



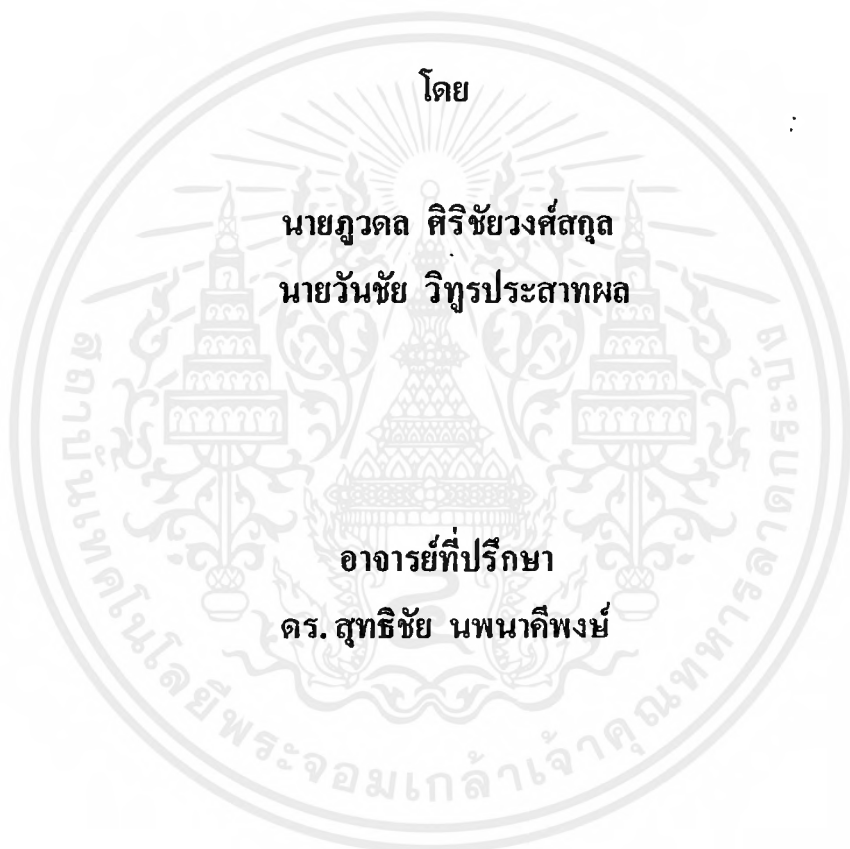
การสื่อสารด้วยลำแสงผ่านตัวกลางอากาศ  
SPACE OPTICAL BEAM COMMUNICATION

โดย  
นายภูวดล ศิริชัยวงศ์สกุล  
นายวันชัย วิฑูรประสาทดล

เลขเรียกหนังสือ..... ปพ อรชก ๒๕๖๒  
เลขทะเบียน..... 041795  
วัน เดือน ปี..... ๒1/11/๒3

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2542

การสื่อสารด้วยลำแสงผ่านตัวกลางอากาศ  
SPACE OPTICAL BEAM COMMUNICATION



โดย

นายภูวดล ศิริชัยวงศ์สกุล

นายวันชัย วิฑูรประสาทดล

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร. สุทธิชัย นพนาคิพงษ์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาณิพนธ์ปีการศึกษา 2542

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การสื่อสารด้วยลำแสงผ่านตัวกลางอากาศ

**SPACE OPTICAL BEAM COMMUNICATION**

ผู้จัดทำ

1. นายภูวดล ศิริชัยวงศ์สกุล 40013015

2. นายวันชัย วิฑูรประสาทผล 40013020

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(ดร. สุทธิชัย นพนาถิพงษ์)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# การสื่อสารด้วยลำแสงผ่านตัวกลางอากาศ

## SPACE OPTICAL BEAM COMMUNICATION

โดย นายภูวดล ศิริชัยวงศ์สกุล 40013015

นายวันชัย วิฑูรประสาทผล 40013020

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร. สุทธิชัย นพนาคีพงษ์

### บทคัดย่อ

เนื่องจากการติดต่อสื่อสารมีความจำเป็นกับมนุษย์ ถ้ามนุษย์ไม่มีการติดต่อสื่อสารกันแล้ว นักวิทยาศาสตร์ก็ไม่จำเป็นต้องสร้างหรือพัฒนาอุปกรณ์ในการติดต่อสื่อสาร ซึ่งมีกันอยู่อย่างมากมายในโลกปัจจุบัน ทรานซิสเตอร์ที่มนุษย์ยังพูด การพัฒนาอุปกรณ์เพื่ออำนวยความสะดวกรวดเร็วแก่มนุษย์ก็ยังคงถูกพัฒนาอย่างไม่หยุดยั้ง โครงการสื่อสารด้วยแสงผ่านตัวกลางอากาศนี้ เป็นโครงการที่สามารถรับและส่งสัญญาณเสียงและข้อมูลคอมพิวเตอร์ในเครื่องเดียวกัน ถูกสร้างขึ้นเพื่ออำนวยความสะดวกในการติดต่อสื่อสารในระยะทางที่ไม่ไกลนัก โดยเฉพาะในพื้นที่ที่ไม่เหมาะในการวางสายสัญญาณ โดยใช้การส่งสัญญาณแสงแทนสัญญาณไฟฟ้า ข้อดีของมันก็คือมันจะไม่ถูกสนามแม่เหล็กไฟฟ้ารบกวน แต่เนื่องจากการอาศัยอากาศเป็นตัวกลาง สัญญาณแสงที่ส่งออกไปจะถูกรบกวนจากแสงในธรรมชาติเพราะฉะนั้นอุปกรณ์ที่ใช้รับและส่งแสงจึงจำเป็นต้องมีคุณภาพสูง

### ABSTRACT

According to communication need uses for human. If human don't Communicate together. Scientist not essential to make or develops equipment of communication. That have a lot of equipment in present world. When the human still speaks. Development of convenience equipment for human. It will have been developed non stop. This thesis can received and transmitted audio signal , data computer made for convenience in not for so long area communication. Especially area that not appropriate to use cable. By use light source instead electric signal. Good point , it not induce. But it use air to be media. Light signal that radiate will be disturb by natural light. there for light source and light detector must have high efficiency.

# สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1 การมอดูเลตพัลส์เชิงแอมพลิจูด	3
2.1.1 การมอดูเลตพัลส์เชิงแอมพลิจูด	3
2.1.2 การมัลติเพลกซ์ แบบแบ่งเวลา	6
2.1.3 การมอดูเลตเวลาพัลส์	7
2.1.4 การสร้างสัญญาณมอดูเลตเชิงเวลาพัลส์	9
2.1.5 สัญญาณพัลส์ดิเวรชันมอดูเลชันและสัญญาณโพซิชันมอดูเลชัน	11
2.2 การส่งสัญญาณดิจิทัลที่ใช้คลื่นพาห์	13
2.3 เฟสล็อกกลูป	16
2.3.1 เฟสล็อกกลูป	16
2.3.2 คุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่	17
2.3.3 การใช้เฟสล็อกกลูปในการสังเคราะห์ความถี่	18
2.3.4 ภาคเฟสดีเทคเตอร์	18
2.3.5 ภาคออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมความถี่ด้วยระดับแรงดัน (VCO)	19
2.3.6 ภาคลูปฟิลเตอร์	19
2.3.7 ภาคหาร N	20
2.3.8 ภาคกำเนิดความถี่อ้างอิง	20
2.3.9 การดีมอดูเลตสัญญาณเอพเอ็มด้วยเฟสล็อกกลูป	20
2.3.10 ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของลูป (Loop Transfer Function)	23
2.3.11 ข้อดีและข้อเสียของวงจรเฟสล็อกกลูป	24
2.4 การสื่อสารแบบอนุกรมโดยสังเขป	25
2.4.1 มาตรฐาน RS-232-C	25
2.4.2 การสื่อสารทางเดียว	26
2.4.3 การสื่อสารสองทาง	28
2.4.4 นัลโมเด็ม	29
2.4.5 สัญญาณทางไฟฟ้า	30
2.4.6 RS-449,442-A และ 423-A	30
2.4.7 การเชื่อมต่อ RS-232-C และแอปเปิ้ลแมคอินทอช	30
2.4.8 การแก้ปัญหา	31
2.5 การส่งตัวอักษร	32
2.5.1 รูปแบบข้อมูลในคอมพิวเตอร์	32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.2	การแปลงเป็นรูปแบบอนุกรม	35
2.5.3	การสื่อสารแบบซิงโครนัสและอะซิงโครนัส	35
2.5.4	การจัดเฟรม	36
2.5.5	อัตราบอด	38
2.5.6	การแก้ปัญหา	39
2.6	อุปกรณ์แสง	40
2.6.1	โครงสร้างการกำเนิดแสง	40
2.6.2	โครงสร้างและการทำงานของ การปล่อยแสงของสารกึ่งตัวนำ	42
2.6.3	สารที่ใช้ในการสร้างและโครงสร้างของอุปกรณ์ปล่อยแสง	45
2.6.4	โครงสร้างและการทำงานของ การรับแสง	52
2.6.5	สารและโครงสร้างของอุปกรณ์รับแสง	53
บทที่ 3	การคำนวณและการสร้าง	57
3.1	ภาคส่งสัญญาณเสียง	58
3.1.1	ภาคขยายสัญญาณส่วนแรก	58
3.1.2	ภาคมอดูเลเตอร์แบบการมอดูเลตตำแหน่งพัลส์	59
3.1.3	ภาคขับอุปกรณ์ส่งแสง	60
3.2	ภาครับสัญญาณเสียง	62
3.2.1	ภาครับสัญญาณแสงและส่วนขยายสัญญาณแบบป้อนกลับ	62
3.2.2	ภาคขยายสัญญาณแบบดิฟเฟอเรนเชียลเอมพลิฟายเออร์ (Differential Amplifier)	63
3.2.3	ภาคเปรียบเทียบสัญญาณเพื่อสร้างพัลส์ใหม่	63
3.2.4	ภาคดีมอดูเลเตอร์และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	64
3.2.5	ภาคขยายสัญญาณออดิโอ	66
3.3	ภาครับ-ส่งสัญญาณคอมพิวเตอร์	67
3.3.1	การเปลี่ยนระดับสัญญาณของ RS-232 เป็นระดับของสัญญาณทีทีแอล	67
3.3.2	ภาคมอดูเลตสัญญาณข้อมูลคอมพิวเตอร์	67
3.3.3	ภาครับสัญญาณข้อมูลและภาคดีมอดูเลชัน	68
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	70
4.1	ภาคขยายสัญญาณเสียง	70
4.1.1	ภาคขยายสัญญาณส่วนแรก	70
4.1.2	ภาคมอดูเลเตอร์แบบการมอดูเลตตำแหน่งพัลส์	70
4.1.3	ภาคขับอุปกรณ์ส่งแสง	72
4.2	ภาคเครื่องรับสัญญาณเสียง	72
4.2.1	ภาครับสัญญาณแสงและภาคขยายสัญญาณแบบป้อนกลับ	72

4.2.2 ภาคขยายสัญญาณแบบดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์	73
4.2.3 ภาคเปรียบเทียบสัญญาณเพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ใหม่	74
4.2.4 ภาคคีมอคูเลเตอร์แบบเฟสล็อกกลุ๊ป	74
4.2.5 ภาคกรองความถี่ต่ำผ่าน	75
4.2.6 ภาคขยายสัญญาณออดิโอ	76
4.3 ภาครับ-ส่งข้อมูลคอมพิวเตอร์	76
4.3.1 ภาคมอดูเลตข้อมูลคอมพิวเตอร์แบบออน-ออฟคีย์อิง	76
4.3.2 การทดลองส่งข้อมูลคอมพิวเตอร์ผ่านพอร์ตอนุกรม	77
บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป	81
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	



## สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงระบบการสื่อสาร โดยใช้แสง	2
รูปที่ 2.1 สัญญาณอนาล็อก $m(t)$ และสัญญาณพีเอเอ็ม	3
รูปที่ 2.2 รูปแสดงความสัมพันธ์ของสัญญาณ และสเปกตรัมของสัญญาณที่เกี่ยวข้องกับ สัญญาณพีเอเอ็ม	5
รูปที่ 2.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านสำหรับสัญญาณพีเอเอ็มที่ใช้วงจรรีควอทไลเซอร์ $Q^{-1}(\omega)$ มาช่วยชดเชยความเพี้ยนของสัญญาณ	5
รูปที่ 2.4 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลาด้วยระบบพีเอเอ็ม	6
รูปที่ 2.5 การส่งสัญญาณแบบมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลา	7
รูปที่ 2.6 วงจรแยกสัญญาณพีเอเอ็มจากการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลาทางด้านเครื่องรับ	7
รูปที่ 2.7 รูปคลื่นของการมอดูเลตแบบต่าง ๆ	8
รูปที่ 2.8 แผนผังวงจรระบบสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มและพีพีเอ็ม	9
รูปที่ 2.9 สัญญาณที่จุดต่าง ๆ ในระบบตามรูปที่ 2.8	10
รูปที่ 2.10 รูปแสดงการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มจากสัญญาณพีพีเอ็ม	10
รูปที่ 2.11 วิธีการสร้างพัลส์คิวเรชั่นมอดูเลชั่นและพัลส์โพซิชั่น โดยไม่ต้องสร้างพัลส์แอมพลิฟิเคชัน มอดูเลชั่นก่อน (ก) สัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ (ข) สัญญาณสามเหลี่ยม $R(t)$ (ค) สัญญาณผลรวม $m(t) + R(t)$ และระดับอ้างอิง (ง) พัลส์คิวเรชั่นมอดูเลชั่น (จ) พัลส์โพซิชั่นมอดูเลชั่น	11
รูปที่ 2.12 วิธีสร้างพัลส์คิวเรชั่นมอดูเลชั่นและพัลส์โพซิชั่นมอดูเลชั่น โดยสร้างจากพัลส์แอมพลิฟิเคชัน มอดูเลชั่นก่อน (ก) สัญญาณพัลส์แอมพลิฟิเคชันมอดูเลชั่น (ข) สัญญาณสามเหลี่ยม (ค) สัญญาณผลรวม $S_{PAM}(t) + R(t)$ และระดับอ้างอิง (ง) พัลส์คิวเรชั่นมอดูเลชั่น (จ) พัลส์โพซิชั่นมอดูเลชั่น	12
รูปที่ 2.13 ภาพประกอบเรื่องสัญญาณ ไอ ไอเค	13
รูปที่ 2.14 ภาพประกอบเรื่องสัญญาณพีเอสเค และเอฟเอสเค	14
รูปที่ 2.15 พีเอสเคของสัญญาณแบบต่าง ๆ	15
รูปที่ 2.16 แผนผังของเฟสล็อกกลูป	16
รูปที่ 2.17 แผนผังของหน่วยสังเคราะห์ความถี่	18
รูปที่ 2.18 คุณลักษณะ (dynamic range) ในการเปลี่ยนความถี่เฟสล็อกกลูป	19
รูปที่ 2.19 ลักษณะสมบัติของ Phase Comparator ชนิดอนาล็อก	21
รูปที่ 2.20 ลักษณะของ Phase Comparator ชนิดดิจิทัล	21
รูปที่ 2.21 ลักษณะสมบัติของ VCO	22
รูปที่ 2.22 วงจรเฟสล็อกกลูป	23
รูปที่ 2.23 การเชื่อมต่อทางเดียวอย่างง่าย	26

รูปที่ 2.24	การสื่อสารทางเดียวพร้อมด้วยแฮนด์เช็คกึ่งจาก DTE ไปยัง DCE	27
รูปที่ 2.25	การสื่อสารทางเดียวพร้อมด้วยแฮนด์เช็คกึ่งจาก DCE ไปยัง DTE	28
รูปที่ 2.26	การสื่อสารสองทางพร้อมด้วยวงจรแฮนด์เช็คกึ่งหลัก	28
รูปที่ 2.27	การเชื่อมต่อ RS-232 แบบมาตรฐานเก้าเส้น	29
รูปที่ 2.28	จำนวน 35 ในฐานสอง	32
รูปที่ 2.29	ตัวอย่างของการส่งตัวอักษร A สองแบบ	36
รูปที่ 2.30	แสดงโครงสร้างและระดับพลังงานของอะตอม	40
รูปที่ 2.31	แสดงระดับพลังงานในสารกึ่งตัวนำ	41
รูปที่ 2.32	แสดงตัวอย่างการจัดอิเล็กตรอนและนิวเคลียสในสารกึ่งตัวนำ	42
รูปที่ 2.33	แสดงระดับพลังงานในสารกึ่งตัวนำ	42
รูปที่ 2.34	แสดงหลักการของ Oscillation แสง	44
รูปที่ 2.35	แสดงการเกิด Standing Wave ของแสง	44
รูปที่ 2.36	แสดงความยาวคลื่นต่าง ๆ ของเลเซอร์	44
รูปที่ 2.37	แสดงช่วงความยาวคลื่นแสงของไดโอดเปล่งแสง	45
รูปที่ 2.38	แสดงความยาวคลื่นแสงที่ปล่อยออกมาของสารประกอบกึ่งตัวนำแต่ละชนิด	46
รูปที่ 2.39	แสดงระดับพลังงานของสารกึ่งตัวนำแบบสารกึ่งตัวนำชนิดพีและสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น	46
รูปที่ 2.40	แสดงสนามไฟฟ้าภายในและระดับพลังงานของ P-N junction	47
รูปที่ 2.41	แสดงโครงสร้างทั่วไปของเลเซอร์	48
รูปที่ 2.42	แสดงโครงสร้าง ระดับพลังงานและลักษณะการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีหักเหของเลเซอร์	49
รูปที่ 2.43	แสดง โครงสร้างแบบ Planer Stripe	50
รูปที่ 2.44	แสดง โครงสร้างของ Embedding Stripe Type	50
รูปที่ 2.45	แสดง โครงสร้างและระดับพลังงานของ ไดโอดเปล่งแสง	51
รูปที่ 2.46	แสดงตัวอย่าง โครงสร้างของ ไดโอดเปล่งแสงแบบเปล่งแสงทางด้านหน้า	51
รูปที่ 2.47	แสดงตัวอย่าง โครงสร้างของ ไดโอดเปล่งแสงแบบเปล่งแสงออกมาทางด้านข้าง	52
รูปที่ 2.48	แสดงบริเวณเขตปลอดพาหะ	53
รูปที่ 2.49	แสดงความยาวคลื่นในการรับแสงของอุปกรณ์แสงแต่ละชนิด	54
รูปที่ 2.50	แสดงหลักการการทำงานรับแสงของ PIN-PD	55
รูปที่ 2.51	แสดงหลักการรับแสงและระดับของพลังงานของ เอพีดี	55
รูปที่ 3.1	บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง	57
รูปที่ 3.2	บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ	57
รูปที่ 3.3	แสดงลักษณะการสื่อสารข้อมูลคอมพิวเตอร์	58
รูปที่ 3.4	แสดงวงจรขยายสัญญาณ โดยใช้ทรานซิสเตอร์ เบอร์ 1815	58

รูปที่ 3.5 แสดงวงจรมอดูเลเตอร์แบบการมอดูเลตตำแหน่งพัลส์	59
รูปที่ 3.6 แสดงรูปวงจรถับอุปกรณ์ส่งแสง	60
รูปที่ 3.7 แสดงภาคส่งเสียงทั้งหมด	61
รูปที่ 3.8 แสดงค่าเปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้าและส่วนขยายสัญญาณไฟฟ้า	62
รูปที่ 3.9 แสดงวงจรถยายแบบคิฟเฟอร์เนเชี่ยลแอมพลิฟายเออร์	63
รูปที่ 3.10 แสดงวงจรถ่ายเรียบเทียบสัญญาณเพื่อสร้างพัลส์ใหม่	64
รูปที่ 3.11 แสดงวงจรถิมมอดูเลเตอร์โดยใช้เฟสล็อกกลูป	65
รูปที่ 3.12 แสดงวงจรถรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน	66
รูปที่ 3.13 แสดงวงจรถยายสัญญาณออกซิโ	66
รูปที่ 3.14 แสดงวงจรถเปลี่ยนระดับสัญญาณของ RS-232 เป็นระดับสัญญาณทีทีแอล	67
รูปที่ 3.15 แสดงวงจรถมอดูเลตแบบออนออฟติคัล	68
รูปที่ 3.16 แสดงวงจรถรวมทั้งหมดของภาครับ-ส่งข้อมูลคอมพิวเตอร์	69
รูปที่ 4.1 ช่องที่ 1 แสดงสัญญาณอินพุตที่เป็นคลื่น ไชน์	70
ช่องที่ 2. แสดงสัญญาณเอาต์พุตคลื่น ไชน์ที่ถูกขยายแล้ว	
รูปที่ 4.1 แสดงรูปสัญญาณที่ผ่านภาคขยายสัญญาณส่วนแรก เมื่อสัญญาณอินพุตเป็นคลื่น ไชน์	
รูปที่ 4.2 แสดงรูปสัญญาณที่ออกซซิลเลตแบบพัลส์ที่ได้จากไอซีไทเมอร์เบอร์ 555	71
รูปที่ 4.3 ช่องที่ 1 แสดงรูปสัญญาณอินพุตที่เป็นคลื่น ไชน์	71
ช่องที่ 2 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านการมอดูเลตแบบตำแหน่งพัลส์แล้ว	
รูปที่ 4.3 แสดงรูปสัญญาณอินพุตคลื่น ไชน์และสัญญาณเอาต์พุตที่มอดูเลตกับสัญญาณอินพุตแล้ว	
รูปที่ 4.4 ช่องที่ 1 แสดงสัญญาณอินพุตที่เข้ามาที่วงจรถับอุปกรณ์ส่งแสง	72
ช่องที่ 2 แสดงสัญญาณที่ตกคร่อมเลเซอร์ไดโอดซึ่งเป็นสัญญาณที่ส่งออกไป	
รูปที่ 4.4 แสดงรูปสัญญาณที่ตกคร่อมเลเซอร์ไดโอดซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณอินพุตที่เข้ามา	
รูปที่ 4.5 ช่องที่ 1 แสดงรูปสัญญาณที่ส่งมาจากภาคส่ง	73
ช่องที่ 2 แสดงรูปสัญญาณที่ภาครับที่ถูกขยายแล้ว โดยวงจรถยายแบบมีการป้อนกลับ	
รูปที่ 4.5 แสดงรูปสัญญาณที่ผ่านการขยายแล้วที่ภาครับเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ภาคส่ง	
รูปที่ 4.6 แสดงรูปสัญญาณที่ขยายแล้ว โดยวงจรถยายสัญญาณแบบคิฟเฟอร์เนเชี่ยลแอมพลิฟายเออร์	73
รูปที่ 4.7 ช่องที่ 1 แสดงรูปสัญญาณพัลส์ที่ได้จากวงจรถ่ายเรียบเทียบสัญญาณที่ภาครับ	74
ช่องที่ 2 แสดงรูปสัญญาณพัลส์ที่ภาคส่ง	
รูปที่ 4.7 แสดงรูปสัญญาณพัลส์ที่ภาคส่งได้ส่งมาและสัญญาณพัลส์ที่ภาครับเปรียบเทียบกับกัน	
รูปที่ 4.8 ช่องที่ 1 แสดงรูปสัญญาณไชน์ที่นำมอดูเลตที่ภาคส่ง	75
ช่องที่ 2 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากภาคติมมอดูเลตเตอร์แบบเฟสล็อกกลูป	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.8 แสดงรูปสัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ที่ภาคส่งเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ถูกคีมอดูเลต	
รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 3.4 KHz	75
รูปที่ 4.10 แสดงรูปสัญญาณคลื่นไซน์ที่ผ่านการขยายโดยวงจรขยายสัญญาณเสียง	76
รูปที่ 4.11 ช่องที่ 1 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของวงจร	76
ช่องที่ 2 แสดงรูปสัญญาณข้อมูลที่นำมามอดูเลต	
รูปที่ 4.11 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่จากภาคมอดูเลตแบบออน-ออฟคีย์อิง	
รูปที่ 4.12 แสดงรูปสัญญาณในการส่งข้อมูลที่เครื่องรับ	77
รูปที่ 4.13 แสดงรูปสัญญาณการส่งและรับข้อมูล โดยให้การมอดูเลตแบบออน-ออฟคีย์อิง	77
รูปที่ 4.14 ชิ้นงาน	79
รูปที่ 4.15 ชิ้นงาน	80



## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 รหัส ASCII ชนิดพิเศษ	33
ตารางที่ 4.1 แสดงระยทางที่ใช้ในการส่งสัญญาณเสียง	78
ตารางที่ 4.2 แสดงอัตราบอดที่ใช้ในการส่งข้อมูลคอมพิวเตอร์	78



## บทที่ 1

### บทนำ

พื้นฐานการสื่อสารนั้นก็คือ การพูด การเขียน การส่งสัญลักษณ์ และการฟัง ทั้งนี้ในระบบการสื่อสารจะต้องมีข้อมูลข่าวสารที่ต้องการจะสื่อ ซึ่งข้อมูลข่าวสารจะถูกส่งไปได้นั้นจะต้องอาศัยสัญลักษณ์ต่าง ๆ อันเป็นตัวกลางสำคัญที่จะทำให้ข้อมูลข่าวสารส่งถึงผู้รับได้อย่างถูกต้อง ระบบการสื่อสารมีมากมายหลายประเภท อันเนื่องมาจากความสามารถของมนุษย์ในการที่จะแลกเปลี่ยนข้อมูลข่าวสารและความคิด ในระยะแรกมนุษย์จะติดต่อสื่อสารกันได้ไม่ไกลนัก ต่อมาได้ทำการคิดค้นพัฒนาการสื่อสารให้ไกลขึ้น

ในอดีต วิธีการสื่อสารในระยะไกลจะใช้สัญญาณไฟ สัญญาณควัน สัญญาณธงสัญญาณท่าทาง เป็นต้น ชาวอินเดียแดงใช้สัญญาณไฟและธง ชาวประมงใช้สัญญาณไฟ การพัฒนาทางด้านการสื่อสารก็ถูกพัฒนาขึ้นตามความเจริญก้าวหน้าทางวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีของมนุษย์ :

ปัจจุบันความเจริญก้าวหน้าทางวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี นักวิทยาศาสตร์และวิศวกรสื่อสารพยายามที่จะทำการวิจัยค้นคว้าระบบสื่อสารใหม่ ๆ ที่มีความหนาแน่นเชื่อถือได้ เพื่อสนองความต้องการในการสื่อสารที่ขยายตัวอย่างรวดเร็ว การสื่อสารในปัจจุบันมีหลายรูปแบบ ได้แก่ การสื่อสารระหว่างคนกับคน การสื่อสารระหว่างคนกับเครื่อง การสื่อสารระหว่างเครื่องกับเครื่อง

การสื่อสารระหว่างคนกับคน เป็นการสื่อสารโดยใช้สัญญาณไฟฟ้าที่แปลงจากสัญญาณเสียงเพื่อติดต่อกันระหว่างคนกับคนที่มีใช้กันมานาน และยังมีความสำคัญยิ่งตราบเท่าทุกวันนี้ตัวอย่างของระบบการสื่อสารระหว่างคนกับคนนี้ เช่น โทรศัพท์ ที่เป็นการสื่อสารที่ใช้สายนำสัญญาณเป็นตัวกลาง และยังมีการสื่อสารที่ใช้ตัวกลางเป็นอากาศ หรือที่เรียกว่า ระบบการสื่อสารไร้สารนั่นเอง

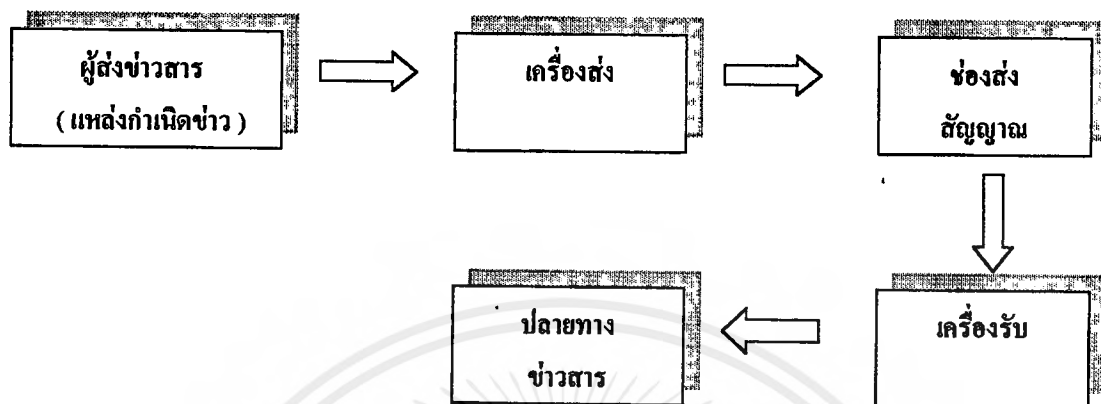
ในระบบการสื่อสารทางสายนำสัญญาณ ต้องพึงพาดตัวกลางสื่อสารที่ทำด้วยโลหะทองแดงหรือทองเหลืองนั้น ได้ลดน้อยลงไปมาก นักวิทยาศาสตร์และวิศวกรสื่อสารได้พยายามค้นวิจัยเกี่ยวกับการส่งแสงผ่านชั้นบรรยากาศ แต่แสงจะถูกลดกำลังในชั้นบรรยากาศ ต่อมาจึงได้หันความสนใจมาวิจัยการสื่อสารด้วยแสงผ่านเส้นใยแก้วนำแสง ซึ่งเอาข้อดีของแสงที่มีความเร็วสูงมาใช้ในระบบการสื่อสารและยังทำให้ข้อจำกัดของแบนด์วิดธ์ถูกลดลง ในปัจจุบันนี้แสงจึงถูกนำไปใช้อย่างกว้างขวางในการสื่อสารแบบดิจิทัลที่มีความจุมาก

อุปกรณ์เบื้องต้นของระบบการสื่อสารใด ๆ แสดงในรูปที่ 1.1 อุปกรณ์เหล่านี้อาจรวมกันที่ปลายด้านหนึ่งของแหล่งอุปกรณ์ ซึ่งจะป้อนข้อความให้กับเครื่องส่ง เครื่องส่งจะแสดงข้อมูลไปยังช่องสัญญาณซึ่งเหมาะสมกับคุณสมบัติการถ่ายโอนข้อมูลของช่องสัญญาณ ช่องสัญญาณเป็นตัวกลางระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ ตัวอย่างสายส่งเช่น เส้นลวด ท่อนำคลื่นในกรณีของระบบการสื่อสารโดยใช้เส้นใยแก้วนำแสง เครื่องส่งและเครื่องรับจะทำงานโดยใช้แหล่งกำเนิดแสง และอุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณและช่องส่งสัญญาณ ซึ่งสัญญาณแสงสามารถเดินทางได้

ในการสื่อสารโดยใช้ตัวกลางแบบมีสายนั้น ในบางครั้งอาจจะพบอุปสรรคต่าง ๆ ในการวางสาย กล่าวคืออยู่ในพื้นที่ที่ไม่สามารถวางสายได้ หรือเป็นการไม่คุ้มค่าต่อการลงทุนในการวางสาย ซึ่งหากจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปลี่ยนมาใช้ระบบการสื่อสารแบบไร้สายที่ใช้คลื่นวิทยุ ก็อาจจะพบปัญหาในเรื่องของคลื่นวิทยุรบกวน ทำให้การสื่อสารไม่มีประสิทธิภาพเท่าที่ควร ด้วยเหตุนี้การสื่อสารแบบไร้สายโดยใช้แสงเป็นพาหะ และใช้อากาศเป็นตัวกลางจึงเป็นวิธีหนึ่งที่น่ามาใช้ได้เป็นอย่างดี



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงระบบการสื่อสารโดยใช้แสง

ในการสื่อสารโดยใช้ตัวกลางแบบมีสายนั้น ในบางครั้งอาจจะพบอุปสรรคต่าง ๆ ในการวางสาย กล่าวคืออยู่ในพื้นที่ที่ไม่สามารถวางสายได้ หรือเป็นการไม่คุ้มค่าต่อการลงทุนในการวางสาย ซึ่งหากจะเปลี่ยนมาใช้ระบบการสื่อสารแบบไร้สายที่ใช้คลื่นวิทยุ ก็อาจจะพบปัญหาในเรื่องของคลื่นวิทยุรบกวน ทำให้การสื่อสารไม่มีประสิทธิภาพเท่าที่ควร ด้วยเหตุนี้การสื่อสารแบบไร้สายโดยใช้แสงเป็นพาหะ และใช้อากาศเป็นตัวกลางจึงเป็นวิธีหนึ่งที่น่ามาใช้ได้เป็นอย่างดี

เลเซอร์ (Laser Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation) หมายถึง เป็นการขยายแสงโดยการกระตุ้นให้ปล่อยแสงออกมา แสงเลเซอร์นี้มีคุณสมบัติแตกต่างกับแสงที่เกิดจากหลอดทังสเตน (Tungsten) เช่น หลอดอินแคนเดสเซนต์ (Incandescent Lamp), หลอดนีออน (Neon) ฯลฯ นั่นคือแสงที่ออกมาจากหลอดทังสเตนนั้น จะมีความยาวคลื่นและเฟสไม่แน่นอน แต่แสงที่เกิดจากเลเซอร์นั้น จะมีความยาวคลื่นแสงและเฟสเท่ากันเป็นส่วนใหญ่ เรียกว่ามีความเป็นโคฮีเรนต์ (Coherent) และยังมีลักษณะเด่นอีกอย่าง คือ มีทิศทาง (Directivity) ของแสงดีมาก เหมาะแก่การนำมาใช้ในการสื่อสาร

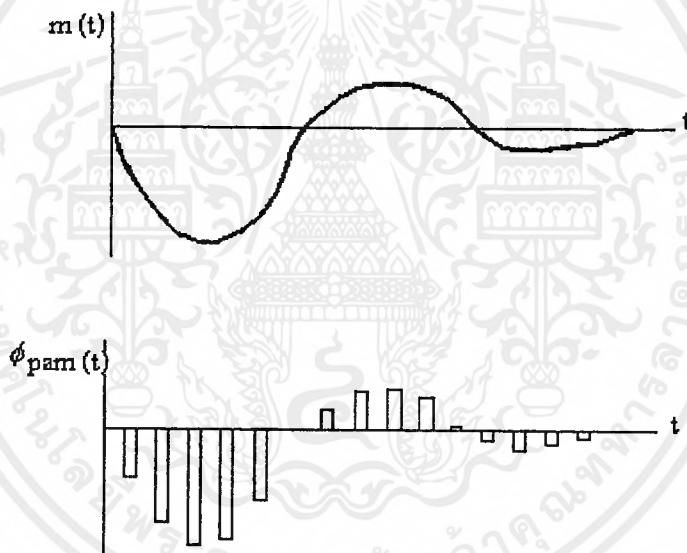
## บทที่ 2

### ทฤษฎีและหลักการ

#### 2.1 การมอดูเลตพัลส์

##### 2.1.1 การมอดูเลตพัลส์เชิงแอมพลิจูด

ในระบบการมอดูเลตพัลส์เชิงแอมพลิจูด (Pulse Amplitude Modulation) หรือที่เรียกว่า พีเอเอ็ม (PAM) นั้น ค่าแอมพลิจูดของพัลส์ในขบวนพัลส์ที่มีความกว้างของแต่ละพัลส์คงที่นั้น จะถูกควบคุมให้แปรตามค่าความแรงของค่าตัวอย่างของสัญญาณข่าวสารซึ่งจะถูกซึบค่าออกมาตามทฤษฎีการเกิดพัลส์ในขบวนพัลส์นั้น กล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือ ขบวนพัลส์ที่ใช้จะต้องมีการสัมพันธ์หรือซิงโครไนซ์ (Synchronize) กับจังหวะการซึบค่าของ สัญญาณข่าวสาร  $m(t)$  ลักษณะความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณข่าวสาร  $\phi_{PAM}(t)$  และสัญญาณพีเอเอ็ม มีดังแสดงในรูป 2.1



รูปที่ 2.1 สัญญาณอนาล็อก  $m(t)$  และสัญญาณพีเอเอ็ม

เราสามารถพิจารณาเกี่ยวกับสัญญาณพีเอเอ็ม ให้ลึกยิ่งขึ้นได้โดยการวิเคราะห์ดังต่อไปนี้ คือ สมมติสัญญาณข่าวสาร  $m(t)$  เป็นสัญญาณที่มีแบนด์จำกัด โดยมีค่าองค์ประกอบความถี่สูงสุด คือ  $f_m$  ดังนั้น อัตราการซึบค่าตัวอย่างสัญญาณนี้ จะต้องทำด้วยความถี่  $f_s \geq 2f_m$  ซึ่งก็จะทำให้รู้ค่าคาบเวลาของการซึบค่าตัวอย่างสัญญาณ ( $T_s = \frac{1}{f_s}$ ) เพราะฉะนั้นเราจะเขียนสมการของสัญญาณที่เกิดจากการซึบค่าตัวอย่างของสัญญาณออกมาในลักษณะของอิมพัลส์ คือ

$$m_s(t) = m(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} m(nT_s) \delta(t - nT_s) \quad (2.1)$$

ในที่นี้ค่า  $m(nT_s)$  คือ ค่าของสัญญาณข่าวสาร  $m(t)$  ที่ชั่วขณะเวลา  $t = nT_s$  เมื่อนำขบวนอิมพัลส์ (2.1) ผ่านวงจรที่มีค่าผลตอบสนองอิมพัลส์เป็นรูปฟังก์ชันเกต  $q(t) = p(t/T)$  โดยที่  $T < T_s$  ก็จะได้สัญญาณพีเอเอ็มตามต้องการคือ

$$\begin{aligned} \phi_{PAM}(t) &= m_s(t) \otimes q(t) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} m(nT_s) \delta(t - nT_s) \otimes q(t) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} m(nT_s) q(t - nT_s) \end{aligned} \quad (2.2)$$

โดยอาศัยคุณสมบัติการแปลงฟูริเยร์ เรื่อง การคอนโวลูชัน เมื่อกำหนดคู่การแปลงฟูริเยร์ดังต่อไปนี้

นี้

$$\phi_{PAM}(t) \leftrightarrow \Phi_{PAM}(\omega)$$

$$m(t_s) \leftrightarrow M_s(\omega)$$

$$m(t) \leftrightarrow M(\omega)$$

และ

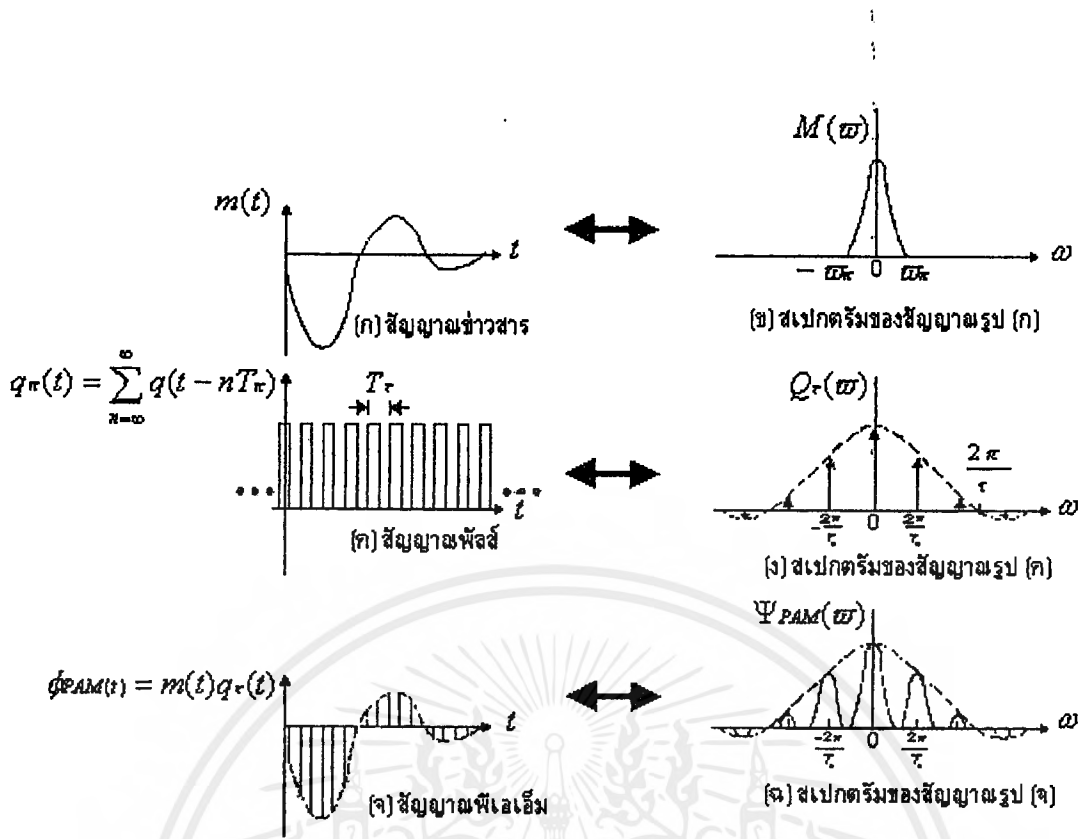
$$q(t) \leftrightarrow Q(\omega) \quad (2.3)$$

แล้วจะได้

$$\Phi_{PAM}(\omega) = M_s(\omega) Q(\omega) \quad (2.4)$$

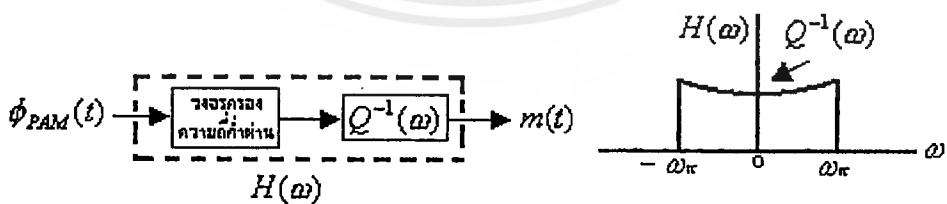
รูปความสัมพันธ์ของสัญญาณตามขั้นตอนต่าง ๆ ในการวิเคราะห์สัญญาณ พีเอเอ็มมีดังแสดงในรูปที่ 2.2 ตามรูปนี้ แสดงกรณีที่เลือกค่า  $f_s = 2f_m$  ซึ่งจะพบว่า  $M_s(\omega)$  นั้น มีรูปเป็นภาพสำเนาของ  $M(\omega)$  ที่เกิดเป็นคาบทุกคาบความถี่  $2\pi/T_s$  โดยมีเอนเวโลป หรือกรอบของสัญญาณเป็นรูป  $Q(\omega)$  กั้นบังคับอยู่ ดังนั้นถ้า  $q = p(t/T)$  มีช่วงเวลา  $T$  หรือความกว้างของพัลส์ที่แคบมาทำการมอดูเลตก็จะทำให้ได้ค่า  $Q(\omega)$  ซึ่งมีลักษณะเป็น ฟังก์ชันไนควิสต์ (Nyquist function) คือ  $Sa(\omega T/2)$  นั้น มีค่าประมาณคงที่เท่ากับ  $Q(0)$  ในบริเวณย่านความถี่ต่ำ  $\omega \in (-\pi/T_s, \pi/T_s)$  ซึ่งในย่านความถี่นี้ลักษณะของ  $\Phi_{PAM}(\omega)$  ในช่วงความถี่นี้นั้นจะเหมือนกับ  $M(\omega)$  ดังนั้นเราใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมากรองสัญญาณ  $\phi_{PAM}(t)$  ก็จะได้สัญญาณเดิมคือ  $m(t)$  กลับคืนมาได้ อย่างไรก็ตามถ้าเลือก  $q(t) = p(t/T)$  โดยใช้เวลา  $T$  ที่ค่อนข้างมาก คือ มีค่าพหุประมาณเมื่อเทียบกับ  $T_s$  ค่า  $Q(\omega)$  (คือค่า  $Sa(\omega T/2)$ ) จะมีค่าเป็นส่วนโค้งที่เห็นได้ชัดในบริเวณย่านความถี่ต่ำ (ดูรูปที่ 2.2b ประกอบ) ซึ่งจะมีส่วนทำให้ภาพสำเนา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับผูกมัดให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 รูปแสดงความสัมพันธ์ของสัญญาณ และสเปกตรัมของสัญญาณ ที่เกี่ยวข้องกับสัญญาณพีเอเอ็ม

ของ  $M(\omega)$  ในสัญญาณ  $\Phi_{PAM}(\omega)$  ที่บริเวณความถี่ต่ำมีความคิดเห็นไปบ้าง ซึ่งรูปแบบนั้นจะเป็นไปตาม (2.4) เราต้องการจะตีเทกสัญญาณเดิมกลับมาโดยไม่คิดเห็นเราก็สามารถทำได้โดยการใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีฟังก์ชันถ่ายโอน  $H(\omega)$  ที่กลับกันกับ  $Q(\omega)$  กล่าวคือ  $H(\omega) = Q^{-1}(\omega)$  ดังแสดงในรูปที่ 2.3 หากกรองสัญญาณก็จะทำให้สามารถนำสัญญาณนำสัญญาณข่าวสารเดิม คือ  $m(t)$  กลับคืนมาได้โดยไม่คิดเห็น ประสิทธิภาพอัตราส่วน  $T/T_s$  นั้นถ้าน้อยกว่า 0.1 แล้วค่าความแตกต่างของ  $Q^{-1}(\omega)$



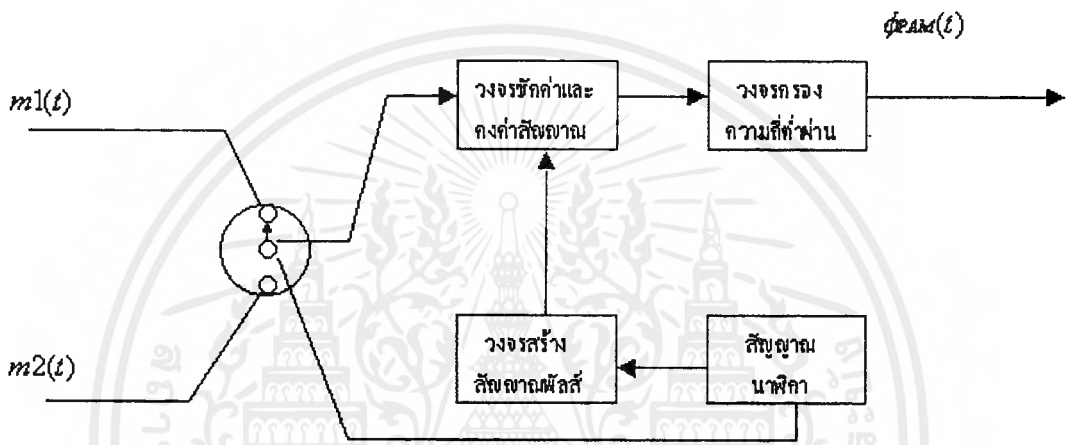
รูปที่ 2.3 วงจกรองความถี่ต่ำผ่านสำหรับสัญญาณพีเอเอ็มที่ใช้วงจรอีควอไลเซอร์  $Q^{-1}(\omega)$  มาช่วยชดเชยความเพี้ยนของสัญญาณ

กับขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจกรองความถี่ต่ำผ่านในอุดมคติ นั้น จะต่างกันไม่ถึง 1% ดังนั้นในทางปฏิบัติ เราจึงมักเลือกค่าความกว้างของพัลส์ คือ  $T$  ให้มีค่าน้อยกว่าคาบเวลาการสุ่มสัญญาณ  $T_s$  ประมาณ 10 เท่า หรือน้อยกว่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.2 การมัลติเพล็กซ์ แบบแบ่งเวลา

การใช้พัลส์ที่มีความกว้างแคบมากในระบบพีเอเอ็ม จะทำให้เหลือช่องว่างมากระหว่างพัลส์ข้างเคียงในขบวนพัลส์ ดังนั้นเราจึงสามารถที่จะแทรกพัลส์อื่นที่ได้จากการทำพีเอเอ็มของสัญญาณข่าวสารอื่นร่วมไปในระหว่างเวลาที่ว่างนั้นได้ กระบวนการที่รวมสัญญาณตัวอย่างของหลาย ๆ สัญญาณลงเป็นลำดับตามเวลานี้มีชื่อว่า การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลา (Time Division Multiplex) เรียกย่อว่า ทีดีเอ็ม (TDM) ในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงหลักการของทีดีเอ็มที่ใช้เกี่ยวข้องกับพีเอเอ็มเป็นหลัก แต่โดยสาระแล้วหลักการเดียวกันนี้จะใช้ได้กับการมอดูเลตพัลส์ชนิดอื่น ๆ ด้วย



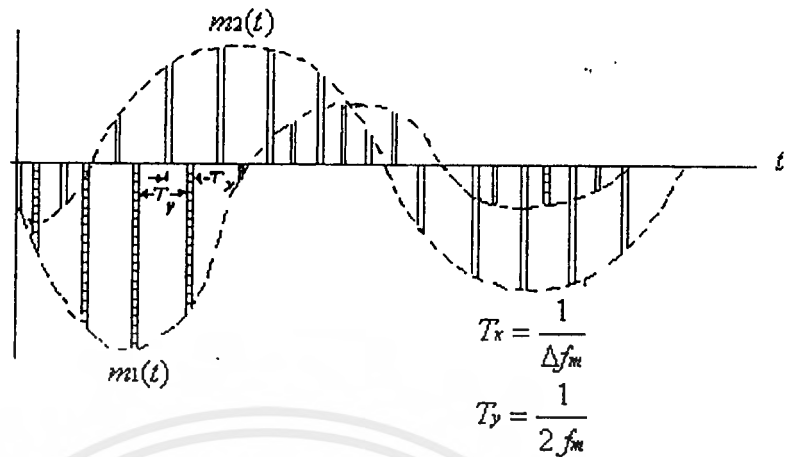
รูปที่ 2.4 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลาด้วยระบบพีเอเอ็ม

ในกรณีที่ต้องการจะทำทีดีเอ็มกับสัญญาณข่าวสารสองสัญญาณ โดยใช้พีเอเอ็มอาจทำให้ด้วยการจัดวงจรตามรูปที่ 2.4

รูปที่ 2.4 สัญญาณ  $m_1(t)$  และ  $m_2(t)$  จะถูกชักค่าตัวอย่างสลับกัน โดยวงจรถักค่าและคงค่าระดับสัญญาณ (Sampling and Hold) ด้วยความถี่มากกว่า หรือเท่ากับ  $2f_m$  ครั้งต่อวินาที สำหรับสัญญาณแต่ละสัญญาณ โดย  $f_m$  คือค่าความถี่สูงสุดขององค์ประกอบสัญญาณใน  $m_1(t)$  และ  $m_2(t)$  นั้น ดังนั้นจำนวนตัวอย่างสัญญาณที่ถูกชักค่าเข้ามาสู่วงจรถักค่าและคงค่าสัญญาณ ในกรณีนี้จะต้องมีค่ามากกว่า หรือเท่ากับ  $4f_m$  ตัวอย่างต่อวินาที ค่าตัวอย่างสัญญาณเหล่านี้จะถูกรักษาระดับอยู่เป็นเวลาเท่ากับ ความกว้างของพัลส์จากวงจรกำเนิดพัลส์ โดยใช้การควบคุมจังหวะการสร้างพัลส์จากวงจรรนาฬิกา ซึ่งเป็นสัญญาณจังหวะที่ใช้ควบคุมการชักค่าตัวอย่างสัญญาณด้วย ดังนั้นเอาต์พุตของค่าของวงจรถักค่าและคงค่าสัญญาณจะเป็นสัญญาณจะเป็นสัญญาณพีเอเอ็มดังแสดงในรูปที่ 2.5 ซึ่งเราจะเห็นได้ว่าสัญญาณพีเอเอ็มนี้ได้จากการชักค่าตัวอย่างของสัญญาณ  $m_1(t)$  และ  $m_2(t)$  สลับกันไปบนแกนเวลา ดังนั้นค่าตัวอย่างของสัญญาณทั้งสองจึงไม่รบกวนกัน ทำให้เราสามารถส่งสัญญาณ (ความจริง คือ ค่าตัวอย่างของสัญญาณ) ทั้งสองรวมกันไปบนสายส่งสัญญาณหรือตัวกลางเดียวกันได้ ถ้าเราทำการส่งสัญญาณพีเอเอ็มตามรูปที่ 2.5 ไปในสายส่งสัญญาณ แล้วใช้สัญญาณนาฬิกาควบคุมอุปกรณ์ทางเครื่องรับให้สลับแยก

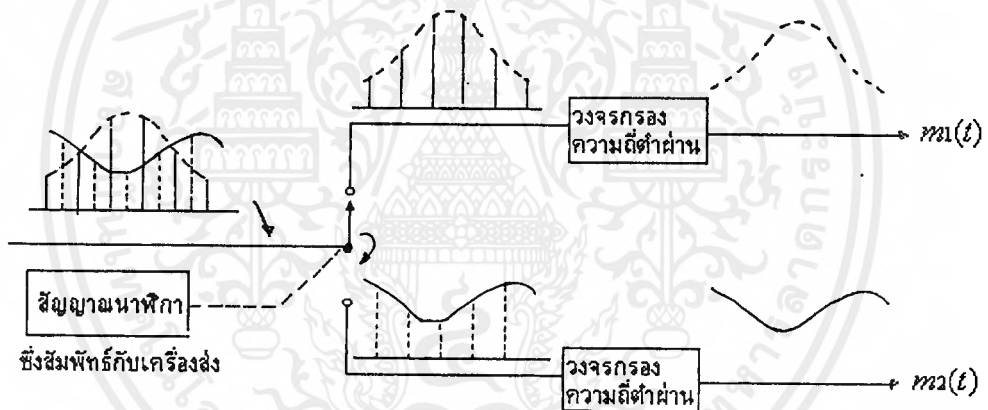
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณออกเป็นสองทาง โดยให้สัมพันธ์อยู่ในจังหวะเดียวกับทางเครื่องส่งแล้ว เราก็สามารถจะแยก



รูปที่ 2.5 การส่งสัญญาณแบบมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลา

สัญญาณพีเอเอ็ม หรือค่าตัวอย่างของสัญญาณข่าวสารออกจากกันได้ โดยระบบวงจรดังแสดงในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 วงจรแยกสัญญาณพีเอเอ็มจากการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลา  
ทางด้านเครื่องรับ

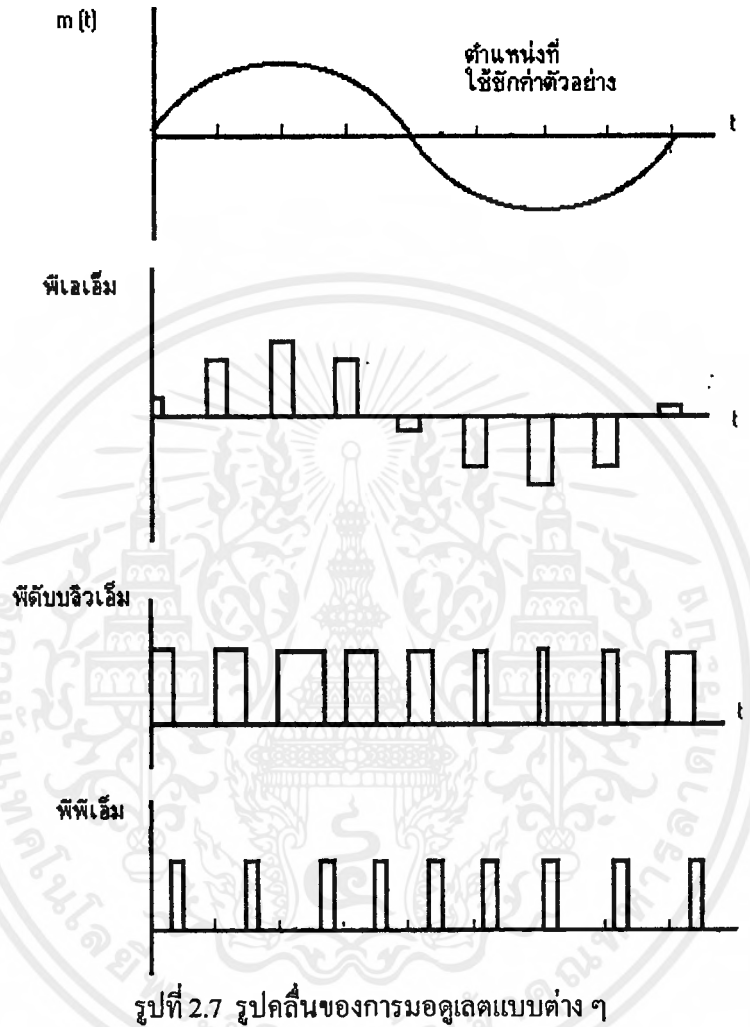
ตามที่ได้กล่าวถึงนี้ เราได้สมมุติใช้สัญญาณข่าวสารเพียงสองสัญญาณเท่านั้น แต่จะเห็นได้ว่าโดยหลักการเดียวกันนี้เราสามารถที่จะขยายผลไปเพื่อทำการมัลติเพล็กซ์สัญญาณจำนวนมากกว่านี้ได้โดยง่าย โดยเพียงแค่เพิ่มจำนวนสวิทช์ และความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่จะจัดจังหวะการสลับสวิทช์ให้เหมาะสม และสอดคล้องกันระหว่างเครื่องส่ง และเครื่องรับเท่านั้น

### 2.1.3 การมอดูเลตเวลาพัลส์

ขอให้ผู้อ่านนึกถึงทฤษฎีการชักตัวอย่าง แล้วผู้อ่านก็จะรู้ว่าการที่จะจัดส่งสัญญาณ  $m(t)$  ซึ่งมีแบนด์วิดท์จำกัดที่ความถี่สูงสุด  $f_m$  เฮิรตซ์นั้น เราไม่จำเป็นต้องส่งสัญญาณนั้นไปอย่างต่อเนื่อง แต่เราสามารถที่จะชักค่าตัวอย่างของจำนวนนั้น ออกมาส่งไปเป็นจังหวะทุกช่วงเวลาห่างกันไม่เกิน  $\frac{1}{2f_m}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วินาที การใช้ค่าความแรงของตัวอย่างสัญญาณไปควบคุมแอมพลิจูดของพัลส์ในขบวนพัลส์ ทำให้ได้การมอดูเลตพัลส์ที่เรียกว่า พีโอเอ็มออกมา การมอดูเลตพัลส์อีกวิธีหนึ่ง สามารถทำได้โดยใช้ค่าความแรงของ



รูปที่ 2.7 รูปคลื่นของการมอดูเลตแบบต่าง ๆ

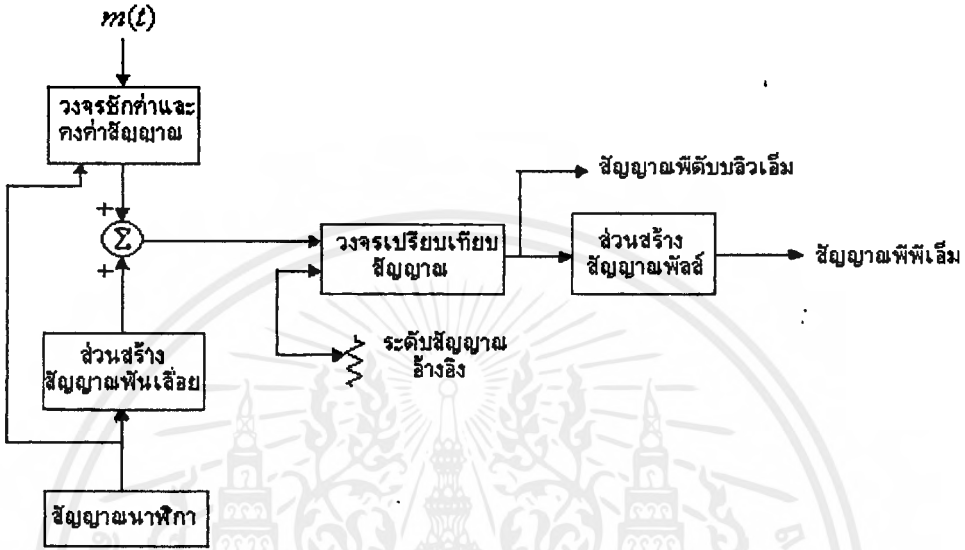
สัญญาณตัวอย่างนี้ไปควบคุมค่าพารามิเตอร์เชิงเวลาของแต่ละพัลส์ในขบวนพัลส์ การมอดูเลตเช่นนี้มีชื่อเรียกว่า การมอดูเลตเวลาพัลส์ (Pulse-Timing Modulation) ซึ่งมีวิธีการทำได้หลายแบบ แต่หลักการพื้นฐานเหมือนกัน และในที่นี้จะได้กล่าวถึงหลักการสองรูปแบบ คือ แบบแรกเรียกว่า การมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulation หรือ Pulse Duration Modulation) ซึ่งเรียกย่อว่า พีดับบลิวเอ็ม (PWM) หรือ (PDM) การมอดูเลตแบบนี้จะใช้ค่าความแรงของตัวอย่างสัญญาณไปทำให้ความกว้างของแต่ละพัลส์ในขบวนพัลส์แปรผันตามเพียงอย่างเดียว โดยค่าแอมพลิจูดของแต่ละพัลส์จะมีค่าคงที่ และแบบที่สองของการมอดูเลตเวลาพัลส์นั้น จะรักษาแอมพลิจูด และความกว้างของแต่ละพัลส์ให้คงที่ แต่จะควบคุมให้ตำแหน่งของแต่ละพัลส์นั้นเลื่อนออกไปจากตำแหน่งปกติขณะที่ยังไม่มีมอดูเลตสัญญาณเป็นระยะทางเป็นระยะเวลาที่แปรตามแรงของค่าตัวอย่างสัญญาณที่ใช้ควบคุมนั้น การมอดูเลตเวลาพัลส์แบบที่



สองนี้ มีชื่อเรียกว่า การมอดูเลตตำแหน่งพัลส์ (Pulse Position Modulation) หรือเรียกย่อว่า พีพีเอ็ม (PPM)

2.1.4 การสร้างสัญญาณมอดูเลตเชิงเวลาพัลส์

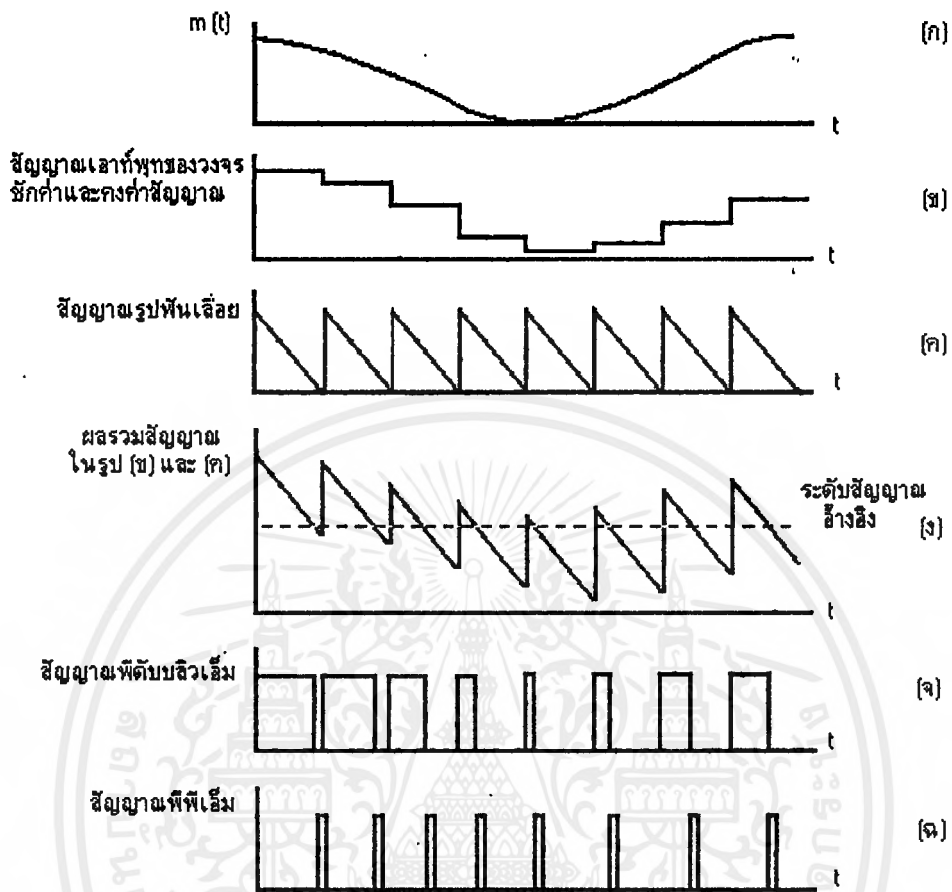
ในการสร้างสัญญาณมอดูเลตเชิงเวลาพัลส์นั้น นิยมใช้ระบบซึ่งประกอบจากวงจรชั้ค่าและค่าระดับสัญญาณ วงจรสร้างสัญญาณรูปฟันเลื่อย และวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (Comparator) ดังแสดงใน



รูปที่ 2.8 แผนผังวงจรระบบสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม และพีพีเอ็ม

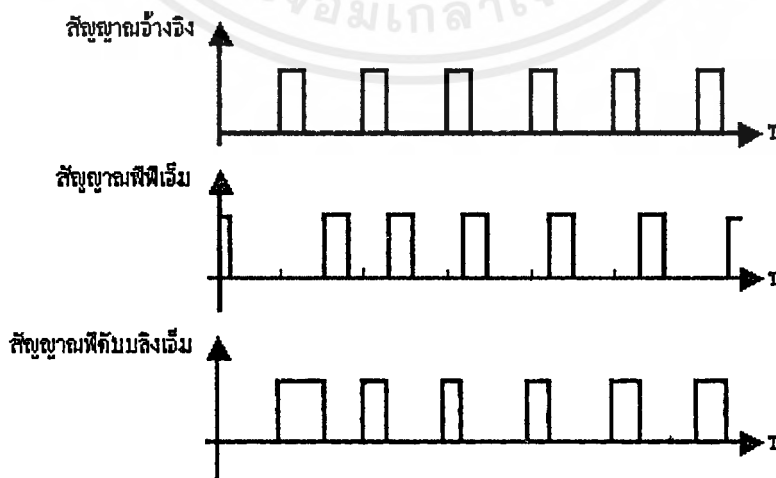
รูปที่ 2.8 การทำงานของระบบอธิบายได้ดังนี้ คือ เมื่อสัญญาณ  $m(t)$  ตามรูป 2.9ก เข้าสู่ระบบวงจรชั้ค่าและคงค่าระดับสัญญาณ จะทำให้เกิดสัญญาณเอาต์พุต ดังแสดงในรูป 2.9ข สัญญาณนี้จะถูกนำไปรวมกับสัญญาณรูปฟันเลื่อย ทำให้เกิดเป็นผลลัพธ์เป็น สัญญาณรูปฟันเลื่อยที่มีการกระเพื่อมตามสัญญาณที่นำมารวมกันด้วย และเมื่อมีการจัดขนาดของสัญญาณรูปฟันเลื่อย ให้มีค่ามากกว่าค่าจากยอดถึงยอด (Peak to Peak) ของสัญญาณ  $m(t)$  เล็กน้อย ก็จะได้สัญญาณพัลส์ที่มีลักษณะดังรูป 2.9ง สัญญาณรวมนี้จะถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง โดยวงจรเปรียบเทียบสัญญาณด้วยการใช้ค่าสัญญาณอ้างอิงให้อยู่เหนือกว่าสัญญาณสูงสุดของสัญญาณข่าวสาร  $m(t)$  เล็กน้อย ดังปรากฏในรูป 2.9จ แล้วจะได้เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณเป็นสัญญาณพีดับบลิวเอ็มดังแสดงในรูป 2.9จ จากสัญญาณพีดับบลิวเอ็มนี้ ถ้าเราต้องการจะสร้างสัญญาณพีพีเอ็ม ก็สามารถทำได้โดยการนำสัญญาณพีดับบลิวเอ็มนั้นส่งไปยังวงจรโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ (Monostable Multivibrator) ที่ใช้การกระตุ้นโดยขอบตก (Trailing Edge) ของพัลส์ ขอบตกของพัลส์พีดับบลิวเอ็ม จะกระตุ้นวงจรมัลติไวเบรเตอร์ให้สร้างเอาต์พุตออกมาเป็นสัญญาณพีพีเอ็มดังแสดงในรูปที่ 2.9ฉ ในการที่จะนำสัญญาณข่าวสาร  $m(t)$  กลับคืนมาจากสัญญาณพีดับบลิวเอ็มนั้นทำได้โดยการใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านซึ่งมีความถี่ของจุดตัด (Cut off Frequency) ที่ค่าความถี่สูงสุด  $f_m$  ของสัญญาณ  $m(t)$  มากรองสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม เราก็จะได้

สัญญาณ  $m(t)$  ออกจากสัญญาณ พีซีเอ็ม นั้นนำโดยการแปลงสัญญาณพีซีเอ็ม ให้กลับไปเป็นสัญญาณที่ดับบลิว



รูปที่ 2.9 สัญญาณที่จุดต่าง ๆ ในระบบตามรูปที่ 2.8

เข้มาก่อนแล้วจึงใช้วิธีการนำสัญญาณ  $m(t)$  ออกจากสัญญาณที่ดับบลิวเข้ด้วยการใช้วงจรกรองความถี่



รูปที่ 2.10 รูปแสดงการสร้างสัญญาณที่ดับบลิวเข้จากสัญญาณพีซีเอ็ม

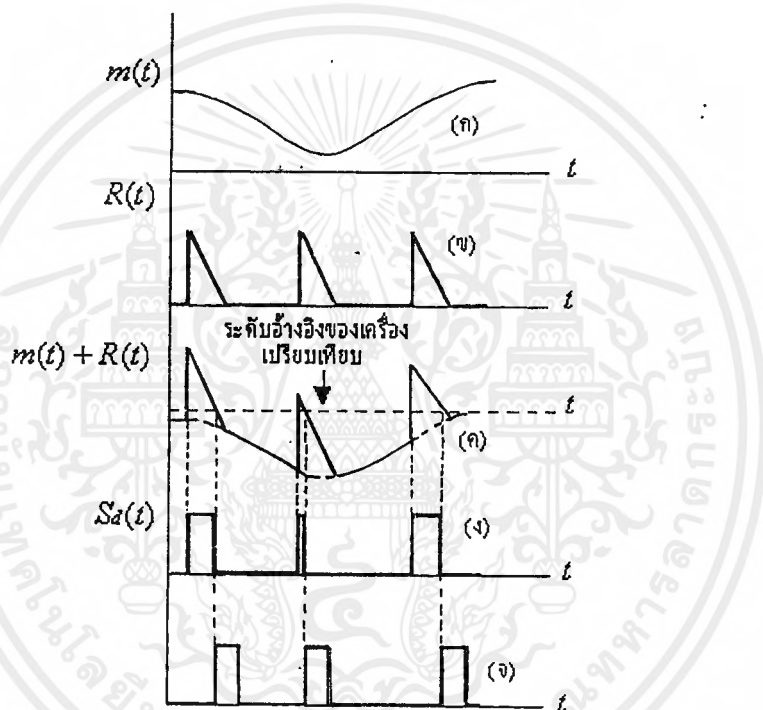
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าผ่านดังที่ไว้แล้ว การแปลงรูปสัญญาณพีพีเอ็มไปเป็นสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม สามารถทำได้โดยการใช้ อาร์เอสฟลิปฟลอป (RS flip-flop) คือใช้ขบวนการพัลส์ที่ยังไม่ได้มอดูเลตเป็นสัญญาณอ้างอิง เพื่อกระตุ้นให้เกิดการเซต (set) ค่าเอาต์พุตของฟลิป-ฟลอป แล้วใช้สัญญาณพีพีเอ็มเป็นสัญญาณรีเซต (reset) ค่าเอาต์พุตทำให้เอาต์พุตของ ฟลิป-ฟลอปเป็นสัญญาณพีดับบลิวเอ็มตามต้องการตัวอย่างความสัมพันธ์ของ รูปคลื่นดังกล่าวมีดังรูปที่ 2.10

### 2.1.5 สัญญาณพัลส์คิวเรชั่นมอดูเลชั่นและสัญญาณโพซิชั่นมอดูเลชั่น

การสร้างสัญญาณพัลส์คิวเรชั่นมอดูเลชั่น และสัญญาณพัลส์โพซิชั่นมอดูเลชั่น ทำได้ 2 วิธีด้วยกันคือ

#### 1. วิธีตรง

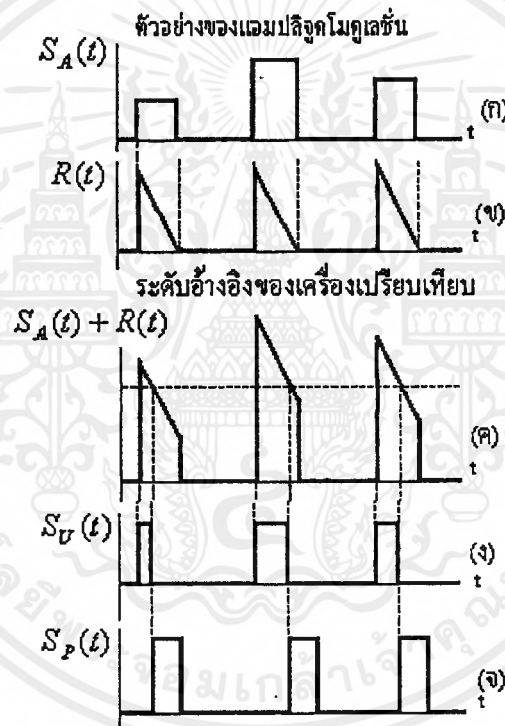


รูปที่ 2.11 วิธีการสร้างพัลส์คิวเรชั่นมอดูเลชั่นและพัลส์โพซิชั่น โดยตรงโดยไม่ต้องสร้างพัลส์แอมพลิซูดมอดูเลชั่นก่อน (ก) สัญญาณเบสแบนด์  $m(t)$  (ข) สัญญาณสามเหลี่ยม  $R(t)$  (ค) สัญญาณผลรวม  $m(t) + R(t)$  และระดับอ้างอิง (ง) พัลส์คิวเรชั่นมอดูเลชั่น (จ) พัลส์โพซิชั่นมอดูเลชั่น

รูปที่ 2.11 แสดงการสร้างพัลส์คิวเรชั่นมอดูเลชั่นโดยตรง จากสัญญาณเบสแบนด์ รูปที่ 2.11ก เป็นสัญญาณเบสแบนด์ที่ต้องการมอดูเลตเป็นพัลส์คิวเรชั่นมอดูเลชั่น  $m(t)$  ในการสร้างพัลส์คิวเรชั่นมอดูเลชั่น เริ่มต้นด้วยการสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม (Ramp Function)  $R(t)$  ที่มีคาบเวลา (Period) นานอนดังขึ้นมาในรูปที่ 2.11ข บวกสัญญาณสามเหลี่ยมเข้ากับสัญญาณเบสแบนด์ในวงจรบวก จะได้สัญญาณผลรวม  $m(t) + R(t)$  แล้วผ่านสัญญาณนี้เข้าไปในเครื่องเปรียบเทียบ จะเปรียบเทียบสัญญาณสามเหลี่ยมของสัญญาณผลรวม  $m(t) + R(t)$  ที่ตัดกับระดับอ้างอิง (Reference Level) ดังรูปที่ 2.11ค ตามหลักการ

ของการข้ามระดับ (Level Crossing) เมื่อสัญญาณสามเหลี่ยมข้ามหรือตัดกับระดับอ้างอิงครั้งแรก วงจรจะสร้างขอบหน้า (Leading edge) ของพัลส์และเมื่อสัญญาณสามเหลี่ยมข้ามหรือตัดกับระดับอ้างอิงอีกครั้งหนึ่งวงจรจะสร้างขอบหาง ก็จะได้พัลส์คิวเรชั่นมอดูเลชั่นตามต้องการ ดังรูปที่ 2.11g สังเกตว่าความกว้างของพัลส์คิวเรชั่นมอดูเลชั่นจะเปลี่ยนแปลงตามขนาดของสัญญาณเบสแบนด์เมื่อขนาดของสัญญาณเบสแบนด์สูงขึ้นความกว้างของพัลส์คิวเรชั่นมอดูเลชั่นก็จะกว้างขึ้น สำหรับการสร้างพัลส์โพซิชั่นมอดูเลชั่นนั้นจะมีวงจรคอยจับ (Detect) ขอบหางของพัลส์คิวเรชั่นมอดูเลชั่น เมื่อขอบหางของพัลส์คิวเรชั่นมอดูเลชั่นสิ้นสุดแล้ว ก็จะสร้างพัลส์ที่มีขนาดและความกว้างคงที่ ดังรูป 2.11g ข่าวดสารของพัลส์โพซิชั่นมอดูเลชั่น จึงอยู่ที่ตำแหน่งเวลาเกิดของการเกิดของพัลส์ ซึ่งเปลี่ยนแปลงตามขนาดของสัญญาณเบสแบนด์ ถ้าขนาดของสัญญาณเบสแบนด์สูงขึ้นตำแหน่งเวลาเกิดของพัลส์โพซิชั่นมอดูเลชั่นจะเลื่อนไปทางปลายช่วงเวลา (Time Slot) มากขึ้น

## 2. วิธีอ้อม



รูป 2.12 วิธีสร้างพัลส์คิวเรชั่นมอดูเลชั่นและพัลส์โพซิชั่นมอดูเลชั่น โดยสร้างจากพัลส์แอมพลิจูดมอดูเลชั่นก่อน (ก) สัญญาณพัลส์แอมพลิจูดมอดูเลชั่น (ข) สัญญาณสามเหลี่ยม (ค) สัญญาณผลรวม  $S_{PAM}(t) + R(t)$  และระดับอ้างอิง (ง) พัลส์คิวเรชั่นมอดูเลชั่น (จ) พัลส์โพซิชั่นมอดูเลชั่น

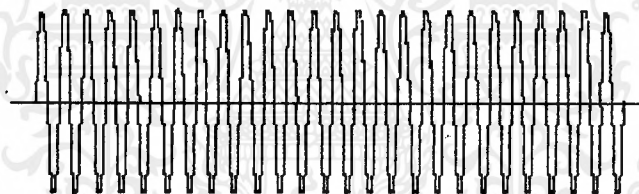
วิธีการสร้างพัลส์คิวเรชั่นมอดูเลชั่นและพัลส์โพซิชั่นมอดูเลชั่นโดยทางอ้อมนี้ ต้องสร้างพัลส์แอมพลิจูดมอดูเลชั่นจากสัญญาณเบสแบนด์ก่อน ความแตกต่างระหว่างวิธีตรงและวิธีอ้อมอยู่ที่จะบวกสัญญาณสามเหลี่ยมเข้ากับสัญญาณเบสแบนด์โดยตรง หรือจะบวกสัญญาณสามเหลี่ยมเข้ากับพัลส์แอมพลิจูดมอดูเลชั่นตามวิธีอ้อมเท่านั้นส่วน ขั้นตอนอื่นในการเปรียบเทียบสัญญาณรวมกับระดับอ้างอิงนั้นเหมือนกัน ตลอดจนขั้นตอนการสร้างพัลส์คิวเรชั่นและพัลส์โพซิชั่นมอดูเลชั่น ดังรูปที่ 2.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

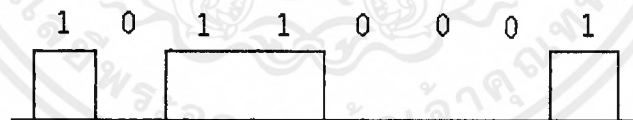
## 2.๕ การส่งสัญญาณดิจิทัลที่ใช้คลื่นพาห้

เท่าที่ผ่านมาเราได้กล่าวถึง สัญญาณดิจิทัลในเบสแบนด์เท่านั้น ไม่ได้กล่าวถึงการส่งสัญญาณประเภทที่มีการย้ายสเปกตรัมของสัญญาณดิจิทัลเดิมเลย เนื่องจากสัญญาณดิจิทัลในเบสแบนด์ มีองค์ประกอบของสัญญาณที่มีความถี่ต่ำอยู่เป็นส่วนใหญ่ จึงเหมาะสมที่จะใช้กับระบบสื่อสารที่ใช้สายโดยตรง แต่ไม่เหมาะที่จะใช้ส่งผ่านระบบที่ไม่ยอมให้ความถี่ต่ำผ่านไปได้ เช่นในระบบโทรศัพท์ที่ต้องผ่านชุมสาย และไม่เหมาะกับการส่งสัญญาณนั้นโดยตรงด้วยคลื่นในย่านความถี่วิทยุเป็นต้น จึงจำเป็นต้องใช้การมอดูเลตมาช่วย เพื่อย้ายสเปกตรัมของสัญญาณดิจิทัลในเบสแบนด์ให้สูงขึ้นให้เหมาะสมกับการใช้งานนั้น หัวข้อจะกล่าวแนะนำเกี่ยวกับรูปแบบของการส่งสัญญาณดิจิทัลที่ใช้คลื่นพาห้

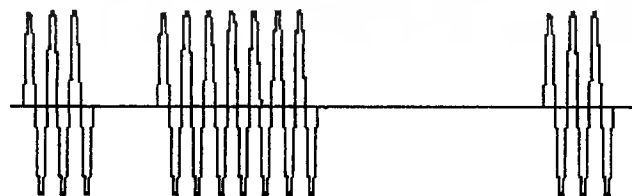
วิธีการมอดูเลตสัญญาณหลัก 2 ประเภท คือการมอดูเลตแอมพลิจูดและการมอดูเลตเชิงมุมกล่าวคือเมื่อคลื่นพาห้ คือ  $\text{Cos}(\omega_c t)$  ดังแสดงในรูป 2.13 มอดูเลตกับสัญญาณ  $y(t)$  ซึ่งเป็นสัญญาณแบบเปิด-ปิด ในเบสแบนด์ ดังแสดงในรูป 2.13ข จะได้สัญญาณภายหลังการมอดูเลตแบบ ดีเอสบี เอสซี เป็นดังแสดงในรูป 2.13ค จะเห็นว่าสัญญาณที่มอดูเลตแล้ว ยังคงมีรูปแบบเป็นสัญญาณเปิด-ปิดอยู่ การส่งสัญญาณข้อมูลไบนารี โดยมีแบบแผนการมอดูเลตดังกล่าวนี้ นิยมเรียกว่า ออน-ออฟคีย์อิง (On-Off Keying) ซึ่งเรียกย่อว่า โอโอเค (OOK) หรืออีกชื่อหนึ่งก็นิยมเรียกกัน ก็คือ แอมพลิจูดคีย์อิง (Amplitude-Shift Keying) ซึ่งใช้ชื่อย่อว่า (ASK)



(ก) สัญญาณคลื่นพาห้



(ข) สัญญาณดิจิทัล

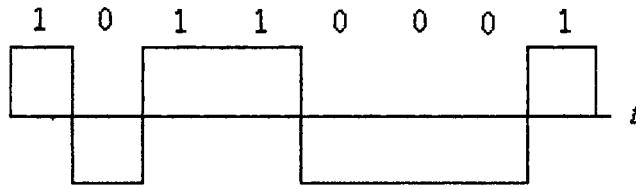


(ค) สัญญาณโอ โอเค

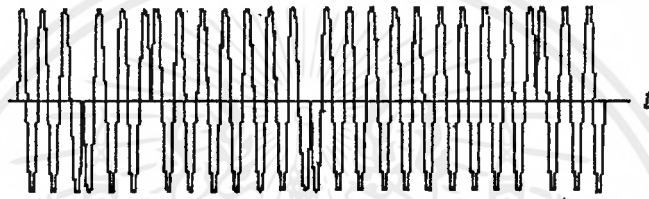
รูปที่ 2.13 ภาพประกอบเรื่องสัญญาณโอโอเค

แต่ถ้าสัญญาณในเบสแบนด์  $y(t)$  เป็นสัญญาณแบบไบโพลาร์ ดังรูป 2.14ก การมอดูเลตแบบเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

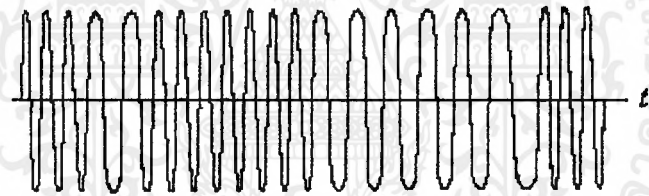
ดีเอสซี เอชซี จะทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตเป็นดังแสดงในรูป 2.14ข ในกรณีนี้จะพบว่า ถ้ารูปของพัลส์เดี่ยว คือ  $g(t)$  สัญญาณ  $y(t)$  ที่มีรหัส 1 จะถูกมอดูเลตเป็น  $g(t)\cos(\omega_c t)$  และถ้าสัญญาณ  $y(t)$  มีรหัสเป็น 0 จะถูกมอดูเลตเป็น  $-g(t)\cos(\omega_c t)$  หรือ  $g(t)\cos(\omega_c t + \pi)$  ดังนั้น



(ก) สัญญาณดิจิทัล



(ข) สัญญาณพีเอสเค



(ค) สัญญาณเอฟเอสเค

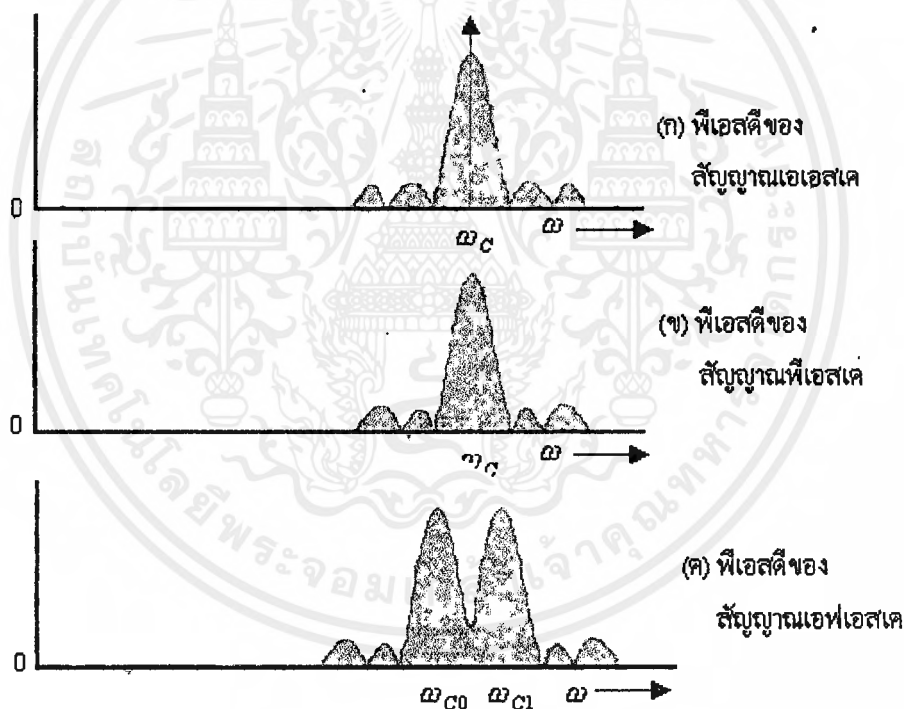
รูป 2.14 ภาพประกอบเรื่องสัญญาณพีเอสเค และ เอฟเอสเค

พัลส์สัญญาณภายหลังการมอดูเลตแล้ว สัญญาณที่มีรหัส 0 และ 1 จะมีเฟสต่างกัน  $\pi$  เรเดียน ข้อมูล 0 หรือ 1 ของสัญญาณ  $y(t)$  จะถูกฝากอยู่กับเฟสของคลื่นพาห์ เพราะเหตุดังกล่าวนี้ จึงทำให้การส่งสัญญาณแบบนี้ มีชื่อเรียกว่าเฟสชิฟต์คีย์อิง (Phase Shift Keying) ซึ่งมีชื่อย่อว่า พีเอสเค (PSK) เป็นที่น่าสังเกตว่า การส่งสัญญาณแบบนี้สัญญาณยังคงมีรูปแบบสัญญาณเป็นแบบโพลาร์เช่นกัน

ถ้าคลื่นพาห์ที่มอดูเลตกับสัญญาณข้อมูล  $y(t)$  ถูกส่งโดยการมอดูเลตความถี่ เราจะเรียกแบบการส่งสัญญาณนี้ว่า เฟรควเ็นซีชิฟต์คีย์อิง (Frequency-Shift Keying) หรือที่นิยมเรียกย่อว่า เอฟเอสเค (FSK) ซึ่งสัญญาณที่ได้ออกมาจะเป็นดังแสดงในรูป 2.14ค ตามวิธีการส่งสัญญาณเช่นนี้ รหัส 1 จะถูกส่งโดยพัลส์ซึ่งมีความถี่ของคลื่นพาห์ภายในเท่ากับ  $\omega_1$  และรหัส 0 จะถูกส่งโดยพัลส์ซึ่งมีความถี่ของคลื่นพาห์ภายในเท่ากับ  $\omega_0$  ข้อมูลดิจิทัลของสัญญาณ  $y(t)$  จะถูกส่งโดยพัลส์ซึ่งมีความถี่ของคลื่นพาห์ภายในเท่ากับ  $\omega_0$  ข้อมูลดิจิทัลของสัญญาณ  $y(t)$  จะถูกฝากไปกับค่าความถี่ของคลื่นพาห์ภายในคลื่นพัลส์นี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมอดูเลตจะทำให้เกิดการย้ายสเปกตรัมของสัญญาณภายในเบสแบนด์ ยกตัวอย่างสัญญาณในเบสแบนด์แบบเปิด-ปิด เมื่อใช้พัลส์เดี่ยว  $g(t)$  เป็นรูปสี่เหลี่ยมที่มีความกว้างของพัลส์เต็มช่องคาบเวลา  $T_0$  จะพบว่าค่าพีเอสดีของขบวนพัลส์ในการส่งสัญญาณแบบเปิด-ปิดนี้ มีลักษณะคล้ายสเปกตรัมของสัญญาณที่ส่วนที่เป็นค่าต่อเนื่อง และส่วนที่เป็นค่าดิสคริตต่างกัน แต่ว่าในการใช้  $g(t)$  เต็มช่องคาบเวลา  $T_0$  จะทำให้ไม่เกิดส่วนดิสคริตที่แสดงฮาร์โมนิกปรากฏออกมา ยกเว้นแต่ส่วนที่เป็นไฟตรงเท่านั้น ดังนั้นเมื่อสัญญาณนี้ถูกมอดูเลตเป็นสัญญาณเอเอสเคแล้ว ค่าพีเอสดีของมันจะย้ายเคลื่อนจากเดิมไปอีก  $\pm \omega_c$  ดังแสดงในรูป 2.15ก สำหรับสัญญาณพีเอสเค ค่า  $y(t)$  เป็นสัญญาณแบบโพลาไร ดังนั้นค่า พีเอสดีของ  $y(t)$  จึงไม่มีส่วนประกอบของสัญญาณที่เป็นดิสคริตในส่วนของไฟตรงสเปกตรัมของสัญญาณที่ได้ จึงเป็นแต่ภาพการย้ายสเปกตรัมของ  $Y(f)$  ไปอีก  $\pm \omega$  เท่านั้นรูปแบบของพีเอสดีของสัญญาณพีเอสเค จะเหมือนกับพีเอสดีของสัญญาณ เอเอสเค ต่างกันที่พีเอสดีของสัญญาณพีเอสเค จะเหมือนกับพีเอสดีของสัญญาณ เอเอสเค ต่างกันที่ พีเอสดีของสัญญาณพีเอสดีของสัญญาณพีเอสเค นั้นจะไม่มีส่วนของสัญญาณส่วนที่เป็นดิสคริตที่ความถี่  $\omega_c$  ปรากฏอยู่ด้วยเท่านั้นดังแสดงในรูป 2.15ข :



รูปที่ 2.15 พีเอสดีของสัญญาณแบบต่าง ๆ

สัญญาณเอฟเอสเคนั้นอาจจะมองได้ว่าเป็นสัญญาณเอเอสเค สองชุด ที่เกิดสลับกันโดยชุดหนึ่งใช้ความถี่ของคลื่นพาห์เท่ากับ  $\omega_{c0}$  และอีกชุดหนึ่งมีความถี่  $\omega_{c1}$  ดังนั้นค่าพีเอสดีของของสัญญาณเอฟเอสเค จึงความเท่ากับผลบวกของสัญญาณเอเอสเค ที่มีความถี่ของคลื่นพาห์เท่ากับ  $\omega_{c0}$  และ  $\omega_{c1}$  ดังแสดงในรูป 2.15ค ไม่มีส่วนของสัญญาณที่เป็นดิสคริตปรากฏในภาพนี้เราสามารถที่จะแสดงให้เห็นได้ว่าการเลือก  $\omega_{c0}$  และ  $\omega_{c1}$  อย่างเหมาะสมจะทำให้ส่วนของสัญญาณที่เป็นดิสคริตถูกจัดออกไป

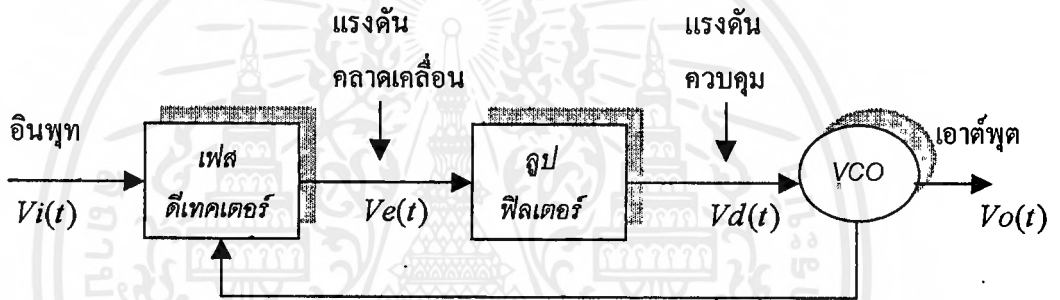
ควรสังเกตว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอพเอสแคนั้นกว้างกว่า แบนด์วิดท์ของสัญญาณเอเอสเคและพีเอสเค

เราอาจจะทำการมอดูเลตสัญญาณ  $y(t)$  ที่มีรูปแบบไบโพลาร์ดูโอไบนารี หรือรูปแบบอื่นๆ ก็ได้ขึ้นอยู่กับวิธีการประยุกต์ใช้งาน ในการอธิบายนี้ เราได้ใช้การสมมุติว่า พัลส์เดี่ยว  $g(t)$  เป็นพัลส์รูปสี่เหลี่ยมเพื่อความสะดวกในการอธิบายเท่านั้น ในทางปฏิบัติรูปพัลส์เดี่ยว  $g(t)$  อาจจะถูกจัดรูปร่างเป็นพิเศษ เพื่อขจัดผลของไอเอสไอ ก็ย่อมทำได้

## 2.3. เฟสล็อกลูป (Phase Lock Loop)

### 2.3.1 เฟสล็อกลูป

เฟสล็อกลูปเป็นระบบป้อนกลับ ที่บังคับให้วงจรออสซิลเลเตอร์มีความถี่หรือเฟสเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ หรือเฟสของสัญญาณอ้างอิงภายนอก เฟสล็อกลูปประกอบด้วยภาคสำคัญ 3 ภาค คือ ภาคเทียบเฟสหรือเฟสดีเทคเตอร์ ภาคฟิลเตอร์ และภาค VCO ดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 แผนผังของเฟสล็อกลูป

สมมติว่าสัญญาณความถี่อ้างอิงภายนอกเป็นสัญญาณรายคาบมาที่อินพุต ภาคเทียบเฟสทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณจาก VCO เอาต์พุตที่ได้จากภาคเฟสดีเทคเตอร์จะเป็นแรงดันที่มีแอมพลิจูดเป็นสัดส่วนกับผลต่างในเฟสของสัญญาณทั้งสอง ที่ทำการเปรียบเทียบ แรงดันผลต่างนี้ป้อนไปให้วงจรฟิลเตอร์ซึ่งเป็นฟิลเตอร์ชนิดกรองความถี่ต่ำผ่านเอาต์พุตเฉพาะความถี่ต่างๆ ที่ต้องการ เพื่อส่งไปควบคุมการออสซิลเลเตอร์ของ VCO ต่อไป

เมื่อลูปอยู่ในสภาวะล็อก (Lock) ความถี่ของ VCO จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุตพอดีอาจจะมีเฟสแตกต่างกันไป แต่ค่าเฟสที่แตกต่างนั้นจะมีค่าคงที่ (Constant Phase Difference) ในกรณีที่มีเฟสไม่ตรงกันภาคเฟสดีเทคเตอร์จะจ่ายแรงดันคลาดเคลื่อน (Error Voltage) ไปควบคุมการทำงานของ VCO เพื่อมิให้เฟสคลาดเคลื่อนจนกว่าจะเข้าสู่สภาวะล็อก เอาต์พุตของ VCO จึงมีแอมพลิจูดคงที่เสมอ แต่ความถี่จะเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของสัญญาณอินพุต

จากที่ได้กล่าวมาแล้ว เราอาจอธิบายการทำงานในลักษณะสมการทางไฟฟ้าได้อีกดังนี้ คือ เมื่อไม่มีสัญญาณเข้า ( $V_i = 0$ ) แรงดัน  $V_d$  และ  $V_i$  (ที่ใช้ควบคุม VCO) จะเป็นศูนย์ VCO จะกำเนิดสัญญาณที่ความถี่หนึ่งเรียกว่า ความถี่อิสระ (Free Running Frequency)  $f_{00}$  เมื่อใส่สัญญาณเข้า  $V_i$  ที่

จรกรองความถี่ต่ำผ่าน แรงดัน  $V_d$  ที่ใช้ควบคุม VCO จะยังคงเป็นศูนย์ และ VCO ยังคงทำงานที่ความถี่  $f_{00}$

ถ้า  $f_I$  ไม่ต่างจาก  $f_{00}$  มากนัก นั่นคือ  $|f_I - f_{00}| \leq \Delta f_p$  ( $2\Delta f_p$  มีชื่อว่าช่วงดึงเข้าหรือ Pull-In Range) สัญญาณ  $V_c$  จะมีลักษณะไม่สมมาตร กล่าวคือมีองค์ประกอบไฟตรงไม่เท่ากับ 0  $V_d$  จะค่อย ๆ เพิ่มค่าขึ้น และหลังจากช่วงเวลาหนึ่งเรียกว่า เวลาดึงเข้า (Pull-In Time) ความถี่  $f_d$  ที่ค่อย ๆ แปรไปยังค่า  $f_I$  จะต่างจาก  $f_I$  เพียง  $|f_I - f_{00}| = \Delta f_p$  ( $2\Delta f_p$  มีชื่อว่าช่วงจับหรือ Capture Range) ถึงตอนนี้  $f_0$  จะแปรเข้าสู่ค่า  $f_I$  อย่างรวดเร็วฉับพลัน เรียกว่า เกิดการล็อก  $V_d$  ก็จะเปลี่ยนแปลงฉับพลันเช่นกัน ทั้งนี้ สำหรับ VCO โดยทั่วไปความถี่  $f_0$  เป็นปฏิภาคกับการบายเบนจากความถี่อิสระ นั่นคือ

$$W_0 - W_{00} = k_0 V_d k_0 V_d$$

โดยที่ค่า  $k_0$  เรียกว่าความไวของ VCO มีหน่วยเป็น (rad/sec)/V การได้มาซึ่งการล็อกอาจใช้วิธีได้ดังนี้

(ก) ณ.ขณะหนึ่ง ความถี่ของ VCO ต่างจากความถี่ขาเข้า  $f_I$  น้อยกว่า  $\Delta f_c$  จะเกิดการล็อกโดยฉับพลันเรียกว่า เกิดการจับ (Capture)

(ข) ณ.ขณะหนึ่ง ความถี่ของ VCO ต่างจากความถี่ขาเข้า  $f_I$  มากกว่า  $\Delta f_c$  แต่น้อยกว่า  $\Delta f_p$  ความถี่ของ VCO จะค่อยเลื่อนเข้าหาความถี่  $f_I$  เรียกว่า เกิดการดึงเข้า (Pull-In)

(ค) นอกช่วงดึงเข้าหรือในกรณีที่มีการดึงเข้าใช้เวลานานเกินไป อาจเพิ่มวงจรเพื่อควบคุมให้ความถี่ของ VCO กวาดไปเพื่อเสาะหาความถี่ของสัญญาณ หรือถ้าเสียรบกวนน้อย ก็อาจเพิ่มแถบความถี่ของวงรอบ ซึ่งจะเพิ่มช่วงการจับและการดึงเข้า หรือเพิ่มเติมวงจรจําแนกความถี่

เมื่อเกิดการล็อกแล้วถ้าความถี่ของสัญญาณแปรไป ความถี่ของ VCO จะแปรตามไปด้วยเรียกว่า เกิดการตามรอบ (Tracking) ความถี่ของ VCO จะสามารถตามรอยความถี่  $f_I$  ได้ ตราบใดที่  $|f_I - f_{00}| < \Delta f_H$  ( $2\Delta f_H$  มีชื่อว่าช่วงคงไว้ หรือช่วงล็อก)

เราสามารถนำเฟสล็อกกลับไปใช้สังเคราะห์ หรือผลิตความถี่ที่มีความเที่ยงตรงและเสถียรภาพเทียบเท่าสัญญาณอ้างอิงได้ วงจรนี้เรียกว่า วงจรสังเคราะห์ความถี่ ระบบสังเคราะห์ความถี่จะช่วยให้เราสามารถสังเคราะห์สัญญาณเอาต์พุต (จาก VCO) ให้มีความถี่ตามต้องการ ได้หลายความถี่โดยมีความเที่ยงตรงและเสถียรภาพสูงเทียบเท่าคริสตอลออสซิลเลเตอร์

### 2.3.2 คุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่

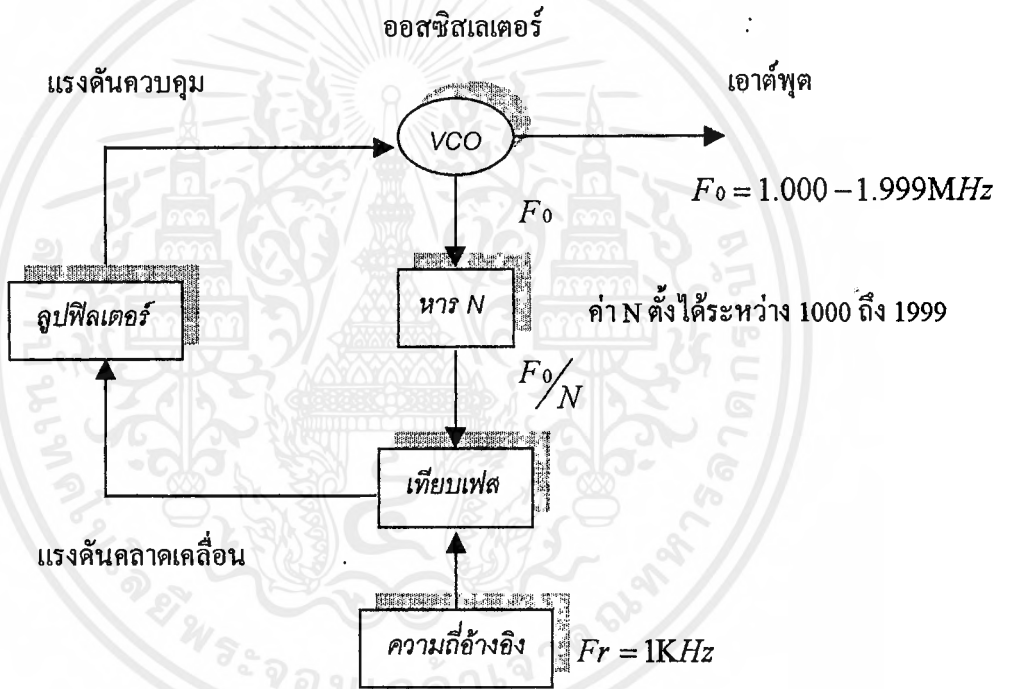
นอกจากวงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องมีคุณสมบัติเกี่ยวกับช่วงความถี่ (Frequency Range) ที่ต้องผลิตและเรโซลูชันระหว่างขั้นแล้ว คุณสมบัติอื่นๆ ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ก็มีความสำคัญเช่นกัน

โดยปกติวงจรสังเคราะห์ความถี่จะสามารถกำเนิดสัญญาณเพียงสัญญาณเดียว แต่เลือกความถี่ได้หลายค่า (ในช่วงความถี่ใช้งาน) และมีความละเอียดของความถี่ขึ้นอยู่กับเรโซลูชัน ในกรณีที่เราเปลี่ยนความถี่จากค่าหนึ่งไปยังอีกค่าหนึ่ง วงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องเปลี่ยนตามได้เร็วทันทีกล่าวอีกอย่าง

หนึ่ง คือ ล็อกความถี่ได้ในเวลาอันรวดเร็ว นั่นคือ ช่วงเวลาล็อก (Lock-Up Time) สั้น คุณสมบัติการล็อกความถี่ใหม่ได้รวดเร็วนั้นมีความจำเป็นอย่างยิ่ง

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ดีจะต้องผลิตสัญญาณความถี่เดียว โดยปราศจากความถี่แปลกปลอมต่าง ๆ คุณสมบัตินี้เรียกว่า ความบริสุทธิ์ของสเปกตรัม (Spectrum Purity) นั่นคือความถี่ฮาร์มอนิกและสปีวเรียสต่าง ๆ จะต้องถูกกำจัดให้เหลือน้อยที่สุด นอกจากนี้ขอยังกล่าววงจรออสซิลเลเตอร์จะทำให้วงจรสังเคราะห์ความถี่ไม่บริสุทธิ์ ไม่ใช่เพียงความถี่เดียว ในช่วงใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการ ขอยังตั้งกล่าวนี้เรียกว่า เฟสจอยส์ (Phase Noise)

ความเที่ยงตรง(Accuracy) และเสถียรภาพ (Stability) ทางความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ขึ้นอยู่กับสัญญาณอ้างอิง โดยทั่วไปสัญญาณอ้างอิงมักจะเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดใช้แร่บังกัปกความถี่ ฉะนั้นวงจรสังเคราะห์ความถี่จะมีเสถียรภาพ และความเที่ยงตรงเทียบเท่ากับคริสตอลออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 2.17 แผนผังของหน่วยสังเคราะห์ความถี่

2.3.3 การใช้เฟสล็อกูปในการสังเคราะห์ความถี่

แม้ว่าระบบสังเคราะห์ความถี่จะมีความซับซ้อนเพียงใด เมื่อพิจารณาถึงลงไปแล้วจะพบว่า มีเฟสล็อกูปเป็นหัวใจในการสังเคราะห์ความถี่เสมอ รูปที่ 2.17 เป็นตัวอย่างของระบบสังเคราะห์ความถี่อย่างง่าย ประกอบด้วย 5 ภาค คือ ภาค VCO เป็นออสซิลเลเตอร์กำเนิดสัญญาณเอาต์พุตของระบบสังเคราะห์ความถี่ ภาคหารความถี่อ้างอิงคริสตอลออสซิลเลเตอร์หรือสัญญาณอื่น ๆ (Reference Generator) ภาคเทียบเฟสและภาคฟิลเตอร์ซึ่งทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะความถี่ต่ำไปใช้

2.3.4 ภาคเฟสดีเทคเตอร์

จากรูปจะเห็นว่าสัญญาณอินพุทของภาคเทียบเฟสมาจาก 2 แหล่ง คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-จาก VCO มีความถี่เท่ากับ  $F/N$

-จากสัญญาณอ้างอิงมีความถี่เท่ากับ  $F$

เอาต์พุตที่ได้จากการเปรียบเทียบเฟสก็คือ ผลต่างระหว่างสัญญาณ  $F/N$  กับ  $F$  ซึ่งจะกรองเฉพาะความถี่ต่ำเท่านั้น เพื่อบังคับการออสซิลเลตของวงจร VCO ให้ทำการปรับแก้ความถี่ (หรือเฟส) ให้ตรงจนกว่าความถี่ของสัญญาณทั้งสองจะเท่ากันในสภาวะล็อกความถี่ของ VCO เมื่อผ่านวงจรหาร จะเท่ากับ ความถี่อ้างอิง นั่นคือ

$$F = N \times Fr$$

### 2.3.5 ภาคออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมความถี่ด้วยระดับแรงดัน (VCO)

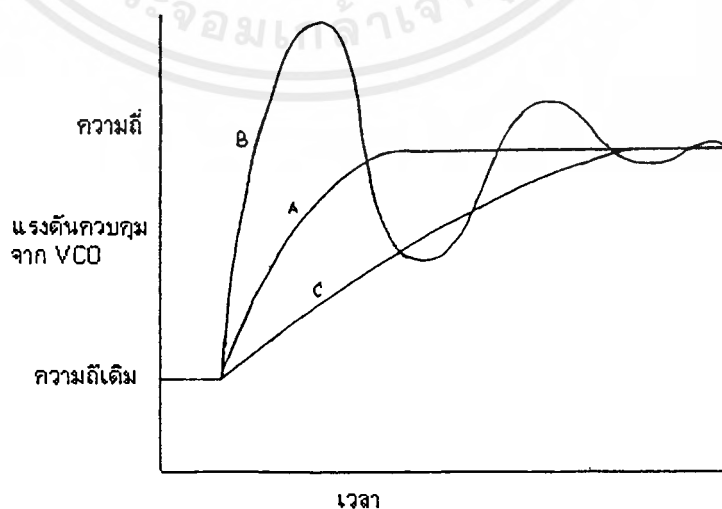
วงจร VCO นับว่ามีความสำคัญมากในระบบเฟสล็อกกลุ๊ป เพราะจะเป็นตัวกำหนดเสถียรภาพเชิงความถี่ จะต้องมีคุณสมบัติต่อไปนี้คือ

- การแปลงแรงดันเป็นความถี่มีลักษณะเป็นเชิงเส้น
- มีเสถียรภาพเชิงความถี่
- ทำงานได้ที่ความถี่สูง
- ช่วงตามรอยกว้าง
- ปรับคลื่นได้ง่าย

คุณสมบัติเหล่านี้มักจะขัดแย้งกันเองอยู่บ้าง เช่น มีเสถียรภาพทางความถี่ อาจขัดแย้งกับข้ออื่นในกรณีนี้ก็ต้องออมชอม. และเลือกชนิดของ VCO แล้วแต่ว่าต้องการเน้นคุณสมบัติใด

### 2.3.6 ภาคลูปฟิลเตอร์

เป็นวงจรฟิลเตอร์ชนิดกรองความถี่ต่ำผ่าน ทำหน้าที่กรองเฉพาะสัญญาณความถี่ต่ำมาควบคุมความถี่ของ VCO และในที่นี้เราใช้ลูปฟิลเตอร์ประเภทพาสซีฟ ลูปฟิลเตอร์นี้เป็นตัวกำหนดคุณสมบัติการ



รูปที่ 2.18 คุณลักษณะ (dynamic range) ในการเปลี่ยนความถี่เฟสล็อกกลุ๊ป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปลี่ยนแปลงความถี่ก่อนเข้าสู่ภาวะล็อกที่เรียกว่า คุณสมบัติชั่วคราว ถ้าเลือกอัตราขยายและค่าคงตัวเวลาของลูปไม่เหมาะสม ความถี่ของเฟสล็อกลูปจะไม่ล็อกและจะเปลี่ยนไปเปลี่ยนมา ดังนั้น ค่าคงตัวเวลาของลูปฟิลเตอร์จะต้องไม่มากเกินไป เพื่อว่าทุกครั้งที่เปลี่ยนความถี่เฟสล็อกลูปจะล็อกได้เร็วโดยไม่มีการสะดุด หรือใช้เวลาเปลี่ยนความถี่อย่างรวดเร็ว แต่ค่าคงตัวเวลาก็ไม่ควรจะน้อยเกินไปจนกระทั่งความถี่สั่นหรือไม่นิ่ง

รูปที่ 2.18 ซึ่งแสดงการเปลี่ยนความถี่ของ VCO จะเห็นว่าเส้นทางการเปลี่ยนแปลงแรงดันมี 3 เส้นทาง เส้นทาง A เป็นเส้นทาง critically damped ใช้เวลาในการเปลี่ยนสู่ความถี่ใหม่่น้อยที่สุด เส้นทาง B เรียกว่าเส้นทาง Underdamped มีการสะดุด (หรือออสซิลเลต) เนื่องจากโอเวอร์ชูต เส้นทาง C เป็นเส้นทาง Overdamped ไม่มีโอเวอร์ชูตแต่เวลาที่ใช้ในการเข้าสู่ความถี่ใหม่จะช้าเส้นทาง A เป็นเส้นทางที่ดีที่สุดในการออกแบบค่าคงตัวเวลาของลูปฟิลเตอร์ เพราะใช้เวลาเปลี่ยนความถี่เร็วและไม่มีโอเวอร์ชูต

### 2.3.7 ภาคหาร N

ภาคหาร N (Programmable Divider) เวลาที่ใช้ในการล็อกความถี่เมื่อ มีค่าน้อยสุดจะไม่เท่ากับเมื่อ มีค่ามากที่สุด วงจรหาร เกิดจากวงจรนับฐานสิบ (Decade Counter) หลายชุด ๆ ชุดมาต่อรวมกับเกตต่าง ๆ เพื่อให้สามารถเลือกสั่งให้วงจรนับทำหน้าที่หารความถี่ได้ตามตัวเลขที่ตั้งไว้วงจรหาร N นี้เป็นตัวรับคำสั่งเกี่ยวกับความถี่ไปควบคุม VCO เพื่อให้กำเนิดสัญญาณตามที่ต้องการตัว N จะเป็นตัวที่กำหนดย่านความถี่และจำนวนของความถี่

ลักษณะการป้อนข้อมูล N ให้กับวงจรหาร N แบบขนาน (Parallel) คือข้อมูลแต่ละบิตจะป้อนเข้าพร้อม ๆ กัน ส่วนลักษณะการป้อนข้อมูล N ให้กับวงจรหาร N แบบอนุกรมแต่ละบิตจะป้อนเข้าไม่พร้อมกัน วงจรหารประเภทนี้มีความซับซ้อนมากกว่า เพราะต้องมีสัญญาณนาฬิกา (Clock) มีวงจรแลตช์ ในการป้อนข้อมูลวงจรหาร N ประเภทนี้จะควบคุมการทำงานด้วยไมโครคอมพิวเตอร์

ปัญหาสำคัญของซินธิไซเซอร์อีกอย่างหนึ่งก็คือ วงจรหาร N (หรือวงจรที่ตัวโปรแกรมได้) ไม่สามารถทำงานที่ความถี่สูงกว่า 25 เมกะเฮิร์ตซ์ได้ ฉะนั้นเราจึงต้องหาทางลดทอนความถี่ที่ป้อนแกลงวงจรหาร N ลง เพื่อให้วงจรลอจิกของวงจรหาร N ทำงานได้ วิธีต่าง ๆ ที่นิยมใช้ได้แก่ ใช้ความถี่จากออสซิลเลเตอร์พิเศษ (บางครั้งเรียกว่า ออสซิลเลเตอร์ PLL) มามิกซ์กับ VCO ให้ความถี่ลดลงก่อนที่จะป้อนให้แกลงวงจรหาร

### 2.3.8 ภาคกำเนิดความถี่อ้างอิง

ภาคกำเนิดความถี่อ้างอิงนิยมใช้คริสตออสซิลเลเตอร์ ความถี่ออสซิลเลเตอร์อ้างอิงนี้ เป็นตัวกำหนดเรโซลูชันและเสถียรภาพของความถี่อ้างอิงที่ดี จึงทำให้สามารถสังเคราะห์ความถี่ที่มีเสถียรภาพดีด้วย

### 2.3.9 การดีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มด้วยเฟสล็อกลูป

เฟสล็อกลูปเป็นระบบป้อนกลับ (Feedback System) ซึ่งประกอบด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณที่มีความถี่เปลี่ยนแปลงตามระดับแรงดันขาเข้า (VCO) และอุปกรณ์เปรียบเทียบเฟส (Phase Comparator)

สัญญาณเข้าจะเปรียบเทียบเฟสกับสัญญาณอ้างอิง (Reference Signal) ที่กำเนิดจาก VCO (Voltage Controlled Oscillator) อุปกรณ์เปรียบเทียบเฟสจะให้แรงดันขาออกที่มีระดับขึ้นกับความแตก

ค่าระหว่างเฟสของสัญญาณเข้าทั้งสอง เมื่อผ่านเครื่องกรองความถี่ต่ำผ่านสัญญาณขาออกบางส่วนจะถูกป้อนกลับเพื่อควบคุมการกำเนิดความถี่ของ VCO จนกระทั่งความถี่ของทั้งสองสัญญาณเท่ากันแรงดันที่ป้อนกลับจะคงที่และทำให้ความถี่ทั้งสองเกาะกันไปได้โดยมีเฟสต่างกันที่ค่าคงที่ความถี่กลาง (Center Frequency หรือ Free-Running Frequency)

ต่อไปนี้จะอธิบายส่วนประกอบที่สำคัญของเฟสล็อกกลุ๊ป

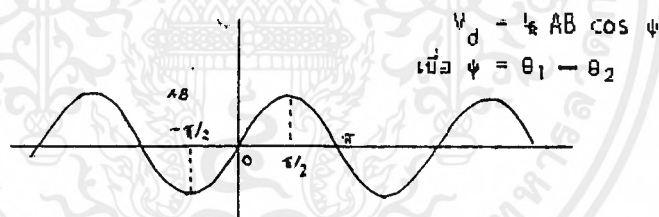
อุปกรณ์เปรียบเทียบเฟส มีอยู่ 2 ชนิด คือ ชนิดอนาล็อกและชนิดดิจิทัล (Digital Phase Comparator) ที่เป็นอนาล็อกสร้างขึ้นโดยใช้ตัวผสม (Mixer) หรือตัวคูณ (Multiplier) ดังนี้

$$\begin{aligned} V_1(t) &= A \sin(\omega_1 t + \theta_1) \\ V_2(t) &= A \sin(\omega_2 t + \theta_2) \end{aligned} \quad (2.5)$$

โดย  $V_1(t)$  และ  $V_2(t)$  เป็นสัญญาณขาเข้า ซึ่งจะได้สัญญาณขาออก  $V_d(t)$  ของการคูณดังนี้

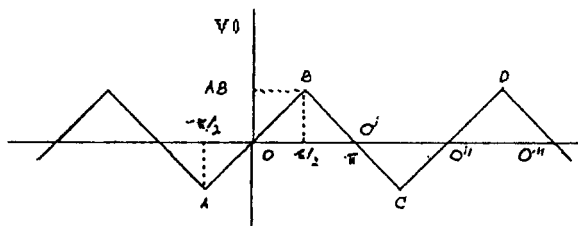
$$\begin{aligned} V_d(t) &= \frac{1}{2} AB \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + (\theta_1 + \theta_2)] \\ &\quad + \frac{1}{2} AB \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\theta_1 - \theta_2)] \end{aligned} \quad (2.6)$$

เมื่อผ่านเครื่องกรองความถี่ต่ำผ่านก็จะได้สัญญาณขาออก ที่ขึ้นอยู่กับความแตกต่างของเฟสซึ่งมีลักษณะสมบัติดังในรูปที่ 2.19



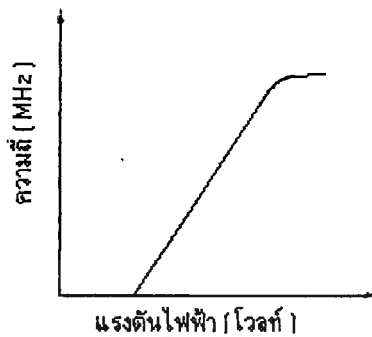
รูปที่ 2.19 ลักษณะสมบัติของ Phase Comparator ชนิดอนาล็อก

สำหรับอุปกรณ์เปรียบเทียบชนิดดิจิทัลนั้น สร้างขึ้นได้หลายวิธี เช่น ใช้ Exclusive-or หรือ อุปกรณ์ชนิดมีความจำ เช่น ใช้ฟลิป-ฟลอปซึ่งจะมีลักษณะสมบัติเช่นเดียวกับแบบอนาล็อกแต่จะต่างกันที่เป็นเส้นตรงดังรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 ลักษณะสมบัติ Phase Comparator ชนิดดิจิทัล

VCO สามารถสร้างขึ้นได้หลายวิธี Voltage Variable Capacitance Diode ซึ่งจะรู้จักกันดีในนามวาเรคเตอร์ (Varactor) หรือ มัลติไวเบรเตอร์ (Multivibrator) ชนิดต่าง ๆ ที่สามารถควบคุมความถี่ได้ด้วยแรงดัน รูปที่ 2.21 เป็นลักษณะสมบัติทั่วไปของ VCO



รูปที่ 2.21 ลักษณะสมบัติของ VCO

สมมติให้สัญญาณเอพเอ็มเอ็มเข้าที่เฟลคคอมพาราเตอร์ คือ

$$A \cos[\omega_c t + \psi(t)] \quad (2.7)$$

ให้ความไวทางความถี่ (Frequency Sensitivity) ของ VCO คือ  $K_0$  rad/(sec) คือ ค่าของความแตกต่างหรือการเปลี่ยนแปลงของความถี่เชิงมุมขณะใดขณะหนึ่ง  $\omega$ , ที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงแรงดัน  $V$  ที่ขาเข้าของ VCO นั่นคือ

$$K_0 = \frac{d\omega_c}{dv} \quad (2.8)$$

สัญญาณนี้จะกระตุ้นให้เกิดสัญญาณจากเครื่องสั่นสะท้อนความถี่ (Oscillator) ใน VCO ดังนี้

$$B \cos[\omega_c t + K_0 \int_{-\infty}^t V_0(\lambda) d\lambda] \quad (2.9)$$

ถ้าให้สัญญาณขาเข้าและความถี่ของ VCO มีค่าสมมูลหรือเท่ากัน

$$\frac{d\psi(t)}{dt} = \frac{d}{dt} K_0 \int_{-\infty}^t V_0(\lambda) d\lambda \quad (2.10)$$

ให้  $\frac{d\psi(t)}{dt} = \omega$  นั่นคือ

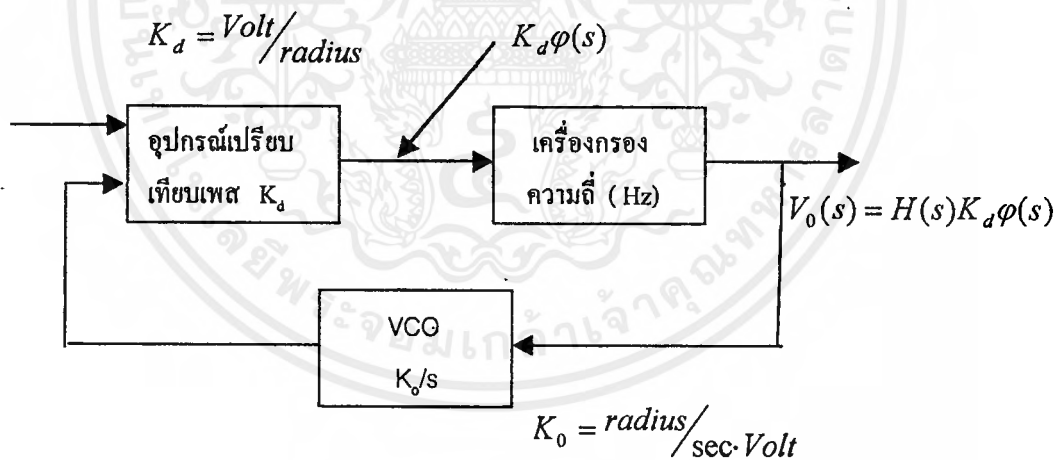
$$V_o(t) = \frac{\omega}{K_0}$$

จะเห็นได้ว่าสัญญาณขาออกของ VCO จะผันแปรเป็นสัดส่วนตรงกับการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่ต้องการในเครื่องดีมอดูเลตเอฟเอ็ม ถ้าความถี่ของสัญญาณขาเข้าเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่องที่อัตราซ้ำพอควร ที่ให้เฟสล็อกทำงานในสภาพสมมูลได้ สัญญาณขาออกของเฟสล็อกก็จะเป็นสัดส่วนโดยตรงอย่างต่อเนื่องกับการเปลี่ยนแปลงของตัวพา นั่นคือสัญญาณเอฟเอ็มสามารถดีมอดูเลตด้วยเฟสล็อกได้ตามต้องการได้

จากลักษณะสมบัติของ VCO และ เฟสคอมพาราเตอร์ จะพบว่าทั้ง VCO และ เฟสมีขอบเขตจำกัดในการทำงาน กล่าวคือ VCO จะมีความสามารถในการกำเนิดความถี่ได้ภายในช่วงจำกัดช่วงหนึ่ง และเฟสคอมพาราเตอร์จะให้ระดับแรงดันที่แตกต่างกันได้ เฉพาะช่วงการทำงานที่มีค่าของมุมแตกต่างกันอยู่ในระหว่าง 0–180 องศา ดังนี้ ความถี่ที่จะเกาะกันได้นั้นจึงอยู่ในขอบเขตจำกัด ช่วงความถี่ของสัญญาณขาเข้าซึ่งเฟสล็อกจึงสามารถเกาะตามสัญญาณได้นับจากเวลาเริ่มต้นที่เกาะอยู่แล้วเรียกว่า Locked Range ส่วนช่วงความถี่ของสัญญาณขาเข้า ซึ่งเฟสล็อกสามารถเกาะ ได้จากขณะเริ่มต้นความถี่ที่ยังไม่เกาะกัน ดังนั้นช่วงที่ยังไม่เกาะกันจะกว้างกว่าช่วงที่เกาะ

#### 2.3.10 ทราเนอเฟอร์ฟังก์ชันของลูป (Loop Transfer Function)

สมมติให้เป็นกรณีที่ขั้วออกของลูปอยู่ที่ขั้วออกของเครื่องกรองความถี่



รูปที่ 2.22 วงจรเฟสล็อก

จากรูปที่ 2.22 ได้แทนคุณลักษณะของส่วนประกอบต่าง ๆ ในรูปที่ 2.19 ด้วยทราเนอเฟอร์ฟังก์ชันของแต่ละหน่วย ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขาเข้าและขาออกเป็นดังนี้

$$\frac{V_o(s)}{\phi(s)} = \frac{K_d K_f(s)}{s + K_d K_0 K_f(s)} \quad (2.11)$$

จากสมการ (2.11) ออเดิร์ฟของเฟสล็อกจะขึ้นอยู่กับออเดิร์ฟของเครื่องกรองความถี่ตั้งนั้น เสถียรภาพ (stability) ของลูบจะขึ้นอยู่กับกาพิจารณาเลือกใช้ลักษณะสมบัติของเครื่องกรองความถี่ที่เครื่องกรองความถี่เป็น First Order ซึ่งเขียนในรูปทั่วไปได้ ดังนี้

$$K_f(s) = 1 + \frac{a}{s} \quad (2.12)$$

จะได้ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของระบบที่เป็น second-order PLL ดังนี้

$$\frac{V_o(s)}{\phi(s)} = \frac{K_a(s+a)}{s^2 + K_d K_0 s + K_d K_0 a} \quad (2.13)$$

และเขียนเป็นรูปแบบทั่วไป ตามหลักทฤษฎีวิศวกรรมควบคุม ได้ดังนี้

$$\frac{V_o(s)}{\phi(s)} = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.14)$$

ในที่นี้  $\zeta$  คือ Damping Factor และ  $\omega_n$  คือ ความถี่ธรรมชาติ (Natural Frequency)

### 2.3.11 ข้อดีและข้อเสียของวงจรเฟสล็อก

วงจรเฟสล็อกมีข้อดีหลายประการสำหรับการใช้งานบางอย่าง ซึ่งไม่มีวงจรอื่นที่จะเทียบเท่าอย่างไรก็ดีในการใช้งานบางอย่างนั้นก็อาจใช้วงจรกรองแบบ LC หรือ RC แทนได้ ข้อดีของ วงจรเฟสล็อกเมื่อเทียบกับวงจรกรองแบบ RC ได้แก่

1. ทำงานได้ดีที่ความถี่สูง สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่า 100 MHz ส่วนวงจรกรองแบบทำได้แค่ความถี่ประมาณ 100 MHz

2. อำนาจการเลือกสรร (Selectivity) และความถี่กลางไม่ขึ้นต่อกัน กล่าวคือความถี่กลางกำหนดโดยความถี่อิสระของ VCO ส่วนอำนาจการเลือกสรรขึ้นอยู่กับลักษณะของวงจรต่ำผ่านจึงไม่มีปัญหาการเรียงคลื่น (Alignment)

3. องค์ประกอบภายนอกวงจรประมวลมีน้อยและปรับคลื่นได้ง่าย โดยทั่วไปความถี่อิสระของ VCO กำหนดโดย C ตัวเดียว หรือ C กับ R ซึ่งจะปรับคลื่นได้ตั้งแต่ค่าต่ำกว่า kHz ถึง 100 MHz อย่างไม่ก็ดีวงจรเฟสล็อกก็มีข้อเสียเช่นกัน

1. ไม่ให้ข้อมูลเกี่ยวกับช่วงสูง วงจรเฟสล็อกสนองตอบต่อความถี่เท่านั้น ทรานส์ที่สัญญาณเข้ามีขนาดใหญ่มากที่จะทำให้เกิดการลือก วงจรจะไม่สนองตอบต่อช่วงสูงของสัญญาณเข้า

2. สสนองตอบฮาร์โมนิก หรือฮาร์โมนิกย่อยของสัญญาณเข้า ทำให้การขจัดสัญญาณแทรกแซงที่มีความถี่เป็นอัตราส่วนจำนวนเต็มกับสัญญาณไม่สู้ได้ผลนัก

3. ขาดเทคนิคการสังเคราะห์ เนื่องจากลักษณะการจับของวงจรเฟสล็อกเป็นแบบไม่เชิงเส้น เทคนิคการสังเคราะห์ให้ได้วงจรที่มีลักษณะเชิงความถี่ตามข้อกำหนดจึงเป็นเรื่องที่ยากมาก

## 2.4 การสื่อสารแบบอนุกรมโดยสังเขป

การที่อุปกรณ์สองตัวจะสื่อสารกันได้นั้น ต้องมีการเชื่อมต่อดังวิธีใดวิธีหนึ่ง เพื่อให้สัญญาณไฟฟ้าที่ถูกส่งโดยฝ่ายหนึ่งสามารถถูกรับโดยอีกฝ่ายหนึ่งสามารถรับสัญญาณไฟฟ้าที่ส่งมาจากอีกฝ่ายหนึ่งได้

การสื่อสารอาจเกิดขึ้นโดยตรงด้วยการเชื่อมต่ออุปกรณ์สองตัวด้วยสายสัญญาณ หรือโดยอ้อมด้วยสื่อกลางที่สอดแทรกเข้ามา สื่อกลางนี้มักจะเป็นระบบโทรศัพท์สาธารณะ ซึ่งในกรณีนี้โมเด็ม (Modem) เพื่อแปลงสัญญาณที่ปลายด้านหนึ่งให้เป็นสัญญาณที่เหมาะสมกับการส่ง ผ่านสายโทรศัพท์และเพื่อแปลงมันกลับที่ปลายอีกด้านหนึ่ง สื่อชนิดอื่น เช่น เส้นใยนำแสงและการส่งผ่านคลื่นวิทยุสามารถนำมาใช้ได้เช่นกัน อุปกรณ์การสื่อสารจะทำให้คอมพิวเตอร์สามารถสื่อสาร โดยใช้สื่อเหล่านี้เสมือนถูกเชื่อมต่อดังวิธีเดียวกับอุปกรณ์อนุกรมปกติ ดังนั้นหลักการที่กล่าวไว้สำหรับการสื่อสารโดยตรงจะประยุกต์ใช้กับการสื่อสารโดยอ้อมได้เช่นกัน

ในบทนี้กล่าวถึงการเชื่อมต่ออุปกรณ์สองตัวโดยตรง สายสัญญาณและหัวต่อ (Connector) ที่ต้องใช้และมาตรฐานที่ใช้กับทั่วไปในการเชื่อมต่อสาย

### 2.4.1 มาตรฐาน RS-232-C

เพื่อที่จะทำให้อุปกรณ์จากผู้ผลิตต่างกันทำงานร่วมกันได้ มาตรฐานหลายชนิดจึงได้รับการออกแบบขึ้น มาตรฐานที่ใช้กันกว้างขวางที่สุดคือ RS-232-C ถูกประกาศในปี 1969 โดย Electronic Industries Association มาตรฐาน RS-232-C ที่ร่างขึ้นในตอนเริ่มแรกสำหรับกำหนดการเชื่อมต่อระหว่างเทอร์มินัล (Terminal) และโมเด็มระบุคุณลักษณะทางไฟฟ้าของวงจรระหว่างอุปกรณ์สองตัวและกำหนดชื่อและหมายเลขแก่สายที่จำเป็นสำหรับการเชื่อมต่อวงจร ชื่อวงจรตามมาตรฐาน RS-232-C(AA,AB เป็นต้น) จำได้ยากในทางปฏิบัติจึงใช้ชื่อย่อแทน

ตัวอย่างเช่น สายเส้นที่ 2 ที่ชื่อ BA แต่ใช้กับทั่วไปว่า TXD (Transmitted Data) ตามมาตรฐาน RS-232-C สายเส้นที่ 2 นำข้อมูลจากเทอร์มินัลไปสู่โมเด็ม เพื่อให้การทำงานถูกต้องเทอร์มินัลต้องส่งเอาต์พุตออกที่เส้นที่ 2 และโมเด็มต้องรับข้อมูลบนสายเส้นที่ 2 เพราะฉะนั้นสายเส้นที่ 2 เป็นสายส่งข้อมูลสำหรับอุปกรณ์อีกตัวหนึ่ง สามารถทำได้ต่อเมื่ออุปกรณ์หนึ่งส่งข้อมูลบนสายเส้นที่ 2 และอีกตัวหนึ่งรับข้อมูลสายที่ 2

เพื่อป้องกันไม่ให้อุปกรณ์ส่งข้อมูลบนสายเส้นเดียวกัน อุปกรณ์จึงถูกแบ่งออกเป็นสองชนิด อุปกรณ์จึงถูกแบ่งออกเป็นสองชนิด อุปกรณ์อย่างเช่นเทอร์มินัล ซึ่งใช้สายเส้นที่ 2 สำหรับเอาต์พุตเรียกว่า DTE (Data Terminal Equipment) อุปกรณ์อย่างเช่นโมเด็มซึ่งสายเส้นที่ 2 สำหรับอินพุตเรียกว่า DCE (Data Communication Equipment)

#### 1. อุปกรณ์ DTE และ DCE

ตามมาตรฐาน RS-232-C อุปกรณ์ DTE ควรใช้หัวต่อตัวผู้ และอุปกรณ์ DCE ควรใช้หัวต่อตัวเมีย อย่างไรก็ตามผู้ผลิตไม่ได้ปฏิบัติตามกฎนี้เสมอ ดังนั้นจึงไม่อาจแยกแยะอุปกรณ์ DTE และ DCE โดยการมองผ่านได้เสมอไป

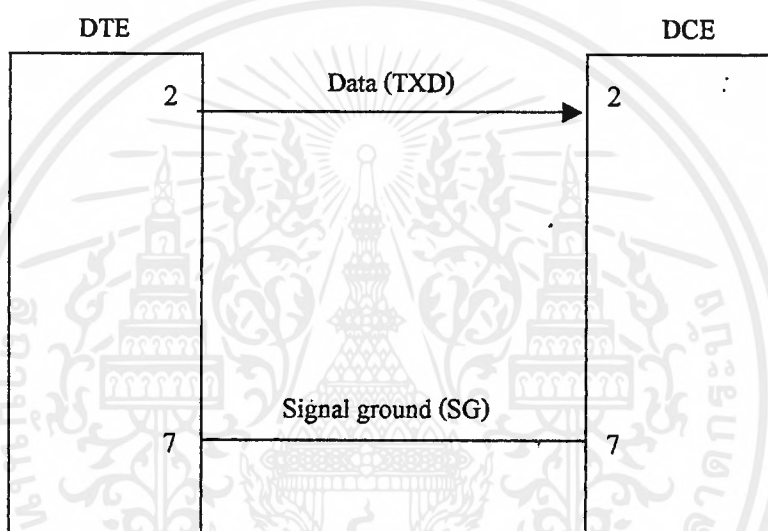
เมื่อทราบว่าอุปกรณ์หนึ่งเป็น DTE และอีกตัวหนึ่งเป็น DTE ในทางทฤษฎีแล้วสามารถเชื่อมต่อได้อย่างง่ายดาย โดยการเชื่อมต่อสายที่มีหมายเลขตรงกัน เช่น เส้นที่ 2 กับ 2, 3 กับ 3 เป็นต้น เรียกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเชื่อมต่อแบบตรงไปตรงมาแต่มีผู้ผลิตบางรายที่ไม่ได้ทำตามมาตรฐานและทำให้เกิดปัญหาหลายอย่าง ปัญหาเหล่านี้จะได้รับการกล่าวถึงในภายหลัง เช่นเดียวกับวิธีการกับสถานการณ์ที่อุปกรณ์ทั้งสองเป็น DTE หรือ DCE เหมือนกัน ในตอนนี้ให้ถือว่าอุปกรณ์หนึ่งเป็น DTE และอีกตัวหนึ่งเป็น DCE และแต่ละฝ่ายส่งสัญญาณที่อีกฝ่ายต้องการบนสายที่ตรงกัน

#### 2.4.2 การสื่อสารทางเดียว

วงจรหลักที่ถูกใช้สำหรับการสื่อสารมีอยู่สามวงจร คือสายเส้นที่ 2 สำหรับข้อมูลจาก DTE ไปยัง DCE สายเส้นที่ 3 สำหรับข้อมูลจาก DCE ไปยัง DTE และสายเส้นที่ 7 สำหรับซิกแนลกราวด์ (Signal Ground) ซึ่งเป็นจุดอ้างอิงร่วมสำหรับขั้วและแรงดันไฟฟ้าของสายอื่น ในกรณีที่ยากที่สุดซึ่งมีเพียงอุปกรณ์หนึ่งส่งและอีกตัวรับใช้สายเพียงสองเส้นก็เพียงพอคือสายเส้นที่ 2 หรือ 3 และสายเส้นที่ 7 ดังแสดงในรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 การเชื่อมต่อทางเดี่ยวย่างง่าย

#### 1 ฮาร์ดแวร์แฮนด์เช็กกิ้ง

ในหลาย ๆ กรณี อุปกรณ์ฝ่ายส่งจำเป็นต้องรู้ว่าอุปกรณ์ฝ่ายรับพร้อมที่จะรับข้อมูลหรือไม่ ตัวอย่างเช่น การส่งข้อมูลไปที่เครื่องพิมพ์ ความเร็วของการสื่อสารอาจเร็วกว่าความเร็วของเครื่องพิมพ์ เครื่องพิมพ์ต้องรอรับการส่งข้อมูลของคอมพิวเตอร์จนกว่ามันพร้อมที่จะรับข้อมูล ในทำนองเดียวกันกับการส่งข้อมูลจากคอมพิวเตอร์เครื่องหนึ่งไปอีกเครื่องหนึ่ง และคอมพิวเตอร์ตัวที่สองไม่สามารถประมวลผลข้อมูลได้เร็วเท่ากับอัตราที่ข้อมูลเข้ามา

ทั้งสองกรณี ต้องมีข่าวสารถูกส่งกลับจากอุปกรณ์ฝ่ายรับไปยังอุปกรณ์ฝ่ายส่ง เพื่อแจ้งว่ามันพร้อมหรือไม่ ข่าวสารนี้เรียกว่า โฟลว์คอนโทรล (Flow Control) หรือ แฮนด์เช็กกิ้ง (Hand Chaking) แฮนด์เช็กกิ้งมีสองแบบคือ ฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ ทั้งคู่เกี่ยวข้องกับสัญญาณที่ส่งกลับมาจากอุปกรณ์ฝ่ายรับไปยังอุปกรณ์ฝ่ายส่ง ในฮาร์ดแวร์แฮนด์เช็กกิ้งอุปกรณ์ฝ่ายรับไปยังอุปกรณ์ฝ่ายส่ง ในฮาร์ดแวร์แฮนด์เช็กกิ้งอุปกรณ์ฝ่ายรับส่งแรงดันไฟฟ้าบวกไปตามวงจรแฮนด์เช็กกิ้งเมื่อมันพร้อมที่จะรับข้อมูล เมื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

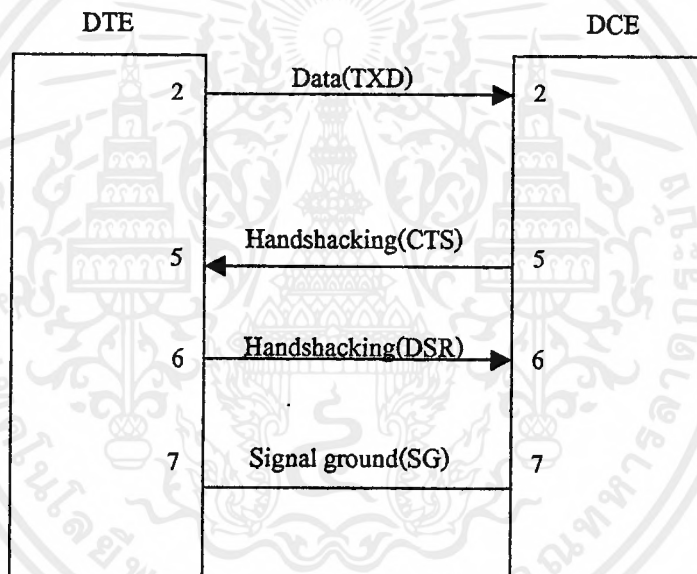
คอมพิวเตอร์ฝ่ายส่งได้รับแรงดันไฟฟ้าลบ มันจะรู้ว่าต้องหยุดส่งข้อมูล ในซอฟต์แวร์แฮนด์เช็กกิ้ง สัญญาณแฮนด์เช็กกิ้งเป็นอักขระพิเศษที่ถูกส่งไปตามวงจรข้อมูลแทนวงจรแฮนด์เช็กกิ้ง

การใช้ฮาร์ดแวร์แฮนด์เช็กกิ้งอย่างน้อยต้องมีการเชื่อมต่อเพิ่มเติมหนึ่งเส้นเพื่อนำสัญญาณทำให้จำนวนของสายทั้งหมดเป็นสามเส้นคือ สายข้อมูลซิกแนลกราวนด์ และแฮนด์เช็กกิ้ง

## 2. จาก DTE ไปสู่ DCE

เมื่ออุปกรณ์ DTE ส่งข้อมูลไปที่อุปกรณ์ DCE ข้อมูลถูกส่งไปตามสายเส้นที่ 2 และใช้สายเส้นที่ 7 ซิกแนลกราวนด์ ตามปกติอุปกรณ์ DCE ควบคุมการส่งแฮนด์เช็กกิ้งจากอุปกรณ์ DTE บนสายเส้นที่ 6 ชื่อว่า DSR (Data Set Ready) ถ้าเครื่องพิมพ์เป็น DCE และคอมพิวเตอร์เป็น DTE สายเส้นที่ 6 บนคอมพิวเตอร์ควรถูกเชื่อมต่อเข้ากับสายเส้นที่ 6 บนเครื่องพิมพ์ และเครื่องพิมพ์จะรักษาแรงดันไฟฟ้าบวกบนสายเส้นที่ 6 ตราบเท่าที่มันสามารถรับข้อมูล มันจะลดแรงดันไฟฟ้าบนสายเส้นที่ 6 ให้เป็นสถานะลบ

บ่อยครั้งที่วงจรแฮนด์เช็กกิ้งชุดที่สอง คือ สายเส้นที่ 5 ถูกใช้โดยอุปกรณ์ DCE เพื่อควบคุมการ



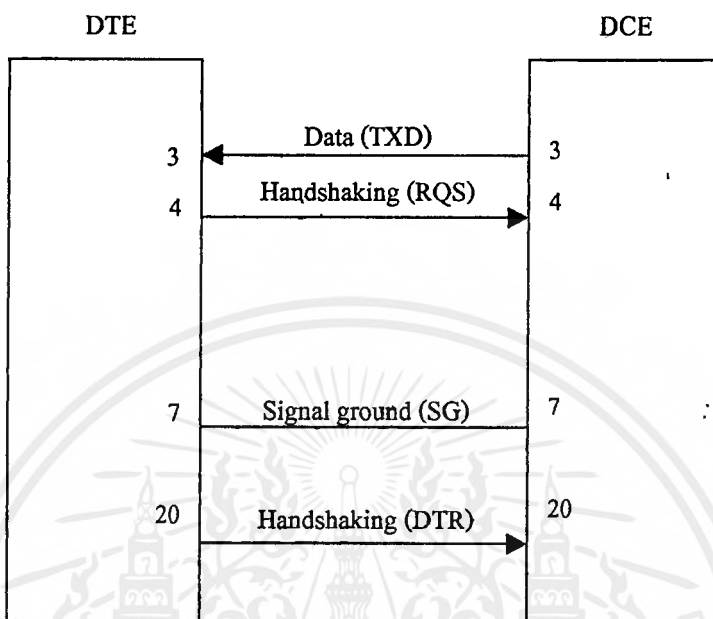
รูปที่ 2.24 การสื่อสารทางเดียวพร้อมด้วยแฮนด์เช็กกิ้งจาก DTE ไปยัง DCE

ส่งจากอุปกรณ์ DTE วงจรนี้มีชื่อว่า CTS (Clear To Send) เมื่อสายแฮนด์เช็กกิ้งทั้งสองเส้นถูกใช้ อุปกรณ์ DTE ต้องได้รับการออกแบบให้ส่งข้อมูลก็ต่อเมื่อสายทั้งสองเป็นไฮ (High) หรือแรงดันไฟฟ้าบวก บางครั้งสายนั้นอาจมีความหมายต่างไป เช่นเส้นหนึ่งอาจบอกอุปกรณ์ฝ่ายส่งให้หยุดการพิมพ์จนกระทั่งข้อมูลถูกพิมพ์ไปได้จำนวนหนึ่ง และเส้นที่เหลืออาจจะแจ้งว่ากระดาษของเครื่องพิมพ์หมดอย่างไรก็ตาม ความหมายเหล่านี้ไม่ได้มีมาตรฐาน เนื่องจากคอมพิวเตอร์หลายชนิดถูกโปรแกรมไม่ให้ส่งข้อมูลถ้าสายแฮนด์เช็กกิ้งทั้งสองไม่เป็นไฮ แม้แต่กับเครื่องพิมพ์ที่ไม่ได้กำหนดความหมายพิเศษกับสายชุดที่สองอย่างน้อยก็ควรรักษาแรงดันไฟฟ้าบวกไว้ อย่างไรก็ตามบางครั้งสัญญาณชุดที่สองต้องถูกสร้างหลอกขึ้นมา โดยการต่อมันเข้ากับชุดแรก

## 3. จาก DCE ไปยัง DTE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

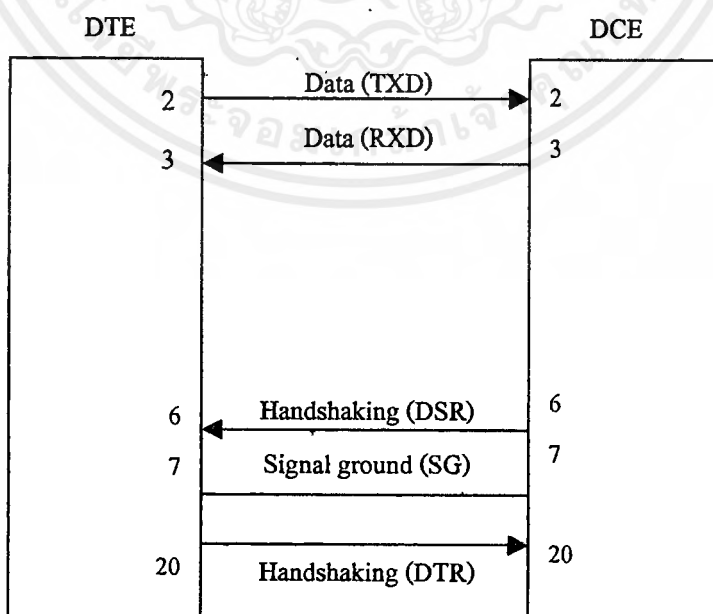
เมื่อให้อุปกรณ์ DCE จะสื่อสารกับอุปกรณ์ DTE สายเส้นที่ 3 ต้องถูกใช้สำหรับการส่งผ่านข้อมูล และถ้าต้องการแฮนด์เช็คก็ จะใช้สายเส้นที่ 20 เพื่อส่งแฮนด์เช็คจากอุปกรณ์ DTE ไปยังอุปกรณ์ DCE สายเส้นที่ 20 มีชื่อว่า DTR (Data Terminal Ready) สายแฮนด์เช็คชุดที่สองคือสายเส้นที่ 4 เรียกว่า Request To Send (RQS หรือ RTS) ไม่ได้ถูกนำมาใช้เสมอไป)



รูปที่ 2.25 การสื่อสารทางเดียวพร้อมด้วยแฮนด์เช็คจาก DCE ไปยัง DTE

### 2.4.3 การสื่อสารสองทาง

ในหลายกรณีที่มีข้อมูลถูกส่งผ่านในสองทิศทาง โดยเฉพาะเมื่อคอมพิวเตอร์สองตัวสื่อสารกัน รวมทั้งในกรณีที่ใช้ซอฟต์แวร์แฮนด์เช็คด้วยเช่นกัน จำนวนสายที่น้อยที่สุดที่จำเป็นในการสื่อสารสอง



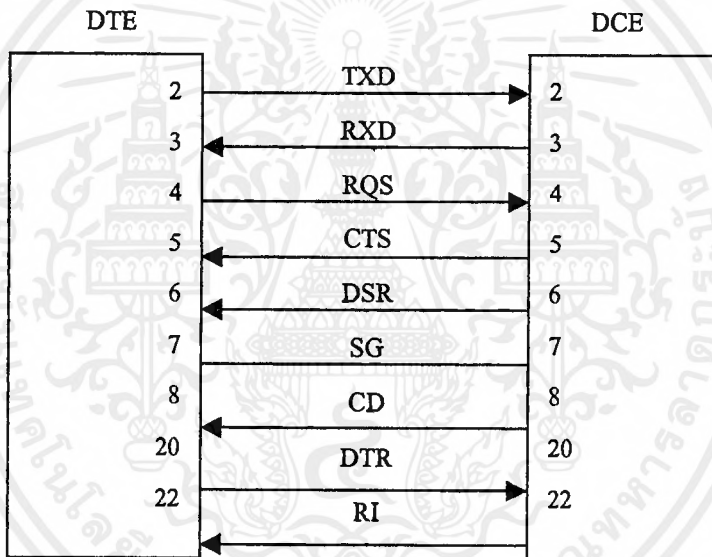
รูปที่ 2.26 การสื่อสารสองทางพร้อมด้วยวงจรแฮนด์เช็คหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทางคือ สามเส้น ได้แก่ สายข้อมูลในแต่ละทิศทาง และซิกแนลกราวนด์ การเพิ่มสายแฮนด์เช็คกึ่งในแต่ ละทิศทาง ทำให้จำนวนสายรวมเป็นห้าเส้น ดังแสดงในรูปที่ 2.26 เมื่อสายแฮนด์เช็คกึ่งชุดที่สองถูกนำ มาใช้เพิ่มเติมลงในแต่ ละทิศทาง สายทั้งหมดที่ใช้คือเจ็ดเส้น บางครั้งอาจมีการเพิ่มสายอีกสองเส้น เพื่อ ทำให้โมเด็มสามารถให้ข้อมูลมากขึ้นแก่คอมพิวเตอร์หรือเทอร์มินัล ได้แก่ CD (Carrier Detect) ถูกเชื่อมต่อ เข้ากับขา 8 เพื่อแจ้งการคงอยู่ของสัญญาณพาหะ และ RI (Ring Indicator) ถูกเชื่อมต่อกับขา 22 เพื่อ แสดงว่าโมเด็มกำลังถูกเรียกโดยอุปกรณ์ระยะไกล ซึ่งก็คือการตรวจสอบสัญญาณกริ่งของโทรศัพท์นั้น เอง จำนวนวงจรทั้งหมดจะกลายเป็นเก้าตามรูปที่ 2.26

2.4.4 นัลโมเด็ม

ดังที่ได้กล่าวมาก่อนหน้านี้แล้วว่าในตอนแรก RS-232-C นำไปใช้สำหรับกำหนดการเชื่อมต่อ ระหว่างเทอร์มินัลซึ่งเป็น DTE กับโมเด็มซึ่งเป็น DCE ต่อมาได้มีการนำไปประยุกต์ใช้กับการเชื่อมต่อ ระหว่างอุปกรณ์อื่นอีกหลายชนิดที่ไม่ได้ถูกกำหนดให้เป็น DTE หรือ DCE อย่างเป็นทางการ เช่น ไมโครคอมพิวเตอร์ หรือ เครื่องพิมพ์



รูปที่ 2.27 การเชื่อมต่อ RS-232 แบบมาตรฐานเก้าเส้น

เนื่องจากไม่มีมาตรฐานที่ชี้ชัดว่าอุปกรณ์ควรเป็น DTE หรือ DCE บ่อยครั้งจึงจำเป็นต้องเชื่อมต่อ อุปกรณ์ DTE สองตัว หรือ อุปกรณ์ DCE สองตัวเข้าด้วยกัน ในลักษณะเช่นนี้ต้องทำการ เชื่อมต่อสาย 2 บนอุปกรณ์ตัวแรกกับสาย 3 บนอุปกรณ์ที่สองและสาย 3 บนอุปกรณ์ตัวแรกกับสาย 2 บนตัวที่สอง สายแฮนด์เช็คกึ่งก็ต้องถูกไขว้ในทำนองเดียวกัน

การไขว้สายอาจทำได้โดยการต่ออุปกรณ์ด้วยสายสัญญาณซึ่งถูกไขว้ไว้แล้วหรือ โดยการซื้อหัว ต่อพิเศษที่เชื่อมต่ออุปกรณ์ทั้งสองและทำการไขว้สายที่จำเป็นไว้ ภายใน ไม่ว่าในกรณีใด สายที่อยู่ตรง กลางหรือหัวต่อจะถูกเรียกว่า นัลโมเด็ม (Null Modem) มันทำให้อุปกรณ์ DTE สองตัวคุยกันได้โดยไม่ต้องมีอุปกรณ์ DCE เป็นทางผ่าน หรือในทางกลับกันคือระหว่าง DCE กับ DCE

#### 2.4.5 สัญญาณทางไฟฟ้า

มาตรฐาน RS-232-C กำหนดคุณลักษณะของสัญญาณไฟฟ้าที่ใช้ในการเชื่อมต่ออนุกรมโดยตรง มีเพียงสองลักษณะคือ SPACE แสดงถึงไบนารี 0 หรือแรงดันไฟฟ้าบวกและ MARK แสดงไบนารี 1 หรือแรงดันไฟฟ้าลบ

บนสายข้อมูล (เช่นสาย 2 และ 3) แรงดันไฟฟ้าบวกแสดงถึงค่าลอจิก (Logic) 0 และแรงดันไฟฟ้าลบแสดงถึงค่าลอจิก 1 บนสายแฮนด์เช็คกิ้ง (เช่น DTR และ DSR) แรงดันไฟฟ้าบวกแสดงว่าส่งข้อมูลได้ ส่วนแรงดันไฟฟ้าลบหมายถึงหยุดส่งข้อมูล

แรงดันไฟฟ้าบวก (สถานะ SPACE) อยู่ระหว่าง +5 ถึง +15 โวลต์ สำหรับเอาต์พุต และระหว่าง +3 และ +15 โวลต์สำหรับอินพุต ความแตกต่างมีไว้เพื่อกรณีที่แรงดันไฟฟ้าสูญหายเนื่องจากความยาวของสายสัญญาณ ในทำนองเดียวกัน แรงดันไฟฟ้าลบ (สถานะ MARK) ถูกกำหนดไว้ระหว่าง -5 ถึง +15 โวลต์สำหรับเอาต์พุตและ -3 ถึง -15 โวลต์สำหรับอินพุต

สังเกตว่า ถ้าให้สายสัญญาณยาวเกินไป ระดับแรงดันไฟฟ้าจะตกลงเกินขอบเขตที่ยอมรับได้ นอกจากนี้ ความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจะมีผลกับคุณภาพของสัญญาณ โดยทำให้การเปลี่ยนสถานะจากแรงดันไฟฟ้าบวกไปลบไม่ชัดเจน RS-232-C ไม่ได้มุ่งหวังให้นำไปใช้กับระยะทางไกล และโดยทั่วไป 50 ฟุต เป็นระยะทางไกลที่สุดในการใช้สายสัญญาณปกติที่อัตราการส่งข้อมูลปกติ ถ้าอุปกรณ์อยู่ห่างกันมาก อาจจำเป็นต้องใช้โมเด็ม หรือวิธีการอื่น

#### 2.4.6 RS-449, 442-A และ 423-A

มาตรฐานที่ใหม่กว่า RS-232-C มาตรฐานหนึ่งคือ RS-449 ซึ่งใช้จัดการกับปัญหาเดียวกัน แต่ยอมรับความเร็วในการส่งผ่านข้อมูลสูงกว่าและลดการเกิดครอสstalk RS-449 กำหนดให้ใช้หัวต่อแบบ 37 ขา และในกรณีที่ไม่มีพ่วงอาจเพิ่มหัวต่อ 9 ขา อีกตัวหนึ่ง RS-449 ครอบคลุมข้อกำหนดทางกลและคำอธิบายวงจร แต่ไม่ได้รวมคุณลักษณะทางไฟฟ้า มันถูกมุ่งหวังให้ใช้ในการเชื่อมกับ RS-422-A และ RS-423-A ซึ่งอธิบายคุณลักษณะทางไฟฟ้าของวงจรแบบสมดุล (Balanced Circuit) และแบบไม่สมดุล (Unbalanced Circuit) ตามลำดับ วงจรแบบสมดุลถูกใช้ในการส่งข้อมูลความเร็วสูงกว่า หรือในที่ซึ่งมีปัญหาในการส่งข้อมูลใช้สายสองเส้น สถานะ MARK และ SPACE ถูกส่งโดยการเปลี่ยนขั้วของสัญญาณในสายทั้งสอง ซึ่งอ้างอิงซึ่งกันและกัน แทนการใช้สายเส้นเดียวที่เปลี่ยนขั้วโดยอ้างอิงของซิกแนลกราวด์ที่ใช้ร่วมกัน

Electronic Industries Association (EIA) กำลังพยายามโน้มน้าวให้ใช้คำว่า EIA แทน RS ในมาตรฐานต่าง ๆ แต่ในหนังสือเล่มนี้จะใช้ชื่อ RS ซึ่งเป็นที่รู้จักกันมากกว่า

##### 1. การเชื่อมต่อ RS-449 และ RS232-C

มันเป็นไปได้ที่จะเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์ RS-449 และ RS-232-C EIA กล่าวถึงวิธีการไว้ในเอกสาร "Application Notes on Interconnection between Interface Circuit Using RS-449 and RS-232-C" หรือ Industrial Electrical Bulletin No. 12 เอกสารนี้ประยุกต์กับวงจร RS-423 เท่านั้น

#### 2.4.7 การเชื่อมต่อ RS-232-C และแอปเปิลแมคอินทอช

ในทางทฤษฎีเป็นไปได้ที่จะเชื่อมต่อแอปเปิลแมคอินทอช (Apple Macintosh) ด้วยวงจร RS-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

232-C เพราะว่า RS-422 ซึ่งแมคอินทอชใช้อยู่ไม่มีซิกแนลกราวด์ร่วมสำหรับให้สายข้อมูลที่ถูส่งและรับใช้เป็นจุดอ้างอิง ถึงกระนั้นก็ตามแมคอินทอชได้รับการออกแบบให้การเชื่อมต่อเป็นไปได้ เครื่องพิมพ์ Image Writer ซึ่งใช้กับแมคอินทอชเป็นอุปกรณ์ DTE RS-232-C และสายสัญญาณที่ใช้เชื่อมต่อแมคอินทอชกับ Image Writer มีหัวต่อ 25 ขา ซึ่งสามารถใช้สำหรับเชื่อมต่อกับอุปกรณ์อนุกรมอื่นได้ (มีข้อสังเกตหัวต่อ 9 ขา ของแมคอินทอชไม่มีความสัมพันธ์กับข้อกำหนดของการเชื่อมต่อขาใน RS-449 )

#### 2.4.8 การแก้ปัญหา

ต่อไปนี้เป็นลูกเล่นบางอย่างที่ช่วยในการแก้ปัญหาที่อาจพบขณะเชื่อมต่ออุปกรณ์อนุกรม

##### 1. ความจำเป็นของนัล โมเด็ม

ดังที่กล่าวมาแล้วว่า จำเป็นต้องใช้ นัล โมเด็มเมื่อจะต้องเชื่อมต่ออุปกรณ์สองตัวที่เป็น DTE ถึง DCE ทั้งคู่ แต่ในบางกรณีที่อาจไม่ทราบว่าอุปกรณ์ที่กำลังจะเชื่อมต่อเป็น DTE ถึง DCE (อุปกรณ์รุ่นใหม่ เช่น เมาส์ หรือปากกาแสงมักก่อให้เกิดปัญหานี้) เนื่องจากมีความเป็นไปได้เสมอที่อุปกรณ์ทั้งสองอาจจะเหมือนกัน จึงควรลองใช้ นัล โมเด็มถ้าไม่สามารถส่งข้อมูลด้วยการต่อแบบตรงไปตรงมา

##### 2. ปัญหาของแฮนด์เชิร์คกิ้ง

ถ้าเครื่องพิมพ์ไม่ตอบสนองต่ออุปกรณ์ฝ่ายส่ง มันอาจเป็นเครื่องพิมพ์ที่ต้องการสัญญาณบนสายแฮนด์เชิร์คกิ้งสองชุดเป็นไฮ ในขณะที่คอมพิวเตอร์ให้สัญญาณเพียงเส้นเดียว กรณีนี้เกิดขึ้นบ่อยกับไอบีเอ็มพีซี ซึ่งมีความสามารถในการใช้สัญญาณทั้งสองเส้น แต่ต้องมีการโปรแกรมเป็นพิเศษบ่อยครั้งที่สัญญาณชุดที่สองถูกสร้างหลอก โดยการเชื่อมต่อสายแฮนด์เชิร์คกิ้งชุดที่สองเข้ากับชุดหลักทางปลายด้านเครื่องพิมพ์

ถ้าไมโครคอมพิวเตอร์ไม่ได้จัดเตรียมสัญญาณแฮนด์เชิร์คกิ้งเลยและเครื่องพิมพ์ยืนยันที่จะรับหนึ่งหรือสองสัญญาณ ก็สามารถสร้างหลอกขึ้นได้เช่นกัน โดยป้อนกลับสัญญาณแฮนด์เชิร์คกิ้งที่เครื่องพิมพ์ส่งออกมากลับซ้ำเข้าเครื่องพิมพ์เอง เสมือนเป็นสัญญาณที่ถูกส่งเข้ามา

ถ้าคอมพิวเตอร์ไม่ส่งเมื่อควรจะเป็นอาจเกิดจากมันรอสัญญาณแฮนด์เชิร์คกิ้งที่ยังไม่ได้รับถ้าเครื่องพิมพ์ทำให้สายแฮนด์เชิร์คกิ้งเป็นไฮเพียงเส้นเดียวลองเชื่อมต่อสายแฮนด์เชิร์คกิ้งอื่นทางด้านคอมพิวเตอร์เข้ากับมัน

##### 3. การใช้เบรกเอาต์บ็อกซ์

ถ้าทำการเชื่อมต่อหลายรูปแบบ ขอแนะนำให้ใช้เบรกเอาต์บ็อกซ์ (Break Out Box) อุปกรณ์เล็ก ๆ ขึ้นนี้มีหัวต่อ D-type สองตัวซึ่งสามารถแทรกเข้าไประหว่างอุปกรณ์อนุกรมสองตัว แต่ละสายมีไฟหนึ่งดวง ซึ่งจะติดเมื่อมีสัญญาณบนวงจรนั้น เบรกเอาต์บ็อกซ์ทำให้มองเห็นเมื่อข้อมูลกำลังถูกส่ง สายไหนที่มันกำลังเดินทาง และสายแฮนด์เชิร์คกิ้งเส้นใดกำลังนำพาแรงดันไฟฟ้าบวก การสร้างสายเข้าและออกและการเชื่อมสายทำได้โดยการใส่สายต่อส่งในช่องเกิด

ด้วยการใช้เบรกเอาต์บ็อกซ์ คุณสามารถทดลองการเปลี่ยนการเชื่อมต่อโดยไม่ต้องมีการบัดกรีสายเข้าออก หลังจากได้การเชื่อมต่อที่ถูกต้องแล้วจึงนำไปสร้างเป็นสายสัญญาณที่เหมาะสม เบรกเอาต์บ็อกซ์

## 2.5 การส่งตัวอักษร

จากหัวข้อ 2.4 ได้พิจารณาการเชื่อมต่อทางฮาร์ดแวร์ระหว่างอุปกรณ์สองตัว ในหัวข้อนี้เรามาดูวิธีที่อักษรแต่ละตัวถูกเข้ารหัสและถูกส่งไปตามสายค่านา หลักการที่อธิบายในที่นี้สามารถประยุกต์ใช้กับสัญญาณที่ถูกส่งไปตามสายโทรศัพท์ระหว่างโมเด็มได้เช่นเดียวกับสัญญาณที่ถูกส่งไปตามสายสัญญาณระหว่างคอมพิวเตอร์

### 2.5.1 รูปแบบข้อมูลในคอมพิวเตอร์

การที่จะทำความเข้าใจการส่งผ่านข้อมูล สิ่งแรกคือต้องทำความเข้าใจกับวิธีที่ข้อมูลถูกเก็บไว้ในคอมพิวเตอร์ก่อน

#### 1. บิตและไบต์

ในเลขฐานสิบ มีตัวเลขอยู่สิบตัวคือ 0 ถึง 9 การเพิ่มศูนย์หนึ่งตัวเข้าทางซ้ายเป็นการคูณจำนวนด้วยสิบ ในเลขฐานสิบมีเพียงตัวเลขสองตัว คือ 0 กับ 1 การเพิ่มศูนย์เข้าทางซ้ายจำนวนเป็นการคูณจำนวนด้วยสอง

ตัวเลขศูนย์หรือหนึ่งแต่ละตัวในเลขฐานสองเรียกว่า บิต (Bit) 8 บิตจะเป็น 1 ไบต์ (Byte) ผลที่ตามมาคือ ค่าของหนึ่งไบต์จึงเป็น ได้ตั้งแต่ 00000000 ถึง 11111111 หรือ 0 ถึง 255 ในฐานสิบ

บิตที่อยู่ทางขวาสุดของไบต์เรียกว่า บิตศูนย์ บิตที่อยู่ซ้ายสุดเรียกว่า บิตเจ็ด บิตศูนย์ เรียกว่า บิตที่มีนัยสำคัญต่ำสุด (Least Significant Bit) และบิตเจ็ด เรียกว่า บิตที่มีนัยสำคัญสูงสุด (Most Significant Bit) รูปที่ 2.28 แสดงจำนวน 35 ในเลขฐานสอง

หมายเลข	7	6	5	4	3	2	1	0
ค่าถ้าถูกเซต	128	64	32	16	8	4	2	1
การเซต	0	0	1	0	0	0	1	1
ค่าตามีที่เซต	0	0	32	0	0	0	2	1

รูปที่ 2.28 จำนวน 35 ในฐานสอง

คอมพิวเตอร์เกือบทั้งหมดทำงานในระบบเลขฐานสอง เพราะว่ามันเป็นการง่ายที่จะแปลงรหัส 0 และ 1 เป็นแรงดันไฟฟ้าบวกและลบ ในคอมพิวเตอร์ส่วนใหญ่หน่วยที่เล็กที่สุดของหน่วยความจำที่อ้างถึงได้โดยการอ้างแอดเดรสคือไบต์ ดังนั้นเมื่อข้อมูลถูกเก็บและจัดการในคอมพิวเตอร์ตามปกติจึงมักถูกแปลงให้เป็นไบต์ที่เรียงลำดับกัน

#### 2. การเข้ารหัสข้อความ

เมื่อข้อความ (อักขระเครื่องหมายวรรคตอน และอื่น ๆ) ถูกเก็บในคอมพิวเตอร์ แต่ละตัวอักษรที่แตกต่างกันจะถูกแทนด้วยจำนวนที่ต่างกันจำนวนเหล่านี้โดยปกติมีค่าจาก 0 ถึง 127 หรือจาก 0 ถึง 255 เนื่องจากไบต์หนึ่งสามารถมีค่าจาก 0 ถึง 255 มันจึงเป็นธรรมชาติที่จะให้หนึ่งไบต์หนึ่งสามารถมีค่าจาก 0 ถึง 255 มันจึงเป็นธรรมชาติที่จะให้หนึ่งไบต์แทนตัวอักษรหรือเครื่องหมายวรรคตอนแต่ละตัวในข้อมูลที่เป็นข้อความ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีสองวิธีที่ต่างกันสำหรับการจับคู่ตัวอักษรกับจำนวน คือ EBCDIC (Extended Binary Coded Decimal Interchange Code) ซึ่งถูกใช้ในคอมพิวเตอร์ชนิดอื่นของไอบีเอ็มยกเว้นไอบีเอ็มพีซีและ ASCII (American Standard Code for Information Code) ซึ่งถูกใช้ในคอมพิวเตอร์อื่นส่วนใหญ่ เราจะเกี่ยวข้องกับ ASCII เท่านั้นในหนังสือเล่มนี้

ตาราง ASCII อย่างเป็นทางการให้จำนวนระหว่าง 32 ถึง 126 แทนตัวเลข ตัวอักษร เครื่องหมายวรรคตอนและสัญลักษณ์ที่ใช้กันทั่วไปอื่น ๆ จำนวนจาก 0 ถึง 31 และ 127 มีความหมายพิเศษ เช่น Carriage return, Line feed และตัวอักษรที่ไม่สามารถแสดงผลได้อื่น ๆ

ตัวอย่างเช่น ตัว A ถูกเป็นเลขฐานสิบ 65 ในเลขสองคือ 01000001 คอมมาถูกเก็บในเลขฐานสิบ 44 ซึ่ง เป็น 00101100 ในฐานสอง

เนื่องจากจำนวน 127 ในฐานสองใช้เพียงเจ็ดบิต ตัวอักษรทั้งหมดถูกแทนด้วย 0 ถึง 127 สามารถถูกเก็บในหนึ่งไบต์ โดยจะเหลืออีกหนึ่งบิตเนื่องจากเราให้ชื่อบิตในไบต์หนึ่งตั้งแต่ศูนย์ถึงเจ็ด จะเห็นได้ว่ารหัส ASCII ใช้เพียงบิตศูนย์ถึงหก บิตเจ็ดถูกสำรองไว้

คอมพิวเตอร์หลายชนิดใช้เต็มทั้งแปดบิตสำหรับการเข้ารหัสทำให้มีรหัสที่แตกต่างกัน 256 ตัว 128 ตัวแรกเป็นไปตาม ASCII และส่วนที่เหลือถูกใช้สำหรับอักขระต่างชาติ สัญลักษณ์ทางคณิตศาสตร์ อักษรกราฟิก และอื่นๆ ตามแต่การออกแบบ โชคไม่ดีที่ไม่มีมาตรฐานสำหรับอักขระเพิ่มเติม (Extended Character) เหล่านี้ ซึ่งมักจะมีความหมายแตกต่างกันบนคอมพิวเตอร์คนละชนิด

### 3. รหัส ASCII ชนิดพิเศษ

รหัส 32 แรกในตาราง ASCII มีความหมายพิเศษ ดังตารางที่มีหลายตัวได้รับการออกแบบเพื่อวัตถุประสงค์ทางการสื่อสาร โดยเฉพาะ

ตารางที่ 2.1 รหัส ASCII ชนิดพิเศษ

รหัส	อักขระ	ความหมาย
0	NULL	วิธีหนึ่งที่จะทำให้เกิดการหน่วงเวลาอย่างจงใจ ในอดีตมันมีความจำเป็นที่จะส่ง null หลังจาก Carriage return เพื่อให้เครื่องพิมพ์ปิดแคร์ไปทางซ้ายสุดของหน้ากระดาษปัจจุบันเครื่องพิมพ์ทำงานได้เร็วขึ้นจึงถูกใช้สำหรับจุดประสงค์อื่นหลายอย่าง
1	SOH	Start of heading แสดงว่าข้อความที่ตามมาเป็นส่วนหนึ่งของหัวข้อ
2	STX	Start of text แสดงจุดเริ่มต้นของข้อความจริงของข่าวสาร
3	ETX	End of text แสดงจุดสิ้นสุดของข้อความ
4	EOT	End of transmission แสดงการสิ้นสุดของการส่ง
5	ENQ	Enquiry โดยปกติถูกใช้เป็นส่วนหนึ่งของซอฟต์แวร์แฮนด์เชคกึ่งในการขอให้คอมพิวเตอร์ฝ่ายรับตอบรับการได้รับข่าวสาร
6	ACK	Acknowledge การตอบรับการได้รับข่าวสาร

รหัส	อักขระ	ความหมาย
7	BEL	ส่งเสียงบอกทางเทอร์มินัล
8	BS	Backspace
9	HT	Horizontal tab
10	LF	Line feed ทำให้ขึ้นบรรทัดใหม่ในตำแหน่งเดิม
11	VY	Vertical tab
12	FF	Form feed เลื่อนหน้ากระดาษไปหนึ่งหน้า
13	CR	Carriage return เลื่อนไปที่ต้นบรรทัด บางครั้งทำให้เกิด Line feed ด้วยเช่นกัน
14	SO	Shift out กำหนดจุดเริ่มต้นของรหัสควบคุมพิเศษบ่อยครั้งที่ใช้ Esc แทน
15	SI	Switch in กำหนดจุดสิ้นสุดของรหัสควบคุมที่เริ่มต้น
16	DLE	Data link escape เหมือนกับ Esc
17	DC <sub>1</sub>	
18	DC <sub>2</sub>	Device control 1 ถึง 4 รหัสที่สำรองไว้ให้ใช้ตามความต้องการบางครั้งใช้ในซอฟต์แวร์แฮนด์เชคกิ้ง
19	DC <sub>3</sub>	
20	DC <sub>4</sub>	
21	NAK	Negative acknowledgement บ่งชี้ว่าข้อมูลที่ส่งนั้นไม่ได้ถูกรับอย่างถูกต้อง ตัวอย่างเช่น พบความผิดพลาดทางพาริตี
22	SYN	Synchronous idle เหมือนกับ NULL แต่ถูกใช้ในการสื่อสารแบบซิงโครนัส เพื่อดูแลให้อุปกรณ์สองตัว ซิงโครไนซ์กันระหว่างการส่ง
23	ETB	บล็อกรหัสเพื่อวัตถุประสงค์ในการตรวจสอบข้อผิดพลาด
24	CAN	Cancel บ่งชี้ว่า ข้อมูลที่ถูกส่งไปควรถูกทิ้งไป
25	EM	End of medium บ่งชี้ว่ามาถึงปลายของเทปกระดาษ
26	SUB	Substitute แก้ไขตัวอักษรที่ถูกส่งมาผิดพลาด ถูกใช้เพื่อบ่งชี้จุดสิ้นสุดของการส่งด้วยเช่นกัน
27	Ecs	Escape บ่งชี้จุดเริ่มต้นของตัวอักษรที่ติดตามมาว่ามีความหมายพิเศษ
28	FS	
29	GS	File group, Record และ Unit separator ตามลำดับใช้เพื่อกำหนดขอบเขตระหว่างส่วนของข้อความ
30	RS	
31	US	
32	DEL	บ่งชี้ว่า ตัวอักษรที่มาก่อนมันควรถูกลบ

#### 4. การเข้ารหัสข้อมูลที่ไม่ใช่ข้อความ .

แน่นอนว่าทุกอย่างที่ถูกเก็บในคอมพิวเตอร์ไม่ได้อยู่ในรูปของข้อความเสมอไปคำสั่งของโปรแกรม ข้อมูลตัวเลข และกราฟฟิคอิมเมจ เป็นตัวอย่างข้อมูลที่ไม่ได้ถูกเก็บในรูปแบบ ASCII

ข้อมูลประเภทนี้โดยปกติถูกเข้ารหัสให้ใช้ทุกค่าที่เป็นไปได้ของหนึ่งไบต์ จำนวนถูกเก็บในรูปแบบไบนารี และสามารถขยายไปเป็นหลายไบต์ คำสั่งของโปรแกรมนักจะประกอบด้วยหนึ่งหรือสองไบต์ เราเรียกข้อมูลประเภทนี้ว่า ข้อมูลไบนารี (Binary data) (แม้ว่าข้อความจะถูกเก็บในรูปแบบไบนารีเช่นกัน)

เนื่องจากไบต์ที่เก็บข้อมูลซึ่งไม่ใช่ข้อความสามารถเป็นค่าใด ๆ ก็ได้ ในเวลาที่มันตรงกับค่าที่มีความหมายพิเศษในตารางรหัส ASCII ทำให้เกิดความยุ่งยากในการส่งข้อมูล ถ้าอุปกรณ์ฝ่ายรับเกิดแปลไบต์ที่ไม่ใช่ข้อความว่าหมายถึงสิ้นสุดข่าวสาร ในกรณีนี้ข้อมูลไม่สามารถถูกส่งในรูปแบบข้อมูลดิบ เพราะว่าไบต์ที่อยู่กลางข่าวสารอาจตรงกับสัญลักษณ์สิ้นสุดข่าวสารโดยบังเอิญ และทำให้อุปกรณ์ฝ่ายรับหยุดรับข้อมูล

##### 2.5.2 การแปลงเป็นรูปแบบอนุกรม

คอมพิวเตอร์เกือบทั้งหมดเก็บและจัดการข้อมูลในแบบขนาน หมายความว่าเมื่อไบต์หนึ่งถูกส่งจากส่วนหนึ่งของคอมพิวเตอร์ไปยังส่วนอื่น มันไม่ได้ถูกส่งไปครั้งละหนึ่งบิต แต่จะถูกส่งไปหลายบิตพร้อมกันผ่านตัวนำในแบบขนาน จำนวนบิตที่ถูกส่งในครั้งหนึ่งแปรผันไปตามเครื่อง แต่โดยปกติจะเป็นแปดหรือทวิคูณของแปด เพราะฉะนั้น คอมพิวเตอร์สามารถทำงานกับหนึ่งไบต์เป็นอย่างน้อยในครั้งหนึ่งๆ เนื่องจากการสื่อสารจากคอมพิวเตอร์ไปยังอุปกรณ์อื่นหลายชนิดเป็นแบบอนุกรม หมายความว่าข้อมูลถูกส่งไปที่ละหนึ่งบิต ตัวเชื่อมต่อการสื่อสารต้องสามารถนำไบต์ที่รับมาแบบขนานส่งออกไปที่ละบิตได้

จากที่กล่าวมาแล้วว่าสายข้อมูลในการสื่อสารแบบอนุกรม มีเพียงสถานะ MARK และ SPACE ซึ่งในกรณีของการเชื่อมต่อโดยตรงเท่ากับแรงดันไฟฟ้าลบหรือบวกตามลำดับ ข้อมูลใด ๆ ที่ถูกส่งต้องถูกแปลงให้เป็นลำดับของ MARK และ SPACE ก่อน สำหรับการส่งข้อมูล MARK แทนค่าหนึ่งและ SPACE แทนค่าศูนย์

##### 2.5.3 การสื่อสารแบบซิงโครนัสและอะซิงโครนัส

เมื่อข้อมูลถูกแปลงให้เป็นรูปแบบอนุกรมแล้ว มีวิธีในการส่งข้อมูลอยู่สองแบบคือ ซิงโครนัส (Synchronous) และอะซิงโครนัส (Asynchronous)

เมื่อข้อมูลถูกส่งมาจากการพิมพ์ที่เป็นพิมพ์ การส่งและรับจะเป็นแบบอะซิงโครนัส คือคนที่พิมพ์ไม่สามารถที่จะพิมพ์ได้อย่างต่อเนื่อง ดังนั้นเมื่อคอมพิวเตอร์รับตัวอักษรแต่ละตัวจะมีช่องว่างระหว่างตัวอักษรที่ไม่สม่ำเสมอ ทำให้อุปกรณ์ฝ่ายรับไม่อาจคาดหมายได้ว่าตัวอักษรต่อไปจะมาถึงเมื่อใดจากการขาดความต่อเนื่องนี้จึงมีความจำเป็นต้องใส่บิตพิเศษ ก่อนและหลังตัวอักษรแต่ละตัวเพื่อบ่งบอกจุดเริ่มต้นและสิ้นสุดของตัวอักษรบิตพิเศษนี้เรียกว่า บิตเริ่มต้น (Start bit) นอกจากนี้ ยังมีอีกบิตหนึ่งคือ บิตพาริตี (Parity Bit) ที่มักจะถูกใส่เพิ่มเข้าไปเพื่อใช้ตรวจสอบความผิดพลาด วิธีนี้เรียกว่า การสื่อสารแบบ อะซิงโครนัส (Asynchronous Communication)

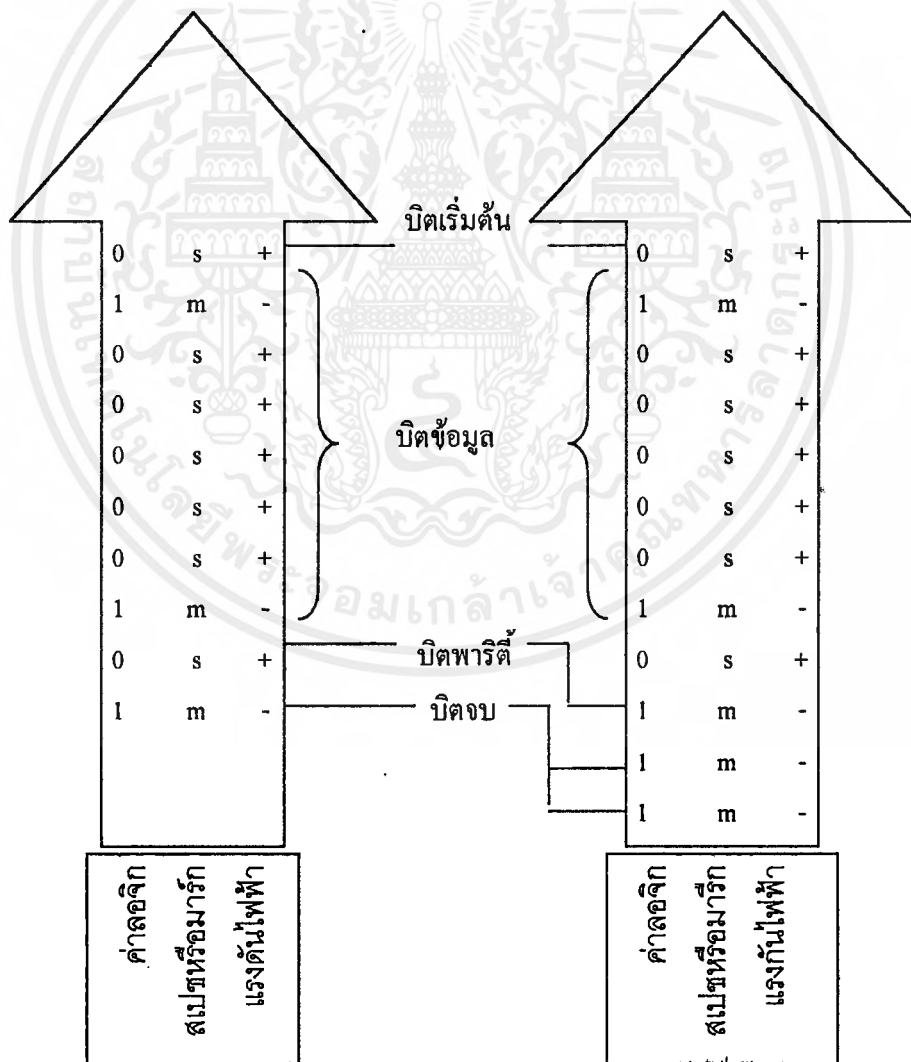
เมื่อตัวอักษรถูกส่งไปเป็นกลุ่มตามความเร็วของเครื่อง ช่วงห่างระหว่างกันก็จะสม่ำเสมอจึงไม่มีความจำเป็นต้องมีบิตเริ่มต้นและบิตจบสำหรับตัวอักษรแต่ละตัว เพราะว่าเมื่อตัวอักษรแรกถูกรับไป อุปกรณ์ฝ่ายรับสามารถ

คาดหมายการมาถึงของตัวอักษรถัดไปได้ กล่าวอีกนัยหนึ่งคือ มันสามารถเข้าจังหวะตัวมันเองกับคอมพิวเตอร์ฝ่ายส่งได้ วิธีแบบนี้เรียกว่า การสื่อสารแบบซิงโครนัส (Synchronous Communication)

เนื่องจากการสื่อสารแบบอะซิงโครนัสต้องการบิตเริ่มต้นและบิตจบเพิ่มเข้าไปในแต่ละตัวอักษร จึงมีความยาวในการส่งไฟล์มากกว่าการสื่อสารแบบซิงโครนัส ประมาณ 20 เปอร์เซ็นต์ ความแตกต่างนี้อาจสังเกตไม่เห็นเมื่อแหล่งข้อมูลที่ส่งมาจากการพิมพ์ที่เทอร์มินัล

นอกจากในโลกของไอพีเอ็มเมนเฟรมซึ่งเทอร์มินัลแบบซิงโครนัสเป็นอุปกรณ์สามัญ การสื่อสารแบบอนุกรมส่วนใหญ่เกิดขึ้นในแบบอะซิงโครนัสซึ่งประยุกต์เข้ากับการสื่อสารเกือบทั้งหมดระหว่างไมโครคอมพิวเตอร์เทอร์มินัล และระบบยูนิคซ์

#### 2.5.4 การจัดเฟรม



รูปที่ 2.29 ตัวอย่างของการส่งตัวอักษร A สองแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีการสื่อสารแบบอะซิงโครนัส บิตที่เป็นตัวแทนของหนึ่งไบนารีซึ่งเรียกว่า “ บิตข้อมูล ” (Data bit) จะถูกนำและตามด้วยบิตเริ่มต้น บิตจบและบิตพาริตี กระบวนการนี้เรียกว่า การจัดเฟรม (Framing)

จำนวนของบิตที่แทนหนึ่งตัวอักษรแปรผันไปตาม โพรโตคอลสื่อสารที่ใช้จำนวนที่ว่ามีหมายถึงจำนวนของบิตข้อมูล หรือความยาวเวิร์ด (Word length) โดยปกติจะเป็นเจ็ดหรือแปดบิต แต่ละตัวอักษรจะถูกส่งออกไปเป็นกลุ่มที่ประกอบด้วยบิตเริ่มต้น ตัวอักษร (บิตข้อมูล) บิตพาริตีซึ่งสามารถเลือกได้ และบิตจบหนึ่งหรือสองบิต เพื่อความชัดเจน เราจะเรียกกลุ่มของตัวอักษรและบิตเหล่านั้นว่าเฟรม (Frame) เพื่อหลีกเลี่ยงความสับสนกับคำว่าตัวอักษร ที่บางครั้งอ้างถึงบิตข้อมูล และบางครั้งอ้างถึงทั้งกลุ่มพร้อมด้วยบิตเริ่มต้น บิตจบ และบิตพาริตี ตัวอย่างของเฟรมที่ถูกส่ง แสดงไว้ในรูปที่

### 1. บิตเริ่มต้น

บิตเริ่มต้นถูกใส่เพิ่มที่จุดเริ่มต้นของเฟรมเสมอ เพื่อเตือนอุปกรณ์ฝ่ายรับว่าข้อมูลกำลังมาถึง และเพื่อเข้าจังหวะกลไกที่แยกแต่ละบิต บิตเริ่มต้นคือ SPACE หรือ ไบนารี 0

ในการเชื่อมต่อโดยตรง SPACE หรือ 0 ถูกส่งเป็นแรงดันไฟฟ้าบวกแรงดันไฟฟ้าระหว่างเฟรมจะเป็นลบ ดังนั้นที่จุดเริ่มต้นของแต่ละเฟรม แรงดันไฟฟ้าจะเปลี่ยนจากลบเป็นบวก

### 2. บิตข้อมูล

มาตรฐานหรือ โพรโตคอลการสื่อสารแบบอนุกรมทำให้เกิดการส่งตัวอักษรที่ยาวต่างกัน เมื่อซอฟต์แวร์สื่อสารให้คุณเลือกความยาวเวิร์ด มันกำลังถามว่าคุณต้องการส่งตัวอักษรเจ็ดบิตหรือแปดบิต (บางครั้งความยาวอื่นก็ถูกใช้แต่แทบไม่บ่อย) ถ้าข้อมูลทั้งหมดถูกส่งในรูปแบบ ASCII เวิร์ด ขนาดเจ็ดบิตก็เพียงพอ จำไว้ว่าตาราง ASCII กำหนดจำนวนจาก 0 ถึง 127 ซึ่งทั้งหมดสามารถแทนได้ด้วยเจ็ดบิต

ถ้าข้อมูลที่ส่งไม่ใช่ ASCII (เช่นข้อความที่ใช้ชุดอักขระเพิ่มเติมหรือข้อมูลไบนารี) ทั้งแปดบิตของแต่ละไบนารีจึงมีความจำเป็น คุณไม่สามารถใช้โปรโตคอลเจ็ดบิตได้ ถ้าข้อมูลไม่ถูกแปลงเป็นรูปแบบเจ็ดบิตเสียก่อน

### 3. บิตพาริตี

การตรวจสอบพาริตีเป็นวิธีหนึ่งในการทดสอบว่า ข้อมูลที่ส่งได้ถูกรับไปอย่างถูกต้องหรือไม่ อุปกรณ์ฝ่ายส่งจะเพิ่มบิตพาริตีอีกหนึ่งบิต เป็นค่า 0 หรือ 1 ขึ้นอยู่กับบิตข้อมูล อุปกรณ์ฝ่ายรับจะตรวจสอบว่าบิตพาริตี มีความสัมพันธ์ที่ถูกต้องกับบิตอื่นหรือไม่ ถ้าไม่แสดงว่าบางสิ่งต้องผิดพลาดในระหว่างการส่ง พาริตีสามารถคำนวณจากวิธีต่อไปนี้

ก พาริตีคู่ (Even Parity) หมายความว่า จำนวนของบิตข้อมูลที่เป็น 1 และค่าของบิตพาริตีรวมกันเป็นจำนวนของบิตที่เป็น 1 จะได้ 2 ซึ่งเป็นเลขคู่ ดังนั้นบิตพาริตีต้องเป็น 0 ถ้าตัวอักษร A ที่รับได้มีพาริตีเป็น 1 แสดงว่าเกิดความผิดพลาดในระหว่างการส่ง

ข พาริตีคี่ (Odd Parity) หมายความว่า จำนวนทั้งหมดของบิตข้อมูลที่เป็น 1 บวกกับค่าของบิตพาริตี เป็นจำนวนคี่ ดังนั้นสำหรับตัวอักษร A บิตพาริตีควรถูกเซตเป็น 1 เพื่อให้จำนวนของบิตที่เป็น 1 ทั้งหมดเป็น 3 ซึ่งเป็นจำนวนคี่

ค ไม่มีพาริตี (Null Parity) หมายถึง ไม่มีบิตพาริตี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ง SPACE (บางครั้งเรียกว่า Bit Trimming) คือบิตพริตต์ที่เป็น 0 เสมอมีประโยชน์ในการตรวจสอบข้อผิดพลาดบางอย่าง เมื่อการส่งข้อมูลเป็นขยะมาก บางครั้งบิตพริตต์อาจกลายเป็น 1 แสดงว่า เกิดข้อผิดพลาดพริตต์แบบนี้สามารถใช้เพื่อส่งอักษรเจ็ดบิตให้กับอุปกรณ์ที่ต้องการตัวอักษรแปดบิตได้เช่นกัน อุปกรณ์ฝ่ายรับจะถือว่าบิตพริตต์เป็นบิตสุดท้ายของข้อมูล

จ MARK (บางครั้งเรียกว่า Bit Forcing) ทำงานเหมือนกับพริตต์แบบ SPACE ยกเว้นแต่บิตพริตต์จะเป็น 1 เสมอ เนื่องจาก 1 ในตำแหน่งนั้นสามารถที่จะถูกตีความรวมเข้ากับค่าของจำนวนได้ อุปกรณ์หรือคอมพิวเตอร์ฝ่ายรับต้องถูกโปรแกรมไม่ให้สนใจมัน

#### 4. บิตจบ

ที่ท้ายของแต่ละเฟรม บิตจบจะถูกส่งออกมา บิตจบมีทั้งแบบหนึ่งบิต หนึ่งบิตครึ่ง หรือสองบิต อย่างน้อยต้องมีหนึ่งบิตเสมอ เพื่อประกันว่ามีแรงดันไฟฟ้าลบบ้างน้อยเป็นช่วงเวลาหนึ่งก่อนที่เฟรมถัดไปจะมาถึงเพื่อที่จะสามารถแยกแยะเฟรมถัดไปได้จากบิตเริ่มต้นที่เป็นบวกของมันบิตจบมากกว่าหนึ่งบิตโดยทั่วไปจะใช้เมื่ออุปกรณ์ฝ่ายรับต้องการเวลาเพิ่มขึ้นก่อนที่มันจะสามารถจัดการกับตัวอักษรที่เข้ามาตัวถัดไปได้

หนึ่งบิตครึ่ง หมายความว่า ความยาวของบิตนั้นมากกว่าบิตปกติ บิตจบบังคับให้มีช่องว่างอย่างน้อยระหว่างเฟรม พวกมันถูกส่งเป็น ไบนารีหนึ่งซึ่งในการเชื่อมต่อโดยตรงจะเป็นแรงดันไฟฟ้าลบบ

บิตจบสองบิตมักจะถูกใช้ที่อัตราบอด 110 ซึ่งเป็นอัตราการส่งข้อมูลต่ำสุดที่ใช้กันทั่วไป เพื่อให้สอดคล้องกับความต้องการของเครื่องโทรพิมพ์รุ่นเก่าซึ่งใช้อัตราบอดต่ำและต้องการเวลาพิเศษเพื่อประมวลตัวอักษร

#### 5. เบรก

ดังที่ได้อธิบายมาก่อนเมื่อก้าวถึงบิตเริ่มต้นว่า ระหว่างตัวอักษร สายข้อมูลโดยปกติอยู่ในสถานะ MARK (แรงดันไฟฟ้าลบบ, ไบนารีหนึ่ง) ถ้าตัวอักษรประกอบด้วยศูนย์ทั้งหมด พร้อมด้วยแปดบิตข้อมูลและพริตต์คู่ สถานะ SPACE จะปรากฏอยู่สิบบิตคือ บิตเริ่มต้น บิตข้อมูลทั้งแปดและบิตพริตต์ ซึ่งเป็นสถานะ SPACE ที่ยาวที่สุด ก่อนจะสิ้นสุดเมื่อถึงบิตจบ ดังนั้นที่อัตรา 150 บิตต่อวินาที สถานะ SPACE ตามปกติจะไม่มากไปกว่า 1/15 วินาที หรือ 66.67 มิลลิวินาที

สถานะ SPACE ที่นานกว่านี้ โดยปกติเป็น 100 ถึง 600 มิลลิวินาทีถูกใช้เป็นสัญญาณพิเศษเรียกว่า เบรก (Break) เบรกบางครั้งถูกใช้เสมือนกับ Ctl-C ของเมนเฟรมบนพีซี มันจะขัดจังหวะไม่ว่าโปรแกรมอะไรกำลังทำงานอยู่ และกลับคืนสู่ระบบปฏิบัติการ หรือเมนูที่อยู่ในระดับบนภายในโปรแกรม เช่นเดียวกับ Ctl-C หรือ Break มันมีประโยชน์สำหรับการหนีออกจากโปรแกรมที่เข้ามาลูปไม่รู้จบ

#### 2.5.5 อัตราบอด

อัตราบอด (Baud rate) แสดงจำนวนของสัญญาณแต่ละหน่วยในหนึ่งหน่วยวินาที มันถูกตั้งชื่อตาม Baudot ซึ่งเป็นผู้บุกเบิกการสื่อสารชาวฝรั่งเศส ในการส่งแบบไบนารีมันเป็นสิ่งเดียวกับบิตต่อวินาที (bps) หรือจำนวนของเลขฐานสองที่ถูกส่งในหนึ่งวินาที ทั้งสองคำนี้มีความแตกต่างกัน แต่มันมักจะทำ

ให้สับสน ผู้คน 200,000 คน อาจบอกว่าพวกเขาโมเด็ม 1200 บอด และไม่มีสักคนที่มีจริง ๆ ที่จริงแล้ว พวกเขามีโมเด็ม 1200 bps

ในการเชื่อมต่อ RS-232 โดยตรง สัญญาณจะเป็นหนึ่งในสองสถานะ ในเวลาขณะใดขณะหนึ่ง อัตราบอดและ bps จึงเท่ากัน เราจะได้เห็นว่าเมื่อสัญญาณหนึ่งถูกส่งผ่านระหว่างโมเด็มมันสามารถเป็นหนึ่งในหลายสถานะ ความยาวของสัญญาณอาจเป็น 1/600 วินาที (600 บอด) แต่เนื่องจากมากกว่าสอง บิตของข้อมูลสามารถถูกส่งไปพร้อมกับการเปลี่ยนแปลงแต่ละสภาวะ อัตราบิตต่อวินาที จะสูงกว่าอัตรา บอด

มีจุดน่าสังเกตคือทั้งอัตราบอดและ bps อ้างถึงอัตราที่บิตภายในหนึ่งเฟรมถูกส่ง ช่องว่าง ระหว่างเฟรมอาจมีความยาวแปรเปลี่ยนได้ เช่นจากการพิมพ์ตัวอักษรด้วยอัตราแตกต่างกัน ดังนั้นทั้ง อัตราบอดและ bps จึงไม่ได้หมายถึงอัตราที่ข้อมูลถูกส่งไปจริง ๆ

อัตราบิตต่อวินาทีโดยทั่วไปอยู่ในอนุกรม 110, 150, 300, 600, 1200, 2400, 4800, 9600 และ 19200 อัตราที่ใช้กันมากที่สุดสำหรับการสื่อสารทางโมเด็มคือ 1200 และ 2400 อัตรา 1200 ใช้กันมาก สำหรับการสื่อสารระหว่างคอมพิวเตอร์กับเครื่องพิมพ์ และ 9600 ใช้กันมากสำหรับการเชื่อมต่อ เทอร์มินัลกับคอมพิวเตอร์

### 2.5.6 การแก้ปัญหา

เมื่ออุปกรณ์สองตัวสื่อสารซึ่งกันและกัน พวกมันต้องตกลงกันในเรื่องอัตราบอด ความยาวเวิร์ด จำนวนบิตจบ และพาริตี ถ้าพบว่าไม่ได้รับอะไรเลย ความผิดพลาดอาจอยู่ที่การเชื่อมต่อทางกายภาพ เช่น ข้อมูลกำลังถูกส่งบนสายผิดเส้น สายขาด หรือไม่ได้รับสัญญาณแฮนด์เชคกึ่งที่ถูกต้อง ถ้าได้รับขะ ความผิดพลาดอาจอยู่ในหัวข้อที่จะกล่าวต่อไปนี้

#### 1. อัตราบอดไม่ตรงกัน

ถ้าอุปกรณ์สองตัวถูกต้องอัตราบอดต่างกัน อุปกรณ์ฝ่ายรับอาจพยายามที่จะแปลข้อมูล (ถ้ามันไม่ได้ถูกโปรแกรมให้รายงานข้อผิดพลาดทางพาริตีและทางเฟรม) โดยปกติคุณจะเห็นว่าจำนวนข้อมูลที่รับได้แตกต่างจากที่ถูกส่งมา

#### 2. ความผิดพลาดทางพาริตี

ความผิดพลาดทางพาริตี (Parity Error) บ่งบอกว่าข้อมูลถูกทำลายในระหว่างการส่ง อย่างไรก็ตาม มันอาจหมายความว่าอุปกรณ์ทั้งสองไม่ได้ถูกตั้งให้มีพาริตี ( คู่, คี่, หรือ ไม่มี ) หรือความยาวเวิร์ดตรงกัน

#### 3. ความยาวเวิร์ดไม่ตรงกัน

ถ้าเวิร์ดขนาดแปดบิตกำลังถูกส่งและอุปกรณ์ฝ่ายรับคาดหวังที่จะรับเวิร์ดขนาดเจ็ดบิต คุณอาจไม่พบความแตกต่างในการส่งข้อความ เพราะว่าเพียงแค่เจ็ดบิตแรกที่มีนัยสำคัญ เนื่องจากบิตศูนย์ถูกส่งก่อน และบิตเจ็ดไม่ถูกใช้ในการส่ง ASCII ปกติการขาดหายไปของมันจึงไม่มีความสำคัญอย่างไรก็ตาม อุปกรณ์ฝ่ายรับอาจพยายามแปลความหมายบิตที่เกินมาเป็นบิตพาริตี และรายงานข้อผิดพลาด ดังนั้นข้อผิดพลาดทางพาริตีจึงไม่จำเป็นที่จะต้องหมายถึงข้อมูลถูกทำลายในการส่งมันอาจจบถึงความยาวเวิร์ดไม่ตรงกันก็ได้

ถ้าส่งเวิร์ดขนาดเจ็ดบิต โดยที่อุปกรณ์ฝ่ายรับต้องการเวิร์ดขนาดแปดบิต บิตพาริตี้อาจถูกนำไปรวมเป็นบิตที่แปด เนื่องจากบิตพาริตี้อาจเป็น 1 สำหรับตัวอักษรครึ่งหนึ่ง และเป็น 0 สำหรับอีกครึ่งหนึ่ง จึงพบได้บ่อยครั้งว่าอุปกรณ์ฝ่ายรับและแสดงอักขระเพิ่มเติม เช่น อักขระกราฟฟิคในจำนวนครึ่งหนึ่งของตัวอักษรที่รับได้

#### 4. บิตจบ

ไม่ควรจะมีปัญหาถ้าบิตจบสองบิตถูกส่งมา แม้มีเพียงบิตเดียวที่ต้องการบิตจบที่เกินมาเพียงแต่รวมเข้าในช่องว่างระหว่างตัวอักษร อย่างไรก็ตามการส่งหนึ่งบิตจบ เมื่อต้องการสองบิต อาจทำให้เกิดปัญหาขึ้นอยู่กับคุณลักษณะของอุปกรณ์ฝ่ายรับ เรื่องนี้ไม่เป็นปัญหากับอุปกรณ์โมเด็ม

#### 5. ความผิดพลาดทางเฟรม

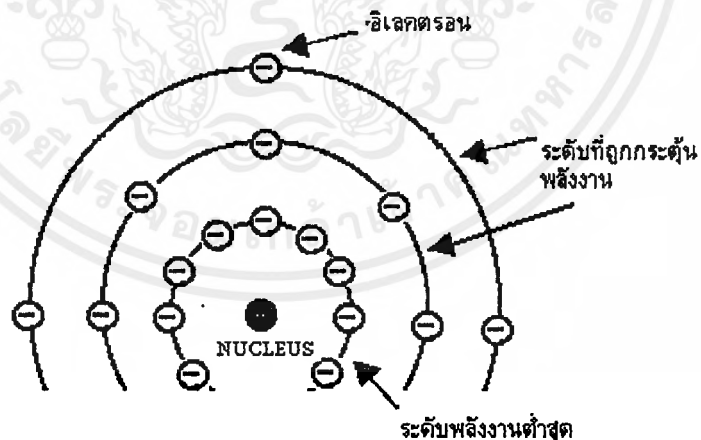
ความผิดพลาดทางเฟรมบ่งบอกความไม่ตรงกันของจำนวนบิต ซึ่งมักจะถูกรายงานเมื่อไม่ได้รับบิตจบตามที่คาดหวัง

### 2.6 อุปกรณ์แสง (Optical Device)

#### 2.6.1 โครงสร้างการกำเนิดแสง

โดยทั่วไปแล้วอะตอม (Atom) ที่ประกอบอยู่ในสารต่าง ๆ (ก๊าซ, ของเหลว, ของแข็ง) จะมีโครงสร้างดังรูปที่ 2.30 นั่นคือมีส่วนที่เรียกว่า นิวเคลียส (Nucleus) อยู่ตรงกลางและรอบ ๆ นิวเคลียส จะมีอิเล็กตรอน (Electron) จำนวนหนึ่งหมุนอยู่รอบ ๆ นิวเคลียส โดยมีระยะห่างที่แน่นอน

อิเล็กตรอนเหล่านี้จะมีพลังงานที่เป็นสัดส่วนกับระยะทางจากนิวเคลียส พลังงานนี้เรียกว่าระดับพลัง (Energy Level) มีระดับพลังงานที่ต่ำที่สุด (Ground State Level) และระดับพลังงานที่สูง (Stimulate



รูปที่ 2.30 แสดง โครงสร้างและระดับพลังงานของอะตอม

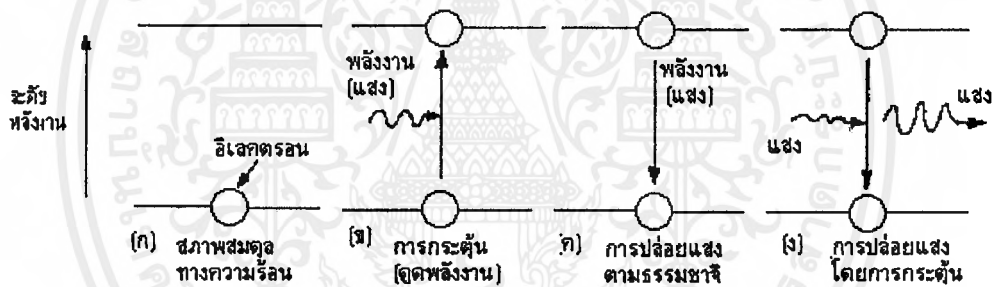
Level) จำนวนอิเล็กตรอนที่มีอยู่ในระดับพลังงานจะมีจำนวนแน่นอนขึ้นอยู่กับชนิดของสาร แต่โดยปกติแล้วอิเล็กตรอนจะออกันอยู่ที่ระดับพลังงานต่ำ อันนี้เป็นคุณสมบัติโดยธรรมชาติของอิเล็กตรอน

คราวนี้ลองสมมุติว่ามีอิเล็กตรอนอยู่ในระดับพลังงานต่ำ และไม่มีอิเล็กตรอนอยู่ในระดับพลังงานสูงเลย ดังแสดงในรูปที่ 2.31 (ก) ในสภาพนี้ถ้าหากเราให้พลังงานที่มีค่าเท่ากับผลต่างของระดับพลังงานทั้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สอง นั่นคือถ้า  $E_1$  เป็นพลังงานของระดับพลังงานต่ำและ  $E_2$  เป็นพลังงานของระดับพลังงานสูงจะได้ผลต่างเป็น  $E_1 - E_2$  แล้วอิเล็กตรอนจะดูดเอาพลังงานนี้และจะเลื่อนจากระดับพลังงานต่ำ  $E_1$  ขึ้นไปอยู่ระดับพลังงานสูง  $E_2$  ดังรูปที่ 2.31(ข) การให้พลังงานภายนอกจากอิเล็กตรอนเพื่อให้ทำให้มันเลื่อนไปอยู่ในระดับพลังงานสูงนี้เรียกว่า การกระตุ้น (Stimulation) และการที่อิเล็กตรอนเลื่อนไปยังระดับพลังงานอื่นนั้นเรียกว่าการถ่ายเท (Transfer)

และเมื่อปล่อยอิเล็กตรอนที่อยู่ในสภาพเลื่อนขึ้นไปอยู่ในระดับพลังงานสูง  $E_2$  ให้อย่างนั้นมันจะถูกนิเวศดึงสดึงกลับมาอยู่ในสภาพเดิม (Stable State) ดังรูปที่ 2.31(ค) อีก ในการที่อิเล็กตรอนกลับลงมาสู่สภาพเดิม นั่นคือกลับลงมาสู่พลังงานต่ำ  $E_1$  อิเล็กตรอนจะปล่อยพลังงาน (Emission) เท่ากับ  $E_2 - E_1$  ออกมาดังรูปที่ 2.31(ค) ปรากฏการณ์เช่นนี้เรียกว่าการปล่อยพลังงานออกตามธรรมชาติ (Natural Emission) กรณีที่ปล่อยพลังงานออกมาในรูปที่ของแสง (Natural Light Emission) เนื่องจากว่าสารต่าง ๆ แบ่งออกได้เป็นพวกที่ทำให้เกิดแสงได้ง่ายกับพวกที่ทำให้เกิดแสงได้ยาก ซึ่งจะได้กล่าวถึงรายละเอียดในภายหลัง ดังนั้นจึงไม่สามารถกำหนดลงไปได้ว่าสารทุกชนิดจะทำให้เกิดแสงได้ จากทฤษฎีของควอนตัมไดนามิกส์ (Quantum dynamic) ความยาวคลื่นแสงที่ได้จากการปล่อยแสงออกมานี้หาได้จากสมการต่อไปนี้



รูปที่ 2.31 แสดงระดับพลังงานในสารกึ่งตัวนำ

$$\lambda = \frac{c \times h}{(E_2 - E_1)} \quad (2.14)$$

ในที่นี้  $\lambda$  = ความยาวคลื่นแสง  
 $c$  = ความเร็วคลื่นแสง ( $3 \times 10^8 \text{ m/sec}$ )  
 $h$  = Plank Contamts มีค่า  $6.625 \times 10^{-34} \text{ J.sec}$

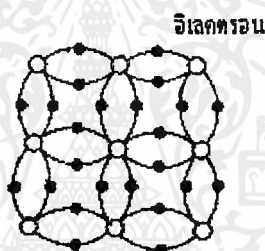
นั่นคือความยาวคลื่นแสงจะเป็นสัดส่วนกลับกับผลต่างของพลังงาน และผลต่างของพลังงานนี้กำหนดจากชนิดของอะตอมที่ประกอบเป็นอุปกรณ์กำเนิดแสงด้วย ดังนั้นความยาวคลื่นแสงที่ปล่อยออกมาจึงมีค่าจำเพาะ อุปกรณ์กำเนิดแสงที่ใช้การปล่อยแสงตามธรรมชาตินี้ได้แก่ หลอดนีออนและไดโอดกำเนิดแสง (Light Emitting Diode:LED) ซึ่งจะได้กล่าวถึงภายหลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อไปสมมุติว่าเราป้อนแสงที่มีพลังงานเท่ากับ  $E_2 - E_1$  ที่ใช้ในการกระตุ้นอิเล็กตรอนให้ไปอยู่ในระดับพลังงานสูงดังรูปที่ 2.31(ข) อิเล็กตรอนที่อยู่ในระดับพลังงานเท่ากับ  $E_2 - E_1$  ซึ่งพยายามที่จะกลับลงมาสู่ระดับพลังงานต่ำ  $E_1$  อยู่แล้วนั้นก็จะมีพลังงานของแสงที่ป้อนให้มันไว้ และกลับลงมาสู่ระดับพลังงานต่ำ  $E_1$  ในลักษณะถูกบังคับให้ลงมาเร็วกว่ากำหนดดังแสดงในรูปที่ 2.31(ง) ปรากฏการณ์เช่นนี้เรียกว่า การกระตุ้นให้ปล่อยแสง (Stimulate Emission) และพลังงานแสงที่เกิดขึ้นในกรณีนี้จะมีค่ามากกว่ากรณีของการปล่อยพลังงานออกมาทางธรรมชาติ และแสงที่ได้เรียกว่าแสงจากการกระตุ้น (Stimulate Emission Light) ความยาวคลื่นแสงที่ได้จากการกระตุ้นให้ปล่อยแสง จะเหมือนกันกับกรณีของการปล่อยแสงตามธรรมชาติ นั่นคือเป็นสัดส่วนกลับกับผลต่างของพลังงาน  $E_2 - E_1$  อุปกรณ์กำเนิดแสงที่ใช้หลักการของการกระตุ้นให้ปล่อยแสง นี้ได้แก่ เลเซอร์ (LASER)

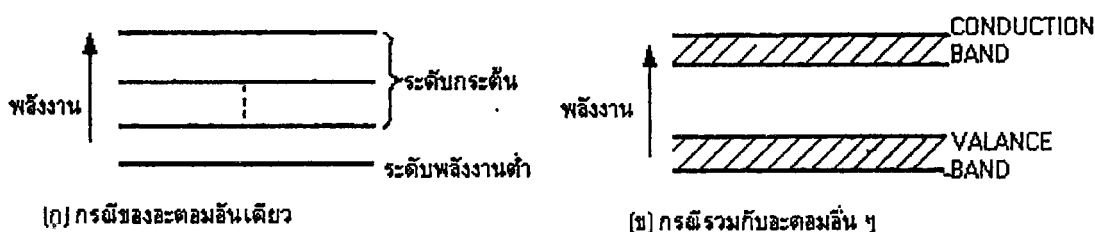
## 2.6.2 โครงสร้างและการทำงานของสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor)

ที่กล่าวมาแล้วข้างต้นเป็นหลักการพื้นฐานของการปล่อยแสง คราวนี้เราจะมาพิจารณาโครงสร้างการปล่อยแสงของสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor) ซึ่งเป็นสารที่มีลักษณะต่างกับโลหะ เช่น ทองแดง และอื่น ๆ กล่าวคือมันเป็นสารที่ไม่ค่อยจะยอมให้กระแสผ่านตัวมันได้มากนัก ที่ใช้ในการสื่อสารทั่วไป



รูปที่ 2.31 แสดงตัวอย่างการจัดอิเล็กตรอนและนิวเคลียสในสารกึ่งตัวนำ

สำหรับสารกึ่งตัวนำนั้นจะมีอะตอมจำนวนมากจัดเรียงกันอย่างมีระเบียบดังรูปที่ 2.32 ด้วยเหตุนี้อิเล็กตรอนของแต่ละอะตอมจะทำหน้าที่เชื่อมโยงกับอะตอมข้างเคียงและมีตำแหน่งอยู่ระหว่างอะตอมทั้งสอง นั่นคือมันจะรับผลการดึงดูดจากอะตอมข้างเคียงสภาพพลังงานที่อะตอมได้รับนั้นถ้าหากกล่าวในทางควอนตัม ไดนามิกส์แล้วแตกต่างจากกรณีที่มีอะตอมเพียงอันเดียว ดังที่ได้กล่าวมาดังในรูปที่ 2.31 กล่าวคือในกรณีนี้มันจะแบ่งเป็น 2 สภาพ สภาพหนึ่งเป็นสภาพของระดับพลังงานสูง (Conduction Band) และอีกสภาพหนึ่งเป็นสภาพของระดับพลังงานต่ำ (Valence Band) ทั้งสองนี้ต่างก็มีความกว้างของพลังงานอยู่ดังในรูปที่ 2.33



รูปที่ 2.33 แสดงระดับพลังงานในสารกึ่งตัวนำ

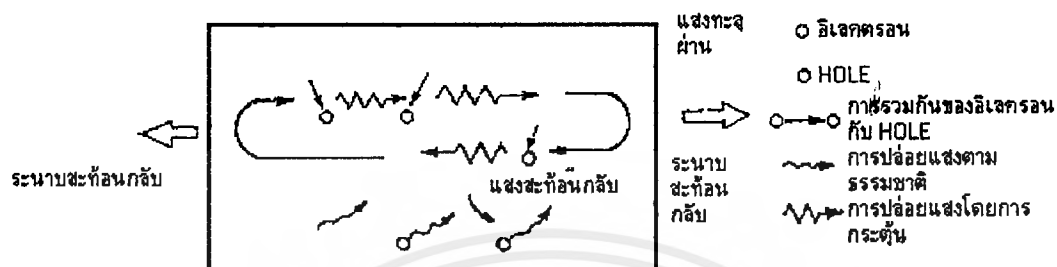
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยปกติแล้วอิเล็กตรอนจำนวนมากจะรวมตัวกันอยู่ที่ระดับพลังงานต่ำและจะมีอิเล็กตรอนจำนวนน้อยอยู่ในระดับพลังงานสูงซึ่งเป็นระดับพลังงานสูง ในตอนแรกนี้จะทำการอธิบายเกี่ยวกับโครงสร้างและหลักการทำงานของเลเซอร์ที่สร้างจากสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor Laser Diode: LD) ซึ่งเป็นสารกึ่งตัวนำที่มีระดับพลังงานตามที่กล่าวข้างบน และใช้วิธีการกระตุ้นให้ปล่อยแสงออกมา สมมุติว่าจำนวนอิเล็กตรอนในสารกึ่งตัวนำมีค่าเป็น  $N$  และในจำนวน  $N$  นี้แบ่งไปอยู่ในระดับพลังงานต่ำจำนวน  $n_1$  ตัวและไปอยู่ในระดับพลังงานสูงจำนวน  $n_2$  ตัวในสภาพปกตินั้น  $n_1$  จะมากกว่า  $n_2$  และในสภาพเช่นนี้ ถ้าหากเราให้แสงจากภายนอกแก่มันจะทำให้เกิด การกระตุ้นให้มีการปล่อยแสงออกมา และการดูดพลังงาน (Absorption) ซึ่งขนาดของมันจะเป็นอัตราส่วนของ  $n_2$  และ  $n_1$  แต่โดยทั่วไปแล้วการดูดพลังงานจะมีขนาดมากกว่าทำให้แสงที่ป้อนเข้ามามีขนาดลดลงไป แต่ถ้าหากมีวิธีอย่างใดอย่างหนึ่งที่ทำให้  $n_2 > n_1$  เรียกว่าเกิดอินเวอร์ชัน ดิสทริบิวชัน (Inversion Distribution) ได้แล้วก็จะทำให้การกระตุ้นให้ปล่อยแสงออกมามีค่ามากกว่าการดูดพลังงาน ในกรณีนี้จะทำให้ความเข้มของแสงที่ป้อนเข้ามามีค่ามากขึ้น และเกิดปฏิกิริยาการขยายแสง (Light Amplification Distribution)

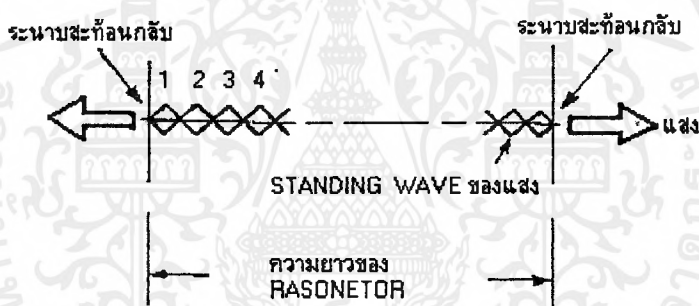
การทำให้  $n_2 > n_1$  สามารถถูกทำให้เกิดขึ้นมาได้จริง ๆ ด้วยการให้พลังงานจากภายนอกได้โดยยกตัวอย่างการกระตุ้นอิเล็กตรอนด้วยการดูดพลังงานมาแล้วในรูปที่ 2.31(ข) แต่สำหรับสารกึ่งตัวนำนี้ปกติจะใช้วิธีการที่เรียกว่า ฉีด (Injection) อิเล็กตรอน โดยการให้กระแสไหล ก็จะทำให้เกิดปฏิกิริยาการขยายทางกระแสได้ ดังนั้นในกรณีของสารกึ่งตัวนำ พลังงานจากภายนอกที่เป็นตัวทำให้เกิดการกระตุ้นให้มีการปล่อยแสงออกมา เมื่อปล่อยแสงออกมานั้นก็เป็นอิเล็กตรอนที่ฉีดเข้าไปในนั่นเอง เมื่อสามารถทำให้เกิดการขยายดังกล่าวข้างบนได้ และเช่นเดียวกับกรณีของ วงจรไฟฟ้า กล่าวคือโดยการให้ขยายกลับไปมาจะทำให้แสงเกิดการออสซิลเลชัน (Oscillation) ได้ การขยายกลับไปมานั้นเป็นการทำให้เกิดคุณสมบัติพิเศษของแสงขึ้น หลักการขยายกลับไปมาทำได้โดยใช้ระนาบสะท้อนกลับ (Reflecting Plane) 2 อันวางหันหน้าเข้าหากันดังแสดงในรูปที่ 2.34 นั่นคือแสงที่เกิดการกระตุ้นให้ปล่อยแสงออกมานี้จะถูกขยายไปพร้อมกับเคลื่อนที่ไปด้วยและเมื่อไปกระทบกับระนาบสะท้อนกลับแล้ว ส่วนหนึ่งของมันจะทะลุออกไปข้างนอก และส่วนที่เหลือจะสะท้อนกลับไปในทิศทางตรงข้ามกับครั้งแรกและเมื่อแสงที่สะท้อนกลับนี้เมื่อ ไปยังระนาบสะท้อนกลับอีกด้านหนึ่งก็จะเกิดผลเช่นเดียวกับในตอนแรกที่กล่าวมาแล้วคือ ส่วนหนึ่งจะทะลุออกไปข้างนอกและส่วนที่เหลือจะสะท้อนกลับไปในทางตรงข้ามอีกในระหว่างที่ทำให้เกิดการสะท้อนกลับเข้าไปมาอยู่อย่างนี้ จะถึงจุดหนึ่งที่พลังงานที่ถูกขยายโดยการกระตุ้นให้ปล่อยแสงที่มีค่ามากกว่าพลังงานที่สูญเสียไป เนื่องจากการดูดอิเล็กตรอนที่อยู่ในระดับพลังงานต่ำและที่ทะลุออกไปจากระนาบที่ถูกสะท้อนกลับ ณ จุดนี้การออสซิลเลชันจะเริ่มขึ้นการทำให้เกิดแสงเช่นนี้เรียกว่า LASER (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation)

ในการที่ทำให้การออสซิลเลชันขึ้นได้นั้นต้องใช้พลังงานจากภายนอกโดยการฉีดกระแสที่มีจำนวนมากกว่าค่าหนึ่งขึ้นไปและจำนวนกระแสที่ฉีดเข้าไปทำให้แสงเริ่มเกิดการออสซิลเลชัน (Threshold Value Current) ต่อไปเราจะมาพิจารณาถึงความยาวคลื่นแสงของเลเซอร์ จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่า ความยาวคลื่นแสงนั้นกำหนดจากผลต่างของพลังงานในระดับพลังงาน แต่เนื่องจากว่าในระดับ

พลังงานทั้งสองต่างก็มีความกว้างของพลังงานอยู่ ทำให้ความยาวคลื่นแสงก็มีค่าอยู่ในช่วงหนึ่งด้วยเช่นกัน แต่เนื่องจากในขั้นตอนการที่ปล่อยแสงตามที่ได้กล่าวมาแล้วทำให้เกิดการสะท้อนกลับ ไปมา (Resonance) ระหว่างระนาบสะท้อนกลับ นั่นคือสามารถทำให้เกิดความยาวคลื่นแสงของคลื่นนิ่ง (Standing Wave) เท่านั้นภายในระนาบสะท้อนกลับ (Resonator) เท่านั้นดังรูปที่ 2.35

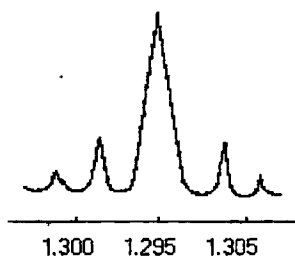


รูปที่ 2.34 แสดงหลักการของ Oscillation แสง



รูปที่ 2.35 แสดงการเกิด Standing Wave ของแสง

และเงื่อนไขที่ทำให้เกิดการสะท้อนกลับ ไปมา นี้ก็คือความยาวของระนาบสะท้อนกลับ จะมีค่าเป็นจำนวนเท่าที่เป็นเลขเต็มหน่วยของครึ่งหนึ่งของความยาวแสงนั่นคือ  $n \times \lambda/2$  โดยปกติแล้วความยาวของระนาบสะท้อนกลับ จะมากกว่าความยาวแสงมาก ดังนั้นแสงที่ได้จากเลเซอร์จะมีความยาวแสงกระจายออกเป็นจำนวนมากดังแสดงในรูปที่ 2.36

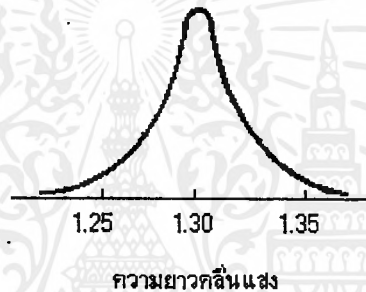


รูปที่ 2.36 แสดงความยาวคลื่นต่าง ๆ ของเลเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อนึ่งเกี่ยวกับคุณสมบัติของเลเซอร์นั้นต้องการให้มีการขยายกว้างออกของความยาวคลื่น (Wave Length Dispersion) น้อย นั่นคือต้องให้จำนวนของความยาวคลื่นแสงมีน้อยมากเท่าใ้หรือยิ่งดี ด้วยเหตุนี้ ได้มีการพัฒนาทำให้ความยาวคลื่นแสงมีค่าเดียวโดยการสร้าง Distributed Feedback Semiconductor LASER เรียกว่า DFB LASER ขึ้นมา

ส่วนทางด้านไดโอดเปล่งแสง (Light Emitting Diode: ไดโอดเปล่งแสง) นั้นต่างกับเลเซอร์คือ แทนที่จะใช้ปรากฏการณ์การกระตุ้นให้มีการเปล่งแสงออกมา แต่จะใช้ปรากฏการณ์ของการเปล่งแสงออกมาตามธรรมชาติแทน ดังนั้นแสงที่ได้ออกมาจะมีช่วงความยาวคลื่นแสงกว้างมากทั้งนี้เพราะกำหนดจากความสัมพันธ์ของพลังงานของระดับพลังงานสูงกับระดับพลังงานต่ำที่มีความกว้างของพลังงานอยู่ในตัว และช่วงความยาวแสง (Spectrum Width) และกำลังของไดโอดเปล่งแสง เมื่อเทียบกับเลเซอร์แล้วมีค่าน้อยกว่า แต่มีข้อดีคือโครงสร้างของไดโอดเปล่งแสงจะไม่ยุ่งยากทำให้สร้างได้ง่าย และมีราคาถูกมากกว่ามาก ช่วงความยาวคลื่นแสงของไดโอดเปล่งแสงแสดงดังรูปที่ 2.37



รูปที่ 2.37 แสดงช่วงความยาวคลื่นแสงของไดโอดเปล่งแสง

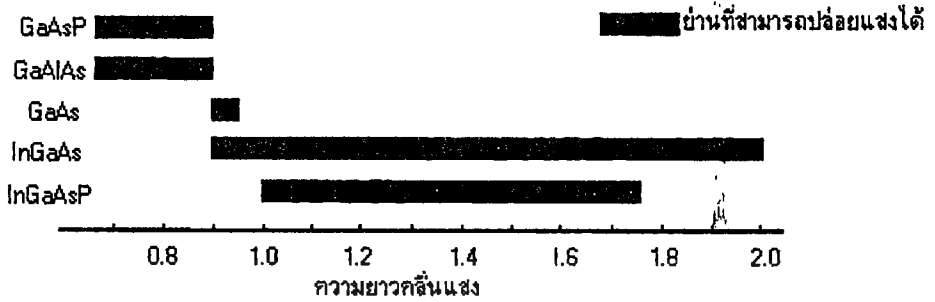
### 2.6.3 สารที่ใช้ในการสร้างและโครงสร้างของอุปกรณ์เปล่งแสง

#### 1 สารที่ใช้ในการสร้างอุปกรณ์เปล่งแสง

ตามที่ได้เคยกล่าวมาแล้วว่าปรากฏการณ์เปล่งแสงนั้น ไม่ได้เกิดขึ้นกับสารกึ่งตัวนำทุกชนิด ทั้งนี้ก็เพราะว่ามีสารพวกที่เกิดปรากฏการณ์เปล่งแสงง่ายกับสารพวกที่เกิดการเปล่งแสงยาก เนื่องจากการเปล่งแสงนั้นเกิดจากการที่อิเล็กตรอนถ่ายเทจากระดับพลังงานสูงไปยังระดับพลังงานต่ำ จึงแบ่งสารออกเป็นพวกที่อิเล็กตรอนถ่ายเทได้ง่ายกับพวกที่อิเล็กตรอนถ่ายเทได้ยาก พวกอิเล็กตรอนถ่ายเทได้ง่าย (Direct Transfer Semiconductor) พวกที่อิเล็กตรอนถ่ายเทได้ยาก (Indirect Transfer Semiconductor) ตัวอย่างของสารพวกอิเล็กตรอนถ่ายเทได้ง่าย ได้แก่ สารประกอบของ Indium (IN), Gallium (GA), Arsenide (As) และฟอสฟอรัส (P) คือ InGaAsP, สารประกอบของ Gallium, Aluminium, Arsenide คือ GaAlAs เป็นต้น เนื่องจากความยาวคลื่นแสงที่เปล่งออกมานั้นเป็นส่วนหนึ่งของผลต่างของพลังงานของ ระดับพลังงานสูงกับระดับพลังงานต่ำ แต่ที่ผลต่างของพลังงานนี้จะมีค่าแตกต่างกันตามสารประกอบกึ่งตัวนำ จึงทำให้มีความยาวคลื่นแสงแบบต่างๆ ความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นกับสารประกอบของอุปกรณ์เปล่งแสง แสดงดังรูป 2.38 และจากการพิจารณาถึงคุณสมบัติต่าง ๆ ของสารในทางปฏิบัติสำหรับย่านความคลื่นสั้น  $0.85 \mu\text{m}$  นิยมใช้ GaAlAs และผ่านความยาวคลื่น  $1.3 \mu\text{m}$  นิยมใช้ InGaAsP ในระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใดโดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสื่อสารด้วยเส้นใยแสง การเลือกใช้ความยาวคลื่นแสงถือเป็นองค์ประกอบที่สำคัญมาก จึงมีผลต่อการเลือกใช้สารประกอบซึ่งจะได้กล่าวถึงรายละเอียดภายหลัง

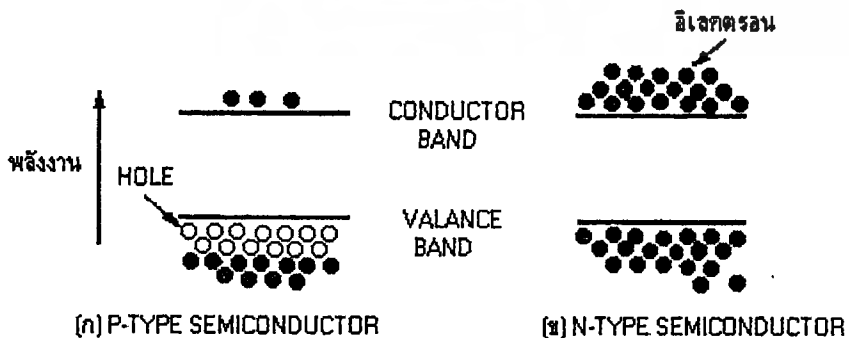


รูปที่ 2.38 แสดงความยาวคลื่นแสงที่ปล่อยออกมาของสารประกอบกึ่งตัวนำแต่ละชนิด

## 2. โครงสร้างของอุปกรณ์ปล่อยแสง

### (ก) P-N Junction

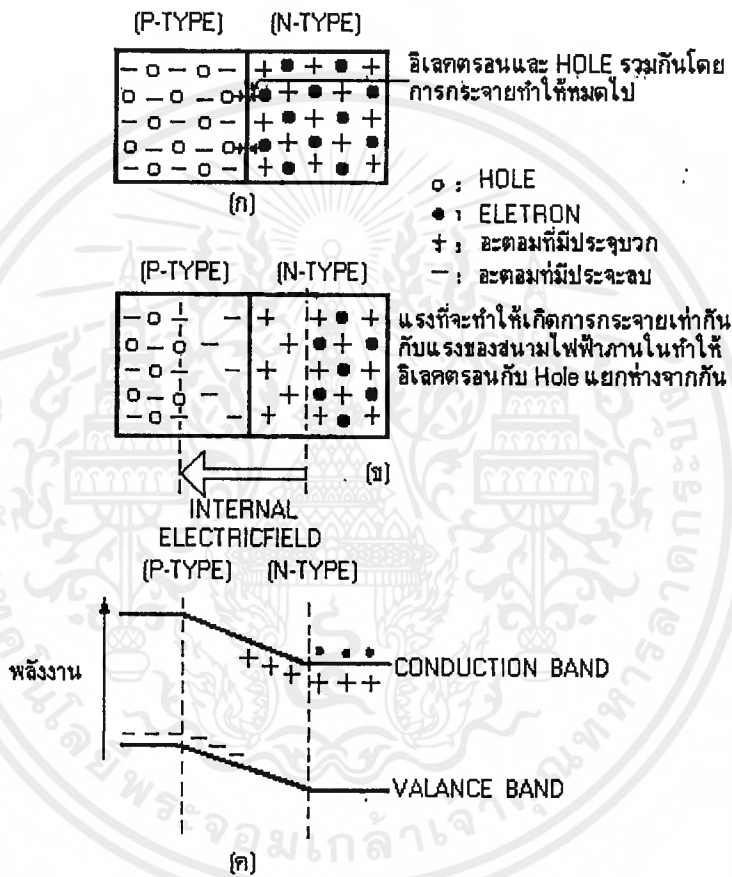
เกี่ยวกับโครงสร้างของอุปกรณ์ปล่อยแสง จากทางด้านการใช้งานเพื่อให้ได้กำลังการปล่อยแสงที่มีประสิทธิภาพสูงนั้น การนำสารกึ่งตัวนำ P และ N มาเชื่อมกัน (Juntion) นั้นเป็นสิ่งสำคัญยิ่ง ดังนั้นเพื่อเป็นการทำให้เข้าใจขั้นตอนการปล่อยแสง อันเนื่องมาจากโครงสร้างของอุปกรณ์ปล่อยแสงที่เป็นสารกึ่งตัวนำนั้น ในที่นี้จะอธิบายคุณสมบัติของสารกึ่งตัวนำแบบสารกึ่งตัวนำชนิดพี (P-type) และแบบสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น (N-type) ก่อนสารกึ่งตัวนำนั้นปกติจำนวนของอิเล็กตรอนหรือจำนวนโฮล ที่มีอยู่นั้นจะมีค่าคงที่ตามชนิดของอะตอม และอิเล็กตรอนส่วนใหญ่จะรวมตัวอยู่ในระดับพลังงานต่ำดังได้เคยกล่าวมาแล้วในตอนต้น สารกึ่งตัวนำที่มีสภาพอย่างนี้เรียกว่า Genuine Semiconductor แต่สารกึ่งตัวนำชนิดพีนั้นมีสภาพที่มีจำนวนโฮล (อนุภาคที่มีประจุบวกในตัว) และมีอิเล็กตรอน (อนุภาคที่มีประจุลบในตัว) น้อยดังแสดงในรูป 2.39(ก) ส่วนสารที่เรียกว่า สารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น นั้นจะมีสภาพตรงกันข้ามกับสารกึ่งตัวนำชนิดพี กล่าวคือมีอิเล็กตรอนมากกว่าโฮลและจำนวนอิเล็กตรอนที่มากเกินไปนี้จะรวมตัวกันอยู่ใน ระดับพลังงานสูง ดังแสดงในรูป 2.39(ข)



รูปที่ 2.39 แสดงระดับพลังงานของสารกึ่งตัวนำแบบสารกึ่งตัวนำพีและสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คราวนี้สมมุติว่าเรานำสารกึ่งตัวนำทั้งสองแบบมาเชื่อมต่อกัน และที่บริเวณที่เชื่อมต่อกันนั้น อิเล็กตรอนที่มีจำนวนมากในสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นจะรวมตัวกับโฮลที่มีจำนวนมากในสารกึ่งตัวนำชนิดพี ดังรูป 2.40(ก) และจากปริมาณการรวมตัวที่เพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ นั้น ทำให้เกิดประจุไฟฟ้า ชื้นในสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นเพราะว่าโฮลลดลงเหลือแต่อิเล็กตรอนและเกิดประจุไฟฟ้าบวกขึ้นในสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นเพราะว่าอิเล็กตรอนลดลงเหลือแต่โฮล ดังรูป 2.40(ข) จากผลอันนี้ทำให้เกิดเขตปลอดพาหะ (Depletion Zone) ชื้นตรงบริเวณใกล้ ๆ รอยเชื่อมต่อและได้โครงสร้างของระดับพลังงานดังรูป 2.40(ค) เกี่ยวกับโครงสร้างของระดับพลังงานนี้ มีความหมายสำคัญอย่างยิ่งขวคในการนำไปใช้พิจารณาโครงสร้างของอุปกรณ์เปล่งแสงที่จะได้กล่าวถึงในอันดับต่อไปนี้

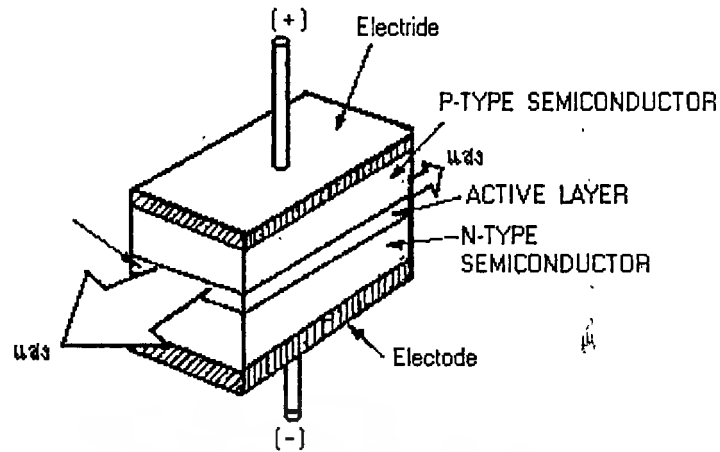


รูปที่ 2.40 แสดงสนามไฟฟ้าภายในและระดับพลังงานของ P-N Junction

(ข) โครงสร้างของเลเซอร์

โดยทั่วไปแล้วเลเซอร์จะมีโครงสร้าง 3 ชั้น ดังแสดงในรูปที่ 2.41 ในการทำให้เลเซอร์เกิดการออสซิลเลชั่น นั้นคือส่วนที่ทำหน้าที่เป็นระนาบสะท้อนกลับซึ่งเรียกว่า แอ็คทีฟเลเยอร์ (Active Layer) ซึ่งมีตำแหน่งอยู่ในระหว่างสารกึ่งตัวนำชนิดพีกับสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น จากรูปที่ 2.41 ถ้าทำให้กระแสไหลจากซ้ายขวไปยังซ้ายขวา ทำการฉีดกระแสแสงเกิดแสงเลเซอร์ออกมาในทิศทางที่แสดงด้วยลูกศร เกี่ยวกับวิธีการเกิดออสซิลเลชั่นของเลเซอร์ นั้นอธิบายโดยเน้นตรงบริเวณชั้นทั้ง 3 ของสารกึ่งตัวนำชนิดพี สารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นและแอ็คทีฟเลเยอร์ นี้สำหรับ โครงสร้างของสารกึ่งตัวนำนี้เรียกว่า Double Hetero

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.41 แสดงโครงสร้างทั่วไปของเลเซอร์

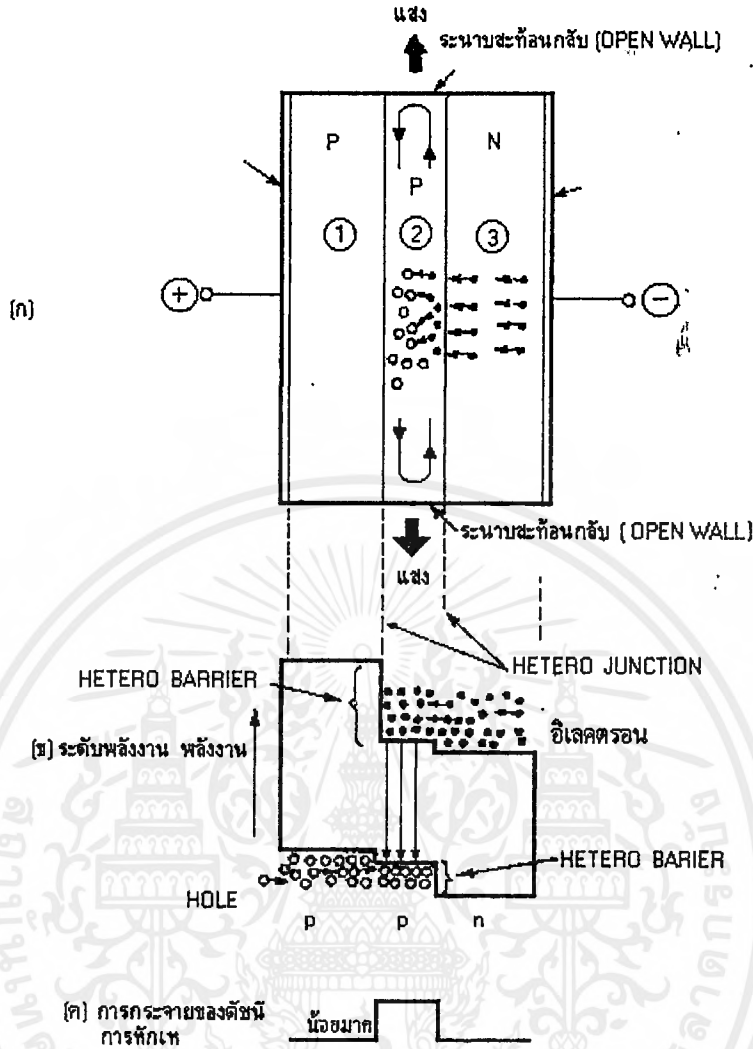
Junction นั้นหมายความว่า ชั้นของรอยต่อของสารที่มีส่วนประกอบต่างกัันนั้นมี 2 ด้าน โครงสร้างระดับพลังงานและลักษณะการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการหักเหของเลเซอร์แสดงดังรูป 2.42

ในการทำให้เกิดเลเซอร์เกิดการอสซิลเลชั่น นั้นจะต้องทำให้ผลต่างระหว่างระดับพลังงานของระดับพลังงานสูงของสารกึ่งตัวนำชนิดพีและระดับพลังงานสูงของแอ็คทีฟเลเยอร์มีค่ามากพร้อมทั้งทำให้ผลต่างระหว่างพลังงานของระดับพลังงานสูงกับระดับพลังงานต่ำของสารกึ่งตัวนำชนิดพีมีค่ามากด้วย นอกจากนั้นยังจะต้องทำให้ค่าระดับพลังงานของระดับพลังงานต่ำของสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น มีค่าต่ำกว่าระดับพลังงานของระดับพลังงานต่ำของแอ็คทีฟเลเยอร์ด้วย จากนั้นจึงนำมาเชื่อมต่อกันจึงได้ระดับพลังงาน ดังแสดงในรูป 2.42 (ข) เมื่อทำให้มีกระแสไหลในสารกึ่งตัวนำที่มีการเชื่อมต่อกันในลักษณะที่กล่าวข้างต้น โดยมีทิศทางไหลจากสารกึ่งตัวนำชนิดพีไปหาสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น จะเป็นผลให้อิเล็กตรอนส่วนเกินที่มีอยู่ในสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น ดังแสดงในรูป 2.42(ก) เคลื่อนที่ไปยังสารกึ่งตัวนำชนิดพีและโฮลส่วนเกินที่มีอยู่ในสารกึ่งตัวนำชนิดพีเคลื่อนที่ไปยังสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น ผลของการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนและโฮล เหล่านี้ทำให้เกิดมีอิเล็กตรอนและโฮล อยู่ภายในแอ็คทีฟเลเยอร์ และโดยทั่วไปแอ็คทีฟเลเยอร์นี้จะใช้สารกึ่งตัวนำชนิดพี เมื่อมาถึงจุดนี้ให้สังเกตดูระดับพลังงานของชั้นทั้ง 3 ที่แสดงในรูป 2.42(ข) จะเห็นว่าเกิดมีกำแพงของพลังงาน (Hetero Barrier) ขึ้นทำให้อิเล็กตรอนและโฮลที่เคลื่อนที่ไปนั้นถูกขังอยู่ในแอ็คทีฟเลเยอร์เป็นผลให้เกิดสภาพอิเล็กตรอนที่ระดับพลังงานสูงมีมากกว่าอิเล็กตรอนในระดับพลังงานต่ำได้อย่างดีทำให้มีผลขยายความเข้มของการปล่อยแสง

อนึ่ง โดยการทำให้ดัชนีการหักเหของแอ็คทีฟเลเยอร์มีค่ามากกว่าชั้นข้างเคียง ดังแสดงในรูป 2.42(ข) จะมีสภาพเหมือนกับเส้นใยแสง แสงที่ปล่อยออกมาจะถูกกักและเดินทางอยู่ในแอ็คทีฟเลเยอร์ จากผลการกักอิเล็กตรอนและโฮลเอาไว้ในแอ็คทีฟเลเยอร์และผลการกักแสงเอาไว้ ทำให้ได้การปล่อยแสงที่มีประสิทธิภาพดีได้

ตามที่ได้กล่าวมาแล้วว่าแสงจะออกมาจากระนาบสะท้อนกลับ โดยที่ระนาบสะท้อนกลับนี้ทำจากการใช้สิ่งที่คมมาท ๆ คล้ายมีดโกนไปตัดสารกึ่งตัวนำที่ประกบกันเป็นเลเซอร์ให้มีช่องเปิด เรียกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

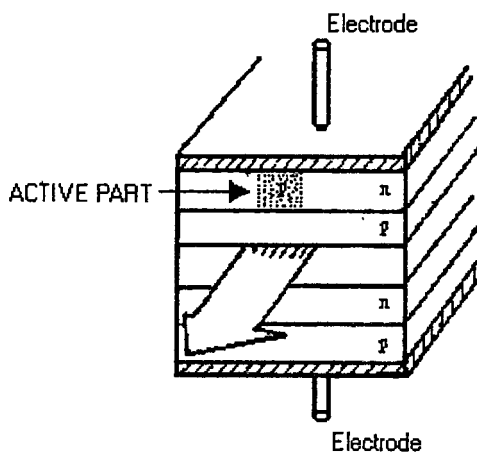


รูปที่ 2.42 แสดง โครงสร้าง ระดับพลังงานและลักษณะการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีหักเหของเลเซอร์

ช่องเปิด (Open Wall) โดยการทำเช่นนี้แสงเลเซอร์จะถูกกักอยู่ในแอ็คทีฟเลเยอร์ได้ดี แต่ทว่าเมื่อมันเดินทางมาถึงช่องเปิดมันจะหลุดออกมาข้างนอกตลอดแนวของช่องเปิดนี้ทำให้ประสิทธิภาพของการเชื่อมแสงเข้ากับเส้นใยแสงไม่ดีด้วยเหตุนี้ เพื่อทำให้ประสิทธิภาพดีจำเป็นต้องการปรับปรุงต่าง ๆ เพื่อให้มีปฏิบัติการนำคลื่นแสงในทิศทางแนวนอน ตัวอย่างอันหนึ่งของวิธีการปรับปรุงก็คือ สิ่งที่เรียกว่า Planer Stripe Structure ดังแสดงในรูป 2.43

เพื่อให้เกิดการผลิตเลเซอร์ทำได้ง่าย (การสร้างผลึกและการสร้างขั้วไฟฟ้า) จะทำให้มีโครงสร้างเป็น 5 ชั้น และทำให้บริเวณที่กระแสไหลมีขนาดแคบ ส่วนการออกสวิตช์ของเลเซอร์ เกิดขึ้นเฉพาะตรงส่วนที่กระแสไหลนั่นคือตรงส่วนที่มีการกระตุ้นเท่านั้น ดังรูป 2.43 จะเห็นว่าชั้นบนสุดที่มีขั้วไฟฟ้าบวกติดอยู่ในสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นเกือบทั้งหมด แต่จะมีเฉพาะส่วนหนึ่งเท่านั้นซึ่งแคบมากเป็นเป็นเมื่อทำดังนี้จะไม่มีการไหลตรงเชื่อมต่อของสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น สารกึ่งตัวนำชนิดพี แอ็คทีฟเลเยอร์และสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น (ทั้งนี้เพราะว่าจากคุณสมบัติกึ่งตัวนำกระแสจะไม่ไหลจากสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นไป

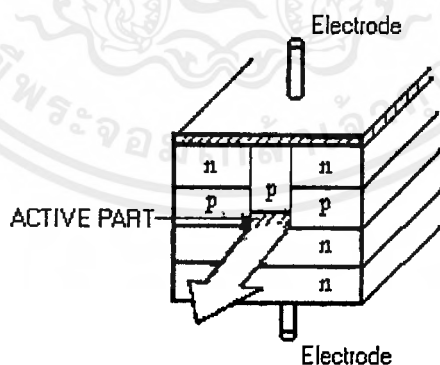
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.43 แสดงโครงสร้างแบบ Planer Stripe

ไปยังสารกึ่งตัวนำชนิดพี ) แต่ในทางตรงกันข้ามกระแสไหลเฉพาะตรงส่วนเชื่อมต่อของสารกึ่งตัวนำชนิดพี แอ็คทีฟเลเยอร์และสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น นั่นคือส่วนสารกึ่งตัวนำชนิดพีของชั้นที่ 1 จะทำหน้าที่เป็นทางไหลเข้าของกระแสกลายเป็นแถบส่วนหนึ่งของแอ็คทีฟเลเยอร์จึงเรียกว่า Planar Stripe สารกึ่งตัวนำชนิด โครงสร้างแบบอื่นที่มีคุณสมบัติดีกว่าแบบ Planar Stripe สารกึ่งตัวนำชนิด และนิยมใช้กันมากคือแบบ Embedding Stripe สารกึ่งตัวนำชนิด ดังแสดงในรูปที่ 2.44

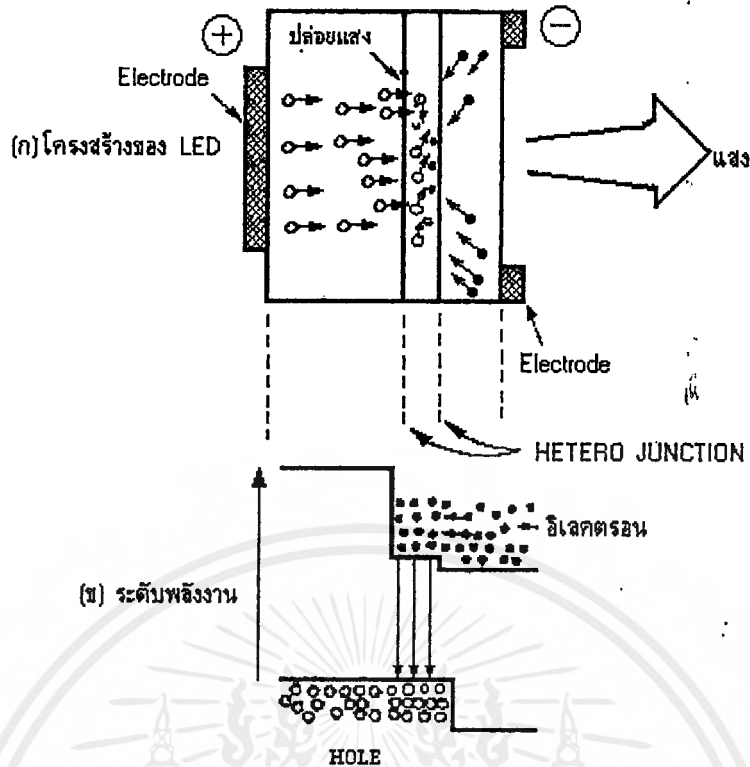
โครงสร้างนี้มีลักษณะพิเศษตรงที่ทำให้ค่าดัชนีการหักเหของแอ็คทีฟเลเยอร์ มีค่าสูงทั้งส่วนบนล่าง ซ้าย ขวา นั่นคือส่วนบนของแอ็คทีฟเลเยอร์ มีชั้นของสารกึ่งตัวนำชนิดพี ซึ่งเหมือนกับ Planar Stripe กระแสไหลในส่วนนี้เท่านั้นจากข้างบนไปข้างล่างนอกจากจะสามารถทำให้เลเซอร์เกิดการออสซิลเลชันสะท้อน ด้วยกระแสที่มีค่าน้อยแล้ว ยังทำให้ค่าดัชนีการหักเหของแอ็คทีฟเลเยอร์มีค่าสูงมากขึ้นอีก จึงเป็นผลให้ประสิทธิภาพการกักแสงเพิ่มขึ้น สามารถได้แสงที่ปล่อยออกมาเป็นแสงที่คม (Sharp) มาก



รูปที่ 2.44 แสดงโครงสร้างของ Embedding Stripe สารกึ่งตัวนำชนิด

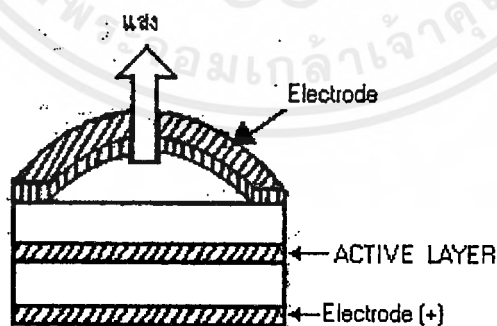
#### (ค) โครงสร้างของ ไดโอดเปล่งแสง (Light Emitting Diode)

โครงสร้างพื้นฐานไดโอดเปล่งแสงเหมือนกันกับของเลเซอร์กึ่งตัวนำคือเป็นอเล็กตรอนที่ไหลผ่านรอยต่อพี-เอ็น จะไปรวมตัวกับโฮลภายในแอ็คทีฟเลเยอร์เช่นเดียวกับของเลเซอร์กึ่งตัวนำ ดังแสดงในรูป เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.45 แสดง โครงสร้างและระดับพลังงานของ ไดโอดเปล่งแสง

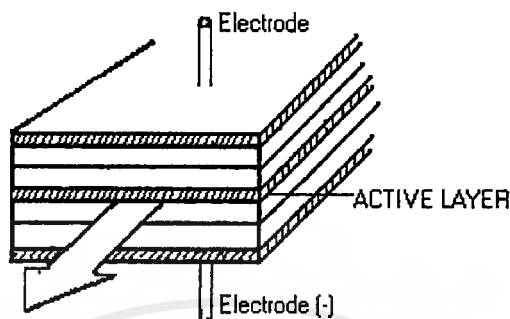
ที่ 2.45(ก) และจะเกิดการเปล่งแสงขึ้นภายในแอ็คทีฟเลเยอร์ เนื่องจากถูกกักด้วยกำแพงรอยต่อของพลังงาน แต่สำหรับกรณีของ ไดโอดเปล่งแสงนั้น โครงสร้างของมัน ไม่มีการขยายการออสซิลเลชันของแสง เหมือนอย่างเลเซอร์ เพราะไม่มีระนาบสะท้อนแสง แสงที่เปล่งออกมาตรงส่วนที่ห่างจากด้านข้างนั้นจึงออกจากด้านข้างได้ยาก ด้วยเหตุนี้ ไดโอดเปล่งแสงโดยทั่วไปจึงให้แสงเปล่งออกมาจากด้านหน้า ที่ต่อกับขั้วไฟฟ้าดังรูปที่ 2.45(ข)



รูปที่ 2.46 แสดงตัวอย่าง โครงสร้างของ ไดโอดเปล่งแสงแบบเปล่งแสงทางด้านหน้า

ตัวอย่าง โครงสร้างของ ไดโอดเปล่งแสง แบบที่แสงเปล่งออกมาทางด้านหน้า (Face Emission) สารกึ่งตัวนำชนิด ไดโอดเปล่งแสงแสดงดังรูปที่ 2.46 จากรูปที่จะเห็นได้ว่าเพื่อเป็นการทำให้แสงเปล่งออกมาได้อย่างมีประสิทธิภาพนั้น ขั้วไฟฟ้าทางด้านที่เปล่งแสงออกมามีรูปร่างเป็นรูปวงแหวน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้ในปัจจุบันได้มีการผลิตไดโอดเปล่งแสงอีกแบบหนึ่งขึ้นมา โดยการนำให้ค่าดัชนีของแอมิตีฟเลเยอร์มีค่าสูง และทำให้เกิดปฏิกิริยาการนำแสงขึ้นในแอมิตีฟเลเยอร์และให้เปล่งแสงออกมาทางด้านข้างของแอมิตีฟเลเยอร์เหมือนกันกับเลเซอร์ ดังแสดงในรูปที่ 2.47



รูปที่ 2.47 แสดงตัวอย่างโครงสร้างของไดโอดเปล่งแสงแบบเปล่งแสงออกทางด้านข้าง

ไดโอดเปล่งแสงแบบนี้เรียกว่า ไดโอดเปล่งแสงแบบเปล่งแสงออกทางด้านข้าง (Side Emission type LED) และเมื่อเปรียบเทียบกับเปล่งแสงทางด้านหน้าแล้วปรากฏว่า โดยการให้กระแสไหลผ่านเท่ากัน จะได้แสงออกมามีกำลังน้อยกว่าแบบเปล่งแสงออกทางด้านหน้า แต่เนื่องจากบริเวณการเปล่งแสงมีขนาดแคบมากกว่าจึงมีข้อดีที่ว่ามีประสิทธิภาพการเชื่อมแสงกับเส้นใยแสงสูงกว่า

#### 2.6.4 โครงสร้างและการทำงานของารรับแสง

การรับแสงหมายถึงการเปลี่ยนแสงให้เป็นไฟฟ้า ในการทำงานนี้แบ่งออกได้เป็น 2 วิธีคือ วิธีที่หนึ่งเป็นการเปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นไฟฟ้าโดยตรง (Photo Electric Effect) วิธีที่สองทำได้โดยการเปลี่ยนพลังงานแสงให้เป็นพลังงานความร้อนก่อนแล้วจึงเปลี่ยนเป็นไฟฟ้า (Sensitive Heat Effect)

วิธีการตรวจแสงโดยใช้การเปลี่ยนพลังงานแสงให้เป็นพลังงานความร้อนก่อนแล้วจึงเปลี่ยนเป็นไฟฟ้านั้นโดยทั่วไปจะมีการตอบสนองช้ามากจึงไม่นำมาใช้ในการสื่อสารด้วยแสงดังนั้นสำหรับการสื่อสารด้วยแสงจึงควรทำความเข้าใจโครงสร้าง และการทำงานของารรับแสงโดยการเปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นไฟฟ้าโดยตรง สำหรับสารกึ่งตัวนำต่อไปนี้จะกล่าวถึงการเปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นไฟฟ้าโดยตรง

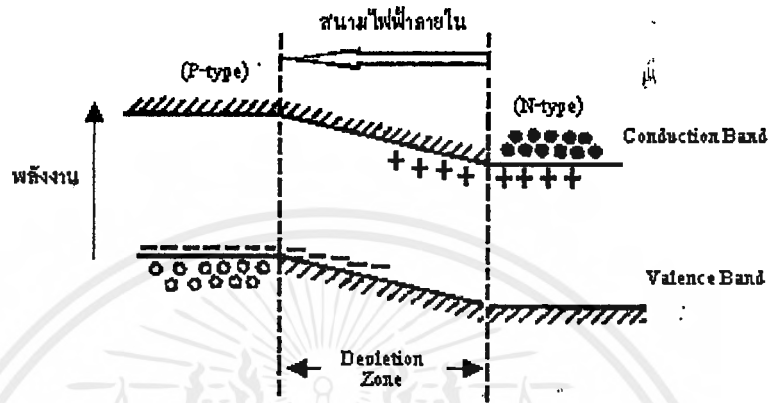
หลักการของ การเปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นไฟฟ้าโดยตรง ใช้ขบวนการดูดพลังงานตามที่ได้กล่าวมาแล้ว นั่นคือเมื่อมีแสงมากระทบสารกึ่งตัวนำอิลีคตรอนที่อยู่ในระดับพลังงานต่ำจะเลื่อนขึ้นไปอยู่ที่ระดับพลังงานสูง แต่การเลื่อนขึ้นไปนี้เป็นแต่เพียงอิลีคตรอนเคลื่อนที่ไปเท่านั้นและในที่สุดมันจะไปรวมกันใหม่กับโฮลในระดับพลังงานต่ำอีกทำให้ไม่ได้รับการเปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นไฟฟ้าโดยตรงด้วยเหตุนี้ เพื่อที่จะเปลี่ยนแสงให้เป็นไฟฟ้าจะต้องใช้สภาพการแยกกันของอิลีคตรอนกับโฮลก่อนที่มันจะรวมกัน

สำหรับอุปกรณ์รับแสงสารกึ่งตัวนำก็เช่นเดียวกับอุปกรณ์กำเนิดแสงนั่นคือเพื่อที่จะแยกอิลีคตรอนกับโฮลนั้นโดยทั่วไปใช้รอยต่อของพี-เอ็น ซึ่งจะเกิดสนามไฟฟ้าในที่ว่าง (Space Electric Field) ขึ้น แต่มันจะถูกดึงด้วยอิลีคตรอนของสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นและโฮลของสารกึ่งตัวนำชนิดพี ซึ่งมีประจุไฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับผูกพันไปไซเบอร์ไลชชันด้านการศึกษา  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟ้าเป็นลบและบวกเป็นผลให้เกิดบริเวณที่ไม่มีอิเล็กตรอนและโฮลขึ้นตรงรอยต่อบริเวณนี้เรียกว่า เขตปลอดพาหะ ดังแสดงในรูปที่ 2.48

ในสภาพอย่างนี้เมื่อมีแสงมากระทบจากทางด้านบริเวณสารกึ่งตัวนำชนิดพี แสงนั้นจะถูกดูดพร้อมทั้งเคลื่อนที่ไปทางบริเวณสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น แต่ที่บริเวณเขตปลอดพาหะอิเล็กตรอนและโฮลที่เกิดจากการดูดพลังงานจากแสงจะถูกสนามไฟฟ้าในที่ว่างแยกในทิศทางตรงกันข้ามกล่าวคือ อิเล็กตรอน



รูปที่ 2.48 แสดงบริเวณเขตปลอดพาหะ

ไปทางด้าน N และโฮลไปทางด้าน P หนึ่งที่บริเวณซึ่งอยู่ห่างจากเขตปลอดพาหะนั้น เนื่องจากไม่มีสนามไฟฟ้าอิเล็กตรอนและโฮลที่เกิดจากการเปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นไฟฟ้าโดยตรง จะรวมตัวกันใหม่ในขณะเคลื่อนที่ แต่สำหรับอิเล็กตรอนและโฮลที่เคลื่อนที่เข้าไปในสนามไฟฟ้าในที่ว่างแล้วนั้นก็ยังสามารถเข้าไปยังบริเวณตรงกันข้ามได้ผลที่ได้ก็คือ จะเกิดแรงดันไฟฟ้าที่เป็นสัดส่วนกับปริมาณของอิเล็กตรอนและโฮลที่ถูกแยกขึ้นระหว่างปลายทั้งสองของสารกึ่งตัวนำชนิดพีและสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น ถ้าหากนำวงจรภายนอกมาต่อปลายทั้งสองนี้จะทำให้อิเล็กตรอนและโฮล สามารถรวมตัวกันได้โดยผ่านวงจรภายนอก นั่นคือมีกระแสไหลนั่นเองกระแสที่เกิดที่เขตปลอดพาหะเรียกว่า กระแสดริฟท์ (Drift Current) ส่วนกระแสที่เกิดตรงบริเวณที่อยู่ห่างจาก เขตปลอดพาหะเรียกว่า กระแสดิฟฟูชัน (Diffusion Current) และกระแสนี้เป็นหลักการของการเปลี่ยนแสงเป็นไฟฟ้า

## 2.6.5 สารและ โครงสร้างของอุปกรณ์รับแสง

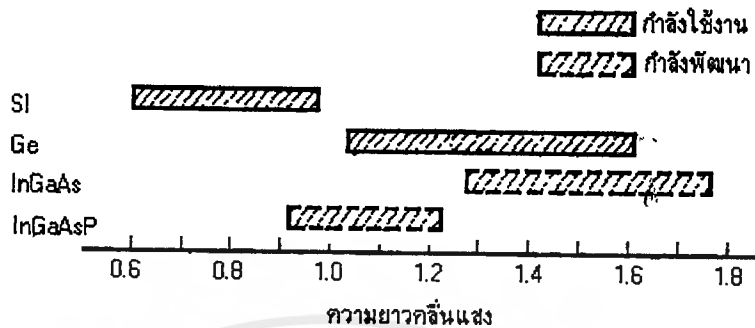
### 1.สารของอุปกรณ์รับแสง

สำหรับอุปกรณ์รับแสงก็เช่นเดียวกับอุปกรณ์กำเนิดแสงนั่นคือมีสารหลายชนิด นอกจากนั้นผลต่างของพลังงานของระดับพลังงานสูงและระดับพลังงานต่ำของอุปกรณ์รับแสงมีค่าแตกต่างกันทำให้มีย่านความยาวคลื่นต่างกันที่ดูดสัญญาณแสงที่เข้ามาได้ง่าย ( ความไวในการรับแสงดี)

คุณสมบัติความไวในการรับแสงแต่ละชนิดแสดงดังรูปที่ 2.49

ในการออกแบบระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสงนั้นจะต้องเลือกอุปกรณ์รับแสงที่เหมาะสมกับความยาวคลื่นที่ใช้เช่นเดียวกับอุปกรณ์กำเนิดแสง สำหรับย่านความยาวคลื่นที่ต่ำกว่า  $1\mu\text{m}$  จะใช้ซิลิกอน (Silicon:Si) สำหรับย่านความยาวคลื่นจาก  $1 \sim 1.7\mu\text{m}$  ใช้เยอรมันเนียม (Germanium:Ge) เป็นส่วน

ใหญ่ นอกจากนั้นในปัจจุบันสำหรับความยาวคลื่นในช่วง  $1.5 \mu\text{m}$  เป็นความยาวคลื่นที่มีการสูญเสียในเส้นใยแสงน้อยมาก การใช้งานอุปกรณ์ชนิดใหม่ที่ทำจากสารที่เป็นสารประกอบของสารกึ่งตัวนำ InGaAs และอื่นๆ ที่มีความไวในการรับแสงดีมากนั้น กำลังได้รับความนิยมเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ



รูปที่ 2.49 แสดงความยาวคลื่นในการรับแสงของอุปกรณ์รับแสงแต่ละชนิด

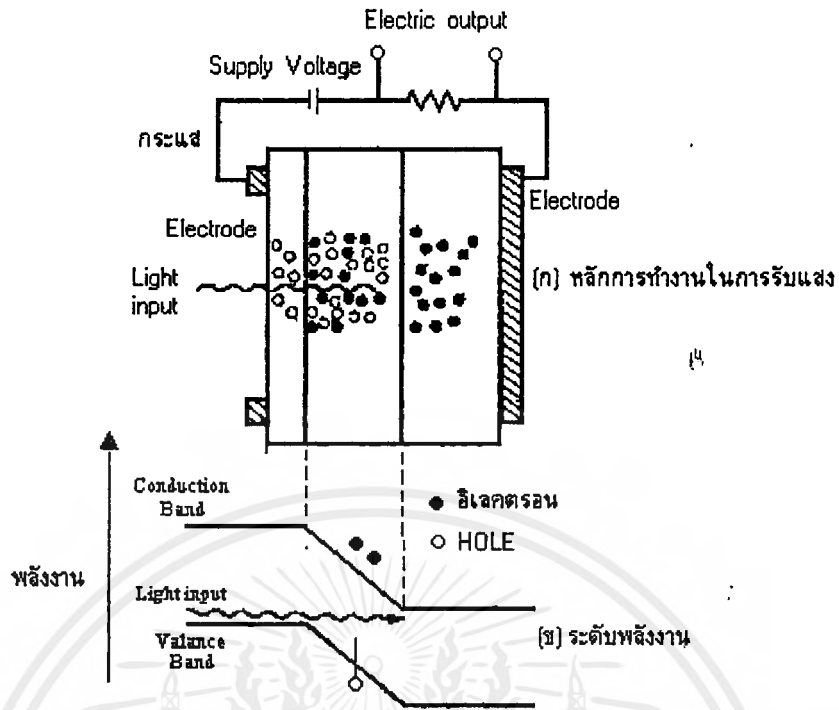
## 2. โครงสร้างของอุปกรณ์รับแสง

ในหัวข้อที่แล้วได้กล่าวถึงสนามไฟฟ้าในที่ว่างตรงรอยต่อพีเอ็น ที่ทำให้อิเล็กตรอนและโฮลเคลื่อนที่ไปในทิศทางตรงกันข้าม แต่ถ้าให้แรงดันไฟฟ้ากลับทิศทางจากภายนอกกล่าวคือทางด้านพี ให้โฟลบและทางด้านเอ็น ให้ไฟบวกจะทำให้การเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนและโฮลตรงรอยต่อมีอัตราเร่งมากขึ้น

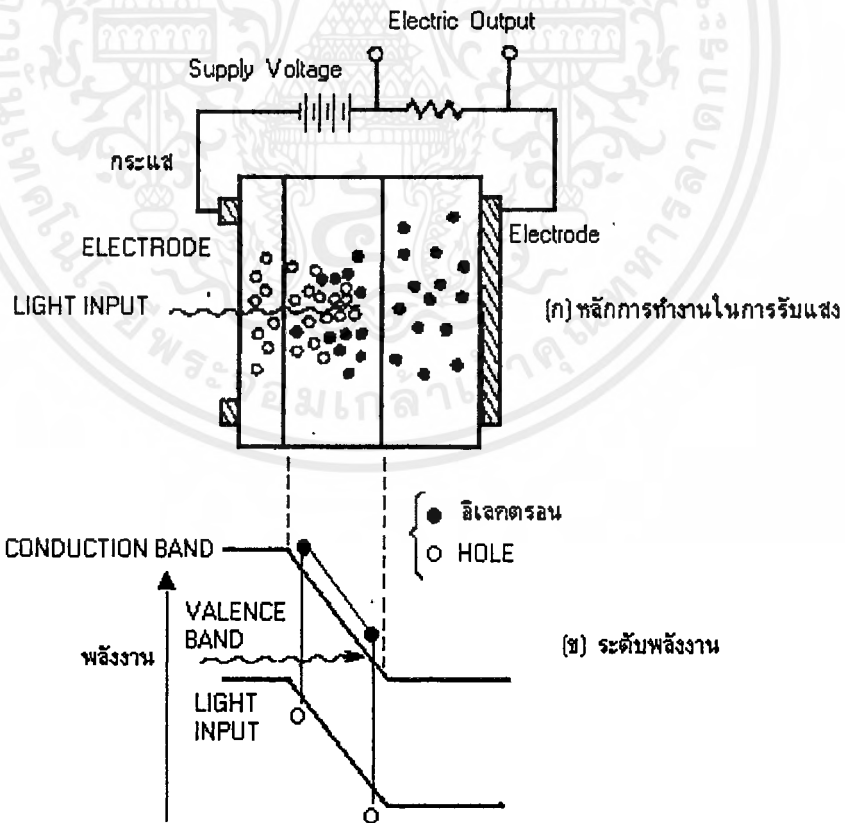
อุปกรณ์รับแสงที่มีสารกึ่งตัวนำนี้แบ่งออกเป็นพวกใหญ่ๆ ได้ 2 พวก ตามปริมาณแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้จากภายนอก คือ

โฟโตไดโอด (Photo Diode:PD) กับ เอวาลันชโฟโตไดโอด (Avalanche Photo Diode:APD) พวกโฟโตไดโอดนั้นเป็นพวกที่ได้รับการป้อนแรงดันไฟฟ้าปริมาณน้อย ส่วนพวก เอพีดี เป็นพวกที่ได้รับการป้อนแรงดันไฟฟ้าเป็นจำนวนมาก

ตัวอย่างของ โฟโตไดโอด คือ PIN-PD ดังแสดงในรูปที่ 2.50 PIN หมายถึงว่าในสารกึ่งตัวนำชนิดพีและสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น มีสารกึ่งตัวนำแบบที่เรียกว่า Intrinsic:I คั่นอยู่ ตามที่ได้กล่าวมาแล้ว กระแสครีฟที่เพิ่มขึ้นในเขตปลอดพาหะและผลของสนามไฟฟ้าทำให้มีการตอบสนองเร็ว แต่ในทางตรงกันข้ามกระแสดิฟฟูชันที่เกิดขึ้นภายนอกเขตปลอดพาหะนั้นมีการตอบสนองช้า ดังนั้นถ้าความกว้างของเขตปลอดพาหะยิ่งกว้างมากเท่าใดควันตัมเอฟฟิเชียนซี (Quantum Efficiency) และความเร็วของการตอบสนองความถี่ยิ่งดีขึ้น ความกว้างของเขตปลอดพาหะนี้ถ้าความหนาแน่นของอิเล็กตรอนและโฮลของสารกึ่งตัวนำชนิดพีและสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นเป็นยิ่งต่ำจะยิ่งกว้าง ดังนั้นสารกึ่งตัวนำแบบไอที่ชั้นกลางระหว่างสารกึ่งตัวนำชนิดพีและสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น จึงมีหน้าที่เพื่อทำให้ความกว้างของเขตปลอดพาหะกว้างขึ้นนั่นเอง เนื่องจากโฟโตไดโอดที่ใช้ในระบบการสื่อสารนั้น โดยทั่วไปต้องการความเร็วในการตอบสนองสูง ดังนั้นส่วนใหญ่จะใช้ PIN-PD



รูปที่ 2.50 แสดงหลักการการทำงานการรับแสงของ PIN-PD



รูปที่ 2.51 แสดงหลักการการทำงานการรับแสงและระดับของพลังงานของ เอพีดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อนึ่ง เอฟีดี นั้นใช้ปฏิกิริยาการขยายของอิเล็กตรอนและโฮล ในสารกึ่งตัวนำเมื่อเปรียบเทียบกับ โฟโอดีไดโอดแล้วเป็นอุปกรณ์รับแสงที่ให้กระแสจำนวนมาก หลักการของเอฟีดีโครงสร้างส่วนใหญ่ทางด้าน P ของรอยต่อพีเอ็น จะมีสารกึ่งตัวนำชนิดพีที่มีความหนาแน่นของโฮลสูงติดอยู่ ( ส่วนที่แสดงด้วย P + ในรูปที่) โดยการทำให้เช่นนี้จะทำให้สนามไฟฟ้าภายในของบริเวณใกล้ ๆ รอยต่อที่มีชั้น P- เป็นศูนย์กลางมีค่ามาก อิเล็กตรอนที่ดูดแสงที่มากตกกระทบจากด้าน P+ และถูกกระตุ้นจากระดับพลังงานต่ำไปยังระดับพลังงานสูงในระหว่างที่มันได้รับอัตราเร่งและผ่านชั้น P- นั้นมันจะได้รับพลังงานมากกว่าผลต่างของพลังงานของระดับพลังงานสูงกับระดับพลังงานต่ำ จากผลนี้ทำให้สามารถกระตุ้นอิเล็กตรอนที่อยู่ในระดับพลังงานต่ำและทำให้เกิดอิเล็กตรอนกับโฮลใหม่ได้และอิเล็กตรอนกับโฮลใหม่นี้ยังถูกสนามไฟฟ้าเร่งอัตราเร่งให้อีก ทำให้เกิดอิเล็กตรอนโฮลออกมาอีก เมื่อขบวนการนี้เกิดขึ้นอย่างต่อเนื่องกัน จำนวนของอิเล็กตรอนกับโฮล จะเพิ่มขึ้นเป็นจำนวนมากมาย เป็นผลทำให้เกิดการขยายที่เรียกว่า Avalanche Multiplication ผลนี้ทำให้กระแสถูกขยายนั่นเอง

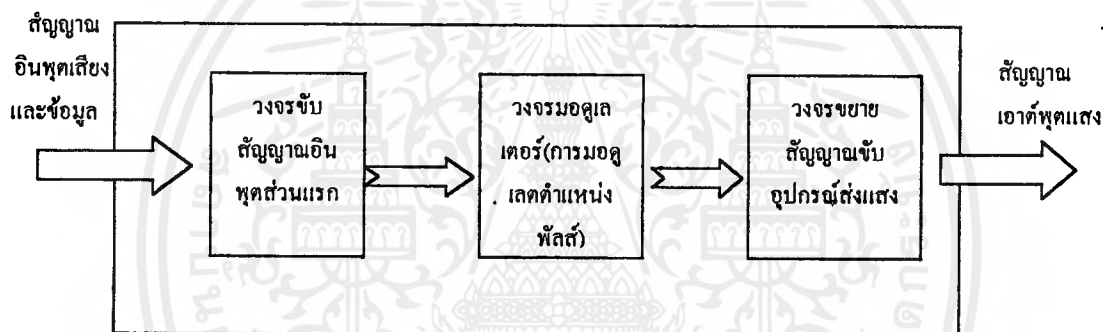


### บทที่ 3

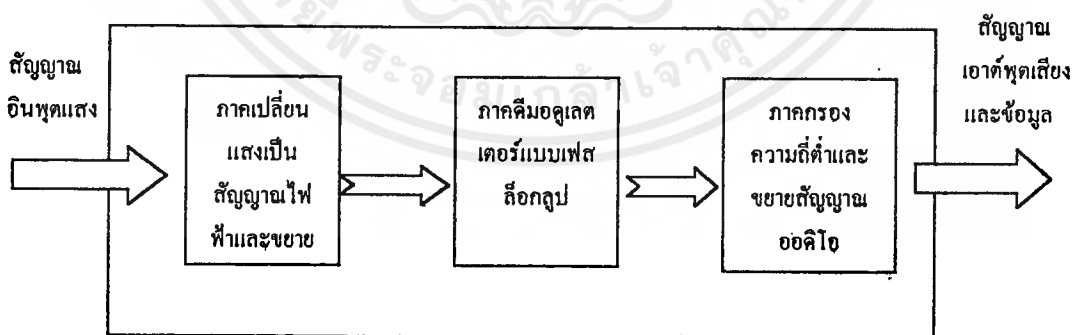
#### การคำนวณและการสร้าง

ในการออกแบบการสื่อสารด้วยลำแสงผ่านตัวกลางอากาศนั้น สามารถแบ่งการคำนวณออกเป็น 3 ส่วน ประกอบด้วยส่วนของเครื่องส่งเสียง-เครื่องรับเสียง และส่วนของภาคส่งข้อมูลและรับคอมพิวเตอร์ ซึ่งส่วนของเครื่องส่งและเครื่องรับแยกได้เป็นภาคต่างๆ ประกอบกันเป็นภาพรวม คือ ที่เครื่องส่งประกอบด้วย ส่วนของสัญญาณอินพุต วงจรขับสัญญาณอินพุต(วงจรถยายส่วนแรก) วงจรมอดูเลเตอร์แบบการมอดูเลตตำแหน่งพัลส์ และวงจรถยายสัญญาณขับอุปกรณ์ส่งแสง(Laser Diode)

ทางด้านเครื่องรับประกอบด้วย ส่วนรับสัญญาณแสง วงจรแปลงสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า (Photo Detector) วงจรถยายสัญญาณภาคที่ 1 วงจรถยายแบบดิฟเฟอเรนเชียลเฟอเรนเซียนแอมพลิไฟเออร์ (Differential Amplifier) วงจรดีมอดูเลเตอร์ (Demodulator) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Lowpass Filter) และวงจรถยายสัญญาณออกไอ (Audio) โดยในการส่งสัญญาณนั้น จะเป็นการส่งสัญญาณผ่านตัวกลางซึ่งเป็นอากาศ

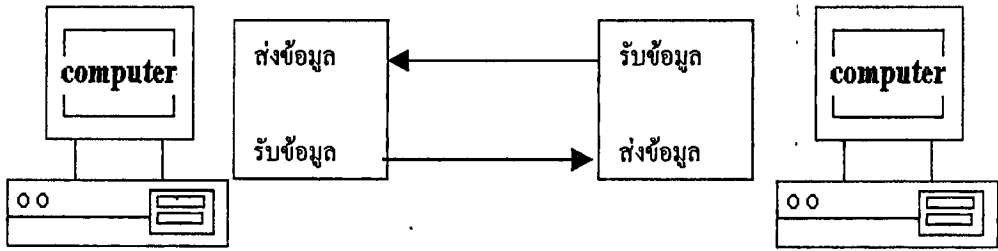


รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ

ส่วนของภาครับ-ส่งข้อมูลคอมพิวเตอร์จะเป็นส่วนที่นำข้อมูลของคอมพิวเตอร์ที่ได้จากพอร์ตอนุกรมผ่าน RS-232 มาทำการปรับเปรียบระดับสัญญาณให้เหมาะสมก่อนที่จะไปทำการมอดูเลตสัญญาณเพื่อที่จะส่งสัญญาณออกไป



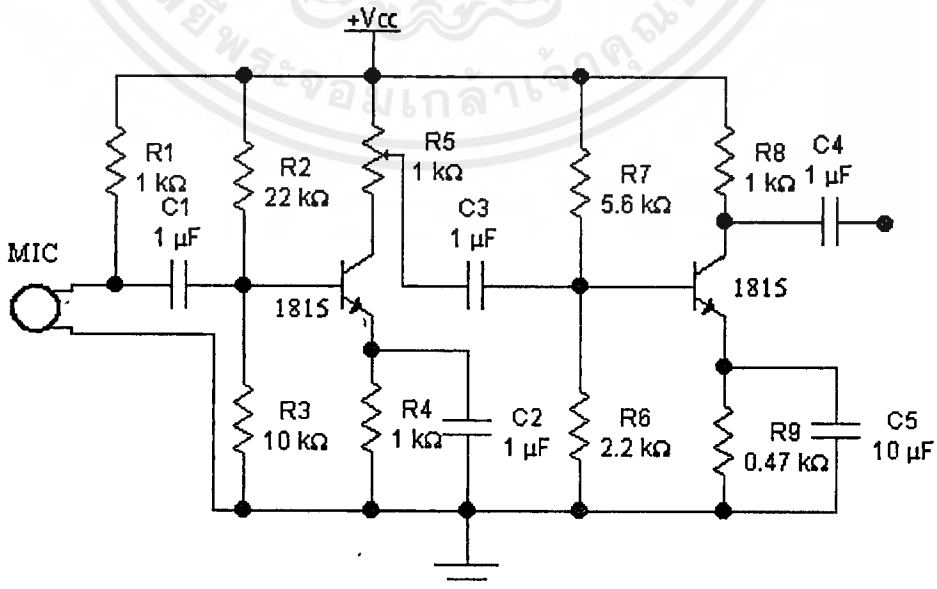
รูปที่ 3.3 แสดงลักษณะการสื่อสารข้อมูลคอมพิวเตอร์

### 3.1 ภาคส่งสัญญาณเสียง

ภาคส่งสัญญาณเสียงประกอบด้วยส่วนที่ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณเสียงให้เป็นสัญญาณไฟฟ้าได้แก่ ไมโครโฟน สัญญาณที่ได้จากไมโครโฟนจะถูกยกระดับโดยใช้แรงดันไฟบวก ให้สัญญาณอยู่ในทางด้านบวกเพียงด้านเดียวจากนั้นสัญญาณเสียงที่เปลี่ยนเป็นสัญญาณไฟฟ้าแล้วจะถูกส่งไปที่ภาคขยายสัญญาณส่วนแรก สัญญาณจะถูกขยายก่อนที่จะไปภาคมอดูเลเตอร์ โดยที่ภาคมอดูเลเตอร์นี้จะเป็นการมอดูเลตสัญญาณแบบการมอดูเลตตำแหน่งพัลส์ สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแล้วจะส่งไปเข้าวงจรขับเลเซอร์ไดโอด โดยการทำงานของแต่ละภาคสามารถแสดงส่วนประกอบของวงจรได้ดังนี้

#### 3.1.1 ภาคขยายสัญญาณส่วนแรก

ในวงจรขยายสัญญาณจะใช้ ทรานซิสเตอร์เบอร์ C1815 เป็นตัวขยายสัญญาณจากรูปที่ 3.4 เสียงที่ได้จากไมโครโฟน โดยที่ไมโครโฟนจะถูกไบอัสจากแหล่งจ่ายไฟตรง (+Vcc) เพื่อยกระดับสัญญาณเสียงให้อยู่ทางด้านบวกเพียงอย่างเดียวโดย  $C_1$  ทำหน้าที่กำจัดสัญญาณไฟตรงก่อนที่จะเข้าไปขยาย โดยใช้การขยายสัญญาณ 2 ช่วง และสามารถปรับอัตราขยายได้ที่ VR5



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรขยายสัญญาณโดยใช้ทรานซิสเตอร์ เบอร์ 1815

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.2 ภาคมอดูเลเตอร์แบบการมอดูเลตตำแหน่งพัลส์

ตามรูปวงจรภาคมอดูเลเตอร์ ในรูปที่ 3.5 สัญญาณที่ผ่าน  $C_4$  มาเข้าที่ขาอินพุต (ขา 5) ของไอซี 555 โดยที่  $R_{10}, R_{11}$  และ  $C_6$  เป็นตัวกำหนดช่วงเวลาของพัลส์ การทำงานของวงจรคือ เมื่อยังไม่มีสัญญาณเข้ามาที่ขา 5 ของไอซี 555 สัญญาณเอาต์พุตที่ขา 3 จะเป็นสัญญาณพัลส์ซึ่งมีความถี่กลางค่าหนึ่งโดยช่วงเวลาจะถูกกำหนดโดย  $R_{10}, R_{11}$  และ  $C_6$  ตามที่ได้กล่าวมาแล้ว และเมื่อมีสัญญาณเสียงเข้ามาที่ขา 5 จะทำให้ตำแหน่งของพัลส์ของสัญญาณเอาต์พุตเกิดการเปลี่ยนแปลง โดยในการเปลี่ยนความถี่นั้น จะทำให้ความถี่จะเพิ่มขึ้นหรือลดลงขึ้นอยู่กับระดับของแรงดันอินพุตโดยที่ระดับความแรงของสัญญาณแรงความถี่กลางจะลดลง ในทางตรงข้ามถ้าระดับความแรงของสัญญาณต่ำจะทำให้ความถี่สูงขึ้น จากที่กล่าวมาเป็นผลจากการที่ตำแหน่งของพัลส์เกิดการเปลี่ยนแปลงซึ่งสามารถหาค่าเวลาความกว้างของพัลส์ได้จากสมการที่แสดงไว้ข้างล่างจากนั้นสัญญาณเอาต์พุตจะถูกส่งไปภาคขับอุปกรณ์ส่งแสง

$$TH = \frac{0.693}{(Ra + Rb) * C}$$

$$TL = 0.693(Rb) * C$$

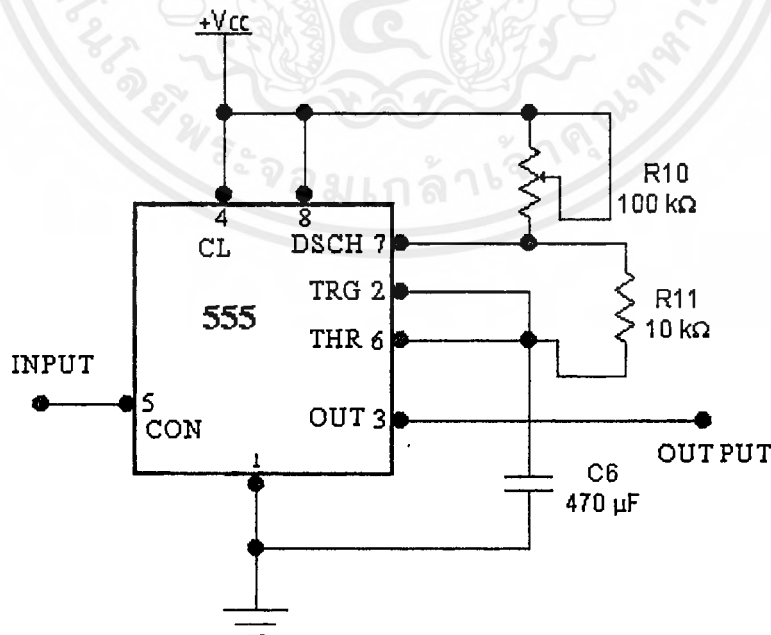
$$Period = TH + TL = 0.693(Ra + Rb) * C$$

$$Frequency = \frac{1.44}{(Ra + Rb) * C}$$

$$Output\ Driver\ Duty\ Cycle = \frac{TL}{TH + TL} = \frac{Rb}{(Ra + Rb)}$$

$$Output\ Waveform\ Duty\ Cycle = \frac{TH}{(TH + TL)} = 1 - \frac{Rb}{Ra + 2Rb}$$

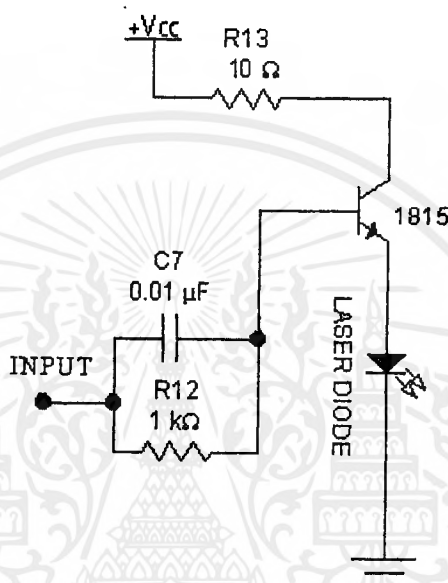
$$Low\ to\ High\ Ratio = \frac{TL}{TH} = \frac{Rb}{(Ra + Rb)}$$



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรมอดูเลเตอร์แบบการมอดูเลตตำแหน่งพัลส์

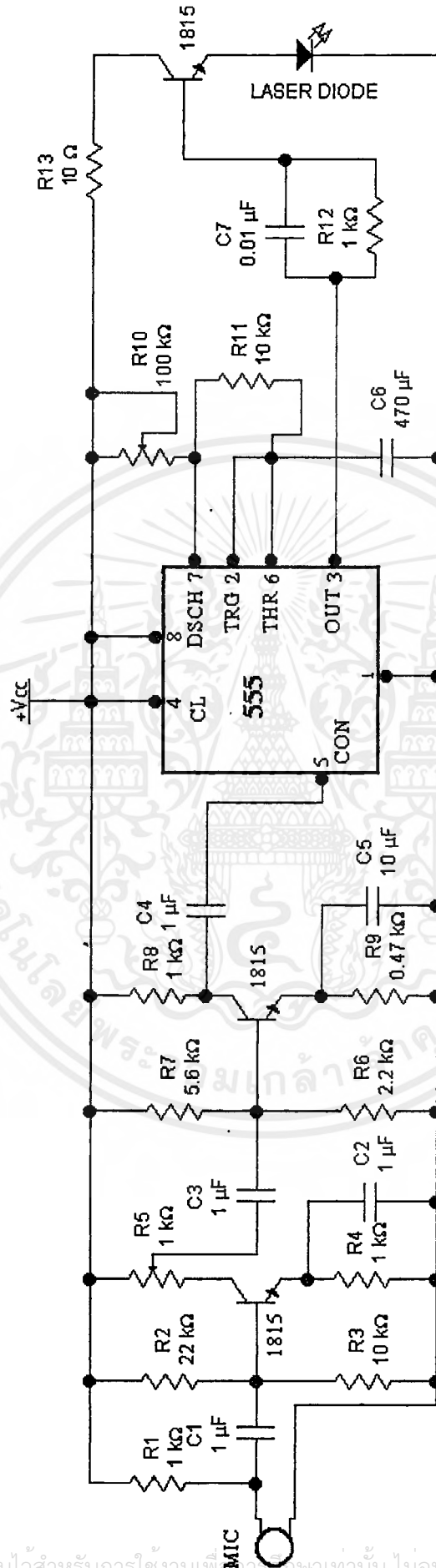
### 3.1.3 ภาคขับอุปกรณ์ส่งแสง

สัญญาณพัลส์ที่ออกจากภาคมอดูเลตแล้วจะถูกส่งต่อไปยังภาคขับอุปกรณ์ส่งแสงเลเซอร์ไดโอด ซึ่งมีทรานซิสเตอร์เบอร์ C1815 รับสัญญาณพัลส์ที่ขาเบส (Base) สัญญาณพัลส์จะเป็นสัญญาณไบอัสให้ทรานซิสเตอร์เกิดการนำกระแสขึ้นทำให้มีกระแสไหลจากขาคอลเล็กเตอร์ (Collector) ผ่านไปยังขาอิมิตเตอร์ (Emitter) ส่งผลให้เกิดกระแสไหลผ่านอุปกรณ์ส่งแสงเลเซอร์ไดโอด ซึ่งกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์ส่งแสงนี้จะเกิดการเปลี่ยนแปลงเนื่องจากสัญญาณพัลส์ที่มาไบอัสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ จึงทำให้ความเข้มของอุปกรณ์ส่งแสงเกิดการเปลี่ยนแปลงขึ้น



รูปที่ 3.6 แสดงรูปวงจรขับอุปกรณ์ส่งแสง

จากวงจรส่วนต่างๆ ของเครื่องส่งเมื่อนำมาเขียนรวมกันทั้งหมดเป็นวงจรของเครื่องส่งได้ดังนี้



รูปที่ 3.7 แสดงภาคส่งเสียงทั้งหมด

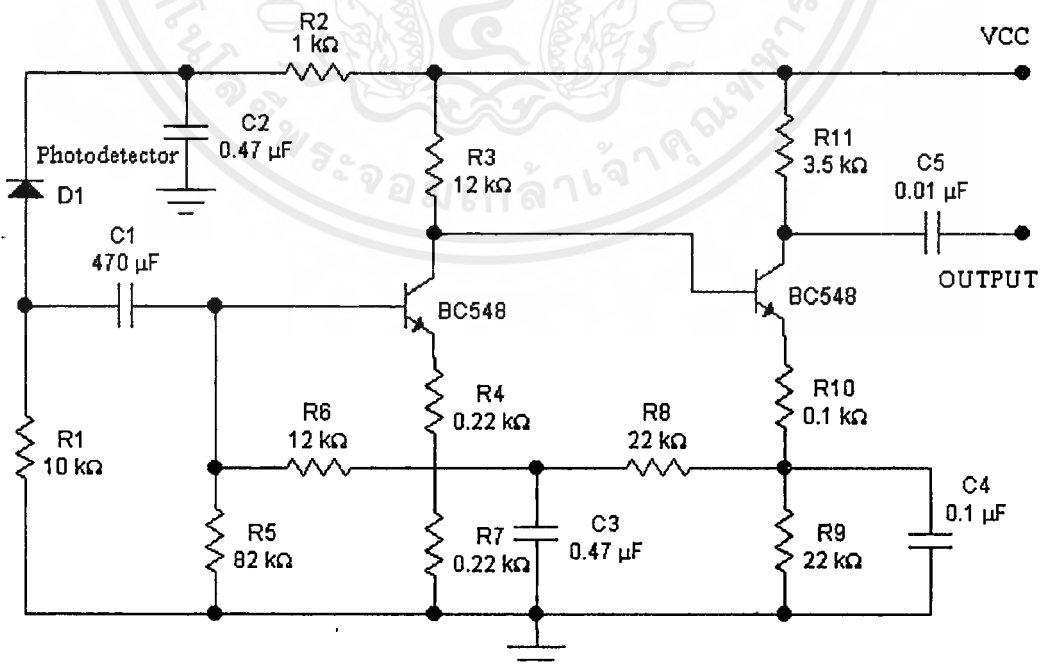
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2 ภาครับสัญญาณเสียง

ภาครับสัญญาณนั้นประกอบด้วยอุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณแสง ซึ่งทำหน้าที่รับสัญญาณแสงที่ทางเครื่องส่ง ส่งมาแล้วแล้วเปลี่ยนสัญญาณแสงที่รับมาได้ให้เป็นสัญญาณไฟฟ้า ซึ่งอุปกรณ์รับแสงต้องมีประสิทธิภาพในการรับแสงได้ดี เนื่องจากแสงที่เดินทางมาให้อากาศยานนั้นมีสัญญาณรบกวนจากแสงในธรรมชาติอยู่มาก ต่อจากนั้นจะเป็นภาคขยายสัญญาณไฟฟ้าแบบป้อนกลับ ที่ได้จากอุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณแสงจะขยายสัญญาณเพื่อไม่ให้สัญญาณแรงเกินไปจากนั้นจะส่งต่อไปที่ภาคขยายสัญญาณแบบดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์จะทำการขยายสัญญาณอีกทีหนึ่งและจากสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการขยายแล้วจะส่งต่อไปที่ภาคเปรียบเทียบสัญญาณเพื่อสร้างสัญญาณพัลส์กลับขึ้นมาใหม่แล้วจึงส่งต่อไปที่ภาคตีโมดูลเตอร์ หลังจากผ่านการตีโมดูลชันแล้วจะได้สัญญาณที่เป็นสัญญาณเสียงเดิมกลับคืนมา สัญญาณเสียงที่ได้จะถูกส่งไปที่ภาคกรองความถี่ต่ำผ่านก่อนเพื่อจะกำจัดสัญญาณรบกวนให้น้อยลงแล้วจึงส่งไปภาคขยายสัญญาณเสียงเพื่อที่ขยายสัญญาณให้มีความแรงสูงพอที่จะไปขับลำโพงได้ ซึ่งส่วนประกอบและการทำงานของแต่ละภาคสามารถแสดงรายละเอียดได้ดังนี้

#### 3.2.1 ภาครับสัญญาณแสงและส่วนขยายสัญญาณแบบป้อนกลับ

รูปที่ 3.8 แสดงภาครับสัญญาณแสงและขยายสัญญาณแสงแบ่งเป็น 2 ส่วนด้วยกันคือ ส่วนของตัวอุปกรณ์รับสัญญาณแสงซึ่งใช้อุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณแสง ทำหน้าที่รับสัญญาณแสงที่ส่งออกมาจากภาคส่งแล้วเปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า ซึ่งอุปกรณ์รับสัญญาณแสงที่ใช้นั้นเป็นโฟโตไดโอด (Photo Diode) และมี R1 ทำหน้าที่ไบอัสโฟโตไดโอด

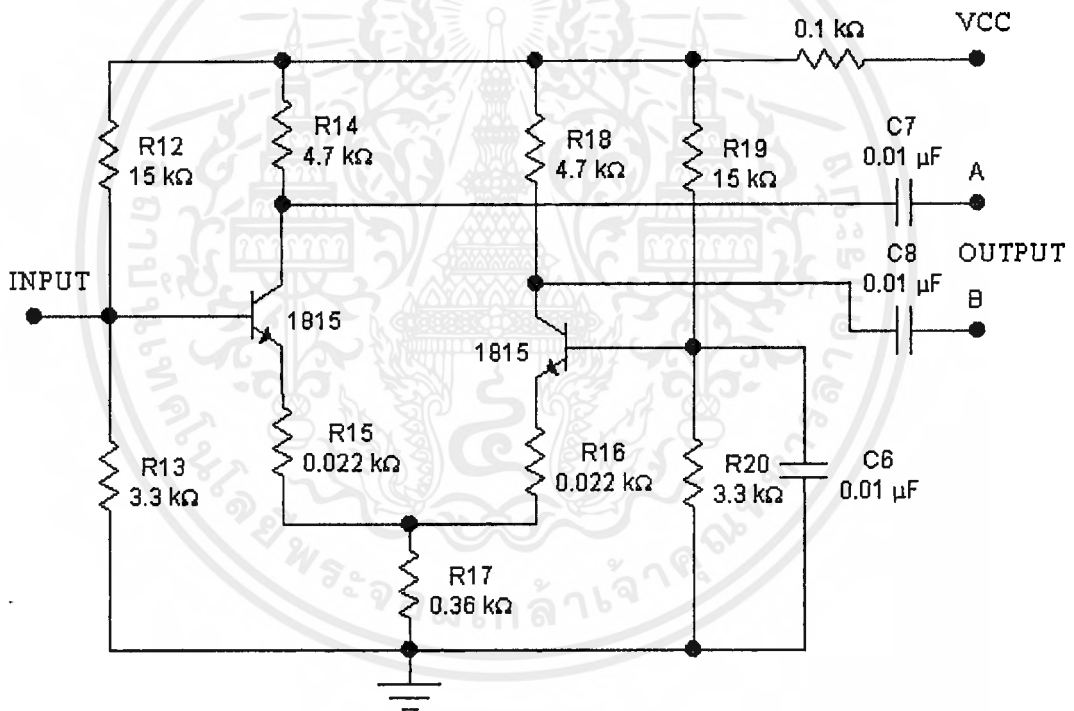


รูปที่ 3.8 แสดงส่วนเปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้าและส่วนขยายสัญญาณไฟฟ้า

เมื่อสัญญาณแสงถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณไฟฟ้าแล้ว จะส่งผ่านไปที่ภาคขยายสัญญาณแบบป้อนกลับ โดยให้ทรานซิสเตอร์เบอร์ BC548 2 ตัวเป็นตัวขยายสัญญาณแบบป้อนกลับทรานซิสเตอร์ตัวแรก จะขยายสัญญาณในครั้งแรกก่อนและสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะ ไปเข้าที่ขาเบส ของทรานซิสเตอร์ตัวที่ 2 ทำการขยายอีกที ส่วนป้อนกลับนั้นได้นำสัญญาณจากขามิตเตอร์ เป็นส่วนป้อนกลับไปที่ขาเบส ของทรานซิสเตอร์ตัวแรก

### 3.2.2 ภาคขยายสัญญาณแบบดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์ (Differential Amplifier)

วงจรขยายสัญญาณแบบดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์ ทำหน้าที่ขยายสัญญาณต่อจากภาคขยายสัญญาณแบบป้อนกลับ เพื่อให้สัญญาณแรงขึ้นเพราะสัญญาณที่รับเข้ามามีค่าน้อยมาก หลังจากนั้นก็นำสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากภาคขยายสัญญาณ ไปเข้าวงจรเปรียบเทียบสัญญาณต่อไปเพื่อที่จะทำการสร้างพัลส์กลับมาอีกครั้ง



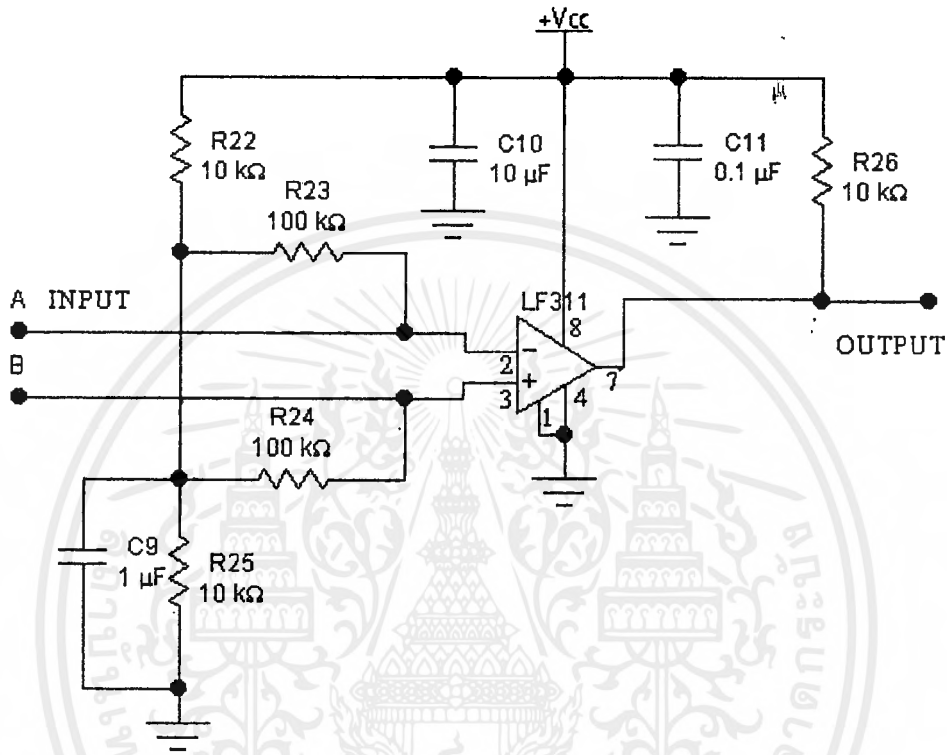
รูปที่ 3.9 แสดงวงจรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์

### 3.2.3 ภาคเปรียบเทียบสัญญาณเพื่อสร้างพัลส์ใหม่

วงจรเปรียบเทียบสัญญาณนี้ใช้ IC ออปแอมป์ (Op Amp) เบอร์ LM311 การทำงานของวงจรคือ เมื่อมีสัญญาณอินพุตที่ได้จากวงจรขยายดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์ ที่เข้าที่ขา 2 และขา 3 ของออปแอมป์วงจรจะทำการเปรียบเทียบสัญญาณกันโดยที่ขา 2 และขา 3 ของ IC LM311 จะมีแรงดันไฟตรงที่ได้จากแหล่งจ่ายป้อนเอาไว้ เพื่อเป็นสัญญาณอ้างอิงที่ใช้เพื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุตที่เข้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มาที่ขา 2 โดยมีตัวต้านทานเป็นตัวกำหนดสัญญาณอ้างอิง ถ้าสัญญาณอินพุตมีสัญญาณที่แรงกว่าสัญญาณอ้างอิง จะทำให้ที่เอาต์พุตของวงจรมีสัญญาณออกมาเป็นช่วงเวลาที่มีความกว้างเท่ากับสัญญาณอินพุตที่เข้ามานั้นและในทางตรงกันข้าม ถ้าสัญญาณอินพุตที่เข้ามามีความแรงน้อยกว่าสัญญาณอ้างอิงที่เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบกับแรงดันก็จะมีสัญญาณใดๆ ออกไป



รูปที่ 3.10 แสดงวงจรเปรียบเทียบสัญญาณเพื่อสร้างพัลส์ใหม่

### 3.2.4 ภาควิทยาศาสตร์และวิศวกรรมคอมพิวเตอร์และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

วงจรคิมอดูเลเตอร์แบบเฟสล็อกกลุ๊ปและวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) แสดงดังรูปที่ 3.11 วงจรคิมอดูเลเตอร์แบบเฟสล็อกกลุ๊ป ใช้ไอซีเบอร์ 4046 ซึ่งเป็นไอซีเฟสล็อกกลุ๊ป  $C_{12}$  และ  $C_{13}$  ทำหน้าที่กำหนดความถี่ของภาค VCO ภายในไอซีให้ได้ความถี่กลางประมาณ 40.6 KHz ซึ่งความถี่กลางนี้สามารถคำนวณได้จากสมการต่อไปนี้

$$f_{\min} = \frac{1}{R2 \times (C1 + 32 \text{ pF})}$$

$$f_{\max} = \frac{1}{R1 \times (C1 + 32 \text{ pF})} + f_{\min}$$

เมื่อ  $10 \text{ K}\Omega \leq R1 \leq 1 \text{ M}\Omega$

$$10 \text{ K}\Omega \leq R2 \leq 1 \text{ M}\Omega$$

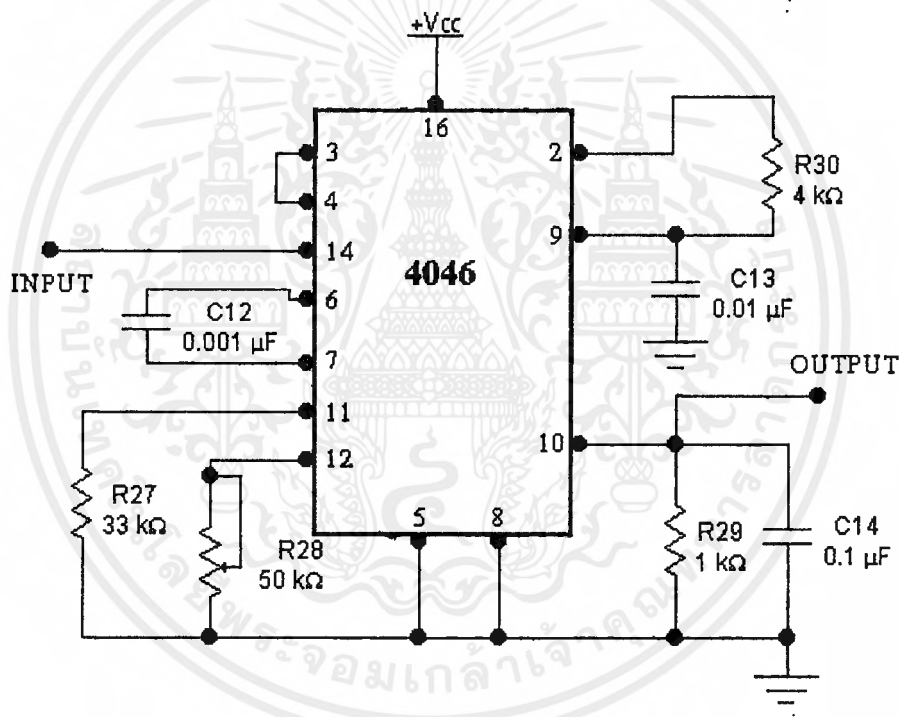
$$100 \text{ pF} \leq C1 \leq 0.01 \mu\text{F}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทำงานของวงจรต่างๆ คือ ภายในไอซีจะมีภาคต่างๆ ดังนี้คือ ภาคเปรียบเทียบเฟส (Phase Comparator) การทำงานของภาคนี้คือจะทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสของสัญญาณอินพุตกับสัญญาณอ้างอิงที่ผลิตขึ้น ถ้าเฟสของสัญญาณตรงกัน (Inphase) กันที่เอาต์พุตก็จะไม่มีสัญญาณใดๆออกไป แต่ถ้าเฟสของสัญญาณอินพุต ไม่ตรงกัน (Outphase) กันที่เอาต์พุตจะเกิดสัญญาณเอาต์พุตออกไป

ภาคโวลต์เดจคอนโทรลลอซซิลเลเตอร์ (Voltage Control Oscillator) ทำหน้าที่ผลิตความถี่อ้างอิงที่จะนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุตที่เข้ามา ส่วนความถี่อ้างอิงที่ผลิตนั้นขึ้นอยู่กับ ค่าความต้านทานและค่าของตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่กับไอซี และยังขึ้นกับสัญญาณอินพุตที่ได้จากภาคเปรียบเทียบเฟสด้วย

ภาคกรองความถี่ต่ำผ่านทำหน้าที่กรองสัญญาณที่ออกจากภาคเปรียบเทียบเฟสก่อนจะไปเข้าภาคโวลต์เดจคอนโทรลลอซซิลเลเตอร์ เพื่อจำกัดความถี่ของสัญญาณที่ไม่ต้องการให้ผ่านออกไป เพราะสัญญาณที่วุ่นๆจะไปเป็นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรด้วย



รูปที่ 3.11 แสดงวงจรดีมอดูเลเตอร์โดยใช้เฟสล็อกูป

สัญญาณเอาต์พุตจะออกที่ขา 10 ซึ่งเมื่อผ่านวงจรดีมอดูเลเตอร์แล้ว จะได้สัญญาณออกดีไอ ซึ่งจะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งใช้ไอซีออปแอมป์ เบอร์ LM 741 ต่อกับตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ ดังแสดงในรูป 3.12 สามารถคำนวณค่าของอุปกรณ์ได้ดังนี้

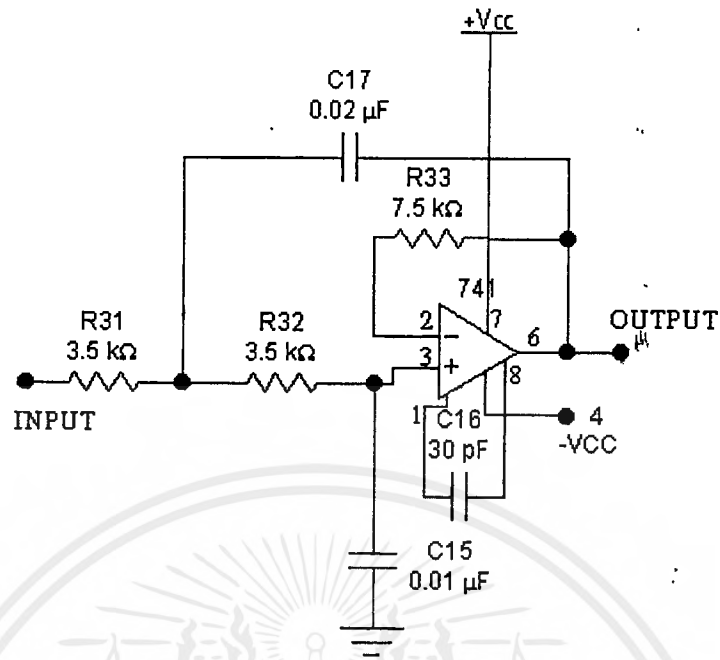
$$R1 = R2 = R$$

$$C1 \text{ มีค่าระหว่าง } 100 \text{ pF} - 0.1 \mu\text{F}$$

$$C2 = 2 \times C1$$

$$R = \frac{0.707}{\omega_c \times C1}$$

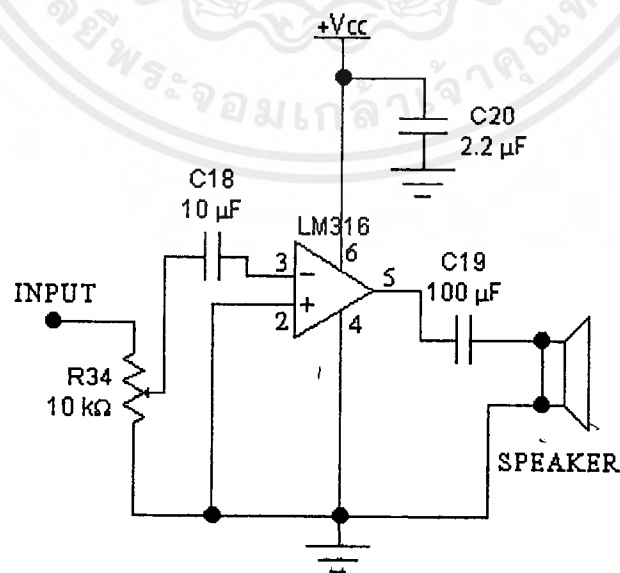
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 แสดงวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน

### 3.2.3 ภาคขยายสัญญาณออกดีไอ

วงจรขยายสัญญาณออกดีไอจะรับสัญญาณจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน แล้วนำสัญญาณไปขยายโดยใช้ไอซีออปแอมป์เบอร์ 386 เป็นตัวขยายสัญญาณ ซึ่งมี  $VR_{34}$  เป็นตัวควบคุมอัตราการขยายซึ่งสัญญาณออกดีไอที่ถูกขยายแล้วจะถูกส่งต่อออกไปขับลำโพงวงจรขยายสัญญาณออกดีไอแสดงอยู่ในรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 แสดงวงจรขยายสัญญาณออกดีไอ

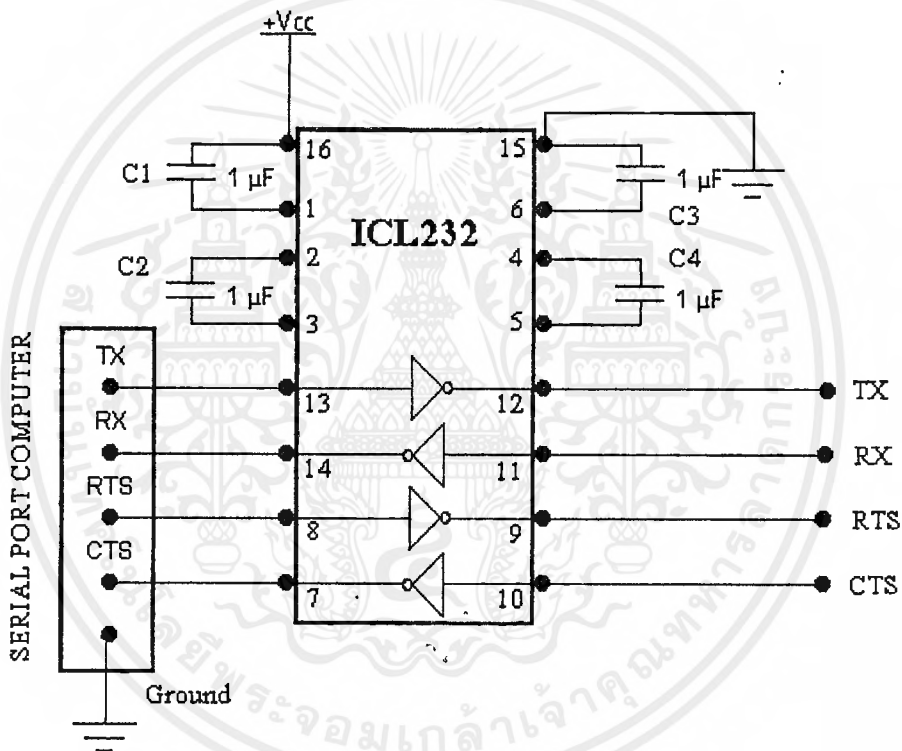
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 ภาครับ-ส่งข้อมูลคอมพิวเตอร์

ข้อมูลที่ได้จากพอร์ตอนุกรมนี้เป็นระดับของสัญญาณที่นำมาใช้งานเลยยังไม่ได้ต้องนำมาทำการเปลี่ยนระดับของสัญญาณให้เหมาะสมเสียก่อน โดยนำมาผ่านวงจรที่จะทำหน้าที่เปลี่ยนระดับของสัญญาณที่ได้จากพอร์ตอนุกรมให้เป็นสัญญาณทีทีแอล (TTL) เพราะระดับของสัญญาณที่ได้จาก RS-232 ต่างกับระดับของสัญญาณทีทีแอล จากนั้นจึงนำสัญญาณไปมอดูเลตแบบออนออฟคีย์อิ่ง (On-Off Keying :OOK) ต่อไป

#### 3.3.1 การเปลี่ยนระดับสัญญาณของ RS-232 เป็นระดับของสัญญาณทีทีแอล

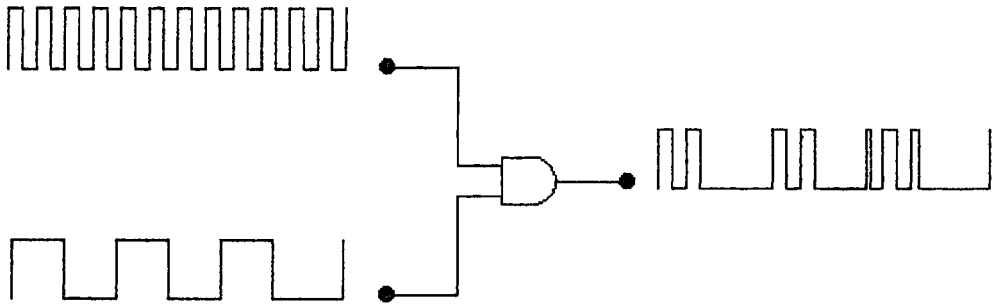
วงจรที่ใช้ในการเปลี่ยนระดับของสัญญาณ ใช้ไอซีเบอร์ ICL232 ทำหน้าที่เปรียบระดับสัญญาณที่ได้จาก RS-232 เป็นระดับสัญญาณทีทีแอล



รูปที่ 3.14 แสดงวงจรเปลี่ยนระดับสัญญาณของ RS-232 เป็นระดับสัญญาณทีทีแอล

#### 3.3.2 ภาคมอดูเลตสัญญาณข้อมูลคอมพิวเตอร์

การมอดูเลตสัญญาณข้อมูลคอมพิวเตอร์ใช้การมอดูเลตแบบออนออฟคีย์อิ่ง โดยนำสัญญาณที่ได้จากคอมพิวเตอร์มาทำการเปลี่ยนระดับสัญญาณทีทีแอลก่อน แล้วมาทำการมอดูเลตกับสัญญาณพาหะ (Carrier Signal) โดยนำสัญญาณพาหะในส่วนของภาคส่งสัญญาณเสียงประมาณ 40 KHz มาเป็นพาหะของภาคมอดูเลตข้อมูลด้วย การมอดูเลตใช้ไอซีแอนด์เกต จากนั้นจึงนำสัญญาณที่ทำการมอดูเลตแล้วไปขับเลเซอร์ไดโอดต่อไป

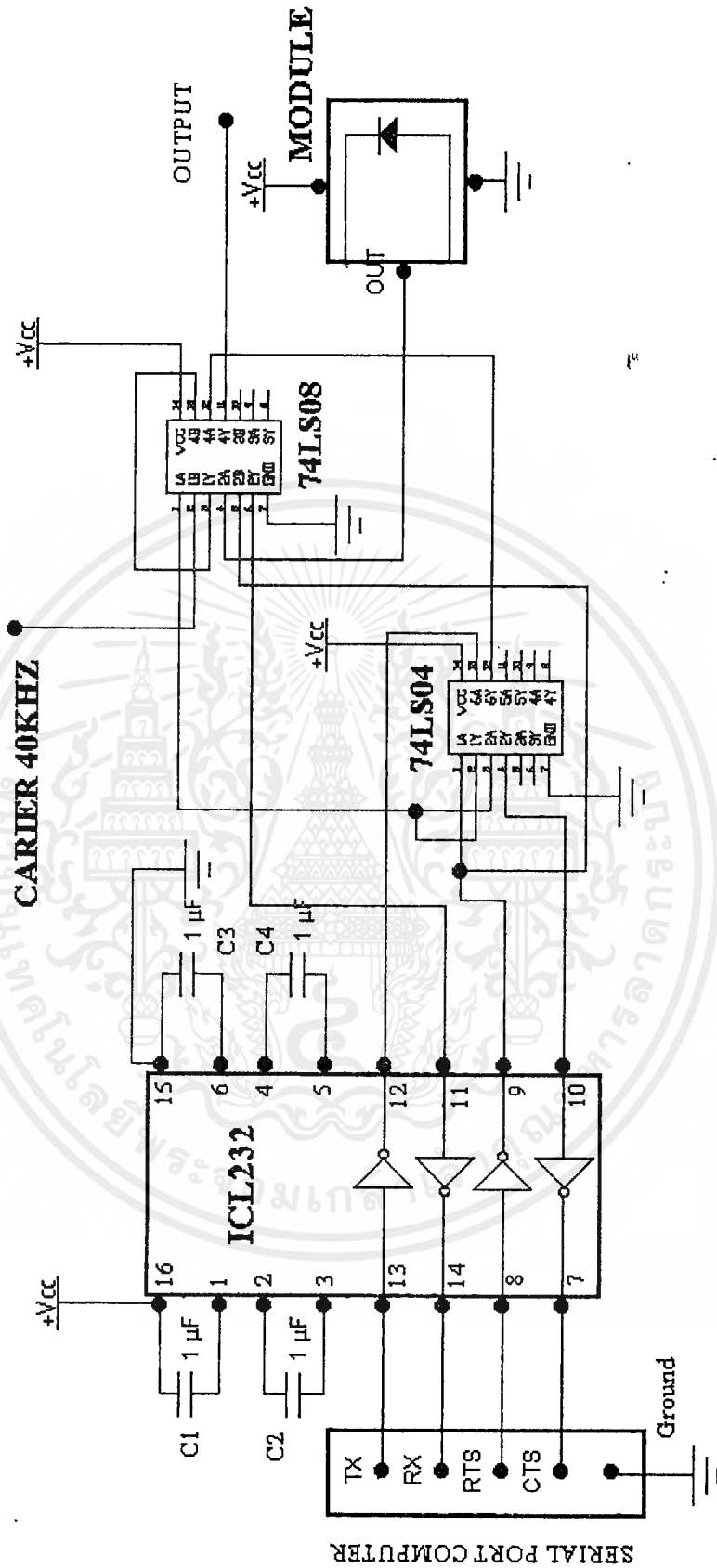


๙

รูปที่ 3.15 แสดงวงจรมอดูเลตแบบอนออฟติคัล

### 3.3.3 ภาครับสัญญาณข้อมูลและภาคตีมอดูเลตชั้น

ส่วนรับสัญญาณข้อมูลนั้นอาศัยส่วนรับของสัญญาณเสียงที่เป็นส่วนขยายสัญญาณที่รับมาได้และนำสัญญาณที่ได้จากภาคเปรียบเทียบสัญญาณ มาเป็นสัญญาณข้อมูลที่ยังไม่ถูกตีมอดูเลตผ่านภาคตีมอดูเลตเตอร์ ซึ่งการตีมอดูเลตสัญญาณนั้นได้นำสัญญาณมาทำการขับอินฟราเรดและใช้โมดูลรับสัญญาณ เพราะ โมดูลจะทำการกำจัดสัญญาณพาหะออกไปเอง จากนั้นเอาต์พุตที่ออกจากโมดูลจากเป็นสัญญาณข้อมูลคอมพิวเตอร์แต่ยังไม่สามารถส่งไปผ่านเข้าพอร์ตอนุกรมได้ทันทีต้องทำการเปลี่ยนระดับสัญญาณก่อน โดยใช้ไอซี ICL232 เปลี่ยนระดับสัญญาณให้เป็นระดับสัญญาณที่ใช้กับ RS232 ก่อน



รูปที่ 3.16 แสดงวงจรรวมทั้งชุดของภาครับ-ส่งข้อมูลคอมพิวเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์โดยมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ภายใต้อิทธิพลของพระราชบัญญัติว่าด้วยการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### การทดลองและผลการทดลอง

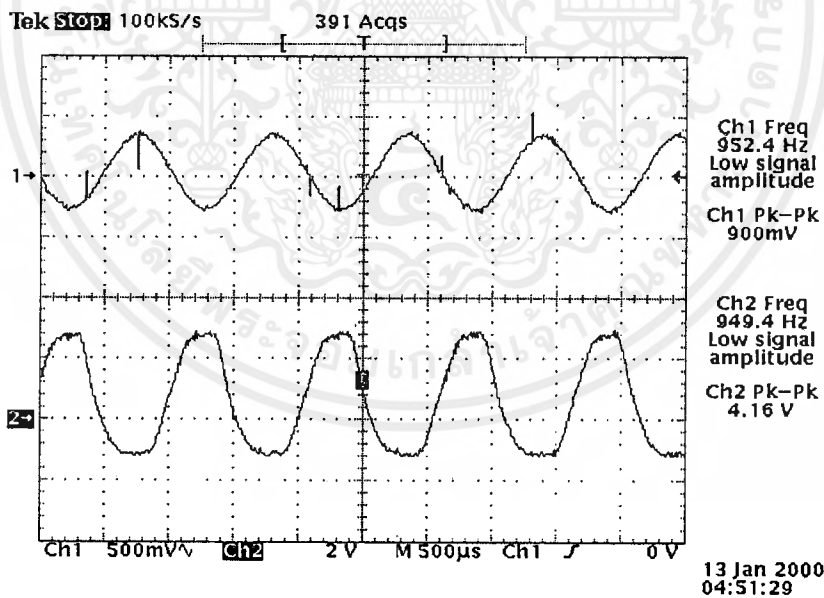
จากการทดลองได้แบ่งการทดลองของแต่ละภาคออกจากกันก่อนทำให้เราสามารถทราบลักษณะการทำงานของแต่ละวงจรได้ และบทที่ 4 นี้จะแสดงรูปผลการทดลองของวงจรส่วนต่างๆ ทั้งหมดทุกส่วน คือ ภาคส่งสัญญาณเสียง ภาครับสัญญาณเสียงและภาครับ-ส่งข้อมูลคอมพิวเตอร์

#### 4.1 ภาคเครื่องส่งสัญญาณเสียง

##### 4.1.1 ภาคขยายสัญญาณส่วนแรก

วงจรขยายส่วนแรกเป็นวงจรขยายสัญญาณแบบ 2 ครั้ง โดยได้ใช้ทรานซิสเตอร์ เบอร์ C1815 ในการทดสอบวงจรนั้นได้ทำการป้อนสัญญาณ จากเครื่องกำเนิดสัญญาณต่างๆ (Function Generator) โดยได้ป้อนสัญญาณคลื่นไซน์ เข้าที่อินพุตของวงจรขยายส่วนแรก และทำการวัดสัญญาณเอาต์พุต เปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุต เพื่อสังเกตรูปร่างของสัญญาณและความผิดเพี้ยนที่อาจจะเกิดขึ้นซึ่งได้ผลการทดลองแสดงในรูปที่ 4.1

รูปที่ 4.1 ช่องที่ 1 แสดงสัญญาณอินพุตที่เป็นคลื่น ไซน์  
ช่องที่ 2 แสดงสัญญาณเอาต์พุตคลื่น ไซน์ที่ถูกขยายแล้ว

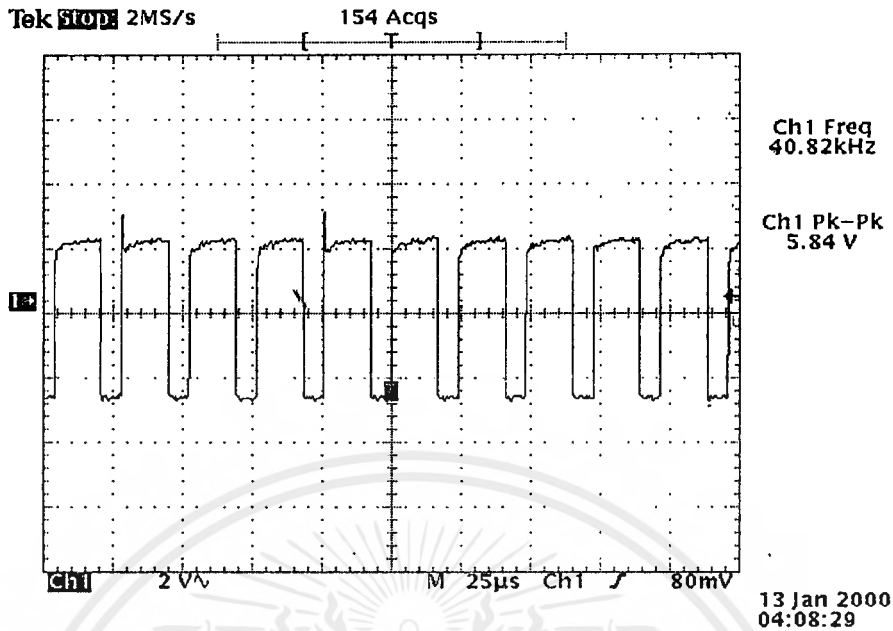


รูปที่ 4.1 แสดงรูปสัญญาณที่ผ่านภาคขยายสัญญาณส่วนแรก เมื่อสัญญาณอินพุตเป็นคลื่น ไซน์

##### 4.1.2 ภาคมอดูเลเตอร์แบบการมอดูเลตตำแหน่งพัลส์

วงจรมอดูเลเตอร์แบบตำแหน่งพัลส์ใช้ ไอซีไทเมอร์เบอร์ 555 เป็นตัวผลิตความถี่แบบพัลส์ ซึ่งใช้เป็นความถี่พาหะมีค่ากลางประมาณ 40 KHz ซึ่งในขณะที่ไม่มีสัญญาณอินพุตนั้นตำแหน่งของพัลส์จะไม่เปลี่ยนแปลงแสดงดังรูปที่ 4.2 ที่ช่องสัญญาณที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้สำหรับนักเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

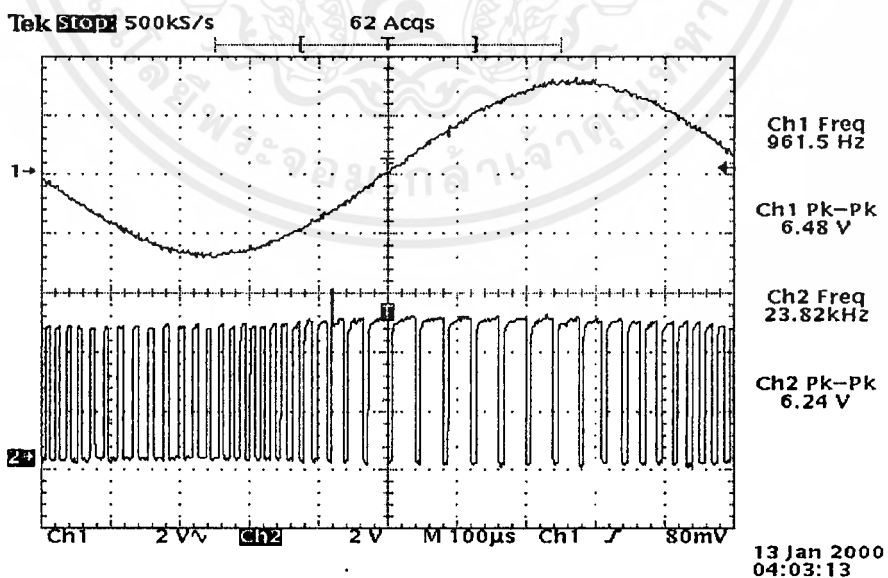


รูปที่ 4.2 แสดงรูปสัญญาณออสซิลเลตแบบพัลส์ที่ได้จาก ไอซีไทเมอร์เบอร์ 555

จากนั้นได้ป้อนสัญญาณคลื่นไซน์ที่ผ่านวงจรขยายสัญญาณในส่วนแรกแล้ว เข้าไปที่อินพุตของ วงจรมอดูเลเตอร์ของเพื่อทำการมอดูเลต และทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุต คลื่นไซน์เพื่อสังเกตลักษณะการเปลี่ยนแปลงของตำแหน่งพัลส์ ได้ผลดังแสดงรูปสัญญาณ ได้ดังรูปที่ 4.3

รูปที่ 4.3 ช่องที่ 1 แสดงรูปสัญญาณอินพุตที่เป็นคลื่นไซน์

ช่องที่ 2 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านการมอดูเลตแบบตำแหน่งพัลส์แล้ว



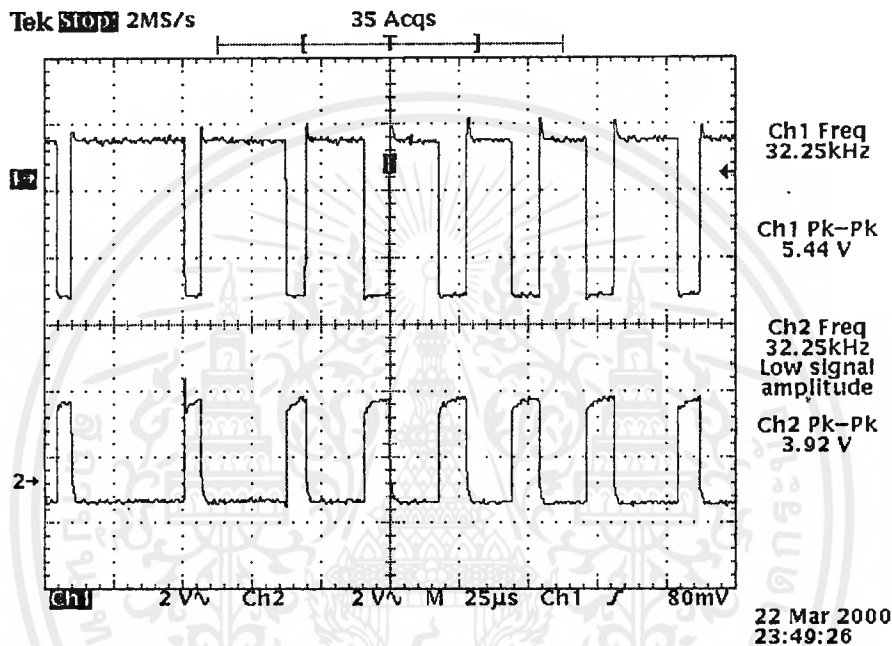
รูปที่ 4.3 แสดงรูปสัญญาณอินพุตคลื่นไซน์และสัญญาณเอาต์พุตที่มอดูเลตกับสัญญาณอินพุตแล้ว

### 4.1.3 ภาคขับอุปกรณ์ส่งแสง

วงจรขับอุปกรณ์ส่งแสงใช้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรมอดูเลเตอร์แบบการมอดูเลตตำแหน่งพัลส์ ป้อนเข้าที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์เบอร์ C1815 ซึ่งใช้เป็นอินพุตของวงจรขับอุปกรณ์ส่งแสงและที่ขาคอนเนคเตอร์ ได้ต่ออุปกรณ์ส่งแสงซึ่งใช้เป็นเลเซอร์ไดโอดไว้ ทำให้สัญญาณที่ตกคร่อมเลเซอร์ไดโอดเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณอินพุตที่เข้ามา และทำให้ความเข้มของแสงเกิดการเปลี่ยนแปลงซึ่งสัญญาณที่ตกคร่อมเลเซอร์ไดโอดแสดงดังรูป 4.4

รูปที่ 4.4 ช่องที่ 1 แสดงสัญญาณอินพุตที่เข้ามาที่วงจรขับอุปกรณ์ส่งแสง

ช่องที่ 2 แสดงสัญญาณที่ตกคร่อมเลเซอร์ไดโอดซึ่งเป็นสัญญาณที่ส่งออกไป



รูปที่ 4.4 แสดงรูปสัญญาณที่ตกคร่อมเลเซอร์ไดโอดซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณอินพุตที่เข้ามา

## 4.2 ภาคเครื่องรับสัญญาณเสียง

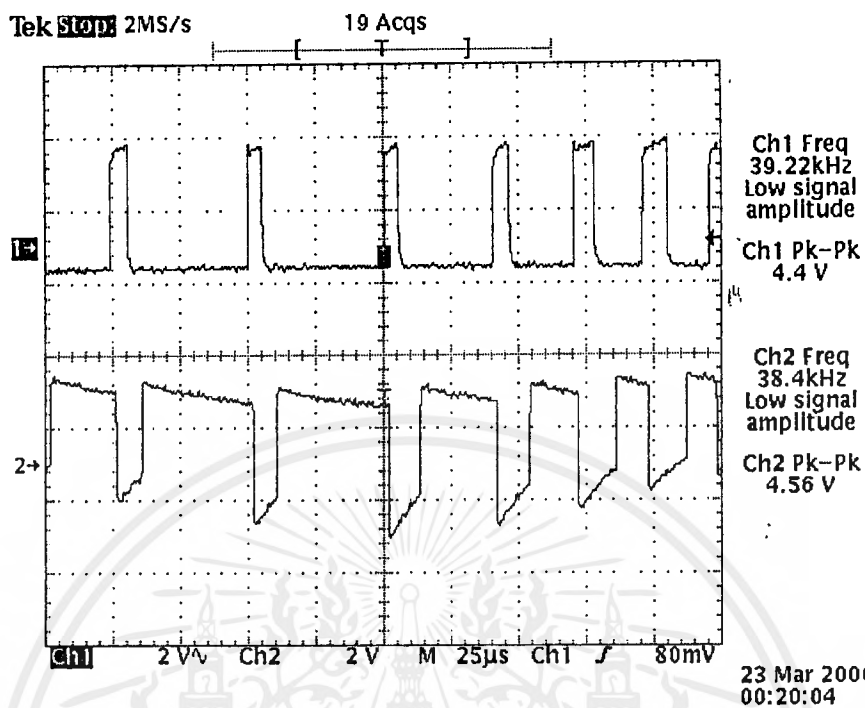
ในการทดสอบเครื่องรับนั้น ได้ทำการรับสัญญาณที่ส่งมาจากภาคส่งและใช้อุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณแสงไฟได้ดีเทคเตอร์รับสัญญาณเข้ามา ซึ่งที่ภาครับสัญญาณเสียงนั้นประกอบด้วยภาคต่างๆ ที่ทำหน้าที่ต่างๆ กัน จึงได้ทำการทดสอบวัดสัญญาณของแต่ละวงจรดังต่อไปนี้

### 4.2.1 ภาครับสัญญาณแสงและภาคขยายสัญญาณแบบมีการป้อนกลับ

ภาคนี้เป็นการรับสัญญาณแสงที่ส่งมาจากภาคส่งสัญญาณเสียง และขยายสัญญาณด้วยวงจรขยายสัญญาณแบบมีการป้อนกลับเพื่อไม่ให้สัญญาณเอาต์พุตที่ถูกขยายขึ้นกับความเข้มของสัญญาณแสงที่เข้ามาหลังจากที่สัญญาณแสงถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณไฟฟ้าแล้ว ในเบื้องต้นทำการทดสอบโดยใช้สัญญาณคลื่นไซน์เป็นสัญญาณอินพุตที่ภาคส่ง แล้วทำการวัดสัญญาณที่ส่งมาเทียบกับสัญญาณที่รับได้และถูกขยายแล้วโดยวงจรขยายแบบมีการป้อนกลับ

รูปที่ 4.5 ช่องที่ 1 แสดงรูปสัญญาณที่ส่งมาจากภาคส่ง

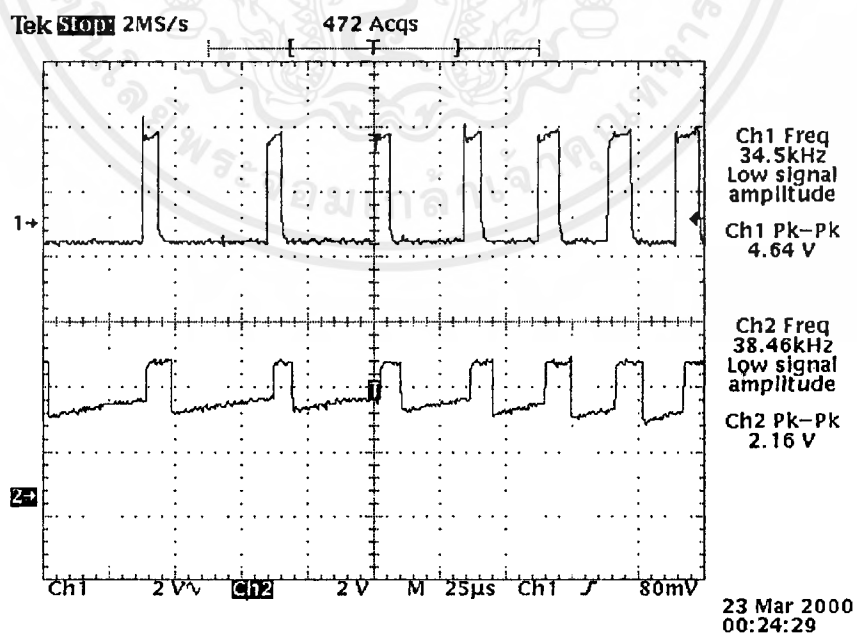
ช่องที่ 2 แสดงรูปสัญญาณที่ภาครับที่ถูกขยายแล้ว โดยวงจรขยายแบบมีการป้อนกลับ



รูปที่ 4.5 แสดงรูปสัญญาณที่ผ่านการขยายแล้วที่ภาครับเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ภาคส่ง

#### 4.2.2 ภาคขยายสัญญาณแบบคิฟเฟอร์เร็นเชียลแอมพลิฟายเออร์

วงจรขยายสัญญาณแบบคิฟเฟอร์เร็นเชียลแอมพลิฟายเออร์นี้ใช้สัญญาณที่ได้จากวงจรขยายแบบมีการป้อนกลับมาทำการขยายสัญญาณอีกครั้งหนึ่งผลการขยายสัญญาณแสดงดังรูปที่ 4.6



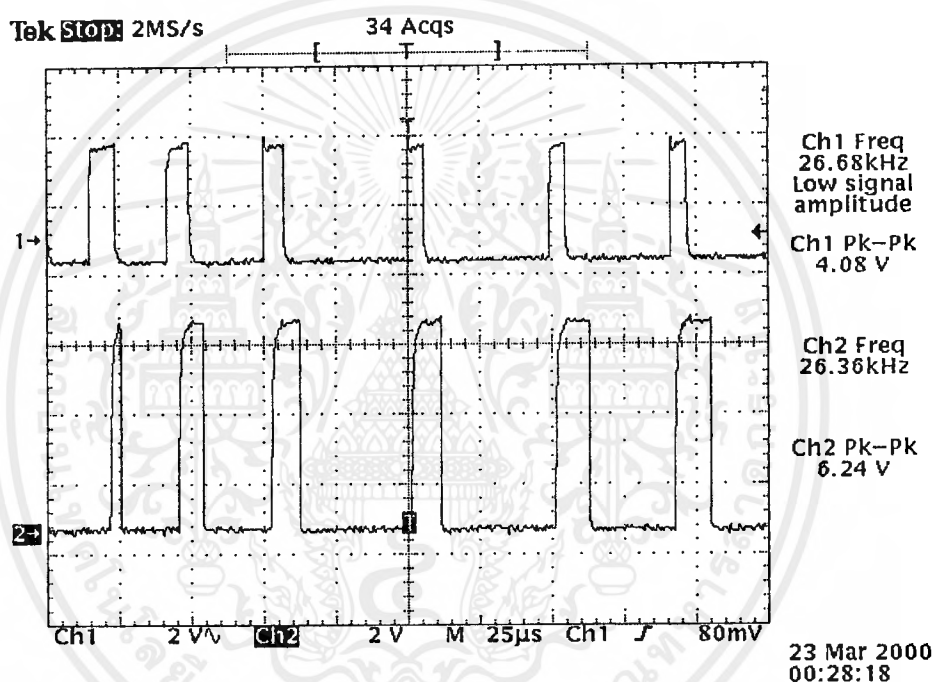
รูปที่ 4.6 แสดงรูปสัญญาณที่ขยายแล้วโดยวงจรขยายสัญญาณแบบคิฟเฟอร์เร็นเชียลแอมพลิฟายเออร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.3 ภาคเปรียบเทียบสัญญาณเพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ใหม่

จุดประสงค์ของภาคนี้คือจะพยายามที่จะสร้างพัลส์ขึ้นมาโดยให้เหมือนกับสัญญาณทางภาคส่ง โดยอาศัยสัญญาณอินพุตที่รับเข้ามา ซึ่งวงจรเปรียบเทียบสัญญาณเพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ใหม่ได้ใช้ไอซีเบอร์ LM311 ทำการเปรียบเทียบสัญญาณอินพุตกับสัญญาณอ้างอิงที่ได้กำหนดไว้แล้ว ในการทดสอบวงจรนั้นได้ทำการรับส่งสัญญาณจริง ผลของสัญญาณเอาต์พุตแสดงดังรูป 4.7 โดยวัดสัญญาณเปรียบเทียบกันระหว่างสัญญาณพัลส์ทางด้านภาคส่งสัญญาณเสียงและเอาต์พุตที่ได้จากภาคนี้

รูปที่ 4.7 ช่องที่ 1 แสดงรูปสัญญาณพัลส์ที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบสัญญาณที่ภาครับ  
ช่องที่ 2 แสดงรูปสัญญาณพัลส์ที่ภาคส่ง



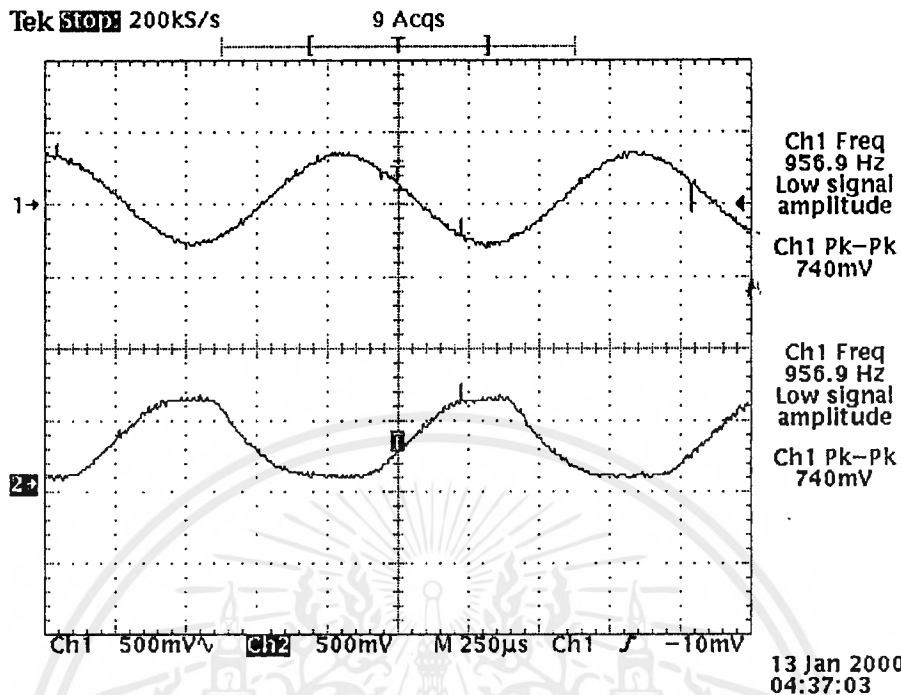
รูปที่ 4.7 แสดงรูปสัญญาณพัลส์ที่ภาคส่งได้ส่งมาและสัญญาณพัลส์ที่ภาครับเปรียบเทียบกัน

#### 4.2.4 ภาคคิมอดูเลเตอร์แบบเฟสล็อกกลูป

เอาต์พุตที่ได้จากภาคนี้ได้อาศัยสัญญาณที่เกิดจากการเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณอินพุตที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบสัญญาณเพื่อสร้างพัลส์ใหม่กับสัญญาณพัลส์ความถี่กลางซึ่งมีค่าประมาณ 40 KHz ซึ่งเท่ากับความถี่พาหะที่ใช้ที่ภาคส่งสัญญาณเสียง วงจรคิมอดูเลเตอร์แบบเฟสล็อกกลูปใช้ไอซีเบอร์ MCI4046BCP ในการทดสอบวงจรนั้นได้ทำการส่งสัญญาณที่มอดูเลตกับสัญญาณคลื่นไซน์และทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นไซน์ที่นำมามอดูเลตทางภาคส่งผลที่ได้แสดงในรูปที่ 4.8 สังเกตได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ช่องที่ 2 ที่ได้มีความใกล้เคียงกับสัญญาณอินพุตมากแต่ข้อจำกัดของวงจรก็ยังมีคือได้ทำการเพิ่มความถี่คลื่นไซน์ขึ้นเรื่อยๆ พบว่าถ้าความถี่สูงขึ้น นั้นวงจรนี้จะคิมอดูเลตสัญญาณกลับมาไม่ได้ สัญญาณที่ได้จะผิดเพี้ยนมากขึ้นเรื่อยๆ ตามความถี่ที่สูงขึ้น

รูปที่ 4.8 ช่องที่ 1 แสดงรูปสัญญาณไซน์ที่นำมามอดูเลตที่ภาคส่ง

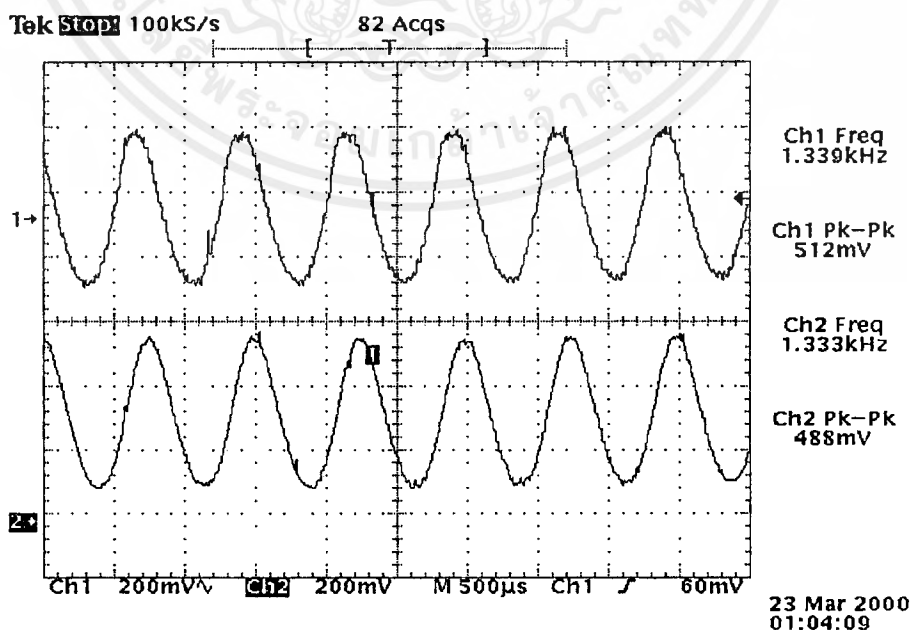
ช่องที่ 2 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากภาคตีมอดูเลเตอร์แบบเฟสล็อกถู



รูปที่ 4.8 แสดงรูปสัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ที่ภาคส่งเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ถูกตีมอดูเลต

#### 4.2.5 ภาคกรองความถี่ต่ำผ่าน

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านใช้ไอซีออปแอมป์เบอร์ LM741 ประกอบกันเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ 2 ออเดอร์ (Second Order) โดยมีความถี่คัทออฟ (Cut off Frequency) ประมาณ 3.4 KHz ในการทดสอบวงจรมันได้ทำการป้อนสัญญาณที่ได้จากภาคตีมอดูเลเตอร์และวัดสัญญาณเอาต์พุตเปรียบเทียบกัน

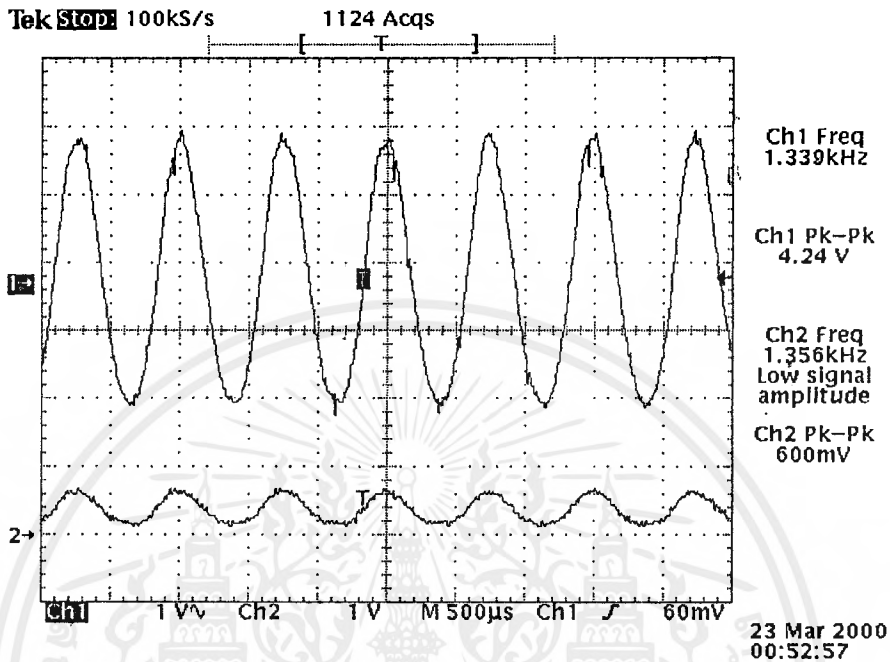


รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 3.4 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.6 ภาคขยายสัญญาณออคิโอ

ภาคนี้ทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ผ่านการคิมอดูเลตแล้ว ซึ่งเป็นสัญญาณเสียงที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อกำจัดสัญญาณรบกวน เพื่อให้สัญญาณเสียงมีขนาดแรงมากพอที่จะไปขับลำโพง ทำการทดสอบ โดยป้อนสัญญาณคลื่น ไซน์และวัดสัญญาณเอาต์พุตเปรียบเทียบกับกันแสดงในรูปที่ 4.10

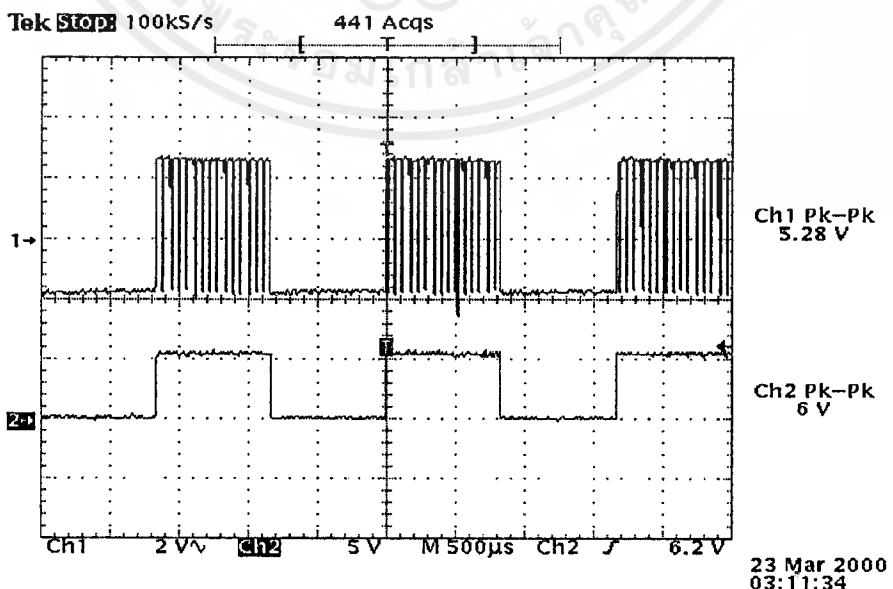


รูปที่ 4.10 แสดงรูปสัญญาณคลื่น ไซน์ที่ผ่านการขยายโดยวงจรขยายสัญญาณเสียง

#### 4.3 ภาครับ-ส่งข้อมูลคอมพิวเตอร์

##### 4.3.1 ภาคมอดูเลตข้อมูลคอมพิวเตอร์แบบอน-ออฟคีย์อิง

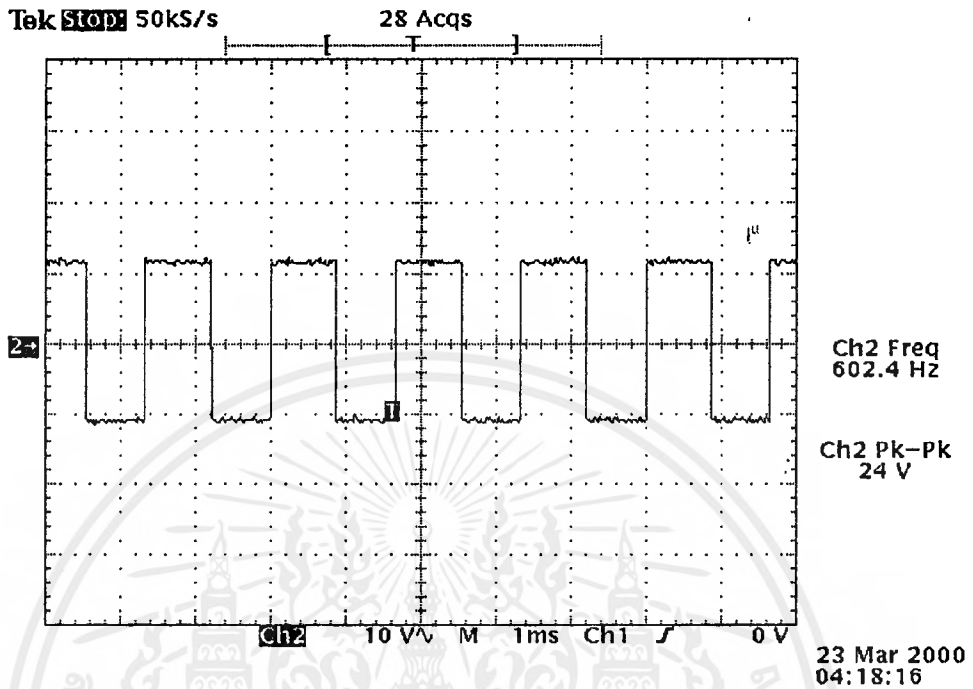
วงจรในส่วนนี้ใช้สัญญาณข้อมูลที่ได้จากพอร์ตอนุกรมมาทำการแอนด์กันระหว่างสัญญาณพัลส์ 40 KHz ผลที่ได้จากวงจรนี้แสดงในรูป 4.11 ช่องที่ 1 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของวงจร ช่องที่ 2 แสดงรูปสัญญาณข้อมูลที่นำมามอดูเลต



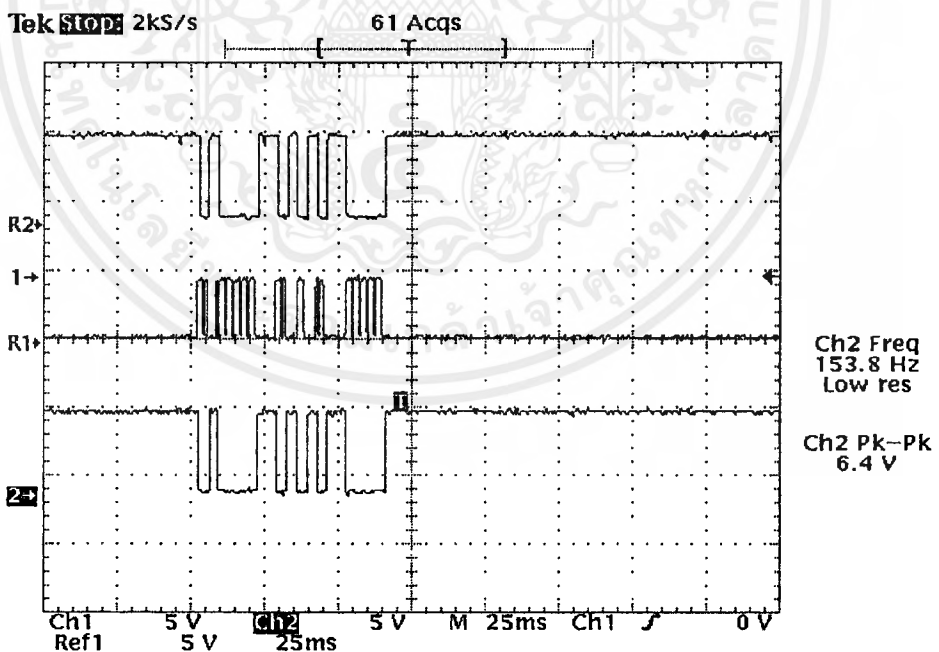
รูปที่ 4.11 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตที่จากภาคมอดูเลตแบบอน-ออฟคีย์อิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.2 ในการทดลองส่งข้อมูลระหว่างคอมพิวเตอร์ทางพอร์ตอนุกรม โดยผ่านแสงเลเซอร์ระยะ ในการทดลองเบื้องต้นในระยะ 3 เมตร ทำการทดลองโดยป้อนสัญญาณพัลส์ความถี่ 600 Hz ได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 แสดงรูปสัญญาณในการส่งข้อมูลที่เครื่องรับ



รูปที่ 4.13 แสดงรูปสัญญาณการส่งและรับข้อมูล โดยใช้การมอดูเลตแบบ ออน-ออฟคีย์อิง

## ผลการทดลองภาคส่งเสียง

ระยะทาง (เมตร)	คุณภาพเสียง
5	ชัดเจน
10	ชัดเจน
15	ชัดเจน
20	ชัดเจน
25	ชัดเจน
30	ชัดเจน
35	ชัดเจน
40	รับฟังได้ดี
45	รับฟังได้ดี
50	มีเสียงรบกวนแต่รับฟังได้
55	มีเสียงรบกวนแต่รับฟังได้

ตารางที่ 4.1 แสดงระยะทางที่ใช้ส่งสัญญาณเสียง

## ผลการทดลองภาคส่งข้อมูลคอมพิวเตอร์

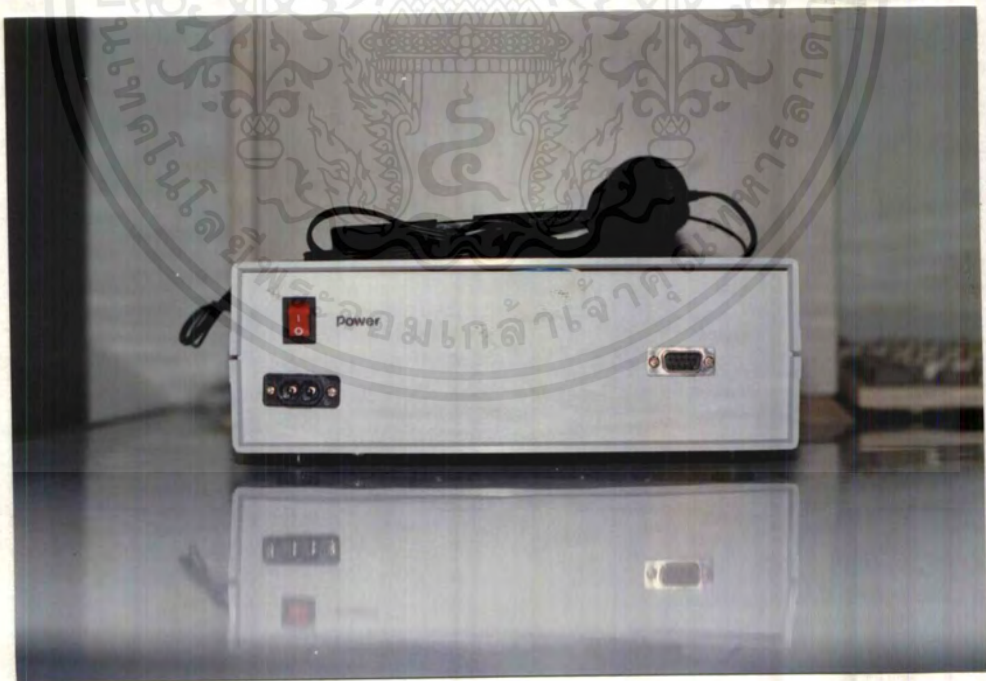
อัตราบอด	ความถูกต้องในการรับข้อมูล
300	รับข้อมูลถูกต้อง 100 %
600	รับข้อมูลผิดพลาดที่อักขรตัวแรกและนอกนั้นถูกต้อง 100 %
1200	รับข้อมูลถูกต้อง 0 %
2400	รับข้อมูลถูกต้อง 0 %

ตารางที่ 4.2 แสดงอัตราบอดที่ใช้ในการส่งข้อมูลคอมพิวเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

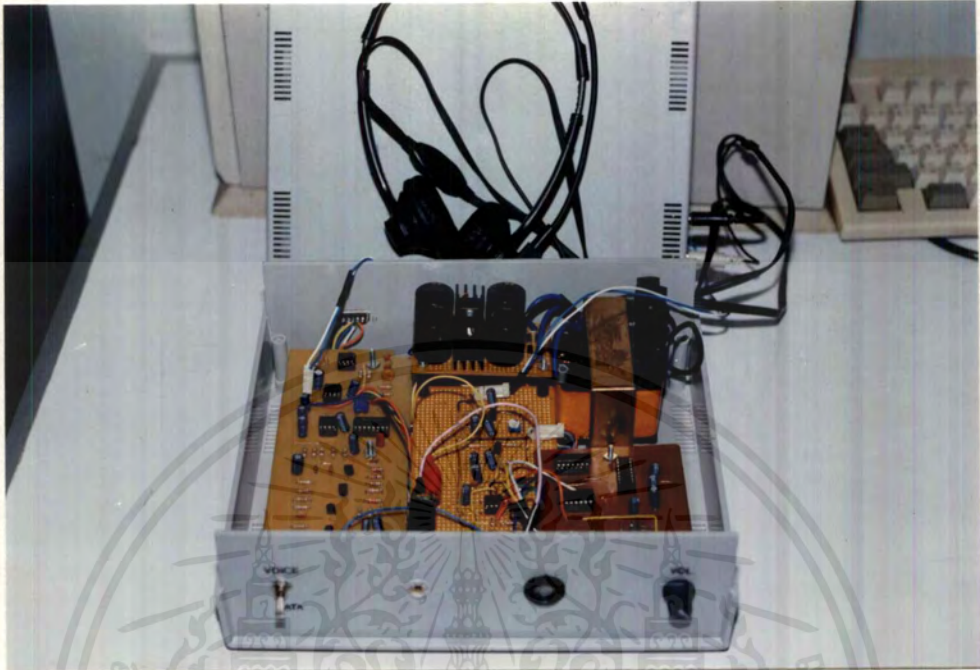


รูปที่ 4.14 ชิ้นงาน



รูปที่ 4.15 ชิ้นงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.16 ชิ้นงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### บทวิจารณ์และบทสรุป

ในการสร้างเครื่องส่งสัญญาณข้อมูลและเครื่องรับสัญญาณข้อมูลที่ใช้แสงเป็นพาหะ โดยได้อาศัยอากาศเป็นตัวกลางนั้น โครงการสามารถทำงานได้ตามที่ออกแบบไว้ การใช้เลเซอร์ในการส่งสัญญาณนั้นทำให้สามารถส่งสัญญาณไปได้ไกลมากขึ้น แต่เนื่องจากการส่งสัญญาณไปในอากาศทำให้ประสิทธิภาพในการส่งนั้นมีขีดจำกัด ข้อเสียของโครงการนี้คือในโหมดการส่งสัญญาณข้อมูลคอมพิวเตอร์นั้นไม่สามารถส่งในอัตรการส่งข้อมูลที่สูงได้ ส่วนข้อดีนั้นคือสามารถส่งสัญญาณได้ไกลในโหมดส่งสัญญาณเสียงพูดนั้น คุณภาพของเสียงในระยะทางที่ยังสามารถรับสัญญาณแสงจากเครื่องส่งได้มีคุณภาพดีเป็นที่พอใจ

แนวทางในการพัฒนาโครงการคือ ต้องใช้อุปกรณ์กำเนิดสัญญาณแสงและตัวรับสัญญาณแสงให้มีคุณภาพมากกว่านี้ เพื่อที่จะสามารถเพิ่มระยะทางให้ไกลขึ้น และเพิ่มอัตรการส่งข้อมูลคอมพิวเตอร์ให้มากขึ้น





ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- Timing From Microseconds to Hours
- Astable or Monostable Operation
- Adjustable Duty Cycle
- TTL-Compatible Output Can Sink or Source up to 200 mA
- Functionally Interchangeable With the Signetics NE555, SA555, SE555, SE555C; Have Same Pinout

**SE555C FROM TI IS NOT RECOMMENDED FOR NEW DESIGNS**

## description

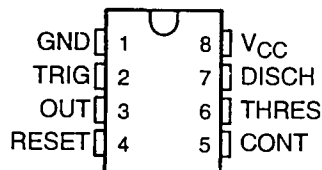
These devices are precision monolithic timing circuits capable of producing accurate time delays or oscillation. In the time-delay or monostable mode of operation, the timed interval is controlled by a single external resistor and capacitor network. In the astable mode of operation, the frequency and duty cycle may be independently controlled with two external resistors and a single external capacitor.

The threshold and trigger levels are normally two-thirds and one-third, respectively, of  $V_{CC}$ . These levels can be altered by use of the control voltage terminal. When the trigger input falls below the trigger level, the flip-flop is set and the output goes high. If the trigger input is above the trigger level and the threshold input is above the threshold level, the flip-flop is reset and the output is low. RESET can override all other inputs and can be used to initiate a new timing cycle. When RESET goes low, the flip-flop is reset and the output goes low. Whenever the output is low, a low-impedance path is provided between DISCH and ground.

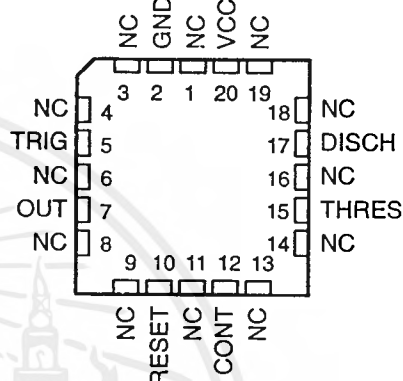
The output circuit is capable of sinking or sourcing current up to 200 mA. Operation is specified for supplies of 5 V to 15 V. With a 5-V supply, output levels are compatible with TTL inputs.

The NE555 is characterized for operation from 0°C to 70°C. The SA555 is characterized for operation from -40°C to 85°C. The SE555 and SE555C are characterized for operation over the full military range of -55°C to 125°C.

D, JG, OR P PACKAGE  
(TOP VIEW)



FK PACKAGE  
(TOP VIEW)



NC—No internal connection

## AVAILABLE OPTIONS

$T_A$	PACKAGE					CHIP FORM (Y)
	$V_{THRES} \max$ $V_{CC} = 15 V$	SMALL OUTLINE (D)	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (J)	PLASTIC DIP (P)	
0°C to 70°C	11.2 V	NE555D			NE555P	NE555Y
-40°C to 85°C	11.2 V	SA555D			SA555P	
-55°C to 125°C	10.6 V	SE555D	SE555FK	SE555JG	SE555P	
	11.2 V	SE555CD	SE555CFK	SE555CJG	SE555CP	

The D package is available taped and reeled. Add the suffix R to the device type (e.g., NE555DR).

# NE555, NE555Y, SA555, SE555, SE555C PRECISION TIMERS

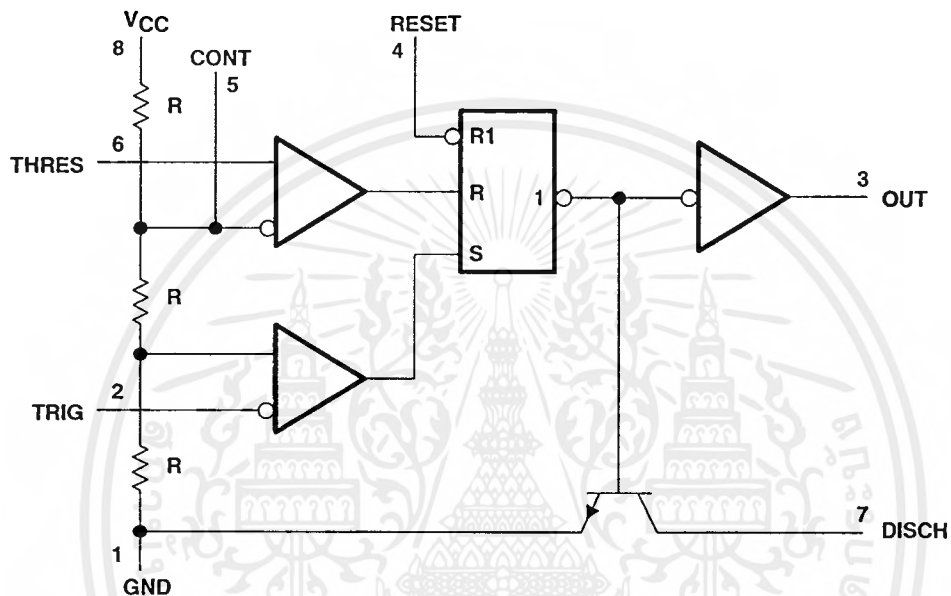
SLFS022 – SEPTEMBER 1973 – REVISED FEBRUARY 1992

FUNCTION TABLE

RESET	TRIGGER VOLTAGE†	THRESHOLD VOLTAGE†	OUTPUT	DISCHARGE SWITCH
Low	Irrelevant	Irrelevant	Low	On
High	$< 1/3 V_{DD}$	Irrelevant	High	Off
High	$> 1/3 V_{DD}$	$> 2/3 V_{DD}$	Low	On
High	$> 1/3 V_{DD}$	$< 2/3 V_{DD}$	As previously established	

† Voltage levels shown are nominal.

## functional block diagram



RESET can override TRIG, which can override THRES.  
Pin numbers shown are for the D, JG, and P packages only.



TEXAS  
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้อัดแปลงหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# NE555, NE555Y, SA555, SE555, SE555C PRECISION TIMERS

SLFS022 – SEPTEMBER 1973 – REVISED FEBRUARY 1992

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

Supply voltage, $V_{CC}$ (See Note 1)	18 V
Input voltage (CONT, RESET, THRES, and TRIG)	$V_{CC}$
Output current	$\pm 225$ mA
Continuous total dissipation	See Dissipation Rating Table
Operating free-air temperature range: NE555	0°C to 70°C
SA555	-40°C to 85°C
SE555, SE555C	-55°C to 125°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C
Case temperature for 60 seconds: FK package	260°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: D or P package	260°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds: JG package	300°C

NOTE 1: All voltage values are with respect to network ground terminal.

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A \leq 25^\circ\text{C}$ POWER RATING	DERATING FACTOR ABOVE $T_A = 25^\circ\text{C}$	$T_A = 70^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 85^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 125^\circ\text{C}$ POWER RATING
D	725 mW	5.8 mW/°C	464 mW	377 mW	N/A
FK	1375 mW	11.0 mW/°C	880 mW	715 mW	275 mW
JG (SE555, SE555C)	1050 mW	8.4 mW/°C	672 mW	546 mW	210 mW
JG (SA555, NE555C)	825 mW	6.6 mW/°C	528 mW	429 mW	N/A
P	1000 mW	8.0 mW/°C	640 mW	520 mW	N/A

## recommended operating conditions

	NE555		SA555		SE555		SE555C		UNIT
	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	
Supply voltage, $V_{CC}$	4.5	16	4.5	16	4.5	18	4.5	16	V
Input voltage (CONT, RESET, THRES, and TRIG)	$V_{CC}$		$V_{CC}$		$V_{CC}$		$V_{CC}$		V
Output current	$\pm 200$		$\pm 200$		$\pm 200$		$\pm 200$		mA
Operating free-air temperature, $T_A$	0	70	-40	85	-55	125	-55	125	°C



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับก... ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิใช้... ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

electrical characteristics,  $V_{CC} = 5\text{ V to }15\text{ V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$  (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE555			NE555, SA555, SE555C			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
THRES voltage level	$V_{CC} = 15\text{ V}$	9.4	10	10.6	8.8	10	11.2	V
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	2.7	3.3	4	2.4	3.3	4.2	
THRES current (see Note 2)		30	250		30	250	nA	
TRIG voltage level	$V_{CC} = 15\text{ V}$	4.8	5	5.2	4.5	5	5.6	V
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	1.45	1.67	1.9	1.1	1.67	2.2	
TRIG current	TRIG at 0 V	0.5	0.9		0.5	2	$\mu\text{A}$	
RESET voltage level		0.3	0.7	1	0.3	0.7	1	V
RESET current	RESET at $V_{CC}$	0.1	0.4		0.1	0.4	mA	
	RESET at 0 V	-0.4	-1		-0.4	-1.5		
DISCH switch off-state current		20	100		20	100	nA	
CONT voltage (open circuit)	$V_{CC} = 15\text{ V}$	9.6	10	10.4	9	10	11	V
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	2.9	3.3	3.8	2.6	3.3	4	
Low-level output voltage	$V_{CC} = 15\text{ V}$	$I_{OL} = 10\text{ mA}$	0.1	0.15		0.1	0.25	V
		$I_{OL} = 50\text{ mA}$	0.4	0.5		0.4	0.75	
		$I_{OL} = 100\text{ mA}$	2	2.2		2	2.5	
		$I_{OL} = 200\text{ mA}$	2.5			2.5		
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	$I_{OL} = 5\text{ mA}$	0.1	0.2		0.1	0.35	
		$I_{OL} = 8\text{ mA}$	0.15	0.25		0.15	0.4	
High-level output voltage	$V_{CC} = 15\text{ V}$	$I_{OH} = -100\text{ mA}$	13	13.3		12.75	13.3	V
		$I_{OH} = -200\text{ mA}$		12.5			12.5	
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	$I_{OH} = -100\text{ mA}$	3	3.3		2.75	3.3	
Supply current	Output low, No load	$V_{CC} = 15\text{ V}$	10	12		10	15	mA
		$V_{CC} = 5\text{ V}$	3	5		3	6	
	Output high, No load	$V_{CC} = 15\text{ V}$	9	10		9	13	
		$V_{CC} = 5\text{ V}$	2	4		2	5	

NOTE 2: This parameter influences the maximum value of the timing resistors  $R_A$  and  $R_B$  in the circuit of Figure 12. For example, when  $V_{CC} = 5\text{ V}$ , the maximum value is  $R = R_A + R_B = 3.4\text{ M}\Omega$ , and for  $V_{CC} = 15\text{ V}$ , the maximum value is  $10\text{ M}\Omega$ .

operating characteristics,  $V_{CC} = 5\text{ V and }15\text{ V}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	SE555			NE555, SA555, SE555C			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Initial error of timing interval‡	Each timer, monostable§	$T_A = 25^\circ\text{C}$			0.5%	1.5%	1%	3%
	Each timer, astable¶				1.5%	2.25%		
Temperature coefficient of timing interval	Each timer, monostable§	$T_A = \text{MIN to MAX}$			30	100	50	ppm/°C
	Each timer, astable¶				90	150		
Supply voltage sensitivity of timing interval	Each timer, monostable§	$T_A = 25^\circ\text{C}$			0.05	0.2	0.1	0.5
	Each timer, astable¶				0.15		0.3	
Output pulse rise time	$C_L = 15\text{ pF}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$				100	200	100	300
Output pulse fall time					100	200	100	300

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ Timing interval error is defined as the difference between the measured value and the average value of a random sample from each process run.

§ Values specified are for a device in a monostable circuit similar to Figure 9, with component values as follow:  $R_A = 2\text{ k}\Omega$  to  $100\text{ k}\Omega$ ,  $C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$ .

¶ Values specified are for a device in an astable circuit similar to Figure 12, with component values as follow:  $R_A = 1\text{ k}\Omega$  to  $100\text{ k}\Omega$ ,  $C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$ .



# NE555, NE555Y, SA555, SE555, SE555C PRECISION TIMERS

SLFS022 – SEPTEMBER 1973 – REVISED FEBRUARY 1992

## electrical characteristics, $V_{CC} = 5\text{ V}$ to $15\text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT	
THRES voltage level	$V_{CC} = 15\text{ V}$	8.8	10	11.2	V	
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	2.4	3.3	4.2		
THRES current (see Note 2)			30	250	nA	
TRIG voltage level	$V_{CC} = 15\text{ V}$	4.5	5	5.6	V	
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	1.1	1.67	2.2		
TRIG current	TRIG at 0 V		0.5	2	$\mu\text{A}$	
RESET voltage level		0.3	0.7	1	V	
RESET current	RESET at $V_{CC}$		0.1	0.4	mA	
	RESET at 0 V		-0.4	-1.5		
DISCH switch off-state current			20	100	nA	
CONT voltage (open circuit)	$V_{CC} = 15\text{ V}$	9	10	11	V	
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	2.6	3.3	4		
Low-level output voltage	$V_{CC} = 15\text{ V}$	$I_{OL} = 10\text{ mA}$		0.1	0.25	V
		$I_{OL} = 50\text{ mA}$		0.4	0.75	
		$I_{OL} = 100\text{ mA}$		2	2.5	
		$I_{OL} = 200\text{ mA}$		2.5		
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	$I_{OL} = 5\text{ mA}$		0.1	0.35	
		$I_{OL} = 8\text{ mA}$		0.15	0.4	
High-level output voltage	$V_{CC} = 15\text{ V}$	$I_{OH} = -100\text{ mA}$	12.75	13.3	V	
		$I_{OH} = -200\text{ mA}$		12.5		
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	$I_{OH} = -100\text{ mA}$	2.75	3.3		
Supply current	Output low, No load	$V_{CC} = 15\text{ V}$		10	15	mA
		$V_{CC} = 5\text{ V}$		3	6	
	Output high, No load	$V_{CC} = 15\text{ V}$		9	13	
		$V_{CC} = 5\text{ V}$		2	5	

NOTE 2: This parameter influences the maximum value of the timing resistors  $R_A$  and  $R_B$  in the circuit of Figure 12. For example, when  $V_{CC} = 5\text{ V}$ , the maximum value is  $R = R_A + R_B = 3.4\text{ M}\Omega$ , and for  $V_{CC} = 15\text{ V}$ , the maximum value is  $10\text{ M}\Omega$ .

## operating characteristics, $V_{CC} = 5\text{ V}$ and $15\text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Initial error of timing interval†	Each timer, monostable‡		1%	3%	
	Each timer, astable§		2.25%		
Supply voltage sensitivity of timing interval	Each timer, monostable‡		0.1	0.5	%V
	Each timer, astable§		0.3		
Output pulse rise time	$C_L = 15\text{ pF}$		100	300	ns
Output pulse fall time			100	300	

† Timing interval error is defined as the difference between the measured value and the average value of a random sample from each process run.

‡ Values specified are for a device in a monostable circuit similar to Figure 9, with component values as follow:  $R_A = 2\text{ k}\Omega$  to  $100\text{ k}\Omega$ ,  $C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$ .

§ Values specified are for a device in an astable circuit similar to Figure 12, with component values as follow:  $R_A = 1\text{ k}\Omega$  to  $100\text{ k}\Omega$ ,  $C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$ .



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้  
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TYPICAL CHARACTERISTICS†

LOW-LEVEL OUTPUT VOLTAGE  
vs  
LOW-LEVEL OUTPUT CURRENT

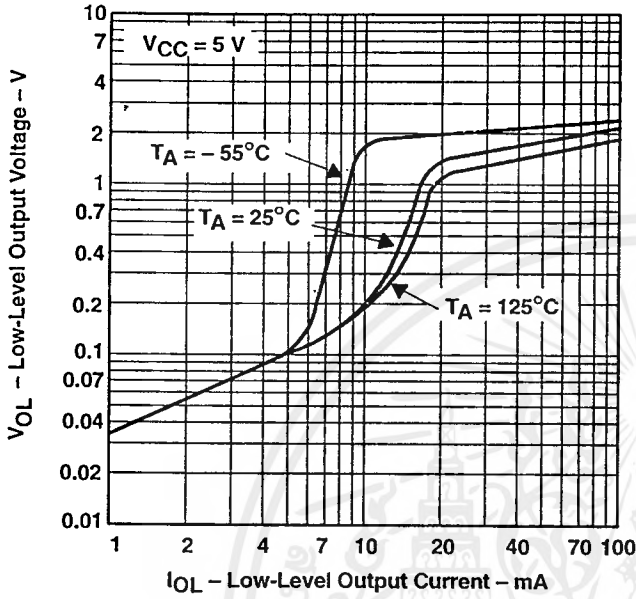


Figure 1

LOW-LEVEL OUTPUT VOLTAGE  
vs  
LOW-LEVEL OUTPUT CURRENT

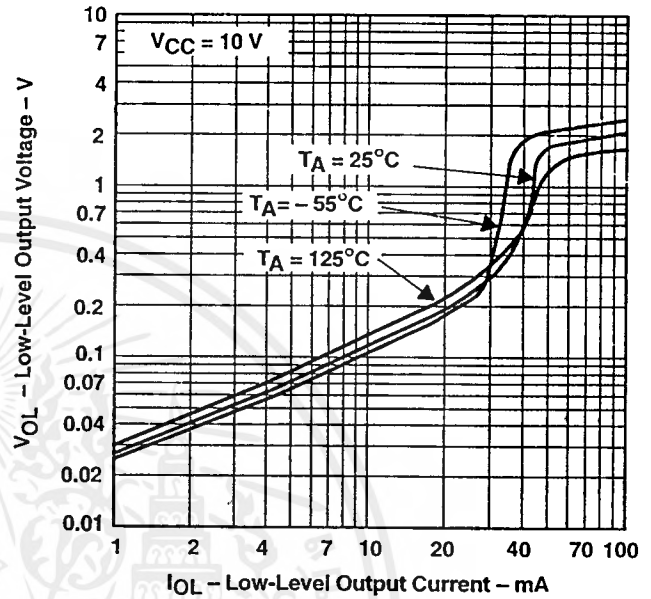


Figure 2

LOW-LEVEL OUTPUT VOLTAGE  
vs  
LOW-LEVEL OUTPUT CURRENT

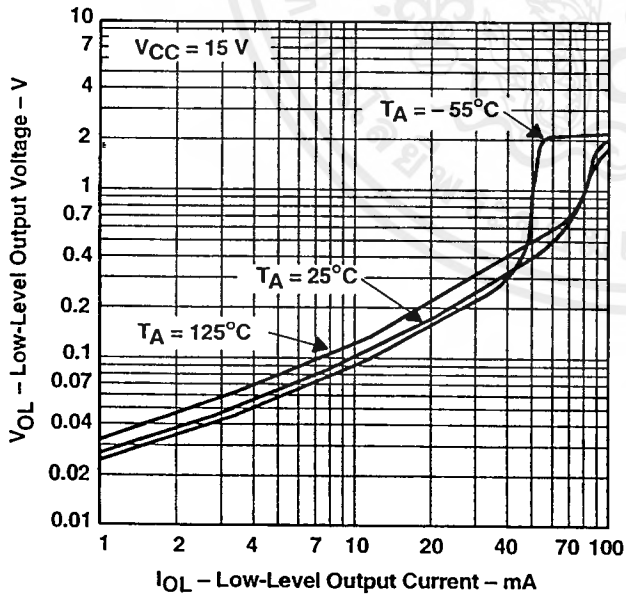


Figure 3

DROP BETWEEN SUPPLY VOLTAGE AND OUTPUT  
vs  
HIGH-LEVEL OUTPUT CURRENT

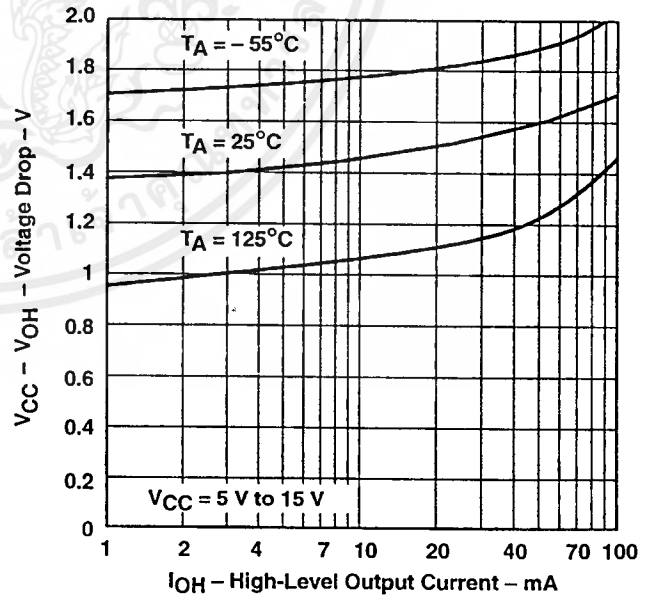


Figure 4

†Data for temperatures below 0°C and above 70°C are applicable for SE555 circuits only.

TYPICAL CHARACTERISTICS†

SUPPLY CURRENT  
vs  
SUPPLY VOLTAGE

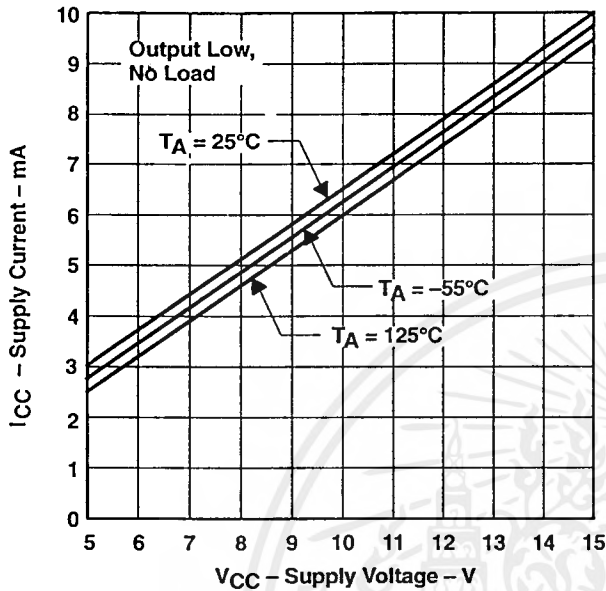


Figure 5

NORMALIZED OUTPUT PULSE DURATION  
(MONOSTABLE OPERATION)  
vs  
SUPPLY VOLTAGE

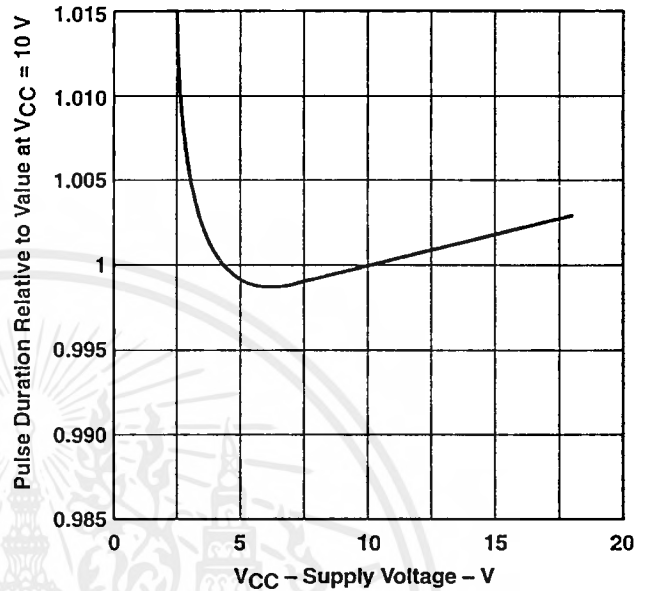


Figure 6

NORMALIZED OUTPUT PULSE DURATION  
(MONOSTABLE OPERATION)  
vs  
FREE-AIR TEMPERATURE

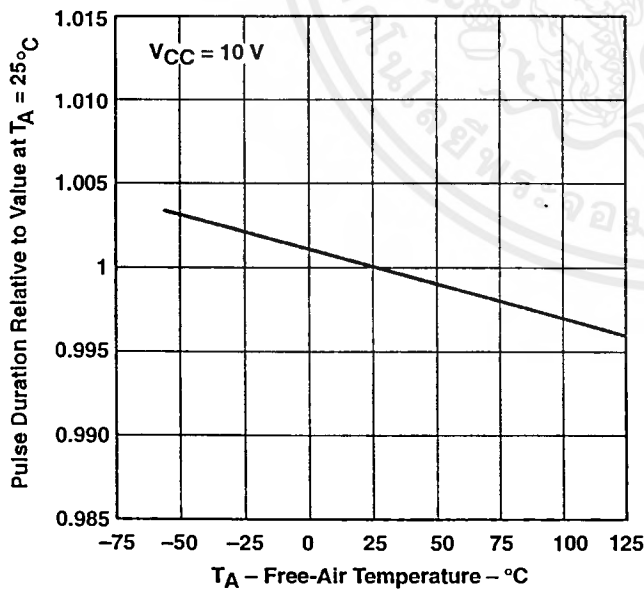


Figure 7

PROPAGATION DELAY TIME  
vs  
LOWEST VOLTAGE LEVEL  
OF TRIGGER PULSE

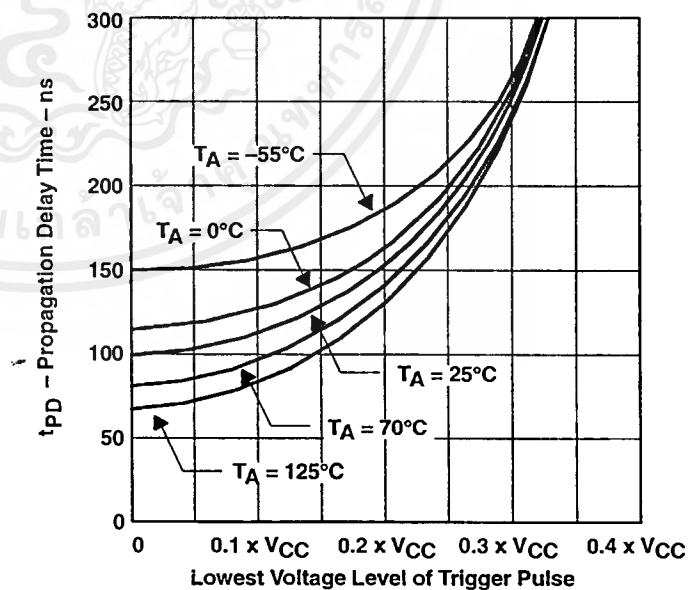


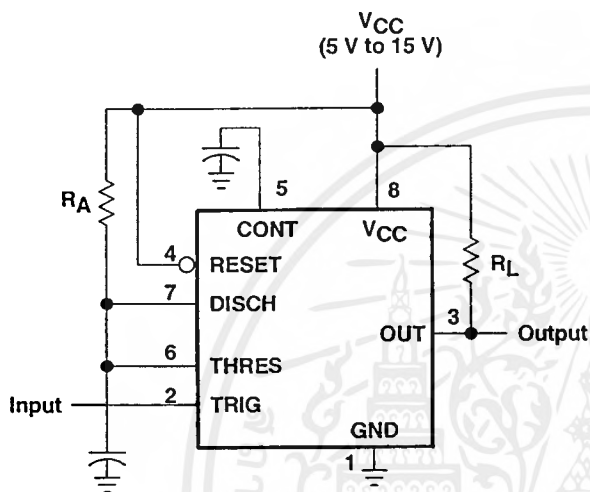
Figure 8

† Data for temperatures below 0°C and above 70°C are applicable for SE555 circuits only.

APPLICATION INFORMATION

monostable operation

For monostable operation, any of these timers may be connected as shown in Figure 9. If the output is low, application of a negative-going pulse to TRIG sets the flip-flop ( $\bar{Q}$  goes low), drives the output high, and turns off Q1. Capacitor C is then charged through  $R_A$  until the voltage across the capacitor reaches the threshold voltage of THRES input. If TRIG has returned to a high level, the output of the threshold comparator will reset the flip-flop ( $\bar{Q}$  goes high), drive the output low, and discharge C through Q1.



Pin numbers shown are for the D, JG, and P packages.

Figure 9. Circuit for Monostable Operation

Monostable operation is initiated when TRIG voltage falls below the trigger threshold. Once initiated, the sequence ends only if TRIG is high at the end of the timing interval. Because of the threshold level and saturation voltage of Q1, the output pulse duration is approximately  $t_w = 1.1R_A C$ . Figure 11 is a plot of the time constant for various values of  $R_A$  and C. The threshold levels and charge rates are both directly proportional to the supply voltage,  $V_{CC}$ . The timing interval is therefore independent of the supply voltage, so long as the supply voltage is constant during the time interval.

Applying a negative-going trigger pulse simultaneously to RESET and TRIG during the timing interval discharges C and re-initiates the cycle, commencing on the positive edge of the reset pulse. The output is held low as long as the reset pulse is low. To prevent false triggering, when RESET is not used, it should be connected to  $V_{CC}$ .

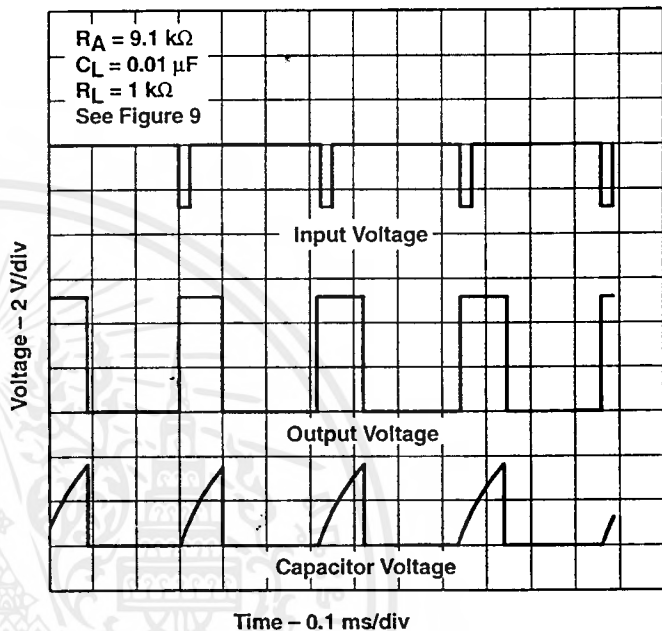


Figure 10. Typical Monostable Waveforms

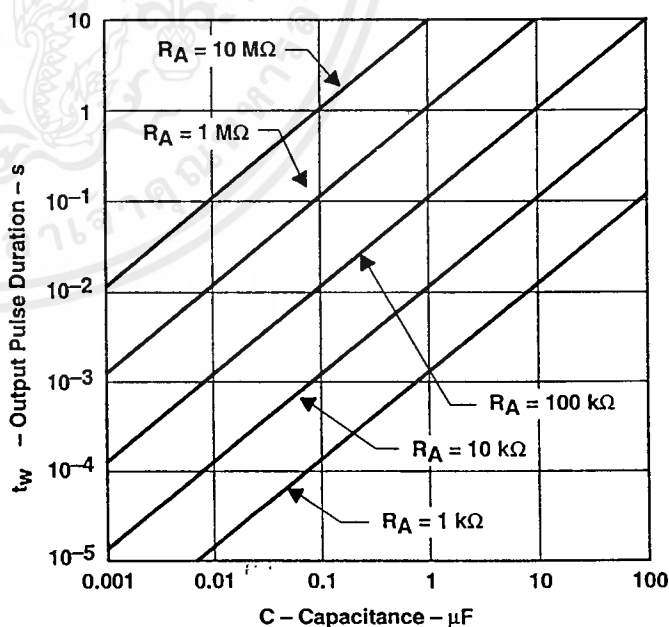


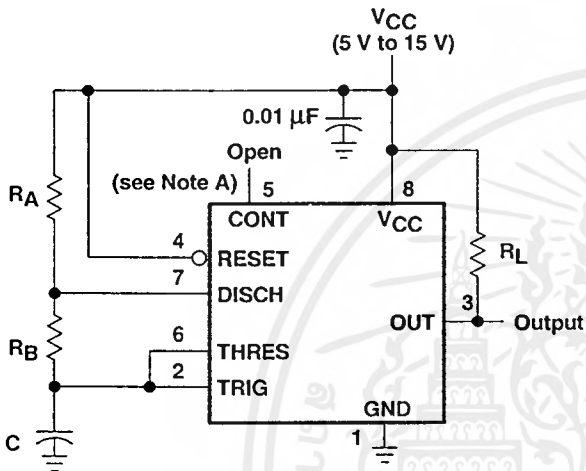
Figure 11. Output Pulse Duration vs Capacitance

APPLICATION INFORMATION

astable operation

As shown in Figure 12, adding a second resistor,  $R_B$ , to the circuit of Figure 9 and connecting the trigger input to the threshold input causes the timer to self-trigger and run as a multivibrator. The capacitor  $C$  will charge through  $R_A$  and  $R_B$  and then discharge through  $R_B$  only. The duty cycle may be controlled, therefore, by the values of  $R_A$  and  $R_B$ .

This astable connection results in capacitor  $C$  charging and discharging between the threshold-voltage level ( $\approx 0.67 \cdot V_{CC}$ ) and the trigger-voltage level ( $\approx 0.33 \cdot V_{CC}$ ). As in the monostable circuit, charge and discharge times (and therefore the frequency and duty cycle) are independent of the supply voltage.



Pin numbrs shown are for the D, JG, and P packages.  
NOTE A: Decoupling CONT voltage to ground with a capacitor may improve operation. This should be evaluated for individual applications.

Figure 12. Circuit for Astable Operation

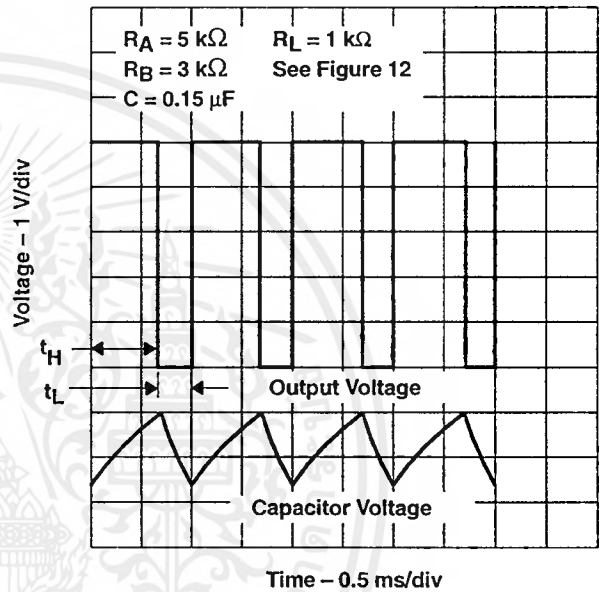


Figure 13. Typical Astable Waveforms

**APPLICATION INFORMATION**

Figure 13 shows typical waveforms generated during astable operation. The output high-level duration  $t_H$  and low-level duration  $t_L$  may be calculated as follows:

$$t_H = 0.693 (R_A + R_B) C$$

$$t_L = 0.693 (R_B) C$$

Other useful relationships are shown below.

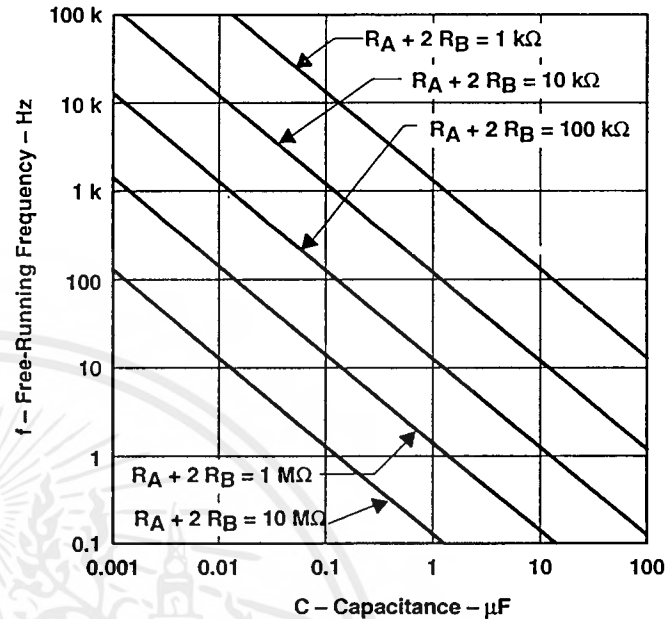
$$\text{period} = t_H + t_L = 0.693 (R_A + 2R_B) C$$

$$\text{frequency} \approx \frac{1.44}{(R_A + 2R_B) C}$$

$$\text{Output driver duty cycle} = \frac{t_L}{t_H + t_L} = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$$

$$\text{Output waveform duty cycle} = \frac{t_H}{t_H + t_L} = 1 - \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$$

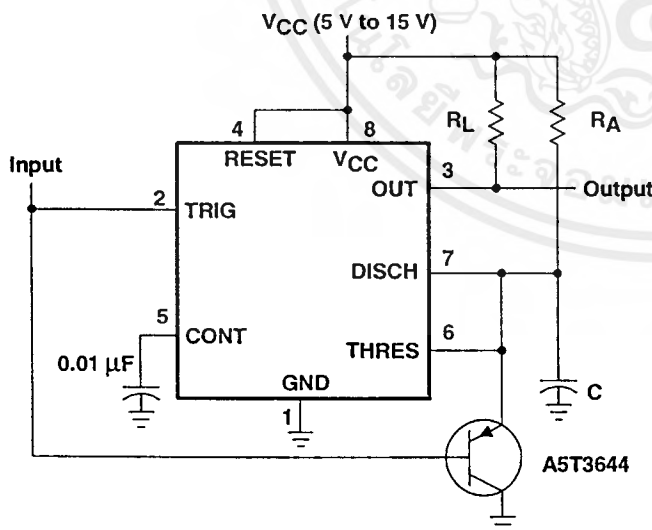
$$\text{Low-to-high ratio} = \frac{t_L}{t_H} = \frac{R_B}{R_A + R_B}$$



**Figure 14. Free-Running Frequency**

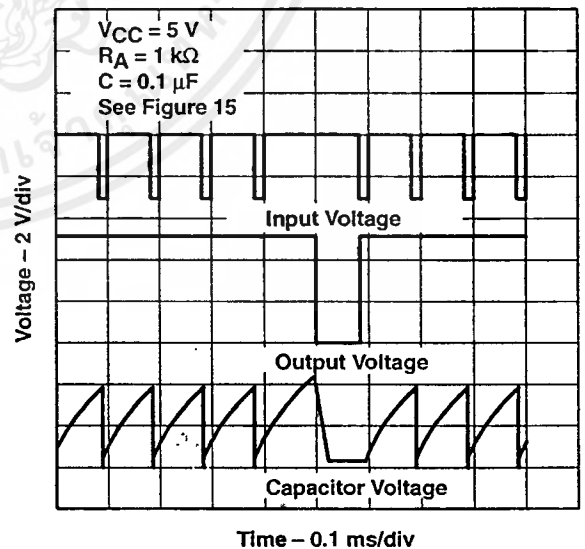
**missing-pulse detector**

The circuit shown in Figure 15 may be used to detect a missing pulse or abnormally long spacing between consecutive pulses in a train of pulses. The timing interval of the monostable circuit is continuously retriggered by the input pulse train as long as the pulse spacing is less than the timing interval. A longer pulse spacing, missing pulse, or terminated pulse train permits the timing interval to be completed, thereby generating an output pulse as illustrated in Figure 16.



Pin numbers shown are shown for the D, JG, and P packages.

**Figure 15. Circuit for Missing Pulse Detector**



**Figure 16. Circuit for Missing Pulse Detector**

APPLICATION INFORMATION

frequency divider

By adjusting the length of the timing cycle, the basic circuit of Figure 9 can be made to operate as a frequency divider. Figure 17 illustrates a divide-by-three circuit that makes use of the fact that retriggering cannot occur during the timing cycle.

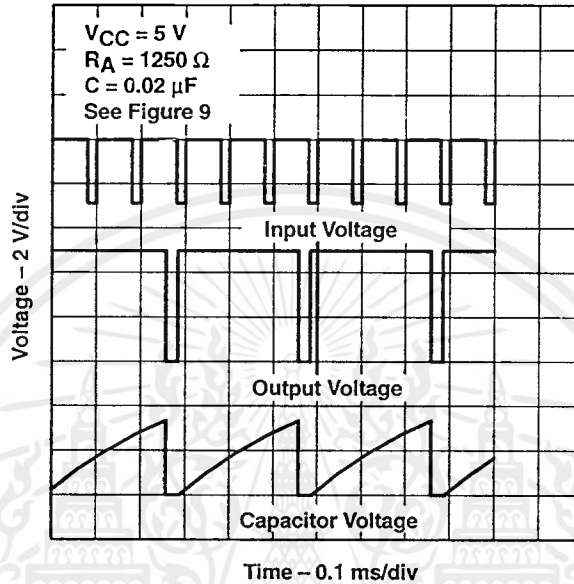
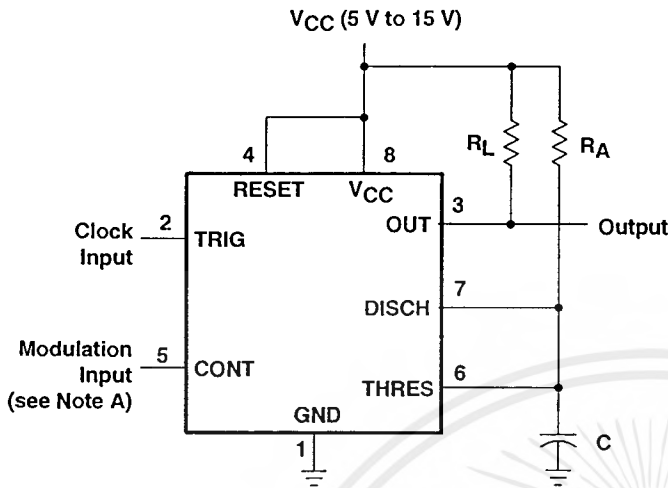


Figure 17. Divide-By-Three Circuit Waveforms

pulse-width modulation

The operation of the timer may be modified by modulating the internal threshold and trigger voltages, which is accomplished by applying an external voltage (or current) to CONT. Figure 18 shows a circuit for pulse-width modulation. A continuous input pulse train triggers the monostable circuit, and a control signal modulates the threshold voltage. Figure 19 illustrates the resulting output pulse-width modulation. While a sine-wave modulation signal is illustrated, any wave shape could be used.

APPLICATION INFORMATION



Pin numbers shown are for the D, JG, and P packages only.  
NOTE A: The modulating signal may be direct or capacitively coupled to CONT. For direct coupling, the effects of modulation source voltage and impedance on the bias of the timer should be considered.

Figure 18. Circuit for Pulse-Width Modulation

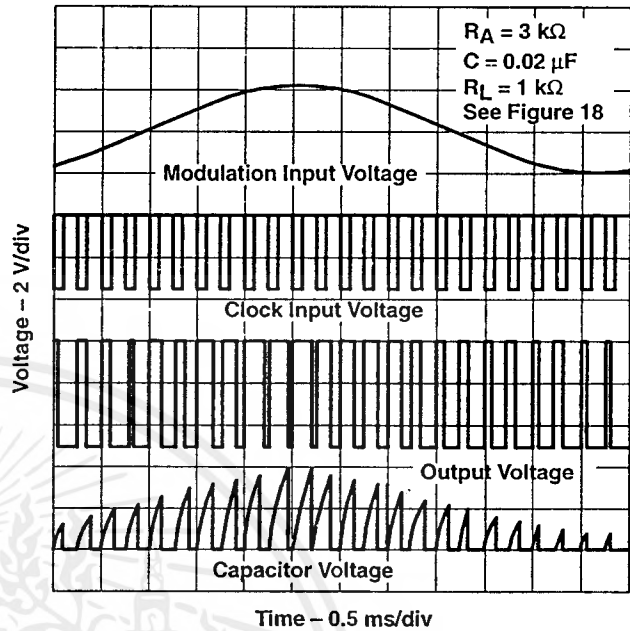
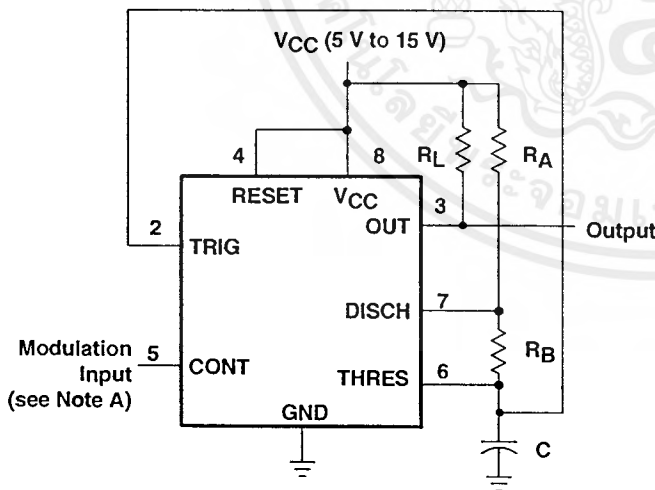


Figure 19. Pulse-Width Modulation Waveforms

pulse-position modulation

As shown in Figure 20, any of these timers may be used as a pulse-position modulator. This application modulates the threshold voltage, and thereby the time delay, of a free-running oscillator. Figure 21 illustrates a triangular-wave modulation signal for such a circuit; however, any wave shape could be used.



Pin numbers shown are for the D, JG, and P packages only.  
NOTE A: The modulating signal may be direct or capacitively coupled to CONT. For direct coupling, the effects of modulation source voltage and impedance on the bias of the timer should be considered.

Figure 20. Circuit for Pulse-Position Modulation

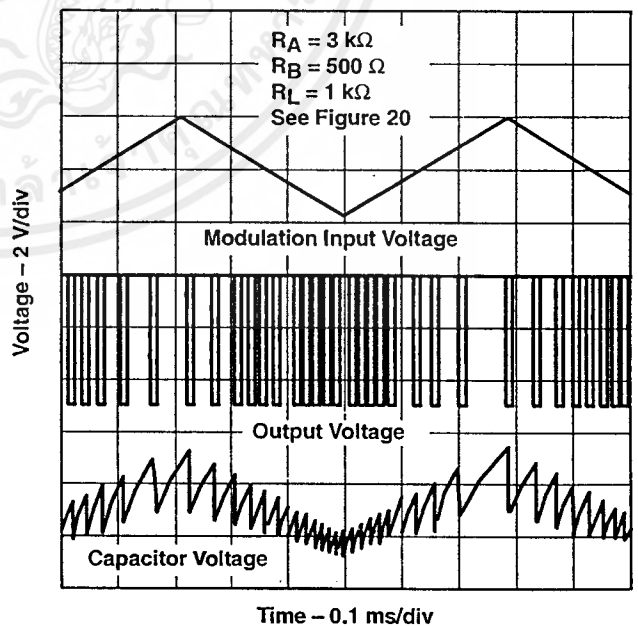
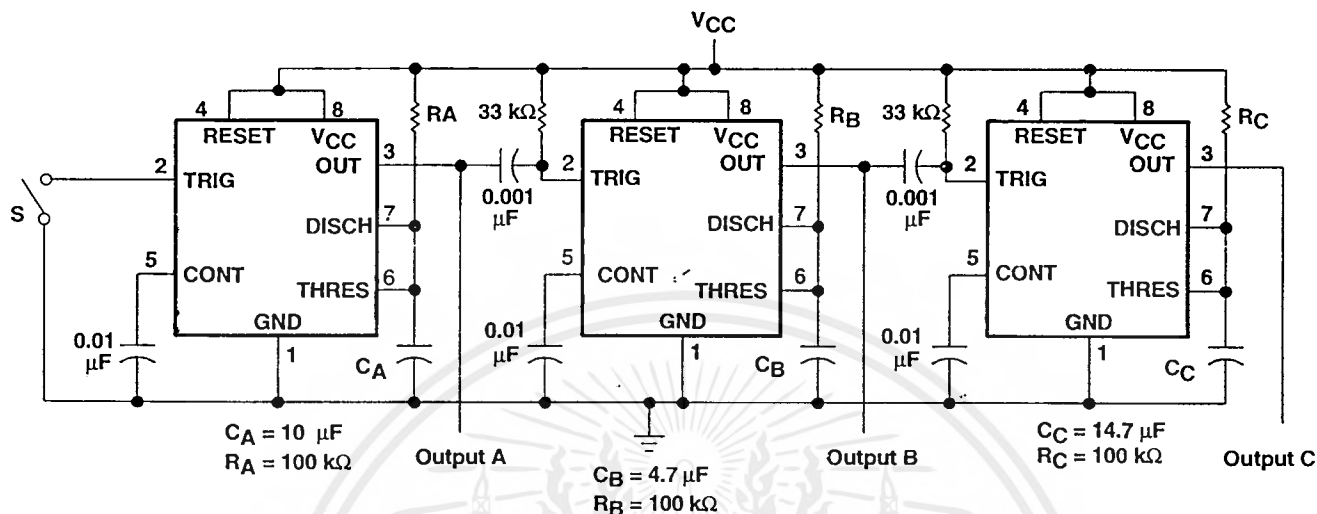


Figure 21. Pulse-Position-Modulation Waveforms

APPLICATION INFORMATION

sequential timer



S closes momentarily at  $t = 0$ .  
Pin numbers shown are for the D, JG, and P packages only.

Figure 22. Sequential Timer Circuit

Many applications, such as computers, require signals for initializing conditions during start-up. Other applications, such as test equipment, require activation of test signals in sequence. These timing circuits may be connected to provide such sequential control. The timers may be used in various combinations of astable or monostable circuit connections, with or without modulation, for extremely flexible waveform control. Figure 22 illustrates a sequencer circuit with possible applications in many systems, and Figure 23 shows the output waveforms.

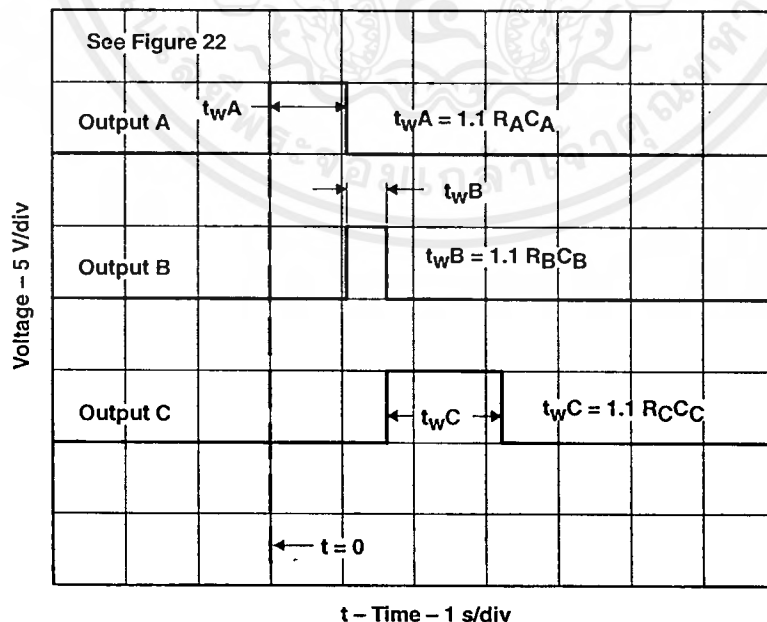


Figure 23. Sequential Timer Waveforms

## IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments (TI) reserves the right to make changes to its products or to discontinue any semiconductor product or service without notice, and advises its customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that the information being relied on is current.

TI warrants performance of its semiconductor products and related software to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are utilized to the extent TI deems necessary to support this warranty. Specific testing of all parameters of each device is not necessarily performed, except those mandated by government requirements.

Certain applications using semiconductor products may involve potential risks of death, personal injury, or severe property or environmental damage ("Critical Applications").

TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, INTENDED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT APPLICATIONS, DEVICES OR SYSTEMS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS.

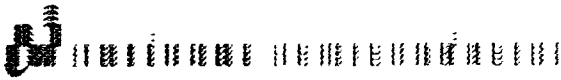
Inclusion of TI products in such applications is understood to be fully at the risk of the customer. Use of TI products in such applications requires the written approval of an appropriate TI officer. Questions concerning potential risk applications should be directed to TI through a local SC sales office.

In order to minimize risks associated with the customer's applications, adequate design and operating safeguards should be provided by the customer to minimize inherent or procedural hazards.

TI assumes no liability for applications assistance, customer product design, software performance, or infringement of patents or services described herein. Nor does TI warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used.

Copyright © 1996, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# DS14C232 Low Power +5V Powered TIA/EIA-232 Dual Driver/Receiver

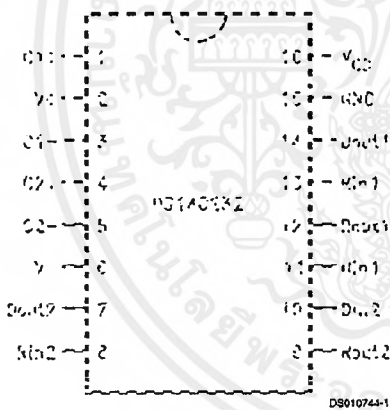
## General Description

The DS14C232 is a low power dual driver/receiver featuring an onboard DC to DC converter, eliminating the need for ±12V power supplies. The device only requires a +5V power supply. I<sub>CC</sub> is specified at 3.0 mA maximum, making the device ideal for battery and power conscious applications. The drivers' slew rate is set internally and the receivers feature internal noise filtering, eliminating the need for external slew rate and filter capacitors. The device is designed to interface data terminal equipment (DTE) with data circuit-terminating equipment (DCE). The driver inputs and receiver outputs are TTL and CMOS compatible. DS14C232C driver outputs and receiver inputs meet TIA/EIA-232-E (RS-232) and CCITT V.28 standards.

## Features

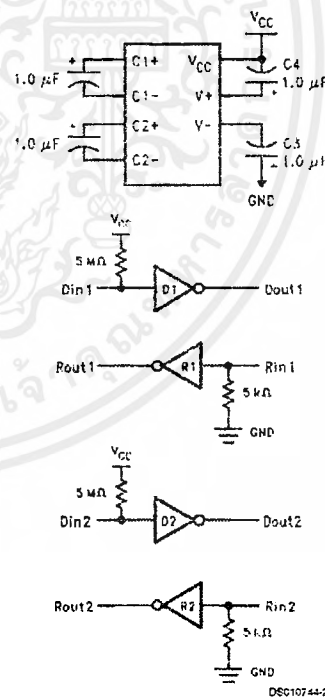
- Pin compatible with industry standard MAX232, LT1081, ICL232 and TSC232
- Single +5V power supply
- Low power—I<sub>CC</sub> 3.0 mA maximum
- DS14C232C meets TIA/EIA-232-E (RS-232) and CCITT V.28 standards
- CMOS technology
- Receiver Noise Filter
- Package efficiency—2 drivers and 2 receivers
- Available in Plastic DIP, Narrow and Wide SOIC packages
- TIA/EIA-232 compatible extended temperature range option:  
DS14C232T -40°C to +85°C  
DS14C232E/J: -55°C to +125°C

## Connection Diagram



Order Number DS14C232CN, DS14C232CM, or DS14C232TM  
See NS Package Number N16E, or M16A

## Functional Diagram



**Absolute Maximum Ratings** (Note 1)

Specifications for the 883 version of this product are listed separately on the following pages.

Supply Voltage, $V_{CC}$	-0.3V to 6V
$V^+$ Pin	$(V_{CC} - 0.3)V$ to +14V
$V^-$ Pin	+0.3V to -14V
Driver Input Voltage	-0.3V to $(V_{CC} + 0.3V)$
Driver Output Voltage	$(V^+ + 0.3V)$ to $(V^- - 0.3V)$
Receiver Input Voltage	$\pm 25V$
Receiver Output Voltage	-0.3V to $(V_{CC} + 0.3V)$
Junction Temperature	+150°C
Maximum Package Power Dissipation @ 25°C (Note 6)	
N Package	1698 mW
M Package	1156 mW
Short Circuit Duration, $D_{OUT}$	Continuous

Storage Temp. Range	-65°C to +150°C
Lead Temp. (Soldering, 4 sec.)	+260°C
ESD Rating (HBM, 1.5 k $\Omega$ , 100 pF)	$\geq 2.5$ kV

**Recommended Operating Conditions**

	Min	Max	Units
Supply Voltage, $V_{CC}$	4.5	5.5	V
Operating Free Air Temp. ( $T_A$ )			
DS14C232C	0	+70	°C
DS14C232T	-40	+85	°C

**Electrical Characteristics** (Note 2)

Over recommended operating conditions, unless otherwise specified

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units	
<b>DC TO DC CONVERTER CHARACTERISTICS</b>							
$V^+$	Positive Power Supply	$R_L = 3$ k $\Omega$ , C1-C4 = 1.0 $\mu$ F, $D_{IN} = 0.8V$		9.0		V	
$V^-$	Negative Power Supply	$R_L = 3$ k $\Omega$ , C1-C4 = 1.0 $\mu$ F, $D_{IN} = 2.0V$		-8.5		V	
$I_{CC}$	Supply ( $V_{CC}$ ) Current	No Load		1.0	3.0	mA	
<b>DRIVER CHARACTERISTICS</b>							
$V_{IH}$	High Level Input Voltage		2		$V_{CC}$	V	
$V_{IL}$	Low Level Input Voltage		GND		0.8	V	
$I_{IH}$	High Level Input Current	$V_{IN} \geq 2.0V$	-10		+10	$\mu$ A	
$I_{IL}$	Low Level Input Current	$V_{IN} \leq 0.8V$	-10		+10	$\mu$ A	
$V_{OH}$	High Level Output Voltage	$R_L = 3$ k $\Omega$	5.0	8.0		V	
$V_{OL}$	Low Level Output Voltage	$R_L = 3$ k $\Omega$		-7.0	-5.0	V	
$I_{OS+}$	Output High Short Circuit Current	$V_O = 0V$ , $V_{IN} = 0.8V$	(Note 3)	-30	-15	-5.0	mA
$I_{OS-}$	Output Low Short Circuit Current	$V_O = 0V$ , $V_{IN} = 2V$		5.0	11	30	mA
$R_O$	Output Resistance	$-2V \leq V_O \leq +2V$ , $V_{CC} = 0V = GND$	300			$\Omega$	
<b>RECEIVER CHARACTERISTICS</b>							
$V_{TH}$	Input High Threshold Voltage	$V_{CC} = 5.0V$		1.9	2.4	V	
		$V_{CC} = 5.0V \pm 10\%$		1.9	2.6	V	
$V_{TL}$	Input Low Threshold Voltage		0.8	1.5		V	
$V_{HY}$	Hysteresis		0.2	0.4	1.0	V	
$R_{IN}$	Input Resistance		-15V $\leq V_{IN} \leq$ +15V	3.0	4.7	7.0	k $\Omega$
$I_{IN}$	Input Current	$V_{IN} = +15V$		+2.14	+3.75	+5.0	mA
		$V_{IN} = +3V$		+0.43	+0.64	+1.0	mA
		$V_{IN} = -3V$		-1.0	-0.64	-0.43	mA
		$V_{IN} = -15V$		-5.0	-3.75	-2.14	mA
$V_{OH}$	High Level Output Voltage	$V_{IN} = -3V$ , $I_O = -3.2$ mA		3.5	4.5		V
		$V_{IN} = -3V$ , $I_O = -20$ $\mu$ A		4.0	4.9		V
$V_{OL}$	Low Level Output Voltage	$V_{IN} = +3V$ , $I_O = +3.2$ mA		0.15	0.4	V	

## Switching Characteristics

Over recommended operating conditions, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units	
<b>DRIVER CHARACTERISTICS</b>							
$t_{PLH}$	Propagation Delay Low to High	$R_L = 3\text{ k}\Omega$ $C_L = 50\text{ pF}$		Figure 1 and Figure 2	1.0	4.0	$\mu\text{s}$
$t_{PHL}$	Propagation Delay High to Low				1.0	4.0	$\mu\text{s}$
$t_{SK}$	Skew $ t_{PLH} - t_{PHL} $			0.1	1.0	$\mu\text{s}$	
SR1	Output Slew Rate	$R_L = 3\text{ k}\Omega$ to $7\text{ k}\Omega$ , $C_L = 50\text{ pF}$	(Note 7)	4.0		30	$\text{V}/\mu\text{s}$
SR2	Output Slew Rate				4.5		$\text{V}/\mu\text{s}$
<b>RECEIVER CHARACTERISTICS</b>							
$t_{PLH}$	Propagation Delay Low to High	Input Pulse Width > $10\text{ }\mu\text{s}$		2.9	6.5	$\mu\text{s}$	
$t_{PHL}$	Propagation Delay High to Low	$C_L = 50\text{ pF}$		2.5	6.5	$\mu\text{s}$	
$t_{SK}$	Skew $ t_{PLH} - t_{PHL} $	(Figures 3, 4)		0.4	2.0	$\mu\text{s}$	
$t_{rw}$	Noise Pulse Width Rejected	(Figures 3, 4)		0.7	0.5	$\mu\text{s}$	

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

**Note 2:** Current into device pins is defined as positive. Current out of device pins is defined as negative. All voltages are referenced to ground unless otherwise specified.

**Note 3:**  $I_{OS+}$  and  $I_{OS-}$  values are for one output at a time. If more than one output is shored simultaneously, the device power dissipation may be exceeded.

**Note 4:** Receiver AC input waveform for test purposes:  $t_r = t_f = 200\text{ ns}$ ,  $V_{IH} = 3\text{V}$ ,  $V_{IL} = -3\text{V}$ ,  $f = 30\text{ kHz}$ .

**Note 5:** All typicals are given for  $V_{CC} = 5.0\text{V}$ .

**Note 6:** Ratings apply to ambient temperature at  $+25^\circ\text{C}$ . Above this temperature derate. N Package  $15.6\text{ mW}/^\circ\text{C}$ , and M Package  $10.6\text{ mW}/^\circ\text{C}$ .

**Note 7:** Slew rate is defined as  $\Delta V/\Delta t$ , measured between  $\pm 3\text{V}$  level.

**Absolute Maximum Ratings** (Note 1)

For complete Military Product Specifications, refer to the appropriate SMD or MDS.

Supply Voltage, $V_{CC}$	-0.3V to 6V
$V^+$ Pin	$(V_{CC} - 0.3)V$ to +14V
$V^-$ Pin	+0.3V to -14V
Driver Input Voltage	-0.3V to $(V_{CC} + 0.3V)$
Driver Output Voltage	$(V^+ + 0.3V)$ to $(V^- - 0.3V)$
Receiver Input Voltage	$\pm 25V$
Receiver Output Voltage	-0.3V to $(V_{CC} + 0.3V)$
Maximum Package Power Dissipation @ 25°C (Note 8)	
J Package	1520 mW
E Package	2000 mW

Short Circuit Duration, $D_{OUT}$	Continuous
Storage Temp. Range	-65°C to +150°C
Lead Temp. (Soldering, 4 sec.)	+260°C
ESD Rating	$\geq 2.5$ kV
(HMB, 1.5 k $\Omega$ , 100 pF)	

**Recommended Operating Conditions**

	Min	Max	Units
Supply Voltage, $V_{CC}$	4.5	5.5	V
Operating Free Air Temp. ( $T_A$ )			
DS14C232E/J	-55	+125	°C

**Electrical Characteristics** (Note 2)

Over recommended operating conditions, unless otherwise specified

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Max	Units
<b>DEVICE CHARACTERISTICS (C1-C4 = 1.0 <math>\mu</math>F)</b>					
$I_{CC}$	Supply ( $V_{CC}$ ) Current	No Load		8.0	mA
<b>DRIVER CHARACTERISTICS</b>					
$V_{IH}$	High Level Input Voltage		2		V
$V_{IL}$	Low Level Input Voltage			0.8	V
$I_{IH}$	High Level Input Current	$V_{IN} \geq 2.0V$		100	$\mu$ A
$I_{IL}$	Low Level Input Current	$V_{IN} = 0V$		100	$\mu$ A
$V_{OH}$	High Level Output Voltage	$R_L = 3$ k $\Omega$	5.0		V
$V_{OL}$	Low Level Output Voltage	$R_L = 3$ k $\Omega$		-5.0	V
$I_{OS+}$	Output High Short Circuit Current	$V_O = 0V$	(Note 3)	-25	mA
$I_{OS-}$	Output Low Short Circuit Current	$V_O = 0V$		25	mA
$R_O$	Output Resistance	$-2V \leq V_O \leq +2V$ , $T_A = 25^\circ C$ , $V_{CC} = 0V = GND$	300		$\Omega$
<b>RECEIVER CHARACTERISTICS (C1-C4 = 1.0 <math>\mu</math>F)</b>					
$V_{TH}$	Input High Threshold Voltage			3.0	V
$V_{TL}$	Input Low Threshold Voltage		0.2		V
$V_{HY}$	Hysteresis	$T_A = 25^\circ C, +125^\circ C$	0.1	1.0	V
		$T_A = -55^\circ C$	0.05	1.0	V
$R_{IN}$	Input Resistance	$V_{IN} = \pm 3V$ and $\pm 15V$ , $T_A = 25^\circ C$	3.0	7.0	k $\Omega$
$V_{OH}$	High Level Output Voltage	$I_O = -3.2$ mA	3.5		V
		$I_O = -20$ $\mu$ A	4.0		V
$V_{OL}$	Low Level Output Voltage	$I_O = +3.2$ mA		0.4	V

**Switching Characteristics**

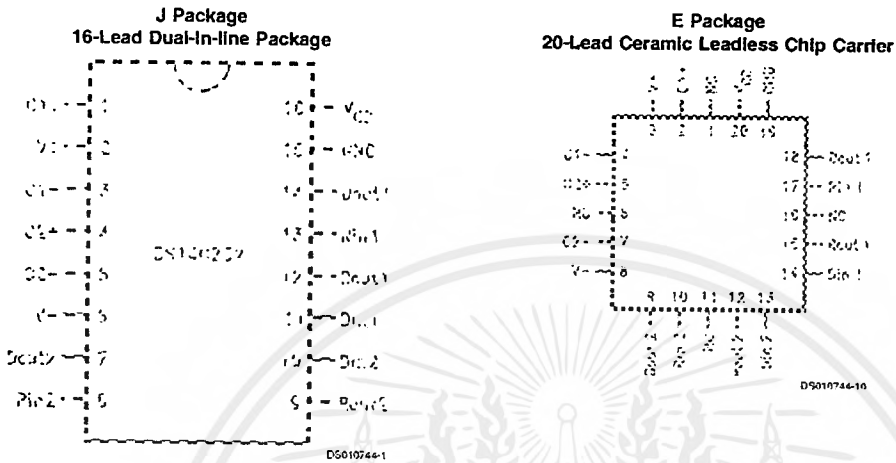
Over recommended operating conditions, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Max	Units
<b>DRIVER CHARACTERISTICS (C1-C4 = 1.0 <math>\mu</math>F)</b>					
$t_{PLH}$	Propagation Delay Low to High	$R_L = 3$ k $\Omega$ , $C_L = 50$ pF	Figures 1, 2	4.0	$\mu$ s
$t_{PHL}$	Propagation Delay High to Low			4.0	$\mu$ s
$t_{SK}$	Skew $ t_{PLH} - t_{PHL} $			1.0	$\mu$ s
SR1	Output Slew Rate	$R_L = 3$ k $\Omega$ to 7 k $\Omega$ , $C_L = 2500$ pF	(Note 7)	1.5	30 V/ $\mu$ s
<b>RECEIVER CHARACTERISTICS (C1-C4 = 1.0 <math>\mu</math>F)</b>					
$t_{PLH}$	Propagation Delay Low to High	Input Pulse Width > 10 $\mu$ s		8.0	$\mu$ s
$t_{PHL}$	Propagation Delay High to Low	$C_L = 50$ pF		8.0	$\mu$ s
$t_{SK}$	Skew $ t_{PLH} - t_{PHL} $	(Figures 3, 4)		2.0	$\mu$ s

### Switching Characteristics (Continued)

Note 8: Ratings apply to ambient temperature at +25 C. Above this temperature derate: J Package 12.2 mW/C and E Package 13.3 mW/C.

### Connection Diagrams



For Complete Military Product Specifications  
See MDS or SMD.  
Order Number DS14C232J/883 or DS14C232E/883  
See NS Package Number E20A or J16A

### Parameter Measurement Information

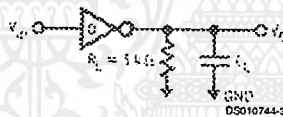


FIGURE 1. Driver Load Circuit

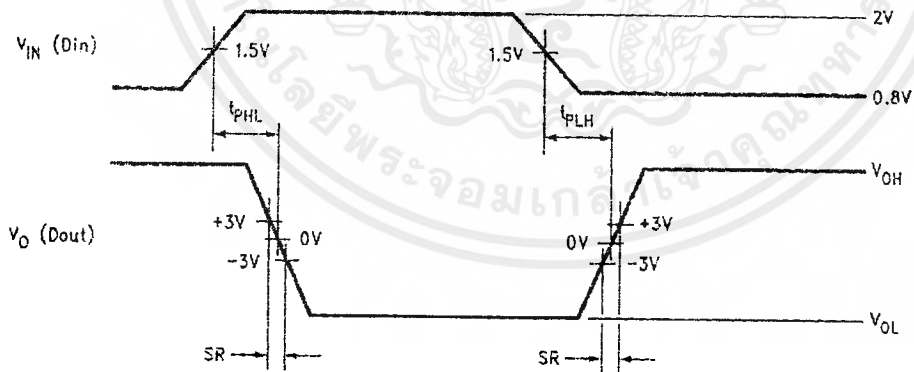


FIGURE 2. Driver Switching Waveform

## Parameter Measurement Information (Continued)

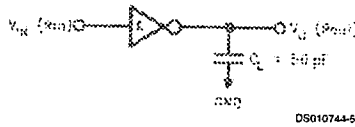


FIGURE 3. Receiver Load Circuit



FIGURE 4. Receiver Propagation Delays and Noise Rejection (Note 4)

## Pin Descriptions

### V<sub>CC</sub> (Pin 16)

Power supply pin for the device, +5V (±10%).

### V<sub>+</sub> (Pin 2)

Positive supply for TIA/EIA-232-E drivers. Recommended external capacitor: C4-1.0 μF (6.3V). Capacitor value should be larger than 1 μF. This supply is not intended to be loaded externally.

### V<sub>-</sub> (Pin 6)

Negative supply for TIA/EIA-232-E drivers. Recommended external capacitor: C3-1.0 μF (16V). Capacitor value should be larger than 1 μF. This supply is not intended to be loaded externally.

### C1+, C1- (Pins 1, 3)

External capacitor connection pins. Recommended capacitor: 1.0 μF (6.3V). Capacitor value should be larger than 1 μF.

### C2+, C2- (Pins 4, 5)

External capacitor connection pins. Recommended capacitor: 1.0 μF (16V). Capacitor value should be greater than 1 μF.

### D<sub>IN1</sub>, D<sub>IN2</sub> (Pins 11, 10)

Driver input pins are TTL/CMOS compatible. Inputs of unused drivers may be left open, an internal active pull-up resistor (500 kΩ minimum, typically 5 MΩ) pulls input HIGH. Output will be LOW for open inputs.

### D<sub>OUT1</sub>, D<sub>OUT2</sub> (Pins 14, 7)

Driver output pins conform to TIA/EIA-232-E levels.

### R<sub>IN1</sub>, R<sub>IN2</sub> (Pins 13, 8)

Receiver input pins accept TIA/EIA-232-E input voltages (±25V). Receivers feature a noise filter and guaranteed hysteresis of 100 mV. Unused receiver input pins may be left open. Internal input resistor 4.7 kΩ pulls input low, providing a failsafe high output.

### R<sub>OUT1</sub>, R<sub>OUT2</sub> (Pins 12, 9)

Receiver output pins are TTL/CMOS compatible. Receiver output HIGH voltage is specified for both CMOS and TTL load conditions.

### GND (Pin 15)

Ground Pin.

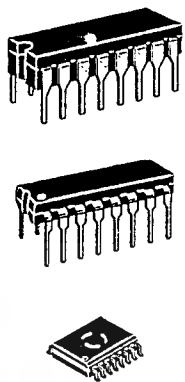
**MC14046B**

**Phase Locked Loop**

The MC14046B phase locked loop contains two phase comparators, a voltage-controlled oscillator (VCO), source follower, and zener diode. The comparators have two common signal inputs, PCA<sub>in</sub> and PCB<sub>in</sub>. Input PCA<sub>in</sub> can be used directly coupled to large voltage signals, or indirectly coupled (with a series capacitor) to small voltage signals. The self-bias circuit adjusts small voltage signals in the linear region of the amplifier. Phase comparator 1 (an exclusive OR gate) provides a digital error signal PC1<sub>out</sub>, and maintains 90° phase shift at the center frequency between PCA<sub>in</sub> and PCB<sub>in</sub> signals (both at 50% duty cycle). Phase comparator 2 (with leading edge sensing logic) provides digital error signals, PC2<sub>out</sub> and LD, and maintains a 0° phase shift between PCA<sub>in</sub> and PCB<sub>in</sub> signals (duty cycle is immaterial). The linear VCO produces an output signal VCO<sub>out</sub> whose frequency is determined by the voltage of input VCO<sub>in</sub> and the capacitor and resistors connected to pins C1<sub>A</sub>, C1<sub>B</sub>, R1, and R2. The source-follower output SF<sub>out</sub> with an external resistor is used where the VCO<sub>in</sub> signal is needed but no loading can be tolerated. The inhibit input Inh, when high, disables the VCO and source follower to minimize standby power consumption. The zener diode can be used to assist in power supply regulation.

Applications include FM and FSK modulation and demodulation, frequency synthesis and multiplication, frequency discrimination, tone decoding, data synchronization and conditioning, voltage-to-frequency conversion and motor speed control.

- Buffered Outputs Compatible with MHTL and Low-Power TTL
- Diode Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range = 3.0 to 18 V
- Pin-for-Pin Replacement for CD4046B
- Phase Comparator 1 is an Exclusive Or Gate and is Duty Cycle Limited
- Phase Comparator 2 switches on Rising Edges and is not Duty Cycle Limited



**L SUFFIX CERAMIC CASE 620**

**P SUFFIX PLASTIC CASE 648**

**DW SUFFIX SOIC CASE 751G**

**ORDERING INFORMATION**

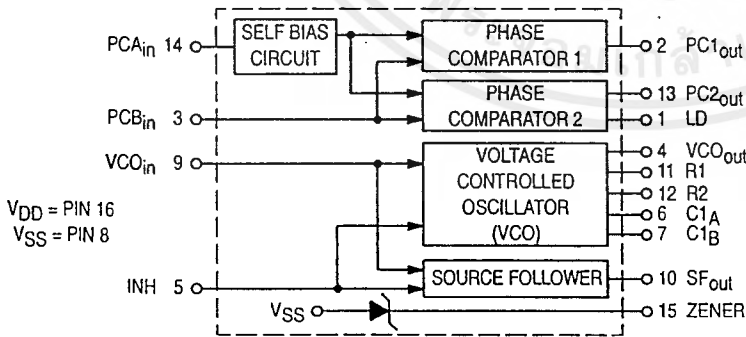
MC14XXXBCP	Plastic
MC14XXXBCL	Ceramic
MC14XXXBDW	SOIC

T<sub>A</sub> = -55° to 125°C for all packages.

**PIN ASSIGNMENT**

LD	1	16	V <sub>DD</sub>
PC1 <sub>out</sub>	2	15	ZENER
PCB <sub>in</sub>	3	14	PCA <sub>in</sub>
VCO <sub>out</sub>	4	13	PC2 <sub>out</sub>
INH	5	12	R2
C1 <sub>A</sub>	6	11	R1
C1 <sub>B</sub>	7	10	SF <sub>out</sub>
VSS	8	9	VCO <sub>in</sub>

**BLOCK DIAGRAM**



**MAXIMUM RATINGS\*** (Voltages Referenced to V<sub>SS</sub>)

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	V <sub>DD</sub>	- 0.5 to + 18	Vdc
Input Voltage, All Inputs	V <sub>in</sub>	- 0.5 to V <sub>DD</sub> + 0.5	Vdc
DC Input Current, per Pin	I <sub>in</sub>	± 10	mAdc
Power Dissipation, per Package†	P <sub>D</sub>	500	mW
Operating Temperature Range	T <sub>A</sub>	- 55 to + 125	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	- 65 to + 150	°C

\* Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.

† Temperature Derating:

Plastic "P and D/DW" Packages: - 7.0 mW/°C From 65°C To 125°C  
 Ceramic "L" Packages: - 12 mW/°C From 100°C To 125°C

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (Voltages Referenced to V<sub>SS</sub>)

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> Vdc	- 55°C		25°C			125°C		Unit
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
Output Voltage V <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> or 0	"0" Level VOL	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc
		10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
		15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
	"1" Level VOH	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	Vdc
		10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—	
		15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—	
Input Voltage # (V <sub>O</sub> = 4.5 or 0.5 Vdc) (V <sub>O</sub> = 9.0 or 1.0 Vdc) (V <sub>O</sub> = 13.5 or 1.5 Vdc)	"0" Level V <sub>IL</sub>	5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	Vdc
		10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0	
		15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0	
	"1" Level V <sub>IH</sub>	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	Vdc
		10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	
		15	11	—	11	8.25	—	11	—	
Output Drive Current (V <sub>OH</sub> = 2.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 4.6 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 9.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 13.5 Vdc)	Source I <sub>OH</sub>	5.0	- 1.2	—	- 1.0	- 1.7	—	- 0.7	—	mAdc
		5.0	- 0.25	—	- 0.2	- 0.36	—	- 0.14	—	
		10	- 0.62	—	- 0.5	- 0.9	—	- 0.35	—	
		15	- 1.8	—	- 1.5	- 3.5	—	- 1.1	—	
	Sink I <sub>OL</sub>	5.0	0.64	—	0.51	0.88	—	0.36	—	mAdc
		10	1.6	—	1.3	2.25	—	0.9	—	
15		4.2	—	3.4	8.8	—	2.4	—		
Input Current	I <sub>in</sub>	15	—	± 0.1	—	± 0.00001	± 0.1	—	± 1.0	μAdc
Input Capacitance	C <sub>in</sub>	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF
Quiescent Current (Per Package) I <sub>nh</sub> = PCA <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> , Zener = VCO <sub>in</sub> = 0 V, PCB <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> or 0 V, I <sub>out</sub> = 0 μA	I <sub>DD</sub>	5.0	—	5.0	—	0.005	5.0	—	150	μAdc
		10	—	10	—	0.010	10	—	300	
		15	—	20	—	0.015	20	—	600	
Total Supply Current† (I <sub>nh</sub> = "0", f <sub>O</sub> = 10 kHz, C <sub>L</sub> = 50 pF, R1 = 1.0 MΩ, R2 = ∞ R <sub>SF</sub> = ∞, and 50% Duty Cycle)	I <sub>T</sub>	5.0	I <sub>T</sub> = (1.46 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>							mAdc
		10	I <sub>T</sub> = (2.91 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>							
		15	I <sub>T</sub> = (4.37 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>							

#Noise immunity specified for worst-case input combination.

Noise Margin for both "1" and "0" level = 1.0 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 5.0 Vdc  
 2.0 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 10 Vdc  
 2.5 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 15 Vdc

†To Calculate Total Current in General:

$$I_T \approx 2.2 \times V_{DD} \left( \frac{V_{COin} - 1.65}{R1} + \frac{V_{DD} - 1.35}{R2} \right)^{3/4} + 1.6 \times \left( \frac{V_{COin} - 1.65}{R_{SF}} \right)^{3/4} + 1 \times 10^{-3} (C_L + 9) V_{DD} f +$$

$$1 \times 10^{-1} V_{DD}^2 \left( \frac{100\% \text{ Duty Cycle of PCA}_{in}}{100} \right) + I_Q \quad \text{where: } I_T \text{ in } \mu\text{A}, C_L \text{ in pF, } V_{COin}, V_{DD} \text{ in Vdc, } f \text{ in kHz, and } R1, R2, R_{SF} \text{ in } M\Omega, C_L \text{ on VCO}_{out}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS\*** ( $C_L = 50 \text{ pF}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ )

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> V <sub>dc</sub>	Minimum	Typical	Maximum	Units
			Device		Device	
Output Rise Time $t_{TLH} = (3.0 \text{ ns/pF}) C_L + 30 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (1.5 \text{ ns/pF}) C_L + 15 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (1.1 \text{ ns/pF}) C_L + 10 \text{ ns}$	$t_{TLH}$	5.0 10 15	— — —	180 90 65	350 150 110	ns
Output Fall Time $t_{THL} = (1.5 \text{ ns/pF}) C_L + 25 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.75 \text{ ns/pF}) C_L + 12.5 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.55 \text{ ns/pF}) C_L + 9.5 \text{ ns}$	$t_{THL}$	5.0 10 15	— — —	100 50 37	175 75 55	ns

**PHASE COMPARATORS 1 and 2**

Input Resistance — PCA <sub>in</sub>	R <sub>in</sub>	5.0	1.0	2.0	—	MΩ
		10	0.2	0.4	—	
		15	0.1	0.2	—	
— PCB <sub>in</sub>	R <sub>in</sub>	15	150	1500	—	MΩ
Minimum Input Sensitivity AC Coupled — PCA <sub>in</sub> C series = 1000 pF, f = 50 kHz	V <sub>in</sub>	5.0	—	200	300	mV p-p
		10	—	400	600	
		15	—	700	1050	
DC Coupled — PCA <sub>in</sub> , PCB <sub>in</sub>	—	5 to 15	See Noise Immunity			

**VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR (VCO)**

Maximum Frequency (VCO <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> , C1 = 50 pF R1 = 5.0 kΩ, and R2 = ∞)	f <sub>max</sub>	5.0	0.5	0.7	—	MHz
		10	1.0	1.4	—	
		15	1.4	1.9	—	
Temperature — Frequency Stability (R2 = ∞)	—	5.0	—	0.12	—	%/ $^\circ\text{C}$
		10	—	0.04	—	
		15	—	0.015	—	
Linearity (R2 = ∞) (VCO <sub>in</sub> = 2.5 V ± 0.3 V, R1 > 10 kΩ) (VCO <sub>in</sub> = 5.0 V ± 2.5 V, R1 > 400 kΩ) (VCO <sub>in</sub> = 7.5 V ± 5.0 V, R1 ≥ 1000 kΩ)	—	5.0	—	1.0	—	%
		10	—	1.0	—	
		15	—	1.0	—	
Output Duty Cycle	—	5 to 15	—	50	—	%
Input Resistance — VCO <sub>in</sub>	R <sub>in</sub>	15	150	1500	—	MΩ

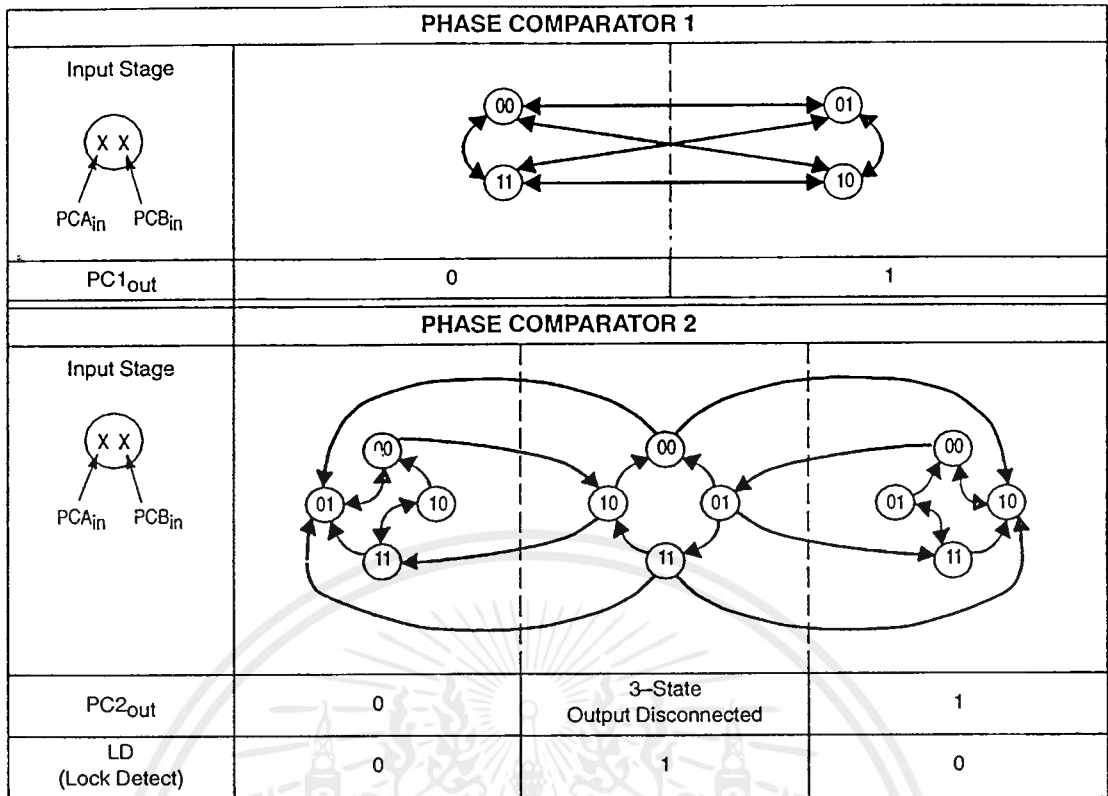
**SOURCE-FOLLOWER**

Offset Voltage (VCO <sub>in</sub> minus SF <sub>out</sub> , RSF > 500 kΩ)	—	5.0	—	1.65	2.2	V
		10	—	1.65	2.2	
		15	—	1.65	2.2	
Linearity (VCO <sub>in</sub> = 2.5 V ± 0.3 V, RSF > 50 kΩ) (VCO <sub>in</sub> = 5.0 V ± 2.5 V, RSF > 50 kΩ) (VCO <sub>in</sub> = 7.5 V ± 5.0 V, RSF > 50 kΩ)	—	5.0	—	0.1	—	%
		10	—	0.6	—	
		15	—	0.8	—	

**ZENER DIODE**

Zener Voltage ( $I_Z = 50 \mu\text{A}$ )	V <sub>Z</sub>	—	6.7	7.0	7.3	V
Dynamic Resistance ( $I_Z = 1.0 \text{ mA}$ )	R <sub>Z</sub>	—	—	100	—	Ω

\* The formula given is for the typical characteristics only.

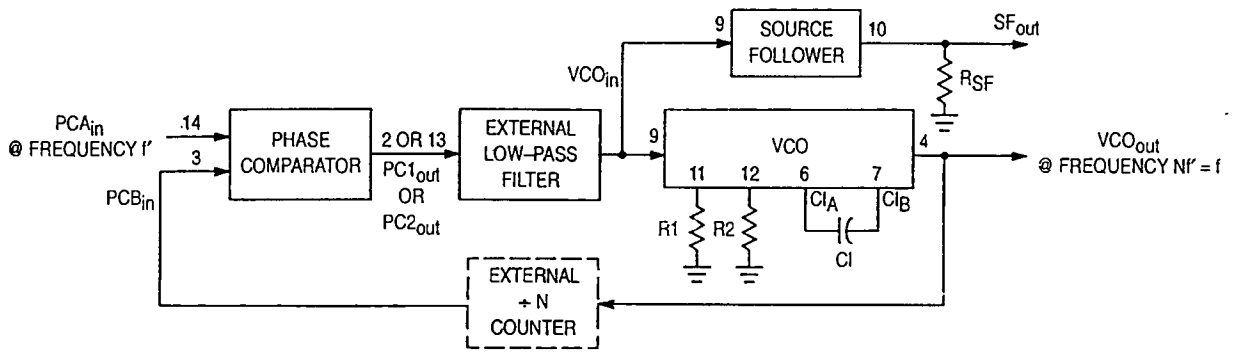


Refer to Waveforms in Figure 3.

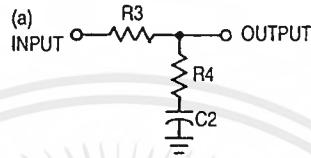
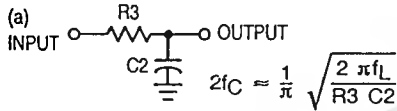
Figure 1. Phase Comparators State Diagrams

Characteristic	Using Phase Comparator 1	Using Phase Comparator 2
No signal on input PCA <sub>in</sub> .	VCO in PLL system adjusts to center frequency (f <sub>0</sub> ).	VCO in PLL system adjusts to minimum frequency (f <sub>min</sub> ).
Phase angle between PCA <sub>in</sub> and PCB <sub>in</sub> .	90° at center frequency (f <sub>0</sub> ), approaching 0° and 180° at ends of lock range (2f <sub>L</sub> )	Always 0° in lock (positive rising edges).
Locks on harmonics of center frequency.	Yes	No
Signal input noise rejection.	High	Low
Lock frequency range (2f <sub>L</sub> ).	The frequency range of the input signal on which the loop will stay locked if it was initially in lock; 2f <sub>L</sub> = full VCO frequency range = f <sub>max</sub> - f <sub>min</sub> .	
Capture frequency range (2f <sub>C</sub> ).	The frequency range of the input signal on which the loop will lock if it was initially out of lock.	
	Depends on low-pass filter characteristics (see Figure 3). f <sub>C</sub> ≤ f <sub>L</sub>	f <sub>C</sub> = f <sub>L</sub>
Center frequency (f <sub>0</sub> ).	The frequency of VCO <sub>out</sub> , when VCO <sub>in</sub> = 1/2 V <sub>DD</sub>	
VCO output frequency (f).	$f_{min} = \frac{1}{R_2(C_1 + 32 \text{ pF})} \quad (\text{VCO input} = V_{SS})$ $f_{max} = \frac{1}{R_1(C_1 + 32 \text{ pF})} + f_{min} \quad (\text{VCO input} = V_{DD})$ <p>Where: 10K ≤ R<sub>1</sub> ≤ 1 M 10K ≤ R<sub>2</sub> ≤ 1 M 100pF ≤ C<sub>1</sub> ≤ .01 μF</p>	
Note: These equations are intended to be a design guide. Since calculated component values may be in error by as much as a factor of 4, laboratory experimentation may be required for fixed designs. Part to part frequency variation with identical passive components is typically less than ± 20%.		

Figure 2. Design Information



### Typical Low-Pass Filters



Typically:

$$R_4 C_2 = \frac{6N}{f_{\max}} - \frac{N}{2\pi \Delta f}$$

$$(R_3 + 3,000\Omega) C_2 = \frac{100N\Delta f}{f_{\max}^2} - R_4 C_2$$

$$\Delta f = f_{\max} - f_{\min}$$

NOTE: Sometimes R3 is split into two series resistors each R3 + 2. A capacitor C<sub>C</sub> is then placed from the midpoint to ground. The value for C<sub>C</sub> should be such that the corner frequency of this network does not significantly affect ω<sub>n</sub>. In Figure B, the ratio of R3 to R4 sets the damping, R4 ≈ (0.1)(R3) for optimum results.

### LOW-PASS FILTER

Definitions: N = Total division ratio in feedback loop

$$K\phi = V_{DD}/\pi \text{ for Phase Comparator 1}$$

$$K\phi = V_{DD}/4\pi \text{ for Phase Comparator 2}$$

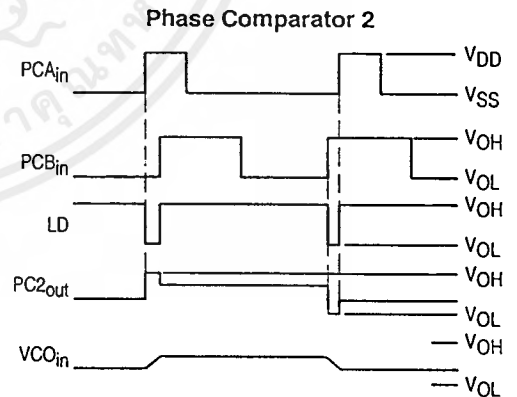
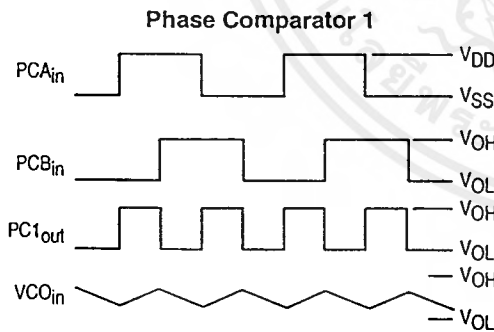
$$KVCO = \frac{2\pi \Delta f VCO}{V_{DD} - 2V}$$

$$\text{for a typical design } \omega_n \approx \frac{2\pi f_r}{10} \text{ (at phase detector input)}$$

$$\zeta \approx 0.707$$

Filter A	Filter B
$\omega_n = \sqrt{\frac{K\phi KVCO}{NR_3 C_2}}$	$\omega_n = \sqrt{\frac{K\phi KVCO}{NC_2(R_3 + R_4)}}$
$\zeta = \frac{N\omega_n}{2K\phi KVCO}$	$\zeta = 0.5 \omega_n (R_3 C_2 + \frac{N}{K\phi KVCO})$
$F(s) = \frac{1}{R_3 C_2 S + 1}$	$F(s) = \frac{R_3 C_2 S + 1}{S(R_3 C_2 + R_4 C_2) + 1}$

### Waveforms



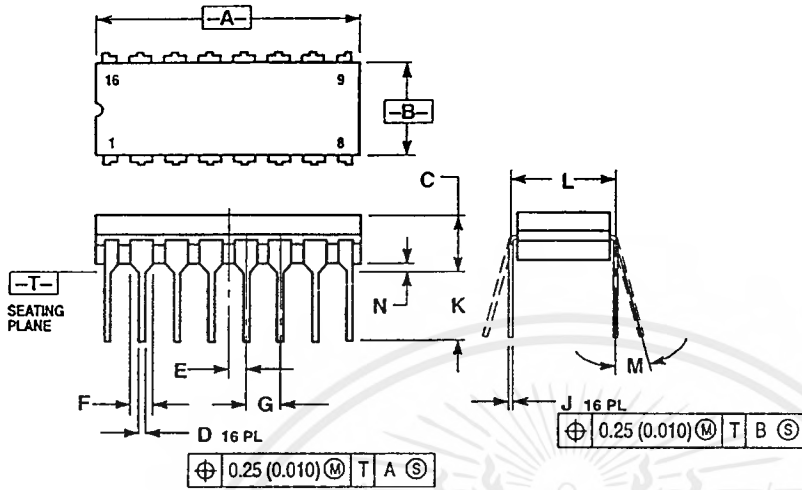
Note: for further information, see:

- (1) F. Gardner, "Phase-Lock Techniques", John Wiley and Son, New York, 1966.
- (2) G. S. Moschytz, "Miniature RC Filters Using Phase-Locked Loop", BSTJ, May, 1965.
- (3) Garth Nash, "Phase-Locked Loop Design Fundamentals", AN-535, Motorola Inc.
- (4) A. B. Przedpelski, "Phase-Locked Loop Design Articles", AR254, reprinted by Motorola Inc.

Figure 3. General Phase-Locked Loop Connections and Waveforms

## OUTLINE DIMENSIONS

### L SUFFIX CERAMIC DIP PACKAGE CASE 620-10 ISSUE V

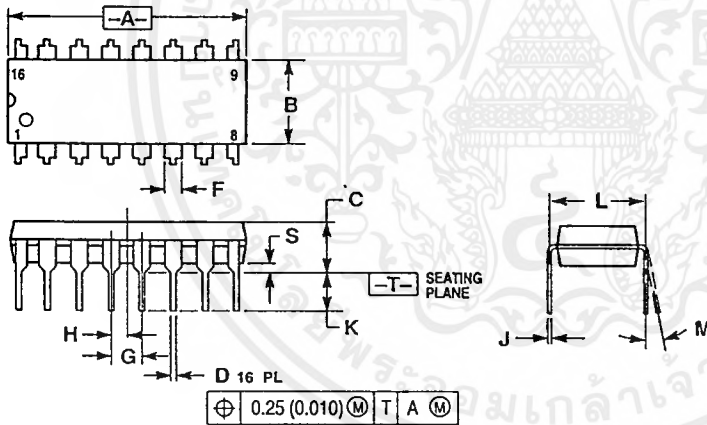


**NOTES:**

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION F MAY NARROW TO 0.76 (0.030) WHERE THE LEAD ENTERS THE CERAMIC BODY.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.750	0.785	19.05	19.93
B	0.240	0.295	6.10	7.49
C	—	0.200	—	5.08
D	0.015	0.020	0.39	0.50
E	0.050 BSC		1.27 BSC	
F	0.055	0.065	1.40	1.65
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.125	0.170	3.18	4.31
L	0.300 BSC		7.62 BSC	
M	0°	15°	0°	15°
N	0.020	0.040	0.51	1.01

### P SUFFIX PLASTIC DIP PACKAGE CASE 648-08 ISSUE R



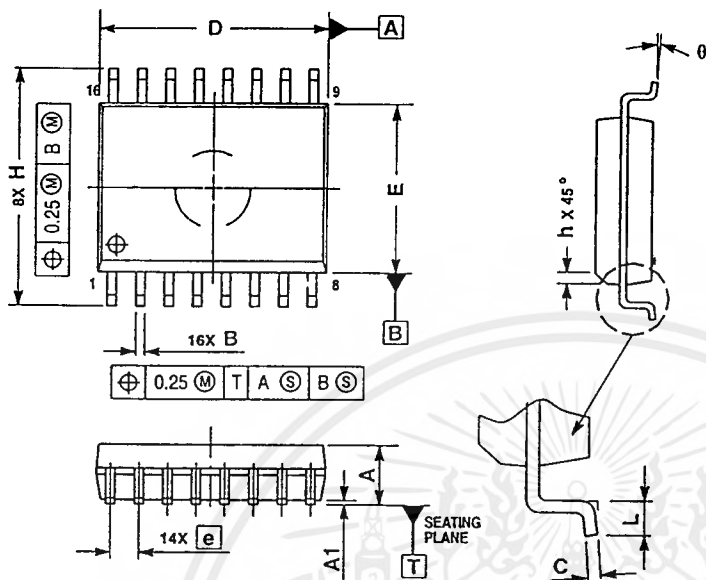
**NOTES:**

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.39	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.295	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01

## OUTLINE DIMENSIONS

### DW SUFFIX PLASTIC SOIC WIDE PACKAGE CASE 751G-03 ISSUE B



**NOTES:**

1. DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS.
2. INTERPRET DIMENSIONS AND TOLERANCES PER ASME Y14.5M, 1994.
3. DIMENSIONS D AND E DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 PER SIDE.
5. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.13 TOTAL IN EXCESS OF THE B DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS	
	MIN	MAX
A	2.35	2.65
A1	0.10	0.25
B	0.35	0.49
C	0.23	0.32
D	10.15	10.45
E	7.40	7.60
e	1.27 BSC	
H	10.05	10.55
h	0.25	0.75
L	0.50	0.90
θ	0°	7°

Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

Mfax is a trademark of Motorola, Inc.

**How to reach us:**

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;  
P.O. Box 5405, Denver, Colorado 80217. 1-303-675-2140 or 1-800-441-2447

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.: SPD, Strategic Planning Office, 4-32-1,  
Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo 141, Japan. 81-3-5487-8488

Customer Focus Center: 1-800-521-6274

Mfax™: RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHTONE 1-602-244-6609  
Motorola Fax Back System - US & Canada ONLY 1-800-774-1848  
- http://sps.motorola.com/mfax/

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,  
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298

HOME PAGE: <http://motorola.com/sps/>



**MOTOROLA**  
MOTOROLA CMOS LOGIC DATA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่น

MC94645B

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## LM111/LM211/LM311 Voltage Comparator General Description

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

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

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

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

### Features

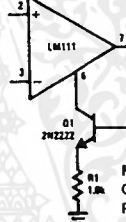
- Operates from single 5V supply
- Input current: 150 nA max. over temperature
- Offset current: 20 nA max. over temperature
- Differential input voltage range:  $\pm 30V$
- Power consumption: 135 mW at  $\pm 15V$

### Typical Applications\*\*

Offset Balancing

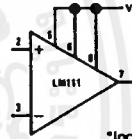


Strobing



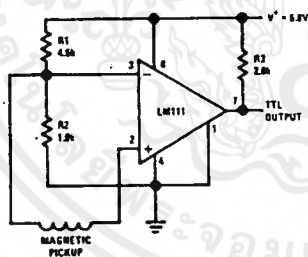
\*\*Note: Pin connections shown on schematic diagram and typical applications are for HO8 metal can package.

Increasing Input Stage Current\*

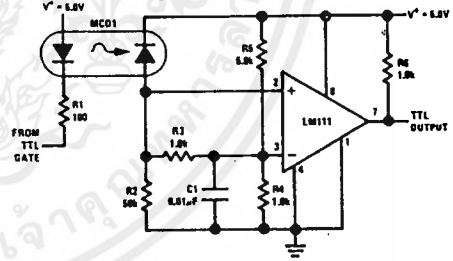


\*Increases typical common mode slew from 7.0V/ $\mu s$  to 18V/ $\mu s$ .

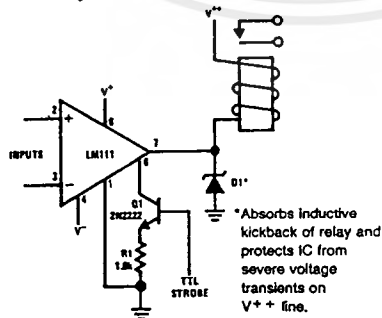
Detector for Magnetic Transducer



Digital Transmission Isolator



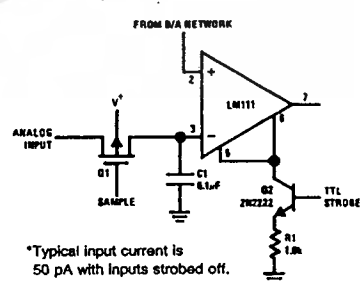
Relay Driver with Strobe



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

Note: Do Not Ground Strobe Pin.

Strobing off Both Input\* and Output Stages



\*Typical input current is 50 pA with inputs strobed off.

Note: Do Not Ground Strobe Pin.

TL/H/5704-1

**Absolute Maximum Ratings** for the LM111/LM211

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications. (Note 7)

Total Supply Voltage ( $V_{S4}$ )	36V
Output to Negative Supply Voltage ( $V_{74}$ )	50V
Ground to Negative Supply Voltage ( $V_{14}$ )	30V
Differential Input Voltage	$\pm 30V$
Input Voltage (Note 1)	$\pm 15V$
Output Short Circuit Duration	10 sec
Operating Temperature Range LM111	$-55^{\circ}C$ to $125^{\circ}C$
LM211	$-25^{\circ}C$ to $85^{\circ}C$

Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	$260^{\circ}C$
Voltage at Strobe Pin	$V+ - 5V$
Soldering Information	
Dual-In-Line Package:	
Soldering (10 seconds)	$260^{\circ}C$
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 seconds)	$215^{\circ}C$
Infrared (15 seconds)	$220^{\circ}C$
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.	
ESD Rating (Note 8)	300V

**Electrical Characteristics** for the LM111 and LM211 (Note 3)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Input Offset Voltage (Note 4)	$T_A = 25^{\circ}C, R_S \leq 50k$		0.7	3.0	mV
Input Offset Current	$T_A = 25^{\circ}C$		4.0	10	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^{\circ}C$		60	100	nA
Voltage Gain	$T_A = 25^{\circ}C$	40	200		V/mV
Response Time (Note 5)	$T_A = 25^{\circ}C$		200		ns
Saturation Voltage	$V_{IN} \leq -5 mV, I_{OUT} = 50 mA$ $T_A = 25^{\circ}C$		0.75	1.5	V
Strobe ON Current (Note 6)	$T_A = 25^{\circ}C$		2.0	5.0	mA
Output Leakage Current	$V_{IN} \geq 5 mV, V_{OUT} = 35V$ $T_A = 25^{\circ}C, I_{STROBE} = 3 mA$		0.2	10	nA
Input Offset Voltage (Note 4)	$R_S \leq 50 k$			4.0	mV
Input Offset Current (Note 4)				20	nA
Input Bias Current				150	nA
Input Voltage Range	$V+ = 15V, V- = -15V, Pin 7$ Pull-Up May Go To 5V	-14.5	13.8,-14.7	13.0	V
Saturation Voltage	$V+ \geq 4.5V, V- = 0$ $V_{IN} \leq -6 mV, I_{OUT} \leq 8 mA$		0.23	0.4	V
Output Leakage Current	$V_{IN} \geq 5 mV, V_{OUT} = 35V$		0.1	0.5	$\mu A$
Positive Supply Current	$T_A = 25^{\circ}C$		5.1	6.0	mA
Negative Supply Current	$T_A = 25^{\circ}C$		4.1	5.0	mA

Note 1: This rating applies for  $\pm 15V$  supplies. The positive input voltage limit is 30V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30V below the positive supply, whichever is less.

Note 2: The maximum junction temperature of the LM111 is  $150^{\circ}C$ , while that of the LM211 is  $110^{\circ}C$ . For operating at elevated temperatures, devices in the H08 package must be derated based on a thermal resistance of  $165^{\circ}C/W$ , junction to ambient, or  $20^{\circ}C/W$ , junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is  $110^{\circ}C/W$ , junction to ambient.

Note 3: These specifications apply for  $V_S = \pm 15V$  and Ground pin at ground, and  $-55^{\circ}C \leq T_A \leq +125^{\circ}C$ , unless otherwise stated. With the LM211, however, all temperature specifications are limited to  $-25^{\circ}C \leq T_A \leq +85^{\circ}C$ . The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5V supply up to  $\pm 15V$  supplies.

Note 4: The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with a 1 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst-case effects of voltage gain and  $R_S$ .

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

Note 6: This specification gives the range of current which must be drawn from the strobe pin to ensure the output is properly disabled. Do not short the strobe pin to ground; it should be current driven at 3 to 5 mA.

Note 7: Refer to RETS111X for the LM111H, LM111J and LM111J-8 military specifications.

Note 8: Human body model, 1.5 k $\Omega$  in series with 100 pF.

### Absolute Maximum Ratings for the LM311

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

Total Supply Voltage (V <sub>B4</sub> )	36V
Output to Negative Supply Voltage (V <sub>74</sub> )	40V
Ground to Negative Supply Voltage (V <sub>14</sub> )	30V
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage (Note 1)	±15V
Power Dissipation (Note 2)	500 mW
ESD Rating (Note 7)	300V

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

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

### Electrical Characteristics for the LM311 (Note 3)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Input Offset Voltage (Note 4)	T <sub>A</sub> = 25°C, R <sub>S</sub> ≤ 50k		2.0	7.5	mV
Input Offset Current (Note 4)	T <sub>A</sub> = 25°C		6.0	50	nA
Input Bias Current	T <sub>A</sub> = 25°C		100	250	nA
Voltage Gain	T <sub>A</sub> = 25°C	40	200		V/mV
Response Time (Note 5)	T <sub>A</sub> = 25°C		200		ns
Saturation Voltage	V <sub>IN</sub> ≤ -10 mV, I <sub>OUT</sub> = 50 mA T <sub>A</sub> = 25°C		0.75	1.5	V
Strobe ON Current (Note 6)	T <sub>A</sub> = 25°C		2.0	5.0	mA
Output Leakage Current	V <sub>IN</sub> ≥ 10 mV, V <sub>OUT</sub> = 35V T <sub>A</sub> = 25°C, I <sub>STROBE</sub> = 3 mA V <sup>-</sup> = Pin 1 = -5V		0.2	50	nA
Input Offset Voltage (Note 4)	R <sub>S</sub> ≤ 50K			10	mV
Input Offset Current (Note 4)				70	nA
Input Bias Current				300	nA
Input Voltage Range		-14.5	13.8, -14.7	13.0	V
Saturation Voltage	V <sup>+</sup> ≥ 4.5V, V <sup>-</sup> = 0 V <sub>IN</sub> ≤ -10 mV, I <sub>OUT</sub> ≤ 8 mA		0.23	0.4	V
Positive Supply Current	T <sub>A</sub> = 25°C		5.1	7.5	mA
Negative Supply Current	T <sub>A</sub> = 25°C		4.1	5.0	mA

Note 1: This rating applies for ±15V supplies. The positive input voltage limit is 30V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30V below the positive supply, whichever is less.

Note 2: The maximum junction temperature of the LM311 is 110°C. For operating at elevated temperature, devices in the H08 package must be derated based on a thermal resistance of 165°C/W, junction to ambient, or 20°C/W, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W, junction to ambient.

Note 3: These specifications apply for V<sub>S</sub> = ±15V and Pin 1 at ground, and 0°C < T<sub>A</sub> < +70°C, unless otherwise specified. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5V supply up to ±15V supplies.

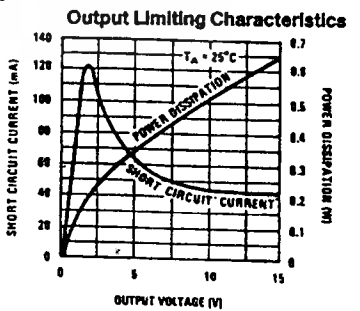
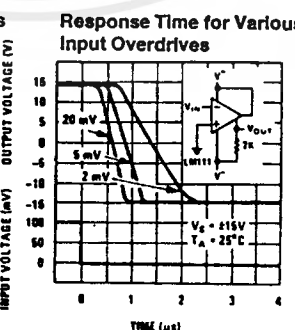
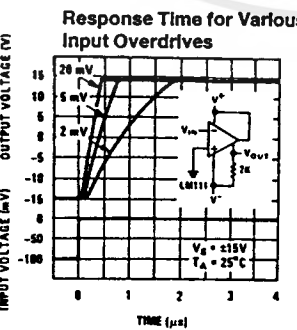
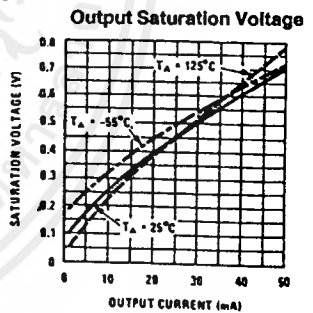
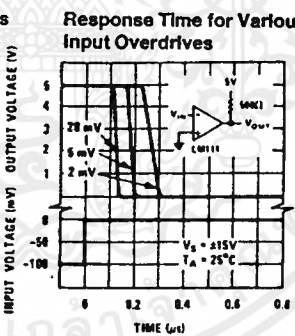
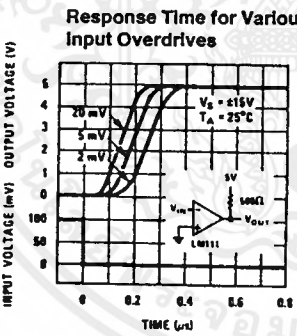
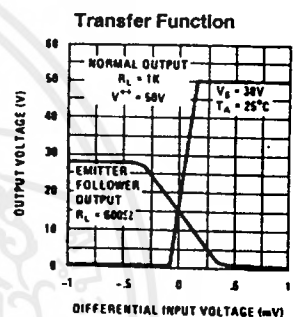
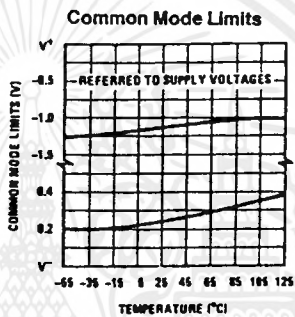
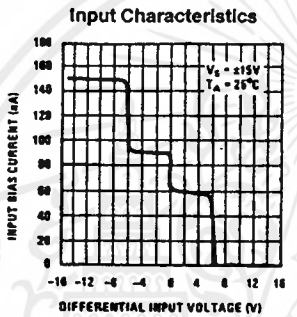
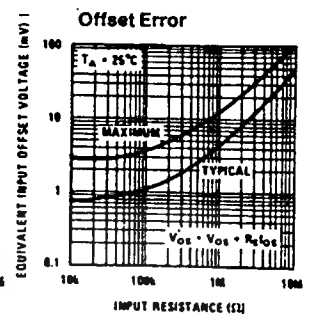
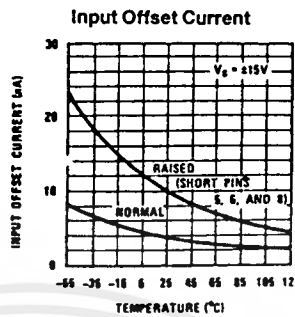
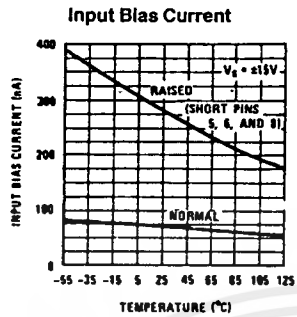
Note 4: The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with 1 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst-case effects of voltage gain and R<sub>S</sub>.

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

Note 6: This specification gives the range of current which must be drawn from the strobe pin to ensure the output is properly disabled. Do not short the strobe pin to ground; it should be current driven at 3 to 5 mA.

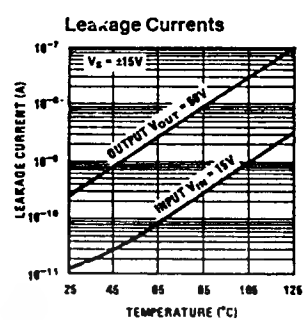
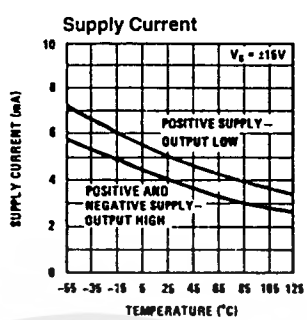
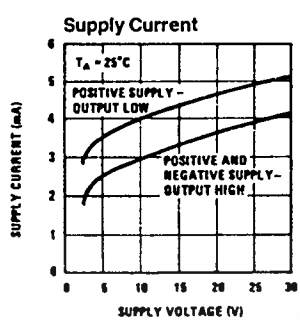
Note 7: Human body model, 1.5 kΩ in series with 100 pF.

## LM111/LM211 Typical Performance Characteristics



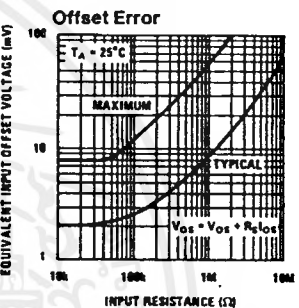
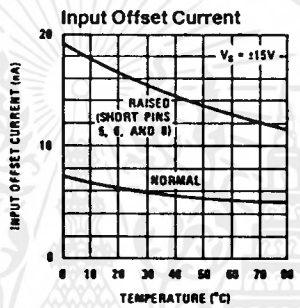
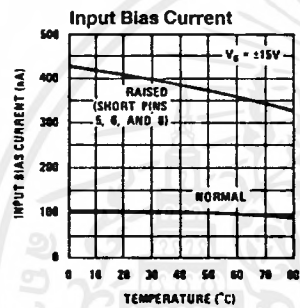
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### LM111/LM211 Typical Performance Characteristics (Continued)

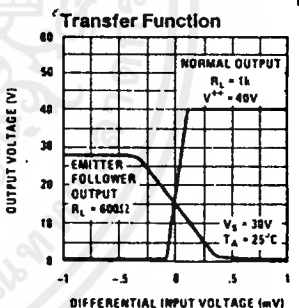
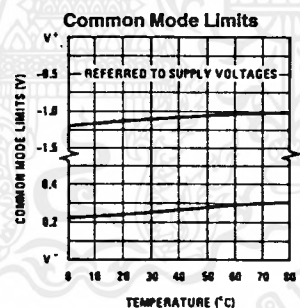
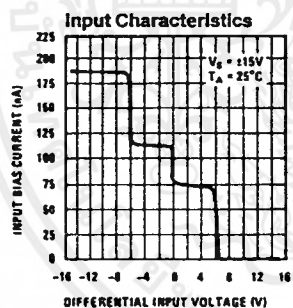


TL/H/5704-3

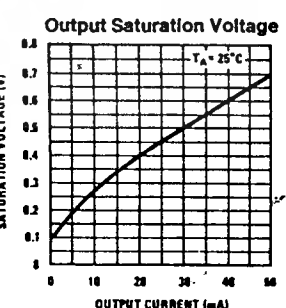
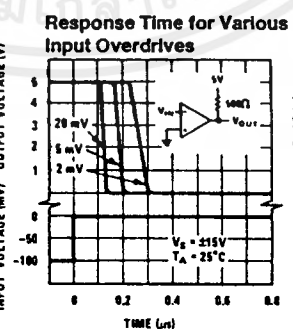
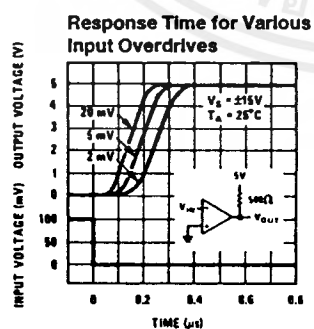
### LM311 Typical Performance Characteristics



TL/H/5704-8



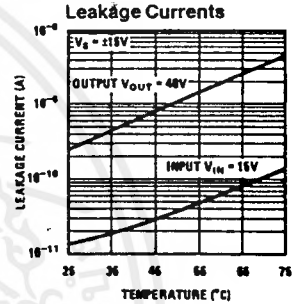
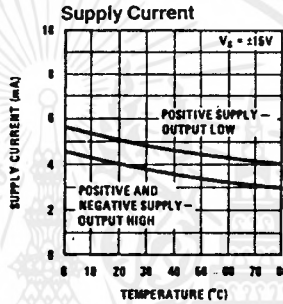
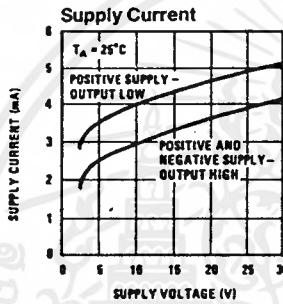
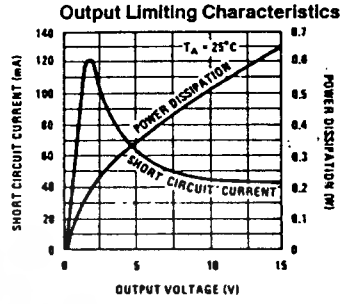
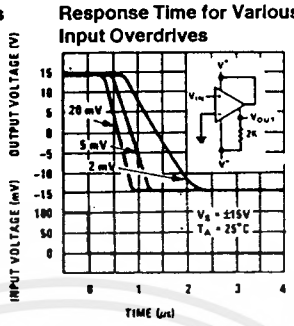
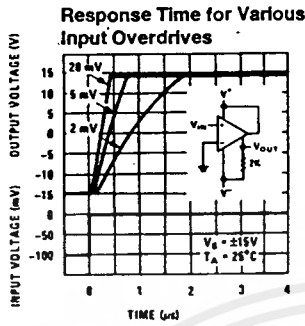
TL/H/5704-9



TL/H/5704-10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM311 Typical Performance Characteristics (Continued)



TL/H/5704-12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## LM741 Operational Amplifier

### General Description

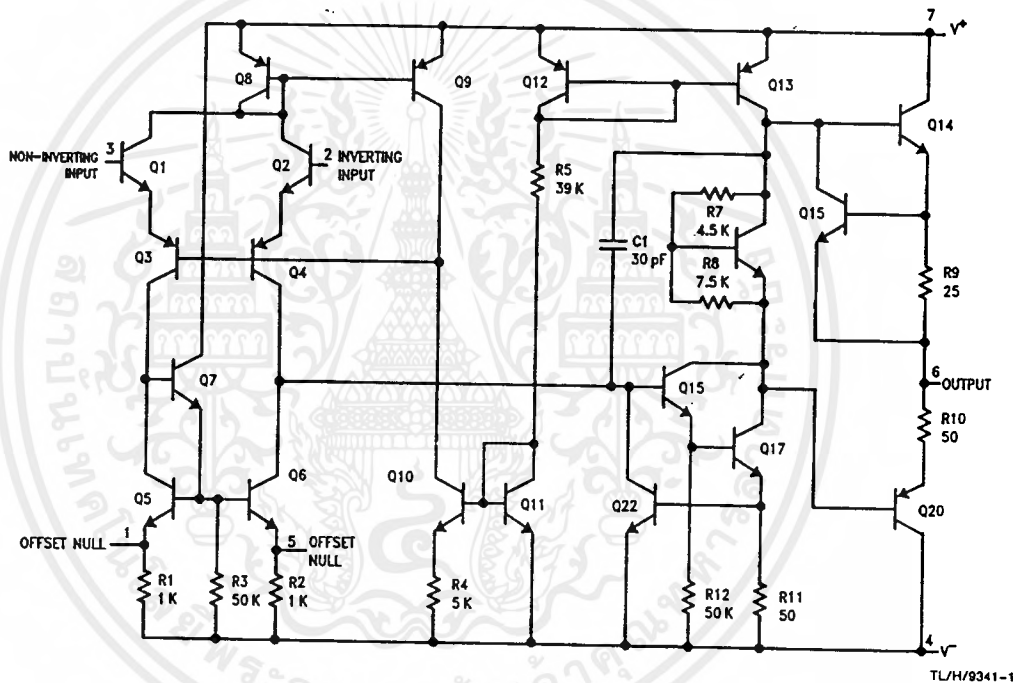
The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications.

The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and

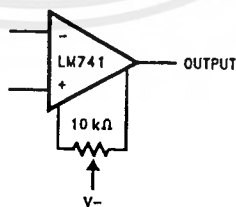
output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

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

### Schematic Diagram



Offset Nulling Circuit



## Absolute Maximum Ratings

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

	LM741A	LM741E	LM741	LM741C
Supply Voltage	±22V	±22V	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V	±30V	±30V
Input Voltage (Note 2)	±15V	±15V	±15V	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous	Continuous	Continuous
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C	0°C to +70°C	-55°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Junction Temperature	150°C	100°C	150°C	100°C
Soldering Information				
N-Package (10 seconds)	260°C	260°C	260°C	260°C
J- or H-Package (10 seconds)	300°C	300°C	300°C	300°C
M-Package				
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	215°C	215°C	215°C	215°C

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

ESD Tolerance (Note 6)	400V	400V	400V	400V
------------------------	------	------	------	------

## Electrical Characteristics (Note 3)

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

### Electrical Characteristics (Note 3) (Continued)

Parameter	Conditions	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20V$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	$\pm 16$ $\pm 15$									V V
	$V_S = \pm 15V$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$				$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 14$ $\pm 13$		$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 14$ $\pm 13$		V V
Output Short Circuit Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	10 10	25	35 40		25			25		mA mA
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ , $V_{CM} = \pm 12V$ $R_S \leq 50\Omega$ , $V_{CM} = \pm 12V$	80	95		70	90		70	90		dB dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $V_S = \pm 20V$ to $V_S = \pm 5V$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	86	96		77	96		77	96		dB dB
Transient Response Rise Time Overshoot	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , Unity Gain		0.25 6.0	0.8 20		0.3 5			0.3 5		$\mu\text{s}$ %
Bandwidth (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , Unity Gain	0.3	0.7			0.5			0.5		V/ $\mu\text{s}$
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$					1.7	2.8		1.7	2.8	mA
Power Consumption	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_S = \pm 20V$ $V_S = \pm 15V$		80	150		50	85		50	85	mW mW
LM741A	$V_S = \pm 20V$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$			165 135							mW mW
LM741E	$V_S = \pm 20V$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$			150 150							mW mW
LM741	$V_S = \pm 15V$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$					60 45	100 75				mW mW

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

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

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

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

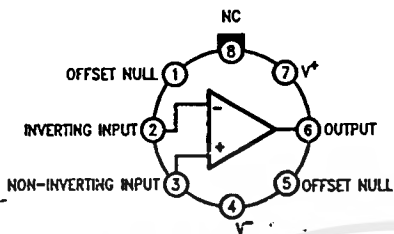
Note 4: Calculated value from:  $BW$  (MHz) =  $0.35/\text{Rise Time}(\mu\text{s})$ .

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

Note 6: Human body model, 1.5 k $\Omega$  in series with 100 pF.

### Connection Diagrams

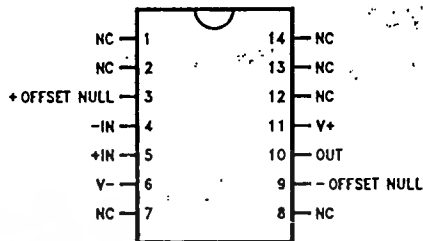
**Metal Can Package**



TL/H/9341-2

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

**Ceramic Dual-In-Line Package**



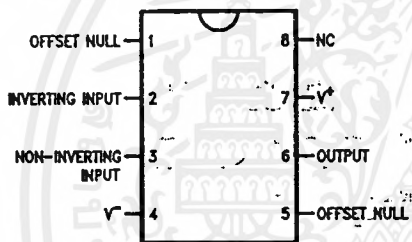
TL/H/9341-5

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

\*also available per JM38510/10101

\*\*also available per JM38510/10102

**Dual-In-Line or S.O. Package**



TL/H/9341-3

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

**Ceramic Flatpak**



TL/H/9341-6

Order Number LM741W/883  
See NS Package Number W10A

\*LM741H is available per JM38510/10101

# LM386

## Low Voltage Audio Power Amplifier

### General Description

The LM386 is a power amplifier designed for use in low voltage consumer applications. The gain is internally set to 20 to keep external part count low, but the addition of an external resistor and capacitor between pins 1 and 8 will increase the gain to any value up to 200.

The inputs are ground referenced while the output is automatically biased to one half the supply voltage. The quiescent power drain is only 24 milliwatts when operating from a 6 volt supply, making the LM386 ideal for battery operation.

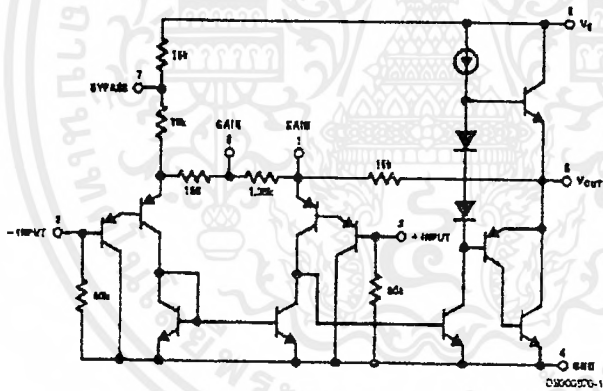
### Features

- Battery operation
- Minimum external parts
- Wide supply voltage range: 4V-12V or 5V-16V
- Low quiescent current drain: 4 mA
- Voltage gains from 20 to 200
- Ground referenced input
- Self-centering output quiescent voltage
- Low distortion
- Available in 8 pin MSOP package

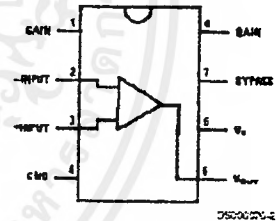
### Applications

- AM-FM radio amplifiers
- Portable tape player amplifiers
- Intercoms
- TV sound systems
- Line drivers
- Ultrasonic drivers
- Small servo drivers
- Power converters

### Equivalent Schematic and Connection Diagrams



Small Outline, Molded Mini Small Outline, and Dual-In-Line Packages



Top View  
Order Number LM386M-1, LM386MM-1, LM386N-1, LM386N-3 or LM386N-4  
See NS Package Number M08A, MUA08A or N08E

### Absolute Maximum Ratings (Note 2)

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

Supply Voltage (LM386N-1, -3, LM386M-1)	15V
Supply Voltage (LM386N-4)	22V
Package Dissipation (Note 3) (LM386N)	1.25W
(LM386M)	0.75W
(LM386MM-1)	0.595W
Input Voltage	±0.5V
Storage Temperature	-55°C to +150°C
Operating Temperature	0°C to +70°C
Junction Temperature	+150°C
Soldering Information	

### Dual-In-Line Package

Soldering (10 sec) +260°C

### Small Outline Package (SOIC and MSOP)

Vapor Phase (60 sec) +215°C  
Infrared (15 sec) +220°C

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

### Thermal Resistance

$\theta_{JC}$ (DIP)	37°C/W
$\theta_{JA}$ (DIP)	197°C/W
$\theta_{JC}$ (SO Package)	15°C/W
$\theta_{JA}$ (SO Package)	172°C/W
$\theta_{JA}$ (MSOP)	210°C/W
$\theta_{JC}$ (MSOP)	55°C/W

### Electrical Characteristics (Notes 1, 2)

$T_A = 25^\circ\text{C}$

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Operating Supply Voltage ( $V_S$ ) LM386N-1, -3, LM386M-1, LM386MM-1 LM386N-4		4 5		12 18	V
Quiescent Current ( $I_Q$ )	$V_S = 6V, V_{IN} = 0$		4	8	mA
Output Power ( $P_{OUT}$ ) LM386N-1, LM386M-1, LM386MM-1 LM386N-3 LM386N-4	$V_S = 6V, R_L = 8\Omega, THD = 10\%$ $V_S = 9V, R_L = 6\Omega, THD = 10\%$ $V_S = 16V, R_L = 32\Omega, THD = 10\%$	250 500 700	325 700 1000		mW
Voltage Gain ( $A_v$ )	$V_S = 6V, f = 1\text{ kHz}$ 10 $\mu\text{F}$ from Pin 1 to 8		26 46		dB
Bandwidth (BW)	$V_S = 6V$ , Pins 1 and 8 Open		300		kHz
Total Harmonic Distortion (THD)	$V_S = 6V, R_L = 8\Omega, P_{OUT} = 125\text{ mW}$ $f = 1\text{ kHz}$ , Pins 1 and 8 Open		0.2		%
Power Supply Rejection Ratio (PSRR)	$V_S = 6V, f = 1\text{ kHz}, C_{BYPASS} = 10\ \mu\text{F}$ Pins 1 and 8 Open, Referred to Output		50		dB
Input Resistance ( $R_{IN}$ )			50		k $\Omega$
Input Bias Current ( $I_{BIAS}$ )	$V_S = 6V$ , Pins 2 and 3 Open		250		nA

Note 1: All voltages are measured with respect to the ground pin, unless otherwise specified.

Note 2: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits. Electrical Characteristics state DC and AC electrical specifications under particular test conditions which guarantee specific performance limits. This assumes that the device is within the Operating Ratings. Specifications are not guaranteed for parameters where no limit is given, however the typical value is a good indication of device performance.

Note 3: For operation in ambient temperatures above 25°C, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and 1) a thermal resistance of 60°C/W junction to ambient for the dual-in-line package and 2) a thermal resistance of 170°C/W for the small outline package.

## Application Hints

### GAIN CONTROL

To make the LM386 a more versatile amplifier, two pins (1 and 8) are provided for gain control. With pins 1 and 8 open the 1.35 k $\Omega$  resistor sets the gain at 20 (26 dB). If a capacitor is put from pin 1 to 8, bypassing the 1.35 k $\Omega$  resistor, the gain will go up to 200 (46 dB). If a resistor is placed in series with the capacitor, the gain can be set to any value from 20 to 200. Gain control can also be done by capacitively coupling a resistor (or FET) from pin 1 to ground.

Additional external components can be placed in parallel with the internal feedback resistors to tailor the gain and frequency response for individual applications. For example, we can compensate poor speaker bass response by frequency shaping the feedback path. This is done with a series RC from pin 1 to 5 (paralleling the internal 15 k $\Omega$  resistor). For 6 dB effective bass boost:  $R \approx 15$  k $\Omega$ , the lowest value for good stable operation is  $R = 10$  k $\Omega$  if pin 8 is open. If pins 1 and 8 are bypassed then  $R$  as low as 2 k $\Omega$  can be used. This restriction is because the amplifier is only compensated for closed-loop gains greater than 9.

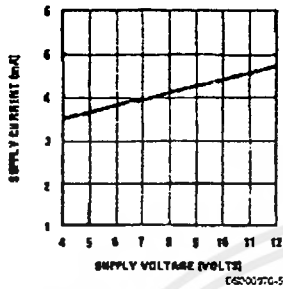
### INPUT BIASING

The schematic shows that both inputs are biased to ground with a 50 k $\Omega$  resistor. The base current of the input transistors is about 250 nA, so the inputs are at about 12.5 mV when left open. If the dc source resistance driving the LM386 is higher than 250 k $\Omega$  it will contribute very little additional offset (about 2.5 mV at the input, 50 mV at the output). If the dc source resistance is less than 10 k $\Omega$ , then shorting the unused input to ground will keep the offset low (about 2.5 mV at the input, 50 mV at the output). For dc source resistances between these values we can eliminate excess offset by putting a resistor from the unused input to ground, equal in value to the dc source resistance. Of course all offset problems are eliminated if the input is capacitively coupled.

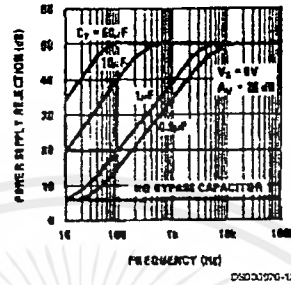
When using the LM386 with higher gains (bypassing the 1.35 k $\Omega$  resistor between pins 1 and 8) it is necessary to bypass the unused input, preventing degradation of gain and possible instabilities. This is done with a 0.1  $\mu$ F capacitor or a short to ground depending on the dc source resistance on the driven input.

## Typical Performance Characteristics

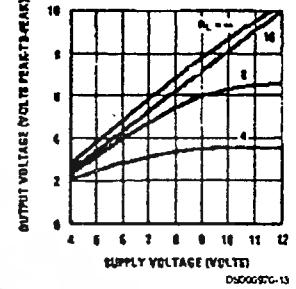
Quiescent Supply Current vs Supply Voltage



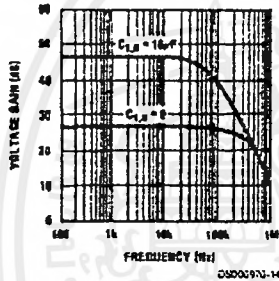
Power Supply Rejection Ratio (Referred to the Output) vs Frequency



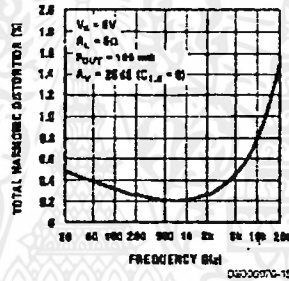
Peak-to-Peak Output Voltage Swing vs Supply Voltage



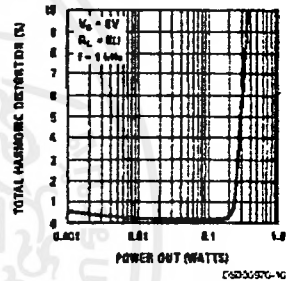
Voltage Gain vs Frequency



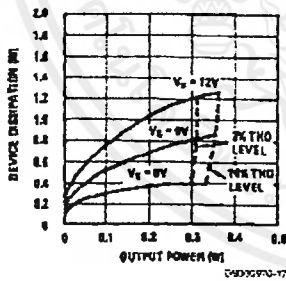
Distortion vs Frequency



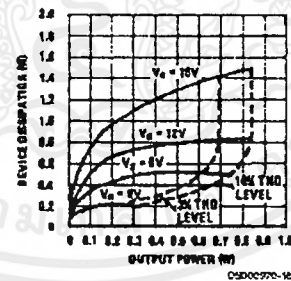
Distortion vs Output Power



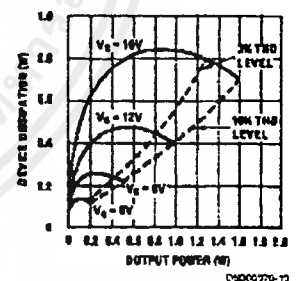
Device Dissipation vs Output Power — 4Ω Load



Device Dissipation vs Output Power — 8Ω Load



Device Dissipation vs Output Power — 16Ω Load



## กิตติกรรมประกาศ

ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ ดร. สุทธิชัย นพนาศิพงษ์ อาจารย์ที่ปรึกษาที่กรุณาให้ความช่วยเหลือทางด้าน ความรู้ คำแนะนำ จัดหาตำรา อุปกรณ์ต่าง ๆ ค่าใช้จ่ายในการทำโครงการการสื่อสารด้วยลำแสงผ่านตัวกลางอากาศ และทำการตรวจสอบจนปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จด้วยดี และข้าพเจ้าขอขอบพระคุณ คุณเศรษฐกร กาเมือง ที่ได้ให้ความช่วยเหลือในการให้คำแนะนำแก้ไขข้อผิดพลาดต่าง ๆ ของโครงการนี้และคำวิจารณ์ที่เป็นประโยชน์เกี่ยวกับปริญญานิพนธ์นี้

๙



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## หนังสืออ้างอิง

1. รศ.ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์, "วิศวกรรมการสื่อสาร", พิมพ์ครั้งที่1, สำนักพิมพ์ อักษรการพิมพ์, 2540
2. ดร. ประสิทธิ์ ประพัฒมงคลการ, "หลักการสื่อสาร", สำนักพิมพ์ บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด(มหาชน), 2539
3. ผศ. อภินันท์ มัณยานนท์, "การสื่อสารเส้นใยแสง", พิมพ์ครั้งที่7, สำนักพิมพ์ อักษรสยามการพิมพ์, 2537
4. จิรศักดิ์ เหลืองอุไร, "คัมภีร์การใช้งาน การสื่อสารอนุกรมบน PC", เรียบเรียงจาก Mastering Serial Communications ของ Peter W. Goffin, สำนักพิมพ์ บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด(มหาชน), 2538



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้