



ปีการศึกษา 2533
เครื่องรับสัญญาณดาวเทียม
(SATELLITE RECEIVER)

โดย

นาย ธีรพงษ์	นาลารี	32.3509
นาย ศลชัย	สุขเจริญผล	32.3510
นาย วิศรุต	วุ่นพาศิษย์	32.3521
นาย สหชัย	วิลาสวรรณ	32.3532
นาย สุปจน์	อดิษฐ์ธรรม	32.3537
นาย อาจิมต์	บุญกาญจน์วิชา	32.3538

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร. กนก เจริญพงศ์เวช

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

18 ก.ค. 2534

ปริญญาบัตรปีการศึกษา 2533

ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม

คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องรับสัญญาณดาวเทียม

(SATELLITE RECEIVER)

ผู้จัดทำ

- 1. นาย ธีรพงษ์ นาสารี 32.3509
- 2. นาย ดลชัย สุขเจริญผล 32.3510
- 3. นาย วิศรุต วุฒินิชย์ 32.3521
- 4. นาย สหะไชย วิลลาสวรรณ 32.3532
- 5. นาย สมนัน อติชัยธรรม 32.3537
- 6. นาย อาจันต์ บุญกาญจน์วินิชา 32.3238

.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ.ดร. กนก เจริญพงศ์เวช)

.....กรรมการ

(.....)

.....กรรมการ

(.....)

เลขหมู่ T. 33779 หน 3
เลขทะเบียน 027952
วัน, เดือน, ปี 18 ก.ค. 34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

027952

เครื่องรับสัญญาณดาวเทียม
(SATELLITE RECEIVER)

นาย	ณัฐพงษ์	นาสารี	32.3509
นาย	คณชัย	สุขเจริญผล	32.3510
นาย	วิศรุต	วุ่นพาณิชย์	32.3521
นาย	สหชัย	วิลาสวรรณ	32.3532
นาย	สุนจน์	อติชัยธรรม	32.3537
นาย	อาจันต์	บุญกาญจน์วิชา	32.3538
ผศ.ดร. กนก	เจนจิระพงศ์เวช	อาจารย์ที่ปรึกษา	

ปีการศึกษา 2533

บทคัดย่อ

ปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการสร้าง และการออกแบบ เครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์ จากดาวเทียมโดยตรง โดยจะรับสัญญาณจากจานรับดาวเทียม แล้วผ่านวงจรขยาย สัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier - LNA) และจะผ่านวงจร Down Converter ภาคแรก ซึ่งเครื่องรับนี้จะประกอบด้วย RF-Amp ขยายสัญญาณ +15 dB ให้สัญญาณมีความแรงพอที่มา Mix กับความถี่ Local Oscillator โดยการ Mix จะใช้ Mixer แบบ Quadrature (90°) Hybrid ผ่าน IF Amp และภาค Limiter ความถี่ 70 MHz จะนำมาแยกสัญญาณคลื่นพาหะ โดยผ่านวงจรดีเทค แบบ Quadrature Detector ซึ่งจะได้สัญญาณภาพและสัญญาณเสียง และสามารถเลือกสถานีได้โดยการความถี่ Local Oscillator ด้วยวงจร Voltage Control Oscillators (VCO)

SATELLITE RECEIVER

MR. NATTHAPONG	NASAREE	32.3509
MR. DOLCHAI	SOOKCHAROENPHOL	32.3510
MR. VISARUT	WUNPHANICH	32.3521
MR. SAHACHAI	WILASUWAN	32.3532
MR. SUPHOT	ADISAITHAM	32.3537
MR. AJIN	BUNKANWANICHA	32.3538
ASSIST.PROF.KANOK	JANCHIRAPONGVEJ	
	ADVISOR	

Abstract

This thesis is concerned about design and construction direct received satellite television. The project is consist of RF- Amp which use to amplification signal from LNA and 1st stage down converter and quadrature(90°) hybrid mixer that use mix input frequency from RF Amp with local oscillator into IF Amp 70 MHz and limiter, the base band demodulator is quadrature detector that can separate video and sound.

สารบัญ

	บทคัดย่อ	ก
บทที่ 1	บทนำ	1
บทที่ 2	ทฤษฎี	11
	2.1 BLOCK DIAGRAM	11
	2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์	13
	2.2.1 เงื่อนไขการออสซิลเลท	13
	2.2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบป้อนกลับ	13
	2.2.3 การวิเคราะห์ และการออกแบบ Colpitts Oscillators	15
	2.2.4 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์	19
	2.3 วงจรขยายสัญญาณ RF.	21
	2.3.1 การออกแบบวงจร RF. Small Signal โดยใช้ Two Port Parameter	21
	2.3.2 เสถียรภาพ	21
	2.3.3 เพาเวอร์เกน	22
	2.3.4 อัตราขยายที่ให้ค่าสูงสุด	24
	2.3.5 อินพุตทรานซิสเตอร์ และเอาต์พุตแอมพลิตูด	25
	2.3.6 ทรานซิสเตอร์ที่ไม่เสถียรภาพโดยไม่มีเงื่อนไข	25
	2.3.7 การออกแบบ S Parameter	25
	2.3.8 การออกแบบในการพิจารณาเงื่อนไขแบบเสถียรภาพ	27
	2.3.9 วงจรแบ่งสัญญาณแบบ Wilkinson	30
	2.3.10 การวิเคราะห์โหมดคู่โหมดคี่	30
	2.4 วงจร MIXER	34
	2.4.1 ทฤษฎีของมิกเซอร์	34
	2.4.2 ควอดราเจอร์ (90) ไฮบริดจ์	36
	2.5 วงจรฟิลเตอร์	40
	2.5.1 วงจร Band-Pass Filter	40
	2.5.2 ฟิลเตอร์โดยใช้วิธีการใช้อิมเมจพารามิเตอร์	41

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	2.5.3	อิมเมจิมพีแดนซ์ และทราานเฟอ์ฟังก์ชันของ Two-Port Network	41
	2.5.4	Constant-k Filter Section	44
	2.5.5	m -Derived Filter Section	46
	2.5.6	การออกแบบวงจรฟิลเตอร์โดยวิธี Insertion Loss	48
	2.5.7	Maximum Flat Low-Pass Filter Prototype	50
	2.5.8	Equal-Ripple Low-Pass Filter Prototype	54
	2.5.9	การแปลงพารามิเตอร์	57
	2.5.10	การแปลงเป็น Bandpass และ Bandstop	59
	2.6	IF Amp. และ Limiter	61
	2.6.1	วงจร IF Amp.	61
	2.6.2	วงจร Limiter	63
	2.7	วงจรตีเทคสัญญาณ	64
	2.7.1	วงจรตีเทคสัญญาณภาพ และคลื่นพาหะของสัญญาณเสียง	64
	2.7.2	วงจรตีเทคสัญญาณภาพ และ ตีเทคสัญญาณเสียง	66
	2.7.3	ภาคตีเทคเสียง	66
บทที่ 3		การออกแบบและการสร้าง	68
	3.1	การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์	68
	3.2	การออกแบบวงจรขยายสัญญาณความถี่สูง	72
	3.3	การออกแบบวงจร Wilkinson Power Divider	75
	3.4	การออกแบบ MIXER แบบควอตราเจอร์ไฮบริดจ์	76
	3.5	การออกแบบวงจร Band-pass Filter 70 MHz	77
	3.6	การออกแบบวงจรควอตราเจอร์ตีเทคเตอร์	79
	3.7	การออกแบบวงจร De-emphasis	80
	3.8	การออกแบบวงจร Band-pass Filter 5-8 MHz	81
	3.9	การออกแบบวงจรตีเทคเสียง	82
บทที่ 4		การทดลองและผลการทดลอง	84
	4.1	วงจรออสซิลเลเตอร์	84
	4.2	วงจรขยายสัญญาณ RF	85
	4.3	วงจรมิกเซอร์	86

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 วงจรขยายสัญญาณ IF	86
4.5 วงจร Band-pass Filter 70 MHz	87
4.6 วงจร Quadrature Detector	87
4.7 วงจรตีเทคสัญญาณภาพ	88
4.8 วงจรตีเทคสัญญาณเสียง	88
4.9 ข้อแนะนำ	88

ภาคผนวก

A-0

หนังสืออ้างอิง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันการสื่อสารดาวเทียมกำลังมีบทบาทมาก ในการพัฒนาประเทศไม่ว่าจะเป็นการใช้ดาวเทียมในการติดต่อสื่อสารภายในประเทศและระหว่างประเทศ การสำรวจทรัพยากรธรณี, การสำรวจภูมิประเทศ, การใช้งานทางด้านทหาร, การใช้งานทางด้าน Broadcast และนอกจากนี้สาเหตุที่ทำให้ดาวเทียมถูกนำมาใช้มากขึ้นก็เพราะว่า ในปัจจุบันพบว่าการจัดสรรความถี่ (Alllowcation Frequency) ทั้งในย่านตั้งแต่ HF(High Frequency)จนถึงย่านVHF(ULtra High Frequency) หรือไมโครเวฟย่านต่ำเริ่มเต็ม ทำให้มีการหันมาใช้การสื่อสารดาวเทียมมากขึ้น ด้วยเหตุนี้จึงทำให้มีการพัฒนาอุปกรณ์ และเครื่องมือต่างๆที่ใช้ในดาวเทียมกันมาก โดยเฉพาะทางด้าน Broadcast เราสามารถที่จะสร้างเครื่องรับสัญญาณทีวีจากดาวเทียมได้ถ้ามีความพร้อมทางด้านปัจจัยต่างๆ

ปัจจุบันการสื่อสารด้วยดาวเทียมทางด้าน Broadcast โดยเฉพาะทางด้านทีวีได้มีการหันมาใช้ดาวเทียมมากขึ้น ในอนาคตประเทศไทยก็จะมีดาวเทียมใช้ของตนเองซึ่งคาดว่าในด้าน Television Broad-Casting ก็จะใช้ดาวเทียมนี้ด้วย

การรับสัญญาณทีวีจากดาวเทียมโดยตรงนี้ เราเรียกว่า TELEVISION RECEIVE ONLY(TVRO) ในอนาคตเมื่อประเทศไทยนำดาวเทียมมาใช้เราสามารถที่จะรับสัญญาณทีวี จากดาวเทียมได้ในย่านความถี่ C-BAND และ Ku-BAND ในโครงการนี้จะเสนอการสร้างเครื่องรับสัญญาณทีวีจากดาวเทียมในย่าน C - BAND โดยตำแหน่งต่างๆของดาวเทียมแต่ละดวงในย่านนี้ก็ได้จาก ภาคผนวก 1

ดาวเทียมในปัจจุบันมีทรานสปอนเดอร์ 12 ชุด เมื่อใช้เทคนิคการนำความถี่กลับมาใช้งาน ทำให้เสมือนมี 24 ทรานสปอนเดอร์ แต่ละทรานสปอนเดอร์คลุมแถบความถี่ 36 MHz

- การจัดสรรช่องสัญญาณโทรทัศน์ทำได้ 2 ลักษณะ คือ
1. มี 1 ช่องสัญญาณภาพต่อ 1 ทรานสปอนเดอร์
 2. มี 2 ช่องสัญญาณภาพต่อ 1 ทรานสปอนเดอร์
- ดังแสดงในรูปที่ 1.1

ในการจัดสรรช่องสัญญาณโทรทัศน์บนดาวเทียมนั้น จะแยกช่องสัญญาณภาพ และสัญญาณเสียง ออกจากกันตามแบบรูปที่ 1.1.ก ซึ่งเป็นแบบเต็มทรานสปอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

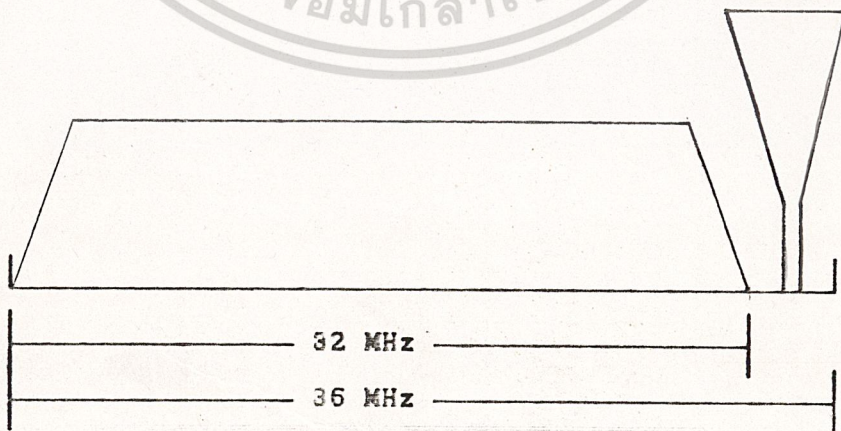
เคอร์ สัญญาณภาพจะครอบคลุมแถบความถี่ ของทรานสปอนเดอร์ไปประมาณ 30 MHz ส่วนสัญญาณคลื่นพาหะของเสียงใช้แถบความถี่กว้างประมาณ 2.5 MHz สำหรับที่เหลือเป็นช่องสัญญาณโทรทัศน์ ที่ใช้ในการติดต่อระหว่างสถานี แต่บางที แถบความถี่ที่เหลือจากสัญญาณภาพ อาจใช้ไปกับระบบเสียงไปทั้งหมดก็ได้

แบบเครื่องทรานสปอนเดอร์ที่จะใช้ใน ระบบสื่อสารดาวเทียมระหว่างประเทศ โดยแต่ละช่องสัญญาณภาพใช้แถบความถี่กว้างถึง 17.5 MHz ทำให้ต้องส่ง สัญญาณเสียงไปกับทรานสปอนเดอร์อื่น

ระบบสื่อสารโทรทัศน์ผ่านดาวเทียม มีองค์ประกอบพื้นฐานด้วยกัน 5 ส่วนคือ ส่วนที่เป็นสถานีหลักอันเป็นต้นข่าระบบ ประกอบไปด้วยห้องส่ง และสทูดิโอต่างๆ ซึ่งเป็นเจ้าของรายการต่างๆ ที่จะส่งออกแพร่ภาพ ส่วนถัดมาคือ สถานีภาคพื้นดินของระบบดาวเทียม ข่าวสารรายการต่างๆ จะถูกมอดคูเลทกับสัญญาณไมโครเวฟ ส่งออกไปยังดาวเทียม ซึ่งเป็นส่วนที่สาม โดยดาวเทียมทำหน้าที่ ถ่ายทอดสัญญาณลงมาครอบคลุมพื้นที่ให้บริการ

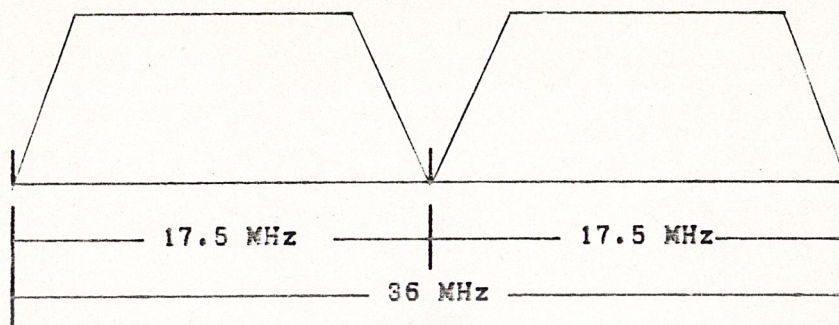
ระบบ Satellite Receiver เป็นส่วนที่ 4 ทำหน้าที่รับสัญญาณไมโครเวฟมาลง มาผ่านขบวนการนำสัญญาณภาพ และสัญญาณเสียงกลับมา แล้วทำการมอดคูเลทให้สัญญาณปกติของการแพร่ภาพโทรทัศน์ ส่งต่อไปให้กับเครื่องรับโทรทัศน์ซึ่งเป็นส่วนที่ 5 ต่อไป องค์ประกอบพื้นฐานทั้ง 5 ส่วนแสดงไว้ดังรูปที่ 1.2

ช่องสัญญาณโทรทัศน์



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

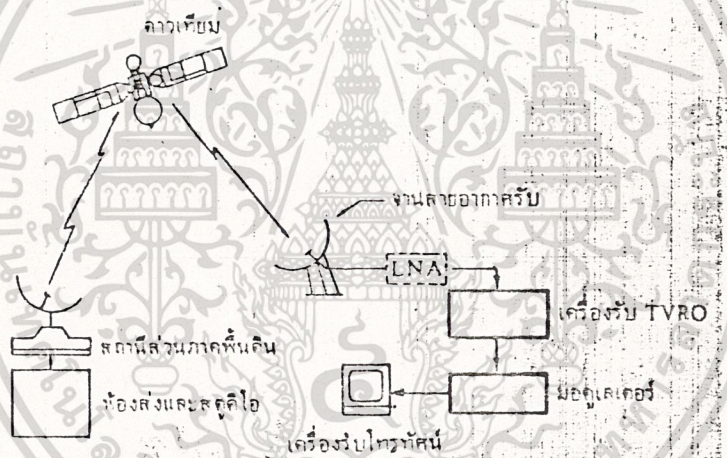


(ข)

รูปที่ 1.1 การจัดช่องสัญญาณโทรทัศน์ของระบบสื่อสารผ่านดาวเทียม

(ก). แบบเต็มทรานสพอนเดอร์

(ข). แบบครึ่งทรานสพอนเดอร์

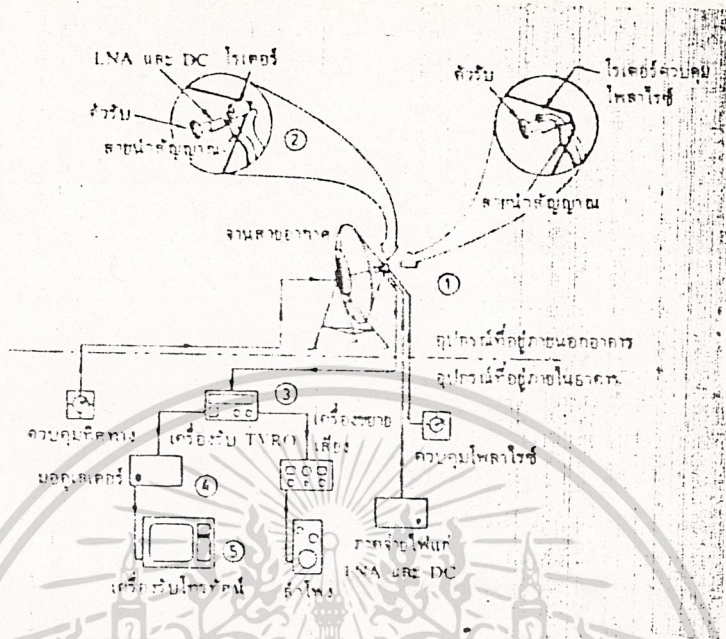


รูปที่ 1.2 องค์ประกอบพื้นฐานของระบบสื่อสารผ่านดาวเทียม

ระบบ Satellite Receiver ประกอบด้วยอุปกรณ์หลัก 5 ส่วนด้วยกันดัง

แสดงในรูปที่ 1.3

1. จานสายอากาศรับ
2. เครื่องขยายชนิดสัญญาณรบกวนต่ำ หรือ LNA (Low Noise Amplifier) และเครื่องแปลงความถี่ให้ต่ำลง หรือ DC (Down Converter)
3. เครื่องรับ Satellite Receiver
4. เครื่องผสมสัญญาณโทรทัศน์ หรือ มอดูเลเตอร์
5. เครื่องรับโทรทัศน์



รูปที่ 1.3 อุปกรณ์หลัก 5 ส่วนของระบบ Satellite Receiver

อุปกรณ์อื่นๆ นอกเหนือจากนี้เป็นอุปกรณ์ที่อำนวยความสะดวก ซึ่งแล้วแต่บริษัทผู้ผลิตระบบ Satellite Receiver แต่ละรายมีรายละเอียด ینگักขึ้น การทำงานที่ต่างกัน เช่น ระบบทางทิศทางการเชื่อมต่อโมเด็ม ซึ่งอาศัยการควบคุมมอเตอร์หมุนแกนต่างๆของตัวยึดสายอากาศ ระบบควบคุมระยะไกล หรือ รีโมทคอนโทรล ฯลฯ

การทำงานของระบบ Satellite Receiver เริ่มจากสัญญาณไมโครเวฟขาลง จากสายอากาศจะหันตรงไปยังดาวเทียมที่ต้องการรับ สัญญาณขาลงที่รับได้นี้มีกำลังต่ำมาก(อยู่ที่ระดับของ 10^{-12} วัตต์) เนื่องจากระยะทางไกลมาก และขนาดจำกัดของแหล่งจ่าย พลังงานบนดาวเทียม ที่ให้เอาท์พุท แต่ละทรานสponderได้ เพียงประมาณ 5 วัตต์

ประกอบกับการสูญเสียเนื่องจากระยะทางที่มีค่าสูงถึง 196-200 เคซีเบล จากสายอากาศของ Satellite Receiver จึงจำเป็นต้องใช้แบบที่มีอัตราขยายสูง ซึ่งได้แก่ จากสายอากาศแบบ พาราโบลิก

จานสายอากาศ

จานสายอากาศ ทำหน้าที่สะท้อนคลื่นไปยังจุดโฟกัส ซึ่งมีตัวรับสัญญาณอยู่ คลื่นจะผ่านต่อไปยังเครื่องขยาย วงจรขยายรบกวนต่ำ และเครื่องแปลงความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการแปลงความถี่ต่ำลงมาเป็นย่าน UHF หรือ VHF สัญญาณนี้ถือเป็นสัญญาณ IF ซึ่งจะผ่านสายเคเบิลเข้าไปยังเครื่องรับ Satellite Receiver ทำการ คมอคคูละนำสัญญาณภาพ และสัญญาณเสียงออกมา

สัญญาณภาพและสัญญาณเสียง จะส่งต่อไปมอดคูละเตอร์ ทำการมอดคูละ แบบ AM ให้เป็นสัญญาณ RF สำหรับเครื่องรับโทรทัศน์ สัญญาณ RF นี้มีลักษณะ เดียวกับสัญญาณพาหะ ที่ใช้ในการแพร่ภาพโทรทัศน์ปกติ ซึ่งจะเป็นระบบ PAL , NTSC หรือ SECAM ก็แล้วแต่มาตรฐาน ซึ่งใช้ในแต่ละประเทศ สัญญาณ RF ซึ่งได้จากการ มอดคูละเตอร์ของ Satellite Receiver จะอยู่ในย่าน VHF ช่อง 3 หรือ ช่อง 4

เครื่องขยายสัญญาณชนิดสัญญาณรบกวนต่ำ (LNA) และเครื่องแปลงความถี่ให้ต่ำลง (Down Converter)

คลื่นไมโครเวฟมาลงที่สะท้อนจากสายอากาศ จะไปรวมที่จุดไฟกัล ซึ่งมี ตัวรับชนิดฮอ์น หรือไดโพลรอรับอยู่ จากนั้นผ่านท่อนำคลื่นเข้าสู่เครื่องขยาย สัญญาณชนิดสัญญาณรบกวนต่ำ เป็นการขยายสัญญาณเบื้องต้นก่อนคุณสมบัติของ วงจร ขยายรบกวนต่ำถูกออกแบบให้มีสัญญาณรบกวนต่ำอย่างมาก เพื่อที่จะไม่ทำให้เกิด สัญญาณรบกวนไปบดบัง สัญญาณไมโครเวฟที่รับได้ (ที่มีกำลังอ่อนมากอยู่แล้ว) คุณสมบัติหรือพารามิเตอร์สำคัญของ วงจรขยายรบกวนต่ำ ก็คือ อุณหภูมิของสัญญาณ รบกวน (noise temperature) และอัตราขยาย (Gain)

ในระบบสื่อสารดาวเทียม สัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจาก ความร้อนมีผลต่อ ภาครับเป็นอย่างมาก ในทางนิลสิกส์เราสามารถแปลงค่า กำลังของสัญญาณรบกวน มาเทียบเป็นค่าในหน่วยองศาเคลวินได้และเรียกว่า "อุณหภูมิสัญญาณรบกวน" คล้ายกับพารามิเตอร์ NF (noise figure) ภาครับสัญญาณในย่านความถี่ต่ำทั่วไป ยิ่งค่าอุณหภูมิสัญญาณรบกวนยิ่งต่ำ ก็แสดงว่า วงจรขยายรบกวนต่ำ ตัวนั้นมีระดับ สัญญาณรบกวนต่ำที่มีคุณภาพดี

สำหรับอัตราขยายของ วงจรขยายรบกวนต่ำ บ่งบอกในหน่วย เดซิเบล มีค่า ทั่วไปประมาณ 30 - 35 เดซิเบล (หรือประมาณ 1000 - 3000 เท่า) วงจร ขยายรบกวนต่ำ ในปัจจุบันจะมีค่าเฉลี่ยของอุณหภูมิสัญญาณรบกวนประมาณ 100 องศาเคลวิน ขยาย 50 เดซิเบล ถ้าตีหน้อยก็ไม่เกิน 60 องศาเคลวิน ขยาย 60 เดซิเบล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติของวงจรรขยายรบกวนต่ำ มีความสัมพันธ์กับขนาดของจานเสาอากาศ โดยตรง ถ้าเราเลือกใช้จานเสาอากาศขนาดเล็ก ก็ต้องเลือก วงจรรขยายรบกวนต่ำ ที่มีคุณสมบัติพิเศษ ตามปกติแล้วเราจะพิจารณา ขนาดของจานเสาอากาศก่อน แล้วจึงแปรค่าคุณสมบัติของ วงจรรขยายรบกวนต่ำ ตามไป ตัวอย่าง เช่น จานเสาอากาศขนาด 3 เมตร ที่ใช้กับ วงจรรขยายรบกวนต่ำ 100 อกศาเคลวิน จะมีคุณสมบัติเป็นเช่นเดียวกับจานเสาอากาศขนาด 1.8 เมตร ที่ใช้กับ วงจรรขยายรบกวนต่ำ 60 อกศาเคลวิน

โครงสร้างภายใน วงจรรขยายรบกวนต่ำในปัจจุบันจะใช้เฟรตชนิดกลเลียมอาร์เซไนด์ เป็นอุปกรณ์ขยายสัญญาณ โดยมีการร่อเย็นให้มีอุณหภูมิต่ำมากเป็นค่าลบหลายสิบของค่าเซลเซียส อากาศภายในตัว วงจรรขยายรบกวนต่ำ จะต้องมีการควบคุมให้นำมาความร้อน น้อยที่สุด อาจมีปัญหาหลาย ๆ อย่างที่เกิดเนื่องจาก วงจรรขยายรบกวนต่ำ รั่ว เกิดการถ่ายเทอากาศภายนอกและภายใน ทำให้คุณสมบัติการทำงานของมันเลวมาก

ด้านท้ายของ วงจรรขยายรบกวนต่ำ เป็นขั้วต่อค้ำเอาต์พุต โดยจะส่งผ่านโดยสายโคแอกเซียลพิเศษ ที่มีขนาดใหญ่เรียกว่า เฮลิแอกซ์ RG-213 ไปยังเครื่องแปลงความถี่ที่ต่ำลง (ต่อไปจะเรียกว่า Down Converter)

Down Converter ทำหน้าที่แปลงความถี่จากย่านไมโครเวฟ (C band หรือ Ku band) ลงมาที่ความถี่ IF ในย่าน VHF หรือ UHF ในปัจจุบันความถี่ IF มีให้เลือกหลายค่า แล้วแต่บริษัทผู้ผลิต เช่น 70 MHz , 950 MHz หรือ 1450 MHz

Down Converter มีจุดต่อใช้งาน 3 จุดด้วยกัน คือ อินพุตจากวงจรรขยายรบกวนต่ำ , เอาต์พุตซึ่งเป็น RF และ อินพุตที่เป็นสัญญาณควบคุมการจูนเลือกช่องสัญญาณ ซึ่งมาจากเครื่องรับ Satellite Receiver (ซึ่งมีผลทำให้เราสามารถจูนเลือกทรานสเปอร์เตอร์ ต่าง ๆ) สัญญาณ IF จะส่งผ่านสายโคแอกเซียล RG-59 ไปยัง RF อินพุตของเครื่องรับ Satellite Receiver ต่อไป

การทำงานของ DOWN CONVERTER ก็คือภาคมิกเซอร์ในย่านความถี่ที่ต่ำกว่านั่นเอง ปัจจุบันบริษัทผู้ผลิตได้รวม วงจรรขยายรบกวนต่ำ และ Down Converter เข้าในตัวเดียวกัน และรวมเรียกว่า LNC (Low-Noise converter) เพื่อลดขนาดของมันลง ลดสายเคเบิลเฮลิแอกซ์ซึ่งมีราคาแพง

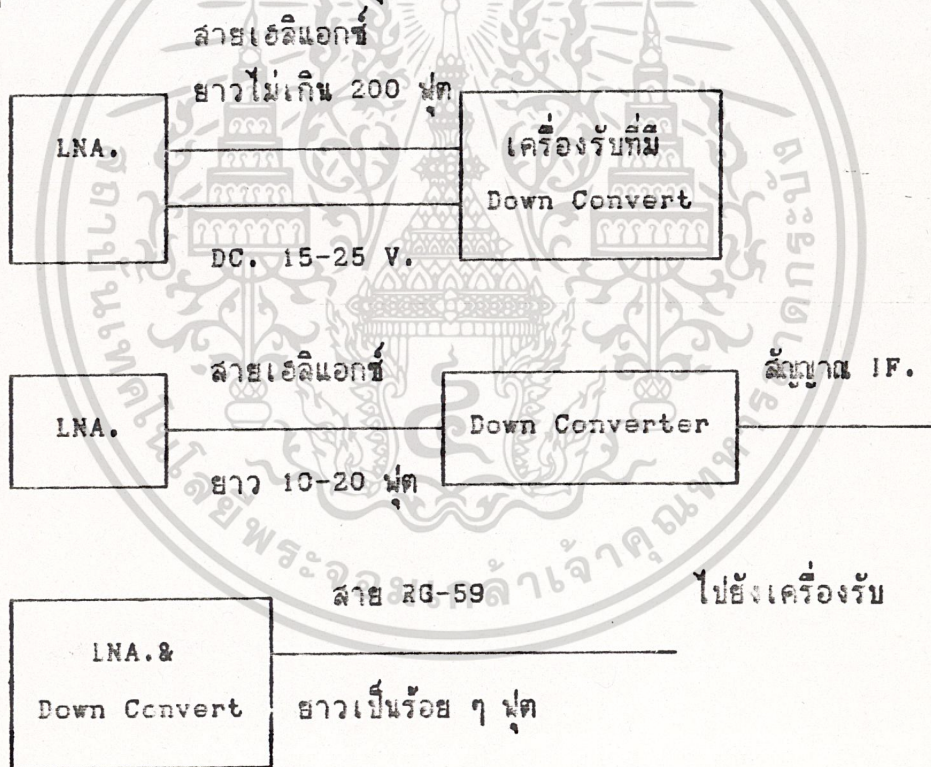
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(เค็มขึ้น Down Converter จะอยู่ภายในอาคาร เราต้องใช้สายเคเบิลต่อเชื่อม จาก วงจรภายนอกเข้ามา (เข้าไป) อีกทั้งแน่นอนว่าค้คการลดทอนเนื่องจากสาย เคเบิลส่วนนี้ไปได้ เนื่องจากความถี่สูงการลดทอนสัญญาณเนื่องจากสายเคเบิล ก็ยิ่งสูงไปด้วย

เครื่องรับ Satellite Receiver

เครื่องรับ Satellite Receiver ทำหน้าที่โดยตรงในการติมอดูละชั้น สัญญาณภาพ และสัญญาณเสียงกลับมา และการจูนเลือกช่องสัญญาณจากแต่ละ ทรานสพอนเดอร์ของดาวเทียม รูปแบบของเครื่องรับ Satellite Receiver ในปัจจุบันมีหลากหลายตา แต่จุดประสงค์การทำหน้าที่ของมันก็ยังเป็นเช่นเดิม



รูปที่ 1.4 วิวัฒนาการของเครื่องรับ Satellite Receive

จากรูปที่ 1.4 แสดงให้เห็นถึงวิวัฒนาการของเครื่องรับ Satellite Receiver ซึ่งเปลี่ยนแปลงตามการเปลี่ยนแปลงของตำแหน่งติดตั้ง Down Converter รูป 1.4 ก. คือระบบดั้งเดิม ซึ่ง Down Converter รวมอยู่กับ เครื่องรับภายในอาคาร ต้องใช้สายเคเบิลเฮลิแอกซ์ ยาวมากเพื่อต่อเชื่อมจาก

วงจรขยายรบกวนต่ำ เข้ามาในอาคาร ต่อมาก็ขยายเอา Down Converter ไปไว้ใกล้กับ วงจรขยายรบกวนต่ำ มากขึ้น ดังรูปที่ 1.4 ข. และในรูปที่ 1.4 ค. เป็นระบบลดทอนซึ่งเอา วงจรขยายรบกวนต่ำและ Down Converter รวมกันเป็น Low Noise Converter ติดตั้งที่จุดโฟกัสของจานเสาอากาศ แล้วต่อเชื่อมด้วย สายโคแอกเซียลราคาถูกเข้ามายังเครื่องรับภายในอาคาร

นอกจากหน้าที่ในการคิมอดูเลชัน และการจูนแล้ว เครื่องรับ Satellite Receiver ยังมีหน้าที่อื่น ๆ อีก เช่น ความคมการหมุนเปลี่ยนทิศทางของจาน เสาอากาศในการชี้ดาวเทียม การเปลี่ยนโพลาไรเซชัน ฯลฯ

พารามิเตอร์ที่สำคัญของระบบ Satellite Receiver

S/N (Signal-to-Noise Ratio) เป็นพารามิเตอร์ที่บ่งบอกคุณภาพของสัญญาณ ทรานส์มิต (Base Band Signal) ว่ารับได้ดีเพียงใด S/N เป็นฟังก์ชัน ของ CNR (Carrier-to-Noise Ratio) ถ้า CNR คีมีค่าสูง ค่า S/N ก็จะสูงตามไปด้วย (S/N ที่เหมาะสมกับระบบ Satellite Receiver ที่ใช้ในบ้าน ต้องไม่ต่ำกว่า 45 เดซิเบล)

CNR (Carrier-to Noise Ratio) หรือค่ากำลังสัญญาณพาห้ ต่อกำลัง สัญญาณรบกวนของระบบ สามารถอธิบายได้ดังนี้ (หน่วยเป็น เดซิเบล)

$$CNR = EIRP - \text{การสูญเสียเนื่องจากระยะทาง} - G/T - 10 \log (\text{แบนด์วิดธ์ของทรานส์ปอนเดอร์}) + \text{ค่าคงที่ของ Boltzmann (เดซิเบล)}$$

โดยที่

- EIRP : (Effective Isotropic Radiated Power) ของดาวเทียม
- $EIRP = P_e G_e$ (dBW)
- P_e : กำลังส่งของดาวเทียม (dBW)
- G_e : อัตราขยายของเสาอากาศบนดาวเทียม (เดซิเบล)

ซึ่ง

แบนด์วิดธ์ของทรานส์ปอนเดอร์มีค่า 36 MHz เมื่อคิดเป็น เดซิเบล จะได้ 75.6 เดซิเบล

การสูญเสียเนื่องจากระยะทาง (Free Space Loss) สำหรับแบนด์ C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



มีค่าประมาณ 196.5 เดซิเบล สำหรับแบนด์ Ku มีค่าประมาณ 206.0 เดซิเบล
 ค่าคงที่ของ Boltzmann 1.38×10^{-23} จูล/องศาสัมบูรณ์ เมื่อคิดเป็น เดซิเบล จะได้ 228.6 เดซิเบล
สรุป สำหรับแบนด์ C จะได้ CNR เป็น

$$CNR = EIRP + (G/T) - 76.5 + 228.6$$

(ค่า CNR ที่เหมาะสมกับระบบ Satellite Receiver ภายในบ้านต้อง ไม่ต่ำกว่า 8 เดซิเบล)

G/T บางครั้งเราเรียกว่า Figure of Merit เป็นพารามิเตอร์สำคัญของระบบ Satellite Receiver ซึ่งบ่งบอกถึงความสามารถในการรับสัญญาณ อนึ่ง ตัวแปรที่สำคัญซึ่งจะคุณภาพสัญญาณดีหรือไม่ นั่น คือระดับสัญญาณรบกวน ในระบบสื่อสารดาวเทียมกำลังสัญญาณมีค่าต่ำมาก สัญญาณรบกวนที่มีผลต่อระบบมากที่สุดคือ สัญญาณรบกวนเนื่องจากความร้อน (Termal Noise) ซึ่งจะเกิดในตัวจานเสาอากาศเอง อาจเรียกรวมว่า สัญญาณรบกวนของจานเสาอากาศ (Antenna Noise) ตามปกติจะคิดรวมไปถึงสัญญาณรบกวนซึ่งเกิดในวงจรขยายรบกวนค่า ตัวส จะได้ว่า

$$G/T = 10 \log \left[\frac{\text{อัตราขยายของจานเสาอากาศของระบบ Sat.Rx.}}{\text{สัญญาณรบกวนของจานเสาอากาศ + สัญญาณรบกวนของ Sat.Rx}} \right]$$

(เดซิเบล)

ค่า G/T เป็นพารามิเตอร์ซึ่งบริษัทผู้ผลิตจะกำหนดออกมาให้ ค่า G/T ยิ่งสูง แสดงถึงความสามารถในการรับสัญญาณของระบบ Satellite Receiver สูงตามไปด้วย จานเสาอากาศยิ่งมีขนาดใหญ่ G/T ก็จะมีสูงตามไปด้วย

$$\text{อัตราของเสาอากาศพาราโบลา} \quad G = 10 \log \left[\frac{4\pi A}{\lambda^2} \right]$$

เมื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ท : ประสิทธิภาพของจานเสาอากาศ มีค่าอยู่ระหว่าง 0.55 - 0.65
D : ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของจานเสาอากาศ (เมตร)
Δ : ความยาวคลื่น (เมตร)



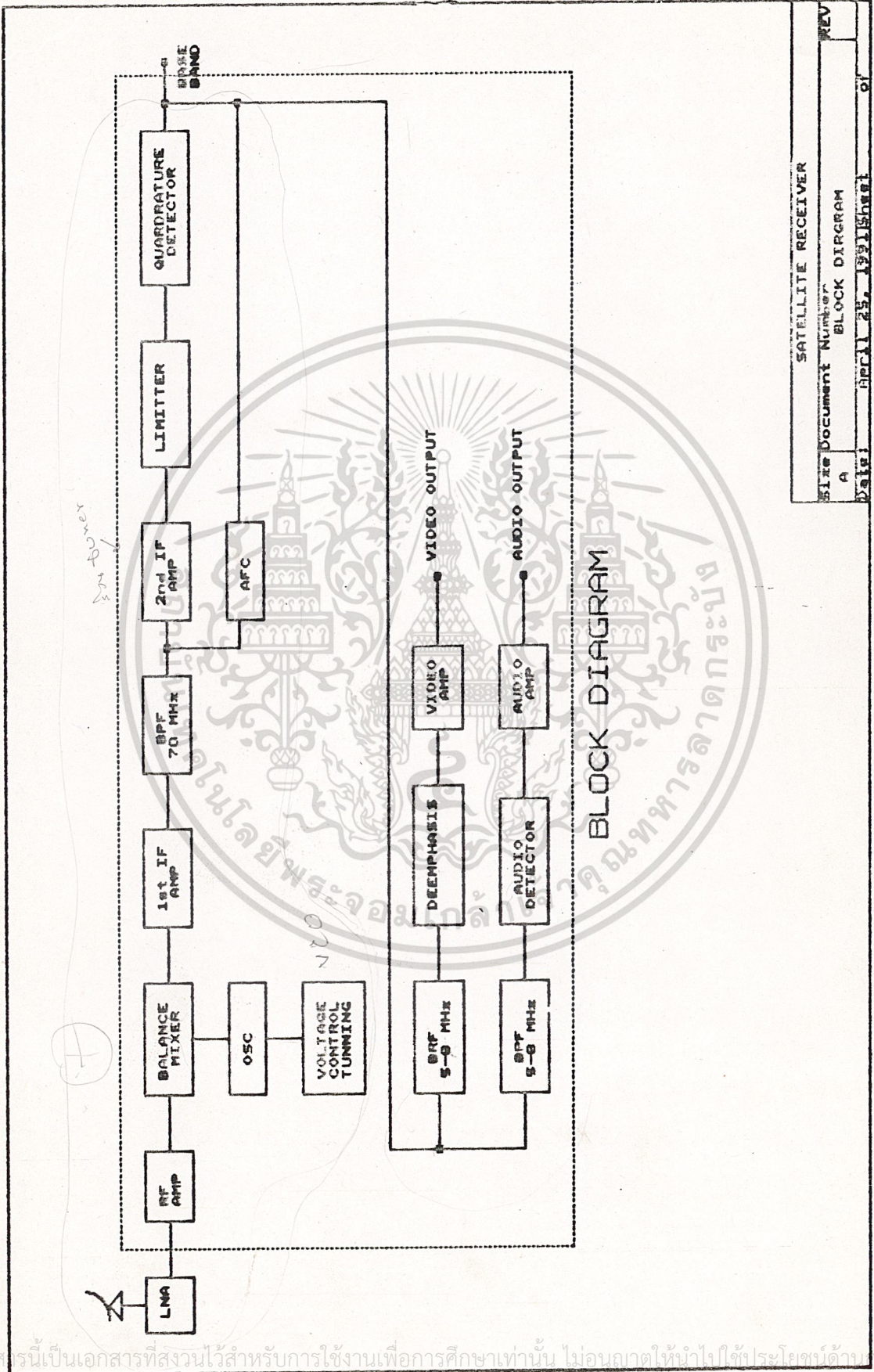
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1 BLOCK DIAGRAM

ในปัจจุบันการสื่อสารดาวเทียมกำลังมีบทบาทมาก ในการมีส่วนร่วมพัฒนาประเทศ ไม่ว่าจะเป็นการติดต่อสื่อสาร ทั้งภายในประเทศ และระหว่างประเทศ , การใช้สำรวจทรัพยากรธรณี , การใช้ทางทหาร , การใช้ทางด้านวิทยุและโทรทัศน์ (Radio & Television Broadcasting) , การใช้ทางด้านการนำร่อง (Navigator) ซึ่งสาเหตุหนึ่งที่ทำให้การสื่อสารดาวเทียมมีการนำมาใช้มากขึ้นก็เพราะในปัจจุบันเราพบว่าการจัดสรรความถี่ตั้งแต่ย่าน HF (High Frequency) จนถึงย่าน UHF (Ultra High Frequency) มีการใช้กันมากจนไม่สามารถเพียงพอับความต้องการในปัจจุบัน จึงหันมาใช้ความถี่ในย่านไมโครเวฟ โดยเฉพาะการใช้งานในระยะไกลๆ ด้วยเหตุนี้จึงมีการใช้ดาวเทียมกันมากขึ้น จึงทำให้มีการพัฒนาอุปกรณ์ และเครื่องมือที่ใช้ในดาวเทียมกันมาก โดยเฉพาะเทคโนโลยีทางด้านสารกึ่งตัวนำในย่านไมโครเวฟ มีการพัฒนา ไปอย่างมากอย่าง เช่น MOSFET (Metal Oxide Semiconductor FET) , JFET (Junction FET) , IGFET (Insulated Gates FET) ทำให้เราสามารถเลือกอุปกรณ์ที่นำไปใช้กับงานได้อย่างเหมาะสม

ในปัจจุบันการใช้ดาวเทียมทางด้าน TV Broadcasting มีการพัฒนาไปอย่างรวดเร็ว และความพร้อมทั้งทางด้านอุปกรณ์ และเครื่องมือทำให้เราสามารถสร้างเครื่องรับสัญญาณจากดาวเทียมได้โดยตรง ซึ่งในปัจจุบันเราสามารถรับสัญญาณทีวีจากดาวเทียมได้ในย่าน C-Band อย่าง เช่น ดาวเทียม PALAPA A-2 ของอินโดนีเซียมีช่วงความถี่ที่ส่งลงมาระหว่าง 3702-4178 MHz ในอนาคตนี้ประเทศไทย จะมีดาวเทียมเป็นของตัวเอง และส่วนหนึ่งก็จะจัดสรรช่อง สัญญาณ (Transponder) บนดาวเทียมไว้สำหรับ TV Broadcasting ซึ่งคาดว่าช่วงความถี่ที่ใช้จะอยู่ในย่าน C-Band และ Ku-Band

การรับสัญญาณทีวีจากดาวเทียมโดยตรงเราเรียกว่า TELEVISION RECEIVE ONLY (TVRO) ซึ่งตำแหน่งต่างๆของการรับสัญญาณดาวเทียมแต่ละดวงดูได้จากภาคผนวก 1



BLOCK DIAGRAM

SATELLITE RECEIVER	
File Document Number	REV
A	A
Date	April 25, 1991
	of

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนประกอบของ Satellite Receiver จะมีส่วนประกอบที่สำคัญดังนี้

1. จานรับสัญญาณรูปโค้งพาราโบลา (Parabola Dish)
2. ตัวขยายสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier)
3. ตัวแปลงความถี่ให้ต่ำลง (Down Converter)
4. ตัวผสมสัญญาณ (Mixer)
5. ตัวแยกสัญญาณ (Demodulator)

2.2 ออสซิลเลเตอร์ (Oscillators)

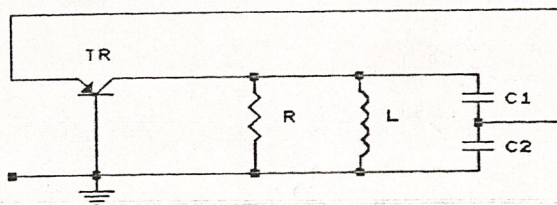
2.2.1 เงื่อนไขการออสซิลเลต

เงื่อนไขในการออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์

1. ต้องมีการป้อนกลับ (Feedback) จากเอาต์พุตมายังอินพุตและต้องมีลูบเกน (Loop Gain) อย่างน้อยเท่ากับหนึ่ง และเฟสชิฟ (Phase Shift) เท่ากับศูนย์องศา
2. ค่าสเทิร์นแฟคเตอร์ ของวงจรออสซิลเลเตอร์จะต้องน้อยกว่าหนึ่ง
3. ค่าคิเทอร์มีแนนท์ ของสมการ Node Voltage หรือ Mesh Current ต้องเท่ากับศูนย์

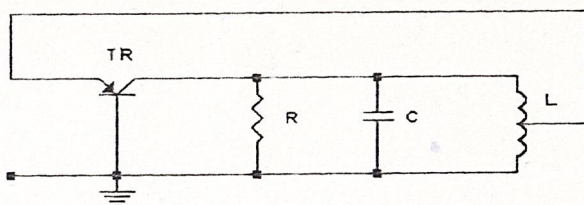
2.2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบป้อนกลับ

วงจรที่แสดงในรูป 2.2.1 ถึง 2.2.4 เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบป้อนกลับที่ใช้กันมากที่สุด ปกติมักจะใช้ทรานซิสเตอร์ ทำงานแบบร่วมแต่วงจรแบบอื่นและอุปกรณ์แบบอื่นก็สามารถใช้ได้ เพื่อให้เสถียรภาพดีขึ้นอาจใช้ผลึกควอตซ์ (Quartz Crystal) แทนรีแอคแตนซ์ตัวใดตัวหนึ่งในวงจร

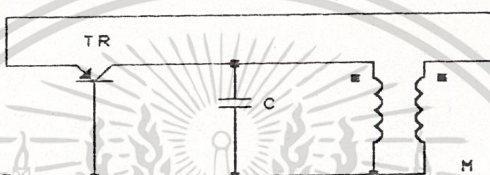


รูป 2.2.1 Colpitts Oscillators

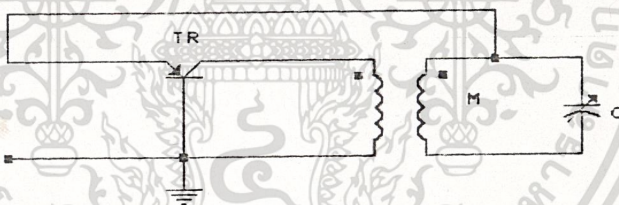
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



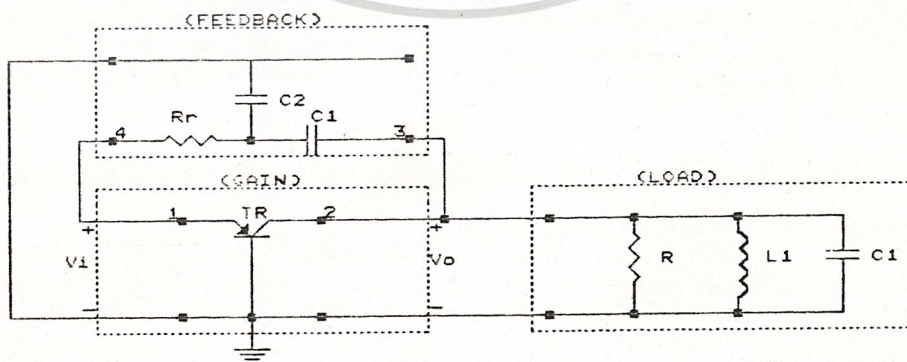
รูป 2.2.2 Hartley Oscillators



รูป 2.2.3 Tuned-Output Oscillators



รูป 2.2.4 Tuned-Input Oscillators



รูป 2.2.5 Colpitts Oscillators แบ่งตามการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป C_1 ถูกใส่เข้ามาเพื่อให้การปรับความถี่ง่ายขึ้น R_1 ช่วยลดผลจากการเปลี่ยนไปของอินพุตแอดมิตแตนซ์ของทรานซิสเตอร์ ค่าโวลต์เตจ V_1 ที่อินพุทพอร์ทจะทำให้เกิด เอาท์พุทโวลต์เตจ V_0 ค่า V_0, V_1 จะถูกกำหนดโดยพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์และค่าโหลดทั้งหมดที่ปรากฏ ทางเอาท์พุทพอร์ท ซึ่งค่าโหลดทั้งหมดนี้คือค่าความต้านทานจากส่วนของโหลด ขนานกันกับค่าความต้านทานที่มองเข้าไปยังจุด 3 ของวงจรป้อนกลับ

เพื่อให้การออสซิลเลทมีเสถียรภาพ วงจรป้อนกลับต้องป้อนโวลต์เตจ V_1 กลับไปยังอินพุทของทรานซิสเตอร์ ซึ่งหมายความว่าต้องมีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง (Unity Gain) และ Phase Shift = 0 องศา (0, ..., 360) รอบรูป 1-2-3-4-1 วงจรจะออสซิลเลทที่ความถี่ ซึ่งให้ค่า Phase Shift ตามที่กล่าว โดยที่อัตราขยายรอบรูป ก่อนเกิดการออสซิลเลทต้องมากกว่าหนึ่ง โดยปกติแล้วความถี่ของการออสซิลเลทควรจะถูกกำหนดโดย L, C_1, C_2 และ C_3 แต่ค่าอินพุทและเอาท์พุท Supceptance ของทรานซิสเตอร์ และ Phase Angle ของอัตราขยาย อาจมีผลอย่างมากต่อความถี่ของการออสซิลเลท

วงจรออสซิลเลเตอร์ส่วนมากจะใช้วงจรเบสร่วม , อิมิตเตอร์ร่วม, เกทร่วม และ ครนร่วม สำหรับทรานซิสเตอร์ นิยมใช้วงจรเบสร่วมสำหรับออสซิลเลเตอร์ เพราะ

1. มีการป้อนกลับภายในตัวทรานซิสเตอร์น้อย ทำให้สามารถควบคุมการป้อนกลับได้ด้วยอุปกรณ์ภายนอก
2. อัตราขยายกระแส มี Phase Shift น้อยมาก และมีขนาดเกือบเท่ากันจนถึงความถี่ประมาณ $f_c / 2 \sim f_c / 2$ ซึ่งถ้าเป็นวงจรอิมิตเตอร์ร่วมค่าอัตราขยายกระแส (β) จะลดลง 6 เดซิเบล Octave สำหรับที่ความถี่สูงและ Phase Shift 90 องศา ซึ่งทำให้เกิดการวิเคราะห์วงจรยากลำบากขึ้น

2.2.3 การวิเคราะห์และการออกแบบวงจร colpitts Oscillator

เราพิจารณาวงจรแบบเบสร่วมเพราะใช้กันมาก ในวงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่วิทยุ(RF Oscillator) วงจรที่สมบูรณ์ของออสซิลเลเตอร์ดังรูป 6.6 โดยที่ R_L คือ ค่าความต้านทานของโหลด , C_1 เป็นคาปาซิเตอร์แบบปรับค่าได้ใช้สำหรับปรับความถี่ , C_2 และ C_3 เป็นตัวกำหนดอัตราป้อนกลับ R_1 เป็นตัวทำให้วงจรมี เสถียรภาพ จากการเปลี่ยนแปลงทางค่าน อินพุทอิมพีแดนซ์ของทรานซิส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

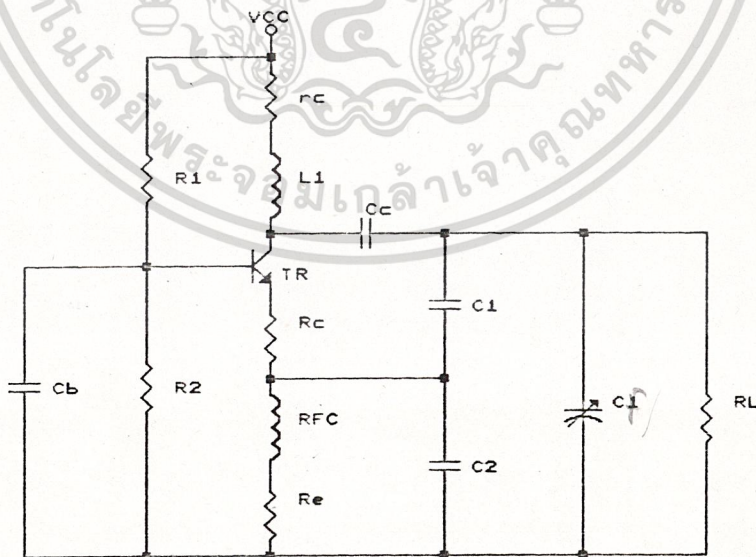
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตอร์ , R_E , R_1 และ R_2 เป็นตัวกำหนดจุดการทำงาน (Q Point) และ L_2 เป็นค่าอินดักแทนซ์ของวงจรทางค้ ซึ่งจะขนานอยู่กับ R_L , C_F , C_O และผลรวมอนุกรมของ C_1 , C_2 , RFC ที่ขาอิมิตเตอร์จะต้องป้องกัน การลดทอนกำลังของสัญญาณ RF เนื่องจาก R_E C_E จะทำให้ขาเบสลงกราวน์ที่ความถี่ใช้งาน , C_C จะกันไม่ให้กระแสไฟตรงเข้าไปยังโหนดค่าความต้านทาน r_c ของขดลวด L_C มีความสำคัญในการทำงานของวงจร โดยเราสามารถเปลี่ยนเป็นวงจรสมมูลย์ ของ R_{in} ขนานอยู่กับค่าคอยล์ L_C ซึ่งไม่มีความต้านทานภายในเลย โดยที่ $R_{in} = Q_c^2 \cdot r_c$ (Q_c เป็นค่า Q ของคอยล์) ความต้านทาน R_{in} ควรมีค่ามากพอสมควร (เป็นร้อยโอห์ม) เพื่อที่จะกำจัดผลจาก อินพุตอินดักแทนซ์ ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งทำให้การวิเคราะห์วงจรง่ายขึ้น และทำให้ความถี่ของการออสซิลเลทไม่ขึ้นอยู่กับ ค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์แต่จะมีการสูญเสียของสัญญาณ RF ใน R_{in} เพื่อให้การวิเคราะห์ง่ายขึ้น จะให้

$$R_{in} = R_L // R_p$$

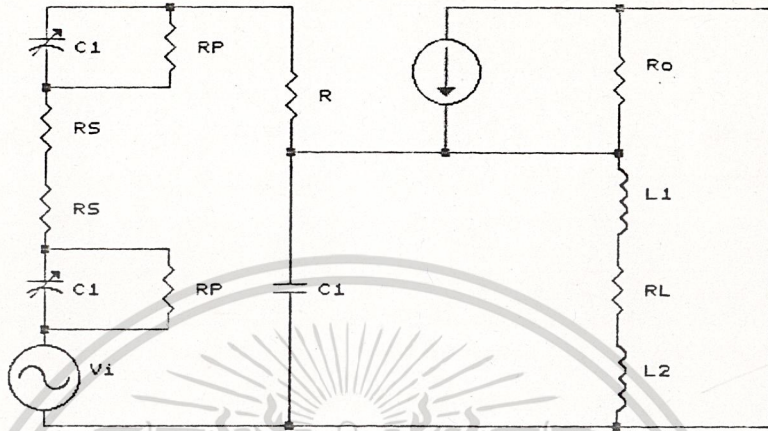
$$R_{in} = R_{in} + r_c$$

โดยใช้วงจรสมมูลย์ของทรานซิสเตอร์ และ สมมุติว่า ค่ารีแอคแตนซ์ของ RFC เป็นอนันต์และค่ารีแอคแตนซ์ของ C_1 และ C_2 เท่ากับศูนย์ จะได้วงจรดังรูป 2.2.6



รูปที่ 2.2.6 วงจร Colpitts Oscillator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2.7 วงจรเสมือนของ Colpitts Oscillator
 \$g\$ คือ ค่า Noise Pulse ซึ่งเกิดชั่วขณะหนึ่ง และทำให้เกิดการออสซิลเลต
 ขึ้นในรูปของแอมพลิจูดแทนที่ \$g_1 = 1/R_1\$ และ \$g_2 = 1/R_2\$ และ สำหรับความถี่เชิง
 ซ้อน \$s\$ สามารถเขียน Node Equation ของวงจร

$$\begin{bmatrix} I_{in} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1 + s(C_1 + C_2) & -sC_1 \\ -sC_1 & g_2 + s(C_1 + C_2 + C_r) + 1/sL_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_o \end{bmatrix} \quad [2.2.1]$$

ในเทอมของค่า ดีเทอร์มิแนนท์ \$\Delta(s)\$ และค่าโคแฟกเตอร์ \$\Delta_{1,2}(s)\$ ค่าแรง
 ดันทางเอาต์พุทเขียนได้เป็น

$$V_o = I_{in} \Delta_{1,2}(s) / \Delta(s)$$

เนื่องจากนอยซ์พัลส์ \$I_{in}\$ ทางอินพุทมีค่าน้อยมากๆ ค่า \$V_o\$ จะเกิดมีค่าขึ้นก็ต่อ
 เมื่อ \$\Delta(s) = 0\$ ดังนั้นถ้าให้ \$\Delta(s) = 0\$ จึงเป็นเงื่อนไขของการออสซิลเลต

$$\Delta(s) = g_1 + s(L_2 g_1 g_2 + C_2) + s^2(L_2 g_1 C_1 + L_2 g_2 C_1 - L_2 C_1 \alpha g_1) + s^3(L_2 C_1 C_2 - L_2 C_1^2) = 0 \quad [2.2.2]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$C_u = C_1 + C_2 \quad [2.2.3]$$

$$C_u = C_1 + C_u + C_u \quad [2.2.4]$$

ถ้าเงื่อนไขของการออสซิลเลตเป็นจริง สมการ [2.2.2] จะมีรากซึ่งมีคู่คอนจูเกต (Conjugate Pair) อยู่ทางขวาของ S-Plane ข้อกำหนดของการออสซิลเลต คือ ค่ารากของสมการจะต้องอยู่บนแกน $j\omega$ ดังนั้นจากข้อ กำหนดนี้ เราแทนค่า $s = j\omega$ ลงในสมการ [2.2.2] ซึ่งเทอมที่มีกำลังคู่จะเป็นจำนวนจริง และเทอมที่มีกำลังเป็นเลขคี่จะเป็นจำนวนจินตภาพ ซึ่งทั้งสองส่วนจะต้องเท่ากับศูนย์ ดังนั้น

$$\text{Re.} \Delta(j\omega) = \omega^2 - W_o^2 L_u (C_u \omega_r^2 + C_u \omega_r^2 - C_1 \alpha \omega_r^2) = 0 \quad [2.2.5]$$

$$\text{และ } \text{Im.} \Delta(j\omega) = L_u \omega_r \omega_r^2 + C_u - W_o^2 L_u (C_u C_u - C_1^2) = 0 \quad [2.2.6]$$

คำตอบของสมการ [2.2.6] ทำให้ได้ค่าความถี่ของการออสซิลเลต

$$W_o = 2\pi \cdot f_o$$

ซึ่งถ้าแทนค่านี้ลงไป ใน [2.2.5] จะได้ค่าสูงสุดของ α สำหรับการออสซิลเลตดังนี้

$$W_o^2 = [\omega_r \omega_r^2 + (C_u / L_u)] / (C_u C_u - C_1^2) \quad [2.2.7]$$

แทนค่า C_u และ C_u

$$W_o^2 = \{1/L_u [C_u + C_r + (C_1 C_2 / C_1 + C_2)]\} + \{1/R_u R_1 [(C_r + C_u) (C_1 + C_2) + C_1 C_2]\} \quad [2.2.8]$$

เทอมแรกของสมการ [2.2.8] เป็นผลจากวงจร LC Tank และเทอมที่สองของ [2.2.8] เป็นผลจากทรานซิสเตอร์ และโหลด ซึ่งความถี่ของการออสซิลเลตควรจะถูกกำหนดโดยเทอมแรกเพื่อไม่ให้ผลจากการ Loading การเปลี่ยนแปลงของจุด Q และที่อื่นๆ มีผลต่อความถี่ของการออสซิลเลต f_o จะเห็นว่า คอยล์ที่มีค่า Q สูง และค่าโหลดที่สูง จะทำให้ R_u สูงขึ้น ซึ่งทำให้เทอมที่สองใหม่ดังนี้

$$R_u R_1 (C_1 + C_2) [C_u + C_r + C_1 C_2 / (C_1 + C_2)]$$

และส่วนของเทอมที่หนึ่ง

$$L_u [C_u + C_r + C_1 C_2 / (C_1 + C_2)]$$

ถ้าต้องการให้เทอมที่หนึ่งมีค่ามากกว่าเทอมที่สองแล้ว

$$L_u \ll R_u R_1 (C_1 + C_2)$$

ซึ่งถ้าเป็นจริง ความถี่ของการออสซิลเลทจะเท่ากับ

$$\omega_o^2 = 1/L_o [C_f + C_o + (C_1 C_2 / C_1 + C_2)]$$

นั่นก็คือวงจรจะออสซิลเลทที่ความถี่ที่กำหนดโดย L_o ซึ่งขนานอยู่กับ

C_f , C_o และ C_1 กับ C_2 ซึ่งต่อกันอยู่แบบอนุกรม

ความถี่ของการออสซิลเลทเป็นหนึ่งในสองสิ่งซึ่ง การวิเคราะห์แบบ Small Signal สามารถบอกได้ ส่วนที่เหลือคือค่า α ที่น้อยที่สุดที่เพียงพอสำหรับการออสซิลเลท

จากสมการ [2.2.5] แทน $W = W_o$ ได้

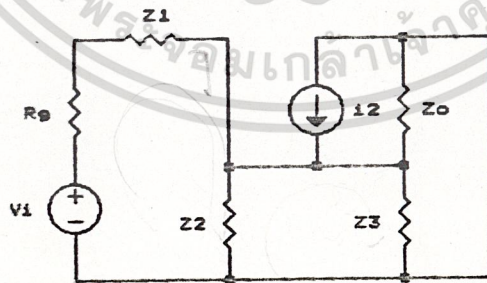
$$\alpha_{min} = 1 + (C_f + C_o) / C_1 + R_1 / R_2 (1 + C_2 / C_1) - 1 / (W_o^2 L_o C_1)$$

สมมติว่า W_o^2 มีค่าประมาณตาม [9] จะได้

$$\alpha_{min} \approx 1 - C_2 / (C_1 + C_2) + R_1 / R_2 (1 + C_2 / C_1) = 1 / (1 + C_2 / C_1) + R_1 / R_2 (1 + C_2 / C_1) \quad [2.2.11]$$

เพื่อที่จะให้การออสซิลเลทเกิดขึ้นได้ ค่า α ของทรานซิสเตอร์มากกว่าค่า α_{min} ซึ่งในปัจจุบันทรานซิสเตอร์มักจะมีเกนเพียงพอเสมอ ตราบเท่าที่ความถี่ใช้งานต่ำกว่า $f \ll 2$ และ R_2 มีค่ามากกว่า 1000 โอห์ม

2.2.4 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์



Loop 1

$$(Z_1 + r_o + Z_2) i_1 - Z_2 i_2 = 0 \quad [2.2.12]$$

$$-Z_2 i_1 + (Z_2 + Z_3) i_2 + i_2 (r_o + Z_3) = 0 \quad [2.2.13]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ $i_1 = i_b$, $i_3 = i_c = hfe \cdot i_b$

ดังนั้นแทน i_1, i_3 ใน [2.2.12], [2.2.13] จะได้

$$(Z_1 + r_e + Z_2) i_b - Z_2 i_2 = V_1 \quad [2.2.14]$$

$$[hfe(r_o + Z_3) - Z_2] i_b - (Z_2 + Z_3) i_2 = 0 \quad [2.2.15]$$

จัดให้อยู่ในรูปของ Matrix

$$\begin{bmatrix} Z_1 + r_e + Z_2 & -Z_2 \\ [hfe(r_o + Z_3) - Z_2] & Z_2 + Z_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_b \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad [2.2.16]$$

$$\Delta = (Z_1 + Z_2 + r_e)(Z_2 + Z_3) + [hfe(r_o + Z_3) - Z_2] = 0 \quad [2.2.17]$$

$$Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3 + r_e Z_3 + Z_1 Z_2 + Z_2 r_e + Z_2 hfe \cdot r_o + Z_2 Z_3 hfe - Z_2^2 = 0 \quad [2.2.18]$$

$$Z_1 = \frac{[R_{\pi} + j\omega C_{\pi} R_{\pi} R_p + R_p]}{[1 + j\omega C_{\pi} R_p]}$$

$$Z_2 = 1/j\omega C_1$$

$$Z_3 = (R_L + j\omega L)$$

จากสมการที่ [2.2.18] แทนค่า Z_1, Z_2, Z_3

$$Z_1 Z_3 = \frac{\left[\begin{matrix} (R_{\pi} + R_L) + j\omega C_{\pi} R_{\pi} R_p \\ 1 + j\omega C_{\pi} R_p \end{matrix} \right] \left[R_L + j\omega L \right]}{1 + j\omega C_{\pi} R_p}$$

$$= \frac{R_{\pi} R_L + R_L^2 + j\omega C_{\pi} R_{\pi} R_p R_L - \omega^2 C_{\pi} L R_{\pi} R_p}{1 + j\omega C_{\pi} R_p}$$

เมื่อ $j\omega C_{\pi} R_p \gg 1$

$$Z_1 Z_3 = (R_{\pi} R_L) - j[(R_{\pi} + R_L) R_L - \omega^2 C_{\pi} L R_{\pi} R_p] / \omega C_{\pi} R_p \quad [2.2.19]$$

$$Z_2 Z_3 = (R_L + j\omega L) / j\omega C_1 = L/C_1 - jR_L / \omega C_1 \quad [2.2.20]$$

$$Z_1 Z_2 = \frac{[(R_{\pi} + R_p) + j\omega C_{\pi} R_{\pi} R_p] / j\omega C_1}{1 + j\omega C_{\pi} R_p}$$

$$= C_{\pi} R_{\pi} R_p / C_1 - j(R_{\pi} + R_p) / \omega C_1 \quad [2.2.21]$$

$$\Delta = R_{\pi}R_L - j[(R_{\pi}+R_L)R_L - W^2C_{\mu}LR_{\pi}R_L]/WC_{\mu}R_{\pi} + L/C_{\mu} - jR_L/WC_{\mu} + r_{\pi}(R_L+jWL) + C_{\mu}R_{\pi}R_L/C_{\mu} - j(R_{\pi}+R_L)/WC_{\mu} + r_{\pi}[(R_{\pi}+R_L) + jWC_{\mu}R_{\pi}R_L]/(1+jWC_{\mu}R_{\pi}) - jhfe.r_{\pi}/WC_{\mu} + L.hfe/C_{\mu} - jhfe.R_L/WC_{\mu} = 0 \quad [2.2.22]$$

เทอมจริงคือ

$$R_{\pi}R_L + L/C_{\mu} + r_{\pi}R_L + C_{\mu}R_{\pi}R_L/C_{\mu} + r_{\pi}R_{\pi} + L.hfe/C_{\mu} \quad [2.2.23]$$

เทอมจินตภาพ จะเป็นเทอมกำหนดความถี่ Resonance

$$-j[(R_{\pi}+R_L)R_L - W^2C_{\mu}LR_{\pi}R_L]/WC_{\mu}R_{\pi} - jR_L/WC_{\mu} + jr_{\pi}W_L - j(R_{\pi}+R_L)/WC_{\mu} - jr_{\pi}(R_{\pi}+R_L)/WC_{\mu} - jhfe(r_{\pi}+R_L)/WC_{\mu} = 0 \quad [2.2.24]$$

$$jW_Lr_{\pi} = j[(R_{\pi}+R_L)R_L - W^2C_{\mu}LR_{\pi}R_L]/WC_{\mu}R_{\pi} + j[(R_L+R_{\pi}+R_L) + r_{\pi}(R_{\pi}+R_L) + hfe(r_{\pi}+R_L)]/WC_{\mu} \quad [2.2.25]$$

จาก Data Sheet $R_{\pi} = 1$ โอห์ม, $R_L = 20 \times 10^3$ โอห์ม

$$C_{\mu}W_Lr_{\pi} = [R_L + hfe(r_{\pi}+R_L)]/WC_{\mu} \quad [2.2.26]$$

$$W^2 = [R_L + hfe(r_{\pi}+R_L)]/r_{\pi}C_{\mu}L \quad [2.2.27]$$

$$f_{osc} = 1/2\pi \sqrt{[(R_L + hfe(r_{\pi}+R_L)]/r_{\pi}C_{\mu}L} \quad [2.2.28]$$

2.3 วงจรขยายสัญญาณ RF

2.3.1 การออกแบบ RF Small Signal โดยใช้ Two-Port Parameter

การออกแบบวงจร RF-Small Signal Tunned Amplifier ขึ้นอยู่กับความต้องการเพาเวอร์เกนที่พิเศษที่จุดความถี่หนึ่ง จุดมุ่งหมายก็คือจะต้องมี Band width ที่ตามต้องการมีความเสถียรภาพ อินพุตและเอาต์พุตแยกจากกันและมีสัญญาณรบกวนต่ำ

วงจรจะต้องมีการป้อนกลับ ที่เหมาะสม และมีการแมทซ์ซึ่งกัน ที่ขั้วของทรานซิสเตอร์

2.3.2 เสถียรภาพ(Stability)

ตัวแปรสำคัญในการออกแบบวงจร ก็คือ ความเสถียรภาพ ซึ่งขึ้นอยู่กับค่า Linvill Stability Factor (c) ซึ่งจะได้

$$C = \left| Y_{11} Y_{21} \right| / [2g_{11}g_{22} - \text{Re}(Y_{12}Y_{21})] \quad [2.3.1]$$

เมื่อ C มีค่าน้อยกว่า 1 ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสภาวะไม่เสถียรภาพ

เมื่อ C มีค่ามากกว่า 1 ทรานซิสเตอร์จึงจะเสถียรภาพ

ค่าแพลคเตอร์ C ที่ใช้ทดสอบการเสถียรภาพ จะอยู่ภายใต้สภาวะที่สมมุติขึ้นมา คือ ทั้งอินพุตและเอาต์พุตจะเปิดวงจร โดยไม่มีการ Feedback จากภายนอก ซึ่งจะทำให้ทรานซิสเตอร์ไม่ทำงาน และไม่มีการออสซิลเลท แต่เมื่อทรานซิสเตอร์อยู่ในสภาวะไม่เสถียรภาพ ก็จะเกิดการออสซิลเลทค่าแพลคเตอร์ C จะใช้เป็นตัวกำหนดความสามารถในการเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์ ในสภาวะที่เปิดวงจรทางด้านแหล่งจ่าย (Source) และโหลด (Load) เราจะสมมุติว่าแพลคเตอร์ C ที่ใช้ทดสอบ ไม่มีผลในการทำงานของวงจรขยายแต่เราจะกำหนดค่าของแพลคเตอร์ K ซึ่งมีลักษณะคล้ายๆกับแพลคเตอร์ C แต่จะรวมถึงค่าแอดมิตแตนซ์ทางด้านแหล่งจ่ายและโหลดเข้าไปด้วย ซึ่งแพลคเตอร์ K จะเป็น ดังนี้

$$K = 2(g_{11} + G_s)(g_{22} + G_L) / [Y_{12}Y_{21} + \text{Re}(Y_{12}Y_{21})] \quad [2.3.2]$$

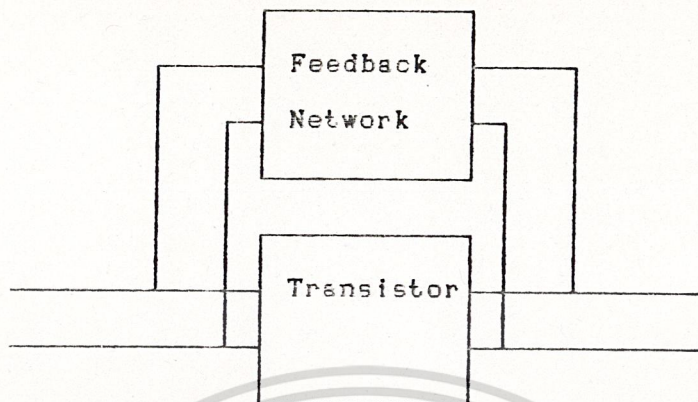
ถ้า K มีค่ามากกว่า 1 วงจรจะเสถียรภาพ แต่ถ้า K น้อยกว่า 1 วงจรจะไม่เสถียรภาพจะเกิดการออสซิลเลทขึ้นที่ความถี่หนึ่ง

2.3.3 เพาเวอร์เกน (Power Gain)

โดยทั่วไปสมการของเพาเวอร์เกนจะได้

$$G = \left| Y_{21} \right|^2 \text{Re}(Y_L) / \left[\left| Y_L + Y_{22} \right|^2 \text{Re}\{Y_{11} - (Y_{12}Y_{21} / Y_{22} + Y_L)\} \right] \quad [2.3.3]$$

สมการที่ 2.3.3 เป็นการใช้กับวงจรที่ไม่มีการ Feedback จากภายนอก ซึ่งเราสามารถที่จะใช้ได้ ถ้าค่า Y พารามิเตอร์ ทั้งสองมีค่าเท่ากันและจะแทน Y พารามิเตอร์ในสมการ ด้วย Feedback network ค่าพารามิเตอร์ทั้งหมดจะขึ้นอยู่กับทรานซิสเตอร์ และ Feedback Network ซึ่งมีลักษณะดังรูปข้างล่างนี้



คุณสมบัติของวงจรจะได้

$$Y_{11c} = Y_{11t} + Y_{11f}$$

$$Y_{12c} = Y_{12t} + Y_{12f}$$

$$Y_{21c} = Y_{21t} + Y_{21f}$$

$$Y_{22c} = Y_{22t} + Y_{22f}$$

[2.3.4]

โดยที่ $Y_{11c}, Y_{12c}, Y_{21c}, Y_{22c}$ เป็นพารามิเตอร์ที่ Feedback Network ขนานกับทรานซิสเตอร์

$Y_{11t}, Y_{12t}, Y_{21t}, Y_{22t}$ เป็น Y พารามิเตอร์ของ ทรานซิสเตอร์

$Y_{11f}, Y_{12f}, Y_{21f}, Y_{22f}$ เป็น Y พารามิเตอร์ของ Feedback Network

จากสมการที่ 2.2.3 เป็น Power Gain ของ วงจรที่มีการขยาย(ทรานซิสเตอร์)อินพุตและเอาต์พุต นั่นก็คือ แหล่งจ่ายและโหลด มีสิ่งสำคัญอยู่ 2 สิ่ง ที่ควรทราบ

1) Power Gain ในสมการที่ 2.3.3 ซึ่งไม่รวมถึงส่วนที่สูญเสียอยู่ใน Input Loss Network จะลดเพาเวอร์ที่จะส่งไปยัง ทรานซิสเตอร์เพาเวอร์ที่ได้ทางเอาต์พุตนั้นคือ เพาเวอร์ที่ใช้งาน แต่ในวงจร Output Network จะมีโหลดแอดมิตแตนซ์ Y_L รวมอยู่ด้วย

2) เพาเวอร์เกินขึ้นอยู่กับแหล่งจ่ายแอดมิตแตนซ์ ถ้าอินพุตไม่แมทกันจะทำให้ เพาเวอร์อินพุตมีค่าต่ำ ก่อนที่จะส่งไปยังทรานซิสเตอร์ ดังนั้นสมการที่ 2.2.3 จึงไม่สามารถหาค่าในเทอมของ Y_L ได้เพาเวอร์เกินของทรานซิสเตอร์หลายตัวที่ต่อ อยู่ในวงจรอินพุตและเอาต์พุต อาจจะได้คำนวณได้โดยการวัดค่าสูญเสียทางด้านอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเอาที่พท แล้วนำมาลบออกจากสมการที่ 2.2.3 แล้วคำนวณหาเพาเวอร์เกน ในบางกรณีต้องให้อินพุตแมทซ์ ซึ่งมีค่าสูงขึ้นจากการคำนวณ เพื่อความสะดวกจะใช้ Transducer Gain (G_L) ในการกำหนดค่าเพาเวอร์เอาท์พุทที่ส่งไปยังโหลดโดย ทรานซิสเตอร์ จะถูกแบ่งโดยอินพุตเพาเวอร์สูงสุด ซึ่งหาได้จากแหล่งจ่ายและจาก สมการของ Transducer Gain คือ

$$G_L = 4\text{Re}(Y_{11})\text{Re}(Y_L) |Y_{21}|^2 / |(Y_{11} + Y_{12}) (Y_{22} + Y_L) - Y_{12} Y_{21}|^2 \quad [2.3.5]$$

ในสมการนี้ Y_L ได้จากผลรวมของทรานซิสเตอร์ ซึ่งประกอบด้วยโหลด แอคติคแตนท์ของวงจรเอาท์พุทและโหลดทั้งสอง Y_{12} คือ ส่วนประกอบของ ทรานซิสเตอร์ Source Admittance ของวงจรอินพุทและ Source ดังนั้นค่า ของ G_L จะมีผลสูงขึ้น ถ้า Degree ของแอคติคแตนท์แมทซ์ ที่อินพุทของทรานซิสเตอร์ แต่ไม่สามารถหาค่าที่สูญเสียที่เกิดขึ้นในวงจรได้สมการที่ 2.2.3 จะประกอบด้วย Y พารามิเตอร์ของ ทรานซิสเตอร์ที่มีการป้อนกลับ ซึ่งสามารถนำมาแทนใน Y พารามิเตอร์

2.3.4 อัตราการขยายที่ให้ค่าสูงสุด(Maximum Amplifier Gain) MAG

MAG คือ การนำทรานซิสเตอร์หลายๆตัว มาต่ออนุกรมกัน ซึ่งทรานซิสเตอร์ จะเปลี่ยนค่าแอคติคแตนท์ Y_{12} ให้เป็นศูนย์ และ Source , โหลดแอคติคแตนท์ จะแมทซ์กันโดยใช้ค่า Conjugate ด้วยค่า Y_{11}, Y_{22}

ตามลำดับถ้า Y_{12} เท่ากับศูนย์ ทรานซิสเตอร์ที่แสดงอยู่ในรูปของอินพุท แอคติคแตนท์ จะเท่ากับ Y_{11} และ เอาท์พุทแอคติคแตนท์ จะเท่ากับ Y_{22} และสมการของ MAG จะสมบูรณ์ได้จะต้องแสดง เพาเวอร์เกนทั่วไป โดยมี พารามิเตอร์ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} Y_{12} &= 0 \\ Y_L &= Y_{22}^* \\ Y_{in} &= Y_{11}^* \end{aligned} \quad [2.3.6]$$

ซึ่ง * คือเครื่องหมายของ Conjugate และจะได้สมการของ MAG ดังนี้

$$MAG = |Y_{21}|^2 / 4\text{Re}(Y_{11})\text{Re}(Y_{22}^*) \quad [2.3.7]$$

MAG คือ Figure of Merit เท่านั้น เมื่อไม่เข้าไปในทางฟิลิกส์และค่า

Y_{12} จะลดลงถึงค่าศูนย์ ซึ่งการป้อนกลับจากภายนอกของวงจรจะได้รับการรวมของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ลีททั้งหมดห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Y_{12} เท่ากับ ศูนย์ แต่การรวมพารามิเตอร์อื่นจะเปลี่ยนแปลงตามด้วย เช่น ความสัมพันธ์ของการแบ่ง ของทรานซิสเตอร์กับ การป้อนกลับของวงจรเป็น Black Box

2.3.5 อินพุททรานซิสเตอร์และเอาต์พุทแอดมิตแตนซ์

สมการที่แสดงในรูปของอินพุทแอดมิตแตนซ์ของทรานซิสเตอร์ คือ

$$Y_{in} = Y_{11} - (Y_{12}Y_{21} / Y_{22} + Y_L) \quad [2.3.8]$$

สมการที่แสดงในรูปของเอาต์พุทแอดมิตแตนซ์ของทรานซิสเตอร์ คือ

$$Y_{out} = Y_{22} - (Y_{12}Y_{21} / Y_{11} + Y_S) \quad [2.3.9]$$

ถ้าพารามิเตอร์ของการป้อนกลับ Y_{12} ไม่เท่ากับศูนย์แล้ว ค่า Y_{in} ขึ้นอยู่กับ โหลดแอดมิตแตนซ์ และ ค่า Y_{out} จะขึ้นอยู่กับ source admittance

2.3.6 ทรานซิสเตอร์ที่ไม่เสถียรภาพโดยไม่มีเงื่อนไข (The Potentially Unstable Transistor)

เมื่อตัวประกอบเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์ถูกกำหนดโดยสมการที่ 2.3.1 มีค่ามากกว่า

1) ทรานซิสเตอร์จะไม่เสถียรภาพ การรวมกันของ Source และ โหลดแอดมิตแตนซ์ ซึ่งเป็นสาเหตุของการเกิดออสซิลเลท โดยไม่มีการป้อนกลับ ในการออกแบบทรานซิสเตอร์ ไม่เสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไข อันดับแรกจะต้องทำให้วงจรขยายให้มีเสถียรภาพ

ค่าเสถียรภาพของวงจรจะเป็นประโยชน์ โดยใช้ วิธีที่ 1 หรือ 2 หรือทั้งสองวิธี ตามข้างล่างนี้

- 1) ใช้วงจรป้อนกลับซึ่งทำให้ Y_{12} ลดลง ทำให้เสถียรภาพ
- 2) เลือก Source และ โหลดแอดมิตแตนซ์รวมกันซึ่งจะทำให้ค่าเสถียรภาพ

2.3.7 การออกแบบ S-Parameter

สรุป S-Parameter ที่ใช้ในการออกแบบมีดังนี้
Power Gain

$$G = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |r_L|^2)}{(1 - |S_{11}|^2) + (|r_L|^2 (|S_{22}|^2 - |\Delta S|^2) - 2\text{Re}(r_L N))} \quad [2.3.10]$$

$$\Delta S = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} \quad [2.3.11]$$

$$N = S_{22} - D S_{11}^* \quad [2.3.12]$$

Transducer gain:

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |r_e|^2) (1 - |r_L|^2)}{|(1 - S_{11} r_L)(1 - S_{22} r_L) - S_{12} S_{21} r_L r_s|^2} \quad [2.3.13]$$

สปส. การสะท้อน 1/P

$$S_{11}' = S_{11} + S_{12} S_{21} r_L / (1 - S_{22} r_L) \quad [2.3.14]$$

Linville Skility Factor

$$C = K^{-1} \quad [2.3.15]$$

$$K = \frac{1 - |\Delta S|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{11} S_{21}|} \quad [2.3.16]$$

$$\Delta S = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} \quad [2.3.17]$$

$$G_{max} = \left| S_{21} / S_{12} (K^2 - 1) \right| \quad [2.3.18]$$

$$K = C^{-1} \quad [2.3.19]$$

C = Linville Stability Factor

สปส. การสะท้อนกลับของโหลดและซอร์ส สำหรับ Conjugate Match ของเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไข Len ในวงจรมายาป้อนกลับภายนอก

$$r_{opt} = M^* \left[B_1 + \sqrt{B_1^2 - 4 |M|^2} / 2 |M|^2 \right] \quad [2.3.20]$$

$$r_{NL} = N^{\pm} \left[B_2 \pm B_2^2 - 4|N|^2 / |N|^2 \right] \quad [2.3.21]$$

ซึ่ง

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta S|^2 \quad [2.3.22]$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta S|^2 \quad [2.3.23]$$

$$M = S_{11} - (\Delta S)(S_{22}^*) \quad [2.3.24]$$

$$N = S_{22} - (\Delta S)(S_{11}^*) \quad [2.3.25]$$

2.3.8 การออกแบบในการพิจารณาเงื่อนไขเสถียรภาพ

วิธีสำคัญ มีด้วยกัน 2 วิธี คือ Linvill's Stability Factor "C" และ Stern's Stability Factor "K"

วิธีแรกเป็นการปฏิบัติเกี่ยวกับอุปกรณ์ของ Primary เมื่อเปิดวงจรปลายสายแล้วสมมติค่าอินพุตและเอาต์พุตได้จากสูตร

$$C = \frac{|Y_{12} Y_{21}|}{2g_{11} g_{22} - \text{Re}(Y_{12} Y_{21})} \quad [2.3.26]$$

ถ้า C มากกว่า 1 แล้ว ทรานซิสเตอร์จะไม่เสถียรภาพ อย่างไรก็ตามถ้า C น้อยกว่า 1 จะทำให้วงจรเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไขตัวประกอบ C ต่อความถี่ใช้สำหรับวงจร Common Base และ Common Emitter

วิธีที่สอง เป็นการปรับปรุงจากอุปกรณ์ของ Primary และเป็นการใช้แสดงความสัมพันธ์ของเสถียรภาพที่ถูกลบขายจริงๆ ของ Source และโหลด ต่อเข้าไว้

ถ้า K มากกว่า 1 วงจรจะเสถียรภาพ

ถ้า K น้อยกว่า 1 วงจรจะไม่เสถียรภาพ

การพิจารณาสมการอย่างละเอียด ซึ่งใช้สำหรับคำนวณค่าทางด้านอินพุตและเอาต์พุตของการใช้โหลดแอดคิมิตแตนซ์ สำหรับเพาเวอร์เกนสูงสุดซึ่งเป็นตัวประกอบเสถียรภาพเฉพาะ K ดังนั้นค่าอินพุต และเอาต์พุตแอดคิมิตแตนซ์ รวมกับพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ ซึ่งสามารถใช้ในการคำนวณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Transducer Gain ได้ดังนี้

$$K = \frac{2(g_{11} + G_m)(g_{22} + G_L)}{|Y_{12} Y_{21}| + \text{Re}(Y_{12} Y_{21})} \quad [2.3.27]$$

$$G_m = \frac{K \left[|Y_{12} Y_{21}| + \text{Re}(Y_{12} Y_{21}) \right]}{2} (g_{11}/g_{22}) - g_{11} \quad [2.3.28]$$

$$G_L = \frac{K \left[|Y_{12} Y_{21}| + \text{Re}(Y_{12} Y_{21}) \right]}{2} (g_{22}/g_{11}) - g_{22} \quad [2.3.29]$$

$$B_m = \frac{(G_m + g_{11}) Z_o}{K \left[|Y_{12} Y_{21}| + \text{Re}(Y_{12} Y_{21}) \right]} - b_{11} \quad [2.3.30]$$

$$B_L = \frac{(G_L + g_{22}) Z_o}{K \left[|Y_{12} Y_{21}| + \text{Re}(Y_{12} Y_{21}) \right]} - b_{22} \quad [2.3.31]$$

ซึ่ง

$$Z = \frac{(B_m + b_{11})(G_L + g_{22}) + (B_L + b_{22})K(L+M)/2(G_L + G_{22})}{K(L+M)} \quad [2.3.32]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L = \left| Y_{12} Y_{21} \right| \quad [2.3.33]$$

$$M = \operatorname{Re}(Y_{12} Y_{21}) \quad [2.3.34]$$

จาก

$$D = Z^4/4 + \frac{[K(L+M)+2M]Z^2}{2} - 2NZ \quad K(L+M) + A^2 + N^2 \quad [2.3.35]$$

ซึ่ง

$$A = K(L+M)/2 - M \quad [2.3.36]$$

$$N = \operatorname{Im}(Y_{12} Y_{21}) \quad [2.3.37]$$

และ

$$dD/dz = Z^3 + [K(L+M)+2M]Z - 2M[K(L+M)] = 0 \quad [2.3.38]$$

$$G_t = \frac{4 \operatorname{Re}(Y_s) \operatorname{Re}(Y_L) \left| Y_{21} \right|^2}{\left| (Y_{11} + Y_s)(Y_{22} + Y_L) - Y_{12} Y_{21} \right|^2} \quad [2.3.39]$$

- K = Stern's Stability Factor
- σ_s = Real Part of The Source Admittance
- G_L = Real Part of The Load Admittance
- B_s = Imaginary Part of The Source Admittance
- B_L = Imaginary Part of The Load Admittance
- g_{11} = Real Part of Y_{11}
- g_{22} = Real Part of Y_{22}
- Y_L = Complex Load Admittance
- Y_s = Complex Source Admittance
- G_t = Transducer Gain
- Y_{in} = Input admittance
- Y_{out} = Output Admittance

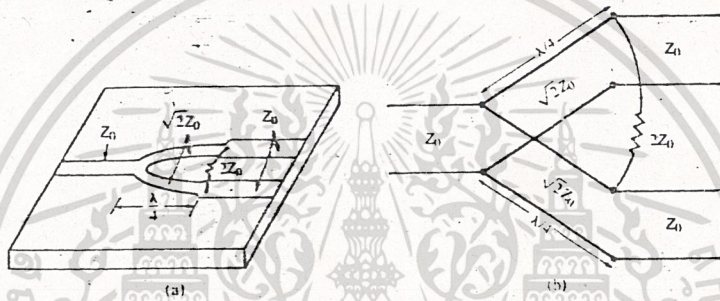
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

G_{max} = Maximum Gain Without Feedback

2.3.9 วงจรแบ่งสัญญาณแบบ Wilkinson

เราสามารถที่จะใช้ Resistive Divider ในการ Match ที่ทุก Port และในขณะที่เดียวกันก็จะทำไม่มีการลดทอนสัญญาณเมื่อเอาที่นำทุก Match อย่างสมบูรณ์ โดย Dividerแบบนี้สามารถสร้างได้โดยใช้ Micro Strip-Line หรือ Stip-Line ซึ่งจะมีวงจรเทียบเท่าดังรูปที่ 2.3.1



รูปที่ 2.3.1 The Wilkinson Power Divider

(a.) An Equal-Split Wilkinson Power Divider in Micro-Strip Form

(b.) Equivalent Transmission Line Circuit

ในการวิเคราะห์เราจะลดรูปวงจรไปเป็นวงจรอย่างง่าย โดยใช้แหล่งจ่ายแบบสมมาตร และเอาที่นำทุกแบบเป็นแหล่งจ่ายแบบไม่สมมาตร โดยเทคนิคที่ใช้ในการวิเคราะห์เป็น การวิเคราะห์แบบโหนดคู่โหนดคี่

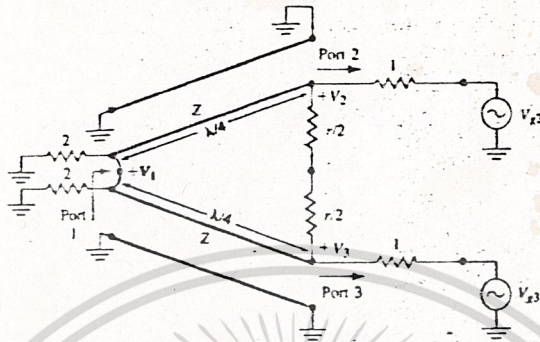
2.3.10 การวิเคราะห์โหนดคู่โหนดคี่

เราจะต้อง Normalized ทุก Impedance ด้วย Characteristic Impedance (Z_0) จะได้วงจรดังรูป 2.3.1b. มีแหล่งจ่ายแรงดันที่เอาที่นำทุก ดังรูปที่ 2.3.2 Networkจะอยู่ในรูปสมมาตร ความต้านทานของแหล่งจ่ายทั้งสอง จะถูก Normalized และจะเสมือนความต้านทานขนานกันทั้งสอง จุดที่จะแทน Impedance ของ Matched Source เราจะใช้สายส่งแบบ Quarter Wave มีค่าที่ถูก Normalized Impedance เป็น Z และ ความต้านทานขนานมีค่า Normalized เป็น n และวงจรจะแยกไปเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

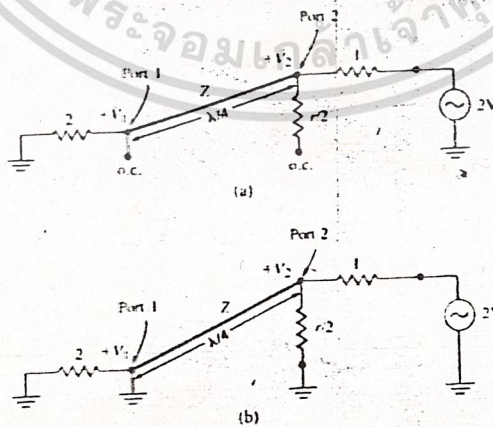
Power Divider 2 วงจรที่เสถียรกันทำให้ค่า $Z=2^{1/2}$ และ $n=2$ ดังรูปที่ 2.3.1
 ขณะนี้เราจะแยกโหมดของการกระตุ้นด้วยแหล่งจ่าย



รูปที่ 2.3.2 วงจรแบ่งกำลังแบบ Wilkinson โดยการ Normalized แล้วและอยู่ในรูปสมมาตร

ในรูปที่ 2.3.2 เป็น 2 โหมด คือจะเป็นโหมดคู่เมื่อ $V_{s2} = V_{s3} = 2V$ และ
 เป็นโหมดคี่เมื่อ $V_{s2} = -V_{s3} = 2V$. โหมดทั้งสองจะเป็นวงจรเชิงเส้น สามารถ
 ใช้ทฤษฎีการวางซ้อนได้ ทำให้การกระตุ้นของ $V_{s2} = 4V, V_{s3} = 0V$.
 -โหมดคู่

เมื่อถูกกระตุ้นด้วยโหมดคู่ $V_{s2} = V_{s3} = 2V$ และ $V_2 = V_3$ จะไม่มีกระแส
 ไหลผ่านความต้านทาน $r/2$ หรือจะปรากฏเป็นการขนานระหว่างอินพุตทั้งสอง
 ของสายส่งที่ Port 1 และจะเป็นวงจรเปิดที่เส้นแบ่งวงจรทั้งสอง ดังรูปที่ 2.3.3
 (a.)



รูปที่ 2.3.3 การแบ่งวงจรการคำนวณของวงจรรูปที่ 2.3.2
 (a.) โหมดคู่ (b.) โหมดคี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อมองเข้าไปใน Port 2 จะเห็น Impedance เป็น

$$Z_{in} = Z^2/2 \quad [2.3.40]$$

แต่สายส่งจะมองเป็น Quarter Wave Transformer ดังนั้นถ้า $Z=2^{1/2}$

Port 2 ถูก Matched ($S_{22} = 0$) และกำลังทั้งหมดจะได้รับไหลที่ถูกต้องกับ Port 1 ในการหา S_{12} จะต้องใช้ V_1 โดยให้ $X = 0$ ที่ Port 2 และ $X =$ ความยาวคลื่น/4 ที่ Port 1 จะได้แรงดันบนสายเป็น

$$V(x) = V^+(e^{-j\pi x} + Te^{j\pi x}) \quad [2.3.41]$$

$$V(0) = V^+(1+T) = V_2 = V \quad [2.3.42]$$

$$V_1 = V * \text{ความยาวคลื่น}/4 = jV^+(T-1) = jV(T-1)/(T+1) \quad [2.3.43]$$

สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ T ที่เห็นที่ Port 1 มองไปยังตัวความต้านทาน

$$T = (2-2^{1/2})/(2+2^{1/2}) \quad [2.3.44]$$

และ

$$V_1 = jV(-1)/2^{1/2} \quad [2.3.45]$$

ดังนั้น

$$S_{12} = V_1/V_2 = -j/2^{1/2} = -j0.707 \quad [2.3.46]$$

จากการสมมาตร เราจะได้ว่า $S_{22} = 0$ และ $S_{11} = -j0.707$

- โหมดคู่

เมื่อถูกกระตุ้นด้วยโหมดคู่ $V_{22} = -V_{33} = 2V$. และ $V_2 = -V_3$ และแรงดันจะเป็น 0 ตรงกลางของวงจรวงจรที่ 2.3.2 ดังนั้น Bisection ของวงจรมีจะเป็นกราวด์ ที่จุด 2 จุดที่รูปที่ 2.3.3 b. มองเข้าไปที่ Port 2 จะเห็น Impedance ของ $r/2$ ต่อกับสายส่งยาว ความยาวคลื่น/4 และถูกตัดวงจรมีที่ Port 1 และดูเหมือนเปิดวงจรมีที่ Port 2 ดังนั้น Port 2 จะถูก Matched ($S_{22} = 0$) ถ้าเราเลือก $r=2$ ในโหมดนี้เมื่อถูกกระตุ้น กำลังที่ได้รับที่ตัวความต้านทาน $r/2$ มันจะไม่เข้าไปที่ Port 1 เราจะสามารถได้ตาม S-Parameter ดังนี้

$$S_{22} = S_{33} = 0$$

(หาก Port 2,3 ถูก Matched เมื่อถูกกระตุ้นทั้งสองโหมด)

$$S_{12} = S_{21} = -j0.707$$

$$S_{13} = S_{31} = -j0.707$$

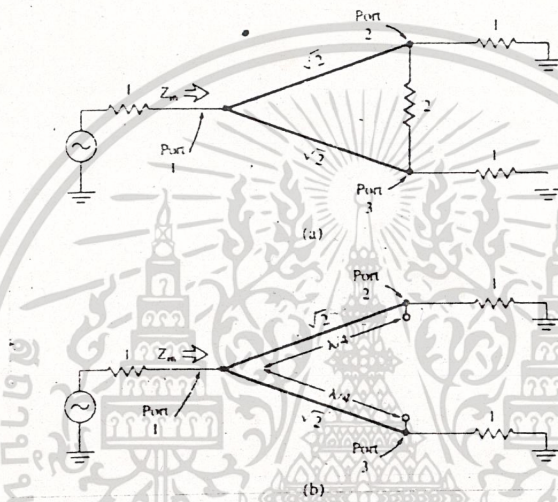
$$S_{23} = S_{32} = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(เพราะวงจรถูกตัดวงจร และเปิดวงจรที่ Bisection)

เราจะเห็นได้ว่า จะมีการแยกจากกันระหว่าง Port 2 และ Port 3 สุดท้าย เราจะได้ S_{11} โดยหาจาก Input Impedance ที่ Port 1 ของ Wilkinson Power Divider เมื่อ Port 2 และ Port 3 ถูกต่อด้วย Match Loads จะได้วงจรดังรูปที่ 2.3.4 ก.



รูปที่ 2.3.4 การหา S_{11} ของวงจร Wilkinson Power Divider
 (ก.) วงจร Wilkinson Power Divider
 (ข.) วงจร Bisection ของรูป ก.

จะเหมือนกับการกระตุ่นในโหมคคู่ คือ $V_2 = V_3$ และจะไม่มีกระแสไหลผ่านตัวความต้านทานที่ถูก Normalized ด้วยค่า Z_0 และเราสามารถสรุปของวงจรเหลือเป็นรูปที่ 2.3.4 ข. ซึ่งในขณะนี้จะมีการต่อขานของ Quarter Wave Trasformer 2 วงจร และต่อกับโหลด มีค่าเป็น 1 Input Impedance คือ

$$Z = 1/2 * (2^{1/2})^2 / 1 = 1$$

ดังนั้น $S_{11} = 0$ จะเห็นได้ว่าเมื่อ Divider ถูกต่อด้วยแหล่งจ่าย ที่ Port 1 และเอาท์พุทถูก Matched จะไม่มีการสูญเสียกำลังที่ตัวความต้านทาน ดังนั้นวงจร Divider จะไม่มีการสูญเสีย เมื่อเอาท์พุทถูก Matched แต่จะไม่มี การสะท้อนกลับ จาก Port 2 หรือ Port 3 จะสูญเสียในตัวความต้านทาน

2.4 MIXER

อุปกรณ์ซึ่งมีการทำงานไม่เป็นเชิงเส้นใดๆ สามารถใช้เป็นมิกเซอร์เพราะว่าการทำให้เกิดความถี่ที่ไม่ได้ป้อนเข้ามาทางอินพุต ต้องอาศัยความไม่เป็นเชิงเส้น (Non Linear) ดังนั้นมิกเซอร์อาจใช้ไดโอด , ทรานซิสเตอร์ , ฟิล์ม หรือแม้แตร์แอคเตอร์ที่อิ่มตัว การออกแบบจะพิจารณาถึงเกน , นอยซ์ฟิกเกอร์ , เสถียรภาพ , ไดนามิกส์เรนจ์ และ อินเตอร์มอดคูลേഷัน และ ครอสมอดคูลേഷัน

2.4.1 ทฤษฎีพื้นฐานของมิกเซอร์



รูปที่ 2.4.1 แสดงให้เห็นถึงมิกเซอร์แบบง่าย

รูปที่ 2.4.1 แสดงให้เห็นถึงมิกเซอร์แบบง่าย ซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์ที่การทำงานไม่เป็นเชิงเส้น และมีอินพุตโวลท์เตจ $V_1(t)$ และ $V_2(t)$ ซึ่งมีความถี่ f_1 และ f_2 ตามลำดับถ้าอุปกรณ์ที่ใช้ มีการทำงานเป็นเชิงเส้นแล้วเอาท์พุทโวลท์เตจ หรือ กระแส จะประกอบด้วยความถี่ f_1 และ f_2 เท่านั้น แต่อุปกรณ์ที่การทำงานไม่เป็นเชิงเส้นจะทำให้เกิดความถี่อื่น ๆ ออกมา โดยทั่วไปความสัมพันธ์ของอินพุตและเอาท์พุทในโดเมนของเวลา (Time Domain) สามารถแสดงได้ด้วย อนุกรมของเทย์เลอร์ (Taylor Serie)

$$i_o(t) = I_o + aV_1(t) + b[V_1(t)]^2 + c[V_1(t)]^3 + .. \tag{2.4.1}$$

$$V_1(t) = [V_1 \cos(W_r t) + V_2 \cos(W_o t)] \tag{2.4.2}$$

$$\begin{aligned} i_o(t) &= I_o + a[V_1 \cos(W_r t) + V_2 \cos(W_o t)] \\ &\quad + b[V_1 \cos(W_r t) + V_2 \cos(W_o t)]^2 \\ &\quad + c[V_1 \cos(W_r t) + V_2 \cos(W_o t)]^3 \\ &\quad [V_1 \cos A + V_2 \cos B]^2 \\ &= [V_1 \cos A]^2 + 2V_1 V_2 \cos A \cos B + [V_2 \cos B]^2 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= [V_1^2 + V_1^2 \cos(2W_r t)]/2 + V_1 V_2 [\cos(W_r t + W_o t) + \cos(W_r t - W_o t)] + [V_2^2 + V_2^2 \cos(2W_r t)]/2$$

[2.4.3]

$$[A+B]^3 = A^3 + 3A^2B + 3AB^2 + B^3$$

[2.4.4]

$$I_o(t) = I_o + [V_1 \cos(W_r t) + V_2 \cos(W_o t)] + [V_1^2/2 + V_1^2/2 \cos(2W_r t) + V_1 V_2 \cos(W_o t + W_r t) + V_2^2/2 + V_2^2/2 \cos(2W_o t)] + \dots + [V_1^3/2 \cos(W_r t) + V_1^3/4 (\cos 3W_r t + \cos W_r t)] + [(3V_1^2 V_2)/2 \cos W_o t + 3V_1^2 V_2 (\cos(2W_r t + W_o t) + \cos(2W_r t - W_o t))] + \dots + [3V_1 V_2^2 \cos W_r t + (3V_1 V_2^2)/4 (\cos(W_r t + 2W_o t) + \cos(W_r t - 2W_o t))] + [V_2^3/2 \cos W_o t + V_2^3/4 (\cos 3W_o t + \cos W_o t)]$$

[2.4.5]

โดยที่ I_o คือ กระแสเฉลี่ยทางเอาต์พุต และ $V_o(t)$ คือ ผลรวมของสัญญาณทางอินพุตทั้งหมด ถ้าสัญญาณทางอินพุตมีเพียงความถี่เดียว ความไม่เป็นเชิงเส้นจะทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์ (Harmonics) ของความถี่นั้นและทำให้กระแสเฉลี่ยเปลี่ยนแปลงไป ถ้าอินพุตประกอบด้วยหลายความถี่ เอาต์พุตจะประกอบด้วยทั้งฮาร์โมนิกส์ และผลบวก , ผลต่างของความถี่ ซึ่งเกิดจากเทอมที่เป็นกำลังสอง ในสมการ[2.4.1] เรียกว่า ผลจากอินเตอร์มอดูเลชันอันดับสอง (Second Order Intermodulation) และจากเทอมกำลังสามเรียกว่า ผลจากออร์เดอร์ที่สาม อุปกรณ์ซึ่งมีการทำงานเป็น Square-Law เป็นอุปกรณ์ซึ่งเหมาะสมสำหรับงานของมิกเซอร์ที่สด เนื่องจากจะเกิดผลของความถี่ที่ไม่ต้องการจำนวนน้อยที่สุด ถ้าอุปกรณ์มีคุณสมบัติ

$$I_o(t) = aV_i(t) + b[V_i(t)]^2$$

[2.4.6]

และอินพุต

$$V_i(t) = V_1 \cos W_1 t + V_2 \cos W_2$$

[2.4.7]

กระแสทางเอาต์พุตจะเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_o(t) = aV_1 \cos W_1 t + aV_2 \cos W_2 t + bV_1^2 \cos^2 W_1 t + bV_2^2 \cos^2 W_2 t + 2bV_1 V_2 \cos W_1 t \cos W_2 t$$

[2.4.8]

เทอมสุดท้ายของ [2.4.8] ทำให้ได้เอาท์พุทที่ต้องการนั้นคือ

$$2bV_1 V_2 \cos W_1 t \cos W_2 t = bV_1 V_2 [\cos(W_1 - W_2)t + \cos(W_1 + W_2)t]$$

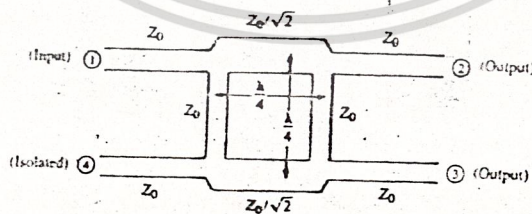
[2.4.9]

จะเห็นว่าขนาดของแอมพลิจูดของผลต่าง และผลบวกของความถี่ทั้งสองจะขึ้นอยู่กับผลคูณของ V_1 และ V_2 ของสัญญาณอินพุท

โดยทั่วไปสำหรับมิกเซอร์ที่ใช้ในเครื่องรับ เอาท์พุทที่ต้องการ คือผลต่างของทั้งสองความถี่ทางอินพุท , ความถี่ฮาร์โมนิกส์ และ ผลบวกของความถี่ทั้งสองจะถูกกำจัดทิ้งโดยการกรองความถี่ (Filter) หรือวิธีอื่นๆ

2.4.2 ควอทตราเจอร์ (90) ไฮบริดจ์

ควอทตราเจอร์ไฮบริดจ์เป็น 3 เดซิเบล Directional Couplers มีความต่างเฟส 90 องศา ที่เอาท์พุทของ Couple Arm ที่ผ่านไฮบริดจ์ชนิดนี้บ่อยครั้ง จะสร้างในรูปแบบไมโครสตีปไลน์หรือสตีปไลน์ การวิเคราะห์การทำงานของ ควอทตราเจอร์ไฮบริดจ์ จะใช้เทคนิคแบบโหมดคู่-โหมดคี่



รูปที่ 2.4.2 Geometry of Branch-Line Coupler

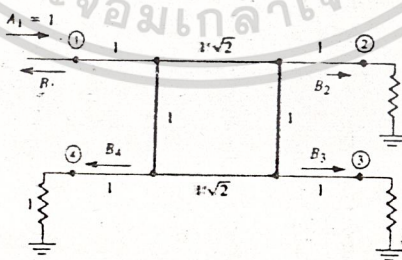
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 2.4.1 การทำงานพื้นฐานของ Branch-Line Coupler คือ จะต้องให้มีการ Match กันทุกพอร์ท กำลังงานที่เข้ามาพอร์ท 1 จะถูกแบ่งไปที่พอร์ท 2 และ 3 โดยมีเฟสขีประหว่างเอาต์พุตทั้งสองเป็น 90 องศา และจะไม่มีเอาต์พุตถูก Couple มาที่พอร์ท 4 มีรูปแบบของ [S] Matrix คือ

$$[s] = -1/\sqrt{2} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad [2.4.10]$$

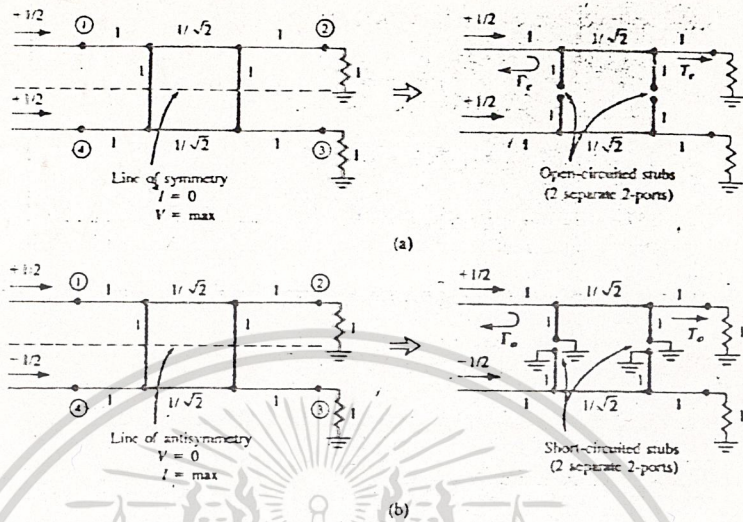
จะสังเกตเห็นว่า Branch - Line Hybrid จะมีอันดับของสมาชิกของ Matrix อยู่ในรูปสมมาตรอันดับสูง [อันดับ 4x4] ถ้าเราใช้พอร์ทใดพอร์ทหนึ่งเป็นอินพุตพอร์ท เอาต์พุตพอร์ทจะอยู่ทางด้านตรงข้ามเส้นของเอาต์พุตพอร์ท และ Isolated Port จะอยู่ด้านเดียวกับอินพุตพอร์ท

การวิเคราะห์โหมด คู่-คี่



รูปที่ 2.4.3 วงจร Branch-Line Coupler

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4.4 การแยกวิเคราะห์ของวงจร Brach-Line Coupler

- (a) การกระต้นโหมดคี่
- (b) การกระต้นโหมดคี่

เราจะเขียนรูปวงจรของ Brach-Line Coupler ในรูป Normalized รูป 2.4.3 แต่ละ Line จะถูกแทนด้วย สายส่งที่ถูก Normalize ด้วย Characteristic Impedance [Z₀] เราสมมติให้ขนาด ของคลื่นที่เข้ามาที่ Port 1 A₁=1 จากรูป 2.4.3 เราจะแยกไปเป็นการกระต้นโหมดคี่ และการกระต้นโหมดคี่โดยใช้หลักการ Superposition เพราะว่าทฤษฎี Superposition จะใช้ได้กับวงจรเชิงเส้นใดๆ ก็ได้ และผลของการตอบสนอง (Scattered Wave) จะได้ผลรวมของการตอบสนองของการกระต้น โหมดคี่-คี่ ไม่ว่าจะเป็นการกระต้นแบบสมมาตร และไม่สมมาตร Network แบบ 4-Port ถูกแยกได้เป็นกลุ่มของ Two-Port Network 2 วงจร ดังรูป 2.4.4 ขนาดของ Incident Wave ของ Two - Port คือ $\pm 1/2$ ขนาดของคลื่นที่ออกจากแต่ละพอร์ทของ

Branch-Line Hybrid จะอยู่ในเทอม

$$B_1 = 1/2 \cdot r_{11} + 1/2 \cdot r_{22} \quad [2.4.11]$$

$$B_2 = 1/2 \cdot r_{11} + 1/2 \cdot r_{33} \quad [2.4.12]$$

$$B_3 = 1/2 \cdot r_{11} + 1/2 \cdot r_{44} \quad [2.4.13]$$

$$B_4 = 1/2 \cdot r_{11} + 1/2 \cdot r_{33} \quad [2.4.14]$$

เมื่อ r_{11} และ r_{22} เป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายส่งของ Two-

Port Network ที่ใหม่คือ-คือ เราจะหาค่าของ r_{in} , r_{out} ของวงจร Two-Port Network โดยใช้ ABCD Matrix ของแต่ละวงจรที่ต่อ Cascade กันคือ

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j\sqrt{2} \\ j\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 1 \end{bmatrix}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -1 & j \\ j & -1 \end{bmatrix}$$

[2.4.15]

Circuit	ABCD Parameters
	$A=1$ $C=0$ $B=Z$ $D=1$
	$A=1$ $C=Y$ $B=0$ $D=1$
	$A = \cos \beta l$ $C = jY_0 \sin \beta l$ $B = jZ_0 \sin \beta l$ $D = \cos \beta l$
	$A=N$ $C=0$ $B=0$ $D=1/N$
	$A = 1 + \frac{Y_2}{Y_3}$ $C = Y_1 + Y_2 + \frac{Y_1 Y_2}{Y_3}$ $B = \frac{1}{Y_3}$ $D = 1 + \frac{Y_1}{Y_3}$
	$A = 1 + \frac{Z_1}{Z_3}$ $C = \frac{1}{Z_3}$ $B = Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3}$ $D = 1 + \frac{Z_2}{Z_3}$

ตารางที่ 2.4.1 ตารางแสดงค่าของพารามิเตอร์ของ ABCD Network

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตาราง 2.4.1 และค่าแอดมิแตนซ์ ของวงจร Shunt-Line Stub
 มี $Y = j \tan \beta l = j$ และใช้ตาราง 2.1 แปลง ABCD Matrix ไปเป็น
 พารามิเตอร์ S (มี $Z_0 = 1$) จะได้สัมประสิทธิ์การสะท้อน และ สัมประสิทธิ์
 สายส่ง ดังนี้

$$\begin{aligned} r_{\text{in}} &= [A+B-C-D]/[A+B+C+D] \\ &= [(-1+j-j+1)/\sqrt{2}]/[(-1+j+j-1)/\sqrt{2}] \\ &= 0 \end{aligned} \tag{2.4.16}$$

$$\begin{aligned} r_{\text{out}} &= 2/(A+B+C+D) \\ &= 2/(-1+j+j-1)/\sqrt{2} = -1/\sqrt{2} \cdot (1+j) \end{aligned} \tag{2.4.17}$$

และโหมคคี่ก็จะได้เหมือนกันคือ

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \circ = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \tag{2.4.18}$$

มี ส.ป.ส. การสะท้อน และ ส.ป.ส. สายส่ง คือ

$$r_{\text{in}} = 0 \tag{2.4.19}$$

$$r_{\text{out}} = 1/\sqrt{2} \cdot (1-j) \tag{2.4.20}$$

เราแทนค่า r_{in} และ r_{out} ลงใน B_1, B_2, B_3, B_4 จะได้ผลลัพธ์ดังนี้

$$B_1 = 0 \tag{2.4.21}$$

$$B_2 = -j/\sqrt{2} \tag{2.4.22}$$

$$B_3 = -1/\sqrt{2} \tag{2.4.23}$$

$$B_4 = 0 \tag{2.4.24}$$

ในทางปฏิบัติจริง เราจะใช้ Branch-Line มีความยาวคลื่น/4

2.5 ฟิลเตอร์ (FILTER)

2.5.1 วงจร BAND-PASS FILTER

หน้าที่หลักของวงจร Band-Pass Filter คือ ให้ความถี่ผ่านไปได้ช่วง
 ความถี่หนึ่งๆ เท่านั้น คือจะให้ผ่านได้ตั้งแต่ $\omega_1 - \omega_2$ โดยความถี่ f_1, f_2 จะวัดที่จุด
 -3 เดซิเบล (Half Power Point) โดยมีความถี่ Center ที่ f_c โดย f_c บาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ครั้งเราเรียกว่า ความถี่ค่าเฉลี่ยเรขาคณิต และมีค่าลดทอนของขนาดสัญญาณที่จุด Stop Frequency ปกติ จะมากกว่า 40 เดซิเบล ขึ้นไป และ รูปแบบของ Response ของ ฟิลเตอร์ มี 3 แบบ คือ

1. Butterworth Response
2. Chebyshev Response
3. Bessel Response

โดย Response ในแต่ละแบบจะมี Response ที่มีคุณลักษณะแตกต่างกัน ไปซึ่งการจะนำไปใช้ จะต้องทราบว่าควรนำแบบใดมาใช้ โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้ Band-Pass Filter แบบ Chebyshev Filter ซึ่งจะมี Response ที่มีการลดทอนมากกว่าแบบอื่น และมีข้อเสีย คือค่าของ Phase จะไม่ราบเรียบ (Flat Response) ใน Band-Pass Filter นี้ จะกำหนดให้มีค่า Ripple ของ Response เท่ากับ 1.0 เดซิเบล และมีค่าลดทอนมากกว่า 40 เดซิเบล ที่จุด Stop Band

2.5.2 ฟิลเตอร์โดยใช้วิธีการใช้อิมเมจพารามิเตอร์

(Filter by the image parameter method)

การออกแบบวงจรฟิลเตอร์วิธีการนี้จะสามารถ นำไปใช้กับการออกแบบ Bandpass และ Stopband โดยอาศัยคุณสมบัติของการต่อกันแบบ Cascade ของ Two-Port Network ซึ่งเป็นการต่อ Cascade กันของวงจร Low-Pass และ High-Pass

2.5.3 อิมเมจอิมพีแดนซ์และทรานเฟอร์ฟังก์ชัน ของ Two-port network

(Image Impedances and Transfer Function for Two-Port Network)

ในการออกแบบวงจรฟิลเตอร์ เราจะใช้ค่าอิมเมจอิมพีแดนซ์ และโวลต์เตจ ทรานเฟอร์ฟังก์ชัน ของ Network โดยการใช้วิธีอิมเมจพารามิเตอร์

หลักการของ Two-Port Network จะแสดงในรูปที่ 2.5.1 ซึ่งเราจะเรียก Network นี้ว่า ABCD Network โดยทิศทางของกระแส I_2 จะมีทิศทางไหลออกจาก Network ซึ่งค่าอิมเมจพารามิเตอร์เราจะกำหนดให้เป็น $Z_{1,1}$ และ $Z_{1,2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Z_{11} คือค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ที่ Port 1 เมื่อมี Z_{12} ต่ออยู่ที่ Port 2

Z_{12} คือค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ที่ Port 2 เมื่อมี Z_{11} ต่ออยู่ที่ Port 1

$$V_1 = AV_2 + BI_2 \quad [2.5.1]$$

$$I_1 = CV_2 + DI_2 \quad [2.5.2]$$

อินพุทอิมพีแดนซ์ที่ Port 1 เมื่อ Port 2 ต่อด้วย Z_{12} จะได้

$$\begin{aligned} Z_{in1} &= V_1 / I_1 = A.V_2 + B.I_2 / C.V_2 + D.I_2 \\ &= A.Z_{12} + B / C.Z_{12} + D \end{aligned} \quad [2.5.3]$$

แต่ $V_2 = Z_{12} \cdot I_2$

จากสมการที่ 2.5.1 , 2.5.2 โดย V_2 และ I_2 จะใช้อินเวอร์ท ABCD Matrix จะได้ $AD - BC = 1$ เพราะนั้นจะได้

$$V_2 = D.V_1 - B.I_1 \quad [2.5.4]$$

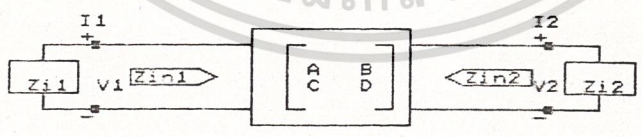
$$I_2 = -C.V_1 + A.I_1 \quad [2.5.5]$$

เพราะฉะนั้นอินพุทอิมพีแดนซ์ที่ Port 2 โดยที่ Port 1 ต่อด้วย Z_{11} สมการหาได้โดย

$$\begin{aligned} Z_{in2} &= -V_2 / I_2 = -D.V_1 + B.I_1 / C.V_1 - A.I_1 \\ &= D.Z_{11} + B / C.Z_{11} + A \end{aligned} \quad [2.5.6]$$

แต่ $V_1 = Z_{11} \cdot I_1$

เราจะได้ $Z_{in1} = Z_{11}$ และ $Z_{in2} = Z_{12}$ จากสมการที่ 2.5.3 และ 2.5.6 จะเป็นสมการของ อิมเมจอิมพีแดนซ์



รูปที่ 2.5.1 Two-Port Network ในรูปของอิมเมจอิมพีแดนซ์

$$Z_{11} (C.Z_{12} + D) = A.Z_{12} + B \quad [2.5.7]$$

$$Z_{11} \cdot D - B = Z_{12} (A - C.Z_{11}) \quad [2.5.8]$$

จะได้ $Z_{11} = \sqrt{(AB/CD)} \quad [2.5.9]$

$$Z_{12} = \sqrt{(BD/AC)} \quad [2.5.10]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $Z_{1,2} = D \cdot Z_{1,1} / A$ ถ้า Network สมมาตรกัน ดังนั้นจะได้ $A = B$ และ $Z_{1,1} = Z_{1,2}$ หลังจากที่ได้ค่า อิมเมจพารามิเตอร์ แล้ว เราจะมาหาค่าโวลต์เตจทรานเฟอร์ฟังก์ชัน โดยจะต่อดั้วค่าอิมเมจอิมพีแดนซ์ ซึ่งจะแสดงดังรูปที่ 2.5.2

จากสมการ 2.5.4

$$V_2 = D \cdot V_1 - B \cdot I_1 = (D - B/Z_{1,1}) \cdot V_1 \quad [2.5.11]$$

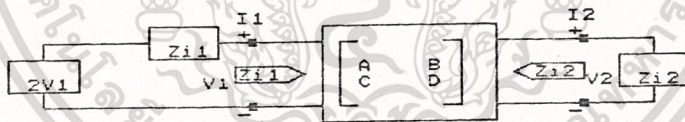
(แต่เราจะให้ $V_1 = I_1 \cdot Z_{1,1}$) เราจะได้อัตราส่วนโวลต์เตจ (Voltage Ratio)

$$\begin{aligned} V_2/V_1 &= D - B/Z_{1,1} = D - B\sqrt{CD/AB} \\ &= \sqrt{D/A} \cdot (\sqrt{AD} - \sqrt{BC}) \end{aligned} \quad [2.5.12]$$

$$\begin{aligned} I_2/I_1 &= -C \cdot V_1 / I_1 + A = -C \cdot Z_{1,1} + A \\ &= \sqrt{A/B} \cdot (\sqrt{AD} - \sqrt{BC}) \end{aligned} \quad [2.5.13]$$

ค่าแฟคเตอร์ $\sqrt{D/A}$ ในสมการ 2.5.12 , 2.5.13 ซึ่งเราสามารถหาค่า Propagation Factor ได้คือ

$$e^{-\gamma} = \sqrt{AD} - \sqrt{BC} \quad [2.5.14]$$



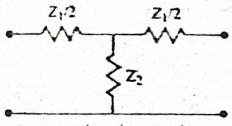
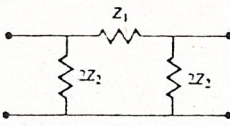
รูปที่ 2.5.2 Two-Port Network ในรูปของอิมเมจอิมพีแดนซ์และมีแหล่งจ่าย โดยที่ $\gamma = \alpha - j\beta$ แต่ $e^{\gamma} = 1 / (\sqrt{AD} - \sqrt{BC})$

$$\begin{aligned} &= (AD - BC) / (\sqrt{AD} - \sqrt{BC}) \\ &= \sqrt{AD} + \sqrt{BC} \end{aligned} \quad [2.5.15]$$

และ $\cosh \gamma = (e^{\gamma} + e^{-\gamma}) / 2 \quad [2.5.16]$

ซึ่งเราจะได้ว่า $\cosh \gamma = \sqrt{AD} \quad [2.5.17]$

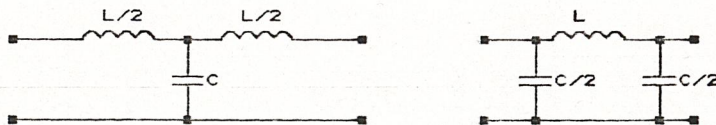
มีวงจรที่ใช้มากใน Two-Port Network คือ วงจรแบบ T และ แบบ π ซึ่งจะเป็นวงจรสมมาตร ดังแสดงในตารางที่ 2.5.1 ซึ่งจะมีค่าอิมเมจพารามิเตอร์ และ Propagation Factor

T Network	π Network
	
ABCD parameters $A = 1 + Z_1/2Z_2$ $B = Z_1 + Z_1^2/4Z_2$ $C = 1/Z_2$ $D = 1 + Z_1/2Z_2$	ABCD parameters $A = 1 + Z_1/2Z_2$ $B = Z_1$ $C = 1/Z_2 + Z_1/4Z_2$ $D = 1 + Z_1/2Z_2$
Z parameters $Z_{11} = Z_{22} = Z_2 + Z_1/2$ $Z_{12} = Z_{21} = Z_2$	Y parameters $Y_{11} = Y_{22} = 1/Z_2 + 1/2Z_2$ $Y_{12} = Y_{21} = 1/Z_2$
Image impedance $Z_{\pi} = \sqrt{Z_1 Z_2} \sqrt{1 + Z_1/4Z_2}$	Image impedance $Z_{\pi} = \sqrt{Z_1 Z_2} \sqrt{1 + Z_1/4Z_2} = Z_1 Z_2 / Z_{\pi}$
Propagation constant $e^{\gamma} = 1 + Z_1/2Z_2 + \sqrt{(Z_1/Z_2) + (Z_1^2/4Z_2^2)}$	Propagation constant $e^{\gamma} = 1 + Z_1/2Z_2 + \sqrt{(Z_1/Z_2) + (Z_1^2/4Z_2^2)}$

ตารางที่ 2.5.1 อิมเมจพารามิเตอร์ของ Network T และ π

2.5.4 Constant - K Filter Sections

การพัฒนา Low-Pass และ High-Pass Filter จะมีพื้นฐานมาจาก วงจรแบบ T ดังแสดงดังรูปที่ 2.5.3 โดยที่ Low-Pass Filter จะประกอบด้วย ค่าอินดักแตนซ์ และ ค่า คาปาซิเตอร์ ซึ่งจะทำภารกิจลักษณะความถี่สูง และ จะยอมให้สัญญาณความถี่ต่ำผ่านไปได้ ซึ่งอาศัยผลจากตารางที่ 2.5.1 โดยจะ ให้ $Z_1 = j\omega L$ และ $Z_2 = 1/j\omega C$



รูปที่ 2.5.3 Two-Pass Constant-k ในรูปของ T และ π
 ดังนั้นค่า Image Impedance

$$Z_{\pi} = \sqrt{L/C} \cdot \sqrt{1 - \omega^2 LC/4} \quad [2.5.18]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราจะหาความถี่ Cutoff คือ

$$\omega_c = 2 / \sqrt{LC} \quad [2.5.19]$$

และ Nominal Characteristic Impedance (Ro)

$$R_o = \sqrt{L/C} = K \quad [2.5.20]$$

โดยที่ค่า K คงที่ สมการที่ 2.5.18 จะได้

$$Z_{i,T} = R_o \sqrt{(1 - \omega^2/\omega_c^2)} \quad [2.5.21]$$

เมื่อ $Z_{i,T} = R_o$ โดยที่ $\omega = 0$

ค่า Propagation Factor จากตารางที่ 2.5.1 จะได้

$$e^\gamma = 1 - 2\omega^2/\omega_c^2 + 2\omega/\omega_c \sqrt{\omega^2/\omega_c^2 - 1} \quad [2.5.22]$$

โดยที่ค่าความถี่ทั้งสองความถี่จะต้อง:

1. โดยที่ $\omega < \omega_c$: จะเป็น Passband Filter สมการที่ 2.5.21 จะแสดงค่า Real และสมการที่ 2.5.22 จะแสดงค่า Imaginary แต่ $\omega^2/\omega_c^2 - 1$ จะเป็นค่าลบ และ $|e^\gamma| = 1$

$$|e^\gamma| = (1 - 2\omega^2/\omega_c^2)^2 + 4\omega^2/\omega_c^2(1 - \omega^2/\omega_c^2) = 1$$

2. โดยที่ $\omega > \omega_c$: จะเป็น Stopband Filter สมการที่ 2.5.21 จะเป็นค่า Imaginary และ สมการที่ 2.5.22 จะแสดงค่า Real ด้วยและ $-1 < e^\gamma < 0$ (ซึ่งก็คือการคิด Limit จาก $\omega \rightarrow \omega_c$ และ $\omega \rightarrow \infty$) อัตราการลดทอน (Attenuator Rate) ที่ $\omega \gg \omega_c$ จะเป็น 40 dB/Cascade

ปกติค่าเฟส และ ค่าลดทอน จะแสดงดังในรูปที่ 2.5.4 จะสังเกตเห็นว่าการลดทอน (α) จะเป็น 0 หรือ มีค่าเล็กน้อยที่ใกล้จุดความถี่ Cutoff จะมีจนถึง $\alpha \rightarrow \infty$ หรือ $\omega \rightarrow \infty$

สำหรับ Low-Pass Filter ในรูปที่ 2.5.3 เราจะให้ $Z_1 = j\omega L$ และ $Z_2 = 1/j\omega C$ ซึ่ง Propagation Factor จะมีค่าเหมือนกับใน Low-Pass Filter วงจร T Network และ ความถี่ Cutoff (ω_c) และ Nominal Characteristic Impedance (R_o) จะเหมือนกับใน T Network ที่ได้ตั้งสมการที่ 2.5.19 และ 2.5.20

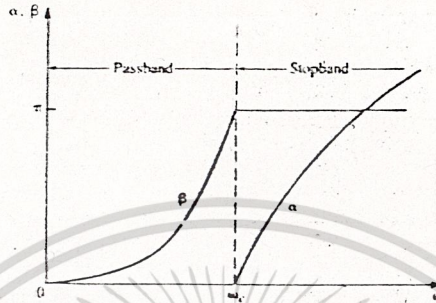
ที่ $\omega = 0$ เราจะให้ $Z_{i,T} = Z_{i,r} = R_o$ โดยที่ $Z_{i,r}$ คือ Image Impedance ของวงจร Low-Pass แบบ r Network แต่ $Z_{i,T}$ และ $Z_{i,r}$ ปกติจะมีค่าไม่เท่ากันที่ความถี่ต่างๆ

High-pass Filter จะแสดงในรูปที่ 2.5.5 เราจะเห็นว่าตำแหน่งของ

Inductor และ Capacitor จะตรงกันข้ามกับใน Low-Pass ซึ่งจะได้สมการดังนี้

$$R_o = \sqrt{L/C} \quad [2.5.23]$$

$$W_c = 1 / 2 \cdot \sqrt{LC} \quad [2.5.24]$$



รูปที่ 2.5.4 คุณสมบัติของ Low-Pass Constant-k ในรูปที่ 2.5.3

2.5.5 m-Derived Filter Sections

เราจะเห็นว่าการใช้วงจรฟิลเตอร์แบบ Constant-K จะมีประโยชน์ในทางด้านที่ อัตราการลดทอน จะมีค่าน้อยที่ความถี่ Cutoff แต่ค่า Image Impedance จะไม่คงที่ ดังนั้นจึงมีการดัดแปลงเป็น การฟิลเตอร์แบบ m-Derived ซึ่งจะช่วยในการแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นใน การฟิลเตอร์แบบ Constant-K ซึ่งรูปที่ 2.5.6



รูปที่ 2.5.5 High-Pass Constant-k ในรูป T และ pi

จะแสดงการฟิลเตอร์แบบ m-Derived ซึ่งสมการจากแบบ Constant-K

เราจะแทนใหม่ด้วย Z_1' และ Z_2'

$$Z_1' = m \cdot Z_1 \quad [2.5.25]$$

จากตารางที่ 2.5.1

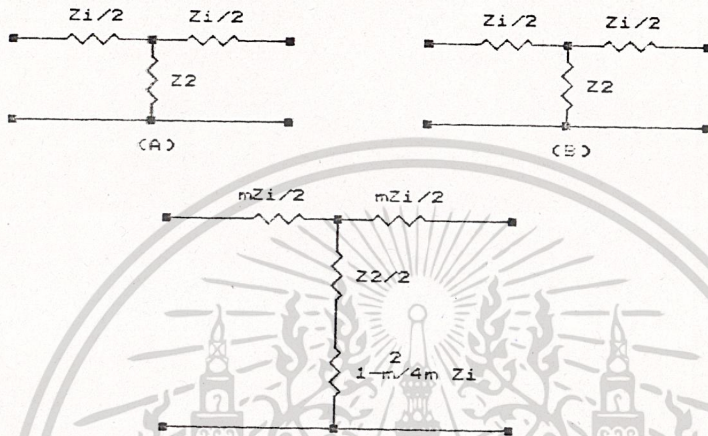
$$\begin{aligned} Z_{iT} &= \sqrt{(Z_1 \cdot Z_2 + Z_1^2/4)} \\ &= \sqrt{(Z_1' \cdot Z_2' + Z_1'^2/4)} \\ &= \sqrt{(mZ_1 Z_2' + m^2 Z_1^2/4)} \end{aligned} \quad [2.5.26]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาค่า Z_2' จะได้

$$\begin{aligned} Z_2' &= Z_2/m + Z_1/4m - mZ_1/4 \\ &= Z_2/m + (1-m^2)/4m \cdot Z_1 \end{aligned} \quad [2.5.27]$$

Z_2' จะถูกแทนด้วย 2 ส่วนต่ออนุกรมกันดังรูปที่ 2.5.6

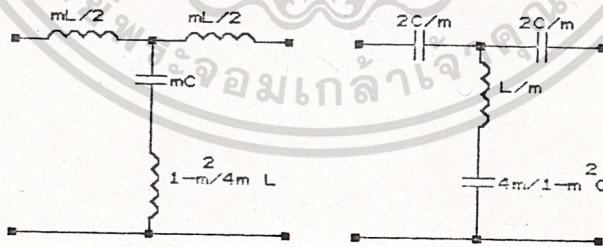


รูปที่ 2.5.6 m-Derived Filter จาก Constant-k

สำหรับ Low-Pass Filter จะให้ $Z_1 = j\omega L$ และ $Z_2 = 1/j\omega C$ จากสมการที่ 2.5.25 และ 2.5.27 จะได้

$$Z_1' = j\omega Lm \quad [2.5.28]$$

$$Z_2' = 1/j\omega Cm + (1-m^2) \cdot j\omega L/4m \quad [2.5.29]$$



จากรูปที่ 2.5.7 เราจะหาค่า Propagation Factor ได้จากตาราง

2.5.1

$$e^{\gamma} = 1 + (Z_1'/2Z_2') + \sqrt{(Z_1'/Z_2')(1+Z_1'/4Z_2')} \quad [2.5.30]$$

$$\begin{aligned} Z_1'/Z_2' &= j\omega Lm / [(1/j\omega Cm) + j\omega Lm(1-m^2)/4m] \\ &= -(2\omega m/\omega_c)^2 / [1 - (1-m^2)(\omega/\omega_c)^2] \end{aligned} \quad [2.5.31]$$

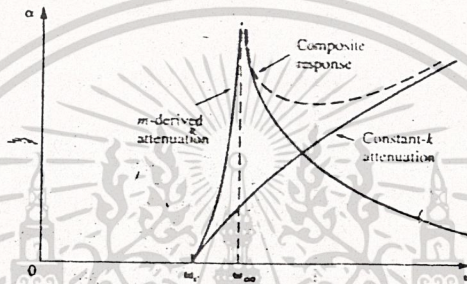
โดย $\omega_c = 2 / \sqrt{LC}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$1 + Z_1' / 4Z_2' = [1 - (W/W_c)^2] / [1 - (1-m^2)(W/W_c)^2] \quad [2.5.32]$$

ถ้า $0 < m < 1$ ผลที่ได้คือ e^{α} จะเป็นค่า Real และ $|e^{\alpha}| > 1$ สำหรับ $W > W_c$ ดังนั้น Stopband จะเริ่มที่ $W = W_c$ สำหรับใน Constant-K จนกระทั่งเมื่อ $W = W_0$ จะได้

$$W_0 = W_c / \sqrt{1-m^2} \quad [2.5.33]$$



รูปที่ 2.5.8 ชนิดของการลดทอนของ Response สำหรับ Constant-k, m-Derived และ Composite Filter

2.5.6 การออกแบบวงจรฟิลเตอร์โดยวิธี Insertion Loss

(Filter Design by the Insertion Loss Method)

วงจรฟิลเตอร์ที่ดีควรจะมีการลดทอนเป็นศูนย์ ในช่วง Passband และจะมีการลดทอนเป็นอนันต์ในช่วง Stopband และการตอบสนองทางเฟส เป็นลักษณะที่ Linear ในช่วง Passband

วิธีการแบบอิมเมจพารามิเตอร์ที่ตรงจุดตัดจะมีการตอบสนองที่ไม่ดี ส่วนในแบบ Insertion Loss ที่จุดตัดจะมีมุมที่สูง ซึ่งก็จะทำให้วงจรฟิลเตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับในอุดมคติ

-คุณสมบัติของอัตราการสูญเสียกำลังงาน

(Characterization by Power Loss Ratio)

$$\begin{aligned} P_{L.R} &= \text{กำลังงานที่มาจากแหล่งจ่าย} / \text{กำลังงานที่โหลด} \\ &= P_{inc} / P_{load} \\ &= 1 / [1 - |r(W)|^2] \end{aligned} \quad [2.5.34]$$

$$IL = 10 \log P_{L.R} \quad [2.5.35]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

P_{LR} - อัตราการสูญเสียกำลังงาน

IL - Insertion Loss หน่วยเป็น dB

จาก

$$|r(w)|^2 = M(w^2) / [M(w^2) + N(w^2)] \quad [2.5.36]$$

เมื่อ M และ N เป็นค่าโพลีโนเมียลจำนวนจริง ใน w^2 แทนลงในสมการที่

2.5.34 จะได้

$$P_{LR} = 1 + M(w^2)/N(w^2) \quad [2.5.37]$$

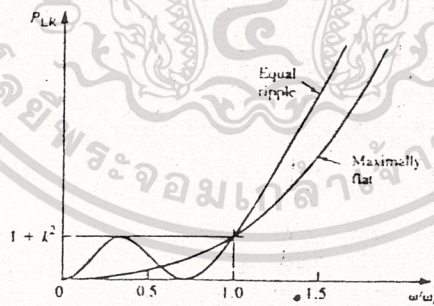
Maximally Flat เป็นคุณสมบัติที่เรียกว่า Binomial หรือ Butterworth Response ที่จะทำให้การตอบสนองของความถี่ของ Passband มีความเรียบมากที่สุด โดยการเพิ่ม Order ของวงจรมัลติโพล

$$P_{LR} = 1 + k^2 (w/w_c)^{2N} \quad [2.5.38]$$

เมื่อ N - จำนวน Order ของวงจรมัลติโพล

w_c - ความถี่ Cutoff

ใน Passband จะเริ่มตั้งแต่ $w = 0$ ถึง $w = w_c$ ที่ขอบของแถบความถี่ จะมีอัตราการสูญเสียกำลังงาน เท่ากับ $1 + k^2$ ถ้าที่จุด -3 dB ค่า $k = 1$



รูปที่ 2.5.9 แสดงผลของ Maximally Flat และ Equal-Ripple

เมื่อ $w > w_c$ การลดทอนจะมีค่าเพิ่มขึ้นดังในรูปที่ 2.5.9 และเมื่อ $w \gg w_c$, $P_{LR} \sim k^2 \cdot (w/w_c)^{2N}$ จากรูป อัตราการสูญเสียกำลังงานจะมีอัตราการเพิ่มเป็น 20 dB/Decade

Equal ripple ถ้า Chebyshev Polynomial ใช้การ Insertion Loss กับวงจรมัลติโพล Low-Pass Filter ที่มี Order ที่ N จะได้

$$P_{LR} = 1 + k^2 \cdot T_N^2 (w/w_c) \quad [2.5.39]$$

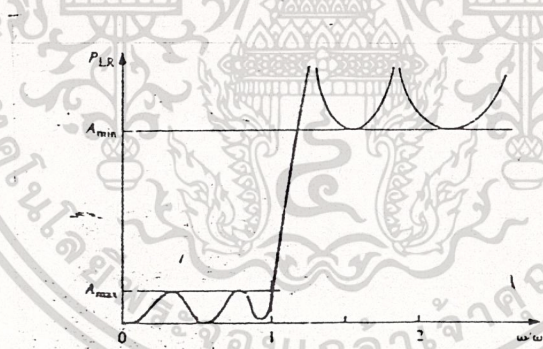
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะทำให้จุด Cutoff มีรูป Curve ที่คม และการตอบสนองช่วง Passband จะมีระดับของ Ripple เท่ากับ $1 + k^2$ ดังในรูปที่ 2.5.9 ค่า $T_N(x)$ จะมีค่าระหว่าง ± 1 โดยที่ $|x| \leq 1$ แต่ k^2 จะถูกกำหนดโดยระดับของ Ripple โดยค่า x สูงสุดจะมีค่าที่ $T_N(x) \approx 1/2(2x)^N$ โดยที่ $W \gg W_c$ จะได้ค่า Insertion Loss เท่ากับ

$$P_{LR} = (k^2/4) \cdot (2W/W_c)^{2N} \quad [2.5.40]$$

อัตราการเพิ่มขึ้นจะเป็น 20N dB/Decade แต่การสูญเสียในแบบ Chebyshev จะมีค่ามากกว่าในแบบ Polynomial Reponse

Elliptic Function จากวิธีการทั้งสองแบบที่แล้ว จะทำให้มีการลดทอนเพิ่มขึ้น ใน Stopband มีอยู่หลายวิธีที่จะทำให้มีการลดทอนต่ำที่ Stopband ซึ่งใน Elliptic Function นี้ในช่วง Cutoff ตีขึ้น ซึ่งจะมีค่า Ripple ในช่วง Stopband ต่ำกว่าในช่วง Passband ดังแสดงในรูปที่ 2.5.10 ซึ่งจากรูป จะมีการลดทอน มากที่ Passband (A_{max}) และจะมีการลดทอนต่ำที่ Stopband (A_{min})

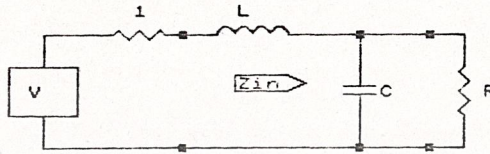


รูปที่ 2.5.10 Elliptic Function ของ Low-Pass Filter

2.5.7 Maximium Flat Low-Pass Filter Prototype

วงจร Low-Pass Filter จะประกอบด้วย 2 ส่วนดังแสดงในรูปที่ 2.5.11 ซึ่งก็คือ L และ C เราจะเห็นว่า ถ้าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายมีค่า = 1 โอห์ม แล้วจะได้ความถี่ Cutoff $W_c = 1$ จากสมการที่ 2.5.38 ให้อัตราการสูญเสีย กำลังงาน $N = 2$ จะได้

$$P_{LR} = 1 + W^4 \quad [2.5.41]$$



รูปที่ 2.5.11 วงจร Low-Pass Filter ที่ $N = 2$
 ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรฟิลเตอร์จะมีค่าเท่ากับ

$$Z_{in} = j\omega L + R \cdot (1 - j\omega RC) / (1 + \omega^2 R^2 C^2) \quad [2.5.42]$$

แต่

$$r = (Z_{in} - 1) / (Z_{in} + 1) \quad [2.5.43]$$

อัตราการสูญเสียกำลังงานสามารถเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} P_{LR} &= 1 / (1 - |r|^2) \\ &= \frac{1}{1 - [(Z_{in} - 1) / (Z_{in} + 1)] \cdot [(Z_{in}^* - 1) / (Z_{in}^* + 1)]} \\ &= \frac{|Z_{in} + 1|^2}{2(Z_{in} + Z_{in}^*)} \end{aligned} \quad [2.5.44]$$

โดยที่ $Z_{in} + Z_{in}^* = 2R / (1 + \omega^2 R^2 C^2) \quad [2.5.45]$

$$\text{และ } |Z_{in} + 1|^2 = \left[\frac{R}{1 + \omega^2 R^2 C^2} + 1 \right]^2 + \left[\omega L - \frac{\omega RC^2}{1 + \omega^2 R^2 C^2} \right]^2$$

[2.5.46]

จากสมการที่ 2.4.44 จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{LR} = \left[\frac{1+W^2R^2C^2}{4R} \right] \cdot \left[\frac{R+1}{1+W^2R^2C^2} \right]^2 + \left[\frac{W_L - WCR^2}{1+W^2R^2C^2} \right]^2$$

$$= (1/4R)(R^2 + 2R+1 + R^2W^2C^2 + W^2L^2 + W^4L^2R^2C^2 - 2W^2LCR^2)$$

$$= 1+(1/4R)[(1-R^2) + (R^2C^2 + L^2 - 2LCR^2)W^2 + L^2C^2R^2W^4]$$

[2.5.47]

สังเกตในเทอมของโพลีโนเมียลใน W^2 เปรียบเทียบกับผลในสมการที่ 2.5.41 ให้ $R = 1$, $P_{LR} = 1$, $W = 0$ เมื่อนำมารวมกัน เทอมของ W^2 ก็จะหมดไป จะได้

$$C^2 + L^2 - 2LC = (C-L)^2 = 0 \quad [2.5.48]$$

หรือ $L = C$ เมื่อค่า $W^4 = 1$ จะได้

$$1/4L^2C^2 = 1/4L^2 = 1 \quad [2.5.49]$$

$$L = C = \sqrt{2} \quad [2.5.50]$$

ในทางด้านการทำ Filter ให้ดีทำได้โดยการเพิ่มจำนวนของส่วนประกอบ, N แต่ในทางปฏิบัติไม่สามารถเพิ่มค่า N ได้มาก สำหรับการ Normalized ของการออกแบบ Low-Pass Filter จะให้อิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายเท่ากับ 1 โอห์ม และความถี่ Cutoff $W_c = 1$ เราจะได้ค่าส่วนประกอบของวงจร ต่อแบบ Ladder ดังรูปที่ 2.5.12

ตาราง 2.5.2 จะแสดงค่าของส่วนประกอบ สำหรับ Low-Pass Filter สำหรับ $N = 1 - 10$ จากวงจร Ladder ค่าส่วนประกอบจะเริ่มตั้งแต่ g_0 คือ ค่าอิมพีแดนซ์ที่แหล่งจ่าย จนถึง g_{n+1} คือ อิมพีแดนซ์ที่โหลด ส่วนประกอบเหล่านี้ จะต่อแบบขนาน และแบบขานสลับกันไป

g_0 = ค่าความต้านทานที่แหล่งกำเนิด (รูปที่ 2.5.12a)

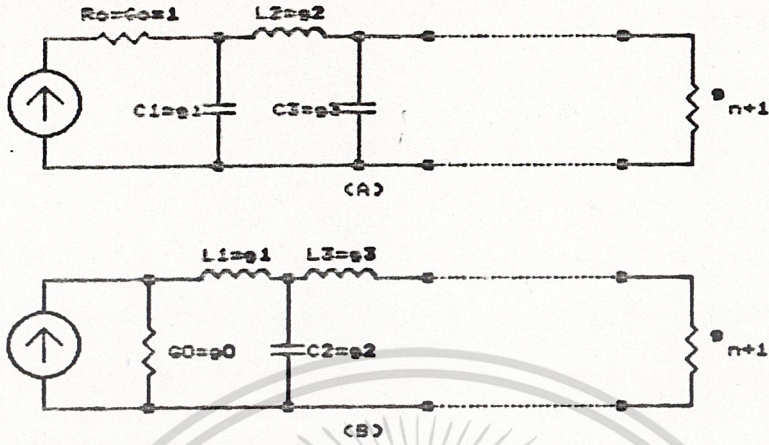
ค่าความนำที่แหล่งกำเนิด (รูปที่ 2.5.12b)

g_k = ค่าอินดักแตนซ์ที่ต่ออนุกรม

($k=1-N$) ค่าคาปาซิแตนซ์ที่ต่อขานาน

g_{n+1} = ค่าความต้านทานที่โหลด ถ้า g_n เป็นคาปาซิเตอร์ต่อขานาน

ค่าความนำที่โหลด ถ้า g_n เป็นอินดักเตอร์ต่ออนุกรม



รูปที่ 2.5.12 วงจร Ladder ของวงจร Low-Pass Filter

- a) วงจรจะเริ่มต้นด้วยการต่อแบบขนาน
- b) วงจรจะเริ่มต้นด้วยการต่อแบบอนุกรม

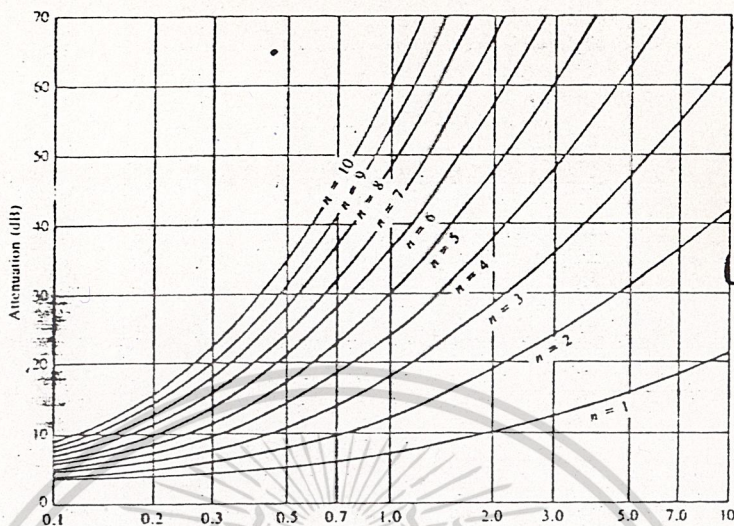
N	g ₁	g ₂	g ₃	g ₄	g ₅	g ₆	g ₇	g ₈	g ₉	g ₁₀	g ₁₁
1	2.0000	1.0000									
2	1.4142	1.4142	1.0000								
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0000							
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0000						
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0000					
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0000				
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0000			
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9615	1.9615	1.6629	1.1111	0.3902	1.0000		
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0000	
10	0.3129	0.9080	1.4142	1.7820	1.9754	1.9754	1.7820	1.4142	0.9080	0.3129	1.0000

Source: Reprinted from G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures* (Dedham, Mass.: Artech House, 1980) with permission.

ตารางที่ 2.5.2 ตารางแสดงค่าส่วนประกอบของ Maximally Flat Low Pass Filter ($g_0 = 1, Wc = 1, N = 1-10$)

วงจรในรูปที่ 2.5.12 สามารถที่จะประกอบแทนกันได้ และจะให้การตอบสนองเหมือนกัน ในการออกแบบเพื่อจะใช้งานจริง จะต้องมีการกำหนดขนาดและ Order ของวงจรฟิลเตอร์ ส่วนในรูปที่ 2.5.13 จะแสดงคุณสมบัติของการลดทอนที่เปลี่ยนแปลงตามค่า N กับความถี่ Normalized ถ้าต้องการ $N > 10$ เราสามารถทำได้โดยการนำมาต่อ Cadcase กัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5.13 รูปกราฟแสดงความสัมพันธ์ของ การลดทอน กับความถี่ Normalized ของวงจรฟิลเตอร์

2.5.8 Equal-Ripple Low-Pass Filter Prototype

จากสมการที่ 2.5.39

$$P_{Lp} = 1 + k^2 T_N^2(W) \quad [2.5.51]$$

โดย $1+k^2$ คือระดับของ Ripple ใน Passband แต่ค่าโพลีโนเมียลของ Chebyshev จะได้

$$T_N(0) = 0 \text{ เมื่อ } N \text{ เป็นเลขคี่}$$

$$1 \text{ เมื่อ } N \text{ เป็นเลขคู่}$$

จากสมการที่ 2.5.51 จะแสดงให้เห็นว่า วงจรฟิลเตอร์จะมีอัตราการสูญเสียกำลังงานเป็น unity ที่ $W = 0$, N เป็นเลขคี่ และอัตราการสูญเสียกำลังงานจะมีค่าเป็น $1 + k^2$ ที่ $W = 0$, N เป็นเลขคู่ ซึ่งจะเห็นว่าทั้งสองค่าจะขึ้นอยู่กับค่าของ N

สำหรับส่วนประกอบในวงจรฟิลเตอร์รูปที่ 2.5.11 อัตราการสูญเสียกำลังงานจะอยู่ในเทอมของค่าของส่วนประกอบในสมการที่ 2.5.47

จาก $T_2(x) = 2x^2 - 1$

จากสมการที่ 2.5.47 และ 2.5.51 จะได้

$$1+k^2(4W^4-4W^2+1) = 1+1/4R [(1-R^2) + (R^2C^2+L^2-2LCR^2)W^2 +L^2C^2R^2W^4] \quad [2.5.52]$$

ซึ่งจะทำให้เราสามารถหาค่า R , L และ C ถ้าเราทราบระดับของ Ripple (กำหนดโดย k^2) ดังนั้นที่ $W = 0$ จะได้

$$k^2 = (1 - R)^2 / 4R \quad [2.5.53]$$

$$R = 1 + 2k^2 - 2k \sqrt{1+k^2} \quad \text{เมื่อ } N \text{ เป็นเลขคู่} \quad [2.5.54]$$

จากสมการประสิทธิภาพของ W^2 และ W^4 มารวมกันจะได้

$$4k^2 = L^2C^2R^2 / 4R \quad [2.5.55]$$

$$-4k^2 = (R^2C^2 + L^2 - 2LCR^2) / 4R \quad [2.5.56]$$

ดังนั้นเราจะสามารถหาค่า L และ C สำหรับค่า R จะต้องมีความไม่เป็น Unity ตารางที่ใช้ออกแบบวงจร Low-Pass Filter เราจะ Normalized ค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย และความถี่ Cutoff ($\omega_0 = 1$) และสามารถที่ประยุกต์ใช้กับวงจร Ladder ในรูปที่ 2.5.12 ข้อมูลที่ใช้ในการออกแบบขึ้นอยู่กับระดับของ Ripple ; ตารางที่ 2.5.3 จะแสดงค่าส่วนประกอบของวงจร Low-Pass Filter ที่มีการ Normalized ไว้ โดยจะมีระดับของ Ripple ที่ 0.5 dB และ 0.3 dB โดย $N = 1-10$ จะสังเกตเห็นว่าอิมพีแดนซ์ของโหลด Z_{L+} ไม่เท่ากับ 1 ที่ N เป็นเลขคู่ ถ้าเป็นการลดทอนของ Stopband รูปกราฟจะแสดงดังรูปที่ 2.5.14 ซึ่งจะต้องกำหนดจากค่า N ของ Ripple

TABLE 9.4 Element Values for Equal-Ripple Low-Pass Filter Prototypes ($g_0 = 1, \omega_c = 1, N = 1$ to 10, 0.5 dB and 3.0 dB ripple)

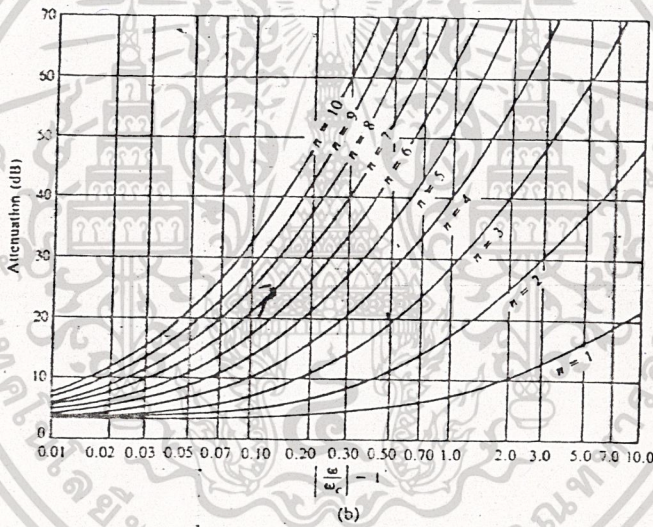
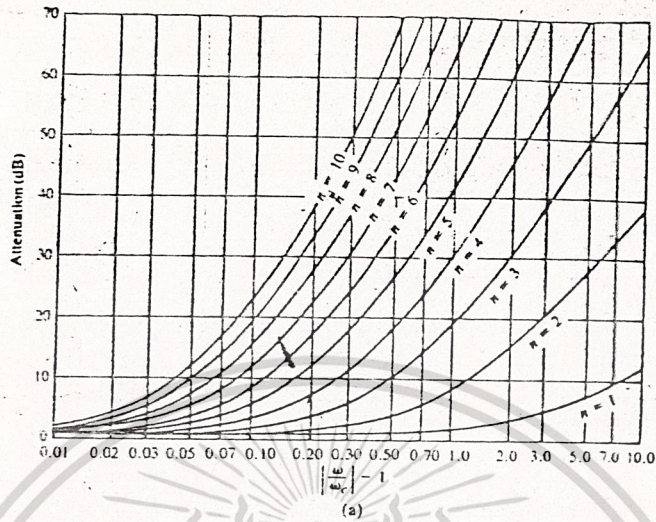
0.5 dB Ripple											
N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	0.6986	1.0000									
2	1.4029	0.7071	1.9841								
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000							
4	1.6703	1.1926	2.3661	0.8419	1.9841						
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1.0000					
6	1.7254	1.2479	2.6064	1.3137	2.4758	0.8696	1.9841				
7	1.7372	1.2583	2.6381	1.3444	2.6381	1.2583	1.7372	1.0000			
8	1.7451	1.2647	2.6564	1.3590	2.6964	1.3389	2.5093	0.8796	1.9841		
9	1.7504	1.2690	2.6678	1.3673	2.7239	1.3673	2.6678	1.2690	1.7504	1.0000	
10	1.7543	1.2721	2.6754	1.3725	2.7392	1.3806	2.7231	1.3485	2.5239	0.8842	1.9841

3.0 dB Ripple											
N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	1.9953	1.0000									
2	3.1013	0.5239	5.8095								
3	3.3487	0.7117	3.3487	1.0000							
4	3.4389	0.7483	4.3471	0.5920	5.8095						
5	3.4817	0.7518	4.5381	0.7618	3.4817	1.0000					
6	3.5045	0.7585	4.6061	0.7929	4.4641	0.6033	5.8095				
7	3.5182	0.7723	4.6386	0.8039	4.6386	0.7723	3.5182	1.0000			
8	3.5277	0.7745	4.6575	0.8089	4.6990	0.8018	4.4990	0.6073	5.8095		
9	3.5340	0.7760	4.6692	0.8118	4.7272	0.8118	4.6692	0.7760	3.5340	1.0000	
10	3.5384	0.7771	4.6768	0.8136	4.7425	0.8164	4.7260	0.8051	4.5142	0.6091	5.8095

Source: Reprinted from G. L. Matthiae, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures* (Dedham, Mass.: Artech House, 1980) with permission.

ตารางที่ 2.5.3 ตารางแสดงค่าส่วนประกอบของวงจร Equal-Ripple
 Low-pass filter ($g_0 = 1, \omega_c = 1, N = 1-10$
 0.5 dB และ 0.3 dB ของ Ripple

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5.14 รูปกราฟแสดงความสัมพันธ์ของ การลดทอนกับความถี่ Normalized ของวงจรฟิลเตอร์ โดยระดับของ Ripple
a) ระดับของ Ripple ที่ 0.5 dB
b) ระดับของ Ripple ที่ 0.3 dB

2.5.9 การแปลงฟิลเตอร์

(Filters Transformation)

จากวงจร Low-Pass Filter ที่ Normalized โดยจะให้ค่าอิมพีแดนซ์ที่แหล่งจ่าย $R_s = 1$ โอห์ม , และความถี่ Cutoff $\omega_c = 1$ จากนั้นเราสามารถที่แปลงให้เป็นวงจร High-Pass Filter, Band-Pass Filter หรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Band-Stop Filter ได้โดยการแปลงจากวงจร Low-Pass Filter

-ขนาดของอิมพีแดนซ์ และ ความถี่

(Impedance and Frequency Scaling)

ขนาดของอิมพีแดนซ์ในการออกแบบ จะให้ค่าความต้านทานที่แหล่งจ่าย และโหลด จะมีค่าเป็น Unity (เว้นแต่ ถ้าค่า N ใน Equal-Ripple Filter เป็นเลขคู่ ค่าความต้านทานของโหลดจึงจะมีค่าไม่เป็น Unity ได้) ค่าความต้านทานของแหล่งจ่าย จะถูกรวมเข้ากับค่าอิมพีแดนซ์ จะได้

$$L' = R_o \cdot L \quad [2.5.57]$$

$$C' = C / R_o \quad [2.5.58]$$

$$R' = R_o \quad [2.5.59]$$

$$R'_L = R_o \cdot R_L \quad [2.5.60]$$

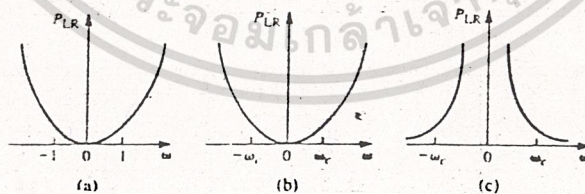
ขนาดของความถี่สำหรับวงจร Low-Pass Filter เราสามารถจะ เปลี่ยนความถี่ Cutoff ของวงจร Low-Pass Filter ได้ตั้งแต่ Unity ถึง ω_c โดยขนาดของความถี่จะขึ้นอยู่กับแฟคเตอร์ $1/\omega_c$ โดยจะแทน ω ด้วย ω/ω_c

$$\omega \leftarrow \omega/\omega_c \quad [2.5.61]$$

ซึ่งเราจะได้อัตราการสูญเสียกำลังงานใหม่คือ

$$P_{LR}'(\omega) = P_{LR}(\omega/\omega_c) \quad [2.5.62]$$

โดย ω_c คือความถี่ Cutoff ใหม่ เกิดขึ้นเมื่อ $\omega = \omega_c$ ซึ่งสามารถที่จะ เขียนรูปของ Passband ใหม่ได้ดังรูปที่ 2.5.15



รูปที่ 2.5.15 ขนาดของความถี่ของวงจร Low-Pass Filter และการแปลงเป็น High-Pass

ค่าของอุปกรณ์ใหม่นี้จะขึ้นอยู่กับ การแทนค่าด้วยสมการ 2.5.61 ซึ่งค่ารีแอคแตนซ์ที่ต่ออนุกรม คือ jX_k และ ซับเซตแดนซ์ที่ต่อขนาน คือ jB_k

$$jX_k = j\omega/\omega_c \cdot L_k = j\omega L_k' \quad [2.5.63]$$

$$jB_k = j\omega/\omega_c \cdot C_k = j\omega C_k' \quad [2.5.64]$$

ดังนั้นค่าอุปกรณ์ใหม่จะเป็น

$$L_k' = L_k / W_c \quad [2.5.65]$$

$$C_k' = C_k / W_c \quad [2.5.66]$$

เมื่อได้ค่าของอิมพีแดนซ์และความถี่แล้วจากผลในสมการที่ 2.5.57, 2.5.58, 2.5.59, 2.5.60 และสามารถจะรวมกับสมการที่ 2.5.65, 2.5.66, 2.5.67, 2.5.68 จะได้

$$L_k' = R_o \cdot L_k / W_c \quad [2.5.67]$$

$$C_k' = C_k / R_o \cdot W_c \quad [2.5.68]$$

การแปลงจาก Low-Pass ไปเป็น High-Pass ค่าความถี่จะแทนด้วย

$$W \leftarrow - W / W_c \quad [2.5.69]$$

ในลักษณะเดียวกันของ Low-Pass จะได้

$$C_k' = 1 / W_c \cdot L_k \quad [2.5.70]$$

$$L_k' = 1 / W_c \cdot C_k \quad [2.5.71]$$

เมื่อนำมารวมกับสมการที่ 2.5.57, 2.5.58, 2.5.59, 2.5.60 จะได้

$$C_k' = 1 / R_o \cdot W_c \cdot L_k \quad [2.5.72]$$

$$L_k' = R_o / W_c \cdot C_k \quad [2.5.73]$$

2.5.10 การแปลงเป็น Bandpass และ Bandstop

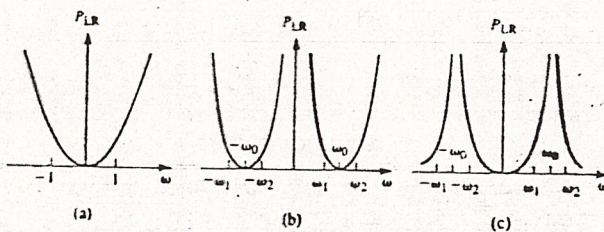
วงจร Low-Pass Filter สามารถที่จะแปลงเป็น Band-Pass หรือ Bandstop ได้ดังรูป 2.5.16 โดยที่ W_1 และ W_2 เป็นขอบของ Passband ซึ่งการตอบสนองของ Bandpass จะถูกแทนด้วย

$$W \leftarrow (W / W_2 - W_1) \cdot (W / W_o - W_o / W)$$

$$W \leftarrow 1/\Delta (W / W_o - W_o / W) \quad [2.5.74]$$

โดย $\Delta = (W_2 - W_1) / W_o \quad [2.5.75]$

ถ้าให้ $W_o = \sqrt{W_1 \cdot W_2} \quad [2.5.76]$



รูปที่ 2.5.16 การแปลงความถี่ของ Bandpass และ Bandstop

จากสมการที่ 2.5.74 เป็นคุณสมบัติของ bandpass ดังรูปที่ 2.5.16b จาก Low-Pass ในรูปที่ 2.5.16a

$$\text{เมื่อ } W = W_0; (1/\Delta) \cdot (W/W_0 - W_0/W) = 0 \quad [2.5.77]$$

$$W = W_1; (1/\Delta) \cdot (W/W_0 - W_0/W) = (1/\Delta) \cdot (W_1^2 - W_0^2)/W_0W_1 = -1 \quad [2.5.78]$$

$$W = W_2; (1/\Delta) \cdot (W/W_0 - W_0/W) = (1/\Delta) \cdot (W_2^2 - W_0^2)/W_0W_2 = 1 \quad [2.5.79]$$

เราจะได้อุปกรณ์โดยใช้สมการที่ 2.5.74 ซึ่งจะได้ค่ารีแอคแตนซ์ที่ต่ออนุกรม และ ค่าขั้วเซตแดนซ์ที่ต่อขนาน ดังนี้

$$\begin{aligned} jX_k &= (j/\Delta) \cdot (W/W_0 - W_0/W) \cdot L_k \\ &= jWL_k/\Delta W_0 - jW_0L_k/\Delta W \\ &= jWL'_k - j/WC'_k \end{aligned} \quad [2.5.80]$$

ซึ่งจะได้ L และ C ดังนี้

$$L'_k = L_k/\Delta W_0 \quad [2.5.81]$$

$$C'_k = \Delta/W_0L_k \quad [2.5.82]$$

เช่นเดียวกัน

$$\begin{aligned} jB_k &= (j/\Delta) \cdot (W/W_0 - W_0/W) \cdot C_k \\ &= jWC_k/\Delta W_0 - jW_0C_k/\Delta W \\ &= jWC'_k - j/WL'_k \end{aligned} \quad [2.5.83]$$

ซึ่งจะได้ L และ C ดังนี้

$$L'_k = \Delta/W_0C_k \quad [2.5.84]$$

$$C'_k = C_k/\Delta W_0 \quad [2.5.86]$$

อุปกรณ์ของ Low-Pass Filter เปลี่ยนเป็นวงจรรีโซแนนซ์ แบบอนุกรม (ค่าอิมพีแดนซ์ต่ำสุดที่รีโซแนนซ์) และสามารถที่จะเปลี่ยนเป็น วงจรรีโซแนนซ์ แบบขนาน (อิมพีแดนซ์สูงสุดที่รีโซแนนซ์) ทั้งสองวงจรจะมีความถี่รีโซแนนซ์ที่ W_0 ซึ่งเราสามารถที่จะเปลี่ยนไปเป็นวงจร Bandstop ได้โดยให้

$$W \leftarrow \Delta \cdot (W/W_0 - W_0/W)^{-1} \quad [2.5.87]$$

โดยที่ Δ และ W_0 จะกำหนดเหมือนกับใน Passband ค่าอินดักเตอร์ที่ต่ออนุกรมใน Low-Pass จะถูกแปลงเป็นวงจร LC แบบขนาน ซึ่งจะได้

$$L_k' = \Delta \cdot L_k / \omega_0 \quad [2.5.88]$$

$$C_k' = 1 / \omega_0 \cdot \Delta \cdot L_k \quad [2.5.89]$$

และค่าปาริเตอร์ที่ต่อขนาน จะถูกแปลงเป็นวงจร LC แบบอนุกรม

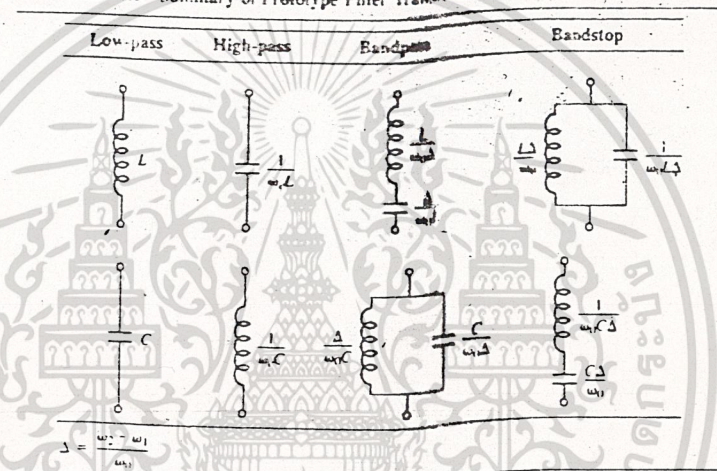
$$L_k' = 1 / \omega_0 \cdot \Delta \cdot L_k \quad [2.5.90]$$

$$C_k' = \Delta \cdot C_k / \omega_0 \quad [2.5.91]$$

ซึ่งการแปลงจาก Low-Pass Filter ไปเป็น High-Pass Filter, Bandpass Filter และ Bandstop Filter สามารถที่จะใช้ได้จากตารางที่

2.5.4

TABLE 9.6 Summary of Prototype Filter Transformations



ตารางที่ 2.5.4 รูปแบบการแปลงฟิลเตอร์

2.6 IF AMPLIFIER และ LIMITER

2.6.1 IF Amplifier.

หน้าที่หลักของวงจร IF Amplifier คือจะทำหน้าที่ขยายสัญญาณ IF ที่ออกจากวงจร Mixer ผ่านวงจร Band-Pass Filter ที่มีความถี่ IF 70 MHz เพราะว่า Mixer ในโครงงานนี้เป็นแบบ Passive ทำให้มีการสูญเสียของสัญญาณใน Quadrature (90°) Hybrid , ใน Germanium Diode และในวงจร BPF โดยเฉพาะใน BPF จะเป็นตัวที่ทำให้เกิดการสูญเสียของสัญญาณอย่างมาก ถ้าเราป้อนสัญญาณ IF เข้าไปยังวงจร Demodulator สัญญาณ IF อาจจะมีขนาดของสัญญาณต่ำเกินไปกว่าที่วงจร Demodulator จะทำงานได้ เราจึงต้องทำการขยายสัญญาณ IF ให้แรงขึ้นและจะเป็นการเพิ่ม Signal-to-

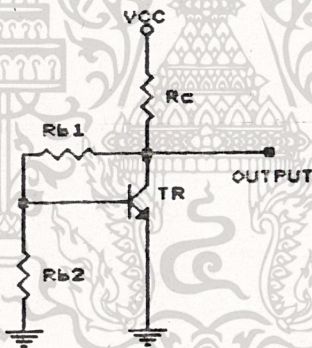
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Noise(S/N) ให้มีค่าสูงขึ้น

ส่วนวงจร Limiter จะใช้วงจรลิมิตสัญญาณ (Clipping) ทั้งซีกบวกและซีกลบเพื่อทำให้สัญญาณ มีขนาดของสัญญาณคงที่ที่ระดับหนึ่ง และการลิมิตสัญญาณจะเป็นการจำกัด Noise ที่เข้ามารบกวนขนาดของสัญญาณและยังทำให้วงจร Demodulator ทำงานได้ในระดับของสัญญาณที่แน่นอน

นอกจากนี้เพื่อความสะดวกในการปรับแต่งวงจรให้ง่ายเราจึงเพิ่มวงจร IF-Gain ที่สามารถปรับค่าเกนของวงจร IF Amplifier ได้ตามที่ต้องการทำให้สะดวกในการปรับที่จวนรับสัญญาณมีขนาดของสัญญาณที่รับได้ มีขนาดสัญญาณไม่แน่นอนซึ่งวงจรนี้จะช่วยทำให้สะดวกมาก ในการควบคุมขนาดของสัญญาณได้ที่ระดับหนึ่ง และยังเพิ่มวงจรวัดความแรงของสัญญาณโดยใช้วงจร Rectifier แล้วนำสัญญาณที่ได้ไปป้อนให้กับ Signal Strength Meter ซึ่งสามารถที่จะ Calibrate Scale Meter ได้



รูปที่ 2.6.1 การออกแบบวงจร IF Amp & Limiter

วงจรขยายสัญญาณ IF Amp จะใช้ Common Emitter ที่มี Collector Resistive Feedback และมีการเชื่อมต่อระหว่างภาคด้วย Capacitor โดยทรานซิสเตอร์ที่จะใช้ในวงจร IF AMP จะต้องมีควมถี่ Gain Bandwidth Cut-off สูงกว่า 70 MHz มีขั้นตอนในการคำนวณดังนี้

$$V_b = V_{cc} * R_{b2} / (R_c + R_{b1} + R_{b2})$$

$$I_b = (V_b - V_{be}) / R_{b2}$$

$$I_c = V_{cc} / R_c$$

$$I_o \sim I_c$$

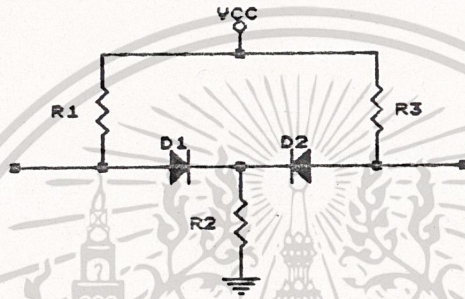
$$I_c = \beta * I_b$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

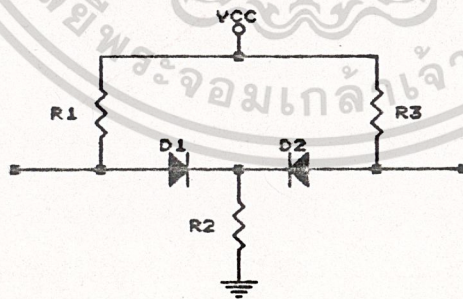
2.6.2 วงจร LIMITER

วงจร Limiter จะใช้หลักการของวงจร Clipping ที่ใช้แรงดัน Cut-in ของไดโอดเป็นจุดกำหนดแรงดันที่จะขลิบ ดังนั้นถ้าเราต้องการให้สัญญาณมีขนาดคงที่เราจึงต้องขลิบยอดสัญญาณทั้ง 2 ด้านโดยเราสามารถจะพิจารณาวงจรได้โดยแยกการพิจารณาตามขั้วของสัญญาณที่เข้ามาดังนี้

เมื่อสัญญาณมีขั้ว เป็นบวกเข้ามาจะได้วงจรเทียบเท่าคือ



การพิจารณาเมื่อสัญญาณที่มีขั้วเป็นบวกเข้ามาจะสามารถผ่านไดโอดไปได้ โดยจะถูกขลิบที่ระดับของแรงดัน Cut-in ของไดโอดประมาณ 0.25 Volt. ในไดโอดแบบเยอรมันเนียม ส่วนสัญญาณที่มีขั้วเป็นลบจะไม่ผ่านไดโอดไปได้เพราะในกรณีนี้ไดโอดจะมีความต้านทานสูงมาก ๆ จึงเสมือนเปิดวงจร (Open Circuit) เมื่อสัญญาณมีขั้ว เป็นลบเข้ามาจะได้วงจรเทียบเท่าคือ



เมื่อสัญญาณเป็นลบเข้ามาการทำงาน จะเหมือนกับวงจรข้างบนเพียงแต่จะกลับกันกล่าวคือสัญญาณที่มีขั้วลบจะสามารถผ่านไดโอดไปได้ ในขณะที่สัญญาณที่มีขั้วบวกจะไม่สามารถผ่านไดโอด D_2 ได้ และในการพิจารณาวงจรทั้ง 2 วงจรไดโอดทั้ง D_1 และ D_2 จะถูกไบอัสตรงพร้อมกัน

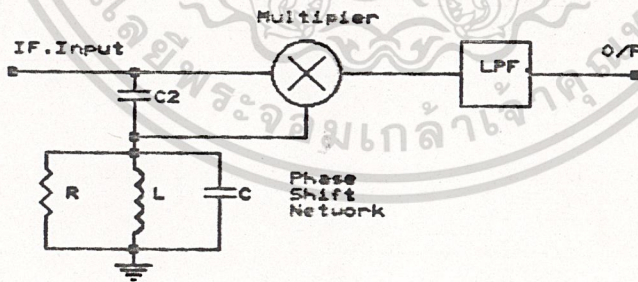
ในการหาค่าความต้านทานที่จะมาจำกัดกระแสไบอัสให้แก่ไดโอดทั้ง 2 กระแสไบอัสตรง ของไดโอดแบบเยอรมันเนียมจะมีค่าไม่เกิน 20 mA. เพื่อความปลอดภัยแก่ตัวไดโอดเราจะกำหนดให้มีกระแสไบอัสแก่ไดโอด 5mA. และยังทำให้ Noise ในไดโอดมีค่าไม่มากเกินไป และแรงดันที่จ่ายให้ $V_{cc} = 12V.$

$$R_{\text{forward bias}} = VCC / I_D \\ = 12V. / 5mA. = 2.2 \text{ Kohm.}$$

2.7 วงจรดีเทกซ์สัญญาณ

2.7.1 วงจรดีเทกซ์สัญญาณภาพและคลื่นพาหะของสัญญาณเสียง

ในการดีเทกซ์สัญญาณภาพออกจากคลื่นพาหะ เราจะใช้การดีเทกซ์แบบควอดตราเจอร์ (Quadrature Detector) ในการดีเทกซ์สัญญาณภาพออกจากคลื่นพาหะ ซึ่งการดีเทกซ์แบบนี้จะเป็นการดีเทกซ์แบบ เอฟเอ็ม โดยการทำงานของควอดตราเจอร์ดีเทคเตอร์ จะทำงานโดยการที่จะรับ สัญญาณทางอินพุตมา 2 ทาง โดยทั้งสองจะมีเฟสต่างกัน 90 องศา จากนั้นเราจะนำสัญญาณทั้งสองมาคูณกันแล้ว จากนั้นจะผ่าน วงจรกรองความถี่ (Low-Pass Filter) เพื่อกรองเอาเฉพาะสัญญาณที่เราต้องการออกมาซึ่งมีลักษณะดังรูป



รูปที่ 2.7.1 รูปแสดง วงจรควอดตราเจอร์ดีเทคเตอร์

จากวงจรจะเห็นว่าจะมีวงจร Phase Shift Network ซึ่งจะทำหน้าที่ในการเลื่อนเฟส จากอินพุตปกติไปจากเดิม เพื่อให้เฟสต่างจากเดิม 90 องศา

$$\Delta\phi = \pi/2 - k(W-W_0) = \pi/2 - k\Delta W \quad [2.7.1]$$

โดยที่

$\Delta\phi$ - ค่าความต่างเฟส (เรเดียน)

W_0 - ค่าความถี่กลาง (เรเดียน)

W - ค่าความถี่ขณะใดขณะหนึ่ง (เรเดียน)

$$\Delta W = W - W_0$$

ถ้าสมมุติสัญญาณอินพุตของวงจรเป็น $V_0 \sin Wt$
ส่วนวงจรที่ผ่านวงจร Phase Shift จะได้เป็น

$$V_0 \sin(Wt + \pi/2 - k\Delta W) = V_0 \cos(Wt - k\Delta W) \quad [2.7.2]$$

เมื่อนำสัญญาณทั้งสองมาคูณกัน

$$\begin{aligned} [V_0 \sin Wt] \cdot [V_0 \cos(Wt - k\Delta W)] \\ = V_0^2 \sin Wt \cdot \cos(Wt - k\Delta W) \\ = 1/2 \cdot V_0^2 [\sin(2Wt - k\Delta W) + \sin(k\Delta W)] \end{aligned} \quad [2.7.3]$$

ซึ่งเมื่อผ่าน Low Pass Filter ก็จะได้เทอม

$$1/2 \cdot V_0^2 \cdot \sin(k\Delta W)$$

ถ้า $k\Delta W < 0.25$ เรเดียนจะได้ว่า

$$\sin(k\Delta W) \sim k\Delta W \quad [2.7.4]$$

ซึ่งเทอมนี้จะเป็นเชิงเส้นใน ΔW และจะได้สัญญาณเอาต์พุตที่ต้องการจาก
วงจรในรูป วงจร Phase Shift จะเป็นวงจร รีโซแนนซ์แบบขนาน โดยจะมี
การรีโซแนนซ์ที่ความถี่ W_0 และการเลื่อนเฟส $\Delta\phi$ ระหว่าง V_{in} และ V_0 จะเป็น

$$\Delta\phi = \text{Arg}(V_0/V_{in}) \sim \pi/2 - \tan^{-1}(Q_0 \cdot f) \quad [2.7.5]$$

เมื่อ Q_0 - เป็นค่า Q ที่ความถี่ W_0

$$f = W/W_0 - W_0/W \quad [2.7.6]$$

สำหรับการเลื่อนเฟสของ วงจรดีเทคเตอร์นั้น ไม่จำเป็นต้องที่ 90 องศา
แต่อาจจะเป็น 45 องศา หรือ 135 องศาก็ได้ และจะได้ผลลัพท์ที่คล้ายกัน เช่น
ถ้าที่ความถี่กลาง W_0 , $R = 1/W_0 C_2$ ที่ความถี่ใดๆ W การเลื่อนเฟส $\Delta\phi$ ของ
สมการ[2.7.5] จะเป็น

$$\Delta\phi = \tan^{-1} \left[\frac{W_0/W}{1 + Q_0 (W_0/W) [W/W_0 - W_0/W]} \right] \quad [2.7.7]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

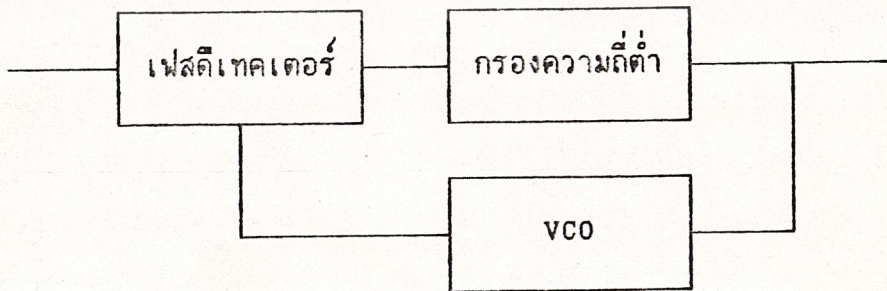
2.7.2 วงจรตีเทคสัญญาณภาพ และ ตีเทคสัญญาณเสียง

จากสัญญาณภาพรวม ที่ตีเทคออกมาแล้ว ก็จะมาแยกสัญญาณเสียง ออกจากสัญญาณภาพ โดยการผ่านวงจร low pass filter เพื่อกันไม่ให้สัญญาณเสียงเข้ามารบกวน หลังจากนั้นก็จะเข้า วงจร video de-emphasis เพื่อยกระดับของสัญญาณ แล้วก็ขยายสัญญาณขึ้นก่อนที่จะเข้าวงจรกำจัดขนาดให้คงที่ก่อน แล้วจึงขยาย ซึ่งจะได้เป็นสัญญาณ video output

2.7.3 ภาคตีเทคเสียง

- การตีเทคโดยใช้ เฟสล็อกกลุ๊ป

เราสามารถที่จะใช้วงจรเฟสล็อกกลุ๊ปในการตีมอดสัญญาณ FM. ได้ดังรูปที่วงจร PLL. นี้มักเป็นไอซีซึ่งใช้งานสะดวก วงจร PLL. ประกอบด้วยเฟสดีเทกเตอร์ ฟิลเตอร์ชนิด Low-Pass และออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (Voltage Control Oscillator หรือ VCO.) วงจร VCO. นี้จะออสซิลเลตที่ความถี่ที่ความถี่อินพุต IF. วงจรเฟสดีเทกเตอร์ จะทำหน้าที่เปรียบเทียบความถี่ของสัญญาณอินพุต กับสัญญาณจาก VCO. ผลลัพธ์ที่ได้จะเป็นแรงดันที่ความถี่ของ VCO. คลาดเคลื่อนไปจากความถี่อินพุตเรียกว่า แรงดันคลาดเคลื่อน (Error Voltage) แรงดันนี้มีค่าเป็นสัดส่วนกับผลต่างของความถี่อินพุต กับ VCO. แรงดันนี้จะนำไปกรองโดยฟิลเตอร์ชนิด Low-Pass เพื่อกำจัดสัญญาณความถี่สูง ๆ ที่ปะปนกันไป ฟิลเตอร์ดังกล่าวนิยมเรียกว่า Loop Filter จะเป็นตัวกำหนดคุณสมบัติของวงจร PLL เช่น ช่วงความถี่จะล็อก รวมทั้งช่วงเวลาที่ลูปใช้ในการล็อกความถี่กับอินพุต



รูปแสดง วงจรภายในของเฟสล็อกกลุ๊ป

แรงดันคลาดเคลื่อนหลังจากกรองความถี่ด้วย low-pass filter แล้วจะนำไปควบคุมความถี่ของ VCO คือ เมื่อมีความถี่อินพุทเปลี่ยนไปทางบวก (สูงขึ้น) แรงดันคลาดเคลื่อนจะเกิดในที่เอาท์พุทของเฟสดีเทคเตอร์ แรงดันที่จะถูกกรองและนำไปบังคับ VCO ให้ออสซิลเลทที่ความถี่สูง เพิ่มตามความถี่อินพุท เมื่อสัญญาณอินพุทที่ข้อนมาเป็นสัญญาณ FM VCO จะพยายามเปลี่ยนความถี่ตามการเบี่ยงเบนไปจากความถี่ของสัญญาณ FM ฉะนั้นแรงดันคลาดเคลื่อนก็จะเป็นสัญญาณที่มอดดูเลทมา (หลังจากที่เปรียบเทียบระหว่างสัญญาณอินพุท กับ VCO แล้ว)

สัญญาณภาพรวมหรือ base band จะผ่านฟิลเตอร์ 5-8 MHz ซึ่งสัญญาณจะต้องการที่ความถี่ 6.2 MHz และ 6.8 MHz มี Band width 250 kHz จะผ่านเข้าวงจร phase lock loop ซึ่งเราจะใช้เบอร์ NE 564 โดยจะทำหน้าที่ควบคุมคุณภาพแบบวงจรมอดดูเลท ให้มีเสถียรภาพในการรับเสียงดีขึ้น เนื่องจากคลื่นพาหะย่อย จะมอดดูเลทให้มี ช่องการแกว่งของความถี่เพียง 10% ของการมอดดูเลททั้งย่าน และถูกควบคุมการแกว่ง ดังนั้นการรับจะต้องควบคุมคุณภาพการรับให้ดี การ lock ของ phase lock loop จะสามารถทำ VCO ย่อยๆ ขึ้น สามารถปรับความถี่ได้โดย varicap diode ย่านที่ปรับ คือ 5-8 MHz ซึ่งหลังจากปรับ sub carrier tuning ซึ่งการปรับตัวนี้จะเป็นตัวช่วยปรับละเอียดให้ phase lock loop เป็น AFC และตัดคลื่นรบกวนต่างๆ ซึ่งสัญญาณเสียงจะถูกแยกจากคลื่นพาหะโดย R-C filter และสัญญาณจะถูกขยายก่อนที่จะส่งออกเป็นสัญญาณ "audio output"

การออกแบบ และการสร้าง

3.1 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์

เนื่องจากวงจรจะใช้การต่อวงจรแบบเบลล์รวม ดังนั้นขาคอลเลคเตอร์จะมีแหล่งจ่ายกระแส ซึ่งเปรียบเสมือนต่อขนานกับความต้านทาน 3 ตัวคือ

1. ความต้านทานที่แทนการสูญเสียของอินคักเตอร์ (R_f)
2. ความต้านทานโหลด (R_L)
3. ความต้านทานที่แปลงขึ้นมาจากความต้านทานอินพุท (R_1)

โดยวงจรแบ่งโวลท์เตจ C_1 และ C_2 ซึ่งขนานรวมกันเป็น R_o

$$R_o = R_f // R_1 // (N^2 \cdot R_1)$$

เมื่อ $N =$ อัตราส่วนการแบ่งโวลท์เตจ

$$V_f = V_{cbe} + I_{ca} \cdot R_o$$

$$I_f = I_{ca} + V_{cbe} / R_o$$

ถ้าเลือกจุดการทำงานที่ $V_{cbe} / I_{ca} = R_o$

$$V_f = 2 \cdot V_{cbe}$$

$$I_f = 2 \cdot I_{ca}$$

ถ้ากระแสคอลเลคเตอร์เป็นสัญญาณไซน์ จะได้ว่า

$$I_{crms} = I_{ca} / \sqrt{2}$$

กรณีที่สามารภที่จะส่งกำลังไปสู่ความต้านทานโหลดได้มากที่สุดก็ต่อเมื่อ

$$R_L = R_f // N^2 \cdot R_1$$

$$R_o = R_L / 2$$

จะได้ว่า $P_{L \max} = (I_{ca} / 2) \cdot (R_L / 4)$

กำลังสูญเสียที่ทรานซิสเตอร์

$$P_D = V_{cbe} \cdot I_{ca}$$

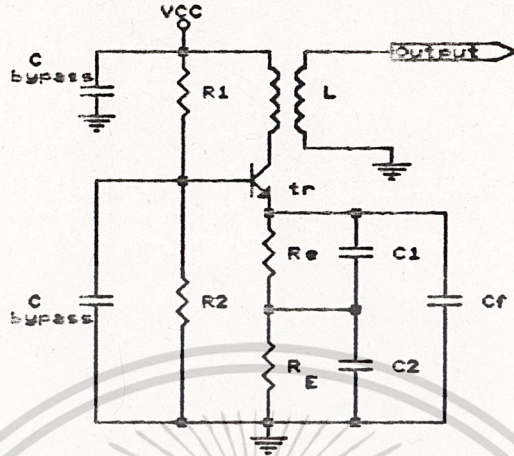
$$= I_{ca}^2 \cdot R_o$$

$$= I_{ca} \cdot R_L / 2$$

จะได้ว่าประสิทธิภาพสูงสุดของวงจรออสซิลเลเตอร์

$$\eta_{\max} = P_{L \max} / P_D$$

$$= 25 \%$$



จากวงจรในรูป จะเห็นว่าค่าของคาปาซิเตอร์รวมทั้งหมด

$$C_t = C_{cb} + C_{c1} + C_{c2} + C_f$$

เมื่อ

$$C_{cb} = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$$

และ C_f จะใช้เป็นตัวปรับค่าความถี่

เพื่อที่จะทำให้วงจรมีความเพี้ยนอาร์โมนิคมีค่าน้อย ดังนั้นจะต้องรักษาค่า Q ของวงจรรีโซแนนซ์ให้มามีค่ามาก (ในทางปฏิบัติควรมีค่ามากกว่า 50)

$$Q = R_o \cdot \omega_o \cdot C_t$$

จะได้ว่า

$$C_t = Q / (2\pi f_o \cdot R_o)$$

$$L = 1 / [(2\pi f_o)^2 \cdot C_t]$$

$$r_e = 0.026 / I_{cQ}$$

$$R_i = R_{cb} + r_e$$

R_{cb} นั้นใส่เข้าไปเพื่อลดอัตราการขยายเริ่มต้นของทรานซิสเตอร์ เพื่อที่จะสามารถส่งกำลังไปยังโหลดได้มากที่สุด ดังนั้น

$$N = \sqrt{R_L / R_i} \quad \text{ถ้า } R_p \gg R_L$$

$$C_{cb} = C_t - C_{c1} - C_{c2}$$

จะได้ว่า

$$C_1 = N \cdot C_{cb} / (N-1)$$

$$C_2 = N \cdot C_{cb}$$

การออกแบบในทางปฏิบัติจะสามารถที่จะหาได้ดังนี้

การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 1000 MHz

กำหนดคุณสมบัติ ดังนี้

1. ความถี่กลาง 1000 MHz
2. กำลังเอาต์พุต 5 mW
3. เลือกใช้ทรานซิสเตอร์ BFW 92
4. เลือกใช้ความต้านทานโหลดของวงจรรีโซแนนซ์ 5 กิโลโอห์ม

$$I_{ca} = (8 \cdot P_L / R_L)^{1/2}$$

$$= (8 \cdot 5 \cdot 10^{-3} / 5 \cdot 10^3)^{1/2}$$

$$I_{ca \text{ min}} = 2.8 \text{ mA}$$

เลือกใช้ $I_{ca} = 5 \text{ mA}$

$$R_o = R_L / 2 = 2.5 \text{ k}$$

$$V_{cbe \text{ min}} = I_{ca \text{ min}} \cdot R_o$$

$$= 2.8 \cdot 10^{-3} \cdot 2.5 \cdot 10^3 = 7 \text{ V.}$$

เลือกใช้ $V_{cbe} = 10 \text{ V.}$

กำหนดให้ $Q = 50$

จะได้ว่า $C_u = Q / \omega \cdot R_o$

$$= 50 / 2\pi \cdot 1000 \cdot 10^6 \cdot 2.5 \cdot 10^3 = 3.18 \cdot 10^{-12} \text{ F}$$

$$L_u = 1 / [(2\pi \cdot f_o)^2 \cdot C_u]$$

$$= 1 / [(2\pi \cdot 1000 \cdot 10^6)^2 \cdot 3.18 \cdot 10^{-12}]$$

$$= 7.96 \cdot 10^{-9} \text{ H}$$

$$r_o = 0.026 / I_{ca}$$

$$= 0.026 / 5 \cdot 10^{-3} = 5.2 \text{ โอห์ม}$$

เลือก $R_o = 47 \text{ โอห์ม}$

$$R_i = r_o + R_o$$

$$= 5.2 + 47 \text{ โอห์ม}$$

กำหนดให้ $C_{f \text{ max}} = 2 \text{ pF}$

และ $C_{cb} = 0.5 \text{ pF}$ (จาก data sheet ของ BFW 92)

$$C_u = C_u - C_{cb} - C_f$$

$$= 3.18 \text{ pF} - 0.5 \text{ pF} - 2 \text{ pF}$$

$$= 0.68 \text{ pF}$$

โดยที่ $N = \sqrt{R_L / R_i}$

$$= (5 \cdot 10^3 / 52.2) = 9.51$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_1 = N \cdot C_{\mu} / N - 1$$

$$= 9.51 * 0.68 \text{ pF} / 9.51 - 1 = 0.759 \text{ pF}$$

$$C_2 = N \cdot C_{\mu}$$

$$= 9.51 * 0.68 \text{ pF} = 6.46 \text{ pF}$$

เลือก $R_E = 270$ โอห์ม

$$V_{CC} = V_{C_{BQ}} + V_{E_{BQ}} + I_{C_{Q}} \cdot (R_C + R_E)$$

$$= 10 + 0.7 + 5 * 10^{-3} (270 + 47) = 12.28 \text{ V.}$$

ทรานซิสเตอร์มีอัตราขยายกระแส 50

เลือกกระแส $I_B = 1 \text{ mA}$

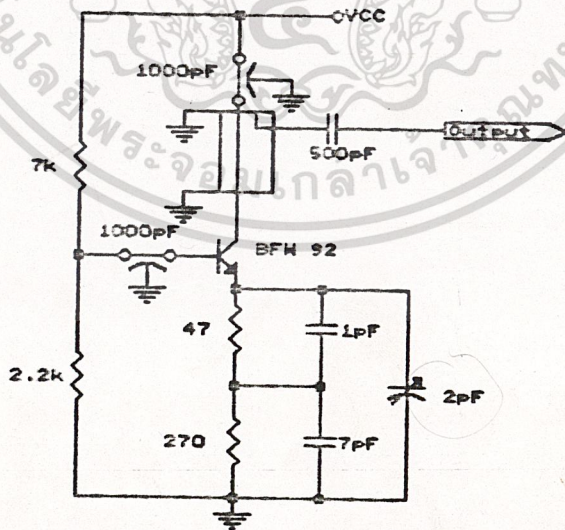
$$V_E = I_{C_{Q}} \cdot (R_C + R_E) = 1.58 \text{ V.}$$

$$V_B = V_E + V_{BE_{Q}} = 2.28 \text{ V.}$$

$$R_2 = V_B / I_B = 2.28 \text{ k}$$

$$R_1 = V_{CC} - V_B / I_B = 10 \text{ k}$$

คาปาซิเตอร์บายพาส มีค่า 1000 pF เป็นชนิดฟีดทรู (feed through capacitor)



3.2 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณความถี่สูง

ขั้นตอนการออกแบบ

1. ขอบเขตเสถียรภาพของอินพุตและเอาต์พุต
2. กำหนดจุด r_{π}, r_L
3. Plot วงกลม Power Gain
4. หาจุด Matching Open-Stab

ขั้นตอนที่ 1

$$\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} \quad [3.2.1]$$

:Condition Quantity

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12} S_{21}|} \quad [3.2.2]$$

:Rollett Stibility Factor

ถ้า $K > 1$ วงจรจะเป็นการเสถียรภาพได้โดยไม่มีเงื่อนไข

ถ้า $K < 1$ วงจรจะมีเสถียรภาพไม่ค่อยดี อาจเกิดการออสซิลเลสได้

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad [3.2.3]$$

$$R_L = \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2 (S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*} \quad [3.2.4]$$

$$C_{\pi} = \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad [3.2.5]$$

$$R_{\pi} = \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad [3.2.6]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ผู้กั้ทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าทรานซิสเตอร์เป็น Unconditionally Stable จุดเสถียรภาพจะต้องอยู่นอกวงกลม ทั้งอินพุทและเอาต์พุทของวงกลมเสถียรภาพโดยจะอยู่ในเงื่อนไข

$$\left| \left| C_L \right| - R_L \right| > 1 \quad ; \quad \left| S_{11} \right| > 1 \quad [3.2.8]$$

$$\left| \left| C_S \right| - R_S \right| > 1 \quad ; \quad \left| S_{22} \right| > 1 \quad [3.2.9]$$

แทนค่า

ค่า S-Parameter ของทรานซิสเตอร์เบอร์ BFW 92A มีดังต่อไปนี้

$$S_{11} = 0.200 / 140$$

$$S_{12} = 0.163 / 58$$

$$S_{21} = 2.900 / 59$$

$$S_{22} = 0.330 / -33$$

$$\Delta = 0.525 / 133$$

$$K = 1.192371$$

$$\Delta S_{22}^* = 0.173 / 169$$

$$\Delta S_{11}^* = 0.105 / -7$$

$$C_L = 1.500 / 47.7$$

$$R_L = 2.814$$

$$C_S = 0.420 / -80$$

$$R_S = 2.040$$

$$\left| \left| C_L \right| - R_L \right| = \left| 1.314 \right| > 1 \quad , \quad \left| S_{11} \right| < 1$$

$$\left| \left| C_S \right| - R_S \right| = \left| 1.620 \right| > 1 \quad , \quad \left| S_{22} \right| < 1$$

ขั้นตอนที่ 2

$$r_{in} = r_S^*$$

$$r_{out} = r_L^*$$

$$S_1 \pm (B_1^2 - 4|C_1|^2)^{1/2}$$

$$r_S = \frac{S_1 \pm (B_1^2 - 4|C_1|^2)^{1/2}}{2C_1}$$

[3.2.10]

$2C_1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการทำงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r_L = \frac{S_2 + (B_2^2 - 4|C_2|^2)^{1/2}}{2C_2} \quad [3.2.11]$$

$$B_1 = 1 + \frac{2C_1}{|S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad [3.2.12]$$

$$B_2 = 1 + \frac{2C_2}{|S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad [3.2.13]$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22} \quad [3.2.14]$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11} \quad [3.2.15]$$

$$G_s = 1 / (1 - |r_s|^2) \quad [3.2.16]$$

$$G_o = |S_{21}|^2 \quad [3.2.17]$$

$$G_L = (1 - |r_L|^2) / (1 - S_{22} r_L)^2 \quad [3.2.18]$$

แทนค่า

$$B_1 = 0.655$$

$$B_2 = 0.793$$

$$C_1 = 0.096 \underline{/80}$$

$$C_2 = 0.240 \underline{/ -47.35}$$

$$r_L = 0.818 \underline{/47.35}$$

$$r_s = 0.150 \underline{/ -80}$$

$$G_s = 1.023$$

$$G_o = 8.410$$

$$G_L = 0.700$$

$$G_T = G_s * G_o * G_L$$

$$= 6.02 \text{ dB.}$$

เนื่องจากวิธีนี้จะได้อัตราขยายไม่สูงมากนัก จึงไปใช้วิธีหนึ่งซึ่งสมการที่ใช้มีดังนี้

$$D = |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad [3.2.19]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C = S_{22} - \Delta S_{11} \quad [3.2.20]$$

อัตราขยายที่ต้องการ

$$G = \quad [3.2.21]$$

$$C_{FO} = G * C^2 / (1 + D * G) \quad [3.2.22]$$

$$V_{FO} = (1 - (2K |S_{12} S_{21}| G) + |S_{12} S_{21}|^2 G^2) / (1 + D * G) \quad [3.2.23]$$

แทนค่า

เลือกอัตราขยาย 13 dB.

$$D = 0.167$$

$$C = 0.244 / -47.35$$

$$G = 1.545$$

$$C_{FO} = 0.3 / 47.35$$

$$V_{FO} = 0.1608$$

3.3 การออกแบบวงจร Wilkinson Power Divider

Input Impedance ของ Input RF.Amp. = 75 Ohm. ต้องการแยกด้วย Wilkinson Power Divider จะได้ Characteristic Impedance ของ Divider คือ

$$Z = 2^{1/2} * Z_0 \quad [3.3.1]$$

$$= 1.414 * 75 = 106 \text{ Ohm.}$$

ค่าความต้านทานขนาน

$$r = 2 * Z_0 \quad [3.3.2]$$

$$= 2 * 75 = 150 \text{ Ohm.}$$

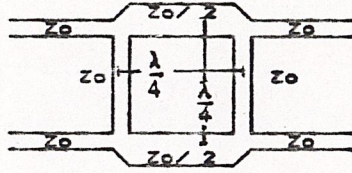
สายส่งยาว

$$\text{ความยาวคลื่น} / 4 = C / 4f \quad [3.3.3]$$

$$= 3 * 10^8 / 4 * 1 * 10^9$$

$$= 7.5 \text{ cm.}$$

3.4 การออกแบบ MIXER แบบควอดราเจอร์ไฮบริดจ์



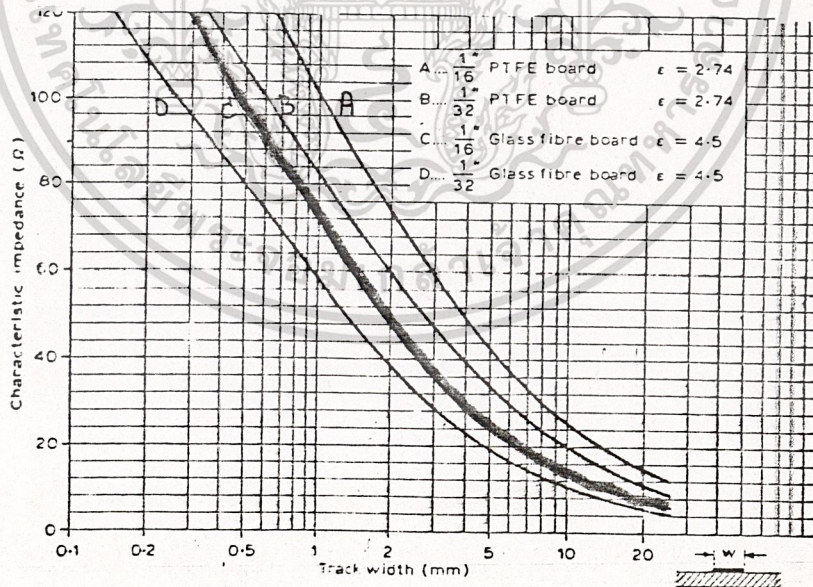
การออกแบบวงจร mixer นี้จะใช้การออกแบบโดยใช้หลักการของ strip line ซึ่งเราจะต้องหาค่าความกว้างของ แถบตามค่าอิมพีแดนซ์แต่ละเส้น โดยแต่ละเส้นจะมีค่าอิมพีแดนซ์ตามรูป

โดยเรากำหนดให้

$$Z_o = 50 \text{ โอห์ม}$$

$$f = 1200 \text{ MHz}$$

เราจะใช้ปริ้นซ์ชนิด G10 ซึ่งจะมีความหนา 1/16 นิ้ว ที่มีค่า $\epsilon = 4.5$ โดยอาศัยกราฟในรูป เราจะกราฟรูป C



1. ความหนาของปริ้นซ์ (w)

ที่ $Z_o = 50 \text{ ohm}$

ความหนาของปริ้นซ์ = 2.8 mm.

$Z_o/\sqrt{2} = 35.35 \text{ ohm}$

ความหนาของปริ้นซ์ = 4.8 mm.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

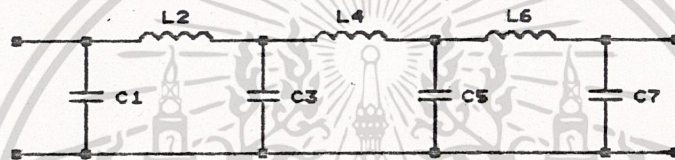
2. ระยะห่าง

ที่ความถี่ 1200 MHz จะได้

$$\begin{aligned} \text{ค่าความยาวคลื่น} &= 3 \times 10^8 / 1200 \times 10^6 \\ &= 25 \text{ cm.} \end{aligned}$$

$$\text{และ ค่าความยาวคลื่น}/4 = 6.25 \text{ cm.}$$

3.5 การออกแบบวงจร Band-pass Filter 70 MHz

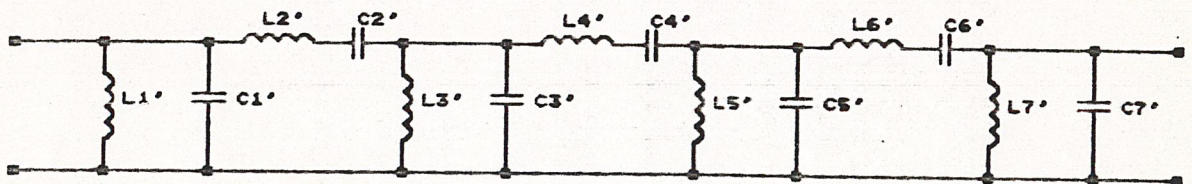


วงจร low-pass filter ที่ $N = 7$

จากตารางที่ 2.5.3 เราจะใช้ค่า ripple ที่ 0.5 dB, $N = 7$ จะได้

- $g_1 = 1.7372 = C_1$
- $g_2 = 1.2583 = L_2$
- $g_3 = 2.6381 = C_3$
- $g_4 = 1.3444 = L_4$
- $g_5 = 2.6381 = C_5$
- $g_6 = 1.2583 = L_6$
- $g_7 = 1.7372 = C_7$

จากวงจร low-pass filter แล่งไปเป็นวงจร band-pass filter
จะได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากค่า C ที่ต่อขนาน จะถูกแปลงเป็นวงจร LC ริโซแนนซ์แบบขนานดัง ตารางที่ 2.5.4 เพราะฉะนั้น

$$L_1' = \Delta \cdot Z_0 / \omega_0 \cdot C_1 \quad [3.5.1]$$

$$C_1' = C_1 / \omega_0 \cdot \Delta \cdot Z_0 \quad [3.5.2]$$

ส่วนค่า L ที่ต่ออนุกรม จะถูกแปลงเป็นวงจร LC ริโซแนนซ์แบบอนุกรม

$$L_2' = L_2 \cdot Z_0 / \omega_0 \cdot \Delta \quad [3.5.3]$$

$$C_2' = \Delta / \omega_0 \cdot L_2 \cdot Z_0 \quad [3.5.4]$$

ต้องการ band-pass ที่ความถี่ 70 MHz มี Band width 36 MHz

เพราะฉะนั้น

$$\Delta = (W_2 - W_1) / \omega_0 \quad [3.5.5]$$

$$= 36 / 70 = 0.51$$

$$\omega_0 = 2\pi \cdot 70 \text{ MHz} = 439 \cdot 10^6$$

$$Z_0 = 75 \text{ โอห์ม}$$

เพราะฉะนั้น

$$L_1' = (0.51 \cdot 75) / (439 \cdot 10^6 \cdot 1.732) = 50.1 \text{ nH}$$

$$C_1' = (1.732) / (439 \cdot 10^6 \cdot 0.51 \cdot 75) = 103 \text{ pF}$$

$$L_2' = (1.2581 \cdot 75) / (439 \cdot 10^6 \cdot 0.51) = 421 \text{ nH}$$

$$C_2' = (0.51) / (439 \cdot 10^6 \cdot 1.2581 \cdot 75) = 12.3 \text{ pF}$$

$$L_3' = (0.51 \cdot 75) / (439 \cdot 10^6 \cdot 2.6381) = 33 \text{ nH}$$

$$C_3' = (2.6381) / (439 \cdot 10^6 \cdot 0.51 \cdot 75) = 157 \text{ pF}$$

$$L_4' = (1.3444 \cdot 75) / (439 \cdot 10^6 \cdot 0.51) = 450 \text{ nH}$$

$$C_4' = (0.51) / (439 \cdot 10^6 \cdot 1.3444 \cdot 75) = 11.52 \text{ pF}$$

$$L_5' = L_3' = 33 \text{ nH}$$

$$C_5' = C_3' = 157 \text{ pF}$$

$$L_6' = L_2' = 421 \text{ nH}$$

$$C_6' = C_2' = 12.3 \text{ pF}$$

$$L_7' = L_1' = 50.1 \text{ nH}$$

$$C_7' = C_1' = 103 \text{ pF}$$

3.6 การออกแบบวงจรควอดราเจอร์ทีเทคเตอร์

สำหรับวงจรทีเทคเตอร์ สัญญาณซึ่งมีความถี่กลาง 70 MHz และมีแบนด์วิดท์ 24 MHz สามารถคำนวณค่าอุปกรณ์ของวงจร Phase Shift ได้ดังนี้

$$\Delta f = + 12 \text{ MHz}$$

จากสมการ $W = (W_0 - W_0/\sqrt{1+1/Q})$

$$2 * \pi * 12 * 10^6 = 2 * \pi * 70 * 10^6 - 2 * \pi * 70 * 10^6 / (\sqrt{1+1/Q_0})$$

$$439.8 * 10^6 = 364.4 * 10^6 (\sqrt{1+1/Q_0})$$

$$1.4566 = 1+1/Q_0$$

$$Q_0 = 2.19$$

เราจะใช้ $Q_0 = 2.00$

ถ้ากำหนดให้ $R = 1/W_0 C_2 = 50 \text{ โอห์ม}$

$$50 = 1/(2 * \pi * 70 * 10^6 * C_2)$$

$$C_2 = 45.47 \text{ pF}$$

สำหรับวงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน

$$Q = RW_0 C_1$$

$$2 = 50 * 2 * \pi * 70 * 10^6 * C_1$$

$$C_1 = 90.9 \text{ pF}$$

$$WL = 1/WC_1$$

$$L = 1/W^2 C_1$$

$$L = 1/(2 * \pi * 70 * 10^6)^2 * (90.9 * 10^{-12})$$

$$L = 56.8 \text{ nH}$$

ก่อนที่สัญญาณจะผ่านเข้าวงจรทีเทคเตอร์ จะต้องมีการจำกัดขนาดของสัญญาณให้คงที่เสียก่อนโดยใช้ไอซีเบอร์, MC 10116 ซึ่งจะทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความแตกต่าง และจะทำหน้าที่เป็นวงจร Schmitt Trigger เพื่อที่จะทำให้สัญญาณที่เอาท์พุทออกที่ โดยเอาท์พุทที่ได้จะมีอยู่สองทาง ซึ่งทั้งสอง จะมีความต่างเฟสกัน 180 องศา ซึ่งเราจะนำสัญญาณทั้งสองเข้าวงจรควอดราเจอร์ทีเทคเตอร์ ซึ่งจะใช้ IC เบอร์ MC1496 โดยสัญญาณจาก MC 10116 จะเข้าที่ขา 8 ของ MC 1496

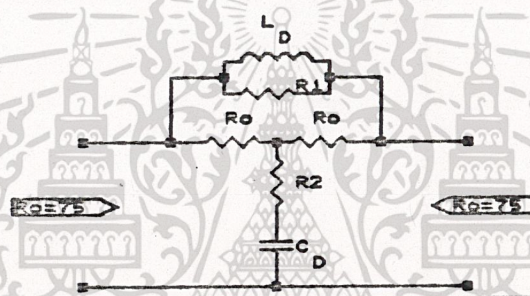
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

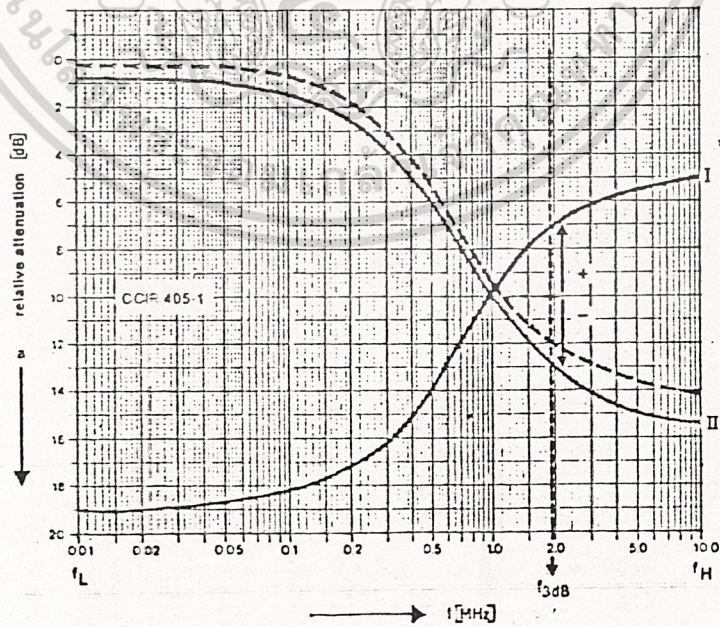
โดยตรงเลย ส่วนอีกเอาที่พหุหนึ่งจะผ่านวงจร เลื่อนเฟสก่อน หลังจากนั้น ก็จะนำ สัญญาณทั้งสองมาคูณกันที่ขา 4 ซึ่งเอาที่พหุจะได้ที่ขา 12 ซึ่งสัญญาณที่ได้นี้จะเรียกว่า " สัญญาณภาพรวม " (Base Band) หลังจากนั้นจะผ่านวงจรขยาย ก่อนที่จะ ทำการแยกสัญญาณเสียงออกจากสัญญาณภาพต่อไป

3.7 การออกแบบวงจร De-emphasis

ซึ่งวงจร De-emphasis จะแสดงดังรูป



รูปวงจร De-emphasis



รูปกราฟแสดงคุณสมบัติของวงจร De-emphasis

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป เส้นกราฟ 1 เป็นของวงจร Pre-emphasis
เส้นกราฟ 2 เป็นของวงจร De-emphasis

$$A = 10^{[\Delta(f_h - f_1)]/20} = 5.01$$

$$\Delta = 1/f_{std} = 0.508 \mu s$$

จะได้

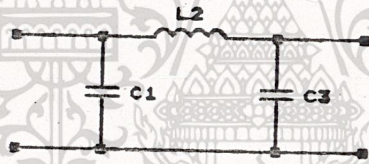
$$R_1 = (A - 1) \cdot R_0 = 300.1 \text{ โอห์ม}$$

$$R_2 = R_0^2 / R_1 = 18.7 \text{ โอห์ม}$$

$$L_d = R_1 \cdot \Delta / A = 30.5 \mu H$$

$$C_d = L_d / R_0^2 = 5.42 \mu F$$

3.8 การออกแบบวงจร Band-pass filter 5-8 MHz



วงจร low-pass filter ที่ $N = 3$

จากตารางที่ 2.5.3 เราจะใช้ค่า ripple ที่ 0.5 dB ที่ $N = 3$ จะได้

$$g_1 = 1.5963 = L_1$$

$$g_2 = 1.0967 = C_2$$

$$g_3 = 1.5963 = L_3$$

ความถี่ $f_0 = 6.5 \text{ MHz}$ มี band width = 3 MHz

เพราะฉะนั้น

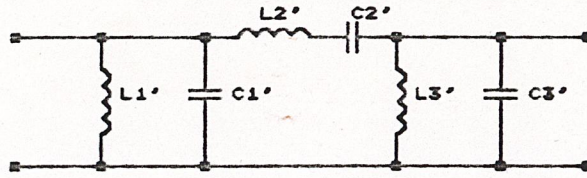
$$\Delta = 3/6.5 = 0.07$$

$$\omega_0 = 2\pi \cdot 6.5 \text{ MHz} = 40.8 \cdot 10^6$$

$$Z_0 = 75 \text{ โอห์ม}$$

จากวงจร low-pass filter แปลงไปเป็นวงจร high-pass filter
โดยใช้ตารางที่ 2.5.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$\begin{aligned} L_1' &= \Delta \cdot Z_0 / \omega_0 \cdot C_1 \\ &= (0.07 \cdot 75) / (40.8 \cdot 10^6 \cdot 1.5963) \\ &= 86.6 \text{ nH} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_1' &= C_1 / \omega_0 \cdot \Delta \cdot Z_0 \\ &= 1.5963 / (40.8 \cdot 10^6 \cdot 0.07 \cdot 75) \\ &= 7.45 \text{ pF} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} L_2' &= L_2 \cdot Z_0 / \omega_0 \cdot \Delta \\ &= (1.0967 \cdot 75) / (40.8 \cdot 10^6 \cdot 0.07) \\ &= 28.79 \text{ uH} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_2' &= \Delta / \omega_0 \cdot L_2 \cdot Z_0 \\ &= 0.07 / (40.8 \cdot 10^6 \cdot 1.0967 \cdot 75) \\ &= 20.85 \text{ pF} \end{aligned}$$

$$L_1' = L_3' = 86.6 \text{ nH}$$

$$C_1' = C_3' = 7.45 \text{ pF}$$

3.9 การออกแบบวงจร คิเทคเสียง

เราจะใช้ IC เบอร์ NE564 ซึ่งเป็นวงจร PLL ซึ่งเราจะต้องคำนวณหาค่า C ที่จะต่อให้กับ VCO ภายในตัวไอซี ซึ่งค่า C นี้จะเป็นตัวกำหนดค่าความถี่ในการ ออสซิลเลต ของ VCO

จาก data sheet ของ NE 564

$$f_o = 1 / [25 * R_c * (C_1 + C_s)]$$

f_o - ความถี่ free running มีค่า 5-8 MHz

R_c - ค่าความต้านทานภายใน

C_1 - ค่าคาปาซิเตอร์ที่ต่อภายนอก

C_s - stray capacitance มีค่า 0 pF

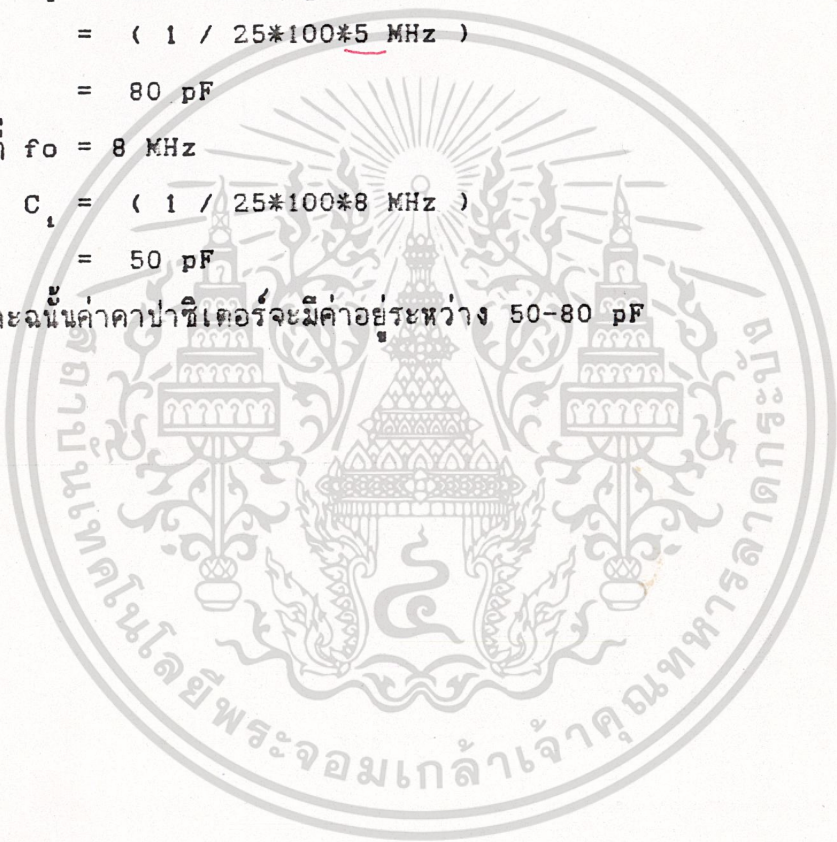
เพราะฉะนั้น $f_o = 5$ MHz

$$\begin{aligned} C_1 &= (1 / 25 * R_c * f_o) \\ &= (1 / 25 * 100 * 5 \text{ MHz}) \\ &= 80 \text{ pF} \end{aligned}$$

และที่ $f_o = 8$ MHz

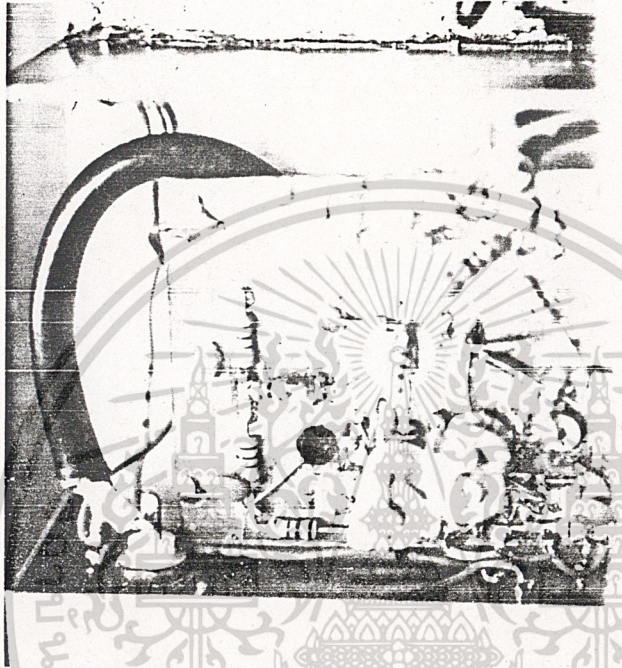
$$\begin{aligned} C_1 &= (1 / 25 * 100 * 8 \text{ MHz}) \\ &= 50 \text{ pF} \end{aligned}$$

เพราะฉะนั้นค่าคาปาซิเตอร์จะมีค่าอยู่ระหว่าง 50-80 pF



การทดลอง และผลการทดลอง

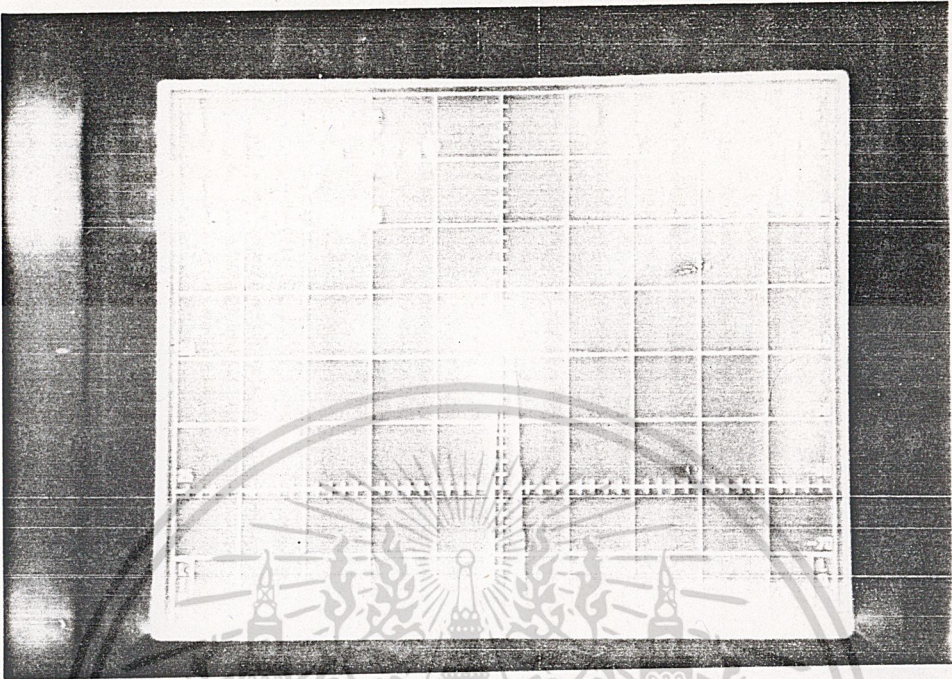
4.1 วงจรออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 4.1.1 รูปถ่ายวงจรจริงของวงจรออสซิลเลเตอร์

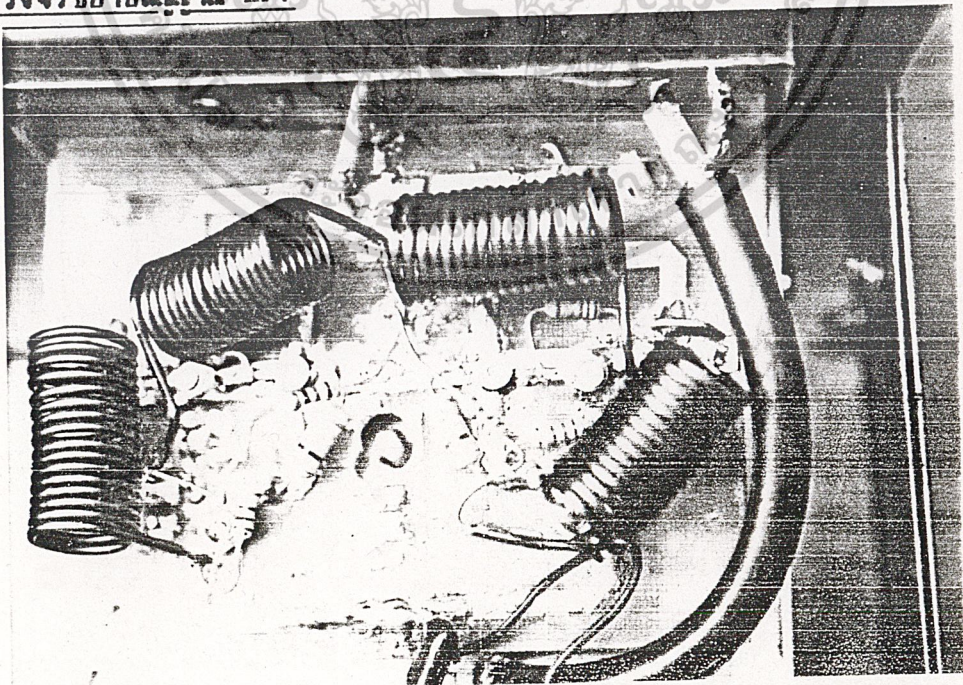
จากการทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์จะได้ความถี่ 900-1100 MHz สัญญาณ
ที่ได้จะมีความแรงของสัญญาณ -30 dB ดังรูปที่ 4.1.2

จุดสำคัญของวงจรออสซิลเลเตอร์ นี้คือการปรับแต่ง C_{1-10PF} ที่เป็น
ตัวเก็บประจุที่ปรับค่าได้ โดยเราจำเป็นต้องใช้ตัวเก็บประจุที่มีค่า Q สูงมาก ๆ ยิ่ง
มีค่า Q สูงเท่าไรก็ยิ่งดี ซึ่งไม่สามารถใช้ตัวเก็บประจุแบบปรับค่าได้ชนิดธรรมดา
ได้ และ L_1, L_2, L_3 และ L_4 ซึ่งเป็นตัวเหนี่ยวนำที่สร้างจากขา
ของอุปกรณ์ $R = 10 \text{ Ohm}$. ที่ต่อจากขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ ถ้า
ขนาดของตำแหน่งของอุปกรณ์เปลี่ยนไป ก็จะทำให้ความถี่ออสซิลเลชันเปลี่ยนไปด้วย
จึงทำให้จุดนี้เป็นจุดที่ต้องปรับแต่งด้วย เพื่อให้ได้ความถี่ที่ต้องการ



รูปที่ 4.1.2 รูปถ่ายของความถี่ออสซิลเลต 1.53.24 MHz. ความแรงของสัญญาณ -32.5 dB.

4.2 วงจรขยายสัญญาณ RF.

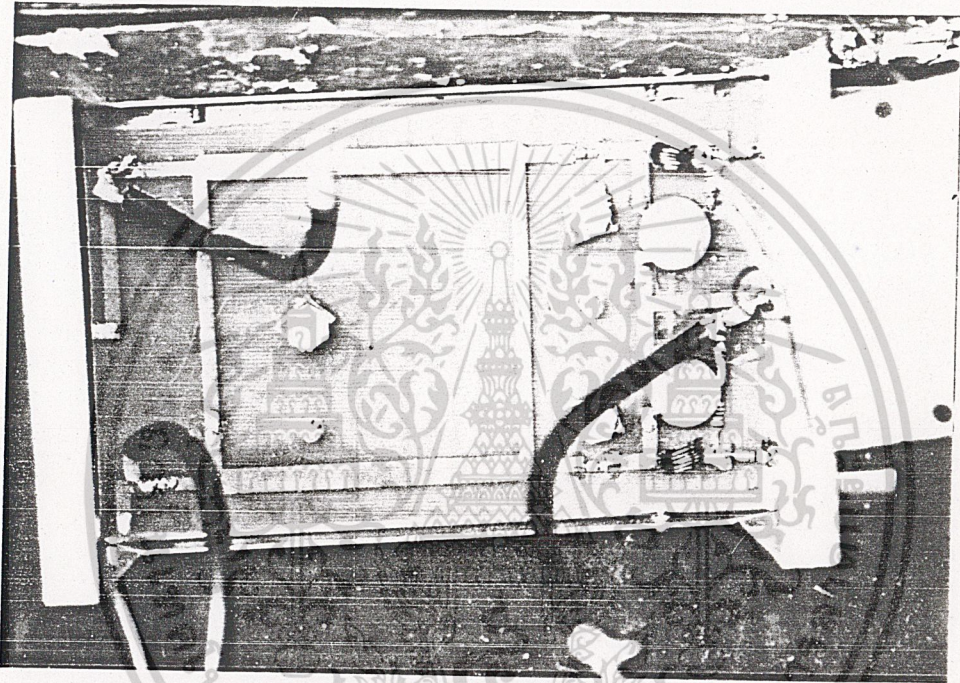


รูปที่ 4.2.1 รูปถ่ายวงจรจริงของวงจรขยายสัญญาณ RF.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรมิกเซอร์ RF. เราต้องการได้อัตราขยายที่สูงมาก จึงจำเป็นต้องใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว มาช่วยกันทำงาน โดยใช้ทฤษฎีของ Wilkinson Power Divider มาช่วย และทำให้ได้อัตราขยายที่ได้จากการทดลองคือ 20 dB.

4.3 วงจรมิกเซอร์



รูปที่ 4.3.1 รูปถ่ายวงจรจริงของวงจรมิกเซอร์

จากการทดลองอุปกรณ์ที่สำคัญก็คือ ไดโอด ที่ใช้คือเทคโนโลยี IF. ออกมา ซึ่งถ้าใช้ไดโอดที่มีค่าความถี่ที่ใช้งานกว้างมาก ๆ ก็จะทำให้เกิด Noise มากตามไปด้วย

การใช้งานจริงจะใช้ 1N 60 ซึ่งเราสามารถหาได้ง่ายในท้องตลาด และค่าความถี่ IF ที่ได้ใกล้เคียงกับความถี่ 70 MHz

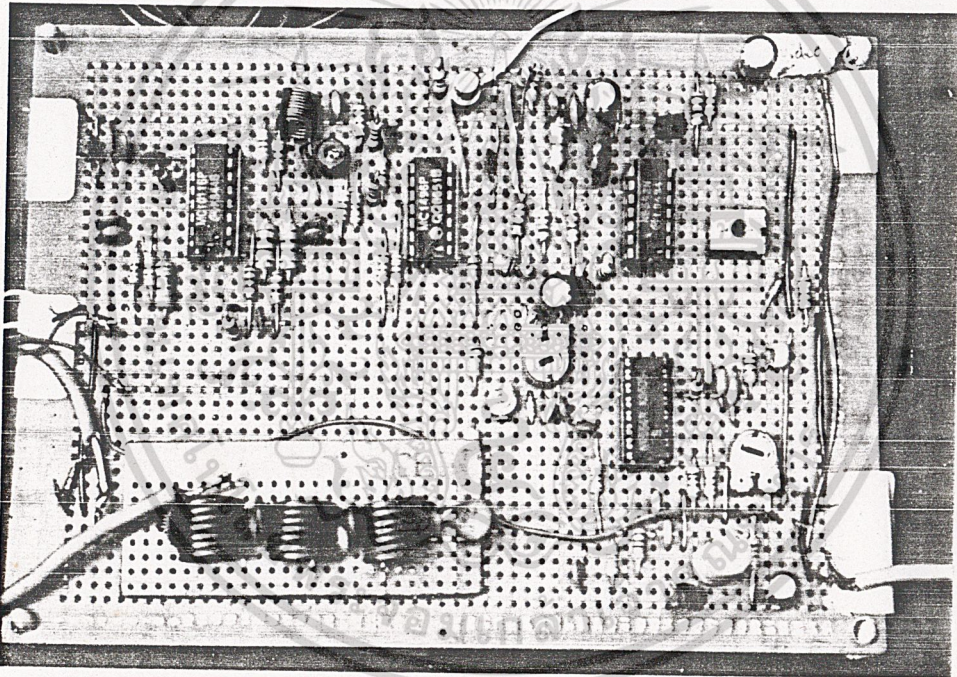
4.4 วงจรมิกเซอร์ IF

จากการทดลองจะเห็นว่า จะมีอัตราขยาย 10 dB ที่ความถี่ 70 MHz ซึ่งเราสามารถที่จะปรับอัตราขยาย ได้โดยการปรับที่ความต้านทานที่ปรับค่าได้

4.5 วงจร BAND-PASS FILTER 70 MHz

วงจร band-pass filter จะใช้ที่ order 7 ดังนั้นจะทำให้วงจร filter ชุดนี้จึงมี slope ที่ชันมาก ซึ่งจะทำให้เราได้รับการฟิลเตอร์ตามที่เราต้องการมากยิ่งขึ้น

จากการทดลองที่ได้ เมื่อป้อนสัญญาณที่ผ่านมาจากวงจรขยาย IF 70 MHz ซึ่งจะมีแถบความถี่ที่กว้างมาก ดังนั้นเราจะต้องมีการฟิลเตอร์เอาเฉพาะความถี่ที่ 70 MHz มี band width 36 MHz เอาท์พุทที่ได้จากวงจร band pass มีค่าใกล้เคียงกับความถี่ 70 MHz



4.6 วงจร QUADRATURE DETECTOR

จากความถี่ 70 MHz ป้อนเข้าวงจรควอดราเจอร์ ดีเทคเตอร์ ซึ่งใช้ไอซีเบอร์ MC 1496 ซึ่งอินพุทจะเข้าที่ขา 8 อีกส่วนหนึ่งจะผ่านวงจร shift phase 90 องศา แล้วเข้าที่ขา 4 ซึ่งจะนำสัญญาณทั้งสองมาคูณกัน ซึ่งเอาท์พุทจะได้ที่จะปรากฏที่ขา 6 ซึ่งเอาท์พุทที่ได้เป็นสัญญาณภาพและสัญญาณเสียง ที่ไม่สัญญาณพาหะแล้ว

4.7 วงจร ดิเทคสัญญาณภาพ

เราใช้ IC เบอร์ NE 592 เป็นตัวดิเทคสัญญาณภาพ ซึ่งปรากฏว่าใช้งานได้ดี แต่มีสโนว์เล็กน้อย บางครั้ง Phase ของสีมีการจางหายไปบ้างเป็นบางครั้ง เนื่องจากสัญญาณที่ได้รับมีความแรงไม่เพียงพอ สาย feed ที่ใช้ในการทดลองมีความยาวมาก

4.8 วงจร ดิเทคสัญญาณเสียง

เราใช้ IC เบอร์ NE 564 เป็นตัวดิเทคสัญญาณเสียง ในช่วง 5-8 MHz แต่สัญญาณเสียงของดาวเทียมปลาปา จะมีความถี่เสียงที่ 6.8 MHz จากการทดลองในการปรับค่าความถี่ที่เราจะป้อนให้กับวงจร VCO ภายในไอซี โดยการปรับค่าคาปาซิเตอร์ ที่ต่อระหว่างขา 12 กับขา 13 จนกระทั่งสัญญาณเสียงที่ได้รับมีความชัดเจน

4.9 ข้อเสนอแนะ

จากสัญญาณที่ได้รับจากจานสายอากาศ มีระดับของสัญญาณที่อ่อนมาก เนื่องจากจานสายอากาศ มีมมอะซิเมธ และมมเงย ไม่ถูกต้อง จึงทำให้สัญญาณที่ได้รับมีระดับของสัญญาณที่ต่ำ จากการทดลองที่ใช้จำเป็นจะต้องมีการเดินสายโคแอดเซียลเป็นระยะทางยาว จึงทำให้เกิดการสูญเสีย และมีสัญญาณรบกวน ซึ่งจากการที่ทดลองนำเอาเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมของ MASPRO มารับสัญญาณ ผลที่ได้รับที่จอ monitor ภาพที่ได้รับไม่ค่อยชัดเจน มีสโนว์มาก

ข้อควรระวังในการสร้างเครื่องรับสัญญาณดาวเทียม จากสัญญาณที่ได้รับผ่าน LNA มารวมกับสัญญาณที่ออสซิลเลเตอร์ ที่วงจร MIXER ซึ่งจะได้สัญญาณออกมาที่ 70 MHz ซึ่งจากการทดลองสัญญาณที่ได้มีค่าไม่ได้ที่ 70 MHz และระดับของสัญญาณมีระดับที่ต่ำ แม้จะมีการผ่านวงจรขยาย ซึ่งก็จะทำการขยายสัญญาณรบกวนขึ้นมาด้วย และเมื่อผ่านวงจร Band-pass Filter ซึ่งจะทำให้ระดับของสัญญาณลดลงไปอีก ซึ่งจะนำไปเข้าวงจรดิเทคสัญญาณภาพและสัญญาณเสียง ออกจากสัญญาณพาหะ ซึ่งทำให้ไม่สามารถที่จะทำการดิเทคสัญญาณได้เพราะสัญญาณมีระดับต่ำ

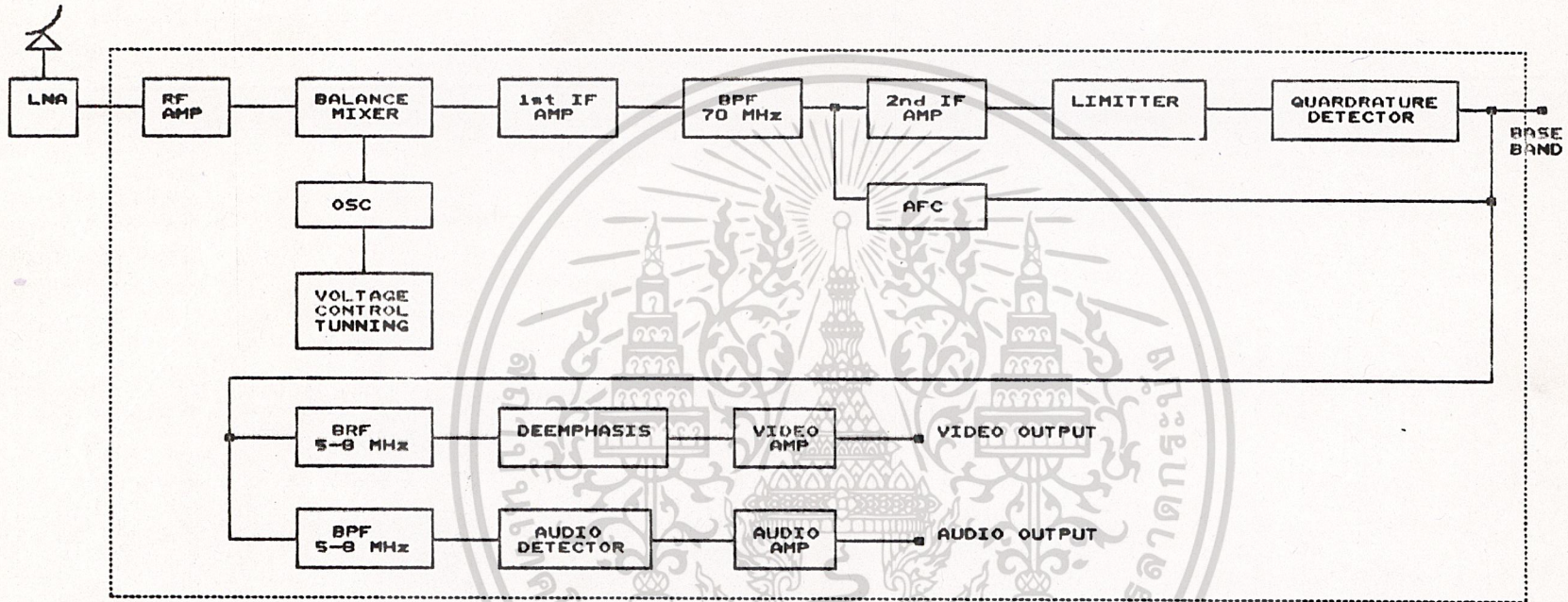
ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการแก้ไขที่ การทำให้ระดับของสัญญาณที่รับมีระดับสูงขึ้น โดยการปรับให้มุมของการรับมีค่าที่ถูกต้อง และวงจรขยายควรจะมีอัตราการขยายที่สูงมากขึ้นอีก และจะต้องมีการทำให้มีการ Matching ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

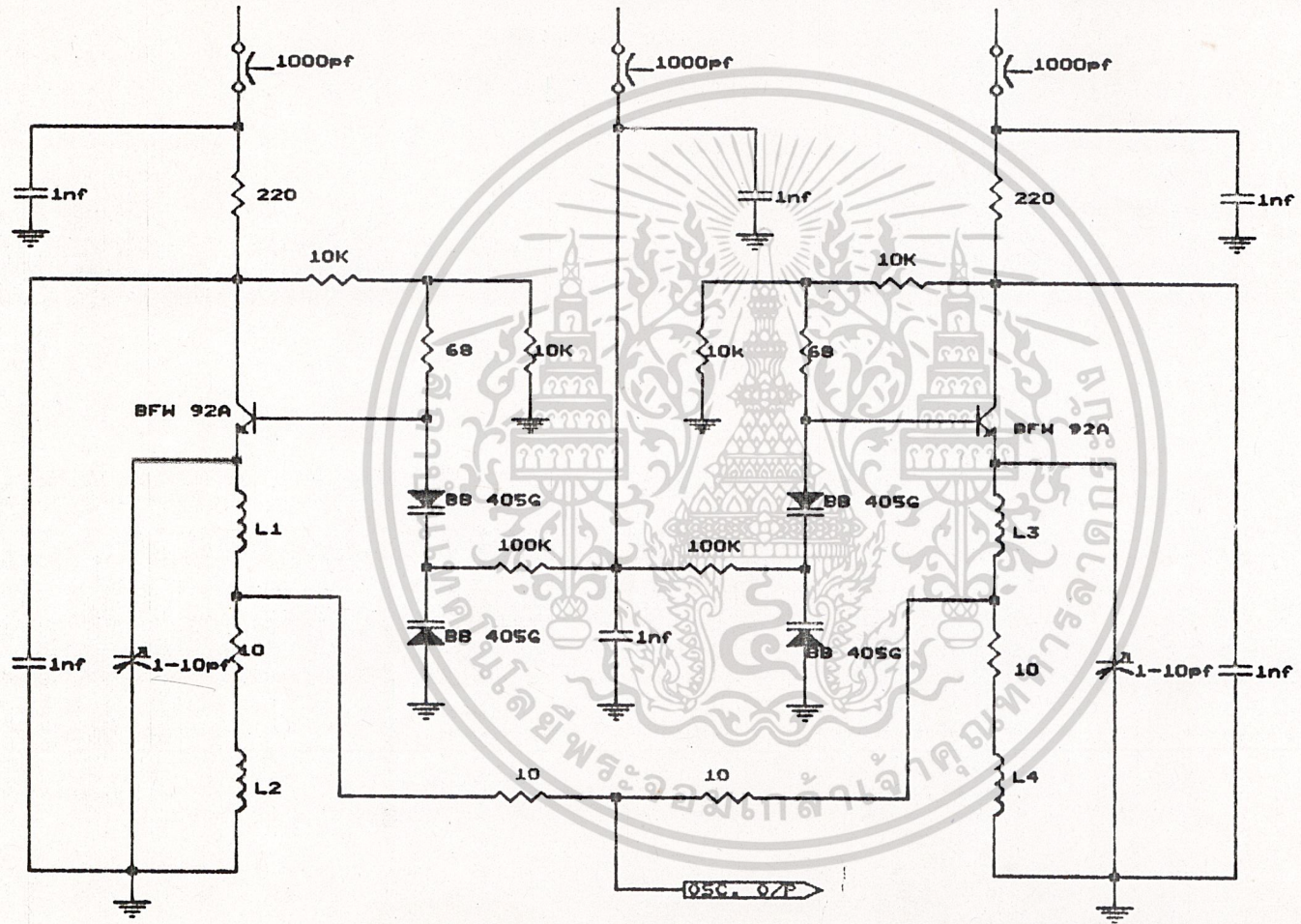


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



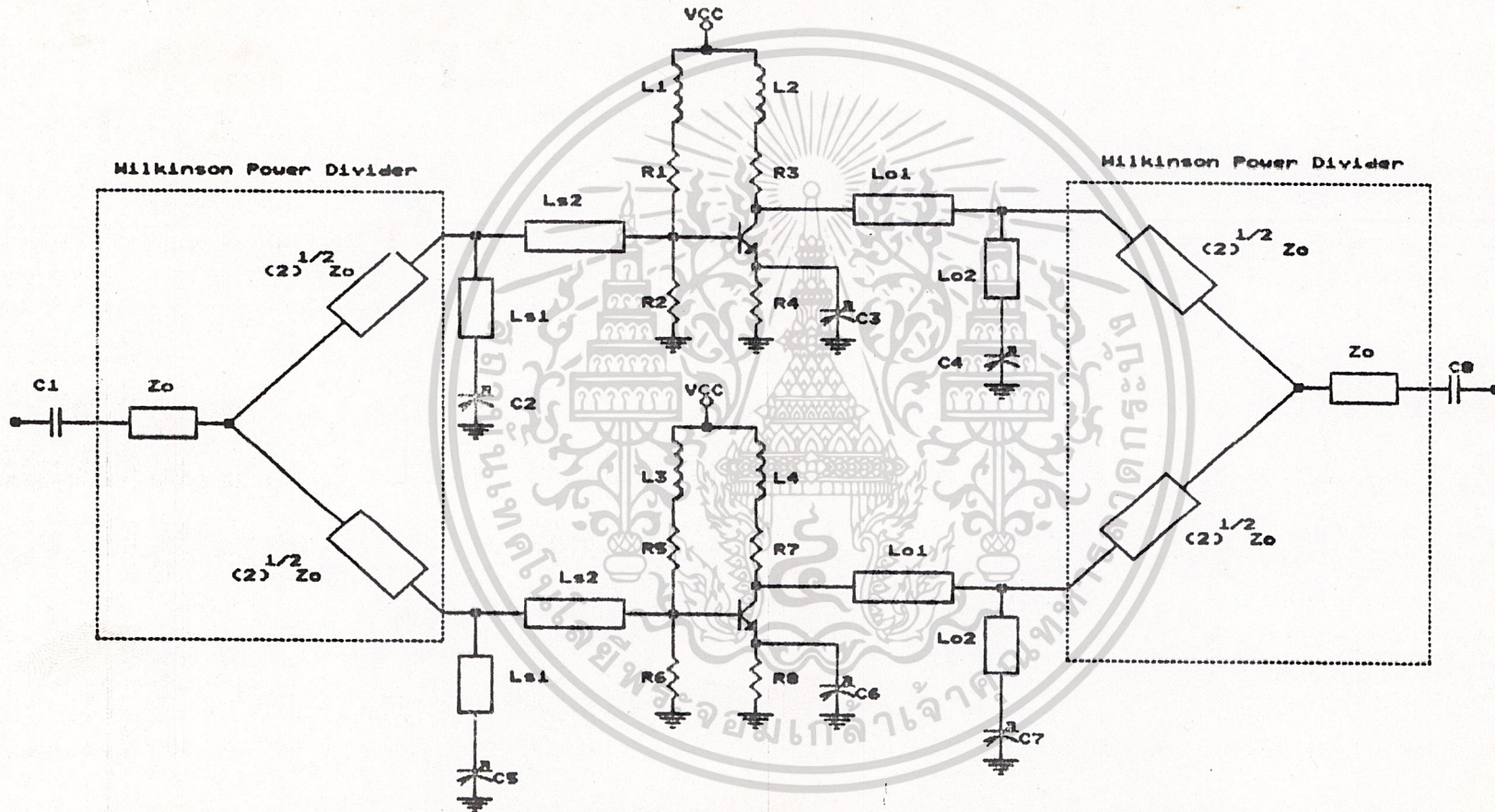
BLOCK DIAGRAM

SATELLITE RECEIVER			
Size	Document Number		REV
A	BLOCK DIAGRAM		
Date:	April 25, 1991	Sheet	of



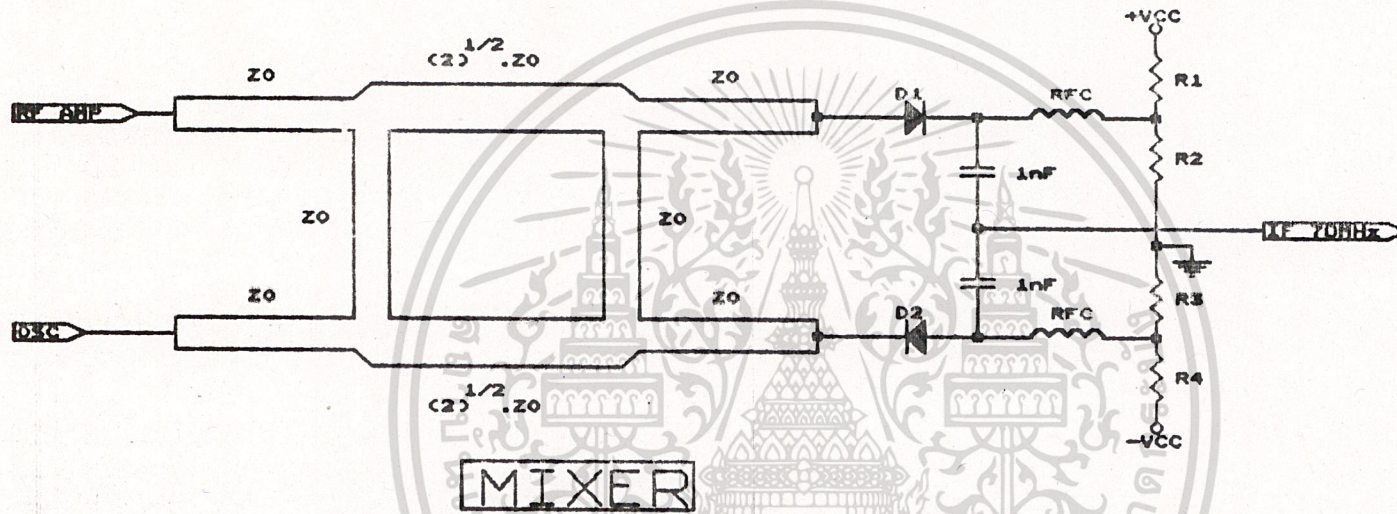
LOCAL OSCILLATORS

SATELLITE RECEIVER	
Size Document Number	REV
A	LOCAL OSCILLATOR (1000 MHz)
Date: April 19, 1991	Sheet of



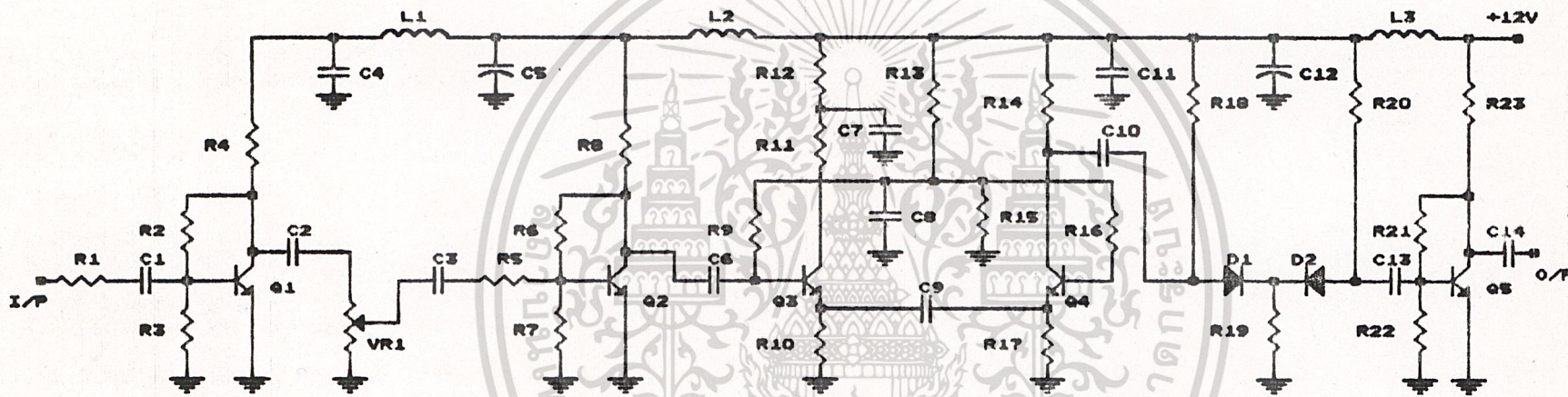
RF. AMPLIFIER

SATELLITE RECEIVER		
Size	Document Number	REV
A	RF. AMPLIFIER	
Date:	May 7, 1971	Sheet of



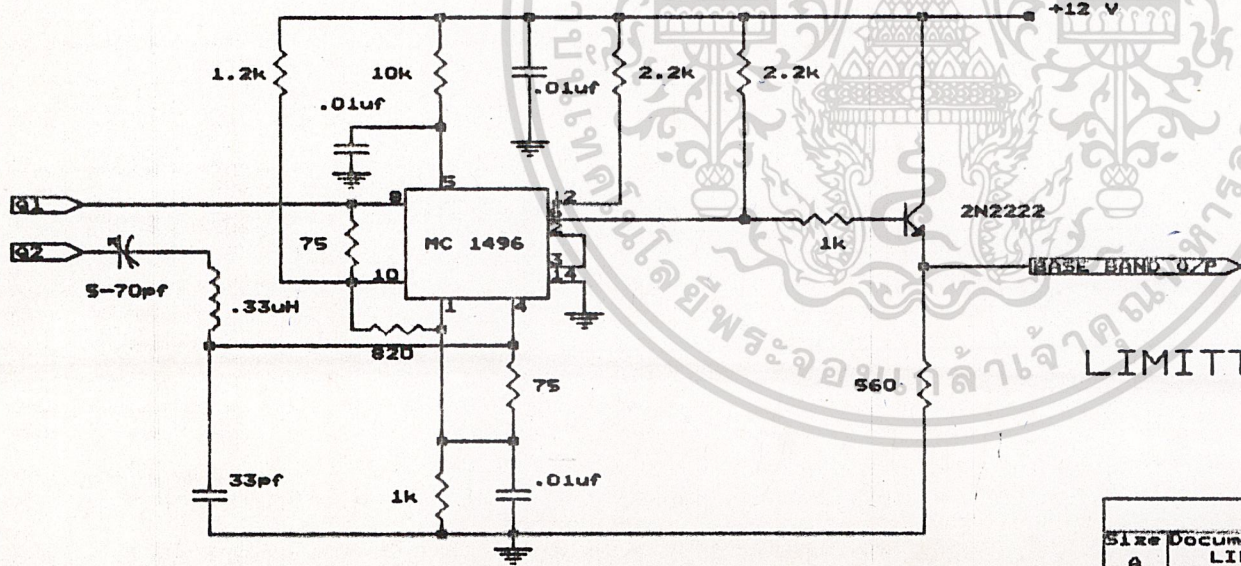
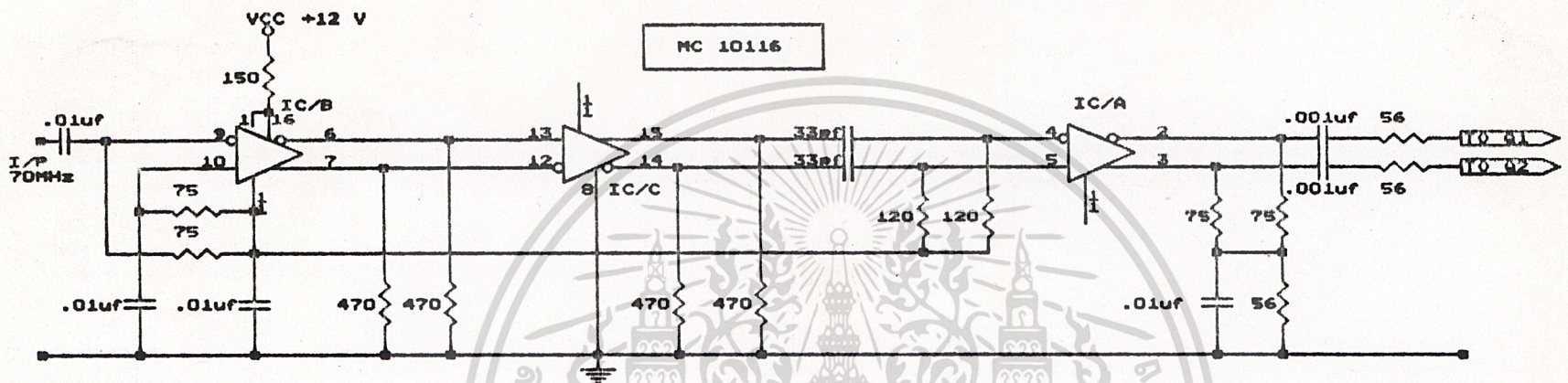
A-4

SATELLITE RECEIVER		
Sheet	Document Number	REV
A	MIXER	
Date:	Nov 7, 1991	Sheet of



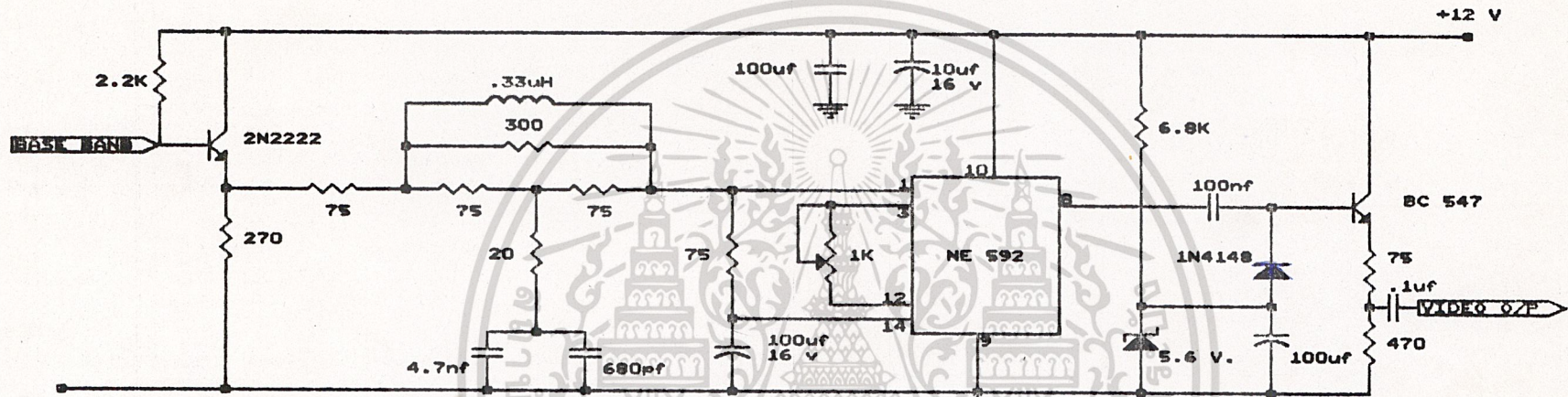
IF 70 MHz AMP.

SATELLITE RECEIVER	
Size	Document Number
A	IF 70 MHz AMP.
Date:	April 25, 1971 Sheet of



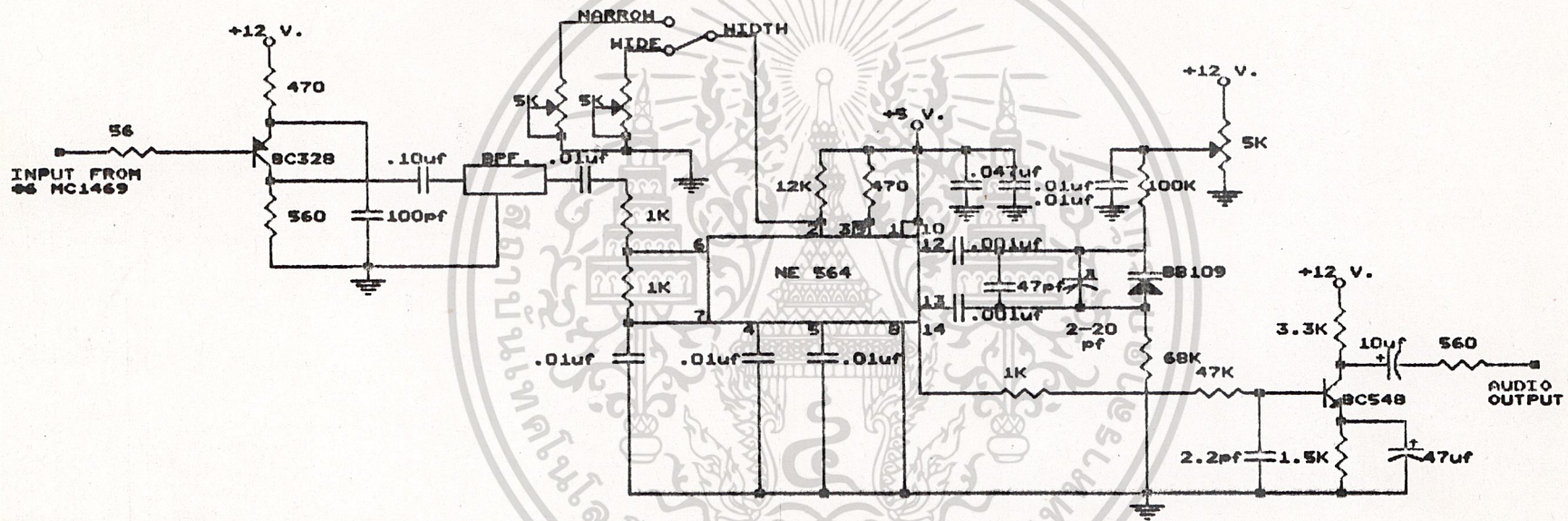
LIMITER & QUADRATURE DETECTOR

SATELLITE RECEIVER		
Size	Document Number	REV
A	LIMITER & QUADRATURE DETECTOR	
Date:	April 19, 1991	Sheet of



VIDEO DETECTOR

SATELLITE RECEIVER		
Size	Document Number	REV
A	VIDEO DETECTOR	
Date:	April 19, 1991	Sheet of



DETECT SOUND

SATELLITE RECEIVER		
Size	Document Number	REV
A	DETECT SOUND	
Date:	April 19, 1971	Sheet of

Overview of Current and Planned Satellites

Name	Location	Band(s) ¹	Operator	Launch Date	Page No.
ACC 1	110° W	K4	US-Adv Comm.	Unknown	435
ACC 2	148° W	K4	US-Adv Comm.	Unknown	435
AMS 1 & 2	015° E	C1, K2, E	Israel	Unknown	143
Anik C1	107.5° W	K2	Canada-Telesat	1985	391
Anik C2	110° W	K2	Canada-Telesat	June 1982	385
Anik C3	117.5° W	K2	Canada-Telesat	Nov 1982	391
Anik D1	104.5° W	C2	Canada-Telesat	Aug 1982	272
Anik D2	110.5° W	C2	Canada-Telesat	Nov 1984	272
Arabsat F1	019° E	S, C2	Arab League	1985	136
Arabsat F2	026° E	S, C2	Arab League	1985	136
ASC I	128° W	C2, K2	US-ASC	1985	411
ASC II	083° W	C2, K2	US-ASC	1988	411
ASC III	064° W	C2, K2	US-ASC	1990	411
Astra	019° E	K	Luxembourg-SES	1988	139
Aurora I	143° W	C2	US-Alaskom	Oct 1982	429
Aurora II	146° W	C2	US-Alaskom	1989	433
Aussat A1	160° E	K5	Australia-OTC	1985	465
Aussat A2	156° E	K5	Australia-OTC	1985	465
Aussat A3	164° E	K5	Australia-OTC	1987	465
Brazilsat A1 (SBTS)	065° W	C2	Brazil	1986	262
Brazilsat A2 (SBTS)	070° W	C2	Brazil	1986	262
BS-2A	110° E	K3	Japan	1984	492
BS-2B	110° E	K3	Japan	1986	492
BSB-1 & 2	031° W	K3	U.K.	1990	230
CCC-1	165° W	K1, K2	US-Columbia	Unknown	438

U=0.3 to 1 GHz
L=1 to 1.17 GHz
S=1.7 to 3 GHz
C1=3.4 to 3.95 GHz

C2=3.7 to 4.2 GHz
X=6.5 to 10.7 GHz
K=10.7 to 15 GHz

K1=10.7 to 11.7 GHz
K2=11.7 to 12.2 GHz
K3=11.7 to 12.5 GHz

K4=12.2 to 12.7 GHz
K5=12.5 to 12.75 GHz
E=17 to 60 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Name	Location	Band(s)	Operator	Launch Date	Page No.
Celestar I	170° E	K2, K5	US-McCaw	Unknown	462
Celestar II	070° E	K1, K5	US-McCaw	Unknown	462
Comstar D2	076° W	C2	US-Comsat	1984	281
Comstar D4	076° W	C2	US-Comsat	1981	281
Comstar K1	075° W	K2	US-Comsat	1988	279
Comstar K2	130° W	K2	US-Comsat General	1988	279
CS-2A	132° E	C2, E	Japan	1983	480
CS-2B	136° E	C2, E	Japan	1983	480
DFS 1	023.5° E	S, K3, K5, E	W. Germany	1988	134
DFS 2	028.5° E	S, K3, K5, E	W. Germany	1989	134
Dominion	119° W	K2	US-DVS	Unknown	397
Eiresat	031° W	K1, K2, K5	Ireland	1990	229
Ekran 13 (Stationar. T)	099° E	U	USSR	1984	498
Eutelsat-I F1	013° E	K1	Eutelsat	1984	148
Eutelsat-I F2	007° E	K1	Eutelsat	1985	155
Eutelsat-I F4	010° E	K1	Eutelsat	1987	153
Eutelsat-I F5	013° E	K1	Eutelsat	1988	148
Eutelsat-II F1	003° E	K1	Eutelsat	1989	164
Eutelsat-II F2	036° E	K1	Eutelsat	1990	164
ExpresStar I	077° W	K2	US-Fed Express	1988	285
ExpresStar II	124° W	K2	US-Fed Express	1989	285
F-Sat 1	007° E	S, C2, E	France	Unknown	159
F-Sat 2	011° W	S, K5, E	France	Unknown	181
Finansat 1	178° W	C	US-Finansat	Unknown	445
Finansat 2	048° W	C	US-Finansat	Unknown	445
Fordsat F1	101° W	C2, K2	AT&T	Unknown	350
Fordsat F2	093° W	C2, K2	AT&T	Unknown	350
GStar A1	103° W	K2	US-GTE	1984	364
GStar A2	105° W	K2	US-GTE	1986	364
GStar A3	136° W	K2	US-GTE	1988	-
Galaxy DBS 1 & 2	101° W	K4	US-Hughes	1989	356
Galaxy I	134° W	C2	US-Hughes	June 1983	419
Galaxy II	074° W	C2	US-Hughes	Sept 1983	275
Galaxy III	093.5° W	C2	US-Hughes	1984	324
Galaxy IV	140° W	C2	US-Hughes	Unknown	428
Galaxy K1	071° W	K2	US-Hughes	Unknown	269
Galaxy K2	130° W	K2	US-Hughes	Unknown	269
Galaxy DBS 1	101° W	K4	US-Hughes	Unknown	356
Galaxy DBS 2	101° W	K4	US-Hughes	Unknown	356
Gorizont 3 (Stationar 12)	040° E	C1	USSR	1979	535
Gorizont 4 (Stationar 11)	011° W	C1, K1	USSR	1984	182
Gorizont 7 (Stationar 11)	011° W	C1, K1	USSR	1983	182

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Name	Location	Band(s)	Operator	Launch Date	Page No.
Gorizont 8 (Stationar 6)	090° E	C1, K1	USSR	1983	502
Gorizont 9 (Stationar 5)	053° E	C1, K1	USSR	1984	530
Gorizont 10 (Stationar 13)	080° E	C1	USSR	1984	506
Gorizont 11 (Stationar 7)	140° E	C1	USSR	1985	483
Gorizont 12 (Stationar 4)	014° W	C1, K1	USSR	1986	185
Inmarsat II F1	026° W	U, L, C2	Inmarsat	1989	212
Inmarsat II F2	177.5° E	U, L, C2	Inmarsat	1990	455
Insat IB	074° E	U, S, C2	India	1983	509
Insat IC	093.5° E	U, S, C2	India	1988	509
Insat ID	074° E	U, S, C2	India	1990	509
Intelsat IVA F3	177° W	C2	Intelsat	1978	457
Intelsat IVA F4	021.5° W	C2	Intelsat	1977	206
Intelsat V F1	174° E	C2, K1	Intelsat	1981	459
Intelsat V F2	001° W	C2, K1	Intelsat	1980	168
Intelsat V F3	053° W	C2, K2	Intelsat	1981	241
Intelsat V F4	034.5° W	C2, K1	Intelsat	1980	232
Intelsat V F5 (MCS-A)	063° E	L, S, C2, K	Intelsat	1982	521
Intelsat V F6 (MCS-B)	018.5° W	C2, K1, L	Intelsat	1983	192
Intelsat V F7 (MCS-B)	066° E	L, C2, K1	Intelsat	1983	515
Intelsat V F8	179° E	C2, K1, L	Intelsat	1984	447
Intelsat VA F10	024.5° W	C2, K1	Intelsat	1985	219
Intelsat VA F11	027.5° W	C2, K1	Intelsat	1985	213
Intelsat VA F12	060° E	C2, K1	Intelsat	1985	524
Intelsat VA F13	053° W	C2, K1, K2	Intelsat	1987	241
Intelsat VA F15	050° W	C2, K1, K2	Intelsat	1988	241
Italsat	013° E	E	Italy	1989	147
JCSat 1	150° E	K	Japan-JCSC	1988	479
JCSat 2	154° E	K	Japan-JCSC	1990	479
Marecs A	177.5° E	L, C2	Inmarsat	Dec 1981	454
Marecs B2A	026° W	U, L, C2	Inmarsat	1984	210
Marisat F1	015° W	U, L, C2	US-Comsat	1976	191
Marisat F2	072.5° E	L, C2	US-Comsat	1976	515
Marisat F3	176.5° E	U, L, C	US-Comsat	1976	461
Morelos F1	113.5° W	C2, K2	Mexico	1985	387
Morelos F2	116.5° W	C2, K2	Mexico	1985	387
Nahuel A	080° W	C, K	Argentina	Unknown	-
Nahuel B	085° W	C, K	Argentina	Unknown	-
NCN-1	101° W	K4	US-NCN	Unknown	434
NCN-2	148° W	K4	US-NCN	Unknown	434

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกหนึ่งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Name	Location	Band(s)	Operator	Launch Date	Page No.
Olympus	019° W	K3, E	ESA	1988	200
Orion I	037.5° W	K1, K2, K5	US-Orion	Unknown	238
Orion II	047° W	K1, K2, K5	US-Orion	Unknown	238
Orion III	050° W	K1, K2, K5	US-Orion	Unknown	238
Pacstar 1	167° E	C, K	Papau New Guinea	Unknown	464
Pacstar 2	175° E	C, K	Papau New Guinea	Unknown	464
Palapa B1	108° E	C2	Indonesia	1983	496
Palapa B2P	113° E	C2	Indonesia	1989	491
Palapa B3	118° E	C1	Indonesia	1989	-
Potok 1	13.5° W	C	USSR	Unknown	185
Potok 2	80° E	C	USSR	Unknown	185
Potok 3	168° W	C	USSR	Unknown	442
Raduga 14	085° E	C1	USSR	1984	505
Raduga 15	128° E	C1	USSR	1984	487
Raduga 16	045° E	C1	USSR	1986	534
Raduga 17	035° E	C1	USSR	1985	131
Raduga 18	025° W	C1	USSR	1986	209
SABS 1 & 2	017° E	K2	Saudi Arabia	Unknown	142
Sarit	019° W	K	Italy	1989	202
Satcol IA & IB	075° W	C2	Colombia	Unknown	278
Satcom F1R	139° W	C2	US-RCA	1983	424
Satcom F2R	072° W	C2	US-RCA	1983	271
Satcom F3R	131° W	C2	US-RCA	1981	416
Satcom F4	083° W	C2	US-RCA	1982	294
Satcom K1	085° W	K2	US-RCA	1985	302
Satcom K2	081° W	K2	US-RCA	1985	302
Satcom K3	067° W	K2	US-RCA	1989	302
SBS I	099° W	K2	US-MCI	Nov 1980	348
SBS II	097° W	K2	US-MCI	Sept 1981	336
SBS III	095° W	K2	US-MCI	Nov 1982	327
SBS IV	089° W	K2	US-IBM	Aug 1984	311
SBS V	122° W	K2	US-IBM	1987	404
SBS VI	062° W	K2	US-IBM	1989	261
SDRN-Central	095° E	K	USSR	1981	437
SDRN-East	160° W	K	USSR	1986	437
SDRN-West	016° W	K	USSR	Unknown	192
SDT-1	110° W	K4	US-Sat Dev Trust	Unknown	380
SDT-2	110° W	K4	US-Sat Dev Trust	Unknown	380
Simon Bolivar	045° W	C2, K2	US-PanAm SC	1988	253
Spacenet I	120° W	C2, K2	US-GTE	1984	399
Spacenet II	069° W	C2, K2	US-GTE	1984	266
Spacenet III	087° W	C2, K2	US-GTE	1988	306
SpaceSat I	124° E	K, E	Japan-Space Com	1988	486
SpaceSat II	128° E	K, E	Japan-Space Com	1989	486
Spotnet 1 & 2	119° W	K4	US-Ntl Exchange	Unknown	362

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Name	Location	Band(s)	Operator	Launch Date	Page No.
Stasionar 10	170° W	C1, K1	USSR	Unknown	442
Stasionar 12	040° E	C1	USSR	1984	535
Stasionar 14	095° E	C1	USSR	Unknown	500
STC 1 & 2	110° W	K4	US-Comsat	Unknown	383
STW-1	125° E	C1	China	1984	489
STW-2	070° E	C	China	1985	489
STW-3	125° E	C	China	1988	489
TDF 1A & 1B	019° W	S, K3	France	1987, 1989	197
TDRS A	041° W	C2, L, K2	US-Spacecom	1983	259
TDRS C	171° W	C2, L, K2	US-Spacecom	1988	259
TDRS D	041° W	C2, K2	US-Spacecom	1988	259
Tele-X	005° E	K3, E	Nor/Swe/Finland	1988	161
Telecom F1	008° W	C2, K5, X	France	1984	176
Telecom F2	005° W	C2, K5, X	France	1985	173
Telecom F3	003° E	S, C, X, K5	France	1987	167
Telstar 301	096° W	C2	US-AT&T	1983	331
Telstar 302	086° W	C2	US-AT&T	1984	298
Telstar 303	125° W	C2	US-AT&T	1985	409
TV Sat A3 & A5	019° W	K3	W. Germany	1987, 1989	203
U.S.A.-Sat I	056° W	K1, K2	US-ISI	Unknown	250
U.S.A.-Sat II	058° W	K1, K2	US-ISI	Unknown	250
USSB 1	110° W	K4	US-USSB	Unknown	384
USSB 2	148° W	K2	US-STC	Unknown	384
Videosat I	032° E	S, K5	France	Unknown	133
Videosat II	37.5° E	S, K5	France	Unknown	133
Westar A	073° W	K2	US-Western Union	Unknown	274
Westar B	132° W	K2	US-Western Union	Unknown	274
Westar III	091° W	C2	US-Western Union	1979	313
Westar IV	099° W	C2	US-Western Union	1982	338
Westar V	122.5° W	C2	US-Western Union	1982	406
Westar VIS	091° W	C2	US-Western Union	1988	321
Westar VII	140° W	C2	US-Western Union	Unknown	-
Zohreh 1	034° E	K	Iran	Unknown	133
Zohreh 2	026° E	K	Iran	Unknown	133
Zohreh 3	041° E	K	Iran	Unknown	133
Zohreh 4	047° E	K	Iran	Unknown	133

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

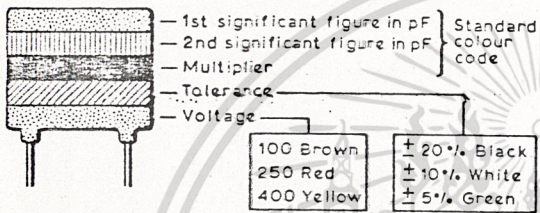
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A.2 VHF/UHF MANUAL

The standard colour code applies except for voltage

Colour	Voltage (V)
Yellow	6.3
Green	16
Blue	20
Grey	25
White	3
Black	10
Pink	35

Marking of polyester capacitors



Inductances

Self inductance of a straight wire
At radio frequencies, the self inductance of a straight round wire is given by

$$L = 0.0021 (2.303 \log_{10} \frac{4l}{d} - 1) \mu\text{H}$$

where l = length in centimetres
 d = dia in centimetres

Inductance of a single-layer coil

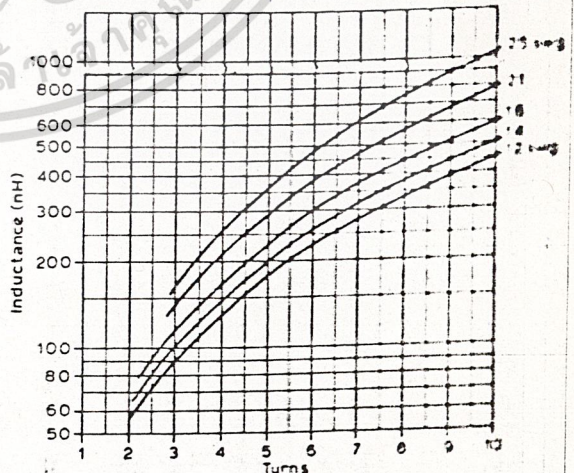
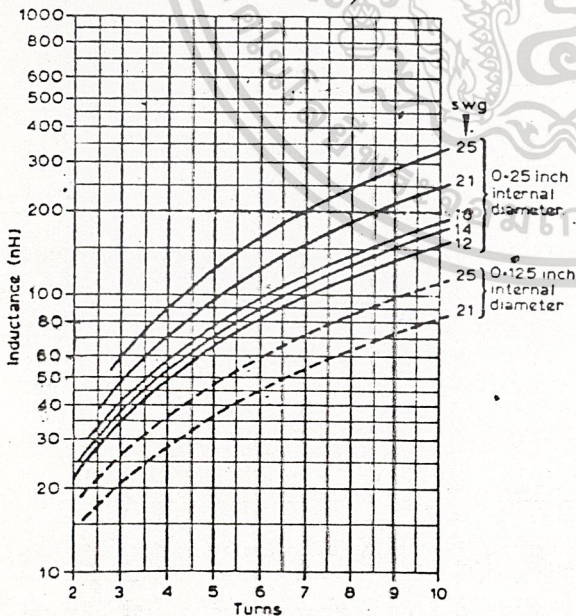
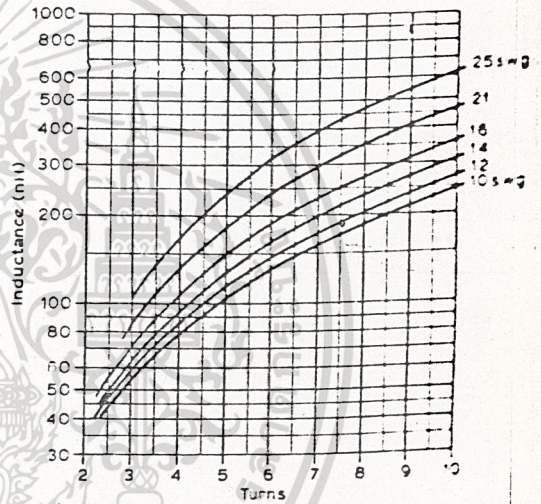
The inductance of a single-layer coil of length at least equal to its radius is given by

$$L = \frac{N^2 r^2}{9r + 10l} \mu\text{H}$$

where r = radius of coil (in)
 l = length of coil (in)
 N = number of turns

This applies to both close-wound and spaced-turn coils. Correspondingly, the number of turns for a given inductance is

$$N = L \sqrt{\frac{9r + 10l}{r^2}}$$



The Inductance of 0.25 inch internal diameter coils with turns spaced one diameter apart

The Inductance of 0.5 inch internal diameter coils with turns spaced one diameter apart

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

BFW92A

The RF Line

NPN SILICON HIGH FREQUENCY TRANSISTOR

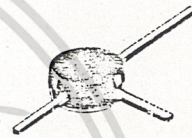
Designed primarily for use in MATV/CATV amplifiers and other broadband linear applications demanding high power gain with low noise over a wide current range.

- High Power Gain —
MAG = 16 dB (Typ) @ f = 0.5 GHz
- Low Noise Figure —
NF = 2.7 dB (Typ) @ f = 0.5 GHz
- Ion-Implanted Arsenic Emitters
- Gold Top Metal
- Silicon Nitride Passivation
- Industry Standard Plastic Macro T Package
- Compatible with Other BFW92 Types

$f_T = 4.5 \text{ GHz @ } 10 \text{ mA}$

HIGH FREQUENCY TRANSISTOR

NPN SILICON



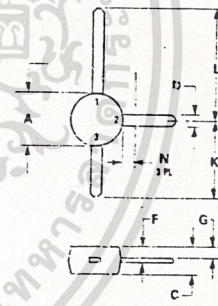
MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V _{CEO}	15	Vdc
Collector-Base Voltage	V _{CBQ}	25	Vdc
Emitter-Base Voltage	V _{EBQ}	2.5	Vdc
Collector Current — Continuous	I _C	35	mAdc
Total Device Dissipation @ T _C = 105°C	P _D	180	mW
Derate Above 105°C		4.0	mW/°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to 150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance Junction to Case (2)	R _{θJC}	250	°C/W

Note: Case temperature measured on collector lead immediately adjacent to body of package



STYLE 2:
PIN 1: COLLECTOR
2: EMITTER
3: BASE

NOTE:
DIMENSION D NOT APPLICABLE IN ZONE N.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	4.42	5.21	0.175	0.205
C	1.90	2.54	0.075	0.100
D	0.84	0.99	0.033	0.039
F	0.72	0.30	0.028	0.012
G	0.76	1.14	0.030	0.045
K	7.24	8.13	0.285	0.320
L	10.54	11.43	0.415	0.450
N	—	1.65	—	0.065

CASE 317A-01

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

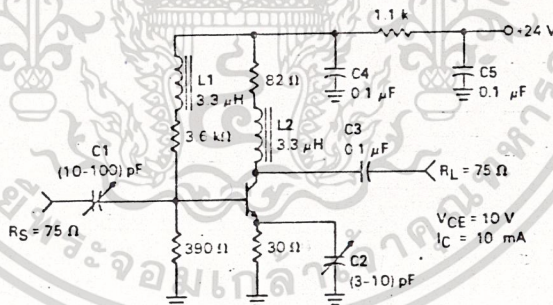
BFW92A

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 1.0 mA, I _B = 0)	V _{(BR)CEO}	15	—	—	Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage (I _C = 0.1 mA, I _E = 0)	V _{(BR)CBO}	25	—	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 0.1 mA, I _C = 0)	V _{(BR)EBO}	2.5	—	—	Vdc
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 10 Vdc, I _E = 0)	I _{CBO}	—	—	50	nAdc
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain (I _C = 2.0 mA, V _{CE} = 1.0 Vdc)	h _{FE}	20	50	150	—
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Current Gain Bandwidth Product (I _C = 10 mA, V _{CE} = 10 Vdc, f = 0.5 GHz)	f _T	—	4.5	—	GHz
Collector-Base Capacitance (V _{CB} = 10 Vdc, f = 1.0 MHz, Emitter Guarded)	C _{cb}	—	0.5	1.0	pF
FUNCTIONAL PERFORMANCE					
Optimum Noise Figure (Tuned) (I _C = 10 mA, V _{CE} = 10 Vdc, f = 0.5 GHz)	NF _{opt}	—	2.7	—	dB
Noise Figure (Untuned, R _S = R _L = 50 Ω) (I _C = 10 mA, V _{CE} = 10 Vdc, f = 0.5 GHz)	NF	—	3.0	—	dB
Maximum Available Gain (1) (I _C = 10 mA, V _{CE} = 10 Vdc, f = 0.5 GHz)	MAG	—	16	—	dB
Insertion Gain (I _C = 10 mA, V _{CE} = 10 Vdc, f = 0.5 GHz)	S ₂₁ ²	—	14	—	dB

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

FIGURE 1 — 30-500 MHz BROADBAND AMPLIFIER



C3, C4, C5 — 0.1 µF Chip Capacitor
L1, L2 — 3.3 µH Molded Inductor

All Resistors 1/4 W, 20%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N-W92A

FIGURE 2 — BROADBAND GAIN (Circuit Figure 1)

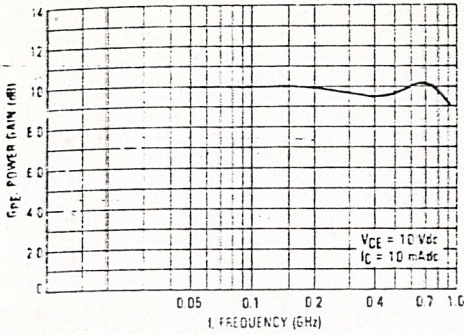


FIGURE 3 — 2nd AND 3rd ORDER INTERCEPT POINTS

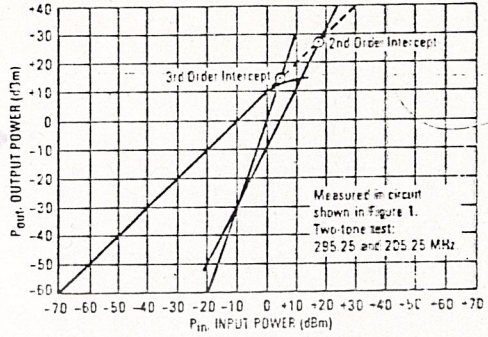


FIGURE 4 — MAXIMUM AVAILABLE GAIN versus FREQUENCY

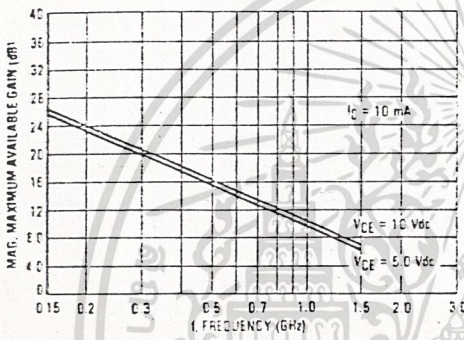


FIGURE 5 — $|S_{21}|^2$ versus FREQUENCY

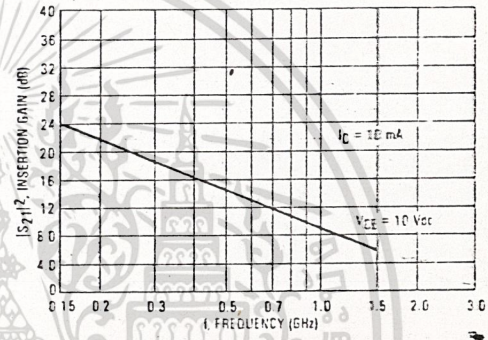


FIGURE 6 — MAXIMUM AVAILABLE GAIN versus COLLECTOR CURRENT

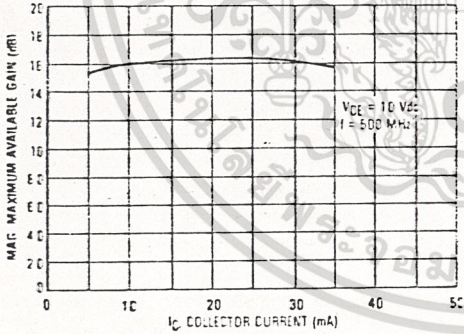
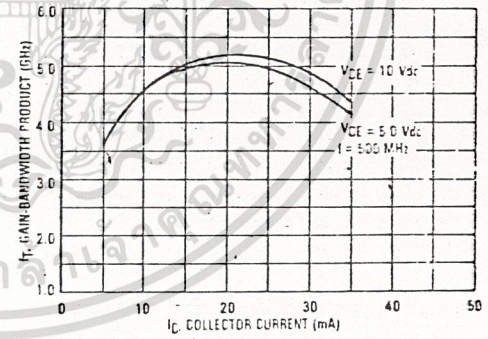


FIGURE 7 — GAIN-BANDWIDTH PRODUCT versus COLLECTOR CURRENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BFW92A

FIGURE 8 — NOISE FIGURE versus COLLECTOR CURRENT

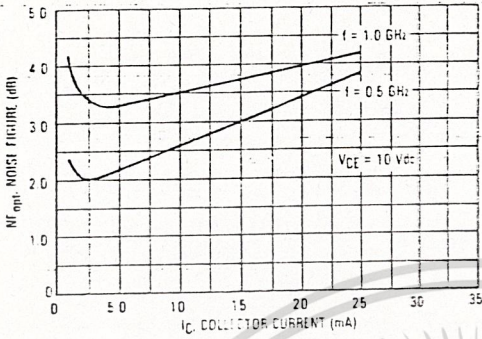


FIGURE 9 — NOISE FIGURE versus COLLECTOR CURRENT
Untuned, $R_S = R_L = 50 \Omega$

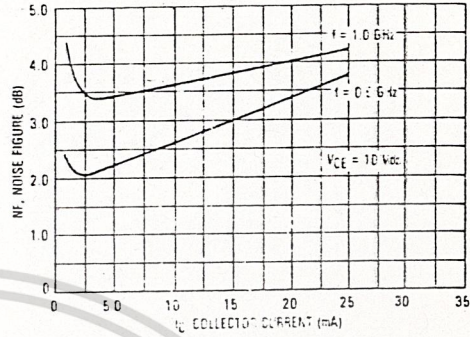


FIGURE 10 — NOISE FIGURE versus FREQUENCY

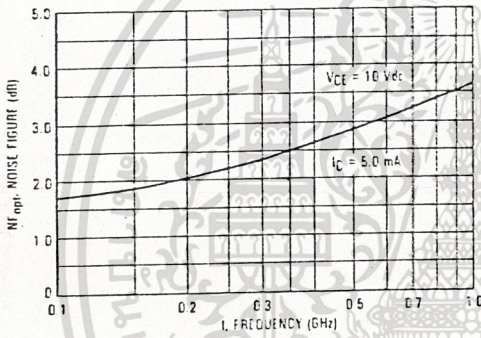


FIGURE 11 — NOISE FIGURE versus FREQUENCY
Untuned, $R_S = R_L = 50 \Omega$

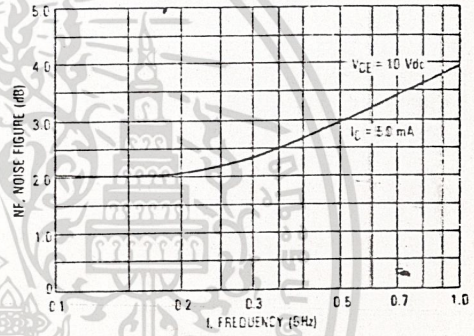


FIGURE 12 — C_{ib} INPUT CAPACITANCE versus EMITTER BASE VOLTAGE

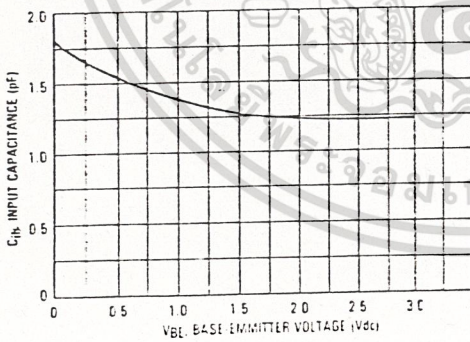
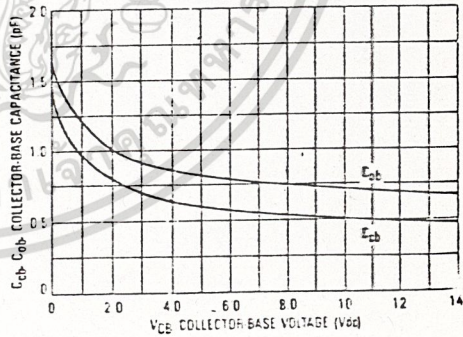


FIGURE 13 — COLLECTOR-BASE CAPACITANCE versus COLLECTOR-BASE VOLTAGE

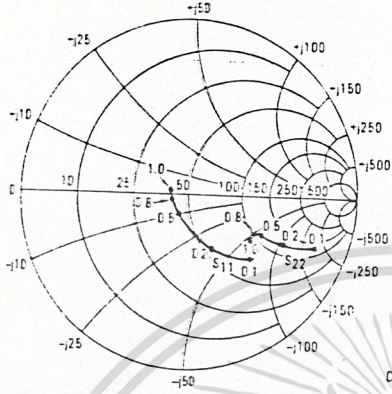


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

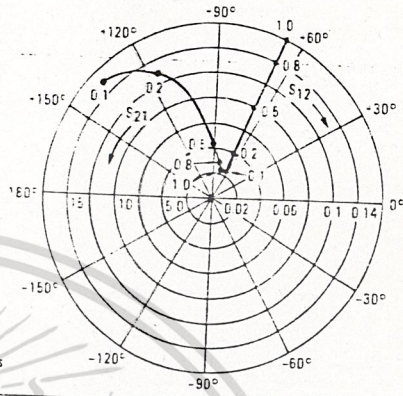
BFW92A

BFW92A COMMON EMITTER S-PARAMETERS

INPUT/OUTPUT REFLECTION COEFFICIENTS versus FREQUENCY (V_{CE} = 10 V, I_C = 10 mA)



FORWARD REVERSE TRANSMISSION COEFFICIENTS versus FREQUENCY (V_{CE} = 10 V, I_C = 10 mA)



V _{CE} (Volts)	I _C (mA)	f (MHz)	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂	
			∠	dBS	∠	dBS	∠	dBS	∠	dBS
5.0	5.0	100	0.71	-33	11.2	145	0.031	69	0.87	-18
		200	0.49	-60	6.6	122	0.052	62	0.70	-26
		500	0.21	-119	4.5	92	0.094	61	0.48	-30
		1000	0.17	-161	3.0	78	0.137	60	0.44	-36
	10	100	0.52	-46	15.6	125	0.027	67	0.78	-23
		200	0.31	-75	11.2	113	0.044	65	0.58	-29
		500	0.14	-150	5.2	88	0.089	67	0.40	-29
		1000	0.15	-173	3.3	76	0.135	65	0.37	-34
	15	100	0.43	-55	15.7	129	0.025	69	0.72	-26
		200	0.22	-88	12.1	109	0.041	68	0.52	-29
		500	0.14	-170	5.4	86	0.087	70	0.36	-27
		1000	0.16	-161	3.5	76	0.134	68	0.36	-33
20	100	0.33	-62	21.1	125	0.023	69	0.68	-27	
	200	0.18	-89	12.5	106	0.039	69	0.49	-28	
	500	0.14	-178	5.5	85	0.086	72	0.35	-26	
	1000	0.17	-155	3.5	75	0.133	69	0.33	-32	
25	100	0.27	-68	21.9	122	0.022	70	0.65	-27	
	200	0.15	-111	12.7	104	0.038	73	0.47	-27	
	500	0.16	-172	5.5	85	0.085	73	0.35	-25	
	1000	0.19	-153	3.6	75	0.132	70	0.33	-31	
10	5.0	100	0.20	-142	2.9	69	0.164	66	0.34	-37
		200	0.73	-30	11.1	146	0.026	68	0.33	-36
		500	0.53	-52	6.6	124	0.044	71	0.50	-14
		1000	0.21	-88	4.7	94	0.082	63	0.75	-21
	10	100	0.14	-136	3.1	60	0.120	62	0.57	-25
		200	0.11	-161	2.6	73	0.143	62	0.53	-30
		500	0.57	-39	16.7	137	0.023	70	0.82	-18
		1000	0.35	-62	11.5	115	0.038	66	0.65	-23
	15	100	0.12	-117	5.4	89	0.078	69	0.50	-23
		200	0.09	-163	3.5	78	0.118	67	0.47	-28
		500	0.09	-158	2.9	71	0.144	56	0.48	-32
		1000	0.46	-46	19.9	130	0.021	70	0.77	-20
20	100	0.26	-68	12.6	110	0.035	68	0.60	-22	
	200	0.09	-137	5.6	87	0.076	71	0.47	-21	
	500	0.09	-177	3.7	77	0.117	69	0.45	-27	
	1000	0.10	-153	3.0	71	0.143	56	0.46	-31	
25	100	0.39	-50	21.5	126	0.020	70	0.74	-21	
	200	0.21	-73	13.0	107	0.034	71	0.58	-21	
	500	0.08	-154	5.7	86	0.075	72	0.46	-20	
	1000	0.10	-168	3.7	76	0.117	70	0.45	-27	
5.0	100	0.11	-148	3.0	71	0.142	69	0.45	-31	
	200	0.34	-54	22.3	123	0.019	70	0.71	-20	
	500	0.17	-79	13.0	105	0.033	71	0.57	-20	
	1000	0.08	-166	5.7	86	0.075	73	0.47	-19	
10	100	0.11	-162	3.7	76	0.116	70	0.45	-26	
	200	0.13	-144	3.0	70	0.141	69	0.46	-30	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


**2N2218,A/2N2219,A
2N2221,A/2N2222,A
2N5581/82**

JAN, JTX, JTXV AVAILABLE

2N2218,A
2N2219,A
CASE 75-02
TO-39 (TO-205AD) STYLE 1

2N2221,A
2N2222,A
CASE 72-03
TO-18 (TO-205A) STYLE 1

2N5581
2N5582
CASE 26-03
TO-18 (TO-205A) STYLE 1



GENERAL PURPOSE TRANSISTOR
NPN SILICON

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	2N2218, 2N2219, 2N2221	2N2218A, 2N2219A, 2N2221A	2N5581 2N5582	Unit
Collector-Emitter Voltage	V _{CEO}	30	40	40	V _{dc}
Collector-Base Voltage	V _{CBO}	60	75	75	V _{dc}
Emitter-Base Voltage	V _{EB0}	5.0	6.0	6.0	V _{dc}
Collector Current — Continuous	I _C	600	500	800	mA _{dc}
Total Device Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	0.8 4.57	0.4 2.28	0.6 3.33	Watt mW/°C
Total Device Dissipation @ T _C = 25°C Derate above 25°C	P _D	3.0 17.1	1.2 6.85	2.0 11.43	Watt mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T _J , T _{stg}	-65 to +200			°C

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

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 10 mA _{dc} , I _E = 0)	V _{(BR)CEO}	30 40	—	V _{dc}
Collector-Base Breakdown Voltage (I _C = 10 mA _{dc} , I _E = 0)	V _{(BR)CBO}	60 75	—	V _{dc}
Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 10 mA _{dc} , I _C = 0)	V _{(BR)EBO}	5.0 6.0	—	V _{dc}
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 60 V _{dc} , V _{EB(off)} = 3.0 V _{dc})	I _{CEX}	—	10	nA _{dc}
Collector Cutoff Current (V _{CB} = 50 V _{dc} , I _E = 0) (V _{CB} = 60 V _{dc} , I _E = 0) (V _{CB} = 50 V _{dc} , I _E = 0, T _A = 150°C) (V _{CB} = 60 V _{dc} , I _E = 0, T _A = 150°C)	I _{CBO}	—	0.01 0.01 10 10	μA _{dc}
Emitter Cutoff Current (V _{EB} = 3.0 V _{dc} , I _C = 0)	I _{EBO}	—	10	nA _{dc}
Base Cutoff Current (V _{CE} = 60 V _{dc} , V _{EB(off)} = 3.0 V _{dc})	I _{BL}	—	20	nA _{dc}
ON CHARACTERISTICS				
DC Current Gain (I _C = 0.1 mA _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc})	h _{FE}	20 35	—	—
(I _C = 1.0 mA _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc})		25 50	—	—
(I _C = 10 mA _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc})		35 75	—	—
(I _C = 10 mA _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc} , T _A = -55°C)		15 35	—	—
(I _C = 150 mA _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc} (1))		40 100	120 300	—

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N2218/19 21/22, A SERIES, 2N5581/82

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

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
(I _C = 150 mA dc, V _{CE} = 1.0 V dc(1)) 2N2218A, 2N2221A, 2N5581 2N2219A, 2N2222A, 2N5582		20 50	—	
(I _C = 500 mA dc, V _{CE} = 10 V dc(1)) 2N2218 2N2221 2N2219, 2N2222 2N2218A, 2N2221A, 2N5581 2N2219A, 2N2222A, 2N5582		20 30 25 40	—	
Collector-Emitter Saturation Voltage(1) (I _C = 150 mA dc, I _B = 15 mA dc)	V _{CE(sat)}	—	0.4 0.3	V dc
(I _C = 500 mA dc, I _B = 50 mA dc)		—	1.6 1.0	
Base-Emitter Saturation Voltage(1) (I _C = 150 mA dc, I _B = 15 mA dc)	V _{BE(sat)}	0.6 0.6	1.3 1.2	V dc
(I _C = 500 mA dc, I _B = 50 mA dc)		—	2.6 2.0	

SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

Current-Gain — Bandwidth Product(2) (I _C = 20 mA dc, V _{CE} = 20 V dc, f = 100 MHz)	f _T	250 300	—	MHz
Output Capacitance(3) (V _{CB} = 10 V dc, I _E = 0, f = 100 kHz)	C _{obp}	—	8.0	pF
Input Capacitance(3) (V _{EB} = 0.5 V dc, I _C = 0, f = 100 kHz)	C _{ibo}	—	30 25	pF
Input Impedance (I _C = 1.0 mA dc, V _{CE} = 10 V dc, f = 1.0 kHz)	h _{ie}	1.0 2.0	3.5 8.0	ohms
(I _C = 10 mA dc, V _{CE} = 10 V dc, f = 1.0 kHz)		0.2 0.25	1.0 1.25	
Voltage Feedback Ratio (I _C = 1.0 mA dc, V _{CE} = 10 V dc, f = 1.0 kHz)	h _{re}	—	5.0 8.0	X 10 ⁻⁴
(I _C = 10 mA dc, V _{CE} = 10 V dc, f = 1.0 kHz)		—	2.5 4.0	
Small-Signal Current Gain (I _C = 1.0 mA dc, V _{CE} = 10 V dc, f = 1.0 kHz)	h _{fe}	30 50	150 300	—
(I _C = 10 mA dc, V _{CE} = 10 V dc, f = 1.0 kHz)		50 75	300 375	
Output Admittance (I _C = 1.0 mA dc, V _{CE} = 10 V dc, f = 1.0 kHz)	h _{oe}	3.0 5.0	15 35	μmhos
(I _C = 10 mA dc, V _{CE} = 10 V dc, f = 1.0 kHz)		10 25	100 200	
Collector Base Time Constant (I _E = 20 mA dc, V _{CE} = 20 V dc, f = 31.8 MHz)	r _b 'C _c	—	150	ps
Noise Figure (I _C = 100 μA dc, V _{CE} = 10 V dc, R _S = 1.0 kΩ, f = 1.0 kHz)	NF	—	4.0	dB
Real Part of Common-Emitter High Frequency Input Impedance (I _C = 20 mA dc, V _{CE} = 20 V dc, f = 300 MHz)	Re(h _{ie})	—	60	Ohms

(1) Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.
 (2) f_T is defined as the frequency at which h_{fe} extrapolates to unity.
 (3) 2N5581 and 2N5582 are listed C_{cb} and C_{eb} for these conditions and values.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N2218,A/2N2219,A/2N2221,A/2N2222,A/2N5561-82

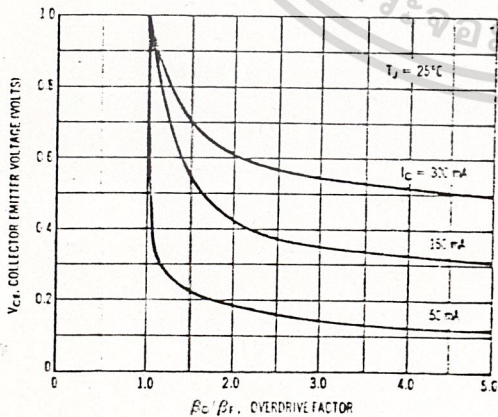
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued) (T_A = 25°C unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
SWITCHING CHARACTERISTICS				
Delay Time	($V_{CC} = 30 \text{ Vdc}$, $V_{BE(\text{off})} = 0.5 \text{ Vdc}$, $I_C = 150 \text{ mAdc}$, $I_{B1} = 15 \text{ mAdc}$) (Figure 14)	—	10	ns
Rise Time				
Storage Time	($V_{CC} = 30 \text{ Vdc}$, $I_C = 150 \text{ mAdc}$, $I_{B1} = I_{B2} = 15 \text{ mAdc}$) (Figure 15)	—	225	ns
Fall Time				
Active Region Time Constant ($I_C = 150 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = 30 \text{ Vdc}$) (See Figure 14 for 2N2218A, 2N2219A, 2N2221A, 2N2222A)	τ_A	—	2.5	ns

FIGURE 1 - NORMALIZED DC CURRENT GAIN



FIGURE 2 - COLLECTOR CHARACTERISTICS IN SATURATION REGION



This graph shows the effect of base current on collector current. β₀ (current gain at the edge of saturation) is the current gain of the transistor at 1 volt, and β₁ (forced gain) is the ratio of I_C/I_B in a circuit.

EXAMPLE: For type 2N2219, estimate a base current (I_B) to insure saturation at a temperature of 25°C and a collector current of 150 mA.

Observe that at I_C = 150 mA an overdrive factor of at least 2.5 is required to drive the transistor well into the saturation region. From Figure 1, it is seen that h_{FE} @ 1 volt is approximately 0.62 of h_{FE} @ 10 volts. Using the guaranteed minimum gain of 100 @ 150 mA and 10 V, β₀ = 62 and substituting values in the overdrive equation, we find:

$$\frac{\beta_0}{\beta_1} = \frac{h_{FE} @ 1.0V}{I_C / I_B} \quad 2.5 = \frac{62}{150 / I_B} \quad I_B \approx 6.0 \text{ mA}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N2218,A 2N2219,A 2N2221,A 2N2222,A 2N5551/82

FIGURE 3 - "ON" VOLTAGES

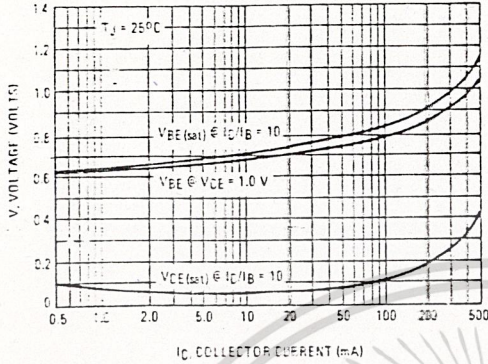
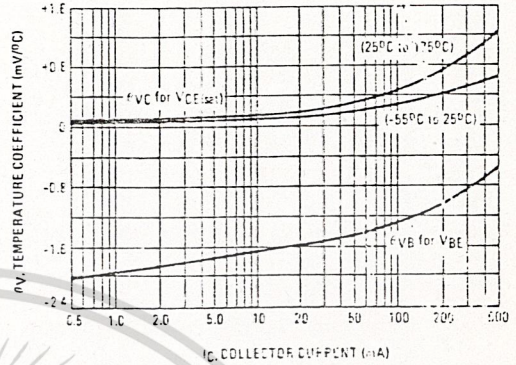


FIGURE 4 - TEMPERATURE COEFFICIENTS



h PARAMETERS

V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz, T_A = 25°C

This group of graphs illustrates the relationship between h_{fe} and other "h" parameters for this series of transistors. To obtain these curves, a high-gain and a low-gain unit were selected and the same units were used to develop the corresponding, numbered curves on each graph.

FIGURE 5 - INPUT IMPEDANCE

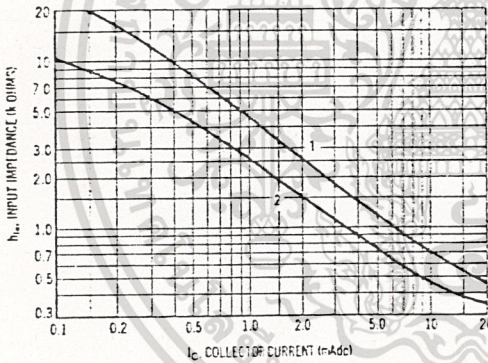


FIGURE 6 - VOLTAGE FEEDBACK RATIO

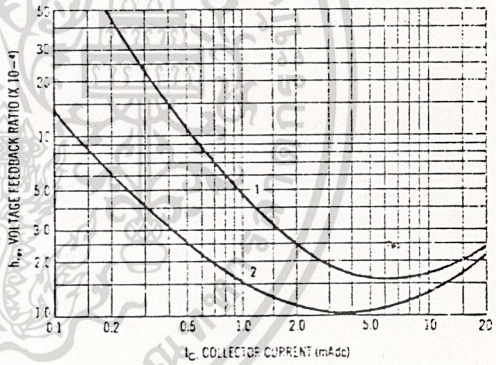


FIGURE 7 - CURRENT GAIN

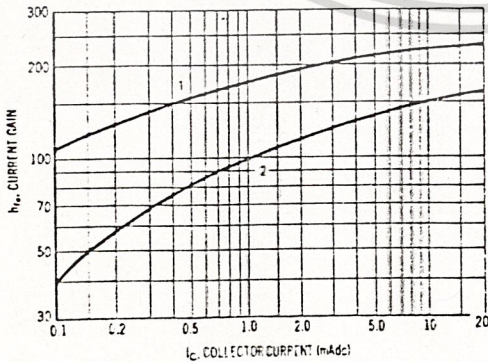
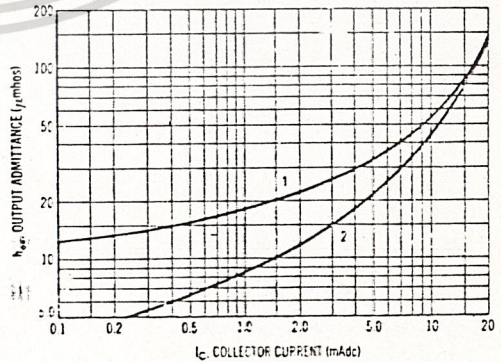


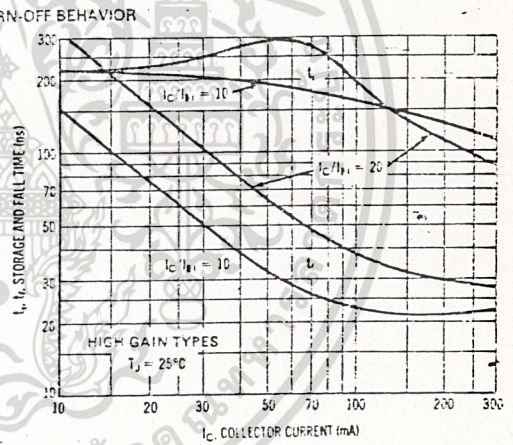
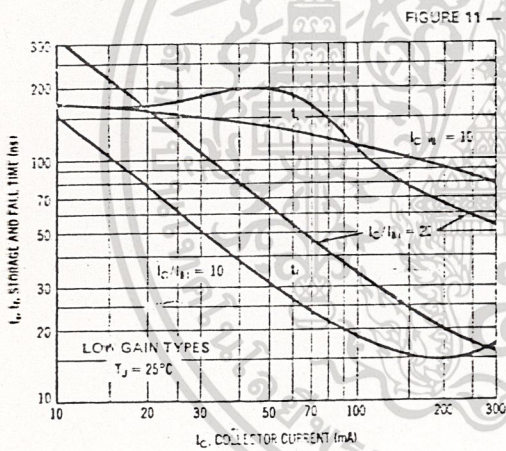
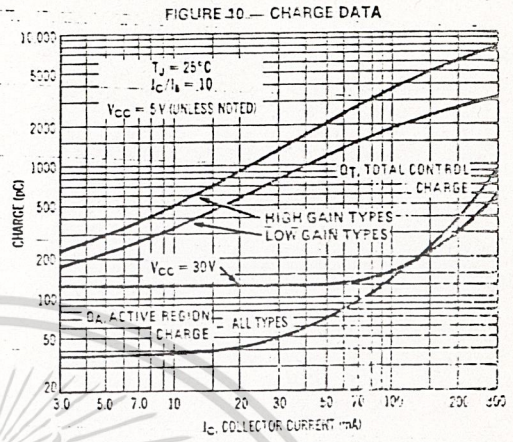
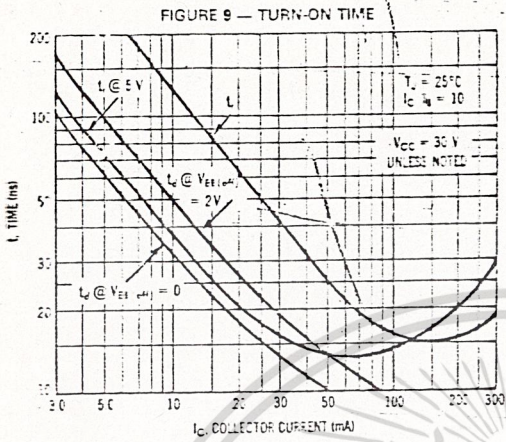
FIGURE 8 - OUTPUT ADMITTANCE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N2218,A/2N2219,A/2N2221,A/2N2222,A/2N5561/62

SWITCHING TIME CHARACTERISTICS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N2218,A/2N2219,A/2N2221,A/2N2222,A/2N5551/82

FIGURE 12 — DELAY AND RISE TIME EQUIVALENT TEST CIRCUIT

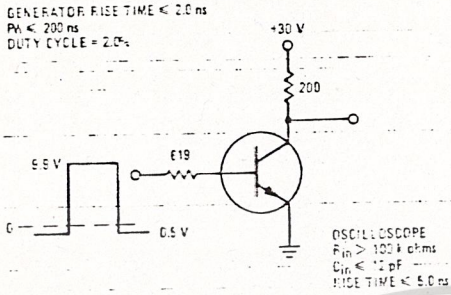
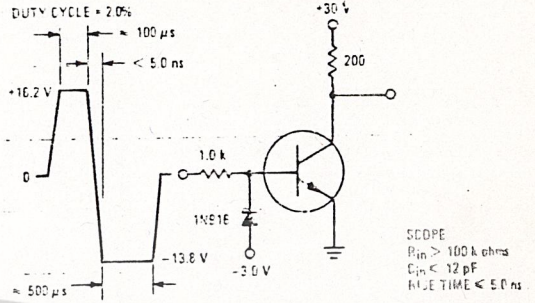


FIGURE 13 — STORAGE TIME AND FALL TIME EQUIVALENT TEST CIRCUIT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MC10116

MECL 10K SERIES

TRIPLE LINE RECEIVER

TRIPLE LINE RECEIVER

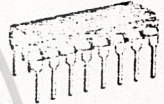
The MC10116 is a triple differential amplifier designed for use in sensing differential signals over long lines. The base bias supply (V_{BB}) is made available at pin 11 to make the device useful as a Schmitt trigger, or in other applications where a stable reference voltage is necessary.

Active current sources provide the MC10116 with excellent common mode noise rejection. If any amplifier in a package is not used, one input of that amplifier must be connected to V_{BB} (pin 11) to prevent upsetting the current source bias network.

Complementary outputs are provided to allow driving twisted pair lines, to enable cascading of several amplifiers in a chain, or simply to provide complement outputs of the input logic function.

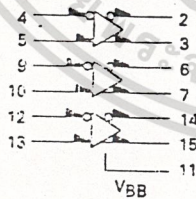
$P_D = 85 \text{ mW typ/pkg (No Load)}$
 $t_{pd} = 2.0 \text{ ns typ}$
 $t_r, t_f = 2.0 \text{ ns typ (20\%–80\%)}$

F SUFFIX
 PLASTIC PACKAGE
 CASE 648



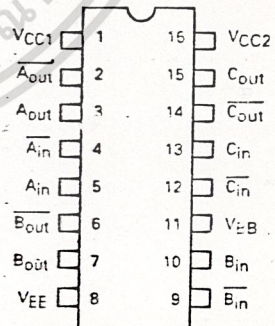
L SUFFIX
 CERAMIC PACKAGE
 CASE 620

LOGIC DIAGRAM



$V_{CC1} = \text{Pin 1}$
 $V_{CC2} = \text{Pin 16}$
 $V_{EE} = \text{Pin 8}$

PIN ASSIGNMENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PHASE LOCKED LOOP

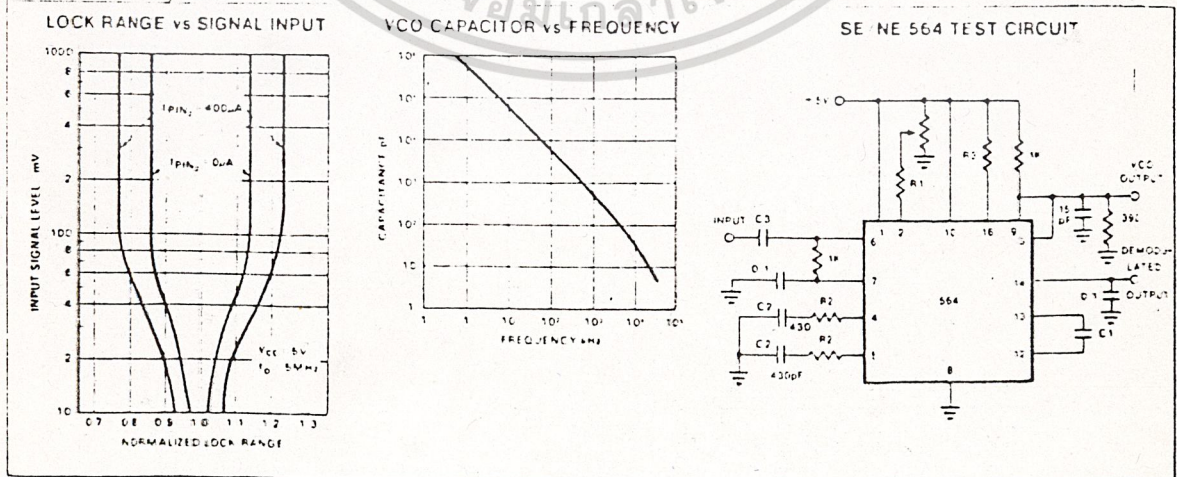


SE NE564

ELECTRICAL CHARACTERISTICS $V_{CC} = 5V$, $T_A = 25^\circ C$, $f_c = 5MHz$, $I_E = 400\mu A$ unless otherwise specified

PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE564			NE564			UNIT
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Maximum VCO frequency	$C_1 = 0$ (stray)	50	65		45	60		MHz
Lock range	Input $\geq 200mV_{rms}$, $T_A = 25^\circ C$ $= 125^\circ C$ $= -55^\circ C$ $= 0^\circ C$ $= 70^\circ C$	40 20 50	70 30 60		40 70 40			% of f_c
Capture range	Input $\geq 200mV_{rms}$, $R_T = 27\Omega$	20	30		20	30		% of f_c
VCO frequency drift with temperature	$f_c = 5MHz$, $T_A = -55^\circ C$ to $125^\circ C$ $= 0^\circ C$ to $70^\circ C$ $f_c = 500KHz$, $T_A = -55^\circ C$ to $125^\circ C$ $= 0^\circ C$ to $70^\circ C$		400 250	1000 500		400 400	1250 650	PPM/°C
VCO free running frequency	$C_1 = 91pF$ $R_C = 100\Omega$ "Internal"	4	5	6	3.5	5	6.5	MHz
VCO frequency change with supply voltage	$V_{CC} = 4.5V$ to $5.5V$		3	8		3	6	% of f_c
Demodulated output voltage	Modulation frequency: 1KHz $f_c = 5MHz$, input deviation: 2% $T = 25^\circ C$ 1% $T = 25^\circ C$ $= 0^\circ C$ $= -55^\circ C$ $= 70^\circ C$ $= 125^\circ C$	16 8 6 12	28 14 10 16		16 8 13 15	28 14 13		mVrms mVrms mVrms mVrms mVrms
Distortion	Deviation: 1% to 8%		1			1		%
Signal to noise ratio	Std. condition: 1% to 10% dev.		40			40		dB
AM rejection	Std. condition: 60% AM		35			35		dB
Demodulated Output at operating voltage	Modulation frequency: 1KHz $f_c = 5MHz$, input deviation: 1% $V_{CC} = 4.5V$ $V_{CC} = 5.5V$	7 8	12 14		7 8	12 14		mVrms mVrms
Supply current	$V_{CC} = 5V$, I_{EO}		45	60		45	60	mA
Output								
"1" output leakage current	$V_{CC} = 5V$, Pin 16, 9		1	20		1	20	μA
"0" output voltage	$I_{O(1)} = 2mA$, Pin 16, 9 $I_{O(0)} = 6mA$, Pin 16, 9		0.3 0.4	0.6 0.8		0.3 0.4	0.6 0.8	V V

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

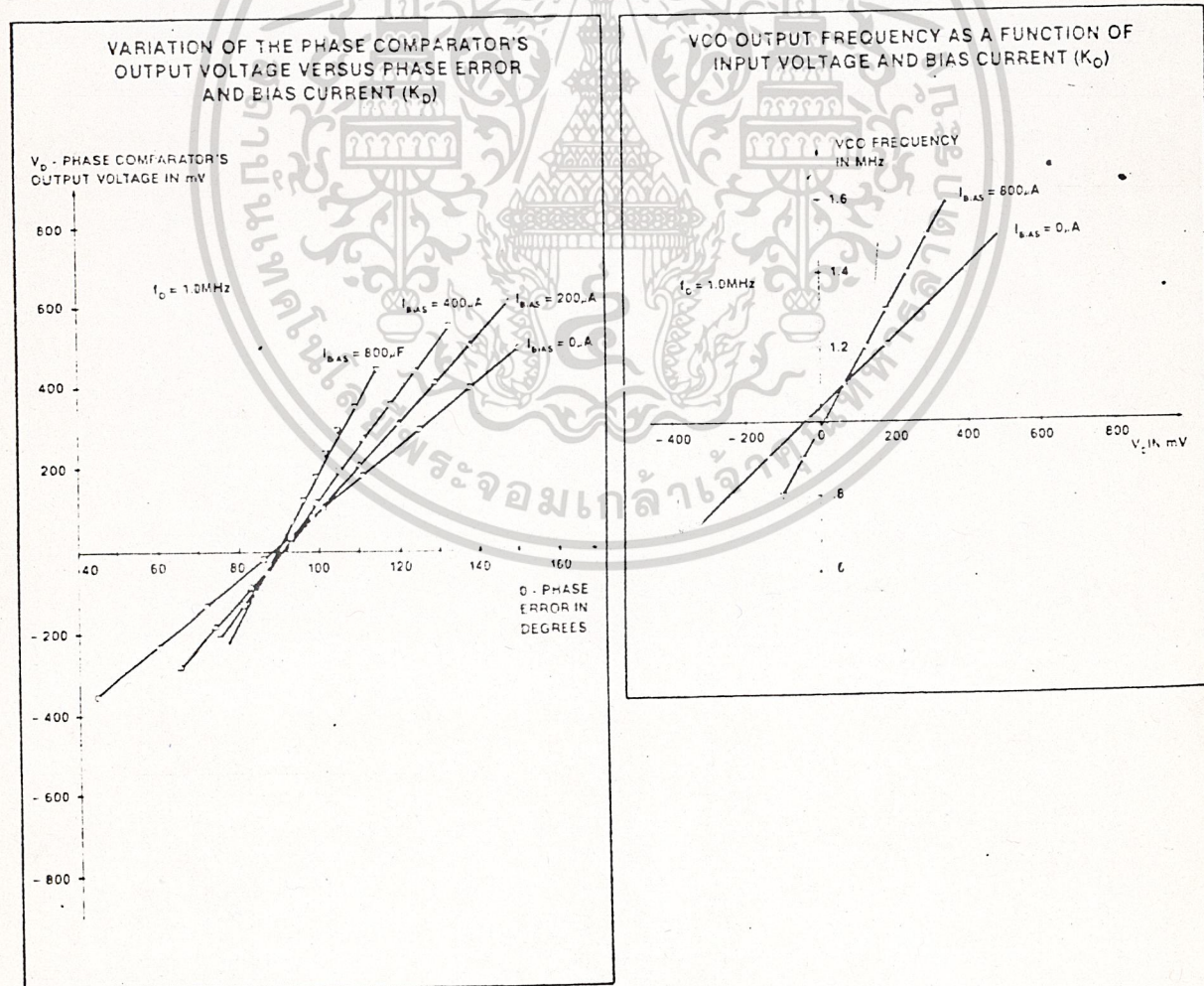
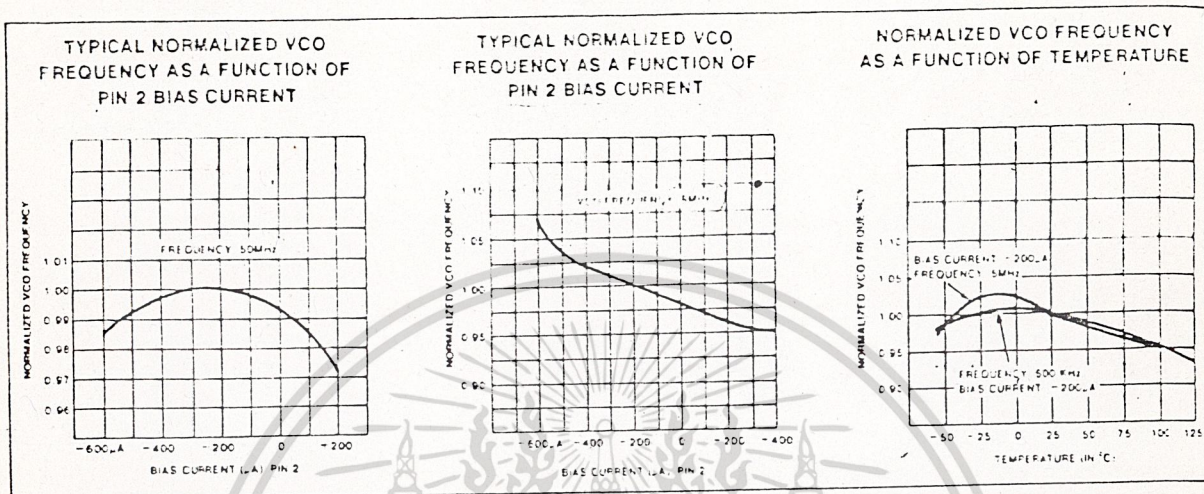


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ Signetics เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้าน 5-135

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PHASE LOCKED LOOP

SE/NE564



PHASE LOCKED LOOP

SE/NE564

FUNCTIONAL DESCRIPTION (figure 1).

The NE564 is a monolithic phase locked loop with a post detection processor. The use of Schottky clamped transistors and optimized device geometries extends the frequency of operation to greater than 50MHz. In addition to the classical PLL applications, the NE564 can be used as a modulator with a controllable frequency deviation.

The output voltage of the PLL can be written as shown in the following equation:

$$V_{out} = \frac{(f_{in} - f_0)}{K_{VCO}} \quad \text{Equation 1}$$

- VCO = conversion gain of the VCO
- f_{in} = frequency of the input signal
- f_0 = free running frequency of the VCO

The process of recovering FSK signals involves the conversion of the PLL output into logic compatible signals. For high data rates, a considerable amount of carrier will be present at the output of the PLL due to the wideband nature of the loop filter. To

avoid the use of complicated filters, a comparator with hysteresis or Schmitt trigger is required. With the conversion gain of the VCO fixed, the output voltage as given by Equation 1 varies according to the frequency deviation of f_{in} from f_0 . Since this differs from system to system, it is necessary that the hysteresis of the Schmitt trigger be capable of being changed so that it can be optimized for a particular system. This is accomplished in the 564 by varying the voltage at pin 15 which results in a change of the hysteresis of the Schmitt trigger.

For FSK signals, an important factor to be considered is the drift in the free running frequency of the VCO itself. If this changes due to temperature, according to Equation 1, it will lead to a change in the dc levels of the PLL output, and consequently to errors in the digital output signal. This is especially true for narrow band signals where the deviation in f_{in} itself may be less than the change in f_0 due to temperature. This effect

can be eliminated if the dc or average value of the signal is retrieved and used as the reference to the comparator. In this manner, variations in the dc levels of the PLL output do not affect the FSK output.

VCO Section

Due to its inherent high frequency performance, an emitter coupled oscillator is used in the VCO. In the circuit, shown in the equivalent schematic, transistors Q_{21} and Q_{23} with current sources O_{21} - O_{23} form the basic oscillator. The approximate free running frequency of the oscillator is shown in the following equation:

$$f_0 = \frac{1}{22 R_7 (C_1 + C_2)} \quad \text{Equation 2}$$

- $R_7 = R_{19} = R_{20} = 100\Omega$ (INTERNAL)
- C_1 = external frequency setting capacitor
- C_2 = stray capacitance

Variation of V_{D1} (phase detector output voltage) changes the frequency of the oscillator. As indicated by Equation 2, the frequency of the oscillator has a negative

EQUIVALENT SCHEMATIC

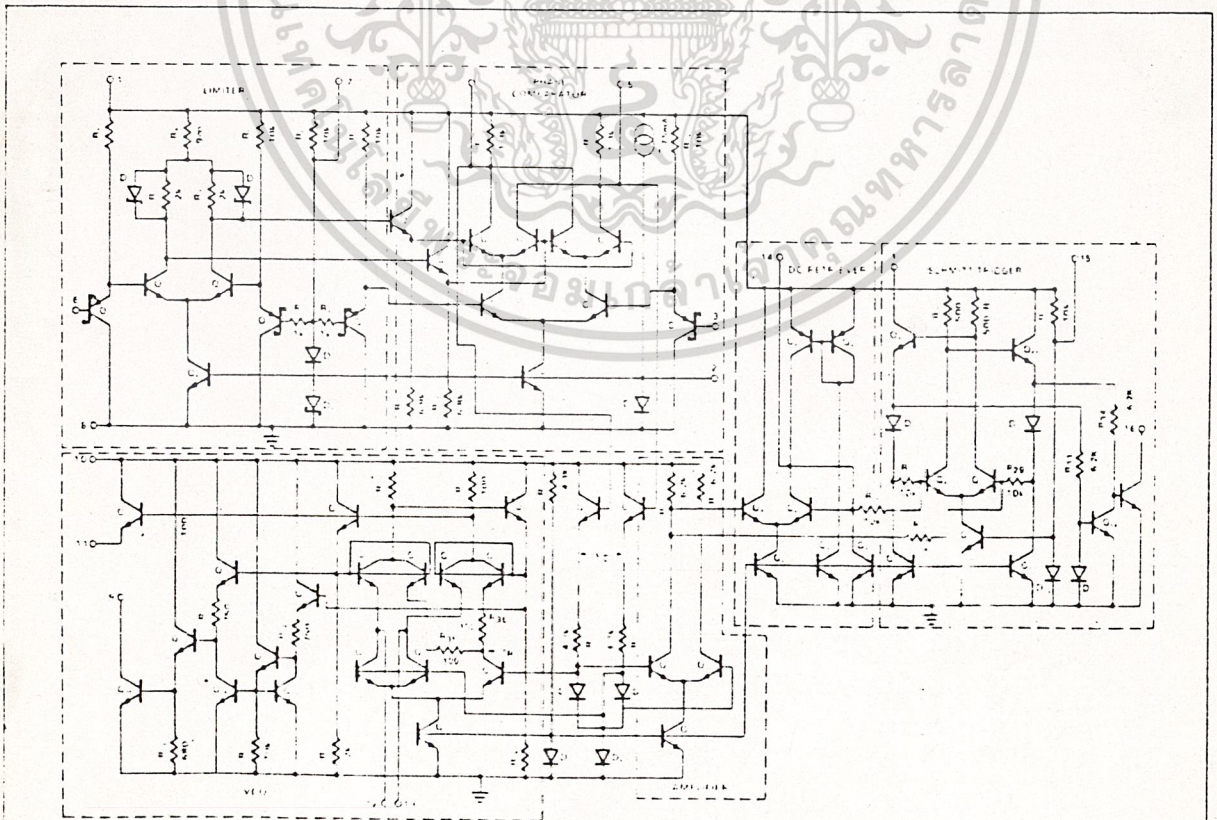


Figure 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PHASE LOCKED LOOP

SE/NE564

temperature coefficient due to the positive temperature coefficient of the monolithic resistor. To compensate for this, a current I_R with negative temperature coefficient is introduced to achieve a low frequency drift with temperature.

Phase Comparator Section

The phase comparator consists of a double balanced modulator with a limiter amplifier to improve AM rejection. Clamped vertical PNPs are used to obtain TTL level inputs. The loop gain can be varied by changing the current in C_4 and C_5 which

effectively changes the gain of the differential amplifiers. This can be accomplished by introducing a current at pin 2.

Post Detection Processor Section

The post detection processor consists of a unity gain transconductance amplifier and comparator. The amplifier can be used as a dc retriever for demodulation of FSK signals, and as a post detection filter for linear FM demodulation. The comparator has adjustable hysteresis so that phase jitter in the output signal can be eliminated.

As shown in the equivalent schematic, the dc retriever is formed by the transconductance amplifier $Q_{42}-Q_{43}$ together with an external capacitor which is connected at the amplifier output (pin 14). This forms an integrator whose output voltage is shown in the following equation:

$$V_O = \frac{g_m}{C_2} V_{in} dt \quad \text{Equation 3}$$

g_m = transconductance of the amplifier
 C_2 = capacitor at the output (pin 14)
 V_{in} = signal voltage at amplifier input

With proper selection of C_2 , the integrator time constant can be varied so that the output voltage is the dc or average value of the input signal for use in FSK, or as a post detection filter in linear demodulation.

The comparator with hysteresis is made up of $Q_{49}-Q_{53}$ with positive feedback being provided by $Q_{21}-Q_{26}$. The hysteresis is varied by changing the current in Q_{52} with a resulting variation in the loop gain of the comparator. This method of hysteresis control, which is a dc control, provides symmetric variation around the nominal value.

Design Formula

The free running frequency of the VCO is shown by the following equation:

$$f_o = \frac{1}{25 R_C (C_1 + C_S)} \quad \text{Equation 4}$$

$R_C = 100\Omega$
 $C_1 = \text{external cap in farads}$
 $C_S = \text{stray capacitance}$

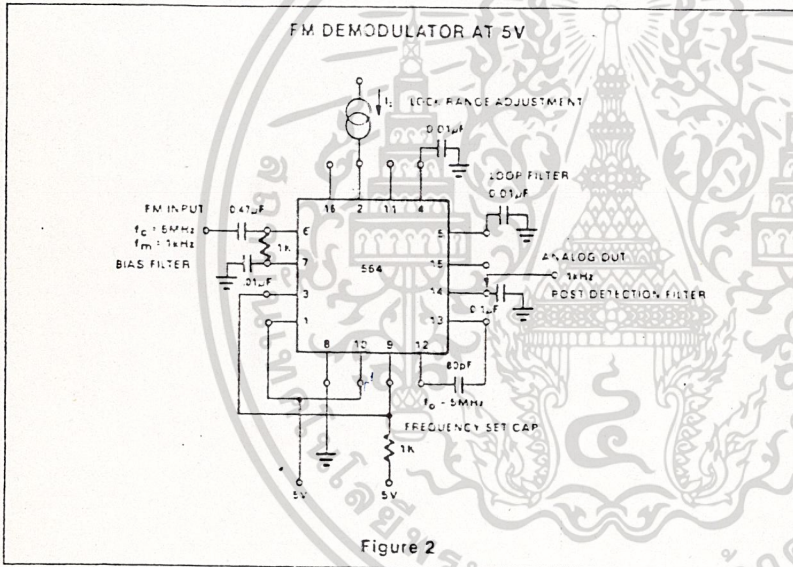


Figure 2

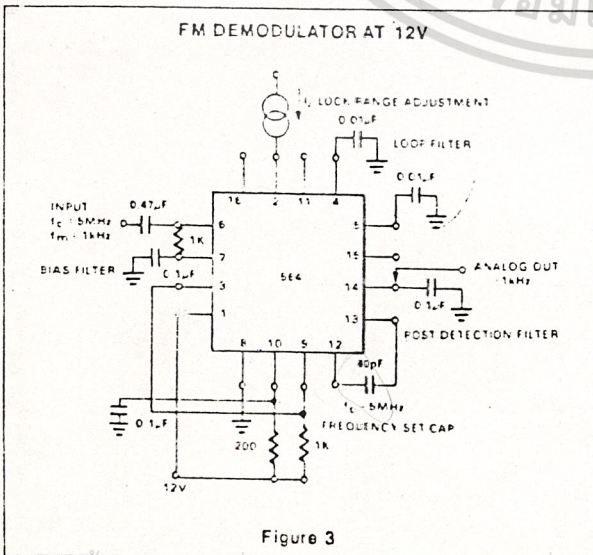


Figure 3

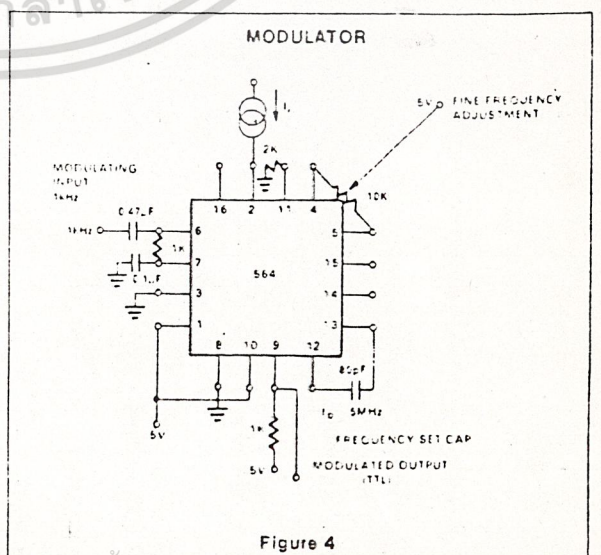


Figure 4

PHASE LOCKED LOOP

SE/NE564

The loop filter diagram shown is explained by the following equation

$$f(s) = \frac{1}{1 + sRC_3} \text{ (First Order)} \quad \text{Equation 5}$$

$R = R_{12} = R_{13} = 1 \text{ k}\Omega$ (INTERNAL)

By adding capacitors to pins 4 and 5, a pole is added to the loop transfer function at

$$s = \frac{1}{RC_3}$$

Refer to Figure 1.

APPLICATIONS

FM DEMODULATOR

The NE564 can be used as an FM demodulator. The connections for operation at 5V and 12V are shown in figures 2 and 3 respectively. The input signal is ac coupled with the output signal being extracted at pin 14. Loop filtering is provided by the capacitors at pins 4 and 5 with additional filtering being provided by the capacitor at pin 14. Since the conversion gain of the VCO is not very high, to obtain sufficient demodulated output signal the frequency deviation in the input signal should be 1% or higher.

MODULATION TECHNIQUES

The NE564 phase locked loop can be modulated at either the loop filter ports (pins 4 and 5) or the input port (pin 6) as shown in figure 4. The approximate modulation frequency can be determined from the frequency conversion gain curve shown in figure 5. This curve will be appropriate for signals injected into pins 4 and 5 as shown in figure 4.

FSK Demodulation

The 564 PLL is particularly attractive for FSK demodulation since it contains an internal voltage comparator and VCO which have TTL compatible inputs and outputs, and it can operate from a single 5 volt power supply. Demodulated dc voltages associated with the mark and space frequencies are recovered with a single external capacitor in a dc retriever without utilizing extensive filtering networks. An internal comparator, acting as a Schmitt trigger with an adjustable hysteresis, shapes the demodulated voltages into compatible TTL output levels. The high frequency design of the 564 enables it to demodulate FSK at high data rates in excess of 1.0M baud.

Figure 5 shows a high frequency FSK decoder designed for input frequency deviations of $\pm 10\text{MHz}$ centered around a free-running frequency of 10.6MHz. The value of the timing capacitance required was estimated from figure 8 to be approximately 40pF. A trimmer capacitor was added to fine tune f_0 to 10.6MHz.

The lock range graph indicates that the $\pm 10\text{MHz}$ frequency deviations will be within the lock range for input signal levels greater than approximately 50mV with zero pin 2 bias current. While strictly, this figure is appropriate only for 5MHz, it can be used as a guide for lock range estimates at other frequencies.

The hysteresis was adjusted experimentally via the 10k Ω potentiometer and 2k Ω bias arrangement to give the waveshape shown in figure 7 for 20K, 500K, 2M baud rates with square wave FSK modulation. Note the magnitude and phase relationships of the phase comparators output voltages with respect to each other and to the FSK output. The high frequency sum components of the input and VCO frequency also are visible as noise on the phase comparators outputs.

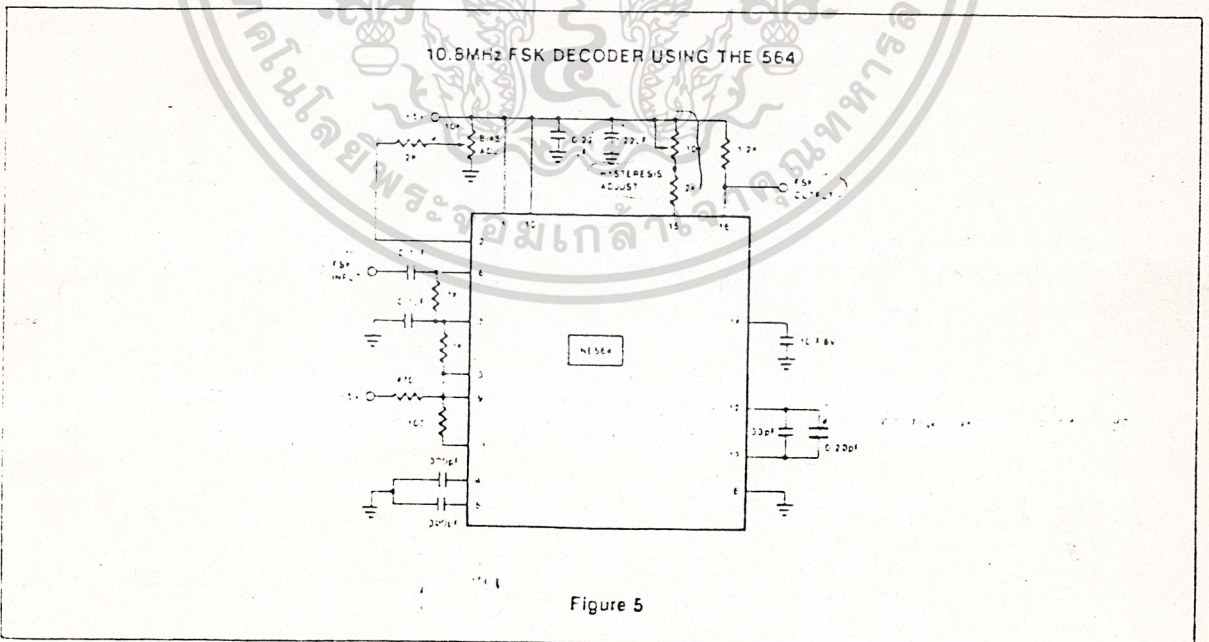
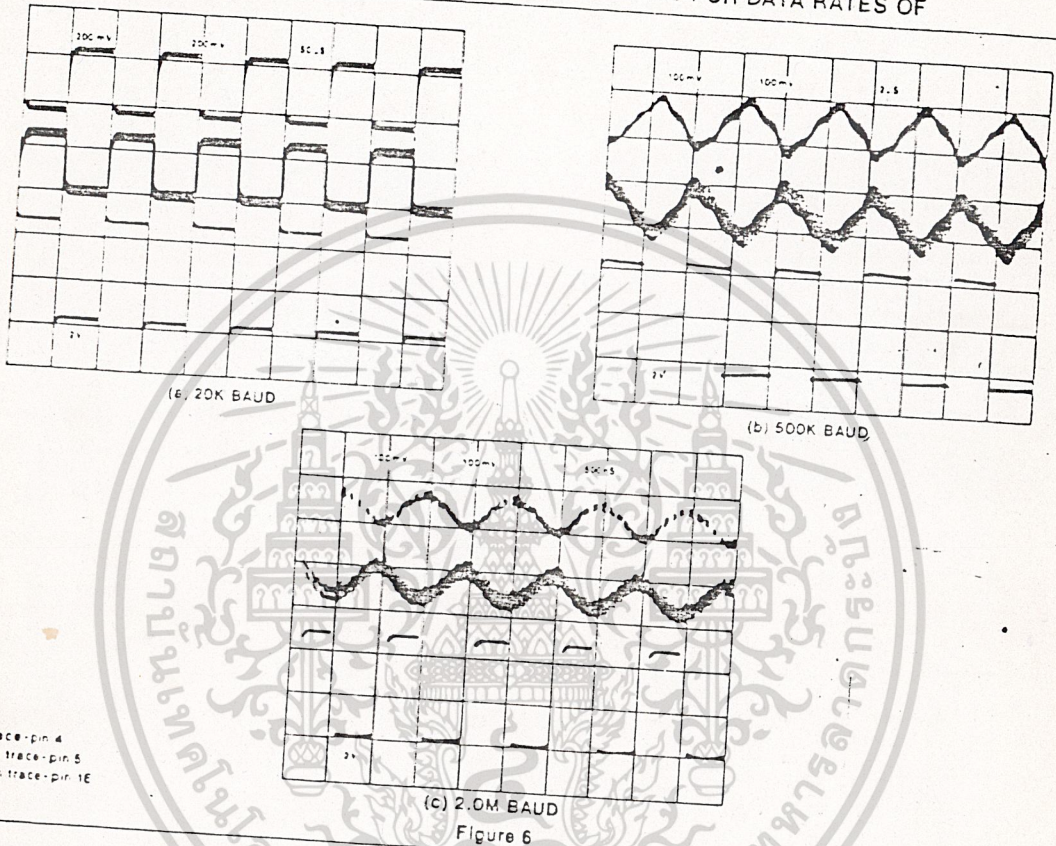


Figure 5

PHASE LOCKED LOOP

SE/NE564

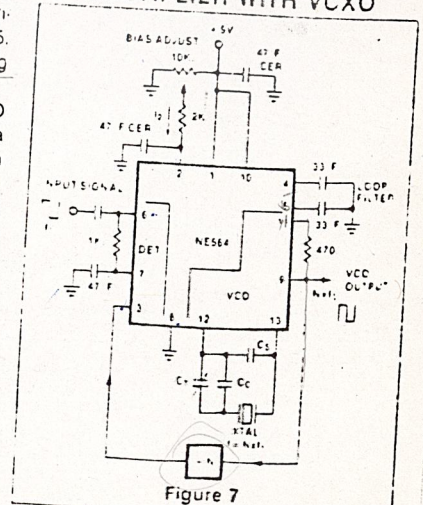
PHASE COMPARATOR (PINS 4 AND 5) AND FSK (PIN 16) OUTPUTS FOR DATA RATES OF



OUTLINE OF SETUP PROCEDURE

- Determine operating frequency of the VCO -
If $-N$ in feedback loop, then $f_o = N \times f_{in}$.
- Calculate value of the VCO frequency set capacitor:
$$C_o = \frac{1}{2500 f_o}$$
- Set I_2 (current sinking into Pin 2) for $\approx 100 \mu A$. After operation is obtained, this value may be adjusted for best dynamic behavior.
- Check VCO output frequency with digital counter at Pin 9 of device (loop open, VCO to ϕ det.). Adjust C_c trim or frequency adj. Pin 4-5 for exact center frequency if needed.
- Close loop and inject input signal to Pin 6. Monitor Pin 3 and 6 with two channel scope. Lock should occur with $\Delta\phi$ equal to 90° (phase error).
- If pulsed burst or ramp frequency is used for input signal, special loop filter design may be required in place of simple single capacitor filter on Pin 4 and 5. (See PLL application section in Analog Manual).
- The input signal to Pin 6 and the VCO feedback signal to Pin 3 must have a duty cycle of 50% for proper operation of the phase detector. Due to the nature of a balanced mixer if signals are not 50% in duty cycle, D.C. offsets will occur in the loop which tend to create an artificial or biased VCO offset.
- For multiplier circuits where phase jitter is a problem, loop filter capacitors may be increased to a value of 10-50 μF on Pin 4, 5. Also careful supply decoupling may be necessary. This includes the counter channel V_{cc} lines.

NE564 PHASE LOCKED FREQUENCY MULTIPLIER WITH VCO



*For additional information, consult the Applications Section.

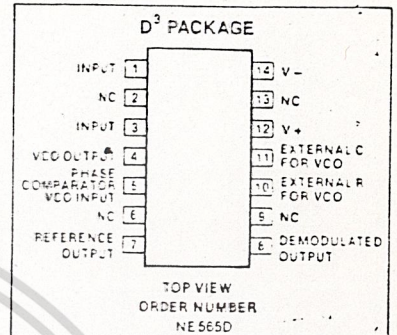
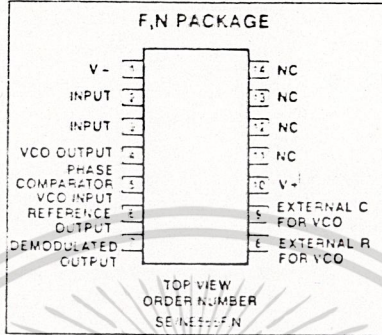
PHASE LOCKED LOOP

SE/NE565

DESCRIPTION

The SE/NE565 Phase-Locked Loop (PLL) is a self-contained, adaptable filter and demodulator for the frequency range from 0.001 Hz to 500 kHz. The circuit comprises a voltage-controlled oscillator of exceptional stability and linearity, a phase comparator, an amplifier and a low-pass filter as shown in the block diagram. The center frequency of the PLL is determined by the free-running frequency of the VCO; this frequency can be adjusted externally with a resistor or a capacitor. The low-pass filter, which determines the capture characteristics of the loop, is formed by an internal resistor and an external capacitor.

PIN CONFIGURATIONS



FEATURES

- Highly stable center frequency (200ppm/°C typ.)
- Wide operating voltage range (±6 to ±12 volts)
- Highly linear demodulated output (0.2% typ.)
- Center frequency programming by means of a resistor or capacitor, voltage or current
- TTL and DTL compatible square-wave output; loop can be opened to insert digital frequency divider
- Highly linear triangle wave output
- Reference output for connection of comparator in frequency discriminator
- Bandwidth adjustable from $\pm 1\%$ to > $\pm 60\%</math>$
- Frequency adjustable over 10 to 1 range with same capacitor

APPLICATIONS

- Frequency shift keying
- Modems
- Telemetry receivers
- Tone decoders
- SCA receivers
- Wideband FM discriminators
- Data synchronizers
- Tracking filters
- Signal restoration
- Frequency multiplication & division

NOTES

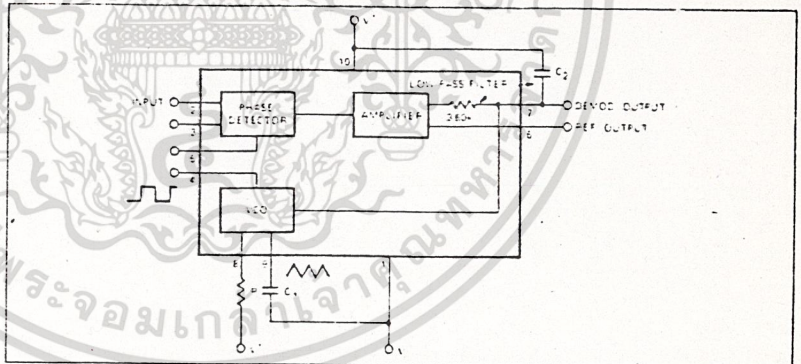
1. SOL — Released in large SO package only
2. SOL pin non-standard pinout
3. SO pin non-standard pinout

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

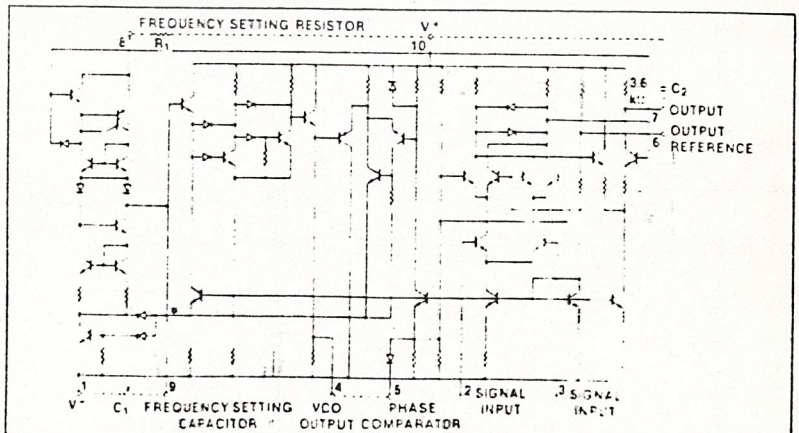
T_A = 25°C unless otherwise specified.

PARAMETER	RATING	UNIT
Maximum operating voltage	26	V
Input voltage	3	V _{p-p}
Storage temperature	-65 to +150	°C
Operating temperature range		
NE565	0 to +70	°C
SE565	-55 to +125	°C
Power dissipation	300	mW

BLOCK DIAGRAM



EQUIVALENT SCHEMATIC



PHASE LOCKED LOOP

SE/NE565

ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = \pm 6\text{V}$ unless otherwise specified.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE565			NE565			UNIT
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
SUPPLY REQUIREMENTS								
Supply voltage		± 6		± 12	± 6		± 12	V
Supply current			8	12.5		8	12.5	mA
INPUT CHARACTERISTICS								
Input impedance ¹		7	10		5	10		k Ω
Input level required for tracking	$f_o = 50\text{kHz}$, $\pm 10\%$ frequency deviation	10			10			mVrms
VCO CHARACTERISTICS								
Center frequency								
Maximum value		300	500			500		kHz
Distribution ²	Distribution taken about $f_o = 50\text{kHz}$, $R_1 = 50\text{k}\Omega$, $C_1 = 1200\text{pF}$	-10	0	-10	-30	0	-30	%
Drift with temperature	$f_o = 50\text{kHz}$		200			300		ppm/ $^\circ\text{C}$
Drift with supply voltage	$f_o = 50\text{kHz}$, $V_{CC} = \pm 6$ to ± 7 volts		0.1	1.0		0.2	1.5	%/V
Triangle wave								
Output voltage level		1.9	2.4	3	1.9	2.4	3	Vp-p
Linearity			0.2			0.5		%
Square wave								
Logical "1" output voltage	$f_o = 50\text{kHz}$	-4.9	+5.2		-4.9	-5.2		V
Logical "0" output voltage	$f_o = 50\text{kHz}$		-0.2	+0.2		-0.2	-0.2	V
Duty cycle	$f_o = 50\text{kHz}$	45	50	55	40	50	60	%
Rise time			20	100		20		ns
Fall time			50	200		50		ns
Output current (sink)		0.6	1		0.6	1		mA
Output current (source)		5	10		5	10		mA
DEMODULATED OUTPUT CHARACTERISTICS								
Output voltage level	Measured at pin 7	4.25	4.5	4.75	4.0	4.5	5.0	V
Maximum voltage swing ³			2			2		Vp-p
Output voltage swing	$\pm 10\%$ frequency deviation	250	300		200	300		mVp-p
Total harmonic distortion			0.2	0.75		0.4	1.5	%
Output impedance ⁴			3.6			3.6		k Ω
Offset voltage (V6-V7)			30	100		50	200	mV
Offset voltage vs temperature (drift)			50			100		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
AM rejection		30	40			40		dB

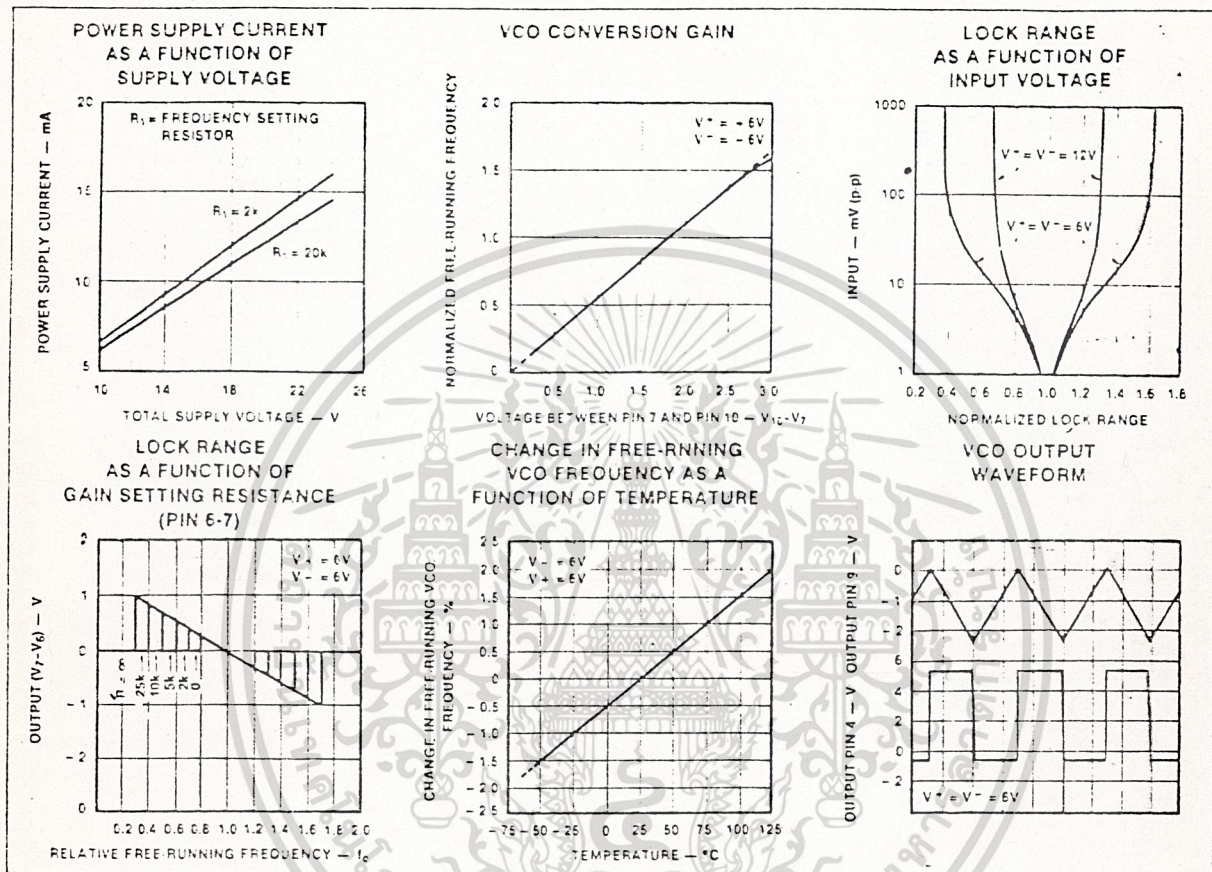
NOTES

- Both input terminals (pins 2 and 3) must receive identical dc bias. This bias may range from 0 volts to -4 volts.
- The external resistance for frequency adjustment (R_1) must have a value between $2\text{k}\Omega$ and $20\text{k}\Omega$.
- Output voltage swings negative as input frequency increases.
- Output not buffered.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

5-142 กรณียุติ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเป็น Signetic ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



DESIGN FORMULAS

(See Figure 1)

Free-running frequency of VCO $f_c = \frac{1.2}{4R_1C_1} \text{ Hz}$

Lock-range $f_L = \pm \frac{8f_c}{V_{CC}} \text{ in Hz}$

Capture-range $f_C = \pm \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2\pi f_c}{\tau}}$

where $\tau = (3.6 \times 10^3) \times C_2$

TYPICAL APPLICATIONS

FM Demodulation

The 565 Phase Locked Loop is a general purpose circuit designed for highly linear FM demodulation. During lock, the average dc level of the phase comparator output signal is directly proportional to the frequency of the input signal. As the input frequency shifts, it is this output signal which causes the VCO to shift its frequency to match that of the input. Consequently the linearity of the phase comparator output with frequency is determined by the voltage-to-frequency transfer function of the VCO.

Because of its unique and highly linear VCO, the 565 PLL can lock to and track an input signal over a very wide bandwidth (typically $\pm 60\%$) with very high linearity (typically within 0.5%).

A typical connection diagram is shown in Figure 1. The VCO free-running frequency is given approximately by

$f_c = \frac{1.2}{4R_1C_1}$ and should be adjusted to be at the center of the input signal frequency range. C_1 can be any value, but R_1 should be within the range of 2000 to 20,000 ohms with an optimum value on the order of 4000 ohms.

The source can be direct coupled if the dc resistances seen from pins 2 and 3 are equal and there is no DC voltage difference between the pins. A short between pins 4 and 5 connects the VCO to the phase comparator. Pin 6 provides a DC reference voltage that is close to the DC potential of the demodulated output (pin 7). Thus, if a resistance is connected between pins 6 and 7, the gain of the output stage can be reduced with little change in the DC voltage level at the output. This allows the lock range to be decreased

with little change in the free-running frequency. In this manner the lock range can be decreased from $\pm 60\%$ of f_0 to approximately $\pm 20\%$ of f_0 ($\pm 6V$).

A small capacitor (typically 0.001 μF) should be connected between pins 7 and 8 to eliminate possible oscillation in the control current source.

A single-pole loop filter is formed by the capacitor C_2 , connected between pin 7 and the positive supply, and an internal resistance of approximately 3600 ohms

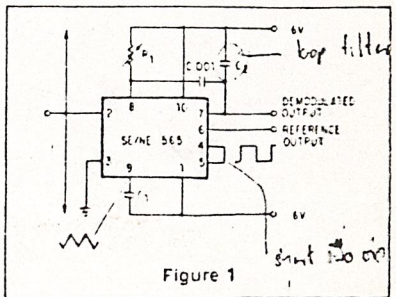


Figure 1

PHASE LOCKED LOOP

SE/NE565

Frequency Shift Keying (FSK)

FSK refers to data transmission by means of a carrier which is shifted between two preset frequencies. This frequency shift is usually accomplished by driving a VCO with the binary data signal so that the two resulting frequencies correspond to the "0" and "1" states (commonly called space and mark) of the binary data signal.

A simple scheme using the 565 to receive FSK signals of 1070Hz and 1270Hz is shown in Figure 2. As the signal appears at the input, the loop locks to the input frequency and tracks it between the two frequencies with a corresponding dc shift at the output.

The loop filter capacitor C2 is chosen smaller than usual to eliminate overshoot on the output pulse, and a three-stage RC ladder filter is used to remove the carrier component from the output. The band edge of the ladder filter is chosen to be approximately half way between the maximum keying rate (in this case 300 baud or 150Hz) and twice the input frequency (approximately 2200Hz). The output signal can now be made logic compatible by connecting a voltage comparator between the output and pin 6 of the loop. The free-running frequency is adjusted with R1 so as to result in a slightly-positive voltage at the output with $f_{in} = 1070\text{Hz}$.

The input connection is typical for cases where a dc voltage is present at the source and therefore a direct connection is not desirable. Both input terminals are returned to ground with identical resistors (in this case, the values are chosen to effect a 600-ohm input impedance).

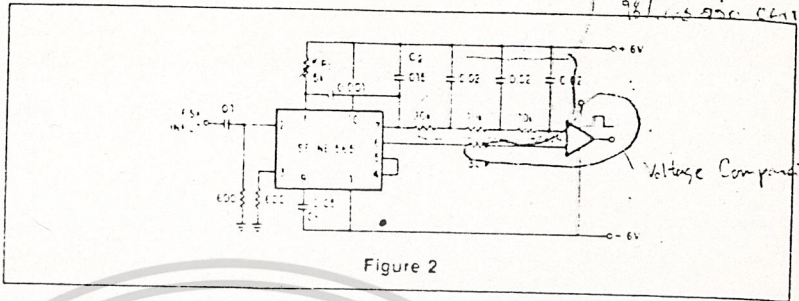


Figure 2

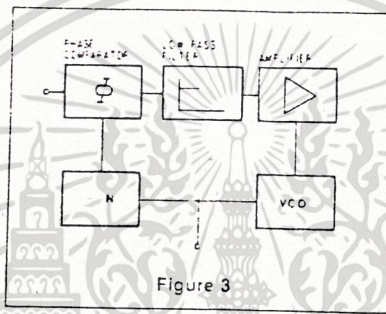


Figure 3

a case where the input signal varies over a wide frequency range and a large multiple of the input frequency is required.

A block diagram of the second scheme is shown in Figure 3. Here the loop is broken between the VCO and the phase comparator, and a frequency divider is inserted. The fundamental of the divided VCO frequency is locked to the input frequency in this case, so that the VCO is actually running at a multiple of the input frequency. The amount of multiplication is determined by the frequency divider. A typical connection scheme is shown in Figure 4. To set up the circuit, the frequency limits of the input signal must be determined. The free-running frequency of the VCO is then adjusted by means of R1 and C1 (as discussed under FM demodulation) so that the output frequency of the divider is midway between the input frequency limits. The filter capacitor, C2, should be large enough to eliminate variations in the demodulated output voltage (at pin 7), in order to stabilize the VCO frequency. The output can now be taken as the VCO squarewave output, and its fundamental will be the desired multiple of the input frequency f_{in} as long as the loop is in lock.

SCA (Background Music) Decoder

Some FM stations are authorized by the FCC to broadcast uninterrupted background music for commercial use. To do this a frequency modulated subcarrier of 67kHz is used. The frequency is chosen so

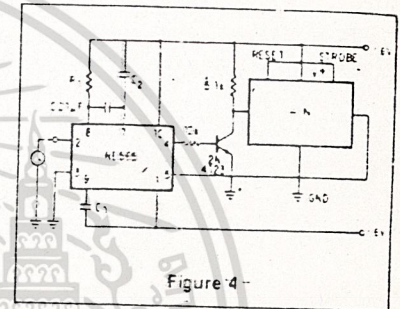


Figure 4

as not to interfere with the normal stereo or monaural program, in addition, the level of the subcarrier is only 10% of the amplitude of the combined signal.

The SCA signal can be filtered out and demodulated with the NE565 Phase Locked Loop without the use of any resonant circuits. A connection diagram is shown in Figure 5. This circuit also serves as an example of operation from a single power supply.

A resistive voltage divider is used to establish a bias voltage for the input (pins 2 and 3). The demodulated (multiplex) FM signal is fed to the input through a two-stage high-pass filter, both to effect capacitive coupling and to attenuate the strong signal of the regular channel. A total signal amplitude, between 80mV and 300mV, is required at the input. Its source should have an impedance of less than 10,000 ohms.

The Phase Locked Loop is tuned to 67kHz with a 5000 ohm potentiometer, only approximate tuning is required, since the loop will seek the signal.

The demodulated output (pin 7) passes through a three-stage low-pass filter to provide de-emphasis and attenuate the high-frequency noise which often accompanies SCA transmission. Note that no capacitor is provided directly at pin 7, thus, the circuit is operating as a first-order loop. The demodulated output signal is in the order of 50mV and the frequency response extends to 7kHz.

Frequency Multiplication

There are two methods by which frequency multiplication can be achieved using the 565.

1. Locking to a harmonic of the input signal
2. Inclusion of a digital frequency divider or counter in the loop between the VCO and phase comparator.

The first method is the simplest, and can be achieved by setting the free-running frequency of the VCO to a multiple of the input frequency. A limitation of this scheme is that the lock range decreases as successively higher and weaker harmonics are used for locking. If the input frequency is to be constant with little tracking required, the loop can generally be locked to any one of the first 5 harmonics. For higher orders of multiplication, or for cases where a large lock range is desired, the second scheme is more desirable. An example of this might be

ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
MC1496D	0°C to +70°C	SO-14
MC1496G		Metal Can
MC1496L		Ceramic DIP
MC1496P		Plastic DIP
MC1596G	-55°C to +125°C	Metal Can
MC1596L		Ceramic DIP

MC1496
MC1596

Specifications and Applications Information

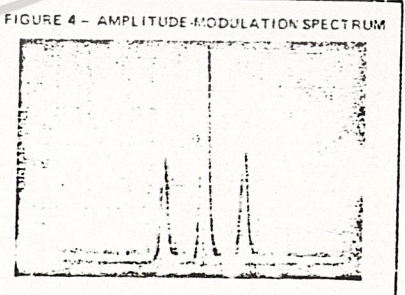
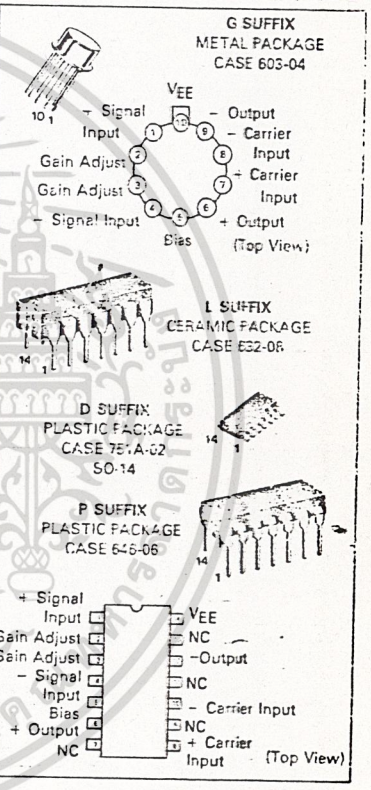
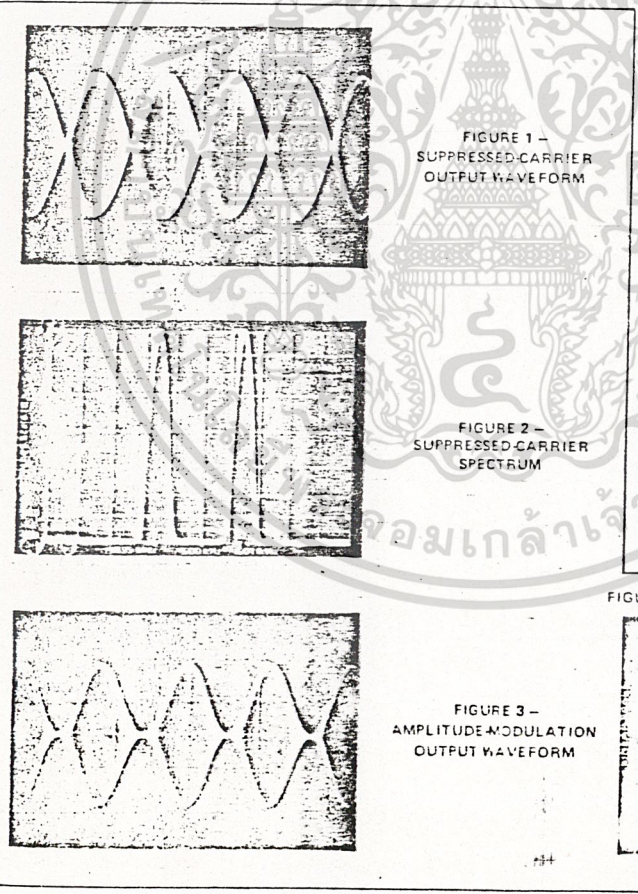
BALANCED MODULATOR/DEMODULATOR

... designed for use where the output voltage is a product of an input voltage (signal) and a switching function (carrier). Typical applications include suppressed carrier and amplitude modulation, synchronous detection, FM detection, phase detection, and chopper applications. See Motorola Application Note AN-531 for additional design information.

- Excellent Carrier Suppression - 65 dB typ @ 0.5 MHz
- 50 dB typ @ 10 MHz
- Adjustable Gain and Signal Handling
- Balanced Inputs and Outputs
- High Common Mode Rejection - 85 dB typ

BALANCED MODULATOR/DEMODULATOR

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1495, MC1595

MAXIMUM RATINGS* (TA = -25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Applied Voltage (V _E - V ₇ , V ₆ - V ₁ , V ₆ - V ₇ , V ₉ - V ₈ , V ₇ - V ₄ , V ₇ - V ₁ , V ₈ - V ₂ , V ₆ - V ₈ , V ₂ - V ₅ , V ₅ - V ₆)	V _V	30	Vdc
Differential Input Signal	V ₇ - V ₆ V ₄ - V ₁	+5.0 = (5 - I _E R _E)	Vdc
Maximum Bias Current	I _E	10	mA
Thermal Resistance, Junction to Air Ceramic Dual In-Line Package Plastic Dual In-Line Package Metal Package	R _{θJA}	100 100 160	°C/W
Operating Temperature Range	T _A	0 to -70 -55 to -125	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS* (V_{CC} = +12 Vdc, V_{EE} = -8.0 Vdc, I_E = 1.0 mA dc, R_L = 3.9 kΩ, R_E = 1.0 kΩ, TA = -25°C unless otherwise noted; All input and output characteristics are single-ended unless otherwise noted.)

Characteristic	Fig.	Note	Symbol	MC1595			MC1495			Unit
				Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Carrier Feedthrough V _C = 60 mV(rms) sine wave and offset adjusted to zero V _C = 300 mVp-p square wave: offset adjusted to zero offset not adjusted	5	1	V _{CFT}	—	40 140	—	—	40 140	—	μV(rms) mV(rms)
Carrier Suppression f _S = 10 kHz, 300 mV(rms) f _C = 500 kHz, 60 mV(rms) sine wave f _C = 10 MHz, 60 mV(rms) sine wave	5	2	V _{CS}	50	65 50	—	40	65 50	—	dB
Transmittance Bandwidth (Magnitude) (R _L = 50 ohms) Carrier Input Port, V _C = 60 mV(rms) sine wave f _S = 1.0 kHz, 300 mV(rms) sine wave Signal Input Port, V _S = 300 mV(rms) sine wave V _{CC} = 0.5 Vdc	8	8	BW _{3dB}	—	300	—	—	300	—	MHz
Signal Gain V _S = 100 mV(rms), f = 1.0 kHz; V _C = 0.5 Vdc	10	3	A _{VS}	2.5	3.5	—	2.5	3.5	—	V/V
Single-Ended Input Impedance, Signal Port, f = 5.0 MHz Parasitic Input Resistance Parasitic Input Capacitance	6	—	r _{ip} c _{ip}	—	200	—	—	200	—	kΩ pF
Single-Ended Output Impedance, f = 10 MHz Parasitic Output Resistance Parasitic Output Capacitance	6	—	r _{op} c _{op}	—	40	—	—	40	—	kΩ pF
Input Bias Current I _{bS} = $\frac{I_1 - I_4}{2}$; I _{bC} = $\frac{I_7 - I_8}{2}$	7	—	I _{bS} I _{bC}	—	12	25	—	12	30	μA
Input Offset Current I _{oS} = I ₁ - I ₄ ; I _{oC} = I ₇ - I ₈	7	—	I _{oS} I _{oC}	—	0.7	5.0	—	0.7	7.0	μA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current (TA = -55°C to +125°C)	7	—	TC _{I_o}	—	2.0	—	—	2.0	—	nA/°C
Output Offset Current I _{oE} - I _{oF}	7	—	I _{oE}	—	14	50	—	14	80	μA
Average Temperature Coefficient of Output Offset Current (TA = -55°C to +125°C)	7	—	TC _{I_{oE}}	—	90	—	—	90	—	nA/°C
Common-Mode Input Swing, Signal Port, f _S = 1.0 kHz	8	4	CMV	—	5.0	—	—	5.0	—	Vp-p
Common-Mode Gain, Signal Port, f _S = 1.0 kHz, V _{CC} = 0.5 Vdc	9	—	ACM	—	-85	—	—	-85	—	dB
Common-Mode Quiescent Output Voltage (Pin 6 or Pin 9)	10	—	V _{out}	—	8.0	—	—	8.0	—	Vp-p
Differential Output Voltage Swing Capability	10	—	V _{out}	—	8.0	—	—	8.0	—	Vp-p
Power Supply Current I _E - I _F I _{CC}	7	6	I _{CC} I _{EE}	—	2.0 3.0	3.0 4.0	—	2.0 3.0	4.0 5.0	mA dc
DC Power Dissipation	7	5	P _D	—	33	—	—	33	—	mW

* Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To determine the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, MC1596

GENERAL OPERATING INFORMATION*

Note 1 - Carrier Feedthrough

Carrier feedthrough is defined as the output voltage at carrier frequency with only the carrier applied (signal voltage = 0). Carrier null is achieved by balancing the currents in the differential amplifier by means of a bias trim potentiometer (R₅ of Figure 5).

Note 2 - Carrier Suppression

Carrier suppression is defined as the ratio of each sideband output to carrier output for the carrier and signal voltage levels specified.

Carrier suppression is very dependent on carrier input level, as shown in Figure 22. A low value of the carrier does not fully switch the upper switching devices, and results in lower signal gain, hence lower carrier suppression. A higher than optimum carrier level results in unnecessary device and circuit carrier feedthrough, which again degenerates the suppression figure. The MC1596 has been characterized with a 60 mV(rms) sine wave carrier input signal. This level provides optimum carrier suppression at carrier frequencies in the vicinity of 500 kHz, and is generally recommended for balanced modulator applications.

Carrier feedthrough is independent of signal level, V_S. Thus carrier suppression can be maximized by operating with large signal levels. However, a linear operating mode must be maintained in the signal input transistor pair - or harmonics of the modulating signal will be generated and appear in the device output as spurious sidebands of the suppressed carrier. This requirement places an upper limit on input signal amplitude (see Note 3 and Figure 20). Note also that an optimum carrier level is recommended in Figure 22 for good carrier suppression and minimum spurious sideband generation.

At higher frequencies circuit layout is very important in order to minimize carrier feedthrough. Shielding may be necessary in order to prevent capacitive coupling between the carrier input lead and the output leads.

Note 3 - Signal Gain and Maximum Input Level

Signal gain (single-ended) at low frequencies is defined as the voltage gain.

$$A_{VS} = \frac{V_O}{V_S} = \frac{R_L}{R_E + 2r_e} \text{ where } r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E \text{ (mA)}}$$

A constant dc potential is applied to the carrier input terminals to fully switch two of the upper transistors "on" and two transistors "off" (V_C = 0.5 Vdc). This in effect forms a cascode differential amplifier.

Linear operation requires that the signal input be below a critical value determined by R_E and the bias current I_S.

$$V_S \leq I_S R_E \text{ (Volts peak)}$$

Note that in the test circuit of Figure 10, V_S corresponds to a maximum value of 1 volt peak.

Note 4 - Common-Mode Swing

The common-mode swing is the voltage which may be applied to both bases of the signal differential amplifier, without saturating the current sources or without saturating the differential amplifier itself by swinging it into the upper switching devices. This swing is variable depending on the particular circuit and biasing conditions chosen (see Note 6).

Note 5 - Power Dissipation

Power dissipation, P_D, within the integrated circuit package should be calculated as the summation of the voltage-current products at each port, i.e. assuming V_G = V₆, I₅ = I₆ = I₉ and ignoring

base current, P_D = 2 I_S (V₆ - V₁₀) + I_S (V₅ - V₁₀) where subscripts refer to pin numbers.

Note 6 - Design Equations

The following is a partial list of design equations needed to operate the circuit with other supply voltages and input conditions. See Note 3 for R_E equation.

A. Operating Current

The internal bias currents are set by the conditions at pin 5. Assume:

$$I_5 = I_6 = I_9$$

$$I_5 \ll I_C \text{ for all transistors}$$

then:

$$R_5 = \frac{V^+ - 0}{I_5} - 500 \Omega \text{ where: } R_5 \text{ is the resistor between pin 5 and ground}$$

$$\phi = 0.75 \text{ V at } T_A = +25^\circ\text{C}$$

The MC1596 has been characterized for the condition I_S = 1.0 mA and is the generally recommended value.

B. Common-Mode Quiescent Output Voltage

$$V_0 = V_G - V^+ - I_5 R_L$$

Note 7 - Biasing

The MC1596 requires three dc bias voltage levels which must be set externally. Guidelines for setting up these three levels include maintaining at least 2 volts collector-base bias on all transistors while not exceeding the voltages given in the absolute maximum rating table:

$$30 \text{ Vdc} \geq [(V_6, V_9) - (V_7, V_8)] \geq 2 \text{ Vdc}$$

$$30 \text{ Vdc} \geq [(V_7, V_8) - (V_1, V_4)] \geq 2.7 \text{ Vdc}$$

$$30 \text{ Vdc} \geq [(V_1, V_4) - (V_5)] \geq 2.7 \text{ Vdc}$$

The foregoing conditions are based on the following approximations:

$$V_6 = V_9, \quad V_7 = V_8, \quad V_1 = V_4$$

Bias currents flowing into pins 1, 4, 7, and 8 are transistor base currents and can normally be neglected if external bias dividers are designed to carry 1.0 mA or more.

Note 8 - Transmittance Bandwidth

Carrier transmittance bandwidth is the 3-dB bandwidth of the device forward transmittance as defined by:

$$V_{21C} = \frac{i_o \text{ (each sideband)}}{V_S \text{ (signal)}} \Big|_{V_0 = 0}$$

Signal transmittance bandwidth is the 3-dB bandwidth of the device forward transmittance as defined by:

$$V_{21S} = \frac{i_o \text{ (signal)}}{V_S \text{ (signal)}} \Big|_{V_C = 0.5 \text{ Vdc}, V_0 = 0}$$

*Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

MC1496, MC1596

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Typical characteristics were obtained with the circuit shown in Figure 5. $f_c = 500$ kHz (sine wave), $V_C = 60$ mV(rms), $f_s = 1$ kHz, $V_S = 500$ mV(rms), $T_A = -25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

FIGURE 15 - SIDEBAND AND SIGNAL PORT TRANSMITTANCES versus FREQUENCY

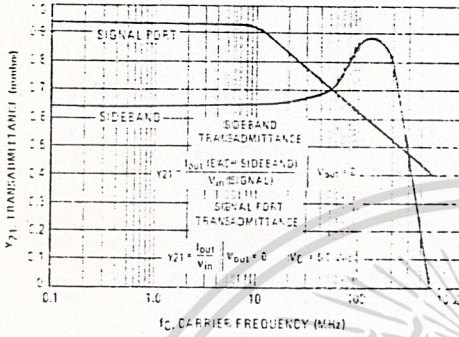


FIGURE 16 - CARRIER SUPPRESSION versus TEMPERATURE

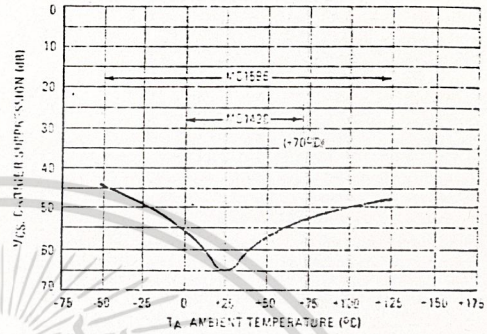


FIGURE 17 - SIGNAL PORT FREQUENCY RESPONSE

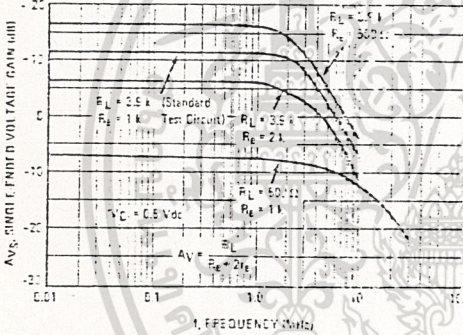


FIGURE 18 - CARRIER SUPPRESSION versus FREQUENCY

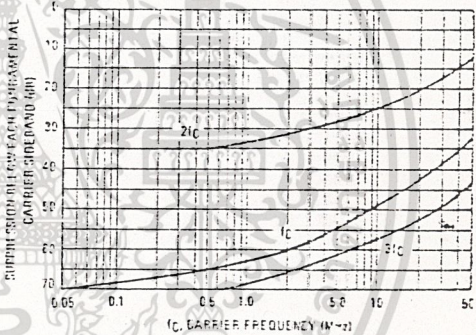


FIGURE 19 - CARRIER FEEDTHROUGH versus FREQUENCY

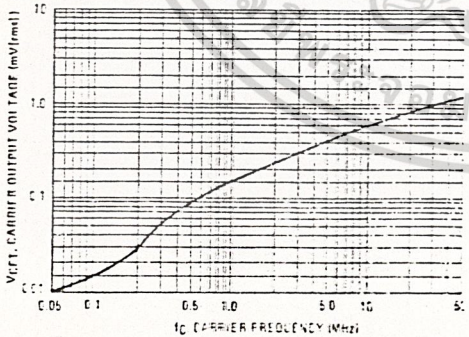
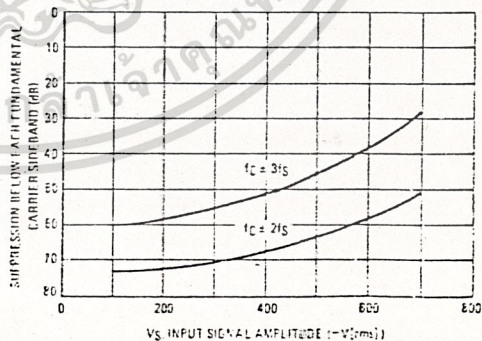


FIGURE 20 - SIDEBAND HARMONIC SUPPRESSION versus INPUT SIGNAL LEVEL



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, MC1596

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

FIGURE 21 - SUPPRESSION OF CARRIER HARMONIC SIDEBANDS versus CARRIER FREQUENCY

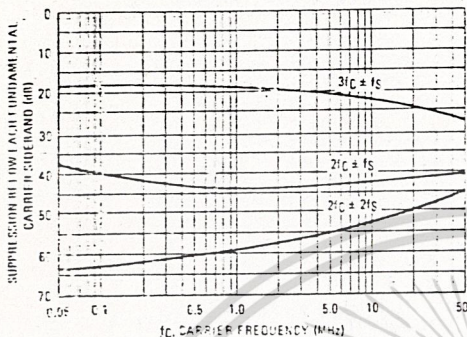
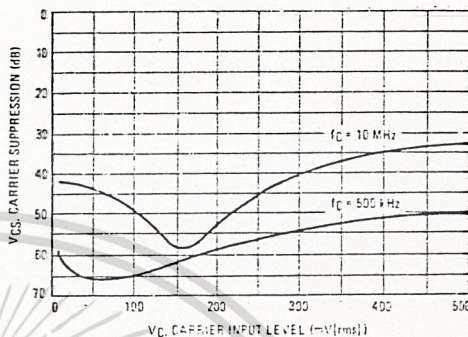


FIGURE 22 - CARRIER SUPPRESSION versus CARRIER INPUT LEVEL



OPERATIONS INFORMATION

The MC1596/MC1496, a monolithic balanced modulator circuit, is shown in Figure 23.

This circuit consists of an upper quasi differential amplifier driven by a standard differential amplifier with dual current sources. The output collectors are cross-coupled so that full-wave balanced multiplication of the two input voltages occurs. That is, the output signal is a constant times the product of the two input signals.

Mathematical analysis of linear ac signal multiplication indicates that the output spectrum will consist of only the sum and difference of the two input frequencies. Thus, the device may be used as a balanced modulator, doubly balanced mixer, product detector, frequency doubler, and other applications requiring these particular output signal characteristics.

This lower differential amplifier has its emitters connected to the package pins so that an external emitter resistance may be used. Also, external load resistors are employed at the device output.

Signal Levels

The upper load differential amplifier may be operated either in a linear or a saturated mode. The lower differential amplifier is operated in a linear mode for most applications.

For low-level operation at both input ports, the output signal will contain sum and difference frequency components and have an amplitude which is a function of the product of the input signal amplitude.

For high-level operation at the carrier input port and linear operation at the modulating signal port, the output signal will contain sum and difference frequency components of the modulating signal frequency and the fundamental and odd harmonics of the carrier frequency. The output amplitude will be a constant times the modulating signal amplitude. Any amplitude variations in the carrier signal will not appear in the output.

FIGURE 23 - CIRCUIT SCHEMATIC

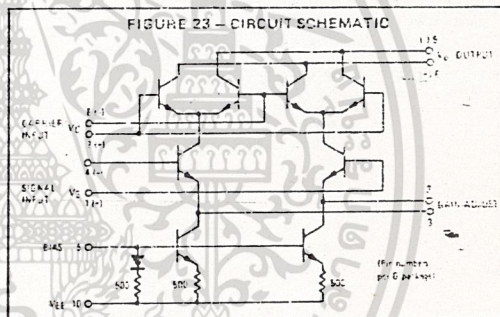
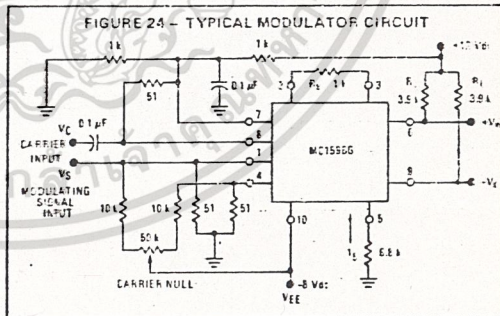


FIGURE 24 - TYPICAL MODULATOR CIRCUIT



NOTE: Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

MC1496, MC1596

OPERATIONS INFORMATION (continued)

The linear signal handling capabilities of a differential amplifier are well defined. With no emitter degeneration, the maximum input voltage for linear operation is approximately 25 mV peak. Since the upper differential amplifier has its emitters internally connected, this voltage applies to the carrier input port for all conditions.

Since the lower differential amplifier has provisions for an external emitter resistance, its linear signal handling range may be adjusted by the user. The maximum input voltage for linear operation may be approximated from the following expression.

$$V \cdot (1/5) (R_E) \text{ volts peak.}$$

This expression may be used to compute the minimum value of R_E for a given input voltage amplitude.

The gain from the modulating signal input port to the output is the MC1596/MC1496 gain parameter which is most often of interest to the designer. This gain has significance only when the lower differential amplifier is operated in a linear mode, but this includes most applications of the device.

As previously mentioned, the upper quad differential amplifier may be operated either in a linear or a saturated mode. Approximate gain expressions have been developed for the MC1596/MC1496 for a low-level modulating signal input and the following carrier input conditions:

- 1) Low-level dc
- 2) High-level dc
- 3) Low-level ac
- 4) High-level ac

These gains are summarized in Table 1, along with the frequency components contained in the output signal.

FIGURE 25 - TABLE 1
VOLTAGE GAIN AND OUTPUT FREQUENCIES

Carrier Input Signal (V_C)	Approximate Voltage Gain	Output Signal Frequency(s)
Low level dc	$\frac{R_L V_C}{2(R_E + 2r_e)(\frac{KT}{q})}$	f_M
High-level dc	$\frac{R_L}{R_E + 2r_e}$	f_M
Low-level ac	$\frac{R_L V_C(\text{rms})}{2\sqrt{2}(\frac{KT}{q})(R_E + 2r_e)}$	$f_C \pm f_M$
High-level ac	$0.637 \frac{R_L}{R_E + 2r_e}$	$f_C \pm f_M, 3f_C \pm f_M, 5f_C \pm f_M, \dots$

NOTES:

1. Low-level Modulating Signal, V_M , assumed in all cases. V_C is Carrier Input Voltage.
2. When the output signal contains multiple frequencies, the gain expression given is for the output amplitude of each of the two desired outputs, $f_C + f_M$ and $f_C - f_M$.
3. All gain expressions are for a single-ended output. For a differential output connection, multiply each expression by two.
4. R_L = Load resistance.
5. R_E = Emitter resistance between pins 2 and 3.
6. r_e = Transistor dynamic emitter resistance, at $+25^\circ\text{C}$;
 $r_e \approx \frac{26 \text{ mV}}{I_E (\text{mA})}$
7. K = Boltzmann's Constant, T = temperature in degrees Kelvin, q = the charge on an electron.

$$\frac{KT}{q} \approx 26 \text{ mV at room temperature}$$

APPLICATIONS INFORMATION

Double sideband suppressed carrier modulation is the basic application of the MC1596/MC1496. The suggested circuit for this application is shown on the front page of this data sheet.

In some applications, it may be necessary to operate the MC1596/MC1496 with a single dc supply voltage instead of dual supplies. Figure 26 shows a balanced modulator designed for operation with a single +12 Vdc supply. Performance of this circuit is similar to that of the dual supply modulator.

AM Modulator

The circuit shown in Figure 27 may be used as an amplitude modulator with a minor modification.

All that is required to shift from suppressed carrier to AM operation is to adjust the carrier null potentiometer for the proper amount of carrier insertion in the output signal.

However, the suppressed carrier null circuitry as shown in Figure 27 does not have sufficient adjustment range. Therefore, the modulator may be modified for AM operation by changing two resistor values in the null circuit as shown in Figure 28.

Product Detector

The MC1596/MC1496 makes an excellent SSB product detector (see Figure 29).

This product detector has a sensitivity of 3.0 microvolts and a dynamic range of 90 dB when operating at an intermediate frequency of 9 MHz.

The detector is broadband for the entire high frequency range. For operation at very low intermediate frequencies down to 50 kHz the 0.1 μF capacitors on pins 7 and 8 should be increased to 1.0 μF . Also, the output filter at pin 9 can be tailored to a specific intermediate frequency and audio amplifier input impedance.

As in all applications of the MC1596/MC1496, the emitter resistance between pins 2 and 3 may be increased or decreased to adjust circuit gain, sensitivity, and dynamic range.

This circuit may also be used as an AM detector by introducing carrier signal at the carrier input and an AM signal at the SSB input.

The carrier signal may be derived from the intermediate frequency signal or generated locally. The carrier signal may be introduced with or without modulation, provided its level is sufficiently high to saturate the upper quad differential amplifier. If the carrier signal is modulated, a 300 mV(rms) input level is recommended.

MC1496, MC1596

TYPICAL APPLICATIONS (continued)

FIGURE 30 - DOUBLY BALANCED MIXER (BROADBAND INPUTS, 9.0 MHz TUNED OUTPUT)

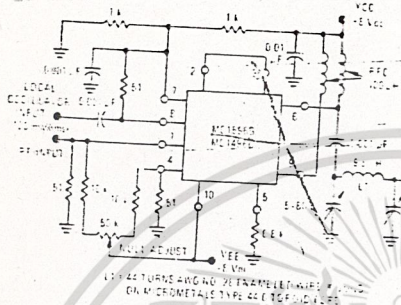


FIGURE 31 - LOW-FREQUENCY DOUBLER

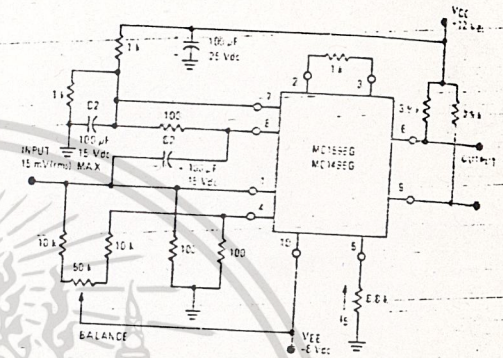
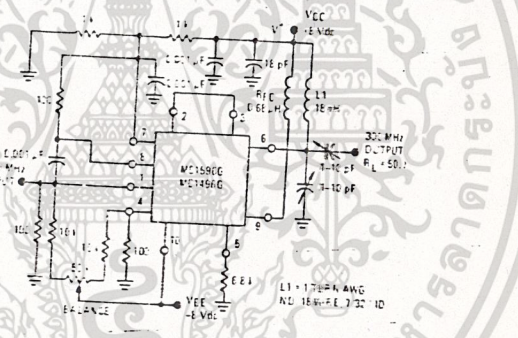
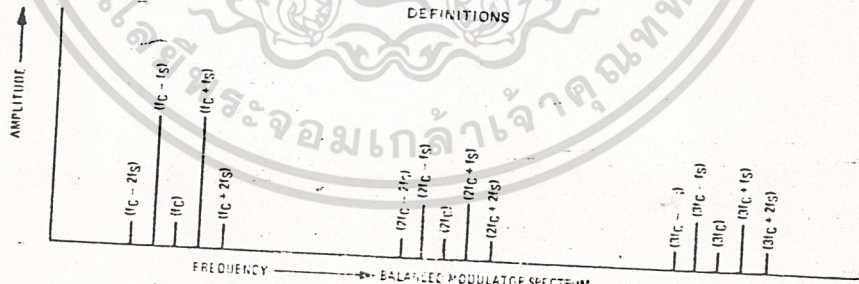


FIGURE 32 - 150 to 300 MHz DOUBLER



DEFINITIONS



$f(c)$ CARRIER FUNDAMENTAL
 $f(s)$ MODULATING SIGNAL
 $f(c) \pm f(s)$ FUNDAMENTAL CARRIER SIDEBANDS
 $f(c) \pm n f(s)$ FUNDAMENTAL CARRIER SIDEBAND HARMONICS
 $n f(c)$ CARRIER HARMONICS
 $n f(c) \pm n f(s)$ CARRIER HARMONIC SIDEBANDS

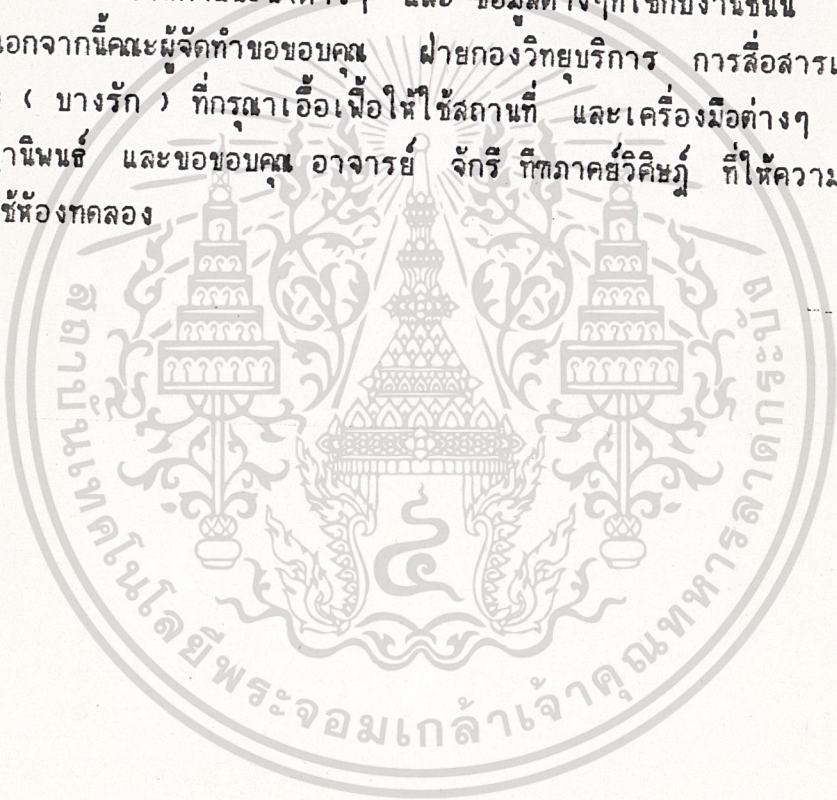
NOTE: Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิติกรรมประกาศ

การทำปฏิธานิพนธ์ฉบับนี้ สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี กลุ่มผู้จัดทำขอ
ขอบคุณ ผศ.ดร. กนก เจนจิระพงศ์เวช ที่เป็นอาจารย์ที่ปรึกษา และให้คำแนะนำ
ในทฤษฎีต่างๆ ตลอดจนการให้ความสะดวกในการใช้เครื่องมือสำคัญต่างๆ ใน
การใช้ในการตรวจสอบการทำงานของระบบ และขอขอบคุณ อาจารย์ อรรถสิทธิ์
หล้าสกุล และ อาจารย์ กฤดากร กล่อมการ ที่ได้ให้ความสะดวกในการใช้
เครื่องมือ ในการให้คำแนะนำต่างๆ และ ข้อมูลต่างๆที่ใช้กับงานชิ้นนี้

นอกจากนี้คณะผู้จัดทำขอขอบคุณ ฝ่ายกองวิทยบริการ การสื่อสารแห่งประเทศไทย (บางรัก) ที่กรุณาเอื้อเฟื้อให้ใช้สถานที่ และเครื่องมือต่างๆ ในการ
ทำปฏิธานิพนธ์ และขอขอบคุณ อาจารย์ จักริ ทิณฑาศรัยวิศิษฐ์ ที่ได้ให้ความสะดวก
ในการใช้ห้องทดลอง



หนังสืออ้างอิง

- MOTOLOLA RF DEVICE DATA VOLUME 1 : AMERICA : 1988
- MOTOROLA RF DEVICE DATA VOLUME 2 : AMERICA : 1988
- MOTOROLA SMALL SIGNALS DATA BOOK : AMERICA : 1988
- MOTOROLA ECL DATA BOOK : AMERICA : 1988
- MOTOROLA LINEAR DATA BOOK : AMERICA : 1988
- TI. THE LINEAR CONTROL CIRCUITS DATA BOOK FOR DESIGN ENGINEERS : TEXAS INSTRUMENT: TEXAS : 1980
- JACK SMITH MODERN COMMUNICATION CIRCUITS : OSCILLATORS, MODULATORS AND DEMODULATORS ; McGRAW-HILL ; SINGAPORE : 1987
- L.K.HERBERT SOLIID STATE RADIO ENGINEERING : SINEWAVE OSCILATORS , MIXERS , FM. AND PM. RECIVERS ; JOHN WILEY & SON INC. ; CANADA : 1980
- M.P.DAVIID MICROWAVE ENGINEERING ; MICROWAVE NETWORK ANALYSIS , POWER DIVIDERS - DIRECTIONAL COUPLERS AND HYBRIDS ; ADDISON - WESLEY PUBLISHING COMPANY ; AMERICA : 1990
- G.R.JESSOP VHF/UHF MANUAL ; MICROWAVES ; THE GRADEN CITY PRESS ; GREAT BRITAIN : 1983
- SIDNEY SOCLOF APPLICATION OF ANALOG INTEGRATER CIRCUITS ; MODULATORS - DEMODULATORS AND PHASE DETECTORS , PHASE LOCK LOOPS ; PRENTICE-HALL ; NEW JERSEY : 1985
- SAMUEL Y.LIAO MICROWAVE CIRCUIT ANALYSIS AND AMPLIFIER DESIGN ; S-PARAMETER THEORY AND APPLICATION, BALANCED AMPLIFIER DESIGN AND POWER-COMBINING TECHNIQUES ; PRENTICE-HALL ; 1987

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซีเอ็ดยูเคชั่น

คู่มือเทียบเบอร์ทรานซิสเตอร์ : ซีเอ็ดยูเคชั่น : กรุงเทพฯ :
1989

ดร. สิทธิชัย

ดร. สิทธิชัย โกโคยอคม , ดร. นีระศักดิ์ วรสุนทรโรสด ,
โตะมิโอะ อิวะสะกิ เทชุกุและการคำนวณวงจรอิเล็กทรอนิกส์
: วงจรออสซิลเลเตอร์ : ซีเอ็ดยูเคชั่น : กรุงเทพฯ :
1989

ทองทศ วาณิชศรี

วิทยานิพนธ์ เรื่องระบบเครื่องรับดาวเทียม : บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง :
กรุงเทพฯ : 1987



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้