

เครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์ผ่านดาวเทียมย่านความถี่ซีแบนด์

C-BAND SATELLITE TELEVISION RECEIVER



โดย

นาย คมสันต์ เวศานนทเวช

นาย เอกวิทย์ เศรษฐเสถียร

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 42191
วัน, เดือน, ปี 15 พ.ค. 2545

b.....
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

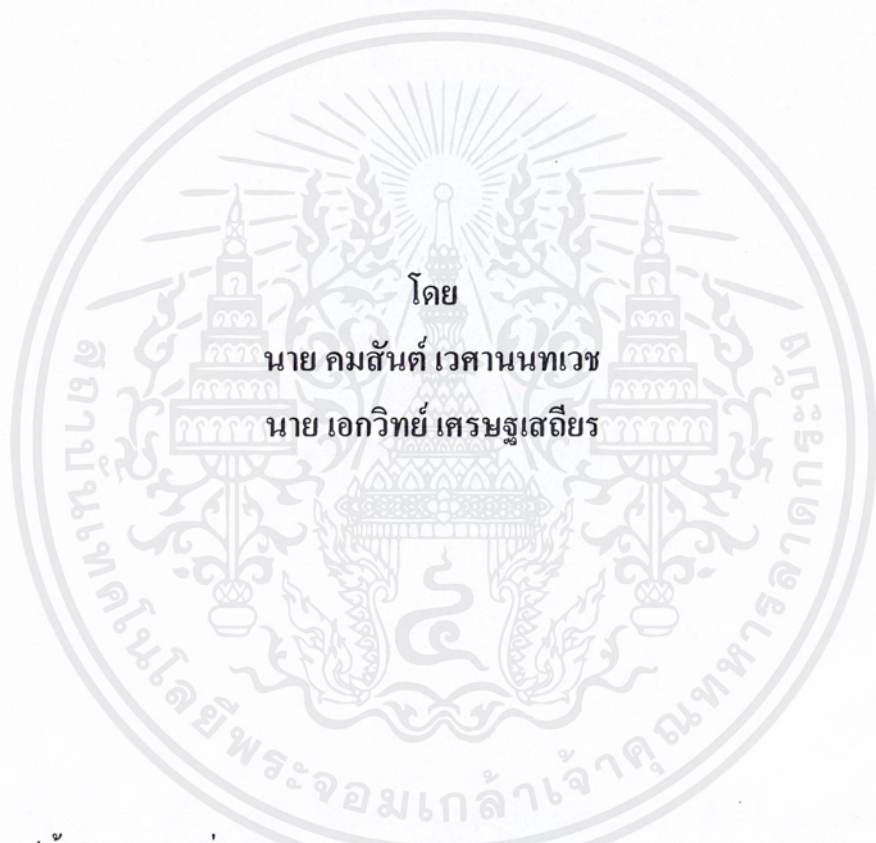
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2543

เครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์ผ่านดาวเทียมย่านความถี่ซีแบนด์

C-BAND SATELLITE TELEVISION RECEIVER



โดย

นาย คมสันต์ เวศานนทเวช

นาย เอกวิทย์ เศรษฐเสถียร

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2543

ปริญญานิพนธ์วิชา Project ปีการศึกษา 2543

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์ผ่านดาวเทียมย่านความถี่ซีแบนด์

C-Band Satellite Television Receiver

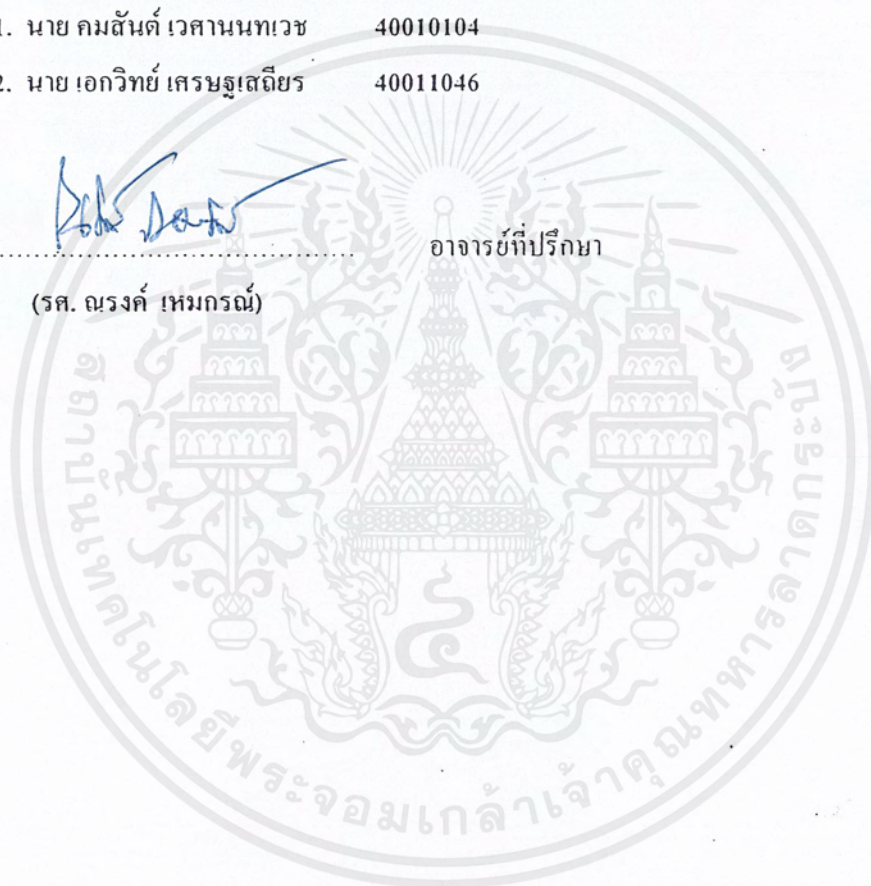
ผู้จัดทำ

1. นาย กมลสันต์ เวศานนทเวช 40010104
2. นาย เอกวิทย์ เสรษฐเสถียร 40011046



อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ. นรงค์ เหมกรณ์)



เครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์ผ่านดาวเทียมย่านความถี่ซีแบนด์

C-Band Satellite Television Receiver

โดย

นายคมสันต์ เวศานนทเวช 40010104

นายเอกวิทย์ เศรษฐเสถียร 40011046

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ. ณรงค์ เหมกรณ์

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นการออกแบบและการสร้างเครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์ผ่านดาวเทียมในระบบ TVRO โดยมีหลักการทำงานคือรับสัญญาณดาวเทียมมาจากจานสายอากาศแล้วนำมาดีเทคสัญญาณภาพและเสียงออกมา จากนั้นจึงส่งไปยังเครื่องรับโทรทัศน์ต่อไป โดยรับสัญญาณดาวเทียมในย่านความถี่ซีแบนด์ (4.00 GHz) และมีอุปกรณ์รีโมทคอนโทรลใช้ในการจูนเลือกช่องสัญญาณจากดาวเทียม

Abstract

This thesis provides the C-band satellite television receiver (TVRO) that receives the C-band signal (4.00 GHz) from the antenna and detects video and audio signals, then transmits these signals to the television. Otherwise, the channel tuning system is provided by the remote control.

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1	บทนำ
บทที่ 2	ทฤษฎีและหลักการ
	2.1 การคิมอดูเลทสัญญาณ FM
	2.2 พรีแอมป์และดีแอมป์
	2.3 การสังเคราะห์ความถี่
	2.4 วงจรมิกเซอร์
	2.5 การควบคุมความถี่อัตโนมัติ (AFC)
	2.6 วงจรฟิลเตอร์
บทที่ 3	การคำนวณและการสร้าง
	3.1 หลักการทำงานของจูนเนอร์
	3.2 ส่วนประมวลผลสัญญาณภาพ
	3.3 ส่วนประมวลผลสัญญาณเสียง
	3.4 ส่วนควบคุมด้วยรีโมทคอนโทรล
	3.5 ส่วนเอาต์พุต
บทที่ 4	การทดสอบและการวัดสัญญาณ
	4.1 การทดสอบและวัดสัญญาณดาวเทียม
	4.2 การทดสอบและวัดสัญญาณอุปกรณ์รีโมทคอนโทรล
บทที่ 5	สรุปผลและวิจารณ์

กิตติกรรมประกาศ

ภาคผนวก

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 การต่อเครื่องรับเข้ากับระบบ TVRO	2
รูปที่ 1.2 จานสายอากาศ	3
รูปที่ 1.3 อุปกรณ์ฟีดฮอร์น	4
รูปที่ 1.4 อุปกรณ์ LNB	5
รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกคูลูป	6
รูปที่ 2.2 เปรียบเทียบแอมพลิจูด ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตกับนอยส์	7
รูปที่ 2.3 ขบวนการพรีเอมฟาสิสที่เครื่องส่งและดีเอมฟาสิสที่เครื่องรับ	8
รูปที่ 2.4 วงจรพรีเอมฟาสิสและดีเอมฟาสิส	8
รูปที่ 2.5 PLL แบบโดยตรง	9
รูปที่ 2.6 PLL แบบคูณความถี่	9
รูปที่ 2.7 แบบพรีสเกลเลอร์	10
รูปที่ 2.8 แบบพรีสเกลเลอร์ สองโมดูลัส	10
รูปที่ 2.9 PLL แบบมิกซิงนอกคูลูป	10
รูปที่ 2.10 PLL แบบมิกซิงในคูลูป	11
รูปที่ 2.11 ตัวอย่างมิกเซอร์ของภาคเครื่องรับ (ก) และมิกเซอร์ของภาคเครื่องส่ง (ข)	11
รูปที่ 2.12 วงจรบาลานซ์มิกเซอร์ชนิดพาสซีฟ	12
รูปที่ 2.13 วงจรบาลานซ์มิกเซอร์ ชนิดแอคทีฟ แบบใช้ IC	12
รูปที่ 2.14 วงจรมิกเซอร์แบบไม่สมดุล	13
รูปที่ 2.15 วงจร AFC อย่างง่าย	14
รูปที่ 2.16 วงจร L, low-pass, constant-K filter	15
รูปที่ 2.17 วงจรแบบ T, low-pass, constant filter	15
รูปที่ 2.18 วงจรแบบ π , low-pass, constant-K filter	16
รูปที่ 2.19 วงจร L, high-pass, constant-K filter	17
รูปที่ 2.20 วงจรกรองความถี่สูง Constant-K แบบ T	17
รูปที่ 2.21 วงจรกรองความถี่สูง Constant-K แบบ π	18
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมเครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์ผ่านดาวเทียม	20
รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของจูนเนอร์	21

รูปที่ 3.3 วงจรขยายสัญญาณเบสแบนด์	22
รูปที่ 3.4 วงจรกันชนสัญญาณเบสแบนด์	22
รูปที่ 3.5 วงจรดีเอ็มฟาซิส	23
รูปที่ 3.6 วงจรโลพาสฟิลเตอร์	23
รูปที่ 3.7 วงจรวีดีโอแอมพลิฟายเออร์	24
รูปที่ 3.8 วงจรขยายสัญญาณด้วยทรานซิสเตอร์	25
รูปที่ 3.9 วงจรไฮพาสฟิลเตอร์	25
รูปที่ 3.10 วงจรกันชนสัญญาณเบสแบนด์	26
รูปที่ 3.11 วงจรเอฟเอ็มดีเทคเตอร์แบบเฟสล็อกคัล	27
รูปที่ 3.12 วงจรขยายสัญญาณเสียง	28
รูปที่ 3.13 ส่วนประกอบของรีโมทคอนโทรล	28
รูปที่ 3.14 รูปแบบของสัญญาณ PPM	29
รูปที่ 3.15 บล็อกไดอะแกรมของวงจรในภาคส่งสัญญาณควมคุมที่ใช้แสง	29
รูปที่ 3.16 บล็อกไดอะแกรมภาคส่งเมื่อรวมวงจรเข้ารหัสและส่วนมอดูเลท	30
รูปที่ 3.17 วงจรภาคส่ง	31
รูปที่ 3.18 บล็อกไดอะแกรมภาครับ	32
รูปที่ 3.19 ส่วนรับสัญญาณแสง	33
รูปที่ 3.20 ส่วนดีมอดูเลท	33
รูปที่ 3.21 ส่วนถอดรหัสไบนารี	34
รูปที่ 3.22 วงจรภาครับ	35
รูปที่ 3.23 วงจรภาคขับรีเลย์	36
รูปที่ 3.24 วงจรจูนช่องสัญญาณภาพและเสียง	37
รูปที่ 3.25 การต่อภาครีเลย์กับอนาล็อกสวิตช์	38
รูปที่ 4.1 แสดงจุดวัดสัญญาณ	40
รูปที่ 4.2 รายการ MTV ที่สามารถรับได้	41
รูปที่ 4.3 รายการ CNBC ที่สามารถรับได้	41
รูปที่ 4.4 สัญญาณทดสอบที่จุดเบสแบนด์ เมื่อเครื่องรับ (TVRO) ไม่มีช่องสัญญาณผ่านเข้ามา	42
รูปที่ 4.5 สัญญาณเบสแบนด์ เมื่อเครื่องรับ (TVRO) รับสัญญาณรายการ MTV ได้	42
รูปที่ 4.6 สัญญาณเบสแบนด์ เมื่อเครื่องรับ (TVRO) รับสัญญาณรายการ MTV ได้	43

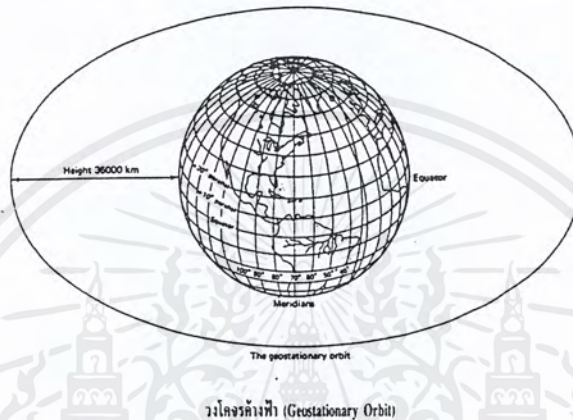
	หน้า
รูปที่ 4.7 สัญญาณที่ขา 1 ของ IC NE592	43
รูปที่ 4.8 สัญญาณที่วัดขา 7 ของ IC NE592 (สัญญาณภาพ)	44
รูปที่ 4.9 สัญญาณที่วัดได้จาก Video Out	44
รูปที่ 4.10 แสดงเส้นสเปกตรัมของสัญญาณเสียง	45
รูปที่ 4.11 สัญญาณที่วัดขา 14 ของ IC NE564	45
รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณผ่าน LNB ก่อนเข้าสู่ภาคจูนเนอร์ของเครื่องรับ	46
รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณเอ๊าท์พุทที่ออกมาจากไอซี SL490B	46
รูปที่ 4.14 แสดงรูปสัญญาณพัลส์ที่ออกมาจาก LED เมื่อมีการกดสวิตช์ส่งสัญญาณ	47
รูปที่ 4.15 แสดงรูปสัญญาณไฟฟ้าที่ด้านรับของรีโมตคอนโทรล	47
รูปที่ 4.16 แสดงเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมที่สร้างเสร็จสมบูรณ์	48
รูปที่ 4.17 แสดงการจัดวางอุปกรณ์ภายในเครื่องรับสัญญาณดาวเทียม	48



บทที่ 1

บทนำ

การสื่อสารผ่านดาวเทียมเข้ามามีบทบาทสำคัญต่อการสื่อสารโทรคมนาคมเมื่อนักวิทยาศาสตร์ได้คิดค้นดาวเทียมขึ้นและสามารถส่งเข้าสู่วงโคจรเพื่อทดลองใช้ในการสื่อสารเป็นผลสำเร็จในปี ค.ศ. 1958 และได้มีความคิดที่จะนำเอาสถานีผ่านทอคสัญญาณวิทยุไปลอยอยู่ในท้องฟ้า และรับสัญญาณวิทยุจากสถานีภาคพื้นดิน ซึ่งต่อมา แนวความคิดนี้ได้นำไปสู่วงโคจรที่สำคัญต่อการสื่อสารผ่านดาวเทียมในปัจจุบันนั้นคือวงโคจรค้างฟ้า (Geostationary Orbit)



รูปที่ 1.1 วงโคจรของดาวเทียมแบบวงโคจรค้างฟ้า

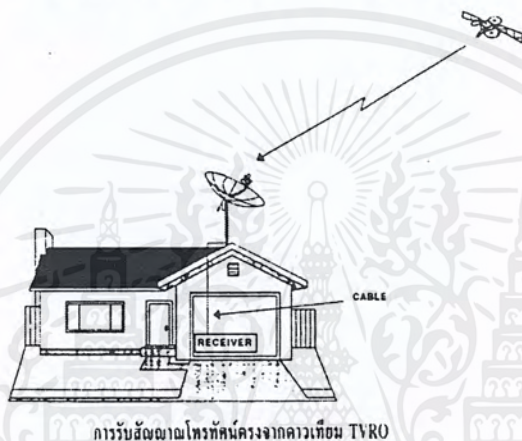
ระบบการสื่อสารผ่านดาวเทียมนั้นสามารถแบ่งองค์ประกอบออกเป็น 2 ส่วนที่สำคัญได้แก่

1. ภาคอวกาศ (Space Segment)
2. ภาคพื้นดิน (Ground Segment)

การทำงานร่วมกันขององค์ประกอบทั้งสองดังกล่าวจะสามารถทำให้การติดต่อสื่อสารผ่านดาวเทียมสื่อสารกันได้เป็นผลสำเร็จ โดยภาคอวกาศ (Space Segment) จะหมายถึงตัวดาวเทียม ซึ่งจะถูกส่งขึ้นไปอยู่บนวงโคจรในอวกาศตามตำแหน่งที่ต้องการ ในตัวดาวเทียมมีส่วนประกอบสำคัญในการติดต่อสื่อสารกับสถานีภาคพื้นดินได้แก่ Transponder ซึ่งเป็นส่วนที่สร้างพลังงานไฟฟ้าจากแสงอาทิตย์เพื่อใช้ในอุปกรณ์สื่อสารผ่านดาวเทียมและระบบการควบคุมให้ดาวเทียมสามารถโคจรอยู่ในอวกาศในตำแหน่งที่ถูกต้องและทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ นอกจากนี้ยังรวมไปถึงสถานีควบคุมการทำงานของดาวเทียมภาคพื้นดิน หรือที่เรียกว่า Telemetry Tracking and Command Facility (TT&C) ด้วย ส่วนภาคพื้นดิน (Ground Segment) ก็จะหมายถึงส่วนของสถานีรับส่งภาคพื้นดินที่ใช้สำหรับติดต่อสื่อสารกับดาวเทียมและใช้งานโดยทั่วไป สถานีดาวเทียมภาคพื้นดินมีเทคนิคหรือวิธีการในการใช้ช่องสัญญาณดาวเทียมในหลายรูปแบบ เช่น FDMA (Frequency Division Multiple Access), TDMA (Time Division Multiple Access) และ CDMA (Code Division Multiple Access) เป็นต้น จากเทคนิคดังกล่าวจึงมีการสร้างระบบการใช้งานสื่อสารผ่านดาวเทียมเป็นเครือข่ายขึ้นเพื่อให้ผู้ใช้งานจำนวนมากใช้งานช่องสัญญาณร่วมกันได้เช่น ระบบ VSAT Network ที่ถูกนำไปใช้งานในระบบสื่อสารข้อมูลคอมพิวเตอร์อย่างแพร่หลายในปัจจุบัน เป็นต้น

การสื่อสารผ่านดาวเทียมถูกนำมาใช้ประโยชน์อย่างมากมาย เช่นการสื่อสารโทรคมนาคมระหว่างประเทศ การสื่อสารข้อมูลคอมพิวเตอร์ รวมทั้งการถ่ายทอดสัญญาณวิทยุโทรทัศน์ระยะไกล โดยมีเครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์ผ่านดาวเทียม(Satellite Television Receiver) เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นภาครับสัญญาณเข้ามาแล้วแปลงให้เป็นสัญญาณภาพและเสียงเพื่อส่งต่อไปยังเครื่องรับโทรทัศน์ต่อไป ซึ่งเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมนี้เป็นเพียงส่วนประกอบส่วนหนึ่งของชุดรับสัญญาณจากดาวเทียมที่เรียกกันว่าระบบรับสัญญาณโทรทัศน์ผ่านดาวเทียมหรือทีวีอาร์โอ(Television Receiver Only หรือ TVRO) ก่อนที่จะกล่าวถึงเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมจะขอกล่าวถึงระบบรับสัญญาณโทรทัศน์ผ่านดาวเทียมหรือทีวีอาร์โอนี้ก่อน

TELEVISION RECEIVE ONLY (TVRO)



รูปที่ 1.1 ระบบรับสัญญาณโทรทัศน์ผ่านดาวเทียม (TVRO)

โดยปกติแล้วการแพร่ภาพสัญญาณโทรทัศน์ในประเทศไทยใช้ความถี่วีเอชเอฟ(VHF) คือความถี่ตั้งแต่ 30-300 เมกะเฮิร์ตซ์ (MHz) ตามมาตรฐานของ CCIR ซึ่งแบ่งออกเป็นช่อง 2-12 (VHF) และในปัจจุบันก็มีการเปิดสถานีที่ใช้ความถี่ยูเอชเอฟ(UHF) ความถี่ 300-3000 MHz การส่งสัญญาณโทรทัศน์ด้วยระบบ VHF และ UHF นี้ จะส่งสัญญาณเป็นเส้นตรงในแนวระดับสายตา (Line of sight) ทำให้การรับชมโทรทัศน์จะไม่ชัดเจนเมื่ออยู่ห่างไกลจากสถานีส่ง เช่น ในต่างจังหวัดที่ถูกภูมิประเทศที่เป็นภูเขาและส่วนโค้งของโลกบดบัง แม้ในกรุงเทพฯเองปัจจุบันบางพื้นที่ที่รับสัญญาณบางช่องได้ไม่ชัดเจนเนื่องจากถูกตึกสูงบังสัญญาณจากสถานีส่ง ดังนั้นในปัจจุบันสถานีโทรทัศน์ช่องต่างๆจึงได้นำการแพร่ภาพผ่านดาวเทียมมาใช้สร้างสถานีเครือข่ายขึ้นตามจังหวัดใหญ่ๆ เพื่อพยายามออกอากาศให้ได้ทั่วประเทศ นอกจากนี้แล้วในต่างประเทศก็ได้มีการใช้ดาวเทียมในการแพร่ภาพรายการโทรทัศน์เช่นเดียวกัน

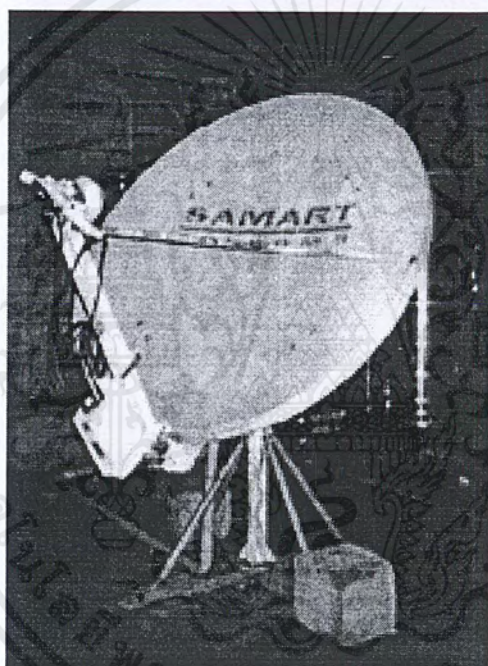
จากการที่ได้มีการนำเอาดาวเทียมมาเป็นเครื่องมือในการแพร่ภาพสัญญาณโทรทัศน์กันอย่างแพร่หลาย จึงได้มีการพัฒนาระบบของการรับสัญญาณรวมทั้งสถานีรับสัญญาณดังกล่าว และด้วยความเจริญก้าวหน้าทางเทคโนโลยีก็สามารถทำให้ตัวสถานีรับสัญญาณและอุปกรณ์ต่างๆมีราคาถูกลง รวมทั้งมีขนาดเล็กกลงและสามารถผลิตเป็นสินค้าอุปโภคที่ใช้ตามบ้านเรือนทั่วไปได้ ซึ่งทางราชการก็อนุญาตให้

ประชาชนทั่วไปสามารถติดตั้งอุปกรณ์รับสัญญาณโทรทัศน์ผ่านดาวเทียมเป็นของตนเองได้ โดยระบบรับสัญญาณโทรทัศน์ตรงผ่านดาวเทียมมีส่วนประกอบดังนี้

1. จานสายอากาศ (Dish Antenna) มีลักษณะโค้งคล้ายกระทะเป็นรูปพาราโบลา มีหลายขนาด เช่น 6ฟุต 8ฟุต หรือ 10.5ฟุต ตัวจานพาราโบลา มีลักษณะทึบหรือเป็นแผ่นตะแกรงโลหะ ทำหน้าที่รับสัญญาณที่ส่งมาจากดาวเทียม สามารถแบ่งได้อีก 2 แบบ คือ

1.1 แบบ Fixed mount จะติดตั้งรับสัญญาณดาวเทียมดวงใดดวงหนึ่งโดยเฉพาะทำให้รับชมรายการโทรทัศน์ได้เฉพาะรายการที่ส่งผ่านดาวเทียมดวงนั้น

1.2 แบบ Polar mount สามารถรับสัญญาณดาวเทียมได้หลายดวงเพราะมีอุปกรณ์ขับเคลื่อนจานที่เรียกว่า แอคชูเอเตอร์ (Actuator) สามารถโปรแกรมให้จานหมุนหาดาวเทียมได้ตามต้องการ ดังนั้นราคาของแบบ Polar mount นี้จึงสูงกว่าแบบ Fixed mount โดยทั่วไปจานสายอากาศที่ติดตั้งกันตามบ้านเรือนจะเป็นแบบ Fixed mount



รูปที่ 1.2 จานสายอากาศในระบบดาวเทียม

อัตราการขยายของสายอากาศ คือ การวัดความสามารถของสายอากาศที่รับหรือส่งพลังงานออกไปในทิศทางใดทิศทางหนึ่ง สิ่งที่จะกล่าวต่อไปนี้มีผลกระทบต่ออัตราการขยายของจานรับสัญญาณ ซึ่งได้แก่

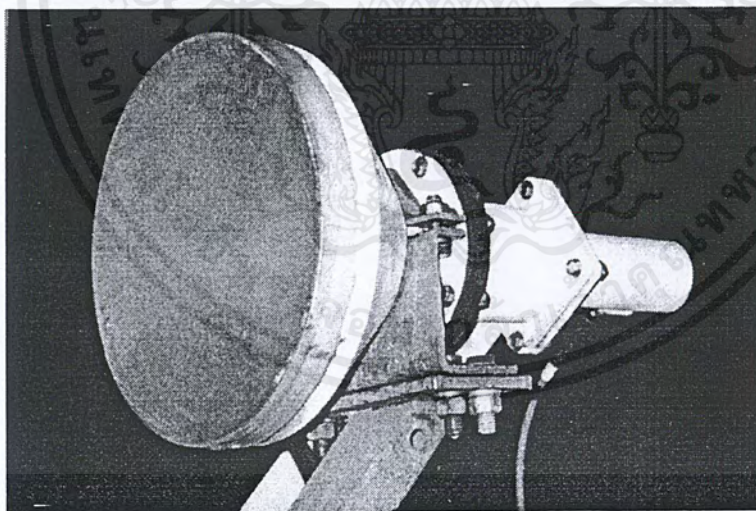
- 1.) พื้นที่หน้าตัดของจานรับสัญญาณ
- 2.) ช่องเปิดของ LNB หรือขนาดของรีเฟล็กเตอร์ย่อย (Sub-Reflector)
- 3.) ผิวของจานรับสัญญาณ
- 4.) รีเฟล็กเตอร์ย่อยไม่อยู่ในตำแหน่งโฟกัสที่ดีที่สุด
- 5.) ความโค้งของผิวจานที่ไม่เป็นตามลักษณะของพาราโบลา

หากเกิดสิ่งผิดปกติหรือข้อผิดพลาดจากปัจจัยทั้งห้านี้จะเป็นสาเหตุทำให้อัตราการขยายลดลง ในการออกแบบจานรับสัญญาณแบบพาราโบลิกนั้น ผู้ออกแบบสามารถคำนวณอัตราการขยายกำลังของ จานรับสัญญาณแบบนี้ได้โดยใช้สูตร

$$G=10 \log [\eta(\pi D/\lambda)^2] \text{ dB}$$

- D = เส้นผ่านศูนย์กลางของจานรับสัญญาณ (เมตร)
 λ = ความยาวคลื่น
 η = ค่าสัมประสิทธิ์ ของประสิทธิภาพ (ประมาณ 60-70% สำหรับจานสายอากาศแบบ พาราโบลิก)

2. ฟีดฮอร์น (Feedhorn) เป็นกรวยรับสัญญาณที่ทำหน้าที่รวมสัญญาณดาวเทียมที่สะท้อนจาก ด้านหน้าของจานสายอากาศ การเลือกใช้ฟีดฮอร์นจะเลือกใช้ฟีดฮอร์นที่มีโครงสร้างของโพรบ(Probe)ตาม แบบของหัวของคลื่นที่ส่งมาจากดาวเทียม โดยพิจารณาจากรูปแบบสัญญาณที่มีโพลาไรเซชัน (Polarization) ที่ต้องการ เช่น การแพร่กระจายของสัญญาณในลักษณะแนวนอน(Horizontal Polarization) และในแนวตั้ง(Vertical Polarization) ทั้งสองแบบนี้เรียกรวมว่าลิเนียร์โพลาไรเซชัน(Linear Polarization) ส่วนแบบคลื่นที่เป็นวงกลมหรือเรียกว่าเซอร์คิวลาร์โพลาไรเซชัน(Circular Polarization) ซึ่ง แบ่งออกเป็นแบบที่เคลื่อนที่หมุนทางขวา(RHCP)กับแบบที่เคลื่อนที่หมุนทางซ้าย(LHCP)

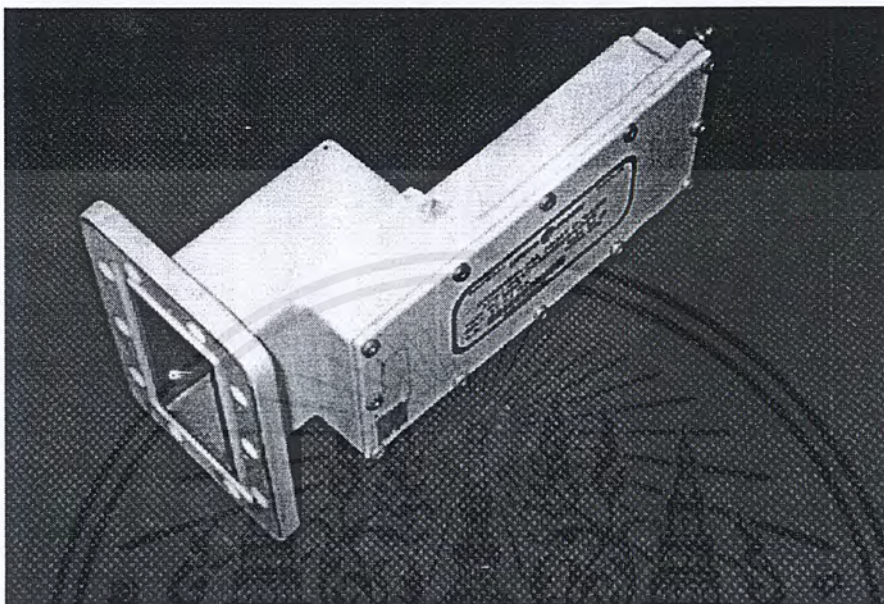


รูปที่ 1.3 อุปกรณ์ฟีดฮอร์น

3. เครื่องขยายสัญญาณที่มีการรบกวนต่ำ (Low Noise Block Down Converter หรือ LNB) จะรับ สัญญาณจากฟีดฮอร์นมาขยายสัญญาณให้แรงขึ้นแล้วส่งสัญญาณไปเปลี่ยนความถี่ให้ต่ำลง เพื่อส่งเข้า เครื่องรับสัญญาณต่อไป

ภายใน LNB จะประกอบไปด้วย 2 ส่วน

- 1.) วงจรขยายสัญญาณไมโครเวฟให้มีความแรงของสัญญาณที่รับมาเพิ่มขึ้นจากเดิมหลายล้านเท่า
- 2.) Down Converter เพื่อเปลี่ยนสัญญาณที่เข้ามาให้อยู่ในช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า



รูปที่ 1.4 อุปกรณ์ LNB

ค่าสัญญาณรบกวนของ LNB ที่ใช้งานในความถี่ย่าน C-Band เรียกว่า Noise Temperature มีค่าต่ำเท่าไรสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นภายใน LNB ก็จะน้อยลงไปด้วย

ภายในชุด Down converter นี้จะมีวงจร Dielectric Resonant Oscillator (DRO) ของ LNB ทำหน้าที่ผสมสัญญาณที่รับเข้ามากับสัญญาณที่สร้างขึ้นมาเองวงจร DRO จะมีตัว Dielectric ที่มีลักษณะเหมือนกับเตฟลอนหรือเซรามิก และมีคุณสมบัติทางฟิสิกส์ที่ทำให้เกิดผลิตความถี่ออกมา

วงจร DRO หรือที่เรียกว่า Oscillator ทำหน้าที่เหมือนกับ Oscillator ในวงจรเครื่องรับวิทยุระบบ Heterodyne โดยจะเข้าไปปัดกับสัญญาณ RF ความถี่สูงที่รับเข้ามาให้กลายเป็นสัญญาณ IF ซึ่งเป็นความถี่ต่ำอยู่ในย่าน 950-1450 MHz จากนั้นจึงทำการกรองสัญญาณให้เหลือเฉพาะสัญญาณความถี่ IF ผ่านออกไป

4. เครื่องรับสัญญาณดาวเทียม (TVRO Receiver) สัญญาณที่มาจาก LNB จะถูกส่งเข้าสู่เครื่องรับสัญญาณดาวเทียม ภายในจะมีอุปกรณ์จูนสถานีและแปลงความถี่ให้ต่ำลง จากนั้นสัญญาณที่ได้จะถูกแยกเป็นส่วนของสัญญาณภาพและสัญญาณเสียง แล้วนำสัญญาณที่ได้ทั้งสองไปทำการดีเทกและขยาย ก็จะได้สัญญาณภาพและเสียงออกมาทางช่องสัญญาณระบบ AV ไปสู่เครื่องรับโทรทัศน์ต่อไป แต่ถ้าหากเครื่องรับโทรทัศน์ไม่มีช่องสัญญาณระบบ AV ก็จะต้องนำเอาสัญญาณภาพและเสียงมามอดูเลตที่วงจร RF Modulator ก่อนแล้วจึงนำสัญญาณจากช่อง RF output ไปต่อเข้ากับช่องสัญญาณ RF ของเครื่องรับโทรทัศน์ต่อไป

บทที่ 2

ทฤษฎี

ในเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมนั้น จะประกอบด้วยวงจรต่าง ๆ ที่ทำหน้าที่รับและแปลงสัญญาณที่รับได้จากชุดงานสายอากาศ เพื่อส่งต่อไปยังเครื่องรับโทรทัศน์ต่อไป โดยวงจรต่าง ๆ ในเครื่องก็จะทำหน้าที่แตกต่างกันไป โดยอาศัยหลักการ และทฤษฎีต่าง ๆ โดยในบทนี้จะอธิบายถึงทฤษฎีของวงจรต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมในโครงการนี้

ทฤษฎีที่ใช้เพื่อการรับและแปลงความถี่ในเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมมีดังนี้

2.1 การคิมอดูละสัญญาณ FM

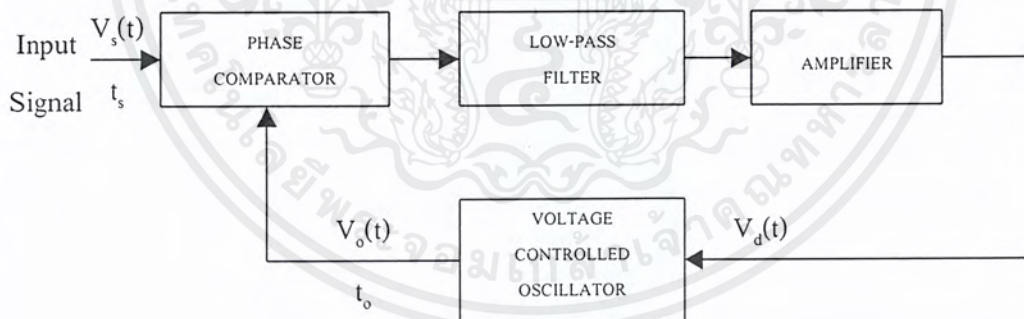
การคิมอดูละสัญญาณ FM นั้นสามารถทำได้หลายแบบด้วยกันในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะแบบที่เกี่ยวข้องกับโครงการฉบับนี้คือแบบที่ใช้เฟสล็อกคูล (Phase locked loop)

ระบบเฟสล็อกคูลประกอบด้วยส่วนสำคัญ 3 ภาค คือ

1. ภาคเทียบเฟสหรือเฟสดีเท็คเตอร์ (Phase detector)
2. การลูปฟิลเตอร์ (loop filter)
3. ภาค VCO

หลักการทำงานเบื้องต้น

เฟสล็อกคูลคือ ระบบที่มีการป้อนความถี่กลับด้วยเฟสดีเท็คเตอร์ Lowpass filter และ Error Amplifier ซึ่งอยู่ที่ทางที่สัญญาณเดินไปหน้า และโวลต์เดจคอนโทรลลออสซิลเลเตอร์ (VCO) อยู่ในทางป้อนกลับ ดังแสดงในรูปที่ 2.1



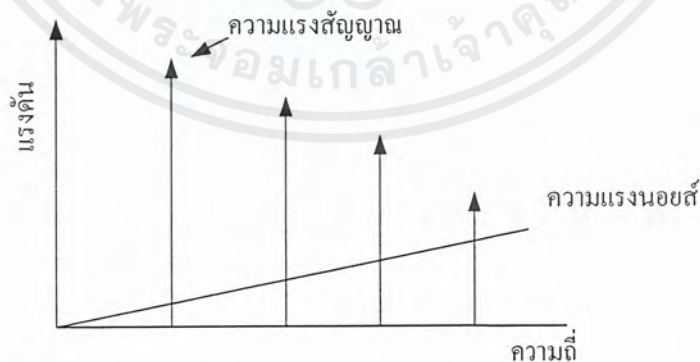
รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกคูล

ขณะที่ยังไม่มีสัญญาณเข้าไปในระบบ แรงดันควบคุม $V_d(t)$ จะเท่ากับศูนย์ VCO จะทำงานโดยตั้งความถี่ไว้ที่ f_0 ซึ่งเรียกว่า Free running frequency ถ้าสัญญาณเข้าไปในระบบ Phase comparator จะทำการเปรียบเทียบเฟส และความถี่ของสัญญาณอินพุตกับ VCO และผลิตแรงดันคลาดเคลื่อน $V_e(t)$ ซึ่งสัมพันธ์กับความแตกต่างของเฟสและความถี่ของสัญญาณทั้งสองแรงดันคลาดเคลื่อนนี้จะถูกกรองและขยายส่งไปควบคุม VCO ในกรณีนี้แรงดันควบคุม $V_d(t)$ จะไปบังคับความถี่ VCO ให้เปลี่ยนไปในทิศทางที่จะลดความถี่แตกต่างกันระหว่าง f_0 และสัญญาณที่เข้าถ้าความถี่ของสัญญาณที่เข้าใกล้เคียงกับ f_0 จาก

การป้อนกลับของ PLL ทำให้ PLL Synchronize หรือล็อกกับสัญญาณที่เข้ามาขณะที่ทำการล็อกนั้นความถี่ VCO จะเท่ากับสัญญาณอินพุตแต่เฟสยังต่างกันอยู่ความแตกต่างของเฟส มีความจำเป็นต่อการผลิตแรงดัน คลาดเคลื่อนที่จะไปคอยปรับความถี่ VCO จากค่า free running ให้เท่ากับความถี่ที่เข้ามา f_s ดังนั้น PLL จะยังคงรักษาสภาพการล็อก การที่ระบบสามารถที่จะปรับตัวได้เองทำให้ PLL สามารถติดตามความถี่ที่เปลี่ยนไปของสัญญาณที่เข้าไปให้อยู่ในสภาพล็อกเช่นเดิม ช่วงของความถี่ซึ่ง PLL สามารถติดตามการล็อกกับสัญญาณที่เข้ามาเรียกว่า “Lock Range” ของระบบค่าของมันจะขึ้นอยู่กับแรงดันคลาดเคลื่อนโดยไม่ขึ้นอยู่กับ Band Edge ของฟิลเตอร์ช่วงความถี่นี้จะมากกว่าช่วงความถี่ ที่ PLL สามารถทำการล็อกอย่างแท้จริงกับสัญญาณอินพุต ช่วงความถี่หลังนี้เรียกว่า Capture Range ของระบบช่วง Capture Range นี้จะขึ้นอยู่กับ Band Edge ของฟิลเตอร์และ Clear Loop Gain (K_v) ของระบบทั้งหมด โดยมีผลเกี่ยวข้องกับ Selectivity ของวงจร PLL และยังช่วยเพิ่มความปลอดภัยเกี่ยวกับสัญญาณรบกวนทางด้าน Outband Signal ที่จะมาจนได้เป็นอย่างดีเวลาที่ PLL ใช้ในการล็อกเรียกว่า “PLL in time” ซึ่งจะขึ้นอยู่กับความถี่เริ่มแรกและความแตกต่างของเฟสระหว่างสองสัญญาณ รวมทั้งอัตราขยายทั้งหมด (Overall Loop gain) และช่วงกว้างของ Low pass filter ช่วง Pull in time ออกจะสั้นกว่าคาบเวลาของ Beat note และอุปกรณ์สามารถล็อกโดยปราศจาก error transient

2.2 프리เอมphasisและดีเอมphasis

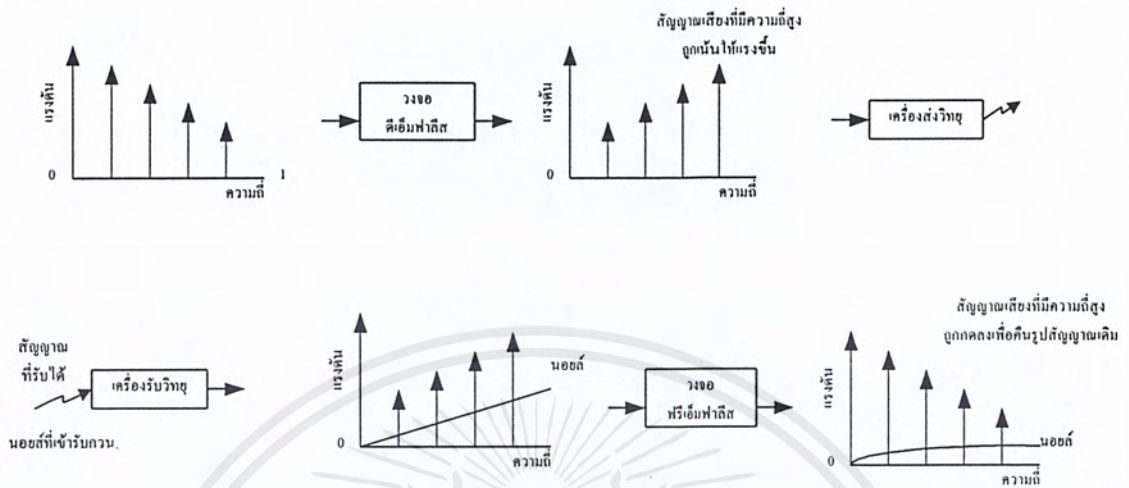
รูปคลื่นส่วนใหญ่จะประกอบด้วยองค์ประกอบฮาร์มอนิกมากมาย และทางด้านความถี่สูงมักจะมีแอมพลิจูดต่ำ ๆ ตัวอย่าง เช่น เสียงพูดซึ่งอยู่ในย่านความถี่ประมาณ 20-20,000 เฮิรตซ์ แต่เสียงพูดทั่วไปมักจะอยู่ในช่วง 500 เฮิรตซ์ผู้ชายและ 800 เฮิรตซ์ สำหรับผู้หญิง แต้นอยส์ในระบบ FM จะเป็นตรงข้าม คือนอยส์ FM จะมีแอมพลิจูดสูงขึ้นเป็นสัดส่วนกับความถี่ ถ้าเขียนรูปเทียบกับดังรูปที่ 2.2 จะเห็นว่าที่ความถี่ด้านสูงจะมีนอยส์รบกวนมากกว่าด้านต่ำ วิธีการแก้ไขให้คุณภาพสัญญาณทางด้านความถี่สูงดีขึ้นโดยการใช้วิธียกระดับหรือเน้น (Emphasis) สัญญาณให้มีแอมพลิจูดสูงขึ้นในย่านความถี่ด้านสูงกรรมวิธีเรียกว่าพรีเอมphasis (Preemphasis)



รูปที่ 2.2 เปรียบเทียบแอมพลิจูด ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตกับนอยส์

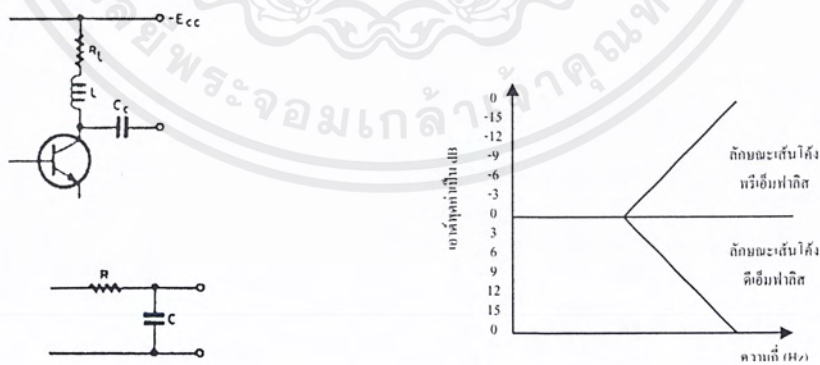
ในรูปที่ 2.3 สัญญาณมอดูเลตจะผ่านขบวนการพรีเอมphasisที่เครื่องส่งเพื่อให้สัญญาณความถี่สูงเน้นแรงขึ้นแล้วจึงมอดูเลตที่เครื่องส่งออกอากาศต่อไป ทำให้สัญญาณความถี่สูงมีความแรงขึ้นจนนอยส์

รบกวนได้ยากเมื่อคลื่นมาถึงเครื่องรับและหลังจากการทำดีมอดแล้ว เราจะต้องคืนสัญญาณที่เน้นความถี่สูงให้เหมือนเดิม กระบวนการนี้เรียกว่า ดีเอ็มฟาซิส (de-emphasis)



รูปที่ 2.3 ขบวนการพรีเอ็มฟาซิสที่เครื่องส่งและดีเอ็มฟาซิสที่เครื่องรับ

วงจรที่ใช้ในกรรมวิธีพรีเอ็มฟาซิสและดีเอ็มฟาซิสก็คือวงจรฟิลเตอร์คุณสมบัติของฟิลเตอร์ในคอนพรีเอ็มฟาซิสกับดีเอ็มฟาซิสจะต้องเป็นตรงกันข้ามในระบบกระจายเสียง FM โดยมากจะกำหนดคุณสมบัติของวงจรฟิลเตอร์ (ทั้งพรีเอ็มฟาซิสและดีเอ็มฟาซิส) เป็นค่าคงตัวเวลา (time constant) เท่ากับ 75 ไมโครวินาที ซึ่งแอมพลิจูดจะค่อย ๆ เพิ่มขึ้น (พรีเอ็มฟาซิส) หรือลดลง (ดีเอ็มฟาซิส) ตั้งแต่ความถี่ 2122 เฮิร์ตซ์ เป็นต้นไป ดังรูปที่ 2.4



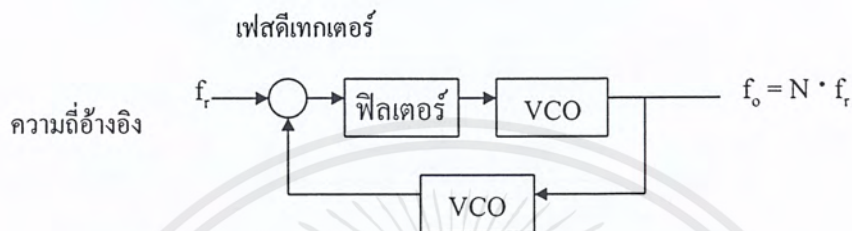
รูปที่ 2.4 วงจรพรีเอ็มฟาซิสและดีเอ็มฟาซิส

2.3 การสังเคราะห์ความถี่

การสังเคราะห์ความถี่มีอยู่หลายแบบ ตัวอย่างที่จะกล่าวต่อไปนี้เป็นหน่วยสังเคราะห์ความถี่ ซึ่งมีขั้นตอนการตั้งความถี่ขึ้นละ f_r เท่ากับความถี่อ้างอิง

PLL แบบโดยตรง

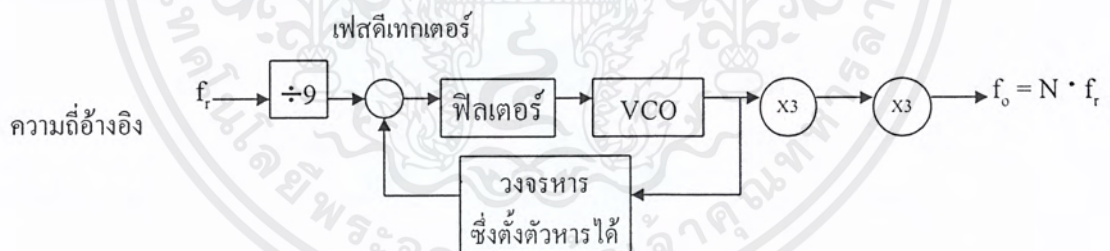
วิธีการสังเคราะห์ความถี่นี้ใช้ PLL แบบโดยตรงนับว่าเป็นวิธีที่ง่ายความถี่เอาต์พุตมีค่าเป็น N เท่าของความถี่อ้างอิงรูปที่ 2.5 ในที่นี้ VCO ต้องสามารถทำงานได้ตลอดย่านความถี่เอาต์พุต



รูปที่ 2.5 PLL แบบโดยตรง

PLL แบบคูณความถี่

สังเกตว่าในรูปที่ 2.6 เราหารความถี่อ้างอิง f_r ลง 9 เท่าก่อนที่จะป้อนให้แก่วงจรเฟสดีเทกเตอร์ และเอาต์พุตจาก VCO ก็คูณความถี่ขึ้นไป 9 เท่าวิธีนี้ช่วยลดความถี่การทำงานของวงจร หาร N ลง แต่ก็ทำให้ผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนความถี่ของ PLL ช้าลง เนื่องจากความถี่ที่ใช้ในการเทียบเฟสดำลง

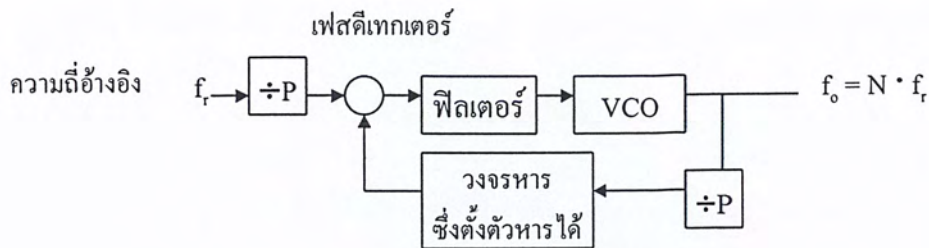


รูปที่ 2.6 PLL แบบคูณความถี่

PLL แบบพรีสเกลเลอร์

PLL ในรูปที่ 2.7 ใช้วิธีหารความถี่อ้างอิง f_r ลง P เท่า ก่อนที่จะป้อนให้แก่วงจรเฟสดีเทกเตอร์ และใช้วิธีคูณความถี่ขึ้นไป P เท่าภายในลูบแทนที่จะคูณความถี่ภายนอกดังเช่น PLL แบบคูณความถี่ วงจร VCO ในกรณีนี้ต้องทำงานขึ้นไปถึงความถี่ใช้งาน โดยไม่ต้องมีวงจรมัลติพลาย

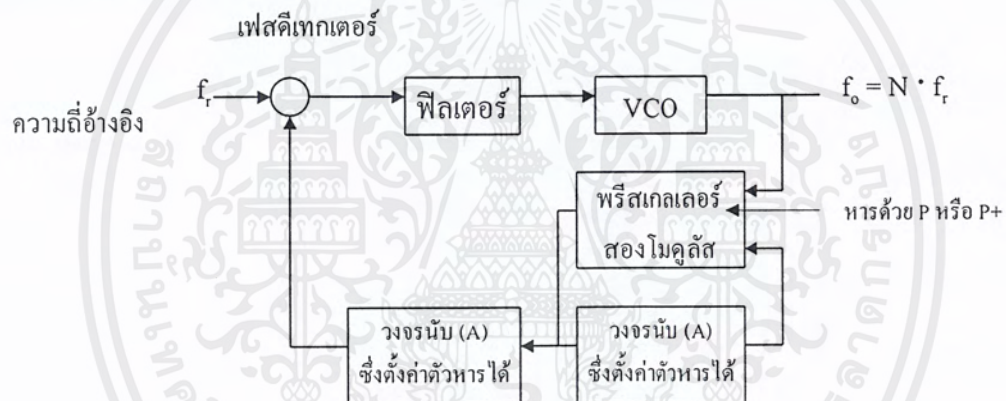
วงจรมหาร P เป็นชุดวงจรฟลิปฟล็อปธรรมดา ซึ่งตัวหารกำหนดไว้ตายตัวสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ เราเรียกว่า วงจรพรีสเกลเลอร์ ส่วนวงจรมหาร N ซึ่งโปรแกรมตัวหารได้นั้น ทำงานที่ความถี่ต่ำลงเช่นเดียวกับ PLL ในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.7 แบบพรีสเกลเลอร์

PLL แบบพรีสเกลเลอร์ สองโมดูลัส

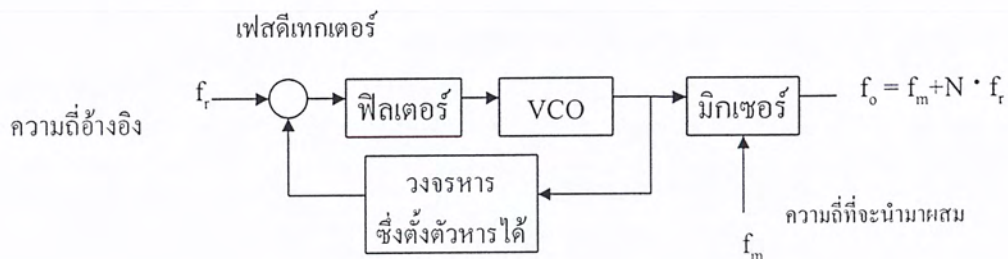
PLL ในรูปที่ 2.8 ใช้พรีสเกลเลอร์ เช่นเดียวกับ PLL ในรูปที่ 2.7 เว้นแต่วงจรพรีสเกลเลอร์นี้มีใช้เป็นวงจรนับ ซึ่งหารค่าตายตัว P แต่เป็นวงจรนับซึ่งตัวหารเปลี่ยนค่าได้ ระหว่าง P กับ $P+1$ เราเรียกพรีสเกลเลอร์แบบนี้ว่า พรีสเกลเลอร์ สองโมดูลัส (เลือกตัวหาร P ก็ได้ หรือจะเลือก $P+1$ ก็ได้) วงจรนับหาร N ซึ่งโปรแกรมตัวหารได้นั้น ทำงานที่ความถี่ต่ำลง



รูปที่ 2.8 แบบพรีสเกลเลอร์ สองโมดูลัส

PLL แบบมิกซิงนอก-loop

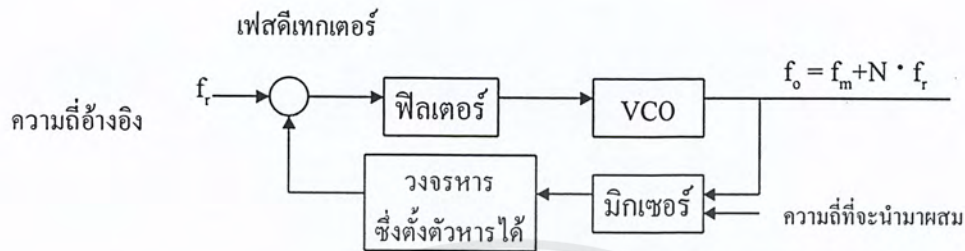
PLL ในรูปที่ 2.9 อาศัยความถี่อีกความถี่หนึ่งเพื่อผสม (Mix) กับความถี่ VCO ให้เอาต์พุตของ PLL มีความถี่สูงขึ้นในที่นี้เราปรับชั้นความถี่ได้ขึ้นละ f_r เท่ากับความถี่อ้างอิงและความถี่เอาต์พุต เท่ากับ ผลรวมความถี่ที่นำมามิกซ์กับความถี่จาก VCO



รูปที่ 2.9 PLL แบบมิกซิงนอก-loop

PLL แบบมิกซิงในรูป

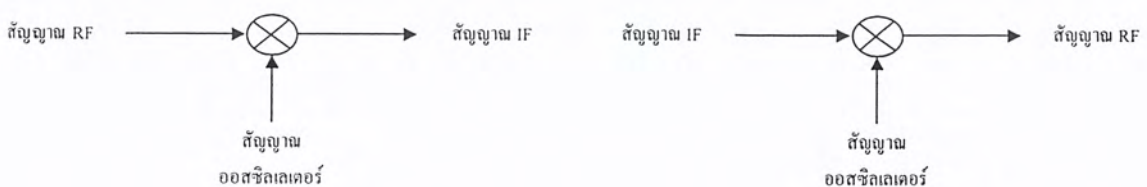
PLL ในรูปที่ 2.10 เป็นการมิกซ์อีกแบบหนึ่ง ซึ่งนำการมิกซ์มาไว้ในรูป สัญญาณจาก VCO และความถี่มิกซ์ f_m จะบีตกันได้ความถี่ต่ำลงแล้วจึงป้อนสู่วงจรนับหาร N ความถี่เอาต์พุตเท่ากับผลรวมของความถี่ที่นำมามิกซ์ f_m กับความถี่ VCO เช่นเดียวกับรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 PLL แบบมิกซิงในรูป

2.4 วงจรมิกเซอร์

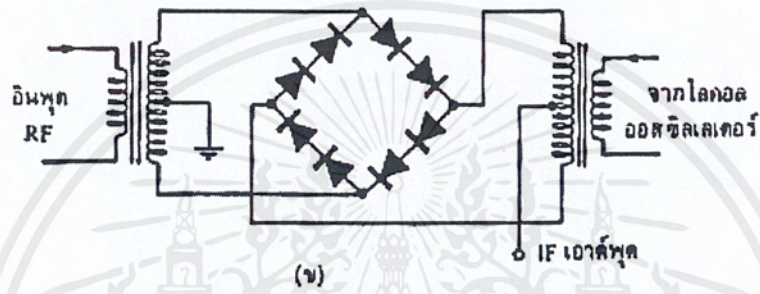
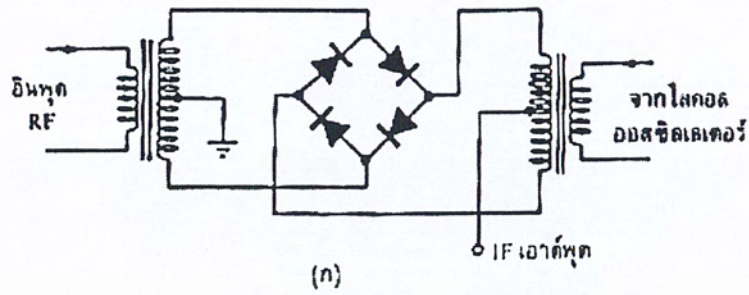
แบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทคือ ประเภทแอคทีฟ (Active) ใช้ทรานซิสเตอร์หรือไอซีรวมทั้งอุปกรณ์อื่น ๆ ที่ให้อัตราการขยาย (ในการผสมคลื่น) และประเภทพาสซีฟ (Passive) ใช้ไดโอด ซึ่งไม่มีการขยายสัญญาณนอกจากนี้ อาจแบ่งวงจรมิกเซอร์ได้เป็น 2 ประเภทคือแบบสมดุลหรือบาลานซ์ กับแบบไม่สมดุลหรืออับบาลานซ์ วงจรมิกเซอร์แบบสมดุลนี้ ต้องวงจรให้ขั้วอินพุตหรือเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์ ไม่เกิดปฏิกิริยาซึ่งกันและกัน (สัญญาณไม่เล็ดลอดระหว่างขั้ว) คุณสมบัตินี้เรียกว่า การแยกระหว่างขั้วหรือไอโซเลชัน (Isolation) ขั้วอินพุตของวงจรมิกเซอร์มี 2 ขั้วคือสัญญาณ RF (หรือ IF) กับสัญญาณออสซิลเลเตอร์ และมีขั้วเอาต์พุต 1 ขั้วคือสัญญาณ IF (หรือ RF) รูปที่ 2.11 พิจารณาในกรณีของภาคเครื่องรับจะเห็นว่า การแยกระหว่างขั้ว RF และขั้วออสซิลเลเตอร์ จะช่วยมิให้สัญญาณออสซิลเลเตอร์ย้อนกลับสู่สายอากาศ แผ่กระจายคลื่นออกไปได้ และการแยกระหว่างขั้ว RF กับขั้ว IF จะช่วยมิให้สัญญาณที่มีความถี่พอดีตรงกับความถี่ IF เล็ดลอดเข้าไปสู่วงจรขยาย IF



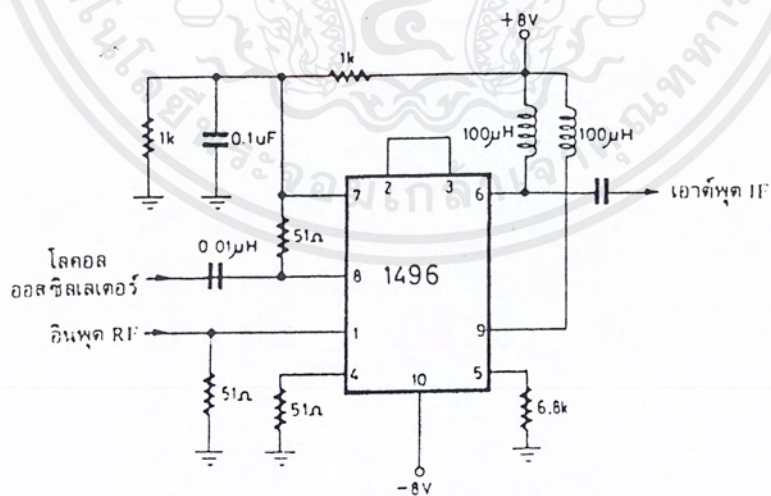
รูปที่ 2.11 ตัวอย่างมิกเซอร์ของภาคเครื่องรับ (ก) และมิกเซอร์ของภาคเครื่องส่ง (ข)

สำหรับวงจรมิกเซอร์แบบไม่สมดุลนั้น มีคุณสมบัติการแยกระหว่างขั้วไม่ดีเหมือนกับแบบสมดุล ถ้าต้องการให้มีการแยกสัญญาณดีต้องใช้ฟิลเตอร์ช่วยในการกรองสัญญาณต่างหาก

ตัวอย่างวงจรบาลานซ์มิกเซอร์

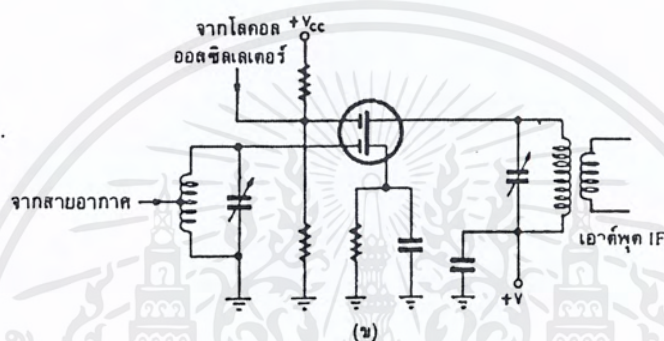
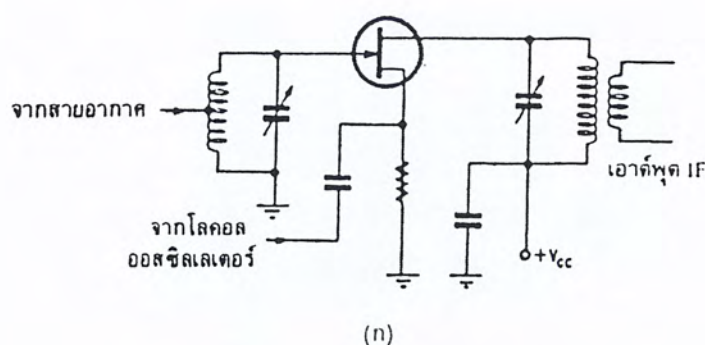


รูปที่ 2.12 วงจรบาลานซ์มิกเซอร์ชนิดพาสซีฟ



รูปที่ 2.13 วงจรบาลานซ์มิกเซอร์ ชนิดแอคทีฟ แบบใช้ IC

ตัวอย่างวงจรอับบาลานซ์มิกเซอร์



รูปที่ 2.14 วงจรมิกเซอร์แบบไม่สมดุล

โดยใช้ Mosfet คุณสมบัติของวงจรคือการแยกแยะระหว่างขั้ว ออสซิลเลเตอร์กับสายอากาศก่อนข้างดีแต่ระหว่างขั้ว RF และขั้ว IF ไม่ค่อยดีจำเป็นต้องใช้ฟิลเตอร์ช่วยกรองความถี่เพื่อกำจัดสัญญาณ RF มิให้เล็ดลอดให้เข้าสู่ขั้วของ IF ได้

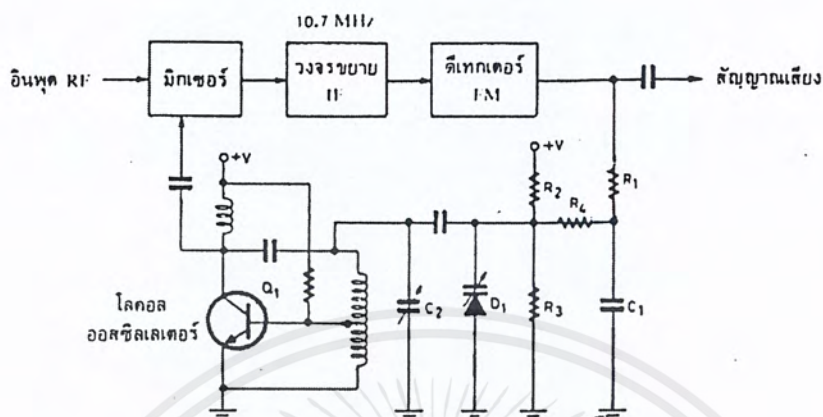
2.5 การควบคุมความถี่อัตโนมัติ (AFC)

หลักการของ AFC คือใช้วาร์แคเตอร์เป็นส่วนหนึ่งของวงจรแท่งคั่นของโลคอลออสซิลเลเตอร์ ค่าความจุของวาร์แคเตอร์จะควบคุมโดยการไปแอสจากแรงดันคลาดเคลื่อน เนื่องจากการที่ออสซิลเลเตอร์มีความถี่เลื่อนไป แรงดันคลาดเคลื่อนนี้ต่อมาจากเอาต์พุตของวงจรดิสคริมิเนเตอร์(วงจรเรโซดิเทกเตอร์) เมื่อออสซิลเลเตอร์มีความถี่ที่ถูกต้อง เอาต์พุตจากดิสคริมิเนเตอร์เลื่อนสูงขึ้นหรือต่ำลง แรงดันคลาดเคลื่อนจะมีค่าเป็นบวกหรือลบ การเป็นบวกกลับนี้จะแสดงความคลาดเคลื่อนทางความถี่ของออสซิลเลเตอร์ว่ามากหรือน้อย

เอาต์พุตจากวงจรดิสคริมิเนเตอร์จะมีสัญญาณเสียงปนอยู่ด้วยดังนั้นก่อนที่จะป้อนมาให้ออสซิลเลเตอร์ จะต้องเอาส่วนสัญญาณเสียงออกไปเสียก่อนโดยใช้ฟิลเตอร์ชนิดโลพาส เพื่อให้เฉพาะแรงดัน DC และความถี่ต่ำ ๆ ใกล้เคียงกับ DC มาป้อนให้วาร์แคเตอร์

ตัวอย่างวงจร AFC ในรูปที่ 2.16 Q_1 เป็นโลคอลออสซิลเลเตอร์ C_2 เป็นวงจรจูนซึ่งมี D_1 เป็นวาร์แคเตอร์ต่อขนานเป็นส่วนหนึ่งของวงจรจูนด้วย เอาต์พุตจากวงจรดีมอด FM ป้อนสัญญาณไปให้วงจรของเสียงและป้อนให้วงจร AFC ด้วยสัญญาณเสียงจะถูกกรองด้วยฟิลเลอร์ R_1C_1 เหลือแต่เฉพาะแรงดัน

คลาดเคลื่อนที่มีความถี่ต่ำมาก ๆ มาเสริมหรือลดกับแรงดันไบแอสให้แก่วางเรเตอร์ วงจรที่ไบแอสให้แก่วางเรเตอร์ประกอบด้วย R_2C_3 สำหรับ R_4 ทำหน้าที่กั้นระหว่างวงจรฟีดแบ็คกับออสซิลเลเตอร์ เมื่อวางเรเตอร์มีความจุเปลี่ยนความถี่ของออสซิลเลเตอร์จะเปลี่ยนด้วย



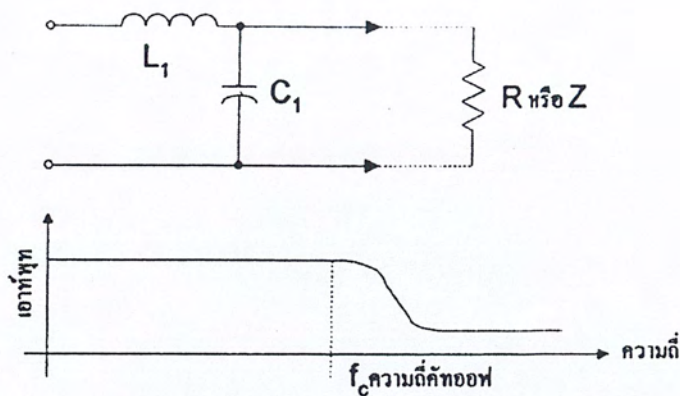
รูปที่ 2.15 วงจร AFC อย่างง่าย

2.6 วงจรฟีดแบ็ค

วงจรฟีดแบ็ค หรือวงจรกรอง (Filter circuit) มีหน้าที่หลักคือทำการแยกเอาบางส่วนของความถี่ที่ต้องการออก และในขณะเดียวกันก็ส่งผ่านความถี่ส่วนที่ต้องการไปของสเปกตรัมความถี่ วงจรกรองประกอบด้วยขดลวด(ความเหนี่ยวนำ) และตัวเก็บประจุ บางทีก็อาจมีตัวต้านทานรวมอยู่ด้วย การต่ออินพุตและเอาต์พุตของวงจรกรองส่วนใหญ่มักเทอร์มิเนต (terminate) กับความต้านทานโหลดและแหล่งกำเนิดหรืออิมพีแดนซ์ที่เท่า ๆ กับ ค่าอิมพีแดนซ์ของมันในโครงงานนี้จะกล่าวถึงแบบกรองความถี่สูง (HPF) และกรองความถี่ต่ำ (LPF) เท่านั้น

วงจรกรองความถี่ต่ำ (LPF)

วงจรกรองความถี่ต่ำเป็นวงจรกลางอันหนึ่งซึ่งจะส่งผ่านความถี่ต่ำกว่าค่าที่ได้เลือกไว้ทั้งหมด ในขณะที่จะลดทอนความถี่ที่สูงกว่าลง ในรูปที่ 2.17 แสดงตัวอย่างวงจรง่าย ๆ ซึ่งเป็นแบบ L (แอล) โดยวงจรกรองทั้งหมดอาศัยข้อดีจากความจริงที่ว่า ตัวเก็บประจุกับคอยล์ทำงานกลับกันในกรณีของกระแสสลับ นั่นคือค่าอินดักทีฟ รีแอกแตนซ์ (inductive reactance) เพิ่มขึ้นตามความถี่ ส่วนค่าคาปาซิทีฟ รีแอกแตนซ์ (Capacitive reactance) ลดลงตามความถี่ วงจรฟีดแบ็คส่วนใหญ่ ผลลัพธ์ของอิมพีแดนซ์ที่ได้จากค่าความจุและความเหนี่ยวนำจะ คงที่ตลอดตามการเปลี่ยนแปลงของความถี่ เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงกลับกันของค่ารีแอกแตนซ์



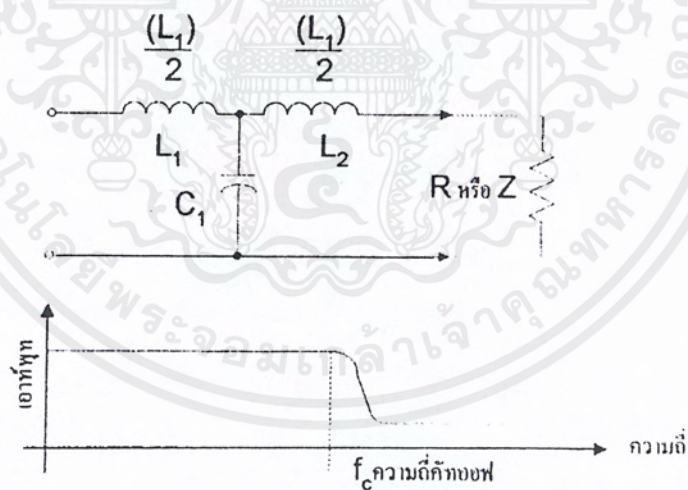
$$L = \frac{R}{3.1416 f_c}$$

$$C = \frac{1}{3.1416 f_c R}$$

$$f_c = \frac{1}{3.1416 \sqrt{LC}} \quad R \text{ หรือ } Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

รูปที่ 2.16 วงจร L, low-pass, constant-K filter

ปัญหาอย่างหนึ่งที่มีพบกับวงจรฟิลเตอร์แบบ L ก็คือมันไม่อาจให้ความถี่คัทออฟ (f_c) ที่ sharp ด้วยเหตุนี้หากต้องการให้ความถี่คัทออฟ Sharp มาก ๆ แล้ว ก็ต้องเพิ่มคอยล์อีกชุดหนึ่งเข้าไปดังแสดงในรูปที่ 2.17



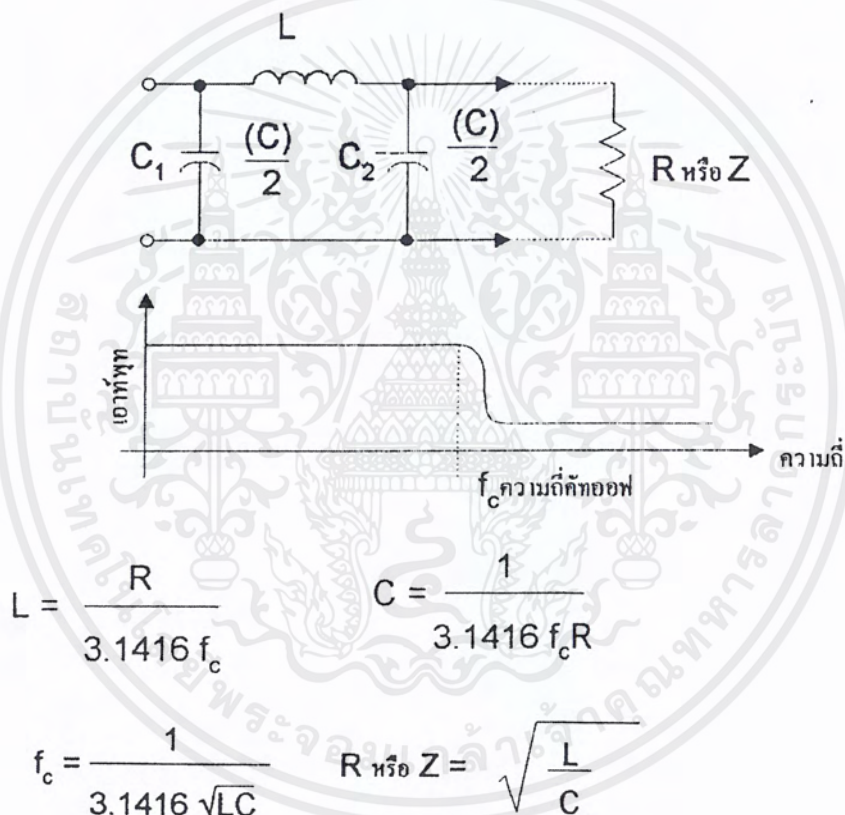
$$L = \frac{R}{3.1416 f_c}$$

$$C = \frac{1}{3.1416 f_c R}$$

$$f_c = \frac{1}{3.1416 \sqrt{LC}} \quad R \text{ หรือ } Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

รูปที่ 2.17 วงจรแบบ T, low-pass, constant filter

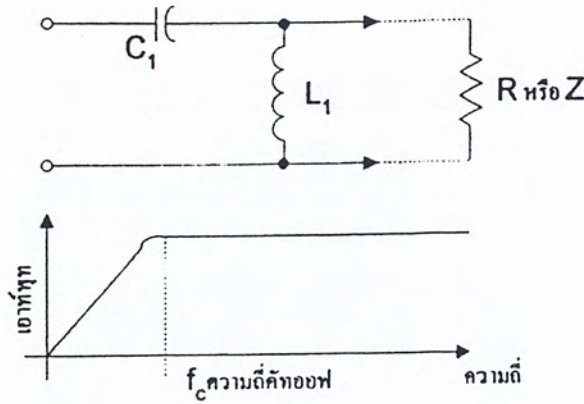
วงจรฟิลเตอร์แบบนี้เรียกว่าแบบ T โดยในวงจรฟิลเตอร์แบบ T นี้ค่าของตัวเก็บประจุ C ไม่เปลี่ยนแปลงไปตามกรณีของแบบ L และสมการคงเหมือนกัน ค่าความต้านทานเหนี่ยวนำทั้งหมดของ L_1 และ L_2 ต้องให้มีค่าเท่ากับของคอยล์ชุดเดียวในแบบ L โดยปกติ ค่าความเหนี่ยวนำทั้งหมดจะได้รับการแบ่งค่ากันระหว่าง 2 คอยล์นอกจากนี้ความชัน (Sharpness) ของความถี่สามารถเพิ่มขึ้นได้ด้วย การเพิ่มตัวเก็บประจุเข้าไปอีกตัวหนึ่งดังรูปที่ 2.18 วงจรฟิลเตอร์แบบนี้มีชื่อเรียกว่าแบบ π ในวงจรฟิลเตอร์แบบ π นี้ค่าของ L ไม่เปลี่ยนแต่ค่าของตัวเก็บประจุทั้งหมด (C_1, C_2) จะต้องมีค่าเท่ากับค่าของตัวเก็บประจุตัวเดียวในวงจรฟิลเตอร์แบบ L ดังนั้น โดยปกติแล้วตัวเก็บประจุแต่ละตัวในวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ π จะเป็นครึ่งหนึ่งของค่าความจุที่ต้องการ



รูปที่ 2.18 วงจรแบบ π , low-pass, constant-K filter

วงจรกรองความถี่สูง (HPF)

วงจรกรองความถี่สูงเป็นวงจรฟิลเตอร์อันหนึ่งที่ยอมให้ความถี่ที่สูงกว่าค่าที่เลือกไว้ทั้งหมดผ่านไปได้และลดทอนความถี่ที่ต่ำกว่า ในรูปที่ 2.19 เป็นวงจรกรองความถี่สูงทั่วไปแบบง่ายที่สุด คือ แบบ L พื้นฐานนอกจากนี้



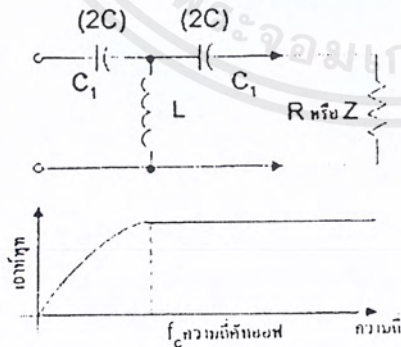
$$L = \frac{R}{12.6 f_c} \quad C = \frac{1}{12.6 f_c R}$$

$$f_c = \frac{1}{12.6 \sqrt{LC}} \quad R \text{ หรือ } Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

รูปที่ 2.19 วงจร L, high-pass, constant-K filter

วงจรกรองความถี่สูงยังอาศัยข้อดีจากความจริงที่ว่า ตัวเก็บประจุและคอยล์ทำงานกลับกันในกรณีที่มีไฟสลับเข้ามาเกี่ยวข้อง

ในการจะให้ความถี่คัทออฟ (f_c) sharp มากยิ่งขึ้น ก็สามารทำได้ด้วยการเพิ่มตัวประจุเข้าไปอีกตัวหนึ่งดังรูปที่ 2.20 ซึ่งเรียกว่าวงจรฟิลเตอร์แบบ T ในวงจรนี้ค่าของคอยล์ L ไม่แตกต่างไปจากของรูปที่ 2.17 และสมการพื้นฐานก็เหมือน ๆ กัน สำหรับค่าความจุทั้งหมดของตัวเก็บประจุ C และ C_2 ที่ใช้ก็ต้องมีค่าเท่าเทียมกับค่าของตัวเก็บประจุตัวเดียวในวงจรฟิลเตอร์แบบ L ซึ่งโดยปกติแล้วค่าความเหนี่ยวนำทั้งหมดที่ต้องการจะแบ่งกันระหว่างตัวเก็บประจุสองตัว ดังนั้นตัวเก็บประจุแต่ละตัวในวงจรกรองความถี่สูงแบบ T จะมีค่าเป็น 2 เท่าของค่าความจุที่ต้องการทั้งหมด



$$L = \frac{R}{12.6 f_c}$$

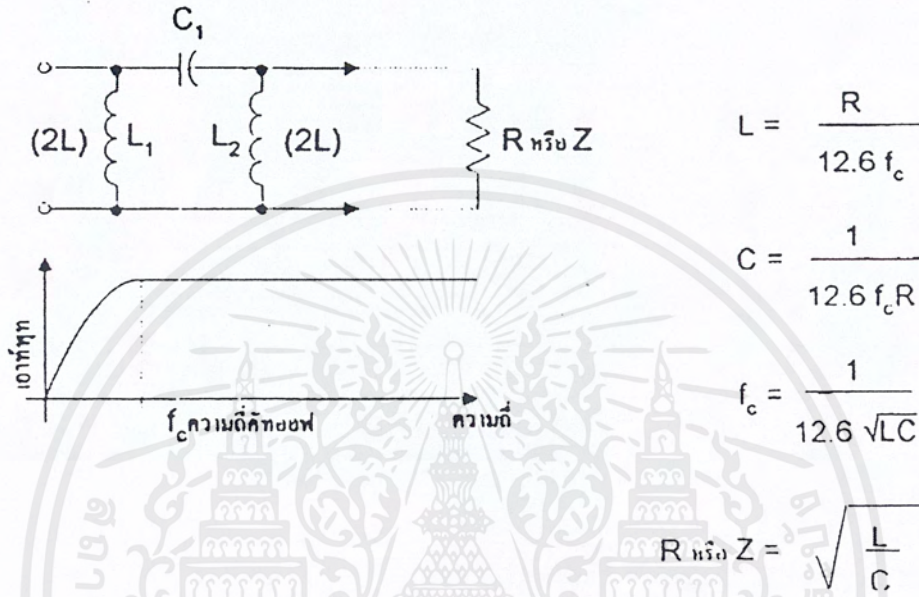
$$C = \frac{1}{12.6 f_c R}$$

$$f_c = \frac{1}{12.6 \sqrt{LC}}$$

$$R \text{ หรือ } Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

รูปที่ 2.20 วงจรกรองความถี่สูง Constant-K แบบ T

ความถี่คัทออฟสามารถทำให้ Sharp มากขึ้นได้ด้วยการเพิ่มคอยล์อีกตัวเข้าไป ดังรูปที่ 2.22 ซึ่งเรียกว่าวงจรฟิลเตอร์แบบ π ค่าของตัวเก็บประจุ C ที่ใช้ไม่เปลี่ยนแปลง แต่ค่าความเหนี่ยวนำทั้งหมดของคอยล์ L_1 และ L_2 ต้องให้มีค่าเท่ากับค่าของคอยล์ตัวเดียวในแบบ L โดยปกติค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการทั้งหมดจะถูกแบ่งไประหว่างคอยล์ 2 คอยล์ ดังนั้นแต่ละคอยล์ในวงจรแบบ π จะมีค่าเป็น 2 เท่าของความเหนี่ยวนำที่ต้องการทั้งหมด



รูปที่ 2.21 วงจรกรองความถี่สูง Constant-K แบบ π

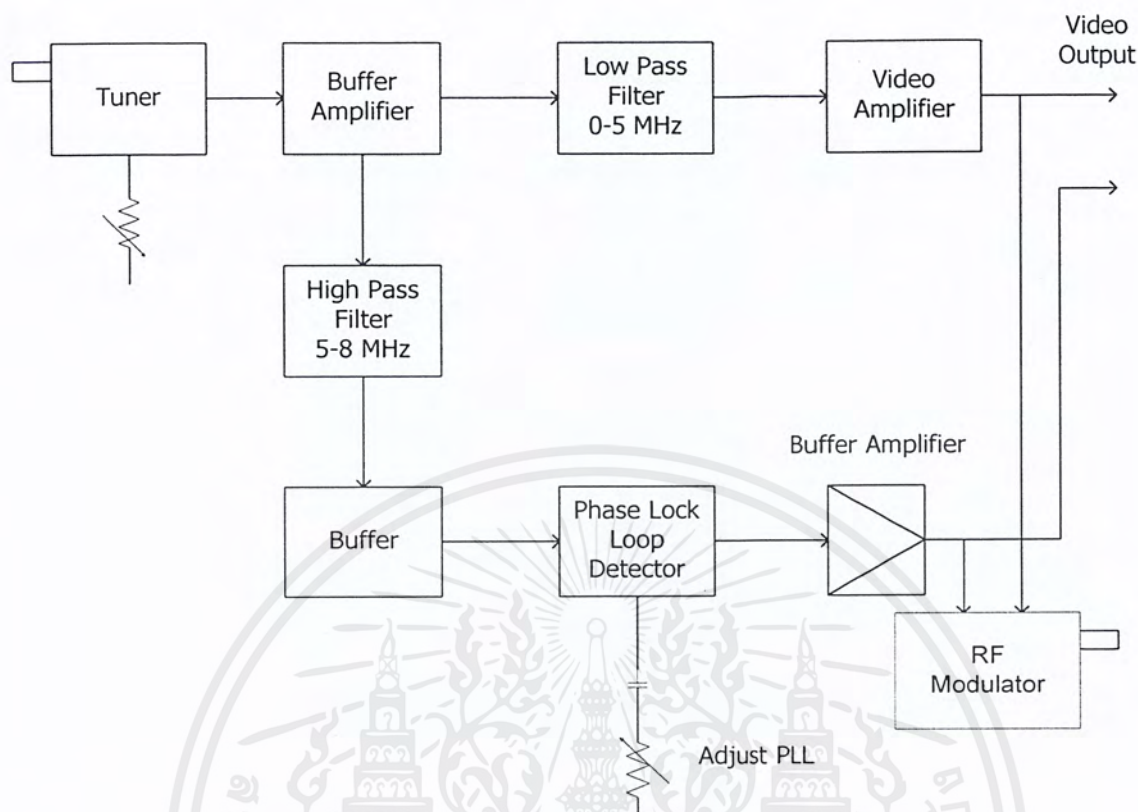
บทที่ 3

การออกแบบและการสร้างเครื่องรับสัญญาณดาวเทียม

ในระบบการรับสัญญาณโทรทัศน์ผ่านดาวเทียมนั้น จะใช้ย่านความถี่ไมโครเวฟ 2 ย่าน คือ ย่านความถี่ C-Band ซึ่งมีค่าความถี่ขาลงจากดาวเทียมประมาณ 4 MHz และย่านความถี่ Ku-Band ซึ่งมีค่าความถี่ประมาณ 12 MHz โดยสัญญาณที่ใช้จะมีโพลาริเซชันแบบลิเนียร์ 2 แนวคือ แนวตั้งและแนวนอน เมื่อสัญญาณที่มาจากดาวเทียมถูกขยายและแปลงความถี่ลงโดย LNB แล้ว สัญญาณดังกล่าวจะถูกส่งเข้าสู่เครื่องรับสัญญาณดาวเทียม โดยจะเข้ามาผ่านวงจรจูนเนอร์ วงจรจูนเนอร์จะทำการจูนสถานีที่จะรับสัญญาณและจะแปลงความถี่ของสัญญาณเป็นสัญญาณเบสแบนด์ จากนั้นสัญญาณเบสแบนด์ก็就会被แยกเป็นสองส่วนคือสัญญาณภาพและสัญญาณเสียง โดยใช้วงจรบัฟเฟอร์แอมพลิฟายเออร์ซึ่งเป็นทั้งวงจรบัฟเฟอร์และวงจรขยาย แล้วเข้าสู่ขั้นตอนการแยกสัญญาณภาพและเสียงออกจากกันตามหลักการที่ว่า การส่งสัญญาณนั้นความถี่ที่ใช้ส่งสัญญาณเสียงจะต้องไม่น้อยกว่า 5.5 MHz จึงจะสามารถดีเทคได้โดยไม่ผิดเพี้ยน ดังนั้นการแยกสัญญาณภาพและเสียงจึงสามารถทำได้ โดยการใช้อุปกรณ์กรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) กรองเอาเฉพาะสัญญาณภาพซึ่งมีความถี่อยู่ในช่วง 0-5 MHz ออกมาจะทำให้สัญญาณเสียงซึ่งมีความถี่สูงกว่าไม่สามารถผ่านไปได้ จากนั้นสัญญาณภาพที่กรองออกมาได้จะถูกส่งเข้าสู่ วงจรวิดีโอแอมพลิฟายเออร์ และจะได้สัญญาณภาพที่ใช้งานได้ทางช่องสัญญาณ VDO Output ในระบบช่องสัญญาณ AV

ในส่วนของสัญญาณเสียงนั้น สัญญาณที่ได้จากวงจรบัฟเฟอร์แอมพลิฟายเออร์จะถูกแยกอีกทางหนึ่งโดยใช้อุปกรณ์กรองความถี่สูงผ่าน (High Pass Filter) กรองเอาสัญญาณเสียงซึ่งมีความถี่ไม่น้อยกว่า 5.5 MHz ผ่านออกมา จากนั้นสัญญาณเสียงที่แยกแล้วจะผ่านวงจรบัฟเฟอร์ สัญญาณเสียงนี้จะเป็นสัญญาณเอฟเอ็ม ดังนั้นก็จะทำการดีเทคสัญญาณเสียงออกมาโดยใช้อุปกรณ์ดีเทคเตอร์ซึ่งในโครงงานนี้เลือกใช้วงจรเอฟเอ็มดีเทคเตอร์ชนิดเฟสล็อกคูลูป (Phase Locked Loop) โดยจะทำการดีเทคสัญญาณออกมาในระบบโมโน จากนั้นจะนำมาขยายแล้วจะได้สัญญาณเสียงที่นำไปใช้งานได้ทางช่องสัญญาณ Audio out ในระบบช่องสัญญาณ AV

ในกรณีที่เรากำลังจะนำเครื่องรับดาวเทียมไปใช้งานกับเครื่องรับโทรทัศน์รุ่นเก่าที่ไม่มีช่องสัญญาณชนิด AV เครื่องรับสัญญาณดาวเทียมนั้นจะต้องมีตัวมอดูเลตสัญญาณภาพและเสียงมารวมกันที่เรียกว่า RF Modulator เพื่อให้สามารถส่งสัญญาณแบบ RF ไปยังเครื่องรับโทรทัศน์ได้



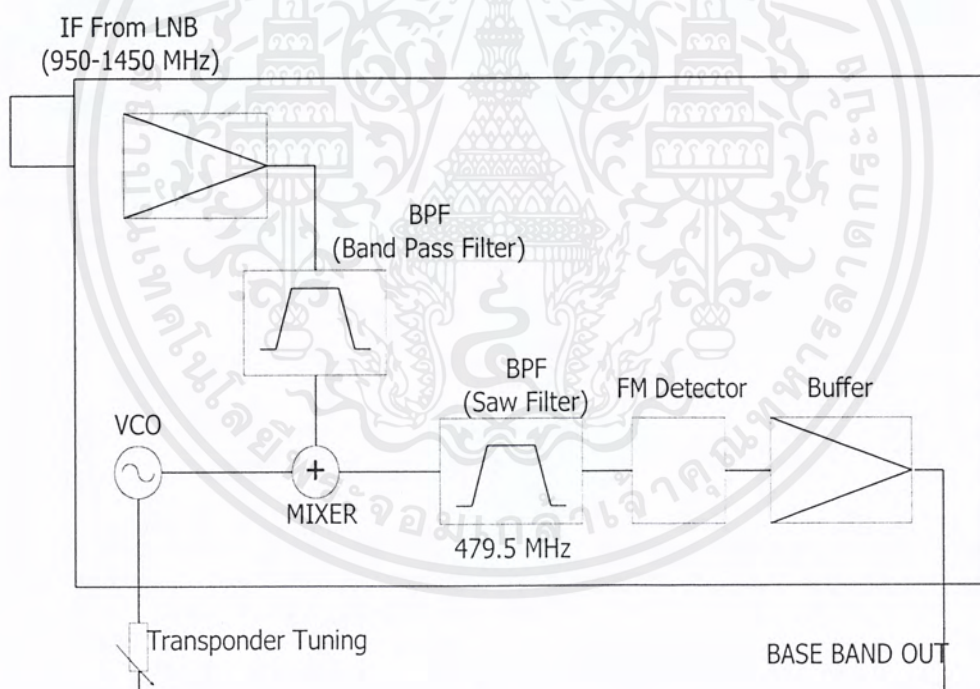
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับสัญญาณดาวเทียม

3.1 หลักการทำงานของจูนเนอร์

เมื่อสัญญาณจากดาวเทียมผ่านชุดอุปกรณ์ภายนอก (ODU: Out Door Unit) อันประกอบด้วยจานสายอากาศ ฟีดฮอร์น และ LNB มาแล้ว สัญญาณดังกล่าวจะมีความถี่อยู่ในช่วง 950-1450 MHz และจะเข้าสู่เครื่องรับดาวเทียมทางช่องอินพุตของจูนเนอร์ โดยหน้าที่หลักๆของตัวจูนเนอร์ก็คือการหมุนหาช่องสัญญาณดาวเทียมที่ต้องการแล้วแปลงสัญญาณมาเป็นสัญญาณเบสแบนด์ (Baseband) ความถี่ 479.5 MHz เพื่อป้อนให้กับวงจรประมวลผลสัญญาณภาพและเสียงต่อไป

สัญญาณอินพุตของจูนเนอร์เมื่อเข้าสู่จูนเนอร์แล้วจะถูกขยายด้วย LNA (Low Noise Amplifier) ที่อยู่ภายในจูนเนอร์ หากสัญญาณที่มาจาก LNB และสายส่งเกิดการสูญเสียหรือเกิดสัญญาณรบกวนขึ้นในระบบ LNA ก็จะทำการขยายสัญญาณให้มีความแรงเพียงพอและกำจัดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นด้วย ต่อจากนั้นสัญญาณจะเข้าสู่แบนด์พาสฟิลเตอร์ที่จะทำหน้าที่กรองเอาสัญญาณความถี่ที่อยู่ในแบนด์ของช่องสัญญาณดาวเทียมเท่านั้น จากนั้นสัญญาณดังกล่าวจะถูกส่งมาเข้าสู่วงจรบีตความถี่เพื่อการรับสถานี โดยสัญญาณความถี่ช่องต่างๆจะถูกนำไปบีต (Beat) กับความถี่ที่วงจรรวมวีซีโอ (VCO: Voltage Control Oscillator) ผลิตขึ้น โดยวงจร VCO นี้จะทำการผลิตความถี่เข้าไปบีตกับความถี่ช่องต่างๆ ในระหว่าง 950-2050 MHz โดยการทำงานของ VCO นั้นจะผลิตความถี่ที่ควบคุมด้วยแรงดันไฟ จะพบว่าเมื่อมีการปรับแรงดันไฟเข้าไปยัง VCO วงจร VCO จะผลิตความถี่สูงต่ำได้ตามค่าแรงดัน

ไฟ เมื่อส่งความถี่ที่ผลิตได้นี้ไปปัดเข้ากับความถี่สัญญาณดาวเทียมช่องต่างๆแล้ว ความถี่ช่องสัญญาณที่เราต้องการจะให้กำเนิดสัญญาณความถี่ IF 479.5 MHz ซึ่งเป็นความถี่เบสแบนด์ออกมา ดังนั้นไม่ว่าความถี่สถานีไหนหรือทรานส์สปอนเดอร์ใดส่งเข้ามา วงจรออสซิลเลเตอร์ก็จะผลิตความถี่ขึ้นมาสสูงกว่าทรานส์สปอนเดอร์หรือช่องสถานีที่รับเข้ามาอยู่ 479.5 MHz เพื่อส่งเข้าไปผสมสัญญาณในรูปแบบของการปัดสัญญาณ เพื่อให้ความถี่ดังกล่าวเป็นความถี่ IF 479.5 MHz ก่อนส่งผ่านเข้าสู่วงจร ซอร์ฟิลเตอร์ (Saw Filter) ที่ต้องใช้วงจรซอร์ฟิลเตอร์ หรือที่เรียกอีกอย่างว่าวงจรคอมบ์ฟิลเตอร์ (Comb Filter) ก็เพื่อจะให้สัญญาณภาพและเสียงมีคุณภาพที่ดี เพื่อให้ภาพที่ออกไปเป็นภาพที่คมชัด และเพื่อให้เสียงที่ส่งออกไปเป็นเสียงที่รับฟังได้ชัดเจน จากนั้นสัญญาณที่ผ่านซอร์ฟิลเตอร์แล้วจะเข้าสู่วงจรเอฟเอ็มดีเทคเตอร์ (FM Detector) เนื่องจากสัญญาณที่ส่งมาจากดาวเทียมนั้นผสมความถี่มาในระบบเอฟเอ็มดังนั้นต้องทำการดีเทคสัญญาณด้วยวงจรเอฟเอ็มดีเทคเตอร์ ก่อนที่จะได้สัญญาณรวมส่งออกไปผ่านบัฟเฟอร์ออกไปเป็นความถี่เบสแบนด์ เพื่อจะส่งให้กับวงจรประมวลผลสัญญาณภาพและวงจรประมวลผลสัญญาณเสียงต่อไป

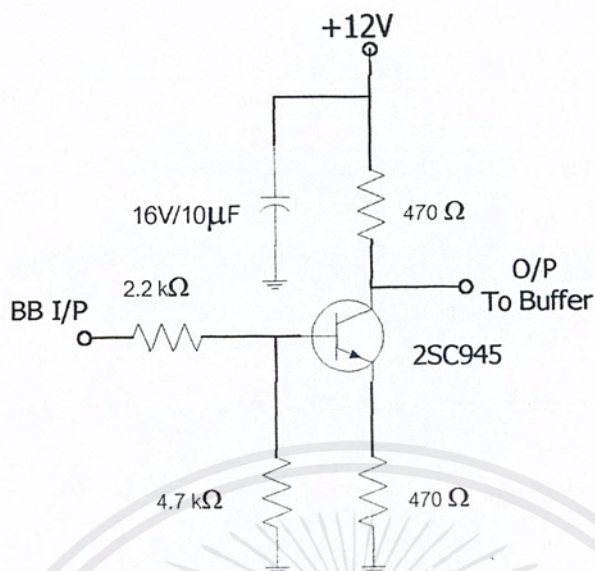


รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมของจูนเนอร์

3.2 ส่วนประมวลผลสัญญาณภาพ

1.) วงจรขยายสัญญาณเบสแบนด์ (Baseband Amplifier)

วงจรนี้จะใช้ทรานซิสเตอร์ ชนิด NPN เบอร์ BC945 หรือ 2SC945 ก็ได้ต่อแบบคอมมอนอีมิเตอร์ ดังรูป

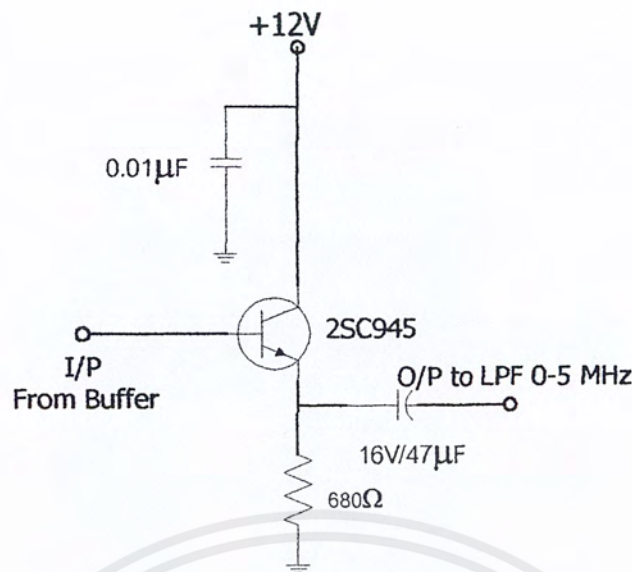


รูปที่ 3.3 วงจรขยายสัญญาณเบสแบนด์

สัญญาณเบสแบนด์ ประกอบไปด้วยสัญญาณวิดีโอคอมโพสิต (Composite Video Signal) และสัญญาณพาหะย่อยของเสียงซึ่งได้มาจากจูนเนอร์ จะถูกขยายด้วยทรานซิสเตอร์ เพื่อให้สัญญาณมีความแรงมากยิ่งขึ้น จากนั้นจะถูกส่งไปยังภาคบัฟเฟอร์ต่อไป

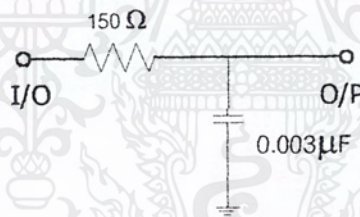
2.) วงจรกันชนสัญญาณเบสแบนด์ (Baseband Buffer)

วงจรนี้จะใช้ทรานซิสเตอร์ ชนิด NPN เบอร์ BC945 ต่อเป็นวงจรคอลเลคเตอร์ร่วมดังรูป บัฟเฟอร์ทำหน้าที่รักษามวลของสัญญาณเบสแบนด์ให้คงที่ก่อนส่งงานไปยังวงจรดีเอ็มฟาซิสต่อไป



รูปที่ 3.4 วงจรกันชนสัญญาณเบสแบบค

3.) วงจรดีเอมฟาสซิส (De-emphasis)



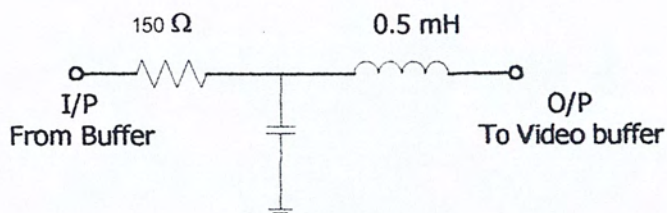
รูปที่ 3.5 วงจรดีเอมฟาสซิส

เพราะว่าในระบบการส่งสัญญาณภาพนั้น สัญญาณภาพที่ภาคส่งจะผ่านวงจรดีเอมฟาสซิส เพื่อรักษาระดับของอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณภาพรบกวนเพื่อให้มีคุณภาพที่ดี ซึ่งทำได้โดยการลดระดับสัญญาณความถี่ที่ต่ำกว่าสัญญาณที่ต้องการและยกระดับสัญญาณที่ต้องการให้มีระดับที่สูงขึ้น ดังนั้นในส่วนที่เป็นภาครับจึงต้องมีการดึงระดับสัญญาณให้กลับมาอยู่ในระดับปกติ โดยการใช้วงจรดีเอมฟาสซิส สัญญาณที่คัปปลิ่งผ่าน C3 จะเข้าสู่วงจรดีเอมฟาสซิส และส่งต่อไปยังวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ต่อไป

4.) วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)

จากวงจรเป็นฟิลเตอร์ชนิด พาสซีฟ (Passive Filter) ซึ่งประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ วงจรโลว์พาสฟิลเตอร์นี้จะกรองเอาเฉพาะความถี่ช่วง 0-5 MHz ซึ่งเป็นช่วงของสัญญาณพาหะ

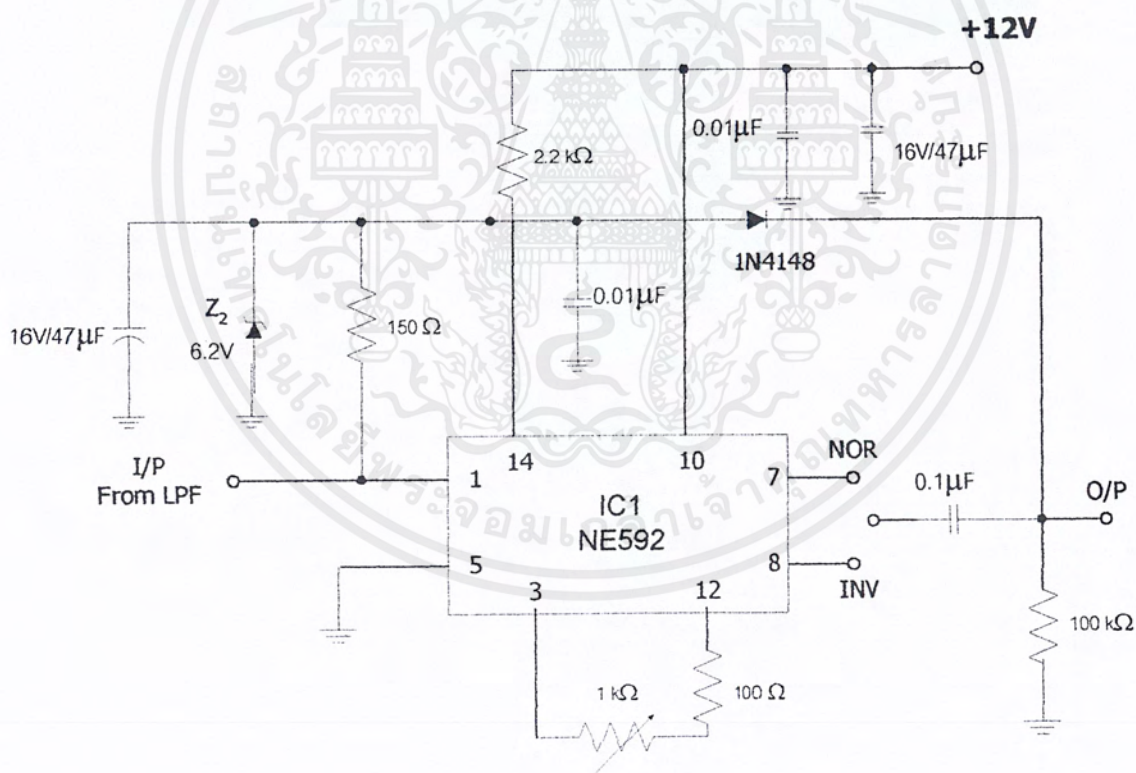
ภาพ ซึ่งมีความถี่ย่อยของสัญญาณภาพ ที่ความถี่ 4.43 MHz ส่วนสัญญาณพาหะของเสียงซึ่งสูงกว่า 5 MHz จะไม่สามารถผ่านไปได้



รูปที่ 3.6 วงจรโลพาสฟิลเตอร์

5.) วงจรวีดีโอแอมพลิฟายเออร์ (Video Amplifier)

วงจรวีดีโอแอมพลิฟายเออร์ ในที่นี้ใช้ไอซี NE592 ในการขยายสัญญาณดังรูป



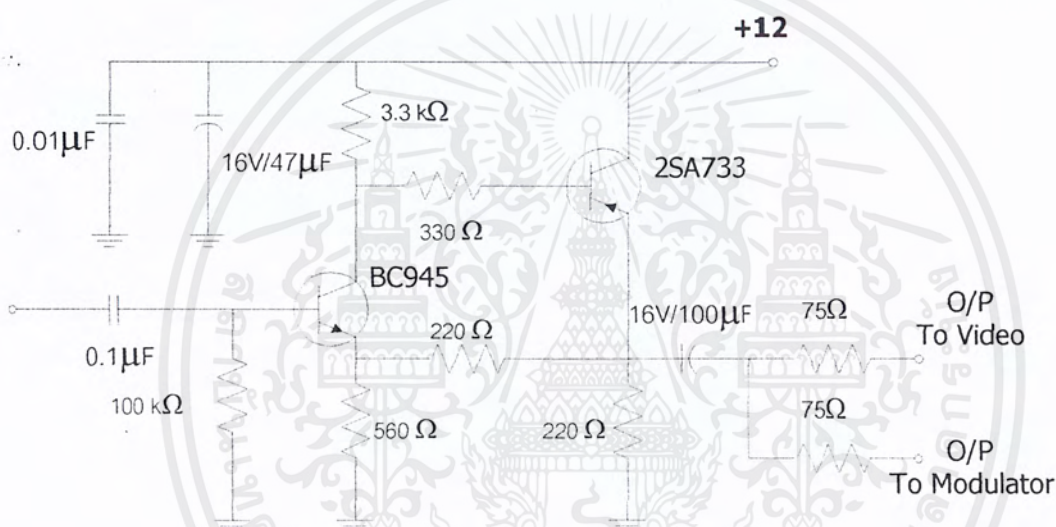
รูปที่ 3.7 วงจรวีดีโอแอมพลิฟายเออร์

ไอซี NE 592 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความแตกต่างของสัญญาณภาพ สัญญาณที่ได้ในสถานะนี้เป็นสัญญาณรวมของภาพ

อัตราขยายของสัญญาณภาพนั้นสามารถที่จะเปลี่ยนแปลงได้ด้วยการปรับค่าความต้านทาน VRI ที่เป็นตัวควบคุมอัตราขยายของสัญญาณภาพ ซึ่งส่วนของเอาต์พุตจะมีอยู่ 2 ขาคือ ขา 7 และ ขา 8 จะเป็นเอาต์พุตที่มีลักษณะตรงข้ามกันในที่นี้จะสนใจเฉพาะในย่านความถี่ C-band เท่านั้น โดยจะใช้สัญญาณที่เกิดจากเอาต์พุตวิดีโอจะถูกส่งไปยังวงจรขยายสัญญาณด้วยทรานซิสเตอร์ต่อไป

6.) วงจรขยายสัญญาณด้วยทรานซิสเตอร์ (Transistor Video Amplifier)

โดยใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เบอร์ BC945 เป็นตัวขยายสัญญาณภาพ และใช้ทรานซิสเตอร์ ชนิด NPN เบอร์ 2SA 733 เป็นวงจรขยายสัญญาณอีกครั้ง



รูปที่ 3.8 วงจรขยายสัญญาณด้วยทรานซิสเตอร์

สัญญาณที่ออกมาจากขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ เบอร์ 2SA 733 จะถูกคัปปลิ่งผ่านคาปาซิเตอร์ค่า 100 μF ส่วนหนึ่งจะส่งผ่านตัวต้านทาน 180 โอห์ม ไปยังอุปกรณ์อาร์เอฟโมดูเลเตอร์ อีกส่วนหนึ่งส่งผ่านตัวต้านทาน 75 โอห์ม ไปยังแจ็ค Video O/P

3.3 ส่วนประมวลผลสัญญาณเสียง

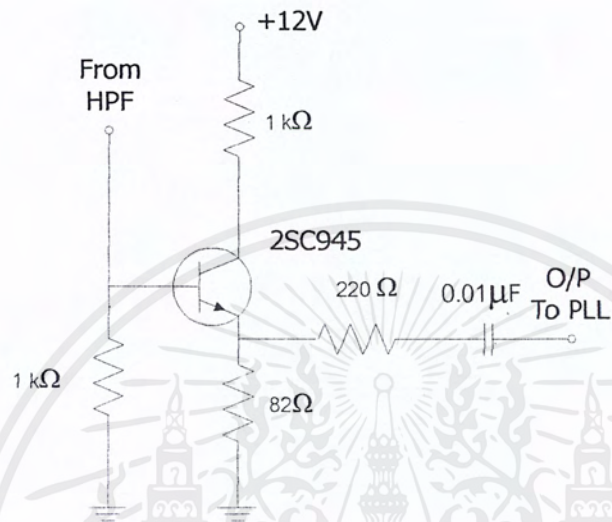
1.) วงจรไฮพาสฟิลเตอร์ (High Pass Filter)



รูปที่ 3.9 วงจรไฮพาสฟิลเตอร์

ส่วนของสัญญาณเสียงจะถูกส่งผ่าน R_{18} , C_{11} ซึ่งเป็นวงจรไฮพาสฟิลเตอร์วงจรดังกล่าวนี้สามารถตอบสนองความถี่ได้ตั้งแต่ 5 MHz ขึ้นไป

2.) วงจรกันชนสัญญาณเบสแบนด์ (Baseband Buffer Circuit)



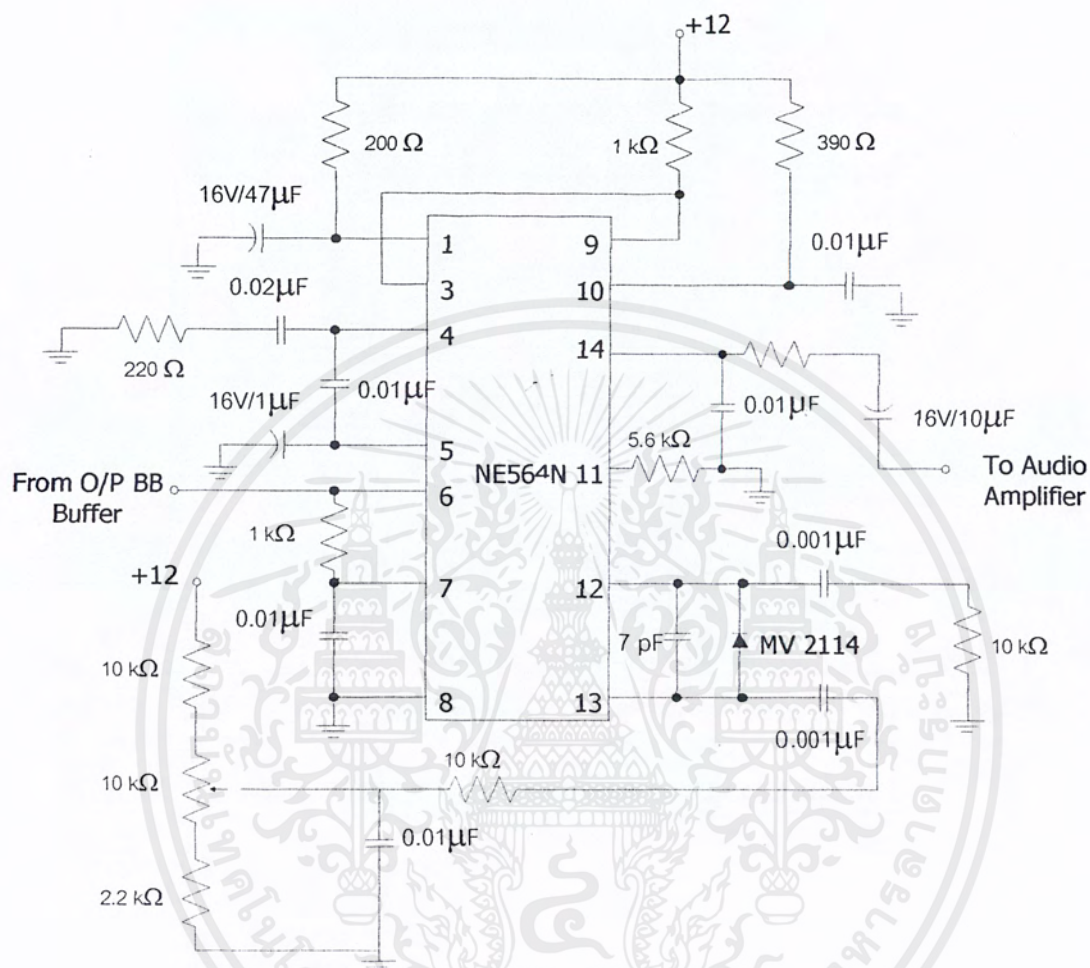
รูปที่ 3.10 วงจรกันชนสัญญาณเบสแบนด์

สัญญาณเสียงที่ส่งผ่านเข้ามาทาง B ของ Q_3 ซึ่งทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์แล้วส่งสัญญาณเสียงที่เป็นระบบเอฟเอ็มตรงเข้าไปยังขา 9 ของไอซี NE564N โดยผ่าน R_{28} และ C_{19}

3.) วงจรเอฟเอ็มดีเทคเตอร์แบบเฟสล็อกคูล (FM Detector Phase Lock Loop)

สัญญาณเสียงระบบเอฟเอ็มเข้ามาที่ขา 6 ของไอซี NE564N โดยไอซีตัวนี้จะทำหน้าที่เป็นวงจรเฟสล็อกคูลดีเทคเตอร์ โดยมีขา 13 เป็นค่าควบคุมความถี่ออสซิลเลเตอร์ของระบบเฟสล็อกคูลภายใน เพื่อที่จะทำการดีเทคเตอร์สัญญาณเสียงของระบบเครื่องรับออกมาให้เป็นเสียงปกติ ดังนั้นที่ขา 13 จึงเป็นขาที่ใช้ในการปรับแต่งความถี่ของระบบเฟสล็อกคูล เนื่องจากความถี่ที่เข้ามาจะถูกนำเข้าวงจรเฟสดีเทคเตอร์เพื่อเปรียบเทียบเฟส และเปรียบเทียบความถี่ระหว่างความถี่ที่รับเข้ามากับ

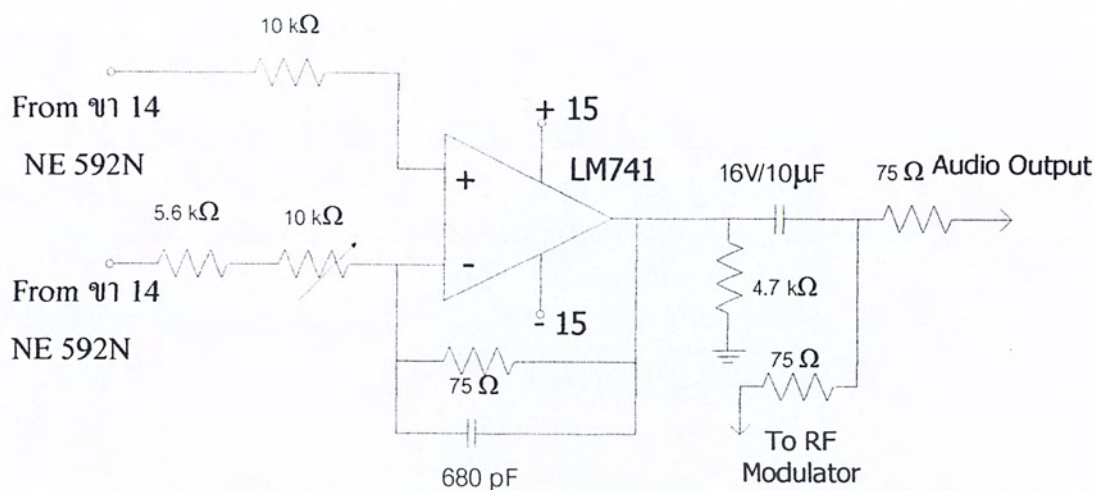
ความถี่ที่วงจรผลิตขึ้นมามีความถี่ที่จะทำการคูณเสียงจึงทำได้โดยการคูณความถี่ระบบเฟสล็อกคัลป์ ซึ่งมีอุปกรณ์ที่สำคัญคือ P_1 , D_2 และ C_{25} เป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ของระบบเฟสล็อกคัลป์



รูปที่ 3.11 วงจรเฟสล็อกคัลป์แบบเฟสล็อกคัลป์

4.) วงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier)

โดยใช้ IC 741 เป็นวงจรขยายสัญญาณเสียง ที่รับมาจากขา 14 ของ IC NE564N ป้อนเข้าทางขั้วนอนอินเวอร์ตติ้ง (Noninverting) โดยมี P_3 ปรับความแรงของสัญญาณเล็กน้อยเพื่อส่งต่อไปยัง RF Modulator หรือ Audio Out



รูปที่ 3.12 วงจรขยายสัญญาณเสียง

3.4 ส่วนควบคุมด้วยรีโมทคอนโทรล

ส่วนประกอบของรีโมทคอนโทรล

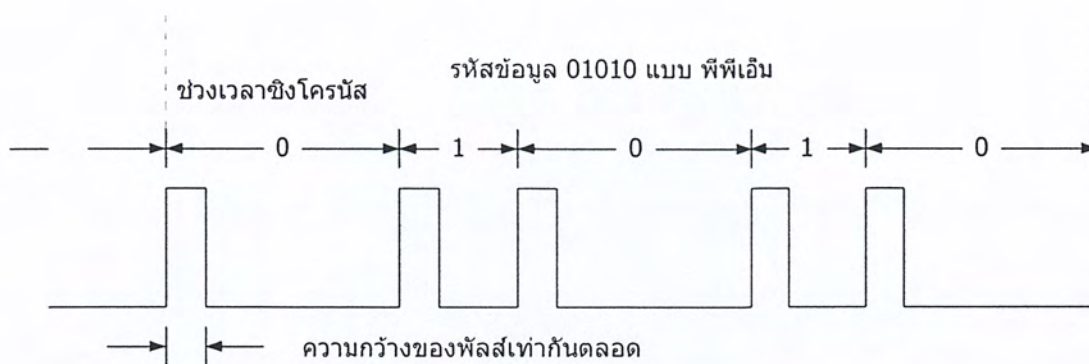
รีโมทคอนโทรล แบ่งออกเป็น 3 ส่วนใหญ่ๆคือ

- 1) ภาคส่งสัญญาณ
- 2) ภาครับสัญญาณ
- 3) ภาคเอาต์พุต



รูปที่ 3.13 ส่วนประกอบของรีโมทคอนโทรล

สำหรับรีโมทคอนโทรล ที่จะนำมาใช้กับเครื่องรับในโครงการนี้เป็นรีโมทคอนโทรลแบบส่งด้วยอินฟราเรด สามารถควบคุมการเปลี่ยนช่องสัญญาณได้สูงสุด 15 ช่องซึ่งจะใช้แสงอินฟราเรดในการส่งสัญญาณจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ สัญญาณที่ส่งออกไปนั้นจะเป็นสัญญาณแบบพัลส์โพสิชันมอดูเลชัน PPM (pulse Position Modulation) เป็นลักษณะของการใช้คาบเวลาหรือพีริอด (Period)



รูปที่ 3.14 รูปแบบของสัญญาณ PPM

โดยหลักการการมอดูเลตสัญญาณแบบ PPM จะใช้การแบ่งช่องสัญญาณด้วยคาบเวลาที่เท่ากันแต่จุดที่แสดงสัญญาณพัลส์ต่างกัน เช่น หากสัญญาณเป็น 0 สัญญาณพัลส์จะปรากฏที่ตำแหน่งกึ่งกลางของคาบเวลาที่กำหนด ถ้าสัญญาณมีแอมพลิจูดเป็นบวกสัญญาณพัลส์จะปรากฏในตำแหน่งที่ล้าไปทางขวาของจุดกึ่งกลางคาบเวลา โดยมีระยะห่างขึ้นกับค่าของแอมพลิจูดในลักษณะสัดส่วนกัน หากสัญญาณมีแอมพลิจูดเป็นลบ สัญญาณพัลส์จะปรากฏอยู่ในครึ่งช่วงแรกของคาบเวลา การมอดูเลตแบบ PPM สามารถใช้ได้ทั้งสัญญาณอนาล็อกและดิจิทัล แต่ในสัญญาณดิจิทัลจะทำให้เห็นระยะของพัลส์ได้แน่นอนกว่า

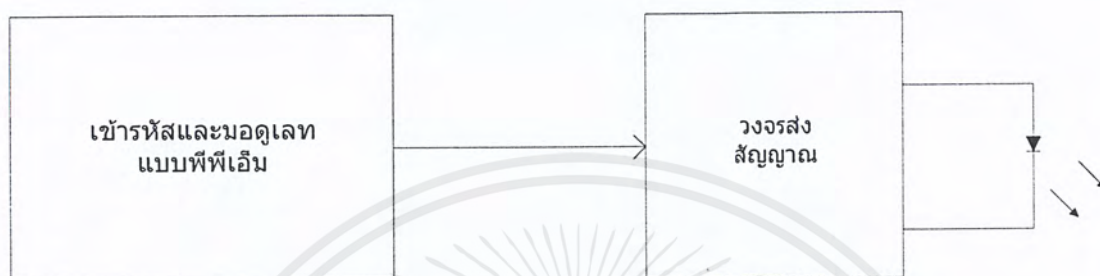
ภาคส่งสัญญาณ



รูปที่ 3.15 บล็อกไดอะแกรมของวงจรในภาคส่งสัญญาณควบคุมที่ใช้แสงในภาคส่งสัญญาณ จะประกอบวงจรต่างๆดังนี้

- 1) วงจรเข้ารหัส ทำหน้าที่จัดรูปแบบของรหัสควบคุมตามที่กำหนด
- 2) วงจรมอดูเลตแบบพีพีเอ็ม ทำหน้าที่มอดูเลตสัญญาณพีพีเอ็ม
- 3) วงจรรับสัญญาณ ทำหน้าที่แปลงสัญญาณพีพีเอ็มให้เป็นสัญญาณแสง

ในทางปฏิบัติเราสามารถใช้อีซีสำเร็จรูป ซึ่งหน้าที่เข้ารหัสและมอดูเลทแบบพีพีเอ็ม ซึ่งรวมอยู่ในตัวเดียวกันได้ เช่น โดยการใช้ไอซีเบอร์ SL490B ซึ่งไอซีเบอร์นี้นั้นนิยมใช้กันมากและง่ายต่อการออกแบบ ซึ่งแนวทางการออกแบบจะนำเสนอไว้ในคู่มือของไอซี จะมีอยู่ในภาคผนวก



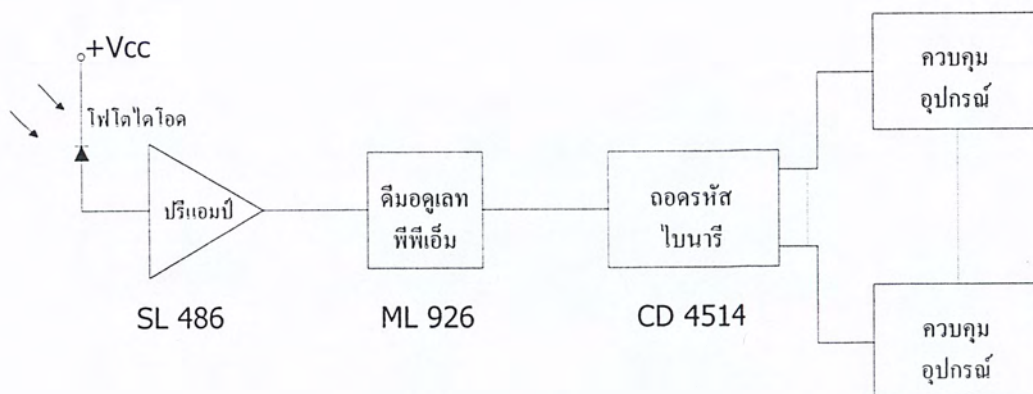
รูปที่ 3.16 บล็อกไดอะแกรมภาคส่งเมื่อรวมวงจรเข้ารหัสและส่วนมอดูเลท
วงจรเข้ารหัสและมอดูเลทแบบพีพีเอ็ม

ไอซีเบอร์ SL490B เป็นไอซีที่ถูกออกแบบมาสำหรับระบบรีโมทคอนโทรลโดยเฉพาะ กินกระแสไฟฟ้าเพียง 6 ไมโครแอมป์ ในขณะที่ไม่มีการส่งสัญญาณ ลักษณะของสัญญาณพีพีเอ็มที่ได้สามารถใช้ส่งออกไปได้เลยหรืออาจรวมกับคลื่นพาห์ในแบบของสัญญาณโทนเบิร์ตก็ได้

ข้อดีของไอซีเบอร์ SL490B คือขณะทำการกดสวิทช์ส่งสัญญาณชุดข้อมูลจะถูกสร้างขึ้นตามรหัสไบนารี EDCBA แล้วส่งออกไปหากส่งไปหมดแล้วแต่สวิทช์ยังคงถูกกดค้างอยู่ ข้อมูลชุดเดิมจะถูกสร้างขึ้นใหม่แล้วส่งออกไปเรื่อยๆ โดยมีช่วงเวลาซึ่งโครนัสเป็นตัวแยกชุดข้อมูลไว้ และหากมีการปล่อยสวิทช์ ข้อมูลในบิตที่เหลือก็ยังถูกส่งออกไปจนหมดแล้วจึงหยุดสัญญาณเอาท์พุทที่เป็นสัญญาณพีพีเอ็มจะถูกส่งออกมาที่ขา 2 สัญญาณเอาท์พุทที่ขา 2,3 ได้มาจากการผสมสัญญาณระหว่างความถี่ของคลื่นพาห์กับสัญญาณมัลติเพล็กซ์ได้สัญญาณพีพีเอ็มออกมาดังรูปโดย t_1 แสดงสภาวะ 1, t_2 แสดงสภาวะ 0 ส่วน t_3 จะแบ่งแยกสัญญาณพีพีเอ็มแต่ละชุดแยกออกจากกัน

วงจรขับสัญญาณ

สัญญาณเอาท์พุทที่ขา 2 และขา 3 ของไอซีเบอร์ SL490B จะจ่ายกระแสออกมาไม่เกิน 5 มิลลิแอมป์ ซึ่งไม่เพียงพอต่อการขับ LED อินฟราเรดจึงจำเป็นต้องมีวงจรขับสัญญาณที่ใช้ทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้ามา



รูปที่ 3.18 บล็อกไดอะแกรมภาครับ

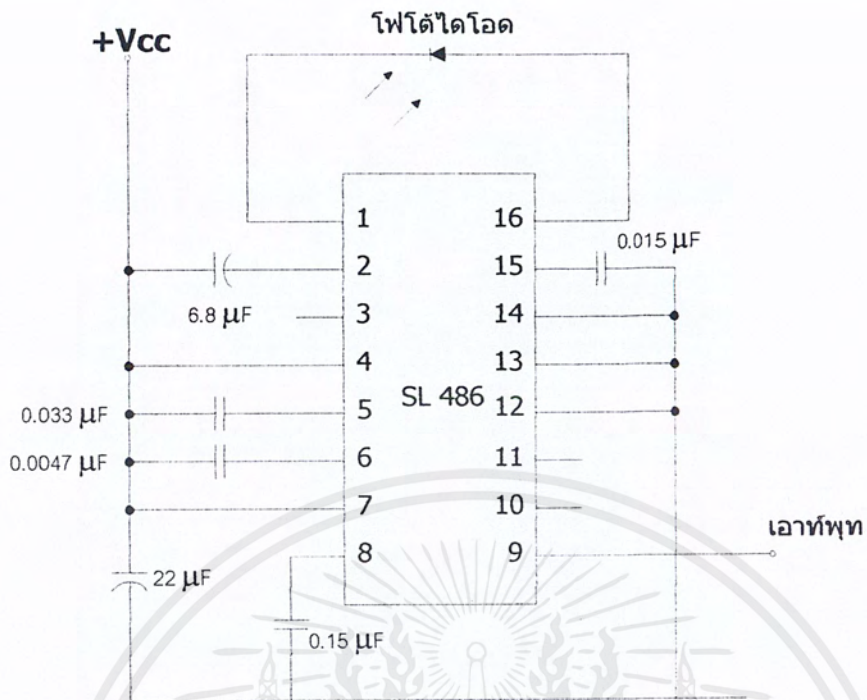
ส่วนรับสัญญาณจากโฟโตไดโอดและขยายสัญญาณ

เริ่มจาก โฟโตไดโอด D₁ ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้าแล้วทำการขยายสัญญาณด้วยวงจรปรีแอมป์ ก่อนถูกคิมอคูเลทออกเป็นรหัสทางไบนารี จากนั้นทำการจอร์ทส

ส่วนของวงจรปรีแอมป์สามารถใช้ไอซีสำเร็จรูป เบอร์ SL486 ซึ่งถูกออกแบบมาใช้กับสัญญาณอินฟราเรดที่เป็นการส่งข้อมูลแบบดิจิตอลโดยเฉพาะสัญญาณไฟฟ้าจากโฟโตไดโอดจะถูกขยายและส่งออกจากขา 9 ของไอซีเบอร์ SL486 ด้วยค่ากระแสที่อาจมากถึง 5 มิลลิแอมป์ ข้อดีของการใช้ไอซีตัวนี้คือสามารถตัดปัญหาสัญญาณรบกวนจากภายนอกที่เกี่ยวข้องได้เป็นอย่างดี

คุณสมบัติของไอซีเบอร์ SL486

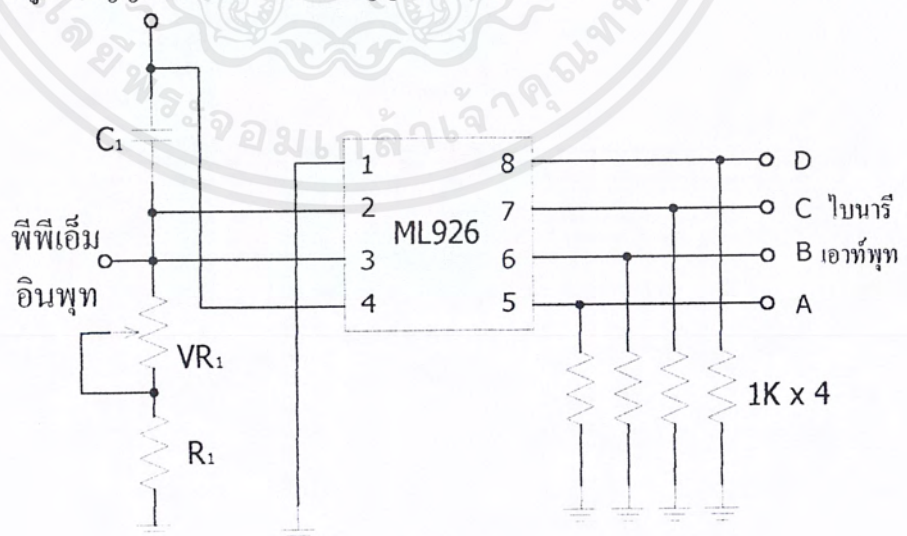
- 1.) มีอัตราการรับสัญญาณอัตราที่รวดเร็วแม้ในสภาวะแวดล้อมที่มีสัญญาณรบกวน
- 2.) แยกความแตกต่างระหว่างอินพุตและลดสัญญาณรบกวนเพื่อให้มีความเที่ยงตรงสูง
- 3.) รักษาระดับการทำงานของวงจรต่อสภาพแวดล้อมที่มีการเปลี่ยนแปลงของแสง
- 4.) สัญญาณรบกวนทางด้านเอาต์พุตต่ำ



รูปที่ 3.19 ส่วนรับสัญญาณแสง

ส่วนวงจรคิมอูลเกท

การคิมอูลเกทสัญญาณพีพีเอ็ม ที่ได้จากเอาต์พุตของไอซีเบอร์ SL486 สามารถทำได้ด้วย ไอซีสำเร็จรูปในตระกูล ML920 เช่น ML920, ML922, ML926 เป็นต้น ในโครงงานนี้ใช้ไอซีเบอร์ ML926 ซึ่งจะคิมอูลเกทสัญญาณออกมาเป็นรหัสสัญญาณแบบ BCD



รูปที่ 3.20 ส่วนคิมอูลเกท

$f = 1/0.15C1(VR1+R1)$

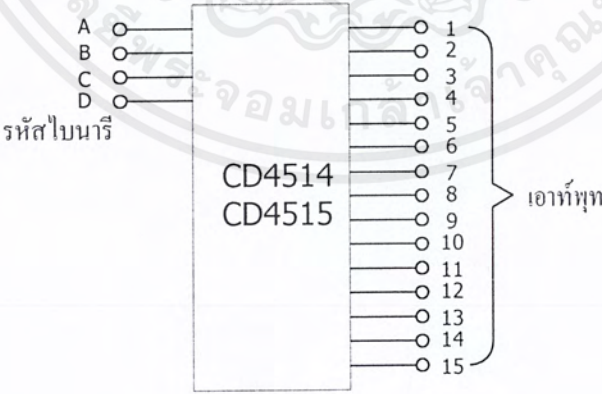
เมื่อค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุมีหน่วยเป็น โอห์มและฟารัดตามลำดับและค่าของความต้านทาน VR₁ รวมกับ R₁ ควรมีค่าอยู่ระหว่าง 2-200 กิโลโอห์ม
ค่าความถี่ f ของวงจรนี้ต้องมีความสัมพันธ์กับความถี่ในวงจรส่งโดยกำหนดได้จาก

$f = 40/t0$

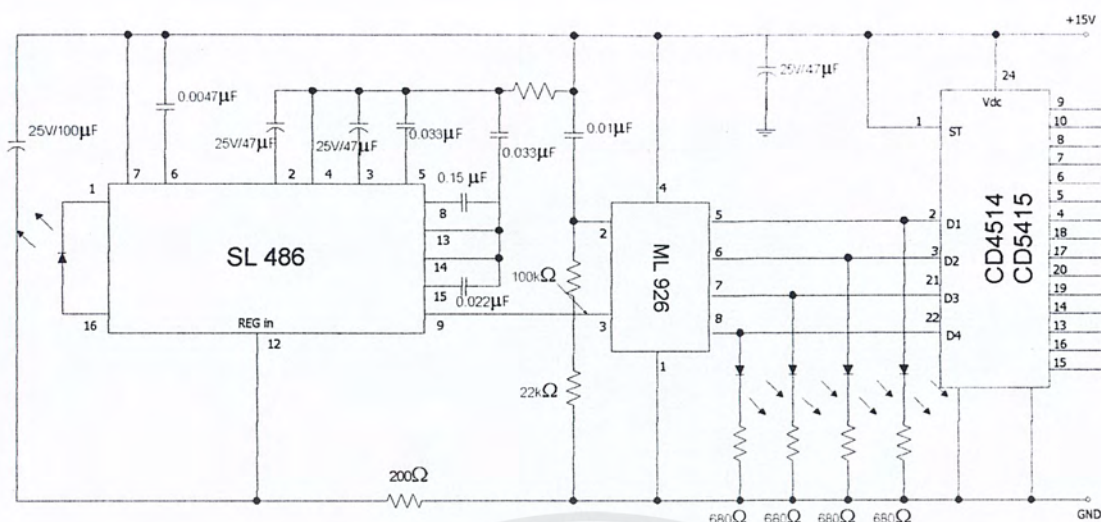
เมื่อ t₀ เป็นคาบเวลาของข้อมูลบิตที่เป็น “0” ในสัญญาณพีพีเอ็มภาคส่ง
จากวงจรตัวอย่างที่ออกแบบสำหรับรหัสควบคุม 4-บิตสัญญาณไบนารีที่ถูกคิมีอูเลขแล้วจะถูกส่งออกมาที่ขา 8,7,6,5 เป็นบิต DCBA ตามลำดับข้อสังเกตในการออกแบบวงจรภาคส่งเพื่อใช้กับ ML926 ที่ภาครับก็จะต้องกำหนดให้บิต “E” เป็น “0” เท่านั้น

ส่วนวงจรถอดรหัส

รหัสสัญญาณไบนารี DCBA จากขาเอาต์พุตของไอซีเบอร์ ML926 จะถูกนำไปถอดรหัสด้วย ไอซีซีโมสเบอร์ CD4514 ดังรูป เพื่อให้ได้สัญญาณเอาต์พุตออกมาโดยไอซีเบอร์ CD4514 จะให้สัญญาณเอาต์พุตเป็น “1” ในช่องสัญญาณที่ถูกเลือก ในขณะที่ช่องสัญญาณอื่นเป็น “0” และไอซีเบอร์ CD4514 จะทำงานกลับกันคือช่องที่ถูกเลือกจะให้สัญญาณเอาต์พุตเป็น “0” ในขณะที่ช่องสัญญาณที่เหลือเป็น “1” สัญญาณควบคุมที่ได้จะถูกป้อนไปยังวงจรที่ใช้ควบคุมอุปกรณ์



รูปที่ 3.21 ส่วนถอดรหัสไบนารี



รูปที่ 3.22 วงจรภาครับ

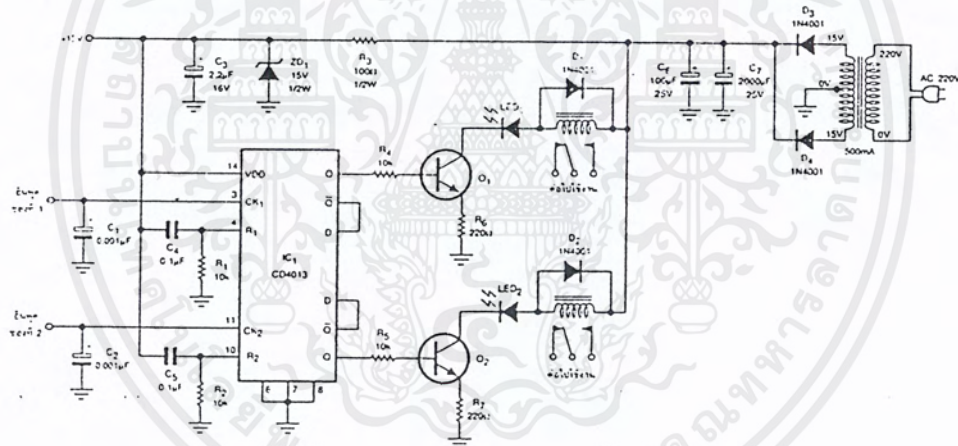
วงจรภาครับใช้แหล่งจ่ายไฟ 15 โวลต์เลี้ยงไอซีเบอร์ SL486, ML926 และ CD4514 โดยมีไดโอด RS302 เป็นตัวรับแสงอินฟราเรดซึ่งต่อเข้ากับขา 1 กับขา 16 ของ SL486 ซึ่งจะทำการดีโค้ดและขยายสัญญาณพีพีเอ็มแล้วทำการส่งเข้าอินพุตขา 3 ของ ML926

ส่วน VR₁ 100K ปรับค่าได้สำหรับปรับความถี่ออสซิลเลเตอร์ของ IC₁ ให้ตรงกับอินพุตที่รับเข้ามา ส่วนขา 5,6,7,8 ของ IC₂(LED) เป็นเอาต์พุตแสดงการทำงานโดยเป็นเลขฐานสอง ส่วน IC₃ CD4514 นั้นรับสัญญาณเข้ามาถอดรหัสให้ได้เอาต์พุตออกมา 15 ช่อง เมื่อยังไม่มีการทำงาน เอาต์พุตทั้งหมดจะเป็น “0” เวลากดสวิตช์ช่องใดช่องหนึ่งนั้นจะมีเอาต์พุตเป็น “1” ส่วนไอซี CD4514 นั้นจะให้เอาต์พุตที่ตรงกันข้าม

ที่อินพุตของ IC₃ จะมีสถานะเป็น “0” ทั้งหมดทั้ง 4 อินพุตเมื่อยังไม่กดสวิตช์เลือกช่องเมื่อเราเลือกใช้ IC₃ (CD4514) เราจึงไม่สามารถใช้งานช่อง 0 ซึ่งเอาต์พุตที่ออกจาก ML926 ที่ได้จะเป็นสถานะ “0000” นั่นเอง

3.5 วงจรเอาต์พุต

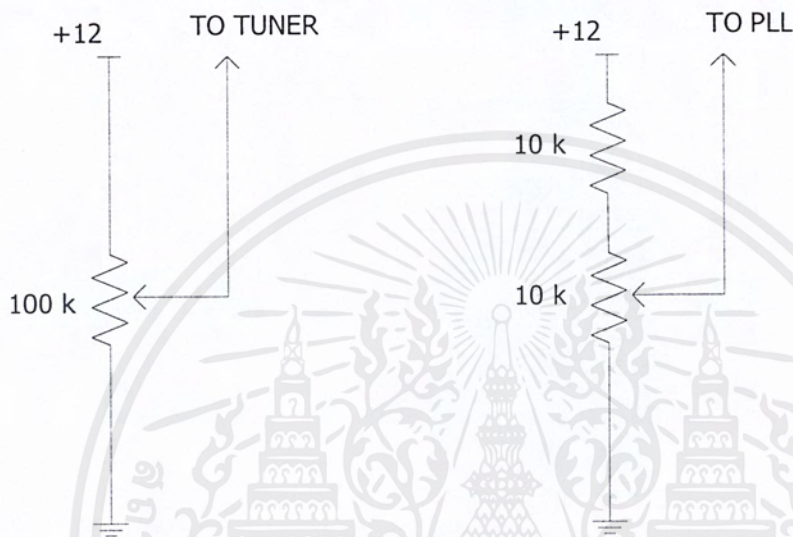
เป็นวงจรภาคขับรีเลย์ดังรูป โดยใช้ไอซีเบอร์ CD4013 ซึ่งเป็นไอซีฟลิปฟล็อปช่องสัญญาณ 8 ช่องใช้ CD4013 ทั้งหมด 4 ตัว เมื่อสัญญาณอินพุตช่อง 1 ถูกส่งเข้ามา (ขา 3 ของ CD4013) สัญญาณเอาต์พุตของช่อง 1 (ขา 1 ของ CD4013) ก็จะส่งไปแอสให้แก่ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC930 ทำให้รีเลย์ 1 ทำงาน LED จะสว่างเพื่อแสดงว่ารีเลย์ 1 ทำงานอยู่ช่องอื่นๆก็เช่นเดียวกัน เมื่อรีเลย์ทำงานก็คือการปิดวงจรทำให้มีแรงดันออกมาเพื่อส่งต่อไปยังภาคเชื่อมต่อระหว่างกับรีโมทกับเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมต่อไป



รูปที่ 3.23 วงจรภาคขับรีเลย์

3.6 วงจรเชื่อมต่อระหว่างเครื่องรับดาวเทียมกับรีโมทคอนโทรล

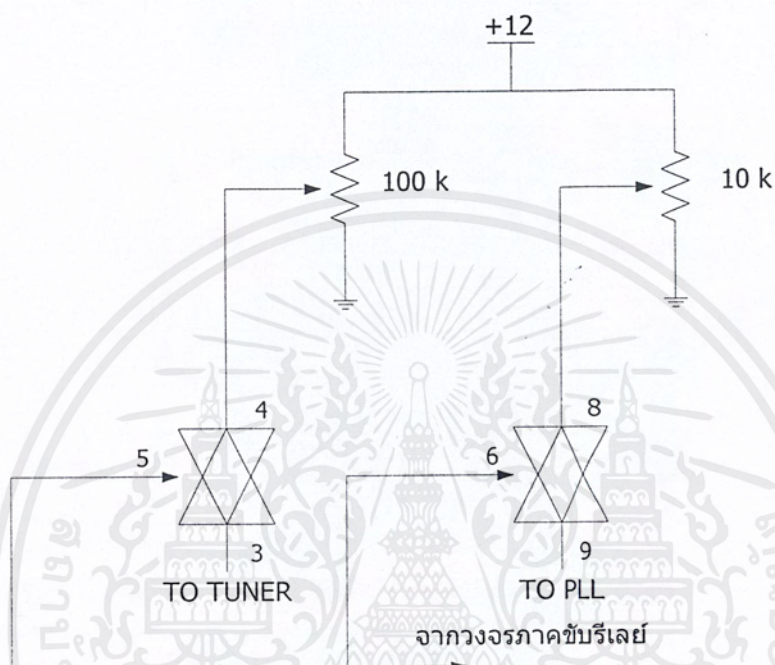
ในการที่เครื่องรับสัญญาณดาวเทียมจะสามารถรับสัญญาณภาพเสียงได้นั้น จะต้องทำการปรับการจูนช่องสัญญาณภาพและเสียงโดยใช้ VR1 และ VR2 เป็นการปรับแรงดันไฟฟ้าเพื่อป้อนไปยังจูนเนอร์ของภาพ เพื่อปรับหาภาพ และปรับรับช่องเสียงโดยปรับแรงดันไฟฟ้าที่วงจรดีเทคแบบ PLL



รูปที่ 3.24 วงจรจูนช่องสัญญาณภาพและเสียง

เมื่อเราปรับค่า VR จะทำให้ได้รับสัญญาณภาพและเสียงตามแขนแนลต่างๆ ของสัญญาณที่ส่งมาจากดาวเทียม ดังนั้นส่วนวงจรที่เชื่อมกับวงจรรีโมทเพื่อให้สามารถเปลี่ยนแขนแนลของสัญญาณได้ต้องมี VR หลายๆ ตัวและปรับค่าให้คงที่แน่นอนเพื่อกำหนดแรงดันไปยังภาค จูนเนอร์และ PLL แล้วสามารถทำให้รับสัญญาณภาพและเสียงได้ตามแขนแนลต่างๆ จากนั้นทำการเลือกว่าจะให้แรงดันจาก VR คู่ไหน

ในการออกแบบนี้เรากำหนดไว้ให้รับช่องสัญญาณได้ 8 ช่อง เพราะฉะนั้น ต้องปรับค่า VR_1 และ VR_2 ที่ต่างกันเพื่อให้สามารถรับชมสัญญาณภาพและเสียงต่างกัน 8 ช่อง ดังนั้น เราต้องนำ VR_1 และ VR_2 มาต่อขนานกันอย่างละ 8 ตัว และเพื่อที่จะเลือกว่าจะนำแรงดันจากตัวไหนมาใช้เราต้องนำอนาล็อกสวิตช์ มาต่อระหว่างส่วนที่จะส่งไปยัง TUNER และ PLL ทุกตัวดังรูป



รูปที่ 3.25 การต่อภาครีเลย์กับอนาล็อกสวิตช์

อนาล็อกสวิตช์ทำหน้าที่ เปิด - ปิด เส้นทางเดินของสัญญาณจาก VR กับ TUNER และ PLL ดังนั้น เราต้องควบคุมอนาล็อกสวิตช์ว่าจะให้ตัวไหนเปิด - ปิด โดยใช้แรงดันควบคุมจากส่วนรีเลย์ เราใช้ไอซีเบอร์ 4066 ทำหน้าที่เป็นอนาล็อกสวิตช์ ซึ่งไอซี 1 ตัวจะมี อนาล็อกสวิตช์ 4 ตัว ในที่นี้เราต้องใช้ทั้งหมด 4 ตัวโดยที่ 1 ตัวจะควบคุมช่องภาพและเสียงได้ 2 ช่อง

บทที่ 4

การทดสอบและวัดสัญญาณ

เครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์ผ่านดาวเทียมย่านซีแบนด์ ซึ่งเป็นโครงการที่สร้างขึ้นมานั้น จะทำการทดสอบวัดสัญญาณตามจุดต่าง ๆ ของวงจร ดังแสดงรูปที่ 4.1 จะใช้เครื่องวัดคือ สเปกตรัมอานาไลเซอร์ (Spectrum Analyzer) วัดผลที่ได้จะอยู่ลักษณะรูปคลื่นเชิงความถี่ โดยจะทำการวัดสัญญาณหลังภาค Down Converter ของ LNB ลงมา ซึ่งเป็นช่วงความถี่ที่ต้องการ แต่ก่อนที่จะทำการทดสอบวัดสัญญาณนั้น เราจะต้องแน่ใจก่อนว่าชุดอุปกรณ์ ODU จะต้องอยู่ในสภาพที่ใช้งานได้

การทดสอบเครื่องรับโทรทัศน์ผ่านดาวเทียมตามโครงการนี้ ทดสอบการรับสัญญาณของเครื่องรับ โดยการรับสัญญาณดาวเทียม Palapa C2 ที่ตำแหน่ง 113.0° E ตามจุดต่าง ๆ ที่วัดนั้นได้ผ่านกระบวนการ Down Converter ของ LNB มาแล้วจะส่งผ่านส่วนของวงจรในชุดกล่องจูนเนอร์ (Tuner) ซึ่งเอาท์พุทที่ได้จาก Tuner จะเป็นสัญญาณที่ผ่านการ Detect มาแล้ว เป็นสัญญาณรวมของภาพและเสียง ซึ่งเรียกว่า สัญญาณเบสแบนด์

การตั้งจานสายอากาศเพื่อรับสัญญาณที่ส่งมาจากดาวเทียมนั้น ทำได้โดยการใช้สเปกตรัม อานาไลเซอร์ทำการวัดสัญญาณที่ด้านเอาท์พุทของ LNB โดยหันทิศทางไปหาสถานีดาวเทียมที่เราต้องการโดยดูทิศทางตามเครื่องวัดพิกัด GPS หรือใช้เข็มทิศก็ได้ หลังจากทราบทิศทางแล้วก็ทำการปรับพิกัดโพลาร์จานสายอากาศทั้งมุมเงยในระนาบเอเลเวชัน (Elevation plain) และมุมกวาดในระนาบ (Azimuth Plain) แล้วดูค่าความแรงของสัญญาณที่ความถี่ 950-1450 MHz (ความถี่ IF ในโครงการนี้) ให้ได้ระดับของสัญญาณที่มากที่สุด

4.1 การทดสอบและวัดสัญญาณดาวเทียม

ทดสอบในส่วนของเครื่องรับที่สร้างขึ้น โดยการต่อกับจานสายอากาศย่านซีแบนด์แบบ Fixed รับสัญญาณดาวเทียม ที่ตำแหน่ง Palapa C2 ที่ตำแหน่ง 113.0° E จะสามารถรับสัญญาณโทรทัศน์ได้ ตำแหน่งที่ชัดเจน 6 ช่อง



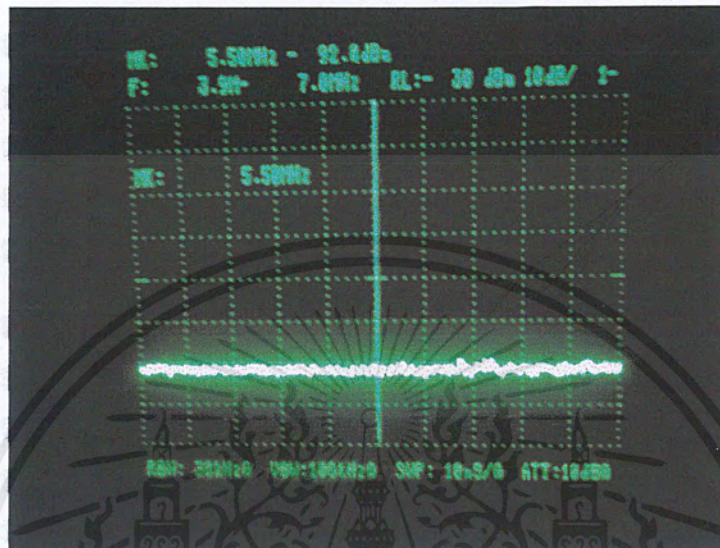
รูปที่ 4.2 รายการ MTV ที่สามารถรับได้



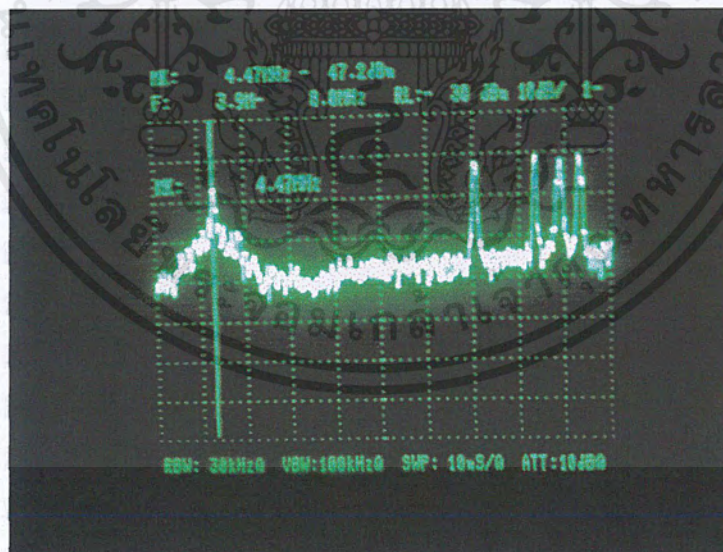
รูปที่ 4.3 รายการ CNBC ที่สามารถรับได้

จุดทดสอบสัญญาณที่ 1

วัดสัญญาณเบสแบนด์ ก่อนผ่าน R1 จุดนี้เป็นจุดเอาท์พุทที่ส่งออกมาจะจูนเนอร์ ซึ่งจะมีทั้งสัญญาณภาพ และสัญญาณเสียง เพื่อที่จะส่งไปยังจุดต่าง ๆ ของวงจรในส่วนของภาค Video และ Audio ผลที่ได้ดังรูปที่ 4.4

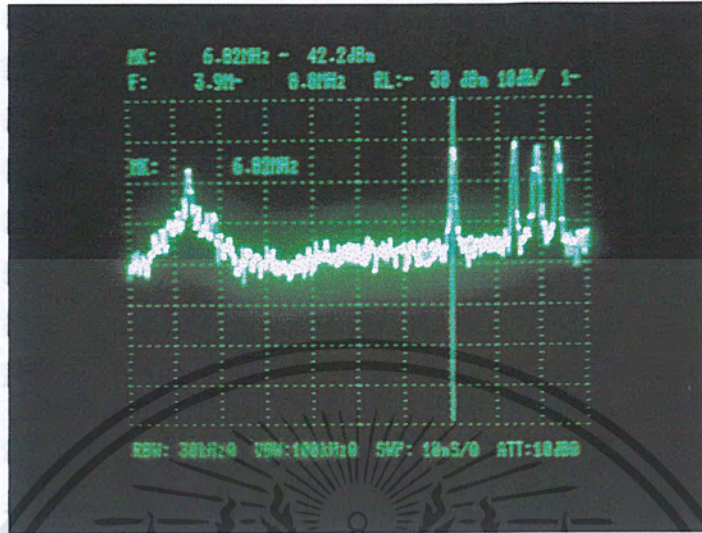


รูปที่ 4.4 สัญญาณทดสอบที่จุดเบสแบนด์ เมื่อเครื่องรับ (TVRO) ไม่มีช่องสัญญาณผ่านเข้ามา



รูปที่ 4.5 สัญญาณเบสแบนด์ เมื่อเครื่องรับ (TVRO) รับสัญญาณรายการ MTV ได้

จากรูปที่ 4.5 แสดงให้เห็นเส้น Spectrum ของสัญญาณภาพซึ่งอยู่ระหว่าง 0-5 MHz และสัญญาณ Spectrum ซึ่งเป็นสัญญาณ Burst carrier ที่ 4.47 MHz ซึ่งมีระดับความแรงของสัญญาณเท่ากับ -47.2 dBm

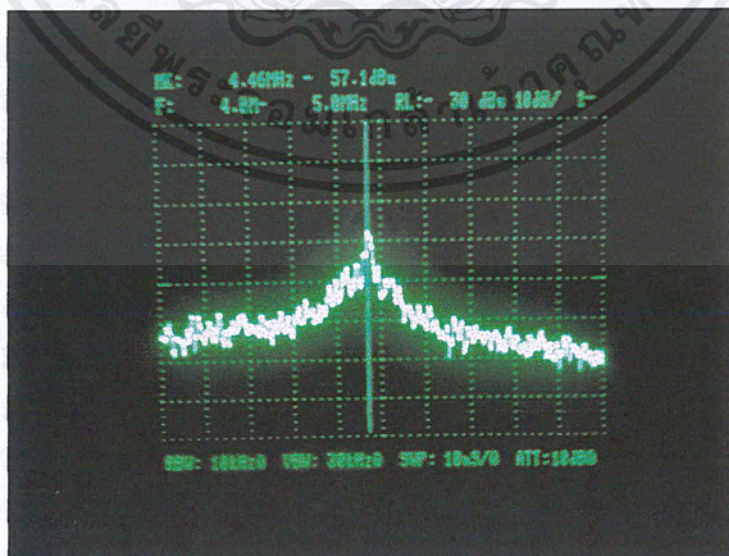


รูปที่ 4.6 สัญญาณเบสแบนด์ เมื่อเครื่องรับ (TVRO) รับสัญญาณรายการ MTV ได้

จากรูปที่ 4.6 แสดงให้เห็น Spectrum ของสัญญาณเสียงของสถานีส่ง MTV ซึ่งมีความถี่เสียง 6.02 MHz และมีระดับความแรงของสัญญาณเท่ากับ -42.2 dBm

จุดทดสอบสัญญาณที่ 2

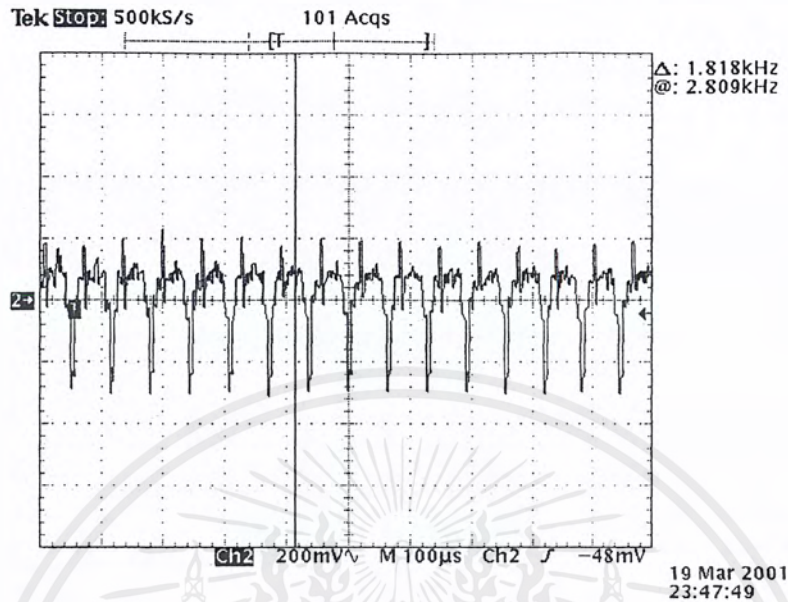
วัดสัญญาณที่ขา 1 ของ IC NE592 (ผ่าน LPF แล้ว) จะได้ Spectrum ของสัญญาณแสดง ดังรูปที่ 4.7 ซึ่งเป็นช่องสัญญาณที่รับจาก MTV รับมาจากประเทศสหรัฐอเมริกา จากรูปด้านซ้ายของเส้น MK แสดง Spectrum ของภาพ



รูปที่ 4.7 สัญญาณที่ขา 1 ของ IC NE592

จุดทดสอบสัญญาณที่ 3

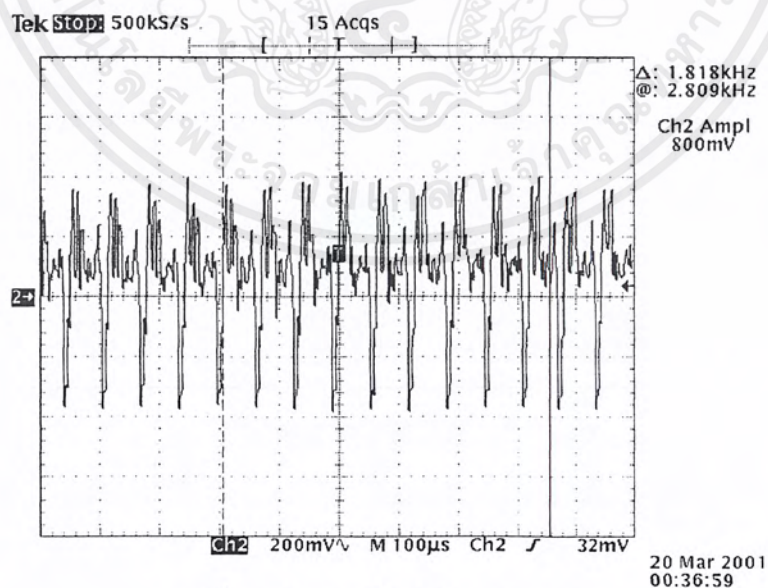
วัดสัญญาณที่ขา 7 ของ IC NE592 ด้วยออสซิลโลสโคป จะปรากฏรูปขบวนพัลส์ของสัญญาณภาพดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 สัญญาณที่วัดขา 7 ของ IC NE592 (สัญญาณภาพ)

จุดทดสอบสัญญาณที่ 4

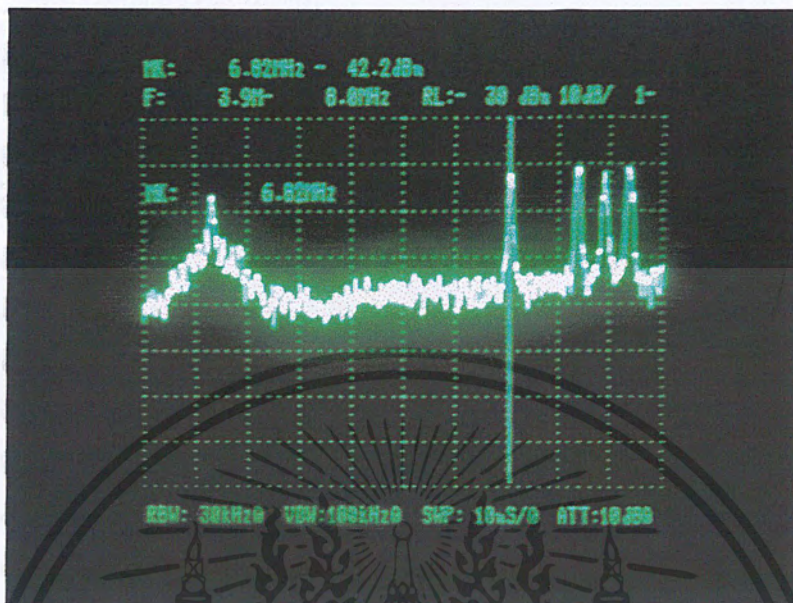
วัดสัญญาณที่จุด Video Out ซึ่งถือว่าเป็นจุดที่จะนำสัญญาณภาพไปต่อกับเครื่องรับโทรทัศน์ได้ (ระบบ AV) จากรูปจะเป็นรูปขบวนพัลส์ที่ผ่านการวางจรรยาแล้วของสัญญาณภาพของช่องสัญญาณ MTV



รูปที่ 4.9 สัญญาณที่วัดได้จาก Video Out

จุดทดสอบสัญญาณที่ 5

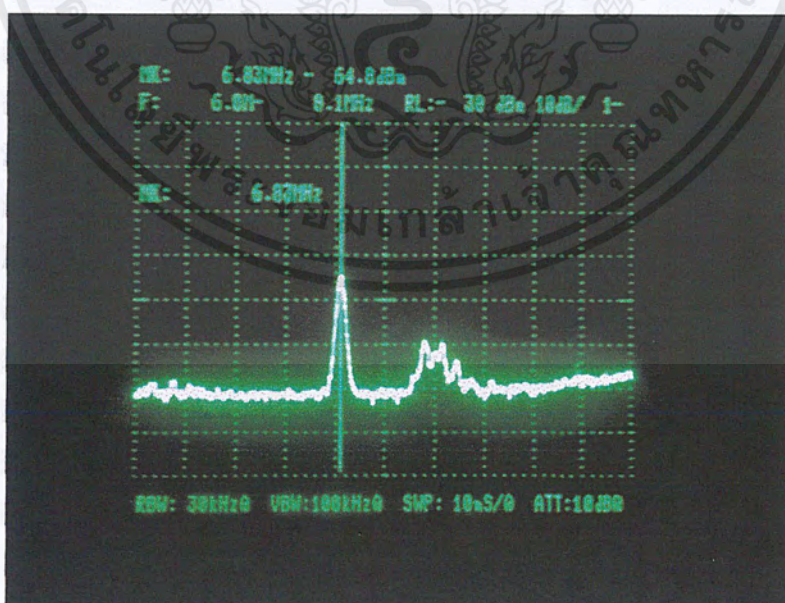
วัดสัญญาณที่ขา 6 ของ IC NE564 ซึ่งผ่านวงจร HPF มาแล้วจากรูปจะเห็น ทางด้านขวาของเส้น MK จะมีข้อสัญญาณเสียงส่งเข้ามาถึง 4 เสียงด้วยกัน



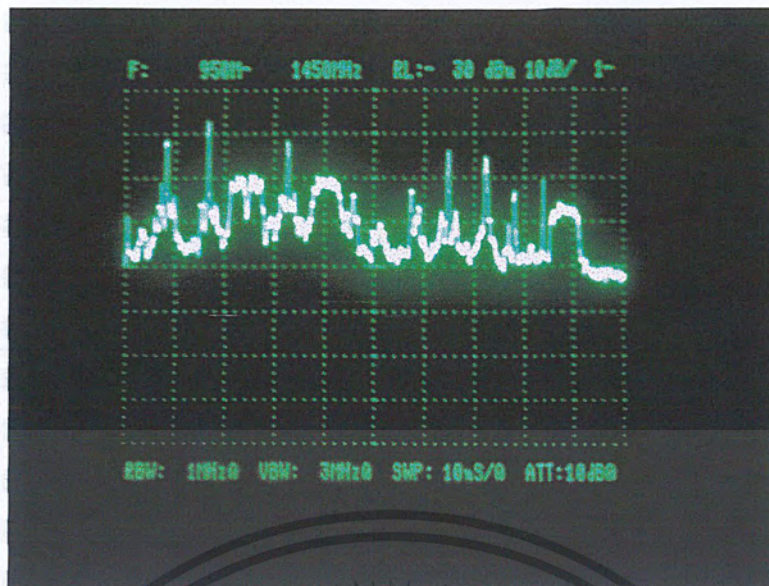
รูปที่ 4.10 แสดงเส้นสเปกตรัมของสัญญาณเสียง

จุดทดสอบสัญญาณที่ 6

วัดสัญญาณที่ขา 14 ของ IC NE564 ซึ่งเป็นเอาต์พุตของ Sound Detector จากรูปที่เส้น MK คือ Spectrum ของเสียงที่เครื่องรับได้ในระบบ โมโนจากช่องสัญญาณ MTV



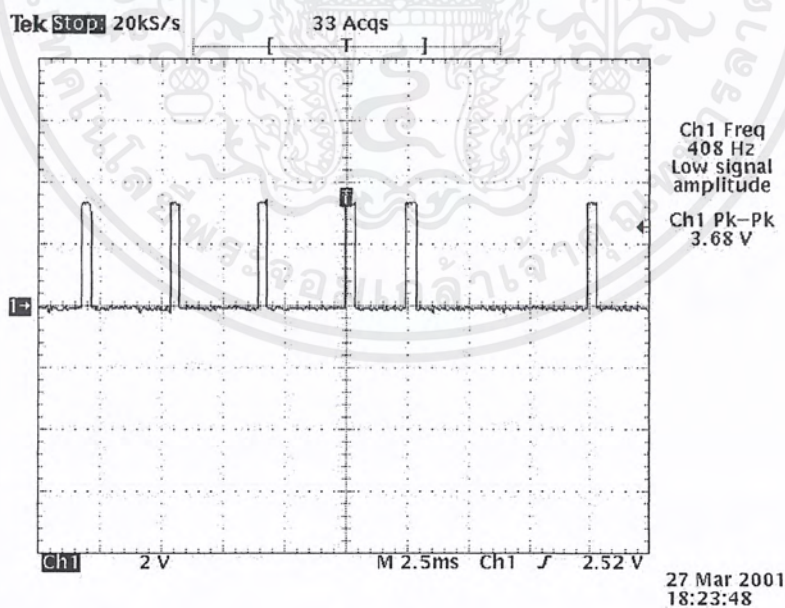
รูปที่ 4.11 สัญญาณที่วัดขา 14 ของ IC NE564



รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณผ่าน LNB ก่อนเข้าสู่ภาคจูนเนอร์ของเครื่องรับ

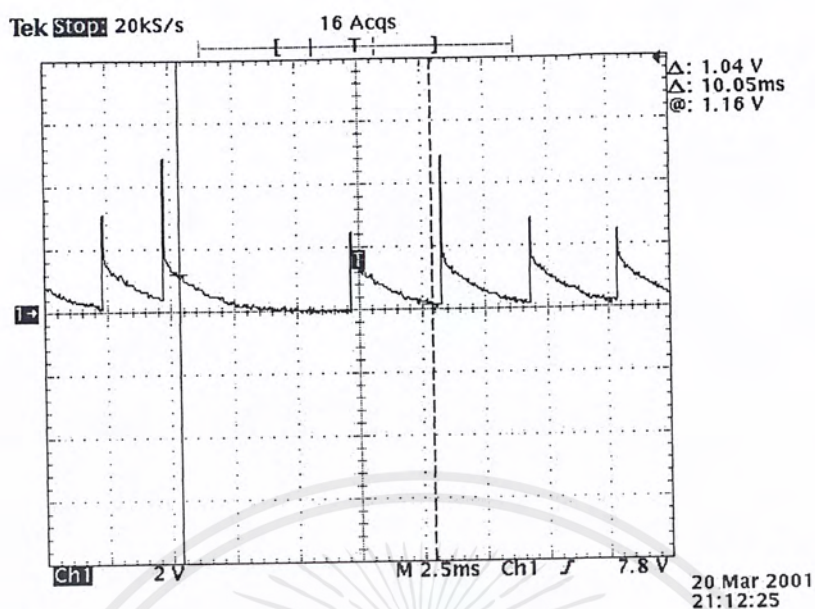
4.2 การทดสอบและวัดสัญญาณอุปกรณ์รีโมตคอนโทรล

จุดที่ 1 ทดสอบภาคส่งของรีโมตคอนโทรลซึ่งประกอบด้วย วงจรเข้ารหัส วงจรมอดูเลทแบบพีพีเอ็ม และวงจรแปลงสัญญาณพีพีเอ็มเป็นสัญญาณแสง โดยทำการวัดเอาต์พุตของภาคส่งที่ขา 2 ของไอซีเบอร์ SL490B จะปรากฏรูปสัญญาณเอาต์พุตที่เข้าขับ LED ดังรูป



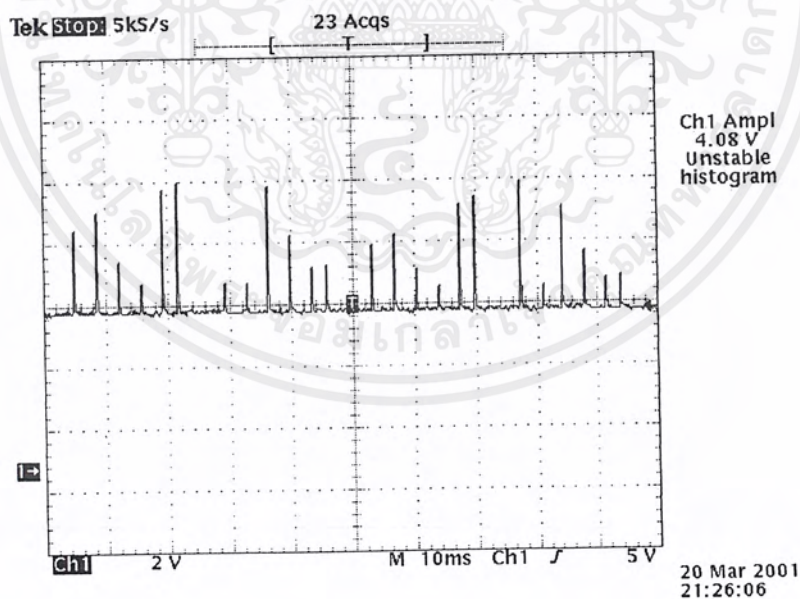
รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจากไอซี SL490B

จุดที่ 2 ทำการกดสวิทช์ส่งสัญญาณชุดข้อมูล แล้ววัดสัญญาณที่ LED1 และ LED2 จะปรากฏรูปสัญญาณพัลส์อินฟาเรดที่ออกมาจาก LED แต่ละตัวที่ใช้ส่งไปยังวงจรภาครับ ดังรูป



รูป 4.14 แสดงรูปสัญญาณพัลส์ที่ออกจาก LED เมื่อมีการกดสวิทช์ส่งสัญญาณ

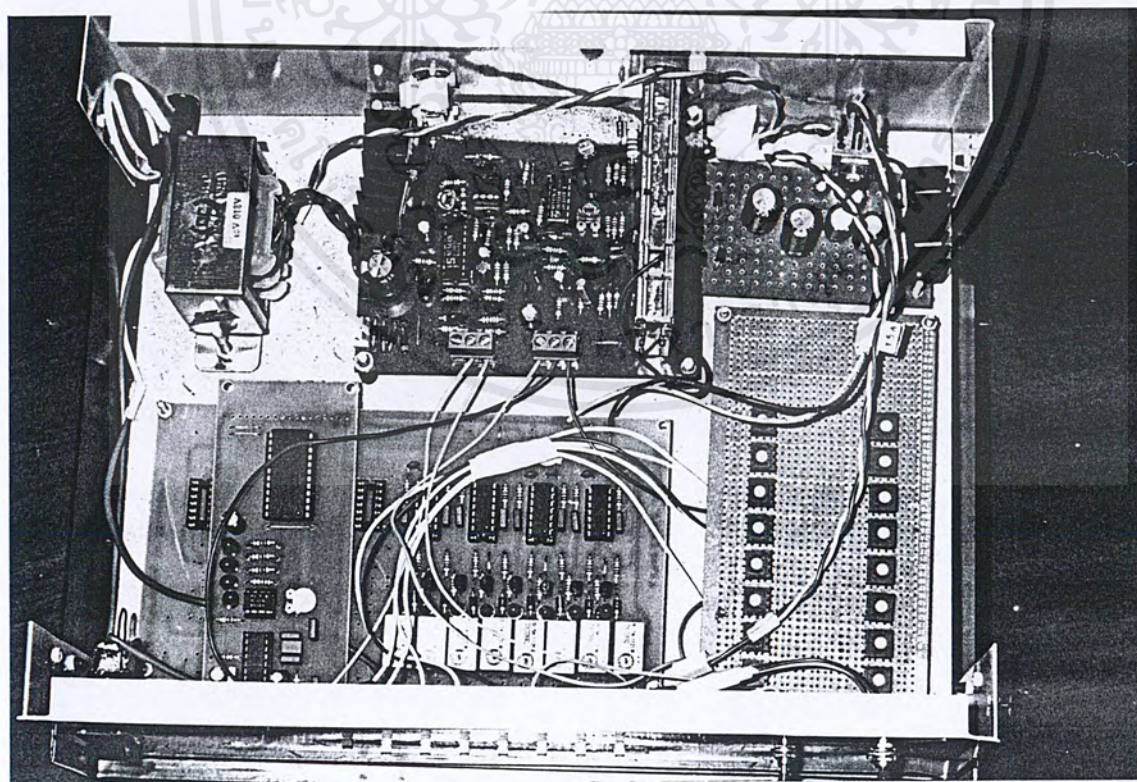
จุดที่ 3 ทดสอบการรับสัญญาณของวงจรคาร์บริโมคคอนโทรล โดยวัดสัญญาณที่ตัวโฟโตไดโอด D_1 ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า จะปรากฏรูปสัญญาณไฟฟ้าที่ผ่านการแปลงเรียบร้อยแล้ว ดังรูป



รูปที่ 4.15 แสดงรูปสัญญาณไฟฟ้าที่ด้านรับของรีโมคคอนโทรล



รูปที่ 4.16 แสดงเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมที่สร้างเสร็จสมบูรณ์



รูปที่ 4.17 แสดงการจัดวางอุปกรณ์ภายในเครื่องรับสัญญาณดาวเทียม

บทที่ 5

บทสรุปและวิจารณ์

5.1 บทสรุป

การออกแบบและการสร้างเครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์ผ่านดาวเทียมนี้ เป็นการศึกษาในหลักการและการทำงานของเครื่องรับ ซึ่งประกอบด้วยวงจรหลายๆ ส่วนประกอบกัน ซึ่งจุดมุ่งหมายของโครงการนี้ก็คือสามารถรับสัญญาณดาวเทียมได้ในช่วง 950-1450 MHz และสามารถแสดงสัญญาณภาพและเสียงออกมาทางโทรทัศน์เพื่อให้รับชมรายการจากช่องต่างๆ ได้ชัดเจน โดยการออกแบบได้นำวงจรจูนเนอร์มาใช้เป็นตัวรับสัญญาณดาวเทียมเพื่อกำเนิดสัญญาณเบสแบนด์ และใช้วงจรไอซีสำเร็จรูป ในการประมวลสัญญาณภาพและการดีเทคสัญญาณเสียงเป็นส่วนประกอบของโครงการ รวมทั้งยังใช้ทรานซิสเตอร์ในส่วนของวงจขยายต่างๆ นอกจากนี้ยังสามารถทำการเปลี่ยนช่องได้โดยการใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ซึ่งใช้รหัสแบบพีพีเอ็ม และในการทดลองซึ่งรับสัญญาณจากดาวเทียม Palapa ซึ่งมีช่องสัญญาณที่สามารถรับได้ 6 ช่อง สามารถรับชมรายการจากสถานีต่างๆ ได้อย่างชัดเจนทุกช่อง

5.2 ปัญหาและทางแก้ไข

จากการสร้างเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมรวมทั้งการทดลองวัดสัญญาณนั้น มีปัญหาและอุปสรรคต่างๆ ที่เกิดขึ้นในการปฏิบัติการ รวมทั้งแนวทางแก้ไขดังนี้

1. อุปกรณ์ส่วนประกอบบางตัวที่ใช้ในโครงการหาซื้อได้ยากมาก เช่น อุปกรณ์จูนเนอร์, IC เบอร์ SL486 และ SL490B หาซื้อในท้องตลาดไม่ได้ ต้องไปสั่งมาจากร้านที่ขายอุปกรณ์ดังกล่าวโดยเฉพาะ และมีราคาแพง
2. เกิดปัญหาเกี่ยวกับเครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง เช่น เครื่องสเปกตรัม อนุไลเซอร์ ที่มีให้ใช้เป็นรุ่นเก่า การใช้งานยุ่งยาก หน้าจอชัดบ้างไม่ชัดบ้างเนื่องจากผ่านการใช้งานมานาน นอกจากนี้จานสายอากาศเดิมก็รับสัญญาณได้น้อยช่อง จึงต้องทำการตั้งจานใหม่เพื่อรับสัญญาณจากดาวเทียมดวงอื่น

5.3 แนวทางการปรับปรุงและพัฒนา

จากการออกแบบและสร้างเครื่องรับดาวเทียมนี้ สามารถประเมินผลเพื่อวิเคราะห์แนวทางพัฒนาต่อไปได้ดังนี้

1. พัฒนางจรจูนการรับสัญญาณโดยใช้ระบบ Tracking สัญญาณโดยใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ เพื่อกำหนดตำแหน่งของช่องสัญญาณที่ชัดเจนได้อย่างรวดเร็ว
2. พัฒนาการใช้จูนเนอร์ให้รับได้ทั้งย่านความถี่ C-band และ Ku-band รวมทั้งประยุกต์เครื่องรับสัญญาณดาวเทียมเพื่อให้ง่ายกับจานสายอากาศแบบ Polar mount ได้ เพื่อให้รับชมรายการจากช่องสถานีต่างๆ ได้มากขึ้น
3. ออกแบบวงจรส่วนดีเทคสัญญาณเสียงให้เป็นระบบสเตอริโอแทนระบบโมโน

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้คงไม่อาจสำเร็จลุล่วงได้ หากไม่ได้รับความช่วยเหลือจากบุคคลรอบข้าง โดยเฉพาะ อ.ที่ปรึกษา รศ.ณรงค์ เหมกรณ์ และพี่ๆ นักศึกษาปริญญาโทคอยให้คำปรึกษา

พี่ๆที่บริษัท สามารถเทลคอม คุณพรชัย กรัยวิเชียร คุณธีรภัทร กุลกิจกำจร และคุณธราธร ดีประเสริฐ ที่ช่วยอำนวยความสะดวกในเรื่องการสื่อสารความเหียม

นายอนุจิน ขวัญจิตพิทักษ์ นายวรวรรณ ทับทิมแสง และเพื่อนทุกคนที่ช่วยให้คำแนะนำและคอยให้กำลังใจ รวมถึงนายก่อกิตติกรณ์ แห่งห้องISAGและเพื่อนๆในห้องโปรเจกต์ อ. เกรียงไกร และที่ให้ความช่วยเหลือด้านงานเอกสารและคอมพิวเตอร์ด้วยดีมาตลอด

ทางผู้จัดทำจึงขอแสดงความขอบคุณมา ณ ที่นี้



Video amplifier

NE592

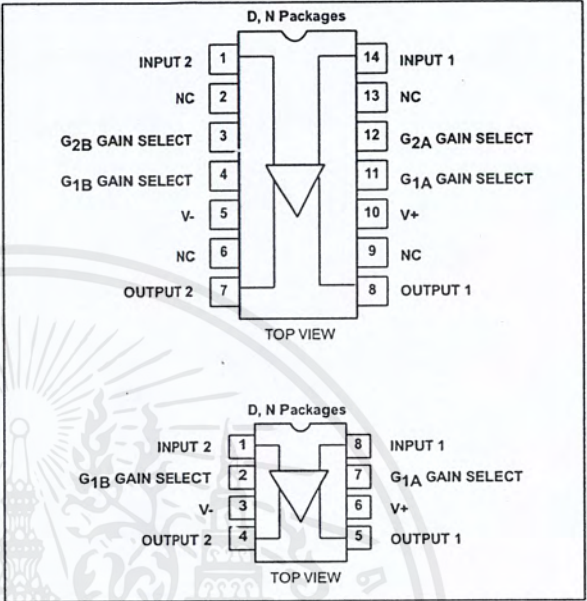
DESCRIPTION

The NE592 is a monolithic, two-stage, differential output, wideband video amplifier. It offers fixed gains of 100 and 400 without external components and adjustable gains from 400 to 0 with one external resistor. The input stage has been designed so that with the addition of a few external reactive elements between the gain select terminals, the circuit can function as a high-pass, low-pass, or band-pass filter. This feature makes the circuit ideal for use as a video or pulse amplifier in communications, magnetic memories, display, video recorder systems, and floppy disk head amplifiers. Now available in an 8-pin version with fixed gain of 400 without external components and adjustable gain from 400 to 0 with one external resistor.

FEATURES

- 120MHz unity gain bandwidth
- Adjustable gains from 0 to 400
- Adjustable pass band
- No frequency compensation required
- Wave shaping with minimal external components
- MIL-STD processing available

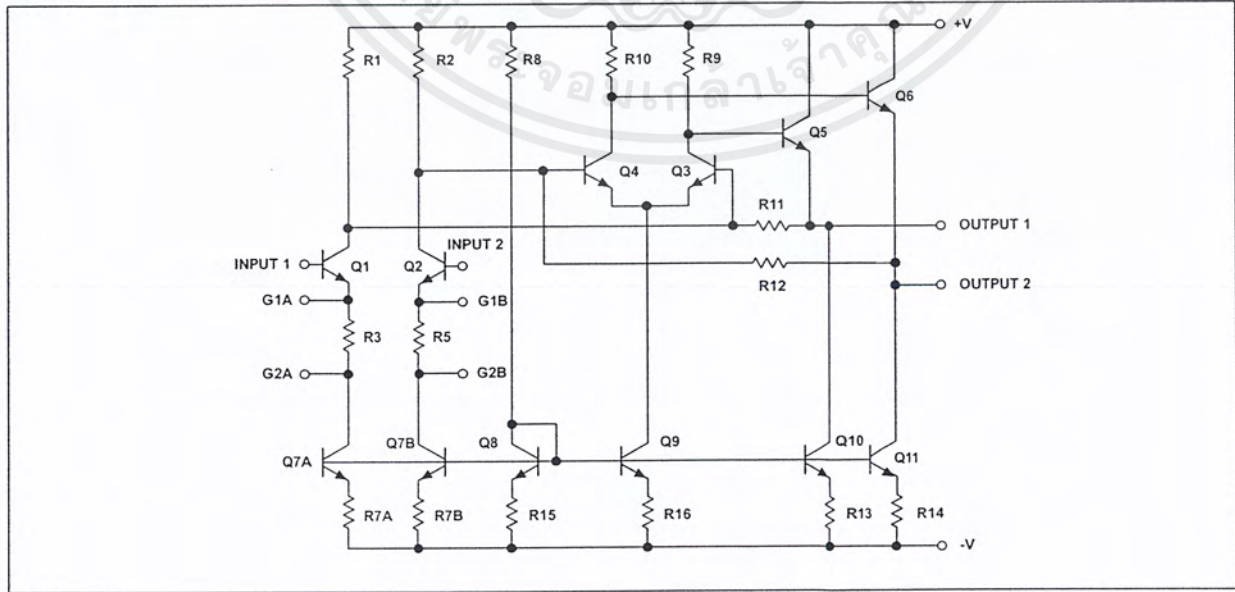
PIN CONFIGURATIONS



APPLICATIONS

- Floppy disk head amplifier
- Video amplifier
- Pulse amplifier in communications
- Magnetic memory
- Video recorder systems

BLOCK DIAGRAM



Video amplifier

NE592

ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 to +70°C	NE592N14	0405B
14-Pin Small Outline (SO) package	0 to +70°C	NE592D14	0175D
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 to +70°C	NE592N8	0404B
8-Pin Small Outline (SO) package	0 to +70°C	NE592D8	0174C

NOTES:

N8, N14, D8 and D14 package parts also available in "High" gain version by adding "H" before package designation, i.e., NE592HDB

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

T_A=+25°C, unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
V _{CC}	Supply voltage	±8	V
V _{IN}	Differential input voltage	±5	V
V _{CM}	Common-mode input voltage	±6	V
I _{OUT}	Output current	10	mA
T _A	Operating ambient temperature range	0 to +70	°C
T _{STG}	Storage temperature range	-65 to +150	°C
P _{D MAX}	Maximum power dissipation, T _A =25°C (still air) ¹		
	D-14 package	0.98	W
	D-8 package	0.79	W
	N-14 package	1.44	W
	N-8 package	1.17	W

NOTES:

1. Derate above 25°C at the following rates:
D-14 package at 7.8mW/°C
D-8 package at 6.3mW/°C
N-14 package at 11.5mW/°C
N-8 package at 9.3mW/°C

Video amplifier

NE592

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_A=+25^{\circ}\text{C}$ $V_{SS}=\pm 6\text{V}$, $V_{CM}=0$, unless otherwise specified. Recommended operating supply voltages $V_S=\pm 6.0\text{V}$. All specifications apply to both standard and high gain parts unless noted differently.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	NE592			UNIT
			Min	Typ	Max	
A_{VOL}	Differential voltage gain, standard part	$R_L=2\text{k}\Omega$, $V_{OUT}=3V_{P-P}$				
	Gain 1 ¹		250	400	600	V/V
	Gain 2 ^{2, 4}		80	100	120	V/V
R_{IN}	Input resistance					
	Gain 1 ¹			4.0		k Ω
	Gain 2 ^{2, 4}		10	30		k Ω
C_{IN}	Input capacitance ²	Gain 2 ⁴		2.0		pF
I_{OS}	Input offset current			0.4	5.0	μA
I_{BIAS}	Input bias current			9.0	30	μA
V_{NOISE}	Input noise voltage	BW 1kHz to 10MHz		12		μV_{RMS}
V_{IN}	Input voltage range		± 1.0			V
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{CM}\pm 1\text{V}$, $f<100\text{kHz}$ $V_{CM}\pm 1\text{V}$, $f=5\text{MHz}$				
	Gain 2 ⁴		60	86		dB
	Gain 2 ⁴			60		dB
PSRR	Supply voltage rejection ratio	$\Delta V_S=\pm 0.5\text{V}$				
	Gain 2 ⁴		50	70		dB
V_{OS}	Output offset voltage	$R_L=\infty$ $R_L=\infty$ $R_L=\infty$			1.5	V
	Gain 1				1.5	V
	Gain 2 ⁴			0.35	0.75	V
	Gain 3 ³					V
V_{CM}	Output common-mode voltage	$R_L=\infty$	2.4	2.9	3.4	V
V_{OUT}	Output voltage swing differential	$R_L=2\text{k}\Omega$	3.0	4.0		V
R_{OUT}	Output resistance			20		Ω
I_{CC}	Power supply current	$R_L=\infty$		18	24	mA

NOTES:

- 1. Gain select Pins G_{1A} and G_{1B} connected together.
- 2. Gain select Pins G_{2A} and G_{2B} connected together.
- 3. All gain select pins open.
- 4. Applies to 14-pin version only.

Video amplifier

NE592

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

DC Electrical Characteristics $V_{SS}=\pm 6V$, $V_{CM}=0$, $0^{\circ}C \leq T_A \leq 70^{\circ}C$, unless otherwise specified. Recommended operating supply voltages $V_S=\pm 6.0V$. All specifications apply to both standard and high gain parts unless noted differently.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	NE592			UNIT
			Min	Typ	Max	
A_{VOL}	Differential voltage gain, standard part Gain 1 ¹ Gain 2 ^{2, 4}	$R_L=2k\Omega$, $V_{OUT}=3V_{P-P}$	250		600	V/V
			80		120	V/V
R_{IN}	Input resistance Gain 2 ^{2, 4}		8.0			k Ω
I_{OS}	Input offset current				6.0	μA
I_{BIAS}	Input bias current				40	μA
V_{IN}	Input voltage range		± 1.0			V
CMRR	Common-mode rejection ratio Gain 2 ⁴	$V_{CM}\pm 1V$, $f<100kHz$	50			dB
PSRR	Supply voltage rejection ratio Gain 2 ⁴	$\Delta V_S=\pm 0.5V$	50			dB
V_{OS}	Output offset voltage Gain 1 Gain 2 ⁴ Gain 3 ³	$R_L=\infty$			1.5	V
					1.5	
					1.0	
V_{OUT}	Output voltage swing differential	$R_L=2k\Omega$	2.8			V
I_{CC}	Power supply current	$R_L=\infty$			27	mA

NOTES:

- 1. Gain select Pins G_{1A} and G_{1B} connected together.
- 2. Gain select Pins G_{2A} and G_{2B} connected together.
- 3. All gain select pins open.
- 4. Applies to 14-pin versions only.

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_A=+25^{\circ}C$ $V_{SS}=\pm 6V$, $V_{CM}=0$, unless otherwise specified. Recommended operating supply voltages $V_S=\pm 6.0V$. All specifications apply to both standard and high gain parts unless noted differently.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	NE/SA592			UNIT
			Min	Typ	Max	
BW	Bandwidth Gain 1 ¹ Gain 2 ^{2, 4}			40		MHz
				90		MHz
t_R	Rise time Gain 1 ¹ Gain 2 ^{2, 4}	$V_{OUT}=1V_{P-P}$		10.5 4.5	12	ns ns
t_{PD}	Propagation delay Gain 1 ¹ Gain 2 ^{2, 4}	$V_{OUT}=1V_{P-P}$		7.5 6.0	10	ns ns

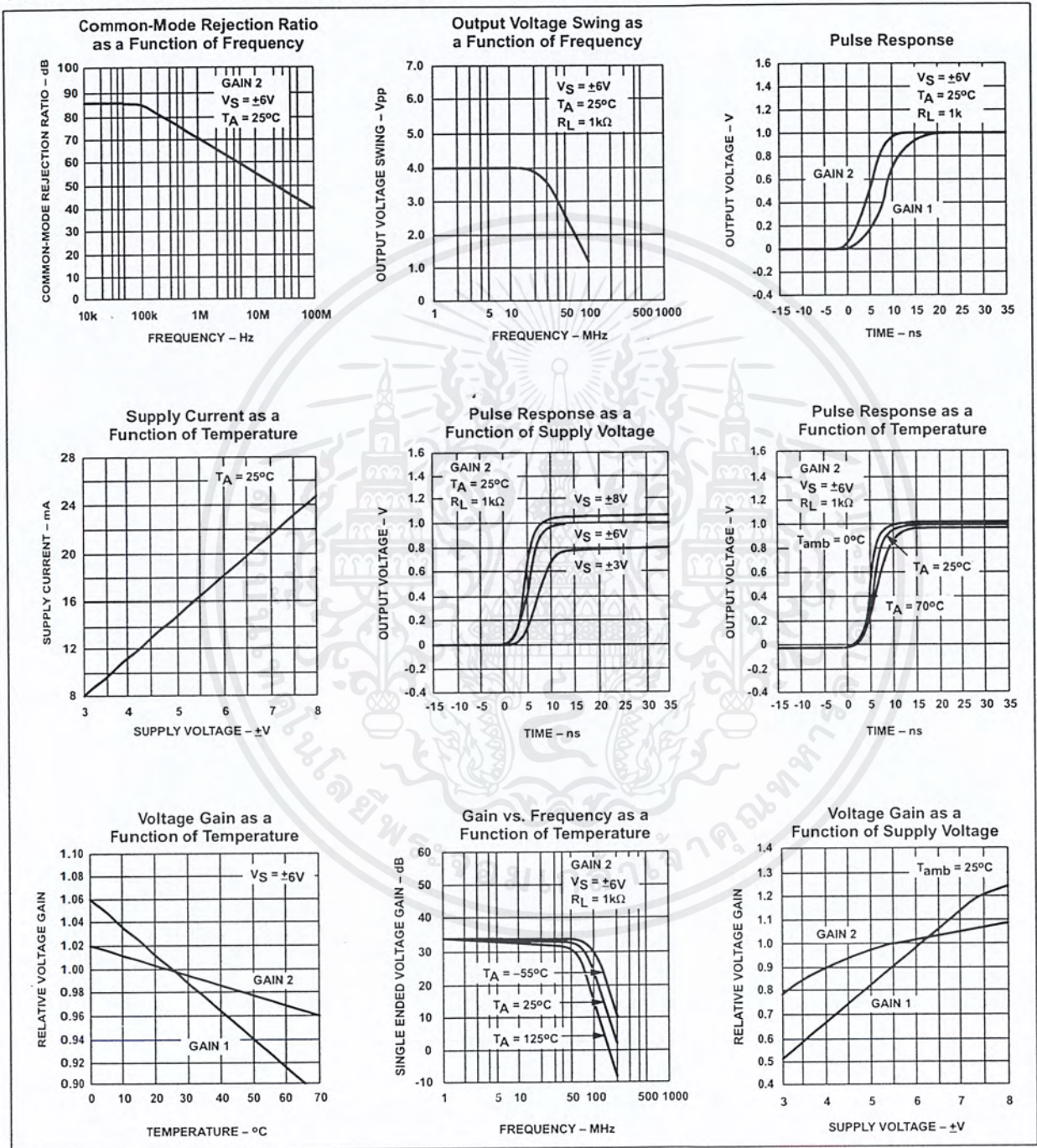
NOTES:

- 1. Gain select Pins G_{1A} and G_{1B} connected together.
- 2. Gain select Pins G_{2A} and G_{2B} connected together.
- 3. All gain select pins open.
- 4. Applies to 14-pin versions only.

Video amplifier

NE592

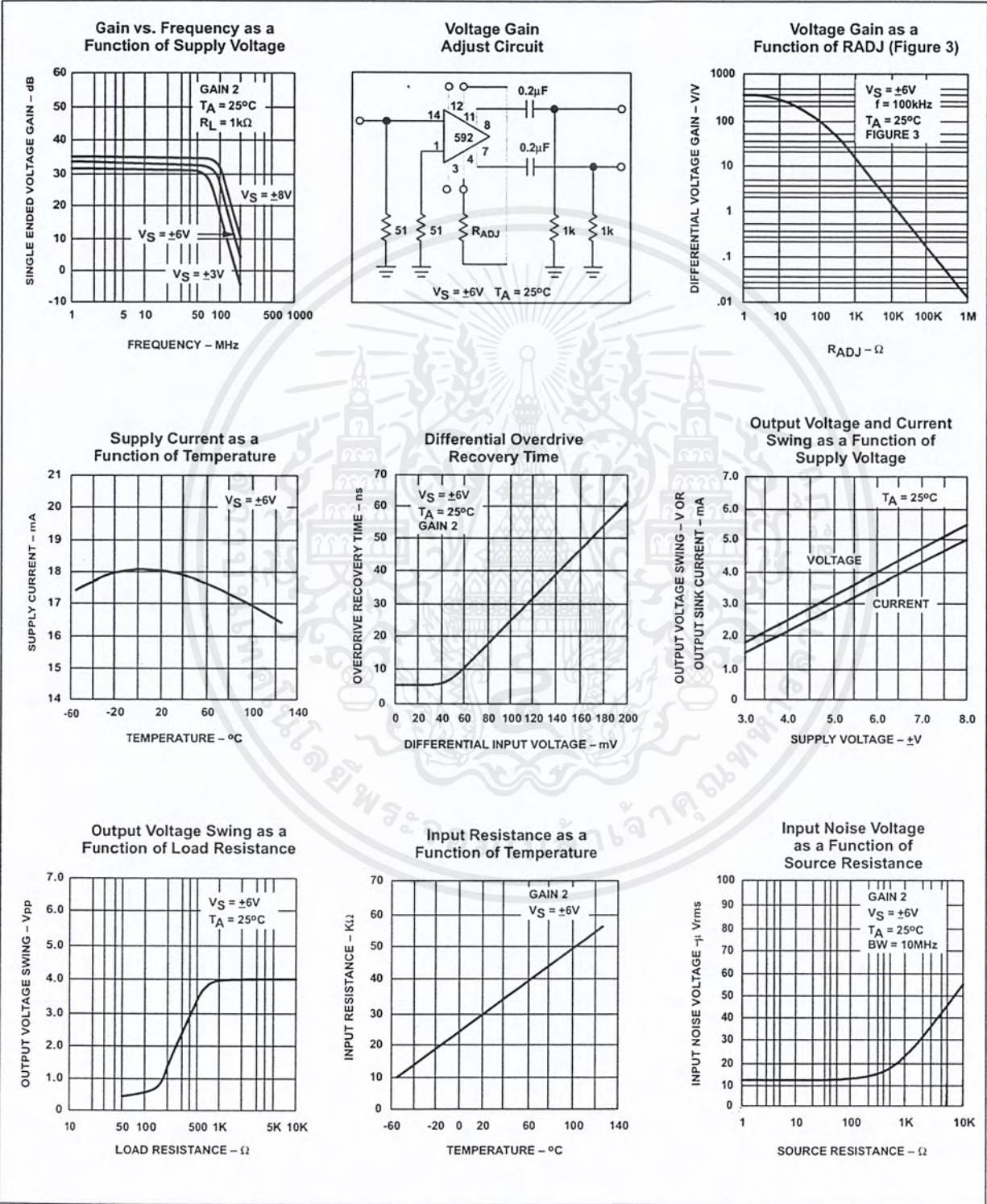
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



Video amplifier

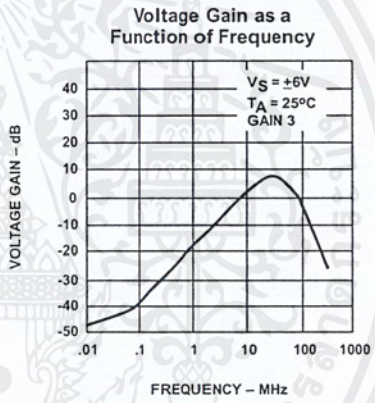
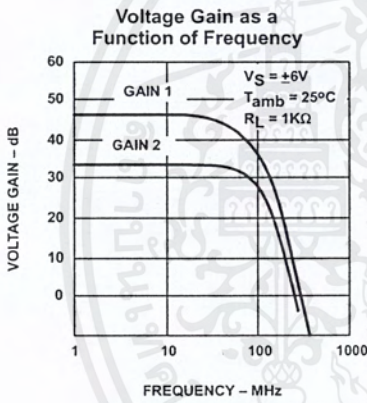
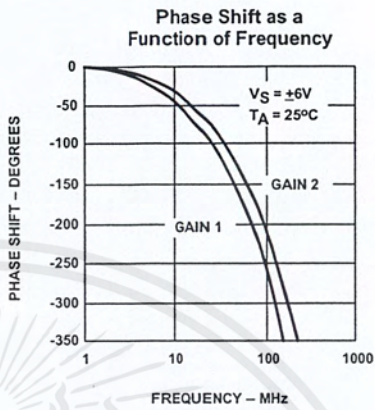
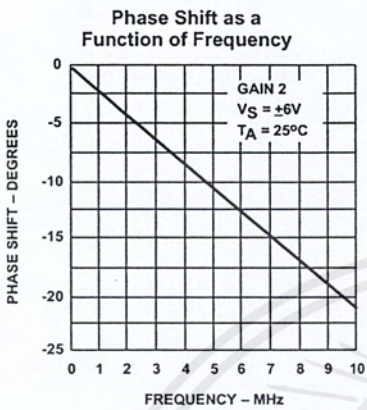
NE592

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Continued)

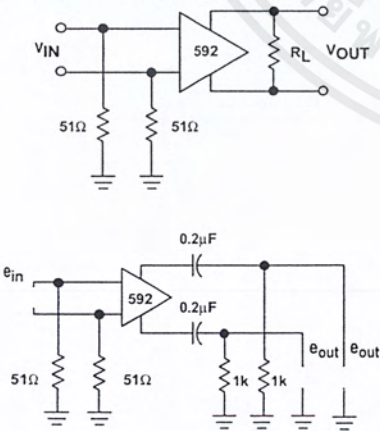


Video amplifier

NE592



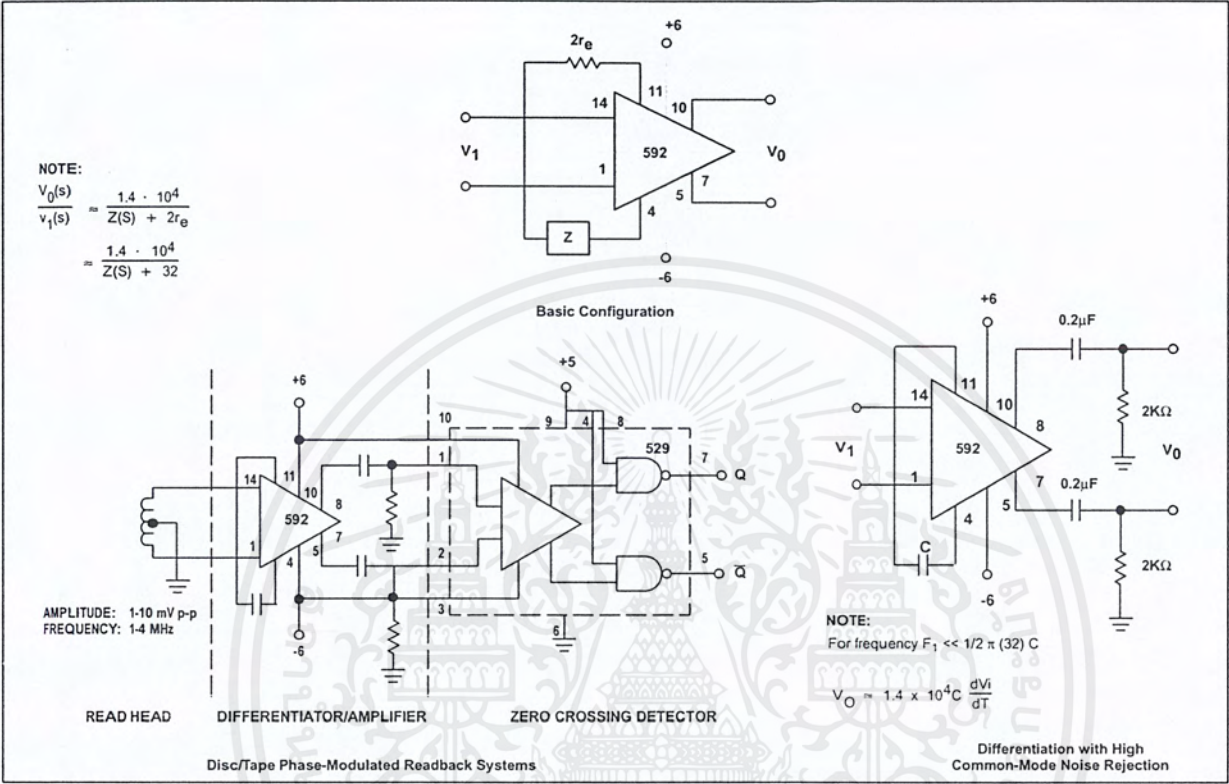
TEST CIRCUITS $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise specified.



Video amplifier

NE592

TYPICAL APPLICATIONS



FILTER NETWORKS

Z NETWORK	FILTER TYPE	$V_0(s)$ TRANSFER $V_1(s)$ FUNCTION
	LOW PASS	$\frac{1.4 \times 10^4}{L} \left[\frac{1}{s + R/L} \right]$
	HIGH PASS	$\frac{1.4 \times 10^4}{R} \left[\frac{s}{s + 1/RC} \right]$
	BAND PASS	$\frac{1.4 \times 10^4}{L} \left[\frac{s}{s^2 + R/Ls + 1/LC} \right]$
	BAND REJECT	$\frac{1.4 \times 10^4}{R} \left[\frac{s^2 - 1/LC}{s^2 + 1/LC + s/RC} \right]$

NOTES:

In the networks above, the R value used is assumed to include $2r_e$, or approximately 32Ω .

$S = j\omega$

$\omega = 2\pi f$

SL486

INFRA RED REMOTE CONTROL PREAMPLIFIER

The SL486 is a high gain preamplifier designed to form an interface between an infra-red receiving diode and the digital input of remote control receiving circuits. The device contains two other circuit elements, one to provide a stretched output pulse facility and a voltage regulator to allow operation from a wide range of supplies.

FEATURES

- Fast Acting AGC Improves Operation in Noisy Environments
- Differential Inputs Reduce Noise Pick-up and Improve Stability
- Gyrator Circuit Allows Operation in Environments with High Brightness Background Light Levels
- Output Pulse Stretcher for use with Microprocessor Decoders
- On-Chip Stabiliser Allows Operation with a Wide Range of Supply Voltages
- Low Noise Output

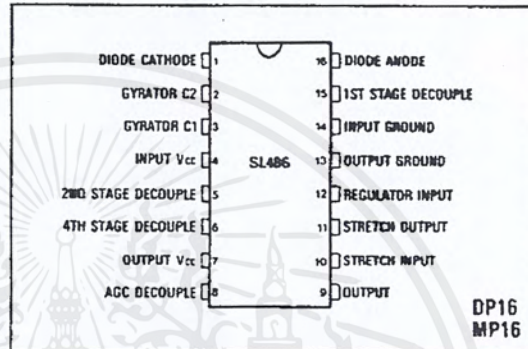


Fig.1 Pin connections (top view)

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply voltage (V Pins 4 & 7)	+10V wrt V Pins 13 & 14
Regulator input voltage (V Pin 12)	-20V wrt V Pin 7
Output current	5mA
Stretch output current	5mA
Operating temperature range	0°C to -70°C
Storage temperature	-55°C to -125°C

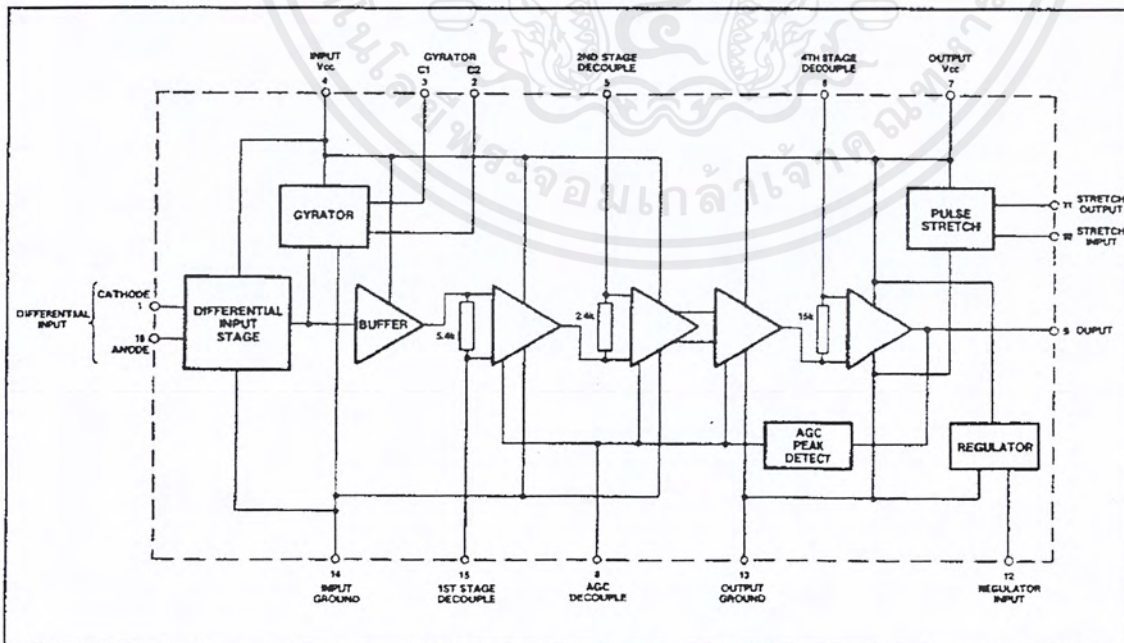


Fig.2 SL486 block diagram

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test conditions (unless otherwise stated):

 $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$, $V_{CC} = 4.5\text{V}$ to 7.0V

Characteristic	Pin	Value			Unit	Conditions
		Min.	Typ.	Max.		
Supply current (See Note 1)	4,7		6.5	9.0	mA	$V_{CC} = 5.0\text{V}$, $I_{DIODE} = 1.0\mu\text{A}$ } Pins 13 & 14
	4	$3.5+3\times I_D$	$4.2+3\times I_D$	$5+3\times I_D$	mA	$V_{CC} = 4.5\text{V}$, $I_{DIODE} \leq 1.5\text{mA}$ } ground
	4,7		8.5	10	mA	$V_{CC} = 18\text{V}$, $I_{DIODE} = 1.0\mu\text{A}$ Pin 12 ground
Low voltage supply (external)	4,7(+ve), 13,14(-ve)	4.5		9.5	V	Input and output V_{CC} commoned, input and output ground commoned
High voltage supply (external)	4,7(+ve), 12(-ve)	8.4		18.0	V	Input and output V_{CC} commoned, input and output ground at internal regulated voltage
Internal regulated voltage	13(wrt 7)	5.9	6.2	6.5	-V	V Pin 7(+) to V Pin 12(-) = +16V
Voltage between input and output V_{CC}	4,7			1.5	V	At room temperature
				1.1	V	At 70°C
Minimum sensitivity of differential input	1,16	9.0 74.0 168.0		2.3	nA	$I_{DIODE} = 1.0\mu\text{A}$
				18.5	nA	$I_{DIODE} = 100\mu\text{A}$
				42.0	nA	$I_{DIODE} = 0.5\text{mA}$
Common mode rejection	1,16		35.0		dB	
Maximum signal input	1,16	3.0	4.0		mA(peak)	
AGC range			68.0		dB	
Output and stretch output pull-up resistance (internal)	9,11		55.0		k Ω	At 25°C
Stretch output pulse width (T_p)	11		2.4		ms	Capacitance Pin 9 to Pin 10 = 10nF; $T_p \approx -R_x C \ln \left\{ \frac{1.5}{V_{CC}} \right\}$,
T co-efficient on R_x			0.7		%/ $^{\circ}\text{C}$	Where $R_x = 200\text{k}\Omega \pm 25\%$ (internal resistance)
Output low	9			Output ground +0.35	V	0.2mA Sink, max.
Output high	9	Output V_{CC} -0.5			V	5 μA Source
Stretch output low	11			Output ground +0.5	V	1.6mA Sink, max.
Stretch output high	11	Output V_{CC} -0.1			V	Output open circuit 5 μA Source
Supply rejection, input V_{CC}	4		1.5		V(peak)	Ripple amplitude at 100Hz, Pin 12 ground
			0.8		V(peak)	Ripple amplitude at 100Hz, Pins 13 & 14 ground

NOTE

1. $I_D = I_{DIODE} = I_R$ diode forward current

APPLICATION NOTES - REFER TO FIGURE 4

Diode Anode and Cathode (Pins 1 and 16) The infra-red receiving diode is connected between pins 1 and 16. The input circuit is configured so as to reject signals common to both pins. This improves the stability of the device, and greatly reduces the sensitivity to radiated electrical noise. The diode is reverse biased by a nominal 0.65V.

Gyrator C2 and C1 (Pins 2 and 3) The decoupling, provided by gyrator C2 and C1, rolls off the gain of the feedback loop which balances the DC component of the infra-red diode current. The values of C2 and C1 are chosen to produce a low frequency cut-off characteristic below a nominal 2kHz. Hence, the gyrator produces approximately 20dB rejection at 100Hz.

The gyrator consists of two feedback loops operating in tandem. Only one feedback path is functional when the DC component of the diode current is less than 200µA. This loop is decoupled by gyrator C2. For diode currents between 200µA and 1.5mA the second control loop is operative, and this is decoupled by gyrator C1.

The decoupling capacitors, gyrator C2 and C1, must be connected between pins 2 and 3, to pin 4. The series impedance of C2 and C1 should be kept to a minimum.

First Stage Decouple (Pin 15) The capacitor on pin 15 decouples the signal from the non-inverting input of the first difference amplifier (see also Figure 2). The capacitance of 15nF is chosen to produce a 2kHz low frequency roll-off.

The capacitor must be connected between pins 15 and 14 (the input ground).

Second Stage Decouple (Pin 5) The capacitor on pin 5 decouples the signal from the non-inverting input of the second difference amplifier. The capacitance of 33nF is chosen to produce a 2kHz low frequency roll-off. The capacitor must be connected between pins 5 and 4 (the input Vcc).

Fourth Stage Decouple (Pin 6) The capacitor on pin 6 decouples the signal from the non-inverting input of the fourth difference amplifier. The capacitance of 4.7nF is chosen to produce a 2kHz low frequency roll-off. The capacitor must be connected between pins 6 and 7 (the output Vcc).

AGC Decouple/Delay Adjust (Pin 8) The output of the fourth difference amplifier is followed by a peak detector, which is used to provide an AGC control level. This produces a current source which is limited to 10mA at pin 8. The AGC decouple capacitor (C5 normally 150nF) filters the pulsed input, and the resultant level controls the gain of the first three difference amplifiers.

The AGC control level exhibits a fast attack/slow decay characteristic. Immediately infra-red pulses are detected, the gain will be reduced, so that any weaker noise pulses that are also received will not be seen at the output. Thus, provided the infra-red pulses are the most intense, it is possible to receive data in noisy environments. The slow decay keeps the AGC level intact during data reception, and produces a delay before any received noise may become present at the output, when transmission ceases.

Output (Pin 9) The output will be low, pulsing high with a source impedance of a nominal 55kΩ, for a received infra-red pulse. It is a linear amplification of the input and swings between output ground and output Vcc.

Stretch Input and Stretch Output (Pins 10 and 11) A typical infra-red PPM system transmits very narrow pulses. The duration of these pulses is typically 15µs, so in order to utilise a microprocessor based decoder system it is necessary to lengthen the received pulse. This stretched output can be obtained from pin 11 when a capacitor is connected between pins 9 and 10.

The width of the pulse is determined by the value of this coupling capacitor (C8 in Figure 3) and is given by:

$$T_p = -R_x C_8 \ln \left\{ \frac{1.5}{(V_4 - V_{13})} \right\}$$

where T_p = pulse width in ms

R_x = 200kΩ (see electrical characteristics)

C_8 = coupling capacitance

and $(V_4 - V_{13})$ = potential between input Vcc and ground (pins 13 and 14)

The stretch output is normally high pulsing low for a received infra-red pulse, and swings between output Vcc and output ground.

Regulator Input (Pin 12) The device can be operated with supplies of between 4.5V and 9.0V connected between input/output ground (pins 14 and 13) and input and output Vcc (pins 4 and 7) as shown in Figure 3.

The device can be operated with supplies in excess of 9.0V by utilising the on-chip regulator. In this case connections are made between output Vcc (pin 7) and the regulator input (pin 12) as shown in Figure 4. A supply voltage of between 9.0V and 18V will then cause the output ground to be regulated at a level nominally 6.4V below the output Vcc (pin 7).

The regulator will, however, lose control with a potential difference of less than 9.0V. Below this level the voltage on pin 13 will track nominally 1.5V above the level of pin 12.

When the regulator is not used (low voltage operation), pin 12 must be shorted to output ground (pin 13).

OPERATING NOTES -
REFER TO FIGURES 3 AND 4

Gyrator C1 (Pin 3) If the environment in which the device is operating, limits the background light such that the DC component of the diode current has a maximum of 200µA, it may be desirable to omit (see Figure 3) the more bulky and costly 68µF capacitor, gyrator C1 shown in Figure 4. In this case pin 3 can be left open circuit. The resultant application will then have a characteristic of greatly reduced gain when the ambient light causes the DC current to rise above this threshold.

The 68µF capacitor can alternatively be replaced by a resistor. The outcome of this is to further reduce the gain in ambient light levels above the 200µA threshold. Below this threshold the overall gain is slightly enhanced as the light level approaches the threshold value. If chosen this resistance should lie between 10kΩ and 200kΩ.

Noise Immunity The stretch output can also be used as a means of improving performance relating to a receiver system, over and above its main purpose of providing a stretched output facility. Including C8 (Figure 4) causes the output pulses (from pin 9) to be subjected to the stretch input threshold. Thus any noise pulses from pin 9 that are below this threshold will not be seen at the stretch output (pin 11).

A further improvement can be made, utilising this stretch input threshold by including some additional filtering of the output (C10 in Figure 4). This can be adjusted in value (typically 100pF) to reduce some of the noise pulses that otherwise cross the threshold, to a level below the threshold.

It must be noted that the stretch output logic sense is inverse (for microprocessor applications) from that of the output (pin 9), and the cost of re-inversion may be deemed uneconomical for the improvements gained.

Screening Use of screening for the device, and associated components, improves the performance and immunity to externally radiated noise. The screening method used must protect the sensitive front-end of the device; provided that

SL486

the diode, pin 1, pin 16, C2 (pin 2) and the first stage decouple (pin 15) are screened, it may be found that for the application considered, the remaining circuitry need not be so protected.

In applications where externally radiated noise is minimal, it may be possible to reduce any screening to pins 1 and 16, and the diode connections, only. In some instances, no screening may be necessary, but this largely depends on the level of radiated noise, the decoupling/filtering employed and the receivers decoding technique.

Decoupling Typical decoupling arrangements for use with or without the regulator, are given in Figures 4 and 3

respectively. When using the regulator, further improvements in high frequency supply rejection are possible by the inclusion of R2. The value can be chosen so as to keep the pin 12 end of R2 within the -9.0 to -18V (w.r.t. pin 7) specified voltage range. For example if using the 920 series remote control receivers, on a supply of 16V, a typical value for R2 would be 200Ω.

Note that the regulator is a low impedance point between pins 12 and 13. C7 thus maintains a low impedance path between pins 4 and 12 at high frequencies.

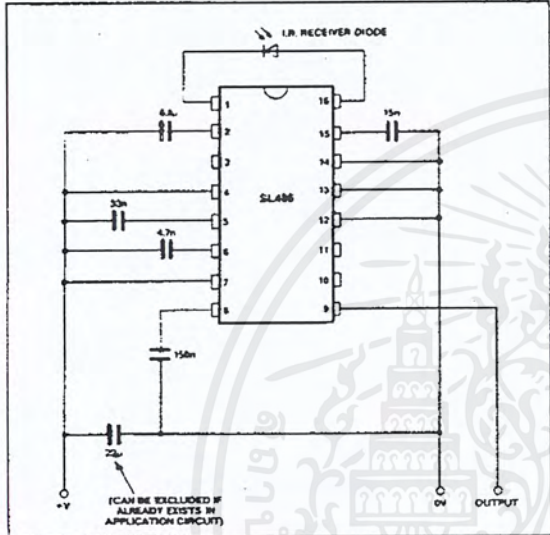


Fig.3 Circuit diagram of minimum component application (showing low voltage operation)

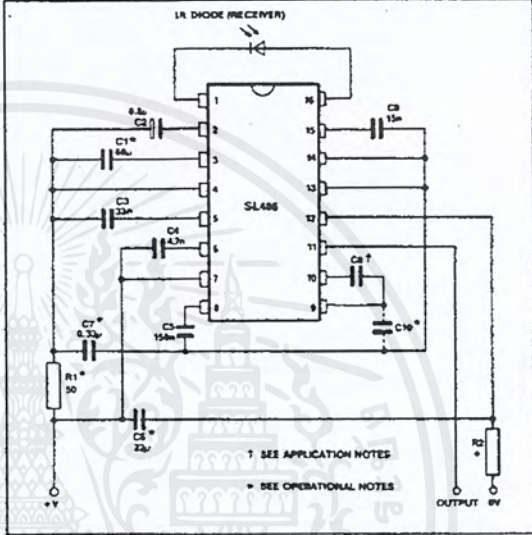
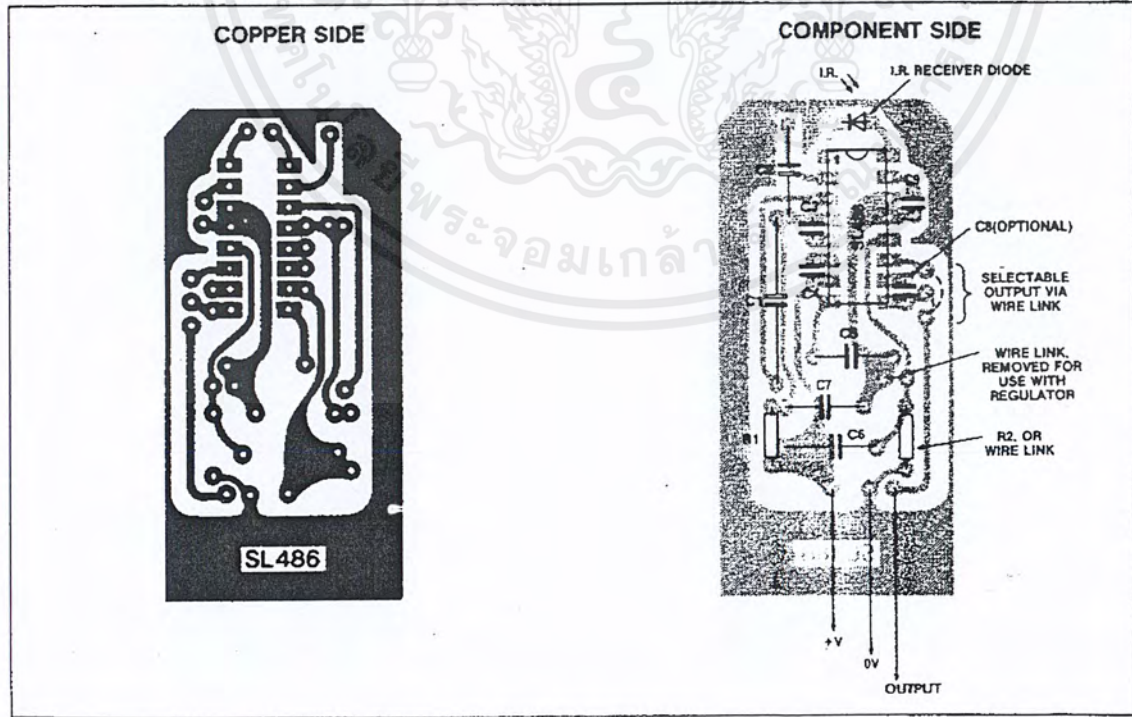


Fig.4 SL486 application diagram showing all optional circuitry (Note: Supply decoupling and connections for use of voltage regulator; also pulse stretched output)



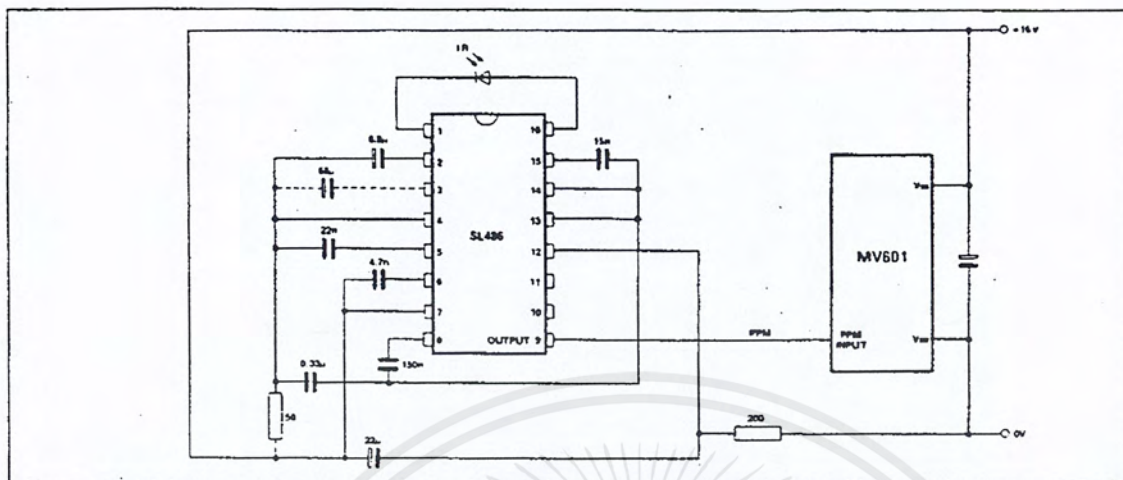


Fig.6 Application diagram for use with the MV601 remote control receiver, utilising on-chip supply stabiliser

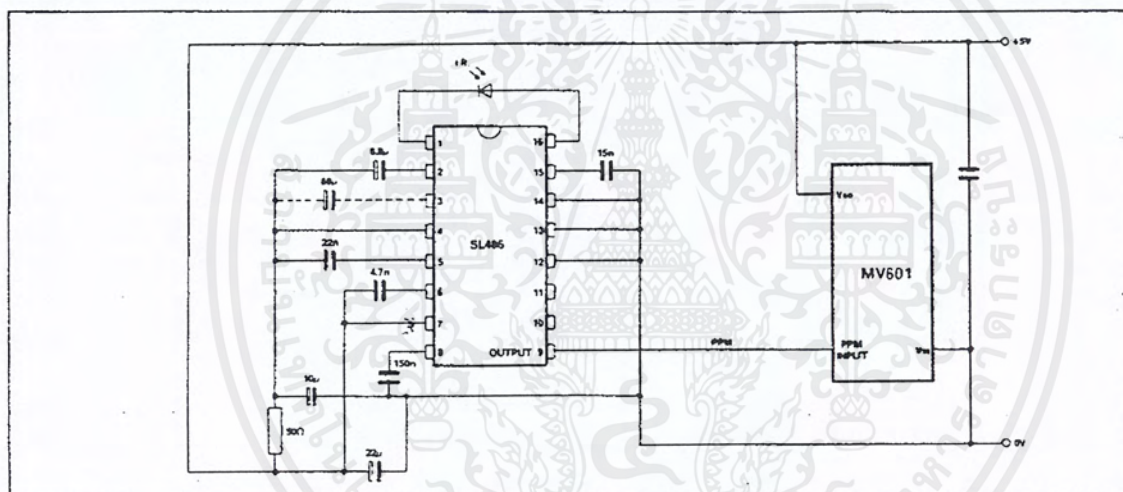


Fig.7 Circuit diagram of interface with MV601 remote control receiver

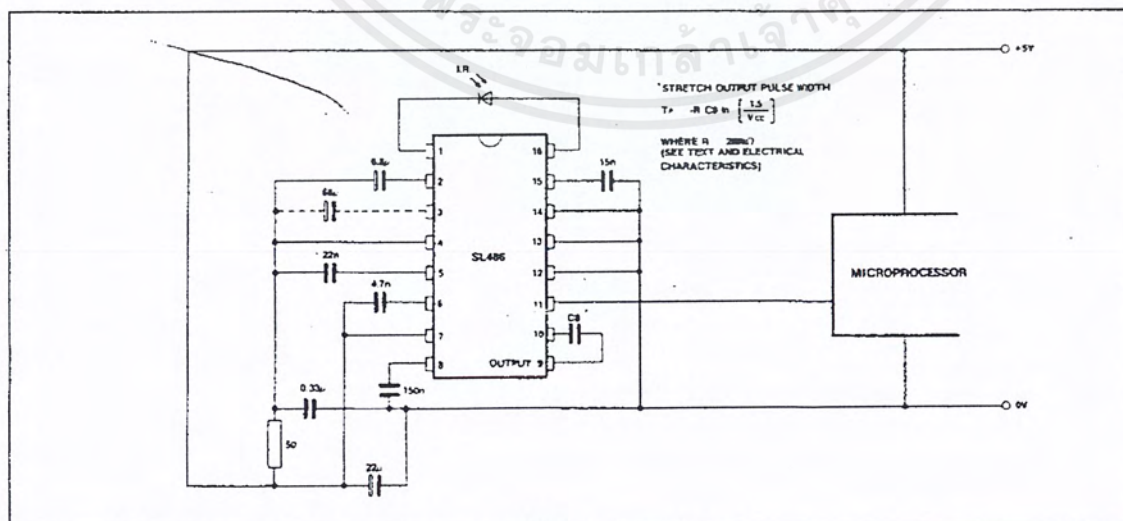


Fig.8 Circuit diagram of microprocessor interface, utilising on-chip pulse stretching facility

SL490B

REMOTE CONTROL TRANSMITTER

GPS has developed and produced a range of monolithic integrated circuits which give a wide variety of remote control facilities. As well as ultrasonic or infra-red transmission, cable, radio or telephone links may also be used. Pulse Position Modulation (PPM) is used with or without carrier and automatic error detection is incorporated. Initially designed with TV remote control in mind, the devices may equally easily be applied for use in radios, tuners, tape and record decks, lamps and lighting, toys and models, industrial control and monitoring.

The SL490B is an easily extendable, 32-command, PPM transmitter drawing negligible standby current.

FEATURES

- Ultrasonic or Infra-red Transmission
- Direct Drive for Ultrasonic Transducer
- Direct Drive of Visible LED when using Infra-red
- Very Low Power Requirements
- Pulse Position Modulation gives Excellent Immunity from Noise and Multipath Reflections
- Single Pole Key Matrix
- Switch Resistance up to 1kohms Tolerated
- Few External Components
- Anti-bounce Circuitry On Chip

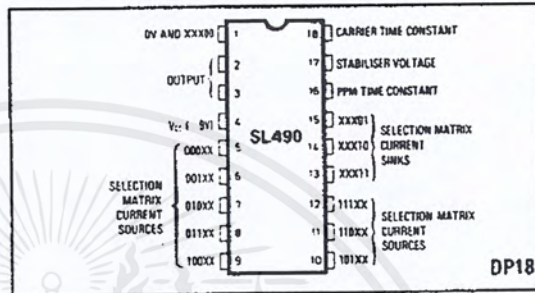


Fig.1 Pin connections - top view

QUICK REFERENCE DATA

- Power Supply: 9V, Standby 6microamps, Operating 8mA
- Modulation: Pulse Position with or without Carrier
- Coding: 5 Bit Word giving a Primary Command Set of 32 Commands
- Key Entry: 8 x 4 Single Pole Key Matrix
- Data Rate: Selectable 1 Bit/Sec to 10k Bit/Sec.
- Carrier Frequency: Selectable 0Hz (No Carrier) to 200kHz

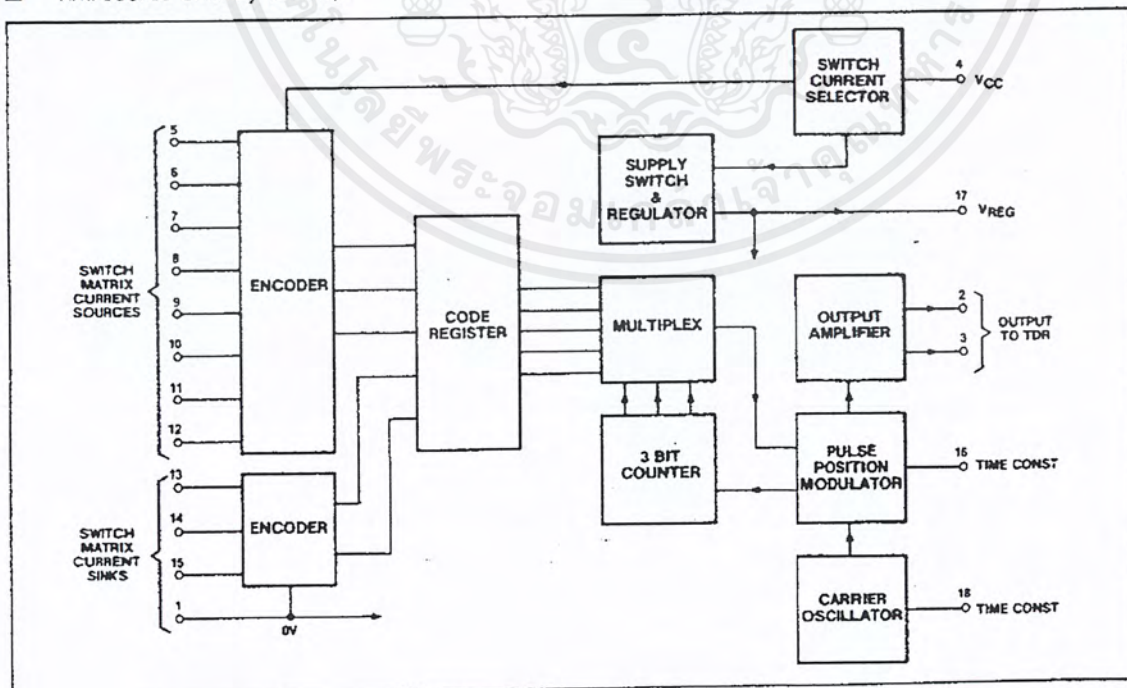


Fig.2 SL490B transmitter block diagram

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test conditions (unless otherwise stated)

 $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $V_{CC} = +7V$ to $+10.5V$

Characteristic	Pin	Value			Units	Conditions
		Min.	Typ.	Max.		
Operating supply current	4		9.5	16	mA	$V_{CC} = 9.5V$
Standby supply current	4			10	μA	
Stabilised voltage	17	4.1		4.9	V	
Output current available from stabilised supply	17			1	mA	
Output voltage swing	2,3	$V_{CC} - 1$			V	Unloaded
Output voltage	2			1	V	} Peak value < 1ms $I_2 = 10mA$ $I_3 = 5mA$
Output voltage	3			1	V	
External switch resistance	5-15			5	k Ω	
External carrier resistor R2	18	20	40	80	k Ω	$C2 = 680pF$ $f_c = 40kHz$
t_1 deviation from calculated value	2,3			± 10	%	} $t_1 = 0.95 C1 R1$ See Fig.4
using fixed timing components	2,3			± 10	%	
PPM resistor	16	15	30	60	k Ω	
Variation of t_1 and t_0 with V_{CC}						
t_1 with $V_{CC} = 7V/t_1$ with $V_{CC} = 10.5V$	2,3			± 4	%	
t_0 with $V_{CC} = 7V/t_0$ with $V_{CC} = 10.5V$	2,3			± 4	%	
Ratio t_0/t_1	2,3	1.4		1.6		
Pulse width t_p	2,3	$0.11 t_1$		$0.22 t_1$		
Interword gap	2,3		3			The interword gap is 3 times t_1 derived by counting

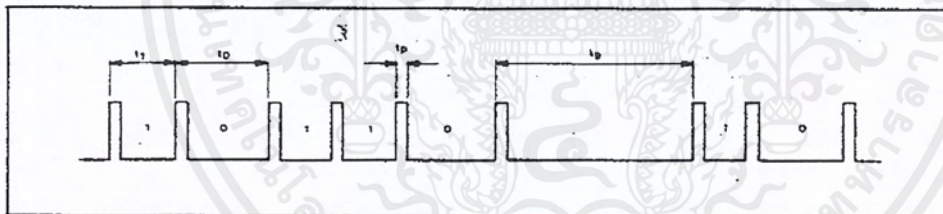


Fig.3 PPM word notation

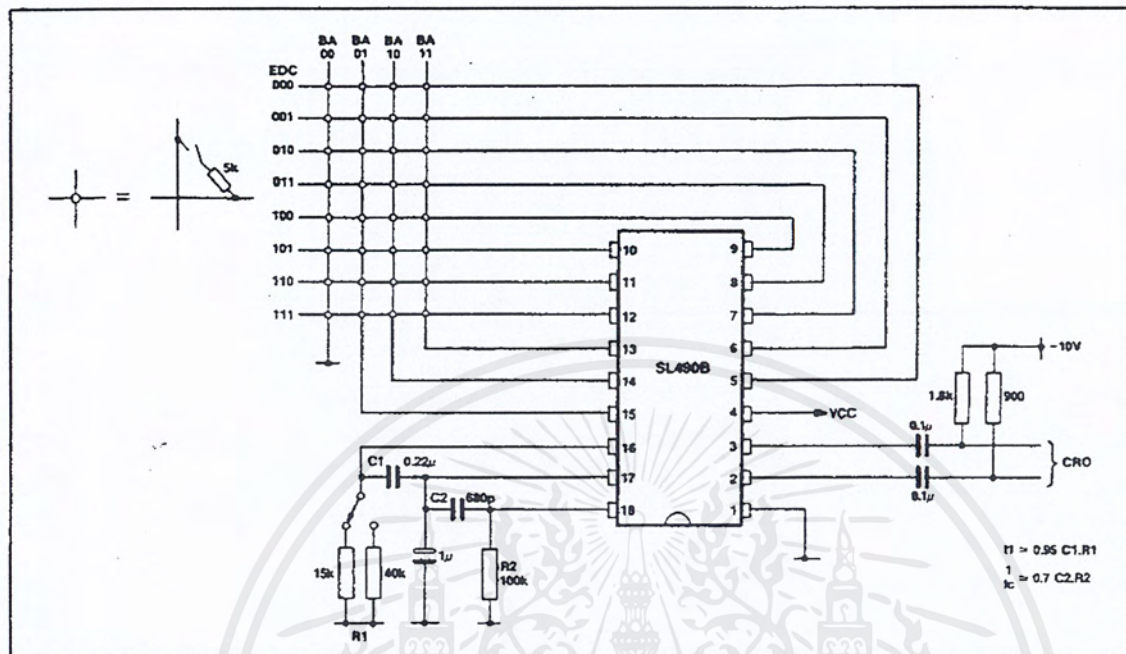


Fig.4 Test circuit

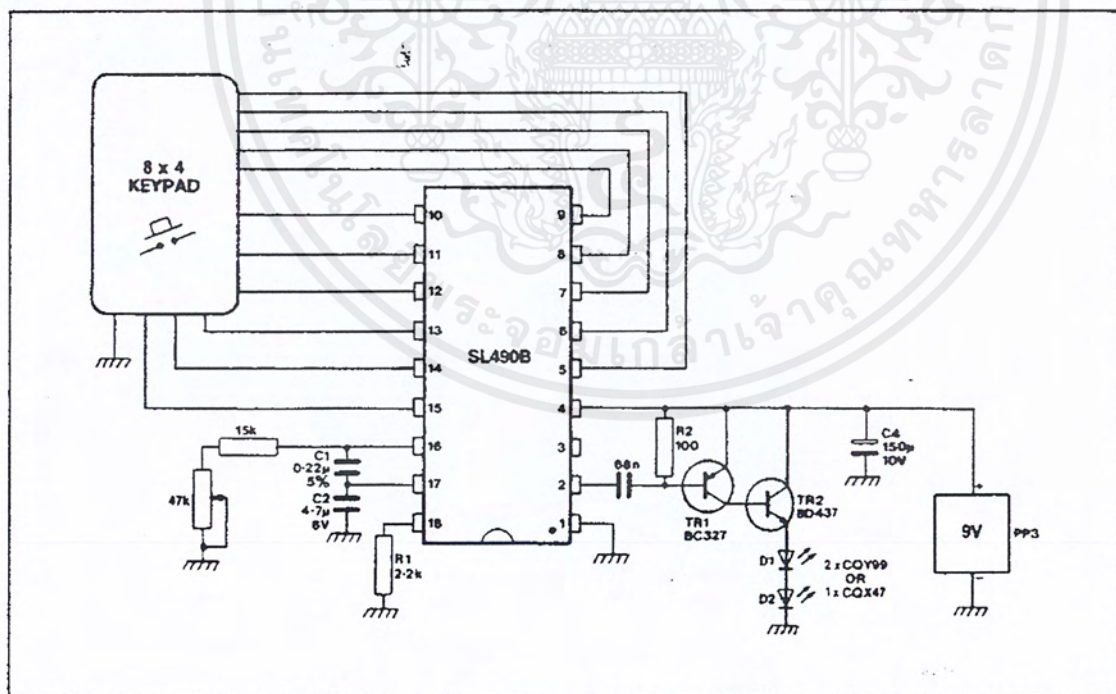


Fig.5 Infra-red application circuit

OPERATING NOTES

Fig.5 shows the circuit for a simple infra-red transmitter where the PPM output from pin 2 of the SL490B is fed to the base of the PNP transmitter TR1, producing an amplified current pulse about 15 μ sec wide. This pulse is further amplified by TR2 and applied to the infra-red diodes D1 and D2.

The current in the diodes and the infra-red output is controlled by the quantity, type, and connection method of the diodes and also by the gain at high currents of the transistors.

The most common solution where cost is important is to use 2 single-chip diodes, such as the CQY99 connected in series.

Improved output can be obtained by using four CQY99 diodes in a series parallel arrangement, but it is usually simpler to use 2 multichip diodes such as the CQX47 connected in parallel or a single CQX19 which gives similar results.

A significant increase in range can be obtained by using diodes such as the CQY99 in conjunction with a plated plastic parabolic reflector.

When building the transmitter, care should be taken with the choice of the capacitor C4 and with the circuit layout, particularly when multi-chip diodes are being used, as the current pulses can be as high as 6 to 8Amps.

Transistor choice is also important and any substitutes should have high current gain characteristics and switching speeds similar to those specified in Fig.3.

An increase in output can be obtained by connecting TR2 in common emitter configuration, but care should be taken not to exceed the rating of the diodes.

Choice of PPM Frequencies

When the transmitter is being used with an infra-red link, with high current pulses fed to the diodes as in Fig.5, power consumption will increase with frequency. It is thus advisable that with a battery power supply, the slowest PPM rate consistent with adequate response time should be chosen.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply voltage	7V to 9.5V
Total power dissipation	600mW
Operating temperature range	-10°C to +60°C
Storage temperature range	-55°C to +125°C

CD4066BM/CD4066BC Quad Bilateral Switch

General Description

The CD4066BM/CD4066BC is a quad bilateral switch intended for the transmission or multiplexing of analog or digital signals. It is pin-for-pin compatible with CD4016BM/CD4016BC, but has a much lower "ON" resistance, and "ON" resistance is relatively constant over the input-signal range.

Features

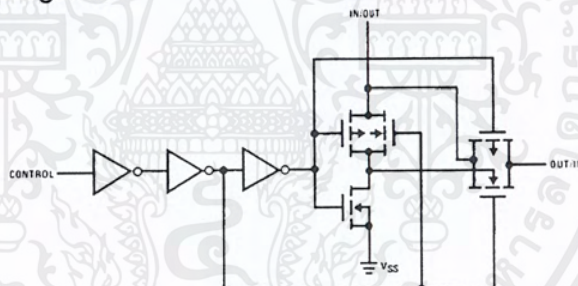
- Wide supply voltage range 3V to 15V
- High noise immunity $0.45 V_{DD}$ (typ.)
- Wide range of digital and analog switching $\pm 7.5 V_{PEAK}$
- "ON" resistance for 15V operation 80 Ω
- Matched "ON" resistance $\Delta R_{ON} = 5\Omega$ (typ.) over 15V signal input
- "ON" resistance flat over peak-to-peak signal range 65 dB (typ.)
- High "ON"/"OFF" output voltage ratio @ $f_{IS} = 10$ kHz, $R_L = 10$ k Ω 0.1% distortion (typ.)
- High degree linearity @ $f_{IS} = 1$ kHz, $V_{IS} = 5V_{P-P}$, $V_{DD} - V_{SS} = 10V$, $R_L = 10$ k Ω

- Extremely low "OFF" switch leakage 0.1 nA (typ.) @ $V_{DD} - V_{SS} = 10V$, $T_A = 25^\circ C$
- Extremely high control input impedance $10^{12}\Omega$ (typ.)
- Low crosstalk between switches -50 dB (typ.) @ $f_{IS} = 0.9$ MHz, $R_L = 1$ k Ω
- Frequency response, switch "ON" 40 MHz (typ.)

Applications

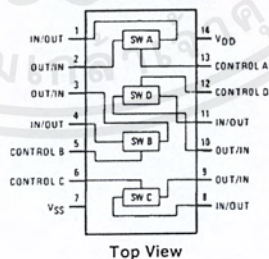
- Analog signal switching/multiplexing
 - Signal gating
 - Squelch control
 - Chopper
 - Modulator/Demodulator
 - Commutating switch
- Digital signal switching/multiplexing
- CMOS logic implementation
- Analog-to-digital/digital-to-analog conversion
- Digital control of frequency, impedance, phase, and analog-signal-gain

Schematic and Connection Diagrams



Order Number CD4066B

Dual-In-Line Package



Top View

TL/F/5665-1

Absolute Maximum Ratings (Notes 1 & 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage (V_{DD})	−0.5V to +18V
Input Voltage (V_{IN})	−0.5V to $V_{DD}+0.5V$
Storage Temperature Range (T_S)	−65°C to +150°C
Power Dissipation (P_D)	
Dual-In-Line	700 mW
Small Outline	500 mW
Lead Temperature (T_L)	
(Soldering, 10 seconds)	300 °C

Recommended Operating Conditions (Note 2)

Supply Voltage (V_{DD})	3V to 15V
Input Voltage (V_{IN})	0V to V_{DD}
Operating Temperature Range (T_A)	
CD4066BM	−55°C to +125°C
CD4066BC	−40°C to +85°C

DC Electrical Characteristics CD4066BM (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	−55°C		+25°C			+125°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I_{DD}	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V$		0.25		0.01	0.25		7.5	μA
		$V_{DD} = 10V$		0.5		0.01	0.5		15	μA
		$V_{DD} = 15V$		1.0		0.01	1.0		30	μA

SIGNAL INPUTS AND OUTPUTS

R_{ON}	"ON" Resistance	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ to $\frac{V_{DD}-V_{SS}}{2}$ $V_C = V_{DD}$, $V_{IS} = V_{SS}$ to V_{DD} $V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		800 310 200		270 120 80	1050 400 240		1300 550 320	Ω Ω Ω
ΔR_{ON}	Δ "ON" Resistance Between any 2 of 4 Switches	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ to $\frac{V_{DD}-V_{SS}}{2}$ $V_C = V_{DD}$, $V_{IS} = V_{SS}$ to V_{DD} $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$				10 5				Ω Ω
I_{IS}	Input or Output Leakage Switch "OFF"	$V_C = 0$ $V_{IS} = 15V$ and 0V, $V_{OS} = 0V$ and 15V		± 50		± 0.1	± 50		± 500	nA

CONTROL INPUTS

V_{ILC}	Low Level Input Voltage	$V_{IS} = V_{SS}$ and V_{DD} $V_{OS} = V_{DD}$ and V_{SS} $I_{IS} = \pm 10\text{ }\mu A$ $V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		1.5 3.0 4.0		2.25 4.5 6.75	1.5 3.0 4.0		1.5 3.0 4.0	V V V
V_{IHC}	High Level Input Voltage	$V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ (see note 6) $V_{DD} = 15V$	3.5 7.0 11.0		3.5 7.0 11.0	2.75 5.5 8.25		3.5 7.0 11.0		V V V
I_{IN}	Input Current	$V_{DD} - V_{SS} = 15V$ $V_{DD} \geq V_{IS} \geq V_{SS}$ $V_{DD} \geq V_C \geq V_{SS}$		± 0.1		$\pm 10^{-5}$	± 0.1		± 1.0	μA

DC Electrical Characteristics CD4066BC (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	−40°C		+25°C			+85°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I_{DD}	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V$		1.0		0.01	1.0		7.5	μA
		$V_{DD} = 10V$		2.0		0.01	2.0		15	μA
		$V_{DD} = 15V$		4.0		0.01	4.0		30	μA

DC Electrical Characteristics (Continued) CD4066BC (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	- 40°C		+ 25°C			+ 85°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
SIGNAL INPUTS AND OUTPUTS										
R _{ON}	"ON" Resistance	R _L = 10 kΩ to $\frac{V_{DD}-V_{SS}}{2}$ V _C = V _{DD} , V _{SS} to V _{DD} V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		850 330 210		270 120 80	1050 400 240		1200 520 300	Ω Ω Ω
ΔR _{ON}	Δ"ON" Resistance Between Any 2 of 4 Switches	R _L = 10 kΩ to $\frac{V_{DD}-V_{SS}}{2}$ V _{CC} = V _{DD} , V _{IS} = V _{SS} to V _{DD} V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V				10 5				Ω Ω
I _{IS}	Input or Output Leakage Switch "OFF"	V _C = 0		± 50		± 0.1	± 50		± 200	nA
CONTROL INPUTS										
V _{ILC}	Low Level Input Voltage	V _{IS} = V _{SS} and V _{DD} V _{OS} = V _{DD} and V _{SS} I _{IS} = ± 10 μA V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		1.5 3.0 4.0		2.25 4.5 6.75	1.5 3.0 4.0		1.5 3.0 4.0	V V V
V _{IHC}	High Level Input Voltage	V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V (See note 6) V _{DD} = 15V	3.5 7.0 11.0		3.5 7.0 11.0	2.75 5.5 8.25		3.5 7.0 11.0		V V V
I _{IN}	Input Current	V _{DD} - V _{SS} = 15V V _{DD} ≥ V _{IS} ≥ V _{SS} V _{DD} ≥ V _C ≥ V _{SS}		± 0.3		± 10 ⁻⁵	± 0.3		± 1.0	μA

AC Electrical Characteristics * T_A = 25°C, t_r = t_f = 20 ns and V_{SS} = 0V unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
t _{PHL} , t _{PLH}	Propagation Delay Time Signal Input to Signal Output	$V_C = V_{DD}$, $C_L = 50\text{ pF}$, (Figure 1) $R_L = 200\text{k}$ $V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		25 15 10	55 35 25	ns ns ns
t _{PZH} , t _{PZL}	Propagation Delay Time Control Input to Signal Output High Impedance to Logical Level	$R_L = 1.0\text{ k}\Omega$, $C_L = 50\text{ pF}$, (Figures 2 and 3) $V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$			125 60 50	ns ns ns
t _{PHZ} , t _{PLZ}	Propagation Delay Time Control Input to Signal Output Logical Level to High Impedance Sine Wave Distortion	$R_L = 1.0\text{ k}\Omega$, $C_L = 50\text{ pF}$, (Figures 2 and 3) $V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$ $V_C = V_{DD} = 5\text{V}$, $V_{SS} = -5\text{V}$ $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $V_{IS} = 5V_{p-p}$, $f = 1\text{ kHz}$, (Figure 4)		0.1	125 60 50	ns ns ns %
	Frequency Response-Switch "ON" (Frequency at -3 dB)	$V_C = V_{DD} = 5\text{V}$, $V_{SS} = -5\text{V}$, $R_L = 1\text{ k}\Omega$, $V_{IS} = 5V_{p-p}$, $20\text{ Log}_{10} V_{OS}/V_{OS}$ (1 kHz) - dB, (Figure 4)		40		MHz

AC Electrical Characteristics * (Continued) $T_A = 25^\circ\text{C}$, $t_r = t_f = 20\text{ ns}$ and $V_{SS} = 0\text{V}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
	Feedthrough — Switch "OFF" (Frequency at -50 dB)	$V_{DD} = 5.0\text{V}$, $V_{CC} = V_{SS} = -5.0\text{V}$, $R_L = 1\text{ k}\Omega$, $V_{IS} = 5.0\text{V}_{p-p}$, 20 Log_{10} , $V_{OS}/V_{IS} = -50\text{ dB}$, (Figure 4)		1.25		
	Crosstalk Between Any Two Switches (Frequency at -50 dB)	$V_{DD} = V_{C(A)} = 5.0\text{V}$; $V_{SS} = V_{C(B)} = 5.0\text{V}$, $R_L = 1\text{ k}\Omega$, $V_{IS(A)} = 5.0\text{V}_{p-p}$, 20 Log_{10} , $V_{OS(B)}/V_{IS(A)} = -50\text{ dB}$ (Figure 5)		0.9		MHz
	Crosstalk; Control Input to Signal Output	$V_{DD} = 10\text{V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $R_{IN} = 1.0\text{ k}\Omega$, $V_{CC} = 10\text{V}$ Square Wave, $C_L = 50\text{ pF}$ (Figure 6)		150		mV _{p-p}
	Maximum Control Input	$R_L = 1.0\text{ k}\Omega$, $C_L = 50\text{ pF}$, (Figure 7) $V_{OS(I)} = \frac{1}{2} V_{OS}(1.0\text{ kHz})$ $V_{DD} = 5.0\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		6.0 8.0 8.5		MHz MHz MHz
C_{IS}	Signal Input Capacitance			8.0		pF
C_{OS}	Signal Output Capacitance	$V_{DD} = 10\text{V}$		8.0		pF
C_{IOS}	Feedthrough Capacitance	$V_C = 0\text{V}$		0.5		pF
C_{IN}	Control Input Capacitance			5.0	7.5	pF

*AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing.

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. They are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The tables of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provide conditions for actual device operation.

Note 2: $V_{SS} = 0\text{V}$ unless otherwise specified.

Note 3: These devices should not be connected to circuits with the power "ON".

Note 4: In all cases, there is approximately 5 pF of probe and jig capacitance in the output; however, this capacitance is included in C_L wherever it is specified.

Note 5: V_{IS} is the voltage at the in/out pin and V_{OS} is the voltage at the out/in pin. V_C is the voltage at the control input.

Note 6: Conditions for V_{IH} : a) $V_{IS} = V_{DD}$, $I_{OS} = \text{standard B series } I_{OH}$ b) $V_{IS} = 0\text{V}$, $I_{OL} = \text{standard B series } I_{OL}$.

AC Test Circuits and Switching Time Waveforms

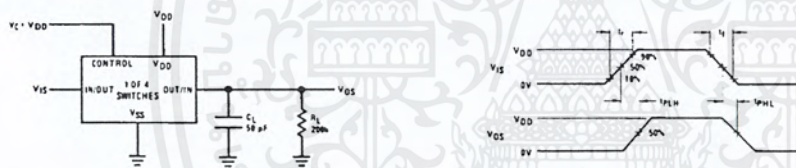


FIGURE 1. t_{PHL} , t_{PLH} Propagation Delay Time Signal Input to Signal Output

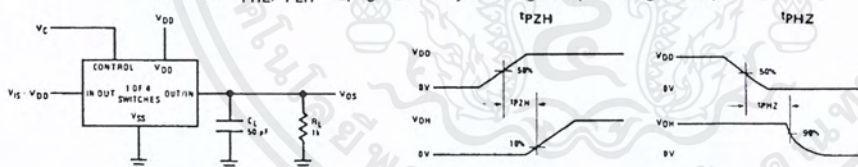


FIGURE 2. t_{PZH} , t_{PHZ} Propagation Delay Time Control to Signal Output

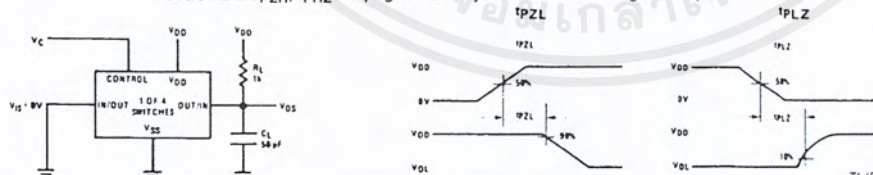


FIGURE 3. t_{PZL} , t_{PLZ} Propagation Delay Time Control to Signal Output

TL/F/5665-2

AC Test Circuits and Switching Time Waveforms (Continued)

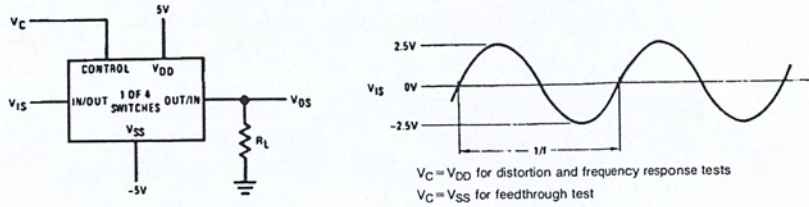


FIGURE 4. Sine Wave Distortion, Frequency Response and Feedthrough

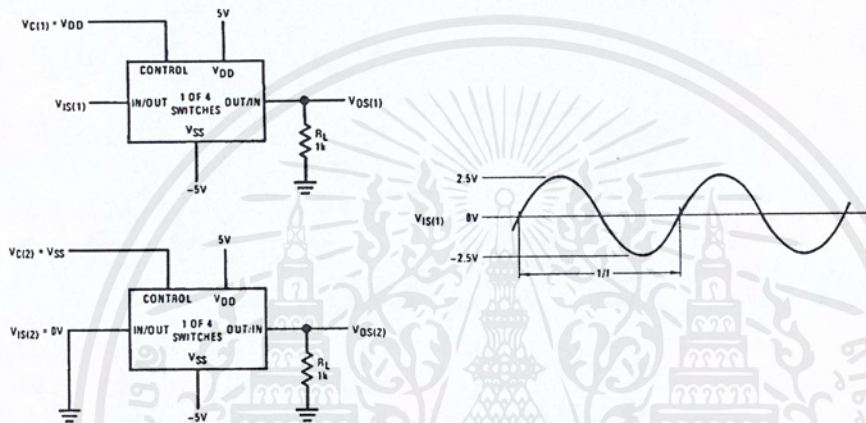


FIGURE 5. Crosstalk Between Any Two Switches

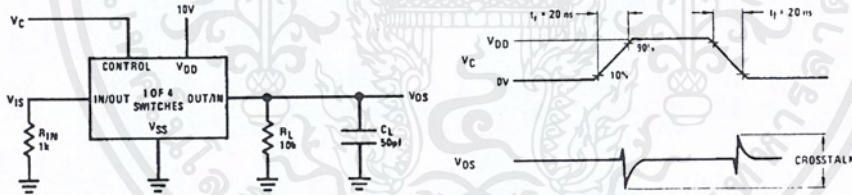


FIGURE 6. Crosstalk: Control Input to Signal Output

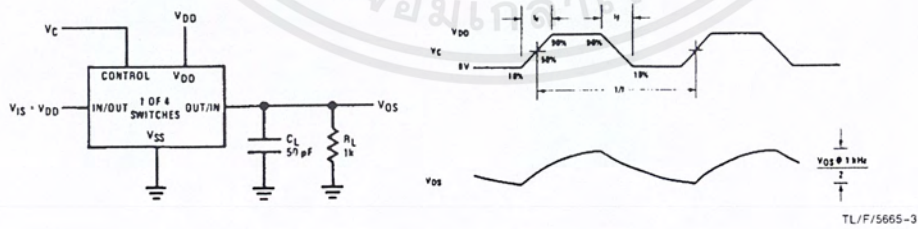
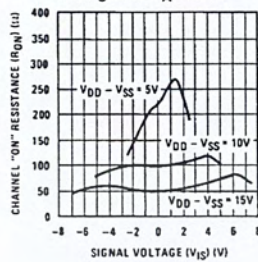


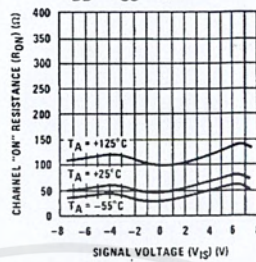
FIGURE 7. Maximum Control Input Frequency

Typical Performance Characteristics

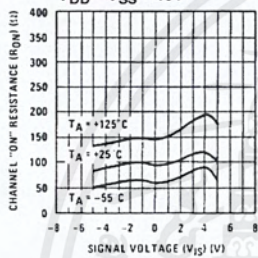
"ON" Resistance vs Signal Voltage for $T_A = 25^\circ\text{C}$



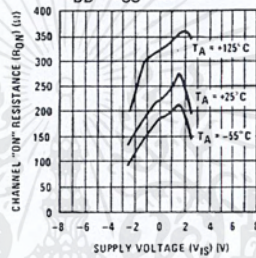
"ON" Resistance as a Function of Temperature for $V_{DD} - V_{SS} = 15\text{V}$



"ON" Resistance as a Function of Temperature for $V_{DD} - V_{SS} = 10\text{V}$



"ON" Resistance as a Function of Temperature for $V_{DD} - V_{SS} = 5\text{V}$



TL/P/5665-4

Special Considerations

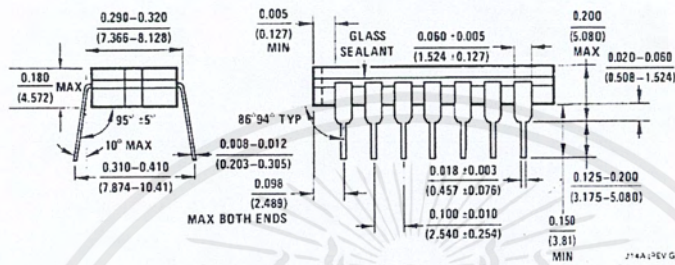
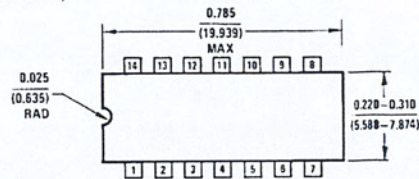
In applications where separate power sources are used to drive V_{DD} and the signal input, the V_{DD} current capability should exceed V_{DD}/R_L (R_L = effective external load of the 4 CD4066BM/CD4066BC bilateral switches). This provision avoids any permanent current flow or clamp action of the V_{DD} supply when power is applied or removed from CD4066BM/CD4066BC.

In certain applications, the external load-resistor current may include both V_{DD} and signal-line components. To avoid

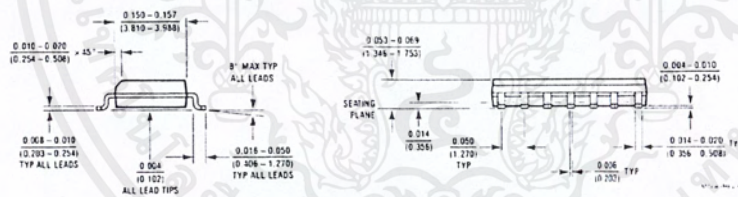
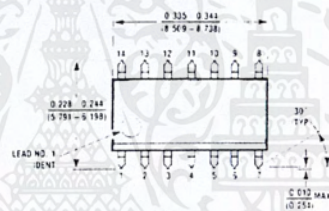
drawing V_{DD} current when switch current flows into terminals 1, 4, 8 or 11, the voltage drop across the bidirectional switch must not exceed 0.6V at $T_A \leq 25^\circ\text{C}$, or 0.4V at $T_A > 25^\circ\text{C}$ (calculated from R_{ON} values shown).

No V_{DD} current will flow through R_L if the switch current flows into terminals 2, 3, 9 or 10.

Physical Dimensions inches (millimeters)

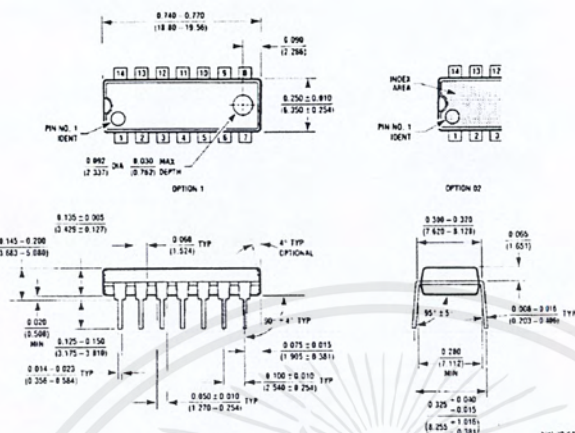


Cerdip (J)
Order Number CD4066BMJ or CD4066BCJ
NS Package Number J14A



S.O. Package (M)
Order Number CD4066BCM
NS Package Number M14A

Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)



Dual-In-Line Package (N)
Order Number CD4066BMN or CD4066BCN
NS Package Number N14A

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



National Semiconductor
Corporation
1111 West Bardin Road
Arlington, TX 76017
Tel: 1(800) 272-9959
Fax: 1(800) 737-7018

National Semiconductor
Europe

Fax: (+49) 0-180-530 85 86
Email: cnjwge@tevm2.nsc.com
Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 85
English Tel: (+49) 0-180-532 78 32
Français Tel: (+49) 0-180-532 93 58
Italiano Tel: (+49) 0-180-534 16 80

National Semiconductor
Hong Kong Ltd.
13th Floor, Straight Block,
Ocean Centre, 5 Canton Rd.
Tsimshatsui, Kowloon
Hong Kong
Tel: (852) 2737-1600
Fax: (852) 2736-9960

National Semiconductor
Japan Ltd.
Tel: 81-043-299-2303
Fax: 81-043-299-2408

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described. No circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

บรรณานุกรม

- 1.) รศ.ณรงค์ เหมกรณ์ “การสื่อสารดาวเทียม” ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง พ.ศ. 2533.
- 2.) อิเล็กทรอนิกส์แฮนด์บุ๊ก (Electronic Handbook) “สร้างเครื่องรับโทรทัศน์ผ่านดาวเทียมย่านซีแบนด์อย่างง่าย” สำนักพิมพ์สถาบันอิเล็กทรอนิกส์กรุงเทพรังสิต , ฉบับที่11 พฤศจิกายน 2538.
- 3.) สามารถเทลคอม, บริษัท “เปิดโลกการสื่อสารดาวเทียม” เล่ม1-3 พ.ศ. 2536.
- 4.) ธงชัย อมรศรีจิรทร “รีโมท 15 ช่อง” สำนักพิมพ์ซีเอ็ดยุคชั่น พศ. 2534.
- 5.) Motorola Inc. “Fast and LS TTL data” Fifth Edition, 1992.

