

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การศึกษาและพัฒนาเครื่องวัดอัตราเร็วโดยใช้หลักการของดอปเพลอร์
ของคลื่นไมโครเวฟ



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน **62286**
วัน,เดือน,ปี - 8 ส.ค. 2549

b. 11616891
i.

โครงการพิเศษนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิทยาศาสตรบัณฑิต
ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ สาขา เครื่องมือวิทยาศาสตร์และอุตสาหกรรม
คณะวิทยาศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A Study and Development of a Microwave Doppler Speedometer



Mr.Khamporn Taweetasap

Mr. Sasipong Ngamnusunkit

A Special Project Submitted in Partial Fulfillment of the Requirement for the Degree of Bachelor of

Science

Department of Applied Physics

Faculty of Science

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

Academic Year 2005

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงการพิเศษเรื่อง	การศึกษาและพัฒนาเครื่องวัดอัตราเร็วโดยใช้หลักการคอปเปอร์ของคลื่นไมโครเวฟ	
นักศึกษา	1. นายคำพร ทวีธนาทรัพย์ 2. นายศศิพงษ์ งามนุสนธิกิจ	
ภาควิชา	ฟิสิกส์ประยุกต์	
สาขาวิชา	เครื่องมือวิทยาศาสตร์และอุตสาหกรรม	
อาจารย์ที่ปรึกษา	รศ.อนุพงศ์	ทรงประภา
อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม	รศ.สุวรรณ	อุฬารายู

ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้โครงการพิเศษนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาคตามหลักสูตรวิทยาศาสตร์บัณฑิต

คณะกรรมการตรวจสอบ			ลายมือชื่อ
ประธานกรรมการ	ดร.ปิติพร	ถนอมงาม	   
กรรมการ	อ.เบญจพล	ตันธุ์	
กรรมการ	อ.ภารุจ	บัณฑิตาวิทย์	
กรรมการที่ปรึกษา	รศ.อนุพงศ์	ทรงประภา	
กรรมการที่ปรึกษาร่วม	รศ.สุวรรณ	อุฬารายู	



(รองศาสตราจารย์วิชาญ เฑียรธีระ)

หัวหน้าภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์

ลิขสิทธิ์ของภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงการพิเศษเรื่อง	การศึกษาและพัฒนาเครื่องวัดอัตราเร็วโดยใช้หลักการคอปเปอเรอร์ของคลื่นไมโครเวฟ	
นักศึกษา	นายคำพร ทวีธนาทรัพย์	นายศศิพงษ์ งามนุสนธิกิจ
ภาควิชา	ฟิสิกส์ประยุกต์	
สาขาวิชา	เครื่องมือวิทยาศาสตร์และอุตสาหกรรม	
ปีการศึกษา	2548	
อาจารย์ที่ปรึกษา	รศ. อนุพงศ์ สรงประภา	รศ. สุวรรณ กุศลาราม

บทคัดย่อ

โครงการพิเศษนี้เป็นการออกแบบสร้างและพัฒนาเครื่องวัดอัตราเร็ว โดยอาศัยพฤติกรรม การเปลี่ยนความถี่ของคลื่นไมโครเวฟตามหลักการของคอปเปอเรอร์ ระบบประกอบด้วยกันน์เพลท เซอร์ที่มีความถี่ 10 จิกกะเฮิรตซ์ กำลัง 10 มิลลิวัตต์ ต่อกับสายอากาศแบบฮอร์นทรงพีระมิดที่มีค่า โคลเร็กคิวติวิตี 21.4 เดซิเบล ส่วนกรองสัญญาณเป็นแบบที่ให้ความถี่สูงผ่านโดยมีความถี่คutoff 300 เฮิรตซ์ และวงจรขยายสัญญาณมีอัตราขยายแรงดัน 2,495 เท่า ไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC16F877 ทำหน้าที่ประมวลผลและแสดงผลทางจอ LCD ในหน่วยกิโลเมตรต่อชั่วโมง ระบบนี้วัด อัตราเร็วรถยนต์ที่ 120 กิโลเมตรต่อชั่วโมง ได้ดีในช่วงระยะห่าง 35 ถึง 45 เมตร โดยมีค่าความ คลาดเคลื่อนอยู่ในช่วงไม่เกิน 5 เปอร์เซ็นต์

Special Project Title	A Study and Development of a Microwave Doppler Speedometer	
Name	Mr.Khamporn	Taweetasap
	Mr. Sasipong	Ngamnusunkit
Department	Applied Physics	
Academic Year	200๕	
Special Project Advisor	Assoc.Prof.Annupong	Songprapa
	Assoc.Prof.Suwan	Kusumran

Abstract

This special project is the design and development of a speedometer based on microwave Doppler effect. The system consists of 10 GHz Gunnplexer with power of 10 mW, pyramidal horn antenna of directivity 21.4 dB , signal filtering with high pass cutoff at 300 Hz and amplifier with gain of 2,495. PIC16F877 microcontroller processes the signal and displays speed in kilometer per hour. The effective distance of this system for 120 km/hr car speed is in the range of 35-45 meters with 5% uncertainty.

กิตติกรรมประกาศ

โครงการพิเศษนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีเนื่องด้วยความอนุเคราะห์จากบุคคลหลายๆฝ่าย ดังนี้

บิดามารดา และครอบครัว รศ.อนุพงษ์ ศรีงประภา	ผู้ให้กำลังใจและห่วงใยรวมถึงให้การสนับสนุนด้านการเงิน ผู้ให้ความรู้, คำแนะนำ, คำตักเตือน, ความห่วงใยและให้โอกาสในการทำงานเสมอมา
รศ.สุวรรณ คูสำราญ คณาจารย์ทุกท่าน พี่ชุม พี่ต้อง พี่อ้น พี่ออก พี่อู๋ และพี่วี เพื่อนๆทุกคน	ผู้ให้คำแนะนำในการทำงาน ผู้ถ่ายทอดความรู้วิชาการมาโดยตลอด ที่คอยให้คำปรึกษาชี้แนะและให้ความช่วยเหลือตลอดเวลา ที่คอยให้ความช่วยเหลือด้วยกันและคอยอยู่เป็นเพื่อนนอนดึกตลอดมา
โครงการรางวัลนวัตกรรม แห่งประเทศไทย	ได้มอบทุนในการพัฒนาผลงานเป็นจำนวน 5,000 บาท และให้โอกาสเพื่อแสดงผลงาน
ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ และคณะวิทยาศาสตร์ สจล.	ที่มอบทุกสิ่งสำหรับการเรียนรู้ตลอด 4 ปี

ขอขอบพระคุณทุกท่านเป็นอย่างสูง

คำพร ทวีชนาทวีพย์

ศศิพงษ์ งามนุสนธิ์กิจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญเรื่อง

	หน้า
บทคัดย่อ โครงการงานพิเศษภาษาไทย	ก
บทคัดย่อ โครงการงานพิเศษภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญเรื่อง	ง
สารบัญตาราง	ฉ
สารบัญรูป	ช
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความสำคัญและที่มาของงานวิจัย	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำโครงการพิเศษ	2
1.3 ขอบเขตของการวิจัย	2
1.4 ขั้นตอนการวิจัยและวิธีการดำเนินงาน	2
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง	3
2.1 ปრაกฏการณ์คอปเปอเรอร์	3
2.1.1 แนวความคิดพื้นฐานของปრაกฏการณ์คอปเปอเรอร์	4
2.2 ระบบไมโครเวฟในการวัดอัตราเร็ว	6
2.2.1 กัมน์เพลกเซอร์ (Gunnplexer) ประกอบด้วย	7
- แหล่งกำเนิดสัญญาณแบบกัมน์ไดโอด (Gunn Diode Oscillator)	7
- เฟอร์ไรท์เซอร์คูเลเตอร์ (Ferrites Circulators)	9
- ไมโครเวฟมิกเซอร์ (Microwave Mixer)	10
2.2.2 สายอากาศแบบฮอร์น (Horn Antenna)	11
2.3 การปรับสภาพสัญญาณ (Signal Conditioning)	13
2.3.1 ปริแอมพลิไฟเออร์ (Preamplifier)	13
2.3.2 แอมพลิไฟเออร์ (Amplifier)	13
2.3.3 วงจรกรองความถี่(Filter)	14
2.3.4 วงจรเปรียบเทียบแรงดัน(Voltage Comparators)	15
2.3.4.1 ไอซีเปรียบเทียบแรงดันเบอร์ 331 (IC Comparator)	17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 PIC16F87X Microcontroller	19
2.4.1 สมบัติทางเทคนิคของ PIC16F87x	21
2.4.2 สมบัติเพิ่มเติม	22
2.4.3 ข้อมูลหลักสำหรับกำหนดการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC	25
2.4.4 รีจิสเตอร์พอร์ตอินพุตหรือเอาต์พุต	26
2.4.5 การอินเตอร์เฟสกับพอร์ตอินพุต/เอาต์พุต	26
2.4.6 รีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไป	27
2.4.7 รีจิสเตอร์ใช้งานพิเศษ	27
2.4.8 รีจิสเตอร์ควบคุมพอร์ตอินพุตหรือพอร์ตเอาต์พุต	27
2.4.9 รีจิสเตอร์ออปชั่น (OPTION), RTCC, ปริสเกลเลอร์	28
2.4.10 สภาวะรีเซต	28
บทที่ 3 การดำเนินงานวิจัย	30
3.1 ระบบไมโครเวฟ	30
3.1.1 กัมน์เพลกเซอร์ (Gunn Plexer)	30
3.1.2 สายอากาศแบบฮอร์นพีระมิด (Pyramidal Horn Antenna)	31
3.1.3 แผนผังการส่งและรับคลื่นของกัมน์เพลกเซอร์ (Gunn Plexer) และสายอากาศแบบฮอร์นพีระมิด (Pyramidal Horn Antenna)	32
3.2 การปรับสภาพสัญญาณ (Signal Conditioning)	33
- วงจรปริแอมพลิไฟเออร์ (Preamplifier)	33
- วงจรกรองความถี่ (Filter)	34
- วงจรขยายสัญญาณ (Amplifier)	35
3.3 วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล (Analog to Digital(A/D)) หรือวงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Comparator)	35
3.4 คอนโทรลเลอร์ (Controller)	37
3.4.1 ส่วนฮาร์ดแวร์	37
3.4.2 ส่วนซอฟต์แวร์	39
- โฟลว์ชาร์ต (Flowchart) การทำงานของโปรแกรม	40
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	42
4.1 การวัดสัญญาณที่ได้จากกัมน์เพลกเซอร์ (Gunn Plexer)	42
4.2 การวัดสัญญาณเมื่อผ่านวงจรปริแอมพลิไฟเออร์ (Preamplifier)	43

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การวัดสัญญาณเมื่อผ่านวงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High Pass Filter)	44
4.4 การวัดสัญญาณเมื่อผ่านวงจรขยาย (Amplifier) ทั้งระบบ	47
4.5 การวัดสัญญาณเมื่อผ่านวงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Comparator)	48
4.6 การทดลองการแสดงผลของไมโครคอนโทรลเลอร์บนจอ LCD	49
4.7 การวัดอัตราเร็วของลูกตุ้มขณะที่ลูกตุ้มแกว่งถึงจุดต่ำสุด	50
4.8 การวัดอัตราเร็วของรถยนต์จักรยานยนต์	52
4.9 วัดอัตราเร็วของรถยนต์ที่ระยะไกลสุด 45 เมตร	56
บทที่ 5 สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ	58
5.1 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	58
5.2 ปัญหาที่พบ	59
5.3 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา	59
ภาคผนวก	
เอกสารอ้างอิง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 ตารางสรุปการทำงานขาพอร์ตทั้งหมดของไมโครคอนโทรเลอร์ PIC16F87x เบอร์ต่างๆ	23
ตารางที่ 4.1 แสดงการตอบสนองของวงกรองความถี่สูง	44
ตารางที่ 4.2 แสดงผลของค่าอัตราเร็วของลูกตุ้มที่ได้จากการวัดและค่าอัตราเร็วที่คำนวณ ได้จากกลศาสตร์	51
ตารางที่ 4.3 แสดงอัตราเร็วของรถจักรยานยนต์ที่ทำการวัดที่ระยะ 10 เมตร และเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อน	53
ตารางที่ 4.4 แสดงอัตราเร็วของรถจักรยานยนต์ที่ทำการวัดที่ระยะ 20 เมตร และเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อน	53
ตารางที่ 4.5 แสดงอัตราเร็วของรถจักรยานยนต์ที่ทำการวัดที่ระยะ 30 เมตร และเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อน	54
ตารางที่ 4.6 แสดงอัตราเร็วของรถยนต์ที่ระยะไกลสุด 45 เมตร และเปอร์เซ็นต์ ความคลาดเคลื่อน	57

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงการเกิดปรากฏการณ์คอปเปิลอร์	3
รูปที่ 2.2 แสดงไดอะแกรมการทำงานของเครื่องตรวจจับความเร็ว	6
รูปที่ 2.3 แสดงวงจรสมนัยของกันนำโค ไอคอสซิลเลเตอร์	7
รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานของอิเล็กตรอนกับเวฟนัมเบอร์ในสารกึ่งตัวนำ GaAs	8
รูปที่ 2.5 การไหลของกระแสเมื่อสนามไฟฟ้ามีขนาดเปลี่ยนไป	8
รูปที่ 2.6 แสดงลักษณะของเฟอร์ไรท์เซอร์กิตเตอร์	9
รูปที่ 2.7 แสดงวงจรสมมูลย์ไมโครเวฟมิกเซอร์	10
รูปที่ 2.8 แสดง sectoral horns viewed from waveguide end	
a. H-plane	11
b. E-plane	11
รูปที่ 2.9 แสดง Pyramidal Horn antenna	12
รูปที่ 2.10 แสดงวงจรปริแอมบลีไฟเออร์	13
รูปที่ 2.11 แสดงวงจรขยายแบบกลับเฟส	14
รูปที่ 2.12 แสดงกราฟการตอบสนองของการกรองความถี่สูง	15
รูปที่ 2.13 แสดงวงจรกรองความถี่สูง(High-Pass Filter)	15
รูปที่ 2.14 แสดงวงจรเปรียบเทียบแรงดันและกราฟสมบัติของวงจร	16
รูปที่ 2.15 แสดงวงจรเปรียบเทียบแรงดัน	17
รูปที่ 2.16 แสดงไอซีเปรียบเทียบแรงดันเบอร์ LM311	
ก. รายละเอียดภายใน	18
ข. ตัวถังไอซีแบบ DIP (dual-in-line-package) และแบบกระป๋อง (can package)	18
รูปที่ 2.17 แสดงการจัดขาของไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC16F87X	20
รูปที่ 3.1 แสดง Gunn Plexer	30
รูปที่ 3.2 แสดงสายอากาศแบบฮอร์นพีระมิด	31
รูปที่ 3.3 แสดงค่าไคเรกคิวิตี	31
รูปที่ 3.4 แสดงแผนผังการส่งสัญญาณของกันนำเพลกเซอร์ (Gunn plexer)	32
รูปที่ 3.5 แสดงแผนผังการรับสัญญาณของกันนำเพลกเซอร์ (Gunn plexer)	32
รูปที่ 3.6 แสดงแผนผังการกำกับสัญญาณ (Signal Conditioning)	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.7 แสดงวงจรปริแอมพลิไฟเออร์ (Preamplifier)	33
รูปที่ 3.8 กราฟแสดง Gain Response	34
รูปที่ 3.9 แสดงวงจรกรองถี่สูงผ่าน (High pass Filter)	34
รูปที่ 3.10 แสดงวงจรขยายสัญญาณ (Amplifier) ที่มีอัตราขยายแรงดัน 3,150 เท่า	35
รูปที่ 3.11 แสดงแผนผังการทำงานของวงจรแปลงอนาลอกเป็นดิจิตอล (Analog to Digital(A/D))หรือวงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Comparator)	36
รูปที่ 3.12 แสดงวงจรแปลงอนาลอกเป็นดิจิตอล (Analog to Digital (A/D)) หรือวงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Comparator)	36
รูปที่ 3.13 แสดงแผนผังการทำงานของคอนโทรลเลอร์ (Controller)	37
รูปที่ 3.14 แสดงวงจรของบอร์ด PIC 16F877	38
รูปที่ 3.15 แสดงบอร์ด PIC 16F877	39
รูปที่ 3.16 แสดง Flowchart โปรแกรมหลักที่ใช้	40
รูปที่ 3.17 แสดง Flowchart ส่วนแสดงผล	41
รูปที่ 4.1 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากกันนัฟเลกเซอร์ (Gunn Plexer)	42
รูปที่ 4.2 แสดงผลของสัญญาณขาเข้า (เส้นบน) และสัญญาณขาออก (ขาออก) ของวงจรปริแอมพลิไฟเออร์	43
รูปที่ 4.3 กราฟแสดงคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่สูง	45
รูปที่ 4.4 แสดงรูปสัญญาณเมื่อป้อนความถี่ 213 เฮิรตซ์ มี peak to peak 3.8 โวลต์ Channel 1(เส้นบน) แล้วได้ความถี่ 213 เฮิรตซ์ และมี peak to peak 55.7 มิลลิโวลต์ Channel 2 (เส้นล่าง)	46
รูปที่ 4.5 แสดงรูปสัญญาณเมื่อป้อนความถี่ 548 เฮิรตซ์ Channel 1 (เส้นบน) แล้วได้ความถี่ 548 เฮิรตซ์ และมี peak to peak 6.9 โวลต์ Channel 2 (เส้นล่าง)	46
รูปที่ 4.6 แสดงรูปสัญญาณเมื่อป้อนสัญญาณที่มี peak to peak เป็น 10.43 มิลลิโวลต์ Channel 1 (เส้นบน) แล้วได้สัญญาณที่มี peak to peak เป็น 26.02 โวลต์ และความถี่ 784 เฮิรตซ์ Channel 2 (เส้นล่าง)	47
รูปที่ 4.7 แสดงรูปสัญญาณเมื่อป้อนสัญญาณที่มีความถี่เป็น 610 เฮิรตซ์ Channel 1 (เส้นบน) แล้วได้สัญญาณที่มีความถี่เป็น 610 เฮิรตซ์ และมี peak to peak เป็น 5 โวลต์ Channel 2 (เส้นล่าง)	48

รูปที่ 4.8 แสดงรูปสัญญาณที่ได้เมื่อผ่านการจัดการสัญญาณแล้วซึ่งจะได้เป็นสัญญาณ รูปสี่เหลี่ยมก่อนการนำไปนับความถี่ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์	49
รูปที่ 4.9 แสดงผลการวัดอัตราเร็วบนจอ LCD	49
รูปที่ 4.10 แสดงการจัดอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดอัตราเร็วของการแกว่งของลูกตุ้ม	50
รูปที่ 4.11 แสดงการจัดอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดอัตราเร็วรถจักรยานยนต์	52
รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณวัดได้เมื่อรถจักรยานยนต์มีอัตราเร็ว 20 km/hr (5.56 m/s) ซึ่งมีความถี่ 370 เฮิร์ตซ์ มี peak to peak ที่ 4.7 โวลต์	54
รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณวัดได้เมื่อรถจักรยานยนต์มีอัตราเร็ว 30 km/hr (8.33 m/s) ซึ่งมีความถี่ 556 เฮิร์ตซ์ มี peak to peak ที่ 4.7 โวลต์	55
รูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณวัดได้เมื่อรถจักรยานยนต์มีอัตราเร็ว 40 km/hr (11.11 m/s) ซึ่งมีความถี่ 741 เฮิร์ตซ์ มี peak to peak ที่ 4.7 โวลต์	55
รูปที่ 4.15 แสดงการจัดอุปกรณ์ในการวัดอัตราเร็ว	56
รูปที่ 5.1 แสดงเครื่องวัดอัตราเร็วที่ทำการออกแบบและสร้าง	58
รูปที่ 5.2 แสดงเครื่องวัดอัตราเร็วแบบแสดงผลเป็นประโยชน์เตือนใจ	59

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญและที่มาของการวิจัย

ในประเทศไทยการพัฒนาด้านการขนส่งยังถือว่าอยู่ในช่วงกำลังพัฒนา เมื่อเทียบกับประเทศที่มีการพัฒนาแล้ว จึงทำให้คนส่วนใหญ่หันไปพึ่งพายานพาหนะส่วนบุคคลกันมาก แม้ว่าราคาน้ำมันในทุกวันนี้มีแนวโน้มที่จะสูงขึ้นก็ตาม นอกจากปริมาณยานพาหนะที่เพิ่มขึ้นก่อให้เกิดปัญหาการจราจรที่ติดขัดหนาแน่น แล้วก็ยังเกิดปัญหาอุบัติเหตุบนท้องถนนตามมาซึ่งเกิดจากการขับขี่ยานพาหนะด้วยการมีเมา ขับรถโดยประมาทตลอดจนการใช้ความเร็วสูง มีการเกิดอุบัติเหตุบนท้องถนนมากกว่า 1000 ครั้ง/วัน และในจำนวนอุบัติเหตุเหล่านั้นได้มีการเสียชีวิตของคน 800-900 ราย/วัน ซึ่งเป็นตัวเลขที่น่าตกใจเมื่อเทียบกับในอดีต โดยมีความรุนแรงเพิ่มทวีขึ้นตามอัตราเร็วของรถทำให้เกิดการสูญเสียทรัพย์สิน ไม่ว่าจะเป็นยานพาหนะ สิ่งก่อสร้าง ฯลฯ แต่การสูญเสียที่ไม่สามารถประเมินค่าได้ก็คือ ทรัพยากรบุคคล นั่นก็หมายถึงการสูญเสียการก้าวเดินของการพัฒนาประเทศชาติ

ในสภาวะแวดล้อมที่เอื้ออำนวยต่อการขับขี่ด้วยความเร็วสูงอย่างเช่น บนทางด่วน ถนนหลวงระหว่างจังหวัด และปริมาณรถที่การจราจรไม่แออัดนัก แม้ว่าจะมีป้ายกำหนดจำกัดความเร็ว แต่ในทางปฏิบัติมักจะไม่มีรถคันไหนที่จะปฏิบัติตามป้าย ที่เป็นเช่นนั้นเพราะว่า การแข่งขันกับเวลาในการเดินทาง และมาตรการในการควบคุมความเร็วไม่รัดกุมพอ ไม่ว่าจะเป็นจำนวนตำรวจหรือจำนวนเครื่องวัดอัตราเร็ว ที่มีไม่เพียงพอต่อจำนวนรถบนท้องถนน ทั้งนี้เครื่องวัดอัตราเร็วก็จะต้องมีการสั่งซื้อจากต่างประเทศ อีกทั้งยังมีราคาสูง จึงทำให้มีแนวความคิดว่าน่าจะมีเครื่องมือที่มีราคาถูกและจุดเด่นเหนือเครื่องวัดอัตราเร็วชนิดอื่นๆ ได้ เช่น สามารถใช้งานได้ทั้งกลางวันและกลางคืนต่างจากเครื่องวัดที่ใช้หลักการทางแสง ไม่จำเป็นต้องมีความยุ่งยากของการติดตั้งระบบเมื่อเทียบกับเครื่องวัดที่ใช้การจับของเซนเซอร์สองจุด เป็นต้น

จึงเป็นที่มาในการสร้างต้นแบบของเครื่องวัดอัตราเร็ว โดยอาศัยพฤติกรรมของคลื่นไมโครเวฟตามหลักการ คอปเปิลอร์ โดยใช้วัสดุอุปกรณ์ส่วนใหญ่ที่มีราคาถูกหาได้ภายในประเทศ การทำงานนั้นมีการส่งคลื่นความถี่ไมโครเวฟออกไปยังเป้าหมายที่กำลังเคลื่อนที่ ทำให้ได้สัญญาณที่สะท้อนกลับมีความถี่อีกค่าหนึ่งผลต่างของค่าความถี่ทั้งสองเรียกว่า ความถี่คอปเปิลอร์ ซึ่งมีความสัมพันธ์กับอัตราเร็วของวัตถุ ระบบจะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ในการควบคุมการประมวลผลสัญญาณ คำนวณค่า และแสดงผลอัตราเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำโครงการพิเศษ

1. ศึกษาทฤษฎีและหลักการของปรากฏการณ์ คอปเปอเรอร์ (Doppler Effect)
2. ศึกษาทฤษฎีและหลักการ ใช้งานอุปกรณ์ที่เกี่ยวข้องกับความถี่ย่านไมโครเวฟ
3. ศึกษาข้อมูลของเครื่องวัดอัตราเร็วที่มีอยู่ในปัจจุบัน
4. สามารถออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบได้

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1. สามารถเข้าใจหลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับเครื่องวัดอัตราเร็ว
2. สามารถแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นจากการทดลองได้เช่น สามารถขยายสัญญาณได้ตามต้องการ และ กำจัดสัญญาณรบกวนได้
3. ออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบได้

1.4 ขั้นตอนการวิจัยและวิธีการดำเนินงาน

1. ทำการค้นคว้าหาข้อมูลทฤษฎีที่เกี่ยวข้องในการใช้สร้างเครื่องต้นแบบ
2. ทำการค้นคว้าหาข้อมูลเครื่องวัดอัตราเร็วที่มีอยู่ในปัจจุบัน
3. ทำการออกแบบและทดลองระบบที่ใช้ในการสร้างเครื่องต้นแบบ
4. ทำการออกแบบและสร้างวงจรที่ใช้งานร่วมกับเครื่องต้นแบบ เช่น วงจรกำจัดสัญญาณรบกวนวงจรขยายสัญญาณ เป็นต้น
5. ทำการทดสอบและเก็บผลการตรวจวัดอัตราเร็วของวัตถุที่เคลื่อนที่เพียงหนึ่งวัตถุ

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ทำให้ทราบถึงทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้องในการสร้างเครื่องวัดอัตราเร็ว
2. ทำให้ทราบถึงการจัดการกับสัญญาณที่ได้ เพื่อนำไปประยุกต์ใช้ให้เหมาะสมกับการใช้งาน
3. สามารถนำไปใช้ประโยชน์ในทางราชการได้
4. สามารถนำไปพัฒนาให้มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้นต่อไปในอนาคตได้อีก
5. เป็นการส่งเสริมและพัฒนาความคิดริเริ่มในการจัดสร้างเครื่องมืออื่นๆต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

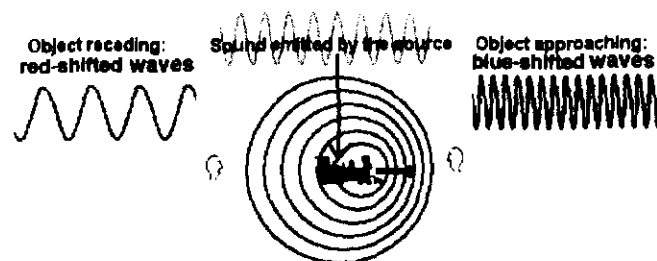
ในโครงงานพิเศษนี้จะมีทฤษฎีที่เกี่ยวข้องหลายด้านไม่ว่าจะเป็น ทฤษฎีการเกิดปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องของการส่งสัญญาณคลื่นไมโครเวฟ การรับสัญญาณไมโครเวฟ การจัดการกับสัญญาณที่ได้มาเพื่อให้ได้ตามต้องการและสุดท้ายคือทฤษฎีในการใช้โปรแกรมควบคุมการทำงาน โดยในการส่งสัญญาณจะใช้กันน้ออสซิลเลเตอร์(Gunn Diode Oscillator) เป็นตัวผลิตคลื่นความถี่ไมโครเวฟ ใช้สายอากาศแบบฮอร์นเป็นตัวส่งและตัวรับคลื่นไมโครเวฟ ใช้ตัวตรวจวัดสัญญาณแบบซีอคิกโคไดโอด ทำหน้าที่เป็นมิกเซอร์ผสมสัญญาณคลื่นที่ส่งกับคลื่นที่สะท้อนกลับจากวัตถุ ได้ผลต่างความถี่แล้วทำการขยายสัญญาณ(amplifier) กรองสัญญาณ(filter) และสุดท้ายจะใช้โปรแกรมควบคุมระบบซึ่งจะใช้ PIC16C5X Microcontroller เพื่อแสดงค่าความถี่

2.1 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์

ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ เป็นผลมาจากความถี่ที่เลื่อนไประหว่างคลื่นที่ส่งจากแหล่งกำเนิดที่อยู่กันที่ กับแหล่งกำเนิดคลื่นที่เคลื่อนที่ หรือคลื่นที่สะท้อนจากเป้าหมายที่มีการเคลื่อนที่ โดยสัญญาณที่เป็นแหล่งกำเนิดอาจเป็น คลื่นเสียงหรือ คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

ตัวอย่างของปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ ที่เห็นได้ในชีวิตประจำวันเช่น ขณะรถ ไฟวิ่งเข้าหาขานขาลา จะพบว่าเสียงที่ได้ยินมีความถี่สูงขึ้น และถ้ารถไฟวิ่งจากขานขาลาจะทำให้ได้ยินเสียงที่มีความถี่ต่ำลง โดยถ้าความถี่ที่ได้จากการสังเกตมีความถี่สูงขึ้นจะเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า Blue shift Doppler Effect แต่ถ้าความถี่ที่สังเกตได้มีความถี่ต่ำลงจะเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า Red shift Doppler Effect

นอกจากนี้ยังมีการนำเทคนิคที่ได้จากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ มาประยุกต์ใช้งานต่างๆ มากมายเช่น ใช้ในการตรวจจับความเร็วของรถยนต์ที่วิ่งในท้องถนน



รูปที่ 2.1 แสดงการเกิดปรากฏการณ์ดอปเปลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในห้องปฏิบัติการเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลเห็นว่าไม่เหมาะสมในการนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.1 แนวคิดพื้นฐานของปรากฏการณ์ดอปเปลอร์

การตรวจจับการเคลื่อนที่ของเป้าหมาย จะทำได้โดย Doppler radar จะทำการส่งคลื่นที่ได้ไปมอดูเลทในเทอม

$$X_1 = \cos \omega t \quad (1)$$

เมื่อ

ω คือ ความถี่เชิงมุมของคลื่นตัวส่ง และเวลาที่ใช้ในการส่งถึงเป้าหมาย $t = D/c$

c คือ ความเร็วในการแพร่กระจาย ในอากาศมีค่า $3 \times 10^8 \text{ m / s}$

D คือ ระยะระหว่างเป้าหมายกับแหล่งกำเนิด

เป้าหมายมีการเคลื่อนที่ จะทำให้ระยะแปรตามเวลา และความเร็วจะมีการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย จึงประมาณเท่ากับความเร็วแสง จะได้ว่าสัญญาณที่เป้าหมาย

$$X_2 = \cos [\omega(t - D/c)] = \cos \left(\omega t - \frac{\omega D}{c} \right) \quad (2)$$

และสัญญาณที่สะท้อนกลับมาจากเป้าหมายที่ภาครับ

$$X_3 = \cos \left(\omega t - 2\omega \frac{D}{c} \right) \quad (3)$$

โดย D/c คือเวลาที่ใช้ระหว่างเป้าหมายกับภาครับของระบบ สมมติให้ความเร็วของเป้าหมายคงที่เวลาจะขึ้นกับระยะทาง D จะทำให้ได้ว่า

$$D = D_0 \pm V_d(t - t_0) \quad (4)$$

เมื่อ

D_0 คือ ระยะทางที่เวลา t_0

V_d คือ ความเร็วเชิงเส้น

เครื่องหมายของความถี่ ω_d จะขึ้นกับทิศทางเคลื่อนที่ของเป้าหมาย ดังนั้นจะเขียน

คลื่นสะท้อนดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องหมายของความถี่ ω_d จะขึ้นกับทิศทาง การเคลื่อนที่ของเป้าหมาย ดังนั้นจะเขียนคลื่นสะท้อนดังสมการ

$$\cos \left[(\omega \pm \omega_d) t - \left(\frac{2\omega D_0}{c} \pm \omega_d t_0 \right) \right]$$

ซึ่ง $\omega_d = \frac{2\omega V_d}{c}$ เป็นความถี่เชิงมุมที่เลื่อนไปมีสาเหตุมาจากเป้าหมายเคลื่อนที่ไป โคนสามารถเขียนได้เป็น

$$f_d = \frac{\omega_d}{2\pi} = \frac{2f}{c} V_d$$

เรียก f_d ว่า ความถี่ดอปเปลอร์

สมมติว่าความถี่ที่ค่อนข้างคงที่ เพื่อจะได้ผลของการคำนวณที่ถูกต้องที่สุด ถ้ามีการวัดความถี่จากคลื่นทั้งหมด m คาบ จะได้ว่า

$$L = V_d \frac{m}{f_d} = \frac{mc}{2f} = \frac{m}{2} \lambda$$

เมื่อ

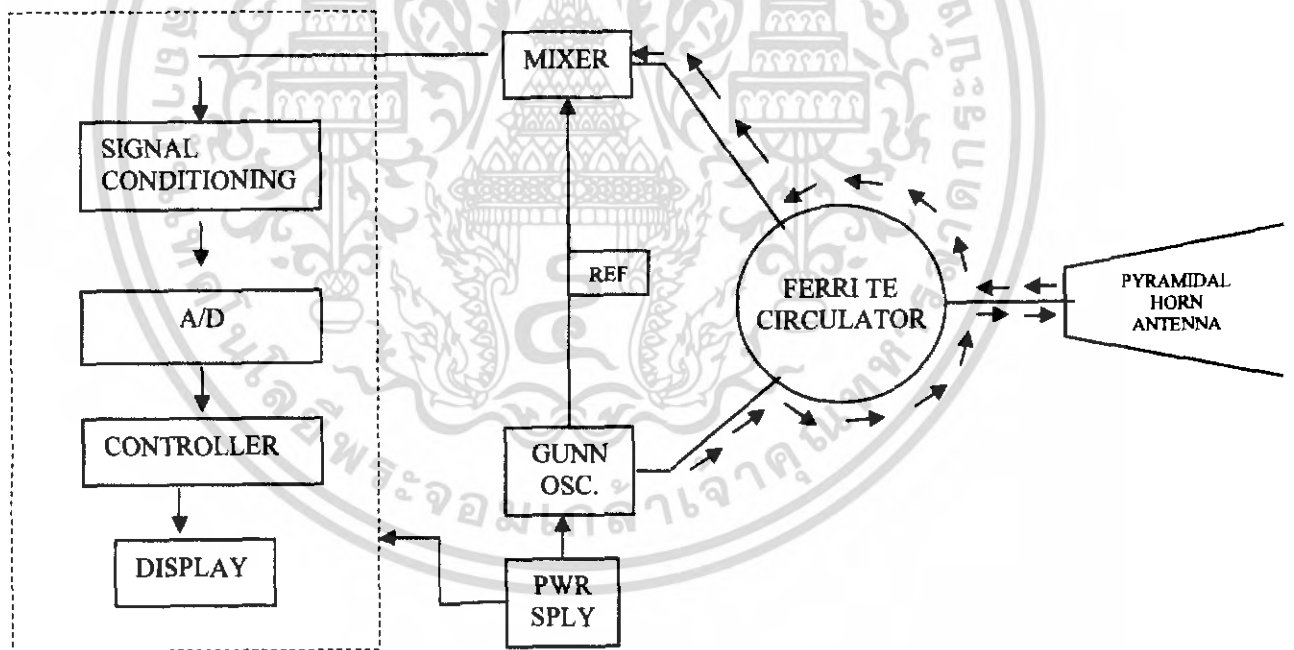
L คือ ระยะทางระหว่างแหล่งกำเนิดกับเป้า

m คือ จำนวนคาบ

λ คือ ความยาวคลื่นของสัญญาณ

2.2 ระบบไมโครเวฟในการวัดอัตราเร็ว

ในการวัดความเร็วสามารถออกแบบระบบการทำงานได้หลายแบบ ดังรูปที่ 2.2 แสดงระบบหนึ่งที่สามารถใช้ได้ ภายในระบบประกอบด้วย กันน์เพลกเซอร์ (Gunn Plexer) เป็นอุปกรณ์ส่งคลื่นและรับคลื่นสัญญาณ โครงสร้างภายในมีแหล่งกำเนิดสัญญาณแบบกันน์ไดโอดออสซิลเลเตอร์ (Gunn Diode Oscillator) ส่งไปยังเฟอร์ไรท์เซอร์คูเลเตอร์ (Ferrite Circulator) ทำหน้าที่เป็นทางผ่านของสัญญาณใช้แยกสัญญาณที่ส่งออกไปกับสัญญาณที่รับเข้ามาไม่ให้ผสมกัน โดยสัญญาณถูกส่งและรับทางสายอากาศแบบฮอร์น (Horn Antenna) เข้ามาในส่วนของไมโครเวฟมิกเซอร์ (Microwave Mixer) ทำการเปรียบเทียบผลต่างระหว่างสัญญาณที่ส่งและรับ จากนั้นนำสัญญาณนี้ไปเข้าในส่วนของการกำกับสัญญาณ (Signal Conditioning) เพื่อให้ได้สัญญาณตามต้องการ แล้วทำการแปลงสัญญาณรูปไซน์เป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม (Analog to Digital) เพื่อให้สามารถนำไปใช้ในคอนโทรลเลอร์ ประมวลผลและแสดงผลของการวัดออกทางหน้าจอ (Display)



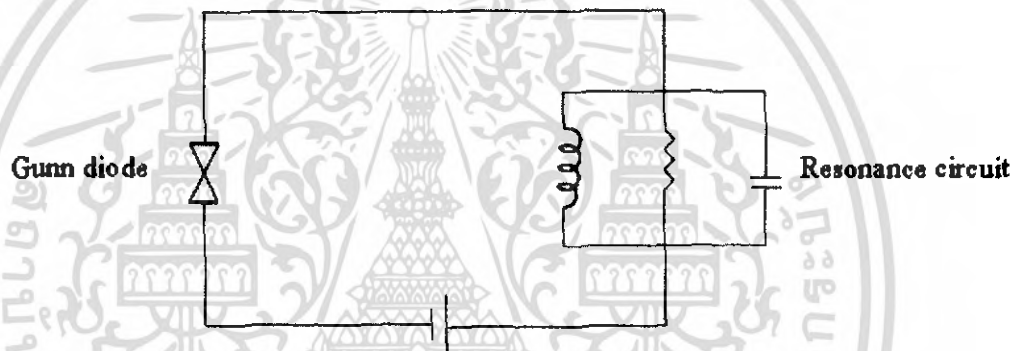
รูปที่ 2.2 แสดงโคอะแกรมการทำงานของเครื่องตรวจจับความเร็ว

2.2.1 กัณน์เพลกเซอร์ (Gunn Plexer) ประกอบด้วย

- แหล่งกำเนิดสัญญาณแบบกัณน์ไดโอด (Gunn Diode Oscillator)

เป็นแหล่งกำเนิดที่ให้คลื่นไมโครเวฟ โดยมีไดโอดแบบกัณน์ซึ่งมีชั้นสาร เช่น แกลเลียมอาเซไนด์ (Gallium-Arsenide) ชนิด N ที่มีการทำชั้นโอมิก (Ohmic Contact) ที่ปลายขั้วทั้ง 2 ด้าน บรรจุอยู่ในโพรงกำเนิด (resonator) ซึ่งทำหน้าที่เทียบได้กับแทงค์จูน (tank tune) หรือวงจรแอลซี (LC) ดังรูปที่ 2.3 ที่ความถี่ต่ำ

กัณน์ไดโอดทำงานร่วมกับวงจรการกำเนิด ซึ่งติดตั้งอยู่ภายในกล่องเดียวกัน เพื่อนำพลังงานไมโครเวฟที่เกิดขึ้นภายในส่งออกไปยังท่อนำคลื่น วงจรสมนัย (Equivalent circuit) เป็นดังรูปที่ 2.3



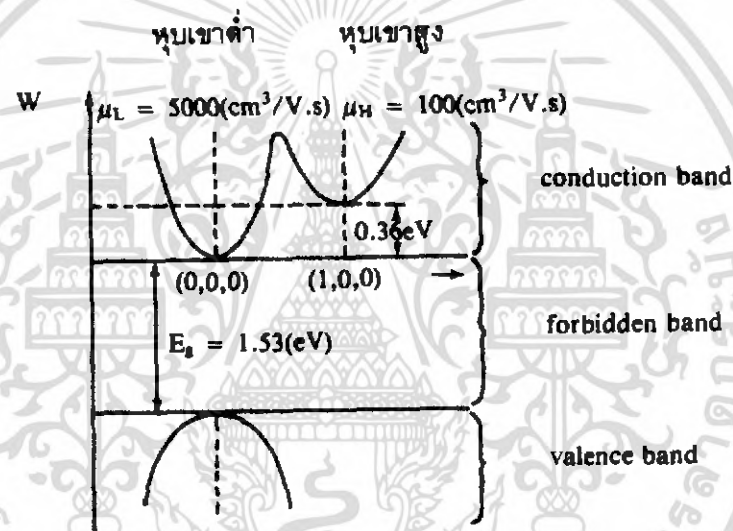
รูปที่ 2.3 แสดงวงจรสมนัยของกัณน์ไดโอดออสซิลเลเตอร์

เมื่อป้อนแรงดันไฟตรงให้กับจุดสัมผัสแบบโอมิก (ohmic contact) ในช่วงแรกจะมีกระแสไหลในลักษณะเป็นอัตราส่วนกับแรงดัน แต่เมื่อเพิ่มแรงดันจนสนามไฟฟ้าในสารกึ่งตัวนำมีค่าเกินค่าเทรชโฮลด์ค่าหนึ่ง (กรณีของ GaAs แบบ n สนามไฟฟ้าเทรชโฮลด์จะมีค่าประมาณ 3.4 kV/cm) กระแสที่ไหลจะไม่มีเสถียรภาพและเริ่มออสซิลเลต โดยที่คาบของการออสซิลเลตจะใกล้เคียงกับเวลาที่ใช้ในการส่งผ่านของพาหะ (transit time) จากจุดสัมผัสด้านหนึ่งไปยังอีกด้านหนึ่ง เวลาที่ใช้ในการส่งผ่านดังกล่าวนี้คำนวณจากค่าโมบิลิตีของสนามไฟฟ้าต่ำ (low-field mobility) กับสนามไฟฟ้าเทรชโฮลด์ดังกล่าวข้างต้น เมื่อทำการตัดความยาวของชั้นสารกึ่งตัวนำให้เป็นประมาณ $100\mu\text{m}-300\mu\text{m}$ ก็พบว่าออสซิลเลตนั้นให้ความถี่ไมโครเวฟที่มีคุณสมบัติเชิงโคฮีเรนต์ที่ออกมา

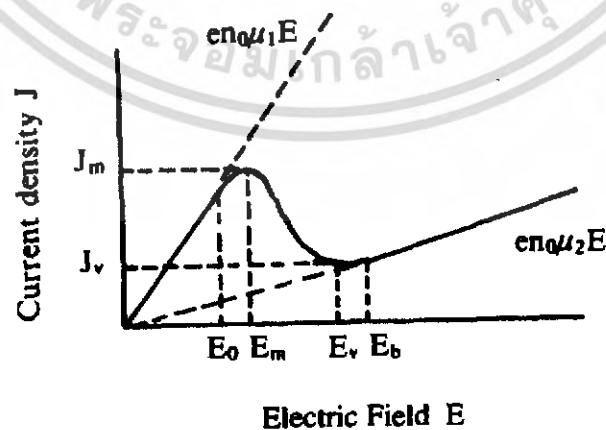
ความสัมพันธ์ระหว่างระดับพลังงานของอิเล็กตรอนกับเวฟนัมเบอร์ของอิเล็กตรอนจะได้ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.4 จากรูปจะเห็นได้ว่าเป็นโครงสร้างแบบ 2 หุบเขา (two-valley structure) ในช่วงที่สนามไฟฟ้ามีค่าไม่สูงนัก อิเล็กตรอนส่วนใหญ่จะอยู่ใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บริเวณหุบเขาค่ำ (low-valley) และเคลื่อนที่ได้ด้วยความเร็วเฉลี่ยที่แปรตรงกับ $\mu_L E$ โดยที่ μ_L เป็นโมบิลิตีในหุบเขาค่ำ และ E เป็นสนามไฟฟ้าในบัลค์ของประจุ เมื่อสนามไฟฟ้ามีค่าสูงขึ้น จะทำให้อิเล็กตรอนส่วนหนึ่งย้ายสถานะ ไปอยู่ในหุบเขาสูง (upper valley) เนื่องจากโมบิลิตีในหุบเขาสูงคือ μ_H มีค่าต่ำกว่า μ_L ประมาณ 50 เท่า จึงทำให้กระแสที่ไหลในช่วงนี้ ลดต่ำลงจากเดิมตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.5 และเกิดช่วงที่คอนดักแตนซ์เป็นลบขึ้น เมื่อสนามไฟฟ้ามีค่าสูงขึ้นไปอีก อิเล็กตรอนส่วนใหญ่จะอยู่ที่หุบเขาสูงและเคลื่อนที่ด้วยความเร็วเฉลี่ยที่แปรตาม $\mu_H E$ ซึ่งทำให้กระแสมีขนาดเพิ่มสูงขึ้นตามค่า $\mu_H E$ อีกครั้งหนึ่ง



รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานของอิเล็กตรอนกับเวฟเนมเบอร์ในสารกึ่งตัวนำ GaAs

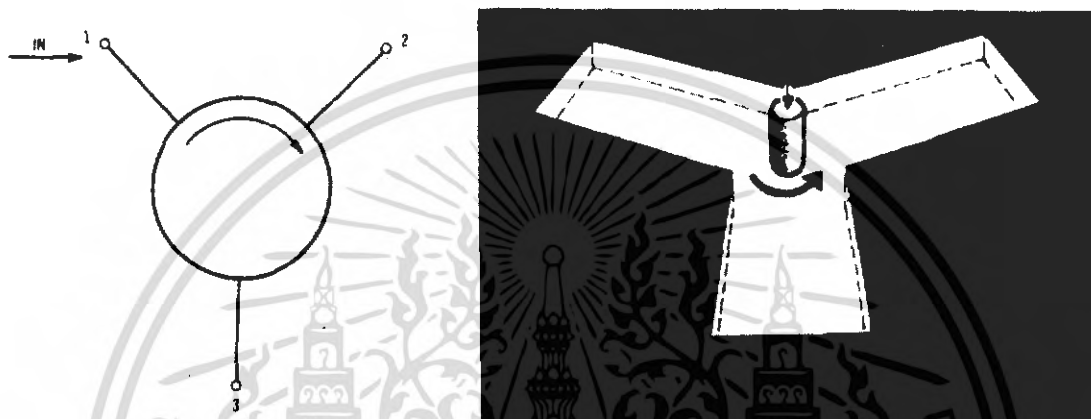


รูปที่ 2.5 การไหลของกระแสเมื่อสนามไฟฟ้ามีขนาดเปลี่ยนไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การที่เส้นโค้ง I-V ของกัมมันต์โคโอดมีบริเวณที่มีค่าคอนดักแตนซ์เป็นลบนั้นก็เป็นการบ่งบอกว่าสามารถทำเป็นออสซิลเลเตอร์ และแอมพลิฟายเออร์ได้ ดังนั้นการเกิดออสซิลเลชันในกัมมันต์โคโอดซึ่งนำไปใช้เป็นออสซิลเลเตอร์ของคลื่นไมโครเวฟ

- เฟอไรท์เซอร์กิวเลเตอร์ (Ferrites Circulators)



รูปที่ 2.6 แสดงลักษณะของเฟอไรท์เซอร์กิวเลเตอร์

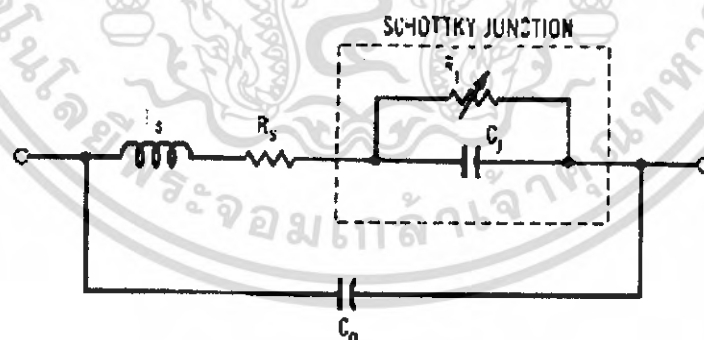
เฟอไรท์เซอร์กิวเลเตอร์เป็นอุปกรณ์หรือคอมโพเนนต์เกี่ยวกับความถี่ไมโครเวฟ ซึ่งมีอินพุตหรือเอาต์พุตพอร์ต 3 ช่องทาง หรืออาจจะมากกว่านั้น ถ้าคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเข้าที่พอร์ต 1 จะสามารถผ่านออกไปได้เฉพาะทางพอร์ต 2 เพียงช่องทางเดียวเท่านั้น คลื่นซึ่งเข้าที่พอร์ต 2 ก็สามารถออกไปได้ทางพอร์ต 3 เท่านั้น และคลื่นที่เข้าพอร์ต 3 ก็จะออกได้ที่พอร์ต 1 เพียงช่องทางเดียวเช่นกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.6 ตัวเซอร์กิวเลเตอร์ที่มี 3 พอร์ตนี้มีแกนเฟอไรท์อยู่ตรงกลาง ซึ่งจะถูกเหนี่ยวนำด้วยสนามแม่เหล็กคงที่ H_0 ตลอดแนวแกนการหมุนของคลื่นในแกน ซึ่งให้สัญญาณคลื่นวิทยุ (RF Signal) ที่พอร์ตที่ 3 เป็นไม่มีค่าแล้วค่าสัญญาณคลื่นวิทยุที่พอร์ตที่ 2 จะมีค่าเท่ากับสัญญาณอินพุตที่พอร์ตที่ 1 หมายความว่าเมื่อป้อนสัญญาณเข้าที่พอร์ตที่ 1 สัญญาณเอาต์พุตจะออกที่พอร์ตที่ 2

เฟอไรท์เป็นแม่เหล็กออกไซด์ของเหล็ก โดยปกติแล้วจะมีอยู่ในโลหะชนิดอื่นๆ เช่น นิกเกิล (Nickel) และ แมงกานีส (Manganese) หรือ ออกไซด์ของโลหะที่หายาก เช่น ยทเทรียม (Yttrium) สารพวกนี้รวมกันให้ค่าสภาพซึมซาบที่สูง ค่าความต้านทานสูงและทำให้คลื่นไมโครเวฟสามารถเพิ่มในเฟอไรท์จนไม่มีขีดจำกัดได้

คุณสมบัติแม่เหล็กของเฟอร์ไรต์เป็นพื้นฐานทออล (Fundamental) เนื่องจากแมกเนติกไดโพลโมเมนต์ (Magnetic dipole moment) ของการสปินอิเล็กตรอน (Spinning electrons) แต่ละอะตอมประกอบด้วยหนึ่งหรือมากกว่าอิเล็กตรอนที่ไม่คู่ ดังนั้นอะตอมคือตาข่ายสนามแม่เหล็กโมเมนต์ ถ้าเฟอร์ไรต์ถูกวางอยู่ในสนามแม่เหล็กคงที่โมเมนต์ของอะตอมที่ต่อกันเป็นแนวเดียวจะไม่ขนาบกับสนามภายใน

- ไมโครเวฟมิกเซอร์ (Microwave Mixer)

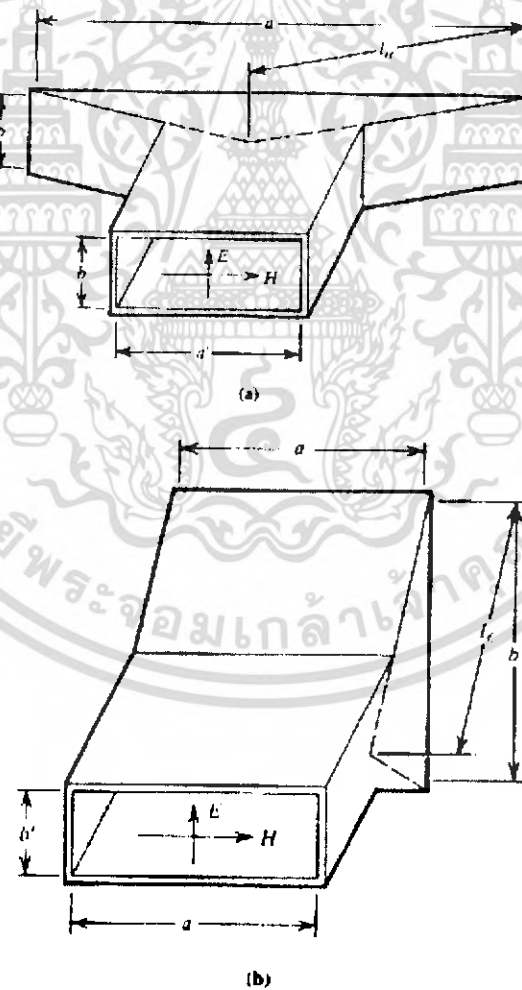
ไมโครเวฟมิกเซอร์ เป็นคอมโพเนนต์แบบมี 2 อินพุต มิกเซอร์ไดโอดที่ใช้เป็นอุปกรณ์แบบนอนลิเนียร์ ถูกออกแบบมาเพื่อใช้ในการคิเทคสัญญาณ, การแปลงสัญญาณความถี่ การผลิตสัญญาณฮาร์โมนิก โดยจะทำการเปลี่ยนสัญญาณความถี่อินพุต 2 สัญญาณให้เป็นสัญญาณผลบวก และผลต่างของสัญญาณอินพุต ไดโอดที่ใช้ทำงานในย่านความถี่ไมโครเวฟจะมีค่าคาปาซิแตนซ์ (Capacitance) อินดักแตนซ์ (Inductance) และมีค่า noise figure ต่ำ สามารถทำงานได้ตั้งแต่ย่านความถี่ 100 GHz ไมโครเวฟไดโอดที่ใช้กันมีชื่อเรียกว่า พ้อยท์คอนแทคซิลิกอน แกลเลียมอาร์เซไนด์ หรือช็อกกี้บารีเออร์ไดโอด (Point contact silicon, Gallium arsenide or schottky barrier diode) วงจรสมมูล (Equivalent circuit) เป็นดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรสมมูลไมโครเวฟมิกเซอร์

2.2.2 สายอากาศแบบฮอร์น (Horn Antenna)

ฮอร์นแอนเทนนา เป็นสายส่งสัญญาณชนิดหนึ่งที่จะทำการส่งคลื่นตามขวาง โดยระยะการส่งสัญญาณจะขึ้นกับขนาดและการออกแบบของฮอร์น จากรูปที่ 2.8a จะเรียกฮอร์นชนิดนี้ว่า H-plane sectoral horn เนื่องจากจะสามารถแผ่สนามแม่เหล็กเพียงอย่างเดียวออกไปทางปากสายส่งสัญญาณ โดยที่เส้นผ่านศูนย์กลางเวฟไกด์ a จะขยายเป็น a เมื่อเส้นผ่านศูนย์กลาง b มีค่าคงที่และ l_h เป็นความยาวด้านเฉียง จากรูปที่ 2.8b จะเรียกฮอร์นชนิดนี้ว่า E-plane sectoral horn เนื่องจากจะสามารถแผ่สนามแม่ไฟฟ้าเพียงอย่างเดียวในช่องตรงกลาง โดยที่เส้นผ่านศูนย์กลางเวฟไกด์ b จะขยายเป็น b เมื่อเส้นผ่านศูนย์กลาง a มีค่าคงที่และ l_e เป็นความยาวด้านเฉียง ซึ่งเมื่อทั้งสองเส้นผ่านศูนย์กลางทั้งด้าน a และ b มีการแผ่ออกที่เท่ากันจะเรียกฮอร์นชนิดนี้ว่าฮอร์นพีระมิด (pyramidal horn) ดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.8 แสดง sectoral horns viewed from waveguide end : (a) H-plane; (b) E-plane

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 แสดง Pyramidal Horn antenna

ค่า gain ขึ้นอยู่กับความยาวคลื่นเส้น , ผ่าศูนย์กลาง a และ b และ ความยาวของการเอียง ค่ากำลัง gain ของฮอร์นรูปสี่เหลี่ยมมุมฉากจะเป็น

$$G = G_0 R_E R_H$$

เมื่อ R_E และ R_H คือ ค่า gain reduction factor ของ H-plane และ E-plane ที่จะมีค่าขึ้นกับระยะทาง

G_0 คือ ค่า far-field gain ของช่องสี่เหลี่ยมมุมฉากมีค่าเป็น

$$G_0 = 32ab/\pi\lambda^2$$

สามารถเขียนให้อยู่ในรูปเดซิเบลเป็น

$$G_0(\text{dB}) = 10\log(32ab/\pi\lambda^2)$$

ดังนั้น gain ของฮอร์นพีระมิดจะเป็น

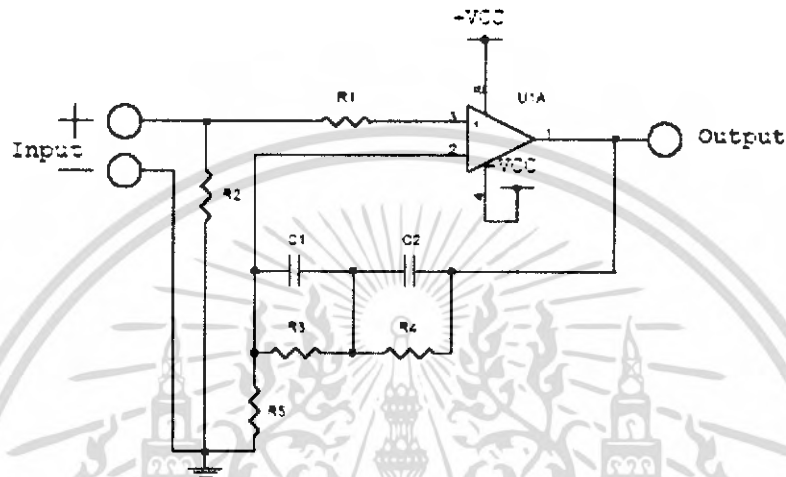
$$G(\text{dB}) = G_0(\text{dB}) + R_E(\text{dB}) + R_H(\text{dB})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 การปรับสภาพสัญญาณ (Signal Conditioning)

2.3.1 ปริแอมพลิฟายเออร์ (Preamplifier)

วงจรปริแอมพลิฟายเออร์เป็นวงจรที่ช่วยในการลดสัญญาณรบกวนและขยายสัญญาณเพียงเล็กน้อย วงจรที่ใช้เป็นดังรูปที่ 2.10

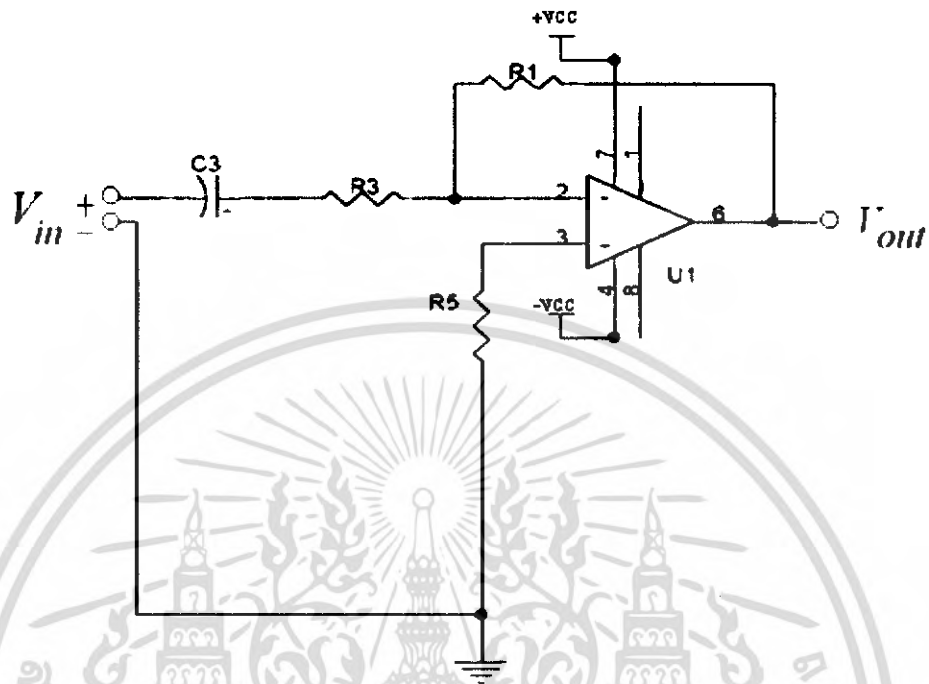


รูปที่ 2.10 แสดงวงจรปริแอมพลิฟายเออร์

2.3.2 แอมพลิฟายเออร์ (Amplifier)

เนื่องจากสัญญาณที่เข้ามามีขนาดเล็กอาจมองเห็นไม่ชัดเจน จึงต้องมีการทำการขยายสัญญาณ เพื่อให้ได้ขนาดสัญญาณตามต้องการ วงจรขยายที่ใช้จะเป็นแบบกลับเฟส (Inverting amplifier) ซึ่งวงจรนี้จะให้สัญญาณความดันขาออก (Output) ต่างเฟสไปจาก

อินพุต 180° ดังรูป 2.10 โดยมี $V_{out} = -\left(\frac{R_1}{R_3}\right) V_{in}$

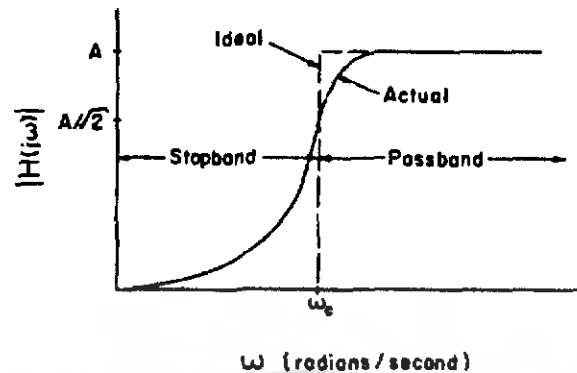


รูปที่ 2.11 แสดงวงจรขยายแบบกลับเฟส

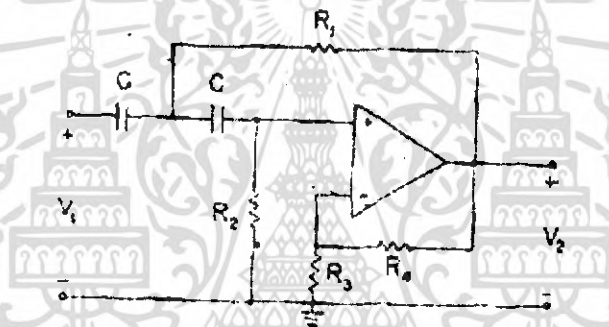
2.3.3 วงจรกรองความถี่ (Filter)

วงจรกรองความถี่หรือวงจรฟิลเตอร์จะมีหน้าที่คือยอมให้สัญญาณของความถี่ที่ต้องการผ่านเข้าไปได้ ในขณะที่เดียวกันก็จะกำจัดลดทอนความถี่อื่นที่นอกเหนือจากความถี่ที่ต้องการ โดยทั่วไปจะมีทั้งวงจรกรองความถี่สูง ความถี่ต่ำ หรือเฉพาะช่วงความถี่ที่ต้องการ ซึ่งความถี่ที่ไม่ต้องการในโครงการนี้ก็จะเป็นความถี่ต่ำที่ยังสามารถผ่านมิกเซอร์มาได้หรือความถี่น้อยๆ มีผลทำให้สัญญาณไม่เป็นไปตามต้องการ ดังนั้นจึงต้องมีวงจรกรองความถี่สูงผ่าน(High-Pass Filter) คุณสมบัติของวงจรนี้แสดงได้ดังรูปที่ 2.11 แสดงกราฟการตอบสนองเชิงขนาดของสัญญาณ โดยเส้นประแสดงถึงการตอบสนองเชิงขนาดของสัญญาณในทางอุดมคติ ส่วนเส้นทึบแสดงถึงการตอบสนองเชิงขนาดของสัญญาณในทางปฏิบัติ ส่วนรูปที่ 2.12 จะแสดงวงจรกรองความถี่สูงซึ่งค่าของตัวเก็บประจุ C และตัวต้านทาน R สามารถออกแบบคำนวณหาเพื่อให้สอดคล้องกับความถี่ที่ต้องการกรองได้ดังนี้

$$f = \frac{\sqrt{2}}{4\pi R_1 C} \quad \text{โดยที่ } R_2 = R_3 \quad \text{และ } R_1 = \frac{R_2}{2}$$



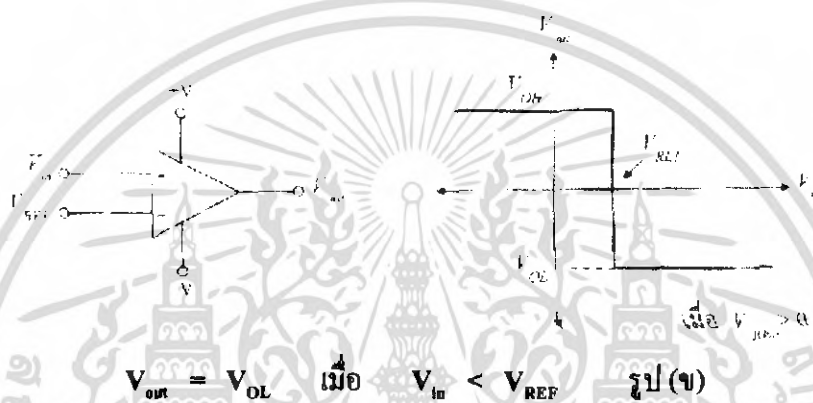
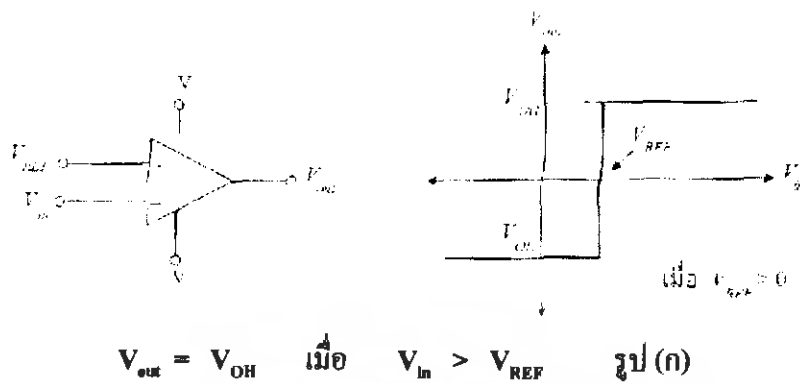
รูปที่ 2.12 แสดงกราฟการตอบสนองของการกรองความถี่สูง



รูปที่ 2.13 แสดงวงจรกรองความถี่สูง(High-Pass Filter)

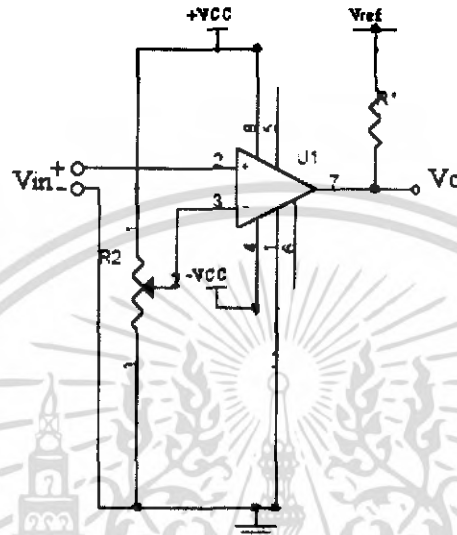
2.3.4 วงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Voltage Comparators)

หน้าที่ของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน คือ ทำการเปรียบเทียบแรงดันอินพุตที่ป้อนให้ วงจรกับแรงดันอ้างอิงที่ตั้งไว้แล้วทำให้เกิดแรงดันเอาต์พุตของวงจรเปลี่ยนแปลงอยู่สองสถานะ คือ สถานะสูง (high) กับ สถานะต่ำ (low) เท่านั้น วงจรเปรียบเทียบแรงดันและกราฟคุณสมบัติของวงจรแสดงได้ดังรูป 2.13 ซึ่งการทำงานของวงจรมีความสัมพันธ์สรุปได้ดังนี้คือ



รูปที่ 2.14 แสดงวงจรเปรียบเทียบแรงดันและกราฟคุณสมบัติของวงจร

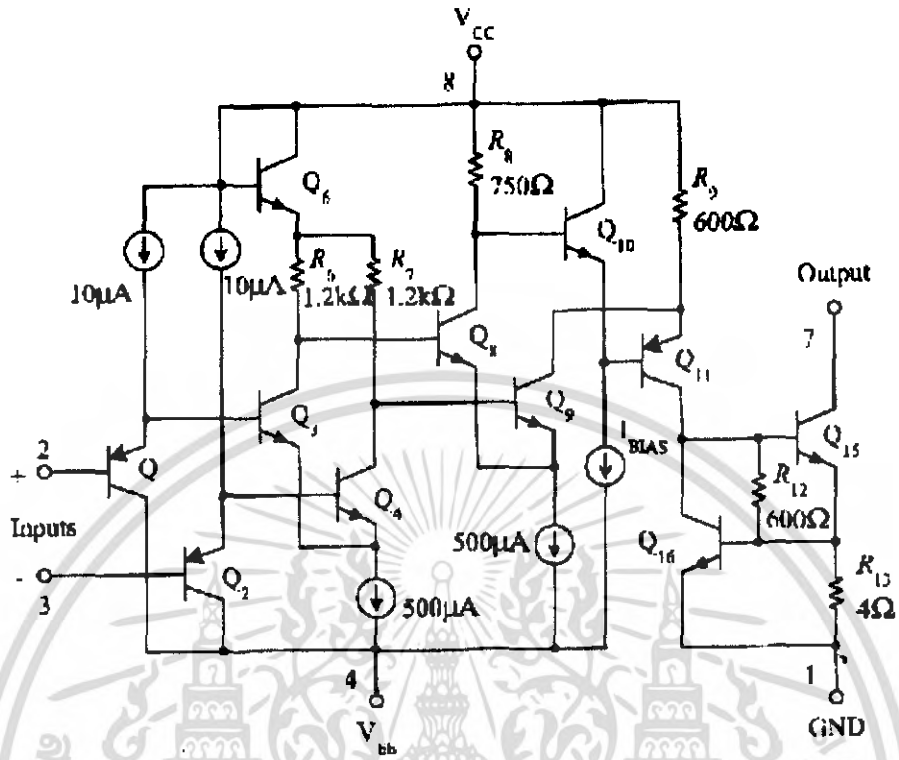
เมื่อ V_{OH} และ V_{OL} คือแรงดันเอาต์พุตอิ่มตัวของออปแอมป์ (OP-AMP saturation voltages) ในสภาวะสูงและสภาวะต่ำ ตามลำดับ วงจรเปรียบเทียบแรงดันที่ใช้จะทำการเทียบเป็นแรงดันระหว่าง 0 โวลต์ และ 5 โวลต์



รูปที่ 2.15 แสดงวงจรเปรียบเทียบแรงดัน

2.3.4.1 ไอซีเปรียบเทียบแรงดันเบอร์ 331 (IC Comparator)

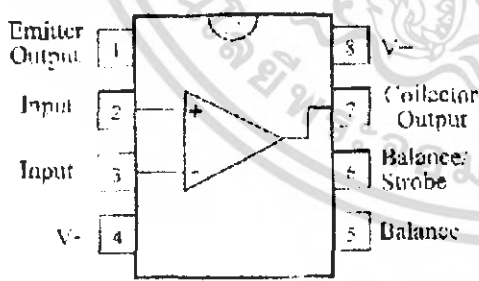
ไอซีเปรียบเทียบแรงดันที่มีการนำมาใช้อย่างแพร่หลายมากที่สุดเบอร์หนึ่ง ก็คือ เบอร์ LM311 ซึ่งมีรายละเอียดภายในวงจรและคircuit ไอซีที่ใช้ดังแสดงในรูปที่ 2.15ก การทำงานภายในวงจรสามารถอธิบายได้พอสังเขปได้ดังนี้คือ วงจรภาคอินพุตส่วนหน้า ประกอบด้วยวงจรขยายสัญญาณอิมิตเตอร์ตาม (emitter follower) Q_1 และ Q_2 ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรบัฟเฟอร์รับสัญญาณอินพุตและรับส่งสัญญาณให้กับวงจรขยายสัญญาณผลต่าง (differential amplifier) Q_3 และ Q_4 จากนั้น Q_3 และ Q_4 จะขยายสัญญาณก่อนส่งต่อไปให้กับ Q_{11} ทำหน้าที่ขยายสัญญาณอีกครั้งหนึ่งพร้อมทั้งแปลงให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นแบบปลายเดี่ยว (single-ended output) เพื่อขับให้ทรานซิสเตอร์ Q_{15} นำกระแส (on) หรือหยุดนำกระแส (off) นั้นเอง



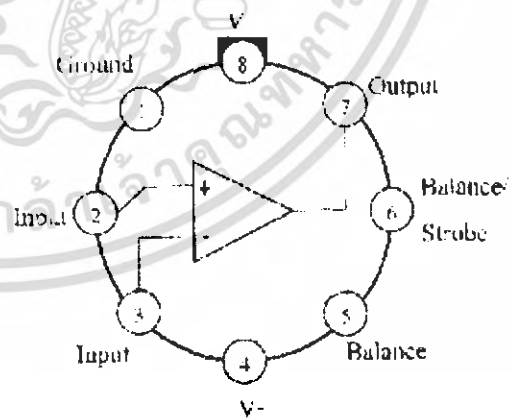
(ก) รายละเอียดภายใน

Dual-In-Line Package

Can package



TOP VIEW



TOP VIEW

(ข) ตัวถังไอซีแบบ DIP (dual-in-line-package) และแบบกระป๋อง (can package)

รูปที่ 2.16 แสดงไอซีเปรียบเทียบแรงดันเบอร์ LM311

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นเมื่อแรงดันขาอินพุทไม่กลับเฟส (V^+) มีค่าน้อยกว่าแรงดันที่ขาอินพุทกลับเฟส (V) หรือ ($V^+ < V$) และ Q_{11} จะจ่ายกระแสเบสให้กับ Q_{15} ทำให้ Q_{15} หยุดทำงานไม่นำกระแสเช่นกัน จึงสรุปการทำงานของวงจร ได้เป็น

$$Q_{15} = \text{off} \quad \text{เมื่อ} \quad V^+ > V$$

และ

$$Q_{15} = \text{on} \quad \text{เมื่อ} \quad V^+ < V$$

ขณะที่ทรานซิสเตอร์ Q_{16} และ R_{13} ทำหน้าที่ป้องกันทรานซิสเตอร์ Q_{15} เสียหายกรณีเกิดกระแสไหลผ่าน Q_{15} มากเกินพิกัดที่สามารถทนได้ กล่าวคือ เมื่อเกิดกระแสไหลที่ Q_{15} สูงมากขึ้นเรื่อยๆ จะทำให้แรงดันคั่นคร่อม R_{13} (หรือก็คือ V_{BE} ของ Q_{16}) เพิ่มขึ้นตามไปด้วยจนกระทั่งแรงดันคั่นคร่อม R_{13} มีค่ามากพอที่จะทำให้ Q_{16} นำกระแสแบ่งกระแสจากกระแสเบสของ Q_{15} (I_{B15}) ดังนั้นเมื่อ I_{B15} ลดลงจึงเป็นผลให้กระแสไหลผ่าน Q_{15} ($I_{C15} = \beta_{15} \cdot I_{B15}$) มีค่าลดลงด้วยจึงสามารถป้องกัน Q_{15} เสียหายเนื่องจากกระแสไหลเกินพิกัดได้

2.4 PIC16F87X Microcontroller

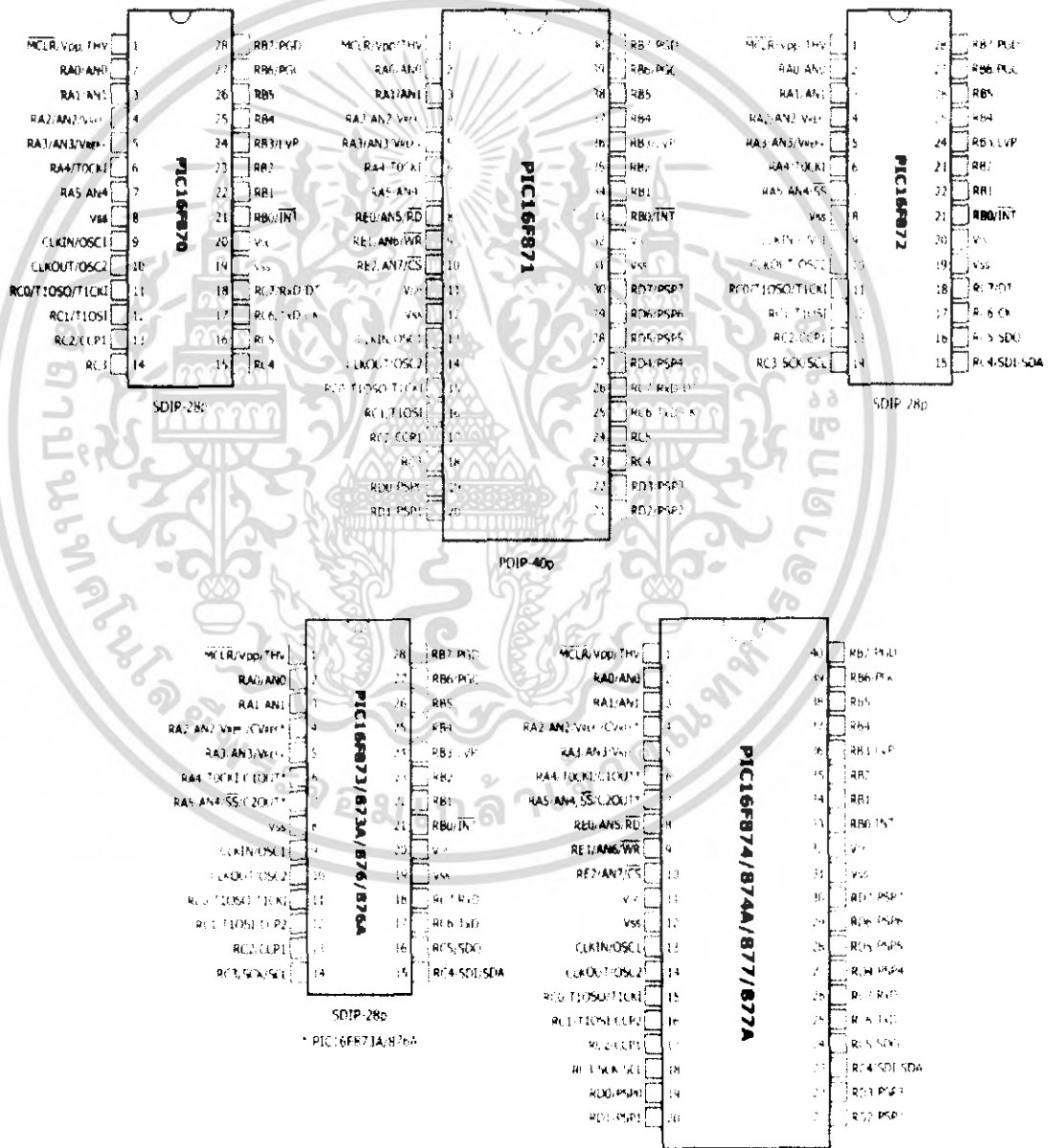
เมื่อทำการออกแบบระบบการทำงานของเครื่องเสร็จ ก็ทำการเลือกไมโครคอนโทรลเลอร์ให้เหมาะสมกับงาน เนื่องจากเงื่อนไขต่างๆ ไม่ว่าจะเป็น ระยะเวลาของเครื่อง ความเร็วรถยนต์ จึงจำเป็นที่จะต้องใช้คอนโทรลเลอร์ที่มีความเร็วในการประมวลผลสูง ในที่นี่ใช้ PIC16F877 ซึ่งมีสัญญาณนาฬิกา 20 MHz และมีการกระทำคำสั่งที่เรียกว่า ไปป์ไลน์ (pipeline) ทำให้สามารถเฟตช์คำสั่งถัดไป ในขณะที่กำลังเอ็กคิวต์คำสั่งในปัจจุบัน ส่งผลให้ความเร็วในการทำงานเพิ่มมากขึ้น นั่นจึงเป็นที่มาของความสามารถในการกระทำคำสั่ง 1 คำสั่งภายในสัญญาณนาฬิกา 1 ลูก (เฟตช์ (fetch) เป็นการเรียกคำสั่งออกมาจากหน่วยความจำโปรแกรมแล้วแปลเป็นเลขฐานสิบหกให้ซีพียูเข้าใจ ส่วนการเอ็กคิวต์ (execute) เป็นการกระทำคำสั่งให้เกิดผลลัพธ์ตามที่คำสั่งนั้นกำหนด)

ไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC16C87X เป็นชิพที่ใช้เทคโนโลยี ซิมอส (CMOS) ซึ่งมีราคาถูกแต่ให้ มีคุณภาพ สูง PIC16C87X เป็นสถาปัตยกรรมแบบอาร์ไอเอสซี (RISC) โดยมีชุดคำสั่งเพียง 33 คำสั่งเดียว คำสั่งทั้งหมดเป็นไบเทิลเดียว (200 นาโนวินาที) ยกเว้นคำสั่งที่ใช้ในการ กระโดดข้ามโปรแกรมจะใช้ 2 ไบเทิลผลิตภัณฑ์ที่ใช้ชิพ PIC16C87X จะมีคุณลักษณะพิเศษคือ ช่วยลดต้นทุนของระบบและประหยัดไฟ ทั้งยังมีเครื่องมือ (tool) มากมายคอยสนับสนุน ได้แก่ แอสเซมบลอร์ (assembler) ซอฟต์แวร์ซิมูเลเตอร์ (software simulator) โดยที่เครื่องมือเหล่านี้สามารถใช้ได้บนเครื่องไอบีเอ็ม พีซี (IBM PC)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PIC16C87X เหมาะสำหรับการใช้งานในเครื่องจักรกลที่ต้องการความเร็วสูง (high-speed automotive) และ เครื่องใช้ ที่ควบคุมด้วยมอเตอร์ เทคโนโลยีอีพรอม (EPROM) ทำให้การใช้งานโปรแกรมประยุกต์ (transmitter codes, motor speeds, receiver frequencies, etc.) เป็นไปอย่างรวดเร็วและสะดวกสบาย

เนื่องจากแพ็คเกจที่ใช้ชิพ PIC16C87X มีขนาดเล็ก จึงเหมาะสำหรับงานที่ต้องใช้เนื้อที่จำกัด และด้วยราคาที่ถูก อีกทั้ง ยังกินไฟน้อย จึงเป็นการง่ายที่จะใช้ ชิพ PIC16C87X แม้นงานที่ๆไม่เคยมีการใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ มาก่อนเลยก็ตาม



รูปที่ 2.17 แสดงการจัดขาของไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC16F877

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.1 สมบัติทางเทคนิคของ PIC16F87x

สมบัติหลัก

- จัดเป็นแบบ RISC (Reduced Instruction-Set Computer) มีคำสั่งใช้งานเพียง 35 คำสั่ง
- สามารถกระทำคำสั่งโดยใช้สัญญาณเพียงหนึ่งลูก ยกเว้นคำสั่งกระโดด
- ความถี่สัญญาณนาฬิกา ตั้งแต่ไฟตรงถึง 20 MHz
- หน่วยความจำโปรแกรม
 - 2 กิโลเวิร์ด สำหรับ PIC16F870/871/872
 - 4 กิโลเวิร์ด สำหรับ PIC16F873(A)/874(A)
 - 8 กิโลเวิร์ด สำหรับ PIC16F876/876A/877/877A
- หน่วยความจำข้อมูลแรมหรือรีจิสเตอร์
 - 128 ไบต์ สำหรับ PIC16F870/871/872
 - 192 ไบต์ สำหรับ PIC16F873(A)/874(A)
 - 368 ไบต์ สำหรับ PIC16F876(A)/877(A)
- ขนาดหน่วยความจำข้อมูลอีพรอม
 - 64 ไบต์ สำหรับ PIC16F870/871/872
 - 128 ไบต์ สำหรับ PIC16F873(A)/874(A)
 - 256 ไบต์ สำหรับ PIC16F876(A)/877(A)
- ตอบสนองแหล่งกำเนิดอินเตอร์รัปต์สูงสุดถึง 15 แหล่ง ขึ้นกับเบอร์ของไมโครคอนโทรลเลอร์
- มีสเต็ก 8 ระดับ
- มีวงจรเพาเวอร์อนรีเซต (POR)
- เพาเวอร์อัปไทมเมอร์ (PWRT) และออสซิลเลเตอร์สตาร์ทอัปไทมเมอร์ (OST)
- มีวงจรวอตช์ดีด็อกไทมเมอร์ (WDT) ที่มีวงจรออสซิลเลเตอร์ในตัว ทำให้มีความน่าเชื่อถือในการทำงานสูง
- เลือกป้องกันข้อมูลทั้งในหน่วยความจำข้อมูลสามารถเลือกระดับการป้องกันได้
- มีโหมดประหยัดพลังงาน
- สามารถโปรแกรม โดยใช้แรงดัน +5V ได้
- แก้ไขข้อมูลในหน่วยความจำโปรแกรมด้วยกระบวนการ ICD (In-circuit Debugger) ผ่านพอร์ตเพียง 2 ขา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ซีพียูสามารถอ่านและเขียนหน่วยความจำโปรแกรมได้
- ไฟเลี้ยง +2 ถึง +5.5 V
- กระแสซิงก์และซอร์สของพอร์ต 25 mA
- การใช้พลังงานไฟฟ้าในกรณีไม่ขับโหลด
 - น้อยกว่า 2 mA ที่ไฟเลี้ยง +5V และสัญญาณนาฬิกา 4 MHz
 - 20 μ A ที่ไฟเลี้ยง +3V และสัญญาณนาฬิกา 32 kHz
 - น้อยกว่า 1 μ A ในโหมดประหยัดพลังงานหรือสแตนด์บาย

2.4.2 สมบัติเพิ่มเติม

- ไทเมอร์ 3 ตัว คือ ไทเมอร์ 0 ขนาด 8 บิต มีปริสเกลเลอร์ขนาด 8 บิตในตัว , ไทเมอร์ 1 ขนาด 16 บิต พร้อมปริสเกลเลอร์ และ ไทเมอร์ 2 ขนาด 8 บิต มีปริสเกลเลอร์ , โปสต์สเกลเลอร์ และ รีจิสเตอร์คาบเวลา (period register) ขนาด 8 บิตในตัว
- มีโมดูล CCP 2 ชุด โดยส่วนตรวจจับสัญญาณหรือแคปเจอร์(Capture) มีขนาด 16 บิต ความละเอียดสูงสุด 12.5 นาโนวินาที ส่วนเปรียบเทียบสัญญาณ (Compare) มีขนาด 16 บิต ความละเอียดสูงสุด 200นาโนวินาที วงจร PWM มีความละเอียดสูงสุด 10 บิต
- มีวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอลขนาด 10 บิต (5 ช่องสำหรับ PIC16F873(A)/876(A) และ 8 ช่อง สำหรับ PIC16F874(A)/877(A))
- วงจรเชื่อมต่ออุปกรณ์อนุกรมทั้ง SPI และ บัส I²C
- วงจรสื่อสารข้อมูลอนุกรม (USART) พร้อมการตรวจจับแอดเครส 9 บิต

นอกจากนี้ขนาดของหน่วยความจำทั้งส่วนโปรแกรม ข้อมูล รีจิสเตอร์ และ หน่วยความจำอีพรอม ในไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC16F87X ก็เพิ่มมากขึ้น โดยสามารถสรุปสมบัติทางเทคนิค ในตารางที่ 2.1 เป็นรายละเอียดของการทำงานในแต่ละขาสัญญาณของไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC16F87X โดยเน้นไปที่ PIC16F873/876 และ PIC16F874/877 ตัวเลขในวงเล็บคือตำแหน่งขาของ PIC16F874/877 การทำงานและการใช้ขาสัญญาณทั้งหมดของไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC16F87x

ตาราง 2.1 ตารางสรุปการทำงานขาพอร์ตทั้งหมดของไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC16F87x
เบอร์ต่างๆ (มีต่อ)

ชื่อขา	ตำแหน่งขา	ชนิดขั้วขนา	ชนิดของวงจรมัลติเพล็กซ์	รายละเอียดการทำงาน
OSC1/CLKIN	1 (13)	อินพุต	ชนิดตัวทวีคูณเฟส ⁽³⁾⁽⁴⁾	ขาต่อคริสตัลกับสัญญาณนาฬิกาจากภายนอก
OSC2/CLKOUT	2 (14)	เอาต์พุต		ขาต่อคริสตัลในโหมด RC เป็นขาเอาต์พุต สัญญาณนาฬิกาความถี่ 1.4 ของสัญญาณที่ขา OSC1
MCLR/Vpp		อินพุต	ชนิดตัวทวีคูณเฟส	- ขารับสัญญาณรีเซ็ตหลัก (Master Clear Input) ทำงานที่ลอจิก 0 - ขารับแรงดันโปรแกรม (programming voltage)
ขาพอร์ต A เป็นขาพอร์ต 2 บิต				
RA0/AN0	2	อินพุต เอาต์พุต	พีพีแอล-อนาล็อก	- ขาพอร์ต RA0 - อินพุตวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล ช่อง 0
RA1/AN1	3	อินพุต เอาต์พุต	พีพีแอล-อนาล็อก	- ขาพอร์ต RA1 - อินพุตวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล ช่อง 1
RA2/AN2/VREF/ CVREF*	4	อินพุต เอาต์พุต	พีพีแอล-อนาล็อก	- ขาพอร์ต RA2 - อินพุตวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล ช่อง 2 - อินพุตเอาต์พุตอ้างอิงของวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล เอาต์พุตระดับต่ำ (เมื่อใช้ไมโครแปลงสัญญาณ PIC16F87xA)
RA3/AN3/VREF*	5	อินพุต เอาต์พุต	พีพีแอล-อนาล็อก	- ขาพอร์ต RA3 - อินพุตวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล ช่อง 3 - อินพุตระดับต่ำอ้างอิงของวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล
RA4/TOCKI/ C1OUT*	6	อินพุต เอาต์พุต	ชนิดตัวทวีคูณเฟส	- ขาพอร์ต RA4 ควบคุมพัลส์ที่ขาตัวทวีคูณโรตารีสวิตช์ - อินพุตสัญญาณนาฬิกาของตัวทวีคูณเฟส - เอาต์พุตวงจรมีขั้วเทียบแรงดันของขาของ 1 (PIC16F87xA)
RA5/AN4/SS/ C2OUT*	7	อินพุต เอาต์พุต	พีพีแอล-อนาล็อก	- ขาพอร์ต RA5 - อินพุตวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล ช่อง 4 - ขั้วต่อ Slave Select ใช้งานการสื่อสารอนุกรมแบบซีโรนิต - เอาต์พุตวงจรมีขั้วเทียบแรงดันของขาของ 2 (PIC16F87xA)
ขาพอร์ต B เป็นขาพอร์ต 8 บิต สามารถกำหนดให้ขาเป็นขาพอร์ตอินพุตหรือขาพอร์ตเอาต์พุตได้				
RB0/INT	21 (33)	อินพุต เอาต์พุต	พีพีแอล-ชนิดตัวทวีคูณเฟส	- ขาพอร์ต RB0 - อินพุตรับสัญญาณ เชนอินเตอร์รัปต์จากภายนอก
RB1	22 (34)	อินพุต เอาต์พุต	พีพีแอล	- ขาพอร์ต RB1
RB2	23 (35)	อินพุต เอาต์พุต	พีพีแอล	- ขาพอร์ต RB2
RB3/LVP	24 (36)	อินพุตเอาต์พุต	พีพีแอล	- ขาพอร์ต RB3 - อินพุตรับแรงดันโปรแกรมต่ำ (+5V) ถ้าเอ็นเอเบิลไว้
RB4	25 (37)	อินพุต เอาต์พุต	พีพีแอล	- ขาพอร์ต RB4 และสามารถเกิดอินเตอร์รัปต์เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงลอจิกขึ้นที่ขา นี้ หากเอ็นเอเบิลไว้
RB5	26 (38)	อินพุต เอาต์พุต	พีพีแอล	- ขาพอร์ต RB5 และสามารถเกิดอินเตอร์รัปต์เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงลอจิกขึ้นที่ขา นี้ หากเอ็นเอเบิลไว้
RB6/PGC	27 (39)	อินพุต เอาต์พุต	พีพีแอล ชนิดตัวทวีคูณเฟส ⁽²⁾	- ขาพอร์ต RB6 - เป็นขาสัญญาณนาฬิกาของการดับในวงจร (ICD) - สามารถเกิดอินเตอร์รัปต์เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงลอจิกขึ้นที่ขา นี้ หากเอ็นเอเบิลไว้
RB7/PGD	28 (40)	อินพุต เอาต์พุต	พีพีแอล ชนิดตัวทวีคูณเฟส ⁽²⁾	- ขาพอร์ต RB7 - เป็นขาสัญญาณข้อมูลของการดับในวงจร (ICD) - สามารถเกิดอินเตอร์รัปต์เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงลอจิกขึ้นที่ขา นี้ หากเอ็นเอเบิลไว้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 2.1 ตารางสรุปการทำงานของขาพอร์ตทั้งหมดของไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC16F87x เบอร์ดต่างๆ (มีต่อ)

ชื่อขา	ตำแหน่งขา	ชนิดของขา	ชนิดของวงจรมัลติเพล็กซ์	รายละเอียดการทำงาน
ขาพอร์ต C เป็นขาพอร์ต 2 ทิศทาง				
RC0/T1OSO/ T1CKI	(15)	อินพุต เซลล์พุช	ชนิดตัวรีเลย์	ขาพอร์ต RC0 - อินพุตวงจรมัลติเพล็กซ์โดยเลือกโหมด 1 - อินพุตสัญญาณแบบ พิก ของโหมด 1
RC1/T1OSI/ CCP2	(16)	อินพุต เซลล์พุช	ชนิดตัวรีเลย์	ขาพอร์ต RC1 - อินพุตวงจรมัลติเพล็กซ์โดยเลือกโหมด 1 - อินพุตวงจรมัลติเพล็กซ์โดยเลือกโหมดเปรียบเทียบ - เซลล์พุช PWM สำหรับโหมด CCP2
RC2/CCP1	(17)	อินพุต เซลล์พุช	ชนิดตัวรีเลย์	ขาพอร์ต RC2 - อินพุตวงจรมัลติเพล็กซ์โดยเลือกโหมดเปรียบเทียบ - เซลล์พุช PWM สำหรับโหมด CCP1
RC3/SCK/SCL	(18)	อินพุต เซลล์พุช	ชนิดตัวรีเลย์	ขาพอร์ต RC3 - เซลล์พุชแบบ พิก ของวงจรมัลติเพล็กซ์ SPI และโหมด I ² C
RC4/SDI/SDA	(23)	อินพุต เซลล์พุช	ชนิดตัวรีเลย์	ขาพอร์ต RC4 - เซลล์พุชแบบ พิก ของ SPI - เซลล์พุชแบบ พิก ของโหมด I ² C
RC5/SDO	(24)	อินพุต เซลล์พุช	ชนิดตัวรีเลย์	ขาพอร์ต RC5 - เซลล์พุชแบบ พิก ของวงจรมัลติเพล็กซ์ SPI
RC6/TxD	(25)	อินพุต เซลล์พุช	ชนิดตัวรีเลย์	ขาพอร์ต RC6 - อินพุตวงจรมัลติเพล็กซ์ USART สำหรับเชื่อมต่อพอร์ตอนุกรม
RC7/RxD	(26)	อินพุต เซลล์พุช	ชนิดตัวรีเลย์	ขาพอร์ต RC7 - อินพุตวงจรมัลติเพล็กซ์ USART สำหรับเชื่อมต่อพอร์ตอนุกรม
ขาพอร์ต D เป็นขาพอร์ต 2 ทิศทาง สามารถใช้เป็นขาพอร์ตแบบขนานเพื่อติดต่อกับขนานได้เช่น ไมโครคอมพิวเตอร์				
RD0/PSP0	(19)	อินพุต เซลล์พุช	ชนิดตัวรีเลย์ 7 บิต	ขาพอร์ต RD0 - ขาพอร์ตแบบขนาน บิต 0
RD1/PSP1	(20)	อินพุต เซลล์พุช	ชนิดตัวรีเลย์ 7 บิต	ขาพอร์ต RD1 - ขาพอร์ตแบบขนาน บิต 1
RD2/PSP2	(21)	อินพุต เซลล์พุช	ชนิดตัวรีเลย์ 7 บิต	ขาพอร์ต RD2 - ขาพอร์ตแบบขนาน บิต 2
RD3/PSP3	(22)	อินพุต เซลล์พุช	ชนิดตัวรีเลย์ 7 บิต	ขาพอร์ต RD3 - ขาพอร์ตแบบขนาน บิต 3
RD4/PSP4	(27)	อินพุต เซลล์พุช	ชนิดตัวรีเลย์ 7 บิต	ขาพอร์ต RD4 - ขาพอร์ตแบบขนาน บิต 4
RD5/PSP5	(28)	อินพุต เซลล์พุช	ชนิดตัวรีเลย์ 7 บิต	ขาพอร์ต RD5 - ขาพอร์ตแบบขนาน บิต 5
RD6/PSP6	(29)	อินพุต เซลล์พุช	ชนิดตัวรีเลย์ 7 บิต	ขาพอร์ต RD6 - ขาพอร์ตแบบขนาน บิต 6
RD7/PSP7	(30)	อินพุต เซลล์พุช	ชนิดตัวรีเลย์ 7 บิต	ขาพอร์ต RD7 - ขาพอร์ตแบบขนาน บิต 7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 2.1 ตารางสรุปการทำงานขาพอร์ตทั้งหมดของไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC16F87x เบอร์ต่างๆ

REQ/AN5/RD	(8)	อินพุต/เอาต์พุต	ขมิตต์ทริกเกอร์ / ที่ที่แอส(3)	- ขาพอร์ต RE0 - อินพุตวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอล ช่อง 5 - ขาสัญญาณ RD สำหรับส่วนขยายพอร์ตแบบขนาน
RE1/AN6/WR	(9)	อินพุต/เอาต์พุต	ขมิตต์ทริกเกอร์ / ที่ที่แอส(3)	- ขาพอร์ต RE1 - อินพุตวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอล ช่อง 6 - ขาสัญญาณ WR สำหรับส่วนขยายพอร์ตแบบขนาน
RE2/AN7/CS	(10)	อินพุต/เอาต์พุต	ขมิตต์ทริกเกอร์ / ที่ที่แอส(3)	- ขาพอร์ต RE2 - อินพุตวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอล ช่อง 7 - ขาสัญญาณ CS สำหรับส่วนขยายพอร์ตแบบขนาน
VDD	20 (11, 32)	อินพุต		ขาต่อไฟเลี้ยง ใช้ได้ตั้งแต่ +2 ถึง +5.5V
VSS	8, 19 (12, 31)	อินพุต		ขาต่อกราวด์
หมายเหตุ (1) อินพุตของวงจรมัลติเพล็กซ์จะเป็นแบบขมิตต์ทริกเกอร์ เมื่อใช้งานเป็นขาอินพุตรับสัญญาณอินพุตจากภายนอก (2) อินพุตของวงจรมัลติเพล็กซ์จะเป็นแบบขมิตต์ทริกเกอร์ เมื่อทำงานในโหมดโปรแกรมข้อมูลอนุกรม (Serial programming mode) (3) อินพุตของวงจรมัลติเพล็กซ์จะเป็นแบบขมิตต์ทริกเกอร์ เมื่อกำหนดให้ทำงานเป็นขาพอร์ตปกติ และเป็นแบบที่ที่แอสเมื่อกำหนดให้ทำงานเป็นส่วนขยายพอร์ตแบบขนาน (PSP) สำหรับเชื่อมต่อกับระบบบัสไมโครโปรเซสเซอร์อื่น (4) สำหรับ PIC16F874/877 อินพุตของวงจรมัลติเพล็กซ์จะเป็นแบบขมิตต์ทริกเกอร์ เมื่อกำหนดให้ทำงานในโหมด RC และเป็นซิมพลีเม็ททำงานในโหมดอื่น				

2.4.3 ข้อมูลหลักสำหรับกำหนดการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC

PIC16F87x มีรีจิสเตอร์พิเศษตัวหนึ่งที่บรรจุข้อมูลสำหรับกำหนดการทำงานทั้งหมดเอาไว้ นั่นคือ Configuration word โดยภายในจะบรรจุข้อมูลของการเลือกป้องกันการอ่านข้อมูล, เลือกความสามารถการรีเซตอัตโนมัติเมื่อไฟเลี้ยงลดต่ำถึงค่าที่กำหนด, ควบคุมการทำงานของวอตช์ด็อกไทมเมอร์ หรือกระทั่งการเลือกชนิดของวงจรถ้าเนคต์สัญญาณนาฬิกาของไมโครคอนโทรลเลอร์ การกำหนดข้อมูลสำหรับรีจิสเตอร์ตัวนี้สามารถกระทำได้ 2 ทางคือ ด้วยคำสั่ง CONFIG ในส่วนต้นด้านของโปรแกรมภาษาแอสเซมบลีแล้วแอสเซมบลีแล้วแอสแซมเบลอร์ด้วย MPASM ซึ่งบรรจุอยู่ในชุดของโปรแกรม MPLAB อันเป็นซอฟต์แวร์สำหรับพัฒนาไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC ของ Microchip ผู้ผลิตไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC นั่นเอง ทางที่สองคือ กำหนดที่ซอฟต์แวร์ที่ใช้ในการโปรแกรมหน่วยความจำของไมโครคอนโทรลเลอร์ การกำหนดสามารถกระทำในทางใด

ทางหนึ่งหรือทั้งสองทางก็ได้ แต่ด้วยการกำหนดทั้งสองทางแตกต่างกัน การกำหนดที่ซอฟต์แวร์ของเครื่องโปรแกรมจะมีนัยสำคัญสูงกว่า

2.4.4 รีจิสเตอร์พอร์ตอินพุตหรือเอาต์พุต

รีจิสเตอร์นี้สามารถถูกเขียนและอ่านภายใต้การควบคุมของโปรแกรมเหมือนกัน รีจิสเตอร์ไฟล์ คำสั่งอ่าน เช่น MOVE, PORTB, W โดยปกติจะอ่านจากขาอินพุต/เอาต์พุต โดยไม่สนใจว่าขาานั้นจะกำหนดให้เป็นขา อินพุตหรือเอาต์พุต

เมื่อเริ่มต้นรีเซตเครื่องใหม่พอร์ต ทั้งหมดจะถูกกำหนดให้เป็นอินพุต (โหมด ความต้านทานสูง) และรีจิสเตอร์ควบคุมอินพุต/เอาต์พุต (TRISA, TRISB, TRISC) จะถูกเซ็ตค่าเป็น "1" ทั้งหมด

คำสั่ง TRISf จะนำค่าที่เก็บในรีจิสเตอร์ W ไปเซ็ตรีจิสเตอร์พอร์ตอินพุตเอาต์พุต ทั้ง 3 พอร์ต ตัวกำหนดให้ W เป็น "0" คำสั่ง TRISf จะทำให้ขาที่ถูกเซ็ตเป็นขาเอาต์พุต โดย f คือค่าของพอร์ต A,B และ C

- พอร์ต A เป็นรีจิสเตอร์อินพุต/เอาต์พุตขนาด 4 บิต ซึ่งจะใช้เฉพาะ 4 บิตล่างเท่านั้น (RA0-RA3) บิต 4-7 จะไม่ใช้เมื่ออ่านค่าบิตเหล่านี้ จะได้ค่าเป็น "0"
- พอร์ต B เป็นรีจิสเตอร์อินพุต/เอาต์พุตขนาด 8 บิต (RA0-RA7)
- พอร์ต C ในชิพ PIC16C55/C57 จะเป็นรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิต ส่วนใน PIC16C54/C56 จะเป็นรีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไป

2.4.5 การอินเตอร์เฟสกับพอร์ตอินพุต/เอาต์พุต

วงจรสำหรับบิตบิตหนึ่งของพอร์ต อินพุต/เอาต์พุต แสดงในรูปข้างล่างนี้ สามารถกำหนดได้ว่าพอร์ตไหนจะเป็นอินพุตหรือเอาต์พุต การใช้งานเป็นพอร์ตอินพุต สัญญาณจะไม่ถูกแลตซ์เอาไว้ การป้อนสัญญาณอินพุต ต้องคงค่าจนกระทั่งทำการอ่านโดยคำสั่งอินพุต จนครบ (เช่น MOV PORTB, W) แต่สำหรับการใช้งานเป็นพอร์ตเอาต์พุตนั้น ข้อมูลจะถูกแลตซ์เอาไว้ และจะไม่มี การเปลี่ยนค่าจนกว่าจะมีการเขียนข้อมูลใหม่ส่งมาอีกครั้ง การกำหนดพอร์ต ในตำแหน่งขาต่างๆ ให้เป็นเอาต์พุตจะต้องสั่งให้บิต ควบคุมทิศทาง (TRISA, TRISB, TRISC) มีค่าเป็น "0" แต่ถ้าต้องการให้เป็นขาอินพุตจะต้องเซ็ตบิต ควบคุมให้มีค่าเป็น "1"

2.4.6 รีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไป ได้แก่

f08h-f1Fh : รีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไป (เฉพาะ PIC16C57 ถูกเลือกใช้งานโดยไม่
ขึ้นกับ แบงก์ที่ถูกลเลือก)

f10h-f1Fh : รีจิสเตอร์ ใช้งานทั่วไปในหน่วยความจำแบงก์ 0

f20h-f2Fh : เหมือนกับ f00h-f0Fh

f30h-f3Fh : รีจิสเตอร์ ใช้งานทั่วไปในหน่วยความจำแบงก์ 1

f40h-f4Fh : เหมือนกับ f00h-f0Fh

f50h-f5Fh : รีจิสเตอร์ ใช้งานทั่วไปในหน่วยความจำแบงก์ 2

f60h-f6Fh : เหมือนกับ f00h-f0Fh

f70h-f7Fh : รีจิสเตอร์ ใช้งานทั่วไปในหน่วยความจำแบงก์ 3

2.4.7 รีจิสเตอร์ใช้งานพิเศษ ได้แก่

W (working register)

เก็บค่าโอเปอเรนด์ ที่สองในคำสั่งที่มี 2 โอเปอเรนด์ (และ/หรือ สนับสนุนการ
เคลื่อนย้ายข้อมูลภายใน)

TRISA

ควบคุมอินพุต/เอาต์พุต สำหรับพอร์ต A บิต 0 ถึง 3 เท่านั้นที่ใช้ได้ ใช้เพื่อให้
สอดคล้องกับพอร์ต อินพุต/เอาต์พุต (f5) ที่มีแค่ 4 บิต

TRISB

ควบคุมอินพุต/เอาต์พุต สำหรับพอร์ต B

TRISC

ควบคุมอินพุต/เอาต์พุต สำหรับพอร์ต C

2.4.8 รีจิสเตอร์ควบคุมพอร์ตอินพุตหรือพอร์ตเอาต์พุต

จะถูกโหลดด้วยค่าในรีจิสเตอร์ W เมื่อมีการทำคำสั่ง TRIS โดยค่า "1" ที่ใส่ในรีจิสเตอร์ควบคุมจะทำให้ขาอินพุต/เอาต์พุต อยู่ในสถานะความต้านทานสูงทำหน้าที่เป็นขาอินพุต และค่า "0" ที่ใส่ในรีจิสเตอร์ ควบคุมจะทำให้ขาอินพุต/เอาต์พุตที่ถูกลเลือกของพอร์ตนั้นมีสถานะเป็นขาเอาต์พุต

2.4.9 รีจิสเตอร์ออฟชั่น (OPTION), RTCC, ปริสเกลเลอร์

รีจิสเตอร์ออฟชั่นใช้กำหนดว่าปริสเกลเลอร์จะใช้กับรีจิสเตอร์ RTCC หรือ WDT, กำหนดค่าในตัวตั้งค่า, กำหนดรูปแบบของสัญญาณ และขอบข่ายของสัญญาณที่ป้อนให้แก่ RTCC รีจิสเตอร์ออฟชั่น มีขนาด 6 บิต เมื่อมีการทำคำสั่ง OPTION ค่าในรีจิสเตอร์ W จะถูกเคลื่อนย้ายเข้าในรีจิสเตอร์ออฟชั่นนี้ รีจิสเตอร์ข้างต้นนี้สามารถเขียนได้อย่างเดียว และจะถูกเซตให้เป็น "1" ทั้งหมดเมื่อทำการรีเซต

2.4.10 สภาวะรีเซต

สภาวะรีเซตอาจเกิดจาก

- การที่เริ่มป้อนไฟเลี้ยงให้แก่ชิพ
- ป้อนค่าลอจิก "0" เข้าที่ขา **MCLR**
- เกิดจากตัว WDT เกิด ไทม์เอาต์

ชิพจะอยู่ในสภาวะรีเซตราบเท่าที่ขา **MCLR** ยังคงมีค่าลอจิก "0" หรือตัว OST (oscillator start up timer) แยกที่ฟ

ตัว OST จะแยกที่ฟทันทีที่ขา **MCLR** มีค่าลอจิกเป็น "1" สรุปได้ว่า ในกรณีการรีเซตเนื่องจากการป้อนไฟเลี้ยง ทำให้โดยการผูกขา **MCLR** เข้ากับขา VDD และตัว OST จะเริ่มทำงานหลังจากป้อนไฟเลี้ยง ในกรณีที่ WDT เกิด ไทม์เอาต์ ตัว OST เริ่มทำงานเมื่อตัว WDT เกิด ไทม์เอาต์ (ในขณะที่ขา **MCLR** มีค่าลอจิก "1" ในกรณีที่รีเซตขา **MCLR** ตัว OST จะเริ่มทำงานอีกครั้ง เมื่อขา **MCLR** มีค่าลอจิก "1") โดยปกติตัว OST จะมีช่วงคาบเวลาเท่ากับ 18 มิลลิวินาที ซึ่งจะกล่าวถึงรายละเอียดของ OST อีกครั้งในตอนหลังในสภาวะรีเซต PIC16C5X จะมีสถานะดังนี้

- ออสซิลเลเตอร์จะทำงานหรือเริ่มต้นทำงาน (ป้อนไฟเลี้ยงหรือตื่นจากโหมด SLEEP)
- ขาของพอร์ตอินพุต/เอาต์พุตทุกขา (RA0-RA3, RB0-RB7, RC0-RC7) จะอยู่ในสถานะความต้านทานสูง โดยจะรีเซตให้รีจิสเตอร์ "TRIS" มีค่าเป็น "1" ทั้งหมด (โหมดอินพุต)
- โปรแกรมเคาน์เตอร์ถูกเซตเป็น "1" ทั้งหมด (1FFh ใน PIC16C54/55, 3FFh ใน PIC16C56 และ 3FFh ใน PIC16C57)
- รีจิสเตอร์ออฟชั่นถูกเซตเป็น "1" ทั้งหมด
- ตัว WDT และปริสเกลเลอร์ จะถูกเคลีย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 3 บิตบน (บิตเลือกเฟจ) ในรีจิสเตอร์ สถานะถูกเคลียเป็น "0"
- เฉพาะชิพที่ใช้ฮอสจิสเตอร์แบบ RC สัญญาณ CLKOUT ที่ขา OSC2 จะมีค่าเป็นลอจิก "0"



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การดำเนินงานวิจัย

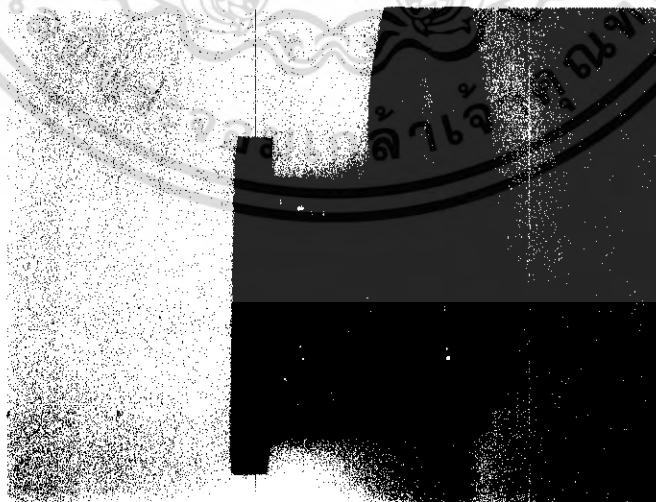
จากการศึกษาทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้องทั้งหมด ทำให้ทราบว่าการทำงานของระบบเป็นไปตามรูปที่ 2.2 จึงได้จัดเตรียมอุปกรณ์และออกแบบส่วนประกอบต่างๆของระบบเพิ่มเติม ซึ่งสามารถพิจารณาเป็นส่วนๆได้ดังนี้

3.1 ระบบไมโครเวฟ

ภายในระบบไมโครเวฟประกอบด้วยส่วนประกอบด้วยสองส่วน คือ ส่วนแรกกัมน์เพลกเซอร์ ซึ่งภายในประกอบด้วย ออสซิลเลเตอร์ เฟอโรไรท์ และมิกเซอร์ ส่วนที่สอง คือ สายส่งอากาศแบบฮอร์นพีระมิด

3.1.1 กัมน์เพลกเซอร์ (Gunn Plexer)

กัมน์เพลกเซอร์ ที่ใช้เป็นของบริษัทเอ็ม พี แอล โตเกียวญี่ปุ่น(M.P.L Tokyo Japan) รุ่น เอ็ม พี - 10 จี โอ เอ็ม(MP-10GOM) จะผลิตคลื่นความถี่ 10 จิกกะเฮิรตซ์(GHz) มีกำลัง 10 มิลลิวัตต์(mW) ภายในจะประกอบด้วย กัมน์ไดโอด เฟอโรไรท์ เซอร์คูเลเตอร์ และมิกเซอร์ ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.1

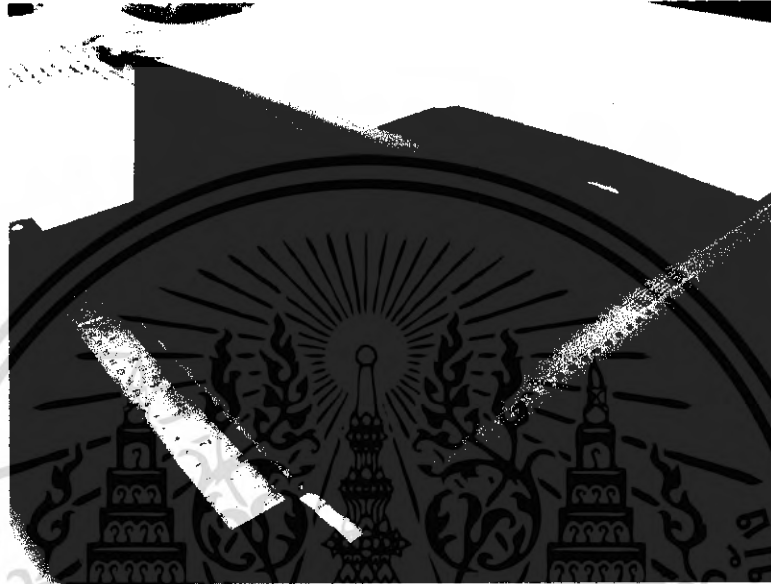


รูปที่ 3.1 แสดง Gunn Plexer

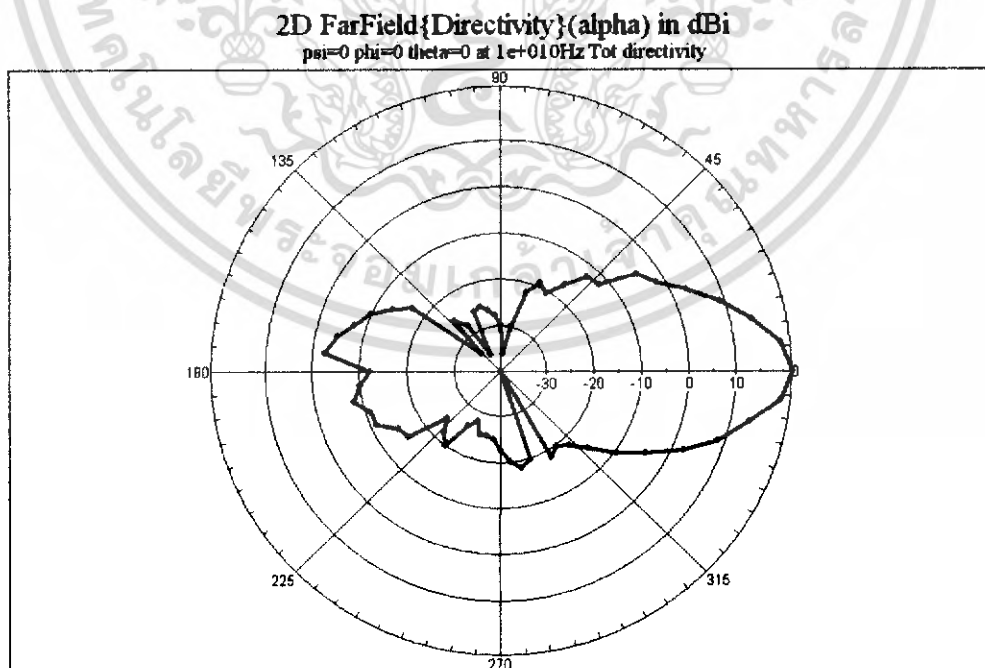
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2 สายอากาศแบบฮอร์นพีระมิด (Pyramidal Horn Antenna)

สายอากาศแบบฮอร์นพีระมิดที่ใช้ทำมาด้วยทองเหลือง เนื่องจากทองเหลืองเป็น
ตัวนำที่ดีสำหรับไมโครเวฟ โดยมีค่าโคเรกตีวิตี 21.4205 dB ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.2 แสดงสายอากาศแบบฮอร์นพีระมิด

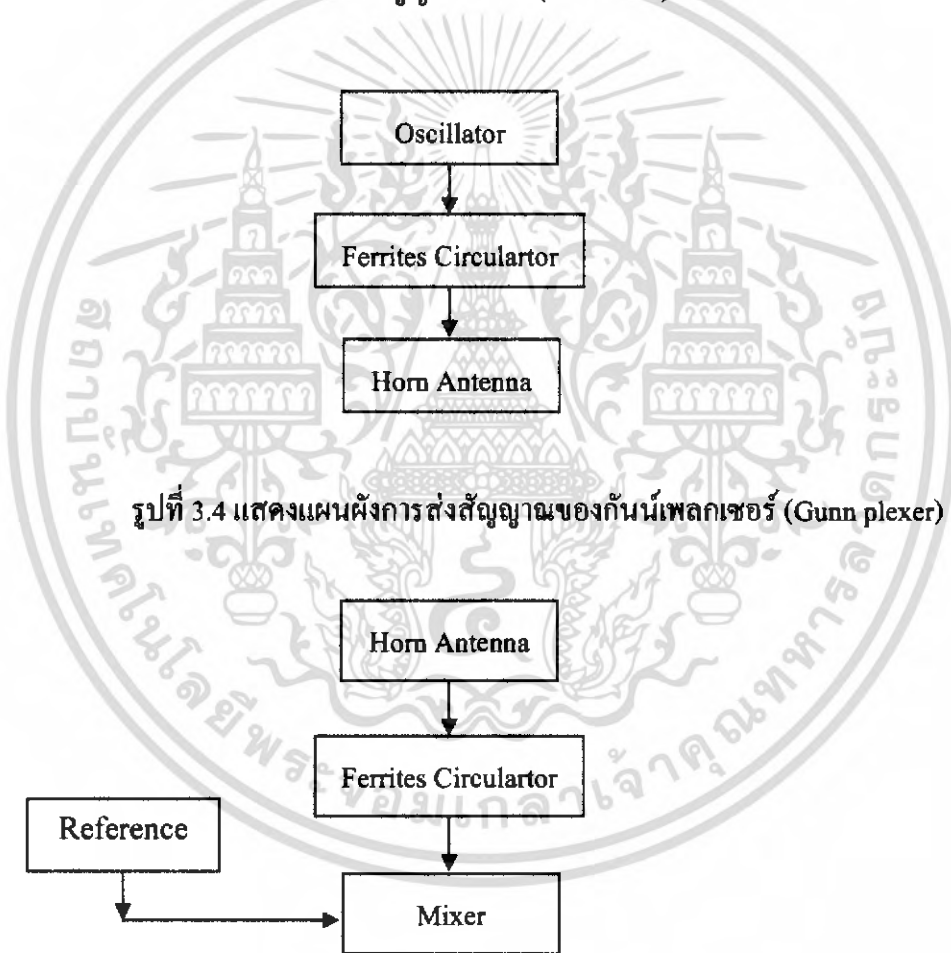


รูปที่ 3.3 แสดงค่าโคเรกตีวิตี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.3 แผนผังการส่งและรับคลื่นของกัมน์เพลกเซอร์ (Gunn Plexer) และสายอากาศแบบฮอร์นพีระมิด (Pyramidal Horn Antenna)

ในการส่งสัญญาณคลื่นของกัมน์เพลกเซอร์และสายอากาศแบบฮอร์นพีระมิด กัมน์ออสซิลเลเตอร์จะทำการผลิตคลื่นออกมาส่งไปยังเฟอร์ไรท์เซอร์กิตเลเตอร์ทางพอร์ตที่ 1 ผ่านไปพอร์ตที่ 2 แล้วออกสู่สายอากาศฮอร์น ส่วนการรับสัญญาณคลื่น สัญญาณคลื่นสะท้อนเข้ามาที่สายอากาศฮอร์น ส่งไปยังเฟอร์ไรท์เซอร์กิตเลเตอร์ทางพอร์ตที่ 2 ผ่านไปพอร์ตที่ 3 เข้าสู่มิกเซอร์ ภายในจะมีการเปรียบเทียบสัญญาณที่ได้รับมากับสัญญาณที่รู้มาจากกัมน์ออสซิลเลเตอร์ ซึ่งทำหน้าที่เป็นสัญญาณอ้างอิง(Reference)

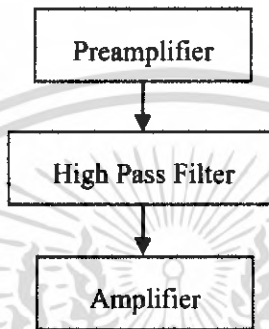


รูปที่ 3.4 แสดงแผนผังการส่งสัญญาณของกัมน์เพลกเซอร์ (Gunn plexer)

รูปที่ 3.5 แสดงแผนผังการรับสัญญาณของกัมน์เพลกเซอร์ (Gunn plexer)

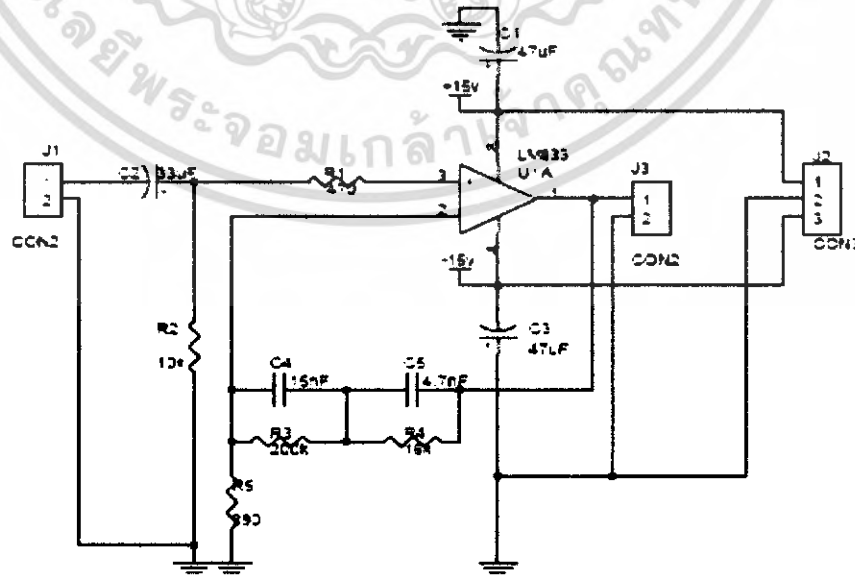
3.2 การปรับสภาพสัญญาณ (Signal Conditioning)

มีทำหน้าที่ในการจัดการสัญญาณให้ได้ตามต้องการ ซึ่งในส่วนนี้จะประกอบด้วยหลายภาคด้วยกัน คือ วงจรปรีแอมพลิฟายเออร์จะรับสัญญาณคลื่นจากมิกเซอร์เพื่อทำการขยายเพียงเล็กน้อย (ขยายมากทำให้สัญญาณรบกวนมากตาม) แล้วจึงผ่านวงจรกรองความถี่เพื่อกำจัดสัญญาณรบกวน จากนั้นจึงสามารถขยายสัญญาณโดยวงจรขยายสัญญาณ ดังแผนผังรูปที่ 3.6



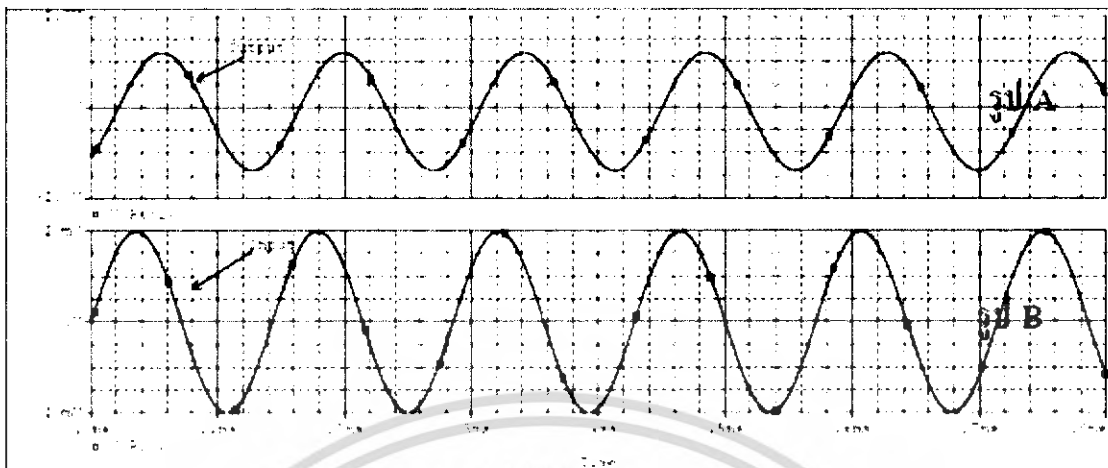
รูปที่ 3.6 แสดงแผนผังการกำกับสัญญาณ (Signal Conditioning)

- วงจรปรีแอมพลิฟายเออร์ (Preamplifier) มีทำหน้าที่ในการขยายสัญญาณและสามารถกรองสัญญาณรบกวนได้ โดยที่ตัวไอซีที่ใช้จะเป็นเบอร์ LM 833 ที่มีคุณสมบัติ คือ มีสัญญาณรบกวนอินพุตต่ำและมีการออฟเซตแรงดันต่ำ วงจรเป็นดังรูปที่ 3.7 ซึ่งผลจากการชิมูเลตพบว่าเมื่อป้อนสัญญาณรูปไซน์ แอมพลิจูด 20 มิลลิโวลต์ ความถี่ 700 เฮิรตซ์ ค่าอัตราขยายของวงจรเป็น 60 เท่า หรือ 35 เดซิเบล ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรปรีแอมพลิฟายเออร์ (Preamplifier)

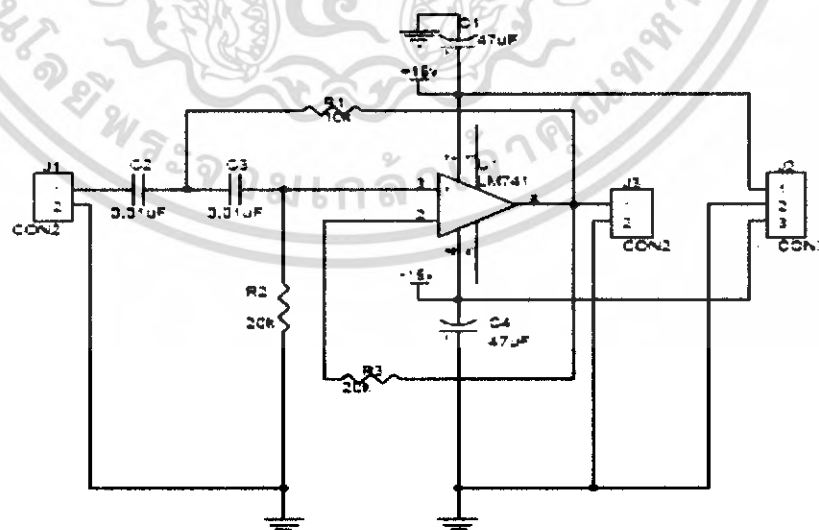
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 กราฟแสดง Gain Response

จากรูปที่ 3.8 กราฟสัญญาณรูป B แสดงสัญญาณขาเข้าของวงจรมีขนาด 20 มิลลิโวลต์ ที่ความถี่ 700 เฮิรตซ์ และสัญญาณรูป A แสดงสัญญาณขาออกของวงจรมีขนาด 1.7 โวลต์ ที่ความถี่ 700 เฮิรตซ์

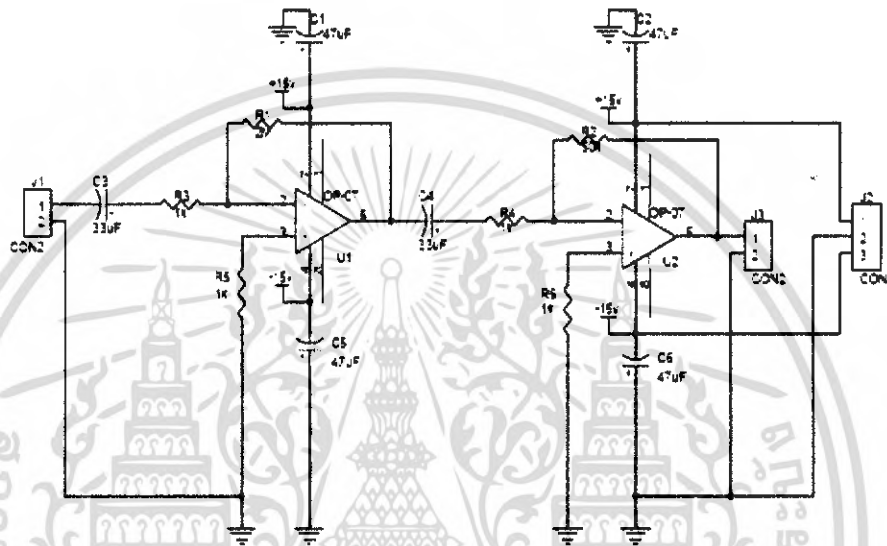
- วงจรกรองความถี่ (Filter) มีทำหน้าที่ในการกรองสัญญาณความถี่ต่ำๆออกไป จากค่าความถี่ที่ความถี่สูงผ่าน (High Pass Filter) ที่ความถี่ 400 เฮิรตซ์ (Hz) โดยที่ไอซีที่ใช้จะเป็นเบอร์ LM 741 ซึ่งวงจรที่ใช้เป็นดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 แสดงวงจรกรองถี่สูงผ่าน (High pass Filter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

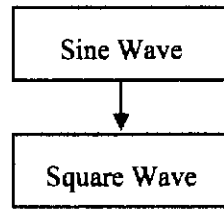
- วงจรขยายสัญญาณ (Amplifier) มีทำหน้าที่ในการขยายสัญญาณที่มีขนาดเล็กให้โดขึ้นตามอัตราขยาย อีกทั้งทำให้สัญญาณสามารถส่งไปได้ไกลขึ้นด้วย โดยออปแอมป์ที่ใช้เป็นเบอร์ OP-07C ที่มีคุณสมบัติ คือ ทำให้เอาท์พุทมีสัญญาณรบกวนต่ำ และมีการออฟเซตสัญญาณต่ำ ดังรูปที่ 3.10 ผลการคำนวณค่าอัตราขยายสัญญาณ (gain) เป็น 3,150 เท่า



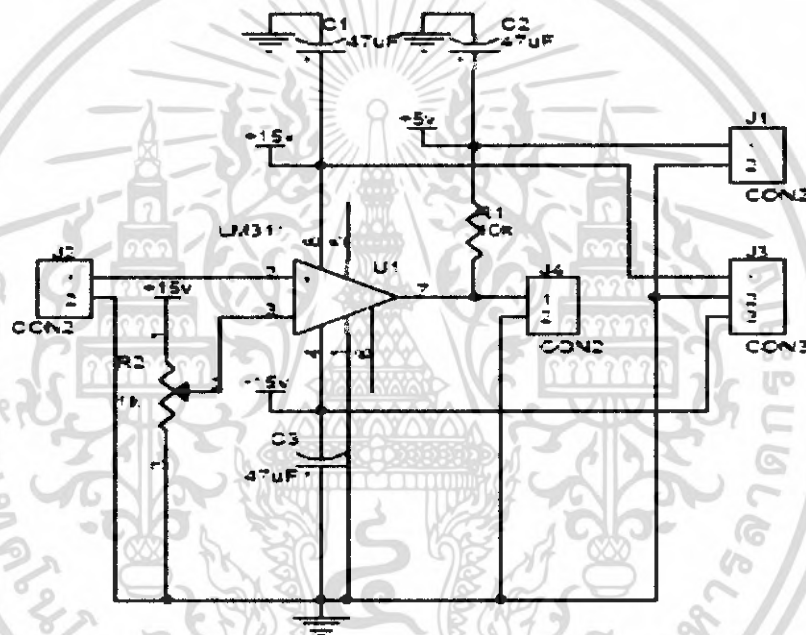
รูปที่ 3.10 แสดงวงจรขยายสัญญาณ (Amplifier) ที่มีอัตราขยายแรงดัน 3,150 เท่า

3.3 วงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล (Analog to Digital(A/D))หรือวงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Comparator)

มีทำหน้าที่ในการแปลงสัญญาณที่ได้ให้อยู่ในรูปพัลส์ หรือ สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่มีค่าแรงดัน 5 โวลต์เมื่อเทียบกราวด์ เพื่อให้สามารถนำไปใช้ในไมโครคอนโทรลเลอร์ได้ โดยสัญญาณที่รับมาจากส่วนของการปรับสภาพสัญญาณเป็นสัญญาณรูปไซน์เวฟแล้วเปลี่ยนไปเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมดังรูปที่ 3.11 ส่วนวงจรที่ใช้เป็นดังรูปที่ 3.12 และไอซีที่ใช้เป็นไอซีเบอร์ LM 311 ซึ่งสามารถใช้ค่าผลต่างอินพุตได้เป็น -30 ถึง +30 โวลต์



รูปที่ 3.11 แสดงแผนผังการทำงานของวงจรแปลงอนาลอกเป็นดิจิตอล (Analog to Digital(A/D))
หรือวงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Comparator)

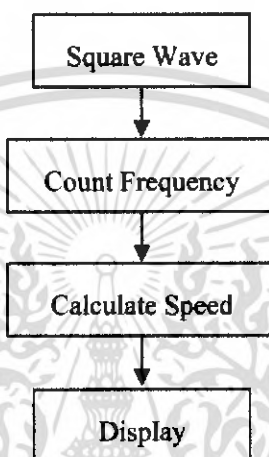


รูปที่ 3.12 แสดงวงจรแปลงอนาลอกเป็นดิจิตอล (Analog to Digital (A/D)) หรือวงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Comparator)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 คอนโทรลเลอร์ (Controller)

มีทำหน้าที่ควบคุมการการนับประมวลผลสัญญาณเพื่อนำไปคำนวณเป็นอัตราเร็ว และควบคุมการแสดงผล โดยจะรับสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมจากวงจรคอมพิวเตอร์แล้วทำการนับสัญญาณความถี่ของสัญญาณแล้วนำไปคำนวณผลเป็นค่าอัตราเร็วแสดงบนจอ LCD ไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ คือ PIC16F877 Microcontroller การทำงานเป็นดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 แสดงแผนผังการทำงานของคอนโทรลเลอร์ (Controller)

3.4.1 ส่วนฮาร์ดแวร์

เป็นส่วนของวงจรทั้งหมดที่ใช้ในไมโครคอนโทรลเลอร์ ภายในประกอบด้วยส่วนของบอร์ดที่มีการเชื่อมต่อผ่านทางซีเรียล (serial port) และส่วนที่ต่อกับ LCD วงจรทั้งหมดแสดงได้ดังรูปที่ 3.14 และรูป 3.15 โดยมีอุปกรณ์ที่สำคัญ คือ ไอซี PIC 16F877 เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ ไอซี MAX232 เป็นอุปกรณ์ช่วยในการเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์ และพอร์ตอินพุตและเอาต์พุต เป็นอุปกรณ์เชื่อมต่อใช้ในการรับค่าสัญญาณและส่งออกแสดงผลทางจอ LCD กับอุปกรณ์ต่างๆ



รูปที่ 3.15 แสดงบอร์ด PIC 16F877

3.4.2 ส่วนซอฟต์แวร์

เป็นส่วนของโปรแกรมที่ใช้ในไมโครคอนโทรลเลอร์ทั้งหมด ประกอบด้วยส่วนของโปรแกรมหลักที่ใช้ คือส่วนรับคำสั่งจากคอมพิวเตอร์แล้วนำมาคำนวณค่าอัตราเร็ว และส่วนของโปรแกรมแสดงผลทางจอ LCD

โฟลว์ชาร์ต (Flowchart) การทำงานของโปรแกรม

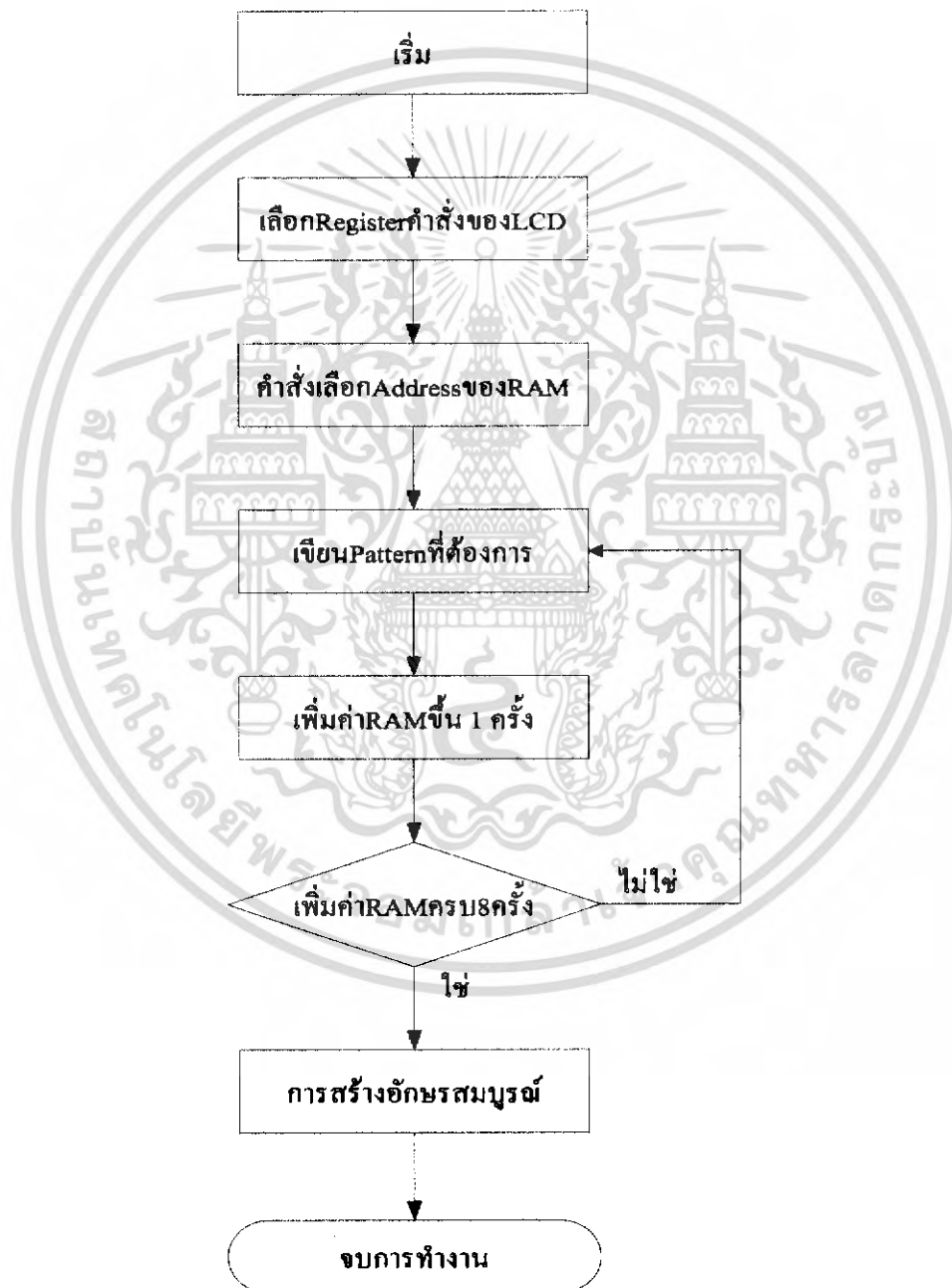
- ตอนแรกเราจะทำการรอรับค่าจากการจัดการสัญญาณ ว่าในเวลา 1 วินาที นั้นมีสัญญาณเข้ามากี่ครั้ง ที่เป็น 1 (High) เราก็จะได้ความถี่มา จากนั้นก็เก็บค่าความถี่มา 3 ค่าแล้วทำการเฉลี่ยและประมวลผล นำค่าออกแสดงผล แสดงดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 แสดง Flowchart โปรแกรมหลักที่ใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ทำการสั่งให้ LCD รับข้อมูลแล้วเขียนลงในรีจิสเตอร์ (Register) คำสั่งทำการเลือกแอดเดรส (Address) โดยเริ่มที่ 00H จากนั้นเขียนแพทเทิร์น (Pattern) ที่ต้องการลงแอดเดรสที่กำหนด แล้วทำการเพิ่มค่าแอดเดรสขึ้นทีละ 1 ทำการเขียนแพทเทิร์นอีก เมื่อเขียนแพทเทิร์นจนครบ 8 ครั้ง ก็จะสร้างตัวอักษรได้ 1 ตัว แสดงดังรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.17 แสดง Flowchart ส่วนแสดงผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

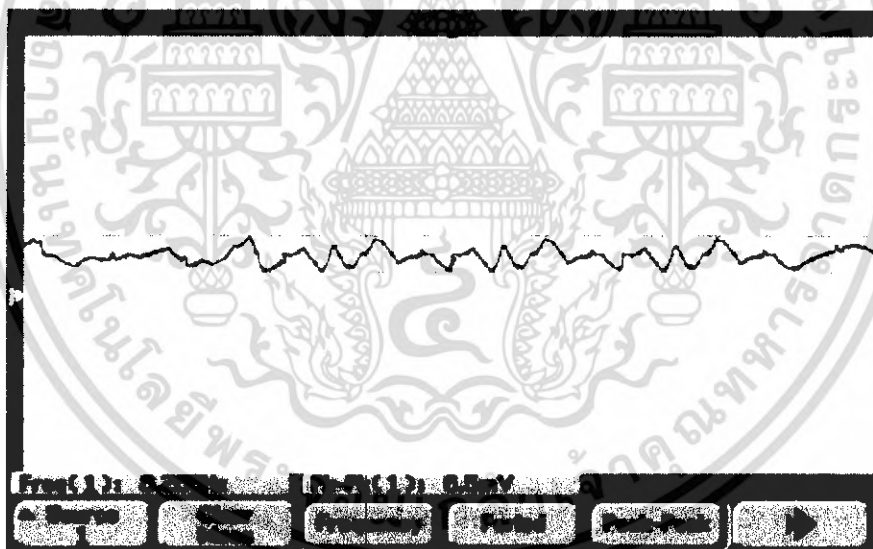
บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

เมื่อจัดระบบให้ได้ตามรูปแบบที่กำหนดไว้ ในแต่ละส่วนของระบบต้องมีการทดลอง เพื่อให้ทราบว่าสามารถทำงานได้ตามวัตถุประสงค์ จากนั้นจึงมีการทดลองในส่วนย่อยและทดสอบระบบรวมทั้งหมด ซึ่งสามารถแบ่งเป็นตอนๆ ได้ดังนี้

4.1 การวัดสัญญาณที่ได้จากกัมมันต์เพลกเซอร์ (Gunn Plexer)

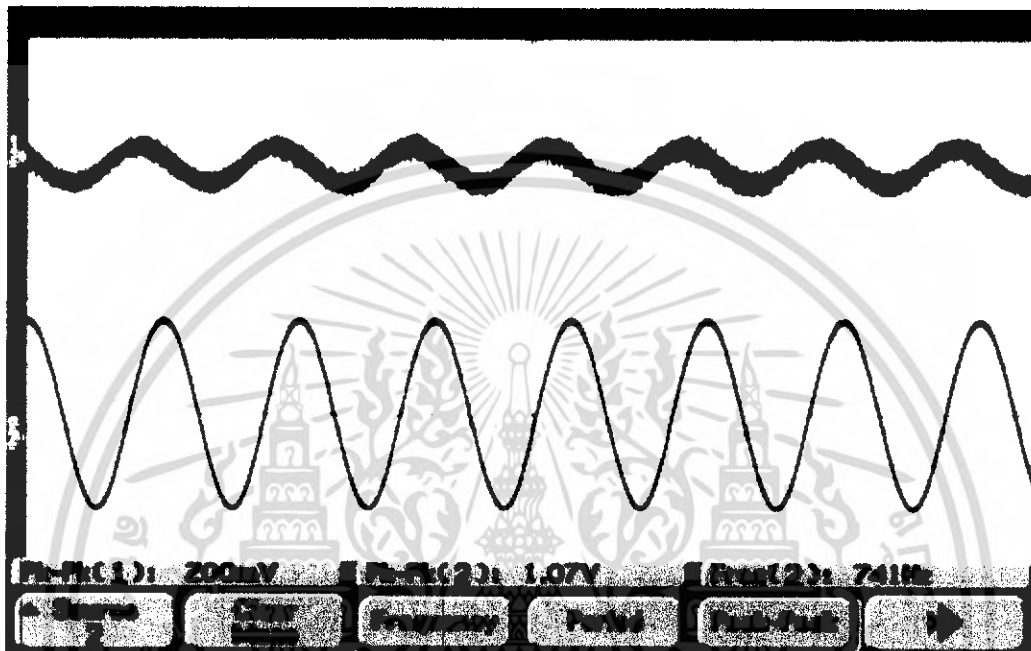
ในการทดลองตอนนี้ทำการวัดสัญญาณที่ได้จากกัมมันต์เพลกเซอร์ (Gunn plexer) โดยใช้ลูกตุ้มทรงกลมขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 5 เซนติเมตร วัดที่ระยะห่าง 50 เซนติเมตร ขณะที่ลูกตุ้มมีอัตราเร็ว 0.12 เมตรต่อวินาที ทำให้ทราบว่าสัญญาณที่ได้ค่อนข้างมีขนาดเล็กดังแสดงในรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากกัมมันต์เพลกเซอร์ (Gunn Plexer)

4.2 การวัดสัญญาณเมื่อผ่านวงจรปรีแอมพลิไฟเออร์ (Preamplifier)

ในการทดลองตอนนี้ทำการตรวจสอบว่าวงจรปรีแอมพลิไฟเออร์มีสมบัติตามที่ได้ออกแบบ ผลของสัญญาณขาเข้าและขาออกแสดงได้ดังรูปที่ 4.2 ซึ่งพบว่าวงจรนี้มีอัตราขยายเป็น 50.35 เท่า



รูปที่ 4.2 แสดงผลของสัญญาณขาเข้า (เส้นบน) และสัญญาณขาออก (ขาออก) ของวงจรปรีแอมพลิไฟเออร์

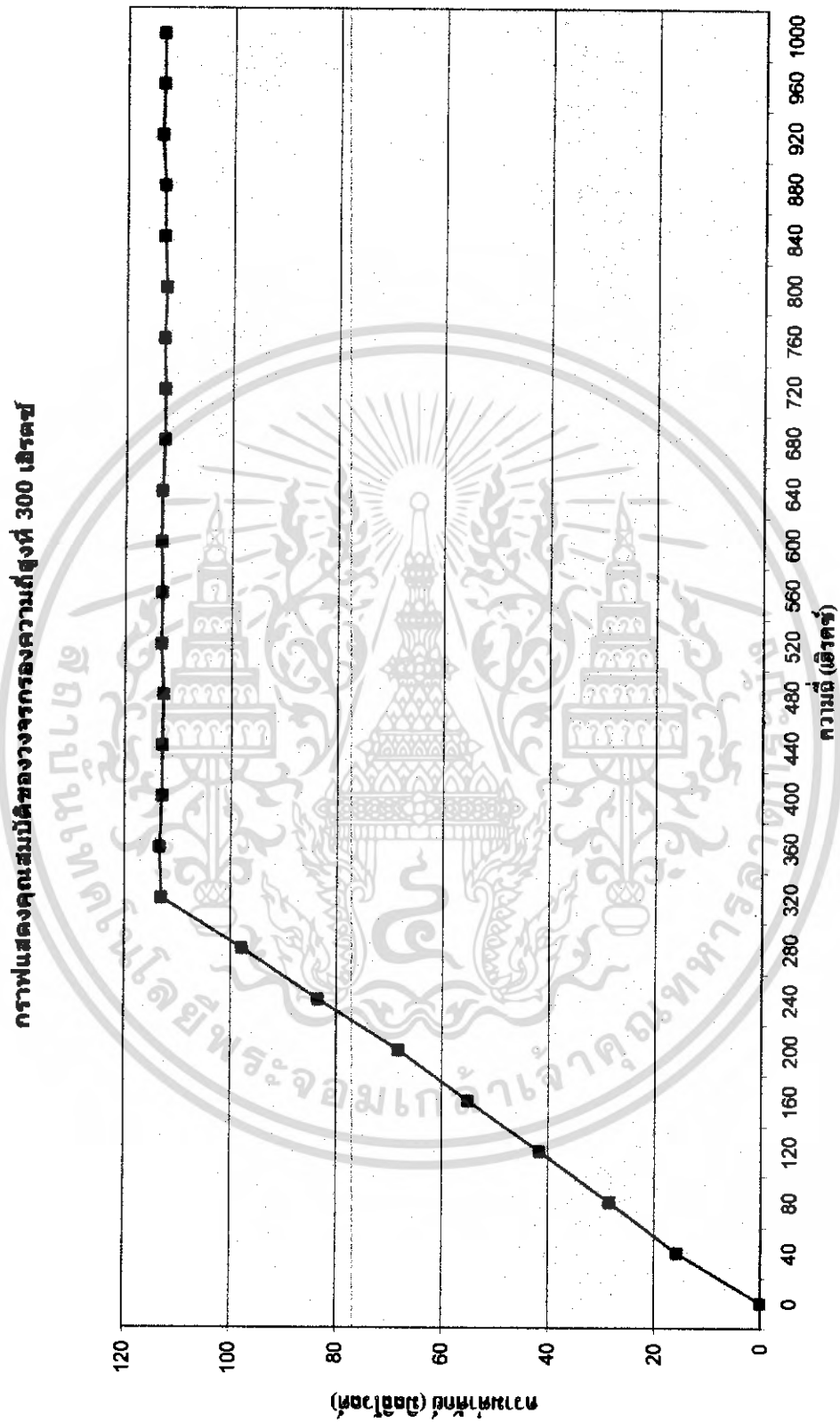
4.3 การวัดสัญญาณเมื่อผ่านวงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High Pass Filter)

ในการทดลองตอนนี้ทำการตรวจสอบว่าวงจรกรองความถี่สูงผ่านสามารถกรองความถี่ได้ตามสมบัติที่ออกแบบ ผลของการทดลองแสดงดังตารางที่ 4.1 และรูปที่ 4.3 โดยทำการวัดค่าแรงดันขาออก(Output) โดยการกระตุ้นที่ความถี่ต่างๆกันทางขาเข้า (Input) ด้วยสัญญาณขนาดคงที่ 1.4 โวลต์ พบว่าสามารถกรองความถี่ที่ต่ำกว่าราว 300 เฮิรตซ์ ให้ผ่านได้น้อย ตัวอย่างของรูปสัญญาณขาออก เมื่อป้อนสัญญาณขาเข้า 3.8 โวลต์ คงที่ที่ความถี่ต่ำและสูงกว่า 300 เฮิรตซ์ แสดงได้ดังรูปที่ 4.4 และรูปที่ 4.5 ตามลำดับ

ตารางที่ 4.1 แสดงการตอบสนองของวงจรกรองความถี่สูง

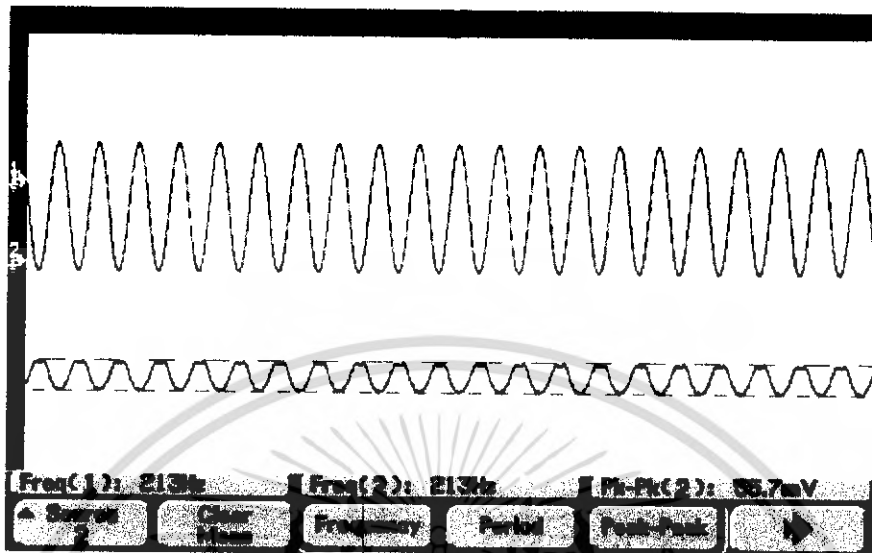
ความถี่(เฮิรตซ์)	ความต่างศักย์(มิลลิโวลต์)
0	0
40	15.7
80	28.4
120	41.6
160	55.1
200	68.2
240	83.4
280	97.8
320	113.1
360	113.4
400	113
440	113
480	112.8
520	113.2
560	113.1
600	113.3
640	113.2
680	112.8
720	112.8
760	113
800	112.6
840	113
880	113
920	113.5
960	113.2
1000	113.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

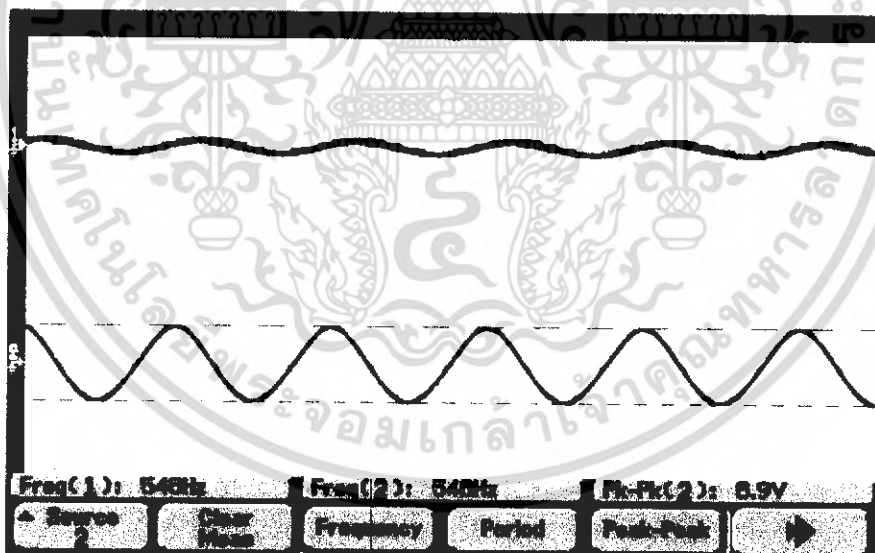


รูปที่ 4.3 กราฟแสดงคุณสมบัติของวงจรรองความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 แสดงรูปสัญญาณเมื่อป้อนความถี่ 213 เฮิรตซ์ มี peak to peak 3.8 โวลต์ Channel 1(เส้นบน) แล้วได้ความถี่ 213 เฮิรตซ์ และมี peak to peak 55.7 มิลลิโวลต์ Channel 2 (เส้นล่าง)

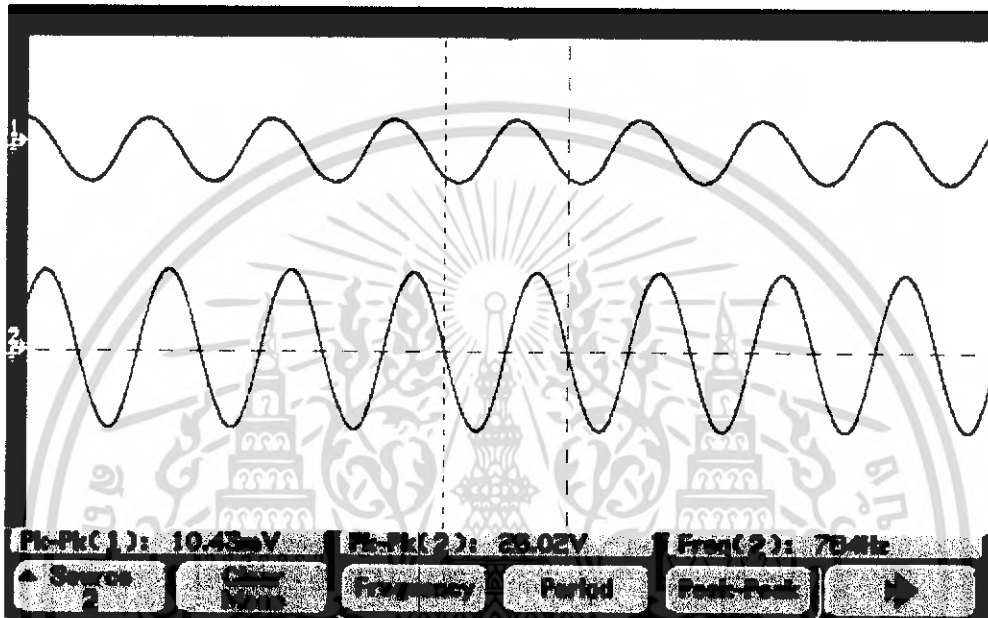


รูปที่ 4.5 แสดงรูปสัญญาณเมื่อป้อนความถี่ 548 เฮิรตซ์ Channel 1 (เส้นบน) แล้วได้ความถี่ 548 เฮิรตซ์ และมี peak to peak 6.9 โวลต์ Channel 2 (เส้นล่าง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การวัดสัญญาณเมื่อผ่านวงจขยาย (Amplifier) ทั้งระบบ

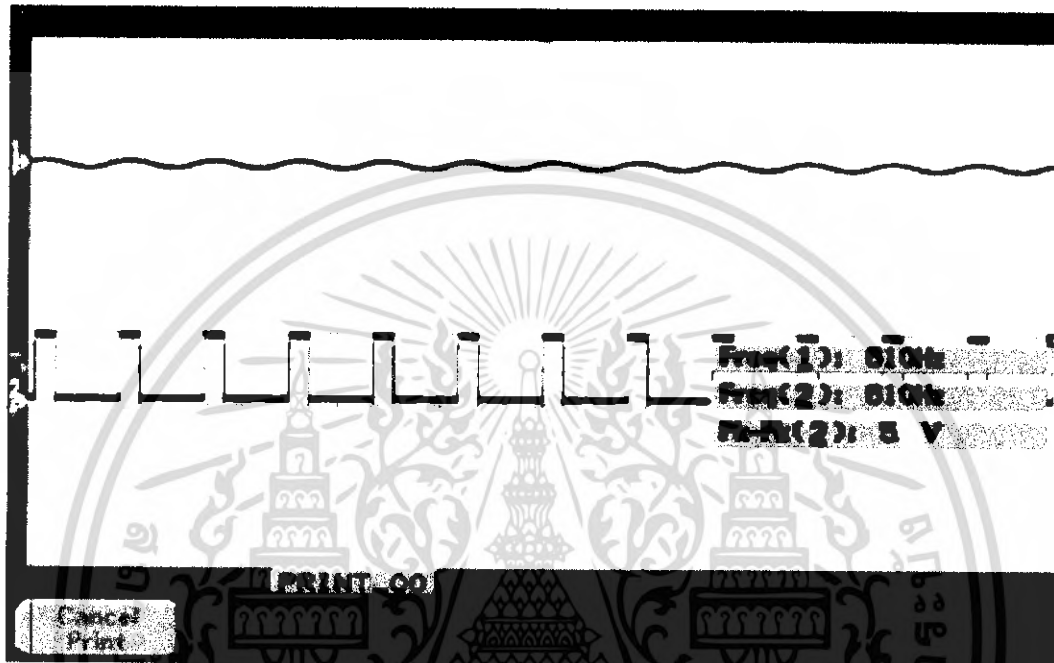
ในการทดลองตอนนี้ทำการตรวจสอบว่าวงจขยายสามารถขยายสัญญาณได้ตามที่ได้ ออกแบบ คือ มีอัตราขยายที่ 3,150 เท่า แต่ผลของสัญญาณที่ได้จริงแสดงในรูปที่ 4.5 ซึ่งมี อัตราขยาย 2,495 เท่า



รูปที่ 4.5 แสดงรูปสัญญาณเมื่อป้อนสัญญาณที่มี peak to peak เป็น 10.43 มิลลิโวลต์ Channel 1 (เส้นบน) แล้วได้สัญญาณที่มี peak to peak เป็น 26.02 โวลต์ และความถี่ 784 เฮิรตซ์ Channel 2 (เส้นล่าง)

4.5 การวัดสัญญาณเมื่อผ่านวงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Comparator)

ในการทดลองตอนนี้ทำการตรวจสอบว่าวงจรเปรียบเทียบแรงดันสามารถเปลี่ยนสัญญาณที่ได้มาเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่พิกะพิก (peak to peak) เป็น 5 โวลต์

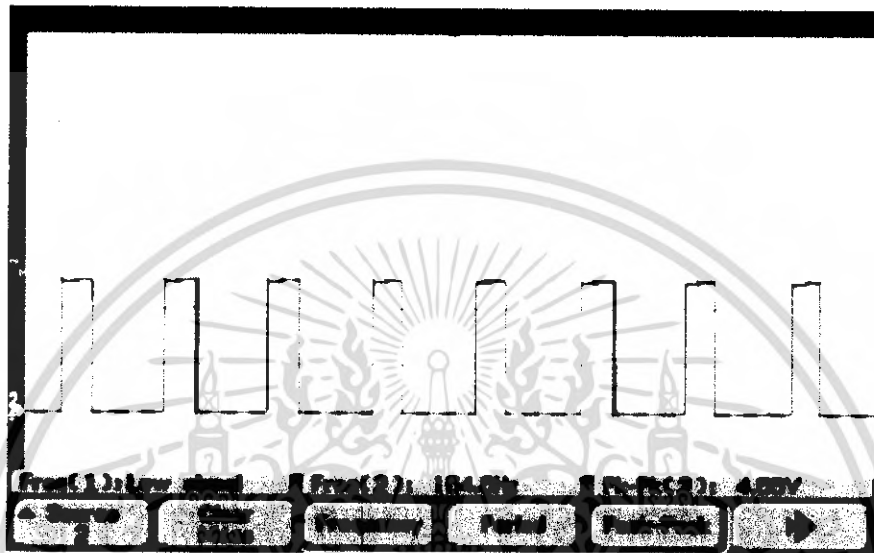


รูปที่ 4.6 แสดงรูปสัญญาณเมื่อป้อนสัญญาณที่มีความถี่เป็น 610 เฮิรตซ์ Channel 1 (เส้นบน) แล้วได้สัญญาณที่มีความถี่เป็น 610 เฮิรตซ์ และมี peak to peak เป็น 5 โวลต์ Channel 2 (เส้นล่าง)

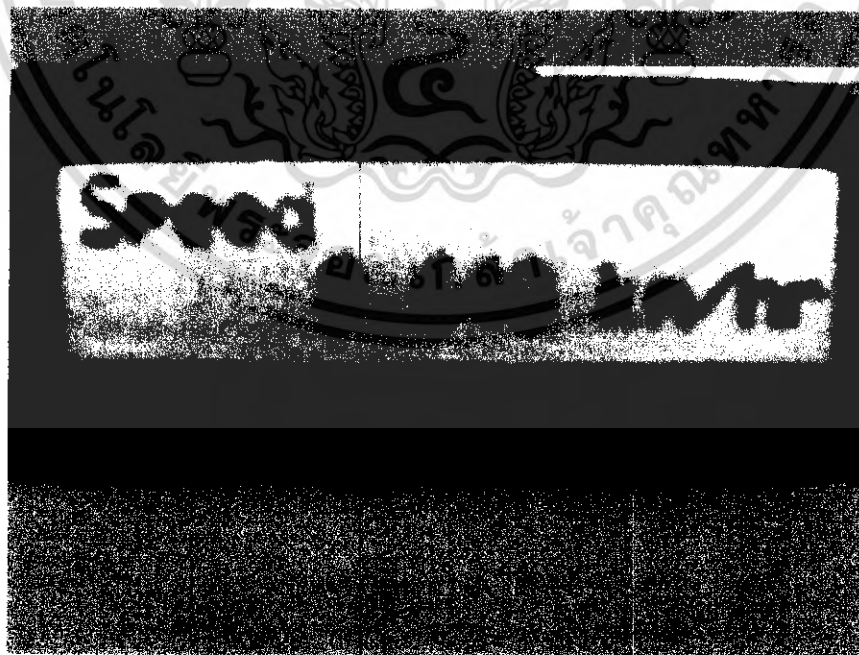
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 การทดลองการแสดงผลของไมโครคอนโทรลเลอร์บนจอ LCD

ในการทดลองตอนนี้ทำการตรวจสอบว่าไมโครคอนโทรลเลอร์สามารถประมวลผลและแสดงผลได้ถูกต้อง เมื่อมีสัญญาณเป็นคิงรูปที่ 4.7 ผลการทดลองแสดงได้คิงรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.7 แสดงรูปสัญญาณที่ได้เมื่อผ่านการจัดการสัญญาณแล้วซึ่งจะได้เป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมก่อนการนำไปนับความถี่ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์



รูปที่ 4.8 แสดงผลการวัดอัตราเร็วบนจอ LCD

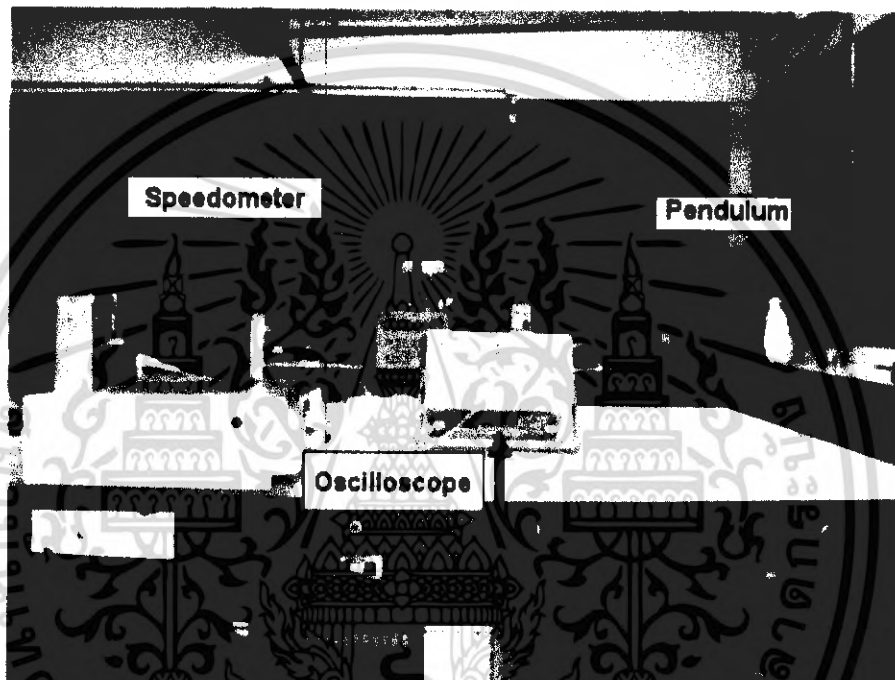
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.7 การวัดอัตราเร็วของลูกตุ้มขณะที่ถูกตุ้มแกว่งถึงจุดต่ำสุด

ในการทดลองตอนนี้เพื่อให้ทราบว่าเครื่องวัดอัตราเร็วที่ออกแบบและสร้างสามารถใช้วัดอัตราเร็วได้จริง และเพื่อทดสอบความแม่นยำของเครื่องวัดอัตราเร็ว

ขั้นตอนการทดลอง

1. จัดอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองทั้งหมดและเครื่องวัดอัตราเร็วคังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 แสดงการจัดอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดอัตราเร็วของการแกว่งของลูกตุ้ม

2. แกว่งลูกตุ้มที่ความสูงค่าหนึ่ง แล้วบันทึกค่าความถี่จาก Oscilloscope และนำไปคำนวณบันทึกค่าอัตราเร็วของลูกตุ้มขณะที่ถูกตุ้มแกว่งถึงจุดต่ำสุด เทียบกับค่าที่แสดงผลจากเครื่องที่สร้างขึ้น
3. ทำการทดลองตามข้อ 2 ซ้ำ 5 ครั้ง เพื่อนำไปเฉลี่ยเป็นค่าอัตราเร็วของลูกตุ้ม
4. เปรียบเทียบค่าอัตราเร็วจากข้อ 3 กับค่าอัตราเร็วที่คำนวณได้จากกฎการอนุรักษ์พลังงาน คือ $v = \sqrt{2gh}$
5. เปลี่ยนค่าความสูงของลูกตุ้ม แล้วทำการทดลองซ้ำข้อ 2-4 โดยเปลี่ยนความสูงไป 20 ค่า
6. ผลการทดลองเป็นคังตารางที่ 4.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 แสดงผลของค่าอัตราเร็วของลูกตุ้มที่ได้จากการวัดและค่าอัตราเร็วที่คำนวณได้จาก
ทฤษฎีกลศาสตร์

ความสูงที่ปล่อยลูกตุ้ม (m)	ความถี่คอเปอร์ (Hz)						ความเร็วที่คำนวณได้จากค่าความถี่จาก Oscilloscope (m/s)	ความเร็วที่ได้จากเครื่องวัดอัตราเร็ว (m/s)	ความเร็วที่ได้ตามทฤษฎี (m/s)	เปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อน (%)
	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	เฉลี่ย				
0.1	94	96	91	93	93	93.4	1.40	1.40	1.40	0
0.15	111	115	112	116	114	113.6	1.70	1.71	1.71	0.58
0.2	137	128	129	131	133	131.6	1.97	1.98	1.98	0.51
0.25	149	152	150	147	148	149.2	2.24	2.22	2.21	0.90
0.3	159	160	159	165	162	161	2.42	2.42	2.42	0
0.35	167	172	177	169	175	172	2.60	2.62	2.63	1.14
0.4	189	185	182	185	188	185.2	2.78	2.73	2.73	1.83
0.45	196	201	200	199	200	199.2	2.99	2.97	2.97	0.67
0.5	214	208	205	209	212	209.6	3.14	3.11	3.13	0.32
0.55	217	220	218	200	220	215	3.23	3.26	3.28	1.52
0.6	222	233	231	230	211	225.4	3.38	3.40	3.43	1.46
0.65	238	238	230	235	235	235.2	3.53	3.54	3.56	0.84
0.7	244	250	249	248	245	247.2	3.71	3.70	3.70	0.27
0.75	256	256	255	250	251	253.6	3.80	3.81	3.83	0.78
0.8	263	267	260	263	266	263.8	3.96	3.96	3.95	0.25
0.85	270	263	269	269	264	267	4.01	4.05	4.08	1.72
0.9	280	283	284	280	285	282.4	4.24	4.16	4.20	0.95
0.95	290	287	290	288	283	287.6	4.31	4.30	4.31	0
1.0	305	301	300	305	301	302.4	4.54	4.45	4.42	2.71
									เฉลี่ย	1.06

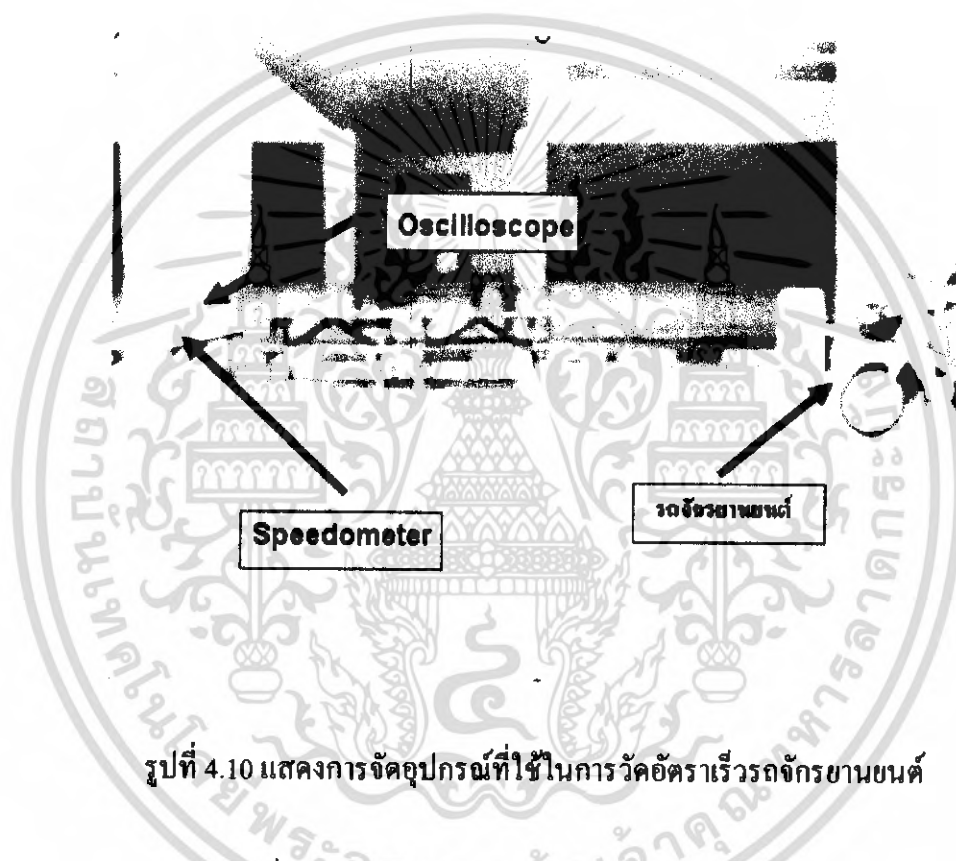
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.7 การวัดอัตราเร็วของรถจักรยานยนต์

การทดลองนี้เพื่อเป็นการยืนยันว่าเครื่องวัดอัตราเร็วที่ทำการออกแบบและสร้างสามารถวัดอัตราเร็วของยานยนต์ได้ และเพื่อให้เกิดความมั่นใจในเครื่องวัดอัตราเร็วสามารถวัดอัตราเร็วได้ถูกต้องใกล้เคียงกับเครื่องวัดอัตราเร็วที่มีใช้ภายในประเทศ

ขั้นตอนการทดลอง

1. จัดอุปกรณ์เครื่องวัดอัตราเร็วที่จะทำการทดลองดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 แสดงการจัดอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดอัตราเร็วรถจักรยานยนต์

2. กำหนดระยะทางที่ต้องการวัดอัตราเร็ว แล้วทำการบันทึกค่าอัตราเร็วเมื่อรถจักรยานยนต์วิ่งถึงจุดที่กำหนด
3. ทำการทดลองข้อที่ 2 ซ้ำ 5 ครั้ง เพื่อนำไปหาค่าเฉลี่ยของค่าอัตราเร็ว
4. เปรียบเทียบค่าอัตราเร็วที่ได้จากข้อ 3 กับค่าอัตราเร็วที่ได้จากมาตรวัดบนรถจักรยานยนต์
5. เปลี่ยนค่าอัตราเร็วของรถจักรยานยนต์และระยะทาง แล้วทำการทดลองข้อที่ 2-4 ซ้ำ

ในการทดลองตอนนี้จะทำการวัดอัตราเร็วของรถจักรยานยนต์ที่มีอัตราเร็ว 20 กิโลเมตรต่อชั่วโมง (5.56 เมตรต่อวินาที) 30 กิโลเมตรต่อชั่วโมง (8.33 เมตรต่อวินาที) และ 40 กิโลเมตรต่อชั่วโมง (11.11 เมตรต่อวินาที) ที่ระยะทางต่างๆจนถึงขีดจำกัดที่สามารถวัดได้ โดยผลที่ทำการวัดได้จะนำไปเปรียบเทียบกับค่าอัตราเร็วของรถจักรยานยนต์ที่แสดงบนมาตรวัดอัตราเร็ว ซึ่งผลการทดลองเป็นดังนี้

ตารางที่ 4.3 แสดงอัตราเร็วของรถจักรยานยนต์ที่ทำการวัดที่ระยะ 10 เมตร และเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อน

อัตราเร็วของ รถจักรยานยนต์ (km/hr)/(m/s)	อัตราเร็วของรถจักรยานยนต์ที่ทำการวัดได้ (m/s)						เปอร์เซ็นต์ ความคลาด เคลื่อน(%)
	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	เฉลี่ย	
20 / 5.56	5.64	6.12	5.88	4.81	5.22	5.53	0.54
30 / 8.33	8.25	8.55	8.48	8.01	8.18	8.29	0.48
40 / 11.11	10.35	11.76	11.31	10.68	10.94	11.01	0.9
						เฉลี่ย	0.64

ตารางที่ 4.4 แสดงอัตราเร็วของรถจักรยานยนต์ที่ทำการวัดที่ระยะ 20 เมตร และเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อน

อัตราเร็วของ รถจักรยานยนต์ (km/hr)/(m/s)	อัตราเร็วของรถจักรยานยนต์ที่ทำการวัดได้ (m/s)						เปอร์เซ็นต์ ความคลาด เคลื่อน(%)
	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	เฉลี่ย	
20 / 5.56	5.55	5.88	6.12	5.25	5.22	5.60	0.72
30 / 8.33	8.16	8.37	8.33	7.92	8.48	8.25	0.96
40 / 11.11	11.25	11.85	10.35	11.10	11.48	11.21	0.90
						เฉลี่ย	0.86

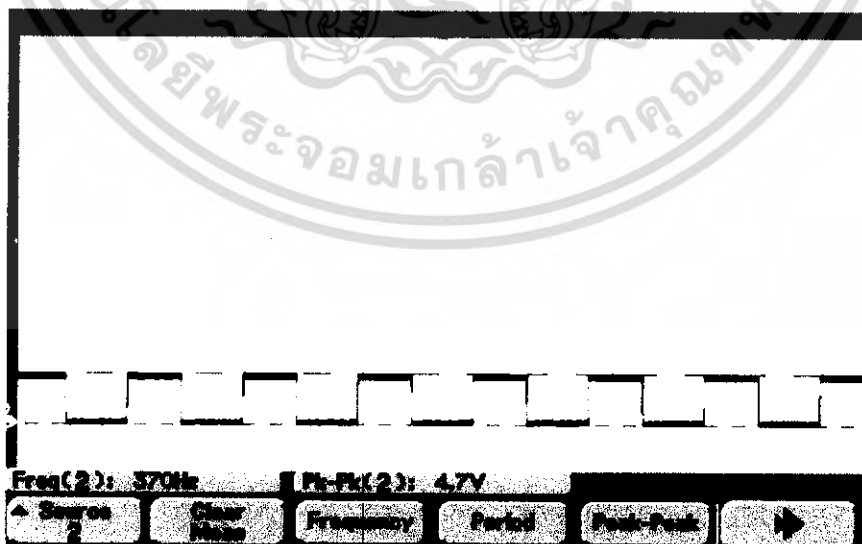
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.5 แสดงอัตราเร็วของรถจักรยานยนต์ที่ทำการวัดที่ระยะ 30 เมตร และเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อน

อัตราเร็วของ รถจักรยานยนต์ (km/hr)/(m/s)	อัตราเร็วของรถจักรยานยนต์ที่ทำการวัดได้ (m/s)						เปอร์เซ็นต์ ความคลาด เคลื่อน(%)
	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	เฉลี่ย	
20 / 5.56	5.74	5.41	5.59	5.52	5.47	5.57	0.18
30 / 8.33	8.40	8.29	8.48	8.29	8.38	8.36	0.36
40 / 11.11	11.26	11.54	10.86	11.19	11.07	11.18	0.63
						เฉลี่ย	0.39

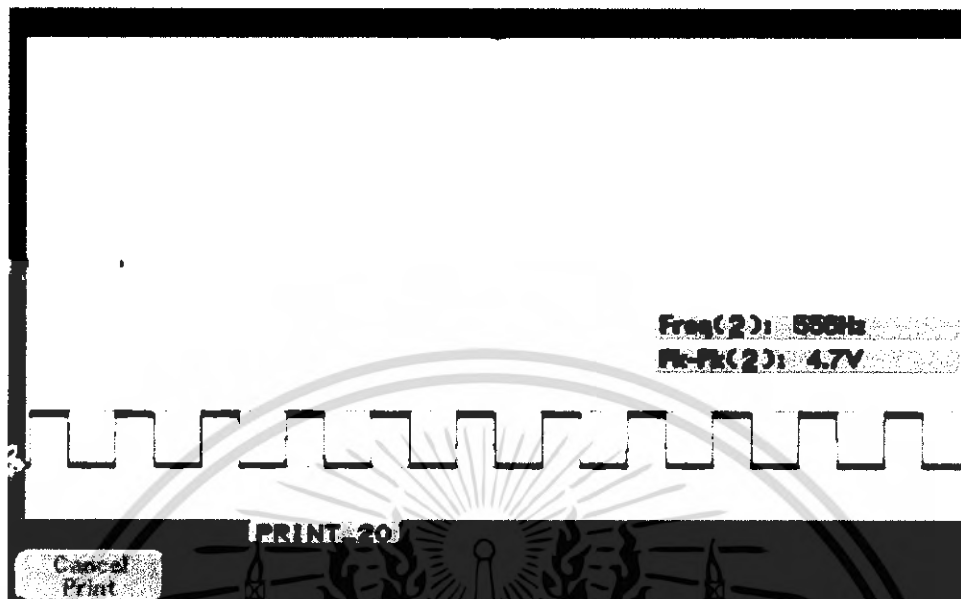
หมายเหตุ ผลของเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนในแต่ละระยะที่ทำการวัดอัตราเร็วจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อระยะเพิ่มขึ้น แต่ในการทดลองครั้งนี้การวัดอัตราเร็วในแต่ละระยะทำการวัดไม่พร้อมกัน ซึ่งค่าเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนนี้อาจเกิดจากความร้อนในขณะที่ทำการวัดอัตราเร็วทั้งภายในตัวเครื่องและระบบ

ตัวอย่างสัญญาณที่ได้ในการวัดอัตราเร็วของรถจักรยานยนต์ที่ระยะ 20 เมตร ด้วยอัตราเร็ว 20 กิโลเมตรต่อชั่วโมง 30 กิโลเมตรต่อชั่วโมง และ 40 กิโลเมตรต่อชั่วโมง สัญญาณที่ได้แสดงดังรูป 4.11 , 4.12 และ 4.13



รูปที่ 4.11 แสดงสัญญาณวัดได้เมื่อรถจักรยานยนต์มีอัตราเร็ว 20 km/hr (5.56 m/s) ซึ่งมีความถี่ 370 เฮิรตซ์ มี peak to peak ที่ 4.7 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณวัดได้เมื่อรถจักรยานยนต์มีอัตราเร็ว 30 km/hr (8.33 m/s) ซึ่งมีความถี่ 556 เฮิรตซ์ มี peak to peak ที่ 4.7 โวลต์



รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณวัดได้เมื่อรถจักรยานยนต์มีอัตราเร็ว 40 km/hr (11.11 m/s) ซึ่งมีความถี่ 741 เฮิรตซ์ มี peak to peak ที่ 4.7 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.9 วัดอัตราเร็วของรถยนต์ที่ระยะไกลสุด 45 เมตร

การทดลองนี้เพื่อให้ทราบว่าที่ระยะไกลสุดที่ทำการวัดได้จะสามารถตรวจจับอัตราเร็วได้เพียงใด และเพื่อให้ทราบว่าเครื่องวัดอัตราเร็วสามารถนำไปวัดรถยนต์บนท้องถนนได้

ขั้นตอนการทดลอง

1. จัดเครื่องวัดอัตราเร็วแล้วทำการวัดระยะไกลสุด 45 เมตร ซึ่งเป็นจุดที่จะทำการจับความเร็วดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 แสดงการจัดอุปกรณ์ในการวัดอัตราเร็ว

2. จับความเร็วรถยนต์ที่ระยะไกลสุด 45 เมตร แล้วเปลี่ยนค่าอัตราเร็วเป็นหลายๆค่า
3. ผลการทดลองแสดงดังตารางที่ 4.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.6 แสดงอัตราเร็วของรถยนต์ที่ระยะไกลสุด 45 เมตร และเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อน

อัตราเร็วของ รถยนต์ (km/hr)	อัตราเร็วของรถยนต์ที่ทำการวัดได้ (km/hr)						เปอร์เซ็นต์ ความคลาด เคลื่อน(%)
	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	เฉลี่ย	
50	49	51	49	50	50.5	49.9	0.2
60	61	58	61	59	60	59.8	0.33
70	69	70	69	70	71	69.8	0.29
80	80	81	82	79	79	79.2	0.25
90	91	89	88	91	89	89.6	0.4
100	101	99	103	101	98	100.4	0.4
120	118	119	119	122	119	119.4	0.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

5.1 สรุปผลการทดลอง

ในระบบของเครื่องวัดอัตราเร็วประกอบด้วยหลายส่วน จึงได้มีการทดลองแต่ละส่วนเพื่อให้สามารถใช้งานได้ตามที่กำหนดไว้ ซึ่งผลที่ได้เป็นดังนี้ แก๊สน์เพลกเซอร์ให้ผลของสัญญาณเอาท์พุทที่มีขนาดเล็กและมีสัญญาณรบกวนสูง จึงได้ใช้ส่วนปรับสภาพสัญญาณที่ประกอบด้วย วงจรพีแอมป์ไฟเออร์ที่ให้ค่าอัตราขยายเป็น 60 เท่า หรือ 35 เดซิเบล วงจรกรองความถี่สูงสามารถกรองความถี่ได้ที่ 300 เฮิรตซ์ เพื่อลดสัญญาณรบกวนจากภายนอก วงจรแอมป์ไฟเออร์ที่มีอัตราขยาย 2,495 เท่า เพื่อให้ได้สัญญาณที่มีขนาดโตและสามารถตรวจจับได้ที่ระยะไกล วงจรคอมพาราเตอร์ที่สามารถแปลงสัญญาณรูปไซน์เป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่มีแรงดันเมื่อเทียบกราวด์เป็น 5 โวลต์ จากนั้นใช้ PIC Microcontroller เป็นส่วนประมวลผลสัญญาณและคำนวณค่าอัตราเร็วแสดงบนจอ LCD ซึ่งจากการทดลองระบบรวมสามารถวัดอัตราเร็วรถยนต์ที่ 120 กิโลเมตรต่อชั่วโมง ได้ในช่วงระยะ 35 ถึง 45 เมตร ค่าอัตราเร็วมีความคลาดเคลื่อนราว 5 เปอร์เซ็นต์ ลักษณะของเครื่องวัดอัตราเร็วเป็นดังรูป 5.1



รูปที่ 5.1 แสดงเครื่องวัดอัตราเร็วที่ทำการออกแบบและสร้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 ปัญหาที่พบ

ในการส่งสัญญาณให้สามารถตรวจจับได้ไกลๆ มี 2 วิธีด้วยกัน วิธีแรก คือ เพิ่มกำลังของตัวส่งสัญญาณ(กันน้ออสซิลเลเตอร์) วิธีที่ 2 คือ ทำการออกแบบวงจรขยายที่มีอัตราขยายสูงช่วยในการส่งกำลังได้ไกลขึ้น วิธีนี้จะทำให้มีการขยายสัญญาณรบกวนเพิ่มตาม ซึ่งถ้าสัญญาณรบกวนมากจะยากในการกำจัดและผลการทดลองจะคลาดเคลื่อน ดังนั้นในการใช้วงจขยายต้องคำนึงถึงผลของสัญญาณรบกวนด้วยและค่าระยะทางไกลสุดที่สามารถวัดได้จะขึ้นกับวงจขยายที่ออกแบบขึ้น

5.3 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

เนื่องจากมีเวลาเหลือในการทำงานจึงได้มีการพัฒนาเครื่องวัดอัตราเร็วใหม่ ข้อแตกต่างจากของเดิม คือ สามารถทำงานได้อัตโนมัติ แสดงผลเป็นข้อความเตือนใจเมื่อมีการขับขึ้นยานพาหนะเกินอัตราเร็วที่กำหนด สามารถบันทึกภาพถ่ายไว้เป็นหลักฐานได้ ซึ่งมีลักษณะดังรูปที่ 5.2 ซึ่งได้ส่งเข้าร่วมประกวดในโครงการรางวัลนวัตกรรมแห่งประเทศไทยครั้งที่ 5 ประจำปี ค.ศ.2005 สาขาวิศวกรรมศาสตร์และเทคโนโลยีรวมถึงสาขาพิเศษ รางวัลนวัตกรรมเชิงธุรกิจ ในชื่อ “ป้ายอัจฉริยะสะกดนักซิ่ง” ได้รับการคัดเลือกเข้ารอบสุดท้ายและได้รับรางวัลชมเชยในสาขาพิเศษรางวัลนวัตกรรมเชิงธุรกิจ



รูปที่ 5.2 แสดงเครื่องวัดอัตราเร็วแบบแสดงผลเป็นประโยคเตือนใจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

define osc 10

'-----define-----'

define LCD_DREG PORTD 'PORTD is DATA pin'

DEFINE LCD_DBIT 0 'PORTD.0-PORTD.7'

DEFINE LCD_RSREG PORTC

DEFINE LCD_RSBIT 0 'PORTC.0 is RS pin'

DEFINE LCD_EREG PORTC

DEFINE LCD_EBIT 1 'PORTC.1 is E pin'

DEFINE LCD_BITS 8 'LED mode 8 bit'

DEFINE LCD_LINES2

DEFINE LCD_COMMANDUS 3000

DEFINE LCD_DATAUS 50

B0 var byte

fd var word[10]

Y var byte

x var word

V VAR word

U var word

symbol COUNTPULSE = PORTC.2

symbol switS = PORTA.0

'-----Deflne LCD Constants-----'

I con \$FE

Clr con 1

Line1 con \$80

Line2 con \$C0

'-----initial comdition-----'

TRISA = %00000001

ADCON1 = \$06

TRISD = %00000000

TRISB = %00000000

TRISC = %11111100

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

symbol SO=PORTC.6 ' Set RC6 as TX pin

symbol SI=PORTC.7 ' Set RC7 as RX pin

'-----MAIN-----'

Main :

lcdout I,Clr

pause 1000

lcdout Line1,"PRESS START"

Switch: B0 = 0

button switS,0,255,0,B0,1,Cout

goto Switch

end

'-----Sort-----'

Cout: for Y=0 to 3

count COUNTPULSE,100,fd[Y]

next Y

x=(fd[0]+fd[1]+fd[2])/3

V = (540*X)/1000

U = (540*x)//1000

lcdout I,Clr

lcdout I,line1,"Velocity"

lcdout I,\$c7,dec V,".",dec U,\$14,"km/hr"

goto Cout

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ข.
คู่มือของอุปกรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM833

Dual Audio Operational Amplifier

General Description

The LM833 is a dual general purpose operational amplifier designed with particular emphasis on performance in audio systems.

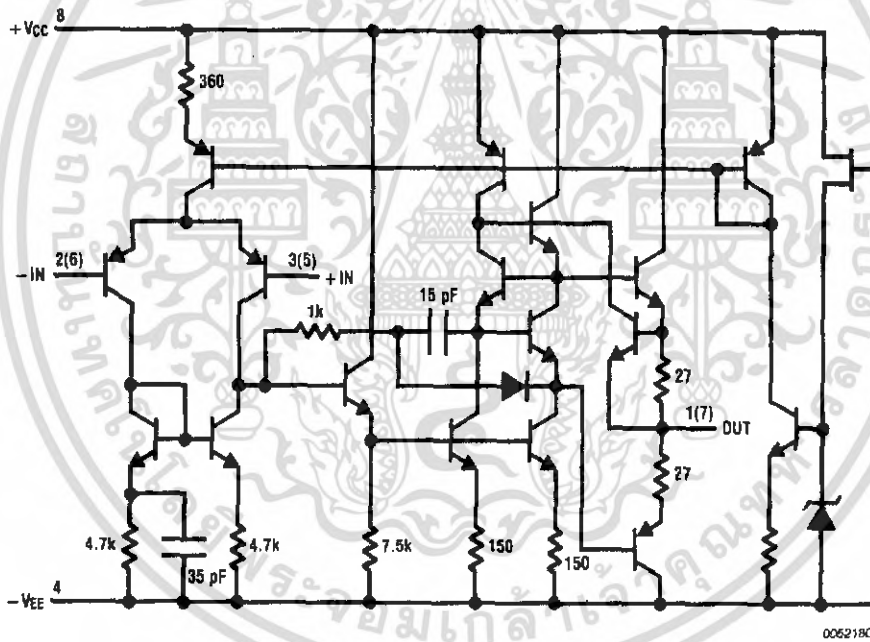
This dual amplifier IC utilizes new circuit and processing techniques to deliver low noise, high speed and wide bandwidth without increasing external components or decreasing stability. The LM833 is internally compensated for all closed loop gains and is therefore optimized for all preamp and high level stages in PCM and HiFi systems.

The LM833 is pin-for-pin compatible with industry standard dual operational amplifiers.

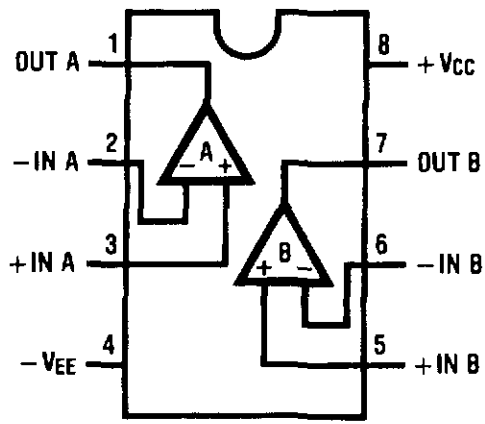
Features

- Wide dynamic range: >140dB
- Low input noise voltage: 4.5nV/√Hz
- High slew rate: 7 V/μs (typ); 5V/μs (min)
- High gain bandwidth: 15MHz (typ); 10MHz (min)
- Wide power bandwidth: 120KHz
- Low distortion: 0.002%
- Low offset voltage: 0.3mV
- Large phase margin: 60°
- Available in 8 pin MSOP package

Schematic Diagram (1/2 LM833)



Connection Diagram



00521802

Order Number LM833M, LM833MX, LM833N, LM833MM or LM833MMX
See NS Package Number
M08A, N08E or MUA08A



Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Supply Voltage $V_{CC}-V_{EE}$	36V
Differential Input Voltage (Note 3) V_I	$\pm 30V$
Input Voltage Range (Note 3) V_{IC}	$\pm 15V$
Power Dissipation (Note 4) P_D	500 mW
Operating Temperature Range T_{OPR}	$-40 - 85^\circ C$

Storage Temperature Range T_{STG}	$-60 - 150^\circ C$
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	$260^\circ C$
Small Outline Package (SOIC and MSOP)	
Vapor Phase (60 seconds)	$215^\circ C$
Infrared (15 seconds)	$220^\circ C$
ESD tolerance (Note 5)	1600V

DC Electrical Characteristics (Notes 1, 2)(T_A = 25°C, V_S = ±15V)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
V _{OS}	Input Offset Voltage	R _S = 10Ω		0.3	5	mV
I _{OS}	Input Offset Current			10	200	nA
I _B	Input Bias Current			500	1000	nA
A _V	Voltage Gain	R _L = 2 kΩ, V _O = ±10V	90	110		dB
V _{OM}	Output Voltage Swing	R _L = 10 kΩ	±12	±13.5		V
		R _L = 2 kΩ	±10	±13.4		V
V _{CM}	Input Common-Mode Range		±12	±14.0		V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	V _{IN} = ±12V	80	100		dB
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	V _S = 15-5V, -15--5V	80	100		dB
I _O	Supply Current	V _O = 0V, Both Amps		5	8	mA

AC Electrical Characteristics(T_A = 25°C, V_S = ±15V, R_L = 2 kΩ)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
SR	Slew Rate	R _L = 2 kΩ	5	7		V/μs
GBW	Gain Bandwidth Product	f = 100 kHz	10	15		MHz

Design Electrical Characteristics(T_A = 25°C, V_S = ±15V) The following parameters are not tested or guaranteed.

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	Units
ΔV _{OS} /ΔT	Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage		2	μV/°C
THD	Distortion	R _L = 2 kΩ, f = 20-20 kHz V _{OUT} = 3 V _{rms} , A _V = 1	0.002	%
e _n	Input Referred Noise Voltage	R _S = 100Ω, f = 1 kHz	4.5	nV/√Hz
i _n	Input Referred Noise Current	f = 1 kHz	0.7	pA/√Hz
PBW	Power Bandwidth	V _O = 27 V _{pp} , R _L = 2 kΩ, THD ≤ 1%	120	kHz
f _U	Unity Gain Frequency	Open Loop	9	MHz
φ _M	Phase Margin	Open Loop	60	deg
	Input Referred Cross Talk	f = 20-20 kHz	-120	dB

Design Electrical Characteristics (Continued)

Note 1: *Absolute Maximum Ratings* indicate limits beyond which damage to the device may occur. *Operating Ratings* indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits. *Electrical Characteristics* state DC and AC electrical specifications under particular test conditions which guarantee specific performance limits. This assumes that the device is within the Operating Ratings. Specifications are not guaranteed for parameters where no limit is given, however, the typical value is a good indication of device performance.

Note 2: All voltages are measured with respect to the ground pin, unless otherwise specified.

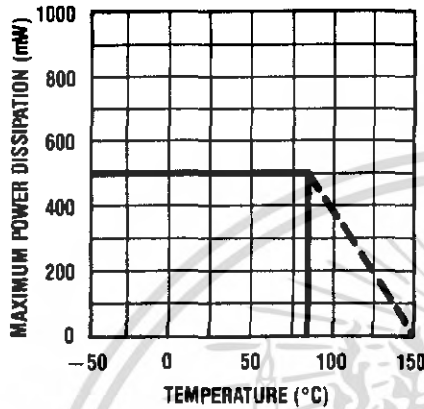
Note 3: If supply voltage is less than $\pm 15V$, it is equal to supply voltage.

Note 4: This is the permissible value at $T_A \leq 85^\circ C$.

Note 5: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

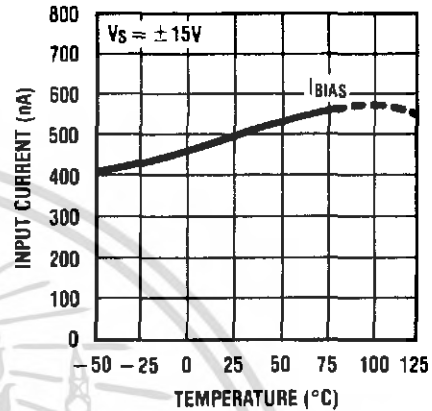
Typical Performance Characteristics

Maximum Power Dissipation vs Ambient Temperature



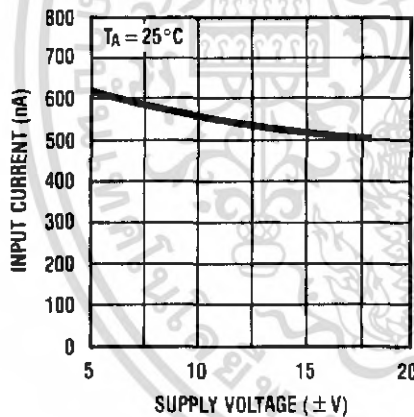
00521804

Input Bias Current vs Ambient Temperature



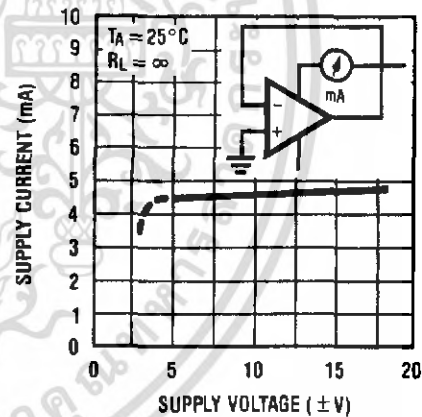
00521805

Input Bias Current vs Supply Voltage



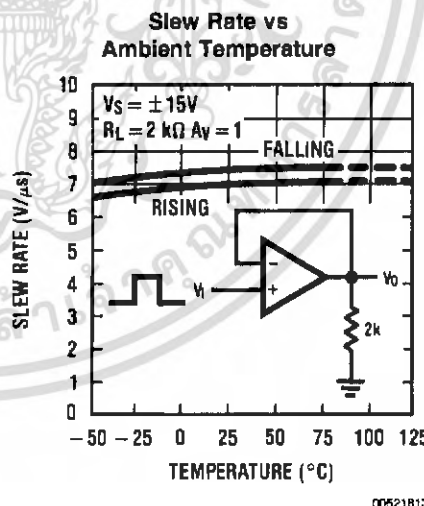
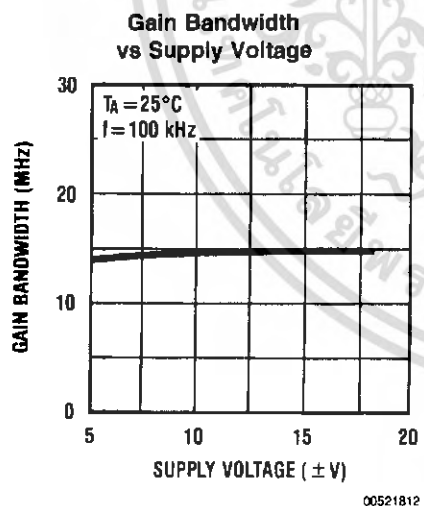
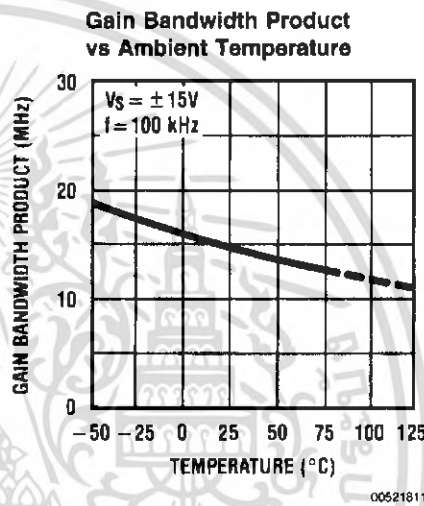
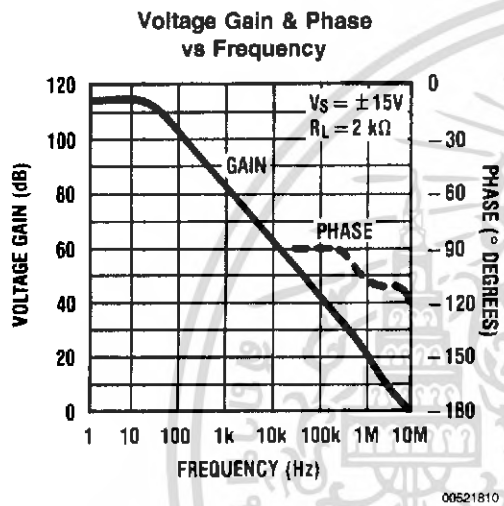
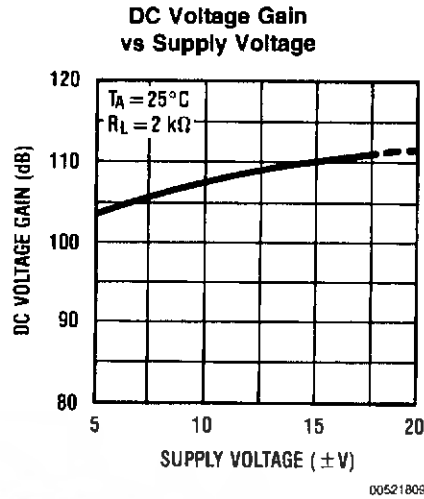
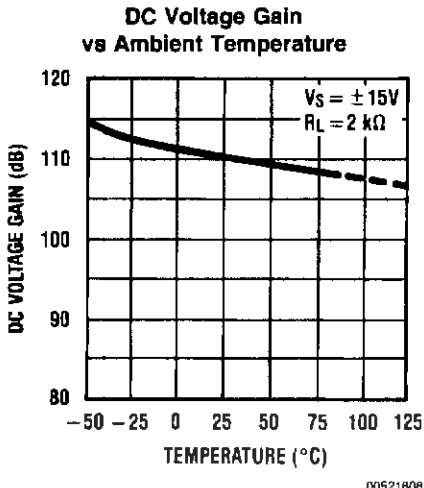
00521806

Supply Current vs Supply Voltage



00521807

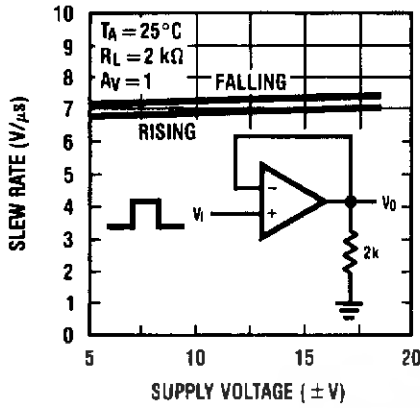
Typical Performance Characteristics (Continued)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

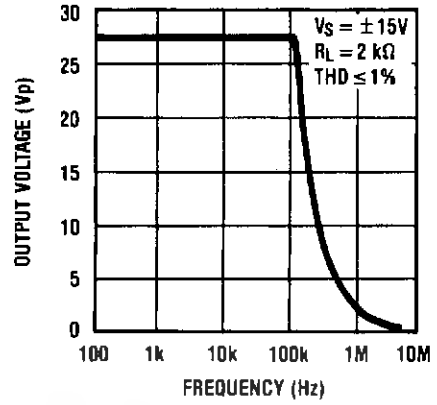
Typical Performance Characteristics (Continued)

Slew Rate vs Supply Voltage



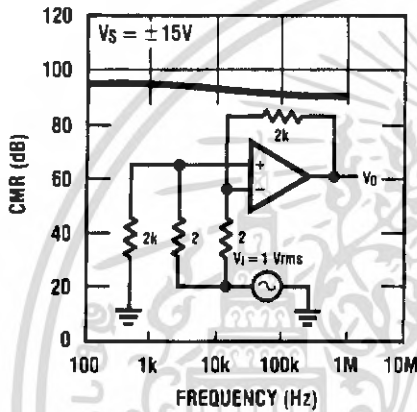
00521814

Power Bandwidth



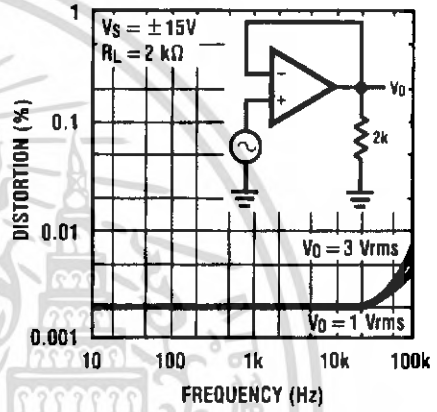
00521815

CMR vs Frequency



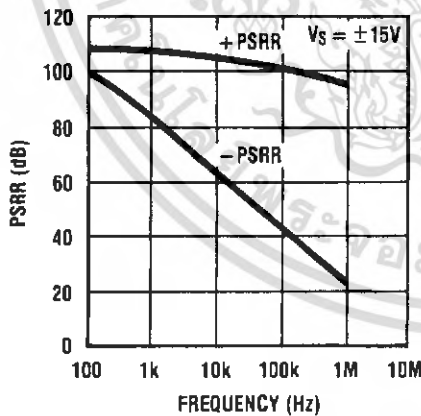
00521819

Distortion vs Frequency



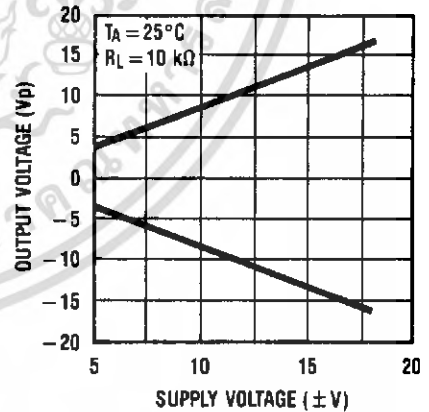
00521820

PSRR vs Frequency



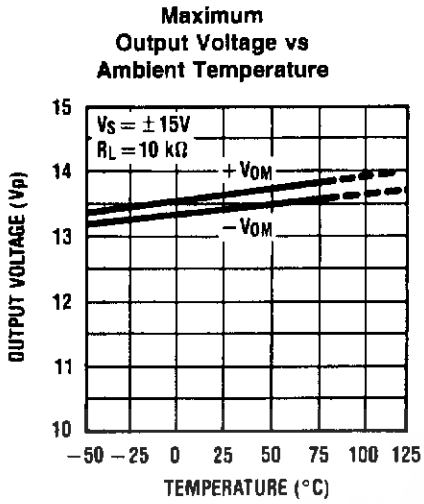
00521818

Maximum Output Voltage vs Supply Voltage

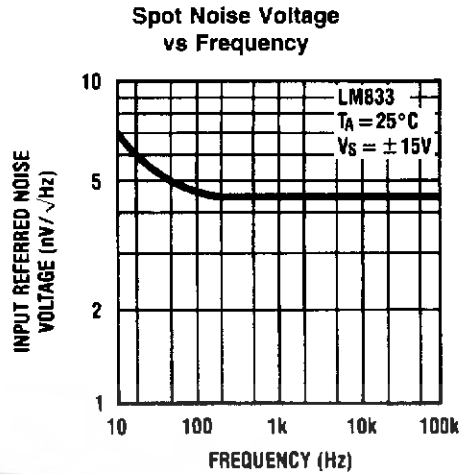


00521816

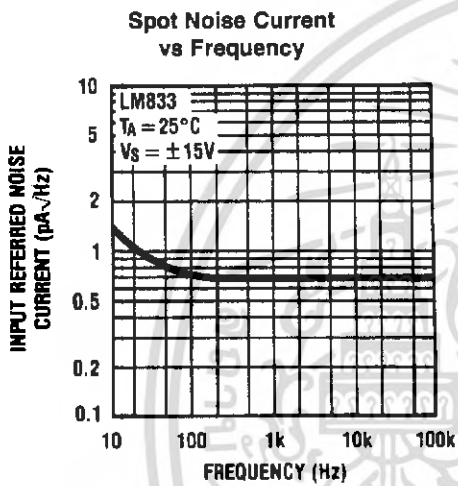
Typical Performance Characteristics (Continued)



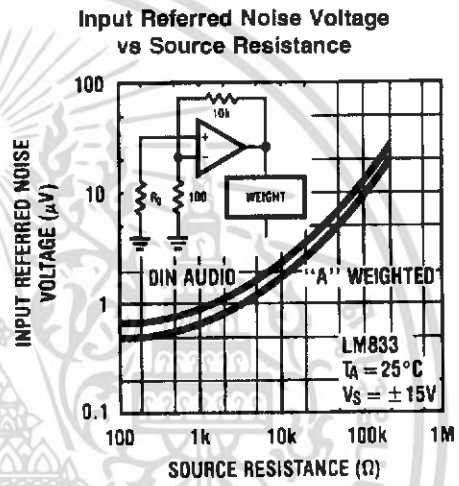
00521817



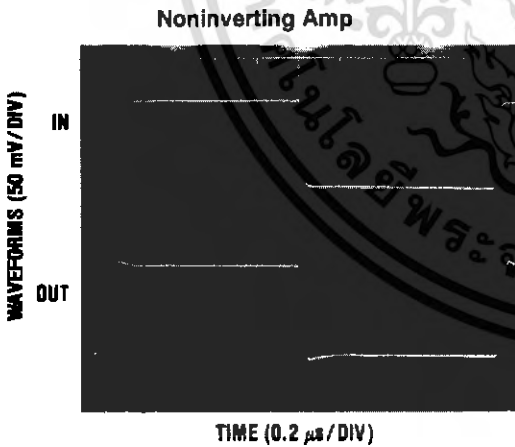
00521821



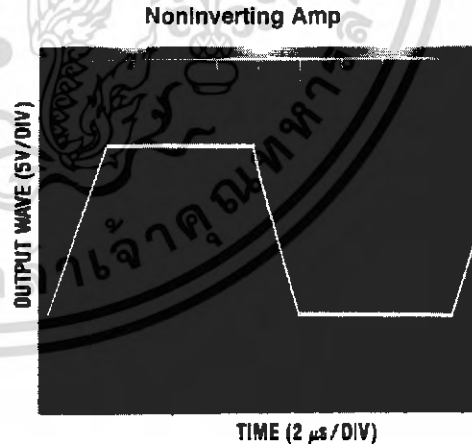
00621822



00521823



00521824



00521825

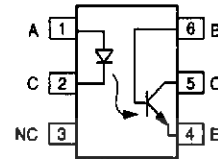
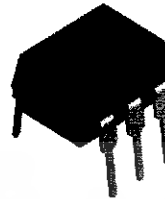
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Optocoupler, Phototransistor Output, With Base Connection

Features

- Isolation Test Voltage 5300 V_{RMS}
- Interfaces with Common Logic Families
- Input-output Coupling Capacitance < 0.5 pF
- Industry Standard Dual-in-line 6-pin Package
- Lead-free component
- Component in accordance to RoHS 2002/95/EC and WEEE 2002/96/EC



Agency Approvals

- UL1577, File No. E52744 System Code H or J, Double Protection
- DIN EN 60747-5-2 (VDE0884)
DIN EN 60747-5-5 pending
Available with Option 1

These isolation processes and the Vishay ISO9001 quality program results in the highest isolation performance available for a commercial plastic phototransistor optocoupler.

The devices are also available in lead formed configuration suitable for surface mounting and are available either on tape and reel, or in standard tube shipping containers.

Note:

For additional design information see Application Note 45 Normalized Curves

Applications

- AC Mains Detection
- Reed relay driving
- Switch Mode Power Supply Feedback
- Telephone Ring Detection
- Logic Ground Isolation
- Logic Coupling with High Frequency Noise Rejection

Order Information

Part	Remarks
4N25	CTR > 20 %, DIP-6
4N26	CTR > 20 %, DIP-6
4N27	CTR > 10 %, DIP-6
4N28	CTR > 10 %, DIP-6
4N25-X006	CTR > 20 %, DIP-6 400 mil (option 6)
4N25-X007	CTR > 20 %, SMD-6 (option 7)
4N25-X009	CTR > 20 %, SMD-6 (option 9)
4N26-X006	CTR > 20 %, DIP-6 400 mil (option 6)
4N26-X007	CTR > 20 %, SMD-6 (option 7)
4N26-X009	CTR > 20 %, SMD-6 (option 9)
4N27-X007	CTR > 10 %, SMD-6 (option 7)
4N27-X009	CTR > 10 %, SMD-6 (option 9)
4N28-X009	CTR > 10 %, SMD-6 (option 9)

For additional information on the available options refer to Option Information.

Description

The 4N25 family is an Industry Standard Single Channel Phototransistor Coupler. This family includes the 4N25/ 4N26/ 4N27/ 4N28. Each optocoupler consists of gallium arsenide infrared LED and a silicon NPN phototransistor.

These couplers are Underwriters Laboratories (UL) listed to comply with a 5300 V_{RMS} isolation test voltage. This isolation performance is accomplished through special Vishay manufacturing process.

Compliance to DIN EN 60747-5-2(VDE0884)/ DIN EN 60747-5-5 pending partial discharge isolation specification is available by ordering option1.

Absolute Maximum Ratings

$T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified

Stresses in excess of the absolute Maximum Ratings can cause permanent damage to the device. Functional operation of the device is not implied at these or any other conditions in excess of those given in the operational sections of this document. Exposure to absolute Maximum Rating for extended periods of the time can adversely affect reliability.

Input

Parameter	Test condition	Symbol	Value	Unit
Reverse voltage		V_R	6.0	V
Forward current		I_F	60	mA
Surge current	$t < 10\text{ }\mu\text{s}$	I_{FSM}	2.5	A
Power dissipation		P_{diss}	100	mW

Output

Parameter	Test condition	Symbol	Value	Unit
Collector-emitter breakdown voltage		V_{CEO}	70	V
Emitter-base breakdown voltage		V_{EBO}	7.0	V
Collector current		I_C	50	mA
Collector current	$t < 1.0\text{ ms}$	I_C	100	mA
Power dissipation		P_{diss}	150	mW

Coupler

Parameter	Test condition	Symbol	Value	Unit
Isolation test voltage		V_{ISO}	5300	V_{RMS}
Creepage			≥ 7.0	mm
Clearance			≥ 7.0	mm
Isolation thickness between emitter and detector			≥ 0.4	mm
Comparative tracking index	DIN IEC 112/VDE0303, part 1		175	
Isolation resistance	$V_{IO} = 500\text{ V}$, $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	R_{IO}	10^{12}	Ω
	$V_{IO} = 500\text{ V}$, $T_{amb} = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$	R_{IO}	10^{11}	Ω
Storage temperature		T_{stg}	- 55 to + 150	$^{\circ}\text{C}$
Operating temperature		T_{amb}	- 55 to + 100	$^{\circ}\text{C}$
Junction temperature		T_j	100	$^{\circ}\text{C}$
Soldering temperature	max. 10 s, dip soldering: distance to seating plane $\geq 1.5\text{ mm}$	T_{sld}	260	$^{\circ}\text{C}$



Electrical Characteristics

T_{amb} = 25 °C, unless otherwise specified

Minimum and maximum values are testing requirements. Typical values are characteristics of the device and are the result of engineering evaluation. Typical values are for information only and are not part of the testing requirements.

Input

Parameter	Test condition	Symbol	Min	Typ.	Max	Unit
Forward voltage ¹⁾	I _F = 50 mA	V _F		1.3	1.5	V
Reverse current ¹⁾	V _R = 3.0 V	I _R		0.1	100	μA
Capacitance	V _R = 0 V	C _O		25		pF

¹⁾ Indicates JEDEC registered values

Output

Parameter	Test condition	Part	Symbol	Min	Typ.	Max	Unit
Collector-base breakdown voltage ¹⁾	I _C = 100 μA		BV _{CBO}	70			V
Collector-emitter breakdown voltage ¹⁾	I _C = 1.0 mA		BV _{CEO}	30			V
Emitter-collector breakdown voltage ¹⁾	I _E = 100 μA		BV _{ECO}	7.0			V
I _{CEO} (dark) ¹⁾	V _{CE} = 10 V, (base open)	4N25			5.0	50	nA
		4N26			5.0	50	nA
		4N27			5.0	50	nA
		4N28			10	100	nA
I _{CBO} (dark) ¹⁾	V _{CB} = 10 V, (emitter open)				2.0	20	nA
Collector-emitter capacitance	V _{CE} = 0		C _{CE}		6.0		pF

¹⁾ Indicates JEDEC registered values

Coupler

Parameter	Test condition	Part	Symbol	Min	Typ.	Max	Unit
Isolation voltage ¹⁾	Peak, 60 Hz	4N25	V _{IO}	2500			V
		4N26	V _{IO}	1500			V
		4N27	V _{IO}	1500			V
		4N28	V _{IO}	500			V
Saturation voltage, collector-emitter	I _{CE} = 2.0 mA, I _F = 50 mA		V _{CE(sat)}			0.5	V
Resistance, input output ¹⁾	V _{IO} = 500 V		R _{IO}	100			GΩ
Capacitance (input-output)	f = 1.0 MHz		C _{IO}		0.5		pF

¹⁾ Indicates JEDEC registered values

Current Transfer Ratio

Parameter	Test condition	Part	Symbol	Min	Typ.	Max	Unit
DC Current Transfer Ratio ¹⁾	V _{CE} = 10 V, I _F = 10 mA	4N25	CTR _{DC}	20	50		%
		4N26	CTR _{DC}	20	50		%
		4N27	CTR _{DC}	10	30		%
		4N28	CTR _{DC}	10	30		%

¹⁾ Indicates JEDEC registered value

Switching Characteristics

Parameter	Test condition	Symbol	Min	Typ.	Max	Unit
Rise and fall times	$V_{CE} = 10\text{ V}$, $I_F = 10\text{ mA}$, $R_L = 100\ \Omega$	t_r , t_f		2.0		μs

Typical Characteristics ($T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

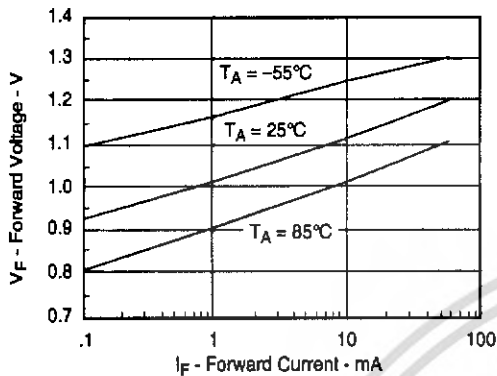


Figure 1. Forward Voltage vs. Forward Current

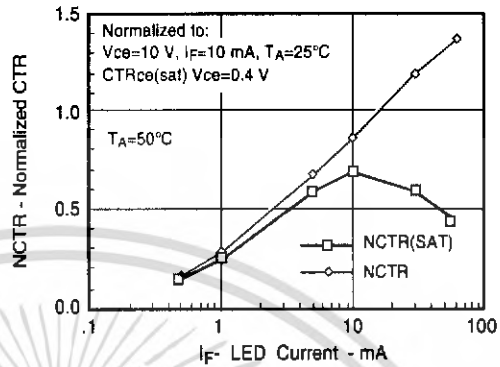


Figure 3. Normalized Non-saturated and Saturated CTR vs. LED Current

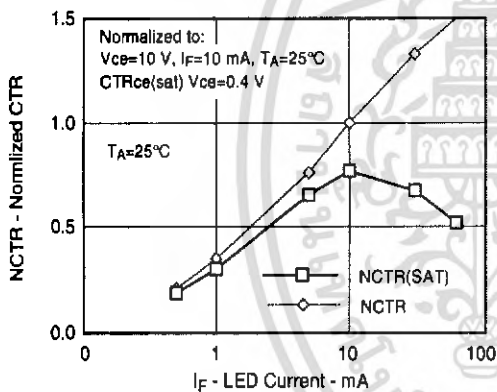


Figure 2. Normalized Non-Saturated and Saturated CTR vs. LED Current

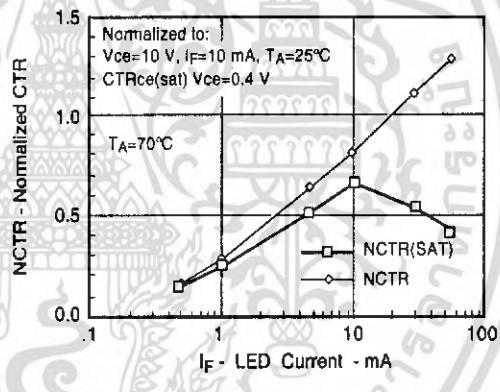
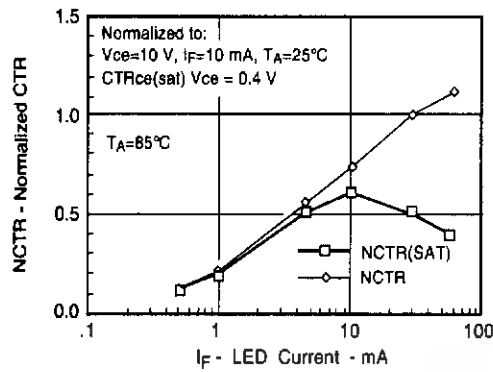
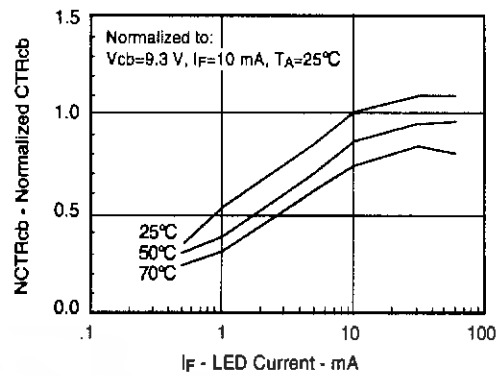


Figure 4. Normalized Non-saturated and saturated CTR vs. LED Current



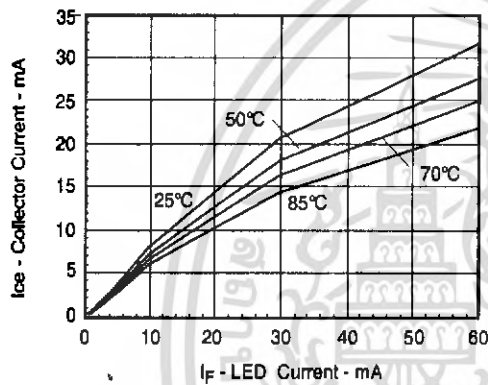
M25_05

Figure 5. Normalized Non-saturated and saturated CTR vs. LED Current



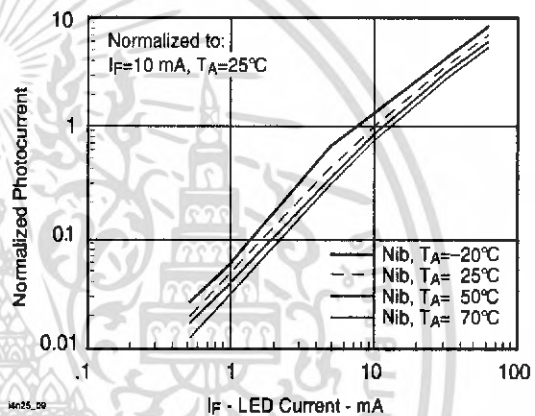
M25_06

Figure 8. Normalized CTRcb vs. LED Current and Temp.



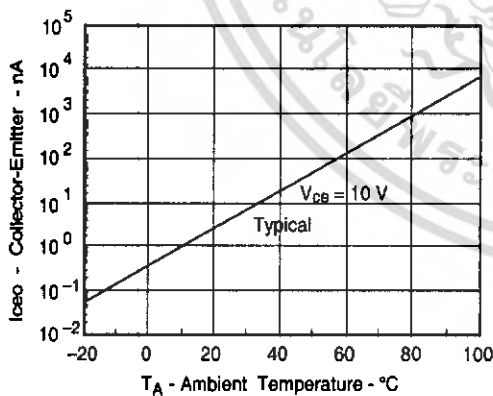
M25_08

Figure 6. Collector-Emitter Current vs. Temperature and LED Current



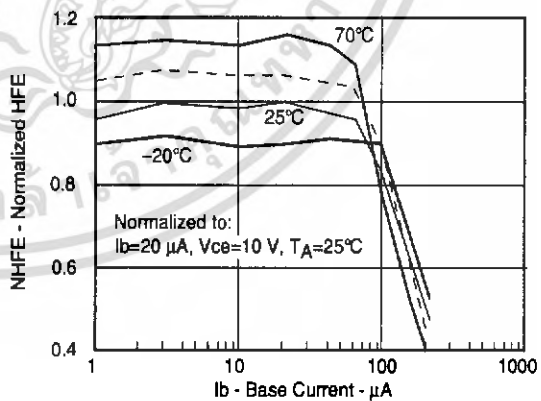
M25_09

Figure 9. Normalized Photocurrent vs. I_F and Temp.



M25_07

Figure 7. Collector-Emitter Leakage Current vs. Temp.



M25_10

Figure 10. Normalized Non-saturated HFE vs. Base Current and Temperature

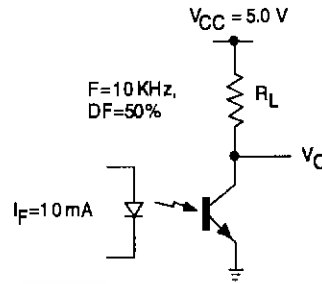
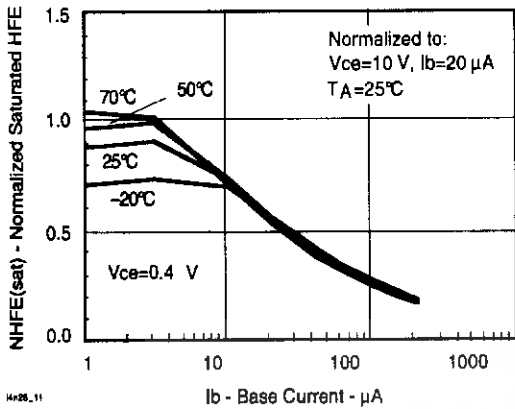


Figure 11. Normalized HFE vs. Base Current and Temp.

Figure 14. Switching Schematic

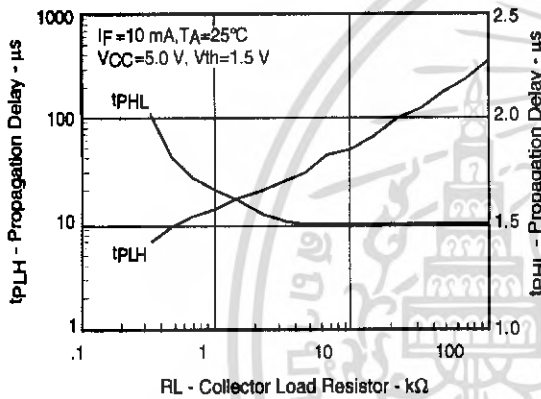


Figure 12. Propagation Delay vs. Collector Load Resistor

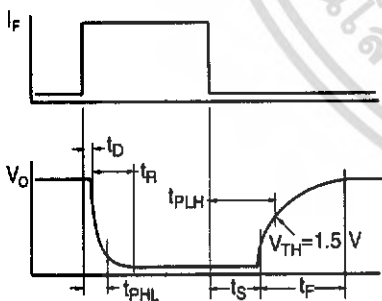


Figure 13. Switching Timing

LM111/LM211/LM311 Voltage Comparator

1.0 General Description

The LM111, LM211 and LM311 are voltage comparators that have input currents nearly a thousand times lower than devices like the LM106 or LM710. They are also designed to operate over a wider range of supply voltages: from standard $\pm 15V$ op amp supplies down to the single 5V supply used for IC logic. Their output is compatible with RTL, DTL and TTL as well as MOS circuits. Further, they can drive lamps or relays, switching voltages up to 50V at currents as high as 50 mA.

Both the inputs and the outputs of the LM111, LM211 or the LM311 can be isolated from system ground, and the output can drive loads referred to ground, the positive supply or the negative supply. Offset balancing and strobe capability are provided and outputs can be wire OR'ed. Although slower than the LM106 and LM710 (200 ns response time vs 40 ns)

the devices are also much less prone to spurious oscillations. The LM111 has the same pin configuration as the LM106 and LM710.

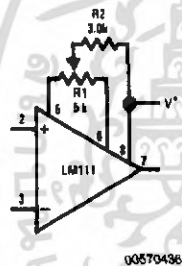
The LM211 is identical to the LM111, except that its performance is specified over a $-25^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$ temperature range instead of $-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$. The LM311 has a temperature range of $0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$.

2.0 Features

- Operates from single 5V supply
- Input current: 150 nA max. over temperature
- Offset current: 20 nA max. over temperature
- Differential input voltage range: $\pm 30V$
- Power consumption: 135 mW at $\pm 15V$

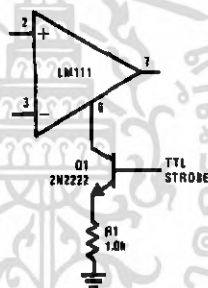
3.0 Typical Applications (Note 3)

Offset Balancing



00570436

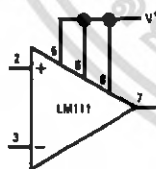
Strobing



00570437

Note: Do Not Ground Strobe Pin. Output is turned off when current is pulled from Strobe Pin.

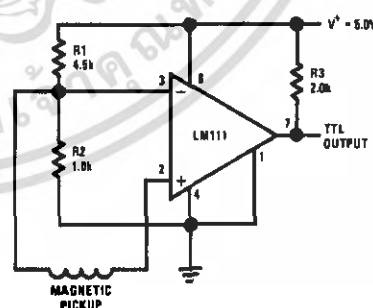
Increasing Input Stage Current (Note 1)



00570438

Note 1: Increases typical common mode slew from 7.0V/ μs to 18V/ μs .

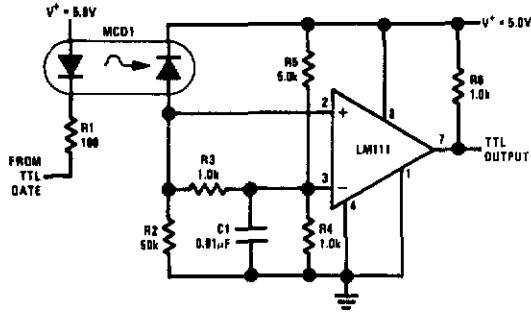
Detector for Magnetic Transducer



00570439

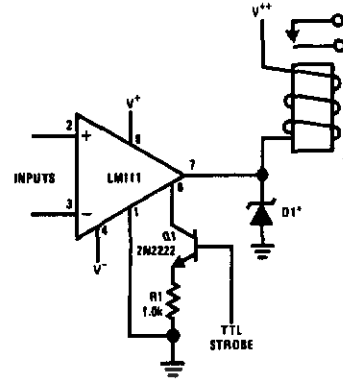
3.0 Typical Applications (Note 3) (Continued)

Digital Transmission Isolator



00570440

Relay Driver with Strobe

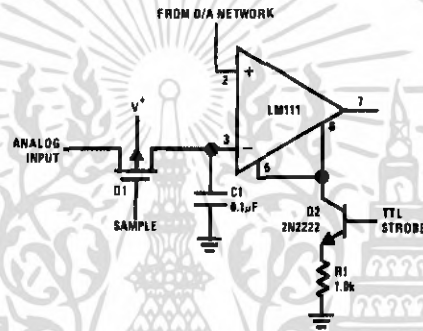


00570441

*Absorbs inductive kickback of relay and protects IC from severe voltage transients on V⁺ line.

Note: Do Not Ground Strobe Pin.

Strobing off Both Input and Output Stages (Note 2)



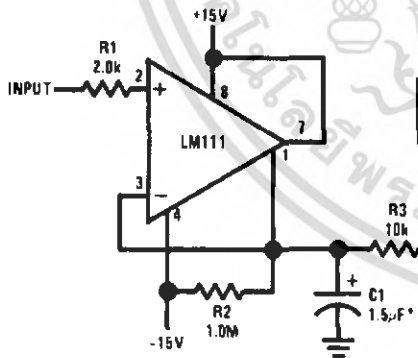
00570442

Note: Do Not Ground Strobe Pin.

Note 2: Typical input current is 50 pA with inputs strobed off.

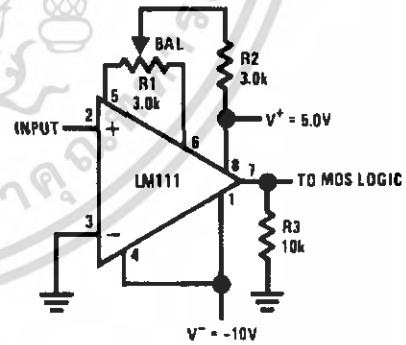
Note 3: Pin connections shown on schematic diagram and typical applications are for HD8 metal can package.

Positive Peak Detector



*Solid tantalum

Zero Crossing Detector Driving MOS Logic



00570424

00570423

4.0 Absolute Maximum Ratings for the LM111/LM211 (Note 10)

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

Total Supply Voltage (V_{S4})	36V
Output to Negative Supply Voltage (V_{74})	50V
Ground to Negative Supply Voltage (V_{14})	30V
Differential Input Voltage	$\pm 30V$
Input Voltage (Note 4)	$\pm 15V$
Output Short Circuit Duration	10 sec
Operating Temperature Range	

LM111	-55°C to 125°C
LM211	-25°C to 85°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	260°C
Voltage at Strobe Pin	$V^+ - 5V$
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.	
ESD Rating (Note 11)	300V

Electrical Characteristics (Note 6) for the LM111 and LM211

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Input Offset Voltage (Note 7)	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_S \leq 50k$		0.7	3.0	mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		4.0	10	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		60	100	nA
Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$	40	200		V/mV
Response Time (Note 8)	$T_A = 25^\circ\text{C}$		200		ns
Saturation Voltage	$V_{IN} \leq -5\text{ mV}$, $I_{OUT} = 50\text{ mA}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.75	1.5	V
Strobe ON Current (Note 9)	$T_A = 25^\circ\text{C}$		2.0	5.0	mA
Output Leakage Current	$V_{IN} \geq 5\text{ mV}$, $V_{OUT} = 35V$ $T_A = 25^\circ\text{C}$, $I_{STROBE} = 3\text{ mA}$		0.2	10	nA
Input Offset Voltage (Note 7)	$R_S \leq 50\text{ k}$			4.0	mV
Input Offset Current (Note 7)				20	nA
Input Bias Current				150	nA
Input Voltage Range	$V^+ = 15V$, $V^- = -15V$, Pin 7 Pull-Up May Go To 5V	-14.5	13.8, -14.7	13.0	V
Saturation Voltage	$V^+ \geq 4.5V$, $V^- = 0$ $V_{IN} \leq -6\text{ mV}$, $I_{OUT} \leq 8\text{ mA}$		0.23	0.4	V
Output Leakage Current	$V_{IN} \geq 5\text{ mV}$, $V_{OUT} = 35V$		0.1	0.5	μA
Positive Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		5.1	6.0	mA
Negative Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		4.1	5.0	mA

Note 4: This rating applies for $\pm 15V$ supplies. The positive input voltage limit is 30V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30V below the positive supply, whichever is less.

Note 5: The maximum junction temperature of the LM111 is 150°C, while that of the LM211 is 110°C. For operating at elevated temperatures, devices in the H08 package must be derated based on a thermal resistance of 165°C/W, junction to ambient, or 20°C/W, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 110°C/W, junction to ambient.

Note 6: These specifications apply for $V_S = \pm 15V$ and Ground pin at ground, and $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$, unless otherwise stated. With the LM211, however, all temperature specifications are limited to $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5V supply up to $\pm 15V$ supplies.

Note 7: The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with a 1 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst-case effects of voltage gain and R_S .

Note 8: The response time specified (see definitions) is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive.

Note 9: This specification gives the range of current which must be drawn from the strobe pin to ensure the output is properly disabled. Do not short the strobe pin to ground; it should be current driven at 3 to 5 mA.

Note 10: Refer to RETS111X for the LM111H, LM111J and LM111J-B military specifications.

Note 11: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

5.0 Absolute Maximum Ratings for the LM311 (Note 12)

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

Total Supply Voltage (V_{S4})	36V
Output to Negative Supply Voltage (V_{74})	40V
Ground to Negative Supply Voltage (V_{14})	30V
Differential Input Voltage	$\pm 30V$
Input Voltage (Note 13)	$\pm 15V$
Power Dissipation (Note 14)	500 mW
ESD Rating (Note 19)	300V

Output Short Circuit Duration	10 sec
Operating Temperature Range	0° to 70°C
Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Lead Temperature (soldering, 10 sec)	260°C
Voltage at Strobe Pin	$V^+ - 5V$
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

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

Electrical Characteristics (Note 15) for the LM311

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Input Offset Voltage (Note 16)	$T_A = 25^\circ C, R_S \leq 50k$		2.0	7.5	mV
Input Offset Current (Note 16)	$T_A = 25^\circ C$		6.0	50	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ C$		100	250	nA
Voltage Gain	$T_A = 25^\circ C$	40	200		V/mV
Response Time (Note 17)	$T_A = 25^\circ C$		200		ns
Saturation Voltage	$V_{IN} \leq -10 \text{ mV}, I_{OUT} = 50 \text{ mA}$ $T_A = 25^\circ C$		0.75	1.5	V
Strobe ON Current (Note 18)	$T_A = 25^\circ C$		2.0	5.0	mA
Output Leakage Current	$V_{IN} \geq 10 \text{ mV}, V_{OUT} = 35V$ $T_A = 25^\circ C, I_{STROBE} = 3 \text{ mA}$ $V^- = \text{Pin } 1 = -5V$		0.2	50	nA
Input Offset Voltage (Note 16)	$R_S \leq 50K$			10	mV
Input Offset Current (Note 16)				70	nA
Input Bias Current				300	nA
Input Voltage Range		-14.5	13.8, -14.7	13.0	V
Saturation Voltage	$V^+ \geq 4.5V, V^- = 0$ $V_{IN} \leq -10 \text{ mV}, I_{OUT} \leq 8 \text{ mA}$		0.23	0.4	V
Positive Supply Current	$T_A = 25^\circ C$		5.1	7.5	mA
Negative Supply Current	$T_A = 25^\circ C$		4.1	5.0	mA

Note 12: "Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits."

Note 13: This rating applies for $\pm 15V$ supplies. The positive input voltage limit is 30V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30V below the positive supply, whichever is less.

Note 14: The maximum junction temperature of the LM311 is 110°C. For operating at elevated temperature, devices in the H08 package must be derated based on a thermal resistance of 165°C/W, junction to ambient, or 20°C/W, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W, junction to ambient.

Note 15: These specifications apply for $V_S = \pm 15V$ and Pin 1 at ground, and $0^\circ C < T_A < +70^\circ C$, unless otherwise specified. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5V supply up to $\pm 15V$ supplies.

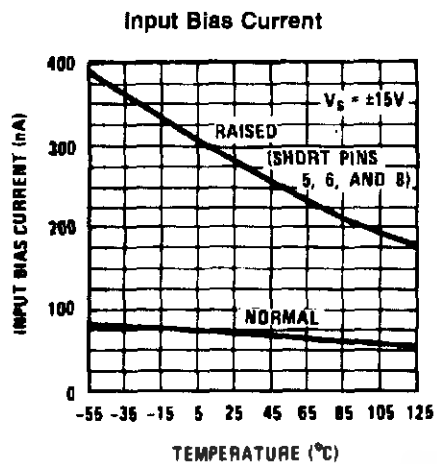
Note 16: The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with 1 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst-case effects of voltage gain and R_S .

Note 17: The response time specified (see definitions) is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive.

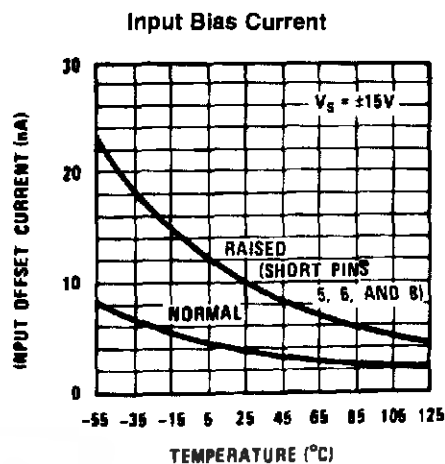
Note 18: This specification gives the range of current which must be drawn from the strobe pin to ensure the output is properly disabled. Do not short the strobe pin to ground; it should be current driven at 3 to 5 mA.

Note 19: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

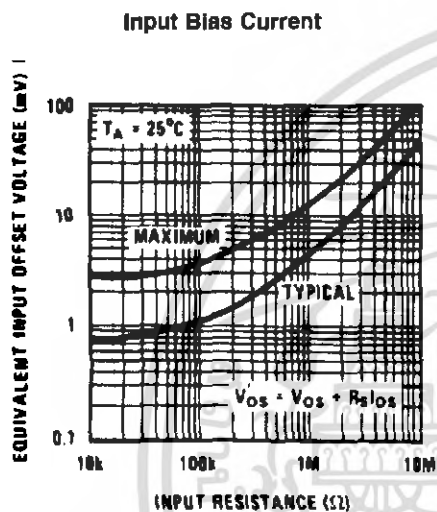
6.0 LM111/LM211 Typical Performance Characteristics



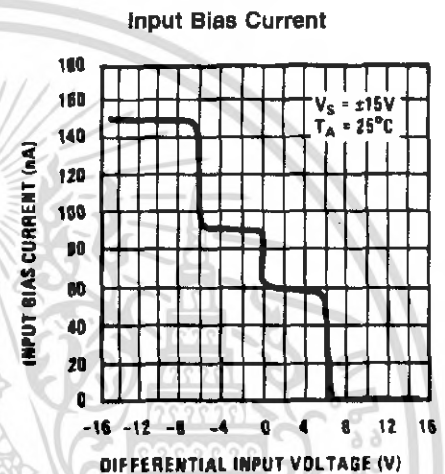
00570443



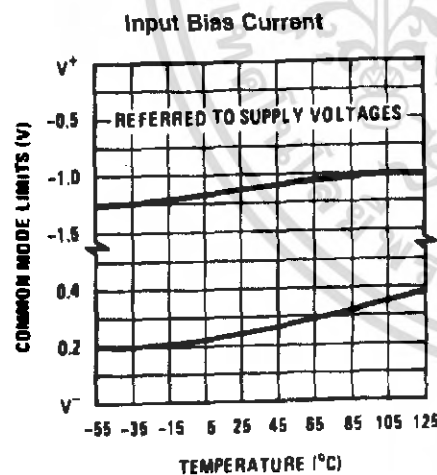
00570444



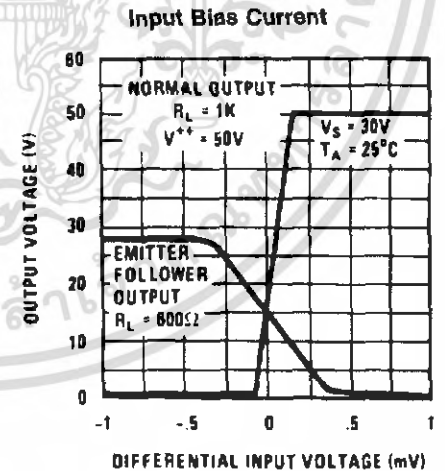
00570445



00570446



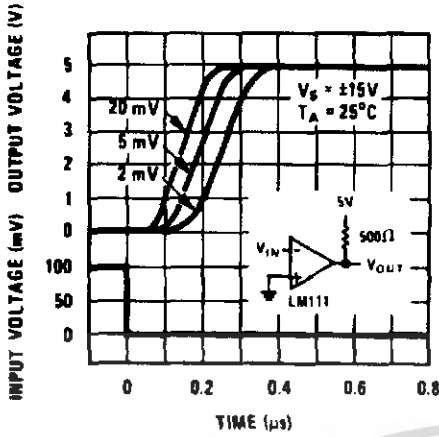
00570447



00570448

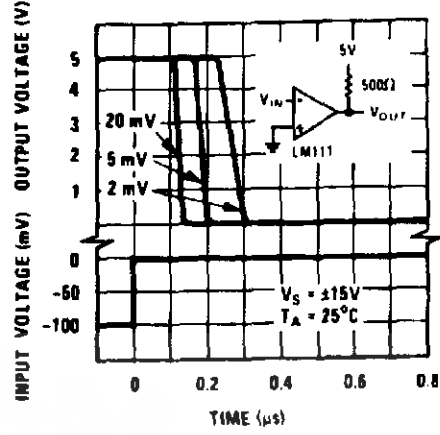
6.0 LM111/LM211 Typical Performance Characteristics (Continued)

Input Bias Current
Input Overdrives



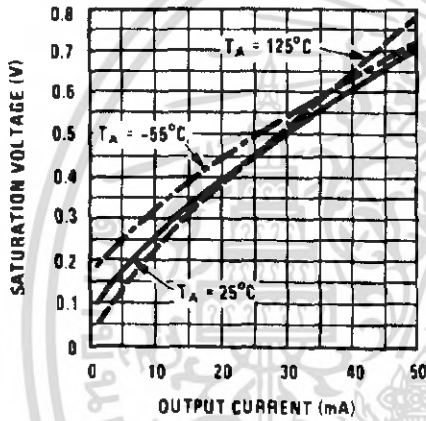
00570449

Input Bias Current
Input Overdrives



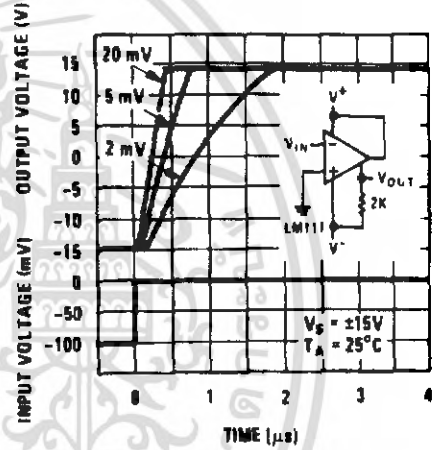
00570450

Input Bias Current



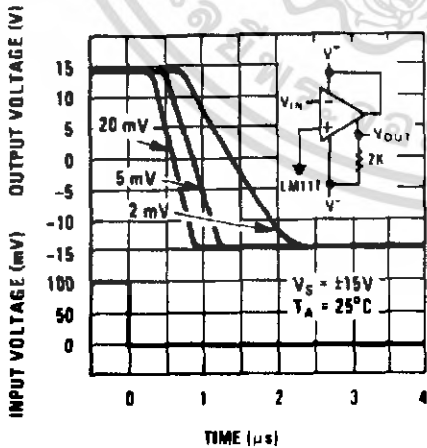
00570451

Response Time for Various
Input Overdrives



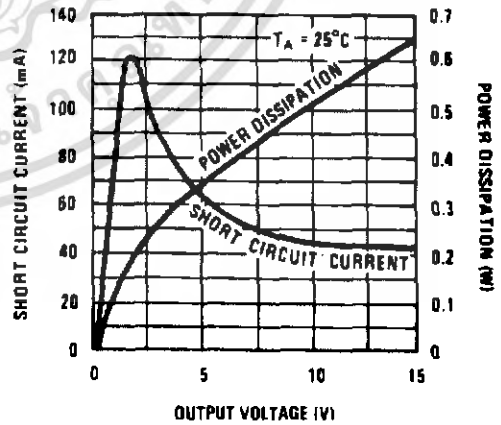
00570452

Response Time for Various
Input Overdrives



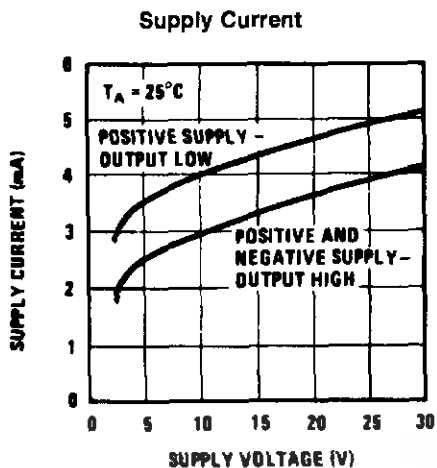
00570453

Output Limiting Characteristics

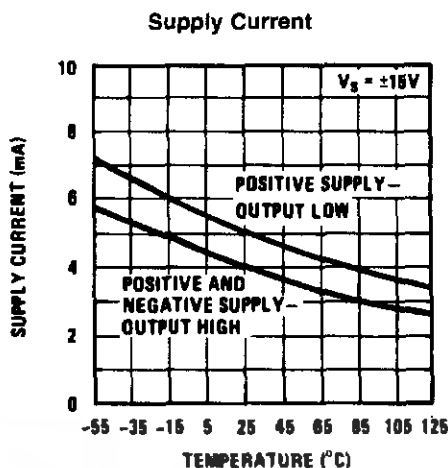


00570454

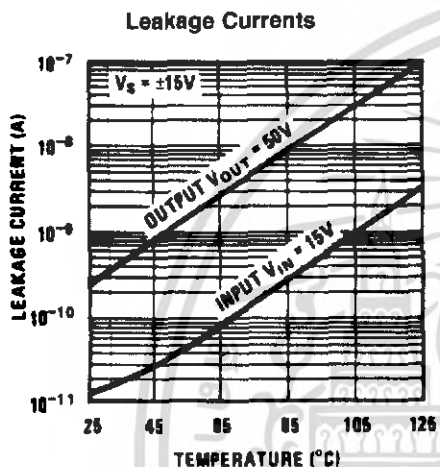
6.0 LM111/LM211 Typical Performance Characteristics (Continued)



00570456

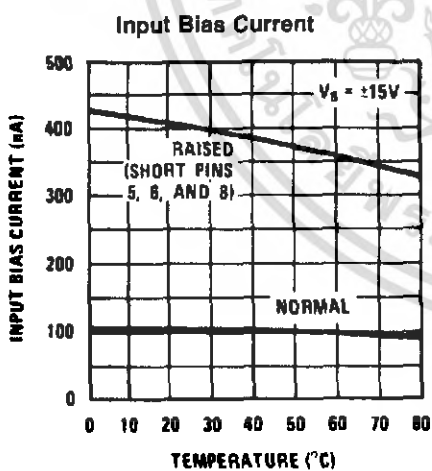


00570458

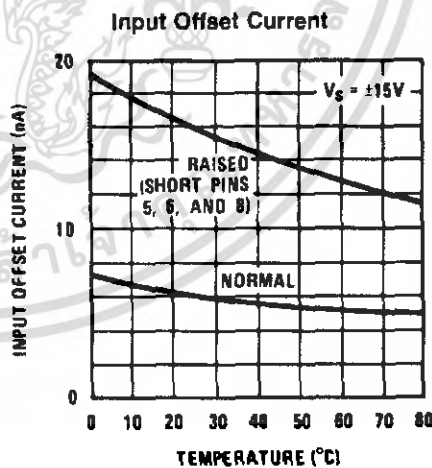


00570457

7.0 LM311 Typical Performance Characteristics

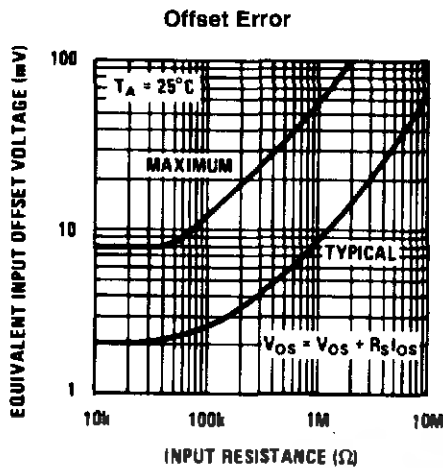


00570459

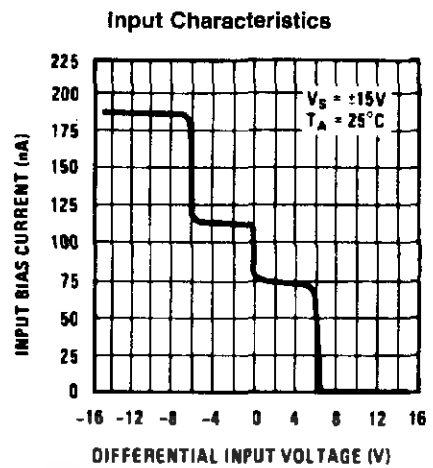


00570459

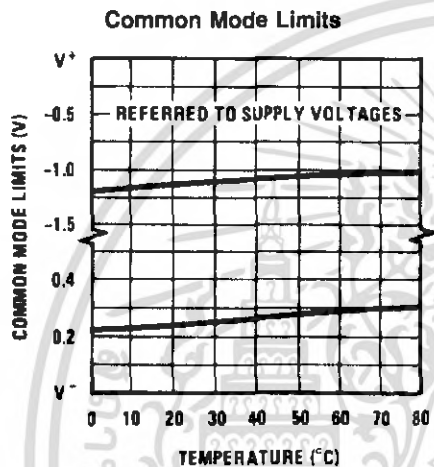
7.0 LM311 Typical Performance Characteristics (Continued)



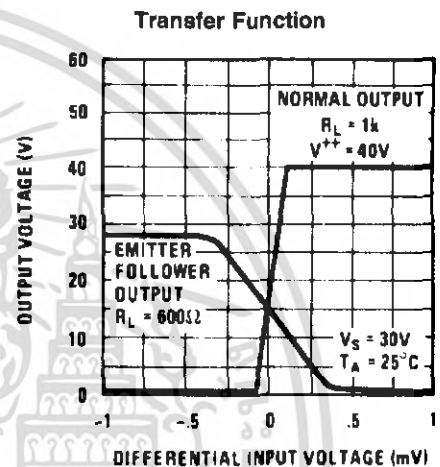
00570460



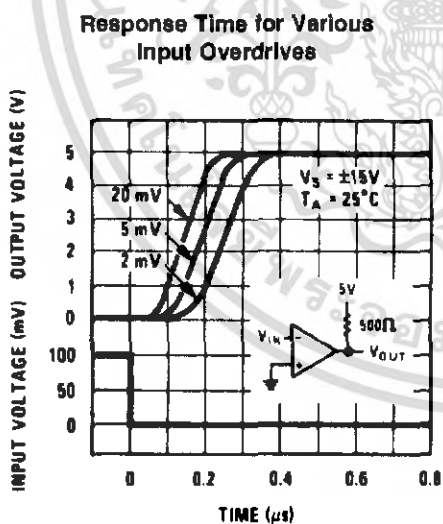
00570461



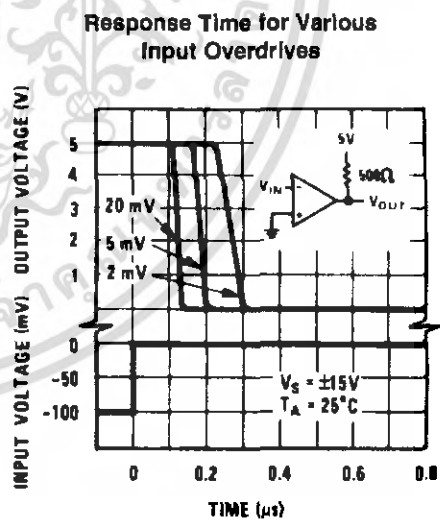
00670462



00570463



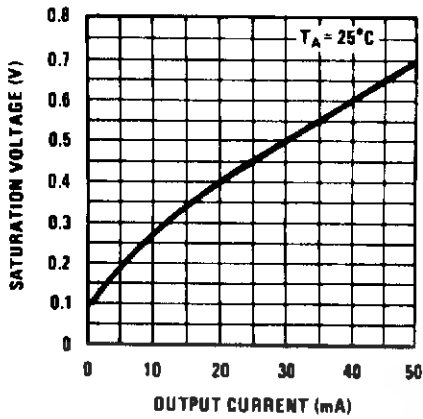
00570464



00570465

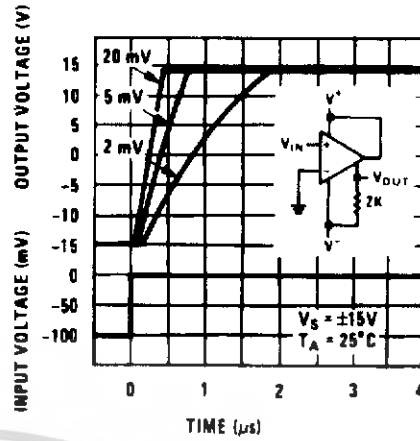
7.0 LM311 Typical Performance Characteristics (Continued)

Output Saturation Voltage



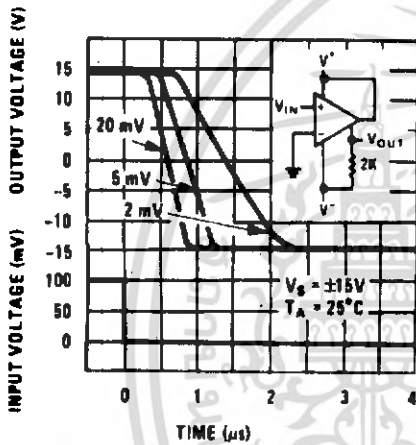
00570466

Response Time for Various Input Overdrives



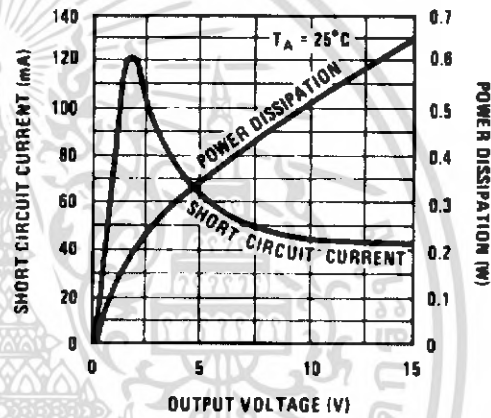
00570467

Response Time for Various Input Overdrives



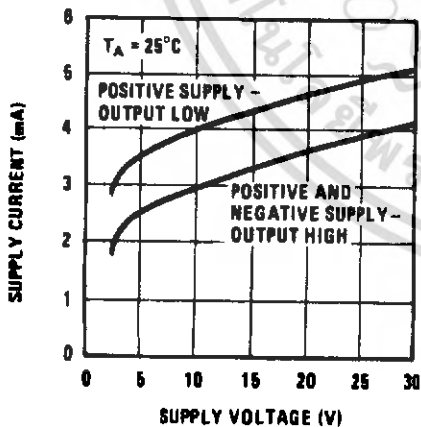
00570468

Output Limiting Characteristics



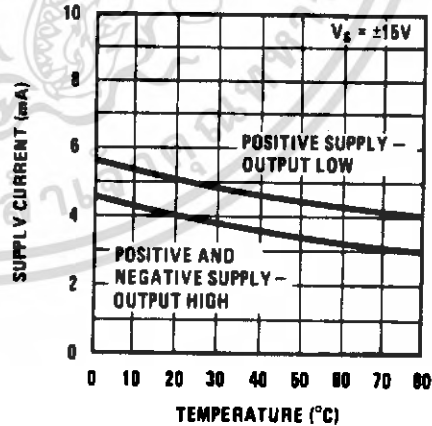
00570469

Supply Current



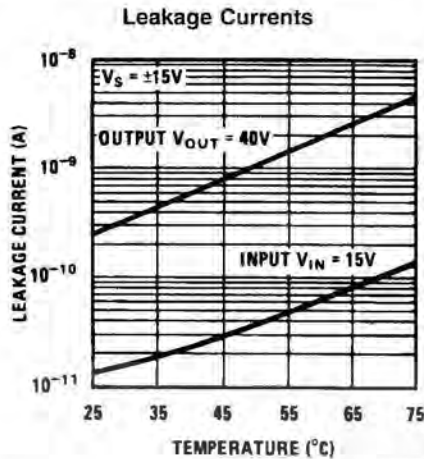
00570470

Supply Current



00570471

7.0 LM311 Typical Performance Characteristics (Continued)



00570472

8.0 Application Hints

8.1 CIRCUIT TECHNIQUES FOR AVOIDING OSCILLATIONS IN COMPARATOR APPLICATIONS

When a high-speed comparator such as the LM111 is used with fast input signals and low source impedances, the output response will normally be fast and stable, assuming that the power supplies have been bypassed (with 0.1 μ F disc capacitors), and that the output signal is routed well away from the inputs (pins 2 and 3) and also away from pins 5 and 6.

However, when the input signal is a voltage ramp or a slow sine wave, or if the signal source impedance is high (1 $k\Omega$ to 100 $k\Omega$), the comparator may burst into oscillation near the crossing-point. This is due to the high gain and wide bandwidth of comparators like the LM111. To avoid oscillation or instability in such a usage, several precautions are recommended, as shown in *Figure 1* below.

1. The trim pins (pins 5 and 6) act as unwanted auxiliary inputs. If these pins are not connected to a trim-pot, they should be shorted together. If they are connected to a trim-pot, a 0.01 μ F capacitor C1 between pins 5 and 6 will minimize the susceptibility to AC coupling. A smaller capacitor is used if pin 5 is used for positive feedback as in *Figure 1*.
2. Certain sources will produce a cleaner comparator output waveform if a 100 pF to 1000 pF capacitor C2 is connected directly across the input pins.
3. When the signal source is applied through a resistive network, R_S , it is usually advantageous to choose an R_S' of substantially the same value, both for DC and for dynamic (AC) considerations. Carbon, tin-oxide, and metal-film resistors have all been used successfully in comparator input circuitry. Inductive wirewound resistors are not suitable.
4. When comparator circuits use input resistors (eg. summing resistors), their value and placement are particularly important. In all cases the body of the resistor should be close to the device or socket. In other words there should be very little lead length or printed-circuit foil run between comparator and resistor to radiate or pick up signals. The same applies to capacitors, pots, etc. For example, if $R_S=10 k\Omega$, as little as 5 inches of

lead between the resistors and the input pins can result in oscillations that are very hard to damp. Twisting these input leads tightly is the only (second best) alternative to placing resistors close to the comparator.

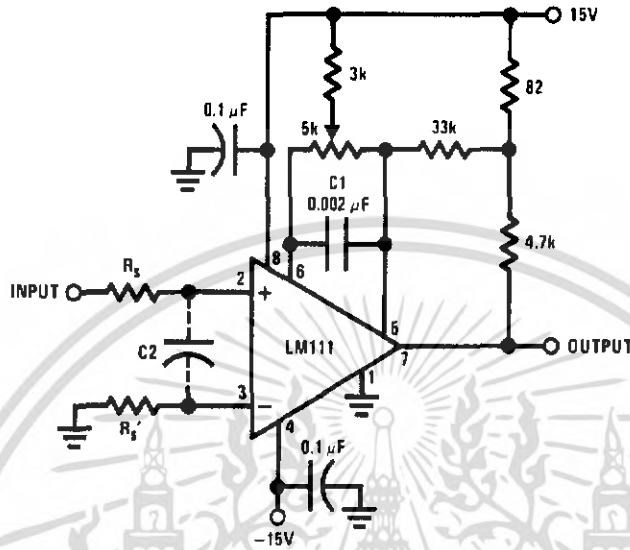
5. Since feedback to almost any pin of a comparator can result in oscillation, the printed-circuit layout should be engineered thoughtfully. Preferably there should be a groundplane under the LM111 circuitry, for example, one side of a double-layer circuit card. Ground foil (or, positive supply or negative supply foil) should extend between the output and the inputs, to act as a guard. The foil connections for the inputs should be as small and compact as possible, and should be essentially surrounded by ground foil on all sides, to guard against capacitive coupling from any high-level signals (such as the output). If pins 5 and 6 are not used, they should be shorted together. If they are connected to a trim-pot, the trim-pot should be located, at most, a few inches away from the LM111, and the 0.01 μ F capacitor should be installed. If this capacitor cannot be used, a shielding printed-circuit foil may be advisable between pins 6 and 7. The power supply bypass capacitors should be located within a couple inches of the LM111. (Some other comparators require the power-supply bypass to be located immediately adjacent to the comparator.)
6. It is a standard procedure to use hysteresis (positive feedback) around a comparator, to prevent oscillation, and to avoid excessive noise on the output because the comparator is a good amplifier for its own noise. In the circuit of *Figure 2*, the feedback from the output to the positive input will cause about 3 mV of hysteresis. However, if R_S is larger than 100 Ω , such as 50 $k\Omega$, it would not be reasonable to simply increase the value of the positive feedback resistor above 510 $k\Omega$. The circuit of *Figure 3* could be used, but it is rather awkward. See the notes in paragraph 7 below.

8.0 Application Hints (Continued)

7. When both inputs of the LM111 are connected to active signals, or if a high-impedance signal is driving the positive input of the LM111 so that positive feedback would be disruptive, the circuit of Figure 1 is ideal. The positive feedback is to pin 5 (one of the offset adjustment pins). It is sufficient to cause 1 to 2 mV hysteresis and sharp transitions with input triangle waves from a few Hz to hundreds of kHz. The positive-feedback signal across the 82Ω resistor swings 240 mV below the posi-

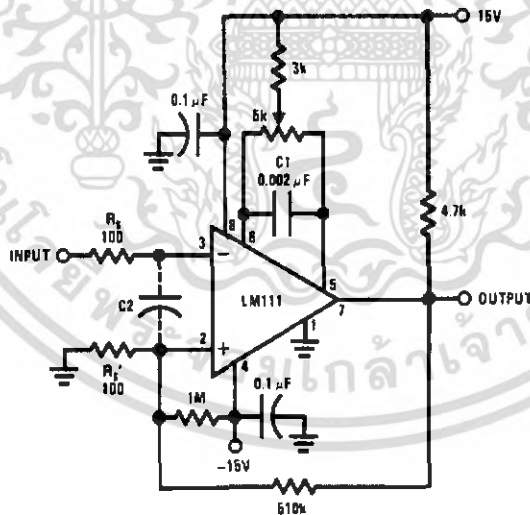
tive supply. This signal is centered around the nominal voltage at pin 5, so this feedback does not add to the V_{OS} of the comparator. As much as 8 mV of V_{OS} can be trimmed out, using the 5 kΩ pot and 3 kΩ resistor as shown.

8. These application notes apply specifically to the LM111, LM211, LM311, and LF111 families of comparators, and are applicable to all high-speed comparators in general, (with the exception that not all comparators have trim pins).



Pin connections shown are for LM111H in the H08 hermetic package

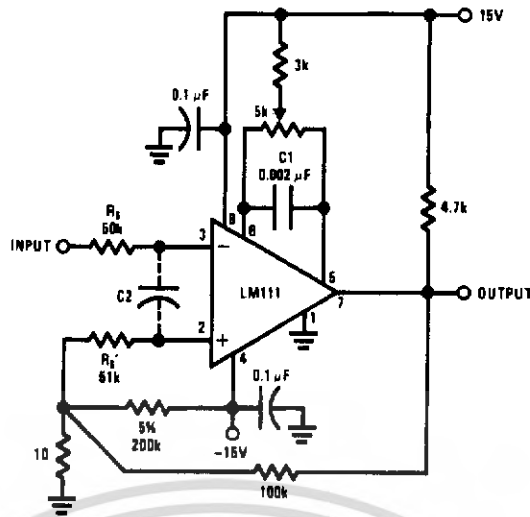
FIGURE 1. Improved Positive Feedback



Pin connections shown are for LM111H in the H08 hermetic package

FIGURE 2. Conventional Positive Feedback

8.0 Application Hints (Continued)

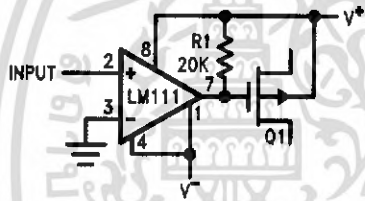


00670431

FIGURE 3. Positive Feedback with High Source Resistance

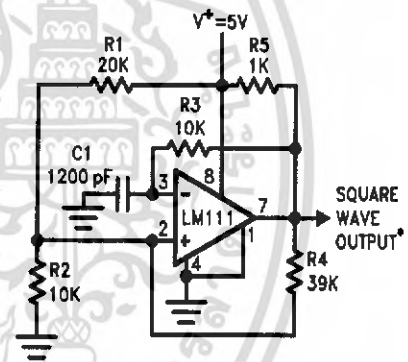
9.0 Typical Applications (Pin numbers refer to HO8 package)

Zero Crossing Detector Driving MOS Switch



00570413

100 kHz Free Running Multivibrator

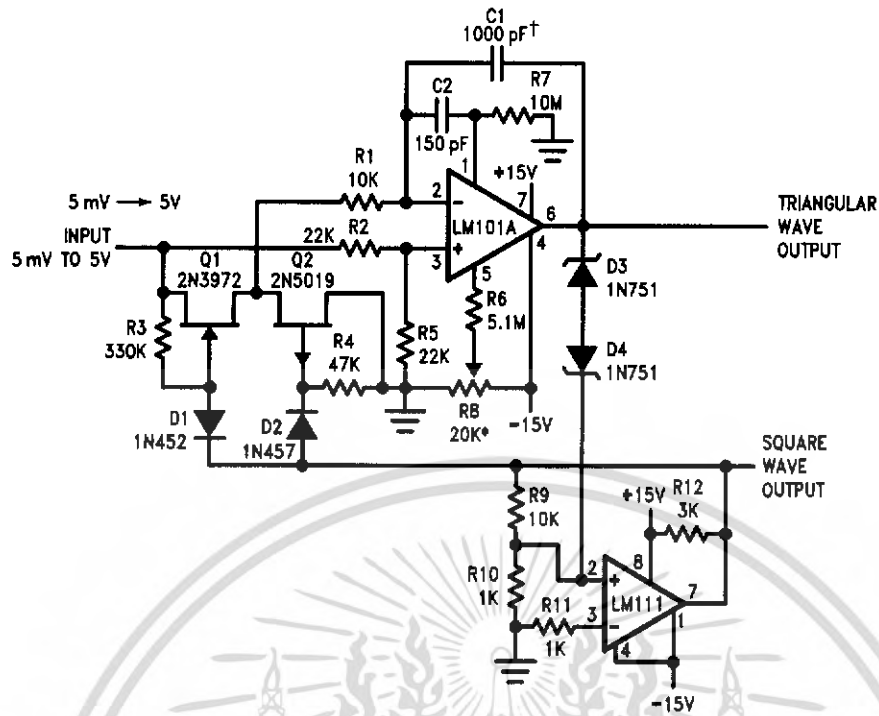


00570414

*TTL or DTL fanout of two

9.0 Typical Applications (Pin numbers refer to H08 package) (Continued)

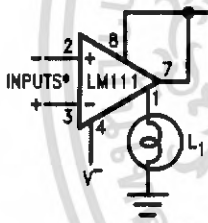
10 Hz to 10 kHz Voltage Controlled Oscillator



*Adjust for symmetrical square wave time when $V_{IN} = 5 \text{ mV}$
 †Minimum capacitance 20 pF Maximum frequency 50 kHz

00570415

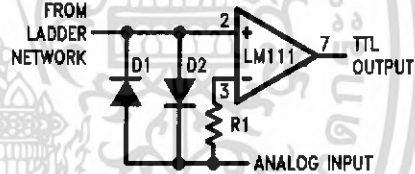
Driving Ground-Referred Load



00570416

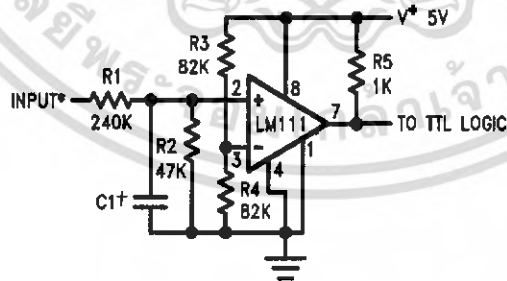
*Input polarity is reversed when using pin 1 as output.

Using Clamp Diodes to Improve Response



00570417

TTL Interface with High Level Logic

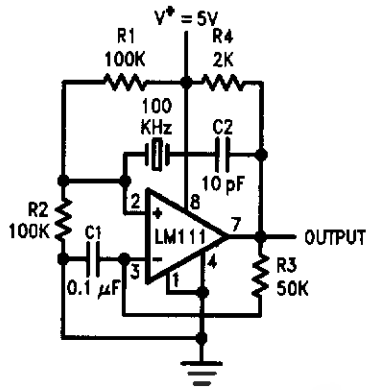


00570418

*Values shown are for a 0 to 30V logic swing and a 15V threshold.
 †May be added to control speed and reduce susceptibility to noise spikes.

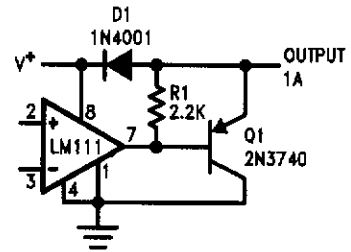
9.0 Typical Applications (Pin numbers refer to H08 package) (Continued)

Crystal Oscillator



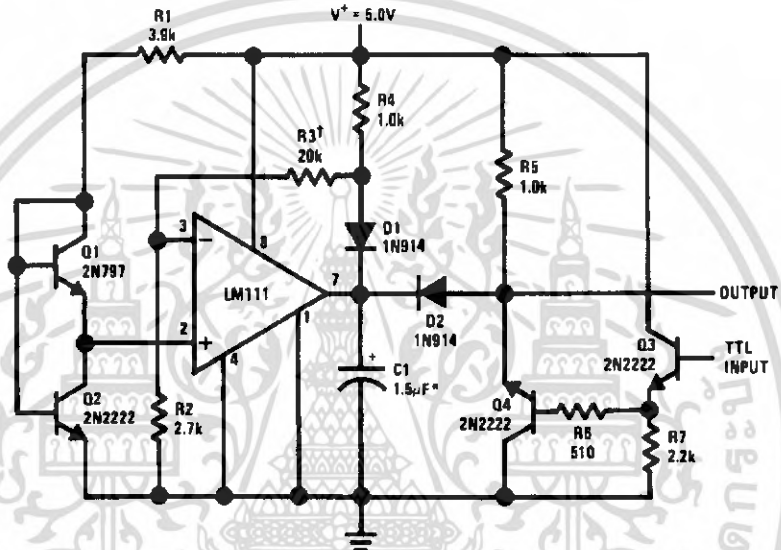
00570418

Comparator and Solenoid Driver



00570420

Precision Squarer

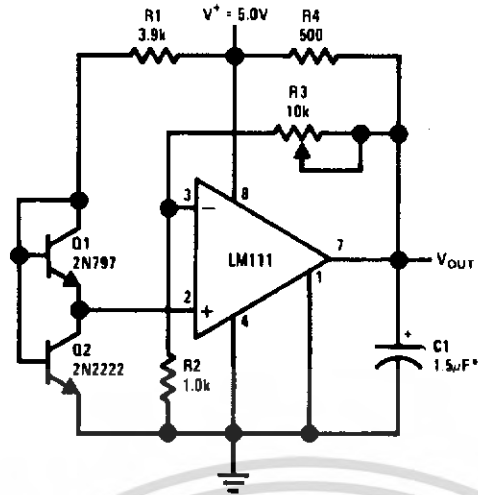


00570421

*Solid tantalum
†Adjust to set clamp level

9.0 Typical Applications (Pin numbers refer to H08 package) (Continued)

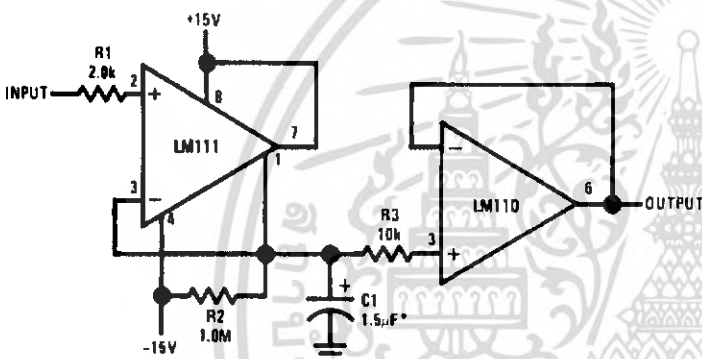
Low Voltage Adjustable Reference Supply



*Solid tantalum

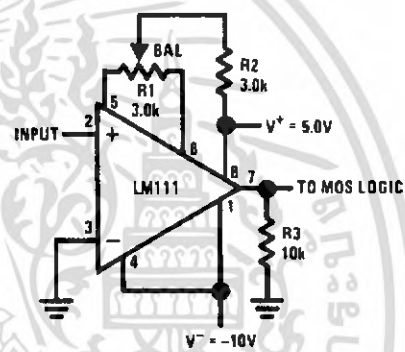
00570422

Positive Peak Detector



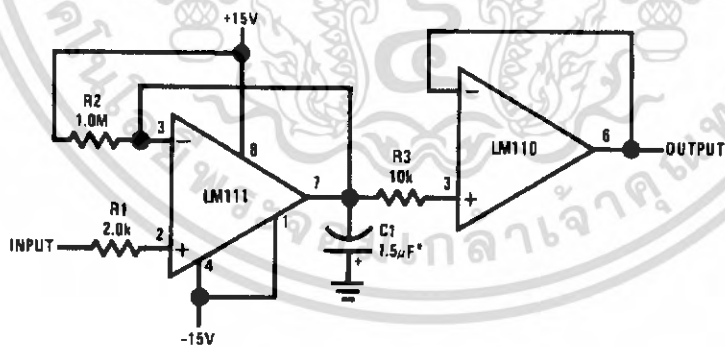
*Solid tantalum

Zero Crossing Detector Driving MOS Logic



00570424

Negative Peak Detector

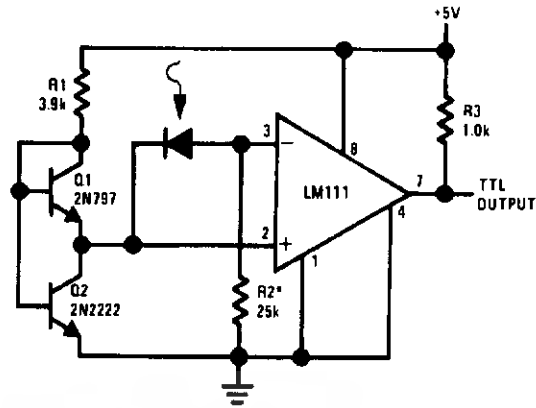


*Solid tantalum

00570425

9.0 Typical Applications (Pin numbers refer to H08 package) (Continued)

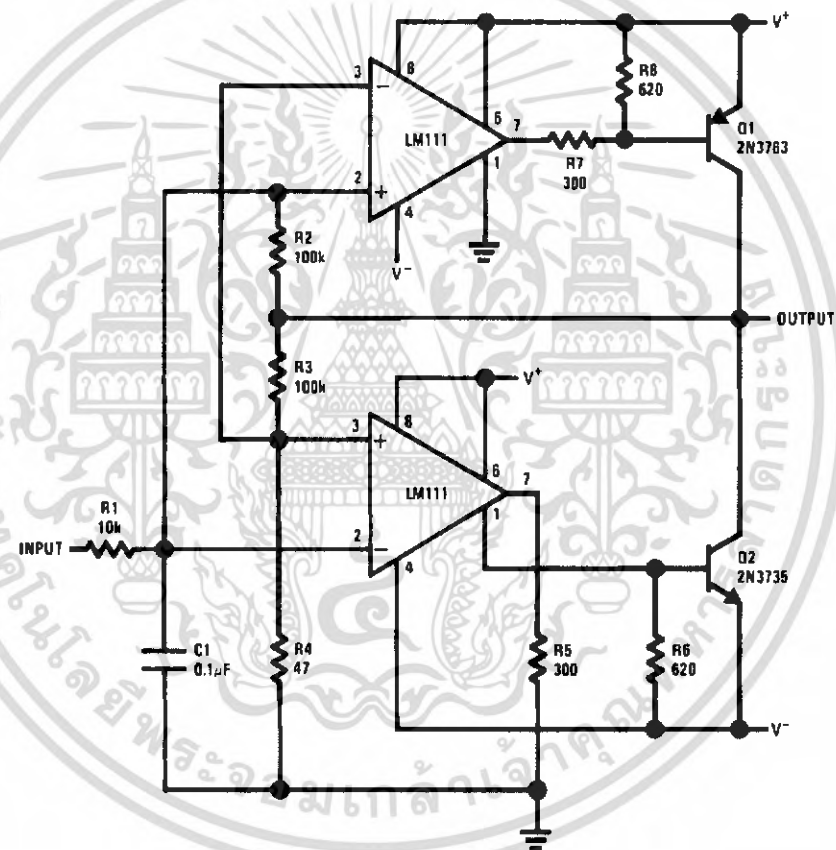
Precision Photodiode Comparator



00570426

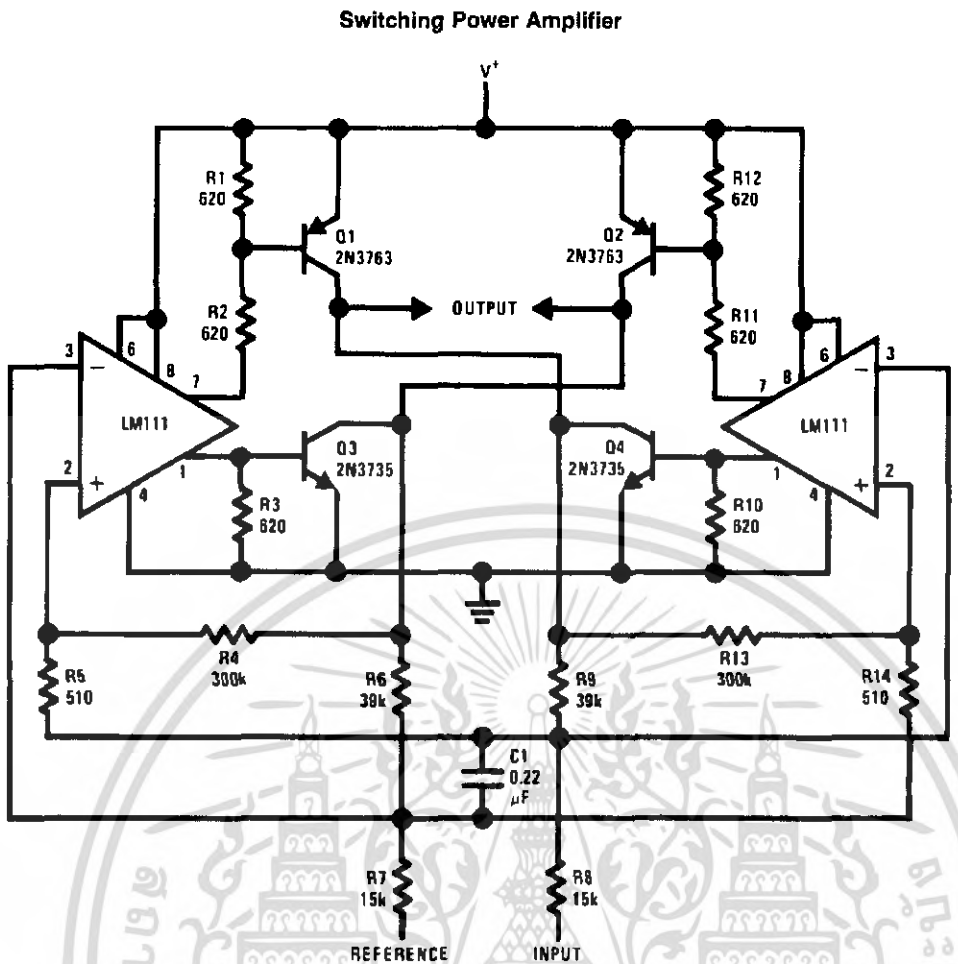
*R2 sets the comparison level. At comparison, the photodiode has less than 5 mV across it, decreasing leakages by an order of magnitude.

Switching Power Amplifier



00570427

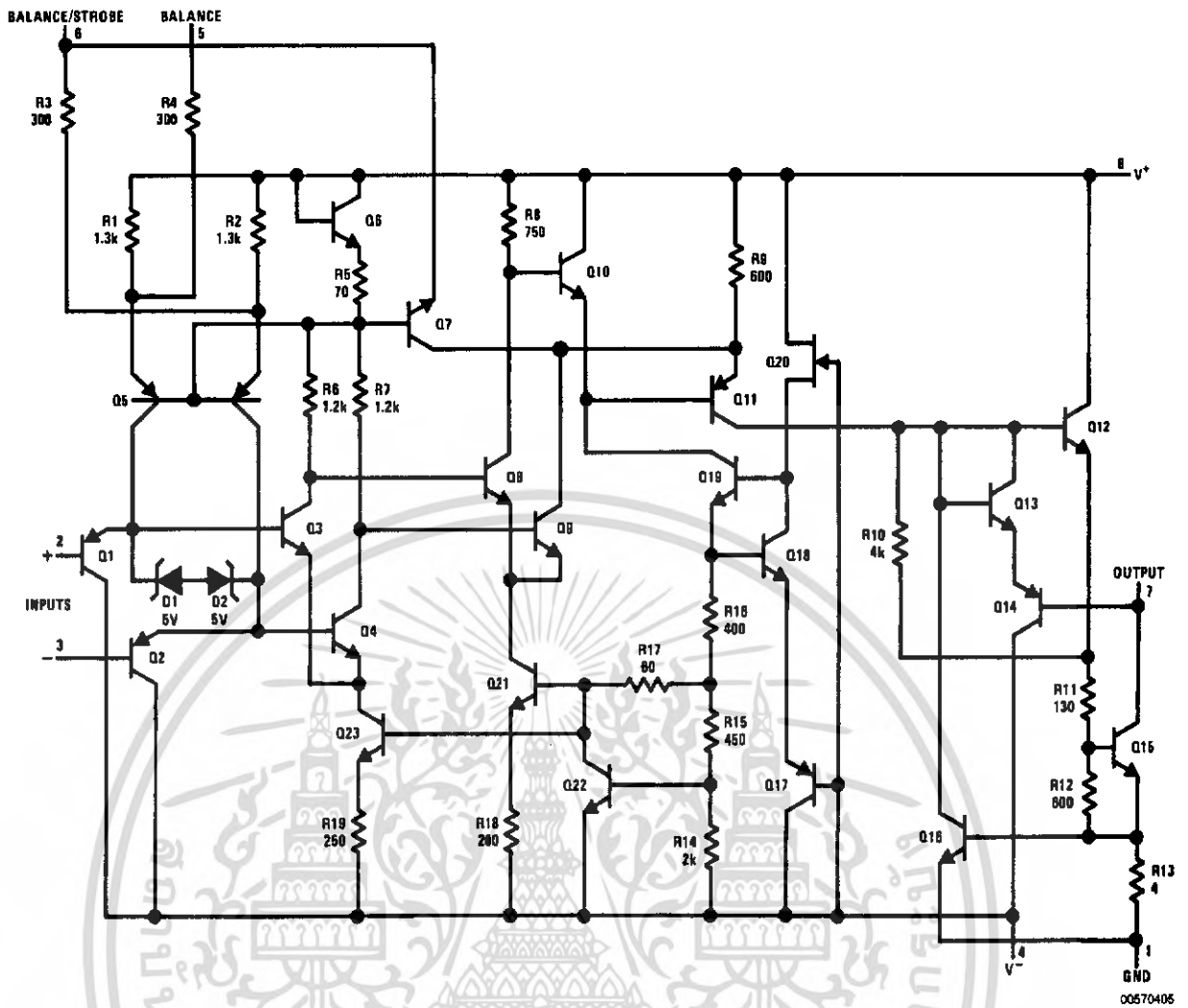
9.0 Typical Applications (Pin numbers refer to H08 package) (Continued)



00670428

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

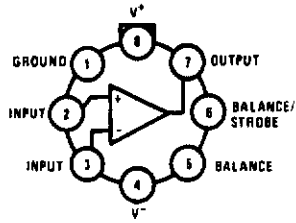
10.0 Schematic Diagram (Note 20)



Note 20: Pin connections shown on schematic diagram are for H08 package.

11.0 Connection Diagrams

Metal Can Package



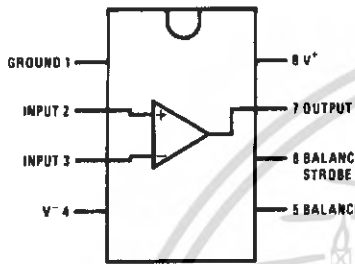
00570406

Note: Pin 4 connected to case

Top View

Order Number LM111H, LM111H/883(Note 21), LM211H or LM311H
See NS Package Number H08C

Dual-In-Line Package

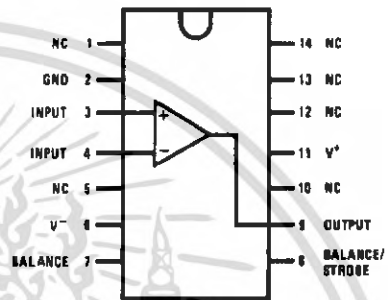


00570434

Top View

Order Number LM111J-8, LM111J-8/883(Note 21),
LM311M, LM311MX or LM311N
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

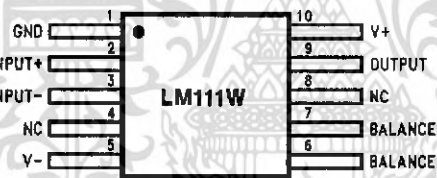
Dual-In-Line Package



00570435

Top View

Order Number LM111J/883(Note 21)
See NS Package Number J14A or N14A



00570433

Order Number LM111W/883(Note 21), LM111WG/883
See NS Package Number W10A, WG10A

Note 21: Also available per JM38510/10304

LM741 Operational Amplifier

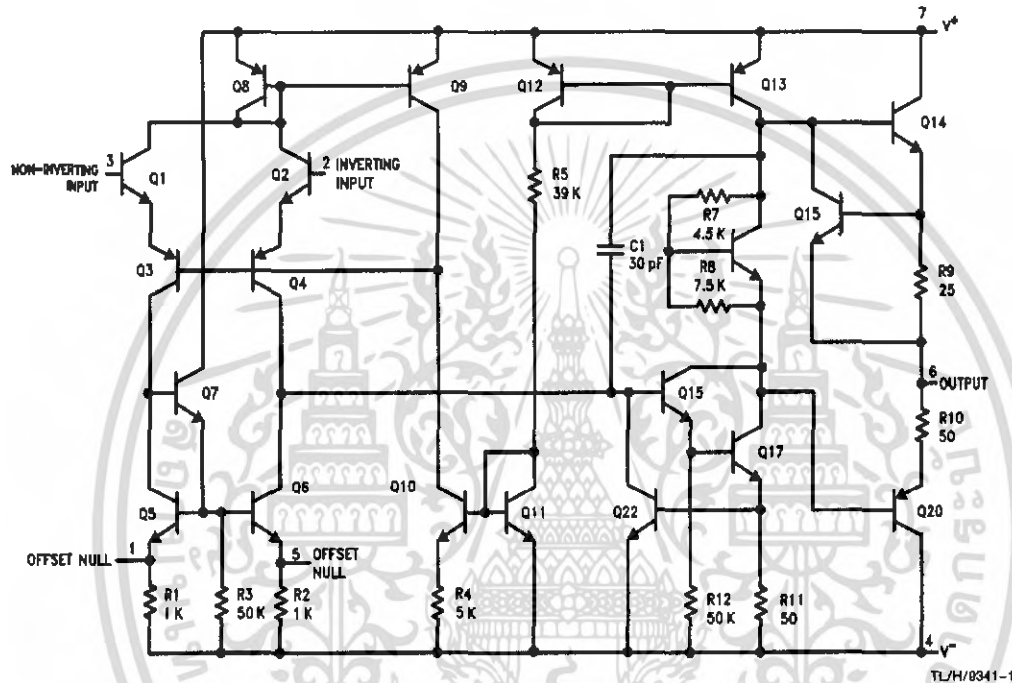
General Description

The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications. The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and

output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

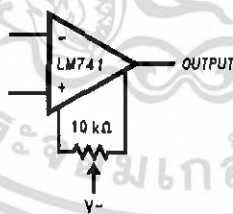
The LM741C/LM741E are identical to the LM741/LM741A except that the LM741C/LM741E have their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

Schematic Diagram



TL/H/9341-1

Offset Nulling Circuit



TL/H/9341-7

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.
(Note 5)

	LM741A	LM741E	LM741	LM741C
Supply Voltage	±22V	±22V	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V	±30V	±30V
Input Voltage (Note 2)	±15V	±15V	±15V	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous	Continuous	Continuous
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C	0°C to +70°C	-55°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Junction Temperature	150°C	100°C	150°C	100°C
Soldering Information				
N-Package (10 seconds)	260°C	260°C	260°C	260°C
J- or H-Package (10 seconds)	300°C	300°C	300°C	300°C
M-Package				
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	215°C	215°C	215°C	215°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.				
ESD Tolerance (Note 6)	400V	400V	400V	400V

Electrical Characteristics (Note 3)

Parameter	Conditions	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ $R_S \leq 50\Omega$		0.8	3.0		1.0	5.0		2.0	6.0	mV mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$			4.0			6.0			7.5	mV mV
Average Input Offset Voltage Drift				15							$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 20\text{V}$	±10				±15			±15		mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0	30		20	200		20	200	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			70		85	500			300	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							$\text{nA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	80		80	500		80	500	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			0.210			1.5			0.8	μA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 20\text{V}$	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		M Ω
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $V_S = \pm 20\text{V}$	0.5									M Ω
Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$							±12	±13		V
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$				±12	±13					V
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 20\text{V}$, $V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_O = \pm 10\text{V}$	50			50	200		20	200		V/mV V/mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$, $V_S = \pm 20\text{V}$, $V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_O = \pm 10\text{V}$	32						15			V/mV V/mV
	$V_S = \pm 5\text{V}$, $V_O = \pm 2\text{V}$	10									V/mV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Note 3) (Continued)

Parameter	Conditions	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20V$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	± 16 ± 15									V V
	$V_S = \pm 15V$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$				± 12 ± 10	± 14 ± 13		± 12 ± 10	± 14 ± 13		V V
Output Short Circuit Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	10 10	25	35 40		25			25		mA mA
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega, V_{CM} = \pm 12V$ $R_S \leq 50\Omega, V_{CM} = \pm 12V$	80	95		70	90		70	90		dB dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $V_S = \pm 20V$ to $V_S = \pm 5V$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	86	96		77	96		77	96		dB dB
Transient Response Rise Time Overshoot	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain		0.25	0.8		0.3			0.3		μs %
			6.0	20		5			5		
Bandwidth (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain	0.3	0.7			0.5			0.5		V/ μs
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$					1.7	2.8		1.7	2.8	mA
Power Consumption	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_S = \pm 20V$ $V_S = \pm 15V$		80	150							mW mW
	$V_S = \pm 20V$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$			165 135							mW mW
LM741A	$V_S = \pm 20V$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$			150							mW mW
LM741E	$V_S = \pm 20V$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$			150							mW mW
LM741	$V_S = \pm 15V$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$					60 45	100 75				mW mW

Note 1: For operation at elevated temperatures, these devices must be derated based on thermal resistance, and T_j max. (listed under "Absolute Maximum Ratings"). $T_j = T_A + (\theta_{JA} P_D)$.

Thermal Resistance	Cardip (J)	DIP (N)	HO8 (H)	SO-8 (M)
θ_{JA} (Junction to Ambient)	100°C/W	100°C/W	170°C/W	195°C/W
θ_{JC} (Junction to Case)	N/A	N/A	25°C/W	N/A

Note 2: For supply voltages less than $\pm 15V$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 3: Unless otherwise specified, these specifications apply for $V_S = \pm 15V$, $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ (LM741/LM741A). For the LM741C/LM741E, these specifications are limited to $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$.

Note 4: Calculated value from: BW (MHz) = 0.35/Rise Time(μs).

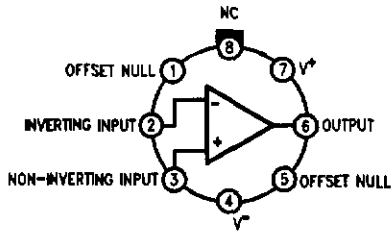
Note 5: For military specifications see RETS741X for LM741 and RETS741AX for LM741A.

Note 6: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Connection Diagrams

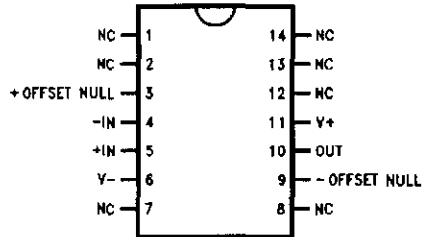
Metal Can Package



TL/H/9341-2

Order Number LM741H, LM741H/883*,
LM741AH/883 or LM741CH
See NS Package Number H08C

Ceramic Dual-In-Line Package



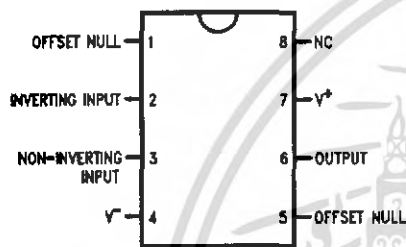
TL/H/9341-5

Order Number LM741J-14/883*, LM741AJ-14/883**
See NS Package Number J14A

*also available per JM38510/10101

**also available per JM38510/10102

Dual-In-Line or S.O. Package



TL/H/9341-3

Order Number LM741J, LM741J/883,
LM741CM, LM741CN or LM741EN
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

Ceramic Flatpak



TL/H/9341-6

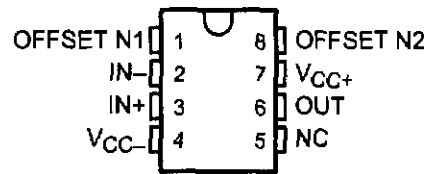
Order Number LM741W/883
See NS Package Number W10A

*LM741H is available per JM38510/10101

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- **Low Noise**
- **No External Components Required**
- **Replace Chopper Amplifiers at a Lower Cost**
- **Wide Input-Voltage Range**
... 0 to ± 14 V Typ
- **Wide Supply-Voltage Range**
... ± 3 V to ± 18 V
- **Essentially Equivalent to Fairchild $\mu A714$ Operational Amplifiers**
- **Direct Replacements for PMI OP07C and OP07D**

OP07C ... D OR P PACKAGE
OP07D ... D, P, OR PS PACKAGE
(TOP VIEW)



NC—No internal connection

description

These devices offer low offset and long-term stability by means of a low-noise, chopperless, bipolar-input-transistor amplifier circuit. For most applications, external components are not required for offset nulling and frequency compensation. The true differential input, with a wide input-voltage range and outstanding common-mode rejection, provides maximum flexibility and performance in high-noise environments and in noninverting applications. Low bias currents and extremely high input impedances are maintained over the entire temperature range. The OP07 is unsurpassed for low-noise, high-accuracy amplification of very-low-level signals.

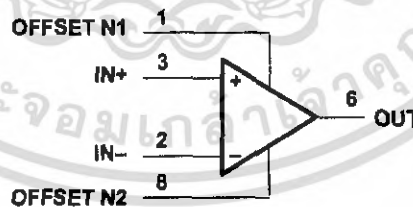
These devices are characterized for operation from 0°C to 70°C.

AVAILABLE OPTIONS

TA	V _{IO} MAX AT 25°C	PACKAGE	
		SMALL OUTLINE (D, PS)	PLASTIC DIP (P)
0°C to 70°C	150 μ V	OP07CD	OP07CP
		OP07DD OP07DPS	OP07DP

The D package is available taped and reeled. Add the suffix R to the device type (e.g., OP07CDR). The PS package is available only taped and reeled.

symbol



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.



Copyright © 2002, Texas Instruments Incorporated

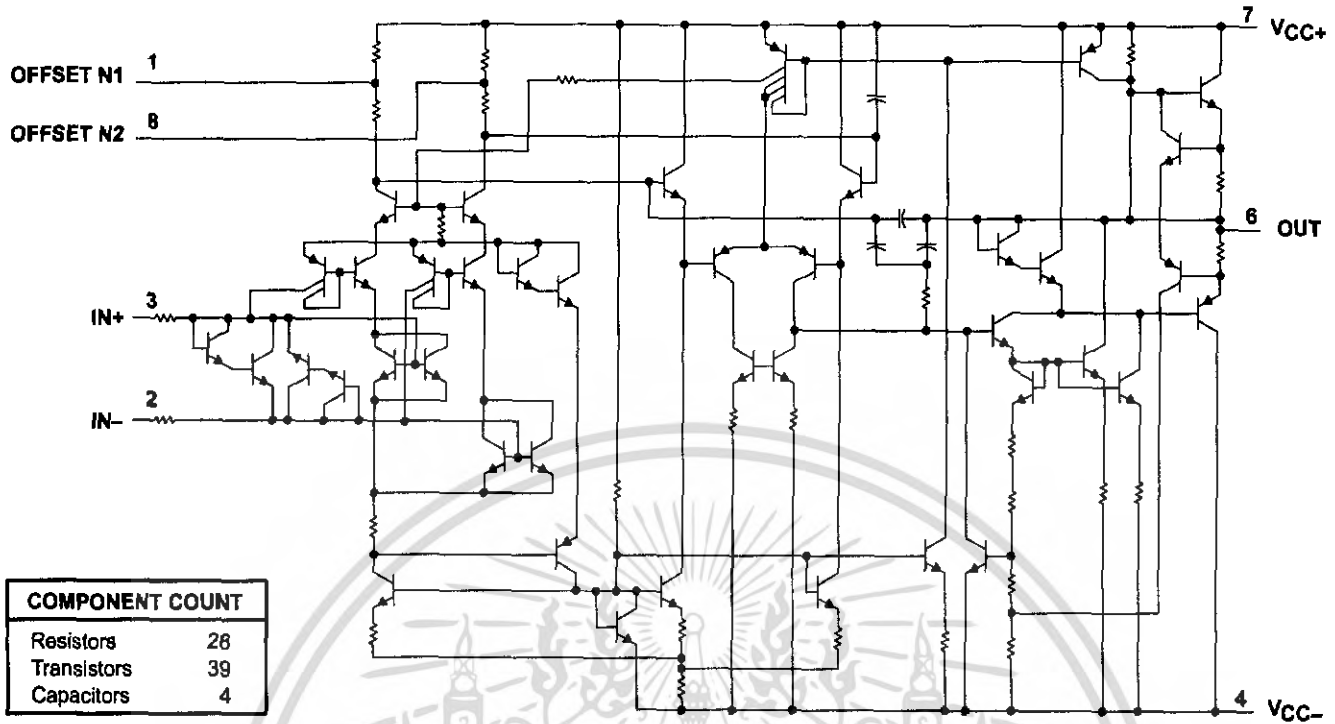
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265 อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OP07C, OP07D PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS099D – OCTOBER 1983 – REVISED FEBRUARY 2002

schematic



COMPONENT COUNT	
Resistors	26
Transistors	39
Capacitors	4

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

Supply voltage: V_{CC+} (see Note 1)	22 V
V_{CC-} (see Note 1)	-22 V
Differential input voltage (see Note 2)	± 30 V
Input voltage, V_I (either input, see Note 3)	± 22 V
Duration of output short circuit (see Note 4)	Unlimited
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Note 5): D package	97°C/W
P package	85°C/W
PS package	95°C/W
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C
Storage temperature range, T_{stg}	-65°C to 150°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES:
- All voltage values, unless otherwise noted, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
 - Differential voltages are at $IN+$ with respect to $IN-$.
 - The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 V, whichever is less.
 - The output may be shorted to ground or either power supply.
 - The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.

recommended operating conditions

		MIN	MAX	UNIT
$V_{CC\pm}$	Supply voltage	± 3	± 18	V
V_{IC}	Common-mode input voltage		$V_{CC\pm} \pm 15$	V
T_A	Operating free-air temperature	0	70	°C



electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	T _A	OP07C		
			MIN	TYP	MAX
V _{IO} Input offset voltage	V _O = 0, R _S = 50 Ω	25°C		60	150
		0°C to 70°C		85	250
α _{VIO} Temperature coefficient of input offset voltage	V _O = 0, R _S = 50 Ω	0°C to 70°C		0.5	1.8
Long-term drift of input offset voltage	See Note 6			0.4	
Offset adjustment range	R _S = 20 kΩ, See Figure 1	25°C		±4	
I _{IO} Input offset current		25°C		0.8	6
		0°C to 70°C		1.6	8
α _{IIO} Temperature coefficient of input offset current		0°C to 70°C		12	50
I _{IB} Input bias current		25°C		±1.8	±7
		0°C to 70°C		±2.2	±9
α _{IIB} Temperature coefficient of input bias current		0°C to 70°C		18	50
V _{ICR} Common-mode input voltage range		25°C		±13	±14
		0°C to 70°C		±13	±13.5
V _{OM} Peak output voltage	R _L ≥ 10 kΩ	25°C		±12	±13
	R _L ≥ 2 kΩ			±11.5	±12.8
	R _L ≥ 1 kΩ				±12
	R _L ≥ 2 kΩ		0°C to 70°C		±11
A _{VD} Large-signal differential voltage amplification	V _{CC±} = ±3 V, V _O = ±0.5 V, R _L ≥ 500 kΩ	25°C		100	400
	V _O = ±10 V, R _L = 2 kΩ	25°C		120	400
		0°C to 70°C		100	400
B ₁ Unity-gain bandwidth		25°C		0.4	0.6
η Input resistance		25°C		8	33
CMRR Common-mode rejection ratio	V _{IC} = ±13 V, R _S = 50 Ω	25°C		100	120
		0°C to 70°C		97	120
k _{SVS} Supply-voltage sensitivity (ΔV _{IO} /ΔV _{CC})	V _{CC±} = ±3 V to ±18 V, R _S = 50 Ω	25°C		7	32
		0°C to 70°C		10	51
P _D Power dissipation	V _O = 0, No load	25°C		80	150
	V _{CC±} = ±3 V, V _O = 0, No load			4	8

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage, unless otherwise noted.

NOTE 6: Since long-term drift cannot be measured on the individual devices prior to shipment, this specification is not intended to be a warranted averaged trend line of drift versus time over extended periods after the first thirty days of operation.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OP07C, OP07D PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS099D – OCTOBER 1983 – REVISED FEBRUARY 2002

operating characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	OP07C	OP07D	UNIT
		TYP	TYP	
V_n Equivalent input noise voltage	$f = 10\text{ Hz}$	10.5	10.5	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
	$f = 100\text{ Hz}$	10.2	10.3	
	$f = 1\text{ kHz}$	9.8	9.8	
$V_{N(PP)}$ Peak-to-peak equivalent input noise voltage	$f = 0.1\text{ Hz to }10\text{ Hz}$	0.38	0.38	μV
I_n Equivalent input noise current	$f = 10\text{ Hz}$	0.35	0.35	$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
	$f = 100\text{ Hz}$	0.15	0.15	
	$f = 1\text{ kHz}$	0.13	0.13	
$I_{N(PP)}$ Peak-to-peak equivalent input noise current	$f = 0.1\text{ Hz to }10\text{ Hz}$	15	15	pA
SR Slew rate	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	0.3	0.3	$\text{V}/\mu\text{s}$

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage, unless otherwise noted.

APPLICATION INFORMATION

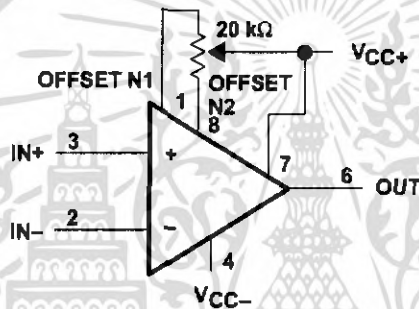


Figure 1. Input Offset-Voltage Null Circuit



28/40-Pin 8-Bit CMOS FLASH Microcontrollers

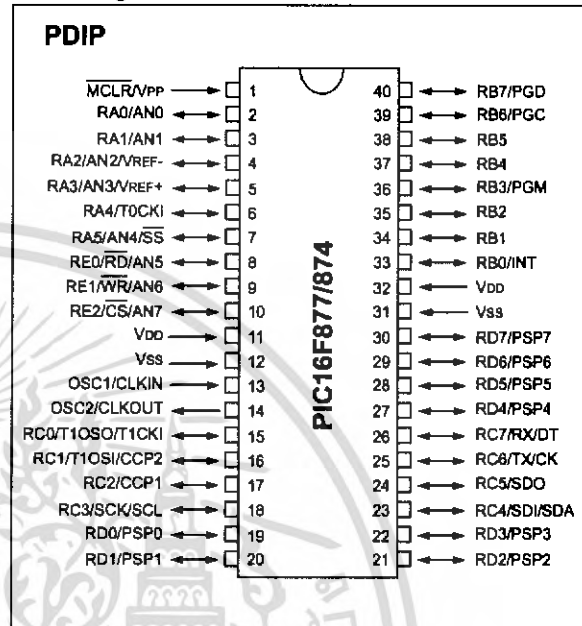
Devices Included in this Data Sheet:

- PIC16F873
- PIC16F876
- PIC16F874
- PIC16F877

Microcontroller Core Features:

- High performance RISC CPU
- Only 35 single word instructions to learn
- All single cycle instructions except for program branches which are two cycle
- Operating speed: DC - 20 MHz clock input
DC - 200 ns instruction cycle
- Up to 8K x 14 words of FLASH Program Memory,
Up to 368 x 8 bytes of Data Memory (RAM)
Up to 256 x 8 bytes of EEPROM Data Memory
- Pinout compatible to the PIC16C73B/74B/76/77
- Interrupt capability (up to 14 sources)
- Eight level deep hardware stack
- Direct, indirect and relative addressing modes
- Power-on Reset (POR)
- Power-up Timer (PWRT) and
Oscillator Start-up Timer (OST)
- Watchdog Timer (WDT) with its own on-chip RC
oscillator for reliable operation
- Programmable code protection
- Power saving SLEEP mode
- Selectable oscillator options
- Low power, high speed CMOS FLASH/EEPROM
technology
- Fully static design
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP) via two
pins
- Single 5V In-Circuit Serial Programming capability
- In-Circuit Debugging via two pins
- Processor read/write access to program memory
- Wide operating voltage range: 2.0V to 5.5V
- High Sink/Source Current: 25 mA
- Commercial, Industrial and Extended temperature
ranges
- Low-power consumption:
 - < 0.6 mA typical @ 3V, 4 MHz
 - 20 µA typical @ 3V, 32 kHz
 - < 1 µA typical standby current

Pin Diagram



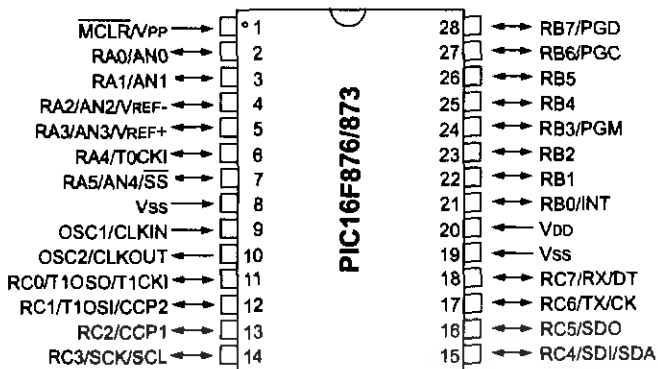
Peripheral Features:

- Timer0: 8-bit timer/counter with 8-bit prescaler
- Timer1: 16-bit timer/counter with prescaler,
can be incremented during SLEEP via external
crystal/clock
- Timer2: 8-bit timer/counter with 8-bit period
register, prescaler and postscaler
- Two Capture, Compare, PWM modules
 - Capture is 16-bit, max. resolution is 12.5 ns
 - Compare is 16-bit, max. resolution is 200 ns
 - PWM max. resolution is 10-bit
- 10-bit multi-channel Analog-to-Digital converter
- Synchronous Serial Port (SSP) with SPI™ (Master
mode) and I²C™ (Master/Slave)
- Universal Synchronous Asynchronous Receiver
Transmitter (USART/SCI) with 9-bit address
detection
- Parallel Slave Port (PSP) 8-bits wide, with
external RD, WR and CS controls (40/44-pin only)
- Brown-out detection circuitry for
Brown-out Reset (BOR)

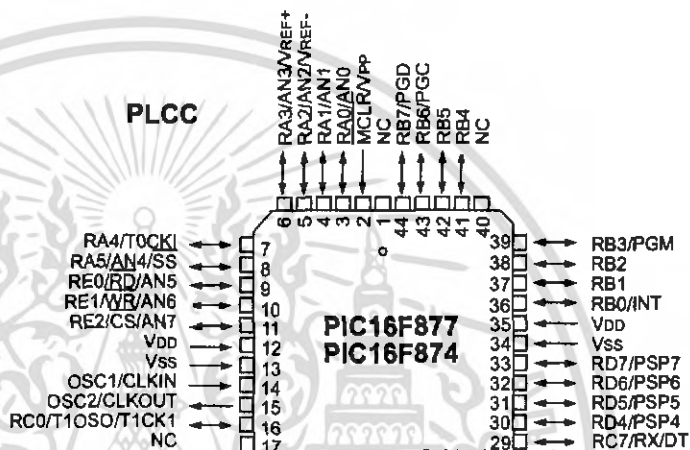
PIC16F87X

Pin Diagrams

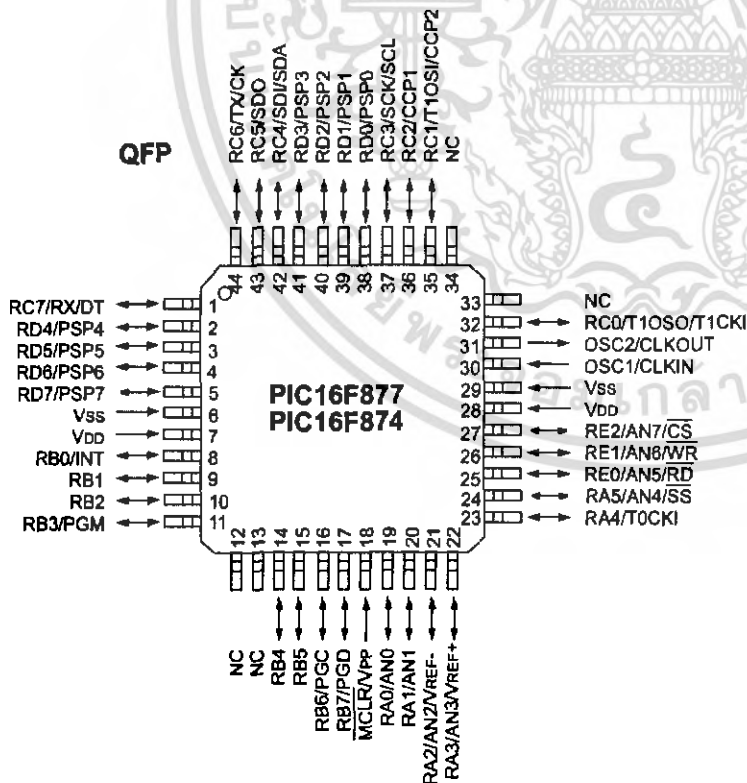
PDIP, SOIC



PLCC



QFP



Key Features PICmicro™ Mid-Range Reference Manual (DS33023)	PIC16F873	PIC16F874	PIC16F876	PIC16F877
Operating Frequency	DC - 20 MHz	DC - 20 MHz	DC - 20 MHz	DC - 20 MHz
RESETS (and Delays)	POR, BOR (PWRT, OST)	POR, BOR (PWRT, OST)	POR, BOR (PWRT, OST)	POR, BOR (PWRT, OST)
FLASH Program Memory (14-bit words)	4K	4K	8K	8K
Data Memory (bytes)	192	192	368	368
EEPROM Data Memory	128	128	256	256
Interrupts	13	14	13	14
I/O Ports	Ports A,B,C	Ports A,B,C,D,E	Ports A,B,C	Ports A,B,C,D,E
Timers	3	3	3	3
Capture/Compare/PWM Modules	2	2	2	2
Serial Communications	MSSP, USART	MSSP, USART	MSSP, USART	MSSP, USART
Parallel Communications	—	PSP	—	PSP
10-bit Analog-to-Digital Module	5 input channels	8 input channels	5 input channels	8 input channels
Instruction Set	35 instructions	35 instructions	35 instructions	35 instructions



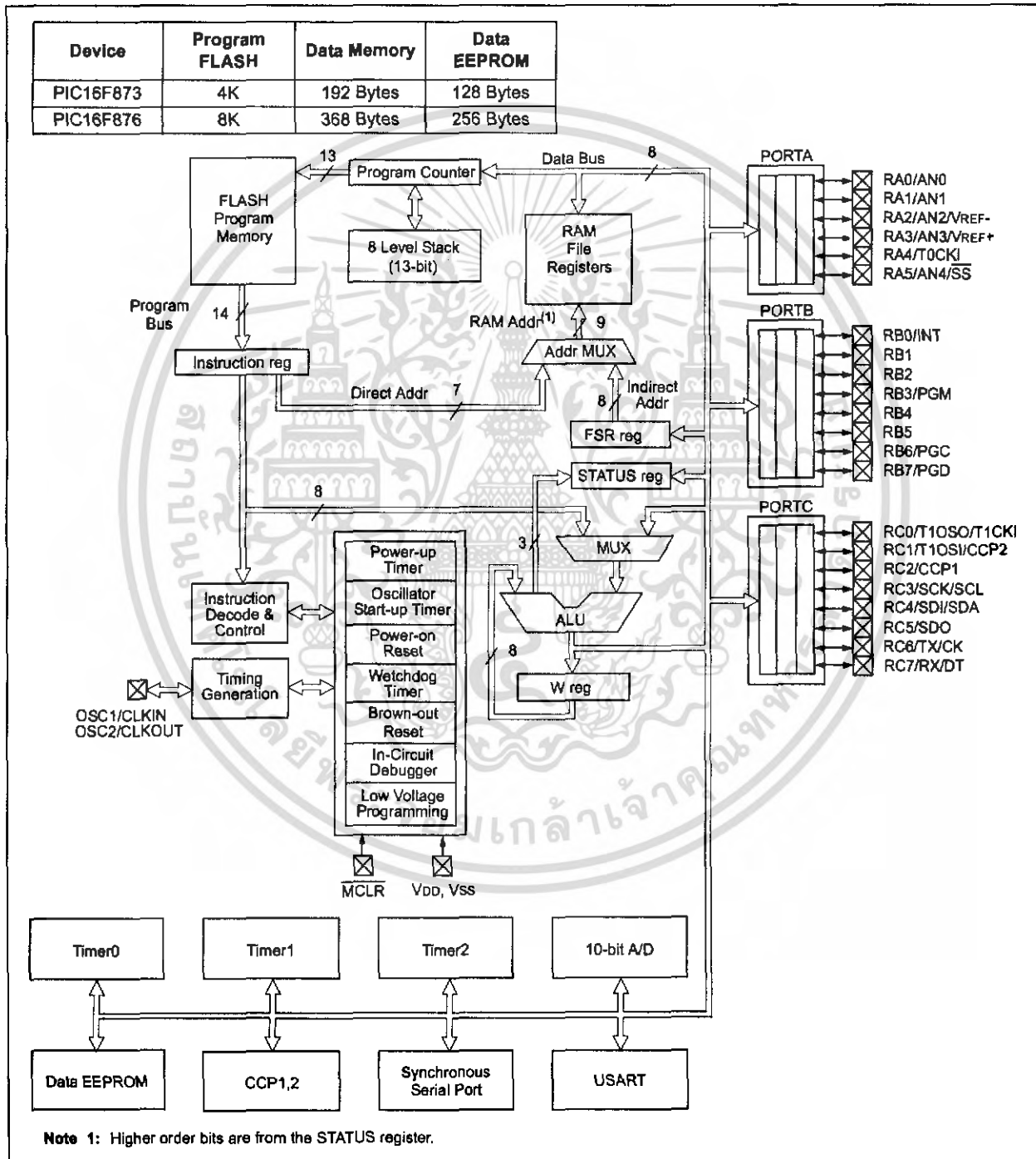
1.0 DEVICE OVERVIEW

This document contains device specific information. Additional information may be found in the PICmicro™ Mid-Range Reference Manual (DS33023), which may be obtained from your local Microchip Sales Representative or downloaded from the Microchip website. The Reference Manual should be considered a complementary document to this data sheet, and is highly recommended reading for a better understanding of the device architecture and operation of the peripheral modules.

There are four devices (PIC16F873, PIC16F874, PIC16F876 and PIC16F877) covered by this data sheet. The PIC16F876/873 devices come in 28-pin packages and the PIC16F877/874 devices come in 40-pin packages. The Parallel Slave Port is not implemented on the 28-pin devices.

The following device block diagrams are sorted by pin number; 28-pin for Figure 1-1 and 40-pin for Figure 1-2. The 28-pin and 40-pin pinouts are listed in Table 1-1 and Table 1-2, respectively.

FIGURE 1-1: PIC16F873 AND PIC16F876 BLOCK DIAGRAM



PIC16F87X

FIGURE 1-2: PIC16F874 AND PIC16F877 BLOCK DIAGRAM

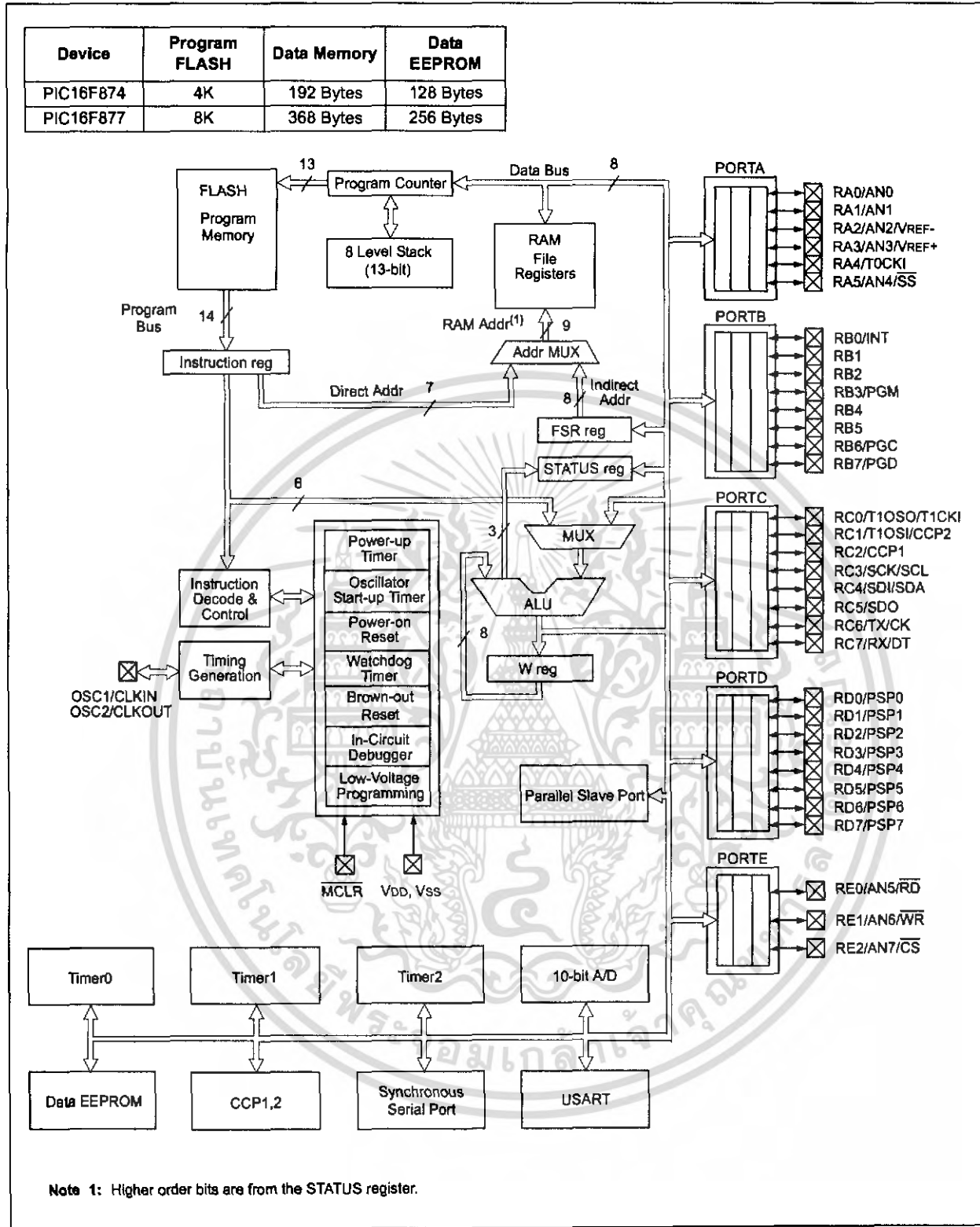


TABLE 1-1: PIC16F873 AND PIC16F876 PINOUT DESCRIPTION

Pin Name	DIP Pin#	SOIC Pin#	I/O/P Type	Buffer Type	Description
OSC1/CLKIN	9	9	I	ST/CMOS ⁽³⁾	Oscillator crystal input/external clock source input.
OSC2/CLKOUT	10	10	O	—	Oscillator crystal output. Connects to crystal or resonator in crystal oscillator mode. In RC mode, the OSC2 pin outputs CLKOUT which has 1/4 the frequency of OSC1, and denotes the instruction cycle rate.
MCLR/VPP	1	1	I/P	ST	Master Clear (Reset) input or programming voltage input. This pin is an active low RESET to the device.
RA0/AN0	2	2	I/O	TTL	PORTA is a bi-directional I/O port. RA0 can also be analog input0. RA1 can also be analog input1. RA2 can also be analog input2 or negative analog reference voltage. RA3 can also be analog input3 or positive analog reference voltage. RA4 can also be the clock input to the Timer0 module. Output is open drain type. RA5 can also be analog input4 or the slave select for the synchronous serial port.
RA1/AN1	3	3	I/O	TTL	
RA2/AN2/VREF-	4	4	I/O	TTL	
RA3/AN3/VREF+	5	5	I/O	TTL	
RA4/T0CKI	6	6	I/O	ST	
RA5/SS/AN4	7	7	I/O	TTL	
RB0/INT	21	21	I/O	TTL/ST ⁽¹⁾	PORTB is a bi-directional I/O port. PORTB can be software programmed for internal weak pull-up on all inputs. RB0 can also be the external interrupt pin. RB3 can also be the low voltage programming input. Interrupt-on-change pin. Interrupt-on-change pin. Interrupt-on-change pin or In-Circuit Debugger pin. Serial programming clock. Interrupt-on-change pin or In-Circuit Debugger pin. Serial programming data.
RB1	22	22	I/O	TTL	
RB2	23	23	I/O	TTL	
RB3/PGM	24	24	I/O	TTL	
RB4	25	25	I/O	TTL	
RB5	26	26	I/O	TTL	
RB6/PGC	27	27	I/O	TTL/ST ⁽²⁾	
RB7/PGD	28	28	I/O	TTL/ST ⁽²⁾	
RC0/T1OSO/T1CKI	11	11	I/O	ST	PORTC is a bi-directional I/O port. RC0 can also be the Timer1 oscillator output or Timer1 clock input. RC1 can also be the Timer1 oscillator input or Capture2 input/Compare2 output/PWM2 output. RC2 can also be the Capture1 input/Compare1 output/PWM1 output. RC3 can also be the synchronous serial clock input/output for both SPI and I ² C modes. RC4 can also be the SPI Data In (SPI mode) or data I/O (I ² C mode). RC5 can also be the SPI Data Out (SPI mode). RC6 can also be the USART Asynchronous Transmit or Synchronous Clock. RC7 can also be the USART Asynchronous Receive or Synchronous Data.
RC1/T1OSI/CCP2	12	12	I/O	ST	
RC2/CCP1	13	13	I/O	ST	
RC3/SCK/SCL	14	14	I/O	ST	
RC4/SDI/SDA	15	15	I/O	ST	
RC5/SDO	16	16	I/O	ST	
RC6/TX/CK	17	17	I/O	ST	
RC7/RX/DT	18	18	I/O	ST	
VSS	8, 19	8, 19	P	—	Ground reference for logic and I/O pins.
VDD	20	20	P	—	Positive supply for logic and I/O pins.

Legend: I = input O = output I/O = input/output P = power
 — = Not used TTL = TTL input ST = Schmitt Trigger input

- Note 1:** This buffer is a Schmitt Trigger input when configured as the external interrupt.
Note 2: This buffer is a Schmitt Trigger input when used in Serial Programming mode.
Note 3: This buffer is a Schmitt Trigger input when configured in RC oscillator mode and a CMOS input otherwise.

PIC16F87X

TABLE 1-2: PIC16F874 AND PIC16F877 PINOUT DESCRIPTION

Pin Name	DIP Pin#	PLCC Pin#	QFP Pin#	I/O/P Type	Buffer Type	Description
OSC1/CLKIN	13	14	30	I	ST/CMOS ⁽⁴⁾	Oscillator crystal input/external clock source input.
OSC2/CLKOUT	14	15	31	O	—	Oscillator crystal output. Connects to crystal or resonator in crystal oscillator mode. In RC mode, OSC2 pin outputs CLKOUT which has 1/4 the frequency of OSC1, and denotes the instruction cycle rate.
MCLR/VPP	1	2	18	I/P	ST	Master Clear (Reset) input or programming voltage input. This pin is an active low RESET to the device.
RA0/AN0	2	3	19	I/O	TTL	PORTA is a bi-directional I/O port. RA0 can also be analog input0. RA1 can also be analog input1. RA2 can also be analog input2 or negative analog reference voltage. RA3 can also be analog input3 or positive analog reference voltage. RA4 can also be the clock input to the Timer0 timer/counter. Output is open drain type. RA5 can also be analog input4 or the slave select for the synchronous serial port.
RA1/AN1	3	4	20	I/O	TTL	
RA2/AN2/VREF-	4	5	21	I/O	TTL	
RA3/AN3/VREF+	5	6	22	I/O	TTL	
RA4/T0CKI	6	7	23	I/O	ST	
RA5/SS/AN4	7	8	24	I/O	TTL	
RB0/INT	33	36	8	I/O	TTL/ST ⁽¹⁾	PORTB is a bi-directional I/O port. PORTB can be software programmed for internal weak pull-up on all inputs. RB0 can also be the external interrupt pin. RB3 can also be the low voltage programming input. Interrupt-on-change pin. Interrupt-on-change pin. Interrupt-on-change pin or In-Circuit Debugger pin. Serial programming clock. Interrupt-on-change pin or In-Circuit Debugger pin. Serial programming data.
RB1	34	37	9	I/O	TTL	
RB2	35	38	10	I/O	TTL	
RB3/PGM	36	39	11	I/O	TTL	
RB4	37	41	14	I/O	TTL	
RB5	38	42	15	I/O	TTL	
RB6/PGC	39	43	16	I/O	TTL/ST ⁽²⁾	
RB7/PGD	40	44	17	I/O	TTL/ST ⁽²⁾	

Legend: I = input O = output I/O = input/output P = power
 — = Not used TTL = TTL input ST = Schmitt Trigger input

- Note 1:** This buffer is a Schmitt Trigger input when configured as an external interrupt.
2: This buffer is a Schmitt Trigger input when used in Serial Programming mode.
3: This buffer is a Schmitt Trigger input when configured as general purpose I/O and a TTL input when used in the Parallel Slave Port mode (for interfacing to a microprocessor bus).
4: This buffer is a Schmitt Trigger input when configured in RC oscillator mode and a CMOS input otherwise.

TABLE 1-2: PIC16F874 AND PIC16F877 PINOUT DESCRIPTION (CONTINUED)

Pin Name	DIP Pin#	PLCC Pin#	QFP Pin#	I/O/P Type	Buffer Type	Description
RC0/T1OSO/T1CKI	15	16	32	I/O	ST	PORTC is a bi-directional I/O port. RC0 can also be the Timer1 oscillator output or a Timer1 clock input.
RC1/T1OSI/CCP2	16	18	35	I/O	ST	RC1 can also be the Timer1 oscillator input or Capture2 input/Compare2 output/PWM2 output.
RC2/CCP1	17	19	36	I/O	ST	RC2 can also be the Capture1 input/Compare1 output/PWM1 output.
RC3/SCK/SCL	18	20	37	I/O	ST	RC3 can also be the synchronous serial clock input/output for both SPI and I ² C modes.
RC4/SDI/SDA	23	25	42	I/O	ST	RC4 can also be the SPI Data In (SPI mode) or data I/O (I ² C mode).
RC5/SDO	24	26	43	I/O	ST	RC5 can also be the SPI Data Out (SPI mode).
RC6/TX/CK	25	27	44	I/O	ST	RC6 can also be the USART Asynchronous Transmit or Synchronous Clock.
RC7/RX/DT	26	29	1	I/O	ST	RC7 can also be the USART Asynchronous Receive or Synchronous Data.
RD0/PSP0	19	21	38	I/O	ST/TTL ⁽³⁾	PORTD is a bi-directional I/O port or parallel slave port when interfacing to a microprocessor bus.
RD1/PSP1	20	22	39	I/O	ST/TTL ⁽³⁾	
RD2/PSP2	21	23	40	I/O	ST/TTL ⁽³⁾	
RD3/PSP3	22	24	41	I/O	ST/TTL ⁽³⁾	
RD4/PSP4	27	30	2	I/O	ST/TTL ⁽³⁾	
RD5/PSP5	28	31	3	I/O	ST/TTL ⁽³⁾	
RD6/PSP6	29	32	4	I/O	ST/TTL ⁽³⁾	
RD7/PSP7	30	33	5	I/O	ST/TTL ⁽³⁾	
RE0/RD/AN5	8	9	25	I/O	ST/TTL ⁽³⁾	PORTE is a bi-directional I/O port. RE0 can also be read control for the parallel slave port, or analog input5.
RE1/WR/AN6	9	10	26	I/O	ST/TTL ⁽³⁾	RE1 can also be write control for the parallel slave port, or analog input6.
RE2/CS/AN7	10	11	27	I/O	ST/TTL ⁽³⁾	RE2 can also be select control for the parallel slave port, or analog input7.
Vss	12,31	13,34	6,29	P	—	Ground reference for logic and I/O pins.
VDD	11,32	12,35	7,28	P	—	Positive supply for logic and I/O pins.
NC	—	1,17,26,40	12,13,33,34	—	—	These pins are not internally connected. These pins should be left unconnected.

Legend: I = input O = output I/O = input/output P = power
 — = Not used TTL = TTL input ST = Schmitt Trigger input

- Note 1:** This buffer is a Schmitt Trigger input when configured as an external interrupt.
Note 2: This buffer is a Schmitt Trigger input when used in Serial Programming mode.
Note 3: This buffer is a Schmitt Trigger input when configured as general purpose I/O and a TTL input when used in the Parallel Slave Port mode (for interfacing to a microprocessor bus).
Note 4: This buffer is a Schmitt Trigger input when configured in RC oscillator mode and a CMOS input otherwise.