



เครื่องส่งสัญญาณโทรทัศน์สมัครเล่น 922.25 MHz
 AMATEUR TELEVISION TRANSMITTER 922.25 MHz



โดย
 นายควิมัย มะโฮงคำ
 นายธีระเดช คาวกระจาย
 นายสุเทพ กาญจนา

อาจารย์ที่ปรึกษา
 อาจารย์ชอุทัย ศรีธีระวิโรจน์

วัน เดือน ปี.....-1 ค.ศ. 2531
 เลขทะเบียน.....038072
 เลขเรียกหนังสือ.....T 39092.....ก 111 ค.

ปริญญาบัตรสำหรับปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ปีการศึกษา 2539

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

038072

ปริญญานิพนธ์ ปีการศึกษา 2539

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องส่งสัญญาณโทรทัศน์สมัครเล่น 922.25 MHz

ผู้จัดทำ

1. นายควิชัย มะโฮงคำ

2. นายธีระเดช คาวกระจาย

3. นายสุเทพ กาญจนนา

(อาจารย์อุทัย ศรีธีระวิโรจน์) อาจารย์ที่ปรึกษา

(.....) กรรมการ

(.....) กรรมการ

(.....) กรรมการ

(.....) กรรมการ

(.....) กรรมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องส่งสัญญาณโทรทัศน์สมัครเล่น(922.25 MHz)

นายควิชัย มะโฮงคำ
นายธีระเดช คาวกระจาย
นายสุเทพ กาญจนนา

อาจารย์ที่ปรึกษา
อาจารย์อุทัย ศรีธีระวิโรจน์
ปีการศึกษา 2539

บทคัดย่อ

เครื่องส่งนี้จะรับสัญญาณวีดีโอเข้ามา และทำการมอดูเลตสัญญาณเข้ากับความถี่ RF และ Sound Subcarrier 5.5 MHz ในย่านความถี่ 902-928 MHz สัญญาณนี้เมื่อส่งออกอากาศสามารถรับได้ด้วยเครื่องรับโทรทัศน์ทั่ว ๆ ไป โดยใช้ Downconverter แปลงความถี่ลงมา ตัวเครื่องมีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับขนาดของวงจรอื่น ๆ ที่อาจนำมาใช้งานร่วมกัน เช่น กล้องวีดีโอ และสามารถใช้ในระบบส่งสัญญาณภาพขนาดเล็ก ๆ ได้ หรือใช้งานในระบบรักษาความปลอดภัย โทรทัศน์สมัครเล่น และการใช้ส่งสัญญาณภายในพื้นที่ โดยมีเครื่องรับได้หลาย ๆ เครื่อง การทำงานสามารถใช้ได้กับแหล่งจ่ายไฟฟ้า 10-14 V หรือกับแบตเตอรี่ก็ได้ แต่ไม่ควรจะใช้ต่ำกว่า 9 V หรือสูงกว่า 15 V กำลังส่งของเครื่องอยู่ที่ประมาณ 0.2-0.7 W คริสตอลผลิตความถี่ได้ถึง 922.25 MHz แต่สามารถปรับเปลี่ยนได้ตั้งแต่ 900 ถึง 940 MHz แต่ถ้าต้องการความถี่ภาคส่งต่างไปจากนี้ ก็ต้องเปลี่ยนคริสตอล แต่จะมีผลทำให้กำลังส่งลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้น เครื่องนี้ง่ายต่อการเปลี่ยนเป็นระบบ NTSC ซึ่งมี Sound Subcarrier 4.5 MHz ขนาดสัญญาณวีดีโอทางด้านอินพุตที่ต้องการคือขนาด 1 Vp-p, 75 Ω , negative sync ภาควีดีโอแอมป์ และภาคมอดูเลตใช้การเชื่อมต่อแบบ DC Couple ขนาดอินพุตของสัญญาณเสียงที่ต้องการคือ 5 mV-1 V ข้อควรระวังในการใช้เครื่องส่งนี้คือ จะต้องศึกษากฎหมายของพื้นที่ที่ใช้งานให้เสียก่อน ย่านความถี่ที่ใช้งานของเครื่องนี้อ้างอิงมาจาก ย่านความถี่ที่ได้รับอนุญาต ในประเทศสหรัฐอเมริกา และมีจุดมุ่งหมายเพื่อการสมัครเล่นเท่านั้น การใช้งานในเชิงธุรกิจถือว่าเป็นสิ่งผิดกฎหมาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AMATEUR TELEVISION TRANSMITTER(922.25 MHz)

MR.DAWISAI MAHONGKUM

MR.THEERADET DOWKRACHAI

MR.SUTEP KANJANA

ADVISOR

MR.U-THAI SRITEERA VIROJ

1996

ABSTRACT

This Transmitter broad will accept an PAL video signal and will generate a corresponding RF signal modulate with this information as well as a standard 5.5 MHz sound subcarrier, in the 902 to 928 MHz band. A small size (1.75" x 2.75") is comparable to many small PC board cameras and is small enough for R/C application in which a video HT, using one of a packet TV receiver. Operation is possible from nominal 10 to 14 V power supplies, with minor adjustment in video drive. Lead acid, nicad, or alkaline power packs may be adjustment. Less than 9 or more than 15 volt is not recommended. Power output will be typically from 0.2 to 0.7 watts over this range. A crystal is supplies for 922.25 MHz, but operation over 900-940 MHz is possible with a crystal change. Power output may be slightly less at the higher frequencies. The transmitter can easily be returned for 4.5 MHz sound subcarrier used by the NTSC system. The video input requirement is standard 1 Vp-p, 75 Ω , negative sync. The video amplifier and modulator is DC coupling but a capacitor can be install in series with the input if AC coupling is desired. Audio inputs from 5 mV to 1 V can be accommodated. Operation of this transmitter on commercial TV frequencies is illegal in the USA and for other nations, check local laws. It is intended for amateur use by legally licensed amateurs and for no other purpose.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
สารบัญ	III
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมา	1
1.2 ช่วงความถี่ที่ใช้ในโทรศัพท์เคลื่อนที่	3
1.3 ขอบเขตของปริญญาพันธ	4
1.4 เนื้อหาโดยรวม	4
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	5
2.1 ธรรมชาติของคลื่นและชั้นบรรยากาศ	5
2.2 สัญญาณโทรศัพท์และลักษณะของเครื่องรับโทรศัพท์	12
2.3 คุณสมบัติของสายอากาศ	20
2.4 สายอากาศทิว	25
2.5 สายนำสัญญาณ	29
2.6 การเลือกสายอากาศและอุปกรณ์ที่ใช้ในระบบสายอากาศ	32
2.7 การแมทซ์ซิ่งในระบบสายอากาศ	40
2.8 ชิ้นส่วนสารกึ่งตัวนำและการใช้งานในย่านไมโครเวฟ	49
2.9 วงจรออสซิลเลเตอร์ใช้ผลึกควอตซ์หรือคริสตอล(crystal)	69
2.10 วงจรทวีความถี่	71
2.11 ภาคขยายและการมอดูเลชัน	73
2.11.1 ภาคขยายความถี่เสียง	73
2.11.2 ภาคกำเนิดสัญญาณขับแคเรียร์	74
2.11.3 การมอดูเลตเชิงความถี่	76
บทที่ 3 ไมโครตริปและวงจรไมโครตริป	78

3.1.1	โครงสร้างของไมโครสตริป	78
3.1.2	การส่งผ่านของคลื่นในไมโครสตริป	80
3.2	การออกแบบไมโครสตริป	86
3.3	ชิ้นส่วนวงจรไมโครสตริปแบบ รีแอกตีฟและการแมตซ์อิมพีแดนซ์	89
3.4	การคับปลิงระหว่างไมโครสตริปที่อยู่ใกล้กันและฟิลเตอร์แบบไมโครสตริป	108
3.4.1	การคับปลิงระหว่างไมโครสตริปที่อยู่ใกล้กัน	108
3.4.2	ฟิลเตอร์แบบไมโครสตริปที่อาศัยการคับปลิงระหว่างสาย	111
3.5	โคเร็กซ์ชันัลคับเปอร์แบบไมโครสตริป	114
3.5.1	โคเร็กซ์ชันัลคับเปอร์แบบไมโครสตริปที่มีโครงสร้างแบบสตริปขนาน	114
3.5.2	โคเร็กซ์ชันัลคับเปอร์แบบไมโครสตริปที่มีโครงสร้างแบบกรอบสี่เหลี่ยม	117
บทที่ 4	การออกแบบสร้าง	119
4.1	หลักการทํางาน	119
4.2	การสร้างและประกอบ	121
4.3	การทดสอบและปรับแต่ง	124
บทที่ 5	การทดลองและสรุปผล	128
5.1	การทดลอง	128
5.2	ปัญหาและการแก้ไข	134
5.3	สรุปผลและแนวทางการพัฒนา	134
ภาคผนวก		185
ผนวก ก.	รายการอุปกรณ์ของเครื่องส่งโทรทัศน์ 922.25 MHz	136
ผนวก ข.	วงจรแปลงความถี่ Downconverter	141
ผนวก ค.	วงจรทดสอบเครื่องส่ง	148
ผนวก ง.	การพันคอยล์	149
ผนวก จ.	DATA SHEETS	151
ผนวก ฉ.	US Amateur Radio Frequency Allocations	180

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ	187
แหล่งข้อมูลในต่างประเทศ	188
หนังสืออ้างอิง	189



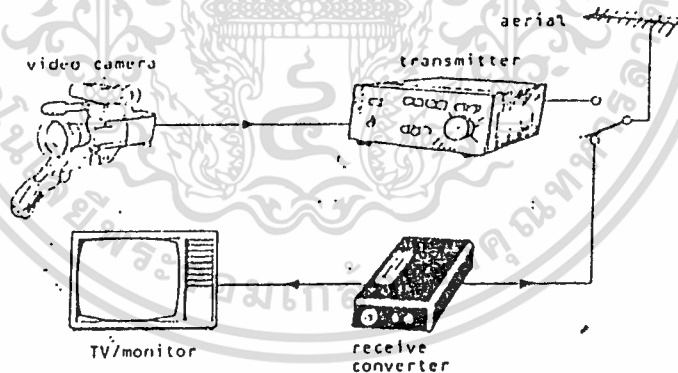
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมา

คำว่า "โทรทัศน์" หรือ Television นักวิชาการได้ให้ความหมายว่า "to see at a distance" ซึ่งตรงกับคำว่า "โทร" ที่แปลว่าไกล และ "ทัศน์" ที่แปลว่าการเห็น ปัจจุบันนับว่าโทรทัศน์เข้ามามีบทบาทอย่างมากในชีวิตประจำวันของคนเรา โทรทัศน์กลายเป็นสนามสงครามย่อยๆ ในระบบธุรกิจของโลกปัจจุบันไปเสียแล้ว ชาตินิยมหาอำนาจต่างๆ นอกจากจะมีระบบการสื่อสารที่ใช้โทรทัศน์แล้ว ยังต้องมีสำนักข่าวที่สามารถส่งข้อมูลผ่านดาวเทียม เพื่อเผยแพร่ข่าวสารออกไปยังประเทศอื่นๆ ด้วยในเวลาเดียวกัน อย่างเช่นโทรทัศน์ที่รับสัญญาณดาวเทียมโดยตรง(DTH:direct to home) เครื่องเล่นวีดีโอเทป(Video Cassette Recorder) หรือไม่มีก็เครื่องเล่นที่พ่วงเข้ากับเครื่องรับโทรทัศน์อย่างวีดีโอเกม หรือการใช้แนวคิดเดียวกันนี้เพื่อแสดงข้อมูลต่างๆ ในวงจรมแสดงผลของเครื่องคอมพิวเตอร์



รูปที่ 1.1 สถานีโทรทัศน์สมัครเล่น

นอกจากนั้นแล้ว ในแถบประเทศยุโรป และอเมริกาได้มีการรวมกลุ่มทำการส่งสัญญาณโทรทัศน์ในท้องถิ่นบริเวณใกล้ๆ ซึ่งเรียกว่า โทรทัศน์สมัครเล่น (Amateur Television) ภายหลังมีความแพร่หลายกันมากขึ้นจนเกิดความหลากหลาย เช่นในประเทศอังกฤษ ได้มีการก่อตั้งชุมนุมโทรทัศน์สมัครเล่นขึ้นในปี ค.ศ.1949 โดยใช้ชื่อว่า British Amateur Television Club โดยมีจุดประสงค์เพื่อ ช่วยเหลือ สนับสนุน ประสานงานระหว่างสมาชิกที่สนใจในการสร้างเครื่องส่ง หรือ การติดต่อสื่อสารกันด้วยภาพ เป็นงานอดิเรก โดยข้อแม้ของการสื่อสารด้วยโทรทัศน์สมัครเล่นนั้นคือการส่งด้วยกำลังต่ำๆ ความถี่ RF อยู่ในย่านที่ได้รับอนุญาต ที่สำคัญจะต้องส่งสัญญาณวิดีโอ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่มาตรฐานเดียวกัน เช่น ในประเทศอังกฤษจะต้องรับ-ส่งกันด้วยสัญญาณวีดีโอระบบ PAL ตามมาตรฐานของ CCIR (Committee Consultative International des Radio) ดังนี้

Number of lines picture	625
Interlace	2:1
Aspect	4:3
Line frequency	15.625 KHz
Field frequency	50 Hz
Colour subcarrier frequency	4.43361875 MHz
Video bandwidth	5.5 MHz
Sound subcarrier frequency	5.9996 MHz
Channel bandwidth	8 MHz
Upper sideband width	5.5 MHz
Lower sideband width	1.25 MHz
Vision carrier modulation	Amplitude (AM)
Sound carrier modulation	Frequency (FM)
Modulation	Negative

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 ช่วงความถี่ที่ใช้ในโทรทัศน์สมัครเล่น

ความถี่ที่ใช้ในโทรทัศน์สมัครเล่นนั้นอยู่ในช่วงระหว่างย่าน UHF จนถึงย่านไมโครเวฟ (Microwave) โดยที่มีความยาวคลื่นเริ่มต้นที่ 70 cm (ประมาณ 436 MHz) เป็นต้นไป ดังได้แสดงในตารางที่ 1.1

BAND		FREQUENCY
70 cm	436 MHz	434-440 MHz
33 cm	910 MHz	902-928 MHz
24 cm	1.2 GHz	1240-1325 MHz
13 cm	2.3 GHz	2310-2450 MHz
9 cm	3.4 GHz	3400-3475 MHz
5 cm	5.6 GHz	5650-5680 MHz
5 cm	5.7 GHz	5755-5765 MHz
5 cm	5.8 GHz	5820-5850 MHz
3 cm	10.0 GHz	10000-10500 MHz
1.25 cm	24.0 GHz	24000-24250 MHz
0.5 cm	47.0 GHz	47000-472000 MHz
0.3 cm	75.0 GHz	75500-76000 MHz
0.2 cm	142.0 GHz	142000-144000 MHz
0.1 cm	248.0 GHz	248000-250000 MHz

ตารางที่ 1.1 การกำหนดช่องโทรทัศน์สมัครเล่น

โดยทั่วไปแล้วมักจะนิยมเล่นที่ความถี่ต่ำ ๆ (ตั้งแต่ 436 MHz-1.3 GHz) ก็เพราะว่าราคาของอุปกรณ์ต่าง ๆ นั้นถูกกว่าที่ความถี่สูง ๆ สามารถสร้างได้ง่าย และมีคุณภาพดี

โทรทัศน์สมัครเล่นในประเทศไทยนั้นยังไม่มีการเล่นกันเพราะว่าความถี่ที่โทรทัศน์สมัครเล่นใช้ในการส่งสัญญาณนั้นได้มีการถูกใช้ไปในการสื่อสารอย่างอื่นแล้ว

ปริญญาพนธ์นี้ได้ทำขึ้นเพื่อผู้ที่สนใจที่จะศึกษาสร้างวงจรและทำการทดลองส่งโทรทัศน์ด้วยตนเอง โดยได้เลือกใช้ความถี่ช่วง 902-928 MHz หรือที่ความยาวคลื่นประมาณ 33 cm เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 ขอบเขตของปริญญาโท

โททัศนศึกษาร่วมประกอบด้วยหลักการของเครื่องส่งสัญญาณโทรทัศน์ หลักการรวมสัญญาณ การส่งผ่านสัญญาณผ่านไมโครสตริป และการสร้างเครื่องส่ง

1.4 เนื้อหาโดยรวม

บทที่ 1 จะกล่าวถึงการกำเนิด และมาตรฐานของการส่งโทรทัศน์สมัครเล่น

บทที่ 2 เป็นทฤษฎีและหลักการของสัญญาณโทรทัศน์ สายอากาศ การเลือกอุปกรณ์ใช้งาน และวงจรใช้งานอื่นๆ ในการกำเนิดสัญญาณก่อนที่จะถูกส่งออกไปที่สายอากาศเพื่อส่งไปยังเครื่องรับ

บทที่ 3 จะกล่าวถึง โครงสร้างและคุณสมบัติ การออกแบบ การส่งผ่านสัญญาณในวงจรแผ่นพิมพ์โดยใช้ไมโครสตริป

บทที่ 4 หลักการทำงาน การสร้างและประกอบวงจร

บทที่ 5 การทดลองและสรุปผล

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 ธรรมชาติของคลื่นและชั้นบรรยากาศ

ผิวโลกถูกห่อหุ้มด้วยชั้นบรรยากาศซึ่งไม่ได้มีขอบเขตที่แน่นอนมีการเปลี่ยนแปลงอยู่เสมอ ขึ้นอยู่กับความหนาแน่นของอากาศ และความสูงจากการสำรวจของนักวิทยาศาสตร์พอที่จะแบ่งออกเป็นชั้นๆ ได้ 3 ชั้นคือ โทรโปสเฟียร์ (troposphere) สตราโตสเฟียร์ (stratosphere) และไอโอโนสเฟียร์ (ionosphere)

ชั้นบรรยากาศไอโอโนสเฟียร์อาจแบ่งออกเป็น 4 ชั้น ที่แตกต่างกันตามความสูงและความเข้มตามลำดับ คือ ดี อี เอฟหนึ่งและเอฟสอง ส่วนของเอฟหนึ่งและเอฟสองจะเกิดขึ้นเฉพาะในเวลาตอนกลางวันเท่านั้น เนื่องจากดวงอาทิตย์ส่องไปกระทบส่วนของบรรยากาศชั้นนี้ ในช่วงเวลากลางคืน ชั้นเอฟหนึ่ง (F_1) เอฟสอง (F_2) จะรวมเป็นชั้นเอฟเดียวและชั้น ดี อี จะหายไป เพราะเกิดการรวมตัวกันใหม่ของไอออน (ion) เพราะรังสีอุลตราไวโอเล็ตจากดวงอาทิตย์หมดแล้วตอนกลางคืนแต่อย่างไรก็ตาม ชั้นที่เกิดขึ้นจริงๆ ความสูงและความเข้มของไอออน จะเปลี่ยนแปลงค่าไปตลอดเวลา

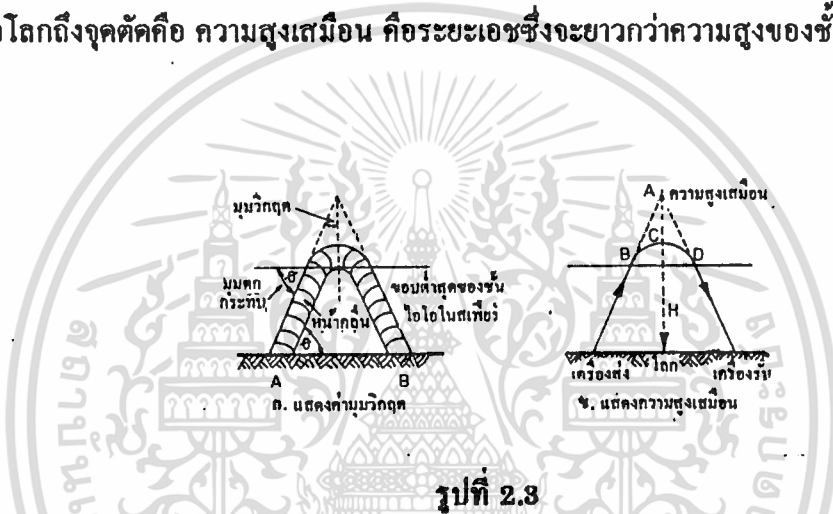
ชั้นดีจะมีความสูงจากพื้นโลกประมาณ 50-90 กม. การแตกตัวในชั้นนี้จะมีน้อยเมื่อเทียบกับชั้นอื่นๆ ผลของชั้นนี้จะทำให้ความเข้มสนามที่ความถี่สูงๆ จะถูกบั่นทอนลงและจะดูดซึมความถี่วิทยุปานกลางและต่ำ จะเกิดขึ้นเฉพาะตอนกลางวันโดยเฉพาะตอนเที่ยงและความเข้มของมัน จะแปรตามความสูงของดวงอาทิตย์จากพื้นโลก นี่เป็นเหตุผลอย่างหนึ่ง ที่การสื่อสารกลางวันในช่วงความยาวคลื่น 100 เมตรและ 80 เมตรจะไปได้ไกล

ชั้นอีความสูง 90-145 กม. จากพื้นโลก ความสูงของชั้นนี้จะเปลี่ยนแปลงไปตามฤดูกาล เมื่อดวงอาทิตย์อยู่ในแนวละติจูดความสูงจะลดลง การติดต่อที่ความถี่สูงส่วนใหญ่ใช้ในชั้นนี้เพราะที่ความถี่มากกว่า 20 MHz คลื่นสามารถสะท้อนมายังโลกได้

ชั้นเอฟห่างจากพื้นโลกประมาณ 145-380 กม. ในตอนกลางคืนจะมีเฉพาะชั้นเอฟที่ความสูงประมาณ 270 กม. การรวมตัวของไอออนในตอนกลางคืนเกิดได้ช้า เพราะฉะนั้นจะสะท้อนความถี่สูงมายังโลกและที่ความถี่สูงมากๆ จะทะลุผ่านชั้นนี้ออกไปเลย

มุมวิกฤต (Critical angle) ที่ความถี่เท่ากันหรือน้อยกว่าความถี่วิกฤต คลื่นจะสะท้อนกลับมายังโลก แต่ความถี่ที่สูงกว่าความถี่วิกฤตอาจจะสามารถสะท้อนกลับมายังผิวโลกได้ ถ้ามุมตกกระทบเหมาะสมเรียกมุมนี้ว่า มุมวิกฤต แต่ที่มุมน้อยกว่านี้จะทำให้คลื่นที่ความถี่นี้จะสะท้อนกลับมายังพื้นโลกแต่ระยะทางอาจไปไม่ไกลเรียกว่า ระยะทางสคิป (skip distance)

ความสูงเสมือน (Virtual height) จากรูปที่ 2.3 (ข) ทิศทางของคลื่นวิทยุชนิดนี้ ในชั้นไอออนไนซ์จะเหมือนกับบีเอดี ถ้าไม่มีการแตกตัวและการสะท้อนเป็นไปอย่างสมบูรณ์ที่ความสูงจากผิวโลกถึงจุดตัดคือ ความสูงเสมือน คือระยะเอชซึ่งจะยาวกว่าความสูงของชั้นบรรยากาศ



รูปที่ 2.8

การเคลื่อนที่ของคลื่นแบบคลื่นดิน

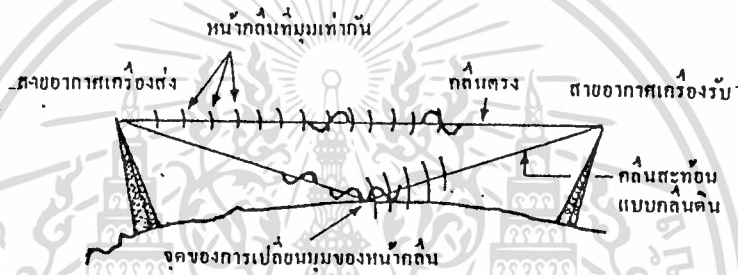
การเคลื่อนที่แบบคลื่นดินหมายถึง การเคลื่อนที่ของคลื่นที่ไม่ต้องอาศัยการสะท้อนจากชั้นไอออนไนซ์เพียร์ เพราะฉะนั้นความเข้มสนามจะขึ้นกับองค์ประกอบอื่นๆ เช่น กำลังของเครื่องส่ง คุณสมบัติของสายอากาศเครื่องส่ง ความถี่ของคลื่น การเคลื่อนที่ของคลื่นรอบส่วนโค้งของโลก (diffraction) ความหนาแน่นของไอออโนสเฟียร์ การเคลื่อนที่แบบนี้นี้นิยมใช้ในการสื่อสารที่ระยะทางปานกลาง (หลายร้อยกิโลเมตร) ที่ความถี่ต่ำ

รูปข้างล่างแสดงถึงคลื่นดิน 2 ชนิดคือ คลื่นตรง (direct wave) และคลื่นสะท้อน (reflected wave) จากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ และการหักเหของคลื่นในชั้นโทรโปสเฟียร์ เพราะฉะนั้นคลื่นดินอาจพูดได้ว่าประกอบด้วยคลื่นตรง คลื่นสะท้อน คลื่นตามผิวดิน และคลื่นโทรโปสเฟียร์

คลื่นตรง เป็นคลื่นที่เคลื่อนที่จากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับโดยตรง จะถูกจำกัดโดยระยะทางในแนวราบหรือเส้นสายตา (line of sight) ระยะทางที่ไปได้ไกลเพิ่มได้โดยเพิ่มความสูงของสายอากาศเครื่องส่ง

คลื่นสะท้อน เป็นคลื่นวิทยุที่เคลื่อนที่ถึงเครื่องรับ หลังจากสะท้อนจากพื้นดินหรือจากผิวทะเลสำหรับการติดต่อสื่อสารระหว่างจุด ที่น้อยกว่า 1000 ฟุต เล็กน้อย คลื่นมีมุมเฟส (phase) ต่างออกไป 180 องศา จะมีผลต่อเครื่องรับมากในการที่จะรวมกับคลื่นตรง

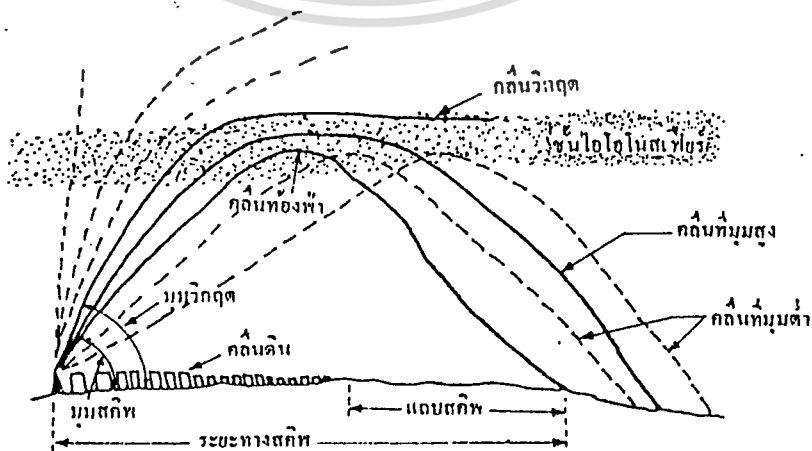
คลื่นตามผิวดิน ผลมาจาก สภาพการนำ (conductivity) และค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (dielectric constant) ของพื้นดินและสามารถเคลื่อนที่ไปตามความโค้งของโลกได้



รูปที่ 2.4 แสดงการเคลื่อนที่ของคลื่น

การเคลื่อนที่ของคลื่นท้องฟ้า

เป็นการเคลื่อนที่ของคลื่นแบบที่สองที่สะท้อนในชั้นไอโอโนสเฟียร์และโทรโปสเฟียร์ ซึ่งมีบทบาทในการติดต่อระยะทางไกลๆ ระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ คลื่นที่เคลื่อนที่แบบนี้คือ คลื่นที่มีความถี่ปานกลาง 300-3000 kHz ซึ่งจะสะท้อนในชั้นโทรโปสเฟียร์ และคลื่นที่มีความถี่ย่านคลื่นสั้น (short wave) คือ 3-30MHz สะท้อนในชั้นไอโอโนสเฟียร์



รูปที่ 2.5 แสดงการสะท้อนของคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเชิง นันทนาการเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- จากรูปจะสังเกตเห็นว่า จะมีทิศทางที่เป็นไปได้หลายทาง ที่คลื่นจะเคลื่อนที่จากเครื่องส่ง ไปยังเครื่องรับโดยสะท้อนในชั้นไอโอโนสเฟียร์

- ระยะทางสคิป (skip distance) เป็นระยะทางที่ใกล้ที่สุดที่คลื่นที่ความถี่หนึ่งจะสะท้อน ในชั้นบรรยากาศมายังพื้นดิน จะมีเฉพาะความถี่นั้นๆ ที่มากกว่าความถี่วิกฤต

- จะเห็นว่าแถบสคิป (skip zone) เป็นส่วนที่อยู่ถัดจากช่วงของการเคลื่อนที่ของคลื่นดิน แถบสคิปจะหมดไป เมื่อช่วงของระยะทางของคลื่นดินเท่ากับหรือมากกว่าแถบสคิป

- ถ้ามุมตกกระทบ จากสายอากาศเครื่องส่งกระทำกับชั้นไอโอโนสเฟียร์คงที่ และความถี่เพิ่มขึ้น ระยะทางสคิปจะเพิ่มขึ้น ถ้าความถี่เหล่านั้นมีค่ามากกว่าความถี่วิกฤตเพียงเล็กน้อย ทั้งนี้ เพราะความสูงและการแตกตัวของไอออนไม่เปลี่ยนแปลงมากนัก

- มุมวิกฤตเป็นมุมที่คลื่นเริ่มหักเหในชั้นบรรยากาศ โดยไม่สะท้อนมายังโลก มุมสคิป (skip angle) เป็นมุมที่คลื่นเริ่มสะท้อนมายังโลก

- ถ้ามุมตกกระทบมากกว่ามุมวิกฤต คลื่นจะทะลุผ่านชั้นบรรยากาศโดยไม่มีการหักเห และสะท้อนมายังพื้นโลก และถ้ามุมตกกระทบน้อยกว่ามุมวิกฤต แต่น้อยกว่ามุมสคิปจะไปได้ไกลกว่า ระยะทางสคิปที่ความถี่นั้น แต่ถ้ามุมตกกระทบน้อยกว่ามุมสคิป จะไปได้ไกลกว่าระยะทางสคิปแต่จะถูกบั่นทอน

- ที่ความถี่สูงค่าเดียวกัน ถ้าสายอากาศเครื่องส่ง ส่งคลื่นเป็นมุมตกกระทบต่างๆ กัน ก็จะมีผลต่างกันออกไป เช่น ระยะทางใกล้ไกลต่างกัน

- มุมวิกฤตที่ความถี่หนึ่งจะแตกต่างกันความถี่วิกฤต สำหรับชั้นไอโอโนสเฟียร์ความถี่วิกฤตตกกระทบเป็น 90 องศา ความถี่ที่สูงกว่าความถี่วิกฤตจะไม่สะท้อนมายังโลก แต่อาจสะท้อนได้ถ้ามุมตกกระทบน้อยกว่า 90 องศา

- ที่ความสูงและความหนาแน่นของชั้นบรรยากาศที่คงที่และมีมุมตกกระทบคงที่ (น้อยกว่า 90 องศา) จะมีค่าความถี่สูงสุดที่คลื่นจะสะท้อนมายังโลกเรียกค่าความถี่นี้ว่า เอ็มยูเอฟ (MUF) และจะมีค่าสูงกว่าความถี่วิกฤต ถ้าระยะทางระหว่างเครื่องส่ง-เครื่องรับเพิ่มขึ้นเอ็มยูเอฟจะเพิ่มขึ้นด้วย

- ถ้าความสูง ระยะทางระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับคงที่ ความถี่ที่ต่ำกว่าเอ็มยูเอฟจะถูกบั่นทอนจะมีความเข้มของคลื่นมากที่สุดที่เอ็มยูเอฟ และความถี่สูงกว่าเอ็มยูเอฟ จะไม่สะท้อนในชั้นบรรยากาศ (นอกจากจะสะท้อนในชั้นอื่นๆ)

- ถ้าที่ความถี่คงที่ และระยะทางเครื่องส่ง-เครื่องรับเปลี่ยนไป ที่ระยะทางสคิปจะรับสัญญาณได้ดีที่สุด ที่ระยะทางไกลกว่าสคิปจะถูกบั่นทอนมาตรฐานความถี่ทั่วไปความถี่ที่ใช้ในการส่งโทรทัศน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มาตรฐานความถี่ทั่วไป

ความถี่ที่ใช้ในการส่งโทรทัศน

มาตรฐานการส่งโทรทัศนตามมาตรฐานสากลมีหลายระบบในแต่ละระบบก็มีใช้กันหลายกลุ่มประเทศ แต่ละกลุ่มก็ใช้ทั้งในย่านความถี่วีเอชเอฟและย่านยูเอชเอฟ มีจำนวนช่องและความถี่ที่ใช้แตกต่างกัน โดยในระบบวีเอชเอฟมีประมาณ 12 ช่อง ย่านความถี่ยูเอชเอฟ ประมาณ 83 ช่อง ระบบใหญ่ๆ ที่ใช้ในการส่งทั่วโลกขณะนี้แบ่งเป็นสองระบบคือในระบบแรกเป็นระบบที่ใช้อักษรย่อว่า เอฟซีซี (FCC) ระบบนี้ใช้กันในประเทศอเมริกา ญี่ปุ่น เกาหลีใต้ ฟิลิปปินส์ ไต้หวัน พม่า กัมพูชา อาร์เจนตินา โบลิเวีย อุรุกวัย จาไมกา เป็นต้น ส่วนในอีกระบบหนึ่ง เป็นระบบ ซีซีไออาร์ (CCIR) ที่ใช้ในประเทศแถบยุโรป ตะวันออกกลาง แอฟริกา เป็นต้น

โดยทั่วไปที่ความยาวของสายอากาศตัวหนึ่ง เมื่อให้ทำงานที่ความถี่มีค่ามากขึ้น จำนวนโวล (loop) จะมากขึ้นด้วย ซึ่งไม่เป็นผลดีนักในแง่การส่งหรือการรับ เพราะกำลังจะได้น้อยลง แต่

ลำดับ	ช่วงความถี่	ตัวย่อ	ตัวเต็ม	คุณสมบัติ
1	30-300 kHz	LF	Low Frequency	เริ่มเป็นคลื่นวิทยุแต่ยังไม่ ได้ไกล
2	300-3000 kHz	MF	Medium Frequency	ส่วนใหญ่ส่งแบบเอเอ็มไปได้ ไกลกว่า LF
3	3-30 MHz	HF	High Frequency	สั้น วิทยุตำรวจและซิงเกิลไซด์ แบน
4	30-300 MHz	VHF	Very High Frequency	ทีวี เอเอ็ม และวิทยุราชการ
5	300-3000 MHz	UHF	Ultra Frequency	ยู เอช เอฟ ของหน่วยราชการ
6	3-30 GHz	SHF	Super High Frequency	ไมโครเวฟ

ตารางที่ 2.1 แสดงช่วงความถี่วิทยุที่ใช้ในงานสื่อสาร

สถานีวิทยุ	ช่องความถี่	ความยาวคลื่นขั้ว
เอเอ็ม	550-1600kHz	360 เมตร
เอฟเอ็ม	88-108MHz	3 เมตร
คลื่นสั้น	3-12MHz	62.5 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.2 แสดงช่วงความถี่ที่ส่งในประเทศไทย

แถบความถี่	ช่อง	ความถี่	คลื่นพา (Carrier)		ความยาว คลื่น/นิ้ว	ช่วงกว้างความ ถ
			สัญญาณภาพ	สัญญาณเสียง		
VHF low band	2	54-60	58.25	59.75	207.6	10.5
	3	60-66	61.25	65.75	187.5	9.5
	4	66-72	67.25	71.75	171.2	8.7
	5	76-82	77.25	81.75	149.5	7.6
	6	82-88	83.25	87.75	139.0	7.1
High band	7	174-180	175.25	179.75	66.73	3.39
	8	180-186	181.25	185.75	64.54	3.28
	9	186-192	187.25	191.75	62.49	3.18
	10	192-198	193.25	197.75	60.58	3.08
	11	198-204	199.25	203.75	58.76	2.99
	12	204-210	205.25	209.75	57.06	2.90
	13	210-216	211.25	215.75	55.45	2.82

ตารางที่ 2.3 ตารางแสดงความถี่การส่งที่วีระบบ FCC ย่าน VHF

แถบความถี่	ช่อง (channel)	ความถี่ (Frequency) MHz	คลื่นพา (carrier)	
			สัญญาณภาพ (Video : MHz)	สัญญาณเสียง (Audio : MHz)
VHF low band	2	47-54	48.25	53.75
	3	54-61	55.25	60.75
	4	61-68	62.25	67.75
High band	5	174-181	175.25	180.75
	6	181-188	182.25	187.75
	7	188-195	188.25	194.75
	8	195-202	196.25	201.75
	9	202-209	203.25	208.75
	10	209-216	210.25	215.75
	11	216-223	217.25	222.75
	12	223-230	224.25	229.75

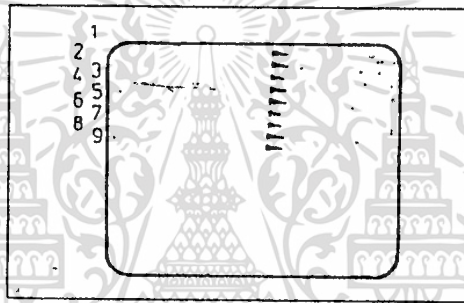
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ ตารางที่ 2.4 แสดงความถี่ของการส่งที่วีระบบ CCIR ย่าน VHF

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 สัญญาณโทรทัศน์และลักษณะของเครื่องรับโทรทัศน์

สำหรับประเทศไทยมีการส่งในระบบ CCIR โดยใช้คลื่นพาหะพาสัญญาณภาพมาในลักษณะการมอดูเลตแบบ AM ส่วนทางด้านเสียงนี้จะมอดูเลตมาแบบเอฟเอ็มอีกความถี่หนึ่งที่อยู่ใกล้กัน

ภาพที่ปรากฏบนจอทีวีในขณะที่เราเปิดรับสถานีใดสถานีหนึ่งอยู่นั้นก็มีลักษณะการเกิด โดยการแบ่งภาพออกเป็นเส้นๆ ที่เรียงติดกัน แต่ละเส้นจะมีความเข้มของแสงแตกต่างกันตลอดแนวเส้น ครั้นเมื่อให้ลำอิเล็กตรอนกวาดไปที่ละเส้นจากตอนบนจอลงมาตอนล่างด้วยความเร็วสูงมาก เมื่อกวาดครบทุกเส้นก็จะได้ภาพดังแสดงในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 แสดงการกวาดภาพเป็นเส้นจอยทีวี

คั้งนั้นสัญญาณที่จะส่งออกมาครั้งหนึ่งภาพจะต้องใช้เวลาระยะหนึ่ง คือการเริ่มกวาดคั้งแต่เส้นแรก จนถึงเส้นสุดท้าย โดยปกติการที่จะได้ภาพบนจอให้มีคุณภาพดีนั้นจะไม่ให้ลำแสงของอิเล็กตรอนกวาดเรียงชิดติดกันทุกเส้น เมื่อครบถึงตอนล่างแล้วจึงกวาดเส้นที่เหลือนั้นการที่จะครบภาพหนึ่งจริงๆ จึงต้องกวาดในแนวคั้งครบสองครั้ง

จำนวนเส้นที่ปรากฏบนจอทีวีย่อมแตกต่างกันตามระบบที่ส่ง ขอให้พิจารณาจากตารางที่ 2.5 จะเห็นว่าในแต่ละระบบก็มีจำนวนเส้น และจำนวนภาพต่อวินาทีไม่เท่ากัน การส่งสำหรับประเทศไทยมีจำนวนเส้นจอบนจอทีวีทั้งหมด 625 เส้น โดยการกวาดเส้นเว้นเส้นตามแนวคั้งเมื่อกวาดครบในแนวคั้งสองครั้งก็จะได้ภาพออกมา 1 ภาพ การกวาดแต่ละเส้นจะเป็นไปอย่างรวดเร็วมากในเวลา 1 วินาที จะทำการกวาดขึ้นลงในแนวคั้งครบ 50 ครั้ง หรือคิดเป็นจำนวนภาพได้ 25 ภาพต่อวินาที

ประเทศ	เส้น	การผสม		จำนวนภาพ ต่อวินาที	สัญญาณที่ผสม	ชื่อระบบ
		ภาพ	เสียง			
อังกฤษ	405	AM	AM	25		British system
สหรัฐ	525	AM	FM	80		NTSC or RTMA
ญี่ปุ่น						or FCC
เยอรมัน						
อิตาลี	625	AM	FM	25		CCIR
ออสเตรเลีย						
ไทย	625	AM	FM	25		CCIR
รัสเซีย						
เยอรมัน	625	AM	FM	25	ลบ	OIR
ตะวันออก						
ฝรั่งเศส	819	AM	FM	25	บวก	SECAM

ตารางที่ 2.5 โทรทัศน์ระบบต่างๆ

หมายเหตุ

RTMA = Radio Television Manufacture Association

NTSC = National television System Committee

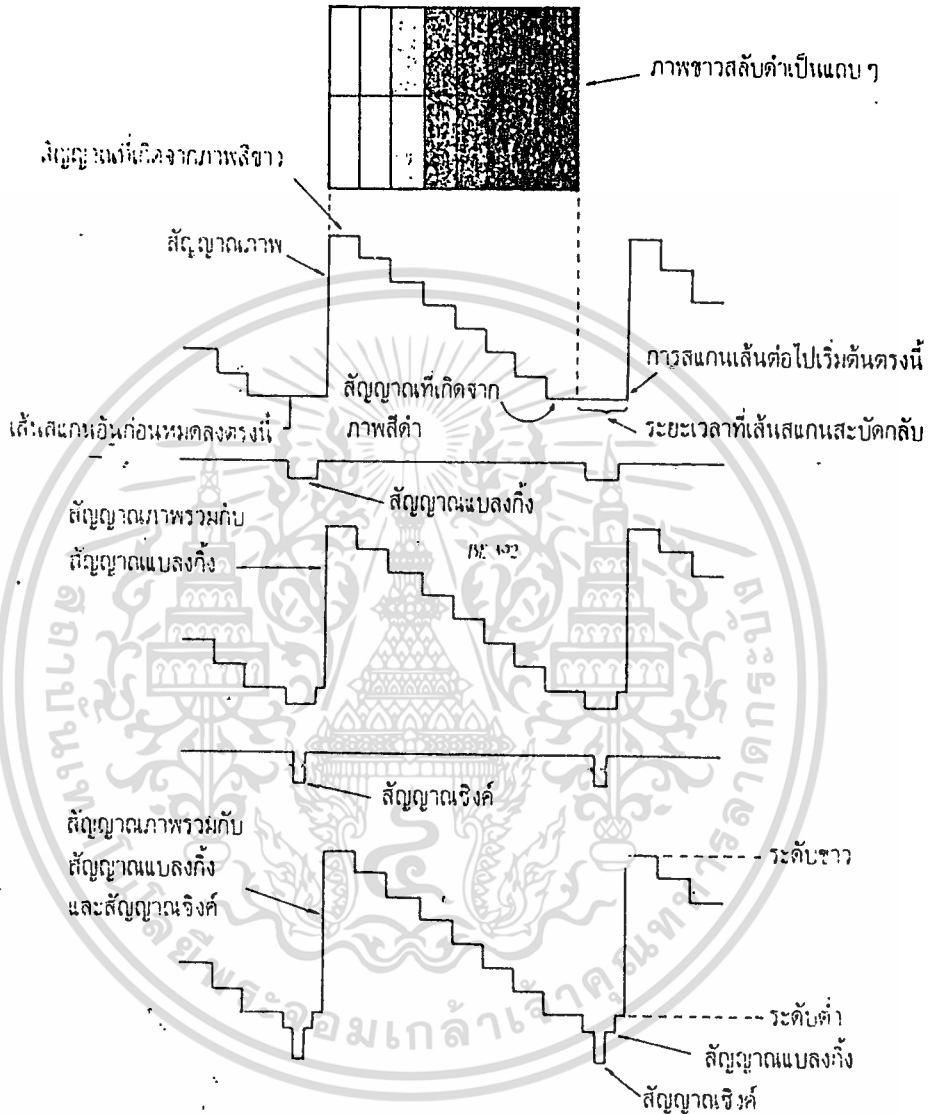
CCIR = Committee Consultatif International des Radio Communication

แถบกว้างทางความถี่ของสัญญาณโทรทัศน์ (Bandwidth of TV Signal)

ระบบที่ประเทศไทยใช้อยู่ เฉพาะสัญญาณภาพอย่างเดียวมีแถบกว้างทางความถี่ประมาณ 6MHz ครั้นถ้ารวมสัญญาณความถี่เสียงด้วยแล้วจะอยู่ราวๆ 7MHz จากเรื่องของแถบกว้างทางความถี่ของสัญญาณมีค่าสูงนี้เอง ทำให้เราไม่สามารถส่งสัญญาณทีวีไปกับคลื่นพาหะที่ความถี่ต่ำๆ ได้ ย่านความถี่ที่ใช้งานจึงใช้ที่ความถี่สูงมาก คือ ย่านวีเอชเอฟ (30MHz-300MHz) และย่านยูเอชเอฟ (300MHz-3GHz)

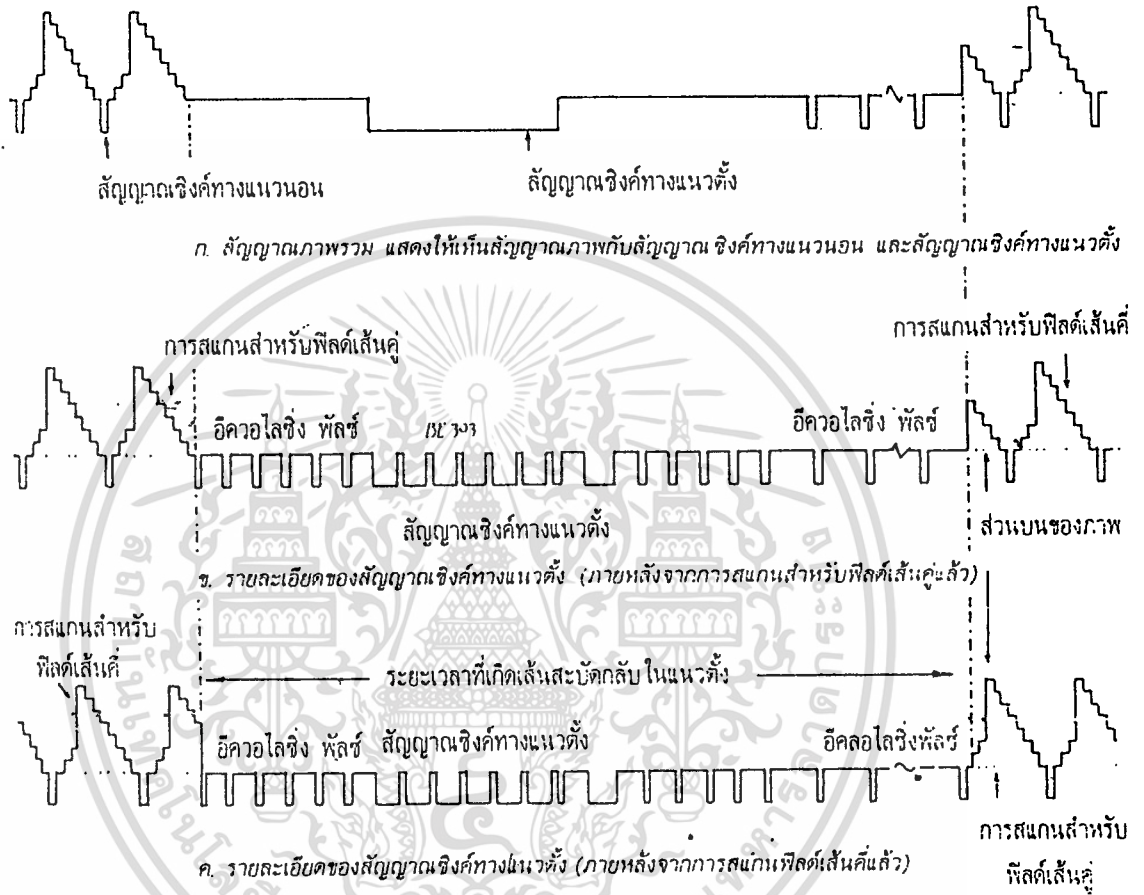
สัญญาณโทรทัศน์และการชิงโครโมในภาพ

สัญญาณจากที่ส่งมาจากเครื่องส่งเป็นตัวควบคุมการยิงของอิเล็กตรอน ถ้าระดับแรงดันไปปรากฏที่ตัวยิงอิเล็กตรอนมากก็จะมีจำนวนอิเล็กตรอนวิ่งมากระทบที่จะเป็นแสงสว่างขึ้น ลักษณะต่างๆ ของสัญญาณภาพในแต่ละเส้นเขียนแสดงให้เห็นได้ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 แสดงลักษณะของสัญญาณทีวี

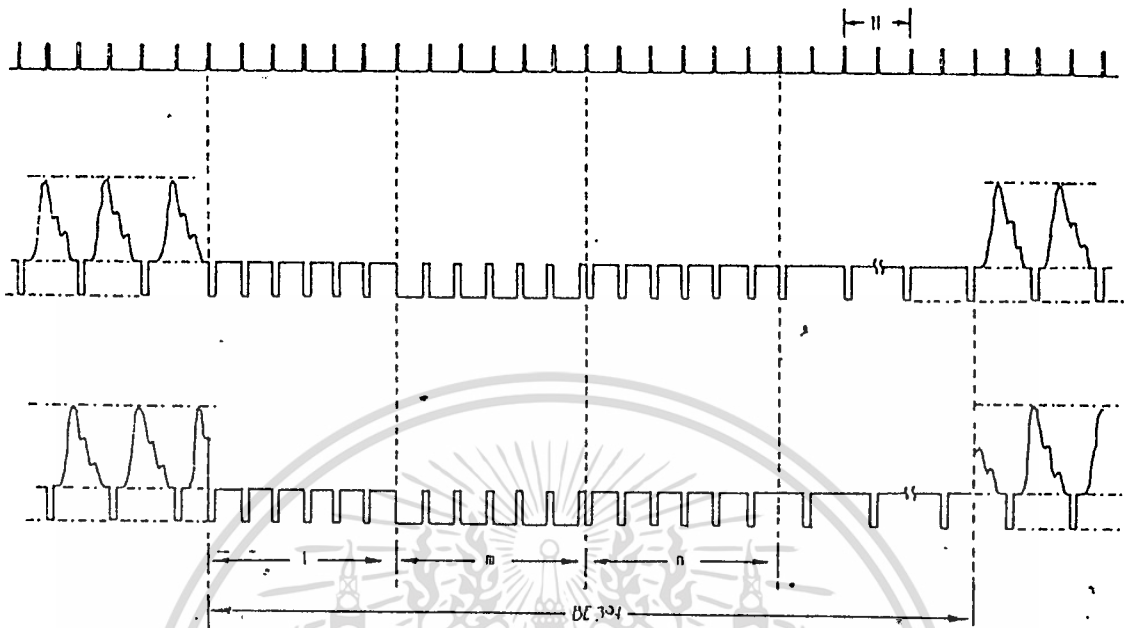
ในขณะที่อิเล็กตรอนกวาดเส้นหนึ่งด้วยสัญญาณรูปข้างบน ครั้นเมื่อกวาดครบเส้นแล้วมันจำเป็นต้องกลับมาเริ่มที่จุดตั้งต้นของเส้นถัดต่อไป ถ้าหากให้อิเล็กตรอนวิ่งกลับมาเฉยๆ ก็จะปรากฏแสงสีขาวเป็นทางกลับ ดังนั้นเราจำเป็นต้องหาทางหลีกเลี่ยงแสงวิ่งกลับนี้ ซึ่งก็ทำได้โดยการทำให้สัญญาณที่เป็นตัวควบคุมอิเล็กตรอนที่สัญญาณภาพมีลักษณะภาพทางคำมิกหรือไม่มีอิเล็กตรอนมานั่นเอง ถ้าแสงอิเล็กตรอนขณะวิ่งกลับจึงไม่ปรากฏบนจอภาพ ครั้นกับมาเริ่มต้นใหม่เรียบร้อยแล้วค่อยมีสัญญาณควบคุมจำนวนอิเล็กตรอนอีกดังแสดงในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 แสดงสัญญาณพัลส์ลบในขณะที่ลำอิเล็กตรอนกวาดกลับไปตั้งต้นใหม่

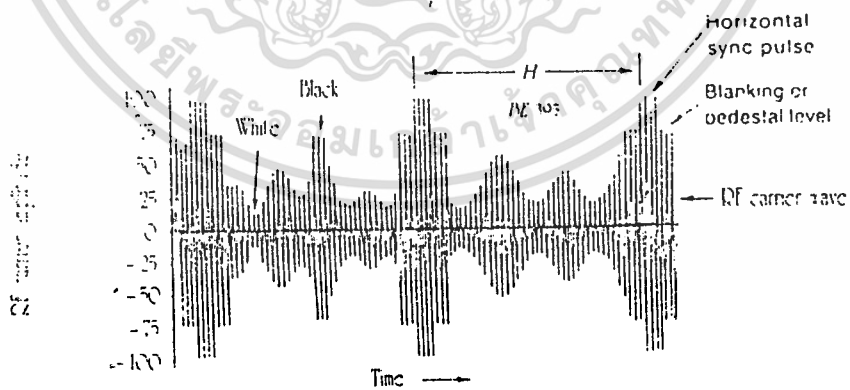
โดยปกติช่วงของพัลส์ที่ลดค่าแรงดันลงมาเพื่อไม่ให้อิเล็กตรอนวิ่งไปเข้าหลอดในขณะที่วิ่งกลับมาเริ่มต้นที่เส้นใหม่ มีชื่อเรียกว่า สัญญาณว่าง (blanking signal) ขนาดของสัญญาณว่างนี้จึงต้องมีค่าต่ำกว่าระดับสัญญาณมีคมีชื่อเรียกว่า สัญญาณเซทอัพ (set up)

ครั้นภาพกวาดมาจนถึงเส้นล่างสุดท้ายบนจอภาพแล้ว ลำอิเล็กตรอนก็จะถูกควบคุมให้วิ่งไปกวาดเส้นตอนบนสุดใหม่ จะเห็นว่าช่วงการนำสัญญาณนี้ไปกวาดเริ่มต้นเส้นใหม่หรือทำให้เกิดภาพใหม่ขึ้นนั้นเพื่อเครื่องจะได้มีการกวาดเส้นต่างๆ ตรงตามตำแหน่งของมันได้เสมอ ดังนั้นสัญญาณควบคุมก็ต้องได้รับเข้ามาด้วย เพื่อควบคุมที่จุดนี้ ลักษณะของสัญญาณควบคุมนี้จะต้องประกอบด้วยพัลส์ลบเช่นเดียวกัน แต่มีหลายลูกติดต่อกัน ในช่วงเวลาหนึ่งซึ่งก็พอสึกกับลำอิเล็กตรอนวิ่งกลับไปปรอเริ่มต้น ขอให้พิจารณารูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 แสดงระบบพัลส์ในฟิลด์ของการซิงโครไนซ์ของระบบโทรทัศน์

การมอดูเลตนี้จะทำการมอดูเลตในลักษณะแบบสัญญาณ AM ส่วนของสัญญาณภาพจะถูกกลับเฟส 180° แล้วนำมามอดูเลต สัญญาณที่ส่งออกอากาศมาจึงมีรูปร่างลักษณะดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 ลักษณะของสัญญาณทีวีที่ได้รับการมอดูเลตกับสัญญาณพาหะแล้ว

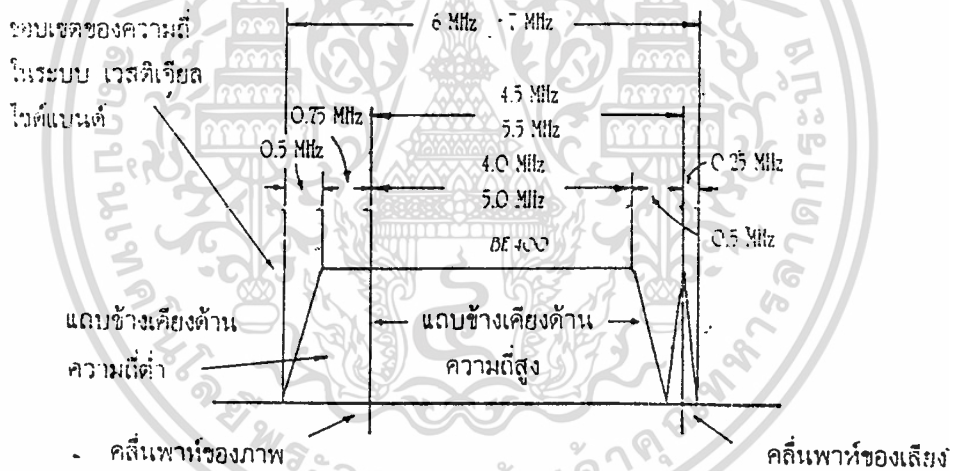
จากสัญญาณทีวีที่ปรากฏนี้เราคงมองเห็นแล้วว่าสัญญาณเชิงคี่ที่ปรากฏนี้ จะปรากฏที่ระดับ

บนยอดสุดของสัญญาณ ถ้าหากเราสร้างวงจรหนึ่ง เป็นวงจรแยกแยะระดับสัญญาณเราก็ได้สัญญาณ
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 จัหวะซิงค์ทุกครั้ง และเนื่องจากลักษณะของสัญญาณเชิงคี่เส้นหรือแนวราบ กับซิงค์ภาพหรือซิงค์
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งนั้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปะลงเนื้อหา และห้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในแนวคิ่งหรือเฟรมมีลักษณะแตกต่างกัน การที่เราจะทราบว่าเป็นพัลส์ซิงค์ภาพเราทำได้ โดยการตรวจสอบว่าสัญญาณพัลส์ที่ส่งเข้ามานี้มาในลักษณะหลายถูกคิดกันหรือไม่

ความถี่กับสัญญาณโทรทัศน์

สัญญาณส่วนที่จะแสดงความหมายทางด้านภาพประกอบด้วยความถี่ต่างๆ ที่มีแถบกว้างทางความถี่ 4-10 MHz ครั้นเมื่อนำมามอดูเลทกับสัญญาณพาหะในลักษณะการมอดูเลทแบบ AM ดังนั้นสัญญาณภาพก็จะไปปรากฏอยู่ในแถบความถี่แถบข้าง (side band) ของความถี่พาหะ และในแต่ละความถี่แถบข้าง ก็มีข้อมูลของสัญญาณภาพอยู่ด้วย ดังนั้นในการส่งโทรทัศน์แต่ละสถานีจึงต้องใช้ความถี่ที่สูงมาก เพื่อที่จะได้มีจำนวนสถานีมากขึ้น เราก็ทำได้อีกวิธีหนึ่งโดยให้สถานีส่งมาเพียงแถบข้างใดข้างหนึ่งเท่านั้น วงจรเครื่องส่งจึงต้องมีวงจรกรองความถี่เพื่อเลือกความถี่ด้านใดด้านหนึ่งของแถบข้างออกไปใช้งาน



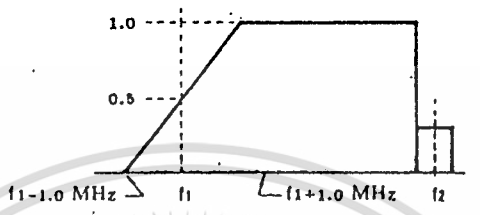
รูปที่ 2.11 แสดงแถบความถี่ของสัญญาณโทรทัศน์

โดยทั่วไปแล้วเราไม่ต้องการให้ความถี่พาหะถูกบั่นทอนไปด้วย เพราะจะทำให้กำลังส่งลดต่ำลงไปมากไม่สามารถส่งออกไปได้ไกลๆ และอีกประการหนึ่งในเรื่องเกี่ยวกับการหาวงจกรองความถี่ที่มีลักษณะการเลือกความถี่ได้สูงมากมาใช้งานนั้นทำได้ยากปัญหาที่มีอยู่ว่าเราจะเลือกสัญญาณแถบข้างใดส่งออกและเราจะให้สัญญาณเสียงอยู่ด้านใดของสัญญาณภาพ จากการทดลองพบว่าที่แถบข้างด้านความถี่ต่ำ การคั่นสัญญาณจะเป็นไปได้เป็นอย่างดีทำให้ขนาดของสัญญาณมีค่าสูงแต่ผลเสียประการหนึ่งก็เกิดขึ้นมาและเป็นสิ่งไม่พึงปรารถนานั่นคือความถี่ขึ้น ดังนั้นการส่งสัญญาณจึงเลือกความถี่แถบบนส่งมาโดยการผ่านวงจรกรองความถี่ที่ยอมให้สัญญาณพาหะผ่านมา

ได้บ้างที่เรียกว่า การส่ง ระบบเวสติเจียล ไซด์แบนด์ (vestigial sideband) ซึ่งประกอบด้วยแถบ

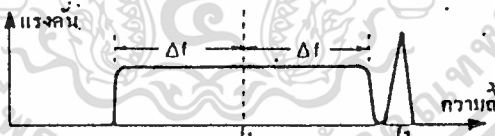
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ประมาณ 1/4 ของแถบความถี่ แถบข้างด้านที่ถูกกรองออก สัญญาณที่ส่งออกจึงประกอบ ด้วยสัญญาณภาพที่ความถี่แถบบน สัญญาณพาหะและ 1/4 ของความถี่ของสัญญาณความถี่แถบล่าง



รูปที่ 2.12 แสดงแถบความถี่ของสัญญาณทีวีที่ส่งมาจริงๆ

แต่ในระบบมาตรฐานทางด้านเครื่องรับ รูปร่างของสัญญาณที่ต้องการที่ความถี่ต่ำๆ ควร จะถูกบั่นทอนลง เพื่อว่าเมื่อนำมาตีเทคแล้วจะได้ขนาดของสัญญาณกลับมาเท่าเดิม เพราะอัตรา ขยายของวงจรที่ความถี่ต่ำข้อมสูงกว่า นั่นคือเมื่อพิจารณารูปสเปกตรัมของสัญญาณแล้ว สัญญาณ แถบข้างของสัญญาณโทรทัศน์ควรจะเป็นไปตามรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 แสดงสเปกตรัมทางความถี่ที่ควรจะเป็นของสัญญาณโทรทัศน์

ข้อพิจารณาเกี่ยวกับเครื่องรับโทรทัศน์

ตำแหน่งการวางเครื่องรับโทรทัศน์

การวางตำแหน่งโทรทัศน์นั้นอาจจะวางตำแหน่งต่างๆ ภายในบ้านเพื่อให้มองเห็นภาพได้ ชัดเจน และในตำแหน่งที่ดีและเหมาะสม ต้องห่างจากแหล่งความร้อนที่แพร่มาถึง เช่น แสง อาทิตย์ สถานที่ต้องมีอากาศถ่ายเทได้สะดวก สิ่งหนึ่งที่จะต้องพิจารณาประกอบด้วยก็คือตำแหน่ง ของสายอากาศกับเครื่องรับโทรทัศน์ เพราะโดยปกติถ้าเป็นสถานที่ที่ห่างจากเครื่องส่งมาก ตัว เครื่องรับกับสายอากาศควรจะอยู่ใกล้กัน เพื่อให้คุณภาพการรับดีโดยจะมีกำลังสูญเสียในสายน้อย



การรบกวนจากเครื่องใช้ไฟฟ้าอื่นๆ

สัญญาณรบกวนจากเครื่องใช้ไฟฟ้าที่มีเครื่องช่วยมอเตอร์ไฟฟ้า เช่น สว่าน มีด เลื่อย เครื่องผสมหรือเครื่องใช้ไฟฟ้าที่เกิดจากการใช้ทรานซิสเตอร์ ควบคุมต่างๆ เช่น เครื่องหรีไฟ เครื่องควบคุมความเร็วมอเตอร์ ฯลฯ จะเป็นผลทำให้เกิด สัญญาณรบกวนป้อนเข้าไปทางไฟสลับ 220 โวลต์ที่อินพุท ทำให้ภาพสั่น ภาพล้ม หรือภาพพร่า วิธีที่จะแก้ไขปัญหานี้ทำได้โดยการสร้างวงจรฟิลเตอร์หรือต่อเครื่องกรองสัญญาณรบกวนเข้าที่ปลั๊กไฟก่อนเอาขั้วปลั๊กของสายโทรทัศน์เสียบเข้าค้ำรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 แสดงการต่อเครื่องกรองสัญญาณรบกวน

วงจรฟิลเตอร์ที่ง่ายๆ ทำได้โดยการใช้ตัวเก็บประจุตัวเล็กๆ ที่ทนแรงดันได้ ค่าที่ใช้โดยทั่วไปจะมีค่าน้อยประมาณ 0.1 μF ที่ทนแรงดัน 450 V หรือมากกว่านี้ต่อกับตัวเหนี่ยวนำประมาณ 400 μH โดยต่อลักษณะแอล (L-section) ต่อक्रमขั้วไฟฟ้าที่ป้อนเข้าเครื่อง

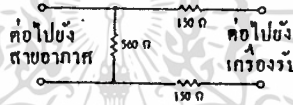
การรบกวนจากคลื่นวิทยุ

เกิดจากความถี่ของคลื่นวิทยุ FM หรือวิทยุสมัครเล่น (CB) หรือวิทยุออกก็์ทอร์คี่ หรืออาจเกิดจากเครื่องมือแพทย์ การจุดระเบิดของหัวเทียน หรืออาจเกิดจากพายุแม่เหล็ก การรบกวนแบบนี้จะมีผลอย่างยิ่งต่อเครื่องรับที่รับสัญญาณโทรทัศน์ได้อ่อนมากๆ การแก้ไขทำได้โดยใช้วงจรกรองความถี่ติดที่สายนำสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับ

การรับสัญญาณแรงเกินไป

อาการที่จะบอกให้ทราบว่าในขณะที่เครื่องรับเรารับสัญญาณได้แรงเกินไปคือ จะเกิดเสียงหึ่งขึ้นที่ภาคเสียงของเครื่องรับ ภาพเกิดเงา หรือปรากฏในลักษณะภาพเนกกาตีฟ ในส่วนการรับภาพสิ่งที่จะทำให้เกิดปัญหานี้ขึ้นได้คือ การเลือกใช้สายอากาศผิด

เราอาจสร้างตัวบั่นทอนสัญญาณขึ้นใช้เองอย่างง่ายๆ โดยการใช้ตัวต้านทานชนิดคาร์บอนขนาด $1/2$ วัตต์หรือ $1/4$ วัตต์มาต่อตามรูปข้างล่างนี้ได้ ซึ่งก็นับว่าให้ผลดีมากทีเดียว



รูปที่ 2.15 แสดงตัวบั่นทอนสัญญาณอย่างง่ายๆ

2.3 คุณสมบัติของสายอากาศ

สายอากาศนั้นเป็นส่วนหนึ่งที่จะขาดไม่ได้ในระบบวิทยุสื่อสารที่เกี่ยวข้องกับคลื่นวิทยุและโทรทัศน์ในปัจจุบัน

เนื่องจากสายอากาศเป็นอุปกรณ์ทางไฟฟ้าประเภทพาสซีฟ (passive) เพราะฉะนั้นการสึกหรอหรือเสื่อมคุณภาพ เมื่อเทียบกับหลอดหรือทรานซิสเตอร์แทบจะไม่มีเลย สาเหตุการสึกหรอจะเนื่องมาจากการสุกกร่อนของโลหะเนื่องจากบรรยากาศที่เป็นกรดหรือด่างหรือแรงลม เสถียรภาพของการติดตั้ง เพราะฉะนั้นการออกแบบ การติดตั้งและการป้องกันการสุกกร่อนจึงเป็นปัญหาสำคัญในการบำรุงรักษาสายอากาศ

สายอากาศกับสายส่ง

สายอากาศแบบง่ายที่สุด แบบไดโพลหรือโฟลด์ไดโพล (fold dipole) ไดโพล ชนิด $\lambda/2$ (half wave dipole) เป็นส่วนประกอบขั้นพื้นฐานของระบบสายอากาศ เมื่อมีการเพิ่มขึ้นส่วนบางส่วนจะทำให้การรับหรือส่งสัญญาณไปในทิศทางที่ต้องการได้

สายอากาศแบบไดโพลนั้น สามารถเปรียบเทียบได้กับสายส่งชนิดอาร์เอฟ (RF) ที่เป็นวงจรเปิดมีความยาวเท่ากับ $\lambda/4$ ซึ่งต้องรีโซแนนซ์ (resonance) กับเครื่องกำเนิดสัญญาณโดยจะมีสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้ารอบตัวมันมากมายซึ่งความชันของผลตอบสนองของสายอากาศแบบไดโพลคล้ายกับ แอล-ซี (L-C) ของวงจรรีโซแนนซ์ที่ความถี่ต่ำ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับรูปร่างของส่วนที่เป็นไดโพล

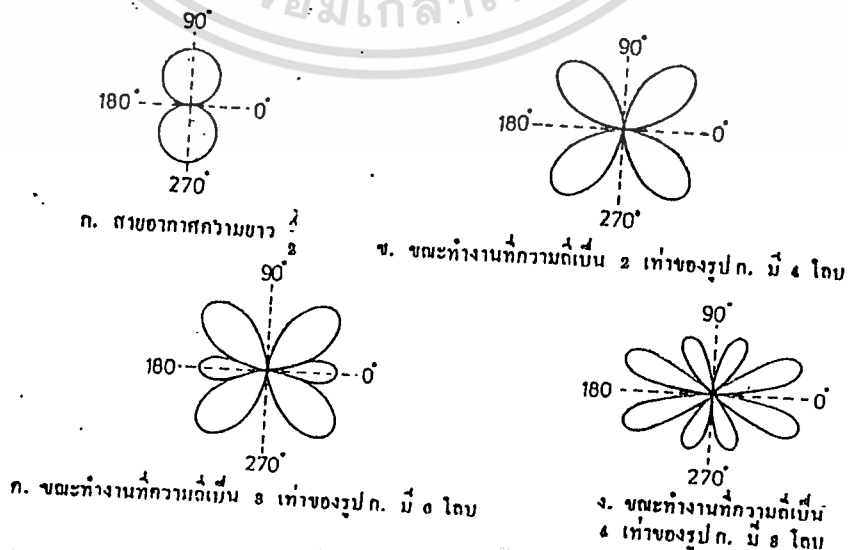
รูปแบบของการแพร่คลื่นของสายอากาศ

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่กระจายออกรอบตัวสายอากาศ ลักษณะรูปร่างของการกระจายพลังงานคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นรูปร่างต่างๆ กัน เรียก รูปแบบหรือเพทเทอร์น ซึ่งจะเป็นตัวกำหนด ค่าโคเรคทีวิตี (directivity) คือ การกระจาย พลังงานไปในทิศทางใดทิศทางหนึ่งมากกว่าในทิศทางอื่นๆ (หมายถึงไม่ได้กระจายออกรอบตัวเท่ากัน) ซึ่งมีความสำคัญในการรับหรือส่งในทิศทางเดียว และป้องกันการรบกวนจากสถานีอื่นๆ



รูปที่ 2.16

ความเข้มของการกระจายพลังงานจะลดลงในขณะที่ระยะทางจากสายอากาศเพิ่มขึ้น รูปแบบของสายอากาศแบบ $\lambda/2$ โดยทั่วไปจะเป็นขนมโค้นท์ ซึ่งโคเรคทีวิตีและรูปแบบจะแปรกับความยาวทางไฟฟ้าของสายอากาศดังแสดงในรูปที่ 2.17 ซึ่งแสดงว่าโคโพลซึ่งมีความยาวฟิสิกส์ (ความยาวจริง ๆ)



รูปที่ 2.17

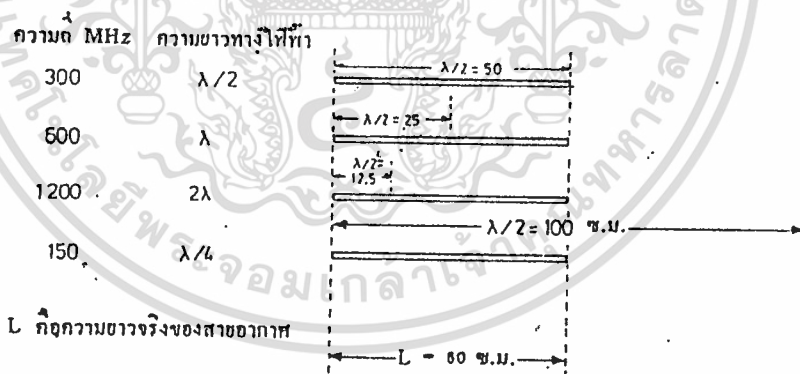
โดยทั่วไปที่ความยาวของสายอากาศตัวหนึ่ง เมื่อให้ทำงานที่ความถี่มีค่ามากขึ้น จำนวน โลบ (lobe) จะมากขึ้นด้วย ซึ่งไม่เป็นผลดีนักในแง่การส่งหรือการรับ เพราะกำลังจะได้น้อยลง แต่ คีในแง่การติดตั้งถ้าเครื่องรับคือพอ

ความยาวของสายอากาศกับความถี่

ถ้าความยาวของสายอากาศพอดีก็จะเกิดวงจรรีโซแนนซ์ขึ้นซึ่งจะเป็นภาวะพอเหมาะที่จะ ส่งหรือรับพลังงานได้ดีที่สุด

สายอากาศที่มีความยาวต่างๆ กันจะนำไปใช้ที่ความถี่แตกต่างกัน สายอากาศแบบ $\lambda/2$ จะ นำไปใช้ประโยชน์มากที่สุด เมื่อค่า ความถี่ที่ใช้งาน (operating frequency) เปลี่ยนไป ความยาว ทางฟิสิกส์ (ความยาวจริง - physical length) ของสายอากาศจะไม่เปลี่ยน แต่ความยาวทางไฟฟ้า (electrical length) จะเปลี่ยน จะสามารถเห็นได้จากตัวอย่างดังรูปที่ 2.18 ที่ความถี่ใช้งาน 300 MHz สายอากาศแบบ $\lambda/2$ (จะยาวเท่ากับ 50 ซม.) คือรูป 2.18 ก. ซึ่งสายอากาศตัวเดียวกันจะนำไปใช้ งานที่ความถี่แตกต่างกันคือ รูป 2.18 ข. ความถี่เท่ากับ 600 MHz $\lambda/2$ เท่ากับ 25 ซม.

ความยาวของสายอากาศที่ความถี่นี้คือ 2λ

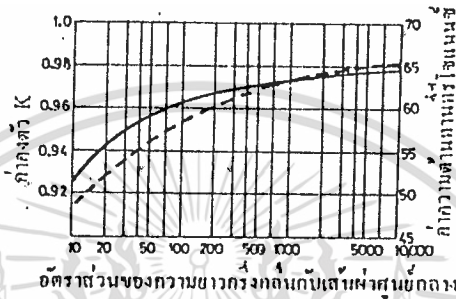


รูปที่ 2.18 แสดงความยาวจริงของสายกับความยาวทางไฟฟ้า

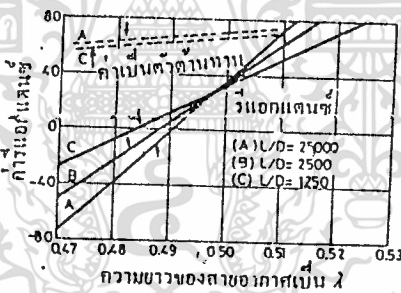
ความกว้างทางความถี่

สายอากาศที่มีค่า Q สูงจะทำให้การใช้งานได้ในช่วงความถี่ที่มีความกว้างทางความถี่แคบ คุณสมบัติของ Q ที่ค่ามากกว่า จะมีคุณสมบัติเหมือนวงจรจูน (tuned circuit) ซึ่งมีความต้านทานภายในน้อย ความกว้างทางความถี่เป็นช่วงของความถี่ที่สายอากาศสามารถรับสัญญาณได้ดี ปกติในการ ออกแบบสายอากาศเพื่อการใช้งานจะออกแบบให้ทำงานได้ในช่วงความถี่กว้าง คือมีค่า Q น้อยๆ หรือเรียกว่าสายอากาศแถบกว้าง (broad band antenna) วิธีที่ง่ายที่สุดในการทำให้ความกว้างทาง ความถี่ (bandwidth) กว้างขึ้นของสายอากาศแบบไดโพล $\lambda/2$ อันเดียวคือเพิ่มเส้นผ่าศูนย์กลางของ

โลหะซึ่งจะทำให้อัตราส่วนของความยาวกับเส้นผ่าศูนย์กลางเปลี่ยนไป จะทำให้ค่าความต้านทาน และรีแอกแตนซ์ (reactance) ที่จุดศูนย์กลางของการใส่สายส่งเปลี่ยนไปด้วย ดังแสดงในรูปที่ 2.19 และรูปที่ 2.20

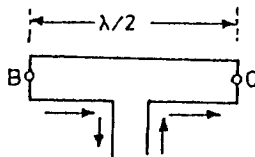


รูปที่ 2.19



รูปที่ 2.20 แสดงความสัมพันธ์ของความยาวของสายอากาศกับค่ารีแอกแตนซ์

โคโพลชนิดห้วง



รูปที่ 2.21 โคโพลชนิดห้วง

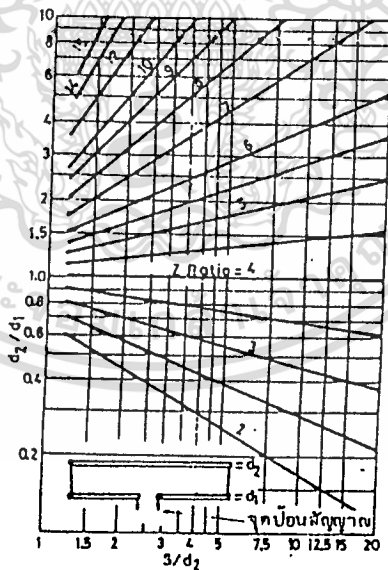
เอกสารนี้เป็นเอกสารนำเอาบีซี (B-C) ส่วนบนออก ก็จะกลายเป็นโคโพลธรรมดาที่ต่อกับสายส่งตรงกลาง และถ้า ทิศทางของกระแสจะไหลดังรูปลูกศร ถ้าต่อบีซีกลับเหมือนสายส่ง แต่ความจริงในที่นี้เป็นเสมือน

ตัวนำ 2 ตัว ต่อขนานกัน เพราะฉะนั้นอินพุตอิมพีแดนซ์ต้องแตกต่างกัน ปกติค่าอิมพีแดนซ์ตรงกึ่งกลางเท่ากับ 70 โอห์มในตัวนำเส้นเดียว (โคโพลาริซึม) เมื่อเป็นโคโพลาริซึมห้วงจึงมี 2 เส้น เพราะฉะนั้นกระแสจะลดลงเป็นครึ่งหนึ่งในแต่ละสายของตัวนำ ซึ่งทำให้อิมพีแดนซ์ (impedance) สูงขึ้นเพราะพลังงานเท่ากัน เพราะฉะนั้น ค่าอิมพีแดนซ์ค่าใหม่จะเป็น 4 เท่าของอิมพีแดนซ์ของโคโพลาริซึม

รูปที่ 2.22 แสดงจำนวนเท่าของอิมพีแดนซ์ที่เพิ่มขึ้น สำหรับตัวนำ 2 ตัวที่ทำเป็นโหนด ซึ่งขึ้นกับเส้นผ่าศูนย์กลางของโลหะ และช่องห่างระหว่างตัวนำทั้งสองซึ่ง

$$r = 1 + \left(\frac{25}{\log \frac{d_1}{d_2}} \right)^2$$

เมื่อ r เท่ากับจำนวนเท่าของอิมพีแดนซ์
 d_1, d_2 คือเส้นผ่าศูนย์กลางของโลหะทั้งสอง
 S คือระยะห่างระหว่างโลหะทั้งสอง



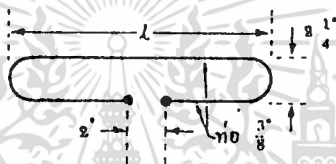
รูปที่ 2.22 การเพิ่มอัตราส่วนอิมพีแดนซ์ของโคโพลห้วง 2 ตัว

2.4 สายอากาศทิวี

ไดโพลแบบแถบความถี่กว้าง

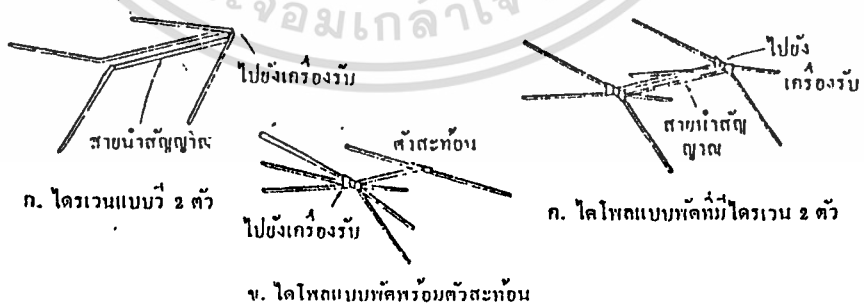
สายอากาศแบบพัด (Fan-type Dipole)

สายอากาศที่เห็นได้ง่ายที่สุดที่ใช้ในบ้าน เป็นสายอากาศแบบหูกกระต่ายที่ประกอบด้วยไดโพลห้วง งอเข้าหากันเป็นรูปตัววี กรณีของไดโพลธรรมดา ถ้าความยาวเพิ่มถึง 1.2 เท่าของความยาว $\lambda/2$ จะทำให้เกิดโลบด้านข้าง (side lobe) มากขึ้น แต่จะแก้ปัญหาโลบข้างได้ โดยงอเป็นรูปตัววีดังแสดงในรูปที่ 2.23



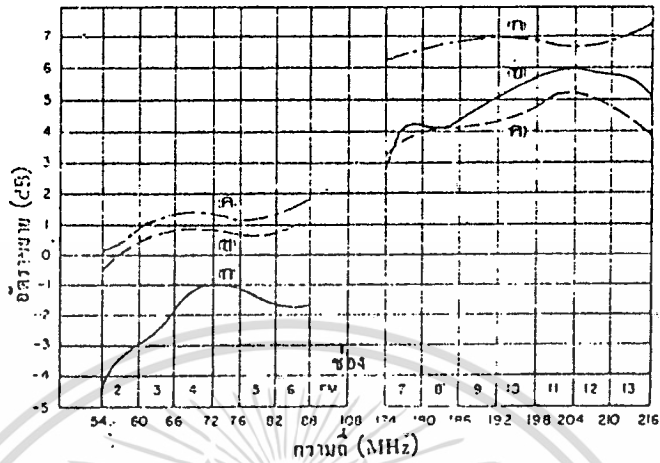
รูปที่ 2.23 แสดงความยาวไดโพล

ไดโพลแบบพัดจะประกอบด้วยหลายๆ ตัว โดยต่อปลายด้านหนึ่งเข้าด้วยกัน และปลายอีกด้านหนึ่งจะบานออก คล้ายพัดดังแสดงในรูปที่ 2.23 ซึ่งตัวสายอากาศทำด้วยท่อกลมขนาด 3/8 นิ้ว วางปลายห่างกัน 14 นิ้ว รูปที่ 2.21 ข. และ ค. แสดงอิมพีแดนซ์และความเข้มสนาม ที่แถบความถี่ต่ำอัตราขยายจะต่ำซึ่งจะปรับปรุงได้โดยใช้ตัวสะท้อนยาว 107 นิ้ว วางห่างกัน 30 นิ้ว ดังแสดงในรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.24

รูปที่ 2.24 แสดงสายอากาศเอนด์ไฟร์ (end-fires) รูปพัด และรูปที่ 2.25 แสดงอัตราขยายที่ช่วงต่างๆ ที่แถบความถี่สูงๆ วางห่างกัน สายอากาศ แบบเอนด์ไฟร์ มีข้อดีคือสายอากาศแบบนี้ จะให้ความกว้างของโลบ มีค่าเล็กมาก รูปแบบส่วนใหญ่จะพุ่งไปในทิศทางเดียวกัน



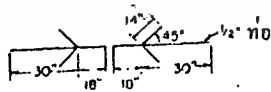
รูปที่ 2.25 อัตราขยายของสายอากาศรูป 2.24

โคลิเนียร์ไดโพล (collinear Dipole)

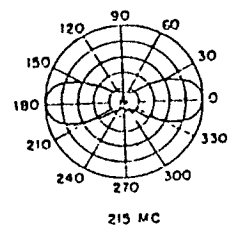
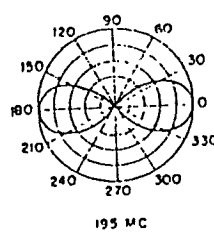
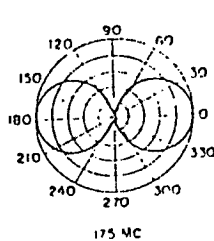
ใช้ไดโพลยาว $\lambda/2$ 3 ตัว โดยมีสตัป $\lambda/4$ 2 ตัว (ยาวประมาณ 12 นิ้ว) ซึ่งมีอัตราขยายประมาณ 3.2 dB ความกว้างของมุมของเพทเทอร์น (bandwidth) ประมาณ 34 องศา อิมพีแดนซ์ 300 โอห์ม

ไดโพลซึ่งประกอบด้วยวิสเคอร์ (dipole with whiskers)

ไดโพลที่แถบความถี่ต่ำจะมีความยาวทางไฟฟ้าเป็นฮาร์โมนิกที่แถบความถี่สูงและจะเกิดกระแสที่มุมแตกต่างกัน ตรงส่วนกลางซึ่งจะทำให้เพทเทอร์นที่เป็นโลปเดี่ยว แยกออกเป็นหลายโลป แก้ไขได้โดยใช้วิสเคอร์คู่หนึ่ง ดังแสดงในรูปที่ 2.26 (ถ้าวิสเคอร์ตัดที่ความยาว $\lambda/4$ กระแสตรงรอยต่อจะคงที่เสมอ) วิสเคอร์จะวางห่างจากปลายและห่างจุดต่อสายนำสัญญาณประมาณ $\lambda/4$



ก. แถบความถี่สูง-ต่ำไดโพลวิสเคอร์



ข.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการรูปที่ 2.26 นี้ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศที่ประกอบด้วยตัวสะท้อนสกรีน

ในกรณีที่จะเพิ่มอัตราขยายของโคโพลที่กล่าวมาแล้วอาจจะใช้ตัวสะท้อนสกรีนช่วยได้ ในทางทฤษฎีสกรีนที่มีขนาดยาวไม่สิ้นสุด (infinity) ถ้าให้วางใกล้โคโพลเท่าใดจะทำให้อัตราขยายสูงขึ้นเท่านั้น แต่ในทางปฏิบัติเป็นไปได้

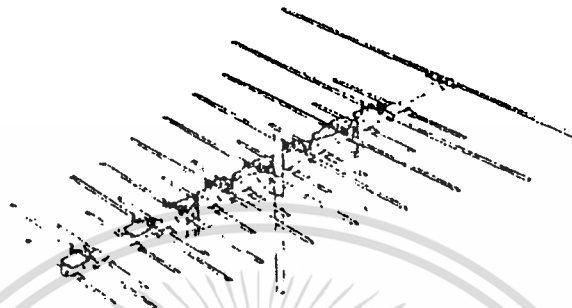
ระยะห่างที่ใช้งานจะเป็น $0.2\lambda - 0.33\lambda$ ที่แถบความถี่ต่ำและ $0.65\lambda - 0.81\lambda$ ที่แถบความถี่สูง ซึ่งค่าระยะห่างดังกล่าวนี้จะทำให้อิมพีแดนซ์ที่เหมาะสม (ในขณะที่อัตราขยายยังต่ำอยู่) สายอากาศแบบยาคิที่แถบความถี่กว้าง (broadband yagi)

ในการออกแบบสายอากาศแบบยาคิที่มีจำนวนขึ้นมากกว่า 3 ขึ้นขึ้นไปค่อนข้างยาก เพราะต้องคำนึงถึงระยะห่าง และความยาวแต่ละตัวให้เหมาะสม แต่มีคุณสมบัติทั่วไป ที่มีประโยชน์ในการออกแบบ คือ

1. รูปแบบหรือเพทเทอร์นของสายอากาศแบบยาคิมักจะไม่ขึ้นกับความยาวของตัวขับหรือโคโรเวน ความยาวและโครงสร้างของตัวโคโรเวนจะคำนึงในแง่อิมพีแดนซ์เท่านั้น
2. สำหรับเพทเทอร์นเดียวกันที่ระยะห่างที่น้อยกว่า จะให้ผลอัตราส่วนโลปส่วนหน้า ต่อส่วนหลัง (F/B) สูงกว่า ที่ระยะห่างมากขึ้นจะทำให้เพทเทอร์นเรียว (มีช่วงกว้างของมุมน้อย) ไปในทิศทางเดียวมากขึ้น แต่จะมี โลปน้อยๆ (minor lobe) เพิ่มขึ้น ซึ่งจะเป็นจริงสำหรับระยะห่างของตัวชี้นำกับโคโรเวน
3. เพราะความยาวของตัวชี้นำเปลี่ยนไปน้อยมาก เมื่อจำนวนเพิ่มขึ้นเพราะฉะนั้น จะสะดวกกว่าในการจัดระยะห่างให้พอเหมาะเป็นอันดับแรกให้ได้ก่อน แล้วค่อยตัดความยาวของตัวชี้นำทีหลัง
4. สายอากาศแบบยาคิที่มีขนาดใหญ่ จะมีตัวพารามิเตอร์อื่นๆ มากมาย ในการที่จะเลือกให้เหมาะสมเป็นไปได้ยาก เพราะฉะนั้นจะเป็นการง่ายกว่าที่จะออกแบบยาคิหลายๆ แผลงแล้วนำมาต่อรวมกันหรือที่เรียกว่ามาสแตกกัน

สายอากาศแบบยาคิเป็นที่นิยมใช้กับเครื่องรับ เพราะสร้างง่ายและได้ผลดี เป็นการสะดวกกว่าถ้าจะใช้สายอากาศแบบยาคิ แบบแถบความถี่แคบหรือเฉพาะช่องกับเครื่องรับโทรทัศน์ ในการแก้ปัญหาความกว้างของช่วงความถี่ที่นอกเหนือจากนี้ คือใช้ตัวสะท้อนให้ยาวขึ้น และตัวชี้นำให้สั้นลง ซึ่งจะทำให้ช่วงกว้างของความถี่เพิ่มขึ้น

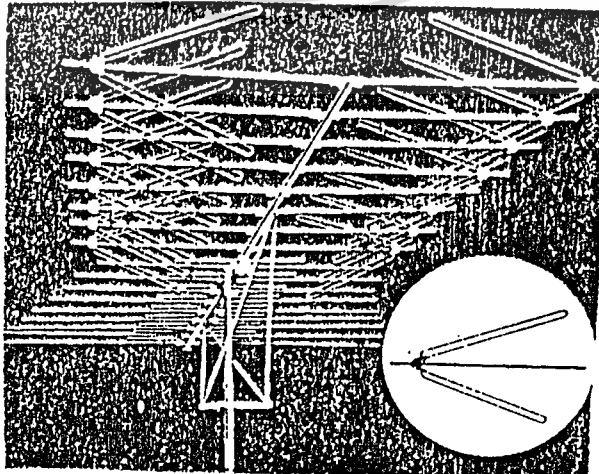
ตัวอย่างสายอากาศแบบอื่น



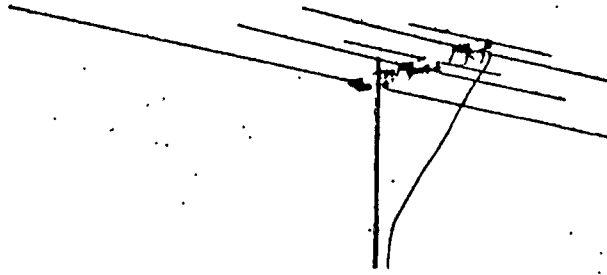
รูปที่ 2.27 สายอากาศ วี เฮซ เอฟ แลบความถี่กว้าง



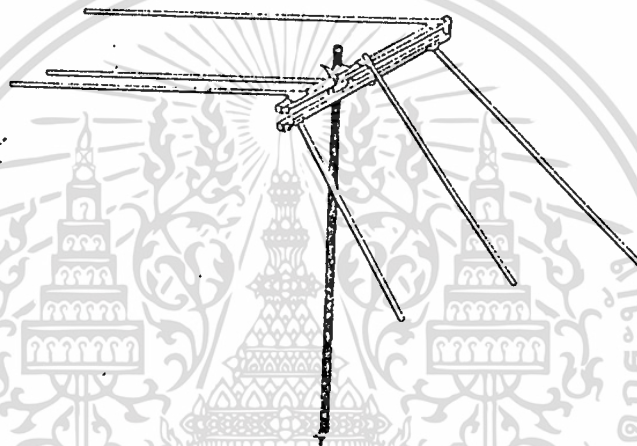
รูปที่ 2.28 สายอากาศแบบขากี 5 ชั้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 2.29 สายอากาศทริออสฟาย อัตราขยายสูงมากไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.30 สายอากาศ วี เซช เอฟ-เอฟเอ็ม ใช้ในเมือง



รูปที่ 2.31 สายอากาศรูปตัว วี ย่านความถี่ วี เซช เอฟ

2.5 สายนำสัญญาณ

ปกติการติดตั้งสายอากาศจะต้องไม่ให้ใกล้อาคาร เพื่อให้คุณภาพของการกระจายของคลื่นหรือการรับคลื่นมีประสิทธิภาพมากที่สุด และยังคงต้องป้องกันการรบกวนจากคลื่นที่ไม่พึงปรารถนาด้วย ด้วยเหตุนี้ต้องอาศัยสายนำส่งสัญญาณเป็นตัวเชื่อมสายนำสัญญาณเองเรียกสั้นๆ ว่า “สายส่ง” หรือเรียกว่า ฟีดเดอร์ (feeder)

ชนิดของสายส่ง

ตามข้อกำหนด ประเภทตามความถี่ที่กำหนดในทางปฏิบัติจึงอาจแบ่งสายส่งออกเป็นแบบที่นิยมเป็น 4 แบบใหญ่ ๆ คือ

1. ตัวนำชนิดสายเคเบิล สองสาย (กรณีที่ตัวนำที่วางขนานกัน)
2. สายโคแอกเซียลหรือสายคู่ที่มีจุดศูนย์กลางร่วมกัน
3. สายคู่แบบบิด

4. สายคู่ชีลด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวนำชนิดสายเคเบิล

ใช้สายเคเบิลต่อระหว่างเครื่องส่งกับสายอากาศ อีกสายหนึ่งจะต่อกับพื้นดิน ซึ่งเปรียบเสมือนเงาของสาย ลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสาย (characteristic impedance) ขึ้นกับขนาดของตัวนำและความสูงของตัวนำเหนือพื้นดิน ถึงแม้ว่าสายนำสัญญาณนี้จะติดตั้งได้ง่าย แต่การใช้งานก็ยังคงอยู่ในขอบเขตจำกัดและยังมีข้อเสียหลายประการ คือสายตัวนำที่ต่อกับพื้นดิน จะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่เสมอตามชนิดของพื้นดิน ประการที่สองสายตัวนำจะมีการกระจายพลังงานสูญเสียออกไป ประการที่สาม Z_0 ขึ้นกับความยาวของสายนำสัญญาณ เพราะไม่มีความสัมพันธ์ที่แน่นอนระหว่างสายกับพื้นดิน ซึ่งก็เป็นการยากที่จะแมทช์พอดีกับสายอากาศ

ตัวนำชนิด 2 สาย ประกอบด้วยตัวนำสองอันวางขนานกันห่างกันด้วยระยะทางเท่ากันโดยตลอด โดยใช้ฉนวน วางคั่นเป็นช่วงๆ เท่ากันโดยตลอด มักใช้กับสายอากาศที่มี Z_0 ต่ำ

ทวินลีด (twin lead)

ตัวนำชนิด 2 สาย ใช้ฉนวนที่มีความสูญเสียน้อยแทนอากาศ โดยจะหุ้มตลอดแนวขนานของตัวนำทั้งสอง ข้อดีของสายทวินลีดคือ มีน้ำหนักเบา ระยะห่างสม่ำเสมอ ใช้ได้กับความถี่สูงถึง 250MHz ยึดหยุ่นได้ และมีการบั่นทอนสัญญาณมากกว่าแบบอากาศเป็นฉนวน แต่ก็ยังมีข้อเสียคือ วัสดุภายนอก มีผลทำให้เกิดภาวะไม่สมดุล และเกิดความสูญเสียของการกระจายได้มากโดยเฉพาะที่ความถี่สูงมาก

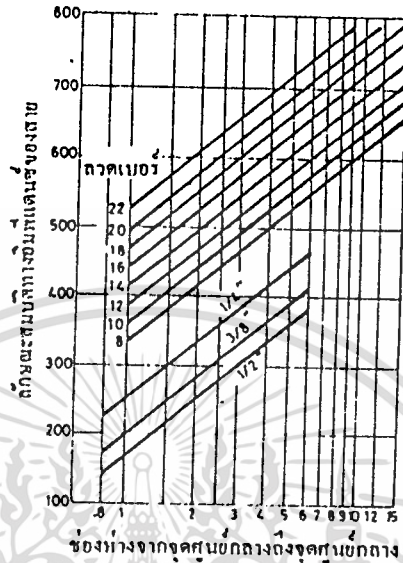
โคแอกเซียล

ประกอบด้วยลวดตัวนำภายในตรงแกนกลางและตัวนำภายนอกเป็นรูปทรงกระบอกและมีฉนวนซึ่งทำด้วยพอลิเมอร์ไพริสตาไร์น (pyrec polystyrene) คั่นกลาง จะใช้กับเครื่องส่งในย่านความถี่ VHF และ UHF สายชนิดนี้ไม่เหมาะสมที่จะใช้งานที่ความถี่ต่ำๆ และมีกำลังต่ำ เพราะยากในการติดตั้งและรักษา

คุณสมบัติเบื้องต้นของสายนำสัญญาณหรือสายส่ง

คุณสมบัติที่สำคัญของสายส่งอย่างหนึ่งคือ ลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสาย (characteristic impedance) เป็นคุณสมบัติเฉพาะของสายที่ผลิตจากโรงงานความแตกต่างของ Z_0 จะคงที่ตลอดความยาวของสาย

ค่า Z_0 ขึ้นกับระยะห่างระหว่างตัวนำทั้งสอง เส้นผ่าศูนย์กลางของตัวนำ และชนิดของฉนวน เพื่อประโยชน์ในการใช้งาน อาจหาค่า Z_0 ได้ทันทีจากรูปที่ 2.32



รูปที่ 2.92 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Z₀ กับขนาดของตัวนำ และระยะห่างสำหรับสายส่งแบบขนาน

ความยาวของสายส่ง

ในการพิจารณาว่าจะต้องใช้สายตัวนำของสายส่งยาวเท่าไรจะกล่าวอีกครั้งในตอนต่อไป อัตราส่วนทางสแตนด์คิงเวฟ (Standing Wave Ratio) SWR

เมื่อเราต่อสายส่งเข้ากับโหลด เราต้องคำนึงถึงเป็นอันดับแรกคือ อิมพีแดนซ์ของสายส่ง กับสายอากาศ ซึ่งจะมีผลในแง่ของการเคลื่อนที่ของคลื่น ประสิทธิภาพ หรือบางครั้งก็รับสัญญาณไม่ได้เลย

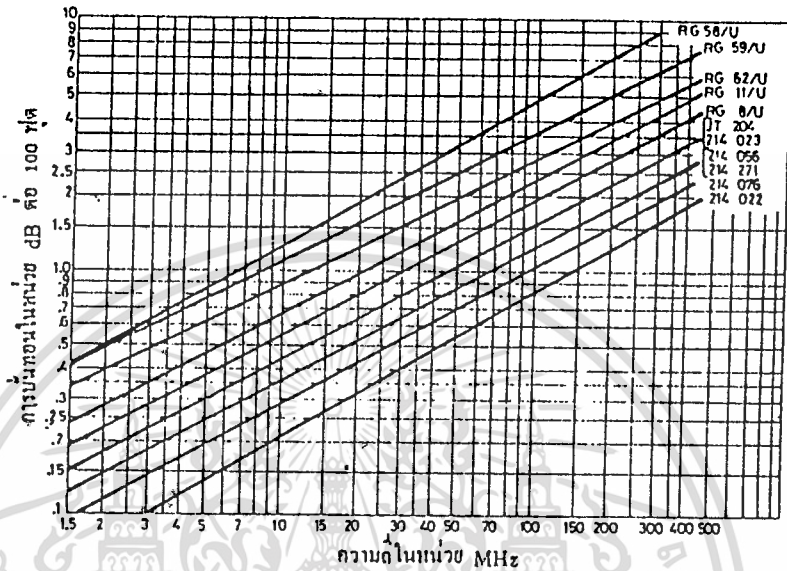
SWR เป็นอัตราส่วนของแรงดันหรือกระแสที่มีค่ามากที่สุดกับแรงดันหรือกระแสน้อยที่สุดในสายเรียกว่า อัตราส่วนแรงดันสแตนด์คิงเวฟ VSWR หรือ SWR เป็นตัวกำหนดว่าสายนำสัญญาณนั้นแมตช์กันหรือไม่กับสายอากาศ

ปกติค่า SWR ในสายส่งจะทำให้ประสิทธิภาพในการทำงานดี มีกฎเกณฑ์เบื้องต้น 2 ข้อที่ทำให้ SWR มีค่าต่ำ (ในทางปฏิบัติ SWR ไม่ควรเกิน 1.5/1 คือ)

1. สายอากาศต้องรีโซแนนซ์ที่ความถี่ใช้งานของเครื่องส่ง
 2. สายอากาศจะต้องต่อโดยตรง (หรือต่อกับ matching) กับโหลดที่มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากัน
- ความสูญเสียหรือการบั่นทอนในสาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารความสูญเสียในสายส่งจะมีความสัมพันธ์กับความยาวในรูปแบบของสเกลล็อก (logarithm) ซึ่งไม่ว่าการจะแสดงค่าความสูญเสียเป็น dB ต่อความยาว 100 ฟุต ทั้งนี้เพื่อสะดวกในการคำนวณหาความสูญเสีย

เสียทั้งหมด เพราะจะนำเอาค่า dB มาบวกกันได้เลข ความสูญเสียของสายขึ้นอยู่กับชนิดของสาย และความถี่ที่ใช้งาน เพราะความสูญเสียเปลี่ยนไปตามความถี่ที่ใช้งานดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.33



รูปที่ 2.33 แสดงการสูญเสียเนื่องจากความถี่ที่ใช้งาน

2.6 การเลือกสายอากาศและอุปกรณ์ที่ใช้ในระบบสายอากาศ

การเลือกสายอากาศ

สายอากาศกับรูปแบบและทิศทางของการรับสัญญาณ

ในการเลือกสายอากาศ เราจำเป็นต้องพิจารณารูปแบบและทิศทางของสัญญาณที่แพร่มาตลอดจนรูปแบบของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ส่งมาจากสถานีส่งด้วย ดังเช่น สถานีส่งติดตั้งสายอากาศที่เป็น ชนิดไอห่มนิโคเร็คชั่นนอล (omnidirectional) หรือมีการแพร่ของคลื่นสัญญาณในทุกทิศทางรอบสายอากาศ เมื่อสัญญาณมาถึงเครื่องรับจึงมีทิศทางของคลื่นจากเครื่องส่งโดยตรงมาเพียงทิศทางเดียว ดังนั้นเครื่องรับจะต้องออกแบบให้ใช้สายอากาศในลักษณะการรับสัญญาณเพียงทิศทางใดทิศทางหนึ่ง ทั้งนี้จะช่วยทำให้ประสิทธิภาพของการรับสูงขึ้น และสามารถจัดสัญญาณรบกวนที่มาจากที่อื่นหรือมาจากการสะท้อนของสัญญาณให้หมดไป

สิ่งที่เราจะทราบได้ถึงทิศทางการรับหรือส่งของเสาอากาศทำได้โดยการวัดสัญญาณความถี่ที่ต้องการรับ เขียนความแรงของสัญญาณในทิศทางๆ ลงในกราฟ รูปวงกลม ในกรณีของสายอากาศ เครื่องรับเราทำได้โดยการวัดสัญญาณที่รับโดยสายอากาศ ด้วยการจูนมิเตอร์วัดสัญญาณให้ตรงกับความถี่ที่ส่งมา แล้วทำการหมุนสายอากาศไปโดยรอบ เพื่อดูว่าการวางสาย

อากาศในรูปใดจะได้สัญญาณมากที่สุด เมื่อวัดสัญญาณได้ก็ให้นำมาเขียนกราฟ ดังรูปที่ 2.34 การค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นการเปรียบเทียบรูปแบบของการรับสัญญาณของสายอากาศ ทิศทางการรับสัญญาณของไดโพลเป็นไปได้สองทางคือ ทางด้านมุม 0 องศา และ 180 องศา ส่วนทิศทางการรับสัญญาณของสายอากาศรูป ข. จะรับได้ดีในทิศทางมุม 0 องศา เพียงทางเดียวเท่านั้น



ก. ทิศทางการรับของสายอากาศชนิดฮาล์ฟเวฟไดโพล

ข. ทิศทางการรับของสายอากาศที่มีทิศทางการรับสัญญาณได้ทางเดียว

รูปที่ 2.34

ในส่วนที่เป็นวงของกราฟที่ร่างดังรูปที่ 2 เรียกว่า “โลบ” (lobe) โลบที่มีสัญญาณเข้ามามากที่สุดจะถูกกำหนดให้เป็นทิศทางของสายอากาศในการรับหรือส่งสัญญาณ

“โลบ” ที่มีส่วนรับสัญญาณได้สูงสุดเราเรียกว่า “โลบส่วนหน้า” (front lobe) ส่วนรูปแบบของโลบที่มีทิศตรงข้ามกับโลบส่วนหน้า เราเรียกว่า “โลบส่วนหลัง” (back lobe) ความแตกต่างของโลบส่วนหน้าและโลบส่วนหลังเป็นตัวบอกถึงคุณสมบัติในเรื่องการรับสัญญาณ ซึ่งเรียกว่าอัตราส่วนโลบ ถ้าอัตราส่วนนี้มีค่าสูงก็แสดงให้เห็นว่าสายอากาศนั้นจะมีทิศทางการรับได้ดีเพียงทิศทางเดียว

สายอากาศบางชนิดออกแบบเพื่อให้รับสัญญาณได้หลายทิศทาง ดังนั้นส่วนของโลบอาจจะมีได้หลายโลบ และแต่ละโลบอาจจะไม่แตกต่างกันมากนักก็ได้

สายอากาศกับระยะทาง

โดยภาวะปกติความแรงของสัญญาณจะแปรผกผันกับระยะทางกำลังสอง ดังนั้นผู้ผลิตสายอากาศจึงต้องกำหนดระยะทางลงในสเปคของสายอากาศด้วยว่า สายอากาศนั้นควรใช้ในรัศมีเท่าใดของระยะสายอากาศที่อยู่ห่างจากเครื่องส่งถึงเครื่องรับ ในการส่งของโทรทัศน์ เส้นตรงในระดับสายตาเดียวกัน (line of sight) หรือเส้นระดับที่มองเห็นกัน นั่นคือ ถ้าสายอากาศของเครื่องส่งมีไม่ว่าขนาดสูงมาก อาณาบริเวณของการส่งก็มีโอกาสจะไปได้ไกลถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสูงของสายอากาศ

ความสูงของสายอากาศเป็นสิ่งสำคัญอย่างหนึ่ง ในบางครั้งคลื่นสัญญาณที่ส่งไปอาจถูกปิดกั้น โดยภูเขา หรืออาณาบริเวณเครื่องรับเป็นภูเขา เสาอากาศจะต้องให้สูงเพื่อให้สัญญาณได้ สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในการรับ

สัญญาณรบกวนที่มาจากช่องข้างเคียง

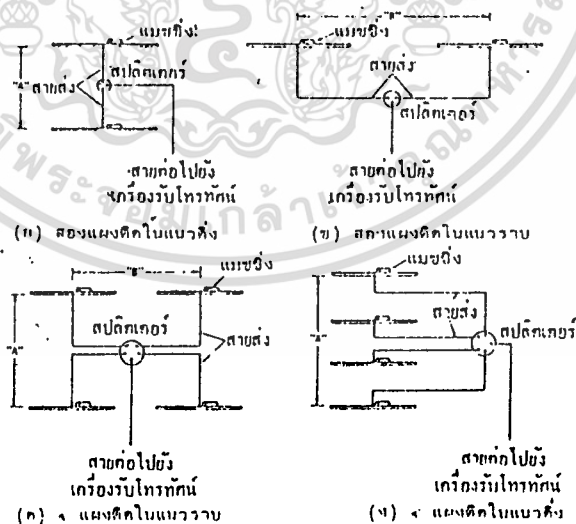
วิธีที่จะลดสัญญาณรบกวนที่มาจากช่องข้างเคียงทำได้โดยการใช้สายอากาศที่มีทิศทางการรับได้เพียงทางเดียว แล้วหันไปยังสถานีที่ต้องการรับเพื่อให้สัญญาณที่รับเข้ามาเพียงสัญญาณช่องเดียวเท่านั้น

การรบกวนของสัญญาณจากช่องเดียวกัน

การรบกวนแบบนี้ไม่มีใครจะเกิดขึ้น เพราะสถานีส่งโทรทัศน์ ยังมีไม่มากนัก การเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศสำหรับเครื่องรับที่อยู่ห่างไกลสถานีส่งมากๆ

เราอาจนำเอาแผงสายอากาศเหมือนกันหลายแผง มาต่อรวมกันเพื่อให้ได้ผลที่ดีขึ้น

ในการต่อนั้นเราอาจจัดให้สายอากาศหลายๆ ตัวเรียงกันในแนวราบหรือเรียงกันในแนวตั้งก็ได้ ทั้งนี้จะต้องให้ระยะระหว่างตัวสายอากาศเป็นไปตามกฎเกณฑ์ ซึ่งขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณที่รับ ซึ่งแสดงด้วยตัวอักษร A และ B ดังรูปที่ 2.35

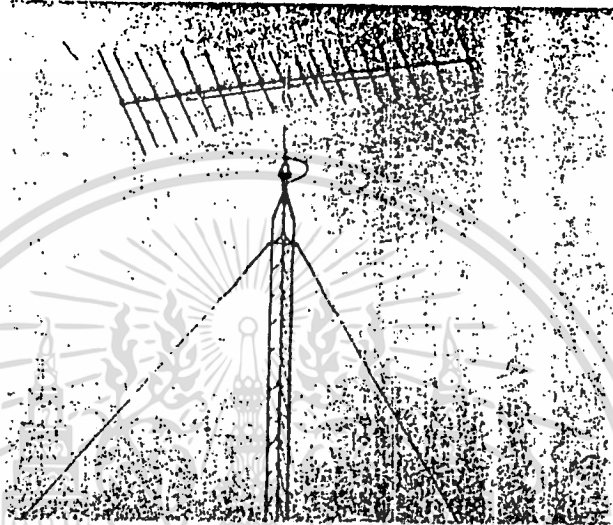


รูปที่ 2.35 การนำสายอากาศชนิดเดียวกันหลายแผงมาต่อรวมกันให้รับสัญญาณได้แรงขึ้น การต่อนั้น จะต่อในลักษณะรวมกันในแนวราบหรือแนวตั้งก็ได้

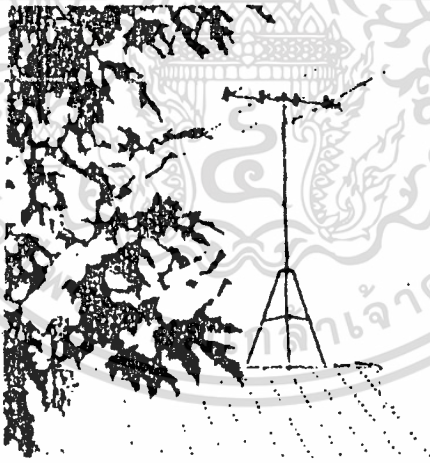
ในการรวมสายที่มาจากแต่ละแผงนั้นเราจะรวมเข้าหากันโดยใช้อุปกรณ์ ที่เรียกว่า สปลิตเตอร์ (splitter) ซึ่งจะได้กล่าวถึงต่อไป

ข้อพิจารณาในการเลือกเสาติดตั้งสายอากาศ

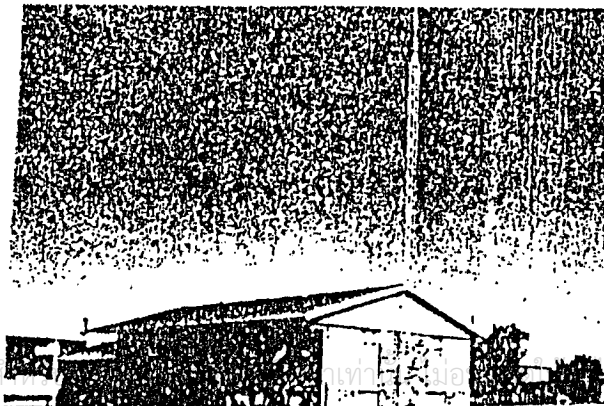
เสาสำหรับติดตั้งสายอากาศมีมากมายหลายชนิด แต่ละชนิดก็เหมาะที่จะใช้งานในการยึดติดกับวัสดุ ดังแสดงให้เห็นในรูปที่ 2.36 ถึง 2.41



รูปที่ 2.36 เสาสูงสำหรับสายอากาศอัตรายาวสูง



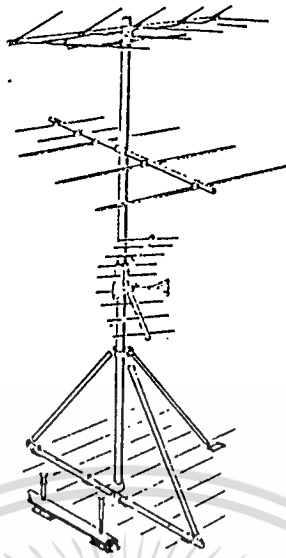
รูปที่ 2.37 เสาสามขาที่ติดบนหลังคาบ้าน



รูปที่ 2.38 เสาสูงขนาด 12 ฟุตที่ไม่มีลวดยึด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้เพื่อใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้นำเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.41 เสาสูงขนาด 7 ฟุต ติดกับพื้น

สิ่งที่จำเป็นในการเลือกชนิดของเสามีหลายประการ เช่น ความสูงของสายอากาศ น้ำหนัก การติดตั้ง นอกจากนี้ยังต้องคำนึงถึงหลักเศรษฐศาสตร์คือการประหยัดนั่นเอง
 สายนำส่งสัญญาณ

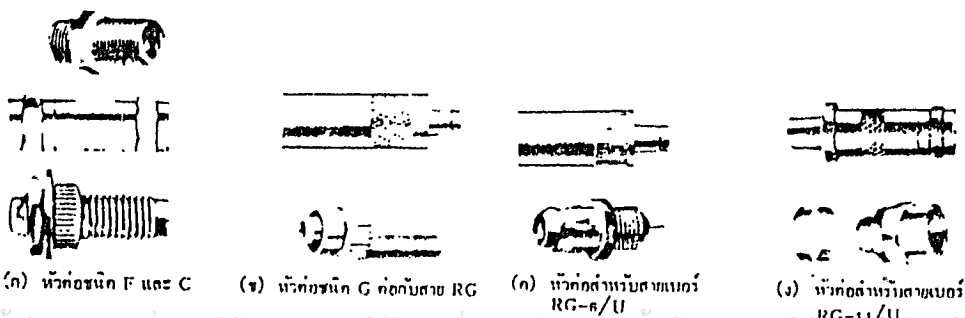
ข้อพิจารณาเบื้องต้นเกี่ยวกับการเลือกสาย

กำลังสูญเสียในสาย

เราต้องการความมั่นใจว่าสัญญาณที่รับได้ด้วยสายอากาศจะพอเพียงในการป้อนเข้ายังเครื่องรับ ดังนั้นเรื่องกำลังสูญเสียในสายจึงเป็นสิ่งสำคัญที่จะนำมาพิจารณา

สายโคแอกเชียล

การนำไปใช้งานของสายโคแอกนิยมใช้ในบริเวณที่สนามไฟฟ้าเข้ามารบกวนมีค่าสูง สัญญาณรบกวนที่มาจากระบบจุดหัวเทียน จากหลอดไฟเรืองแสง จากรถยนต์ เรือบิน หรือ อุปกรณ์ไฟฟ้าจำพวกมอเตอร์ สายจะมีส่วนฉนวนป้องกันไม่ให้สัญญาณรบกวนถูกเหนี่ยวนำได้ โดยปกติการต่อสายและการเข้าสายโคแอกนี้ จะต้องมีหัวต่อพิเศษใช้ในการต่อระหว่างสายหรือต่อจากสายเข้าไปยังเครื่องดังแสดงให้เห็นในรูปที่ 2.42



(ก) หัวต่อชนิด F และ C

(ข) หัวต่อชนิด G ต่อกับสาย RG

(ค) หัวต่อสำหรับสายเบอร์ RG-6/U

(ง) หัวต่อสำหรับสายเบอร์ RG-11/U

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 2.42 หัวต่อสายแบบต่าง ๆ
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เบอร์สาย	ช่อง 2	ช่อง 6	FM	ช่อง 7	ช่อง 18	ช่อง 14	ช่อง 88
RG59/U	2.8	3.5	3.8	5.25	6.0	9.3	13.0
RG59/U	1.8	2.4	2.9	3.5	4.0	6.3	9.0
ชนิดพิเศษ							
RG11/U	1.6	2.0	2.25	3.0	3.5	5.3	7.7
RG11/U	1.0	1.4	1.5	2.0	2.25	3.8	5.6
ชนิดพิเศษ							
สายทวินลีด	0.75	1.0	1.25	1.7	2.0	3.5	5.3

ตารางที่ 2.6 แสดงกำลังสูญเสียในสายในหน่วยเดซิเบล ต่อระยะความยาว 100 ฟุต

กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นที่สายโคแอกสามารถหาได้จากตาราง 2.6 ข้างบนนี้
สายทวินลีด

สายทวินลีดเป็นสายที่มีราคาสูงกว่าสายโคแอก

การใช้งานของสายทวินลีด

เมื่อใช้สายทวินลีดมักจะต้องการบิดสายโคขประมาณหนึ่งรอบทุก ๆ ระยะทางยาว 1 ฟุต เพื่อลดการแกว่งจากลมพัด ประการหนึ่งการเดินสายจะต้องมีตัวยึดสายหรือเกาะเกี่ยวสายไว้ไม่ให้สายห้อยหรือแกว่งไปมาได้ จับยึดจะต้องวางห่างกันอย่างน้อยประมาณระยะทาง 6 ฟุต สังเกตว่าตัวจับยึดถ้าเป็นตัวจับยึดจำพวกโลหะ แล้วจับตอกติดกับฝาผนังคล้ายกับเข็มขัดรัดสายไฟฟ้าจะไม่ใช้กัน เพราะจะทำให้เกิดประจุขึ้นที่ตัวจับยึดเป็นผลต่อสัญญาณที่ส่งมาตามสายอย่างยิ่ง

เครื่องขยายสัญญาณหรือบูสเตอร์

ตัววงจรขยายสัญญาณก็เหมือนกับวงจรขยายสัญญาณอื่นทั่วไปผิดกันแต่เพียงว่าวงจรขยายนี้ต้องให้อัตราขยายที่ความถี่สูงได้และจะต้องให้สัญญาณรบกวนต่ำ

เครื่องขยายสัญญาณนี้ควรจะติดตั้งให้ใกล้กับสายอากาศมากที่สุดเท่าที่จะทำได้ เพื่อลดสัญญาณรบกวนที่จะเกิดขึ้นที่สาย

หลักใหญ่สี่ประการในการเลือกบูสเตอร์ คือ

1. ความถี่ของสัญญาณที่ต้องการขยาย และจำนวนช่องที่เครื่องรับที่ต้องการขยายสัญญาณ

2. ระดับของสัญญาณที่อินพุตของบูสเตอร์

3. อัตราขยายของบูสเตอร์

4. คุณภาพของสัญญาณหลังจากที่ขยายโดยบูสเตอร์แล้ว (สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น)

บาลัน (หม้อแปลงที่ใช้สำหรับแมทซ์ซิ่ง)

อุปกรณ์อย่างหนึ่งที่ใช้ในการแมทซ์ซิ่งได้ดีและนิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย คือ หม้อแปลง เนื่องจากง่ายต่อการใช้ สะดวกต่อการติดตั้ง และยังมีราคาถูก

การเลือกบาลันจึงขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์สายที่ใช้ และตัวสายอากาศหรือเครื่องรับ สปลิตเตอร์ คัปเปิลเลอร์ และมิกเซอร์

สปลิตเตอร์มีความหมายการแบ่งแยกสัญญาณที่รับจากสายอากาศมาแบ่งแยกออกให้กับเครื่องรับเป็นส่วนๆ โดยทำหน้าที่แมทซ์ซิ่ง เพื่อป้อนให้กับเครื่องรับ

ในทำนองเดียวกันถ้าเราให้สปลิตเตอร์ทำงานเสียใหม่โดยสลับระหว่างอินพุตและเอาต์พุต นั่นคืออินพุตจะมีหลายขั้ว ซึ่งแต่ละขั้วก็มีสัญญาณมาจากสายอากาศ ส่วนเอาต์พุตจะมีขั้วเดียว ซึ่งกราฟอาจเรียกชื่อใหม่ว่า “มิกเซอร์” มิกเซอร์ที่ดีจะต้องมีค่าอิมพีแดนซ์ที่พอดีกับการแมทซ์ซิ่งระหว่างอินพุตและเอาต์พุต และให้กำลังสูญเสียต่ำ

ตัวบั่นทอนสัญญาณ (Attenuator)

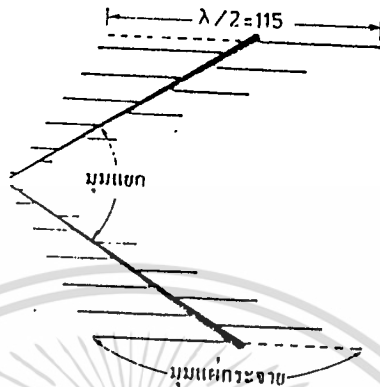
การบั่นทอนสัญญาณจะมีความจำเป็นมากยิ่งขึ้น ในกรณีที่สายอากาศเป็นสายอากาศที่รับในช่วงความถี่กว้าง ดังนั้นการลดหรือบั่นทอนสัญญาณบางสัญญาณลงจึงเป็นสิ่งจำเป็น เพื่อว่ามีให้สัญญาณบางความถี่เข้ามามีอิทธิพลในเครื่องรับมากเกินไป

หัวต่อแยกสาย

สาเหตุที่ต้องใช้หัวต่อแยกสาย ก็เพื่อให้อิมพีแดนซ์ในสาย และเครื่องรับแมทซ์กันได้ทั้งระบบ เพื่อให้การส่งผ่านสัญญาณไปตามสาย เป็นไปได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด สายอากาศแบบสล็อตเพอริโอดิก

τ	B_g	อัตราขยาย dB_i	L ฟุต	N
0.875	7.547	9.5	20.199	16.136
0.80	8.515	8.2	11.2897	10.598
0.95	4.644	9.5	14.298	30.937
0.90	5.612	8.7	7.484	17.3715
0.875	5.999	8.3	6.0739	14.417
0.90	5.999	8.6	15.185	18.004
0.875	6.5796	8.25	12.362	15.108
0.80	8.515	7.4	8.041	19.598

สายอากาศอัตราขยายสูง แถบความถี่กว้าง



รูปที่ 2.49. อัตราขยายของสายอากาศมีผลอย่างมากกับมุมแคบและมุมแผ่กระจาย

2.7 การแมทซ์ซึ่งในระบบสายอากาศ

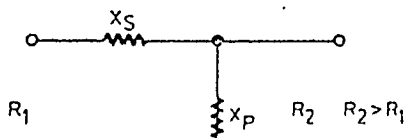
การสะท้อนของคลื่นกับการแมทซ์ซึ่ง

สายอากาศจะกระจายคลื่นได้ดีที่สุดหรือเครื่องรับจะรับได้สัญญาณแรงที่สุด จะต้องให้ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดกับอิมพีแดนซ์ของต้นกำเนิดแมทซ์กันพอดี เรืองสายนำสัญญาณแรงจะพบว่า มีสายนำสัญญาณชนิดต่างๆ มากมายหลายชนิด แต่ละชนิดก็ให้ลักษณะสำคัญทางอิมพีแดนซ์แตกต่างกัน หากว่าสายนำสัญญาณที่ใช้กับตัวสายอากาศหรือเครื่องรับเครื่องส่งมีค่าอิมพีแดนซ์ไม่เท่ากัน การสะท้อนของคลื่นจะเกิดขึ้นทันที นั่นก็คือจะมีพลังงานบางส่วนไปยังโหลดได้ แต่บางส่วนจะสะท้อนกลับมา ดังนั้นการที่เราศึกษาถึงอิมพีแดนซ์ของสายจึงเป็นเรื่องจำเป็นมากสำหรับการรับหรือส่งแต่เรายังมีวิธีแก้ไขในกรณีที่มีการรับหรือส่ง อยู่ในสภาวะไม่แมทซ์ โดยการใส่หรือให้สัญญาณผ่านแมทซ์ซึ่งเนทเวอร์ค

การแมทซ์ทางอิมพีแดนซ์ด้วยอุปกรณ์ RLC

เป็นวิธีที่ง่ายและให้ผลดีในย่านความถี่วิทยุในแถบความถี่ต่ำเท่านั้น สาเหตุที่การแมทซ์ซึ่งด้วยวิธีนี้ใช้ที่ความถี่สูงไม่ได้เพราะค่าอุปกรณ์ที่ใช้คือ ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำที่คงคุณสมบัติเป็นตัวเก็บประจุส่วนๆ หรือตัวเหนี่ยวนำส่วนๆ หาได้ยาก

ตัวอย่างการแมทซ์ด้วยรูปแอล



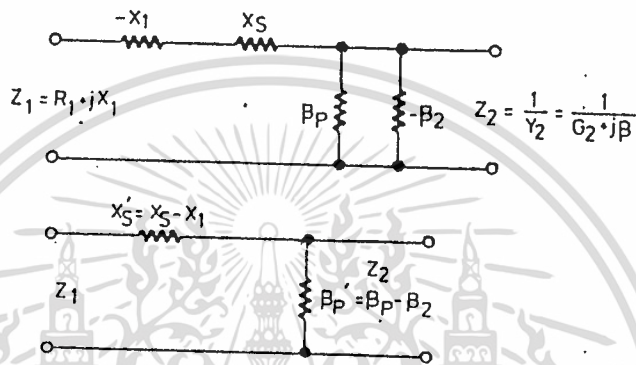
$$x_p = \pm (R_2 \frac{R_1}{R_2 - R_1}) = - \frac{1}{i^2 p}$$

$$x_s = \mp (R_1 R_2 - R_1^2)$$

$$\theta = \cos^{-1} (\frac{R_1}{R_2})^{\frac{1}{2}}$$

รูปที่ 2.44 การแมทซ์ซึ่งรูปตัวแอล

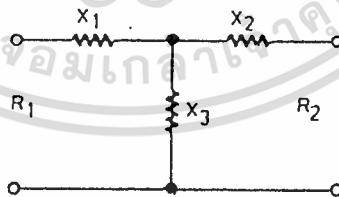
สมการที่ใช้ในการหาค่าตัวอุปกรณ์ที่ใช้ได้แสดงให้เห็นคั่งรูปข้างบน จะเห็นค่า x คือค่ารีแอกแตนซ์ ซึ่งมีค่าเป็นส่วนกลับของค่าซัสเซพแตนซ์ B นั่นเอง ค่า x สามารถเป็นได้ทั้งบวกและลบ ขึ้นอยู่กับอุปกรณ์ที่ใช้นั่นเอง ในกรณีเป็นตัวเหนี่ยวนำก็จะได้ค่า x เป็นบวก ถ้าเป็นตัวเก็บประจุก็จะได้ x เป็นลบ



รูปที่ 2.45 การแมทซ์ซึ่งเมื่อโหลดไม่ได้เป็นค่าตัวต้านทานล้วน

วิธีการแมทซ์ด้วยรูปตัวทีและรูปตัวพาย

การออกแบบแมทซ์ซึ่งด้วยรูปตัวที และรูปตัวพายระหว่างโหลดที่เป็นตัวต้านทาน และความต้านทานต้นกำเนิด สูตรและการออกแบบแสดงให้เห็นคั่งรูปที่ 2.46



รูปที่ 2.46 การแมทซ์ซึ่งด้วยรูปตัวแอล

การแมทซ์ด้วยช่วงสายนำสัญญาณยาว $\lambda/4$

การแมทซ์ซึ่งด้วยวิธีนี้นับว่าง่ายดี เพราะใช้ความยาวสายที่พอเหมาะ แล้วต่อเชื่อมกันโดยตรง โดยไม่ต้องมีอุปกรณ์อื่นใดประกอบด้วย

ถ้าหากว่าใช้ค่าลักษณะสมบัติทางอิมพีแดนซ์ของสายที่เป็นค่าตัวกลางเรคาคทิวิตยาว $\lambda/4$ เชื่อมระหว่างโหลดอิมพีแดนซ์และอิมพีแดนซ์ทางค้ำแหล่งกำเนิดสัญญาณมาต่อเชื่อมก็จะทำหน้าที่เป็นตัวแมทซ์ซึ่งได้ นั่นคือค่าอิมพีแดนซ์ของสายที่นำมาทำเป็นตัวแมทซ์ซึ่งจะมีสูตรคั่งนี้

เอกสารนี้

ไม่ว่าการแมทซ์ซึ่งด้วยวิธีอื่น ๆ ก็ตาม การแมทซ์ซึ่งด้วยวิธีนี้จะมีข้อดีที่ง่ายและสะดวกในการนำไปใช้

$$Z_m = \sqrt{Z_a Z_1}$$

เมื่อ Z_m คือลักษณะสมบัติทางอิมพีแดนซ์ของสายที่เป็นตัวเมทซ์ซึ่ง

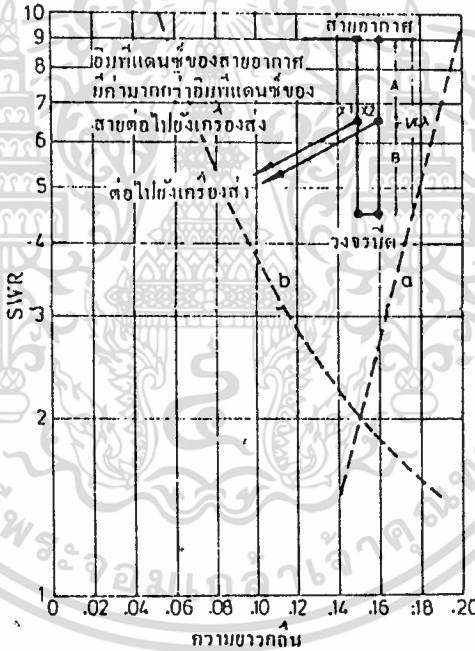
Z_a คืออิมพีแดนซ์ของตัวสายอากาศ

Z_1 คืออิมพีแดนซ์ของตัวเครื่องรับหรือเครื่องส่ง

การเมทซ์ซึ่งด้วยสตัด์

ความหมายของคำว่าสตัด์คือ สายที่นำมาต่อขนานกับสายนำสัญญาณ เพื่อให้อิมพีแดนซ์รวมของสายเมทซ์กัน ได้กับต้นกำเนิดสัญญาณหรือ โหลด

การคำนวณหาขนาดของสตัด์ทั้งค่าความยาวและอิมพีแดนซ์แสดงให้เห็นดังกราฟสองรูป ดังรูปที่ 2.47, 2.48



รูป 2.47 แสดงการหาความยาวสตัด์ไปยังเครื่องส่งปิดวงจร

การใช้กราฟ

1. หาค่า SWR ของสายด้วยวิธีการคำนวณการไม่เมทซ์ของสาย ซึ่งอาจหาจากวิธีการวัดด้วย Two way Wattmeter หรือ SWR มิเตอร์ก็ได้
2. ถ้าหากว่าโหลด มีค่าความต้านทานสูงกว่าอิมพีแดนซ์ของสายที่ใช้สตัด์ จะใช้สตัด์ชนิด สตัด์วงจรดังแสดงในกราฟรูปที่ 2.47

3. ถ้าหากว่าโหลด มีค่าความต้านทานน้อยกว่าค่าความต้านทานของสายที่ใช้ทำสตัด์ให้ใช้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. จากค่า SWR ที่รู้ค่าให้เลือกค่า A บนกราฟ
5. จากค่า SWR คำนวณหาค่าความยาว B จากกราฟ
6. คำนวณหาค่า A เป็นฟุตได้จากสูตร

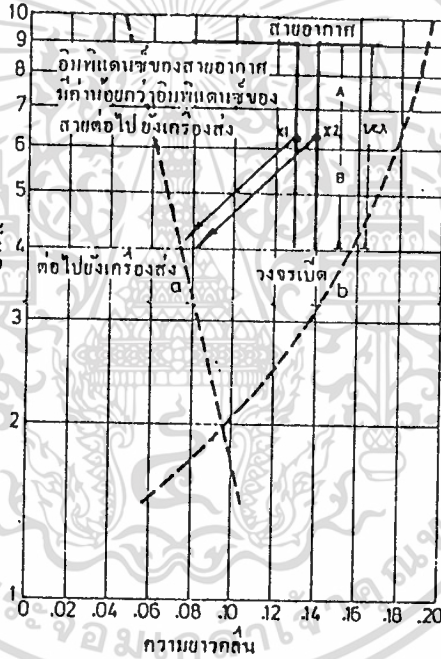
$$A = \frac{984 * VC * a}{f}$$

เมื่อ f มีหน่วยเป็น (MHz)

7. คำนวณหาค่า B เป็นฟุตได้จากสูตร

$$B = \frac{984 * VC * b}{f}$$

f (MHz)



รูปที่ 2.48 แสดงการหาความยาวสตับ ไปยังเครื่องส่งเปิดวงจร

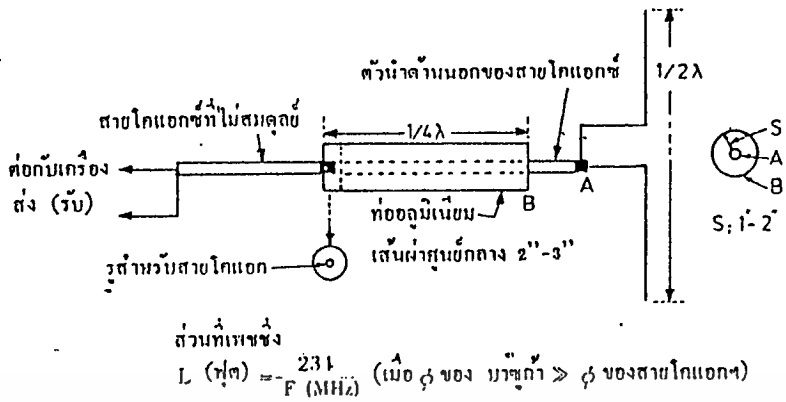
ใช้บางส่วนของสายนำสัญญาณเป็นตัวแมทซ์ซึ่ง

บ่อยที่เดียวที่เราใช้สายที่มีอิมพีแดนซ์ที่มีค่าไม่เท่ากับสายอากาศวิธีที่แก้ไขได้เพื่อให้สถานะการแมทซ์เกิดขึ้นทำได้ดังนี้

บาชูก้า บาลัน บาชูก้า บาลันเป็นวิธีหนึ่งในการช่วยทำการแมทซ์สายคลื่น สาเหตุที่เรียกว่า บาชูก้า ก็เพราะว่ารูปร่างที่ใช้งานมีลักษณะเหมือนกับป็นบาชูก้า โดยใช้ท่ออะลูมิเนียมที่มีความยาว $\lambda/4$ สวมใส่สายนำสัญญาณ โดยให้ตอนล่างของท่ออะลูมิเนียมเชื่อมติดกับกราวด์ ของสายนำสัญญาณ ท่อที่ใช้ควรจะมีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางระหว่าง 1-2 นิ้วดังรูปที่ 2.49

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

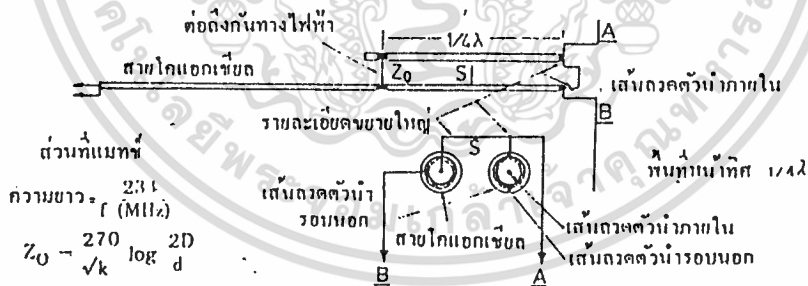


รูปที่ 2.49 ภาวภา บาดัน

บาดันชนิดอาร์ทเฟวฟบาดันชนิดตัวนำขนานความยาว

$\lambda/4$ บาดันชนิดภาวภาที่มีข้อเสียดตรงที่จะใช้ได้กับความถี่ที่ทำให้ความยาวของตัวบาดันเท่ากับ $\lambda/4$ จริงๆ ซึ่งเหมาะที่จะใช้กับความถี่สูงๆ คือ ย่านวีเอชเอฟและย่านยูเอชเอฟ ข้อเสียดอีกประการหนึ่งคือต้องใช้ท่อที่มีขนาดใหญ่จึงจะทำให้รูปร่างใหญ่โต

ทางแก้ไขและให้ผลดีโดยใช้บาดันคังรูปที่ 2.50 โดยใช้ตัวนำที่มีความยาวขนาด $\lambda/4$ วางขนานกับสายนำสัญญาณ ส่วนปลายสุดของแท่ง ตัวนำที่วางขนานเชื่อมต่อกับกราวนด์ของสายโคแอกซ์ ดังแสดงในรูปที่ 2.50



รูปที่ 2.50 บาดันชนิดตัวนำขนานความยาว $\lambda/4$

บาดันชนิดอาร์ทเฟวฟ

จะให้ค่า อัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์ด้วยค่าอัตราส่วน 4:1 ซึ่งเหมาะสมอย่างยิ่งในการใช้เปลี่ยนค่าอิมพีแดนซ์ในระบบสายอากาศคือ จาก 75 โอห์ม กับ 300 โอห์ม แต่ก็มีข้อเสียดที่ทำให้คุณสมบัติตอบสนองต่อความถี่ในช่วงแคบๆ เท่านั้น

การแมทซ์ด้วยหลักการของโคโพลห้วง

โดยปกติสายอากาศชนิดครึ่งคลื่นที่ทำจากแท่งตัวนำ จะมีค่าอิมพีแดนซ์ประมาณ 70-75 โอห์ม ซึ่งขึ้นอยู่กับระยะทางจากกราวด์ด้วย ถ้าหากงอโค้งให้เป็นชนิดโคโพลห้วงจะมีค่าอิมพีแดนซ์เพิ่มขึ้น เป็น 4 เท่า คือประมาณ 300 โอห์ม

แมทซ์ซึ่งรูปตัว T

โคโพลชนิดห้วงอาจใช้ได้ดี กับสายนำสัญญาณบางขนาดเท่านั้น บางครั้งสายอากาศประกอบด้วยตัวชี้หน้าและตัวสะท้อนหลายตัว จะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเปลี่ยนไป เราอาจต้องมีการแก้ค่าอิมพีแดนซ์ให้เหมาะสมทำได้โดยการใช้แท่ง อะลูมิเนียมประกอบด้วยชิ้นรวมโลหะอีกชิ้นหนึ่งทำหน้าที่เป็นโคโพลห้วง วิธีการโดยการประกอบแท่งท่ออะลูมิเนียมที่มีเส้นผ่าศูนย์กลาง 2 ซึ่งค่า 2 นี้มีค่าประมาณ $1/4$ ของเส้นผ่าศูนย์กลางของตัวความยาวโคโพล D นั่นคือถ้า D มีค่าประมาณ 1 นิ้ว ก็ใช้ d มีค่าประมาณ 2 หุน และค่าความห่างระหว่างแท่งท่ออะลูมิเนียมกับโคโพลห้วงนี้ประมาณ 4 ถึง 5 นิ้ว ส่วนความยาวของตัวโคโรเวน หรือตัวรับสัญญาณขึ้นอยู่กับว่าเราต้องการให้อิมพีแดนซ์ของตัวสายอากาศมีค่าเท่าไร ถ้าหากว่าใช้ตัวชี้หน้าและตัวสะท้อนเพิ่มอีก 3 ตัว แล้วใช้สายนำสัญญาณขนาด 300 โอห์ม ตัวแมทซ์ซึ่งรูปตัว T ที่ใช้ควรมีความยาวประมาณ 15% ของตัวความยาวของตัวรับ แต่ถ้าหากต้องการใช้กับสาย 75 โอห์ม ก็ควรจะให้ความยาวของแมทซ์ซึ่งมีค่าประมาณ 10% ของความยาวของตัวรับ ค่าที่ถูกต้องของความยาว L นี้ควรจะได้อากการทดลองวัดหา SWR โดยตรง

เนื่องจากการแมทซ์ซึ่งด้วยรูปตัว T นี้ ตัวสายอากาศมีค่าไม่เป็นตัวต้านทานล้วน แต่จะมีตัว L ประกอบอยู่ด้วย ก็ควรจะทำการจูนให้เกิดการเรโซแนนซ์ตามความถี่ที่ต้องการ โดยใช้ตัวเก็บประจุ

แกมมาแมทซ์ซึ่ง

แกมมาแมทซ์ซึ่งอาศัยหลักการเช่นเดียวกับการแมทซ์ซึ่งรูปตัว T แต่จะมีเพียงครึ่งหนึ่งของการแมทซ์ซึ่งรูปตัว T และลักษณะการแมทซ์ซึ่งจะเหมือนกับรูปตัว T ที่ทุกประการ เพียงแต่อิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ได้ด้วยวิธีการแมทซ์ซึ่งด้วยวิธีนี้จะมิต่างอยู่ระหว่าง 50 ถึง 75 โอห์ม

หม้อแปลงบาตัน

หม้อแปลงบาตัน เป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลงอิมพีแดนซ์กันมากที่สุด เพราะมีขนาดเล็กราคาถูก ติดตั้งง่ายและใช้ได้ผลดี หลักการของบาตันแบบนี้ก็เหมือนกับหม้อแปลงไฟฟ้าทั่วไปโดยใช้ขดลวดพันรอบแกนเฟอร์ไรท์ การเปลี่ยนอิมพีแดนซ์ก็คงใช้หลักการเดียวกับหม้อแปลง แต่จำนวนรอบที่พันรอบเฟอร์ไรท์จะมีค่าเพียงไม่กี่รอบเท่านั้น

ชนิดของสายอากาศ

การแบ่งชนิดของสายอากาศ

การแบ่งชนิดของสายอากาศตามลักษณะการใช้งานอาจแบ่งออกเป็นลักษณะกว้างๆ คือ

ก.แบบสายอากาศในแนวนอน (horizontal antenna) เช่น สายอากาศแบบไดโพล (dipole) และสายอากาศแบบห้วง (folded dipole)

ข.แบบสายอากาศในแนวตั้ง (vertical antenna) สายอากาศแบบดิน (ground antenna) แบบมาร์โคนี่

ค.สายอากาศแบบพิเศษ เช่น สายอากาศแบบยาگی แบบเส้นลวดยาวหรือ แบบวี แบบสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูน (rhombic)

การแบ่งชนิดของสายอากาศตามความถี่ซึ่งเป็นที่นิยมอย่างกว้างขวางกว่าอาจแบ่งออกเป็น

ก.สายอากาศที่ความถี่ปานกลาง (middle frequency) และที่ความถี่สูง (high frequency)

ข.สายอากาศที่ความถี่วีเอชเอฟ และยูเอชเอฟ (VHF-UHF)

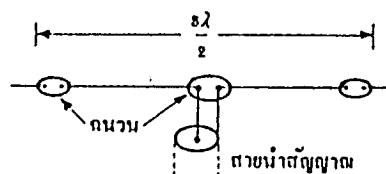
สายอากาศที่ความถี่ปานกลางและความถี่สูง

สายอากาศที่ความถี่สูงสำหรับเครื่องส่งควรจะเป็นสายอากาศแบบทิศทางเดียวถึงแม้ว่ากำลังส่งจะน้อยแต่ถ้าอัตราขยายของสายอากาศสูงก็จะไปได้ไกล ในการสื่อสารในย่านนี้ส่วนใหญ่จะเป็นการติดต่อที่รู้ตำแหน่ง ของผู้ส่ง ผู้รับแน่นอนแล้ว

สำหรับชนิดของสายอากาศแบบทิศทางเดียวที่จะให้อัตราขยายทางกำลังในทิศทางระหว่างเครื่องรับและเครื่องส่งที่ย่านความถี่นี้มีด้วยกันหลายแบบ มักนิยมใช้ แบบเส้นลวดยาว (long-wire antenna)

สายอากาศเส้นลวดยาว (Long Wire Antenna)

ในการประกอบสายแบบเส้นลวดยาวดังแสดงในรูปที่ 2.51 จะเป็นแบบโดยทั่วๆ ไป ความยาวของขาแต่ละข้างตรงตำแหน่งต่อกับสายส่งจะแสดงในตารางที่ 2.8 (ในการนำไปใช้งานควรให้สูงกว่าค่าที่คำนวณประมาณ 3%)



รูปที่ 2.51 สายอากาศแบบเส้นลวดยาว

สายอากาศแบบลวดยาวแบบวี (Long Wire Inverted Vee)

สายอากาศแบบวีมีข้อดีกว่าแบบเส้นลวดยาวคือ เรื่องทิศทางของรูปแบบการรับไปในทิศทางที่ต้องการได้แน่นอนกว่า ถ้ามุมระหว่างขาทั้งสองพอเหมาะ ทิศทางของคลื่นจะเป็นแนวแบ่งครึ่งมุมพอดี

สายอากาศแบบสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูน (Rhombic Antenna)

เป็นสายอากาศแบบลวดยาวอีกแบบหนึ่ง ซึ่งมีรูปร่างคล้ายเพชรขนาดโต ที่ความยาวค่าหนึ่งกำหนดให้จะมีอัตราขยาย 3 dB มากกว่าสายอากาศแบบวี

ความยาวของแต่ละขาเป็น จำนวนเท่าของ λ	ความยาวของแต่ละขาเป็นฟุต ft เป็น MHz
1/4	234f
3/4	738f
5/4	1230f
7/4	1722f
9/4	2214f
11/4	2706f
13/4	3198f
15/4	4182f
19/4	4674f

ตารางที่ 2.8

สายอากาศรูปสามเหลี่ยม (Triangle Antenna)

มีความไวในทุกทิศทางยังมีความกว้างของคลื่นที่ดีด้วย อัตราขยายสามารถเพิ่มได้โดยการใส่สามเหลี่ยมอีกหลาย ๆ ตัววางขนานช่วย

สายอากาศแบบสามเหลี่ยมทำด้วยเส้นลวดจะมีทิศทางของรูปแบบการรับ ในแนวตั้งฉากกับแนวตั้งในพื้นที่ของสามเหลี่ยม

สายอากาศในแนวตั้ง (Vertical Antenna)

สายอากาศในแนวตั้งมีรูปแบบในทุกทิศทางรอบตัวในระนาบในแนวนอน สายอากาศในแนวตั้งจะมีความยาว $\lambda/4$ โดยความยาวอีก $\lambda/4$ เป็นเสมือนกระจกเงาที่เป็นระบบกราวด์ที่ดีและสำคัญสำหรับสายอากาศในแนวตั้งซึ่งเรียกกันว่า ระนาบกราวด์ (ground plane)

สายอากาศในแนวนอน (horizontal Antenna)

เป็นสายอากาศที่ติดตั้งในตำแหน่งแนวของสายอากาศขนานกับพื้นโลก เช่น แบบขากิ ซึ่งจะมีตัวช่วย เช่น ตัวชี้นำ ตัวสะท้อน ประกอบเข้าตัวไดโพลหรือตัวจับ (driver) เพื่อเพิ่มความไวในทิศทางที่ต้องการปกติตัวสะท้อนจะยาวกว่าไดโพลและจะรีโซแนนซ์ที่ความถี่ต่ำสุดในแบนด์นั้นๆ และตัวชี้นำจะต้องให้สั้นกว่าไดโพล จะรีโซแนนซ์กับความถี่สูงสุดในแบนด์นั้นๆ ระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนและตัวชี้นำกับไดโพลอยู่ช่วง 0.1-0.15λ จะกล่าวโดยสรุปในตารางที่ 2.9

แบนด์ (เมตร)	ไดโพล 234/f	ตัวสะท้อน 492/f _L	ตัวชี้นำ 450/f _H	ระยะห่าง		
				0.1λ 98.4/f	0.15λ 147.6/f	0.25λ 246/f
13	10' 10"	22' 11"	20' 8"	4' 7"	6' 9"	11' 5"
16	13' 1"	24' 3"	25' 2"	5' 7"	8' 4"	13' 10"
19	15' 4"	32' 6"	29' 1"	6' 5"	9' 8"	12' 2"
25	19' 10"	42'	37' 6"	8' 4"	12' 6"	20' 11"
31	24' 4"	51' 8"	46'	10' 3"	15' 4"	25' 8"
49	39'	82' 8"	72' 8"	16'	24'	41'

ตารางที่ 2.9

สายอากาศแบบควอด 3 แบนด์ (Three-Band Quad Antenna)

ที่แบนด์เดียวกันสายอากาศแบบควอดมีข้อดีคือมีน้ำหนักเบากว่าและคุณภาพการใช้งานดีกว่าแบบขากิด้วย

การคำนวณหาความยาวต่างๆ อาศัยพื้นฐานดังนี้

ตัวจับ = 1005/f(MHz)

ตัวสะท้อน = 1030/f(MHz)

ตัวชี้นำ = 975/f(MHz)

ปัญหาที่จะเกิดขึ้นกับสายอากาศแบบควอดคือ ปัญหาโครงสร้าง

สายอากาศแบบล็อกเพอริโอดิก (Log-periodic Dipole Array)

สายอากาศแบบล็อกประกอบด้วยตัวจับ (ไดโพล) ที่ทำงานที่ความถี่ต่างๆ นำมาจัดเรียงกันเป็นสายอากาศที่ใช้แก้ปัญหาสายอากาศแบบขากิ คือ เมื่อเพิ่มจำนวนโลหะแล้วอัตราขยายสูงขึ้นแต่ความกว้างทางความถี่ไม่ได้เพิ่มขึ้นหรือบางครั้งกลับลดลงอีก สายอากาศแบบล็อกมีข้อดีคือ ความ

กว้างทางความถี่จะกว้างมาก อัตราส่วนของกำลังของโพลหน้ากับโพลด้านหลังสูงมากอัตราขยาย
ค่อนข้างสูง

2.8 ชิ้นส่วนสารกึ่งตัวนำและการใช้งานในย่านไมโครเวฟ

ในเรื่องที่ผ่านมาตั้งแต่ต้นนั้นได้กล่าวถึงสายนำสัญญาณ ท่อนำคลื่น ไมโครสตริป และชิ้น
ส่วนแพสซีฟที่ใช้ในการส่งผ่านคลื่นไมโครเวฟและหลอดไมโครเวฟ ในเรื่องนี้จะกล่าวถึงชิ้นส่วน
สารกึ่งตัวนำคือ ไดโอดและทรานซิสเตอร์ซึ่งเป็นชิ้นส่วนแบบแอคทีฟที่ใช้ในการกำเนิดคลื่น
ไมโครเวฟ การขยายกำลังและการแปลงความถี่เป็นต้น ซึ่งจัดว่าเป็นส่วนประกอบที่สำคัญมากของ
ระบบ และในตอนท้ายลงบทนี้จะยกตัวอย่างวงจรไมโครเวฟที่ใช้ชิ้นส่วนต่าง ๆ เหล่านี้

2.8.1 ไดโอดและทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในย่านไมโครเวฟ

ไดโอดและทรานซิสเตอร์นั้นเป็นชิ้นส่วนสารกึ่งตัวนำที่มีบทบาทสูงมาก ทั้งในย่านความถี่
ต่ำจนถึงความถี่สูง ๆ อย่างไมโครเวฟ ชิ้นส่วนสารกึ่งตัวนำในย่านไมโครเวฟนั้นจัดว่าเป็นชิ้นส่วน
แอคทีฟที่ได้รับการพัฒนาให้ใช้งานได้จริงตั้งแต่ทศวรรษ 2510 ก่อนหน้านั้นชิ้นส่วนแอค
ทีฟที่ใช้ส่วนใหญ่จะเป็นหลอดไมโครเวฟ ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงชิ้นส่วนสารกึ่งตัวนำแบบไดโอด
และทรานซิสเตอร์ ซึ่งเป็นชิ้นส่วนพื้นฐานที่นำไปสร้างวงจรแบบต่าง ๆ ต่อไปได้ และเพื่อให้เห็น
ภาพรวมว่าชิ้นส่วนไดโอดแบบต่าง ๆ และทรานซิสเตอร์แบบต่าง ๆ มีที่ใช้ในลักษณะใดบ้าง
ตารางที่ 1 ได้รวบรวมชนิดของไดโอดและทรานซิสเตอร์ ตามปรากฏการณ์ทางฟิสิกส์ที่ใช้ประโยชน์
จากชิ้นส่วนนั้น ๆ และที่ใช้งานของชิ้นส่วนนั้น ๆ จากตารางจะเห็นได้ว่าชิ้นส่วนสารกึ่งตัวนำเหล่านี้
นี้จะทำหน้าที่สำคัญ ๆ ในการจัดการกับสัญญาณได้เกือบหมด จึงจัดว่ามีความสำคัญในระบบ
ไมโครเวฟมาก

2.8.1.1 ไดโอดแบบจุดต่อพีเอ็น (p-n junction diode) และช็อตคกิบ์แบร์เรียร์ไดโอด (Schottky-barrier diode)

ไดโอดแบบจุดต่อพีเอ็นและช็อตคกิบ์แบร์เรียร์ไดโอดนั้นมีโครงสร้างและการทำงานแตกต่างกัน
กันแต่คุณสมบัติเชิงไฟฟ้าที่นำไปใช้งานได้นั้นมีส่วนคล้ายคลึงกันมาก จึงขออธิบายรวมไว้ที่นี่

ไดโอดแบบจุดต่อพีเอ็นนั้นมีโครงสร้างตามรูปที่ 2.25 (ก) ที่บริเวณจุดต่อจะเกิดการแพร่
ของโฮลจากชั้น p เข้าสู่ชั้น n แล้วประสานตัวกับอิเล็กตรอน ในขณะที่เดียวกันก็จะเกิดการแพร่
ของอิเล็กตรอนจากชั้น n เข้าสู่ชั้น p แล้วประสานตัวกับโฮล การแพร่ของโฮลเข้าไปยังชั้น n นั้น
จะทิ้งให้เกิดแอกเซปเตอร์อะตอม (acceptor atom) ซึ่งมีประจุไฟฟ้าลบที่บริเวณใกล้จุดต่อ ใน
ทำนองเดียวกัน การแพร่ของอิเล็กตรอนจากชั้น n เข้าสู่ชั้น p ก็จะทำให้เกิดโดเนอร์อะตอม (donor
atom) ซึ่งมีประจุไฟฟ้าบวกที่บริเวณใกล้จุดต่อ ประจุไฟฟ้าบวกและประจุไฟฟ้าลบที่เกิดขึ้นทั้งสอง

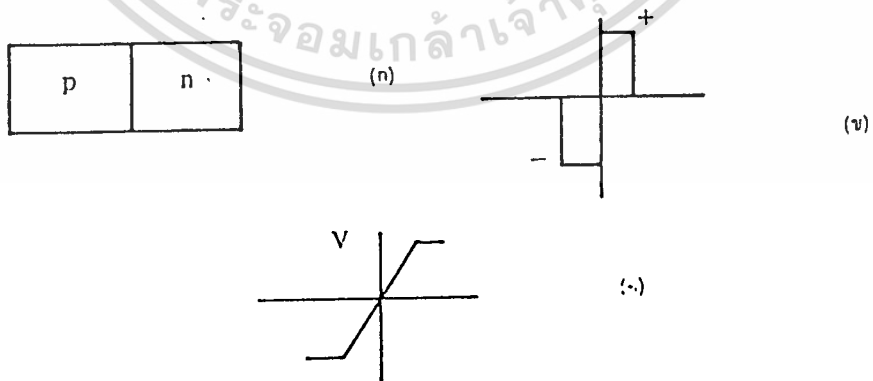
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้านของจุดเชื่อมต่อนี้เรียกว่า สเปซชาร์จ (space charge) รูปที่ 2.52 (ข) แสดงสภาพดังกล่าวนี้ สเปซชาร์จที่เกิดขึ้นนี้จะทำให้เกิดสนามไฟฟ้าซึ่งจากฝั่ง n มายังฝั่ง p ในขณะที่เดียวกันก็มีความต่างศักย์ไฟฟ้าเกิดขึ้นโดยที่ฝั่ง n จะมีศักย์ไฟฟ้าสูงกว่าฝั่งที่แสดงไว้ในรูป 2.52 (ค)

ปรากฏการณ์ทางฟิสิกส์	ชนิดของชิ้นส่วนสารกึ่งตัวนำ	ที่ใช้งาน
- Varistor	- p-n junction diodes, schottky barrier diodes	- frequency down conversion, detection, rectification
- controllable impedance diode	- pin diodes	- switch, protector, modulator, variable attenuator
- varactor	- p-n junction diode - schottky barrier diode	{ modulator, parametric amplifier
- tunnel effect	- step recovery diode	frequency multiplier, pulse generator
- Gunn effect	- tunnel (Esaki) diode	low noise amplifier
- avalanche effect	- Gunn diode	Oscillator, amplifier
- p-n junction	- impatt diode	oscillator, amplifier
- FET	- trapatt diode	high output oscillator
	- p-n junction bipolar	power amplifier
	- Field Effect Transistor	low noise amplifier, mixer, power amplifier frequency multiplier

ตารางที่ 2.10 ไดโอดและทรานซิสเตอร์แบบต่างๆและที่ใช้งาน



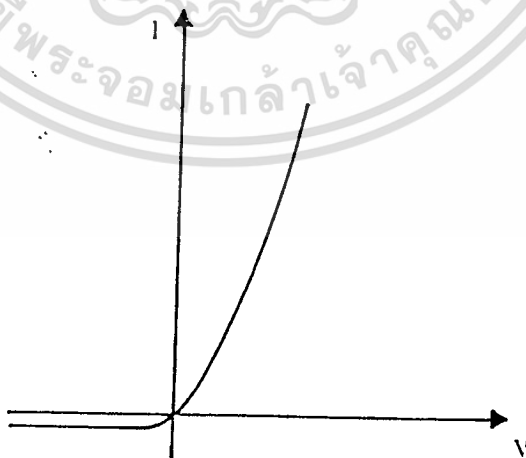
รูปที่ 2.52 โครงสร้างของไดโอดแบบจุดต่อพีเอ็น และการเกิดสเปกโทรสโคปชาร์จ และความต่างศักย์ไฟฟ้าที่จุดต่อพีเอ็น

สภาพดังกล่าวเท่ากับเป็นการสัดการแพร่ของอิเล็กตรอนและโฮลผ่านจุดต่อพีเอ็น ในขณะที่ไม่มีการไบแอสนั้นจะเกิดสภาพสมดุลทางความร้อนขึ้นโดยที่กระแสที่เกิดจากพาหะข้างน้อย (minority carrier) และพาหะข้างมาก (majority carrier) ที่ไหลข้ามจุดต่อมีขนาดเท่ากัน และมีทิศทางตรงกันข้ามทำให้กระแสรวมเป็นศูนย์ ในกรณีที่มีไบแอสไปด้านหน้า (forward bias) กระแสที่ไหลข้ามจุดต่อจะมีขนาดเปลี่ยนไปตามแรงดันที่ตกคร่อมในรูปต่อไปนี้

$$I = I_s (e^{eV/kT} - 1) \quad (1)$$

โดยที่ I_s เป็นกระแสอิ่มตัว e เป็นประจุอิเล็กตรอน V เป็นแรงดันไบแอส k เป็นค่าคงตัวโบลต์ซมันน์ และ T เป็นอุณหภูมิสัมบูรณ์ของจุดต่อ รูปที่ 2.53 ดังตัวอย่างของความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันไบแอสตามสมการ (1) นี้ คุณสมบัติของ I - V ในลักษณะที่ไม่เป็นเชิงเส้นดังที่เห็นอยู่นี้ทำให้ไดโอดมีคุณสมบัติเป็นวาริสเตอร์ (varistor) และสามารถใช้ประโยชน์ในการทำเป็นคิเทคเตอร์ และทำเป็นมิทเซอร์ เป็นต้น ในกรณีที่มีการไบแอสย้อนกลับนั้นกระแสไบแอสจะไม่สามารถไหลผ่านจุดต่อพีเอ็นได้ ในขณะเดียวกันก็จะทำให้ความต่างศักย์ไฟฟ้าและสนามไฟฟ้าที่บริเวณจุดต่อมีค่าสูงขึ้น เมื่อสัญญาณไมโครเวฟซึ่งมีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับแรงดันไบแอสถูกส่งเข้ามา ก็จะมองเห็นจุดต่อเป็นค่าคาแปซิแตนซ์ค่าหนึ่ง ค่าคาแปซิแตนซ์ดังกล่าวนี้จะเปลี่ยนแปลงไปตามค่าแรงดันไบแอสย้อนกลับในรูปต่อไปนี้

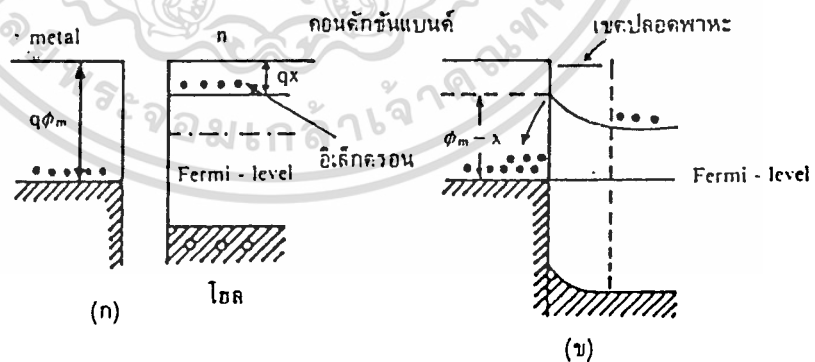
$$C = \frac{C_0}{(1 - V/\phi)^\alpha} \quad (2)$$



รูปที่ 2.53 เส้นโค้ง I - V ของไดโอดแบบจุดต่อพีเอ็นในสภาพที่มีไบแอสไปด้านหน้า

โดยที่ C_0 เป็นค่าคาแปซิแตนซ์ในสภาพที่ไม่มีไบแอส V เป็นแรงดันไบแอสย้อนกลับ เป็นความต่างศักย์ที่เกิดขึ้นที่จุดต่อพีเอ็นในขณะที่ไม่มีไบแอส และ ∞ จะมีค่าเป็น หรือในกรณีที่จุดต่อเป็นแบบขั้น (abrupt junction) หรือเป็นแบบมน (graded junction) ตามลำดับ การที่ค่า C เปลี่ยนตามแรงดันไบแอสย้อนกลับนี้ทำให้ไดโอดในสภาพดังกล่าวมีคุณสมบัติเป็นแวกเทคเตอร์ (Varactor มาจาก variable reactor) แวกเทคเตอร์จัดว่าเป็นชิ้นส่วนวงจรที่สำคัญมากในการจัดการกับสัญญาณ RF ที่ใช้หลักๆ ของแวกเทคเตอร์คือใช้ในวงจรมอดูเลเตอร์ ใช้ในวงจรคูณความถี่ และใช้ทำพาราเมตริกแอมพลิไฟเออร์ ซึ่งรายละเอียดจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

ข้อดีที่แบร์เรียร์ไดโอดนั้นจะมีโครงสร้างตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.54 (ก) คือนำสารกึ่งตัวนำแบบ n มาประกบกับขั้วโลหะโดยตรง รูป (ข) และรูป (ค) แสดงระดับพลังงานของขั้วโลหะและสารกึ่งตัวนำแบบ n ก่อนที่จะประกบกัน และหลังจากประกบกันตามลำดับ ก่อนที่จะประกบกันนั้นระดับพลังงานเฟอร์มี (Fermi level) ของอิเล็กตรอนในสารกึ่งตัวนำแบบ n และอิเล็กตรอนในโลหะจะไม่เท่ากัน เมื่อนำมาประกบกันระดับพลังงานเฟอร์มีจะถูกปรับตัวให้อยู่ในระดับเดียวกัน เพื่อให้เกิดสภาพสมดุลทางความร้อน ในขั้นตอนการปรับตัวนี้อิเล็กตรอนจากสารกึ่งตัวนำแบบ n จะแพร่เข้าสู่โลหะ ทำให้เกิดเขตปลอดพาหะขึ้นตรงจุดต่อ ในขณะที่เดียวกันก็เกิดความต่างศักย์ขึ้นที่จุดต่อ ซึ่งทำให้อิเล็กตรอนอิสระในโลหะไม่สามารถไหลข้ามไปยังฝั่งสารกึ่งตัวนำแบบ n ได้ เมื่อทำการไบแอสไปด้านหน้าจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสแรงดันในรูปเดียวกับ สมการ (1) ข้อดีที่แบร์เรียร์ไดโอดในสภาพดังกล่าวจึงมีคุณสมบัติเป็นแวกเทคเตอร์ และใช้เป็นดีเทคเตอร์ และเป็นมิกเซอร์ได้เช่นเดียวกับไดโอดแบบจุดต่อพีเอ็น



รูปที่ 2.54 โครงสร้างและระดับพลังงานที่จุดต่อของข้อดีที่แบร์เรียร์ไดโอด

เมื่อทำการไบแอสย้อนกลับข้อดีที่แบร์เรียร์ไดโอดก็จะมีคุณสมบัติเป็นแวกเทคเตอร์เช่นเดียวกับไดโอดแบบจุดต่อพีเอ็น โดยที่ค่าคาแปซิแตนซ์จะแสดงได้ตามสมการ(2) โดยข้อดีที่

แบร์เรียร์โคโอดในสภาพที่มีไบแอสย้อนกลับจึงสามารถใช้ในวงจรมอดูเลเตอร์ใช้ในวงจรรวม ความถี่ และใช้ทำพารามetriकแอมพลิไฟเออร์ได้เช่นเดียวกัน

ถึงแม้ชื่อตึกแบร์เรียร์โคโอดและโคโอดแบบจุดต่อที่เอ็นจะมีคุณสมบัติภายนอกที่คล้ายคลึงกัน แต่ก็มีข้อแตกต่างที่เด่นชัดอย่างหนึ่งคือ ชื่อตึกแบร์เรียร์โคโอดมีพาหะข้างมากเป็น อิเล็กตรอนทั้งในฝั่งโลหะและในฝั่งสารกึ่งตัวนำแบบ n ดังนั้นการไหลของกระแสก็จะอาศัยพาหะข้างมากคือ อิเล็กตรอนเป็นหลัก พาหะข้างน้อยคือ โฮลนั้นเกือบจะไม่มีบทบาทอะไรเลย ดังนั้นการสะสมของพาหะข้างน้อยที่จุดต่อจึงไม่เกิดขึ้นและทำให้ชื่อตึกแบร์เรียร์โคโอดสามารถตอบสนองต่อการสวิตซ์ที่มีความเร็วสูงได้ดีกว่าโคโอดแบบจุดต่อที่เอ็น

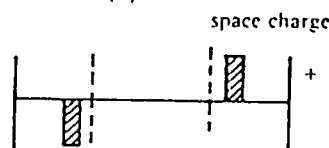
อนึ่งสารกึ่งตัวนำที่ใช้ทำชื่อตึกแบร์เรียร์โคโอดนั้น นอกจาก Si แล้วจะมี GaAs ด้วย โดยปกติแล้วในอุณหภูมิปกติ Si จะมีสัณฐานรบกวนต่ำกว่า GaAs แต่ GaAs สามารถรักษาคุณสมบัติที่เป็นสารกึ่งตัวนำที่คิภายได้อุณหภูมิต่ำ ๆ ได้ จึงเหมาะที่จะนำมาใช้ในการสร้างโลว์นอยส์พารามetriकแอมพลิไฟเออร์ ซึ่งจะต้องควบคุมอุณหภูมิโดยรอบให้ต่ำมาก ๆ

2.8.1.2 พินโคโอด (pin diode)

พินโคโอดเป็นโคโอดที่มีโครงสร้างตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.55 (ก) กล่าวคือ จะมีชั้น i คั่นอยู่ระหว่างชั้น p และชั้น n สารกึ่งตัวนำที่ใช้จะเป็นซิลิคอน ชั้น i จะเป็นชั้นของสารกึ่งตัวนำที่ใกล้เคียงกับอินทรินสิก (intrinsic) คือไม่มีทั้งอิเล็กตรอนและโฮลอยู่ใน จึงเป็นชั้นที่มีความต้านทางเชิงไฟฟ้าสูงมาก พินโคโอดนี้ในสภาพที่มีไบแอสย้อนกลับ (reverse bias) ดังที่แสดงในรูป (ข) อิเล็กตรอนที่อยู่ในชั้น n และโฮลที่อยู่ในชั้น p จะถูกดูดเข้าหาอิเล็กโทรด ทำให้เกิดชั้นที่ปลดออกจากอิเล็กตรอน และโฮลกว้างขึ้นจากความกว้างของชั้น i ในสภาพไบแอสย้อนกลับนี้ สัญญาณไมโครเวฟซึ่งมีระดับสัญญาณต่ำเมื่อเทียบกับแรงดันไบแอสก็จะมองเห็นพินโคโอดเหมือนคาแปซิเตอร์ตัวหนึ่ง



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.55 โครงสร้างและการไบแอสพินโคโอด

ในกรณีที่มีการไบแอสไปด้านหน้า อิเล็กตรอนในชั้น n และโฮลในชั้น p จะแพร่เข้าสู่ชั้น i แล้ว แต่เนื่องจากอายุของอิเล็กตรอนและโฮลในชั้น i จะยาวกว่าคาบของสัญญาณไมโครเวฟมาก ดังนั้นเมื่อมองจากสัญญาณไมโครเวฟก็จะเห็นเหมือนกับความต้านทานต่ออนุกรมอยู่ โดยที่ความต้านทานนี้จะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามความหนาแน่นของพาหะที่มีอยู่ในชั้น i ซึ่งหมายถึงจะเปลี่ยนแปลงไปตามค่าแรงดันไบแอสที่คร่อมขั้วไดโอดอยู่ จากปรากฏการณ์ที่กล่าวมานี้ทำให้พินไดโอดมีค่าอิมพีแดนซ์ที่ควบคุมได้ (controllable-impedance) โดยการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันไบแอส

พินไดโอดมีคุณสมบัติหลาย ๆ ประการดังนี้คือ (1) มีค่าสเตรย์คาแพซิแตนซ์ต่ำ (2) มีค่าอินดักแตนซ์ต่ำ (3) ทนต่อแรงดันย้อนกลับได้สูง (4) ค่าความต้านทานจะไม่เปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของสัญญาณ RF (5) ทำงานเป็นความต้านทานบริสุทธิ์ในย่านความถี่ RF (6) ค่าความต้านทานที่มองจากสัญญาณ RF จะเปลี่ยนแปลงได้ในช่วงไม่กี่ Ω จนถึงหลาย ๆ k เมื่อเปลี่ยนแรงดันไบแอส ตารางที่ 2.11 แสดงตัวอย่างของตัวเลขต่าง ๆ ที่แสดงคุณสมบัติของพินไดโอดที่กล่าวมานี้

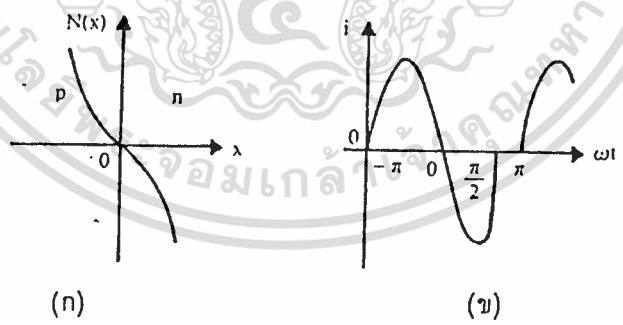
- แรงดันตกคร่อมในขณะไบแอสไปด้านหน้าและมีกระแสไหล 100 mA	< 1.1 V
- แรงดันตกคร่อมในขณะไบแอสย้อนกลับและมีกระแสไหล 10 μ A	< 180 mV
- แรงดันเบรกดาวน	200-1000 V
- ค่าสเตรย์คาแพซิแตนซ์	< 0.45 pF
- ค่าคาแพซิแตนซ์ในขณะไบแอสย้อนกลับ	0.5-4 pF
- ความต้านทานอนุกรมระหว่างขั้ว	< 1.2 Ω
- โครงสร้าง	Silicon Epitaxial-planar

ตารางที่ 2.11 ตัวอย่างคุณสมบัติของพินไดโอด

จากคุณสมบัติที่กล่าวมาข้างต้นนี้ทำให้พินไดโอดสามารถใช้งานในย่านความถี่ไมโครเวฟในลักษณะต่อไปนี้คือ ให้เป็นตัวลatching สัญญาณแบบปรับค่าได้ ให้เป็นสวิตช์และใช้เป็นชิ้นส่วนในวงจรมอดูเลเตอร์เป็นต้น ตัวอย่างการใช้เป็นสวิตช์นั้นได้แก่ การใช้งานในการควบคุมเฟสชิฟเตอร์แบบคิวิตอลที่ใช้ในระบบป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครเวฟเป็นต้น นอกจากนั้นยังสามารถใช้เป็นชิ้นส่วนโพเทเทกเตอร์ในคูเพิลลิ่งเซอร์ของเรคาร์ได้ด้วย ในกรณีนี้พินไดโอดจะต้องสามารถรับกำลังคลื่นได้สูง และต้องมีสัญญาณรบกวนต่ำ

2.8.1.3 สเต็ปรีคอปเฟอร์รีไดโอด (Step recovery diode)

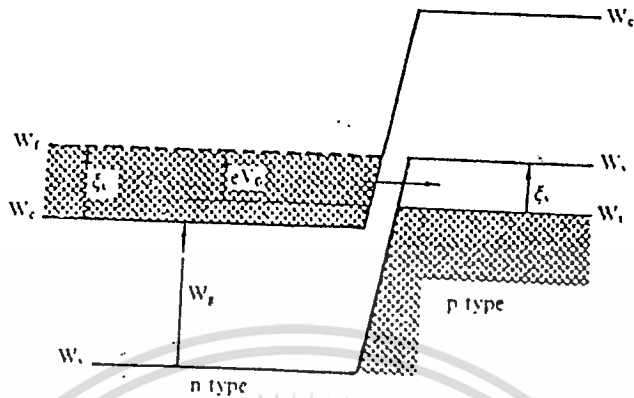
สเต็ปรีคอปเฟอร์รีไดโอด (ย่อว่า SRD) เป็นไดโอดที่มีโครงสร้างแบบจุดต่อพีเอ็นแบบหนึ่ง การทำงานของไดโอดแบบนี้จะอาศัยปรากฏการณ์ที่เรียกว่าสเต็ปรีคอปเฟอร์รี ซึ่งเกิดขึ้นที่จุดต่อในลักษณะต่อไปนี้ ก่อนอื่นที่บริเวณจุดต่อจะมีการกระจายของพาหะ ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.56 (ก) ในขณะที่มีไบแอสไปด้านหน้า พาหะข้างน้อยที่ข้ามจุดต่อไปยังอีกฝั่งหนึ่งจะมีอายุยาวกว่าคาบเวลาของสัญญาณ RF มาก พาหะข้างน้อยดังกล่าวก็จะไม่สามารถประสานตัวแล้วสูญหายไป จึงทำให้เกิดการสะสมของประจุที่บริเวณจุดต่อ ในช่วงเวลาต่อมาที่การไบแอสนั้นเปลี่ยนเป็นไบแอสย้อนกลับ แทนที่ไดโอดจะหยุดผ่านกระแส ก็ปรากฏว่าพาหะข้างน้อยที่สะสมอยู่บริเวณจุดต่อถูกดึงกลับมาทำให้มีกระแสไหลในช่วงต้นของการไบแอสย้อนกลับได้ และหลังจากพาหะกลุ่มน้อยถูกดึงกลับมาหมดแล้ว กระแสก็จะหยุดไหลอย่างรวดเร็ว ทำให้ลักษณะการไหลของกระแสเป็นไปตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.56 (ข) รูปร่างของกระแสตามรูป (ข) นี้เป็นการบ่งบอกว่ามีฮาร์มอนิกอันดับสูงเกิดขึ้นได้ โดยเฉพาะถ้าการหยุดไหลของกระแวยิ่งคมมากเท่าไร ก็จะทำให้ฮาร์มอนิกอันดับสูง ๆ ถูกกำเนิดขึ้นมากเท่านั้น ลักษณะดังกล่าวนี้ทำให้ SRD มีคุณสมบัติเหมือนกับแวนแวกเตอร์ และสามารถนำไปใช้ในการสร้างวงจรความถี่ได้ดี โดยเฉพาะในกรณีที่ไมต้องการเอาต์พุตสูง ข้อดีของ SRD ในการทำวงจรความถี่ก็คือมีตัวคูณสูง เช่น 8 เท่าหรือสูงกว่า และ วงจรที่ใช้จะง่ายเพราะไม่ต้องมีวงจรไอดีลเลอร์ (idler circuit รายละเอียดจะอธิบายไว้ในหัวข้อ) ที่ยุ่งยาก จึงมีที่ใช้พอสมควรในการสร้างสัญญาณไมโครเวฟจากสัญญาณในย่าน VHF



รูปที่ 2.56 การกระจายของพาหะบริเวณจุดต่อและการไหลของกระแสของสเต็ปรีคอปเฟอร์รีไดโอด

2.8.1.4 เอซากิไดโอด (Esaki diode หรือ tunnel diode)

เอซากิไดโอดเป็นไดโอดที่อาศัยปรากฏการณ์อุโมงค์ (tunnel effect) ซึ่งค้นพบโดย Dr. Esaki ในปี พ.ศ. 2501 ทำให้ไดโอดชนิดนี้มีชื่อเรียกตามชื่อผู้ค้นพบ ปรากฏการณ์อุโมงค์มีรายละเอียดดังนี้คือ เมื่อทำการสร้าง ไดโอดแบบจุดต่อพีเอ็น โดยที่สารกึ่งตัวนำทั้งทางด้าน p และ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาติให้นำไปใช้ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

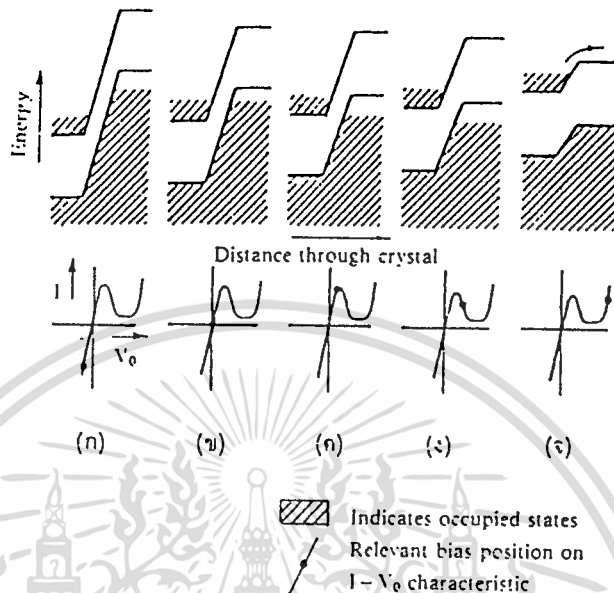


รูปที่ 2.57 ระดับพลังงานของจุดต่อพีเอ็นที่ได้ไปด้วยอัตราสูงทั้งสองด้าน

ด้าน n ถูกโด๊ป (dope) ในระดับที่สูงมาก จะพบว่าในการปรับระดับพลังงานของคอนดักชันแบนด์ด้าน n (conduction band) ให้เท่ากับระดับเวเลนซ์แบนด์ (valence band) ทางด้าน p นั้น จะทำให้เกิดสนามไฟฟ้าขนาดสูงมากคร่อมจุดต่อพีเอ็นซึ่งเป็นแก๊ป (gap) แคบๆ อยู่ รูปที่ 2.57 แสดงสภาพดังกล่าวนี้ ในสภาพดังกล่าวนี้เมื่อมีการไบแอสย้อนกลับระดับพลังงานของเวเลนซ์แบนด์ทางด้าน p จะสูงกว่าระดับพลังงานคอนดักชันแบนด์ทางด้าน n ในขณะที่เดียวกันแก๊ปก็แคบลง และสนามไฟฟ้าที่คร่อมแก๊ปก็สูงขึ้น ในเงื่อนไขดังกล่าวนี้จะเกิดปรากฏการณ์อุโมงค์ที่อิเล็กตรอนทางด้าน p ถูกดึงให้ไหลข้ามไปทางด้าน n ได้ จึงทำให้เกิดกระแสไหลได้ รูปที่ 2.58 (ก) แสดงสภาพดังกล่าวนี้ เมื่อแรงดันไบแอสเป็น 0 โดโอดจะอยู่ในสภาพสมดุลและไม่มีกระแสไหลดังที่แสดงไว้ในรูป (ข) เมื่อทำการไบแอสไปด้านหน้าในช่วงต้นจะเกิดสภาพที่ชั้นพลังงานของคอนดักชันแบนด์ทางด้าน n เหลื่อมกับชั้นพลังงานเวเลนซ์แบนด์ที่วางอยู่ทางด้าน p ทำให้กระแสไหลได้มากเพราะกระแสส่วนหนึ่งจะไหลข้ามโดยการลอดอุโมงค์ไป รูป (ค) แสดงสภาพดังกล่าวนี้ แต่เมื่อเพิ่มแรงดันไบแอสให้สูงขึ้นจะทำให้ระดับพลังงานที่เหลื่อมกันอยู่นั้นหมดไป กระแสที่ไหลก็จะลดต่ำลงเพราะผลของอุโมงค์หมดไป รูป (ง) แสดงสภาพดังกล่าวนี้ และเมื่อเพิ่มแรงดันไบแอสให้สูงขึ้นไปอีกกระแสก็จะไหลได้มาก เพราะพาหะข้างมากจะไหลข้ามจุดต่อได้ในลักษณะเดียวกับการไบแอสไปด้านหน้าของไดโอดทั่วไปรูป (จ) แสดงสภาพดังกล่าวนี้จากที่อธิบายมาทั้งหมดนี้และเส้นโค้ง I-V ที่แสดงไว้ในรูปจะเห็นได้ว่าความสัมพันธ์ระหว่าง I กับ V นั้นจะมีช่วงที่มีค่าคอนดักแตนซ์เป็นลบ (negative conductance) ซึ่งหมายถึงจะสามารถนำไปสร้างวงจรรอสซิจิตเลเตอร์ และสร้างวงจรมอดูเลเตอร์ได้ ดังนั้นช่วงแรงดันไบแอสที่เอชากิไดโอดมีค่าคอนดักแตนซ์เป็นลบนี้นจะมีค่าประมาณ 100 mV ถึง 300 mV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.58 ระดับพลังงานของการไหลและกระแสของเฮซาคิโคไดโอดในสภาพที่มีแรงดันไบอัสต่างๆกัน

เฮซาคิโคไดโอดมีข้อดีที่มีสัญญาณรบกวนต่ำ แต่ก็มีข้อเสียที่ให้เอาต์พุตต่ำ คือให้เอาต์พุตได้ประมาณ -20 dB_m เท่านั้น ดังนั้นในระยะที่ผ่านมาจะถูกใช้เป็นโลว์นอยส์แอมพลิไฟเออร์ในภาครับอย่างไรก็ตามในระยะหลังนี้ GaAs FET ได้ถูกพัฒนาให้มีคุณสมบัติดีขึ้นตามลำดับ จึงทำให้เฮซาคิโคไดโอดมีที่ใช้ลดลงไป

2.8.1.5 กันน์ไดโอด (Gunn diode)

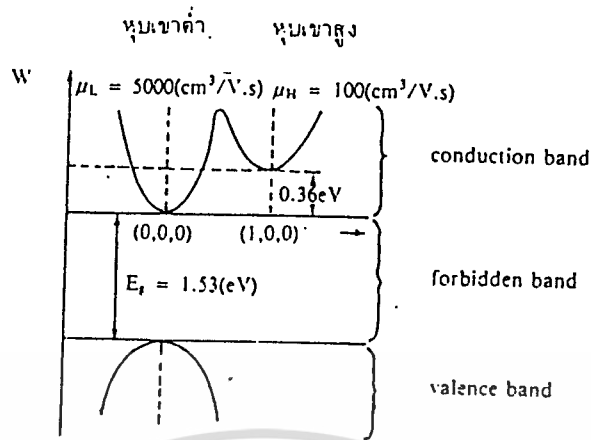
กันน์ไดโอดเป็นไดโอดที่ค้นพบโดย เจ.บี.กันน์ (J.B.Gunn) ในปี พ.ศ. 2506 โดยกันน์ได้ทำการทดลองโดยนำผลึกของ GaAs หรือ InP แบบ n มาตัดคให้อยู่ในรูปแท่งสี่เหลี่ยม แล้วติดอิเล็กโทรดเข้าทั้งสองด้าน ซึ่งทำให้เกิดจุดสัมผัสแบบโอมิก (ohmic contact) เมื่อป้อนแรงดันไฟตรงให้กับผลึกดังกล่าวนี้ในช่วงแรกจะกระแสไหลในลักษณะเป็นอัตราส่วนกับแรงดัน แต่เมื่อเพิ่มแรงดันจนสนามไฟฟ้าในสารกึ่งตัวนำมีค่าเกินค่าทรชโฮลด์ค่าหนึ่ง (กรณีของ GaAs แบบ n สนามไฟฟ้าทรชโฮลด์จะมีค่าประมาณ 3.4 kV/cm) กระแสที่ไหลจะไม่มีเสถียรภาพและเริ่มออสซิลเลต โดยที่คาบของการออสซิลเลตจะใกล้เคียงกับเวลาที่ใช้ในการส่งผ่านของพาหะ (transit time) จากจุดสัมผัสด้านหนึ่งไปยังอีกด้านหนึ่งเวลาที่ใช้ในการส่งผ่านดังกล่าวนี้คำนวณจากค่าโมบี

โมบิลิตีขณะสนามไฟฟ้าต่ำ (low-field mobility) กับสนามไฟฟ้าเทรชโฮลด์คิงกล่าวข้างต้น เมื่อทำการตัดความยาวของชิ้นส่วนสารกึ่งตัวนำให้เป็นประมาณ 100-300 ก็พบว่าการออกซิลเลตนั้นให้ความถี่ไมโครเวฟที่มีคุณสมบัติเชิงโคฮีเรนต์ที่คือออกมา

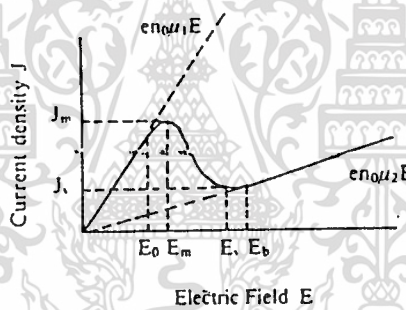
ปรากฏการณ์ที่กัณฑ์ค้นพบโดยการทดลองนี้จากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีพบว่าเกิดขึ้นเนื่องจากมีการรวมกลุ่มของพาหะทำให้เกิดกลุ่มของโคโพล (bulk effect) ในขณะที่ส่งผ่านไปนสารกึ่งตัวนำปรากฏการณ์นี้เกิดขึ้นจากหลักการพื้นฐานดังต่อไปนี้

โดยทั่วไปอิเล็กตรอนที่เคลื่อนที่อยู่นั้นตามทฤษฎีฟิสิกส์สมัยใหม่ จะมีคุณสมบัติทั้งเป็นอนุภาคและเป็นคลื่น โดยที่ความยาวคลื่นจะหาได้จากสูตรที่เสนอโดยเดอบรอย (de Broglie) ดังนี้ $\lambda = h/P$ ในขณะที่ h คือค่าคงตัวพลังค์ และ P เป็นโมเมนตัมของอิเล็กตรอนซึ่งหมายถึงอิเล็กตรอนที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็วสูงคือ มีโมเมนตัมสูงจะมีคุณสมบัติเป็นคลื่นที่มีความยาวคลื่นที่สั้น ในสารกึ่งตัวนำ GaAs แบบ n นั้น เมื่ออิเล็กตรอนถูกจับด้วยสนามไฟฟ้าสูง ๆ จะทำให้มีโมเมนตัมสูงและมีความยาวคลื่นใกล้เคียงกับระยะห่างของแลตทิซ (lattice) ในผลึกก็จะเกิดการสะท้อนของคลื่นอิเล็กตรอนขึ้นได้และสิ่งที่เกิดขึ้นนี้เป็นการกีดขวางการเร่งอิเล็กตรอนให้มีความเร็วสูงขึ้น ซึ่งเปรียบเหมือนอิเล็กตรอน มีมวลสูงขึ้น

ปรากฏการณ์ดังกล่าวนี้เมื่อนำไปเขียนความสัมพันธ์ระหว่างระดับพลังงานของอิเล็กตรอนกับเวฟเนมเบอร์ของอิเล็กตรอนจะได้ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.59 จากรูปจะเห็นได้ว่าเป็นโครงสร้างแบบ 2 หุบเขา (two-valley structure) ในช่วงที่สนามไฟฟ้ามีค่าไม่สูงนัก อิเล็กตรอนส่วนใหญ่จะอยู่ในบริเวณหุบเขาดำ (lower valley) และเคลื่อนที่ได้ด้วยความเร็วเฉลี่ยที่แปรตรงกับ μ_L โดยที่ μ_L เป็นโมบิลิตีในหุบเขาดำ และ E เป็นสนามไฟฟ้าในบัลก์ของประจุ เมื่อสนามไฟฟ้ามีค่าสูงขึ้นจะทำให้อิเล็กตรอนส่วนหนึ่งย้ายสถานะไปอยู่ในหุบเขาสูง (upper valley) เนื่องจากโมบิลิตีในหุบเขาสูงคือ μ_H มีค่าต่ำกว่า ประมาณ 50 เท่า จึงทำให้กระแสที่ไหลในช่วงนี้ลดต่ำลงจากเดิมตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.60 และเกิดช่วงที่คอนดักแตนซ์เป็นลบขึ้น เมื่อสนามไฟฟ้ามีค่าเพิ่มสูงขึ้นไปอีก อิเล็กตรอนส่วนใหญ่จะอยู่ที่หุบเขาสูง และเคลื่อนที่ด้วยความเร็วเฉลี่ยที่แปรตาม μ_H ซึ่งทำให้กระแสมีขนาดเพิ่มสูงขึ้นตามค่า μ_H อีกครั้งหนึ่ง



รูปที่ 2.59 ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานของอิเล็กตรอนกับเวฟเนัมเบอร์ในสารกึ่งตัวนำ GaAs

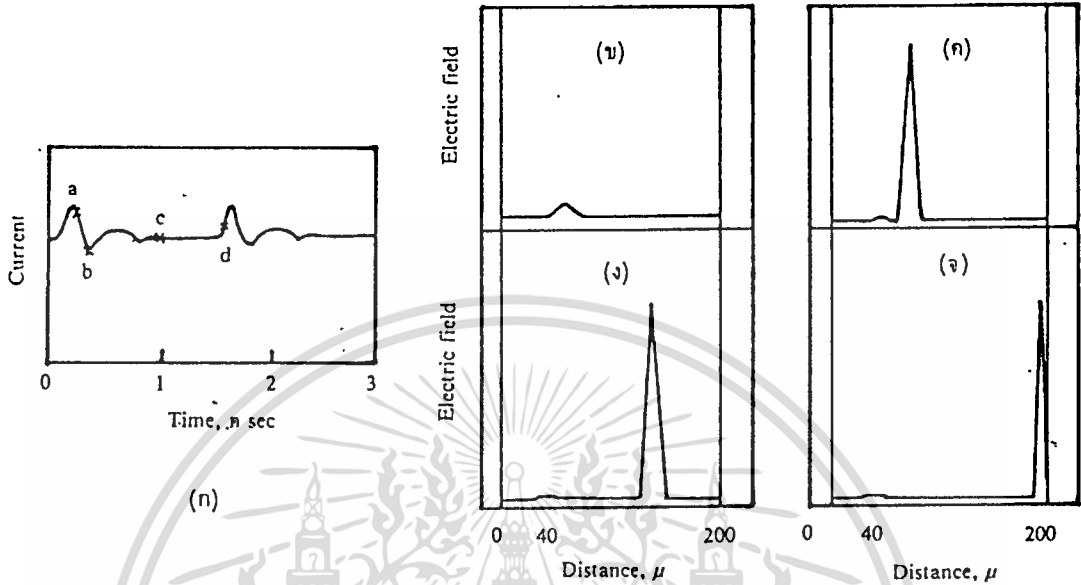


รูปที่ 2.60 การไหลของกระแสเมื่อสนามไฟฟ้ามีขนาดเปลี่ยนไป

การที่เส้นโค้ง I-V ของกัณน์ไดโอดมีบริเวณที่มีค่าคอนดักแตนซ์เป็นลบนั้น ก็เป็นการบ่งบอกว่าสามารถทำเป็นออสซิลเลเตอร์และแอมพลิไฟเออร์ได้ เนื่องจากการใช้เป็นแอมพลิไฟเออร์นั้นจะแยกกล่าวไว้ในอีกหัวข้อ คั้งนั้นในที่นี้จะอธิบายการเกิดออสซิลเลชันขึ้นในกัณน์ไดโอดซึ่งนำไปใช้เป็นออสซิลเลเตอร์ของคลื่นไมโครเวฟ

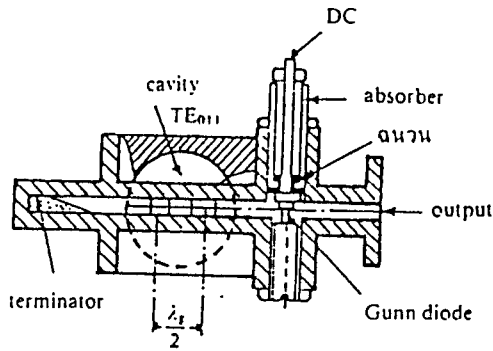
กระบวนการของการเกิดออสซิลเลชันในกัณน์ไดโอดนั้นจะอธิบายได้ดังนี้ เมื่อเราใส่แรงดันไฟฟ้าระหว่างขั้วแอนโนด และขั้วแคโทดของกัณน์ไดโอดแล้วค่อยๆ เพิ่มค่าแรงดันไฟฟ้า ตรงบริเวณที่ใกล้ๆ อิเล็กโทรดซึ่งเป็นจุดสัมผัสแบบโอห์มมิกจะมีสนามไฟฟ้าสูง เพราะเป็นบริเวณที่มีความต้านทานไฟฟ้าสูงจึงทำให้เกิดสนามไฟฟ้าเป็นบริเวณแคบๆ อันหนึ่ง และเมื่อสนามไฟฟ้านั้นสูงกว่าค่าทรชโฮลด์ก็จะทำให้ให้อิเล็กตรอนเคลื่อนที่ได้ช้าลง และเกิดการจับกลุ่มของอิเล็กตรอนขึ้น

ที่บริเวณใกล้ๆ ขั้วแคโทด ในขณะที่เกิดการจับกลุ่มของอิเล็กตรอนนี้ ด้านขวามือ (ด้านที่ใกล้แอโนด) ของกลุ่มอิเล็กตรอนจะมีความหนาแน่นของอิเล็กตรอนต่ำ ทำให้เกิดสเปซชาร์จ์ขึ้น และ



รูปที่ 2.61 การจับกลุ่มของอิเล็กตรอนในกัมมันต์โคโอด

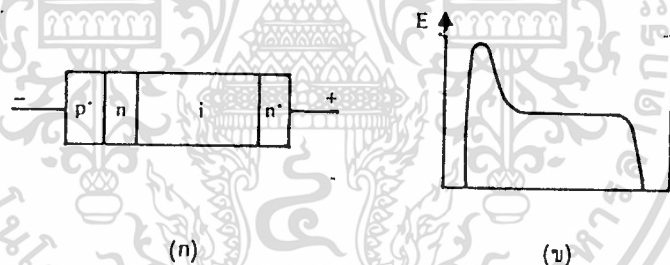
สเปซชาร์จ์กับกลุ่มอิเล็กตรอน (ซึ่งเปรียบเทียบเหมือนเป็นโคโอดไฟฟ้า) จะทำให้สนามไฟฟ้าในบริเวณนั้นสูงขึ้นอีก ซึ่งทำให้การจับกลุ่มของอิเล็กตรอนเพิ่มสูงขึ้น จนในที่สุดกลายเป็นกลุ่มอิเล็กตรอนขนาดใหญ่ที่เกิดอยู่ในบริเวณแคบ ๆ แล้วเคลื่อนที่เข้าหาขั้วแอโนดดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.61 รูป (ก) แสดงรูปร่างของกระแสที่ไหลตามเวลา ส่วนรูป (ข) ถึงรูป (ค) แสดงตำแหน่งที่มีสนามไฟฟ้าเข้มเป็นพิเศษซึ่งเป็นตำแหน่งจับกลุ่มของอิเล็กตรอน เมื่อกลุ่มอิเล็กตรอนเข้าสู่ขั้วแอโนดหมดแล้ว ทางด้านขั้วแคโทดก็จะเริ่มการจับกลุ่มของอิเล็กตรอนใหม่ด้วยเหตุผลที่กล่าวไว้ข้างต้น จึงเกิดการออสซิลเลชัน การออสซิลเลชันในลักษณะที่กล่าวมานี้เรียกว่า ทรานสิตไทม์โหมด (transit time mode) ในการใช้งานจริงนั้นกัมมันต์โคโอดอาจจะถูกใช้งานในลักษณะที่ต้องการเปลี่ยนความถี่ได้ในช่วงหนึ่งเช่น ประมาณ 1 ออกเทพ วงจรเรโซแนนซ์แบบโพรงที่ต่ออยู่กับกัมมันต์โคโอดก็จะทำหน้าที่บังคับให้กัมมันต์โคโอดออสซิลเลตด้วยความถี่ศูนย์กลางของวงจรมัน การออสซิลเลตในลักษณะหลังนี้ เรียกว่า เรโซแนนซ์โหมด (resonant mode) ซึ่งจะมีกระบวนการออสซิลเลตที่ยุ่งยากกว่าที่อธิบายมานี้ รูปที่ 2.62 แสดงตัวอย่างของการติดตั้งกัมมันต์โคโอดโดยมีวงจรเรโซแนนซ์ติดอยู่ หนึ่งความยาวของผลึก GaAs ที่ออสซิลเลตความถี่ในช่วงแบนด์ X (X - band 8.2 - 12.4 GHz) จะมีค่าประมาณ 10 และแรงดันเทรซโฮลด์จะมีค่าประมาณ 4 V



รูปที่ 2.62 ตัวอย่างการติดตั้งกันน้ำโคจรร่วมกับวงจรเรโซแนนซ์แบบโพรง

2.8.1.6 อิมแพคต์ไดโอด (Impatt diode)

อิมแพคต์ไดโอดนั้นย่อมาจาก Impact ionization Avalanche Transit Time diode ไดโอดชนิดนี้เสนอโดย W.H.Read ในปี พ.ศ. 2501 โครงสร้างของอิมแพคต์ไดโอดเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.63 (ก) กล่าวคือจะมีชั้น p^+ , n , i และ n^+ เชื่อมต่อกันอยู่ เมื่อให้แรงดันไบแอสย้อนกลับตรงบริเวณจุดต่อของ p^+ กับ n จะเกิดเขตปลอดพาหะที่มีสนามไฟฟ้าขนาดสูงพิเศษคร่อมอยู่ ถ้าเราให้แรงดันไบแอสย้อนกลับมีระดับสูงจนเจียนจะทำให้เกิดปรากฏการณ์ถล่มหลาย

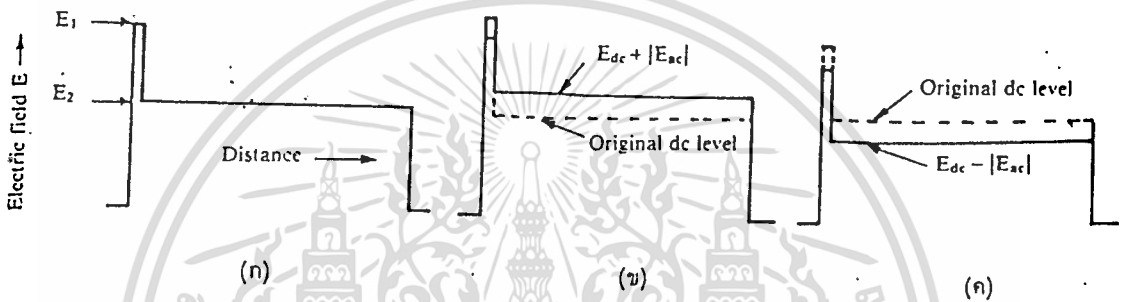


รูปที่ 2.63. โครงสร้างของอิมแพคต์ไดโอดและการเกิดสนามไฟฟ้าสูงพิเศษ

เราจะได้สนามไฟฟ้าสูงพิเศษที่บริเวณแคบ ๆ บริเวณจุดต่อ p^+ n ดังที่แสดงไว้ในรูป (ข) ส่วนบริเวณชั้น i นั้นสนามไฟฟ้าจะมีค่าสม่ำเสมอ ในสภาพดังกล่าวนี้จะไม่มีการแสไหลในทิศจาก p^+ ไป n^+ จะมีเพียงกระแสขนาดเล็กมากๆ ไหลในทิศย้อนกลับอยู่

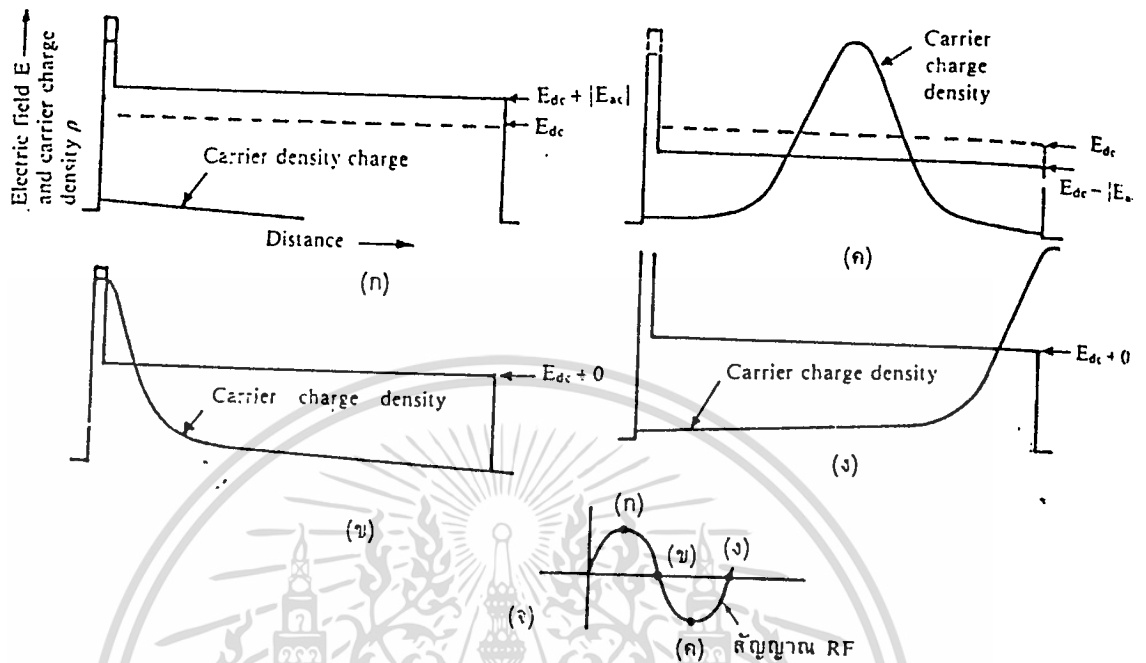
เมื่อพิจารณากลไกที่ทำให้เกิดการออสซิลเลตในอิมแพคต์ไดโอด และการรับส่งพลังงานระหว่างแรงดันไบแอสกระแสตรงและสัญญาณ RF จะเห็นได้ว่าอิมแพคต์ไดโอดมีการรับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแล้วส่งให้สัญญาณไมโครเวฟอย่างแยกต่างหากดังที่แสดงในรูปที่ 2.64 แสดงสนามไฟฟ้าที่ตำแหน่งต่างๆในสารกึ่งนำ รูป (ก) แสดงสนามไฟฟ้าในจังหวะที่สัญญาณไมโครเวฟมีค่าเป็น 0 รูป (ข) แสดงจังหวะที่สัญญาณไมโครเวฟมีค่าเป็นบวกเมื่อเทียบกับแรงดันไบแอสและรูป (ค) แสดงจังหวะที่สัญญาณไมโครเวฟมีค่าเป็นลบเมื่อเทียบกับแรงดันไบแอส เมื่อเราให้รูป

(ก) เป็นสถานะเริ่มต้น ถ้าไม่มีสัญญาณไมโครเวฟเข้ามาสนามไฟฟ้าในรูป (ก) ก็ยังคงสภาพอยู่ และไม่มีกระแสไหลผ่านไดโอดได้ แต่ถ้ามีสัญญาณไมโครเวฟที่เขียนได้เป็น $V = V_0 \sin$ ที่เข้ามาบนแรงดันไบแอสในช่วงที่สัญญาณไมโครเวฟมีค่าบวก เมื่อเทียบกับแรงดันไบแอส สัญญาณไมโครเวฟจะทำให้เกิดสนามไฟฟ้าเสริมกับสนามไฟฟ้าเดิมและทำให้เกิดปรากฏการณ์ถล่มทลาย อิเล็กตรอนที่เกิดขึ้นจะมีจำนวนมากขึ้นในรูปฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียล ถ้าอิเล็กตรอนที่เกิดขึ้นนี้เคลื่อนที่ผ่านไปถึงอิเล็กโทรดในจังหวะที่สัญญาณไมโครเวฟยังเป็นบวกเมื่อเทียบกับแรงดันไบแอสก็เท่ากับสัญญาณไมโครเวฟ มีส่วนในการดึงอิเล็กตรอนเข้าหาขั้วบวกของแรงดันไบแอสด้วย



รูปที่ 2.64 สนามไฟฟ้าในสารกึ่งตัวนำที่จังหวะต่างๆ ของสัญญาณไมโครเวฟ

ซึ่งหมายถึงสัญญาณไมโครเวฟ จะต้องส่งพลังงานให้กับแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง โดยผ่านการดึงอิเล็กตรอนดังกล่าวนี้ อย่างไรก็ตามสภาพดังกล่าวนี้จะไม่เกิดขึ้นในอิมแพคต์ไดโอด เพราะอิเล็กตรอนที่เกิดขึ้นจากการถล่มทลายจะใช้เวลาในการสร้างตัวเสร็จแล้วจะใช้เวลาในการแพร่ผ่านชั้น i ไปยังอิเล็กโทรดด้าน n^+ ในอิมแพคต์ไดโอดเราจะจัดให้ช่วงที่สัญญาณไมโครเวฟมีค่าเป็นบวกเมื่อเทียบกับแรงดันไบแอสเป็นช่วงของการสร้างกลุ่มอิเล็กตรอนจากการถล่มทลายเสร็จแล้วให้ช่วงที่อิเล็กตรอนแพร่ผ่านชั้น i ไปยังอิเล็กโทรดด้าน n^+ ตรงกับช่วงที่สัญญาณไมโครเวฟมีค่าเป็นลบเมื่อเทียบกับแรงดันไบแอสซึ่งหมายถึงสัญญาณไมโครเวฟจะมีทิศทางการไหลของอิเล็กตรอน และสัญญาณไมโครเวฟก็จะรับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงโดยการต้านการไหลของอิเล็กตรอนดังกล่าวนี้ รูปที่ 2.65 แสดงจังหวะการสร้างตัวของกลุ่มประจุจากการถล่มทลาย และจังหวะที่กลุ่มอิเล็กตรอนแพร่ผ่านชั้น i โดยมีทิศต้านกับแรงดันของสัญญาณไมโครเวฟดังกล่าวนี้ การที่มีกระแสไมโครเวฟไหลผ่านจากอิเล็กโทรดด้าน n^+ ไปยังอิเล็กโทรดด้าน p^+ ในขณะที่แรงดันไมโครเวฟมีทิศทางกลับกันนั้น ก็เท่ากับอิมแพคต์ไดโอดมีคุณสมบัติเป็นรีซิสแตนซ์ที่มีค่าลบ (negative resistance) นั่นเอง



รูปที่ 2.05 จังหวะการสร้างกลุ่มอิเล็กตรอนและการแพร่ของกลุ่มอิเล็กตรอน
เมื่อเทียบกับทิศทางของสัญญาณไมโครเวฟ

ในทางปฏิบัตินั้นวงจรเรโซแนนซ์จะต่ออยู่กับอิมแพคต์ไดโอด และอิมแพคต์ไดโอดจะเริ่มต้นออสซิลเลตได้จากสัญญาณรบกวนที่มีอยู่ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ทั่วไป ซึ่งก็เหมือนกับว่าสเปกตรัมที่มีความถี่ (ความถี่ศูนย์กลางของวงจรเรโซแนนซ์) ของสัญญาณรบกวนเป็นตัวกระตุ้นในการเกิดออสซิลเลตขึ้นนั่นเอง

จากที่อธิบายมาข้างต้นนี้ก็จะเห็นได้ว่าอิมแพคต์ไดโอด ใช้หลักการกระตุ้นให้เกิดประจุโดยการถล่มหลาย (impact ionization avalanche) และใช้ทรานซิสต์ใหม่ให้เป็นประโยชน์จึงมีชื่อเรียกว่าอิมแพคต์ไดโอดดังกล่าวข้างต้น

อิมแพคต์ไดโอดมีที่ใช้หลักเป็นออสซิลเลเตอร์และเป็นแอมพลิไฟเออร์เช่นเดียวกับกันนำไดโอดเมื่อใช้เป็นออสซิลเลเตอร์ อิมแพคต์ไดโอดให้กำลังเอาต์พุตที่สูงกว่ากันนำไดโอด คือให้กำลังเอาต์พุตได้ในช่วง 0.75-3 W ตารางที่ 2.12 แสดงตัวอย่างคุณสมบัติของอิมแพคต์ไดโอด

2.8.2 ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในย่านไมโครเวฟ

ในปัจจุบันทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในย่านไมโครเวฟนั้นมีทั้งแบบไบโพลาร์และแบบ FET ที่ใช้หลักของทรานซิสเตอร์ในย่านไมโครเวฟก็เหมือนกับที่ใช้ในงานในย่านความถี่ต่ำกว่าไมโครเวฟ คือ

ใช้เป็นแอมพลิไฟเออร์ ออสซิลเลเตอร์ มอดูเลเตอร์ และมิกเซอร์ เป็นต้น ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึง โครงสร้างและหลักการทำงานโดยสังเขปของทรานซิสเตอร์ทั้งสองแบบนี้

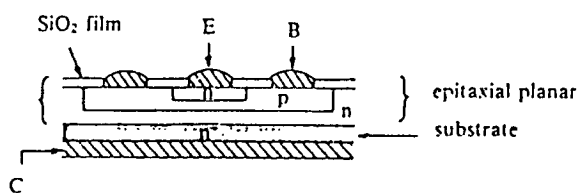
- แรงดันไบแอสย้อนกลับที่มีกระแสไหล 1 mA	78 V ~ 58V
- สเตริย์คาแพซิแตนซ์	< 2pF
- เออร์คัพต	0.75 W
- ความถี่ออสซิลเลต	8.5-12 GHz
- ประสิทธิภาพ	5.5-6.5%
- แรงดันไฟกระแสตรงที่ต้องการ	73-93 V
- กระแสขณะทำงาน	135 mA

ตารางที่ 2.12 ตัวอย่างคุณสมบัติของอิมแพคต์ไดโอด

2.8.2.1 ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ (Bipolar transistor)

ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟนั้นจะมีโครงสร้างพื้นฐาน เหมือนกับทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ที่ใช้ในย่านความถี่ต่ำกว่าลงมา สิ่งที่แตกต่างกันก็คือขนาด ของขั้วต่างๆ ของทรานซิสเตอร์ และชั้นต่างๆ ในตัวทรานซิสเตอร์จะมีขนาดเล็ก ขณะเดียวกันการ แพ็กเกจก็ต้องระวังให้มีค่าอินดักแตนซ์และค่าสเตรย์คาแพซิแตนซ์ต่ำที่สุด

ในปัจจุบันทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ที่ใช้ในย่านไมโครเวฟจะมีโครงสร้างแบบ เอพิแทกเซียลเพลนาร์ (epitaxial planar transistor) เป็นส่วนใหญ่ รูปที่ 2.66 แสดงโครงสร้างของ ทรานซิสเตอร์แบบเอพิแทกเซียลเพลนาร์ดังกล่าวนี้ ตามรูปจะเห็นได้ว่า ที่ผิวบริเวณที่ไม่ใช่ขั้ว อิเล็กโทรดจะถูกเคลือบไปด้วยฟิล์มของ SiO_2 ซึ่งทำให้ I_{CBO} มีค่าต่ำและทรานซิสเตอร์มีความเชื่อ ถือได้สูง นอกจากนั้นชั้น n^+ เป็นชั้นที่มีความต้านทานสูง ทำให้ความต้านทานของคอลเลกเตอร์ และรีแอกแตนซ์ของคอลเลกเตอร์มีค่าต่ำ



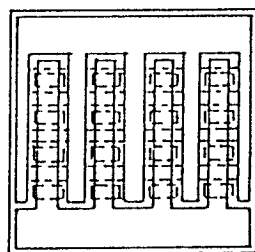
รูปที่ 2.66 โครงสร้างของทรานซิสเตอร์แบบเอพิแทกเซียลเพลนาร์

ในการทำให้ทรานซิสเตอร์แบบนี้สามารถตอบสนองความถี่สูงๆ เป็นหลายๆ GHz ได้ โดยหลักใหญ่ๆ แล้วจะต้องทำให้ชั้นของเบส และชั้นระหว่างเบสกับคอลเล็กเตอร์ให้บางมากๆ เพื่อลดทรานสิตไทม์ในชั้นทั้งสองนี้ นอกจากนั้นจะต้องทำให้ค่าซาร์จจิงไทม์ (charging time) ของคอลเล็กเตอร์ซึ่งเท่ากับ $r_c C_c$ มีขนาดเล็กด้วย เนื่องจากค่า r_c แปรผกผันกับกระแสอิมิตเตอร์ จึงมักใช้งานในสภาพที่มีความหนาแน่นของกระแสสูงมาก เช่น $10^3 - 10^4$ A/cm² เพื่อให้ค่า r_c ต่ำ ในการพิจารณาความสามารถของทรานซิสเตอร์ ในด้านตอบสนองความถี่ โดยทั่วไปจะมีนิยามของความถี่ทรานซิสเตอร์ (transistor frequency) f_T โดยให้เป็นความถี่ที่ทรานซิสเตอร์ในสภาพที่ต่ออิมิตเตอร์ลงกราวด์มีอัตราขยายกระแส $\beta = 1$ ค่า f_T นี้จะสัมพันธ์กับทรานสิตไทม์ในชั้นเบสในรูปต่อไปนี้

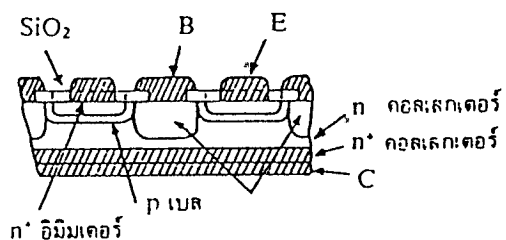
$$f_T = 1/(2\pi\tau_B) \quad (1)$$

ดังนั้นถ้าต้องการความถี่ใช้งานสูงจะต้องทำให้ τ_B มีค่าต่ำซึ่งก็คือทำให้ความกว้างของชั้นเบสแคบลงเทคโนโลยีในปัจจุบันสามารถทำให้ชั้นเบสมีความกว้างต่ำกว่า $0.1 \mu\text{m}$ ซึ่งทำให้ความถี่ใช้งานสูงถึง 5-6 GHz

ในการใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ในการขยายกำลังนั้น เนื่องจากกระแสไหลสูง จึงต้องมีระบบระบายความร้อนที่ดี นอกจากนั้นการไหลของกระแสความถี่สูงนั้น จะหนาแน่นอยู่บริเวณขอบของอีเล็กโทรดของเบสและอิมิตเตอร์ ดังนั้นเพื่อป้องกันการเกิดความร้อนสูงเกินขนาด และเพื่อให้ระยะทางที่กระแสต้องไหลผ่านสั้นที่สุด จึงจำเป็นต้องให้พื้นที่ของเบสกับอิมิตเตอร์มีขนาดใหญ่ ในขณะเดียวกันก็ต้องให้ความยาวขอบของเบสและอิมิตเตอร์ ดังนั้นเพื่อป้องกันการเกิดความร้อนสูงเกินขนาด และเพื่อให้ระยะทางที่กระแสต้องไหลผ่านสั้นที่สุด จึงจำเป็นต้องให้พื้นที่ของเบสกับอิมิตเตอร์มีขนาดใหญ่ ในขณะเดียวกันก็ต้องให้ความยาวขอบของเบสและอิมิตเตอร์ยาวมากที่สุด จากความต้องการดังกล่าวนี้ทำให้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ที่ใช้ขยายกำลังสูงถูกสร้างให้มีโครงสร้างแบบโอเวอร์เลย์ (overlay structure) ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.67



(ก) โครงสร้างด้านบน



(ข) รูปหน้าตัด

รูปที่ 2.67 โครงสร้างแบบโอเวอร์เลย์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

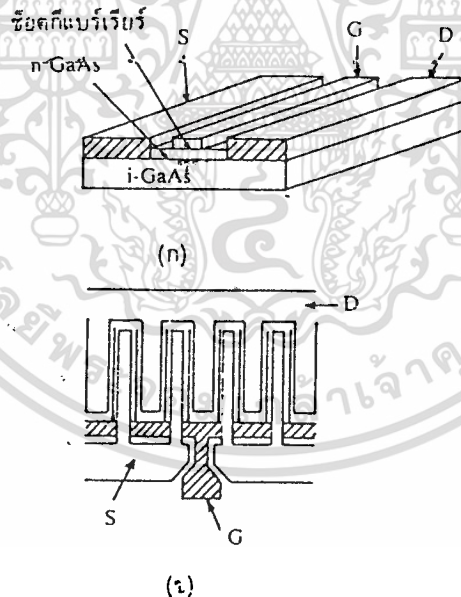
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่หรือนำไปใช้ในการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8.2.2 ทรานซิสเตอร์แบบ FET (Field-effect transistor)

ทรานซิสเตอร์แบบ FET นั้นเดิมที่เข้าใจกันว่าไม่สามารถทำงานในย่านไมโครเวฟได้ เพราะความถี่คัตออฟจะต่ำกว่าแบบไบโพลาร์ประมาณ 1 หลัก จนกระทั่งในปี พ.ศ. 2510 ได้มีผู้เสนอให้ใช้เกตแบบซ็อกเก็ตกับ GaAs FET หลังจากนั้นได้ไม่นานความถี่คัตออฟของ GaAs FET ก็ถูกปรับปรุงให้สูงขึ้นอย่างรวดเร็ว ในปัจจุบันนี้ GaAs FET จะมีคุณสมบัติเหนือไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และถูกใช้งานทั้งในลักษณะของโลว์นอยส์แอมพลิไฟเออร์ และเพาเวอร์แอมพลิไฟเออร์

FET ที่มีเกตแบบซ็อกเก็ตนั้นเรียกว่า MES FET (Metal Semiconductor FET) และมีโครงสร้างพื้นฐานดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.68 (ก) ซึ่งแตกต่างจาก FET แบบ MIS (Metal Insulator Semiconductor) ซ็อกเก็ตเกตทำให้การตอบสนองความถี่ดีขึ้น เมื่อนำ GaAs FET ไปขยายกำลังโดยทั่วไปก็ต้องทำโครงสร้างให้เป็นแบบรูป (ข) เพื่อเพิ่มพื้นที่และความยาวขอบเช่นเดียวกับในกรณีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.68 โครงสร้างของ MES FET และโครงสร้างของ MES FET ที่ใช้ขยายกำลัง

GaAs FET นอกจากจะใช้เป็นโลว์นอยส์แอมพลิไฟเออร์ และเพาเวอร์แอมพลิไฟเออร์แล้ว GaAs FET ที่มีเกต 2 เกตระหว่างซอร์สและเดรนยังสามารถใช้ในวงจรรูดความถี่ วงจรมิกเซอร์ และวงจรถัดส่มอดูเลเตอร์ได้

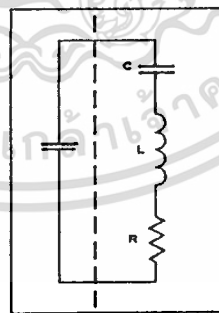
2.9 วงจรออสซิลเลเตอร์ใช้ผลึกควออตซ์หรือคริสตอล(crystal)

ในวงจรเครื่องส่งส่วนใหญ่ที่ต้องการให้เสถียรภาพทางความถี่ของการส่งมีค่าสูง หรือความถี่มีค่าคงที่ ตลอดเวลาเพื่อให้เครื่องรับสามารถจูนรับสถานีได้ถูกต้องและตลอดไป วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ให้คุณสมบัติเด่นในเรื่องเสถียรภาพทางความถี่ได้แก่ วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ (crystal oscillator) นอกจากนี้วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ยังใช้เป็นตัวสร้างสัญญาณที่มีความถี่มาตรฐานไว้สำหรับตรวจสอบเครื่องมือบางชนิดและยังใช้เป็นตัวสร้างแรงดันฐานเวลามาตรฐานให้กับอุปกรณ์ที่ต้องการความเที่ยงตรงเช่น นาฬิกาอิเล็กทรอนิกส์

คริสตอลเป็นศัพท์ภาษาอังกฤษแปลว่า ผลึก โดยความหมายของตัวมันเองก็คือผลึกของวัสดุบางชนิด เช่น ผลึกควออตซ์ เกลือหิน โรเซลล์ และทัวร์มาลีน วัสดุเหล่านี้รวมเรียกว่า พิโซอิเล็กทริก ซึ่งมีคุณสมบัติคือ มันจะก่อให้เกิดแรงดันไฟฟ้าเมื่อบิดงอหรือกดผลึกเหล่านี้ด้วยแรง และในทำนองเดียวกัน ถ้าหากเราสร้างแรงดันไฟฟ้าให้กับมันแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวผลึกเหล่านี้จะมีผลทำให้ผลึกของวัสดุเหล่านั้นมีรูปร่างบิดเบี้ยวผิวดึงออกไปจากเดิม

คริสตอลที่ใช้งานอยู่ทั่วไปทำมาจากผลึกควออตซ์ เมื่อมีแรงดันตกคร่อมผลึกควออตซ์ๆ ก็ จะเกิดการสั่นความถี่ที่สั่นได้จะมีค่าคงที่ซึ่งขึ้นอยู่กับความหนาของผลึกนั้น ความถี่ที่เกิดขึ้นจะยังคงเปลี่ยนแปลงไปได้เล็กน้อยเนื่องจากอุณหภูมิ

โดยหลักการแล้วลักษณะสมบัติของคริสตอล มีลักษณะคล้ายคลึงกับวงจรรีโซแนนซ์ที่ สามารถเขียนวงจรสมมูลย์ได้ดังรูป



รูปที่ 2.69 วงจรสมมูลย์ของผลึกคริสตอล

ค่าตัวเหนี่ยวนำในวงจรสมมูลย์ของตัวคริสตอลจะมีค่าสูงแต่มีค่าตัวเก็บประจุต่ำมาก

คริสตอลเป็นเพียงผลึกของควออตซ์ที่ยังต้องอาศัยตัวจับยึดเข้ากับกระป๋องโลหะดังนั้นใน ส่วนของตัวจับยึดคริสตอลจึงเกิดมีลักษณะเหมือนเป็นตัวเก็บประจุที่ขนานอยู่อีก 1 ตัวดังวงจรสมมูลย์ในรูปที่ 2.69 แต่เนื่องจากตัวเก็บประจุในตัวผลึกของคริสตอลที่ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ มีค่าต่ำ ดังนั้นตัวเก็บประจุที่ต่อขนานอยู่ภายนอกจึงมีอิทธิพลต่อการออสซิลเลทของสัญญาณน้อย

มาก และในขณะที่รีโซแนนซ์นั้นส่วนของวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม และแบบขนานเกือบจะให้ความถี่รีโซแนนซ์เป็นความถี่เดียวกัน

วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้คริสตอลประกอบอยู่แสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.70 วงจรนี้จะมีลักษณะเหมือนกับวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดจูนอินพุต-จูนเอาต์พุต (Tune Input-Tune Output) ดังที่ได้กล่าวไว้แล้วแต่มีข้อแตกต่างกันตรงส่วนอินพุต (Input) ตรงส่วนของตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มแทนจูนอินพุตคือตัวคริสตอลนั่นเอง

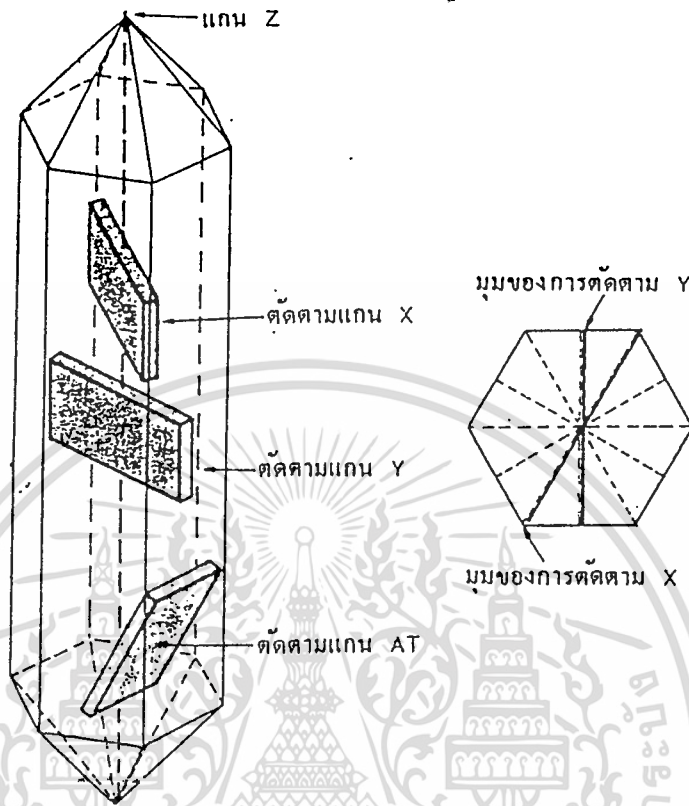


รูปที่ 2.70 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์

วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ให้เสถียรภาพทางความถี่สูงและจากวงจรรูปที่ 2.70 ส่วนของเอาต์พุต (Output) ก็ยังคงเป็นวงจรถูก โดยวงจรอาศัยตัวคริสตอลเป็นตัวกระตุ้นให้เบสทำงานในบางวงจรค่าตัวเก็บประจุระหว่างเบส-คอลเลคเตอร์ (BaseCollector) ที่อยู่ภายในตัวทรานซิสเตอร์ (Transistor) มิได้มีผลต่อการออสซิลเลตเลย

ผลึกควอตซ์ที่ได้นี้เป็นวัสดุจำพวกซิลิกอน ไดออกไซด์ที่มีลักษณะเหมือนแก้วในส่วนหนึ่งของผลึกจะมีรูปร่างเป็น 6 ด้านเหมือนปริซึมโดยผลึกควอตซ์ที่ใช้งานจะได้รับการตัดด้วยลักษณะของแกน แกนดังแสดงใน รูปที่ 2.71

แกน X เป็นแกนลากระหว่างมุมสองมุมของแท่งปริซึม ส่วนแกน Y จะเป็นแกนที่ลากตั้งฉากกับผิวหน้าของตัวคริสตอล นั่นคือถ้าหากตัดคริสตอลตามแนวผลึกจากมุมหนึ่ง ไปยังอีกมุมหนึ่งที่อยู่ตรงข้ามก็เรียกว่า การตัดแบบ X (X-cut) ซึ่งผลของการตัดแบบนี้จะทำให้ความถี่ที่ได้เปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิในลักษณะที่อุณหภูมิสูงขึ้นค่าความถี่จะลดลง แต่ถ้าตัดในแนวแกน Y ก็จะเป็นผลทำให้ความถี่ของการสั่นสูงขึ้น เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น



รูปที่ 2.71 แสดงผลึกควอตซ์และการตัดผลึก

จะเห็นได้ว่าไม่ว่าจะตัดในแกน X หรือ Y จะเป็นผลทำให้ความถี่ของการสั่นของคริสตอลขณะรีโซแนนซ์เปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิ ได้มากดังนั้นเราจึงต้องหาทางตัดแกนใดแกนหนึ่งเพื่อให้ผลการเปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิน้อยที่สุด หรือแทบจะกล่าวได้ว่ามันไม่มีผลเลย แกนที่ใช้ในการตัดคือแกน AT ดังแสดงในรูปที่ 2.71

เราอาจจะตัดคริสตอลให้อยู่ในแกนอื่นๆ ก็ได้ในแต่ละระนาบของการตัดจะให้ผลการเปลี่ยนแปลงช่วงความถี่ต่ออุณหภูมิตลอดจนความถี่ฮาร์โมนิกที่ใช้งานแตกต่างกัน

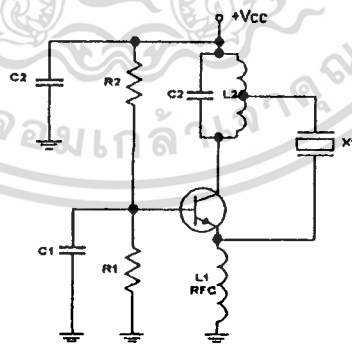
ส่วนความหนาของแผ่นคริสตอล จะเป็นตัวกำหนดความถี่ของการรีโซแนนซ์ถ้าแผ่นคริสตอลยิ่งบางก็หมายความว่า ความถี่ของการรีโซแนนซ์มีค่าสูงขึ้น แผ่นคริสตอลที่ทำความถี่ได้สูงประมาณ 15 MHz ไม่เกิน 60 MHz แต่ถ้าต้องการความถี่สูงกว่านี้ก็มักใช้ฮาร์โมนิกของสัญญาณนั่นเอง

อุปกรณ์จำพวกคริสตอลเป็นอุปกรณ์ที่ค่อนข้างจะบอบบาง ดังนั้นคริสตอลจึงต้องทำงานที่ระดับพลังงานต่ำๆ หรือในขณะที่ใช้งานเป็นตัวกระตุ้น ในขณะที่ป้อนกลับระหว่างอินพุตกับ

เอาต์พุตจะต้องไม่ให้ระดับแรงดันตกคร่อมตัวมันมากเกินไป ซึ่งจะทำให้คริสตอลทำงานผิดพลาด และเกิดความร้อนกับตัวมันมากเกินไป และถ้าเกิดความร้อนกับตัวมันสูงสุดมันจะเสียหายได้

จากที่กล่าวมาแล้วว่าเราใช้คริสตอลกระตุ้นวงจรออสซิลเลเตอร์ ก็เพื่อเหตุผลในเรื่องต้องการให้ได้ความถี่ที่มีค่าเสถียรภาพสูง ค่าเสถียรภาพของวงจรออสซิลเลเตอร์สามารถหาได้จากการกำหนดค่า Q ของตัวคริสตอลและสัมประสิทธิ์การผันแปรทางความถี่กับอุณหภูมิ ค่า Q ของคริสตอลมักจะมีค่าสูงกว่าค่า Q ของวงจร LC ประกอบด้วย RLC ถึง 100 เท่า 1000 เท่า คริสตอลที่มีขายกันในปัจจุบันมีค่า Q ประมาณ 5000 ถึง 30000 จะเห็นว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้คริสตอลจะมีเสถียรภาพทางความถี่สูงกว่าวงจร LC ออสซิลเลเตอร์มาก

ตัวอย่างวงจรออสซิลเลเตอร์ จากรูปที่ 2.70 เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบหนึ่งที่ทำงานในลักษณะวงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน ตัวคริสตอลจะต่อระหว่างเบสกับอิมิตเตอร์ (Emitter) ของทรานซิสเตอร์ ตัวคริสตอลที่ใช้มีหน้าที่ควบคุมความถี่ แต่สำหรับวงจรในรูปที่ 2.72 ตัวคริสตอลทำงานในลักษณะต่ออนุกรม ดังนั้นการรีโซแนนซ์จึงเกิดในสภาวะรีโซแนนซ์แบบอนุกรม โดยให้ความถี่รีโซแนนซ์ผ่านตัวคริสตอล กลับป้อนเข้าทางด้านอินพุตของวงจร (วงจรด้านเบสอิมิตเตอร์) ในความถี่อื่นที่ไม่ใช่ความถี่รีโซแนนซ์ ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวคริสตอลจะมีค่าสูงมาก ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตจึงไม่สามารถป้อนกลับเข้ามายังอินพุตได้ แต่ครั้นสัญญาณที่ความถี่รีโซแนนซ์เกิดขึ้นค่าอิมพีแดนซ์ของตัวคริสตอลจะลดลงต่ำมากทำให้สัญญาณที่ความถี่นี้สามารถป้อนกลับเข้ามาได้



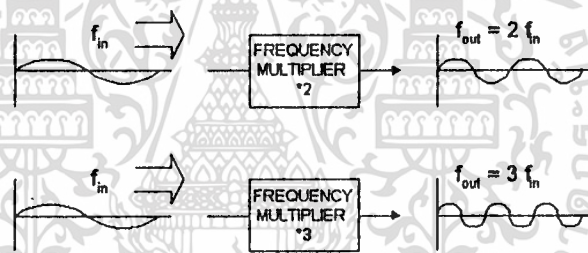
รูปที่ 2.72 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้คริสตอลที่แพร่หลายอีกแบบหนึ่งคือวงจรที่แสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.72 ลักษณะของวงจรนี้จะให้ค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรต่ำกว่าวงจรใน นอกจากนี้ยังใช้ในวงจรเครื่องส่งบางเครื่องอีกด้วยการต่อของวงจรในรูปที่ 2.72 นี้เหมือนกับวงจรโคพิทท์ออสซิลเล

เตอร์ โดยมีตัวเก็บประจุอินพุตของวงจรทรานซิสเตอร์เอาต์พุตที่ขาคอลเลกเตอร์จะต่อกับตัวเหนี่ยวนำเป็นโหลด หรือจะใช้ตัวต้านทานเป็นโหลดก็ได้

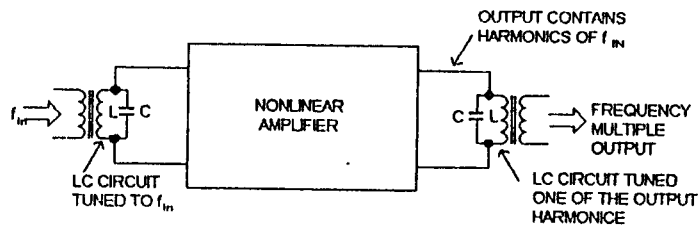
2.10 วงจรทวีความถี่ (FREQUENCY MULTIPLIERS)

วงจรออสซิลเลเตอร์ทำงานให้ความถี่ที่คงที่ เมื่อทำงานที่ความถี่ต่ำ ๆ ซึ่งเราสามารถที่จะนำวงจรออสซิลเลเตอร์ ที่ทำงานที่ความถี่ต่ำนี้ไปทำงานเป็นวงจรทวีความถี่ได้ ซึ่งวงจรทวีความถี่เป็นวงจรซึ่งให้เอาต์พุตของวงจรจากการคูณความถี่อินพุตของตัวมันเอง ซึ่งการทำงานพื้นฐานของมันเป็นดังรูปที่ 2.73 ซึ่งการทำงานของมันจะอาศัยฮาร์โมนิกที่หนึ่ง เช่น ความถี่พื้นฐานถ้าความถี่พื้นฐานถูกคูณด้วย 2 คือ ความถี่ฮาร์โมนิกที่ 2 ดังนั้น ฮาร์โมนิกที่ 2 ของ 57 MHz คือ 114 MHz



รูปที่ 2.73 แสดงหลักการคูณของความถี่

เพื่อที่จะให้ได้เอาต์พุตเพาเวอร์ที่ความถี่สูง วงทวีความถี่สามารถนำมาต่อกันได้ในลักษณะคาสเคด (Cascade) ได้ความถี่เอาต์พุตของตัวทวีความถี่ที่ต่อคาสเคดเป็น $2*2*2*2$ หรือ 16 ครั้งของความถี่พื้นฐาน จะได้ความถี่เอาต์พุต คือ 912 MHz ซึ่งในการทำงานของวงจรจริง ๆ ที่ได้ อาจจะได้เท่ากับ 912 MHz ขึ้นอยู่กับการปรับวงจร และวงจรส่วนใหญ่ที่ใช้หรือ ใช้เป็นวงจรทวีความถี่ จะมีพื้นฐานมาจากวงจรดังรูปที่ 2.74



รูปที่ 2.74 วงจรพื้นฐานของวงจรคูณความถี่

2.10.1 วงจรขยายคลาสิกซี (Class c)

โดยทั่วไปวงจรทวีความถี่ เป็นคลาสิกซีเพาเวอร์แอมพลิไฟด์ วงจรขยายคลาสิกซี เป็นวงจรทรานซิสเตอร์ที่ถูกไบอัสที่ทำให้มีการนำสัญญาณเพียงส่วนที่น้อยกว่า 180 องศา ของลูกคลื่นซายน์อินพุต วิธีการไบอัสทรานซิสเตอร์สำหรับคลาสิกซี มีอยู่ด้วยกัน 3 วิธี คือ ไบอัสด้วยสัญญาณ (Signal Bias), ไบอัสด้วยวงจรภายนอก (External Bias), ไบอัสด้วยตนเอง (Self Bias) และปกติมีมุมช่วงทำงานของวงจรอยู่ในช่วง 90 องศาถึง 180 องศา นั้นหมายถึง มีเพียงสัญญาณพัลส์เล็กๆ เท่านั้นที่ออกมาทางเอาต์พุต ดังนั้นการทำให้มีสัญญาณขยายเต็มลูกคลื่นจะต้องมีการนำวงจรจูนเรโซแนนซ์ (Resonant Tuned Circuit) มาต่อเข้ากับเอาต์พุตเพื่อที่จะได้สัญญาณลูกคลื่นซายน์เต็มลูกคลื่น ตัวอย่างเช่นการทำงานของวงจรจูนแบบคู่ขนาน (Parallel Tuned Circuit) ที่จะให้กำเนิดสัญญาณความถี่ที่มีความถี่เรโซแนนซ์ เมื่อใดก็ตามที่ได้รับสัญญาณพัลส์จากวงจรขยาย วงจรจูนแบบคู่ขนานประกอบไปด้วยคาปาซิเตอร์ (Capacitor) และลวดตัวนำ (Inductor) เมื่อได้รับสัญญาณพัลส์ก็จะเกิดการถ่ายทอดพลังงานระหว่างคาปาซิเตอร์และลวดตัวนำ ซึ่งเรียกว่า ปรากฏการณ์ฟลายวีล (Fly Wheel Effect) ซึ่งจะสร้างสัญญาณลูกคลื่นซายน์ที่มีความถี่เรโซแนนซ์ ขณะเดียวกันวงจรจูนดังกล่าวก็ทำหน้าที่กรองสัญญาณความถี่ฮาร์โมนิกที่ไม่ต้องการออกไปด้วย วงจรขยายคลาสิกซีสามารถใช้เป็นวงจรคูณความถี่ก็ได้โดยการต่อเข้ากับวงจรเรโซแนนซ์ที่สร้างความถี่ที่เป็นจำนวนเต็มเท่าของสัญญาณความถี่ขาเข้าและที่เหนือกว่าคลาสิกซีอื่นๆ ก็คือคลาสิกซีมีการขยายสัญญาณขาเข้าเพียงช่วงสั้นๆ เท่านั้น ดังนั้นจึงมีประสิทธิภาพที่ดีที่สุดในบรรดา วงจรขยายทั้งหมด

2.10.2 วงจรอิมพีแดนซ์แมตชิ่ง (Impedance Matching circuit)

วงจรอิมพีแดนซ์แมตชิ่งเป็นวงจรที่ใช้สำหรับเชื่อมต่อระหว่างวงจรขยายความถี่วิทยุ (RF amplifier) ในแต่ละภาคเพื่อให้ได้กำลังส่งที่มากที่สุด การที่จะทำให้มีการถ่ายพลังงานมากที่สุดจากวงจรขยายชุดหนึ่งไปยังอีกชุดหนึ่ง จะต้องมีค่าของอิมพีแดนซ์ของวงจรแรกเท่ากับค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรถัดไป วงจรอิมพีแดนซ์แมตชิ่งโดยทั่วไปเป็นวงจรของตัวนำ และตัว

เก็บประจุ LC (Inductor and Capacitors) ที่มีรูปแบบการต่อต่างๆ กัน เช่น โครงข่ายรูป L และ โครงข่ายรูป T หรืออาจจะเป็นหม้อแปลงรูปโดนัท ที่เป็นแกนผงเหล็กเรียกว่า ทอรอยด์ (Toroid)

2.11 ภาคขยายและการมอดูเลชัน

2.11.1 ภาคขยายความถี่เสียง (Audio Amp)

วงจขยายความถี่เสียงเป็นวงจรไบอัสแบบแรงดันป้อนกลับ (Voltage feed back bias circuit) แสดงได้ดังรูป 2.75



รูปที่ 2.75 วงจขยายความถี่เสียง

จากวงจรไบอัสกระแสแสดงที่ จะเห็นได้ว่า เมื่อกระแส I_B เพิ่มขึ้น V_{CB} จะลดลง เราจึงอาศัย การลดลงของ V_{CB} ทำให้ I_B ลดลง ดังนั้นเมื่อ I_B ลดลง ก็จะทำให้ I_C ลดลงด้วย จากวงจร จะได้

$$V_{CC} = R_C (I_C + I_B) + V_{CB} \quad \text{---(1)}$$

และ $V_{CC} = R_C (I_C + I_B) + I_B R_B + V_{BB} \quad \text{---(2)}$

$$V_{CB} = I_B R_B + V_{BB} \quad \text{---(3)}$$

ดังนั้น $V_{CC} = R_B (I_C + I_B) + I_B R_B \quad \text{---(4)}$
 $= R_B (\beta I_B + I_B) + I_B R_B$

$$I_B = V_{CC} / R_B (\beta + 1) + R_B \quad \text{---(5)}$$

จะได้ $I_B = V_{CB} / R_B$

$$V_{CC} = R_C (I_C + V_{CB} / R_B) + V_{CB}$$

$$V_{CC} = R_C I_C + (R_C / R_B + 1) V_{CB}$$

เมื่อ $I_C = 0$

$$V_{CB} = V_{CC} / (R_C / R_B + 1)$$

เมื่อ $V_{CB} = 0$

$$I_C = V_{CC} / R_C$$

ดังนั้นจะเห็นได้ว่าการให้ไบอัส แบบนี้จะมีเสถียรภาพดี แต่มีข้อเสียคือการต่อ R_B ที่มีความต้านทานป้อนกลับจากคอเล็กเตอร์มายังเบสทำให้เกิดกระแสลบสัญญาณป้อนกลับ (Negative feedback) ซึ่งจะทำให้เกณฑ์การขยายทางไฟกระแสลบลดลง เราจึงแบ่ง R_B ออกเป็น R_{B1} และ R_{B2} ต่อแบบอนุกรมและใช้ตัวเก็บประจุเชื่อมระหว่างจุดต่อ R_{B1} และ R_{B2} ลงกราวนด์ เพื่อให้ตัวเก็บประจุทำหน้าที่เปิดวงจรทางไฟกระแสตรงและปิดวงจรทางไฟกระแสลบ โดยสัญญาณจะผ่าน C_3 ลงกราวนด์ ทำให้สัญญาณป้อนกลับลดลงได้ ข้อสำคัญของการรักษาเสถียรภาพของ วงจรก็คือ ต้องให้ R_B คงที่ในทุกสภาวะอุณหภูมิ

จากวงจรภาคขยายสัญญาณเสียงในเครื่อง ATV900 ใช้ Q8(2N3565) ทำการคำนวณหา β กระแสระหว่าง TP6 กับ TP7 = $(6.8-3.5)/4700 = 0.7 \text{ mA}$.

$$V_{CC} = (I_C + I_B)R_C + I_B R_B + V_{BE}$$

$$\text{แทนค่า } I_B = I_C / \beta ; V_{BE} = 0.6 \text{ V} ; V_{CC} = 6.8 \text{ V}$$

$$R_C = 4.7 \text{ k}\Omega ; R_B = 133 \text{ k}\Omega$$

$$\begin{aligned} \text{จะได้ } 6.8 \text{ V} &= (I_C + I_B / \beta) 4.7 \text{ k} + (I_C / \beta * 133 \text{ k}) + 0.6 \\ &= (0.7 * 10^{-3} * 4700) + 1 / \beta (0.7 * 10^{-3} * 4700) \\ &\quad + 1 / \beta (0.7 * 10^{-3} * 133 * 10^3) + 0.6 \\ &= 3.3 + 1 / \beta (3.3) + 1 / \beta (93.1) + 0.6 \\ &= 3.9 + 1 / \beta (96.4) \end{aligned}$$

$$1 / \beta = (6.8 - 3.9) / 69.4$$

$$= 0.03$$

$$\beta \approx 33$$

ดังนั้นที่ภาคขยายสัญญาณเสียงมีการขยายสัญญาณประมาณ 33 เท่า

2.11.2 ภาคกำเนิดสัญญาณซับแคเรียร์ (Subcarrier Oscillator)

วาเรียมเตอร์ (Varistor) มีความเป็นคาปาซิแตนซ์ (capacitance) เมื่อได้รับแรงดันแบบไบอัสกลับ ค่าคาปาซิแตนซ์จะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับแรงดันที่ได้รับ

จากรูปที่ 2.76 V_{in} อยู่ในรูปของสัญญาณไซน์ ซึ่งเป็น สัญญาณเสียง เข้ามาทำให้แรงดันตกคร่อมตัววาเรียมเตอร์เปลี่ยนแปลงไป เมื่อแรงดันเปลี่ยนแปลงทำให้ความถี่รีโซแนนซ์

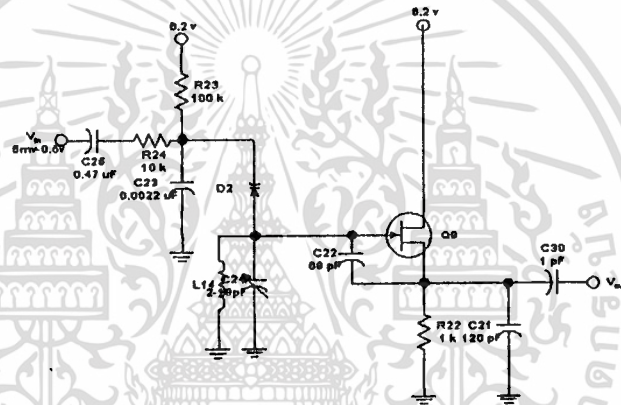
(Resonance)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

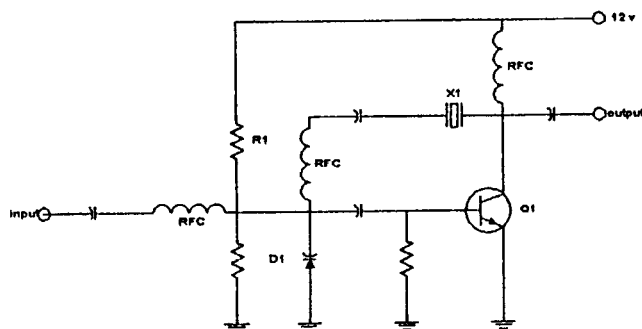
ของวงจรเปลี่ยนแปลงไปด้วย ดังนั้นสามารถกล่าวได้ว่าค่าความถี่ของวงจร ถูกควบคุมโดยขนาดของสัญญาณอินพุต

หลักการมอดูเลทใช้วาเร็กเตอร์วงจรดังรูปที่ 2.77 เป็นวงจรมอดูเลเตอร์ชนิดหนึ่ง ที่ประกอบด้วยวาเร็กเตอร์ไดโอด D_1 ในวงจรเพียซออสซิลเลเตอร์ (Pierce oscillator) แร็กติสคอด (Y_1) สำหรับ R_1 กับ R_2 เป็นวงจรไบแอสให้แก่วาเร็กเตอร์เพื่อให้มีค่าความจุ ให้ออสซิลเลเตอร์อยู่ตรงความถี่กลาง ๆ เมื่อป้อนสัญญาณเสียงให้แก่วาเร็กเตอร์ แรงดันเสียงก็จะบวกและลบกับไฟไบแอสทำให้ความจุเปลี่ยนแปลงไปด้วย



รูปที่ 2.76 วงจรกำเนิดสัญญาณปรับแคเรียร์

เมื่อสัญญาณเสียงแกว่ง (swing) หรือเปลี่ยนค่าไปทางบวก แรงดันไบแอสกลับทางที่คร่อมวาเร็กเตอร์ก็จะเพิ่มขึ้น ความจุจะลดลงทำให้ความถี่ออสซิลเลเตอร์สูงขึ้น เมื่อสัญญาณเสียงแกว่งไปทางลบไฟไบแอสกลับทางคร่อม วาเร็กเตอร์ก็จะลดลง ความจุของวาเร็กเตอร์จะมากขึ้น ทำให้ความถี่ของออสซิลเลเตอร์ลดลง



รูปที่ 2.77 วงจรมอดูเลทใช้วาเร็กเตอร์

ถ้าสัญญาณเสียงเป็น โทน(เสียง) 1,000 Hz ความถี่ของออสซิลเลเตอร์จะแกว่งไปมา ระหว่างความถี่กลางด้วยอัตรา 1,000 ครั้งต่อวินาที (อัตราเบี่ยงเบน) อัตราเบี่ยงเบนความถี่เท่ากับ ความถี่ของสัญญาณเสียง ถ้าแอมพลิจูดของสัญญาณเสียงเพิ่มขึ้น ช่วงเปลี่ยนแปลงความถี่ของ วาเร็กเตอร์จะกว้างมากขึ้น คือช่วงความถี่เบี่ยงเบนมากขึ้น

การมอดูเลทชนิดที่ใช้วาเร็กเตอร์นี้จะให้ความเสถียรภาพมากและที่ภาคกำเนิดสัญญาณขับ แครเรียร์ก็ใช้การมอดูเลทชนิดนี้แต่จะเปลี่ยนจากทรานซิสเตอร์เป็นเฟ็ด (Fet)

ข้อดีของเฟ็ดเมื่อเทียบกับทรานซิสเตอร์

1. อินพุตอิมพีแดนซ์สูง
2. สัญญาณรบกวนต่ำ
3. โครงสร้างภายในสามารถประดิษฐ์เป็น Integated Circuit ได้ง่าย
4. อุณหภูมิมีผลต่อการทำงานน้อย

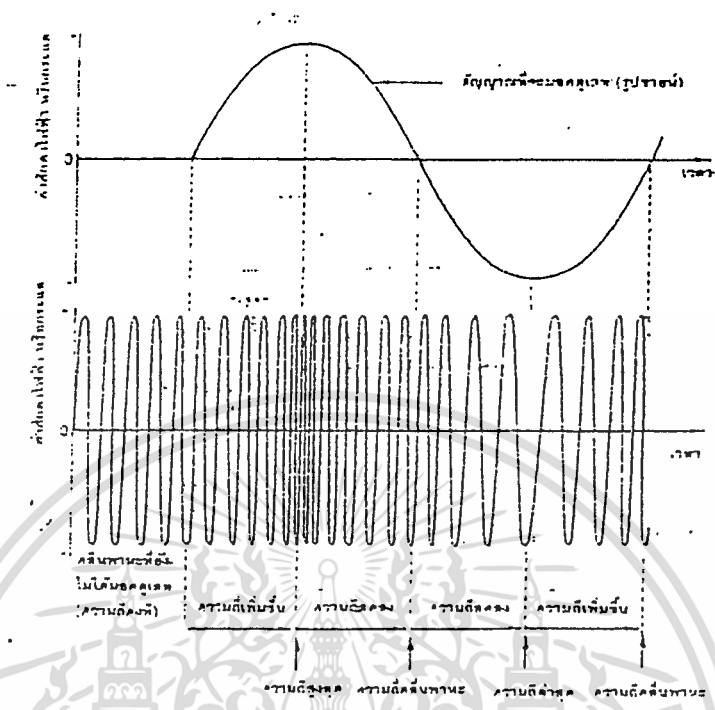
ข้อเสีย

1. อัตราขยายแรงดันต่ำ
2. อัตราขยายแบนด์วิดท์มีค่าต่ำ
3. ความสามารถในการจ่ายกำลังต่ำ

2.11.3 การมอดูเลทเชิงความถี่

หลักการเบื้องต้นของการมอดูเลทชนิดนี้ คือการใช้ขนาด (amplitude) ของสัญญาณไปทำ ให้ความถี่ของแครเรียร์เปลี่ยนแปลงไปมา ในขณะที่ขนาดของแครเรียร์ ยังคงเดิม แสดงได้ดังรูปที่ 2.78 เป็นสัญญาณคลื่นพาห้กับสัญญาณเสียงที่ทำการมอดูเลทกัน

จากรูปจะเห็นว่า เมื่อขนาดสัญญาณมีค่าสูงสุดก็จะทำให้ความถี่มีค่าสูงสุดเช่นเดียวกัน และ เมื่อขนาดสัญญาณมีค่าเป็น 0 ก็จะได้ความถี่แครเรียร์ และเมื่อขนาดสัญญาณมีค่าต่ำสุดก็จะทำให้ ความถี่มีค่าต่ำสุดด้วย



รูปที่ 2.78 แสดงสัญญาณในการมอดูเลทในเชิงความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

ไมโครสตริปและวงจรมิโครสตริป

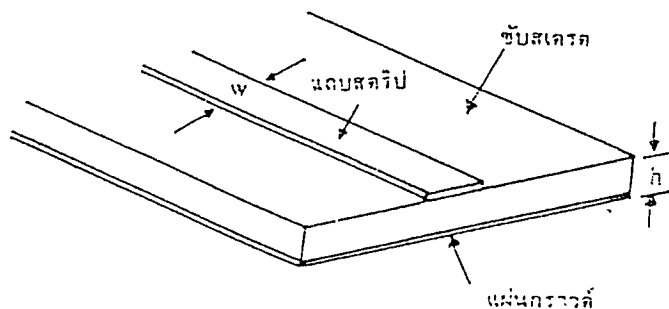
ไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณที่สร้างบนแผ่นพิมพ์ และใช้ในการเชื่อมโยงชิ้นส่วนวงจรต่างๆ ของวงจรมิโครเวฟ เนื่องจากไมโครสตริปมีขนาดเล็กจึงเหมาะสำหรับทำวงจรรวมของไมโครเวฟ (microwave integrated circuit ย่อว่า MIC) แต่มีข้อจำกัดที่สามารถรับกำลังได้ต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับท่อนำคลื่น นอกจากนี้ยังมีค่าการลดทอนสัญญาณค่อนข้างสูงด้วย ดังนั้นจึงใช้ในการส่งผ่านและการจัดการกับสัญญาณที่มีระดับต่ำและในบริเวณจำกัด เช่น ภายในวงจรพิมพ์ อันเดียวกัน เป็นต้น ในบทนี้จะกล่าวถึงแนวคิดในการวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริป และตัวอย่างวงจรมิโครสตริปที่มีใช้อย่างกว้างขวางในทางปฏิบัติ

3.1 โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงโครงสร้าง และวิธีวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริป และตัวอย่างการออกแบบไมโครสตริปให้มีอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติตามต้องการ

3.1.1 โครงสร้างของไมโครสตริป

ไมโครสตริปที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปนั้นจะมีโครงสร้างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.1 กล่าวคือจะมีรูปร่างเป็นสตริปหรือแถบโลหะแคบๆ อยู่บนฉาบสเตรต (substrate) ซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริก และด้านล่างของฉาบสเตรตเป็นผิวโลหะ พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในฉาบสเตรตบริเวณที่อยู่ระหว่างแถบโลหะแคบๆ กับโลหะด้านล่าง ความหนาของฉาบสเตรตนั้นประมาณ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรูปรูที่ 3.1 โครงสร้างของไมโครสตริป ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

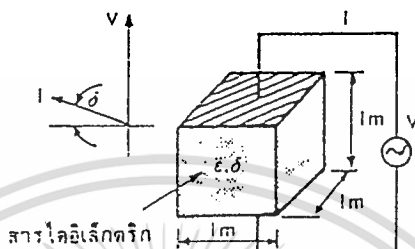
2 mm หรือต่ำกว่าลงมา ความกว้างของสตริปนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติที่ต้องการ สำหรับความหนาของตัวสตริปเองนั้นจะมีค่าประมาณ 5 μm หรือ 10 μm ขึ้นอยู่กับการใช้เทคโนโลยีแบบฟิล์มบาง หรือแบบฟิล์มหนาในการสร้างสตริปนั้น สำหรับชั้นสเตรตนั้นที่ใช้งานกันอยู่ทั่วไปจะมีอยู่หลายชนิดด้วยกัน ตารางที่ 3.1 แสดงตัวอย่างของชั้นสเตรตชนิดต่างๆ และคุณสมบัติที่สำคัญของชั้นสเตรตซึ่งได้แก่ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ค่า $\tan \delta$ ที่ความถี่ 10 GHz ค่าคงตัวของการนำความร้อน (thermal conductivity) ความขรุขระของผิว และความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (dielectric strength) ความหมายของคุณสมบัติของไมโครสตริปเปลี่ยนแปลง ค่า $\tan \delta$ นั้นคือค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสดิฟฟิวชัน เมื่อนำสาร ไดอิเล็กตริกนั้นไปคั่นระหว่างแผ่นโลหะคู่หนึ่งซึ่งทำหน้าที่เป็นคาปาซิเตอร์ดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.2 เมื่อเขียน $\epsilon = \epsilon' - j\sigma/\omega$ $\tan \delta$ ก็จะเท่ากับ $\sigma/\omega\epsilon'$ ซึ่งค่านี้ก็จะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสเล็กน้อยเพียงใดโดยที่ยังค่าก็ยังคงดี ค่าคงตัวของการนำความร้อนนั้นจะแสดงให้เห็นว่าสาร ไดอิเล็กตริกนั้นจะมีความสามารถในการระบาย

วัสดุ	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ϵ_r	$\tan \delta$ ที่ความถี่ 10 GHz	ค่าคงตัวของการนำความร้อน $\text{W/cm}^2 / ^\circ\text{C}$	ความขรุขระของผิว μm	ความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (kV/cm)
อะลูมินา (alumina)					
99.5 %	10	$1 \sim 2 \times 10^{-4}$	0.3	2-8	4×10^3
69%	9	6×10^{-4}	0.28	20	4×10^3
แซฟไฟร์ (sapphire)	9.4 และ 11.6 (ผลึกเดี่ยว)	1×10^{-4}	0.4	1	4×10^3
แก้ว	5	20×10^{-4}	0.01	1	-
ควอตซ์	3.8	1×10^{-4}	0.01	1	10×10^3
GaAs	13	6×10^{-4}	0.3	1	350

ตารางที่ 3.1 คุณสมบัติของชั้นสเตรตแบบต่าง ๆ

ความร้อน ได้ดีมีค่าน้อยเพียงใด ค่านี้ยิ่งสูงก็ยิ่งดี ความขรุขระของผิวนั้นจัดว่ามีความสำคัญมากเช่นเดียวกันเพราะถ้าผิวขรุขระเกินไปก็จะทำให้การใช้เทคโนโลยีแบบฟิล์มบางทำได้ลำบาก นอกจากนั้นก็จะเกิดผลกระทบต่อการใช้งานของคลื่นไปตามไมโครสตริปด้วย เพราะฉะนั้นความขรุขระน้อย

จะดีกว่า สำหรับความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้ามันจะบ่งถึงความสามารถในการรับกำลัง
คลื่นด้วย ดังนั้นค่าสูงจะดีกว่าค่าต่ำ



รูปที่ 3.2 การหาค่า $\tan \delta$

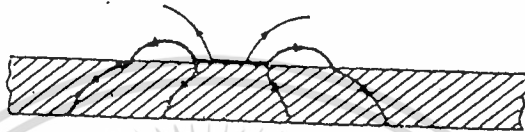
เมื่อพิจารณาคุณสมบัติของวัสดุแบบต่างๆ ตามตารางที่ 3.1 จะเห็นว่า วัสดุแบบออลูมินามีคุณสมบัติในหลายๆ ข้อถึงแม้จะมีความขรุขระไม่ต่ำมากนัก ดังนั้นออลูมินาจึงเป็นวัสดุที่นิยมใช้กันมาก สำหรับ GaAs นั้นจะใช้ในกรณีที่ทำวงจรของไมโครเวฟเป็นหลัก เนื่องจาก GaAs เป็นวัสดุที่ใช้ทำชิ้นส่วนแอกทีฟสารกึ่งตัวนำแบบต่างๆ ในย่านไมโครเวฟได้ดี

3.1.2 การส่งผ่านของคลื่นในไมโครสตริป

ไมโครสตริปถึงแม้จะมีโครงสร้างง่ายๆ ดังกล่าว แต่การวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริปโดยละเอียดทางทฤษฎีนั้นเป็นสิ่งที่ยุ่งยากมาก ทั้งนี้เป็นเพราะระบบแกนประสานที่ใช้และเงื่อนไขขอบเขตของระบบค่อนข้างยุ่งยากเมื่อเทียบกับท่อนำคลื่นหรือสายนำสัญญาณชนิดอื่นๆ อย่างไรก็ตาม ได้มีผู้ทำการศึกษาทางทฤษฎีและพบว่าคลื่นที่ส่งผ่านไปตามไมโครสตริปนั้นจะใกล้เคียงกับโหมด TEM เสียทีเดียว เพราะมีสนามในแนวแกนอยู่ด้วย จึงนิยมเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่า โหมดกึ่ง TEM (quasi-TEM mode) รูปที่ 3.3 แสดงเส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริปการที่มีสนามในแนวแกนอยู่บ้างนั้นเป็นเพราะโครงสร้างที่มีสารไดอิเล็กตริก และอากาศอยู่ในระบบเดียวกัน และในสภาพที่มีสนามในแนวแกนเกิดขึ้นนี้โหมดที่ส่งผ่านอยู่นั้นก็จะเป็นไฮบริดโหมด

การที่คลื่นส่งผ่านในโหมดกึ่ง TEM ซึ่งพออนุโลมให้เป็นโหมด TEM นี้ทำให้สามารถใช้หลักการวงจรกระจายในการวิเคราะห์หาคุณสมบัติของไมโครสตริปได้ กล่าวคือ ถ้าเราสามารถหา

ค่าอินดักแตนซ์และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวได้ ก็จะนำค่าทั้งสองนี้ไปคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติได้ อย่างไรก็ตามการหาค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของไมโครสตริปจะยุ่งยากกว่าของสายคู่ขนานหรือสายโคแอกเชียล เพราะไมโครสตริปมีทั้งสารไดอิเล็กตริก และอากาศอยู่ในบริเวณที่พลังงานของคลื่นส่งผ่าน สำหรับการหาค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวนั้นจะไม่ถูกกระทบจากการมีสารไดอิเล็กตริก



รูปที่ 8.8 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริป

ถึงแม้การหาค่าคาปาซิแตนซ์จะยุ่งยากกว่าปกติ แต่ก็มีวิธีที่ทำให้ง่ายขึ้นโดยใช้วิธีหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (effective dielectric constant ย่อว่า ϵ_{eff}) ของระบบซึ่งจะรวมผลของสารไดอิเล็กตริกและอากาศเข้าด้วยกัน และเนื่องจากสารไดอิเล็กตริกทั้งหลายมีคุณสมบัติเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่หรือมีคิสเพอร์ชันเชิงวัสดุ ดังนั้น ϵ_{eff} ที่หาได้ก็จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามความถี่ตามไปด้วย อย่างไรก็ตามจากการศึกษาทางทฤษฎีและการทดลองของผู้เชี่ยวชาญพบว่า ในช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า 2 GHz ลงมา ค่า ϵ_{eff} จะเปลี่ยนแปลงไปจากกรณีของไฟฟ้าสถิตน้อยมาก จสามารถอนุโลมให้ใช้ค่า ϵ_{eff} ของไฟฟ้าสถิตได้ สำหรับในช่วงความถี่ที่สูงกว่า 2 GHz ก็ต้องคำนึงถึงค่าคิสเพอร์ชันโดยทำการปรับแต่งค่า ϵ_{eff} ให้เหมาะสมกับความถี่ที่ใช้งาน

ในการหาค่า ϵ_{eff} ของกรณีไฟฟ้าสถิตนั้นจะใช้แนวคิดของวงจรการกระจายคังต่อไปนี้ เมื่อคลื่นที่ส่งผ่านไปไมโครสตริปเป็นโหมด TEM อิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติ Z_0 จะเขียนในรูปของค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว L และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว C ได้ในรูปต่อไปนี้

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1)$$

ในขณะที่เดียวกันความเร็วเฟส v_p จะเขียนได้ดังนี้

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2)$$

จากสมการ (2) นี้ทำให้เขียน Z_0 ในรูปของ v_p กับ L หรือ C ได้ดังนี้

$$Z_0 = v_p L = \frac{1}{v_p C} \quad (3)$$

ในขั้นต่อไปเราจะพิจารณากรณีที่ขั้วเสตรที่เป็นสารไดอิเล็กตริกถูกดึงออกไปเหลือแต่
อากาศเพียงอย่างเดียวที่โบล้อมไมโครสตริปอยู่ ในสภาพเช่นนี้ค่าความเร็วเฟสของคลื่น TEM ที่
ส่งผ่านอยู่จะเท่ากับความเร็วแสง และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวจะเปลี่ยนไป โดยที่ค่า
อินดักแตนซ์ไม่ถูกรบกวน ถ้าให้ค่าคาปาซิแตนซ์ที่เปลี่ยนไปนี้มีค่าเป็น C_0 จะให้ความสัมพันธ์
ระหว่าง C_0 กับความเร็วเฟสในรูปต่อไปนี้

$$c = \frac{1}{\sqrt{LC_0}} \quad (4)$$

ในขณะที่เดียวกันค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติจะเขียนได้ดังนี้

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C_0}} \quad (5)$$

เมื่อนำสมการ (4) หาค่าด้วยสมการ (2) จะได้ผลดังนี้

$$\frac{C}{C_0} = \left(\frac{c}{V_p}\right)^2 \quad (6)$$

ค่า C/C_0 นี้ตามนิยามโดยทั่วไปก็คือค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของสารไดอิเล็กตริกที่
โบล้อมระบบเก็บประจุอยู่ ในกรณีที่เราพิจารณาอยู่นี้ก็จะเปรียบเหมือนค่าคงตัวไดอิเล็กตริก
สัมพัทธ์ประสิทธิผลของไมโครสตริปที่มีขั้วเสตรเป็นสารไดอิเล็กตริกและด้านบนเป็นอากาศอยู่
นั่นคือ

$$\epsilon_{\text{eff}} = \left(\frac{c}{V_p}\right)^2 \quad (7)$$

จากสมการ (3) ถึงสมการ (7) จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง Z_0, Z_c และ ϵ_{eff} ได้ดังนี้

$$Z_c = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad \text{หรือ} \quad Z_0 = Z_c \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} \quad \text{หรือ} \quad \epsilon_{\text{eff}} = \left(\frac{Z_0}{Z_c}\right)^2 \quad (8)$$

ความสัมพันธ์ตามสมการ (8) นี้จะใช้ประโยชน์ในการออกแบบในภายหลัง

จากผลที่ได้จะเห็นได้ว่า ถ้าเราสามารถรู้ค่า ϵ_{eff} ได้ก็จะทำให้สามารถคำนวณคุณสมบัติอื่น
ตามมาได้ อย่างไรก็ตามค่า ϵ_{eff} จะเปลี่ยนแปลงไปตามความกว้างของไมโครสตริปเมื่อเทียบกับ
ความหนาของขั้วเสตร ซึ่งจะสามารถแสดงให้เห็นได้โดยพิจารณากรณีสุดโค้ง 2 กรณีดังต่อไปนี้
กรณีแรกคือกรณีที่ $w/h \gg 1$ ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 3.4 (ก) ในกรณีนี้เนื่องจากเส้นแรงไฟฟ้าส่วนใหญ่จะอยู่ในบริเวณที่มีแถบสตริปหรือกล่าวอีกนัยหนึ่งพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกส่งผ่านอยู่ใน
บริเวณดังกล่าวเกือบทั้งหมด สภาพดังกล่าวจะส่งผลให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมี
ค่าเข้าใกล้ค่า ϵ_r ของขั้วเสตร หรือ $\epsilon_{\text{eff}} \rightarrow \epsilon_r$ สำหรับกรณีสุดโค้งกรณีที่สองคือกรณีที่ $w/h \ll 1$ ซึ่ง
แสดงไว้ในรูปที่ 3.4 (ข) ในกรณีนี้เส้นแรงไฟฟ้าจะผ่านขั้วเสตรครึ่งหนึ่งและผ่านอากาศครึ่ง
หนึ่งซึ่งจะทำให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ $(\epsilon_r + 1)/2$ จากที่อธิบายมานี้จะ

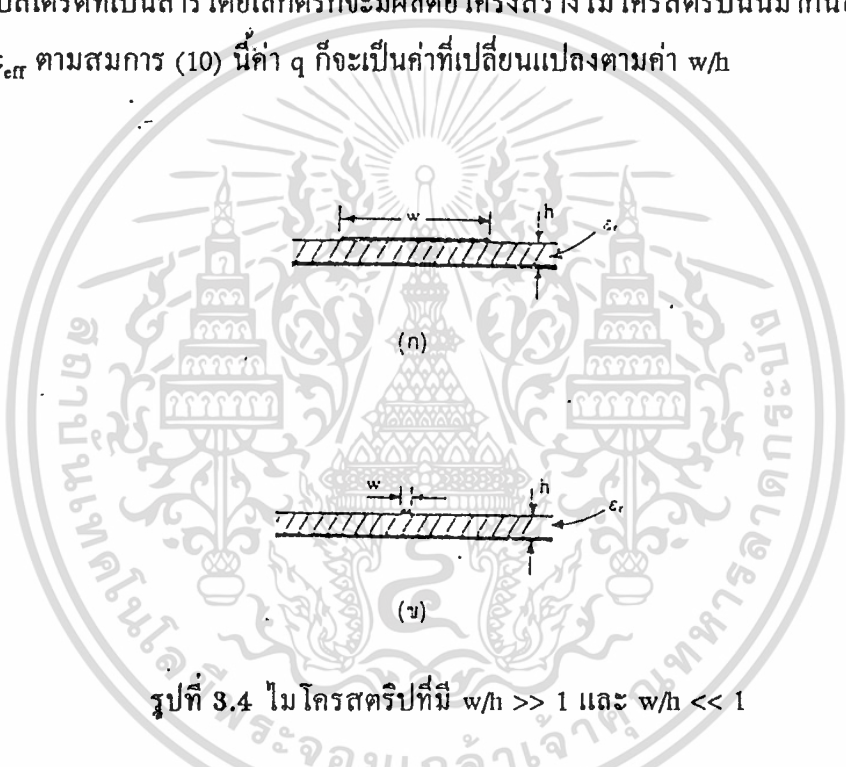
เห็นได้ว่า ค่า ϵ_{eff} จะเปลี่ยนแปลงตามค่า w/h และจะมีขอบบนและขอบล่างตามค่าที่ได้จากกรณีสุดโต่งดังนี้

$$\frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) \leq \epsilon_{eff} \leq \epsilon_r \quad (9)$$

และเพื่อความสะดวกในการคำนวณและการออกแบบต่อไป ได้มีการเขียนค่า ϵ_{eff} ในรูปต่อไปนี้

$$\epsilon_{eff} = 1 + q(\epsilon_r - 1), \quad \frac{1}{2} \leq q \leq 1 \quad (10)$$

ค่า q ในสมการ (10) นี้ถูกเรียกว่าฟิลลิงแฟกเตอร์ (filling factor) ซึ่งหมายถึงตัวประกอบที่แสดงให้รู้ว่าชั้นสเตรตที่เป็นสารไดอิเล็กตริกจะมีผลต่อโครงสร้างไมโครสตริปนั้นมากน้อยแค่ไหน เมื่อเขียนค่า ϵ_{eff} ตามสมการ (10) นี้ค่า q ก็จะเป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงตามค่า w/h

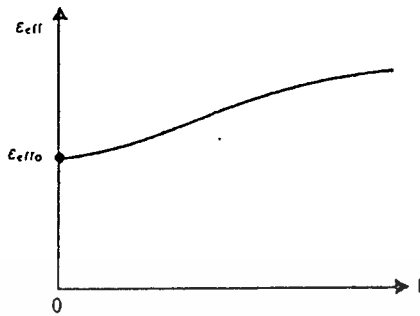


รูปที่ 3.4 ไมโครสตริปที่มี $w/h \gg 1$ และ $w/h \ll 1$

ในกรณีที่ความถี่ใช้งานสูงกว่า 2 GHz นั้นคิสเพอร์ชันเชิงวัสดุของชั้นสเตรตจะมีผลมาก การคำนึงถึงผลกระทบของคิสเพอร์ชันในส่วนนี้จะทำได้โดยพิจารณาว่าเมื่อเทียบความถี่เปลี่ยนไป ความเร็วเฟสก็จะเปลี่ยนไปด้วย ซึ่งทำให้ค่า ϵ_{eff} ตามสมการ (7) เขียนได้ดังนี้

$$\epsilon_{eff}(f) = \left\{ \frac{c}{V_p(f)} \right\}^2 \quad (11)$$

เมื่อพิจารณาค่า $\epsilon_{eff}(f)$ ตามสมการ (11) นี้จะพบว่าในช่วงความถี่ต่ำที่ $f \rightarrow 0$ นั้น ค่า $\epsilon_{eff}(f)$ ก็ จะเข้าหาค่า ϵ_{eff} ของกรณีไฟฟ้าสถิต และเมื่อ f มีค่าสูงขึ้นเข้าหา ∞ ค่า $\epsilon_{eff}(f)$ ก็จะเข้าหาค่า ϵ_r ของชั้นสเตรต เพราะความเร็วเฟสจะเข้าหาความเร็วของแสงในสารไดอิเล็กตริกที่เป็นชั้นสเตรต ดังนั้นโดยทั่วไปการเปลี่ยนแปลงของค่า $\epsilon_{eff}(f)$ ตามความถี่จะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.5 ซึ่งค่า $\epsilon_{eff}(f)$ จะสูงขึ้นตามความถี่



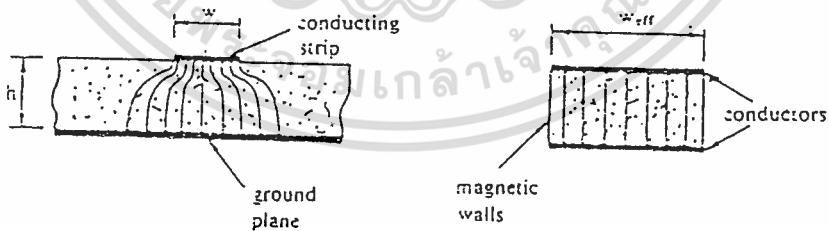
รูปที่ 3.5 ตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล

3.1.3 การลดทอนกำลังสัญญาณของไมโครสตริป

เนื่องจากไมโครสตริปทำด้วยโลหะที่ไม่สมบูรณ์แบบ และมีสารไดอิเล็กตริกคั่นในบริเวณที่คลื่นส่งผ่าน ดังนั้นการลดทอนสัญญาณจึงเกิดจากทั้งสองสาเหตุนี้ เมื่อพิจารณาว่าไมโครสตริปส่งผ่านคลื่นในโหมด TEM เราจะสามารถเขียนค่าคงที่ของการลดทอนสัญญาณได้ในรูปต่อไปนี้

$$\alpha = \frac{R}{2Z_c} + \frac{GZ_c}{2} \equiv \alpha_m + \alpha_d \quad (12)$$

โดยที่ α_m และ α_d เป็นค่าคงที่ของการลดทอนสัญญาณที่เกิดจากโลหะและสารไดอิเล็กตริกตามลำดับ การหาค่า α_m โดยการวิเคราะห์ให้ละเอียดตามทฤษฎีจะทำได้ลำบากมากเพราะการกระจาย



รูปที่ 3.6 การส่งผ่านของคลื่น TEM แบบอุดมคติในไมโครสตริป

ของสนามแม่เหล็กบนผิวโลหะมีความสลับซับซ้อนมากเช่นเดียวกับการกระจายของสนามไฟฟ้า และจะเปลี่ยนแปลงไปตามค่า w/h และความหนาของแถบสตริป t o ในทางปฏิบัตินั้นจึงมักใช้วิธีคิดที่ง่ายขึ้นโดยสมมติให้คลื่น TEM ส่งผ่านอยู่ภายในบริเวณข้างใต้แถบสตริปเท่านั้นดังที่

เอกสารนี้แสดงไว้ในรูปที่ 3.6 เสร็จแล้วคำนวณการสูญเสียในเนื้อโลหะในสภาพคงตัวแล้วจึงนำผลที่ได้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั่นไปคูณกับค่าคงที่ค่าหนึ่งเพื่อให้การชดเชยมีความถูกต้องมากขึ้น เมื่อให้ค่าคงที่ดังกล่าวเป็น K จะได้ α_m ในรูปต่อไปนี้

$$\alpha_m = \frac{KR}{2Z_c} = \frac{KR_s}{wZ_c} = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}} \sqrt{\frac{K}{wZ_c}} = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2 \times 5.8 \times 10^7 \sigma_r}} \cdot \frac{K}{wZ_c} \text{ Nep/m} \quad (13)$$

โดยที่ α_r คือค่าคงตัวของกรนำไฟฟ้าสัมพัทธ์ (relative conductivity) ที่เทียบกับทองแดง ซึ่งมีค่า $\alpha = 5.8 \times 10^7$ S/m ค่า K นั้นจะขึ้นอยู่กับค่า w/h และความถี่ โดยที่ในกรณีที่ค่า w/h มีค่าใหญ่มากๆ ซึ่งหมายถึงคลื่น TEM จะเข้าใกล้แบบอุดมคติที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.6 ค่า K ก็จะอยู่เข้าหา 1 ในกรณี ที่ออกแบบให้มีอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติเป็น 50Ω โดยที่ $\alpha_r = 10$ จะได้ค่า $K = 0.63$

สำหรับการหาค่า α_d ก็จะอาศัยหลักการหาค่า ϵ_{eff} ขึ้นมาใหม่ดังรายละเอียดต่อไปนี้

$$\begin{aligned} \alpha_d &= \frac{GZ_c}{2} = \frac{Z_c}{2} (\omega C \tan \delta_{eff}) = \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{2cC} (\omega C \tan \delta_{eff}) \\ &= \frac{\pi f \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} \tan \delta_{eff} \text{ Nep/m} \end{aligned} \quad (14)$$

โดยที่ค่า $\tan \delta_{eff}$ นั้นเปรียบเหมือนค่า $\tan \delta$ ประสิทธิผล ซึ่งจะสัมพันธ์กับ $\tan \delta$ ในรูปต่อไปนี้

$$\frac{\tan \delta_{eff}}{\tan \delta} = \frac{1 - (1/\epsilon_{eff})}{1 - (1/\epsilon_r)} \quad (15)$$

ความสัมพันธ์ตามสมการ (15) นี้เป็นสิ่งที่สมเหตุสมผลเพราะเมื่อแทนค่า ϵ_{eff} ด้วย 1 ซึ่งหมายถึงตัวกลางเป็นอากาศ ค่า $\tan \delta_{eff}$ จะเท่ากับ 0 และเมื่อแทนค่า $\epsilon_{eff} = \epsilon_r$ ซึ่งหมายถึงตัวกลางจะเป็นสารไดอิเล็กตริกทั้งหมด ค่า $\tan \delta_{eff}$ จะเท่ากับ $\tan \delta$

เมื่อนำค่า α_m และ α_d ในสมการ (13) และสมการ (14) แทนกลับเข้าไปในสมการ (12) ก็จะได้ค่า α ผลรวมออกมา และเนื่องจากเรานิยมเขียนค่า α ให้มีหน่วยเป็น dB/m เขียนความถี่ที่ใช้ งานให้มีหน่วยเป็น GHz และเขียนความกว้างของแถบสตริปให้มีหน่วยเป็น mm ดังนั้น α จะเขียนได้ในรูปต่อไปนี้

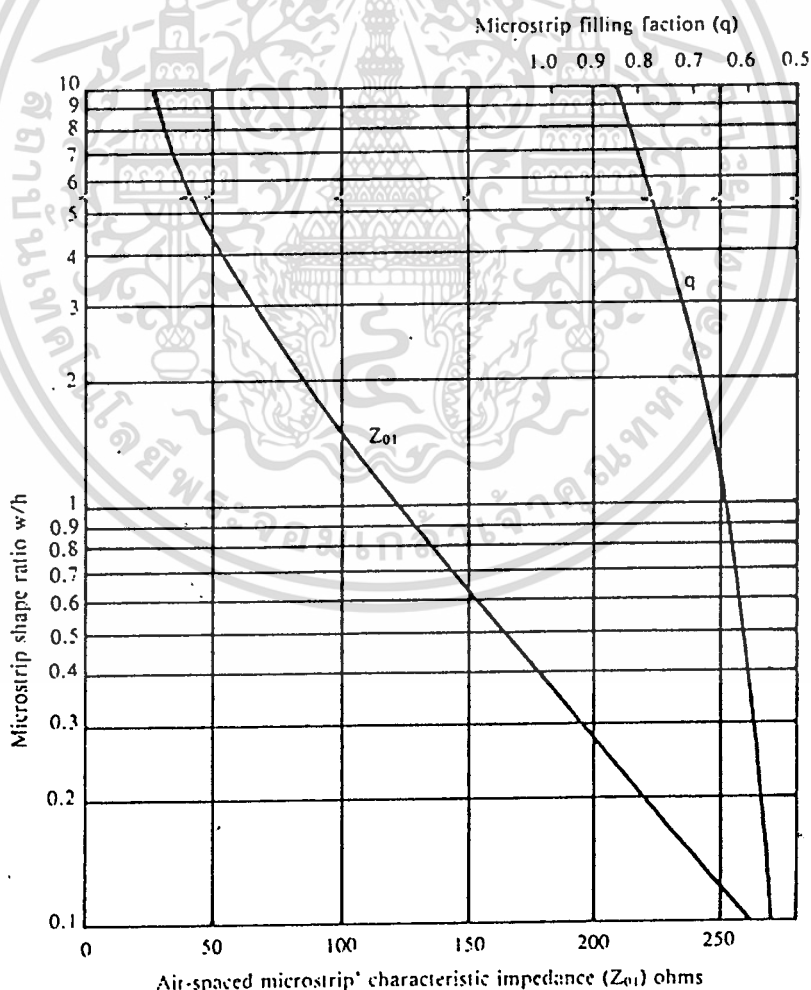
$$\alpha = \frac{72K}{wZ_c} \sqrt{\frac{f}{\sigma_r}} + 91f \sqrt{\epsilon_{eff}} \frac{1 - (1/\epsilon_{eff})}{1 - (1/\epsilon_r)} \tan \delta \text{ dB/m} \quad (16)$$

จากผลที่ได้นี้จะเห็นได้ว่า α_m แปรตาม \sqrt{f} ในขณะที่ α_d แปรตาม f ซึ่งทำให้ดูเหมือนว่า α_d จะมีค่าสูงกว่า α_m อย่างไรก็ตามในระยะหลังนี้ได้มีการพัฒนาวัสดุที่มีคุณสมบัติดีขึ้นคือมีค่า $\tan \delta$ ต่ำมาก ทำให้ในช่วงความถี่ที่ $f < 10$ GHz ค่า α_m จะใหญ่กว่าค่า α_d และเป็นค่าสูญเสียหลักของไมโครสตริป

3.2 การออกแบบไมโครสตริป

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงวิธีออกแบบไมโครสตริปโดยจะพิจารณากรณีที่ซับซ้อนที่สุดคือสมบัติแบบไอโซโทรปิกเป็นหลักและเนื่องจากการวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริปทางทฤษฎีนั้นยุ่งยากมากในที่นี้จึงนำผลที่ได้มาใช้งาน โดยจะไม่แสดงรายละเอียดของที่มา

การออกแบบไมโครสตริปนั้นวัตถุประสงค์หลักก็คือการกำหนดค่าความกว้างของสตริปและความหนาของซับสเตรตเพื่อให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติตามต้องการ ซึ่งหมายถึงจะต้องรู้ค่า ϵ_{eff} ที่ถูกต้องก็จะทำให้คำนวณความยาวคลื่นในไมโครสตริปซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญอีกอันหนึ่งในการออกแบบวงจรไมโครสตริปที่จะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป ในที่นี้จะกล่าวถึงการออกแบบไมโครสตริปกรณีที่ใช้กับความถี่ต่ำกว่า 2 GHz และสูงกว่า 2 GHz ตามลำดับ



รูปที่ 3.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า w/h , ค่า Z_0 และค่า q

การออกแบบไมโครสตริปมีสองวิธีหลักๆ ด้วยกัน คือ วิธีที่ใช้กราฟ และวิธีที่ใช้สูตรคำนวณ วิธีที่ใช้กราฟนั้นถูกเสนอโดยเพรสเซอร์ (Presser) [17] ซึ่งอาศัยผลการศึกษากของวิลเลอร์ (Wheeler) [23] ในการจัดทำกราฟขึ้นมา กราฟที่จัดทำขึ้นนั้นจะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.7 ซึ่งเป็นการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า w/h , ค่า Z_0 และค่าฟิลลิงแฟกเตอร์ q วิธีใช้กราฟและขั้นตอนในการออกแบบนั้นจะเป็นดังนี้คือ

- (ก) กำหนดค่าเริ่มต้นของ ϵ_{eff} โดยทั่วไปจะให้เท่ากับ ϵ_r เพื่อความสะดวก
- (ข) จากค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติ Z_0 ที่กำหนดมาให้และ ϵ_{eff} ที่ได้มานี้จะนำไปคำนวณค่า

(ค) อ่านค่า w/h จากกราฟตามค่า ในข้อ (ข) เสร็จแล้วลากเส้นในแนวระดับตัดเส้นโค้งของค่า q เพื่ออ่านค่า q ออกมา

(ง) นำค่า q ที่อ่านได้นี้ไปคำนวณค่า ϵ_{eff} ใหม่โดยให้สมการ (10)

(จ) ทวนขั้นตอน (ข) ถึง (ง) จนกว่าค่า ϵ_{eff} ที่ได้จะแตกต่างจากค่า ϵ_{eff} ที่ได้ก่อนหน้านั้นน้อยกว่า 1% เสร็จแล้วจดค่า w/h ที่ได้ในรอบสุดท้ายเพื่อนำไปสร้างไมโครสตริปต่อไป

การทวนขั้นตอนในขั้น (จ) นี้เมื่อทำเพียง 2-3 รอบก็จะได้ค่าสุดท้ายที่ต้องการ อย่างไรก็ตาม การใช้กราฟในการออกแบบนี้จะมีผลความละเอียดจำกัดส่วนใหญ่จะคลาดเคลื่อนได้ประมาณ $\pm 5\%$ ในกรณีที่ต้องการความละเอียดถูกต้องสูงขึ้นก็จะต้องใช้วิธีที่สองที่ใช้สูตรในการคำนวณ

เพื่อให้เห็นตัวเลขที่ชัดเจนขึ้น จะยกตัวอย่างในการออกแบบไมโครสตริปให้มีค่า โดยที่ซัพสเตรตเป็นอลูมินาซึ่งมี $\epsilon_r = 9$ เมื่อทำตามขั้นตอนที่กล่าวไว้ข้างต้น จะได้ผลตามตารางที่ 3.2

ขั้นตอนที่	รอบที่ 1	รอบที่ 2	รอบที่ 3
(ก)	$\epsilon_{eff} = \epsilon_r = 9$	—	—
(ข)	$Z_0 = 50 \times \sqrt{9} = 150$	$Z_0 = 50 \times \sqrt{5.8} = 120.4$	$Z_0 = 123.3$
(ค)	$q = 0.6$	$q = 0.635$	$q = 0.63$
(ง)	$\epsilon_{eff} = 1 + 0.6(9 - 1) = 5.8$	$\epsilon_{eff} = 6.08$	$\epsilon_{eff} = 6.04$

ตารางที่ 3.2

ค่า ϵ_{eff} ที่ได้ในรอบที่ 3 จะต่างจากที่ได้ในรอบที่ 2 ไม่ถึง 1% ดังนั้นผลที่ได้ในรอบที่ 3 นี้จะถือว่าสิ้นสุด และค่า w/h ที่อ่านได้จะเป็นประมาณ 0.98 และค่าความหนาของซัพสเตรตเป็น 0.6 mm ค่าความกว้าง w ก็จะเป็น 0.588 mm

การออกแบบไมโครสตริปโดยใช้วิธีคำนวณจากสูตรนั้นวิลเลอร์ได้ทำการศึกษาไว้ และโอเวนส์ได้รวบรวมเป็นสูตรที่ละเอียดขึ้น โดยระบุช่วงของค่าต่างๆ ที่สูตรเหล่านั้นจะใช้งานได้คือ โดยแบ่งเป็นช่วงสตริปแคบและสตริปกว้างดังรายละเอียดต่อไปนี้ [16]

(1) กรณีที่ Z_0 และ ϵ_r ถูกกำหนดมาให้

เมื่อแบ่งเป็นกรณีสตริปแคบและสตริปกว้างดังกล่าวข้างต้นจะได้สูตรในการคำนวณค่าต่างๆ ดังต่อไปนี้

กรณีสตริปแคบ เมื่อกำหนดเงื่อนไขของสตริปแคบจาก $Z_0 > (44 - 2\epsilon_r)\Omega$ จะได้สูตรคำนวณ ดังนี้

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

โดยที่

$$H' = \frac{Z_0 \sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}{119.9} + \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \quad (2)$$

และเมื่อกำหนดเงื่อนไขของสตริปแคบจาก $w/h < 1.3$ หรือ $Z_0 > (63 - 2\epsilon_r)\Omega$ จะได้สูตรคำนวณค่า ϵ_{eff} ดังนี้

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left\{ 1 - \frac{1}{2H'} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right\}^{-2} \quad (3)$$

กรณีสตริปกว้าง เมื่อกำหนดเงื่อนไขของสตริปกว้างจาก $Z_0 < (44 - 2\epsilon_r)\Omega$ จะได้สูตรในการคำนวณดังนี้

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (d-1) - \ln(2d-1) \right\} + \frac{\epsilon_r - 1}{\pi \epsilon_r} \left\{ \ln(d-1) + 0.293 - \frac{0.517}{\epsilon_r} \right\} \quad (4)$$

โดยที่

$$d = \frac{59.95^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (5)$$

และเมื่อกำหนดของสตริปกว้างจาก $w/h > 1.3$ หรือ $Z_0 < (63 - 2\epsilon_r)\Omega$ จะได้สูตรในการคำนวณค่า ϵ_{eff} ดังนี้

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{w} \right)^{-0.555} \quad (6)$$

(2) กรณีที่ w/h และ ϵ_r ถูกกำหนดมาให้

เมื่อแบ่งช่วงของสตริปแคบจากเงื่อนไข $w/h < 3.3$ จะได้สูตรในการคำนวณค่า Z_0 ดังนี้

$$Z_0 = \frac{119.9}{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} \left[\ln \left\{ 4 \frac{h}{w} + \sqrt{16 \left(\frac{h}{w} \right)^2 + 2} \right\} - \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right] \quad (7)$$

ในกรณีของสตริปกว้างจะกำหนดจากเงื่อนไข $w/h > 3.3$ และได้สูตรในการคำนวณดังนี้

$$Z_c = \frac{119.9\pi}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{w}{2h} + \frac{\ln 4}{\pi} + \frac{\ln(\epsilon_r \pi^2 / 16)}{2\pi} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} \right) + \frac{\epsilon_r + 1}{2\pi\epsilon_r} \left\{ \ln \frac{\pi e}{2} + \ln \left(\frac{w}{2h} + 0.94 \right) \right\} \right]^{-1} \quad (8)$$

สูตรการคำนวณที่แสดงมาทั้งหมดนี้อาจจะดูว่ายาก แต่ในการใช้งานจริงนั้นจะไม่ยุ่งยากอะไรเพราะสามารถใช้คอมพิวเตอร์ช่วยในการออกแบบได้ (CAD : Computer aided Design) และที่สำคัญคือความคลาดเคลื่อนจะอยู่ในช่วง $\pm 1\%$ ซึ่งดีกว่าวิธีที่ใช้กราฟ

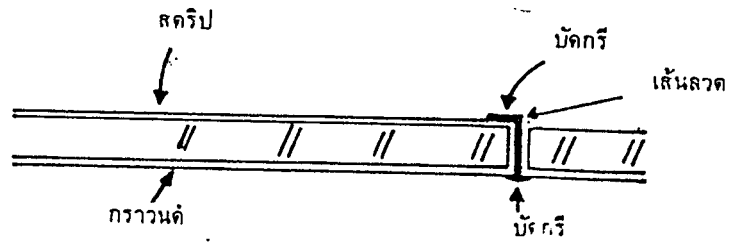
เมื่อทดลองคำนวณค่า w/h โดยใช้สมการ (1) และสมการ (2) ในการออกแบบไมโครสตริปที่มี $Z_0 = 50\Omega$ จะได้ผลว่า $w/h = 1.058$ ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับวิธีที่ใช้กราฟ แต่วิธีนี้จะได้ค่าที่มีความถูกต้องสูงกว่า

3.8 ชิ้นส่วนวงจรไมโครสตริปแบบรีแอกตีฟและการแมตซ์อิมพีแดนซ์

ในการประกอบวงจรไมโครสตริปนั้นจำเป็นต้องใช้ชิ้นส่วนวงจรแบบต่างๆ เช่น ชิ้นส่วนอินดักแตนซ์ ชิ้นส่วนค่าเปซิแตนซ์ และชิ้นส่วนลทอนสัญญาณ เป็นต้น ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบชิ้นส่วนต่างๆ เหล่านี้ และตัวอย่างวงจรที่ใช้ชิ้นส่วนเหล่านี้

การปิดวงจรและการเปิดปลายสายวงจรไมโครสตริปนั้นมีความจำเป็นเช่นเดียวกับสายนำสัญญาณทั่วไป เช่น ใช้ในการทำสวิตช์สำหรับการแมตซ์อิมพีแดนซ์ เป็นต้น ในที่นี้ก่อนอื่นจะกล่าวถึงการปิดวงจรและการเปิดวงจรตามลำดับ

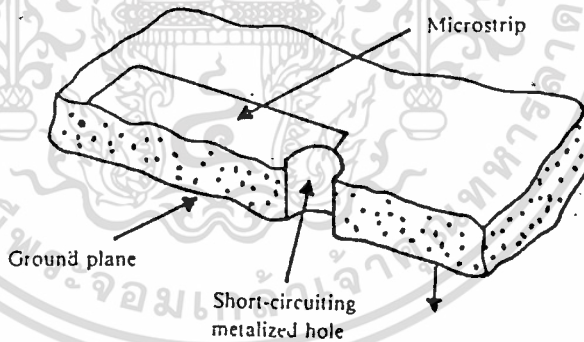
การปิดวงจรปลายสายของไมโครสตริปนั้น ในย่านความถี่ใช้งานที่ต่ำกว่า 2 GHz นั้นส่วนใหญ่จะใช้วิธีเจาะรูที่ปลายสายแล้วร้อยเส้นลวดพร้อมทั้งบัดกรีเข้ากับแถบสตริปด้านบน และแผ่นกราวด์ด้านล่างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.8 การปิดวงจรในลักษณะดังกล่าวนี้พบว่าจะใช้งานได้ดีถึงความถี่ประมาณ 2 GHz เท่านั้น เมื่อความถี่สูงขึ้นกว่านี้ค่ารีแอกแตนซ์ของส่วนที่เป็นเส้นลวดปิดวงจรจะเริ่มมีปัญหา คือ ค่ารีแอกแตนซ์จะสูงขึ้นจนไม่สามารถละเอียดได้ และที่เป็นปัญหามากก็คือรีแอกแตนซ์ที่เกิดขึ้นนั้นจะเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ซึ่งทำให้ใช้งานยาก



รูปที่ 3.8 การปิดวงจรปลายสายไมโครสกริปเมื่อความถี่ต่ำกว่า 2GHz

โอเวนส์ (Owens) [15] ได้เสนอวิธีปิดวงจรไมโครสกริปที่ทำให้ค่ารีแอกแตนซ์มีค่าต่ำตลอดย่านความถี่ที่กว้าง วิธีที่โอเวนส์เสนอนั้นเป็นการเจาะรูตรงปลายสายไมโครสกริปด้วยขนาดที่เหมาะสมแล้ว ฉาบโลหะที่ผนังของรูนั้น ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.9 หรืออาจจะใช้เสาทองเหลืองอุดรูที่เจาะนั้นพร้อมทั้งบัคกรีอย่างเหมาะสม โอเวนส์ได้เสนอให้ใช้สูตรต่อไปนี้ ในการคำนวณขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง d ที่เหมาะสม

$$\ln \left(\frac{W_{eff}}{\pi d_c} \right) = \left(\frac{\pi d_c}{W_{eff}} \right)^2 \quad (1)$$



รูปที่ 3.9 ลักษณะการปิดวงจรที่ทำให้ค่ารีแอกแตนซ์มีขนาดต่ำ

$$d_c = 0.03 + 0.44 d \quad (2)$$

โดยที่

และ W_{eff} เป็นความกว้างประสิทธิผลของแถบสกริป ซึ่งคำนวณได้จากสูตรต่อไปนี้

$$W_{eff} = \frac{h\eta_0}{Z_c\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3)$$

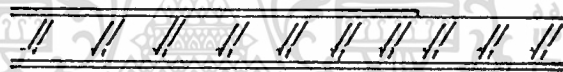
เมื่อใช้สูตรชุดนี้ในการคำนวณขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง d ของไมโครสกริปที่สร้างอยู่บนชั้นสเตรตแบบอะลูมินาที่มีค่า $\epsilon_r = 10.1$ และความหนา $h = 0.635$ mm สำหรับกรณีที่มี $Z_c = 18$ โอห์ม นั้น จะได้ $d = 1.30$ mm ในขณะที่ความกว้าง $w = 3$ mm และสำหรับกรณีที่มี $Z_c = 50$ โอห์ม จะไม่ต่างกันเท่าไร ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้ $d = 0.26 \text{ mm}$ ในขณะที่ $w = 0.6 \text{ mm}$ จากผลที่ได้นี้จะเห็นได้ว่ากรณีที่ $Z_0 = 50 \Omega$ นั้นรูปที่ 3.10 จะจะมีขนาดเล็กมากจะไม่สามารถเจาะด้วยวิธีทางกลธรรมดา จะทำได้ก็ต่อเมื่อใช้แสงเลเซอร์เท่านั้น

ปัญหาที่สำคัญอีกประการหนึ่งของการเปิดวงจรปลายสายไมโครสตริปก็คือ ตำแหน่งของรูที่เจาะนั้น มีโอกาสคลาดเคลื่อนไปตามขนาดของแผ่นวงจรพิมพ์ ซึ่งแตกต่างกันอยู่บ้างเล็กน้อย นอกจากนั้นก็อาจจะคลาดเคลื่อนไปเนื่องจากกรรมวิธีในการเจาะไม่ละเอียดพอ การคลาดเคลื่อนของตำแหน่งดังกล่าวนี้ จะส่งผลกระทบต่อค่ารีแอกแตนซ์ไม่ลดต่ำลงตามที่ต้องการ ดังนั้นการเปิดวงจรปลายสายไมโครสตริปจึงทำได้ยากกว่าการเปิดวงจรปลายสายที่จะกล่าวต่อไป

การเปิดวงจรปลายสายไมโครสตริปนั้นตามโครงสร้างก็จะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.10 ตามโครงสร้างที่แสดงนี้โดยปกติจะมีปรากฏการณ์ต่างๆ ต่อไปนี้เกิดอยู่ ซึ่งทำให้การเปิดวงจรไม่สมบูรณ์แบบตามต้องการ

(ก) เส้นแรงไฟฟ้าที่ปลายสายของไมโครสตริปสามารถแผ่เลยปลายสายไปได้ ซึ่งเรียกว่าการเกิดฟริงจิง (fringing) รูปที่ 3.10 (ข) แสดงสภาพดังกล่าวนี้



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 3.10 โครงสร้างของการเปิดวงจรปลายสายไมโครสตริป และการคิดค่าแปซิแทนซ์สมมูลที่ปลายสาย

(ข) พลังงานบางส่วนอาจจะหนีออกไปในรูปของการแพร่กระจายคลื่น

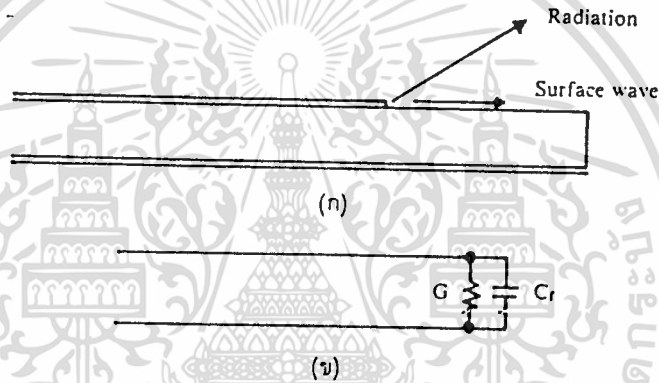
(ค) อาจจะมีการจับให้เกิดคลื่นผิว (surface wave) ส่งผ่านออกไปจากปลายสายไมโครสตริปนั้น

ปรากฏการณ์ตามข้อ (ก) นั้นเป็นสิ่งที่เกิดขึ้นทั่วไป และผลกระทบของฟริงจิงนี้จะสามารถแทนที่ ได้ด้วยคาปาซิแทนซ์ C_f ที่ต่อไว้ที่ปลายสายดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.10 (ค) สำหรับปรากฏเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การณตามข้อ (ข) และข้อ (ค) นั้นก็เท่ากับว่ามีการสูญเสียกำลังที่ปลายสายเกิดขึ้น และเมื่อคิดเป็นวงจรมุมลก็จะเหมือนกับมีขั้วคอคอดคักแดนซ์ต่ออยู่ที่ปลายสาย รูปที่ 3.11 แสดงสภาพดังกล่าวนี้เนื่องจากผลกระทบของข้อ (ข) และข้อ (ค) ที่เกิดขึ้นในโครงสร้างที่ใช้งานทั่วไปมีขนาดต่ำจึงสามารถละเลยได้ คั้งนั้นในที่นี้จะพิจารณาผลกระทบจากข้อ (ก) เป็นหลัก การศึกษาเพื่อกำหนดค่า C_r ตามรูปที่ (ค) นั้นได้มีผู้เสนอไว้หลายสูตรด้วยกัน สูตรที่ได้รับความนิยมนั้นเป็นสูตรที่เสนอโดยซิลเวสเตอร์และเบเนเด็ค (Silvester and benedek) [20] คั้งนี้คือ

$$\frac{C_r}{W} = \exp \left\{ 2.2036 \sum_{i=1}^5 K_c \left(\log \frac{W}{h} \right)^{i-1} \right\} \text{ pF/m} \quad (4)$$



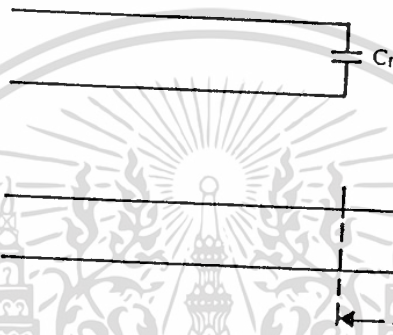
รูปที่ 3.11 การกระจายคลื่น และการเกิดคลื่นผิวออกจากปลายสายไมโครสตริป และวงจรมุมล

โดยที่ K_c เป็นสัมประสิทธิ์ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามค่า ϵ_r และอันดับ i ตารางที่ 3.3 แสดงค่า K_c สำหรับค่า ϵ_r และ i ต่างๆ สำหรับค่า K_c ที่ค่า ϵ_r นอกเหนือจากที่แสดงไว้นี้จะประมาณค่าได้จากกราฟที่เขียนระหว่าง ϵ_r และ K_c และ i ที่อันดับต่างๆ โดยใช้ตัวเลขที่แสดงไว้ในตาราง

ϵ_r	1.0	2.5	4.2	9.6	16.0	51.0
i						
1	1.110	1.295	1.443	1.738	1.938	2.403
2	-0.2892	-0.2817	-0.2535	-0.2538	-0.2233	-0.2220
3	0.1815	0.1367	0.1062	0.1308	0.1317	0.2170
4	-0.0033	-0.0133	-0.0260	-0.0087	-0.0267	-0.0240
5	-0.0540	-0.0267	-0.0073	-0.0113	-0.0147	-0.0840

ตารางที่ 3.3 ค่าสัมประสิทธิ์ K_c สำหรับ ϵ_r ที่มีค่าต่าง ๆ

จากค่า C_r ที่คำนวณได้ตามสมการ (4) นี้ เราจะนำไปหาค่าตำแหน่งเปิดวงจรทางไฟฟ้าของไมโครสตริปได้โดยพิจารณาดังนี้คือ การที่มีคาแปซิแตนซ์ต่ออยู่ปลายสายนั้น ในเชิงไฟฟ้าก็เหมือนกับสายนำสัญญาณนั้นเปิดวงจรอยู่ที่ตำแหน่งที่ยาวออกไปจากตำแหน่งเปิดวงจรทางกายภาพ รูปที่ 3.12 แสดงลักษณะดังกล่าวนี้ การหาความยาวสมมูลของสายนำสัญญาณส่วนที่ยาวออกไปนี้จะพิจารณาได้



รูปที่ 3.12 การต่อคาแปซิแตนซ์ไว้ที่ปลายสายกับการคิดความยาวสมมูล

โดยให้ค่าอิมพีแดนซ์ที่มองเห็นที่ตำแหน่ง A ในรูป (ก) และรูป (ข) มีค่าเท่ากัน นั่นคือ

$$\frac{1}{j\omega C_r} = -jZ_c \cot\beta l_c$$

หรือ

$$\frac{1}{\omega C_r} = \frac{Z_c}{\tan\beta l_c} \tag{5}$$

เนื่องจากโดยทั่วไป C_r มีค่าเป็น pF หรือต่ำกว่า ดังนั้น จึงมีขนาดเล็ก ทำให้สามารถประมาณค่า $\tan\beta l_c \approx \beta l_c$ และทำให้สมการ (5) เขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$\begin{aligned} \frac{1}{\omega C_r} &= \frac{Z_c}{\beta l_c} = \frac{Z_c \lambda_g}{2\pi l_c} \\ &= \frac{Z_c C}{\omega l_c \sqrt{\epsilon_{eff}}} \end{aligned}$$

$$\therefore l_c = \frac{c Z_c C_r}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \tag{6}$$

ผลที่ได้นี้จะมีความถูกต้องสูงสำหรับขีดสเตรตที่มีความหนาไม่เกิน 1 mm และในช่วงความถี่ $2 < f < 20$ GHz นอกจากนี้ก็กล่าวมายังมีสูตรง่ายๆ ที่เสนอโดยแฮมเมอร์สแตดและเบ็กกาดอล (Hammerstad and Bekkadal) [10] ดังนี้คือ

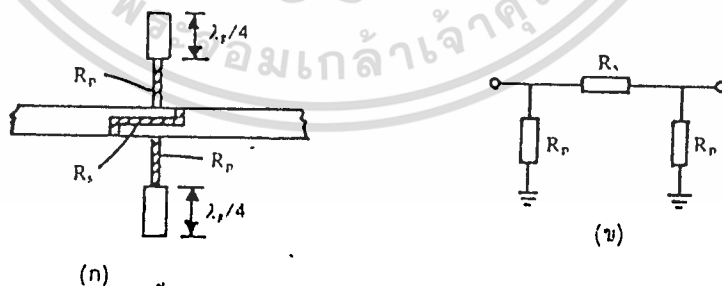
$$\epsilon_{eff} = 0.412 h \left(\frac{\epsilon_{eff} - 0.3}{\epsilon_{eff} - 0.258} \right) \left(\frac{w/h + 0.262}{w/h + 0.813} \right) \quad (7)$$

สูตรนี้จะสะดวกในการคำนวณมากกว่า แต่ความผิดพลาดนั้นอาจจะสูงกว่า 5% ได้ เพราะฉะนั้นต้องระมัดระวังในการใช้

การลดทอนสัญญาณและการต่อแมตซ์ชิงโหลด

การลดทอนสัญญาณและการต่อแมตซ์ชิง โหลดนั้นนับว่าเป็นสิ่งจำเป็นและต้องใช้ในวงจรจริงๆ บ่อยๆ ในหัวข้อย่อยนี้จะกล่าวถึงโครงสร้างของชิ้นส่วนลดทอนสัญญาณ และชิ้นส่วนแมตซ์ชิง โหลดตามลำดับ

การลดทอนสัญญาณหรือการต่อแมตซ์ชิง โหลดนั้นจะอาศัยหลักการเดียวกันกับกรณีของสายโคแอกเซียลหรือท่อนำคลื่น กล่าวคือใช้แผ่นความต้านทานวางขนานกับระนาบที่มีกระแสไหลในกรณีของไมโครสตริปนั้น เนื่องจากกระแสไหลตามแนวแกนของไมโครสตริป ดังนั้นการฉาบฟิล์มความต้านทานในแนวเดียวกับไมโครสตริปก็จะทำให้เกิดการดูดกลืนพลังงานได้ และเพื่อให้มีการแมตซ์ชิงที่ดี ริคคาร์ด (Rickard) [18] ได้เสนอให้ใช้โครงสร้างตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.13 (ก) ซึ่งเมื่อเขียนวงจรสมมูลแล้วจะได้ตามรูป (ข) ชิ้นส่วนลดทอนตามโครงสร้างนี้จะเรียกว่าแบบ π ตามโครงสร้างและรูปร่างของวงจรสมมูลที่เกิดขึ้น ในกรณีที่ไมโครสตริปมี $Z_0 = 50 \Omega$ นั้นเมื่อออกแบบให้ $R_s = 17 \Omega$ และ $R_p = 290 \Omega$ จะทำให้เกิดการลดทอนสัญญาณ 3 dB ในการออกแบบนั้นจะต้องระวังในประเด็นต่อไปนี้คือความยาวของแถบความต้านทานจะต้องสั้นเพียงพอเพื่อมีคุณสมบัติของชิ้นส่วนแบบลัมปี โดยทั่วไปจะต้องสั้นกว่า $\lambda_g/8$ ของความถี่สูงสุดซึ่งหมายถึงจะยาวเพียง 1 mm หรือต่ำกว่าเมื่อความถี่สูงกว่า 19 GHz ขึ้นไป



รูปที่ 3.13 โครงสร้างของชิ้นส่วนลดทอนสัญญาณของไมโครสตริปแบบ π และวงจรสมมูล

ประเด็นต่อไปก็คือการต่อลงกราวด์ของ R_p จะใช้ไมโครสตริปปลายเปิดวงจรที่มีความยาวประสิทธิภาพเป็น $\lambda_g/4$ โดยที่ λ_g จะเป็นความยาวคลื่นของความถี่ศูนย์กลางที่ใช้งาน และไมโคร

สตริปส่วนที่ใช้ในการปิดวงจรนี้ให้มี $Z_0 = 30\Omega$ เมื่อออกแบบตามนี้แล้วจะพบว่าชิ้นส่วนลวดทอง สัญญาณนี้จะมีค่าลวดทองสัญญาณ $3\text{ dB} \pm 0.2\text{ dB}$ โดยที่มี $VSWR < 1.1$ ตลอดช่วงความถี่ $8 \leq f \leq 20\text{ GHz}$

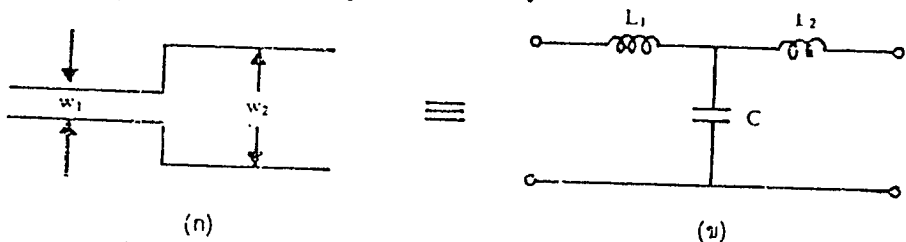
สำหรับการสร้างแมตซ์ชิงโพลนนั้นพบว่าที่ความถี่ต่ำกว่า 12 GHz นั้นการต่อฟิล์มความต้านทานไปตามแนวของไมโครสตริปแล้วปิดวงจรปลายสายนั้นก็จะให้ผลคือจะมี $VSWR$ ต่ำกว่า 1.1 แต่สำหรับความถี่ที่สูงกว่า 12 GHz ขึ้นไปนั้น แถบฟิล์มความต้านทานนี้มักจะแสดงค่าอินคักแดนซ์ด้วย ซึ่งหมายถึงวงจรสมมูลที่ได้จะเป็นค่ารีซิสแตนซ์ต่ออนุกรมกับค่าอินคักแดนซ์อยู่ซึ่งทำให้การแมตซ์อิมพีแดนซ์ทำได้ยาก ในกรณีความถี่สูงนี้มีผู้เสนอให้ใช้ประโยชน์จากชิ้นส่วนลวดทองสัญญาณ 3 dB แบบ π ที่กล่าวมาข้างต้น โดยนำชิ้นส่วนนี้มาต่อกันแบบอนุกรมสองชุดโดยให้ห่างกันประมาณ $\lambda_g/4$ ที่ความถี่ 15 GHz แล้วต่อความต้านทาน $50\ \Omega$ ต่อจากชิ้นส่วนลวดทองสัญญาณอันที่สองโดยให้มีระยะห่างประมาณ $\lambda_g/16$ ที่ความถี่ 15 GHz และปลายของความต้านทาน $50\ \Omega$ นั้นต่อลงกราวด์อย่างเหมาะสม เมื่อทำเช่นนี้แล้วจะได้แมตซ์ชิงโพลนที่มีคุณสมบัติคือมีค่า $VSWR$ ต่ำกว่า 1.1 จนถึงความถี่ 18 GHz

ชิ้นส่วนรีเอกแตนซ์ในวงจรไมโครสตริป

การสร้างชิ้นส่วนรีเอกแตนซ์ในวงจรไมโครสตริปเพื่อใช้ในการแมตซ์อิมพีแดนซ์ก็คิหรือใช้ในการสร้างฟิลเตอร์ก็คิ จะทำให้หลายแบบด้วยกันคือ แบบที่ใช้ไมโครสตริปที่มีความกว้างเปลี่ยนแปลงเป็นขั้น แบบชิ้นส่วนลัมปี แบบสลับ และแบบที่อาศัยการคัปปลิง ระหว่างไมโครสตริปที่วางขนานกันในที่นี้จะกล่าวถึง 2 แบบแรกเป็นหลัก ส่วนแบบอื่นๆจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

(1) ไมโครสตริปที่มีความกว้างเปลี่ยนแปลงเป็นขั้นและค่ารีเอกแตนซ์ที่เกิดขึ้น

โดยทั่วไปไมโครสตริปที่มีค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติค่าหนึ่ง เมื่อมีความไม่ต่อเนื่องเกิดขึ้นในลักษณะที่ความกว้างของแถบสตริปเปลี่ยนไปแบบเป็นขั้นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.14 (ก) ตรงมุมฉากที่เกิดขึ้นนั้น จะเกิดการรวมกลุ่มของประจุไฟฟ้า ในขณะที่เดียวกันก็ทำให้เกิดการไหลของกระแส ที่บริเวณขอบของสตริปมากขึ้น ลักษณะดังกล่าวนี้เท่ากับทำให้เกิดค่าชันด์คาแปซิแตนซ์และค่าอินคักแดนซ์อนุกรมขึ้นดังวงจรสมมูลที่แสดงไว้ในรูป (ข)



รูปที่ 3.14 ไมโครสตริปที่มีความกว้างเปลี่ยนแปลงเป็นขั้นและวงจรสมมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การหาค่า L_1, L_2 และ C_s นี้ กุปตา (Gupta) [9] และกลุ่มของการ์กและบาหลี (Garg and Bahi) [7] ได้ทำการศึกษาไว้ซึ่งได้ผลดังนี้คือ กุปตาได้แสดงให้เห็นว่า ถ้าให้ L_{m1} และ L_{m2} เป็นค่าอินดักแตนซ์ ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของไมโครสตริปที่มีความกว้างเป็น w_1 และ w_2 ตามลำดับ จะได้ค่า L_1 และ L_2 ในรูปต่อไปนี้

$$L_1 = \frac{L_{m1}}{L_{m1} + L_{m2}} L \quad (8)$$

โดยที่ L เขียนได้ดังนี้
$$L_2 = \frac{L_{m2}}{L_{m1} + L_{m2}} L \quad (9)$$

$$L = (L_{m1} + L_{m2}) l_{cs} \quad (10)$$

และ

$$l_{cs} = l_c \left(1 - \frac{w_1}{w_2}\right) \quad (11)$$

โดยที่ l_c นั้นมีค่าตามสมการ (6) หรือสมการ (7)

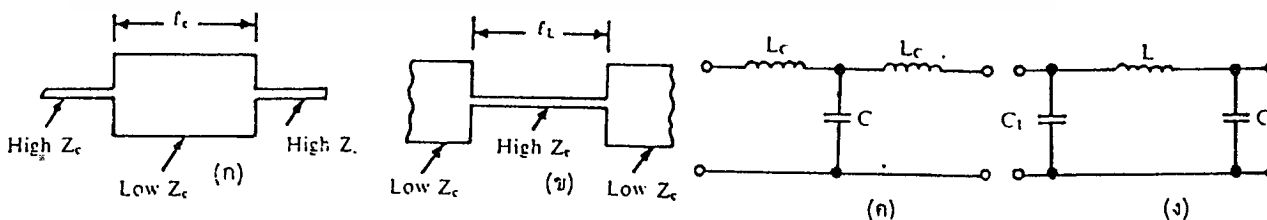
สำหรับค่า C_s นั้นการ์กและบาหลีได้เสนอสูตรคำนวณไว้ดังนี้คือ กรณีที่ $\epsilon_r \leq 10$ และ $1.5 \leq w_2/w_1 \leq 3.5$

$$\frac{C_s}{\sqrt{w_1 w_2}} = (10.1 \log \epsilon_r + 7.33) \frac{w_2}{w_1} - 12.6 \log \epsilon_r - 3.17 \text{ pF/m} \quad (12)$$

กรณีที่ $\epsilon_r = 9.6$ และ $3.5 \leq w_2/w_1 \leq 10$

$$\frac{C_s}{\sqrt{w_1 w_2}} = 130 \log \left(\frac{w_2}{w_1}\right) - 44 \text{ pF/m} \quad (13)$$

ในการสร้างชิ้นส่วนคาแปซิแตนซ์และชิ้นส่วนอินดักแตนซ์โดยอาศัยโครงสร้างแบบไม่ต่อเนื่องที่กล่าวมานี้ ก่อนอื่นเราจะพิจารณาคูสมบัติสำคัญโดยรวมดังนี้คือ ไมโครสตริปที่มีแถบสตริปกว้างกว่าแถบสตริปของสายเมน ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.15 (ก) จะทำหน้าที่เป็นคาแปซิแตนซ์ เพราะมีพื้นที่ในการเก็บประจุมากขึ้น ในทางตรงข้ามไมโครสตริปที่มีขนาดของแถบสตริปแคบกว่าแถบ สตริปของสายเมนดังที่แสดงไว้ในรูป (ข) พื้นที่ในการเก็บประจุน้อยลงทำให้พลัง



รูปที่ 3.15 การคั่นไมโครสตริปด้วยแถบสตริปที่กว้างขึ้นและแคบลง และวงจรสมมูลทางไฟฟ้า

งานเก็บสะสมอยู่ในรูปสนามแม่เหล็กมากกว่าสนามไฟฟ้า โครงสร้างนี้จึงทำตัวเหมือนกับค่าอินดักแตนซ์ที่ต่ออนุกรมอยู่กับสายเมน และเนื่องจากที่ปลายไม่ต่อเนื่องทั้งสองด้าน จะมีผลทางด้านอินดักแตนซ์และค่าคาปาซิแตนซ์ตามลำดับ จึงทำให้วงจรสมมูลของชิ้นส่วนทั้งสองแบบนี้ เขียนได้ตามรูป (ค) และรูป (ง) ตามลำดับ

ในการคำนวณความยาวที่จะทำให้ชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์ มีค่าขั้วคาปาซิแตนซ์ตามต้องการนั้นจะพิจารณาดังนี้ คือเนื่องจากแถบไมโครสตริปที่นำมาคั้น เพื่อทำหน้าที่เป็นขั้วคาปาซิแตนซ์นี้มักมีความยาวระดับหนึ่ง ทำให้ต้องพิจารณาในรูปของวงจรถวาย และเมื่อนำวงจรถวายนั้นมาคิดในรูปของวงจรสมมูลรูปตัว T ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ (ค) ค่าชั้วเซ็ปแตนซ์ B_c ของวงจรสมมูลจะเขียนในรูปพารามิเตอร์ของวงจรถวายได้โดยใช้ความรู้ในบทที่ 2 หัวข้อ 2.5 สมการ (4) ดังนี้คือ

$$B_c = \frac{1}{Z_{cc}} \sin \frac{2\pi l_c}{\lambda_{gc}} \quad (14)$$

โดยที่ Z_{cc} เป็นอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตริปในช่วงที่กำลังพิจารณาอยู่ และ λ_{gc} เป็นความยาวคลื่นในช่วงเดียวกันนี้ จากสมการ (14) นี้เมื่อกำหนดค่า B_c หรือ ωC และ Z_{cc} มาให้ ก็จะสามารถคำนวณความยาวได้ อย่างไรก็ตามเราจำเป็นต้องคิดค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นที่ปลายทั้งสองเมื่อไมโครสตริปเส้นนี้ต่ออยู่กับไมโครสตริปที่มีความกว้างของแถบสตริปเล็กกว่าดังกล่าวข้างต้น นอกจากนั้นถ้าไมโครสตริปแถบกว้างนี้ไปต่ออยู่กับไมโครสตริปแถบแคบที่ทำหน้าที่เป็นค่าอินดักแตนซ์คั้งวงจรสมมูลในรูปที่ (ง) ผลของค่าชั้วเซ็ปแตนซ์ B_L ก็จะมีส่วนทำให้ความยาว ที่ต้องการสั้นลงด้วย

สำหรับค่าอินดักแตนซ์ X_L ในวงจรสมมูลตามรูปที่ (ค) นั้นจะมีค่าคำนวณได้ตามสูตรต่อไปนี้

$$X_c = \frac{\pi l_c Z_{cc}}{\lambda_{gc}} \quad \text{หรือ} \quad L_c = \frac{l_c Z_{cc}}{2f \lambda_{gc}} \quad (15)$$

และเนื่องจากทั้งค่า มีขนาดเล็ก ดังนั้นถ้าความถี่อยู่ในหลักของ GHz ค่า L จะอยู่ในหลักของ nH หรือต่ำกว่า เมื่อค่า L_c มีระดับต่ำมากก็สามารถละเลยได้

ในกรณีของชิ้นส่วนแบบอินดักแตนซ์นั้นการพิจารณาค่า X_L , B_L ในวงจรสมมูลตามรูปที่ (ง) ก็ทำได้โดยใช้สมการ (7) ในบทที่ 2 หัวข้อ 2.5 เช่นเดียวกัน ซึ่งจะสามารถคำนวณหา X_L ได้ดังนี้

$$X_L = Z_{cL} \sin \left(\frac{2\pi l_L}{\lambda_{fL}} \right) \quad (16)$$

โดยที่ Z_{oL} และ λ_{gL} เป็นอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติและความยาวคลื่นในไมโครสตริปที่กำลังพิจารณาอยู่นี้จากสมการ (16) นี้ เมื่อกำหนดค่า X_L และ Z_{oL} ที่ต้องการมาให้อีกก็จะทำได้คำนวณความยาวที่ต้องการได้

สำหรับค่า B_L ในวงจรสมมูลตามรูปที่ (ง) นั้นจะหาได้โดยใช้สูตรต่อไปนี้

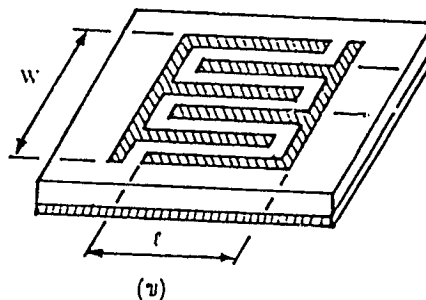
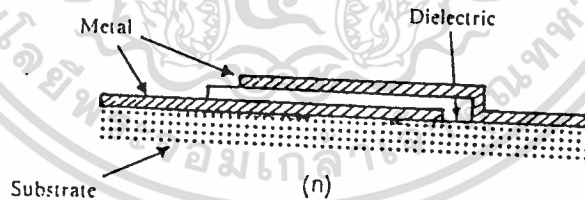
$$B_L = \frac{1}{Z_{cL}} \tan\left(\frac{\pi l_L}{\lambda_{gL}}\right) \quad (17)$$

จากที่กล่าวมาข้างต้นนี้จะเห็นได้ว่าเราสามารถคำนวณพารามิเตอร์ของวงจรสมมูลของชิ้นส่วนไมโครสตริปที่ทำหน้าที่เป็นคาปาซิแตนซ์ และที่ทำหน้าที่เป็นอินดักแตนซ์ได้ ดังนั้นเราจะสามารถนำชิ้นส่วนเหล่านี้ไปต่อกันแบบแคสเคดเพื่อประกอบเป็นวงจรฟิลเตอร์ได้ดังรายละเอียดที่จะกล่าวในหัวข้อต่อไป

(2) ชิ้นส่วนรีแอกแตนซ์แบบลัมปี

ชิ้นส่วนรีแอกแตนซ์แบบลัมปีในวงจรไมโครสตริปนั้นบางครั้งให้ความสะดวกในการทำงาน เพราะมีขนาดเล็ก ในที่นี้จะกล่าวถึงชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์และชิ้นส่วนอินดักแตนซ์แบบลัมปี และตัวอย่างการใช้งานของชิ้นส่วนเหล่านี้

ชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์แบบลัมปีที่มีที่ใช้กันอยู่นั้นจะมีโครงสร้างตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.16 ในรูป (ก) นั้นเป็นโครงสร้างแบบแผ่นโลหะขนาน ซึ่งจะมีลักษณะคล้ายกับชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์ที่ใช้ในย่านความถี่ต่ำกว่าไมโครเวฟ



รูปที่ 3.16 โครงสร้างของชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์แบบลัมปี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กล่าวคือเป็นแผ่นโลหะขนานที่คั่นด้วยสารไดอิเล็กตริก การคำนวณค่าคาแปซิแตนซ์นั้นก็จะทำได้โดยใช้สูตรต่อไปนี้

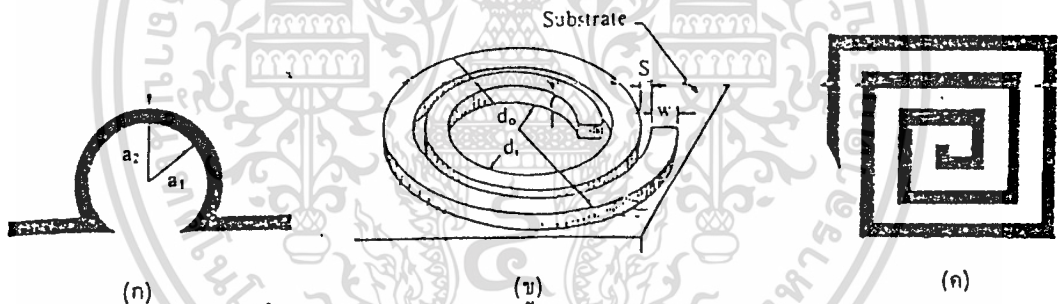
$$C = 8.85 \frac{\epsilon_r S}{d} \text{ pF} \quad (18)$$

โดยที่ S เป็นพื้นที่ของแผ่นโลหะ และ d เป็นความหนาของสารไดอิเล็กตริก ตัวอย่าง C ในกรณีเช่น สารไดอิเล็กตริกเป็นซิลิกา (SiO_2) ซึ่งมี $\epsilon_r = 2.25$ $S = 1\text{mm}^2$ และ $d = 10 \mu\text{m}$ จะได้ $C = 2 \text{ pF}$

สำหรับชิ้นส่วนคาแปซิแตนซ์ที่มีโครงสร้างตามรูปที่ 3.16 (ข) นั้น จะมีรูปร่างเหมือนทวี 2 อัน ขบกันอยู่ในกรณีนี้ค่า C จะคำนวณได้จากสูตรต่อไปนี้

$$C = \frac{\epsilon_r + 1}{W} \epsilon [(N-3)A_1 + A_2] \text{ pF} \quad (19)$$

โดยที่ $A_1 = 8.85 * 10^{-2} W$, $A_2 = 9.92 * 10^{-2} W$ และ W มีหน่วยเป็น cm โครงสร้างแบบนี้โดยทั่วไปจะสร้างคาแปซิแตนซ์ที่มีค่าในช่วง 0.1 - 15 pF



รูปที่ 3.17 โครงสร้างของชิ้นส่วนอินดักแตนซ์แบบลัมปี

อันดับต่อไปเป็นชิ้นส่วนอินดักแตนซ์แบบลัมปี รูปที่ 3.17 แสดงโครงสร้างของชิ้นส่วนดังกล่าวนี้ รูป (ก) แสดงแบบที่มีโครงสร้างเป็นรูปลูปวงกลมสร้างบนขั้วสเตเรต ซึ่งจะอาศัยหลักการของการเกิดฟลักซ์ลิงเกจ (flux linkage) ระหว่างฟลักซ์แม่เหล็กกับกระแสไฟฟ้าในการสร้างคุณสมบัติอินดักแตนซ์ เช่นเดียวกับที่ใช้ในย่านความถี่ที่ต่ำกว่าไมโครเวฟ เมื่อให้ $a = (a_1 + a_2)/2$ หรือเป็นรัศมีเฉลี่ยของลูปวงกลม w เป็นความกว้างของแถบโลหะ และ t เป็นความหนาของแถบโลหะ จะสามารถคำนวณค่า L ได้จากสูตรต่อไปนี้

$$L = 2 \left[\epsilon n \frac{t}{w+1} - 1.76 \right] \text{ nH} \quad (20)$$

โดยที่ n เป็นความยาวของลูป ในกรณีที่วงลูปเกือบ ๆ ปิดก็จะใช้ $1 = 2\pi a$

สำหรับชั้นส่วนอินดักแตนซ์ที่มีโครงสร้างตามรูปที่ (ข) และ (ค) ซึ่งมีรูปร่างเหมือนกัน ขยอกันแบบวงกลม และแบบสี่เหลี่ยม นั่นก็อาศัยหลักการของฟลักซ์ลิงเกจเช่นเดียวกัน สูตรที่ใช้ในการคำนวณค่า L ของรูป (ข) นั้นเป็นดังนี้คือ

$$L = 393 \frac{a^2 n^2}{8a + 11c} \text{ nH} \quad (21)$$

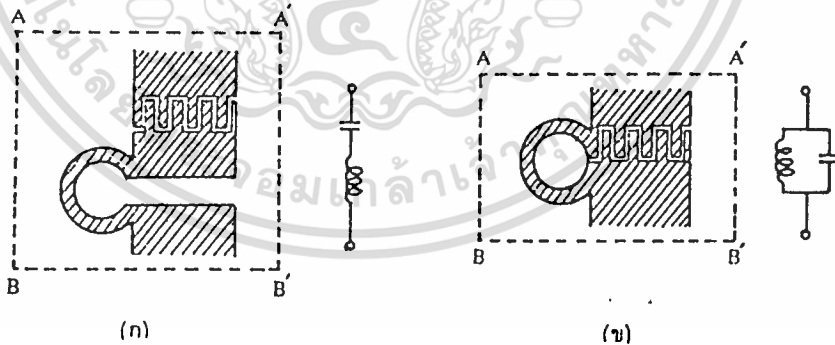
โดยที่ a เป็นรัศมีเฉลี่ยของขดสตริปคือ $a = (d_o + d_i)/2$ และ n เป็นจำนวนรอบ และ d_o, d_i มีหน่วยเป็น cm สำหรับโครงสร้างตามรูป (ค) นั้นจะคำนวณค่า L ได้ตามสูตรต่อไปนี้

$$L = 0.24 \frac{a n^{5/3} \ln \frac{8a}{c}}{c} \quad (22)$$

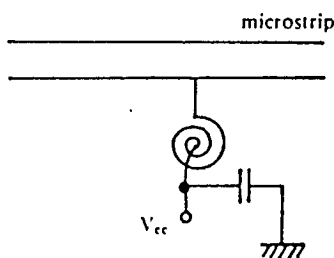
โดยที่ a ความกว้างเฉลี่ยเช่นเดียวกับกรณีก่อน และหน่วยของความยาวเป็น cm เช่นเดียวกัน

อนึ่งสูตรคำนวณค่า L ในสมการ (20) - สมการ (22) นี้เป็นสูตรคำนวณค่า L ของโครงสร้างต่างๆ เหล่านั้นในสภาพที่อยู่ลอยๆ ในอวกาศ ในกรณีที่โครงสร้างต่างๆ เหล่านั้นสร้างอยู่บนฉาบสเตรตที่หน้าตรงข้ามเป็นแผ่นกราวด์ สูตรทั้งหลายนี้จะใช้งานได้ดีต่อเมื่อผลคูณของ ϵ_r กับ Z_o มีค่าเกิน 300Ω

ชั้นส่วนรีเอกแตนซ์แบบลัมปีที่กล่าวมานี้ นอกจากจะใช้งานโคคๆ แล้วยังใช้ประกอบเป็นวงจรเรโซแนนซ์ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.18 และใช้ในวงจรไบแอสดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.19



รูปที่ 3.18 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนานที่สร้างจากชั้นส่วนรีเอกแตนซ์แบบลัมปี



รูปที่ 3.19 วงจรไบแอสที่ใช้ชั้นส่วนอินดักแตนซ์แบบลัมปี

อินซันส่วนรีแอกแตนซ์ ที่กล่าวมาทั้งหมดในหัวข้อนี้ ส่วนใหญ่จะทำงานได้ดีในย่านความถี่ที่ต่ำกว่า 2 GHz เพราะที่ความถี่สูงกว่านี้ จะต้องมีขนาดเล็กลงมาก และการสูญเสียก็จะสูงขึ้นด้วย

การออกแบบวงจรฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำที่ใช้อินซันส่วนรีแอกแตนซ์แบบวงจรกระจาย

ในหัวข้อที่แล้วในช่วงแรกได้กล่าวถึงการสร้างอินซันส่วนรีแอกแตนซ์แบบวงจรกระจาย และวงจรสมมูลของอินซันส่วนอินดักแตนซ์ และอินซันส่วนคาปาซิแตนซ์ อินซันส่วนรีแอกแตนซ์แบบนี้เมื่อพิจารณาจากวงจรสมมูลแล้ว จะเห็นได้ว่าเมื่อนำเอาอินซันส่วนอินดักแตนซ์มาต่อแคสเคดกับอินซันส่วนคาปาซิแตนซ์จะได้เป็นวงจรฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำ ในการออกแบบวงจรฟิลเตอร์นี้จะมีขั้นตอนดังนี้คือ

(ก) กำหนดคุณสมบัติของฟิลเตอร์ที่ต้องการ

(ข) จากคุณสมบัติที่ต้องการทำการกำหนดวงจรอินซันส่วนลัมปี และกำหนดค่าของอินซันส่วนลัมปีต่างๆ ในวงจรนั้น

(ค) เขียนวงจรไมโครสตริปที่มีวงจรสมมูลตามวงจรอินซันส่วนลัมปีในข้อ (ข) จากนั้นทำการคำนวณความกว้างและความยาวของไมโครสตริปแต่ละช่วงที่ให้ค่าอินดักแตนซ์หรือคาปาซิแตนซ์ตามที่ต้องการ

ขั้นตอน (ก) และ (ข) นั้นเป็นขั้นตอนปกติที่ใช้ในการออกแบบวงจรอินซันส่วนลัมปีโดยทั่วไปซึ่งรายละเอียดแสดงไว้ในหนังสือเกี่ยวกับการออกแบบฟิลเตอร์ทั่วไป ดังนั้นในที่นี้จะกล่าวถึงขั้นตอน (ค) เป็นหลัก เมื่อได้รูปวงจรตามขั้นตอน (ข) ก็จะสามารเขียนวงจรไมโครสตริปที่ให่วงจรสมมูลรูปเดียวกันได้ งานที่เหลือก็คือการกำหนดอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติและความยาวของไมโครสตริปแต่ละช่วงให้มีค่าอินดักแตนซ์และค่าคาปาซิแตนซ์ตามที่ต้องการ การกำหนดค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัตินี้ก็เท่ากับเป็นการกำหนดความกว้างของแถบสตริป ซึ่งจะต้องคำนึงถึงความถี่เป็นไปได้การสร้างและปัญหาที่เกิดขึ้นได้ โดยทั่วไปสิ่งที่ต้องการคำนึงถึงมี 2 ประการด้วยกันคือ

(ก) ในอินซันส่วนอินดักแตนซ์การสร้างค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติที่มีค่าสูงเกินไปจะทำให้แถบไมโครสตริปแคบมากจนเป็นปัญหาในการสร้างได้

(ข) ในอินซันส่วนคาปาซิแตนซ์การสร้างค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติที่มีค่าต่ำเกินไป ทำให้ความกว้างของแถบสตริปกว้างมาก จนทำให้เกิดเรโซแนนซ์ตามแนวขวาง (transverse resonance) ของคลื่นความถี่สูงสุดได้

จากข้อจำกัดที่กล่าวมาทั้งสองข้อนี้ทำให้การใช้งานจริงสามารถเลือกใช้ค่า Z_0 ในช่วงจำกัดเท่านั้น ยกตัวอย่างเช่น ในกรณีที่จับสเตรคเป็นอะลูมินาที่มี $\epsilon_r = 9.6$ และมีความหนาเท่ากับ 0.635

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

mm ค่า Z_0 ที่เลือกใช้นั้นจะอยู่ในช่วง 25Ω ถึงประมาณ 90Ω ทั้งนี้เพราะเมื่อลองคำนวณความกว้างของแถบสตริปและความยาวคลื่นของความถี่ 2 GHz ในไมโครสตริปที่มีค่า Z_0 ดังกล่าวนี้ผลที่ได้จะเป็นดังตารางที่ 2.4

$Z_0 (\Omega)$	25	50	90
w (mm)	2.00	0.63	0.13
λ_g (mm)	55.7	64.7	65.0

ตารางที่ 2.4

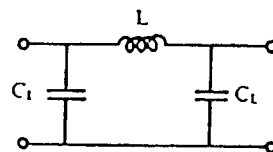
เมื่อพิจารณาค่า w ในตารางจะเห็นได้ว่า $w = 0.13$ mm เมื่อ $Z_0 = 90\Omega$ ซึ่งจัดว่าแคบมาก คำนึงถ้าให้ Z_0 ค่าใหญ่กว่านี้ก็จะมีความยากในการสร้างได้ สำหรับ $Z_0 = 25 \Omega$ นั้น w จะมีค่าประมาณ 2 mm ซึ่งจัดว่ายังไม่กว้างนัก แต่ถ้าออกแบบให้ Z_0 เล็กกว่านี้ w ก็จะกว้างขึ้นทำให้เกิดปัญหาของการเกิดเรโซแนนซ์ตามแนวขวางได้ นอกจากนี้ยังทำให้ต้องการพื้นที่มากขึ้นด้วย

เมื่อสามารถเลือกใช้ค่า Z_0 ที่เหมาะสมสำหรับไมโครสตริปแต่ละช่วงได้แล้ว ก็จะมาไปคำนวณความยาวของไมโครสตริปที่จะทำให้ได้ค่า L และค่า C ตามที่ต้องการต่อไปได้ อย่างไรก็ตามในกรณีของวงจรฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำที่กำลังพิจารณาอยู่นี้ โดยทั่วไปจะต้องนำชิ้นส่วนอินดักแตนซ์ต่อสลับกับชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์ คำนึงในการกำหนดความยาวของแต่ละชิ้นส่วนจึงต้องคำนึงถึงผลจากชิ้นส่วนข้างเคียงด้วย ในการพิจารณาความยาวของชิ้นส่วนอินดักแตนซ์ที่ถูกขนาบด้วยชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.20 (ก) นั้น เนื่องจากวงจรสมมูลเขียนได้ตามรูป (ข) และ L_0 ของชิ้นส่วนข้างเคียงมีขนาดเล็กจนสามารถละเลยได้ ในทำนองเดียวกัน L_0 ซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนความกว้างแบบเป็นขั้นที่ปลายสายก็มีขนาดเล็กจะสามารถละเลยได้ คำนึงการกำหนดความยาว ก็จะทำให้ได้โดยใช้สมการ (16) ซึ่งจะได้ผลดังนี้

$$l_L = \frac{\lambda_g L}{2\pi} \sin^{-1} \left(\frac{\omega L_L}{Z_{cL}} \right) \quad (23)$$



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.20 ชิ้นส่วนอินดักแตนซ์ที่ถูกขนาบไว้ด้วยชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์และวงจรสมมูลที่ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับค่า C_L ก็จะคำนวณได้จากสมการ (17) ดังนี้

$$C_L = \frac{1}{\omega Z_c L} \tan\left(\frac{\pi l_L}{\lambda_{gL}}\right) \quad (24)$$

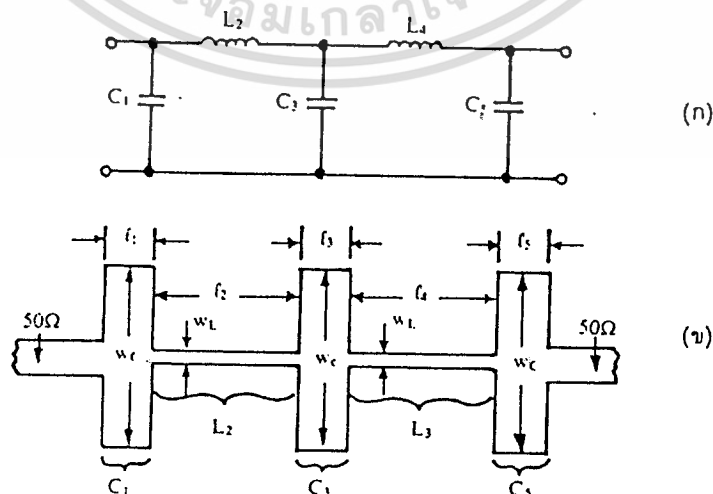
ในอันดับต่อไปจะพิจารณาวิธีกำหนดความยาว ของชิ้นส่วนคาแปซิแตนซ์ที่ถูกขนานด้วย ชิ้นส่วนอินดักแตนซ์ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.15 (ก) ในกรณีนี้เนื่องจากวงจรสมมูลจะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูป (ค) ดังนั้นการคำนวณค่า จะต้องพิจารณาอย่างรอบคอบดังนี้คือ ถ้าค่าคาแปซิแตนซ์รวมทั้งที่ต้องการคือ C_T เนื่องจาก L_0 มีขนาดเล็กมากละเลยได้ ค่าคาแปซิแตนซ์ C_0 ที่จะนำไปกำหนดความยาว ก็จะมีค่าดังต่อไปนี้

$$C_C = C_T - C_{L1} - C_{L2} - C_{S1} - C_{S2} \quad (25)$$

โดยที่ C_{L1} , C_{L2} เป็นค่าคาแปซิแตนซ์จากชิ้นส่วนอินดักแตนซ์ข้างเคียง ซึ่งคำนวณได้จากสมการ (24) และ C_{S1} , C_{S2} เป็นคาแปซิแตนซ์ที่เกิดจากฟริงจิงที่ปลายสายซึ่งคำนวณได้จากสมการ (12) และสมการ (13) ดังนั้นความยาว จึงถูกกำหนดจากค่า C_C ตามสมการ (25) นี้และคำนวณได้โดยใช้สมการ (14) ดังนี้

$$l_c = \frac{\lambda_{gC}}{2\pi} \sin^{-1}(\omega C_C Z_{cC}) \quad (26)$$

จากที่กล่าวมาข้างต้นนี้จะเห็นได้ว่าเมื่อกำหนดวงจรของชิ้นส่วนแบบลัมปีได้ก็จะนำไปคำนวณหาความกว้างและความยาวของชิ้นส่วนไมโครสตริปแต่ละช่วงได้ รูปที่ 3.21 แสดงตัวอย่างโครงสร้างของวงจรไมโครสตริปที่ทำงานเหมือนกับวงจรชิ้นส่วนแบบลัมปีที่แสดงไว้ในรูป (ก) รูปที่แสดงนี้เป็นกรณีที่ไม่โครสตริปที่อินพุตและเอาต์พุตมีค่าเป็น 50Ω



รูปที่ 3.21 วงจรฟิลเตอร์ชิ้นส่วนลัมปีและวงจรไมโครสตริปที่ทำงานเหมือนกัน

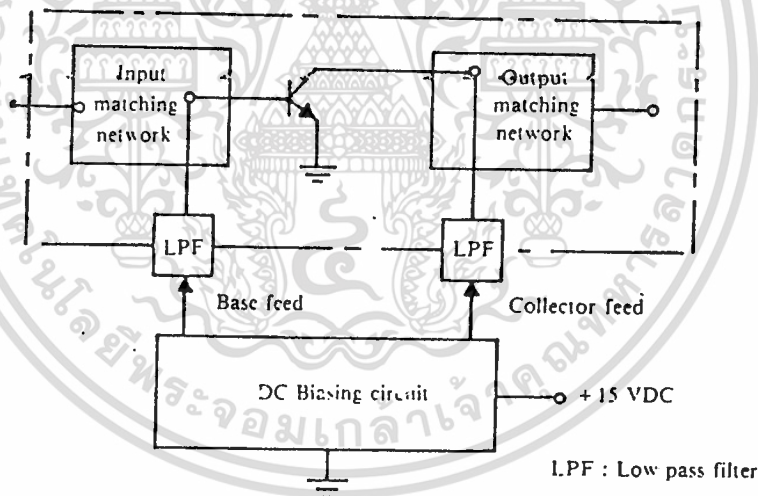
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแมตช์อิมพีแดนซ์ในวงจรไมโครสตริปโดยใช้สตัป

ในวงจรไมโครเวฟที่เชื่อมโยงด้วยไมโครสตริปนั้น เนื่องจากชิ้นส่วนวงจรมีหลายแบบด้วยกัน เช่นทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการขยายกำลัง และเซอร์กิวเลเตอร์และไอโซเลเตอร์ เป็นต้น ชิ้นส่วนวงจรเหล่านี้มักจะไม่สามารถแมตช์ได้โดยตรงกับอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตริปซึ่งมีค่าเป็น 50Ω ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีวงจรแมตช์ซึ่งมาช่วย ในที่นี้จะกล่าวถึงการแมตช์อิมพีแดนซ์ในวงจรขยายที่ใช้ทรานซิสเตอร์ซึ่งเป็นกรณีที่พบบ่อยๆ และจะเป็นตัวอย่างที่ดีของการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ใช้สตัป

วงจรขยายที่ใช้ทรานซิสเตอร์นั้นโดยทั่วไปจะมีส่วนประกอบตามรูปที่ 3.22 กล่าวคือมี วงจรไบแอส วงจรแมตช์ซึ่งทางด้านอินพุตและวงจรแมตช์ซึ่งทางด้านเอาต์พุตวงจรไบแอสนั้นไฟกระแสตรงที่ส่งเข้าไปไบแอสจะต้องผ่านวงจรฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำเพื่อป้องกันไม่ให้ความถี่สูงผ่านเข้าไปเป็นสัญญาณรบกวนและป้องกันไม่ให้เกิดการป้อนกลับผ่านแหล่งจ่ายไฟได้ ฟิลเตอร์ดังกล่าวนี้ มักจะใช้ฟีดท루คาปาซิเตอร์ (feed-through capacitor) เป็นส่วนใหญ่ หรือบางครั้งอาจใช้ชิ้นส่วนอินดักแตนซ์แบบลัมปี หรือใช้ทั้งสองอย่างร่วมกัน



รูปที่ 3.22 ส่วนประกอบของวงจรขยายกำลังที่ใช้ทรานซิสเตอร์

สำหรับวงจรแมตช์ซึ่งทางด้านอินพุตและทางด้านเอาต์พุตนั้นเนื่องจากอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดที่สัญญาณที่เข้า กับอิมพีแดนซ์ของโหลดที่ขาออกมักจะมีค่า 50Ω ดังนั้นการแมตช์อิมพีแดนซ์ก็จะเป็นการแมตช์ให้เข้ากับอิมพีแดนซ์ 50Ω นี้ ในย่านความถี่ที่สูงมาก ๆ เช่นนี้โดยทั่วไปลักษณะสมบัติของทรานซิสเตอร์มักจะแสดงในรูปของ S พารามิเตอร์มากกว่า Y พารามิเตอร์ ทั้งนี้เพราะการวัด S พารามิเตอร์จะทำได้ง่ายกว่าและมีความเชื่อถือได้สูงกว่า จากค่า S พารามิเตอร์ที่กำหนดมาให้จะสามารถนำไปคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับที่ขั้วอินพุตของ

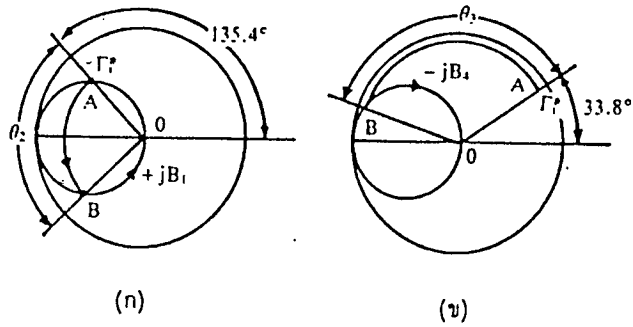
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

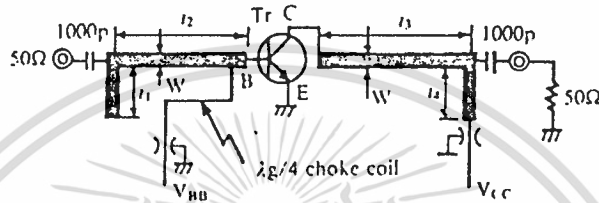
ทรานซิสเตอร์ได้ ซึ่งก็หมายถึงจะสามารถนำข้อมูลนี้ไปออกแบบวงจรแอมป์ซึ่งทางด้านอินพุตได้ ในทำนองเดียวกันจาก S พารามิเตอร์ชุดเดียวกันนี้พร้อมกับสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับที่ขั้วอินพุตจะสามารถคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับที่ขั้วเอาต์พุตได้ อันที่จริงแล้วเวลาทำการวัดเพื่อหาค่า S พารามิเตอร์นั้นส่วนใหญ่ก็จะวัดค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับที่ขั้วอินพุตได้พร้อมกับค่า S พารามิเตอร์ ซึ่งก็จะสามารถใช้เป็นข้อมูลในการออกแบบวงจรแอมป์ซึ่งต่อไปได้สะดวกยิ่งขึ้น

ในอันดับต่อไปจะแสดงตัวอย่างการออกแบบวงจรแอมป์ซึ่งทางด้านอินพุตและทางด้านเอาต์พุต ในกรณีที่สามารถคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนที่ขั้วอินพุตและที่ขั้วเอาต์พุตได้เรียบร้อยแล้วยกตัวอย่างเช่น ถ้าให้ Γ_S และ Γ_L เป็นค่าสัมประสิทธิ์ที่ขั้วอินพุตและขั้วเอาต์พุต เมื่อมองจากโหลด 50Ω เข้าหาทรานซิสเตอร์ตามลำดับ การแมตซ์อิมพีแดนซ์ทางขั้วอินพุตก็คือการแปลงอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดคลื่นซึ่งส่วนใหญ่จะเป็น 50Ω ให้มีค่าเป็นค่าคอนจูเกตของอินพุตอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์ หรือถ้าพิจารณาในรูปของสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนแล้ว ก็จะต้องแปลงอิมพีแดนซ์ให้มีค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อน ตรงตำแหน่งอินพุตของทรานซิสเตอร์เป็น Γ_S^* ซึ่งจะทำให้ไม่มีคลื่นสะท้อนกลับมาถึงแหล่งกำเนิดคลื่น ในทำนองเดียวกันการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ขั้วเอาต์พุตนั้น ก็เท่ากับเป็นการแปลงอิมพีแดนซ์ของโหลดซึ่งมีค่าเป็น 50Ω ไปให้มีค่าเป็นค่าคอนจูเกตของค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์ หรือถ้าพิจารณาในรูปของสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนจะเป็น Γ_L^* ที่ขั้วเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์ เพื่อให้เห็นภาพที่ชัดเจนขึ้นจะยกตัวอย่างตัวเลขจริง โดยให้ $\Gamma_S = 0.730 \angle -135.4^\circ$ และ $\Gamma_L = 0.951 \angle -33.8^\circ$ ซึ่งทำให้ $\Gamma_S^* = 0.730 \angle 135.4^\circ$ และ $\Gamma_L^* = 0.951 \angle 33.8^\circ$ การแมตซ์อิมพีแดนซ์โดยใช้สตาบของไมโครสตริปนั้นจะทำได้โดยอาศัยสมิทชาร์ตดังรายละเอียดต่อไปนี้

ก่อนอื่นพิจารณาทางด้านอินพุต ขั้นตอนจะเป็นดังนี้คือนำค่า Γ_L^* พล็อตลงไปในสมิทชาร์ตที่แสดงค่าแอดมิตแตนซ์ จากนั้นหาเส้นทางที่จะเดินจากจุด $Y = 1 + j0$ ไปยังจุด Γ_S^* เนื่องจากในกรณีนี้เราต้องการแมตซ์อิมพีแดนซ์โดยใช้ไมโครสตริป 50Ω และสตาบไมโครสตริป 50Ω กล่าวคือ ถ้าให้จุด Γ_S^* เป็นจุด A ดังรูปที่ 3.23 (ก) กางวงเวียนรัศมี OA แล้วลากเส้นโค้งมาตัดวงกลมที่มีค่าคอนดักแตนซ์ $G = 1$ และให้เป็นจุด B วงจรแอมป์ซึ่งก็จะเป็นดังนี้คือ ตรงตำแหน่งที่ต่อกับอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดสัญญาณก็จะต่อด้วยสตาบไมโครสตริปที่มีค่าซัสเซปแตนซ์ที่นอร์มาไลซ์ไว้เท่ากับ jB_1 ดังในรูปที่ 3.24 จากนั้นก็เดินไมโครสตริปเข้าหาขั้วเบสของทรานซิสเตอร์โดยให้ความยาวคิดเป็นมุมเชิงไฟฟ้าเท่ากับ



รูปที่ 3.23 การใช้แอดมิทแตนซ์สมิทชาร์ตในการแมตซ์อิมพีแดนซ์



รูปที่ 3.24 วงจรแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ใช้สแต็บไมโครสตริป 50 Ω

การแมตซ์อิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์นั้นจะทำให้ได้ในทำนองเดียวกัน กล่าวคือ เมื่อพหุคูณค่า Γ_L ลงบนแอดมิทแตนซ์สมิทชาร์ตดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.23 (ข) ทางวงเวียนรัศมี 0A แล้วเขียนเส้นโค้งมาตัดวงกลมที่ค่า $G = 1$ ที่ตำแหน่ง B ก็จะได้ผลว่าตรงตำแหน่ง โหลด 50 Ω ปลายทางนั้นต้องต่อสแต็บที่มีค่าชัศเชิงแอดมิทแตนซ์ที่นอร์มาไลซ์ไว้แล้วเป็น $-jB_4$ และก็ต้องเดินสายไมโครสตริปเข้าที่ขั้วคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ โดยให้มีความยาวคิดเป็นมุมเชิงไฟฟ้าเท่ากับ ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.24

จากข้อมูลของ B_1 , θ_2 และ B_4 , θ_1 ก็จะนำไปออกแบบวงจรไมโครสตริปทางด้านอินพุต และเอาต์พุตต่อไปได้ การกำหนดความยาวแต่ละช่วงนั้นจำเป็นจะต้องรู้ค่า λ_g ซึ่งก็หมายถึงต้องรู้คุณสมบัติของชั้นสเตรตที่ความถี่ที่ใช้งาน ถ้าให้ $\theta = 2\pi/\lambda_g$ และสแต็บเป็นแบบปลายสายเปิดวงจร ความยาวของไมโครสตริปแต่ละช่วงในรูปที่ 3.24 ก็จะคำนวณได้ดังนี้ ก่อนอื่นทางด้านอินพุตจะได้

$$j\bar{B}_1 = j \tan \beta l_1$$

$$l_1 = \frac{1}{\beta} \tan^{-1}(\bar{B}_1) \quad (27)$$

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

และ

$$l_2 = \frac{\theta_2}{2\beta} \quad (28)$$

สำหรับทางด้านเอาต์พุตนั้นจะได้

$$\Gamma_3 = \frac{\theta_3}{2\beta} \quad (29)$$

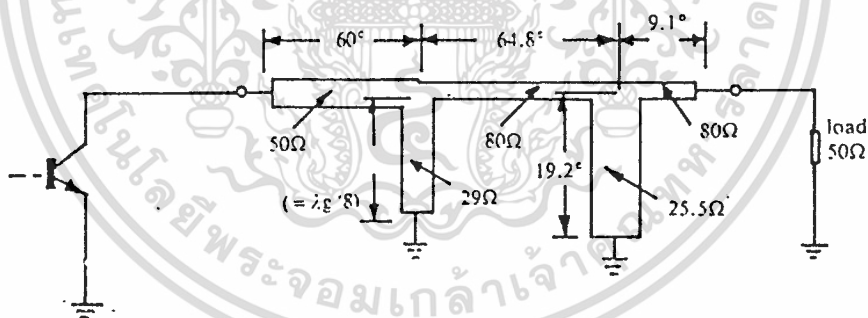
$$-j\bar{B}_4 = j \tan \beta L_4$$

$$L_4 = \frac{1}{\beta} \tan^{-1}(-\bar{B}_4) \quad (30)$$

ความยาวของสแต็บที่ปลายสายเปิดวงจรอยู่ที่เวลาสร้างจริงก็ต้องคำนึงถึงผลของฟริงจิงที่มีอยู่ดังที่กล่าวไว้ในหัวข้อก่อน

อนึ่งในการหาค่า B_1 , L_2 และ L_3 , B_4 นั้นถ้าต้องการค่าที่ละเอียดกว่าที่อ่านได้จากสมิทซาร์ตก็ทำได้โดยใช้การคำนวณซึ่งรายละเอียดได้กล่าวไว้แล้วในหัวข้อก่อน

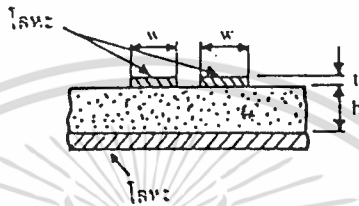
การแมตซ์อิมพีแดนซ์โดยใช้สแต็บช่วงเดียวที่กล่าวมานี้มีข้อดีที่สร้างได้ง่าย แต่ก็จะมีข้อจำกัดเรื่องแบนด์วิดท์ ในกรณีที่ต้องการแบนด์วิดท์กว้างนั้นมักจะต้องใช้สแต็บหลายช่วง และใช้ไมโครสตริปที่มีอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติที่แตกต่างไปจาก 50Ω รูปที่ 3.25 แสดงตัวอย่างของวงจรแมตซ์ในลักษณะดังกล่าวนี้



รูปที่ 3.25 ตัวอย่างของวงจรแมตซ์แบบที่ใช้ไมโครสตริปหลายขนาดเพื่อให้มีแบนด์วิดท์กว้าง

3.4 การคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปที่อยู่ใกล้กันและฟิลเตอร์แบบไมโครสตริป

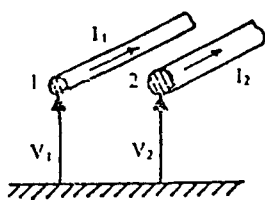
จะเห็นได้ว่าไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณที่ไม่ได้มีการปิดล้อมคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าให้อยู่ภายในบริเวณจำกัด ดังนั้นถ้ามีไมโครสตริปเดินอยู่ใกล้กันในแนวนานกัน ก็จะเกิดการคัปปลิงระหว่างสายได้ ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์การคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปและการนำผลการคัปปลิงนี้ไปใช้ในการสร้างฟิลเตอร์แบบไมโครสตริป



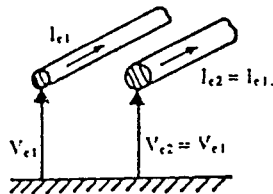
รูปที่ 3.26 ไมโครสตริป 2 เส้นที่อยู่ใกล้กัน

3.4.1 การคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปที่อยู่ใกล้กัน

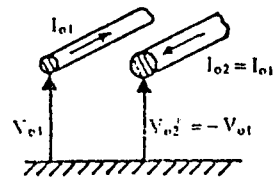
ถ้าเราเดินไมโครสตริปให้อยู่ใกล้กันดังที่แสดงไว้ในรูป 3.7 เมื่อเราป้อนกำลังคลื่นให้กับสายใดสายหนึ่ง กำลังคลื่นนั้นจะสามารถคัปปลิงเข้าสู่อีกสายหนึ่งได้ การอธิบายกลไกที่เกิดการคัปปลิงนั้นจะทำได้โดยพิจารณาดังต่อไปนี้ ก่อนอื่นการที่มีไมโครสตริป 2 สายเดินอยู่เหนือแผ่นกราวด์นั้นกระแสและแรงดันของไมโครสตริปทั้งสองเมื่อเทียบกับแผ่นกราวด์โดยทั่วไปจะไม่สมมาตรกัน ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.27 (ก) ในสภาพเช่นนี้การวิเคราะห์การทำงานของวงจรนี้โดยแบ่งกระแสและแรงดันเป็นโหมคคู่ และโหมคคี่ดังที่แสดงไว้ในรูป (ข) และรูป (ค) จะมีความสะดวกมาก



(ก) วงจรสมมูลของรูปที่ 8-4-1



(ข) โหมคคู่



(ค) โหมคคี่

รูปที่ 3.27 การแบ่งกระแสและแรงดันออกเป็นโหมคคู่และโหมคคี่

โหมคคู่ นั้นหมายถึงโหมคที่มีกระแสไหลไปในทิศเดียวกันและมีแรงดันเทียบกับแผ่นกราวด์ที่มีค่าเท่ากันและมีทิศทางเดียวกัน สำหรับโหมคที่ก็จะมีการไหลในทิศทางตรงกันข้ามด้วย เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 3.27 เนื่องจากผลบวกของกระแส และแรงดันของรูป (ข) และรูป (ค) จะต้องเป็นไปตามเงื่อนไขในรูป (ก) ดังนั้นเราจะสามารถสร้างสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันต่างๆ ได้ดังนี้

$$V_1 = V_{e1} + V_{o1} \quad (1.1)$$

$$V_2 = V_{e2} + V_{o2} \quad (1.2)$$

$$I_1 = I_{e1} + I_{o1} \quad (1.3)$$

$$I_2 = I_{e2} + I_{o2} \quad (1.4)$$

เมื่อแก้สมการชุดข้างบนนี้จะสามารถเขียนแรงดันและกระแสโหมคคู่และโหมคเดี่ยวในรูปของ V_1, V_2, I_1 และ I_2 ได้ดังนี้

$$V_{e1} = V_{e2} = \frac{V_1 + V_2}{2} \quad (2.1)$$

$$V_{o1} = -V_{o2} = \frac{V_1 - V_2}{2} \quad (2.2)$$

$$I_{e1} = I_{e2} = \frac{I_1 + I_2}{2} \quad (2.3)$$

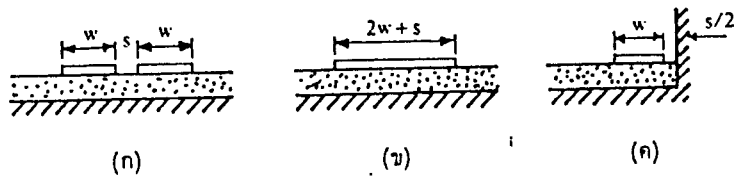
$$I_{o1} = I_{o2} = \frac{I_1 - I_2}{2} \quad (2.4)$$

จากผลที่ได้นี้จะทำให้สามารถหาค่าแรงดันไฟฟ้าของแต่ละโหมคได้ ในขณะเดียวกัน ถ้ารู้ค่ากระแสรวมคือ I_1 และ I_2 ก็จะสามารถหาค่ากระแสของแต่ละโหมคได้ในกรณีที่สายที่สองมีขนาดสม่ำเสมอและยาวเป็นอนันต์ เมื่อเราป้อนแรงดัน V_1, V_2 ให้แก่สายทั้งสอง และทำให้เกิดกระแส I_1 และ I_2 ไหลจากจุดสมการ (2) ข้างบนเราจะนิยามอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของโหมคคู่และโหมคเดี่ยวดังนี้

$$Z_c = \frac{V_{e1}}{I_{e1}} \quad (3.1)$$

$$Z_o = \frac{V_{o1}}{I_{o1}} \quad (3.2)$$

การนิยามอิมพีแดนซ์ในลักษณะที่กล่าวมานี้จะมีประโยชน์ในการวิเคราะห์วงจรคัปปลิงต่อไปในภายหลัง สำหรับการหาค่า Z_c และ Z_o นั้นในกรณีที่ความกว้างของไมโครสตริปมีขนาดเท่ากันและวางห่างกัน s ตามรูปที่ 3.8 (ก) เราจะพิจารณาหาค่า Z_c ได้โดยคร่าวๆ ว่ามีค่าใกล้เคียงกับอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตริปในรูป (ข) ซึ่งกว้าง $2w+s$ ค่านี้จะใกล้เคียงกับค่าที่เป็นจริงมากขึ้นเมื่อ s แคบกว่า w มากขึ้น ในขณะเดียวกันค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของโหมคเดี่ยวก็



รูปที่ 3.28 การประมาณค่าอิมพีแดนซ์โหมคคู่และโหมคเดี่ยวของไมโครสตริปที่มีการคัปปลิงระหว่างกัน

จะมีค่าใกล้เคียงกับอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตริปตามรูป (ค) การหาค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตริปในรูป (ก) นั้นโดยหลักการแล้วจะทำได้เช่นเดียวกับวิธีที่กล่าวไว้ในหัวข้อก่อน โดยนิยามค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของโหมคคู่ C_c และโหมคเดี่ยว C_o ในรูปเดียวกับการนิยามกระแส ดังนี้

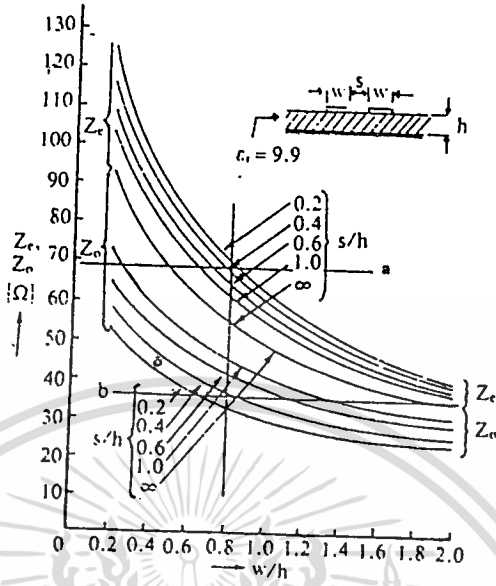
$$C_c = \frac{Q_{c1}}{V_{c1}} \tag{4.1}$$

$$C_o = \frac{Q_{o1}}{V_{o1}} \tag{4.2}$$

จากค่า C_c และ C_o ที่นี้ก็สามารรถคำนวณค่า Z_c และ Z_o โดยใช้สมการ (8) ได้อย่างไรก็ตามค่า C_c และ C_o นั้นไม่สามารถคำนวณได้ง่ายนัก เนื่องจากมีสารไดอิเล็กตริกคั่นอยู่ในทางปฏิบัติจึงนิยมใช้วิธีข้อเสนอโดย ไบรอันต์ (T.G. Bryant) และวีส (J.A. Wiess) ซึ่งให้ผลที่ใกล้เคียงกับการทดลองดังกล่าวนี้เป็นการละเลยความหนาของไมโครสตริป และคำนวณค่าคาปาซิแตนซ์ในลักษณะของสมการ (4) เนื่องจากวิธีวิเคราะห์นี้มีรายละเอียดที่ซับซ้อนมากจะไม่ของกล่าวถึงสูตรต่าง ๆ เพียงแสดงผลการคำนวณ และวิธีใช้ผลการคำนวณนั้นในการออกแบบเท่านั้น

รูปที่ 3.29 แสดงผลการคำนวณค่า Z_c และ Z_o ของไบรอันต์และวีสในกรณีที่ซัสสเตรตเป็นแบบบอลูมินา ซึ่งมีค่า $\epsilon_r=9.9$ โดยมีค่า s/h เป็นพารามิเตอร์ ตัวอย่างของการใช้กราฟในการออกแบบ เช่น ถ้าเราต้องการออกแบบให้มีค่า $Z_c=69 \Omega$ และ $Z_o=36 \Omega$ โดยที่ความหนาของซัสสเตรต $h=2 \text{ mm}$ เราจะสามารถใช้กราฟในการกำหนดความกว้าง w และช่องห่าง s ได้โดยทำตามขั้นตอนดังนี้ ชีคเส้นแนวนอนที่ $Z_c=69 \Omega$ และ $Z_o=36 \Omega$ ซึ่งเป็นเส้นตรง a และ b ดังรูปจากนั้นใช้ไม้บรรทัดวางในแนวขนานกับแกนตั้งแล้วลองเลื่อนไปทางซ้ายขวา จะเห็นได้ว่าถ้าเลื่อนไปทางซ้ายค่า s/h ในกลุ่มกราฟของ Z_c จะมีค่าสูงขึ้นในขณะที่ค่า s/h ในกลุ่มกราฟของ Z_o จะมีค่าลดลง จุดที่เหมาะสม และสามารถนำไปสร้างได้คือจุดที่ค่า s/h ในกลุ่มกราฟทั้งสองมีค่าเท่ากัน ในกรณีตัวอย่างที่พิจารณาอยู่นี้จะได้ค่า $w/h=0.8$ และ $s/h=0.33$ ซึ่งหมายถึง $w=0.88*2=1.6\text{mm}$ และ $s = 0.33*2 = 0.66 \text{ mm}$

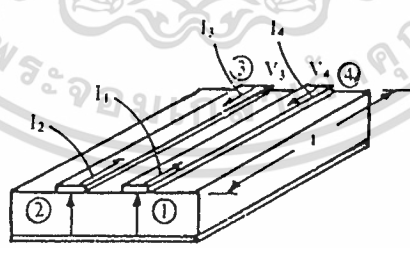
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.29 ค่า Z_c และ Z_0 ของไมโครสตริป 2 เส้นที่มีการคัปปลิงระหว่างกัน

3.4.2 ฟิเลเตอร์แบบไมโครสตริปที่อาศัยการคัปปลิงระหว่างสาย

ในวงจรไมโครเวฟที่ใช้ในไมโครสตริปนั้นฟิเลเตอร์ที่ใช้ก็จะอยู่ในรูปของไมโครสตริปด้วยหลักการพื้นฐานของฟิเลเตอร์แบบไมโครสตริป ก็คืออาศัยการคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปที่อยู่ใกล้กัน และการจัดความยาวอย่างเหมาะสมให้แก่สายช่วงที่มีการคัปปลิงระหว่างกัน



รูปที่ 3.30 การพิจารณาไมโครสตริปที่มีการคัปปลิงระหว่างกันในรูปวงจรแบบ 4 พอร์ต

รูปที่ 3.30 แสดงไมโครสตริปคู่หนึ่งที่มีการคัปปลิงระหว่างกันและช่วงที่มีการคัปปลิงระหว่างกันยาว l ตามรูปจะเห็นได้ว่าเราสามารถพิจารณาวงจรที่เกิดขึ้นเป็นวงจรแบบ 4 พอร์ตและเมื่อเราหาเมตริกซ์แสดงสัมพันธระหว่างแรงดันและกระแสระหว่างพอร์ตต่างๆ ได้ Z ก็จะพิจารณาคูสมบัตินี้ของวงจร 4 พอร์ตนั้นในกรณีต่างๆ ได้เมื่อเราทำการหาค่า Z พารามิเตอร์ของวงจรนี้โดย

แยกสารนิพนธ์นี้ให้เป็นที่เรียบร้อยและถูกต้องตามที่เรียนมา ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

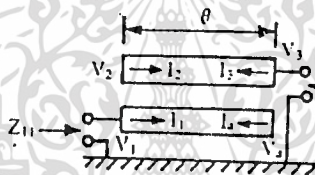
$$Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_{44} = -j\frac{1}{2}(Z_c + Z_o) \cot\theta \quad (5.1)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} = -j\frac{1}{2}(Z_c + Z_o) \cot\theta \quad (5.2)$$

$$Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} = -j\frac{1}{2}(Z_c - Z_o) \operatorname{cosec}\theta \quad (5.3)$$

$$Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} = -j\frac{1}{2}(Z_c - Z_o) \operatorname{cosec}\theta \quad (5.4)$$

โดยที่ $\theta = \beta l$ จากผลที่ได้นี้เราจะสามารถวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรแบบ 4 พอร์ต นี้ในเงื่อนไขต่างๆ ได้ เช่น ในกรณีที่ปลายสายของพอร์ตที่ 2 และ พอร์ตที่ 4 เปิดวงจรดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.31 วงจรที่ได้นี้จะป็นวงจรแบบ 2 พอร์ต แบบหนึ่งซึ่งเราจะสามารถหาค่าอิมเมจิมพีแดนซ์ (image impedance) ของวงจรนี้ในรูปของ Z_c, Z_o และ θ ได้ดังนี้คือ เนื่องจากตามทฤษฎีวงจรไฟฟ้า



รูปที่ 3.31 วงจรฟิลเตอร์แบบไมโครสตริปแบบพื้นฐาน

แบบ 2 พอร์ต อิมเมจิมพีแดนซ์ และค่าคงตัวอิมเมจทรานส์เฟอร์ (image impedance and image transfer constant) จะเขียนได้ในรูปของ Z พารามิเตอร์ และ Y พารามิเตอร์ของกรณีสองพอร์ต ได้ดังนี้

$$Z_{11} = \sqrt{Z'_{11} / Y'_{11}} \quad (6.1)$$

$$Z_{12} = \sqrt{Z'_{22} / Y'_{22}} \quad (6.2)$$

$$\cosh\theta = \sqrt{Z'_{11} Y'_{11} / (Z'_{11} Y'_{11} - 1)} \quad (6.3)$$

เนื่องจากกรณีของรูปที่ 3.12 นี้ $I_2 = I_4 = 0$ ดังนั้น Z พารามิเตอร์ที่ได้จะเป็นดังนี้

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = [z] \begin{bmatrix} I_1 \\ 0 \\ I_3 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{13} \\ Z_{31} & Z_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_3 \end{bmatrix}$$

นั่นคือจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ Z'11 คือ Z11 ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (8.1) ในการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z'_{12} = Z_{13} \quad (8.2)$$

$$Z'_{21} = Z_{31} \quad (8.3)$$

$$Z'_{22} = Z_{33} \quad (8.4)$$

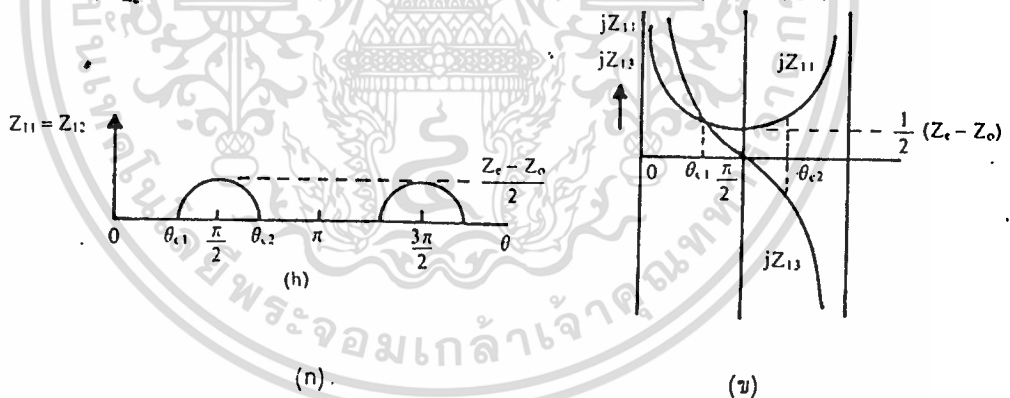
$$\begin{aligned} Y'_{11} &= \frac{Z'_{22}}{Z'_{11}Z'_{22} - Z'_{12}Z'_{21}} = \frac{Z_{33}}{Z_{11}Z_{33} - Z_{13}Z_{31}} \\ &= \frac{Z_{33}}{Z^2_{11} - Z^2_{12}} \end{aligned} \quad (8.5)$$

เมื่อนำสมการ (5) แทนลงในสมการ (8) แล้วนำผลที่ได้ไปแทนค่าลงในสมการ (6) จะได้ผลดังนี้

$$\begin{aligned} Z_{11} = Z_{12} &= \sqrt{Z'_{11}/Y'_{11}} = \sqrt{Z^2_{11} - Z^2_{12}} \\ &= \frac{\{(Z_c - Z_o)^2 - (Z_c + Z_o)^2 \cos^2 \theta\}^{1/2}}{2 \sin \theta} \end{aligned} \quad (9.1)$$

$$\cosh \Theta = \frac{Z_c + Z_o}{Z_c - Z_o} \cos \theta \quad (9.2)$$

ตามทฤษฎีของวงจรฟิลเตอร์ที่วิเคราะห์โดยวิธีใช้อิมเมจิมพีแดนซ์เป็นที่ทราบกันดีว่าในช่วงที่ Z_{11} และ Z_{12} มีค่าจริงนั้นเป็นช่วงส่งผ่านได้ดีของฟิลเตอร์ และถ้า Z_{11} และ Z_{12} มีค่าเป็นค่าจินตภาพฟิลเตอร์จะอยู่ในช่วงกัทออฟ จากสมการ (9.1) และสมการ (5.1) และ (5.3) จะเห็นได้ว่า



รูปที่ 3.32 กราฟของ jZ_{11} และ jZ_{13} และช่วงของ θ ที่ Z_{11} เป็นจริง

ช่วงที่ Z_{11} และ Z_{12} มีค่าจริงเกิดขึ้นเมื่อ $|Z_{11}| < |Z_{13}|$ ทั้งนี้อาจพิจารณาได้โดยการเขียนกราฟของ Z_{11} และ Z_{13} ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.13 (ก) ตำแหน่งของ θ ที่ทำให้ $|Z_{11}| = |Z_{13}|$ นั้นตามรูป (ก) จะเห็นได้ว่าในช่วงที่ $\theta = 0 \sim \pi$ จะมีอยู่ 2 มุมด้วยกันคือ θ_{c1} และ θ_{c2} ซึ่งมุมทั้งสองนี้จะคำนวณได้จากสูตรต่อไปนี้

$$\cos \theta_{c1} = \frac{Z_c - Z_o}{Z_c + Z_o} = -\cos \theta_{c2} \quad (10)$$

และในช่วง $\theta_{.1}$ ถึง $\theta_{.2}$ นี้ค่า Z_{11} และ Z_{12} จะเป็นค่าจริงคงที่แสดงในรูปที่ 3.32 (ข) ช่วงดังกล่าวนี้จะเป็นช่วงส่งผ่านของฟิลเตอร์และขอให้สังเกตว่าจุดศูนย์กลางของการส่งผ่านอยู่ที่ $\theta = \pi/2$ ซึ่งหมายถึงความยาว ของส่วนที่คัปปลิงระหว่างไมโครสตริปจะเป็น $\lambda_g/4$ ฟิลเตอร์แบบที่มีการคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปเพียงช่วงเดียวที่กล่าวมานี้จัดว่าเป็นแบบพื้นฐาน และมีความสามารถจำกัด ในทางปฏิบัติมันมักจะมีการนำวงจรฟิลเตอร์แบบพื้นฐานนี้มาต่อกับแบบคาสแคดในลักษณะที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.33 การออกแบบฟิลเตอร์แบบนี้ จะใช้วิธีของบัตเตอร์เวิร์ท แวกเนอร์ หรือ เชบีเชฟ ได้เช่นเดียวกัน ข้อสังเกตของฟิลเตอร์ตามรูปที่ 3.33 ก็คือ แต่ละเซ็กเมนต์ของฟิลเตอร์จะยาว $\lambda_g/4$ และความกว้างของแถบไมโครสตริป ในแต่ละเซ็กเมนต์ จะไม่เท่ากัน ทั้งนี้ก็เพื่อให้มีการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ถี่ระหว่างวงจรที่ต่อคาสแคดกันอยู่



รูปที่ 3.33 ตัวอย่างฟิลเตอร์แบบไมโครสตริป

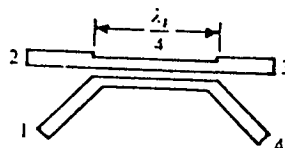
วงจรฟิลเตอร์ ตามรูปที่ 3.33 นี้จะมีที่ใช้ทั่วไปในวงจรไมโครเวฟ ที่สร้างบนแผ่นซับสเตรต ทั้งในภาครับและภาคส่งของระบบไมโครเวฟ

3.5 ไคร์เรกชันนัลคัปเปิลเลอร์แบบไมโครสตริป

ไคร์เรกชันนัลคัปเปิลเลอร์แบบไมโครสตริปเป็นวงจรที่ใช้ในการคัปปลิงกำลังแบบมีทิศทาง และจัดว่ามีความจำเป็นเช่นเดียวกับไคร์เรกชันนัลคัปเปิลเลอร์แบบท่อนำคลื่น ไคร์เรกชันนัลคัปเปิลเลอร์แบบไมโครสตริปที่มีโครงสร้างต่างกัน 2 แบบ คือ แบบสตริปขนาน และแบบสตริปกรอบสี่เหลี่ยม ซึ่งทั้งสองแบบนี้เป็นที่นิยมใช้กันทั่วไป

3.5.1 ไคร์เรกชันนัลคัปเปิลเลอร์แบบไมโครสตริปที่มีโครงสร้างแบบสตริปขนาน

ไคร์เรกชันนัลคัปเปิลเลอร์แบบนี้จะมีโครงสร้างดังรูปที่ 3.34 กล่าวคือจัดให้มีช่วงคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปที่วางขนานกัน โดยช่วงที่มีการคัปปลิงนี้ยาว $\lambda_g/4$ การวิเคราะห์การทำงานของไคร์เรกชันนัลคัปเปิลเลอร์ แบบนี้จะทำได้โดยอาศัยวิธีแยกคิดเป็นโหมคคู่และโหมคคี่เช่นเดียวกับ



รูปที่ 3.34 โครงสร้างของไคร์เรกชันนัลคัปเปิลเลอร์แบบสตริปขนาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่กล่าวไว้ในหัวข้อ 3.4.1 แสดงวงจรสมมูลของการแยกเป็น 2 โหมคดังกล่าวนี้ เมื่อให้อิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตริปที่ต่ออยู่กับโคเรกชันนัลคัปเปิลเลอร์เป็น Z_0 และมีแมตซ์ชิงโพลด์ต่อไปที่ปลายสายของพอร์ตที่ไม่ใช่อินพุต ในสภาพเช่นนี้เมื่อเราป้อนกำลังเข้าทางที่ขั้วอินพุตเราจะสามารถหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} Z_{in} &= \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_{1o} + V_{1e}}{I_{1o} + I_{1e}} \\ &= \frac{VZ_{1o} / (Z_c + Z_{1o}) + VZ_{1e} / (Z_c + Z_{1e})}{V / (Z_c + Z_{1o}) + V / (Z_c + Z_{1e})} \\ &= \frac{Z_c(Z_{1o} + Z_{1e}) + 2Z_{1o}Z_{1e}}{2Z_c + Z_{1o} + Z_{1e}} \end{aligned} \quad (1)$$

โดยที่ Z_{1o} และ Z_{1e} เป็นอิมพีแดนซ์ของโหมคคู่และโหมคคี่มองจากพอร์ตที่ 1 ค่าอิมพีแดนซ์ทั้งสองนี้ในสภาพที่ปลายสายต่อไว้ด้วยแมตซ์ชิงโพลด์ จะสามารถเขียนได้โดยใช้หลักการของสายนำสัญญาณดังนี้

$$Z_{1o} = \frac{V_{1o}}{I_{1o}} = Z_0 \frac{Z_c + jZ_c \tan \theta}{Z_0 + jZ_c \tan \theta} \quad (2.1)$$

$$Z_{1e} = \frac{V_{1e}}{I_{1e}} = Z_c \frac{Z_c + jZ_c \tan \theta}{Z_c + jZ_c \tan \theta} \quad (2.2)$$

โดยที่ $\theta = \beta l$ และ l เป็นความยาวไมโครสตริปส่วนที่มีการคัปปลิงเพื่อให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์อย่างสมบูรณ์ที่ขั้วอินพุต Z_{in} จะต้องเท่ากับ Z_0 เมื่อใช้เงื่อนไขดังกล่าวนี้แทนลงในสมการ (1) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง Z_0 กับ Z_{1o} และ Z_{1e} ในรูปต่อไปนี้

$$Z_c = \sqrt{Z_{1o}Z_{1e}} \quad (3)$$

และเมื่อแทนค่าสมการ (2.1) และ (2.2) ลงในสมการ (3) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง Z_0 กับ Z_c และ Z_c ในรูปต่อไปนี้

$$Z_c = \sqrt{Z_0 Z_c} \quad (4)$$

เพื่อให้ได้เงื่อนไขตามสมการ (4) นี้โดยทั่วไปความกว้างของแถบไมโครสตริปช่วงที่มีการคัปปลิงของสัญญาณมักจะแคบลงกว่าช่วงปกติเล็กน้อย

ในการพิจารณาว่าวงจรสมมูลตามรูปที่ 3.35 ทำงานเป็นโคเรกชันนัลคัปเปิลเลอร์ ได้อย่างนั้น จะทำได้ดังนี้ ก่อนอื่นเนื่องจากสมการ (4) จะเป็นจริงโดยไม่ขึ้นกับค่า θ หรือความยาว l ซึ่งหมายถึง $Z_{in} = Z_0$ โดยไม่ขึ้นกับความยาว l เงื่อนไขดังกล่าวนี้ทำให้ $V_1 = V$ นอกจากนั้นเมื่อพิจารณาโครงสร้างของโคเรกชันนัลคัปเปิลเลอร์ จะเห็นได้ว่ามีความสมมาตรระหว่างพอร์ตที่ 1 กับพอร์ตที่ 2 และระหว่างพอร์ตที่ 3 กับพอร์ตที่ 4 ซึ่งจะได้ผลว่า $V_{2o} = V_{1o}$, $V_{3e} = V_{4e}$, $V_{2o} = V_{1o}$ และ $V_{3o} = V_{4o}$ เมื่อใช้ความสัมพันธ์นี้ร่วมกับสมการ (2) และสมการ (4) จะสามารถเขียนค่าแรงดันของพอร์ตต่าง ๆ ได้ในรูปต่อไปนี้

$$V_1 = V \quad (5.1)$$

$$V_2 = V_{2c} - V_{2o} = j \frac{V \sin \theta (\sqrt{Z_c / Z_o} - \sqrt{Z_o / Z_c})}{2 \cos \theta + j \sin \theta (\sqrt{Z_c / Z_o} + \sqrt{Z_o / Z_c})} \quad (5.2)$$

$$V_3 = V_{3c} - V_{3o} = 0 \quad (5.3)$$

$$V_4 = V_{4c} - V_{4o} = \frac{2V}{2 \cos \theta + j \sin \theta (\sqrt{Z_c / Z_o} + \sqrt{Z_o / Z_c})} \quad (5.4)$$

ตามผลที่ได้นี้ เนื่องจาก $Z_{in} = Z_o$ และ $V_3 = 0$ ซึ่งหมายถึงที่อินพุตมีการแมตซิงที่สมบูรณ์แบบและไม่มีกำลังคัปปลิงไปออกทางพอร์ตที่ 3 วงจรนี้จึงมีคุณสมบัติเป็นโคเร็กชันนัลคัปเปิลเลอร์ ในการพิจารณาว่าจะมีกำลังคัปปลิงไปออกทางพอร์ตที่ 2 เป็นเท่าไรนั้นจะพิจารณาได้จากอัตราส่วนระหว่าง V กับ V_+ ถ้าให้อัตราส่วนนี้มีค่าเท่ากับ k ในกรณีที่ $\theta = \pi/2$ หรือ $l = \lambda/4$ ค่า k จะเขียนได้ดังนี้

$$k = \left[\frac{V_2}{V_1} \right] = \frac{(Z_c / Z_o) - 1}{(Z_c / Z_o) + 1} \quad (6)$$

ค่าคัปปลิง C จะคำนวณได้จากสูตรต่อไปนี้

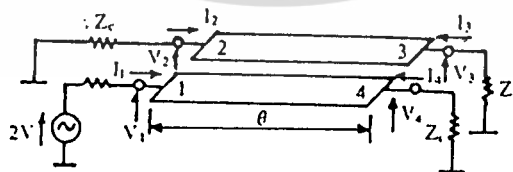
$$C = 20 \log \left(\frac{1}{k} \right) \text{ dB} \quad (7)$$

ผลที่ได้ตามสมการ (6) และสมการ (7) นี้เป็นค่าที่มีความถี่ศูนย์กลาง กรณีที่ θ ไม่เท่ากับ $\pi/2$ เราจะสามารถคำนวณค่า V_2 และ V_4 ได้ในรูปต่อไปนี้

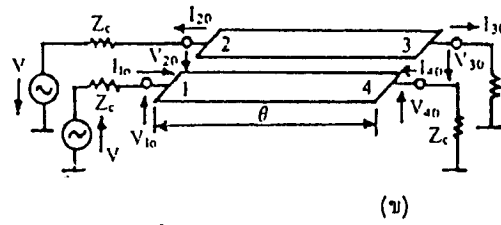
$$V_2 = \frac{j k \sin \theta V}{\sqrt{1 - k^2} \cos \theta + j \sin \theta} \quad (8.1)$$

$$V_4 = \frac{\sqrt{1 - k^2} V}{\sqrt{1 - k^2} \cos \theta + j \sin \theta} \quad (8.2)$$

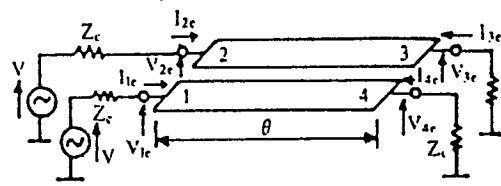
ถ้าเราลองนำผลที่ได้นี้ไปคำนวณผลตอบสนองสองความถี่ จะพบว่าทั้งสองมีแบนด์วิดท์ที่กว้างมากและนี่เป็นสาเหตุที่โคเร็กชันนัลคัปเปิลเลอร์แบบสตรีปขนานที่มีใช้อย่างกว้างขวาง



(n)



(ข)

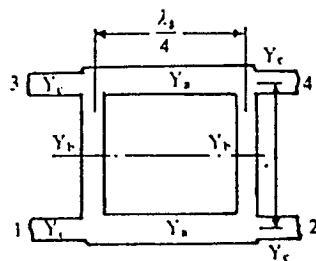


(ค)

รูปที่ 3.35 วงจรสมมูลของโคเร็กชันนัลคัปเปิลเลอร์แบบสตรีปขานาน

3.5.2 โคเร็กชันนัลคัปเปิลเลอร์แบบไมโครสตรีปที่มีโครงสร้างแบบกรอบสี่เหลี่ยม

โคเร็กชันนัลคัปเปิลเลอร์แบบนี้จะมีโครงสร้างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.36 กล่าวคือมีโครงสร้างเป็นรูปกรอบสี่เหลี่ยม โดยที่มีขนาดของสตรีปไม่เท่ากันซึ่งหมายถึงค่าแอดมิตแตนซ์ลักษณะจะไม่เท่ากัน หลักการทำงานของโคเร็กชันนัลคัปเปิลเลอร์แบบนี้จะคล้ายคลึงกับโคเร็กชันนัลคัปเปิลเลอร์แบบท่อนำคลื่นมากกว่าคือเมื่อคลื่นเคลื่อนที่เข้ามาทางพอร์ตที่ 1 กำลังส่วนใหญ่จะส่งผ่านไปทางพอร์ตที่ 2 เนื่องจากไมโครสตรีปในช่วงนั้นมีค่าแอดมิตแตนซ์ลักษณะสมบัติที่ต่ำกว่าและจะมีกำลังส่วนหนึ่งส่งผ่านไปทางไมโครสตรีปที่มีแถบแคบกว่าไปทางพอร์ตที่ 3 สำหรับเพาเวอร์ส่วนที่ส่งผ่านไปทางพอร์ตที่ 2 นั้นตรงทางออกของพอร์ตที่ 2 ก็จะถูกแบ่งกำลังส่วนหนึ่งไปในไมโครสตรีปส่วนที่แคบไปทางพอร์ตที่ 4 เพาเวอร์ส่วนที่แยกเข้าไมโครสตรีปส่วนที่แคบตรงพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 2 นี้จะมีเฟสเสริมกันตรงพอร์ตที่ 4 และจะมีเฟสหักล้างกันตรงพอร์ตที่ 3 นั่นคือ จะมีกำลังคัปปลิงไปออกที่พอร์ตที่ 4 แต่ไม่มีกำลังคัปปลิงไปออกที่พอร์ตที่ 3 โครงสร้างดังกล่าวนี้จึงทำงานเป็นโคเร็กชันนัลคัปเปิลเลอร์ได้



รูปที่ 3.36 โคเร็กชันนัลคัปเปิลเลอร์แบบกรอบสี่เหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการออกแบบให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่คี่นั้นจากผลการวิเคราะห์ทางทฤษฎีและผลการทดลอง พบว่าความสัมพันธ์ระหว่าง Y_c, Y_a และ Y_b จะเป็นดังนี้

$$Y^2_c = Y^2_a Y^2_b \quad (9)$$

และค่าคัปปลิง C จะเขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$C = 20 \log\left(\frac{Y_a}{Y_b}\right) \quad (10)$$

โคเร็กชันนัลคัปเปิลอร์แบบกรอบสี่เหลี่ยมนี้ก็มีขนาดกะทัดรัด และเป็นที่ยอมรับใช้เช่นเดียวกับแบบแรก



บทที่ 4

การออกแบบสร้าง

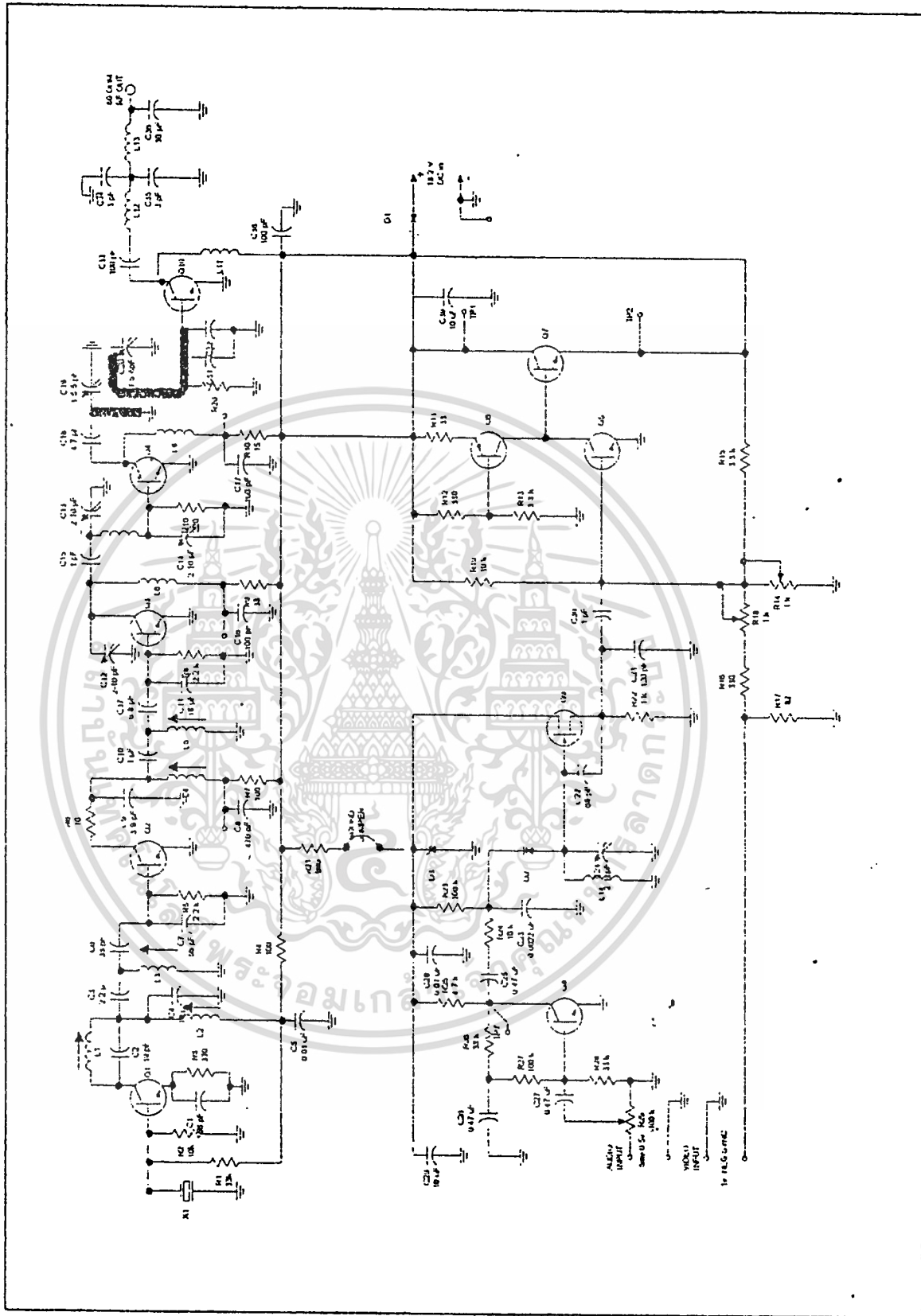
4.1 หลักการทำงาน

เครื่องส่งโทรทัศนนี้เริ่มต้นทำงานจากคริสตอลที่ทำการผลิตความถี่ประมาณ 57.5 MHz แล้วความถี่จะถูกทวีคูณเป็นลำดับจนมีความถี่เพิ่มขึ้นเป็น 16 เท่า ทำให้ สัญญาณอาร์เอฟเอาต์พุตของเครื่องนี้อยู่ในย่าน 900 MHz ส่วนภาคขยายสัญญาณอาร์เอฟจะทำงานในลักษณะเป็น แอมพลิฟิเคชัน โดยที่สัญญาณวีดีโอที่อินพุตจะเป็นตัวกำหนดอัตราขยาย ส่วนสัญญาณเสียงที่วงจรรขยายจะควบคุมการสร้างความถี่ซาวด์ซัพแคเรีย ด้วยหลักการ VCO(Voltage Control Oscillator) สัญญาณเอฟเอ็มจะรวมกับสัญญาณภาพที่ภาคมอดูเลเตอร์ แต่เราสามารถทำการส่งโดยไม่มีเสียงก็ได้

ทรานซิสเตอร์ Q1 ต่อแบบคอมมอนเบส จะทำให้ความถี่พื้นฐานที่ผลิตโดยคริสตอลนั้น กระจายเป็นความถี่ฮาร์โมนิกหลายความถี่ ตัวเหนี่ยวนำ L1 และ C2 จะเลือกจูนความถี่ช่วงหนึ่งนั้น คือช่วง 112-118 MHz ในขณะที่เดียวกัน L2,C3,L3,C4,C6และC7 จะทำการกรองความถี่ฮาร์โมนิกอื่นๆที่ไม่ต้องการทิ้งออกไป ส่วนสัญญาณที่ต้องการจะถูกส่งไปลำดับที่สอง คือที่ Q2 ที่ลำดับนี้ก็จะทวีคูณความถี่ขึ้นเป็น 225-240 MHz ส่วน C9,L4,C10,L5,C11 และ C37 จะกรองความถี่ที่ไม่ต้องการทิ้งออกไป ต่อมาที่ลำดับที่สาม สัญญาณก็จะถูกทวีคูณสองเท่าขึ้นมามีความถี่เท่ากับ 450-470 MHz ตรงจุดนี้จะได้กำลังของสัญญาณอาร์เอฟ ประมาณ 30 มิลลิวัตต์

วงจรกรองความถี่ที่ประกอบด้วย C12,L6,C5,C13,C14 และ L7 จะทำการคัปปลิงส่งผ่านกำลังจาก Q3ไปยังQ4 และกรองความถี่ที่ไม่ต้องการออก ตรงขั้นตอนนี้จะได้สัญญาณอาร์เอฟมีความถี่ประมาณ 900-940 MHz และมีกำลังประมาณ 50-80 มิลลิวัตต์ จากนั้นวงจรของ C18,C19,L9,L10,C20,C31 และ C32 จะทำการแมทซ์ สัญญาณจาก Q4 ส่งไปยัง Q10 ซึ่งวงจรนี้ จะถูกจูนด้วยวงจรของไมโครสตริปที่แสดงคุณสมบัติเป็นตัวเหนี่ยวนำ

ภาคขยายสัญญาณอาร์เอฟ Q10 ทำให้มีกำลังเอาต์พุตมีประมาณ 0.2-0.7 วัตต์ ซึ่งขึ้นอยู่กับแรงดันของแหล่งจ่าย วงจรคัปปลิง การปรับแต่ง L11,L12,C33,C34,C35, L13 และ C36 การแมทซ์กับสายอากาศ 50 โอห์ม และการกรองความถี่ที่ไม่ต้องการทิ้ง สิ่งเหล่านี้จะทำให้ได้ความถี่เอาต์พุตอยู่ในย่าน 900 MHz ได้และมีกำลังสูงสุด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมอดูเลตสัญญาณภาพและเสียง

ในการมอดูเลตสัญญาณวิดีโอด้วยสัญญาณอาร์เอฟ Q10 ได้รับแรงดันไฟจาก อิมิตอร์ของ Q7 ทรานซิสเตอร์ทั้งหมดจะถูกต่อให้เป็นวงจรขยายแบบป้อนกลับ ซึ่งมีเกนประมาณ 5-10 สัญญาณวิดีโออินพุตจะถูกขยายก่อนในขั้นตอนนี้ และจะมีการเปลี่ยนขั้วของสัญญาณ ทำให้ระดับของสัญญาณซิงค์ และระดับคำ เป็นเปลี่ยนเป็นแบบ โพลีทีฟ สัญญาณวิดีโอที่อิมิตอร์ของ Q7 จะเป็นแรงดันไบอัสให้กับ Q10 ทำให้อัตราการขยายของ Q10 ถูกควบคุมด้วยขนาดของสัญญาณจาก Q7 ซึ่งในขณะนั้นสัญญาณอินพุตของ Q10 ก็คือสัญญาณอาร์เอฟ จาก Q4 นั่นเอง ตัวต้านทานปรับค่าได้ R14 จะใช้ปรับเพื่อควบคุมระดับอาร์เอฟเอาต์พุต เพื่อให้สัดส่วนของภาพถูกต้องและ R18 ใช้ปรับเพื่อให้มีกำลังที่เอาต์พุตสูงสุดโดยที่ภาพที่เครื่องรับไม่เพี้ยน

เครื่องส่งเครื่องนี้จะมีความถี่ขับแคเรียของเสียง 5.5 MHz เมื่อมีสัญญาณเสียงเข้ามา มันจะถูกควบคุมเกนด้วยค่าของ R29 แล้วผ่านมาทาง C27 เข้าขาเบสของ Q8 เอาต์พุตจาก Q8 จะนำมาเป็นแรงดันไบอัสให้กับ วาเรคเตอร์ไดโอด D2, C25 และ R24 D2 เป็นส่วนหนึ่งของการผลิตความถี่นี้ วงจรที่ประกอบด้วย D2, C24, C21, C22 และ L14 ถูกสร้างเพื่อจูนความถี่ 5.5 MHz ระดับของสัญญาณจาก Q8 จะมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความจุของ D2

สัญญาณขับแคเรียเสียงที่ออกจาก Q9 จะผ่านไปยังภาควิดีโอมอด โดยผ่าน C30 ในตรงนี้จะเกิดการรวมสัญญาณกับสัญญาณภาพ แต่ว่าเครื่องนี้จะมีจัมเปอร์ที่ทำให้เราสามารถตัดแรงดันไฟของภาคเสียงได้เมื่อไม่ต้องการส่งสัญญาณเสียงออกไปด้วยเพื่อประโยชน์ในการยืดอายุใช้งานของแบตเตอรี่ ถ้าเลือกใช้แรงดันจากแหล่งจ่าย แรงดันไฟ DC ควรจะเรียบ ต้องมีการกระเพื่อมของแรงดันไม่เกิน 50 มิลลิโวลต์ ซึ่งเครื่องนี้จะมี C39 เป็นตัวกรองแรงดันให้เรียบก่อนอยู่แล้ว และยังมี D1 ต่ออนุกรมไว้เพื่อป้องกันการต่อแหล่งผิดขั้ว ซึ่งจะมีผลทำให้แผงวงจรเสียหายได้

4.2 การสร้างและประกอบ

1) จากวงจรทำงานรูปที่ 4.1 นำมาออกแบบวงจรแผ่นพิมพ์ได้ดังรูปที่ 4.2 มีขนาดเท่าของจริง วงจรแผ่นพิมพ์ เป็นชนิด 2 หน้า มีจุดเชื่อมต่อที่เป็นกราวนด์ (ground) ทั้งสองหน้า เพื่อต้องการเพิ่มประสิทธิภาพในการป้องกันสัญญาณรบกวน เมื่อเจาะรูเพื่อลงอุปกรณ์และจะสังเกตเห็นว่ารูที่มีขนาดใหญ่ที่สุดอยู่ที่มุมทั้ง 4 ของวงจรแผ่นพิมพ์นั้นใช้เป็นจุดช่วยสังเกตก่อนที่จะลงอุปกรณ์ทุกชนิดจะต้องทำความเข้าใจรายละเอียดต่างๆ ของวงจรแผ่นพิมพ์ทั้งหมดเสียก่อน เพื่อความไม่ผิดพลาดในการลงอุปกรณ์ และง่ายต่อการปฏิบัติขั้นต่อไป

2) ต้องใช้ความระมัดระวังเป็นพิเศษกับการเลือกอุปกรณ์ที่มีค่าต่างๆ ควรทำงานในที่ๆ มีแสงสว่างเพียงพอในการอ่านรหัส (code) หรือเช็คค่าของอุปกรณ์นั้นด้วยมิเตอร์ (meter) หรือถ้าไม่แน่ใจ ก็ควรจะหาวิธีในการพิสูจน์ค่าที่ถูกต้องนั้นให้ได้

3) ใส่อุปกรณ์ที่มีขนาดใหญ่ลงก่อน เช่น ทริมเมอร์คาปาซิเตอร์ (trimmer capacitor) หรือโพเทนติโอมิเตอร์ (potentiometer) เพื่อให้เป็นการทราบว่ามีส่วนที่สำหรับอุปกรณ์ขนาดเล็กเท่าไร และบริเวณใดที่ไม่มีการใช้งาน แต่เมื่อใส่อุปกรณ์ขนาดใหญ่ ๆ ไปแล้ว อย่าบັครีเข้ากับบวงจรแผ่นพิมพ์ทันทีจนกว่าจะลงตัวต้านทานเสร็จทั้งหมด

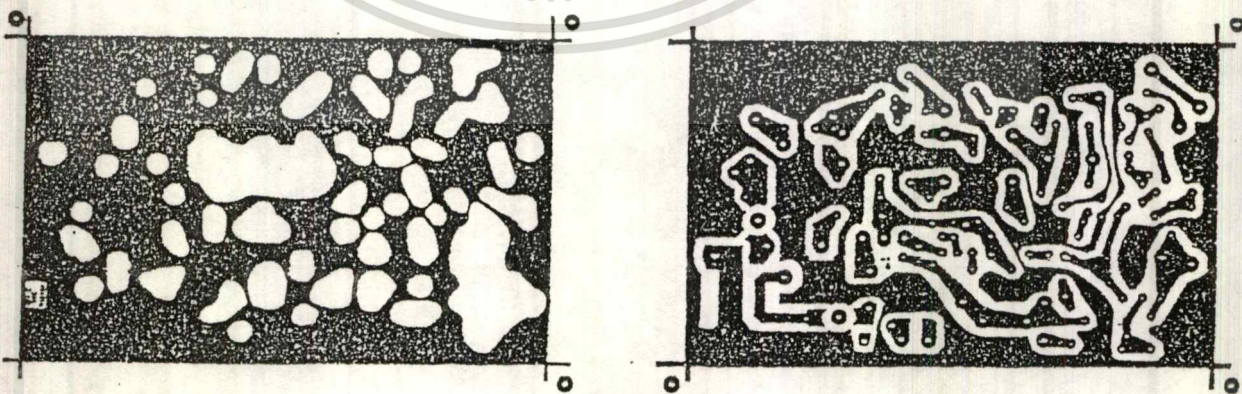
4) จะสังเกตเห็นว่ากราวนด์ ของทริมเมอร์คาปาซิเตอร์ และตัวความต้านทานจะเชื่อมอยู่บนหน้าทองแดงหน้าเดียวกัน เพราะเป็นจุดสำคัญในการลงกราวด์ ของสัญญาณ RF (Radio Frequency)

5) เพื่อให้ทำงานง่ายขึ้น ในบริเวณที่มีอุปกรณ์หนาแน่น คาดว่าจะทำงานยาก ต้องไม่บັครีอุปกรณ์เหล่านั้นจนกว่าจะใส่อุปกรณ์ได้ครบทั้งหมด ส่วนตัวเหนี่ยวนำทั้งหลายนั้นจะต้องใส่ลงวงจรแผ่นพิมพ์ เป็นพวกหลังที่สุด

6) อุปกรณ์ทุกชนิดจะต้องถูกบັครีติดกับผิวหน้าของวงจรแผ่นพิมพ์ โดยไม่มีข้อยกเว้น เพราะความยาวจะมีผลกับสัญญาณ RF

7) ใช้ตะกั่วบັครีที่มียางสนเท่านั้น ห้ามใช้ชนิดที่มีกรด หรือ flux ตัวอื่นใด ให้ใช้หัวแร้งขนาดเล็กที่สุด โดยดูข้อมูลของชิพคาปาซิเตอร์ (chip capacitor) หรือการทำคอยล์ (coil)

8) เมื่อมั่นใจว่าเลือกค่าความต้านทานใส่ได้ถูกต้องทุกตัวแล้วก็บັครีได้เลย โดยที่ถ้าขาใดของตัวความต้านทานที่ด้านบนต่อลงกราวด์ก็ให้บັครีเฉพาะด้านบนด้านเดียวก่อน อย่าเพิ่งบັครีด้านล่างทันที



รูปที่ 4.2 ลายวงจรแผ่นพิมพ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

9) ลำดับต่อไปให้เสียบ ทริมเมอร์คาปาซิเตอร์ และ โปเทนทิโอมิเตอร์ เข้าไปใหม่ แนใจว่าถูกต้องโดยสังเกตว่ารูใหญ่ๆ 2 รูนั้นมีไว้สำหรับ Q_4 และ Q_{10} เมื่อกลับแผ่นวงจรแผ่นพิมพ์แล้วรูทั้งสองจะอยู่ทางซ้าย บัคกรี ทริมเมอร์คาปาซิเตอร์ ด้านบนก่อน อย่าเพิ่งบัคกรีด้านล่าง ระวังอย่าให้ปลายหัวแร้งไปทำให้พลาสติกโคนความร้อนจนหลอมละลาย ต่อไปใส่ตัวเชื่อมกราวนด์บัคกรีเชื่อมด้านบนกับด้านล่างเข้าด้วยกัน

10) ลำดับต่อไปก็ใส่คาปาซิเตอร์ (capacitor) ลงไปให้ถูกต้อง ใช้เข็มค้ำขาเพื่อให้ง่ายขึ้น แนบติดกับ วงจรแผ่นพิมพ์ ให้มากที่สุด ให้สังเกตขั้วของคาปาซิเตอร์ชนิดอิเล็กโทรไลติก (electrolytic) ให้ดีด้วย อย่าเพิ่งบัคกรีชิพคาปาซิเตอร์จนกว่าจะถึงลำดับสุดท้าย

11) เลือกตัวทรานซิสเตอร์ (transistor) ที่ถูกต้องลงไป แต่สำหรับ Q_4 และ Q_{10} ให้เก็บไว้บัคกรีในลำดับสุดท้าย ให้บัคกรีโดยให้ตัวทรานซิสเตอร์อยู่สูงห่างจากผิวหน้าของ วงจรแผ่นพิมพ์ 1/8 นิ้ว ให้บัคกรีขา อิมิตเตอร์ (emitter) ของ Q_2 และ Q_3 ที่ด้านบนที่ลงกราวนด์ด้วย

12.) ใส่ D_1, D_2, D_3 ลงไปให้ถูกขั้ว บัคกรีขาของ D_3 ที่ลงกราวนด์ด้านบนด้วย สังเกตได้ว่า D_1 (1N4007) จะเชื่อมต่อกับวงจรแผ่นพิมพ์ ขาเดียวเท่านั้น ส่วนอีกหนึ่งขาจะทำให้มีลักษณะงอเพื่อต่อกับแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่ตรงนั้น ส่วน D_2 จะมีลักษณะคล้ายกับตัวทรานซิสเตอร์ แต่มีเพียงแต่ 2 ขา ซึ่งจะเรียกว่าตัววาริเตอร์ (varactor)

13.) ใช้กรรไกรตัดขาคิสตอล (crystal) ให้เหลือประมาณ 3/16 นิ้ว แล้วบัคกรีเข้ากับวงจรแผ่นพิมพ์ ให้ใช้เศษขาคิวความต้านทานเชื่อมตัวถึงด้านบนเข้ากับกราวนด์ของวงจร

14) ให้ตรวจสอบของอุปกรณ์ที่บัคกรีแล้วให้ตัดขาออกเสีย แล้วบัคกรีขาอุปกรณ์ด้านล่างทั้งหมดแล้วค้นหารูที่ยังไม่ได้เสียบอุปกรณ์ใดๆ ลงไป

15) ให้ระมัดระวังในการทำคอยล์แล้วเสียบมันเข้ากับ วงจรแผ่นพิมพ์ ให้แน่ใจว่าไม่มีกอลลิงจอร์รอบ ๆ ของ L_6, L_7, L_8, L_{11} ซึ่ง L_1 จะต่อกับ C_2 และคอลเล็กเตอร์ (collector) ของ Q_1 ส่วน L_2 จะต่อกับ $C_3 // C_4$ L_3 จะต่อกับ $C_7 // C_6$ ใช้สกรูขนาด 8/32 นิ้ว ในการที่จะทำให้ L_1, L_2, L_3, L_4 และ L_5 คงรูป จนกระทั่งขณะเสียบลง วงจรแผ่นพิมพ์ หลังจากบัคกรีแล้วจึงถอดสกรูออก แล้วใส่สลักลงไปให้เต็มคอยล์ สังเกตว่า L_{11}, L_{12} และ L_{13} ใช้สกรูขนาด 6/32 นิ้ว ในการพัน แต่ตัวอื่นๆ ใช้ สกรูขนาด 8/32 นิ้ว ยกเว้น L_{14} ที่พันลงในแกนเทอร์รอยด์ (teroid) ให้หยดพาราฟินลงไปเพื่อให้สลักติดอยู่กับคอยล์ หรือรอจนกระทั่งอุณหภูมิเรียบร้อยแล้วค่อยหยดก็ได้ เพื่อป้องกันไม่ให้มันหลุดหาย

16) บัคกรี $C_{16}, C_{17}, C_{33}, C_{38}$ (100 pF ship), C_{18} (5 pF ship), C_{31}, C_{32} (10 pF ship) และ C_{34}, C_{35} (3 pF ship) ติดด้านหลังของวงจรแผ่นพิมพ์ ชิพนี้จะมากับแผ่นพลาสติกที่มีสีบอกระหัสว่ามีค่าเท่าไร ระวังอย่าใส่ชิพต่างไว้รวมกัน การตรวจหาค่าสามารถใช้มิเตอร์ หรือใช้วงจรบริดจ์ก็ได้ ถ้า

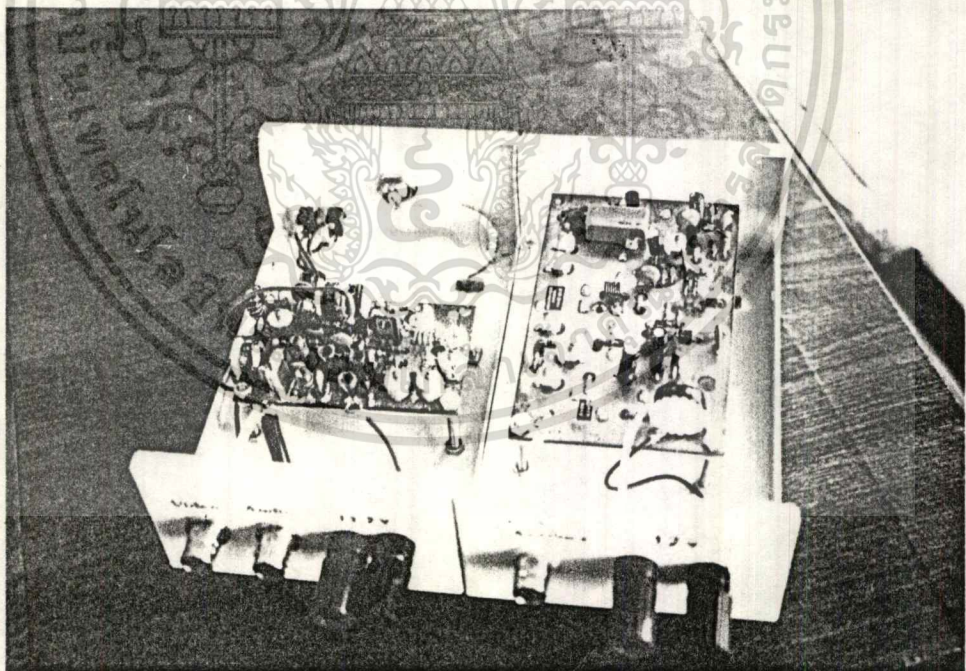
ใช้ชีพคิดค่า จะมีผลทำให้กำลังขาออกน้อย หรือไม่ออกเลยก็ได้ ให้สังเกตจุดขั้วของ C_{20} ด้านที่มีแถบจะเป็นขาบวก (+)

17) ใส่จัมเปอร์ (jumper) และ D_3 ตามตำแหน่งให้ถูกต้อง บั๊กรีอุปกรณ์ทุกชนิดที่แทงลงมาจากด้านบนระวางอย่าให้พลาสติกหลอมละลาย ต่อไปให้บั๊กรี Q_4 และ Q_{10} โดยสังเกตว่าขาออกเล็กเตอร์จะเป็นขาที่ยาวที่สุด การคิดให้ตัวทรานซิสเตอร์อยู่ตรงกลางรูให้มากที่สุด และให้สังเกตว่าเมื่อติดถูกต้องและจะมองเห็นสัญลักษณ์ของตัวทรานซิสเตอร์ทางด้านล่าง

18) ตรวจงานทุกๆ จุดให้เรียบร้อย ไม่ว่าจะเป็ค่าของอุปกรณ์ ความเรียบร้อยของการบั๊กรี เป็นต้น

ข้อสำคัญอีกประการหนึ่งคือ จะต้องใช้วัสดุที่ไม่ใช่โลหะในการยึดรูที่ใกล้กับ L_9 ซึ่งบริเวณนั้นใช้วงจรที่มีลักษณะเป็นสตริปไลน์ (strip line) เพราะมันมีผลต่อกำลังขาออกอย่างมาก โลหะทุกชนิดจะต้องอยู่ห่างจากบริเวณนี้อย่างน้อย $1/4$ นิ้ว

4.2 การทดสอบวงจรและปรับแต่ง



รูปที่ 4.3 รูปแสดงแผงวงจรเครื่องส่งโทรทัศน์หลังจากประกอบลงกล่องเรียบร้อยแล้ว พร้อมแผงวงจรของ Downconverter ก่อนทำการทดสอบวงจร

ลำดับแรกจะตรวจสอบว่า DC voltage และภาคมอดูเลเตอร์ (Modulation) ทำงาน โดยตั้งค่าแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า (power supply) ที่ 0 โวลต์ ต่อขั้วบวกเข้ากับ แหล่งจ่ายไฟเข้า (power in) โดยผ่าน แอมมิเตอร์ (ampmeter) และต่อขั้วลบเข้ากับกราวด์ค่อยๆ เพิ่มแรงดันไปจนถึง 10 โวลต์ ให้ดูที่แอมมิเตอร์ ถ้ามีการใช้กระแสสูงกว่า 100 mA ให้รีบลดแรงดันลง แล้วตรวจสอบวงจรเสียใหม่ว่ามีการลัดวงจร มีกลิ่นไหม้ ค้อน หรือมีอุปกรณ์ใดร้อนหรือไม่ ให้สาเหตุของส่วนนั้นก่อนที่ จะทำงานต่อไป

เมื่อทุกอย่างเรียบร้อยแล้วให้เพิ่มแรงดันเป็น 13.2 โวลต์ แล้วตรวจสอบแรงดันตามจุดต่างๆ ว่าตรงตามข้อมูลหรือไม่ โดยให้ขั้วลบของมิเตอร์จับอยู่ที่ ขั้วลบของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า ให้ได้ดังค่าต่อไปนี้

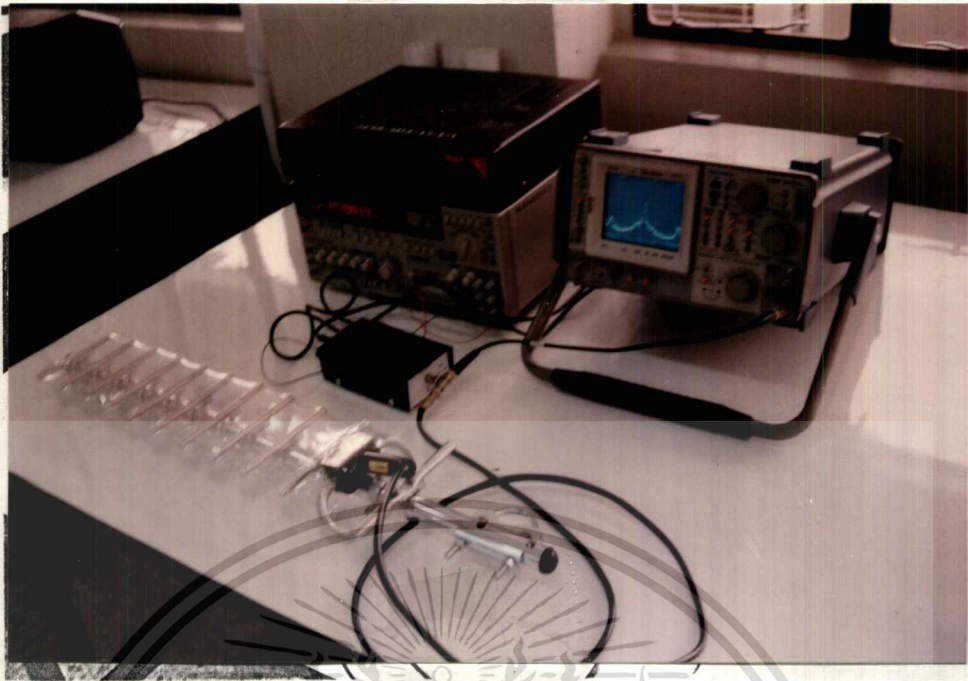
TP ₁	collector Q ₇	+13.2V
	collector Q ₁	+12.6V
	collector Q ₂	+13.2V
TP ₆	drain Q ₉	+6.8V
TP ₇	collector Q ₈	+3.5V
	collector Q ₄	+2 ~ +11.5 V
TP ₂	emitter Q ₇ ขึ้นอยู่กับค่าของ R ₁₄ และ R ₁₈ ขณะนั้น	

ลำดับต่อไปให้ปรับ R₁₄ เพื่อให้ได้แรงดันที่ TP₁ เท่ากับ 6 โวลต์ แล้วต่อเครื่องนับความถี่ (frequency counter) วัดความถี่ที่ TP₂ จะได้ความถี่อยู่ระหว่าง 5-6 MHz ให้ปรับค่า C₂₄ จนกระทั่ง ได้ค่าความถี่อยู่ระหว่าง 5.495-5.55 MHz ถ้าไม่สามารถปรับความถี่ได้ตามนี้ให้ใช้วิธีเพิ่มหรือลดรอบของ L₁₄

ลำดับต่อไปให้ปรับ R₁₈ ไว้ตรงกลาง และปรับ R₁₄ ไว้ตรงค่าสูงสุดที่อิมิตเตอร์ ของ Q₇ จะต้องมีค่าประมาณ 11.0 โวลต์ หรือมากกว่า ถ้าไม่ได้ให้ลด R₁₈ ลงเพื่อที่จะทำตามลำดับขั้นตอนต่อไปนั่นคือ การจูนความถี่ RF จากการสังเกตที่ไดอะแกรม (diagram) ของวงจรจะเห็นว่า Q₁, Q₂, Q₃, Q₄ และ Q₅ จะทำงานที่คลาส C (class C) หมายความว่าเมื่อไม่มีสัญญาณเข้ามาที่ภาค (stage) จะอยู่ในสถานะ off และไม่มีกระแสไหล สัญญาณที่เข้ามาจะทำให้กระแสไหลจนถึงจุดๆ หนึ่ง ดังนั้นจะสามารถดูได้จากกระแสคอเล็กเตอร์ในแต่ละภาค ซึ่งกระแสคอเล็กเตอร์จะแสดงถึงว่ามีสัญญาณอินพุตเข้ามาถึงภาคนั้นแล้ว สามารถใช้หลักการนี้มาช่วยในการจูนแต่ละภาค ของวงจรคัปปลิง (coupling) ดังนั้นขณะที่จูนสัญญาณนั้นให้ใช้มิเตอร์วัดแรงดันที่ R_o ของแต่ละภาคให้จูน ให้ได้ค่าแรงดันสูงที่สุดในแต่ละภาค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 รูปแสดงการต่ออุปกรณ์เพื่อปรับแต่งวงจรภาคส่ง



รูปที่ 4.5 แสดงการต่ออุปกรณ์ภาครับเพื่อใช้เป็นมอนิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปรับ ทริมเมอร์คาปาซิเตอร์ ให้ได้ตามนี้

$$C_{12} = 35\%$$

$$C_{13} = 20\%$$

$$C_{14} = 20\%$$

$$C_{15} = 50\%$$

$$C_{19} = 35\%$$

ต่อครัมมีโหลด (drummy load) 50 โอห์ม ที่นี้เอาต์พุตของภาคขยาย RF ใช้ขาลบของมิเตอร์จับที่ TP₅ และขาวกจับอยู่ที่ TP₁ ปรับย่านวัดอยู่ที่ 1 โวลท์ ปรับ L₄, L₅, C₁₂ และ C₁₃ ตามลำดับเพื่อให้มิเตอร์อ่านแรงดันได้สูงสุด ซึ่งจะได้ตำแหน่งของ C₁₂ และ C₁₃ ไม่ต่างจากที่ตั้งไว้มากนัก แต่ถ้าแตกต่างกันมาก ให้ตรวจสอบดูที่ L₄, L₅, L₆, L₇ ว่าถูกต้องหรือไม่ เพราะไม่เช่นนั้นแล้วมันจะมีผลต่อการจูนในภาคต่อๆ ไป

ลำดับต่อไป ปรับ C₁₄ ให้อ่านค่าแรงดันได้ต่ำที่สุด ซึ่งจะอยู่ที่ตำแหน่งประมาณ 35% ซึ่งไม่ควรจะมากกว่านี้ ค่อยๆปรับค่า C₉ อย่างช้าๆ และระมัดระวัง ขณะนั้นให้สังเกต RF เอาท์พุต ไปด้วยปรับไปจนกว่าจะได้ค่าสูงที่สุดจึงเปลี่ยนไปปรับที่ C₂₀ เพื่อให้ได้เอาต์พุต สูงที่สุดด้วยเช่นกัน ลองหันกลับไปปรับ C₁₂, C₁₃, C₁₄ เพื่อให้ได้เอาต์พุตสูงขึ้น

ลองลดแรงดันแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าลงเหลือ 10 โวลท์ จะทำให้ กำลัง RF เอาท์พุต ลดลงเหลือประมาณ 20 % แต่ถ้าไม่มีเอาต์พุตเลย ให้กลับไปจูนมาใหม่โดยเริ่มตั้งแต่ L₂ เป็นต้นไป

ลำดับสุดท้ายคือ การตรวจสอบ ภาควิดีโอโมดูเลชัน (video modulation) ซึ่งจะต้องมีอุปกรณ์ เครื่องรับ ที่สามารถรับสัญญาณความถี่ 902-928 MHz ได้ ต่อสายอากาศที่เครื่องส่ง ซึ่งจะต้องวางสายเคเบิ้ลยาวให้สายอากาศห่างจากเครื่องส่งประมาณไม่ต่ำกว่า 10 ฟุต ต่อสัญญาณวิดีโอ (video) และ ออดิโออินพุต (audio input) เข้าที่เครื่องส่ง ตั้งค่า R₁₈ ไว้ที่ตรงกลาง และตั้งค่า R₂₉ ไว้ที่ตรงกลางเช่นกัน ต่อแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า เข้ากับเครื่องส่ง ปรับ R₁₄ ให้กำลัง RF เอาท์พุต ลดครึ่งหนึ่ง เปิดเครื่องรับ มองดูภาพขณะปรับ R₁₄ และ R₁₈ ให้ได้ภาพที่สม่ำเสมอไม่มีการเลื่อนขาวไป หรือดำไป ปรับ R₂₉ ให้ได้ยินเสียงที่ชัดเจน ในขณะที่นั้นปรับระดับเสียงของเครื่องรับให้อยู่ในระดับปกติ ห้ามส่วนใดๆ ที่เกี่ยวข้องกับสัญญาณ RF อีก

บทที่ 5

การทดลองและสรุปผล

เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของวงจรที่ออกแบบ การทดลองเป็นวิธีที่ดีที่สุดในการตรวจสอบการทำงานของวงจร โดยการประกอบวงจรจริง ทำการวัดค่าต่างๆ ด้วยมัลติมิเตอร์ (Multimeter) ออสซิลโลสโคป (Oscilloscope) สเปกตรัมแอนาไลเซอร์ (Spectrum Analyzer) เป็นต้น หัวข้อต่อจากการทดลองคือ ปัญหาและแนวทางแก้ไข ซึ่งเป็นหัวข้อที่รายงานให้ทราบคือปัญหาในการทำโครงการ ซึ่งปัญหาต่างๆ ไม่สามารถควบคุมได้ แต่ก็ยังมีทางแก้ไข หรือปรับเปลี่ยนหลักเลี้ยงเพื่อลดปัญหานั้นลง หัวข้อสรุปผลการทดลอง และข้อเสนอแนะจะกล่าวถึงบทสรุปของการทำโครงการ ข้อเสนอแนะในการนำไปใช้งาน และแนวทางการพัฒนาต่อไป

5.1 การทดลอง

1. เมื่อทำการลงอุปกรณ์ครบและทำการประกอบลงกล่องแล้ว ทำการจ่ายแรงดันไฟฟ้าเท่ากับ 13.2 V เข้าที่แหล่งจ่ายไฟเข้าตรวจสอบแรงดันไฟฟ้าตามจุดต่างๆ ได้ผลดังนี้

$$\text{ที่ TP}_3 \text{ เทียบ GND} = 10 \text{ V}$$

$$\text{ที่ TP}_3 \text{ เทียบ TP}_1 = 3 \text{ V}$$

$$\begin{aligned} \text{หากระแส } I_C \text{ ของ } Q_2 &= 3 \text{ V} / 100 \Omega \\ &= 30 \text{ mA} \end{aligned}$$

ซึ่งตามปกติวงจรทำงานจริง I_C ของ Q_2 จะประมาณ 25 mA ถึง 40 mA

$$\text{ที่ TP}_3 \text{ เทียบ TP}_1 = 1 \text{ V}$$

$$\begin{aligned} \text{หากระแส } I_C \text{ ของ } Q_3 &= 1 \text{ V} / 33 \Omega \\ &= 30 \text{ mA} \end{aligned}$$

ซึ่งตามปกติวงจรที่ใช้งานจริง I_C ของ Q_3 ประมาณ 30-60 mA

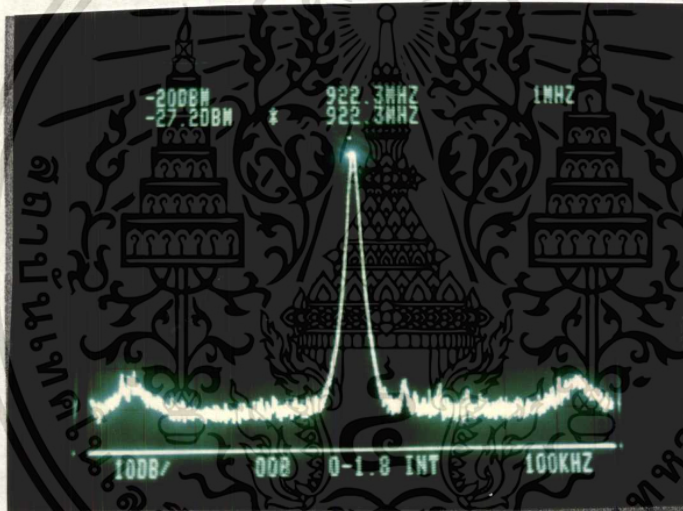
$$\text{ที่ TP}_3 \text{ เทียบ TP}_1 = 1.1 \text{ V}$$

$$\begin{aligned} \text{หากระแส } I_C \text{ ของ } Q_4 &= 1.1 \text{ V} / 15 \Omega \\ &= 70 \text{ mA} \end{aligned}$$

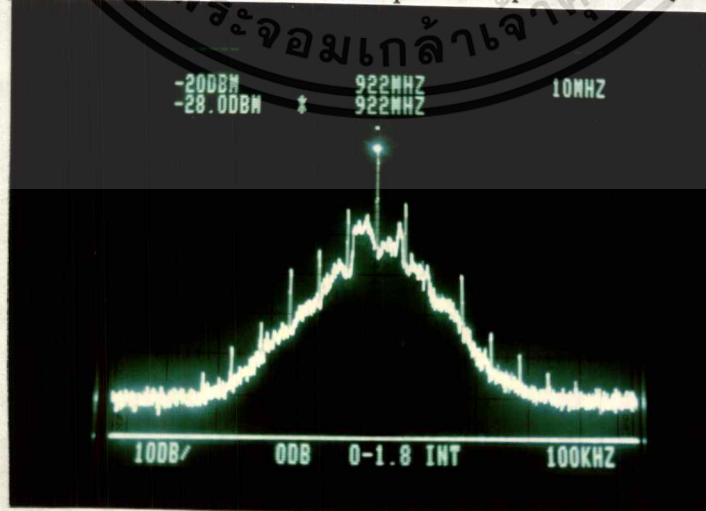
2. ปรับ R_{14} ให้ได้ แรงดันที่ขาอิมิตเตอร์ Q_7 ได้ 6.0 V ใช้เครื่องวัดความถี่ (Frequency counter) วัดความถี่ที่ขา อิมิตเตอร์ของ Q_7 ได้ความถี่ประมาณ 5-6 MHz ปรับ C_{24} จนได้ความถี่มาตรฐาน 5.5 MHz

3. วัดกำลังเอาต์พุต หลังจากปรับความถี่ทุกๆ ภาคแล้วได้ค่าอยู่ระหว่าง 0.2-0.7 W ขึ้นอยู่กับแหล่งจ่ายแรงดัน

4. ใช้สายสัญญาณ 50 Ω ต่อจากเอาต์พุตของเครื่องส่งเข้ากับสเปกตรัมอานาไลเซอร์ เพื่อดูสเปกตรัมของสัญญาณ RF ดังรูปที่ 5.1 ได้ความถี่กลาง (f_c) ที่ 922.25 MHz และขนาดแบนด์วิดท์ของสัญญาณ RF (ยังไม่ป้อนอินพุต) มีขนาดประมาณ 0.5-1 MHz ซึ่งรูปร่างสัญญาณที่ได้เป็นสัญญาณที่คงที่ไม่มีการกระเพื่อมหรือเปลี่ยนแปลงความถี่ f_c น้อยมาก และเมื่อป้อนสัญญาณอินพุต ทั้งภาพและเสียง จะได้รูปของสัญญาณมีขนาดแบนด์วิดท์ประมาณ 30-40 MHz ดังรูปที่ 5.2



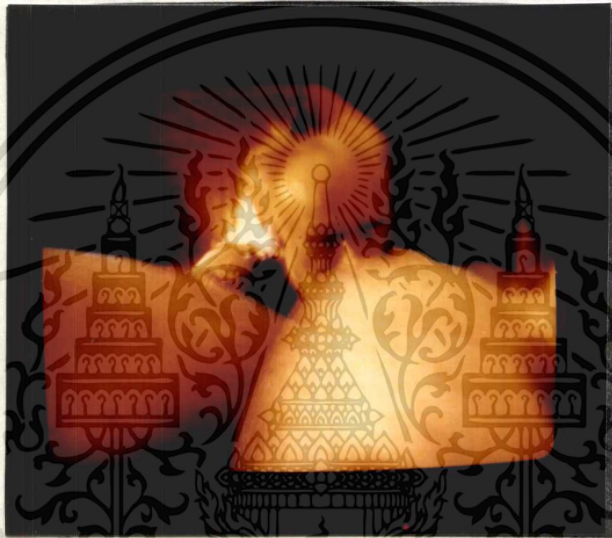
รูปที่ 5.1 ภาพจากการวัดความถี่ของ RF output ด้วย Spectrum Analyzer



รูปที่ 5.2 ภาพจากการวัดดู Spectram ของสัญญาณ output หลังให้ Video, Audio input

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. ใช้ชุดดาวนคอนเวอร์เตอร์ (Downconverter) ที่แปลงสัญญาณ RF จากย่าน 908-940 MHz ลงมาอยู่ที่ช่องสัญญาณช่อง 3 หรือช่อง 4 (61.25 MHz หรือ 67.25 MHz) ซึ่งมีวงจรการทำงานดังแสดงในภาคผนวก ต่อสัญญาณ RF เอาท์พุทจากเครื่องส่งเข้ากับ RF อินพุทของตัวดาวนคอนเวอร์เตอร์ และใช้สายสัญญาณชนิด RG58 ความยาวไม่ต่ำกว่า 50 ฟุต (เพื่อทำการลดทอนสัญญาณ). ต่อจากเอาต์พุทของดาวนคอนเวอร์เตอร์เข้ากับมอนิเตอร์(monitor) ปรับสัญญาณวีดีโอ และออดิโออินพุทที่เครื่องส่งปรับ R_{14} และ R_{15} จนได้ภาพสมบูรณ์และปรับ C_{24} จนได้สัญญาณเสียงที่สมบูรณ์โดยสังเกตที่มอนิเตอร์



รูปที่ 5.3 ภาพของสัญญาณเมื่อทำการส่ง โดยใช้สายโคแอกเซียลมาลดทอนสัญญาณ

6. ทำการทดลองออกอากาศโดยใช้สายอากาศชนิดยาคี 12 อ. และสายอากาศชนิด ยาคี 16 อีลิเมนต์ ผลการทดลองจะสามารถรับสัญญาณภาพดังรูปประกอบ และรายละเอียดดังต่อไปนี้

ระยะทาง	ความชัดเจนของสัญญาณภาพ	คุณภาพเสียง
0-2 เมตร	สัญญาณแรงเกินไป ภาพสีขาวแตก ภาพสั่นเมื่อมีภาพสีขาว	ชัดเจนแต่มีเสียงนอยส์จี้ๆ เมื่อสัญญาณภาพมีสีขาว
3-30 เมตร	ชัดเจนดีมาก สัญญาณภาพสีปกติ ไม่มี snow	มีเสียงชัดเจนดีมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

30-50 เมตร	มี snow บ้าง แต่ยังไม่มองเห็น	มีเสียงชัดเจน
	ความแตกต่างของสีของภาพ	ได้
50-70 เมตร	สัญญาณภาพมี snow มาก แต่	มีเสียงซ่ามากแต่ยังสามารถ
	ยังสามารถมองเห็นเป็นภาพ	ฟังได้
	ขาวดำ	
70 เมตรขึ้นไป	ไม่สามารถรับสัญญาณภาพได้	เสียงซ่าฟังไม่รู้เรื่อง



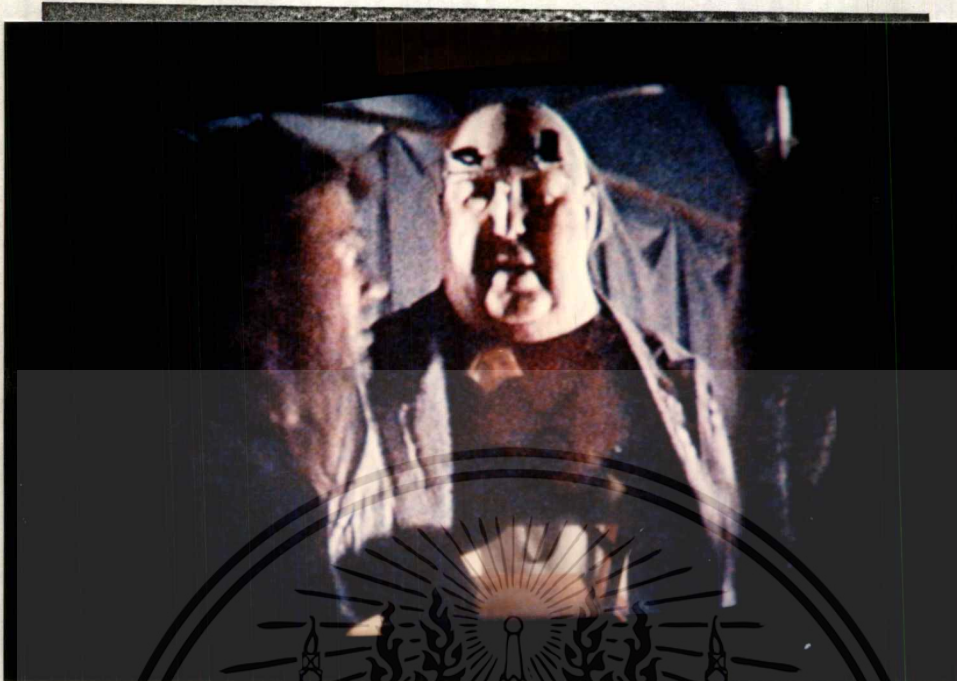
รูปที่ 5.4 ภาพแสดงสัญญาณภาพที่รับได้เมื่อระยะห่างจากเครื่องส่ง 10 เมตร เอกสารนี้เป็นเอกสารทสงวนลิขสิทธิ์สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



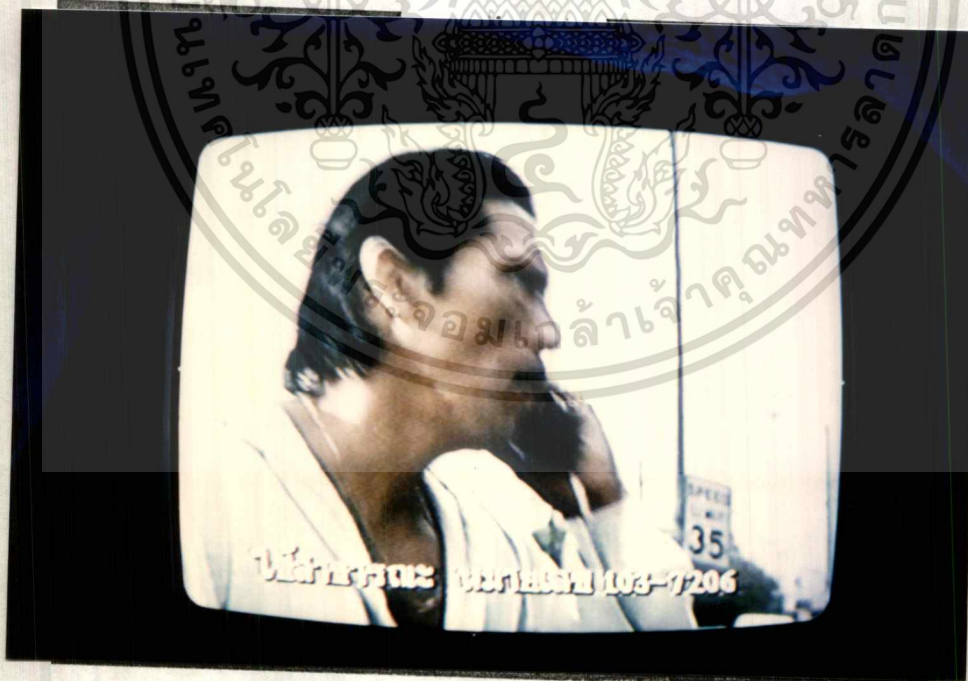
ก. ชุดรับสัญญาณ ประกอบด้วย เครื่องรับโทรทัศน์ Downconverter และสายอากาศ ยากิ 16 อี
ข. ชุดเครื่องส่งสัญญาณ ประกอบด้วย แหล่งจ่าย แหล่งจ่าย เครื่องเล่นวีดีโอ เครื่องส่งโทรทัศน์ และสายอากาศ ยากิ 12 อี

รูปที่ 5.5 ภาพแสดงการติดตั้งเครื่องมือเพื่อทดสอบสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.6 แสดงภาพที่รับได้เมื่อห่างจากเครื่อง 1 เมตร สัญญาณมีขนาดมากเกินไป ทำให้สีขาวแตก และมีเสียงจี้



รูปที่ 5.7 แสดงภาพที่รับได้เมื่อห่างจากเครื่อง 70 เมตร สัญญาณมีขนาดน้อยเกินไป ทำให้ snow และมีเสียงซ่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 ปัญหาและการแก้ไข

ปัญหาที่พบในการสร้างวงจร

1. กำลังที่เอาต์พุตน้อย เกิดจากการจูนคอยล์ผิดขนาด แก้ได้โดยค่อยๆทำการปรับคอยล์พร้อมกับสังเกตกระแสของแหล่งจ่ายไฟฟ้าว่าเพิ่มขึ้นหรือลดลง

2. ความถี่ขับแคเรียร์ไม่ได้ตามมาตรฐานที่ 5.5 MHz แก้ได้โดยลดรอบของคอยล์ที่พันรอบทอโรอยด์แล้วทำการจูนใหม่

3. แผงวงจรร้อนมากเมื่อเปิดเครื่อง ปกติวงจรจะร้อนอยู่แล้วเนื่องมาจากการทำงานในย่านความถี่สูงๆ แต่ถ้าต้องการจะให้ความร้อนลดลงให้จูนวงจรในภาคที่ 1 (Q_1) ให้กำลังต่ำลงประมาณ 5%

4. ไม่สามารถจูนหาสัญญาณภาพได้ เนื่องจากมีจุดที่ต้องทำการจูนหลายจุดคั้งนั้นจึงต้องอาศัยความละเอียด และความอดทนในการปรับหาสัญญาณ

5. สัญญาณภาพที่ได้เป็นลักษณะสีแตก เนื่องจากเครื่องรับได้รับขนาดสัญญาณสูงเกินไป เป็นเพราะเครื่องส่งและเครื่องรับอยู่ใกล้กัน คั้งนั้นขณะที่ทำการทดลองเครื่องรับและเครื่องส่งจะต้องอยู่ห่างกันไม่ต่ำกว่า 4 เมตรหรือถ้าจำเป็นต้องอยู่ใกล้ๆ กันจะต้องลดกำลังที่เครื่องส่งลง

5.3 สรุปผลและแนวทางการพัฒนา

วงจรที่ออกแบบสามารถทำงานได้ถูกต้องตามจุดประสงค์ในการสร้างทุกประการ ภาคการทำงานต่างๆ ถูกต้องตามทฤษฎีและสามารถพิสูจน์ให้เห็นได้อย่างชัดเจน

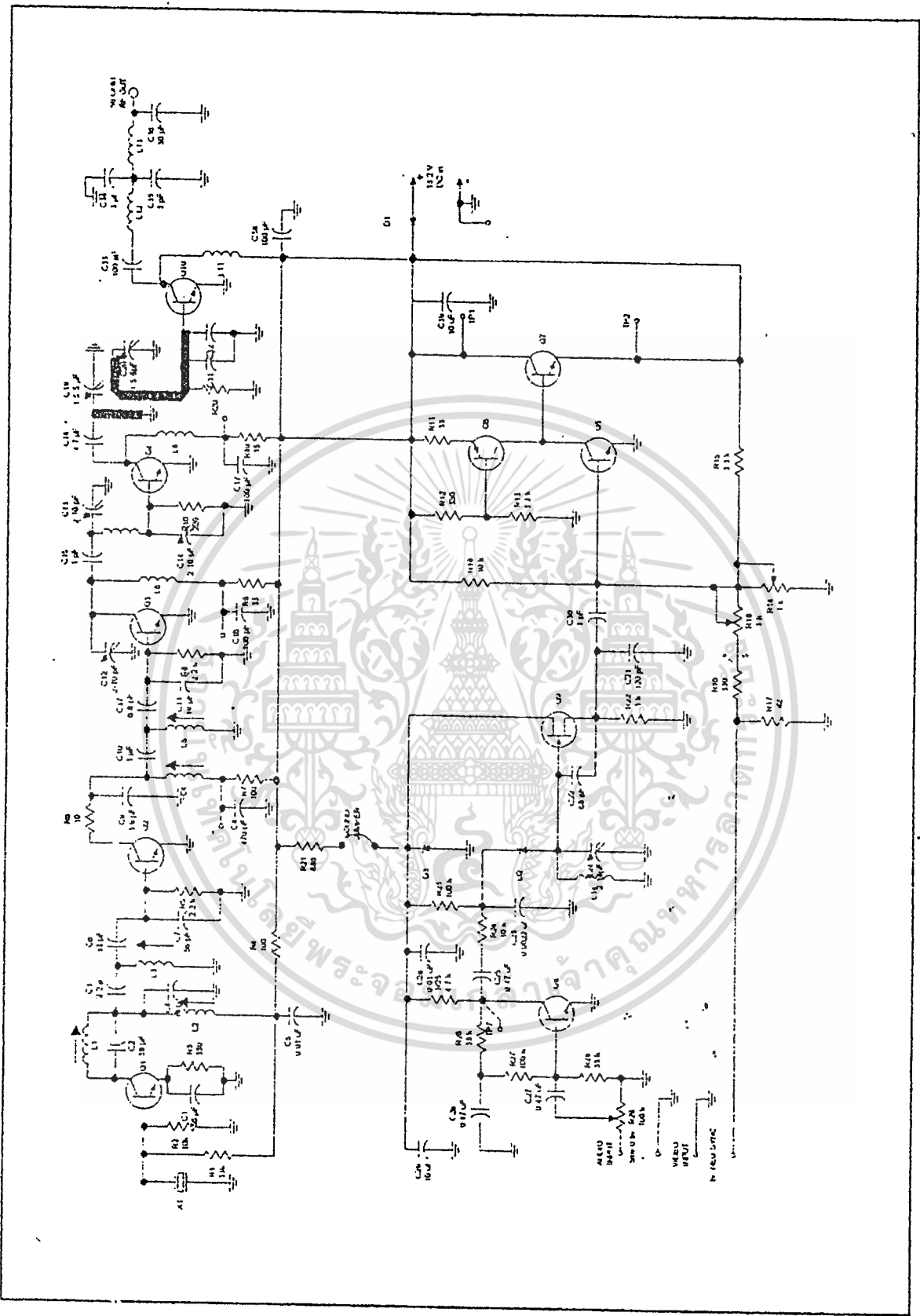
สัญญาณภาพที่รับได้ที่ภาครับมีคุณภาพดีสามารถนำไปใช้ประโยชน์ทางด้านอื่นได้ เช่น การส่งสัญญาณภาพในระยะทางไกลๆ เป็นต้น

การเพิ่มระยะทางการส่งสัญญาณสามารถทำได้ 2 ทาง คือการเพิ่มแกนของสายอากาศ และการเพิ่มกำลังของเครื่องส่ง

แนวทางการพัฒนาที่สามารถเป็นไปได้คือการรวมภาคส่งและภาครับเข้าไว้ด้วยกัน และจัดระบบการสื่อสารให้เป็นการติดต่อได้ 2 ทาง (Full Duplex) ซึ่งมีแนวทางที่น่าจะเป็นไปได้แต่จะต้องอาศัยการพัฒนาในลำดับต่อไป แต่เนื่องจากราคาอุปกรณ์บางชนิดยังมีราคาแพงและหายากในประเทศไทย คั้งนั้นจึงขอแนะนำว่าในการพัฒนาโครงการนี้ควรจะศึกษาแหล่งที่จะสามารถหาอุปกรณ์ที่สามารถนำมาทำงานได้ให้ดีที่สุดก่อน

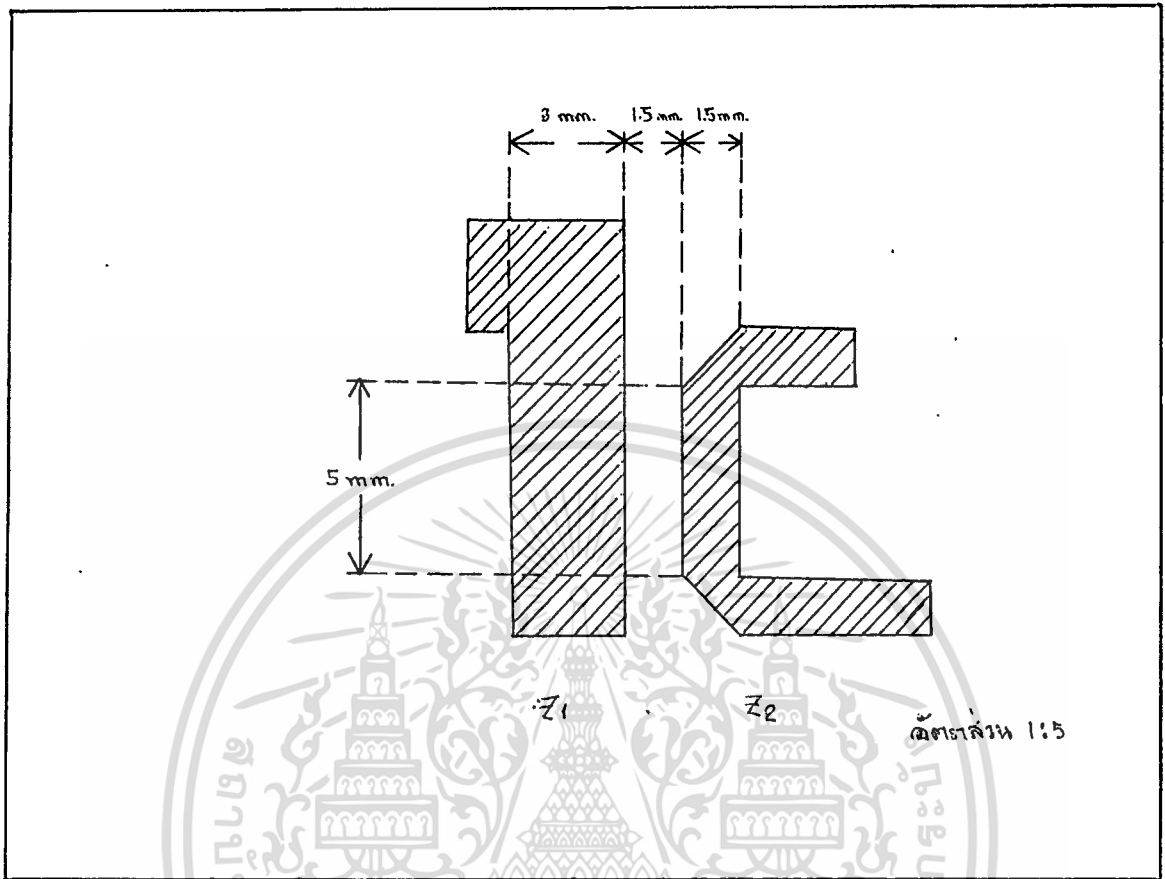


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วงจรเครื่องส่งสัญญาณโทรทัศน์ครบถ้วน (ATV9000)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปแสดงขนาดของวงจรมicrostripที่ใช้ในเครื่องส่ง ATV 922.25 MHz

รายการอุปกรณ์ ATV 900

ตัวต้านทานที่มีค่าคงที่ทุก ๆ ค่า เป็นชนิด 1/8 วัตต์ 5%

R_1, R_{26}, R_{28}	33,000 ohms
R_2, R_{19}, R_{24}	10,000 ohms
R_3, R_{12}, R_{16}	330 ohms
R_4, R_7, R_{20}	100 ohms
R_5, R_8	2,200 ohms
R_6	10 ohms
R_9, R_{11}	33 ohms
R_{10}, R_{15}	220 ohms
R_{13}	3,300 ohms
R_{14}, R_{18}	1,000 ohms (poteniometer, thunbwheel type, PC mount)
R_{17}	82 ohms
R_{21}	680 ohms
R_{22}	1,000 ohms
R_{23}, R_{27}	100,000 ohms
R_{25}	4,700 ohms
R_{29}	100,000 ohms poteniometer, thunbwheel type, PC mount
R_{30}	15 ohms

ตัวเก็บประจุ

C_1, C_7	56 pF, NPO
C_2	39 pF, NPO
C_3	2.2 pF, NPO
C_4, C_{11}	18 pF, NPO
C_5, C_{28}	0.01 uF disk, GMV
C_6	33 pF, NPO
C_8	470 pF, GMV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C_9	3.9 pF,NPO
C_{12},C_{13},C_{14}	2-10 pF trimmer
C_{10},C_{15}	1 pF,NPO
$C_{16},C_{17},C_{33},C_{38}$	100 pF,surface-mount type
C_{18}	4.7 or 5.0 pF,NPO surface-mount อย่างใดอย่างหนึ่ง
C_{19},C_{20}	1.5-5 pF trimmer
C_{21}	120 pF,NPO หรือ SM
C_{22}	68 pF,NPO
C_{23}	0.0022 uF,50 V,Mylar
C_{24}	2-18 pF trimmer
C_{25},C_{26},C_{27}	0.47 หรือ 1.0 uF ,35 V tantalum electrolytic
C_{29}	10 uF ,16 volt electrolytic
C_{30}	1 pF,NPO
C_{31},C_{32}	10 pF,NPO surface-mount
C_{34},C_{35}	3 pF,NPO
C_{36}	30 pF,NPO
C_{37}	6.8 pF,NPO
C_{39}	10 uF,16 volt surface-mount

ตัวเหนี่ยวนำ

$L_1,L_2,L_3,L_4,L_5,L_{14}$ ใช้ลวดเบอร์ 22

$L_6,L_7,L_8,L_{11},L_{12},L_{13}$ ใช้ลวดเบอร์ 22

Ferite slug ,blue ขนาด 8/32 5 อัน

Teroid 1 อัน

อุปกรณ์ชนิดสารกึ่งตัวนำ

D_1 1N4007 rectifier

D_2 MV2112 varactor

D ₃	1N754 zener diode 6.2 V
Q ₁	2N3563 transistor
Q ₂ , Q ₃	MPS3866 transistor
Q ₄ , Q ₁₀	MRF559 transistor
Q ₅	2N3904 transistor
Q ₆	2N3906 transistor
Q ₇	MJE180 video amplifier modulator
Q ₈	2N3565 transistor
Q ₉	MPF102 JFET

อุปกรณ์อื่น ๆ

X1 57.703125 MHz crystal(923.25 MHz)

วงจรแผ่นพิมพ์ 2 หน้า

8/32 และ 6/32 screw (สำหรับพัน coil)



ผนวก ข๑

วงจรแปลงความถี่

DOWN CONVERTER

วงจรแปลงความถี่นี้ถูกออกแบบให้แปลงความถี่วิทยุ(RF) ย่าน 902-928 MHz ลงมาเป็นความถี่ไอเอฟ(IF) อยู่ในย่าน 61.25 หรือ 67.25 MHz (ช่อง 3 หรือ ช่อง 4) ซึ่งสามารถรับสัญญาณได้โดยเครื่องโทรทัศน์หรือมอนิเตอร์ (monitor) ทั่วๆ ไป มันมีลักษณะเด่นคือ การผ่านสัญญาณจากภาคขยายอาร์เอฟ(RF amp) ไปยังภาคมิกเซอร์ (mixer) ด้วยซ็อตสกีไดโอด (Schottky Diode) ที่มีค่าสัญญาณรบกวนต่ำ สามารถควบคุมการจูนสัญญาณได้เป็นขั้นๆ การใช้ซ็อตสกีไดโอดนั้นเพื่อต้องการลดความไวของสัญญาณที่จะเข้ามารบกวนทั้งจากสัญญาณที่มีอยู่ในช่องเดียวกัน หรือช่องข้างเคียง ในกรณีที่อยู่ในพื้นที่ที่มีการใช้ช่องสัญญาณหนาแน่น และอีกประการหนึ่งเพื่อความกว้างของช่องสัญญาณมีมากเพียงพอ ส่วนวงจรที่แสดงในส่วนอื่นๆ นั้นคือวงจรกันสัญญาณไฟตรงในกรณีที่มีการส่งไฟเลี้ยงขึ้นไปตามสายสัญญาณ เพื่อลดระยะทางระหว่างสายอากาศ กับวงจรแปลงความถี่ใน กรณีนี้วงจรแปลงความถี่จะอยู่ติดกับตัวสายอากาศ และส่งสัญญาณวิดีโอ (Video) ลงมาตามสายสัญญาณ

เพื่อความสะดวกในการรับสัญญาณเราสามารถใส่แรงดันไฟตรงมาควบคุมการจูนความถี่ได้ซึ่งจะทำหน้าที่เหมือนการปรับค่าของโพเทนติโอมิเตอร์ (Potentiometer) ซึ่งสามารถเลือกความถี่ไอเอฟเอาต์พุต (IF output) ได้ตั้งแต่ 60 ถึง 72 MHz วงจรแปลงความถี่นี้ใช้ไฟเลี้ยง 11 ถึง 20 โวลต์ 55 มิลลิแอมป์(mA) หรือถ้าเป็นส่งไฟตามสายสัญญาณก็จะเป็น 11 ถึง 19 โวลต์(Volt) และการขยายของตัวมันจะมีประมาณ 34 dB และมีแบนวิดท์ (bandwidth) ประมาณ 30 MHz

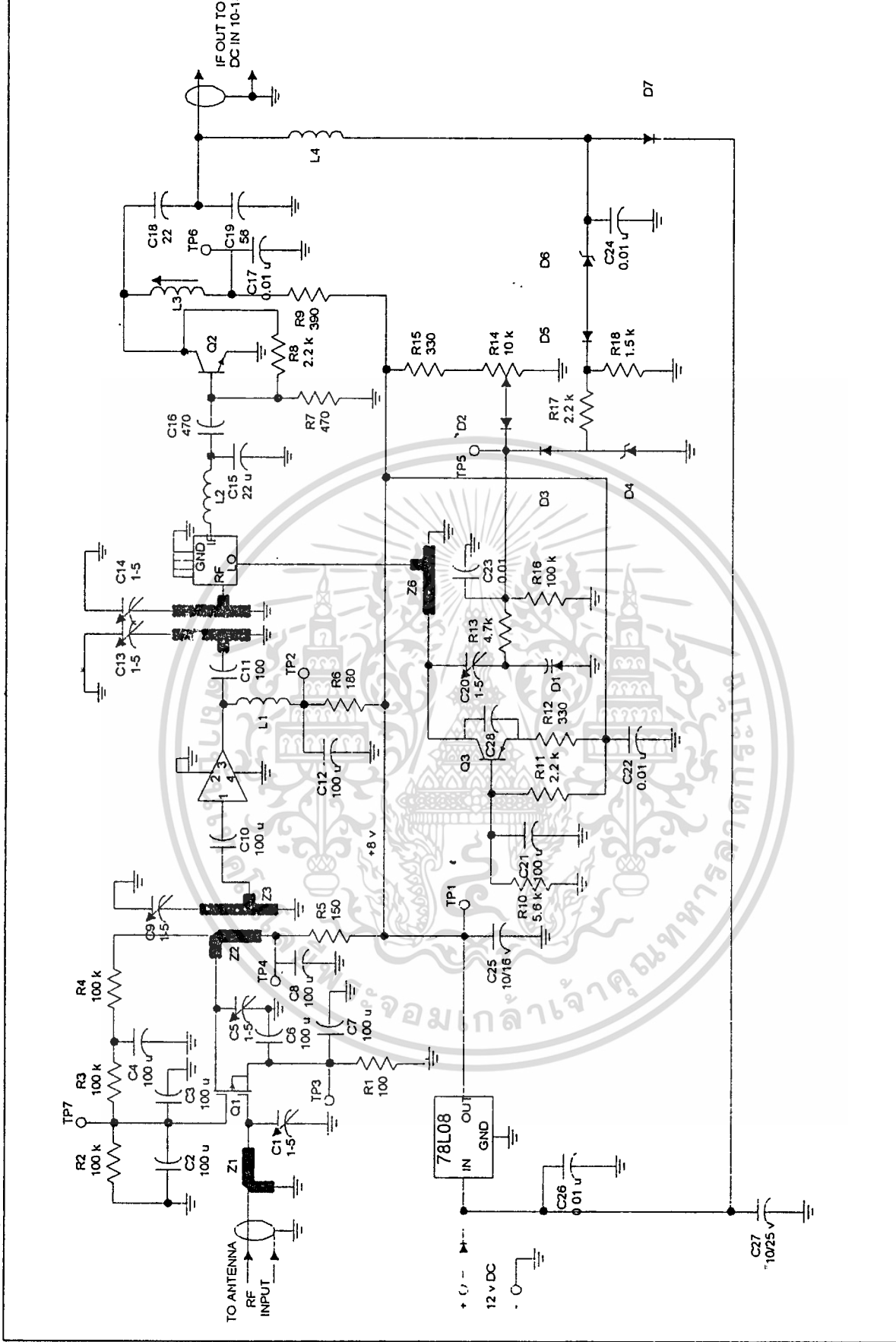
นอกจากนี้ยังสามารถรวมแผงวงจรแปลงความถี่นี้ เข้าไว้ในกล่องเดียวกับตัวเครื่องส่งได้ ซึ่งจะทำให้ได้เป็นสถานีส่งสัญญาณที่สามารถเคลื่อนย้ายได้สะดวก นั้นหมายความว่าตัวสายอากาศจะตั้งเป็นแบบเตี้ยๆ ด้วยเช่นกัน

หลักการทำงานตามผังวงจร

สัญญาณจากสายอากาศ ซึ่งมีความถี่อยู่ในช่วง 902-940 MHz จะผ่านข้อต่อ J₁ เข้าไปคือบริเวณไมโครสตริป(microstrip) ที่ออกแบบไว้มีคุณสมบัติเป็นตัวเหนี่ยวนำ และตอบสนองสูงสุด ในย่านประมาณ 915 MHz แต่สามารถเปลี่ยนแปลงได้โดยปรับทริมเมอร์ (Trimmer) C1 และความเป็นตัวเก็บประจุของ MESFET Q₁, Q₂ คือขั้นแรกของการขยายสัญญาณ RF ซึ่งถูกไบอัส b (bias) โดย R₁ และขั้นที่สองเป็นวงจรดีไวเดอร์(Divider) ของ R₂, R₃ และ R₄ กระแสเดรน(Drain) ของ Q₁ มีประมาณ 8 mA. ตัวเก็บประจุ C₂, C₃, C₄, C₅, C₆, C₇ และ C₈ จะเป็นตัวบายพาส (by pass)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะในโครงการศึกษาเท่านั้น

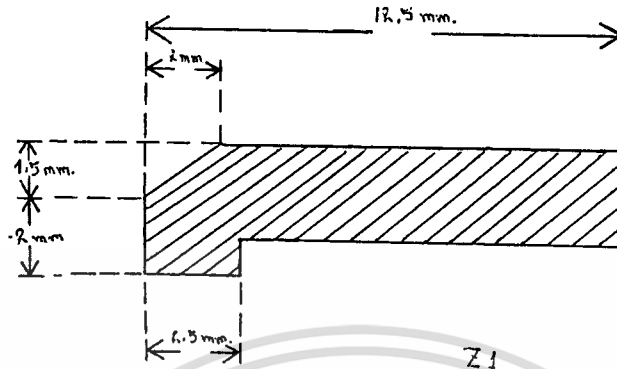
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



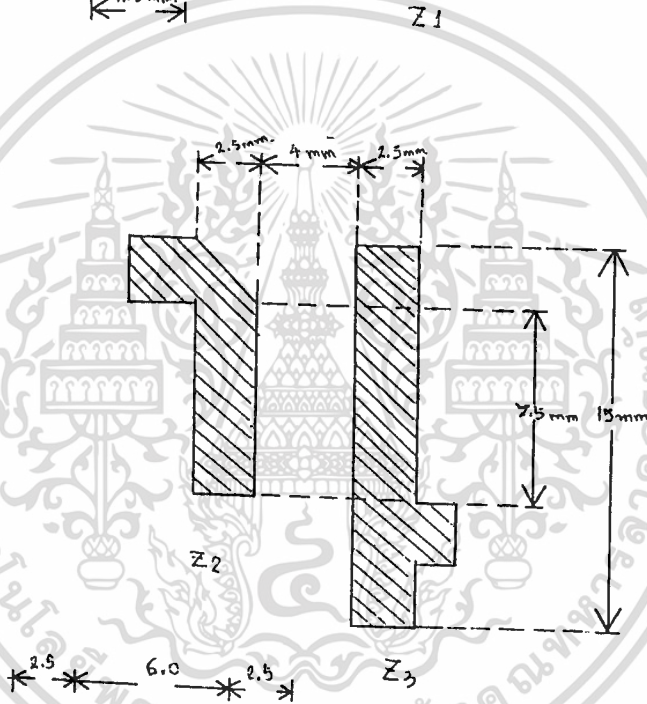
วงจรเครื่องรับสัญญาณ โทรทัศน์สมัครเล่น (ATV 922.25)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

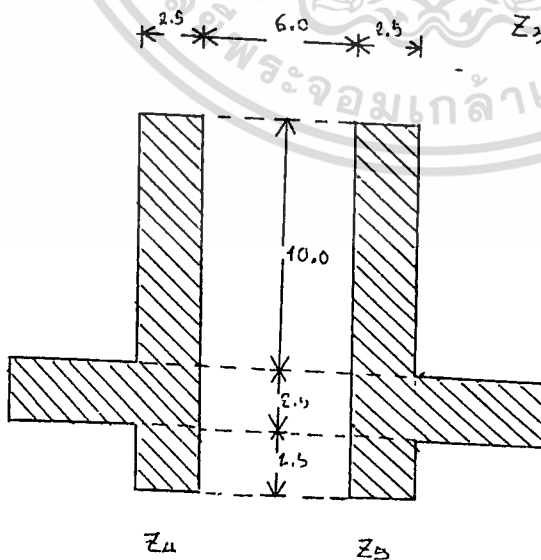
รูปแสดงขนาดของวงจรไมโครสตริปที่ใช้ในเครื่อง Downconverter ATV 922.25 MHz



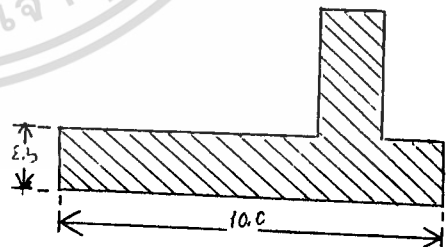
1 : 5



1 : 3.33



1 : 3.33



Z6
1 : 3.33

สัญญาณอาร์เอฟ ซึ่งทั้งหมดนี้จะต้องตอบสนองในความถี่ย่าน 900 MHz และควรเป็นชนิดชิพ (chip) เพราะถ้าเป็นชนิดดิสก์(disk) แล้วจะมีคุณสมบัติในการนำไฟฟ้าดีเกินไป ที่ขาตรงของ Q_1 จะต่อกับวงจรของ C_5 , Z_2 , C_9 และ Z_3 , Z_2 และ Z_3 จะแสดงคุณสมบัติเป็นตัวหม้อแปลงมีความเหนี่ยวนำของมันและมีประสิทธิภาพในการส่งผ่านสัญญาณ C_8 จะทำหน้าที่กรองสัญญาณอาร์เอฟลงกราวด์(ground) ส่วน Z_3 จะเทรีปเอาสัญญาณเข้าสู่ขั้นตอนต่อไป เกณฑ์ช่วงนี้จะประมาณ 13-16 dB ขึ้นอยู่กับการปรับแต่งที่ขั้นตอนที่สองนี้จะใช้อุปกรณ์ประเภท IC ที่ทำงานในย่านไมโครเวฟ(Micro wave) ซึ่ง IC นี้มีอิมพีแดนซ์ 50Ω ทั้งอินพุต(input) และเอาต์พุต(output) และ gain การขยายสัญญาณ ประมาณ 15 dB ที่ 1 GHz C_{10} ทำหน้าที่ส่งผ่านสัญญาณ RF และป้องกันไฟดีซี(DC) ให้กับ IC1 สำหรับไฟเลี้ยงสำหรับ IC1 นั้นจะเข้ามาทาง R_6 , L_1 และถูกกรองสัญญาณรบกวนลงกราวด์ด้วย C_{12} , C_{11} จะนำสัญญาณจาก IC1 เข้าสู่วงจรดับเบิ้ลจูน(Doubletuned) อีกครั้งหนึ่งที่มี Z_4 , C_{13} , Z_5 และ C_{14} ที่ มิกเซอร์ จะมีชุดวงจรที่ประกอบด้วย ซีออสกิล โคโอค เพื่อทำการเปลี่ยนสัญญาณอาร์เอฟ ไปเป็นสัญญาณไอเอฟ วงจรคัปปลิงและ มิกเซอร์ จะทำให้เกิดการสูญเสียประมาณ 10-11 dB ซึ่งทำให้โดยรวมแล้ว มีเกน(gain) ประมาณ 19-22 dB ซึ่งขึ้นอยู่กับการปรับแต่ง (tune) ค่าของเกนนี้ คิคที่แบนด์วิคท์ ของสัญญาณ ระหว่าง 900-930 MHz และอาจจะเปลี่ยนไป ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงจากการปรับแต่ง และวงจรนี้มีนอยส์ฟิกเกอร์ (Noise Figure) เท่ากับ 1.5 - 2dB เอาต์พุตของภาครวมสัญญาณ (MIXER) จะทำให้เกิดผลรวมและผลต่าง จากการรวมสัญญาณอาร์เอฟ กับสัญญาณจากวงจรผลิตความถี่ (Oscillator) และสัญญาณที่เกิดจากผลต่างนั่นเองที่เป็นที่ต้องการ (60 ถึง 72 MHz) ความถี่จาก วงจรผลิตความถี่นั้นมีค่าเท่ากับ 820 - 870 MHz ขึ้นอยู่กับไอเอฟ ที่ต้องการ และความถี่ของสัญญาณที่รับเข้ามา ไอเอฟ เอาต์พุต สามารถเลือกได้ระหว่างช่อง 3 และช่อง 4 (61.25 หรือ 67.25 MHz) ตั้งแต่ ch 2 จนถึง ch 6 ถ้าต้องการหลีกเลี่ยงการรบกวนกันกับช่องสัญญาณข้างเคียงเอาต์พุต ของ มิกเซอร์จะถูกส่งผ่านไปยังวงจรกรองความถี่ต่ำ L_2 - C_{15} และตัวเก็บประจุคัปปลิง C_{16} วงจรกรองความถี่นี้จะกรองความถี่ตั้งแต่ 150 MHz ขึ้นไปออกทั้งหมด C_{16} จะคัปปลิงสัญญาณ IF เข้าสู่วงจรขยายสัญญาณไอเอฟ Q_2 ที่มีกรไบอัส โดย R_7 , R_8 และ R_9 ที่ขาคอลเลกเตอร์จะจูนที่ความถี่ 60-72 MHz โดย L_3 และ C_{18} , C_{19} และจะส่งผ่านสัญญาณไป TV หรือมอนิเตอร์ ที่จูนไว้ที่ช่อง 3 หรือช่อง 4 อาจจะถูกเพิ่มค่าเหนี่ยวนำค่าต้องการสัญญาณให้ลงไปอยู่ที่ช่อง 2 ในขั้นนี้ จะมีเกนประมาณ 12-15 dB มาถึงขั้นนี้ จะมีเกน รวมประมาณ $34 \text{ dB} \pm 4 \text{ dB}$ ซึ่งทั้งนี้ขึ้นอยู่กับการปรับแต่งด้วย

ความถี่จากวงจรผลิตความถี่ จะถูกสร้างขึ้นด้วย Q_3 และวงจรประกอบ ซึ่งรวมถึงวงจร bias ที่มี R_{10} , R_{11} , R_{12} และวงจรเรโซแนนซ์ ที่มี C_{21} และ Z_6 เพื่อจูนสัญญาณเอาต์พุต ของ Q_3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และวงจรถอดรูปของทรินเมอร์ C_{20} กับ กาเรคเตอร์ไดโอด D1 ซึ่ง D1 ปกติจะมีค่าความจุประมาณ 10 pF ที่แรงดัน 4 โวลต์ และเปลี่ยนแปลงได้ $\pm 40\%$ จาก 1 ถึง 9 โวลต์ จากวงจรเรโซแนนซ์(Resonance)ที่ C_{20} กับ Z_6 ที่สามารถจูนความถี่ในช่วง 20-30 MHz เพื่อให้ได้ความถี่ประมาณ 8MHz แรงดันที่ควบคุมการจูนความถี่จะมาจากวงจร R13 และ R16 และบายพาส ด้วย C23 สัญญาณ RF จะถูกควบคุมกัับจากคอลเลกเตอร์(collector) ไปยังอีมีตเตอร์ ของ Q3 โดยผ่านทางคุณสมบัติที่เป็นตัวเก็บประจุของ Q3 การเลือกความถี่ที่ต้องการจะถูกเลือกโดยวงจรเรโซแนนซ์มีค่า 0-5 V rms ความถี่ OSC ที่ส่งไปยังภาคมิกเซอร์จะเป็นความถี่ที่เสถียร เหมาะสำหรับการรับสัญญาณสำหรับเครื่องรับโทรทัศน์และวงจรถอดสัญญาณนี้ได้รับไฟเลี้ยงจาก IC2 มีค่า 15 โวลต์



รายการอุปกรณ์เครื่องรับ ATV 922.25

ตัวต้านทานที่มีค่าคงที่ทุก ๆ ค่า เป็นชนิด 1/8 วัตต์ 5%

R_1	100 ohms
R_2, R_3, R_4, R_{16}	100,000 ohms
R_5	150 ohms
R_6	180 ohms
R_7	470 ohms
R_8, R_{11}, R_{17}	2,200 ohms
R_9	390 ohms
R_{10}	5,600 ohms
R_{12}, R_{15}	330 ohms
R_{13}	4,700 ohms
R_{14}	10,000 ohms (potentiometer)
R_{18}	1,500 ohms

ตัวเก็บประจุ

C_1, C_5, C_9	1-5 pf trimmer
C_{13}, C_{14}, C_{20}	1-5 pf trimmer
C_2, C_3, C_4, C_6	100 pf
C_7, C_8, C_{10}, C_{11}	100 pf
C_{12}, C_{21}	100 pf
C_{15}, C_{18}	22 pf
C_{16}	470 pf
C_{17}, C_{22}, C_{23}	0.01 mf
C_{24}, C_{26}	0.01 mf
C_{25}, C_{27}	10 mf 25 v
C_{19}	56 pf
C_{28}	1 pf

- **ตัวเหนี่ยวนำ**

L_1, L_2, L_3	ใช้สวดเบอร์ 22
L_4	RF Choke, 18 uhy

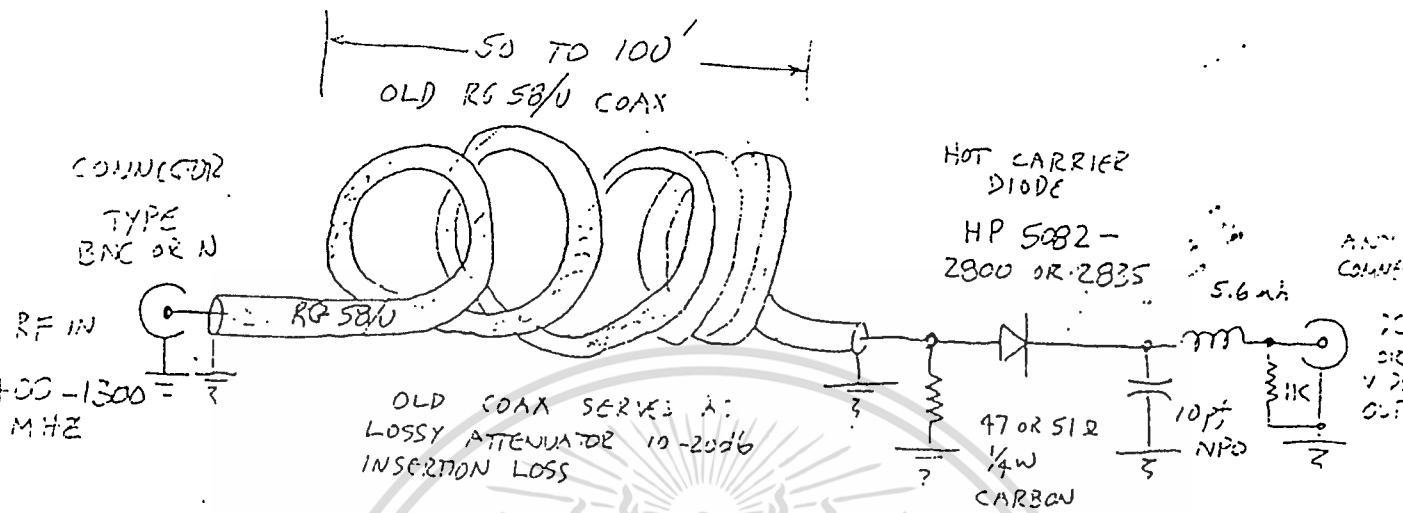
อุปกรณ์ชนิดสารกึ่งตัวนำ

D ₁	MV2103
D ₂ ,D ₃ ,D ₅	1N914
D ₄ ,D ₆	1N757
D ₇ ,D ₈	1N4007
Q ₁	25139
Q ₂	2N3563
Q ₃	MPSH81
IC ₁	MAR-1
IC ₂	78L08 หรือ 7808



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรอย่างง่ายสำหรับทดสอบเครื่องส่ง ATV900



รูปแสดงการทดสอบเครื่องส่ง ATV900

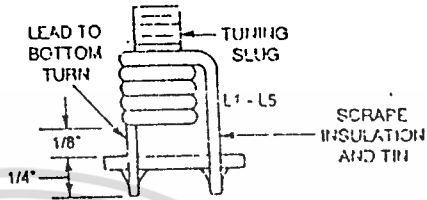
ใช้สายโคแอกมาทำเป็นตัวลดทอนสัญญาณ โดยอาศัยคุณสมบัติการลดทอนสัญญาณภายในตัวมัน และใช้โคโอดมาเป็นตัวตัดสัญญาณ RF จากเอาต์พุตของเครื่องส่งซึ่งได้รับการลดทอนมาแล้ว อุปกรณ์อย่างง่าย ๆ นั้นจะมีตามรูปซึ่งมีคั้งนี้ C 10 pF ,RF choke เป็นตัวกรองสัญญาณ RF ออกไป ,R 1kΩ เป็นโหลดสำหรับวงจรที่ตัดนี้ ใช้โคโอดชนิดความถี่สูง เช่น 1N914 1N34 หรือ 1N270 มาคั้งสัญญาณความถี่ต่ำออกมาจากความถี่ย่าน UHF ส่วน R 47 หรือ 51 Ω เป็นชนิดคาร์บอน เพื่อที่จะไม่มีคุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำ เพราะมันจะถูกใช้เป็นอินพุตอิมพีแดนซ์ ขนาดของเอาต์พุตของวงจรนี้จะขึ้นอยู่กับขนาดของกำลังอินพุต และคุณสมบัติการลดทอนของสายโคแอก การทดสอบสัญญาณใช้ฮอสซิลโลสโคป ขนาดแบนด์วิด 10 MHz และสายสัญญาณจะต้องใช้ให้สั้นที่สุด ประมาณ 6 นิ้ว หรือน้อยกว่านั้น แต่ถ้าเป็นการส่งสัญญาณที่เป็น DC สิ่งนี้ก็ไม่จำเป็น

ผนวก ง.

การพันคอยล์(Coil Winding Data)
สำหรับเครื่องส่ง 922.25 MHz

ตำแหน่งขั้วตามผังวงจร

จำนวนรอบ



ใช้ลวดทองแดงอบ
น้ำยาเบอร์ 22

L1

7.5

L2,L3,L4

3.5

L4

2.5

- ก. พันลวดเข้ากับสกรูขนาด 8/32" เพื่อให้รูปทรงกระบอก
- ข. ตัดปลายทั้งสองของคอยล์ให้เป็นคิงรูป
- ค. ขุดโพยขนาดตามขนาดที่แสดงคิงรูป
- ง. เสียบคอยล์ลงใน PCB บัดกรีขาทั้งสอง
- จ. หมุนเอาสกรูออก
- ฉ. ใช้ slug tune ลงแทนที่โดยที่ค่า Inductance ขึ้นอยู่กับตำแหน่งขด slug นี้

L6

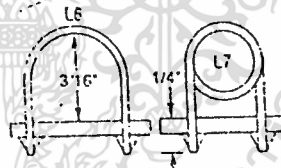
0.5

L7

1.5

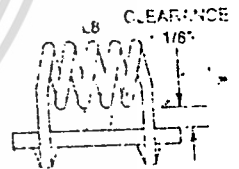
L8

4.0



ใช้ลวดทองเปลือย
เบอร์ 22

- ก. พันลวดเข้ากับสกรูขนาด 8/32" เพื่อให้รูปทรงกระบอก
- ข. ตัดปลายทั้งสองของคอยล์ให้เป็นคิงรูป
- ค. ขยาระยะใน แต่ละรอบให้พอดีกับตำแหน่งของ PCB



L11

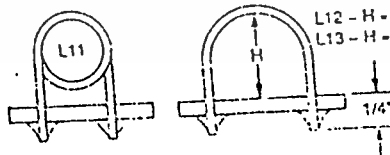
2.5

L12

1.5

L8

4.0

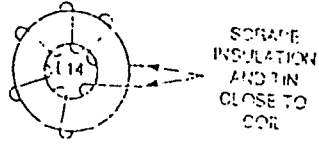


ใช้ลวดทองเปลือย
เบอร์ 22

- ก. พันลวดเข้ากับสกรูขนาด 6/32" เพื่อให้รูปทรงกระบอก
- ข. ตัดปลายทั้งสองของคอยล์ให้เป็นคิงรูป
- ค. ขยาระยะใน แต่ละรอบให้พอดีกับตำแหน่งของ PCB (เฉพาะ L11 เท่านั้น)

L14

13



ใช้ลวด

ทองแดงกาา

น้ำยาเบอร์ 22

ก. ใช้แกน teroidul ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 0.375" ชนิด เฟอร์ไรต์

ข. ใช้กระดาษทรายขัดให้รูของแกน teroidul ไม่มีความคมเพื่อไม่ให้จำนวนของดาวเสียหาย

ค. เมื่อเสียบลวดผ่านรูในแต่ละครั้ง นับเป็น 1 รอบ

ง. คัดขนาดและชุดจนวนออกตามรูป

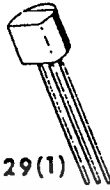
จ. ติดตั้งให้แน่นและติดกับผิวหน้าของ PCB

หมายเหตุ สำหรับ 1.9 และ 1.10 เป็นชิ้นส่วนของ microstrip ที่อยู่บนแผ่น PCB



2N3903 (SILICON)

2N3904



CASE 29(1)
(TO-92)

NPN silicon annular transistors, designed for general-purpose switching and amplifier applications, features one-piece, injection-molded plastic package for high reliability. The 2N3903 and 2N3904 are complementary with PNP types 2N3905 and 2N3906, respectively.

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	40	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CB}	60	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}	6.0	Vdc
Collector Current	I_C	200	mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	P_D	350	mW
Derate above 25°C		2.73	mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	θ_{JA}	0.357	$^\circ\text{C}/\text{mW}$

2N3903, 2N3904 (continued)

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Fig. No.	Symbol	Min	Max	Unit
Collector-Base Breakdown Voltage (I _C = 10 mA, I _E = 0)		BV _{CB0}	60	-	Vdc
Collector-Emitter Breakdown Voltage* (I _C = 1.0 mA, I _B = 0)		BV _{CEO} *	40	-	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 10 mA, I _C = 0)		BV _{EBO}	6.0	-	Vdc
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 30 Vdc, V _{EB(off)} = 3.0 Vdc)		I _{CEX}	-	50	nAdc
Base Cutoff Current (V _{CE} = 30 Vdc, V _{EB(off)} = 3.0 Vdc)		I _{BL}	-	50	nAdc

ON CHARACTERISTICS

DC Current Gain* (I _C = 0.1 mA, V _{CE} = 1.5 Vdc)	2N3903 2N3904	15	h _{FE} *	20 40	-	-
(I _C = 1.0 mA, V _{CE} = 1.0 Vdc)	2N3903 2N3904			35 70	-	-
(I _C = 10 mA, V _{CE} = 1.0 Vdc)	2N3903 2N3904			50 100	150 300	-
(I _C = 50 mA, V _{CE} = 1.0 Vdc)	2N3903 2N3904			30 60	-	-
(I _C = 100 mA, V _{CE} = 1.0 Vdc)	2N3903 2N3904			15 30	-	-
Collector-Emitter Saturation Voltage* (I _C = 10 mA, I _B = 1.0 mA)		16, 17	V _{CE(sat)} *	-	0.2	Vdc
(I _C = 50 mA, I _B = 5.0 mA)				-	0.3	
Base-Emitter Saturation Voltage* (I _C = 10 mA, I _B = 1.0 mA)		17	V _{BE(sat)} *	0.65	0.85	Vdc
(I _C = 50 mA, I _B = 5.0 mA)				-	0.95	

SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

Current-Gain-Bandwidth Product (I _C = 10 mA, V _{CE} = 20 Vdc, f = 100 MHz)	2N3903 2N3904		f _T	250 300	-	MHz
Output Capacitance (V _{CB} = 5.0 Vdc, f = 100 kHz)		3	C _{ob}	-	4.0	pF
Input Capacitance (V _{BE} = 0.5 Vdc, I _C = 0, f = 100 kHz)		3	C _{ib}	-	8.0	pF
Input Impedance (I _C = 1.0 mA, V _{CE} = 1.0 Vdc, f = 1.0 kHz)	2N3903 2N3904	13	h _{ie}	0.5 1.0	8.0 10	k ohms
Voltage Feedback Ratio (I _C = 1.0 mA, V _{CE} = 1.0 Vdc, f = 1.0 kHz)	2N3903 2N3904	14	h _{re}	0.1 0.5	5.0 8.0	X 10 ⁻⁴
Small-Signal Current Gain (I _C = 1.0 mA, V _{CE} = 1.0 Vdc, f = 1.0 kHz)	2N3903 2N3904	11	h _{fe}	50 100	200 400	-
Output Admittance (I _C = 1.0 mA, V _{CE} = 1.0 Vdc, f = 1.0 kHz)		12	h _{oe}	1.0	40	μmhos
Noise Figure (I _C = 100 μA, V _{CE} = 3.0 Vdc, R _S = 1.0 k ohms, f = 10 Hz to 15.7 kHz)	2N3903 2N3904	9, 10	NF	-	6.0 5.0	dB

SWITCHING CHARACTERISTICS

Delay Time (V _{CC} = 3.0 Vdc, V _{BE(off)} = 0.5 Vdc, I _C = 10 mA, I _B = 1.0 mA)		1, 5	t _d	-	35	ns
Rise Time		1, 5, 8	t _r	-	35	ns
Storage Time (V _{CC} = 3.0 Vdc, I _C = 10 mA, I _B = I _C)	2N3903 2N3904	2, 7	t _s	-	175 200	ns
Fall Time (I _B = I _C)		2, 8	t _f	-	50	ns

* Pulse Test: Pulse Width = 500 μs, Duty Cycle = 2.0%.

FIGURE 1 — DELAY AND RISE TIME EQUIVALENT TEST CIRCUIT

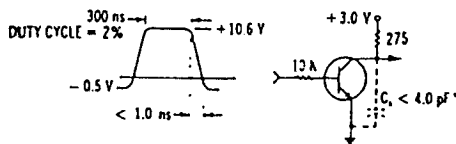
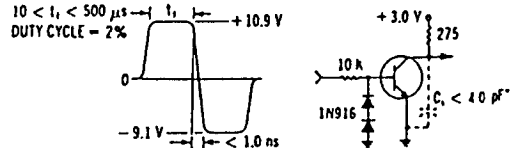


FIGURE 2 — STORAGE AND FALL TIME EQUIVALENT TEST CIRCUIT



* Total shunt capacitance of test jig and connectors

TRANSIENT CHARACTERISTICS
 — $T_j = 25^\circ\text{C}$ --- $T_j = 125^\circ\text{C}$

FIGURE 3 — CAPACITANCE

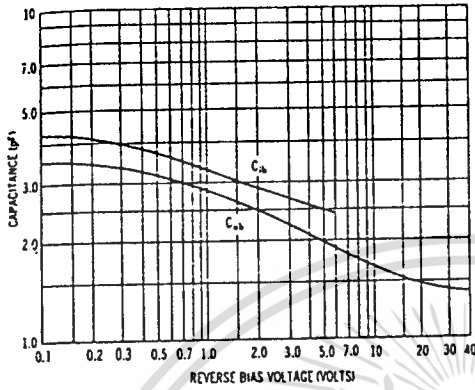


FIGURE 4 — CHARGE DATA

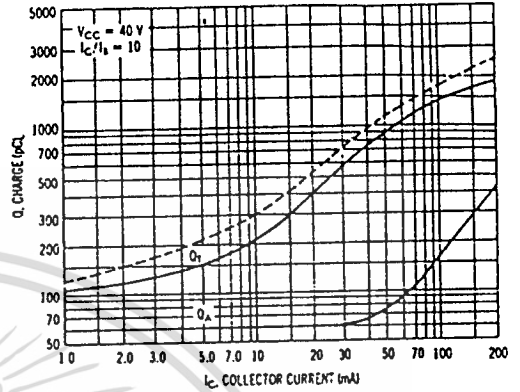


FIGURE 5 — TURN-ON TIME

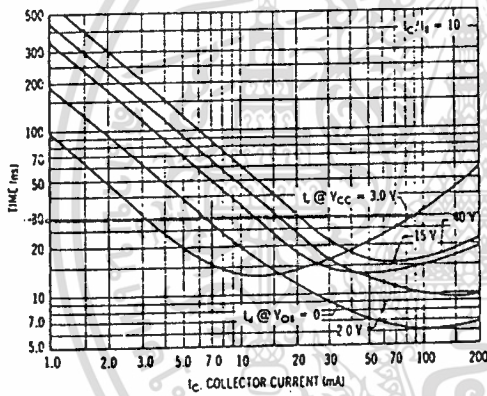


FIGURE 6 — RISE TIME

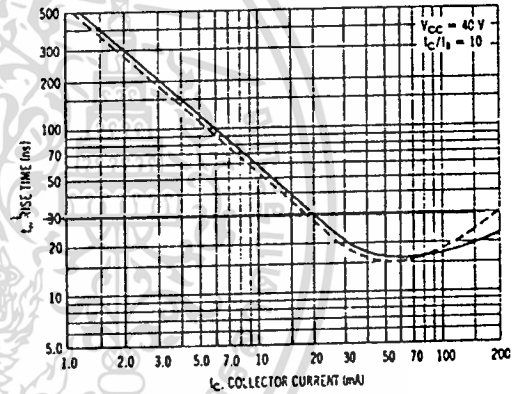


FIGURE 7 — STORAGE TIME

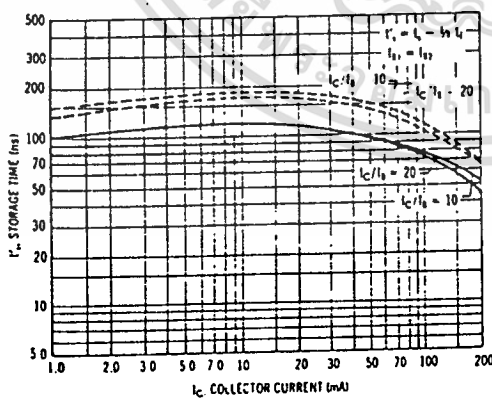
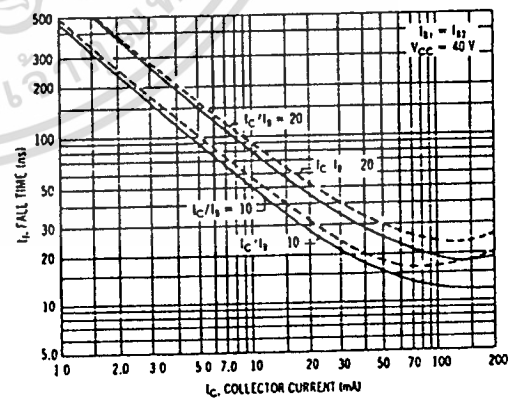
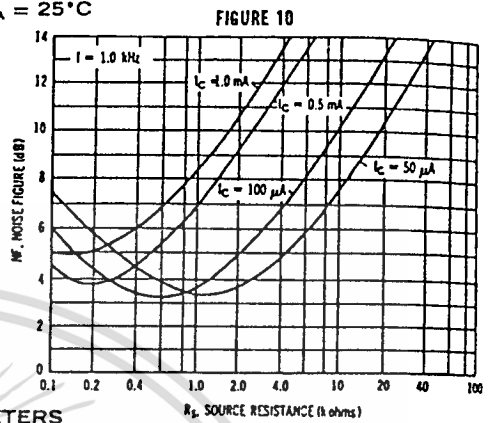
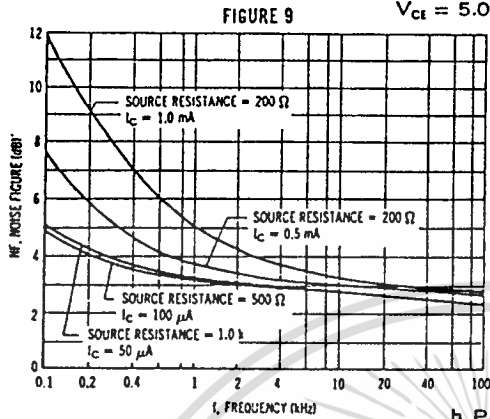


FIGURE 8 — FALL TIME

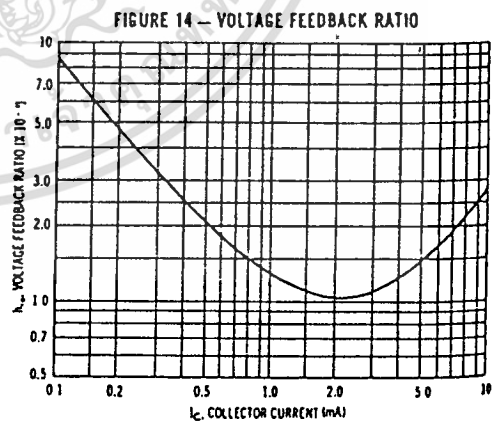
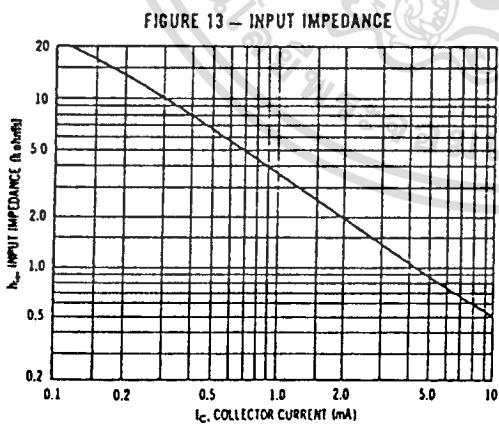
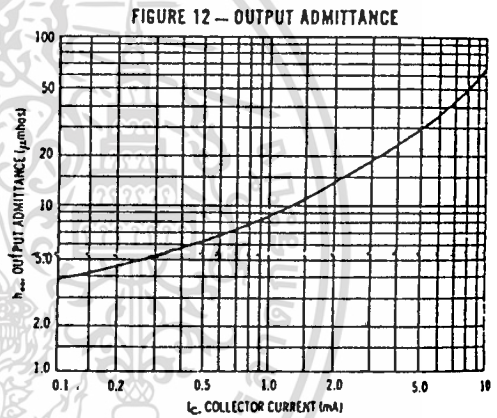
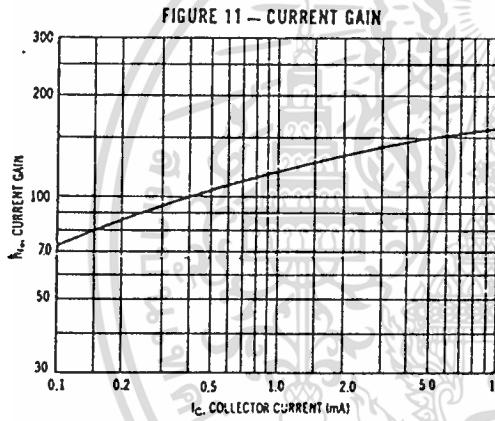


AUDIO SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS

NOISE FIGURE VARIATIONS
 $V_{ce} = 5.0 \text{ Vdc}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$



h PARAMETERS
 $(V_{ce} = 10 \text{ Vdc}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)



STATIC CHARACTERISTICS

FIGURE 15 — NORMALIZED CURRENT GAIN

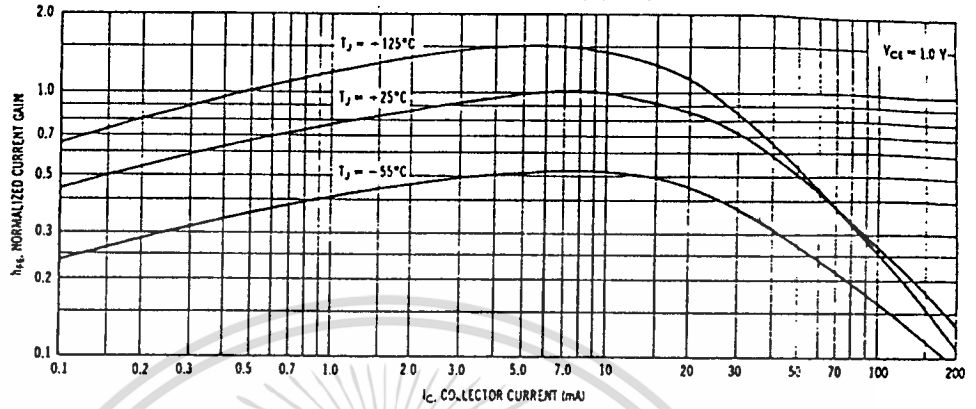


FIGURE 16 — COLLECTOR SATURATION REGION

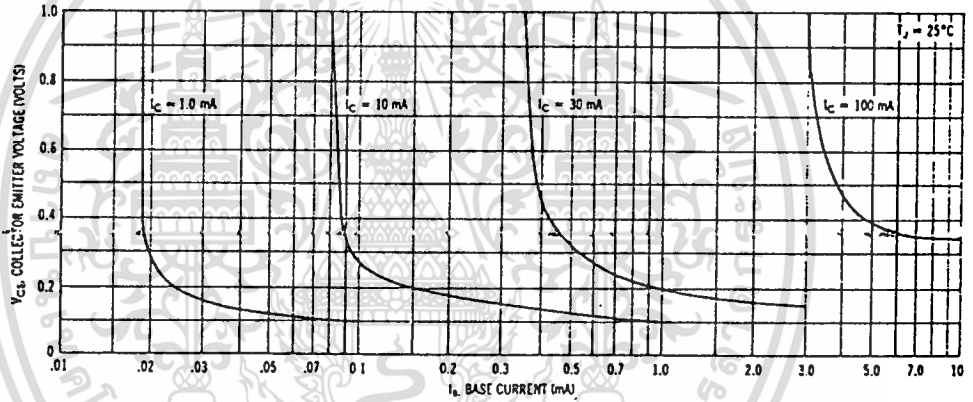


FIGURE 17 — "ON" VOLTAGES

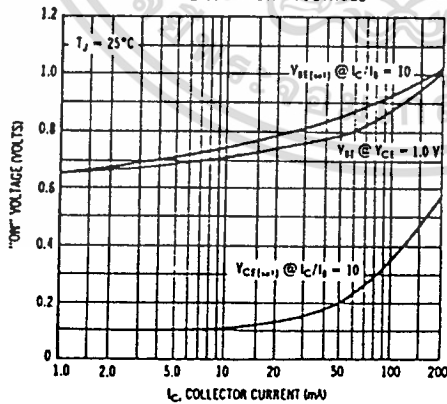
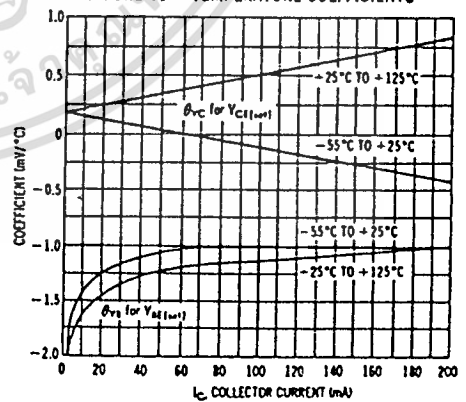


FIGURE 18 — TEMPERATURE COEFFICIENTS



2N3905 (SILICON)

2N3906



CASE 29 (1)
(TO-92)

PNP silicon annular transistors, designed for general purpose switching and amplifier applications, features one-piece, injection-molded plastic package for high reliability. The 2N3905 and 2N3906 are complementary with NPN types 2N3903 and 2N3904, respectively.

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	40	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CB}	40	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}	5.0	Vdc
Collector Current	I_C	200	mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	350 2.73	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	θ_{JA}	0.357	$^\circ\text{C}/\text{mW}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N3905, 2N3906 (continued)

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Fig. No.	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Base Breakdown Voltage (I _C = 10 μA dc, I _E = 0)		BV _{CBO}	40	-	V dc
Collector-Emitter Breakdown Voltage (1) (I _C = 1.0 mA dc, I _B = 0)		BV _{CEO}	40	-	V dc
Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 10 μA dc, I _C = 0)		BV _{EBO}	5.0	-	V dc
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 30 V dc, V _{BE(off)} = 3.0 V dc)		I _{CEX}	-	50	μA dc
Base Cutoff Current (V _{CE} = 30 V dc, V _{BE(off)} = 3.0 V dc)		I _{BL}	-	50	μA dc

ON CHARACTERISTICS

DC Current Gain (1) (I _C = 0.1 mA dc, V _{CE} = 1.0 V dc)	2N3905 2N3906	13	h _{FE}	30	-	-
(I _C = 1.0 mA dc, V _{CE} = 1.0 V dc)	2N3905 2N3906			40	-	-
(I _C = 10 mA dc, V _{CE} = 1.0 V dc)	2N3905 2N3906			50	150	-
(I _C = 50 mA dc, V _{CE} = 1.0 V dc)	2N3905 2N3906			30	-	-
(I _C = 100 mA dc, V _{CE} = 1.0 V dc)	2N3905 2N3906			15	-	-
Collector-Emitter Saturation Voltage (1) (I _C = 10 mA dc, I _B = 1.0 mA dc)		16, 17	V _{CE(sat)}	-	0.25	V dc
(I _C = 50 mA dc, I _B = 5.0 mA dc)				-	0.4	
Base-Emitter Saturation Voltage (1) (I _C = 10 mA dc, I _B = 1.0 mA dc)		17	V _{BE(sat)}	0.65	0.85	V dc
(I _C = 50 mA dc, I _B = 5.0 mA dc)				-	0.95	

SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

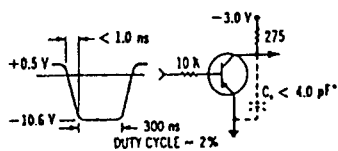
Current-Gain-Bandwidth Product (I _C = 10 mA dc, V _{CE} = 20 V dc, f = 100 MHz)	2N3905 2N3906		f _T	300	-	MHz
Output Capacitance (V _{CB} = 5.0 V dc, I _E = 0, f = 100 kHz)		3	C _{ob}	-	4.5	pF
Input Capacitance (V _{BE} = 0.5 V dc, I _C = 0, f = 100 kHz)		3	C _{ib}	-	10	pF
Input Impedance (I _C = 1.0 mA dc, V _{CE} = 10 V dc, f = 1.0 kHz)	2N3905 2N3906	13	h _{ie}	0.5	8.0	k ohms
(I _C = 1.0 mA dc, V _{CE} = 10 V dc, f = 1.0 kHz)	2N3905 2N3906			2.0	12	
Voltage Feedback Ratio (I _C = 1.0 mA dc, V _{CE} = 10 V dc, f = 1.0 kHz)	2N3905 2N3906	14	h _{re}	0.1	5.0	X 10 ⁻⁴
(I _C = 1.0 mA dc, V _{CE} = 10 V dc, f = 1.0 kHz)	2N3905 2N3906			1.0	10	
Small-Signal Current Gain (I _C = 1.0 mA dc, V _{CE} = 10 V dc, f = 1.0 kHz)	2N3905 2N3906	11	h _{fe}	50	200	-
(I _C = 1.0 mA dc, V _{CE} = 10 V dc, f = 1.0 kHz)	2N3905 2N3906			100	400	
Output Admittance (I _C = 1.0 mA dc, V _{CE} = 10 V dc, f = 1.0 kHz)	2N3905 2N3906	12	h _{oe}	1.0	40	μmhos
(I _C = 1.0 mA dc, V _{CE} = 10 V dc, f = 1.0 kHz)	2N3905 2N3906			3.0	60	
Noise Figure (I _C = 100 μA dc, V _{CE} = 5.0 V dc, R _B = 1.0 k ohm, f = 10 Hz to 15.7 kHz)	2N3905 2N3906	9, 10	NF	-	5.0	dB
(I _C = 100 μA dc, V _{CE} = 5.0 V dc, R _B = 1.0 k ohm, f = 10 Hz to 15.7 kHz)	2N3905 2N3906			-	4.0	

SWITCHING CHARACTERISTICS

Delay Time (V _{CC} = 3.0 V dc, V _{BE(off)} = 0.5 V dc, I _C = 10 mA dc, I _{B1} = 1.0 mA dc)		1, 5	t _d	-	35	ns
Rise Time		1, 5, 6	t _r	-	35	ns
Storage Time (V _{CC} = 3.0 V dc, I _C = 10 mA dc, I _{B1} = I _{B2} = 1.0 mA dc)	2N3905 2N3906	2, 7	t _s	-	200	ns
(V _{CC} = 3.0 V dc, I _C = 10 mA dc, I _{B1} = I _{B2} = 1.0 mA dc)	2N3905 2N3906			-	225	
Fall Time		2, 8	t _f	-	60	ns
(V _{CC} = 3.0 V dc, I _C = 10 mA dc, I _{B1} = I _{B2} = 1.0 mA dc)	2N3905 2N3906			-	75	

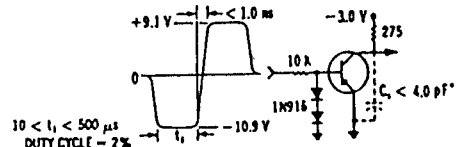
(1) Pulse Test: Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle = 2.0%.

FIGURE 1 — DELAY AND RISE TIME EQUIVALENT TEST CIRCUIT



*Total shunt capacitance of test jig and connectors

FIGURE 2 — STORAGE AND FALL TIME EQUIVALENT TEST CIRCUIT



TRANSIENT CHARACTERISTICS
 — $T_J = 25^\circ\text{C}$ --- $T_J = 125^\circ\text{C}$

FIGURE 3 — CAPACITANCE

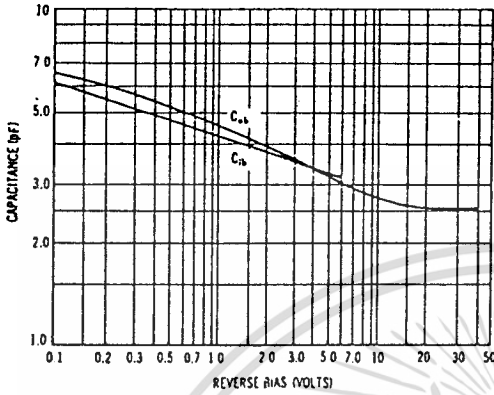


FIGURE 4 — CHARGE DATA

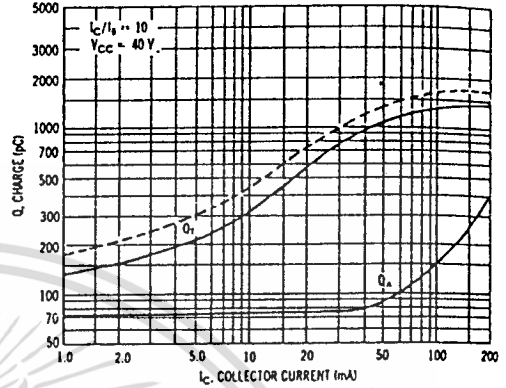


FIGURE 5 — TURN-ON TIME

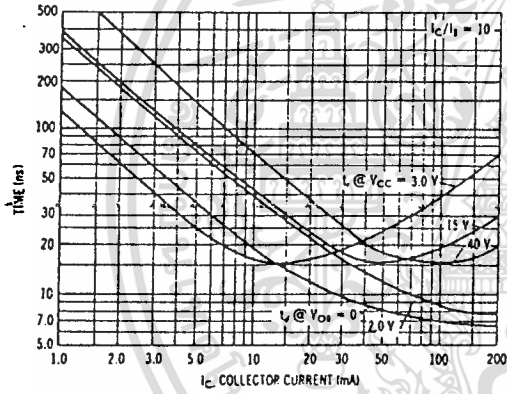


FIGURE 6 — RISE TIME

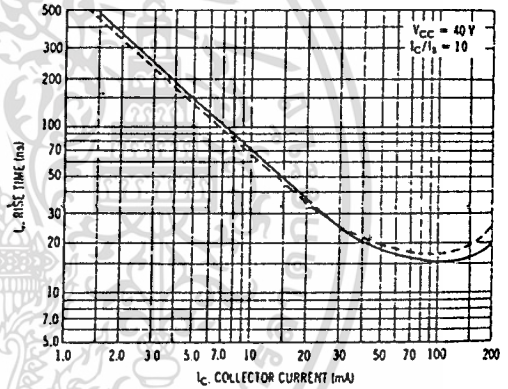


FIGURE 7 — STORAGE TIME

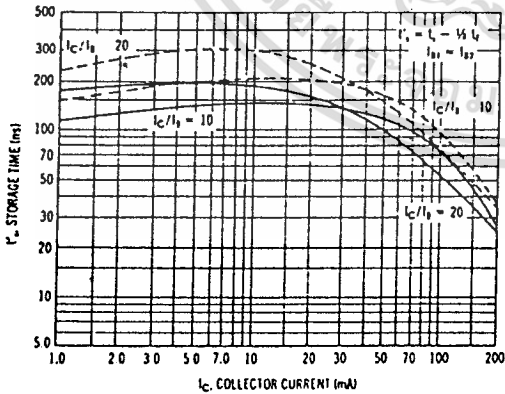
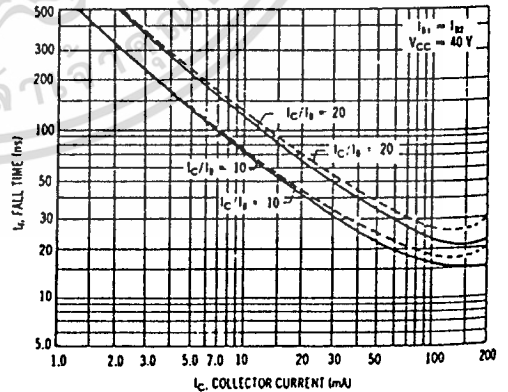
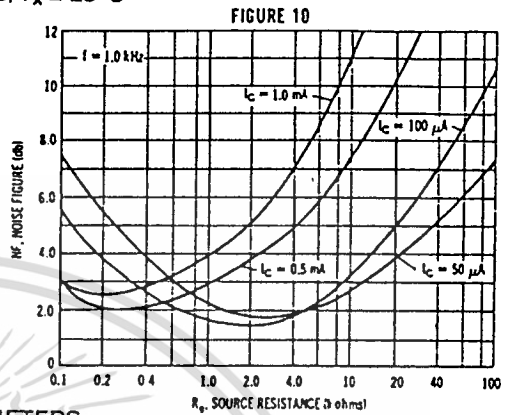
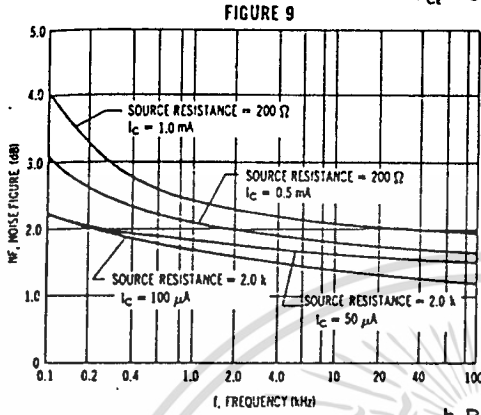


FIGURE 8 — FALL TIME

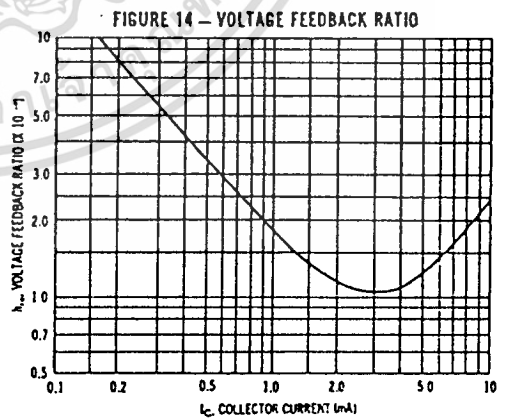
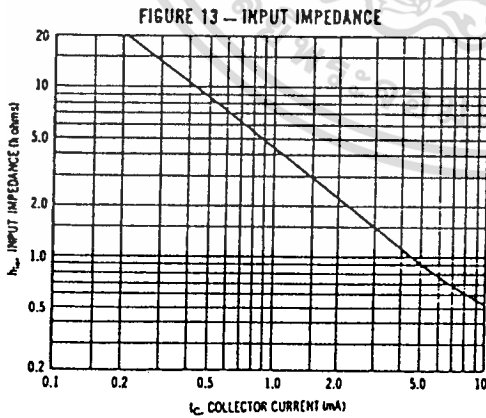
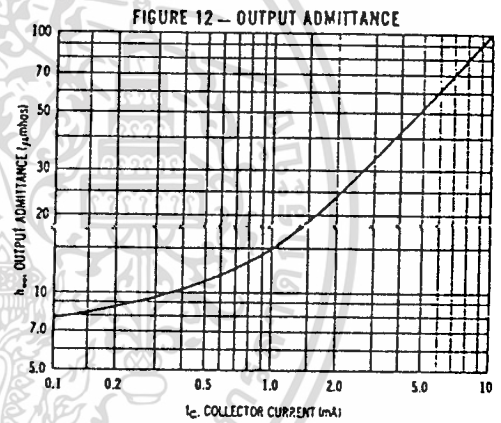
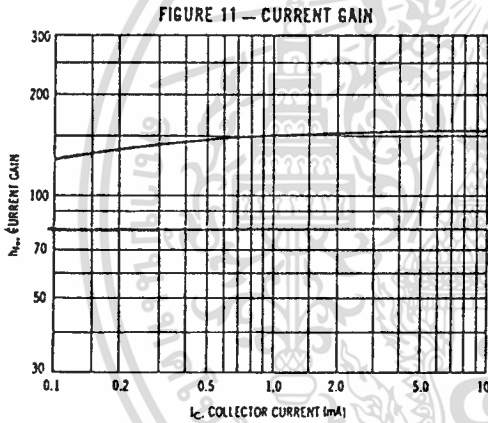


AUDIO SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS

NOISE FIGURE VARIATIONS
 $V_{ce} = 5.0 \text{ Vdc}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$



h PARAMETERS
 $(V_{ce} = 10 \text{ Vdc}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)



STATIC CHARACTERISTICS

FIGURE 15 — NORMALIZED CURRENT GAIN

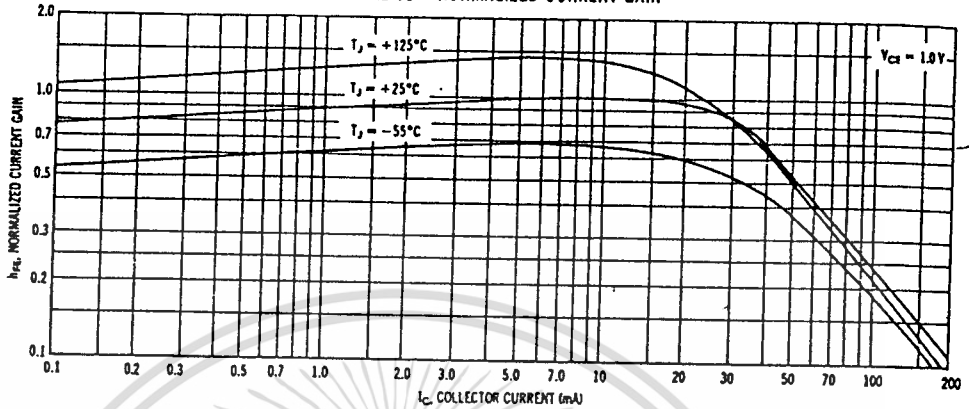


FIGURE 16 — COLLECTOR SATURATION REGION

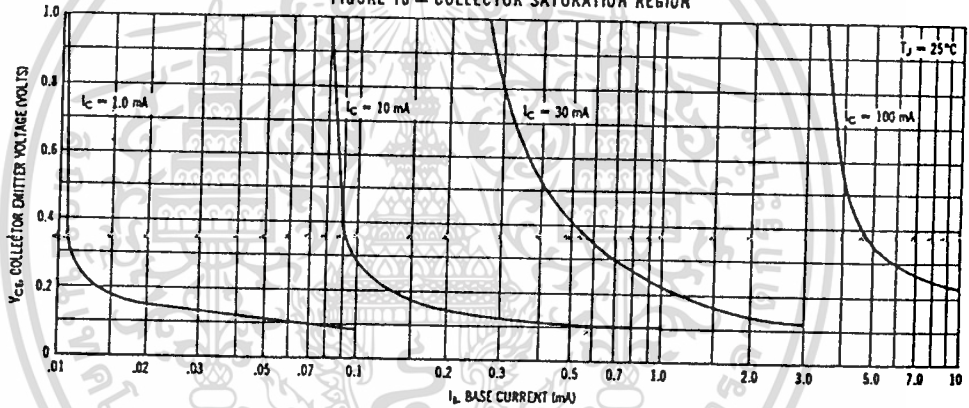


FIGURE 17 — "ON" VOLTAGES

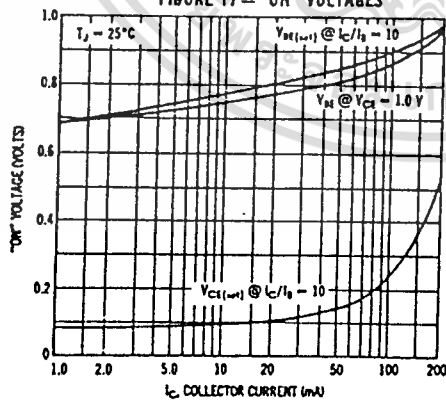
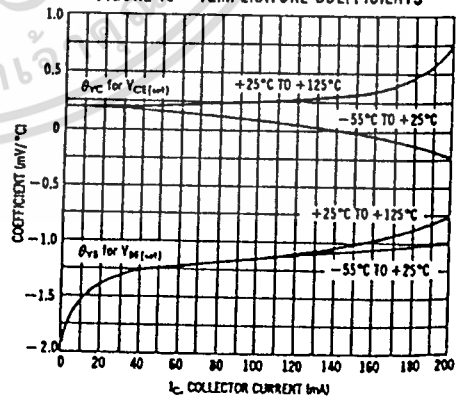


FIGURE 18 — TEMPERATURE COEFFICIENTS



1.5KE6.8, A thru 1.5KE250, A
 See Page 4-59

Designers Data Sheet

**500-MILLIWATT HERMETICALLY SEALED
 GLASS SILICON ZENER DIODES**

- Complete Voltage Range — 2.4 to 110 Volts
- DO-35 Package — Smaller than Conventional DO-7 Package
- Double Slug Type Construction
- Metallurgically Bonded Construction
- Oxide Passivated Die

Designer's Data for "Worst Case" Conditions

The Designer's Data sheets permit the design of most circuits entirely from the information presented. Limit curves — representing boundaries on device characteristics — are given to facilitate "worst case" design.

1N746 thru 1N759
1N957A thru 1N986A
1N4370 thru 1N4372

GLASS ZENER DIODES
 500 MILLIWATTS
 2.4-110 VOLTS

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Power Dissipation @ $T_L < 50^\circ\text{C}$, Lead Length = 3/8"	P_D	400	mW
*JEDEC Registration		3.2	mW/ $^\circ\text{C}$
*Derate above $T_L = 50^\circ\text{C}$		500	mW
Motorola Device Ratings		3.33	mW/ $^\circ\text{C}$
Derate above $T_L = 50^\circ\text{C}$			
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +175	$^\circ\text{C}$
*JEDEC Registration		-65 to +200	
Motorola Device Ratings			

*Indicates JEDEC Registered Data.

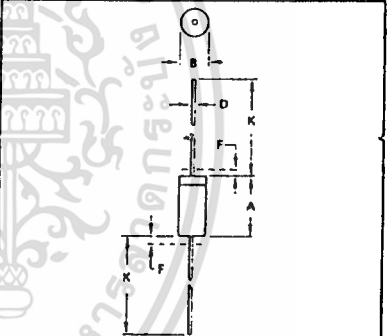
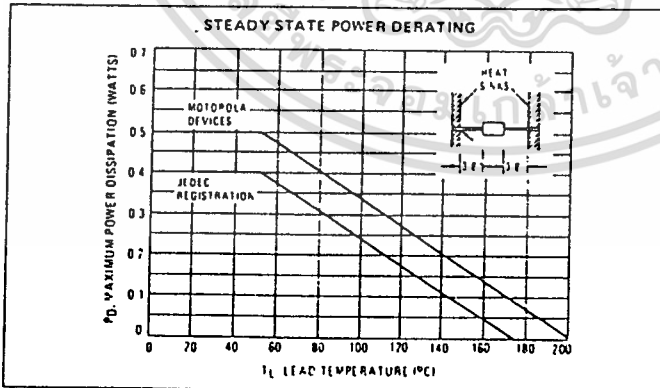
MECHANICAL CHARACTERISTICS

MAXIMUM LEAD TEMPERATURE FOR SOLDERING PURPOSES: 230 $^\circ\text{C}$, 1/16"
 from case for 10 seconds

FINISH: All external surfaces are corrosion resistant with readily solderable leads.

POLARITY: Cathode indicated by color band. When operated in zener mode, cathode will be positive with respect to anode.

MOUNTING POSITION: Any



NOTES

- 1 PACKAGE CONTOUR OPTIONAL WITHIN A AND B HEAT SLUGS, IF ANY, SHALL BE INCLUDED WITHIN THIS CYLINDER, BUT NOT SUBJECT TO THE MINIMUM LIMIT OF B
- 2 LEAD DIAMETER NOT CONTROLLED IN ZONE F TO ALLOW FOR FLASH, LEAD FINISH BUILDUP AND MINOR IRREGULARITIES OTHER THAN HEAT SLUGS
- 3 POLARITY DENOTED BY CATHODE BAND
- 4 DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSY Y14.5, 1973.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	3.05	5.00	0.120	0.200
B	1.52	2.29	0.060	0.090
D	0.46	0.56	0.018	0.022
F	-	1.27	-	0.050
K	25.40	38.10	1.000	1.500

AN JEDEC dimensions and notes apply.

CASE 299-02
DO-204AH
GLASS

1N746 thru 1N759, 1N957A thru 1N986A, 1N4370 thru 1N4372

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_F = 1.5\text{ V max at } 200\text{ mA}$ for all types)

Type Number (Note 1)	Nominal Zener Voltage $V_Z @ I_{ZT}$ (Note 2) Volts	Test Current I_{ZT} mA	Maximum Zener Impedance $Z_{ZT} @ I_{ZT}$ (Note 3) Ohms	*Maximum DC Zener Current I_{ZM} (Note 4) mA	Maximum Reverse Leakage Current	
					$T_A = 25^\circ\text{C}$ $I_R @ V_R = 1\text{ V}$ μA	$T_A = 150^\circ\text{C}$ $I_R @ V_R = 1\text{ V}$ μA
1N4370	2.4	20	30	150 190	100	200
1N4371	2.7	20	30	135 165	75	150
1N4372	3.0	20	29	120 150	50	100
1N746	3.3	20	28	110 135	10	30
1N747	3.6	20	24	100 125	10	30
1N748	3.9	20	23	95 115	10	30
1N749	4.3	20	22	85 105	2	30
1N750	4.7	20	19	75 95	2	30
1N751	5.1	20	17	70 85	1	20
1N752	5.6	20	11	65 80	1	20
1N753	6.2	20	7	60 70	0.1	20
1N754	6.8	20	5	55 65	0.1	20
1N755	7.5	20	6	50 60	0.1	20
1N756	8.2	20	8	45 55	0.1	20
1N757	9.1	20	10	40 50	0.1	20
1N758	10	20	17	35 45	0.1	20
1N759	12	20	30	30 35	0.1	20

Type Number (Note 1)	Nominal Zener Voltage V_Z (Note 2) Volts	Test Current I_{ZT} mA	Maximum Zener Impedance (Note 3)			*Maximum DC Zener Current I_{ZM} (Note 4) mA	Maximum Reverse Current		
			$Z_{ZT} @ I_{ZT}$ Ohms	$Z_{ZK} @ I_{ZK}$ Ohms	I_{ZK} mA		I_R Maximum μA	Test Voltage Vdc 5% V_R	10%
1N957A	6.8	18.5	4.5	700	1.0	47 61	150	5.2	4.9
1N958A	7.5	16.5	5.5	700	0.5	42 55	75	5.7	5.4
1N959A	8.2	15	6.5	700	0.5	38 50	50	6.2	5.9
1N960A	9.1	14	7.5	700	0.5	35 45	25	6.9	6.6
1N961A	10	12.5	8.5	700	0.25	32 41	10	7.6	7.2
1N962A	11	11.5	9.5	700	0.25	28 37	5	8.4	8.0
1N963A	12	10.5	11.5	700	0.25	26 34	5	9.1	8.6
1N964A	13	9.5	13	700	0.25	24 32	5	9.9	9.4
1N965A	15	8.5	16	700	0.25	21 27	5	11.4	10.8
1N966A	16	7.8	17	700	0.25	19 37	5	12.2	11.5
1N967A	18	7.0	21	750	0.25	17 23	5	13.7	13.0
1N968A	20	6.2	25	750	0.25	15 20	5	15.2	14.4
1N969A	22	5.6	29	750	0.25	14 18	5	16.7	15.8
1N970A	24	5.2	33	750	0.25	13 17	5	18.2	17.3
1N971A	27	4.6	41	750	0.25	11 15	5	20.6	19.4
1N972A	30	4.2	49	1000	0.25	10 13	5	22.8	21.6
1N973A	33	3.8	58	1000	0.25	9.2 12	5	25.1	23.6
1N974A	36	3.4	70	1000	0.25	8.5 11	5	27.4	25.9
1N975A	39	3.2	80	1000	0.25	7.8 10	5	29.7	28.1
1N976A	43	3.0	93	1500	0.25	7.0 9.6	5	32.7	31.0
1N977A	47	2.7	105	1500	0.25	6.4 8.8	5	35.8	33.8
1N978A	51	2.5	125	1500	0.25	5.9 8.1	5	38.8	36.7
1N979A	56	2.2	150	2000	0.25	5.4 7.4	5	42.6	40.3
1N980A	62	2.0	185	2000	0.25	4.9 6.7	5	47.1	44.6
1N981A	68	1.8	230	2000	0.25	4.5 6.1	5	51.7	49.0
1N982A	75	1.7	270	2000	0.25	4.0 5.5	5	56.0	54.0
1N983A	82	1.5	330	3000	0.25	3.7 5.0	5	62.2	59.0
1N984A	91	1.4	400	3000	0.25	3.3 4.5	5	69.2	65.5
1N985A	100	1.3	500	3000	0.25	3.0 4.5	5	76	72
1N986A	110	1.1	750	4000	0.25	2.7 4.1	5	83.6	79.2

NOTE 1. TOLERANCE AND VOLTAGE DESIGNATION

Tolerance Designation

The type numbers shown have tolerance designations as follows:

- 1N4370 series: $\pm 10\%$, suffix A for $\pm 5\%$ units, C for $\pm 2\%$, D for $\pm 1\%$.
- 1N746 series: $\pm 10\%$, suffix A for $\pm 5\%$ units, C for $\pm 2\%$, D for $\pm 1\%$.
- 1N957 series: $\pm 10\%$, suffix A for $\pm 10\%$ units, C for $\pm 2\%$, D for $\pm 1\%$, suffix B for $\pm 5\%$ units, C for $\pm 2\%$, D for $\pm 1\%$.

1N746 thru 1N759, 1N957A thru 1N986A, 1N4370 thru 1N4372

NOTE 2. ZENER VOLTAGE (V_Z) MEASUREMENT

Nominal zener voltage is measured with the device junction in thermal equilibrium at the lead temperature of $30^\circ\text{C} \pm 1^\circ\text{C}$ and 3/8" lead length.

NOTE 3. ZENER IMPEDANCE (Z_Z) DERIVATION

Z_{ZT} and Z_{ZK} are measured by dividing the ac voltage drop across the device by the ac current applied. The specified limits are for $I_Z(\text{ac}) = 0.1 I_Z(\text{dc})$ with the ac frequency = 60 Hz.

NOTE 4. MAXIMUM ZENER CURRENT RATINGS (I_{ZM})

Maximum zener current ratings are based on the maximum voltage of a 10% 1N746 type unit or a 20% 1N957 type unit. For closer tolerance units (10% or 5%) or units where the actual zener voltage (V_Z) is known at the operating point, the maximum zener current may be increased and is limited by the derating curve.

APPLICATION NOTE

Since the actual voltage available from a given zener diode is temperature dependent, it is necessary to determine junction temperature under any set of operating conditions in order to calculate its value. The following procedure is recommended:

Lead Temperature, T_L , should be determined from:

$$T_L = \theta_{LA} P_D + T_A$$

θ_{LA} is the lead-to-ambient thermal resistance ($^\circ\text{C}/\text{W}$) and P_D is the power dissipation. The value for θ_{LA} will vary and depends on the device mounting method. θ_{LA} is generally 30-40 $^\circ\text{C}/\text{W}$ for the various clips and tie points in common use and for printed circuit board wiring.

The temperature of the lead can also be measured using a thermocouple placed on the lead as close as possible to the tie point. The thermal mass connected to the tie point is normally large enough so that it will not significantly respond to heat surges generated in the diode as a result of pulsed operation once steady-state conditions are achieved. Using the measured value of T_L , the junction temperature may be determined by:

$$T_J = T_L + \Delta T_{JL}$$

ΔT_{JL} is the increase in junction temperature above the lead temperature and may be found from Figure 1 for dc power.

$$\Delta T_{JL} = \theta_{JL} P_D$$

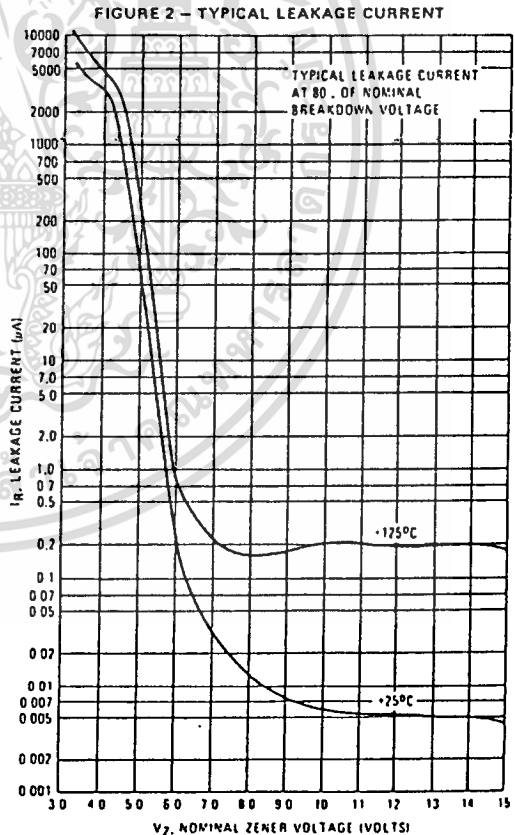
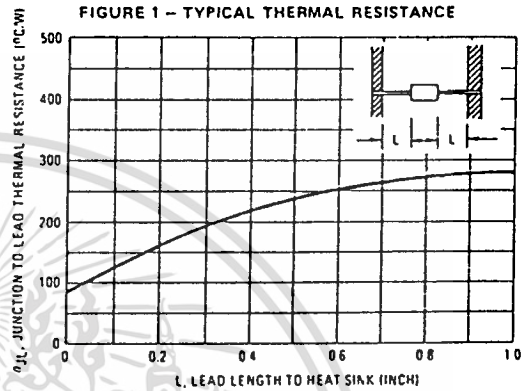
For worst-case design, using expected limits of I_Z , limits of P_D and the extremes of T_J (ΔT_{JL}) may be estimated. Changes in voltage, V_Z , can then be found from:

$$\Delta V = \theta_{VZ} \Delta T_J$$

θ_{VZ} , the zener voltage temperature coefficient, is found from Figures 3 and 4.

Under high power-pulse operation, the zener voltage will vary with time and may also be affected significantly by the zener resistance. For best regulation, keep current excursions as low as possible.

Surge limitations are given in Figure 6. They are lower than would be expected by considering only junction temperature, as current crowding effects cause temperatures to be extremely high in small spots, resulting in device degradation should the limits of Figure 6 be exceeded.



1N746 thru 1N759, 1N957A thru 1N986A, 1N4370 thru 1N4372

FIGURE 3 - TEMPERATURE COEFFICIENTS
 (-55°C to +150°C temperature range; 90% of the units are in the ranges indicated.)

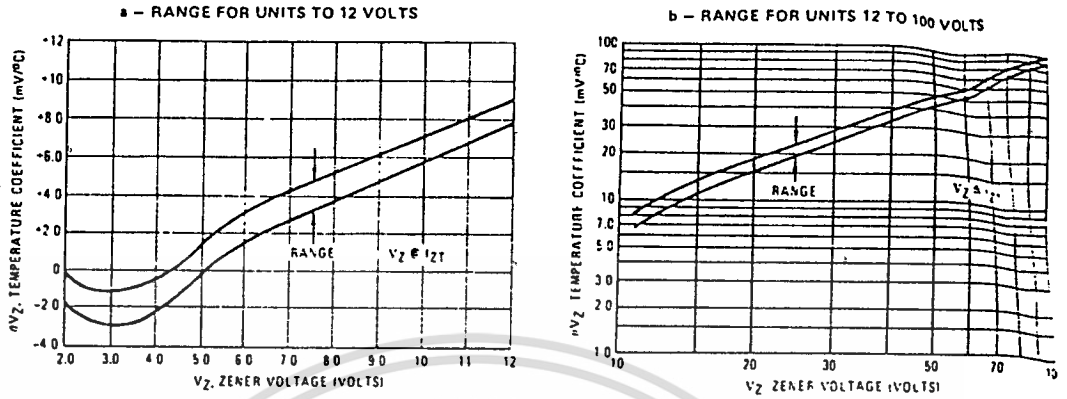


FIGURE 4 - EFFECT OF ZENER CURRENT

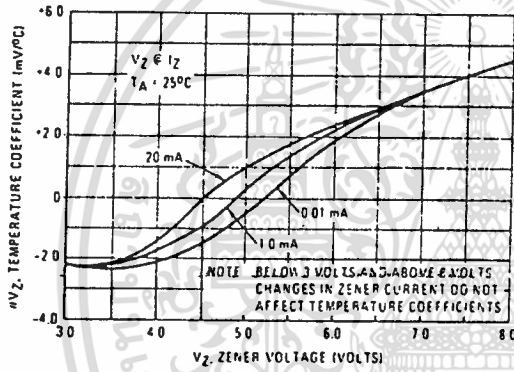


FIGURE 5 - TYPICAL CAPACITANCE

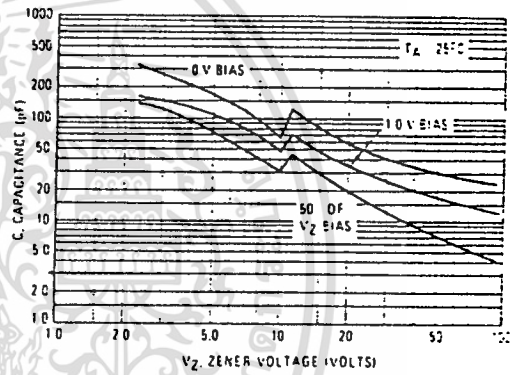
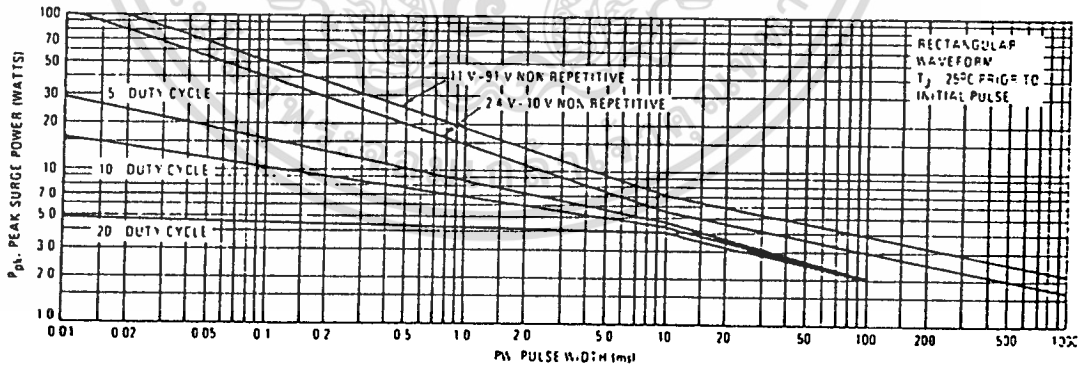


FIGURE 6 - MAXIMUM SURGE POWER



This graph represents 90 percent data points
 For worst case design characteristics, multiply surge power by 2.3

1N746 thru 1N759, 1N957A thru 1N986A, 1N4370 thru 1N4372

FIGURE 7 - EFFECT OF ZENER CURRENT ON ZENER IMPEDANCE

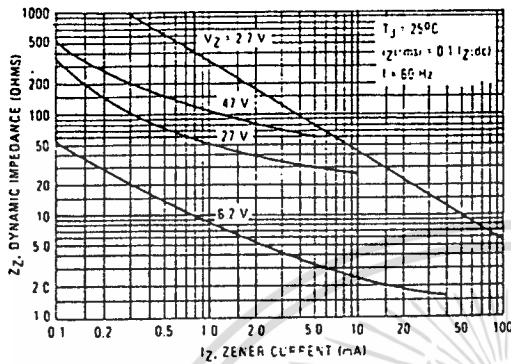


FIGURE 8 - EFFECT OF ZENER VOLTAGE ON ZENER IMPEDANCE

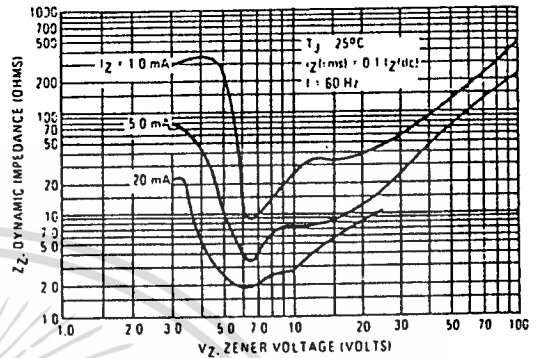


FIGURE 9 - TYPICAL NOISE DENSITY

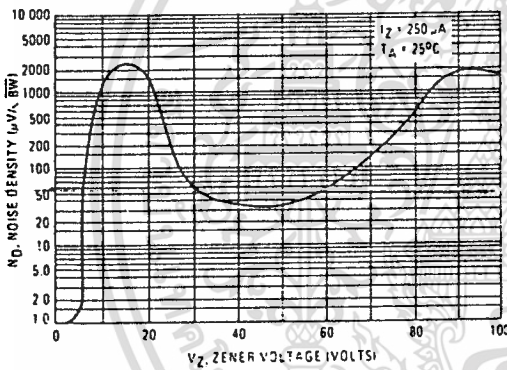


FIGURE 10 - NOISE DENSITY MEASUREMENT METHOD

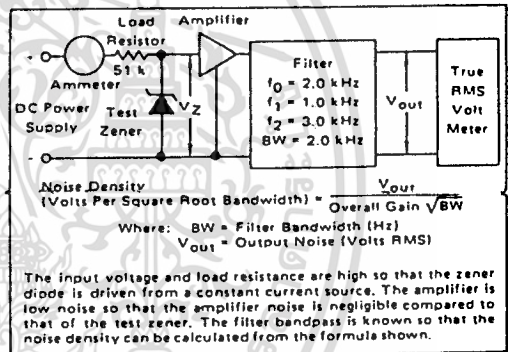
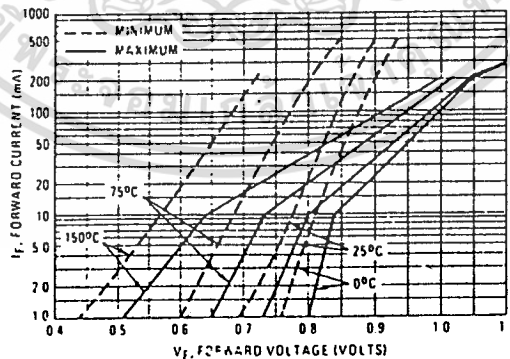
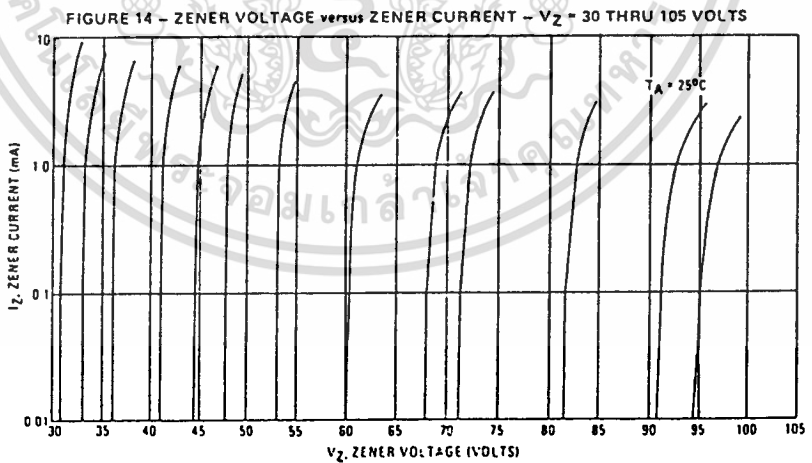
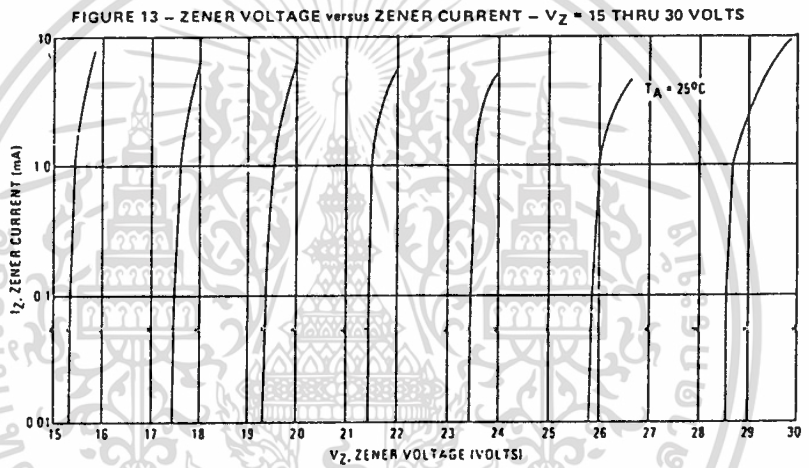
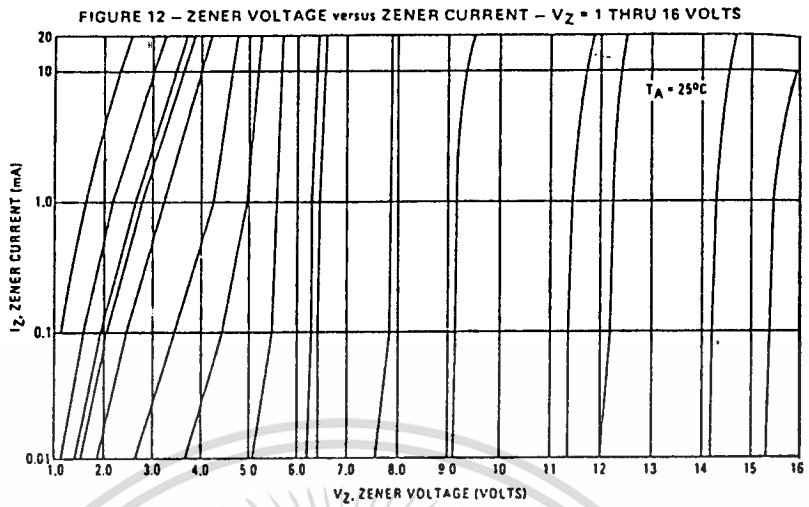


FIGURE 11 - TYPICAL FORWARD CHARACTERISTICS



1N746 thru 1N759, 1N957A thru 1N986A, 1N4370 thru 1N4372

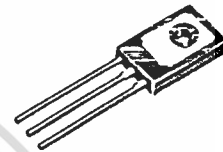


**COMPLEMENTARY PLASTIC SILICON
 POWER TRANSISTORS**

... designed for low power audio amplifier and low current, high speed switching applications.

- Collector-Emitter Sustaining Voltage –
 $V_{CE(sus)} = 40 \text{ Vdc} - \text{MJE170, MJE180}$
 $= 60 \text{ Vdc} - \text{MJE171, MJE181}$
 $= 80 \text{ Vdc} - \text{MJE172, MJE182}$
- DC Current Gain –
 $h_{FE} = 30 \text{ (Min)} @ I_C = 0.5 \text{ Adc}$
 $= 12 \text{ (Min)} @ I_C = 1.5 \text{ Adc}$
- Current-Gain – Bandwidth Product –
 $f_T = 50 \text{ MHz (Min)} @ I_C = 100 \text{ mAdc}$
- Annular Construction for Low Leakages –
 $I_{CBO} = 100 \text{ nA (Max)} @ \text{Rated } V_{CB}$

**3 AMPERE
 POWER TRANSISTORS
 COMPLEMENTARY SILICON**
 40-60-80 VOLTS
 12.5 WATTS



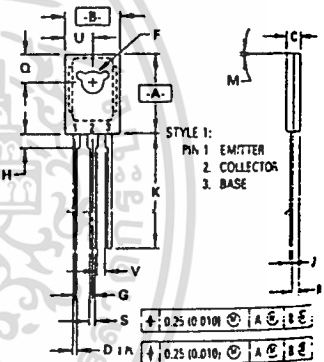
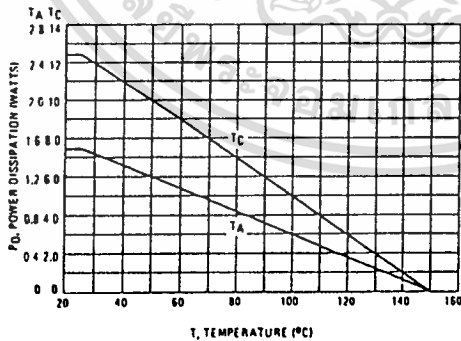
MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MJE170 MJE180	MJE171 MJE181	MJE172 MJE182	Unit
Collector-Base Voltage	V_{CB}	60	80	100	Vdc
Collector-Emitter Voltage	V_{CE0}	40	60	80	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}	7.0			Vdc
Collector Current – Continuous	I_C	3.0			Adc
Peak		6.0			
Base Current	I_B	1.0			Adc
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	1.5	0.012		Watts W/°C
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	12.5	0.1		Watts W/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +150			°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	θ_{JC}	10	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Ambient	θ_{JA}	83.4	°C/W

FIGURE 1 – POWER DERATING



- NOTES:
 1 DIMENSIONING AND TOLERANCING PER AMS
 Y14.5M, 1982.
 2 CONTROLLING DIMENSION INCH.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	10.80	11.04	0.425	0.432
B	7.50	7.74	0.295	0.305
C	2.42	2.66	0.095	0.105
D	0.51	0.66	0.020	0.026
F	2.92	3.17	0.115	0.125
G	2.39 BSC		0.094 BSC	
H	1.77	2.41	0.050	0.095
J	0.39	0.63	0.015	0.025
K	14.61	16.63	0.575	0.655
M	J TYP		J TYP	
Q	3.76	4.01	0.148	0.158
R	1.15	1.39	0.045	0.055
S	0.64	0.88	0.025	0.035
U	2.89	3.93	0.115	0.154
V	1.02		0.040	

**CASE 77-06
 TO-225AA TYPE**

MJE170, MJ3171, MJE172, PNP, MJE180, MJE181, MJE182, NPN

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Collector-Emitter Sustaining Voltage ($I_C = 10 \text{ mAdc}$, $I_B = 0$)	MJE170, MJE180 MJE171, MJE181 MJE172, MJE182	$V_{CE(sus)}$	40 60 80	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 60 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$) ($V_{CB} = 80 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$) ($V_{CB} = 100 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$)	MJE170, MJE180 MJE171, MJE181 MJE172, MJE182	I_{CBO}	— — —	μAdc
($V_{CB} = 60 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $T_C = 150^\circ\text{C}$) ($V_{CB} = 80 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $T_C = 150^\circ\text{C}$) ($V_{CB} = 100 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $T_C = 150^\circ\text{C}$)	MJE170, MJE180 MJE171, MJE181 MJE172, MJE182		— — —	mAdc
Emitter Cutoff Current ($V_{BE} = 7.0 \text{ Vdc}$, $I_C = 0$)		I_{EBO}	—	μAdc

ON CHARACTERISTICS

DC Current Gain ($I_C = 100 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$) ($I_C = 500 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$) ($I_C = 1.5 \text{ Adc}$, $V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$)	h_{FE}	50 30 12	250 — —	—
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 500 \text{ mAdc}$, $I_B = 50 \text{ mAdc}$) ($I_C = 1.5 \text{ Adc}$, $I_B = 150 \text{ mAdc}$) ($I_C = 3.0 \text{ Adc}$, $I_B = 600 \text{ mAdc}$)	$V_{CE(sat)}$	— — —	0.3 0.9 1.7	Vdc
Base-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 1.5 \text{ Adc}$, $I_B = 150 \text{ mAdc}$) ($I_C = 3.0 \text{ Adc}$, $I_B = 600 \text{ mAdc}$)	$V_{BE(sat)}$	— —	1.5 2.0	Vdc
Base-Emitter On Voltage ($I_C = 300 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$)	$V_{BE(on)}$	—	1.2	Vdc

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Current-Gain — Bandwidth Product (1) ($I_C = 100 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$, $f_{test} = 10 \text{ MHz}$)	f_T	50	—	MHz
Output Capacitance ($V_{CB} = 10 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $f = 0.1 \text{ MHz}$)	C_{ob}	—	60 40	pF

(1) $f_T = |h_{fe}| \cdot f_{test}$

FIGURE 2 — SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

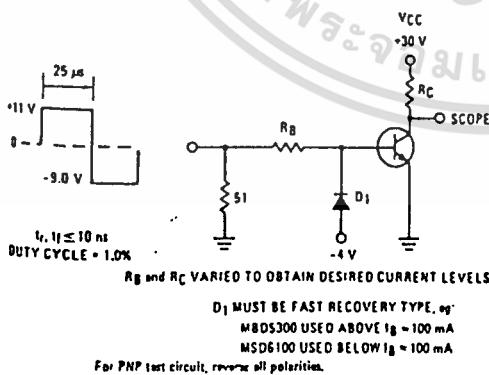
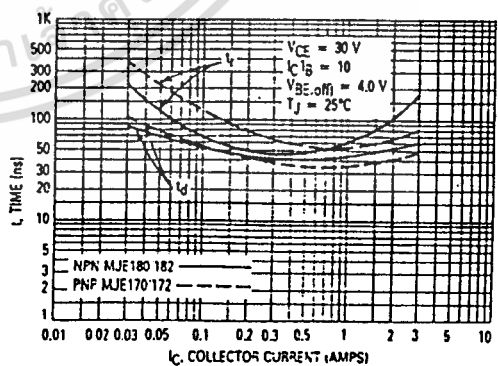


FIGURE 3 — TURN-ON TIME

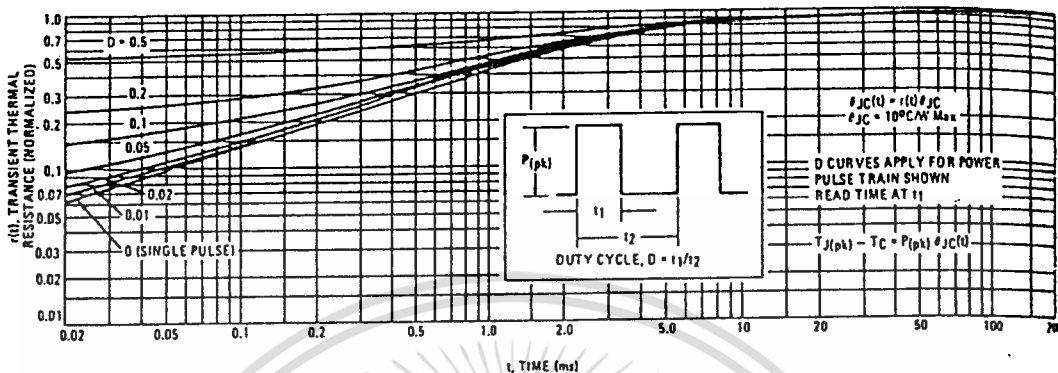


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

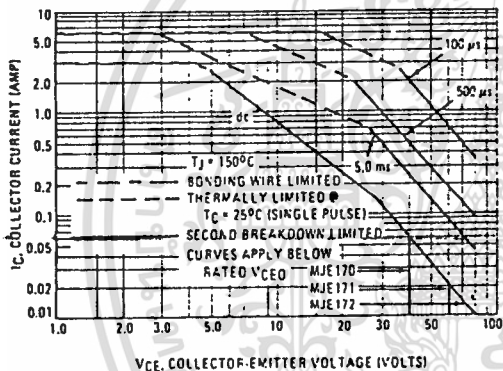
MJE170, MJ3171, MJE172, PNP, MJE180, MJE181, MJE182, NPN

FIGURE 4 - THERMAL RESPONSE



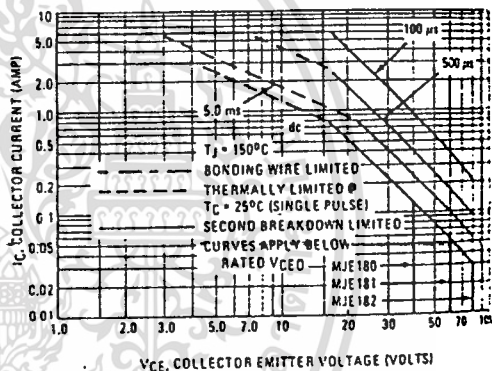
ACTIVE-REGION SAFE OPERATING AREA

FIGURE 5 - MJE170, MJE171, MJE172



There are two limitations on the power handling ability of a transistor - average junction temperature and second breakdown. Safe operating area curves indicate $I_C - V_{CE}$ limits of the transistor that must be observed for reliable operation; i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than the curves indicate. The data of Figures 5 and 6 is based on $T_J(pk) = 150^{\circ}\text{C}$; T_C is

FIGURE 6 - MJE180, MJE181, MJE182



variable depending on conditions. Second breakdown pulse limits are valid for duty cycles to 10% provided $T_J(pk) < 150^{\circ}\text{C}$. $T_J(pk)$ may be calculated from the data in Figure 4. At high case temperature, thermal limitations will reduce the power that can be handled to values less than the limitations imposed by second breakdown

FIGURE 7 - TURN-OFF TIME

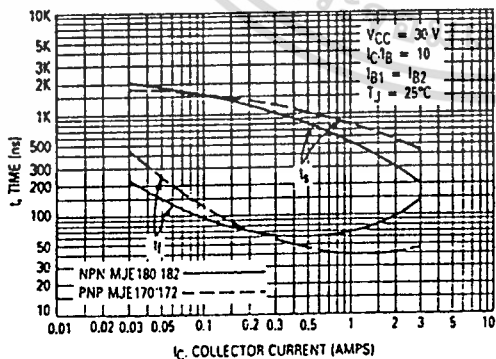
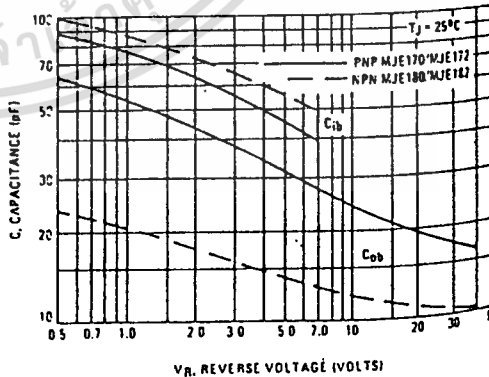


FIGURE 8 - CAPACITANCE



MJE170, MJ3171, MJE172, PNP, MJE180, MJE181, MJE182, NPN

PNP
MJE170, MJE171, MJE172

NPN
MJE180, MJE181, MJE182

FIGURE 9 - DC CURRENT GAIN

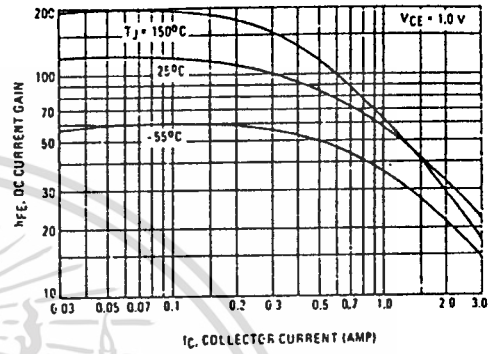
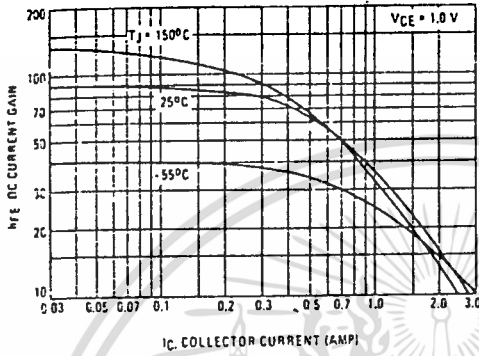


FIGURE 10 - "ON" VOLTAGES

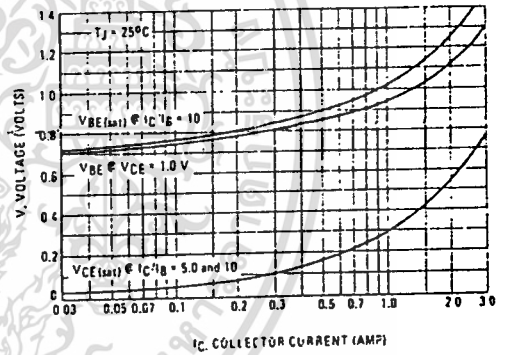
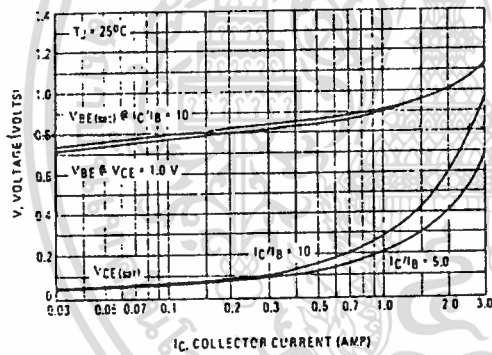
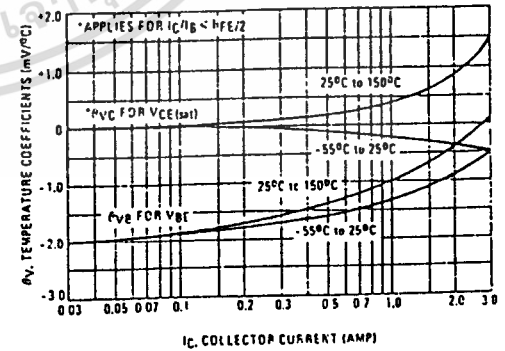
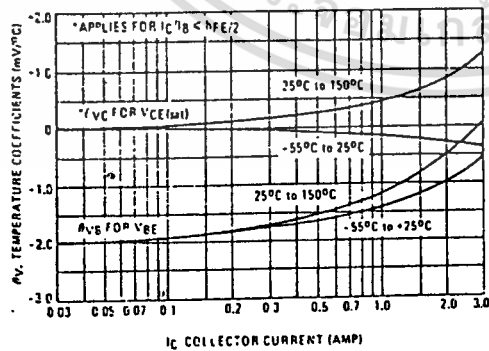
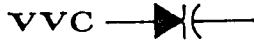


FIGURE 11 - TEMPERATURE COEFFICIENTS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MMBV2101 thru
MMBV2109
MV2101 thru MV2115



SILICON EPICAP DIODES

... designed in the popular PLASTIC PACKAGE for high volume requirements of FM Radio and TV tuning and AFC, general frequency control and tuning applications; providing solid-state reliability in replacement of mechanical tuning methods.

Also available in Surface Mount package up to 33 pF.

- High Q with Guaranteed Minimum Values
- Controlled and Uniform Tuning Ratio
- Standard Capacitance Tolerance — 10%
- Complete Typical Design Curves

VOLTAGE-VARIABLE
CAPACITANCE DIODES

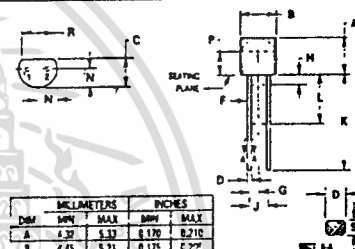
6.8-100 pF
30 VOLTS



CASE 182-02



CASE 318-05
TO-236AA
SOT-23



DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	4.37	5.33	0.172	0.210
B	4.05	5.21	0.175	0.205
C	3.18	4.19	0.125	0.165
D	0.41	0.56	0.016	0.022
F	0.407	0.482	0.016	0.019
G	1.77 BSC	—	0.070 BSC	—
H	—	1.27	—	0.050
J	3.54 BSC	—	0.138 BSC	—
L	12.70	—	0.500	—
I	0.35	—	0.014	—
M	2.01	2.66	0.080	0.106
P	2.83	—	0.111	—
R	3.43	—	0.135	—
S	0.36	0.41	0.014	0.016

STYLE 1
PIN 1 ANODE
2 CATHODE

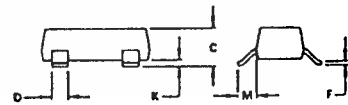
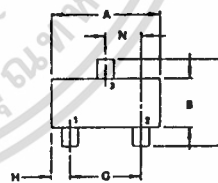
CASE 182-02, STYLE
MV2101 thru MV2115

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MV2101 thru MV2115		MMBV2101 thru MMBV2109		Unit
		Value	Value	Value	Value	
Reverse Voltage	V_R	30		30		Volts
Forward Current	I_F	200		200		mA
Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	280	200	200	2.0	mW mW/°C
Junction Temperature	T_J	+ 125				°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	- 55 to + 150				°C

DEVICE MARKING

- MMBV2101 = 4G
- MMBV2109 = 4J
- MMBV2102 = 4Y
- MMBV2103 = 4H
- MMBV2104 = 4Z
- MMBV2105 = 4U
- MMBV2106 = 4V
- MMBV2107 = 4W
- MMBV2108 = 4X



STYLE 1
PIN 1 ANODE
NO CONNECTION
3 CATHODE

CASE 318-05, STYLE
TO-236AA
SOT-23
MMBV2101 thru
MMBV2109

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	2.82	3.04	0.110	0.119
B	1.19	1.30	0.047	0.051
C	0.94	1.14	0.037	0.045
D	0.30	0.50	0.012	0.020
F	0.182	0.177	0.007	0.007
G	1.78	2.04	0.070	0.080
H	0.55	0.59	0.022	0.023
I	0.95	0.97	0.037	0.038
L	0.100	0.095	0.004	0.004
M	0.45	0.50	0.018	0.020
N	0.80	1.01	0.031	0.040

MMBV2101 thru MMBV2109 • MV2101 thru MV2115

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic—All Types	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Reverse Breakdown Voltage ($I_R = 10 \mu\text{A dc}$)	$V_{(BR)R}$	30	—	—	Vdc
Reverse Voltage Leakage Current ($V_R = 25 \text{ Vdc}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	I_R	—	—	0.10	$\mu\text{A dc}$
Diode Capacitance Temperature Coefficient ($V_R = 4.0 \text{ Vdc}$, $f = 1.0 \text{ MHz}$)	TC_C	—	280	—	ppm/ $^\circ\text{C}$

Device	C_T , Diode Capacitance $V_R = 4.0 \text{ Vdc}$, $f = 1.0 \text{ MHz}$ pF			Q, Figure of Merit $V_R = 4.0 \text{ Vdc}$, $f = 50 \text{ MHz}$	TR, Tuning Ratio C_2/C_{30} $f = 1.0 \text{ MHz}$		
	Min	Nom	Max		Typ	Min	Typ
MMBV2101 /MV2101	6.1	6.8	7.5	450	2.5	2.7	3.2
MMBV2102 /MV2102	7.4	8.2	9.0	450	2.5	2.8	3.2
MMBV2103 /MV2103	9.0	10.0	11.0	400	2.5	2.9	3.2
MMBV2104 /MV2104	10.8	12.0	13.2	400	2.5	2.9	3.2
MMBV2105 /MV2105	13.5	15.0	16.5	400	2.5	2.9	3.2
MMBV2106 /MV2106	16.2	18.0	19.8	350	2.5	2.9	3.2
MMBV2107 /MV2107	19.8	22.0	24.2	350	2.5	2.9	3.2
MMBV2108 /MV2108	24.3	27.0	29.7	300	2.5	3.0	3.2
MMBV2109 /MV2109	29.7	33.0	36.3	200	2.5	3.0	3.2
MV2110	35.1	39.0	42.9	150	2.5	3.0	3.2
MV2111	42.3	47.0	51.7	150	2.5	3.0	3.2
MV2112	50.4	56.0	61.6	150	2.6	3.0	3.3
MV2113	61.2	68.0	74.8	150	2.6	3.0	3.3
MV2114	73.8	82.0	90.2	100	2.6	3.0	3.3
MV2115	90.0	100.0	110.0	100	2.6	3.0	3.3

PARAMETER TEST METHODS

1. C_T , DIODE CAPACITANCE

($C_T = C_C + C_j$) C_T is measured at 1.0 MHz using a capacitance bridge (Boonton Electronics Model 75A or equivalent).

2. TR, TUNING RATIO

TR is the ratio of C_T measured at 2.0 Vdc divided by C_T measured at 30 Vdc.

3. Q, FIGURE OF MERIT

Q is calculated by taking the G and C readings of an admittance bridge at the specified frequency and substituting in the following equations:

$$Q = \frac{2\pi f C}{G}$$

(Boonton Electronics Model 33AS8). Use Lead Length $\approx 1/16"$.

4. TC_C , DIODE CAPACITANCE TEMPERATURE COEFFICIENT

TC_C is guaranteed by comparing C_T at $V_R = 4.0 \text{ Vdc}$, $f = 1.0 \text{ MHz}$, $T_A = -65^\circ\text{C}$ with C_T at $V_R = 4.0 \text{ Vdc}$, $f = 1.0 \text{ MHz}$, $T_A = -85^\circ\text{C}$ in the following equation which defines TC_C :

$$TC_C = \frac{C_T(-85^\circ\text{C}) - C_T(-65^\circ\text{C})}{85 - 65} \cdot \frac{10^6}{C_R(25^\circ\text{C})}$$

Accuracy limited by measurement of C_T to $\pm 0.1 \text{ pF}$.

MMBV2101 thru MMBV2109 • MV2101 thru MV2115

TYPICAL DEVICE PERFORMANCE

FIGURE 1 – DIODE CAPACITANCE versus REVERSE VOLTAGE

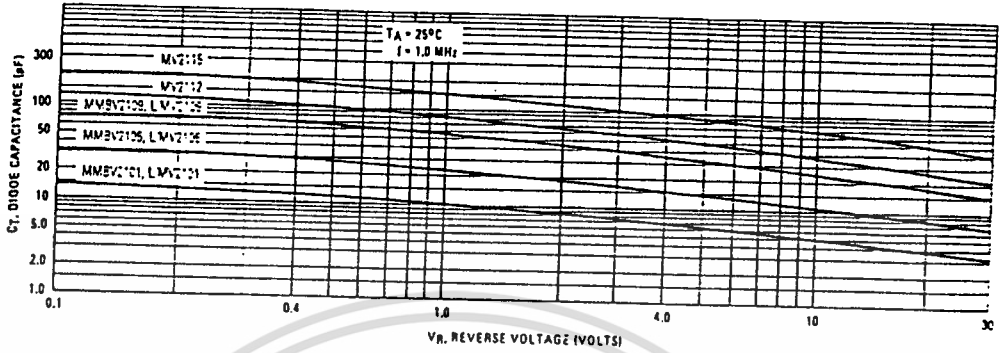


FIGURE 2 – NORMALIZED DIODE CAPACITANCE versus JUNCTION TEMPERATURE

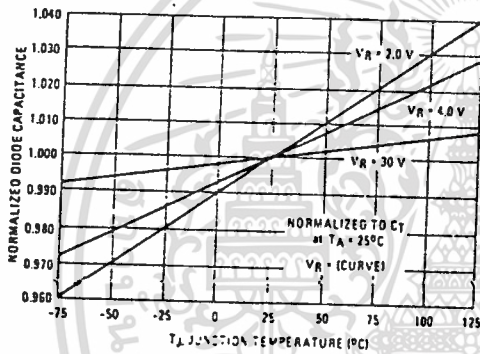


FIGURE 3 – REVERSE CURRENT versus REVERSE BIAS VOLTAGE

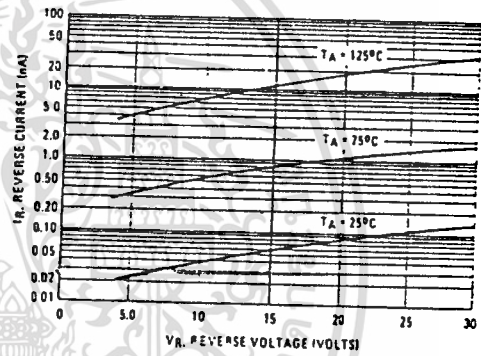


FIGURE 4 – FIGURE OF MERIT versus REVERSE VOLTAGE

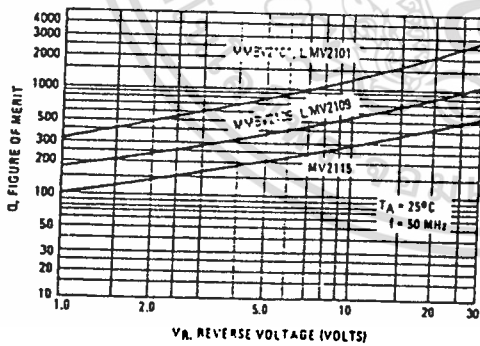
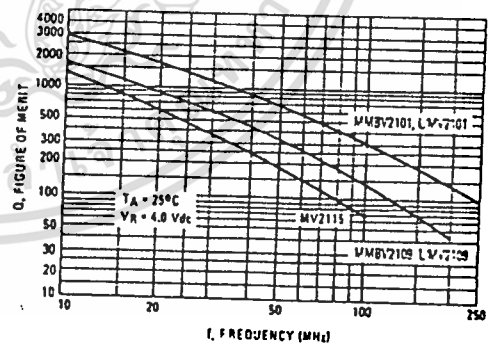


FIGURE 5 – FIGURE OF MERIT versus FREQUENCY



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MRF559

The RF Line

NPN SILICON HIGH FREQUENCY TRANSISTOR

... designed for UHF linear and large-signal amplifier applications.

- Specified 12.5 Volt, 870 MHz Characteristics —
 Output Power = 0.5 Watts
 Minimum Gain = 8.0 dB
 Efficiency = 50%
- S Parameter Data From 250 MHz to 1.5 GHz
- 1.0 dB Compression > +20 dBm Typ
- Ideally Suited for Broadband, Class A, Low-Noise Applications
- Recommended As Driver for MHW808 and MHW820,
 806-870 MHz Power Modules

0.5 W — 870 MHz

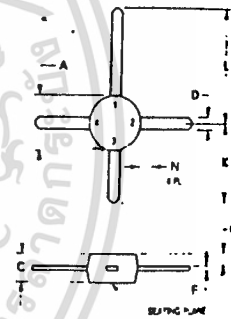
**HIGH FREQUENCY
 TRANSISTOR**

NPN SILICON



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V _{CEO}	16	Vdc
Collector-Base Voltage	V _{CBO}	36	Vdc
Emitter-Base Voltage	V _{EB0}	3.0	Vdc
Collector Current — Continuous	I _C	150	mA dc
Total Device Dissipation @ T _C = 50°C	P _D	2.0	Watts
Derate above 50°C		20	mW/°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C



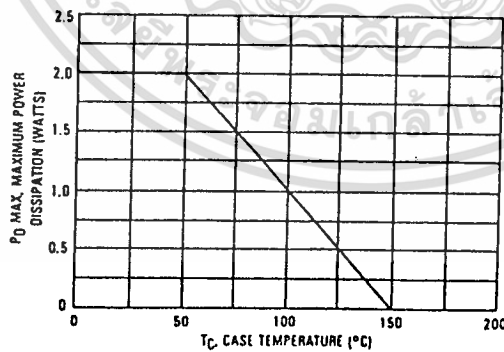
STYLE 2
 PIN 1 COLLECTOR
 2 EMITTER
 3 BASE
 4 EMITTER

NOTE
 DIMENSION D NOT APPLICABLE IN STYLE 1

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.64	0.71	0.175	0.205
C	1.90	2.54	0.075	0.100
D	0.64	0.99	0.025	0.039
F	0.76	0.90	0.030	0.227
G	0.76	1.14	0.030	0.045
H	2.74	0.13	0.295	0.205
L	12.54	11.03	0.495	0.430
M	—	1.65	—	0.065

CASE 317-01

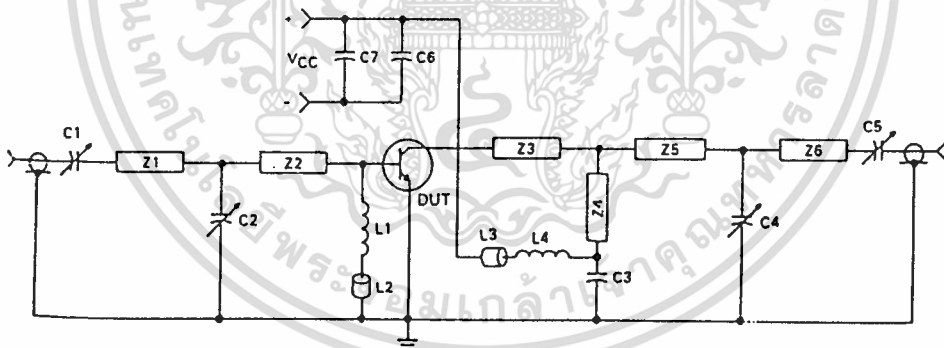
POWER DISSIPATION



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit	
DC CHARACTERISTICS						
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 5.0 mA, I _B = 0)	V _{(BR)CEO}	16	—	—	V _{dc}	
Collector-Base Breakdown Voltage (I _C = 100 μA, I _E = 0)	V _{(BR)CBO}	36	—	—	V _{dc}	
Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 100 μA, I _C = 0)	V _{(BR)EBO}	3.0	—	—	V _{dc}	
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 15 Vdc, V _{BE} = 0)	I _{CES}	—	—	1.0	mA _{dc}	
DC CHARACTERISTICS						
DC Current Gain (I _C = 50 mA, V _{CE} = 10 Vdc)	h _{FE}	30	90	200	—	
DYNAMIC CHARACTERISTICS						
Current-Gain — Bandwidth Product (I _C = 100 mA, V _{CE} = 10 Vdc, f = 200 MHz)	f _T	—	3000	—	MHz	
Output Capacitance (V _{CE} = 12.5 Vdc, I _E = 0, f = 1.0 MHz)	C _{ob}	—	2.0	2.5	pF	
FUNCTIONAL TESTS						
Common-Emitter Amplifier Power Gain (V _{CE} = 12.5 Vdc, P _{out} = 0.5 W)	f = 870 MHz f = 512 MHz	G _{PE}	8.0 —	9.5 13	—	dB
Collector Efficiency (V _{CE} = 12.5 Vdc, P _{out} = 0.5 W)	f = 870 MHz f = 512 MHz	η	50 —	65 60	—	%
TYPICAL PERFORMANCE @ V_{CC} = 7.5 V						
Common-Emitter Amplifier Power Gain (V _{CE} = 7.5 Vdc, P _{out} = 0.5 W)	f = 870 MHz f = 512 MHz	G _{PE}	—	6.5 10	—	dB
Collector Efficiency (V _{CE} = 7.5 Vdc, P _{out} = 0.5 W)	f = 870 MHz f = 512 MHz	η	—	70 65	—	%

FIGURE 1 — 870-MHz TEST-FIXTURE



- C1, C2, C4, C5 — 1.0-10 pF Johanson
- C3, C6 — 0.001 μF Chip Capacitor
- C7 — 1.0 μF Tantulum
- L1, L4 — 4 Turns #26 AWG, 0.3 cm ID, 0.4 cm Long
- L2, L3 — Ferrite Bead
- Microstrip Elements — ε_r = 1.0
- Z1 — 50 Ω 1.5 cm
- Z2 — 30 Ω 2.5 cm
- Z3 — 50 Ω 2.0 cm
- Z4 — 50 Ω 1.2 cm
- Z5, Z6 — 50 Ω 1.25 cm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 2 — OUTPUT POWER versus INPUT POWER
f = 512 MHz

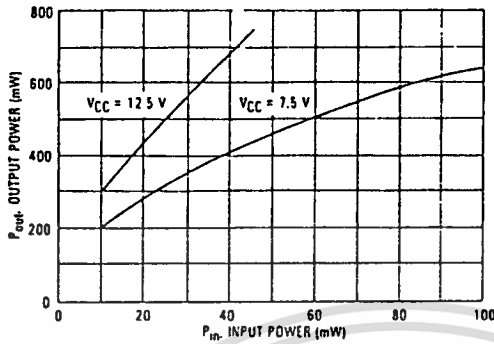


FIGURE 3 — OUTPUT POWER versus FREQUENCY
VCC = 7.5 V

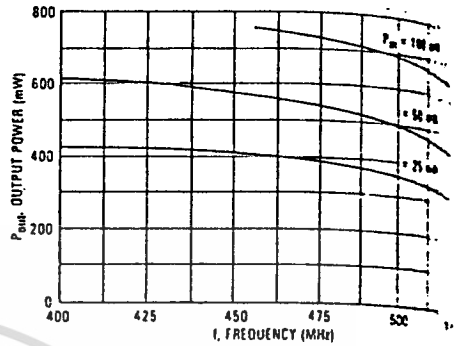


FIGURE 4 — OUTPUT POWER versus COLLECTOR VOLTAGE
f = 512 MHz

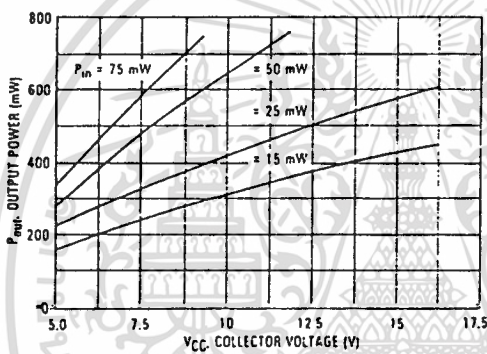


FIGURE 5 — OUTPUT POWER versus FREQUENCY
VCC = 12.5 V

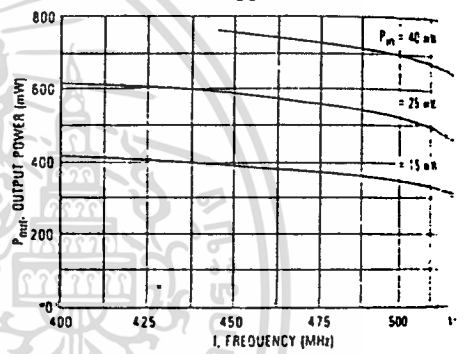


FIGURE 6 — Z_{in} AND Z_{OL} versus COLLECTOR VOLTAGE, INPUT POWER, AND OUTPUT POWER

f FREQUENCY MHz	Z _{in} OHMS			Z _{OL} [*] OHMS					
	V _{CC} = 7.5-12.5 V			V _{CC} = 7.5 V			V _{CC} = 12.5 V		
	15 mW	25 mW	50 mW	0.25 W	0.50 W	0.75 W	0.25 W	0.50 W	0.75 W
400	4.3 - j13.3	4.9 - j11.0	5.7 - j8.7	31 - j49	44 - j34	42 - j4.9	20 - j68	42 - j60	52 - j54
440	3.9 - j8.8	4.5 - j8.7	5.4 - j6.9	27 - j42	39 - j30	40 - j6.9	19 - j62	37 - j54	49 - j50
480	3.5 - j4.4	4.1 - j6.5	5.0 - j4.3	24 - j36	36 - j25	39 - j9.0	18 - j56	33 - j48	47 - j46
520	3.2 - j2.2	3.8 - j4.3	4.7 - j1.7	22 - j30	34 - j20	37 - j12	17 - j52	31 - j44	47 - j42

*Z_{OL} = Conjugate of the optimum load impedance into which the device output operates at a given output power, voltage and frequency

FIGURE 7 — OUTPUT POWER versus INPUT POWER
f = 870 MHz

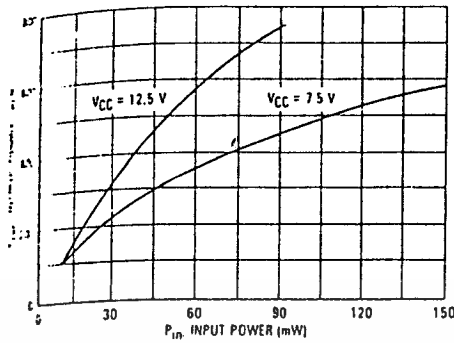


FIGURE 8 — OUTPUT POWER versus FREQUENCY
V_{CC} = 7.5 V

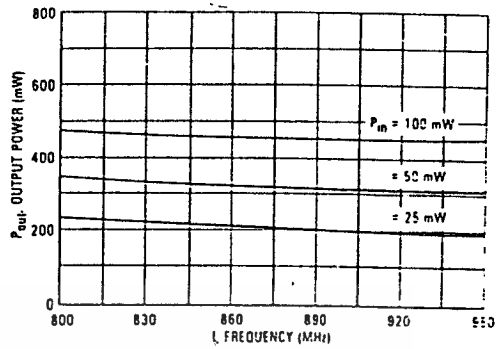


FIGURE 9 — OUTPUT POWER versus COLLECTOR VOLTAGE
f = 870 MHz

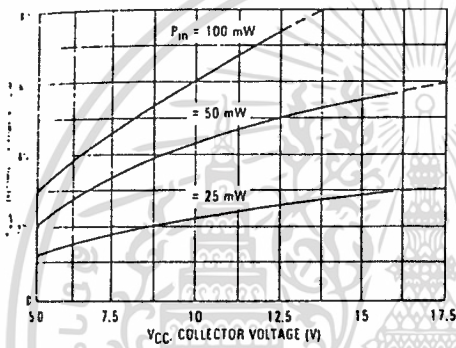


FIGURE 10 — OUTPUT POWER versus FREQUENCY
V_{CC} = 12.5 V

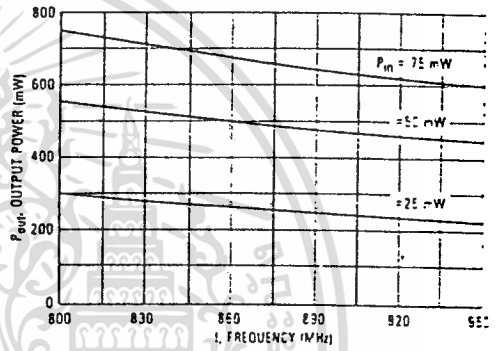
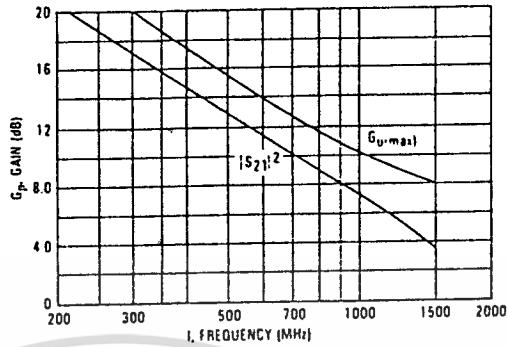


FIGURE 11 — Z_{in} AND Z_{OL} versus COLLECTOR VOLTAGE, INPUT POWER, AND OUTPUT POWER

f FREQUENCY MHz	Z _{in} OHMS			Z _{OL} OHMS					
	V _{CC} = 7.5-12.5 V			V _{CC} = 7.5 V			V _{CC} = 12.5 V		
	25 mW	50 mW	100 mW	0.25 W	0.50 W	0.75 W	0.25 W	0.50 W	0.75 W
800	2.9 + j2.2	3.8 + j4.4	4.7 + j6.5	15.0 - j36.8	22.7 - j30.6	27.1 - j22.6	14.6 - j43.6	17.2 - j39.7	23.4 - j37.7
850	3.2 + j3.5	3.8 + j5.2	4.8 + j7.4	15.7 - j35.3	23.9 - j28.7	27.3 - j21.5	16.3 - j40.8	17.8 - j39.5	23.7 - j36.8
900	3.8 + j5.7	4.4 + j7.0	5.4 + j8.7	16.4 - j33.7	25.1 - j27.0	27.5 - j20.5	17.3 - j38.2	18.3 - j39.3	23.9 - j36.0
950	4.1 + j7.4	4.5 + j8.8	5.5 + j10.1	17.0 - j32.2	26.3 - j25.2	27.6 - j19.4	17.2 - j36.1	20.1 - j38.5	24.5 - j35.6

*Z_{OL} = Conjugate of the optimum load impedance into which the device output operates at a given output power, voltage and frequency

FIGURE 12 — GAIN versus FREQUENCY
 $V_{CE} = 10\text{ V}$, $I_C = 50\text{--}100\text{ mA}$



$$G_{U(max)} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)}$$

FIGURE 13 — GAIN versus COLLECTOR CURRENT
 $V_{CE} = 10\text{ V}$

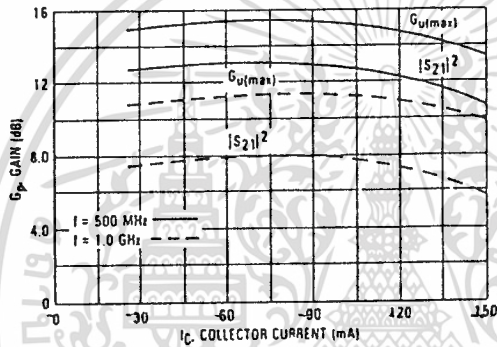


FIGURE 14 — NOISE FIGURE AND ASSOCIATED GAIN
 versus COLLECTOR CURRENT
 $V_{CE} = 10\text{ V}$

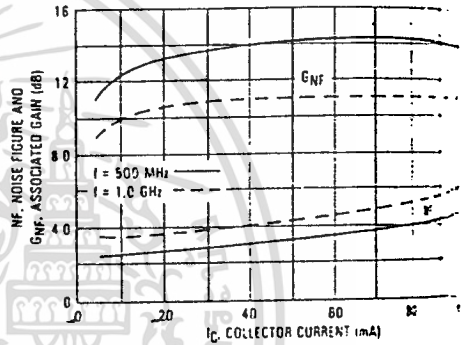


FIGURE 15 — CURRENT GAIN BANDWIDTH PRODUCT
 versus COLLECTOR CURRENT
 $V_{CE} = 10\text{ V}$

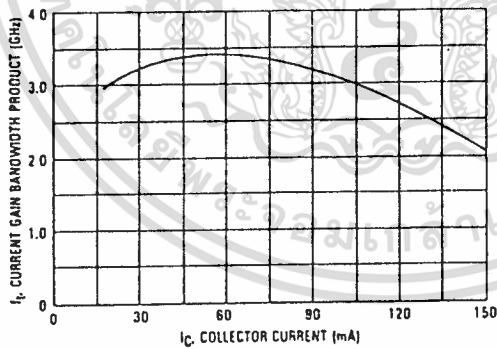
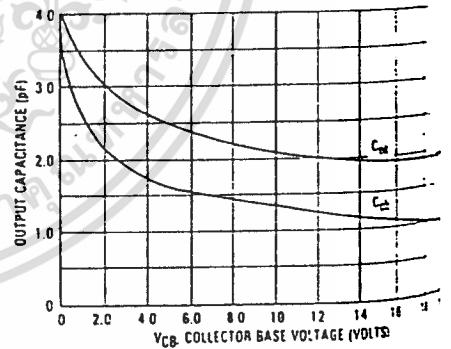


FIGURE 16 — OUTPUT CAPACITANCE versus COLLECTOR BASE VOLTAGE



MRF559

FIGURE 17 - COMMON EMITTER SCATTERING PARAMETERS

VCE (Volts)	IC (mA)	f (MHz)	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂	
			S ₁₁	∠φ	S ₂₁	∠φ	S ₁₂	∠φ	S ₂₂	∠φ
50	10	250	0.72	-161	6.20	93	0.057	30	0.30	-91
		500	0.73	179	3.16	76	0.069	43	0.27	-94
		1000	0.76	158	1.62	55	0.105	63	0.27	-119
		1500	0.82	142	1.08	41	0.155	70	0.41	-137
	25	250	0.70	-173	7.17	89	0.045	47	0.26	-123
		500	0.70	172	3.63	75	0.073	60	0.20	-128
		1000	0.74	152	1.90	54	0.134	67	0.21	-157
		1500	0.79	136	1.32	39	0.196	66	0.32	-167
	50	250	0.72	-178	7.63	89	0.038	56	0.27	-139
		500	0.72	170	3.85	77	0.068	67	0.23	-141
		1000	0.75	153	2.01	59	0.129	72	0.23	-162
		1500	0.81	137	1.40	46	0.188	70	0.32	-164
	100	250	0.73	-179	7.34	88	0.036	61	0.26	-143
		500	0.74	169	3.70	77	0.067	71	0.22	-144
		1000	0.76	153	1.94	59	0.130	74	0.24	-166
		1500	0.81	138	1.36	46	0.191	71	0.32	-167
	150	250	0.78	-176	5.19	92	0.033	64	0.22	-131
		500	0.78	167	2.76	78	0.065	74	0.21	-131
		1000	0.80	151	1.49	58	0.129	77	0.24	-155
		1500	0.85	135	1.05	45	0.191	73	0.35	-161
10	10	250	0.69	-157	7.03	94	0.050	33	0.34	-67
		500	0.70	-178	3.59	77	0.060	46	0.32	-69
		1000	0.74	160	1.84	55	0.094	67	0.29	-94
		1500	0.81	142	1.20	41	0.148	76	0.42	-121
	25	250	0.67	-168	8.30	91	0.039	46	0.24	-93
		500	0.68	176	4.25	77	0.060	60	0.21	-89
		1000	0.72	158	2.19	57	0.109	71	0.19	-114
		1500	0.78	142	1.47	44	0.165	74	0.31	-134
	50	250	0.68	-174	8.88	90	0.035	55	0.21	-110
		500	0.68	172	4.49	77	0.060	67	0.18	-104
		1000	0.72	155	2.31	59	0.113	74	0.17	-128
		1500	0.77	139	1.58	46	0.169	74	0.28	-140
	100	250	0.68	-178	8.49	89	0.03	61	0.19	-104
		500	0.69	170	4.32	76	0.06	71	0.17	-97
		1000	0.72	153	2.25	58	0.12	76	0.17	-123
		1500	0.78	137	1.53	44	0.18	75	0.28	-137
	150	250	0.72	-178	6.53	91	0.029	64	0.22	-71
		500	0.73	169	3.37	77	0.056	75	0.24	-75
		1000	0.76	152	1.79	57	0.112	80	0.22	-105
		1500	0.83	137	1.22	43	0.175	79	0.34	-129

US Amateur Radio Frequency Allocations

- Transmitter Power Limits · 160 m
- 80 m · 40 m · 30 m · 20 m · 17 m
- 15 m · 12 m · 10 m · 6 m · 2 m
- 1.25 m · 70 cm · 33 cm · 23 cm
- Higher Frequencies
- Page author: thogerty@arri.org
- Page last revised 4:45 PM ET 9/23/96

Refer to ARRL's *The FCC Rule Book* for more detailed information on frequency allocations for the Amateur Radio Service and sharing arrangements with other radio services. Band plans can be found in *The FCC Rule Book* and *The ARRL Operating Manual*.

For each band, only those license classes with privileges on that band are listed. Technician licensees have no privileges below 30 MHz.

US Amateur Transmitter Power Limits

At all times, transmitter power must be the minimum necessary to carry out the desired communications. Unless otherwise noted, the maximum power output is 1500 watts PEP. All classes are limited to 200 watts PEP in the 80, 40, and 15 meter Novice/Technician Plus subbands. Geographical power restrictions apply to the 70 cm, 33 cm and 23 cm bands; see *The FCC Rule Book* for details.

160 Meters

General, Advanced, Amateur Extra licensees:

1.800-2.000 MHz: CW, Phone, Image, RTTY/Data

80 Meters

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Novice and Technician Plus classes:

3.675-3.725 MHz: CW Only

General class:

3.525-3.750 MHz: CW, RTTY/Data

3.850-4.000 MHz: CW, Phone, Image

Advanced class:

3.525-3.750 MHz: CW, RTTY/Data

3.775-4.000 MHz: CW, Phone, Image

Amateur Extra class:

3.500-3.750 MHz: CW, RTTY/Data

3.750-4.000 MHz: CW, Phone, Image

40 Meters

Novice and Technician Plus classes:

7.100-7.150 MHz: CW Only

General class:

7.025-7.150 MHz: CW, RTTY/Data

7.225-7.300 MHz: CW, Phone, Image

Advanced class:

7.025-7.150 MHz: CW, RTTY/Data

7.150-7.300 MHz: CW, Phone, Image

Amateur Extra class:

7.000-7.150 MHz: CW, RTTY/Data

7.150-7.300 MHz: CW, Phone, Image

30 Meters

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Maximum power, 200 watts PEP. Amateurs must avoid interference to the fixed service outside the US.

General, Advanced, Amateur Extra classes:

10.100-10.150 MHz: CW, RTTY/Data

20 Meters

General class:

14.025-14.150 MHz: CW, RTTY/Data

14.225-14.350 MHz: CW, Phone, Image

Advanced class:

14.025-14.150 MHz: CW, RTTY/Data

14.175-14.350 MHz: CW, Phone, Image

Amateur Extra class:

14.000-14.150 MHz: CW, RTTY/Data

14.150-14.350 MHz: CW, Phone, Image

17 Meters

General, Advanced, Amateur Extra classes:

18.068-18.110 MHz: CW, RTTY/Data

18.110-18.168 MHz: CW, Phone, Image

15 Meters

Novice and Technician Plus classes:

21.100-21.200 MHz: CW Only

General class:

21.025-21.200 MHz: CW, RTTY/Data

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

21.300-21.450 MHz: CW, Phone, Image

Advanced class:

21.025-21.200 MHz: CW, RTTY/Data

21.225-21.450 MHz: CW, Phone, Image

Amateur Extra class:

21.000-21.200 MHz: CW, RTTY/Data

21.200-21.450 MHz: CW, Phone, Image

12 Meters

General, Advanced, Amateur Extra classes:

24.890-24.930 MHz: CW, RTTY/Data

24.930-24.990 MHz: CW, Phone, Image

10 Meters

Novice and Technician Plus classes:

28.100-28.300 MHz: CW, RTTY/Data--Maximum power 200 watts PEP

28.300-28.500 MHz: CW, Phone--Maximum power 200 watts PEP

General, Advanced, Amateur Extra classes:

28.000-28.300 MHz: CW, RTTY/Data

28.300-29.700 MHz: CW, Phone, Image

6 Meters

All Amateurs except Novices:

50.0-50.1 MHz: CW Only

50.1-54.0 MHz: CW, Phone, Image, MCW, RTTY/Data

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2 Meters

All Amateurs except Novices:

144.0-144.1 MHz: CW Only

144.1-148.0 MHz: CW, Phone, Image, MCW, RTTY/Data

1.25 Meters

The FCC has allocated 219-220 MHz to amateur use on a secondary basis. This allocation is *only* for fixed digital message forwarding systems operated by all licensees except Novices. Amateur operations must not cause interference to, and must accept interference from, primary services in this and adjacent bands.

Amateur stations are limited to 50 W PEP output and 100 kHz bandwidth. Automated Maritime Telecommunications Systems (AMTS) stations are the primary occupants in this band. Amateur stations within 398 miles of an AMTS station must notify the station in writing at least 30 days prior to beginning operations. Amateur stations within 50 miles of an AMTS station must get permission in writing from the AMTS station before beginning operations. ARRL Headquarters maintains a database of AMTS stations. The FCC requires that amateur operators provide written notification including the station's geographic location to the ARRL for inclusion in a database at least 30 days before beginning operations. See Section 97.303(e) of the FCC Rules.

Novice (Novices are limited to 25 watts PEP output), Technician, Technician Plus, General, Advanced, Amateur Extra classes:

222.00-225.00 MHz: CW, Phone, Image, MCW, RTTY/Data

70 Centimeters

All Amateurs except Novices:

420.0-450.0 MHz: CW, Phone, Image, MCW, RTTY/Data

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

33 Centimeters

All Amateurs except Novices:

902.0-928.0 MHz: CW, Phone, Image, MCW, RTTY/Data

23 Centimeters

Novice class:

1270-1295 MHz: CW, phone, Image, MCW, RTTY/Data (maximum power, 5 watts PEP)

All Amateurs except Novices:

1240-1300 MHz: CW, Phone, Image, MCW, RTTY/Data

Higher Frequencies:

All modes and licensees (except Novices) are authorized on the following bands [FCC Rules, Part 97.301(a)]:

2300-2310 MHz

2390-2450 MHz

3300-3500 MHz

5650-5925 MHz

10.0-10.5 GHz

24.0-24.25 GHz

* 47.0-47.2 GHz

75.5-81.0 GHz

119.98-120.02 GHz

142-149 GHz

241-250 GHz

All above 300 GHz

[ARRLWeb's home page](#)

[ARRLWeb search](#)

[Begin or renew your n](#)

[Email ARRL HQ](#)

[Email ARRLWebmaster](#)

Page copyright © 19



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้สำเร็จได้ต้องขอขอบคุณท่านอาจารย์ อุตัย ศรีธีระวิโรจน์ ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำ และเป็นที่ยกย่องในการทำโครงการจนสำเร็จลุล่วง ท่านอาจารย์และเจ้าหน้าที่ในภาคเทคนิคฯ ทุก ๆ ท่านที่ให้ความช่วยเหลือ ติดต่อประสานงาน และจัดหาอุปกรณ์ให้จนได้รับความสะดวกตลอดมา

ที่กิตติ สกฤตพิทยากร Boss manager บริษัท Broadcasting Network Thailand จำกัด ที่ให้คำแนะนำที่ดีมาก ๆ บุคคลต่าง ๆ ที่มีส่วนเกี่ยวข้องที่มีได้กล่าวถึง และที่สำคัญมาก ๆ คือ ขอขอบคุณสามชิกในกลุ่มทุกท่านที่ ต่างทำหน้าที่ ของตนอย่างเต็มที่ตลอดมา

คณะผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งข้อมูล (Contact List)

THAILAND

-Radio Amateur Society of Thailand (RAST)

P.O. Box 2008 , Bangkok 10501

Tel.2779453,2431842,7227360,3928672 Fax 2757288,2434066,7227354,2403666

U.S.A.

- North Country Radio, PO Box 53, Wykagyl Station, New Rochelle, NY 10804

Email : ncradio200@AOL.com

Tel. (914) 25-6611 FAX (914) 576-6051

(914) 854-9280

(คณะผู้จัดทำได้ใช้ข้อมูลและอุปกรณ์ชิ้นงาน จากแหล่งนี้เป็นส่วนใหญ่ ในการอ้างอิง ใน
ปริทัศน์นิพนธ์ฉบับนี้)

-Federal Communications Commission (FCC)

1270 Fairfield Rd. Gettysburg PA 17325-7245

1919 M Street NW Washington DC 20554

<http://www.fcc.gov/>

(ข้อมูลเกี่ยวกับกฎระเบียบ การอนุญาตให้ใช้ความถี่ของรัฐบาลสหรัฐ)

-The American Radio Relay league's (ARRL)

<http://www.arrl.org> , E-mail hg@arrl.org, webmaster@arrl.org

ENGLAND

- British Amateur Television club (BATC) Tel. (076) 7317521

1. CQ-TU MAGAZINE Tel. (0788) 890365 FAX. (078) 8890365

เกี่ยวกับสินค้าใหม่, โฆษณา และแหล่งอุปกรณ์ต่างๆ

2. MEMBERSHIP Tel. (089) 428899

เกี่ยวกับการสมัครสมาชิก โทรทัศน์สมัครเล่น

3. Contests Tel. (096) 4362498

เกี่ยวกับการแข่งขัน

(หมายเหตุ) หมายเลขโทรศัพท์อาจมีการเปลี่ยนแปลง ดังนั้นควรติดต่อกับ BATC โดย

ตรง

หนังสืออ้างอิง

บัณฑิต โรจน์อารยานนท์, “วิศวกรรมไมโครเวฟ” ,สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
อิน ภู่วรรณ, “ทฤษฎีและการใช้งานอิเล็กทรอนิกส์ เล่ม 2”,บ.ซีเอ็ดยูเคชั่น
วิสันต์ อาษาเคโชพต, “ระบบโทรศัพท์ดิจิทัล”, หจก.สำนักพิมพ์ฟิสสิกส์เซ็นเตอร์
สุชาติ กังวารจิตต์, “เครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร”,บ.ซีเอ็ดยูเคชั่น
เจน สงสมพันธุ์, “เทคโนโลยีโทรทัศน์”, โรงเรียนอิเล็กทรอนิกส์กรุงเทพ
Harold E, Ennes, “AM-FM Broadcasting Howard W.Sans.Co.,Indianapoles,Indiana,1974
William Sheets & Rudolf F. Graf, “Electronic Now”



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้