

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การรับส่งภาพและเสียงโดยการมอดูเลชันทางความถี่

VIDEO AND AUDIO TRANSMISSION VIA FREQUENCY MODULATION



T104335

โดย

นายไกรสร นิตยาทานุกูล

นายณัฐพงษ์ นพสรอมรกิจ

นายคณู ศรีอุทัย

นายธนบดี ศักยโรจน์กุล

มคอ.ค
กค
๒๕๕๑

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน..... 104335

วัน,เดือน,ปี..... - 2 พ.ย. 2552

b. 42110528

ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2551

ภาควิชา
วิศวกรรมโทรคมนาคม
ผ่านการตรวจรูปเล่มแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การรับส่งภาพและเสียงโดยการมอดูเลชันทางความถี่

VIDEO AND AUDIO TRANSMISSION VIA FREQUENCY MODULATION

โดย

นายไกรสร นิตยาพานุกูล 48012005

นายณัฐพงษ์ นพสรอมรกิจ 48012014

นายธนุ ศรีอุทัย 48012015

นายธนบดี ศักยโรจน์กุล 48012019

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร.สิรภพ ตู้อะกาย

รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2551

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2551

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การรับส่งภาพและเสียงโดยการมอดูเลชันทางความถี่

VIDEO AND AUDIO TRANSMISSION VIA FREQUENCY MODULATION

ผู้จัดทำ

1. นายไกรสร นิตยาทานุกูล 48012005
2. นายณัฐพงษ์ นพสรอมรกิจ 48012014
3. นายคนุ ศรีอุทัย 48012015
4. นายธนบดี ศักยโรจน์กุล 48012019



(ดร.ศิริภพ คู่ประภาส)

(รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ)

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ที่ปรึกษา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การรับส่งสัญญาณภาพและเสียงโดยการมอดูเลชันทางความถี่
VIDEO AND AUDIO TRANSMISSION VIA FREQUENCY MODULATION

โดย นายไกรสร นิตยาทานุกูล 48012005
นายณัฐพงษ์ นพสรอมรกิจ 48012014
นายคนุ ศรีอุทัย 48012015
นายธนบดี ศักยโรจน์กุล 48012019

อาจารย์ที่ปรึกษา คร.ศิริภพ ผู้ประกาย
รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการนำเสนอการรับส่งภาพและเสียงโดยการมอดูเลชันทางความถี่ โดยสัญญาณเสียงจะส่งสัญญาณแบบบรอดแบนด์และสัญญาณภาพจะส่งสัญญาณแบบเบสแบนด์ สัญญาณเสียงจะทำการมอดูเลชันทางความถี่ก่อนที่จะนำไปรวมกับสัญญาณภาพ จากนั้นจึงนำสัญญาณที่รวมไปกรองความถี่เพื่อแยกสัญญาณภาพและสัญญาณเสียง

ABSTRACT

This Project presents the transmission of video and audio signal via frequency modulation. The audio signal is transmitted in broadband frequency and the video signal is transmitted in baseband frequency. The audio signal modulates by frequency modulation and combines with video signal. After that summing signals are filtered for gets video signal and audio signal.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทที่ 1 บทนำ	
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	3
2.1 การมอดูเลตเชิงมุม	3
2.1.1 การมอดูเลตทางความถี่และทางเฟส	3
2.1.2 เอฟเอ็มแบนด์แคบ	5
2.1.3 เอฟเอ็มแบนด์กว้าง	8
2.1.4 การดีมอดูเลตคลื่นเอฟเอ็ม	11
2.2 องค์ประกอบของสัญญาณภาพ	15
2.2.1 สัญญาณโทรทัศน์ขาวดำ หรือ สัญญาณส่องสว่าง (Luminance Signal)	15
2.2.2 สัญญาณควบคุมตำแหน่งภาพ	16
2.2.3 สัญญาณโครมา (Chroma Signal)	17
2.2.4 สัญญาณเบิร์สต์ (Burst Signal)	19
บทที่ 3 การออกแบบและการสร้าง	20
3.1 การออกแบบด้านส่ง	20
3.1.1 การออกแบบวงจรขยายความแตกต่างของเสียง (Differential Audio Amplifier)	20
3.1.2 การออกแบบวงจรมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulator)	20
3.1.3 การออกแบบวงจรรวมสัญญาณ (Summing Circuit)	22
3.2 การออกแบบด้านรับ	23
3.2.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	23
3.2.2 วงจรขยายสัญญาณภาพ	24
3.2.3 การออกแบบวงจรกรองย่านความถี่ผ่าน (Band pass filter)	25
3.2.4 การออกแบบวงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ (FM Demodulator)	26
3.2.5 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier)	27
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	29
4.1 ผลการทดลองทางภาคส่ง	29
4.2 ผลการทดลองทางภาครับ	33
บทที่ 5 สรุปผลและวิจารณ์การทดลอง	40
บรรณานุกรม	41
ภาคผนวก	42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดโอดแอมป์สำหรับการทดลองส่งสัญญาณภาพโดยการมอดูเลชันทางความถี่	2
รูปที่ 2.1 การสร้างสัญญาณเอฟเอ็มและพีเอ็ม โดยอาศัยวงจรมอดูเลเตอร์แบบพีเอ็มและเอฟเอ็มตามลำดับ	4
รูปที่ 2.2 เฟเซอร์ของสัญญาณเอฟเอ็ม เทียบกับสัญญาณเอเอ็ม	6
รูปที่ 2.3 แผนผังระบบการสร้างสัญญาณเอฟเอ็ม และพีเอ็มชนิดแบนด์แคป	7
รูปที่ 2.4 ฟังก์ชันของเบสสเตชันชนิดหนึ่ง	9
รูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า β และค่า $\frac{n}{\beta}$ ที่ทำให้ค่า $ J_n(\beta) \leq 0.01$	9
รูปที่ 2.6 สเปกตรัมชนิดเส้นของสัญญาณเอฟเอ็ม ซึ่งมอดูเลตด้วยสัญญาณรูปไซน์	10
รูปที่ 2.7 เฟสล็อกกลุ๊ป	12
รูป 2.8 รูปแบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นของเฟสล็อกกลุ๊ป	13
รูปที่ 2.9 รูปแบบของเฟสล็อกกลุ๊ป	14
รูปที่ 2.10 แสดงสัญญาณภูมิแนชกับสัญญาณภาพสีรวม	16
รูปที่ 2.11 แสดงรูปร่างของสัญญาณซึ่งตั้งอยู่ในสัญญาณภาพโทรทัศน์	16
รูปที่ 2.12 การสร้างสัญญาณภาพสีรวม	18
รูปที่ 2.13 ลักษณะการสร้างสัญญาณโครมา	18
รูปที่ 3.1 แสดงวงจรขยายความแตกต่างของสัญญาณเสียง	20
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรมอดูเลตทางความถี่	21
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรรวมสัญญาณ	22
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรรวมสัญญาณที่ออกแบบแล้ว	23
รูปที่ 3.5 แสดงวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน	23
รูปที่ 3.6 แสดงวงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่ออกแบบแล้ว	24
รูปที่ 3.7 แสดงวงจรขยายภาพ	25
รูปที่ 3.8 แสดงวงจรรองย่านความถี่ 10.7 MHz ผ่าน	26
รูปที่ 3.9 แสดงวงจรรองย่านความถี่ 8 MHz ผ่าน	26
รูปที่ 3.10 แสดงวงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์	27
รูปที่ 3.11 แสดงวงจรขยายสัญญาณเสียง	27
รูปที่ 3.12 แสดงวงจรรวมทั้งหมด	28
รูปที่ 4.1 แสดงอินพุตสัญญาณไซน์ความถี่ 1 KHz	29
รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่างของเสียงที่ขา 7(Ch1) และ 8(Ch2)	29
รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณความถี่คลื่นพาห์ 8 MHz ที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรมอดูเลตทางความถี่	30
รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณความถี่คลื่นพาห์ 10.7 MHz ที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรมอดูเลตทางความถี่	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ(ต่อ)

หน้า

รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณเอาต์พุทของวงจรมอดูเลตทางความถี่ที่มีความถี่คลื่นพาห์เท่ากับ 8 MHz	31
รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณเอาต์พุทของวงจรมอดูเลตทางความถี่ที่มีความถี่คลื่นพาห์เท่ากับ 10.7MHz	31
รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณ(Ch2)ที่ได้จากการป้อนอินพุตสัญญาณไซน์(Ch1)เข้าวงจรรวมสัญญาณ	32
รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณภาพที่ได้จากเครื่องเล่นวีซีดี	32
รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณที่ได้จากวงจรรวมสัญญาณระหว่างสัญญาณภาพและสัญญาณ ไซน์	33
รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณเอาต์พุทของวงจรมอดูเลตที่ความถี่คลื่นพาห์ 8 MHz (Ch1) เทียบกับ สัญญาณอินพุทของวงจรมอดูเลต(Ch2)	33
รูปที่ 4.11 แสดงสัญญาณเอาต์พุทของวงจรมอดูเลตที่ความถี่คลื่นพาห์ 10.7 MHz (Ch2) เทียบกับ สัญญาณอินพุทของวงจรมอดูเลต(Ch1)	34
รูปที่ 4.12 แสดงเอาต์พุทจากวงจรขยายสัญญาณเสียง(Ch2) อินพุทเป็นสัญญาณ ไซน์ 1 KHz (Ch1)	34
รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณ ไซน์ 10 MHz ก่อนที่จะรวมกับสัญญาณภาพ	35
รูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณอินพุทของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ได้จากวงจรรวมสัญญาณ	35
รูปที่ 4.15 แสดงเอาต์พุทจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	36
รูปที่ 4.16 แสดงสัญญาณภาพที่ได้จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและวงจรขยายแบบกลับเฟส	36
รูปที่ 4.17 แสดงวงจรทั้งหมดของเครื่องส่ง	37
รูปที่ 4.18 แสดงวงจรทั้งหมดของเครื่องรับ	37
รูปที่ 4.19 แสดงสัญญาณภาพที่ได้จากเครื่องเล่นวีซีดี	38
รูปที่ 4.20 แสดงสัญญาณภาพจากเครื่องเล่นวีซีดีเมื่อผ่านการมอดูเลตทางความถี่ และดีมอดูเลตทางความถี่	38
รูปที่ 4.21 แสดงชิ้นงานที่เสร็จเรียบร้อยแล้ว	39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

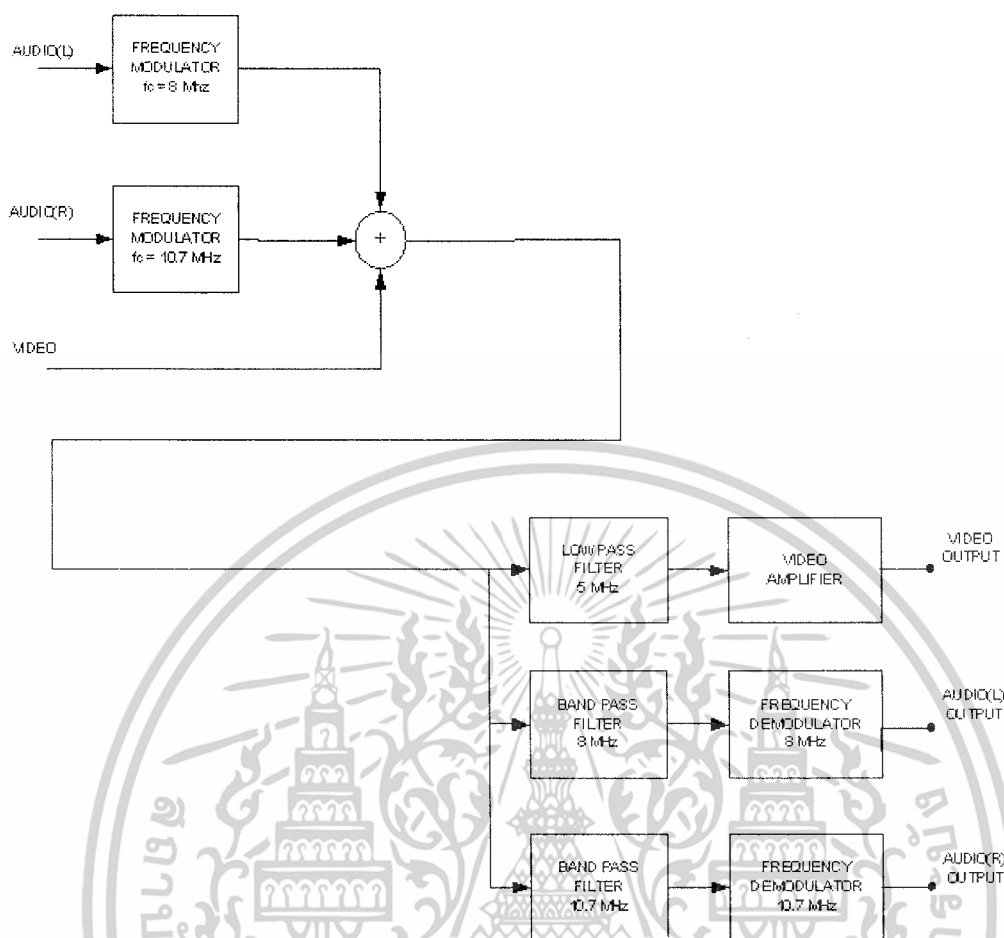
สัญญาณอิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในการสื่อสารสามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภทคือ สัญญาณอนาล็อก และสัญญาณดิจิทัล โดยสัญญาณอนาล็อกจะแบ่งออกเป็นสัญญาณเสียง และสัญญาณในธรรมชาติทั้งหมด ซึ่งในปัจจุบันได้มีการพัฒนาสัญญาณอนาล็อกให้สามารถส่งข่าวสารได้ด้วย ปัญหาสำคัญสำหรับการสื่อสารอนาล็อกก็คือเรื่องสัญญาณรบกวน แต่เนื่องจากสัญญาณในธรรมชาติทั้งหมดเป็นสัญญาณอนาล็อก จึงยังคงเห็นการพัฒนาของการสื่อสารแบบอนาล็อกอยู่ในปัจจุบัน เช่น การมอดูเลตแอมพลิจูด (Amplitude Modulation หรือ AM) การมอดูเลตความถี่ (Frequency Modulation หรือ FM) และการมอดูเลตเฟส (Phase Modulation หรือ PM)

โครงการนี้เป็นการส่งสัญญาณภาพและเสียงแบบอนาล็อกโดยการมอดูเลชันความถี่ โดยประกอบด้วยส่วน 2 ส่วนคือ

1. ภาคส่งจะทำการส่งสัญญาณภาพซึ่งมีแบนด์วิดท์ประมาณ 5 MHz พร้อมด้วยสัญญาณเสียงที่มีแบนด์วิดท์ประมาณ 15 kHz ซึ่งถูกมอดูเลตเป็นสัญญาณเอฟเอ็มด้วยคลื่นพาห้ความถี่ 8 MHz และ 10.7 MHz จากนั้นจึงรวมสัญญาณทั้งสามเข้าด้วยกันแบบมัลติเพล็กซ์ทางความถี่ โดยใช้วงจรรวมสัญญาณ

2. ภาครับจะทำการแยกสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงซึ่งเป็นแบบเอฟเอ็มทั้งสองช่องออกจากกันด้วยวงจรกรองความถี่ สัญญาณภาพจะถูกกรองด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีความถี่คัทออฟอยู่ที่ 5 MHz หลังจากนั้นจึงนำสัญญาณภาพไปขยายและแสดงผลออกทางจอมอนิเตอร์ ส่วนสัญญาณเอฟเอ็มของสัญญาณเสียงจะกรองด้วยวงจรกรองความถี่หรือวงจรรูน (Tune Circuit) แล้วนำสัญญาณเอฟเอ็มที่ได้ในแต่ละช่องสัญญาณทำการดีมอดูเลตเพื่อถอดสัญญาณเสียงออกมา โดยใช้หลักการของเฟสล็อกลูป (Phase Lock Loop) แล้วนำสัญญาณที่ได้ไปเข้าวงจรขยายสัญญาณเสียง ก่อนเข้าภาครับสัญญาณเสียง สามารถแสดงออกเป็นบล็อคไดอะแกรมสำหรับการทดลองส่งสัญญาณภาพและเสียงโดยมอดูเลชันทางความถี่ดังรูปที่ 1.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมสำหรับการทดลองส่งสัญญาณภาพและเสียง โดยการมอดูเลชันทางความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 การมอดูเลตเชิงมุม

ในการมอดูเลตสัญญาณ โดยใช้คลื่นพาห้รูปไซน์นั้น นอกจากจะใช้สัญญาณข่าวสารไปควบคุมแอมพลิจูดของคลื่นพาห้ให้มีการเปลี่ยนแปลงตาม อันเป็นเหตุให้ได้สัญญาณเอเอ็มแล้วจะพบว่ามีพารามิเตอร์ของคลื่นพาห้ อีกตัวหนึ่ง ที่จะใช้ขนาดของสัญญาณข่าวสารเข้ามาควบคุม ได้คือ ค่ามุมหรือเฟสของคลื่น การมอดูเลตที่เกิดจากการใช้สัญญาณข่าวสารมาทำให้มุมของคลื่นพาห้เปลี่ยนแปลงไปนี้ มีชื่อว่าการมอดูเลตเชิงมุม (Angle Modulation)

ถ้ากำหนดให้คลื่นพาห้ที่ยังไม่ได้มีการมอดูเลต คือ

$$\phi(t) = A_c \cos(\omega_c t + \theta) \quad (2.1)$$

การทำให้ค่า θ ตามสมการที่(2.1) แปรผันตามค่าขนาดสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ได้ จะทำให้เราได้สัญญาณที่เรียกว่าสัญญาณมอดูเลตเชิงมุม (Angle Modulated Signal) ออกมา

2.1.1 การมอดูเลตทางความถี่และทางเฟส

ตามปกติค่า θ ตามสมการที่ (2.1) จะมีชื่อเรียกว่าเฟส ของคลื่นรูปไซน์ $\phi(t)$ ทั้งนี้โดยอ้างอิงเทียบกับสัญญาณ $\cos(\omega_c t)$ ดังนั้นถ้ามีการทำให้ θ แปรผันตาม $m(t)$ ได้ กล่าวคือ

$$\theta = k_p m(t) \quad (2.2)$$

โดยที่ k_p เป็นค่าคงที่แล้ว เราจะกล่าวว่าสัญญาณ $\phi(t)$ ตามสมการ(2.1) ที่มีคุณสมบัติดังกล่าวแล้ว นั้นเป็น สัญญาณที่ถูกมอดูเลตเฟส (Phase Modulated Signal) ซึ่งเรียกย่อว่า สัญญาณพีเอ็ม (PM Signal)

อย่างไรก็ดี ถ้าเราสามารถที่จะทำให้ค่า θ นี้แปรผันตามค่าปริพันธ์ของสัญญาณข่าวสารได้ กล่าวคือ

$$\theta = k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \quad (2.3)$$

โดยที่ k_f คือค่าคงที่ เราจะเรียกสัญญาณที่เกิดขึ้นว่าเป็นสัญญาณที่ถูกมอดูเลตความถี่ (Frequency Modulated Signal) ซึ่งเรียกย่อว่า สัญญาณเอฟเอ็ม (FM Signal) สาเหตุที่ได้ชื่อเช่นนี้ก็เพราะว่า ค่าเฟสชั่วขณะ (Instantaneous Phase) θ_i ของสัญญาณรูปไซน์ใดๆ นั้นมีความสัมพันธ์กับค่า ความถี่ชั่วขณะ (Instantaneous Frequency) ω_i ของสัญญาณนั้น ดังนั้นคือ

$$\omega_i(t) = \frac{d\theta_i(t)}{dt} \quad (2.4)$$

หรือ

$$\theta_i(t) = \int_{-\infty}^t \omega_i(\tau) d\tau \quad (2.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะพบว่าค่าความถี่ของคลื่นพาหตามสมการ(2.1) ภายหลังจากการมอดูเลตความถี่แล้ว จะมีการเปลี่ยนแปลงของความถี่ไปจากความถี่ ω_c เท่ากับส่วนที่เกิดจากการทำอนุพันธ์เทียบกับเวลาของสมการ (2.3) กล่าวคือ

$$\Delta\omega_f(t) = k_f m(t) \quad (2.6)$$

นั่นคือ ความถี่ในส่วนที่ต่างจาก ω_c ของ $\phi(t)$ นั้น จะแปรผันโดยตรงกับค่าของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ด้วยเหตุนี้เองที่ทำให้คลื่น $\phi(t)$ ภายหลังจากการมอดูเลตแล้วมีชื่อว่า สัญญาณเอฟเอ็มดังกล่าว

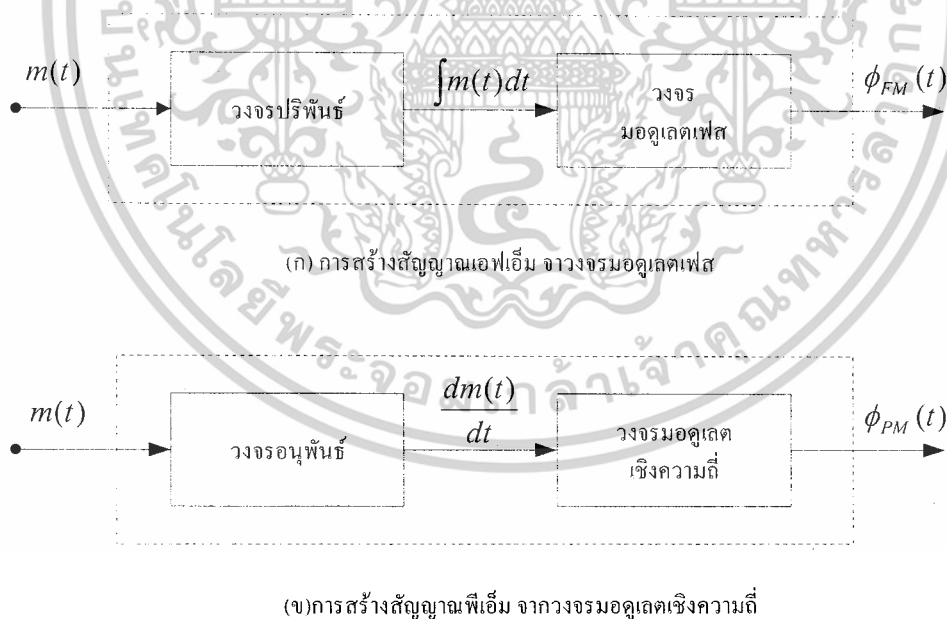
จากสมการ (2.1) และ (2.2) จะได้สมการพีเอ็ม คือ

$$\phi_{PM}(t) = A_c \cos\{\omega_c t + k_p m(t)\} \quad (2.7)$$

จากสมการ (2.9) และ (2.11) จะได้สมการเอฟเอ็ม คือ

$$\phi_{FM}(t) = A_c \cos\{\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau\} \quad (2.8)$$

จะเห็นว่าคลื่นทั้งเอฟเอ็มและพีเอ็ม ต่างเกิดจากการมอดูเลตที่เกี่ยวกับการควบคุมค่ามุม หรือค่าเฟสของ $\phi(t)$ ทั้งสิ้น ดังนั้นเราจึงเรียกการมอดูเลตทั้งสองวิธีนี้ว่า การมอดูเลตเชิงมุมจากสมการ (2.7) และ (2.8) จะพบว่า ถ้าเราทำวงจรมอดูเลตเชิงมุมมาเพิ่มขึ้นข้างหน้าวงจรมอดูเลตเฟส ก็จะทำให้วงจรทั้งหมดทำงานเหมือนวงจรมอดูเลตความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 2.1(ข) ก็จะทำให้วงจรรวมทั้งหมดทำงานเป็นวงจรมอดูเลตเฟสได้ การสร้างสัญญาณเอฟเอ็มและพีเอ็ม ด้วยวิธีการเช่นนี้เรียกกันว่า การสร้างสัญญาณเอฟเอ็มและพีเอ็มทางอ้อม (Indirect FM and Indirect PM) ตามลำดับ



รูปที่ 2.1 การสร้างสัญญาณเอฟเอ็มและพีเอ็ม โดยอาศัยวงจรมอดูเลเตอร์แบบพีเอ็มและเอฟเอ็มตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2 เอฟเอ็มแบนด์แคบ

ในการส่งสัญญาณต่างๆ จำเป็นที่จะต้องรู้ว่าสัญญาณนั้นมีอุปกรณ์อยู่ในช่วงความถี่เท่าไร เพื่อที่จะเลือกใช้กับตัวกลางที่มีแบนด์วิดท์ที่เหมาะสม ในการส่งสัญญาณนั้น การพิจารณาแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็ม เมื่อ $m(t)$ เป็นสัญญาณข่าวสารทั่วไปนั้นทำได้ลำบาก เพราะการมอดูเลตความถี่นั้น ไม่ใช่การมอดูเลตชนิดเชิงเส้นเหมือนสัญญาณเอเอ็ม การพิจารณา $m(t)$ ในกรณีที่เป็นสัญญาณรูปไซน์ ความถี่เดียวกัน แม้จะไม่ทำให้เราเข้าใจเกี่ยวกับคุณสมบัติของการมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม ได้ทั้งหมด แต่ก็จะทำให้พออนุมานเกี่ยวกับเรื่องนี้ได้ ดังนั้นเราจึงจะพิจารณากรณีนี้ไว้เป็นพื้นฐาน โดยสมมติให้

$$m(t) = a \cos(\omega_m t) \quad (2.9)$$

ในกรณีนี้ $m(t)$ จะไปทำให้ค่าความถี่ชั่วขณะของ $\phi(t)$ เปลี่ยนไปจากความถี่ ω_c ซึ่งหาได้จากสมการ (2.6) คือ

$$\Delta\omega_i(t) = ak_f \cos(\omega_m t) \quad (2.10)$$

เนื่องจากค่า $|\cos(\omega_m t)|$ มีค่ามากที่สุดคือ 1 ดังนั้นค่าการเบี่ยงเบนของความถี่จาก ω_c มากที่สุดคือจาก $\Delta\omega$ จะมีค่าตามสมการ (2.11)

$$\Delta\omega = ak_f \quad (2.11)$$

ค่า $\Delta\omega$ นี้มีชื่อเรียกว่า ค่าความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด (Peak Frequency Deviation) ค่าความถี่ชั่วขณะ $\omega_i(t)$ ของ $\phi(t)$ ที่เวลาใดๆจะมีค่าเป็น

$$\omega_i(t) = \omega_c + \Delta\omega \cos(\omega_m t) \quad (2.12)$$

โดยนำสมการ (2.9) แทนในสมการ (2.8) และอาศัยสมการ (2.11) จะได้

$$\begin{aligned} \phi_{FM}(t) &= A_c \cos\left\{\omega_c t + \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \sin(\omega_m t)\right\} \\ &= A_c \cos\{\omega_c t + \beta \sin(\omega_m t)\} \end{aligned} \quad (2.13)$$

โดยในที่นี้ได้กำหนดให้

$$\beta = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \quad (2.14)$$

ค่า β นี้มีความสำคัญในการกำหนดค่าแบนด์วิดท์ และค่าเอสเอ็นอาร์ในการตีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มนี้ขึ้นอยู่กับค่า β ด้วย ดังนั้นจึงได้มีการกำหนดให้ค่า β นี้เป็นตัวชี้คุณสมบัติของสัญญาณเอฟเอ็ม ที่เรียกว่า ดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index) ของสัญญาณเอฟเอ็ม

สำหรับในกรณีที่ β มีค่าน้อย เราสามารถที่จะกระจายพจน์ทางขวามือของสมการ (2.11) ได้โดยใช้อนุกรมเทย์เลอร์ ซึ่งจะให้ผลลัพธ์ ดังนี้คือ

$$\phi_{FM}(t) = A_c \cos(\omega_c t) - A_c \beta \sin(\omega_c t) - \frac{A_c}{2} \beta^2 \sin^2(\omega_m t) \cos(\omega_c t) + \dots$$

ในกรณีที่ β มีค่าน้อย สามารถที่จะตัดพจน์ที่มีค่า β กำลังสูงจนอยู่ออกได้ ค่า $\phi_{FM}(t)$ ที่มีคุณสมบัติเช่นนี้จะถูกกำหนดเรียกว่า สัญญาณเอฟเอ็มแบนด์แคบ (Narrow Band FM) ซึ่งเขียนแทนด้วย $\phi_{NBFM}(t)$ ดังนี้จะได้

$$\phi_{NBFM}(t) = A \cos(\omega_c t) - A_c \beta \sin(\omega_m t) \sin(\omega_c t) \quad (2.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเมื่อใช้ความสัมพันธ์ $\sin(A)\sin(B) = \frac{1}{2} \{ \cos(A-B) - \cos(A+B) \}$ กับพจน์สุดท้ายของสมการ(2.23) จะทำให้จัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้คือ

$$\phi_{NBFM}(t) = A_c \cos(\omega_c t) - \frac{A_c \beta}{2} \cos\{(\omega_c - \omega_m)t\} + \frac{A_c \beta}{2} \cos\{\omega_c + \omega_m\}t \quad (2.16)$$

จะเห็นจากสมการ (2.16) ว่า $\phi_{NBFM}(t)$ นั้นมีส่วนประกอบของความถี่อยู่ที่ความถี่ $\omega_c - \omega_m, \omega_c$ และ $\omega_c + \omega_m$ ซึ่งหมายความว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอเอ็มแบบแคบนี้จะมีค่าเท่ากับ $2\omega_m$ หรือ 2 เท่าของแบนด์วิดท์ของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ซึ่งค่าแบนด์วิดท์ที่เท่ากับแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอเอ็ม ที่ถือได้ว่าเป็นแบนด์วิดท์ที่แคบ ซึ่งเป็นสาเหตุที่มาของชื่อของสัญญาณเอเอ็มชนิดนี้สำหรับในทางทฤษฎีแล้ว มีการกำหนดว่าสัญญาณเอเอ็มจะเกิดอยู่ในแบนด์แคบดังกล่าวเมื่อค่า $\beta < \frac{1}{\sqrt{10}} = 0.316$ แต่การใช้งานในทางปฏิบัตินั้น β อาจมีค่าสูงได้ถึง 0.5

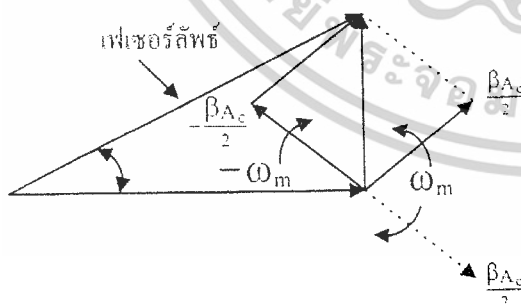
เมื่อพิจารณา $\phi_{NBFM}(t)$ เทียบกับ $\phi_{AM}(t)$ จะได้ดังนี้

$$\phi_{AM}(t) = A_c \cos(\omega_c t) + \mu A_c \cos(\omega_m t) \cos(\omega_c t) \quad (2.17)$$

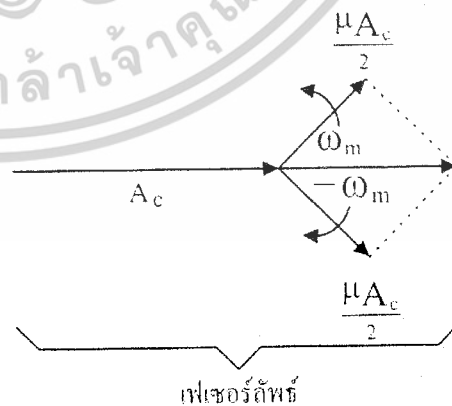
ซึ่งจะกระจายรูปสมการออกได้เป็น

$$\phi_{AM}(t) = A_c \cos(\omega_c t) + \frac{\mu A_c}{2} \cos\{(\omega_c - \omega_m)t\} + \frac{\mu A_c}{2} \cos\{(\omega_c + \omega_m)t\} \quad (2.18)$$

จะเห็นว่าสัญญาณเอเอ็มแบบแคบ จะมีความคล้ายคลึงกับสัญญาณเอเอ็มมาก ดังนั้นจึงอาจอนุมานได้ว่า สัญญาณเอเอ็มแบบแคบ (รวมทั้งพีเอ็มแบบแคบ) นั้นมีคุณสมบัติคล้ายกับสัญญาณเอเอ็มต่างกันเพียงแต่ ค่าเฟสของสัญญาณแถบข้างเท่านั้น ซึ่งเป็นผลทำให้ขนาดของสัญญาณเอเอ็มมีค่าคงที่ แต่ขนาดของสัญญาณเอเอ็มมีการเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณที่เข้ามาโมดูเลต โดยใช้หลักการของเฟเซอร์ (Phasor) หรือ เฟสเวกเตอร์ (Phase Vector) ของสัญญาณ เมื่อให้ $e^{j\omega_c t}$ เป็นเวกเตอร์อ้างอิง เราจะได้แผนผังของเฟเซอร์ (Phasor Diagram) ของ $\phi_{NBFM}(t)$ ตามสมการ(2.16) ดังแสดงในรูปที่ 2.2 ก และของ $\phi_{NBFM}(t)$ ตาม (2.18) ดังแสดงในรูปที่ 2.2 ข



(ก) เฟเซอร์ลิฟท์ของสัญญาณเอเอ็ม

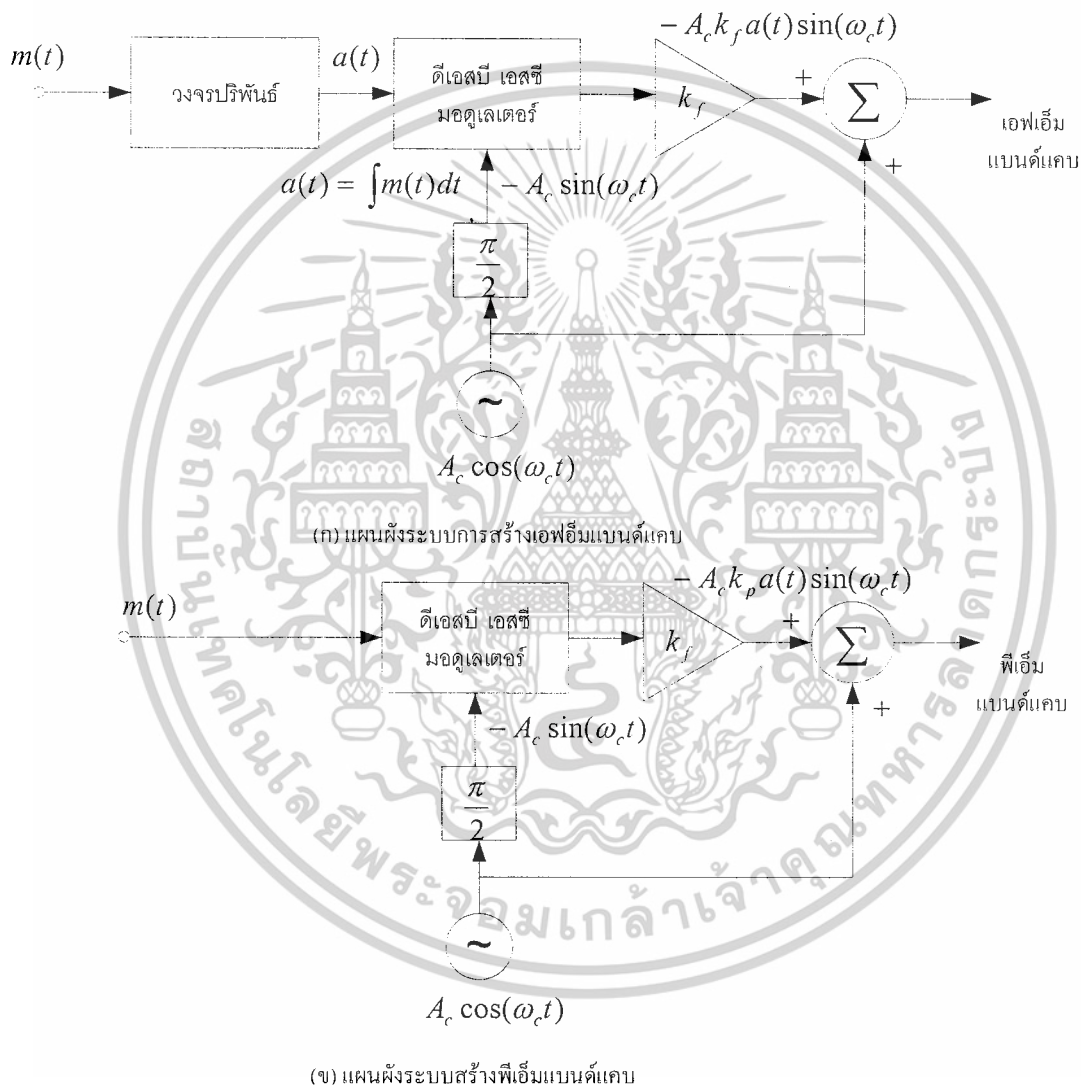


(ข) เฟเซอร์ลิฟท์ของสัญญาณเอเอ็ม

รูปที่ 2.2 เฟเซอร์ของสัญญาณเอเอ็ม เทียบกับสัญญาณเอเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หากอาศัยสมการ (2.10) โดยพิจารณาว่า $\beta \sin(\omega_c t)$ นั้นได้มาจาก $k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau$ เราสามารถที่จะเขียนแผนผังระบบการสร้างสัญญาณเอฟเอ็มแบนด์แคบได้ดังแสดงในรูปที่ 2.2 (ก) และเมื่อเทียบรูปที่ 2.2 (ก) เราจะได้แผนผังระบบการสร้างสัญญาณพีเอ็มแบนด์แคบดังแสดงในรูปที่ 2.2 (ข) ข้อดีของการสร้างเอฟเอ็มชนิดนี้ก็คือ ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ระบบนี้เป็นที่ผลิตความถี่คงที่ที่ ω_c เพียงค่าเดียว ดังนั้นจึงทำให้ระบบการผลิตสัญญาณเอฟเอ็มแบนด์แคบนี้ ถูกสร้างให้เกิดมีเสถียรภาพของความถี่ที่ดีได้ง่าย เพราะสามารถใช้ออสซิลเลเตอร์ผลึกได้



รูปที่ 2.3 แผนผังระบบการสร้างสัญญาณเอฟเอ็ม และพีเอ็มชนิดแบนด์แคบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.3 เอฟเอ็มแบนด์กว้าง

เพื่อให้รู้แนวโน้มของการเกิดสเปกตรัม ของสัญญาณเอฟเอ็มที่ใช้ค่าดัชนีการมอดูเลต β ค่ามาก เราจะพิจารณาค่าความถี่ของ $\phi_{FM}(t)$ ตามสมการ(2.13) ซึ่งเกิดจากสัญญาณ $m(t)$ ซึ่งมีลักษณะเป็นคลื่นรูปไซน์ตามสมการ (2.17) เราสามารถแทนสมการ (2.13) ในรูปของฟังก์ชันเชิงซ้อน ดังต่อไปนี้คือ

$$\begin{aligned}\phi_{FM}(t) &= \text{Re}[A_c e^{j(\omega_c t + \beta \sin(\omega_m t))}] \\ &= \text{Re}[A_c e^{j\omega_c t} e^{j\beta \sin(\omega_m t)}]\end{aligned}\quad (2.19)$$

เพราะเรารู้ว่า $e^{j\beta \sin(\omega_m t)}$ เป็นสัญญาณเชิงซ้อนที่มีคาบเวลา ซึ่งมีค่าความถี่มูลฐาน คือ ω_c ดังนั้น เราจึงสามารถที่จะกระจายมันออกมาอยู่ในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ได้คือ

$$e^{j\beta \sin(\omega_m t)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n e^{jn\omega_m t} \quad (2.20)$$

โดยที่ F_n คือค่าสัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์ ซึ่งหาได้จาก

$$F_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{j\beta \sin(\omega_m t)} e^{jn\omega_m t} dt \quad (2.21)$$

โดยอาศัยการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปร $x = \omega_m t = \frac{2\pi t}{T}$ จะได้

$$F_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta \sin x - nx)} dx = J_n(\beta) \quad (2.22)$$

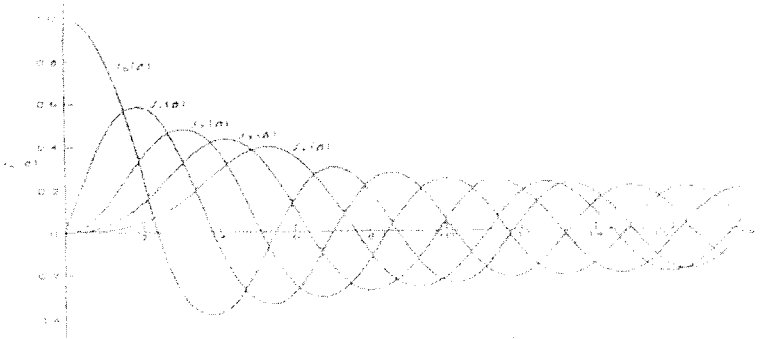
ซึ่งสมการ (2.22) นั้นไม่สามารถหาค่าตอบในรูปของฟังก์ชันสำเร็จได้ คงต้องใช้วิธีการหาค่าเชิงตัวเลข ซึ่งมีการสรุปเป็นกราฟ หรือตารางไว้ ค่า F_n ตามสมการ (2.22) นี้จะเป็นฟังก์ชันของ β และ n ซึ่งค่าการปรับพันธ์ในรูปแบบนี้เรียกว่า ฟังก์ชันของเบสเซลชนิดหนึ่ง (Bessel Function of The First Kind) ลำดับที่ n ของตัวแปร β ซึ่งใช้สัญลักษณ์แทนด้วย $J_n(\beta)$ รูปร่างของฟังก์ชัน $J_n(\beta)$ แสดงดังรูปที่ 2.3 คุณสมบัติที่สำคัญของ $J_n(\beta)$ เมื่อ n เป็นจำนวนเต็ม และ β เป็นค่าจริง ที่ต่อเนื่องกันสามารถสรุปได้ดังต่อไปนี้คือ

1. $J_n(\beta)$ มีค่าจริง
2. $J_n(\beta) = J_{-n}(\beta)$ เมื่อ n เป็นเลขคู่
3. $J_n(\beta) = -J_{-n}(\beta)$ เมื่อ n เป็นเลขคี่
4. $\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta) = 1$

แทนค่าสมการ(2.22) ลงในสมการ(2.20) และแทนค่าที่ได้ลงในสมการ (2.19) จะได้

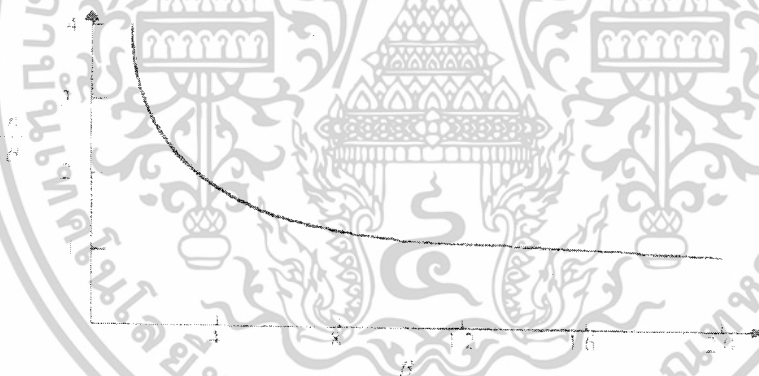
$$\begin{aligned}\phi_{FM}(t) &= \text{Re}\{A_c e^{j\omega_c t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) e^{jn\omega_m t}\} \\ &= A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos\{(\omega_c + n\omega_m)t\}\end{aligned}\quad (2.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 ฟังก์ชันของเบสเซลชนิดหนึ่งที่ $J_n(\beta)$

จะเห็นได้ว่าสเปกตรัมของ $\phi_{FM}(t)$ นั้นกระจายออกไปบนแกนความถี่ไม่มีสิ้นสุด ซึ่งหมายความว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็มตามทฤษฎีนั้นมีค่าอนันต์ แต่อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาให้ลึกลงไป จะพบว่าค่า $|J_n(\beta)|$ นี้จะลดลงหายไปอย่างรวดเร็ว เมื่อ $n > \beta$ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อ β มีค่ามาก ดังนั้นจึงทำให้เรารู้แบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็มนั้นเกิดอยู่ในช่วงความถี่ที่จำกัดของ $|J_n(\beta)|$ มีค่าไม่หายไปเท่านั้นกราฟในรูปที่ 2.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $\frac{n}{\beta}$ กับค่า β ที่ทำให้ค่า $|J_n(\beta)| \leq 0.01$ ซึ่งจะเห็นว่าค่า $\frac{n}{\beta}$ มีค่าเข้าใกล้ 1 หรือ n ประมาณเท่ากับ β เมื่อ β มีค่ามาก คุณสมบัติเช่นนี้ทำให้เราสามารถได้ว่า ถ้า



รูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า β และค่า $\frac{n}{\beta}$ ที่ทำให้ค่า $|J_n(\beta)| \leq 0.01$

แถบข้างที่มีนัยสำคัญคือ แถบข้างที่มีขนาดเกิน 1% ของขนาดคลื่นที่ยังไม่มีการมอดูเลตแล้ว แบนด์วิดท์ที่มีนัยสำคัญของสัญญาณเอฟเอ็ม จะมีไซด์แบนด์ตัวท้ายสุดในแบนด์วิดท์เกิดขึ้นที่ $n \approx \beta$ เมื่อ β มีค่ามาก เพราะฉะนั้น ถ้าคิดโดยนัยสำคัญในทศนะดังกล่าวแล้วพบว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็มตามสมการ (2.23) นั้น จะมีค่าประมาณดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} BW &\approx 2n\omega_m \\ &\approx 2\beta\omega_m = 2\Delta\omega \end{aligned} \quad (2.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั่นคือ

$$BW \approx 2\Delta\omega \text{ สำหรับ } \beta \text{ ค่ามาก} \quad (2.25)$$

สำหรับเมื่อค่า β มีค่าน้อยมากๆนั้น ซึ่งเป็นกรณีของเอฟเอ็มแบนแคบ เราจะสังเกตจากรูป 2.18 ได้ว่าค่าขนาดของ $J_n(\beta)$ ที่มีนัยสำคัญจะมีเพียง $J_0(\beta)$ และ $J_1(\beta)$ จะเห็นได้ว่ามันจะมีค่าแบนด์วิดท์มีค่าเท่ากับกับแบนด์วิดท์ของเอฟเอ็มแบนแคบ คือ

$$BW \approx 2\omega_m \text{ สำหรับ } \beta \text{ ค่าน้อย} \quad (2.26)$$

สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็ม ตามสมการ (2.23) ในกรณีที่ β มีค่าต่างๆดังแสดงในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 สเปกตรัมชนิดเส้นของสัญญาณเอฟเอ็ม ซึ่งมอดูเลตด้วยสัญญาณรูปไซน์

เพื่อสรุปสูตร ในการหาแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็ม สำหรับการมอดูเลตสัญญาณรูปไซน์ ความถี่เดียว หรือที่นิยมเรียกกันว่า โทนมอดูเลชัน (Tone Modulation) นั้น สูตรจากการประสมผสานดังสมการที่ (2.25) และ (2.26) ในรูปต่อไปนี้คือ

$$BW \approx 2(\Delta\omega + \omega_m) \quad (2.27)$$

หรือเขียนรูปแบบใหม่ได้เป็น

$$BW \approx 2\omega_m(\beta + 1) \quad (2.28)$$

สมการ (2.27) และ (2.28) รู้จักกันดีในชื่อของกฎคาร์สัน (Carson's Rule) อย่างไรก็ดีสำหรับสัญญาณข่าวสารทั่วไป กฎนี้ใช้ได้ดีเมื่อ $\Delta\omega \ll \omega_m$ เมื่อ $\Delta\omega \ll \omega_m$ ไม่เป็นจริง คือในกรณีของเอฟเอ็มแบนด์กว้าง (Wide Band FM : WBFM) หรือแบนด์ปานกลาง ได้มีการเสนอว่าควรใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$BW \approx 2(\Delta\omega + 2\omega_m)$$

หรือ

$$BW \approx 2\omega_m(\beta + 2) \quad (2.29)$$

จะเห็นผลลัพธ์ที่มีประสิทธิภาพสูงกว่าผลลัพธ์จากกฎของคาร์สัน ดังนั้นจึงได้มีการสรุปเป็นสูตรที่มีความยืดหยุ่นกว่าแบนด์วิดท์โดยนัยสำคัญของสัญญาณเอฟเอ็ม จะมีค่าที่คำนวณได้จากสูตร

$$BW \approx 2\omega_m(\beta + k) \quad \text{เรเดียนต่อวินาที} \quad (2.30)$$

โดย $k = 1$ เมื่อ β มีค่าน้อย และ $k = 2$ เมื่อ β มีค่ามาก และถ้าเราก็คว่า ω_m คือค่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ซึ่งเท่ากับ $2\pi\beta$ เรเดียนต่อวินาที เราจะพบว่าแบนด์วิดท์ตามสมการ (2.30) จะแปลงเป็นค่าแบนด์วิดท์ในหน่วยของเฮิรตซ์ ได้ดังนี้

$$BW \approx 2f_m(\beta + k) \quad \text{เฮิรตซ์} \quad (2.31)$$

2.1.4 การดีมอดูเลตคลื่นเอฟเอ็ม

การดีมอดูเลตเพื่อที่จะทำให้คลื่นเอฟเอ็มกลับมาเป็น Modulating Wave ตามเดิมนั้น จะมีหลายวิธี อาทิ เช่น ฟรีควเอนซีดีสคริมิเนเตอร์ (Frequency Discriminator) และเฟสล็อกลูปดีมอดูเลเตอร์ (Phase-Lock Loop Demodulator) วงจรทั้ง 2 แบบมีจุดประสงค์เพื่อที่จะทำให้เกิด Transfer Characteristic ซึ่งตรงกันข้ามกับฟรีควเอนซีมอดูเลเตอร์ กล่าวคือฟรีควเอนซีมอดูเลเตอร์ จะทำให้เกิดเอาต์พุตโวลเตจในขณะหนึ่งที่เป็นสัดส่วน โดยตรงกับความถี่ของคลื่นเอฟเอ็มที่อินพุต ซึ่งต่อไปนี้จะกล่าวหลักการดีมอดูเลเตอร์แบบเฟสล็อกลูป

2.1.4.1 เฟสล็อกลูปดีมอดูเลเตอร์ (Phase-Lock Loop Demodulator)

เฟสล็อกลูป (PLL) เป็นระบบป้อนกลับแบบลบ (Negative Feedback) ซึ่งประกอบด้วยองค์ประกอบที่สำคัญ 3 ส่วน คือ มัลติพลายเออร์ และ VCO ที่ต่ออยู่ด้วยกันในรูปของ Feedback Loop ตามรูป 2.7 VCO เป็นเครื่องกำเนิดคลื่นลักษณะไซน์ซึ่งจะกำหนดความถี่ได้จากโวลเตจที่จ่ายให้จากแหล่งจ่ายไฟภายนอกของวงจร

สมมุติว่าในตอนแรก VCO ถูกปรับโวลเตจที่ควบคุมให้เป็นศูนย์ ก็จะมีเงื่อนไข 2 ประการคือ ความถี่ของ VCO จะเท่ากับความถี่ของคลื่นพาห์ f_c ที่ยังไม่มีมอดูเลตพอดี้ และเอาต์พุตของ VCO จะมี Phase Shift ไป 90 องศาเมื่อเทียบกับคลื่นพาห์ลักษณะไซน์ที่ยังไม่มีมอดูเลต สัญญาณอินพุตที่จ่ายให้กับ PLL เป็นคลื่นเอฟเอ็ม ซึ่งกำหนดโดย

$$\phi_{FM} = A_c \sin[2\pi f_c t + \phi_1(t)] \quad (2.32)$$

ซึ่ง A_c เป็นแอมพลิจูดของคลื่นพาห์ เมื่อมี Modulating Wave $m(t)$ จะได้

$$\phi_1(t) = k_f \int_0^t m(t) dt \quad (2.33)$$

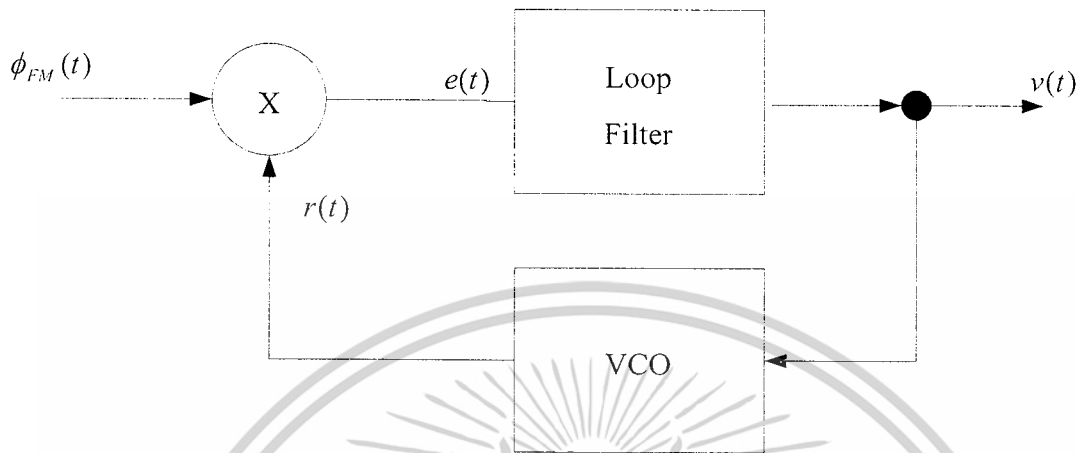
ซึ่ง k_f เป็น Frequency Sensitivity ของมอดูเลเตอร์ กำหนดให้เอาต์พุตของ VCO เป็นดังนี้

$$r(t) = A_v \cos[\omega_c t + \phi_2(t)] \quad (2.34)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง A_v แอมพลิจูด และเมื่อมีโวลเตจ $V(t)$ ป้อนให้กับอินพุทของ VCO นี้จะได้

$$\phi_2(t) = k_v \int_0^t v(t) dt \quad (2.35)$$



รูปที่ 2.7 เฟสล็อกลูป

ซึ่ง k_v เป็น Frequency Sensitivity ของ VCO มีหน่วยเป็น Hz/volt คลื่นเอพเอ็มที่เข้ามาและเอาท์พุทของ VCO คือ $r(t)$ จะป้อนให้กลับมัลติพลายเออร์ แล้วทำให้เปิดองค์ประกอบ 2 เทอมคือ องค์ประกอบความถี่สูง ซึ่งแสดงโดย

$$k_m A_v A_c \sin[2\omega_c t + \phi_1(t) + \phi_2(t)]$$

และองค์ประกอบความถี่ต่ำซึ่งแสดงโดย

$$k_m A_v A_c \sin[\phi_1(t) - \phi_2(t)]$$

ในที่นี้ k_m เป็น Multiplier Gain ที่มีหน่วยเป็น 1/volt องค์ประกอบความถี่สูงถูกกำจัดโดยฟิลเตอร์ และ VCO เพราะฉะนั้น เมื่อตัดองค์ประกอบความถี่สูงออกไปแล้ว อินพุทของลูปฟิลเตอร์ จะมีค่าดังนี้

$$e(t) = k_m A_v A_c \sin[\phi_e(t)] \quad (2.36)$$

ซึ่งเป็น Phase Error ซึ่งกำหนดให้เป็นดังนี้

$$\begin{aligned} \phi_e(t) &= \phi_1(t) - \phi_2(t) \\ &= \phi_1(t) - k_v \int_0^t v(t) dt \end{aligned} \quad (2.37)$$

เอาท์พุท โวลเตจของลูปฟิลเตอร์ซึ่งเกิดจากอินพุท $e(t)$ จะเป็นดังนี้

$$v(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e(\tau) h(t - \tau) d\tau \quad (2.38)$$

ซึ่ง $h(t)$ เป็นผลตอบสนองอิมพัลส์ของฟิลเตอร์ โดยการใช้สมการ (2.36) ถึง (2.38) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_e(t)$ และ $\phi_1(t)$ ดังนี้

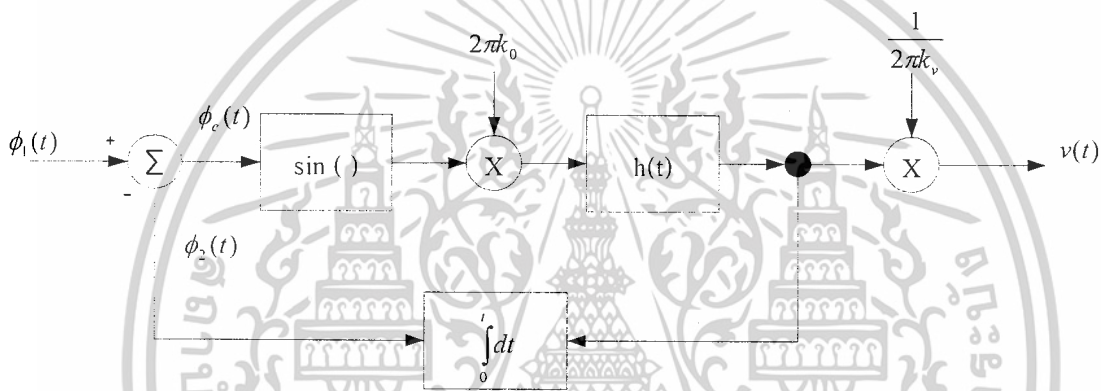
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{d\phi_c(t)}{dt} = \frac{d\phi_1(t)}{dt} - k_0 \int_{-\infty}^{\infty} \sin[\phi_e(\tau)]h(t-\tau)d\tau \quad (2.39)$$

ซึ่ง k_0 ถูกกำหนดโดย

$$k_0 = k_m k_v A_c A_v \quad (2.40)$$

แอมป์ริจูด A_c และ A_v มีหน่วยเป็นโวลต์ Multiplier Gain ในหน่วย 1/volt และ Frequency Sensitivity k_v ในหน่วย Hz/volt จากสมการ (2.40) k_0 เป็นความถี่ สำหรับสมการ (2.39) แสดงรูปแบบตามรูป 2.8 จากรูปได้รวมความสัมพันธ์ระหว่าง $v(t)$ และ $e(t)$ ที่ได้จากสมการ (2.36) และ (2.38) ไว้ด้วย บล็อกไดอะแกรมนี้คล้ายกับรูป 2.7 คือมีลิตพิลลาเยอร์จะสอดคล้องกับวงจร adder และคลื่นลักษณะไซน์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น ส่วน VCO จะสอดคล้องกับอินทิเกรเตอร์



รูป 2.8 รูปแบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นของเฟสล็อกกลูป

ขณะที่ค่าผิดพลาดทางเฟส $\phi_e(t)$ เป็นศูนย์ PLL ถูกเรียกว่าเป็น Phase-Locked ถ้า $\phi_e(t)$ มีค่าน้อยเสมอ เมื่อเทียบกับ 1 เรเดียน ก็จะใช้โดยประมาณดังนี้

$$\sin[\phi_e(t)] \approx \phi_e(t) \quad (2.41)$$

ในกรณีนี้อาจกล่าวได้ว่าใกล้เคียงกับ Phase-Locked และอาจไม่ต้องคำนึงถึงความไม่เป็นเชิงเส้นของคลื่นลักษณะไซน์ตามรูป 2.7 ดังแสดงใน PLL โดยรูปแบบที่เป็นเชิงเส้นได้ดังรูปที่ 2.8 ตามรูปนี้ $\phi_e(t)$ จะมีความสัมพันธ์กับเฟสที่อินพุต $\phi_1(t)$ ตามสมการ Integral-Differential ดังนี้

$$\frac{d\phi_e(t)}{dt} + k_0 \int_{-\infty}^{\infty} \phi_e(\tau)h(t-\tau)d\tau = \frac{d\phi_1(t)}{dt} \quad (2.42)$$

กำหนดให้ $\phi_e(f)$ และ $\phi_1(f)$ เป็นฟูริเออร์ทรานส์ฟอร์ม ของ $\phi_e(t)$ และ $\phi_1(t)$ ดังนั้นจากสมการ (2.50) จะได้

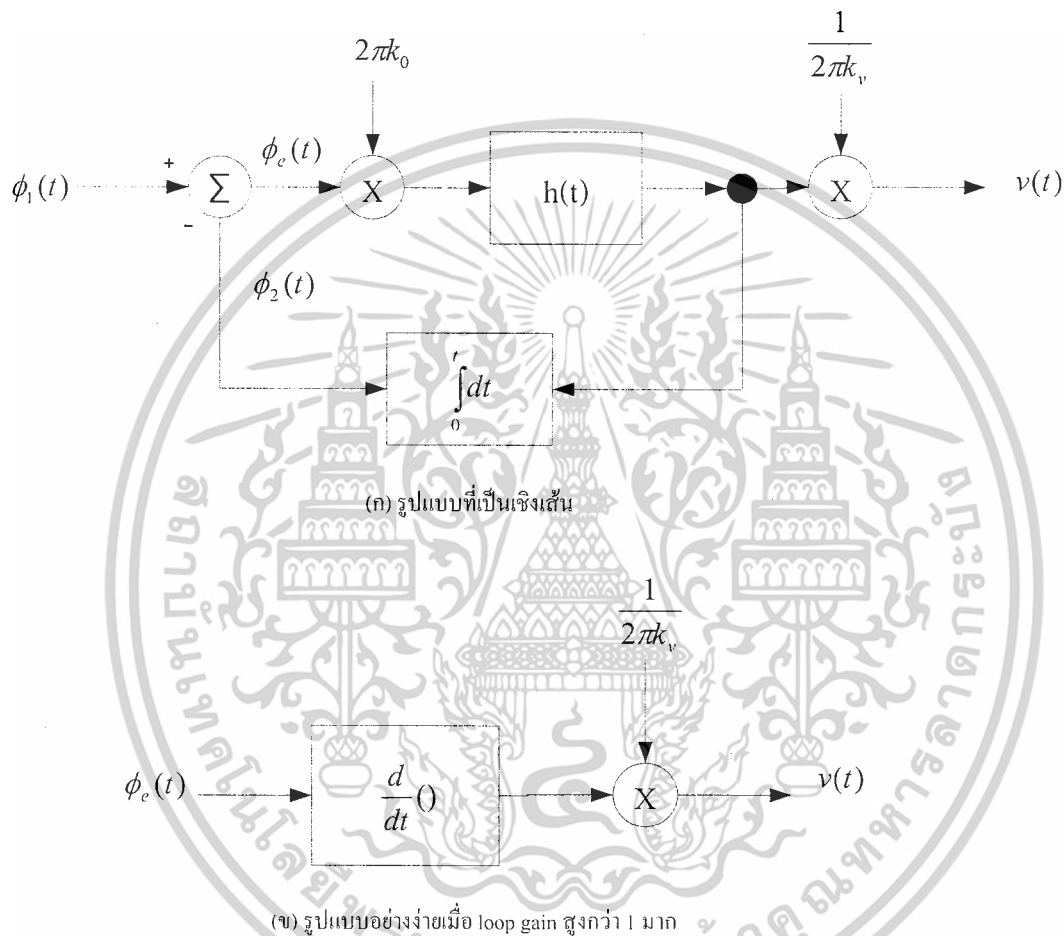
$$\phi_e(f) = \frac{1}{1+L(f)} \phi_1(f) \quad (2.43)$$

ในที่นี้ ฟังก์ชัน $L(f)$ ในสมการ (2.43) ถูกกำหนดให้เป็นดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L(f) = k_o \frac{H(f)}{jf} \quad (2.24)$$

ซึ่ง $H(f)$ เป็นทรานเฟอร์ฟังก์ชันของลูปฟิลเตอร์ และเรียก $L(f)$ นี้ว่า Open-Loop Transfer Function ของ PLL สมมติว่ากำหนดให้ $|L(f)| \gg 1$ สำหรับทุกความถี่ของเบสแบนด์ ดังนั้นจากสมการ (2.43) $\phi_e(t)$ จะมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ นั่นคือเฟสของ VCO จะเป็น Asymptote กับเฟสของคลื่นที่เข้ามา ด้วยเหตุนี้จึงเกิด Phase-Locked ขึ้น



รูปที่ 2.9 รูปแบบของเฟสล็อกกลูป

รูปที่ 2.23(ก) จะเห็นได้ว่าฟูเรียร์ทรานฟอร์ม $v(f)$ ของเอาต์พุตของ PLL $V(t)$ จะสัมพันธ์กับ $\phi_e(f)$ ดังนี้

$$V(f) = \frac{k_o}{k_v} H(f) \phi_e(f) \quad (2.45)$$

หรือ

$$V(f) = \frac{jf}{k_v} L(f) \phi_e(f) \quad (2.46)$$

ดังนั้น เมื่อแทนค่าสมการ (2.51) ลงใน (2.54) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V(f) = \frac{(jf/k_v)}{1+L(f)} \phi_1(f) \quad (2.47)$$

และถ้ากำหนดให้ $L(f) \gg 1$ จะได้ค่าประมาณของ $V(f)$ จากสมการ (2.54) ดังนี้

$$V(f) \approx \frac{jf}{k_v} \phi_1(f) \quad (2.48)$$

และจะได้อัตราสัมพันธ์ในโดเมนเวลาดังนี้

$$V(t) \approx \frac{1}{k_v} \frac{d\phi_1(t)}{dt} \quad (2.49)$$

ดังนั้นเมื่อกำหนดให้ขนาดของ $L(f)$ มีค่ามาก ในทุกความถี่ที่พิจารณา ก็จะสามารถสร้างรูปแบบของ PLL ได้โดยใช้คิฟเฟอร์เรนต์เอดเตอร์ที่มีตัวประกอบ $1/k_v$ คูณอยู่ที่เอาต์พุตซึ่งเป็นพื้นฐานการตีความดูเลตทางความถี่โดยการใช้ PLL เมื่อสัญญาณอินพุตเป็นคลื่นเอพเอ็มตามสมการ (2.32) และ $\phi_1(t)$ มีความสัมพันธ์กับ $m(t)$ ตามสมการ (2.33) แล้ว เมื่อแทนค่าสมการ (2.33) ลงใน (2.49) จะได้สัญญาณเอาต์พุตของ PLL ดังนี้

$$V(t) \cong \frac{k_f}{k_p} m(t) \quad (2.50)$$

นั่นคือเอาต์พุตของ PLL จะมีค่าใกล้เคียงกับ $m(t)$ เมื่อยังไม่พิจารณา Scaling Factor k_p/k_f จึงสามารถกล่าวได้ว่าสัญญาณเบสแบนด์จะกลับคืนมาได้

จุดเด่นที่สำคัญของ PLL ตีความดูเลตเตอร์ก็คือแบนด์วิดท์ของคลื่นเอพเอ็ม ที่เข้ามาจะกว้างมากกว่าของลูปลีเตอร์ $H(f)$ ทราเนสเฟอร์ฟังก์ชันนั้นควรจะต้องจำกัดแบนด์ให้อยู่ในเบสแบนด์ ดังนั้นสัญญาณที่ควบคุม VCO จะมีแบนด์วิดท์ที่อยู่ในสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ ส่วนเอาต์พุตของ VCO จะเป็นคลื่นที่มอดูเลตทางความถี่ที่มีแบนด์กว้างซึ่งความถี่ขณะหนึ่ง จะติดตามคลื่นเอพเอ็มที่เข้ามาอยู่เสมอ ความซับซ้อนของ PLL ก็คือการกำหนดทราเนสเฟอร์ฟังก์ชัน $H(f)$ ของลูปลีเตอร์ รูปแบบที่ง่ายที่สุดของ PLL คือ $H(f) = 1$ กล่าวคือไม่มีลูปลีเตอร์ผลที่ได้จาก PLL ในขณะนี้เรียกว่า PLL อันดับที่ 1 (first-Order PLL) สำหรับ PLL อันดับสูงกว่านั้น $H(f)$ จะมีรูปแบบที่ยุ่งยากกว่า อันดับของ PLL ถูกกำหนดโดย Close-Loop Transfer Function ซึ่งมีตัวหารหลายๆเทอมตามแบบสมการ (2.47)

2.2 องค์ประกอบของสัญญาณภาพ

สัญญาณภาพโทรทัศน์มีองค์ประกอบที่เป็นสัญญาณต่างๆ มีหน้าที่ต่างๆกันไป ซึ่งที่จะกล่าวถึงในที่นี้จะอ้างอิงสัญญาณภาพที่เป็นระบบ PAL โดยอธิบายไว้พอสังเขป

2.2.1 สัญญาณโทรทัศน์ขาวดำ หรือ สัญญาณส่องสว่าง (Luminance Signal)

สัญญาณส่องสว่าง เป็นสัญญาณที่มีระดับแรงดันแปรเปลี่ยนไปตามความสว่างของภาพ โดยจะมีแบนด์วิดท์ 5 MHz สำหรับมาตรฐาน CCIR (4 MHz สำหรับ FCC) ในการส่งสัญญาณโทรทัศน์สีนั้น จำเป็นต้องส่งสัญญาณความสว่างนี้ อยู่เพื่อทำให้เครื่องรับโทรทัศน์ขาวดำ สามารถรับและสร้างภาพขาวดำให้เกิดขึ้นหน้าจอได้ และส่งไปเข้าเครื่องรับโทรทัศน์สี เพื่อให้ไปหักล้างกับสัญญาณความต่างสี R-Y ,

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2.2 สัญญาณแบบลบกิ่ง (Blanking Signal) เมื่อลำอิเล็กตรอนทำการสแกนภาพจนครบ 1 เส้นตามแนวนอนจะเกิดการสะบัดกลับตามแนวนอนเรียกว่า การ Retrace ซึ่งจะทำให้เกิดเป็นเส้นขึ้นที่ไม่ใช่ส่วนประกอบของภาพ ดังนั้นจึงต้องมีการลบทิ้ง โดยเครื่องส่งจะต้องส่งสัญญาณแบบลบกิ่งนี้ออกมาพร้อมสัญญาณภาพ เพื่อเป็นการบังคับให้ลำอิเล็กตรอน ให้ทางจอภาพรู้ว่าตรงช่วงไหนไม่ต้องทำให้การยิงอิเล็กตรอนก็จะค้ทออฟการทำงานของปืนยิงอิเล็กตรอนช่วงเวลานั้น เพราะฉะนั้นจะไม่เกิดเส้นภาพในขณะนั้น Retrace แล้วระบบ CCIR เวลาที่ใช้ในการสะบัดกลับตามแนวนอน จะเท่ากับ $12 \mu\text{sec}$ ส่วนเวลาในการสะบัดกลับทางแนวตั้งจะใช้เวลา $1,600 \mu\text{sec}$

2.2.2.3 สัญญาณอีควอลไลซิง (Equalizing Signal) เป็นสัญญาณบังคับรูปร่างของสัญญาณซิงโครไนซ์ทางแนวตั้ง เพื่อคงรูปไว้ได้ถูกต้อง และยังช่วยการสแกนแบบสลับเส้นให้เป็นไปอย่างถูกต้องด้วย สามารถขึ้นเส้นสแกนเลขคู่ เลขคี่ได้อย่างถูกต้อง ทั้งยังส่งผลทางอ้อมให้สัญญาณซิงโครไนซ์ทางแนวนอนไม่ขาดหายไปในช่วงการส่งสัญญาณทางแนวตั้งด้วย

2.2.3 สัญญาณโครมา (Chroma Signal)

เพื่อให้ได้ภาพที่ปรากฏทางเครื่องรับ โทรทัศน์สีมีสีเหมือนกันกับสถานีส่ง จึงต้องส่งรายละเอียดและความเข้มของสัญญาณสีออกอากาศ โดยปกติสัญญาณสีที่ได้จากหลอดภาพโทรทัศน์ จะประกอบด้วยแม่สีทางแสงคือ แดง เขียว และน้ำเงิน แต่ถ้าจะส่งสัญญาณสีทั้ง 3 สีออกไปในระบบการส่งสัญญาณโดยตรงนั้นจะต้องใช้คลื่นพาในการส่งถึง 3 ความถี่ด้วยกัน ซึ่งจะทำให้แบนด์วิธของสัญญาณรวมกว้างเกินไป ดังนั้นจึงต้องใช้สัญญาณก่อรูปความต่างสี ซึ่งจะทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแม่สีทั้งสามให้เหลือเพียงสัญญาณความต่างสีสองสัญญาณเท่านั้นคือ สัญญาณความต่างสี R-Y และ B-Y โดยมีอัตราส่วนผสมดังนี้

$$R-Y = 0.7R - 0.59G - 0.11B$$

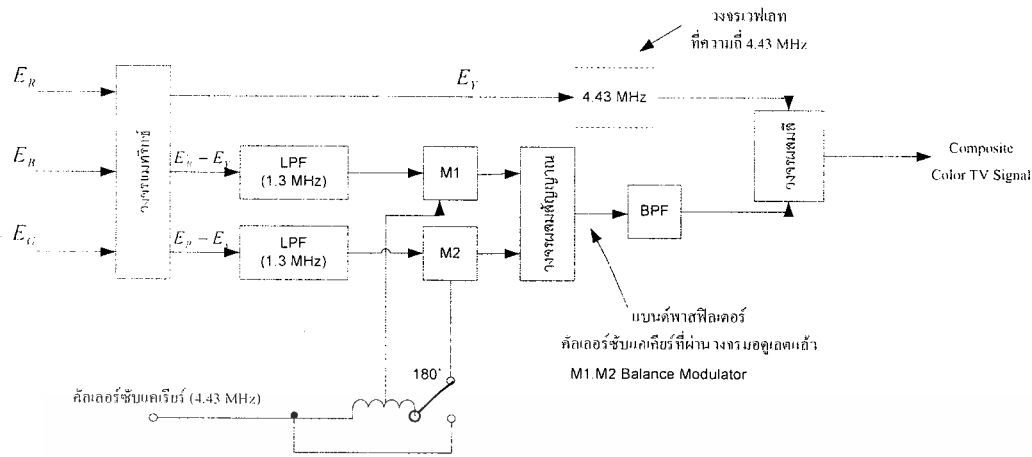
$$B-Y = 0.89B - 0.59G - 0.30R$$

ส่วนสัญญาณสีเขียวจะไม่ส่งออกอากาศโดยตรง แต่จะฝากรวมไปกับสัญญาณความต่างสีทั้งสอง โดยอยู่ในรูปของสัญญาณ Y เนื่องจากมีแม่สีทั้งสามประกอบกันอยู่ด้วยอัตราส่วน

$$Y = 0.30R + 0.59G + 0.11B$$

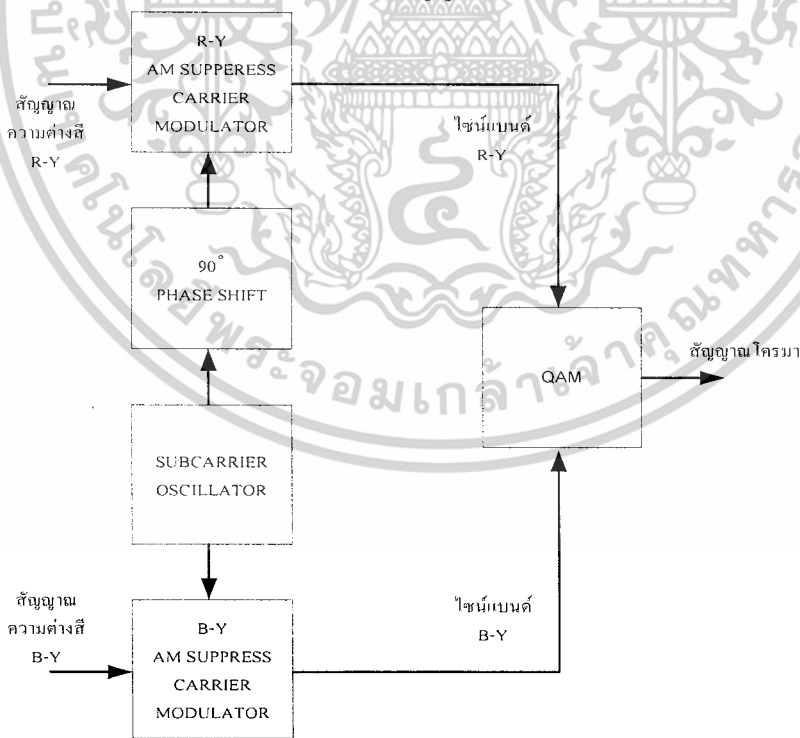
จะเห็นได้ว่า อัตราส่วนที่เป็นสีเขียวจะมีมากที่สุด จะเป็นการสิ้นเปลืองพลังงานมากกว่าถ้าจะต้องส่งสีเขียวออกไป ดังนั้นการส่งสีแดงกับสีน้ำเงินมาสร้างสัญญาณความต่างสีจะเหมาะสมกว่า ส่วนสัญญาณสีเขียวจะสร้างขึ้นมาได้ทางเครื่องรับโทรทัศน์สี รูปที่ 2.12 จะแสดงให้เห็นวิธีการสร้างสัญญาณภาพสีรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 การสร้างสัญญาณภาพสีรวม

ข้อกำหนดในการส่งสัญญาณโทรทัศน์สีมาตรฐาน PAL ได้กำหนดให้การส่งสัญญาณความเข้มสีที่ได้ไปนอกไปกับสัญญาณความสว่างที่มีอยู่แล้ว โดยให้กรรมออดูเลตแบบ DSB-SC ด้วยซับแคเรียร์ 4.43 MHz เพียงความถี่เดียว แต่สัญญาณความต่างสีมีอยู่ถึง 2 สัญญาณ ดังนั้นเพื่อให้สัญญาณความต่างสีทั้งสองสามารถส่งออกไปกับซับแคเรียร์ความถี่เดียวกันได้ จึงใช้วิธีการผสมแบบ QAM (Quadrature Amplitude Modulation) โดยทำการ Shift Phase ของซับแคเรียร์ไป 90 องศาแล้วใช้กรรมออดูเลตกับสัญญาณ R-Y ส่วนของ B-Y ก็มอดูเลตกับซับแคเรียร์เฟสปกติ ดังนั้นสัญญาณ R-Y จะนำสัญญาณ B-Y อยู่ 90 องศา สัญญาณที่ได้จากการผสมแบบ QAM นี้เองเรียกว่า “สัญญาณโครมา”



รูปที่ 2.13 ลักษณะการสร้างสัญญาณ โครมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แนวคิดในการเลือกใช้ซับแคเรียร์ 4.43 MHz ก็คือว่า สัญญาณของระบบ PAL นั้นมีแบนด์วิดท์ประมาณ 5 MHz ซึ่งเป็นสัญญาณภาพอยู่เต็มหมดแล้ว จะทำอย่างไรจึงจะสอดแทรกส่วนที่เป็นสัญญาณสี (สัญญาณโครมา) เข้าไปโดยไม่รบกวนสัญญาณภาพที่มีอยู่ เนื่องจากว่าเป็นสัญญาณภาพเป็นสัญญาณรายคาบที่มีฮาร์โมนิกต่างๆตลอดย่าน 5 MHz แต่ทว่าความรุนแรงของกลุ่มฮาร์โมนิก จะลดลงที่ปลายด้านความถี่สูงของสัญญาณภาพ ดังนั้นเพื่อจะลดการรบกวนระหว่างสัญญาณภาพและสัญญาณสีให้เกิดน้อยที่สุด จึงต้องเลือกความถี่ของซับแคเรียร์ ของสัญญาณสีที่บริเวณปลายด้านความถี่สูงของสัญญาณภาพนี้เอง โดยมีแบนด์วิดท์ของสัญญาณสีรวมแล้วต้องไม่ทำให้เลยความถี่ 5 MHz จึงเลือกใช้ความถี่ 4.3 MHz ในระบบ PAL เรียกวิธีการดังกล่าวนี้ว่า Frequency Interleaving สัญญาณที่แทรกลงไปมีแบนด์วิดท์ประมาณ 1 MHz สำหรับวงจรที่ใช้สำหรับมอดูเลตสัญญาณความต่างสี R-Y และ B-Y ซึ่งเป็นแบบ DSB-SC อาจเลือกใช้วงจร Balance Modulator หรือ Ring Modulator

2.2.4 สัญญาณเบิสท์ (Burst Signal)

เป็นสัญญาณอ้างอิง ในการควบคุมการสร้างความถี่ของวงจรทางเครื่องรับที่เรียกว่า ซับแคเรียร์ ออสซิลเลเตอร์ (Sub-carrier Oscillator Circuit) วงจรนี้ต้องสร้างซับแคเรียร์ ให้มีความถี่และเฟสตรงกับซับแคเรียร์ที่สร้างขึ้นทางเครื่องส่ง การดีเทคสัญญาณความต่างสีที่เป็นแบบ DSB-SC นั้นจะใช้วิธี “ซิงโครไนซ์ ดีเทคชัน” (Synchronous Detection) สัญญาณเบิสท์จะเป็นตัวควบคุมให้ซับแคเรียร์ ออสซิลเลเตอร์ ของเครื่องรับสร้างซับแคเรียร์ออกมาให้มีความถี่และเฟสตรงกับซับแคเรียร์ทางด้านส่ง

บทที่ 3

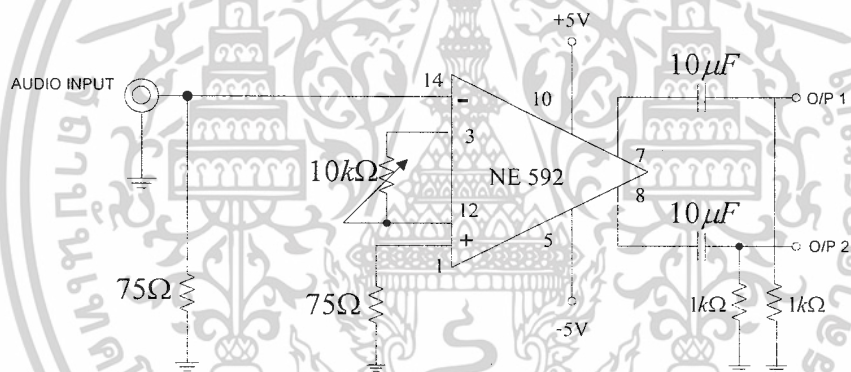
การออกแบบและการสร้าง

3.1 การออกแบบด้านส่ง

3.1.1 การออกแบบวงจรขยายความแตกต่างของเสียง (Differential Audio Amplifier)

วงจรนี้เป็นส่วนแรกของภาคส่ง ทำหน้าที่ขยายสัญญาณเสียง เพื่อให้มีความแรงเหมาะสมที่จะนำไปมอดูเลตกับสัญญาณพาหะรูปไซน์ในภาคเอฟเอ็มมอดูเลเตอร์ โดยให้เอาต์พุตเป็นสัญญาณที่มีเฟสต่างกัน 180 องศา และสัญญาณทั้งสองนี้จะนำไปควบคุมการกำเนิดความถี่ (VCO) ในภาคเอฟเอ็มมอดูเลเตอร์ ต่อไป

ในการออกแบบจะใช้ไอซี เบอร์ NE 592 (Differential video amplifier) ที่ใช้สำหรับขยายความแตกต่างของสัญญาณภาพ แต่ก็สามารถนำมาใช้กับสัญญาณเสียงได้ โดยสามารถปรับอัตราขยายได้ 0-400 เท่า ในโครงงานนี้จะออกแบบให้มีอัตราขยายประมาณ 100 เท่า แบนด์วิดท์กว้างประมาณ 90 MHz โดยเลือกใช้ Gain 2 (จาก Data Sheet) ซึ่งจะใช้ตัวต้านทานเปลี่ยนค่าได้ (Variable Resistor) ต่อระหว่างขา 3 กับขา 12 เพื่อปรับอัตราขยายให้ได้ค่าตามต้องการ



รูปที่ 3.1 แสดงวงจรขยายความแตกต่างของสัญญาณเสียง

ในการใช้งานจะต่อตัวต้านทานคงที่ขนาด $75\ \Omega$ ไว้ที่อินพุตขา 1 และขา 14 เพื่อแมทซ์อิมพีแดนซ์กับอุปกรณ์ภายนอก และต่อ โหลดขนาด $1\ k\ \Omega$ ที่ขา 7 และ 8 เพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่

3.1.2 การออกแบบวงจรมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulator)

เนื่องจากสัญญาณเสียงมีความถี่ต่ำ (ประมาณ 20 Hz – 15 kHz) ซึ่งมีความถี่ที่อยู่ในช่วงสัญญาณภาพ จึงไม่สามารถนำมารวมกันได้โดยตรง เพราะจะเกิดความผิดเพี้ยน (Distortion) ของสัญญาณ ดังนั้นจึงทำการมอดูเลตกับคลื่นพาหะรูปไซน์ความถี่ 5.5 MHz และ 10.7 MHz ตามลำดับ โดยจะทำการมอดูเลตทางความถี่ เพราะจะสะดวกในการออกแบบวงจรเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณแสง ซึ่งใช้หลักการเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าเป็นความเข้มของแสง (Intensity Modulation)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงการนี้จะเลือกใช้ไอซีเบอร์ NE 564 (Phase – Locked Loop) เป็นวงจรมอดูเลตทางความถี่ซึ่งสามารถผลิตความถี่ได้สูงถึง 50 MHz โดยจะออกแบบเป็น 2 วงจร มีความถี่กลางอยู่ที่ 5.5 MHz และ 10.7 MHz ตามลำดับ วงจรนี้จะใช้คุณสมบัติของเฟสล็อกกลูปในการมอดูเลตทางความถี่ โดยป้อนสัญญาณเสียงที่ถูกขยายจากวงจรขยายความแตกต่างของเสียงแล้ว เข้าที่ลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter) ของวงจรเปรียบเทียบเฟส (Phase Comparator) ภายในตัวไอซี เอาท์พุทที่ได้ป้อนเป็นอินพุทให้ VCO เพื่อให้มีความถี่เบี่ยงเบนไปจากความถี่กลาง (Free Running Frequency) โดยจะกำหนดความถี่เบี่ยงเบน (Δf_{max}) ของระบบไว้ที่ 150 kHz (± 75 kHz)

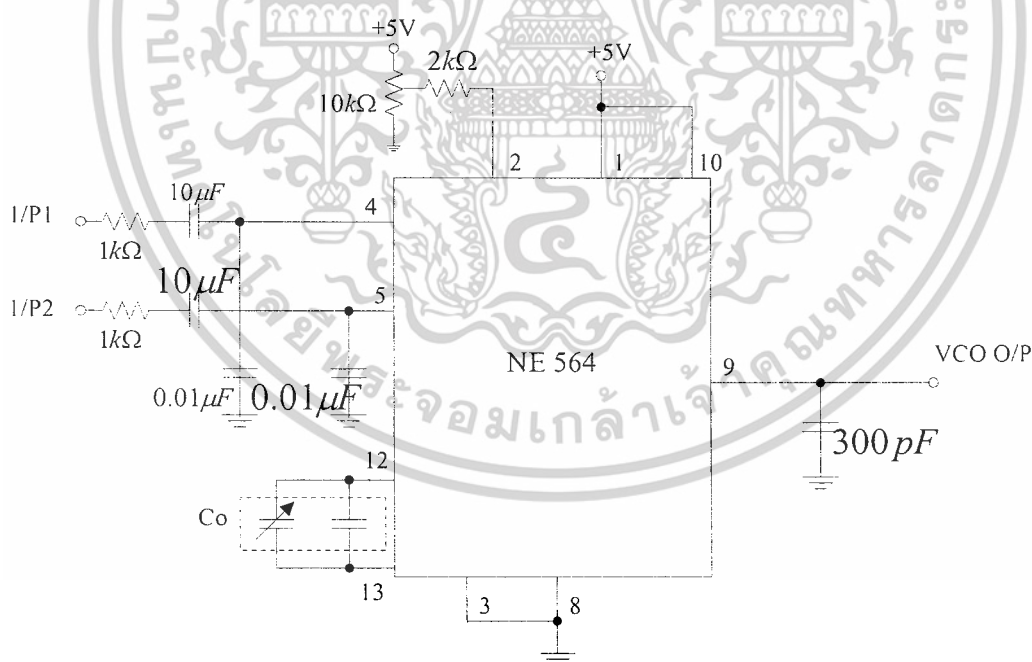
จากคู่มือของไอซีเบอร์ NE 564 จะต้องทำการหาค่า C_o เพื่อกำหนดความถี่กลาง (f_o) ความถี่ล็อก (Lock Range) ซึ่งมีลำดับขั้นตอนการออกแบบดังนี้

1) หาค่า C_o จากสมการ $f_o = 1/(22R_cC_o)$ จะได้

$$C_o = 56.64 \text{ pF} \text{ กรณีความถี่ } f_o = 8 \text{ MHz} \text{ และ}$$

$$C_o = 42.48 \text{ pF} \text{ กรณีความถี่ } f_o = 10.7 \text{ MHz}$$

ในการใช้งาน จะใช้ตัวเก็บประจุค่าคงที่ต่อรวมกับตัวเก็บประจุปรับค่าได้ ขนาด 10 k Ω ต่อร่วมกับตัวต้านทานคงที่ ขนาด 2 k Ω เป็นตัวปรับค่ากระแสไบอัสให้ขา 2 อินพุทเสียงที่จะนำมามอดูเลตต่อเข้าที่ขา 4 และ 5 ซึ่งเป็นลูปฟิลเตอร์ ของวงจรเปรียบเทียบเฟส และต่อตัวเก็บประจุค่าคงที่ขนาดประมาณ 0.01 μ F ที่ขา 4 และ 5 ลงกราวด์ เพื่อช่วยตัดสัญญาณรบกวนความถี่สูงทิ้ง วงจรที่ออกแบบไว้แสดงดังรูปที่ 3.2

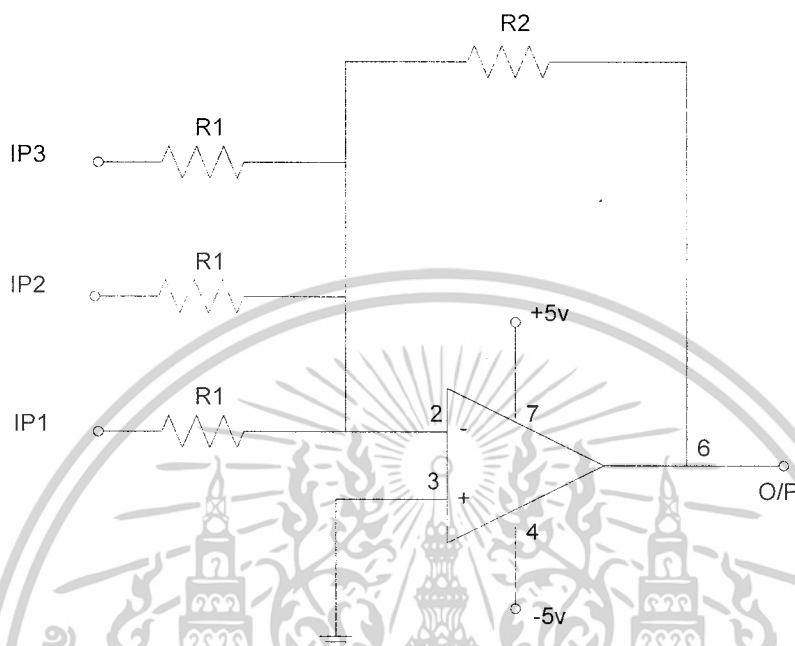


รูปที่ 3.2 แสดงวงจรมอดูเลตทางความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.3 การออกแบบวงจรรวมสัญญาณ (Summing Circuit)

ออป-แอมป์ เบอร์ LM 6361 เป็นออป-แอมป์ ที่มีค่าเกนแบนวิดท์กว้าง ซึ่งมีค่าประมาณ 35 เมกกะเฮิรต์ ในการออกแบบวงจรขยายโดยใช้ออป-แอมป์ จะต้องคำนึงแบนวิดท์ของวงจรด้วย สำหรับวงจรรวมสัญญาณจะใช้เป็นวงจรขยายกลับเฟส ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรรวมสัญญาณ

การคำนวณสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$f_{-3dB} = \frac{GBw}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

$$\text{อัตราขยาย} = -\frac{R_2}{R_1}$$

จะเห็นว่าเมื่อลดค่า $\frac{R_2}{R_1}$ จะทำให้ค่า f_{-3dB} มากขึ้นแต่อัตราขยายลดลง

$$\text{เราจึงหาค่า } \frac{R_2}{R_1} \text{ ได้จากสมการ } \frac{R_2}{R_1} \leq \frac{GBw}{f_{-3dB}} - 1$$

$$GBw = 35 \text{ เมกกะเฮิรต์}$$

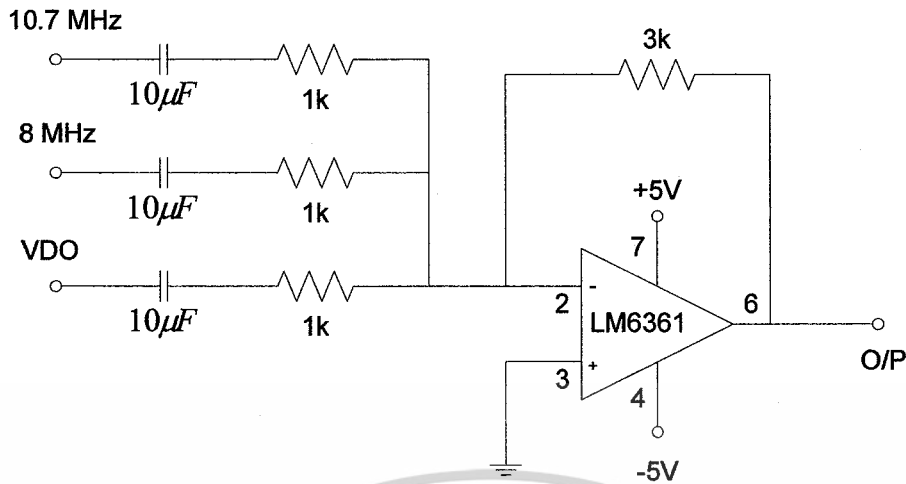
องค์ประกอบทางความถี่ที่มากที่สุดของสัญญาณคือ 8 เมกกะเฮิรต์

$$\text{ดังนั้น } f_{-3dB} = 8 \text{ เมกกะเฮิรต์}$$

$$\begin{aligned} \frac{R_2}{R_1} &\leq \frac{35}{8} - 1 \\ &\leq 3.375 \end{aligned}$$

ดังนั้นเลือก $R_1 = 1$ กิโลโอห์มจะได้ $R_2 = 3$ กิโลโอห์ม จะได้วงจรรวมสัญญาณดังรูปที่ 3.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

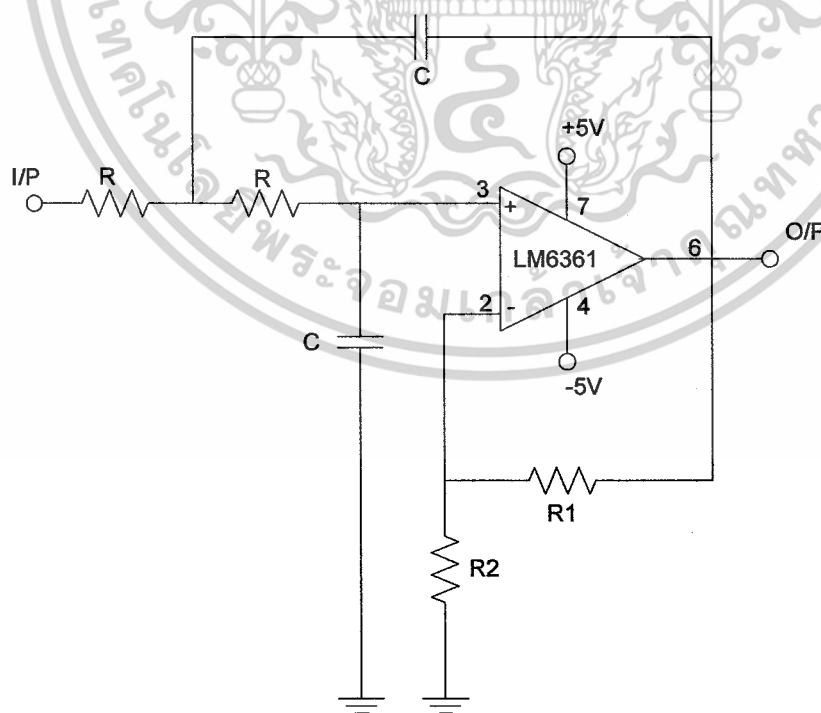


รูปที่ 3.4 แสดงวงจรรวมสัญญาณที่ออกแบบแล้ว

3.2 การออกแบบตัวรับ

3.2.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

การจะแยกสัญญาณภาพออกมาจากสัญญาณเสียง 8 เมกะเฮิร์ต และ 10.7 เมกะเฮิร์ต นั้นจะใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน เนื่องจากสัญญาณภาพมีแบนวิดท์ 5 เมกะเฮิร์ต จึงต้องใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีความถี่คัทออฟอยู่ที่ 5 เมกะเฮิร์ต โดยวงจรที่เลือกมาใช้คือ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านซอลเลนแอนด์ คีย์ (Sallen and Key) แบบลำดับ 2 (Second Order) ดังรูป 3.5



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับภารกิจการงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบ

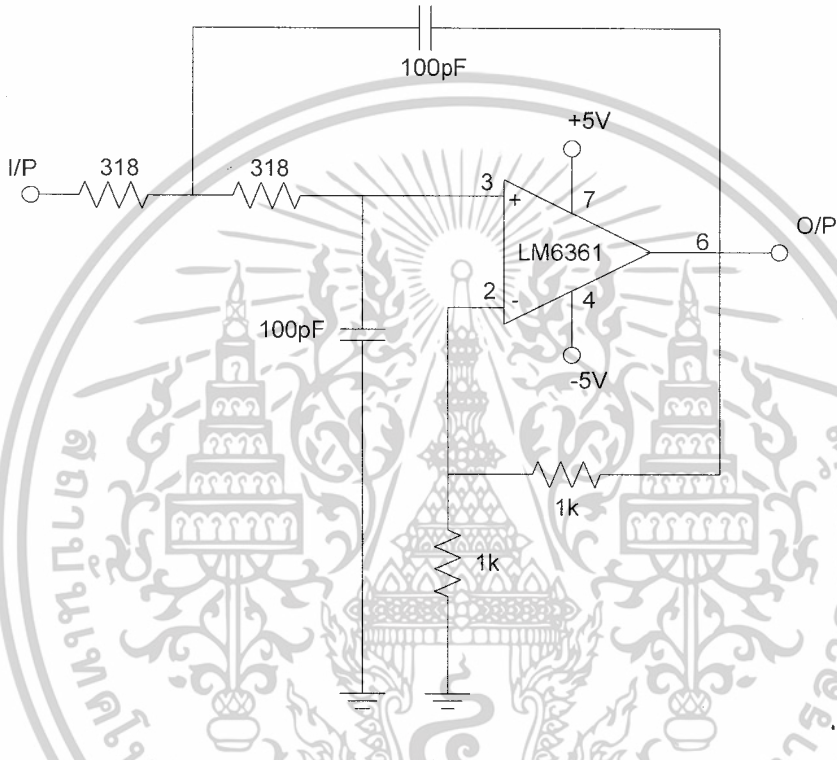
$$\omega C = \frac{1}{RC}$$

ให้ $C = 100$ พิโคฟารัด

$$2\pi \times 5 \times 10^6 = \frac{1}{R \times 10^{-10}}$$

ได้ $R = 318$ โอห์ม

จะได้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ออกแบบแล้วดังรูป 3.6



รูปที่ 3.6 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ออกแบบแล้ว

3.2.2 วงจรขยายสัญญาณภาพ

สัญญาณภาพที่ออกจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 5 เมกกะเฮิร์ต จะมีความแรงของสัญญาณอ่อนลงไปจึงต้องทำการขยายก่อนส่งออกไปยังโทรทัศน์

สัญญาณภาพที่ออกจากเครื่องเล่นวีซีดีมีแอมพลิจูดประมาณ 1 โวลต์ ดังนั้นการจะได้สัญญาณภาพที่มีคุณภาพดีที่สุด จึงต้องขยายสัญญาณให้มีขนาดใกล้เคียง 1 โวลต์ที่สุด ถ้าสัญญาณต่ำกว่า 1 โวลต์ สีของภาพจะซีดลงและภาพจะมัว ถ้าสัญญาณมากกว่า 1 โวลต์ ภาพจะสว่างมากขึ้น ยิ่งขนาดมากก็ยิ่งสว่างมาก ดังนั้นจึงควรออกแบบวงจรขยายสัญญาณให้สามารถทำการปรับค่าอัตราขยายได้ และอป-แอมป์ที่ใช้ต้องเป็นอป-แอมป์แบนด์กว้างด้วย เพื่อให้อัตราขยายเท่ากันตลอดทั้งแบนด์ จึงเลือกใช้อป-แอมป์เบอร์ LM6361 ที่ได้ใช้ในวงจรรวมสัญญาณและวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 5 เมกกะเฮิร์ต ไปแล้ว โดยจะออกแบบให้เป็นวงจรขยายแบบกลับเฟสการออกแบบมีดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_{-3dB} = \frac{GBw}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

$$\text{อัตราขยาย} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$GBw = 35 \text{ เมกกะเฮิร์ต}$$

$$f_{-3dB} = 5 \text{ เมกกะเฮิร์ต}$$

$$\frac{R_2}{R_1} \leq \frac{35}{5} - 1$$

$$\frac{R_2}{R_1} \leq 6$$

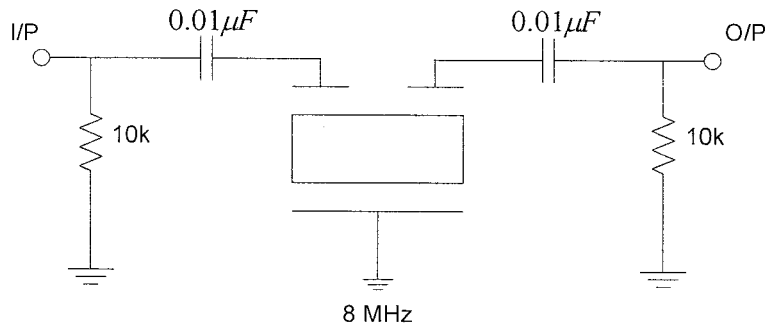
เลือก R_1 เท่ากับ 1 กิโลโอห์มและเลือก R_2 เป็นตัวต้านทานปรับค่าได้ 5 กิโลโอห์ม



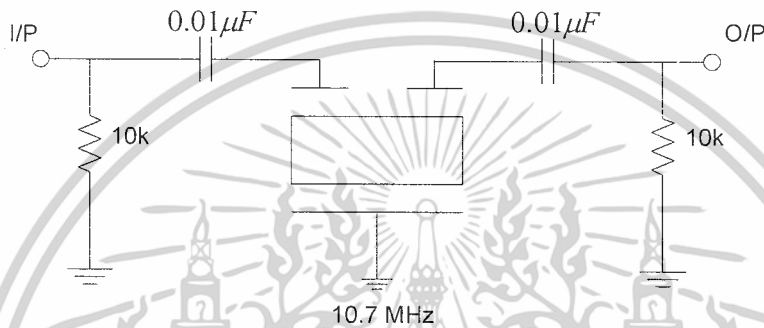
3.2.3 การออกแบบวงจรกรองย่านความถี่ผ่าน (Band pass filter)

ในโครงงานนี้จะออกแบบโดยใช้เซรามิกฟิลเตอร์ (Ceramic Filter) ซึ่งมีคุณสมบัติเป็น Resonator ที่ยอมให้ความถี่เรโซแนนซ์เท่านั้นที่ผ่านตัวมันไปได้ โดยจะออกแบบ 2 วงจร คือ ความถี่ 8 MHz และ 10.7 MHz ดังรูปที่ 3.8 และ 3.9 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 แสดงวงจรกรองย่านความถี่ 8 MHz ผ่าน



รูปที่ 3.9 แสดงวงจรกรองย่านความถี่ 10.7 MHz ผ่าน

ต่อความต้านทานค่าคงที่ขนาด $10 \text{ k}\Omega$ เป็นโหนดที่อินพุตและเอาต์พุต เพื่อรักษาระดับสัญญาณให้คงที่

3.2.4 การออกแบบวงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ (FM Demodulator)

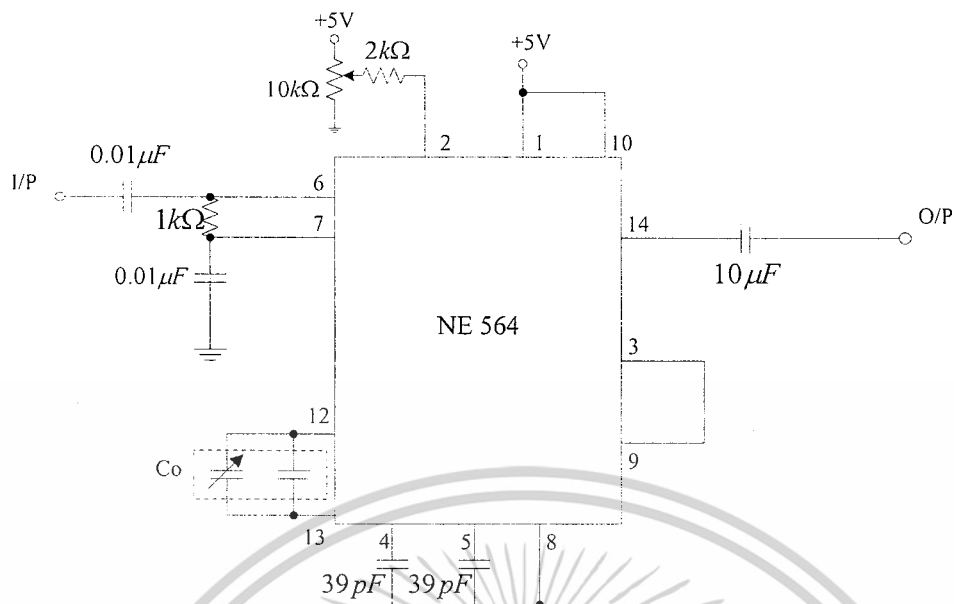
ในการดีมอดูเลตสัญญาณ FM ของเสียงในโครงงานนี้จะใช้วงจร phase locked loop ออกแบบโดยใช้ไอซีเบอร์เดียวกับที่ใช้มอดูเลตสัญญาณเสียง (เบอร์ NE 564)

ขั้นตอนในการคำนวณหาค่า C_0 และการกำหนดความถี่ลอคจะเหมือนกับวงจรมอดูเลตสัญญาณเสียง แต่จะมีส่วนที่แตกต่างกัน คือ

- 1) ป้อนอินพุตเข้าที่ขา 6 ซึ่งเป็นขาอินพุตของวงจรลิมิตเตอร์ (limiter) โดยคัปปลิ่งผ่านตัวเก็บประจุ ขนาด $0.01 \mu\text{F}$
- 2) ต่อขา 3 (อินพุตของ Phase comparator) เข้ากับขา 9 (เอาต์พุตของ VCO) และเอาต์พุตออกที่ขา 14

รูปวงจรที่ออกแบบไว้แสดงดังรูปที่ 3.10

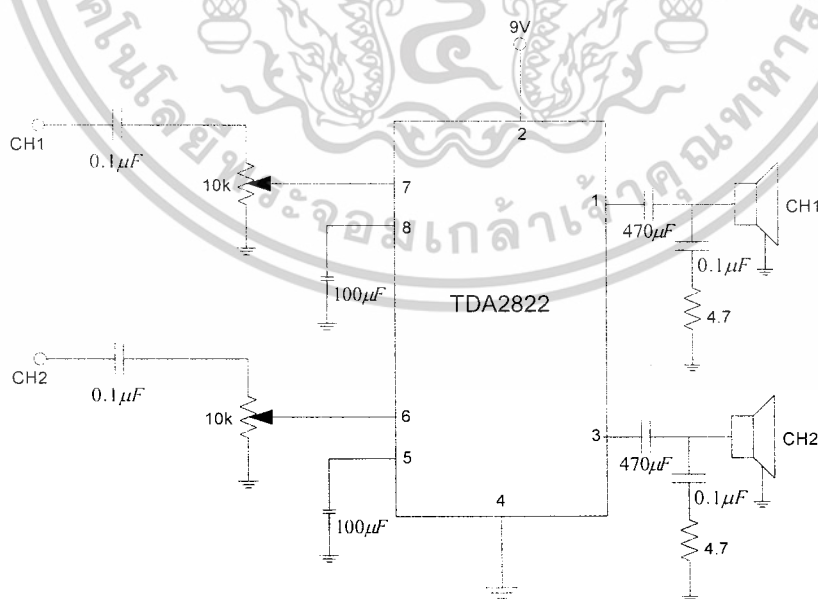
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 แสดงวงจรเฟืองเอ็มคีมอคูเลเตอร์

3.2.5 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier)

สัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตจะมีความแรงน้อยมาก ดังนั้นจะต้องทำการขยายให้มีความแรงมากขึ้น ใช้ไอซีเบอร์ TDA2822 ซึ่งเป็นไอซีขยายเสียงแบบสองแชนเนล มีอัตราขยาย 36 เดซิเบล ถึง 41 เดซิเบล มีการต่อใช้งานดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 แสดงวงจรขยายสัญญาณเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

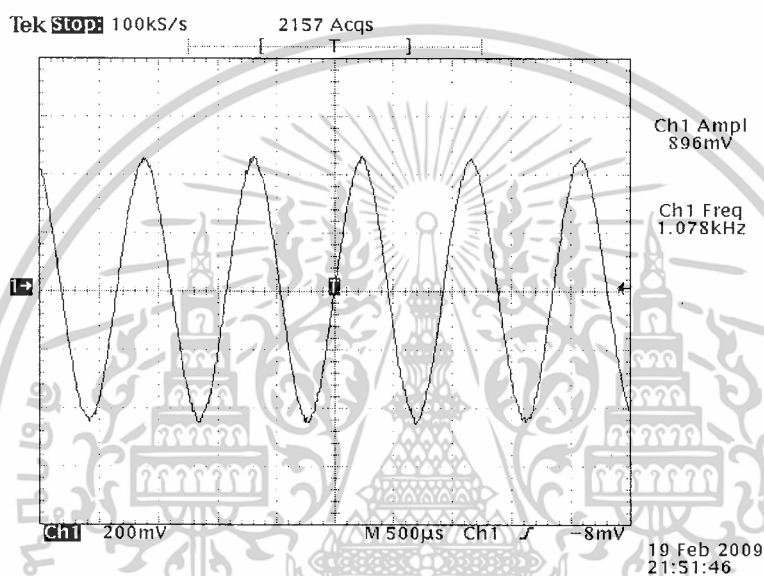
บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

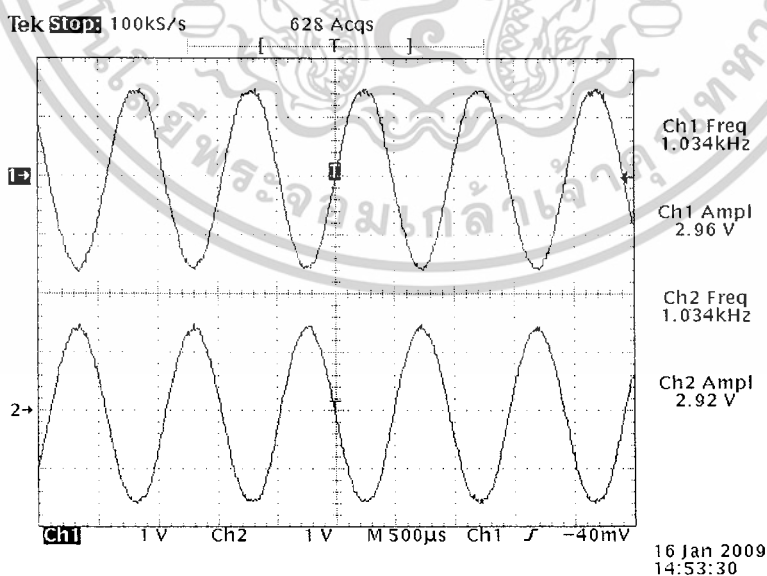
บทนี้จะแสดงถึงผลการทดลองของวงจรในภาคต่าง โดยแบ่งออกเป็นผลการทดลองภาคส่งและผลการทดลองภาครับ

4.1 ผลการทดลองทางภาคส่ง

1. วัดสัญญาณเสียงที่ป้อนให้อินพุทของวงจรขยายความแตกต่างของเสียง โดยใช้เป็นสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 1 KHz และวัดเอาต์พุทที่ได้จากวงจรที่ขา 7 และขา 8



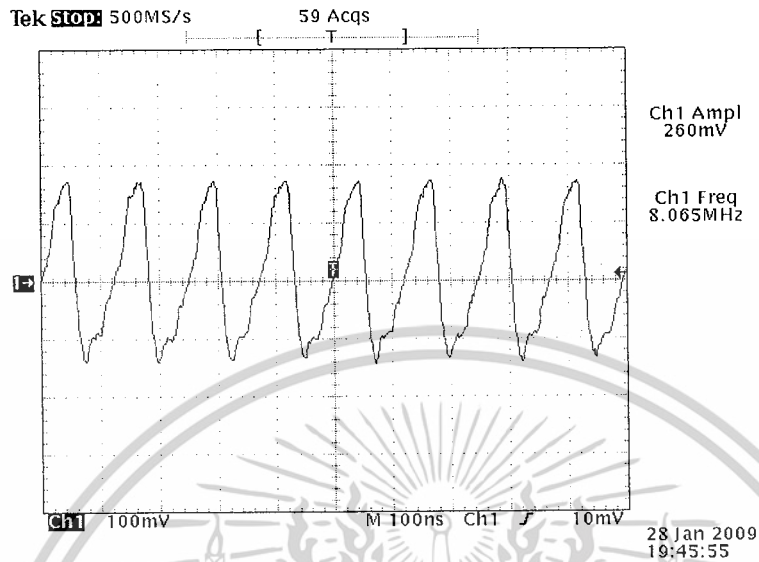
รูปที่ 4.1 แสดงอินพุทสัญญาณไซน์ความถี่ 1 KHz



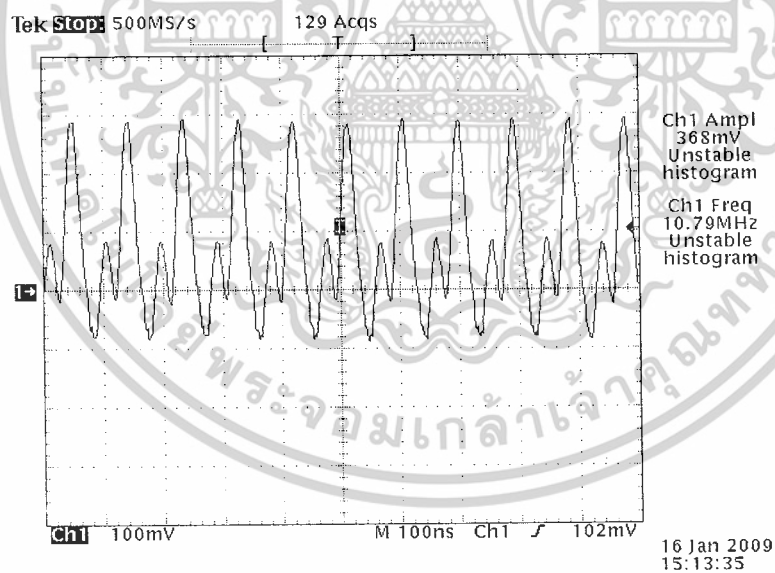
รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณเอาต์พุทของวงจรขยายความแตกต่างของเสียงที่ขา 7 (Ch1) และ 8 (Ch2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. วัดสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมอดูเลตทางความถี่ เมื่อยังไม่ได้ป้อนอินพุตเข้าไป จะได้สัญญาณความถี่คลื่นพาห้ของวงจร



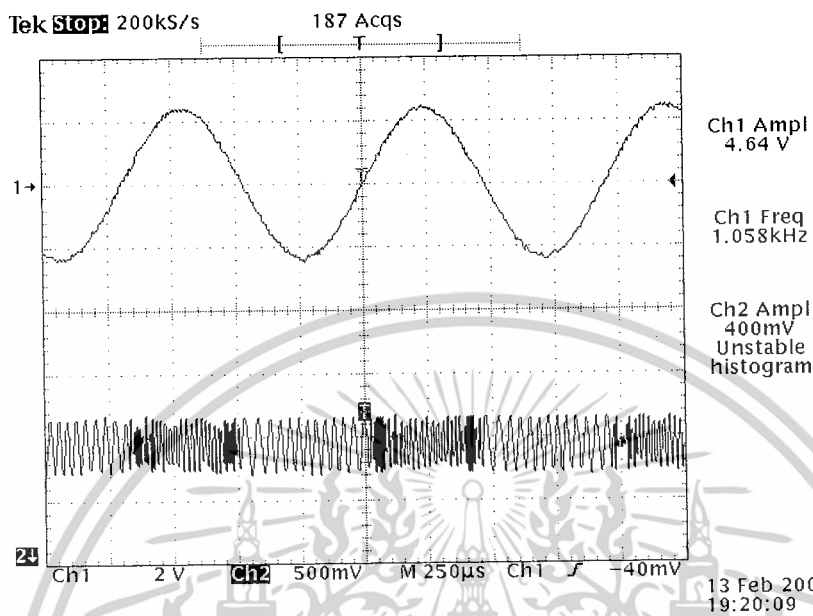
รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณความถี่คลื่นพาห้ 8 MHz ที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรมอดูเลตทางความถี่



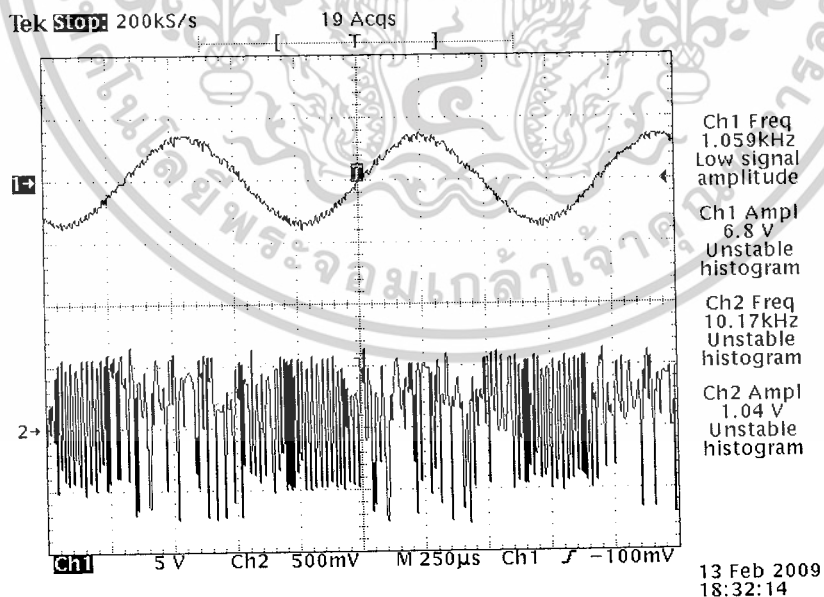
รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณความถี่คลื่นพาห้ 10.7 MHz ที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรมอดูเลตทางความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. วัดสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมอดูเลททางความถี่เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างของเสียงเข้าไป



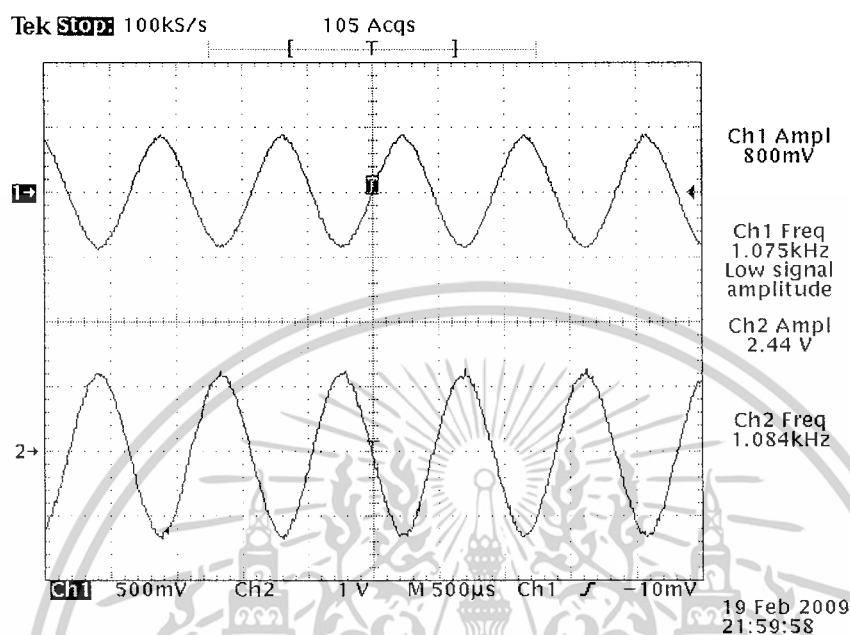
รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมอดูเลททางความถี่ที่มีความถี่คลื่นพาห์เท่ากับ 8 MHz (Ch2) เปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุตที่ได้ป้อนเข้าไป (Ch1)



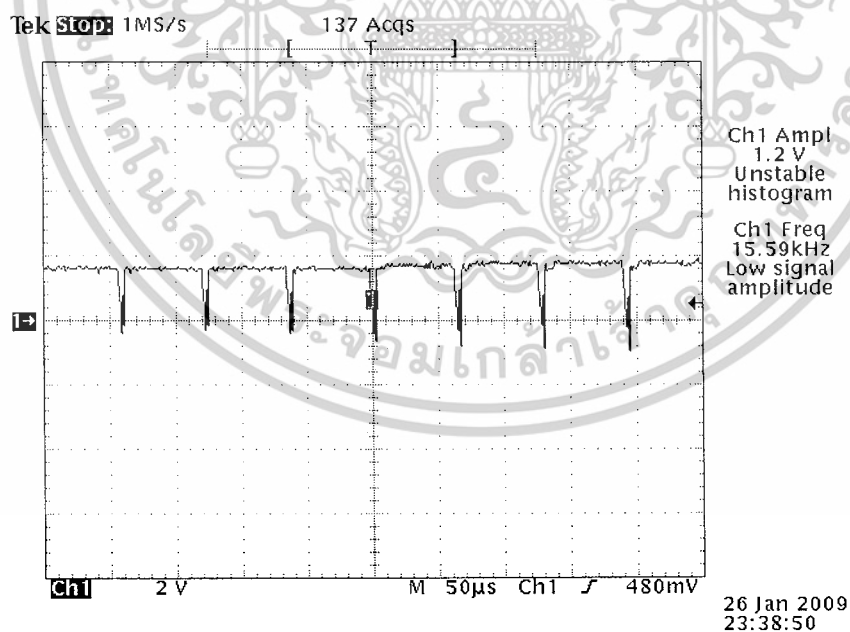
รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมอดูเลททางความถี่ที่มีความถี่คลื่นพาห์เท่ากับ 10.7 MHz (Ch2) เปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุตที่ได้ป้อนเข้าไป (Ch1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. วัดเอาต์พุท เมื่อป้อนสัญญาณไซน์ 1 KHz เข้าวงจรรวมสัญญาณซึ่งเป็นวงจรขยายแบบกลับเฟส จากนั้นจึงป้อนสัญญาณภาพเข้าที่อินพุทของวงจรรวมสัญญาณอีก และวัดเอาต์พุทที่ได้จากการรวมสัญญาณ

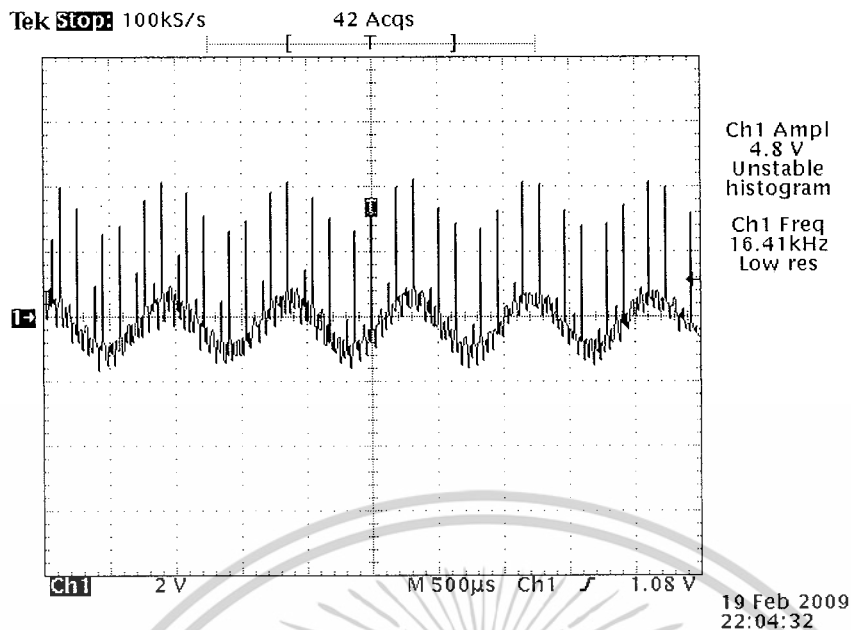


รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณ(Ch2)ที่ได้จากการป้อนอินพุทสัญญาณ ไซน์(Ch1)เข้าวงจรรวมสัญญาณ



รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณภาพที่ได้จากเครื่องเล่นวีซีดี

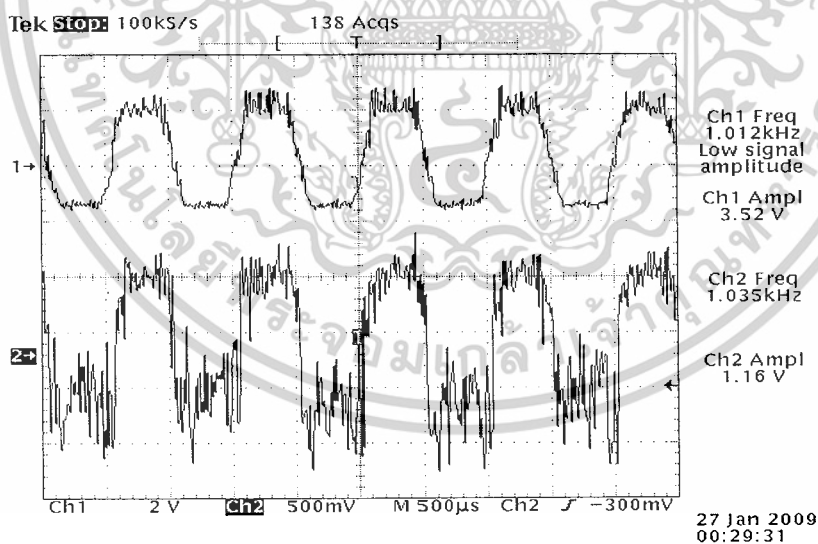
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณที่ได้จากวงจรรวมสัญญาณระหว่างสัญญาณภาพและสัญญาณ ไซน์

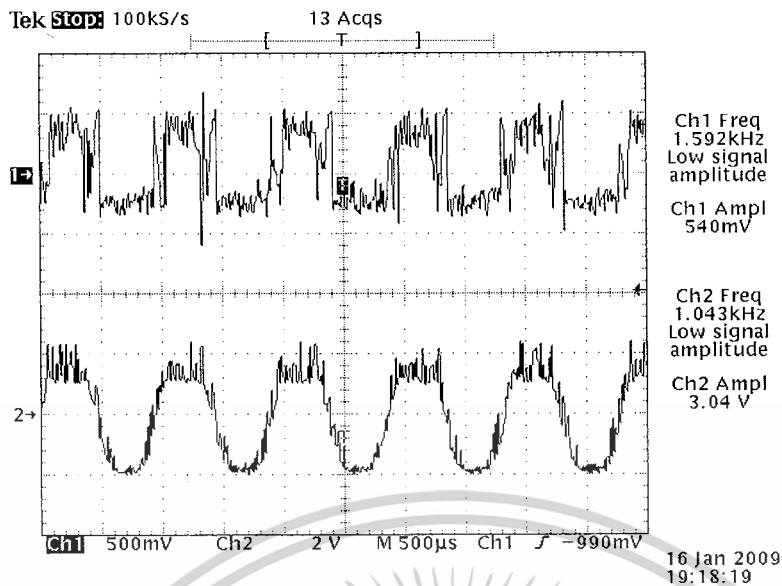
4.2 ผลการทดลองทางภาครับ

- วัดสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรติมอดูลที่ความถี่คลื่นพาห์ 8 MHz และ ความถี่คลื่นพาห์ 10.7 MHz



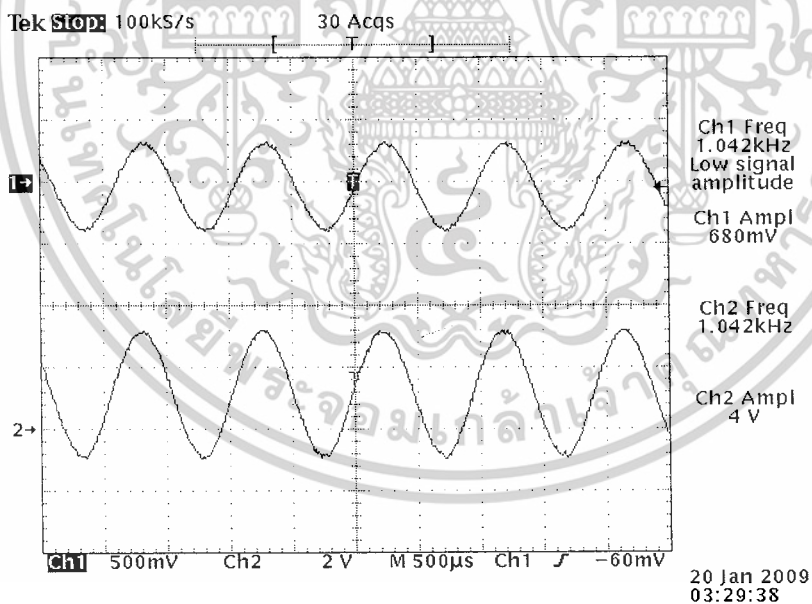
รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรติมอดูลที่ความถี่คลื่นพาห์ 8 MHz (Ch1) เทียบกับสัญญาณอินพุตของวงจรติมอดูล(Ch2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรคิมอดูเลทที่มีความถี่คลื่นพาห์ 10.7 MHz (Ch2) เทียบกับสัญญาณอินพุตของวงจรคิมอดูเลท(Ch1)

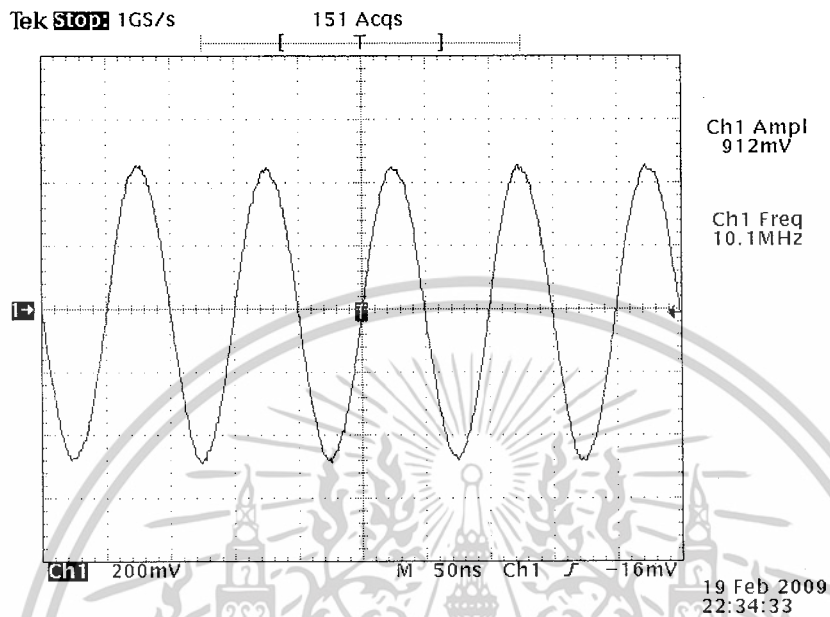
2. หลังจากคิมอดูเลทแล้ว สัญญาณจะถูกไปขยายต่อที่วงจรขยายสัญญาณเสียง ทำการทดสอบโดยใส่อินพุตเป็นสัญญาณไซน์และวัดเอาต์พุตที่ได้จากวงจร



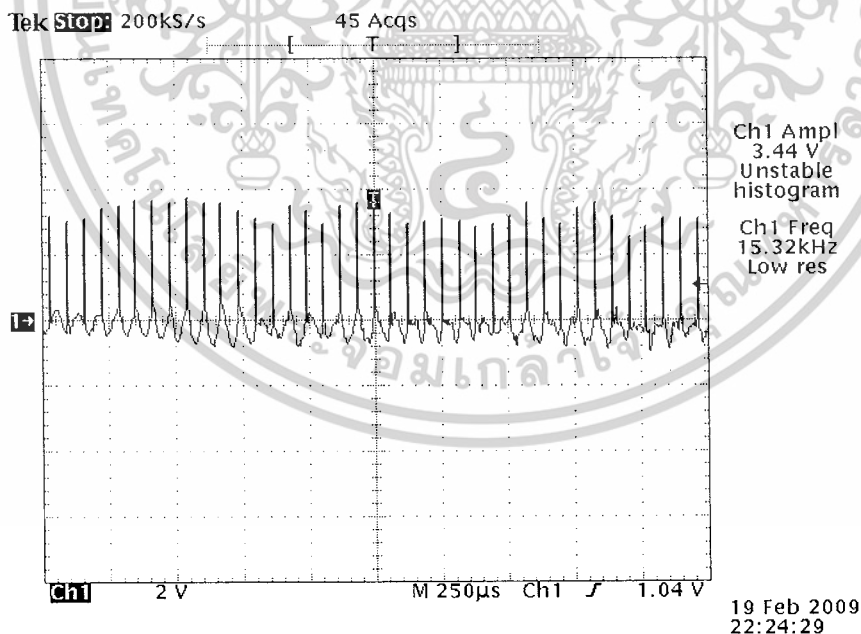
รูปที่ 4.12 แสดงเอาต์พุตจากวงจรขยายสัญญาณเสียง(Ch2) อินพุตเป็นสัญญาณไซน์ 1 KHz (Ch1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. สัญญาณรวมมอดูเลตจะถูกกรองด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 5 MHz จะได้สัญญาณภาพ แล้วจึงนำไปเข้าวงจรขยายแบบกลับเฟส ทดสอบโดยการป้อนสัญญาณไซน์ 10 MHz ที่รวมกับสัญญาณภาพ ก่อนที่จะนำไปเข้าวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและขยายต่อ



รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณ ไซน์ 10 MHz ก่อนที่จะรวมกับสัญญาณภาพ

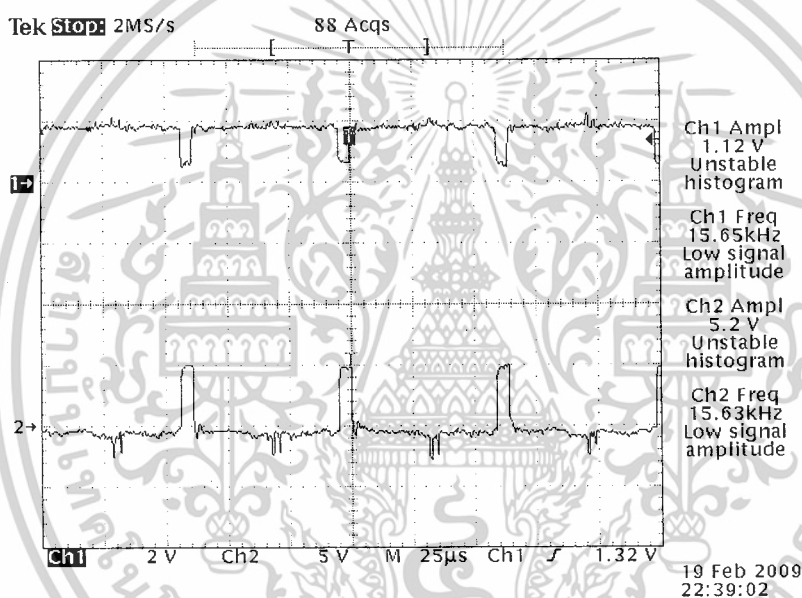


4.14 แสดงสัญญาณอินพุทของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ได้จากวงจรรวมสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

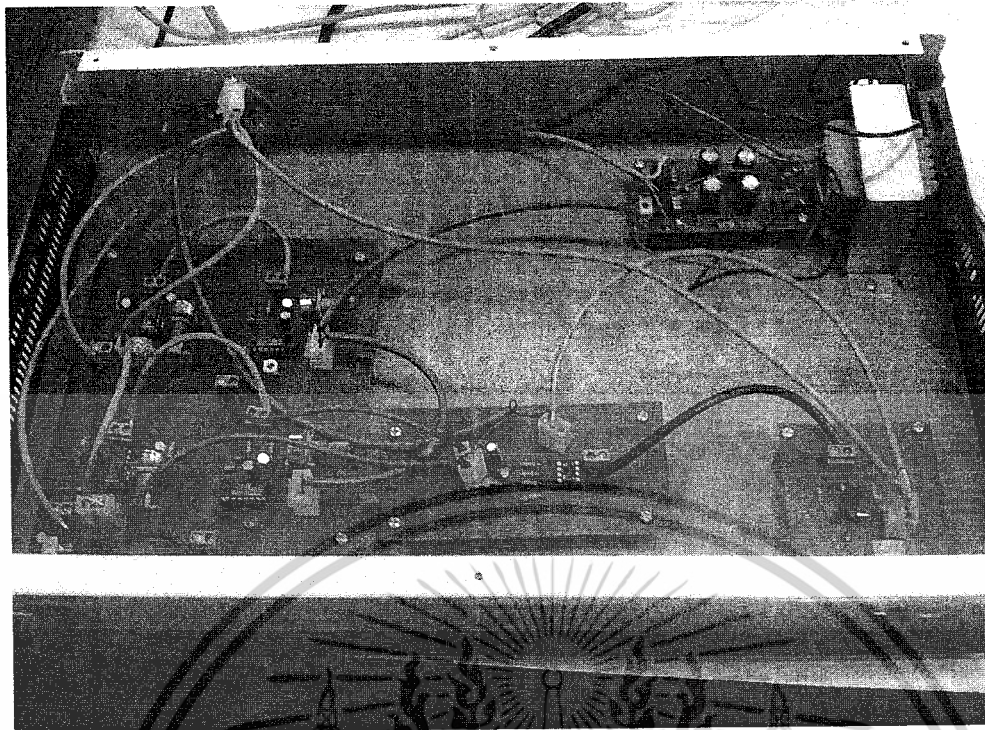
ความถี่(MHz)	แอมป์ลิจูด(V)	ความถี่(MHz)	แอมป์ลิจูด(V)
2	1.35	5.5	4.22
2.5	1.54	6	3.78
3	2.02	6.5	3.32
3.5	2.62	7	2.47
4	3.3	7.5	1.64
4.5	3.5	8	1.12
5	4.24	8.5	0.56

รูปที่ 4.15 แสดงเอาต์พุตจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

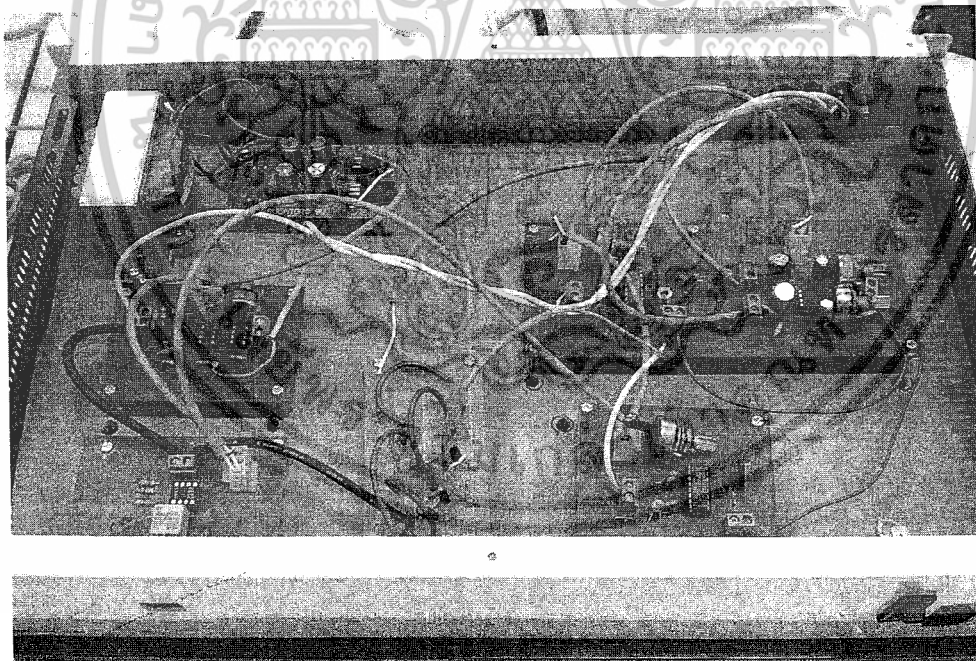


รูปที่ 4.16 แสดงสัญญาณภาพที่ได้จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและวงจรขยายแบบกลับเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 แสดงวงจรทั้งหมดของเครื่องส่ง

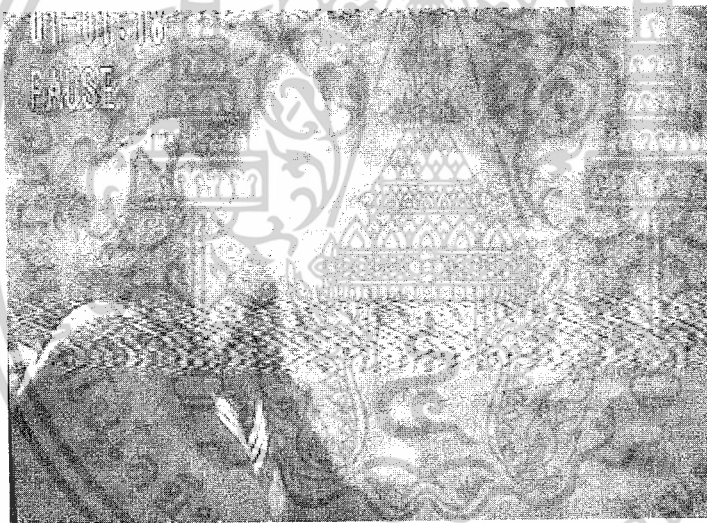


รูปที่ 4.18 แสดงวงจรทั้งหมดของเครื่องรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

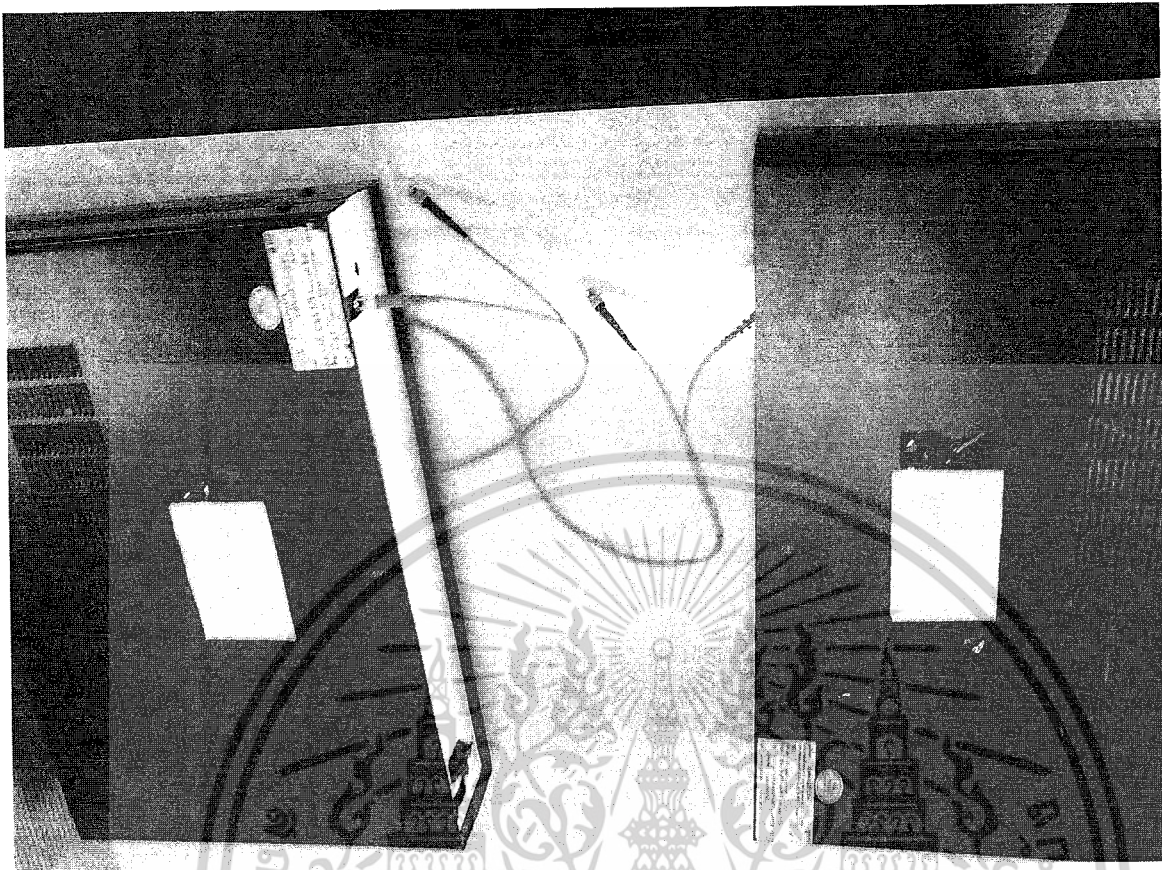


รูปที่ 4.19 แสดงสัญญาณภาพที่ได้จากเครื่องเล่นวีซีดี



รูปที่ 4.20 แสดงสัญญาณภาพจากเครื่องเล่นวีซีดีเมื่อผ่านการมอดูเลททางความถี่และคิมอดูเลททางความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.21 แสดงชิ้นงานที่เสร็จเรียบร้อยแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลและวิจารณ์การทดลอง

โครงการนี้เป็นการศึกษาทดลองส่งสัญญาณภาพและเสียงโดยการมอดูเลตทางความถี่ ซึ่งจะแบ่งการทดลองออกเป็นภาคส่งและภาครับ สัญญาณที่ได้จากภาคส่งก็คือ สัญญาณที่ได้จากการรวมสัญญาณกันระหว่างสัญญาณเสียงที่ผ่านการมอดูเลตทางความถี่และสัญญาณภาพ โดยสัญญาณเสียงจะถูกมอดูเลตที่ความถี่ 8 MHz และ 10.7 MHz ในส่วนภาครับจะทำการแยกสัญญาณภาพออกโดยวงจรกรองความถี่ต่ำ ผ่านและแยกสัญญาณเสียงด้วยวงจรกรองย่านความถี่ สัญญาณภาพที่กรองออกมาจะนำไปเข้าวงจรขยายสัญญาณภาพเพื่อให้สัญญาณมีความคมชัดขึ้น ส่วนสัญญาณเสียงที่กรองออกมาจะนำไปตีมอดูเลตเพื่อคู่สัญญาณกลับมา หลังจากทำการตีมอดูเลตแล้วสัญญาณเสียงที่ได้จะมีขนาดลดลง จึงนำไปเข้าวงจรขยายสัญญาณเสียงก่อนที่จะนำไปใช้งาน

จากการทดลองส่งสัญญาณภาพและเสียงจากเครื่องเล่นวีซีดีผ่านการมอดูเลตทางความถี่ พบว่าสัญญาณภาพและเสียงที่ออกไม่ชัดเจน จึงลองแก้ไขโดยการต่อกราวด์เพิ่มระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับพบว่าสัญญาณภาพมีความชัดในระดับที่ยอมรับได้ สัญญาณเสียงมีสัญญาณกวนเล็กน้อย และภาพจะสั่นทุกครั้งที่มีเสียงออก หรือถ้าหากนำสัญญาณเสียงออก ภาพจะชัดมาก และถ้านำสัญญาณภาพออกสัญญาณเสียงจะชัดขึ้นเช่นกัน

ปัญหาที่พบคือ อุปกรณ์บางตัวหาซื้อยาก และแพง เช่น IC ที่มีแบนด์วิธความถี่สูงๆ และในการทดลองมักมีสัญญาณรบกวน ซึ่งมีผลมาจาก เช่น ลมกราวด์บนแผ่นปริ้นไม่ดี บัดกรีไม่ดี หรือสัญญาณรบกวนจากหม้อแปลงบ้าง และการคำนวณออกแบบวงจรจะต้องมีความละเอียดสูง เพราะถ้าค่าอุปกรณ์ในวงจรผิดเพี้ยนไปนิดเดียว จะทำให้สัญญาณที่ต้องการผิดเพี้ยนได้ง่ายเช่นกัน ทำให้บางครั้งในการวัดสัญญาณทำไปได้อีก โครงการนี้สามารถพัฒนาให้เป็นแบบดิจิทัลได้เพื่อลดการรบกวนของสัญญาณ และวัดสัญญาณหรือแก้ไขได้ง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1]G.RANDY SLONE. หนังสือHigh-Power Audio Amplifier Construction.
- [2]DENNIS RODDY and JOHN COOLEN. หนังสือELECTRONIC COMMUNICATIONS, 2nd Ed.
- [3]GIACOLETTO, L.J. หนังสือDifferential amplifiers/L.J.Giacoletto
- [4]JONES, MORGAN. หนังสือValve amplifiers/Morgan Jones



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Video amplifier

NE592

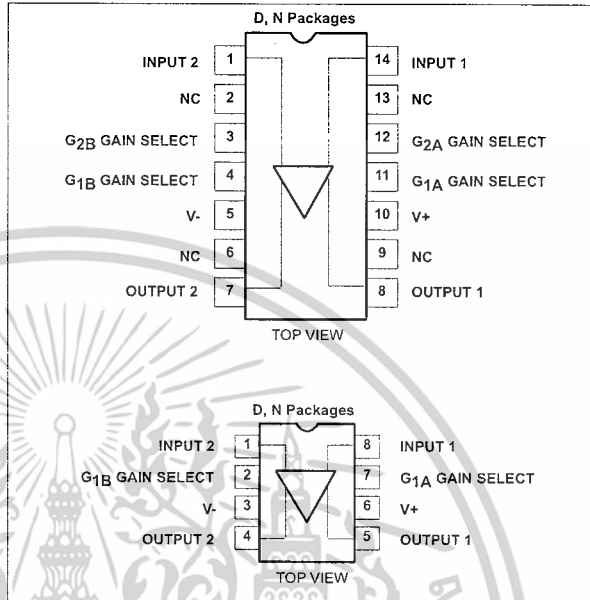
DESCRIPTION

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

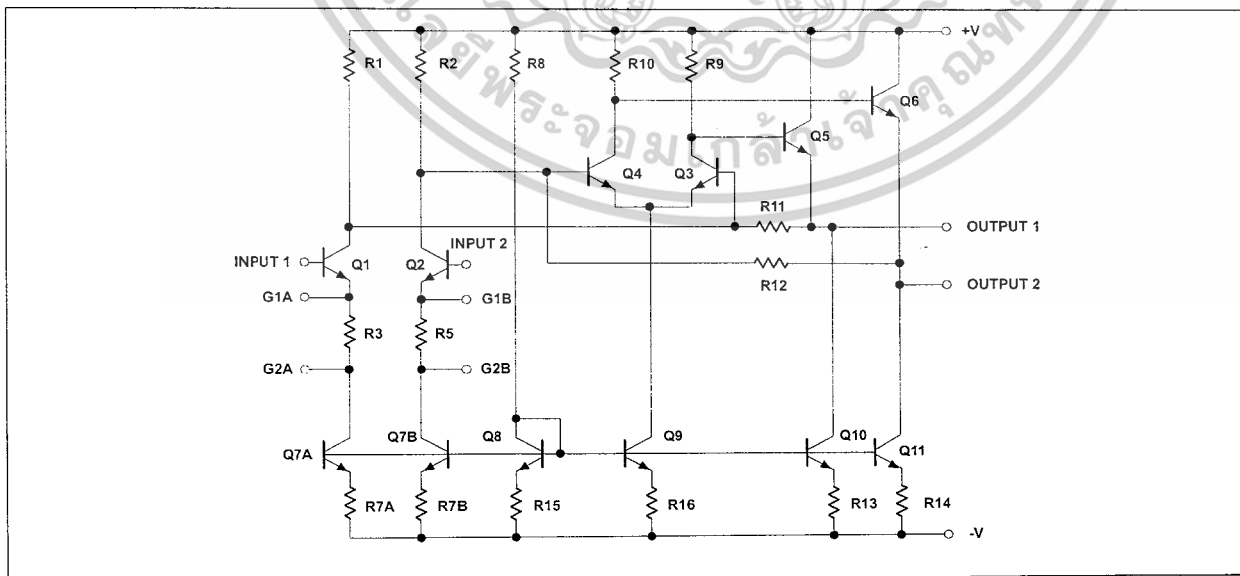
PIN CONFIGURATIONS



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

$T_A = +25^\circ\text{C}$, 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	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	Storage temperature range	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
$P_{D\text{ MAX}}$	Maximum power dissipation, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (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:

- Derate above 25°C at the following rates:
 D-14 package at $7.8\text{mW}/^\circ\text{C}$
 D-8 package at $6.3\text{mW}/^\circ\text{C}$
 N-14 package at $11.5\text{mW}/^\circ\text{C}$
 N-8 package at $9.3\text{mW}/^\circ\text{C}$

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			4.0		k Ω
	Gain 1 ¹		10	30		k Ω
	Gain 2 ^{2,4}					
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					
	Gain 2 ⁴	$V_{CM}\pm 1\text{V}$, $f<100\text{kHz}$	60	86		dB
	Gain 2 ⁴	$V_{CM}\pm 1\text{V}$, $f=5\text{MHz}$		60		dB
PSRR	Supply voltage rejection ratio					
	Gain 2 ⁴	$\Delta V_S=\pm 0.5\text{V}$	50	70		dB
V _{OS}	Output offset voltage					
	Gain 1	$R_L=\infty$			1.5	V
	Gain 2 ⁴	$R_L=\infty$			1.5	V
	Gain 3 ³	$R_L=\infty$		0.35	0.75	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:

- Gain select Pins G_{1A} and G_{1B} connected together.
- Gain select Pins G_{2A} and G_{2B} connected together.
- All gain select pins open.
- 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 Ω , 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	μ A
I _{BIAS}	Input bias current				40	μ A
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 = ∞			1.5	V
					1.5	
					1.0	
V _{OUT}	Output voltage swing differential	R _L =2k Ω	2.8			V
I _{CC}	Power supply current	R _L = ∞			27	mA

NOTES:

- Gain select Pins G_{1A} and G_{1B} connected together.
- Gain select Pins G_{2A} and G_{2B} connected together.
- All gain select pins open.
- 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	12	ns
				4.5		ns
t _{PD}	Propagation delay Gain 1 ¹ Gain 2 ^{2,4}	V _{OUT} =1V _{P-P}		7.5	10	ns
				6.0		ns

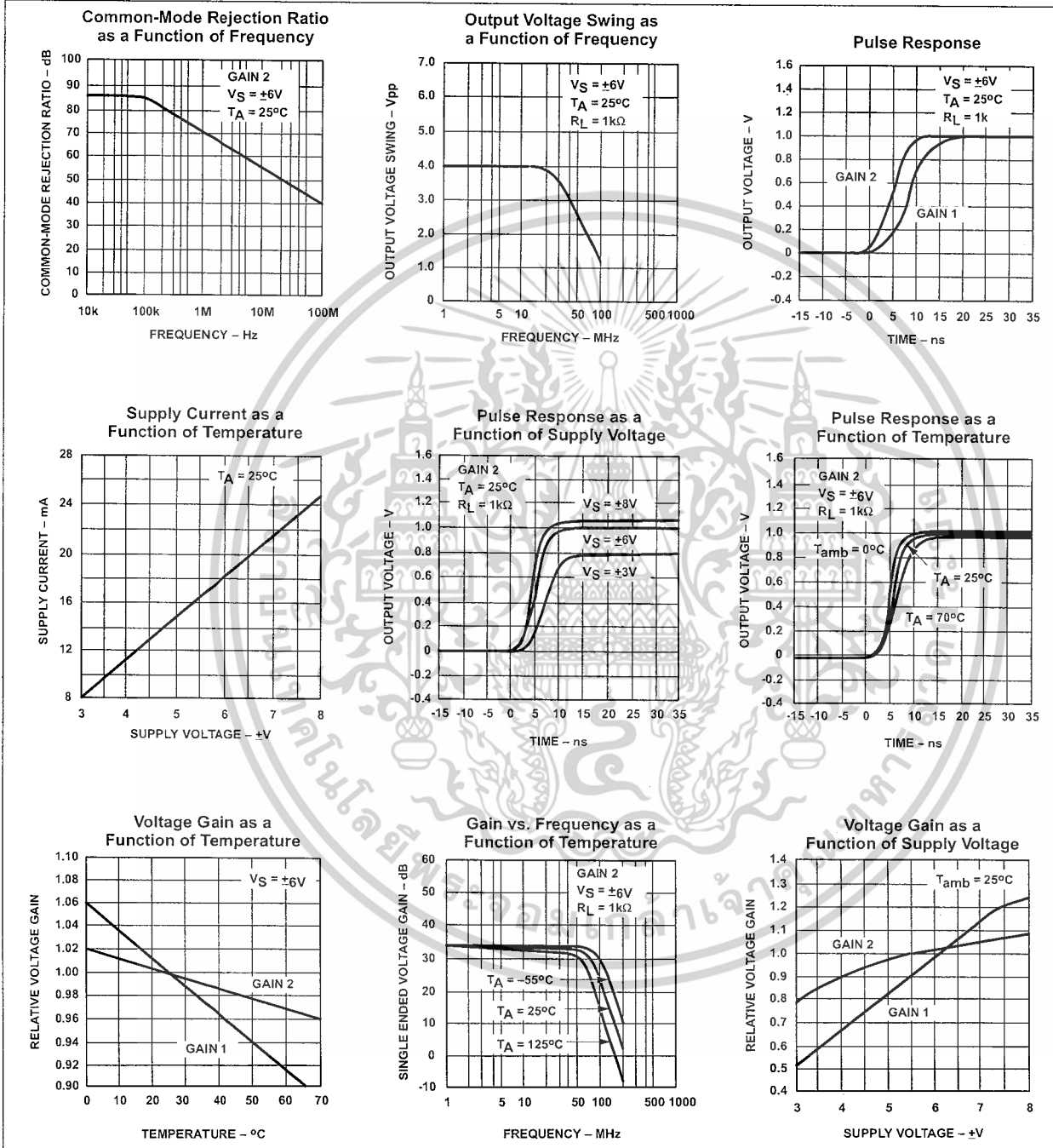
NOTES:

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

Video amplifier

NE592

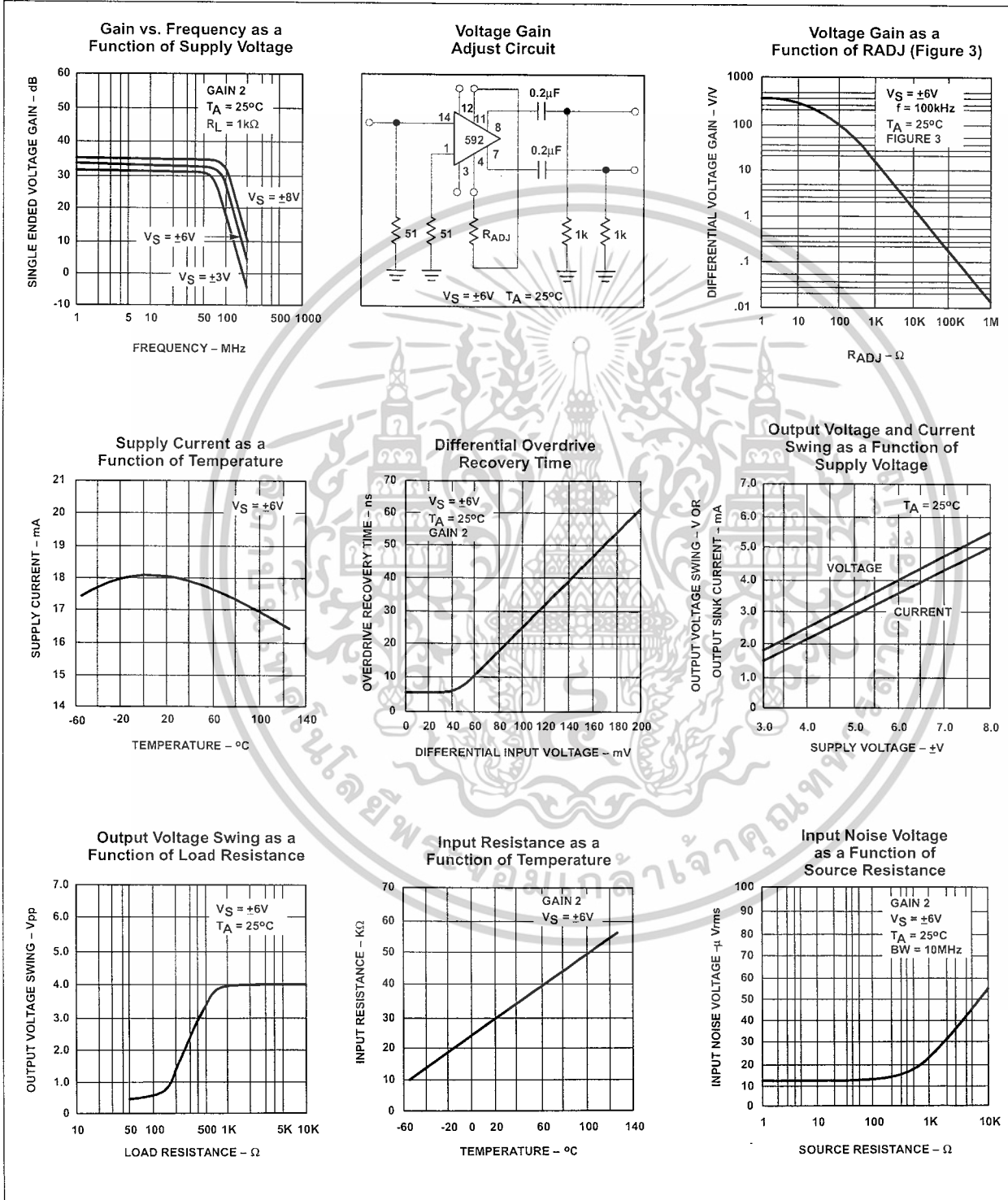
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



Video amplifier

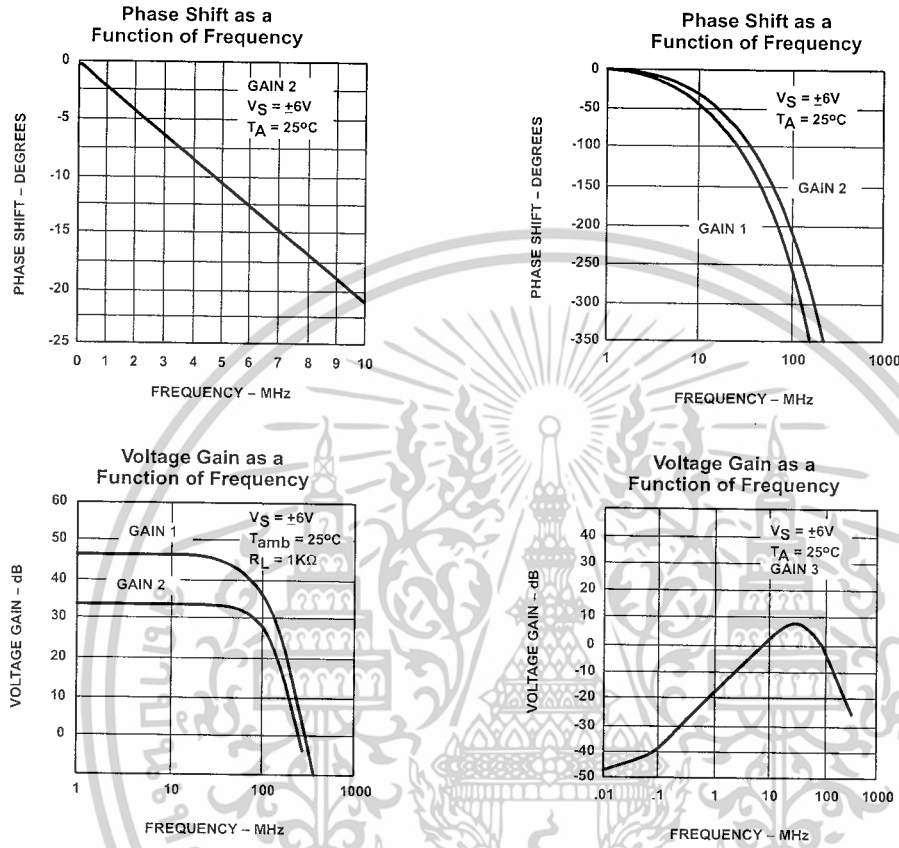
NE592

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Continued)

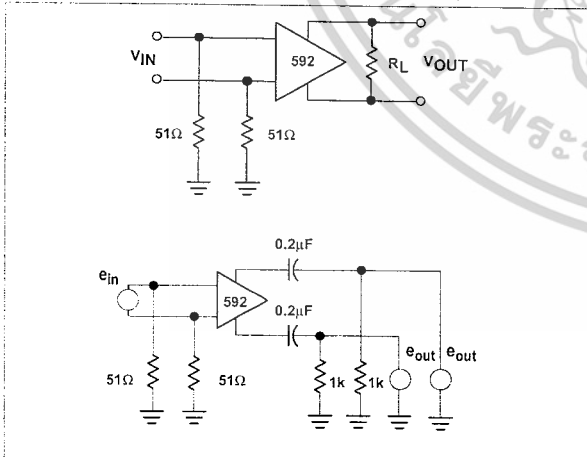


Video amplifier

NE592



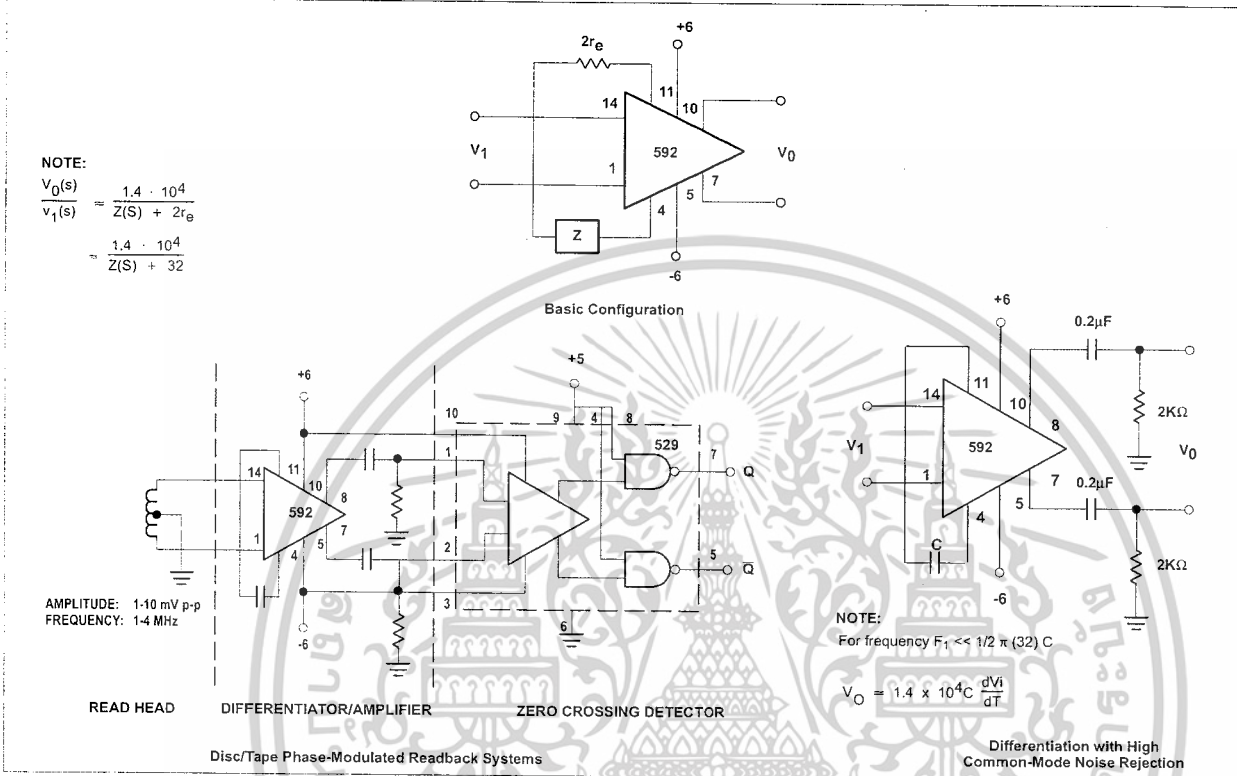
TEST CIRCUITS TA = 25°C, unless otherwise specified.



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 2re, or approximately 32Ω.
 S = jω
 ω = 2πf

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Phase-locked loop

NE/SE564

DESCRIPTION

The NE/SE564 is a versatile, high guaranteed frequency phase-locked loop designed for operation up to 50MHz. As shown in the Block Diagram, the NE/SE564 consists of a VCO, limiter, phase comparator, and post detection processor.

FEATURES

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

APPLICATIONS

- High speed modems
- FSK receivers and transmitters
- Frequency Synthesizers

PIN CONFIGURATIONS

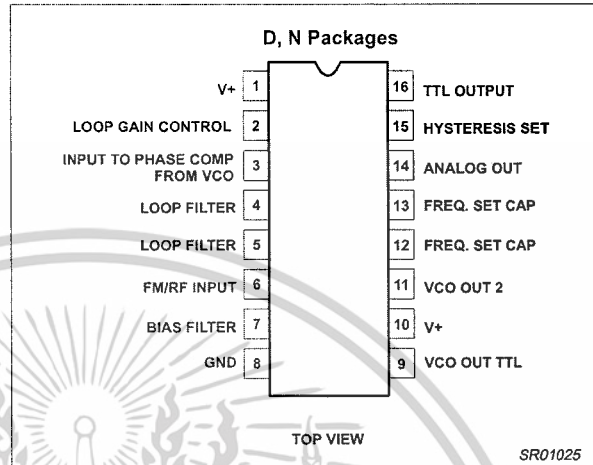


Figure 1. Pin Configuration

- Signal generators
- Various satcom/TV systems
- pin configuration

ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
16-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	0 to +70°C	NE564D	SOT109-1
16-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 to +70°C	NE564N	SOT38-4
16-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-55 to +125°C	SE564N	SOT38-4

BLOCK DIAGRAM

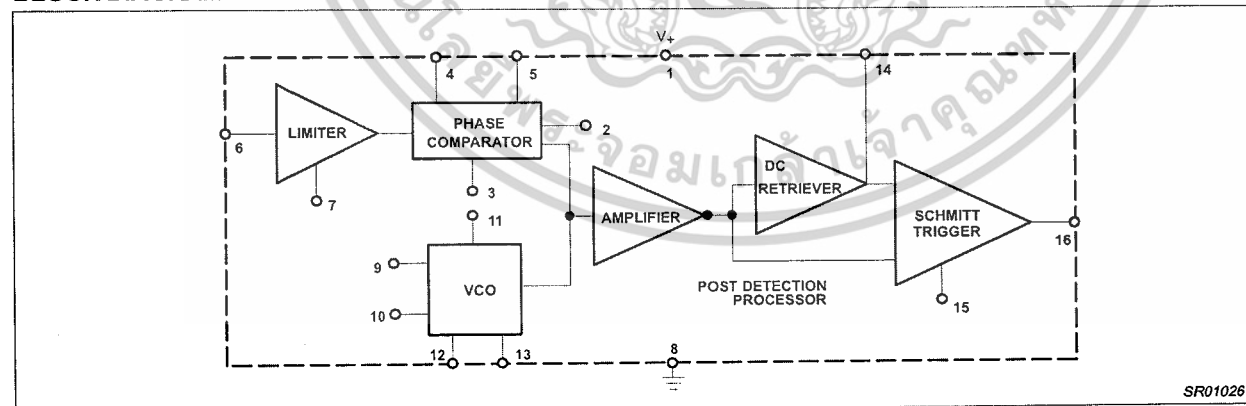


Figure 2. Block Diagram

Phase-locked loop

NE/SE564

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNITS
V+	Supply voltage Pin 1 Pin 10	14 6	V V
I _{OUT}	Sink Max (Pin 9) and sourcing (Pin 11)	11	mA
I _{BIAS}	Bias current adjust pin (sinking)	1	mA
P _D	Power dissipation	600	mW
T _A	Operating ambient temperature NE	0 to +70	°C
	SE	-55 to +125	°C
T _{STG}	Storage temperature range	-65 to +150	°C

NOTE:

Operation above 5V will require heatsinking of the case.

DC AND AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

V_{CC} = 5V; T_A = 0 to 25°C; f₀ = 5MHz, I₂ = 400µA; unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LIMITS			LIMITS			UNITS
			SE564			NE564			
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
	Maximum VCO frequency	C ₁ = 0 (stray)	50	65		45	60		MHz
	Lock range	Input ≥ 200mV _{RMS} T _A = 25°C T _A = 125°C T _A = -55°C T _A = 0°C T _A = 70°C	40 20 50	70 30 80		40 70 70 40			% of f ₀
	Capture range	Input ≥ 200mV _{RMS} , R ₂ = 27Ω	20	30		20	30		% of f ₀
	VCO frequency drift with temperature	f ₀ = 5MHz, T _A = -55°C to +125°C T _A = 0 to +70°C T _A = 0 to +70°C f ₀ = 5MHz, T _A = -55°C to +125°C T _A = 0 to +70°C		500 300	1500 800		600 500		PPM/°C
	VCO free-running frequency	C ₁ = 91pF R _C = 100Ω "Internal"	4	5	6	3.5	5	6.5	MHz
	VCO frequency change with supply voltage	V _{CC} = 4.5V to 5.5V		3	8		3	8	% of f ₀
	Demodulated output voltage	Modulation frequency: 1kHz f ₀ = 5MHz, input deviation: 2%T = 25°C 1%T = 25°C 1%T = 0°C 1%T = -55°C 1%T = 70°C 1%T = 125°C	16 8	28 14		16 8	28 14 13		mV _{RMS} mV _{RMS} mV _{RMS} mV _{RMS} mV _{RMS}
	Distortion	Deviation: 1% to 8%		1			1		%
S/N	Signal-to-noise ratio	Std. condition, 1% to 10% dev.		40			40		dB
	AM rejection	Std. condition, 30% AM		35			35		dB
	Demodulated output at operating voltage	Modulation frequency: 1kHz f ₀ = 5MHz, input deviation: 1% V _{CC} = 4.5V V _{CC} = 5.5V	7 8	12 14		7 8	12 14		mV _{RMS} mV _{RMS}
I _{CC}	Supply current	V _{CC} = 5V I ₁ , I ₁₀		45	60		45	60	mA
	Output "1" output leakage current "0" output voltage	V _{OUT} = 5V, Pins 16, 9 I _{OUT} = 2mA, Pins 16, 9 I _{OUT} = 6mA, Pins 16, 9		1 0.3 0.4	20 0.6 0.8		1 0.3 0.4	20 0.6 0.8	µA V V

Phase-locked loop

NE/SE564

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

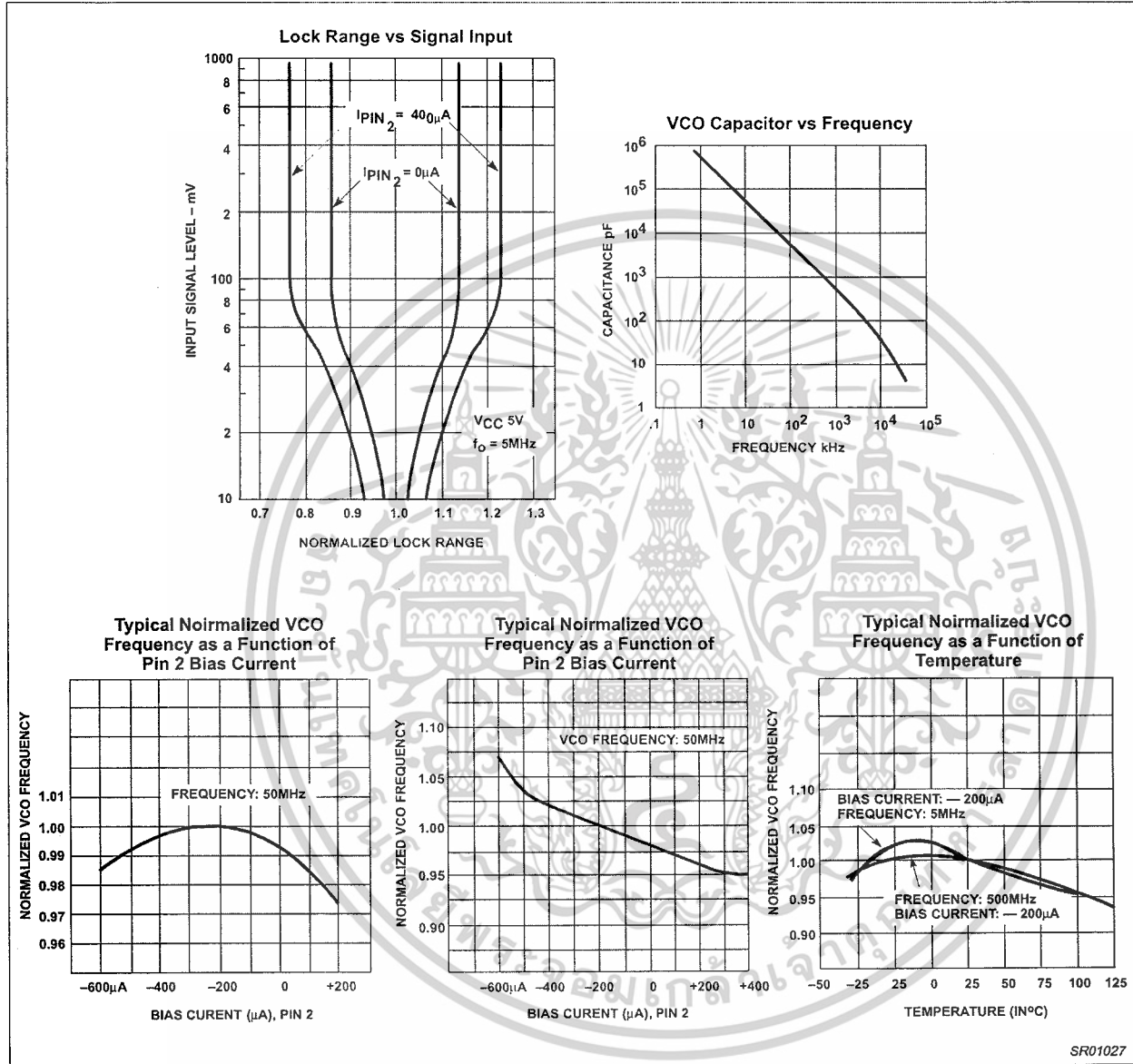


Figure 3. Typical Performance Characteristics

Phase-locked loop

NE/SE564

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Continued)

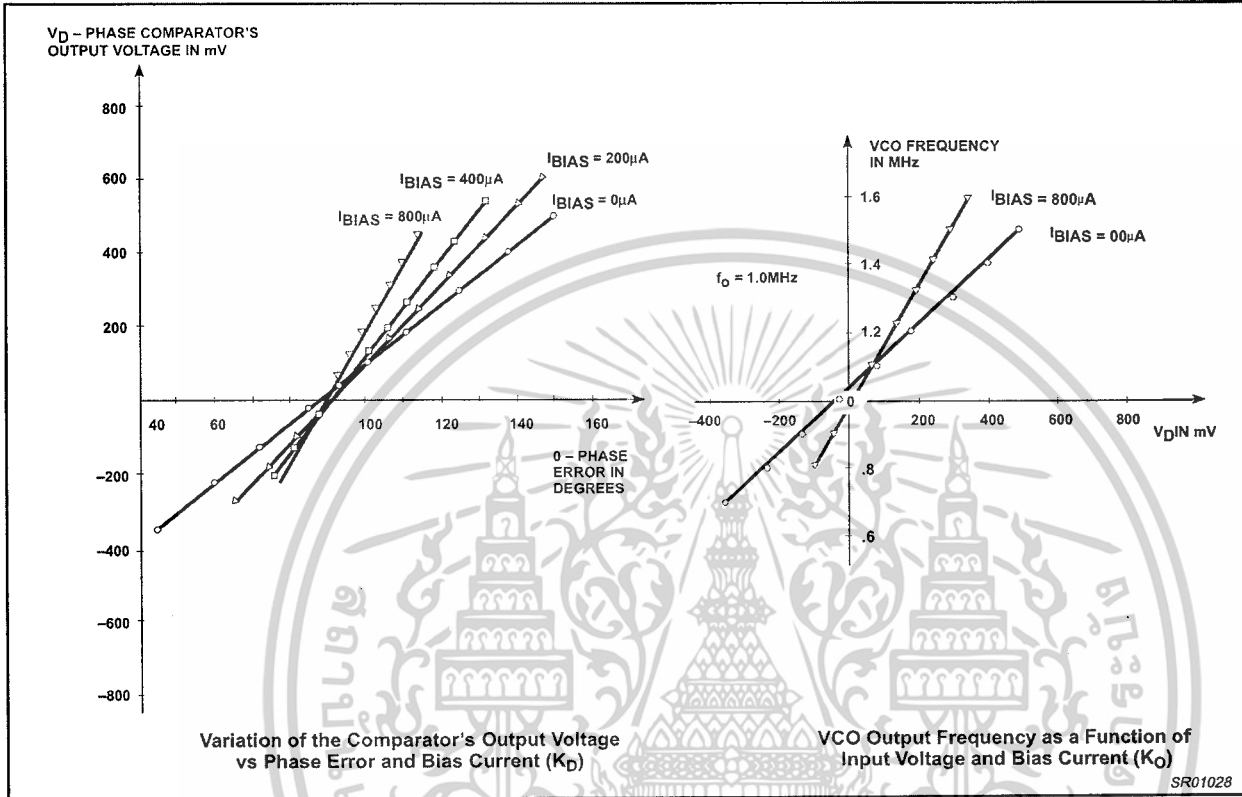


Figure 4. Typical Performance Characteristics (cont.)

TEST CIRCUIT

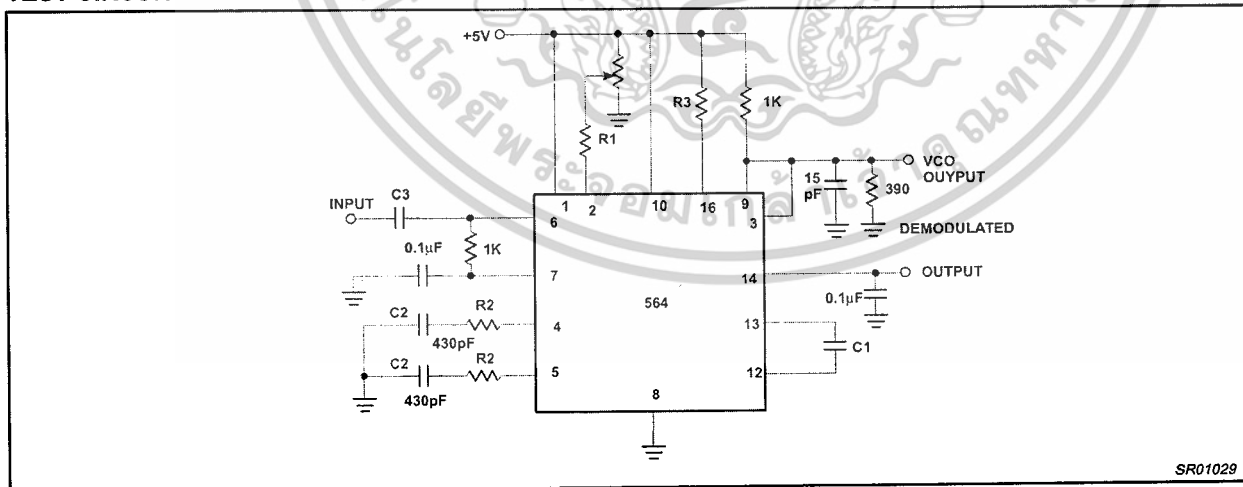


Figure 5. Test Circuit

Phase-locked loop

NE/SE564

FUNCTIONAL DESCRIPTION

(Figure 6)

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

In addition to the classical PLL applications, the NE564 can be used as a modulator with a controllable frequency deviation.

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

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

K_{VCO} = conversion gain of the VCO

f_{IN} = frequency of the input signal

f_O = free-running frequency of the VCO

The process of recovering FSK signals involves the conversion of the PLL output into logic compatible signals. For high data rates, a considerable amount of carrier will be present at the output of the PLL due to the wideband nature of the loop filter. To avoid the use of complicated filters, a comparator with hysteresis or Schmitt trigger is required. With the conversion gain of the VCO fixed, the output voltage as given by Equation 1 varies according to the frequency deviation of f_{IN} from f_O . Since this differs from system to system, it is necessary that the hysteresis of the Schmitt trigger be capable of being changed, so that it can be optimized for a particular system. This is accomplished in the 564 by varying the voltage at Pin 15 which results in a change of the hysteresis of the Schmitt trigger.

For FSK signals, an important factor to be considered is the drift in the free-running frequency of the VCO itself. If this changes due to temperature, according to Equation 1 it will lead to a change in the DC levels of the PLL output, and consequently to errors in the digital output signal. This is especially true for narrowband signals where the deviation in f_{IN} itself may be less than the change in f_O due to temperature. This effect can be eliminated if the DC or average value of the signal is retrieved and used as the reference to the comparator. In this manner, variations in the DC levels of the PLL output do not affect the FSK output.

VCO Section

Due to its inherent high-frequency performance, an emitter-coupled oscillator is used in the VCO. In the circuit, shown in the equivalent schematic, transistors Q21 and Q23 with current sources Q25 - Q26 form the basic oscillator. The approximate free-running frequency of the oscillator is shown in the following equation:

$$f_O \cong \frac{1}{22 R_C (C_1 + C_S)} \quad (2)$$

$R_C = R_{19} = R_{20} = 100\Omega$ (INTERNAL)

C_1 = external frequency setting capacitor

C_S = stray capacitance

Variation of V_D (phase detector output voltage) changes the frequency of the oscillator. As indicated by Equation 2, the frequency of the oscillator has a negative temperature coefficient due to the monolithic resistor. To compensate for this, a current I_R with negative temperature coefficient is introduced to achieve a low frequency drift with temperature.

Phase Comparator Section

The phase detection processor consists of a doubled-balanced modulator with a limiter amplifier to improve AM rejection. Schottky-clamped vertical PNPs are used to obtain TTL level inputs. The loop gain can be varied by changing the current in Q_4 and Q_{15} which effectively changes the gain of the differential amplifiers. This can be accomplished by introducing a current at Pin 2.

Post Detection Processor Section

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

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

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

g_M = transconductance of the amplifier

C_2 = capacitor at the output (Pin 14)

V_{IN} = signal voltage at amplifier input

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

The comparator with hysteresis is made up of $Q_{49} - Q_{50}$ with positive feedback being provided by $Q_{47} - Q_{48}$. The hysteresis is varied by changing the current in Q_{52} with a resulting variation in the loop gain of the comparator. This method of hysteresis control, which is a DC control, provides symmetric variation around the nominal value.

Design Formula

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

$$f_O \cong \frac{1}{22 R_C (C_1 + C_S)} \quad (4)$$

$R_C = 100\Omega$

C_1 = external cap in farads

C_S = stray capacitance

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

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

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

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

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

NOTE:
*Refer to Figure 6.

Phase-locked loop

NE/SE564

EQUIVALENT SCHEMATIC

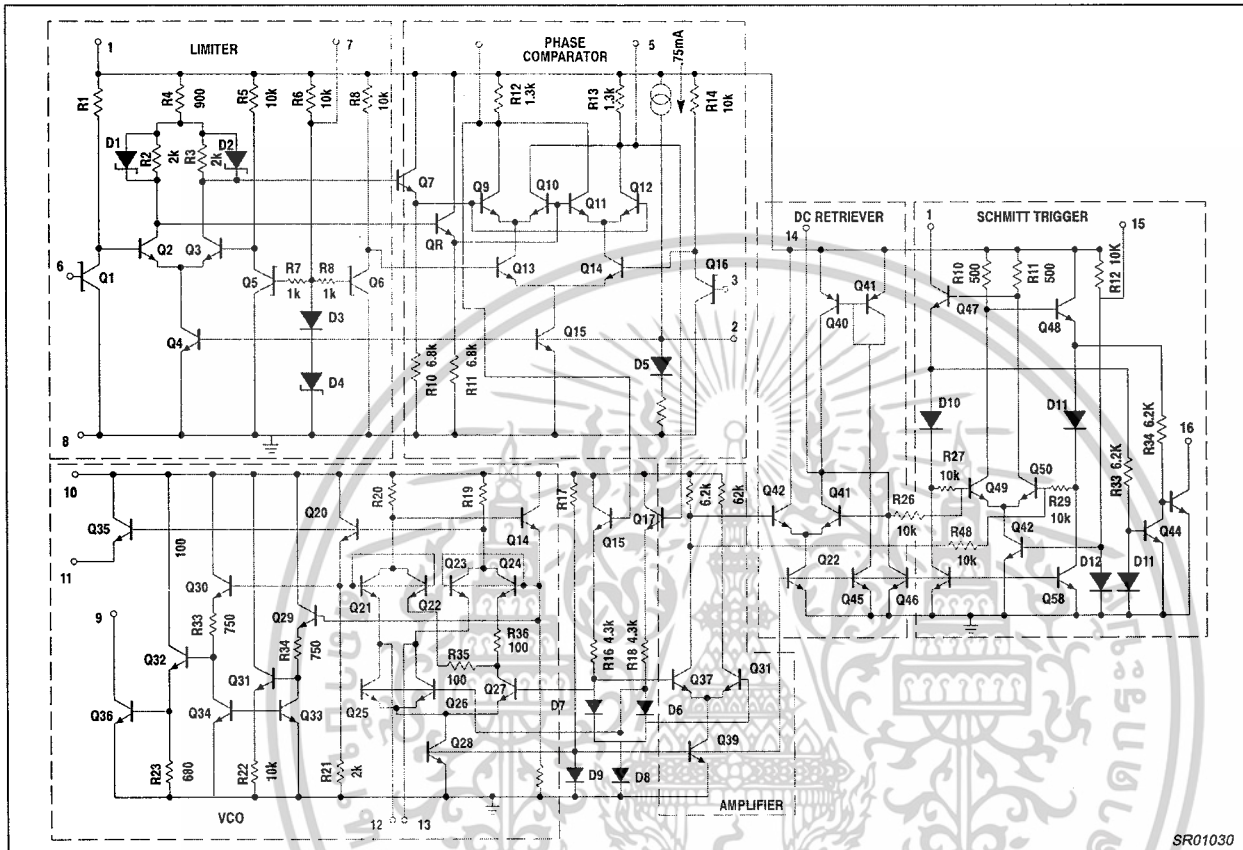


Figure 6. Equivalent Schematic

SR01030

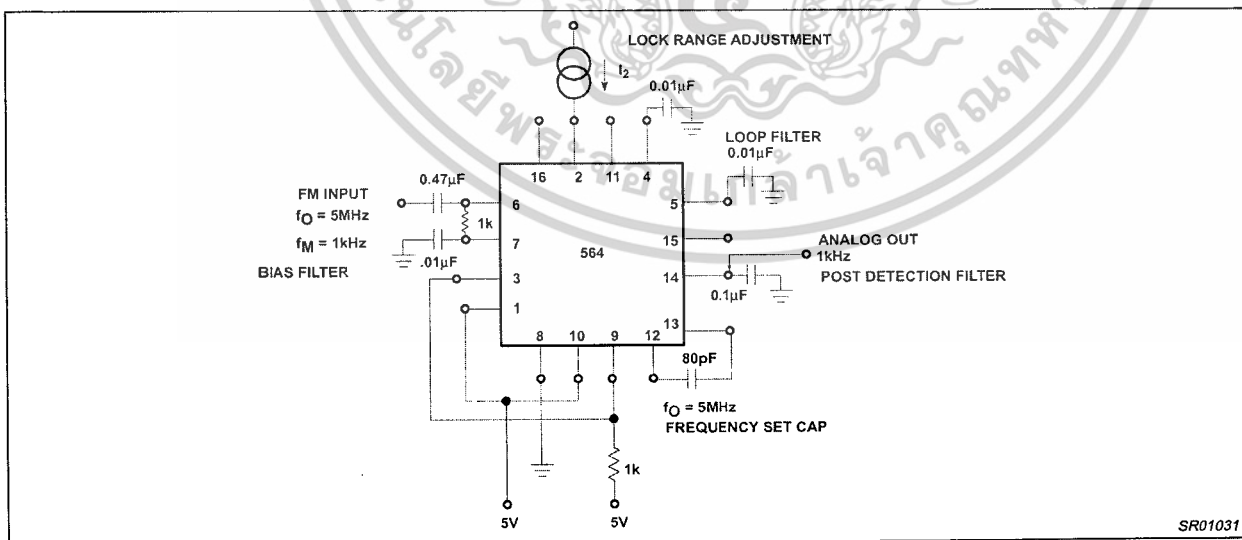


Figure 7. FM Demodulator at 5V

SR01031

Phase-locked loop

NE/SE564

- 6. If pulsed burst or ramp frequency is used for input signal, special loop filter design may be required in place of simple single capacitor filter on Pins 4 and 5. (See PLL application section)
- 7. The input signal to Pin 6 and the VCO feedback signal to Pin 3 must have a duty cycle of 50% for proper operation of the phase detector. Due to the nature of a balanced mixer if signals are not

50% in duty cycle, DC offsets will occur in the loop which tend to create an artificial or biased VCO.

- 8. For multiplier circuits where phase jitter is a problem, loop filter capacitors may be increased to a value of 10 - 50 μ F on Pins 4, 5. Also, careful supply decoupling may be necessary. This includes the counter chain V_{CC} lines.

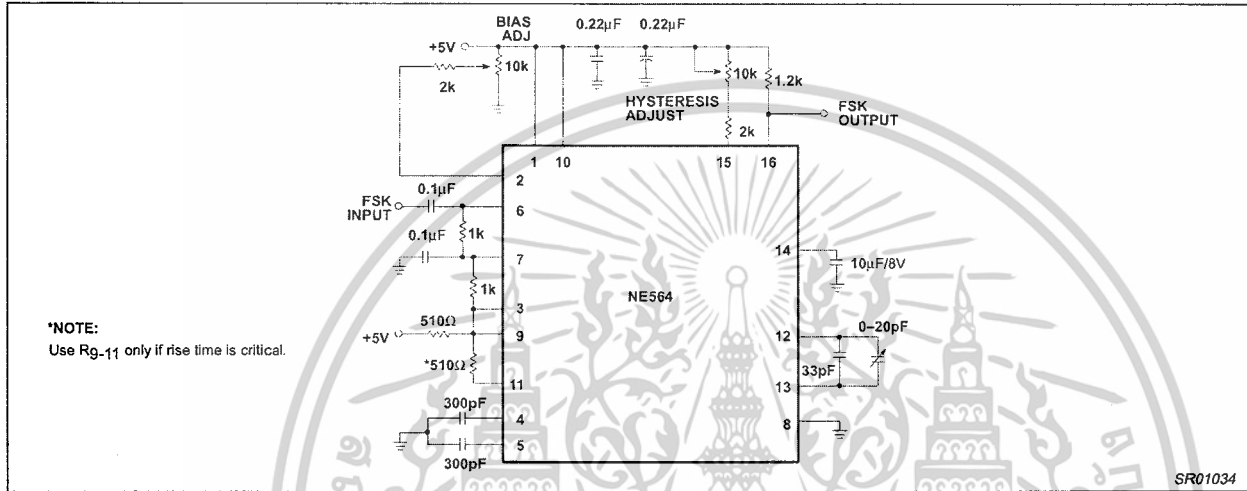


Figure 10. 10.8MHz FSK Decoder Using the 564

Phase-locked loop

NE/SE564

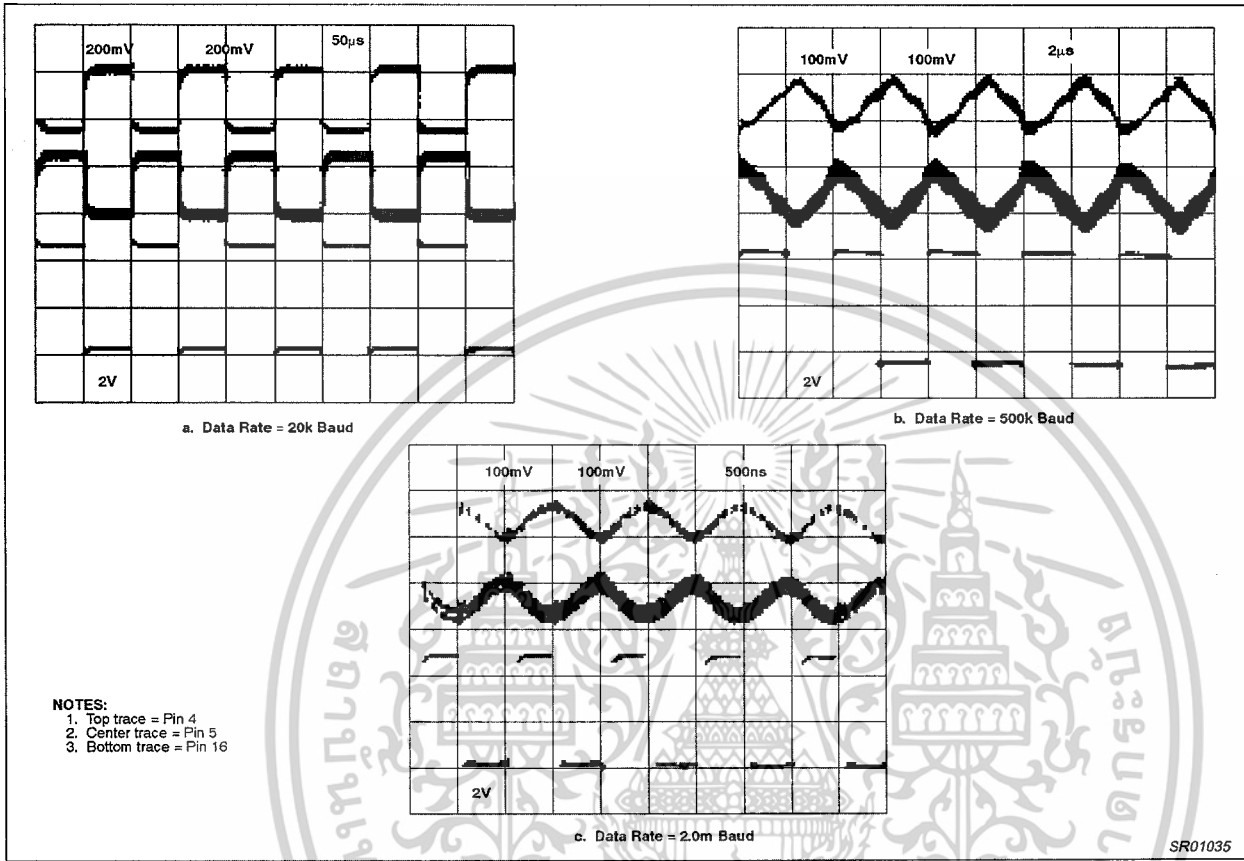


Figure 11. Phase Comparator (Pins 4 and 5) and FSK (Pin 16) Outputs

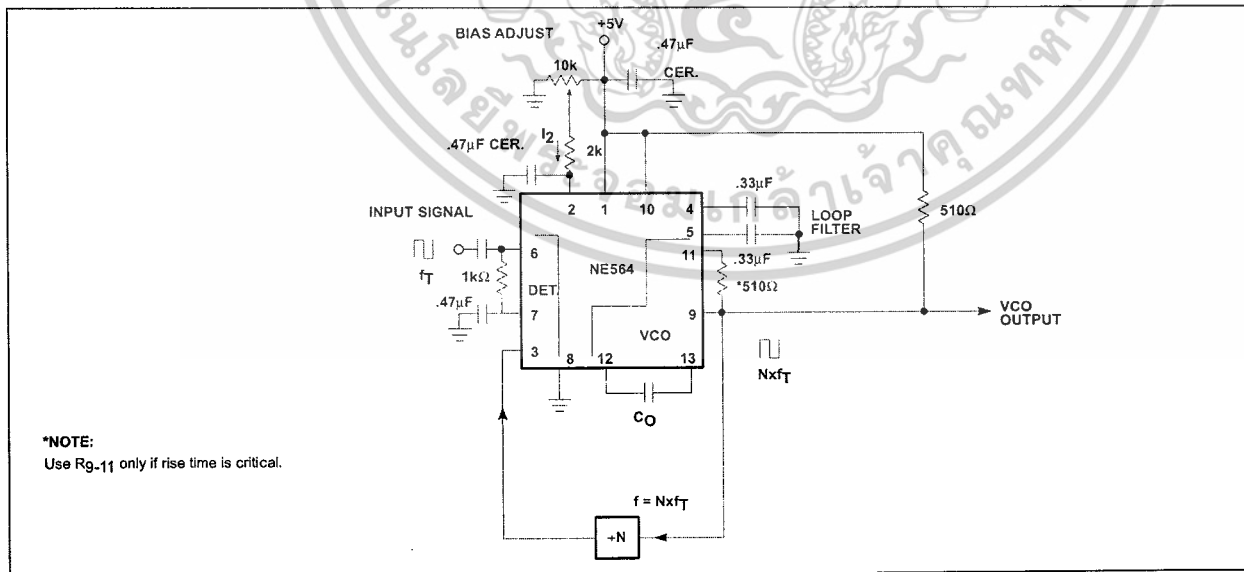


Figure 12. NE564 Phase-Locked Frequency Multiplier

LM6161/LM6261/LM6361 High Speed Operational Amplifier

General Description

The LM6161 family of high-speed amplifiers exhibits an excellent speed-power product in delivering 300 V/ μ s and 50 MHz unity gain stability with only 5 mA of supply current. Further power savings and application convenience are possible by taking advantage of the wide dynamic range in operating supply voltage which extends all the way down to +5V.

These amplifiers are built with National's VIPTM (Vertically Integrated PNP) process which provides fast PNP transistors that are true complements to the already fast NPN devices. This advanced junction-isolated process delivers high speed performance without the need for complex and expensive dielectric isolation.

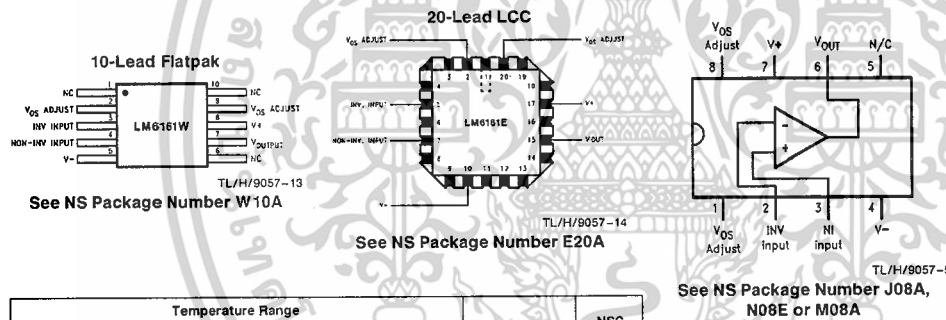
Features

- High slew rate 300 V/ μ s
- High unity gain freq 50 MHz
- Low supply current 5 mA
- Fast settling 120 ns to 0.1%
- Low differential gain <0.1%
- Low differential phase 0.1°
- Wide supply range 4.75V to 32V
- Stable with unlimited capacitive load
- Well behaved; easy to apply

Applications

- Video amplifier
- High-frequency filter
- Wide-bandwidth signal conditioning
- Radar
- Sonar

Connection Diagrams



Temperature Range			Package	NSC Drawing
Military -55°C ≤ T _A ≤ +125°C	Industrial -25°C ≤ T _A ≤ +85°C	Commercial 0°C ≤ T _A ≤ +70°C		
	LM6261N	LM6361N	8-Pin Molded DIP	N08E
LM6161J/883 5962-8962101PA		LM6361J	8-Pin Ceramic DIP	J08A
	LM6261M	LM6361M	8-Pin Molded Surface Mt.	M08A
LM6161E/883 5962-89621012A			20-Lead LCC	E20A
LM6161W/883 5962-8962101HA			10-Pin Ceramic Flatpak	W10A

VIPTM is a trademark of National Semiconductor Corporation.

LM6161/LM6261/LM6361 High Speed Operational Amplifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings (Note 12)

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

Supply Voltage ($V^+ - V^-$)	36V
Differential Input Voltage (Note 8)	$\pm 8V$
Common-Mode Voltage Range (Note 10)	$(V^+ - 0.7V)$ to $(V^- + 0.7V)$
Output Short Circuit to GND (Note 1)	Continuous
Soldering Information	
Dual-In-Line Package (N, J)	
Soldering (10 sec.)	260°C
Small Outline Package (M)	
Vapor Phase (60 sec.)	215°C
Infrared (15 sec.)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Storage Temp Range	-65°C to $+150^\circ\text{C}$
Max Junction Temperature	150°C
ESD Tolerance (Notes 6 and 7)	$\pm 700V$

Operating Ratings (Note 12)

Temperature Range (Note 2)	
LM6161	$-55^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$
LM6261	$-25^\circ\text{C} \leq T_J \leq +85^\circ\text{C}$
LM6361	$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +70^\circ\text{C}$
Supply Voltage Range	4.75V to 32V

DC Electrical Characteristics

The following specifications apply for Supply Voltage = $\pm 15V$, $V_{CM} = 0$, $R_L \geq 100\text{ k}\Omega$ and $R_S = 50\Omega$ unless otherwise noted. **Boldface** limits apply for $T_J = T_{MIN}$ to T_{MAX} ; all other limits $T_J = 25^\circ\text{C}$.

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	LM6161	LM6261	LM6361	Units
				Limit (Notes 3, 11)	Limit (Note 3)	Limit (Note 3)	
V_{OS}	Input Offset Voltage		5	7 10	7 9	20 22	mV Max
V_{OS} Drift	Input Offset Voltage Average Drift		10				$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_b	Input Bias Current		2	3 6	3 5	5 6	μA Max
I_{OS}	Input Offset Current		150	350 800	350 600	1500 1900	nA Max
I_{OS} Drift	Input Offset Current Average Drift		0.4				$\text{nA}/^\circ\text{C}$
R_{IN}	Input Resistance	Differential	325				$\text{k}\Omega$
C_{IN}	Input Capacitance	$A_v = +1 @ 10\text{ MHz}$	1.5				pF
A_{VOL}	Large Signal Voltage Gain	$V_{OUT} = \pm 10V$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$ (Note 9)	750	550 300	550 400	400 350	V/V Min
		$R_L = 10\text{ k}\Omega$ (Note 9)	2900				V/V
V_{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	Supply = $\pm 15V$	+14.0	+13.9 +13.8	+13.9 +13.8	+13.8 +13.7	Volts Min
			-13.2	-12.9 -12.7	-12.9 -12.7	-12.8 -12.7	Volts Min
		Supply = +5V (Note 4)	4.0	3.9 3.8	3.9 3.8	3.8 3.7	Volts Min
			1.8	2.0 2.2	2.0 2.2	2.1 2.2	Volts Max
$CMRR$	Common-Mode Rejection Ratio	$-10V \leq V_{CM} \leq +10V$	94	80 74	80 76	72 70	dB Min
			90	80 74	80 76	72 70	dB Min
$PSRR$	Power Supply Rejection Ratio	$\pm 10V \leq V^\pm \leq \pm 16V$	90	80 74	80 76	72 70	dB Min
V_O	Output Voltage Swing	Supply = $\pm 15V$ and $R_L = 2\text{ k}\Omega$	+14.2	+13.5 +13.3	+13.5 +13.3	+13.4 +13.3	Volts Min
			-13.4	-13.0 -12.7	-13.0 -12.8	-12.9 -12.8	Volts Min

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DC Electrical Characteristics (Continued)

The following specifications apply for Supply Voltage = $\pm 15V$, $V_{CM} = 0$, $R_L \geq 100\text{ k}\Omega$ and $R_S = 50\Omega$ unless otherwise noted. **Boldface** limits apply for $T_J = T_{MIN}$ to T_{MAX} ; all other limits $T_J = 25^\circ\text{C}$.

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	LM6161	LM6261	LM6361	Units
				Limit (Notes 3, 11)	Limit (Note 3)	Limit (Note 3)	
V_O (Continued)	Output Voltage Swing (Continued)	Supply = +5V and $R_L = 2\text{ k}\Omega$ (Note 4)	4.2	3.5 3.3	3.5 3.3	3.4 3.3	Volts Min
			1.3	1.7 2.0	1.7 1.9	1.8 1.9	Volts Max
	Output Short Circuit Current	Source	65	30 20	30 25	30 25	mA Min
		Sink	65	30 20	30 25	30 25	mA Min
I_S	Supply Current		5.0	6.5 6.8	6.5 6.7	6.8 6.9	mA Max

AC Electrical Characteristics

The following specifications apply for Supply Voltage = $\pm 15V$, $V_{CM} = 0$, $R_L \geq 100\text{ k}\Omega$ and $R_S = 50\Omega$ unless otherwise noted. **Boldface** limits apply for $T_J = T_{MIN}$ to T_{MAX} ; all other limits $T_J = 25^\circ\text{C}$.

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	LM6161	LM6261	LM6361	Units
				Limit (Notes 3, 11)	Limit (Note 3)	Limit (Note 3)	
GBW	Gain-Bandwidth Product	@ $f = 20\text{ MHz}$	50	40 30	40 35	35 32	MHz Min
		Supply = $\pm 5V$	35				MHz
SR	Slew Rate	$A_V = +1$ (Note 8)	300	200 180	200 180	200 180	V/ μs Min
		Supply = $\pm 5V$ (Note 8)	200				V/ μs
PBW	Power Bandwidth	$V_{OUT} = 20 V_{PP}$	4.5				MHz
t_S	Settling Time	10V Step to 0.1% $A_V = -1$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$	120				ns
ϕ_m	Phase Margin		45				Deg
A_D	Differential Gain	NTSC, $A_V = +4$	<0.1				%
ϕ_D	Differential Phase	NTSC, $A_V = +4$	0.1				Deg
e_{np-p}	Input Noise Voltage	$f = 10\text{ kHz}$	15				nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
i_{np-p}	Input Noise Current	$f = 10\text{ kHz}$	1.5				pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$

Note 1: Continuous short-circuit operation at elevated ambient temperature can result in exceeding the maximum allowed junction temperature of 150°C .

Note 2: The typical junction-to-ambient thermal resistance of the molded plastic DIP (N) is 105°C/W , the molded plastic SO (M) package is 155°C/W , and the cerdip (J) package is 125°C/W . All numbers apply for packages soldered directly into a printed circuit board.

Note 3: Limits are guaranteed by testing or correlation.

Note 4: For single supply operation, the following conditions apply: $V^+ = 5V$, $V^- = 0V$, $V_{CM} = 2.5V$, $V_{OUT} = 2.5V$. Pin 1 & Pin 8 (Vos Adjust) are each connected to Pin 4 (V^-) to realize maximum output swing. This connection will degrade V_{OS} , V_{OS} Drift, and Input Voltage Noise.

Note 5: $C_L \leq 5\text{ pF}$.

Note 6: In order to achieve optimum AC performance, the input stage was designed without protective clamps. Exceeding the maximum differential input voltage results in reverse breakdown of the base-emitter junction of one of the input transistors and probable degradation of the input parameters (especially V_{OS} , I_{OS} , and Noise).

Note 7: The average voltage that the weakest pin combinations (those involving Pin 2 or Pin 3) can withstand and still conform to the datasheet limits. The test circuit used consists of the human body model of 100 pF in series with 1500Ω .

Note 8: $V_{IN} = 8V$ step. For supply = $\pm 5V$, $V_{IN} = 5V$ step.

Note 9: Voltage Gain is the total output swing (20V) divided by the input signal required to produce that swing.

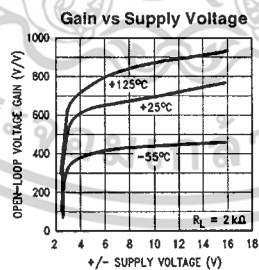
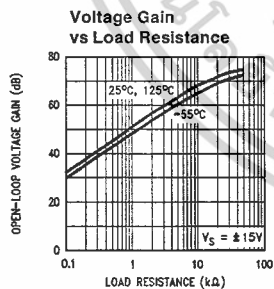
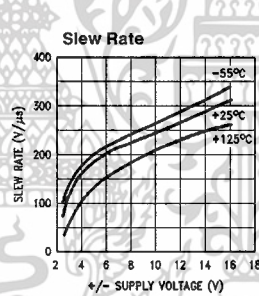
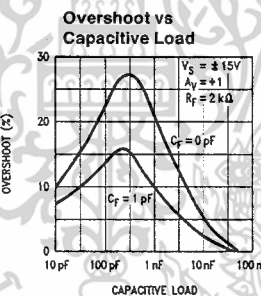
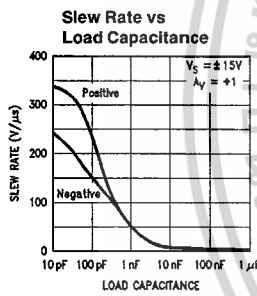
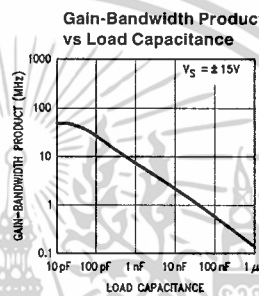
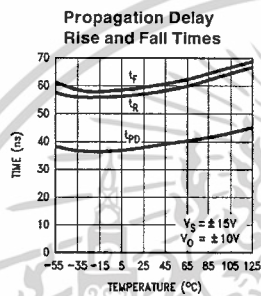
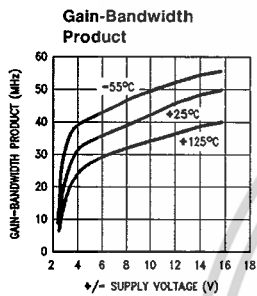
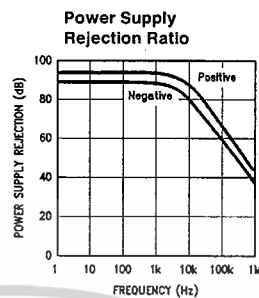
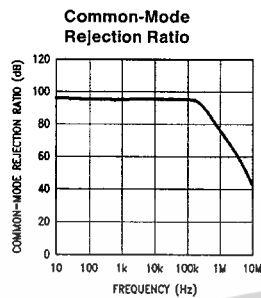
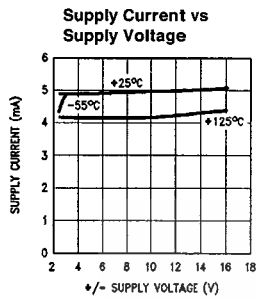
Note 10: The voltage between V^+ and either input pin must not exceed 36V.

Note 11: A military RETS electrical test specification is available on request. At the time of printing, the RETS6161X specs complied with all **Boldface** limits in this column.

Note 12: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is intended to be functional, but do not guarantee specific performance limits. For guaranteed specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics. The guaranteed specifications apply only for the test conditions listed.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics ($R_L = 10\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)



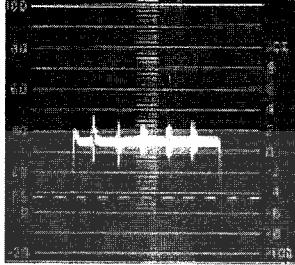
TL/H/8057-6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

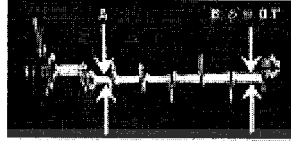
($R_L = 10\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified) (Continued)

Differential Gain (Note)



TL/H/9057-7

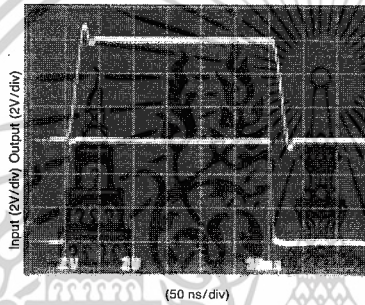
Differential Phase (Note)



TL/H/9057-8

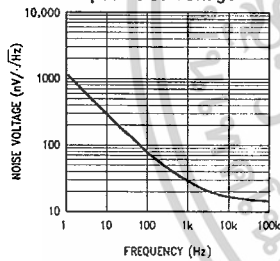
Note: Differential gain and differential phase measured for four series LM6361 op amps configured as unity-gain followers, in series with an LM6321 buffer. Error added by LM6321 is negligible. Test performed using Tektronix Type 520 NTSC test system.

Step Response; $A_v = +1$

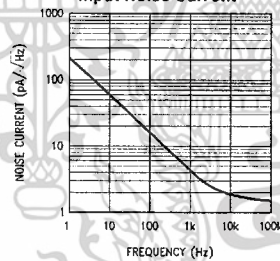


TL/H/9057-1

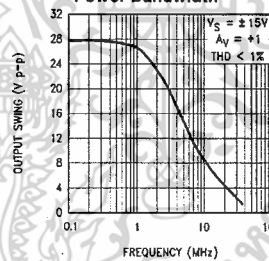
Input Noise Voltage



Input Noise Current



Power Bandwidth



TL/H/9057-9

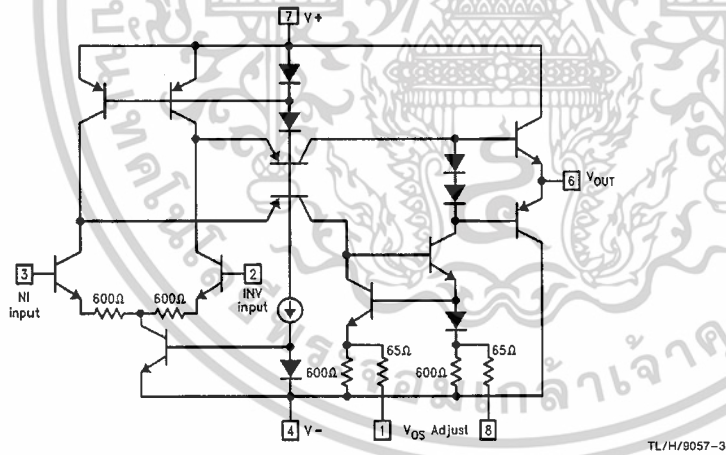
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

($R_L = 10\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified) (Continued)



Simplified Schematic



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Applications Tips

The LM6361 has been compensated for unity-gain operation. Since this compensation involved adding emitter-degeneration resistors to the op amp's input stage, the open-loop gain was reduced as the stability increased. Gain error due to reduced A_{VOL} is most apparent at high gains; thus, for gains between 5 and 25, the less-compensated LM6364 should be used, and the uncompensated LM6365 is appropriate for gains of 25 or more. The LM6361, LM6364, and LM6365 have the same high slew rate, regardless of their compensation.

The LM6361 is unusually tolerant of capacitive loads. Most op amps tend to oscillate when their load capacitance is greater than about 200 pF (especially in low-gain circuits). The LM6361's compensation is effectively increased with load capacitance, reducing its bandwidth and increasing its stability.

Power supply bypassing is not as critical for the LM6361 as it is for other op amps in its speed class. Bypassing will,

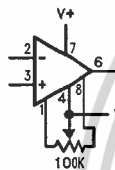
however, improve the stability and transient response and is recommended for every design. 0.01 μF to 0.1 μF ceramic capacitors should be used (from each supply "rail" to ground); if the device is far away from its power supply source, an additional 2.2 μF to 10 μF of tantalum may provide extra noise reduction.

Keep all leads short to reduce stray capacitance and lead inductance, and make sure ground paths are low-impedance, especially where heavier currents will be flowing. Stray capacitance in the circuit layout can cause signal coupling across adjacent nodes and can cause gain to unintentionally vary with frequency.

Breadboarded circuits will work best if they are built using generic PC boards with a good ground plane. If the op amps are used with sockets, as opposed to being soldered into the circuit, the additional input capacitance may degrade circuit performance.

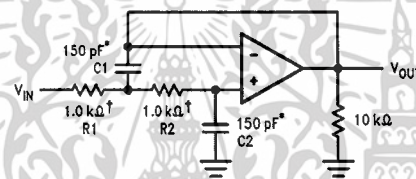
Typical Applications

Offset Voltage Adjustment



TL/H/9057-4

1 MHz Low-Pass Filter



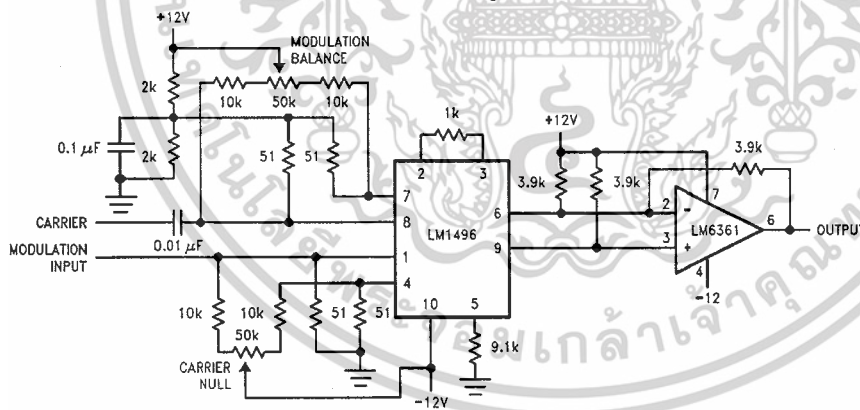
TL/H/9057-10

±1% tolerance

*Matching determines filter precision

$$f_c = (2\pi \sqrt{R1 R2 C1 C2})^{-1}$$

Modulator with Differential-to-Single-Ended Converter



TL/H/9057-11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้