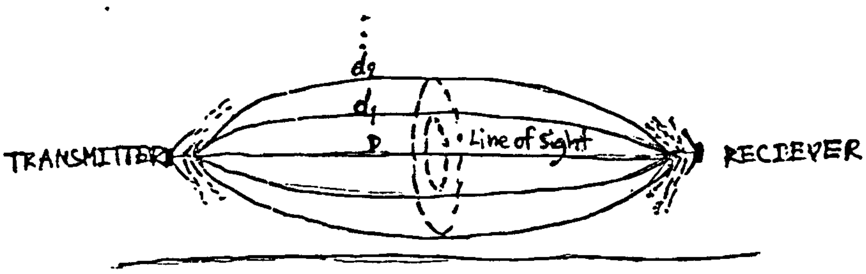
เนื่องจาก Beamwidth ของเสาอากาศไม่แคบพอ ทำให้คลื่นที่ส่งออกไปกระจายเป็นมุมกว้าง บางส่วนขึ้นไปสะท้อนชั้นบรรยากาศ Ionosphere กลับลงมาเข้าเสาอากาศทางด้านรับเรียกว่า"Sky wave" บางส่วนสะท้อนจากผิวโลกเรียกว่า"Ground wave" คลื่นเหล่านี้จะทำให้เกิดการแทรกสอดหรือเสริมกับ Space wave ที่เสาอากาศทางด้านรับ การขยับเสาสูงขึ้นหรือถอยหลังไปเป็นจำนวนเท่าของ $\frac{\lambda}{4}$ อาจทำให้การรับดีขึ้นกว่าเดิม

1^{st} Fresnel zone

โดยที่ดัชนีหักเหของชั้นบรรยากาศที่ความสูงต่างๆไม่เท่ากัน ทำให้คลื่นที่ออกจากเสาอากาศส่งในมุมที่ต่างจาก Line-of-sight เกิดการเคลื่อนที่โค้งดังรูปที่ 2.6 แล้วกลับมาเข้าเสาอากาศรับ ทำให้เกิดโซนต่างๆขึ้นโดยกำหนดรัศมีของโซนจากระยะ d_n

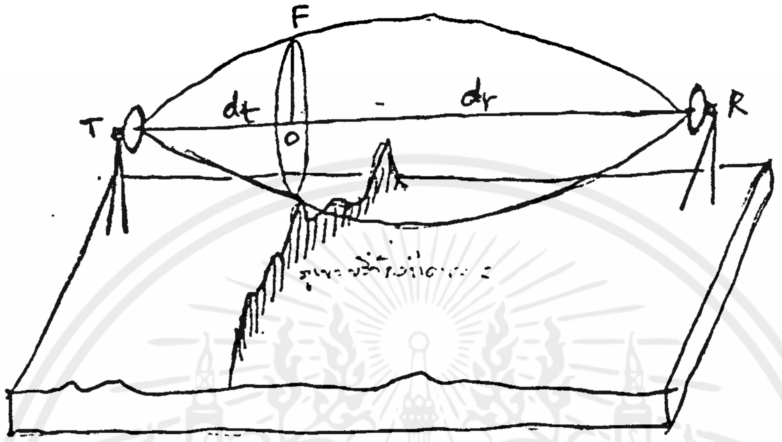
โดยที่ $$d_n = D + n\lambda/2$$

จากการทดลองพบว่าโซนที่เกิดจากระยะ d_1 หรือเรียกว่า 1^{st} Fresnel zone มีความสำคัญในการสื่อสารไมโครเวฟมาก จะมีสิ่งกีดขวางใดๆเข้ามาอยู่ในโซนนี้ไม่ได้เลย ดังนั้น 1^{st} Fresnel zone จึงเป็นปัจจัยในการกำหนดความสูงของเสาอากาศด้วย



รูปที่ 2.6 ลักษณะของคลื่นที่เป็นผลจากดัชนีหักเหของชั้นบรรยากาศ

การคำนวณหารัศมีของ 1^{st} Fresnel zone



รูปที่ 2.7 ภาพประกอบการหารัศมีของ 1^{st} Fresnel zone

จากรูป ในสามเหลี่ยม OTF

$$TF^2 = d_t^2 + OF^2$$

$$TF = (d_t^2 + OF^2)^{1/2}$$

ในสามเหลี่ยม ORF

$$FR^2 = (d_r^2 + OF^2)^{1/2}$$

$$\lambda/2 = TF+FR-(d_t + d_r)$$

$$= (d_t^2 + OF^2)^{1/2} + (d_r^2 + OF^2)^{1/2} - (d_t + d_r)$$

จาก $(x+y)^n = x^n + nx^{n-1} + \ldots$

โดยประมาณเราคิดเพียง 2 เทอมแรก

$$\lambda/2 = (d_t^2)^{1/2} + 1/2\ (d_t^2)^{1/2-1}\ OF^2 + (d_r^2)^{1/2}$$

$$+1/2\ (d_r^2)^{1/2-1}\ OF^2 - d_t - d_r$$

$$= OF^2/d_t + OF^2/d_r$$

$$OF = \sqrt{\frac{d_t d_r}{(d_t + d_r)}}$$

d_t คือ ระยะทางจากตัวส่งไปยังจุดที่ต้องการหา

d_r คือ ระยะทางจากตัวรับไปยังจุดที่ต้องการหา

λ คือ ความยาวคลื่น (เมตร)

OF คือ รัศมี

ในกรณีที่ต้องการทราบรัศมีของโซนอื่นๆ ใช้สูตร

$$OF_n = \sqrt{\frac{n\lambda d_t d_r}{(d_t + d_r)}} \qquad \text{เมื่อ } n = 1,2,3,...$$

Free space loss

Free space ในที่นี้หมายถึงสูญญากาศไม่มีอนุภาคใดๆอยู่เลย Free space loss เป็นการคำนวณการสูญเสียกำลังงานของคลื่นที่เคลื่อนที่ไปในเส้นทางระหว่างเครื่องส่งถึงเครื่องรับ สูตรที่ใช้คำนวณ คือ $L_o = 20 \log_{10} 4\pi d$

เมื่อ L_o คือ ค่าสูญเสียของการส่งใน Free space

λ คือ ความยาวคลื่น (เมตร)

d คือ ระยะทางจากเครื่องส่งถึงเครื่องรับ (เมตร)

ซึ่งสูตรนี้สามารถนำไปประมาณค่าสูญเสียของการส่งในอากาศได้

Received Power

การคำนวณกำลังที่เครื่องรับรับได้ ต้องคำนึงถึงสิ่งต่อไปนี้ซึ่งได้แก่ กำลังส่ง Gain ของเสาอากาศทั้งทางด้านส่งและรับ การสูญเสียในระยะทาง,ในสายส่ง รวมทั้งจุดต่อจุดแยกต่างๆ

สูตรคำนวณกำลังที่เครื่องรับ

$$P_r(dB_m) = P_t(dB_m) + G_t(dB) + G_r(dB) - L(dB)$$

เมื่อ P_t คือ กำลังส่ง

G_t คือ Gain ของเสาอากาศทางด้านส่ง

G_r คือ Gain ของเสาอากาศทางด้านรับ

L คือ ผลรวมค่าสูญเสียทั้งหมด

โดยที่ $L = L_b + L_f + L_o$ (in dB)

L_b คือ ค่าสูญเสียที่เกิดจากจุดต่อจุดแยกต่างๆ(channel branching)ทั้งที่เครื่องส่งและเครื่องรับ

L_f คือ ค่าสูญเสียในสายส่งทั้งในเครื่องส่งและเครื่องรับ(Feeder Loss)

L_o คือ Free space loss

จากสูตรเราพบว่า ถ้าเรารู้ระดับสัญญาณรบกวนที่ภาครับของเครื่องรับ เราสามารถหาระยะทางส่งที่ไกลที่สุดได้ โดยแทนระดับของสัญญาณรบกวนลงที่ P_r แล้วคำนวณหาระยะทางไกลสุดจากสูตรของ Free space loss

สำหรับในปริญญานิพนธ์นี้จะกล่าวถึงเฉพาะ Line-of-sight Microwave propagation

การกระจายคลื่นไมโครเวฟแบบเส้นสายตา

(Line-of-sight Microwave propagation)

ในงานของระบบสื่อสารนั้นจำเป็นต้องมีการประมาณค่าของการสูญเสียกำลังงาน (Power loss) ระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ ระบบวิทยุสื่อสารแต่ละระบบจะมีการสูญเสียกำลังงานในการส่ง(transmission loss)สูงสุดที่ยอมให้มีได้ซึ่งถ้าหากว่าเกินค่านี้ไปแล้วจะเป็นผลให้คุณภาพในการสื่อสาร หรือความแน่นอนของการสื่อสารอย่างใดอย่างหนึ่งเลวลง

Transmission loss เป็นผลมาจากองค์ประกอบหลายอย่าง รวมทั้งการสะท้อนกลับของคลื่น(Reflection),การจางหายของคลื่น(Fading),การหักเหของคลื่นในบรรยากาศ(Refraction)และการสะท้อนไปมาของคลื่นเหนือผิวโลก(Diffraction) เนื่องจากว่า Fading มีลักษณะเกิดขึ้นเป็นแบบสถิติ ดังนั้นระดับของสัญญาณที่ input ของเครื่องรับจึงสามารถพิจารณาได้จากหลักการของสถิติเท่านั้น เมื่อเกิด Fading ขึ้นในเส้นทางของการถ่ายทอดวิทยุ, carrier powerของเครื่องรับจะตกลง แต่ thermal noise power ที่ input ของเครื่องรับยังคงมีค่าคงที่ จาการทำงานของวงจร AGC ของเครื่องรับจะทำหน้าที่เพิ่ม gain เพื่อรักษาระดับของ output carrier ให้คงที่นั้นในขณะเดียวกันก็จะไปเพิ่มระดับของ thermal noise ,noiseที่เกิดขึ้นเองภายในสถานีก็จะร่วมเข้าไปในเครื่องรับหรือที่สถานีถ่ายทอด ซึ่งทั้ง carrier และ noise จะถูกขยายและส่งต่อไปยังสถานีถัดไป

ผลทั้งหมดของ Fading ในแต่ละเส้นทางของการถ่ายทอดเป็นการเปลี่ยนแปลงของอัตราส่วน S/N ที่ output ของระบบนั้น ซึ่งในส่วนนี้จะกล่าวถึงหลักการต่างๆของการกระจายคลื่นไมโครเวฟแบบ Line-of-sightอย่างย่อๆ หลักการเบื้องต้นในการประมาณค่าของการสูญเสียการส่งคือการสูญเสียที่คาดคะเนไว้ว่ามันเกิดขึ้นในที่ว่าง(Free space) นั่นคือในบริเวณที่ไม่มีวัตถุอะไรที่จะดูดหรือสะท้อนกำลังงานอยู่เลย การสื่อสารไมโครเวฟที่แน่นอนนั้นจำเป็นต้องมีที่ว่างไม่มีอะไรกีดขวางการมองเห็นระหว่างสถานี 2 สถานี นอกจากนี้ยังต้องการที่ว่างสำหรับ 1st Fresnel zone ภายใต้สภาพตามความต้องการที่กล่าวแล้วนี้ สัญญาณจะมีกำลังแรงเกือบจะเท่ากับค่าของกำลังสัญญาณใน Free space ยกเว้นในกรณีที่อาจมีการสะท้อนจากพื้นดินและผลจากบรรยากาศ

ในระบบการสื่อสารไมโครเวฟแบบ Line-of-sight ที่ใช้งานจริงๆ สัญญาณที่รับได้จะไม่เท่ากับค่าของสัญญาณใน Free space เพราะว่ามันได้รับผลจากสาเหตุหลายๆอย่างเช่น ridge loss , การสะท้อน(Reflection) , การหักเหในบรรยากาศ (Atmospheric Diffraction) และอื่นๆเช่น ต้นไม้,อาคาร,เนินสูง หรือส่วนโค้งของ

โลกอาจไปบังส่วนหนึ่งของสัญญาณคลื่น ทำให้เกิดการสูญเสียที่เรียกว่า"obstruction-loss" นอกเหนือไปจากที่เกิดการอ่อนกำลังของสัญญาณใน Free space (free-space attenuation) และส่วนที่เรียบมากของพื้นดินหรือพื้นน้ำก็จะสามารถสะท้อนอันที่ 2 (second signal)ไปยังสายอากาศเครื่องรับได้ สัญญาณอันที่ 2 นี้อาจจะไปถึงสายอากาศเครื่องรับแบบต่างเฟส(phase)กับสัญญาณโดยตรง(direct signal) ทำให้สัญญาณหักล้างกันนั่นคือสัญญาณที่ได้รับจะต่ำลงไปอีก

ไอน้ำ และ oxygen จะดูดกำลังงานจากคลื่น และโดยเฉพาะอย่างยิ่งปรากฏการณ์หักเหในบรรยากาศมีผลอย่างมากต่อการส่งใน Free space นอกจากนี้ยังสังเกตพบว่าการกระจายคลื่นแบบ Line-of-sight นั้น ระดับสัญญาณที่รับได้จะเปลี่ยนแปลงไปตามเวลาและบางทีเกิด fade out (สัญญาณหายไปเฉยๆ) ซึ่งขึ้นอยู่กับความถี่ของคลื่นพาห์และสภาพทางอุตุนิยมวิทยา(Meteorological condition)ได้แก่ ฤดูกาลและสภาพท้องถิ่น ฉะนั้น แนวการของการสงใน Free space จึงสมมติว่าบรรยากาศตัวกลางที่มีเนื้อที่เดียวกันตลอด และไม่มีคุณสมบัติดูดกำลังงานคลื่น นอกจากนี้ถือว่าผิวโลกมีค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนคลื่น(reflection coefficient)น้อยมากหรือถือว่าผิวโลกมีระยะทางไกลมากที่สุดอย่างใดอย่างหนึ่ง

สมการการส่งใน Free space

$$P_r/P_t = A_r A_t/d^2\lambda^2$$

เมื่อ P_t คือ กำลังที่ป้อนให้สายอากาศเครื่องส่งที่ input

P_r คือ กำลังที่ได้รับที่ output ของสายอากาศเครื่องรับ

A_r คือ พื้นที่ที่แท้จริง(effective area)ของสายอากาศเครื่องรับ

A_t คือ พื้นที่ที่แท้จริง(effective area)ของสายอากาศเครื่องส่ง

d คือ ระยะทางระหว่างสายอากาศทั้งสอง

λ คือ ความยาวคลื่น

สำหรับ Plane electromagnetic wave (คลื่นที่มีขนาดคงที่)นั้น effective area ของสายอากาศใดๆจะเป็นสายอากาศเครื่องส่งหรือสายอากาศเครื่องรับก็ตามกำหนดดังนี้

$$A_{eff} = P_r/P_o$$

เมื่อ P_r คือ กำลังที่ได้รับ

P_o คือ กำลังต่อหน่วยพื้นที่ของ incident wave ที่สายอากาศเครื่องรับ

บทที่ 3

อุปกรณ์ทางไมโครเวฟ
(Microwave Device)

ในการสื่อสารด้วยระบบไมโครเวฟนั้นจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์หรือสิ่งประดิษฐ์ต่างๆทางไมโครเวฟมาเป็นองค์ประกอบของวงจร ซึ่งอุปกรณ์เหล่านี้ส่วนใหญ่จะใช้เป็นตัวขยายสัญญาณ(Amplifier) หรือตัวผลิตสัญญาณ(Oscillator)ที่มีความถี่อยู่ในย่านไมโครเวฟ ซึ่งเนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงอุปกรณ์ต่างๆที่นำมาใช้งาน เฉพาะอุปกรณ์ที่สำคัญๆ เช่น Disc-sealed planar triode,Klystron,Traveling-wave-tube(TWT),Microwave semiconductor diodes ฯลฯซึ่งก่อนอื่นจะขอแนะนำคำว่า เวฟไกด์(Waveguide)ก่อน

Waveguide ประกอบขึ้นด้วยท่อโลหะที่กลวงรูปสี่เหลี่ยมหรือวงกลม ใช้เป็นเครื่องนำคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า waveguideถูกใช้ที่หลายๆความถี่ในช่วงความถี่ไมโครเวฟ และจะไม่เป็นการสะดวกเลยที่จะใช้เครื่องนำคลื่นที่มีขนาดใหญ่มาใช้ในการส่งกำลังความถี่วิทยุ ที่ช่วงความถี่ X-band จาก 8.00 ถึง 12.00 GHz ยกตัวอย่างเช่น The U.S. standard rectangular waveguide WR-90 มีความกว้างภายใน 2.286 cm(0.9นิ้ว) และความสูงภายใน 1.016 cm(0.4นิ้ว) แต่มีความกว้างภายนอก 2.54 cm(1นิ้ว)และความสูงภายนอก 1.27 cm(0.5นิ้ว)

ใน waveguide สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กจะถูกกักไว้ในที่ว่างภายใน guide ดังนั้นจะไม่มีกำลังที่สูญเสียในการกระจายคลื่น และแม้ว่าการสูญเสียที่นอกเหนือจากการสูญเสียเนื่องจากไฟฟ้าจะสามารถตัดทิ้งได้ เมื่อ guide ถูกบรรจุด้วยอากาศ อย่างไรก็ตามมีการสูญเสียกำลังบางอันที่เกิดจากความร้อนในผนังของ guide แต่การสูญเสียประเภทนี้มีผลน้อยมาก ภายในwaveguideหนึ่งเป็นไปได้ที่จะกระจายหลายๆโหมดของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า โหมดเหล่านี้มีลักษณะเช่นเดียวกับการแก้ปัญหาของ Maxwell's equations สำหรับ waveguidesโดยเฉพาะ waveguideจะมีข้อจำกัดของ cutoff frequency สำหรับแต่ละโหมด ถ้าความถี่ของสัญญาณที่ถูกimpressอยู่เหนือ ความถี่cutoffของโหมดที่ให้มาพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าจะสามารถถูกส่งผ่าน guide เพื่อเข้าสู่ particular mode โดยปราศจากการลดทอน(attenuation) ในทางตรงกันข้าม พลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีความถี่ต่ำกว่าความถี่cutoff สำหรับ paticular mode จะถูกลดทอนไปเป็นค่าที่ไม่มากนักในระยะทางที่ใช้สั้นๆ The dominate mode ใน paticular guideเป็น mode ที่มีค่าความถี่cutoffต่ำที่สุดซึ่งมันสามารถที่จะเลือกขนาดของguideได้

หลายๆชนิดของ Microwave tube ได้ถูกพัฒนาขึ้นมาก ที่สำคัญๆในการส่งแบบ Broad band ได้แก่ Disc-sealed planar triodes , Klystron , TWT และ Microwave semiconductor diodesซึ่งอุปกรณ์ต่างๆเหล่านี้ได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้เป็น IF amplifier หรือ broad band Amplifier tubes และ high frequency transitor กันอย่างกว้างขวาง

3.1 Disc-sealed planar Triode

เป็น space-charge controlled triode ที่เหมาะสมสำหรับการทำงานด้านไมโครเวฟ เมื่ออุปกรณ์เหล่านี้ถูกใช้ที่ความถี่สูงมากๆ เกณฑ์การออกแบบทางไฟฟ้าและทางกลจะต่างออกไป โดยการอาศัยเทคนิคต่างๆมาใช้ ซึ่งลักษณะเด่นของ disc-sealed planar triode มีดังนี้

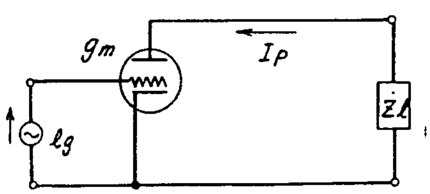
-มีช่วงของการจูนความถี่ที่กว้างมาก โดยการปรับทางกลของ external cavity
-ง่ายต่อการประกอบ เพราะหา power supply ที่ต้องการได้ง่าย
-ไม่ต้องการแหล่งจ่ายกำลังที่มีเสถียรภาพสูง
-ไม่ต้องใช้อุปกรณ์ทาง electron focusing
-มีขนาดเล็ก แต่มีประสิทธิภาพสูง
-มีความเป็นเชิงเส้น(linear)อย่างดี

3.1.1 อุปสรรคของการใช้ conventional tube ในย่านไมโครเวฟ

การทำงานของtriode ที่ควบคุม grid ที่มีความถี่สูงจำเป็นต้องมีเวลาการส่งผ่าน (Transit time) หรือ การเคลื่อนที่ของอิเลคตรอนระหว่าง electrodes ที่สั้น และ inductance,capacitance และ circuit loss เนื่องจากการเดินสายของtube ต้องน้อยที่สุด

(1) Transit time ของอิเลคตรอน

หลักการเบื้องต้นของtriode คือ ควบคุมกระแสplate โดยศักดาอินพุทที่ใช้ควบคุม grid ซึ่งหลักการนี้บางทีเรียกว่า "การผสมความหนาแน่นของลำอิเลคตรอน (Density-modulation of an electron beam)"



รูปที่ 3.1 วงจรสมมูลย์อย่างคร่าวๆของ triode

แต่ความจริงหลักการนี้สามารถสำเร็จได้เพียงเมื่อความถี่สัญญาณเล็กพอ ดังนั้นการเลื่อนเฟส(phase shift)สามารถตัดทิ้งได้ ระหว่างเวลาซึ่งจำเป็นสำหรับการเดินทางของอิเลคตรอนจากคาโถด(cathode)ไปเพลท(plate) โดยที่ เวลานี้เราเรียกว่า "เวลาการส่งผ่าน(transit time)ของอิเลคตรอนระหว่างขั้ว(electrodes)"

ในกรณีนี้ diode transit time (τ) แสดงได้ดังสมการ

$$\tau = d/v$$

โดยที่ d คือ ระยะทางระหว่าง electrodes (เมตร)

v คือ ความเร็วของอิเลคตรอน (เมตร/วินาที)

และ $v = 5.93 \times 10^5\sqrt{V} \approx 6 \times 10^5\sqrt{V}$ (เมตร/วินาที)

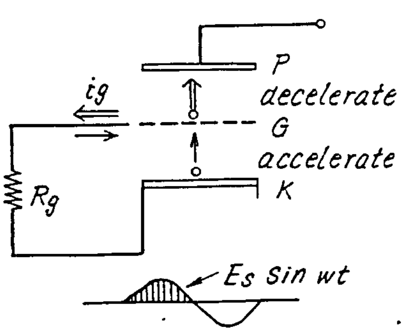
เมื่อ V คือ ศักดาไฟตรงที่ใช้ระหว่าง plate และ cathode

ยกตัวอย่างเช่น เมื่อ d = 6 เมตร , V = 100 โวล์ท

$$\tau = d/v = \frac{6 \times 10^{-3}}{6 \times 10^{5}\sqrt{100}} = 10^{-9} \text{ วินาที}$$

ดังนั้นเมื่อความถี่ของสัญญาณ f คือ 1 MHz , 1 period (T) = 10^{-6} วินาที ซึ่งในกรณีนี้ phase shift สามารถตัดทิ้งได้

แต่เมื่อ f = 1000 MHz , 1 period กลายเป็น 10^{-9} วินาที ดังนั้นระหว่างที่อิเลคตรอนเคลื่อนที่จาก cathode ถึง plate และ grid voltage ที่ใช้เปลี่ยนเป็น f period,2π เรเดียน ($\tau = T = 10^{-6}$ วินาที) ในสภาวการณ์นี้ไม่สามารถใช้มันเป็น Amplifier tubes ได้ ดังนั้น เราต้องนำ transit time มาพิจารณาในย่านไมโครเวฟ



รูปที่ 3.2 การเดินทางของอิเลคตรอนจาก cathode ไป plate

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ที่กล่าวมาแล้วอย่างรวบรัดแล้ว เราสมมติให้

$\tau < T$

สมการข้างบนหมายความว่า grid voltage แทบจะไม่มีการเปลี่ยนแปลงระหว่างที่อิเลคตรอนเดินทางจาก cathode ถึง plate ใน triode อันหนึ่ง grid voltageที่มีค่า $[-E_o + E_m \sin(wt)]$ปกติจะถูกใช้ระหว่าง grid กับ cathode เมื่ออิเลคตรอนตัวหนึ่งจาก cathode มาใกล้ grid อิเลคตรอนอาจจะเหนี่ยวนำประจุบวกประจุหนึ่งบน grid-wire โดยการเหนี่ยวนำไฟฟ้าสถิตย์(electro-static induction) และประจุบวกที่ถูกเหนี่ยวนำนี้จะกลายเป็นกระแสการเหนี่ยวนำ(induction current) หรือกระแสกริด (grid current) ซึ่งอาจจะไหลถึง grid จาก cathode ผ่านความต้านทานกริด [grid resistance (Rg)] ในทางตรงกันข้ามเมื่ออิเลคตรอนซึ่งพร้อมที่จะถูกส่งผ่านทางเดินgrid ถึง plate กระแสการเหนี่ยวนำอันหนึ่งที่มีปริมาณเท่ากันอาจไหลถึงคาโถด (cathode)ผ่านความต้านทานกริด(Rg) ดังนั้นในกรณีที่ $\tau < T$ กระแสการเหนี่ยวนำทั้งสองจะยกเลิกซึ่งกันและกัน ด้วยเหตุนี้จะไม่มีการปรากฏของกระแสgrid บน grid wire ทำให้ไม่มีการสูญเสียกำลังซึ่งเกิดจากกระแสgrid

ส่วนในกรณีที่ $\tau \simeq T$ ความถี่ของสัญญาณอินพุทถูกใช้ที่gridจะสูงและtransit time ของอิเลคตรอนไม่สามารถตัดทิ้งได้ เพราะ grid voltageเปลี่ยนระหว่างที่อิเลคตรอนเดินทางถึง grid หรือ plate กระแสการเหนี่ยวนำสองอันนี้เกิดจากการเคลื่อนที่ของอิเลคตรอนภายในท่อสูญญากาศ(vacuum tube)จะไม่เกิดการสมดุลย์ กระแสgridอาจไหลผ่านความต้านทานกริดและ input conductance ระหว่าง grid และ cathode จะเพิ่มขึ้น และประสิทธิภาพจะต่ำลงโดยการเพิ่มของ input loss หรือ กล่าวอีกนัยหนึ่งว่าในย่านความถี่ที่ต่ำกว่า impedance ระหว่าง grid และ cathode สูงมาก ดังนั้นจะมีเพียงกระแสที่น้อยมากซึ่งตัดทิ้งได้เช่นเดียวกับ power interaction และ เราสามารถควบคุมกระแสplateได้โดยการเปลี่ยน grid voltage ที่ใช้ แต่เมื่อความถี่ของสัญญาณที่ใช้สูงขึ้นสูงขึ้นและ transit timeไม่คงที่ได้ซึ่งมันจะทำให้กระแสกริดอาจไหล ทั้งๆที่อิเลคตรอนยังมาไม่ถึงgrid ในขณะเดียวกันอิเลคตรอนจากcathode ,กระแสกริด,กระแส plate อาจไหลได้เนื่องจาก การเหนี่ยวนำไฟฟ้าสถิตย์(electrostatic induction) ส่วนในย่านความถี่ที่สูงกว่า เช่น VHF หรือ UHF เราต้องทำให้ระยะทางระหว่างขั้วเล็กเท่าที่จะเป็นไปได้ หรือทำให้เวลาการส่งผ่าน(transit time)น้อยมากๆ

จากที่กล่าวมาแล้ว Disc-sealed planar triode ถูกออกแบบให้ระยะทางระหว่าง electrode น้อยๆและให้มีความหนาแน่นของกระแสที่มาก การเพิ่มของvoltage ที่ใช้ไม่ใช่สิ่งที่ต้องการทำเพราะอาจทำให้เกิดการสปาร์ค(spark)

(2) Inter-electrode Capacitance และ Lead Inductance

ในการจัดการให้ความถี่เพิ่มขึ้น lead inductance และ inter-electrode capacitance ภายใน tube ไม่สามารถตัดทิ้งได้ ซึ่งลักษณะภายนอกและที่ขอบเขตความถี่รีโซแนนท์นั้นตัดสินกันโดย lead inductance และ inter-electrode capacitance เช่น จะใช้ triode เป็น oscillator , tunning amplifier, tunning circuit จำเป็นต้องมีความถี่รีโซแนนท์ ดังนี้

$$f_o = 1/2\pi\sqrt{LC}$$

สำหรับ f_o ที่มีค่ามากๆ ขนาดของ L และ C จะเล็ก

เมื่อ L คือ lead inductance ของแต่ละ electrode

C คือ inter-electrode capacitance

สมมติให้ L = 1000 pH, C = 1000 pF จะได้ $f_o = 1/2\pi\sqrt{10^{-9} \times 10^{-9}} \simeq 159$ MHz จากการที่สมมติ จะเห็นว่าการใช้ triode ในย่านไมโครเวฟควรจะต้องออกแบบหรือคำนึงถึงส่วนต่างๆดังต่อไปนี้

- ทำให้ inter-electrode capacitance เล็กเท่าที่จะเป็นไปได้
- ทำให้ lead inductance เล็กเท่าที่จะเป็นไปได้
- ทำให้ electron transit time น้อยเท่าที่จะเป็นไปได้
- ทำให้ mutual conductance มากเท่าที่จะเป็นไปได้

การที่จะทำให้ได้ความพอใช้และความต้องการต่างๆจะต้องอาศัยเทคนิคต่างๆที่พัฒนาขนาดของ tube ให้เล็กลงเล็กลง อย่างไรก็ตาม ความจริงแล้วความต้องการที่แตกต่างซึ่งกันและกัน เราสามารถสมมติให้ขนาดของ tube เป็น 1/n จะได้ capacitance, inductance และ transit time ก็จะเป็น 1/n เช่นกัน แต่พื้นที่ที่แท้จริงของพื้นผิวคาโถด(cathode surface)ก็จะเป็น $1/n^2$ ดังนั้นกระแสplateต้องรักษาค่าที่เหมือนกันไว้ หรือ ความหนาแน่นกระแสก็จะกลายเป็น n^2 และนี่ก็คือ การกำจัดตามมาตรฐานของ manufacturing Technigue

s. Static Character-istics	Lead wire of Inductance	Capacitance between electrodes	Transit time	Permitted loss	Electron radiation density
$\frac{1}{n}$ No change	$\frac{1}{n}$	$\frac{1}{n}$	$\frac{1}{n}$	$\frac{1}{n^2}$	n^2

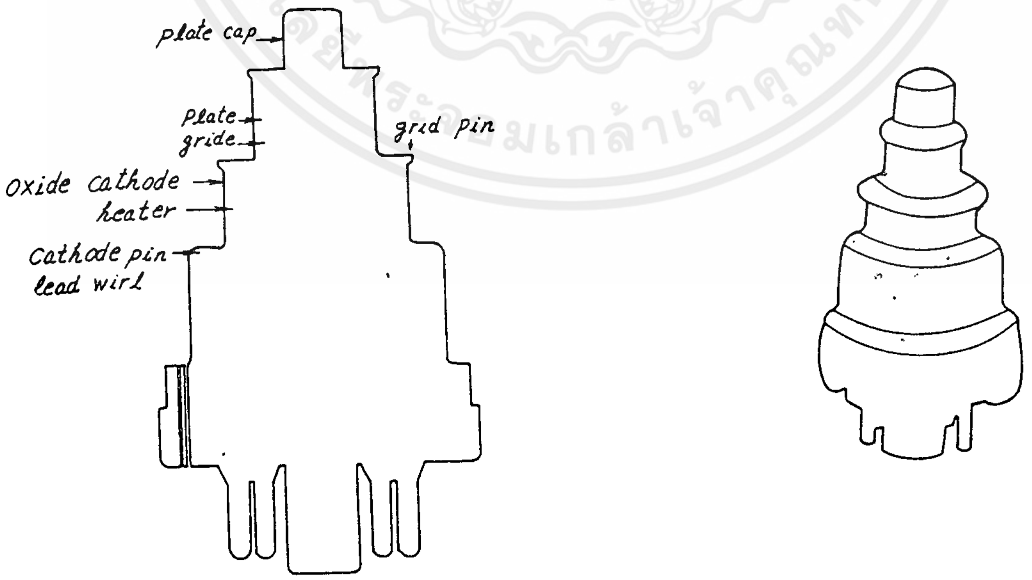
ตารางที่ 3.1 ตารางของการกำจัดตามมาตรฐานของ manufacturing Technigue

ในขั้นแรกของการพัฒนา microwave tube สามารถทำงานได้ในช่วงความถี่ 500 MHz ถึง 1000 MHz แต่กำลังเอาท์พุทมีค่าน้อยมาก ดังนั้นจึงแก้ปัญหาโดยใช้ disc-sealed tube ที่มีplanar electrodesซึ่งมันประกอบด้วยโครงสร้างของdisc-sealed planar tube และใช้กันอย่างแพร่หลายในย่าน 1000-2000 MHz

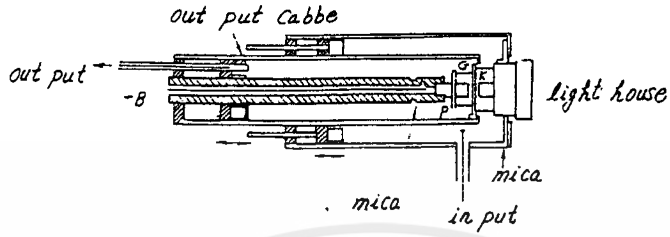
3.1.2 โครงสร้างและลักษณะสำคัญของ disc-sealed planar triode

พื้นฐาน electrode ของ disc-sealed planar triode ถูกออกแบบจาก disc type plateที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางที่แตกต่างกัน และถูกจัดการ coaxiallyรอบๆ แกนของ tube ระยะทางระหว่าง cathode และ grid ประมาณ 0.1 mm

เมื่อ triode นี้ถูกแทรกในวงจรหรือใน electrode terminal และ วงจรที่มีหน้าสัมผัสปิด ดังนั้นถ้าใช้ tube เป็นส่วนหนึ่งของวงจรจะมี loss น้อยแต่ประสิทธิภาพสูง สำาหรับโครงสร้างภายในของtube หรือaxially symmetrical planar eletrode จะถูกทำให้มี inter-electrode capacitance น้อยๆ และขนาดขั้วgridจะถูกออกแบบให้มี transconductance สูงสุดเท่าจะเป็นไปได้ ในช่วงของ grid loss ที่อนุญาต ทั้งหมดที่กล่าวมาเป็นสิ่งจำเป็นที่จะเป็นผลให้มี gain-bandwidth ที่กว้าง ซึ่งเป็นคุณลักษณะที่สำคัญของ Microwave Amplifier tube



รูปที่ 3.3 Light-house tube



รูปที่ 3.4 ตัวอย่างของ Light-house tube Amplifier

3.1.3 ขอบเขตความถี่ของ disc-sealed planar triode

แม้ว่าอุปสรรคต่างๆหลายอย่างที่ทำให้การพัฒนาด้านความถี่ของ disc-sealed planartriode จะยังคงมีอยู่ แต่ก็มีการพัฒนาและวิจัยเพื่อให้ได้ความถี่ที่ใช้งานสูงขึ้น ในประเทศสหรัฐอเมริกา สามารถทำให้ความถี่ใช้งานสูงสุดถึง 4000 MHz ได้โดยใช้ disc-sealed planar triode เป็น local oscillator ของ 4000 MHz TD-2 System โดย tube นี้เรียก Morton tube ตามชื่อผู้ออกแบบ จากตารางที่ 3.2 จะเห็นขนาดต่างๆและคุณลักษณะต่างๆของ disc-sealed planar triode

Character of Morton Tube 416A			
Grid-Plate dist.	0.305 mm	Grid-Plate cap.	0.012 PF
Grid-Cathode dist.	0.015 mm	E_p	250 V
Cathode diameter	4.57 mm	I_p	32 mA
Grid wire dia.	0.008 mm	Grid bias	-0.2 V
Grid wire interval	0.025 mm	Mutual Conductance	48 m
Grid-Plate cap.	1.0 PF	Internal Resistance	5,500
Grid-Cathode cap.	10.0 PF		

ตารางที่ 3.2 ขนาดและคุณลักษณะต่างๆของส่วนประกอบของ disc-sealed planar triode ในส่วนของ Morton tube 416A

3.2 Klystrons

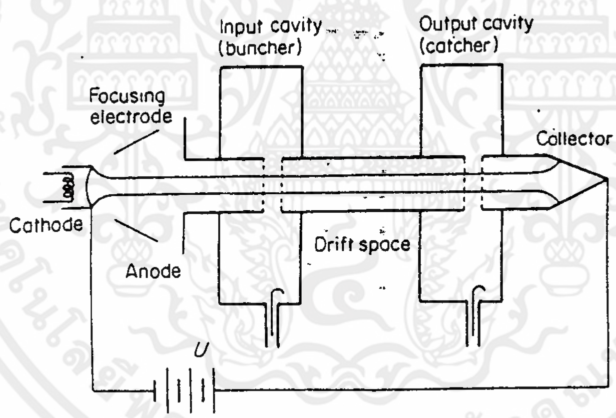
เป็นท่อสูญญากาศทางไมโครเวฟที่ถูกออกแบบเมื่อทศวรรษ 1940 ระหว่างสงครามโลกครั้งที่ 2 โดยใช้หลักการผสมความเร็ว(Velocity modulation)ของลำอิเลคตรอนเพื่อผลิต modulationของความหนาแน่นอิเลคตรอน ซึ่งทำให้ได้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ากลับมา ในปริญญานิพนธ์นี้จะกล่าวถึงชนิดของ klystron หลักๆ 2 ชนิด คือ

1) ชนิดที่ใช้เป็น Amplifier
2) ชนิดที่ใช้เป็น Oscillator

3.2.1 The Klystron Amplifier

* โครงสร้างทั่วไป *

ตามรูปที่ 3.5 แสดงให้เห็นลักษณะหลักๆของ klystron amplifier tube



รูปที่ 3.5 Klystron Amplifier Tube

เริ่มจากทางซ้าย

(1) ปืนอิเลคตรอนประกอบด้วยelectron-emitting cathode,Wehnelt cylinder ที่เป็นทางเดินของลำอิเลคตรอน และanodeที่มีศักย์+U ซึ่งในส่วนของ cathode จะผลิตความเร็วอิเลคตรอน (electron velocity) v_o โดยที่ $mv_o^2 = 2eU$

(2) ในกลุ่มแรกของ grid รวมทั้งคาวิตี้(cavity) เราเรียกว่า"บันเชอร์(buncher)" ที่ผลิต velocity modulation และเป็นวงจรอินพุทรีโซแนนท์(input resonant) สัญญาณ u sin(wt)จะถูกขยาย โดยทั่วไปใช้ผ่านทางสายโคแอกซ์เชียล(coaxial cable) ซึ่งเป็นตัวนำหลักที่จะทะลุเข้าไปใน cavity

(3) ในกลุ่มที่ 2 ของ grid รวมทั้งcavityอื่นๆ เราเรียกว่า"แคทเชอร์(catcher)"

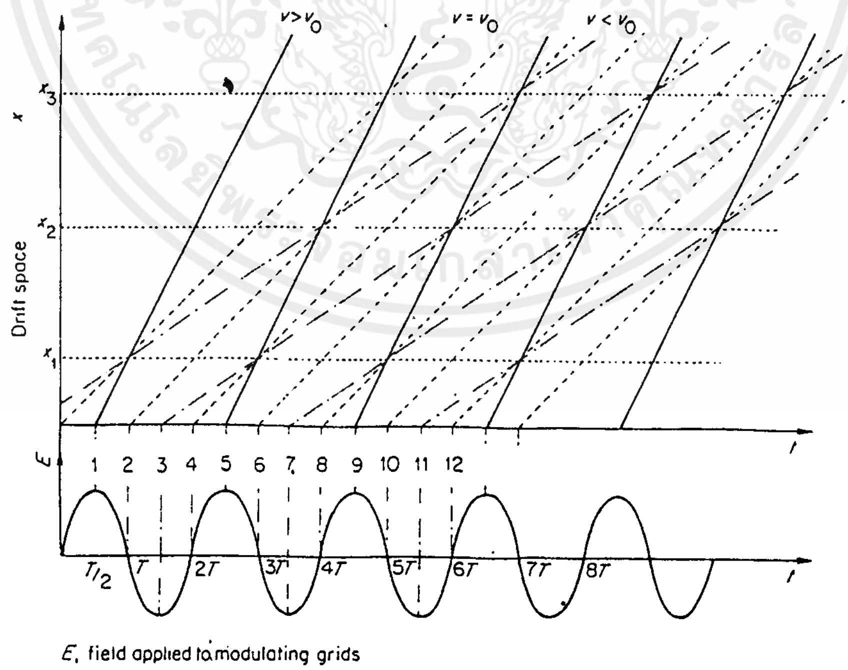
ซึ่งเป็นวงจรเอาท์พุทรีโซแนนท์(output resonant) cavityนี้ถูกเชื่อมด้วย coaxial cable หรือ waveguide ซึ่งได้รับสัญญาณที่ถูกขยายแล้ว เป็น Ku sin(wt)

(4) ส่วนสุดท้ายเป็นคอลเลคเตอร์(collector)ซึ่งคอยจับอิเลคตรอน หลังจากผ่านทั้งสองcavity แล้ว

ปฏิกริยาภายในระหว่างลำอิเลคตรอนกับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ายังคงปรากฎในทั้งสอง cavity ฝนที่ว่างเล็กมากระหว่าง 2 set ของ grid และปรากฎการณ์นี้เรียกว่า "localized interaction tube" สำหรับ klystron บริเวณระหว่าง buncher กับ catcher คือ drift space ซึ่งบริเวณทั้งหมดระหว่าง anode กับ collector เป็นปริมาตรสมมูลย์ที่ศักดา+U ของส่วน cathode

* หลักการทำงาน *

ลำอิเลคตรอนที่เอาท์พุทของปืนอิเลคตรอน ผ่านทะลุ buncher grid ซึ่งสมมติว่าโปร่งใสอย่างสมบูรณ์ จนถึงลำแสง ซึ่งแต่ละอิเลคตรอนจะผ่านสนามไฟฟ้าซึ่งเป็นส่วนของ u sin(wt) มันจะผ่าน grid ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 รูปกราฟของ electron bunching

เมื่อพิจารณารูปกราฟแล้วจะได้ว่า

(a) เส้นกราฟ (1-5-9) เป็นการผ่านเมื่อ u sin(wt) > 0 อิเลคตรอนจะถูกเร่ง (accelerated)

(b) เส้นกราฟ (3-7-11) เป็นการผ่านเมื่อ u sin(wt) < 0 อิเลคตรอนจะถูกหน่วง (decelerated)

(c) เส้นกราฟ (2-4-6) เป็นการผ่านเมื่อ u sin(wt) = 0 จะไม่มีผลต่ออิเลคตรอน

เสร็จแล้วดูการผ่านออกไปจาก buncher ความหนาแน่นอิเลคตรอนในลำอิเลคตรอนจะไม่เปลี่ยน แต่อิเลคตรอนจะมีความเร็วที่แตกต่างกัน

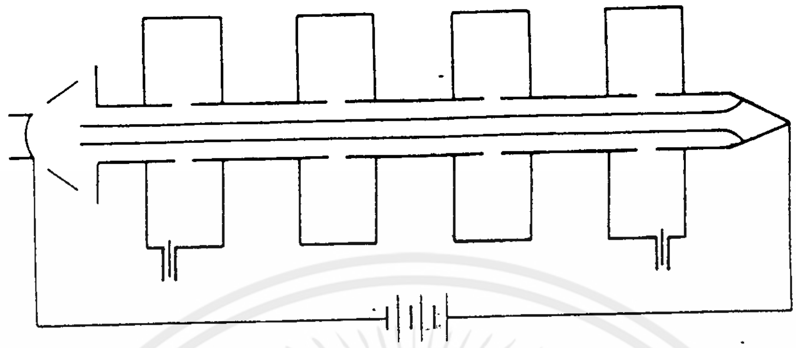
ใน drift space อิเลคตรอนที่มีความเร่งจะจับตัวกันอยู่ในนี้ซึ่งเคยเป็นอิเลคตรอนที่มีความหน่วงมากก่อนแต่จะถูกส่งผ่าน buncher ไปก่อน อิเลคตรอนทั้งหมดจะถูก bunch ไปใน packet ที่ระยะทางที่แน่นอน x_1, x_2, x_3 ที่แสดงในรูปที่ 3.6 และความหนาแน่นอิเลคตรอนที่ถูกแบ่งเป็นคาบจะถูกผลิตใน drift space ที่บริเวณสุดท้ายความหนาแน่นอิเลคตรอนจะถูก modulatedอย่างสูง และจำนวนอิเลคตรอนที่ผ่านไปยังcatcher grids จะแปรเปลี่ยนตามเวลา ซึ่งจะเหนี่ยวนำกระแสใน catcher grid ที่มีคาบเท่ากับเวลาที่แยกของ bunches คาบของสัญญาณที่ใช้ใน buncher และสุดท้ายกระแสจะเหนี่ยวนำคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าใน catcher cavity

เพื่อเป็นการเข้าใจง่ายๆเกี่ยวกับพลังงานที่เปลี่ยนขบวนการที่ grid ทั้งสอง มันควรจะจำได้ว่ากระแสแปรเปลี่ยนตาม e.m.f.ที่ถูกเหนี่ยวนำ ซึ่งตามกฎของ Lenz จะผลิตกระแสที่ตรงข้ามกัน และเป็นเหตุให้ความหนาแน่นแปรตามในลำอิเลคตรอน เช่น ความหนาแน่นอิเลคตรอนเพิ่มขึ้น กระแสเหนี่ยวนำก็จะเพิ่มขึ้น และ e.m.f.ที่ถูกเหนี่ยวนำทางตรงกันข้ามก็เพิ่มขึ้นด้วยซึ่งการเพิ่มของe.m.f.จะหน่วงอิเลคตรอน เมื่อความหนาแน่นอิเลคตรอนลดลงในทางตรงกันข้ามinduced currentก็ลดลงตาม , induced e.m.f.จะเร่งอิเลคตรอนซึ่งตามความเป็นจริงอิเลคตรอนหลายๆตัวจะถูกหน่วง และมีเพียงส่วนน้อยที่ถูกเร่ง เมื่ออิเลคตรอนที่ถูกหน่วงหยุดสร้างพลังงานแก่คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า และอิเลคตรอนที่ถูกเร่งนำพลังงานออกจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า เราจะเห็นว่าผลกระทบทั้งหมดเป็นการให้พลังงานทางบวกแก่คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าใน catcher cavity สัญญาณที่ใช้ที่ buncher cavity ก็จะถูกทำการขยายสัญญาณ(Amplified)

ซึ่งในส่วนของ klystrons นี้สามารถแบ่งชนิดของ tube ออกเป็น 2 ชนิดคือ

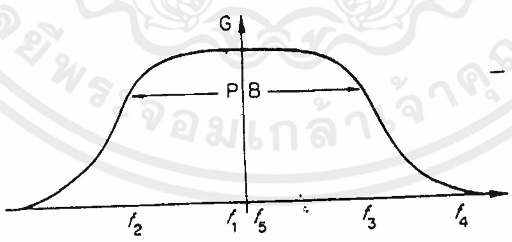
1. Multi-cavity klystron (Amplifier klystron)
2. Reflex klystron (Oscillator)

3:2.1 Multi-cavity klystron (Amplifier klystron)



รูปที่ 3.7 รูปแสดงลักษณะโครงสร้างของ Multi-cavity klystron

จากที่เราอธิบาย two-cavity klystron มาแล้ว แต่ถ้าเราต้องการ cavity ที่มากกว่า2 จึงมีการปรับปรุงการbunchingของลำอิเลคตรอน และทำให้ได้ประสิทธิภาพที่ดีกว่า ให้อัตราการขยายที่สูงกว่าและได้กำลังเอาท์พุทที่มากกว่า จึงจำเป็นที่ต้องทำให้แบนด์วิดท์(bandwidth)ของ klystron นั้นกว้างโดยเพิ่มความถี่รีโซแนนท์ของ cavity เช่น ยกตัวอย่างใช้ five-cavity klystron ขนาดของ cavity นั้นสามารถปรับได้โดยการปรับความถี่รีโซแนนท์และมีการกระจายดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 การกระจายความถี่ของ klystron

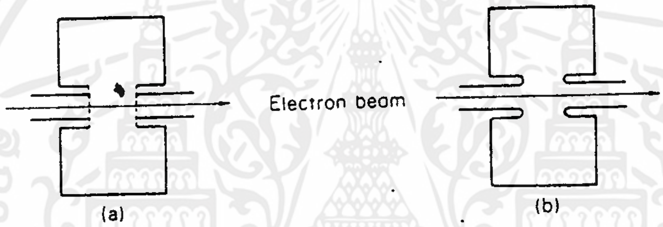
สำหรับ five-cavity klystron อธิบายได้ดังนี้

- มีเพียง cavity แรกและ cavity สุดท้ายที่ใช้ปรับ band frequency ที่ขยาย
- cavity ที่ 2 และ 3 ใช้ปรับความถี่สูงสุดของband
- cavity ที่ 4 ใช้ปรับความถี่นอกband ซึ่งปรับปรุงการ bunching อิเลคตรอนยังมากและเพิ่มกำลังเอาท์พุท โดยเพิ่มได้ระหว่าง 15% ถึง 20%

ในวิธีนี้ bandwidthsของหลายๆเปอร์เซนต์ถูกทำให้สำเร็จได้ด้วย กำลังเอาท์พุทที่

มาก ถ้าแถบความถี่ทั้งหมดของ klystron จำเป็นต้องเลื่อน(shift) ดังนั้นส่วนประกอบของ variable-capacitanceต้องถูกแทนที่ในแต่ละcavity หรือ หนึ่งด้านของผนังของแต่ละcavityต้องเคลื่อนที่ได้(moveable) วิธีแรกง่ายแต่เป็นเหตุให้มีการลดลงอย่างมากในcavity ของ Q-factors ส่วนวิธีที่ 2 นั้นต้องการความแน่นอนสูงและความเที่ยงตรงในการปรับทางกล อีกทั้งยังมีราคาที่สูงอีกด้วย แต่กระนั้นวิธีการต่างๆยังถูกนำมาใช้

โดยปกติ grids ใน cavity จะถูกตัดทิ้ง klystronsถูกใช้กันอย่างกว้างขวาง เมื่อต้องการกำลังสูงๆ ,ในกรณีที่กระแสอิเลคตรอนมีค่ามาก(หลายสิบหรือหลายร้อยแอมป์) grids จะละลาย สำหรับเหตุผลนี้โครงสร้างของ cavity จึงแสดงได้ดังรูปที่ 3.9 ซึ่งรูปที่ 3.9(a) จะถูกแทนด้วยรูปที่ 3.9(b)



รูปที่ 3.9 โครงสร้างของ cavity

แม้ว่าลำอิเลคตรอนต้องผ่านสูญญากาศ รีโซแนนท์คาวิตี้ไม่จำเป็นที่จะต้องถูกตัดออกไป ซึ่งอาจจะไม่ปรับทางกลก็ได้ แต่ส่วนใหญ่จะใช้ที่ความถี่ที่ไม่สูงมากนัก(น้อยกว่า 1 GHZ) ที่ cavityนั้นมีความยุ่งยากซับซ้อนมาก

* คุณสมบัติของ klystron amplifiers *

(1) กำลัง(power)

Multi-cavity klystron มีกำลังส่งที่ดี ซึ่งสามารถแยกได้เป็น

-แบบต่อเนื่อง:กำลังเฉลี่ยหลายสิบหรือหลายร้อยkw ที่ระหว่าง หลายร้อยMHz ถึงหลายGHz จากการทดลองพบว่าสามารถให้กำลังถึง 1 Mw ที่ 8 GHz

-แบบ pulse:กำลัง 30 Mw ที่ 3 GHz และ 3 Mw ที่ 9 GHz มันแสดงให้เห็นว่าขีดจำกัดของ klystronsที่ใช้ในทางนี้สามารถใช้ส่งได้ระยะทางไกลๆ

(2) อัตราขยาย(Gain)

klystrons เป็นtube ที่อัตราขยายสูง แต่ละstageของส่วนแรกสามารถผลิตอัตราขยายได้ระหว่าง 15-18 dB ดังนั้น four-cavity klystronสามารถขยายเกนได้ถึง 60-70 dB ในการทดลองklystronที่กำหนดแถบความถี่ให้แคบๆสามารถทำให้ได้อัตราขยายถึง 100 dB

(3) แบนด์วิดท์(bandwidth)

นี่คือจุดอ่อนของ klystrons เมื่อcavityทั้งหมดถูกปรับให้ความถี่เหมือนกัน bandwidthจะมีเพียง1% ถึง 2% bandwidthหลายๆ%สามารถทำได้ซึ่ง klystron นั้นสามารถทำได้สูงสุดเพียง 10 %

(4) ประสิทธิภาพ(Efficiency)

ตามที่กล่าวมาแล้วว่า klystronมีประสิทธิภาพถึง 50% และบ่อยครั้งที่ทำได้ถึง 60% commercial tubeบางอันสามมารถทำได้ถึง 70% ในการทดลองสามารถทำได้ถึง 80% ซึ่งสามารถจะพัฒนาให้ได้มากๆต่อไปได้

* การประยุกต์ใช้ของ klystron *

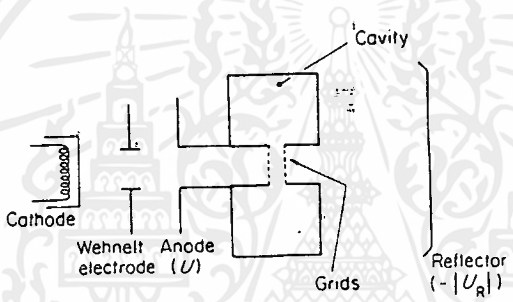
klystron amplifiers ถูกเลือกใช้ได้มากเพราะกำลังสูง,อัตราขยายสูง และสัญญาณรบกวนต่ำ ซึ่งองค์ประกอบทั้งหมดนี้เปรียบได้เป็น tube ที่ดีที่สุด(cross-field-tube) ซึ่งจะมีประสิทธิภาพสูงสุดตามต้องการ แต่ยังมีข้อเสียเปรียบทางด้าน bandwidth ซึ่งแคบมากสำหรับ two-cavity tube ที่ความถี่ต่ำกว่า 1 GHz ซึ่งใช้กันอย่างกว้างขวางในด้านเครื่องส่งกำลังสำหรับ

- V-band television
- troposophric scatter transmitters
- C-band และ X-band earth-satellite links
- การสำหรวจทางอากาศ,จรวด หรือ satellite-trackiing radars
- airborne radar

นอกจากนี้เรายังใช้ในงานอุตสาหกรรมที่เกี่ยวกับ microwave heatingในตัวเร่งอนุภาคlinear และสำหรับ plasma heating ใน nuclear fusion reaction (1 Mw high-efficiency superklystrons)

3.2.2 The Refex klystron (Oscillator)

two-cavity klystron สามารถใช้ทำเป็น oscillator ได้ ถ้าการเชื่อมต่อเป็นไปอย่างเหมาะสมระหว่างcavitiesที่มั่นคง แต่นี่เป็นเพียงการใช้อุปกรณ์ตัวเล็กๆ โดยปกติชนิดของ oscillator ที่ใช้กันอย่างกว้างขวางก็คือ Reflex klystron ในระหว่างสงครามโลกครั้งที่ 2 ได้มีการออกแบบ self-oscillating tube ที่มีกำลังต่ำมาใช้เป็นแหล่งกำเนิดไมโครเวฟใน radar equipment ตั้งแต่นั้นมามีการพัฒนามาเรื่อยๆทั้งในทางไมโครเวฟ และ ทางการสื่อสาร ในปัจจุบันได้ใช้ solid state oscillatorกันอย่างกว้างขวาง ในความยาวคลื่นที่เป็นมิลลิเมตร ในรูปที่ 3.10 เป็นโครงสร้างของ Reflex klystron



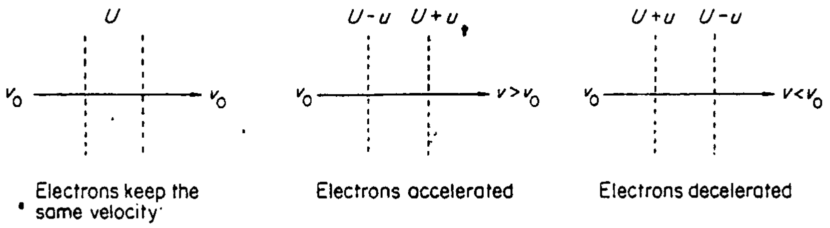
รูปที่ 3.10 โครงสร้างของ Reflex klystron

ใน klystronsนี้มีเพียง cavity resonatorอันเดียว และ grid gap หลังจาก drift space เป็น electrode ซึ่งศักดาทางลบมากกว่า cathode ซึ่งเราเรียกว่า "repeller" หรือ "reflector"

* หลักการทำงานของ reflex klystron *

ปืนอิเลคตรอนก็ทำงานเหมือนกับของ two-cavity klystron ซึ่ง anodeของมันอยู่ที่ศักย์+U ซึ่งในส่วนcathodeอิเลคตรอนเดินตามทางโดยกลุ่มเดียวของgridที่ถูกเชื่อมต่อหนึ่งcavityตามรูปที่ 3.10 ศักดาทั้งหมดเหมือนกันกับที่ anode หลังจากนั้นมีelectrode ซึ่งมีศักย์-V_R ซึ่งเป็นส่วนcathode เราเรียกว่า "reflector" กำลังทางไมโครเวฟสามารถส่งออกโดยความยาวของcoaxial cable ซึ่งตัวนำหลักเป็นตัวเชื่อมcavity โดย a small loop หรือโดยsectionของwaveguide เชื่อมต่อกับcavity ผ่าน iris

สมมติว่า klystron พร้อมที่จะoscillating สนามไฟฟ้าUHFยังคงอยู่ระหว่างgridซึ่งขณะเดียวกันก็สร้าง one positive ซึ่งเป็นส่วนของศักย์เฉลี่ย+U และnegative อื่นๆด้วย ทั้งสามทฤษฎีนี้ได้แสดงดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 แสดงการเคลื่อนที่ของอิเลคตรอนที่ความเร็วต่างๆ

เมื่อลำอิเลคตรอนที่ถูกmodulatedทางความเร็วแล้ว จะออกจากgridที่สองไปสู่บริเวณที่พวกอิเลคตรอนจะถูกหน่วงดดยศักย์ไฟฟ้าลบ ซึ่งบรรจุในreflector ด้วยเหตุนี้ ที่จุดที่แน่นอนที่ grid-reflector space อิเลคตรอนทั้งหมดจะย้อนกลับเพื่อหาพวกของมัน ขณะเดียวกันในสนามความเร่งอิเลคตรอนไปยังgridอีกเป็นครั้งที่สอง ระหว่างทางครั้งที่สองนี้ ลำอิเลคตรอนจะยังคงเป็น velocity modulated และจะเปลี่ยนพลังงานให้กับสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในcavity สุดท้ายอิเลคตรอนที่ได้รับจะไปอยู่ที่electrodeสุดท้าย ของปืนอิเลคตรอน

* ทฤษฎี *

1)<u>การคำนวณ transit time ของอิเลคตรอน</u>

ให้ d เป็นระยะทางระหว่างgrids กับ reflector ซึ่งจุดเริ่มของcoordinate ให้อยู่ใกล้gridมากที่สุดถึงreflector(ตามรูปที่ 3.12) เราจะไม่คิดปฏิกิริยาภายในระหว่างอิเลคตรอน และสมมติว่าลดศักย์ตาม x เป็นlinear จากค่า U ถึง $-U_R$ เราเจตนาที่คำนวณ transit time(τ)สำหรับอิเลคตรอนใน drift space ระหว่างเวลา t_{o1} เมื่อมันข้ามgrids และเวลา t_{o2} เมื่อมันข้ามกลับมา จะได้ว่า

$$\tau = t_{o2} - t_{o1}$$

ขั้นแรกเราได้มาซึ่งสมการของการเคลื่อนที่สำหรับอิเลคตรอนที่ออกจาก grid ถ้าเราให้ $\gamma = d^2x/dt^2$ (เป็นลบเมือการเคลื่อนที่เป็นแบบความหน่วง)

ดังนั้น $dx/dt = \gamma t+v$ และ $x = 1/2\,\gamma t^2+vt+x_o$

เมื่อเราให้ $t=0, x=0$ และ $x_o=0$ จะได้

$$x = 1/2\,\gamma t^2+vt = t(1/2\,\gamma t+v)$$

เวลาที่อิเลคตรอนผ่านgridได้มาโดยให้ x=0 ดังนั้น

$$t_{o1} = 0 \text{ และ } t_{o2} = -2v/\gamma \text{ (เป็นบวกเมื่อ } \gamma \text{ เป็นลบ)}$$

ได้ $\tau = -2v/\gamma$ และมันยังนำไปคำนวณหา u และ γ ได้

(A) การคำนวณหา v

grid จะยังคงอยู่ที่ศักย์คงที่ U ขึ้นอยู่กับศักย์ที่แปรเปลี่ยนได้ u sin(wt)ตามทางของอิเลคตรอนbunches

เราจะได้ว่า $1/2\ mv^2 = e[U+u\sin(wt)]$

หรือ $$v = \sqrt{2eU/m}\,.\sqrt{1+[u/U]\sin(wt)}$$

(B) การคำนวณหา γ

drift space บรรจุสนามไฟฟ้า $(U+|U_R|)/d$ ซึ่งจะหน่วงอิเลคตรอน แรงที่เกิดบนอิเลคตรอนคือ $F = m\gamma = -e\ (U+|U_R|)/d$

ได้ $$= [-e/m]\ (U+|U_R|)/d$$

transit time ก็จะหาได้โดย

$$\tau = -2v/\gamma = -\frac{2\ \sqrt{2eU/m}\ \sqrt{1+[u/U]\sin(wt)}}{(-e/m)\ (U+U_R)/d}$$

$$\tau = \frac{2d\sqrt{2mU/e}\ \sqrt{1+[u/U]\sin(wt)}}{U+|U_R|}$$

2)<u>ความถี่ของการทำงาน</u>

transit time สามารถเขียนได้เป็น

$$\tau = \tau_0\sqrt{1+[u/U]\sin(wt)}$$

$$\tau_0 = \frac{2d\sqrt{2mU/e}}{U+|U_R|}$$

เมื่อลด τ_0 ในเทอมของจำนวนคาบของสัญญาณ จะได้

$$\tau_0 = NT = N/f$$

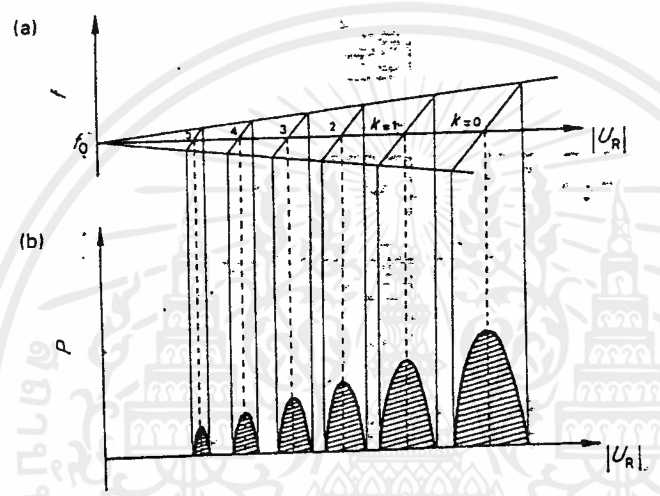
ตามทฤษฎีที่แก้ปัญหาเกี่ยวกับ phaseของ klystronที่oscillate คือ $N=[(3/4)+k]$ จากนี้จะเป็นไปตาม reflex klystron สามารถoscillate ที่ความถี่ $f= N/\tau_0$ หรือ

$$f = \frac{(3/4)+k}{2d\sqrt{2m/e}}\ .\ \frac{U+|U_R|}{\sqrt{u}}$$

เมื่อ d,m,e และ u ถูกกำหนดตายตัว ดังนั้น f จำเป็นต้องขึ้นอยู่กับ k และ U_R

3)Mode diagram

ที่ขีดจำกัดของgridเรามี cavity tuned ที่ความถี่ f_o เช่นนั้น $f=f_o$ สำหรับเซตของค่าของ U_R มีลักษณะเช่นเดียวกับเซตของ k คือถ้า kเพิ่มขึ้น U_Rลดลง ตามรูปที่ 3.12(a) ค่าของกำลังที่ดี(P)สำหรับklystron ควรมีลักษณะขึ้นอยู่กับ แต่ละค่าของk คือ Pลดลง เมื่อ kเพิ่มขึ้น ตามรูปที่ 3.12(b)

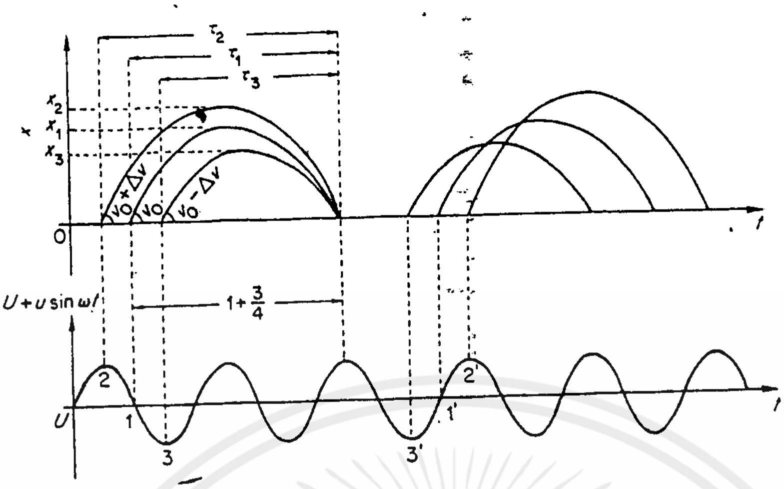


รูปที่ 3.12 แสดงความสัมพันธ์ของความถี่และกำลัง ต่อศักย์สะท้อน(U_R)

ถ้า U_R เปลี่ยนโดย ΔU_R รอบค่าเหล่านั้น ความถี่ที่oscillateจะเปลี่ยนโดย Δf รอบ f_o มีชื่อเรียกว่า"frequency pulling"ตามรูปที่ 3.12(a) อย่างไรก็ตามความถี่เคลื่อนที่ไกลออกไปจาก f_o กำลังที่สนับสนุนลดลงอย่างรวดเร็ว เมื่อ Q-factor ของ cavityตกลงอย่างรวดเร็ว และมาถึงเวลาที่เมื่อความถี่ถูกเลื่อน(shift)ไปนั่นคือ การออสซิเลทจะไม่สามารถทำได้ ส่วนเหล่านี้ของการทำงานที่ให้กำลังสูงสุดเป็นลักษณะความถี่รีโซแนนท์ของcavity และที่กำลังเปลี่ยนตามความถี่ เราทราบว่าเป็น "modes"ของการทำงาน

4)Applegate diagram

เป็น space-time diagram ที่แทนตำแหน่งของอิเลคตรอนใน drift space เป็นฟังก์ชันของเวลา ตามรูปที่ 3.13 การเปลี่ยนศักย์ของgridที่ใกล้ reflectorมากที่สุด สามารถแสดงได้ในแกนเวลาเดียวกัน ระยะทาง x วัดจากgridถึงจุดเริ่มต้น และ t=0 เมื่อ x=0 อิเลคตรอนใน drift space มีความหน่วงแบบฟอร์มเดียวที่แรก และหลังจากนี้ก็จะกลับกันเป็นความเร่งแบบฟอร์มเดียว curveของx(t)เป็น parabola



รูปที่ 3.13 space-time diagram

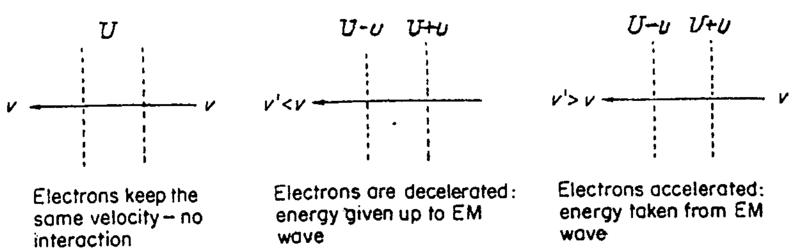
-อิเลคตรอนที่(1หรือ1') ซึ่งออกจาก grid ด้วยความเร็ว v_o เป็นแบบ parabola ซึ่งมีความชัน(slope)ที่จุดเริ่มต้นเป็น v_o ให้ τ_1 เป็น transit time ของมัน และ x_1 เป็นจุดที่ความเร็วเป็นศูนย์

-อิเลคตรอนที่(2หรือ2') ซึ่งออกจาก grid ด้วยความเร็ว $v_o+\Delta v$ เป็น parabola ซึ่งมี slope ที่ origin เป็น $v_o+\Delta v$ มันจะเดินทางในdrift space ได้ไกลกว่าอิเลคตรอนที่ 1 และยังยาวกว่าอีกด้วย ให้ τ_2 เป็น transit time และ x_2 เป็นจุดที่ความเร็วเป็นศูนย์

-อิเลคตรอน(3หรือ3') ออกจาก grid ด้วยความเร็ว $v_o-\Delta v$ เป็นparabolaที่มี slope ที่ origin เป็น $v_o-\Delta v$ จะเดินทางได้ไม่ไกลเท่าอิเลคตรอนที่ 1 ใน drift space และยาวน้อยกว่าด้วย ให้ τ_3 เป็น transit time และ x_3 เป็นจุดที่มีความเร็วเป็นศูนย์

$$\tau_2 > \tau_1 > \tau_3 \quad \text{เมื่อ} \quad x_2 > x_1 > x_3$$

การเปลี่ยนพลังงานระหว่างลำอิเลคตรอนและคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในcavity ปรากฏระหว่างที่มีการเดินทางกลับมาของอิเลคตรอนระหว่าง grid อิเลคตรอนทั้งสามหัวข้อที่ได้กล่าวมาแสดงเพื่อเปรียบเทียบกันได้ดังรูปที่ 3.14 เมื่อผ่านทะลุgrid



รูปที่ 3.14 แสดงการเปรียบเทียบอิเลคตรอนที่มีความเร็วที่แตกต่างกัน

สำหรับพลังงานที่เป็นบวก bunchesที่บรรจุความหนาแน่นอิเลคตรอนสูงสุด ควรจะมาถึงที่gridที่ใกล้reflectorมากที่สุด เมื่อมันเป็นที่ศักย์สูงสุดของมัน U+u มันสามารถแสดงให้เห็นจาก Applegate diagram ที่แสดงนี้แสดง mean transit time ใน drift space เป็น τ_0 = k+3/4 period

* คุณสมบัติและการประยุกต์ใช้งานของ reflex klystron *

reflex klystron อันที่รู้จักดีที่สุดคือ 2K25 เป็น self-oscillating tubes ที่สามารถให้กำลังจากหลายๆสิบหรือหลายร้อยมิลลิวัตต์ถึงหลายๆวัตต์ ทั้งหมดของ reflex klystron ทำงานในย่านของคลื่นที่มีความยาวเป็นเซ็นติเมตร แต่มี reflex klystron บางตัวที่ทำงานที่ความยาวคลื่นเป็นมิลลิเมตรขึ้นไปถึง 200 GHz ซึ่งมีข้อดีดังนี้

-ครอบคลมช่องความถี่ที่กว้าง(8-12 GHz) โดยการทำให้cavityมีรูปแบบที่ผิดไปจากเดิม

-ความเป็นไปได้ของการผสมทางความถี่(frequency modulation)โดยการเปลี่ยน U หรือ U_R' ของการทำงานแบบpulseโดยการใช้บ สำหรับเวลาที่ต้องการหรือ ของการผสมทางขนาด(amplitude modulation)โดยการเพิ่มการควบคุมgridที่อยู่หน้าcathode

-ต้องการ supply voltage ที่ไม่มาก (หลายร้อยโวลท์) แต่ต้องมีเสถียรภาพสูง เพราะความถี่ของ klystronนั้นอ่อนไหวต่อการเปลี่ยนแปลงของ supply voltage

-ความทนทานของอุปกรณ์ ซึ่งให้อายุการใช้งานถึงหลายพันชั่วโมง

ส่วนข้อเสียมีดังนี้

-ประสิทธิภาพ(efficiency)ต่ำ[น้อยกว่า 10%]

-การเปลี่ยนความถี่ทำโดยการสะท้อนคลื่นจากload ซึ่งจำเป็นต้องใช้ unidirectional waveguide ที่เชื่อม tube จากload

reflex klystron ถูกใช้เป็น control oscillator(สำหรับการส่ง) หรือเป็น local oscillator(สำหรับการรับ)ในภาคพื้นดินหรือ airborne radar และความถี่ที่น้อยกว่าใน microwave relay systems เพราะว่ามันมีความทนทานและความสามารถในการทำงานสูงในสภาพแวดล้อมต่างๆ

3.3 Traveling-wave tube (TWT)

ตั้งแต่ Kompfner ได้ประดิษฐ์ the helix traveling-wave tube(TWT) ในปี ค.ศ.1944 หลักการเบื้องต้นได้ถูกเปลี่ยนแปลงมาเรื่อยๆ สำหรับการประยุกต์ broad-band the helix TWT ได้ถูกใช้อย่างแพร่หลายในด้านกำลังสูง เช่น เครื่องส่งradar ในส่วนก่อนหน้านี้klystronและ reflex klystron ถูกวิเคราะห์ถึงรายละเอียดต่างๆ ก่อนที่จะเริ่มอธิบายถึง TWT เราจะดูความเหมาะสมที่จะเปรียบเทียบพื้นฐานหลักการของทำงานของTWT และ klystron

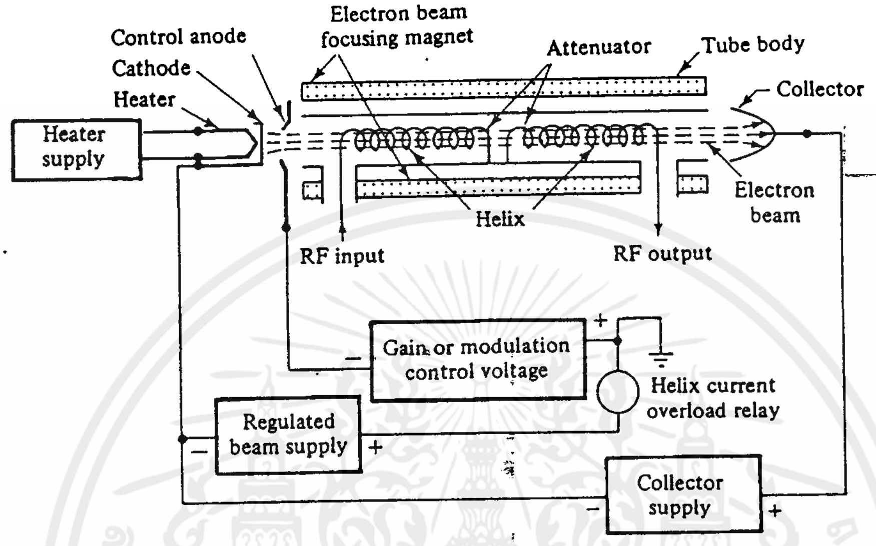
ในกรณีของTWT วงจรไมโครเวฟเป็น nonresonant และคลื่นกระจายด้วยความเร็วเดียวกันกับความเร็วของอิเลคตรอนในลำ ผลกระทบเริ่มต้นบนลำอิเลคตรอน ก็ คือ จำนวนของ velocity modulation มีจำนวนน้อย เพราะสนามไฟฟ้าที่อ่อนซึ่งเกี่ยวเนื่องกับคลื่นที่เดินทาง แต่ในklystronนั้น velocity modulationนี้จะแปรตามการผสมกระแส(current modulation)ซึ่งเหนี่ยวนำกระแสRFในวงจร เป็นเหตุให้เกิดการขยาย (Amplification) อย่างไรก็ตามยังมีความแตกต่างหลักๆอีกระหว่างTWT กับklystron คือ 1.ปฏิกริยาภายในของลำอิเลคตรอนกับสนามRF ในTWTนั้นต่อเนื่องกันตลอดความยาวของวงจร แต่ปฏิกริยาภายในของklystronจะปรากฏเพียงที่ช่องว่างของresonant-cavity

2.คลื่นในTWT เป็นคลื่นที่กระจาย(propagation wave)แต่ในklystronไม่เป็น

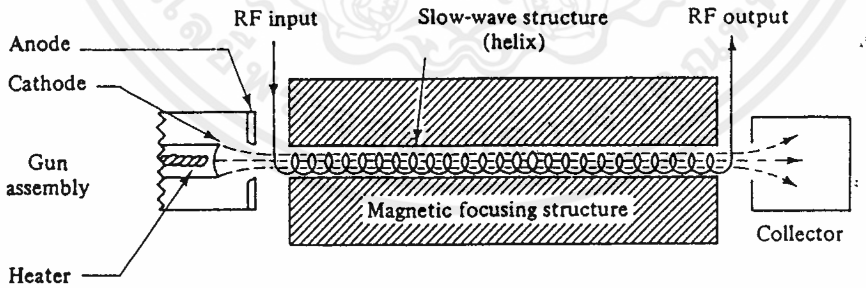
3.ใน coupled-cavity TWT มีผลของการเชื่อมต่อระหว่าง cavity แต่ใน klystronแต่ละcavityนั้นไม่ขึ้นอยู่กับcavityอื่นหรือส่วนอื่นๆเลย

A helix TWT ประกอบด้วยลำอิเลคตรอน และโครงสร้างslow-wave ลำอิเลคตรอนนั้นถูกควบคุมโดยสนามแม่เหล็กตามลำอิเลคตรอนและ slow-wave structure นี่คือส่วนของO-type TWT ถ้าโครงสร้างslow-wave ไม่เป็น helical type ก็เป็นแบบ folded-back line สัญญาณที่ใช้จะกระจายรอบๆเกลียวของhelix และผลิตสนามไฟฟ้าที่จุดศูนย์กลางของวง(helix) ตรงตามแกนขวาง สนามไฟฟ้าตามแกนดำเนินไปด้วยความเร็วที่ใกล้เคียงกับความเร็วแสงคูณด้วยอัตราส่วนที่ตั้งวง(helix pitch)ต่อเส้นรอบวง (helix circumference) เมื่ออิเลคตรอนเข้าhelix tube ปฏิกริยาภายในจะแทนที่ระหว่างการเคลื่อนที่ของสนามไฟฟ้าตามแกนและการเคลื่อนที่ของอิเลคตรอน โดยเฉลี่ยอิเลคตรอนถ่ายเทพลังงานถึงคลื่นบนวง ปฏิกริยาภายในนี้เป็นเหตุให้คลื่นสัญญาณบนhelix ใหญ่ขึ้น การเข้าhelixของอิเลคตรอนที่สนามไฟฟ้าเป็นศูนย์จะไม่มีผลต่อคลื่นสัญญาณ การเข้าhelixของอิเลคตรอนเหล่านี้ที่สนามที่มีความเร่ง, อิเลคตรอนจะถูกเร่ง และที่สนามที่มีความหน่วง,อิเลคตรอนจะถูกหน่วง อิเลคตรอนจะเดินทางไปตามวงแล้วจะไปรวมกันที่ collector การรวมกันจะเลื่อนเฟส(phase shift)โดย $\pi/2$ อิเลคตรอนแต่ละตัวใน

การรวมจะพบกับสนามที่มีความหน่วงที่มาก ดังนั้นพลังงานไมโครเวฟของอิเลคตรอนจะถูกส่งโดย electron band แก่คลื่นบนhelix การขยายสัญญาณจึงจะสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี



(a)



(b)

รูปที่ 3.15 (a) โครงสร้างของ helix traveling-wave tube
(b) วงจรอย่างง่ายของ helix TWT

* คุณสมบัติของ TWT *

-ช่วงความถี่(Frequency range)	: 3 GHz ขึ้นไป
-แบนด์วิดท์(Bandwidth)	: ประมาณ 0.8 GHz
-ประสิทธิภาพ(Efficiency)	: 20-40 %
-กำลังเอาท์พุท(Power output)	: โดยเฉลี่ยมากกว่า 10 kW
-กำลังขยาย(Power gain)	: 60 dB ขึ้นไป

1) <u>ขบวนการขยายสัญญาณ(Amplification Process)</u>

โครงสร้างslow-wave ถูกกำหนดคุณลักษณะโดย Brillouin diagram ซึ่งการเลื่อนเฟส(phase shift)ต่อคาบของคลื่นพื้นฐานบนโครงสร้างนี้ เขียนได้ว่า

$$\theta_1 = \beta_o L \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(1)$$

เมื่อ $\beta_o = w/v_o$ คือ ค่าคงที่เฟสของความเร็วเฉลี่ยของลำอิเลคตรอน และ L คือคาบ (period)หรือระดับ(pitch) และ DC transit time ของอิเลคตรอนเป็น T_o โดย

$$T_o = L/v_o \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(2)$$

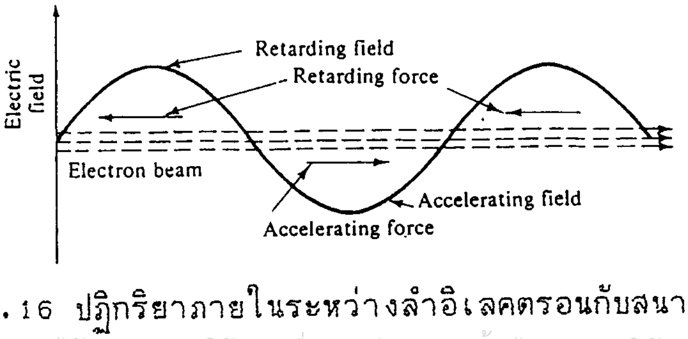
ค่าคงที่เฟสของ n^{th} space harmonic เป็น β_n ซึ่งมีค่าดังนี้

$$\beta_n = w/v_o = (\theta_1+2\pi n)/v_o T_o = \beta_o+2\pi n/L \quad \ldots\ldots\ldots(3)$$

ในสมการ(3) ความเร็วspace-harmonic phase ตามแกนถูกสมมติให้เข้าจังหวะ (synchronized)กับความเร็วลำอิเลคตรอน เพื่อปฏิกิริยาภายในที่เป็นไปได้ระหว่างลำอิเลคตรอนและสนามไฟฟ้า เป็น $v_{np} = v_o$ ....(4)

ความเร็วdcของอิเลคตรอนถูกปรับให้มากกว่าความเร็วตามแกนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับการถ่ายพลังงาน เมื่อsignal voltageถูกเชื่อมต่อในวง สนามไฟฟ้าตามแกนมีแรงบนอิเลคตรอนเป็นผลให้เกิดสมการ $F = -eE$ และ $E = -\nabla V$ ....(5)

การเข้าของอิเลคตรอนที่สนามที่มีความหน่วงจะหน่วงอิเลคตรอนและจะเร่งอิเลคตรอนที่สนามที่มีความเร่ง มันทั้งหมดจะเริ่มรวมตัวกันซึ่งอิเลคตรอนทั้งหมดจะเข้าสู่helixระหว่างที่สนามไฟฟ้าเป็นศูนย์ แสดงได้ดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 ปฏิกริยาภายในระหว่างลำอิเลคตรอนกับสนามไฟฟ้า

เมื่อความเร็วdcของอิเลคตรอนมากกว่าความเร็วคลื่นตามแกน อิเลคตรอนจะอยู่ในสนามไฟฟ้าที่เป็นความหน่วงมากกว่าในสนามไฟฟ้าที่มีความเร่ง และพลังงานจำนวนมากถูกถ่ายโอนจากลำอิเลคตรอนไปสู่สนามแม่เหล็กไฟฟ้า signal voltageที่มากจะเกิดที่ส่วนสุดท้ายของhelix แม่เหล็กจะผลิตสนามแม่เหล็กตามแกนเพื่อป้องกันการแพร่ของลำอิเลคตรอนซึ่งจะเดินทางลงตามท่อ ตัวลดทอน(attenuator)จะแทนที่ใกล้จุดศูนย์กลางของhelixซึ่งจะลดการเดินทางของคลื่นตามวงที่ใกล้ศูนย์ ดังนั้น คลื่นที่สะท้อนจากload ที่mismatch สามารถป้องกันการมาถึงของสัญญาณที่อินพุท และเป็นเหตุให้เกิดการออสซิเลท(oscillation) อิเลคตรอนที่รวมกลุ่มนั้นที่ออกจากตัวลดทอนจะเหนี่ยวนำสนามไฟฟ้าใหม่ด้วนความถี่เดียวกัน สนามไฟฟ้านี้จะเหนี่ยวนำสัญญาณไมโครเวฟที่ถูกขยายบนhelix

การเคลื่อนตัวของอิเลคตรอนใน helix-type TWT สามารถวิเคราะห์ทางปริมาณในเทอมของสนามไฟฟ้าตามแกน ถ้าคลื่นที่เดินทางกำลังแพร่กระจายในทิศทางz เมื่อ z คือองค์ประกอบของสนามไฟฟ้า สามารถเขียนได้เป็น

$$E_z = E_1 \sin(wt-\beta_p z) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(6)$$

เมื่อ E_1 เป็นขนาดของสนามไฟฟ้าในทิศทางz ถ้า $t=t_o$ ที่ $z=0$ สนามไฟฟ้าสมมติให้มากที่สุด กำหนดว่า $\beta_p=w/v_p$ คือ ค่าคงที่เฟสตามแกนของไมโครเวฟ

และ v_p คือ ความเร็วเฟสตามแกนของคลื่น

สมการของการเคลื่อนที่ของอิเลคตรอนคือ $m\, dv/dt = -eE_1 \sin(wt-\beta_p z)$ .....(7)

สมมติว่าความเร็วของอิเลคตรอนเป็น v เมื่อ $v = v_o+v_{\blacksquare}\cos(w_{\blacksquare}t+\theta_{\blacksquare})$.....(8)

ดังนั้น $dv/dt = -v_{\blacksquare}w_{\blacksquare}\sin(w_{\blacksquare}t+\theta_{\blacksquare})$ ....(9)

เมื่อ v_o คือ ความเร็วdcของอิเลคตรอน(dc electron velocity)

$v_{\blacksquare}$ คือ ขนาดของoscillationด้วยความเร็วในลำอิเลคตรอนที่ผสมความเร็วแล้ว

$w_{\blacksquare}$ คือ ความถี่เชิงมุมของการoscillation ด้วยความเร็ว

$\theta_{\blacksquare}$ คือ มุมเฟสของoscillation

จากสมการ(9)และ(7)ได้ $mv_{\blacksquare}w_{\blacksquare}\sin(w_{\blacksquare}t+\theta_{\blacksquare}) = eE_1\sin(wt-\beta_p t)$ ......(10)

สำหรับปฏิกิริยาภายในระหว่างอิเลคตรอนและสนามไฟฟ้า ความเร็วของอิเลคตรอนที่ผ่านการ velocity modulated แล้วต้องประมาณให้เท่ากับ ความเร็วdcของอิเลคตรอน

$$v \simeq v_o \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(11)$$

ระยะทางที่เคลื่อนที่คือ z ; $z = v_o(t-t_o)$ ....(12)

และได้ว่า $mv_{\blacksquare}w_{\blacksquare}\sin(w_{\blacksquare}t+\theta_{\blacksquare}) = eE_1\sin(wt-\beta_p t)$ ....(13)

เมื่อเปรียบเทียบสมการ(13)ทางซ้ายมือกับทางขวามือ จะได้

$$v_{\blacksquare} = eE_1/mw_{\blacksquare}$$

$$w_{\blacksquare} = \beta_p(v_p-v_o)$$

และ $$\theta_e = \beta_p v_o t_o$$

ซึ่งมันแสดงให้เห็นว่าขนาดของoscillationที่มีความเร็วของลำอิเลคตรอนเป็นสัดส่วนโดยตรงกับขนาดของสนามไฟฟ้าตามแกน

2) กระแสการพา (convection current)

กระแสการพาเหนี่ยวนำในลำอิเลคตรอนโดยสนามไฟฟ้าตามแกนและสนามไมโครเวฟตามแกนที่ผลิตโดยลำอิเลคตรอนถูกพัฒนาเป็นอันดับแรก เมื่อ space-charge มีผลต่อการพิจารณาของความเร็วอิเลคตรอน,ความหนาแน่นประจุ,ความหนาแน่นกระแส และสนามไฟฟ้าตามแกน ค่าเฉลี่ยและค่าทางdcของมันเขียนเป็นสมการทางปริมาณได้เป็น

$$v = v_o + v_1 e^{jwt-\gamma z} \qquad \text{.................(14)}$$

$$\rho = \rho_o + \rho_1 e^{jwt-\gamma z} \qquad \text{.................(15)}$$

$$J = -J_o + J_1 e^{jwt-\gamma z} \qquad \text{.................(16)}$$

$$E_z = E_1 e^{jwt-\gamma z} \qquad \text{.................(17)}$$

เมื่อ $\gamma = \alpha_e + j\beta_e$ คือ ค่าคงที่การกระจายของคลื่นตามแกน ส่วนค่าลบของ J_o แสดงว่า J_o อาจจะเป็นบวกในทางลบของทิศทาง z สำหรับสัญญาณเล็กๆ ความหนาแน่นกระแสของลำอิเลคตรอนเขียนเป็น

$$J = \rho v = -J_o + J_1 e^{jwt-\gamma z} \qquad \text{................(18)}$$

เมื่อ $-J_o = \rho_o v_o$, $J_1 = \rho_1 v_o + \rho_o v_1$ และ $\rho_1 v_1 = 0$ ถ้าสนามไฟฟ้าตามแกนยังคงอยู่ในโครงสร้าง จะเป็นการยุ่งยากเกี่ยวกับข้อตกลงของความเร็วอิเลคตรอนกับสมการของแรง

$$dv/dt = (-e/m)E_1 e^{jwt-\gamma z} = [\partial/\partial t + (dz/dt)(\partial/\partial z)]v$$

$$= (jw-\gamma v_o)v_1 e^{jwt-\gamma z} \qquad \text{........(19)}$$

เมื่อ dz/dt ถูกแทนที่โดย v_o ดังนั้นจะได้

$$v_1 = [(-e/m)/(jw-\gamma v_o)]E_1 \qquad \text{.............(20)}$$

ในข้อตกลงเกี่ยวกับกฎของการอนุรักษ์ของประจุไฟฟ้า สมการต่อเนื่องเขียนได้เป็น

$$\nabla\cdot J + \partial\rho/\partial t = (-\gamma J_1 + jw\rho_1)e^{jwt-\gamma z} = 0 \qquad \text{........(21)}$$

$$\rho_1 = -j\gamma J_1/w \qquad \text{..................(22)}$$

แทนค่าสมการ(20)และ(22)ลงใน $J_1 = \rho_1 v_o + \rho_o v_1$ ....(23)

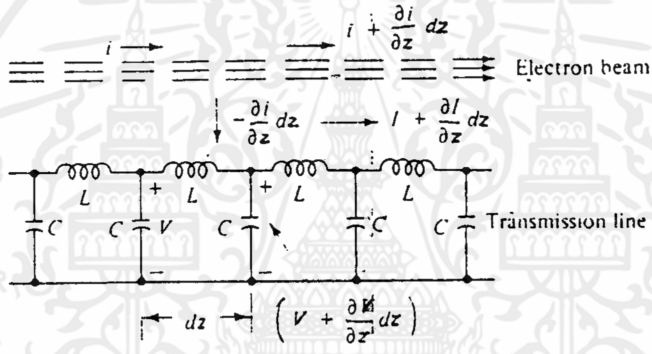
ได้ $$J_1 = (jwe/v_o m)[J_o/(jw-\gamma v_o)^2]E_1 \qquad \text{............(24)}$$

เมื่อ $-J_o = \rho_o v_o$ ถูกแทนที่ในสมการ ถ้าขนาดของสนามไฟฟ้าตามแกนถูกจัดรูปแบบเหนือพื้นที่ cross-section ของลำอิเลคตรอน กระแสac(i)จะเป็นสัดส่วนกับกระแสdc(I_o) ซึ่งเป็นสัดส่วนเดียวกับค่าคงที่สำหรับ J_1 และ J_o ดังนั้นกระแสการพาในลำอิเลคตรอน

เขียนได้เป็น $$i = j[\beta_e I_0/2V_0(j\beta_e-\gamma)^2]E_z \qquad \text{.................(25)}$$
เมื่อ $\beta_e = w/v_0$ กำหนดให้เป็นค่าคงที่เฟสของ velocity-modulated electron beam และ $v_0 = \sqrt{(2e/m)V_0}$ สมการนี้ถูกเรียกว่า"electronic equation"สำหรับกระแสการพาที่เหนี่ยวนำโดยสนามไฟฟ้าตามแกน ถ้าเรารู้สนามไฟฟ้าตามแกนและพารามิเตอร์ต่างๆเราก็จะทราบค่าของกระแสการพา ตามสมการที่(25)

3) <u>สนามไฟฟ้าตามแกน (Axial Electric field)</u>

กระแสการพาในลำอิเลคตรอนเหนี่ยวนำสนามไฟฟ้าในวงจร slow-wave สนามที่เหนี่ยวนำนี้จะรวมสนามต่างๆที่จะเกิดในวงจร และเป็นเหตุของการเพิ่มกำลังของวงจรด้วยระยะทาง ความสัมพันธ์ทางการเชื่อมต่อระหว่างลำอิเลคตรอนและ slow-wave helix ดูได้ตามรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.17 วงจรสมมูลย์ของการเชื่อมต่อระหว่างลำอิเลคตรอนกับslow-wave helix

สำหรับวงจรที่ง่ายที่สุดของ slow-wave helix ถูกแทนโดยสายส่งที่มีlossน้อย

เมื่อ L คือ ตัวเหนี่ยวนำต่อหน่วยความยาว

C คือ ตัวเก็บประจุต่อหน่วยความยาว

I คือ กระแสที่เปลี่ยนแปลงในสายส่ง

V คือ ศักดาที่เปลี่ยนแปลงในสายส่ง

i คือ กระแสการพา

เมื่อสายส่งถูกเชื่อมถึงกระแสการพาอิเลคตรอน กระแสนี้จะเหนี่ยวนำในสายส่ง การไหลของกระแสจากทางซ้ายสุดเป็นสัดส่วนของสาย(line)ของความยาวdzคือ i และการไหลออกของกระแสทางขวาสุดของdz คือ $[i+(\partial i/\partial z)dz]$ เมื่อการเปลี่ยนแปลงสุทธิของกระแสในความยาวdzต้องเป็นศูนย์ อย่างไรก็ตามการไหลออกของกระแสของลำอิเลคตรอนสู่สายต้องเป็น $[(-\partial i/\partial z)dz]$ การใช้ทฤษฎีสายส่ง และ Kirchhoff's current law ในส่วนของลำอิเลคตรอน เขียนให้ง่ายๆได้ว่า

$$\partial I/\partial z = -C\partial V/\partial t - \partial i/\partial z \qquad \text{...............(26)}$$

เมื่อแทน $\partial/\partial z = -\gamma$ และ $\partial/\partial t = jw$

ดังนั้นจะได้ $-\gamma I = -jwCV+\gamma i$ ....(27)

จาก Kirchhoff's voltage law และสมการvoltage เขียนใหม่ได้เป็น

$\partial V/\partial z = -L\,\partial I/\partial t$ ....(28)

เมื่อแทน $\partial/\partial z = -\gamma$ และ $\partial/\partial t = jw$

จะได้ $-\gamma V = -jwLI$ ....(29)

จากสมการ(27)และ(28)ได้ $\gamma^2 V = -Vw^2LC - \gamma ijwL$ ....(30)

ถ้ากระแสการพาของลำอิเลคตรอนไม่มี สมการ(30)จะลดส่วนของสมการคลื่นของสายส่ง

เมื่อ $i = 0$ จะได้ $\gamma_o = jw\sqrt{LC}$ ....(31)

และ impedance ของ line จะได้ว่า

$Z_o = \sqrt{L/C}$ ....(32)

เมื่อกระแสลำอิเลคตรอนมีด้วย สมการ(30)เขียนในเทอมของสมการ(31)และ(32) ได้

$V = [-(\gamma\gamma_o Z_o)/(\gamma^2 - \gamma_o^2)]i$ ....(33)

เมื่อ $E_z = -\nabla V = -\partial V/\partial z = \gamma V$,สนามไฟฟ้าตามแกนจะเป็น

$E_z = [-(\gamma^2\gamma_o Z_o)/(\gamma^2 - \gamma_o^2)]\ i$ ....(34)

สมการ(34)นี้เรียกว่า"circuit equation" เราจะรู้ว่า สนามไฟฟ้าตามแกนของ slow-wave helix ขึ้นอยู่กับ spatial ac electron current

ซึ่งในส่วนของTWT ทั้งหมดนั้นจริงๆแล้วแบ่งออกเป็น 2 ส่วนใหญ่ๆคือ

1.O-type tubes ซึ่งปฏิกริยาภายในระหว่างลำอิเลคตรอนกับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะเกิดขึ้นโดยปราศจากการนำของสนามแม่เหล็ก

2.M-type tubes ซึ่งปฏิกริยาภายในระหว่างลำอิเลคตรอนกับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะเกิดขึ้นโดยสนามแม่เหล็ก

สำหรับในปริญญานิพนธ์นี้จะกล่าวอย่างคร่าวๆเฉพาะ O-type tubes เท่านั้น

/O-type TWT/

ลักษณะการใช้งาน

i.ใช้เป็น amplifier

-ถ้าเป็นแบบที่ใช้ helix จะได้กำลังต่ำถึงปานกลาง

-ถ้าเป็นแบบที่ใช้โครงสร้างซึ่งมีพื้นที่ผิวใหญ่จะกระจายความร้อนได้ดี

<u>คุณสมบัติของ TWT ที่ใช้เป็น amplifier</u>

-Bandwidth : โครงสร้างแบบ non-dispersive slow-wave จะมีแบนด์วิดท์ที่กว้างกว่าแบบ octave และถ้าต้องการความกว้างของbandมากๆจะต้องทำการ matching device ที่ input และ output

-Gain : ประมาณ 40 dB (แต่ถ้าทำการ matching จะได้สูงกว่า 40 dB)
-ประสิทธิภาพ : ต่ำประมาณ 20-50%
-กำลังเอาท์พุท :

#จากการทำ CW operation ได้ average power of

100 kw ที่ 2 GHz , 10 kw ที่ 20 GHz
50 kw ที่ 5 GHz , 5 kw ที่ 50 GHz
25 kw ที่ 10 GHz , 1 kw ที่ 100 GHz

#จากการทำ Pulse operation ได้ peak power of

10 Mw ที่ 2 GHz , 1 Mw ที่ 20 GHz
5 Mw ที่ 5 GHz , 100 kw ที่ 50 GHz
2.5 Mw ที่ 10 GHz , 10 kw ที่ 100 GHz

นอกจากนี้ TWT ที่ใช้เป็น amplifier นั้นยังมีราคาค่อนข้างถูก และมีสัญญาณรบกวนต่ำประมาณ 4 dB จึงนิยมใช้งานในทางด้านต่างๆ เช่น

-ระบบการสื่อสารภาคพื้นดินและในอากาศ
-เครื่องส่งและเครื่องรับสัญญาณเรดาร์ภาคพื้นดินและทางอากาศ
-ใช้ในงานทางทหารเกี่ยวกับเครื่องมือวัดทางอิเลคทรอนิคส์

2.ใช้เป็น oscillator

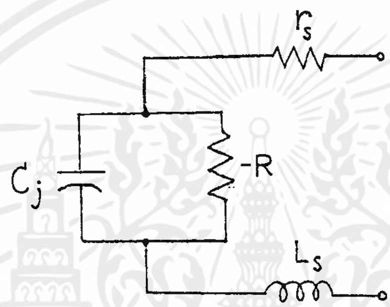
* คุณสมบัติ *

-ความถี่สูงมากถึง 900 GHz (λ = 0.33 mm) ซึ่งมีเสถียรภาพที่ความถี่สูง
-การปรับทางอิเลคทรอนิคส์(electronics tunning)ทำได้ง่าย
-ประสิทธิภาพน้อยกว่า 10%
-กำลังเอาท์พุทต่ำมาก เช่น ไม่กี่มิลลิวัตต์ที่ 600 GHz , ไม่กี่ 10 มิลลิวัตต์ ที่ระหว่าง 300-600 GHz , หลายร้อยมิลลิวัตต์ ที่ระหว่าง 150-300 GHz , หลายๆวัตต์ที่ต่ำกว่า 100 GHz

3.4 Tunnel diode (Esaki diode)

เป็น thin-junction diode ซึ่งต้องการ forward-biasที่ต่ำ และยังแสดงตัวเป็น negative resistance อีกด้วย , tunnel diodeได้ถูกประดิษฐ์ขึ้นในทศวรรษที่ 1950 ใช้สำหรับเป็นamplification หรือoscillation เหตุเพราะความได้เปรียบที่มี junctionที่บาง และ transit time ที่สั้น มันเลยเหมาะสมที่จะนำมาใช้ในงานทางไมโครเวฟ

หลักการทำงาน



รูปที่ 3.18 วงจรสมมูลย์ของ Tunnel diode

เมื่อให้biasในบริเวณ negative resistance วงจรสมมูลย์ของ tunnel diode จะเป็นดังรูปที่ 3.18 ที่ความถี่สูงสุดจะทำให้ความต้านทานอนุกรม(r_s)และตัวเหนี่ยวนำ(L_s) ถูกตัดทิ้ง ด้วยเหตุนี้ทำให้วงจรสมมูลย์เหลือเพียงjunction capacitance(C_j)ขนานกับ negative resistance(-R) โดยปกติค่าของส่วนประกอบต่างๆมีดังนี้

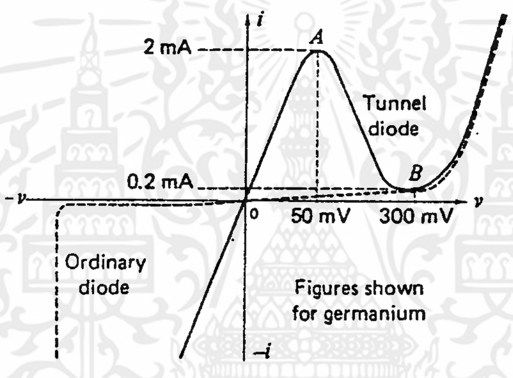
$r_s = 6\ \Omega$, $L_s = 0.1$ nH , $C_j = 0.6$ pF และ $R = -75\ \Omega$

tunnel diodeแรกๆเมื่อหลายสิบปีก่อนเป็นอุปกรณ์ทางsolid-state ซึ่งต้องการ DC voltage ที่น้อยสำหรับการแสดงตัวเป็น negative resistance อย่างไรก็ตาม tunnel diode oscillatorsถูกค้นพบว่าไม่เสถียรในความถี่ของการทำงาน และทั้งหมดก็ถูกยกเลิกไปในตอนนั้น ผลของความไม่เสถียรนั้นถูกปรับปรุงหาวิธีแก้ไขเรื่อยมาจนสามารถนำมาใช้งานด้านการขยายสัญญาณ(amplification)ได้

junction capacitanceของtunnel diodeนั้นขึ้นอยู่กับโวลต์เตจที่ไบอัสและอุณหภูมิ การต่อวงจรที่ปรับค่าได้(tuned circuit)โดยตรงทำให้ได้ oscillator ที่ไม่เสถียรเมื่อ Q ของวงจรต่ำ อย่างไรก็ตามถ้าhigh-Q cavityเป็น loosely coupled ที่ไดโอดจะได้ oscillatorที่มีเสถียรภาพสูง ซึ่งยังขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ , โวลต์เตจที่ไบอัส และการเปลี่ยนพารามิเตอร์ต่างๆของไดโอด

* พฤติกรรม *

tunnel-diodeเป็น p-n junction diode ซึ่งแตกต่างจาก diodeที่ใช้ในงาน rectifier เพราะว่ามันถูกdopeมาก(บางทีมากกว่า 1,000 ครั้ง) การ dopingที่หนักและมากนี้ทำให้junctionซึ่งมี depletion layer (มีความหนา 0.01 μm)นั้นความบางของมันจะป้องกันtunningที่เกิดขึ้น ความบางของjunctionที่ใช้ในการทำงานด้านไมโครเวฟของdiodeนั้นเกิดขึ้นเพราะความสามารถในการข้าม junction ของพาหะที่ใช้-เวลาสั้นๆ คุณลักษณะของศักดากับกระแสของ germanium tunnel-diode ดูได้ตามรูปที่ 3.19



รูปที่ 3.19 Tunnel-diode voltage-current characteristic

จากรูปแสดงให้เห็นว่าขั้นแรก กระแสforwardเพิ่มขึ้นตามโวลท์เตจที่ใช้ กระแสreverse จะมากกว่าไดโอดอื่นๆเมื่อให้ไบอัสกลับ เนื่องจากความบางของjunction จากรูป ที่จุดA เป็น voltage peak เมื่อ forward bias ผ่านจุดนี้ กระแสforwardจะตกลงและต่อเนื่องจนถึงจุดB(เรียกว่า valley voltage) ที่จุดBกระแสเริ่มเพิ่มขึ้นอีกครั้งและเพิ่มไปไกล ที่ตรงนี้จะเหมือนกับไดโอดธรรมดา จากส่วนvoltage peak ถึง valley มีพารามิเตอร์ 2 อย่างที่ใช้เฉพาะของไดโอดคือ กระแสยอด(peak current) และ อัตราส่วน-ของpeakถึงvalley(peak-to-valley ratio)ซึ่งในที่นี้เป็น 2 mAและ 10 ตามลำดับ

คุณลักษณะ voltage-current ของdiodeนี้แสดงให้เห็นคุณสมบัติที่สำคัญสองอย่างของ tunnel-diode คือ คุณสมบัติแรกนั้นแสดงให้เห็นว่าdiodeนั้นทำตัวเป็น dynamic negative resistance ระหว่างA และB และด้วยเหตุนี้จึงนำมาใช้เป็น oscillator และ amplifier ส่วนคุณสมบัติที่สองคือเมื่อเกิด negative resistanceทั้งศักดาที่ใช้และกระแสจะต่ำ tunnel-diodeจึงเป็นอุปกรณ์กำลังต่ำ ยกตัวอย่างให้ดูเมื่อคำนวณในช่วง negative resistance มีการเปลี่ยนแปลงvoltageเป็น 300-50 = 250 mV_{p-to-p}

= 88.4 mV$_{rms}$ เมื่อช่วงกระแสเป็น 1.8 mA$_{p-to-p}$ = 0.635 mA เพราะฉะนั้นกำลัง loadก็จะเป็น 88.4 x 0.635 = 56 μw ซึ่งแสดงให้เห็นว่ากำลังนั้นต่ำมากซึ่งเป็นข้อเสียของ tunnel-diode ส่วนข้อดีก็มีเช่น bandwidthที่กว้างมาก,gainสูง,noiseต่ำ

3.5 Impatt Diode (impact avalanche and transit time)

หลักเบื้องต้นของ impatt-diode ถูกตั้งเป็นทฤษฎีโดย Read ในปี ค.ศ.1958 ขณะเดียวกัน Johnsonก็ได้ผลิต a simple p-n diode ในปี 1965 และในปีเดียวกันนี้เองที่ Lee ได้ผลิต impatt-diode ที่แท้จริงตัวแรกขึ้นมา

Impatt-diodeเป็นอุปกรณ์ two-terminal ที่ใช้สร้าง RF power ที่ความถี่ที่มีความยาวคลื่นเป็นมิลลิเมตร, impatt-diodeจะสร้างกำลังได้มากกว่าอุปกรณ์ solid-state ประเภทอื่น impatt-diodeยังเป็นnegative resistance ที่ความถี่ไมโครเวฟซึ่งทั้งสองขบวนการที่สร้างRF power และเป็นnegative resistance นี้เป็นเหตุให้เกิด avalanche ionization และ transit time delay เพราะการเลื่อนของพาหะข้ามอุปกรณ์ ขบวนการนี้สร้างnegative resistanceในimpatt-diode โดยการdelayของกระแส RF ภายนอก180 ซึ่งในส่วนของRF voltage ข้าม device's terminals แม้ว่า avalanche ionizationจะเป็นเหตุให้ impatt-diodeนั้นมีสัญญาณรบกวน(noise) แต่impatt-diodeยังให้กำลังเอาท์พุทที่สูง ซึ่งมีสัญญาณรบกวนที่พอรับได้ในการใช้งานกับระบบเรดาร์(radar system)

Impatt-diode(หรือการทำงานใน impatt mode)ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติพิเศษสองประการของสารกึ่งตัวนำ คือ ขบวนการพังทลาย(avalanche process) และการอิ่มตัวของความเร็วของคลื่นพาหะ(the saturation velocity of carrier)

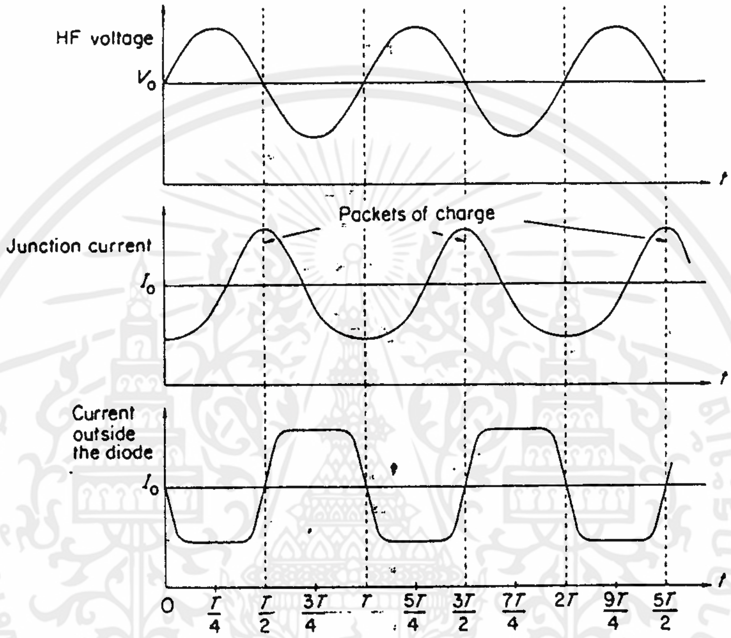
1.ขบวนการพังทลาย :เกิดใน reverse-biased p-n junction เมื่อกระแสรั่วของพาหะส่วนน้อยจาก p และ n junction พาหะเหล่านี้จะอยู่ในสนามไฟฟ้าที่สูงและมีความเร่ง ซึ่งมันจะทำลายอะตอมของcrystal lattice และสร้างคู่ของ electron-hole สำหรับความนำ , the multiplying factor M นั้นเป็น

$$M = 1/1-(V_A/V_c)^x \quad \text{เมื่อ } 3<x<6$$

เมื่อ V_A เป็นโวลท์เตจที่ใช้ และ V_c เป็นเบรคดาวน์โวลท์เตจ กระแสที่ได้เป็น $I = MI_o$ เมื่อ I_o เป็นกระแสรั่ว สังเกตุว่าที่ $V_A=V_c$, Mจะเป็นอนันต์และไดโอดจะพัง ดังนั้นกระแสใน avalanche diode ต้องควบคุมให้ดี

2.การอิ่มตัวของความเร็วของพาหะ :ยังคงมีในสารกึ่งตัวนำทั้งหมด และโดยเฉพาะในซิลิกอน ความเร็วของการเลื่อนของพาหะคงที่เมื่อพาหะอยู่ในอำนาจของสนามไฟฟ้าเหนือค่า threshold(10^4 Vm^{-1} ในซิลิกอน) และต่อจากนี้ยังคงที่ค่า $v = v_s$

. ถ้าเราสมมติว่า RF voltageถูกบังคับบน steady bias voltage, สนามไฟฟ้าใน impatt-diode เพิ่มขึ้นระหว่างที่ positive half-cycle(ตามรูปที่ 3.20) จะทำให้กระแสเพิ่ม ปรากฏการณ์นี้เกิดเมื่อ RF voltageกำลังเพิ่มสนามไฟฟ้า(ระหว่าง 0 ถึง T/2) และระหว่างที่เวลา T/2ถึง T กระแสจะลดลง กำหนดให้ว่ากระแสjunctionและโวลท์เตจภายนอกนั้นไม่เท่ากัน

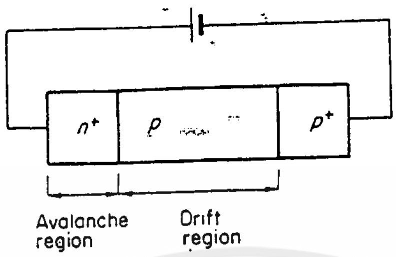


รูปที่ 3.20 Diode voltage,junction current และ diode current ใน impatt-diode (p^+-n-n^+ structure)

เมื่อพิจารณา p^+-n-n^+ diode :ถ้าระดับการdopingถูกต้อง บริเวณที่พังทลายจะบางและมีบริเวณการส่งผ่าน(transition region)อยู่ในสารชนิดเอ็น(N-type) เมื่อพาหะเกิดโดยผลของการพังทลายที่กำลังเกิดขึ้นเมื่อกระแสjunctionและRF voltage ไม่เท่ากัน มันพอที่จะdelayการไหลของกระแสในtransition region โดยเวลา T/4 ถ้าdiodeถูกไบอัส โดยโวลท์เตจที่ใช้ V_A ผลิตสนามไฟฟ้าเหนือค่าthreshold ,ความเร็วพาหะคงที่ และความบางของtransition region คือ L จะได้ว่า

$$L = v_s T/4$$

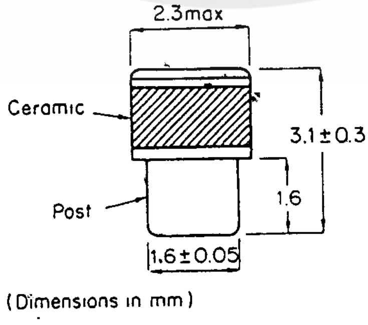
ขณะที่กลุ่มของอิเลคตรอนกำลังเคลื่อนที่ด้วยความเร็วที่คงที่ระหว่างสองขั้ว มันจะเหนี่ยวนำกระแสคงที่ในวงจรภายนอก ศักดาและกระแสจะมีเฟสตรงกันข้าม ซึ่งในอุดมคติถือว่าเป็น pure negative resistance อย่างไรก็ตามวงจรสมมูลย์ของimpatt-diode จริงๆเป็นnegative resistance ขนานกับตัวเก็บประจุ(capacitance)



รูปที่ 3.21 ลักษณะการให้ไบอัสของ impatt-diode

* โครงสร้างของ impatt-diode *

impatt-diode โดยทั่วไปทำจาก layerของสารกึ่งตัวนำที่ถูกdopeอย่างสูง(เช่น n^+) ซึ่ง n-layerถูกวางตามแนว(vapour หรือ liquid phase ตามรูปที่ 3.21) ชั้นสุดท้ายของ N-type layer ถูกแปลงเป็นบริเวณp^+ โดยการแพร่ของP-typeที่ไม่บริสุทธิ์สู่p^+(การใส่อิออนถูกนำมาใช้) n^+substrateถูกลอกออก ด้วยเหตุนี้จะช่วยลดความต้านทานอนุกรมได้ และหน้าสัมผัสถูกทำให้เป็นโลหะ(metallized)[เช่นตัวอย่าง 350 Å โครเมียม , 1000 Å พลาตินั่ม , 10000 Å ทอง] อย่างไรก็ตามค่าที่ดีที่สุดสำหรับการdopingและสำหรับความหนาของ n regionในเทอมของความถี่ที่ปฏิบัติการ ซึ่ง the substrate ควรเป็นส่วนที่มีความต้านทานต่ำ และการเปลี่ยนแปลงของความหนาแน่นของการdopingต้องยอมรับได้ ทั้งหมดนี้เป็นความต้องการที่ขัดแย้งกันหมายความว่าท้ายสุดส่วนประกอบของไดโอดจะยอมรับกันได้



รูปที่ 3.22 ตัวอย่างลักษณะภายนอกของ impatt-diode แบบ packet

* คุณสมบัติต่างๆของ impatt-diode *

-กำลังและประสิทธิภาพมีดังนี้

10 w ที่ 10 GHz กับค่าเฉลี่ยของประสิทธิภาพ 20%

1.5 w ที่ 50 GHz กับค่าเฉลี่ยของประสิทธิภาพ 10% (GaAs หรือ Si)

60 mw ที่ 100 GHzกับค่าเฉลี่ยของประสิทธิภาพ 1% (GaAs)

และ 50 mw ที่ 220 GHzกับค่าเฉลี่ยของประสิทธิภาพ 1% (Si)

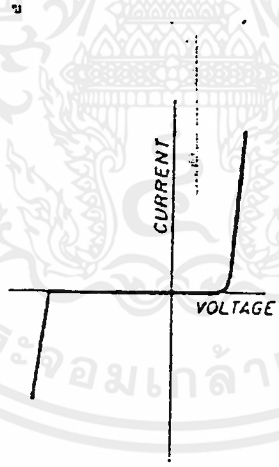
ที่ความถี่สูง post หรือส่วนหนึ่งของsectionจะเป็นส่วนของเพชร(diamond)และที่ความถี่ต่ำจะเป็นทองแดง(copper)

-ค่าของsupply voltageที่ใช้ :จาก 55 ถึง 80 โวลท์

-ความถี่ปฏิบัติการสูงสุด :ประมาณ 100 GHz(แบบ fundamental)

และ 400 GHz(แบบ harmonic และ filtering)

GaAs diodeจะมีnoiseต่ำกว่าแบบ Si แต่สำหรับ impatt-diode นั้นมีnoiseมากกว่า diodeหรืออุปกรณ์แบบอื่นๆเพราะnoiseส่วนใหญ่เกิดจากการพังทลาย แต่impatt-diode นั้นส่วนใหญ่ใช้เป็นอุปกรณ์solid-stateทางกำลังได้ดี ส่วนคุณลักษณะทางคักดากับกระแส ของ impatt-diode นั้นดูได้ตามรูปที่ 3.23



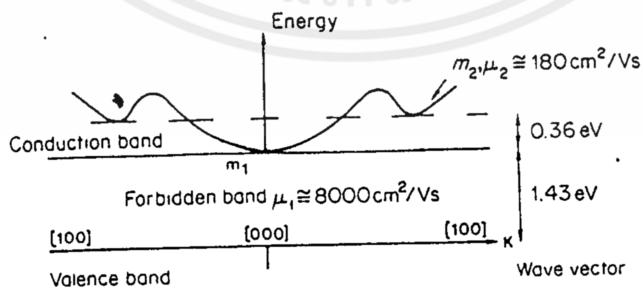
รูปที่ 3.23 Impatt-diode voltage-current characteristics

3.6 Gunn Diode (electron transfer diode)

ในปี ค.ศ. 1963 กันน์ไดโอดถูกเรียกตามชื่อของ J.B.Gunn ผู้ซึ่งค้นพบการออสซิเลฑของกระแสที่ผ่านแผ่น GaAs และ InP บางๆภายใต้สนามไฟฟ้าที่สูงพอ ซึ่งก่อนหน้านี้ในปี1954 Schottkyได้แนะนำไว้ว่าtwo-terminal negative resistance device สามารถให้ข้อได้เปรียบเหนือทรานซิสเตอร์ที่ความถี่ไมโครเวฟ ต่อมาในปี 1961ถึง 1963 Ridley และWatkinsได้อธิบายถึงสถานการณ์ทางเทคโนโลยีที่จำเป็นต่อการพัฒนา ซึ่ง-เขาทั้งสองได้เสนอให้ใช้สารกึ่งตัวนำในหมู่ 3 และ 5ในตารางธาตุ ทฤษฎีนี้ได้แพร่หลายและพัฒนาไปไกล โดย Hilsum ที่เป็นที่มาของ electron transfer amplifierและ oscillator(ETAและETO) ต่อมาKroemerได้สรุปทฤษฎีทั้งหมดและอธิบายเหตุผลของ-ขบวนการอันเป็นที่มาของNDM(negative differential mobility) คือการเคลื่อนย้ายอิเลคตรอนมากขึ้นเรื่อยๆ ณ จุดที่มีการเพิ่มของสนามไฟฟ้า(เหนือค่าthreshold E_c) จาก High-mobility energy band ไปยัง Low-mobility energy band ทำให้ Average mobility ของ carrierลดลงขณะที่สนามไฟฟ้าเพิ่มขึ้น

* หลักการทำงาน *

ในวัตถุสารกึ่งตัวนำธรรมดานั้นมีแถบพลังงานอยู่ 2 แถบสำหรับอิเลคตรอน คือ valence band และ conduction band , conduction bandในGaAsมี 2 ชนิดของminimum หรือ "valley" เป็นminimumหลัก ช่วงของconduction bandนั้นมีค่า 0.36 eV ดูได้ตามรูปที่ 3.24 ซึ่งในแต่ละband อิเลคตรอนถูกแบ่งคุณลักษณะต่างๆโดยค่าของความหนาแน่น,มวลที่แท้จริง และการเคลื่อนที่ได้ง่าย(mobility)ของอิเลคตรอน



รูปที่ 3.24 โครงสร้างของ Band ใน GaAs

ใน lowest valley มวลที่แท้จริงจะน้อย และ mobility(μ_2)จะสูง ขณะที่ใน upper valleyนั้นมวลที่แท้จริงจะมาก และmobility(μ_1)จะต่ำ ความเร็วในการเลื่อนของอิเลคตรอน($V_d = \mu E$) และความหนาแน่นกระแสเป็น j = neμE

ในสนามไฟฟ้าที่ไม่มากนักที่อุณภูมิห้อง อิเลคตรอนทั้งหมดจะอยู่ใน lowest valley และถ้า $n(=n_1+n_2)$ เป็นความหนาแน่นอิเลคตรอนรวม ดังนั้น

$$V_{d1} = \mu_1 E$$

และ

$$j = n_1 e\mu_1 E = ne\mu_1 E$$

เมื่อ n_2 น้อย จะได้ว่า $n \simeq n_1$

เมื่อสนามไฟฟ้าเพิ่มขึ้น พลังงานจลน์ของอิเลคตรอนสามารถมีค่าถึงและเกิน 0.36 eV crystalline momentumของมันถูกเปลี่ยนแปลงโดยการชนกับ phonons และเป็นไปได้ว่า crystalline momentumใหม่จะแทนที่อิเลคตรอน ในส่วนหนึ่งของsix secondary minimaจะสูงขึ้น เคยมีการกล่าวถึงการถ่ายโอนอิเลคตรอน(electron transfer) ว่าเป็นชื่อของอุปกรณ์หรือสิ่งประดิษฐ์ ในแต่ละส่วนของvalley อิเลคตรอนมีmobility(μ_2) ซึ่งน้อยกว่า μ_1 และมันจะได้ความเร็วในการเลื่อนอิเลคตรอน (V_{d2}) เป็น

$$V_{d2} = \mu_2 E$$

($n=n_1+n_2$; n_1ลดลง , n_2เพิ่มขึ้น)

การเปลี่ยนของmobilityหนึ่งไปยังอีกmobilityหนึ่งจะไม่เกิดขึ้นอย่างทันทีทันใด และค่าเฉลี่ยของmobility(μ) เขียนได้เป็น

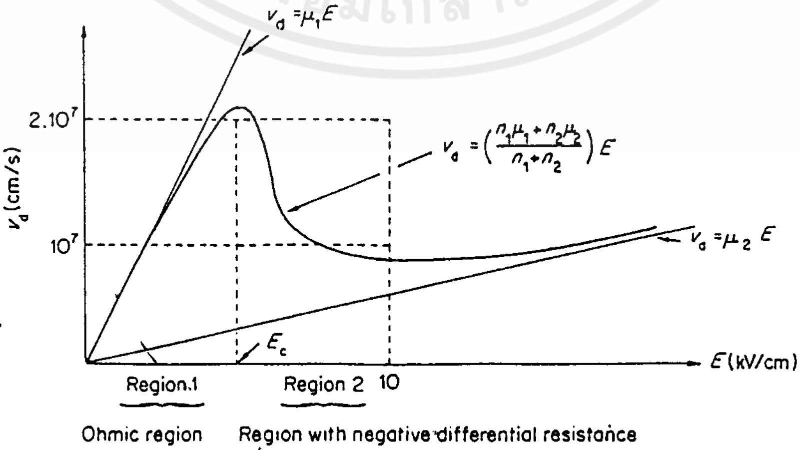
$$\mu = (n_1\mu_1+n_2\mu_2)/(n_1+n_2)$$

และความหนาแน่นกระแสจะกลายเป็น

$$j = (n_1+n_2)\mu eE$$

ความนำของมันเป็น

$$\sigma = e(\mu_1 n_1+\mu_2 n_2)$$

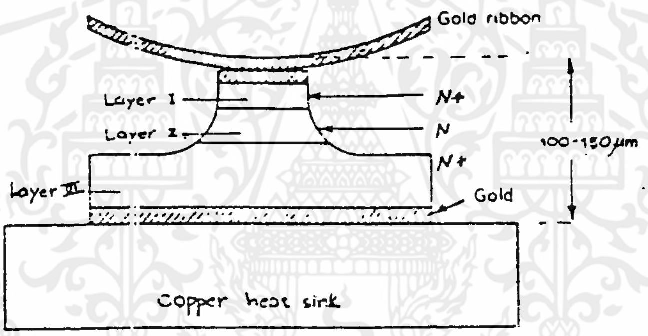


รูปที่ 3.25 แสดงcurveของความเร็วกับสนามไฟฟ้า

เพื่อที่จะให้เห็นชัดเจนว่าถ้า n_2 เพิ่มที่การลดลงของ n_1 , μจะลดลง จะได้ v_d และ j ดังรูปที่ 3.25 ส่วนที่ 2 ของcurve $v_d = f(E)$ ดังนั้นมีบริเวณของ negative dynamic resistance ที่ค่าthreshold E_T นั้นไม่ขึ้นกับการกลับทิศทางของสนามไฟฟ้า ซึ่งอยู่ในส่วนcrystal axesของสารกึ่งตัวนำ ยิ่งกว่านั้นเวลาการถ่ายโอนจะสั้นมาก(1pS) ด้วยเหตุนี้ จะทำให้มีผลดีต่อการใช้งานที่ความถี่ไมโครเวฟ

*' โครงสร้างของ Gunn-diode *

กันน์ไดโอดโดยทั่วไปผลิตโดยมี 3 layers ซึ่งความหนารวมประมาณ 150 μmและจะติดตั้งบน copper heat sink



รูปที่ 3.26 โครงสร้างภายในของ Gunn-diode

จากรูปที่ 3.26 สามารถอธิบายได้ดังนี้

(a)layer 1 เป็น N^+ มีความต้านทานประมาณ 0.001Ω/cm

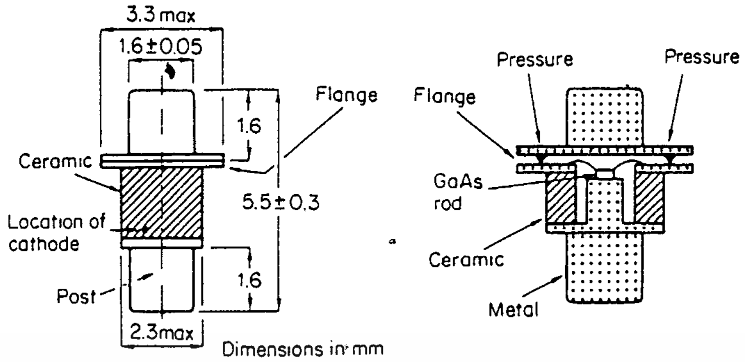
(b)layer 2 เป็น N-typeที่มีความสำคัญต่อการทำงานของไดโอด มีความต้านทานประมาณ 0.5Ω/cm เป็น accum layer ซึ่งความหนาของชั้นนี้มีผลต่อการoscillate โดยคำนวณจากสูตร

$$f = 10^5/L \quad Hz \quad ; \text{ L คือ ความหนาของชั้น}$$

โดยความหนา 10 μm จะได้ความถี่ประมาณ 10 GHz

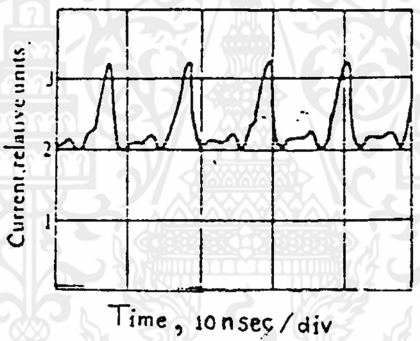
(c)layer 3 เป็น N^+ มีความหนาประมาณ1-2 μm ชั้นนี้มีความสำคัญด้านอายุการใช้งานของไดโอด ส่วนโลหะทองคำที่ใช้ทำเป็น Ohmic contactนั้นเพื่อให้แน่ใจได้ว่าความต้านทานต่ำและสามารถส่งผ่านความร้อนได้ดี ค่าของthreshold voltageประมาณ 3 โวลท์ พื้นที่เฉลี่ยของชั้นต่างๆประมาณ 2×10^{-4} cm^2

สำหรับในรูปที่ 3.27 เป็นโครงสร้างภายนอกของกันน์ไดโอดแบบ pill packet



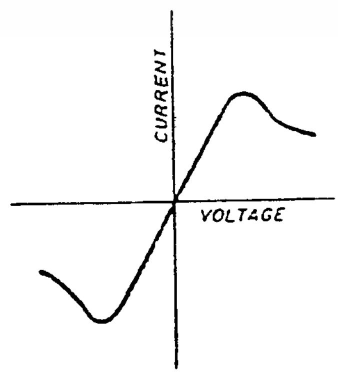
รูปที่ 3.27 โครงสร้างภายนอกของ Gunn-diode แบบ pill packet

ส่วนในรูปที่ 3.28 นั้นเป็นรูปคลื่นของกระแสที่เกิดจากการoscillateในกันน์ไดโอด ซึ่งเป็นที่น่าสังเกตุว่าไม่ใช่ pure sine แสดงว่ามี Harmonics ออกมาด้วย ซึ่งจะเป็นส่วนของnoiseขณะนำไปใช้งาน



รูปที่ 3.28 รูปคลื่นของกระแสในการออสซิเลทของ Gunn-diode

ส่วนในรูปที่ 3.29 นั้นเป็นการแสดงให้เห็นลักษณะทางศักดาและกระแสของกันน์ไดโอด ซึ่งจะสังเกตุเห็นว่า ถ้าเราวัดไดโอดจะทำให้เข็มของมิเตอร์ขึ้นทั้งforward bias และ reverse bias ซึ่งเป็นผลจากคุณสมบัติทางศักดาและกระแสของมัน



รูปที่ 3.29 คุณลักษณะทางศักดาและกระแสของ Gunn-diode

* คุณสมบัติของ Gunn-diode oscillator *

-Wide-band(8-12.4 GHz) การปรับทางกลของoscillatorสามารถทำได้ง่าย , ต้องการ supply voltageที่น้อย(ประมาณ 8-10 โวลท์),สัญญาณรบกวนต่ำ

-กำลังเอาท์พุทประมาณ 500 mw ถึง 1 w ใน X-band ซึ่งประสิทธิภาพสูงสุด 10% และ 200 mw ที่ 40 GHz ซึ่งประสิทธิภาพ 2% (ในการใช้ GaAs)

ถ้าใช้ InP diodes จะให้กำลัง 200 mw ที่ 66 GHz และ 100 mw ที่ 100 GHz มีประสิทธิภาพ 8% และ 2% ตามลำดับ

-ความสัมพันธ์หรือผลทางอุณหภูมิต่อความถี่ค่อนข้างสูงประมาณ -350 kHz/°c ซึ่งเป็นข้อเสียเปรียบของกันน์ไดโอด

สำหรับในปริญญานิพนธ์นี้เลือกใช้ Gunn-diode มาใช้ในการทดลองเพราะคุณสมบัติต่างๆที่ได้เปรียบอุปกรณ์ชนิดอื่นๆ เช่น มีขนาดเล็ก , ราคาถูกกว่า ,การปรับทางกลทำได้ง่าย , ต้องการ supply voltageที่ไม่มาก ,สัญญาณรบกวนต่ำ และมีกำลังที่พอรับได้สำหรับความถี่ในย่านที่ใช้(X-band) และยังเหมาะสมสำหรับการนำมาใช้งานด้านระบบการสื่อสารจุดต่อจุดที่ไม่ไกลนัก ซึ่งการนำ Gunn-diode มาใช้ในอุปกรณ์ชุดสำเร็จรูปที่มี-ชื่อเรียกว่า"Gunnplexer"จะกล่าวถึงในบทต่อไป

บทที่ 4

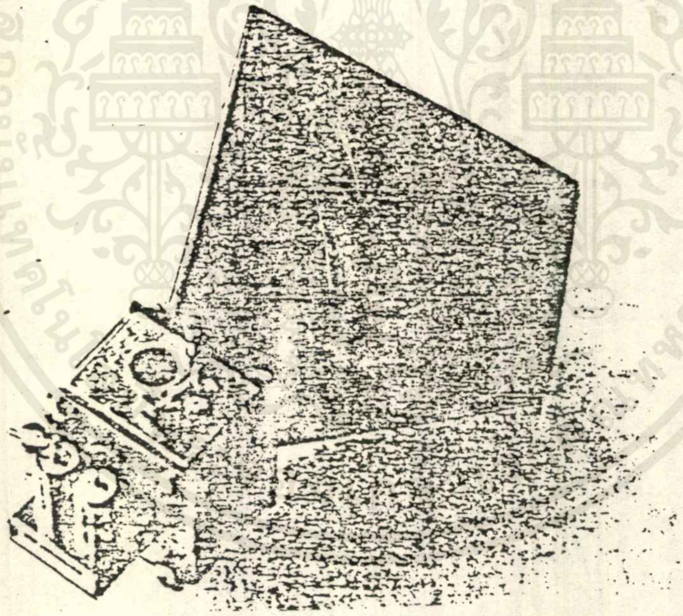
กันน์เพล็กเซอร์ (GUNNPLEXER)

กันน์เพล็กเซอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการสื่อสารในย่านความถี่ไมโครเวฟ ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 3 ส่วนคือ

4.1) ส่วนที่ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณ carrier และเป็น frequency modulation

4.2) ส่วนที่ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณ IF

4.3) Horn Antenna



รูปที่ 4.1 ลักษณะภายนอกของ Gunnplexer

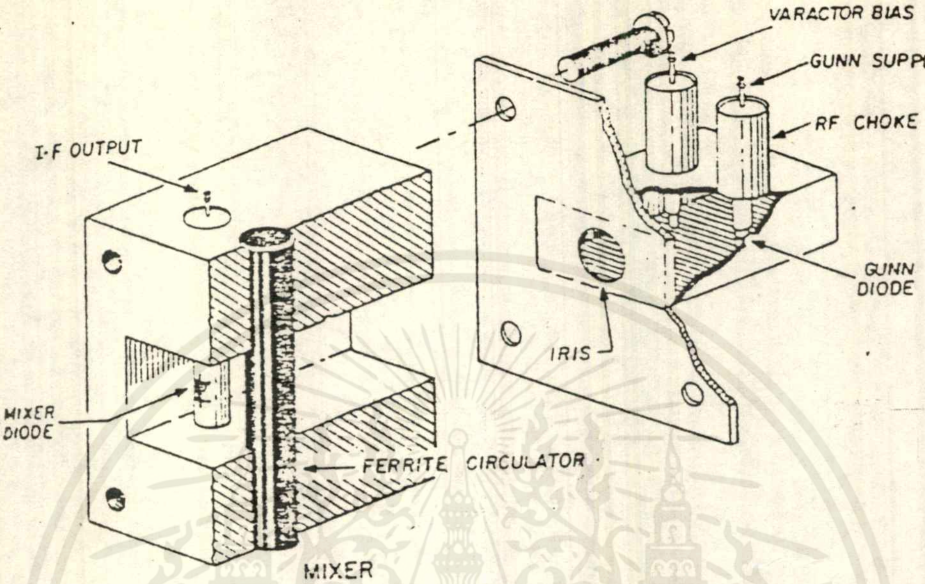
4.1) ส่วนที่ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณ carrier และเป็น frequency modulation

ส่วนนี้ประกอบด้วย

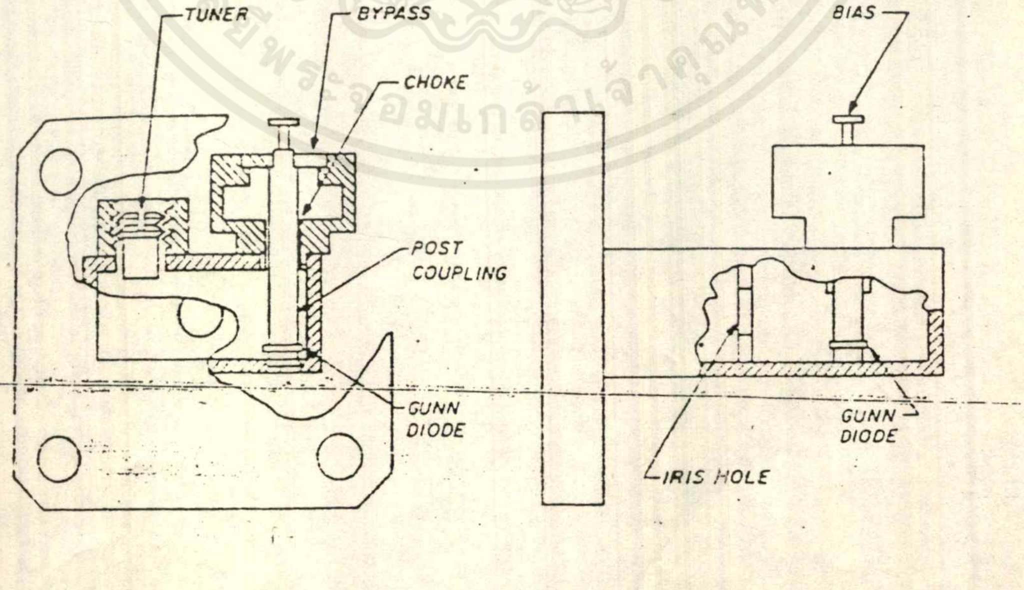
4.1.1 Gunn diode

4.1.2 Varactor diode

4.1.3 Rectangular cavity



รูปที่ 4.2 แสดงโครงสร้างส่วนผลิตความถี่พาหะ และ frequency modulator

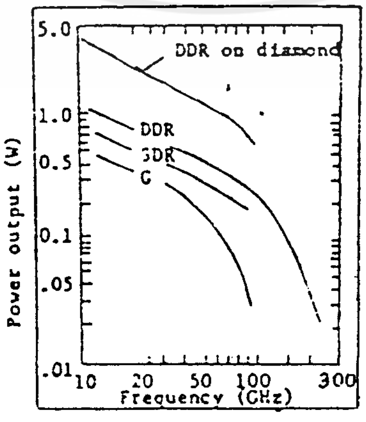


รูปที่ 4.3 แสดงภาคตัดขวาง

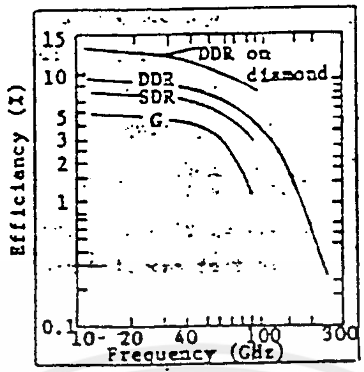
จากรูปที่ 4.2 จะเห็น Gunn diode และ Varactor diode ถูกบรรจุอยู่ใน cavity โดย Gunn diode เป็นตัวหลักในการผลิตความถี่ไมโครเวฟย่าน X-band (10 GHz) ส่วน Varactor diode และ rectangular cavity ทำหน้าที่เป็น Tank Tune cct. พร้อมกับเป็น frequency modulation โดยอาศัยคุณสมบัติ variable capacitance ของ varactor diode (ทำงานในช่วง reverse bias) คือ เมื่อศักดาไฟฟ้าตรงที่คร่อม varactor diode เปลี่ยนแปลงจะทำให้ค่า capacitance ของมันเปลี่ยนแปลงตาม ซึ่งทำให้ความถี่ resonance ของ Tank cct. เปลี่ยนแปลงไปด้วย ถ้าเราให้สัญญาณที่ต้องการมอดดูเลท (Modulating Signal) เข้าที่ศักดาคร่อม varactor diode เราก็จะได้ frequency modulation

4.1.1 กันน์ไดโอด (Gunn diode)

กันน์ไดโอดเป็น Solid State Microwave ประเภทหนึ่งที่ใช้งานเป็น Reciever Local oscillator , RF power generator ,Parametric amplifier pump source , CW radar ฯลฯ อาศัยการทำงานใน NDM region หรือ Negative resistance คือเมื่อให้สนามไฟฟ้าสูงพอคร่อมตัวมัน กระแสที่ผ่านตัวมันจะออสซิเลทความถี่ย่านไมโครเวฟออกมา ข้อดีของ Gunn diode เมื่อเทียบกับอุปกรณ์ solid state Microwave ด้วยกันก็คือ การมีสัญญาณรบกวนต่ำ และมีเสถียรภาพทางความถี่ดีกว่า ส่วนข้อเสียของมันก็คือ ข้อจำกัดทางกำลัง ปัจจุบันที่ทำได้สำหรับกำลังแบบต่อเนื่องคือประมาณ 15 mW ถึง 1 W นอกจากนี้ประสิทธิภาพยังต่ำ ผลของอุณหภูมิต่อความถี่ยังค่อนข้างสูง เมื่อเทียบกับระบบทางอีเลคทรอนิคส์ทั่วไป สำหรับ Gunn diode ผลของอุณหภูมิต่อความถี่ (frequency stability)มีค่าประมาณ -350 kHz/°c รูปที่ 4.4 แสดงการเปรียบเทียบ CW.power ของ Gunn diode กับ Impatt diode ที่ความถี่ต่างๆจะเห็นว่า Gunn diode ให้กำลังต่ำที่สุด



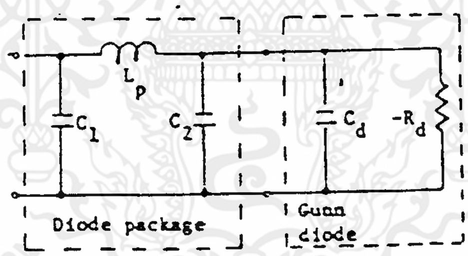
รูปที่ 4.4 แสดงการเปรียบเทียบ CW.power ของ Gunn diode กับ Impatt diode



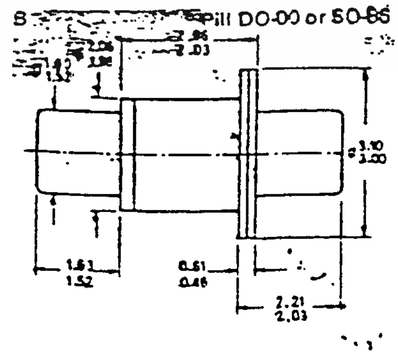
รูปที่ 4.5 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ Gunn diode กับ Impatt diode

รูปที่ 4.5 แสดงให้เห็นประสิทธิภาพของ Gunn diode เทียบกับImpatt diode ซึ่งก็ต่ำที่สุดเช่นกัน แต่เชื่อว่าทั้งประสิทธิภาพและกำลังจะถูกปรับปรุงให้ดีขึ้นได้ในอนาคต นั่นก็หมายความว่าการประยุกต์ใช้งาน Gunn diode ก็จะกว้างขวางยิ่งขึ้น

วงจรสมมูลย์ของ Gunn diode ที่รวมเอา parasitic reactance ไว้ด้วย แสดงในรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 วงจรสมมูลย์ของ Gunn diode



รูปที่ 4.7 แสดงลักษณะภายนอกของ Gunn diode แบบ pill package ที่ใช้

ส่วนรูปที่ 4.7 เป็นลักษณะภายนอกของ Gunn diode ที่บรรจุใน package แบบ pill ซึ่งใช้งานทั่วไปในย่าน X-band ของไมโครเวฟ สำหรับ Gunn diode ที่ใช้งานในย่าน X-band จะมีค่า parameter ต่างๆดังนี้

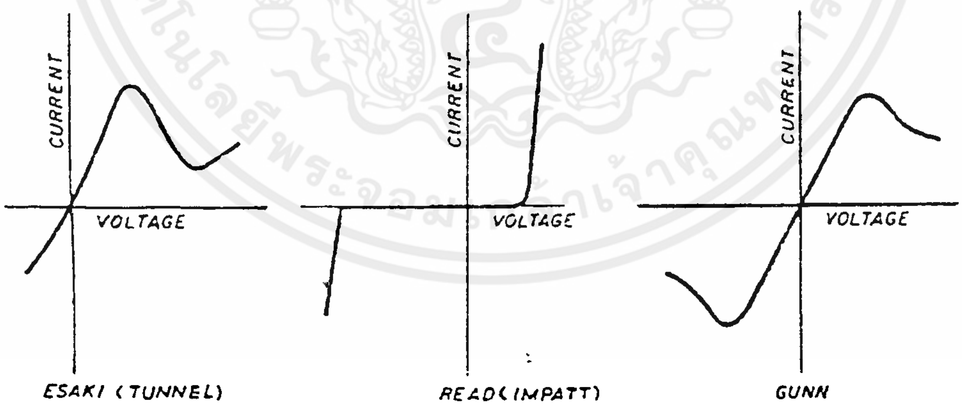
L_p = 0.25 μH

C_1 = 0.15 pF

C_2 = 0.15 pF

C_d = 0.1 pF

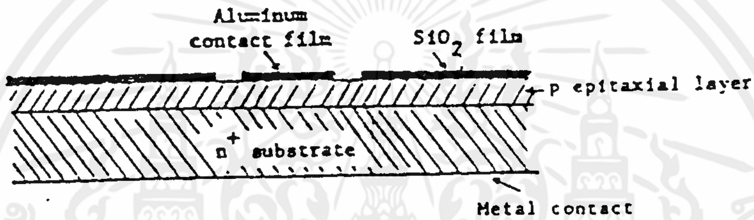
R_d = -200 Ω



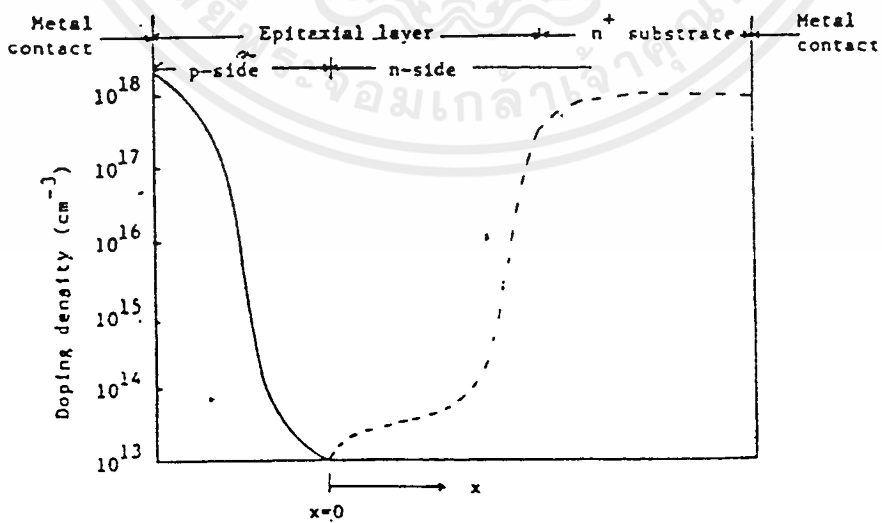
รูปที่ 4.8 แสดงการเปรียบเทียบลักษณะทางศักดาและกระแสของ Gunn diode , Impatt diode , Tunnel diode

4.1.2 วาแรคเตอร์ไดโอด (Varactor diode)

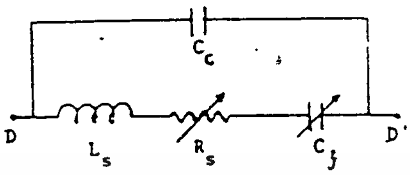
Varactor diode ที่ใช้งานย่านความถี่ไมโครเวฟเป็น PN diode ที่มีพื้นที่ขนาดเล็ก ทำงานเป็น Nonlinear Capacitance ในลักษณะ Reverse bias ขนาดของพื้นที่ junction ประมาณ 10^{-5} - 10^{-4} cm^2 โครงสร้างภายใน, ความหนาแน่นของการ Doping และวงจรสมมูลย์ของ Varactor diode แสดงไว้ในรูปที่ 4.9, 4.10 และ 4.11 ตามลำดับ



รูปที่ 4.9 แสดงโครงสร้างภายในของ Varactor diode



รูปที่ 4.10 แสดงความหนาแน่นของการ Doping ของ Varactor diode



รูปที่ 4.11 วงจรสมมูลย์ของ Varactor diode

จากรูปที่ 4.10 จะสังเกตเห็นว่า Doping บริเวณที่ใกล้กับ contact จะสูงมาก เพื่อลดความต้านทาน R_s ที่เราไม่ต้องการ(จะมีค่ามากถ้าพื้นที่ที่ไม่เป็น Depletion regionมาก) ความต้านทาน R_s จะต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุรอยต่อ C_j (junction capacitance) ส่วนตัวเหนี่ยวนำ L_s และตัวเก็บประจุขนาน C_c มีค่ามากน้อยขึ้นอยู่กับหน้าคอนแทค และ cartridge capacitance

L_s มีค่าโดยประมาณ 0.3 nH

C_c มีค่าโดยประมาณ 0.3 pF

สำหรับค่า R_s และ C_j จะเปลี่ยนแปลงตามไบอัสจากภายนอกและการเปลี่ยนแปลงความกว้างของ Depletion region บทบาทสำคัญของVaractor diode คือ การทำงานเป็น Nonlinear capacitance ดังนั้นค่ารีแอคแตนซ์ $1/wC_j$ จะต้องมากกว่า R_s ที่ความต้องการใช้งานสูงสุด เพื่อให้แน่ใจว่าเราสามารถตัด R_s ทิ้งได้ในการคำนวณและ Varactor diode สามารถทำตัวเป็น Voltage-variable capacitance ได้อย่างสมบูรณ์

คุณสมบัติบางประการที่ R_s มีส่วนเกี่ยวข้อง

(1) คุณสมบัติทางสถิตย์

(1.1) cut off frequency ของ Varactor เมื่อให้ reverse bias

$$f_{cv} = 1/2\pi R_s C_{jv}$$

เมื่อ C_{jv} คือ junction capaacitance ที่ศักดา v

R_s คือ series resistance

(1.2) Quality Factor [Q_v] ที่ความถี่ f ของ Varactor เมื่อให้ไบอัส v

$$Q_v = f_{cv} / f$$

(2) คุณสมบัติทางจลน์

เมื่อ Varactorถูกใช้งานใน Harmonic generator คุณสมบัติทางจลน์ของมันจะต้องนำมาคิดด้วย

(2.1) Dynamic cutoff frequency

$$f_c = 1/2\pi R_s \, [1/C_{j,min} - 1/C_{jo}]$$

เมื่อ $C_{j,min}$ คือ junction capacitance ที่ reverse bias ใกล้กับ Breakdown ของมันมาก

C_{jo} คือ junction capacitance เมื่อเกือบจะไม่มีไบอัส หรือไบอัสเป็น 0

(2.2) Dynamic quality factor

$$Q = S_1/wR_s = \Gamma f_{cv}/f$$

เมื่อ S_1 เป็น First fourier componentของtime-dependent elastance (การเปลี่ยนไปเปลี่ยนมาของความจุ) โดย $0.17 < \Gamma < 0.25$

โดยคุณสมบัติที่ความจุเปลี่ยนตามศักดาที่ป้อนให้ Varactor diode จึงสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในด้าน...

1.การจูน เราทราบว่าใน Tank cct. ถ้าค่าความจุเปลี่ยนแปลงจะทำให้ Resonance frequency เปลี่ยนแปลงด้วย การใช้งานในลักษณะนี้ Varactor จะมีช่วง capacitance range ประมาณ 5:1 ถึง 10:1

2.วงจร switching หรือ มอดดูเลทสัญญาณไมโครเวฟ เมื่อไบอัสเปลี่ยน-แปลงเป็นผลให้ reactanceของไดโอดเปลี่ยนไป ถ้าไดโอดถูกบรรจุบน Transmission line ของไมโครเวฟจะทำให้ attenuation เปลี่ยนไปด้วย ทำให้แอมปลิจูดของสัญญาณเปลี่ยนตาม นั่นคือ Amplitude modulation โดยให้ modulaating signal เข้าที่ Varactor diode

3.โดยคุณสมบัติ Nonlinear reactance จึงทำให้เกิดฮาโมนิคส์ของสัญญาณไมโครเวฟที่ให้เข้าไป ซึ่งขบวนการนี้ถ้าใช้ Varactor diode จะเป็นขบวนการที่มีประสิทธิภาพสูงมาก ขบวนการนี้เรียกว่า "Harmonic Generator"

สำหรับ Varactor diode ที่ใช้ใน Gunnplexer เป็นการประยุกต์ตามข้อที่ 1 โดยเราให้ modulating signal เข้าที่ขั้วของไดโอด ซึ่งตัวไดโอดถูกติดตั้งไว้ใน rectangular cavity ที่เปรียบเสมือน Tank cct.ทางไมโครเวฟ เมื่อค่าความจุของ Varactor แปรตาม modulating signal จะทำให้ความถี่รีโซแนนซ์ของTank cct. เปลี่ยนแปลงตาม นั่นคือเราจะได้ Frequency modulation

4.1.3 Rectangular cavity

เปรียบเสมือนวงจรรีโซแนนซ์ทางอิเลคทรอนิคส์ แตกต่างกันที่องค์ประกอบของวงจรเกิดจากผนังทั้ง 6 ด้านและปริมาตรของ cavity สำหรับหน้าที่การทำงานนั้นเหมือนกันคือจะให้ความถี่รีโซแนนซ์เพียงความถี่เดียว

สูตรสำหรับคำนวณความถี่การรีโซแนนซ์ของRectangular cavityที่ว่างเปล่าและปิดทึบมีดังนี้

$$f_r = (1/2\sqrt{\mu\epsilon})\sqrt{(m/a)^2+(n/b)^2+(p/d)^2}$$

เมื่อ μ (Permeability) $= \mu_o \mu_r$

โดยที่ $\mu_o = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m

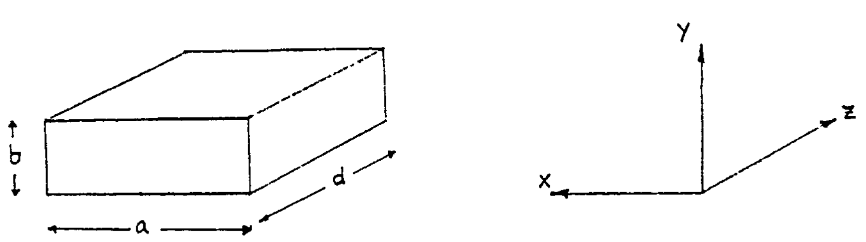
μ_r = Relative Permeability ของGunnplexer ซึ่งทำจากอลูมิเนียมใช้ค่า $\mu_r = 1$

และ ϵ (dielectric constant) $= \epsilon_o \epsilon_r$

โดยที่ $\epsilon_o = 8.85 \times 10^{-12}$ F/m

ϵ_r = Relative dielectric constant

สำหรับค่า a,b,c ดูได้จากรูปที่ 4.12 ส่วนค่าของ m,n,p เป็นค่าจาก TE_{mnp} Mode ซึ่งเป็นค่าที่บอกลักษณะการวางตัวของสนามไฟฟ้าใน cavity สำหรับGunnplexer อยู่ในโหมด TE_{202}คือ m=2,n=0,p=2 จากการคำนวณเราจะได้ค่า f_r ของGunnplexer ประมาณ 10 GHz เมื่อย้อนกลับไปดูรูปที่ 4.3 จะเห็น Tunnerซึ่งเป็นสกรู การปรับสกรูทำให้ปริมาตรของ cavityเปลี่ยนไป นั่นคือทำให้ความถี่รีโซแนนซ์เปลี่ยนไปด้วย(ถ้าลดปริมาตร f_r จะเพิ่ม,ถ้าเพิ่มปริมาตร f_r จะลด) ส่วน Iris เป็นช่องเปิดให้คลื่นผ่านเข้าสู่ส่วนถัดไป Iris Hole นี้มีผลต่อ f_r เช่นกัน แต่เป็นเพียงเล็กน้อย วาแรคเตอร์ไดโอดที่ติดตั้งร่วมกับกันน์ไดโอดนั้นทำตัวเป็นองค์ประกอบหนึ่งของวงจรรีโซแนนซ์ที่ปรับค่าได้ ดังนั้นเราจึงสามารถปรับความถี่ได้สองวิธีคือ การปรับทางกลที่สกรู และการปรับทางอิเลคทรอนิคส์ที่วาแรคเตอร์



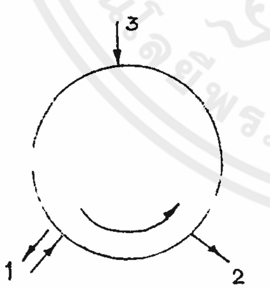
รูปที่ 4.12 รูปประกอบการคำนวณความถี่รีโซแนนซ์ของ Rectangular cavity

4.2) <u>ส่วนที่ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณ IF</u>

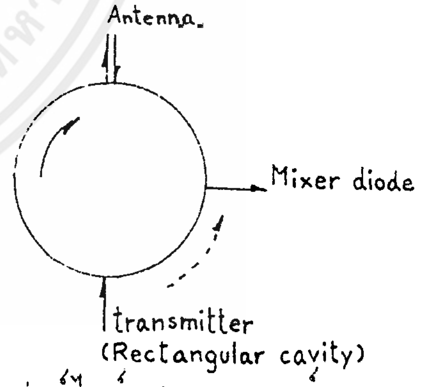
ส่วนนี้ประกอบไปด้วย Ferite circulator,Mixer diodeซึ่งติดตั้งอยู่ในตัวเวฟไกด์ โดยที่ Ferite circulatorเป็นวงจรไฮบริดจ์นำคลื่นที่ส่งเข้ามาไปให้กับ Mixer diode และนำคลื่นที่จะส่งออกไปผ่านไปเข้าเสาอากาศโดยจะมีการสูญเสียไปในทิศทางอื่นน้อยมาก Mixer diodeทำหน้าที่แปลงความถี่คลื่นที่รับเข้ามาให้ต่ำลงโดยอาศัยคุณสมบัติความไม่เป็นลิเนียร์ของตัวมัน ผลของการแปลงความถี่จะได้ความถี่ $IF = \left| F_{รับ} - F_{ส่ง} \right|$ ซึ่งจะเป็นสัญญาณปรากฏที่ขั้วของมิกเซอร์ไดโอด จะเห็นว่าความถี่IF ได้จากการบีทกันของคลื่นที่รับกับคลื่นที่ส่ง(คลื่นที่ส่งได้จากการทำงานที่ไม่สมบูรณ์ของเฟอร์ไรท์เซอคูเลเตอร์จึงมีคลื่นส่งรั่วผิดทิศทางมาเข้ามิกเซอร์ไดโอด)

4.2.1 เฟอร์ไรท์เซอคูเลเตอร์ (Ferite circulator)

เป็นอุปกรณ์ไฮบริดจ์ในย่านไมโครเวฟเช่นเดียวกับเมจิกที(magic T)ในรูปที่ 4.13เป็นรูปที่แสดงการทำงานเบื้องต้นของเฟอร์ไรท์เซอคูลเตอร์หมายเลข1,2,3 แสดงตัวเป็นพอร์ทเครื่องหมายลูกศรแสดงทิศทางการส่งผ่านแบบ One-Way Sequential Transmission ถ้าสมมติให้พอร์ท1เป็นอินพุท-เอาท์พุทพอร์ท ส่วนพอร์ท 2เป็นเอาท์พุทพอร์ท และพอร์ท 3 เป็นอินพุทพอร์ท จะได้ว่าสัญญาณจากพอร์ท 3 จะผ่านไปยังพอร์ท 1(ตามทิศทางการหมุน) โดยไม่ผ่านไปพอร์ท 2 ส่วนสัญญาณเข้าทางพอร์ท 1จะผ่านไปพอร์ท 2 โดยไม่เลยไปพอร์ท 3 (ตามทิศทางการหมุน)



รูปที่ 4.13 แสดงการทำงานของเฟอร์ไรท์เซอคูเลเตอร์

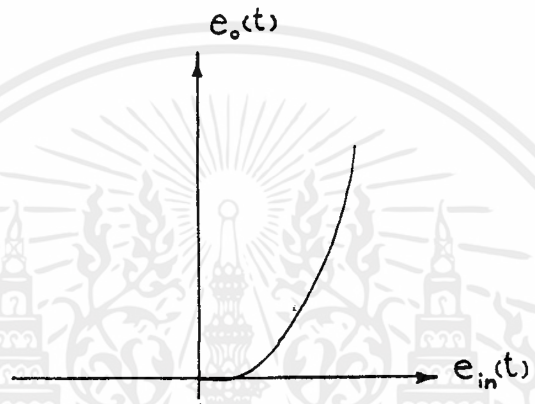


รูปที่ 4.14 เฟอร์ไรท์เซอคูเลเตอร์ในกันน์เพล็กเซอร์

สำหรับการทำงานของFerite circulator ใน Gunnplexer เป็นไปตามรูปที่ 4.14 Antenna เป็นอินพุทพอร์ทคลื่นที่รับเข้ามาจะผ่านไปที่ Mixer diode ซึ่งถือว่าเป็นเอาท์พุทพอร์ท ส่วนคลื่นที่จะส่งออกไปจะเข้ามาทางพอร์ท Transmitter แล้วผ่านไปที่ antenna แต่จะมีบางส่วนรั่วไปที่ Mixer diode ตามลูกศรเส้นประ ซึ่งเป็นเพียงสัญญาณระดับต่ำ (สัญญาณส่วนนี้จะเป็นประโยชน์กับการทำงานของ Mixer diode)

4.2.2 มิกเซอร์ไดโอด (Mixer diode)

มิกุ่เซอร์ไดโอดที่ใช้ใน Gunnplexer เป็นไดโอดที่ใช้งานในย่านความถี่ไมโครเวฟ เราทราบดีแล้วว่าไดโอดเป็นอุปกรณ์ประเภทนอนลิเนียร์ซึ่งประกอบไปด้วย Gradual และ Picewise nonlinearity ทำให้มี เทอร์มินอลคาแรคเทอรีสติค (Terminal Characteristic) เป็นดังรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.15 Terminal Characteristic

และมีสมการเอาท์พุททีอยู่ในรูปเพาเวอร์ซีรีส์ดังนี้

$$e_o(t) = k_1 e_{in}(t) + k_2 e^2_{in}(t) + k_3 e^3_{in}(t) + \ldots + k_n e^n_{in}(t)$$

ถ้าสนใจเฉพาะ 2 เทอมแรกจะได้

$$e_o(t) = k_1 e_{in}(t) + k_2 e^2_{in}(t)$$

ถ้าให้คลื่นที่รับเข้ามาเป็น

$$e_R(t) = E_R \cos W_R t$$

และคลื่นที่ส่งออกไปเป็น

$$e_T(t) = E_T \cos W_T t$$ (เป็นคลื่นที่รั่วผ่าน Ferite circulator มา)

จะได้ว่า

$$e_{in}(t) = E_R \cos W_R t + E_T \cos W_T t$$

และ

$$\begin{aligned} e_o(t) &= k_1(E_R \cos W_R t + E_T \cos W_T t) + k_2(E_R \cos W_R t + E_T \cos W_T t)^2 \\ &= k_1 E_R \cos W_R t + k_1 E_T \cos W_T t + k_2 E^2_R \cos^2 W_R t + k_2 E^2_T \cos^2 W_T t + \\ &\quad \underline{2k_2 E_T E_R \cos W_R t \cos W_T t} \end{aligned}$$

จากสมการทางตรีโกณมิติ

$$\cos^2 A = \cos 2A + 1$$

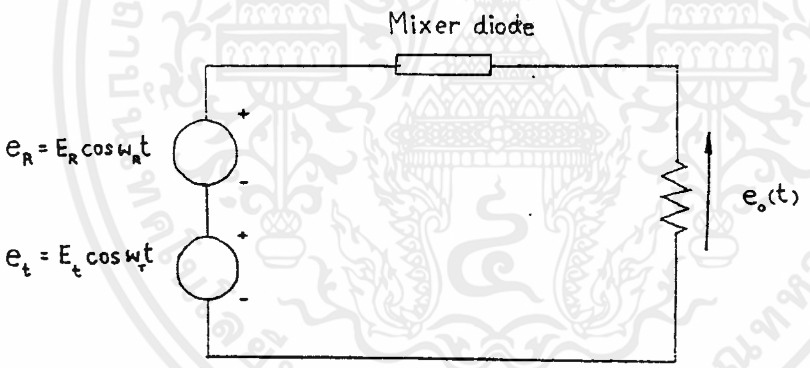
$$2\cos A\cos B = \cos(A+B) + \cos(A-B)$$

จะเห็นว่าเทอม $\underline{2k_2E_RE_T\cos W_Rt\cos W_Tt}$ เป็นเทอมที่มีความถี่ต่ำ

เพราะฉะนั้น

$$2k_2E_RE_T\cos W_Rt\cos W_Tt = 2k_2E_RE_T[\cos(W_R+W_T)t + \cos(W_R-W_T)t]$$

เทอม $2k_2E_RE_T\cos(W_R-W_T)t$ คือเทอมที่บอกถึงความสามารถในการแปลงความถี่ให้ต่ำลงของMixer diode และเทอมนี้เองที่สามารถผ่านออกมาที่ขั้วของตัวไดโอดได้ ส่วนเทอมอื่นๆเป็นเทอมความถี่สูงในย่านไมโครเวฟไม่สมารถคัปปลิ้งออกมาได้



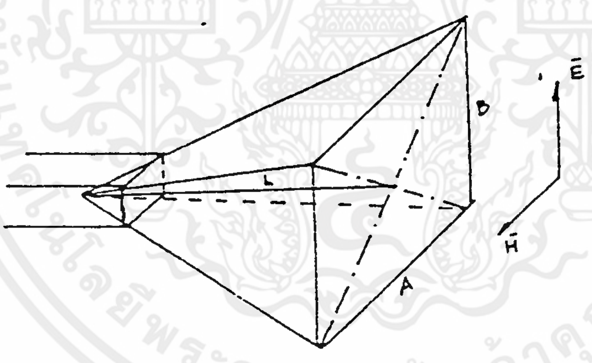
รูปที่ 4.16 แสดงการทำงานของ Mixer diode

4.8) <u>Horn Antenna</u>

Horn Antennaที่ใช้กับกันน์เพล็กเซอร์เป็นแบบ Pyramidal Horn มีลักษณะแสดงดังรูปที่ 4.1 และ 4.17 ปีรามิดัลฮอร์นเป็นเสาอากาศแบบฮอร์นที่ใช้กันอย่างแพร่หลายในย่านความถี่ไมโครเวฟ สามารถออกแบบให้มีอัตราขยายและ Beamwidthได้ตามต้องการ โดยเฉพาะ Beamwidth สามารถกำหนดได้ตั้งแต่ E-plane และ H-plane สูตรสำหรับคำนวณคุณสมบัติต่างๆแสดงไว้ในตารางข้างล่าง

Dimension Parameter	Half Power Beamwidth	Gain in dB
$A = \sqrt{3L\lambda}$	E-plane = $53^\circ/(B/\lambda)$	$10\log[0.5(4\pi AB/\lambda^2)]$ หรือ
$B = 0.81A$	H-plane = $80^\circ/(A/\lambda)$	$10\log[(18.3)L/\lambda]$

λ คือ ความยาวคลื่น(เมตร)



รูปที่ 4.17 แสดงลักษณะของ Pyramidal Horn

สำหรับฮอร์นที่ใช้กับกันน์เพล็กเซอร์มีผลการคำนวณดังนี้

$A = 0.092$ เมตร

$B = 0.074$ เมตร

$L = 0.104$ เมตร

$\lambda = 0.03$ เมตร

$$\text{Gain in dB} = 10\log\left(\frac{0.54\pi AB}{\lambda^2}\right) = 16.76 \text{ dB}$$

Beam width in E-plane = 20.96 dB

Beam width in H-plane = 25.45 dB

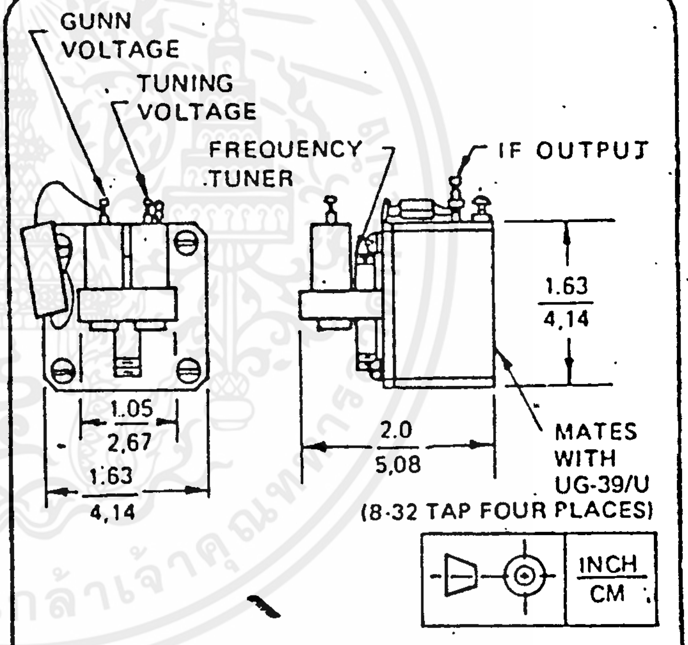
MA-87127-ELECTRICAL SPECIFICATIONS

RF Center Frequency	10.150 GHz[1]
Tuning	
Mechanical	±100 MHz
Electronic	60 MHz Min.
Linearity	1 to 40%
Frequency Stability	−350 kHz/°C Max.
RF Power vs. Temperature and tuning voltage	6 dB Max.
Frequency Pushing	15 MHz/V Max.
Input Requirements	
DC Gunn Voltage Range	+8.0 to +10.0 VDC[2]
Maximum operating current	500 mA
Tuning Voltage	+1 to +20 Volts
Noise Figure[3]	<12 dB
RF Output Power[1]	

Model	P out (mW)	
MA-87127-1	10 Min.	15 Typ.
MA-87127-2	20 Min.	25 Typ.
MA-87127-3	35 Min.	40 Typ.

NOTES: 1. Tuning voltage set at 4.0 volts.
2. Operating voltage specified within this range on each unit.
3. 1.5 dB IF NF at 30 MHz.

OUTLINE DRAWING



Operating Temperature −30° to +70°C

รูปที่ 4.18 แสดงข้อมูลต่างๆของ Gunnplexer

ซึ่งการนำGunnplexerมาประยุกต์ใช้ในการส่งสัญญาณโทรทัศน์นั้นเกิดจากแนวความคิดในเรื่องของทฤษฎี FM demodulation เพราะตามปกติแล้วการดีเทคสัญญาณโทรทัศน์-เป็นแบบ AM demodulation แต่โดยทฤษฎีการdemodulationแบบ FM ทำให้ทราบว่าการดีเทคแบบAMในโทรทัศน์สามารถดีเทคสัญญาณFMได้ด้วย ซึ่งจะกล่าวให้ทราบอย่างคร่าวๆดังนี้

การดีเทคสัญญาณ FM ของโทรทัศน์

ตามปกติแล้วสัญญาณ RF ของโทรทัศน์ซึ่งอยู่ในย่าน VHF-UHF จะเป็นการมอดดูเลทแบบ Amplitude modulation ทำให้เกิดปัญหาว่าทำไมโทรทัศน์จึงสามารถดีเทคสัญญาณ FM จาก mixer diodeของGunnplexerได้ ทั้งๆที่สัญญาณIFนี้อยู่ในลักษณะการมอดดูเลชั่นมาแบบ Frequency modulation แสดงว่าจะต้องมีความสัมพันธ์บางอย่างระหว่างการ demodulation แบบ FM และ AM

-<u>ทฤษฎีการ demodulation ของ FM หรือดีเทค FM</u>

การดีเทคสัญญาณ FM อาศัยอุปกรณ์ที่เปลี่ยนการเปลี่ยนแปลงทางความถี่ให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทางศักดาแทน ดังนั้นวงจรสำหรับดีเทค FM หรือชื่ออีกอย่างหนึ่งเรียกว่า "Frequency discriminator" จากสมการทั่วไปของ FM เราได้ว่า

$$\phi_{FM}(t) = A\cos[w_c t+k_f\int_0^t f(t)dt]$$

ทำการ differentiateจะได้

$$d\phi_{FM}/dt = A[w_c+k_f f(t)]\sin[w_c t+k_f\int_0^t f(t)dt]$$

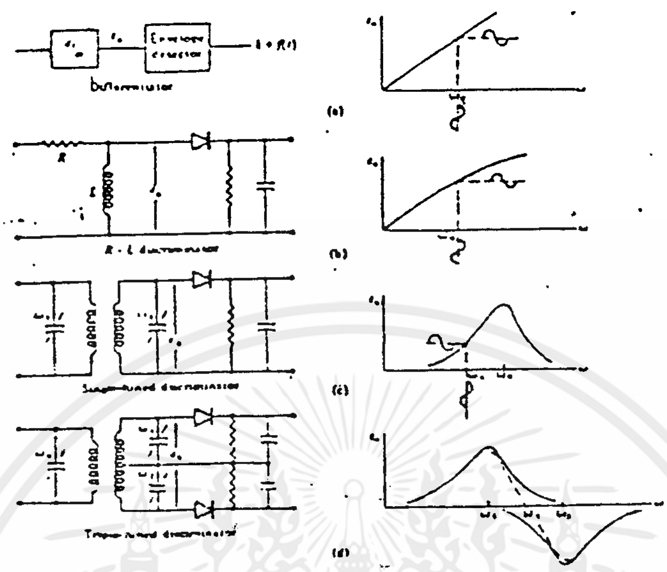
จากสมการข้างต้นจะเห็นว่าการผ่านสัญญาณFMไปในวงจรdifferentiatorจะได้-สัญญาณที่มีทั้ง amplitude และ frequencyที่เปลี่ยนแปลงตามข้อมูล f(t) หลังจากนั้น-ถ้านำสัญญาณนี้ไปผ่าน Envelope detectorซึ่งเป็นการดีเทคแบบAM ก็จะได้ f(t) ออกมา วงจรIdeal differentiatorจะมี frequency characteristic ดังแสดงได้ในรูปที่ 4.19 โดยที่

-รูปที่ 4.19(a) มีทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่น $H(jw) = jw$

-รูปที่ 4.19(b) เป็นการใช้วงจร RL แทน differentiator อย่างง่ายๆโดยมีทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นเป็น $H(jw) = jwL/(R+jwL) \approx jwL$

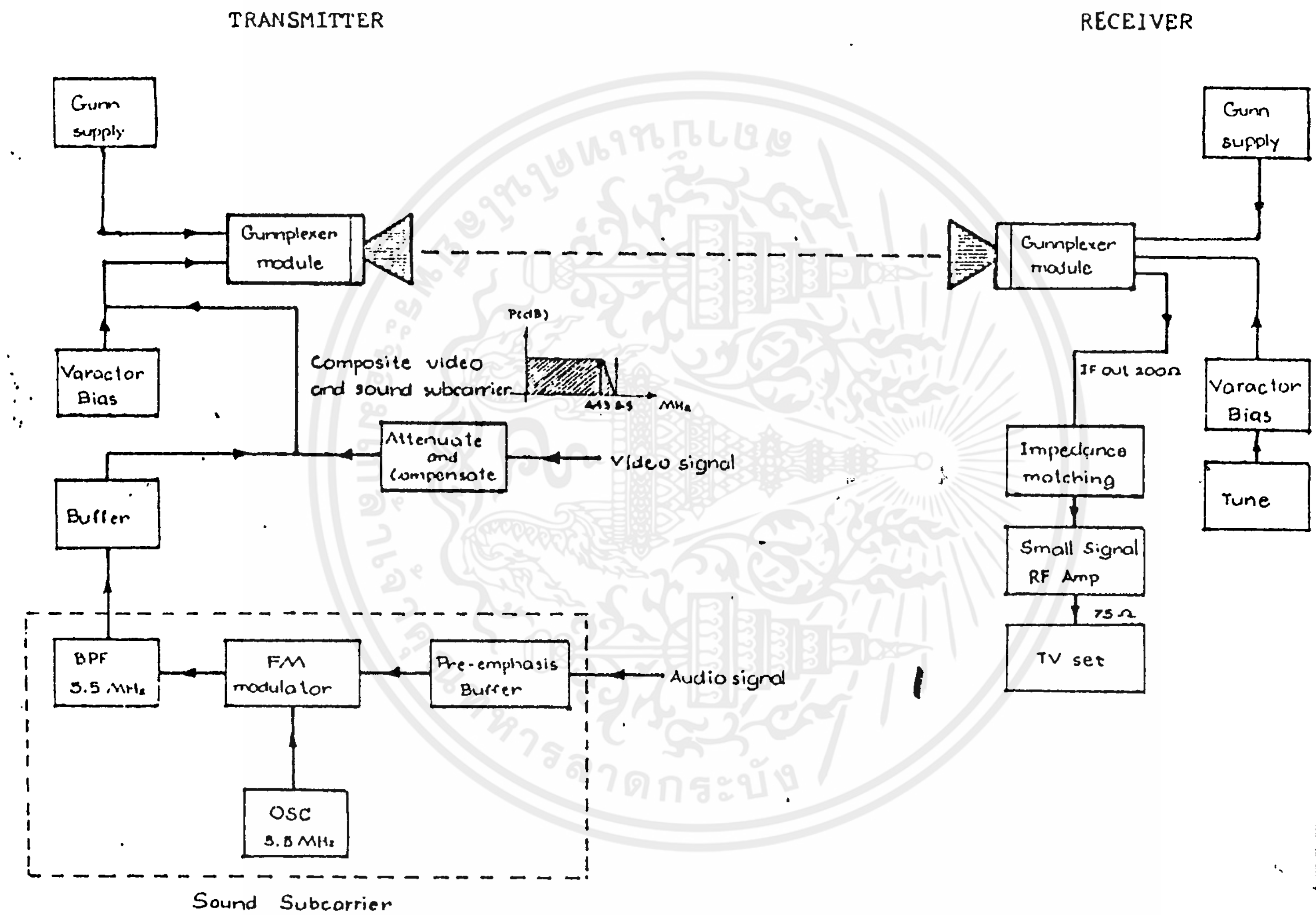
-รูปที่ 4.19(c) เป็นการใช้ slope ของผลตอบสนองวงจร Tank Tune แทนdiffer-entiator

-รูปที่ 4.19(d) เป็นการประยุกต์ผลรวมของวงจรTune 2 วงจร เพื่อให้ได้ linear-slope มากที่สุด วงจรนี้มีผลตอบสนองดีกว่าวงจรอื่น หรือ เรียกได้อีกอย่างหนึ่งว่า "Balanced frequency discriminator" คือถ้ามีแต่สัญญาณพาหะเข้ามาเอาท์พุทของวงจรจะเป็นศูนย์



รูปที่ 4.19 รูป FM demodulation โดยใช้วงจร discriminator

จากทฤษฎีdemodulationของFM เป็นการยืนยันว่า ถ้าวงจรภาคดีเทคของโทรทัศน์มีองค์ประกอบของ differentiatorอยู่ โทรทัศน์จะสามารถดีเทคสัญญาณFMได้ด้วย เราแน่ใจได้ว่าปกติแล้ววงจรภาค front endของโทรทัศน์จะต้องประกอบไปด้วยTank tune circuit ในลักษณะรูปที่ 4.19(c)หรือ(d)ซึ่งมีองค์ประกอบของdifferentiatorด้วย ส่วนการดีเทคแบบAM หรือ Envelope detectนั้นโทรทัศน์มีอยู่แล้วตามปกติ และเป็นที่น่าสังเกตุว่าจากสมการส่วนที่นำไปใช้งาน คือส่วนที่amplitudeแปรผันกับ f(t)และตามปกติแล้ว side bandเหล่านั้น แสดงว่าประสิทธิภาพของการดีเทคแบบ FMจะต่ำกว่าการดีเทคแบบ AM



รูปที่ 4.20 Diagram แสดงการนำGunnplexerมาใช้ในการส่งสัญญาณโทรทัศน์

บทที่ 5

วงจรทดลองและผลการทดลอง

วงจรทดลอง

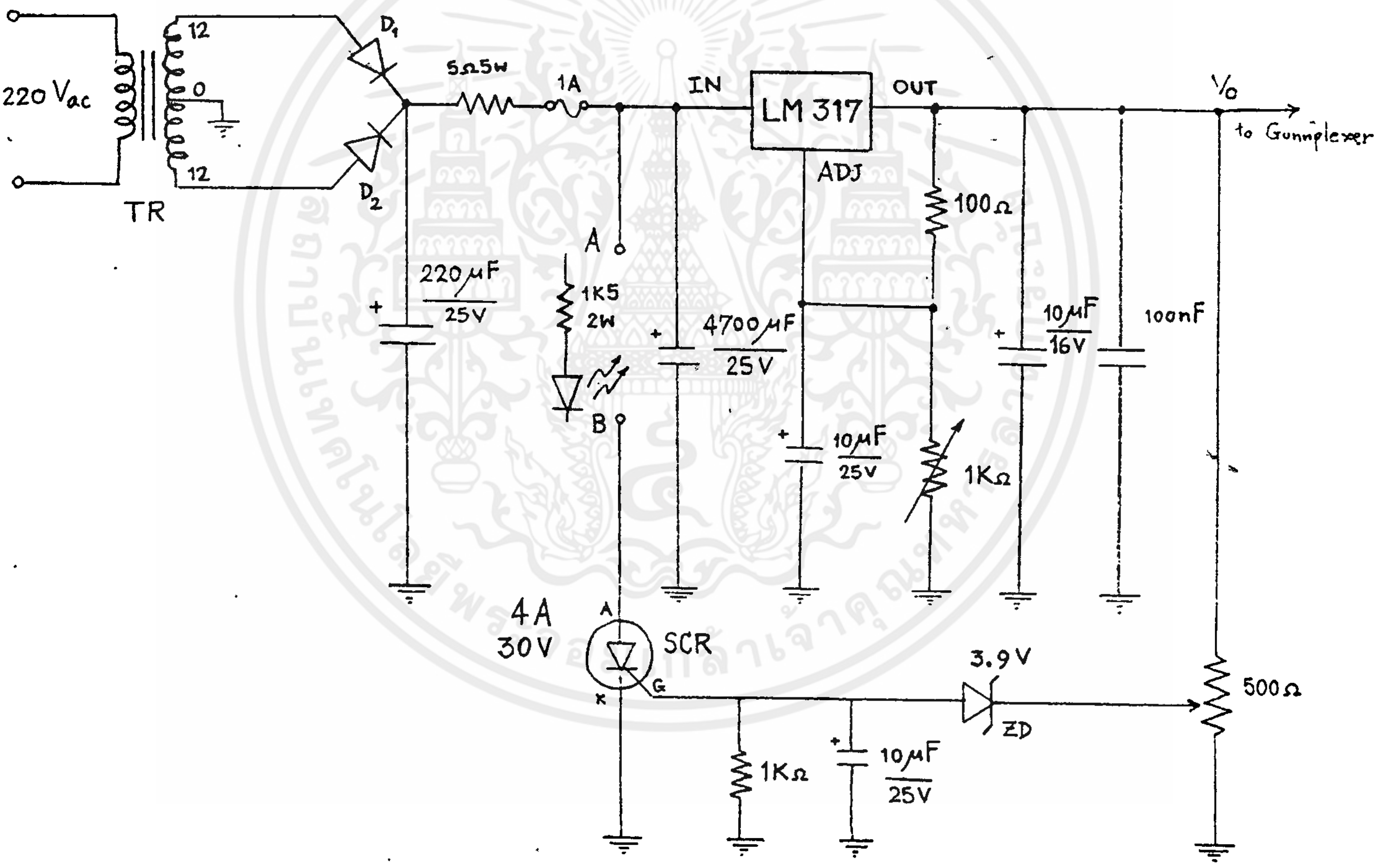
5.1 ส่วนของแหล่งจ่ายศักดาไฟฟ้าคงที่สำหรับGunnplexer (Gunn Supply)

เนื่องจากGunnplexerเป็นอุปกรณ์ทางไมโครเวฟที่ใช้ผลิตสัญญาณพาหะที่มีความถี่ในย่านความถี่ไมโครเวฟ(oscillator) โดยอาศัยคุณสมบัติพิเศษของGunn diodeเป็นหลัก ซึ่งGunnplexerต้องการศักดาไฟเลี้ยงประมาณ 8 ถึง 10 โวลท์ ถ้าเกินกว่านี้อุปกรณ์ชุดที่มีชื่อว่าGunnplexerจะพัง ซึ่งค่อนข้างจะสร้างความเสียหายมากในด้าน ราคาที่แพง และความยุ่งยากในการหาซื้อ เพราะฉะนั้นในปริญญานิพนธ์จึงสร้างแหล่งจ่ายศักดาไฟฟ้าคงที่โดยตั้งค่าvoltageไว้ที่ 8 โวลท์ โดยมีรูปร่างของวงจรทดลองดังรูปที่ 5.1

*** หลักการทำงานของวงจร Gunn supply ***

เมื่อเสียบปลั๊กไฟ ไฟ 220 V_{ac} จะเข้าที่ส่วนซ้ายสุดของวงจร หม้อแปลงไฟฟ้าชนิด center-tapก็จะแปลงไฟลงมาเป็น 12-0-12 V_{ac} แล้วผ่าน Half wave rectifier โดยใช้ไดโอด 2 ตัวทำให้ได้ไฟตรงประมาณ 17 โวลท์ จากนั้นผ่าน C(220μF/25V)เป็นตัวกรอง(filter)แล้วจึงมาเข้าที่ขา Inputของตัวregulator(ใช้ LM317)ซึ่งก่อนหน้านี้มี C(4700μF/25V)เป็น C filter inputของregulator แล้วจึงทำการปรับ V_R ตัวที่มีค่า 1 kΩ ให้ได้โวลท์ที่ขาเอาท์พุทของLM317 ประมาณ 8 โวลท์ เมื่อปรับได้แล้วก็ต่อส่วนของวงจรป้องกัน(protect)ซึ่งใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่มีชื่อเรียกว่า "SCR"

จากนั้นทำการปรับที่ V_R 500 ทางเอาท์พุท แล้วสังเกตุว่าLEDที่ต่อระหว่างพอร์ท A และB ติดหรือไม่ เมื่อLEDติดก็หยุดปรับV_R 500Ω แสดงว่าที่เอาท์พุทมีค่าvoltageเท่ากับ 8 โวลท์ เสร็จแล้วนำLEDออกจากวงจรส่วนป้องกัน ส่วนของวงจรป้องกันนี้ก็จะสามารถป้องกันมิให้voltage ที่เอาท์พุทเกิน 8 โวลท์โดยถ้าเกิน 8 โวลท์ SCRจะมีกระแสมากระตุ้นที่ขาเกท(gate)ของSCR SCRก็จะทำงาน ทำให้กระแสที่จะผ่านregulatorทั้งหมดผ่านลง-มาทางขาอาโนดของSCRแล้วลงกราวนด์ ซึ่งจะทำให้ฟิวส์ 1 แอมป์นั้นขาดก่อน(เพราะกระแสเกิน 1 แอมป์) ทำให้วงจรถูกตัดออกจากทางอินพุทได้ การใช้วงจรป้องกันที่ใช้SCRแบบนี้มีชื่อเรียกว่าวงจร"Crowbar protection"



รูปที่ 5.1 วงจรแหล่งจ่ายศักดาไฟฟ้าคงที่(Gunn supply) 8 โวลท์

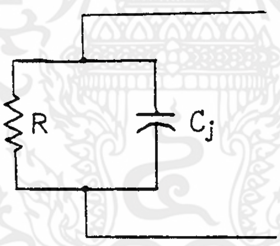
5.2 วงจร impedance matching 200Ω to 75Ω

เนื่องจากในการทำงานที่มีความถี่สูงนั้นอาจทำให้เกิดการ mismatch ได้ ซึ่งจะเป็นผลให้กำลังงานสูญเสียไป เพราะการสะท้อนกลับของสัญญาณ และอาจก่อให้เกิดความเสียหายขึ้นได้ในวงจรที่มีกำลังสูงๆ เช่นเดียวกับมิกเซอร์ไดโอดซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ค่อนข้างเปราะบาง อาจชำรุดเสียหายได้ถ้าเกิดการ mismatch ขณะที่สัญญาณแรงๆ

โดยความต้องการให้ couplingอิมพีแดนซ์ทุกภาคในตัวรับมีค่า 75Ω เพื่อสะดวกต่อการออกแบบสร้างและถูกต้องตามมาตรฐาน และเลี่ยงการเกิด mismatchดังกล่าว จึงจำเป็นที่จะต้องมีการ matchจาก200Ω ไปยัง 75Ω ให้กับมิกเซอร์ไดโอด(ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ประมาณ 200Ω)

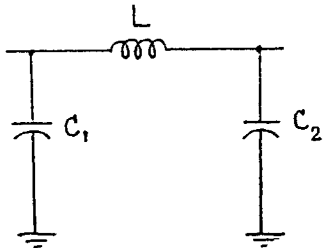
การคำนวณ Impedance matching 200Ω to 75Ω

โดยที่เราไม่ทราบค่าอิมพีแดนซ์ที่แท้จริงของ mixer diode ทราบแต่เพียงว่าเทอมค่าจริงมีค่า 200Ω ตามปกติแล้วลักษณะอิมพีแดนซ์ของไดโอดจะประกอบด้วย R ต่อขนานกับ C ดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 ลักษณะอิมพีแดนซ์ของไดโอด

C_j เป็น junction capacitance , R เป็นความต้านทานที่มีค่า 200Ω การออกแบบmatching จึงต้องคำนึงถึงตัวที่เราไม่ทราบค่าคือ C_j ด้วย(โดยประมาณ 10pF) เราเลือก π-network matching ซึ่งมีลักษณะตามรูปที่ 5.3 เพื่อประโยชน์ในการปรับmatch ที่สมบูรณ์



รูปที่ 5.3 π-network matching ที่เลือกใช้

จากการวัดสเปคตรัมของสัญญาณIF เราพบว่าแบนด์วิดท์ที่มากที่สุดของFM ที่ส่งมาประมาณ 12 MHz ดังนั้นจะได้ค่า Q ของ matching network เป็น

$$Q = f_o/BW$$

เมื่อ f_o เป็นความถี่ของสัญญาณพาหะIF ประมาณ 50 MHz

BW = 12 MHz

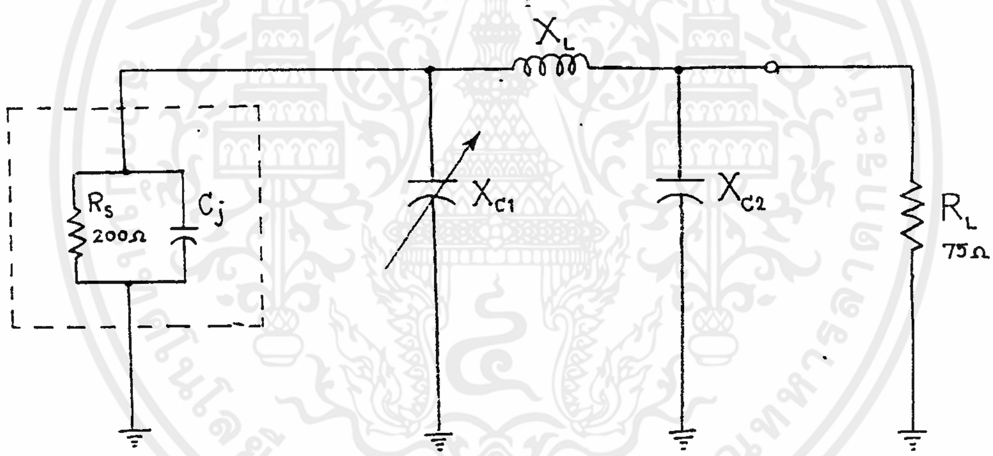
จะได้ Q = 4.167

เราเลือก Q = 4 เพื่อให้สัญญาณIF ผ่านได้หมดอย่างแน่นอน ในรูปที่ 5.4 แสดงวงจรที่ทดลองใช้ประกอบการคำนวณ ส่วนสูตรสำเร็จที่ใช้คำนวณมีดังนี้

$$X_{c1} = R_s/Q$$

$$X_{c2} = R_L\sqrt{(R_s/R_L)/[Q^2+1-(R_s/R_L)]}$$

$$X_L = [QR_s+(R_sR_L/X_{c2})]/(Q^2+1)$$



รูปที่ 5.4 วงจรทดลอง Impedance matching

ค่าของอุปกรณ์ที่ใช้คำนวณได้มีค่าดังนี้

X_{c1} = 50 Ω --------> C_1 = 58 pF

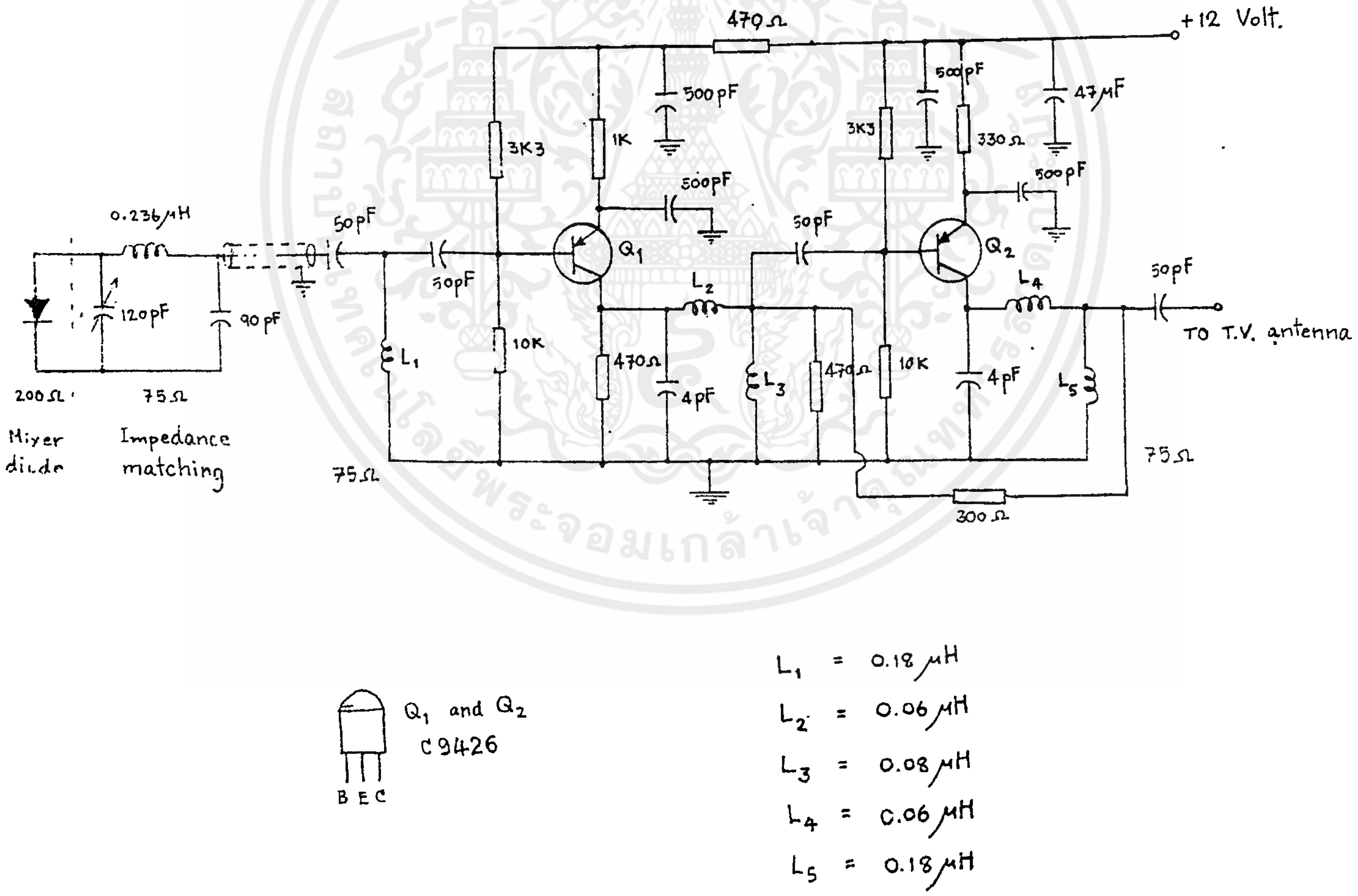
X_{c2} = 32.37Ω-------> C_2 = 90 pF

X_L = 74.34Ω-------> L = 0.236 μH

เราเลือกใช้ Trimmer ที่มีช่วงเปลี่ยนแปลงค่าcapacitanceประมาณ20-120 pF สำหรับC_1 ส่วนการติดตั้งmatching networkชุดนี้ทำโดยติดตั้งที่ขั้วของตัวมิกเซอร์ไดโอด แล้วต่อเอาท์พุทด้วยสายอากาศcoaxial 75Ω ไปยังอินพุทของRF Amplifier ซึ่งในการใช้งานจริงเราเพียงแต่ปรับค่าC_1 จนได้สัญญาณRF ที่แรงที่สุดหรือสามารถรับภาพและเสียงได้ชัดที่สุด ซึ่งก็คือจุดที่เกิดการmatchที่สมบูรณ์

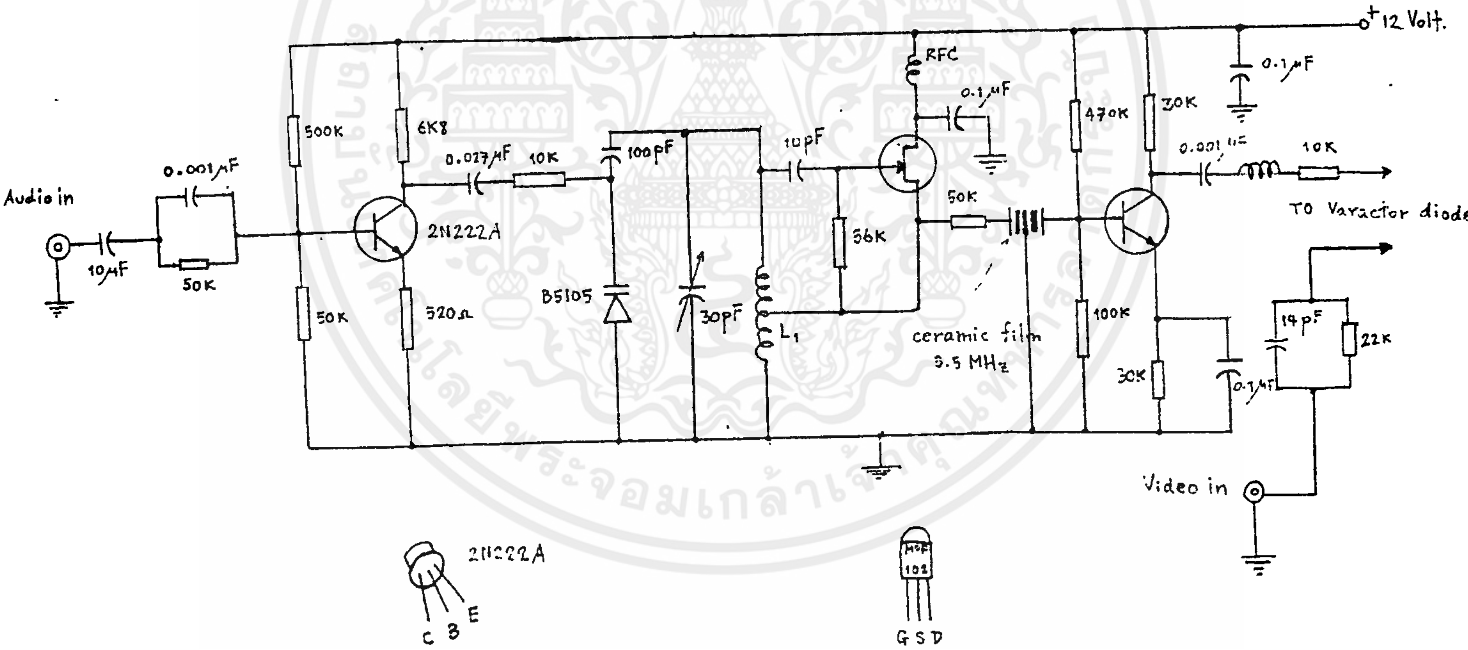
5.3 วงจร RF preamplifier

เป็นส่วนที่ทำหน้าที่ขยายสัญญาณขนาดต่ำๆทางด้านภาครับที่ได้มาจากมิกเซอร์ไดโอด ความถี่การทำงานอยู่ที่ประมาณ 50 MHz มีอัตราขยายประมาณ 24 dB ทางด้านเอาท์พุทได้ออกแบบmatchingให้สามารถต่อได้ทั้งสายทวินลีด 300Ω และสายโคแอคเชียล 75Ω



รูปที่ 5.5 วงจร RF preamplifier (อัตราขยาย 24 dB)

5.4 วงจร Sound subcarrier 5.5 MHz



รูปที่ 5.6 รูปวงจร Sound subcarrier 5.5 MHz

*** หลักการทำงาน ***

แบ่งเป็นสามส่วนใหญ่ๆด้วยกัน คือ

1.ส่วนแรกที่ทำหน้าที่เป็นส่วนชดเชยคุณภาพของเสียงทางความถี่สูง ซึ่งเรียกว่าส่วนของ Pre-emphasis โดยมีค่า RC time constant มาตรฐานเท่ากับ 50 μSec ผ่านวงจรขยายแบบคอมมอนอีมิตเตอร์ที่มีอัตราขยายประมาณ 8.2 เท่า เพื่อส่งต่อไปยังวาแรคเตอร์ไดโอดทำการมอดดูเลทแบบ FM ต่อไป

2.ส่วนของออสซิเลเตอร์(Oscillator)เป็นแบบ Hardley oscillatorซึ่งเกิดการออสซิเลทโดยการป้อนกลับแบบบวกที่มี Loop gain ประมาณ 1 เท่าหรือมากกว่าเล็กน้อย ค่าความถี่ของการออสซิเลทคำนวณได้จาก

$$f = 1/2\pi\sqrt{LC}$$

โดยที่ $L = L_1 L_3$ และ C เป็นค่า capacitanceรวมของวาแรคเตอร์ไดโอด และมี Trimmer 30 pF และ 100 pF

ส่วนการมอดดูเลททางความถี่เกิดได้จากการเปลี่ยนแปลงค่าcapacitanceของวาแรคเตอร์ไดโอดเนื่องจากศักดาที่ตกคร่อมตัวมันเปลี่ยนตามสัญญาณเสียงที่เข้ามามอดดูเลท และการที่เลือกใช้ FET ในส่วนนี้เพราะว่ามันเป็นอุปกรณ์แอคทีฟที่ทำงานที่ความถี่สูงๆได้ดี และยังง่ายต่อการให้ไบอัส อีกทั้งมีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์สูงด้วย

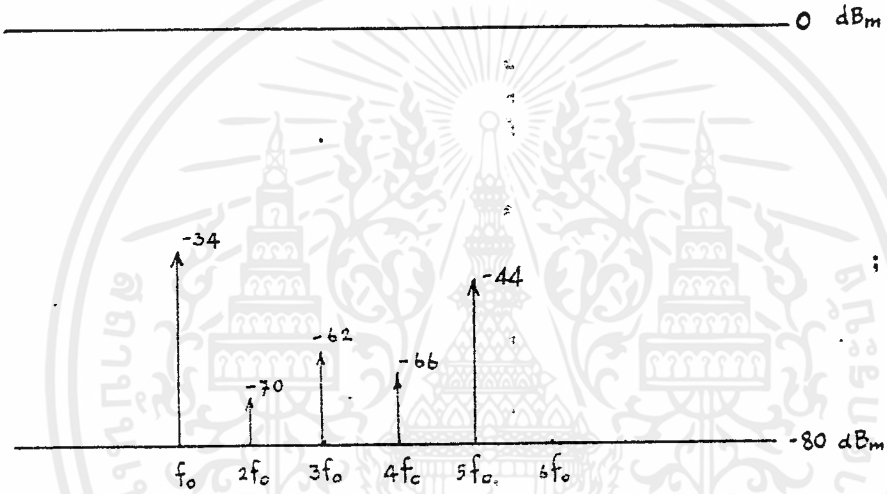
3.ส่วนบัฟเฟอร์(Buffer)ทำงานเป็นกันชนสำหรับส่วนต่อไป โดยที่อินพุทของบัฟเฟอร์จะมีเซรามิคฟิลเตอร์ 5.5 MHz เป็น BPF(Bandpass filter)เลือกเฉพาะความถี่ที่ต้องการออกไปใช้งานเท่านั้น ค่าเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ของส่วนนี้ประมาณ 30 kΩ ส่วนจุดประสงค์ที่ต้องมีภาคบัฟเฟอร์นี้ก็เพื่อต้องการจัดให้โหลดของวงจรมอดดูเลทค่อนข้างคงที่ ซึ่งหมายถึงเสถียรภาพของออสซิเลเตอร์ อีกทั้งยังสามารถจัดค่าเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ของวงจรส่วนนี้ทั้งหมดได้ด้วย

การทดลองและผลการทดลอง

1) วงจร Sound subcarrier 5.5 MHz

1.1) ทำการวัดfrequency spectrum เมื่อไม่มีการมอดดูเลทใดๆ ไม่มีเซรามิคฟิลเตอร์ จุดที่ทำการวัดคือวัดคร่อมวาแรคเตอร์ไดโอด(ไม่มีการส่งสัญญาณภาพ) วัตถุประสงค์เพื่อดูfrequency spectrum ของส่วนนี้

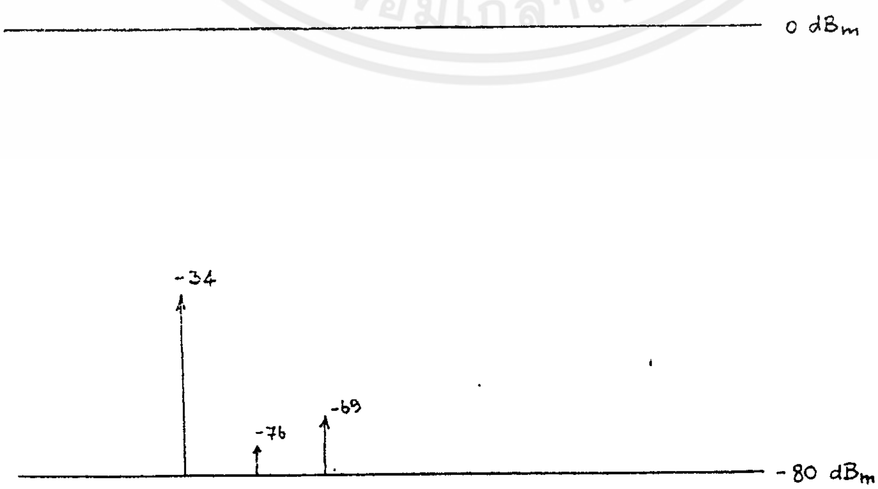
ผลการทดลอง



; f_o = 5.5MHz

1.2) ทำการวัดเช่นเดียวกับ1.1 แต่เพิ่มเซรามิคฟิลเตอร์เข้าไป

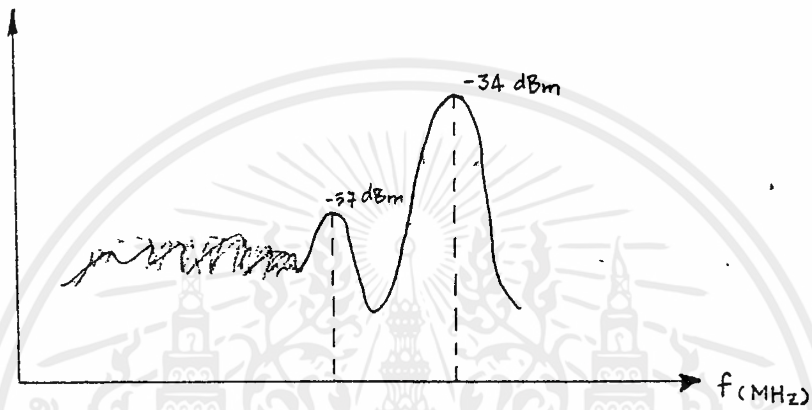
ผลการทดลอง



2) สัญญาณภาพและสัญญาณเสียง

2.1) ทำการวัดที่จุดเดิมเหมือนกับ1.1 แต่คราวนี้วัดขณะที่ส่งทั้งสัญญาณภาพและเสียง

ผลการทดลอง



ที่ความถี่ 5.5 MHz คือส่วนของเสียง ส่วนที่ต่ำกว่า 4.5 MHzลงมาเป็นส่วนของภาพที่ประกอบไปด้วยสัญญาณส่องสว่างและสัญญาณสีซึ่งถูกบาลานซ์มอดดูเลทกับColor sub-carrier 4.43 MHz และสัญญาณซิงค์

หมายเหตุ การทดลองนี้ทำในขณะที่นำ Gunnplexerตัวรับมารับสัญญาณด้วย โดยได้ทำ-การปรับแต่งจนรับได้ชัดเจนที่สุดทั้งภาพและเสียงจึงทำการวัด

2.2) ทำการวัดศักดาที่จุดเดียวกับข้อ2.1 ด้วยออสซิโลสโคป

ผลการทดลอง

ได้ขนาดสูงสุดของสัญญาณเสียงและสัญญาณภาพดังนี้

เสียง 26 mV

ภาพ 130 mV

การคำนวณ Modulation index (β) จาก $\beta = \Delta f/f_m$

เมื่อ Δf คือ Maximum frequency deviation คำนวณได้จากค่า FP หรือfrequency pushing ของ Gunnplexer ซึ่งมีค่าเท่ากับ 15MHz/Volt โดยที่ศักดาที่เปลี่ยนแปลงจากจุดไบอัสของวาแรคเตอร์สูงสุดมีค่าเท่ากับ 0.065 โวลท์(สัญญาณภาพ) ดังนั้นจะได้ว่า

$$\Delta f = FH.(0.065) = 0.975 \times 10^6 \text{ MHz}$$

f_m คือ ความถี่สูงสุดของสัญญาณที่มอดดูเลท ในที่นี้ใช้ค่าประมาณ 6 MHz ดังนั้นจะได้

$$\beta = 0.1625$$

3) การทดลองส่งและรับ

3.1) เนื่องจากในการทำการส่งจริงจะต้องทำในที่โล่งแจ้งไม่มีสิ่งกีดขวางใดๆ จึงเป็นการไม่สะดวกที่จะจัดเตรียมเครื่องมือวัด(เช่น spectrum analyzer) เพื่อวัดกำลังที่รับได้ จึงได้ทำการทดลองเพื่อแบ่งเกรดของคุณภาพและขนาดของสัญญาณที่รับได้ โดยทำการจำลองสภาวะของ loss ขึ้น สำหรับจุดที่วัดคือเอาท์พุทของ RF preamplifier โดยใช้โทรทัศน์เป็นตัวรับ(เพื่อดูลักษณะภาพและเสียง)สลับกับ Spectrum analyzer(เพื่อวัดขนาดของสัญญาณ)

ผลการทดลอง

เกรด	กำลังที่รับได้									ลักษณะและคุณภาพ	
	carrier5.5MHz		Sideband1		Sideband2		รวม				
	dB_m	mW	dB_m	mW	dB_m	mW	dB_m	mW	µV	ภาพ	เสียง
A	-4	0.398	-32	6.31×10^{-4}	-67	2×10^{-7}	-3.9946	0.3986	0.173V	ชัดที่สุด.	ชัดที่สุด
B	-30	1×10^{-3}	-56	2.5×10^{-6}	–	–	-29.99	1.0025×10^{-3}	8.67×10^{-4} V	ต้องเพ่งจึงจะเห็นภาพ	ชัดเจน
C	-40	1×10^{-4}	-67	1.99×10^{-7}	–	–	-39.991	1.00199×10^{-4}	2.74mV	มี snow เล็กน้อย นอกนั้นยังชัดอยู่	ชัด.
D	-53	5.012×10^{-6}	-72	6.3×10^{-8}	–	–	-32.945	5.075×10^{-6}	617µV	มีภาพประมาณ 30-50% เริ่มไม่ชัด	พอฟังได้
E	-65	3.1623×10^{-7}	-74	3.981×10^{-8}	–	–	-64.449	3.56×10^{-7}	163.4 µV	snow มาก เริ่มไม่เห็น	ไม่ชัด แต่พอฟังรู้เรื่อง
F	-70	1×10^{-7}	-81	7.9483×10^{-9}	–	–	-69.67	1.08×10^{-7}	90µV	ไม่มีสี ต้องเพ่งดู	ต้องพยายามฟัง
G	–	–	–	–	–	–	–	–	–	รับไม่ได้	รับไม่ได้

จากผลการทดลองนี้ทำให้เราแบ่งเกรดของคุณภาพสัญญาณที่รับได้เป็น 7เกรดเพื่อใช้ประมาณผลการทดลองส่งจริง นอกจากนี้ยังสามารถวัด NF ของ RF preamplifier ได้จาก noiseปกติของเครื่อง Spectrum analyzer = -85 dB

noiseที่เกิดขึ้นเมื่อทำการวัด(ของ RF pream.) = -80 dB

ดังนั้น NF ของ RF preamplifier = 5 dB

3.2)ทำการทดลองส่งจริง

<u>ผลการทดลอง</u>

ระยะทาง(เมตร)	เกรดของสัญญาณที่รับได้
200	B
700	C
1300	E-F

<u>การคำนวณ</u>

$$P_{r(dBm)} = P_{t(dBm)} + G_{t(dB)} - L_{o(dB)} + G_{r(dB)} + G_A$$

เมื่อ P_r คือ กำลังทางด้านรับที่โทรทัศน์

P_t คือ กำลังของเครื่องส่ง(25 mV)

G_t, G_r คือ อัตราขยายของเสาอากาศ

L_o คือ Free space loss

G_A คือ อัตราขยายของ RF preamplifier

ระยะทาง(เมตร)	$P_{r(dBm)}$ คำนวณ
200	-26.7
700	-37.5
1300	-42.5

<u>การคำนวณการสูญเสียเนื่องจากระยะทาง</u>

สูตรการคำนวณ $L_o = 20 \log_{10}(4\pi d/\lambda)$ dB

<u>การคำนวณรัศมี 1^{st} Fresnel zone</u>

สูตรการคำนวณ $OF_1 = \sqrt{d_t d_r \lambda / (d_t + d_r)}$ เมตร

<u>ผลการคำนวณ</u>

ระยะทาง(m)	OF_1(m)	L_o(คำนวณ)$_{dB}$	L_o(ทดลอง)$_{dB}$	P_r(ทดลอง)$_{dBm}$
200	1.2247	98.7	102	-30
700	2.2913	105.5	112	-40
1300	3.1225	114.5	125	-53

<u>*หมายเหตุ*</u>การคำนวณOF_1 ทำการคำนวณที่ระยะทางครึ่งหนึ่งเพื่อให้ได้รัศมีที่กว้างที่สุด ซึ่งในการส่งควรจะยกเสาอากาศให้พ้นจากสิ่งกีดขวางเป็นระยะเท่ากับ OF_1

จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าการส่งสัญญาณโทรทัศน์ด้วยกันน์เพล็กเซอร์จากระบบที่พัฒนาขึ้นนั้นมีรัศมีการส่งในขณะที่ภาพและเสียงที่รับได้อยู่ในเกณฑ์ดี คือ สามารถรับรู้ข่าวสารข้อมูลได้ดีพอสมควร รัศมีการส่งนั้นมีค่าโดยประมาณ 500-700 เมตร(เกรดC) และจากการใช้เครื่องรับโทรทัศน์ 3 เครื่องต่างรุ่นกันกับระบบที่พัฒนาขึ้นสามารถใช้ได้ดีเช่นเดียวกัน จึงพอที่จะเชื่อได้ว่าระบบที่พัฒนาขึ้นนี้สามารถใช้ได้กับเครื่องรับโทรทัศน์ทั่วๆไป

<u>ปัญหาที่พบและแนวทางพัฒนา</u>

-เครื่องมือที่จะใช้ในการวัดความถี่ ,กำลังงาน ฯลฯยังมีน้อยเพราะความถี่ที่ทำงานนั้นเป็นความถี่ที่สูง(ไมโครเวฟ) ดังนั้นไม่ว่าจะเป็นการคำนวณหรือทดลองจึงต้องใช้ค่าจากสเปคที่มีอยู่ ซึ่งปัญหาเหล่านี้ทำให้เกิดการผิดพลาดในการคำนวณ

-อุปกรณ์บางตัวหาสเปคไม่ได้ เช่น มิกเซอร์ไดโอด แก้ปัญหาโดยใช้การออกแบบnetwork ที่ยืดหยุ่นได้ร่วมกับอุปกรณ์ที่ปรับค่าได้(เช่นการออกแบบ Impedance matching)

-อุปกรณ์บางตัวเปราะบาง เช่น มิกเซอร์ไดโอด ,กันน์ไดโอด อีกทั้งยังหาซื้อได้ยาก ซึ่งต้องสั่งซื้อจากต่างประเทศ จึงต้องทำการทดลองด้วยความระมัดระวังอย่างมาก

-ในการทดลองต้องเกิดปัญหาด้านบุคคลากร,การเดินทาง,สถานที่ เนื่องจากอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองมีหลายชิ้น และต้องทดลองโดยใช้ระยะทางไกล อีกทั้งต้องทำในที่โล่งแจ้งและมีความสูงพอ

สรุปและวิจารณ์

จากการศึกษาค้นคว้าเพื่อจัดทำปริญญานิพนธ์ในเรื่องการส่งสัญญาณโทรทัศน์ในย่านไมโครเวฟด้วยกันน์เพล็กเซอร์ เป็นผลให้เกิดความเข้าใจในเรื่องของการสื่อสารย่านไมโครเวฟซึ่งรวมไปถึงอุปกรณ์สำคัญๆทางไมโครเวฟซึ่งรวมทั้งอุปกรณ์ชุดสำเร็จรูปที่มีชื่อเรียกว่ากันน์เพล็กเซอร์ นอกจากนี้ยังเข้าใจในการส่งสัญญาณโทรทัศน์ได้ดีอีกด้วย

จากการทดลองวงจรที่สร้างขึ้นซึ่งนำไปใช้กับระบบที่ใช้ในการส่งสัญญาณโทรทัศน์ให้ผลเป็นที่น่าพอใจคือสามารถนำไปเป็นแหล่งจ่ายศักดาไฟฟ้าคงที่สำหรับกันน์เพล็กเซอร์ได้ดีรวมถึงการสร้างวงจรimpedance matchingซึ่งจะให้กำลังในการรับสัญญาณดีขึ้นซึ่งเมื่อนำไปใช้กับระบบของการส่งสัญญาณโทรทัศน์นี้สามารถส่งได้ไกลถึง 1000 เมตรโดยที่กำลังส่งเพียง 25 มิลลิวัตต์ จุดสำคัญของระบบที่ใช้ก็คือ เป็นระบบที่ไม่ยุ่งยากซับซ้อน และสามารถนำอุปกรณ์หรือเครื่องใช้ที่มีอยู่แล้วเข้ามาทำงานร่วมในระบบได้ ตัวอย่างเช่น เครื่องรับโทรทัศน์ เครื่องเล่นวิดีโอ ฯลฯ

ภาคผนวก

Adjustable 3-Terminal Regulator for Low-Cost Battery Charging Systems

National Semiconductor
Linear Brief 35

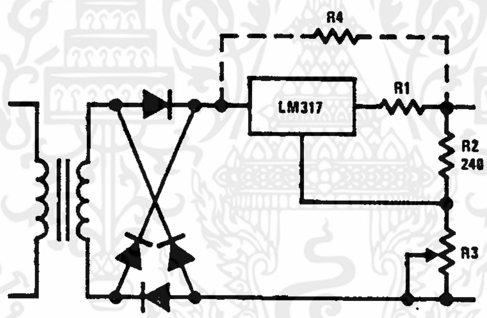
With the introduction of the LM317, a 3-terminal adjustable regulator, it becomes relatively easy to design high-performance, low-cost battery charging systems. Even single battery cells can be charged on this new regulator, which is adjustable down to 1.2V. The internal protection circuitry can be used to limit charging current as well as to protect against overloads. The output voltage is easily adjusted so multiple voltage chargers can be made.

The ability to accurately adjust the output voltage of the LM317 makes it especially attractive for constant voltage battery charging applications. Batteries are most quickly charged by "constant-voltage" charging circuits; however, close control of the charging voltage is necessary to prevent overcharging, especially with nickel cadmium cells. The internal protection circuitry of the LM317 is helpful in protecting against accidental overload conditions commonly occurring in charging systems.

INTERNAL CURRENT LIMIT

The peak charging current or output current is controlled by the internal current limit of the LM317. This current limit will work even if a battery is connected backwards to the output of the charger. Should a fault condition exist for an extended period of time, the thermal limiting circuitry will decrease the output current, protecting the regulator as well as the transformer. A constant voltage charger circuit is shown in *Figure 1*. The output voltage is set with resistors R2 and R3 and given by

$$V_{OUT} = 1.25\left(1 + \frac{R3}{R2}\right)$$



TL/H/8484–1

FIGURE 1. Constant Voltage Charging Circuit

Since, in low cost applications, no filter capacitors are used on the output of the rectifier, the battery is only charged on the peaks of the sine wave. This requires the peak output voltage from the transformer to be at least 50% greater than the battery voltage plus 3V. However, little cost premium should result since the average current from the transformer is lower than capacitive input filter circuits. Optional resistors R1 and R2 are used to further control the charging characteristics. Resistor R1 controls the output impedance of the charger allowing a "taper-charge" characteristic to be generated. The LM317 can also be used to limit the peak charging current to a partially charged battery at a value other than the regulator current limit. With R1 in the circuit, the output impedance is:

$$Z_{OUT} = R1\left(1 + \frac{R3}{R2}\right)$$

Including R1 in the feedback loop decreases the value of resistor needed for a particular output impedance reducing cost and power dissipation.

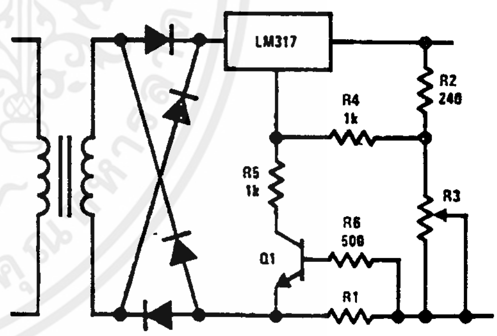
For example, with a 6V gelled electrolyte battery the regulator can be set to give a 6.9V output. Nominally, the battery is discharged to about 5V, making R1 0.4Ω output impedance and limiting the charging current to 0.5A at the start of charging rather than the internal current limit of the regulator. With a fully discharged battery or under short circuit conditions, the peak output current is still 2A for the LM317K with the resistor dissipating 1.6A as opposed to 8W if a 2Ω resistor were used directly in series with the battery.

Resistor R4 can be included to provide a low "topping-up" current for a charged battery.

This regulator configuration provides some other important features to the charger. If input power is removed and a fully charged battery is connected to the charger output, there is no damage. Under these conditions about 5 mA of current will be drawn by divider R2, R3. Since there is no ground connection to the LM317 regulator, very little current flows through the LM317. In this respect, the LM317 differs from other 3-terminal regulators, which can be damaged by applying power to the output terminal with the input open-circuited. If the battery is connected backwards, the LM317 will current limit and thermal limit normally, protecting the charger.

DECREASING CURRENT LIMIT

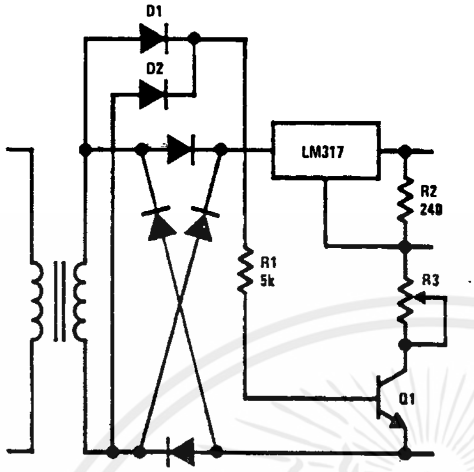
Adding a single NPN transistor can be used to decrease the current limit of the charge as shown in *Figure 2*.



TL/H/8484–2

FIGURE 2. Constant Voltage Charger with Peak Current Limiting

Resistor R1 senses the output current and turns on Q1 when I_{OUT} R1 equals about 0.6V. Transistor Q1 pulls the adjustment terminal negatively decreasing the output voltage and controlling the output current. A limitation of this circuit is that it does not work for direct short circuits. The output voltage must be above about 0.6V for the external current limiting to be active. The internal current limit of the LM317, of course, is still operative. This is not usually a problem since batteries charge to above 0.6V very quickly. Resistors R4, R5 and R6 protect the regulator and transistor for both direct short circuits or reverse battery connections.



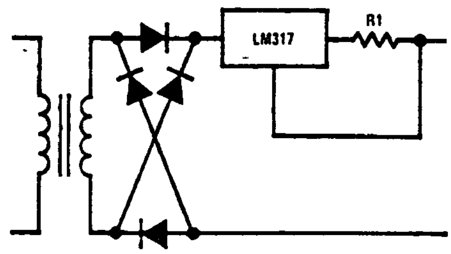
TL/H/8484-3

FIGURE 3. Charger with No Battery Loading when Power is "OFF"

As illustrated in *Figure 3*, in float or standby applications, it is desirable to remove all loading from the battery when input power is "OFF." When power is "ON," Q1 is saturated, grounding the voltage setting divider R2, R3 and the circuit works in a similar manner to the charger circuit in *Figure 1*. When power is "OFF," Q1 is open, eliminating any loading on the battery. A separate pair of low current diodes D1, D2 are necessary to bias Q1, rather than the power bridge rectifier. If R1 was tied to the output of the bridge, reverse current flow through the LM317 would keep Q1 "ON" and loading the battery.

A simple constant current charger for any type of battery is shown in *Figure 4*. A resistor R1 between the adjustment terminal and the output of the regulator sets the output current at:

$$I_{OUT} = \frac{1.25}{R1}$$



TL/H/8484-4

FIGURE 4. Constant Current Charger

Current can be set at anywhere between 10 mA and 1.5A by appropriate resistor choice. Current regulation is very tight at any current level since only 50 μA flows out of the adjustment terminal. This circuit is also immune to damage from shorts or reverse battery connections. The input voltage for regulation should also be about 1.5 times the battery voltage plus 3V.

UNIQUELY SUITED

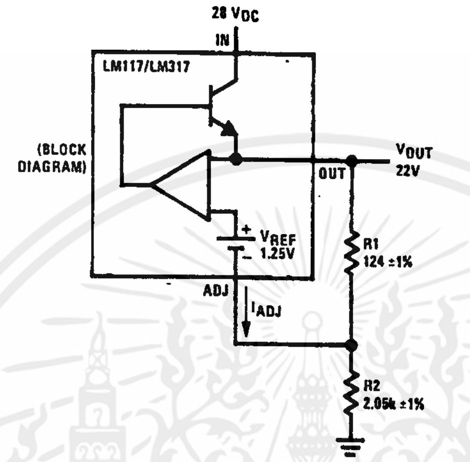
The ability to adjust the output of the LM317 3-terminal regulator makes it uniquely suited for battery charging systems. Little has been included about charging specific types of batteries, since the characteristics of the charger should be matched to the battery. These charger circuits, although very simple, perform well. They are easily modified for voltage, current or even temperature coefficient by making the divider string temperature sensitive. More complex chargers can be made since the output of the LM317 is easily controlled by driving the adjustment terminal. Finally, the chargers are inherently protected against overloads and fault conditions.

A New Production Technique for Trimming Voltage Regulators

National Semiconductor
Linear Brief 46
Robert A. Pease

Three-terminal adjustable voltage regulators such as the LM317 and LM337 are becoming popular for making regulated supplies in instruments and various other OEM applications. Because the regulated output voltage is easily programmed by two resistors, the designer can choose any voltage in a wide range such as 1.2V to 37V. In a typical example (*Figure 1*) the output voltage will be:

$$V_{OUT} = V_{REF}\left(\frac{R2}{R1} + 1\right) + R2 \bullet I_{ADJ}$$



TL/H/8495-1

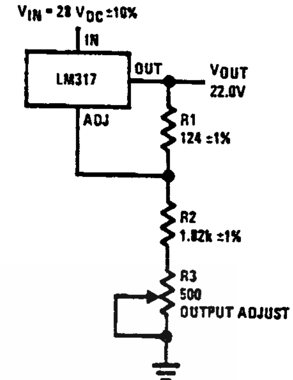
FIGURE 1. Basic Regulator

In many applications, when R1 and R2 are inexpensive ±1% film resistors, and the room temperature accuracy of the LM117 is better than ±3%, the overall accuracy of ±5% will be acceptable. In other cases, a tighter tolerance such as ±1% is required. Then a standard technique is to make up part of R2 with a small trim pot, as in *Figure 2*. The effective range of R2 is 2.07k ±10%, which is adequate to bring V_{OUT} to exactly 22.0V. (Note that a 200Ω rheostat in series with 1.96 kΩ ±1% would not necessarily give a ±5% trim range, because the end resistance and wiper resistance could be as high as 10Ω or 20Ω; and the maximum value of an inexpensive 10% or 20% tolerance trimmer might be as low as 180Ω or 160Ω.)

In some designs, the engineering policy may frown on the use of such trim pots, for one or more of the following reasons:

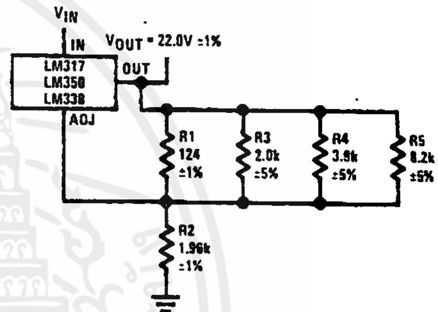
- Good trim pots are more expensive.
- Inexpensive trim pots may be drifty or unreliable.
- Any trim pot which can be adjusted can be *mis*adjusted, sooner or later.

To get a tighter accuracy on a regulated supply, while avoiding these disadvantages of trim pots, consider the scheme in *Figure 3*.



TL/H/8495-2

FIGURE 2. Regulator with Small Adjustment Range



TL/H/8495-3

FIGURE 3. Regulator with Trimmable Output Voltage

When first tested, V_{OUT} will tend to be 4% to 6% higher than the 22.0V target. Then, while monitoring V_{OUT}, snip out R3, R4, and/or R5 as appropriate to bring V_{OUT} closer to 22.0V. This procedure will bring the tolerance inside ±1%:

- If V_{OUT} is 23.08V or higher, cut out R3 (if lower, don't cut it out).
- Then if V_{OUT} is 22.47V or higher, cut out R4 (if lower, don't).
- Then if V_{OUT} is 22.16V or higher, cut out R5 (if lower, don't).

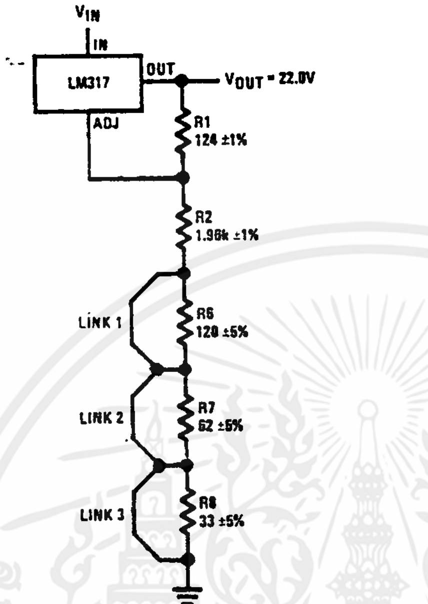
The entire production distribution will be brought inside 22.0V ±1%, with a cost of 3 inexpensive carbon resistors, much lower than the cost of any pot. After the circuit is properly trimmed, it is relatively immune to being misadjusted by a screwdriver. Of course, the resistors' carcasses must be properly removed and disposed of, for full reliability to be maintained.

An alternate scheme shown in *Figure 4* has R6, R7, and R8 all shorted out initially with a stitch or jumper of wire. The trim procedure is to open up a link to bring a resistor into effect. The advantage of this circuit is that V_{OUT} starts out *lower* than the target value, and never exceeds that voltage during trimming. In this scheme, note that a total "pot resistance" of 215Ω is plenty for a 10% trim span, because the *minimum* resistance is always below 1Ω, and the maximum resistance is always more than 200Ω—it can cover a much wider range than a 200Ω pot.

The circuit of *Figure 5* shows a combination of these trims which provides a new advantage, if a ±2% max tolerance is adequate. You may snip out R4, or link L1, or both, to accommodate the worst case tolerance, but in most cases, the output will be within spec without doing any trim work at all. This takes advantage of the fact that most ±1% resistors are well within ±⅓%, and most LM337's output voltage tolerances are between −½% and +1½%, to cut the average trim labor to a minimum. Note that L1 could be made up of a 2.7Ω ±10% resistor which may be easier to handle than a piece of wire.

In theory, a 10% total tolerance can be reduced by a factor of $(2^n - 1)$ when n binary-weighted trims are used. In practice, the factor would be $(1.8^n - 1)$ if ±10% trim resistors are used, or $(1.9^n - 1)$ if ±5% resistors are used. For n = 2, a 10% tolerance can be cut to 3.8% p-p or ±1.9%. For n = 3, the spread will be 1.7% p-p or ±0.85%, and most units will be inside ±0.5%, perfectly adequate for many regulator applications.

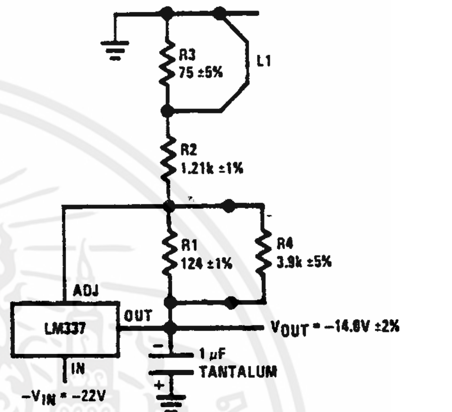
National Semiconductor manufactures several families of adjustable regulators including LM117, LM150, LM138, LM117HV, LM137, and LM137HV, with output capabilities from 0.5A to 5A and from 1.2V to 57V. For complete specifications and characteristics, refer to the appropriate data sheet or the 1982 Linear Databook.



TL/H/8495–4

If V_{OUT} is lower than 20.90V, snip link 1 (if not, don't).
Then if V_{OUT} is lower than 21.55V, snip link 2 (if not, don't).
Then if V_{OUT} is lower than 21.82V, snip link 3 (if not, don't).

FIGURE 4. Alternate Trim Scheme



TL/H/8495–5

If $|V_{OUT}|$ is smaller than 13.75V, snip L1 and it will get bigger by 6%.
Then if $|V_{OUT}|$ is bigger than 14.20V, snip R4 and it will get smaller by 3%.

FIGURE 5. Circuit Which Usually Needs No Trim to Get V_{OUT} Within ±2% Tolerance

Applications for an Adjustable IC Power Regulator

National Semiconductor
Application Note 178

A new 3-terminal adjustable IC power regulator solves many of the problems associated with older, fixed regulators. The LM117, a 1.5A IC regulator is adjustable from 1.2V to 40V with only 2 external resistors. Further, improvements are made in performance over older regulators. Load and line regulation are a factor of 10 better than previous regulators. Input voltage range is increased to 40V and output characteristics are fully specified for load of 1.5A. Reliability is improved by new overload protection circuitry as well as *100% burn-in* of all parts. The table below summarizes the typical performance of the LM117.

TABLE I

Output Voltage Range	1.25V–40V
Line Regulation	0.01%/V
Load Regulation I_L = 1.5A	0.1%
Reference Voltage	1.25V
Adjustment Pin Currrent	50 µA
Minimum Load Current (Quiescent Current)	3.5 mA
Temperature Stability	0.01%/°C
Current Limit	2.2A
Ripple Rejection	80 dB

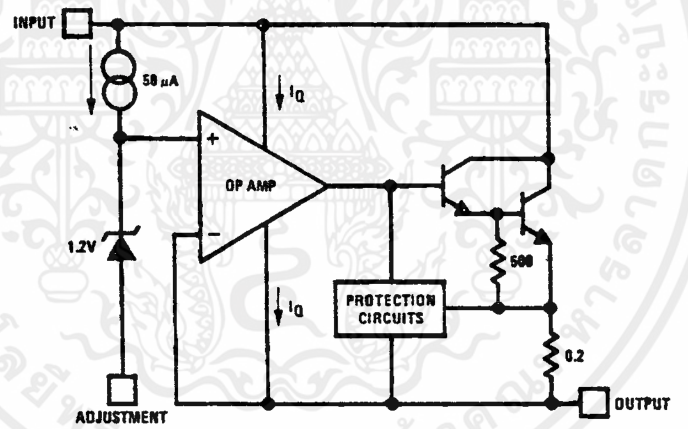
The overload protection circuitry on the LM117 includes current limiting, safe-area protection for the internal power transistor and thermal limiting. The current limit is set at 2.2A and, unlike presently available positive regulators, remains relatively constant with temperature. Over a −55°C to +150°C temperature range, the current limit only shifts about 10%.

At high input-to-output voltage differentials the safe-area protection decreases the current limit. With the LM117, full output current is available to 15V differential and, even at 40V, about 400 mA is available. With some regulators, the output will shut completely off when the input-to-output differential goes above 30V, possibly causing start-up problems. Finally, the thermal limiting is always active and will protect the device even if the adjustment terminal should become accidentally disconnected.

Since the LM117 is a floating voltage regulator, it sees only the input-to-output voltage differential. This is of benefit, especially at high output voltage. For example, a 30V regulator nominally operating with a 38V input can have 70V input transient before the 40V input-to-output rating of the LM117 is exceeded.

BASIC OPERATION

The operation of how a 3-terminal regulator is adjusted can be easily understood by referring to *Figure 1*, which shows a functional circuit. An op amp, connected as a unity gain buffer, drives a power Darlington. The op amp and biasing circuitry for the regulator is arranged so that all the quiescent current is delivered to the regulator output (rather than ground) eliminating the need for a separate ground terminal. Further, all the circuitry is designed to operate over the 2V to 40V input-to-output differential of the regulator.



TL/H/7334–1

FIGURE 1. Functional Schematic of the LM117

A 1.2V reference voltage appears inserted between the non-inverting input of the op amp and the adjustment terminal. About 50 μA is needed to bias the reference and this current comes out of the adjustment terminal. In operation, the output of the regulator is the voltage of the adjustment terminal plus 1.2V. If the adjustment terminal is grounded, the device acts as a 1.2V regulator. For higher output voltages, a divider R1 and R2 is connected from the output to ground as is shown in *Figure 2*. The 1.2V reference across resistor R1 forces 10 mA of current to flow. This 10 mA then flows through R2, increasing the voltage at the adjustment terminal and therefore the output voltage. The output voltage is given by:

$$V_{OUT} = 1.2V \times \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) + 50\,\mu A\,R2$$

The 50 μA biasing current is small compared to 5 mA and causes only a small error in actual output voltages. Further, it is extremely well regulated against line voltage or load current changes so that it contributes virtually no error to dynamic regulation, Of course, programming currents other than 10 mA can be used depending upon the application.

Since the regulator is floating, all the quiescent current must be absorbed by the load. With too light of a load, regulation is impaired. Usually, a 5 mA programming current is sufficient; however, worst case minimum load for commercial grade parts requires a minimum load of 10 mA. The minimum load current can be compared to the quiescent current of standard regulators.

APPLICATIONS

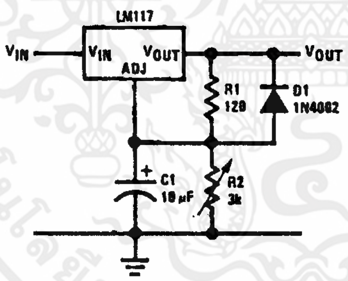
An adjustable lab regulator using the LM117 is shown in *Figure 2* and has a 1.2V to 25V output range. A 10 mA program current is set by R1 while the output voltage is set by R2. Capacitor C1 is optional to improve ripple rejection so that 80 dB is obtained at any output voltage. The diode, although not necessary in this circuit since the output is limited to 25V, is needed with outputs over 25V to protect against the capacitors discharging through low current nodes in the LM117 when the input or output is shorted.

The programming current is constant and can be used to bias other circuitry, while the regulator is used as the power supply for the system. In *Figure 3*, the LM117 is used as a 15V regulator while the programming current powers an LM127 zener reference. The LM129 is an IC zener with less than 1Ω dynamic impedance and can operate over a range of 0.5 mA to 15 mA with virtually no change in performance.

Another example of using the programming current is shown in *Figure 4* where the output setting resistor is tapped to provide multiple output voltage to op amp buffers. An additional transistor is included as part of the overload protection. When any of the outputs are shorted, the op amp will current limit and a voltage will be developed across its inputs. This will turn "ON" the transistor and pull down the adjustment terminal of the LM117, causing all outputs to decrease, minimizing possible damage to the rest of the circuitry.

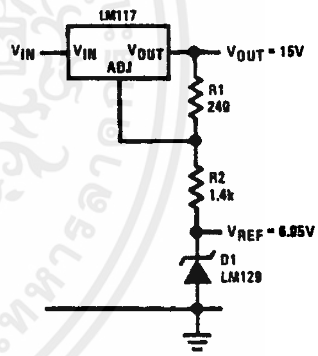
Ordinary 3-terminal regulators are not especially attractive for use as precision current regulators. Firstly, the quiescent current can be as high as 10 mA, giving at least 1% error at 1A output currents, and more error at lower currents. Secondly, at least 7V is needed to operate the device. With the LM117, the only error current is 50 μA from the adjustment terminal, and only 4.2V is needed for operation at 1.5A or 3.2V at 0.5A. A simple 2-terminal current regulator is shown in *Figure 5* and is usable anywhere from 10 mA to 1.5A.

Figure 6 shows an adjustable current regulator in conjunction with the voltage regulator from *Figure 2* to make constant voltage/constant current lab-type supply. Current sensing is done across R1, a 1Ω resistor, while R2 sets the current limit point. When the wiper of R2 is connected, the 1Ω sense resistor current is regulated at 1.2A. As R2 is adjusted, a portion of the 1.2V reference of the LM117 is cancelled by the drop across the pot, decreasing the current limit point. At low output currents, current regulation is degraded since the voltage across the 1Ω sensing resistor becomes quite low. For example, with 50 mA output current, only 50 mV is dropped across the sense resistor and the supply rejection of the LM117 will limit the current regulation



TL/H/7334-2

FIGURE 2. Basic Voltage Regulator



TL/H/7334-3

FIGURE 3. Regulator and Voltage Reference

to about 3% for a 40V change across the device. An alternate current regulator is shown in *Figure 7* using an additional LM117 to provide the reference, rather than an LM113 diode. Both current regulators need a negative supply to operate down to ground.

Figure 8 shows a 2-wire current transmitter with 10 mA to 50 mA output current for a 1V input. An LM117 is biased as a 10 mA current source to set the minimum current and provide operating current for the control circuitry. Operating off the 10 mA is an LM108 and an LM129 zener. The zener provides a common-mode voltage for operation of the LM108 as well as a 6.9V reference, if needed. Input signals are impressed across R3, and the curent through R3 is delivered to the output of the regulator by Q1 and Q2. For a 25Ω resistor, this gives a 40 mA current change for a 1V input. This circuit can be used in 4 mA to 20 mA applications, but the LM117 must be selected for low quiescent current. Minimum operating voltage is about 12V.

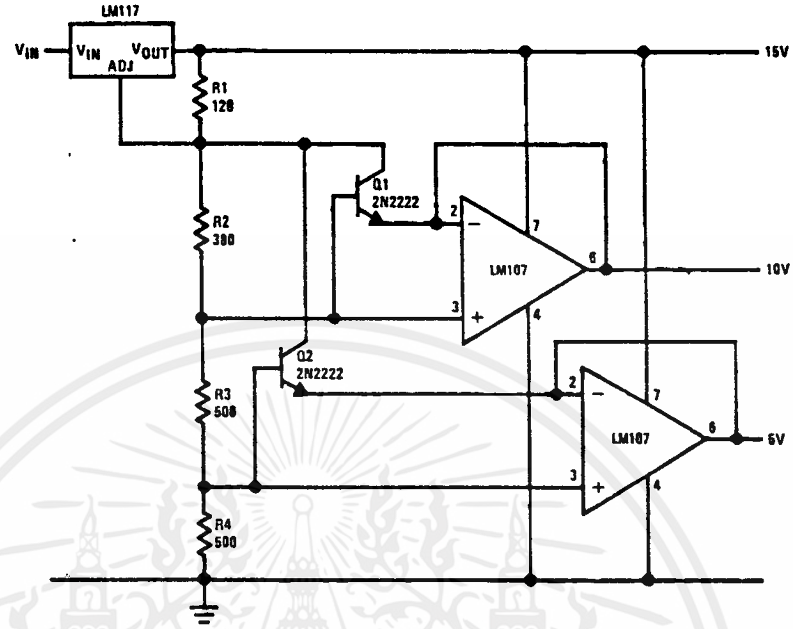


FIGURE 4. Regulator with Multiple Outputs

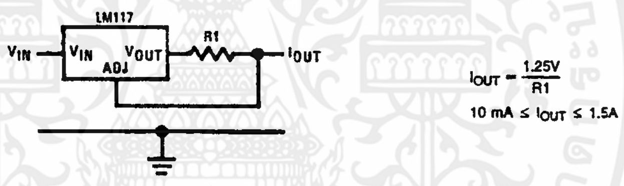


FIGURE 5. 2-Terminal Current Regulator

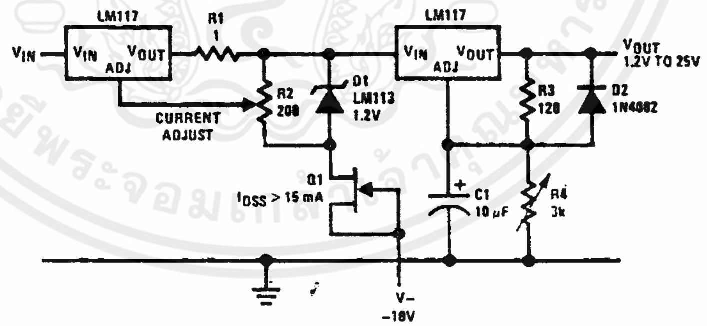
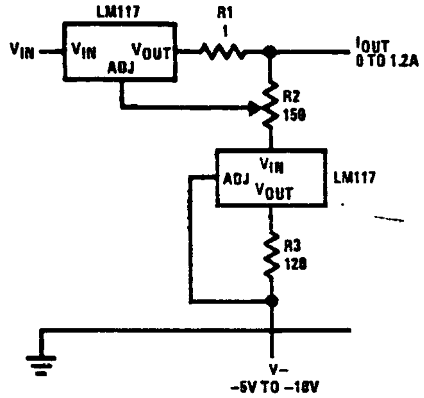


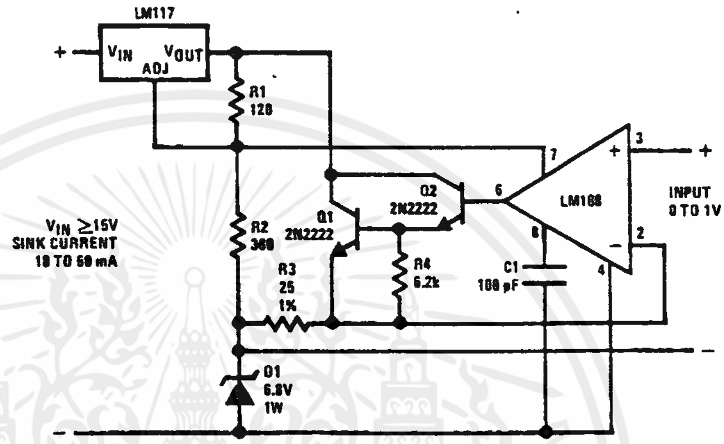
FIGURE 6. Adjustable Regulator. Constant Voltage/Constant Current, 10 mA to 1.2A

zener
f the
gnals
is de-
For a
a 1V
plica-
scent



TL/H/7334-7

FIGURE 7. Adjustable Current Regulator



TL/H/7334-8

FIGURE 8. 10 mA to 50 mA 2-Wire Current Transmitter

เอกสารอ้างอิง

1. Overseas Technical Coorperation Agency Japan , "Microwave Engineering" ,Japan ;third edition 1985.
2. Samuel Y. Liao , "Microwave Devices and Circuit", USA ;1985.
3. Paul F. Combes และ Jacques Graffeuil, "Microwave Components Devices and Active Circuits" ,Great Britain ;1987.
4. Jean-Francois Sautereau,Eric L.Holzman and Ralson S.Robertson, "Solid-State Microwave-Power Oscillator Design",Newjersey USA ;1985.
5. "ระบบสื่อสารวิทยุไมโครเวฟ" ,ณรงค์ เหมกรณ์ ,พิมพ์ครั้งที่ 3 ;พ.ศ.2524
6. National Semiconductor Coorperation, "Linear Application Handbook" ;1990.
7. Om P. Gandhi, "Microwave Engineering and Application" ,Great Britain ;1983.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สามารถเสร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี โดยอาศัยความกรุณาของบุคคลหลายๆท่าน ได้แก่ อาจารย์ประภากร สุวรรณะ ,ดร.มนัส สังวรณ์ศิลป์ รวมทั้ง บิดา , มารดา,อา,พี่ และรุ่นๆพี่รุ่นน้องๆทั้งหลายที่ได้ให้ความช่วยเหลือ ,ให้คำแนะนำและคำปรึกษาต่างๆ ตลอดจนช่วยแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นต่างๆในการทำงานและการจัดทำปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งผู้จัดทำจำเป็นต้องขอขอบพระคุณทุกๆท่านที่ได้กล่าวนามมาแล้วเป็นอย่างสูง