

เครื่องวัดระยะทางโดยใช้แสงอินฟราเรดและคลื่นอุลตราซาวด์

DISTANCE METER USING INFRARED LIGHT AND ULTRASONIC SOUND



โดย  
นาย จีรพล โทนชัย  
นาย ภารุจ ฉันทรวีไล

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 33119  
วัน, เดือน, ปี 15 ก.ค. 2542

สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
หากมีให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารนี้

Signature

เครื่องวัดระยะทางโดยใช้แสงอินฟราเรดและคลื่นอุลตราโซนิค

DISTANCE METER USING INFRARED LIGHT AND ULTRASONIC SOUND



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2541

ภาควิชาวิศวกรรม โทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องวัดระยะทางโดยใช้แสงอินฟราเรดและคลื่นอุลตราโซนิก

**DISTANCE METER USING INFRARED LIGHT AND ULTRASONIC SOUND**

ผู้จัดทำ

1. นาย จีรพล โทนชัย 38014072
2. นาย ภารุจ จันทรวีไล 38014376

@เทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
อาจารย์ที่ปรึกษา  
(ผ.ศ. อภินันท์ มัชฌานนท์)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องวัดระยะทางโดยใช้แสงอินฟราเรดและคลื่น  
อุลตราโซนิก

DISTANCE METER USING INFRARED LIGHT  
AND ULTRASONIC SOUND

โดย นาย จีรพล โทนชัย 38014072

นาย ภารุจ จันทรวีไล 38014376

อาจารย์ที่ปรึกษา ผ.ศ. อภินันท์ มัชฌานนท์

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการศึกษา ทดลองและทำการสร้างเครื่องวัดระยะทาง ซึ่งประกอบไปด้วย  
ชุดส่ง และชุดรับสัญญาณคลื่นอุลตราโซนิกและคลื่นอินฟราเรด โดยการนำคุณสมบัติของคลื่นทั้ง  
สองชนิดที่มีการสะท้อนกลับเมื่อถูกส่งไปกระทบเป้าหมายมาประยุกต์ใช้งานในการหาระยะทาง  
โดยอาศัยช่วงเวลาที่แตกต่างกันระหว่างสัญญาณที่ส่งออกไปและสัญญาณที่สะท้อนกลับมาเข้า  
เครื่องรับ รวมถึงการเปรียบเทียบข้อดี ข้อเสีย และข้อจำกัดของทั้งสองระบบ

ABSTRACT

This thesis is about researching , testing and constructing distance meter. According to  
distance meter, it consists of the transmitter and the receiver for ultrasonic sound and infrared  
light. By using these two waves' property that they are well-directional. The concept is ultrasonic  
sound and infrared light will be transmitted from the transmitter through the air and reflected  
back to the receiver when they reach the target. Then , the difference time between transmitted  
signal and received signal will be compared. Including the discussion to the advantage ,  
disadvantage and the limitation between these two systems.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หัวข้อ	หน้า
บทที่ 1            บทนำ	1
บทที่ 2            ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1คลื่นอุลตราโซนิก ( ultrasonic wave )	3
2.1.1ความหมายของคลื่นอุลตราโซนิก :	3
2.1.2ชนิดของคลื่นอุลตราโซนิก :	3
2.1.3การเกิดคลื่นอุลตราโซนิก :	4
2.1.4 ความถี่และความยาวคลื่น :	4
2.1.5ความเร็วของคลื่นอุลตราโซนิก :	5
2.1.6ปริมาณพลังงานของคลื่นอุลตราโซนิก :	7
2.1.7 การลดทอนของคลื่นอุลตราโซนิก :	7
2.1.8การแยกแยะ :	7
2.1.9 ประโยชน์ในการใช้งานของคลื่นอุลตราโซนิก :	7
2.2เปียโซอิเล็กทริก ทรานสดิวเซอร์ ( piezo-electric transducer )	8
2.2.1ปรากฏการณ์เปียโซอิเล็กทริก :	8
2.2.2ลักษณะการปฏิบัติตัวของวัสดุเปียโซอิเล็กทริก :	13
2.2.3ชนิดของเปียโซอิเล็กทริกทรานสดิวเซอร์ :	16
2.2.4การทำงานของทรานสดิวเซอร์ตัวส่งและตัวรับ :	16
2.2.5ข้อควรระวังในการใช้งานตัวส่งและตัวรับ :	16
2.3หลักการทำงาน ( principal of working )	17
2.4.อุปกรณ์แสง(OPTICAL DEVICE) :	20
2.4.1.การเปลี่ยนไฟฟ้าเป็นแสง	20
2.4.1.1 โครงสร้างของการกำเนิดแสง	20
2.4.1.2 โครงสร้างและการทำงานของสารกึ่งตัวนำ(Semiconductor)	21
2.4.1.3สารที่ใช้ในการสร้างและ โครงสร้างของอุปกรณ์ปล่อยแสง	22
2.4.1.4 คุณสมบัติต่าง ๆ ของอุปกรณ์ปล่อยแสง	26
2.4.2การเปลี่ยนแสงให้เป็น ไฟฟ้า	30
2.4.2.1 โครงสร้างและการทำงานของารับแสง	30
2.4.2.2สารและ โครงสร้างของอุปกรณ์รับแสง	31
2.4.2.3 คุณสมบัติของอุปกรณ์รับแสง	33
2.4.3 อุปกรณ์PSD ( Position Sensitive Light Detector) -	38
2.4.4 การวัดระยะทาง โดยใช้ระบบสามเหลี่ยม (System of Triangulation )	40
2.4.5 การใช้ระบบสามเหลี่ยมและอุปกรณ์PSDในการหาระยะทางโดยใช้แสงอินฟราเรด -	40

หัวข้อ	หน้า
2.5 หลักการทำงาน	43
<b>บทที่ 3</b> การคำนวณและการสร้าง	45
3.1การสร้าง	45
3.2การคำนวณระยะทาง	46
3.3การสร้างและการคำนวณ	47
<b>บทที่ 4</b> การทดลอง และ ผลการทดลอง	55
4.1ผลการทดลองเครื่องวัดระยะทางแบบอัลตราโซนิก	55
4.2รูปสัญญาณของเครื่องวัดระยะทางแบบอัลตราโซนิก	56
4.3ผลการทดลองเครื่องวัดระยะทางแบบอินฟราเรด	60
<b>บทที่ 5</b> บทวิจารณ์และสรุป	62
ภาคผนวก	
หนังสืออ้างอิง	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูปร่าง

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงแพทเทอร์นของการอัดและการเบางของคลื่นเสียงที่อยู่รอบๆ แหล่งกำเนิด	4
2.2 แสดงผลของเพียโซอิเล็กทริก (piezo-electric effect)	9
2.3 แสดงผลึกควอทซ์ และลักษณะการตัดผลึก	12
2.4 แสดงลักษณะของแรงที่มากกระทำกับแผ่นซิมเปิลเพลทในทิศทางการต่างๆกัน จนทำให้เกิดการขูดตัวหรือเปลี่ยนแปลงรูปไป	13
2.5 แสดงลักษณะการต่อวัสดุเพียโซอิเล็กทริกแบบ ไบโมอร์ฟ หรือ เบนเคอร์ โดยมีแรงมา	14
2.6 แสดงลักษณะการต่อวัสดุเพียโซอิเล็กทริกในโหมดของคอมเพรสชั่น – เอ็กซ์เพนชั่น	14
2.7 แสดงการต่อวัสดุเพียโซอิเล็กทริกเป็นแบบสแต็ค ในลักษณะของทวิสเตอร์	15
2.8 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานโดยรวมของเครื่องวัดระยะทางด้วยคลื่นเสียงอัลตราโซนิค	18
2.9 แสดงโครงสร้างและระดับพลังงานของอะตอม	20
2.10 แสดงระดับพลังงานและขั้นตอนของการถ่ายเท	20
2.11 แสดงตัวอย่างการจัดอิเล็กตรอนและนิวเคลียสในสารกึ่งตัวนำ	21
2.12 แสดงตัวอย่างการจัดอิเล็กตรอนและ NUCLEUS ในสารกึ่งตัวนำ	21
2.13 แสดงระดับพลังงานในสารกึ่งตัวนำ	22
2.14 แสดงช่วงความยาวคลื่นแสงของ LED	22
2.15 แสดงความยาวคลื่นแสงที่ปล่อยออกมาของสารประกอบกึ่งตัวนำแต่ละชนิด	23
2.16 แสดงระดับพลังงานของสารกึ่งตัวนำแบบ P - TYPE และ N - TYPE	24
2.17 แสดงสนามไฟฟ้าภายในและระดับพลังงานของ P - N JUNCTION	25
2.18 แสดงโครงสร้างและระดับพลังงานของ LED	25
2.19 แสดงตัวอย่างโครงสร้างของ LED แบบปล่อยแสงทางด้านหน้า	26
2.20 แสดงตัวอย่างโครงสร้างของ LED แบบปล่อยแสงออกทางด้านข้าง	26
2.21 แสดง OUT PUT WAVE FORM ของแสงและการผสม (MODULATION) ในการส่งสัญญาณ DIGITAL	27
2.22 แสดงการผสมแบบ LIGHT INTENSITY MODULATION	27
2.23 แสดงการ จับLEDด้วยตัวต้านทาน	29
2.24 แสดงการจับด้วยทรานซิสเตอร์	29
2.25 การจับ LED	29
2.26 แสดง DEPLETION ZONE	30
2.27 แสดงความยาวคลื่นในการรับแสงของอุปกรณ์รับแสงแต่ละชนิด	31
2.28 แสดงหลักการการทำงานการรับแสงและระดับพลังงานของ PIN - PD	32
2.29 แสดงหลักการการทำงานการรับแสงและระดับพลังงานของ APD	33
2.30 แสดงแรงดัน ไฟฟ้าที่ป้อนให้และ PHOTO CURRENT	34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูอาจารย์เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.31 แสดงคุณสมบัติของ VOLTAGE – CURRENT	35
2.32 วงจรอุปกรณ์รับแสงที่ไม่มีไบแอส	37
2.33 วงจรอุปกรณ์รับแสงที่มีไบแอส	37
2.34 วงจรขยายสัญญาณ	37
2.35 แสดงบริเวณรับแสงของPSD	38
2.36 แสดงลักษณะโครงสร้างของPSD	38
2.37 แสดงขนาดกระแสที่ออกจากPSD	39
2.38 สามเหลี่ยมที่ใช้ในการหาระยะทาง	40
2.39 แสดงการวัดระยะทางโดยใช้ระบบสามเหลี่ยม	41
2.40 แสดงลำแสงที่ตกกระทบที่PSDเมื่อสะท้อนจากวัตถุที่ระยะทางต่างกัน	42
2.41 โครงสร้าง PSD	42
2.42 แสดงบล็อกโคแอสเทรโมแกรมทำงานในส่วนวัดระยะทางของระบบออปโตโฟกัส	44
3.1 แสดงวงจร I/E converter โดยทั่วไป	48
3.2 แสดงวงจร inverting amplifier โดยทั่วไป	48
3.3 แสดงวงจร difference amplifier โดยทั่วไป	49
3.4 แสดงวงจรเครื่องวัดระยะทางโดยใช้อัลตราโซนิก	51
3.5 แสดงวงจรส่วนภาคส่งและรับของเครื่องวัดระยะทางโดยใช้อินฟราเรด	52
3.6 แสดงวงจรส่วนภาคหารแรงดันของเครื่องวัดระยะทางโดยใช้อินฟราเรด	53
3.7 แสดงวงจรส่วนภาคแสดงผลของเครื่องวัดระยะทางโดยใช้อินฟราเรด	54
4.1 แสดงสัญญาณความถี่ 17.3 KHz	56
4.2 แสดงสัญญาณ 1 Hz ที่ออกมาจากวงจรหารความถี่เปรียบเทียบกับสัญญาณที่ผ่าน inverter	56
4.3 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณความถี่ 1 KHz กับสัญญาณ Reset Counter	57
4.4 แสดงความกว้างของ pulse สัญญาณ Reset Counter	57
4.5 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณความถี่ 1 KHz กับสัญญาณ Latch Counter	57
4.6 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณความถี่ 1 KHz กับสัญญาณ Reset Flipflop	57
4.7 แสดงความกว้างของ pulse สัญญาณ Reset Flipflop	58
4.8 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณ ความถี่ 1 KHz กับสัญญาณ จากขา 11 ของ IC 4093	58
4.9 แสดงความกว้างของ pulse สัญญาณส่งที่รอมหัวส่ง Tx	58
4.10 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณความถี่ 1 KHz กับสัญญาณ Clock Counter	58
4.11 แสดงความกว้างของ pulse สัญญาณ Clock Counter เมื่อวัดที่ระยะทาง 0.65 เมตร	59
4.12 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณ ความถี่ 1 KHz กับสัญญาณ Clock ของ Flipflop	59
4.13 แสดงสัญญาณ Clock ของขา 3 ,IC2 กับ สัญญาณ Clock Counter ขา 2 , IC5	59
4.14 แสดงการเปรียบเทียบผลการทดลองกับผลการคำนวณ	61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 แสดงความเร็วของคลื่นอุลตราโซนิกในแก๊สต่างๆที่อุณหภูมิ 0 องศาเซลเซียส	6
2.2 แสดงค่าความไวของประจุและค่าความไวของโวลเตจของวัสดุเปียโซอิเล็กทริกที่ต่างชนิดกัน และผลที่เกิดจากแนวการตัดที่ไม่เหมือนกัน	11
2.3 แสดงคุณสมบัติด้านต่างๆของวัสดุเปียโซอิเล็กทริก	15
2.4 การเปรียบเทียบคุณสมบัติต่างๆของอุปกรณ์เปล่งแสง	28
2.5 แสดงการเปรียบเทียบคุณสมบัติของอุปกรณ์รับแสง	36
4.1 แสดงระยะทางที่วัดได้โดยเครื่องวัดระยะทางแบบอุลตราโซนิก	55
4.2 แสดงระยะทางที่วัดได้ของเครื่องวัดระยะทางแบบอุลตราโซนิกโดยพิจารณาเทียบกับขนาดพื้นที่หน้าตัดของเป้าวัตถุ	56
4.3 แสดงการเปรียบเทียบผลการทดลองกับผลการคำนวณ	60

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

### บทนำ

ในปัจจุบัน เทคโนโลยีทางด้านแสงและเสียง ( technology of light and ultrasonic ) ได้มีการพัฒนา รุดหน้าไปมาก และมีการนำไปประยุกต์ใช้งานกันอย่างแพร่หลาย ไม่ว่าจะเป็นทางด้าน การสื่อสารผ่านเส้นใยแสง , อุปกรณ์ทางการแพทย์จำพวกเลเซอร์ ( medical laser device ) , เครื่องควบคุมระยะไกล ( remote control ) , เครื่องล้า อุปกรณ์โดยใช้คลื่นอุลตราโซนิค และอื่นๆ อีกมากมาย ในที่นี้ จะเป็นการนำเอาเทคโนโลยีทางด้านแสงและเสียงมาประยุกต์ใช้ใน งานทางด้านเครื่องมือวัด ( measurement )

เครื่องวัดระยะทาง ( distance meter ) เป็นเครื่องมือที่นำมาใช้ในการวัดระยะทาง โดยในที่นี้จะอาศัยหลักการของการส่งคลื่นไปสะท้อนที่ผิววัตถุแล้วกลับมายังเครื่องวัด ซึ่งรูปแบบของคลื่นที่นำมาใช้นี้ ก็คือคลื่นเสียงอุลตราโซนิค ( ultrasonic sound ) และคลื่นแสงอินฟราเรด ( infrared light ) นั่นเอง เหตุผลที่นำคลื่นทั้ง 2 ชนิดนี้มาประยุกต์ใช้ก็สืบเนื่องมาจากการที่คลื่นทั้ง 2 เป็นคลื่นที่มีทิศทาง ทำให้สามารถกำหนดจุดที่คลื่นจะเคลื่อนที่ไปยังเป้าหมายได้โดยเจาะจง

ในส่วนของคลื่นอุลตราโซนิคที่นำมาใช้กับเครื่องวัดระยะทาง จะใช้ความถี่ไม่เกิน 50 KHz เพราะที่ความถี่สูงกว่านี้ อากาศจะดูดกลืนคลื่นได้มากยิ่งขึ้น ทำให้ระดับความแรงของคลื่นที่ระยะห่างออกไปจากเครื่องวัดลดลงอย่างรวดเร็ว ดังนั้นในการออกแบบจะใช้คลื่นอุลตราโซนิคที่มีความถี่ประมาณ 40 KHz ซึ่งเป็นความถี่ที่เหมาะสมที่สุดในการใช้งาน

ในส่วนของแสงอินฟราเรดซึ่งเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าชนิดหนึ่ง ที่มีความถี่สูงมาก โดยสูงกว่าความถี่ย่านคลื่นอุลตราโซนิคมากจนถึงระดับ  $10^5$  GHz และมีความเร็วของการเคลื่อนที่ในอากาศประมาณ 299,792,458 เมตรต่อวินาที ในขณะที่คลื่นอุลตราโซนิคมีความเร็วในอากาศ 346 เมตรต่อวินาที โดยประมาณ จากองค์ประกอบทางด้านความเร็วและความถี่จึงสามารถแสดงได้ว่าแสงอินฟราเรดมีคุณสมบัติที่แตกต่างออกไปจากคลื่นอุลตราโซนิค โดยเฉพาะอย่างยิ่งจะมีผลต่อการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่จะนำมาใช้เข้ากับคลื่นทั้ง 2 ชนิดนี้ เนื่องจากแสงอินฟราเรดเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีความถี่สูงมากจนวงจรอิเล็กทรอนิกส์ไม่สามารถที่จะทำงานได้ในย่านความถี่นี้ เพราะอุปกรณ์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ในปัจจุบัน จะสามารถทำงานได้ในย่านความถี่สูงสุดเพียงไม่กี่สิบล GHz เท่านั้น ดังนั้น ในการรับส่งสัญญาณแสงด้วยวงจรอิเล็กทรอนิกส์จึงไม่สามารถกระทำได้โดยตรง เนื่องจากเหตุผลดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ฉะนั้นจึงได้มีการนำเอาวิธีการบางอย่างเข้ามาเพื่อเปลี่ยนแปลงปริมาณและคุณสมบัติทางฟิสิกส์ของสัญญาณที่ได้จากแสงอินฟราเรด ให้เป็นสัญญาณทางด้านไฟฟ้า ซึ่งก็จะสามารถนำไปประยุกต์ใช้ร่วมกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์ต่อไปได้

เราสามารถนำเครื่องวัดระยะทางนี้ ไปประยุกต์ใช้กับงานด้านต่างๆ ได้ เช่น ในยานพาหนะประเภทรถยนต์ เราสามารถติดตั้งเครื่องวัดระยะทางไว้กับตัวรถ เพื่อให้คนขับสามารถรู้ระยะทาง

ระหว่างตัวรถกับฝ่าผนังหรือยานพาหนะอื่นๆ จะได้ลดความเร็วลง หรือทิ้งระยะห่างไว้ไม่ต่ำกว่าระยะที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า อันตรายเกินไป การนำเครื่องวัดระยะทางนี้ไปประยุกต์ใช้กับระบบใช้ของรถยนต์ โดยใช้เครื่องวัดไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระยะทางตรวจสอบสภาพพื้นผิวถนน และอาศัยความคิดที่ว่าลักษณะพื้นผิวที่ขรุขระเปรียบเสมือนระยะทางที่เปลี่ยนแปลงขึ้นๆลงๆ ซึ่งก็จะสามารถปรับระบบ โช้คของรถยนต์ให้เหมาะสมกับลักษณะพื้นผิวถนนนั้นได้ รวมถึงการประยุกต์ใช้งานเครื่องวัดระยะทางในระบบกล้องถ่ายภาพและกล้องถ่ายวิดีโอ เนื่องจากการปรับโฟกัสของเลนส์จำเป็นต้องทราบระยะทางของวัตถุ เพื่อให้ได้ภาพที่คมชัด

การนำเครื่องวัดระยะทางมาใช้คำนวณหาระยะทางและนำไปประยุกต์ใช้กับงานด้านต่างๆเป็นการเพิ่มประโยชน์ในการใช้งานให้มากขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

### เครื่องวัดระยะทางโดยใช้คลื่นอุลตราโซนิค

#### 2.1 คลื่นอุลตราโซนิค ( ultrasonic wave )

##### 2.1.1 ความหมายของคลื่นอุลตราโซนิค :

อุลตราโซนิค หมายถึง คลื่นที่มีความถี่สูงเกินกว่าที่มนุษย์จะได้ยิน โดยทั่วไปแล้ว หูของมนุษย์จะได้ยินเสียงในย่านความถี่ 20 Hz ถึง 20 KHz อุลตราโซนิคที่กล่าวถึง โดยทั่วไปจึงหมายถึงคลื่นที่มีความถี่สูงกว่า 20 KHz ขึ้นไป

##### 2.1.2 ชนิดของคลื่นอุลตราโซนิค :

คลื่นอุลตราโซนิค ที่เดินทางผ่านตัวกลางต่างๆมีหลายชนิดด้วยกัน แต่ละชนิดจะแตกต่างกันตามการเคลื่อนที่ของอนุภาคในตัวกลางนั้นๆ โดยสามารถแบ่งได้ดังนี้

2.1.2.1 คลื่นตามยาว ( longitudinal wave ) - เป็นลักษณะของคลื่นที่ซึ่งทุกๆจุดบนคลื่นมีการเคลื่อนที่ในทิศทางเดียวกันกับทิศทางการเคลื่อนที่ การเคลื่อนที่ของอนุภาคจะเกิดขึ้นอย่างหนาแน่นและเบาบางสลับกันไป และจะเปลี่ยนแปลงไปเช่นนี้ในแต่ละปริมาตรของอนุภาค คลื่นตามยาวนี้สามารถเดินทางผ่านของแข็ง ของเหลวและแก๊ส โดยมาก ถ้ากล่าวถึงความเร็วของคลื่นแล้ว จะหมายถึงความเร็วของคลื่นตามยาว ในการพิจารณาคลื่นตามยาวที่เดินทางผ่านตัวกลางต่างๆ ได้นั้น ตัวกลางจะต้องมีขนาดใหญ่พอเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น

2.1.2.2 คลื่นตามขวาง ( transverse wave ) - คือ คลื่นที่ทุกๆจุดบนคลื่นมีการเคลื่อนที่ในทิศทางที่ตั้งฉากกับทิศทางซึ่งคลื่นเดินทางไปในทิศหนึ่งๆ คลื่นชนิดนี้จะเดินทางผ่านตัวกลางที่มีขนาดใหญ่กว่าขนาดของความยาวคลื่น และสามารถเดินทางผ่านตัวกลางที่เป็นของแข็งได้ คลื่นชนิดนี้ไม่สามารถเดินทางผ่านตัวกลางที่เป็นของเหลวและแก๊ส

คลื่นตามขวางมีลักษณะเสมือนการเกิดขั้วลบและขั้วบวก ซึ่งเป็นเหตุผลการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของอนุภาคเป็นไปเพียงทิศทางเดียว เช่น ในระนาบที่ตั้งฉากกับทิศทางของคลื่นที่เคลื่อนที่ไป ต้นกำเนิดของคลื่นตามขวางเป็นพื้นที่หน้าเรียบของระนาบที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของอนุภาคอันเนื่องจากการแกว่ง

ความหนาแน่นของตัวกลางจะไม่เปลี่ยนแปลง โดยการเคลื่อนที่ของคลื่นแบบตามขวาง ความเร็วของคลื่นชนิดนี้จะน้อยกว่าความเร็วของคลื่นชนิดตามยาว ในขณะที่เดินทางผ่านตัวกลางชนิดเดียวกัน ดังนั้นที่ความถี่เดียวกัน ความยาวคลื่นของคลื่นตามขวางจะน้อยกว่าคลื่นตามยาวเสมอ

2.1.2.3 คลื่นผิวหน้า ( surface wave ) - เป็นคลื่นชนิดหนึ่งซึ่งคล้ายกับคลื่นตามขวาง จะต่าง กัน

ตรงที่ว่า การเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของอนุภาคไม่เป็นเพียงในทิศทางที่ตั้งฉากกับทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่นเท่านั้น แต่ยังมีการเปลี่ยนแปลงในทิศทางเดียวกันกับทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่นด้วย

จึงทำให้คลื่นเคลื่อนที่ไปตามระนาบในแนวนอน ด้วยเหตุนี้คลื่นจึงเดินทางผ่านไปเฉพาะบนผิวของตัวกลางเท่านั้น

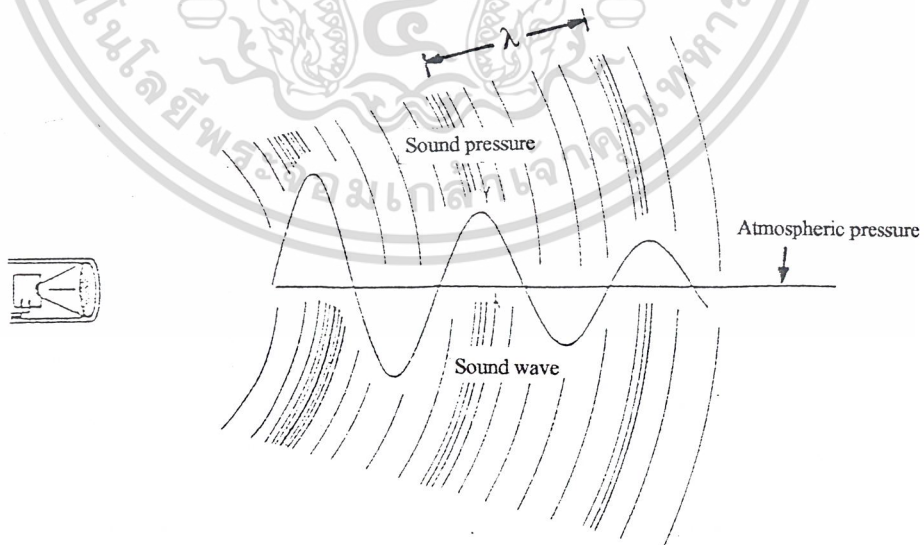
### 2.1.3 การเกิดคลื่นอุลตราโซนิค :

อุลตราโซนิคเป็นคลื่นที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงพลังงานรูปอื่นให้มาเป็นพลังงานกล โดยการสั่นไปมา หรือเกิดจากการเปลี่ยนพลังงานไฟฟ้ากับพลังงานกล ทำให้เกิดคลื่นย่านอุลตราโซนิคกระจายออกไปในอากาศ ดังนั้นจึงถือได้ว่าคลื่นที่เกิดขึ้นเป็นคลื่นกล (mechanical wave) คลื่นอุลตราโซนิคสามารถถูกสร้างได้โดยตัวทรานสดิวเซอร์ ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ใช้เปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าเป็นพลังงานกล ในที่นี้จะใช้ทรานสดิวเซอร์แบบเปียโซอิเล็กทริก (piezo-electric transducer) โดยจะทำการแปลงไปมาระหว่างพลังงานไฟฟ้ากับพลังงานกล และมีความถี่เรโซแนนท์ (resonant frequency) คงที่อยู่ค่าหนึ่ง สำหรับแบบเปียโซอิเล็กทริกนี้ เป็นแบบที่นิยมใช้เพราะมีราคาถูกและหาซื้อง่าย

### 2.1.4 ความถี่และความยาวคลื่น :

ความถี่ คือ จำนวนของการอัดซิลเลทหรือการแกว่งที่สมบูรณ์จากแหล่งกำเนิดคลื่นภายใน 1 วินาที คลื่นที่ถูกส่งจากแหล่งกำเนิดจะเดินทางด้วยความถี่เดียวกันนี้ เช่น อัตราการสั่นของสายไวโอลินที่มีความถี่ 440 Hz มันก็จะมีความถี่เดียวกันกับคลื่นที่ถูกส่งและรับได้จากผู้ฟัง

ความยาวคลื่น คือระยะทางที่คลื่นเดินทางระหว่างแต่ละการสั่นที่สมบูรณ์ หรือการเดินทางครบ 1 รอบ (1 cycle) สามารถกล่าวได้ว่า ความยาวคลื่นเป็นระยะทางระหว่างการอัดอย่างต่อเนื่อง (successive compression) หรือการเบาบางของอากาศ (rarefaction) การอัด คือการที่บริเวณนั้นมีความหนาแน่นของโมเลกุลและแรงดันมากกว่าบริเวณรอบๆ ส่วนการเบาบางเป็นบริเวณเฉพาะที่เกิดการลดความหนาแน่นของโมเลกุลและแรงดันสัมพันธ์ กับแรงดันของบรรยากาศปกติ รูปที่ 2.1 แสดงรูปแบบของการอัดและการเบาบางรอบๆแหล่งกำเนิดคลื่นเสียงและแสดงความยาวคลื่นที่เกิดขึ้น



รูปที่ 2.1 แสดงแพทเทิร์นของการอัดและการเบาบางของคลื่นเสียงที่อยู่รอบๆ แหล่งกำเนิด

เอกสารนี้เสียง ระยะระหว่างกำรัดที่สมบูรณ์และระยะระหว่างกำเบาบางของคลื่น จะแสดงถึงความยาวคลื่น (ค่าไม่ว่ากรถี่ของคลื่น ( $\lambda$ )) ก็ทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่และความยาวคลื่นมีความสัมพันธ์ตามสมการข้างล่าง

$$v = f\lambda \quad (\text{m/s}) \quad (1)$$

$v$  = ความเร็วที่คลื่นสามารถเดินทางได้ในตัวกลาง (m/s)

$f$  = ความถี่ของคลื่น (Hz)

$\lambda$  = ความยาวคลื่น (m)

### 2.1.5 ความเร็วของคลื่นอุลตราโซนิก :

คลื่นเนื้อเสียงหรือคลื่นอุลตราโซนิกที่เดินทางในตัวกลางที่แตกต่างกัน ย่อมจะมีความเร็วในการเดินทางผ่านตัวกลางนั้นๆแตกต่างกันด้วย โดยขึ้นอยู่กับชนิดของตัวกลางหรือแก๊ส แรงดันของแก๊ส เมื่อกำหนดค่าให้คลื่นเดินทางผ่านตัวกลางที่เป็นแก๊ส รวมทั้งอุณหภูมิในขณะนั้น สำหรับทฤษฎีที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วคลื่นในตัวกลางที่เป็นแก๊สกับคุณสมบัติของแก๊สเหล่านั้น สามารถแสดงได้ดังนี้

$$v = (\gamma P / \rho)^{1/2} \quad (\text{m/s}) \quad (2)$$

$v$  = ความเร็วที่คลื่นอุลตราโซนิกสามารถเดินทางได้ในแก๊ส (m/s)

$\gamma$  = ค่าอัตราส่วนของความร้อนของแก๊สที่แรงดันคงที่ต่อความร้อนที่ปริมาตรคงที่ (adiabatic bulk modulus ; อากาศจะมี  $\gamma = 1.4$ )

$P$  = ความดันของแก๊สในหน่วย Pascal (ความดันของอากาศที่ระดับน้ำทะเล =  $1.01325 \times 10^6$  Pascal)

$\rho$  = ความหนาแน่นของแก๊ส ( $\text{kg/m}^3$ ) ; อากาศมี  $\rho = 1.29 \text{ kg/m}^3$

เนื่องจากในอากาศประกอบด้วยโมเลกุลอะตอมคู่เป็นพื้นฐาน ดังนั้นจึงเป็นเหตุผลให้ค่า adiabatic bulk modulus ของอากาศเป็น 1.4 และเมื่อแทนลงไปในความสัมพันธ์ดังสมการที่ 2 ความเร็วของคลื่นอุลตราโซนิกในอากาศก็จะเป็นดังสมการ

$$v = (1.4 P / \rho)^{1/2} \quad (\text{m/s}) \quad (3)$$

สำหรับแก๊สในอุดมคติ จะมีความสัมพันธ์ระหว่างปริมาตร อุณหภูมิและแรงดันดังนี้

$$PV = RT \quad (4)$$

$R$  = Molar gas constant (Newton - m / Kelvin)

$T$  = ค่าอุณหภูมิสัมบูรณ์ (Kelvin)

$V$  = ปริมาตรของแก๊ส ( $\text{m}^3$ )

$P$  = ความดันของแก๊ส (Newton /  $\text{m}^2$ )

ความสัมพันธ์ดังสมการที่ (4) สามารถแทนอยู่ในรูปของความสัมพันธ์ดังนี้

$$P = \rho RT / M \quad (\text{Newton / m}^2) \quad (5)$$

เมื่อ  $M$  เป็นมวลโมเลกุลของแก๊ส และจากความสัมพันธ์ดังสมการที่ 5 เมื่อนำไปแทนกลับที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันวิจัยและพัฒนาสุขภาพภาคใต้ มหาวิทยาลัยวลัยลักษณ์  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v = (\gamma R T / M)^{1/2} \quad (\text{m/s}) \quad (6)$$

จากความสัมพันธ์ดังสมการที่ 6 นี้ ความเร็วของคลื่นในแก๊สอุดมคติจะขึ้นอยู่กับชนิดของแก๊ส และอุณหภูมิ โดยเป็นอิสระจากการเปลี่ยนแปลงความดัน ดังนั้นความเร็วของคลื่นที่ยอดเขาก็คงจะเหมือนกับที่เชิงเขาถ้าอุณหภูมิเท่ากัน ในทางปฏิบัติ ที่กล่าวมานี้จะเป็นจริงสำหรับความสัมพันธ์ดังสมการที่ 2 โดยความดันของแก๊สและความหนาแน่นของแก๊สจะลดลงเมื่อความสูงนั้นสูงกว่าระดับน้ำทะเลมากยิ่งขึ้น และผลของความกดคั้นทางบรรยากาศจะมีผลต่อความเร็วของคลื่นเพียงเล็กน้อย ความเร็วของคลื่นอุลตราโซนิคที่ยอมรับได้ในอากาศที่อุณหภูมิปกติ จะมีความสัมพันธ์ดังสมการ

$$v = 331.45 + 0.607 t \quad (\text{m/s}) \quad (7)$$

$$v = 1,052 .03 + 1.106 F \quad (\text{ft/s}) \quad (8)$$

โดย  $t$  = อุณหภูมิในหน่วยองศาเซลเซียส

$F$  = อุณหภูมิในหน่วยองศาฟาเรนไฮด์

สำหรับอุณหภูมิที่แตกต่างกันมากกว่า 20 องศาเซลเซียส เพื่อให้การคำนวณมีความแม่นยำมากยิ่งขึ้น จะใช้ความสัมพันธ์ดังสมการข้างล่างนี้

$$v = 331.45 (T/273)^{1/2} \quad (\text{m/s}) \quad (9)$$

$T$  = อุณหภูมิในหน่วยเคลวิน

GAS	VELOCITY (m/s)
1. AIR ( 0 องศาเซลเซียส )	331.45
2. ARGON	319
3. CARBON MONOXIDE	338
4. CARBON DIOXIDE	259
5. HELIUM	965
6. HYDROGEN	1,284
7. METHANE	430
8. NEON	435
9. NITROGEN	334
10. OXYGEN	435
11. STREAM ( 134 องศาเซลเซียส )	494

ตารางที่ 2.1 แสดงความเร็วของคลื่นอุลตราโซนิคในแก๊สต่างๆที่อุณหภูมิ 0 องศาเซลเซียส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.6 ปริมาณพลังงานของคลื่นอุลตราโซนิก :

ปริมาณพลังงานของคลื่นอุลตราโซนิกจะถูกวัดในรูปความเข้มของคลื่น ซึ่งจะมีหน่วยเป็น วัตต์ต่อ ตารางเซนติเมตร ( $W/cm^2$ ) เป็นการไหลของพลังงานผ่านพื้นที่ 1 ตารางเซนติเมตรซึ่งตั้งฉากกับทิศทางการเดินทางของคลื่นภายในเวลา 1 วินาที

### 2.1.7 การลดทอนของคลื่นอุลตราโซนิก :

เมื่อคลื่นอุลตราโซนิกเดินทางผ่านตัวกลาง ลำคลื่น (beam) ของคลื่นอุลตราโซนิกจะสูญเสียความเข้มไป เนื่องมาจากเกิดการสูญเสียของลำคลื่น หรือเกิดจากการกระจายพลังงานของคลื่นออกจากลำคลื่น เพราะความไม่ต่อเนื่องภายในตัวกลาง (non homogenous) และอาจเกิดจากการดูดซับพลังงานส่วนหนึ่งของคลื่นโดยตัวกลางที่คลื่นเคลื่อนที่ผ่าน พลังงานที่ถูกดูดซับนี้จะเปลี่ยนไปเป็นพลังงานความร้อน การดูดซับพลังงานนี้ขึ้นอยู่กับคุณลักษณะของตัวกลาง ความยืดหยุ่นและความหนาแน่น รวมทั้งความถี่ของคลื่นอุลตราโซนิกที่ใช้ ยิ่งความถี่สูงพลังงานก็จะยิ่งถูกดูดซับไปมาก ดังนั้นคลื่นอุลตราโซนิกที่นำมาใช้งาน โดยมากจะมีความถี่จำกัดอยู่ไม่เกิน 50 KHz หากความถี่สูงกว่านี้แล้ว เมื่อคลื่นเดินทางไปในอากาศในระยะทางไกลๆ ความแรงของคลื่นจะลดลงอย่างรวดเร็ว เนื่องจากสาเหตุดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ทำให้ความแรงของคลื่นสะท้อนกลับมีขนาดไม่แรงพอที่จะทำให้เครื่องรับทำงานได้ นั่นหมายถึง ยิ่งคลื่นอุลตราโซนิกมีความถี่สูงขึ้นเพียงใด รัศมีทำการก็จะยิ่งสั้นลง

### 2.1.8 การแยกแยะ :

การแยกแยะหรือรีโซลูชัน (resolution) ของการส่งระบบพัลส์คลื่นสะท้อน สามารถถูกใช้เป็นตัวกำหนดความสามารถของระบบที่แยกความแตกต่างระหว่างตัวสะท้อน 2 ตัวที่อยู่ใกล้กัน การแยกแยะที่สำคัญมีอยู่ 2 ชนิด

2.1.8.1 การแยกแยะทางด้านข้าง (azimuth resolution) - หรือการแยกแยะตามแนวอาซิมุท เป็นความสามารถในการแยกความแตกต่างของเป้า 2 อัน ซึ่งวางในแนวนอนและตั้งฉากกับทิศทางของลำคลื่นในระยะทางที่เท่ากัน และขึ้นอยู่กับความกว้างของลำคลื่นที่ใช้ส่ง ซึ่งก็คือคลื่นอุลตราโซนิกนั่นเอง

2.1.8.2 การแยกแยะตามแนวแกนของลำคลื่น (range resolution) - เป็นการวัดความสามารถในการแยกความแตกต่างของเป้า 2 อัน ตามแนวแกนของลำคลื่น ซึ่งถูกกำหนดโดยความยาวของพัลส์สะท้อนของคลื่นอุลตราโซนิกจากเป้าเล็กๆในทางอุดมคติ ซึ่งพัลส์จะต้องสั้น เพราะถ้าพัลส์ยาวเกินไป พัลส์คลื่นสะท้อนจากเป้าที่ระยะสั้นๆจะมาถึงตัวรับก่อนที่พัลส์ของตัวมันจะหมดไป ซึ่งจะทำให้คลื่นสะท้อนเกิดการซ้อนกัน

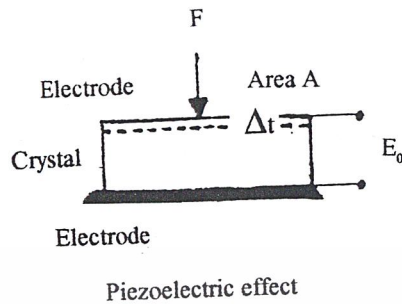
### 2.1.9 ประโยชน์ในการใช้งานของคลื่นอุลตราโซนิก :

คลื่นอุลตราโซนิกเป็นคลื่นที่มีทิศทาง ทำให้สามารถกำหนดจุดที่คลื่นจะเดินทางไปยังเป้า หมายได้โดยเจาะจง ยิ่งคลื่นมีความถี่สูงขึ้น ความยาวคลื่นก็จะยิ่งสั้นลง ถ้าความยาวคลื่นยาวกว่าช่องเปิดที่ให้คลื่นออกมาของตัวที่ให้กำเนิดเสียงความถี่นั้น เช่น คลื่นความถี่ 300 Hz ในอากาศ จะมีความยาวคลื่น

ถึงประมาณ 1 เมตรเศษๆ ซึ่งจะยาวกว่าช่องเปิดที่ให้คลื่นเสียงออกมาจากตัวกำเนิดคลื่นเสียงโดยทั่วไปว่ากรณีไปมากมายนั่นจะหักเหที่ขอบด้านนอกของตัวกำเนิดคลื่นนั้นๆ แต่ถ้าความถี่สูงขึ้นไปอยู่ในย่านอุลตรา



เป็นผลให้ความสัมพันธ์ระหว่างการกระจัด (displacement) ของประจุบวกและลบในเลททิสเปลี่ยนไป การกระจัดของประจุภายในจะเท่ากับประจุภายนอกของขั้วที่ตรงกัน ขั้วบนด้านตรงกันข้ามของคริสตัล เรียกว่า ผลของเพียโซอิเล็กทริก (piezo-electric effect)



รูปที่ 2.2 แสดงผลของเพียโซอิเล็กทริก (piezo-electric effect)

การวัดประจุทำได้โดยการต่ออิเล็กโทรด (electrode) เข้าที่ผิวด้านนอก แล้ววัดความต่างศักย์ระหว่างขั้วทั้งสอง ขนาด (magnitude) และการมีขั้ว (polarity) ของประจุบนผิวที่ถูกเหนี่ยวนำ (induced surface charge) เป็นสัดส่วนโดยตรงกับขนาดและทิศทางของแรงที่มากระทำ แสดงได้ตามความสัมพันธ์ดังนี้

$$Q = dF \quad (\text{coulomb}) \quad (10)$$

$Q$  = ขนาดของประจุบนผิวที่ถูกเหนี่ยวนำ (coulomb)

$d$  = ค่าความไวของประจุ (charge sensitivity) (coulomb/Newton)

$F$  = ขนาดของแรงที่ทำให้คริสตัลสั้นตัวไปมาเป็นระยะทาง  $\Delta t$  (Newton)

ค่าความเค้นและความเครียดภายในคริสตัลสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\zeta = Y \sigma \quad (\text{Newton/m}^2) \quad (11)$$

$Y$  = ค่ายังส์โมดูลัส (Young's modulus) (Newton/m<sup>2</sup>)

$\sigma$  = ความเครียด ( $\sigma = \Delta t / t$ )

$\zeta$  = ความเค้น ( $\zeta = F / A$ ) (Newton/m<sup>2</sup>)

$\Delta t$  = ระยะที่เกิดจากการสั้นของแท่งคริสตัล (m)

$t$  = ความหนาของแท่งคริสตัล (ระยะระหว่างแผ่นอิเล็กโทรด) (m)

$A$  = พื้นที่ของคริสตัลบนด้านที่เป็นอิเล็กโทรด (m<sup>2</sup>)

จากความสัมพันธ์ดังสมการที่ 11 เราสามารถสร้างความสัมพันธ์แบบใหม่ได้คือ

$$F = \Delta t Y A / t \quad (\text{Newton}) \quad (12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากความสัมพันธ์ดังสมการที่ 12 เมื่อนำไปแทนกลับลงในความสัมพันธ์ของสมการที่ 10 จะได้ว่าค่าประจุบนผิวของคริสตัลที่ถูกเหนี่ยวนำจะเป็นสัดส่วนกับระยะที่เกิดจากการสั้นของแท่งคริสตัลนั้น ดังนี้

$$Q = dAY \Delta t / t \quad (\text{coulomb}) \quad (13)$$

ประจุบนผิวอิเล็กโทรดที่ถูกเหนี่ยวนำ จะทำให้เกิดโวลเตจเพิ่มขึ้นดังความสัมพันธ์ข้างล่างนี้ ซึ่งก็หมายความว่าถ้าประจุบนผิวของอิเล็กโทรดถูกเหนี่ยวนำมากขึ้น โวลเตจตกคร่อมก็จะมากตามไปด้วย

$$E_0 = Q / C \quad (\text{volt}) \quad (14)$$

$$E_0 = \text{โวลเตจตกคร่อมระหว่างขั้วของอิเล็กโทรด} \quad (\text{volt})$$

$$C = \text{ค่าความจุของประจุระหว่างขั้วของอิเล็กโทรด} \quad (\text{farad})$$

ค่าความจุของประจุระหว่างขั้วของอิเล็กโทรดนี้เป็นค่าที่ขึ้นกับชนิดของสารกึ่งตัวนำหรือวัสดุเปียโซอิเล็กทริกที่นำมาใช้ วัสดุต่างชนิดกันก็จะมีค่า C ต่างกัน

$$C = \epsilon A / t \quad (\text{farad}) \quad (15)$$

$$\epsilon = \text{ค่าสัมบูรณ์ของการซึมซาบของวัสดุเปียโซอิเล็กทริก} \\ (\text{absolute permittivity}) \quad (\text{farad/m})$$

จากความสัมพันธ์ตามสมการที่ 10, 14 และ 15 เราสามารถแสดงค่าโวลเตจตกคร่อมระหว่างขั้วของอิเล็กโทรดได้ใหม่ดังความสัมพันธ์ข้างล่างนี้

$$E_0 = dFt / \epsilon A \quad (\text{volt}) \quad (16)$$

$$\text{หรือ} \quad E_0 = gFt / A = gtP \quad (\text{volt}) \quad (17)$$

$$g = \text{ค่าความไวของโวลเตจ (voltage sensitivity ; } g = d / \epsilon) \\ (\text{volt-m / Newton})$$

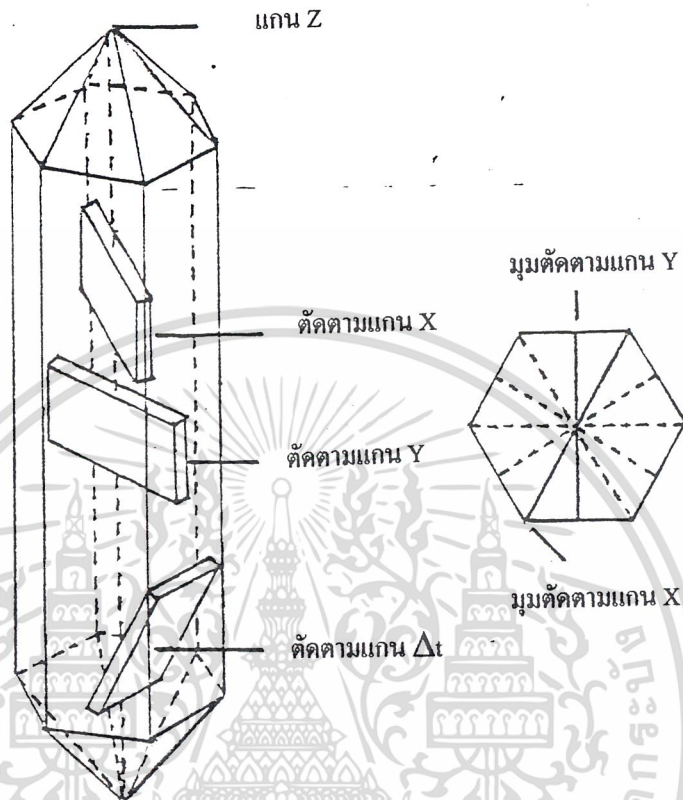
$$P = \text{ความดันที่กระทำต่อวัสดุเปียโซอิเล็กทริก ; } P = F/A \\ (\text{Newton/m}^2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MATERIAL	ORIENTATION	CHARGE SENSITIVITY ( d ) (Coulomb/Newton )	VOLTAGE SENSITIVITY ( g ) ( Volt-m/Newton )
1. Quartz	X cut : length along Y length longitudinal	$2.25 * 10^{-12}$	0.055
	X cut : thickness longitudinal	-2.04	-0.050
	Y cut : thickness shear	4.4	0.108
2. Rochelle salt	X cut $45^{\circ}$ : length longitudinal	435	0.098
	Y cut $45^{\circ}$ : length longitudinal	-78.4	-0.29
3. Ammonium Dihydrogen Phosphate	Z cut $0^{\circ}$ : face shear	48	0.354
	Z cut $45^{\circ}$ : length longitudinal	24	0.177
4. Commercial Barium Titanate Ceramic	parallel to polarization	130-160	0.0106
	perpendicular to polarization	-56	0.0042-0.0053

ตารางที่ 2.2 แสดงค่าความไวของประจุและค่าความไวของโวลเตจของวัสดุเปียโซอิเล็กทริกที่ต่างชนิดกัน และผลที่เกิดจากแนวการตัดที่ไม่เหมือนกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 แสดงผลึกควอทซ์ และลักษณะการตัดผลึก

ชิ้นส่วนของวัสดุเพียโซอิเล็กทริก (piezo-electric element) จะมีการตัดแบบต่างๆเพื่อผลทางด้านความไวของประจุและโวลเตจ โดยการตัดก็ถือตามวิธีตัดตามแนวแกนต่างๆ ดังรูปที่ 2.3

วัสดุเพียโซอิเล็กทริกที่ใช้กันอย่างกว้างขวาง เช่น ควอทซ์ (Quartz), ทัวร์มาลีน โรเชลล์ ซอลท์ (Tourmaline Rochelle Salt), แอมโมเนียม ไดไฮโดรเจน ฟอสเฟต (Ammonium Dihydrogen Phosphate; ADP), ลิเทียม ซัลเฟต (Lithium Sulphate), แบเรียม ไตทานेट (Barium Titanate) และ เลด เซอร์โคเนต ไตทานेट (Lead Zirconate Titanate; PZI) โดยทั่วไปแล้วพวกควอทซ์และคริสตัลที่เป็นเพียโซอิเล็กทริกธรรมชาติ มันจะมีขั้วของมันเองตามธรรมชาติ แต่พวกวัสดุเพียโซอิเล็กทริกที่สังเคราะห์ขึ้นมา เช่น แบเรียม ไตทานेट หรือเซรามิก เป็นต้น จะต้องนำมาทำการอบคริสตัลภายใต้แรงดัน และวางวัสดุที่ได้ในสนามไฟฟ้าที่มีความแรงของไฟ DC มาก หลังจากชิ้นส่วนนี้ถูกเหนี่ยวนำในสนามไฟฟ้าแล้ว ก็จะมีขั้วตามแนวของทิศทางของสนามและประจุติดตัวตามคุณสมบัติ

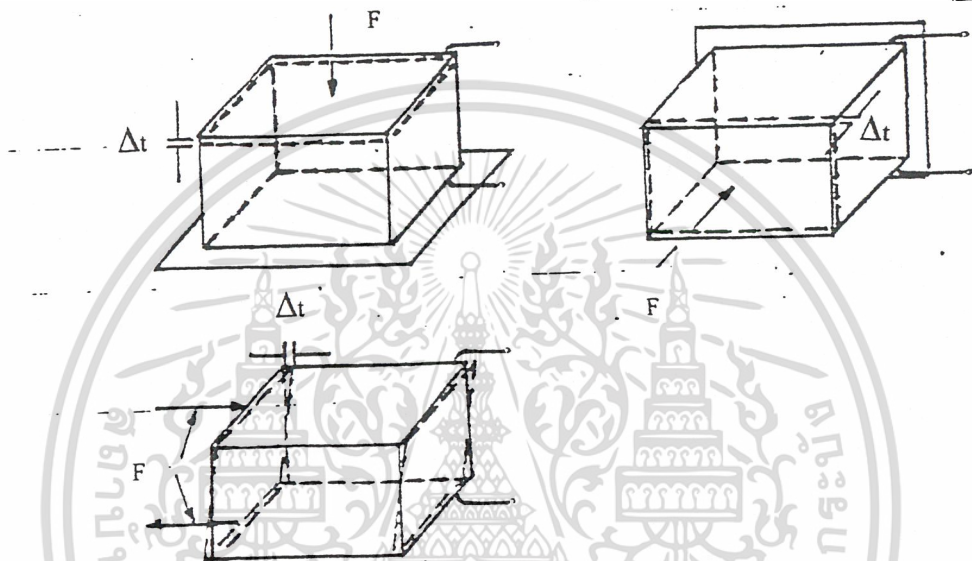
เอกสารนี้เป็นของเพียโซอิเล็กทริก สำหรับชิ้นส่วนวัสดุที่ทำจากวัสดุสังเคราะห์นี้ ไม่มีข้อจำกัดทางขนาดโดยโครงไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สร้างของคริสตัล และยังสามารถทำให้มีรูปร่างและขนาดต่างๆ รวมไปถึงทิศทางของขั้วก็จะถูกสร้าง ขึ้นระหว่างขั้นตอนการผลิต

### 2.2.2 ลักษณะการปฏิบัติตัวของวัสดุเพียโซอิเล็กทริก :

สามารถแยกได้เป็น โหมดการทำงาน ( mode of operation ) ดังนี้

2.2.2.1 ซิมเปิลเพลท ( simple plate ) - เป็นวัสดุเพียโซอิเล็กทริกชั้นเดียว โดยมีแรงมากระทำกับ แผ่นเพลท ในทิศทางต่างๆกันทำให้เกิดการยุบตัวหรือเปลี่ยนแปลงรูปไป ดังในรูปที่ 2.4



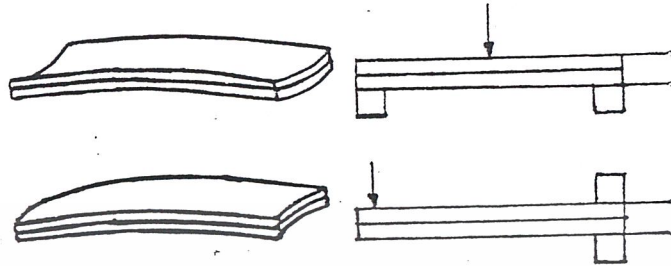
รูปที่ 2.4 แสดงลักษณะของแรงที่มากระทำกับแผ่นซิมเปิลเพลทในทิศทางต่างๆกัน จนทำให้เกิด การยุบตัวหรือเปลี่ยนแปลงรูปไป

2.2.2.2 สแต็ค ( stack หรือ multiple arrangement ) - เป็นการนำเอาชิ้นส่วนเพียโซอิเล็กทริก มา ต่อกัน ในลักษณะโหมดของคอมเพรสชั่น - เอ็กซ์เพนชัน ( compression - expansion mode ) ดัง แสดงในรูปที่ 2.5 โดยการนำเอาชิ้นส่วนมาต่ออนุกรมกันก็จะได้อาตพุทโวลเตจ ( output voltage ) ออกมาสูงที่แรงกดดันอันเดียวกัน หรือถ้าเอามาต่อขนานกันก็จะได้อาตพุทอิมพีแดนซ์ ( output impedance ) ต่ำกว่าชิ้นส่วนตัวเดียว ซึ่งสามารถแบ่งลักษณะต่างๆได้ดังนี้

( a ) ไบเมอร์ฟ หรือ เบนเดอร์ ( bimorphs , benders ) : ประกอบด้วยเพลทแบบ ทรานส์เวอร์ส เอ็กซ์เพนดิง 2 ชิ้น ( transverse expanding ) ติดกันไว้อย่างแน่นหนา ซึ่งเมื่อเมื่อ ป้อนแรงดันให้แก่มันก็จะเกิดการโค้งงอ และการโค้งงอของชิ้นส่วนนี้ เป็นเหตุให้เกิด ความต่างศักย์ระหว่างแผ่นอิเล็กโทรด ดังแสดงในรูปที่ 2.6 a และ 2.6 b ซึ่งรูป 2.6 a

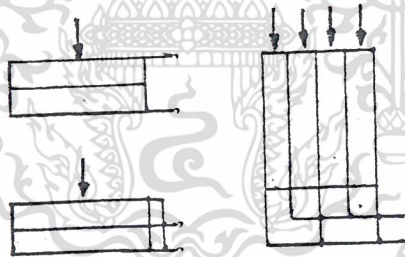
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับคณะผู้เรียนที่ศึกษาวิชานี้เท่านั้น ไม่สามารถนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่หรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตรงกลางแผ่น ส่วนในรูปที่ 2.6 b จะเป็นการติดตั้งวัสดุเปียโซอิเล็กทริก โดยที่มีการยึดปลายของวัสดุเพียงด้านเดียวในลักษณะเป็นที่ทำแขน ระบบนี้เป็นที่ใช้บ่อยในโฟโนกราฟ พิกอัพ คาทริดจ์ (phonograph pickup cartridge)



รูปที่ 2.5 แสดงลักษณะการต่อวัสดุเปียโซอิเล็กทริกแบบไบมอร์ฟ หรือ เบนเดอร์ โดยที่มีแรงมากระทำกับวัสดุ

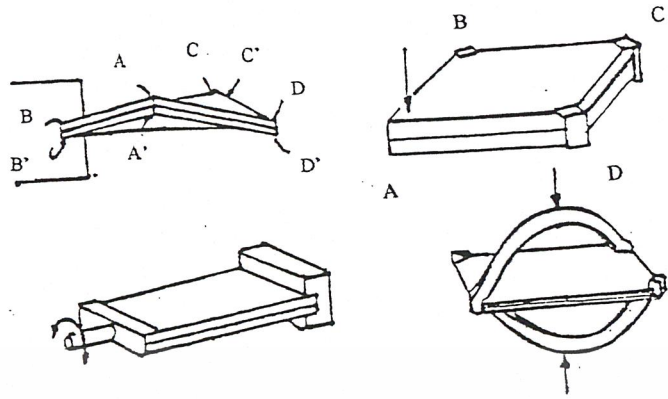
- 2.5 a แสดงการติดตั้งวัสดุบนขาตั้งที่อยู่กับที่ โดยมีแรง  $F$  ใดๆ มากระทำกับวัสดุ ณ จุด กึ่งกลางของวัสดุ และผลที่เกิดขึ้นภายหลังจากมีแรงมากระทำ
- 2.5 b แสดงการติดตั้งวัสดุที่มีจุดยึดที่ปลายด้านหนึ่ง โดยมีแรงมากระทำที่ปลายอีกด้านหนึ่ง และผลที่เกิดขึ้นภายหลังจากมีแรงมากระทำ



รูปที่ 2.6 แสดงลักษณะการต่อวัสดุเปียโซอิเล็กทริกในโหมดของคอมเพรสชั่น - เอ็กซ์เทนชัน

- (b) ทวิสเตอร์ (twisters) : ในรูปที่ 2.7 แสดงเพลทแบบเฟส เชียร์ (face-shear plate) 2 อัน วางประกบกันอย่างแน่นหนา ถ้าจ่ายแรงเคลื่อน ไฟฟ้าให้แผ่นเพลททั้งสองแล้ว มันจะเคลื่อนไหวโดยอิสระ การแผ่ขยายตัวจะมีมาก การขยายตัวก็จะเข้าไปในแนวเส้นทแยงมุม AC โดยที่ A'C' ขยายตัว ทำนองเดียวกันกับเส้นทแยงมุม BD ขยายตัว และ B'D' ประกบกันอยู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 แสดงการต่อวัสดุเพียโซอิเล็กทริกเป็นแบบสแต็ค ในลักษณะของทรานสดิวเซอร์

PHYSICAL PROPERTY	UNITS	QUARTZ (X-CUT)	LITHIUM SULPHATE	BARIUM TITANATE
1. Density	$10^3 \text{ kg/m}^3$	2.65	2.06	5.5
2. Velocity	$10^3 \text{ m/s}$	5.45	5.44	4.49
3. Acoustic impedance	$10^6 \text{ kg/m}^2\text{-s}$	14.4	11.2	24.7
4. Young 's modulus	$10^{10} \text{ Newton/m}^2$	7.9	6.1	11.1
5. Dielectric constant	relative to vacuum	4.57	10.3	1,250
6. Piezoelectric constant	$10^{-12}$	2.25	16	145
7. Mechanical quality	-	$10^6$	-	450
8. Factor temperature	C	575	75	115

ตารางที่ 2.3 แสดงคุณสมบัติด้านต่างๆของวัสดุเพียโซอิเล็กทริก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.2.3 ชนิดของเปียโซอิเล็กทริกทรานสดิวเซอร์ :

เปียโซอิเล็กทริกทรานสดิวเซอร์สามารถจำแนกได้เป็น 2 ชนิด คือ

2.2.3.1 ทรานสดิวเซอร์แบบเจนเนอเรชัน แอกชัน ( generation-action transducer ) - ใช้เป็นตัวรับ โดยแรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจะหาได้จากแรงดันและความถี่ที่มากระทำต่อวัสดุเปียโซอิเล็กทริก

2.2.3.2 ทรานสดิวเซอร์แบบมอเตอร์ แอกชัน ( motor-action transducer ) - ใช้เป็นตัวส่ง โดยการเปลี่ยนแปลงของรูปร่างที่ทำให้เกิดคลื่นอัลตราโซนิค จะขึ้นอยู่กับความถี่ของแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้ ในทั้ง 2 กรณี ค่าแรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจะขึ้นกับขนาดของวัสดุเปียโซอิเล็กทริก

### 2.2.4 การทำงานของทรานสดิวเซอร์ตัวส่งและตัวรับ :

สำหรับทางด้านตัวส่ง เมื่อทรานสดิวเซอร์ได้รับสัญญาณแรงดันมาครบคร่อม จะทำให้ชิ้นสารเปียโซอิเล็กทริกโก่งงอ ทำให้เกิดการอัดอากาศโดยรอบเกิดเป็นคลื่นขึ้นมา ดังนั้นถ้าป้อนสัญญาณเป็นห้วงๆ ( pulse ) จากออสซิลเลเตอร์ ก็จะทำให้ชิ้นสาร โก่งงอมากขึ้นหรือทิศทางใดตามขนาดและทิศทางการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณไฟฟ้าจากออสซิลเลเตอร์นั้น โดยทั่วไปกำลังเอาต์พุท ที่ออกมาจะตกลงประมาณ 10 % ของกำลังไฟฟ้าที่ป้อนให้ แต่เอาต์พุทจะสูงที่ค่านี้โดยประมาณก็ต่อเมื่อความถี่ของสัญญาณออสซิลเลเตอร์ที่ป้อนเข้าชิ้นสารตรงกับความถี่เรโซแนนท์ที่เป็นความถี่ทางกลตามธรรมชาติของชิ้นสารนั้นๆ ส่วนที่ความถี่อื่นๆกำลังของเอาต์พุทจะลดลงยิ่งกว่านี้

ส่วนการทำงานของทางด้านตัวรับ มีการทำงานตรงกันข้ามกับทางด้านตัวส่ง คือ เมื่อมีคลื่นเสียงที่มีความถี่ตรงกับความถี่เรโซแนนท์ของชิ้นสารเข้ามา ก็จะทำให้ชิ้นสาร โก่งตัวไปมาและเกิดสัญญาณเป็นแรงดันไฟฟ้าขึ้นมาคร่อมขั้วทั้งสองของชิ้นสารตัวรับ

คุณสมบัติโดยทั่วไปอย่างหนึ่งของอัลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์แบบเปียโซอิเล็กทริก คือ มีความต้านทานต่อไฟตรงสูงมากและอาจสูงถึง 100 เมกกะโอห์มเลขก็ได้ เรียกว่าถ้าเอาเม็ดมีเตอร์ธรรมดามาตั้งสเกลวัดค่าความต้านสูงๆ เข็มจะไม่กระดิกเลย แต่อย่างไรก็ตาม ในขณะที่มันทำงานความต้านทานต่อไฟฟ้าสลับจะลดลง

### 2.2.5 ข้อควรรู้ในการใช้งานตัวส่งและตัวรับ :

ซึ่งพอสรุปเป็นแนวทางการใช้งานได้ดังนี้

2.2.5.1 ไม่ควรให้ตัวทรานสดิวเซอร์ได้รับการกระทบกระเทือนหรือตกจากที่สูง เพื่อป้องกันโครงสร้างภายในมิให้เสียหาย

2.2.5.2 ทรานสดิวเซอร์ที่มีขายกัน โดยทั่วไปจะทนแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงสุดได้ไม่เกิน 20 Vrms ดังนั้นขนาดของสัญญาณที่จะป้อนให้กับตัวทรานสดิวเซอร์ ก็ควรอยู่ภายในขีดจำกัดอันนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.5.3 ความถี่เรโซแนนท์ หรือความถี่ที่ตัวมันทำงานอย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด ของทรานสดิวเซอร์แบบ 40 KHz ที่มีขายกันโดยทั่วไป จะผิดพลาดไปไม่เกินบวกหรือลบ 1 KHz และมีแถบความถี่ (bandwidth) ประมาณ 4.5 KHz สำหรับตัวส่ง และมีแถบความถี่ประมาณ 5.0 KHz สำหรับตัวรับ จะเห็นได้ว่าแถบความถี่ของตัวรับจะกว้างกว่าของตัวส่งเล็กน้อย เพื่อให้แน่ใจว่าตัวรับจะสามารถรับความถี่ทั้งหมดที่ออกมาจากตัวส่งได้

2.2.5.4 อุณหภูมิใช้งานของตัวทรานสดิวเซอร์ควรอยู่ภายในช่วง -20 ถึง 60 องศาเซลเซียส

2.2.5.5 ทั้งตัวส่งและตัวรับจะมีทิศทางคล้ายคลึงกันมาก กล่าวคือ ที่ตำแหน่งเบนจากแนวแกนของตัวส่งไปประมาณ 30 องศา ความแรงของคลื่นเสียงที่ถูกส่งออกไปจะลดลงจากแนวแกนประมาณ 10 dB ในทำนองเดียวกันถ้าคลื่นเสียงพุ่งเข้ามาในแนวที่เบี่ยงเบนไปจากแนวแกนของตัวรับไปประมาณ 30 องศา ความไวของตัวรับหรือขนาดแรงดันที่ออกมา ก็จะลดลงไปประมาณ 10 dB ด้วยเช่นกัน ดังนั้นการใช้งานที่เป็นการควบคุมระยะไกลในที่โล่งแจ้ง จึงควรพยายามให้ทั้งตัวรับและตัวส่งอยู่ในแนวที่พุ่งเข้าหากันให้มากที่สุด อย่างไรก็ตาม ในกรณีที่อยู่ในห้อง คลื่นอาจจะเบี่ยงเบนจากกัน ได้มาก เพราะคลื่นอุลตราโซนิคนี้ สามารถสะท้อนกับกำแพงและวัตถุที่อยู่ในห้องได้ ทำให้คลื่นเข้าไปหาตัวรับได้หลายทาง

คลื่นอุลตราโซนิคนี้สามารถทำให้เป็นลำแคบได้ โดยใช้เลนส์ที่เรียกว่าพลาโนคอนเวกเลนส์ (plano-concave lens) วางข้างหน้าตัวทรานสดิวเซอร์ แต่การทำให้เป็นลำแคบนี้ จะทำให้ระยะการทำงานสั้นลง การทำให้เป็นลำคลื่นเหมาะสำหรับทรานสดิวเซอร์ที่สร้างคลื่นที่มีความถี่สูงและเหมาะสำหรับใช้ในทางการแพทย์ (ultrasound) โดยใช้ความถี่ตั้งแต่ 1-10 MHz

2.2.5.6 ในกรณีที่ใช้งานตัวรับ จำเป็นจะต้องมีตัวต้านทานต่อขนานกับตัวรับ เพื่อทำหน้าที่เป็นโหลด ตามปกติแล้วตัวต้านทานนี้ควรมีค่าอยู่ในช่วง 10 กิโลโอห์ม ถึง 100 กิโลโอห์ม จากการทดลองพบว่า ถ้าเปลี่ยนโหลดจาก 100 กิโลโอห์ม มาเป็น 10 กิโลโอห์ม ความไวของตัวรับจะลดลงประมาณ 10 ถึง 12 dB แต่แถบความถี่จะกว้างขึ้น ถ้าใช้ค่าความต้านทานต่ำลงไปอีก ความถี่เรโซแนนท์จะลดลงไปจากที่ระบุไว้ ถ้าการใช้งานมีสัญญาณรบกวนมาก ควรใช้โหลดที่มีความต้านทานสูงสักหน่อย เพื่อให้ตัวรับมีความไวสูงและมีแถบความถี่แคบ

2.2.5.7 ตามปกติแล้วเราสามารถนำเอาตัวส่งและตัวรับมาใช้งานแทนกันได้ในการใช้งานส่วนใหญ่ และตัวส่งหรือตัวรับของยี่ห้อใครรุ่นใด ก็สามารถใช้แทนกันได้ ขอเพียงแต่ให้มีความถี่เรโซแนนท์เดียวกันเท่านั้นเอง อย่างไรก็ตาม ในบางกรณีอาจต้องมีการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานสมมูลย์ทางด้านไฟฟ้า กระแสสลับ เพื่อให้ลักษณะผลตอบสนองทางความถี่สอดคล้องกับของเดิม

เอกสาร 2.3 หลักการทำงาน (principal of working) ที่การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เมื่อแถบคลื่นถูกส่งกระทบกับวัตถุแล้วสะท้อนกลับมาที่ตัวรับ โดยจะมีวงจรมายาสัญญาณคลื่นที่รับเข้ามาอีกที และจะมีปุ่มปรับความไวในการรับ ซึ่งสัญญาณตรงจุดนี้ จะเป็นสัญญาณนาฬิกาให้กับฟลิปฟลอป

วงจรถ่ายความถี่ 17.3 KHz จะกำหนดจากความเร็วเสียงในอากาศ ซึ่งจะเป็นสัญญาณนาฬิกาให้กับวงจรมายา และจำนวนของพัลส์ที่จะเข้าวงจรมายานี้ก็จะถูกกำหนดโดยเมื่อคลื่นถูกส่งออกจากตัวส่ง ฟลิปฟลอปจะส่งสัญญาณให้สวิทช์เกิดปิด วงจรให้ความถี่ 17.3 KHz จะเข้าเป็นสัญญาณนาฬิกาให้กับวงจรมายา และวงจรมายาจะนับพัลส์ที่เข้ามาเรื่อยๆจนกระทั่งตัวรับรับคลื่นเข้ามา ฟลิปฟลอปจึงส่งสัญญาณให้สวิทช์เกิดเปิดวงจร ทำให้วงจรมายาหยุดนับ และแสดงค่าการนับออกมาที่จอแสดงผล

อีกส่วนของความถี่ 17.3 KHz จะถูกส่งเข้าวงจรมายาความถี่  $2^{14}$  เพื่อให้ได้ความถี่ 1 Hz มาควบคุมวงจรมอนอสเตเบิลที่ 4 ชุด โดยจะทำหน้าที่ส่งสัญญาณควบคุมการทำงานของจุดต่างๆของวงจรมายาอีกทีหนึ่ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

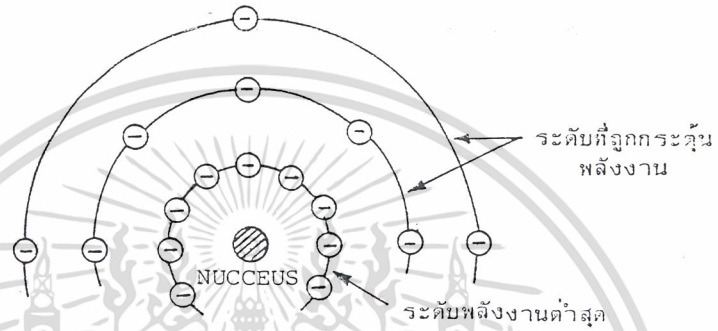
เครื่องวัดระยะทางโดยใช้แสงอินฟราเรด

2.4.อุปกรณ์แสง (OPTICAL DEVICE) :

2.4.1.การเปลี่ยนไฟฟ้าเป็นแสง

2.4.1.1 โครงสร้างของการกำเนิดแสง -

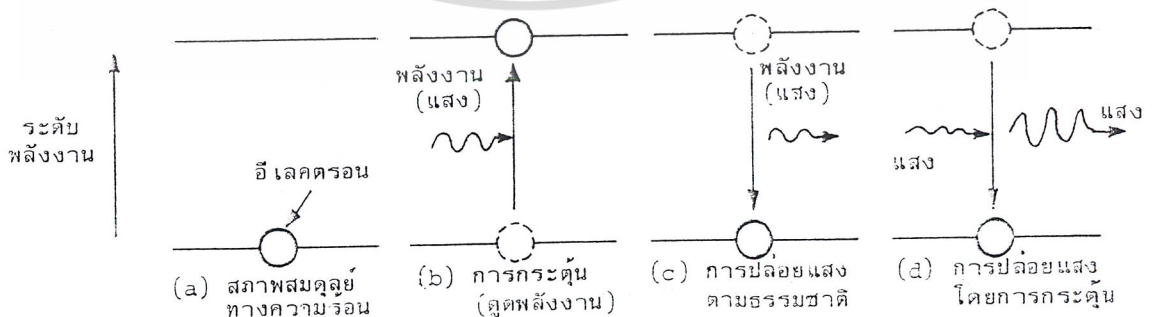
โดยทั่วไปแล้ว อะตอม(Atom)ที่ประกอบอยู่ในสารต่างๆ (ก๊าซ ของเหลว และ ของแข็ง) จะมีโครงสร้างดังรูป นั่นคือมีส่วนที่เรียกว่า นิวเคลียส(Nucleus) อยู่ตรงกลาง และจะมี อิเล็กตรอน (Electron) จำนวนหนึ่งหมุนอยู่รอบๆ นิวเคลียส โดยมีระยะห่างที่แน่นอน



รูปที่ 2.9 แสดง โครงสร้างและระดับพลังงานของอะตอม

อิเล็กตรอนเหล่านี้จะมีพลังงานที่เป็นสัดส่วนกับระยะทางจากนิวเคลียส ( พลังงานนี้เรียกว่าระดับพลังงาน - Energy Level) ระดับพลังงานที่ต่ำที่สุดเรียกว่า Ground State Level และ ระดับพลังงานที่สูงกว่านี้เรียกว่า Stimulated Level จำนวนอิเล็กตรอนที่มีอยู่ในระดับพลังงานนั้นจะมีจำนวนที่แน่นอนขึ้นอยู่กับชนิดของสาร แต่โดยปกติแล้วอิเล็กตรอนจะออกันอยู่ที่ระดับพลังงานต่ำ อันเป็นคุณสมบัติโดยธรรมชาติ

สมมุติว่ามีอิเล็กตรอนอยู่ที่ระดับพลังงานต่ำ และ ไม่มีอิเล็กตรอนอยู่ที่ระดับพลังงานสูงเลย ดังรูป (a) ในสภาพนี้หากเราให้พลังงานที่มีค่าเท่ากับผลต่างของระดับพลังงานทั้งสอง อิเล็กตรอนจะดูดเอาพลังงานดังกล่าวแล้วเลื่อนจากระดับพลังงาน E1 ไปยัง ระดับพลังงานE2 ดังรูป (b) การให้พลังงานจากภายนอกในลักษณะนี้เรียกว่าการกระตุ้น(Stimulation) และการที่อิเล็กตรอนเลื่อนไปยังระดับพลังงานอื่นนั้นเรียกว่า การถ่ายเท (Transfer)



รูปที่ 2.10 แสดงระดับพลังงานและขั้นตอนของการถ่ายเท

เอกสารนี้เป็นเอกสารและเมื่อปล่อยอิเล็กตรอนไว้ มันจะถูกนิวเคลียสดึงกลับมาสู่สถานะเดิมที่เรียกว่า Stable State จะรั้งค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทำให้ให้อิเล็กตรอนปล่อยพลังงาน (Emission) ออกมาเท่ากับ  $E_2 - E_1$  ดังรูปที่ (c) ปรากฏการณ์นี้ใช้

เช่นนี้เรียกว่าการปล่อยพลังงานออกมาตามธรรมชาติ (Natural Emission) ในกรณีที่ปล่อยพลังงานออกมาในรูปของแสงจะเรียกว่า Natural Light Emission เนื่องจากว่าสารต่างๆแบ่งได้เป็นพวกที่ทำให้เกิดแสงได้ง่ายกับพวกที่ทำให้เกิดได้ยาก ดังนั้นจึงไม่สามารถกำหนดได้ว่าสารทุกชนิดจะทำให้เกิดแสงได้ จากทฤษฎีของ Quantum Dynamics ความยาวคลื่นแสงที่ได้จากการปล่อยแสงออกมานี้จะหาได้จากสมการ

$$\lambda = (C \times h) / (E_1 - E_2) \quad (\text{m.}) \quad (19)$$

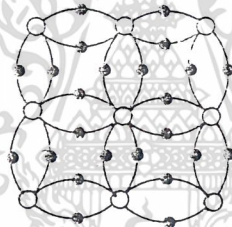
โดยที่  $\lambda$  หมายถึง ความยาวคลื่นแสง (m.)

C หมายถึง ความเร็วแสง ( $= 3 \times 10^8$  m/sec)

h หมายถึง Plank Constant ( $= 6.625 \times 10^{-34}$  Joule.sec)

นั่นคือความยาวคลื่นแสงจะเป็นสัดส่วนกลับกับผลต่างของพลังงาน และ ผลต่างของพลังงานนี้กำหนดจากชนิดของอะตอมที่ประกอบเป็นอุปกรณ์กำเนิดแสงด้วย ดังนั้นความยาวคลื่นแสงที่ปล่อยออกมาจึงมีค่าจำเพาะ อุปกรณ์กำเนิดแสงที่ใช้การปล่อยแสงตามธรรมชาตินี้ได้แก่ หลอดนีออนกำเนิดแสง และ ไดโอดกำเนิดแสง (LED- Light Emitting Diode)

#### 2.4.1.2 โครงสร้างและการทำงานของสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor) - อิเล็กทรอนิกส์



รูปที่ 2.11 แสดงตัวอย่างการจัดอิเล็กตรอนและนิวเคลียสในสารกึ่งตัวนำ

สำหรับสารกึ่งตัวนำ

ที่กล่าวมาแล้วข้างต้นเป็นหลักการพื้นฐานของการปล่อยแสง คราวนี้เราจะมาพิจารณาโครงสร้างการปล่อยแสงของสารกึ่งตัวนำ (SEMICONDUCTOR) ซึ่งเป็นสารที่มีคุณสมบัติต่างกับโลหะ เช่น ทองแดง และอื่น ๆ กล่าวคือมันเป็นสารที่ไม่ค่อยจะยอมให้กระแสผ่านตัวมันได้มากนัก) ที่ใช้ในการสื่อสารทั่วไป

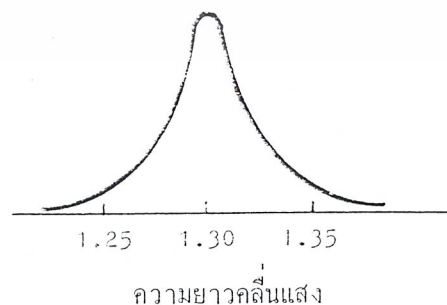
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับสารกึ่งตัวนำนั้นจะมีอะตอมจำนวนมากจัดเรียงกันอย่างมีระเบียบดังรูป ด้วยเหตุนี้อิเล็กตรอนของแต่ละอะตอมจะทำหน้าที่เชื่อมโยงกับอะตอมข้างเคียง และมีตำแหน่งอยู่ระหว่างอะตอมทั้งสองนั้นคือมันจะรับผลการดึงดูดจากอะตอมข้างเคียงสภาพพลังงานที่อะตอมได้รับนั้นถ้าหากจะกล่าวในทาง QUANTUM DYNAMIC แล้วจะแตกต่างกับกรณีที่มีอะตอมเพียงอันเดียว ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในรูป กล่าวคือในกรณีนี้มันจะแบ่งออกเป็น 2 สภาพ สภาพหนึ่งเป็นระดับพลังงานสูงเรียกว่า CONDUCTION BAND และอีกสภาพหนึ่งเป็นระดับพลังงานต่ำเรียกว่า VALENCE BAND และสภาพทั้งสองนี้ต่างก็มีความกว้างของพลังงานอยู่ดังแสดงในรูป



รูปที่ 2.13 แสดงระดับพลังงานในสารกึ่งตัวนำ

โดยปกติแล้วอิเล็กตรอนจำนวนมากจะรวมตัวกันอยู่ที่ VALENCE BAND ซึ่งมีระดับพลังงานต่ำและมีอิเล็กตรอนจำนวนเล็กน้อยอยู่ใน CONDUCTION BAND ซึ่งเป็นระดับพลังงานสูง ส่วนทางด้านไดโอดเปล่งแสง (LED : LIGHT EMITTING DIODE) นั้นต่างกับ LD คือแทนที่จะใช้ปรากฏการณ์ STIMULATED EMISSION แต่จะใช้ปรากฏการณ์ของ NATURAL EMISSION แทน ดังนั้น แสงที่ได้ออกมาจะช่วงความยาวคลื่นแสงกว้างมาก ทั้งนี้เพราะกำหนดจากความสัมพันธ์ของพลังงาน CONDUCTION BAND กับ VALENCE BAND ที่มีความกว้างของพลังงานอยู่ในตัว และช่วงความยาวคลื่นแสงนี้เรียกว่า SPECTRUM WIDTH และ OUTPUT POWER ของ LED เมื่อเทียบกับ LD แล้วมีค่าน้อยกว่า แต่มีข้อดีคือโครงสร้างของ LED ไม่ยุ่งยากทำให้สร้างได้ง่าย และมีราคาถูกกว่ามาก ช่วงความยาวคลื่นแสงของ LED แสดงดังรูป



รูปที่ 2.14 แสดงช่วงความยาวคลื่นแสงของ LED

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นกรณีที่มีเหตุจำเป็นโดยที่แจ้งมายังเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.) สารที่ใช้ในการสร้างอุปกรณ์เปล่งแสง

ตามที่ได้เคยกล่าวมาแล้วว่าปรากฏการณ์เปล่งแสงนั้นไม่ได้เกิดขึ้นกับสารกึ่งตัวนำทุกชนิด ทั้งนี้ก็เพราะว่ามีสารพวกที่เกิดปรากฏการณ์เปล่งแสงง่ายกับสารพวกที่เกิดการเปล่งแสงยาก เนื่องจากการเปล่งแสงนั้นเกิดจากการที่อิเล็กตรอนถ่ายเท (TRANSFER) จาก CONDUCTION BAND ไปยัง VALENCE BAND จึงแบ่งสารออกเป็นพวกที่อิเล็กตรอนถ่ายเท (TRANSFER) ได้ง่ายกับพวกที่อิเล็กตรอนถ่ายเทได้ยาก พวกที่อิเล็กตรอนถ่ายเทได้ง่าย เรียกว่า DIRECT TRANSFER SEMICONDUCTOR พวกที่อิเล็กตรอนถ่ายเทได้ยากเรียกว่า INDIRECT TRANSFER SEMICONDUCTOR ตัวอย่างของสารพวก DIRECT TRANSFER SEMICONDUCTOR ได้แก่ สารประกอบของ INDIUM (IN), GALLIUM (GA), ASENIDE (AS) และฟอสฟอรัส (P) คือ InGaAsP, สารประกอบของ GALLIUM, ALUMINIUM, ASENIDE คือ GaAlAs เป็นต้น หนึ่งสารพวก SILICON (Si) GERMANIUM (Ge) ที่ใช้ทำทรานซิสเตอร์, IC นั้นส่วนใหญ่เป็น INDIRECT TRANSFER SEMICONDUCTOR เปล่งแสงออกมายาก เนื่องจากความยาวคลื่นแสงที่เปล่งออกมานั้นเป็นสัดส่วนกับผลต่างของพลังงานของ CONDUCTION BAND กับ VALENCE BAND แต่ที่ผลต่างของพลังงานนี้จะค่าแตกต่างกันตามส่วนประกอบสารกึ่งตัวนำ จึงทำให้มีความยาวคลื่นแสงค่าต่าง ๆ ความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นกับสารประกอบของอุปกรณ์เปล่งแสง แสดงดังรูป และจากการพิจารณาถึงคุณสมบัติต่าง ๆ ของสารในทางปฏิบัตินั้นสำหรับย่านความยาวคลื่นสั้น 0.85  $\mu\text{m}$  นิยมใช้ GaAlAs และผ่านความยาวคลื่นยาว 1.3  $\mu\text{m}$  นิยมใช้ InGaAsP ในระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง การเลือกใช้ความยาวคลื่นแสงถือเป็นองค์ประกอบที่สำคัญมาก จึงมีผลจำกัดต่อการเลือกใช้สารประกอบซึ่งจะได้กล่าวถึงรายละเอียดภายหลัง



รูปที่ 2.15 แสดงความยาวคลื่นแสงที่เปล่งออกมาของสารประกอบกึ่งตัวนำแต่ละชนิด

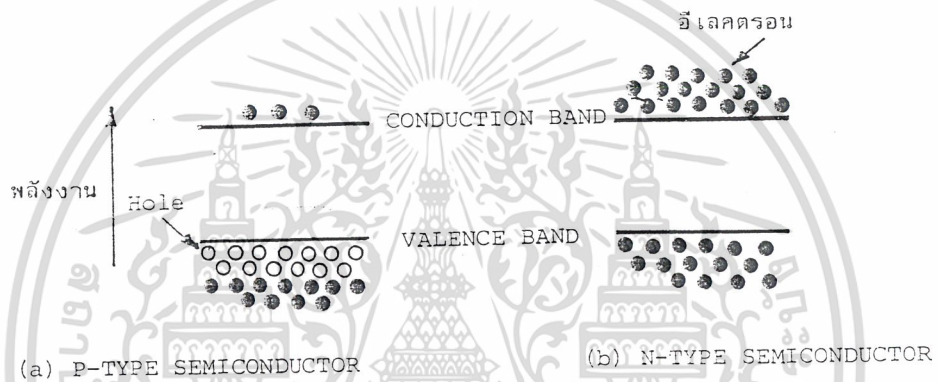
ข.) โครงสร้างของอุปกรณ์เปล่งแสง

a) P - N JUNCTION

เกี่ยวกับโครงสร้างของอุปกรณ์เปล่งแสง จากทางด้านการใช้งานเพื่อให้ได้กำลังการเปล่งแสงที่มีประสิทธิภาพสูงนั้น การนำสารกึ่งตัวนำ P และ N มาเชื่อมต่อกัน (JUNCTION) นั้นเป็นสิ่งสำคัญยิ่ง ดังนั้นเพื่อเป็นการทำให้เข้าใจขั้นตอนการเปล่งแสง อันเนื่องมาจากโครงสร้างของ

อุปกรณ์ปล่อยแสงที่เป็นสารกึ่งตัวนำนั้น ในที่นี้จะอธิบายถึงคุณสมบัติของสารกึ่งตัวนำแบบ P - TYPE และแบบ N - TYPE ก่อน

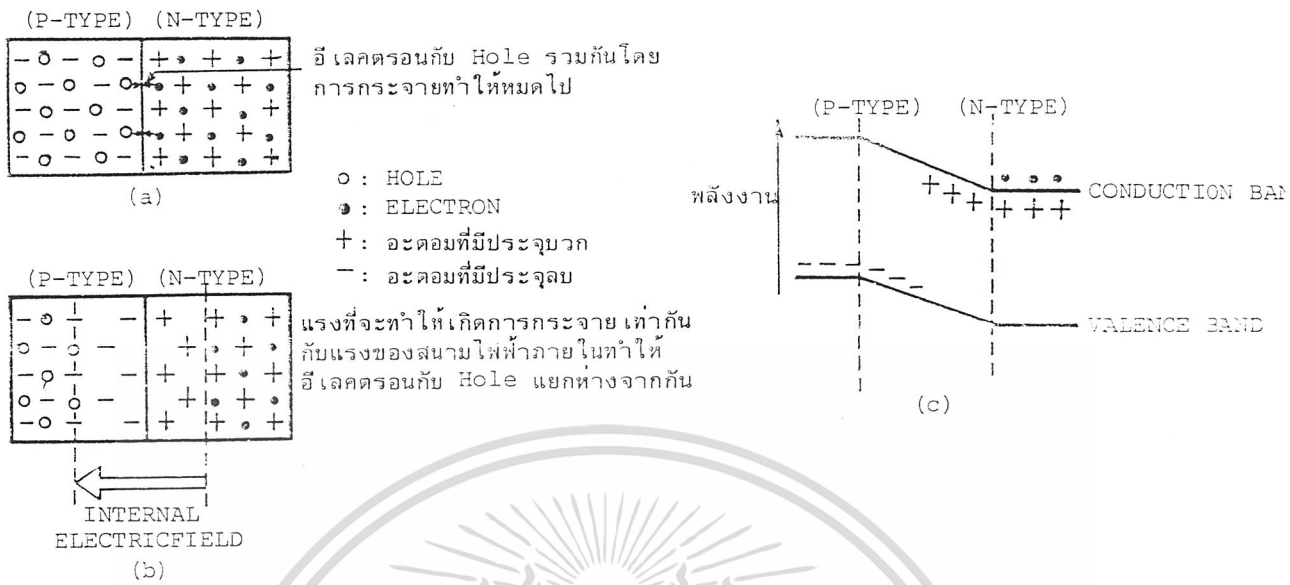
สำหรับสารกึ่งตัวนำนั้นปกติจำนวนของอิเล็กตรอน (หรือจำนวน HOLE) ที่มีอยู่จะมีค่าคงที่ตามชนิดของอะตอม และอิเล็กตรอนส่วนใหญ่จะรวมตัวกันอยู่ใน VALENCE BAND ดังได้เคยกล่าวมาแล้วในตอนต้นสารกึ่งตัวนำที่มีสภาพอย่างนี้เรียกว่า GENUINE SEMICONDUCTOR แต่สารที่เรียกว่า P - TYPE SEMICONDUCTOR นั้นมีสภาพที่มีจำนวน HOLE (อนุภาคที่มีประจุ + ในตัว) และมีอิเล็กตรอน (มีประจุ - ในตัว) น้อยดังแสดงในรูป ส่วนสารที่เรียกว่า N - TYPE SEMICONDUCTOR นั้นจะมีสภาพตรงกันข้ามกับ P - TYPE SEMICONDUCTOR กล่าวคือมีอิเล็กตรอนมากกว่า HOLE และจำนวนอิเล็กตรอนที่มากเกินไปจะรวมตัวกันอยู่ใน CONDUCTION BAND ดังแสดงในรูป



รูปที่ 2.16 แสดงระดับพลังงานของสารกึ่งตัวนำแบบ P - TYPE และ N - TYPE

คราวนี้สมมุติว่าเรานำสารกึ่งตัวนำทั้งสองแบบมาเชื่อมต่อกัน และบริเวณที่เชื่อมต่อกันนั้นอิเล็กตรอนที่มีจำนวนมากใน N - TYPE จะรวมตัวกับ HOLE ที่มีจำนวนมากใน P - TYPE ดังรูป และจากปริมาณการรวมตัวที่เพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ นั้น ทำให้เกิดประจุไฟฟ้า - ใน P - TYPE (เพราะว่า HOLE ลดลงเหลือแต่อิเล็กตรอน) และเกิดประจุไฟฟ้า + ขึ้นใน N - TYPE (เพราะว่าอิเล็กตรอนลดลงเหลือแต่ HOLE) ดังรูป จากผลอันนี้ทำให้เกิดสภาพ DEPLETION ZONE ขึ้นตรงบริเวณใกล้ ๆ รอยเชื่อมต่อและได้โครงสร้างของระดับพลังงานดังรูป เกี่ยวกับโครงสร้างของระดับพลังงานนี้มีความหมายสำคัญอย่างยิ่งในการนำไปใช้พิจารณาโครงสร้างของอุปกรณ์ปล่อยแสงที่จะได้กล่าวถึงในอันดับต่อไป

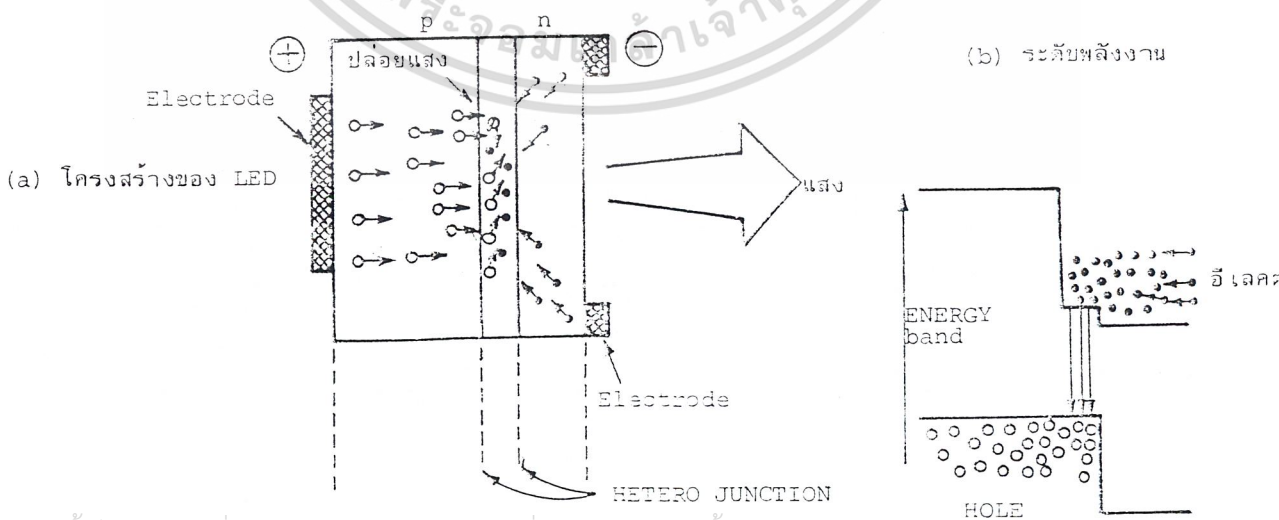
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.17 แสดงสนามไฟฟ้าภายในและระดับพลังงานของ P - N JUNCTION

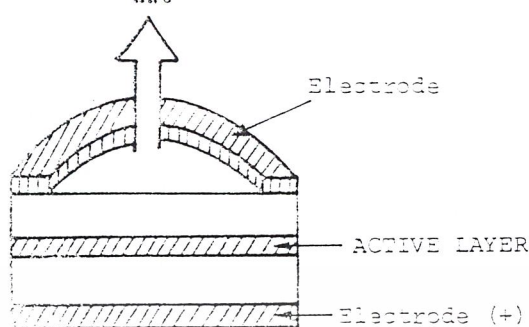
b) โครงสร้างของ LED (LIGHT EMITTING DIODE)

โครงสร้างพื้นฐานของ LED เหมือนกันกับของ LD กล่าวคือเป็น DOUBLE HETERO JUNCTION อิเล็กตรอนที่ไหลผ่าน P - N JUNCTION จะไปรวมกับ HOLE ภายใน ACTIVE LAYER เช่นเดียวกันกับกรณีของ LD ดังแสดงในรูป และจะเกิดการปล่อยแสงขึ้นภายใน ACTIVE LAYER เนื่องจากถูกกักด้วยกำแพงของ HETERO JUNCTION แต่สำหรับกรณีของ LED นั้นโครงสร้างของมันไม่มีการขยาย OSCILLATION ของแสงเหมือนอย่าง LD (ไม่มีระนาบสะท้อนแสง) แสงที่ปล่อยออกมาตรงส่วนที่อยู่ห่างจากด้านข้างนั้นจึงออกจากด้านข้างได้ยาก ด้วยเหตุนี้ LED ทั่วไปจึงให้แสงปล่อยออกมาข้างนอกจากด้านหน้าที่อยู่ตรงกับขั้วไฟฟ้า ดังรูป



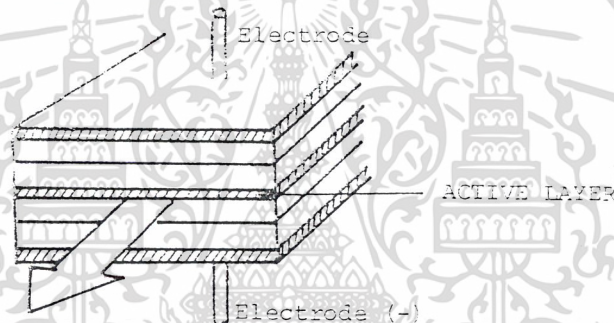
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ รูปที่ 2.18 แสดง โครงสร้างและระดับพลังงานของ LED

ตัวอย่างโครงสร้างของ LED แบบที่แสงปล่อยออกมาทางด้านหน้า FACE EMISSION TYPE LED แสดงดังรูป จากรูปจะเห็นได้ว่าเพื่อเป็นการทำให้แสงปล่อยออกมาได้อย่างมีประสิทธิภาพนั้น ขั้วไฟฟ้าทางด้านที่ปล่อยแสงออกมามีรูปร่างเป็นรูปวงแหวน



รูปที่ 2.19 แสดงตัวอย่างโครงสร้างของ LED แบบปล่อยแสงทางด้านหน้า

นอกจากนี้ในปัจจุบันได้มีการผลิต LED อีกแบบหนึ่งขึ้นมา โดยการทำให้ค่าดัชนีการหักเหของ ACTIVE LAYER มีค่าสูง และทำให้เกิดปฏิกิริยาคอนฟินเมนต์ของแสงขึ้นใน ACTIVE LAYER และให้แสงปล่อยออกมาจากทางด้านข้างของ ACTIVE LAYER เหมือนกันกับ LD ดังแสดงในรูป



รูปที่ 2.20 แสดงตัวอย่างโครงสร้างของ LED แบบปล่อยแสงออกทางด้านข้าง

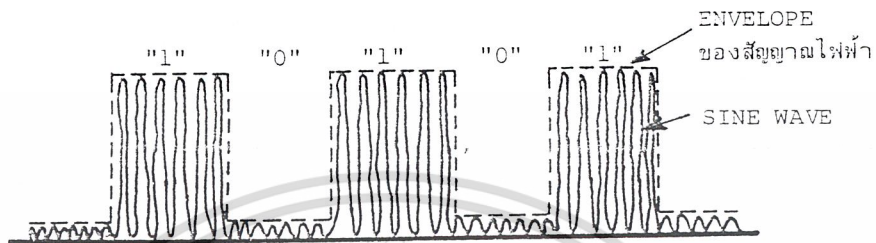
LED แบบนี้เรียกว่า LED แบบปล่อยแสงออกทางด้านข้าง (SIDE EMISSION TYPE LED) และเมื่อเปรียบเทียบกับแบบปล่อยแสงออกทางด้านหน้าแล้วปรากฏว่า โดยการให้กระแสไหลผ่านเท่ากัน จะได้แสงออกมามีกำลังน้อยกว่าแบบปล่อยแสงออกทางด้านหน้า แต่เนื่องจากบริเวณการปล่อยแสงมีขนาดแคบมากกว่าจึงมีข้อดีที่ว่าประสิทธิภาพการเชื่อมแสงกับเส้นใยแสงสูงกว่า

#### 2.4.1.4 คุณสมบัติต่างๆ ของอุปกรณ์ปล่อยแสง -

คุณสมบัติต่าง ๆ ที่ต้องการจากอุปกรณ์ปล่อยแสงได้แก่ คุณสมบัติการผสมของแสงกับไฟฟ้า (นั่นคือ OUTPUT POWER ของแสง, ความเป็นเส้นตรงหรือ LINEARITY) , ความกว้างของ SPECTRUM ของแสง, ความเร็วในการตอบสนองต่อความถี่ (FREQUENCY RESPONSE SPEED) เป็นต้น จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่าในปัจจุบันแสงที่ได้จากอุปกรณ์ปล่อยแสงจะมีความยาวแสงจำนวนหนึ่ง

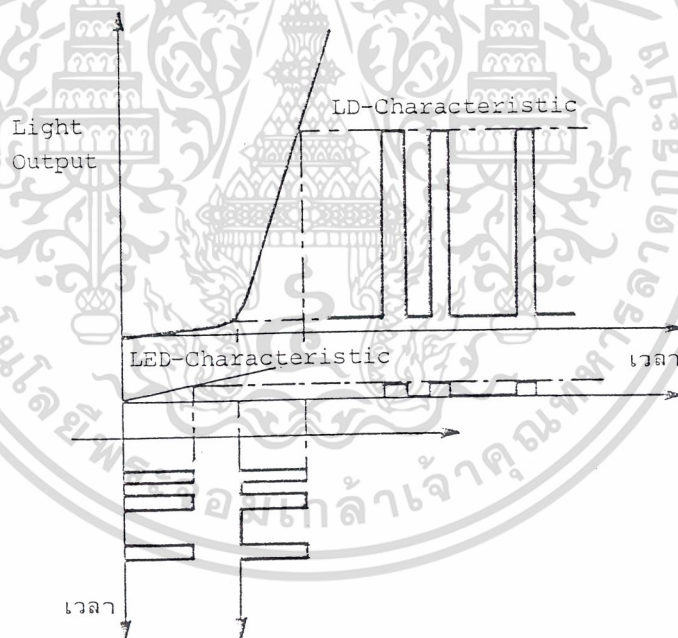
ป็นอยู่ ดังนั้นจึงไม่สามารถใช้แสงเป็นคลื่นพาหะ (CARRIER WAVE) สำหรับ FREQUENCY MODULATION, PHASE MODULATION ของสัญญาณไฟฟ้าได้เหมือนอย่างที่ใช้ในการส่ง MULTIPLEX ในระบบการส่งสัญญาณ ANALOG ของ CARRIER TRANSMISSION, ไม่ว่าคลื่นพาหะที่ส่ง อีกทั้งยังมีเทคนิคเชิงแสงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มาเปิดเผย

MICROWAVE TRANSMISSION ที่ใช้อยู่ทั่วไป แต่จะใช้การผสมที่เรียกว่า INTENSITY MODULATION ซึ่งทำการผสมโดยตรงกับความเข้มของแสง ยกตัวอย่างเช่น ในการส่งสัญญาณ DIGITAL , OUTPUT WAVE FORM ที่ได้จะเป็นดังแสดงในรูป กล่าวคือแสงจะเกิดการกระพริบสว่าง, ดับตามสัญญาณไฟฟ้าเป็น “ 1 ” “ 0 ” ตามความเป็นจริงแล้วความยาวคลื่นของสัญญาณแสงจะมีค่าสั้นกว่า ความยาวคลื่นของสัญญาณไฟฟ้ามาก ดังนั้นใน ENVELOPE “ 1 ” สัญญาณไฟฟ้าจะมีแสงที่มีความยาวคลื่นหลายค่าอยู่ข้างใน ดังแสดงในรูป



รูปที่ 2.21 แสดง OUT PUT WAVE FORM ของแสงและการผสม (MODULATION) ในการส่งสัญญาณ DIGITAL

ส่วนคุณสมบัติการผสมของอุปกรณ์ปล่อยแสงแสดงดังรูป



รูปที่ 2.22 แสดงการผสมแบบ LIGHT INTENSITY MODULATION

จากรูป จะเห็นได้ว่าเนื่องจาก LED ใช้ปรากฏการณ์การปล่อยแสงตามธรรมชาติ ดังนั้นปริมาณของแสงที่ปล่อยออกมาจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสที่ป้อนเข้าไป (กระตุ้น) แต่สำหรับ LD นั้นใช้ปฏิกิริยาการ OSCILLATION โดยการกระตุ้นให้ปล่อยแสง (STIMULATED EMISSION) ดังนั้นปริมาณของแสงที่ปล่อยออกมามีลักษณะที่มีการเพิ่มปริมาณขึ้นอย่างรวดเร็วเมื่อเลยค่าของกระแสค่าหนึ่ง (THRESHOLD VALUE CURRENT) ไปแล้ว (โปรดดูรูปประกอบ) ตัวอย่างคุณสมบัติต่างๆ

ของ LED และ LD ที่กล่าวมาแล้ว จากการพิจารณาคูคุณสมบัติต่าง ๆ ในตารางนี้จะเห็นว่าเกี่ยวกับ OUTPUT POWER ของแสงนั้น LD จะมีค่ามากกว่า เพราะมีการ OSCILLATION และการขยายของแสงและเกี่ยวกับ INPUT POWER ที่ป้อนเข้าไปในเส้นใยแสงก็เช่นกัน เนื่องจาก LD มีคุณสมบัติของทิศทางของแสง (DIRECTIVITY) ดีกว่า เป็นผลให้มีการสูญเสียการเชื่อมแสงกับเส้นใยแสงต่ำ ทำให้ POWER ของแสงป้อนเข้าไปในเส้นใยแสงได้มาก

ตารางที่ 2.4 การเปรียบเทียบคุณสมบัติต่าง ๆ ของอุปกรณ์ปล่อยแสง

หัวข้อ	อุปกรณ์ปล่อยแสง	LED
OUTPUT POWER ของแสง		2.5 m W
INPUT POWER ของแสงในเส้นใยแสง		< 0.05 m W
ความกว้างของ SPECTRUM ที่จุด POWER ตกลงครึ่งหนึ่ง (ตอน MODULATION)		100 nm
FREQUENCY RESPONSE SPEED		< หลายร้อย MHz
อายุการใช้งาน		< 10 <sup>6</sup> ชม.

เกี่ยวกับ SPECTRUM ของแสงนั้น จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่าใน LED มีผลมาจากสาเหตุที่ CONDUCTION BAND และ VALENCE BAND มีพลังงานเป็นช่วงกว้างทำให้มี SPECTRUM ของแสงกว้าง แต่ LD นั้นมีพลังงานเป็นช่วงแคบอันเนื่องมาจากขบวนการ OSCILLATION ทำให้มี SPECTRUM ของแสงแคบ นอกจากนั้นการทำงานสว่างดับ (กระพริบ) ของแสงนั้น ถ้าหากเวลาการรวมกันของอิเล็กตรอนกับ HOLE ยิ่งสั้นจะยิ่งมี SPEED เร็วมาก กล่าวคือถ้าหากอิเล็กตรอนและ HOLE มีจำนวนมาก นั่นคือความหนาแน่นของกระแสมีมากเท่าไร จะทำให้ค่าเฉลี่ยของเวลาการรวมกันของอิเล็กตรอนกับ HOLE มีค่าน้อยลงเท่านั้น สำหรับ LED นั้นค่าเวลานี้มีค่าประมาณหลาย nano second (1 nano second = 10<sup>-9</sup> second) ดังนั้นถ้าหากเป็นความถี่จะได้ความถี่หลายร้อย MHz (ความถี่ = 1/เวลา, MHz = 10<sup>6</sup> Hz) ส่วนกรณีของ LD เนื่องจากค่าความหนาแน่นของกระแสที่กระตุ้นมีค่ามากทำให้เวลาการรวมกันของอิเล็กตรอนกับ HOLE มีค่าน้อย ถ้าเป็นความถี่จะได้หลาย GHz (1 GHz = 10<sup>9</sup> Hz) ซึ่งความถี่เหล่านี้แสดง FREQUENCY RESPONSE SPEED ของ LED และ LD ยิ่งกว่านั้นในกรณีของ LD ถ้าหาก bias current มีค่าเข้าใกล้ THRESHOLD VALUE CURRENT มากเท่าใดความเร็วของ REPONSE SPEED จะสูงขึ้นเท่านั้น ส่วนอายุการใช้งานของอุปกรณ์ปล่อยแสงทั้งสองไม่มีปัญหาอะไรเลยในการใช้งานและในอนาคต อันใกล้คงจะมีเทคโนโลยีการผลิตที่ทำให้ LD มีอายุการใช้งานเท่ากับ LED

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.1.5 การขับ LED -

1. ขับด้วยตัวต้านทาน



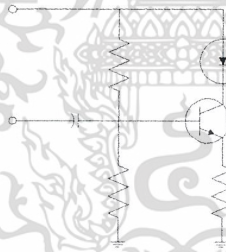
รูปที่ 2.23 แสดงการ ขับLEDด้วยตัวต้านทาน

$$I_F = (V_{CC} - V_F) / R \quad (\text{mA}) \quad (20)$$

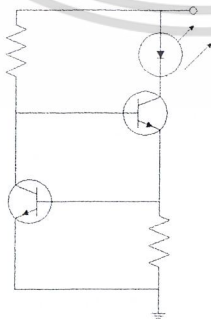
โดยที่ ค่า  $I_F$  และ  $V_F$  ดูจาก Data Sheet ของ LED

ค่า  $V_{CC}$  และค่า  $R$  ยิ่งสูงยิ่งดีเพราะแสงที่ปล่อยออกมาจะ Stable ดี

2. การขับด้วยทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.24 แสดงการขับด้วยทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.25การขับLED

$$I_F = \{ V_{CC} [R_1 / (R_1 + R_2)] - V_{BE} \} / R_E \quad (\text{mA}) \quad (21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 $I_F = I_{E2} = V_{BE1} / R_E$   
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2 การเปลี่ยนแสงให้เป็น ไฟฟ้า

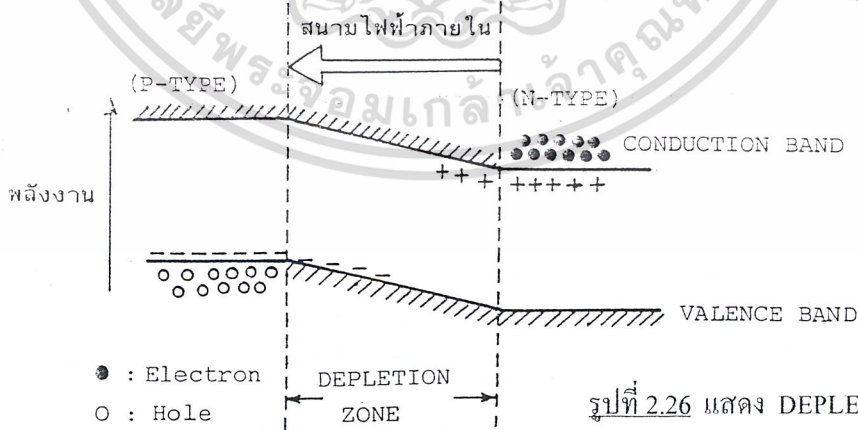
2.4.2.1 โครงสร้างและการทำงานของารรับแสง -

การรับแสงหมายถึงการเปลี่ยนแสงให้เป็นไฟฟ้า ในการทำงานนี้แบ่งออกได้เป็น 2 วิธีคือ วิธีที่หนึ่งเป็นการเปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นไฟฟ้าโดยตรง วิธีที่สองทำได้โดยการเปลี่ยนแปลงพลังงานแสงให้เป็นพลังงานความร้อนก่อนแล้วจึงเปลี่ยนเป็นไฟฟ้า วิธีที่หนึ่งนั้นเรียกว่า PHOTO ELECTRIC EFFECT ส่วนวิธีที่สองเรียกว่า SENSITIVE HEAT EFFECT

วิธีการตรวจแสงโดยใช้ SENSITIVE HEAT EFFECT นั้นโดยทั่วไปจะมีการตอบสนองช้ามาก และความไวไม่ดีจึงใช้กับ THERMOCOUPLE , BOROMETER และอื่น ๆ แต่ไม่นำมาใช้กับการสื่อสารด้วยแสง ดังนั้นสำหรับการสื่อสารด้วยแสงจึงควรทำความเข้าใจโครงสร้าง และการทำงานของารรับแสงโดย PHOTO ELECTRIC EFFECT สำหรับสารกึ่งตัวนำต่อไปนี้จะกล่าวถึง PHOTO ELECTRIC EFFECT

หลักการของ PHOTO ELECTRIC EFFECT ใช้ขบวนการดูดพลังงานตามที่ได้กล่าวมาแล้ว นั้นคือ เมื่อมีแสงมากระทบสารกึ่งตัวนำอิเล็กตรอนที่อยู่ใน VALENCE BAND จะเลื่อนขึ้นไปอยู่ที่ CONDUCTION BAND แต่การเลื่อนขึ้นไปนี้เป็นแค่เพียงอิเล็กตรอนเคลื่อนที่ไปเท่านั้น และในที่สุดมันจะไปรวมกันใหม่กับ HOLE ใน VALENCE BAND อีกทำให้ไม่ได้รับ PHOTO ELECTRIC EFFECT ด้วยเหตุนี้ เพื่อที่จะเปลี่ยนแสงให้เป็นไฟฟ้าจะต้องใช้สภาวะการแยกกันของอิเล็กตรอนกับ HOLE ก่อนที่มันจะรวมกัน

สำหรับอุปกรณ์รับแสงสารกึ่งตัวนำ ก็เช่นเดียวกันกับอุปกรณ์กำเนิดแสง นั้นคือเพื่อที่จะแยกอิเล็กตรอนกับ HOLE นั้นโดยทั่วไปใช้ PN - JUNCTION ตามที่ได้กล่าวมาแล้วว่าที่รอยต่อของ P-N นั้นจะเกิดสนามไฟฟ้าในตัว (SPACE ELECTRIC FIELD) ขึ้น แต่มันจะถูกถึงด้วยอิเล็กตรอนของ N - TYPE และ HOLE ของ P - TYPE ซึ่งมีประจุไฟฟ้าเป็น - และ + เป็นผลให้เกิดบริเวณที่ไม่มีอิเล็กตรอนและ HOLE ขึ้นตรงรอยต่อบริเวณนี้เรียกว่า DEPLETION ZONE ดังแสดงในรูป



รูปที่ 2.26 แสดง DEPLETION ZONE

ในสภาพอย่างนี้เมื่อมีแสงมากระทบจากทางด้านบริเวณ P - TYPE แสงนั้นจะถูกดูด พร้อมทั้งเคลื่อนที่ไปทางบริเวณ N - TYPE แต่ที่ DEPLETION ZONE อิเล็กตรอนและ HOLE ที่เกิดจากการดูดพลังงานจากแสงจะถูก SPACE ELECTRIC FIELD แยกไปในทิศทางตรงกันข้ามกล่าวคือ อิเล็กตรอนไปทางด้าน N และ HOLE ไปทางด้าน P อนึ่งที่บริเวณซึ่งอยู่ห่างจาก DEPLETION ZONE

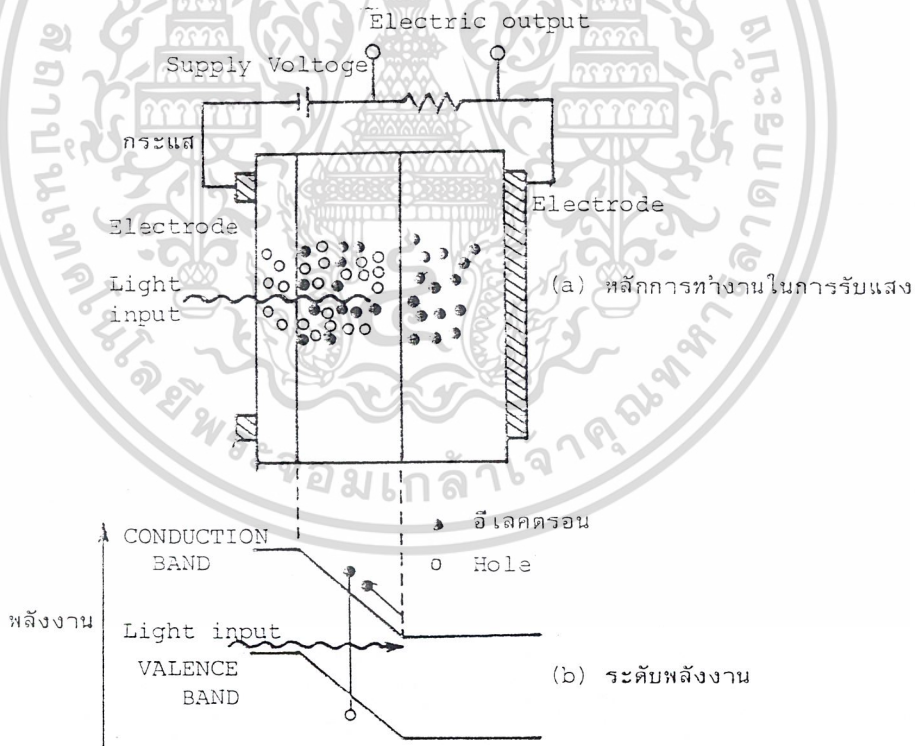
เอกสารนี้เป็นฉบับลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่สามารถนำออกจำหน่ายโดยไม่ได้รับอนุญาต และต้องรับผิดชอบต่อผู้ถือลิขสิทธิ์ทุกประการ



อุปกรณ์รับแสงที่เป็นสารกึ่งตัวนำนี้แบ่งออกเป็นพวกใหญ่ ๆ ได้ 2 พวก ตามปริมาณแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้จากภายนอก คือ

PHOTO DIODE : PD กับ AVALANCHE PHOTO DIODE : APD พวก PD นั้นเป็นพวกที่ได้รับความนิยมรับการป้อนแรงดันไฟฟ้าปริมาณน้อย ส่วนพวก APD เป็นพวกที่ได้รับความนิยมรับการป้อนแรงดันไฟฟ้าปริมาณมาก

ตัวอย่างของ PD คือ PIN - PD ดังแสดงในรูป PIN หมายถึงว่าในระหว่างสารกึ่งตัวนำ P - TYPE และ N - TYPE มีสารกึ่งตัวนำแบบที่เรียกว่า INTRINSIC : I คั่นอยู่ ตามที่ได้กล่าวมาแล้วว่า DRIFT CURRENT นั้นเกิดขึ้นใน DEPLETION ZONE และผลของสนามไฟฟ้าทำให้มีการตอบสนองเร็ว แต่ในทางตรงกันข้าม DIFFUSION CURRENT ที่เกิดขึ้นภายนอก DEPLETION ZONE นั้น มีการตอบสนองช้า ดังนั้นถ้าความกว้างของ DEPLETION ZONE ยิ่งกว้างมากเท่าใด QUANTUM EFFICIENCY และความเร็วของการตอบสนองความถี่ยิ่งดีขึ้น ความกว้างของ DEPLETION ZONE นี้ ถ้าความหนาแน่นของอิเล็กตรอนและ HOLE ของ P - TYPE และ N - TYPE ยิ่งต่ำจะยิ่งกว้าง ดังนั้นสารกึ่งตัวนำแบบ I ที่คั่นกลางระหว่าง P - TYPE กับ N - TYPE จึงมีหน้าที่ทำให้ความกว้างของ DEPLETION ZONE กว้างขึ้นนั่นเอง เนื่องจาก PD ที่ใช้ในระบบการสื่อสารนั้น โดยทั่วไปต้องการความเร็วในการตอบสนองสูง ดังนั้นส่วนใหญ่จะใช้ PIN - PD

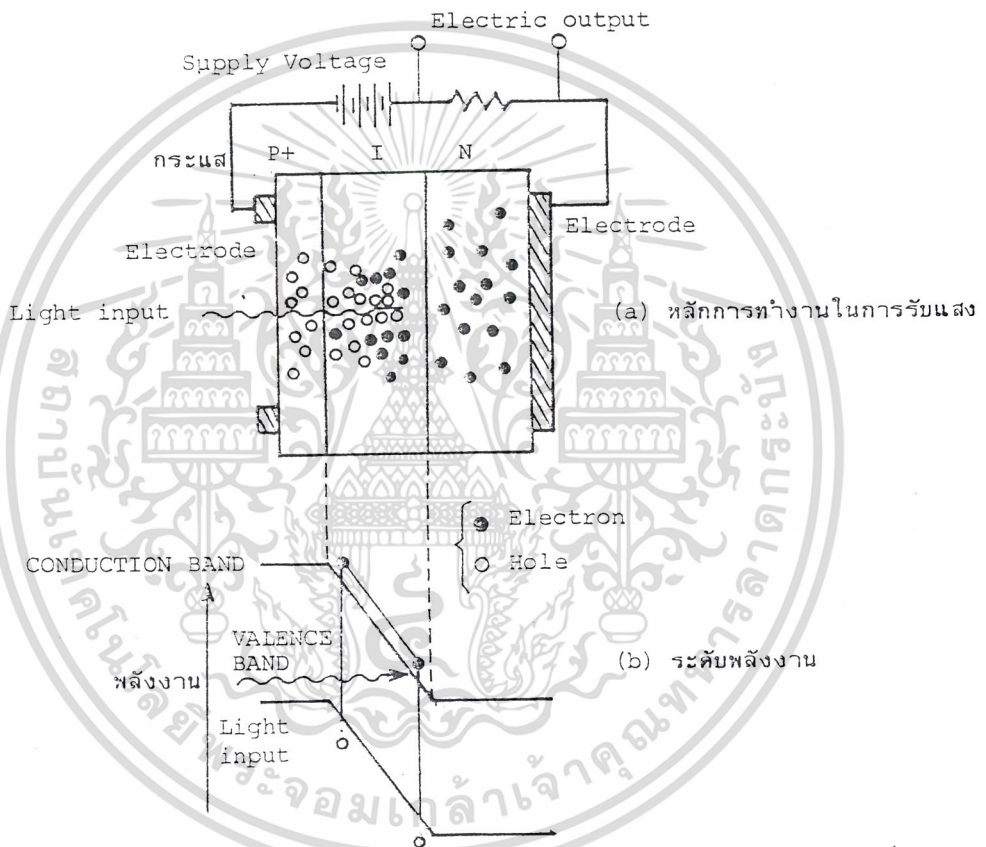


รูปที่ 2.28 แสดงหลักการทำงานการรับแสงและระดับพลังงานของ PIN - PD

อนึ่ง APD นั้นใช้ปฏิกิริยาการขยาย AVALANCHE ของอิเล็กตรอนและ HOLE ในสารกึ่งตัวนำเมื่อเปรียบเทียบกับ PD แล้วเป็นอุปกรณ์รับแสงที่ให้กระแสจำนวนมาก หลักการทำงานของ APD

แสดงดังรูป สำหรับโครงสร้างนั้นส่วนใหญ่ทางด้าน P ของ PN - JUNCTION จะมีสารกึ่งตัวนำแบบ P - TYPE ที่มีความหนาแน่นของ HOLE สูงติดอยู่ (ส่วนที่แสดงด้วย P + ในรูป) โดยการทำเช่นนี้

จะทำให้สนามไฟฟ้าภายในของบริเวณใกล้ ๆ รอยต่อที่มี P - LAYER เป็นศูนย์กลางมีค่ามาก อิเล็กตรอนที่ดูดแสงที่มากกระทบจากด้าน P + และถูกกระตุ้นจาก VALENCE BAND ไปยัง CONDUCTION BAND ในระหว่างที่มันได้รับอัตราเร่งและผ่าน P - LAYER นั้นมันจะได้รับพลังงานจำนวนมากกว่าผลต่างของพลังงานของ CONDUCTION BAND กับ VALENCE BAND จากผลนี้ทำให้สามารถกระตุ้นอิเล็กตรอนที่อยู่ใน VALENCE BAND และทำให้เกิดอิเล็กตรอนกับ HOLE ใหม่ได้ และอิเล็กตรอนกับ HOLE ใหม่ยังถูกสนามไฟฟ้าเร่งอัตราเร่งให้อีก ทำให้เกิดอิเล็กตรอนกับ HOLE ใหม่ออกมาอีก เมื่อขบวนการนี้เกิดอย่างต่อเนื่องกัน จำนวนของอิเล็กตรอนกับ HOLE จะเพิ่มขึ้นเป็นจำนวนมากมาย (AVALANCHE) เป็นผลให้เกิดการขยายที่เรียกว่า AVALANCHE MULTIPLICATION ผลนี้ทำให้กระแสถูกขยายนั่นเอง



รูปที่ 2.29 แสดงหลักการทำงานการรับแสงและระดับพลังงานของ APD

#### 2.4.2.3 คุณสมบัติของอุปกรณ์รับแสง -

ประสิทธิภาพของอุปกรณ์รับแสงประเมินจากคุณสมบัติต่าง ๆ ได้แก่ QUANTUM EFFICIENCY ซึ่งแสดงว่าแสงที่รับมานั้นถูกเปลี่ยนเป็นไฟฟ้าได้มากเท่าไร ความไวการรับแสง (ระดับรับแสงต่ำสุดที่ต้องการสำหรับการส่งที่มีคุณภาพ) ซึ่งเป็นองค์ประกอบที่สำคัญในการออกแบบระบบการถ่ายทอดของระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสงที่จะกล่าวถึงภายหลัง, สัญญาณรบกวน (NOISE) ที่เกิดขึ้น และความเร็วของการตอบสนองการทำงาน สำหรับ QUANTUM EFFICIENCY กำหนดจากสารและ

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
 ไม่ว่ากันแต่เพียงผู้เดียว หากมีการนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
 ป้อนให้ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติทางไฟฟ้าของอุปกรณ์รับแสง

1. SHOT NOISE CURRENT :

เนื่องจาก APD ใช้ปรากฏการณ์การขยาย AVALANCHE ตามที่กล่าวมาแล้ว ดังนั้นจึงมีความไวสูง ประมาณ 10 - 20 dB (10 - 100 เท่า) เมื่อเทียบกับ PD สัญญาณรบกวน (NOISE) ที่เกิดในอุปกรณ์รับแสงมีสิ่งๆที่เรียกว่า SHOT NOISE SHOT NOISE นี้เป็น NOISE อันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของ PHOTO CURRENT ที่เกิดจากการกระตุ้นอิเล็กตรอนอย่างไม่เป็นระเบียบทางเวลาหรือทาง SPACE คุณสมบัติของ SHOT NOISE เป็นดังแสดงในสมการต่อไปนี้

$$\text{SHORT NOISE CURRENT} = I_0 M^{2+F} \quad (22)$$

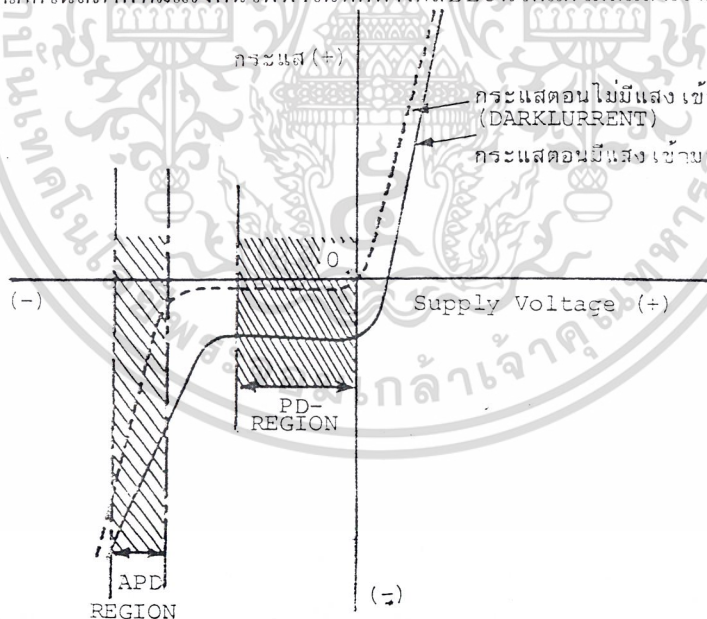
ในที่นี้ M เป็นอัตราขยายกระแสของอุปกรณ์รับแสง

$I_0$  เป็น PHOTO CURRENT เมื่อ  $M = 1$  (กรณีของ PD)

F เป็น EXCESS NOISE FIGURE มีค่ามากเมื่อเทียบกับ M

นั่นคือ จากสมการจะเห็นว่าที่ระดับการรับแสงเท่ากัน ถ้าหากทำให้แรงดันไฟฟ้าในทิศทางกลับที่ป้อนให้มีความสูง และทำให้อัตราการขยายกระแสเพิ่มมากขึ้นนั้น สัญญาณออก (OUT PUT SIGNAL  $I_0 M$ ) จะเพิ่มมากขึ้นด้วยแต่ SHOT NOISE ก็เพิ่มมากขึ้นด้วยเช่นเดียวกัน

คุณสมบัติของอุปกรณ์รับแสงทั่วไปแสดงดังรูป จากรูปจะช่วยให้เข้าใจความแตกต่างของบริเวณการทำงานของ APD และ PD ได้ดีและในรูปนี้ได้แสดงการไหลของกระแสที่เรียกว่า DARK CURRENT ที่เกิดในสภาพที่มีแรงดันไฟฟ้าในทิศทางกลับป้อนให้แต่ไม่มีแสงเข้ามาด้วย



รูปที่ 2.30 แสดงแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้และ PHOTO CURRENT

กระแส DARK CURRENT นี้มีลักษณะพิเศษคือมันจะเพิ่มขึ้นเร็วกว่าการเพิ่มขึ้นของสัญญาณออก (OUT PUT SIGNAL) SHOT NOISE เป็นสิ่งที่เกิดจาก DARK CURRENT และอื่นๆ ที่เป็นแหล่งต้นกำเนิดรบกวนของ PD เนื่องจาก  $M = 1$  ดังนั้น SHOT NOISE จึงไม่มีค่ามาก แต่สำหรับกรณีของ

เอกสาร APD จำเป็นต้องระวังเกี่ยวกับค่าของ M เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการออกแบบระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง นอกจากจะต้องคำนึงถึง SHOT NOISE นี้แล้ว ยังมี THERMAL NOISE ที่เกิดในวงจรไฟฟ้าซึ่งไม่เกี่ยวกับสัญญาณแสงที่เข้ามา ดังนั้นในการออกแบบระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง จำเป็นต้องเลือกค่า M ที่เหมาะสมที่ทำให้ผลรวมของ THERMAL NOISE กับ SHOT NOISE มีค่าต่ำมากเมื่อเทียบกับระดับของสัญญาณ

2. SHORT CIRCUIT CURRENT :

เป็นกระแสที่ได้จากการ SHORT ขาทั้งสองข้างของ PHOTO DIODE ใช้สัญลักษณ์  $I_{sc}$

$$I_{sc} = \infty \times E_v \quad (23)$$

โดยที่  $E_v$  หมายถึง ความเข้มของแสง (Lux)

$\infty$  หมายถึง ค่าคงที่  $6\mu A/mm^2 \times Lux$

$mm^2$  หมายถึง พื้นที่หน้าตัดของ PHOTO DIODE

3. OPEN CIRCUIT VOLTAGE ( $V_{oc}$ ) :

เป็นความต่างศักย์ที่ได้จากการเปิดขาทั้งสองข้างของ PHOTO DIODE เมื่อรับแสงเข้ามาจะเกิดแรงดันไฟฟ้าขึ้นระหว่างขาทั้งสอง

$$V_{oc} = (kT/q) \ln(I_{sc}/I_o) = (kT/q) \ln(\infty E_v / I_o) \quad (24)$$

โดยที่  $(kT/q) = 26 \text{ mV}$  เมื่อ  $k$  หมายถึง Boltzman Constant

$T$  หมายถึง อุณหภูมิสัมบูรณ์

$q$  หมายถึง ประจุของ Electron

$I_o$  หมายถึง REVERSE BIAS SSATURATION CURRENT



รูปที่ 2.31 แสดงคุณสมบัติของ VOLTAGE – CURRENT

4. RESPONSE SPEED , RISING TIME ( $T_r$ ) และ FALLING TIME( $T_f$ ) :

ในกรณีของ PHOTO DIODE ค่าเหล่านี้จะขึ้นอยู่กับค่าของ JUNCTION CAPACITANCE ( $C_j$ ) และค่า LOAD RESISTANCE ( $R_L$ ) ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่ง  $T_r, T_f = 2.2 C_j \times R_L$  เพื่อการศึกษา (25) นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อี  $C_j \propto (V_0 - V) - Z$  แปลงเนื้อหาและด (26) จึงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $V_0$  หมายถึง CONSTANT (DIFFUSION POTENTIAL) มีค่า  $0.5 \sim 0.9V$

$V$  หมายถึง REVERSE BIAS VOLTAGE (มีค่า -)

$Z$  หมายถึง CONSTANT มีค่า  $\frac{1}{2} \sim \frac{1}{3}$

ซึ่งจากสมการจะเห็นได้ว่า ถ้าค่า  $V$  มีค่ามาก  $C_j$  จะน้อย

ความเร็วการตอบสนองความถี่ เป็นสิ่งที่กำหนดจากเวลาที่มีสัญญาณแสงเข้ามา จนกระทั่งเกิดปรากฏการณ์ คูณแสง แต่ในปัจจุบันเนื่องจากทั้ง PD และ APD สามารถตอบสนองความเร็วได้ถึงหลาย GHz จึงไม่มีปัญหาในการใช้งาน การเปรียบเทียบคุณสมบัติต่าง ๆ ของ PD กับ APD แสดงดังตารางต่อไปนี้

ตารางที่ 2.5 แสดงการเปรียบเทียบคุณสมบัติของอุปกรณ์รับแสง

อุปกรณ์รับแสง	PD	APD
หัวข้อ		
QUANTUM EFFICIENCY	80 %	80 %
ความไวการรับแสง (1)	-15 - 20 dBm	-30 - 40 dBm
ความเร็วการตอบสนองความถี่	หลาย GHz	หลาย GHz
อัตราการขยาย	1	500
ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ทำงาน	0 - 20 V	30 - 200 V

(1) : เป็นค่าตรงจุดที่ code error rate เป็น  $10^{-11}$

จากตารางจะเห็นว่าข้อเสียของ PHOTO DIODE ก็คือ มีความไวต่อแสงต่ำ ส่วนข้อดีต่างๆที่นอกเหนือจากในตารางก็มีดังต่อไปนี้

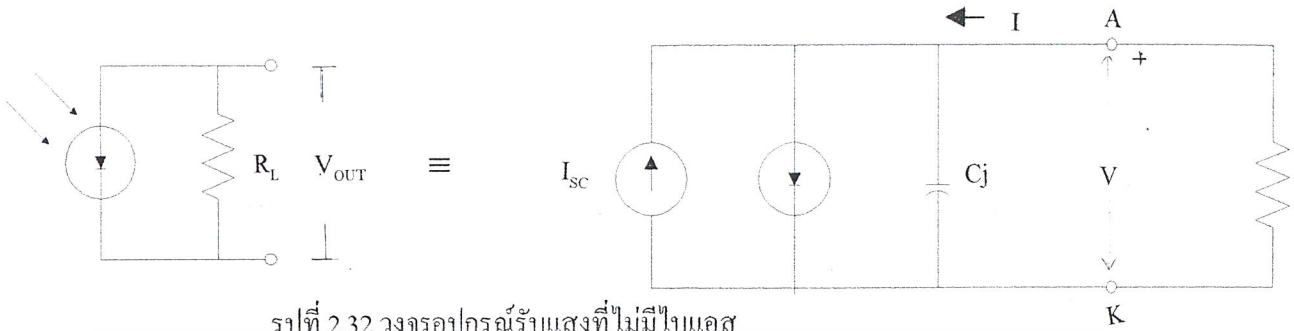
1. INPUT LIGHT - OUTPUT CURRENT เป็น LINEAR ดี
2. RESPONSE SPEED สูง
3. การเปลี่ยนแปลงของ OUTPUT มีน้อย
4. การเปลี่ยนแปลงของ OUTPUT อันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิมีน้อย

โดยที่ คุณสมบัติในข้อ 2 นำมาใช้กับ REMOTE CONTROL , OPTICAL FIBER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

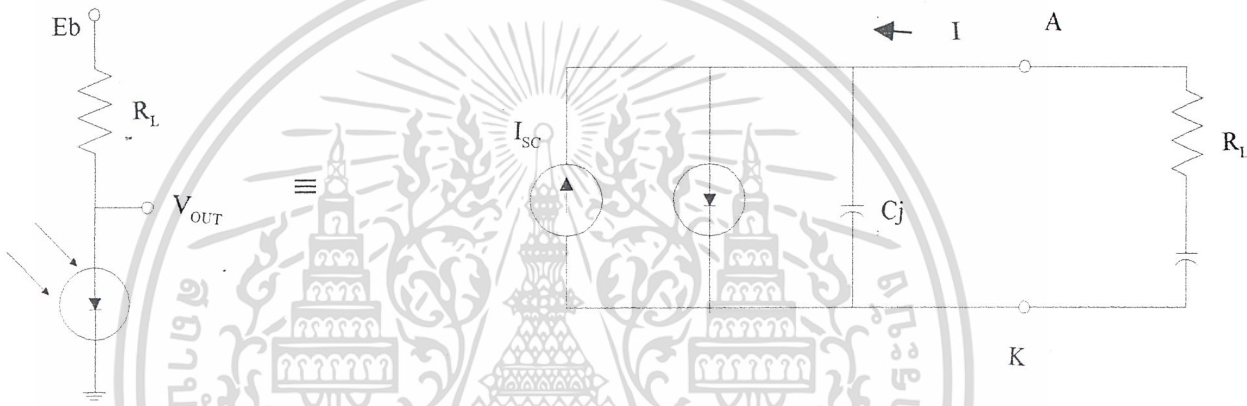
ตัวอย่างการใช้งานอุปกรณ์รับแสง

1. กรณีไม่มี BIAS จ่ายให้



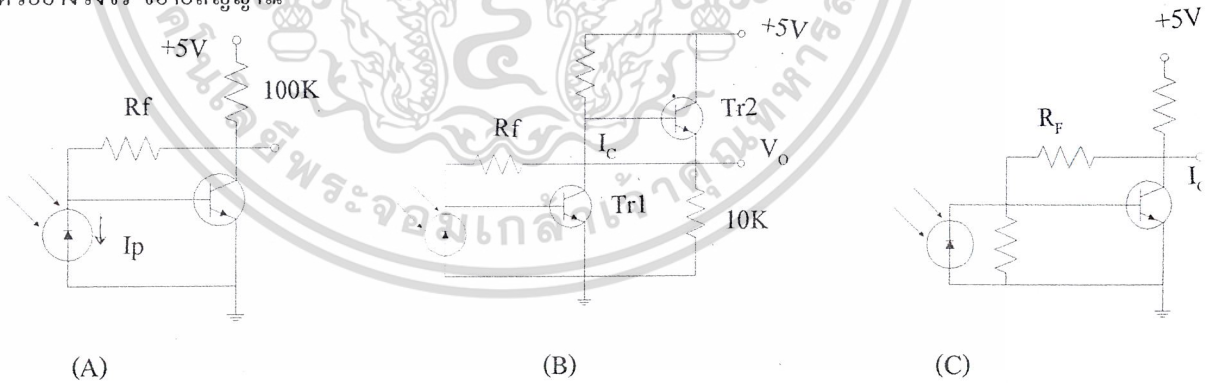
รูปที่ 2.32 วงจรอุปกรณ์รับแสงที่ไม่มีไบแอส

2. กรณีมี BIAS จ่ายให้



รูปที่ 2.33 วงจรอุปกรณ์รับแสงที่มีไบแอส

3. ตัวอย่างวงจร ขยายสัญญาณ



รูปที่ 2.34 (A) ใช้ TRANSISTOR ตัวเดียว  $I_p$  ได้จากกระแสจาก COLLECTOR – FEEDBACK RESISTOR ( $R_f$ ) ดังนั้น OUTPUT VOLTAGE ( $V_o$ ) =  $R_f(I_p + I_c/h_{fc}) + V_{BE}$  โดยในที่นี้  $V_{BE} = 0.65V$   
 รูป (B) เป็นการนำ EMITTER FOLLOWER เข้าไปต่อกับ (A) เพื่อเพิ่ม OUTPUT ให้สูงขึ้น  
 รูป (C) เป็นการเพิ่ม RBE เข้าไประหว่าง BASE-EMITTER ทำให้สามารถปรับ OUTPUT ได้

$$V_o = R_f(I_p + I_c/h_{fc}) + (R_f/R_{BE} + 1)V_{BE} \quad (27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

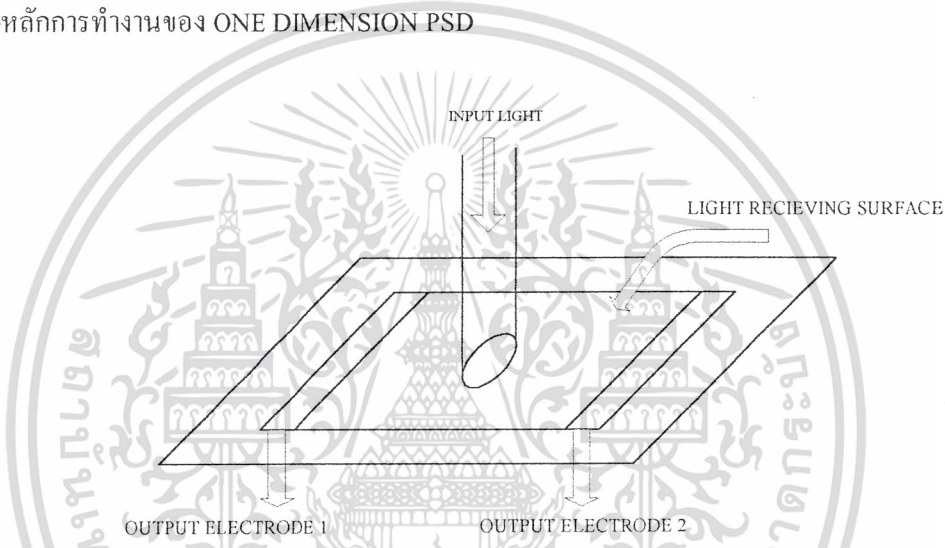
2.4.3 อุปกรณ์ PSD (Position Sensitive Light Detector)

PSD คืออุปกรณ์รับแสงซึ่งมีโครงสร้างประกอบด้วย P-N Junction เหมือนกับ Photo Diode ทั่วๆ ไป สิ่งที่แตกต่างกันคือมีหน้าที่ Position Detection และมีค่าความต้านทานของ P-Layer และ N-Layer สูงกว่ามาก PSD ที่ใช้กันอยู่ทั่วไปมีอยู่สองชนิด

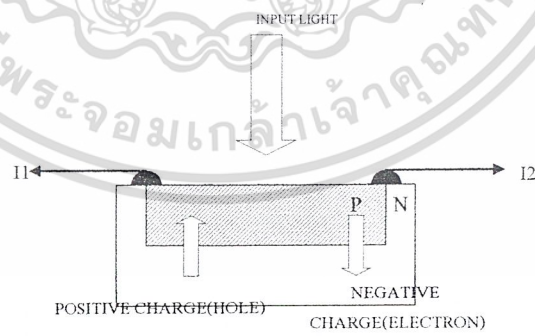
- 1. ONE DIMENSION PSD
- 2. TWO DIMENSION PSD

ในที่นี้จะพูดถึงเฉพาะ ONE DIMENSION PSD เท่านั้น

-หลักการการทำงานของ ONE DIMENSION PSD



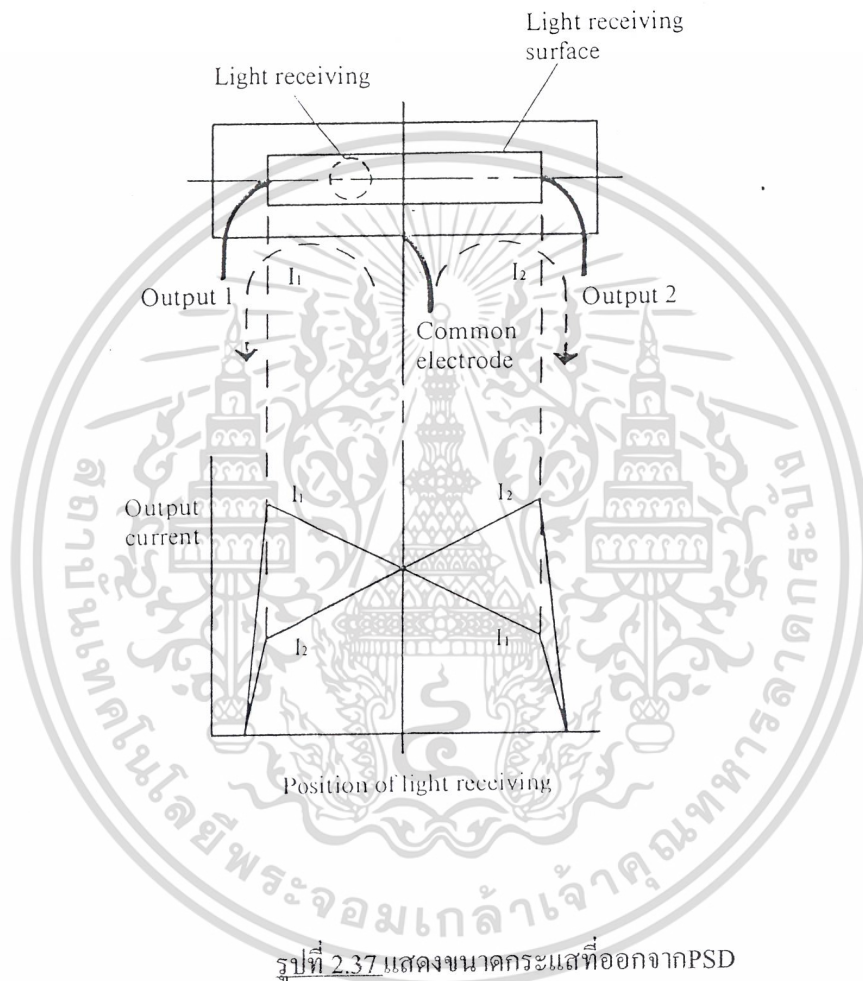
รูปที่ 2.35 แสดงบริเวณรับแสงของ PSD



รูปที่ 2.36 แสดงลักษณะ โครงสร้างของ PSD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปด้านบน เมื่อมีแสงเข้ามาตกกระทบบนที่ผิวรับแสง จะทำให้เกิดอิเล็กตรอน และ โฮล อิสรระใน ปริมาณที่เท่ากัน ส่งผลให้อิเล็กตรอน จะเคลื่อนที่ผ่าน Junction ไปยัง N-Layer และ โฮลจะเคลื่อนที่ผ่าน Junction ไปยัง P-Layer ทำให้เกิดกระแสไหลใน P-Layer ที่ขั้วทั้งสองในลักษณะเป็นสัดส่วนกลับกับระยะทาง

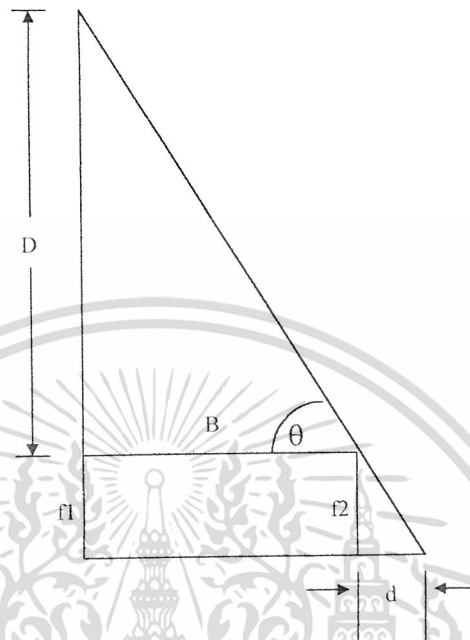


รูปที่ 2.37 แสดงขนาดกระแสที่ออกจากPSD

อัตราส่วนของกระแสที่ออกจากPSDทั้งสองด้านจะเปลี่ยนแปลงตามจุดที่PSDรับแสง นั่นคือเมื่อรับแสงที่ซีกขวา  $I_1$  จะมีค่าน้อยกว่า  $I_2$  และในทางกลับกันเมื่อรับแสงที่ซีกซ้าย  $I_1$  จะมีค่ามากกว่า  $I_2$  ซึ่งความแตกต่างของ  $I_1$  กับ  $I_2$  จะแปรผันตามระยะที่ห่างจากจุดศูนย์กลางของPSD โดยที่ความสัมพันธ์ระหว่าง  $(I_2 / I_1)$  และ จุดรับแสงจะคงที่และไม่ขึ้นกับความเข้มของแสงที่รับเข้ามา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 2.4.4 การวัดระยะทางโดยใช้ระบบสามเหลี่ยม (System of Triangulation)



รูปที่ 2.38 สามเหลี่ยมที่ใช้ในการหาระยะทาง

ระบบสามเหลี่ยมถูกนำมาใช้ในการหาระยะทาง  $D$  ดังนี้

จาก 
$$d = f2 / \tan \theta \quad (28)$$

$$\tan \theta = D / B \quad (29)$$

แทนค่า (29) ใน (28) จะได้

$$d = f2 [ B / D ]$$

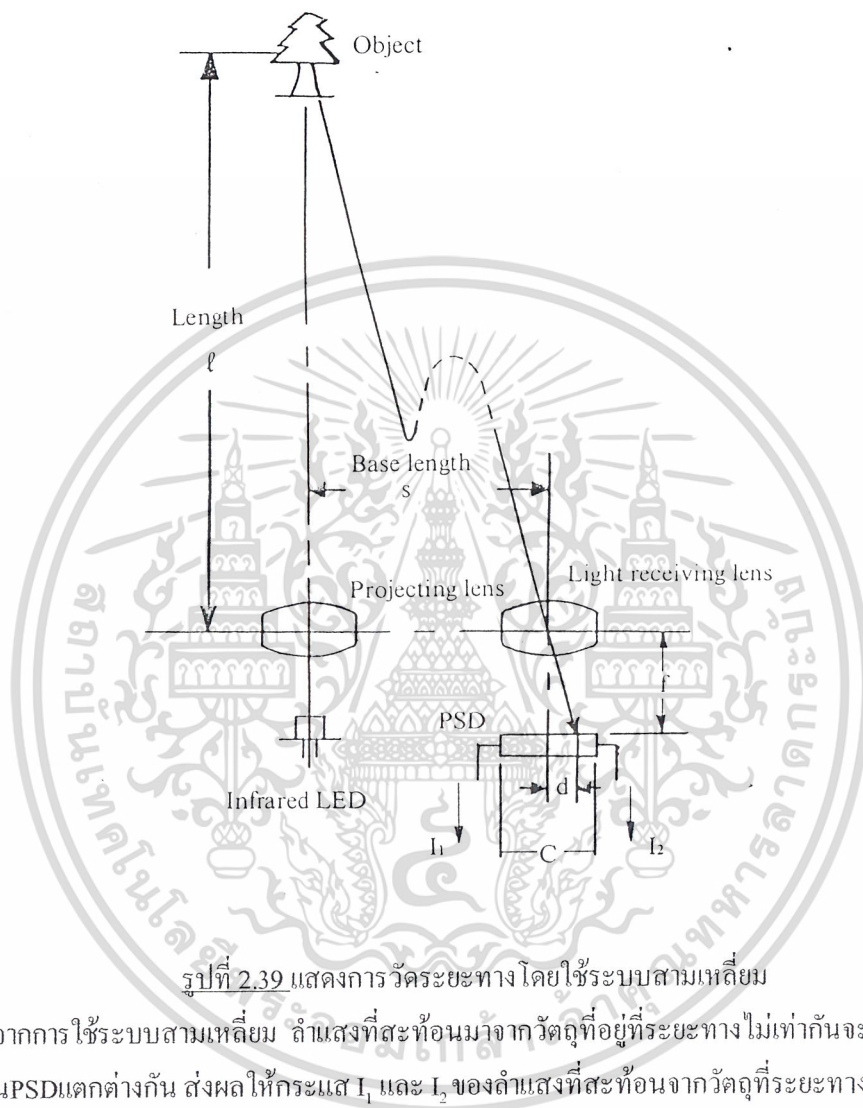
ดังนั้นจะได้ระยะทาง

$$D = (f2 \times B) / d \quad (30)$$

#### 2.4.5 การใช้ระบบสามเหลี่ยมและอุปกรณ์ PSD ในการหาระยะทางโดยใช้แสงอินฟราเรด

จากคุณสมบัติของ PSD ที่ให้กระแส  $I_1$  และ  $I_2$  ออกมาโดยการให้กระแสนี้ขึ้นอยู่กัตำแหน่งที่ลำแสงอินฟราเรดตกกระทบบริเวณผิวรับแสงของ PSD ทำให้เราสามารถนำคุณสมบัติดังกล่าวมาใช้ร่วมกับระบบสามเหลี่ยมเพื่อหาระยะทางได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



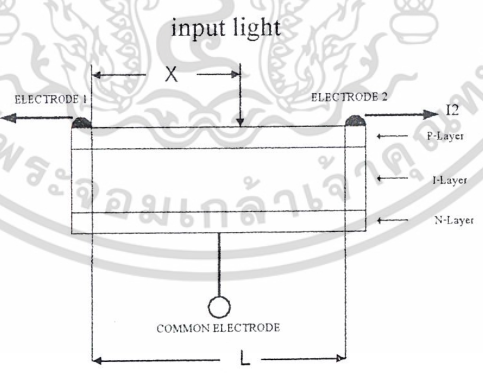
จากการใช้ระบบสามเหลี่ยม ถ้าแสงที่สะท้อนมาจากวัตถุที่อยู่ระยะทางไม่เท่ากันจะทำให้จุดที่ตำแหน่งตกบน PSD แตกต่างกัน ส่งผลให้กระแส  $I_1$  และ  $I_2$  ของตำแหน่งที่แสงตกจากวัตถุที่ระยะทางต่างกันนั้นมีค่าไม่เท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.40 แสดงลำแสงที่กระทบที่ PSD เมื่อสะท้อนจากวัตถุที่ระยะทางต่างกัน

- การคำนวณหาระยะทางของวัตถุ โดย PSD



รูปที่ 2.41 โครงสร้าง PSD

ความสัมพันธ์ระหว่าง INPUT LIGHT กับกระแสที่ขั้วทั้งสองแสดงดังนี้

$$I_1 = I_0 (L - X) / L \quad (31)$$

$$I_2 = I_0 X / L \quad (32)$$

โดยที่  $I_1$  หมายถึง กระแสของ Electrode 1 (nA)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$I_2$	กระแสของ Electrode 2 ( nA )
$I_0$	Total Current = $I_1 + I_2$ ( nA )
$L$	ความยาวของผิวรับแสงหรือระยะห่างระหว่าง Electrode ( mm. )
$X$	ระยะจาก Electrode ถึงจุดที่แสงตกกระทบ ( mm. )

จากความสัมพันธ์ด้านบนนำมาเขียนใหม่เพื่อหา  $X$  จะได้ว่า

$$I_2 / (I_1 + I_2) = X / L \quad (33)$$

$$X = [I_2 / (I_1 + I_2)] L \quad (34)$$

$$= [I_2 / I_0] L \quad (35)$$

พิจารณารูปที่ 2.38 โดยนำมาประยุกต์ใช้ร่วมกับการคำนวณหาระยะทาง โดยใช้ PSD จะได้ว่า

จากสมการ (30)

$$D = (f_2 \times B) / d$$

หรือ

$$D = (f_2 \times B) / X$$

จากสมการ (35) จะได้ว่า

$$X = [I_2 / I_0] L$$

แทน (35) ลงใน (30) จะได้

$$D = (f_2 \times B) / [I_2 / I_0] L \quad (36)$$

เมื่อกำหนด

$D$  เป็นระยะทางที่ทำการวัดโดย PSD ( cm. )

$f_2$  เป็นระยะห่างของเลนส์ด้านรับแสงกับ PSD ( mm. )

$B$  เป็นระยะระหว่างเลนส์ที่ขยายอินฟราเรดด้านส่งกับเลนส์ที่ขยายอินฟราเรดที่รับเข้ามา ( mm. )

$L$  เป็นความยาวของผิวรับแสง หรือความยาวของ PSD ( mm. )

$X$  เป็นระยะที่แสงอินฟราเรดตกกระทบ PSD โดยวัดจากข้ออิเล็กทรอนิกส์ที่ 1

## 2.5 หลักการทำงาน ( Principle of working )

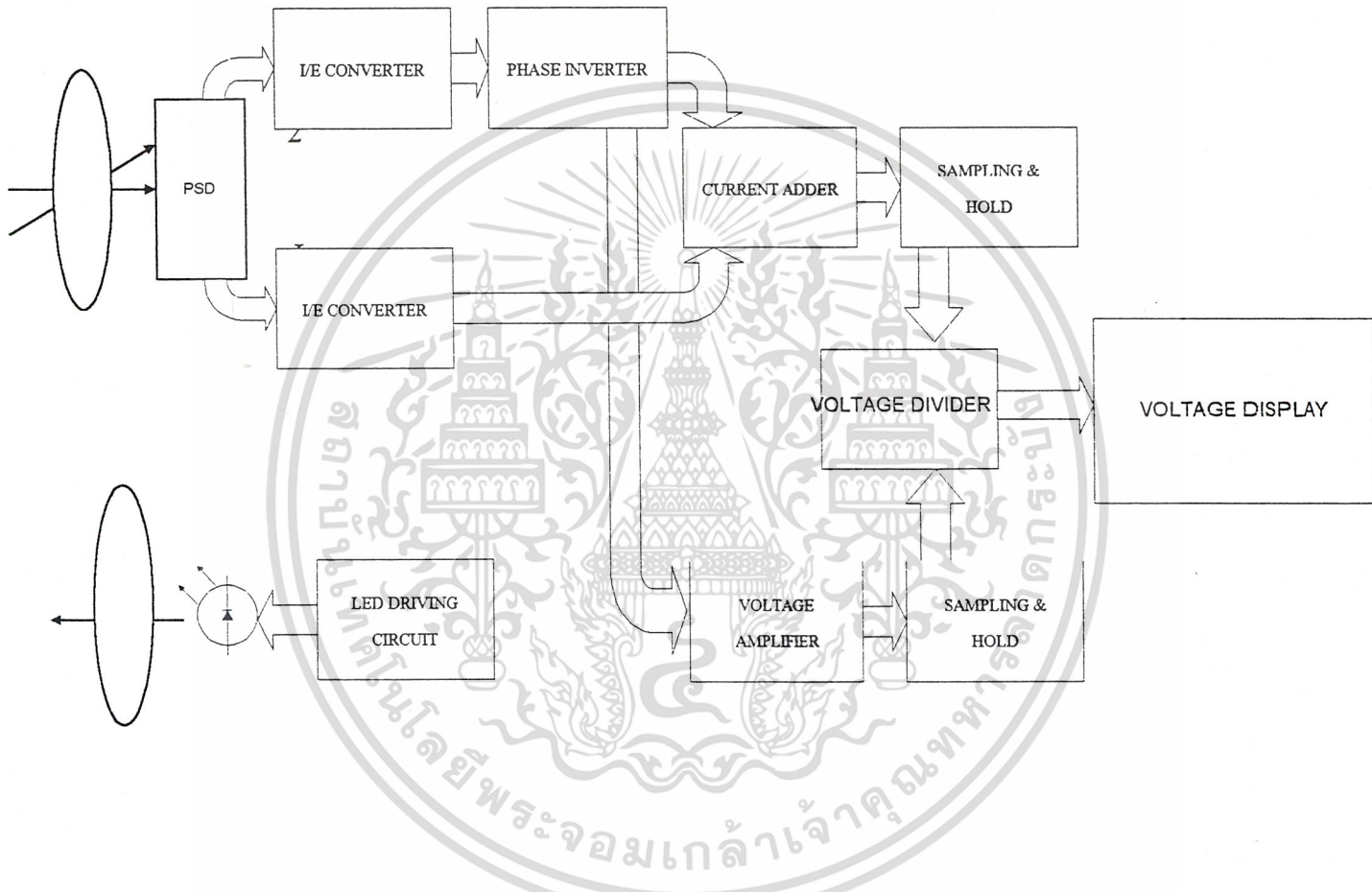
เนื่องจากคลื่นแสงอินฟราเรดก็เป็นคลื่นอีกชนิดหนึ่งที่มีคุณสมบัติในการสะท้อน และเป็นคลื่นที่มีทิศทาง นอกเหนือจากคลื่นอุลตราโซนิก จากคุณสมบัติตรงจุดนี้ จึงมีการนำคลื่นแสงอินฟราเรดมาใช้เป็นตัวกลางในการคำนวณหาระยะทางระหว่างวัตถุด้วยเช่นกัน ซึ่งแนววิธีในการใช้คลื่นแสงอินฟราเรดเป็นตัวกลางเพื่อวัดระยะทางก็มีด้วยกันมากกว่า 1 วิธี โดยวิธีการหนึ่งที่มีการนำมาใช้อย่างแพร่หลายและจะกล่าวถึงในที่นี้ก็คือ การหาระยะทางด้วยระบบออโต้โฟกัส ( auto focus ) ซึ่งเป็นส่วนที่สำคัญมากที่สุดส่วนหนึ่งของกล้องวิดีโอหรือกล้องถ่ายภาพแบบออโต้โฟกัส

เครื่องวัดระยะทางที่เป็นออโต้โฟกัสจะอาศัยคุณสมบัติการสะท้อนกลับของลำคลื่นแสงอินฟราเรดเมื่อเจอกับวัตถุ และระบบการวัดระยะทางแบบสามเหลี่ยม ( triangular – measurement

system ) ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 2.4.4 การศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อไปนี้จะแสดงถึงบล็อกไดอะแกรมของการทำงานเพื่อวัดระยะทางในระบบออโต้โฟกัส  
ซึ่งจะกล่าวโดยละเอียดในบทต่อไป



รูปที่ 2.42 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานในส่วนวัดระยะทางของระบบออโต้โฟกัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

#### การคำนวณและการสร้าง

#### เครื่องวัดระยะทางโดยใช้คลื่นอัลตราโซนิก

##### 3.1 การสร้าง

จากบล็อกไดอะแกรม เราสามารถแยกอธิบายเป็นส่วนๆได้ ดังนี้

##### 3.1.1 ภาคกำเนิดความถี่ 17.3 KHz :

เริ่มจากภาคกำเนิดความถี่ 17.3 KHz ซึ่งจะประกอบด้วยชุดวงจรรวม (integrated circuit ; IC) หมายเลข CD 40106 BE , ชุดตัวต้านทาน 33 K $\Omega$  และ 560 K $\Omega$  รวมทั้งตัวต้านทานปรับค่าได้ขนาด 22 K $\Omega$  และตัวเก็บประจุขนาด 300 pF โดยมีตัวต้านทานปรับค่าได้ทำหน้าที่ปรับความถี่ให้เท่ากับ 17.3 KHz เหตุผลที่ใช้ความถี่นี้เนื่องจากเพื่อให้ส่วนนับความถี่นับจำนวนความถี่แล้วแสดงผลออกมาเป็นระยะทางที่ถูกต้อง โดยคิดจากความเร็วของเสียงในอากาศที่อุณหภูมิปกติ 25 องศาเซลเซียส คือ 346 เมตรต่อวินาที และ ระยะทางที่คลื่นเดินทางไป-กลับจะเป็นสองเท่าของระยะทางจริง ดังนั้น ความเร็วที่ใช้งานที่เท่ากับความเร็วใช้งานเท่ากับ  $(34,600 \text{ cm/s}) / 2 = 17,300 \text{ cm/s}$  หรือ 17.3 KHz สัญญาณความถี่นี้จะถูกส่งไปสองทางคือ ทางแรกจะเป็นสัญญาณนาฬิกาให้กับวงจรรนับ โดยผ่าน CD 4093 BE ซึ่งเป็นเกตที่ถูกควบคุมการปิดเปิดจาก ฟลิปฟลอป CD 4027 BCN อีกทางจะถูกส่งไปที่วงจรรความถี่ หรือ CD 4020 BEซึ่งจะหารความถี่ด้วย  $2^{14}$  เพื่อให้ได้ความถี่ 1 Hz มาควบคุมวงจรมอนอสเตเบิลต่อไป ซึ่งจะมีอยู่ 4 ชุดด้วยกัน สัญญาณจากวงจรมอนอสเตเบิลชุดที่ 1 จะเข้าขาอินพุตแลตซ์ของตัวนับความถี่ (counter) MM 74 C 926 N เพื่อค้ำค่าที่นับได้ของวงจรรนับ ให้สามารถนำไปใช้ในการแสดงผลให้อ่านระยะทางได้ สัญญาณจากวงจรมอนอสเตเบิลชุดที่ 2 จะเข้าขาวิเซตของวงจรรนับ เพื่อทำให้ค่าที่นับไว้ก่อนหน้านั้นในวงจรรนับถูกเคลียร์ และเตรียมพร้อมในการวัดรอบต่อไป แต่ค่าที่แสดงที่ภาคแสดงผลครั้งสุดท้ายจะคงอยู่จนกว่าจะมีรายละเอียดจากการวัดระยะทางรอบต่อไปเข้ามา ดังนั้น เราจึงสามารถอ่านค่าระยะทางที่วัดได้ใหม่ในทุกๆ 1 วินาที สัญญาณจากวงจรมอนอสเตเบิลชุดที่ 3 จะเป็นพัลส์ซึ่งไปควบคุมวงจรมอนอสเตเบิลความถี่ 40 KHz ของภาคส่ง ให้ส่งคลื่นอัลตราโซนิกออกมา 12 พัลส์ในช่วงกว้าง 0.3 มิลลิวินาที ของ 1 ช่วงการส่ง ( 1 วินาที) โดยพัลส์ที่ส่งออกไปจะสะท้อนกับวัตถุและรับสัญญาณโดยตัวรับ ส่วนสัญญาณจากวงจรมอนอสเตเบิลชุดสุดท้ายจะเป็นพัลส์ซึ่งทำการรีเซต J-K ฟลิปฟลอปให้เปิดเกต เพื่อสัญญาณความถี่ 17.3 KHz จะได้ถูกส่งผ่านไปยังวงจรรนับ

##### 3.1.2 ภาคส่งและกำเนิดความถี่ 40 KHz :

ประกอบไปด้วยเกต CD 4093 BE , ชุดตัวต้านทาน 27 K $\Omega$  และตัวต้านทานปรับค่าได้ 100 K $\Omega$  รวมถึงตัวเก็บประจุ 1 nF ทำหน้าที่เป็นวงจรมอนอสเตเบิลแบบบริดจ์ โดยจะมีตัวส่งอัลตราโซนิกทำหน้าที่เป็นตัวแพร่กระจายคลื่น วงจรมอนอสเตเบิลจะถูกควบคุมโดยวงจรมอนอสเตเบิล และสามารถปรับค่าความถี่ได้โดยการปรับตัวต้านทาน 100 K $\Omega$  ซึ่งจะต้องปรับค่าความถี่ให้ใกล้เคียงกับ 40 KHz มากที่สุด เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของตัวส่งอัลตราโซนิกให้สูงสุด

3.1.3ภาครับ : ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาครับจะประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ 2 ตัว และอุปกรณ์ต่อร่วมทำการขยายสัญญาณที่ได้รับจากตัวรับอุลตราโซนิก ซึ่งมีตัวต้านทานปรับค่าได้ขนาด  $5\text{ K}\Omega$  เป็นตัวปรับความไวในการรับ เมื่อมีสัญญาณที่สะท้อนกลับมาถึงตัวรับก็จะถูกตรวจพบโดยชุดตรวจจับสัญญาณ และจะส่งสัญญาณที่ได้รับนี้ไปยังนาฬิกา (clock) ของฟลิปฟลอป โดยให้ส่งสัญญาณไปเปิดเกตอีกต่อหนึ่งเพื่อหยุดการนับ

### 3.1.4 ภาคนับและแสดงผล :

จะประกอบอยู่ใน IC MM 74 C 926 N ทั้งหมด ซึ่งการแสดงผลของการนับจะใช้วิธีการที่เรียกว่า มัลติเพล็กซ์ (multiplex) โดยจะต่อขาของตัวแสดงผล (7-segment) เข้าด้วยกัน และผ่านชุดของตัวต้านทานขนาด  $82\ \Omega$  7 ตัว ซึ่งเป็นตัวจำกัดกระแสให้กับอุปกรณ์แสดงผล แล้วใช้การป้อนสัญญาณจากขา A, B, C และ D ของตัวนับ มาควบคุมส่วนแสดงผลให้แสดงผลทีละหลัก แต่เนื่องจากความเร็วในการควบคุมสูงมาก จึงทำให้มองเหมือนว่าตัวแสดงผลสว่างพร้อมกัน และเนื่องมาจากการวัดระยะทางเป็นการวัดในหน่วยเซ็นติเมตร จึงต้องใส่จุดที่ตัวแสดงผลหลักที่ 2 เพื่อให้ 2 หลักแรกอ่านค่าเป็นเมตร และ 2 หลักสุดท้ายอ่านค่าเป็นเซ็นติเมตร

### 3.1.5 ภาจ่ายไฟ :

วงจรนี้ใช้ไฟเลี้ยงเป็นไฟตรงมีขนาดประมาณ 9 โวลต์ แต่ยกเว้นในส่วนของตัวนับ ซึ่งต้องการไฟเลี้ยง 5 โวลต์ ตามมาตรฐานของตัวมันเอง จึงต้องมีเรกูเลเตอร์ (regulator) เป็นตัวจำกัดแรงดันขนาด 9 โวลต์ ให้เหลือ 5 โวลต์

## 3.2 การคำนวณระยะทาง

ในการคำนวณระยะทาง จะขอยกตัวอย่างการวัดระยะห่าง 1 เมตร ดังนั้น เวลาที่คลื่นอุลตราโซนิกถูกส่งออกไปและรับกลับมาจะเท่ากับ  $(2 * 1\text{ เมตร}) / (346\text{ เมตรต่อวินาที})$  หรือ 5.8 มิลลิวินาที

โดยที่ความเร็วของเสียงในอากาศมีค่าเท่ากับ 346 เมตรต่อวินาที และระยะทางที่เกิดขึ้นเป็น 2 เท่าของระยะทางจริง

จากตัวอย่าง จะได้ช่วงเวลาในการส่งและช่วงเวลาในการรับมีค่าเท่ากันคือ ช่วงละ 2.9 มิลลิวินาที เมื่อเกิดสัญญาณ 1 Hz ขึ้นที่ภาคหารความถี่ ส่วนหนึ่งของสัญญาณนี้ จะไปทำการรีเซตตัวนับให้เริ่มนับค่าตั้งแต่ 0000 และตัวส่งก็จะส่งพัลส์ที่มีความถี่ 40 KHz ออกไป 12 พัลส์ ของช่วงเวลา 0.3 มิลลิวินาที ใน 1 ช่วงการส่ง ( 1 วินาที ) ขณะเดียวกันฟลิปฟลอปก็จะถูกรีเซตเพื่อเปิด เกตให้สัญญาณนาฬิกาความถี่ 17.3 KHz ผ่านเข้าไปเป็นสัญญาณนาฬิกาของวงจรถับ และจะทำการนับไปเรื่อยๆ จนถึงเวลาที่คลื่นอุลตราโซนิกสะท้อนกลับมาถึงตัวรับ ซึ่งเป็นเวลา 5.8 มิลลิวินาที ตามที่ได้คำนวณ ข้อสังเกตคือว่า เวลาที่ใช้ในการส่งและรับคลื่นนั้นต้องไม่ต่ำกว่าเวลาที่ใช้ในการรีเซตฟลิปฟลอปให้เปิดเกต โดยเวลาที่ใช้ในการรีเซตนั้นเท่ากับ 2 มิลลิวินาที มิเช่นนั้นแล้ว เครื่องวัดระยะทางจะไม่สามารถวัดได้ เพราะช่วงเวลานั้นฟลิปฟลอปยังทำการรีเซตอยู่นั่นเอง จากจุดนี้ทำให้ทราบถึงขอบเขตการวัดของเครื่องวัดระยะทางนี้ นั่นคือระยะทางน้อยที่สุดที่เครื่องจะสามารถวัดได้ ต้องใช้เวลาที่คลื่นเดินทางไม่ต่ำกว่า 2 มิลลิวินาที หรือคิดเป็นระยะทางได้ประมาณ 35 เซ็นติเมตร ตามทฤษฎี จากตัวอย่างเวลาที่คลื่นเดินทางไปและกลับคือ 5.8 มิลลิวินาที หลังจากที่ถูกตรวจจับ ได้ที่ภาครับ เกิดจะถูกปิดเพื่อหยุดการนับ ซึ่งวงจรถับก็จะทำการนับพัลส์ที่เข้ามาในช่วงระยะเวลาที่เท่ากัน คือ 5.8 มิลลิวินาที ก่อให้เกิดสัญญาณนาฬิกาเท่ากับ (17,300 พัลส์ต่อวินาที) \*

(5.8 มิลลิวินาที) หรือ 100 พัลส์ ซึ่งก็เทียบเท่ากับ 100 เซ็นติเมตรนั่นเอง โดยตัวเลขที่แสดงบนตัวแสดงผลจะเป็น 01.00 หรือเท่ากับ 1 เมตร

### เครื่องวัดระยะทางโดยใช้แสงอินฟราเรด

#### 3.3 การสร้างและการคำนวณ

สำหรับการสร้างเครื่องวัดระยะทาง โดยใช้แสงอินฟราเรดในส่วนที่จะกล่าวถึงนี้ เป็นระบบที่ใช้กันอยู่ในกล้องถ่ายรูปแบบออโต้โฟกัส (auto focus) ทั่วๆ ไป ซึ่งจะมีการทำงานที่คล้ายคลึงกัน และในที่นี้จะกล่าวถึงแต่เฉพาะส่วนที่วัดระยะทางด้วยออโต้โฟกัสเท่านั้น

พิจารณาบล็อกไดอะแกรมที่แสดงการทำงานของระบบออโต้โฟกัสเพื่อใช้วัดระยะทาง จะสามารถอธิบายเป็นส่วนๆ ได้ดังนี้

##### 3.3.1 ภาควัดแสงอินฟราเรด (LED driving circuit) :

ส่วนนี้เป็นส่วนของภาควัดแสงอินฟราเรด โดยมีแหล่งกำเนิดคลื่นแสงเป็น LED แสงอินฟราเรดจะถูกส่งออกมาเป็นพัลส์ หรือต้องถูกขับด้วยสัญญาณที่เป็นสัญญาณไฟสลับ (ac signal) เพื่อให้คลื่นที่ทำการส่งออกไปสามารถถูกตรวจจับได้ง่ายโดยตัวรับ เนื่องจากคลื่นแสงที่เป็นพัลส์นี้จะไม่ไปปนกับแสงอินฟราเรดของดวงอาทิตย์หรือที่ปล่อยออกมาจากวัตถุที่ทำการวัด แสงที่ถูกปล่อยออกมาจาก LED จะถูกบีบด้วยเลนส์ทางด้านส่งเพื่อให้เกิดลำของคลื่นแสง จะได้ไม่แตกกระจายเวลาถูกส่งออกไป

##### 3.3.2 ภาควัดรับ:

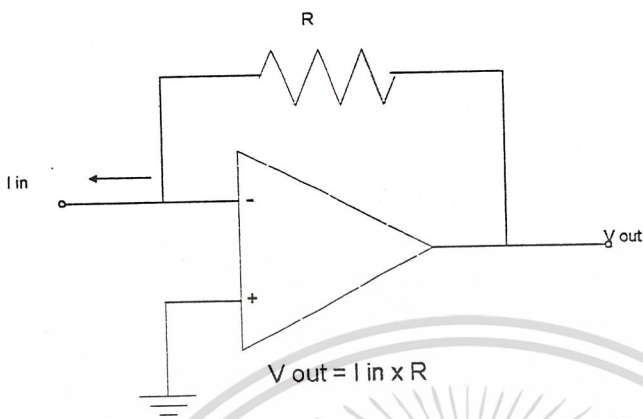
แสงอินฟราเรดที่สะท้อนมาจากวัตถุจะผ่านเลนส์ด้านตัวรับและตกบน PSD ที่ตำแหน่งต่างๆ กัน ตามระยะห่างของวัตถุที่ทำการวัด และคุณสมบัติของ PSD เมื่อมีแสงตกกระทบก็จะมีกระแสไหลออกมาที่สายขั้วเล็ก โทรด์ทั้ง 2 ขั้ว หลังจากนั้นกระแสที่เกิดขึ้นก็จะไหลไปยังส่วนประกอบที่สำคัญ ดังต่อไปนี้

##### 3.3.2.1 วงจรเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดัน (I/E converter) -

เป็นส่วนหรือวงจรที่ทำหน้าที่ในการเปลี่ยนกระแสที่ออกมาจากขั้วเล็ก โทรด์ของควอเตอร์เซลล์แสง หรือ PSD ทั้ง 2 ขั้ว ให้เป็นแรงดัน เหตุผลที่นำกระแสมาทำการเปลี่ยนนี้ให้เป็นแรงดัน ก็เนื่องมาจากกระแสที่ออกมาจากขั้วของ PSD มีขนาดน้อยมากเป็นนาโนแอมป์ (ตามคุณสมบัติของ PSD) ดังนั้น เพื่อการง่ายต่อการนำไปใช้งานจึงต้องเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของแรงดัน ซึ่งทำได้โดยการใส่อิมพีแดนซ์เข้าไป แล้วขยายแรงดัน ที่ออกมานั้นอีกทีหนึ่ง หรือการใส่กระแสที่ออกมาจาก PSD เข้าออปแอมป์หรือกระแส - แรงดัน ทรานสดิวเซอร์ (current - voltage transducer) โดยตรง ซึ่งจะทำหน้าที่เปลี่ยนกระแสเป็นแรงดัน และทำการขยายให้ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างวงจร I/E converter ที่ใช้โดยทั่วไป

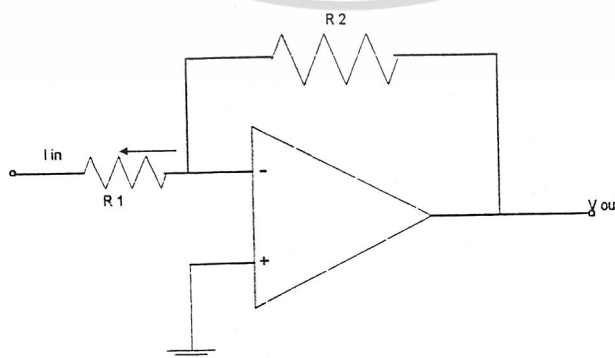


รูปที่ 3.1 แสดงวงจร I/E converter โดยทั่วไป

สำหรับการคำนวณหาแรงดันที่เกิดจากการเปลี่ยนกระแส จะทำได้โดย ( พิจารณารูปที่ 3.1 ควบคู่กัน ) สมมติว่า กระแสที่ออกมาจากขั้วอินพุต โทรคที่ 1 คือ  $I_1$  และกระแสที่ออกมาจากขั้วอินพุต โทรคที่ 2 คือ  $I_2$  นั่นคือ  $I_1$  จะถูกเปลี่ยนไปเป็นแรงดันขนาด  $-I_1 R$  (mV) โดยมีทิศทางที่กลับเฟสกับค้อนขาเข้า ในทำนองเดียวกัน  $I_2$  ก็จะถูกเปลี่ยนไปเป็นแรงดันขนาด  $-I_2 R$  (mV) ทิศทางก็จะกลับเฟสเช่นเดียวกัน จะสังเกตได้ว่า ขนาดกระแสยังคงเหมือนเดิม

3.3.2.2 วงจรกลับเฟส ( phase inverter ) -

ทำหน้าที่เป็นตัวกลับเฟสของแรงดันที่เข้ามา จากบล็อกโคอะแกรม ออปแอมป์ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรกลับเฟส จะทำการกลับเฟสของแรงดันที่เกิดจากกระแสที่มาจากขาใดขาหนึ่งของ PSD เพื่อที่จะนำแรงดันที่ได้นั้นไปเข้า difference amplifier อีกต่อหนึ่ง



$$V_{out} = -(R_2/R_1) V_{in}$$

$$R_{in} = R_1$$

รูปที่ 3.2 แสดงวงจร inverting amplifier โดยทั่วไป

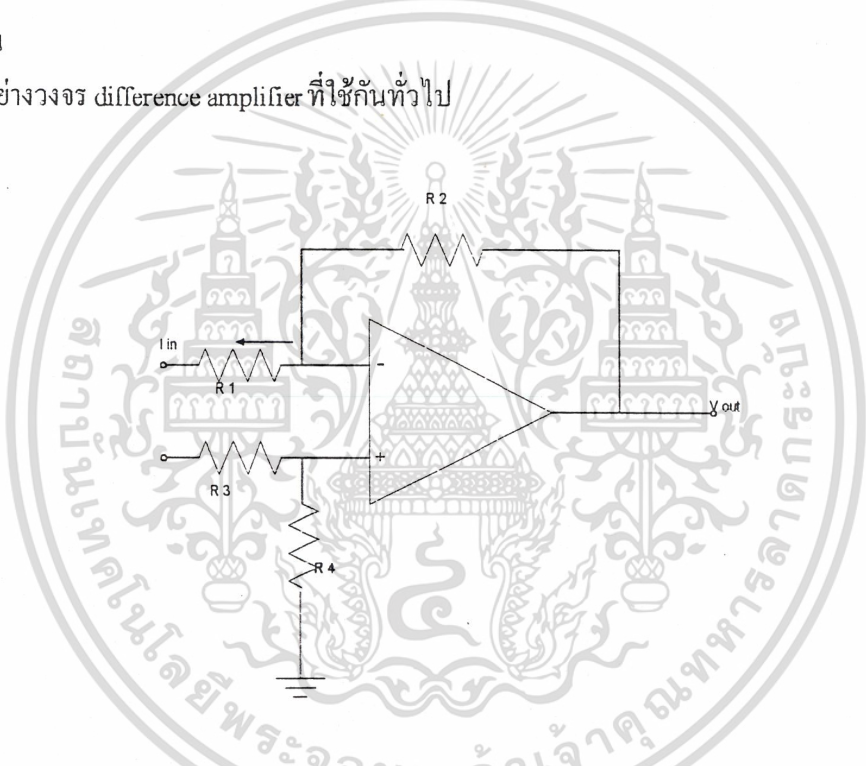
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการทำงานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามแก้ไขตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของวงจรกลับเฟส เมื่อพิจารณาตามรูปที่ 3.2 และบล็อกไดอะแกรม จะเห็นว่า กระแสที่มาจากวงจรแปลงกระแสเป็นแรงดัน ก่อให้เกิดแรงดันตกคร่อม  $R_1$  เท่ากับ  $V_{in}$  และเมื่อพิจารณาตามรูป 3.2 ก็จะได้แรงดันขาออกเท่ากับ  $-(R_2/R_1) V_{in}$  จะเห็นได้ว่าการกลับเฟสกันระหว่างแรงดันขาเข้าและแรงดันขาออก

3.3.2.3 วงจรรวมและขยายสัญญาณ ( signal adder and signal amplifier ) –

วงจรนี้จะอาศัยลักษณะของวงจรแบบ difference amplifier เหมือนกัน ใช้ออปแอมป์ตัวเดียวกันได้ แต่หน้าที่จะต่างกันอันเนื่องมาจากตัวต้านทานที่นำมาต่อร่วมด้วย จากบล็อกไดอะแกรมวงจรที่ทำหน้าที่เป็นวงจรรวมสัญญาณจะรวมสัญญาณที่เข้ามาแล้วค่อยส่งต่อไปยังวงจรแซมปลิงและโฮลเดอร์ ( sampling and holder ) และวงจรที่เป็นวงจรรขยายแรงดันก็จะทำการขยายแรงดันที่เข้ามาแล้วส่งต่อไปยังวงจรแซมปลิงและโฮลเดอร์เช่นเดียวกัน

ตัวอย่างวงจร difference amplifier ที่ใช้กันทั่วไป



$$V_{out} = [(R_1 + R_2)/(R_3 + R_4)] (R_4/R_1) V_2 - (R_2/R_1) V_1$$

สำหรับ  $R_1 = R_3$  และ  $R_2 = R_4$  หรือ

$$V_{out} = (R_2/R_1) [V_2 - V_1]$$

สำหรับ  $R_1 // R_2$  และ  $R_3 // R_4$

รูปที่ 3.3 แสดงวงจร difference amplifier โดยทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3.2.4 วงจรแซมปลิงและโฮลเดอร์ (sampling and holder) –

วงจรในส่วนนี้จะทำการค้ำค่าแรงดันที่เข้ามาเอาไว้ วงจรชุดแรกจะทำการค้ำค่าแรงดันที่มาจากวงจรรวมสัญญาณ และในส่วนวงจรชุดที่ 2 จะทำการค้ำค่าแรงดันที่มาจากวงจรขยายแรงดัน โดยแรงดันทั้ง 2 ชุดที่ถูกค้ำค่าเอาไว้ จะเป็นแรงดันที่ระยะห่างหนึ่งๆ เหตุผลที่ต้องมีวงจรนี้ก็เพื่อให้มีการประมวลผลที่ทุกๆ ระยะห่าง และเพื่อป้องกันการไม่เสถียรของค่าแรงดันที่รับเข้ามาตลอดเวลาของการเปลี่ยนระยะทาง

### 3.3.2.5 วงจรหารแรงดัน (voltage divider) –

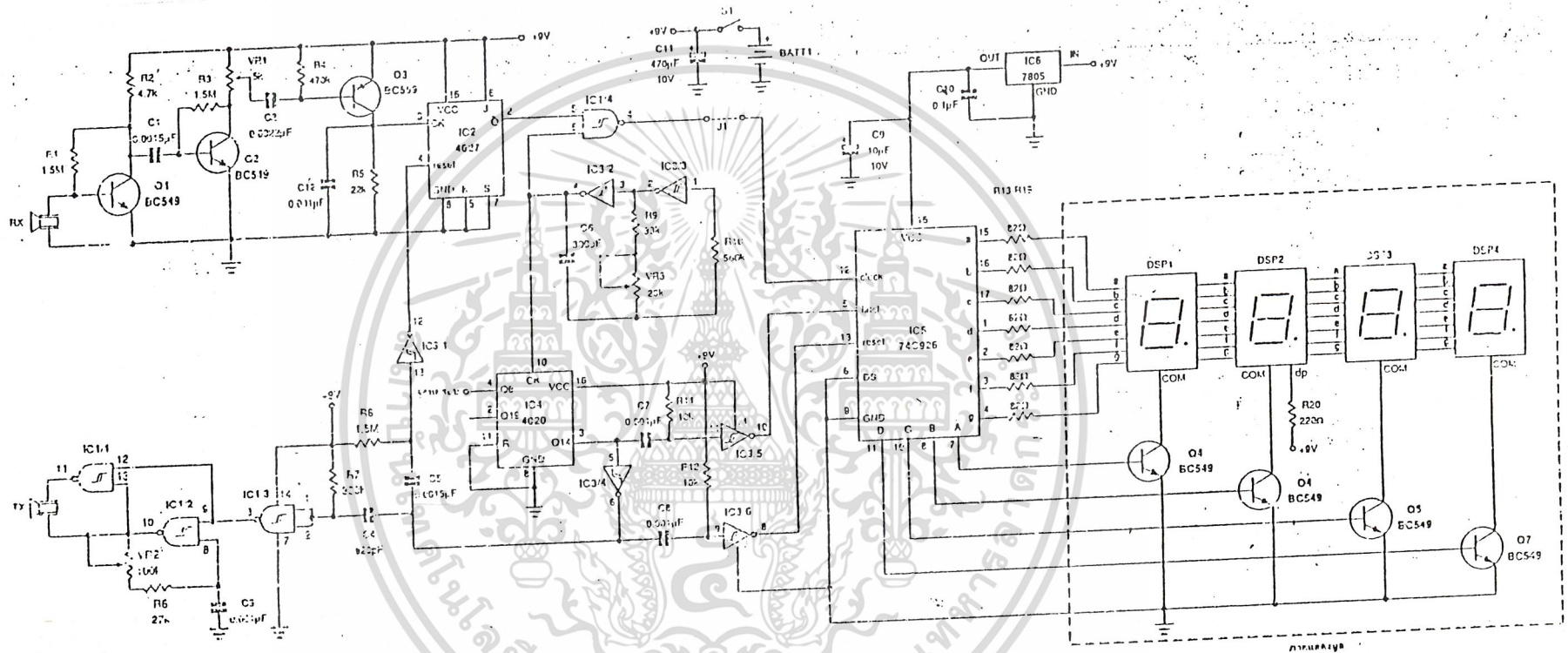
แรงดันที่ถูกค้ำค่าเอาไว้ที่วงจรแซมปลิงและโฮลเดอร์ จะถูกส่งมาเข้าวงจรหารแรงดันพร้อมกันทั้งสองชุด โดยเอาที่พู่ที่ออกมาจะเป็นแรงดันที่แสดงถึงระยะทางที่ทำการวัด ยกตัวอย่างเช่น เมื่อมีแรงดันขนาด 600 mV หรือ 0.6 V ออกมาจากขาออกของวงจร นั่นก็หมายถึงว่า ระยะทางที่ทำการวัดมีขนาดเท่ากับ 0.6 เมตรด้วย

### 3.3.2.6 วงจรแสดงผล

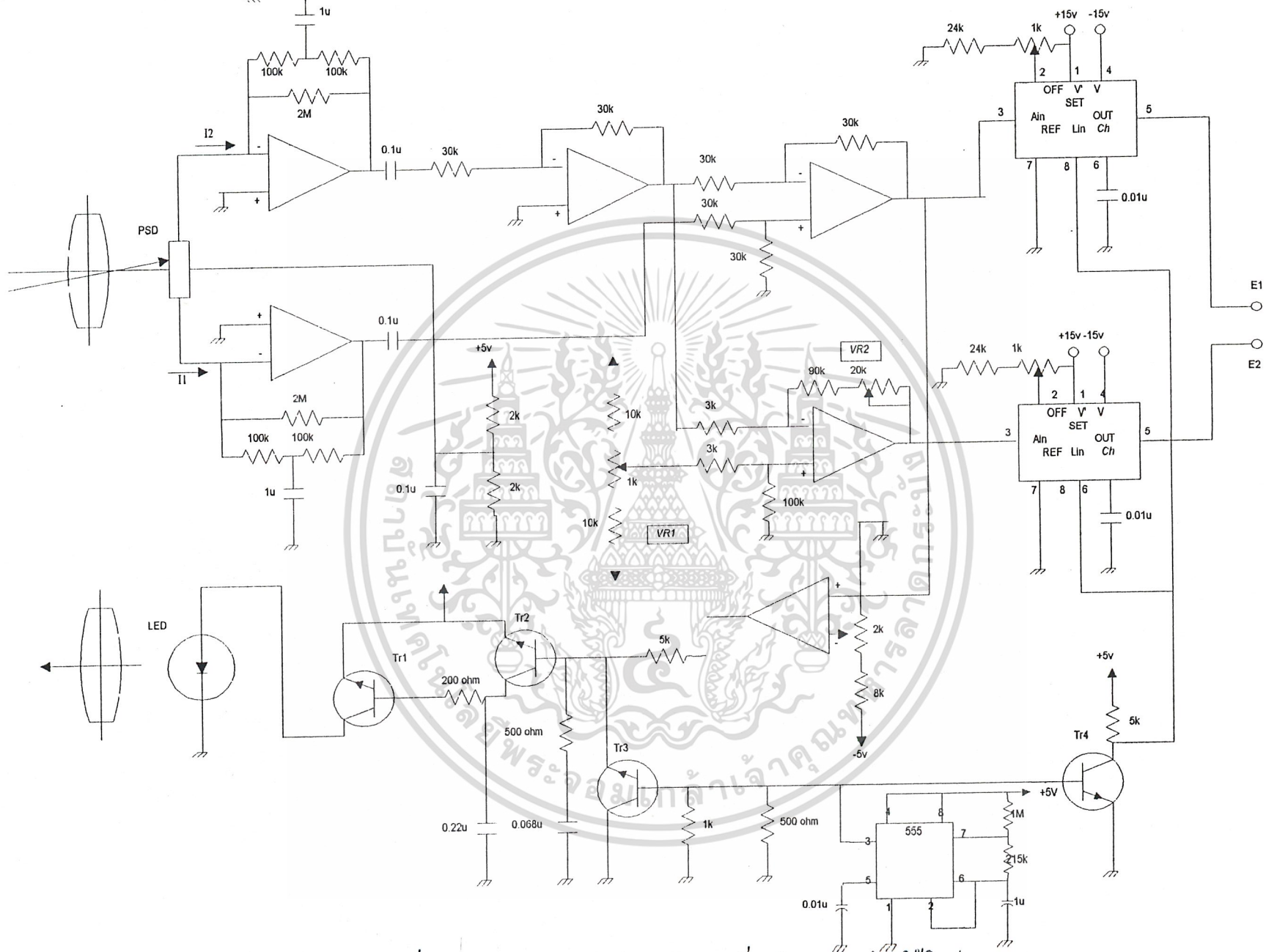
เป็นวงจรส่วนสุดท้าย ซึ่งจะทำหน้าที่เปรียบได้ดั่งโวลท์มิเตอร์ โดยทำหน้าที่วัดแรงดันที่ได้มาจากวงจรหารแรงดัน แล้วทำการแสดงผลโดยใช้ตัวแสดงผลแบบ 7 ส่วน (7 Segment)



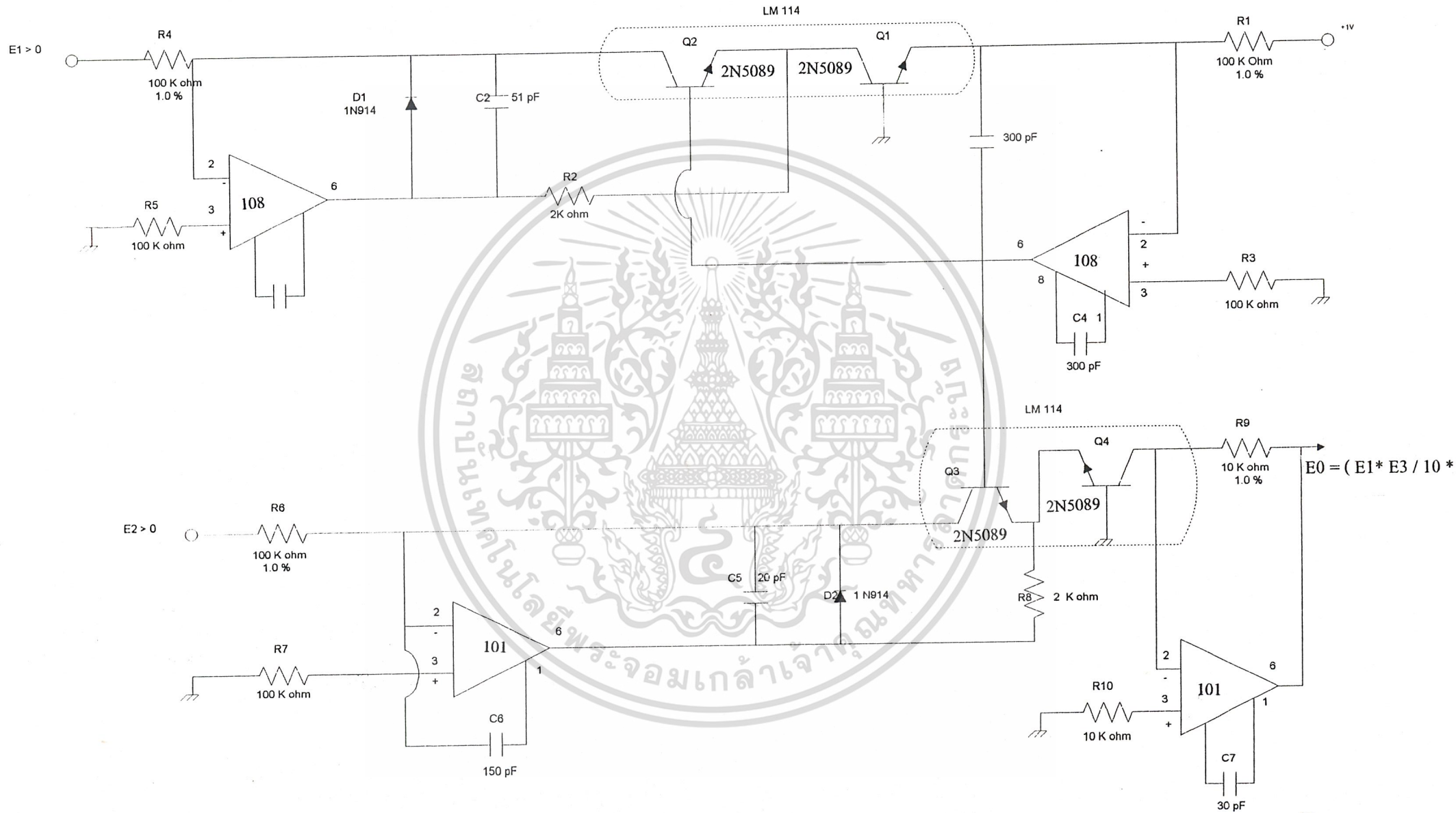
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



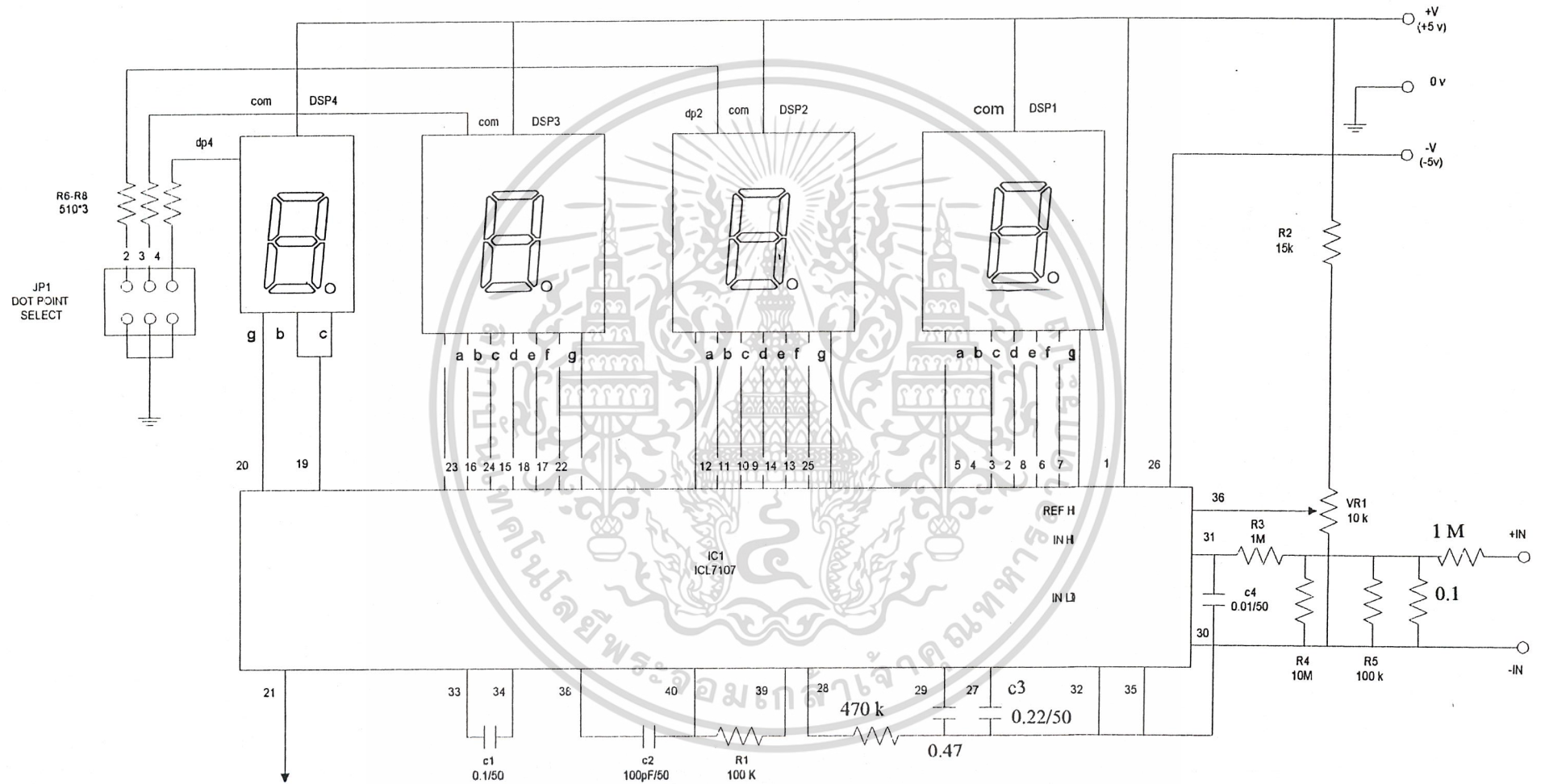
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรเครื่องวัดความถี่ทางโคโยใช้ชุดคร้าไอซนิก



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรส่วนภาคส่งและรับของเครื่องวัดระยะทางโดยใช้อินฟราเรด



รูปที่ 3.6 แสดงวงจรส่วนภาคหารแรงค้ำของเครื่องวัดระยะทางโดยใช้อินฟราเรด



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรส่วนภาคแสดงผลของเครื่องวัดระยะทางโดยใช้อินฟราเรด

## บทที่ 4

### การทดลอง และ ผลการทดลอง

#### 4.1 ผลการทดลอง

ตารางที่ 4.1 แสดงระยะทางที่วัดได้โดยเครื่องวัดระยะทางแบบอัลตราโซนิก

ระยะทางจริง (เซ็นติเมตร)	ระยะทางที่วัดได้โดย ไม่ใช้กรวย (เซ็นติเมตร)	เปอร์เซ็นต์ผิดพลาด (%)	ระยะทางที่วัดได้โดย ใช้กรวย (เซ็นติเมตร)	เปอร์เซ็นต์ผิดพลาด (%)
0 – 38	38	-	38	-
50	50	0	50	0
100	100	0	100	0
150	150	0	150	0
200	200	0	200	0
250	251	0.4	251	0.4
300	301	0.33	301	0.33
350	350	0	350	0
400	401	0.25	401	0.25
450	451	0.22	451	0.22
500	502	0.4	501	0.2
550	552	0.36	551	0.18
600	-	-	601	0.17
650	-	-	652	0.31
700	-	-	702	0.29

- ระยะทางน้อยที่สุดที่จะสามารถวัดได้

ก. เมื่อไม่มีกรวยครอบ Tx และ Rx : 38 เซนติเมตร

ข. เมื่อมีกรวยครอบ Tx และ Rx : 38 เซนติเมตร

- ระยะทางมากที่สุดที่จะสามารถวัดได้

ก. เมื่อไม่มีกรวยครอบ Tx และ Rx : 550 เซนติเมตร

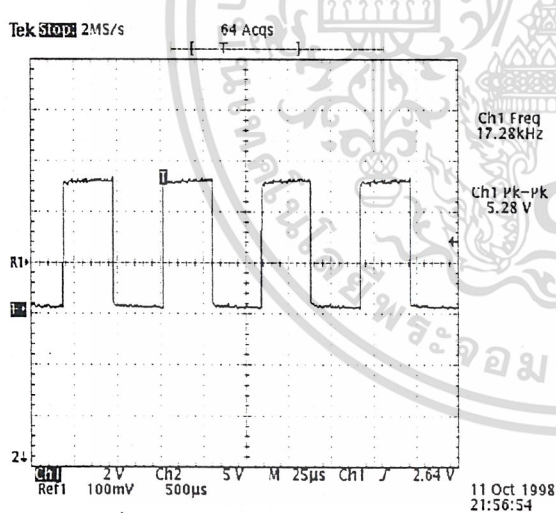
ข. เมื่อมีกรวยครอบ Tx และ Rx : 700 เซนติเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

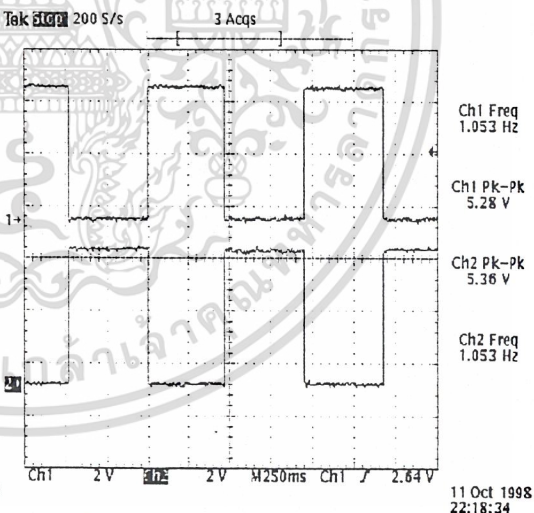
ตารางที่ 4.2 แสดงระยะทางที่วัดได้ของเครื่องวัดระยะทางแบบอัลตราโซนิก โดยพิจารณาเทียบกับขนาดพื้นที่หน้าตัดของเป้าวัตถุ

ขนาดพื้นที่หน้าตัดของวัตถุ (ตารางเซนติเมตร)	ระยะทางที่วัดได้ (เมตร)
900	ไม่มีกรวย: 2.40
	มีกรวย: 2.80
3600	ไม่มีกรวย: 3.30
	มีกรวย: 3.80
10000	ไม่มีกรวย: 4.00
	มีกรวย: 4.60

4.2 รูปสัญญาณของเครื่องวัดระยะทางแบบอัลตราโซนิก

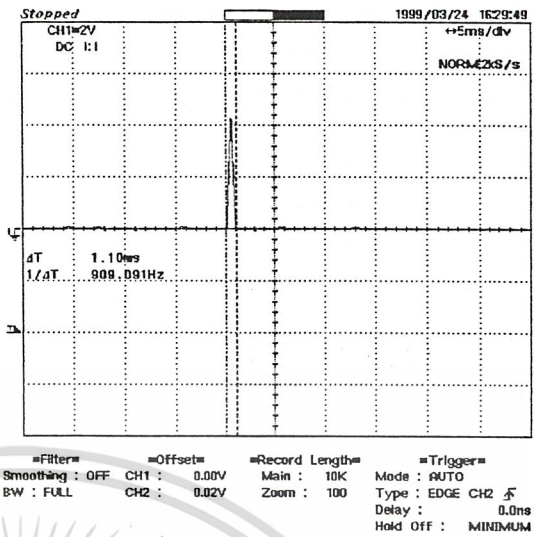
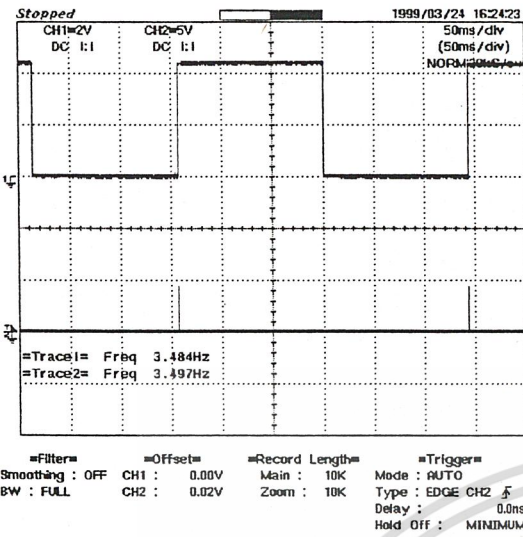


รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณความถี่ 17.3 KHz



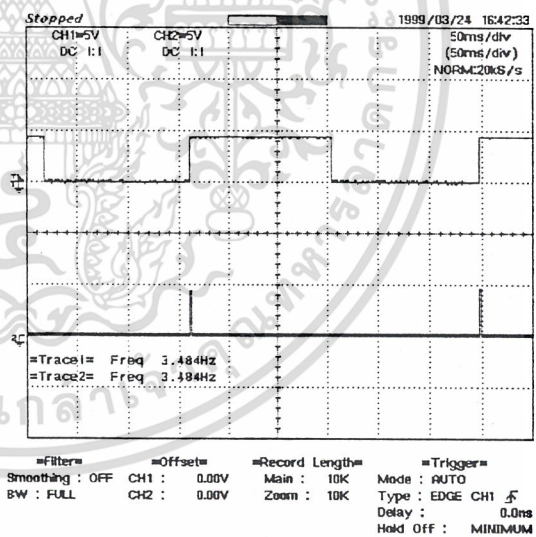
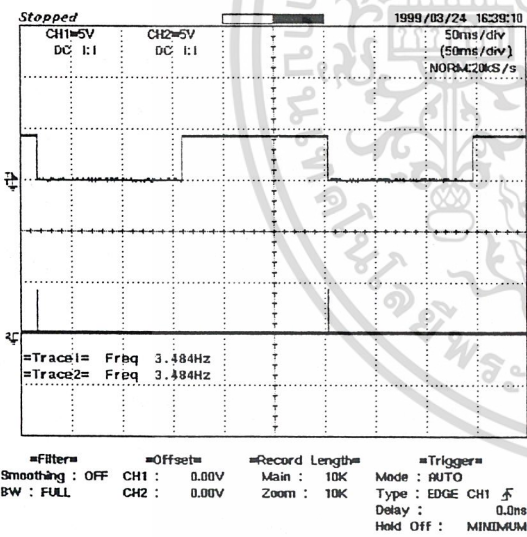
รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณ 1 Hz ที่ออกมาจากวงจร  
หาความถี่เปรียบเทียบกับสัญญาณที่ผ่าน inverter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณความถี่ 1 KHz กับสัญญาณ Reset Counter

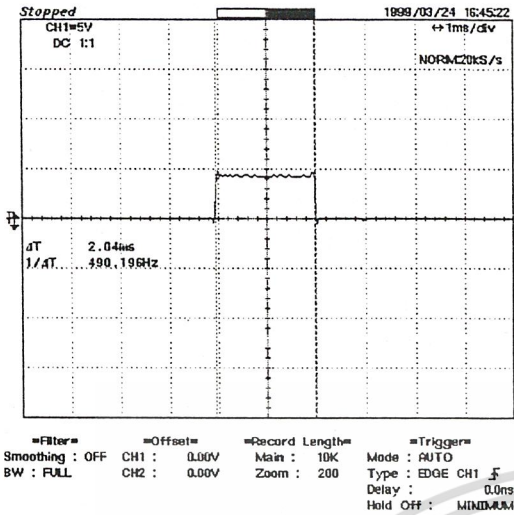
รูปที่ 4.4 แสดงความกว้างของ plus สัญญาณ Reset Counter



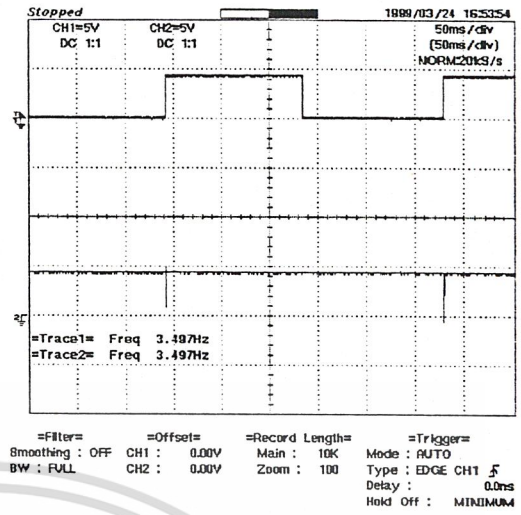
รูปที่ 4.5 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณความถี่ 1 KHz กับสัญญาณ Latch Counter

รูปที่ 4.6 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณความถี่ 1 KHz กับสัญญาณ Reset Flipflop

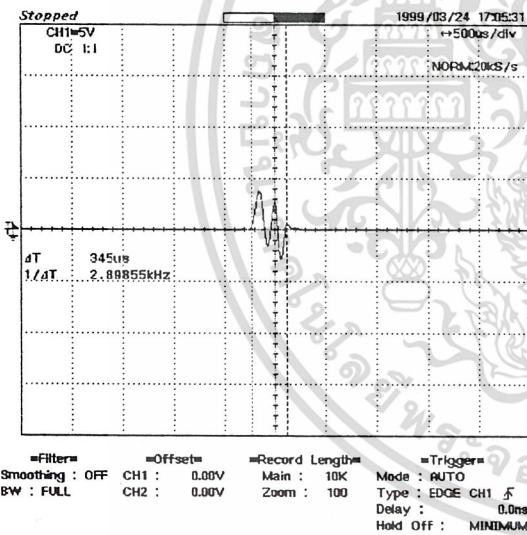
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



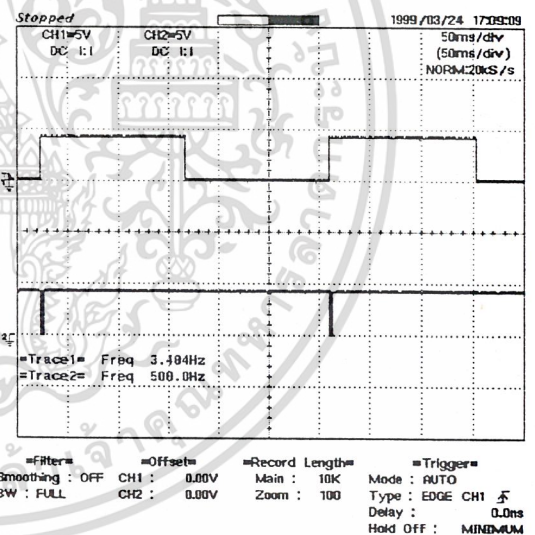
รูปที่ 4.7 แสดงความกว้างของ pulse สัญญาณ Reset Flipflop



รูปที่ 4.8 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณ ความถี่ 1 KHz กับสัญญาณจากขา 11 ของ IC 4093



รูปที่ 4.9 แสดงความกว้างของ pulse สัญญาณส่ง ที่พร้อมหัวส่ง Tx



รูปที่ 4.10 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณ ความถี่ 1 KHz กับสัญญาณ Clock Counter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

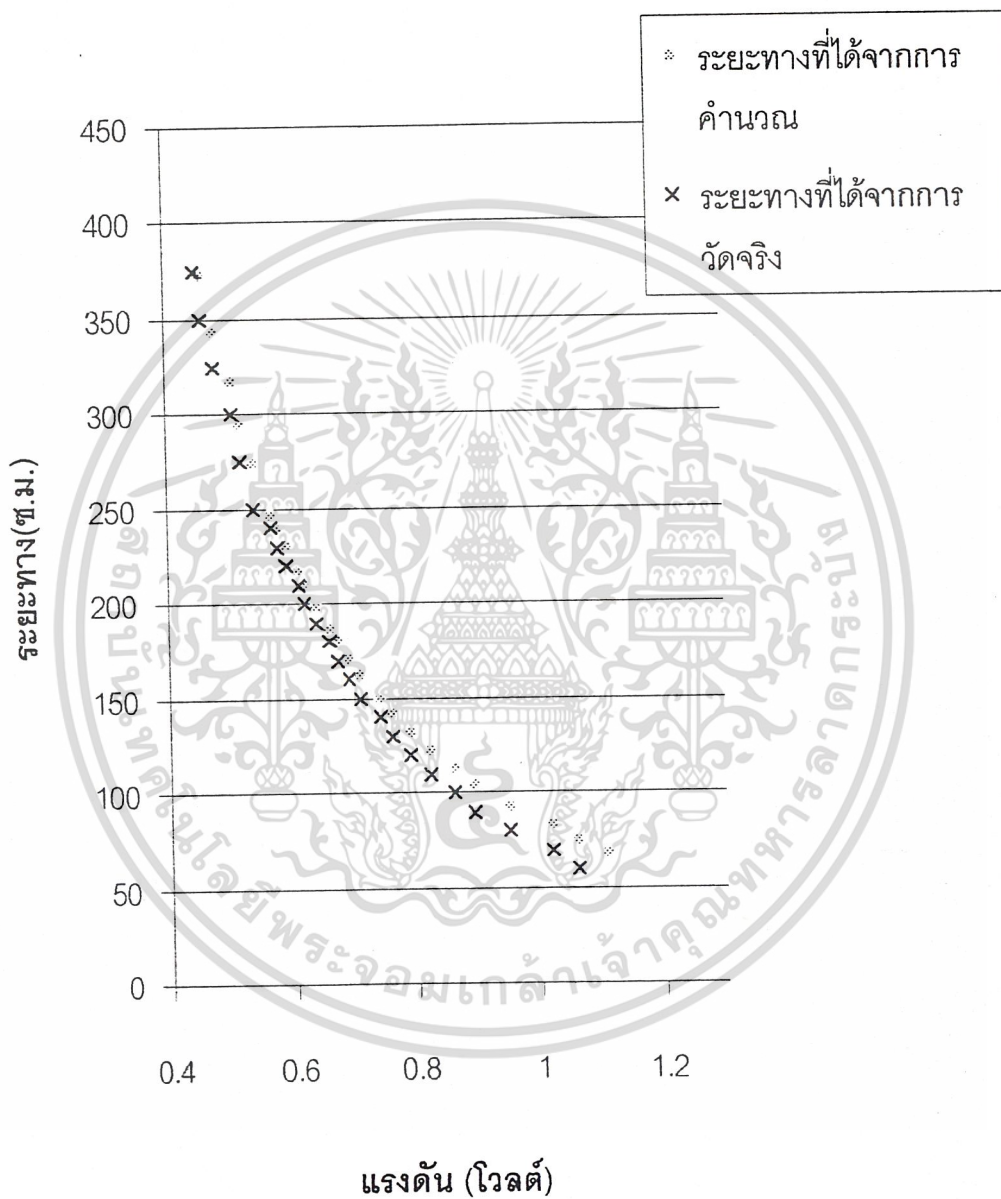


ตารางที่ 4.3 แสดงผลที่ได้จากการทดลองกับค่าที่ได้จากการคำนวณ

ระยะทางจริง (cm)	ค่าแรงดันที่วัดได้ (V)	ระยะทางที่ได้จากการ คำนวณ (cm)	เปอร์เซ็นต์ ความผิดพลาด
60	1.12	67.36	10.92
70	1.10	69.74	0.37
80	1.02	80.63	0.78
90	0.96	90.60	0.66
100	0.91	100.42	0.42
110	0.87	109.42	0.53
120	0.83	119.87	0.11
130	0.80	128.66	1.04
140	0.77	138.47	1.10
150	0.74	149.47	0.35
160	0.71	161.85	1.14
170	0.69	170.99	0.58
180	0.67	180.95	0.53
190	0.65	191.80	0.92
200	0.63	203.69	1.81
210	0.62	210.05	0.02
220	0.61	216.72	1.52
230	0.59	231.07	0.05
240	0.58	238.76	0.52
250	0.57	246.92	1.24
275	0.54	273.97	0.37
300	0.52	294.59	1.84
325	0.49	330.26	1.59
350	0.47	357.81	2.18
375	0.46	372.92	0.56
400	0.45	389.02	2.82

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กราฟแสดงการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการทดลอง และการคำนวณ



รูปที่ 4.14 แสดงการเปรียบเทียบผลการทดลองกับผลการคำนวณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### บทวิจารณ์และสรุป

จากการทดสอบเครื่องวัดระยะทางโดยใช้คุณสมบัติของคลื่นอุลตราโซนิกนั้นพบว่า เครื่องวัดระยะทางจะทำการวัดระยะทางได้ผลที่ใกล้เคียงกับระยะทางจริง ในช่วง 0.40 – 5.00 เมตร ซึ่งถือเป็นข้อจำกัดอย่างหนึ่งในการที่จะนำเครื่องวัดระยะทางไปประยุกต์ใช้งานในด้านต่างๆ โดยในส่วนหนึ่งเราจะมองเห็นว่า เครื่องไม่สามารถวัดระยะทางที่ต่ำกว่า 0.40 เมตรได้ สาเหตุนั้นก็เนื่องมาจากคลื่นอุลตราโซนิกที่เดินทางไป – กลับที่ระยะทางต่ำกว่า 0.40 เมตรนั้น จะใช้เวลาในการเดินทางน้อยกว่า 2 มิลลิวินาที ซึ่งช่วงเวลาดังกล่าวนี้ ฟลอปที่ภากรับสัญญาณกำลังทำการรีเซตอยู่และจะไม่สนใจอินพุตที่เข้ามา ข้อจำกัดต่อมาคือสภาพแวดล้อมและการแยกแยะเป้าหมายซึ่งถือเป็นส่วนสำคัญยิ่งในการวัดระยะทาง เพราะถ้ามีวัตถุวางอยู่หรือสอคแทรกเข้าใกล้กับทางเดินของคลื่น จะทำให้การวัดระยะทางได้ผลที่ผิดพลาดซึ่งเกิดจากการสะท้อนกลับของคลื่นอุลตราโซนิกที่กระทบกับสิ่งกีดขวาง ข้อจำกัดเหล่านี้ทำให้ระยะทำการของเครื่องวัดระยะทางมีค่าน้อยลง แต่ถ้ามีสภาพแวดล้อมที่ปราศจากสิ่งกีดขวาง เป้าสะท้อนที่มีผิวสะท้อนใหญ่เพียงพอ และสามารถทำให้ลำคลื่นที่ส่งออกไปแคบมากขึ้น ก็จะสามารถวัดระยะได้ไกลขึ้น และแยกแยะ ได้ดีขึ้น

ในส่วนของเครื่องวัดระยะทางที่ใช้ตัวกลางเป็นคลื่นแสงอินฟราเรด ปัญหาที่พบจะมากกว่าในระบบอุลตราโซนิกค่อนข้างมาก โดยเริ่มจากคุณสมบัติของตัวเอง เมื่อเปรียบเทียบกับแล้ว ถึงแม้คลื่นอุลตราโซนิกและคลื่นแสงอินฟราเรดจะมีคุณสมบัติที่คลื่นเดินทางเป็นเส้นตรงเหมือนกัน หรือสามารถสะท้อนเป้าหมายได้เหมือนกัน แต่ส่วนที่สำคัญและแตกต่างกันมากก็คือ อุลตราโซนิกมีความเร็วในอากาศเพียงประมาณ 330 เมตรต่อวินาทีซึ่งเทียบเท่ากับความเร็วของเสียงนั่นเอง แต่ในขณะที่เสียงกัน แสงอินฟราเรดจะมีความเร็วสูงถึง  $3 \times 10^8$  เมตรต่อวินาที ซึ่งมากกว่าความเร็วเสียงถึงประมาณ 1 ล้านเท่า การนำคลื่นแสงมาใช้งาน จึงค่อนข้างยุ่งยากและซับซ้อนกว่า เนื่องมาจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ส่วนมากไม่สามารถทำงาน ณ ที่ความเร็วหรือความถี่ที่สูงมากจนเกินไปได้ ดังนั้นการสร้างเครื่องวัดระยะทาง โดยวิธีทั้ง 2 จึงมีวิธีการที่ต่างกัน โดยความยุ่งยากจะอยู่ที่การนำคลื่นแสงมาใช้มากกว่า สำหรับการสร้างเครื่องวัดระยะทางด้วยแสงอินฟราเรดที่ใช้ในโครงการครั้งนี้ ซึ่งใช้หลักการทำงานแบบสามเหลี่ยมคล้ายของอุปกรณ์รับแสง ( PSD ; Position Sensitive Light Detector ) โดยเป็นอีกแนวความคิดหนึ่งซึ่งดัดแปลงมาจากวิธีการวัดระยะทางของอุปกรณ์กล้อง autofocus , video camera ต่างๆ ไม่ถือว่าประสบความสำเร็จเท่าใดนัก เนื่องมาจากปัญหาหลายๆประการ ซึ่งพอจะอธิบายได้ดังนี้ โครงการงานชิ้นนี้ได้้นำการคำนวณและรูปแบบของวงจรมาจากหนังสือภาษาญี่ปุ่นและได้จัดพิมพ์ขึ้นเมื่อประมาณ 10 ปีที่แล้ว และเมื่อถึงปัจจุบันก็ได้ยกเลิกการผลิตไปเรียบร้อยแล้ว และที่สำคัญอุปกรณ์บางชิ้น ไม่มีขายในเมืองไทย รวมทั้งอุปกรณ์บางชิ้นซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของวงจรภายในกล้อง ไม่มีการนำมาแยกขาย ถ้าต้องการอุปกรณ์เหล่านั้นจะต้องลงทุนซื้อกล่องแล้วทำการแยกแต่ละส่วนเอาเอง และถึงแม้จะได้ออกมาก็ไม่สามารถหาข้อมูลได้ เนื่องมาจากว่าข้อมูลของชิ้นส่วนจะถูกเก็บเป็นความลับของบริษัทที่ผลิตกล่องที่ใช้ขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนเหล่านั้น ดังนั้น โครงการงานชิ้นนี้ อุปกรณ์เกือบทุกชิ้นจะเป็นของแทนเกือบทั้งหมด และอาจมีผลทำให้ เครื่องวัฏระยะทางไม่สามารถทำงานได้ตามที่ต้องการได้

แนวทางแก้ไขหรือพัฒนา สำหรับเครื่องวัฏระยะทางโดยใช้คลื่นอุลตราโซนิคนี้ โดยรวมแล้วจะไม่ค่อยมีปัญหา เครื่องสามารถวัฏระยะทางได้ แต่ถ้าต้องการให้เครื่องสามารถส่งได้ไกลขึ้น จะต้องหาทางบีบอัดคลื่นให้แคบๆ และเพิ่มกำลังส่งให้มากขึ้น แต่สำหรับเครื่องวัฏระยะทางโดยใช้แสงอินฟราเรดตามวิธีที่ได้เสนอมานี้ เพื่อให้ได้ผลตามที่ต้องการ ควรจะมีอุปกรณ์ตามที่ระบุไว้ และที่จะลืมไม่ได้ เเลนส์ที่ใช้รวมแสงจะต้องสามารถรวมแสงให้มีความคมชัดที่สุด เพราะแสงอินฟราเรดสามารถพบได้ทั่วไป เช่น ในแสงอาทิตย์ ดังนั้น แสงที่ถูกปล่อยออกมาโดยถ้ามีความคมชัดก็จะถูกดูดกลืนหรือกระเจิงไปหมดรวมกับแสงอินฟราเรด ทั่วๆไป ทำให้การวัดเกิดความผิดพลาดขึ้นได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## หนังสืออ้างอิง

1. ทนง โชติสรยุทธ์, “เทคนิคการใช้งานอูลตราโซนิกทรานสดิวเซอร์ สำหรับนักทดลอง “ ,วารสารเคมีคอน คักเตอร์ อิเล็กทรอนิกส์ , ฉบับที่ 44
2. จีรพงษ์ นามแก้ว, .” คลับเมตรไร้สาย “ ,วารสารเคมีคอนคักเตอร์ อิเล็กทรอนิกส์ , ฉบับที่ 171 พฤษภาคม 2540 , หน้า 42
3. ผศ. อภินันท์ มัญยานนท์ ( B.Eng.M.Eng.( JAPAN ) ), “ การสื่อสารเส้นใยแสง “ , คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
4. Manfield , P.H. “ Electrical Transducer for Industrial Measurement “ , London , Butterworth , 1973
5. Lion , Kurt S. , ” Instrumentation in Scientific Research , Electrical Input Transducer “ , Newyork ; Mc Graw – Hill , 1959
6. Rudolf F. Graf , “ Amplifier Circuit “
7. Allan R. Hambley , “ A Top – Down Approach to Computer – Aided and Circuit Design “
8. David E. Loland and John A. Ross , “ Principles of Electronic Devices and Circuits “
9. Walter G. Jung , “ IC Op – Amp Cookbook “ , First Edition , 1977

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**SPEED/PACKAGE AVAILABILITY**

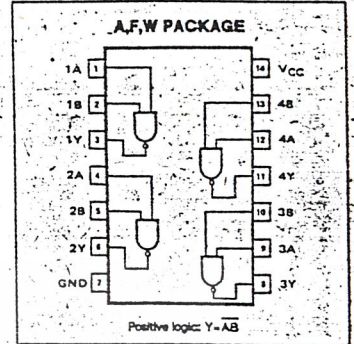
54 F	74 A,F
54LS F,W	74LS A,F
54S F,W	74S A,F

**SWITCHING CHARACTERISTICS**  $V_{CC} = 5V, T_A = 25^\circ C$

TEST CONDITIONS	54/74			54/74LS			54/74S			UNIT
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Propagation delay time $t_{PLH}$ Low-to-high		35	45		17	32	2	5	7.5	ns
									$C_L = 50pF$ 7.5	
$t_{PHL}$ High-to-low		8	15		15	28	2	4.5	7	ns
									$C_L = 50pF$ 7	

Load circuit and typical waveforms are shown at the front of section.

**PIN CONFIGURATION**

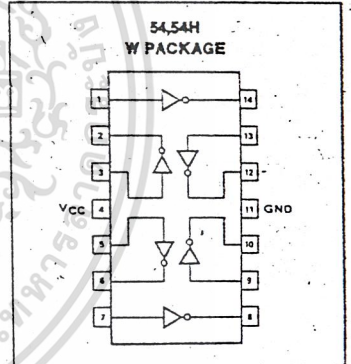
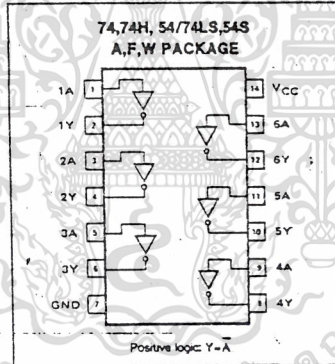


**HEX INVERTER**

**SPEED/PACKAGE AVAILABILITY**

54 F,W	74 A,F
54H F,W	74H A,F
54LS F,W	74LS A,F
54S F,W	74S A,F

**PIN CONFIGURATION**



**SWITCHING CHARACTERISTICS**  $V_{CC} = 5V, T_A = 25^\circ C$

TEST CONDITIONS	54/74			54/74H			54/74LS			54/74S			UNIT
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Propagation delay time $t_{PLH}$ Low-to-high		12	22		6	10	5	15		2	3	4.5	ns
												$C_L = 50pF$ 4.5	
$t_{PHL}$ High-to-low		8	15		6.5	10	9	15		2	3	5	ns
												$C_L = 50pF$ 5	

Load circuit and typical waveforms are shown at the front of section.



# MM74C925, MM74C926, MM74C927, MM74C928

## 4-Digit Counters with Multiplexed 7-Segment Output Drivers

MM74C925/MM74C926/MM74C927/MM74C928

### General Description

These CMOS counters consist of a 4-digit counter, an internal output latch, NPN output sourcing drivers for a 7-segment display, and an internal multiplexing circuitry with four multiplexing outputs. The multiplexing circuit has its own free-running oscillator, and requires no external clock. The counters advance on negative edge of clock. A high signal on the Reset input will reset the counter to zero, and reset the carry-out low. A low signal on the Latch Enable input will latch the number in the counters into the internal output latches. A high signal on Display Select input will select the number in the counter to be displayed; a low level signal on the Display Select will select the number in the output latch to be displayed.

The MM74C925 is a 4-decade counter and has Latch Enable, Clock and Reset inputs.

The MM74C926 is like the MM74C925 except that it has a display select and a carry-out used for cascading counters. The carry-out signal goes high at 6000, goes back low at 0000.

The MM74C927 is like the MM74C926 except the second most significant digit divides by 5 rather than 10. Thus, if the clock input frequency is 10 Hz, the display would read tenths of seconds and minutes (i.e., 9:59.9).

The MM74C928 is like the MM74C926 except the most significant digit divides by 2 rather than 10 and the carry-out is

an overflow indicator which is high at 2000, and it goes back low only when the counter is reset. Thus, this is a 3 1/2-digit counter.

### Features

- Wide supply voltage range 3V to 6V
- Guaranteed noise margin 1V
- High noise immunity 0.45 V<sub>CC</sub> (typ.)
- High segment sourcing current 40 mA
- @ V<sub>CC</sub> = 1.6V, V<sub>CC</sub> = 5V
- Internal multiplexing circuitry

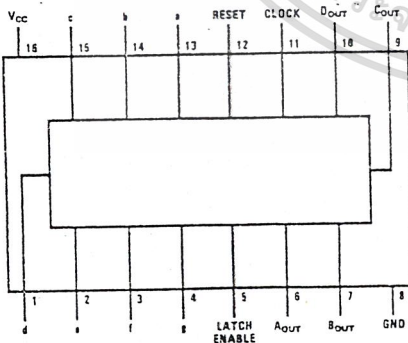
### Design Considerations

Segment resistors are desirable to minimize power dissipation and chip heating. The DS75492 serves as a good digit driver when it is desired to drive bright displays. When using this driver with a 5V supply at room temperature, the display can be driven without segment resistors to full illumination. The user must use caution in this mode however, to prevent overheating of the device by using too high a supply voltage or by operating at high ambient temperatures.

The input protection circuitry consists of a series resistor, and a diode to ground. Thus input signals exceeding V<sub>CC</sub> will not be clamped. This input signal should not be allowed to exceed 15V.

### Connection Diagrams

Dual-In-Line Package

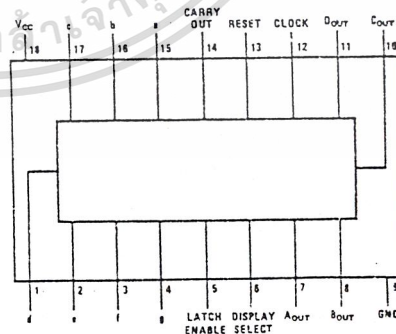


TL/F/5919-1

Top View

Order Number MM74C925\*

Dual-In-Line Package



TL/F/5919-2

Top View

Order Number MM74C926\*,  
MM74C927\* or MM74C928\*

\*Please look into Section 8, Appendix D for availability of various package types.

MM74C925/MM74C926/MM74C927/MM74C928

### Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Voltage at Any Output Pin     GND - 0.3V to  $V_{CC} + 0.3V$   
 Voltage at Any Input Pin     GND - 0.3V to +15V  
 Operating Temperature Range ( $T_A$ )     -40°C to +85°C

Storage Temperature Range     -65°C to +150°C  
 Power Dissipation ( $P_D$ )     Refer to  $P_D(MAX)$  vs  $T_A$  Graph  
 Operating  $V_{CC}$  Range     3V to 6V  
 $V_{CC}$      6.5V  
 Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)     260°C

### DC Electrical Characteristics Min/Max limits apply at -40°C ≤ $T_J$ ≤ +85°C, unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>CMOS TO CMOS</b>						
$V_{IN(1)}$	Logical "1" Input Voltage	$V_{CC} = 5V$	3.5			V
$V_{IN(0)}$	Logical "0" Input Voltage	$V_{CC} = 5V$			1.5	V
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage (Carry-Out and Digit Output Only)	$V_{CC} = 5V, I_O = -10 \mu A$	4.5			V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	$V_{CC} = 5V, I_O = 10 \mu A$			0.5	V
$I_{IN(1)}$	Logical "1" Input Current	$V_{CC} = 5V, V_{IN} = 15V$		0.005	1	$\mu A$
$I_{IN(0)}$	Logical "0" Input Current	$V_{CC} = 5V, V_{IN} = 0V$	-1	-0.005		$\mu A$
$I_{CC}$	Supply Current	$V_{CC} = 5V, \text{Outputs Open Circuit, } V_{IN} = 0V \text{ or } 5V$		.20	1000	$\mu A$
<b>CMOS/LPTTL INTERFACE</b>						
$V_{IN(1)}$	Logical "1" Input Voltage	$V_{CC} = 4.75V$	$V_{CC} - 2$			V
$V_{IN(0)}$	Logical "0" Input Voltage	$V_{CC} = 4.75V$			0.8	V
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage (Carry-Out and Digit Output Only)	$V_{CC} = 4.75V, I_O = -360 \mu A$	2.4			V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	$V_{CC} = 4.75V, I_O = 360 \mu A$			0.4	V
<b>OUTPUT DRIVE</b>						
$V_{OUT}$	Output Voltage (Segment Sourcing Output)	$I_{OUT} = -65 \text{ mA}, V_{CC} = 5V, T_J = 25^\circ C$ $I_{OUT} = -40 \text{ mA}, V_{CC} = 5V$ <div style="display: inline-block; vertical-align: middle; margin-left: 10px;"> <math>\left\{ \begin{array}{l} T_J = 100^\circ C \\ T_J = 150^\circ C \end{array} \right.</math> </div>	$V_{CC} - 2$ $V_{CC} - 1.6$ $V_{CC} - 2$	$V_{CC} - 1.3$ $V_{CC} - 1.2$ $V_{CC} - 1.4$		V V V
$R_{ON}$	Output Resistance (Segment Sourcing Output)  Output Resistance (Segment Output) Temperature Coefficient	$I_{OUT} = -65 \text{ mA}, V_{CC} = 5V, T_J = 25^\circ C$ $I_{OUT} = -40 \text{ mA}, V_{CC} = 5V$ <div style="display: inline-block; vertical-align: middle; margin-left: 10px;"> <math>\left\{ \begin{array}{l} T_J = 100^\circ C \\ T_J = 150^\circ C \end{array} \right.</math> </div>		20 30 35 0.6	32 40 50 0.8	$\Omega$ $\Omega$ $\Omega$ %/°C
$I_{SOURCE}$	Output Source Current (Digit Output)	$V_{CC} = 4.75V, V_{OUT} = 1.75V, T_J = 150^\circ C$	-1	-2		mA
$I_{SOURCE}$	Output Source Current (Carry-Out)	$V_{CC} = 5V, V_{OUT} = 0V, T_J = 25^\circ C$	-1.75	-3.3		mA
$I_{SINK}$	Output Sink Current (All Outputs)	$V_{CC} = 5V, V_{OUT} = V_{CC}, T_J = 25^\circ C$	1.75	3.6		mA
$\theta_{JA}$	Thermal Resistance	MM74C925 (Note 4) MM74C926, MM74C927, MM74C928		75 70	100 90	°C/W °C/W

**Note 1:** "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Except for "Operating Temperature Range" they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

**Note 2:** Capacitance is guaranteed by periodic testing.

**Note 3:**  $C_{PD}$  determines the no load AC power consumption of any CMOS device. For complete explanation see 54C/74C Family Characteristics application note, AN-90.

**Note 4:**  $\theta_{JA}$  measured in free-air with device soldered into printed circuit board.

**AC Electrical Characteristics**\*  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $C_L = 50\text{ pF}$ , unless otherwise noted

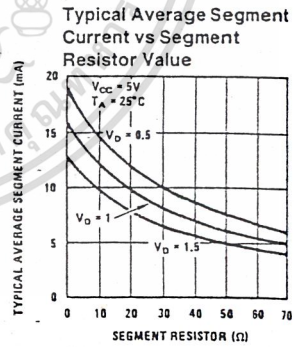
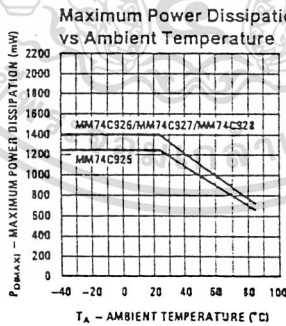
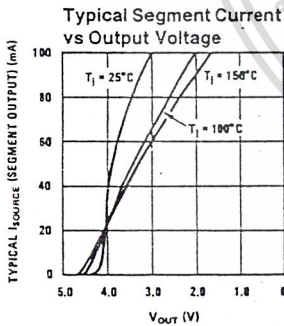
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
$f_{MAX}$	Maximum Clock Frequency	$V_{CC} = 5V$ , Square Wave Clock $T_j = 25^\circ\text{C}$ $T_j = 100^\circ\text{C}$	2 1.5	4 3		MHz MHz
$t_r, t_f$	Maximum Clock Rise or Fall Time	$V_{CC} = 5V$			15	$\mu\text{s}$
$t_{WR}$	Reset Pulse Width	$V_{CC} = 5V$ $T_j = 25^\circ\text{C}$ $T_j = 100^\circ\text{C}$	250 320	100 125		ns ns
$t_{WLE}$	Latch Enable Pulse Width	$V_{CC} = 5V$ $T_j = 25^\circ\text{C}$ $T_j = 100^\circ\text{C}$	250 320	100 125		ns ns
$t_{SET(CK, LE)}$	Clock to Latch Enable Set-Up Time	$V_{CC} = 5V$ $T_j = 25^\circ\text{C}$ $T_j = 100^\circ\text{C}$	2500 3200	1250 1600		ns ns
$t_{LR}$	Latch Enable to Reset Wait Time	$V_{CC} = 5V$ $T_j = 25^\circ\text{C}$ $T_j = 100^\circ\text{C}$	0 0	-100 -100		ns ns
$t_{SET(R, LE)}$	Reset to Latch Enable Set-Up Time	$V_{CC} = 5V$ $T_j = 25^\circ\text{C}$ $T_j = 100^\circ\text{C}$	320 400	160 200		ns ns
$f_{MUX}$	Multiplexing Output Frequency	$V_{CC} = 5V$		1000		Hz
$C_{IN}$	Input Capacitance	Any Input (Note 2)		5		pF

\*AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing.

**Functional Description**

- Reset — Asynchronous, active high
- Display Select — High, displays output of counter  
Low, displays output of latch
- Latch Enable — High, flow through condition  
Low, latch condition
- Clock — Negative edge sensitive
- Segment Output — Current sourcing with 40 mA @  $V_{OUT} = V_{CC} - 1.6V$  (typ.) Also, sink capability = 2 LTTL loads
- Digit Output — Current sourcing with 1 mA @  $V_{OUT} = 1.75V$ . Also, sink capability = 2 LTTL loads
- Carry-Out — 2 LTTL loads. See carry-out waveforms.

**Typical Performance Characteristics**

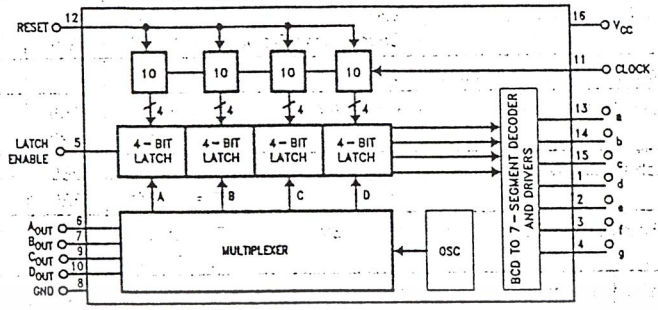


Note:  $V_D$  = Voltage across digit driver

TLF/5919-3

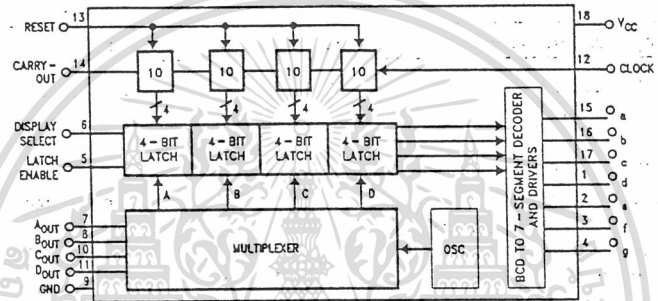
# Logic and Block Diagrams

MM74C925



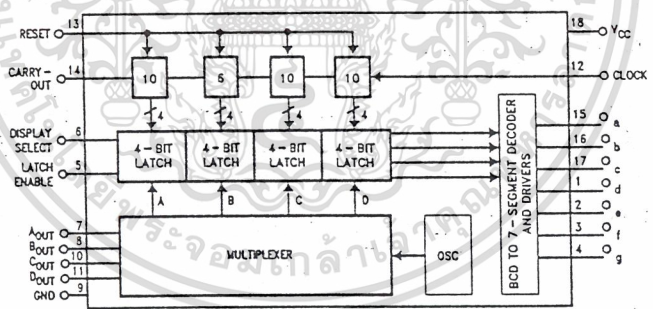
TL/F/5919-4

MM74C926



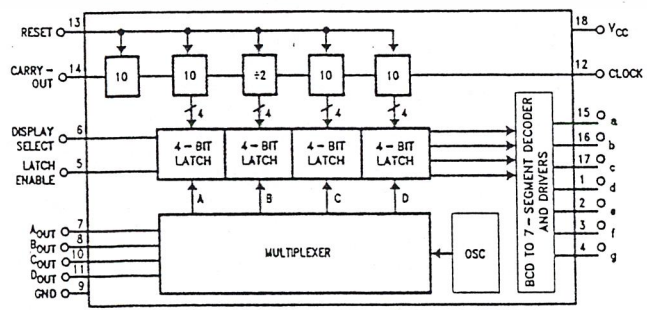
TL/F/5919-5

MM74C927



TL/F/5919-6

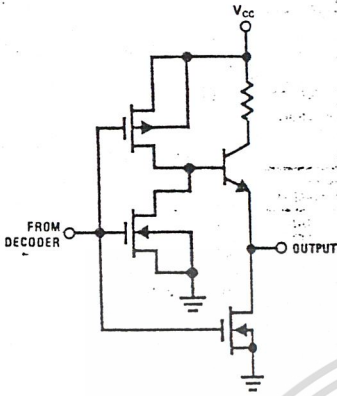
MM74C928



TL/F/5919-7

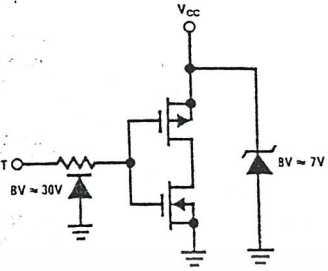
Logic and Block Diagrams (Continued)

Segment Output Driver



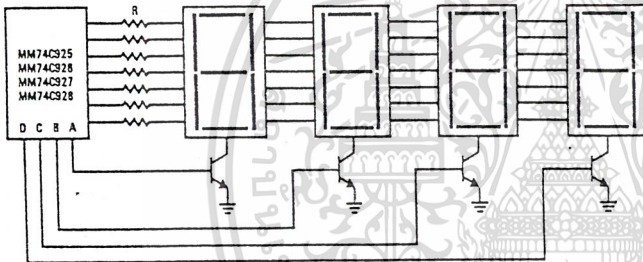
TL/F/5919-8

Input Protection



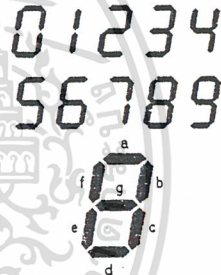
TL/F/5919-9

Common Cathode LED Display



TL/F/5919-10

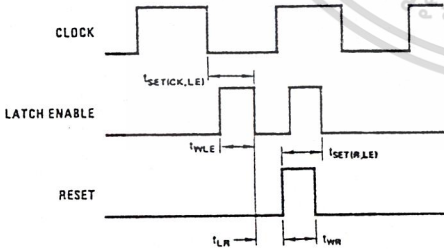
Segment Identification



TL/F/5919-11

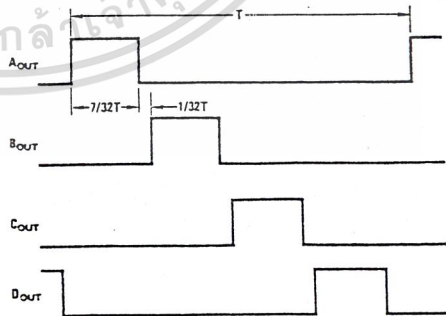
Switching Time Waveforms

Input Waveforms



TL/F/5919-12

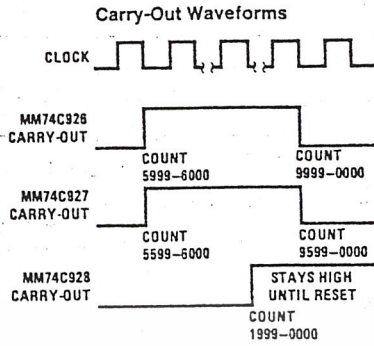
Multiplexing Output Waveforms



TL/F/5919-13

$T = 1/f_{MUX}$

## Switching Time Waveforms (Continued)



TL/F/5919-14



ICL8048/ICL8049

# ICL8048/ICL8049

## Log/Antilog Amplifier



### GENERAL DESCRIPTION

The 8048 is a monolithic logarithmic amplifier capable of handling six decades of current input, or three decades of voltage input. It is fully temperature compensated and is nominally designed to provide 1 volt of output for each decade change of input. For increased flexibility, the scale factor, reference current and offset voltage are externally adjustable.

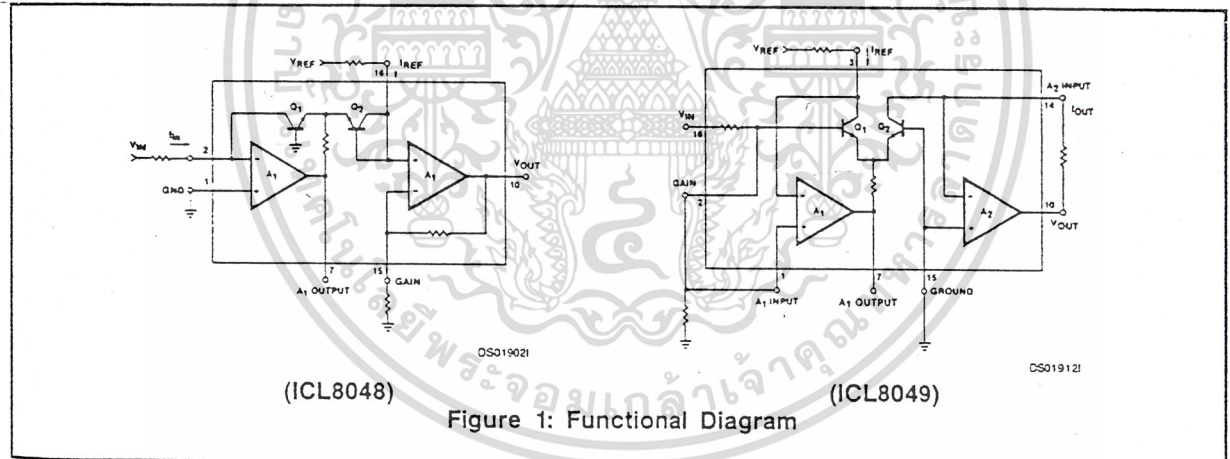
The 8049 is the antilogarithmic counterpart of the 8048; it nominally generates one decade of output voltage for each 1 volt change at the input.

### FEATURES

- 1/2% Full Scale Accuracy
- Temperature Compensated for 0°C to +70°C Operation
- Scale Factor 1V/Decade, Adjustable
- 120dB Dynamic Current Range (8048)
- 60dB Dynamic Voltage Range (8048 & 8049)
- Dual JFET-Input Op-Amps

### ORDERING INFORMATION

PART NUMBER	ERROR (25°C)	TEMPERATURE RANGE	PACKAGE
ICL8048BCJE	30mV	0°C to +70°C	16 Pin CERDIP
ICL8048BCPE	30mV	0°C to +70°C	16 Pin Plastic DIP
ICL8048CCJE	60mV	0°C to +70°C	16 Pin CERDIP
ICL8048CCPE	60mV	0°C to +70°C	16 Pin Plastic DIP
ICL8049BCJE	10mV	0°C to +70°C	16 Pin CERDIP
ICL8049BCPE	10mV	0°C to +70°C	16 Pin Plastic DIP
ICL8049CCJE	25mV	0°C to +70°C	16 Pin CERDIP
ICL8049CCPE	25mV	0°C to +70°C	16 Pin Plastic DIP



(ICL8048)

(ICL8049)

Figure 1: Functional Diagram

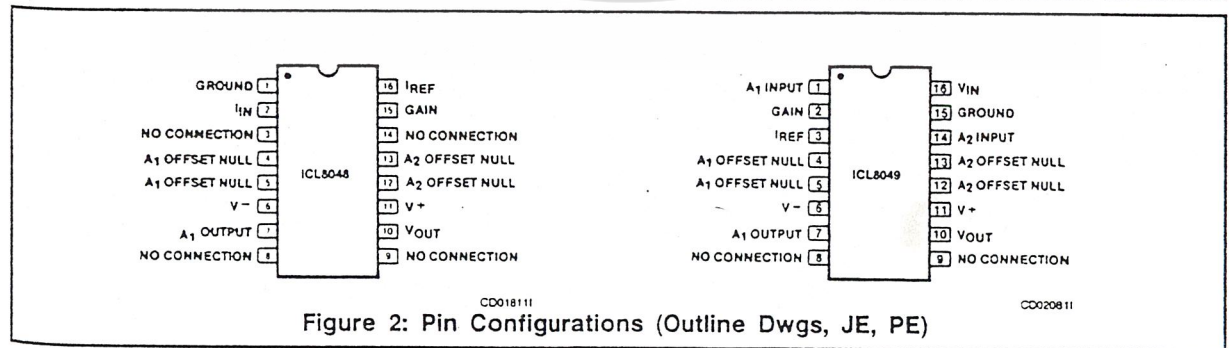
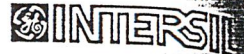


Figure 2: Pin Configurations (Outline Dwgs, JE, PE)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด  
 Note: All typical values have been guaranteed by characterization and are not tested.  
 ไม่ว่ากรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# ICL8048/ICL8049



## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (ICL8048)

Supply Voltage.....±18V  
 $I_{IN}$  (Input Current).....2mA  
 $I_{REF}$  (Reference Current).....2mA  
 Voltage between Offset Null and  $V^+$ .....±0.5V  
 Power Dissipation.....750mW

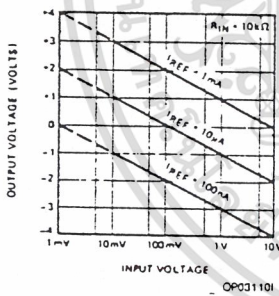
Operating Temperature Range ..... 0°C to +70°C  
 Output Short Circuit Duration ..... Indefinite  
 Storage Temperature Range ..... -65°C to +150°C  
 Lead Temperature (Soldering, 10sec) ..... 300°C

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS (ICL8048)**  $V_S = \pm 15V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ ,  $I_{REF} = 1mA$ , scale factor adjusted for 1V/decade unless otherwise specified.

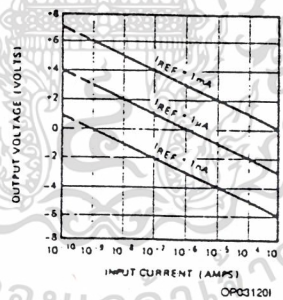
PARAMETER	TEST CONDITIONS	8048BC			8048CC			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Dynamic Range $I_{IN}$ (1nA - 1mA) $V_{IN}$ (10mV - 10V)	$R_{IN} = 10k\Omega$	120 60			120 60			dB dB
Error, % of Full Scale	$T_A = 25^\circ C$ , $I_{IN} = 1nA$ to 1mA		.20	0.5	.25	1.0		%
Error, % of Full Scale	$T_A = 0^\circ C$ to +70°C, $I_{IN} = 1nA$ to 1mA		.60	1.25	.80	2.5		%
Error, Absolute Value	$T_A = 25^\circ C$ , $I_{IN} = 1nA$ to 1mA		12	30	14	60		mV
Error, Absolute Value	$T_A = 0^\circ C$ to +70°C $I_{IN} = 1nA$ to 1mA		36	75	50	150		mV
Temperature Coefficient of $V_{OUT}$	$I_{IN} = 1nA$ to 1mA		0.8		0.8			mV/°C
Power Supply Rejection Ratio	Referred to Output		2.5		2.5			mV/V
Offset Voltage ( $A_1$ & $A_2$ )	Before Nulling		15	25	15	50		mV
Wideband Noise	At Output, for $I_{IN} = 100\mu A$		250		250			$\mu V$ (RMS)
Output Voltage Swing	$R_L = 10k\Omega$ $R_L = 2k\Omega$	±12 ±10	±14 ±13		±12 ±10	±14 ±13		V V
Power Consumption			150	200	150	200		mW
Supply Current			5	6.7	5	6.7		mA

## TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

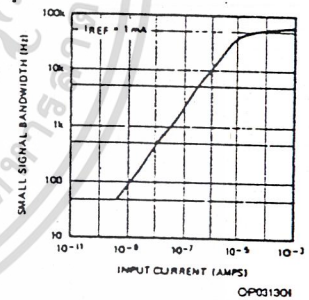
TRANSFER FUNCTION FOR CURRENT INPUTS



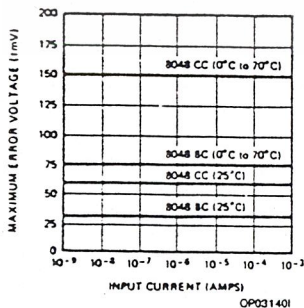
TRANSFER FUNCTION FOR VOLTAGE INPUTS



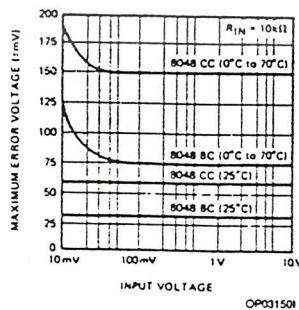
SMALL SIGNAL BANDWIDTH AS A FUNCTION OF INPUT CURRENT



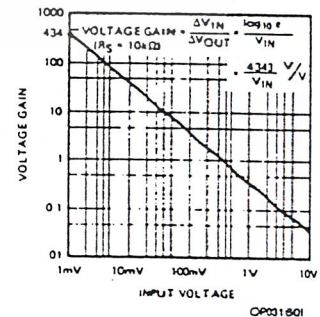
MAXIMUM ERROR VOLTAGE AT THE OUTPUT AS A FUNCTION OF INPUT CURRENT



MAXIMUM ERROR VOLTAGE AT THE OUTPUT AS A FUNCTION OF INPUT VOLTAGE



SMALL SIGNAL VOLTAGE GAIN AS A FUNCTION OF INPUT VOLTAGE FOR  $R_S = 10k\Omega$



Note: All typical values have been guaranteed by characterization and are not tested.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICL8048/ICL8049

# ICL8048/ICL8049



## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (ICL8049)

Supply Voltage ..... ±18V  
 $V_{IN}$  (Input Voltage) ..... ±15V  
 $I_{REF}$  (Reference Current) ..... 2mA  
 Voltage between Offset Null and  $V^+$  ..... ±0.5V  
 Power Dissipation ..... 750mW

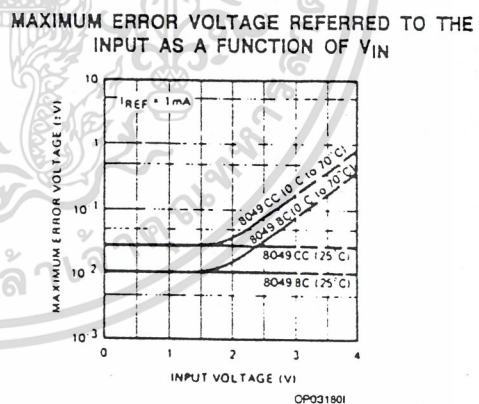
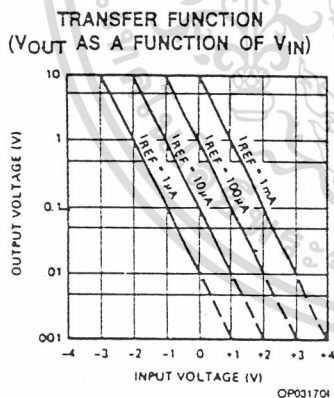
Operating Temperature Range ..... 0°C to +70°C  
 Output Short Circuit Duration ..... Indefinite  
 Storage Temperature Range ..... -65°C to +150°C  
 Lead Temperature (Soldering, 10sec) ..... 300°C

Stresses above 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 above those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (ICL8049) $V_S = \pm 15V$ , $T_A = 25^\circ C$ , $I_{REF} = 1mA$ , scale factor adjusted for 1 decade (out) per volt (in), unless otherwise specified.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	8049BC			8049CC			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Dynamic Range ( $V_{OUT}$ )	$V_{OUT} = 10mV$ to $10V$	60			60			dB
Error, Absolute Value	$T_A = 25^\circ C$ , $0V \leq V_{IN} \leq 3V$		3	10		5	25	mV
Error, Absolute Value	$T_A = 0^\circ C$ to $+70^\circ C$ , $0V \leq V_{IN} \leq 3V$		20	75		30	150	mV
Temperature Coefficient, Referred to $V_{IN}$	$V_{IN} = 3V$		0.38			0.55		mV/°C
Power Supply Rejection Ratio	Referred to Input, for $V_N = 0V$		2.0			2.0		$\mu V/V$
Offset Voltage ( $A_1$ & $A_2$ )	Before Nulling		15	25		15	50	mV
Wideband Noise	Referred to Input, for $V_{IN} = 0V$		26			26		$\mu V(RMS)$
Output Voltage Swing	$R_L = 10k\Omega$		±12	±14		±12	±14	V
	$R_L = 2k\Omega$		±10	±13		±10	±13	V
Power Consumption			150	200		150	200	mW
Supply Current			5	6.7		5	6.7	mA

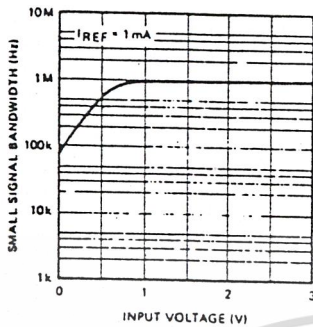
## TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



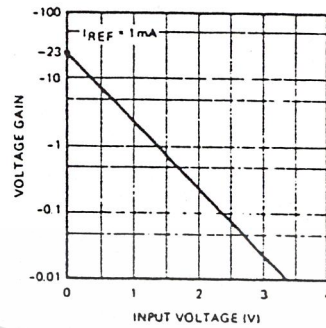
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 Note: All typical values have been guaranteed by characterization and are not tested.  
 ไม่วางกรรมใดๆ ฟงสิน ออกทงหนามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (CONT.)

SMALL SIGNAL BANDWIDTH AS A FUNCTION OF INPUT VOLTAGE



SMALL SIGNAL VOLTAGE GAIN AS A FUNCTION OF INPUT VOLTAGE



### ICL8048 DETAILED DESCRIPTION

The ICL8048 relies for its operation on the well-known exponential relationship between the collector current and the base-emitter voltage of a transistor:

$$I_C = I_S \left[ e^{qV_{BE}/kT} - 1 \right] \quad (1)$$

For base-emitter voltages greater than 100mV, Eq. (1) becomes

$$I_C = I_S e^{qV_{BE}/kT} \quad (2)$$

From Eq. (2), it can be shown that for two identical transistors operating at different collector currents, the  $V_{BE}$  difference ( $\Delta V_{BE}$ ) is given by:

$$\Delta V_{BE} = -2.303 \times \frac{kT}{q} \log_{10} \left[ \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right] \quad (3)$$

Referring to Figure 3, it is clear that the potential at the collector of  $Q_2$  is equal to the  $\Delta V_{BE}$  between  $Q_1$  and  $Q_2$ . The output voltage is  $\Delta V_{BE}$  multiplied by the gain of  $A_2$ :

$$V_{OUT} = -2.303 \left( \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) \left( \frac{kT}{q} \right) \log_{10} \left[ \frac{I_{IN}}{I_{REF}} \right] \quad (4)$$

The expression  $2.303 \times \frac{kT}{q}$  has a numerical value of 59mV at 25°C; thus in order to generate 1 volt/decade at the output, the ratio  $(R_1 + R_2)/R_2$  is chosen to be 16.9. For this scale factor to hold constant as a function of temperature, the  $(R_1 + R_2)/R_2$  term must have a  $1/T$  characteristic to compensate for  $kT/q$ .

In the ICL8048 this is achieved by making  $R_1$  a thin film resistor, deposited on the monolithic chip. It has a nominal value of 15.9kΩ at 25°C, and its temperature coefficient is carefully designed to provide the necessary compensation. Resistor  $R_2$  is external and should be a low T.C. type; it should have a nominal value of 1kΩ to provide 1 volt/decade, and must have an adjustment range of ±20% to allow for production variations in the absolute value of  $R_1$ .

### ICL8048 OFFSET AND SCALE FACTOR ADJUSTMENT\*

A log amp, unlike an op-amp, cannot be offset adjusted by simply grounding the input. This is because the log of zero approaches minus infinity; reducing the input current to zero starves  $Q_1$  of collector current and opens the feedback loop around  $A_1$ . Instead, it is necessary to zero the offset voltage of  $A_1$  and  $A_2$  separately, and then to adjust the scale factor. Referring to Figure 3, this is done as follows:

- 1) Temporarily connect a 10kΩ resistor ( $R_0$ ) between pins 2 and 7. With no input voltage, adjust  $R_4$  until the output of  $A_1$  (pin 7) is zero. Remove  $R_0$ . Note that for a current input, this adjustment is not necessary since the offset voltage of  $A_1$  does not cause any error for current-source inputs.
- 2) Set  $I_{IN} = I_{REF} = 1mA$ . Adjust  $R_5$  such that the output of  $A_2$  (pin 10) is zero.
- 3) Set  $I_{IN} = 1\mu A$ ,  $I_{REF} = 1mA$ . Adjust  $R_2$  for  $V_{OUT} = 3$  volts (for a 1 volt/decade scale factor) or 6 volts (for a 2 volt/decade scale factor).

Step #3 determines the scale factor. Setting  $I_{IN} = 1\mu A$  optimizes the scale factor adjustment over a fairly wide dynamic range, from 1mA to 1nA. Clearly, if the 8048 is to be used for inputs which only span the range 100μA to 1mA, it would be better to set  $I_{IN} = 100\mu A$  in Step #3. Similarly, adjustment for other scale factors would require different  $I_{IN}$  and  $V_{OUT}$  values.

\*See A053 for an automatic offset nulling circuit.

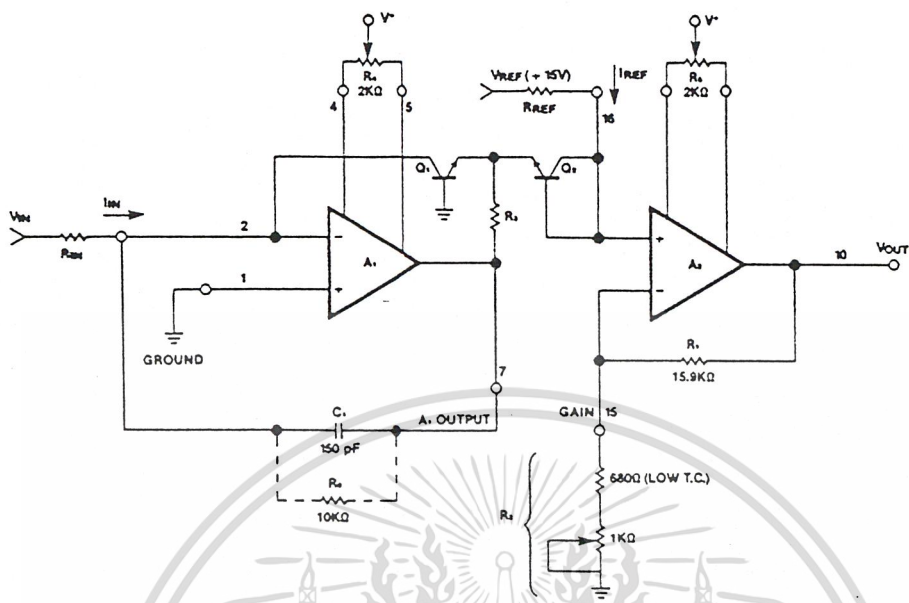


Figure 3: ICL8048 Offset and Scale Factor Adjustment

LC02800

**ICL8049 DETAILED DESCRIPTION**

The ICL8049 relies on the same logarithmic properties of the transistor as the ICL8048. The input voltage forces a specific  $\Delta V_{BE}$  between  $Q_1$  and  $Q_2$  (Figure 4). This  $V_{BE}$  difference is converted into a difference of collector currents by the transistor pair. The equation governing the behavior of the transistor pair is derived from (2) on the previous page and is as follows:

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \exp\left[\frac{q\Delta V_{BE}}{kT}\right]$$

When numerical values for  $q/kT$  are put into this equation, it is found that a  $\Delta V_{BE}$  of 59mV (at 25°C) is required to change the collector current ratio by a factor of ten. But for ease of application, it is desirable that a 1 volt change at the input generate a tenfold change at the output. The required input attenuation is achieved by the network comprising  $R_1$  and  $R_2$ . In order that scale factors other than one decade per volt may be selected,  $R_2$  is external to the chip. It should have a value of 1kΩ, adjustable  $\pm 20\%$ , for one decade per volt.  $R_1$  is a thin film resistor deposited on the monolithic chip; its temperature characteristics are chosen to compensate the temperature dependence of equation 5, as explained on the previous page.

The overall transfer function is as follows:

$$\frac{I_{OUT}}{I_{REF}} = \exp\left[\frac{-R_2}{(R_1 + R_2)} \times \frac{qV_{IN}}{kT}\right] \quad (6)$$

Substituting  $V_{OUT} = I_{OUT} \times R_{OUT}$  gives:

$$V_{OUT} = R_{OUT} I_{REF} \exp\left[\frac{-R_2}{(R_1 + R_2)} \times \frac{qV_{IN}}{kT}\right] \quad (7)$$

For voltage references equation 7 becomes

$$V_{OUT} = V_{REF} \times \frac{R_{OUT}}{R_{REF}} \exp\left[\frac{-R_2}{(R_1 + R_2)} \times \frac{qV_{IN}}{kT}\right] \quad (8)$$

**ICL8049 OFFSET AND SCALE FACTOR ADJUSTMENT\***

As with the log amplifier, the antilog amplifier requires three adjustments. The first step is to null out the offset voltage of  $A_2$ . This is accomplished by reverse biasing the base-emitter of  $Q_2$ .  $A_2$  then operates as a unity gain buffer with a grounded input. The second step forces  $V_{IN} = 0$ ; the output is adjusted for  $V_{OUT} = 10V$ . This step essentially "anchors" one point on the transfer function. The third step applies a specific input and adjusts the output to the correct voltage. This sets the scale factor. Referring to Figure 4, the exact procedure for 1 decade/volt is as follows:

- 1) Connect the input (pin # 16) to +15V. This reverse biases the base-emitter of  $Q_2$ . Adjust  $R_7$  for  $V_{OUT} = 0V$ . Disconnect the input from +15V.
- 2) Connect the input to Ground. Adjust  $R_4$  for  $V_{OUT} = 10V$ . Disconnect the input from Ground.
- 3) Connect the input to a precise 2V supply and adjust  $R_2$  for  $V_{OUT} = 100mV$ .

The procedure outlined above optimizes the performance over a 3 decade range at the output (i.e.,  $V_{OUT}$  from 10mV to 10V). For a more limited range of output voltages, for example 1V to 10V, it would be better to use a precise 1 volt supply and adjust for  $V_{OUT} = 1V$ . For other scale factors and/or starting points, different values for  $R_2$  and  $R_{REF}$  will be needed, but the same basic procedure applies.

\*See A053 for an automatic offset nulling circuit.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 Note: All typical values have been guaranteed by characterization and are not tested.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

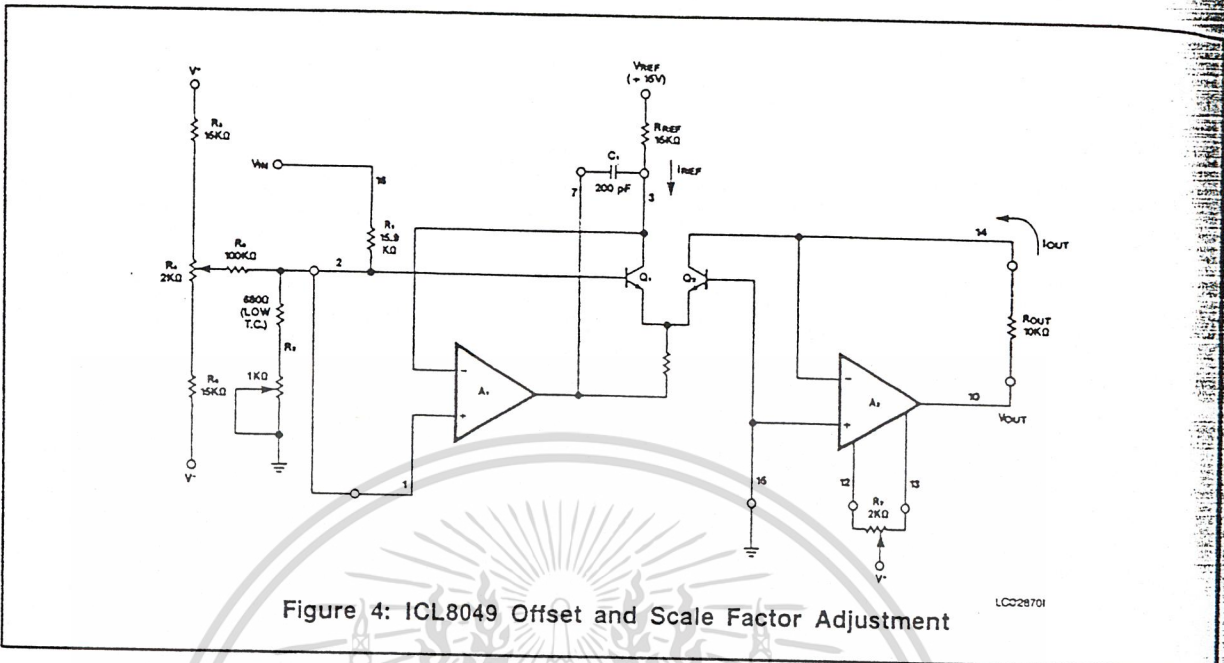


Figure 4: ICL8049 Offset and Scale Factor Adjustment

APPLICATIONS INFORMATION

ICL8048 Scale Factor Adjustment

The scale factor adjustment procedures outlined previously for the ICL8048 and ICL8049, are primarily directed towards setting up 1 volt ( $\Delta V_{OUT}$ ) per decade ( $\Delta I_{IN}$  or  $\Delta V_{IN}$ ) for the log amp, or one decade ( $\Delta V_{OUT}$ ) per volt ( $\Delta V_{IN}$ ) for the antilog amp.

This corresponds to  $K = 1$  in the respective transfer functions:

Log Amp:  $V_{OUT} = -K \log_{10} \left( \frac{I_{IN}}{I_{REF}} \right)$  (9)

Antilog Amp:  $V_{OUT} = R_{OUT} I_{REF} 10^{\frac{-V_{IN}}{K}}$  (10)

By adjusting  $R_2$  (Figure 3 and Figure 4) the scale factor "K" in equation 9 and 10 can be varied. The effect of changing K is shown graphically in Figure 5 for the log amp, and Figure 6 for the antilog amp. The nominal value of  $R_2$  required to give a specific value of K can be determined from equation 11. It should be remembered that  $R_1$  has a  $\pm 20\%$  tolerance in absolute value, so that allowance shall be made for adjusting the nominal value of  $R_2$  by  $\pm 20\%$ .

$$R_2 = \frac{941}{(K - .059)} \Omega \quad (11)$$

Frequency Compensation

Although the op-amps in both the ICL8048 and the ICL8049 are compensated for unity gain, some additional frequency compensation is required. This is because the log transistors in the feedback loop add to the loop gain. In the 8048, 150 pF should be connected between Pins 2 and 7 (Figure 3). In the 8049, 200 pF between Pins 3 and 7 is recommended (Figure 4).

EFFECT OF VARYING "K" ON THE LOG AMPLIFIER

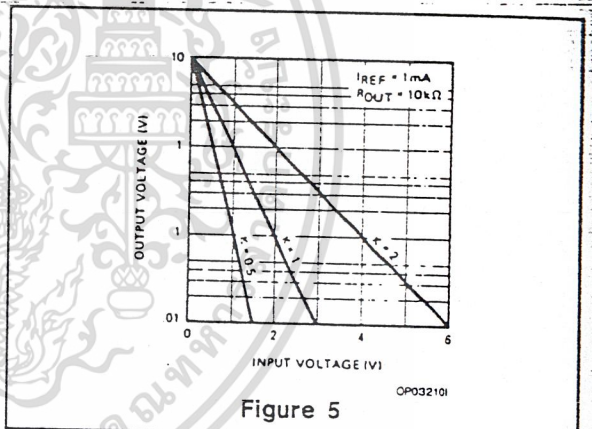


Figure 5

EFFECT OF VARYING "K" ON THE ANTILOG AMPLIFIER

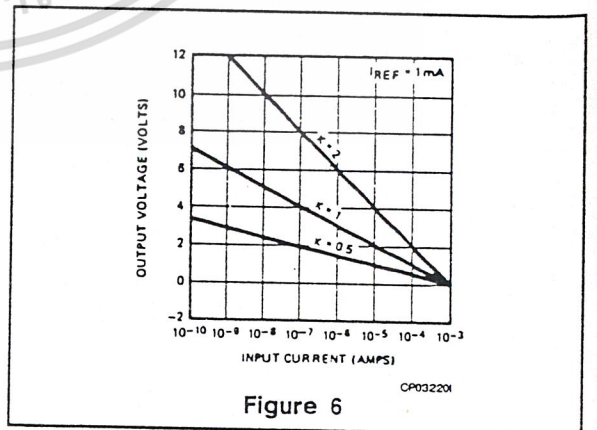


Figure 6

# ICL8048/ICL8049



## Error Analysis

Performing a meaningful error analysis of a circuit containing log and antilog amplifiers is more complex than dealing with a similar circuit involving only op-amps. In this data sheet every effort has been made to simplify the analysis task, without in any way compromising the validity of the resultant numbers.

The key difference in making error calculations in log/antilog amps, compared with op-amps, is that the gain of the former is a function of the input signal level. Thus, it is necessary, when referring errors from output to input, or vice versa, to check the input voltage level, then determine the gain of the circuit by referring to the graphs given in the Typical Performance Characteristics section.

The various error terms in the log amplifier, the ICL8048, are Referred To the Output (RTO) of the device. The error terms in the antilog amplifier, the ICL8049, are Referred To the Input (RTI) of the device. The errors are expressed in this way because in the majority of systems a number of log amps interface with an antilog amp, as shown in Figure 7.

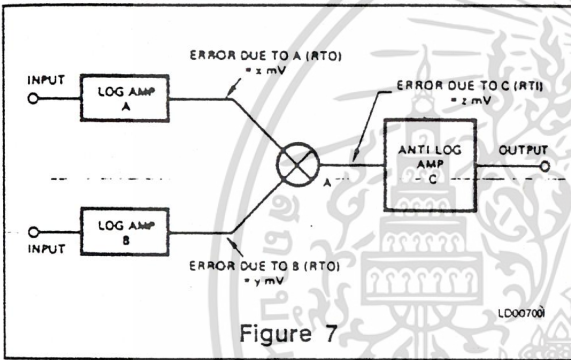


Figure 7

It is very straightforward to estimate the system error at node (A) by taking the square root of the sum-of-the-squares of the errors of each contributing block.

$$\text{Total Error} = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \text{ at (A)}$$

If required, this error can be referred to the system output through the voltage gain of the antilog circuit, using the voltage gain versus input voltage plot.

The numerical values of x, y, and z in the above equation are obtained from the maximum error voltage plots. For example, with the ICL8048BC, the maximum error at the output is 30mV at 25°C. This means that the measured output will be within 30mV of the theoretical transfer function, provided the unit has been adjusted per the procedures described previously. Figure 8 illustrates this point.

To determine the maximum error over the operating temperature range, the 0 to 70°C absolute error values given in the table of electrical characteristics should be used. For intermediate temperatures, assume a linear increase in the error between the 25°C value and the 70°C value.

For the antilog amplifier, the only difference is that the error refers to the input, i.e., the horizontal axis. It will be noticed that the maximum error voltage of the ICL8049, over the temperature range, is strongly dependent on the

input voltage. This is because the output amplifier, A<sub>2</sub>, has an offset voltage drift which is directly transmitted to the output. When this error is referred to the input, it must be divided by the voltage gain, which is input voltage dependent. At V<sub>IN</sub> = 3V, for example, errors at the output are multiplied by 1/.023 (= 43.5) when referred to the input.

## TRANSFER FUNCTION FOR CURRENT INPUTS

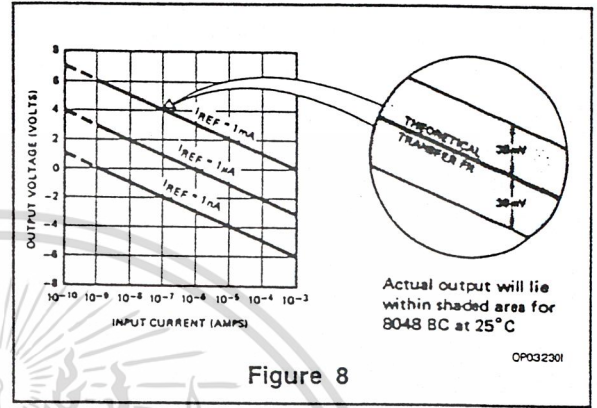


Figure 8

It is important to note that both the ICL8048 and the ICL8049 require positive values of I<sub>REF</sub>, and the input (ICL8048) or output (ICL8049) currents (or voltages) respectively must also be positive. Application of negative I<sub>IN</sub> to the ICL8048 or negative I<sub>REF</sub> to either circuit will cause malfunction, and if maintained for long periods, would lead to device degradation. Some protection can be provided by placing a diode between pin 7 and ground.

## SETTING UP THE REFERENCE CURRENT

In both the ICL8048 and the ICL8049 the input current reference pin (I<sub>REF</sub>) is not a true virtual ground. For the ICL8048, a fraction of the output voltage is seen on Pin 16 (Figure 3). This does not constitute an appreciable error provided V<sub>REF</sub> is much greater than this voltage. A 10V or 15V reference satisfies this condition. For the ICL8049, a fraction of the input voltage appears on Pin 3 (Figure 4), placing a similar restraint on the value of V<sub>REF</sub>.

Alternatively, I<sub>REF</sub> can be provided from a true current source. One method of implementing such a current source is shown in Figure 9.

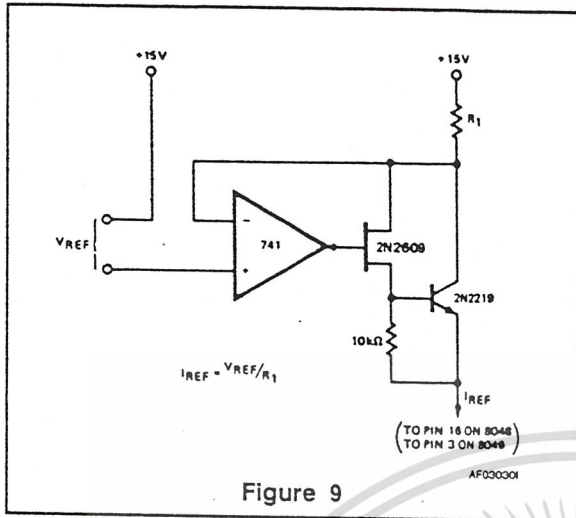
## LOG OF RATIO CIRCUIT, DIVISION

The 8048 may be used to generate the log of a ratio by modulating the I<sub>REF</sub> input. The transfer function remains the same, as defined by equation 9:

$$V_{OUT} = -K \log_{10} \left( \frac{I_{IN}}{I_{REF}} \right) \quad (9)$$

Clearly it is possible to perform division using just one ICL8048, followed by an ICL8049. For multiplication, it is generally necessary to use two log amps, summing their outputs into an antilog amp.

To avoid the problems caused by the I<sub>REF</sub> input not being a true virtual ground (discussed in the previous section), the circuit of Figure 9 is again recommended if the I<sub>REF</sub> input is to be modulated.



## DEFINITION OF TERMS

In the definitions which follow, it will be noted that the various error terms are referred to the output of the log amp, and to the input of the antilog amp. The reason for this is explained on the previous page.

**DYNAMIC RANGE** The dynamic range of the ICL8048 refers to the range of input voltages or currents over which the device is guaranteed to operate. For the ICL8049 the dynamic range refers to the range of output voltage over which the device is guaranteed to operate.

**ERROR, ABSOLUTE VALUE** The absolute error is a measure of the deviation from the theoretical transfer function, after performing the offset and scale factor adjustments as outlined, (ICL8048) or (ICL8049). It is expressed in mV and referred to the linear axis of the transfer function plot. Thus, in the case of the ICL8048, it is a measure of the deviation from the theoretical output voltage for a given input current or voltage. For the ICL8049 it is a measure of the deviation from the theoretical input voltage required to generate a specific output voltage.

The absolute error specification is guaranteed over the dynamic range.

**ERROR, % OF FULL SCALE** The error as a percentage of full scale can be obtained from the following relationship:

$$\text{Error, \% of Full Scale} = \frac{100 \times \text{Error, absolute value}}{\text{Full Scale Output Voltage}}$$

**TEMPERATURE COEFFICIENT OF  $V_{OUT}$  OR  $V_{IN}$**  For the ICL8048 the temperature coefficient refers to the drift with temperature of  $V_{OUT}$  for a constant input current.

For the ICL8049 it is the temperature drift of the input voltage required to hold a constant value of  $V_{OUT}$ .

**POWER SUPPLY REJECTION RATIO** The ratio of the voltage change in the linear axis of the transfer function ( $V_{OUT}$  for the ICL8048,  $V_{IN}$  for the ICL8049) to the change in the supply voltage, assuming that the log axis is held constant.

**WIDEBAND NOISE** For the ICL8048, this is the noise occurring at the output under the specified conditions. In the case of the ICL8049, the noise is referred to the input.

**SCALE FACTOR** For the log amp, the scale factor (K) is the voltage change at the output for a decade (i. e. 10:1) change at the input. For the antilog amp, the scale factor is the voltage change required at the input to cause a one decade change at the output. See equations 9 and 10.

## APPLICATION NOTES

For further applications assistance, see A007 "The ICL8048/8049 Monolithic Log-Antilog Amplifiers", by Ray Hendry

4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการ 4-89 เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 Note: All typical values have been guaranteed by characterization and are not tested.  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# A007

## Using The 8048/8049 Log/Antilog Amplifier



### GENERAL DESCRIPTION

A common problem in instrumentation and data transmission is the processing of signals over a wide dynamic range. The ICL8048 is designed to provide the solution.

The 8048 is a complete DC logarithmic amplifier, consisting of two FET input op amps and utilizing the fundamental logarithmic properties of a transistor junction. It will handle six decades of input current or three decades of voltage input, is temperature compensated from 0°C to 70°C, and features adjustable scale factor, reference current and offset voltage.

The 8049 is the anti-log counterpart of the 8048 and is designed to supply one full decade of output voltage for each 1 volt change at the input. And like the 8048, the reference current scale factor and offset voltage are externally adjustable.

### THEORY OF OPERATION (Figure 1)

The logarithmic gain of the 8048 is derived from the inherent exponential characteristics of a transistor junction. Transistor Q<sub>1</sub> is used as the non-linear feedback element around op amp A<sub>1</sub> which has a FET-input stage to provide low input current noise and very low input bias current. Negative feedback is applied to the emitter of Q<sub>1</sub> through R<sub>4</sub>. This forces the collector current of Q<sub>1</sub> to be exactly equal to the current through the input resistor R<sub>1</sub>. The

collector current for Q<sub>2</sub> is set by R<sub>2</sub> and the reference voltage, and since the collector current of Q<sub>2</sub> remains constant, the emitter base voltage also remains constant. Therefore, only the emitter base voltage of Q<sub>1</sub> varies with a change of input current. However, the output voltage is a function of the difference in emitter-base voltages of Q<sub>1</sub> and Q<sub>2</sub>.

$$V_o = \frac{R_5 + R_3}{R_3} (V_{BE1} - V_{BE2}) \quad (1)$$

For matched transistors operating at different collector currents, the emitter base differential is given by

$$\Delta V_{BE} = \frac{kt}{q} \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \quad (2)$$

Combining Equation 1 and 2 and writing the expression for the output voltage gives

$$V_o = \frac{R_5 + R_3}{R_3} \left( \frac{kt}{q} \right) \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \quad (3)$$

This shows that the output is proportional to the logarithm of the input current, and hence voltage. The temperature dependence is minimized by control of the temperature coefficient of R<sub>5</sub>.

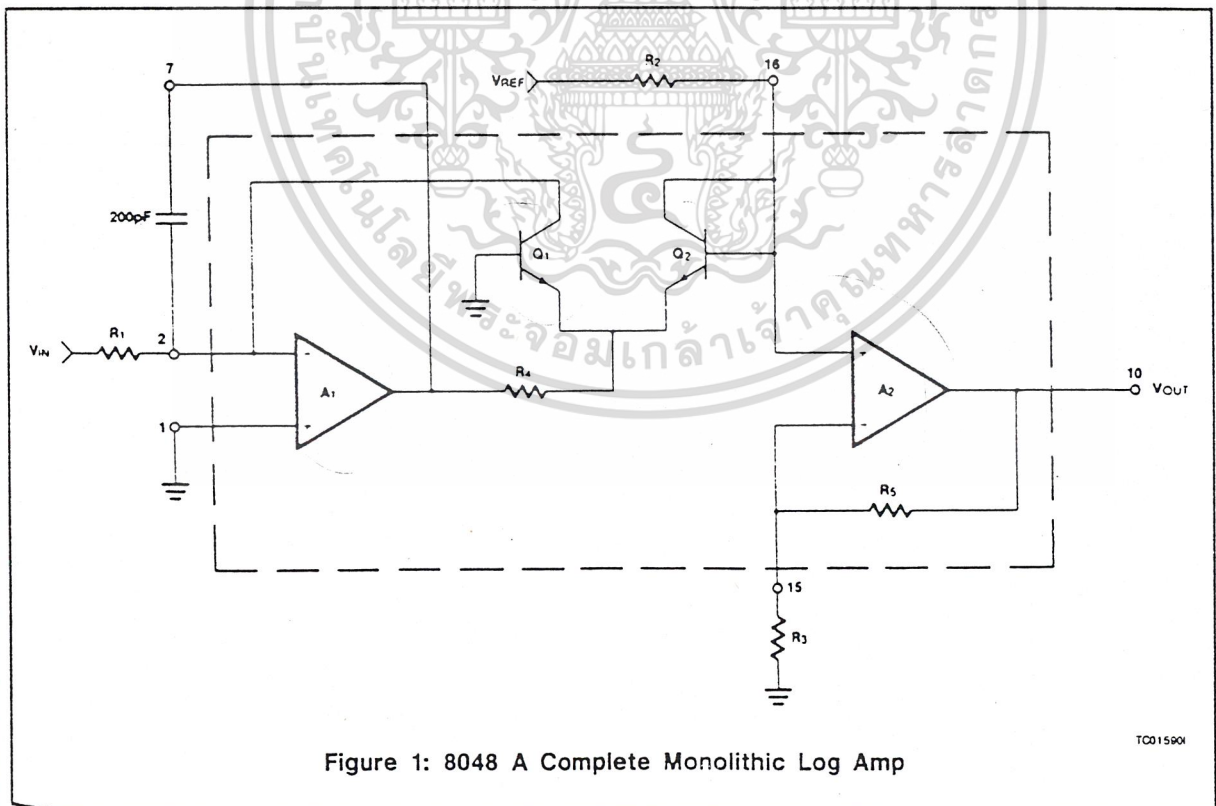


Figure 1: 8048 A Complete Monolithic Log Amp

TC01590

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ 5-35 ศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ 405850-001 ราคา  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5

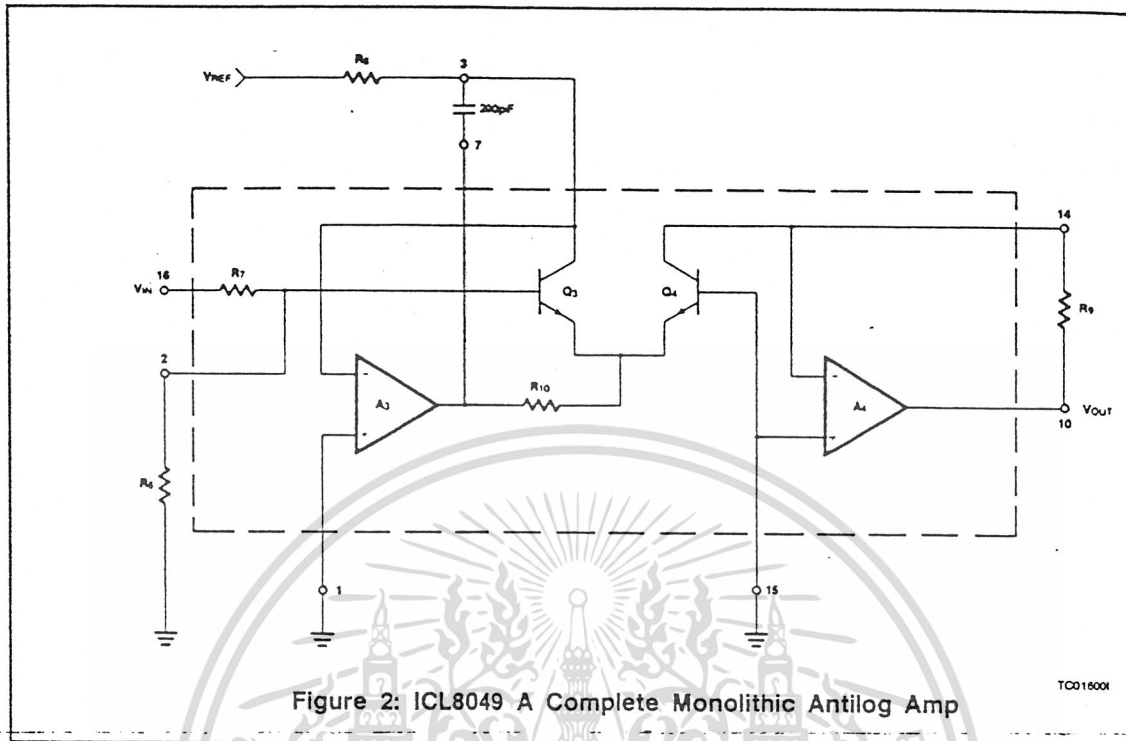


Figure 2: ICL8049 A Complete Monolithic Antilog Amp

TC016004

The basic schematic of the 8049 is shown in Figure 2. A<sub>3</sub> forces Q<sub>3</sub> to operate at I<sub>REF</sub>, shifting down the emitter voltage of Q<sub>4</sub> by the voltage applied to pin 2. The division ratio is controlled by R<sub>6</sub> and R<sub>7</sub>, thus the V<sub>BE</sub> of Q<sub>4</sub> will force a collector current given by:

$$I_{OUT} = I_{C(Q4)} = (I_{REF})^a V_{IN}, \text{ where } a = \frac{-qR_6}{kT(R_6 + R_7)}$$

therefore giving the desired antilog dependence.

A<sub>4</sub>, together with R<sub>9</sub>, acts as a current to voltage converter:

$$V_{OUT} = R_9(I_{REF})^a \text{ antilog}(a V_{IN})$$

Again the temperature coefficient of R<sub>7</sub> corrects for the temperature dependence of *a*.

**SOURCES OF ERROR**

**Log Conformity Error:** Log conformity error is the difference between actual output voltage and the output voltage predicted by the log transfer equation. A plot of input versus output should be a straight line (when plotted on semilog paper), with a slope  $kT/q(60\text{mV/decade})$ . Any deviation from this straight line is log conformity error.

**Offset Voltage (V<sub>OS</sub>):** The offset voltage of the internal FET amplifier. This voltage appears as a small DC voltage in series with the input terminals. For current logging applications, its error contribution is negligible, however for log voltage applications, best performance is obtained by nulling V<sub>OS</sub>.

**Reference Current (I<sub>REF</sub>):** I<sub>REF</sub> is the current generated by R<sub>2</sub> and V<sub>REF</sub> (Figure 1) to which all input currents are compared. I<sub>REF</sub> tolerance errors appear as a DC offset at

the output; a ±1% I<sub>REF</sub> error, referred to the input, corresponds to a DC offset of ±4.3mV at the output. This offset is independent of input signal.

When a resistor is used to generate I<sub>REF</sub>, as shown in Figure 1, pin 16 is not a true virtual ground. For the 8048, a fraction of the output voltage is seen on pin 16. This does not constitute an appreciable error, provided V<sub>REF</sub> is much greater than this voltage; a 10V or 15V reference satisfies this condition. Alternatively, I<sub>REF</sub> can be provided from a true current source. (See Figure 3)

**Bandwidth:** The gain bandwidth product of the logging element is relatively constant, and a change in gain will vary the bandwidth. Gain changes occur when input current to the logging elements varies with signal level. Consequently, slew rate and frequency response are specified as a function of input signal level and will vary accordingly.

It should be noted that zero collector current in the logging element for zero signal current is not the preferred condition, particularly if the input terminal is to be multiplexed and a rapid rise to the end value of output voltage is important. The rise time, in decades of collector current per second, is approximately proportional to collector current; accordingly, if the collector current had to start up from zero, the rise to the output voltage would take an unduly long length of time. This can be prevented by injecting collector rest current equal to 1% of the lowest current to be measured.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้ ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

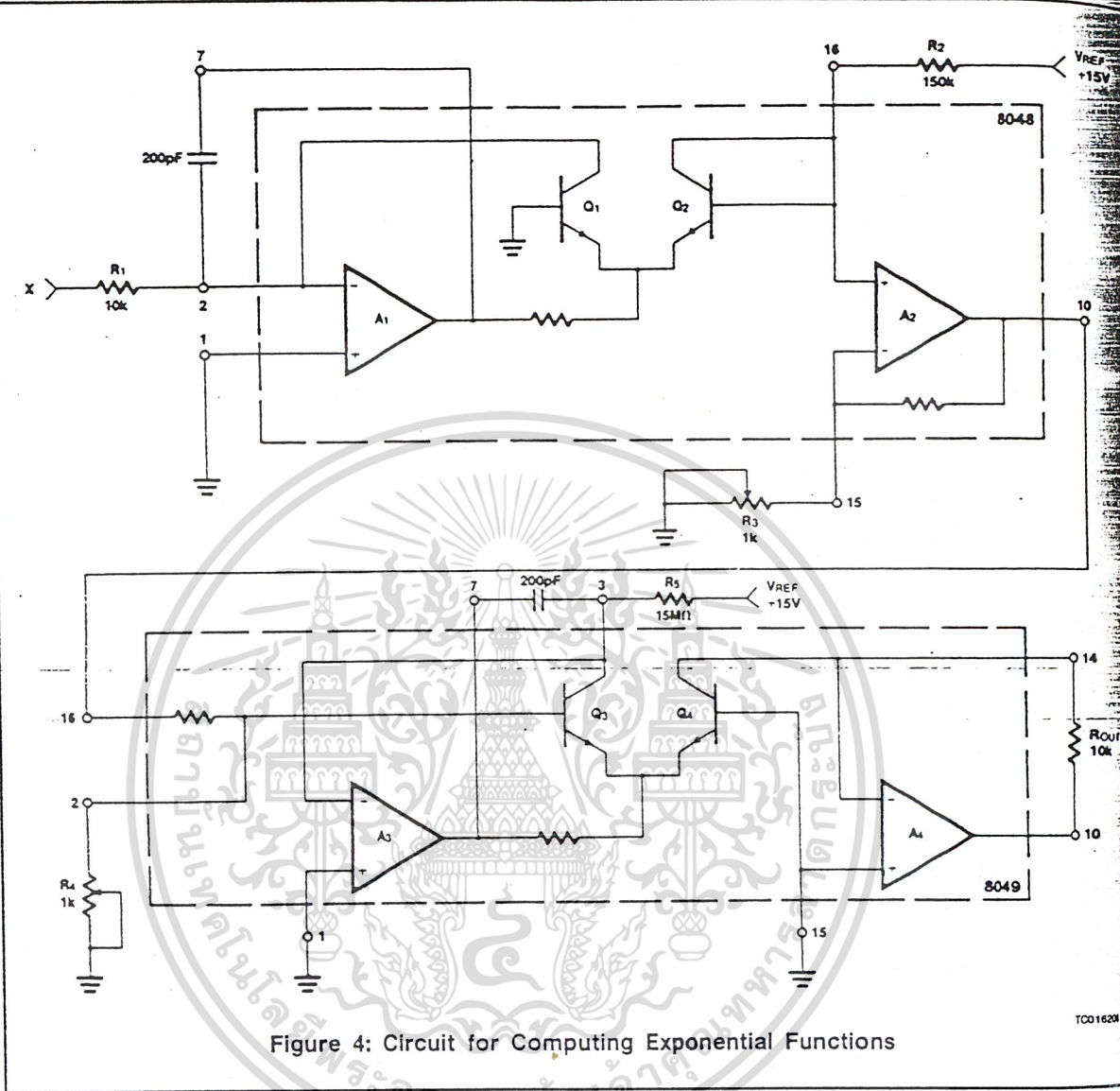


Figure 4: Circuit for Computing Exponential Functions

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

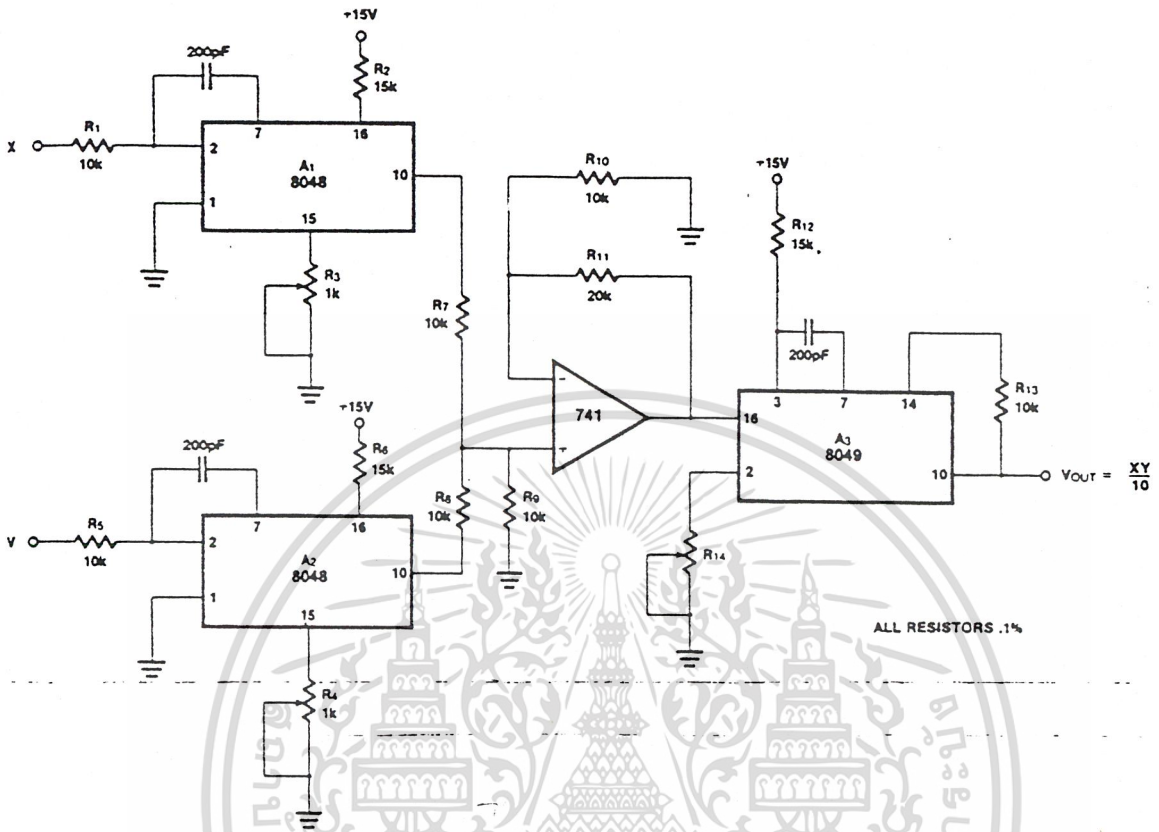


Figure 5: Multiplier

TC016301

ONE QUADRANT DIVIDER

Computing the ratio of two analog voltages can be done with general-purpose analog multipliers, but the accuracy decreases if the denominator varies over a wide range. With log-amps, a one-quadrant divider with a better full-scale accuracy over a dynamic range of 100:1 can be designed, and with the flexibility of external adjustments, the scale factors are readily adjustable and the circuit can easily be optimized for other ranges.

The circuit in Figure 1 may be used as divider or reciprocal generator. The output of the 8048 is actually the ratio of the input current and the reference current through  $R_2$ , when used as a log generator, the reference current is held constant by connecting  $R_2$  to a fixed voltage. If  $R_2$  is driven by an input voltage, rather than the 15V reference, the output of the 8048 is the log ratio of the input current to the current through  $R_2$ . The antilog of this output voltage is the ratio of the inputs.

A complete one quadrant divider is shown in Figure 3. It is the log amplifier (8048) shown in Figure 1 driving the antilog amplifier (8049) shown in Figure 2. The log amplifier output drives the base of  $Q_3$  with a voltage proportional to the log of  $E_1/E_2$ . Transistor  $Q_3$  adds a voltage proportional to the log of  $E_3$  and drives the anti-log transistor,  $Q_4$ . The collector

current of  $Q_4$  is converted to an output voltage by  $A_4$  and  $R_6$ , with the scale factor set by  $R_6$ .

$$V_{OUT} = \frac{E_1}{10E_2} \tag{4}$$

Note that the current corresponding to  $E_2$  is derived from a true current source to avoid the errors discussed above under "reference current".

ARBITRARY POWER LAW CIRCUIT

Log amplifiers are an excellent means of computing  $Y = X^a$  relationships. Powers or roots may be computed precisely by cascading a log amp (8048) and antilog amp (8049) with appropriate scale factors. General-purpose multipliers are good for squaring ( $a = 2$ ), but non-integer exponents, such as 1.3 or 1.5; are sometimes needed. The circuit for this is shown in Figure 4.

The output of the 8048 log amplifier with a DC voltage input X that ranges from 1V to 10V is:

$$V_{OUT} = -K_1 \log_{10} \left( \frac{X}{10K I_{REF}} \right) \tag{5}$$

where  $K_1$  is the scale factor of the 8048 and  $I_{REF}$  is the reference current. Setting  $I_{REF}$  to  $100\mu A$  will make:

5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{OUT} = -K_1 \log_{10} X \quad (6)$$

The output of the antilog circuit (8049) is:

$$V_{OUT} = R_{OUT} I_{REF2} \text{antilog}_{10} \left( \frac{K_1 \log_{10} X}{K_2} \right) \quad (7)$$

or in other words,

$$V_{OUT} = R_{OUT} I_{REF2} (X)^{K_1/K_2} \quad (8)$$

where \* $R_{OUT}$  Output resistor connected between pins 10 and 14 of the 8049.

$I_{REF2}$  Reference current for the 8049.

X-Input (+1V  $\leq$  X  $\leq$  +10V).

$K_1$ -Scale factor of 8048.

$K_2$ -Scale factor of 8049.

The exponent is set by the ratio of the scale factors  $K_1$  and  $K_2$ , and the coefficient is set by the product  $R_{OUT} I_{REF2}$ .

Referring to Figure 4, and considering that X varies between 1V and 10V, the output of the 8048 log amp will vary between  $K_1$  and zero, with a reference current of 100 $\mu$ A, set by the +15V reference and  $R_2$ . Setting the scale factor  $K_1$  at 10V/decade uses the full 10V range. Since the exponent is set by a ratio of  $K_1$  and  $K_2$ , setting  $K_2 = 5\text{V/decade}$  means the exponent is 2. The coefficient for the 8049 is set by  $R_{OUT}$  and  $I_{REF2}$ , while the reference current is set by the +15V reference and  $R_5$ .

$$I_{REF1} = 100\mu\text{A}$$

$$I_{REF2} = 1\mu\text{A}$$

$$K_1/K_2 = 2$$

$$R_{OUT} I_{REF2} = .01$$

Putting these values into equation 5:

$$V_{OUT} = .01X^2 \text{ where } +1\text{V} \leq X \leq +10\text{V}$$

## MULTIPLIER

In a variety of circuit applications, it is necessary to obtain linear product of two input signals. With two log amplifiers in conjunction with an antilog amplifier and summing amplifier, it is possible to generate products such as

$$Z = KXY \quad (9)$$

where K is the gain constant of the multiplier. A one quadrant multiplier is shown in Figure 5.

$A_1$  and  $A_2$  are 8048 log amplifiers with the reference currents set for 1mA and scale factors of 1 volt/decade. The output of  $A_1$  and  $A_2$  are summed together by the 741 operational amplifier and resistors  $R_7$  through  $R_{11}$ .

The 741 output drives  $A_3$ , and 8049 antilog amplifier. The reference current for the 8049 is set for 1mA and the scale factor is adjusted so that a 1 volt change at the input generates a decade change at the output. The output voltage of the 8049 is proportional to the product of the two

inputs, X and Y. To make the maximum use of a large signal range, the multiplier gain K is set such that

$$V_{OUT} = \frac{XY}{10} \quad (10)$$

where X and Y are DC analog voltages that range from +0.1V to +10V.

Accuracy is defined as the maximum deviation of the actual output level from the ideal one, given by Eq.(10), for any choice of X or Y values within the dynamic range of the multiplier. It is normally specified as a percentage of full scale output. For example, 1 percent full-scale accuracy means that with +10V output the actual output would be within  $\pm 100\text{mV}$  of the ideal level.

## LOG SWEEP

This circuit uses the output of the ICL8049 to control the frequency of the ICL8038 waveform generator, with the 741 op amp used to linearize the voltage-frequency response. The input voltage to the 8049 can be, for example, the horizontal sweep signal of an oscilloscope; the output of the 8038 will then sweep logarithmically across the audio range. By feeding this to the equipment being measured and detecting the output, a standard frequency response can be obtained. If the output is fed through an ICL8046 before being displayed, a standard bode plot results.

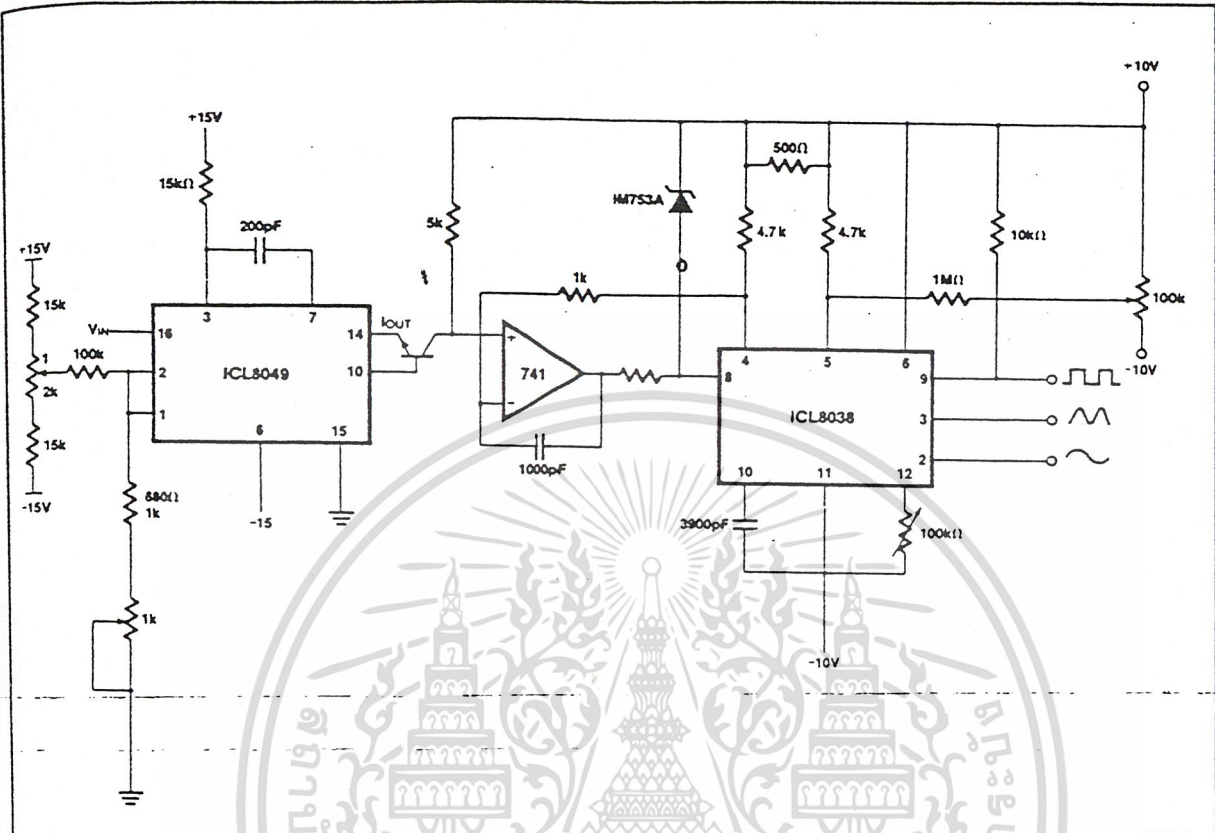


Figure 6: Logarithmic Sweep VCO for Audio Measurements

TC016401

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้