



เครื่องรับสัญญาณดาวเทียม  
( Satellite Receiver )

โดย

นาย ประสงค์ อธิวิฑูรธรรม  
นาย ศิริวัฒน์ หงส์ศิริวัฒน์  
นาย อนุวัตร ดรหลักคำ

วัน เดือน ปี.....1 ต.ค 2541  
เลขทะเบียน...03807...  
เลขเรียกหนังสือ...T 39093 13871

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2539

หัวข้อ ปรินญาณินพนธ์

เครื่องรับสัญญาณดาวเทียม

( Satellite Receiver )

โดย

นาย ประสงค์ อธิวิฑูรธรรม 37013383

นาย ศิริวัฒน์ หงส์ศิริวัฒน์ 37013399

นาย อนุวัตร ดรหลักคำ 37013409

สาขาวิชา เทคโนโลยีโทรคมนาคม

ภาควิชา เทคโนโลยีอุตสาหกรรม

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ อุทัย ศรีธีระวิโรจน์

อาจารย์ คลชัย สุขเจริญผล

ปีการศึกษา 2539

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
อนุมัติให้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปรินญาณินพนธ์

..... ประธานกรรมการ

( )

..... กรรมการ

( )

..... กรรมการ

( )

..... กรรมการ

( )

..... กรรมการ

( )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญาานิพนธ์

เครื่องรับสัญญาณดาวเทียม  
Satellite Receiver

นักศึกษา

นาย ศิริวัฒน์ หงส์ศิริวัฒน์  
นาย ประสงค์ อภิทธิพิรุธรรม  
นาย อนุวัตร ดรหลักคำ

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ อุทัย ศรีธีระวิโรจน์  
อาจารย์ ดลชัย สุขเจริญผล

## บทคัดย่อ

โครงการชุดเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมนี้ ถูกออกแบบให้สามารถใช้รับ สัญญาณดาวเทียมที่อยู่ในย่านความถี่ 3.7-4.2 GHz. ( C แบนด์ ) โดยสัญญาณที่ต่อเข้าภาคจูนเนอร์มีความถี่ช่วง 950-1450 MHz. ซึ่งได้มาจากวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ (LNB. ) สัญญาณที่ได้จากจูนเนอร์จะเป็นสัญญาณเบสแบนด์ จากนั้นนำไปแยก สัญญาณภาพ โดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำ 0-5 Mhz. แล้วทำการขยายจนได้สัญญาณวิดีโอเอพาร์ท ส่วน สัญญาณเสียง จะได้จากการกรองสัญญาณเบสแบนด์ โดยวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ จะทำการดีเทคทางความถี่ช่วง 6-8Mhz ได้สัญญาณเสียงผ่านวงจรขยายได้สัญญาณออกวิดีโอเอพาร์ท เราสามารถนำสัญญาณที่ได้ ต่อเข้ากับเครื่องรับโทรทัศน์ทางช่อง AV. รับชมรายการต่างๆ จากดาวเทียมได้

ข้อดีของโครงการนี้คือ ใช้งบประมาณในการสร้าง ต่ำกว่า ราคาเครื่องสำเร็จที่มีจำหน่ายอยู่ทั่วไป จึงเหมาะที่จะสร้างเพื่อใช้ในการศึกษาทดลอง เกี่ยวกับหลักการทำงานของเครื่องรับสัญญาณดาวเทียม สัญญาณต่างๆในวงจรหรือ เพื่อนำไปใช้งานจริง

## Abstract

This satellite receiver is designed for receive the satellite signal in C-Band range ( 3.7-4.2 GHz. ). Low Noise Blockdown convertor (LNB.)will transform the signal down to 950 - 1450 MHz. and send to the Tuner circuit to detect the baseband signal while the Low Pass Filter (LPF.) and the Band Pass Filter (BPF.) will detect the video signal (0-5 MHz.) , and sound signal (6-8 Mhz. ) from baseband signal and send to amplifier to increase the signal 's power and when connect this satellite receiver to a television, it will make the television ability to receive the satellite program.

This satellite reciever compare with those commercialized receiver ,it's price is more reasonable, so it suitable to use as an educational and in the lab of satellite package or even in commercial way.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จลงได้ด้วยความสำเร็จด้วยความเรียบร้อย ด้วยการให้ความช่วยเหลือจากผู้มีพระคุณดังต่อไปนี้

อาจารย์ อุทัย ศรีธีระวิโรจน์

อาจารย์ ดลชัย สุขเจริญผล

อาจารย์ ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์

รศ. ดร. กนก เจนจิระพงศ์เวช

อาจารย์ ชวลิต เบนจางคประเสริฐ

อาจารย์ที่ปรึกษาผู้ให้คำปรึกษาชี้แนะ

อาจารย์ที่ปรึกษาผู้ให้คำปรึกษาชี้แนะและ

อำนวยความสะดวกในเรื่องของสถานที่ทดลอง

ให้คำปรึกษาและอุปกรณ์ในการทดลอง

ให้คำปรึกษาเรื่องวงจร

ให้คำแนะนำในเรื่องปริญญานิพนธ์

ทางกลุ่มผู้จัดทำ ขอกราบขอบพระคุณมา ณ ที่นี้ด้วย



## บทนำ

ปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารดาวเทียม ได้เจริญก้าวหน้าไปอย่างรวดเร็ว และกำลังเป็นที่นิยมในระบบสื่อสารโทรคมนาคมทั่วโลก มีการศึกษาค้นคว้า เครื่องมือ และ พัฒนาเทคนิคต่างๆ ให้มีความทันสมัย และมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น เพราะ การสื่อสารดาวเทียม มีข้อดีกว่าระบบการสื่อสารแบบอื่นๆ อยู่มาก ทั้งในด้าน ความถูกต้อง แม่นยำของข้อมูลที่ ได้รับ พื้นที่ในการส่ง และรับ ครอบคลุมเป็น บริเวณกว้าง ทั่วโลก แม้ในที่ๆ ก่อนข้างมีอุปสรรคในการติดต่อสื่อสาร ด้วยระบบวิธีสื่อสารชนิดอื่นๆ จึงทำให้ระบบการสื่อสารดาวเทียม เหมาะสำหรับการสื่อสารภายในประเทศ ระหว่างประเทศ รวมทั้ง การแพร่ภาพและเสียง ของรายการ โทรทัศน์ต่างๆ ผ่าน ดาวเทียม ซึ่งกำลังเป็นที่นิยมอยู่ในขณะนี้

โครงการ เครื่องรับสัญญาณดาวเทียมนี้ ได้ออกแบบ และทดลอง สร้างเพื่อใช้รับสัญญาณของรายการโทรทัศน์ ต่างๆ ที่แพร่ภาพออกอากาศ ผ่านดาวเทียม ในย่านความถี่ C แบนด์ โดยใช้งบประมาณในการจัดสร้างน้อยกว่า ราคาเครื่องสำเร็จที่มีจำหน่ายอยู่ทั่วไป แต่คุณภาพใกล้เคียงกัน จึงเหมาะที่จะใช้ในการทดลอง และศึกษาการทำงานของเครื่องรับดาวเทียม

# สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อ	(ก)
กิตติกรรมประกาศ	(ข)
บทนำ	(ค)
บทที่ 1 ระบบการสื่อสารผ่านดาวเทียม	1
บทที่ 2 อุปกรณ์ที่จำเป็นของระบบเครื่องรับสัญญาณดาวเทียม	27
บทที่ 3 หลักการทำงานของเครื่องรับสัญญาณดาวเทียม	41
บทที่ 4 หลักการออกแบบวงจรเครื่องรับสัญญาณดาวเทียม	50
4.1 วงจรขยายสัญญาณเบสแบนด์ ( Buffer )	50
4.2 วงจรกรองความถี่ ( Filter )	55
4.3 วงจรขยายสัญญาณภาพ ( Differential Amp.)	63
4.4 วงจรภาคเสียง ( Sound )	70
บทที่ 5 การทำงานของวงจรจริง	73
5.1 วงจรทางด้านภาพ	73
5.2 วงจรทางด้านเสียง	74
5.3 ลายวงจรเครื่องรับสัญญาณดาวเทียม	75
บทที่ 6 สรุปผลการทดลอง	76
บรรณานุกรม	80
ภาคผนวก	
ก. ลายปริ้นท์	
ข. รายการอุปกรณ์	
ค. Data Sheet	

# บทที่ 1

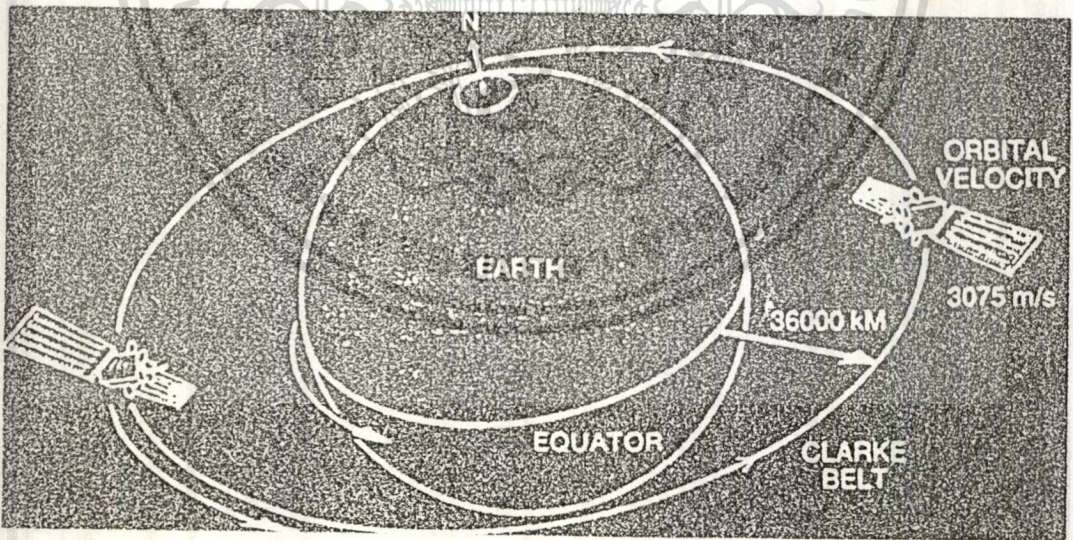
## ระบบการสื่อสารผ่านดาวเทียม

ดาวเทียมที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันนี้มีอยู่ด้วยกัน 2 ชนิด จำแนกตามแนวโคจรที่มันโคจรอยู่

1. ดาวเทียมที่อยู่ในโคจรทั่วไป มีวงโคจรเป็นรูปวงรีมีระนาบไม่แน่นอนตำแหน่งของตัวดาวเทียมเมื่อเทียบกับโลกก็ไม่แน่นอน มักใช้งานในการสำรวจสภาพภูมิอากาศ ภูมิประเทศ แหล่งทรัพยากร ธรณี และงานจารกรรมทางทหาร

2. ดาวเทียมค้างฟ้า (GEOSTATIONARY SATELLITE) เป็นดาวเทียมที่อยู่กับที่เมื่อเทียบกับโลกมีวงโคจรอยู่ในระนาบเดียวกับเส้นศูนย์สูตร อยู่สูงจากผิวโลกประมาณ 35,786 กม. วงโคจรพิเศษนี้อาจเรียกว่า “วงโคจรค้างฟ้า” หรือ “วงโคจรคลาร์ก” เพื่อเป็นเกียรติแก่นาย Arthur C. Clarke ผู้ค้นพบวงโคจรนี้

วงจรคลาร์ก เป็นวงโคจรในระนาบเส้นศูนย์สูตร (EQUATOR) ที่มีความสูงเป็นระยะที่ทำให้ดาวเทียมที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็วเชิงมุมเท่ากับการหมุนของโลก แล้วทำให้เกิดแรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางมีค่าเท่ากับแรงดึงดูดของโลกพอดี เป็นผลทำให้ดาวเทียมดูเหมือนอยู่คงที่ ณ ระดับความสูงนี้ ดาวเทียมค้างฟ้าส่วนใหญ่ใช้ในการสื่อสารระหว่างประเทศ และภายในประเทศ เช่น ดาวเทียมอนุกรม อินเทลแซต ดาวเทียมปลาปาของประเทศอินโดนีเซีย และดาวเทียมไทยคมของประเทศไทย ปัจจุบันดาวเทียมค้างฟ้าเป็นร้อยๆ ดวงที่ปรากฏอยู่ในวงจรคลาร์ก



รูปที่ 1.1 วงโคจรของดาวเทียม

### ประเภทของดาวเทียม

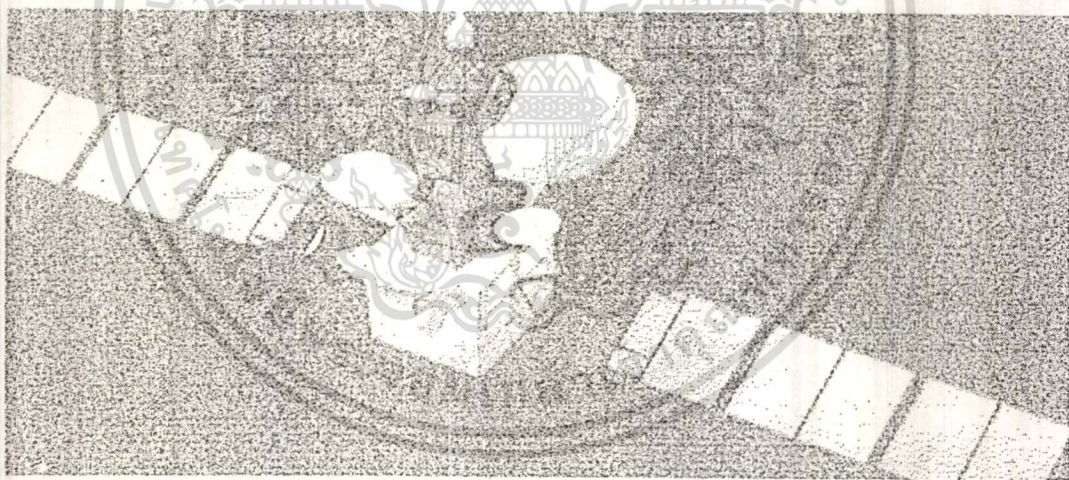
ดาวเทียม คือ วัตถุที่เกิดจากการประดิษฐ์คิดค้นโดยมันสมองของมนุษย์ ซึ่งมันสามารถจะลอยอยู่ในอวกาศ และโคจรรอบโลก หรือขับเคลื่อนไปยังจุดหมายปลายทางที่มนุษย์ต้องการได้โดยอาศัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กฎเกณฑ์ทางวิทยาศาสตร์ต่างๆ เช่นแรงดึงดูดของโลกซึ่งทำให้ดาวเทียมสามารถโคจรรอบโลกได้ในลักษณะเดียวกันกับที่ดวงจันทร์โคจรรอบโลกและโลกโคจรรอบดวงอาทิตย์

ดาวเทียมมีมากมายหลายประเภท สามารถแบ่งประเภทการใช้งานได้ 11 ประเภท ดังนี้

1. ดาวเทียมเพื่อการสื่อสารระหว่างจุดต่อจุด เช่น ดาวเทียมปลาปา, ดาวเทียมไทยคม
2. ดาวเทียมเพื่อการสื่อสารระหว่างดาวเทียม เช่น ดาวเทียม TDRS
3. ดาวเทียมเพื่อการสื่อสารเคลื่อนที่บนบก ในน้ำและในอากาศ เช่น ดาวเทียมอินมาร์แซท
4. ดาวเทียมเพื่อการสื่อสารวิทยุกระจายเสียง และวิทยุโทรทัศน์ เช่น ดาวเทียม ASTRA
5. ดาวเทียมเพื่อการสำรวจโลก สำรวจทรัพยากรธรรมชาติ เช่น ดาวเทียม LANDSAT
6. ดาวเทียมเพื่อการสำรวจอวกาศ เช่น ดาวเทียม METEOR, ดาวเทียม EXPLORER
7. ดาวเทียมเพื่อการพยากรณ์อากาศ เช่น ดาวเทียม GMS, ดาวเทียม NOVA 6 - 9
8. ดาวเทียมเพื่อการปฏิบัติการในห้วงอวกาศ เช่น ดาวเทียม SPAS, ดาวเทียม SKYLAB
9. ดาวเทียมเพื่อกิจการวิทยุสมัครเล่น เช่นดาวเทียม JAS-1 หรือ ดาวเทียม FUJI
10. ดาวเทียมเพื่อกำหนดตำแหน่ง เช่น ดาวเทียม NAVSTAR
11. ดาวเทียมเพื่อการนำร่องเรือ และอากาศยาน เช่น ดาวเทียม TRANSIT, ดาวเทียม COSMOS

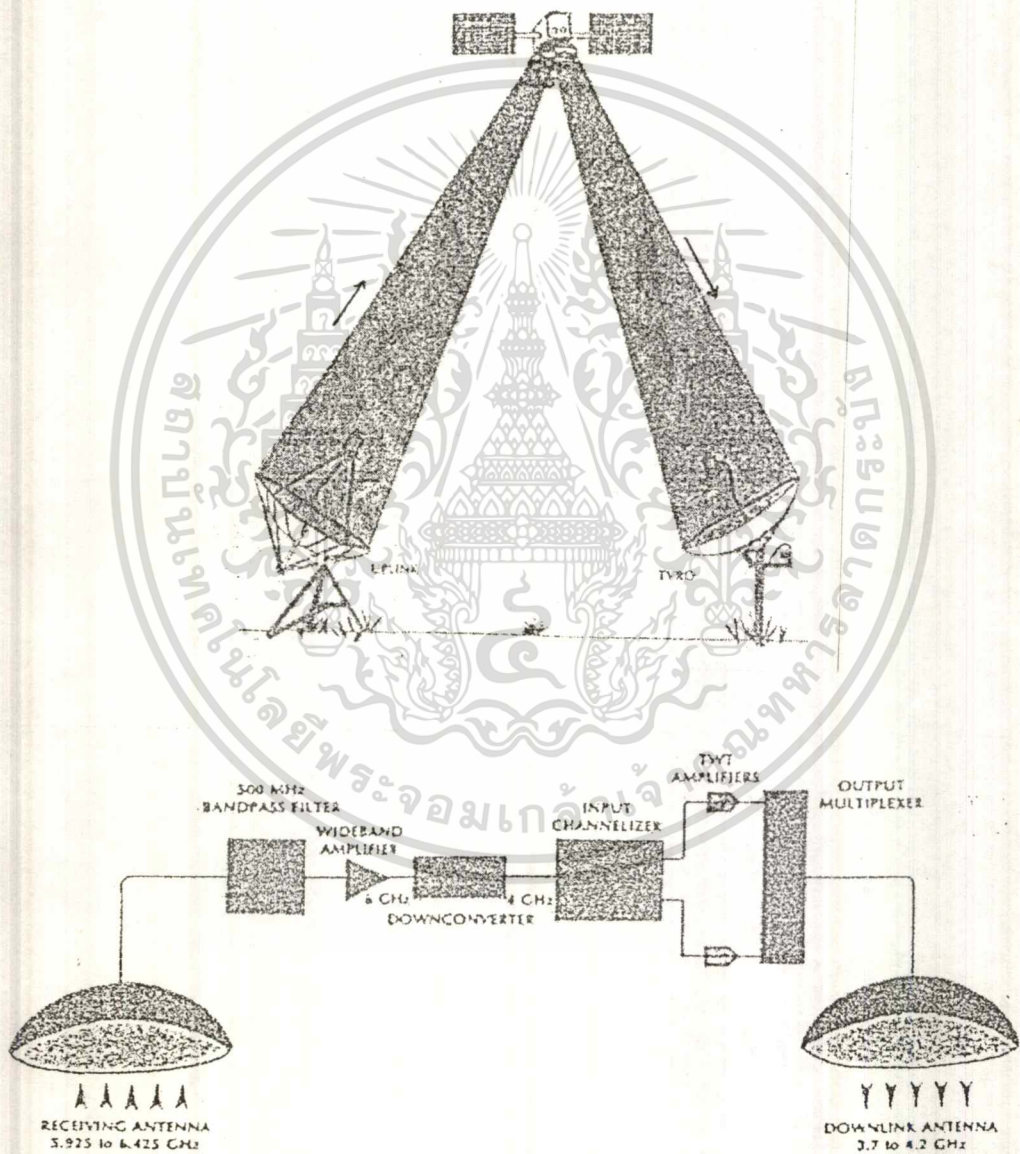


รูปที่ 1.2 ดาวเทียมสื่อสารปัจจุบันคือ INTELSAT V (F - 7) อยู่เหนือมหาสมุทรอินเดีย

### ย่านความถี่ในการส่งสัญญาณ

ดาวเทียมที่ใช้ในการสื่อสาร จะมีอุปกรณ์การรับ - ส่งคลื่นวิทยุ ภายในตัวดาวเทียมและอาศัยดาวเทียมทำหน้าที่ ถ่ายทอดทวนสัญญาณ (REPEATER) ไปยังสถานีภาคพื้นดินที่ทำการส่งสัญญาณ และรับสัญญาณ การส่งสัญญาณความถี่คลื่นไมโครเวฟจากสถานีภาคพื้นดินที่ส่งสัญญาณขาขึ้น เราเรียกว่า “การเชื่อมโยงขาขึ้น” (Up-link) ซึ่งงานรับสัญญาณบนตัวดาวเทียมจะรับคลื่นสัญญาณ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูล ภาพ, เสียง, คอมพิวเตอร์ไว้แล้วนำไปขยายให้มีความแรงของสัญญาณมากขึ้นแล้วจึงส่งมายังสถานีภาคพื้นดินที่ต้องการ ซึ่งการส่งสัญญาณจากดาวเทียมลงมายังสถานีภาคพื้นดินเราเรียกว่า “การเชื่อมโยงขาลง” (Down-link) โดยความถี่คลื่นไมโครเวฟขาขึ้นจะแตกต่างกับความถี่ขาลง ซึ่งเป็นไปตามหลักของระบบการถ่ายทอดความถี่ และหลีกเลี่ยงการรบกวนของสัญญาณ โดยความถี่ขาขึ้นจะสูงกว่าความถี่ขาลงจากดาวเทียมเสมอ ซึ่งการส่งจะยากกว่าการรับสัญญาณ



รูปที่ 1.3 แผนผังการส่งและรับสัญญาณดาวเทียม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### อุปกรณ์รับ ส่งสถานีดาวเทียมที่สำคัญ ประกอบด้วย

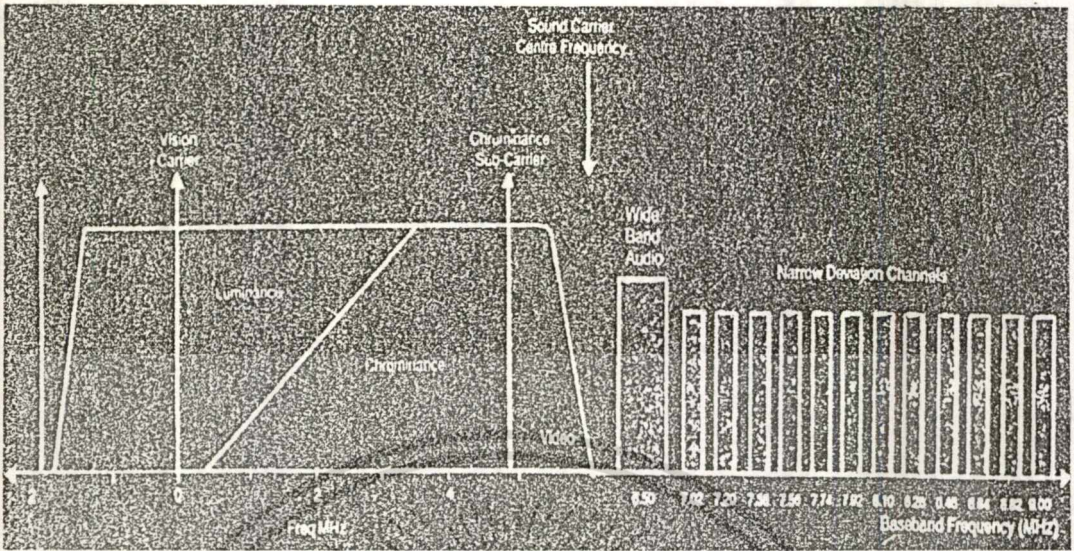
1. จานสายอากาศ ทำหน้าที่แพร่กระจายสัญญาณ หรือรับสัญญาณดาวเทียม
2. อุปกรณ์เครื่องส่งกำลังสูง (HPA) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่สูงส่งไปยังดาวเทียม
3. LNA อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่มีอัตราขยายสูงและมีสัญญาณรบกวนต่ำ



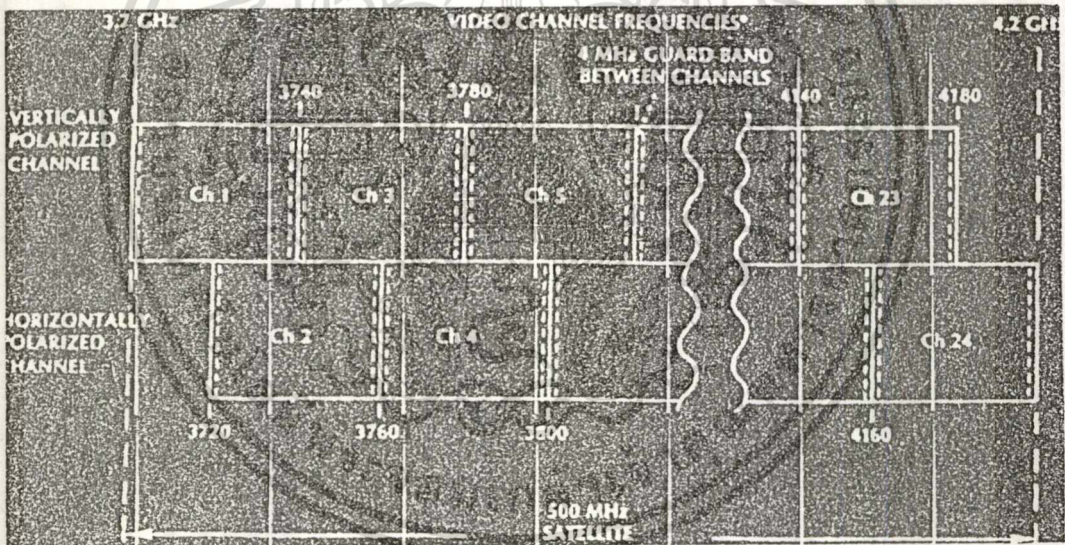
รูปที่ 1.4 ศรีราชา ศูนย์กลางการติดต่อสื่อสารผ่านดาวเทียม

### ทรานสปอนเดอร์ (TRAANSPONDER)

คือชุดอุปกรณ์รับส่งบนดาวเทียมซึ่งจะรับสัญญาณจากสถานีภาคพื้นดินแล้วขยายสัญญาณให้แรงขึ้น และส่งกลับมายังสถานีรับบนพื้นโลกโดยใช้ความถี่ขาขึ้น (UP LINK) และความถี่ขาลง (DOWNLINK) แตกต่างกันในหนึ่งช่องของสัญญาณภาพจะมีความกว้างของช่องคลื่น (BANDWIDTH) กว้างถึง 40 Mhz ความกว้างของช่องคลื่นมากไปทำให้จำนวนช่องไม่เพียงพอต่อความต้องการจึงนิยมใช้วิธีการส่งขั้วคลื่นสัญญาณ (POLARIZED) ขั้วคลื่นทางแนวตั้ง (VERTICAL) และขั้วคลื่นทางแนวนอน (HORIZONTAL) ไปพร้อมๆ กันทำให้ช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่าและที่เครื่องรับต้องมีขั้วสัญญาณว่าจะรับขั้วคลื่นทางแนวตั้ง หรือแบบขั้วคลื่นทางแนวนอนด้วย



รูปที่ 1.5 ช่องสัญญาณภาพคววมืด



รูปที่ 1.6 ความกว้างของช่องคลื่นสัญญาณภาพและเสียง

คลื่นแม่เหล็กที่สามารถทะลุชั้นบรรยากาศไอโอโนสเฟียร์ได้ดีก็คือย่านความถี่ไมโครเวฟแต่ว่าย่านความถี่ไมโครเวฟมีฟหลายช่วงจึงต้องพิจารณาถึงคุณสมบัติ การดูดกลืนของบรรยากาศและการลดทอนกำลังของสัญญาณเนื่องจากระยะทาง โดยแถบความถี่ที่นิยมใช้กันมากที่สุดในการสื่อสารทางด้านโทรทัศน์ คือแถบความถี่ย่าน C-BAND และ Ku-BAND ดังตารางข้างล่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชื่อแถบความถี่	ความถี่
VLF	30 - 30 KHz
LF	30 - 300 KHz
MF	0.3 - 3 MHz
HF	3 - 30 MHz
VHF	30 - 300 MHz
UHF	0.3 - 1.0 MHz
L	1 - 2 GHz
S	2 - 4 GHz
C	4 - 8 GHz
X	8 - 12 GHz
Ku	12 - 18 GHz
K	18 - 27 GHz
Ka	27 - 40 GHz
V	40 - 75 GHz
W	75 - 110 GHz
mm	110 - 300 GHz

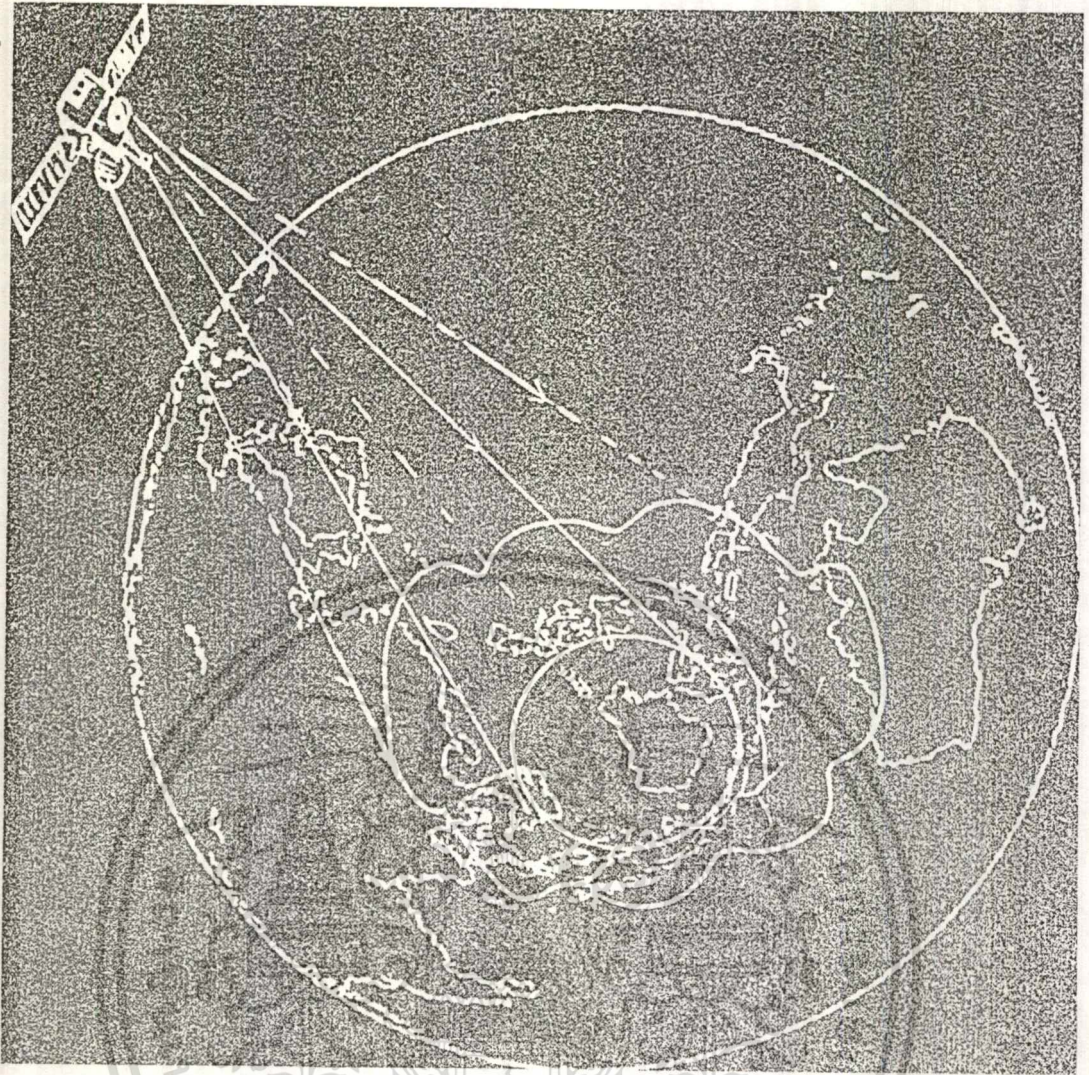
ตารางที่ 1 แสดงแถบความถี่ในการสื่อสารสัญญาณผ่านดาวเทียม

ระบบการส่งสัญญาณครอบคลุมพื้นที่ของดาวเทียม มี 2 แบบ

1. แบบ C-BAND จะส่งคลื่นความถี่มายังโลกอยู่ในช่วงความถี่ 3.7 - 4.2 GHz แบบนี้จะมีฟุตพริ้นท์กว้าง สามารถส่งสัญญาณครอบคลุมได้หลายประเทศ

ข้อดี : การใช้ดาวเทียมระบบนี้เหมาะที่จะใช้ในประเทศที่ใหญ่ๆ เพราะส่งดาวเทียมดวงเดียวก็สามารถครอบคลุมพื้นที่ได้ทั่วประเทศ เช่น สหรัฐ, รัสเซีย, จีน, อินโดนีเซีย

ข้อเสีย : เนื่องจากส่งครอบคลุมพื้นที่ที่กว้างๆ ความเข้มของสัญญาณจะต่ำ จึงต้องใช้จาน 4-12 ฟุต จานขนาดใหญ่รับสัญญาณภาพจึงจะชัด

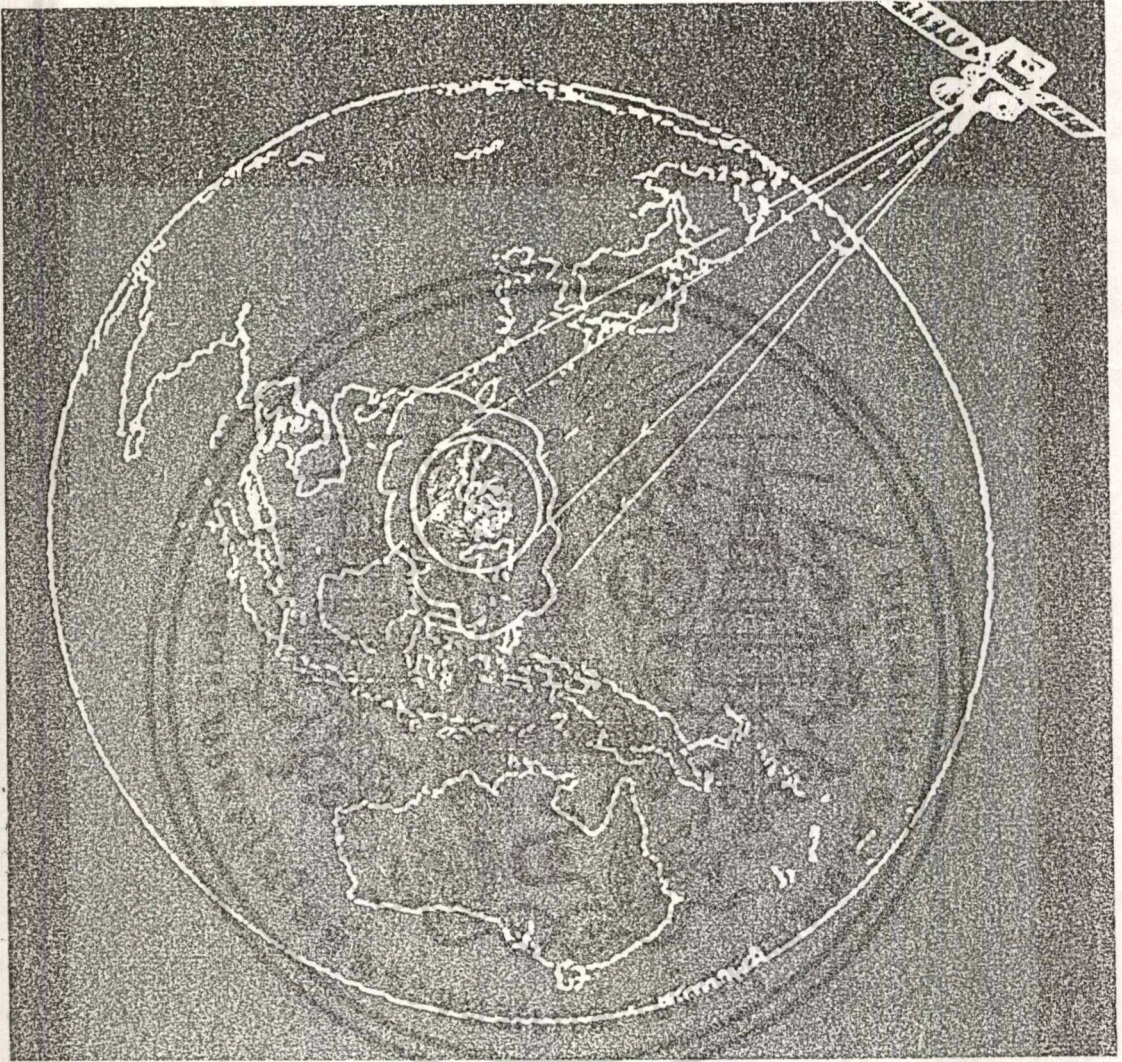


รูปที่ 1.7 แบบ C-BAND จะครอบคลุมพื้นที่กว้าง

2. แบบ Ku-BAND ส่งความถี่ 10.95-11.7 GHz สูงกว่าความถี่ C-BAND สัญญาณที่ส่งจะครอบคลุมพื้นที่ได้น้อยจึงเหมาะสำหรับการส่งสัญญาณเฉพาะภายในประเทศ เป็นที่นิยมใช้ในประเทศสหรัฐอเมริกา ในยุโรปและประเทศญี่ปุ่น

ข้อดี : ความเข้มของสัญญาณจะสูงมาก ใช้งานขนาดเล็กๆ 40-80 เซนติเมตรก็สามารถรับสัญญาณได้แล้ว เหมาะสำหรับการส่งสัญญาณเฉพาะภายในประเทศ เช่น สัญญาณ CABLE TV ผ่านดาวเทียม DBS (DIRECT BROADCAST SATELLITE) ความถี่ 11.7-12.5 GHz ในระบบ DIGITAL COMPRESSION ของประเทศ สหรัฐอเมริกา

ข้อเสีย : พลุปรินท์ระบบ KU-BAND จะแคบ ส่งเฉพาะจุดที่ต้องการ ครอบคลุมพื้นที่ได้น้อยทำให้เสียค่าใช้จ่ายสูง อาจรับสัญญาณเสียบ้าง (PAV TV) เช่น CABLE TV



รูปที่ 1.8 แบบ KU-BAND พื้นที่แคบแต่ความเข้มของสัญญาณสูงมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

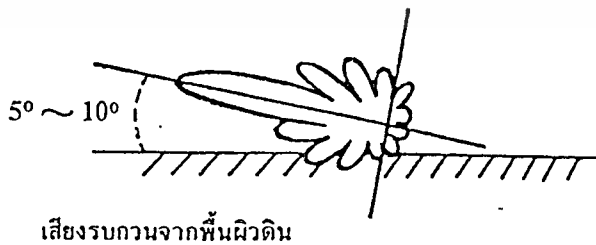
### ระบบงานสายอากาศและ LNA

คุณลักษณะต่างๆ ของระบบงานสายอากาศ เช่น noise temperature, figure of merit (G/T) รูปร่างการกระจายคลื่นของสายอากาศ และ axial ratio พารามิเตอร์เหล่านี้เป็นส่วนใหญ่มักจะขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้

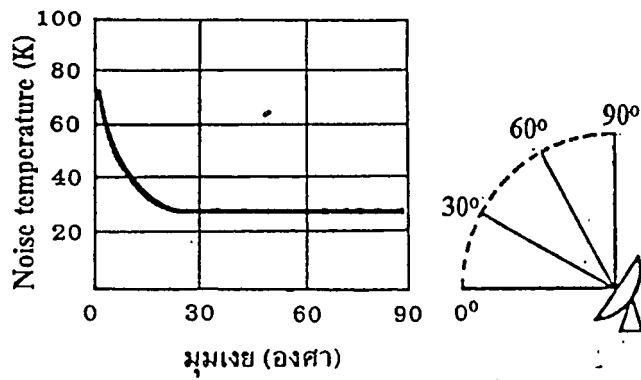
Figure of merit (G/T) ของสถานีภาคพื้นดินหมายถึง อัตราส่วนของ gain สายอากาศต่อ system noise temperature ซึ่งมักจะใช้ในการพิจารณา คุณสมบัติการทำงานของสถานีนั้นๆ ว่าดีหรือเลวเพียงใด ดังนั้นสถานีภาคพื้นดินควรมีงานสายอากาศที่มี gain สูงและ noise temperature ของระบบที่ต่ำ system noise temperature จะประกอบด้วยเสียงรบกวนที่เกิดจากระบบสายส่ง อุปกรณ์เครื่องรับและอุปกรณ์ขยายสัญญาณในบางกรณีค่า T ในสูตรของ G/T จะคิดเฉพาะ noise temperature ของงานสายอากาศ ดังนั้นกรณีนี้ค่า G/T จึงเป็น figure of merit ของระบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเท่านั้น G คิดในหน่วยเดซิเบล ส่วน T คิดในหน่วยเดซิเบลสัมพัทธ์กับอุณหภูมิสมบูรณ์ 1 เคลวิน ในระบบดาวเทียม G/T แสดงอยู่ในหน่วย dB/K

System noise temperature ที่รับได้ทั้งหมดของสถานีภาคพื้นดินแสดงอยู่ในรูปของผลบวกของ noise temperature ของเครื่องรับ ระบบแพร่คลื่นของงานสายอากาศ และระบบสายส่งของงานสายอากาศค่า equivalent noise temperature ( $T_{\text{eq}}$ ) ของระบบแพร่กระจายคลื่นของงานสายอากาศ ประกอบด้วยเสียงรบกวนที่รับได้ทั้งหมดจากเครื่องกำเนิดภายนอกเช่น เสียงรบกวนที่เกิดจากรังสีคอสมิก เสียงรบกวนที่เกิดจากบรรยากาศเสียงรบกวนที่เกิดจากฝนตก และเสียงรบกวนที่เกิดจากพื้นผิวดิน ซึ่งรับเข้ามาโดย sidelobe ของงานสายอากาศ

ถ้างานสายอากาศโดยมีมุมเงยต่ำเสียงรบกวนที่เกิดจากพื้นดิน และเสียงรบกวนที่เกิดจากบรรยากาศจะมีค่ามากเพราะว่า main beam ของงานสายอากาศจะผ่านชั้นบรรยากาศที่หนา side lobe ค่าสูงที่อยู่ ใกล้ main lobe จะรับเสียงรบกวนที่เกิดจากพื้นผิวดินจากพื้นผิวดินเข้ามา



รูปที่ 1.9 งานสายอากาศมีมุมเงยต่ำจะรับเสียงรบกวนเข้ามา



รูปที่ 1.10 noise temperature ที่มีมุมเงยต่างๆ ของจานสายอากาศ

พิจารณารูปร่างการกระจายคลื่นของสายอากาศ จากรูปแสดงรูปร่างการกระจายคลื่นของจานสายอากาศ ซึ่งชี้ให้เห็นทิศทางการแพร่กระจายของจานสายอากาศ ประกอบด้วย main beam และ sidelobe ที่อยู่ใกล้ๆ main beam เรียกว่า wide angle sidelobe สาเหตุที่ near axis sidelobe ที่การกระจายต่ออย่างไม่สม่ำเสมอ เนื่องจากพื้นที่รับคลื่นของจานสายอากาศถูกบังโดย subreflector และขาค้ำ subreflector นอกจากนี้ยังมีสาเหตุจากที่คลื่นบางส่วนแฉลบจากขอบของ subreflector

ส่วนที่เกี่ยวกับ half power beamwidth ซึ่งกำหนดอยู่ในรูปของมุมระหว่าง 2 ทิศทาง ซึ่งกำลังงานของการแพร่กระจายคลื่น ของจานสายอากาศตกลงมาครึ่งหนึ่งของค่าสูงสุดของลำคลื่นหรือพูดอีกนัยหนึ่งคือมุมระหว่างจุดด้านข้างทั้งสองของแกน ซึ่งมีค่าต่ำกว่า main beam อยู่ 3 dB

half power beamwidth ของจานสายอากาศขนาดใหญ่ที่ใช้ในระบบการสื่อสารดาวเทียม สามารถหาได้จากสูตร

$$\theta = K\lambda / D$$

K = ค่าคงที่ ซึ่งกำหนดโดยรูปร่างของจานสายอากาศ มีค่าอยู่

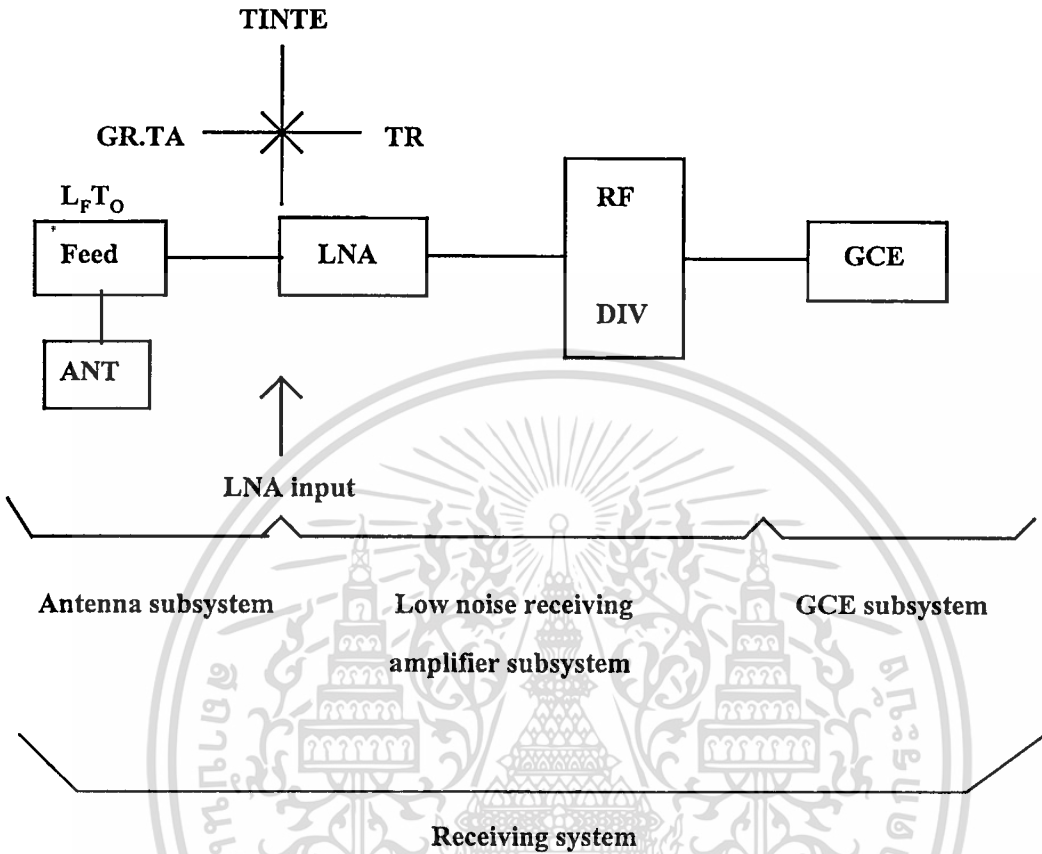
ในช่วง 60-70

$\lambda$  = ความยาวคลื่น (ม)

D = เส้นผ่าศูนย์กลางของจานสายอากาศ (ม)

เนื่องจากจานสายอากาศที่ใช้ในระบบการสื่อสารดาวเทียมมีขนาดใหญ่ เช่น ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 27-34 เมตร ดังนั้น half power beam width จะมีค่าประมาณ 0.1-0.2 องศา ในย่านความถี่ 4 - 6 กิกะเฮิรตซ์ ดังนั้น เพื่อที่จะชี้ทิศทางของลำคลื่นให้ไปตรงดาวเทียม จำเป็นที่จะต้องออกแบบระบบควบคุมทิศทาง ลำคลื่นของจานสายอากาศให้ถูกต้องแม่นยำ

G / T of Receiving System



$$\dot{G} / T = G - T_{sys} \quad (\text{dB/K})$$

$$\dot{G} = G_r - L_f \quad (\text{dB})$$

$$T_{sys} = T_A + T_R + T_{INTF} \quad (\text{K})$$

$$= T_A + T_R$$

$$T_A = T_a / T_F + T_o (1 - 1/L_f) \quad (\text{K})$$

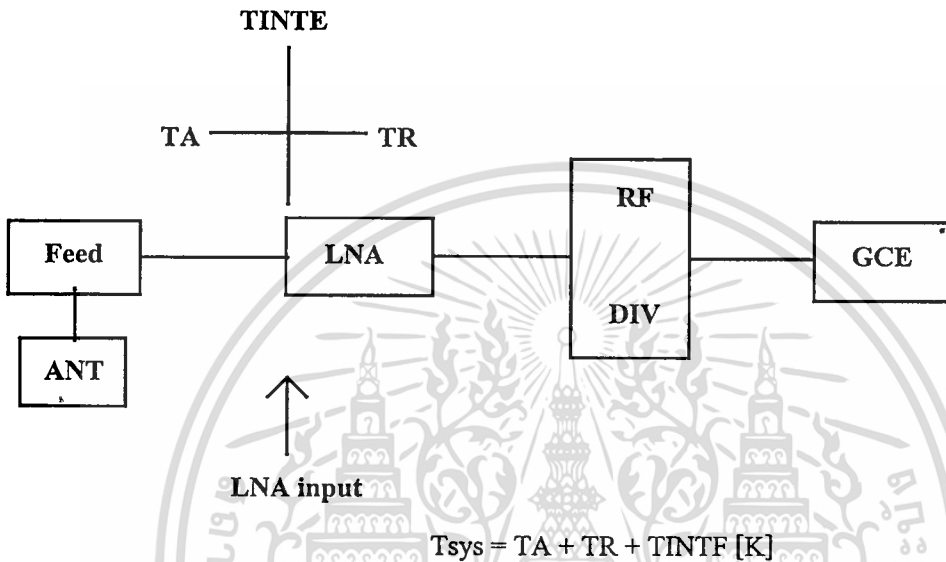
$$T_{INTF} = T_d \{ (VSWR - 1) / (VSWR + 1) \}^2 \quad (\text{K})$$

- G: Antenna subsystem gain (dB)
- T, Tsys: Receiving system noise temperature (K)
- Gr: Antenna gain (dB)
- T<sub>A</sub>: Antenna subsystem noise temperature ( K )
- T<sub>R</sub>: Low noise receiveing amplifier subsystem noise temperature ( K )
- T<sub>INTF</sub>: Interface noise temperature ( K )
- Ta: Antena noise temperature (K)
- L<sub>F</sub>: Feed loss ( dB )
- T<sub>o</sub>: Ambient temperature (K)
- T<sub>d</sub>: Noise temperature ( K ) of dummy load of circulator in LNA unit
- VSWR: VSWR of feed output



### LOW NOISE AMPLIFIER

จาก receiving system noise temperature  $T_{sys}$  จะศึกษาเกี่ยวกับ noise temperature ,noise figure และ noise temperature เนื่องจาก loss



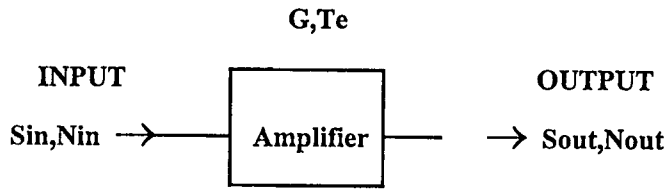
รูปที่ 1.11 Receiving system noise temperature,  $T_{sys}$

#### Noise Temperature

noise power สูงสุด  $P_n$  ต่อแถบความถี่  $B(Hz)$  ซึ่งถูกสร้างขึ้นจากแหล่งกำเนิดความร้อนของ absolute temperature กำหนดโดยสมการ

$$P_n = k \cdot T \cdot B \quad (W)$$

ค่า temperature noise power อาจจะสามารถหาได้จาก อุณหภูมิสมบูรณ์  $T$  ดังนั้นประโยชน์จากอุณหภูมิสมบูรณ์จึงสะดวกสำหรับหาค่า temperature noise ที่มีค่าน้อยมาก ๆ ดังเช่น temperature noise ของระบบการรับในสถานีภาคพื้นดิน อุณหภูมิสมบูรณ์  $T$  สำหรับจำนวนของ thermal noise power นี้เรียกว่า “ noise temperature “  
มีหน่วยเป็น ( $^{\circ}K$ )



รูปที่ 1.12 การพิจารณา noise temperature จาก input/output ของแอมพลิไฟเออร์

Noise Figure:  $NF = \frac{S_{in}/N_{in}}{S_{out}/N_{out}}$

$S_{in}$  : input signal power ( W )

$N_{in}$  : input noise power ( W )

$S_{out}$  : output signal power ( W )

$N_{ou}$  : output noise power ( W )

$T_o$  : ambient temperature ( °K )

$T_e$  : equivalent noise temperature of amplifier ( °K )

ในที่นี้

$$S_{in}/N_{in} = S_{in}/K \cdot T_o \cdot B$$

$$S_{out}/N_{out} = S_{in} \cdot G / (K \cdot T_o \cdot B + K \cdot T_e \cdot B)G$$

$$\begin{aligned} \text{Noise Figure} &= \frac{S_{in}/K \cdot T_o \cdot B}{S_{in} \cdot G / (K \cdot T_o \cdot B + K \cdot T_e \cdot B)G} \\ &= 1 + T_e/T_o \end{aligned}$$

โดยทั่วไป noise figure กำหนดอยู่ในรูปของ dB คือ

$$\text{noise figure} = 10 \log(1 + T_e/T_o) \text{ dB}$$

ส่วน equivalent noise temperature  $T_e$  ที่เป็น input ของแอมพลิไฟเออร์ กำหนดโดย

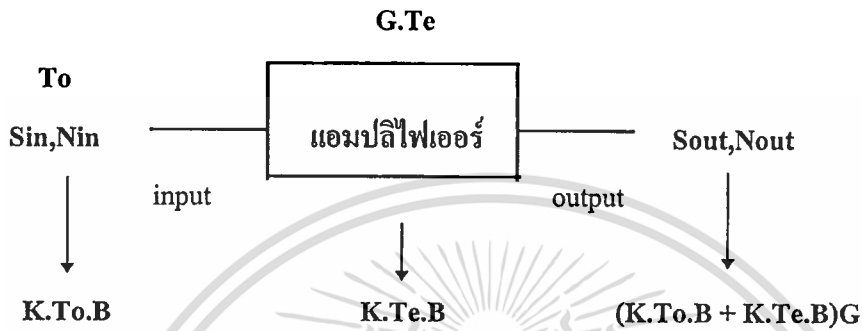
$$T_e = T_o(NF - 1) \text{ (°K)}$$

ambient temperature  $T_o$  คืออุณหภูมิของห้องที่อุปกรณ์นั้น ๆ ตั้งอยู่ ปกติจะมีค่าประมาณ 20° C หรือ 293° K

จะเห็นว่าได้จากสมการข้างต้นว่า noise figure กำหนดโดยอัตราส่วนของ signal-to-noise-power ratio (S/N) ที่ input ของแอมพลิไฟเออร์ต่อ S/N ที่ output ของแอมพลิไฟเออร์

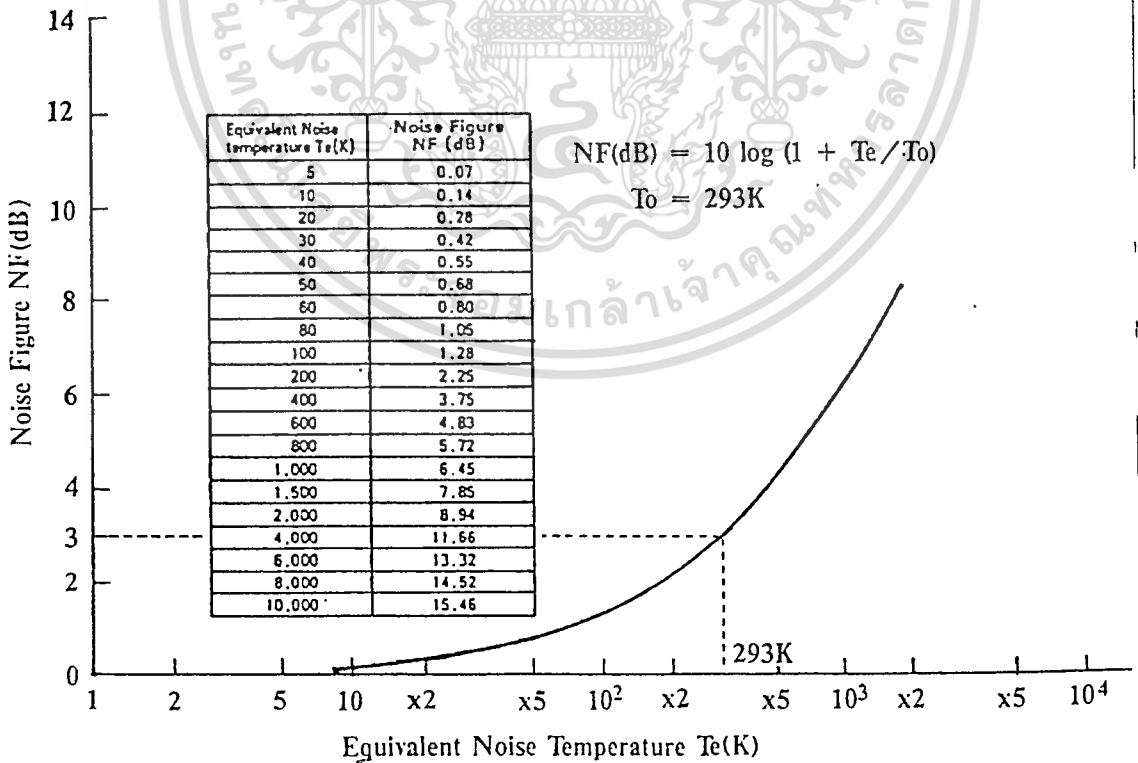
input signal power  $S_{in}$  และ input noise power  $N_{in}$  ถูกขยายโดยแอมพลิไฟเออร์ ซึ่งมี gain  $G$  ได้ output ออกมาเป็น output signal power  $S_{out}$  และ output noise power  $N_{out}$  ตามลำดับ

input noise power  $N_{in}$  จะมีค่าเป็น  $K.T_o.B$  เนื่องจาก noise temperature ที่ทางเข้าคือ  $T_o$  ส่วน output noise power  $N_{out}$  จะเป็น  $(K.T_o.B + K.T_e.B)G$  เนื่องจากผลบวกของ  $K.T_o.B$  เนื่องจาก input equivalent noise temperature  $T_e$  ของตัวแอมพลิไฟเออร์เอง และ input noise power  $K.T_o.B$  ถูกขยาย โดยแอมพลิไฟเออร์ ซึ่งมี gain เท่ากับ  $G$



รูปที่ 1.13 noise power ที่ input-output ของแอมพลิไฟเออร์

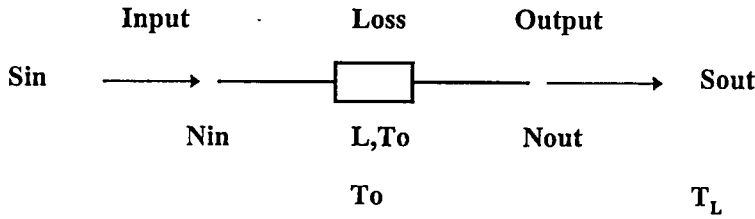
จากกราฟในรูปต่อไปนี้จะแสดง noise figure ซึ่งมีค่าเปลี่ยนแปลงตาม equivalent noise temperature



รูปที่ 1.14 noise figure V.S. equivalent noise temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

noise temperature เนื่องจาก loss



รูปที่ 1.15 วงจรในการพิจารณา noise temperature เนื่องจาก loss

- Sin : Input signal power (W)
- Sout : Output signal power (W)
- L : Loss
- To : Temperature of material causing loss (K)
- Nin : Equivalent input noise power of material causing loss
- Nout : output noise power of material causing loss
- TL : Equivalent output noise temperature of material causing loss (K)
- T'L : Equivalent input noise temperature of material causing loss (K)

loss กำหนดโดยสมการต่อไปนี้

$$L = S_{in}/S_{out}$$

equivalent noise power  $N_{in}$  ของวัสดุซึ่งเป็นสาเหตุให้เกิดการสูญเสียที่ตำแหน่ง input กำหนดโดย

$$N_{in} = K \cdot T_o \cdot B \quad (W)$$

noise power ที่ output คือ

$$N_{out} = N_{in} - N_{in}/L \quad (W)$$

$$= K \cdot T_o \cdot B - (K \cdot T_o \cdot B)/L \quad (W)$$

$$= K \cdot T_o \cdot B(1 - 1/L) \quad (W)$$

equivalent noise temperature ที่ output  $T_L$  คือ

$$T_L = T_o(1-1/L) \quad (K)$$

equivalent noise temperature ที่ input ของส่วนที่มีการสูญเสียได้จากการคูณ  $T_L$  ด้วย  $L$

$$T'_L = T_L L = T_o(1 - 1/L)L = T_o(L - 1) \quad (K)$$

**Receiving system noise temperature,  $T_{sys}$**

Receiving system noise temperature คำนวณได้จากสมการ

$$T_{sys} = T_A + T_R + T_{INTF}$$

ถ้าพิจารณา  $T_R$  ซึ่งเป็น low noise amplifier subsystem noise temperature เป็นผลบวกของ equivalent noise temperature ของคอมโพเนนต์ต่างๆ เช่น IFL และ line amplifier ที่ input ของ LNA equivalent ซึ่ง  $T_R$  หาได้จากสูตรดังต่อไปนี้

$$T_R = T_r + \frac{T_{e1}}{G1} + \frac{L_1 \cdot T_{e2}}{G1} + \frac{L_1 \cdot L_2 \cdot T_{e3}}{G1 \cdot G2} + \frac{L_1 \cdot L_2 \cdot L_3 \cdot T_{e4}}{G1 \cdot G2}$$

ค่า low noise receiving amplifier subsystem noise temperature  $T_R$  ประกอบด้วย LNA equivalent noise temperature  $T_r$  และ  $NF_2$  ในอุปกรณ์สื่อสารภาคพื้นดินเป็นส่วนใหญ่ นอกเหนือจากองค์ประกอบอื่นๆ

**LNA subsystem noise temperature  $T_r$**

จากรูปเป็น block diagram ของ LNA ที่เป็นแบบ 1:1 (เป็นงานจริง : สำรอง) และสมการสำหรับ input LNA equivalent noise temperature ของ LNA

circulator ในรูปมีไว้เพื่อปรับปรุง VSWR ให้ดีขึ้น ส่วน transmit band elimination filter (T.BRF) มีไว้เพื่อตัด (reject) สัญญาณที่มี transmitting frequency bandwidth ซึ่งส่งมาจาก transmitting amplifier subsystem ผ่าน feeder ของระบบสายอากาศ และป้องกันการหยุดทำงานหรือ ทำงานผิดพลาดของ LNA

LNA subsystem noise temperature  $T_r$  ขึ้นอยู่กับผลบวกของ LNA noise temperature  $T_e$  และ noise temperature เนื่องจากการสูญเสียของ circulator , T,BRF waveguide switch และท่อเวฟไกด์ในช่วงจาก input ถึง LNA

**ชนิดและเสียงรบกวนของ low noise amplifier**

จากตารางที่แสดงชนิดและคุณสมบัติการทำงานของ LNA ในปัจจุบัน LNA ที่ใช้ในระบบสื่อสารดาวเทียมแยกออกได้เป็น พารามетริกแอมพลิไฟเออร์ และ FET แอมพลิไฟเออร์

Low Noise Receiving Amplifier Subsystem Noise Temperature

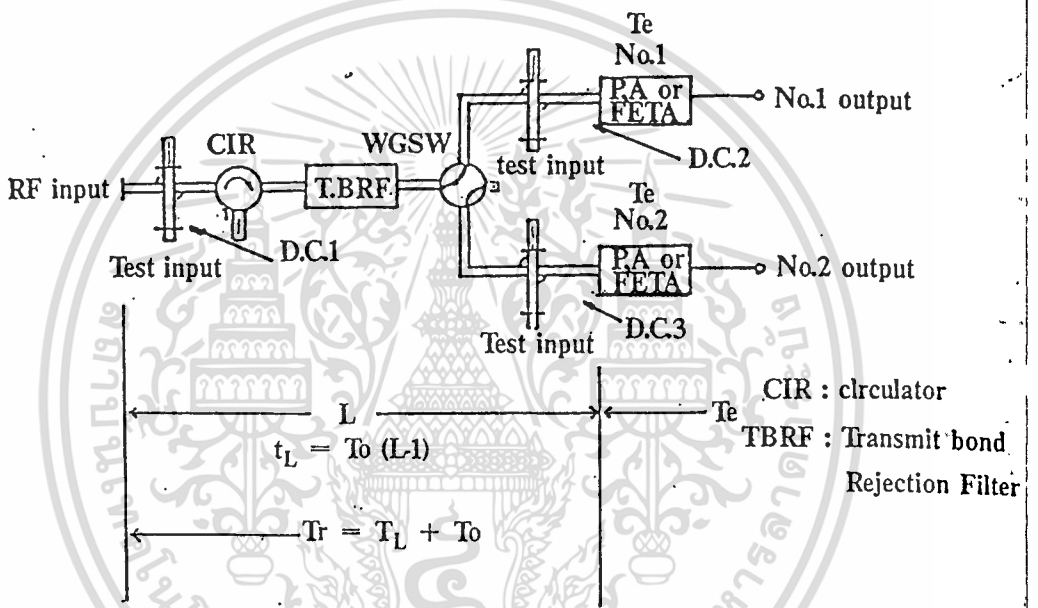
	ANT	Feed	Tr	Te 1	Te 2	Te 3	Te 4
			LNA	IFL	LINE AMP	RF DIV	GCE(D/C)
			G1	L1, To	NF1, To, G2	L2, To	NF2, To
Value of Tr, G <sub>1</sub> -G <sub>2</sub> , L <sub>1</sub> -L <sub>2</sub> ,			Tr = 55K G1 = 60dB	L1 = 25 dB	NF1 = GdB G2 = 40dB	L2 = 35 dB	NF2 = 14 dB
Total gain			40 dB				
Equivalent input noise temperature of each component (K)			Equivalent LNA input noise temperature (K) Tr	$T_{e1} = (L1-1)T_o$	$T_{e2} = (NF1-1)T_o$	$T_{e3} = (L2-1)T_o$	$T_{e4} = (NF2-1)T_o$
Equivalent LNA input noise temperature of each component (K)			Tr	$\frac{T_{e1}}{G_1}$	$\frac{L_1 \cdot T_{e2}}{G_1}$	$\frac{L_1 \cdot T_{e3}}{G_1 G_2}$	$\frac{L_1 \cdot L_2 \cdot T_{e4}}{G_1 G_2}$
Low noise receiving amplifier subsystem noise temperature (K) T <sub>R</sub>			$T_R = Tr + \frac{T_{e1}}{G_1} + \frac{L_1 \cdot T_{e2}}{G_1} + \frac{L_1 \cdot T_{e3}}{G_1 G_2} = \frac{L_1 \cdot L_2 \cdot T_{e4}}{G_1 G_2}$				

ตารางที่ 2 low noise receiving amplifier subsystem noise temperature

จากตาราง จะเห็นว่า ในแง่ของ noise temperature แล้ว พารามетริกแอมพลิไฟเออร์มีข้อดีกว่า FET แอมพลิไฟเออร์ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อถูกทำให้เย็น โดยแก๊สฮีเลียมจะมี noise temperature ต่ำมาก คือ ประมาณ 20 องศาเคลวิน แต่พารามетริกแอมพลิไฟเออร์ที่ถูกทำให้เย็นโดยแก๊สฮีเลียมนี้มีข้อเสียคือความเชื่อถือได้ไม่ค่อยแน่นอน และซ่อมบำรุงรักษาทำได้ยาก ดังนั้นในปัจจุบันนี้จึงนิยมใช้พารามетริกแอมพลิไฟเออร์ หรือ FET แอมพลิไฟเออร์แบบทำให้เย็นโดย thermoelectronic: cooled กรณี FET แอมพลิไฟเออร์มีข้อดีตรงที่ง่าย มีค่าความเชื่อถือค่อนข้างสูง บำรุงรักษาง่าย และโดยเฉพาะอย่างยิ่งราคาถูกกว่าพารามетริกแอมพลิไฟเออร์

**Interface noise temperature,  $T_{INTF}$**

noise temperature ชนิดนี้เป็นเสียงรบกวนที่เกิดขึ้นที่ interface ระหว่างระยสายอากาศ และ LNA จากรูปแสดง interface ระหว่าง feeder ของสายอากาศ และ LNA unit ของ LNA ซึ่งอยู่ใน low noise receiving amplifier subsystem

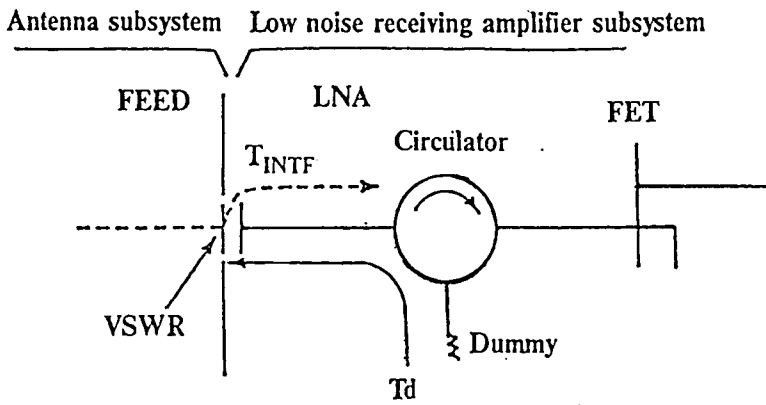


รูปที่ 1.16 แสดง block diagram ของ LNA

Frequency bandwidth	3.7 ~ 4.2 GHz	3.625 ~ 4.2 GHz (575 MHz)				3.4 4.2GHz (800MHz)	10.95 ~ 11.7GHz (750 MHz)			
Type of amplifier	Parametric			FET		FET	Parametric		FET	
Cooling type	Parametric cryogenically cooled	T.E cooled	Un-cooled	T.E cooled	Un-cooled	T.E cooled	T.E cooled	Un-cooled	T.E cooled	Un-cooled
Guaranteed noise temperature (MAX)	20K	32K	47K	47K	70K	45K	80K	100K	125K	180K
Power consumption	2KVA	600VA	200VA	360VA	11.5VA	700VA	250VA	200VA	400VA	10VA
Reliability and easiness of Maintenance	No good	Fair	Good	Better	Best	Better	Fair	Good	Better	Best

ตารางที่ 3 แสดงชนิดและเสียงรบกวนของ LNA Units

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$\text{Reflection coefficient } (\rho) = \frac{\text{VSWR} - 1}{\text{VSWR} + 1} \dots\dots\dots(1)$$

$$T_{\text{INTF}} = T_d \cdot \rho^2 = T_d \left( \frac{\text{VSWR} - 1}{\text{VSWR} + 1} \right)^2 \quad (K) \dots\dots\dots(2)$$

รูปที่ 1.17 ในการพิจารณา interface noise temperature

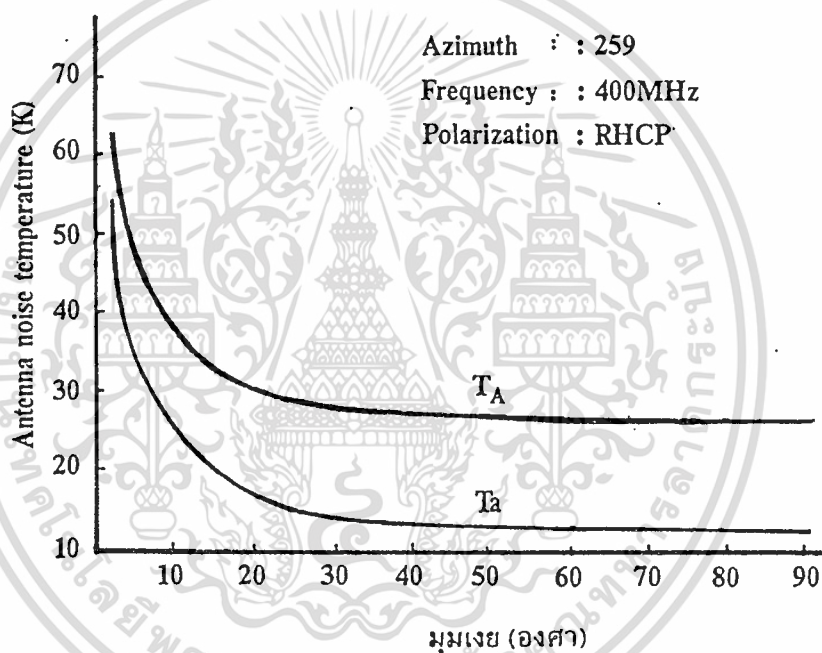
$$\begin{aligned} \text{Reflection coefficient } (\rho) &= \frac{\text{VSWR} - 1}{\text{VSWR} + 1} \\ T_{\text{INTF}} &= T_d \cdot \rho^2 \\ &= T_d \frac{(\text{VSWR} - 1)^2}{(\text{VSWR} + 1)^2} \quad (K) \end{aligned}$$

- Td : Noise temperature (K) of dummy load of circulator
- VSWR : VSWR at Feed output
- T<sub>INTF</sub> : Noise due to interface (K)

ที่ input ของ LNA unit จะใช้ circulator เพื่อปรับปรุงให้ input VSWR มีค่าดีขึ้น ส่วน noise temperature ของ dummy load circulator นี้ถูกสร้างขึ้นในทิศทางไปยัง input ของ LNA unit และ ส่วนหนึ่งจะสะท้อนกลับเนื่องจากการไม่แมทซ์ซึ่งที่ output ของ interface feeder

### Antenna subsystem noise temperature, $T_A$

พิจารณาจากรูปข้างล่างแสดงกราฟในรูปแบบนี้เป็นผลจากการวัดมุมเงยงานสายอากาศเทียบกับ noise temperature ของระบบงานสายอากาศ ค่า  $T_A$  นี้ รวมถึง noise temperature component เนื่องจากการสูญเสียใน feeder ด้วย



รูปที่ 1.18 แสดง antenna subsystem noise temperature

antenna noise temperature  $T_a$  เป็นเสียงรบกวนหลาย ๆ ชนิดที่งานสายอากาศรับเข้าจากสิ่งแวดล้อมภายนอก เช่น เสียงรบกวนจากรังสีคอสมิก เสียงรบกวนจากชั้นบรรยากาศ เสียงรบกวนจากฝนตกเหล่านี้จะมีค่ามากเมื่อมุมเงยของงานสายอากาศมีมุมต่ำ

### ระบบการทำให้เย็นของ low noise amplifier

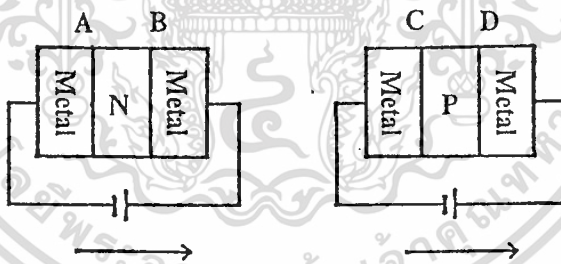
noise temperature ของพารามตริกแอมพลิไฟเออร์จะขึ้นอยู่กับความต้านทานอย่างอนุกรมของแท่น วาเรคเตอร์เป็นส่วนใหญ่ ส่วน noise temperature ของ FET แอมพลิไฟเออร์ จะขึ้นอยู่กับ thermal noise เป็นองค์ประกอบใหญ่

เพื่อจะทำให้ noise temperature ของแอมพลิไฟเออร์มีค่าลดลงโดยส่วนรวม แท่นวาเรคเตอร์ FET และอุปกรณ์อื่นๆ ของพารามตริกแอมพลิไฟเออร์ จะถูกทำให้เย็นลงโดยตัวทำความเย็นแบบ cryogenic ซึ่งใช้แก๊สฮีเลียมเป็นตัวทำความเย็น

ตัวทำความเย็นแบบ cryogenic ซึ่งใช้แก๊สฮีเลียมนี้ ได้มีวิธีการที่ทำเป็น thermoelectronoc cooler บนพื้นฐานของ Peltier effect

ตัวทำความเย็นแบบนี้คุณลักษณะที่สำคัญคือ มีความเชื่อถือสูง ขนาดเล็ก น้ำหนักเบา อุณหภูมิในการทำความเย็นสามารถปรับได้ง่ายโดยการเปลี่ยนแปลงกระแสไหลผ่านชิ้นส่วนของตัวนำความเย็นนี้ และสามารถทำให้เป็นตัวให้ความร้อนได้โดยการกลับทิศทางการไหลของกระแส

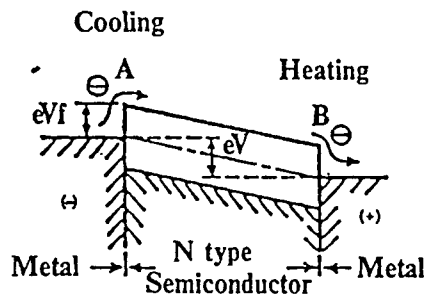
จากหลักการของ Peltier effect ถ้ากระแสถูกป้อนผ่าน P-type และ N-type ของเซมิคอนดักเตอร์ ซึ่งแนบติดอยู่กับแผ่นโลหะ ความร้อนจะถูกเคลื่อนที่พื้นผิวรอยต่อ A และ D ขณะที่ความเย็นจะถูกสร้างขึ้นที่พื้นผิวรอยต่อ B และ C ปรากฏการณ์แบบนี้เรียกว่า Peltier effect



รูปที่ 1.19 Peltier effect

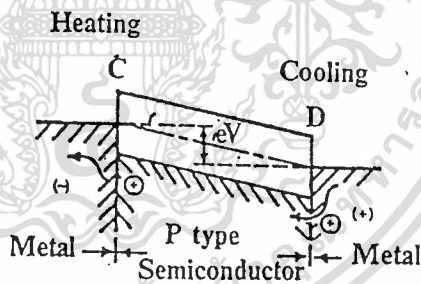
พิจารณาการถ่ายเทของพลังงานที่เกิดขึ้นเมื่อเซมิคอนดักเตอร์แบบ N ถูกวางอยู่ระหว่างแผ่นโลหะ และถูก change ด้วยโวลเตจ จากรูปจะเห็นได้ว่าอิเล็กตรอนวิ่งออกจากขั้วลบเคลื่อนที่ข้าม energy gap ของเซมิคอนดักเตอร์แบบ N ไปยังขั้วบวก ขณะเดียวกันนี้ อิเล็กตรอนเหล่านี้จะเปลี่ยนตำแหน่ง (shift) ไปยังระดับที่มีพลังงานสูงกว่า ในขณะที่ได้รับพลังงานจากภายนอกที่พื้นผิว A ความเย็นเกิดขึ้นในขณะนี้เนื่องจากการดูดกลืนความร้อน ต่อจากนั้นที่พื้นผิว B การเกิดความร้อนจะถูกสร้างขึ้น โดยอิเล็กตรอนคลายพลังงานของมัน ขณะที่เปลี่ยนตำแหน่งมายังระดับพลังงานที่ต่ำกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.20 energy band of Peltier effect

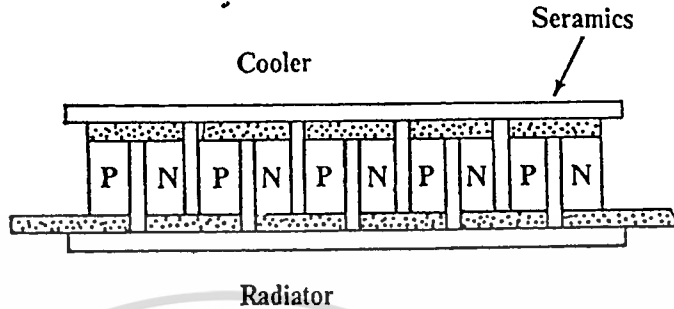
พิจารณาการเคลื่อนที่ของพลังงานที่เกิดขึ้น เมื่อเซมิคอนดักเตอร์แบบ P ถูกวางอยู่ระหว่างแผ่นโลหะ และถูก charge ด้วยโวลเตจ ในกรณีของเซมิคอนดักเตอร์แบบ P ซึ่ง positive holes จะเคลื่อนที่จากแผ่นโลหะบวก (+) ไปยังแผ่นโลหะลบ (-) ที่พื้นที่ผิว D พลังงานจะถูกดูดกลืน เป็นสาเหตุให้เกิดการเย็นตัว ขณะที่พื้นที่ผิว C พลังงานถูกคายออกมาทำให้ความร้อนถูกสร้างขึ้นมา ซึ่งหลักการอันนี้เป็นหลักการทำให้ความเย็นเกิดขึ้นบนพื้นฐานของ Peltier effect



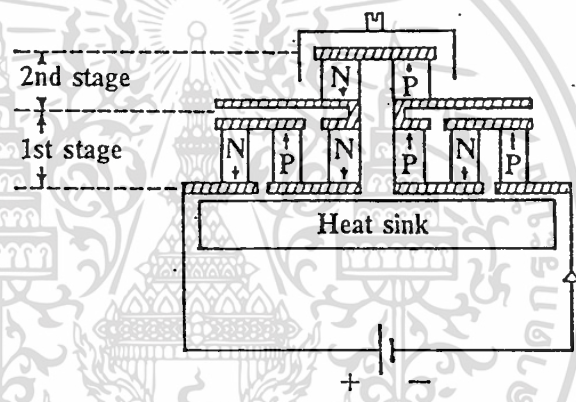
รูปที่ 1.21 หลักการทำให้เย็นบนพื้นฐานของ Peltier effect

ถ้าเซมิคอนดักเตอร์แบบ N และ P วางอยู่ระหว่างแผ่นโลหะ ซึ่งต่อสลับกันอยู่อย่างอนุกรม พื้นที่ผิวที่ดูดกลืนความร้อน แลพื้นที่ผิวที่สร้างความร้อนของ เซมิคอนดักเตอร์แบบ N และแบบ P ถูกเชื่อมต่อโดยแผ่นโลหะ ซึ่งแทรกอยู่ระหว่างพื้นที่ผิวทั้งสอง โดยวิธีนี้จะได้พื้นที่ผิวที่ถูกทำให้เย็น และพื้นที่ผิวที่สร้างความร้อน ซึ่งมีอัตราการถ่ายเทความร้อนที่สูง

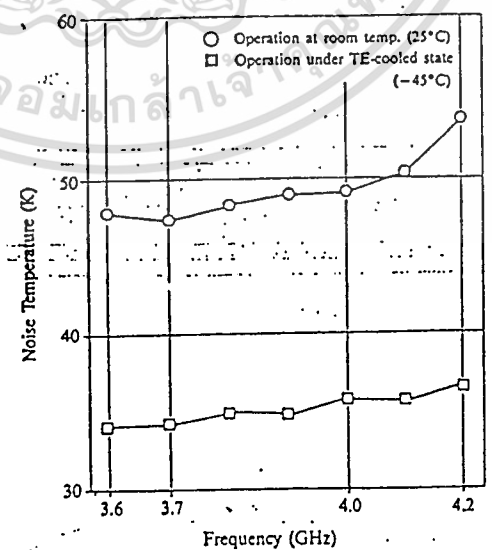
เพื่อที่จะลดอุณหภูมิให้ต่ำลง มีวิธีหนึ่งโดยการวางเซมิคอนดักเตอร์ และอุปกรณ์ดูดความร้อนในแนวตั้งของพีรามิด ดังในรูป



รูปที่ 1.22 การจัดวางเซมิคอนดักเตอร์แบบ N และ P

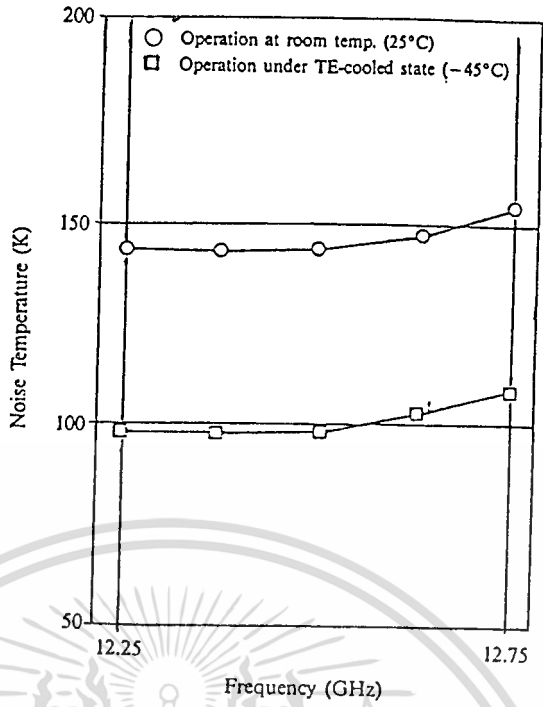


รูปที่ 1.23 การวางอุปกรณ์รูปพีรามิด

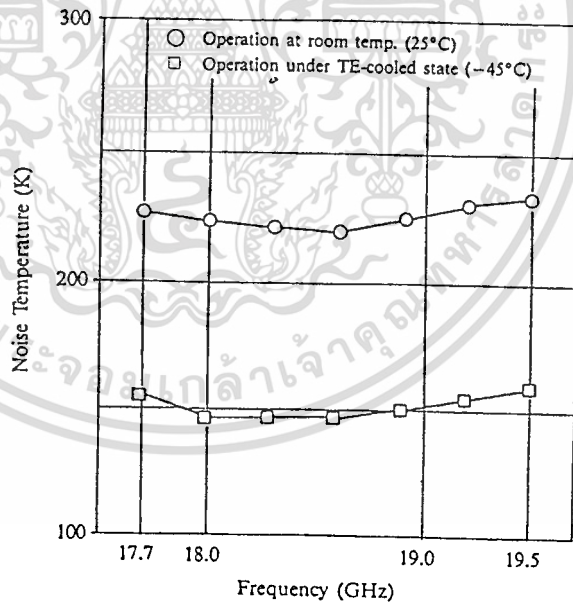


รูปที่ 1.24 Noise Temperature of 4 GHz LNA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.25 Noise temperature of 12 Ghz LNA



รูปที่ 1.26 Noise Temperature of 20 Ghz LNA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### อุปกรณ์ที่จำเป็นของเครื่องรับสัญญาณดาวเทียม

#### 1. จานรับสัญญาณดาวเทียม (SETELLITE ANTENNA DISH)

มีรูปทรงโค้งพาราโบลแบบกระโถนทำด้วยโลหะมีหน้าที่สะท้อนสัญญาณคลื่นความถี่ไมโครเวฟที่ส่งมาจากดาวเทียมไปรวมสัญญาณที่ FEED HORN จานรับที่ใหญ่จะให้ผลของการสะท้อนที่ดีกว่าจานรับสัญญาณขนาดเล็ก แต่จานขนาดใหญ่ราคาแพง การติดตั้งและบำรุงรักษายุ่งยากมากกว่าจานขนาดเล็ก ส่วนจานทึบ (SOLID) จะสะท้อนสัญญาณได้ดีกว่าจานโปร่ง(MESH) ในขนาดจานที่เท่ากัน ในการติดตั้งตำแหน่งสูงๆ มักนิยมจานโปร่ง เนื่องจากการระบายลมได้ดีและป้องกันปัญหาจานลัม หรือจานเปลี่ยนทิศทาง และการติดตั้งตำแหน่งสูงๆ ควรคำนึงถึงระบบป้องกันฟ้าผ่าด้วย และถ้าต้องการจะรับสัญญาณดาวเทียมหลายๆ ดวงจำเป็นจะต้องใช้ มอเตอร์ขับเคลื่อน (ACTUATOR) ติดไว้ที่คอจานสำหรับหมุนจานรับ ให้ตรงตำแหน่งดาวเทียมที่ต้องการ

#### 2. ตัวร่วมสัญญาณ (FEED HORN)

ทำหน้าที่เป็นตัวร่วมสัญญาณที่ได้รับ จากการสะท้อนจากจานรับสัญญาณให้ป้อนเข้าไปทางฟีดฮอร์น ผ่านเข้าท่อสี่เหลี่ยมนำสัญญาณ (WAVEGUIDE) ไปถึงหัวสายอากาศเข้าไปขยายยัง LNB ซึ่งตัว FEEDHORN สามารถหมุนให้สูงขึ้นหรือต่ำลงได้ เหมือนกับเป็นตัวปรับ FOCUS ของ สัญญาณให้มีความแรงมากที่สุด ถ้าสัญญาณที่รับมีสัญญาณความแรงมากและ LNB อยู่ในตำแหน่งถูกต้องไม่ต้องใส่ฟีดฮอร์น ก็สามารถรับสัญญาณภาพได้

#### 3. อุปกรณ์ขยายสัญญาณรบกวนต่ำ LNB (LOW NOISE BLOCK DOWN CONVERTER)

ประกอบด้วย LNA มีหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่สูง (RF. AMP.) ที่ได้จากการสะท้อนของสัญญาณมารวมสัญญาณมาที่ฟีดฮอร์น เป็นภาคที่มีการขยาย คลื่นรบกวนต่ำ โดยการฟิลเตอร์เฉพาะความถี่ที่เราต้องการ เช่นย่าน ความถี่ C BAND หรือ KU BAND แล้วเปลี่ยนความถี่ให้ต่ำลง (DOWN CONVERTER ) ด้วยวงจร ออสซิลเลเตอร์ OSC. 5.15 Ghz บีทให้ต่ำลงเหลือเพียง 950-1450 Mhz ( ซึ่งเรารวมเอาวงจร LNA และ DOWN CONVERTER เข้าด้วยกันใหม่ ว่า (LNB) สัญญาณที่ขยายได้จะส่งผ่านสายนำสัญญาณไปยังเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมโดยสายนำสัญญาณจะเป็นสายเดียวกันกับ สายไฟเลี้ยง (ประมาณ 13-18 V.DC.) ที่ส่งย้อนมาจากเครื่องรับไปเลี้ยงวงจรอิเล็กทรอนิกส์ภายใน LNB โดยภาคนี้จะต้องมีอัตราการขยายสูงมาก เนื่องจากโลกกับดาวเทียมอยู่ห่างกันทำให้มีการสูญเสียมาก และสัญญาณที่ได้ต้องมีการรบกวนต่ำ

LNB จะบอกคุณสมบัติพารามิเตอร์และการใช้งาน 2 ส่วนคือ

3.1 อัตราขยาย (GAIN) วัดอยู่ในหน่วยเดซิเบล เหมือนเครื่องขยายทั่วไปจะมีค่าประมาณ 65 dB ความถี่ช่องต่างกันเกณฑ์การขยายจะไม่เท่ากัน

3.2 สัญญาณรบกวนเนื่องจากอุณหภูมิ (NOISE TEMPERATURE) มีค่า NOISE FIGURE

แสดงค่าสูญเสียทางอุณหภูมิต่อสัญญาณรบกวน มีหน่วยเป็น K (องศาเคลวิน) ณ จุดอุณหภูมิ ศูนย์องศาสมบูรณ์  $0^{\circ}\text{K}$  หรือ  $-273^{\circ}\text{C}$  โมเลกุลของตัวนำจะไม่เคลื่อนไหว ซึ่งแสดงว่าไม่เกิดสัญญาณรบกวนเลย ดังนั้น LNB จึงนิยมบอกมาตรฐานเปรียบเทียบคุณภาพเป็นองศาเคลวิน ตัวอย่างเช่น LNB  $30^{\circ}\text{K}$  จะให้คุณภาพการรับสัญญาณดีกว่า LNB  $60^{\circ}\text{K}$  โดยค่า K ยิ่งน้อยยิ่งดี ซึ่งจะทำให้ประสิทธิภาพการรับดีขึ้น ทำให้งานรับสัญญาณมีขนาดเล็กลง ปัจจุบันนิยมใช้ค่า LNB 25-30 K

#### 4. ขั้วต่อและสายนำสัญญาณ (F-CONNECTOR AND CABLE)

เนื่องจากคลื่นความถี่ในระบบการรับสัญญาณดาวเทียมย่าน UHF. ความถี่สูงมีการสูญเสียง่าย ขั้วต่อสายจึงต้องใช้ดีกว่าเครื่องรับโทรทัศน์ปกติ โดยใช้ขั้วต่อแบบ F-CONNECTOR และสายนำสัญญาณโคแอกเชียล 75 โอห์มย่าน UHF. อย่างดียาวไม่เกิน 30 เมตร นิยมใช้สาย RG-6 ในการใช้งาน

#### 5. เครื่องรับสัญญาณดาวเทียม (SETTELLITE RECEIVER)

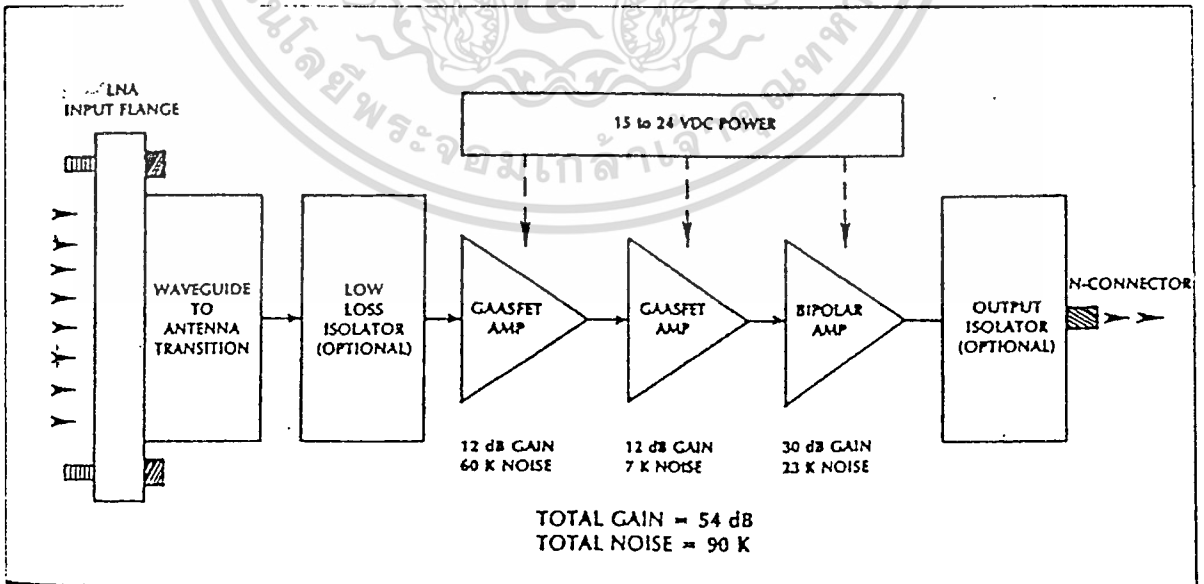
ทำหน้าที่รับสัญญาณเข้ามาแล้ว เปลี่ยนความถี่ IF. 950-1450 MHz ให้เป็นความถี่ของ VIDEO และ AUDIO ด้วยการควบคุมการเลือกที่ภาคออสซิลเลเตอร์ สัญญาณภาพและเสียงที่ถูกดีเทคเตอร์ ออกมาจะถูกนำมาขยายส่งเข้าจุดต่อเข้าที่พุด อีกส่วนหนึ่งเข้าภาค RF. CONVERTER แปลสัญญาณภาพและเสียง ให้กลับเป็นคลื่นวิทยุ RF. ประมาณช่องที่ 30-45 เครื่องรับรุ่นใหม่จะเป็นระบบดิจิทัล ควบคุมด้วย รีโมทคอนโทรลบอกค่าความถี่เป็นตัวอักษรหน้าจอ ปัจจุบันแสดงผลเป็นภาษาไทย สามารถรับสัญญาณเสียงได้หลายภาษามีทั้งระบบสเตอริโอและโมโน มีจำนวนช่องโปรแกรมต่างๆ ได้มากมาย มีทั้งแบบรับสัญญาณจากดาวเทียมดวงเดียว และรับสัญญาณจากดาวเทียมได้ 2,3,4 ดวง และแบบรับดาวเทียมได้หลายดวง (MOVE) ซึ่งจะมีอุปกรณ์ควบคุมตำแหน่งงาน อยู่ภายในเครื่องรับ

### อุปกรณ์ขยายสัญญาณรบกวนต่ำ

อุปกรณ์ขยายสัญญาณรบกวนต่ำ LNB (LOW NOISE BLOCK DOWNCONVERTER) คือภาคขยาย RE. AMP ที่มี LNA อยู่ภายใน ทำหน้าที่รับและขยายสัญญาณที่ได้จากสายอากาศที่มีการรบกวนต่ำ โดยการขยายสัญญาณจากดาวเทียมเฉพาะความถี่ที่เราต้องการ เช่น ความถี่ย่าน C-BAND หรือ Ku-BAND ซึ่งภาคนี้จะมีอัตราขยายสูงมาก จากนั้นจะส่งผ่านเครื่องแปลงความถี่ให้ต่ำลง (DOWN CONVERTER : D/C) ที่อยู่ในตัวเดียวกันเปลี่ยนความถี่ 3.7 - 4.2 GHz ย่าน C-BAND ที่รับเข้ามา ให้ลดต่ำลงเหลือความถี่ 950 - 1,450 MHz หรือ 2,050 MHz สัญญาณนี้จะถูกส่งต่อผ่านสายนำสัญญาณไปยังเครื่องรับ

ตารางที่ 1 ชนิดของอุปกรณ์ในการรับสัญญาณ

ทำหน้าที่	LNB	LNA	LNC
AMPLIFICATION	ใช่	ใช่	ใช่
DOWNCONVERSION	-	ใช่	ใช่
CHANNEL SELECTION	-	-	ใช่



รูปที่ 2.1 แผนผังการทำงาน LNA

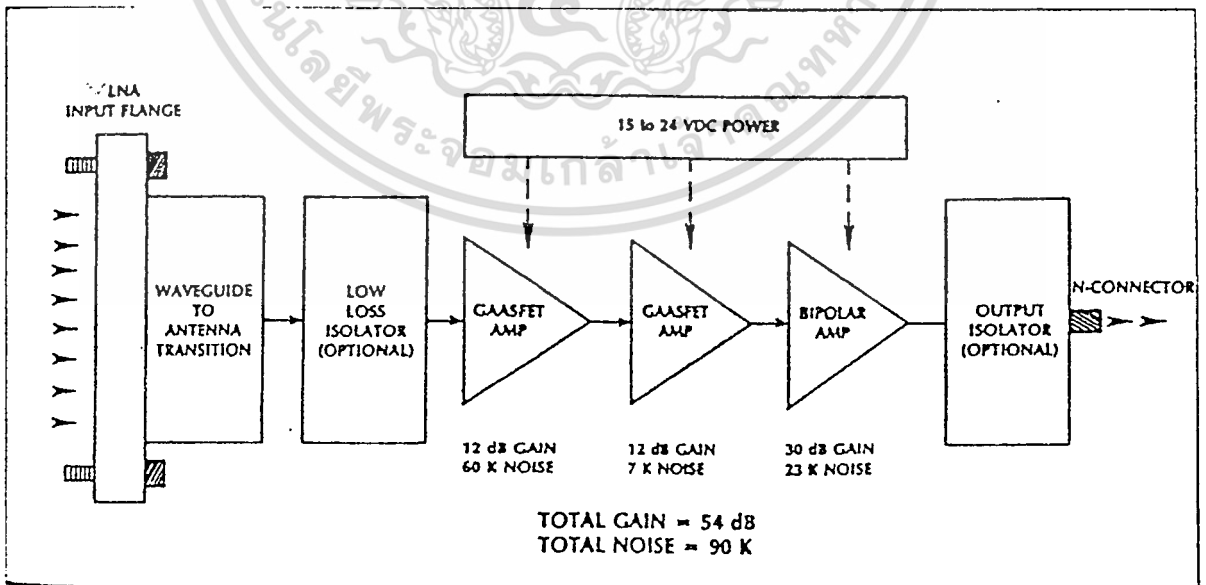
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### อุปกรณ์ขยายสัญญาณรบกวนต่ำ

อุปกรณ์ขยายสัญญาณรบกวนต่ำ LNB (LOW NOISE BLOCK DOWNCONVERTER) คือภาคขยาย RE. AMP ที่มี LNA อยู่ภายใน ทำหน้าที่รับและขยายสัญญาณที่ได้จากสายอากาศที่มีการรบกวนต่ำ โดยการขยายสัญญาณจากดาวเทียมเฉพาะความถี่ที่เราต้องการ เช่น ความถี่ย่าน C-BAND หรือ Ku-BAND ซึ่งภาคนี้จะมีอัตราการขยายสูงมาก จากนั้นจะส่งผ่านเครื่องแปลงความถี่ให้ต่ำลง (DOWN CONVERTER : D/C) ที่อยู่ในตัวเดียวกันเปลี่ยนความถี่ 3.7 - 4.2 GHz ย่าน C-BAND ที่รับเข้ามา ให้ลดต่ำลงเหลือความถี่ 950 - 1,450 MHz หรือ 2,050 MHz สัญญาณนี้จะถูกส่งต่อผ่านสายนำสัญญาณไปยังเครื่องรับ

ตารางที่ 1 ชนิดของอุปกรณ์ในการรับสัญญาณ

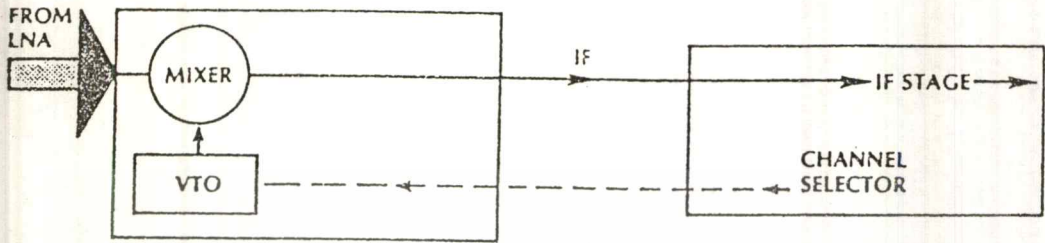
ทำหน้าที่	LNB	LNA	LNC
AMPLIFICATION	ใช่	ใช่	ใช่
DOWNCONVERSION	-	ใช่	ใช่
CHANNEL SELECTION	-	-	ใช่



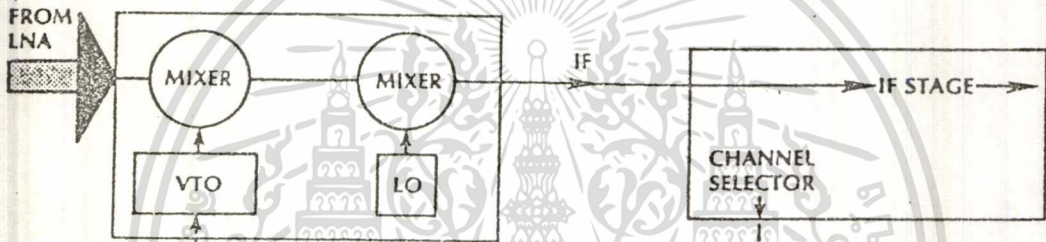
รูปที่ 2.1 แผนผังการทำงาน LNA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

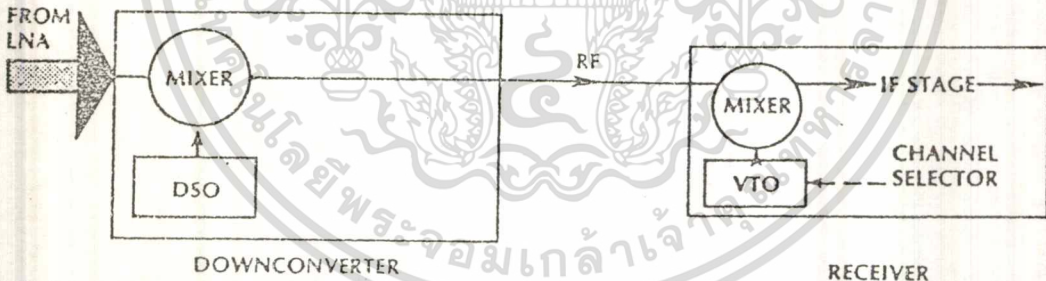
SINGLE CONVERSION



DUAL DOWNCONVERSION



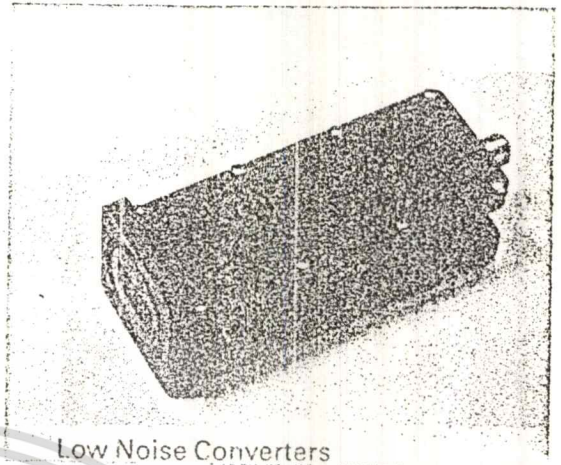
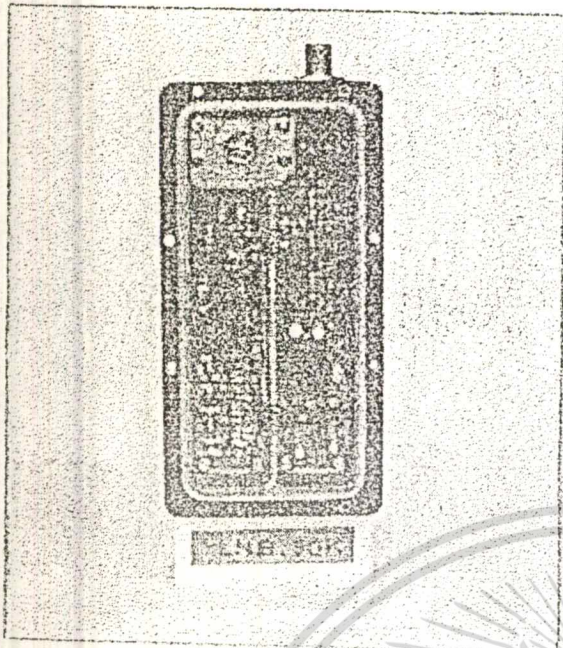
BLOCK DOWNCONVERSION



Key: VTO - Voltage Tuned Oscillator  
LO - Fixed Local Oscillator  
DSO - Fixed Dielectrically Stabilized Oscillator  
IF - Typically 70 MHz  
RF - Typically 950 to 1450 MHz

รูปที่ 2.2 แผนผังการทำงาน DOWN CONVERTER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

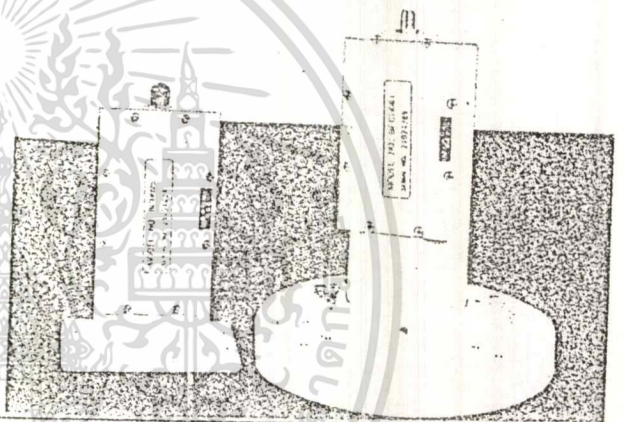


Low Noise Converters

รูปที่ 4.4.3 LNC ความถี่ Ku-BAND

อุปกรณ์ภายในตัว LNB

## C-Band LNB



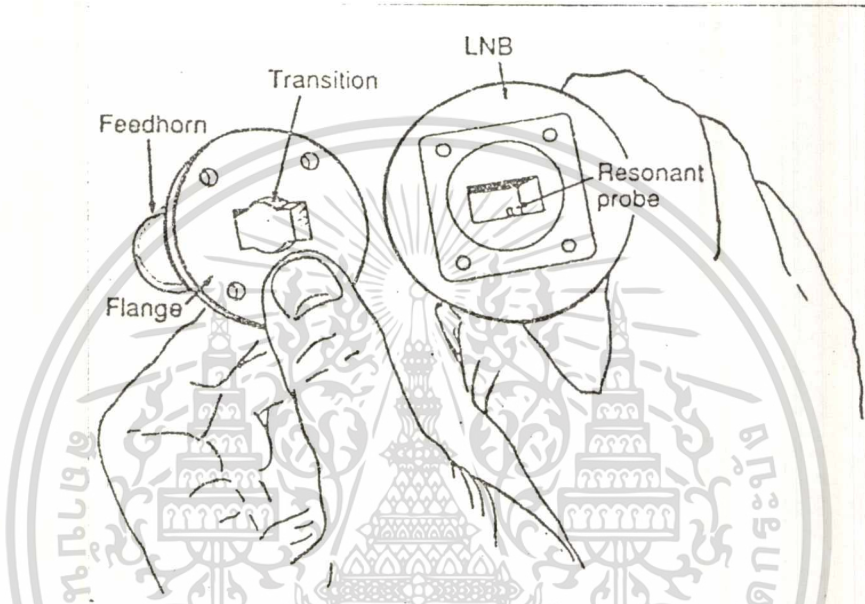
Specifications	Model No.	BFCHO61	BCHO25
Frequency Range		3.7-4.2 GHz	3.7-4.2 GHz
Output Frequency Range		950-1450 MHz	950-1450 MHz
LO Frequency		5150 MHz $\pm 1.0$ MHz (25°C)	5150 MHz (-40°C +60°C)
LO Frequency Stability		2.5 MHz (-40°C +60°C)	2.5 MHz (-40°C +60°C)
Small Signal Gain		60 dB (Min.)	65 dB (Typ.)
Gain Flatness / Gain Slope		$\pm 1$ dB P-P / 36 MHz	$\pm 1$ dB P-P / 36 MHz
Output Impedance		75 Ohm	75 Ohm
Output V.S.W.R		2.5 : 1 (Max.)	2.5 : 1 (Max.)
DC Supply		+15 V ~ +25 V / 200 mA	+15 V ~ +25 V / 200 mA
Input Connector		Type F Female	Type F Female
Output Connector		45° K (Max.)	35° K (Max.)
Noise Figure		-45 dB (Max.)	40 dB (Min.)
Image Rejection		0 dBm (Min.)	0 dBm
Output Power Level (@ 1 dB Gain Compression Point)		-60 dBm (Max.)	-60 dBm (Max.)
Spurious Output		-25 dBm (Max.)	-25 dBm (Max.)
LO Leakage (output)		169.2 x 180.6	98.5X69.8X138
Dimension (mm)		0.96 Kg	
Weight			

รูปที่ 2.3 คุณสมบัติของ LNB

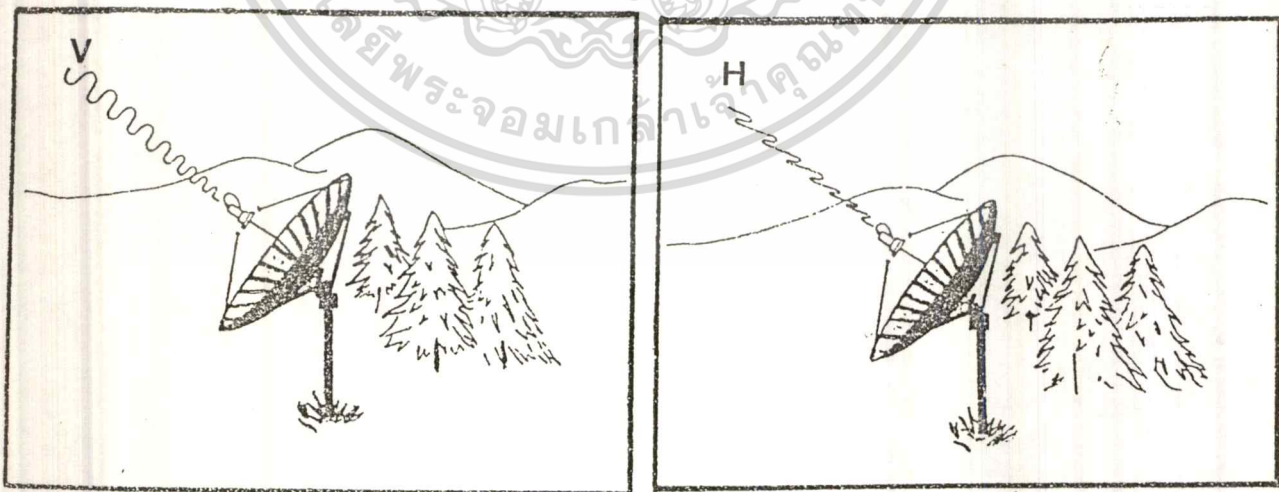
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### สัญญาณโพลาไรเซชัน (POLARISATION)

สัญญาณคลื่นวิทยุจากดาวเทียม จะส่งขั้วคลื่นสัญญาณแบบ LINEAR คือมีขั้วคลื่นแนวตั้ง (VERTICAL) หรือขั้วคลื่นแนวนอน (HORIZONTAL) และแบบ CIRCULAR สัญญาณขั้วคลื่นวงกลมดังนั้นจะต้องมีขั้วสายอากาศ (RESONANT PROBE) ที่ LNB หรือที่ FEED HORN มารับสัญญาณให้ตรงกันกับขั้วคลื่นสัญญาณ (POLARRISATION) ของดาวเทียมแต่ละดวง



รูปที่ 2.4 การรับสัญญาณจากดาวเทียมแนวแกนตั้งและแนวนอน



รูปที่ 2.5 ขั้วรับสัญญาณ RESONANT PROBE

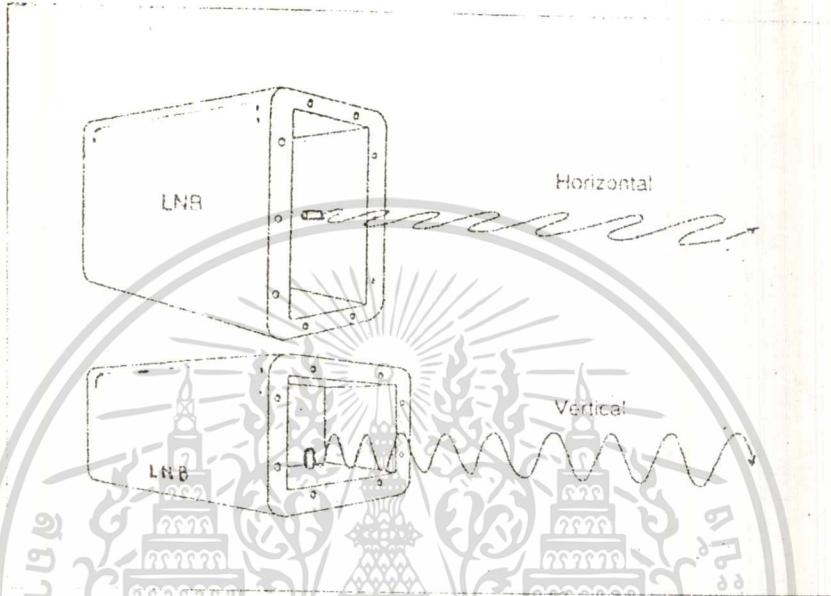
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ชนิดขั้วคลื่นสัญญาณจากดาวเทียม

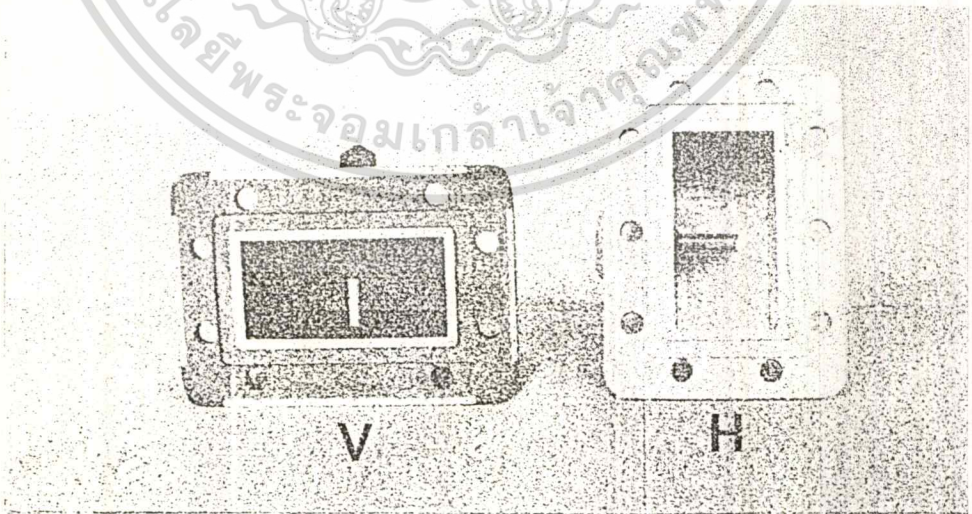
### 1. แบบ LINEAR POLARIZATION

มีแบบแนวแกนตั้ง (VERTICAL) และแบบแนวแกนนอน (HORIZONTAL)

สำหรับประเทศไทยจะใช้ขั้วรับสัญญาณแบบแนวแกนตั้ง



รูปที่ 2.6 การรับสัญญาณจาก LNB ในแนวแกนตั้งและแกนนอน

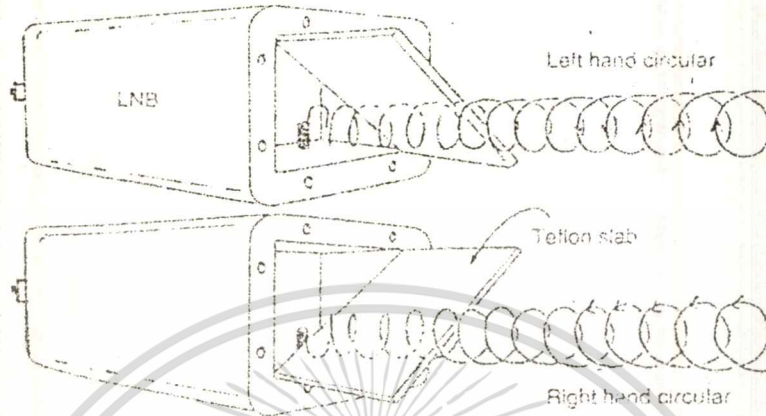


รูปที่ 2.7 LNB สามารถรับสัญญาณในแนวแกนตั้งหรือแนวแกนนอนก็ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2. สัญญาณขั้วคลื่นวงกลม (CIRCULAR POLARIZATION)

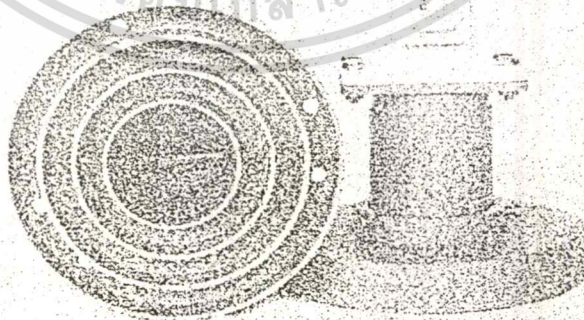
มีแบบคลื่นที่หมุนไปทางซ้ายและหมุนไปทางขวามือ ยังไม่เป็นที่นิยมใช้กันในบ้านเรา



รูปที่ 2.8 สัญญาณขั้วคลื่นแบบวงกลม

### การใช้งาน LNB

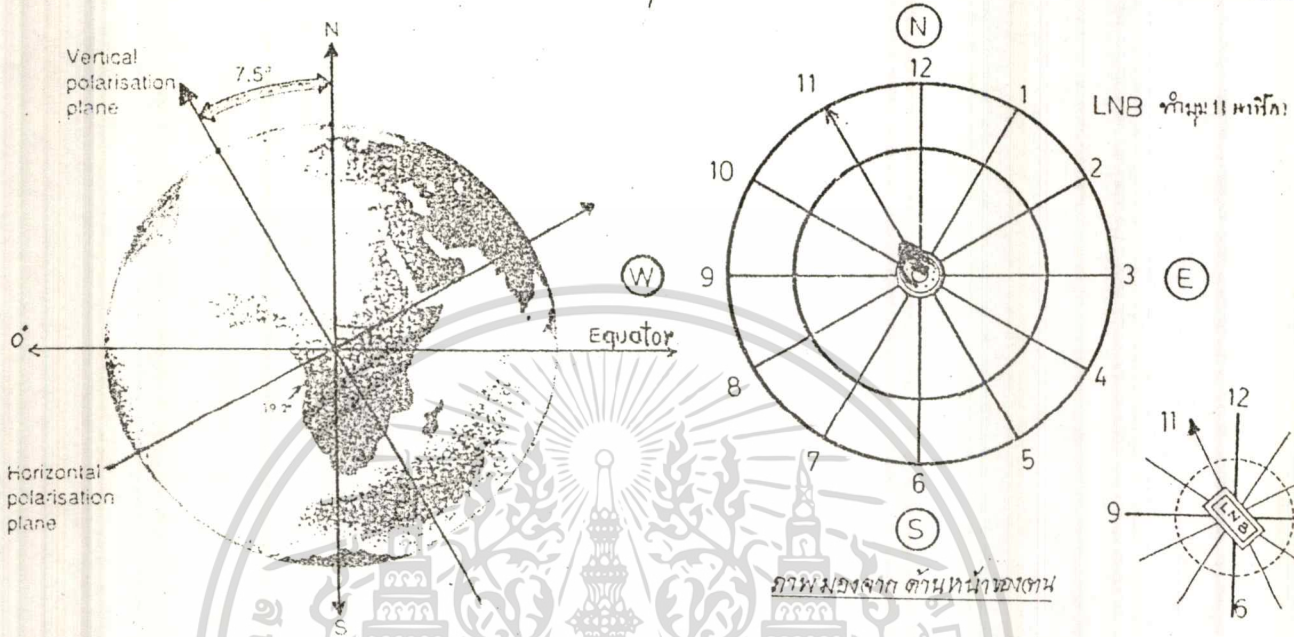
การใช้งาน LNB โดยทั่วไปจะนำไปยึดติดกับ ฟีดฮอร์น คู่แล้วเหมือนเป็นชิ้นส่วนเดียวกัน สามารถปรับฟีดฮอร์นให้เลื่อนขึ้นลงได้ และสัญญาณทางออกของ LNB จะต่อด้วยขั้วต่อ F-type



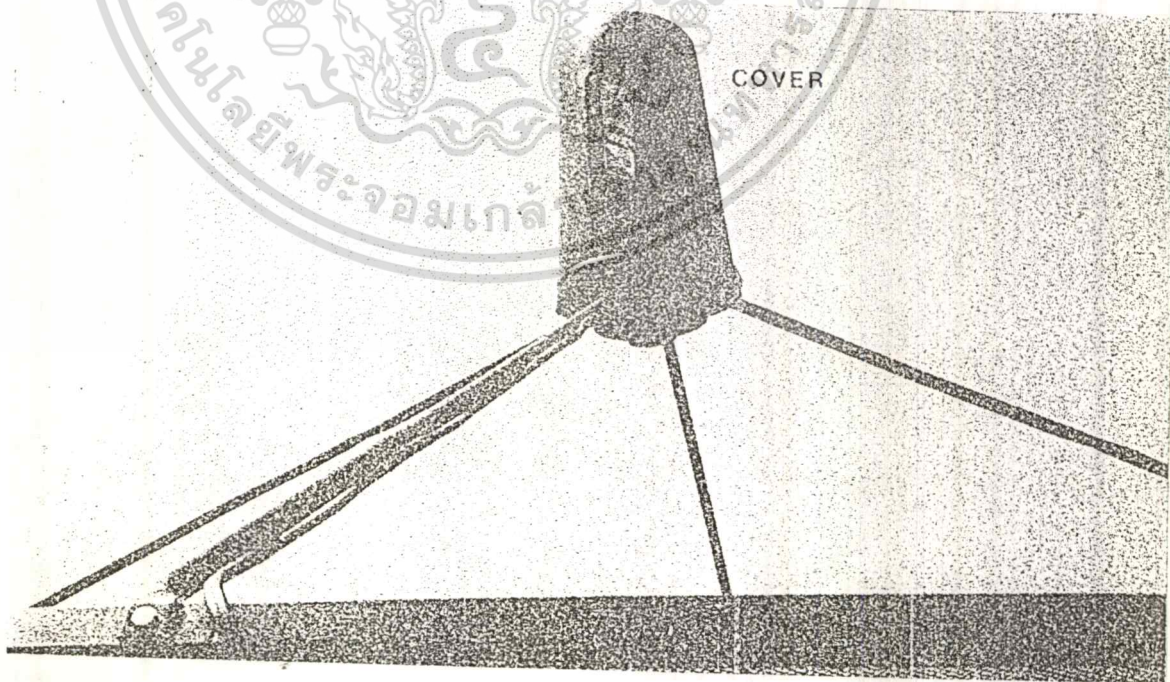
รูปที่ 2.9 การใช้งานจะยึด LNB เข้ากับ FEED HORN

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### การวางตำแหน่ง LNB



รูปที่ 2.10 การติดตั้ง LNB ทาง VER ให้เอียงประมาณ 11 นาฬิกา กับหน้างาน



รูปที่ 2.11 ฝาครอบป้องกัน LNB เสียหาย เนื่องจากแดดและฝน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### การเลือกใช้งาน LNB

ควรเลือกใช้งานว่าดาวเทียมส่งย่านความถี่ใด C-BAND หรือ Ku-BAND โดย LNB จะบอกคุณสมบัติที่สำคัญ 2 ส่วนคือ

1 จะบอกอัตราขยาย (GIAN) มีหน่วยเป็นเดซิเบล เกนการขยายสูงสุดจะอยู่ในช่วงความถี่กลาง โดยทั่วไปจะมีค่า 65 dB. และ LNB แต่ละตัวรุ่นเดียวกัน บริษัทเดียวกันจะมี GAIN ไม่เท่ากันทุกตัว แต่จะใกล้เคียงกัน ดังนั้นการซื้อแต่ละครั้งควรเลือก GAIN ให้มีค่ามากๆ

2 จะบอกค่าสัญญาณรบกวนเนื่องจากอุณหภูมิ (NOISE TEMPERATURE) มีค่าของ NOISE FIGURE แสดงการสูญเสียของอุณหภูมิต่อสัญญาณรบกวนที่ความถี่ต่างๆกัน มีหน่วยเป็น K (องศาเคลวิน) หรือระดับการรบกวน DEGREE ค่า K ยังเป็นตัวบอกมาตรฐานเปรียบเทียบคุณภาพของ LNB โดย NOISE FIGURE มีค่า K ยิ่งต่ำยิ่งดี จะทำให้การรับสัญญาณสูงขึ้นงานจะมีขนาดเล็กลง ปัจจุบันนิยมใช้ค่า 25-35 K ในการใช้งาน

NOISE TEMPERATURE คือ ค่าเพาเวอร์ของสัญญาณรบกวนที่ชั่วขาออกที่อุณหภูมิ  $T_0$  จะได้

$$N_o = G * N_i = G K T_0 B$$

$N_o$  = เพาเวอร์ของสัญญาณรบกวนที่ชั่วขาออก

$G$  = อัตราขยายจาก (So/Si)

$N_i$  = เพาเวอร์ของสัญญาณรบกวนที่ชั่วขาเข้า

$K$  = ค่าคงที่ (BOLTSMAN'S)  $1.38 * 10^{-23} \text{ J/K}$

$T_0$  = อุณหภูมิมาตรฐาน  $290^\circ \text{K}$

$B$  = ความกว้างของแบนด์ หน่วยเป็น Hz

THERMAL NOISE สัญญาณรบกวนที่เกิดจากความร้อนที่อิเล็กตรอนวิ่งชนกัน การหาค่า NOIS VOLTAGE ที่เกิดขึ้นจากตัวต้านทาน  $R$  ได้จากสมการ

$$E_N^2 = 4K T B R \quad \text{***}$$

$E_N$  = นอยส์โวลต์เตจ

$T$  = อุณหภูมิขณะวัด  $^\circ \text{K}$

$R$  = ตัวต้านทาน หน่วยเป็น โอห์ม

$$E_n^2 = 4KTBR$$

$E_n$  = นอยส์โวลต์เตจ

T = อุณหภูมิขณะวัต K

R = ตัวต้านทาน หน่วยเป็นโอห์ม

### NOISE FIGURE

คืออัตราส่วนระหว่างสัญญาณที่ต้องการ ( SIGNAL ) ต่อสัญญาณรบกวนซึ่งในการรับสัญญาณที่มีความเข้มของสนามไฟฟ้าต่ำ ๆ NOISE จะเกิดขึ้นที่ขั้วทางเข้าของวงจรและ NOISE จะเกิดจากวงจรรขยายถูกขยาย นอยส์ที่เกิดในวงจรจะเกิดจาก เทอร์มอลนอยส์ถ้าในระบบมีการรับสัญญาณ ( SIGNAL INPUT :  $S_i$  ) แล้วจะเกิดการขยายสัญญาณนั้นออกไป ( SIGNAL OUTPUT :  $S_o$  ) แต่ในขณะที่เดียวกันก็จะเกิดสิ่งรบกวน ( NOISE INPUT :  $N_i$  ) เข้าไปในระบบแล้วขยายออกมาด้วย ( NOISE OUTPUT :  $N_o$  ) จะได้เป็นสมการ

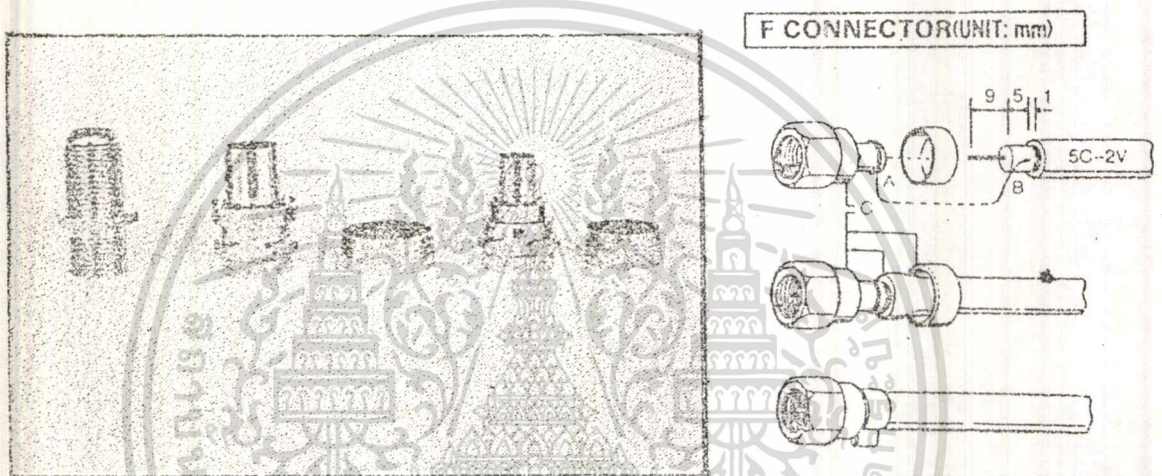
$$\text{NOISE FIGURE (FdB)} = 10\log\left[\frac{(S_i/N_i)}{(S_o/N_o)}\right] \text{ dB}$$



$$\text{NOISE FACTOR} = (S_i/N_i) / (S_o/N_o)$$

### ขั้วต่อและสายนำสัญญาณ

ขั้วต่อ (CONNECTOR) เนื่องจากคลื่นความถี่ในระบบการรับสัญญาณดาวเทียมย่าน UHF ความถี่สูงมีการสูญเสียง่าย ขั้วต่อและสายนำสัญญาณจึงต้องใช้อย่างกว่าเครื่องรับปกติ ปัจจุบันนิยมใช้ขั้วต่อสัญญาณดาวเทียม แบบ F- TYPE CONNECTOR เนื่องจากมีเกลียวภายในลึกลับจุกต่อ ทำให้ขั้วต่อแน่น มีความแข็งแรงทนทาน และการใช้งานง่ายไม่ต้องบัดกรี ส่วนใหญ่นิยมใช้งานย่านความถี่สูง เช่น จุดออกของ LNB มายังมางเข้าของเครื่องรับสัญญาณดาวเทียม หรือต่อเข้ากับจุดต่อของ BOOSTER ความถี่สูง



รูปที่ 2.12 โครงสร้าง F - TYPE และการต่อใช้งาน



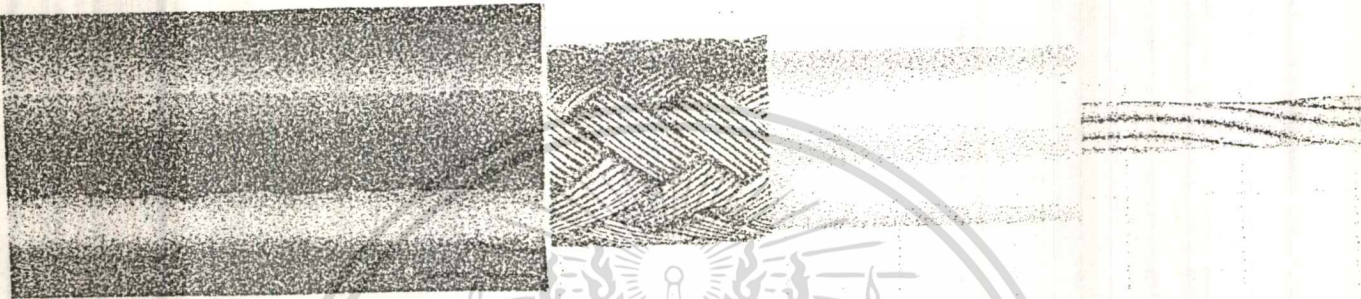
รูปที่ 2.13 ขั้วต่อสายอากาศโทรทัศน์แบบธรรมดา

### สายนำสัญญาณ (CABLE FINDER)

RG - 59 U

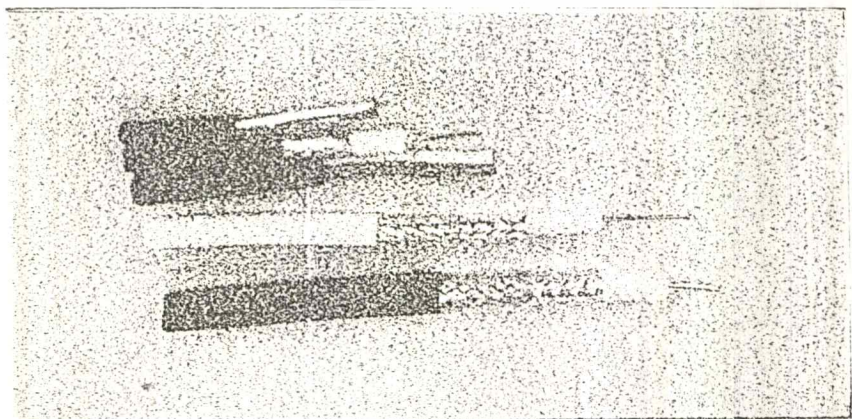
RG - 6 U

RG - 11 U



รูปที่ 2.14 สายนำสัญญาณ

สายนำสัญญาณที่ใช้ในการติดตั้งการรับสัญญาณดาวเทียม จะแตกต่างจากสาย COAXIAL ธรรมดา 75 โอห์ม สีขาวที่ใช้ในการรับสัญญาณจากสายอากาศทีวีโดยสายนำสัญญาณดาวเทียม นี้จะส่งผ่านความถี่สูงมาก ย่าน ไมโครเวฟ ทำให้มีการสูญเสียง่ายจึงต้องมีการ SHIELD อย่างดี โดยทั่วไปจะเป็นแบบ DOUBLE SHIELD 75 โอห์ม LOW LOSS (FOAM) มีทั้งแบบเดินภายในอาคาร การเลือกซื้อควรดูที่สเปคของสายว่าใช้ความถี่เท่าใด มีการลดทอนสูญเสียสัญญาณกี่ dB สายชนิดนี้ ถ้ามีมากหรือเปล่านั้น ทำด้วยเงินหรือทองแดง มีอิมพีเดียมพร้อยชนิดด้วยหรือไม่ และสายที่กันระหว่างสายนำสัญญาณด้านในกับสายชนิดที่ทำด้วยอะไร ควรให้มีรูอากาศระบายในฉนวน ฉนวนแบบโฟมจะดีกว่าแบบพลาสติก PE ระยะเวลาแรก ใช้ไปนานๆ จะไม่ค่อยดี



รูปที่ 2.15 สายนำสัญญาณที่นิยมใช้งาน อิมพีแดนซ์ 75 โอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายที่ใช้ได้แก่สาย 5C, RG - 11, RG - 59 และสาย RG - 6, RG - 6/U สีดำจะเป็นสายที่นิยมมากที่สุดจะใช้ CODE EX - 50, EX - 51 ซึ่ง EX - 50 จะมีสายชีลด์มากกว่า EX - 51 ราคาสายประมาณเมตรละ 15 บาทสำหรับการเดินสายนำสัญญาณจาก LNB มายังเครื่องรับไม่ควรเกินกว่า 30 เมตรหากสายมีระยะทางยาวมากกว่าที่ปลายสายจะรับสัญญาณความถี่สูงไม่ดี

Frequency (MHz)	Cable Type			
	RG-59	RG-6	RG-7	RG-11
5	0.52	0.42	0.33	0.26
55	1.76	1.40	1.11	0.89
83	2.16	1.73	1.37	1.11
187	3.28	2.62	2.08	1.69
211	3.49	2.79	2.22	1.80
250	3.81	3.05	2.42	1.97
300	4.18	3.35	2.67	2.18
350	4.53	3.64	2.89	2.36
400	4.86	3.90	3.10	2.54
450	5.17	4.15	3.31	2.71
500	5.46	4.39	3.50	2.87
550	5.74	4.61	3.68	3.02
600	6.01	4.83	3.86	3.17
650	6.26	5.04	4.03	3.31
700	6.51	5.25	4.19	3.45
750	6.75	5.44	4.35	3.58
800	6.99	5.63	4.50	3.71
850	7.22	5.82	4.66	3.84
900	7.44	6.00	4.80	3.96
950	7.65	6.18	4.95	4.08
1000	7.87	6.35	5.09	4.20
1450	9.59	7.77	6.25	5.18

ตารางที่ 2 การลดทอนสัญญาณของสายต่อ 100 ฟุต ที่ความถี่ต่างๆ

Cable Type	Model	Shield Type	Attenuation (dB/100 ft)	
			400 MHz	900MHz
RG-6	8228	Foil & Wire	4.5	6.9
RG-6	9248	Foil & Copper Braid	4.5	6.9
RG-11	9230	Foil & Wire	3.2	5.2
RG-11	9292	Foil & Copper Braid	3.2	5.2
RG-59	8241	95% Copper	7.1	10.9
RG-59	9275	Foil & Wire	5.4	8.4

รูปที่ 2.16 การสูญเสียสายชนิดต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

## หลักการการทำงานของเครื่องรับสัญญาณดาวเทียม

### ระบบ TVRO

ชุดเครื่องรับ โทรทัศน์ผ่านดาวเทียมจะถูกเรียกระบบใหญ่ทั้งระบบนี้ว่า TVRO ซึ่งย่อมาจากคำว่า Television Received Only ซึ่งหมายถึงระบบของเครื่องรับสัญญาณดาวเทียม ด้วยสัญญาณจากสถานีภาคพื้นดินจะทำการส่งสัญญาณที่เรียกว่า สัญญาณอัปลิงค์ (Uplink) ขึ้น ไปยังสถานีอวกาศซึ่งเรียกว่า สถานีดาวเทียมด้วยความถี่อยู่ในช่วงประมาณ 6 จิกะเฮิร์ตซ์ ระบบของดาวเทียมจะทำการแปลงความถี่แล้วส่งกลับ โดยสถานีในอวกาศหรือสถานีดาวเทียมนั้นจะทำหน้าที่เป็นระบบทวนสัญญาณหรือรีพีทเตอร์ (Repeater) แล้วส่งความถี่ประมาณ 4 จิกะเฮิร์ตซ์ลงมายังพื้น โลกตามพื้นที่ที่ต้องการแพร่สัญญาณเราเรียกพื้นที่อันนี้ว่า ฟุตพริ้นต์ (Foot Print) สัญญาณจากสถานีดาวเทียมที่ส่งลงมายังพื้น โลกถูกเรียกว่า สัญญาณดาวนลิงค์ (Down Link) เมื่อมาถึงพื้น โลกเราจะใช้จานรับดาวเทียม (Disk Antenna) ซึ่งโดยส่วนใหญ่จะเป็นจาน โค้งพาราโบลา โดยจาน โค้งมีข้อเด่นอยู่ที่การมีความสามารถในการเพิ่มอัตราขยายด้วยการรวมสัญญาณ ไปยังจุดเซ็นเตอร์ซึ่งเราเรียกว่า ฟีดฮอร์น (Feed Horn)

ตัวฟีดฮอร์นก็คือจุดโฟกัสเพื่อจะรวมสัญญาณจากจาน โค้ง ให้สัญญาณที่มาจากสถานีดาวเทียมมีการรวมสัญญาณ เกิดความเข้มของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่มากจากการส่งให้มากที่สุด ก่อนที่จะถูกส่งเข้าสู่วงจรแปลงความถี่ที่เราเรียกว่า วงจร LNB ซึ่งย่อมาจากคำว่า Low Noise Block Down Converter โดย LNB จะเป็นวงจรขยายสัญญาณ วงจรขยายสัญญาณในลักษณะนี้อาจจะต่าง ไปจากวงจรปกติตรงที่เป็นวงจรที่สามารถกำจัดสัญญาณรบกวน (Noise) และสามารถที่จะควบคุมการขยายของวงจรให้มีประสิทธิภาพไม่ว่าจะสภาวะอากาศจะเป็นอย่างไร ก่อนที่จะส่งสัญญาณดังกล่าวนี้เข้าไปแปลงความถี่ จากความถี่ของดาวเทียมซึ่งอยู่ในช่วงประมาณ 4 จิกะเฮิร์ตซ์ ให้ความถี่ลดต่ำลงมาเป็นความถี่อยู่ในช่วง 950-2,050 เมกะเฮิร์ตซ์ เราจะส่งความถี่ดังกล่าวนี้เข้าสู่ตัวเครื่องรับด้วยสายนำสัญญาณ อาจจะเป็นสาย RG6 ซึ่งเป็นสายนำสัญญาณที่นิยมอยู่ทั่วไปหรือสาย RF อื่นๆ ก็ได้

### จานรับสัญญาณดาวเทียม (SATELLITE ANTENNA DISH)

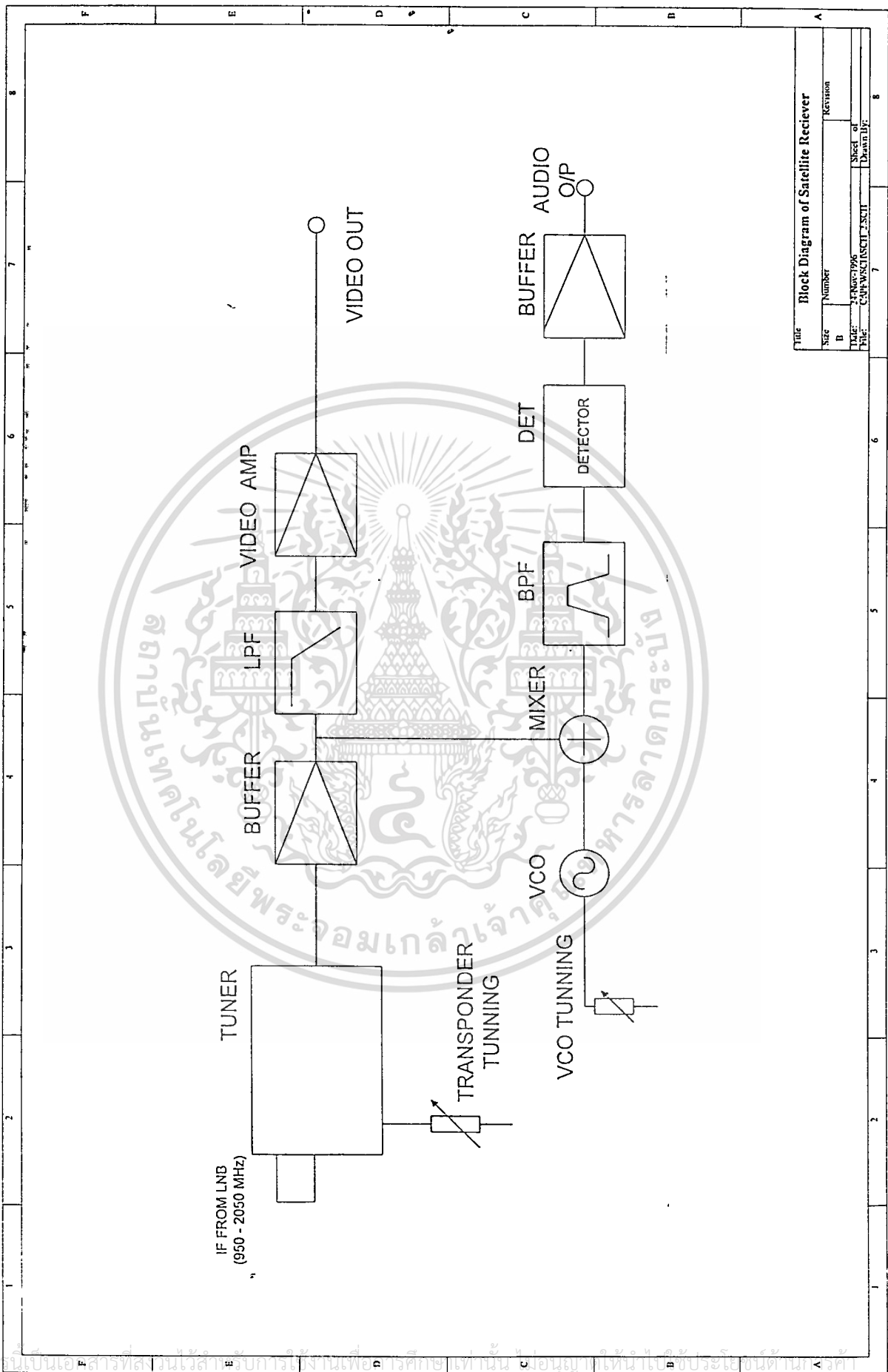
จะทำหน้าที่สะท้อนสัญญาณคลื่นความถี่ไมโครเวฟที่รับมาจากดาวเทียมความถี่ 3.7 - 4.2 GHz ย่าน C-BAND แล้วรวมสัญญาณที่สะท้อนผ่านเข้าตัวรวมสัญญาณ FEED HORN ทำหน้าที่ FOCUS รวมสัญญาณส่งผ่านท่อนำสัญญาณ (WAVEGUIDE) เป็นท่อสี่เหลี่ยมผืนผ้าเข้าไปที่โพรงสายอากาศ (RESONANT PROBE) ซึ่งจะมีรูปร่างเป็นไม้กางเขน หรือเป็นแท่งตัวนำวางอยู่ภายในท่อ ลักษณะตำแหน่งของโพรงสายอากาศรับสัญญาณนี้จะมีการติดตั้งสองลักษณะคือทาง

แนวตั้งและทางแนวนอน ซึ่งจะเป็นตัวบอกว่าจะรับสัญญาณจากดาวเทียมเป็นแบบขั้วแนวตั้ง (VERTICAL) หรือ ขั้วแนวนอน (HORIZONTAL) สัญญาณคลื่นความถี่ไมโครเวฟ ที่รับเข้ามาทางสายอากาศนี้ จะถูกนำไปขยายสัญญาณให้แรงขึ้นด้วยเครื่องขยายรบกวนต่ำ LNA (LOW NOISE AMP) หรือ LNB (LOW NOISE BLOCK DOWN CONVERTER) คือภาคขยาย RE.AMP ที่ขยายเฉพาะความถี่ที่ฟิวดอร์ความถี่ที่ต้องการเข้ามา จากนั้นจะป้อนผ่านเครื่องแปลงความถี่ให้ต่ำลง (DOWN - CONVERTER : D/C) ด้วยการเปลี่ยนจากความถี่ 3.7 - 4.2 GHz (ย่านความถี่ C-BAND) ให้ลดต่ำลงเหลือ 950 - 1,450 MHz สัญญาณนี้จะส่งผ่านสายนำสัญญาณเข้ามายังภาครับ หรือที่เรียกว่า RECEIVER

### เครื่องรับสัญญาณดาวเทียม (SATELLITE RECEIVER)

เครื่องรับสัญญาณดาวเทียม ทำหน้าที่รับสัญญาณ ไอ.เอฟ. ภาพที่มาจาก LNB แล้วเปลี่ยนความถี่ IF. 950 - 1,450 MHz. ด้วยวงจรควบคุมการเลือกช่อง (SYNTHESIZED PLL) ภาคออสซิลเลเตอร์ (ส่วนนี้จะมีคอมพิวเตอร์ CPU ควบคุมอยู่ด้วย) ให้เป็นความถี่ปานกลาง IF. 479.5 MHz. แล้วทำการแยกสัญญาณภาพและเสียงออกจากคลื่นวิทยุนำสัญญาณ VIDEO และ AUDIO ที่ขยายส่งออกที่ขั้วเอาต์พุต อีกส่วนหนึ่งนำสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงเข้ามา MODULATION ในวงจร RF. CONVERTER แปลงให้กลับเป็นคลื่นวิทยุ (RF.) ความถี่ย่าน UHF. ช่วงช่องที่ 30 - 45 เครื่องรับรุ่นใหม่เป็นดิจิทัล ควบคุมด้วยรีโมทคอนโทรล แสดงผลเป็นระบบ ON SCREEN DISPLAY (OSD) บอกค่าความถี่เป็นตัวเลขที่หน้าจอ รุ่นใหม่แสดงผลเป็นภาษาไทย มีการเลือกระบบเสียง MONO: WIDE หรือ ระบบ STEREO : NARROW

วงจรภาครับ (Receiver) จะทำหน้าที่ในการรับสัญญาณจาก LNB ซึ่งเป็นความถี่ในช่วง 950-2,050 เมกะเฮิร์ตซ์ เพื่อเอาความถี่ดังกล่าวนี้ทำการดีเท็คเตอร์ในระบบเอฟเอ็มออกมาเป็นสัญญาณเบสแบนด์หรือสัญญาณภาพและเสียงต่อไป อย่างไรก็ตามก็ดีระบบจูนเนอร์ที่ใช้อยู่ในเครื่องรับสัญญาณดาวเทียม อาจจะเป็นจูนเนอร์ที่มีแบนด์ความถี่ไม่ครบก็ได้ เพราะเราจะแยกความถี่ออกเป็น 2 ช่วง ความถี่ช่วงแรกจะอยู่ในช่วงประมาณ 950-1,200 เมกะเฮิร์ตซ์ ความถี่ช่วงต่อไปเป็นความถี่ในช่วง 1,050-2,050 เมกะเฮิร์ตซ์ ดังนั้นการที่เราจะให้เครื่องรับสัญญาณดาวเทียมสามารถรับได้ทั้ง C-BAND และ KU-BAND นั้น จะต้องประกอบด้วยจูนเนอร์ที่สามารถรับความถี่ได้ตั้งแต่ 950-2,050 เมกะเฮิร์ตซ์ จึงจะรับความถี่ได้ทั้ง C-BAND และ KU-BAND ได้



Title		Block Diagram of Satellite Receiver	
Size	Number	Revision	
D			
FILE:	ENGSC1096	SHEET #	
FILE:	CAPWASCIASCIT-23SCIT	Drawn By:	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิฉะนั้นให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่น ๆ  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การทำงานของเครื่องรับสัญญาณดาวเทียม

เมื่อพิจารณาบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมสามารถสามารถดูได้จากรูปวงจรดังนี้

1. วงจรจูนเนอร์ ทำหน้าที่รับสัญญาณจากไอเอฟ. มาจากวงจรบล็อกความถี่คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งตอนนี้วงจรดังกล่าวทำการแปลงความถี่จากย่านความถี่ดาวเทียมให้เป็นความถี่ต่ำลงด้วยวัตถุประสงค์เพื่อลดการรบกวนประการหนึ่ง ต่อมาการแปลงความถี่ต่ำลงมานั้น สามารถที่จะใช้กับสายโคแอกเชียลยาวๆได้ ตอนนี้ความถี่ที่ส่งมาจะอยู่ในช่วง 950 - 2050 Mhz. จูนเนอร์จะทำการเลือกรับความถี่แต่ละทรานสปอนเดอร์ ด้วยวงจรจูนความถี่ที่เป็นอิเล็กทรอนิกส์จูนเนอร์ หน่วยสังเคราะห์แรงดันไฟ (VSD) จะทำการสังเคราะห์แรงดันไฟ ออกไปยังจูนเนอร์อย่างอัตโนมัติ หรือถ้าเป็นระบบ Manual ก็ยังสามารถทำได้โดยการปรับจูนแรงดันไฟให้กับจูนเนอร์ ดังแสดงไว้ในวงจรที่เรียกว่าทรานสปอนเดอร์จูนนิ่ง

เมื่อได้ความถี่สถานีต่างๆ แล้วความถี่ในส่วนนี้จะถูก แปลงความถี่ใหม่อีกครั้งหนึ่ง ด้วยระบบการแปลงความถี่ไอเอฟ. ของทรอสส์นั เพื่อให้เกิดเป็นสัญญาณไอเอฟของภาพและเพื่อเปลี่ยนแคเรียร์เสียงเสียใหม่ เอาความถี่ไอเอฟภาพไปทำการดีเทคด้วยระบบซิงโครนัสดีเทคเตอร์ ได้สัญญาณภาพออกมาเหมือนระบบทรอสส์นัทั่วไป โดยความถี่ของภาพจะอยู่ในช่วง 0 - 5 MHz ผลของระบบวีดีโอดีเทคเตอร์ ก่อให้เกิดการตัดความถี่ไอเอฟออกมาเป็นออสซิลเลเตอร์ เพื่อใช้กับหน่วยอินเตอร์แคเรียร์บีท (Inter Carrier Beat) เอาความถี่วีดีโอไอเอฟ ที่ตัดออกด้วยลิมิตเตอร์ภายใต้ระบบซิงโครนัสดีเทคเตอร์ เข้าบีทกับแคเรียร์เสียงเกิดเป็น ไอเอฟของเสียงขึ้น

2. บัฟเฟอร์ ทำหน้าที่ส่งผ่านสัญญาณจากจูนเนอร์ ไปยังวงจรทางด้านระบบภาพและเสียง เนื่องจากหากไม่มีวงจรส่วนนี้เมื่อมีการแยกสัญญาณออกไปหลายๆทางมีผลต่อความแรงของสัญญาณโดยตรง เราจะแยกสัญญาณนี้ออกเป็น 2 ส่วน ส่วนแรกไประบบภาพ ส่วนต่อมาส่งไประบบเสียง

3. วงจรแยกภาพและเสียง เมื่อทราบแล้วว่าสัญญาณภาพเป็นสัญญาณที่อยู่ในช่วงความถี่ 0-5 Mhz และเสียงนั้นเป็นเสียงในระบบ FM. ให้เป็นสัญญาณเสียงตัวเดิม หรือจูนแยกความถี่ โดยใช้วงจร โลว์พาสฟิลเตอร์ 5 Mhz. ทำหน้าที่เป็นวงจรแยกสัญญาณภาพ และวงจรแบนพาสฟิลเตอร์ 5 - 8 Mhz. ทำหน้าที่แยกสัญญาณเสียงออกไปใช้งาน

4. วงจรขยายสัญญาณภาพ วงจรขยายสัญญาณภาพหรือที่เรียกทับศัพท์ว่า วงจรวิดีโอแอมพลิฟายเออร์ ( Video Amplifier) เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ขยายสัญญาณภาพให้มีความแรงเพียงพอสำหรับการใช้งาน ทั้งยังทำหน้าที่ในการชดเชยสัญญาณที่หล่นหายอีกกรณีหนึ่ง วงจรส่วนนี้เหมือนกับระบบโทรทัศน์ขาวดำทุกๆ ไป เพราะระบบนี้ไม่มุ่งหวังการแยกลูมิแนนซ์- โคมิแนนซ์ออกจากกัน เพราะหากแยกออกจากกันเมื่อไร จำเป็นต้องมีวงจรเคลมระดับสัญญาณทันที ซึ่งเมื่อมีการส่งในย่าน KU-Band กว้างขวางขึ้น ระบบที่เป็นดิจิทัลต้องแยกข้อมูลภาพเพื่อสำรวจเส้นภาพว่าเป็นระบบ HD - TV. หรือระบบธรรมดา ส่งข้อมูลดังกล่าวออกไปใช้งานทางจุดเอาต์พุตที่เป็นวิดีโอเอาต์พุต ซึ่งจุดต่อดังกล่าว จะต้องเสียบเข้ากับเครื่องรับโทรทัศน์ที่มีระบบ AV, โดยเสียบเข้าที่จุดที่เขียนที่เขียนว่า VIDEO IN ของโทรทัศน์ หากเป็นระบบธรรมดาคงต้องส่งเข้าวงจรอาร์เอฟโมดูเลเตอร์ หรืออาร์เอฟคอนเวอร์เตอร์ (RF Converter) ซึ่งจะทำหน้าที่เอาสัญญาณภาพและเสียงมอดเป็นความถี่สถานีโทรทัศน์ ส่งออกเป็นสัญญาณอาร์เอฟ (RF Signal) เพื่อไปเข้าจุดต่อสายอากาศของเครื่องรับโทรทัศน์ต่อไป



## ภาครับสัญญาณวิทยุ มี 2 แบบ คือ

1. Tuned Radio Frequency (T.R.F)
2. Superheterodync

### แบบ Tuned Radio Frequency (T.R.F)

เป็นภาครับวิทยุแบบแรกโดยอาศัยวงจร HIGH FREQUENCY TUNED AMPLIFIER หลาย ๆ วงจรนำมาต่อ CASCADE กันเพื่อขยายสัญญาณวิทยุที่รับได้จากสายอากาศให้มีขนาดสัญญาณแรงพอที่วงจร DETECTOR สามารถทำการ DETEC สัญญาณได้ ซึ่งเราพบว่าระบบ T.R.F นี้มีข้อเสียคือ

1. ต้องใช้วงจร TUNED R.F AMPLIFIER หลายๆ STAGE
2. ค่า SELECTIVITY ความสามารถในการเลือกรับสถานีวิทยุมีค่าไม่คงที่ทุกๆ ความถี่
3. ค่า GAIN ของวงจร TUNED R.F AMPLIFIER มีค่าไม่คงที่ตลอดช่วงความถี่ของสถานี

### แบบ SUPERHETERODYNE

เป็นภาครับวิทยุที่มีการปรับปรุงข้อเสียของระบบ T.R.F โดยหัวใจสำคัญคือ การมีระบบแปลงความถี่จากความถี่สูงไปยังความถี่ต่ำกว่าความถี่กลาง [INTERMEDIA FREQUENCY : IF] โดยอาศัยวงจร MIXER ซึ่งภาครับแบบ SUPERHETERODYNE นี้ประกอบไปด้วย

1. ANTENNA AND ANTENNA COUPLING
2. TUNED R.F. - AMPLIFIER
3. MIXER [ DOWN CONVERTER ]
4. LOCAL OSCILLATOR
5. IF AMPLIFIER AND IF FILTER [BPF.]
6. AUDIO DETECTOR

### MIXER [ DOWN CONVERTER ]

Mixer [ Down Converter ] นี้จะใช้ในภาครับของเครื่องรับแบบ superhetrodyne นี้คือจะต้องเป็นตัวแปลงความถี่ของสถานีที่เราเลือกรับอยู่ ให้มีความถี่ลดลง ไปอยู่ที่ความถี่ IF. MIXER นี้จะอาศัยการทำงานในช่วงไม่เป็นเชิงเส้น โดยใช้หลักการของ SQUARE LAW

$$\text{หลักการของ SQUARE LAW } V_o(t) = A \cdot V_{in}(t) + B V_{in}^2(t)$$

A,B เป็นค่าคงที่อาจจะลดทอนสัญญาณหรือขยายสัญญาณก็ได้ขึ้นกับอุปกรณ์ที่ใช้เช่น

ไดโอด หรือ เฟท

$$\text{ปกติ } V_{in}(t) = V_1 \cos(2\pi f_1 t) + V_2 \cos(2\pi f_2 t) ; f_2 > f_1$$

$$\text{แทน } V_{in}(t) = A[V_1 \cos(2\pi f_1 t) + V_2 \cos(2\pi f_2 t)] + B[V_1 \cos(2\pi f_1 t) + V_2 \cos(2\pi f_1 t)]^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= AV_1 \cos(2\pi f_1 t) + AV_2 \cos(2\pi f_2 t) + BV_1^2 \cos^2(2\pi f_1 t) + BV_2^2 \cos^2(2\pi f_2 t) + 2BV_1V_2 \cos(2\pi f_1 t) \cdot \cos(2\pi f_2 t)$$

เทอมสุดท้ายเป็นเทอมที่เราต้องการเรียกว่า ‘ PRODUCT TERM ‘

$$= 2B \cdot V_1 \cdot V_2 \cdot \cos(2\pi f_1 t) \cdot \cos(2\pi f_2 t)$$

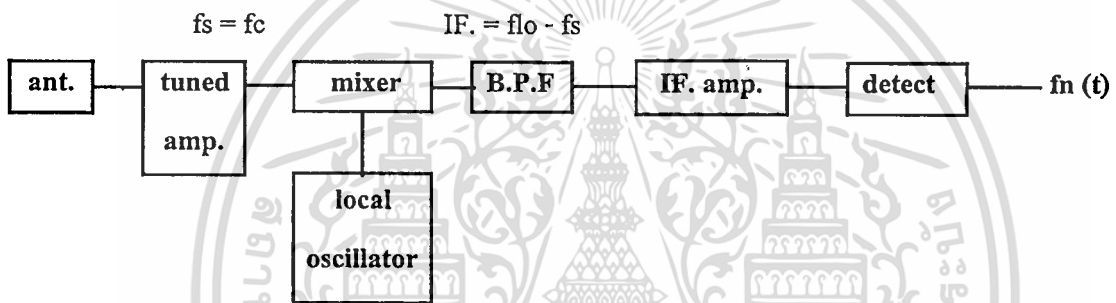
$$= B \cdot V_1 \cdot V_2 \cdot \cos[2\pi(f_1 - f_2)t] + B \cdot V_1 \cdot V_2 \cdot \cos[2\pi(f_2 - f_1)t]$$

กำหนดให้  $f_2 = f_{lo}$  และ  $f_1 = f_s$

เทอมผลบวก ก็คือ HIGH BAND ของความถี่ IF. ( $f_{lo} + f_s$ )

เทอมผลต่าง ก็คือ LOW BAND ของความถี่ IF. ( $f_{lo} - f_s$ )

ดังนั้นที่ output ของ mixer เราต้องการความถี่ IF. ช่วง LOW BAND ดังนั้นเราจึงต้องใช้ วงจร BAND PASS FILTER กรองเอาเฉพาะความถี่ IF. ( $f_{lo} - f_s$ ) ผ่านไปเท่านั้น



### การหาความถี่ IF.

ความถี่ IF. ที่ output ของวงจร MIXER จะมี 2 ช่วงความถี่คือ

1. IF. ย่าน HIGH BAND =  $f_{lo} + f_s$
2. IF. ย่าน LOW BAND =  $f_{lo} - f_s$

โดยเราจะเลือกใช้ย่าน low band เพราะจะมีความถี่ต่ำกว่าย่าน high band มาก ดังนั้นเราสามารถเลือกเอาความถี่ IF. ย่าน low band ออกมาได้โดยอาศัยวงจร BPF.

- คุณสมบัติของ T.R.F แบบ ทรานซิสเตอร์ เมื่อความถี่สูงขึ้นจะทำให้ GAIN ต่ำลง T.R.F จะมีปัญหาในระบบ FM มากกว่า AM

- วงจร MIXER จะมี input 2 input โดยได้จากการรับจากสถานีและได้รับจาก Oscillator อีกตัวหนึ่ง

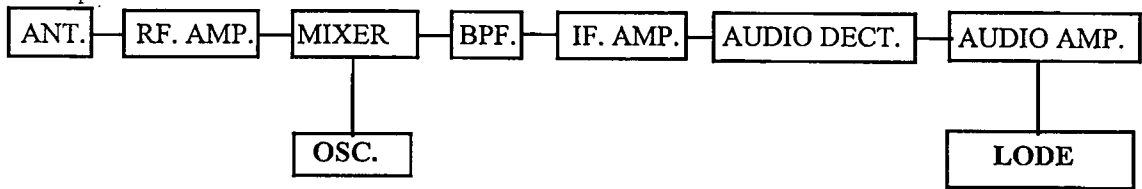
- ระบบ Down Converter จะทำให้ความถี่อยู่ที่ความถี่ carrier กลางความถี่เสียง

$$IF_{fm} = 10.7 \text{ MHz.}$$

$$IF_{am} = 455 \text{ MHz.}$$

$$IF_{satellite} = 70 - 140 \text{ MHz.}$$

MIXER จะต้องมี BPF. คานหลังเสมอ แล้วจึงไปเข้า Audio



- การปรับหาช่องสถานีทำได้โดยการแปลงค่า C ที่ภาค RF. และ Local Oscillator ถ้าหากจะปรับให้ความถี่สูงขึ้นก็ให้ปรับค่า C ลดต่ำลง ทุกช่องสถานีจะมี CENTER ของ BPF. ที่  $f_p$  ไปตรงกับ CENTER ของช่องสถานี ก็จะทำให้ภาค RF. จะขยายความถี่ช่วงนั้นให้แรงที่สุด

หาความถี่ LOCAL OSCILLATOR =  $f_s + f_{IF}$

เราไม่ใช้ช่วงความถี่ IF. HIGH เพราะว่าเมื่อความถี่สูงจะทำให้ GAIN ลดต่ำลง ประมาณ 20 dB

**ความถี่เงา [ Image Frequency ]**

ความถี่เงาเป็นความถี่ที่อยู่นอกเหนือจากความถี่  $f_{LO}$  จาก oscillator ที่เกิดจาก harmonic ของสถานีข้างเคียงที่มีความถี่สูงกว่าปะปนเข้ามาที่ input ของ mixer แล้ววงจร TUNE RF. AMP. ไม่สามารถกำจัดออกไปได้ [ Q ต่ำ ] แล้วสามารถเข้าไปสร้างความถี่ IF. ได้ ซึ่งความถี่นี้เรียกว่า “ความถี่เงา”

$$f_{im} = f_{LO} + 2f_{IF}$$

**IFRR [ Image Frequency Rejection Ratio ]**

IFRR เป็นอัตราส่วนที่แสดงความสามารถของวงจร Tuned RF. Amp. ในการกำจัดความถี่  $f_{im}$  โดยเราสามารถหาได้ดังนี้

$$IFRR = \sqrt{Q^2 \rho^2}$$

$$\rho = f_{im}/f_s - f_s/f_{im}$$

$$IFRR[dB] = 20 \log IFRR$$

ค่า Q คือค่า Quality factor ของวงจร tuned amplifier

### ความไวของเครื่องรับ ( SENSITIVITY OF RECEIVER )

SENSITIVITY เป็นความไวของเครื่องรับวิทยุ ซึ่งหมายความว่า เป็นระดับสัญญาณที่มีความแรงต่ำสุด ของสัญญาณ RF. ที่วงจร detector สามารถ detect สัญญาณออกมาได้

$$\begin{aligned} \text{สมการ SENSITIVITY} &= \text{POWER ของ THERMAL NOISE} + \text{NOISE FIGURE} \\ &+ \text{ระดับ THRES HOLD ของ DETECTOR} \\ &= [ (K.T.BW.) + N.F. + S/N ] \end{aligned}$$

กำลังของ THERMAL NOISE เป็นค่าที่กำลังเฉลี่ยแบบ rms. ของอุณหภูมิแวดล้อมที่ภาครับทำงานอยู่

K : ค่า Boltzman's Constant =  $1.38 * 10^{-23}$  (J/K)

T : ค่าอุณหภูมิแวดล้อมเป็น องศา เคลวิน = (J/K)

BW. : เป็น band width ของสัญญาณ (Hz.)

#### ภาคเสียง

ส่วนสัญญาณเสียงจะแยกออกมาจากภาควิทยุโอดีเทคเตอร์ แล้วขยายให้แรงขึ้น (SOUND AMP) จากนั้นทำการแยกสัญญาณเสียงออกจากความถี่วิทยุด้วยวงจร SOUND DETECTOR แบบระบบ FM. โดยภาคนี้ จะมีภาคขยาย IF. หลายชุด เช่นความถี่ SOUND IF. 6.3 MHz กับ 6.48 MHz ถ้าเป็นแบบปกติ(MONO : WIDE) แบนวิดท์ 280 KHz แบบสเตอริโอ (NARROW) แบนวิดท์ 50 KHz หรือแบบ PANDA หลายช่องเสียงเพื่อให้สามารถรับฟังเสียงได้หลายภาษา

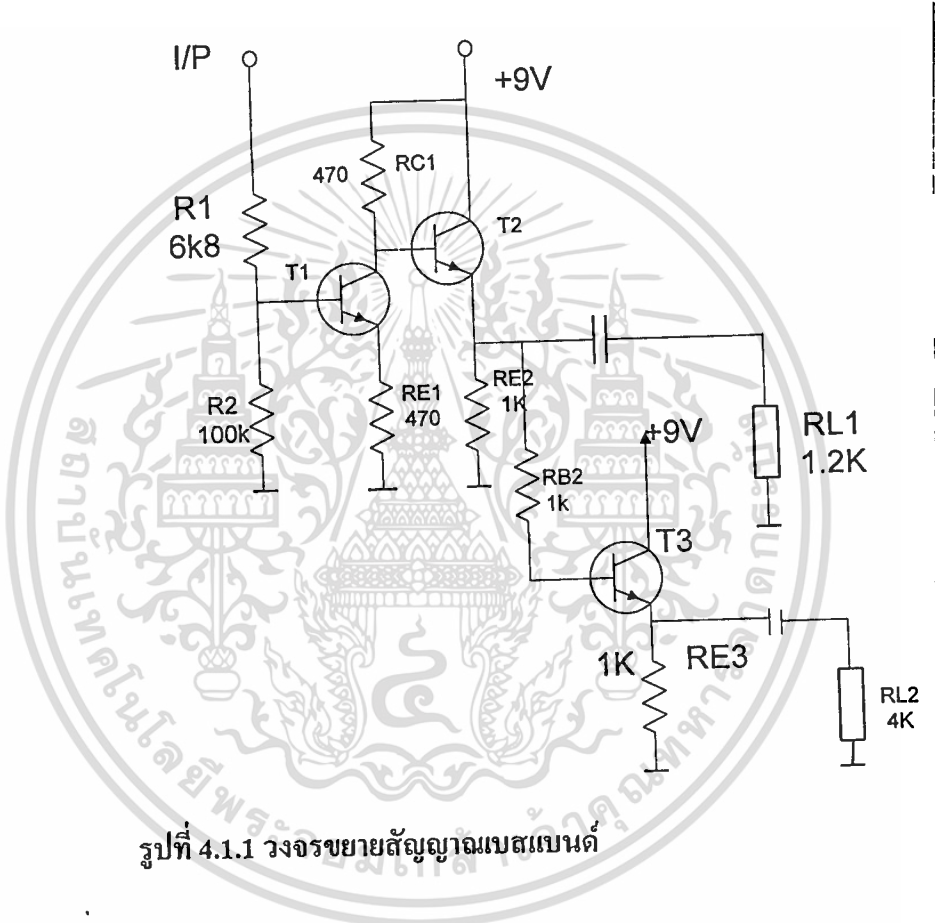
สัญญาณภาพและเสียง (VIDEO OUT & AUDIO OUT) สามารถส่งสัญญาณจากสายนำสัญญาณส่งไปเข้า TV. แบบ MONITOR (TV.ที่ไม่มีภาครับวิทยุ) ได้โดยตรง ถ้าเป็น TV. แบบธรรมดาจะต้องกดปุ่ม AV จึงจะรับสัญญาณได้ แต่ถ้าไม่มีปุ่มกดระบบ AV จะต้องรับสัญญาณทางสายอากาศปกติ โดยเครื่องรับสัญญาณดาวเทียม (RECEIVER) จะทำการผสมความถี่วิทยุ (RF.MOD) ระหว่างความถี่สัญญาณภาพ (VIDEO) กับความถี่สัญญาณเสียง (AUDIO) ที่ผ่าน การ DETECTOR ให้เป็นความถี่วิทยุ RF. ผ่านความถี่ VHF. หรือ UHF. โดยใช้วงจรเปลี่ยนความถี่ RF.CONVERTOR ทำหน้าที่เปลี่ยนความถี่ให้เหมือนกับเครื่องส่ง TV. กำลังต่ำ แต่ต้องใส่สายนำสัญญาณต่อไปเข้าจุดต่อของสายอากาศ เหมือนกับหลักการส่งสัญญาณของเครื่องเล่นวิดีโอเทป ภาครับรุ่นก่อนจะเป็นแบบอะนาลอกใช้มือหมุนหาคลื่นโทรทัศน์ รุ่นใหม่จะทันสมัยใช้รีโมทควบคุมบอกค่าความถี่เป็นตัวเลข ระบบดิจิตอลสามารถโปรแกรมคำสั่งต่าง ๆ ในการใช้งานได้มากมาย

# บทที่ 4

## การออกแบบวงจรเครื่องรับสัญญาณดาวเทียม

### 4.1 วงจรขยายสัญญาณเบสแบนด์ (บัพเฟอร์)

การที่เราต่อวงขยาย และ บัพเฟอร์ สำหรับสัญญาณเบสแบนด์ไว้เพื่อไม่ให้วงจรภายนอกต่างๆ ด้ง กระแสจากตัว จูนเนอร์โดยตรง เพราะจะทำให้ตัวจูนเนอร์ทำงานหนักจนเกินไป อาจจะเสียหายได้ สำหรับวงจรที่ใช้งานจะเห็นได้จากรูป



รูปที่ 4.1.1 วงจรขยายสัญญาณเบสแบนด์

หาสมการโหลดไลน์ของ T3

$$V_{CC} = V_{CE} + I_{C3} * R_{E3} \quad (1)... \text{ (ดีซีโหลดไลน์)}$$

$$I_C = [(R_{E3} + R_{L2}) / (R_{E3} * R_{L2})] * V_{CE} \quad (2)... \text{ (เอซีโหลดไลน์)}$$

แทนค่า (2) ใน (1)

$$V_{CC} = V_{CE} + [(R_{E3} + R_{L2}) * (R_{E3} * R_{L2})] * V_{CE} * R_{E3}$$

จากกำหนดให้

$$V_{CEQ} = V_{CE} = 4 \text{ V}, \quad V_{CC} = +9 \text{ V}, \quad R_{L2} = 4 \text{ K}\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

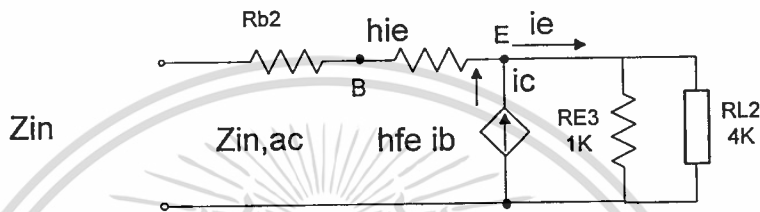
$$\begin{aligned} \text{ได้ } 9 &= 4 + [(RE3 + 4K\Omega) / (RE3 * 4K\Omega)] * 4 * RE3 \\ 9 &= 4 + (4RE3 / 4K\Omega) + 4 \\ RE3 &= 1 K\Omega \end{aligned}$$

$$\text{ได้ } VRE3 = 5V$$

สมการ T2

$$VCC = VCE2 + IB3 * RB2 + 0.7 + IC3 * RE3 \quad (3)...$$

$$IC2 = [(1/RE2) + (1/RL2) + (1 / (Zin,ac))] * VCE2 \quad (4)...$$



รูปที่ 4.1.2 แสดงการหาค่า  $Z_{in,ac}$  ของ T3

$$RE3 // RL2 = 800\Omega$$

$$h_{ie} = 10 K\Omega, h_{fe} = 100$$

$$Z_{in,ac} = h_{ie} + (h_{fe} + 1) * (RE3 // RL2)$$

$$Z_{in,ac} = 10 K\Omega + (101 * 800) = 90.8 K\Omega$$

จาก (3) หา  $RL2$

$$VCC = VCEQ2 + (IC3 / B) * RB2 + 0.7 + IC3 * RE3 \quad \text{--- } (IC3 = ICQ3)$$

$$9 = 3.25 + 50\mu A * RB2 + 0.7 + 5$$

$$RB2 = 1K\Omega$$

จาก (4)

$$IC2 = [(1/RE2) + (1/RL2) + (1/90.8K\Omega)] * 3.25 \quad \text{--- } (5)$$

จาก

$$ICQ2 = IE2 = VRE2 / RE2 + IB3 \quad \text{--- } (6)$$

$$\text{ให้ } (5) = (6)$$

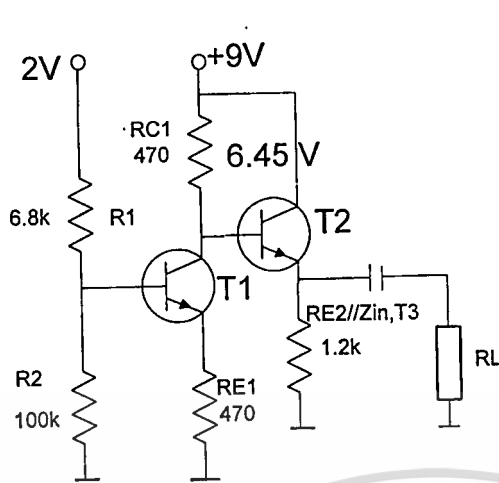
$$(VRE2 / RE2) + IB3 = (1/RE2) + (1/1.2K\Omega) * 3.25$$

$$(5.75 / RE2) + 50\mu A = (3.25 / RE2) + 2.7083 * 10^{-3} + 35.793 * 10^{-6}$$

$$RE2 = 927.95 \Omega$$

$$ICQ2 = 6.2464 \text{ mA}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ให้  $RE1 = 470 \Omega$

$IBQ2 = 62.464 \mu A$

$ICQ1 = 3.6806 \text{ mA}$

$Z_{in,dc} = hie + (1 + hfe) \times Re_3 + Rb_2$

$VCQ1 = 6.45 - 107472 = 4.7028 \text{ V}$

$ICQ1 = 3.6806 \text{ mA}$

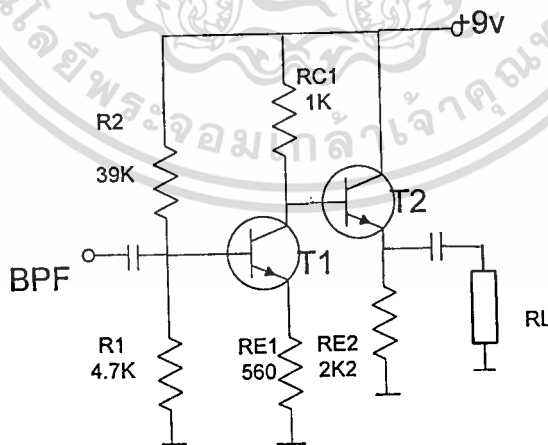
$VRC = 2.55 \text{ V}$

$RC1 = 2.55 / 3.6806$

$= 692.8 \Omega$

รูปที่ 4.1.3 วงจรบัฟเฟอร์

ค่าความต้านทานขาเบส 1 (Base) ของ T1 จะต้อง  $> 470$  อย่างน้อย 10 เท่าซึ่งจะทำให้ วงจรทำงานมีเสถียรภาพ และจากการทดลองจะใช้ค่า  $R1 = 6.8 \text{ K}\Omega$ ,  $R2 = 47 \text{ K}\Omega$  ทำให้ภาพคมชัดที่สุดแต่เนื่องจากที่เราทำการเสถียรค่าของวงจร แบบพาสฟิลเตอร์ เพื่อที่จะหาค่า อินดักเตอร์ (inductor) และ คาปาซิเตอร์ (capacitor) ที่มีขายตามท้องตลาด จึงทำให้ค่าของอิมพีแดนซ์เปลี่ยนไป รวมทั้งค่าของ อินดักเตอร์, คาปาซิเตอร์ ที่ใช้ในวงจร กรองความถี่ต่ำและวงจรแบบพาสฟิลเตอร์ไม่ตรงตามที่คำนวณ จึงทำให้โหลดไลน์ของวงจรบัฟเฟอร์ T1, T2, T3 เปลี่ยนไป ทำให้ต้องใช้ค่า RC1 และ RE1 มีค่าเป็น  $470 \Omega$  เนื่องจากผลการทดลองนั้นทำให้ภาพคมชัดที่สุด



รูปที่ 4.1.4 วงจรขยายสัญญาณ

วงจรนี้จะทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ออกมาจากวงจรแบบพาสฟิลเตอร์ (Band pass filter)

ให้มีขนาดของสัญญาณ แรงขึ้นซึ่งวงจรนี้ให้อัตราขยายแรงดันประมาณ 2 เท่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณ

เราจะให้ความต้านทานที่โหลด = 12 KΩ

การคำนวณสมการ T2

VCC = VCE2 + IC2 [ RE2 ] (1)...สมการ dc load line

VCC = IC2[ RE2 // R1 ] (2)...สมการ ac load line

แทน (2) ใน (3)

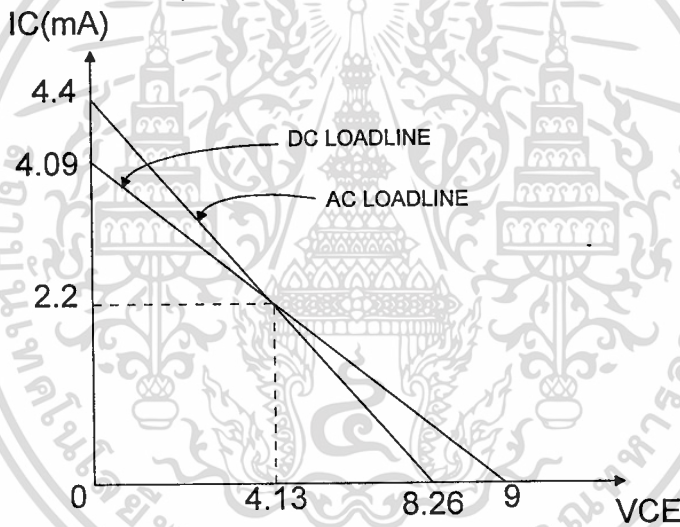
VCC = IC2 [ RE2 + (RE2 // R1) ]

IC2 = VCC / [ RE2 + (RE2 // R1) ]

IC2 = ICQ2 = 9V / [ 2.2K // 12K ]

= 2.22 mA

VCEQ2 = 2.22mA \* 1859.15 = 4.127 V



รูปที่ 4.1.5 การออกแบบ วงจร โดยใช้ Load Line

วิเคราะห์ทรานซิสเตอร์ T1 ( ถือว่า Ib2 น้อยมาก ๆ )

VCC = VCE1 + IC1 ( RC1 + RE1 ) (3)...

เรามอง Zin ของ T2 มีค่าสูงกว่า (RC1 + RE1 ) มาก

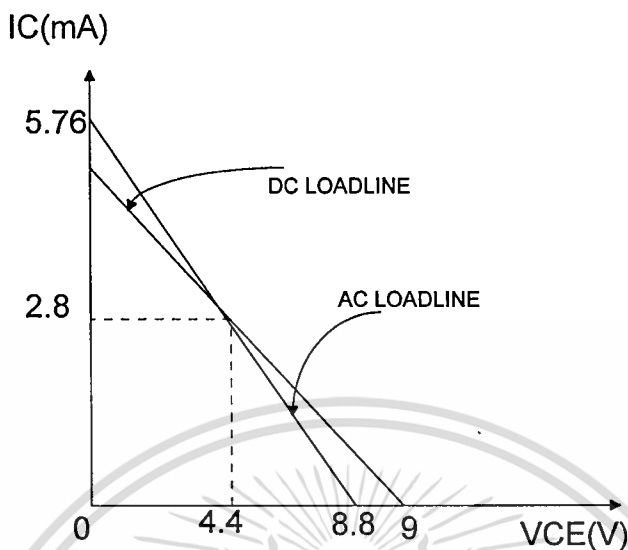
VCC = IC ( RC1 + RE1 ) (4)...

VCC = 2IC1 (RC1 + RE1)

IC1 = ICQ1 = VCC / 2(RC1 + RE1) = 9/3120 = 2.8846 mA

VCE1 = 2.8846 mA \* 1560 = 4.439 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1.6 การออกแบบวงจร บัฟเฟอร์

$$V_{E1} = 2.8846 \text{ mA} * 560 = 1.6153 \text{ V}$$

$$V_{BB1} = 1.6153 - 0.7 = 0.9153 \text{ V}$$

ปกติเราจะให้  $R_B \ll (\beta R_E / 10)$

$$\text{จะได้ } R_B = (70 * 560) / 10$$

$$R_B = 3.92 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = (R_B * V_{CC}) / V_{BB1} = (3.92 \text{ k} * 9) / .91532 = 38.5 \text{ K}\Omega$$

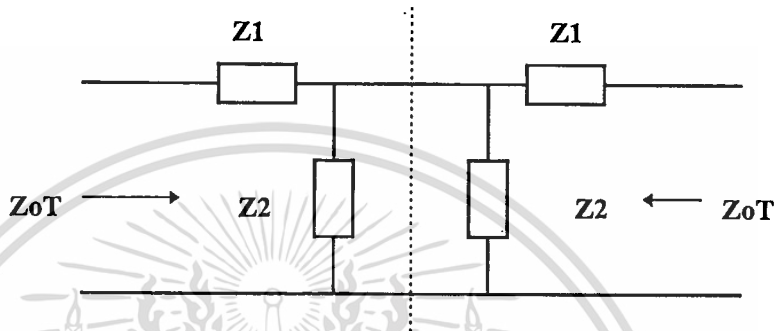
$$R_1 = 3.92 / [1 - (6.91537/9)]$$

$$= 4.36 \text{ K}\Omega$$

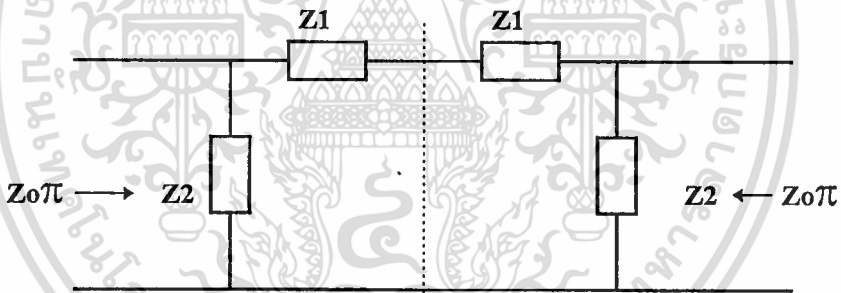
### 4.2 วงจรกรองความถี่ ( Filter )

ช่วงแถบความถี่ที่ยอมให้ผ่านไปได้เรียกว่า ช่วงผ่าน (pass band) ช่วงแถบความถี่ที่ไม่ยอมให้ผ่านเรียกว่า ช่วงหยุด (stop band) หรือช่วงลดทอน (attenuation band) ช่วงระหว่างทั้งสองนี้เรียกว่า คัทออฟแบนด์ (cut off band) สำหรับวงจรกรองความถี่ในโครงการงานนี้จะใช้การวิเคราะห์และออกแบบเป็นแบบ คอนสแตนท์เค (constant K- type) และ แบบดิไรฟี่ (Derived M type filter)

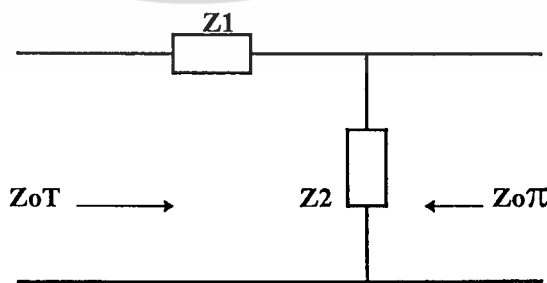
การต่อวงจรแบบต่าง ๆ



รูปที่ 4.2.1 วงจรแบบ T



รูปที่ 4.2.2 วงจรแบบ π



รูปที่ 4.2.3 วงจรแบบ Reverse L

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปวงจร รีเวอร์สแอลไทป์ ถ้ากำหนดให้

$$Z1 * Z2 = R^2$$

R = ค่าคงที่

แล้วเราเรียกวงจรนี้ว่า ค่าคงที่ของฟิลเตอร์ชนิดเค (constant K - type filter) เนื่องจาก โอเจโซเบล (O.J Zobel) ใช้ค่า K แทน R จึงเรียกวงจรกรองความถี่แบบ คอนสแตนต์ K ในการออกแบบวงจรนี้ถ้า กำหนดค่าของ Z1 และ R แล้วก็สามารถจะออกแบบได้ถ้าลองเลือกค่าของ

$$Z1 = SL1$$

$$Z2 = R^2 / SL1 = 1/SC2$$

จะได้ความสัมพันธ์ของ

$$R = \sqrt{L1/L2}$$

เราเรียก R นี้ว่า นอร์มินอลอิมพีแดนซ์ (Norminal impedance) เมื่อให้  $S = j\omega$  จะได้อิมเมจพารามิเตอร์ของวงจรนี้คือ

$$ZoT = R \sqrt{1+S^2 L1C2} = R \sqrt{1-\omega^2 L1C2}$$

$$Zo\pi = R / \sqrt{1+S^2 L1C2} = R / \sqrt{1-\omega^2 L1C2}$$

$$\coth \alpha = \sqrt{1+1/s^2 L1C2} = \sqrt{1-1/\omega^2 L1C2}$$

$$\cosh \alpha = \sqrt{1+s^2 L1C2} = \sqrt{1-\omega^2 L1C2}$$

ถ้าความถี่คัทออฟเป็น

$$\omega_0 = 1 / L1C2$$

ถ้า  $\omega < \omega_0$  ;  $ZoT$  และ  $Zo\pi$  จะเป็นค่าจริงสำหรับ  $\coth \alpha$  จะเป็นอิมเมจินนารี (imaginary)

ในทางตรงข้ามถ้า  $\omega > \omega_0$  ;  $ZoT$  และ  $Zo\pi$  จะเป็นอิมเมจินนารี สำหรับ  $\coth \alpha$  เป็นค่าจริงนั่นคือ

$$B = 0 (\alpha > 0)$$

ดังนั้น

$|\omega| < \omega_0$  จะเป็นช่วงผ่าน

$|\omega| = \omega_0$  จะเป็นความถี่คัทออฟ

$|\omega| > \omega_0$  จะเป็นช่วงลดทอน

เพื่อให้รูปร่างของสมการง่ายเข้ากำหนดให้

$$Z_{oT} = Z_oT \ Z_oT / R, \ Z_{o\pi} = Z_o\pi / R$$

$$\Omega = w / w_0$$

$$\text{จะได้ } Z_{oT} = \sqrt{1 - \Omega^2}, \ Z_{o\pi} = \sqrt{1 / 1 - \Omega^2}$$

$$\coth \theta = \sqrt{1 - 1 / \Omega^2}, \ \text{coth } \theta = \sqrt{1 - \Omega^2}$$

ถ้า  $R = 1 (\Omega)$ ,  $w = 1$  (rad/sec) ซึ่งเรียกว่าวงจรกรองความถี่นอร์มอลไลซ์ (Normalized filter) ดังนั้นจากสมการ

$$R = \sqrt{L1 / C2} \text{ และ สมการ}$$
$$w_0 = 1 / \sqrt{L1C2}$$

จะได้อนุภาคของนอร์มอลไลซ์ฟิลเตอร์ (Normalize filter) ดังนี้

$$L1 = R/w_0 = 1 \text{ (H)}$$

$$C2 = 1/w_0R = 1 \text{ (F)}$$

ดังนั้นในการคำนวณจริงๆของอนุภาคของวงจรกรองความถี่ที่มีอิมพีแดนซ์  $R (\Omega)$ ,

$w_0$  (rad/sec) คือ

$$L1 = 1 \times R/w_0$$

$$C2 = 1 \times 1/w_0R$$

คุณสมบัติของอิมเมจอิมพีแดนซ์  $Z_{oT}$ ,  $Z_{o\pi}$  ที่ความถี่ 0 จะเท่ากับ นอร์มินอล (nominal) อิมพีแดนซ์โอห์ม แต่จะเปลี่ยนแปลงไปเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นที่ความถี่คutoffค่านี้จะเป็น 0 หรือไม่ก็  $\infty$  ในย่านความถี่สูงที่เป็นช่วงลคทอน  $Z_{oT}$  จะมีอิมพีแดนซ์สูงแต่  $Z_{o\pi}$  จะมีอิมพีแดนซ์ต่ำจึงเป็นข้อควรระวังในการที่จะต่อวงจรกรองความถี่นี้เข้ากับเนทเวอร์คอื่นๆ

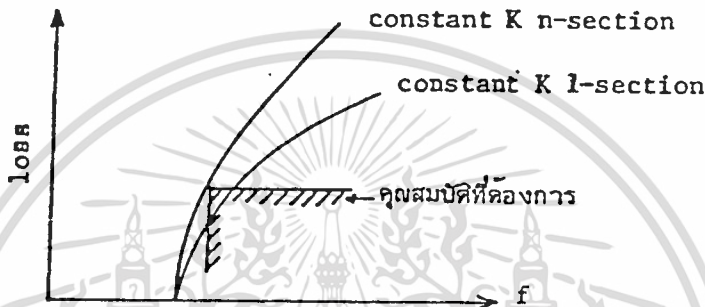
ความสัมพันธ์ระหว่าง  $Z_{oT}$  และ  $Z_{o\pi}$  เป็นดังนี้

$$Z_{oT} * Z_{o\pi} = R^2$$

$$Z_{oT} * Z_{o\pi} = 1$$

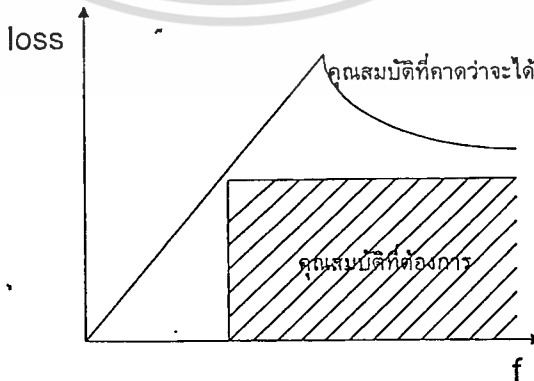
### วงจรรองความถี่แบบดิไรฟ (Derived M-type filter)

เนื่องจากรองความถี่ที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นแล้วขณะที่ความถี่เปลี่ยนไปอิมพีแดนซ์ที่แกนก็จะเปลี่ยนไปด้วยในกรณีที่มีช่วงผ่านกว้างเป็นการยากที่จะทำให้วงจรรองความถี่นี้แม่วิ่งกับโหลดได้และสำหรับค่าคงตัวการลดทอนก็เหมือนกัน คือในความถี่ที่สูงกว่าความถี่คัทออฟค่าลดทอนก็จะมีค่ามากขึ้นตามลำดับในการออกแบบวงจรที่คัตออฟนั้นต้องทำให้บริเวณใกล้กับจุดคัทออฟมีการลดทอนมากที่สุด คือมีคุณสมบัติที่ชันและบริเวณที่เลยจุดคัทออฟไปมากๆก็ไม่ต้องกรให้มีการลดทอนมากเกินไปซึ่งมีคุณสมบัติตามที่แสดงไว้ในรูปข้างล่าง



รูปที่ 4.2.4 คุณสมบัติการลดทอนของวงจรรองความถี่คอนสแตนท์ K

ดังนั้นเพื่อต้องการให้ค่าลดทอนที่บริเวณใกล้กับความถี่คัทออฟนั้นมีค่ามากจึงต้องใช้คอนสแตนท์ (constant K) มาต่อแคสเคดหลายๆวงจรและในขณะเดียวกันนี้ ณ ที่ความถี่สูงกว่าจุดคัทออฟมากๆ ค่าลดทอนก็จะมากเกินไปความต้องการ และการใช้หลายๆวงจรมีการเปลี่ยนแปลงมาก เนื่องจากมีข้อเสียดังกล่าวจึงได้คิดสร้างวงจรให้มีคุณสมบัติตามต้องการดังกล่าวและใช้จำนวนอนุภาคน้อยกว่าเดิมวงจรรองความถี่นี้เราเรียกว่าวงจรรองความถี่แบบดิไรฟ (Derived M type filter) ซึ่งมีคุณสมบัติใกล้เคียงกับที่ต้องการ

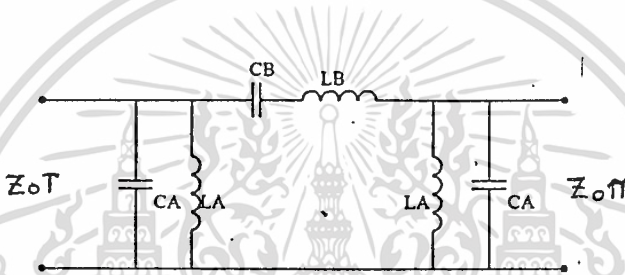


รูปที่ 4.2.5 แสดงคุณสมบัติของวงจรรองความถี่ที่คาดว่าจะได้

ดีไرفี่ M แบบอนุกรม



รูปที่ 4.2.6 ดีไرفี่ M แบบอนุกรม



ดีไرفี่ M แบบขนาน



รูปที่ 4.2.7 ดีไرفี่ M แบบขนาน

ดูจากทั้งสองแบบคือ ทั้งแบบ อนุกรม และ ขนาน จะมีข้อสังเกตดังนี้

แบบ อนุกรม  $Z_{oT}$  จะมีค่าเท่าเดิม แต่  $Z_{o\Pi}$  จะเปลี่ยนแปลงไป

แบบ ขนาน  $Z_{o\Pi}$  จะไม่เปลี่ยนแปลง แต่  $Z_{oT}$  จะเปลี่ยนแปลงไป

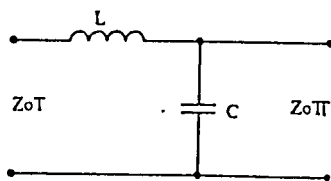
ใช้แบบดีไลฟี่ M ครึ่งส่วนที่มี  $m=0.6$  ต่อหัวท้าย เข้ากับวงจรกรองความถี่แบบคอนสแตน

K โดยเลือกเป็น  $Z_{o\Pi}$  หรือ  $Z_{oT}$  ตามความเหมาะสมโดยให้แมชชิงกับต้นกำเนิดและโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจรความถี่ต่ำ คอนสแตนซ์ เคย์ แบบ ที



$$l1 = R / \omega_0$$

$$c2 = 1 / \omega_0 * R$$

รูปที่ 4.2.8 วงจรพื้นฐานทั่วไปของวงจรกรองความถี่ต่ำ

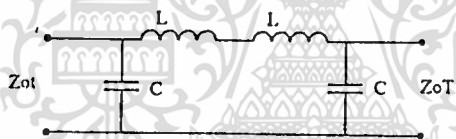
เนื่องจากจากความถี่ของสัญญาณภาพที่ส่งมาในระบบดาวเทียมนั้นอยู่ระหว่าง 0 - 5 เมกะเฮิรต์

$$R = 1.2 \text{ K}$$

$$l = R / \omega_0 = 1.2 * 10^3 = 38.1972 \mu \text{ H}$$

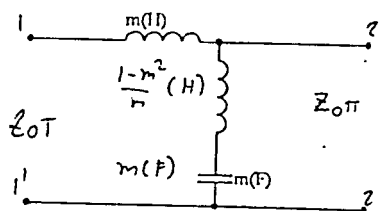
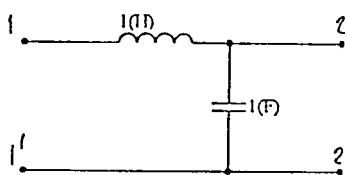
$$c = 1 / \omega_0 * R = 1 / (2 * \pi * 5 * 10^6 * 1.2 * 10^3) = 26.5258 \text{ Pf}$$

นำวงจรกรองความถี่ต่ำมาต่อกันดังรูปข้างล่างให้เป็นแบบ  $\pi$  type



รูปที่ 4.2.9 วงจรแบบ  $\pi$  type

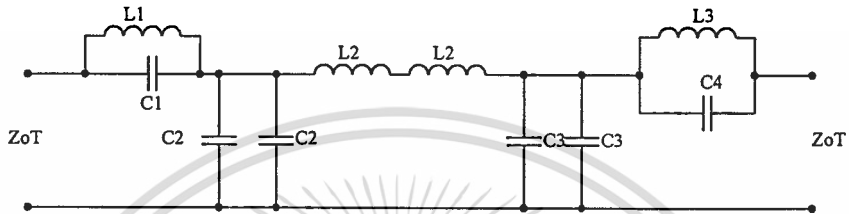
จากนั้นเราจะนำเอาวงจรความถี่ต่ำแบบคอนสแตนซ์ เคย์ ทำเป็นแบบดิไรฟ M แบบขนานเพื่อให้ด้านอินพุทเป็น  $Z_{oT}$



รูปที่ 4.2.10 ดิไรฟ แบบขนาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นจะนำเอาวงจรกรองความถี่ต่ำแบบดิโรไฟ์ ขนาน สองวงจรมาต่อเข้ากับวงจร  $\pi$  type โดยต่อ ด้าน  $Z_{oT}$  เข้าด้วยกันจะได้ดังรูปด้านล่างซึ่งเป็นวงจรที่สำเร็จแล้ว



รูปที่ 4.2.11 วงจร กรองความถี่ต่ำที่ต่อสำเร็จแล้ว

การคำนวณหาค่า อินดักแตนซ์ และ คาปาซิเตอร์ ที่ใช้ในวงจรกรองความถี่ต่ำ

$L1 = ml$  ; จากค่า  $l, c$  ของวงจร กรองความถี่แบบ คอนสแตนเคย์

$C1 = (1 - m^2) / m$  ;  $m=0.6$  ,  $l = 38.1972\mu H$  ,  $c = 26.5258 Pf$

$L2 = 2l$

$L3 = ml$

$C2 = c * (m + 1)$

$C3 = c * (m + 1)$

$C4 = [(1 - m^2) / m] * c$

จะได้

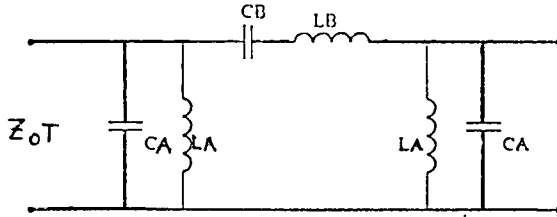
$L1 = 2.2918\mu H$  ;  $L3 = 2.2918 \mu H$

$C1 = 28.29 Pf$  ;  $C2 = 53.05 Pf$

$L2 = 76.39 \mu H$

### วงจรแบนพาสฟิลเตอร์ (Band pass filter)

วงจรกรองความถี่แบบแบนพาสในโครงงานนี้จะเป็นแบบ K type ดังรูปข้างล่าง



รูปที่ 4.2.12 วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์

$$LA = \Delta * (1/w_0) \quad ; \quad \Delta = w_2 - w_1 = (f_2 - f_1) / f_0$$

$$; fo = \sqrt{f_2 * f_1}$$

$$CA = (1/\Delta) * (1/w_0 R)$$

$$LB = (1/2) * \Delta * (1/w_0)$$

$$CB = (1/2) * \Delta * (1/w_0 R)$$

กำหนดให้

$$R = 4 K$$

$$f_2 = 8 Mhz$$

$$f_1 = 6 Mhz$$

$$f_0 = 6.928 Mhz$$

จะได้  $\Delta = 0.28868$

$$LA = 26.527 \mu H$$

$$CA = 19.89 Pf$$

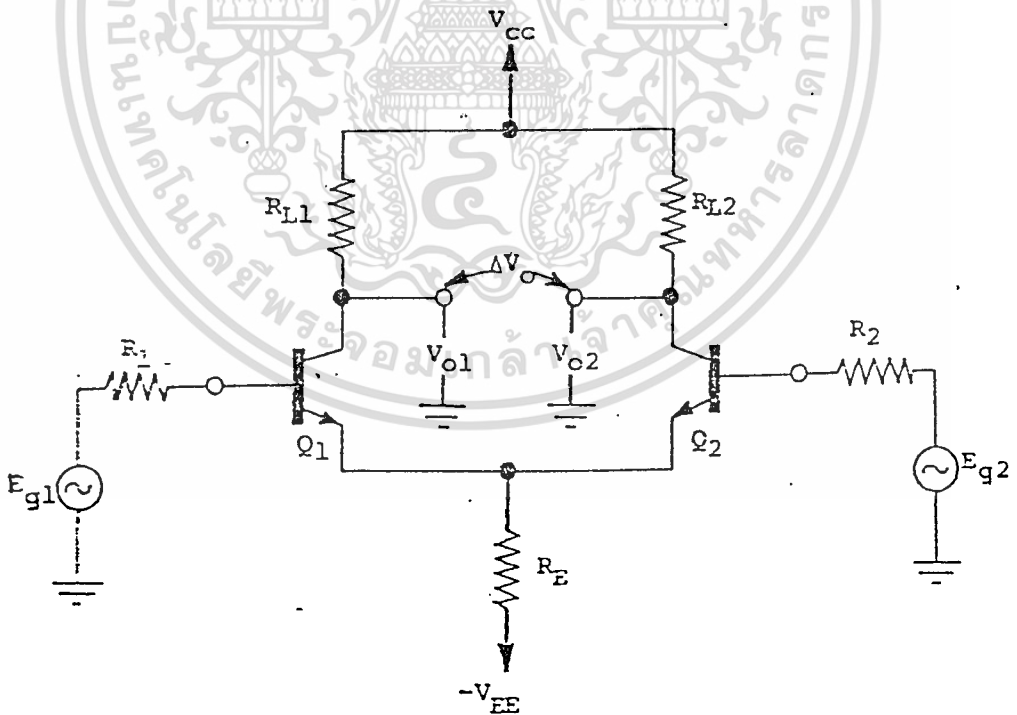
$$LB = 636.6 \mu H$$

$$CB = 0.82898 Pf$$

\*\*\*\*\*หมายเหตุ ค่า คาปาซิเตอร์ ม อินดักเตนซ์ สามารถสเกลค่าให้มีค่าใกล้เคียงกับที่มีขายตามท้องตลาดได้แต่ควรให้มีค่าใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณมากที่สุด \*\*\*\*\*

### 4.3 วงจรขยายดิฟเฟอเรนเชียล

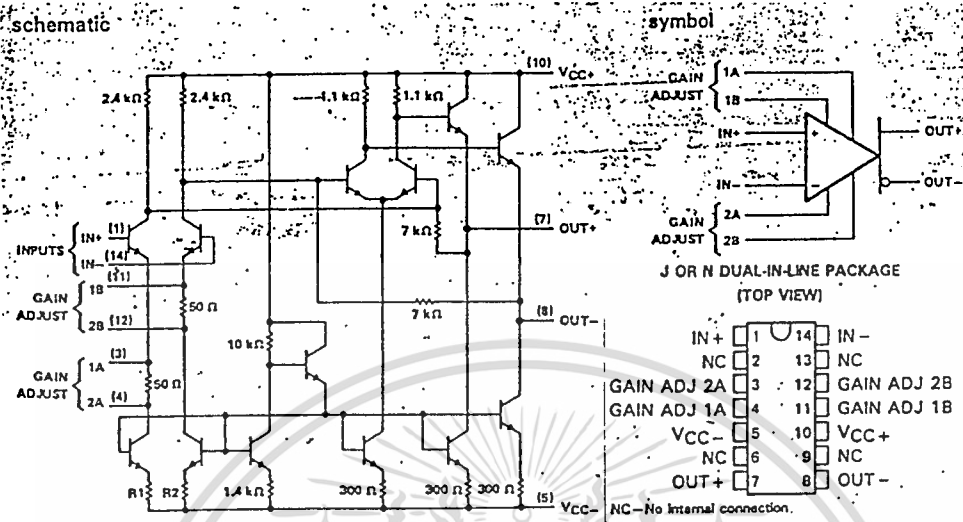
วงจรรขยายดิฟเฟอเรนเชียลที่สมดุลย์เป็น โครงร่างของวงจรเบื้องต้นในวงจรรวมส่วนมากที่ ถูกผลิตสำหรับการใช้ เป็นเครื่องขยายความถี่เสียง, ความถี่อยู่ระหว่างกลาง , ภาพ , จูน และเครื่อง ขยายโอปีเรชันแนล ในขณะที่วงจรรวมเหล่านี้ อาจจะแตกต่างกันในข้อที่ว่ามีลักษณะสมบัติบางชนิดถูก ทำให้ดีที่สุดใน ซึ่งทั้งหมดถูกทำให้สัมพันธ์กัน โดยความจริงที่ว่า การกระทำของมันในการใช้อันหนึ่ง ถูกตัดสินแรกเริ่ม โดยวิธีการต่อธาตุของวงจรรภายนอก วงจรดิฟเฟอเรนเชียลเบื้องต้นมีขั้วอินพุท สองขั้ว แหล่งกำเนิดอินพุท  $E_{g1}$  และ  $E_{g2}$  ต้องสามารถผ่านกระแสไปอัสติซีซี่น้อยๆ ถ้า  $E_{g1}$  และ  $E_{g2}$  ไม่สามารถผ่านกระแสดีซี แต่ละอันต้องถูกต่อผ่าน คาปาซิเตอร์ ไปยัง เบส และตัวต้านทาน ไบอัสต้องถูกต่อระหว่าง เบส แต่ละอัน และ กราวด์ เพื่อจะจัดหาสายกลับสำหรับกระแส โวลเตจ เอาท์พุทอาจจะถูกเอาออกจากคอลเลคเตอร์อันใดอันหนึ่งลงกราวด์  $V_{o1}$  หรือ  $V_{o2}$  เกี่ยวกับอินพุท มีโวลเตจปลายเดี่ยวสองอัน คือ  $E_{g1}$  และ  $E_{g2}$  และเราสามารถวัดความแตกต่างของมันด้วยเป็น โวลเตจอินทิฟเฟอเรนเชียล  $\Delta E_g$  เป็นไปได้ที่เราจะเปรียบเทียบอันใดอันหนึ่งของ โวลเตจเอาท์ พุททั้งสามกับอันใดอันหนึ่งของโวลเตจอินพุททั้งสาม แต่ในขั้นต้นเราสนใจ  $V_{o2}$  และมันขึ้นกับ  $E_{g1}$  อย่างไร



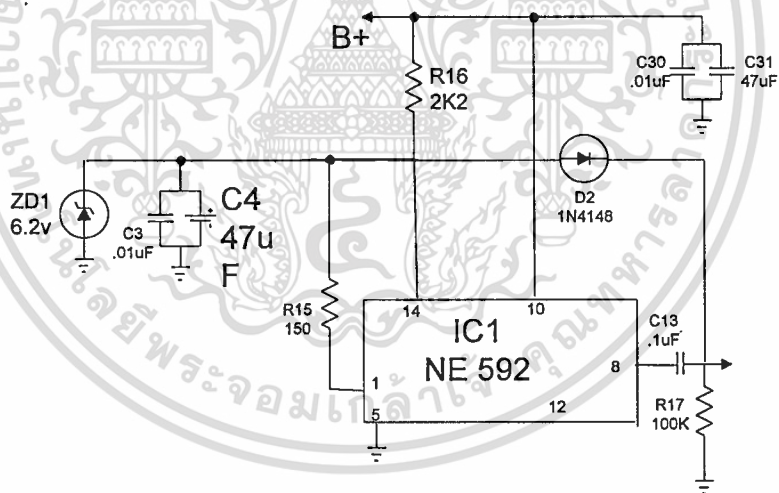
รูปที่ 4.3.1 เครื่องขยายดิฟเฟอเรนเชียลเบื้องต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรขยายสัญญาณภาพแบบดิเฟอเรนเชียลโดยใช้ไอซีเบอร์ NE 592



รูปที่ 4.3.2a วงจรภายในของไอซีเบอร์ NE 592



รูปที่ 4.3.2b การต่อใช้งานไอซีเบอร์ NE 592

จากการต่อเอาท์พุทของไอซีเบอร์ NE592 (ขา 7, 8) ไปใช้งานนั้น ขา 7 และ ขา 8 จะมีลักษณะสัญญาณที่เป็นอินเวอร์สกันดังนั้นการต่อใช้งานต้องคำนึงถึงส่วนนี้ด้วยเพราะมันจะมีผลต่อสัญญาณ ซิงค์ ที่จะเป็นอินพุทให้กับทีวีต่อไป และ เนื่องจากสัญญาณที่ได้จากไอซียังมีน้อยอยู่จึงต้อง ขยายสัญญาณให้มีขนาดแรงพอที่จะเป็น สัญญาณวิดีโอ ให้กับทีวีซึ่งตามมาตรฐานจะมีขนาดสัญญาณประมาณ  $1\text{ V}_{\text{p-p}}$  โดยวงจรรขยายสัญญาณภาพนั้นจะต้องมีเสถียรภาพที่สุดเท่าที่จะมากได้ เพราะถ้าวงจรไม่เสถียรภาพจะทำให้ภาพที่ได้ลึ่มจนไม่สามารถที่จะดูได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

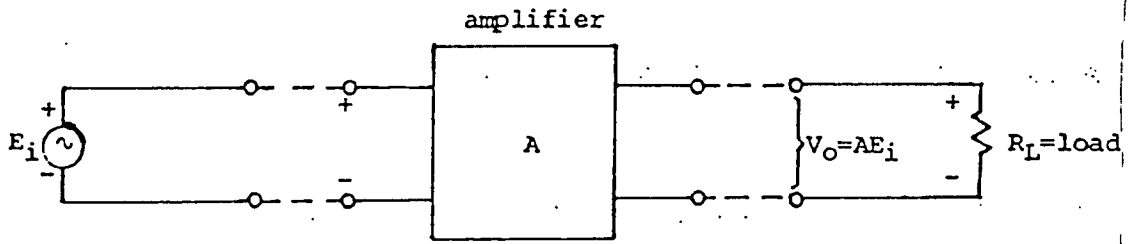
### วงจรรขยายและป้อนกลับแบบลบ

ลักษณะสมบัติของเครื่องขยาย เช่น เกนโวลเตจ ขึ้นกับพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์และโวลเตจของแหล่งจ่าย การแปรของโวลเตจของแหล่งจ่ายและการแปรอย่างกว้างขวางของพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทำให้ไม่สามารถทำนายการกระทำได้เว้นเสียแต่เราจะทำการควบคุมด้วยมือจากข้างนอก หรือ การควบคุมโดยอัตโนมัติถูกสร้างเข้าไปในเครื่องขยาย การป้อนกลับเป็นวิธีขึ้นรากฐานที่จะนำเสถียรภาพ หรือการทำนายได้มายังเครื่องขยายโดยการป้อนเศษส่วนหนึ่งของเอาต์พุตกลับมายังอินพุต เพื่อว่าอินพุตของเครื่องขยายถูกขับ โดยการรวมกันของสัญญาณจากเอาต์พุตและแหล่งกำเนิดสัญญาณ ถ้าสัญญาณจากเอาต์พุตต่อต้าน หรือ ลบจากสัญญาณของแหล่งกำเนิด เครื่องขยายพบการป้อนกลับแบบลบ หรืออีกอย่างหนึ่งสัญญาณจากเอาต์พุตสามารถถูกต่อเพื่อที่จะช่วย หรือ แม้แต่เพื่อจะแทนสัญญาณของแหล่งกำเนิดและทำให้เกิดการป้อนกลับแบบบวก

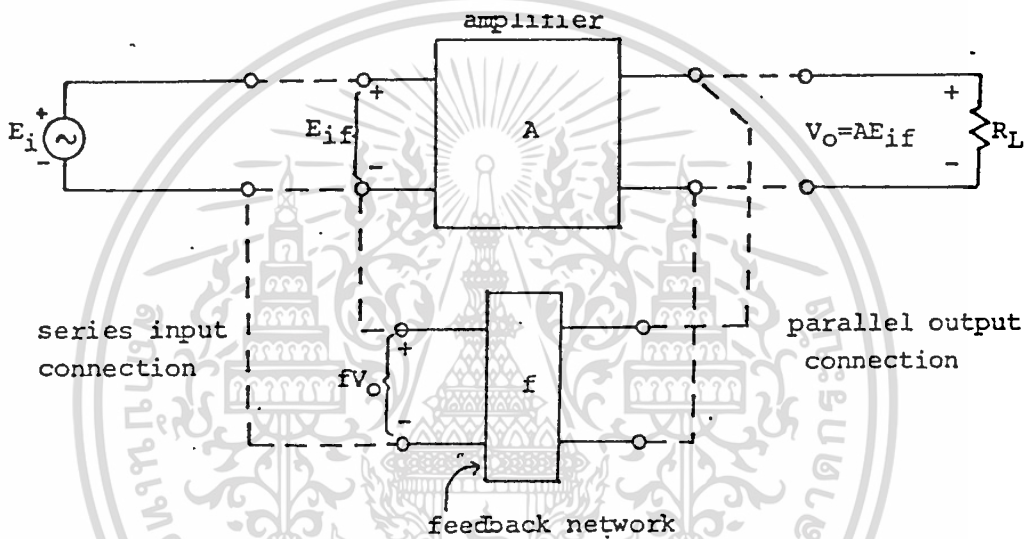
สภาพที่เราเข้าไปเกี่ยวข้องกับ การออสซิลเลชัน เราจะเกี่ยวข้องในระยะแรกเริ่มกับเครื่องขยายแบบป้อนกลับซึ่งใช้ปริมาณที่สำคัญของการป้อนกลับหรือปริมาณที่ต้องการสำหรับการกระทำของเครื่องขยายที่จะขึ้นกับธาตุของการป้อนกลับที่แม่นยำมากกว่าที่จะขึ้นกับลักษณะสมบัติของทรานซิสเตอร์ เนื่องจากธาตุของการป้อนกลับธรรมดาเป็นตัวต้านทานแบบพาสซีฟ (passive) ที่ลิเนียร์ นิพจน์ของเกนของการกระทำของเครื่องขยายจะแม่นยำและง่าย เมื่อเราพิจารณาเกนเราสามารถเลือกสำหรับตัวแปรเอาต์พุตโวลเตจเอาต์พุต หรือ กระแสเอาต์พุต และ สามารถเลือกสำหรับตัวแปรอินพุตโวลเตจอินพุตหรือกระแสอินพุต เนื่องจากเกนเป็นอัตราส่วนของเอาต์พุตกับอินพุตเราสามารถเลือกการรวมกัน 4 อย่างสำหรับเกน ธรรมดาเราใช้เกนโวลเตจหรือเกนกระแส แต่เราสามารถใช้อัตราส่วนของ โวลเตจกับกระแสอินพุต (ทรานส์ซิสแตนต์) การทำให้ดีขึ้นทั้งหมดที่ได้จากการเพิ่มการป้อนกลับแบบถูกแลกเปลี่ยนด้วยการสูญเสียของเกน เพราะฉะนั้นการแนะนำของเราเริ่มด้วยการศึกษาถึงผลของการป้อนกลับแบบลบที่มีต่อเกนโวลเตจที่คุ้นเคยมากกว่า

### การป้อนกลับแบบลบและเกนโวลเตจ

เกนระหว่างแหล่งกำเนิดและโหลด ขึ้นกับเกนของเครื่องขยาย  $A$  และ  $A$  อาจทำนายไม่ได้และแปรได้ ความบกพร่องของ  $A$  ไม่เป็นไรตรงเท่าที่  $A$  ใหญ่พอและเกน  $Af$  ระหว่างแหล่งกำเนิดและโหลดขึ้นเกือบโดยสิ้นเชิงกับขั้ววงจรป้อนกลับแรกเริ่มเราจะวางไว้เป็นเงื่อนไขว่า (1) ไม่มีปริมาณที่สำคัญของ  $E_i$  ถูกส่งโดยตรงจากขั้วมือไปยังขั้วมือ



รูปที่ 4.3.3 วงจร ขยายที่ไม่มีกำรป้อนกลับ



รูปที่ 4.3.4 บล็อกไดอแกรมวงจรมวจรขยายที่มีกำรป้อนกลับ

**ความคิดพื้นฐานของกำรป้อนกลับแบบลบ**

ความคิดเกี่ยวกับการป้อนกลับเหนือกว่าการวิเคราะห์วงจรเบื้องต้นถ้ามีวิธีที่ง่ายในการได้ นิพจน์สำหรับ  $f$  เท่านั้น ทั่วๆ ไป  $f$  เป็นตัวอย่างที่แม่นยำของตัวแปรเอทพุท ( กระแสเอทพุท หรือ โวลเตจเอทพุท) ดังนั้นตัวแปรที่ถูกป้อนกลับตัดด้านตัวแปรอินพุท ( กระแสของแหล่ง กำเนิด หรือ โวลเตจของแหล่งกำเนิด ) เกนจะเป็นอัตราส่วนของตัวแปรเอทพุท และจะเท่ากับ  $1/f$  ถ้าตัวแปรที่ถูกป้อนกลับเกือบจะเท่ากับตัวแปรอินพุท การบอกกล่าวเหล่านี้ถูกแสดงโดยทั่วๆ ไปโดย

$f * \text{เอทพุทที่ถูกสุ่มตัวอย่าง} = \text{ตัวแปรที่ถูกป้อนกลับ}$  จะมีค่าประมาณ ตัวแปรอินพุท

$$Af = 1/f = \text{ตัวแปรเอทพุท} / \text{ตัวแปรอินพุท}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราจะรู้ได้อย่างไรว่าโวลเตจเอาต์พุทหรือกระแสเอาต์พุทเป็นตัวแปรเอาต์พุทที่ถูกสุ่มตัวอย่าง ตัวแปรที่ถูกป้อนกลับหรือตัวแปรอินพุทเป็นโวลเตจของแหล่งกำเนิดหรือกระแสของแหล่งกำเนิด คำตอบต่อคำถามเหล่านี้ถูกพบโดยการเบนความสนใจไปยังวิธีที่ขั้ววงจรป้อนกลับถูกต่อเข้ากับวงจรเอาต์พุทและอินพุทถ้าขั้ววงจรป้อนกลับถูกต่อขนานกับโหลดและเอาต์พุทของเครื่องขยาย โวลเตจเอาต์พุทถูกสุ่มตัวอย่าง  $V_o$  เป็นตัวแปรเอาต์พุทที่จะถูกทำให้เสถียร และ  $f_{VO}$  เป็นตัวแปรที่ถูกป้อนกลับถ้าขั้ววงจรป้อนกลับถูกต่อแบบอนุกรมกับโหลดและเครื่องขยาย กระแสเอาต์พุทถูกสุ่มตัวอย่าง  $I_o$  เป็นตัวแปรเอาต์พุทที่จะถูกทำให้เสถียรและ  $f_{IO}$  เป็นตัวแปรที่ถูกป้อนกลับ

เกี่ยวกับอินพุท ขั้ววงจรป้อนกลับสามารถถูกต่ออนุกรมกับแหล่งกำเนิดสัญญาณ และอินพุทของเครื่องขยายเพื่อว่าตัวแปรที่ถูกป้อนกลับเป็นโวลเตจ  $E_f$  ที่ต่อต้านแหล่งกำเนิดสัญญาณ โวลเตจของแหล่งกำเนิดอินพุท  $E_i$  ดังนั้นเป็นตัวแปรอินพุท ถ้าขั้ววงจรป้อนกลับถูกต่อขนานกับแหล่งกำเนิดสัญญาณและอินพุทของเครื่องขยายดังนั้นตัวแปรที่ถูกป้อนกลับเป็นกระแส  $I_f$  ที่จะต่อต้านกระแสของแหล่งกำเนิดสัญญาณ กระแสของแหล่งกำเนิดอินพุท  $I_i$  เป็นตัวแปรอินพุท

การป้อนกลับแบบขนาน (PO-SI) - สุ่มตัวอย่างโวลเตจเอาต์พุทและป้อนโวลเตจกลับเพื่อจะทำให้เกนโวลเตจ  $V_o/E_i = A_{fv}$  เสถียร

$$f_{vo} = E_f \text{ มีค่าประมาณ } E_i \text{ และ } A_{fv} = 1/f, \text{ PO-SI}$$

ขนาน-เอาต์พุทยังขนานอินพุท (PO-PI) สุ่มตัวอย่างโวลเตจเอาต์พุทและป้อนกลับกระแสที่จะทำให้เสถียรทรานซิสแตนต์  $V_o/I_i = A_{fi}$  ดังนั้น

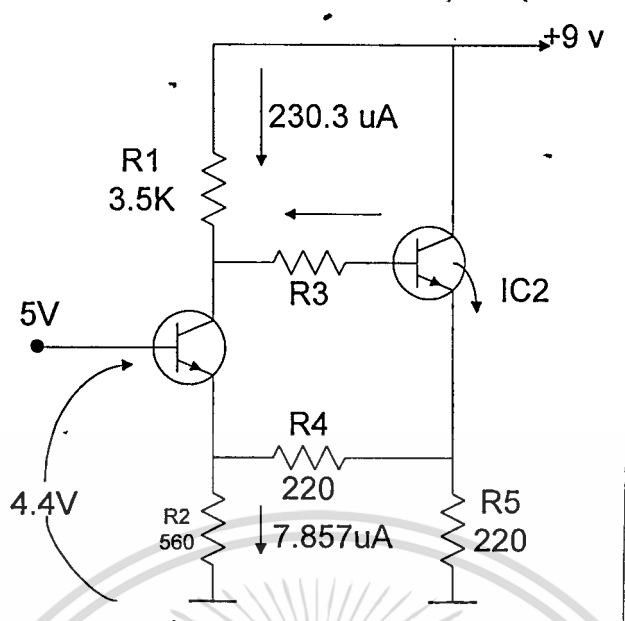
$$f_{vo} = I_f \text{ มีค่าประมาณ } I_i \text{ และ } A_{fi} = V_o/I_i = 1/f, \text{ PO-PI}$$

อนุกรม - เอาต์พุทยังขนาน - อินพุท (SO-PI) สุ่มตัวอย่างกระแสเอาต์พุทและป้อนกลับกระแสที่จะทำให้เสถียรเกนกระแส  $A_{fi}$  ดังนั้น

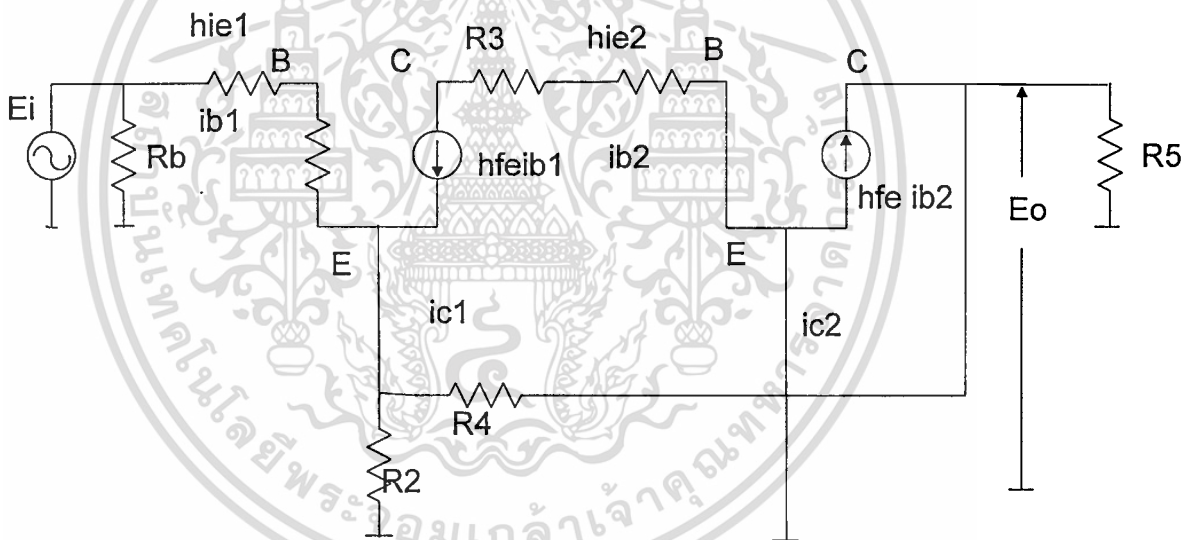
$$f_{io} = I_i f \text{ มีค่าประมาณ } I_i \text{ และ } A_{fi} = I_o/I_i \text{ SO-PI}$$

ผลสุดท้าย อนุกรม - เอาต์พุทยังอนุกรม - อินพุท (SO-SI) สุ่มตัวอย่างกระแสเอาต์พุทและป้อนกลับโวลเตจที่จะทำให้เสถียรทรานสดักคแตนต์  $A_{fg}$  หรือ

$$f_{io} = E_f \text{ มีค่าประมาณ } E_i \text{ และ } A_{fg} = I_o/E_i = 1/f \text{ SO-SI}$$



รูปที่ 4.3.5 วงจรขยายสัญญาณป้อนกลับแบบลบสำหรับสัญญาณภาพที่ใช้งาน



รูปที่ 4.3.6 โมเดลแสดงการป้อนกลับ

$$fv0 = (Vo * R2) / (R2 + R4)$$

$$f = R2 / (R2 + R4)$$

$$Vo / Ei = Afv = 1/f = (R2 + R4) / R2$$

กำหนดให้  $VCC = 9V$ ,  $R2 = 560\text{ohms}$ ,  $R1 = 3.3\text{kohms}$ ,  $R4 = 220\text{ohms}$ ,  $VCEQ2 = 4v$

$$VB1 = 5V \quad B = 100$$

$$\text{จะได้ } Vo / Ei = (560 + 220) / 560 = 1.392857$$

$$\text{ให้ } VR1 = 0.76V$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้

$$IR1 = VR1 / R1 = 0.76 / 3.3 \text{ kohms} = 230.3 \text{ ไมโครแอมป์} , IE1 = IC1 [ 1 + 1/B ]$$

$$IR2 = VR2 / R2 = (VB1 - VBE) / R2 = (5 - 0.6) / 560 = 7.8557 \text{ mA}$$

$$\text{จาก } IR2 = IE1 + IR4 , 7.857 \text{ mA} = IE1 + (6 - 4.4) / 220$$

$$IE1 = 7.857 \text{ mA} - 7.2727 \text{ mA} = 0.58427 \text{ mA}$$

$$\text{และ จาก } IE1 = IC1 * (1 + 1/B)$$

$$0.58427 \text{ mA} = IC1 (1 + 1/100)$$

$$= IC1 (1.01)$$

$$IC1 = 0.58427 \text{ mA} / 1.01 = 0.5784 \text{ mA}$$

$$\text{และจาก } IC1 = IR1 + IR3$$

$$\text{จะได้ } 0.5784 \text{ mA} = 0.2303 \text{ mA} + IR3$$

$$IR3 = 0.5784 \text{ mA} - 0.2303 \text{ mA} = 0.3481 \text{ mA} = IB2$$

$$\text{และจาก } IC2 = B * IB2 = 100 * 0.3481 \text{ mA} = 34.81 \text{ mA}$$

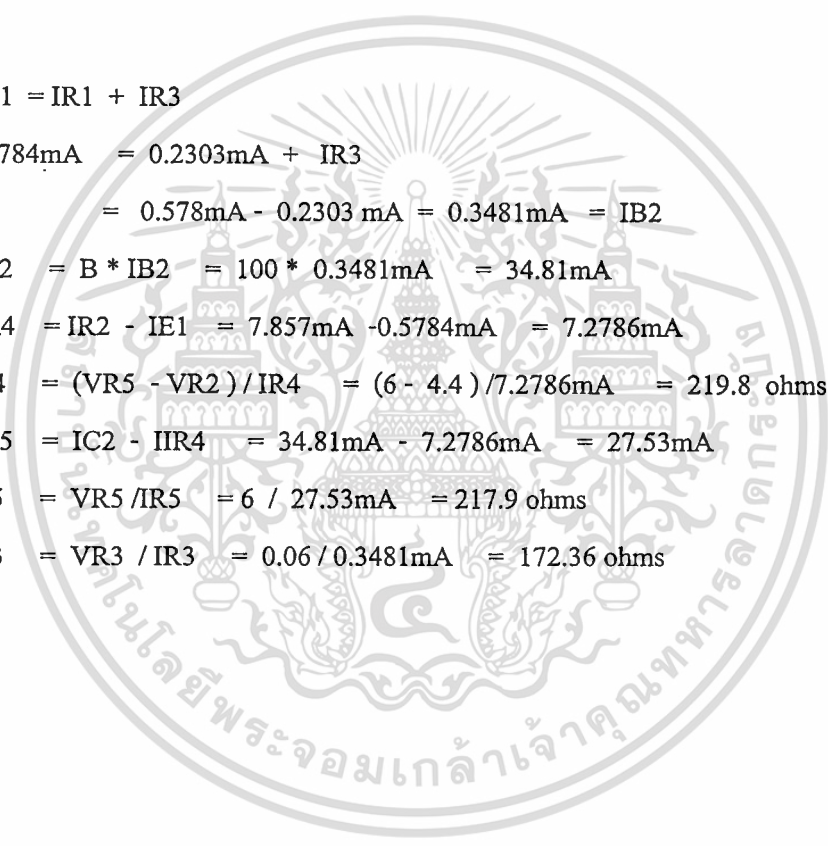
$$\text{ได้ } IR4 = IR2 - IE1 = 7.857 \text{ mA} - 0.5784 \text{ mA} = 7.2786 \text{ mA}$$

$$\text{หา } R4 = (VR5 - VR2) / IR4 = (6 - 4.4) / 7.2786 \text{ mA} = 219.8 \text{ ohms}$$

$$\text{จาก } IR5 = IC2 - IR4 = 34.81 \text{ mA} - 7.2786 \text{ mA} = 27.53 \text{ mA}$$

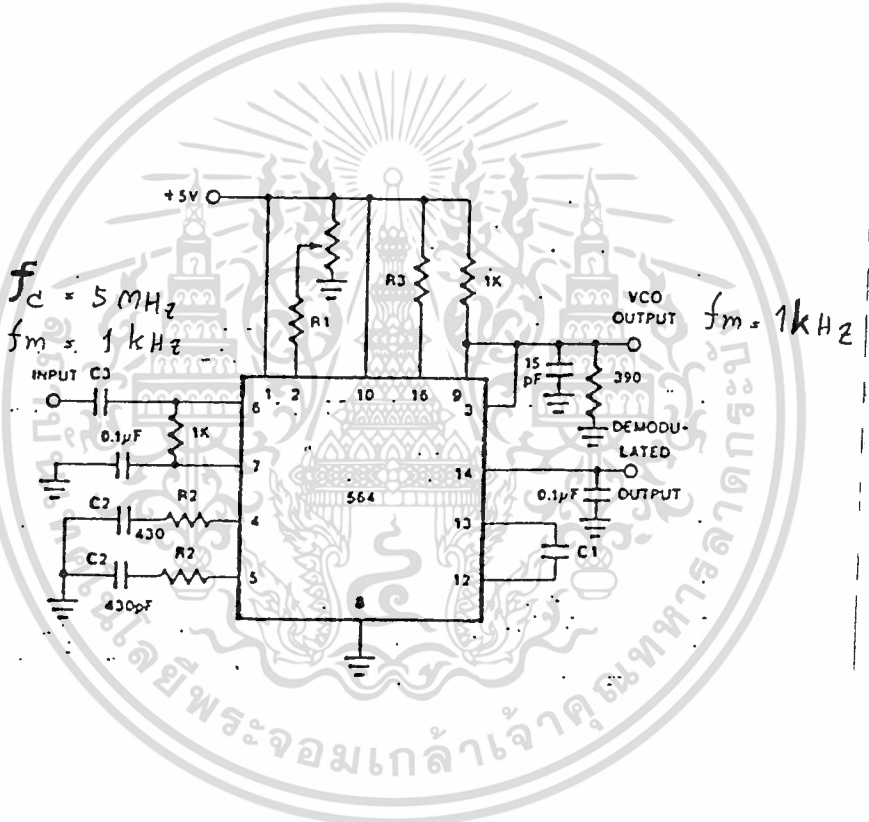
$$\text{จาก } R5 = VR5 / IR5 = 6 / 27.53 \text{ mA} = 217.9 \text{ ohms}$$

$$\text{จาก } R3 = VR3 / IR3 = 0.06 / 0.3481 \text{ mA} = 172.36 \text{ ohms}$$



### 4.4 ภาคเสียง (sound)

เนื่องจากระบบเสียงของดาวเทียมมอดดูเลทแบบ เอฟเอ็ม (FM) ซึ่งความถี่พาหะนั้นจะอยู่ในช่วง 6 - 8 เมกกะเฮิร์ต (Mhz) และสัญญาณที่มาจาก แบนพาสฟิลเตอร์ (Bandpass filter) และ วงจรขยาย และบัฟเฟอร์ เป็นความถี่ที่เป็นสัญญาณเสียงที่ถูกมอดดูเลทมาเป็นแบบ เอฟเอ็ม มาก่อนที่จะส่งขึ้นดาวเทียมดังนั้นในภาครับก็จะต้องทำการ ดิมอดดูเลท เอาเฉพาะสัญญาณเสียงออกมาเพื่อที่จะนำเอาสัญญาณเสียงออกมา จากนั้นก็นำสัญญาณเสียงที่ได้มาไปทำการขยายสัญญาณให้แรงขึ้น แต่ในที่นี้เราจะกล่าวถึงอุปกรณ์ที่จะทำการดิมอดดูเลทโดยในโครงการนี้จะใช้ไอซีเบอร์ NE 564 สำหรับการดำเนินงานของไอซีเบอร์นี้จะรับสัญญาณที่ผ่านการมอดดูเลทแบบ เอฟเอ็ม มาเข้าเป็น อินพุท (ขา 6) เพื่อให้เกิดความเข้าใจให้ดูรูป การต่อใช้งานดังข้างล่าง



รูปที่ 4.4.1 การต่อใช้งาน ของ ไอซี NE 564

จากรูป เมื่อสัญญาณอินพุทเป็นสัญญาณ  $f_m = 1$  กิโลเฮิร์ต (Khz) ถูกมอดดูเลทด้วยความถี่พาหะ 5 เมกกะเฮิร์ต (Mhz) แบบเอฟเอ็ม เข้ามา ไอซี NE 564 จะต้องทำการ ผลิตความถี่ วิซีโอ (VCO) ให้มีค่าเท่ากับความถี่พาหะ 5 เมกกะเฮิร์ต (Mhz) เพื่อที่จะทำการบิทกับสัญญาณอินพุท ทำให้ได้ความถี่  $f_m = 1$  กิโลเฮิร์ต (Khz) ซึ่งเป็นสัญญาณอนาลอกที่เราต้องการ โดยสัญญาณนี้จะได้จากเอาที่พุท (ขา 14) กรณีที่ความถี่พาหะที่ใช้มอดดูเลททางด้านอินพุทเปลี่ยนไปเราต้องเปลี่ยนความถี่ วิซีโอ (VCO) ไปตามความถี่พาหะที่ส่งเข้ามาทางอินพุท โดยความถี่วิซีโอ (VCO) สามารถ

ควบคุมได้โดยการต่อ คาปาซิเตอร์ (Capacitor) จากภายนอกระหว่างขา 12 กับ 13 ซึ่งค่าคาปาซิเตอร์ที่เราต้องใช้สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$f_o = 1 / 2\pi R_c (c_1 + c_s)$$

$R_c = 100$  โอห์ม

$c_1 =$  คาปาซิเตอร์ภายนอก (External cap in farads)

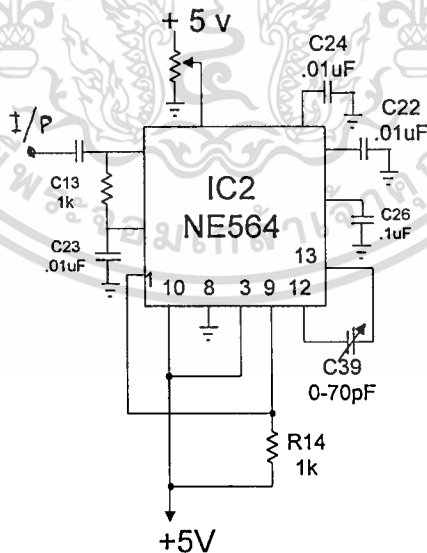
$c_s =$  คาปาซิเตอร์แฝง (stray capacitance)

ในโครงการนี้ เราจะประมาณค่า  $(c_1 + c_s)$  เป็น  $c$  ที่ต่อระหว่างขา 12 กับ 13 และค่า  $c$  นี้สามารถคำนวณได้ดังนี้เนื่องจากความถี่ วิซีโอ ที่เราต้องการจะอยู่ระหว่าง 6 - 8 เมกกะเฮิร์ต(Mhz)

$$\begin{aligned} c(\text{ที่ } 6 \text{ เมกกะเฮิร์ต}) &= 1 / 2\pi * 100 * 6E6 \\ &= 66.66 \text{ Pf} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} c(\text{ที่ } 8 \text{ เมกกะเฮิร์ต}) &= 1 / 2\pi * 100 * 8E6 \\ &= 50 \text{ Pf} \end{aligned}$$

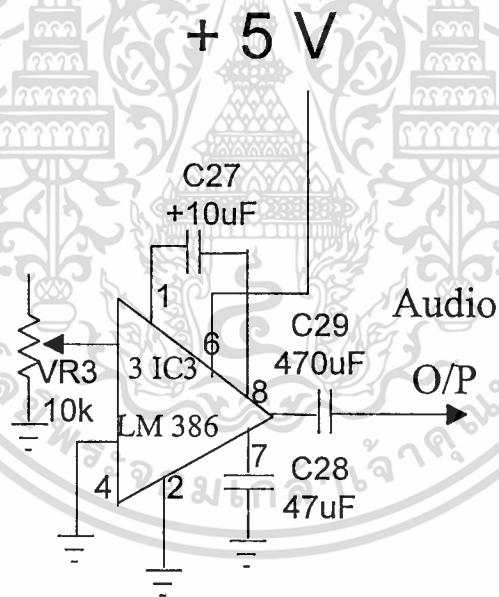
เพราะฉะนั้นคาปาซิเตอร์ระหว่างขา 12 กับ 13 มีค่าอยู่ในช่วง 50Pf - 66.66Pf นอกจากนี้ยังมีการต่อกระแสไบอัสให้กับขา 2 เพื่อปรับ ล็อกแรงค์ ของวิซีโอให้ได้ตามต้องการ



รูปที่ 4.4.2 วงจร เอฟเอ็มดีมอดูเลทที่ใช้งานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.4.3 วงจรที่ใช้ขยายสัญญาณเสียงจากเอาต์พุตวงจร เอฟเอ็มดีมอดคูเลท จากรูปจะใช้ไอซีออปแอมป์ เบอร์ LM 386 ใช้ในการขยายสัญญาณเสียงที่ออกมาจากเอฟเอ็มดีมอดคูเลทให้มีขนาดของสัญญาณแรงขึ้นเพื่อเป็นสัญญาณออกดีโอเอาต์พุท ต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### การทำงานของวงจรจริง

#### 1. วงจรทางด้านภาคภาพ

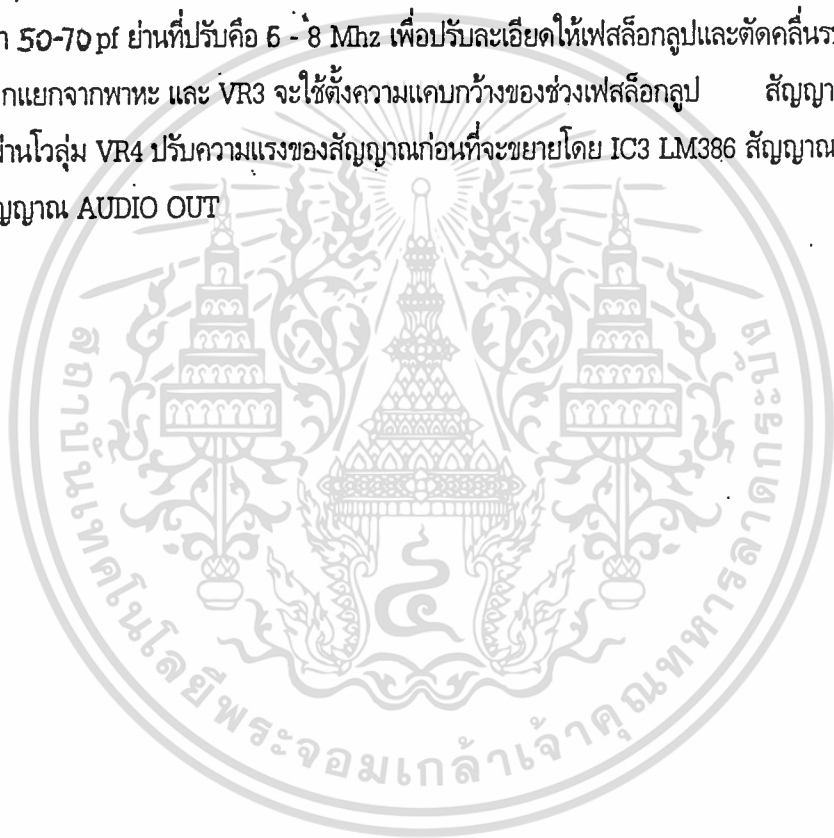
สัญญาณแบบสแตนด์รวมถูกส่งผ่านเข้าสู่ L2 , C4 , C5 ,C6 ซึ่ง เป็นวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ 5 MHz แยกเอาสัญญาณภาพ ( Video Signal ) ออกมาใช้งาน ส่งสัญญาณภาพไปที่หัวจรวีดีโอแอมพลิไฟเออร์ ( Video Amplifier ) โดยมีไอซี 1 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายสัญญาณภาพ ซึ่งได้แก่ไอซีเบอร์ NE 592 หรือ SA 592 หรือ SE 592

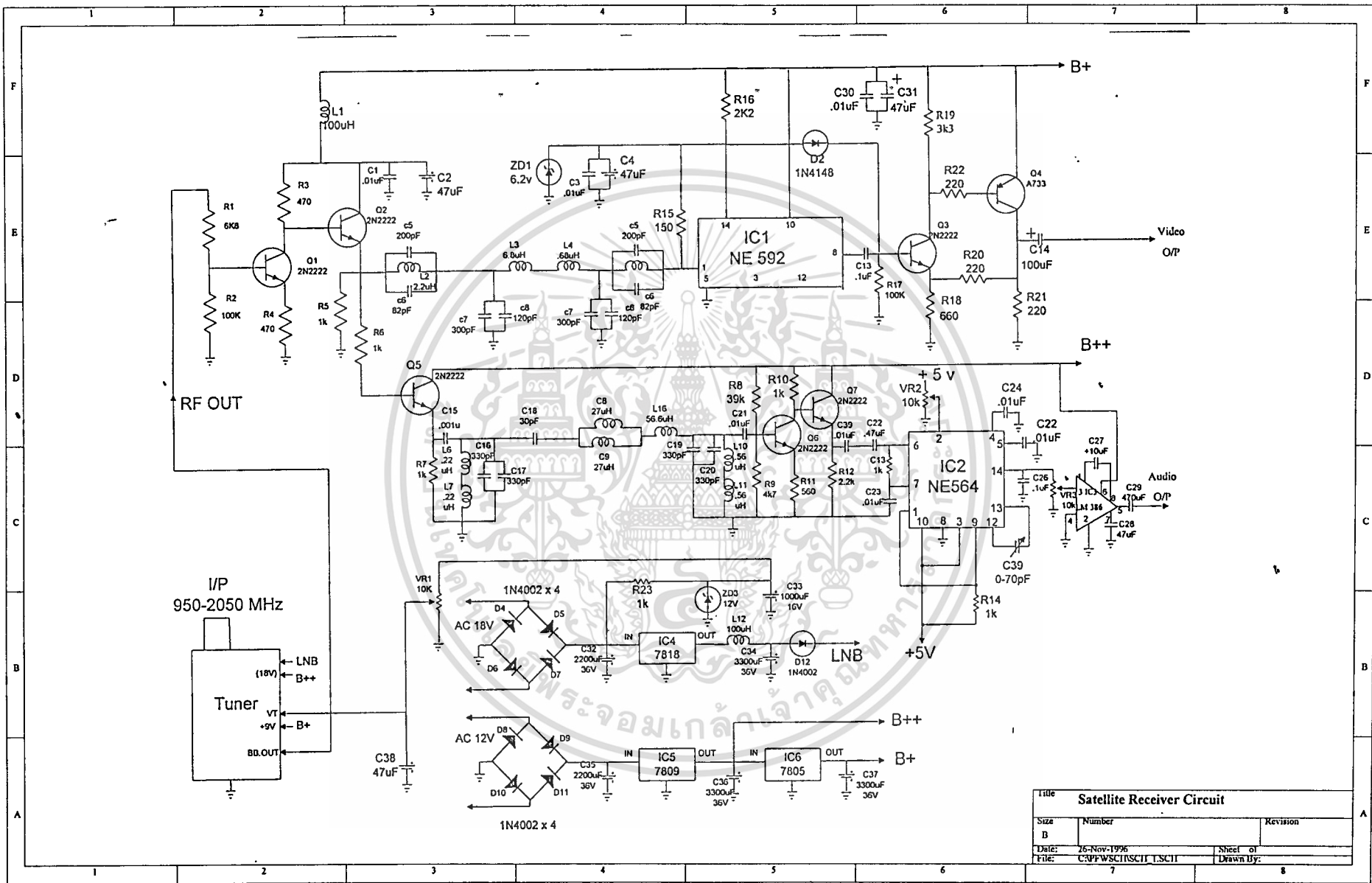
IC1 เป็นวงจรขยายสัญญาณภาพที่มีมาตรฐานเพื่อการขยายที่ให้แบนด์วิดท์กว้างถึง 120 MHz ซึ่งได้แสดงองค์ประกอบภายในของไอซีตัวนี้ไว้ดังรูป โดยสัญญาณภาพที่ส่งผ่านโลว์พาสฟิลเตอร์ เข้ามาจะส่งเข้ามาทางอินพุตขาที่ 1 ซึ่งเมื่อดูองค์ประกอบภายในของไอซี ก็คือเบสของ Q2 ดังนั้น ในวงจรใช้งานจริง ขานี้จึงต้องใช้ R7 เพื่อรับแรงดันไฟเข้ามาไบอัสเบส ให้กับ Q2 ของระบบภายใน สัญญาณภาพจึงถูกขยายออกไปยังด้านคอลเล็กเตอร์ส่งต่อไปยังทรานซิสเตอร์ Q4 และ Q6 ขยายสัญญาณครั้งสุดท้ายครั้งสุดท้ายส่งออกไปยังขา 7 สัญญาณอีกส่วนหนึ่งจากจุดเอาต์พุตถูกส่งไปยังขาที่ 7 สัญญาณอีกส่วนหนึ่งจากจุดเอาต์พุตถูกส่งกลับไปกำหนดอัตราขยายเพื่อให้เกิดความถี่ด้วยรีซิสเตอร์ R12 ซึ่งอยู่ในองค์ประกอบของไอซี นอกจากนั้นแล้ววงจรนี้ยังสามารถกำหนดอัตราขยายได้ด้วยค่ารีซิสเตอร์ภายนอกไอซี ระหว่างขา3 กับ ขา12 ของไอซี ซึ่งเราสามารถกำหนดอัตราขยายได้สูงสุด ประมาณ 400 เท่า

ส่งสัญญาณดังกล่าวเข้าสู่วงจรบัฟเฟอร์และระบบชดเชยสัญญาณซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q3 และ Q4 ก่อนส่งออกไปยังจุดที่เรียกว่า วิดีโอเอาต์พุต ส่งสัญญาณภาพออกไปใช้งานต่อไป แต่ถ้าหาก

## 2. วงจรทางด้านภาคเสียง

สัญญาณรวมจาก Q1 และ Q2 ถูกขยายด้วย Q5 ส่งต่อให้แบนพาสฟิลเตอร์ 6 - 8 Mhz และสัญญาณจะถูกฟิลเตอร์เฉพาะ 6.2 Mhz ถึง 6.8 Mhz แบนวิดท์ 250 Khz ผ่านเข้าไอซี เมอร์ NE 564 ทำหน้าที่เฟสล็อกอุปเป็นการควบคุมคุณภาพแบบวงจรมอดูเลตให้มีเสถียรภาพในการรับเสียงเนื่องจากพหะย้อย จะ Modulate ในช่วงความถี่แกว่ง เพียง 10 เปอร์เซนต์ ของการ Modulate ทั้งย่าน และถูกควบคุมความแรง ฉะนั้น การรับจะต้องระวังคุณภาพการรับให้ดี การล็อกด้วยเฟสล็อกอุป จะสามารถทำ VCO ย่อย ขึ้นสามารถ ปรับความถี่โดย C ปรับค่า 50-70 pf ย่านที่ปรับคือ 6 - 8 Mhz เพื่อปรับละเอียดให้เฟสล็อกอุปและตัดคลื่นรบกวนต่างๆ เสียงจะถูกแยกจากพหะ และ VR3 จะใช้ตั้งความแคบกว้างของช่วงเฟสล็อกอุป สัญญาณเสียงออกมาที่ขา 14 ผ่านโวลุ่ม VR4 ปรับความแรงของสัญญาณก่อนที่จะขยายโดย IC3 LM386 สัญญาณที่ออกจากขา 5 จะเป็นสัญญาณ AUDIO OUT



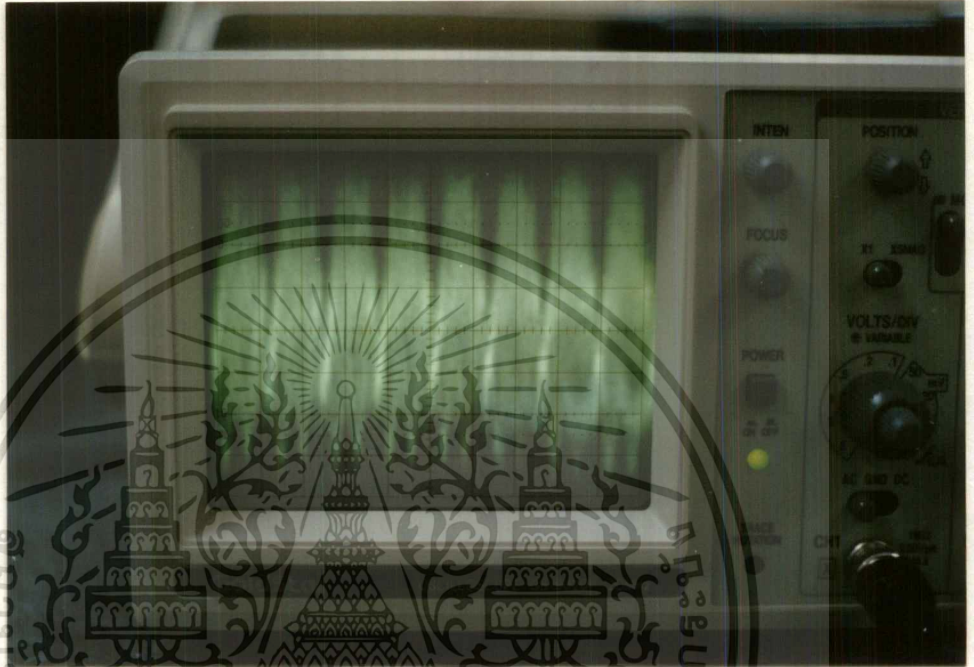


Title		
Satellite Receiver Circuit		
Size	Number	Revision
B		
Date:	26-Nov-1996	Sheet of
File:	C:\PFWSCI\TSC11	Drawn By:

## บทที่ 6

### ผลการทดลองวงจร SATTELLITE REVEIVER

สัญญาณ BASE BAND ที่ได้จาก TUNNER จะผ่านวงจร BUFFER จะทำการขยายโดยทรานซิสเตอร์ Q1,Q2 ทำให้สัญญาณที่ได้มีความแรงขึ้นดังรูปสัญญาณข้างล่าง



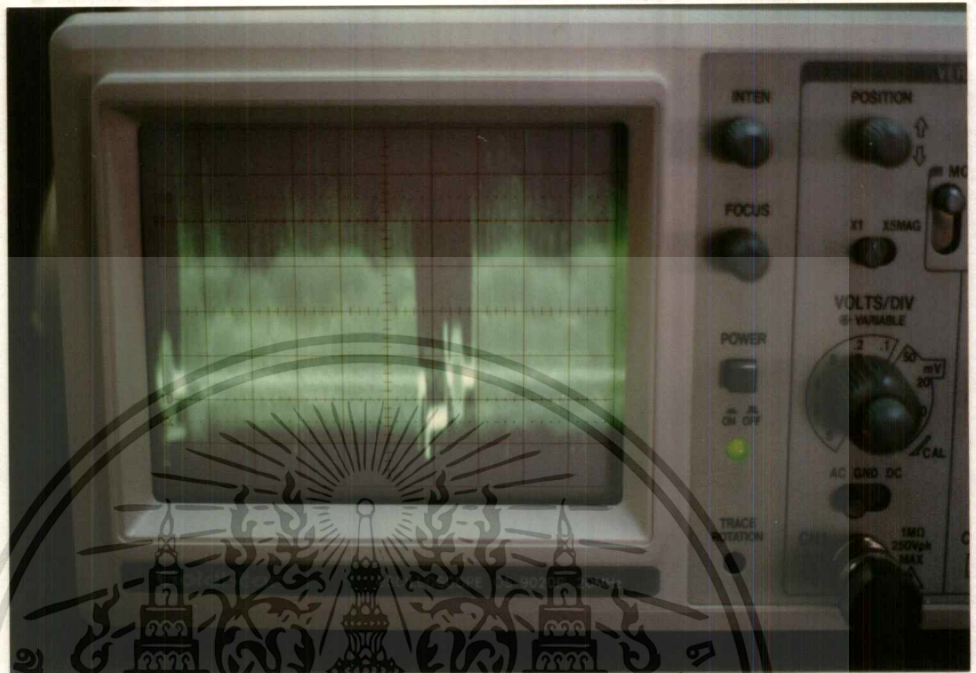
Volt / DIV = 50 mV , Time / DIV = 50  $\mu$ SEC

สัญญาณที่ได้จะนำมาทำการแยกเป็นสัญญาณภาพโดยวงจร LOW PASS FILTER มี BAND WIDTH ตั้งแต่ 0-5 MHz. สัญญาณภาพที่ได้จะเป็นดังรูปข้างล่าง



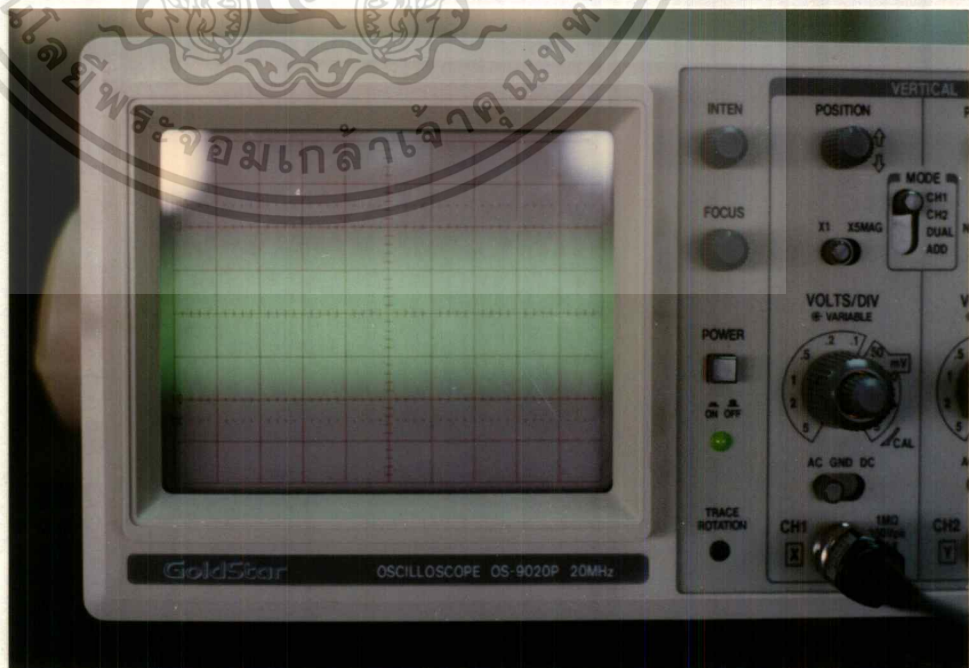
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่จากวงจร LOW PASS FILTER จะทำการขยายอีกครั้งเพื่อให้สัญญาณมีความแรงมากขึ้น โดยใช้ IC1 ซึ่งเป็น VIDEO AMP. และ Q3,Q4 DRIVER จะได้สัญญาณ VIDEO OUT แสดงดังรูปข้างล่าง



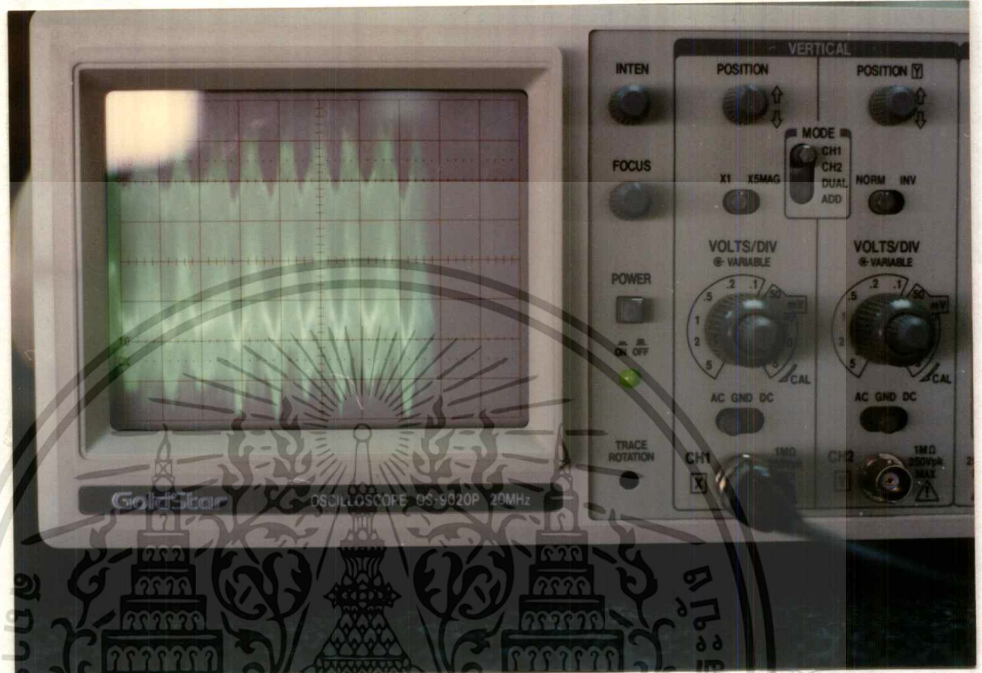
Volt / DIV = 0.2 V, Time / DIV = 10  $\mu$ SEC

ในส่วนของภาคเสียง สัญญาณ BASE BAND ที่ได้จะถูกกรองโดยวงจร BAND PASS FILTER ซึ่งมี BAND WIDTH ตั้งแต่ 6-8 MHz. สัญญาณที่จะเป็นดังรูปข้างล่าง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ Volt / DIV = 10 mV เท่านั้น Time / DIV = 2  $\mu$ SEC ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่ได้จะขยายโดยวงจร DRIVER Q6,Q7 เป็นสัญญาณเสียงที่ MOD กับคลื่นพาห์แบบ FM MODULATION จึงต้องทำการ DEMODULATION เพื่อให้ได้สัญญาณเสียง โดยใช้ IC2 เบอร์ NE 564 ซึ่งถูกควบคุมโดยภาค VCO. ภายใน IC2 ความถี่ของสัญญาณ VCO ที่ได้จะถูกกำหนดโดยค่าของ C39 และช่วงความถี่ของสัญญาณ VCO ที่จะปรับได้ จะถูกกำหนดโดย VR2 แสดงดังรูป



Volt / DIV = 20 mV , Time / DIV = 2mSEC

สัญญาณเสียงที่ผ่านการ DEMODULATE แล้ว ทำการขยายอีกครั้งหนึ่งโดย IC3 จะได้สัญญาณ AUDIO OUT แสดงดังรูปข้างล่าง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณ VIDEO OUT แสดงได้ดังตัวอย่างต่อไปนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้จนเหนือการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บรรณานุกรม

หนังสือ การสื่อสารดาวเทียม (SATELLITE COMMUNICATION)

ณรงค์ เหมกรณ์ ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง พ.ศ. 2533

หนังสือ เทคโนโลยีการสื่อสารและการติดตั้งเครื่องรับสัญญาณดาวเทียม

สมพร ชีระโรจนพงษ์ โรงเรียนแสงทองอิเล็กทรอนิกส์ พ.ศ. 2537

หนังสือ หลักการและการประยุกต์ใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ (สารกึ่งตัวนำ)

รศ. ดร. นิพนธ์ สุขุม ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง มีนาคม พ.ศ. 2533

หนังสือ ทฤษฎีโครงข่ายไฟฟ้าและสายส่ง

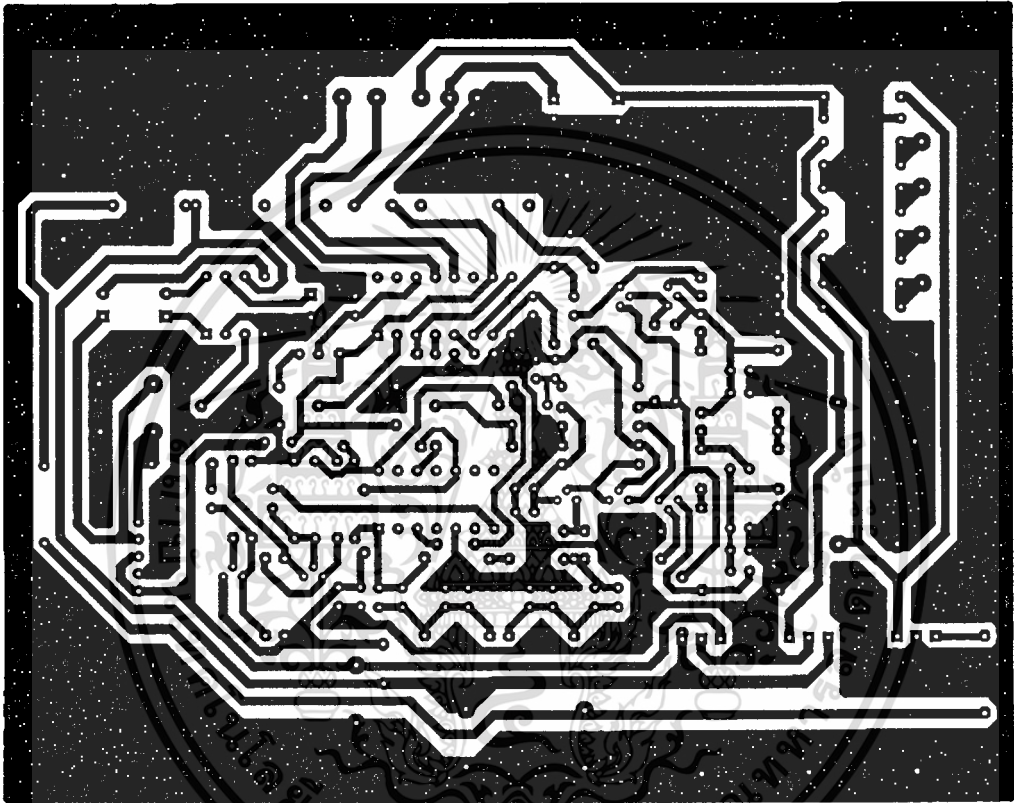
ถวิด กิ่งทอง ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เมษายน พ.ศ. 2538

หนังสือ การสื่อสารดาวเทียม

ดร. ประสิทธิ์ ทิมพุดิ วิศวกรรมศาสตร์แห่งประเทศไทย พ.ศ. 2537

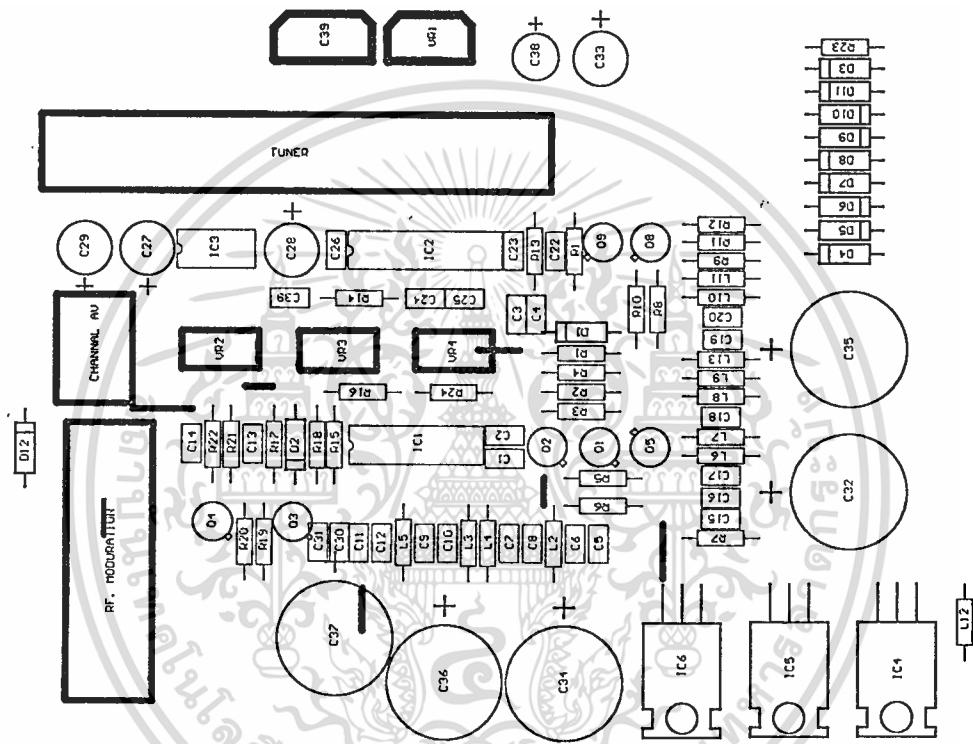


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## ลายปริ้นท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ลายอุปกรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ข.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## รายละเอียดของอุปกรณ์ในการสร้าง

### Resistor 1/2 Watt 1%

R1	6.8	K $\Omega$
R2	47	K $\Omega$
R3,R4	470	$\Omega$
R5,R6,R7,R10,R13,R14,R16,R23	1	K $\Omega$
R8	39	K $\Omega$
R9	5.6	K $\Omega$
R11	27	K $\Omega$
R12	2.2	K $\Omega$
R15	150	$\Omega$
R17	100	K $\Omega$
R18	560	$\Omega$
R19	3.3	K $\Omega$
R20,R21	220	$\Omega$
R22	330	$\Omega$
R24	100	$\Omega$

### Potention meter

VR1,VR2,VR3,VR4	10	K $\Omega$
-----------------	----	------------

### Capacitor

C1,C4,C28,C36,C31,C38	47	$\mu$ F
C2,C3,C21,C23,C24,C25,C30	0.01	$\mu$ F
C5,C11	200	PF
C6,C12	82	PF
C7,C9	300	PF
C8,C10	120	PF
C13,C26	0.1	$\mu$ F
C14	100	$\mu$ F
C15	0.001	$\mu$ F

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C16,C17,C19,C20	330	PF
C18	30	PF
C22	0.47	$\mu\text{F}$
C27	10	$\mu\text{F}$
C29	470	$\mu\text{F}$
C32,C35	2200	$\mu\text{F}$
C34,C36,C37	3300	$\mu\text{F}$
C33	1000	$\mu\text{F}$

#### Inductor

L1,L12	100	$\mu\text{H}$
L2,L5	2.2	$\mu\text{H}$
L3,L4	6.8	$\mu\text{H}$
L6,L10	0.56	$\mu\text{H}$
L7,L11	0.22	$\mu\text{H}$
L8,L9	27	$\mu\text{H}$
L13	5.6	$\mu\text{H}$

#### Timmer

C39	60	PF
-----	----	----

#### Diode

D1	1N4734
D2,D8	1N4148
D3,D4,D5,D6,D9,D10,D11,D12	1N4002
D7	1N4142

#### Integate circuit

IC1	NE592
IC2	NE564
IC3	LM386
IC4	LM7818
IC5	LM7809
IC6	LM7805

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Transistor

Q1,Q2,Q3,Q5,Q6,Q7

Q4

2N2222

A 733



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# NE/SE564 Phase-Locked Loop

## Product Specification

### DESCRIPTION

The NE564 is a versatile, high guaranteed frequency, phase-locked loop designed for operation up to 50MHz. As shown in the Block Diagram, the NE564 consists of a VCO, limiter, phase comparator, and post detection processor.

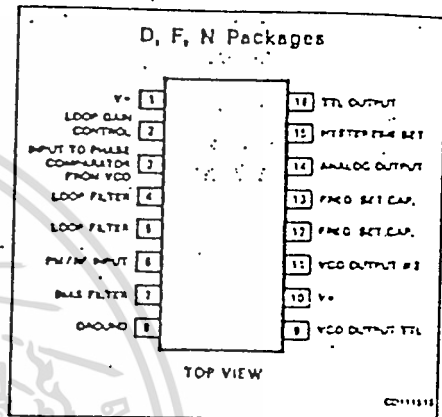
### FEATURES

- Operation with single 5V supply
- TTL-compatible inputs and outputs
- Guaranteed operation to 50MHz
- External loop gain control
- Reduced carrier feedthrough
- No elaborate filtering needed in FSK applications
- Can be used as a modulator
- Variable loop gain (externally controlled)

### APPLICATIONS

- High-speed modems
- FSK receivers and transmitters
- Frequency synthesizers
- Signal generators
- Various satcom/TV systems

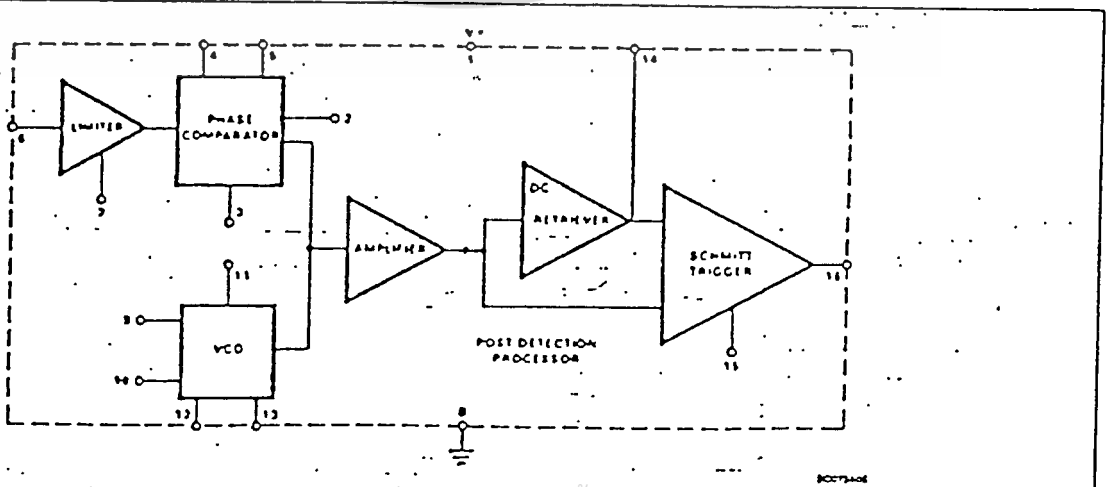
### PIN CONFIGURATION



### ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE
5-Pin Plastic SO	0 to +70°C	NE564D
5-Pin Plastic DIP	0 to +70°C	NE564N
5-Pin Plastic QIP	-55°C to +125°C	SE564N
5-Pin Cerdip	-55°C to +125°C	SE564F

### BLOCK DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

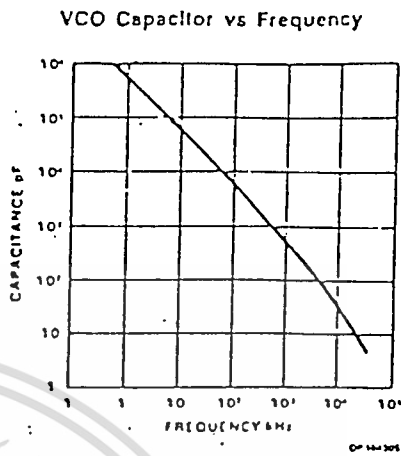
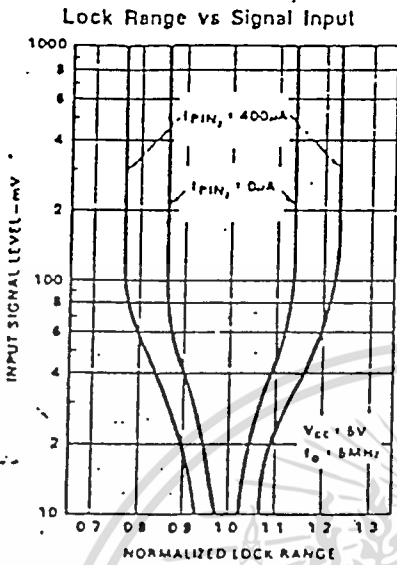
SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
V+	Supply voltage Pin 1 Pin 10	14 6	V
I <sub>OUT</sub>	(Sink) Max (Pin 9)	10	mA
P <sub>D</sub>	Power dissipation	600	mW
T <sub>A</sub>	Operating ambient temperature NE SE	0 to +70 -55 to +125	°C
T <sub>STG</sub>	Storage temperature	-65 to +150	°C

NOTE:  
Operation above 5V will require heatsinking of the case.

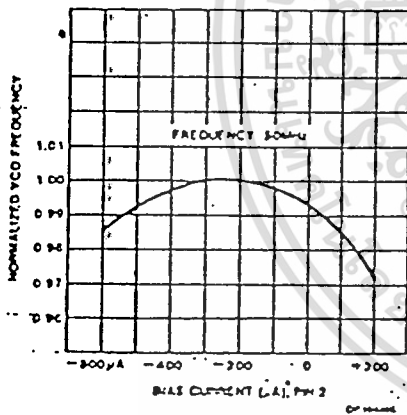
DC AND AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS V<sub>CC</sub> = 5V, T<sub>A</sub> = 25°C, f<sub>O</sub> = 5MHz, I<sub>2</sub> = 400µA, unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE564			NE564			UNIT
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
	Maximum VCO frequency	C <sub>1</sub> = 0 (stray)	50	65		45	60	---	MHz
	Lock range	Input ≥ 200mV <sub>RMS</sub> T <sub>A</sub> = 25°C T <sub>A</sub> = 125°C T <sub>A</sub> = -55°C T <sub>A</sub> = 0°C T <sub>A</sub> = 70°C	40 20 50	70 30 80		40	70 70 40	---	% of f <sub>O</sub>
	Capture range	Input ≥ 200mV <sub>RMS</sub> , R <sub>2</sub> = 27Ω	20	30		20	30	---	% of f <sub>O</sub>
	VCO frequency drift with temperature	f <sub>O</sub> = 5MHz, T <sub>A</sub> = -55°C to +125°C T <sub>A</sub> = 0 to +70°C -0 to +70°C f <sub>O</sub> = 500kHz, T <sub>A</sub> = -55°C to +125°C T <sub>A</sub> = 0 to +70°C		500 1500			600 500	---	PPM/°C
	VCO free-running frequency	C <sub>1</sub> = 91pF R <sub>C</sub> = 100Ω "Internal"	4	5	6	3.5	5	6.5	MHz
	VCO frequency change with supply voltage	V <sub>CC</sub> = 4.5V to 5.5V		3	8		3	8	% of f <sub>O</sub>
	Demodulated output voltage	Modulation frequency: 1kHz f <sub>O</sub> = 5MHz, input deviation: 2%T = 25°C 1%T = 25°C 1%T = 0°C 1%T = -55°C 1%T = 70°C 1%T = 125°C	16 8	28 14		16 8	28 14 13		mV <sub>RMS</sub> mV <sub>RMS</sub> mV <sub>RMS</sub> mV <sub>RMS</sub> mV <sub>RMS</sub> mV <sub>RMS</sub>
	Distortion	Deviation: 1% to 8%		1			-1		%
S/N	Signal-to-noise ratio	Std. condition, 1% to 10% dev.		40			40		dB
	AM rejection	Std. condition, 30% AM		35			35		dB
	Demodulated output at operating voltage	Modulation frequency: 1kHz f <sub>O</sub> = 5MHz, input deviation: 1% V <sub>CC</sub> = 4.5V V <sub>CC</sub> = 5.5V	7 8	12 14		7 8	12 14		mV <sub>RMS</sub> mV <sub>RMS</sub>
I <sub>CC</sub>	Supply current	V <sub>CC</sub> = 5V I <sub>1</sub> , I <sub>10</sub>		45	60		45	60	mA
	Output "1" output leakage current	V <sub>OUT</sub> = 5V, Pins 16, 9		1	20		1	20	µA
	"0" output voltage	I <sub>OUT</sub> = 2mA, Pins 16, 9		0.3	0.6		0.3	0.6	V
		I <sub>OUT</sub> = 6mA, Pins 16, 9		0.4	0.8		0.4	0.8	V

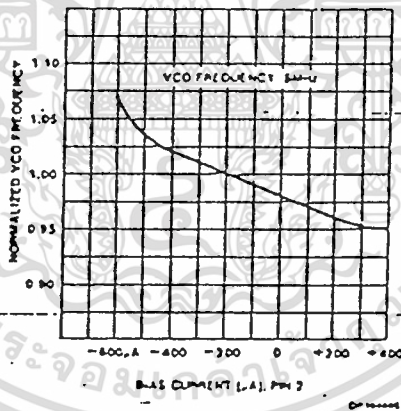
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



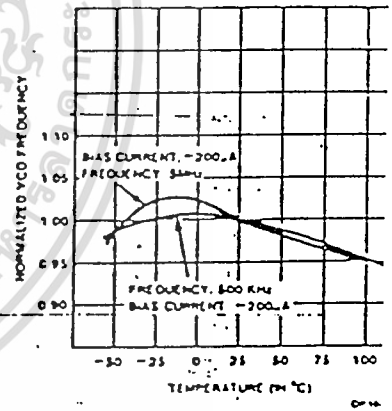
Typical Normalized VCO Frequency as a Function of Pin 2 Bias Current



Typical Normalized VCO Frequency as a Function of Pin 2 Bias Current



Normalized VCO Frequency as a Function of Temperature



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**TYPES SE592, NE592, NE592A  
DIFFERENTIAL VIDEO AMPLIFIERS**

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage $V_{CC+}$ (see Note 1) .....	8 V
Supply voltage $V_{CC-}$ (see Note 1) .....	-8 V
Differential input voltage .....	$\pm 5$ V
Common-mode input voltage .....	$\pm 6$ V
Output current .....	10 mA
Continuous total power dissipation at (or below) 25°C free-air temperature (see Note 2) .....	500 mW
Operating free-air temperature range .....	0°C to 70°C
Storage temperature range .....	-65°C to 150°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds: J package .....	300°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: N package .....	260°C

NOTES: 1. All voltage values except differential input voltages are with respect to the midpoint between  $V_{CC+}$  and  $V_{CC-}$ .  
2. For operation above 25°C free-air temperature, refer to Dissipation Derating Curves in Section 2. In the J package, SE592 chips are alloy mounted, NE592 and NE592A chips are glass mounted.

recommended operating conditions

	SE592			NE592 NE592A			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, $V_{CC+}$ .....	3	6	8	3	6	8	V
Supply voltage, $V_{CC-}$ .....	-3	-6	-8	-3	-6	-8	V
Operating free-air temperature, $T_A$ .....	-55		125	0		70	°C

Special Functions



FUNCTIONAL DESCRIPTION

Figure 1) NE564 is a monolithic phase-locked loop with a post detection processor. The use of normally clamped transistors and optimized gate geometries extends the frequency of operation to greater than 50MHz.

In addition to the classical PLL applications, 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:

$$f_o = \frac{(f_{IN} - f_o)}{K_{VCO}} \quad (1)$$

- conversion gain of the VCO
- frequency of the input signal
- free-running frequency of the VCO
- 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  $f_o$ . 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  $f_o$  itself may be less than the change in  $f_o$  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  $O_{21}$  and  $O_{23}$  with current sources  $O_{25} - O_{26}$  form the basic oscillator. The approximate free-running frequency of the oscillator is shown in the following equation:

$$f_o \approx \frac{1}{22 R_C (C_1 + C_2)} \quad (2)$$

EQUIVALENT SCHEMATIC

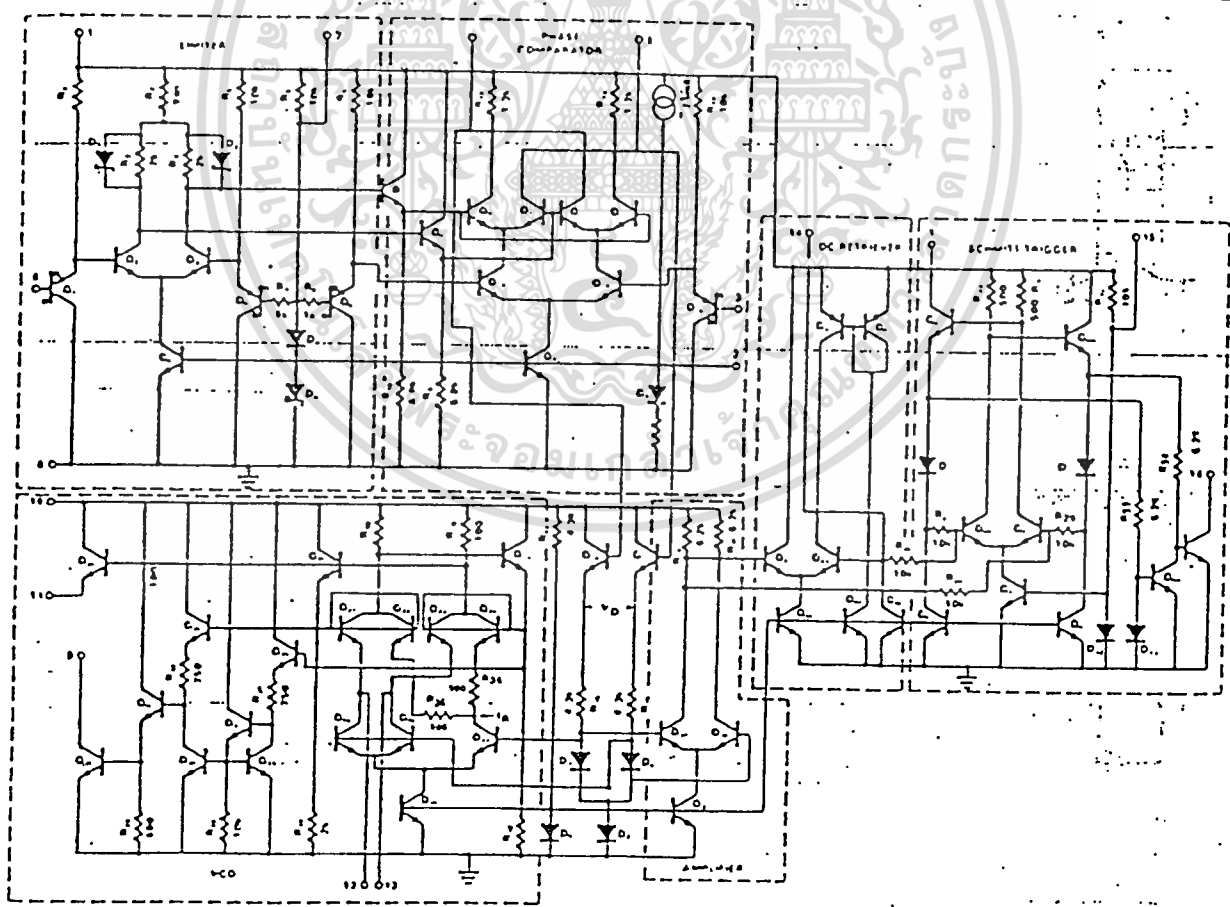


Figure 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- $R_1 = R_{19} = R_{20} = 100\Omega$  (INTERNAL)
- $C_1$  = external frequency setting capacitor
- $C_5$  = stray capacitance

variation of  $V_D$  (phase detector output voltage) changes the frequency of the oscillator, as indicated by Equation 2, the frequency of the oscillator has a negative temperature coefficient due to the positive temperature coefficient of the monolithic resistor. To compensate for this, a current  $I_B$  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. Schottky-clamped vertical PNPs are used to obtain TTL level outputs. The loop gain can be varied by changing the current in  $O_4$  and  $O_{15}$  which effectively changes the gain of the differential amplifier. This can be accomplished by introducing a current at Pin 2.

**Post Detection Processor Section**

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

As shown in the equivalent schematic, the DC level detector is formed by the transconductance am-

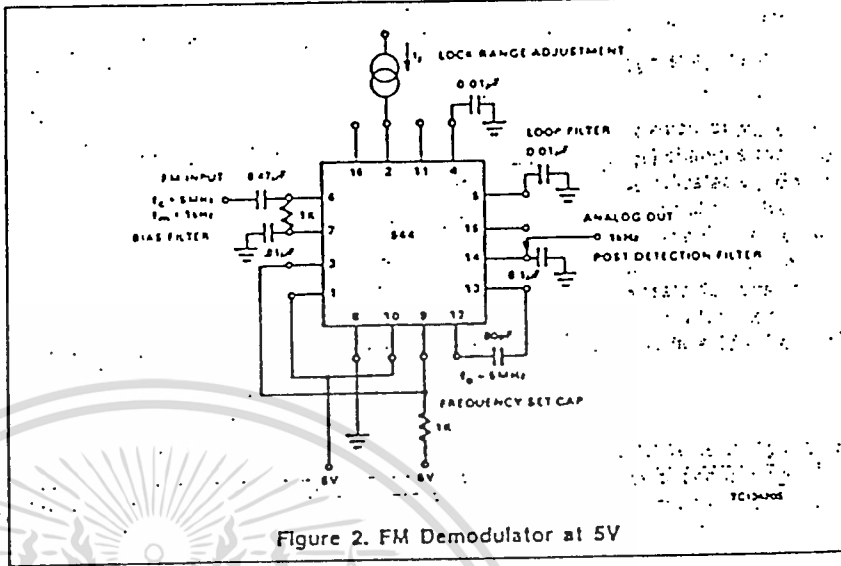


Figure 2. FM Demodulator at 5V

plifier  $O_{42} - O_{43}$  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:

$$V_O = \frac{g_M}{C_2} \int V_{IN} dt \quad (3)$$

- $g_M$  = 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  $O_{49} - O_{50}$  with positive feedback being provided by  $O_{47} - O_{48}$ . The hysteresis is controlled by changing the current in  $O_{52}$  with a resistor. 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 PLL is shown by the following equation:

$$f_o \approx \frac{1}{22 R_C (C_1 + C_5)}$$

$R_C = 100\Omega$

$C_1$  = external cap in farads

$C_5$  = stray capacitance

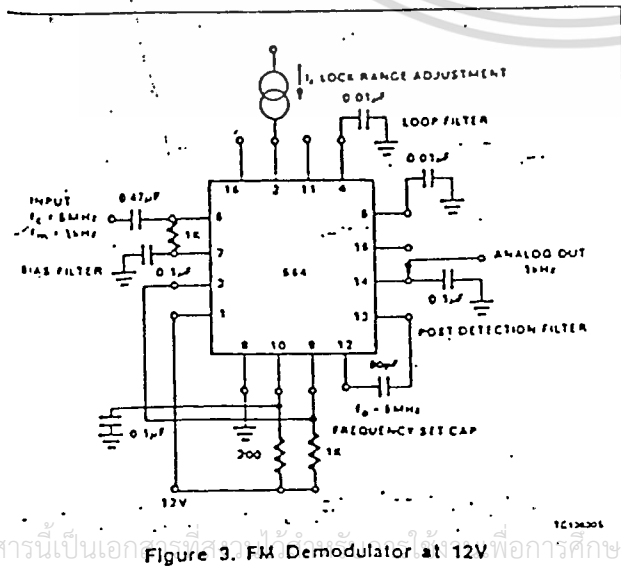


Figure 3. FM Demodulator at 12V

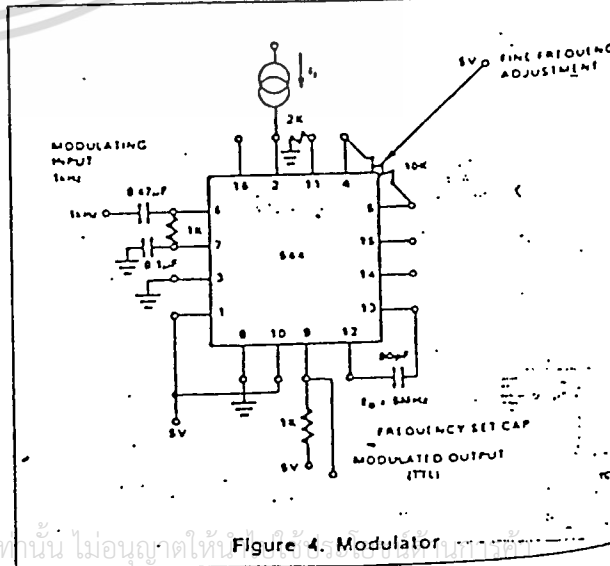


Figure 4. Modulator

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The loop filter diagram shown is explained by the following equation:

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

$$R = R_{12} = R_{13} = 1.3k\Omega \text{ (Internal)}$$

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

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

NOTE:  
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 5V 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  $\pm 1.0\text{MHz}$  centered around a free-running frequency of 10.8MHz. 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 10.8MHz.

The lock range graph indicates that the  $\pm 1.0\text{MHz}$  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  $f_0$  frequencies).

The hysteresis was adjusted experimentally via the 10k $\Omega$  potentiometer and 2k $\Omega$  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 comparator's outputs.

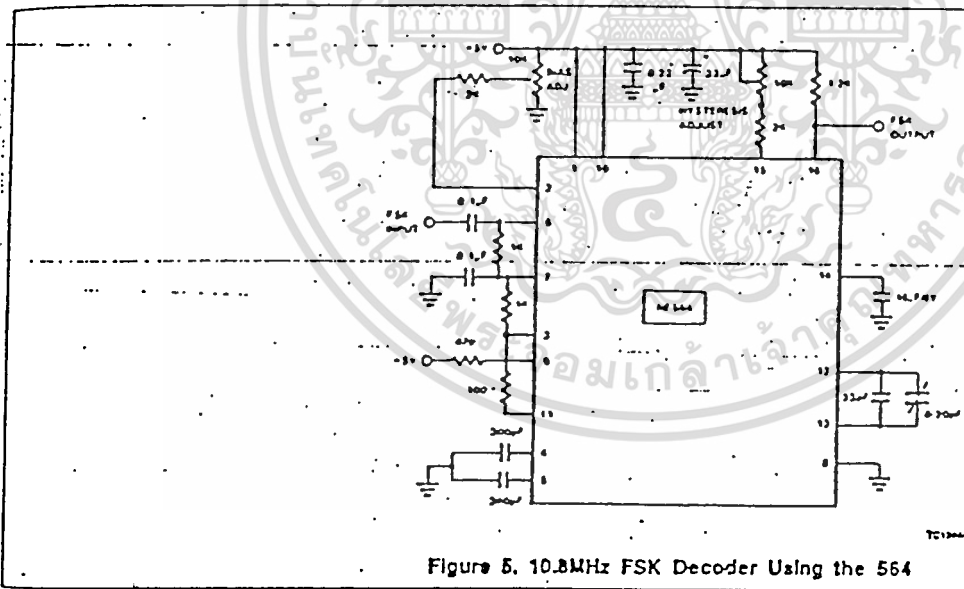
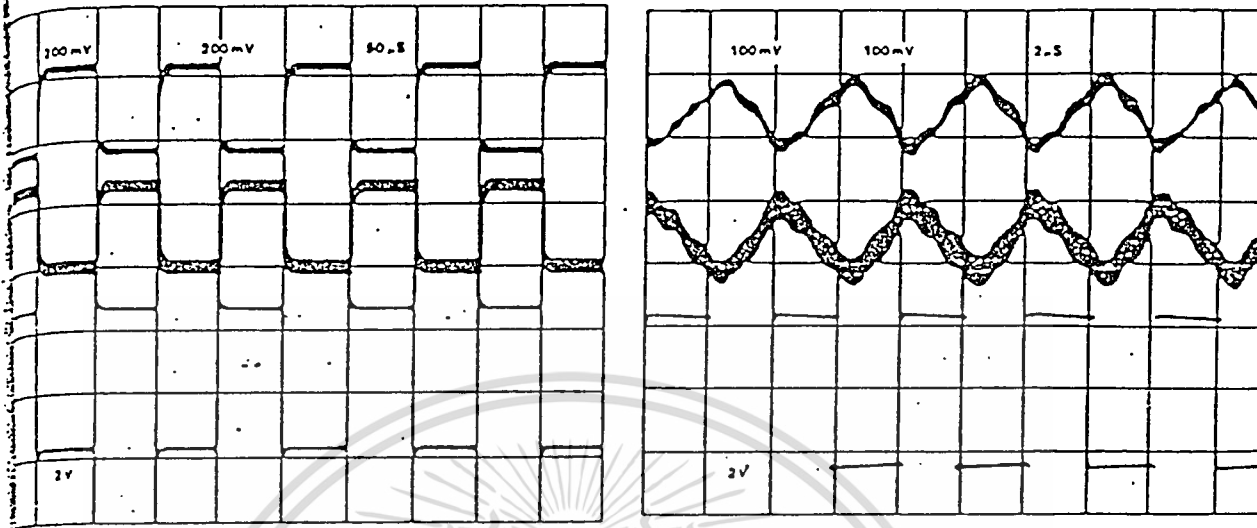
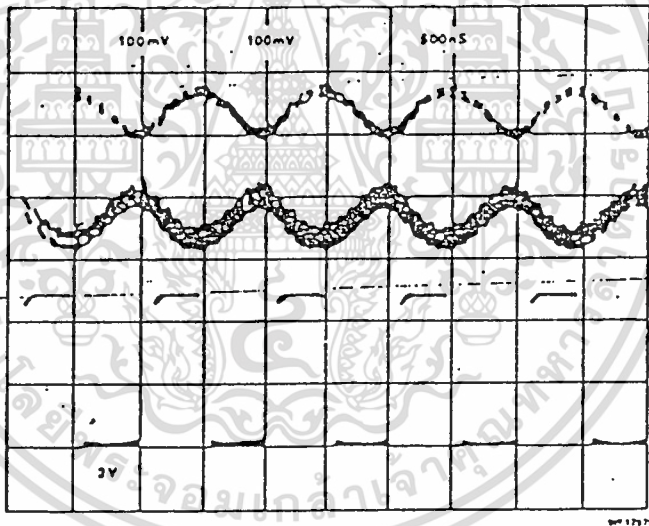


Figure 5. 10.8MHz FSK Decoder Using the 564



a. Data Rate = 20k Baud

b. Data Rate = 500k Baud



c. Data Rate = 2.0m Baud

Figure 6. Phase Comparator (Pins 4 and 5) and FSK (Pin 16) Outputs

Pin 4 - Pin 4  
Pin 5 - Pin 5  
Pin 16 - Pin 16

PROCEDURE

1. Determine operating frequency of the VCO. Set the VCO frequency set point to 2200 Hz.

3. Set  $I_2$  (current sinking into Pin 2) for  $\cong 100\mu A$ . After operation is obtained, this value may be adjusted for best dynamic behavior.
4. Check VCO output frequency with digital counter at Pin 9 of device (loop open, VCO to  $\phi$  det.). Adjust  $C_0$  trim or frequency adj. Pins 4-5 for exact center frequency, if needed.
5. Close loop and inject input signal to Pin 6. Monitor Pins 3 and 6 with two-channel

6. If pulsed burst or ramp frequency is used for input signal, special loop filter design may be required in place of simple sine wave capacitor filter on Pins 4 and 5. (See application section).
7. 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 the balanced mixer if signals are not 50%

เอกสารที่ 2200 นี้มีไว้สำหรับใช้เพื่อตรวจสอบการทำงานของวงจร PLL ให้แน่ใจว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

duty cycle, DC offsets will occur in the loop which tend to create an artificial or biased VCO offset.

8. For multiplier circuits where phase jitter is a problem, loop filter capacitors may be increased to a value of 10 - 50 $\mu$ F on Pins

4, 5. Also, careful supply decoupling be necessary. This includes the common chain Vcc lines.

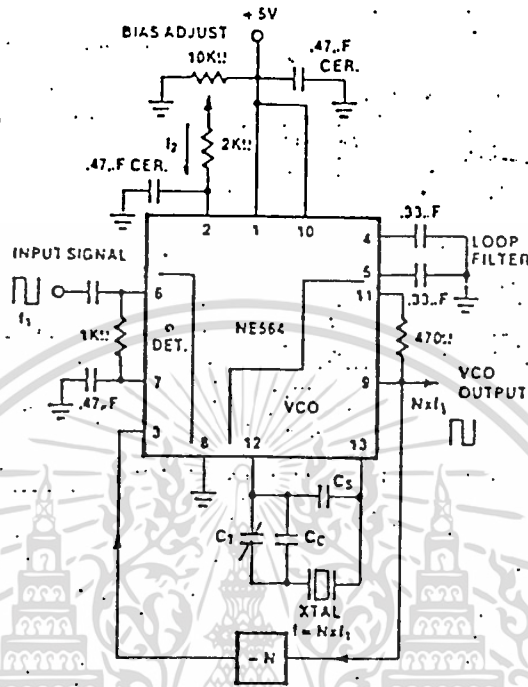


Figure 7. NE564 Phase-Locked Frequency Multiplier with VCXO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPE SE592  
DIFFERENTIAL VIDEO AMPLIFIER

electrical characteristics at 25°C operating free-air temperature,  $V_{CC+} = 6\text{ V}$ ,  $V_{CC-} = -6\text{ V}$  (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST FIGURE	TEST CONDITIONS	GAIN OPTION <sup>†</sup>	SE592			UNIT
				MIN	TYP	MAX	
$A_{VD}$ Large-signal differential voltage amplification	1	$V_{OPP} = 3\text{ V}$ , $R_L = 2\text{ k}\Omega$	1	300	400	500	V/V
			2	90	100	110	
BW Bandwidth (-3 dB)	2	$V_{OPP} = 1\text{ V}$	1	40			MHz
			2	90			
$I_{IO}$ Input offset current			1, 2, or 3	0.4	3		$\mu\text{A}$
$I_{IB}$ Input bias current			1, 2, or 3	9	20		$\mu\text{A}$
$V_{ICR}$ Common-mode input voltage range	3		1, 2, or 3	$\pm 1$			V
$V_{OC}$ Common-mode output voltage	1	$R_L = \infty$	1, 2, or 3	2.4	2.9	3.4	V
$V_{OO}$ Output offset voltage	1	$V_{IO} = 0$ , $R_L = \infty$	1	1.5			V
			2	1			
			3	0.35	0.75		
$V_{OIP}$ Maximum peak-to-peak output voltage swing	1	$R_L = 2\text{ k}\Omega$	1, 2, or 3	3	4		V
$r_i$ Input resistance			1	4			$\text{k}\Omega$
$r_o$ Output resistance				20			$\Omega$
$C_i$ Input capacitance				2			pF
CMRR Common-mode rejection ratio	3	$V_{IC} = \pm 1\text{ V}$ , $f = 100\text{ kHz}$	2	60	86		dB
	3	$V_{IC} = \pm 1\text{ V}$ , $f = 5\text{ MHz}$	2	60			
$k_{SVR}$ Supply-voltage rejection ratio ( $\Delta V_{CC+}/\Delta V_{IO}$ )	4	$\Delta V_{CC+} = \pm 0.5\text{ V}$ , $\Delta V_{CC-} = \pm 0.5\text{ V}$	2	50	70		dB
$V_n$ Broadband equivalent noise voltage	4	BW = 1 kHz to 10 MHz	1, 2, or 3	12			$\mu\text{V}$
$t_{pd}$ Propagation delay time	2	$\Delta V_O = 1\text{ V}$	1	7.5			ns
			2	6	10		
$t_r$ Rise time	2	$\Delta V_O = 1\text{ V}$	1	10.5			ns
			2	4.5	10		
$I_{sink(max)}$ Maximum output sink current <sup>‡</sup>			1, 2, or 3	3	4		mA
$I_{CC}$ Supply current		No load, No signal	1, 2, or 3	18	24		mA

<sup>†</sup> The gain option is selected as follows:

Gain Option 1 . . . Gain Adjust pin 1A is connected to pin 1B, pins 2A and 2B are open.  
Gain Option 2 . . . Gain Adjust pin 2A is connected to pin 2B, pins 1A and 1B are open.  
Gain Option 3 . . . All Gain Adjust pins are open.

<sup>‡</sup> For interchangeability considerations it should be kept in mind that this parameter is not guaranteed by all major manufacturers of SE592 as of the publication of this data sheet.

Special Functions

61

TEXAS  
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 225012 • DALLAS, TEXAS 75255

5-37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPE SE592  
DIFFERENTIAL VIDEO AMPLIFIER

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range,  $V_{CC+} = 6\text{ V}$ ,  $V_{CC-} = -6\text{ V}$  (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST FIGURE	TEST CONDITIONS	GAIN OPTION†	SE592			UNIT
				MIN	TYP	MAX	
A <sub>VD</sub>	Large-signal differential voltage amplification	1	V <sub>OPP</sub> = 3 V	1	200	600	V:V
				2	60	120	
I <sub>IO</sub>	Input offset current			1 or 2		5	μA
I <sub>IB</sub>	Input bias current			1 or 2		40	μA
V <sub>ICR</sub>	Common-mode input voltage range	3		1 or 2	±1		V
V <sub>OO</sub>	Output offset voltage	1	V <sub>ID</sub> = 0, R <sub>L</sub> = ∞	1		1.5	V
				2		1.2	
				3		1	
V <sub>OPP</sub>	Maximum output voltage peak-to-peak swing	1	R <sub>L</sub> = 2 kΩ	1 or 2	2.5		V
r <sub>i</sub>	Input resistance			2	8		kΩ
CMRR	Common-mode rejection ratio	3	V <sub>IC</sub> = ±1 V, f = 100 kHz	2	50		dB
k <sub>SVR</sub>	Supply voltage rejection ratio (ΔV <sub>CC</sub> /ΔV <sub>IO</sub> )	4	ΔV <sub>CC+</sub> = ±0.5 V, ΔV <sub>CC-</sub> = ±0.5 V	2	50		dB
I <sub>sink(max)</sub>	Maximum output sink current			1, 2, or 3	2.5		mA
I <sub>CC</sub>	Supply current	1	No load, No signal	1, 2, or 3		27	mA

† The gain option is selected as follows:  
Gain Option 1 - Gain Adjust pin 1A is connected to pin 1B; pins 2A and 2B are open.  
Gain Option 2 - Gain Adjust pin 2A is connected to pin 2B; pins 1A and 1B are open.  
Gain Option 3 - All Gain Adjust pins are open.

Special Functions



TYPES NE592; NE592A  
DIFFERENTIAL VIDEO AMPLIFIERS

Electrical characteristics at 25°C operating free-air temperature,  $V_{CC+} = 6V$ ,  $V_{CC-} = -6V$   
(unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST FIGURE	TEST CONDITIONS	GAIN OPTION†	NE592			NE592A			UNIT
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
AVD Large signal differential voltage amplification	1	$V_{OPP} = 3V$ , $R_L = 2k\Omega$	1	250	400	600	400	440	600	V/V
BW Bandwidth (-3 dB)	2	$V_{OPP} = 1V$	2	80	100	120	80	100	120	MHz
$I_{IO}$ Input offset current			2							$\mu A$
$I_{IB}$ Input bias current			1, 2, or 3	0.4		5	0.4		5	$\mu A$
$V_{ICR}$ Common-mode input voltage range	3		1, 2, or 3	9	30		10	30		$\mu A$
VOC Common-mode output voltage	1	$R_L = \infty$	1, 2, or 3	$\pm 1$			$\pm 1$			V
V <sub>OO</sub> Output offset voltage	1	$V_{ID} = 0$ , $R_L = \infty$	1 or 2		1.5			1.5		V
V <sub>OPP</sub> Maximum peak-to-peak output voltage swing	1	$R_L = 2k\Omega$	3	0.35	0.75		0.35	0.75		V
$r_i$ Input resistance			1, 2, or 3	3	4		3	4		V
$r_o$ Output resistance			1	10	30		10	30		k $\Omega$
$C_i$ Input capacitance			2		20			20		pF
CMRR Common-mode rejection ratio	3	$V_{IC} = \pm 1V$ , $f = 100kHz$	2	60	86		60	86		dB
kSVR Supply-voltage rejection ratio ( $\Delta V_{CC}/\Delta V_{ID}$ )	3	$V_{IC} = \pm 1V$ , $f = 5MHz$	2		60			60		dB
$V_n$ Broadband equivalent noise voltage	4	$\Delta V_{CC+} = \pm 0.5V$ , $\Delta V_{CC-} = \pm 0.5V$	2	50	70		50	70		dB
$t_{pd}$ Propagation delay time	2	BW = 1 kHz to 10 MHz	1, 2, or 3		12			12		$\mu s$
$t_r$ Rise time	2	$A_{VO} = 1V$	1		7.5			7.5		ns
$I_{sink(max)}$ Maximum output sink current†		$A_{VO} = 1V$	2		6			6		10
$I_{CC}$ Supply current		$A_{VO} = 1V$	1		10.5			10.5		ns
		No load	2		4.5			4.5		12
		No signal	1, 2, or 3	3	4		3	4		mA
			1, 2, or 3	18	24		19	24		mA

† The gain option is selected as follows:  
Gain Option 1 ... Gain Adjust pin 1A is connected to pin 1B, pins 2A and 2B are open.  
Gain Option 2 ... Gain Adjust pin 2A is connected to pin 2B, pins 1A and 1B are open.  
Gain Option 3 ... All Gain Adjust pins are open.  
‡ For interchangeability considerations it should be kept in mind that this parameter is not guaranteed by all major manufacturers of NE592 as of the publication of this data sheet.

Special Functions

TEXAS INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 275012 • DALLAS, TEXAS 75255

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPES NE592, NE592  
DIFFERENTIAL VIDEO AMPLIFIERS

Special Functions

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range,  $V_{CC+} = 6\text{ V}$ ,  $V_{CC-} = -6\text{ V}$   
(unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST FIGURE	TEST CONDITIONS	GAIN OPTION†	NE592			NE592A			UNIT
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
AVD Large-signal differential voltage amplification	1	$V_{OPP} = 3\text{ V}$	1	250	600	600	400	600	600	V/V
I <sub>IO</sub> Input offset current			2	80	120	120	80	120	120	μA
I <sub>IB</sub> Input bias current			1 or 2						6	μA
V <sub>ICR</sub> Common-mode input voltage range	3		1 or 2		40	40			40	μA
V <sub>OO</sub> Output offset voltage	1	$V_{ID} = 0$	1 or 2	±1			±1			V
V <sub>OPP</sub> Maximum output voltage peak-to-peak swing	1	$R_L = 2\text{ k}\Omega$	3		1.5	1.5			1.5	V
r <sub>i</sub> Input resistance			1 or 2	2.8			2.8			V
CMRR Common-mode rejection ratio	3	$V_{IC} = \pm 1\text{ V}$ $f_i = 100\text{ kHz}$	2	50			50			kΩ
k <sub>SVR</sub> Supply voltage rejection ratio ( $\Delta V_{CC}/\Delta V_{IO}$ )	4	$\Delta V_{CC+} = \pm 0.5\text{ V}$ $\Delta V_{CC-} = \pm 0.5\text{ V}$	2	50			50			dB
I <sub>sink(max)</sub> Maximum output sink current			1, 2, or 3				2.8	4		dB
I <sub>CC</sub> Supply current	1	No load, No signal	1, 2, or 3				2.8	4		mA
			1, 2, or 3				2.8	27		mA

† The gain option is selected as follows:  
Gain Option 1 . . . Gain Adjust pin 1A is connected to pin 1D; pins 2A and 2B are open.  
Gain Option 2 . . . Gain Adjust pin 2A is connected to pin 2B; pins 1A and 1D are open.  
Gain Option 3 . . . All Gain Adjust pins are open.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

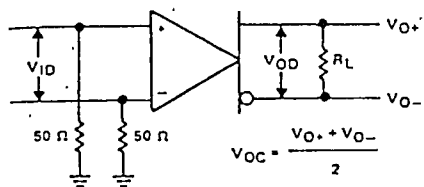


FIGURE 1

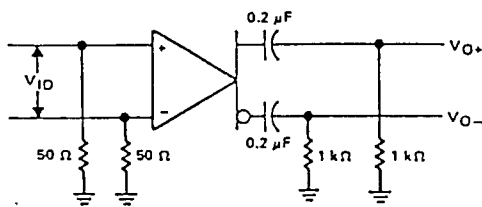


FIGURE 2

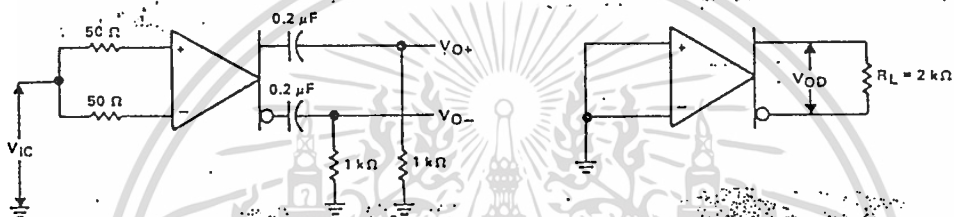


FIGURE 3

FIGURE 4

Special Functions



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้