

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การส่งข้อมูลและสัญญาณเสียงด้วยแสงผ่านอากาศ

Data and Audio Transmission via Optical Beam in Free Space



T104316



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 104316
วัน,เดือน,ปี..... - 2 พ.ย. 2552

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2551

ภาควิชา
วิศวกรรมโทรคมนาคม
ผ่านการตรวจประเมินแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งในการนำไปใช้

การส่งข้อมูลและสัญญาณเสียงด้วยแสงผ่านอากาศ

Data and Audio Transmission via Optical Beam in Free Space

โดย

นายธีรศักดิ์ พรหมสนธิ	48010401
นางสาวนันท์นภัส อาจไชยชาญ	48010443
นายพัทพล เหล็กเพชร	48010609
นางสาวมัลลิกา ตระการภาสกุล	48010704

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร. สุทธิชัย นพนาถิพงษ์

รศ. สมยศ จุณะปิยะ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2551

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2551

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม


คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การส่งข้อมูลและสัญญาณเสียงด้วยแสงผ่านตัวกลางอากาศ

Data and Audio Transmission via Optical Beam in Free Space

ผู้จัดทำ

- | | | |
|--------------------|--------------|----------|
| 1. นายธีรศักดิ์ | พรหมสนธิ | 48010401 |
| 2. นางสาวนันท์นภัส | อาจไชยชาญ | 48010443 |
| 3. นายพัทธพล | เหล็กพิชิต | 48010609 |
| 4. นางสาวมัลลิกา | ตระการภาสกุล | 48010704 |


..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(ดร. สุทธิชัย นพนาคีพงษ์)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ. สมยศ จุณณะปิยะ)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การส่งข้อมูลและสัญญาณเสียงด้วยแสงผ่านตัวกลางอากาศ
DATA AND AUDIO TRANSMISSION VIA OPTICAL
BEAM IN FREE SPACE

โดย	นายธีรศักดิ์ พรหมสนธิ	48010401
	นางสาวนันท์นภัส อาจไชยชาญ	48010443
	นายพัทธพล เหล็กเพชร	48010609
	นางสาวมัลลิกา ตระการภาสกุล	48010704

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร. สุทธิชัย นพนาทิพงษ์

รศ. สมยศ จุณะปิยะ

บทคัดย่อ

ในปัจจุบันนี้องค์กรมีการใช้งานด้านสารสนเทศเพิ่มมากขึ้นทำให้มีความต้องการในการใช้แบนด์วิดท์ที่มากขึ้นตามไปด้วย ทำให้เครือข่ายที่ใช้ในปัจจุบันไม่เพียงพอต่อความต้องการ จึงมีการเปลี่ยนมาใช้สายใยแก้วนำแสง แต่เนื่องจากอาคารขององค์กรมีความสูงมาก ในการเดินสายใยแก้วนำแสง จึงมีความสิ้นเปลืองด้านค่าใช้จ่ายสูง ดังนั้นทางเลือกที่เหมาะสมที่สุดในปัจจุบันคือการสื่อสารด้วยแสงผ่านตัวกลางอากาศ ซึ่งเป็นเทคโนโลยีที่นำแสงมาใช้ในการสื่อสาร, มีขนาดแบนด์วิดท์การใช้งานที่กว้าง, สามารถติดตั้งและเปิดใช้งานได้อย่างรวดเร็ว, มีค่าใช้จ่ายที่ค่อนข้างต่ำกว่าแบบอื่นๆ และยังสามารถนำไปใช้ได้ในพื้นที่ที่ไม่เหมาะในการวางสายสัญญาณ

ABSTRACT

Recently years, many company have worked increase in information technology so they need more bandwidth thus network couldn't be enough for them need. Then they will become in Fiber Optic but the buildings of organizations are very high that it makes connecting. Users have to spend more money for fiber optic. So Free Space Optical is the best way which uses laser technology. Have any vast bandwidth and could set up immediately but prices is lower than others and also can apply in improper area.

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1 ทฤษฎีพื้นฐานการสื่อสารแบบอนุกรม	3
2.1.1 มาตรฐาน RS -232C	3
2.1.2 ลักษณะของ คอนเนกเตอร์ชนิดดี	4
2.1.3 องค์ประกอบของการรับส่งข้อมูลแบบ อนุกรม	4
2.1.4 การสื่อสารทางเดียว	5
2.1.5 การสื่อสารสองทาง	5
2.1.6 การต่อแบบ Hardware Handshaking	6
2.1.7 การต่อแบบ Null Modem	7
2.1.8 การต่อแบบ Loopback Plug	8
2.1.9 สัญญาณทางไฟฟ้า	8
2.1.10 มาตรฐาน RS-422 หรือ RS-422-A	9
2.1.11 มาตรฐาน RS-485	9
2.2 การส่งตัวอักษร	10
2.2.1 รูปแบบข้อมูลในคอมพิวเตอร์	10
2.2.1.1 บิตและไบต์	10
2.2.1.2 การเข้ารหัสข้อมูล	10
2.2.2 การแปลงเป็นรูปแบบอนุกรม	11
2.2.3 การสื่อสารแบบซิงโครนัสและอะซิงโครนัส	12
2.2.4 อัตราการส่งข้อมูล (Baud rate)	13
2.3 หลักการของการมัลติเพล็กซ์ (Multiplexing)	14
2.4 ฟริควเอนซีดิวิชั่นมัลติเพล็กซ์ (Frequency Division Multiplexing: FDM)	15
2.5 ฟริควเอนซีชิฟต์คีย์อิง (Frequency Shift Keying: FSK)	19
2.5.1 ตัวกำเนิดสัญญาณฟริควเอนซีชิฟต์คีย์อิง (FSK Generator)	19
2.5.2 แบนด์วิดท์ของสัญญาณฟริควเอนซีชิฟต์คีย์อิง (FSK Bandwidth)	20
2.5.3 ฟริควเอนซีชิฟต์คีย์อิงดีมอดูเลเตอร์ (FSK Demodulator)	24
2.6 การมอดูเลต	25
2.6.1 ประเภทในการส่งสัญญาณ	25
2.6.1.1 การส่งสัญญาณข้อมูลแบบอนาล็อก	25
2.6.1.2 การส่งสัญญาณข้อมูลแบบดิจิทัล	25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
2.6.2 การมอดูเลตสัญญาณ (Signal Modulation)	25
2.6.2.1 การมอดูเลตทางแอมพลิจูด (AM)	26
2.6.2.2 การมอดูเลตทางความถี่ (FM)	27
2.6.2.3 การมอดูเลตทางเฟส (PM)	28
2.7 การมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation, FM)	29
2.7.1 วงจรที่ทำให้เกิดสัญญาณเอฟเอ็ม	30
2.7.2 วงจรสำหรับการมอดูเลตทางความถี่	31
2.7.3 ดัชนีการมอดูเลต	31
2.7.4 ไซด์แบนด์ของการมอดูเลตทางความถี่	32
2.7.5 แบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็ม	33
2.8 เฟสล็อกคัลลิป	34
2.9 อุปกรณ์แสง (Optical Device)	36
2.9.1 โครงสร้างของการกำเนิดแสง	36
2.9.2 โครงสร้างและการทำงานของสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor)	39
2.9.3 สารที่ใช้ในการสร้างและโครงสร้างของอุปกรณ์ปล่อยแสง	42
2.9.3.1 สารที่ใช้ในการสร้างอุปกรณ์ปล่อยแสง	42
2.9.3.2 โครงสร้างของอุปกรณ์ปล่อยแสง	43
2.9.4 คุณสมบัติต่างๆของอุปกรณ์ปล่อยแสง	48
2.10 Free Space Optical	50
2.10.1 หลักการทำงาน	52
2.10.2 ข้อได้เปรียบของ FSO	53
2.10.3 การนำเทคโนโลยี FSO มาใช้โดย Light Pointe	53
2.10.4 ประโยชน์ของการใช้งาน	55
2.10.5 แนวน้อมในอนาคต	56
บทที่ 3 การออกแบบและหลักการทำงาน	57
3.1 การออกแบบด้านส่ง	57
3.1.1 วงจรขยายเสียง	57
3.1.2 วงจร FSK Modulator	58
3.1.3 วงจรรวมสัญญาณแบบนอนอินเวอร์ตติ้ง	59
3.1.4 วงจรขับเลเซอร์ (Laser Driver)	60
3.1.5 ภาค Voltage Converter	62

สารบัญ

	หน้า
3.1.7 วงจรรวมของภาคส่ง	65
3.2 การออกแบบด้านรับ	66
3.2.1 วงจรตรวจจับสัญญาณ	66
3.2.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและวงจรกรองความถี่ผ่าน	66
3.2.3 วงจร FSK Demodulator	68
3.2.4 วงจร Voltage Comparator	69
3.2.5 วงจรขยายสัญญาณ โดยใช้ทรานซิสเตอร์	69
3.2.6 การออกแบบวงจรขยายเสียง (Audio Amplifier)	71
3.2.7 วงจรรวมของภาครับ	72
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	75
4.1 ภาคส่ง	75
4.1.1 ภาค Voltage Converter	75
4.1.2 ภาค FSK Modulator	77
4.1.3 ภาครวมสัญญาณ	78
4.1.4 ภาคขับเลขเซอ์	79
4.2 ภาครับ	80
4.2.1 ภาคตรวจจับสัญญาณ	80
4.2.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (ข้อมูล)	81
4.2.3 ภาค FSK Demodulator	81
4.2.4 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ	82
4.2.5 ภาค Voltage Converter	83
4.2.6 ภาคกรองความถี่ต่ำผ่าน (เสียง)	84
4.3 ส่วนแสดงผลบนจอคอมพิวเตอร์	85
4.4 ผลการทดลองภาคส่งเสียง	87
4.5 ผลการทดลองภาคส่งข้อมูลคอมพิวเตอร์	88
บทที่ 5 บทสรุปและวิจารณ์	88

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

บรรณานุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 เป็นการแสดงอัตราบอดทั่วไปที่ใช้ในการโอนย้ายข้อมูลแบบอนุกรม	13
ตารางที่ 2.2 North American and internationalstand (ITU-T) FDM carrier standard	19
ตารางที่ 2.3 Bessel Function Table	23
ตารางที่ 2.4 การเปรียบเทียบคุณสมบัติต่าง ๆ ของอุปกรณ์ปล่อยแสง	50
ตารางที่ 4.1 แสดงระยะทางที่ใช้ส่งเสียง	87
ตารางที่ 4.2 แสดงอัตราบอดที่ใช้ในการส่งข้อมูลคอมพิวเตอร์	88



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 การเชื่อมต่อเพื่อการสื่อสารทางเดียว	5
รูปที่ 2.2 การเชื่อมต่อเพื่อการสื่อสารสองทาง	6
รูปที่ 2.3 การต่อแบบ Handshaking	7
รูปที่ 2.4 การต่อแบบ Null Modem	7
รูปที่ 2.5 การต่อแบบ Loopback Plug	8
รูปที่ 2.6 RS-232C wave form	9
รูปที่ 2.7 แสดงตัวอย่างการแทนข้อมูลด้วยรหัส EBCDIC และ ASCII	11
รูปที่ 2.8 การส่งสัญญาณข้อมูลดิจิทัลเป็นเฟรมโดยวิธีอะซิงโครนัส	12
รูปที่ 2.9 หลักการของการมัลติเพล็กซ์	14
รูปที่ 2.10 การฟรีควีนซีคิวชันมัลติเพล็กซ์	15
รูปที่ 2.11 จำนวนช่องสัญญาณในแต่ละกรุปจำนวนช่องสัญญาณเท่ากับ 8 ช่อง	16
รูปที่ 2.12 จำนวนช่องสัญญาณในแต่ละกรุปจำนวนช่องสัญญาณเท่ากับ 12 ช่อง	16
รูปที่ 2.13 จำนวนช่องสัญญาณในแต่ละกรุปจำนวนช่องสัญญาณเท่ากับ 16 ช่อง	17
รูปที่ 2.14 แสดงการวางตำแหน่งของเบสิกซูเปอร์กรุป	17
รูปที่ 2.15 ตำแหน่งของซูเปอร์กรุปในเบสิคมาสเตอร์กรุป	18
รูปที่ 2.16 ตำแหน่งของมาสเตอร์กรุปในซูเปอร์มาสเตอร์กรุป	18
รูปที่ 2.17 ตัวกำเนิดสัญญาณฟรีควีนซีคิวชัน	20
รูปที่ 2.18 อินพุตและเอาต์พุตของตัวกำเนิดสัญญาณฟรีควีนซีคิวชัน	20
รูปที่ 2.19 ฟรีควีนซีคิวชันมอดูเลเตอร์	21
รูปที่ 2.20 การเบี่ยงเบนความถี่	22
รูปที่ 2.21 แสดงสเปกตรัมความถี่ของตัวอย่าง	24
รูปที่ 2.22 PLL-FSK Demodulation	24
รูปที่ 2.23 การมอดูเลตสัญญาณแบบเอเอ็ม	26
รูปที่ 2.24 การมอดูเลตสัญญาณแบบเอฟเอ็ม	27
รูปที่ 2.25 การมอดูเลตสัญญาณแบบพีเอ็ม	28
รูปที่ 2.26 แสดงการมอดูเลตทางความถี่	29
รูปที่ 2.27 วงจรที่ทำให้เกิดการผสมคลื่นแบบเอฟเอ็ม	30
รูปที่ 2.28 วงจรออสซิลเลเตอร์สำหรับระบบเอฟเอ็ม	31
รูปที่ 2.29 กราฟแสดงแอมพลิจูดของพาหะและไซด์แบนด์ในระบบเอฟเอ็ม	33
รูปที่ 2.30 ส่วนประกอบของวงจรเฟสล็อกคัล	34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.31 แสดงการจ่ายพลังงานและปรากฏการณ์ปล่อยพลังงานออกมา	37
รูปที่ 2.32 แสดงโครงสร้างและระดับพลังงานของอะตอม	37
รูปที่ 2.33 แสดงระดับพลังงานและขั้นตอนของการถ่ายเท	38
รูปที่ 2.34 แสดงตัวอย่างการจัดอิเล็กตรอน และนิวเคลียสในสารกึ่งตัวนำ	39
รูปที่ 2.35 แสดงหลักการของออสซิลเลชันของแสง	40
รูปที่ 2.36 แสดงการเกิด Standing Wave ของแสง	41
รูปที่ 2.37 แสดงความยาวคลื่นต่างๆ ของเลเซอร์	41
รูปที่ 2.38 แสดงช่วงความยาวคลื่นแสงของไดโอดเปล่งแสง	42
รูปที่ 2.39 แสดงความยาวคลื่นแสงที่ปล่อยออกมาของสารประกอบกึ่งตัวนำแต่ละชนิด	42
รูปที่ 2.40 แสดงระดับพลังงานของสารกึ่งตัวนำชนิดพีและชนิดเอ็น	43
รูปที่ 2.41 แสดงสนามไฟฟ้าภายในและระดับพลังงานของรอยต่อพีเอ็น	44
รูปที่ 2.42 แสดงโครงสร้างทั่วไปของเลเซอร์ไดโอด	45
รูปที่ 2.43 แสดงโครงสร้าง, ระดับพลังงานและลักษณะการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการหักเหของเลเซอร์	46
รูปที่ 2.44 แสดง โครงสร้างแบบ Planar Stripe	46
รูปที่ 2.45 แสดงโครงสร้างของ Embedding Stripe Type	48
รูปที่ 2.46 แสดงเอาต์พุตของแสงและการผสมในการส่งสัญญาณดิจิทัล	49
รูปที่ 2.47 แสดงการผสมแบบไลต์อินเทนซิตีโมดูเลชัน	49
รูปที่ 2.48 รูปแบบการใช้งานในอาคาร	51
รูปที่ 2.49 วงจรชีวิตของเอฟเอสโอ	52
รูปที่ 2.50 หลักการทำงานของเอฟเอสโอ	53
รูปที่ 2.51 การใช้งานอดีตเพื่อการสื่อสาร (ระบบเสียง)	54
รูปที่ 2.52 อุปกรณ์ของไลต์พอยท์ในยุคต้น	54
รูปที่ 2.53 อุปกรณ์ไลต์พอยท์ในปัจจุบัน	55
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของวภาคส่ง	57
รูปที่ 3.2 วงจรขยายความต่างศักย์ของเสียง	58
รูปที่ 3.3 วงจรFSK Modulator	59
รูปที่ 3.4 วงจรรวมสัญญาณ	59
รูปที่ 3.5 วงจรขับเลเซอร์	62
รูปที่ 3.6 วงจร Voltage Converter	63
รูปที่ 3.7 วงจรภาคจ่ายไฟ	64
รูปที่ 3.8 วงจรรวมภาคส่ง	65
รูปที่ 3.9 บล็อกไดอะแกรมด้านรับสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า	66

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 3.10 วงจรตรวจจับสัญญาณแสง	66
รูปที่ 3.11 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	67
รูปที่ 3.12 วงจรกรองความถี่ผ่าน	68
รูปที่ 3.13 วงจร FSK Demodulator	68
รูปที่ 3.14 วงจร Voltage Comparator	69
รูปที่ 3.15 วงจรต้นแบบของวงจรถ่ายสัญญาณ	70
รูปที่ 3.16 วงจรถ่ายสัญญาณเสียง	71
รูปที่ 3.17 วงจรรวมภาครับ	72
รูปที่ 3.18 แสดงโพล์ซาร์ทการทำงานของโปรแกรม	73
รูปที่ 3.19 แสดงโพล์ซาร์ทการทำงานของโปรแกรม (ต่อ)	74
รูปที่ 4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาคส่ง	75
รูปที่ 4.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาครับ	75
รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณที่ทีแอล	76
รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณความถี่มาร์ค	77
รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณความถี่สเปซ	77
รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแบบพรีเวเวนซีซีพีเคียอิง	78
รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณจากวงจรรวมสัญญาณ	78
รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณจากวงจรจับเลเซอร์	79
รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณที่ตรวจจับได้	80
รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณข้อมูลจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	81
รูปที่ 4.11 แสดงสัญญาณที่ผ่านการคิมมอดูเลตแบบพรีเวเวนซีซีพีเคียอิง	81
รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณจากวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ	82
รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณจากวงจรอินเวอร์เตอร์	83
รูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณจากวงจรปรับระดับแรงดัน	83
รูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณเสียงจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	84
รูปที่ 4.16 โปรแกรม Serial Port Terminal	85
รูปที่ 4.17 การแสดงค่าคุณสมบัติต่างๆที่ได้กำหนดทางด้านส่ง	85
รูปที่ 4.18 การแสดงค่าคุณสมบัติต่างๆที่ได้กำหนดทางด้านรับ	86
รูปที่ 4.19 แสดงผลของค่านำส่งเมื่อทำการส่งไปข้อความไปที่ค่านำรับ	86

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 4.20 แสดงผลของด้านรับเมื่อด้านส่งได้ส่งข้อความมา	87
รูปที่ 4.23 แสดงรูปด้านหลังของเครื่องส่งและเครื่องรับ	88
รูปที่ 4.22 แสดงรูปด้านหน้าของเครื่องส่งและเครื่องรับ	89
รูปที่ 4.21 แสดงรูปวงจรภายในของเครื่องส่งและเครื่องรับภายในกล่องเดียวกัน	89



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

การสื่อสารในปัจจุบันแบ่งเป็น 2 แบบ คือ แบบใช้สายและไม่ใช้สาย หรือที่เรียกว่า ไร้สายนั่นเอง แบบใช้สาย เช่น สายโทรศัพท์ สายโทรศัพท์ หรือแม้กระทั่งสายไฟฟ้าที่การไฟฟ้าใช้ส่งกระแสไฟฟ้ามายังบ้านเราและใช้สื่อสารไปในตัวด้วย ซึ่งการสื่อสารในลักษณะนี้จะต้องมีการโยงสายจากต้นกำเนิดของข้อมูลไปยังปลายทาง โดยข้อมูลที่ส่งในสายเหล่านี้จะอยู่ในรูปของสัญญาณไฟฟ้า ส่วนแบบไม่ใช้สายนั้นจะเป็นในลักษณะที่ส่งข้อมูลผ่านอากาศโดยตรงโดยไม่ต้องมีการโยงสายระหว่างต้นทางกับปลายทางเข้าด้วยกัน แต่จะใช้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเข้ามาช่วย เช่น คลื่นวิทยุชุมชน คลื่นวิทยุของตำรวจและทหาร คลื่นวิทยุของตำรวจและทหาร คลื่นโทรศัพท์มือถือ เป็นต้น

สำหรับระบบการสื่อสารที่ใช้เทคโนโลยีโฟโตนิกส์ ก็สามารถแบ่งออกได้ในลักษณะเดียวกัน คือ ถ้าเป็นการสื่อสารแบบใช้สายก็จะใช้เส้นใยแก้วนำแสงที่ทำขึ้นจากแก้วหรือพลาสติกในการนำข้อมูลที่อยู่ในรูปของสัญญาณแสงจากต้นทางไปยังปลายทาง โดยเส้นใยแก้วนำแสงนี้จะถูกฝังไว้ใต้ดิน หรือห้อยไปกับสายไฟฟ้าตามเสาก็ได้ ซึ่งต้องได้รับอนุญาตก่อนที่จะมีการใช้งานจริง โดยเฉพาะกับระบบที่ต้องใช้สายนั้นจะต้องเสียค่าใช้จ่ายเพิ่มขึ้น เพื่อที่จะฝังสายไว้ใต้ดินหรือแขวนไว้ระหว่างเสาไฟฟ้าอีกด้วย

ดังนั้นในปัจจุบันได้มีการนำระบบการสื่อสารที่ใช้แสงเข้ามาช่วย และการส่งข้อมูลของระบบนี้ยังผ่านอากาศแทนที่จะผ่านเส้นใยแก้วนำแสง ระบบที่วันนี้เรียกกันทั่วไปว่า ระบบการสื่อสารด้วยแสงแบบผ่านอากาศ (Free Space Optics: FSO)

ในช่วงประมาณ 8-9 ปีมานี้เองที่ระบบเอฟเอสโอ (FSO) เริ่มพัฒนาอย่างเป็นจริงเป็นจังมากขึ้น โดยนำแสงเลเซอร์และตัวขยายสัญญาณแสง (Optical amplifiers) เข้ามาช่วย เพื่อเพิ่มกำลังของแสงให้อยู่ในระดับหนึ่งวัตต์ นอกจากนี้ยังใช้ชุดเลนส์ที่ใช้ในกล้องเทเลสโคปสำหรับส่องดูดาวเข้ามาช่วยในการปรับขนาดของลำแสงทั้งที่ภาคส่งและภาครับให้เหมาะสม เช่น มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 10 เซนติเมตร ทั้งนี้ก็เพื่อลดการเบี่ยงเบนของลำแสงและช่วยให้แสงตกกระทบที่ตัวรับได้ง่ายขึ้น

ในปัจจุบันความต้องการใช้ระบบเอฟเอสโอเริ่มมีมากขึ้น ทั้งนี้ก็เพราะว่าระบบนี้เหมาะกับการสื่อสารในระยะที่ไม่ไกลเกินไปนัก เช่น ระยะที่ไม่เกิน 5-10 กิโลเมตร ซึ่งจะทำให้ต้นทุนในการฝังหรือโยงสายถูกตัดทิ้งไปได้ ดังนั้นระบบเอฟเอสโอจึงเหมาะกับการส่งข้อมูลระหว่างอาคารสูงๆหรือแม้กระทั่งภายในอาคารเดียวกัน นอกจากนี้ระบบเอฟเอสโอยังไม่ต้องขออนุญาตในการติดตั้งอีกด้วย เพียงซื้อระบบมาแล้ววางตัวส่งไว้ที่อาคารแห่งหนึ่ง และติดตั้งตัวรับไว้ที่อีกอาคารหนึ่ง จากนั้นก็เล็งให้แสงจากตัวส่งไปตกที่ตัวรับให้ได้ก็เป็นที่เรียบร้อย

ในการติดตั้งก็ต้องคำนึงถึงทิศทางของแสงจากดวงอาทิตย์ที่สามารถรบกวนการทำงานของภาคส่งและภาครับได้ ละอองน้ำและหมอกก็สามารถรบกวนการทำงานของระบบ และเป็นตัวแปรที่จำกัดเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระยะทางในการสื่อสารลง ทั้งนี้ก็เพราะว่าแสงเลเซอร์ที่ใช้ในระบบนี้จะอยู่ในช่วงของอินฟราเรดใกล้ (ความยาวคลื่น 850-1550 นาโนเมตร) ซึ่งถูกกลทอนกำลังลงได้เมื่อวิ่งผ่านละอองน้ำ ความแปรปรวนของสภาวะอากาศที่ทำให้ค่าดัชนีหักเหของแสงของอากาศเปลี่ยนไป คล้ายๆกับกรณีที่แสงหักเหจากถนนเข้าสู่ตาเราแล้วทำให้เราเห็นแหล่งน้ำบนถนน ซึ่งเป็นภาพลวงตานั่น ก็สามารถทำให้แสงเบี่ยงเบนจากตัวรับไปได้ และทำให้ข้อมูลสูญหายได้เช่นกัน ดังนั้นระบบเอฟเอสโอที่ดีจะต้องมีวิธีการในการตรวจสอบการเบี่ยงเบนของลำแสง การบังคับแสงให้อยู่ในเป้าหมาย และการปรับระดับความแรงของแสงด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 ทฤษฎีพื้นฐานการสื่อสารแบบอนุกรม

ในการสื่อสารแบบอนุกรมในเครื่องคอมพิวเตอร์นั้นจะมีความเร็วในการสื่อสารช้ากว่าแบบขนาน เป็นเพราะว่าการเคลื่อนย้ายข้อมูลแบบอนุกรมนั้นเป็นการส่งข้อมูลทีละ 1 บิต แต่พอร์ตขนานนั้นสามารถส่งข้อมูลได้ครั้งละหลายๆ บิตพร้อมกัน ดังนั้นจึงทำให้การสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมมีความเร็วต่อบิตช้ากว่าแบบขนาน แต่ข้อดีของการส่งข้อมูลแบบอนุกรมคือ สามารถส่งข้อมูลได้ระยะทางไกลกว่าแบบขนาน และอีกทั้งสายสัญญาณก็มีน้อยกว่าการส่งข้อมูลแบบขนานอีกด้วย

การสื่อสารแบบอนุกรมสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 รูปแบบ ดังนี้

1. การสื่อสารทางเดียว (Simplex) สามารถส่งข้อมูลได้อย่างเดียว
2. การสื่อสารแบบสองทางไม่พร้อมกัน (Half-Duplex) สามารถส่งข้อมูลไปยังปลายทางและสามารถรับข้อมูลจากปลายทางได้แต่ไม่สามารถทำการส่งและรับข้อมูลในเวลาเดียวกันได้
3. การสื่อสารแบบ 2 ทางพร้อมกัน (Full-Duplex) สามารถรับและส่งข้อมูลได้ในเวลาเดียวกัน

การสื่อสารแบบอนุกรมสามารถแบ่งประเภทของการสื่อสารตามลักษณะสัญญาณในการสื่อสารได้ 2 แบบ คือ

1. การสื่อสารแบบซิงโครนัส (Synchronous) สำหรับการสื่อสารแบบซิงโครนัสนี้จะใช้สัญญาณนาฬิกาควบคุมการรับส่งสัญญาณ เช่น สายเคเบิลคอมพิวเตอร์ โดยจะมีสายสัญญาณเส้นหนึ่งเป็นสายสัญญาณนาฬิกา ส่วนอีกเส้นหนึ่งเป็นสายของข้อมูล (และมักจะมีสายกราวด์ ด้วย) สำหรับการสื่อสารแบบซิงโครนัสนี้เหมาะสำหรับการทำงานในระยะใกล้ ข้อมูลที่จะส่ง มีไม่มากนัก เพราะถ้าระยะทางไกลขึ้นจะทำให้สัญญาณนาฬิกามีปัญหา อีกทั้งต้องมีสายหลายเส้นทำให้สิ้นเปลืองมาก
2. การสื่อสารแบบ อะซิงโครนัส (Asynchronous) สำหรับการสื่อสารแบบอะซิงโครนัสนั้นจะใช้สายสัญญาณเพียงตัวเดียวแต่จะใช้รูปแบบการส่งข้อมูล หรือ Bit Pattern เป็นตัวกำหนดว่าส่วนไหนเป็นตัวเริ่มต้นข้อมูล ส่วนไหนเป็นตัวข้อมูล ส่วนไหนจะเป็นตัวตรวจสอบความถูกต้องของข้อมูล และส่วนไหนเป็นส่วนปิดท้ายของข้อมูล โดยต้องกำหนดให้สัญญาณนาฬิกาเท่ากันทั้งภาครับและภาคส่ง ซึ่งจะมีอุปกรณ์พิเศษที่เรียกว่า UART หรือ Universal Asynchronous Receiver/Trasmitter คอยควบคุมการรับและการส่งข้อมูล อีกแบบที่ได้รับความนิยมอย่างสูงตั้งแต่ อดีตจนถึงปัจจุบันนี้คือ มาตรฐาน RS -232C

2.1.1 มาตรฐาน RS -232C

มาตรฐาน RS -232C เป็นมาตรฐานที่ได้รับการออกแบบมาเพื่อที่จะทำให้อุปกรณ์ต่อพ่วงจากผู้ผลิตต่างกันสามารถทำงานร่วมกันได้ในยุคแรกๆการอินเตอร์เฟสแบบ RS-232C ถูกออกแบบสำหรับการเชื่อมต่อเทอร์มินอล (Data Terminal Equipment: DTE) กับ โมเด็ม (Data Communication Equipment: DCE) ทั้งนี้เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการส่งข้อมูลบนสายเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มาตรฐาน RS -232C ได้แบ่งอุปกรณ์ออกเป็น 2 ประเภท

1. อุปกรณ์ดีทีอี เป็นอุปกรณ์สำหรับส่งข้อมูล (Output)
2. อุปกรณ์ดีซีอี เป็นอุปกรณ์สำหรับรับข้อมูล (Input)

ซึ่งตามมาตรฐาน RS -232C แล้วหัวต่อของดีทีอีจะเป็นตัวผู้ ส่วนหัวต่อของดีซีอีจะเป็นตัวเมีย ซึ่งปัจจุบันนี้หัวต่อที่นิยมใช้กันมากจะเป็นชนิดดี (D-type) แบบ 9 ขา และดีไทป์แบบ 25 ขา โดยหัวต่อจะติดตั้งอยู่หลังเครื่องคอมพิวเตอร์ ระดับแรงดันจะมีค่าระหว่าง -3 โวลต์ ถึง -15 โวลต์สำหรับลอจิกสูงและลอจิกต่ำ จะมีระดับแรงดันระหว่าง +3 โวลต์ ถึง +15 โวลต์ สามารถรับส่งข้อมูลได้ที่ความยาวของสายสัญญาณสูงสุด 50 เมตรหรือ 150 ฟุต แต่ถ้าเราต้องการสื่อสารกับอุปกรณ์อื่นที่อยู่ห่างกันมากๆ เราจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์อื่นๆ เข้าช่วย เช่น การใช้โมเด็ม เป็นต้น

2.1.2 ลักษณะของหัวต่อชนิดดีไทป์

หัวต่อแบบดีไทป์ที่ใช้ในการสื่อสารแบบอนุกรมนั้น จะมีอยู่ 2 ลักษณะคือ แบบ 9 ขา (DB9) และแบบ 25 ขา (DB25) ซึ่งหัวต่อทั้ง 2 ชนิดจะมีลักษณะการทำงานของสัญญาณเหมือนกัน แต่การจัดการไม่เหมือนกัน

- Transmit Data: TD ใช้สำหรับส่งข้อมูลอนุกรมออกจากคอมพิวเตอร์
- Receive Data: RD ใช้สำหรับรับข้อมูลอนุกรมเข้าคอมพิวเตอร์
- Request to Send: RTS ใช้สำหรับส่งข้อมูลไปยังอุปกรณ์ปลายทางเพื่อร้องขอให้อุปกรณ์ปลายทางส่งข้อมูลกลับมา
- Clear To Send: CTS ใช้สำหรับตรวจสอบว่าอุปกรณ์ที่เชื่อมต่อด้วยพร้อมที่จะรับข้อมูลหรือไม่ โดยจะคอยรับสัญญาณอาร์ทีเอสเมื่อทุกอย่างพร้อมก็จะทำการส่งข้อมูลออกทางขาส่ง
- Data Set Ready: DSR ใช้สำหรับตรวจสอบการเชื่อมต่อกันระหว่างคอมพิวเตอร์กับอุปกรณ์ปลายทาง
- Signal Ground: SG เป็นกราวด์ของระบบ
- Carrier Detect: CD ขานี้จะทำงานเมื่อมีการส่งสัญญาณคลื่นพาห์ (carrier) จากโมเด็ม
- Data Terminal Ready: DTR ใช้สำหรับบอกให้อุปกรณ์ปลายทางรับรู้ว่าการติดต่อด้วยโดยขาของดีทีอาร์นี้ต้องเชื่อมต่อกับขาดีเอสอาร์ของอุปกรณ์ปลายทาง
- Ring Indicator: RI ขานี้จะทำงานเมื่อ โมเด็ม ได้รับสัญญาณเรียกเข้าจากสายโทรศัพท์

2.1.3 องค์ประกอบของการรับส่งข้อมูลแบบอนุกรม

1. บิตเริ่มต้น (Start Bit) ขนาด 1 บิตจะใส่ที่จุดเริ่มต้นเสมอเพื่อเตือนอุปกรณ์ฝ่ายรับว่าข้อมูลกำลังจะมาถึง
2. บิตข้อมูล (Data Character) ขนาด 7 บิตหรือ 8 บิต การส่งบิตข้อมูลจะส่งเป็นกลุ่มๆ โดยทั่วไปจะส่งเป็น 7 บิตหรือ 8 บิต ซึ่งเพียงพอสำหรับการส่งข้อมูลแบบแอสกีเวิร์ด (ASCII Word)
3. พาริตีบิต (Parity Bit) ขนาด 1 บิต ใช้สำหรับตรวจสอบความถูกต้องของข้อมูลที่ส่งเราจะใส่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บิตพริตต์เข้าไป บิตพริตต์มีหลายแบบดังนี้

- พริตต์คู่ (Even Parity) ค่าของบิตพริตต์นี้เมื่อรวมกันทุกๆบิตของข้อมูลแล้วจะต้องมีจำนวนบิตที่เป็นเลข 1 เป็นเลขคู่ตัวอย่างเช่นข้อมูล 1000111 มีเลข 1 ทั้งหมด 3 ตัว ดังนั้นบิตพริตต์ จะเป็น 0
- พริตต์คี่ (odd Parity) ค่าของบิตพริตต์นี้เมื่อรวมกันทุกๆบิตของข้อมูลแล้วจะต้องมีจำนวนบิตที่เป็นเลข 1 เป็นเลขคี่ ตัวอย่างเช่นข้อมูล 1000101 มีเลข 1 ทั้งหมด 3 ตัว ดังนั้นบิตพริตต์จะเป็น 1
- ไม่มีพริตต์ (None) ถ้าตั้งค่าบิตพริตต์เป็นแบบไม่มีพริตต์ ทั้งภาครับและภาคส่งจะไม่มี การตรวจสอบบิตพริตต์

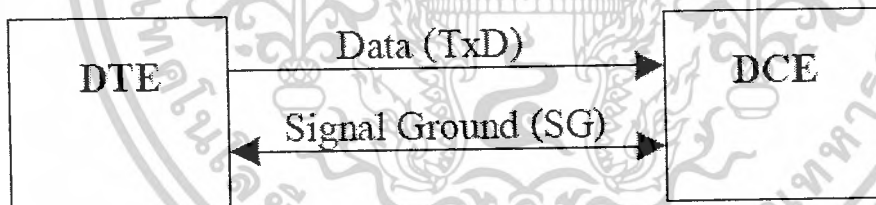
4. บิตหยุด (Stop Bit) ขนาด 1 บิตหรือ 2 บิต เป็นบิตที่ส่งมาปิดท้ายข้อมูล

อัตราเร็วในการรับส่งข้อมูลแบบอนุกรม การที่อุปกรณ์ 2 อย่างจะติดต่อกันได้นั้นจะต้องทำงานด้วยอัตราเร็วเท่ากัน ซึ่งอัตราเร็วในการสื่อสารแบบอะซิงโครนัสคือ ค่าบอร์ด์เรต (Baud Rate) มีหน่วยเป็นบิตต่อวินาทีซึ่งค่าอัตราเร็วในการสื่อสารแบบอนุกรมสำหรับมาตรฐาน RS-232c นั้นมีใช้ดังนี้ 110,150,300,600, 1,200, 2,400, 4,800, 9,600 และ 19,200 บิตต่อวินาที

2.1.4 การสื่อสารทางเดียว

สัญญาณหลักที่ใช้สำหรับการสื่อสารมีอยู่สองสัญญาณได้แก่

- สายสัญญาณสำหรับส่งข้อมูลจากดีทีอีไปดีซีอี
- สายสัญญาณสำหรับซิกแนลกราวด์ (Signal Ground) ซึ่งเป็นจุดอ้างอิงร่วมสำหรับขั้วและแรงดันไฟฟ้าของสายอื่น

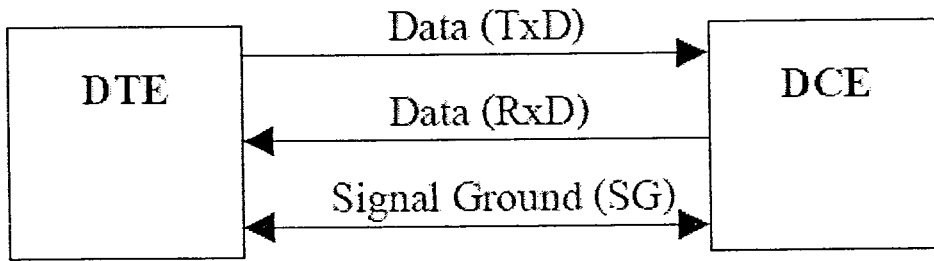


รูปที่ 2.1 การเชื่อมต่อเพื่อการสื่อสารทางเดียว

2.1.5 การสื่อสารสองทาง

ในกรณีที่ข้อมูลถูกส่งผ่านในสองทิศทาง โดยเฉพาะเมื่อคอมพิวเตอร์สองตัวสื่อสารกัน จำนวนสายที่น้อยที่สุดในการสื่อสารสองทางคือ 3 เส้น ได้แก่ สายข้อมูลในแต่ละทิศทาง และซิกแนลกราวด์ ดังรูปที่ 2.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

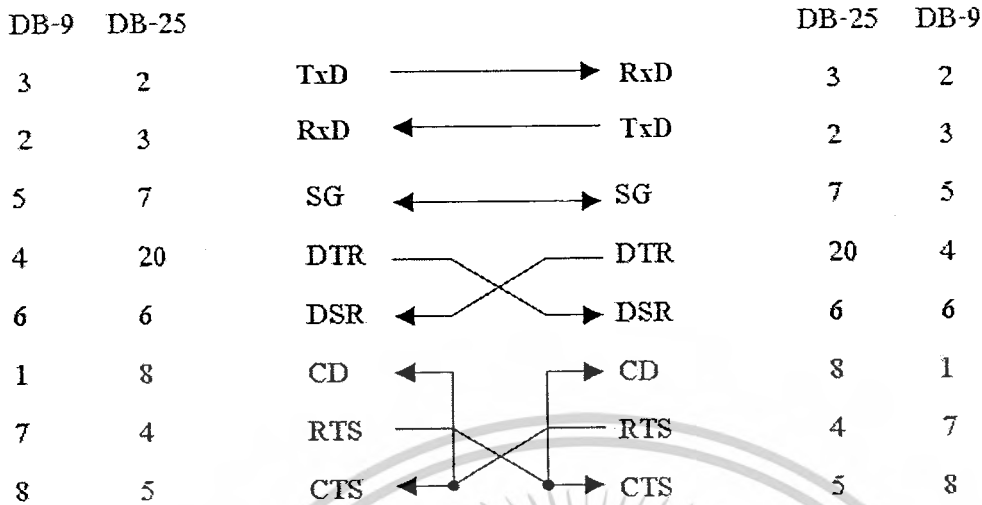


รูปที่ 2.2 การเชื่อมต่อเพื่อการสื่อสารสองทาง

2.1.6 การต่อแบบ Hardware Handshaking

ในหลายๆกรณีอุปกรณ์ฝ่ายส่งต้องรู้ว่าอุปกรณ์ฝ่ายรับพร้อมที่จะรับข้อมูลหรือไม่ ตัวอย่างเช่น การส่งข้อมูลไปยังโมเด็ม ความเร็วของการสื่อสารอาจจะเร็วกว่าความเร็วของโมเด็ม ดังนั้นโมเด็มจะต้องระงับการส่งข้อมูลของคอมพิวเตอร์จนกว่ามันพร้อมที่จะรับข้อมูล กรณีเช่นนี้จะต้องมีสัญญาณส่งจากฝ่ายรับบอกไปยังอุปกรณ์ฝ่ายส่ง เพื่อแจ้งสถานะการทำงานต่างๆว่าพร้อมหรือไม่ สัญญาณนี้เรียกว่า โฟลว์คอนโทรล (Flow Control) หรือแฮนด์เชกกิ้ง (Handshaking) ซึ่งมีอยู่สองแบบคือ ฮาร์ดแวร์โฟลว์คอนโทรล (Hardware flow control) และซอฟต์แวร์โฟลว์คอนโทรล (Software flow control)

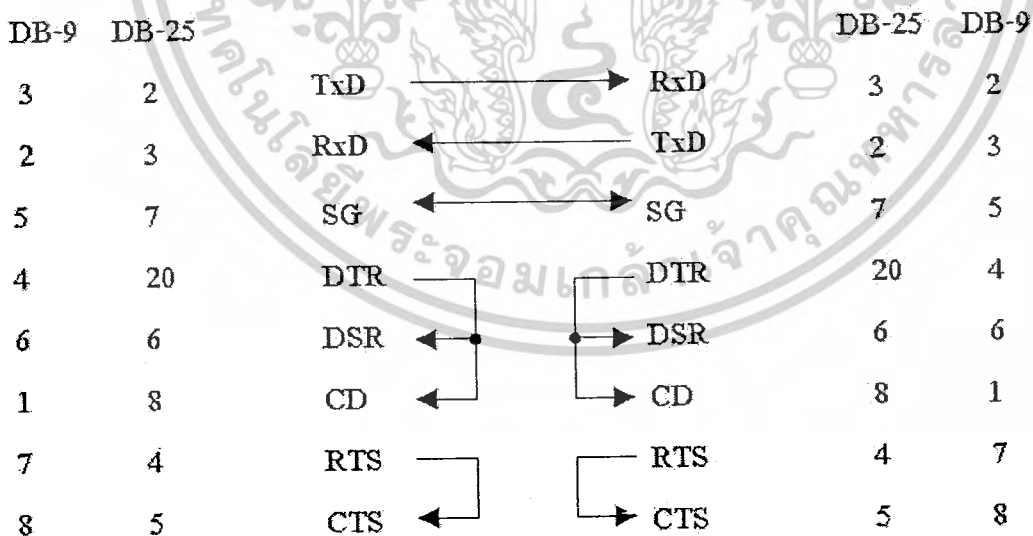
สำหรับซอฟต์แวร์โฟลว์คอนโทรล มักจะเรียกว่า Xon / Xoff flow control ซึ่งใช้รหัสแอสกี 17 เป็นสัญญาณ Xon และใช้รหัสแอสกี 19 เป็นสัญญาณ Xoff หลักการทำงานคือ โมเด็มจะมีบัฟเฟอร์อยู่ เมื่อโมเด็มรับข้อมูลจากคอมพิวเตอร์จนบัฟเฟอร์ (buffer) ใกล้เคียงเต็ม มันก็จะส่งสัญญาณ Xoff ไปให้คอมพิวเตอร์เพื่อให้คอมพิวเตอร์หยุดส่งข้อมูลให้มันชั่วคราว และเมื่อบัฟเฟอร์มีที่ว่างถึงระดับหนึ่ง โมเด็มก็จะส่งสัญญาณ Xon ไปให้คอมพิวเตอร์เพื่อให้คอมพิวเตอร์ส่งข้อมูลให้มันต่อ การควบคุมโดยวิธีนี้ประหยัดสายสัญญาณ เพราะรับส่งผ่านขาส่งและขารับ แต่อาจทำให้การสื่อสารช้าลงอย่างเห็นได้ชัดในกรณีที่ใช้กับการสื่อสารที่มีความเร็วต่ำเพราะแต่ละตัวอักษรแอสกีที่รับส่งจะมีขนาด 10 บิต ฮาร์ดแวร์โฟลว์คอนโทรลจะใช้สายสัญญาณของพอร์ตอนุกรมในการควบคุม ทำให้ไม่บั่นทอนความเร็วของข้อมูล หลักการทำงานคือ เมื่อโมเด็มมีที่ว่างเพื่อรับข้อมูล มันก็จะส่งสัญญาณซีทีเอสไปให้คอมพิวเตอร์ และเมื่อมันใกล้เคียงเต็ม มันก็จะหยุดส่งสัญญาณซีทีเอสไปให้คอมพิวเตอร์ การใช้ฮาร์ดแวร์แฮนด์เชกจะต้องมีสายสัญญาณต่อเพิ่มขึ้นเพื่อใช้เป็นสายในการส่งสัญญาณโฟลว์คอนโทรลจึงทำให้สายสัญญาณแบ่งได้เป็น 3 กลุ่มคือ ข้อมูล, แฮนด์เชก และซิกแนลกราวด์



รูปที่ 2.3 การต่อแบบ Handshaking

2.1.7 การต่อแบบ Null Modem

นัลโมเด็ม (Null Modem) ใช้สำหรับเชื่อมโยงระหว่างดีทีอี 2 ตัวเข้าด้วยกันโดยตรง ซึ่งโดยมากใช้ในการถ่ายข้อมูลระหว่างคอมพิวเตอร์หรือใช้ในการพัฒนาระบบไมโครโปรเซสเซอร์หรือไมโครคอนโทรลเลอร์ต่าง ๆ จะเห็นว่าใช้สายเพียง 3 เส้นคือ สายส่ง, สายรับ และซิกแนลกราวด์ และมีการต่อที่หัวต่อแต่ละข้างอีกเล็กน้อยเท่านั้น เพื่อหลอกให้คอมพิวเตอร์คิดว่ามันกำลังคุยกับดีซีอีอยู่

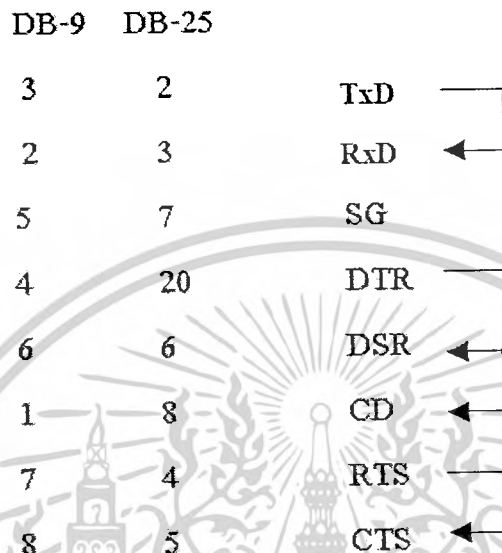


รูปที่ 2.4 การต่อแบบนัล โมเด็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.8 การต่อแบบ Loopback Plug

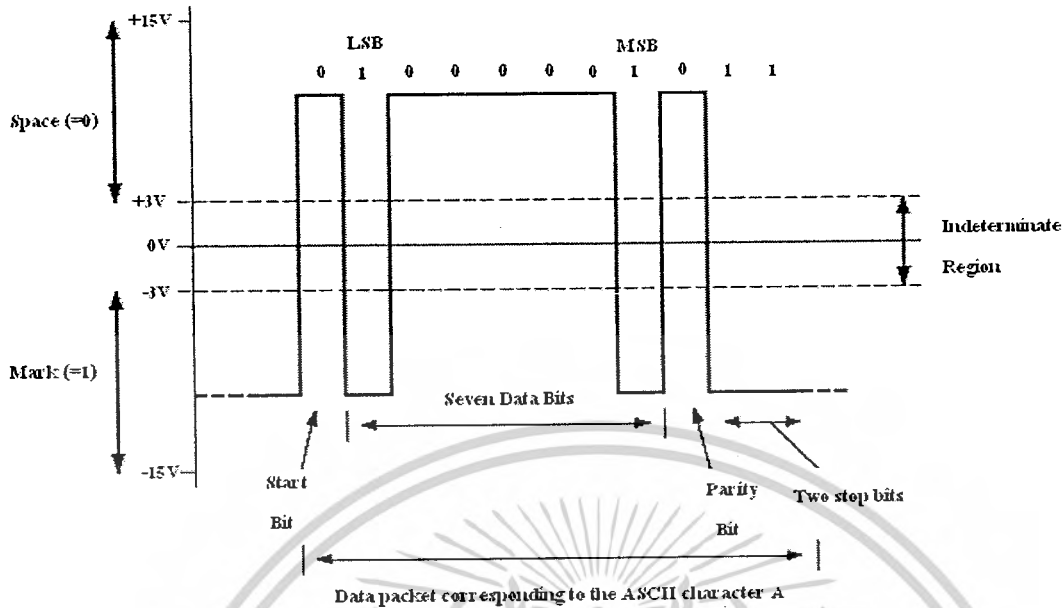
จากรูปที่ 2.5 จะเป็นการต่อเพื่อทำการรับส่งค่าในพอร์ตเดียวกัน เหมาะสำหรับการตรวจสอบพอร์ตและตรวจสอบการทำงานของโปรแกรม



รูปที่ 2.5 การต่อแบบลูปแบ็กปลั๊ก (Loopback Plug).

2.1.9 สัญญาณทางไฟฟ้า

มาตรฐาน RS-232C ได้กำหนดลักษณะของสัญญาณทางไฟฟ้าที่ถูกใช้ในการเชื่อมต่อแบบอนุกรมนี้มี 2 ลักษณะคือ สเปซ (Space) หมายถึง ลอจิกต่ำ และ มาร์ค (Mark) หมายถึง ลอจิกสูง โดยสเปซจะเป็นแรงดันไฟฟ้าบวกเอาต์พุต (Output) อยู่ในช่วง +5 ถึง +15 โวลต์อินพุต อยู่ในช่วง +3 ถึง +15 โวลต์ มาร์ค จะเป็นแรงดันไฟฟ้าลบเอาต์พุตอยู่ในช่วง -5 ถึง -15 โวลต์อินพุต อยู่ในช่วง -3 โวลต์ ถึง -15 โวลต์ ค่าระหว่าง -3 โวลต์ ถึง 3 โวลต์ จะเป็นค่าความแตกต่างของเอาต์พุตและอินพุต มีไว้เพื่อกรณีที่แรงดันไฟฟ้าสูญหายเนื่องจากความยาวของสายสัญญาณ และจะพบว่าเมื่อให้สายสัญญาณยาวเกินไประดับแรงดันไฟฟ้าจะตกลงเกินขอบเขตที่ยอมรับได้ นอกจากนี้ความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจะมีผลกับคุณภาพของสัญญาณทำให้สถานะจากแรงดันไฟฟ้าบวกและลบไม่ชัดเจน ทำให้การติดต่อไม่ได้ระยะไกลนัก แต่ถ้าจำเป็นต้องใช้ จำเป็นต้องมีอุปกรณ์อื่นเพิ่มเติม



รูปที่ 2.6 RS-232C wave form

2.1.10 มาตรฐาน RS-422 หรือ RS-422-A

ถูกกำหนดขึ้นโดยสมาคมผู้ประกอบการอุตสาหกรรมอิเล็กทรอนิกส์ เช่นเดียวกับกับมาตรฐาน RS-232 โดยมีจุดมุ่งหมายที่จะแก้ปัญหาเรื่องความยาวของสายสื่อสารโดยใช้การส่งสัญญาณแบบผลต่าง (Differential) แทนที่จะใช้การส่งสัญญาณแบบอ้างอิงกับจุดกราวด์ (หรือสายดิน) เช่นเดียวกับกับ RS-232 การส่งสัญญาณแบบผลต่างนี้ช่วยลดปัญหาสัญญาณรบกวนจาก 2 ปัจจัยด้วยกัน ได้แก่ ปัญหาแรงดันกราวด์ 2 ฝั่งสายไม่เท่ากัน อันเกิดจากกระแสไฟฟ้าที่ไหลในสายกราวด์ที่ยาวมากๆ ก่อให้เกิดความต่างศักย์ และปัญหาสัญญาณรบกวนที่เกิดจากแม่เหล็กไฟฟ้าเหนี่ยวนำในสาย โดยหากสายไฟที่ใช้ถูกดีเกลียวและวางไว้ใกล้กัน เมื่อมีแรงดันเหนี่ยวนำจะปรากฏแรงดันรบกวนบนสายทั้งสองเท่าๆ กันเป็นผลให้ตัวรับที่อ่านความต่างศักย์ระหว่างสายอ่านข้อมูลได้เช่นเดิม ทั้งสองปัจจัยนี้เองเป็นสาเหตุที่ทำให้ความต้านทานต่อสัญญาณรบกวนของการสื่อสารแบบ RS-232 ต่ำกว่า RS-422 ตามมาตรฐาน RS-422 นี้จะใช้สายสัญญาณทั้งหมด 4 เส้น (2 เส้นสำหรับการส่งสัญญาณ และอีก 2 เส้นสำหรับรับสัญญาณ) และสามารถให้ความยาวสายสัญญาณได้ถึง 4,000 ฟุต (หรือ 1.2 กิโลเมตร) ที่ความเร็ว 100,000 บิตต่อวินาที และการสื่อสารเป็นแบบ 2 ทางพร้อมกัน

2.1.11 มาตรฐาน RS-485

กำหนดโดยสมาคมผู้ประกอบการอุตสาหกรรมอิเล็กทรอนิกส์เป็นมาตรฐานการเชื่อมต่อสัญญาณแบบอนุกรม มีลักษณะการเชื่อมต่อเป็นแบบหลายจุด (Multi-point) สายสัญญาณที่ใช้มีทั้งแบบที่เป็น 2 สายและแบบที่เป็น 4 สาย การต่อแบบหลายจุดนี้ทำให้สามารถมองสายสัญญาณเป็นบัสนำสัญญาณได้ (Signal Bus) จำนวนคอมพิวเตอร์หรืออุปกรณ์ที่สามารถอยู่บน RS-485 บัสหนึ่งถูกกำหนดไว้ที่ 32 ตัว ในกรณีที่ต้องการเพิ่มจะต้องมีตัวทวนสัญญาณ (Signal Repeater) หรือใช้ตัวส่ง-รับสัญญาณที่มีอิมพีแดนซ์ไม่ว้ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แดนซ์ (ความต้านทานเสมือน) สูงขึ้น ซึ่งเราอาจเพิ่มจำนวนจุดเชื่อมต่อขึ้นได้ถึง 128 จุด ความยาวของสายสัญญาณตามมาตรฐาน RS-485 นี้สามารถยาวได้ถึง 1.2 กิโลเมตร เช่นเดียวกับมาตรฐาน RS-422 แต่การสื่อสารจะเป็นแบบสองทางไม่พร้อมกัน มีเพียงคอมพิวเตอร์หรืออุปกรณ์ตัวเดียวเท่านั้นที่สามารถส่งสัญญาณออกได้ ณ เวลาหนึ่งๆ ส่วนที่เหลือจะเป็นผู้รับสัญญาณหรือผู้ฟัง

2.2 การส่งตัวอักษร

จากหัวข้อ 2.1 ได้พิจารณาการเชื่อมต่อทางฮาร์ดแวร์ระหว่างอุปกรณ์สองตัว ส่วนในหัวข้อนี้จะอธิบายวิธีที่อักษรแต่ละตัวถูกเข้ารหัสและถูกส่งไปตามสายตัวนำ หลังการที่อธิบายในที่นี้สามารถประยุกต์ใช้กับสัญญาณที่ถูกส่งไปตามสายโทรศัพท์ระหว่างโมเด็มได้เช่นเดียวกับสัญญาณที่ถูกส่งไปตามสายสัญญาณระหว่างคอมพิวเตอร์

2.2.1 รูปแบบข้อมูลในคอมพิวเตอร์

2.2.1.1 บิตและไบนารี

การเก็บข้อมูลในคอมพิวเตอร์นั้น ข้อมูลที่ป้อนเข้าสู่เครื่องคอมพิวเตอร์ที่เป็นตัวเลข ตัวอักษร หรือสัญลักษณ์พิเศษอื่นๆ จะถูกแปลงให้อยู่ในรูปแบบที่คอมพิวเตอร์สามารถเข้าใจได้ กล่าวคือ ข้อมูลที่จัดเก็บจะมีลักษณะเป็นสัญญาณดิจิทัล (สัญญาณ ไฟฟ้า) ซึ่งลักษณะการแทนข้อมูลต่างๆ ของคอมพิวเตอร์นั้นจะใช้รหัสของเลขฐานสอง (Binary number) ประกอบด้วยเลข 2 ตัวคือ 0 และ 1 (0 แทนสัญญาณปิด และ 1 แทนสัญญาณเปิด) โดยจะนำตัวเลข 0 และ 1 มาประกอบกันเป็นชุดเพื่อใช้แทนตัวอักษร ตัวเลข และสัญลักษณ์ต่าง ๆ ตัวเลข 0 และ 1 ของระบบเลขฐานสองแต่ละตัวจะมีหน่วยเรียกว่า บิต การนำตัวเลข 0 และ 1 เขียนเป็นชุดเพื่อแทนอักขระต่าง ๆ โดยทั่วไปจะประกอบด้วยเลข 0 หรือ 1 จำนวน 8 บิตเรียงกันเป็นหน่วยที่ใหญ่ขึ้น เรียกว่า ไบนารี แต่ละไบนารีจะสามารถแทนอักษร ตัวเลขหรือสัญลักษณ์ได้ 1 ตัว บิตที่อยู่ทางขวาสุดของไบนารีเรียกว่า บิตศูนย์ บิตที่อยู่ทางซ้ายสุดเรียกว่า บิตเจ็ด บิตศูนย์ เรียกว่า บิตที่มีนัยสำคัญต่ำสุด (Least Significant Bit) และบิตเจ็ด เรียกว่า บิตที่มีนัยสำคัญสูงสุด (Most Significant Bit)

2.2.1.2 การเข้ารหัสข้อมูล

ในทางทฤษฎีแล้วผู้ใช้สามารถกำหนดรหัสแทนอักขระใดๆ ได้เองจากกลุ่มของเลขฐานสอง 8 บิต แต่ในความเป็นจริงนั้นทำไม่ได้ เพราะหากทำเช่นนั้นอาจเกิดปัญหาระหว่างเครื่องสองเครื่องที่ใช้รหัสต่างกัน เปรียบเทียบได้กับคนสองคนคุยกันคนละภาษา ดังนั้นจึงควรมีการกำหนดรหัสแทนข้อมูลที่เป็นสากล เพื่อให้เครื่องคอมพิวเตอร์ต่าง ๆ สามารถสื่อสารกันได้ รหัสแทนข้อมูลที่นิยมใช้กันในปัจจุบัน คือ

- รหัสเอชซีดีค (Extended Binary Code Decimal Interchange Code: EBCDIC)

รหัสเอชซีดีค พัฒนาโดยบริษัทไอบีเอ็มใช้แทนข้อมูลที่แตกต่างกันได้ทั้งหมด 2 หรือ 256 ชนิด การเก็บข้อมูลโดยใช้รหัสเอชซีดีคจะแบ่งรหัสออกเป็นสองส่วน คือ โซนบิต (Zone bits) ซึ่งอยู่ทางด้านซ้ายมีจำนวน 4 บิตและนิวเมอริคบิต (Numericbits) ในอีก 4 บิตที่เหลือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- รหัสแอสกี (American Standard Code for Information Interchange: ASCII)

รหัสแอสกี เป็นรหัสที่นิยมใช้กันมาก จนสามารถนับได้ว่าเป็นรหัสมาตรฐานที่ใช้ในการสื่อสารข้อมูล ซึ่งจำเป็นต้องใช้รหัสแทนข้อมูลเป็นระบบเดียวกัน เพื่อให้สามารถรับส่งข้อมูลได้ในความหมายเดียวกัน รหัสแอสกีใช้เลขฐานสอง 8 หลักแทนข้อมูลหนึ่งตัวเช่นเดียวกับรหัสเอชซีดีค นั่นคือ 1 ไบต์มีความยาวเท่ากับ 8 บิต รวมทั้งมีการแบ่งรหัสออกเป็นสองส่วน คือ โชนบิตและนิวมอริกบิตเช่นเดียวกัน

อักขระ	รหัส EBCDIC	รหัส ASCII	อักขระ	รหัส EBCDIC	รหัส ASCII
A	11000001	01000001	0	11110000	00110000
B	11000010	01000010	1	11110001	00110001
C	11000101	01000011	2	11110010	00110010
:	:	:	3	11110011	00110011
X	11100111	01011000	:	:	:
Y	11101000	01011001	:	:	:
Z	11101001	01011010			
:	:	:			
:	:	:			

รูปที่ 2.7 แสดงตัวอย่างการแทนข้อมูลด้วยรหัส EBCDIC และ ASCII

- รหัสยูนิโค้ด (UniCode)

เป็นรหัสแบบใหม่ล่าสุด ถูกสร้างขึ้นมาเนื่องจากรหัสขนาด 8 บิตซึ่งมีรูปแบบเพียง 256 รูปแบบไม่สามารถแทนภาษาเขียนแบบต่างๆ ในโลกได้ครบหมด โดยเฉพาะภาษาที่เป็นภาษาภาพ เช่น ภาษาจีนหรือภาษาญี่ปุ่นเพียงภาษาเดียวก็มีจำนวนรูปแบบเกินกว่า 256 ตัวแล้วยูนิโค้ดจะเป็นระบบรหัสที่เป็น 16 บิต จึงแทนตัวอักษรได้มากถึง 65,536 ตัว ซึ่งเพียงพอสำหรับตัวอักษรและสัญลักษณ์กราฟฟิกโดยทั่วไป รวมทั้งสัญลักษณ์ทางคณิตศาสตร์ต่าง ๆ ในปัจจุบันระบบยูนิโค้ดมีใช้ในระบบปฏิบัติการวินโดวส์เอ็นที (Window NT) ระบบปฏิบัติการยูนิกซ์ (UNIX) บางรุ่น รวมทั้งมีการสนับสนุนชนิดข้อมูลแบบ ยูนิโค้ดในภาษาจาวาค็ว

2.2.2 การแปลงเป็นรูปแบบอนุกรม

คอมพิวเตอร์เกือบทั้งหมดเก็บและจัดการข้อมูลในแบบขนาน หมายความว่า เมื่อ ไบต์หนึ่งถูกส่งจากส่วนหนึ่งของคอมพิวเตอร์ไปยังส่วนอื่น มันไม่ได้ถูกส่งไปครั้งละหนึ่งบิต แต่จะถูกส่งไปหลายบิตพร้อมกันผ่านตัวนำในแบบขนาน จำนวนบิตที่ถูกส่งในครั้งหนึ่งแปรผันตามเครื่อง แต่โดยปกติจะเป็นแปด หรือทวิคูณของแปด เพราะฉะนั้นคอมพิวเตอร์สามารถทำงานกับหนึ่งไบต์เป็นอย่างน้อยในครั้ง

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แปด หรือทวิคูณของแปด เพราะฉะนั้นคอมพิวเตอร์สามารถทำงานกับหนึ่ง ไบต์เป็นอย่างน้อยในครั้ง
 หนึ่งๆ เนื่องจากการสื่อสารจากคอมพิวเตอร์ไปยังอุปกรณ์อื่นหลายชนิดเป็นแบบอนุกรม หมายความว่า
 ข้อมูลถูกส่งไปที่ละหนึ่งบิต ตัวเชื่อมต่อการสื่อสารต้องสามารถนำไบต์ที่รับมาแบบขนานส่งออกไปที่ละ
 บิตได้

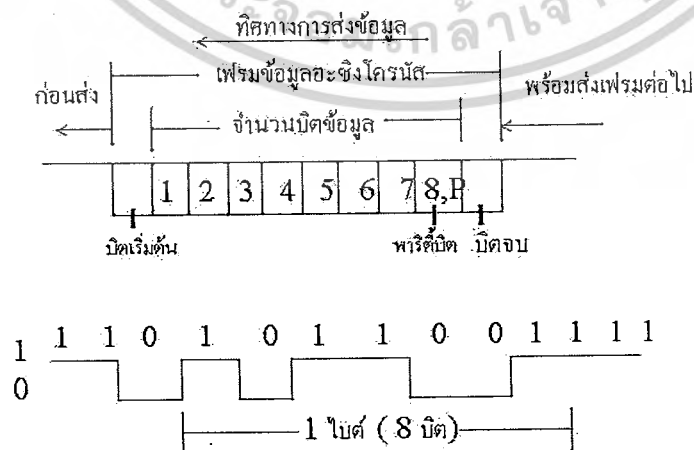
2.2.3 การสื่อสารแบบซิงโครนัสและอะซิงโครนัส

เมื่อข้อมูลถูกแปลงให้เป็นรูปแบบอนุกรมแล้ว มีวิธีในการส่ง 2 แบบ คือ ซิงโครนัส
 (Synchronous) และอะซิงโครนัส (Asynchronous)

การเข้าจังหวะบิต (Bit Synchronization) ในการส่งข้อมูลแบบอนุกรมข้อมูลจะถูกส่งทีละ 1 บิต
 เรียงลำดับกันไป ลำดับของการส่งและการรับข้อมูลจะต้องตรงกัน นั่นคือผู้ส่งและผู้รับจะต้องส่งและรับ
 ข้อมูลด้วยความถี่เดียวกัน และด้วยอัตราความเร็วเท่ากัน เราเรียกว่า การเข้าจังหวะบิต เทคนิคในการทำให้
 ลำดับของบิตทั้ง 2 ด้านตรงกันคือการใช้สัญญาณนาฬิกา (Clock) กำหนดจังหวะของเวลาบิตเริ่มต้นและบิต
 จบ หรือทั้งอักขระให้พร้อมกันทั้งทางผู้ส่งและผู้รับ

การเข้าจังหวะอักขระ (Character Synchronization) ในการส่งข้อมูลแบบอนุกรมนั้นผู้รับจะต้อง
 จัดลำดับของบิตที่รับมารวมเป็นตัวอักขระ ตำแหน่งของบิตแต่ละบิตในตัวอักขระจะต้องถูกต้อง แต่
 สำหรับการส่งข้อมูลแบบขนานนั้น เนื่องจากข้อมูลจะถูกส่งมาทีละอักขระอยู่แล้ว ผู้รับเพียงแต่ตรวจสอบ
 ว่าบิตใดเป็นบิตเริ่มต้น และบิตใดเป็นบิตสุดท้ายของแต่ละตัวอักขระ วิธีการที่จะทำให้รู้ว่าบิตใดอยู่
 ตำแหน่งใดของตัวอักขระ ก็ต้องอาศัยหลักการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและแบบอะซิงโครนัส
 (Synchronization and Asynchronization Transmission)

ในการส่งข้อมูลดิจิทัลแบบอะซิงโครนัส กลุ่มของบิตจำนวน 5 บิต (รหัสไบนารี) หรือ 8 บิต
 (รหัสแอสกี) จะแทนตัวอักขระที่ถูกส่งออกไปเป็นเฟรม (Frame) บางครั้งเราเรียกว่าเป็นการส่งข้อมูลแบบ
 Start/Stop การส่งข้อมูลจะส่งทีละอักขระโดยที่ช่วงเวลาระหว่างอักขระเป็นเท่าไรก็ได้ ดังนั้นตัวเครื่อง
 รับจะต้องตรวจสอบว่าบิตใดเป็นบิตเริ่มต้นของอักขระและบิตใดเป็นบิตสุดท้ายของอักขระ



รูปที่ 2.8 การส่งสัญญาณข้อมูลดิจิทัลเป็นเฟรมโดยวิธีอะซิงโครนัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการส่งอักขระแต่ละตัวจะประกอบด้วยบิตเริ่มต้น (1 บิต) บิตข้อมูล (8 หรือ 7 บิต) พาริตีบิต (1 บิต) บิตจบ (1 บิต) รวมเป็น 10 บิต คิดเป็น 1 เฟรม

ขั้นตอนของการส่งข้อมูลดิจิทัลโดยวิธีแบบอะซิงโครนัสมีดังนี้

1. ก่อนจะเริ่มทำการส่งข้อมูล สัญญาณจะมีค่าเป็น 1 ตลอดเวลา
2. เมื่อเริ่มส่งข้อมูลสัญญาณบิตแรกจะเปลี่ยนเป็น "0" นั่นคือบิตเริ่มต้น เครื่องรับจะเริ่มสัญญาณนาฬิกาของตัวเอง เมื่อเวลาผ่านไปครึ่งบิต ถ้าสัญญาณยังคงเป็น 0 ต่อไปอีกครึ่งบิตต่อมาก็จะเป็นการเริ่มของสัญญาณข้อมูล แต่ถ้าสัญญาณกลับไปเป็น 1 อีก ก็แสดงว่าเกิดความผิดพลาดอันเกิดจากสัญญาณรบกวนในสายส่งและยังไม่มีสัญญาณข้อมูลใดๆส่งมายังปลายทาง
3. หลังจากได้เริ่มบิตเริ่มต้นแล้ว ผู้ส่งจะเริ่มต้นส่งรหัสบิตของอักขระ อาจจะเป็น 5 บิต หรือ 8 บิต หรือ 7 บิต แล้วตามด้วยพาริตีบิต (อาจจะไม่ใช่ก็ได้) ตามรูป 2.8 เป็นการส่งสัญญาณข้อมูลขนาด 8 บิต สำหรับ 1 อักขระ โดยเป็นสัญญาณข้อมูล 7 บิต บิตที่ 8 เป็นพาริตีบิตก็ จากนั้นสัญญาณจะเป็น 1 ไปอีก 1 บิต ซึ่งถือว่าเป็นบิตจบ สัญญาณจะเป็น 1 ต่อไปเรื่อยๆ จนกว่าจะเริ่มมีการส่งสัญญาณข้อมูลในเฟรมต่อไป

2.2.4 อัตราการส่งข้อมูล

อัตราบอร์ค คือความเร็วในการรับส่งข้อมูลอนุกรมมีหน่วยเป็นบิตต่อวินาที ซึ่งจะบอกจำนวนบิตที่รับส่งในเวลา 1 วินาที เช่น ส่งข้อมูลด้วยอัตรา 9600 บิตต่อวินาที ก็คือการส่งข้อมูลตัวอักขระขนาด 10 บิต ได้ 960 ตัวอักขระใน 1 วินาที ซึ่งตารางที่ 1 แสดงอัตราบอร์คของ UART ที่ใช้กันทั่วไป

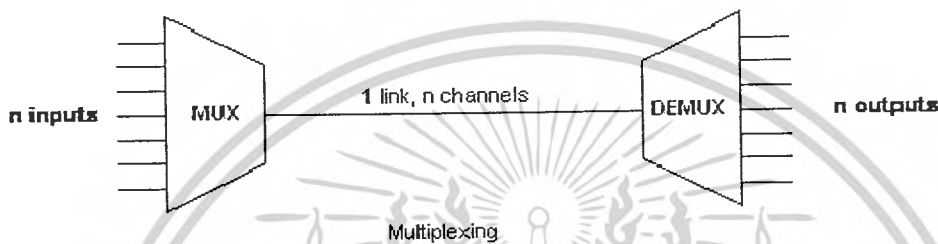
ตารางที่ 2.1 เป็นการแสดงอัตราบอร์คทั่วไปที่ใช้ในการ โอนย้ายข้อมูลแบบอนุกรม

อัตราบอร์ค	ช่วงเวลาของแต่ละบิต
110	9.91 มิลลิวินาที
150	6.67 มิลลิวินาที
300	3.33 มิลลิวินาที
600	1.67 มิลลิวินาที
1200	0.833 มิลลิวินาที
2400	0.417 มิลลิวินาที
4800	0.208 มิลลิวินาที
9600	0.104 มิลลิวินาที
9200	0.052 มิลลิวินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 หลักการของการมัลติเพล็กซ์ (Multiplexing)

ในระบบการสื่อสารนั้นทรัพยากรต่างๆ(เช่นความถี่ในการใช้งาน, ปริมาณคู่สาย ฯลฯ) ที่ถูกนำมาใช้งานนั้นล้วนมีอยู่อย่างจำกัด เราจึงต้องใช้ทรัพยากรต่างๆที่มีอยู่ให้คุ้มค่าที่สุด การมัลติเพล็กซ์ (Multiplexing) ก็เป็นเทคนิคอย่างหนึ่งในการแก้ปัญหาดังกล่าว ความหมายของมัลติเพล็กซ์ ก็คือ การรวม(combination)ให้ช่องสัญญาณที่มีขนาดความจุของข่าวสารต่ำ สามารถใช้งานผ่านสื่อสัญญาณ (transmission Media)ที่มีขนาดความจุสูงสุดเดียวกันได้ ทำให้ความจุของระบบสื่อสัญญาณนั้นถูกใช้งานอย่างคุ้มค่า(utilization) ที่สุด หลักการของการมัลติเพล็กซ์ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 หลักการของการมัลติเพล็กซ์

จากรูปที่ 2.9 เราให้ช่องสัญญาณอินพุตของข้อมูล n (n input data channel) ถูกส่งเข้าไปยังมัลติเพล็กซ์ซึ่งมันจะทำหน้าที่ในการรวมช่องสัญญาณทั้งหมดแล้วส่งผ่านไปในการเชื่อมต่อการสื่อสาร (communication link) ที่มีขนาดความจุขนาดช่องสัญญาณข้อมูลขนาด n ช่องชุดหนึ่ง เมื่อถึงปลายทางแล้วช่องสัญญาณที่ถูกรวมไปในการเชื่อมต่อการสื่อสารนั้น ก็จะถูกแยก (DEMUX) ออกมาเป็นช่องสัญญาณข้อมูลด้านเอาต์พุต (n channel data output) ตามเดิม

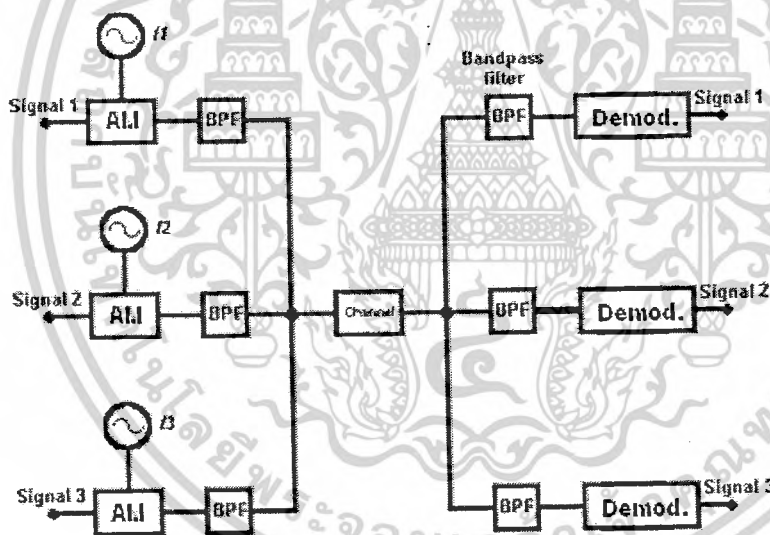
การที่หลักการมัลติเพล็กซ์ได้รับการใช้งานอย่างกว้างขวางก็เนื่องจาก

- 1) การที่สามารถทำให้การเชื่อมต่อการสื่อสารมีความจุสูงมากขึ้นเท่าใด ก็จะเป็นการทำให้ต้นทุนของการใช้งานสายส่งสัญญาณ (transmission line) ต่ำลงเท่านั้น (More cost-effective) หมายถึงว่า เมื่อมีการใช้งานอย่างหนึ่งใน ระยะทางช่วงหนึ่ง ค่าใช้จ่ายในการสื่อสารต่อกิโลบิตต่อวินาที (kbps) จะลดลงเมื่ออัตราการส่งข้อมูลของข้อมูลมีถึงอำนาจความสะดวก (transmission facility) เพิ่มสูงขึ้นในทำนองเดียวกันก็คือ ราคาของอุปกรณ์การส่งและอุปกรณ์การรับต่อกิโลบิตต่อวินาทีจะถูกลงเมื่ออัตราการส่งข้อมูลเพิ่มสูงขึ้น
- 2) ในการส่งข้อมูลทั่วไปนั้น อุปกรณ์ที่ถูกนำมาใช้งานเช่น ดีทีอี มักมีความเร็ว ไม่สูงนัก เช่น การส่งข้อมูลที่มีขนาดไฟล์ไม่ใหญ่นักเกินไปนักอัตราการส่งข้อมูลระหว่าง 9,600 บิตต่อวินาที ถึง 64 กิโลบิตต่อวินาที ก็มักเพียงพอแล้ว
- 3) ความมีอยู่อย่างจำกัดของสื่อกลางการส่ง (transmission media) ดังได้กล่าวแล้วทำให้ความต้องการส่งสัญญาณต่างๆไปในสื่อกลางการส่งชุดเดียวกันมีความจำเป็นมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 ฟรีควเอนซีดิวิชันมัลติเพล็กซ์ (Frequency Division Multiplexing: FDM)

เป็นเทคนิคที่ถูกนำมาใช้งานกับการส่งสัญญาณแบบอนาล็อก (analog) โดยที่ในชั้นต้น มีจุดมุ่งหมายเพื่อให้สามารถใช้โทรศัพท์ได้มากกว่า 1 ครั้งบนระบบสื่อสารสัญญาณ (transmission) ชุดเดียวกัน หลักการทำงานของระบบเอฟดีเอ็มก็คือสัญญาณโทรศัพท์แต่ละครั้งที่ต้องการส่งไปยังปลายทางจะถูกนำมาผสมกับค่าความถี่แคเรียร์ต่างๆ (different carrier frequencies) โดยที่เราจะต้องแน่ใจว่าเมื่อมอดูเลตกับแคเรียร์เหล่านี้แล้ว จะไม่ทำให้เกิดการเหลื่อมกันของแบนด์วิธ (bandwidth overlap) ในสัญญาณแต่ละชุดที่กล่าวมาแล้วนั้น ปกติแล้วสัญญาณเสียงหรือสัญญาณโทรศัพท์นั้นจะมีแบนด์วิธ 3100 เฮิร์ต (ความถี่อยู่ในช่วง 300 – 3400 เฮิร์ต) ดังนั้นในทางปฏิบัติในการมัลติเพล็กซ์ชั้นต้นค่าความถี่แคเรียร์ต่างๆ แต่ละตัวจะมีช่วงห่าง 4000 เฮิร์ต หรือ 4 กิโลเฮิร์ต ซึ่งเพียงพอแล้วที่จะไม่ทำให้เกิดการเหลื่อมกันของแบนด์วิธ ขึ้นกับสัญญาณโทรศัพท์แต่ละชุด ระบบเอฟดีเอ็ม นี้ได้ถูกนำมาใช้งานครั้งแรกในทศวรรษ 1930s โดยที่สามารถใช้งานโทรศัพท์ได้พร้อมกัน 12 ครั้ง บนการส่งสัญญาณชุดเดียวกัน และในปี 1939 ได้เริ่มมีการนำระบบเอฟดีเอ็ม ที่มีความจุสูงถึง 600 วงโทรศัพท์มาใช้งานโดยเป็นการใช้งานผ่านสายโคแอกเซียล (coaxial cable) เราสามารถแสดงหลักการของเอฟดีเอ็มได้ดังรูปที่ 2.10

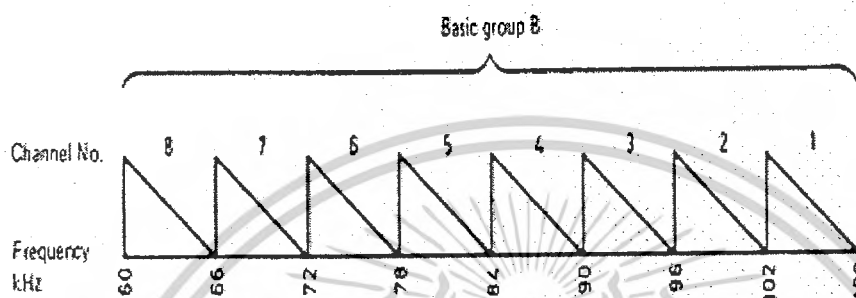


รูปที่ 2.10 การฟรีควเอนซีดิวิชันมัลติเพล็กซ์

การนำระบบเอฟดีเอ็ม หรือระบบคลื่นพาห์อนาล็อก (Analog Carrier System) มาใช้งานนั้น จะต้องใช้อุปกรณ์กำเนิดสัญญาณ (oscillators) และอุปกรณ์การกรอง (filters) ที่มีประสิทธิภาพสูงเป็นจำนวนมาก อุปกรณ์กำเนิดสัญญาณและอุปกรณ์การกรอง เหล่านี้เป็นอุปกรณ์ที่สร้างได้ยากและมีราคาแพงทั้งนี้เนื่องจากเป็นอุปกรณ์ที่ใช้เฉพาะด้าน และเนื่องจากวงจรถ่ายสัญญาณและและวงจรถองสัญญาณ เหล่านี้ไม่สามารถทำเป็นวงจรรวม (integrated circuit: IC) ได้ จึงทำให้มีขนาดใหญ่และราคาแพง อีกทั้งราคาที่ดินและค่าก่อสร้างอาคารนับวันแต่จะมีราคาสูงขึ้น ทำให้การนำอุปกรณ์ที่มีขนาดใหญ่ไม่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เหมาะสมกับสภาพการทางเศรษฐกิจ และโดยทั่วไปอุปกรณ์ที่มี ขนาดใหญ่ก็มักจะใช้กำลังไฟฟ้ามากกว่า อุปกรณ์ขนาดเล็ก ทำให้ต้นทุนในการดำเนินงานต่ำกว่า

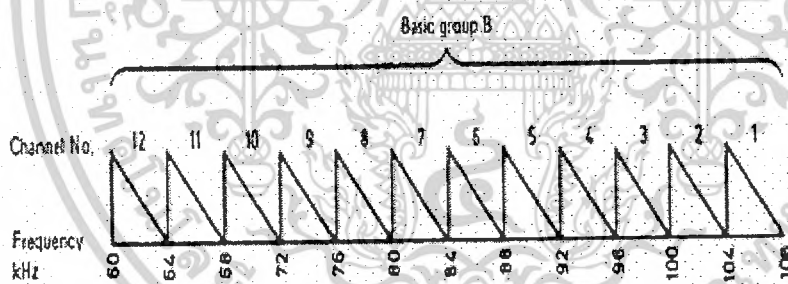
ตามมาตรฐานของ ITU-T นั้น ระบบคลื่นพาห้อนาล็อกขั้นต้นคือการจัดแต่ละช่องสัญญาณเสียง มารวมกัน ในช่วงความถี่ระหว่าง 60 กิโลเฮิร์ต - 108 กิโลเฮิร์ตเราเรียกว่าการจัดเป็นกรุป (group) ซึ่ง จำนวนช่องสัญญาณ ในกรุปจะขึ้นกับช่วงห่างของคลื่นพาห้ของแต่ละช่อง ดังรูปที่ 2.11 ถึง 4.5(ITU-T M.320)



รูปที่ 2.11 จำนวนช่องสัญญาณในแต่ละกรุปในระบบคลื่นพาห้อนาล็อกในแบนด์

60 กิโลเฮิร์ต- 108 กิโลเฮิร์ต เมื่อให้แต่ละช่องสัญญาณห่างกัน 6 กิโลเฮิร์ต

จำนวนช่องสัญญาณจะ เท่ากับ 8 ช่อง

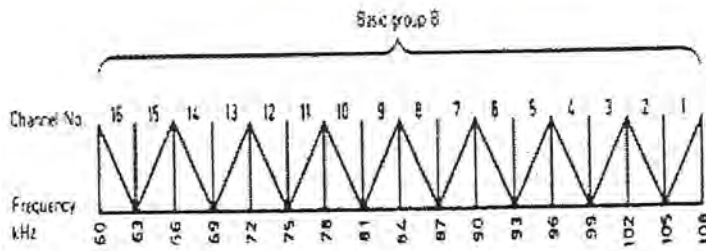


รูปที่ 2.12 จำนวนช่องสัญญาณในแต่ละกรุปในระบบคลื่นพาห้อนาล็อกในแบนด์

60 กิโลเฮิร์ต - 108 กิโลเฮิร์ตเมื่อให้แต่ละช่องสัญญาณห่างกัน 4 กิโลเฮิร์ต

จำนวนช่องสัญญาณเท่ากับ 12 ช่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

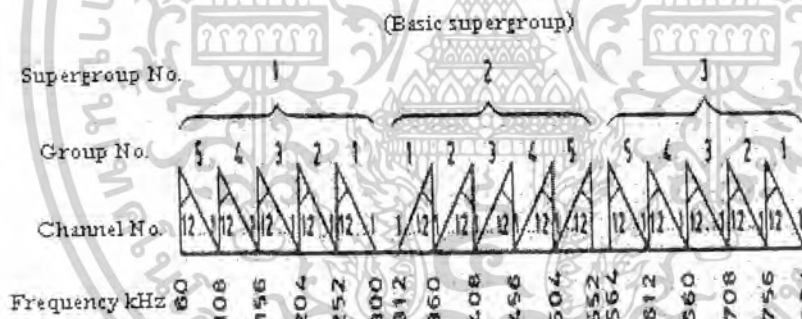


รูปที่ 2.13 จำนวนช่องสัญญาณในแต่ละกรุปในระบบคลื่นพาห้อนาล็อกในแบนด์

60 กิโลเฮิร์ต – 108 กิโลเฮิร์ตเมื่อให้แต่ละช่องสัญญาณห่างกัน 3 กิโลเฮิร์ต

จำนวนช่องสัญญาณจะเท่ากับ 16 ช่อง

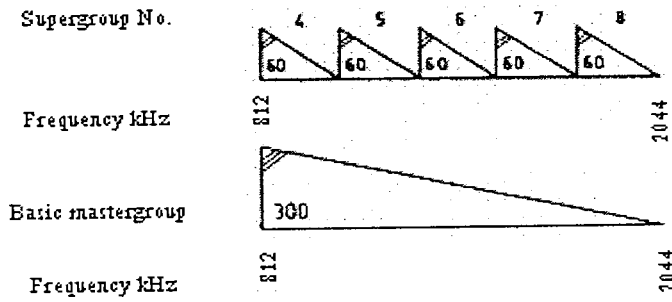
หลังจากการจัดเป็นกรุปแล้ว หากเราต้องการเพิ่มช่องสัญญาณในระบบคลื่นพาห่เอพดีเอ็มให้มากขึ้นเราจะต้องนำ แต่ละกรุปมาทำการมัลติเพล็กซ์เพื่อให้ได้เป็นซูเปอร์กรุป (supergroup) ในแต่ละซูเปอร์กรุปจะเป็นการรวมเอากรุป (12 ช่องสัญญาณ) จำนวน 5 กรุปเข้าด้วยกันดังนั้นในแต่ละซูเปอร์กรุปจึงประกอบด้วย 60 ช่องสัญญาณเสียงและการจัดตำแหน่งช่องสัญญาณในแต่ละซูเปอร์กรุป จะเป็นไปตามคำแนะนำ M.330 โดยที่เบสิคซูเปอร์กรุป (basic supergroup) จะอยู่ระหว่างความถี่ 312 กิโลเฮิร์ต ถึง 552 กิโลเฮิร์ต



รูปที่ 2.14 แสดงการวางตำแหน่งของเบสิคซูเปอร์กรุป

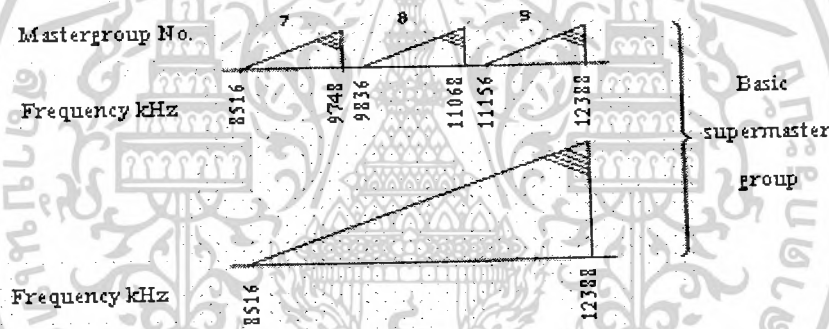
หลังจากการจัดเป็นซูเปอร์กรุปแล้ว ขั้นตอนต่อมาคือการจัดเป็นมาตรฐานกรุป (ITU-T M.340) โดยที่ตำแหน่งของซูเปอร์กรุปในมาตรฐานกรุปจะถูกกำหนดโดยลำดับของตัวเลขจาก 4 ถึง 8 ซึ่งอ้างอิงถึง ซูเปอร์กรุปอันหนึ่งในเบสิคมาตรฐานกรุปในการจัดเรียงซูเปอร์กรุปในระบบ การเชื่อมโยงโดยมาตรฐาน 4-เมกะเฮิร์ต ระบบ โคลเอกเซียล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 ตำแหน่งของซูเปอร์กรุปในเบสิคมาสเตอร์กรุป

หลังจากที่จัดเป็นมาสเตอร์กรุปแล้วเราก็จะจัดเป็นซูเปอร์มาสเตอร์กรุป (REC.M.350) ต่อไป โดยที่ตำแหน่งของมาสเตอร์กรุปที่ถูกจัดอยู่ในซูเปอร์มาสเตอร์กรุปนั้น จะถูกกำหนดจากลำดับของตัวเลขจาก 7 ถึง 9 ซึ่งจะเป็นการอ้างอิงถึงมาสเตอร์กรุป อันหนึ่งที่ถูกจัดลงในซูเปอร์มาสเตอร์กรุป เราสามารถแสดงตำแหน่งของมาสเตอร์กรุปในซูเปอร์มาสเตอร์กรุปได้ดังในรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 ตำแหน่งของมาสเตอร์กรุปในซูเปอร์มาสเตอร์กรุป

สำหรับประเทศในแถบอเมริกาเหนือ นั้น ในขั้นแรกจัดเป็น 12 กรุปช่องสัญญาณโดยใช้ช่วงความถี่ระหว่าง 60 กิโลเฮิร์ตถึง 108 กิโลเฮิร์ต (แบนด์วิธเท่ากับ 48 กิโลเฮิร์ต) เช่นเดียวกับกับวิธีการที่ ITU-T (CCITT) ใช้งาน และจากนั้นก็จัดเป็นซูเปอร์กรุปเช่นเดียวกัน แต่หลังจากนั้นจะเป็นการจัดที่แตกต่างกัน ดังแสดงในตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 North American and international standard (ITU-T) FDM carrier standard

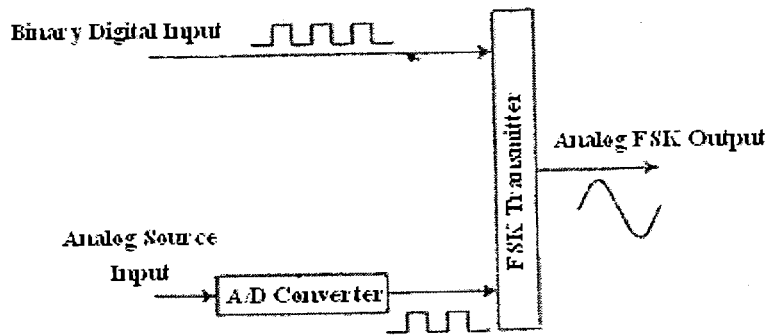
Number of Voice channels	Bandwidth	Spectrum	AT&T	ITU-T
12	48 kHz	60-108 kHz	group	group
60	240 kHz	312-552 kHz	Supergroup	Supergroup
300	1.232 MHz	812-2,044 kHz	Mastergroup	
600	2.52 MHz	564-3,084 kHz	Mastergroup	
900	3.872 MHz	8.516-12.388 MHz	Supermaster	
group				
N x 600			Mastegroup multiplex	
3,600	16.984 MHz	0.564-17.548 MHz	Jumbogroup	
10,800	57.442 MHz	3.124-60.566 MHz	Jumbogroup multiplex	

2.5 ฟรีแควนซีชิฟต์คีย์อิง (Frequency Shift Keying: FSK)

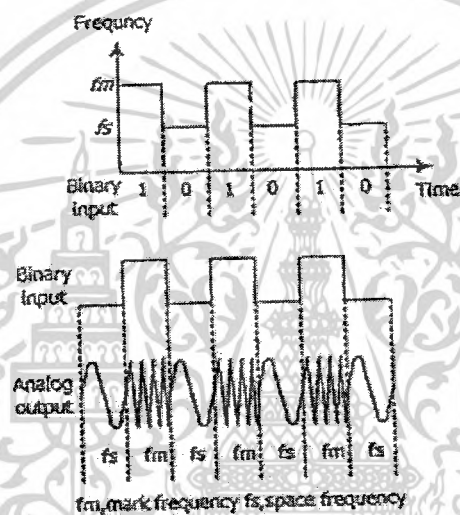
Frequency Shift Keying (FSK) คือขบวนการแปลงสัญญาณดิจิทัลให้เป็นสัญญาณอนาล็อกจะทำการอาศัยกระบวนการมอดูเลชันซึ่งทำการมอดูเลชันสัญญาณคลื่นพาห์เข้ากับข้อมูลข่าวสารดิจิทัลโดยมีหลักการว่าเมื่อมีสัญญาณที่เป็นสัญญาณดิจิทัลที่มีลักษณะเป็นข้อมูลไบนารีเข้ามา จะทำให้ความถี่เลื่อนหรือเบี่ยงเบนไปตามการเปลี่ยนแปลงของข้อมูลไบนารีที่เข้ามา ดังนั้นสัญญาณทางเอาต์พุตของตัวกำเนิด FSK จะอยู่ในรูปของความถี่ที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่อง

2.5.1 ตัวกำเนิดสัญญาณฟรีแควนซีชิฟต์คีย์อิง (FSK Generator)

ตัวกำเนิดสัญญาณฟรีแควนซีชิฟต์คีย์อิง คือตัวส่งสัญญาณฟรีแควนซีชิฟต์คีย์อิง (FSK Transmitter) เมื่อข้อมูลไบนารีด้านอินพุตเปลี่ยนแปลงสถานะลอจิก 1 เป็นลอจิก 0 (ในทางกลับกันคือการเปลี่ยนลอจิก 0 เป็นลอจิก 1) สัญญาณเอาต์พุตจากเอฟเอสเคก็จะเลื่อนความถี่ระหว่าง 2 ความถี่ด้วยกันก็คือความถี่ที่ลอจิก 1 หรือความถี่มาร์ค (f_m) และความถี่ที่ลอจิก 0 หรือความถี่สเปซ (f_s)



รูปที่ 2.17 ตัวกำเนิดสัญญาณฟรีควเอนซีซีฟคีย์อั้ง



รูปที่ 2.18 อินพุตและเอาต์พุตของตัวกำเนิดสัญญาณฟรีควเอนซีซีฟคีย์อั้ง

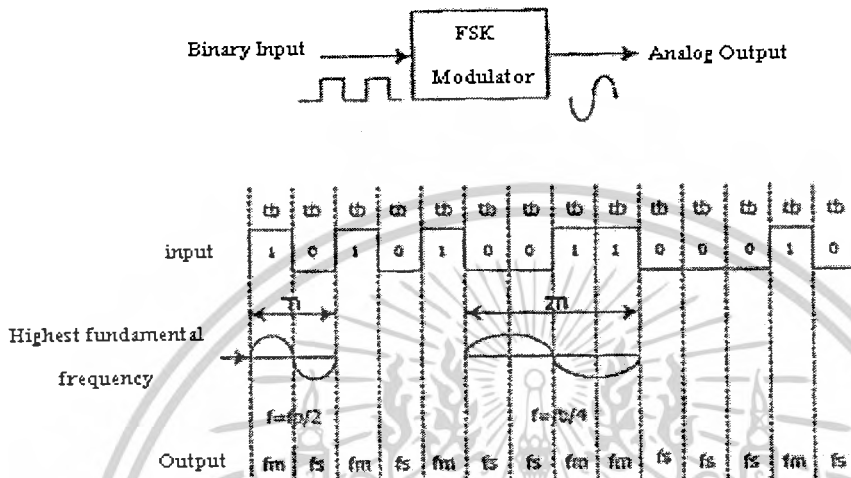
การเปลี่ยนแปลงหรือการเลื่อนของความถี่แต่ละครั้งจะเกิดขึ้นเมื่อสถานะของลอจิกด้านสัญญาณเข้าเปลี่ยนแปลง นั่นคืออัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณออกจะเท่ากับการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณเข้า ซึ่งในดิจิตอลมอดูเลชั่น อัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณด้านอินพุตของตัวกำเนิดสัญญาณฟรีควเอนซีซีฟคีย์อั้งจะเรียกว่า อัตราบิต มีหน่วยเป็นบิตต่อวินาที ส่วนอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณทางด้านเอาต์พุตของตัวกำเนิดสัญญาณฟรีควเอนซีซีฟคีย์อั้งจะเรียกว่า อัตราบอร์ด์ ดังนั้นในการส่งข้อมูลด้วยเทคนิคฟรีควเอนซีซีฟคีย์อั้ง อัตราบิตจะเท่ากับอัตราบอร์ด์เสมอ

2.5.2 แบนด์วิธของสัญญาณฟรีควเอนซีซีฟคีย์อั้ง (FSK Bandwidth)

ในการสื่อสารข้อมูลด้วยสัญญาณอนาล็อกสิ่งที่จะต้องพิจารณามากที่สุดก็คือ แบนด์วิธ เนื่องจากหลักการของฟรีควเอนซีซีฟคีย์อั้ง นั้นอยู่บนพื้นฐานเดียวกันกับการมอดูเลตทางความถี่ดังนั้นการอธิบายถึงสูตรต่างๆก็ใช้หลักการเดียวกันกับการมอดูเลตทางความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.19 แสดงถึงตัวปรับเฟรควนซ์ซีฟทีอีเอ็มมอดูเลเตอร์ซึ่งใช้หลักการเดียวกันกับการมอดูเลตทางความถี่ซึ่งก็คือ หลักการของวีซีโอ (Voltage Control Oscillator) จะเห็นว่าอัตราการเปลี่ยนแปลงที่เร็วที่สุดของสัญญาณอินพุตจะเกิดขึ้นก็ต่อเมื่อข้อมูลไบนารีลักษณะเป็น 1 และ 0 สลับกัน ซึ่งนั่นก็คือสัญญาณสี่เหลี่ยมนั่นเองตามรูปที่ 2.19



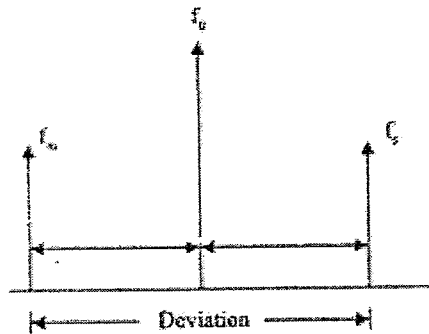
รูปที่ 2.19 ปรับเฟรควนซ์ซีฟทีอีเอ็มมอดูเลเตอร์

ความถี่หลักของคลื่นสี่เหลี่ยมจะเท่ากับครึ่งหนึ่งของอัตราการส่งข้อมูล ดังนั้นถ้าพิจารณาเฉพาะความถี่หลักเพียงอย่างเดียวทำให้ความถี่สูงสุดของสัญญาณดิจิทัลที่ต้องการนำมามอดูเลตแบบปรับเฟรควนซ์ซีฟทีอีเอ็มจะเท่ากับครึ่งหนึ่งของอัตราการส่งข้อมูลคือ

$$f_{a \max} = \text{BitRate} / 2 \quad (2.1)$$

เมื่อ $f_{a \max}$ คือ ความถี่สูงสุดของสัญญาณดิจิทัลที่นำมามอดูเลต

ความถี่กลาง (Central Frequency: f_0) ของวงจรแรงดันควบคุมออสซิลเลเตอร์จะอยู่ในตำแหน่งกลางระหว่างความถี่มาร์คกับความถี่สเปซดังแสดงในรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 การเบี่ยงเบนความถี่

ลอจิก 1 ด้านอินพุตจะเลื่อนความถี่ของวงจรแรงดันควบคุมออสซิลเลเตอร์จากความถี่กลางไปเป็นความถี่สเปซจะเห็นว่าการเปลี่ยนแปลงของข้อมูลไบนารีด้านอินพุตจาก 1 ไปเป็น 0 หรือจาก 0 ไป 1 จะทำให้ความถี่เอาต์พุตของวงจรควบคุมแรงดันออสซิลเลเตอร์เกิดการเลื่อนหรือเบี่ยงเบนไปมาระหว่างความถี่มาร์คกับความถี่สเปซ เนื่องจากได้กล่าวมาแล้วว่าเฟรีควเอนซีซีฟิเคียอิง นั้นคือการมอดูเลตทางความถี่ ดังนั้นดัชนีการมอดูเลต (Modulate Index: MI) ในเฟรีควเอนซีซีฟิเคียอิงสามารถหาได้จาสมการ

$$MI = \Delta f / f_s \quad (2.2)$$

เมื่อ MI คือ ดัชนีการมอดูเลต

Δf คือ การเบี่ยงเบนของความถี่ใดๆจากความถี่กลาง

f_s คือ ความถี่ของสัญญาณที่มอดูเลต

โดยที่ค่าดัชนีการมอดูเลตที่ยอมรับได้สูงสุด คือค่าดัชนีการมอดูเลตที่ทำให้แบนด์วิดท์กว้างสุดซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อการเบี่ยงเบนของความถี่มอดูเลตแล้วความถี่ที่นำมามอดูเลตมีค่าสูงสุด

ในเฟรีควเอนซีซีฟิเคียอิงมอดูเลต ค่าการเบี่ยงเบนของความถี่ เป็นการเบี่ยงเบนความถี่สูงสุด (Peak Frequency Deviation) ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตซึ่งมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของความแตกต่างระหว่างความถี่มาร์คหรือความถี่สเปซกับความถี่กลาง ซึ่งก็คือครึ่งหนึ่งของความแตกต่างระหว่างความถี่มาร์คกับความถี่สเปซคือ

$$\Delta f = (f_s - f_m) / 2 \quad (2.3)$$

การเบี่ยงเบนของความถี่สูงจะขึ้นอยู่กับขนาดหรือแอมพลิจูดของสัญญาณที่นำมามอดูเลตเมื่อสถานะทางลอจิกเป็น 1 จะให้แรงดันออกมาค่าหนึ่งคงที่ (เช่น 5 โวลต์) หรือถ้าลอจิกเป็น 0 แรงดันจะออกมาคงที่เช่นกัน (เช่น 0 โวลต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

f_u เป็นความถี่ของข้อมูลไบนารีอินพุต ซึ่งจะทำให้แบนด์วิดท์กว้างที่สุดเมื่อ $f_u = \text{Bit Rate}/2$ เท่านั้น เพราะฉะนั้นเราสามารถหาค่าดัชนีการมอดูเลตได้จาก

$$MI = (f_s - f_m)/f_b \quad (2.4)$$

เมื่อ $f_s - f_m$ คือ ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด

f_b คือ อัตราบิตของไบนารีอินพุต

ในการส่งสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่ โดยทั่วไปความกว้างของแบนด์วิดท์จะแปรผันตรงกับค่าดัชนีการมอดูเลตซึ่งเช่นเดียวกันกับฟริควเอนซีซไฟลิยอ์ง ที่ค่าดัชนีการมอดูเลต ทั่วๆ ไปจะต้องมีค่าต่ำกว่า 1.0 เพื่อให้เป็นเอฟเอ็มแบนด์แคบค่าแบนด์วิดท์ที่แคบที่สุดเรียกว่า Minimum Nyquist Bandwidth (f_n)

ตัวอย่างการส่งข้อมูลแบบฟริควเอนซีซไฟลิยอ์ง มีความถี่กลางเท่ากับ 7 กิโลเฮิร์ต ความถี่สเปซเท่ากับ 8 กิโลเฮิร์ต และความถี่มาร์กเท่ากับ 6 กิโลเฮิร์ต ข้อมูลไบนารีอินพุตมีอัตราบิตเท่ากับ 2 กิโลเฮิร์ต สามารถหาดัชนีการมอดูเลตทางความถี่ได้ดังนี้

$$MI = (6\text{kHz} - 8\text{kHz})/2\text{kHz}$$

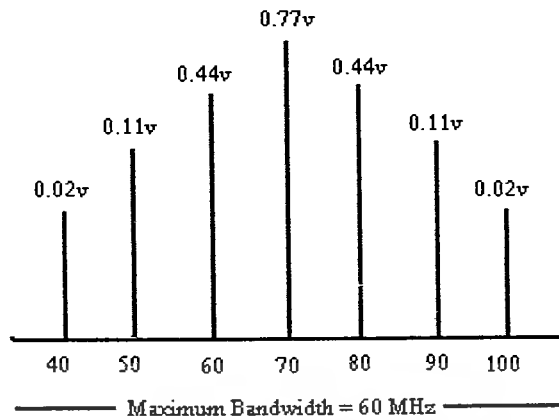
$$MI = 1.0$$

ตารางที่ 2.3 Bessel Function Table

MI	J_0	J_1	J_2	J_3	J_4
0.0	1.0				
0.25	0.98	0.12			
0.5	0.94	0.24	0.03		
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	
1.5	0.51	0.50	0.23	0.06	0.01
2.0	0.22	0.48	0.35	0.13	0.03

จากตาราง Bessel Function ในตารางช่องแรก เมื่อดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 1.0 จะได้แถบความถี่ข้าง (Sideband Frequency) ออกมาข้างละ 3 ความถี่ โดยแต่ละความถี่จะห่างจากค่ากลางเท่ากับ 1 กิโลเฮิร์ต ซึ่งก็คือ อัตราบิตของไบนารีอินพุตส่วนสอง ซึ่งเท่ากับ 2 กิโลเฮิร์ต สามารถเขียนเป็นสเปคตรัมความถี่ได้ดังรูปที่ 2.21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

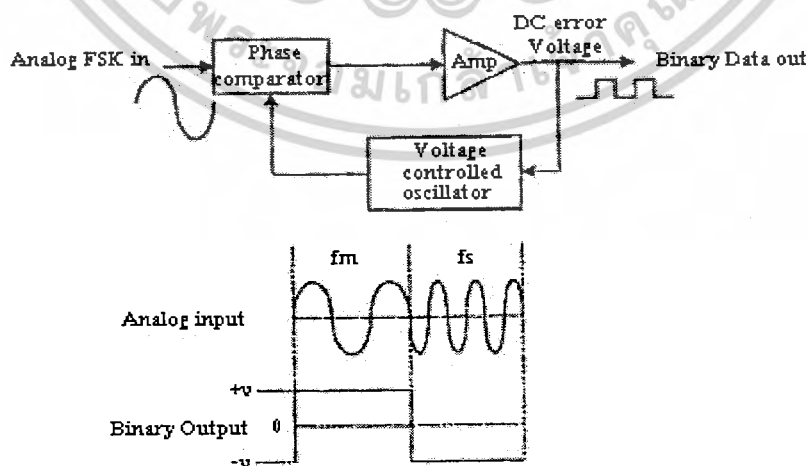


รูปที่ 2.21 แสดงสเปกตรัมความถี่ของตัวอย่าง

2.5.3 ฟรีควเอนซีซีฟตี้อิงค์ติมอดูเลเตอร์ (FSK Demodulator)

ฟรีควเอนซีซีฟตี้อิงค์ติมอดูเลเตอร์ คือ ตัวรับสัญญาณฟรีควเอนซีซีฟตี้อิงค์ (FSK Receive) จะเป็นตัวแยกสัญญาณไบนารีออกจากสัญญาณฟรีควเอนซีซีฟตี้อิงค์ โดยส่วนมากจะใช้วงจรเฟสล็อกคูลูป (Phase Locked Loop) ดังแสดงในรูปที่ 2.22

เฟสล็อกคูลูปในฟรีควเอนซีซีฟตี้อิงค์ติมอดูเลเตอร์มีหลักการทำงานเหมือนกับเฟสล็อกคูลูปในเอ็พเอ็มดีเทคเตอร์ (FM Detector) ทุกอย่างคือจะมีความถี่ฟรีรันนิง (free running frequency) เท่ากับความถี่กลางและในขณะที่อินพุตเลื่อนไปมาระหว่างความถี่มาร์คกับความถี่สเปซจะทำให้เกิดแรงดันคลาดเคลื่อนไฟตรง (DC Error Voltage) เป็นผลมาจากการเปรียบเทียบทางเฟส (Phase Comparator) ของสัญญาณอินพุต เนื่องจากความถี่อินพุตที่เข้ามายัง เฟสล็อกคูลูปมีเพียง 2 ความถี่ คือ ความถี่มาร์คและความถี่สเปซดังนั้นค่าแรงดันดังกล่าวจึงมีเพียงสองระดับเท่านั้น ซึ่งสามารถแทนด้วยลอจิก 1 และลอจิก 0 เมื่อความถี่ทางอินพุตเป็นความถี่มาร์คและความถี่สเปซตามลำดับ เราจึงได้สัญญาณทางเอาต์พุตจากเฟสล็อกคูลูปกลับมาเป็นข้อมูลไบนารีเหมือนกับตอนแรกที่ส่งมาทุกประการ



รูปที่ 2.22 PLL-FSK Demodulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 การมอดูเลต

2.6.1 ประเภทในการส่งสัญญาณ

ในการส่งสัญญาณข้อมูลหรือข่าวสารใด ๆ ก็ตาม เราสามารถส่งได้ใน 2 ลักษณะ คือ

1. การส่งสัญญาณแบบอนาล็อก เช่น การส่งสัญญาณข้อมูลผ่านเครือข่ายโทรศัพท์อนาล็อก ซึ่งสัญญาณที่ส่งออกไปนั้นมีความต่อเนื่องกันตลอดเวลา เช่น สัญญาณเสียง
2. การส่งสัญญาณแบบดิจิตอลคือการส่งสัญญาณข้อมูลที่มีแค่ ON/OFF หรือเป็นแบบเลขไบนารี

2.6.1.1 การส่งสัญญาณข้อมูลแบบอนาล็อก

เป็นการส่งโดยไม่สนใจในสิ่งที่บรรจุรวมอยู่ในสัญญาณเลย สัญญาณอนาล็อกที่ทำการส่งออกไปพลังงานจะอ่อนลงเรื่อยๆ เมื่อระยะทางเพิ่มขึ้น ดังนั้นในการส่งสัญญาณอนาล็อกไประยะไกลๆ จึงต้องอาศัยเครื่องขยายสัญญาณ (Amplifier) เพื่อเพิ่มพลังงานให้กับสัญญาณ แต่ในการใช้เครื่องขยายสัญญาณจะมีการสร้างสัญญาณรบกวนขึ้น (Noise) จึงต้องการวงจรกรองสัญญาณ (Filter) เพื่อกรองเอาสัญญาณรบกวนออกอีก

2.6.1.2 การส่งสัญญาณข้อมูลแบบดิจิตอล

จะสนใจทุกสิ่งทุกอย่างที่บรรจุมาในสัญญาณ เมื่อระยะทางเพิ่มมากขึ้นจะทำให้สัญญาณดิจิตอลจางหายไปได้ จึงจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ทบทวนสัญญาณ (Repeater) เสียก่อน แล้วจึงส่งสัญญาณที่กลับมาใหม่ ออกไปต่อไป จะเลือกใช้วิธีใด ขึ้นอยู่กับว่าระยะทางในการส่งข้อมูลนั้นใกล้หรือไกล ถ้าเป็นระยะทางไกลๆ ควรเลือกใช้วิธีการส่งสัญญาณข้อมูลเป็นแบบอนาล็อก

2.6.2 การมอดูเลตสัญญาณ

เมื่อต้องการจะส่งสัญญาณเสียงหรือข้อมูลผ่านช่องทางการสื่อสาร ต้องอาศัยพลังงานไฟฟ้าช่วยพาสัญญาณเหล่านั้นให้เคลื่อนย้ายจากที่หนึ่งไปยังอีกที่หนึ่ง ขั้นตอนในการเพิ่มพลังงานไฟฟ้าดังกล่าวเรียกว่า การมอดูเลต พลังงานไฟฟ้าซึ่งมีความถี่สูงและคงที่ รวมทั้งมีแอมพลิจูดสูงด้วยนั้นเราเรียกว่า สัญญาณคลื่นพาห้

อุปกรณ์สำหรับมอดูเลตสัญญาณจะสร้างสัญญาณคลื่นพาห้และรวมเข้ากับสัญญาณข้อมูลเพื่อให้สัญญาณมีความแรงพอ ที่จะส่งผ่านสื่อกลางไปยังอีกจุดหนึ่งที่อยู่ไกลออกไปได้ และเมื่อถึงปลายทางก็จะมีอุปกรณ์ซึ่งทำหน้าที่แยกสัญญาณคลื่นพาห้หรือออกให้ เหลือเพียงสัญญาณข้อมูล เราเรียกวิธีการแยกสัญญาณนี้ว่า การดีมอดูเลต

วิธีการมอดูเลตสัญญาณอนาล็อกเพื่อส่งผ่านไปในช่วงทางสื่อสารอนาล็อกนั้นมี 3 วิธีด้วยกันคือ

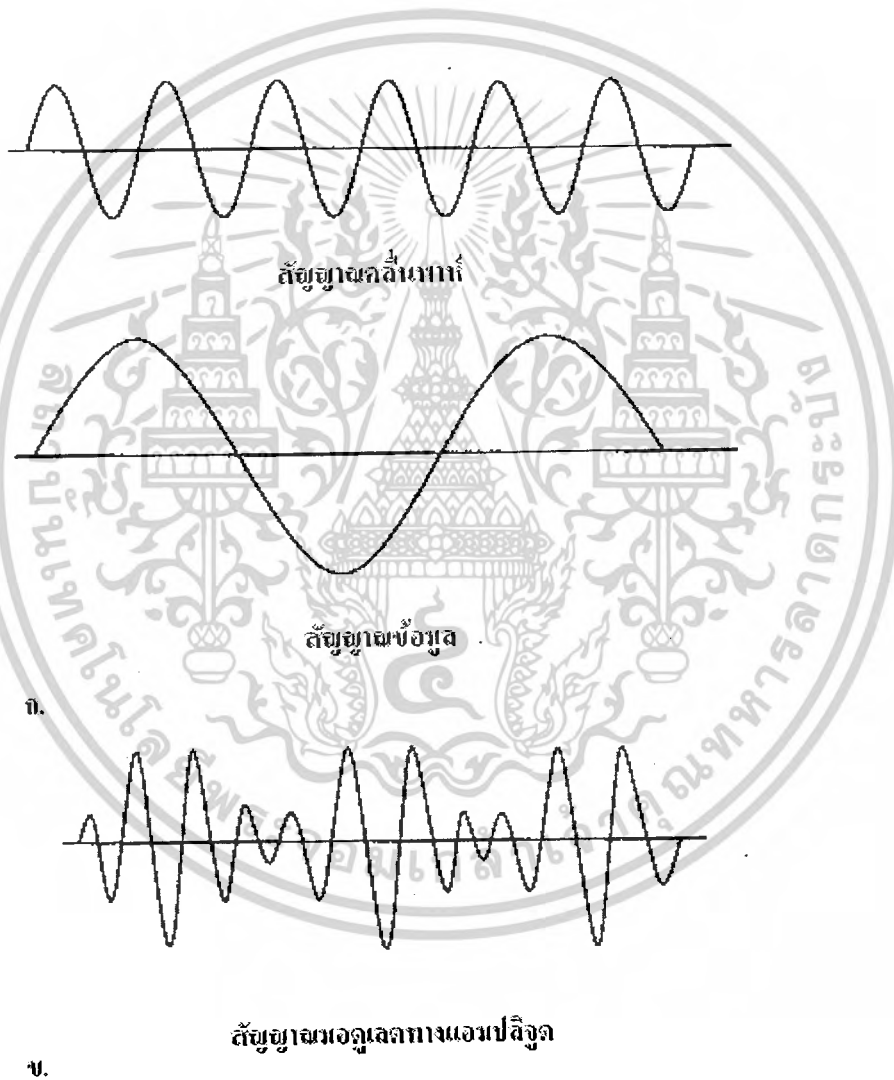
1. การมอดูเลตทางแอมพลิจูด (Amplitude Modulation: AM)
2. การมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation: FM)
3. การมอดูเลตทางเฟส (Phase Modulation: PM)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.2.1 การมอดูเลตทางแอมพลิจูด (AM)

การมอดูเลตทางแอมพลิจูดเป็นวิธีการที่ดั้งเดิมที่สุดและสะดวกที่สุด จะเห็นว่าความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห้จะคงที่และสูงกว่าความถี่ของสัญญาณข้อมูล เพื่อให้สามารถพาสัญญาณข้อมูลไปได้ระยะทางไกลๆ จะเห็นว่าสัญญาณเอเอ็มที่มอดูเลตแล้วจะมีความถี่เท่ากับความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห้ โดยมีขนาดหรือแอมพลิจูดของสัญญาณเปลี่ยนแปลงไปตามแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูล

ข้อเสียของการมอดูเลตแบบเอเอ็มคือ แบนด์วิดท์ของสัญญาณเอเอ็มเป็นย่านความถี่ที่ไม่สูงนัก ทำให้สัญญาณรบกวนจากภายนอกสามารถเข้ามารบกวนได้ง่าย

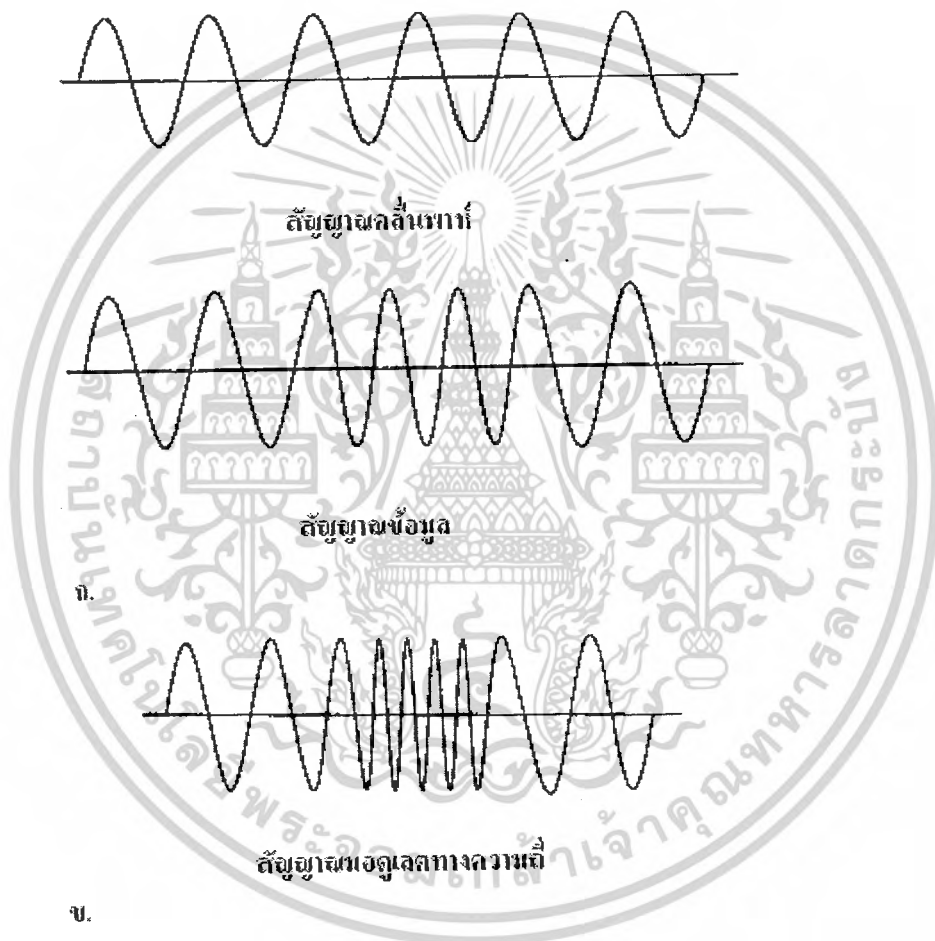


รูปที่ 2.23 การมอดูเลตสัญญาณแบบเอเอ็ม

2.6.2.2 การมอดูเลตทางความถี่ (FM)

สัญญาณมอดูเลตแบบเอฟเอ็มจะมีแอมพลิจูดคงที่ แต่ความถี่ของสัญญาณจะไม่คงที่เปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ของสัญญาณข้อมูล

ข้อเสียของการมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม คือต้องการแบนด์วิดท์ที่มีขนาดกว้างเนื่องจากสัญญาณข้อมูลมีหลายความถี่ ดังนั้นจึงต้องหาวัสดุที่เป็นสายสื่อสารที่มีขนาดของแบนด์วิดท์กว้าง ทำให้ราคาของสายสื่อสารสูงขึ้นตามไปด้วย



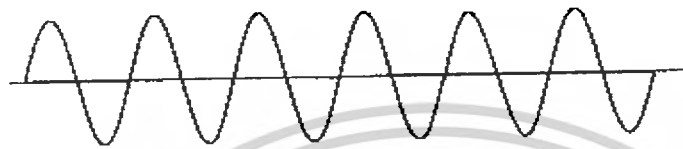
ข.

รูปที่ 2.24 การมอดูเลตทางความถี่

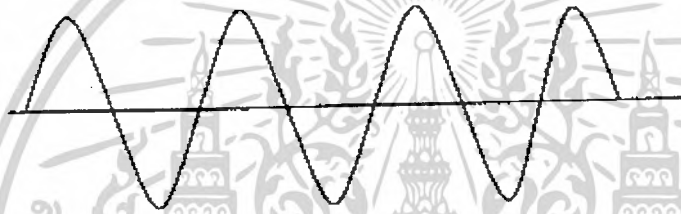
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.2.3 การมอดูเลตทางเฟส (PM)

เป็นวิธีที่ดีในการส่งสัญญาณข้อมูลคอมพิวเตอร์ที่ต้องการความเร็ว นิยมส่งผ่านระบบโทรศัพท์ ในการมอดูเลตแบบพีเอ็มครึ่งรอบของสัญญาณคิดเป็นมุมเฟสเท่ากับ 180 องศา และเมื่อครบรอบจะคิดเป็น 360 องศา สัญญาณมอดูเลตจะมีการเปลี่ยนมุมเฟสทุกครั้งที่มีมุมเฟสของสัญญาณข้อมูลต่างจากมุมเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์เท่ากับ 180 องศา



สัญญาณคลื่นพาห์



สัญญาณข้อมูล

ก.



สัญญาณมอดูเลตทางเฟส

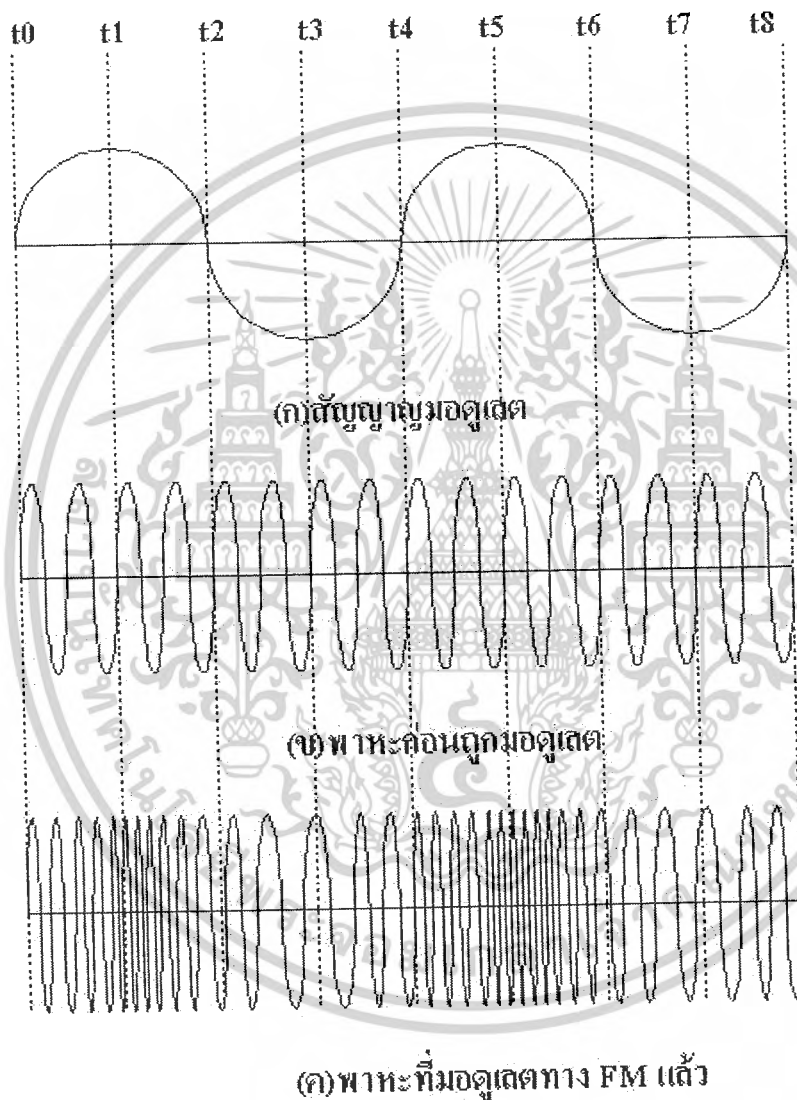
ข.

รูปที่ 2.25 การมอดูเลตสัญญาณแบบพีเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 การมอดูเลตทางความถี่

หลักการมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม ซึ่งรูปคลื่นของสัญญาณที่แสดงการมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม แสดงดังรูปแสดงการมอดูเลตทางความถี่ โดยที่สัญญาณข่าวสารซึ่งเข้าไปมอดูเลตแสดงในรูป (ก.) ส่วนของคลื่นพาห่ก่อนถูกมอดูเลตแสดงรูป (ข.) และคลื่นพาห่หลังจากมอดูเลตแบบเอฟเอ็มแล้วแสดงในรูป (ค.)



รูปที่ 2.26 แสดงการมอดูเลตทางความถี่

จากรูป (ค.) เป็นสัญญาณเอฟเอ็มจะเห็นว่าที่เวลา t_0 สัญญาณเอฟเอ็มอยู่ที่ความถี่กลาง เมื่อสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตมีค่าทางบวกสูงสุดความถี่ของคลื่นพาห่จะเพิ่มขึ้นสูงสุด นั่นคือ สัญญาณมอดูเลตมีขนาดสูงสุดนั่นเอง ที่เวลา t_1 ถึงเวลา t_2 สัญญาณมอดูเลตลดลงเป็นศูนย์ ความถี่ของพาห่ก็จะลดลงมาที่ความถี่กลางตามเดิม หลังจากเวลาสัญญาณมอดูเลตมีค่าลดลงต่ำกว่าศูนย์กลายเป็นลบ จะมีความถี่ลดลงต่ำกว่าความถี่กลางและเมื่อเวลาสัญญาณมอดูเลตกลับเป็นศูนย์อีกครั้งหนึ่งความถี่ของคลื่นพาห่ก็จะกลับมาไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ยังคงเป็นความถี่กลางดั้งเดิม เช่นกันในส่วนในช่วงเวลา 4 ถึง 8 ก็จะช้าแบบเดิมเรื่อยๆ ไป สรุปแล้วความถี่ของพาหะจะเปลี่ยนแปลงไปตามแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลต และคลื่นพาหะยังคงอยู่ที่ความถี่กลางเมื่อสัญญาณมอดูเลตเป็นศูนย์

ความถี่เบี่ยงเบน (Frequency Deviation) หรือคิวิเอชัน คือ ช่วงความถี่ที่คลื่นพาหะเบี่ยงเบนไปจากความถี่กลาง เช่น พาหะมีความถี่ 100 เมกะเฮิร์ต ลดลงต่ำสุดเป็น 99.9 เมกะเฮิร์ต และเพิ่มขึ้นสูงสุดเป็น 100.1 เมกะเฮิร์ต สลับไปมาเช่นนี้หมายความว่าช่วงความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ บวกลบ 0.1 เมกะเฮิร์ตหรือ 100 กิโลเฮิร์ต อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณเอฟเอ็มขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต เช่น ถ้าสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตมีความถี่ 1000 เฮิร์ต อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณเมกะเฮิร์ตจะเท่ากับ 1000 ครั้งต่อวินาที ถ้าสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตเพิ่มความถี่เป็น 10 กิโลเฮิร์ต โดยคงค่าแอมพลิจูดเท่าเดิม ช่วงความถี่เบี่ยงเบนยังคงเท่าเดิมคือ เท่ากับบวกลบ 100 กิโลเฮิร์ต แต่อัตราการเบี่ยงเบนจะเพิ่มเป็น 10,000 ครั้งต่อวินาที นั่นคือ ความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตเป็นตัวกำหนดอัตราการเบี่ยงเบนความถี่ ส่วนแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลตจะเป็นตัวกำหนดช่วงความถี่เบี่ยงเบน

คุณสมบัติที่สำคัญของสัญญาณเอฟเอ็ม มีดังนี้

1. มีแอมพลิจูดคงที่ตลอด แต่ความถี่เปลี่ยนตามสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต
2. อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของคลื่นพาหะมีค่าเท่ากับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต
3. ช่วงความถี่เบี่ยงเบนเป็นสัดส่วนกับแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต

2.7.1 วงจรที่ทำให้เกิดสัญญาณเอฟเอ็ม

หลักการผสมสัญญาณข่าวสารกับคลื่นพาหะแสดงในรูปที่ 2.27 แสดงการมอดูเลตทางความถี่ โดยที่สัญญาณเสียงมีความแรงเท่ากันแต่มีความถี่ต่างกันเมื่อทำการผสมกับคลื่นพาหะแบบเอฟเอ็ม ความถี่พาหะจะมีช่องการเปลี่ยนแปลงความถี่ไปจากความถี่ปกติกว้างหรือแคบ ถ้าสัญญาณข่าวสารมีความถี่ต่ำช่วงการเปลี่ยนแปลงความถี่ของคลื่นพาหะจะกว้างถ้าสัญญาณข่าวสารมีความถี่สูง ถ้าสัญญาณข่าวสารมีความถี่สูงช่วงการเปลี่ยนแปลงของคลื่นพาหะแคบ

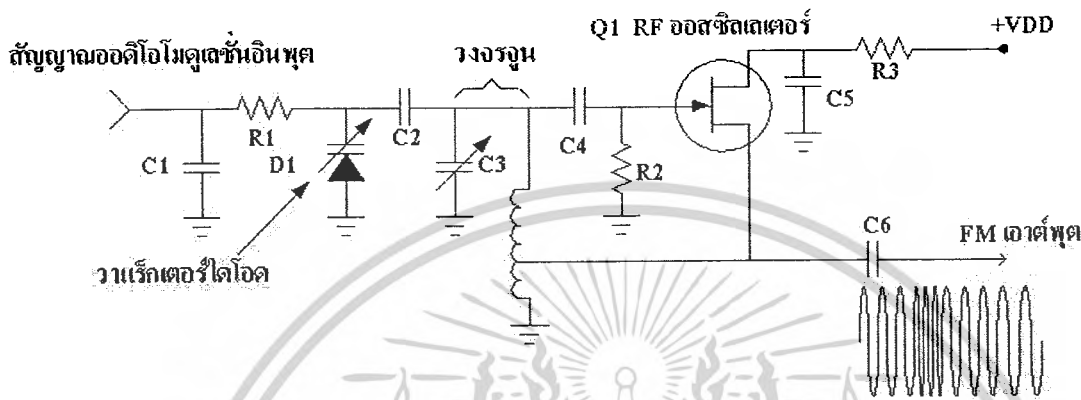


รูป 2.27 วงจรที่ทำให้เกิดการผสมคลื่นแบบเอฟเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การผสมสัญญาณระหว่างสัญญาณข่าวสารกับคลื่นพาห้ในระบบเอฟเอ็ม จะต้องมียุทธวิธีที่ทำหน้าที่ผสมสัญญาณเข้าด้วยกันซึ่งก็คือวงจรผสมคลื่นทางความถี่จะทำให้ความถี่คลื่นพาห้เปลี่ยนแปลงสูงต่ำตามสัญญาณเสียงที่ป้อนเข้ามา

2.7.2 วงจรสำหรับการมอดูเลตทางความถี่



รูปที่ 2.28 วงจรออสซิลเลเตอร์สำหรับระบบเอฟเอ็ม

จากรูปที่ 2.28 Q1 ทำหน้าที่เป็น RF ออสซิลเลเตอร์ ผลิตสัญญาณคลื่นพาห้ซึ่งอุปกรณที่ใช้คือ JFET N-แซนแนลจะใช้วงจรฮาร์ตเลย์ร่วมกับ C3 และการเทปคอยล์ L1 สำหรับวงจรคาปาซิทีฟ ไดโอด D1 ต่อขนานเข้ากับ C3 เพื่อใช้ในการควบคุมความถี่สัญญาณออดิโอจะถูกป้อนผ่าน D1 เข้าไปมอดูเลตแบบเอฟเอ็มกับคลื่นพาห้แล้วส่งสัญญาณออกแรงดันของสัญญาณออดิโอจะเปลี่ยนแปลงค่าของตัวเก็บประจุของวาเร็กเตอร์ไดโอด D1 ซึ่งการเปลี่ยนแปลงค่าของตัวเก็บประจุนี้จะทำให้สามารถควบคุมความถี่ของออสซิลเลเตอร์ได้

2.7.3 คำนีการมอดูเลต

ในระบบเอฟเอ็มเราจัดเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตโดยการเปลี่ยนแปลงความถี่ ซึ่งเรานิยมเรียกชื่อใหม่ว่า คำนีการมอดูเลต ซึ่งจะสามารถคำนวณค่าคำนีการมอดูเลตได้จากสูตร

$$m = f_d / f_m \quad (2.5)$$

ในที่นี้ f_d คือ ช่วงความถี่เบี่ยงเบน

f_m คือ ความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต

ค่าตัวเลขของคำนีการมอดูเลตจะมีค่าสูง (ซึ่งจะต่างจากเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต ซึ่งเมื่อคิดเป็นอัตราส่วนจะได้อยู่ระหว่าง 0 ถึง 1)

เช่นตัวอย่าง ในระบบวิทยุกระจายเสียงเอฟเอ็มเรากำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบสูงสุดไว้เท่ากับ 75 กิโลเฮิร์ต สมมติว่าเราใช้สัญญาณเสียง 1 กิโลเฮิร์ต มอดูเลตให้เกิดความถี่เบี่ยงเบนเต็มที่ ค่าคำนีการมอดูเลตมีค่าเท่าไร

เอกสารนี้จากสูตร $m = f_d / f_m$ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$m = 75 \text{ kHz/1kHz}$$

$$=75$$

จะเห็นได้ว่า ค่าดัชนีการมอดูเลตในระบบเอฟเอ็มขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณข่าวที่เข้ามามอดูเลต ในทางปฏิบัติเรานิยามวัดเป็นอัตราส่วนการเบี่ยงเบน (Deviation Ratio) ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างความถี่เบี่ยงเบนของระบบสูงสุด ($f_{d \max}$) ต่อความถี่สูงสุดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต ($f_{m \max}$) ในระบบกระจายเสียงเอฟเอ็มต่ออัตราการเบี่ยงเบนเท่ากับ $f_{d \max} / f_{m \max}$

$$\text{ดังนั้นเท่ากับ } 75\text{kHz}/15\text{kHz} = 5$$

ในระบบเอฟเอ็มเมื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตสูงขึ้น การเบี่ยงเบนความถี่ของคลื่นพาห้จะเบี่ยงเบนมากขึ้นในระบบวิทยุกระจายเสียงเอฟเอ็ม กำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบเดิมที่ไม่เกิน 75 กิโลเฮิร์ต ถ้ามอดูเลตทำให้ความถี่ของคลื่นพาห้เบี่ยงเบนไปเท่ากับ 75 กิโลเฮิร์ต หมายความว่า ได้ทำการมอดูเลตเต็มที่ที่ 100 เปอร์เซ็นต์ สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$\text{เปอร์เซ็นต์การมอดูเลต} = (f_d / f_{d \max}) \times 100$$

ในที่นี้ f_d คือ ความถี่เบี่ยงเบน เนื่องจากสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต

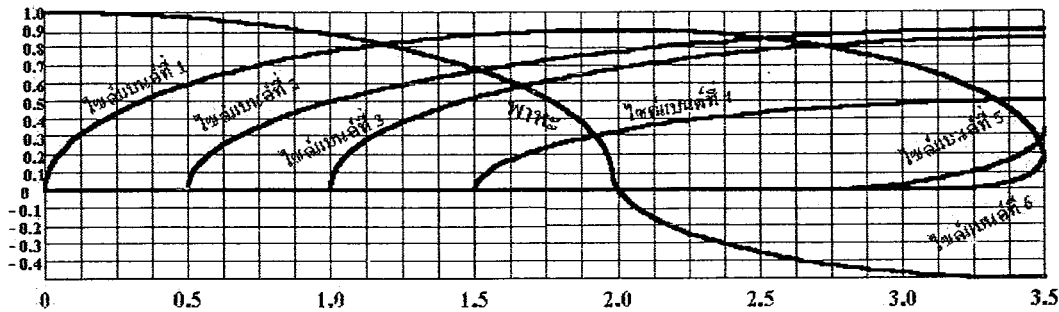
$f_{d \max}$ คือ ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดของระบบ

2.7.4 ไซด์แบนด์ของการมอดูเลตทางความถี่

ในระบบเอฟเอ็มถ้าเรามอดูเลตด้วยสัญญาณรูปไซน์ จะเกิดไซด์แบนด์จำนวนนับอนันต์ เนื่องจากการเบี่ยงเบนความถี่ของคลื่นพาห้ทำให้เกิดความถี่เพิ่มขึ้นอีกมากมาย สัญญาณเอฟเอ็มจะรักษาแอมพลิจูดไว้คงที่เสมอ ซึ่งหมายความว่ากำลังของคลื่นพาห้ยอมกระจายไปอยู่ในไซด์แบนด์ ความสัมพันธ์ของคลื่นพาห้กับไซด์แบนด์ในระบบเอฟเอ็มขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลต เป็นต้นกำเนิดจำนวนของไซด์และแบนด์ที่สำคัญและแอมพลิจูดของคลื่นพาห้กับไซด์แบนด์ต่างๆ

ในรูปที่ 2.28 แสดงกราฟแอมพลิจูดของคลื่นพาห้กับไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่างๆ จะเห็นว่าเมื่อดัชนีการมอดูเลตเป็นศูนย์จะมีแต่คลื่นพาห้อย่างเดียว คลื่นไซด์แบนด์เป็นศูนย์ เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นจำนวนไซด์แบนด์จะเพิ่มขึ้นแอมพลิจูดของไซด์แบนด์จะใหญ่ขึ้น แต่แอมพลิจูดของคลื่นพาห้กลับเล็กลงจนกระทั่งดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 2.4 คลื่นพาห้จะเป็นศูนย์ ตอนนี้กำลังของคลื่นเอฟเอ็มจะไปอยู่ในไซด์แบนด์ทั้งสิ้น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นอีก คลื่นพาห้ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นอีก (เป็นค่าลบแสดงว่าเฟสตรงกันข้ามกับตอนแรก เช่น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเป็น 3.1 แอมพลิจูดของพาห้จะเท่ากับ -0.3 หน่วย) จะเห็นว่าจุดที่คลื่นพาห้เป็นศูนย์นั้นมีอยู่หลายจุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.29 กราฟแสดงแอมพลิจูดของพาหะและไซด์แบนด์ในระบบเอฟเอ็ม

จากกราฟในรูปที่ 2.29 ได้ตัดไซด์แบนด์ที่มีแอมพลิจูดน้อยกว่า 1 เปอร์เซ็นต์ของคลื่นพาหะเดิม (ก่อนมอดูเลต) ออกไปโดยไม่คำนึงถึงเช่น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0.5 แอมพลิจูดของพาหะเท่ากับ 0.94 หน่วยไซด์แบนด์คู่แรกมีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.24 หน่วยไซด์แบนด์คู่ที่สองถัดไปมีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.03 หน่วยไซด์แบนด์อื่นนอกจากนี้ยังมีแอมพลิจูดน้อยจนสามารถตัดทิ้งไปได้

2.7.5 แบนด์วิธของสัญญาณเอฟเอ็ม

ในระบบเอฟเอ็มจำนวนไซด์แบนด์ขึ้นอยู่กับค่าดัชนีการมอดูเลต โดยความถี่ของไซด์แบนด์มีค่าสัมพันธ์กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตคือไซด์แบนด์แรกมีความถี่เท่ากับ $f_c \pm f_m, \dots$ ฯลฯ ฉะนั้นแบนด์วิธของคลื่นเอฟเอ็มต้องครอบคลุมจำนวนไซด์แบนด์ที่สำคัญทุกตัว คือ แบนด์ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลตและความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต เราก็สามารถคำนวณหาแบนด์วิธได้

เช่นตัวอย่าง ความถี่ของสัญญาณข่าวสารที่เข้ามามอดูเลตมีค่า 3 กิโลเฮิร์ต ความถี่เบี่ยงเบนมีค่า 18 กิโลเฮิร์ตเรากำหนดค่าดัชนีการมอดูเลตได้ดังนี้

$$m = f_d / f_m = 18\text{kHz} / 3\text{kHz} = 6\text{kHz}$$

นำค่า m เท่ากับ 6 ไปหาไซด์แบนด์สำคัญจะเห็นได้ว่าเมื่อดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 6 จำนวนไซด์แบนด์จะมีอยู่ 9 คู่ ซึ่งคำนวณหาแบนด์วิธที่ได้นี้

$$\begin{aligned} BW &= fm \times \text{จำนวนไซด์แบนด์} \\ &= 3 \text{ kHz} \times 9 \times 2 \\ &= 54 \text{ kHz} \end{aligned}$$

ในทางปฏิบัติแล้วนิยมใช้สูตรคำนวณแบนด์วิธที่แบบประมาณจากค่า $f_{d\max}$ และ $f_{m\max}$ เลยไม่ต้องเสียเวลานับจำนวนไซด์แบนด์ ดังนี้

$$\begin{aligned} BW &= 2(m+1) f_{m\max} / f_{d\max} \\ \text{หรือ } BW &= 2(f_{m\max} + f_{d\max}) \text{ เมื่อ } m = f_{m\max} / f_{d\max} \end{aligned}$$

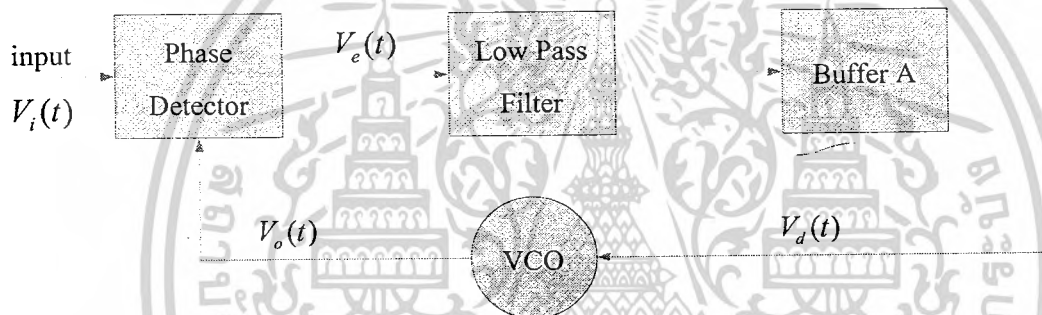
จากตัวอย่างข้างต้นเราสามารถคำนวณได้ว่า $BW = 2 \times (6+1) \times 3 = 42 \text{ kHz}$ หรือ $BW = 2 \times (18+3) = 42\text{kHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 เฟสล็อกกลูป

เฟสล็อกกลูป เป็นวิธีการควบคุมความถี่เฉลี่ยของคลื่นพาห้ให้คงที่ ในขณะที่เดียวกันก็สามารถทำให้ค่าเบี่ยงเบนทางความถี่ของคลื่นพาห้มีค่ากว้างที่ความถี่เบี่ยงเบนการมอดูเลต (Base band modulation frequency) ต่างๆ หมายความว่า ระบบเฟสล็อกกลูปประพุดติตัวคล้ายกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยความถี่ของสัญญาณมอดูเลตที่สูงกว่าจะไม่ผ่านส่วนควบคุม ส่วนความถี่ต่ำกว่าจะถือเป็นค่าผิดเพี้ยนของความถี่เฉลี่ย และลูปจะแก้ไขให้สัญญาณเท่ากับความถี่เฉลี่ยจนกระทั่งค่าที่ผิดเพี้ยนหายไป ข้อได้เปรียบอย่างหนึ่งของเฟสล็อกกลูปคือความสามารถในการสังเคราะห์ (Synthesize) ความถี่ที่ต้องการจากตัวผลิตความถี่อ้างอิงเพียงชุดเดียว

วงจรเฟสล็อกกลูปประกอบด้วย วงจรเปรียบเทียบเฟส (Phase Comparator), วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน, วงจรขยายและวงจรวีซีโอ ต่อเป็นวงจรป้อนกลับทั่วๆ ไป



รูปที่ 2.30 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อกกลูป

วงจรเปรียบเทียบเฟส คือ วงจรที่ให้แรงดันออกมาเป็นปฏิภาคกับผลต่างระหว่าง เฟสของสัญญาณที่เข้ามาสองสัญญาณ วงจรนี้เป็นวงจรถูก ถ้าสัญญาณเข้า $V_i(t)$ มีความถี่เป็น ω_i และเฟส θ_i

$$V_i(t) = V_i \sin(\omega_i t + \theta_i) \quad (2.6)$$

และสัญญาณออกจากวีซีโอ มีความถี่ ω_o และเฟส θ_o

$$V_o(t) = V_o \cos(\omega_o t + \theta_o) \quad (2.7)$$

สังเกตว่าในการเขียนสมการเช่นนี้ V_i และ V_o มีมุมอ้างอิงต่างกันอยู่ 90 องศา เพราะ V_i เขียนเป็นไซน์ และ V_o เป็นโคไซน์ ถ้าป้อน V_i และ V_o เข้าที่วงจรเปรียบเทียบเฟสจะได้สัญญาณ

$$V_e(t) = K_m V_i(t) V_o(t) \quad (2.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าละเลยความถี่ $2\omega_i$ ซึ่งถูกจำกัดโดยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน จะได้

$$V_e = \frac{K_m V_i V_o}{2} \sin(\theta_i - \theta_o) \quad (2.9)$$

ถ้าสมมติว่าผลต่าง $(\theta_i - \theta_o)$ มีค่าน้อยจะได้

$$V_e = K_d (\theta_i - \theta_o) \quad (2.10)$$

โดยที่ K_d คือ ความไวของวงจรเปรียบเทียบเฟส เท่ากับ $\frac{K_m V_i V_o}{2}$

แรงดัน V_e นี้จะได้รับการขยายและให้เป็นแรงดันควบคุมความถี่ของวีซีโอ ซึ่งในการทำงานปกติการควบคุมนี้จะมีผลให้สัญญาณ V_o จากวีซีโอมีความถี่ตรงกับสัญญาณขาเข้า และถ้าอัตราขยายวงรอบมีค่าสูง V_e จะมีค่าต่ำ และเฟส θ_i กับ θ_o จะมีค่าใกล้เคียงกันดังที่ได้สมมติไว้ การทำงานของวงจรเฟสล็อกถูพอาจอธิบายได้คร่าวๆ ดังนี้ เมื่อไม่มีสัญญาณขาเข้า ($V_i = 0$) แรงดัน V_e และ V_d (ที่ใช้ควบคุมวีซีโอ) จะเป็นศูนย์ วีซีโอจะกำเนิดสัญญาณความถี่เรียกว่าความถี่อิสระ (Free running frequency) f_∞ เมื่อใส่สัญญาณ (V_i) ที่ความถี่ f_i ถ้า f_i ต่างจาก f_∞ มาก สัญญาณ V_e ซึ่งมีค่าความถี่เท่ากับ $f_\infty - f_i$ จะไม่สามารถผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแรงดัน V_e ที่ใช้ควบคุมวีซีโอจะยังคงเป็นศูนย์ และวีซีโอยังคงทำงานที่ความถี่ f_∞ ถ้า f_i ไม่ต่างจาก f_∞ มากนัก นั่นคือ $|f_i - f_\infty| < \Delta f_p (\pm \Delta f_p)$ มีชื่อว่า ช่วงดึงเข้า หรือ Pull-in สัญญาณจะมีลักษณะไม่สมมาตร คือ มืองค์ประกอบไฟตรงไม่เท่ากับศูนย์ V_d จะค่อยๆ เพิ่มขึ้นและหลังจากช่วงเวลาหนึ่งเรียกว่า เวลาดึง (Pull-in time) ความถี่ f_∞ ซึ่งค่อยๆ แปรไปยังค่า f_i จะต่างจาก f_i เพียง $|f_i - f_o| < \Delta f_p (\pm \Delta f_p)$ มีชื่อว่า ช่วงจับ (Capture Range) ถึงตอนนี้ f_∞ จะแปรเข้าสู่ค่า f_i อย่างรวดเร็วฉับพลัน เรียกว่า เกิดการล็อก V_d ก็เปลี่ยนแปลงฉับพลันเช่นกัน ทั้งนี้สำหรับวีซีโอโดยทั่วไป ความถี่ f_o เป็นปฏิภาคกับการเบี่ยงเบินจากความถี่อิสระนั้น คือ

$$\omega_o - \omega_\infty = K_o V_d \quad (2.11)$$

โดยที่ K_o เรียกว่า ความไวของวีซีโอ มีหน่วยเป็น (rad/sec)/V การได้มาซึ่งการล็อกอาจใช้วิธี ดังนี้

- 1) ณ ขณะหนึ่งความถี่ของวีซีโอต่างจากความถี่ขาเข้า f_i น้อยกว่า Δf_c จะเกิดการล็อกโดยฉับพลันเรียกว่า เกิดการจับ (capture)
- 2) ณ ขณะหนึ่ง ความถี่ของวีซีโอต่างจากความถี่ขาเข้า f_i มากกว่า Δf_c แต่น้อยกว่า Δf_p ความถี่ของวีซีโอกวาด (sweep) ไปเพื่อเสาะหาความถี่ของสัญญาณหรือถ้าเสียรบกวนมีน้อยก็อาจเพิ่มแถบความถี่ของวงรอบซึ่งจะเพิ่มช่วงการจับและการดึงเข้า หรือเพิ่มเติมวงจรจำแนกความถี่ (Frequency discriminator) ซึ่งจะปรับวีซีโอเข้าสู่การปรับได้รวดเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเกิดการล็อกแล้วถ้าความถี่ของสัญญาณแปรไป ความถี่ของวิธีโอจะแปรตามไปด้วย เรียกว่า การติดตามรอย (Tracking) ความถี่ของวิธีโอจะสามารถปรับตามรอยความถี่ได้ตราบใดที่ $|f_i - f_o| < \Delta f_H (\pm \Delta f_H)$ มีชื่อว่าช่วงคงไว้ (Hold-in range) บางทีเรียกว่า ช่วงตามรอย หรือช่วงล็อก

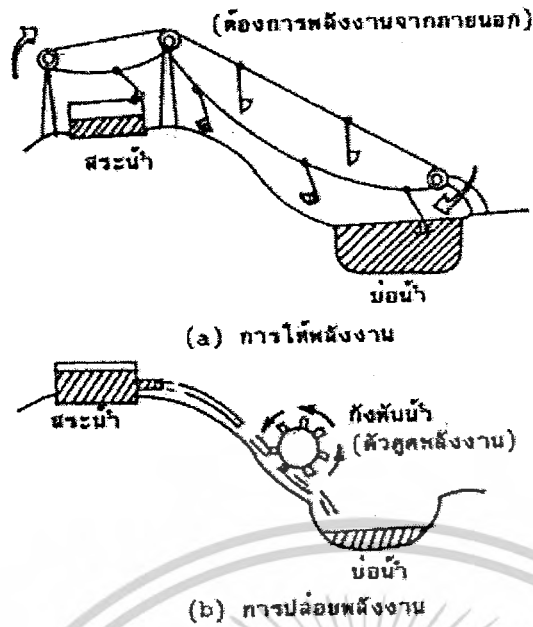
2.9 อุปกรณ์แสง (Optical Device)

บทนำ : เส้นใยแสงถ้าหากเปรียบเทียบกับอวัยวะในร่างกายของคนแล้ว สามารถกล่าวได้ว่ามันทำหน้าที่เป็นเหมือนเส้นโลหิต และแสงที่เดินทางในเส้นใยแสงเปรียบเทียบกับเหมือนโลหิตที่ไหลในเส้นโลหิตนั่นเอง ส่วนที่ทำหน้าที่เป็นเหมือนหัวใจซึ่งผลิตแสง (โลหิต) ออกมาได้แก่อุปกรณ์กำเนิดแสง (ตัวเปลี่ยนไฟฟ้า แสง) ในหน่วยการเรียนนี้จะได้กล่าวถึงโครงสร้าง การทำงานในการเปลี่ยนไฟฟ้าเป็นแสง และการเปลี่ยนแสงให้เป็นไฟฟ้าพร้อมทั้งกล่าวถึงอุปกรณ์แสงที่สำคัญ ๆ โดยสังเขป

2.9.1 โครงสร้างของการกำเนิดแสง

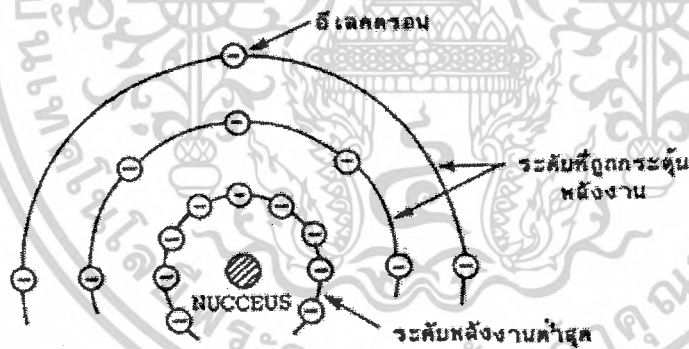
เป็นที่ทราบกันทั่วไปแล้วว่า การที่กระแสไหลนั้นเป็นปรากฏการณ์ที่อิเล็กตรอนภายในสารที่ประกอบเป็นตัวกลางนั้นเคลื่อนที่ไปนั่นเอง แต่ทว่าอิเล็กตรอนนี้ถ้าหากไม่มีแรงภายนอกมากระทำแล้วมันจะอยู่ในตำแหน่งที่มันคงไม่เปลี่ยนแปลง เช่นเดียวกับกระแสในแม่น้ำที่ไหลจากที่สูงที่ต่ำ คราวนี้เราลองมาพิจารณาคุณสมบัติของกระแสที่กักกั้นน้ำ ดังแสดงในรูป

สมมติว่าเราต้องการที่จะขนน้ำในบ่อขึ้นไปเก็บเอาไว้ในอ่างเก็บน้ำบนภูเขาดังแสดงในรูป 1 (a) เราจำเป็นต้องใช้รอก, ลิฟต์ หรืออุปกรณ์อย่างอื่นซึ่งเป็นพลังงานจากภายนอกให้แก่ น้ำจึงจะขมน้ำขึ้นไปยังอ่างบนน้ำบนภูเขา (ที่สูง) ได้ ในทางตรงกันข้าม กรณีการขนน้ำจากบนภูเขาไปยังอ่างน้ำข้างล่างนั้นไม่จำเป็นต้องให้แรงจากภายนอกเลยน้ำจะไหลลงเอง (จากที่สูงลงสู่ที่ต่ำ) ตามธรรมชาติและมันยังถ่ายเทพลังงานที่มันสะสมเอาไว้ (gravity : แรงดึงดูดศูนย์กลาง) ให้แก่กักกั้นน้ำทำให้กักกั้นน้ำหมุนได้ จากหลักการที่กล่าวมานี้สามารถนำมาใช้อธิบายโครงสร้างและการทำงานของเปลวแสงได้โดยเปลี่ยนจากน้ำมาเป็นกรณีการไหลของอิเล็กตรอน ดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.31 แสดงการถ่ายพลังงานและปรากฏการณ์ปล่อยพลังงานออกมา

โดยทั่วไปแล้วอะตอม (Atom) ที่ประกอบอยู่ในสารต่าง ๆ (ก๊าซ, ของเหลว, ของแข็ง) จะมีโครงสร้างดังรูป 2.32 นั่นคือมีส่วนที่เรียกว่านิวเคลียส (NUCLEUS) อยู่ตรงกลางและรอบ ๆ นิวเคลียสจะมีอิเล็กตรอนจำนวนหนึ่งหมุนอยู่รอบนิวเคลียส โดยมีระยะห่างที่แน่นอน



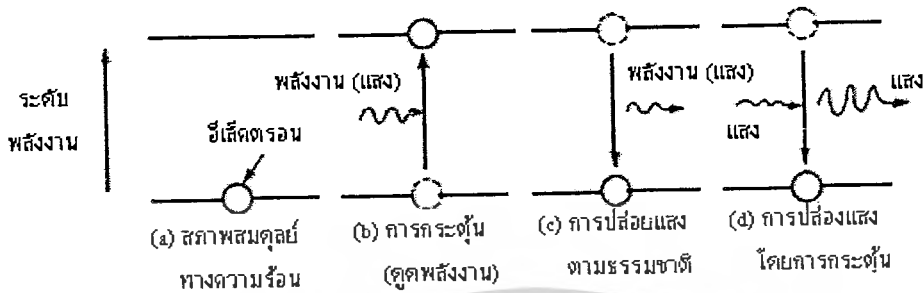
รูปที่ 2.32 แสดง โครงสร้างและระดับพลังงานของอะตอม

อิเล็กตรอนเหล่านี้จะมีพลังงานที่เป็นสัดส่วน กับระยะทางจากนิวเคลียส(พลังงานนี้เรียกว่าระดับพลังงานหรือ ENERGY LEVEL) ระดับพลังงานที่ต่ำที่สุดเรียกว่า Ground State Level และระดับพลังงานที่สูงกว่านี้เรียกว่า Stimulated Level จำนวนอิเล็กตรอนอยู่ในระดับพลังงานนั้นจะมีจำนวนแน่นอนขึ้นอยู่กับชนิดของอิเล็กตรอน

คราวนี้เราลองสมมุติว่ามีอิเล็กตรอนอยู่ในระดับพลังงาน 1 (ระดับแสดงในรูป 3 (a) ในสภาพนี้ ถ้าหากเราให้พลังงานที่มีค่าเท่ากับผลต่างของระดับพลังงานทั้งสอง (นั่นคือถ้า E1 เป็นพลังงานของระดับพลังงาน 1 และ E2 เป็นพลังงานของระดับพลังงาน 2 จะได้ผลต่างเป็น $E_2 - E_1$) แล้วอิเล็กตรอนจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดูดเอาพลังงานจากภายนอกแก่อิเล็กตรอนเพื่อทำให้มันเลื่อนขึ้นไปอยู่ที่ระดับพลังงานสูงนี้เรียกว่า การกระตุ้น (Stimulation) และการที่อิเล็กตรอนเลื่อนไปยังระดับ พลังงานอื่นนั้นเรียกว่าการถ่ายเท (Transfer)



รูป 2.33 แสดงระดับพลังงานและขั้นตอนของการถ่ายเท

และเมื่อปล่อยอิเล็กตรอนที่อยู่ในสภาวะเลื่อนที่อยู่ในสภาวะเลื่อนขึ้นไปอยู่ในระดับพลังงานสูง E2 ใว้อย่างนั้นมันจะถูกนิวเคลียสดึงกลับลงมาอยู่ในสภาวะเดิมซึ่งเรียกว่า Stable State ดังรูป 2.33(a) อีก ในการที่อิเล็กตรอนกลับลงมาอยู่ในสภาวะเดิม นั่นคือลงมาสู่ระดับพลังงานต่ำ E1 นั้นจะเหมือนกับกับกระแสน้ำที่ไหลจากที่สูงลงมาสู่ที่ต่ำตามที่กล่าวมาแล้ว ในรูป 1 อิเล็กตรอนจะปล่อยพลังงาน (Emission) เท่ากับ $E_2 - E_1$ ออกมาดังรูป 2.33(c) ปรัชญาการณเช่นนี้เรียกว่าการปล่อยพลังงานออกมาตามธรรมชาติ (Natural Emission) กรณีที่ปล่อยพลังงานออกมาในรูปของแสงจะเรียกว่า Natural Light Emission เนื่องจากว่าสารต่าง ๆ แบ่งออกได้เป็นพวกที่ทำให้เกิดแสงได้ง่ายกับพวกที่ทำให้เกิดแสงได้ยาก ซึ่งจะกล่าวถึงรายละเอียดในภายหลัง ดังนั้นจึงไม่สามารถกำหนดลงไปได้ว่าสารทุกชนิดจะทำให้เกิดแสงขึ้นได้ จากทฤษฎีของควอนตัมไดนามิก (Quantum Dynamics) ความยาวคลื่นแสงที่ได้จากการปล่อยแสงออกมานี้หาได้จากสมการต่อไปนี้

$$\lambda = (C \times h) / (E_2 - E_1) \quad (2.12)$$

λ : ความยาวคลื่นแสง

C : ความเร็วของแสง ($= 3 \times 10^8$ m / sec)

h : PLANK CONSTANT มีค่า $= 6.625 \times 10^{-34}$ Joule.sec

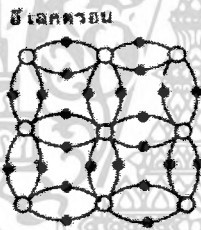
นั่นคือความยาวคลื่นแสงจะเป็นสัดส่วนกลับกับผลต่างของพลังงาน และผลต่างของพลังงานนี้กำหนดจากชนิดของอะตอมที่ประกอบเป็นอุปกรณ์กำเนิดแสงด้วย ดังนั้นความยาวคลื่นแสงที่ปล่อยออกมาจึงมีค่าจำเพาะ อุปกรณ์กำเนิดแสงที่ใช้การปล่อยแสงธรรมชาตินี้ได้แก่ หลอดนีออนและไดโอดเปล่งแสง ซึ่งจะได้กล่าวภายหลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อไปสมมุติว่าเราป้อนแสงที่มีพลังงานเท่ากับ E2 - E1 ที่ใช้ในการกระตุ้นอิเล็กตรอนให้ไปอยู่ในระดับพลังงานที่สูงดังรูป 4.3 (b) อิเล็กตรอนที่อยู่ในระดับพลังงาน E2 ซึ่งพยายามที่จะกลับลงมาสู่ระดับพลังงานต่ำ E1 อยู่แล้วนั้นก็จะมีคู่พลังงานของแสงที่ป้อนให้ไว้ และกลับลงมาสู่ระดับพลังงานต่ำ E1 ในลักษณะถูกบังคับให้ลงมาเร็วกว่ากำหนดดังแสดงในรูป 3 (d) ปรากฏการณ์เช่นนี้เรียกว่าการกระตุ้นให้ปล่อยแสงและพลังงานแสงที่เกิดขึ้นในกรณีนี้จะมีค่ามากกว่ากรณีของการปล่อยพลังงานออกมาตามธรรมชาติและแสงที่ได้ ความยาวคลื่นแสงที่ได้จากการกระตุ้นให้ปล่อยแสงจะเหมือนกับกรณีของการปล่อยแสงตามธรรมชาติ นั่นคือ เป็นสัดส่วนกลับกับผลต่างของพลังงาน E2 - E1 อุปกรณ์กำเนิดแสงที่ใช้หลักการของการกระตุ้นให้ปล่อยแสงนี้ได้แก่ เลเซอร์

2.9.2 โครงสร้างและการทำงานของสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor)

ที่กล่าวมาแล้วข้างต้นเป็นหลักการพื้นฐานของการปล่อยแสง คราวนี้จะมาพิจารณาโครงสร้างการปล่อยแสงของสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor: ซึ่งเป็นสารที่มีคุณสมบัติต่างกับโลหะ เช่น ทองแดง และอื่น ๆ กล่าวคือมันเป็นสารที่ไม่ค่อยจะยอมให้กระแสไหลผ่านตัวมันได้มากนัก) ที่ใช้ในการสื่อสารทั่วไป



รูป 2.34 แสดงตัวอย่างการจัดอิเล็กตรอน และนิวเคลียสในสารกึ่งตัวนำ

สำหรับสารกึ่งตัวนำนั้นจะมีอะตอมจำนวนมากจัดเรียงกันอย่างมีระเบียบดังรูป 4 ด้วยเหตุนี้อิเล็กตรอนของแต่ละอะตอมจะทำหน้าที่เชื่อมโยงกับอะตอมข้างเคียง และมีตำแหน่งอยู่ระหว่างอะตอมทั้งสอง นั่นคือมันจะรับผลการดึงดูดจากอะตอมข้างเคียงสภาพพลังงานที่อะตอมได้รับนั้นถ้าหากจะกล่าวในทางควอนตัมไดนามิกแล้วจะแตกต่างกับกรณีที่มีอะตอมเพียงอันเดียว ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในรูป 2 กล่าวคือในกรณีนี้มันจะแบ่งออกเป็นสองสภาพ สภาพที่หนึ่งเป็นระดับพลังงานสูงเรียกว่า แถบความนำ (Conduction Band) และอีกสภาพหนึ่งเป็นระดับพลังงานต่ำเรียกว่า แถบวาเลนซ์ (Valence Band) และสภาพทั้งสองนี้ต่างก็มีความกว้างของพลังงานอยู่

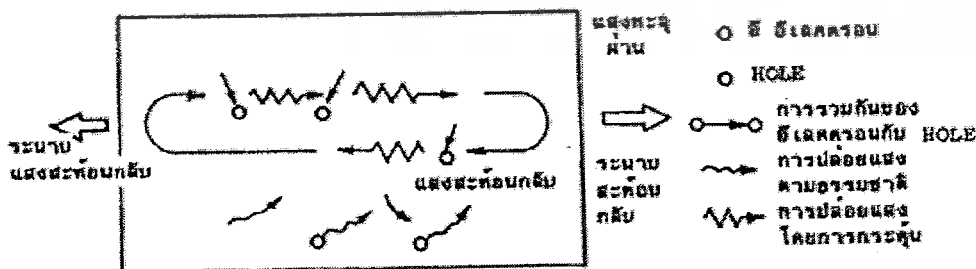
โดยปกติแล้วอิเล็กตรอนจำนวนมากจะรวมตัวกันอยู่ที่วาเลนซ์แบนด์ซึ่งมีระดับพลังงานต่ำและจะมีอิเล็กตรอนจำนวนเล็กน้อยอยู่ในคอนดักชันแบนด์ซึ่งเป็นระดับพลังงานสูง ในตอนแรกจะทำการอธิบายเกี่ยวกับโครงสร้างและการทำงานของเลเซอร์ที่สร้างจากสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor Laser Diode: LD) ซึ่งเป็นสารกึ่งตัวนำที่มีระดับพลังงานตามที่กล่าวข้างต้น และการใช้วิธีการกระตุ้นให้ปล่อยแสงออกมา สมมุติว่าจำนวนอิเล็กตรอนในสารกึ่งตัวนำมีค่าเป็น N และในจำนวน N นี้แบ่งไปอยู่ในแถบวาเลนซ์เสีย n1 ตัวและไปอยู่ในคอนดักชันแบนด์ n2 ตัว ในสภาพปกติ n1 จะมากกว่า n2 และในสภาพ

เอ็กไซซิโตนเป็นเอ็กไซซิโตนที่สร้างขึ้นไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญตไหนไปไซประโยชน์ดานการคว

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เช่นนี้ ถ้าหากเราใช้แสงจากภายนอกแก่มันจะทำให้เกิดวิธีการกระตุ้นให้ปล่อยแสงออกมา และการดูดพลังงาน (Absortion) ซึ่งขนาดของมันจะเป็นสัดส่วนกับอัตราส่วนของ n_1 และ n_2 แต่โดยทั่วไปแล้วการดูดพลังงานจะมีขนาดมากกว่าทำให้แสงที่ป้อนเข้ามา มีขนาดลดลงไป แต่ทว่าถ้าหากมีวิธีอย่างใดอย่างหนึ่งที่ทำให้ $n_1 > n_2$ ได้แล้วละก็จะทำให้การกระตุ้นให้ปล่อยแสงออกมามีค่ามากกว่าการดูดพลังงาน ในกรณีนี้จะทำให้ความเข้มของแสงที่ป้อนเข้ามาเพิ่มมากขึ้น และเกิดปฏิกิริยาการขยายแสง (Light Amplification Action)

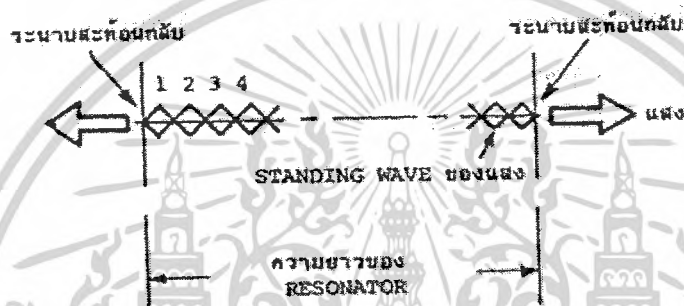
เราอาจจะไม่คุ้นกับคำว่าอินเวอร์ชันดิสทริบิวชัน (Inversion Distribution) แต่ทว่ามันสามารถถูกทำให้เกิดขึ้นมาได้จริง ๆ ด้วยการให้พลังงานจากภายนอก ได้เคยยกตัวอย่างการกระตุ้นอิเล็กตรอนด้วยการดูดพลังงานมาแล้ว แต่สำหรับสารกึ่งตัวนำนั้นปกติจะใช้วิธีการที่เรียกว่า ฉีด (Injection) อิเล็กตรอน โดยการทำให้กระแสไหล ก็จะเกิดปฏิกิริยาการขยายทางกระแสได้ ดังนั้นในกรณีสารกึ่งตัวนำ พลังงานจากภายนอกที่ทำให้เกิดวิธีการกระตุ้นให้ปล่อยแสงออกมา เพื่อปล่อยแสงออกมานั้นคืออิเล็กตรอนที่ฉีดเข้าไปนั่นเอง เมื่อสามารถทำให้เกิดการขยายดังกล่าวข้างบนได้ และเช่นเดียวกันกับกรณีของวงจรไฟฟ้า กล่าวคือโดยการทำให้การขยายกลับไปมาจะสามารถทำให้แสงเกิดการออสซิลเลชันได้ การขยายกลับไปมานั้นเป็นการทำให้เกิดคุณสมบัติพิเศษของแสงขึ้น หลักการขยายกลับไปมาทำได้ โดยใช้ระนาบสะท้อนกลับ (Reflection Plane) 2 อันวางหันหน้าเข้าหากัน นั่นคือแสงที่เกิดจากการกระตุ้นให้ปล่อยแสงวิธีการกระตุ้นให้ปล่อยแสงออกมา นี้จะถูกขยายไปพร้อมกับเคลื่อนที่ไปด้วย และเมื่อไปกระทบกับระนาบสะท้อนกลับแล้ว ส่วนหนึ่งของมันจะทะลุออกไปข้างนอก และส่วนที่เหลือจะสะท้อนกลับไปในทิศทางตรงกันข้ามกับครั้งแรก และเมื่อแสงที่สะท้อนกลับมานี้เมื่อไปถึงระนาบสะท้อนกลับอีกด้านหนึ่งก็จะเกิดผลเช่นเดียวกันในตอนแรกทีกล่าวมาคือ ส่วนหนึ่งจะทะลุออกไปข้างนอกส่วนที่เหลือจะสะท้อนกลับไปในทางตรงกันข้ามอีกในระหว่างที่ทำให้เกิดการป้อนกลับ (Feedback) ซึ่งเป็นการนำเอาส่วนหนึ่งของเอาต์พุตของการขยายกลับไปป้อนทางเข้า อินพุตอีก) ซ้ำกลับไปมาอยู่อย่างนี้ จะถึงจุดหนึ่งที่พลังงานที่ถูกขยายโดยการกระตุ้นให้ปล่อยแสงมีค่ามากกว่าพลังงานที่สูญเสียไป เนื่องจากการดูดของอิเล็กตรอนที่อยู่ในวงเลนซ์แบนด์และที่ทะลุออกไปจากระนาบสะท้อนกลับ ณ จุดนี้การออสซิลเลชันจะเริ่มขึ้นการทำให้เกิดแสงเช่นนี้ เรียกว่า เลเซอร์



รูปที่ 2.35 แสดงหลักการของออสซิลเลชันของแสง

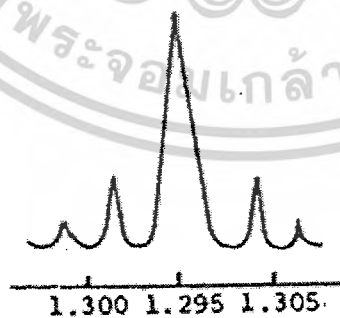
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทำให้ออสซิลเลชันเริ่มขึ้นได้นั้น ต้องใช้พลังงานจากภายนอก (การฉีดกระแสเข้าไป) ที่มีจำนวนมากกว่าค่าหนึ่งขึ้นไป และกระแสที่ฉีดเข้าไปตอนทำให้ออสซิลเลชันเริ่มขึ้นนั้นเรียกว่า Threshold Value Current ต่อไปเราจะมาพิจารณาความยาวคลื่นแสงของเลเซอร์ไดโอดจากที่ได้กล่าวมาแล้วว่า ความยาวคลื่นแสงนั้นกำหนดจากผลต่างของพลังงานในคอนดักชันแบนด์และใน วาเลนซ์แบนด์ แต่เนื่องจากว่าในระดับพลังงานทั้งสองต่างมีความกว้างของพลังงานอยู่ ทำให้ความยาวคลื่นแสงก็มีค่าอยู่ในช่วงหนึ่งด้วยเช่นกัน แต่เนื่องจากในขั้นตอนของการปล่อยแสงตามที่ได้กล่าวมาแล้วว่าทำให้เกิดเรโซแนนซ์สะท้อนกลับไปมาระหว่างระนาบสะท้อนกลับ นั่นคือสามารถทำให้เกิดความยาวคลื่นแสงของคลื่นนิ่ง (Standing Wave) เท่านั้นภายในรีแนซันซ์เท่านั้นดังรูปที่ 2.36



รูปที่ 2.36 แสดงการเกิด Standing Wave ของแสง

และเงื่อนไขที่ทำให้เกิดรีโซแนนซ์ก็คือความยาวของระยะห่างของระนาบสะท้อนกลับจะต้องมีค่าเป็นจำนวนเท่าที่เป็นตัวเลขเต็มหน่วยของครึ่งหนึ่งของความยาวแสงนั่นคือ $n = 1/2$ โดยปกติแล้วความยาวของระนาบสะท้อนกลับ จะมากกว่าความยาวแสงมาก ดังนั้นแสงที่ได้จากเลเซอร์ไดโอด จะมีความยาวแสงกระจายออกเป็นจำนวนมากดังแสดงในรูปที่ 2.37

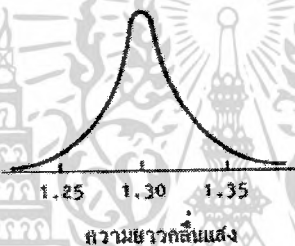


รูปที่ 2.37 แสดงความยาวคลื่นต่างๆ ของเลเซอร์

อนึ่งเกี่ยวกับคุณสมบัติของเลเซอร์ไดโอดนั้นต้องการให้มีความกว้างออกของความยาวคลื่น (Wave Length Dispersion) น้อยได้ดังกล่าวมาแล้วในหน่วยที่ผ่านมา นั่นคือต้องทำให้จำนวนของความเอกซารันเป็นเอกซารันที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะเป็นใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ยวคลื่นแสงมีน้อยมากเท่าไรยิ่งดี ด้วยเหตุนี้ได้มีการพัฒนาทำให้ความยวคลื่นแสงมีค่าเดียวโดยการสร้าง Distributed Feedback Semiconductor Laser เรียกว่า DFB LASER ขึ้นมา ซึ่งจะได้กล่าวถึงรายละเอียดในหน่วยต่อไป

จากที่กล่าวข้างต้นจะเห็นว่าเลเซอร์ออสซิลเลชันนั้นจะเกิดขึ้นได้จะต้องมีครบ 3 อย่างคือ อินเวอร์ชันคิสุทธิวิวชัน , วิธีการกระตุ้นให้ปล่อยแสงออกมาแต่จะใช้ปรากฏการณ์ของการปล่อยพลังงานออกมาตามธรรมชาติแทน ดังนั้นแสงที่ได้ออกมาจะมีช่วงความยวคลื่นแสงกว้างมาก ทั้งนี้เพราะกำหนดจากความสัมพันธ์ของพลังงานของคอนดักชันแบนด์กับ วาเลนซ์แบนด์ที่มีความกว้างของพลังงานอยู่ในตัว และช่วงความยวคลื่นแสงนี้เรียกว่า สเปกตรัมแบนด์ (Spectrum Band) และเพาเวอร์เอาต์พุต (output power) ของไดโอดเปล่งแสงเมื่อเทียบกับ เลเซอร์ไดโอด แล้วมีค่าน้อยกว่า แต่ข้อดีคือโครงสร้างของไดโอดเปล่งแสงไม่ยุ่งยากทำให้สร้างได้ง่าย และมีราคาถูกมากกว่า ช่วงความยวคลื่นแสงของไดโอดเปล่งแสง แสดงดังรูป 2.38



รูปที่ 2.38 แสดงช่วงความยวคลื่นแสงของไดโอดเปล่งแสง

2.9.3 สารที่ใช้ในการสร้างและโครงสร้างของอุปกรณ์เปล่งแสง

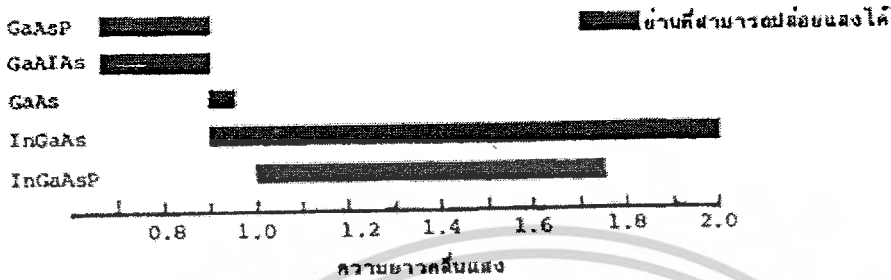
2.9.3.1 สารที่ใช้ในการสร้างอุปกรณ์เปล่งแสง

ตามที่ได้เคยกล่าวมาแล้วว่า ปรากฏการณ์เปล่งแสงนั้นไม่ได้เกิดขึ้นกับสารกึ่งตัวนำทุกชนิด ทั้งนี้ก็เพราะว่ามีสารพวกที่เกิดปรากฏการณ์เปล่งแสงง่ายกับพวกที่เกิดการเปล่งแสงยาก เนื่องจากการเปล่งแสงนั้นเกิดจากการที่อิเล็กตรอนเกิดการถ่ายเท (Transfer) จากแถบความนำไปยังแถบวาเลนซ์ จึงสามารถแบ่งสารออกเป็นพวกที่อิเล็กตรอนถ่ายเทได้ง่ายกับพวกที่อิเล็กตรอนถ่ายเทได้ยาก พวกที่อิเล็กตรอนถ่ายเทได้ง่ายเรียกว่า Direct Transfer Semiconductor ตัวอย่างเช่น สารประกอบของอินเดียม (Indium: In), แกลเลียม (Gallium: Ga), อาเซไนด์ (Asenide: As) และฟอสฟอรัส (phosphorus: P) คืออินเดียมแกลเลียมอาร์เซไนด์ฟอสไฟด์ (InGaAsP), สารประกอบของแกลเลียม, อลูมิเนียม, อาเซไนด์ คือแกลเลียมอะลูมิเนียมอาร์เซไนด์ (GaAlAs) เป็นต้น อนึ่งสารพวกซิลิคอน (Silicon: Si) เจอร์เมเนียม (Germanium: Ge) ที่ใช้ทำทรานซิสเตอร์หรือไอซีนั้นส่วนใหญ่เป็นพวก Indirect Transfer Semiconductor เปล่งแสงออกมายาก เนื่องจากความยวคลื่นแสงที่ปล่อยออกมานั้นเป็นสัดส่วนกับผลต่างของพลังงานของแถบความนำกับแถบวาเลนซ์ แต่ทว่าผลต่างของพลังงานนี้จะมีค่าแตกต่างกันตามส่วนประกอบสารกึ่งตัวนำ จึงทำให้มีความยวคลื่นแสงค่าต่าง ๆ ความสัมพันธ์ระหว่างความยวคลื่นกับสารประกอบของอุปกรณ์เปล่งแสง แสดงดังรูป 2.40 และจากการพิจารณาถึงคุณสมบัติต่าง ๆ ของสารในทางปฏิบัตินั้น

สำหรับย่านความยวคลื่นสั้น 0.85 ไมโครเมตร นิยมใช้แกลเลียมอะลูมิเนียมอาร์เซไนด์และผ่านความยาว

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คลื่นยาว 1.3 ไมโครเมตรนิยมใช้อินเดียมแกลเลียมอาร์เซไนด์ฟอสไฟด์ ในระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง การเลือกใช้ความยาวคลื่นแสงถือเป็นองค์ประกอบที่สำคัญมาก จึงมีผลจำกัดต่อการเลือกใช้สารประกอบ



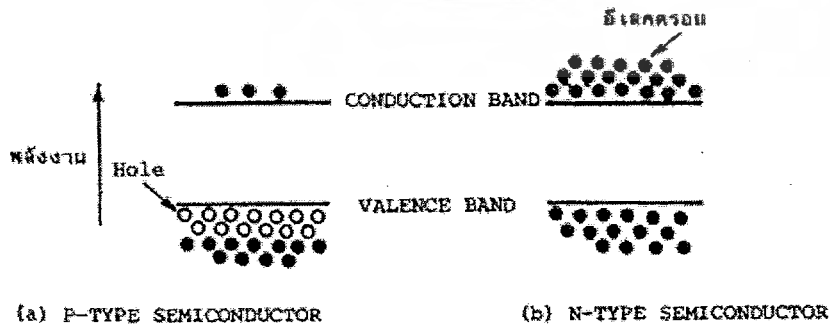
รูปที่ 2.39 แสดงความยาวคลื่นแสงที่ปล่อยออกมาของสารประกอบกึ่งตัวนำแต่ละชนิด

2.9.3.2 โครงสร้างของอุปกรณ์ปล่อยแสง

2.9.3.2.1 P - N JUNCTION

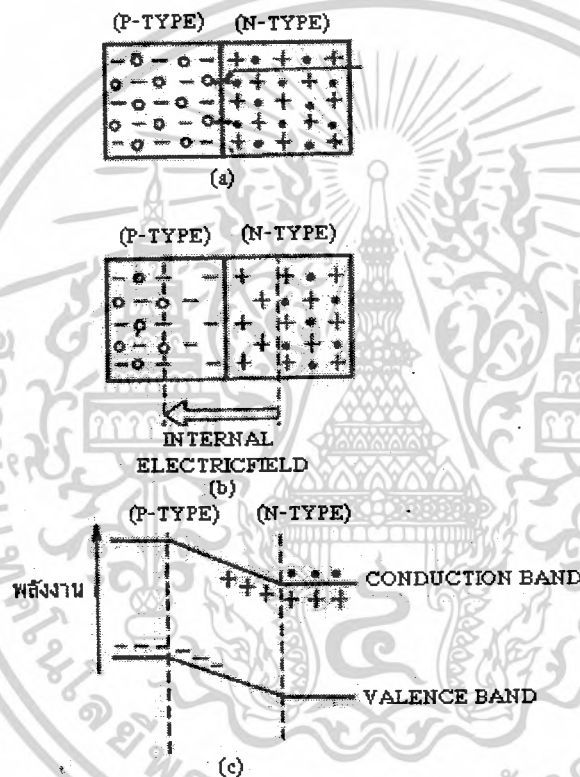
เกี่ยวกับโครงสร้างของอุปกรณ์ปล่อยแสง จากทางด้านการใช้งานเพื่อให้ได้กำลังการปล่อยแสงที่มีประสิทธิภาพสูงนั้น การนำสารกึ่งตัวนำพี (P) และเอ็น (N) มาเชื่อมต่อกันรอยต่อ (Junction) นั้นเป็นสิ่งสำคัญยิ่ง ดังนั้นเพื่อเป็นการทำให้เข้าใจขั้นตอนการปล่อยแสง อันเนื่องมาจากโครงสร้างของอุปกรณ์ปล่อยแสงที่เป็นสารกึ่งตัวนำนั้น ในที่นี้จะอธิบายถึงคุณสมบัติของสารกึ่งตัวนำแบบชนิดพี (P - type) และแบบชนิดเอ็น (N - type) ก่อน

สำหรับสารกึ่งตัวนำนั้นปกติจำนวนอิเล็กตรอนที่มีอยู่จะมีความคงที่ตามชนิดของอะตอม และอิเล็กตรอนส่วนใหญ่จะรวมตัวกันอยู่ในแถบวาเลนซ์ ดังได้เคยกล่าวมาแล้วข้างต้นสารกึ่งตัวนำที่มีสภาพอย่างนี้เราเรียกว่า Genuine Semiconductor แต่สารกึ่งตัวนำชนิดพีนั้นมีสภาพที่มีจำนวนโฮลและมีอิเล็กตรอนน้อยดังแสดงในรูป 2.40(a) ส่วนสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นนั้นจะมีสภาพตรงกันข้ามกับสารกึ่งตัวนำชนิดพี กล่าวคือมีอิเล็กตรอนมากกว่าโฮลและจำนวนอิเล็กตรอนที่มากเกินนี้จะรวมตัวกันอยู่ใน แถบความนำ ดังแสดงในรูป 2.40(b)



รูปที่ 2.40 แสดงระดับพลังงานของสารกึ่งตัวนำชนิดพีและชนิดเอ็น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

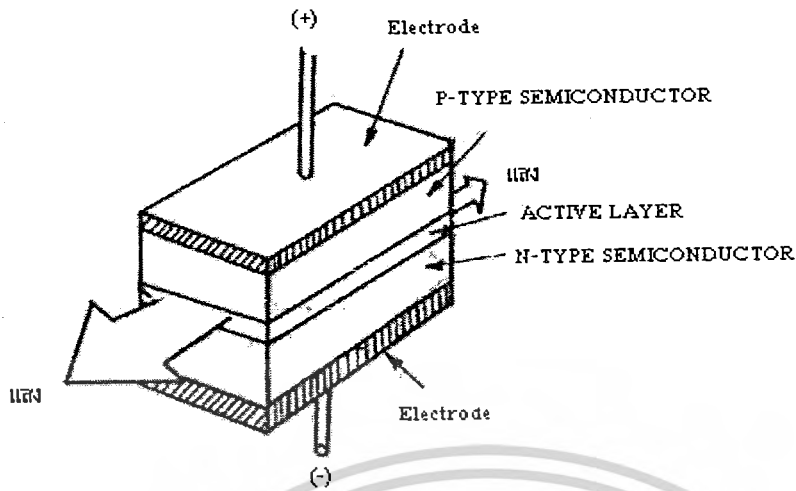
สมมติว่านำสารกึ่งตัวนำทั้งสองแบบมาเชื่อมต่อกัน และที่บริเวณที่เชื่อมต่อนั้นอิเล็กตรอนที่มีจำนวนมากในชนิดเอ็นจะรวมตัวกับโฮลที่มีจำนวนมากในชนิดพี ดังรูปที่ 2.41(a) และจากปริมาณการรวมตัวที่เพิ่มขึ้นเรื่อยๆ นั้น ทำให้เกิดประจุไฟฟ้าลบในชนิดพี (เพราะว่าโฮลลดลงเหลือแต่อิเล็กตรอน) และเกิดประจุไฟฟ้าบวกขึ้นในชนิดเอ็น (เพราะว่าอิเล็กตรอนลดลงเหลือแต่โฮล) ดังรูปที่ 2.41(b) จากผลที่ทำให้เกิดสภาพดีพลีชันโซน (Depletion Zone) ขึ้นตรงบริเวณใกล้ๆ รอยเชื่อมต่อและได้โครงสร้างของระดับพลังงานดังรูปที่ 2.41(c) เกี่ยวกับโครงสร้างของระดับพลังงานนี้มีความหมายสำคัญอย่างยิ่งยวดในการนำไปใช้พิจารณา โครงสร้างของอุปกรณ์เปล่งแสงที่จะได้กล่าวถึงในอันดับต่อไปนี้



รูปที่ 2.41 แสดงสนามไฟฟ้าภายในและระดับพลังงานของรอยต่อพีเอ็น

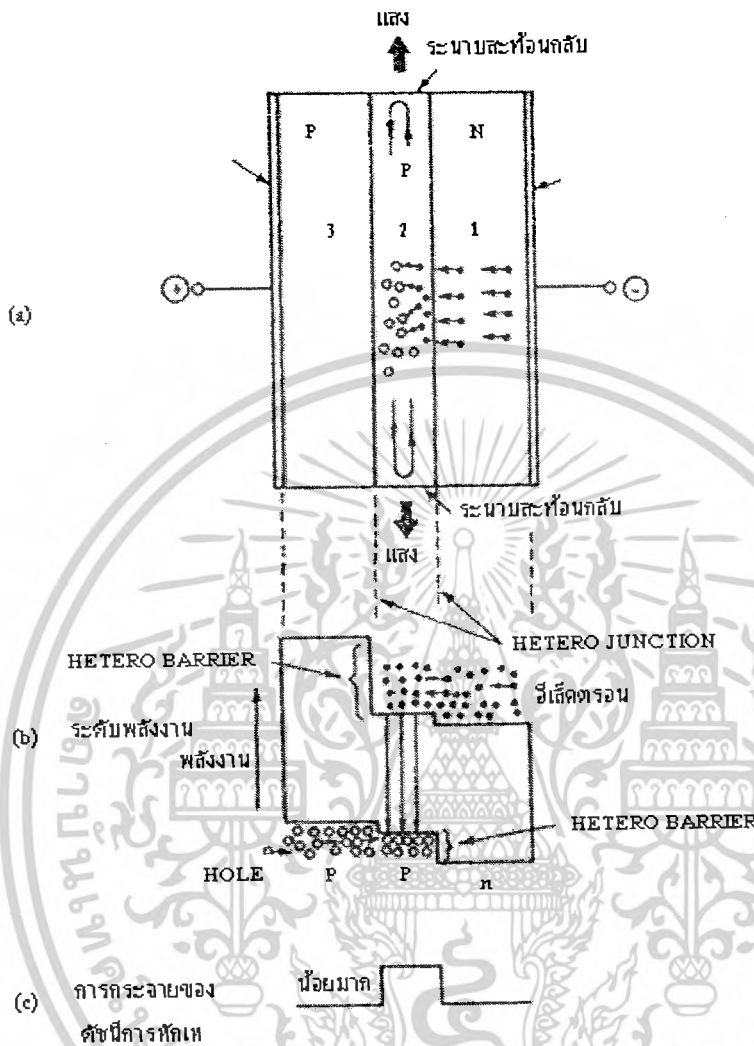
2.9.3.2.2 โครงสร้างของเลเซอร์ไดโอด

โดยทั่วไปแล้วเลเซอร์ไดโอดจะมีโครงสร้างเป็น 3 ชั้น ดังแสดงในรูปที่ 2.42 ในการทำให้เกิดการแกว่งกวัดเลเซอร์ (Laser Oscillation) นั่นคือส่วนที่ทำหน้าที่เป็น เรโซเนเตอร์ (Resonator) ซึ่งเรียกว่า ชั้นกระตุ้น (Active Layer) ซึ่งมีตำแหน่งอยู่ระหว่างสารกึ่งตัวชนิดพีกับสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น



รูปที่ 2.42 แสดงโครงสร้างทั่วไปของเลเซอร์ไดโอด

จากรูป 2.42 ถ้าหากทำให้กระแสไหลจากขั้วบวกไปยังขั้วลบ หรือทำการฉีดกระแส (Current Injection) จะเกิดแสงเลเซอร์ออกมาในทิศทางที่แสดงด้วยลูกศร เกี่ยวกับวิธีการเกิดออสซิลเลชันของเลเซอร์ไดโอดนั้นอธิบายโดยเน้นตรงบริเวณชั้นทั้ง 3 ของชนิดพี, ชนิดเอ็น และชั้นกระตุ้นนี้สำหรับโครงสร้างของสารกึ่งตัวนำอย่างนี้เรียกว่า Double Hetero Junction นั้นหมายความว่ารอยต่อของชั้นของสารที่มีส่วนประกอบต่างกันนั้นมี 2 ด้าน โครงสร้าง, ระดับพลังงานและลักษณะการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการหักเหของเลเซอร์ไดโอด แสดงดังรูปที่ 2.43

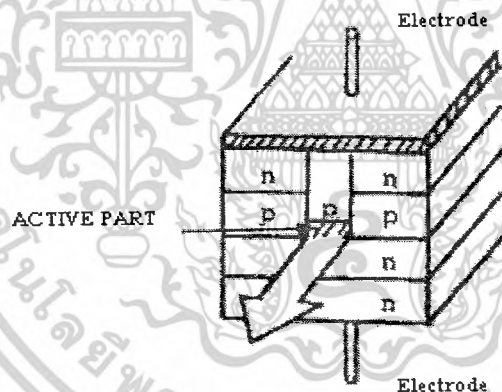


รูปที่ 2.43 แสดง โครงสร้าง, ระดับพลังงาน และลักษณะการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการหักเหของเลเซอร์ไดโอด

ในการทำให้เกิดเลเยอร์ออสซิลเลชัน (Layer Oscillation) นั้นจะต้องทำให้ผลต่างระหว่างระดับพลังงานของแถบความนำของสารกึ่งตัวนำชนิดพีและแถบความนำในชั้นกระตุ้นมีค่ามากพร้อมทั้งทำให้ผลต่างระหว่างพลังงานของแถบความนำกับแถบวาเลนซ์ของสารกึ่งตัวนำชนิดพีมีค่ามากด้วย นอกจากนี้ยังจะต้องทำให้ระดับพลังงานของแถบวาเลนซ์ของสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นมีค่าต่ำกว่าระดับพลังงานของแถบวาเลนซ์ของชั้นกระตุ้นด้วย จากนั้นจึงนำมาเชื่อมต่อกันจะได้ระดับพลังงาน ดังแสดงในรูป 2.43(b) เมื่อทำให้ทีกระแสไหลในสารกึ่งตัวนำที่มีการเชื่อมต่อกันในลักษณะที่กล่าวข้างต้น โดยให้มีทิศทางไหลจากชนิดพีไปหาชนิดเอ็น จะเป็นผลให้อิเล็กตรอนส่วนเกินที่มีอยู่ในชนิดเอ็น (แสดงด้วย (1) ในรูป) ดังแสดงในรูป 2.43(a) เคลื่อนที่ไปยังชนิดพีและโฮล ส่วนที่เกินที่มีอยู่ในชนิดพี(แสดงด้วย (3) ในรูป) เคลื่อนที่ไปยังชนิดเอ็นอันผลของการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนและโฮลเหล่านี้ทำให้เกิดมีอิเล็กตรอนและโฮลวาเลนซ์ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โพลีอยู่ภายในชั้นกระตุ้น (แสดงด้วย (2) ในรูป และโดยทั่วไปชั้นกระตุ้นนี้จะใช้สารชนิดอื่น) เมื่อมาถึงจุดนี้ให้สังเกตดูระดับพลังงานทั้ง 3 ชั้นที่แสดงในรูป 2.43(b) จะเห็นว่าเกิดมีกำแพงของพลังงาน (Hetro Barrier) ขึ้นทำให้เกิดอิเล็กตรอนและโฮลที่เคลื่อนที่ไปนั้นถูกขังอยู่ในชั้นกระตุ้น เป็นผลให้เกิดสภาพ อินเวอร์ชัน ดิสทริบิวชัน (Inversion Distribution) ได้อย่างดีทำให้มีผลการขยายความเข้มของการปล่อยแสง
 หนึ่ง โดยการทำให้ดัชนีการหักเหของชั้นกระตุ้นมีค่ามากกว่าชั้นข้างเคียง ดังแสดงในรูป 2.43(c) จะมีสภาพเหมือนกันกับเส้นใยแสงตามที่กล่าวมาแล้วในหน่วยที่ผ่านมา แสงที่ปล่อยออกมาจะถูกกักและเดินทางอยู่ในชั้นกระตุ้นจากผลการกักอิเล็กตรอนและโฮลเอาไว้ในชั้นกระตุ้นและผลของการกักแสงไว้ในชั้นกระตุ้นทำให้ได้การปล่อยแสงที่มีประสิทธิภาพได้ดี

ตามที่ได้กล่าวมาแล้วว่าแสงจะออกมาจากระนาบสะท้อนกลับ โดยที่ระนาบสะท้อนกลับนี้ทำจากการใช้สิ่งที่กลมมาก ๆ คล้ายใบมีดโกนไปตัดสารกึ่งตัวนำที่ประกอบกันเป็นเลเซอร์ไดโอดให้มีช่องเปิดเรียกว่า โอเพนวอลล์ (Open Wall) โดยการทำให้แสงเลเซอร์จะถูกกักขังอยู่ในชั้นกระตุ้นได้ดี แต่ทว่าเมื่อมันเดินทางมาถึง โอเพนวอลล์ มันจะหลุดออกมาข้างนอกตลอดแนวของโอเพนวอลล์ที่ทำให้ประสิทธิภาพของการเชื่อมแสงเข้ากับเส้นใยแสงไม่ดีด้วยเหตุนี้ เพื่อเป็นการทำให้ประสิทธิภาพดี จำเป็นต้องมีการปรับปรุงต่าง ๆ เพื่อให้มีปฏิกิริยาคอนดัคชันแสงในทิศทางแนวนอน (Horizontal) ด้วย ตัวอย่างอันหนึ่งของวิธีการปรับปรุงก็คือ สิ่งที่เรียกว่า Planar Stripe Structure ดังแสดงในรูป 2.44



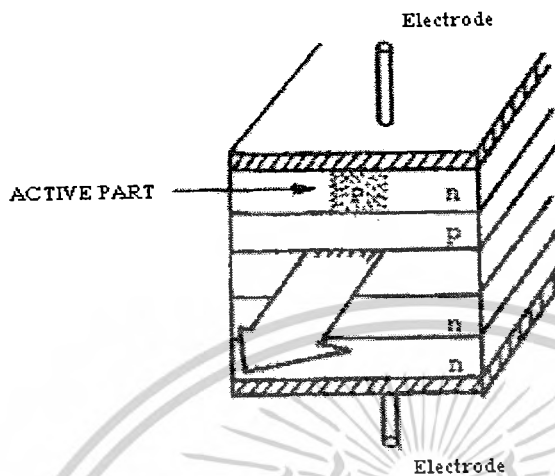
รูปที่ 2.44 แสดง โครงสร้างแบบ Planar Stripe

เพื่อให้การผลิตเลเซอร์ไดโอดทำได้ง่าย (การสร้างผลึกและการสร้างขั้วไฟฟ้า) จะทำให้มีโครงสร้างเป็น 5 ชั้น และทำให้บริเวณที่กระแสไหลมีขนาดแคบ ส่วนเลเซอร์ออสซิลเลชัน เป็นการใช้หลักการที่ทำให้ออสซิลเลชันเฉพาะตรงส่วนที่กระแสไหลนั้นคือตรงส่วนที่มีการกระตุ้นเท่านั้นจากรูป 2.45 จะเห็นว่าขั้วบนสุดที่มีขั้วไฟฟ้าบวกติดอยู่เป็นชนิดเอ็นเกือบทั้งหมดแต่จะมีเฉพาะส่วนหนึ่งเท่านั้น ซึ่งแคบมากเป็นชนิดพี เมื่อทำดังนี้จะไม่มีการแพร่ไหลตรงส่วนเชื่อมต่อของชนิดเอ็นในชั้นกระตุ้น, ชนิดพีในชั้นกระตุ้น และชนิดเอ็น (ทั้งนี้เพราะว่าจากคุณสมบัติของสารกึ่งตัวนำกระแสจะไม่ไหลจากชนิดเอ็นไปยังชนิดพี) แต่ในทางตรงกันข้ามกระแสจะไหลเฉพาะตรงส่วนเชื่อมต่อของชนิดพี, ชนิดพีในชั้น

กระตุ้น และชนิดเอ็น นั่นคือส่วนชนิดพีจะทำหน้าที่เป็นทางไหลเข้าของกระแสกลายเป็นแถบส่วนหนึ่ง

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของชั้นกระตุ้น จึงเรียกว่า Planar Stripe Type โครงสร้างแบบอื่นที่มีคุณสมบัติดีกว่าแบบ Planar Stripe Type และนิยมใช้กันมากคือแบบ Embedding Stripe Type ดังแสดงในรูป 2.46



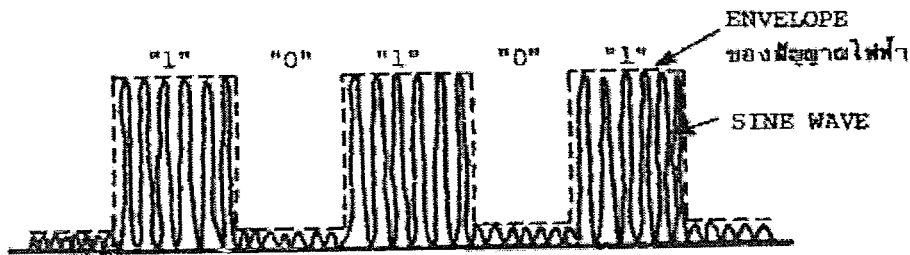
รูปที่ 2.45 แสดงโครงสร้างของ Embedding Stripe Type

โครงสร้างที่มีลักษณะพิเศษตรงที่ทำให้ค่าดัชนีการหักเหของชั้นกระตุ้นที่มีค่าสูงทั้งส่วนบน ล่าง ซ้าย ขวา นั่นคือส่วนบนของชั้นกระตุ้น มีชั้นของชนิดพีอยู่ซึ่งจะเหมือนกับ Planar Stripe Type และ กระแสจะไหลเฉพาะในส่วนนี้เท่านั้นจากข้างบนไปข้างล่างนอกจากจะสามารถทำให้เกิดเลเซอร์ออสซิลเลชัน ด้วยกระแสที่มีค่าน้อยแล้ว ยังทำให้ค่าดัชนีการหักเหของชั้นกระตุ้นมีค่าสูงมากขึ้นอีก จึงเป็นผลให้ประสิทธิภาพของการกักแสงเพิ่มขึ้น สามารถได้แสงที่ปล่อยออกมาเป็นลำแสงที่คมมาก

2.9.4 คุณสมบัติต่าง ๆ ของอุปกรณ์ปล่อยแสง

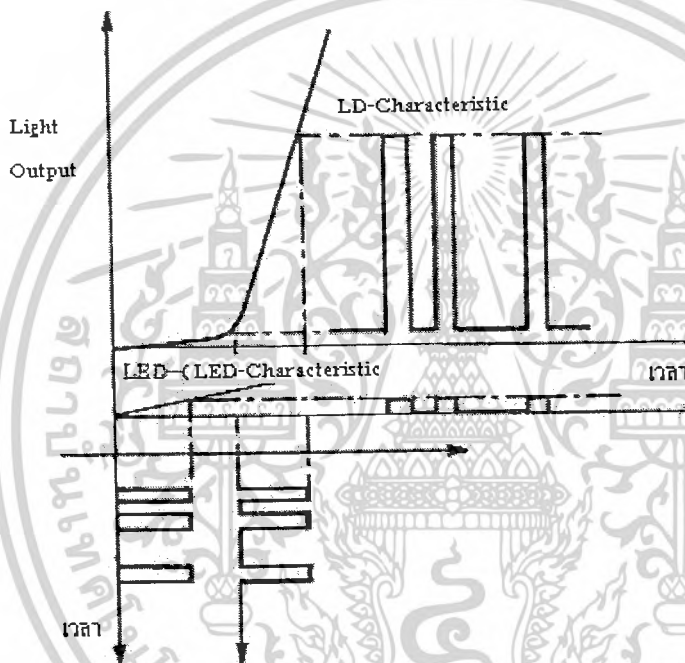
คุณสมบัติต่าง ๆ ที่ต้องการจากอุปกรณ์ปล่อยแสงได้แก่ คุณสมบัติการผสมของแสงกับไฟฟ้า, ความกว้างของสเปกตรัมของแสง, ความเร็วในการตอบสนองต่อความถี่ (Frequency Response Speed) เป็นต้น จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่าในปัจจุบันแสงที่ได้จากอุปกรณ์ปล่อยแสงจะมีความยาวแสงจำนวนหนึ่งปนอยู่ ดังนั้นจึงไม่สามารถใช้แสงเป็นคลื่นพาห์สำหรับการมอดูเลตแบบเอฟเอ็มและการมอดูเลตแบบพีเอ็มของสัญญาณไฟฟ้าได้เหมือนอย่างที่ใช้ในการส่งมัลติเพล็กซ์ในระบบการส่งสัญญาณอนาล็อกของการส่งคลื่นพาห์หรือการส่งคลื่นไมโครเวฟที่ใช้อยู่ทั่วไป แต่จะใช้การผสมที่เรียกว่า อินเทนซิติมีมอดูเลชัน (Intensity Modulation) ซึ่งทำการผสมโดยตรงกับความเข้มของแสง ยกตัวอย่างเช่น ในการส่งสัญญาณดิจิทัล เอาต์พุตที่ได้จะเป็นแสดงดังในรูป 2.46 กล่าวคือแสงจะเกิดการกระพริบสว่างและดับตามสัญญาณไฟฟ้าที่เป็น 1 และ 0 ตามความเป็นจริงแล้วความยาวคลื่นของสัญญาณของแสงจะมีค่าสั้นกว่าความยาวคลื่นของสัญญาณไฟฟ้ามาก ดังนั้นในเอนVELOPE 1 ของสัญญาณไฟฟ้าจะมีแสงที่มีความยาวคลื่นหลายค่าอยู่ข้างใน ดังแสดงในรูป 2.46

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.46 แสดงเอาต์พุตของแสงและการผสมในการส่งสัญญาณดิจิทัล

คุณสมบัติการผสมของอุปกรณ์ปล่อยแสงแสดงดังรูป 2.47



รูปที่ 2.47 แสดงการผสมแบบไลต์อินเทนซิตีมอดูเลชัน

จากรูป 2.47 จะเห็นได้ว่าเนื่องจากไดโอดเปล่งแสงใช้ปรากฏการณ์การปล่อยแสงตามธรรมชาติ ดังนั้นปริมาณของแสงที่ปล่อยออกมาจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสที่ป้อนเข้าไป (กระตุ้น) แต่สำหรับเลเซอร์ไดโอดนั้นใช้ปฏิกิริยาการออสซิลเลชันโดยการกระตุ้นให้ปล่อยแสง ดังนั้นปริมาณของแสงที่ปล่อยออกมานั้นมีลักษณะที่มีการเพิ่มปริมาณขึ้นอย่างรวดเร็ว เมื่อเลขค่าของกระแสค่าหนึ่ง (Threshold Value Current) ไปแล้ว

ตัวอย่างคุณสมบัติต่างๆ ของไดโอดเปล่งแสงและเลเซอร์ไดโอดที่ได้กล่าวมาแล้วพิจารณาดูจากตาราง 2.3 คุณสมบัติต่างๆ จะเห็นว่าเกี่ยวกับพาวเวอร์เอาต์พุตของแสงนั้น เลเซอร์ไดโอดจะมีค่ามากกว่า เพราะมีการ ออสซิลเลชันและการขยายของแสงและเกี่ยวกับพาวเวอร์อินพุตที่ป้อนเข้าไปในเส้นใยแสงก็เช่นกัน เนื่องจากเลเซอร์ไดโอดมีคุณสมบัติทิศทางของแสง (Directivity) ดีกว่า เป็นผลให้มีการสูญเสียการเชื่อมแสงกับเส้นใยแสงต่ำ ทำให้พาวเวอร์ของแสงป้อนเข้าไปในเส้นใยแสงได้มาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.4 การเปรียบเทียบคุณสมบัติต่าง ๆ ของอุปกรณ์ปล่อยแสง

หัวข้อ	LED	LD
OUT PUT POWER ของแสง	2.0 mW	10 mW
INPUT POWER ของแสงในเส้นใยแสง	≤ 0.05 mW	≤ 3 mW
ความกว้างของ SPECTRUM ที่จุด POWERE ตกลงครึ่งหนึ่ง (ตอน MODULATION)	100 nm	3 nm
FREQUENCY RESPONSE SPEED	\leq หลายร้อย MHz	\leq หลาย GHz
อายุการใช้งาน	≤ 10 Hr	≤ 10 Hr

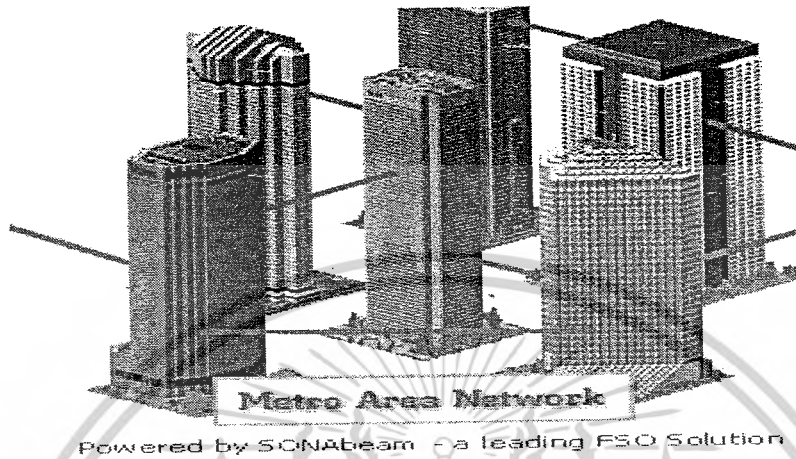
เกี่ยวกับสเปกตรัมของแสงนั้น จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่าในไดโอดเปล่งแสง มีผลมาจากสาเหตุที่แถบการนำและแถบเวเลนซ์มีพลังงานในช่วงกว้างทำให้มีสเปกตรัมของแสงกว้าง แต่เลเซอร์ไดโอดนั้นมีพลังงานเป็นช่วงแคบอันเนื่องมาจากขบวนการออสซิลเลชันทำให้มี สเปกตรัมของแสงแคบ นอกจากนั้น การทำงานสว่างดับ (กระพริบ) ของแสงนั้น ถ้าหากเวลาการรวมกันของอิเล็กตรอนกับโฮลยั้งสั้นจะยิ่งมีความเร็วเร็วมาก กล่าวคือถ้าหากอิเล็กตรอนและโฮลมีจำนวนมาก นั่นคือความหนาแน่นของกระแสมีมากเท่าไร จะทำให้ค่าเฉลี่ยของเวลาการรวมกันของอิเล็กตรอนกับโฮลมีค่าน้อยลงเท่านั้น สำหรับไดโอดเปล่งแสงนั้นค่าเวลานี้มีค่าประมาณนาโนวินาที ดังนั้นถ้าหากเป็นความถี่จะได้ความถี่หลายร้อย เมกะเฮิร์ต ส่วนกรณีของเลเซอร์ไดโอดเนื่องจากค่าความหนาแน่นของกระแสที่กระตุ้นมีค่ามากทำให้เวลาการรวมกันของอิเล็กตรอนกับโฮลมีค่าน้อย ถ้าเป็นความถี่จะได้หลายกิกะเฮิร์ต ซึ่งความถี่เหล่านี้แสดงความเร็วในการตอบสนองความถี่ (Frequency Response Speed) ของไดโอดเปล่งแสงและเลเซอร์ไดโอด ยิ่งกว่านั้นในกรณีของเลเซอร์ไดโอด ถ้าหากกระแสไบอัส (bias current) มีค่าเข้าใกล้ค่าของกระแสค่าหนึ่งมากเท่าใดความเร็วของความเร็วตอบสนอง (Response Speed) จะสูงขึ้นเท่านั้น ส่วนอายุการใช้งานของอุปกรณ์ปล่อยแสงทั้งสองไม่มีปัญหาอะไรเลยในการใช้งานและในอนาคต อันใกล้คงจะมีเทคโนโลยีการผลิตที่ทำให้เลเซอร์ไดโอดมีอายุการใช้งานเท่ากับไดโอดเปล่งแสง

2.10 Free Space Optical

เฟสออปหรือออปติคอลไวเลสเป็นระบบเครือข่ายไร้สาย เป็นนวัตกรรมเทคโนโลยีที่ใช้แสงเลเซอร์เป็นสื่อกลางในการเชื่อมโยงอุปกรณ์สองฝั่งเข้าด้วยกัน ซึ่งในที่นี่มีการคิดค้นเทคโนโลยีนี้มาเป็นเวลานานแล้ว ตั้งแต่ปี 1970 เป็นการพัฒนาเพื่อใช้ในการติดต่อสื่อสารกันภายในกองทัพองศาการนาซ่าซึ่งเป็นช่วงที่เกิดการพัฒนาคิดค้นอย่างรวดเร็ว และประกบกับความ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

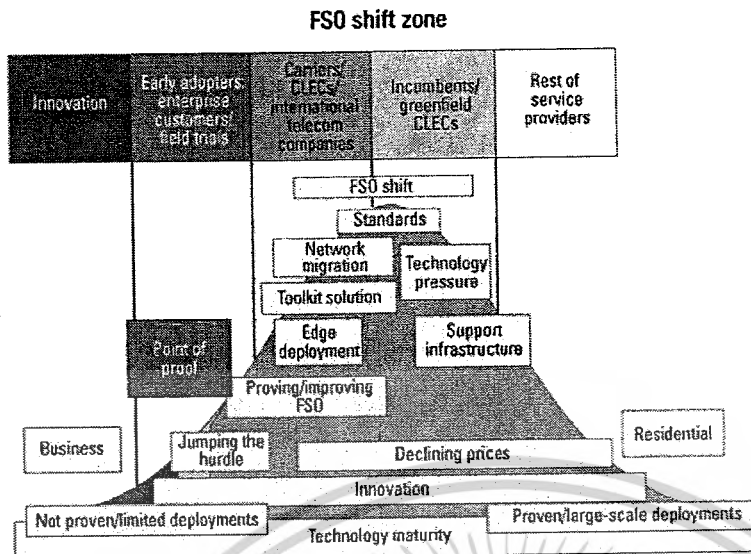
ต้องการใช้ความถี่สัญญาณที่มากขึ้น แต่ไฟเบอร์ออปติกไม่สามารถรองรับความต้องการในการใช้งานได้อย่างเพียงพอ จึงมีการพัฒนาเอฟเอสโอขึ้น และหลังจากนั้นมีการนำไปใช้อย่างแพร่หลายในการเชื่อมโยงระบบโทรศัพท์ของสองอาคารเข้าหากัน



รูปที่ 2.48 รูปแบบการใช้งานในอาคาร

เทคโนโลยีเอฟเอสโอได้รับการพัฒนาต่อมาเรื่อยๆ จนภายหลังเริ่มมีผู้เห็นประโยชน์และนำมาใช้เชื่อมโยงข้อมูลทางด้านคอมพิวเตอร์เป็นหลัก โดยความเร็วเริ่มต้นของการรับ – ส่งข้อมูลนั้นอยู่ที่ 10 เมกะบิตต่อวินาที จากนั้นมีการพัฒนาเพิ่มขึ้นเป็น 52 เมกะบิตต่อวินาที และพัฒนาความเร็วเพิ่มอีก จนกระทั่งได้ความเร็วถึง 2.5 กิกะบิตต่อวินาที ในปัจจุบันและจะมีการออกเวอร์ชันใหม่ในปลายปีนี้จะมีความเร็วสูงถึง 10 กิกะบิตต่อวินาที ซึ่งเทียบเท่ากับมาตรฐานการส่งข้อมูลความเร็วสูงอย่าง คีดับบลิวดีเอ็ม (DWDM) (ข้อมูลจากห้องทดลองรายงานว่าสามารถส่งข้อมูลสูงสุด 160 กิกะบิต ต่อวินาที) ทั้งนี้เทคโนโลยีเอฟเอสโอสามารถส่งข้อมูลผ่านโปรโตคอลใดๆ ก็ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



FSO - Free-space optical

Like any new technology, FSO faces an uphill climb in its quest to become a mainstream technology. This goal will be reached when enough competitive and international carriers adopt the technology and it begins to appear in the network core. At this point, the emphasis "shifts" to incumbents such as the regional Bell operating companies, which will feel the competition as well as end-user pressure to adopt the technology.

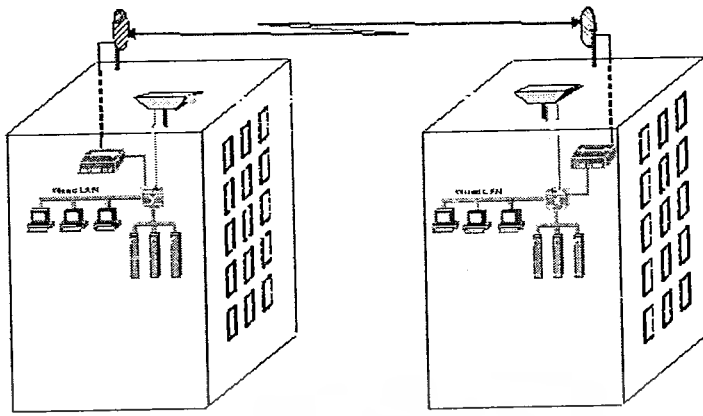
รูปที่ 2.49 วงจรชีวิตของเอฟเอสโอ

2.10.1 หลักการทำงาน

หลักการทำงานของเอฟเอสโอจะใช้การแปลงสัญญาณจากไฟฟ้าไปเป็นแสง โดยการรับสัญญาณสามารถรับสัญญาณที่เป็นไฟฟ้า เช่น สัญญาณจากสายสัญญาณ หรือรับสัญญาณจากไฟเบอร์ออปติก

การใช้งานหลักจึงเป็นงานด้านข้อมูล โดยข้อมูลที่รับส่งผ่านลำแสงเลเซอร์นั้นจะไม่มีกรเข้ารหัสหรือแปลงข้อมูลแต่อย่างใด ดังนั้นจึงรับประกันความถูกต้องของข้อมูลได้ร้อยเปอร์เซ็นต์ และที่สำคัญไม่ต้องกังวลว่าจะมีผู้แอบดักสัญญาณข้อมูลระหว่างทาง เนื่องจากเป็นเรื่องที่ยากมาก เพราะอุปกรณ์ส่วนใหญ่ที่ติดตั้งอยู่บนอาคารสูง และหากมีผู้ใดเอาสิ่งของไปกีดขวางระหว่างลำแสง ลิงค์ก็จะดาวน์โหลดทันที และนอกจากนี้การแก้ปัญหาของตัวอุปกรณ์ (Implement Solution) สามารถทำได้ง่ายคายนื่องจากไม่ต้องมีการปรับแต่งค่าพารามิเตอร์แต่อย่างใด เพียงติดตั้งอุปกรณ์แล้วทำไลน์ออฟไซท์ (Line Of Sight) คือ หันอุปกรณ์สองฝั่งให้ตรงกัน (เนื่องจากแสงทำงานในลักษณะเป็นเส้นตรง) เพียงเท่านี้ระบบก็พร้อมทำงานทันที และทำงานได้อย่างต่อเนื่องโดยอาศัยเพียงไฟเลี้ยงเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.50 หลักการทำงานของเอฟเอสโอ

2.10.2 ข้อได้เปรียบของ FSO

- Eye – Safe 1550 นาโนเมตรระบบมีการออกแบบมาให้มีความปลอดภัยกับดวงตาอย่างสมบูรณ์แบบ แม้กระทั่งมีการมองผ่านกระจกโดยตรง เนื่องจากการใช้ความยาวของแสงเลเซอร์ที่ 1550 นาโนเมตร เป็นช่วงที่ใกล้เคียงกับอินฟราเรด ช่วงที่กระจกและเลนส์ตาสามารถซึมซับได้ และโฟกัสของแสงจะหักเหไม่เข้าเรตินา

- สามารถป้องกันการแทรกแซงความถี่ของคลื่นไมโครเวฟหรือสภาพอากาศที่มีความชื้นสูงได้ดี

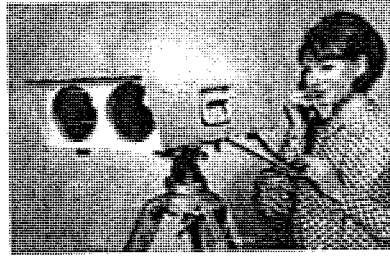
- ไม่ต้องมีการใช้โปรแกรมป้องกันหรือรักษาความปลอดภัยของข้อมูลเนื่องจากระบบเอฟเอสโอเป็นการใช้แสงเลเซอร์ในการส่งผ่านข้อมูลซึ่งมันจะสามารถส่งผ่านข้อมูลที่เปรียบเสมือนการส่งผ่านข้อมูลกันโดยตรง ถ้ามีสิ่งกีดขวางหรือมีความถี่อื่นแทรกแซงการส่งข้อมูลจะไม่สามารถส่งได้ จึงเป็นการป้องกันข้อมูลไปในตัว

- สามารถรับส่งข้อมูลได้ไกลหลายกิโลเมตร ติดตั้งได้ง่าย

2.10.3 การนำเทคโนโลยี FSO มาใช้โดย Light Pointe

จากการพัฒนาอย่างกว้างขวางในปี 1970 จึงเป็นจุดเริ่มต้นในการพัฒนาเอฟเอสโอของไลท์พอยท์ (LightPointe) ก่อนที่จะมีการนำไฟเบอร์ออปติกมาใช้ก็ โดยเป็นการเริ่มทำตามแบบประเทศเยอรมัน แต่ในสมัยนั้นไม่เป็นที่ยอมรับเพราะเนื่องจากยังไม่มีการพัฒนาอย่างกว้างขวาง มีแต่การพัฒนาเพื่อใช้ในกองทัพทหาร และองค์กรนาซ่าเท่านั้น จึงทำให้เอฟเอสโอ ไม่เป็นที่รู้จัก และมีการพัฒนาไฟเบอร์ออปติกซึ่งมีการขยายตัวอย่างรวดเร็วในการติดต่อสื่อสารในขนาดนั้น แต่ก็ยังได้มีการพัฒนาเอฟเอสโออย่างต่อเนื่องเพราะการพัฒนาเอฟเอสโอมีความเกี่ยวเนื่องกับการพัฒนาไฟเบอร์ออปติก จนกระทั่งมาถึงปี 2000 มีความการที่จะหาวิธีหรือการติดต่อระบบเครือข่ายอื่นที่มีประสิทธิภาพกว่าไฟเบอร์ออปติกเพราะเนื่องจากไฟเบอร์ออปติกไม่สามารถเข้าถึงอาคารใหม่ได้อย่างเหมาะสม และค่าใช้จ่ายที่สูงในการวางสายไฟเบอร์ จึงทำให้มีการนำ เอฟเอสโอ กับมาใช้แทน โดยที่มีการพัฒนาขีดความสามารถที่สูงกว่าไฟเบอร์ออปติกและสะดวกกว่าในการใช้งาน ทั้งในการติดตั้งก็รวดเร็ว รวมทั้งมีค่าใช้จ่ายที่ต่ำกว่ามาก

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



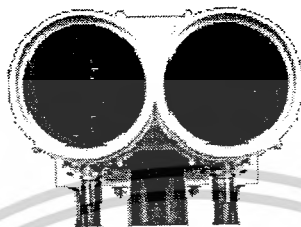
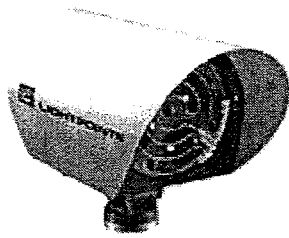
รูปที่ 2.51 การใช้งานอดีตเพื่อการสื่อสาร (ระบบเสียง)

ในปัจจุบันเริ่มเข้าสู่ยุคของ ออปติคัลไวร์เลส จึงทำให้องค์กรหลายแห่งเริ่มหันมาลงทุนในการเชื่อมโยงระบบเอฟเอสไอไร้สาย ซึ่งเป็นเทคโนโลยีการส่งข้อมูลแบบไร้สายที่ ใช้ลำแสงเลเซอร์ระหว่างจุดสองจุดในการเชื่อมต่อแบนด์วิดท์สูงสำหรับรับ ส่งข้อมูล เสียง และวิดีโอ แทน โดยอุปกรณ์เอฟเอสไอความสามารถในการเชื่อมต่อความสูงที่คุ้มค่าและปลอดภัยระหว่างอาคารโดยผลิตภัณฑ์ออปติคัลไวร์เลสจะอินเทอร์เน็ตไร้สายโดยตรงกับโครงสร้างพื้นฐานทางเครือข่ายที่มีอยู่ผ่านสายไฟเบอร์ จึงให้การติดต่อและเชื่อมโยงข้อมูลแบบจุดต่อจุดที่มีประสิทธิภาพและความเร็วสูงโดยไม่มีผลกระทบของข้อมูล



รูปที่ 2.52 อุปกรณ์ของไลท์พอยท์ในยุคต้น

ผลิตภัณฑ์ออปติคัลไวร์เลสอย่างไลท์พอยท์ จึงเป็นทางเลือกของโซลูชันที่มาแทนที่สายเช่าสัญญาณ, สายสัญญาณไร้สาย หรือความถี่คลื่นวิทยุ โดยไม่ต้องเพิ่มค่าใช้จ่ายเพราะไลท์พอยท์สามารถเชื่อมต่อกับเน็ตเวิร์กสับ สวิตช์ และเราเตอร์ โดยตรงอีกทั้งติดตั้งและบำรุงรักษาง่าย โดยไม่มีค่าบริการรายเดือนหรือติดตั้งซอฟต์แวร์เพิ่มเติม



รูปที่ 2.53 อุปกรณ์ไฟท์พอยท์ในปัจจุบัน

2.10.4 ประโยชน์ของการใช้งาน

ตัวเทคโนโลยีเอฟเอสไออาจจะได้รับผลกระทบจากสถานะแวดล้อมในเรื่องของหมอก เช่นเดียวกับที่ฝนมีผลต่อความยาวคลื่นของไมโครเวฟ ดังนั้น ไฟท์พอยท์จึงศึกษาผลกระทบในเรื่องของ หมอก ควัน ฝุ่น และสถานะแวดล้อมอื่นๆ มาเป็นอย่างดีเพื่อลดผลกระทบของสิ่งต่างๆ เหล่านี้ให้น้อย ที่สุด และเพื่อให้การรับ - ส่งข้อมูลมีความเสถียรที่สุด การออกแบบของไฟท์พอยท์จึงไม่มีการใช้ ออปติคอลแอมพลิฟายเออร์ ซึ่งช่วยในการแก้ปัญหาของสิ่งกีดขวางตามธรรมชาติ เช่น นก ฝน หรือ หิมะ และให้การทำงานที่ป้องกันความล้มเหลวได้เป็นอย่างดี นอกจากนี้ในแง่ของการลงทุนทาง เทคโนโลยีแล้ว โซลูชันของไฟท์พอยท์ให้ค่าคุ้มค่าในการลงทุนสูง เพราะตัวอุปกรณ์รับ-ส่ง ข้อมูลสามารถรองรับความถี่สูง และนอกจากนี้อายุการใช้งานที่มีอายุเฉลี่ยยาวนาน 40 - 50 ปี ทำให้ออก้การลงทุนในระยะยาวเพียงครั้งเดียว ที่สำคัญเกี่ยวกับเรื่องค่าลิขสิทธิ์ที่ไม่ต้องขออนุญาตและ เสียค่าธรรมเนียมการใช้คลื่นความถี่จากกรมไปรษณีย์โทรเลขเช่นเดียวกับระบบไมโครเวฟ ใดๆก็ตามการรับส่งแบบนี้มีข้อจำกัดของเครื่องรับ - ส่ง

ในเรื่องระยะทางของการรับส่ง ซึ่งระยะทางสูงสุดได้ไม่เกิน 5 กิโลเมตร เนื่องจากการเพิ่มความแรงของแสงเลเซอร์ให้สูงมาก จะทำให้เกิดอันตรายต่อผิวหนังและสายตาของมนุษย์ได้

เมื่อมีการกระจายตัวของลำแสง หลังจากเกิดการชน (ตามหลักฟิสิกส์ขนาดของกระจายสามารถ หาได้จากรูปแบบของการกระจายตัว เมื่อมันเกิดการกระจายตัวและแตกออกมีขนาดเล็กกว่าความยาว คลื่น เป็นการกระจายตัวแบบเรย์เลย์ (Rayleigh) ถ้ามีการชนกันแล้วเกิดกระจายตัวที่มีขนาดใกล้เคียงกับ ความยาวคลื่นจะถูกเรียกว่าการแตกตัวแบบเอ็มแอลอี (MIE) แต่ถ้ามีการชนกันแล้วแตกตัวมีขนาดที่ใหญ่ กว่าความยาวคลื่น เรียกรการแตกตัวแบบนี้ว่า นอนซีเล็กทีฟ (Non - selective) ต้องมีการปรับค่าความเข้ม ของลำแสงเพื่อให้สามารถทำงานได้แต่ระยะทางในการส่งสัญญาณอาจลดลง ในการกระจายตัวจะไม่ เหมือนกับการดูดซึมซึ่งจะไม่เกิดการสูญเสียพลังงาน

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.10.5 แนวโน้มในอนาคต

อุปกรณ์ตัวนี้จะเป็นอุปกรณ์ที่แพร่หลายสำหรับการสื่อสารรูปแบบใหม่ที่ไม่ได้จำกัดเฉพาะในวงการแพทย์เท่านั้น แต่แสงเลเซอร์จะถูกนำมาใช้อย่างมีประสิทธิภาพในการสื่อสารข้อมูลคอมพิวเตอร์ ซึ่งเป็นทางเลือกของการเชื่อมโยงข้อมูลความเร็วสูง โดยเฉพาะในองค์กรที่ต้องการลดค่าใช้จ่ายในเรื่องค่าเช่ารายเดือนในการใช้คลื่นความถี่ของกรมไปรษณีย์โทรเลข เพราะโซลูชันเอฟเอสไอสามารถติดตั้งใช้งานได้ทันที เป็นการลดค่าใช้จ่าย แต่เพิ่มกำไรให้กับบริษัท นอกจากนี้ไม่ต้องกังวลเกี่ยวกับปัญหาสิ่งกีดขวางของคลื่นวิทยุ และประโยชน์การใช้งานที่สามารถเป็นได้ทั้งโซลูชันที่ทดแทนการเดินสายไฟเบอร์หรือสายทองแดงที่ปลอดภัยสำหรับสร้างการเชื่อมต่อระหว่างอาคารไปจนถึงการเป็นส่วนหนึ่งของแผนกู้คืนภัยพิบัติ การสำรองทางเรือข่าย การเชื่อมต่อของไวไฟ(Wi-Fi) และเครือข่ายเคลื่อนที่ที่ไม่ติดกับข้อจำกัดทางกายภาพ ในเรื่องคนละฝั่งแม่น้ำ หรือฟากถนน ในกรณีที่มีมุมของตึกเปลี่ยนไป ก็ยังมีอุปกรณ์ไลท์พอยท์ซึ่งมีระบบการทำงานพิเศษคือ ออโต้แทรกกิ่ง(auto tracking) สามารถปรับไลน์ออฟไซท์ให้ตรงกันโดยอัตโนมัติ ส่วนเรื่องของการบำรุงรักษาที่ไม่ยุ่งยาก ซึ่งเป็นเพียงการทำความสะอาดเลนส์และปรับหัวอุปกรณ์ให้ตรงกันเท่านั้นเป็นการช่วยประหยัดค่าใช้จ่ายภายในองค์กร นอกจากนี้ องค์กรในปัจจุบันยังประสบปัญหาสำคัญในการที่มีพนักงานกระจายอยู่ทั่วไปซึ่งอาจจะไม่ได้ทำงานภายในอาณาเขตบริเวณเดียวกัน หรือตึกเดียวกัน อุปกรณ์ตัวนี้จะช่วยในการเชื่อมต่อความเร็วสูง ในขณะที่โซลูชันการเชื่อมต่อ อย่าง 802.11b ที่ให้แบนด์วิดธ์ต่ำ

ในปัจจุบันคงจะหลีกเลี่ยงไม่ได้ในการที่จะต้องทำงานร่วมกับระบบเครือข่ายไร้สายแต่ละจะเลือกใช้ระบบแบบใดนั้นขึ้นอยู่กับลักษณะงานขององค์กรและความต้องการประสิทธิภาพของการใช้ข้อมูลทางคอมพิวเตอร์ที่จะให้ประโยชน์และความคุ้มค่าต่อองค์กรมากที่สุด

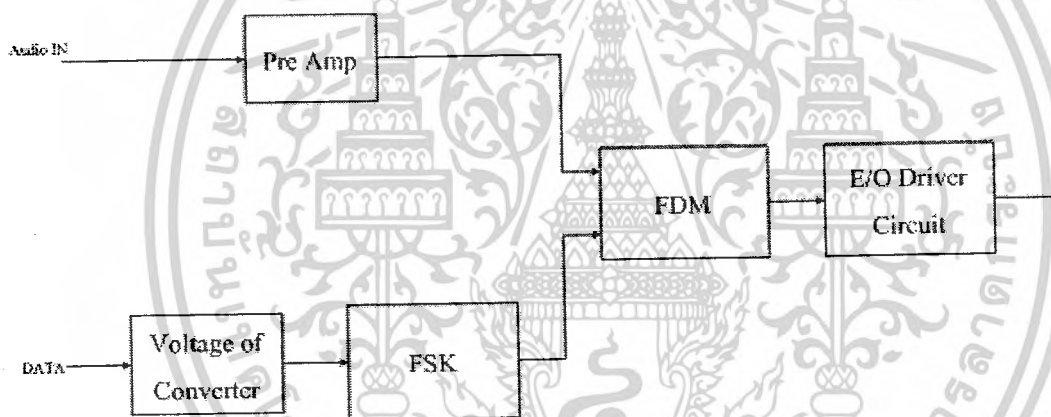
บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

3.1 การออกแบบด้านส่ง

โครงงานนี้ประกอบไปด้วย 2 ส่วนซึ่งในแต่ละส่วนจะประกอบไปด้วยวงจรภาคส่งและวงจรภาครับและลักษณะการสื่อสารแบบพูลดิวลิตีซ์

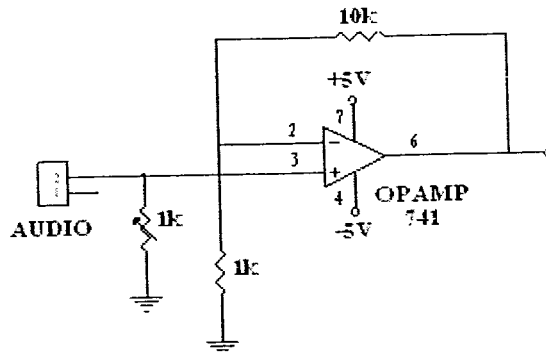
โครงงานนี้สามารถส่งได้ทั้งสัญญาณเสียง (Audio) สัญญาณดิจิทัล (Data) โดยนำสัญญาณเสียงมาถอดความถี่และความถี่และนำสัญญาณดิจิทัลมาทำการมอดูเลตแบบฟรีควเอนซีซีฟตี้อิง โดยใช้สัญญาณคลื่นพาที่ความถี่ต่างกัน แล้วนำสัญญาณทั้งหมดส่งผ่านไปยังวงจรรวม (Summing) ก่อนที่จะนำสัญญาณที่ได้ไปควบคุมอุปกรณ์กำเนิดแสง (Light Source) ซึ่งใช้ไดโอดเปล่งแสงโดยวิธีอินเทนซิติวมอดูเลชัน เป็นการนำขนาดของสัญญาณไปควบคุมให้ความเข้มของแสงเปลี่ยนแปลงไปแล้วจึงทำการส่งออกอากาศต่อไป



รูปที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมภาคส่ง

3.1.1 วงจรขยายสัญญาณเสียง

วงจขยายสัญญาณจะทำการขยายความต่างศักย์ของสัญญาณเสียงที่ออกมาจากเครื่องเล่นมัลติมีเดีย ออกแบบโดยใช้ออปแอมป์เบอร์ UA741 เพื่อขยายความต่างศักย์ให้มีค่าพอที่จะสามารถนำไปใช้กับ ไอซีที่ทำกรรมอดูเลตซึ่งต้องใช้ความต่างศักย์ซึ่งสูงกว่าความต่างศักย์ของเสียง



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรขยายความต่างศักย์ของเสียง

3.1.2 วงจร FSK Modulator

ภาคกำเนิดสัญญาณฟริควนซีซัพพลายเลือกใช้อิซีเบอร์ XR-2206 เป็นไอซีที่ใช้ในการแปลงสัญญาณดิจิทัลให้เป็นสัญญาณความถี่ โดยกำหนด การส่งบิต 1 ที่ความถี่ 65 กิโลเฮิร์ตและการส่งบิต 0 ที่ความถี่ 55 กิโลเฮิร์ต ขา 3 ของไอซีใช้กำหนดขนาดของเอาต์พุตของสัญญาณที่ออกจากไอซี ค่าความต้านทานที่ต่อคร่อมระหว่างขา 13 และ 14 ใช้ในการกำหนดรูปของสัญญาณเอาต์พุต โดยมีอินพุตเข้ามาทางขา 9 และให้อาต์พุตออกทางขา 2

ความต้านทานที่ขา 7 และ 8 ของไอซีเป็นตัวกำหนดความถี่ของลอจิก 1 และ 0 โดยมีสูตรในการคำนวณ คือ

$$f_1 = \frac{1}{R_1 C} \quad \text{และ} \quad f_2 = \frac{1}{R_2 C}$$

เมื่อ f_1 = ความถี่มาร์ค f_2 = ความถี่สเปซ

หาค่า R_1 กำหนดค่า $C = 1\text{nF}$

$$f_1 = \frac{1}{R_1 C}$$

$$R_1 = \frac{1}{f_1 C}$$

$$= \frac{1}{65\text{kHz} \times 1\text{nF}}$$

$$= 15.38\text{k}\Omega$$

หาค่า R_2 กำหนดค่า $C = 1\text{nF}$

$$f_2 = \frac{1}{R_2 C}$$

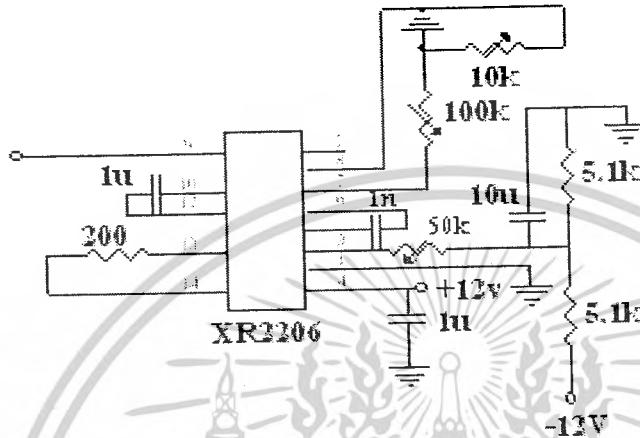
$$R_2 = \frac{1}{f_2 C}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{1}{55\text{kHz} \times \ln F}$$

$$= 18.18\text{k}\Omega$$

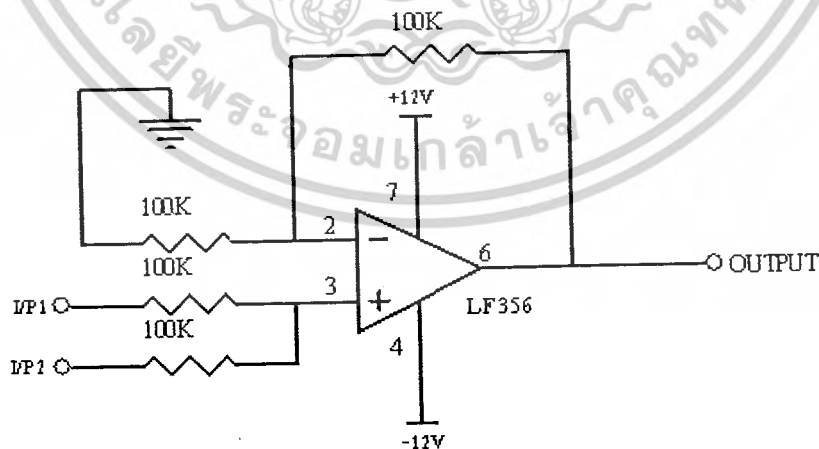
เพราะฉะนั้นค่าความต้านทานที่นำไปใช้งานคือ R1 = 15.38 กิโลโอห์ม, R2 = 18.18 กิโลโอห์ม



รูปที่ 3.3 วงจร FSK Modulator

3.1.3 วงจรรวมสัญญาณแบบนอนอินเวอร์ตติ้ง

วงจรรวมสัญญาณได้ใช้ออปแอมป์เบอร์ LF356 วงจรรวมสัญญาณแบบนอนอินเวอร์ตติ้งคือ วงจรที่ให้สัญญาณเอาต์พุตที่เกิดจากการรวมของสัญญาณทุกสัญญาณจากแหล่งป้อนแรงดันทางอินพุต โดยขั้วของแรงดันทางอินพุตจะเหมือนกับทางเอาต์พุตด้วย



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรรวมสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$\text{อัตราขยายของวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส} = 1 + \frac{R_f}{R}$$

$$\text{จากสูตร } \frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_f}{R}$$

$$\text{จาก } V_i = \frac{V_1 + V_2 + V_3 + \dots + V_n}{n} \text{ และ } V_o = V_1 + V_2 + V_3 + \dots + V_n$$

เมื่อ n คือ จำนวนแหล่งป้อนแรงดัน

$$\text{ดังนั้น } \frac{R_f}{R} = n - 1$$

จากรูปที่ 3.4 มีจำนวนแหล่งป้อนแรงดัน 2 ตัว เพราะฉะนั้น $R_f = R$ จึงออกแบบให้ $R = 100$ กิโลโอห์ม และ $R_f = 100$ กิโลโอห์ม

3.1.4 วงจรขับเลเซอร์ (Laser Driver)

ในการส่งสัญญาณแสงนั้นจะเลือกใช้เลเซอร์สีแดงที่มีความยาวคลื่นประมาณ 620 นาโนเมตรถึง 700 นาโนเมตร โดยทำการส่งแสงเลเซอร์ผ่านอากาศส่วนทางด้านรับจะให้ตัวรับโฟโตไดโอด (Photo Diode: PD) เป็นตัวจับสัญญาณ

ในการออกแบบจะต้องคำนึงถึงกระแสฟอร์เวิร์ด (Forward Current: I_f) ที่ไหลผ่านเลเซอร์เพราะเลเซอร์สามารถทนกระแสที่ไหลผ่านตัวมันได้ระหว่าง 10 มิลลิแอมป์ถึง 100 มิลลิแอมป์เท่านั้น ดังนั้นการออกแบบเราจะใช้วงจรขยายแบบคลาสเอ โดยทำการตั้ง V_C เป็นครึ่งหนึ่งของ V_{cc} และตั้งค่า I_C เท่ากับ 70 มิลลิแอมป์

$$\text{กำหนดให้ } I_f = 70 \text{ mA}, V_F = 1.7 \text{ V}, I_f = I_{c2} = 70 \text{ mA}$$

$$\text{กำหนดให้ } \beta_{Q2} = 50, V_{ce2} = 1 \text{ V}, V_{BE} = 0.7 \text{ V}, V_T = 25 \text{ mV}$$

$$\text{จากค่าตัวชี้ } I_{c2} = \frac{V_{cc} - V_F - V_{CE2}}{R_{c2} + R_{E2}} ; R_{c2} + R_{E2} = \frac{V_{cc} - V_F - V_{CE2}}{I_{c2}} = \frac{12 - 1.7 - 1}{70 \text{ mA}} = \frac{9.3}{0.07}$$

$$R_{c2} + R_{E2} = 132.8 \Omega$$

$$\text{เลือก } R_{c2} = 15 \Omega \quad R_{E2} = 120 \Omega$$

$$V_{c2} = V_{cc} - V_F - I_{ca} R_{c2} = 12 - 1.7 - 70 \text{ mA}(15) = 9.25 \text{ V}$$

$$V_{E2} = V_{c2} - V_{CE2} = 9.25 - 1 = 8.25 \text{ V}$$

$$V_{E1} = V_{B2} = V_{E2} + V_{BE} = 8.25 + 0.7 = 8.95 \text{ V}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 Q_1 ทำหน้าที่เป็น Buffer โดยกำหนดให้
 หมายเหตุ: ทุกสิ่งทุกอย่างที่เห็นในเอกสารนี้อาจมีการเปลี่ยนแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้ $A_i = 1.5$, $\beta_{Q2} = \beta_{Q1} = 50$

$$A_i \approx \frac{R_B}{R_L} = \frac{R_B}{R_{INQ2}} = \frac{R_B}{\beta_{Q2} R_{E2} + r_\pi}$$

$$R_B = A_i \left(\beta_{Q2} R_{E2} + \frac{V_T}{I_{E2}} \right) = 1.5 \left(50(120) + \frac{25\text{mV}}{60\text{mA}} \right) = 9000 \ \Omega$$

เลือก $R_1 = 17 \text{ K}\Omega$ จะได้ $R_2 = 18 \text{ K}\Omega$

$$\text{จากสมการ } I_c = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta} + R_E}$$

เนื่องจากค่า β ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ อาจมีการเปลี่ยนแปลงได้ง่ายทำให้วงจรเกิดความไม่เสถียร ใน

การออกแบบจึงควรทำให้ค่า $\frac{R_B}{\beta} \ll R_E$

$$\text{กำหนดให้ } \frac{R_B}{\beta} = 0.1 R_E$$

$$\text{ดังนั้นจะได้ } R_{c1} = \frac{R_B}{\beta_{Q1}(0.1)} = \frac{9000}{50(0.1)} = 1.8 \text{ k}\Omega$$

$$I_{c1} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_{Q1}} + R_{E1}} \quad \text{เมื่อ } V_{PP} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_{CC} = 6.171 \text{ V}$$

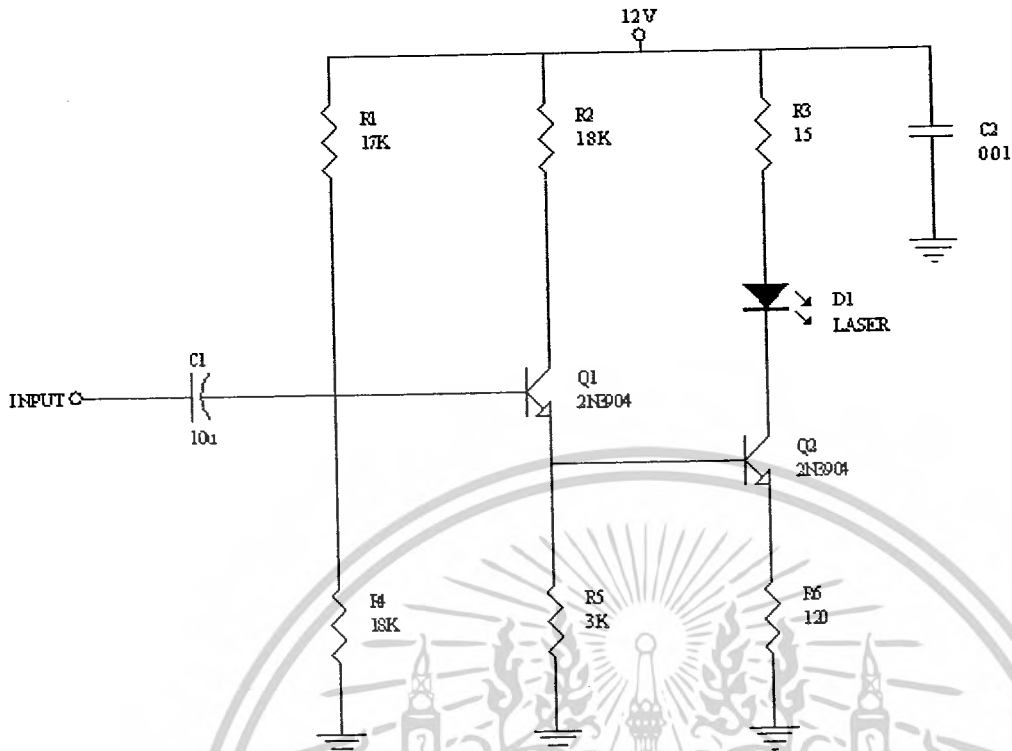
$$I_{c1} = \frac{6.17 - 0.7}{\frac{9000}{50} + 18000} = \frac{5.47}{1980} = 2.76 \text{ mA}$$

$$R_{E1} = \frac{8.95}{2.76} = 3.242 \approx 3 \text{ k}\Omega$$

สรุปค่าความต้านทานที่นำไปใช้งาน

$$\begin{array}{lll} R_1 = 17 \text{ กิโลโอห์ม} & R_2 = 18 \text{ กิโลโอห์ม} & R_3 = 15 \text{ โอห์ม} \\ R_4 = 18 \text{ กิโลโอห์ม} & R_5 = 3 \text{ กิโลโอห์ม} & R_6 = 120 \text{ โอห์ม} \end{array}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



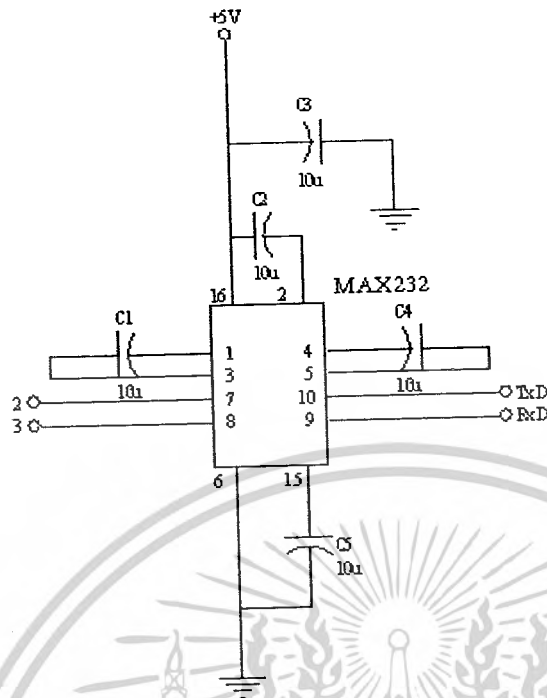
รูปที่ 3.5 แสดงวงจรขับแสงเลเซอร์

3.1.5 วงจร Voltage Converter

จะเป็นส่วนที่ทำหน้าที่แปลงแรงดันมาตรฐาน RS 232 ให้เป็นระดับแรงดันทีทีแอล (0 โวลต์, 5 โวลต์) เพื่อให้สามารถต่อใช้งานกับวงจรรายนอกได้โดยจะใช้ไอซีที่ทำหน้าที่นี้โดยเฉพาะซึ่งก็คือ MAX232 ซึ่งมีลักษณะภายในการทำงานและตำแหน่งขา ดังรูปที่ 3.7

MAX 232 ประกอบด้วย 3 ส่วนคือ Transmitter, Receiver และ Charge Pump DC-DC Voltage Converter ในส่วนแรกซึ่งก็คือ ภาคส่ง (Transmitter) จะเปลี่ยนระดับแรงดันอินพุตที่เป็นทีทีแอลไปเป็นแรงดันตามมาตรฐาน RS 232 ซึ่งเอาต์พุตปกติจะเป็น ± 9 โวลต์ ในส่วนที่สองนี้คือ ภาครับ (Receiver) จะทำการเปลี่ยนระดับแรงดันจาก ± 5 โวลต์ ถึง ± 15 โวลต์ ซึ่งเป็นของสัญญาณจากพอร์ตอนุกรมให้เป็น 5 โวลต์ทีทีแอล เอาต์พุตและในส่วนที่สามจะเป็น Charge Pump Voltage Converter ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดัน ± 5 โวลต์ เป็น ± 10 โวลต์ ซึ่งการทำงานในส่วนนี้อาศัยตัวเก็บประจุ C_1, C_2, C_3 และ C_4 ในการเพิ่มโวลต์เตจและฟิลเตอร์โวลต์เตจโดยในโครงงานนี้จะใช้ C แต่ละตัวมีค่าเท่ากับ 10 ไมโครฟารัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

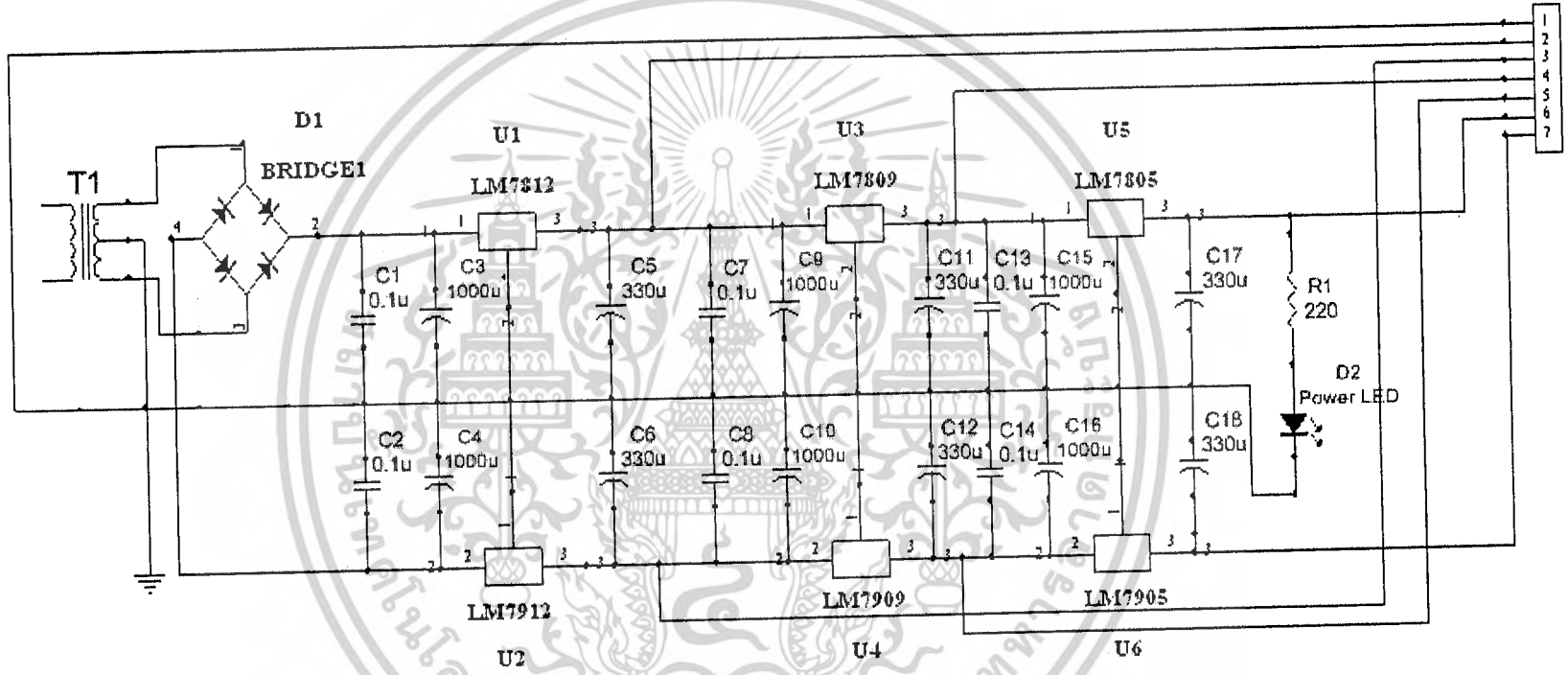


รูปที่ 3.6 แสดงวงจร Voltage Converter

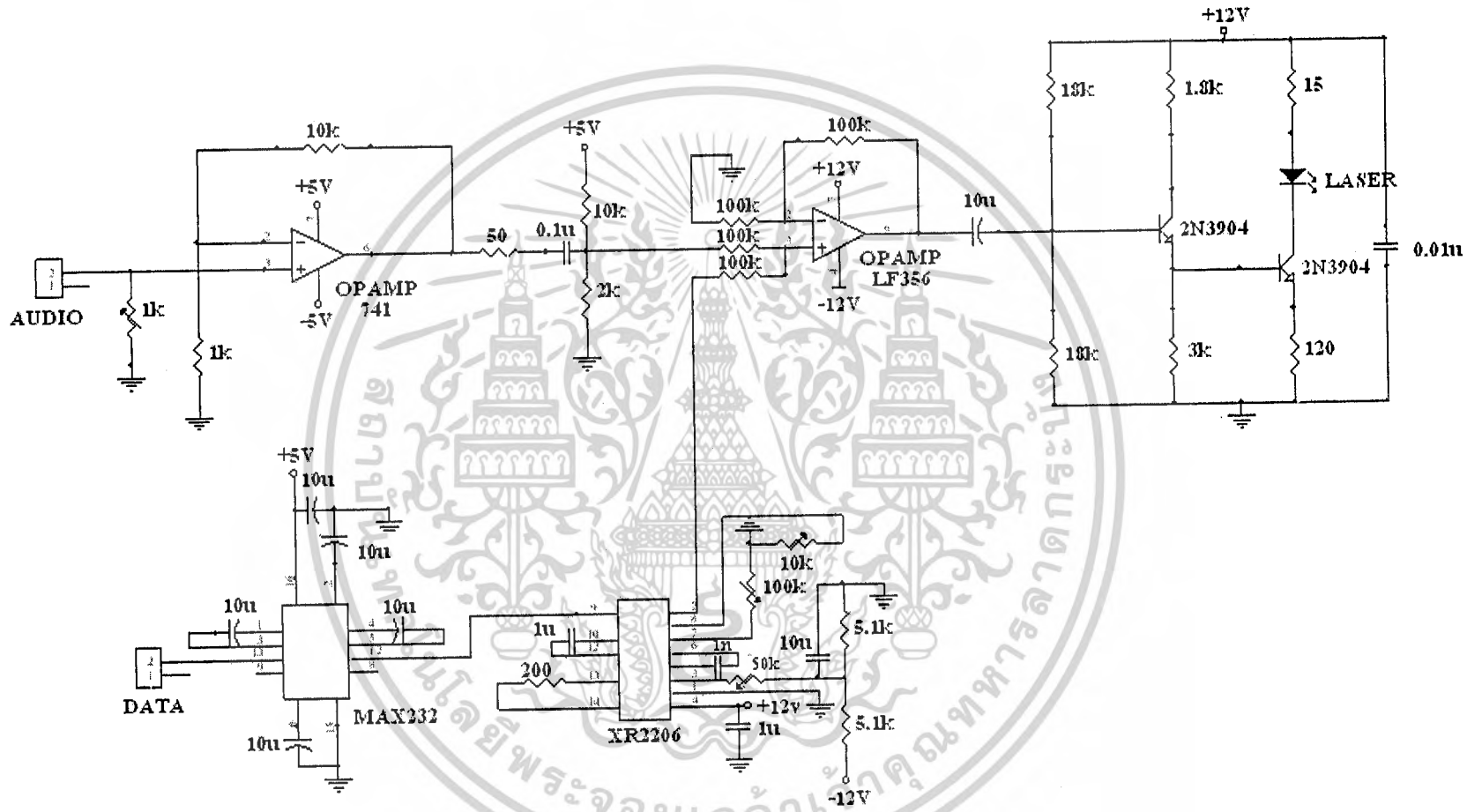
3.1.6 วงจรภาคจ่ายไฟ

ในการออกแบบภาคจ่ายไฟนั้นเป็นส่วนสำคัญอีกส่วนหนึ่ง เพื่อให้วงจรอื่นๆทำงานได้อย่างถูกต้องและมีประสิทธิภาพ และสามารถจ่ายกำลังได้เพียงพอต่อความต้องการของโหลด จึงได้ทำการเลือกใช้หม้อแปลงขนาด 800 มิลลิแอมป์ แรงดันเอาต์พุต 12-0-12 โวลต์ จากนั้นนำไปทำการเร็กตีไฟเออร์แบบเต็มรูปคลื่นด้วยไดโอดเร็กตีไฟร์ โดยแรงดันเอาต์พุตที่เราต้องการมีดังนี้ -5 โวลต์, +5 โวลต์, -12 โวลต์, +12 โวลต์ ซึ่งเป็นไฟฟ้ากระแสตรงได้มาจากการใช้ไอซีเร็กทูลิเตอร์ เบอร์ 7805, 7905, 7812, 7912 ซึ่งจะทำให้ได้แรงดันตามที่เราต้องการ

รูปที่ 3.7 แสดงวงจรภาคจ่ายไฟ



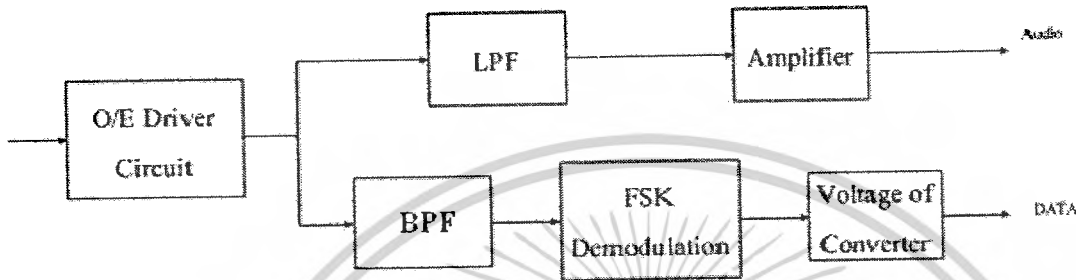
3.1.7 วงจรรวมของภาคส่ง



รูปที่ 3.8 แสดงวงจรรวมภาคส่ง

3.2 การออกแบบด้านรับ

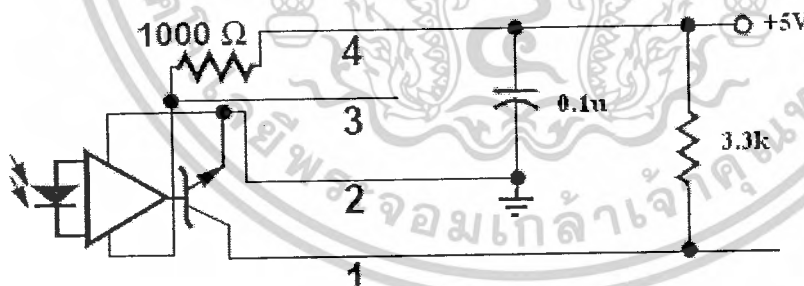
ในทางด้านรับโฟโตไดโอดจะทำการเปลี่ยนสัญญาณแสงที่รับได้ให้เป็นสัญญาณไฟฟ้า แล้วส่งไปยังวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้มีขนาดสัญญาณที่สูงขึ้น เมื่อขยายเสร็จแล้วจะส่งไปยังวงจรกรองความถี่เพื่อแยกสัญญาณที่ไม่ต้องการออกไป แล้วนำสัญญาณที่ผ่านการกรองแล้ว ไปผ่านกระบวนการดีมอดูเลชันเพื่อตีเทคสัญญาณเสียงและสัญญาณดิจิทัลให้กลับเป็นเหมือนเดิม



รูปที่ 3.9 แสดงบล็อกไดอะแกรมภาครับ

3.2.1 วงจรตรวจจับสัญญาณ

ในโครงการนี้จะใช้อุปกรณ์รับแสงเป็นโฟโตไดโอดเบอร์ HFBR2532 โดยมีวงจรพีแอมป์ในตัวเอง แต่สัญญาณเอาต์พุตที่ได้ออกมาไม่แรงพอจึงต้องมีการขยายสัญญาณให้เหมาะสมก่อนส่งไปยังวงจรส่วนต่างๆต่อไป



รูปที่ 3.10 วงจรตรวจจับสัญญาณแสง

3.2.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและวงจรกรองความถี่ผ่าน

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน แสดงวงจรดังรูปที่ 3.11 โดยประกอบด้วยโครงข่ายอาร์ซี (RC) และใช้อุปกรณ์ซึ่งต่อเป็นวงจรบัพเฟอร์ และมีตัวต้านทานที่ทำหน้าที่ป้อนกลับ (R_f) และจะต้องมีค่าเท่ากันเพื่อเป็นการลดผลที่จะเกิดจากไฟตรงที่เรียกว่า ออฟเซตไฟตรง (DC Offset) ที่อาจเกิดขึ้นในวงจรได้

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

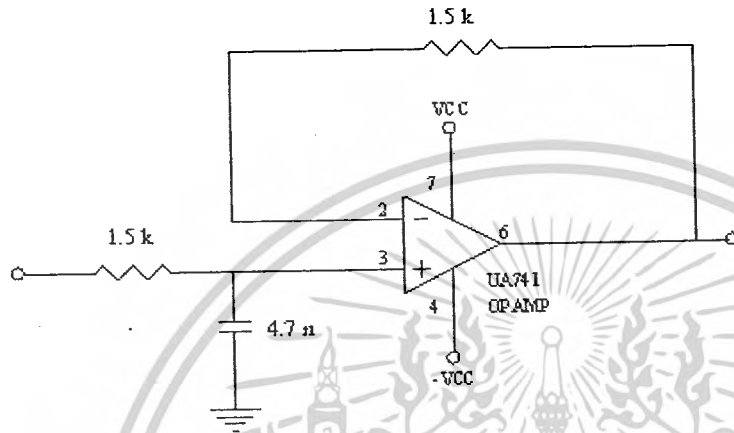
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

ที่ความถี่คัทออฟ 20 กิโลเฮิร์ต กำหนดให้ $R = 1.5$ กิโลโอห์ม

$$C = \frac{1}{2\pi \times 1.5k\Omega \times 20kHz}$$

$$C = 5.3nF$$



รูปที่ 3.11 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านใช้วงจรกรองความถี่แบบตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ (RC Filter) โดยจะแยกพิจารณาเป็นส่วนวงจรกรองความถี่สูงผ่าน และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

ซึ่งคำนวณจาก

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

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

วงจรกรองความถี่สูงผ่านที่ความถี่คัทออฟ 500 กิโลเฮิร์ต กำหนดให้ $R = 4.7$ กิโลโอห์ม

$$C = \frac{1}{2\pi \times 4.7k\Omega \times 500kHz}$$

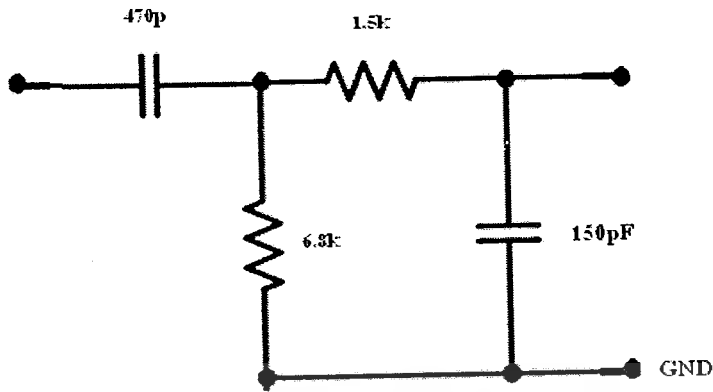
$$C = 68pF$$

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่คัทออฟ 700 กิโลเฮิร์ต กำหนดให้ $R = 1.5$ กิโลโอห์ม

$$C = \frac{1}{2\pi \times 1.5k\Omega \times 700kHz}$$

$$C = 150pF$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

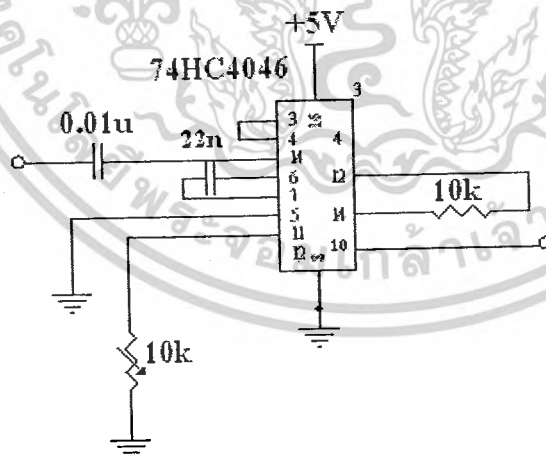


รูปที่ 3.12 วงจรกรองความถี่ผ่าน

3.2.3 วงจร FSK Demodulator

จะใช้ไอซีเบอร์ 74HC4046 นำไปออกแบบให้เป็นวงจรดีมอดูเลเตอร์ซึ่งจะคล้ายกับภาคส่งที่จะต้องคำนวณหาค่า สามารถกำหนดความถี่กลางได้สูงถึง 60 กิโลเฮิร์ต โดยมีรายละเอียดดังนี้

- ใช้กราฟใน คาต้าชีทหาค่า R โดยได้ค่าประมาณ 10 กิโลโอห์ม และค่าของ C_1 ประมาณ 22 นาโนฟารัด เพื่อความสะดวกจะใช้ R_1 โดยจะใช้งานเป็นตัวต้านทานปรับค่าได้ 10 กิโลโอห์ม แทนค่า R_2 เท่ากับอินฟินิตี้
- โดยที่ขา 9 ของไอซีเบอร์ 74HC4046 จะทำหน้าที่เป็นลูปฟิลเตอร์ซึ่งสามารถหาค่าได้จากสมการ $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$ ดังนั้นเราจะได้ค่า $R_3 = 10$ กิโลโอห์ม ดังนั้น $C = 22$ นาโนฟารัด

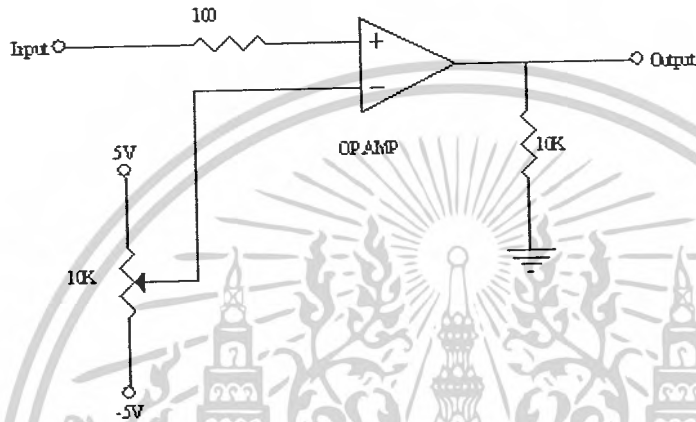


รูปที่ 3.13 วงจร FSK Demodulator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.4 วงจร Voltage Comparator

ในภาคนี้ใช้เปรียบเทียบแรงดันที่ออกมาจากเอาต์พุตของวงจรตีโมดูลเลตสัญญาณเอ็ฟเอ็ม โดยจะต่อออปแอมป์แบบไม่มีการป้อนกลับ ทำการปรับแรงดันเปรียบเทียบ V_T ซึ่งการปรับ V_R จะมีผลต่อ duty cycle ของเอาต์พุต



รูปที่ 3.14 วงจร Voltage Comparator

3.2.5 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณโดยใช้ทรานซิสเตอร์

โดยจะใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 ในการออกแบบ จากข้อมูลในคาต้าลิต

กำหนดให้ $A_v = -10$, $\beta = 150$, $I_C = 5$ มิลลิแอมป์, $V_T = 25$ มิลลิโวลต์

$$A_v = \frac{-R_C}{h_{ib} + R_E}$$

$$h_{ib} = \frac{V_T}{I_C} = \frac{25mV}{5mA} = 5$$

เลือก $R_C = 500$ โอห์ม

$$\begin{aligned} \text{ดังนั้น } R_E &= \frac{-R_C}{A_v} - h_{ib} \\ &= \frac{-500}{-10} - 5 \\ &= 45 \text{ โอห์ม} \approx 50 \text{ โอห์ม} \end{aligned}$$

เพื่อให้วงจรมีเสถียรภาพ

$$\text{กำหนดค่า } R_B = 0.1 \times 150 \times 50$$

$= 750$ โอห์ม
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_B = R_1 \parallel R_2 = 750 \text{ โอห์ม}$$

$$V_{BB} = \frac{R_1 V_{CC}}{R_1 + R_2}$$

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_2 V_{BB}}{V_{CC}}$$

ดังนั้น

$$R_2 = \frac{R_B V_{CC}}{V_{BB}}$$

$$V_{BB} = \frac{R_B I_C}{\beta} + V_{BE} + I_C R_C$$

แทนค่า

$$V_{BE}, R_B, \beta, R_E, I_C \text{ ได้ } V_{BB} = 0.975 \text{ โวลต์}$$

$$R_2 = \frac{R_B V_{CC}}{V_{BB}} = \frac{750 \times 12}{0.975}$$

$$R_2 = 9230 = 9.2 \text{ กิโลโอห์ม}$$

จากสมการ

$$R_B = R_1 \parallel R_2$$

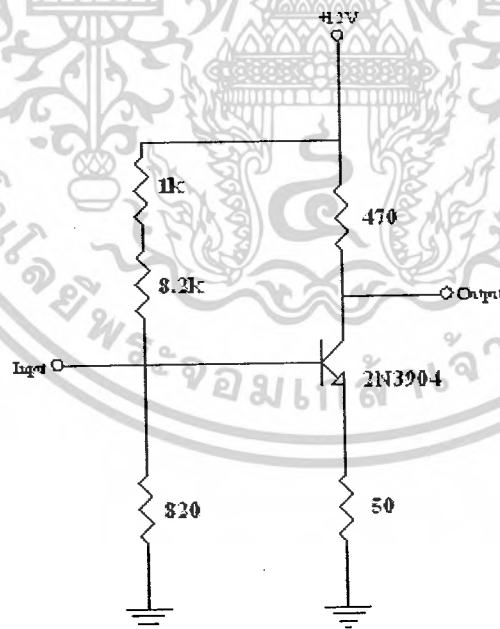
จะได้

$$R_1 = 816.33 \approx 820 \text{ โอห์ม}$$

สรุปแล้วจากการคำนวณจะได้

$$R_2 = 9.2 \text{ กิโลโอห์ม}, \quad R_1 = 820 \text{ โอห์ม}$$

$$R_C = 500 \text{ โอห์ม}, \quad R_E = 50 \text{ โอห์ม}$$

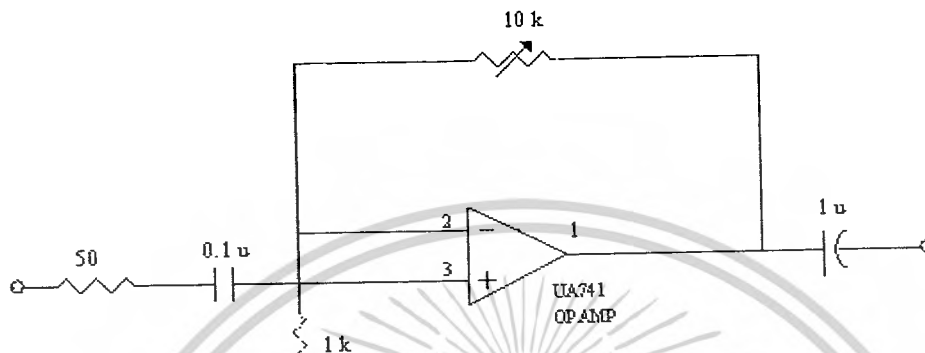


รูปที่ 3.15 วงจรต้นแบบของวงจรขยายสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

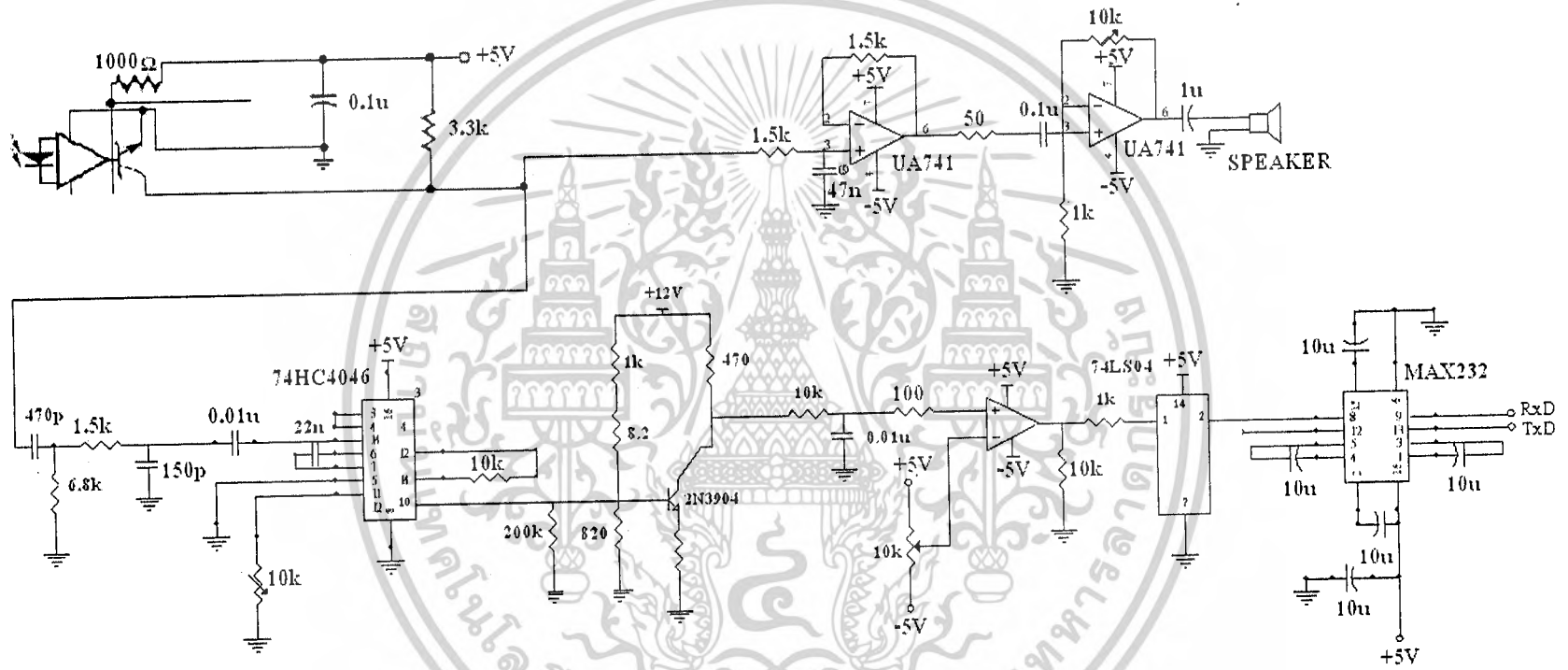
3.2.6 การออกแบบวงจรขยายเสียง (Audio Amplifier)

สัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตจะมีความแรงน้อยมาก ดังนั้นจะต้องทำการขยายให้มีความแรงมากขึ้น โดยใช้ไอซีเบอร์ 741



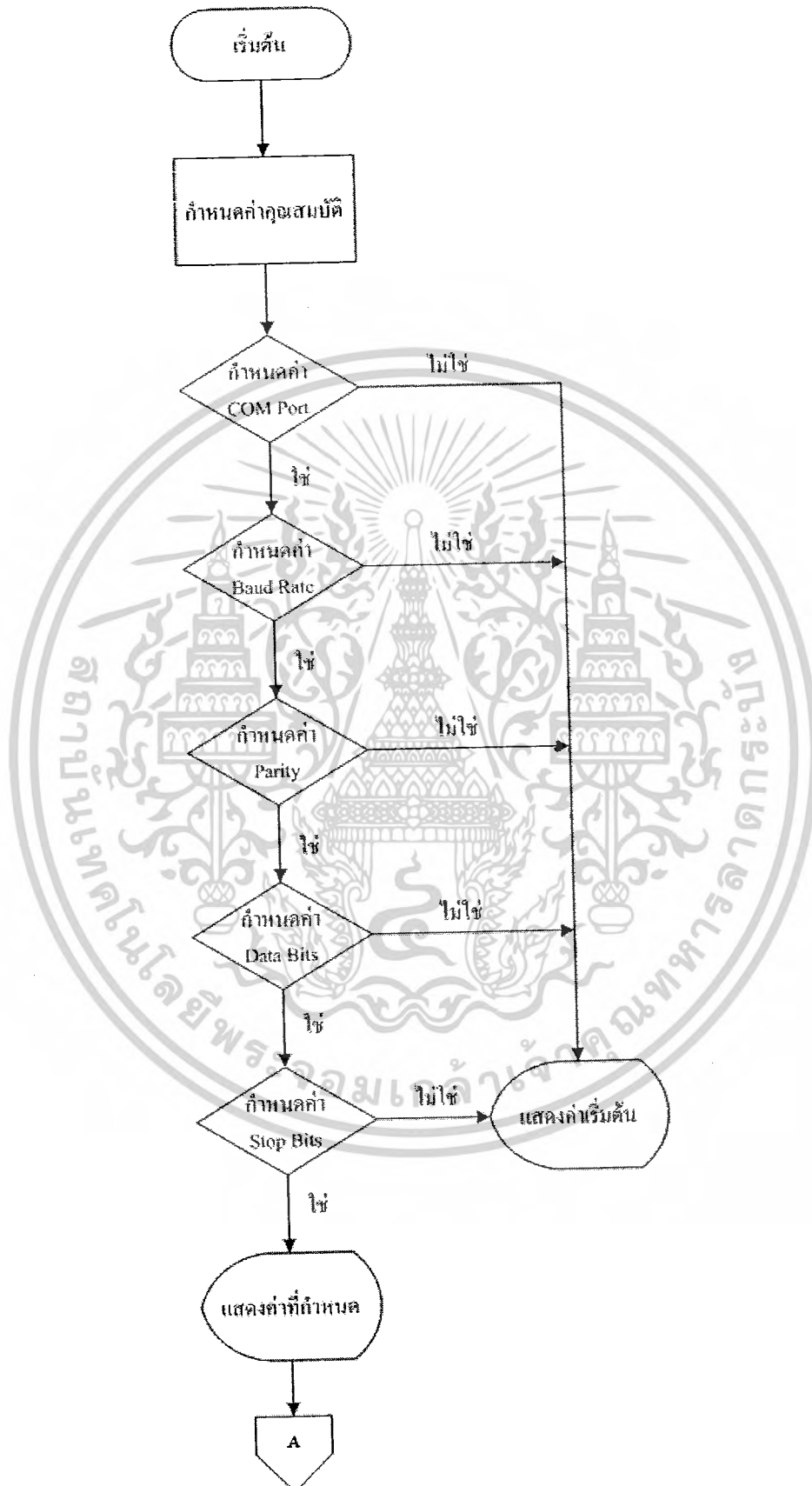
รูปที่ 3.16 วงจรขยายสัญญาณเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

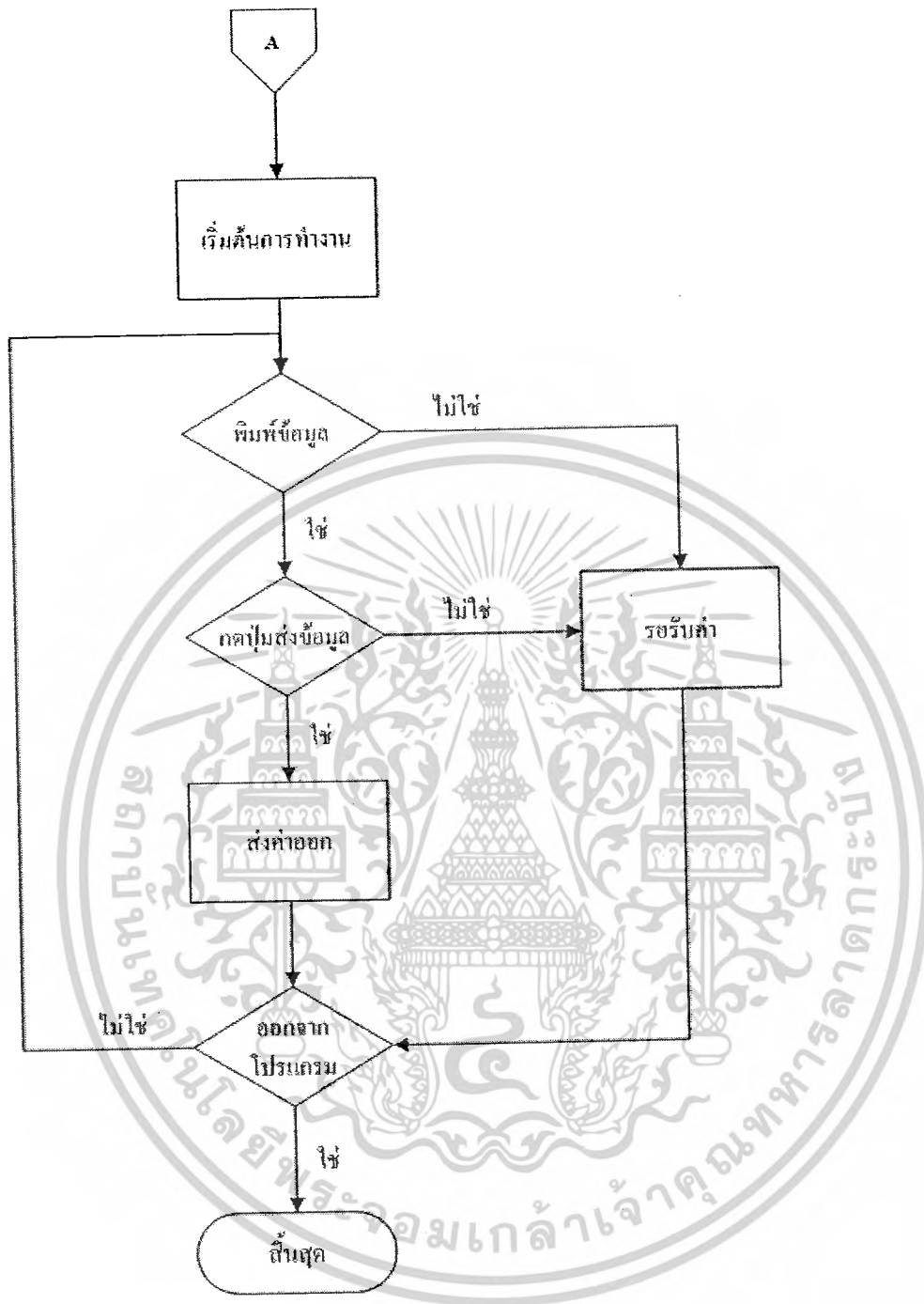


รูปที่ 3.17 แสดงวงจรรวมภาครับ

3.3 โปรแกรมทดสอบการรับส่งข้อมูล



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สรุปที่ 3.18 แสดงไฟล์วอร์ที่การทำงานของโปรแกรม อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



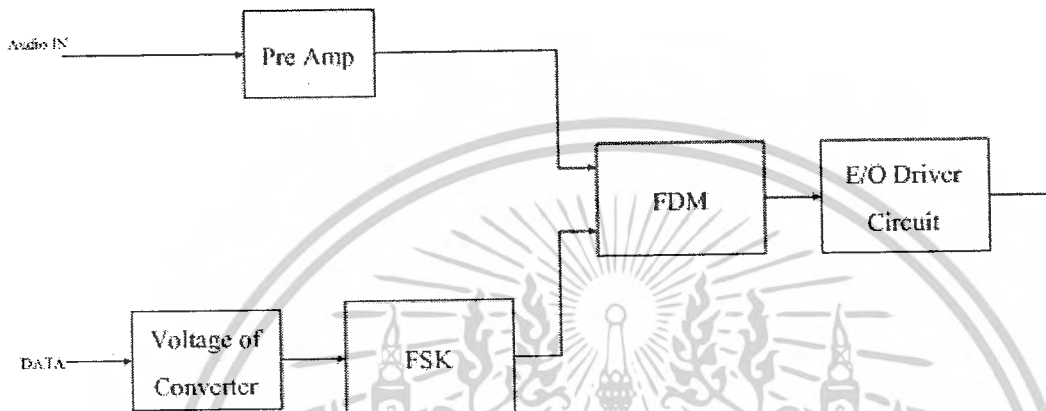
รูปที่ 3.19 แสดงโฟลว์ชาร์ตการทำงานของโปรแกรม (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

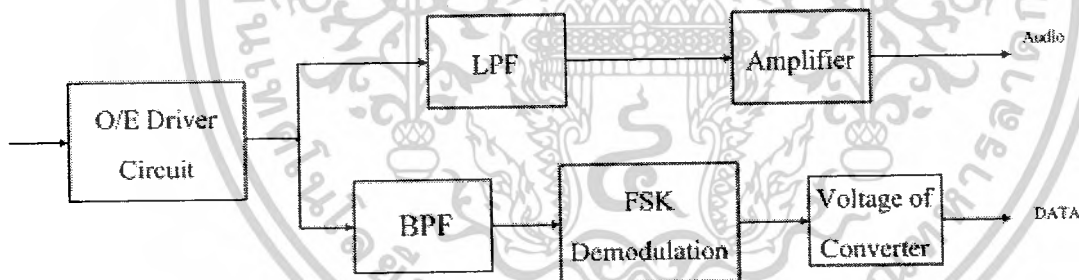
บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

ในบทนี้จะแสดงถึงผลการทดลองของวงจรภาคส่งต่างๆ ทั้งทางด้านส่งและทางด้านรับ โดยจะทำการวัดสัญญาณที่ได้จากวงจรที่ได้ออกแบบไว้ แสดงดังบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 4.1 และ 4.2 ตามลำดับ



รูปที่ 4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาคส่ง



รูปที่ 4.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาครับ

4.1 ภาคส่ง

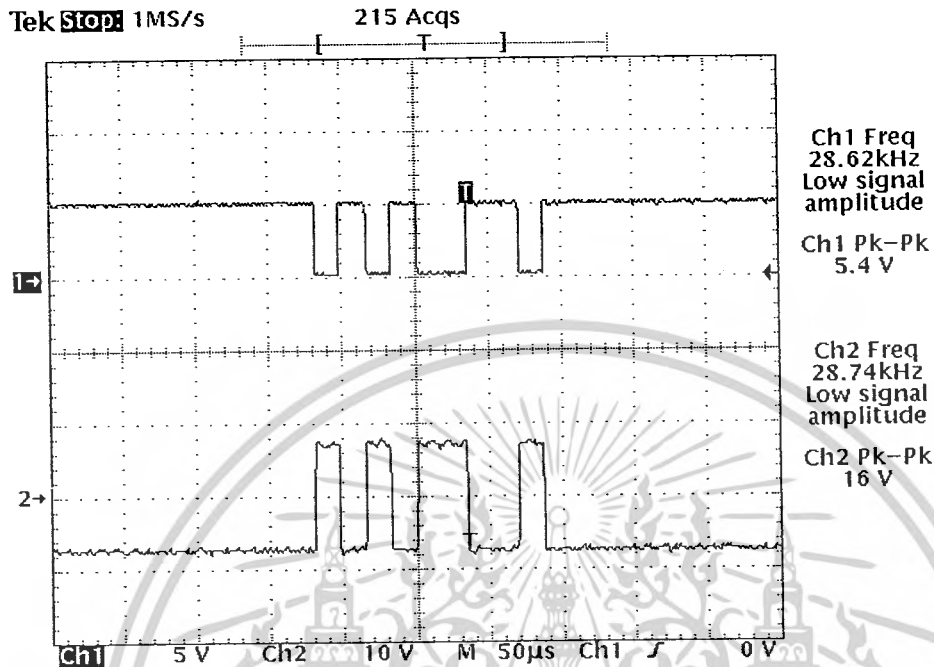
ทางด้านภาคส่งได้ทำการวัดสัญญาณที่จุดต่างๆแยกตามบล็อกอะแกรมได้ดังนี้

4.1.1 ภาค Voltage Converter

ต่อวงจรตามรูปที่ 3.7 แล้วทำการป้อนสัญญาณอินพุตจากพอร์ตอนุกรม โดยใช้หัวต่อแบบ DB9 นำสัญญาณจากขา 3 (TX) จากพอร์ตอนุกรมต่อเข้ากับขาที่ 13 ของไอซีเบอร์ MAX232 แล้ววัดสัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาที่ขา 12 ของไอซีเบอร์ MAX232

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในขณะที่เดียวกันนำสัญญาณจากขา 12 ของไอซีต่อเข้ากับขา 11 ของไอซีตัวเดียวกัน แล้วทำการวัดสัญญาณที่ขา 14 ซึ่งต่อกับขา 2 (Rx) ของพอร์ตอนุกรม

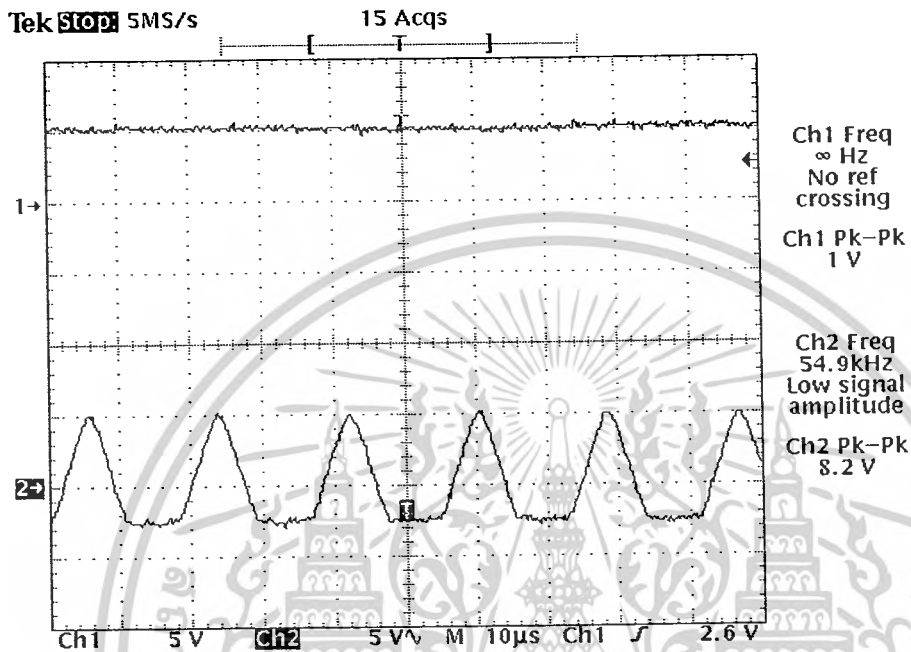


รูปที่ 4.3 ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงเอาต์พุตที่วัดได้ระดับสัญญาณที่ทีแอล (0 โวลต์, 5 โวลต์)
ช่องสัญญาณที่ 2 แสดงอินพุตที่ป้อนที่มีระดับสัญญาณ ± 9 โวลต์

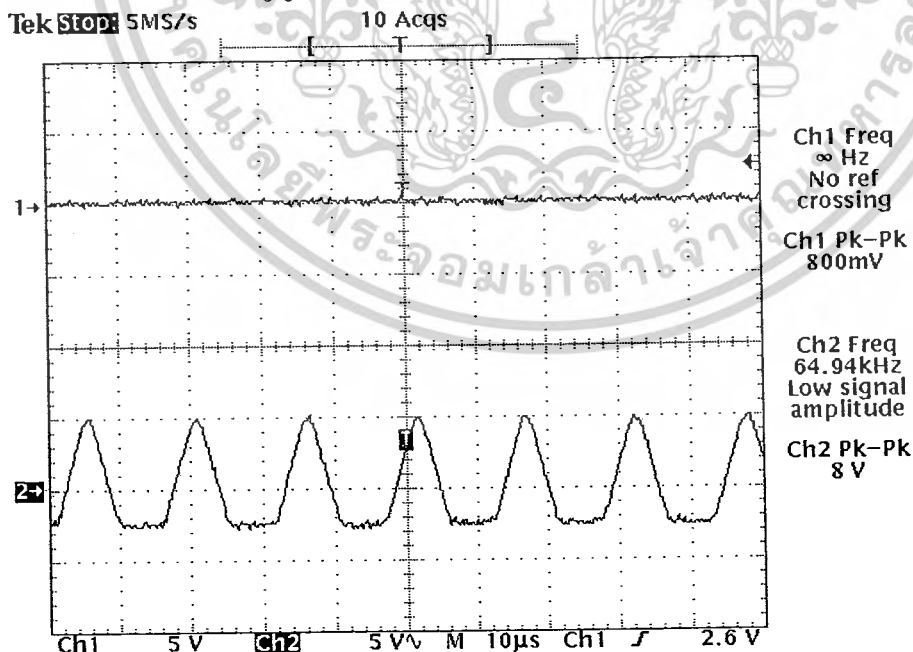
จากรูปที่ 4.3 เป็นผลจากการต่อวงจรที่รูป 3.7 เป็นการเปลี่ยนสัญญาณจากขา 3 (TX) ของพอร์ตอนุกรมที่มีระดับสัญญาณ ± 9 โวลต์ ให้เป็นสัญญาณที่มีระดับที่ทีแอล (0 โวลต์, 5 โวลต์) ช่องสัญญาณที่ 1 เป็นอินพุตที่ป้อนมีระดับสัญญาณ ช่องสัญญาณที่ 2 เป็น เอาท์พุตที่วัดได้ซึ่งมี ระดับสัญญาณ (0 โวลต์, 5 โวลต์) จากรูปที่ 4.3 เป็นผลจากการนำสัญญาณที่ขา 12 ของไอซี ต่อเข้ากับขา 11 ของไอซี สัญญาณจากขา 12 ของไอซีจะเป็นสัญญาณที่ทีแอล (0 โวลต์, 5 โวลต์) และเมื่อวัดเอาท์พุตที่ขา 14 ของไอซีที่ต่อกับขา 12 (RX) ของพอร์ตอนุกรมสัญญาณที่วัดได้จะเป็น ± 9 โวลต์

4.1.2 ภาค FSK Modulator

ต่อวงจรตามรูปที่ 3.3 เมื่อยังไม่ได้ป้อนอินพุตเข้าขาที่ 9 ของไอซีเบอร์ XR2206 และปรับค่า R_1 เท่ากับ 15.38 กิโลโอห์ม เพื่อกำหนดค่าความถี่มาร์ค และปรับค่า R_2 เท่ากับ 18.18 กิโลโอห์ม เพื่อกำหนดค่าความถี่สเปซ เมื่อทำการป้อนสัญญาณที่ที่แอลจากภาค Voltage Converter สัญญาณที่ได้จะเป็นดังนี้



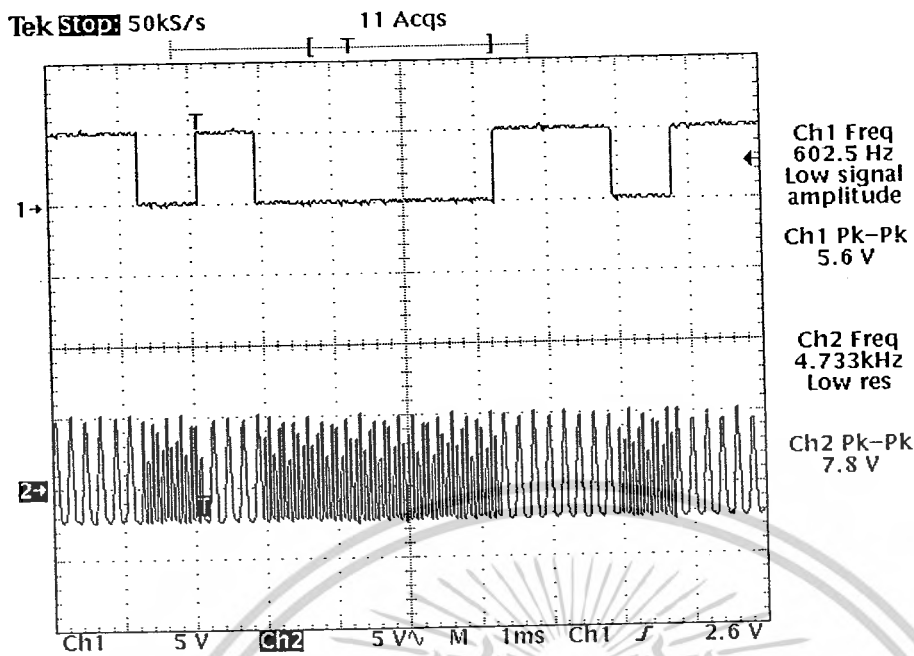
รูปที่ 4.4 ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณข้อมูลบิต 1
ช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณความถี่มาร์ค



รูปที่ 4.5 ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณข้อมูลบิต 0

ช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณความถี่สเปซ

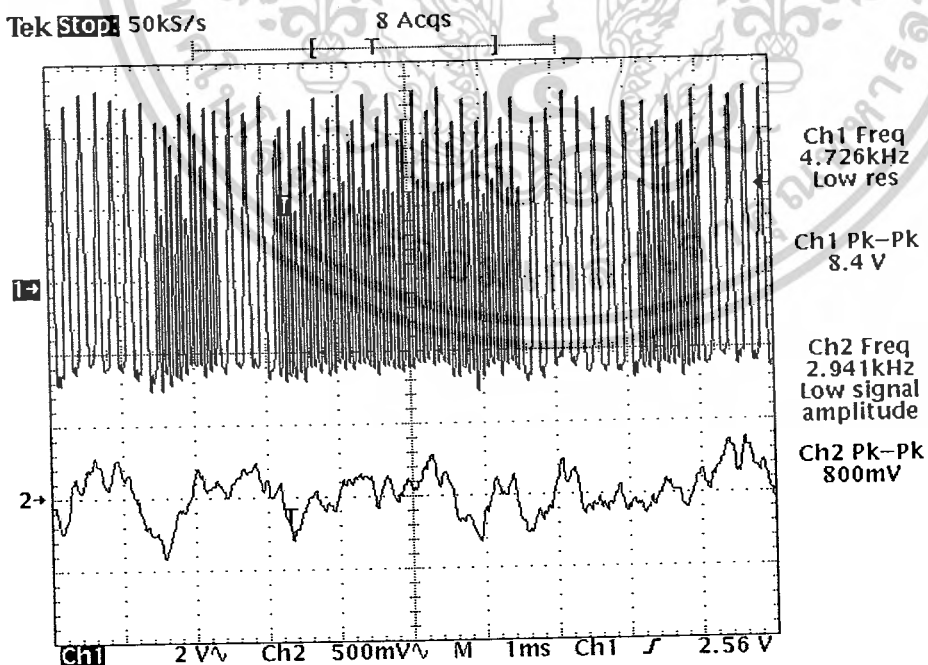
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการเรียนการสอน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณที่ที่แอล
ช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแบบพรีแควนซีซีฟตี้ซิ่ง

4.1.3 ภาครวมสัญญาณ

ต่อวงจรตามรูปที่ 3.4 แล้วใส่สัญญาณข้อมูลที่ผ่านการมอดูเลตแล้วกับสัญญาณเสียง สัญญาณที่ได้เป็นดังนี้

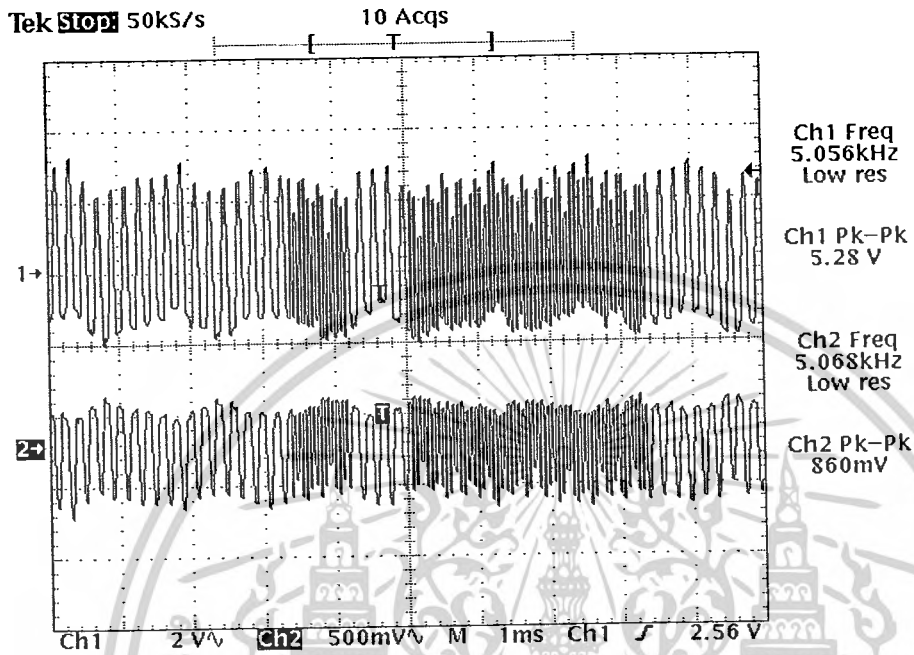


รูปที่ 4.7 ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณเมื่อผ่านวงจรรวมสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า-
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.4 ภาคขั้วเลเซอร์

เมื่อสัญญาณผ่านภาครวมสัญญาณมาแล้ว จะเข้าสู่วงจรขั้วเลเซอร์ซึ่งใช้ไดโอดเบอร์ 2N3904 สัญญาณที่ได้เมื่อผ่านวงจรขั้วเลเซอร์เป็นดังนี้

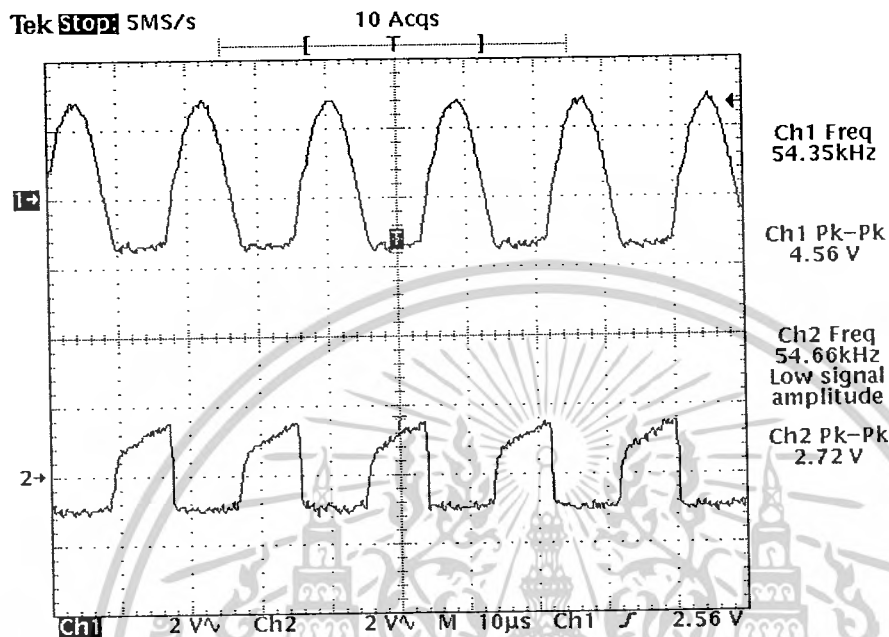


รูปที่ 4.8 ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณเมื่อผ่านวงจรรวมสัญญาณ
ช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณเมื่อผ่านวงจรขั้วเลเซอร์

4.2 ภาครับ

4.2.1 ภาคตรวจจับสัญญาณ

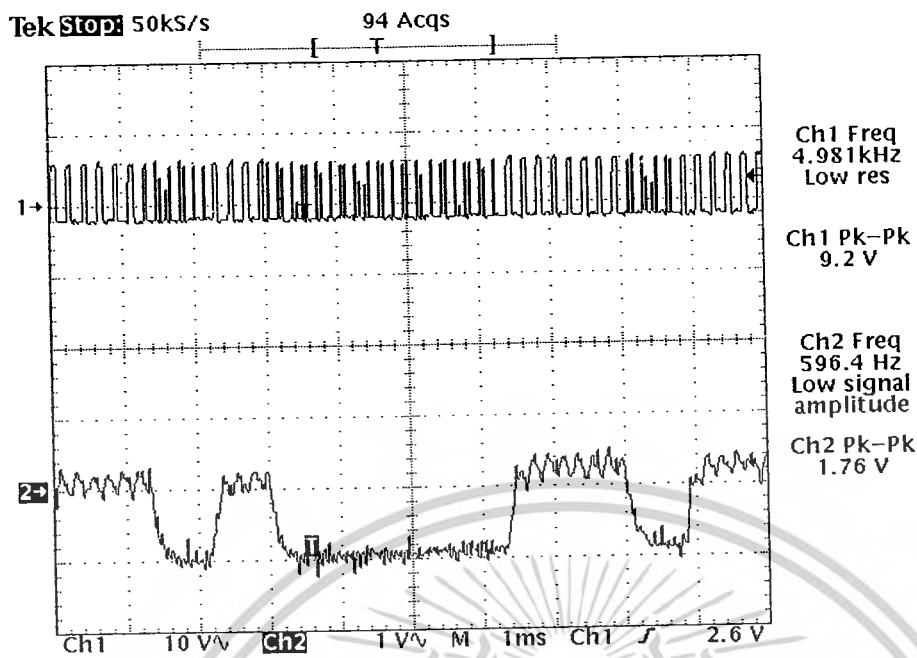
ทำการวัดสัญญาณเปรียบเทียบระหว่างด้านส่งและด้านรับ



รูปที่ 4.9 ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณเมื่อผ่านวงจรรวมสัญญาณทางด้านฝั่งส่ง
ช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณที่ตรวจจับได้เมื่อส่งผ่านแสง

4.2.2 ภาครองความถี่ต่ำผ่าน (ข้อมูล)

สัญญาณข้อมูลที่ได้รับมาจะทำการกรองความถี่ต่ำผ่านโดยใช้วงจรกรองความถี่แบบตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ วัดสัญญาณเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณเมื่อกรองความถี่ต่ำผ่านกับสัญญาณเมื่อผ่านการดีมอดูเลตแล้ว

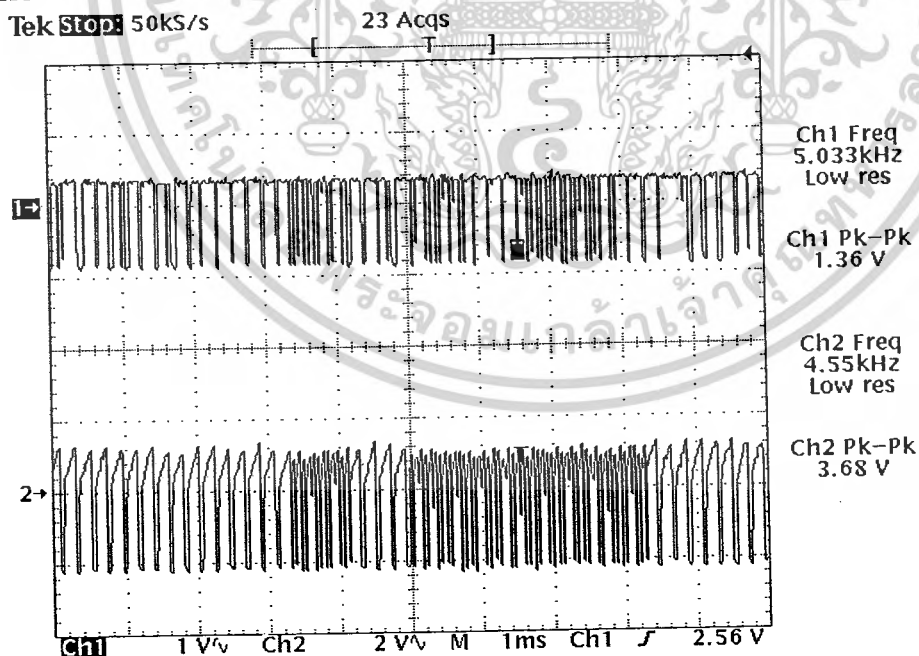


รูปที่ 4.10 ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณที่ผ่านการคิมอดูเลตแล้ว
ช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณข้อมูลที่ได้เมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

4.2.3 ภาคพรีแอมป์ซีซีฟลีย์อิงคิมอดูเลชัน

เมื่อรับสัญญาณข้อมูลมา จะส่งต่อสัญญาณไปที่วงจรพรีแอมป์ซีซีฟลีย์อิงคิมอดูเลชัน โดยใช้ไอซี

เบอร์ 74HC4046



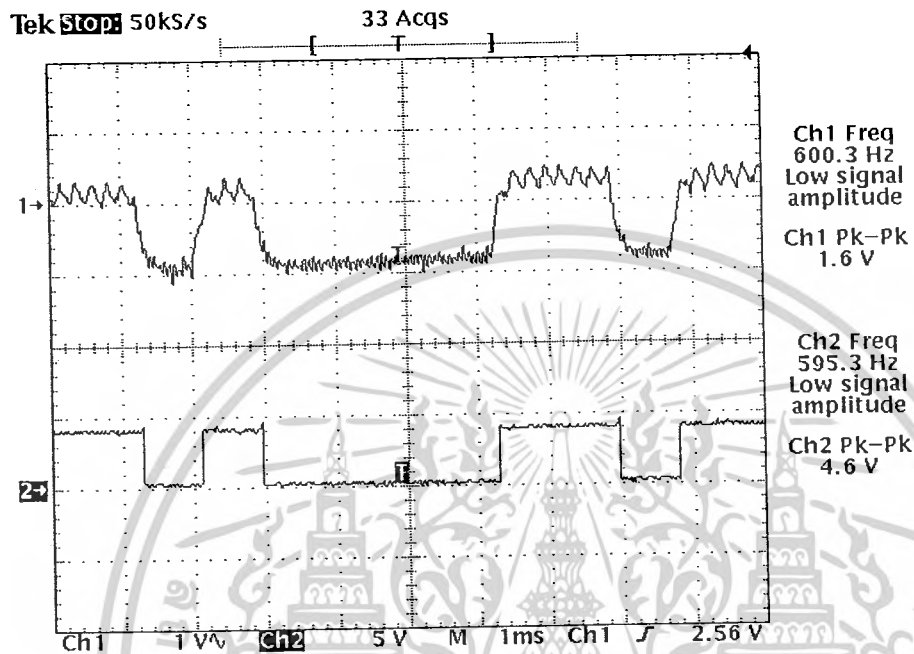
รูปที่ 4.11 ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณที่ผ่านการคิมอดูเลตแล้ว

ช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณที่ตรวจจับได้เมื่อส่งผ่านแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

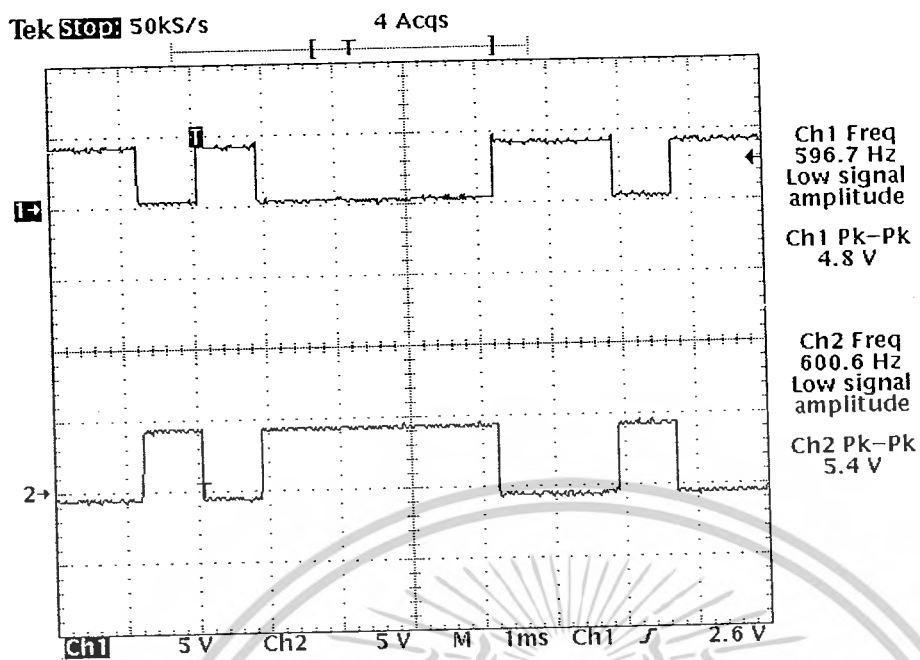
4.2.4 ภาคเปรียบเทียบสัญญาณ

เมื่อสัญญาณผ่านการคิมอดูเลตแล้ว จะต่อกับวงจรขยายสัญญาณ โดยใช้ทรานซิสเตอร์ แล้วผ่านเข้าสู่วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ



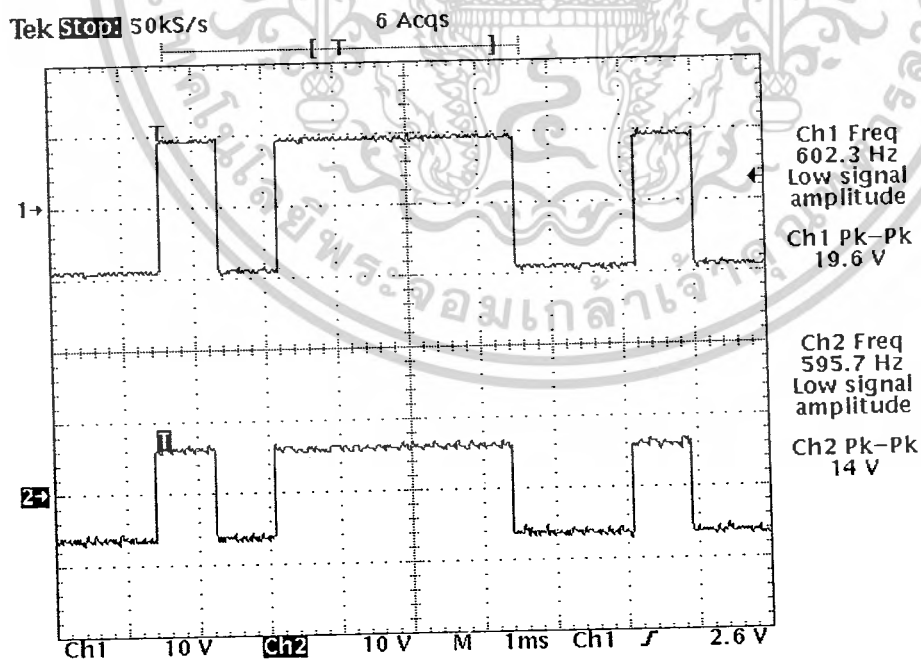
รูปที่ 4.12 ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณที่ได้เมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน
ช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณเมื่อผ่านวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

จากวงจรเปรียบเทียบสัญญาณจะผ่านเข้าสู่วงจรอินเวอร์เตอร์ วัดสัญญาณเปรียบเทียบก่อน
สัญญาณเข้าสู่ไอซีเบอร์ 74LS04 กับเอาต์พุตที่ได้จากไอซีนี้



รูปที่ 4.13 ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณเมื่อผ่านวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ
ช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณเมื่อผ่านวงจรอินเวอร์เตอร์

4.2.5 ภาค Voltage Converter



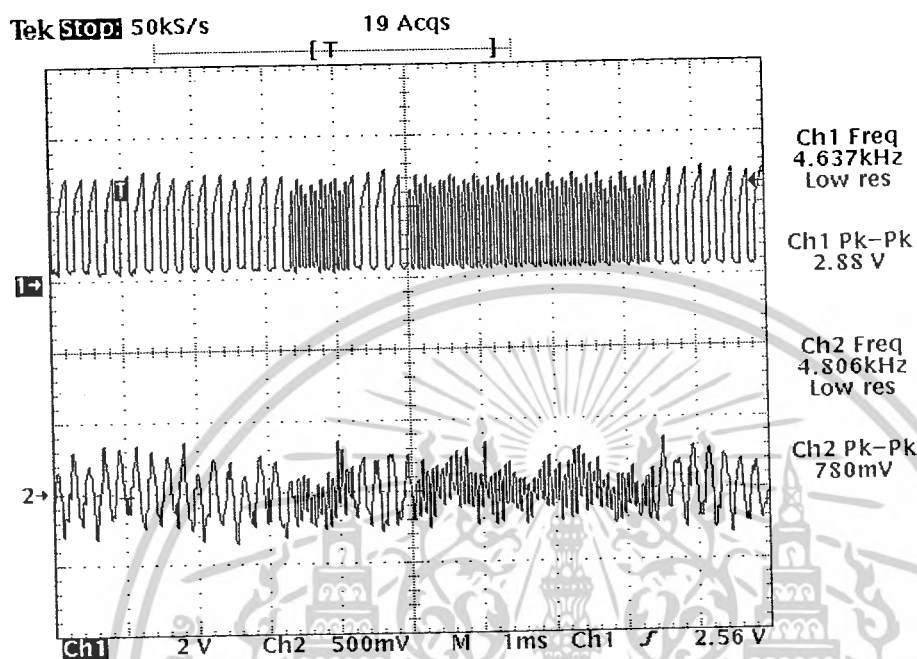
รูปที่ 4.14 ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณเมื่อผ่านวงจรปรับระดับแรงดัน

ช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณที่ออกมาจากพอร์ตอนุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.6 ภาครองความถี่ต่ำผ่าน (เสียง)

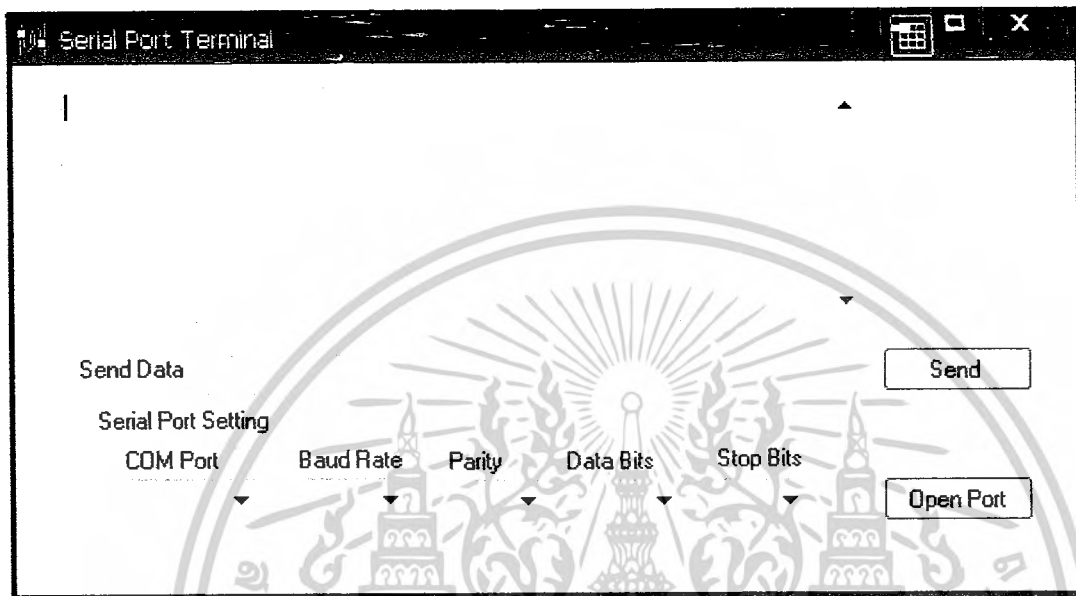
สัญญาณเสียงที่ผ่านเข้ามาเมื่อผ่านวงจรตรวจจับแล้ว จะต่อเข้ากับวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน วัดสัญญาณเปรียบเทียบ ได้สัญญาณดังนี้



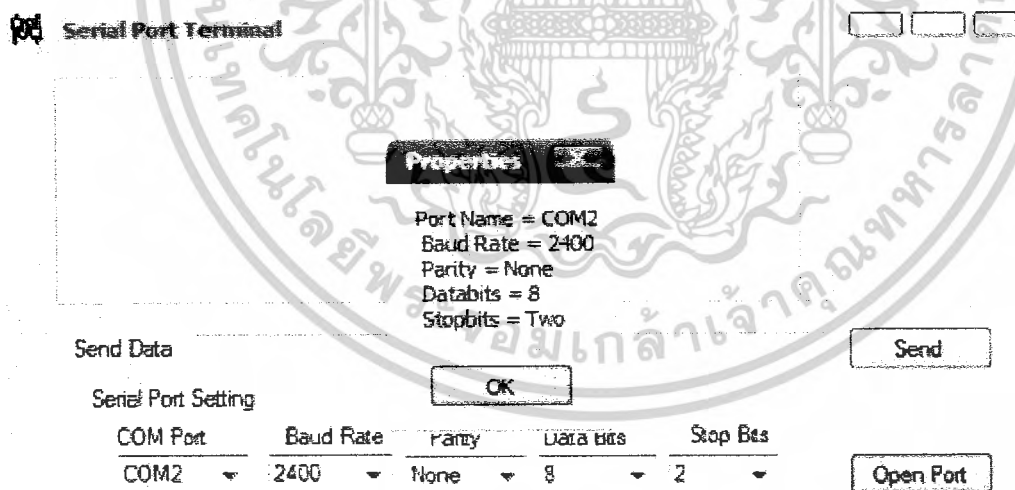
รูปที่ 4.15 ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณที่ตรวจจับได้เมื่อส่งผ่านแสง
ช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณเสียงที่ผ่านวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน

4.3 ส่วนแสดงผลบนจอคอมพิวเตอร์

การแสดงผลบนจอคอมพิวเตอร์นั้นจะใช้โปรแกรม Serial Port Terminal ซึ่งเป็นโปรแกรมที่ใช้สำหรับรับส่งข้อมูลผ่านซีเรียลพอร์ต ในการแสดงผล ซึ่งโปรแกรมมีลักษณะดังนี้

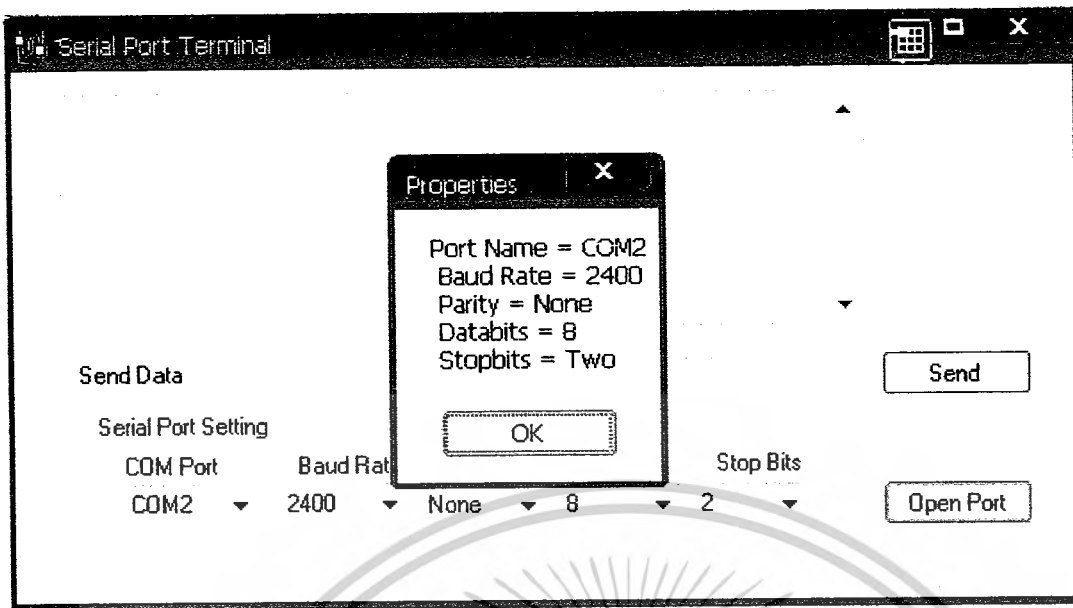


รูปที่ 4.16 โปรแกรม Serial Port Terminal

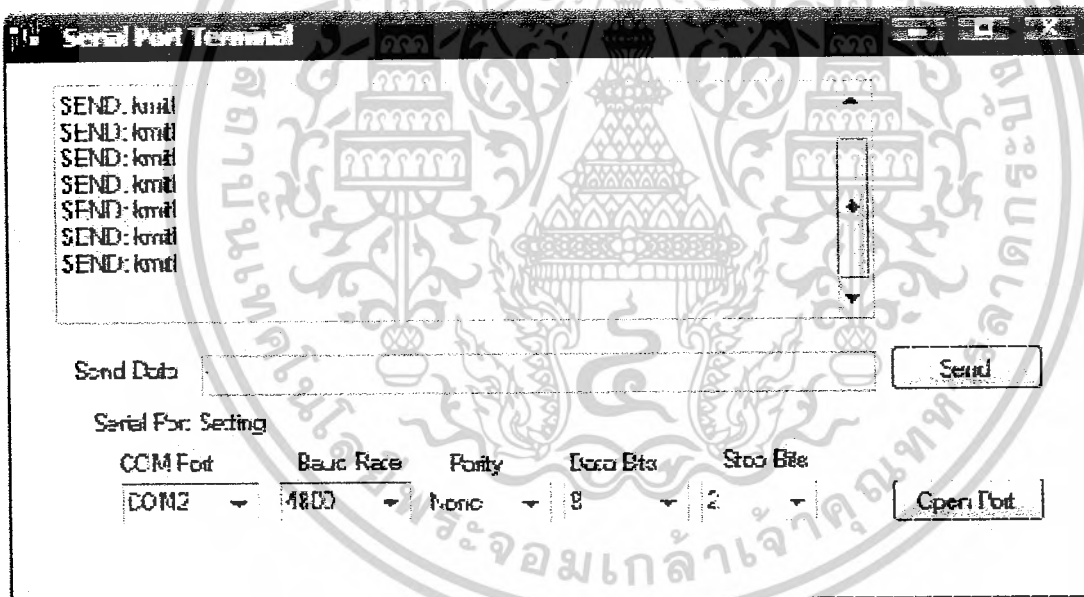


รูปที่ 4.17 การแสดงค่าคุณสมบัติต่างๆที่ได้กำหนดทางด้านส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

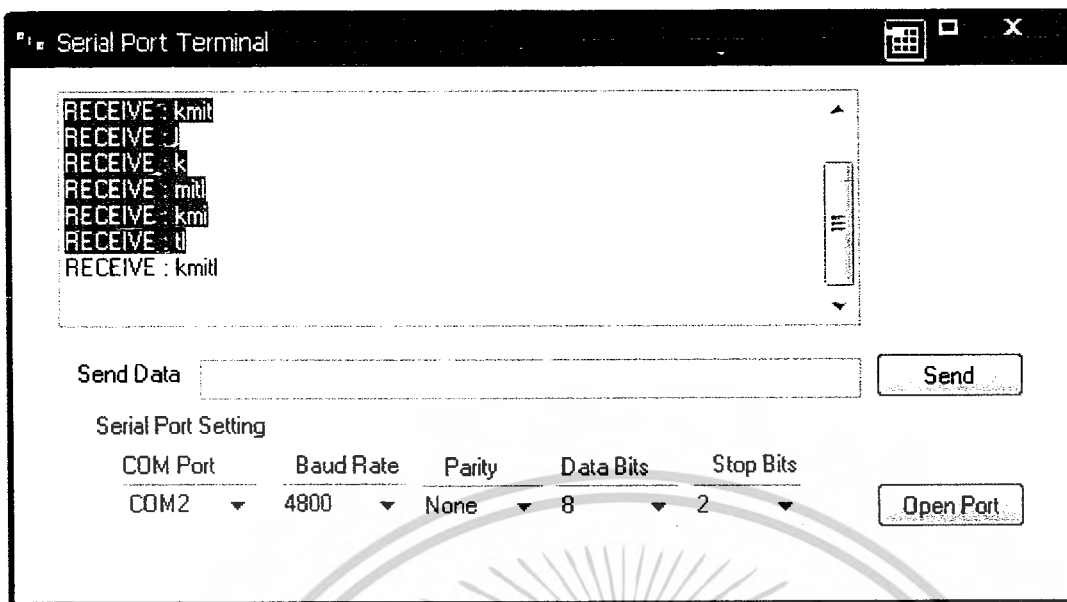


รูปที่ 4.18 การแสดงค่าคุณสมบัติต่างๆที่ได้กำหนดทางด้านรับ



รูปที่ 4.19 แสดงผลของด้านส่งเมื่อทำการส่งไปข้อความไปที่ด้านรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.20 แสดงผลของค่านับเมื่อด้านส่ง ได้ส่งข้อความมา

4.4 ผลการทดลองภาคส่งเสียง

ตารางที่ 4.1 แสดงระยะทางที่ใช้ส่งเสียง

ระยะทาง (เมตร)	คุณภาพเสียง
10	ชัดเจน
30	ชัดเจน
50	ชัดเจน
70	ชัดเจน
90	ชัดเจน
110	ชัดเจน
130	ชัดเจน
150	มีเสียงรบกวนแต่รับฟังได้
170	มีเสียงรบกวนแต่รับฟังได้
180	มีเสียงรบกวนแต่รับฟังได้
200	มีเสียงรบกวนแต่รับฟังได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 ผลการทดลองภาคส่งข้อมูลคอมพิวเตอร์

ตารางที่ 4.2 แสดงอัตราบอร์คที่ใช้ในการส่งข้อมูลคอมพิวเตอร์

อัตราบอร์ค	ความถูกต้องในการรับข้อมูล
300	รับข้อมูลถูกต้อง 100 เปอร์เซ็นต์
1200	รับข้อมูลถูกต้อง 100 เปอร์เซ็นต์
2400	รับข้อมูลถูกต้อง 100 เปอร์เซ็นต์
4800	รับข้อมูลถูกต้อง 100 เปอร์เซ็นต์
9600	รับข้อมูลผิดพลาดบางตัวอักษร



รูปที่ 4.21 แสดงรูปวงจรภายในของเครื่องส่งและเครื่องรับภายในกล่องเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.22 แสดงรูปด้านหน้าของเครื่องส่งและเครื่องรับ



รูปที่ 4.23 แสดงรูปด้านหลังของเครื่องส่งและเครื่องรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และบทสรุป

โครงการนี้ได้ทำการศึกษาลักษณะและทฤษฎี ตลอดจนได้ทำการสร้างและทดลองการส่งสัญญาณ โดยใช้แสงเลเซอร์ส่งผ่านอากาศ โดยหลักมีส่วนประกอบ 2 ส่วนคือ ภาคส่งและภาครับ

ซึ่งมีหลักการโดยสรุปดังนี้ นำสัญญาณเสียงและสัญญาณข้อมูลจากคอมพิวเตอร์ที่ผ่านการมอดูเลตแบบพรีแควนซีซีฟิเค็ยอิ่ง แล้วนำสองสัญญาณมารวมกันแล้วส่งผ่านเลเซอร์ ภาครับจะใช้โฟโต้ไดโอดในการแปลงสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้าแล้วไปขยายสัญญาณแรงขึ้นหลังจากนั้นนำไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อแยกเอาสัญญาณเสียงและผ่านวงจรกรองความถี่ผ่านเพื่อแยกสัญญาณพรีแควนซีซีฟิเค็ยอิ่งแล้วทำการดีมอดูเลตสัญญาณ

จากการทดลองทางด้านส่งพบว่าสัญญาณที่ได้ ณ จุดต่างๆ เป็นไปตามทฤษฎี แต่ยังมีสัญญาณรบกวนอยู่ทางด้านรับ เมื่อทำการแปลงสัญญาณแสงให้เป็นสัญญาณไฟฟ้าแล้วทำการวัดสัญญาณตามจุดต่างๆเป็นไปตามทฤษฎี แต่ยังมีปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวนค่อนข้างมาก ซึ่งเกิดจากสภาพแวดล้อมปัญหาในการทำงาน

1. มีข้อจำกัดเรื่องอุปกรณ์ คือหาซื้อได้ยากและมีราคาแพง
2. เกิดสัญญาณรบกวนขึ้นในระบบค่อนข้างมาก

แนวทางการพัฒนา

1. เพิ่มความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห้ให้สูงขึ้นเพื่อจะได้ส่งสัญญาณข้อมูลได้เร็วขึ้น
2. ในการรับแสงควรใช้เลนส์ในการรวมแสงทั้งทางด้านส่งและด้านรับเพื่อเพิ่มระยะทางในการส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

using System;
using System.Collections.Generic;
using System.ComponentModel;
using System.Data;
using System.Drawing;
using System.Text;
using System.Windows.Forms;
using System.IO.Ports;
namespace SerialPort
{
    public partial class Form1 : Form
    {
        public Form1()
        {
            InitializeComponent();
            sp.DataReceived += new SerialDataReceivedEventHandler(sp_DataReceived);
        }
        private void sp_DataReceived(object sender, SerialDataReceivedEventArgs e)
        {
            this.Invoke(new EventHandler(DoUpDate));
        }
        private void DoUpDate(object s, EventArgs e)
        {
            textBox2.Text += "RECEIVE : " + sp.ReadExisting () + Environment.NewLine;
        }
        private void openport_Click(object sender, EventArgs e)
        {
            MessageBox.Show("Port Name = " + sp.PortName + "\n Baud Rate = " + sp.BaudRate
                + "\n Parity = " + sp.Parity + "\n Databits = " + sp.DataBits + "\n Stopbits = " + sp.StopBits,
                "Properties" );
            try
            {
                sp.Open();
            }
        }
    }
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

catch (System.Exception ex)
{
    MessageBox.Show(ex.Message);
}
sp.ReadTimeout = 500;
}

private void sendbutton_Click(object sender, EventArgs e)
{
    //เขียนข้อมูลไปที่ serial port
    try
    {
        sp.WriteLine(textBox1.Text);
        textBox2.Text += "SEND: " + textBox1.Text + Environment.NewLine;
        textBox1.Text = "";
    }
    catch (System.Exception ex)
    {
        MessageBox.Show(ex.Message);
    }
    //clear the text box
}

private void comPortComboBox_SelectedIndexChanged(object sender, EventArgs e)
{
    if(comPortComboBox.Text == "" )
    {
        sp.PortName = sp.PortName ;
    }
    else
    {
        sp.PortName = comPortComboBox.Text;
    }
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

}
private void BaudRateComboBox_SelectedIndexChanged(object sender, EventArgs e)
{
    if (BaudRateComboBox.Text == "")
    {
        sp.BaudRate = sp.BaudRate;
    }

    else
    {
        string a = BaudRateComboBox.Text;

        int baudrate = int.Parse(a);

        sp.BaudRate = baudrate;
    }
}
private void ParityComboBox_SelectedIndexChanged(object sender, EventArgs e)
{
    if (ParityComboBox.Text == "")
    {
        sp.Parity = sp.Parity;
    }

    else
    {
        string parity = ParityComboBox.Text;

        Parity i = (Parity)Enum.Parse(typeof(Parity), parity);

        sp.Parity = i;
    }
}
private void DataBitsComboBox_SelectedIndexChanged(object sender, EventArgs e)

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

{
    if (DataBitsComboBox.Text == "")
    {
        sp.DataBits = sp.DataBits;
    }

    else
    {
        string b = DataBitsComboBox.Text;

        int databits = int.Parse(b);

        sp.DataBits = databits;
    }
}

private void StopBitsComboBox_SelectedIndexChanged(object sender, EventArgs e)
{
    if (StopBitsComboBox.Text == "")
    {
        sp.StopBits = sp.StopBits;
    }

    else
    {
        string c = StopBitsComboBox.Text;

        StopBits stopbits = (StopBits)Enum.Parse(typeof(StopBits),c);

        sp.StopBits = stopbits;
    }
}
}
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FEATURES

- Low-Sine Wave Distortion, 0.5%, Typical
- Excellent Temperature Stability, 20ppm/°C, Typ.
- Wide Sweep Range, 2000:1, Typical
- Low-Supply Sensitivity, 0.01%V, Typ.
- Linear Amplitude Modulation
- TTL Compatible FSK Controls
- Wide Supply Range, 10V to 26V
- Adjustable Duty Cycle, 1% TO 99%

APPLICATIONS

- Waveform Generation
- Sweep Generation
- AM/FM Generation
- V/F Conversion
- FSK Generation
- Phase-Locked Loops (VCO)

GENERAL DESCRIPTION

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp, and pulse waveforms of high-stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency of operation can be selected externally over a range of 0.01Hz to more than 1MHz.

The circuit is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM, or FSK generation. It has a typical drift specification of 20ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range with an external control voltage, while maintaining low distortion.

ORDERING INFORMATION

Part No.	Package	Operating Temperature Range
XR-2206M	16 Lead 300 Mil CDIP	-55°C to +125°C
XR-2206P	16 Lead 300 Mil PDIP	-40°C to +85°C
XR-2206CP	16 Lead 300 Mil PDIP	0°C to +70°C
XR-2206D	16 Lead 300 Mil JEDEC SOIC	0°C to +70°C

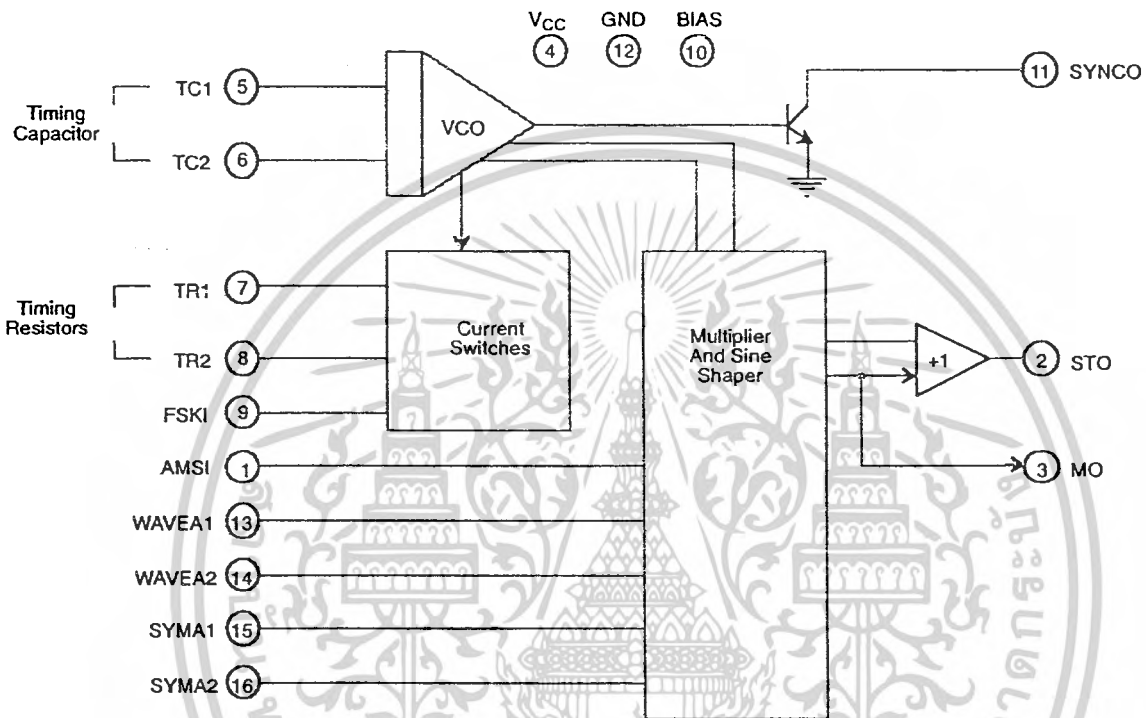
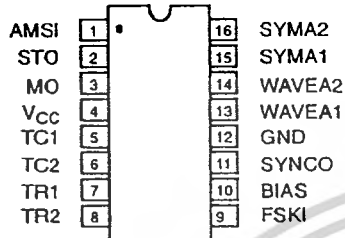
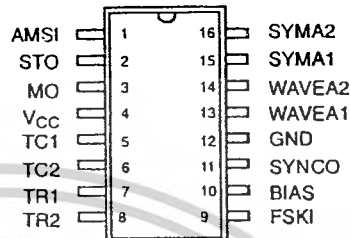


Figure 1. XR-2206 Block Diagram



16 Lead PDIP, CDIP (0.300")



16 Lead SOIC (Jedec, 0.300")

PIN DESCRIPTION

Pin #	Symbol	Type	Description
1	AMSI	I	Amplitude Modulating Signal Input.
2	STO	O	Sine or Triangle Wave Output.
3	MO	O	Multiplier Output.
4	V _{CC}		Positive Power Supply.
5	TC1	I	Timing Capacitor Input.
6	TC2	I	Timing Capacitor Input.
7	TR1	O	Timing Resistor 1 Output.
8	TR2	O	Timing Resistor 2 Output.
9	FSKI	I	Frequency Shift Keying Input.
10	BIAS	O	Internal Voltage Reference.
11	SYNCO	O	Sync Output. This output is a open collector and needs a pull up resistor to V _{CC} .
12	GND		Ground pin.
13	WAVEA1	I	Wave Form Adjust Input 1.
14	WAVEA2	I	Wave Form Adjust Input 2.
15	SYMA1	I	Wave Symetry Adjust 1.
16	SYMA2	I	Wave Symetry Adjust 2.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of *Figure 2* $V_{CC} = 12V$, $T_A = 25^\circ C$, $C = 0.01\mu F$, $R_1 = 100k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 25k\Omega$
 Unless Otherwise Specified. S_1 open for triangle, closed for sine wave.

Parameters	XR-2206M/P			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
General Characteristics								
Single Supply Voltage	10		26	10		26	V	
Split-Supply Voltage	± 5		± 13	± 5		± 13	V	
Supply Current		12	17		14	20	mA	$R_1 \geq 10k\Omega$
Oscillator Section								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000pF$, $R_1 = 1k\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 50\mu F$, $R_1 = 2M\Omega$
Frequency Accuracy		± 1	± 4		± 2		% of f_o	$f_o = 1/R_1 C$
Temperature Stability Frequency		± 10	± 50		± 20		ppm/ $^\circ C$	$0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$ $R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Sine Wave Amplitude Stability ²		4800			4800		ppm/ $^\circ C$	
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	$V_{LOW} = 10V$, $V_{HIGH} = 20V$, $R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Sweep Range	1000:1	2000:1			2000:1		$f_H = f_L$	$f_H @ R_1 = 1k\Omega$ $f_L @ R_1 = 2M\Omega$
Sweep Linearity								
10:1 Sweep		2			2		%	$f_L = 1kHz$, $f_H = 10kHz$
1000:1 Sweep		8			8		%	$f_L = 100Hz$, $f_H = 100kHz$
FM Distortion		0.1			0.1		%	$\pm 10\%$ Deviation
Recommended Timing Components								
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	μF	<i>Figure 5</i>
Timing Resistors: R_1 & R_2	1		2000	1		2000	k Ω	
Triangle Sine Wave Output¹								<i>Figure 3</i>
Triangle Amplitude		160			160		mV/k Ω	<i>Figure 2</i> , S_1 Open
Sine Wave Amplitude	40	60	80		60		mV/k Ω	<i>Figure 2</i> , S_1 Closed
Max. Output Swing		6			6		V _{p-p}	
Output Impedance		600			600		Ω	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
Sine Wave Distortion								
Without Adjustment		2.5			2.5		%	$R_1 = 30k\Omega$
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.5	%	See <i>Figure 7</i> and <i>Figure 8</i>

Notes

¹ Output amplitude is directly proportional to the resistance, R_3 , on Pin 3. See *Figure 3*.

² For maximum amplitude stability, R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.

Bold face parameters are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONT'D)

Parameters	XR-2206M/P			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		kΩ	
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	For 95% modulation
Square-Wave Output								
Amplitude		12			12		V _{p-p}	Measured at Pin 11.
Rise Time		250			250		ns	C _L = 10pF
Fall Time		50			50		ns	C _L = 10pF
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.6	V	I _L = 2mA
Leakage Current		0.1	20		0.1	100	μA	V _{CC} = 26V
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V	See section on circuit controls
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	3.3	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

Notes

¹ Output amplitude is directly proportional to the resistance, R₃, on Pin 3. See Figure 3.

² For maximum amplitude stability, R₃ should be a positive temperature coefficient resistor.

Bold face parameters are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

Specifications are subject to change without notice

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	26V	Total Timing Current	6mA
Power Dissipation	750mW	Storage Temperature	-65°C to +150°C
Derate Above 25°C	5mW/°C		

SYSTEM DESCRIPTION

The XR-2206 is comprised of four functional blocks; a voltage-controlled oscillator (VCO), an analog multiplier and sine-shaper; a unity gain buffer amplifier; and a set of current switches.

The VCO produces an output frequency proportional to an input current, which is set by a resistor from the timing

terminals to ground. With two timing pins, two discrete output frequencies can be independently produced for FSK generation applications by using the FSK input control pin. This input controls the current switches which select one of the timing resistor currents, and routes it to the VCO.

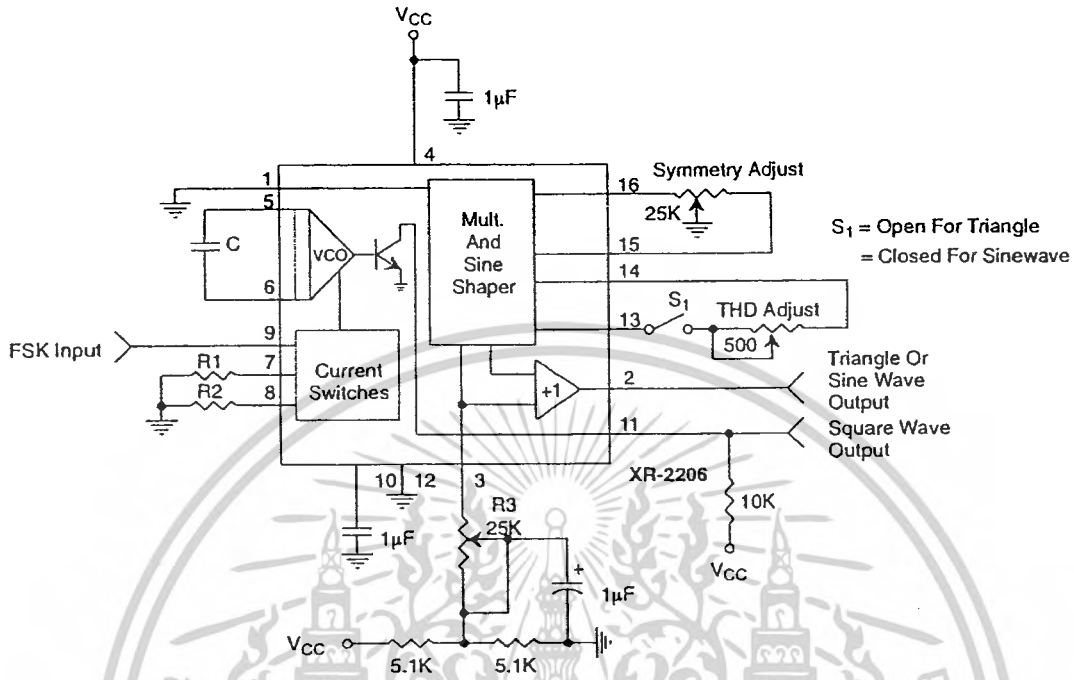


Figure 2. Basic Test Circuit

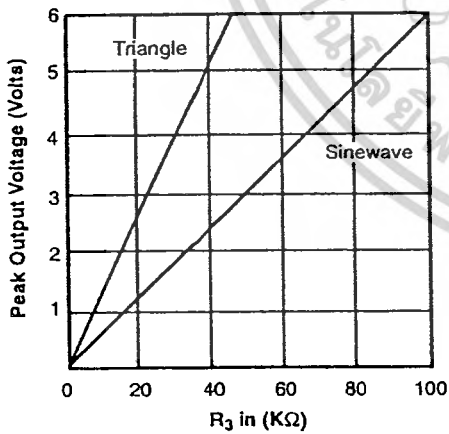


Figure 3. Output Amplitude as a Function of the Resistor, R₃, at Pin 3

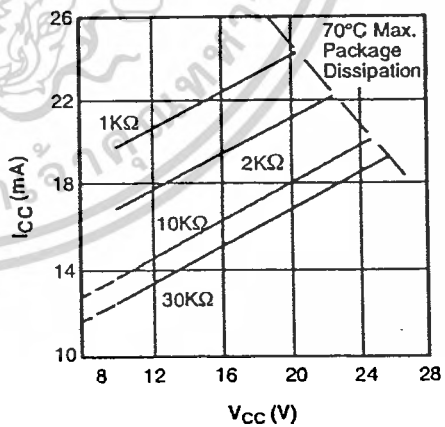


Figure 4. Supply Current vs Supply Voltage, Timing, R

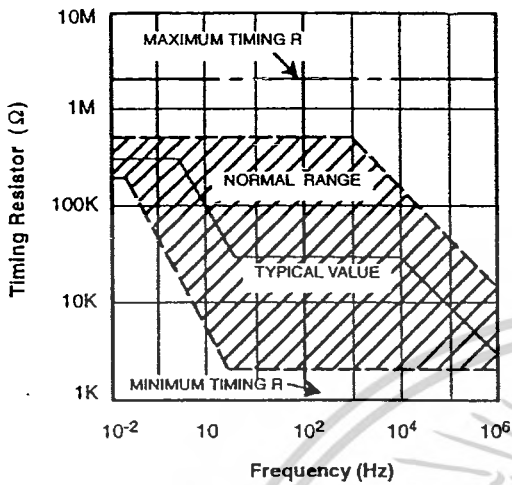


Figure 5. R versus Oscillation Frequency.

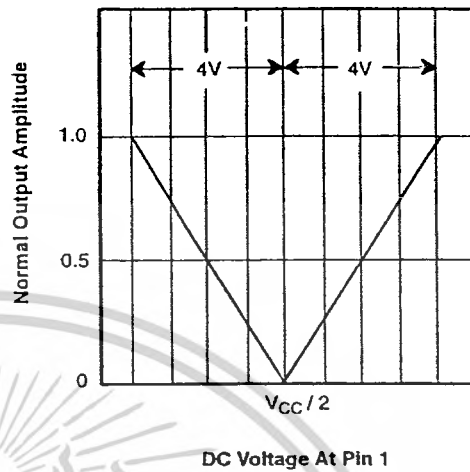


Figure 6. Normalized Output Amplitude versus DC Bias at AM Input (Pin 1)

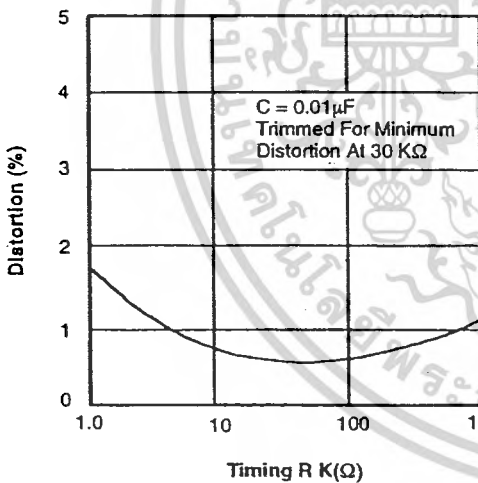


Figure 7. Trimmed Distortion versus Timing Resistor.

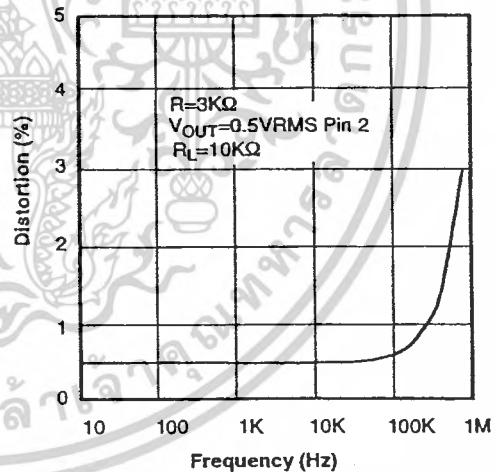


Figure 8. Sine Wave Distortion versus Operating Frequency with Timing Capacitors Varied.

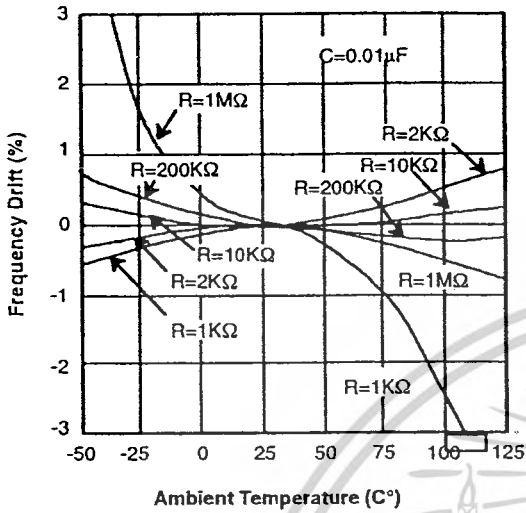


Figure 9. Frequency Drift versus Temperature.

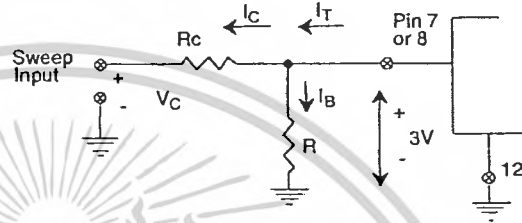


Figure 10. Circuit Connection for Frequency Sweep.

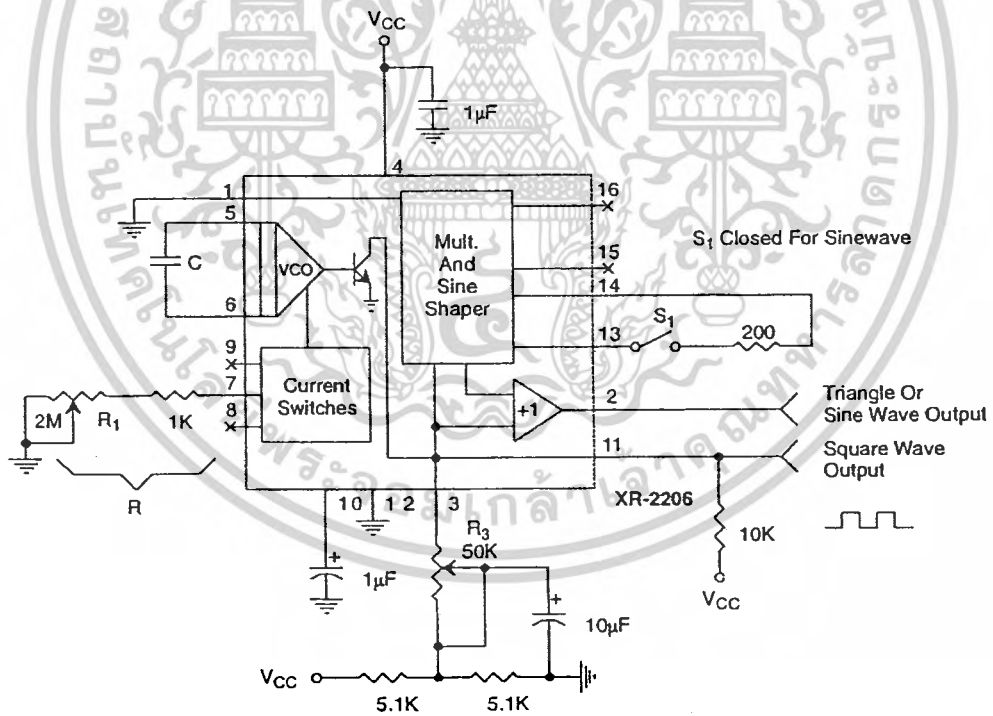


Figure 11. Circuit for Sine Wave Generation without External Adjustment. (See Figure 3 for Choice of R₃)

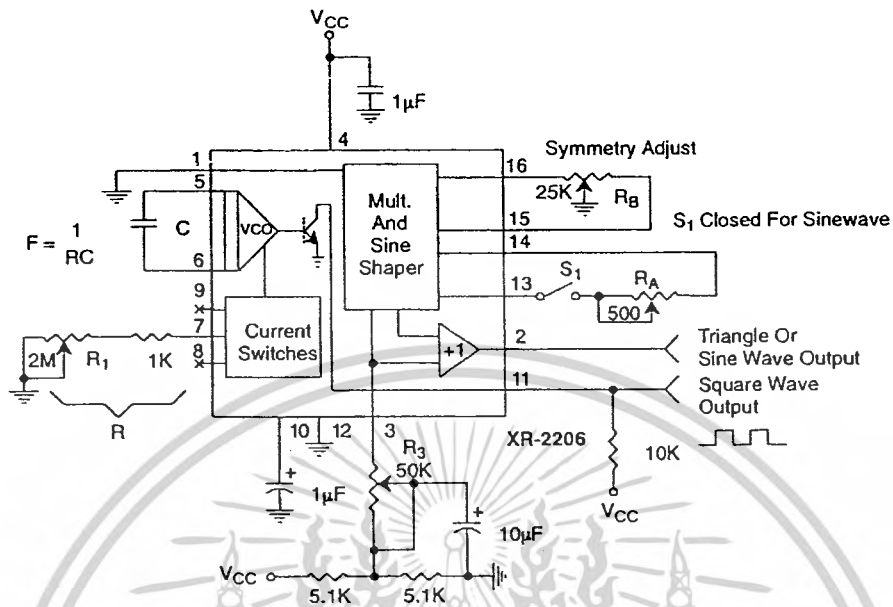


Figure 12. Circuit for Sine Wave Generation with Minimum Harmonic Distortion. (R₃ Determines Output Swing - See Figure 3)

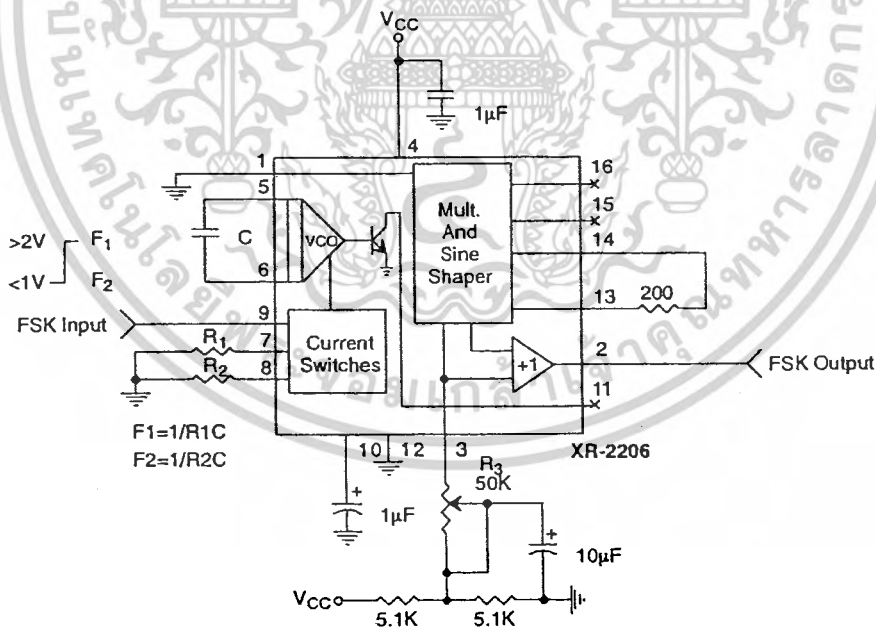


Figure 13. Sinusoidal FSK Generator

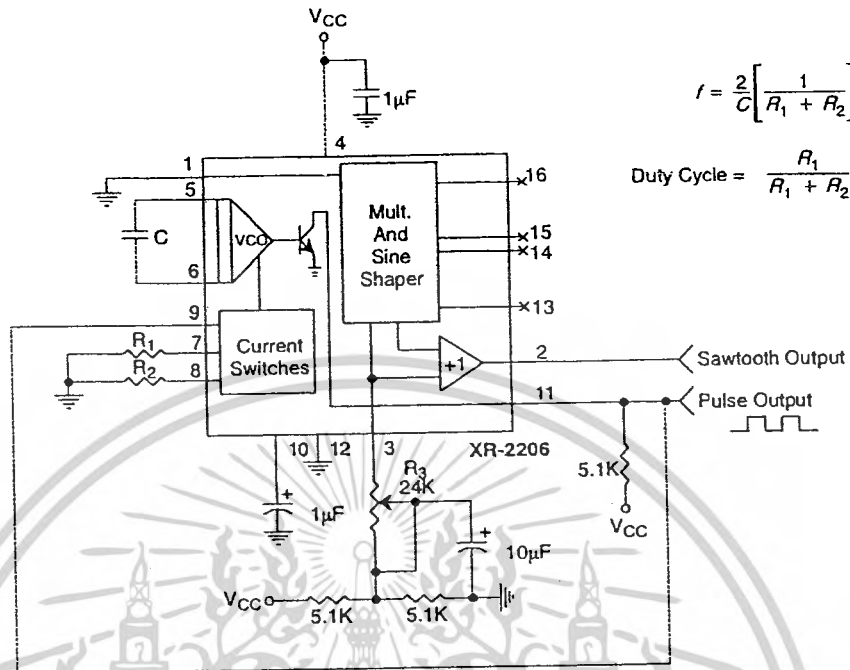


Figure 14. Circuit for Pulse and Ramp Generation.

Frequency-Shift Keying

The XR-2206 can be operated with two separate timing resistors, R_1 and R_2 , connected to the timing Pin 7 and 8, respectively, as shown in Figure 13. Depending on the polarity of the logic signal at Pin 9, either one or the other of these timing resistors is activated. If Pin 9 is open-circuited or connected to a bias voltage $\geq 2V$, only R_1 is activated. Similarly, if the voltage level at Pin 9 is $\leq 1V$, only R_2 is activated. Thus, the output frequency can be keyed between two levels, f_1 and f_2 , as:

$$f_1 = 1/R_1C \text{ and } f_2 = 1/R_2C$$

For split-supply operation, the keying voltage at Pin 9 is referenced to V^- .

Output DC Level Control

The dc level at the output (Pin 2) is approximately the same as the dc bias at Pin 3. In Figure 11, Figure 12 and Figure 13, Pin 3 is biased midway between V^+ and ground, to give an output dc level of $\approx V^+/2$.

APPLICATIONS INFORMATION

Sine Wave Generation

Without External Adjustment

Figure 11 shows the circuit connection for generating a sinusoidal output from the XR-2206. The potentiometer, R_1 at Pin 7, provides the desired frequency tuning. The maximum output swing is greater than $V^+/2$, and the typical distortion (THD) is $< 2.5\%$. If lower sine wave distortion is desired, additional adjustments can be provided as described in the following section.

The circuit of Figure 11 can be converted to split-supply operation, simply by replacing all ground connections with V^- . For split-supply operation, R_3 can be directly connected to ground.

With External Adjustment:

The harmonic content of sinusoidal output can be reduced to -0.5% by additional adjustments as shown in *Figure 12*. The potentiometer, R_A , adjusts the sine-shaping resistor, and R_B provides the fine adjustment for the waveform symmetry. The adjustment procedure is as follows:

1. Set R_B at midpoint and adjust R_A for minimum distortion.
2. With R_A set as above, adjust R_B to further reduce distortion.

Triangle Wave Generation

The circuits of *Figure 11* and *Figure 12* can be converted to triangle wave generation, by simply open-circuiting Pin 13 and 14 (i.e., S_1 open). Amplitude of the triangle is approximately twice the sine wave output.

FSK Generation

Figure 13 shows the circuit connection for sinusoidal FSK signal operation. Mark and space frequencies can be independently adjusted by the choice of timing resistors, R_1 and R_2 ; the output is phase-continuous during transitions. The keying signal is applied to Pin 9. The circuit can be converted to split-supply operation by simply replacing ground with V .

Pulse and Ramp Generation

Figure 14 shows the circuit for pulse and ramp waveform generation. In this mode of operation, the FSK keying terminal (Pin 9) is shorted to the square-wave output (Pin 11), and the circuit automatically frequency-shift keys itself between two separate frequencies during the positive-going and negative-going output waveforms. The pulse width and duty cycle can be adjusted from 1% to 99% by the choice of R_1 and R_2 . The values of R_1 and R_2 should be in the range of $1k\Omega$ to $2M\Omega$.

PRINCIPLES OF OPERATION

Description of Controls

Frequency of Operation:

The frequency of oscillation, f_o , is determined by the external timing capacitor, C , across Pin 5 and 6, and by the timing resistor, R , connected to either Pin 7 or 8. The frequency is given as:

$$f_o = \frac{1}{RC} \text{ Hz}$$

and can be adjusted by varying either R or C . The recommended values of R , for a given frequency range, as shown in *Figure 5*. Temperature stability is optimum for $4k\Omega < R < 200k\Omega$. Recommended values of C are from $1000pF$ to $100\mu F$.

Frequency Sweep and Modulation:

Frequency of oscillation is proportional to the total timing current, I_T , drawn from Pin 7 or 8:

$$f = \frac{320I_T(mA)}{C(\mu F)} \text{ Hz}$$

Timing terminals (Pin 7 or 8) are low-impedance points, and are internally biased at +3V, with respect to Pin 12. Frequency varies linearly with I_T , over a wide range of current values, from $1\mu A$ to $3mA$. The frequency can be controlled by applying a control voltage, V_C , to the activated timing pin as shown in *Figure 10*. The frequency of oscillation is related to V_C as:

$$f = \frac{1}{RC} \left(1 + \frac{R}{R_c} \left(1 - \frac{V_C}{3} \right) \right) \text{ Hz}$$

where V_C is in volts. The voltage-to-frequency conversion gain, K , is given as:

$$K = \partial f / \partial V_C = -\frac{0.32}{R_c C} \text{ Hz/V}$$

CAUTION: For safety operation of the circuit, I_T should be limited to $\leq 3mA$.

Output Amplitude:

Maximum output amplitude is inversely proportional to the external resistor, R_3 , connected to Pin 3 (see Figure 3). For sine wave output, amplitude is approximately 60mV peak per k Ω of R_3 ; for triangle, the peak amplitude is approximately 160mV peak per k Ω of R_3 . Thus, for example, $R_3 = 50k\Omega$ would produce approximately 13V sinusoidal output amplitude.

Amplitude Modulation:

Output amplitude can be modulated by applying a dc bias and a modulating signal to Pin 1. The internal impedance

at Pin 1 is approximately 100k Ω . Output amplitude varies linearly with the applied voltage at Pin 1, for values of dc bias at this pin, within 14 volts of $V_{CC}/2$ as shown in Figure 6. As this bias level approaches $V_{CC}/2$, the phase of the output signal is reversed, and the amplitude goes through zero. This property is suitable for phase-shift keying and suppressed-carrier AM generation. Total dynamic range of amplitude modulation is approximately 55dB.

CAUTION: AM control must be used in conjunction with a well-regulated supply, since the output amplitude now becomes a function of V_{CC} .

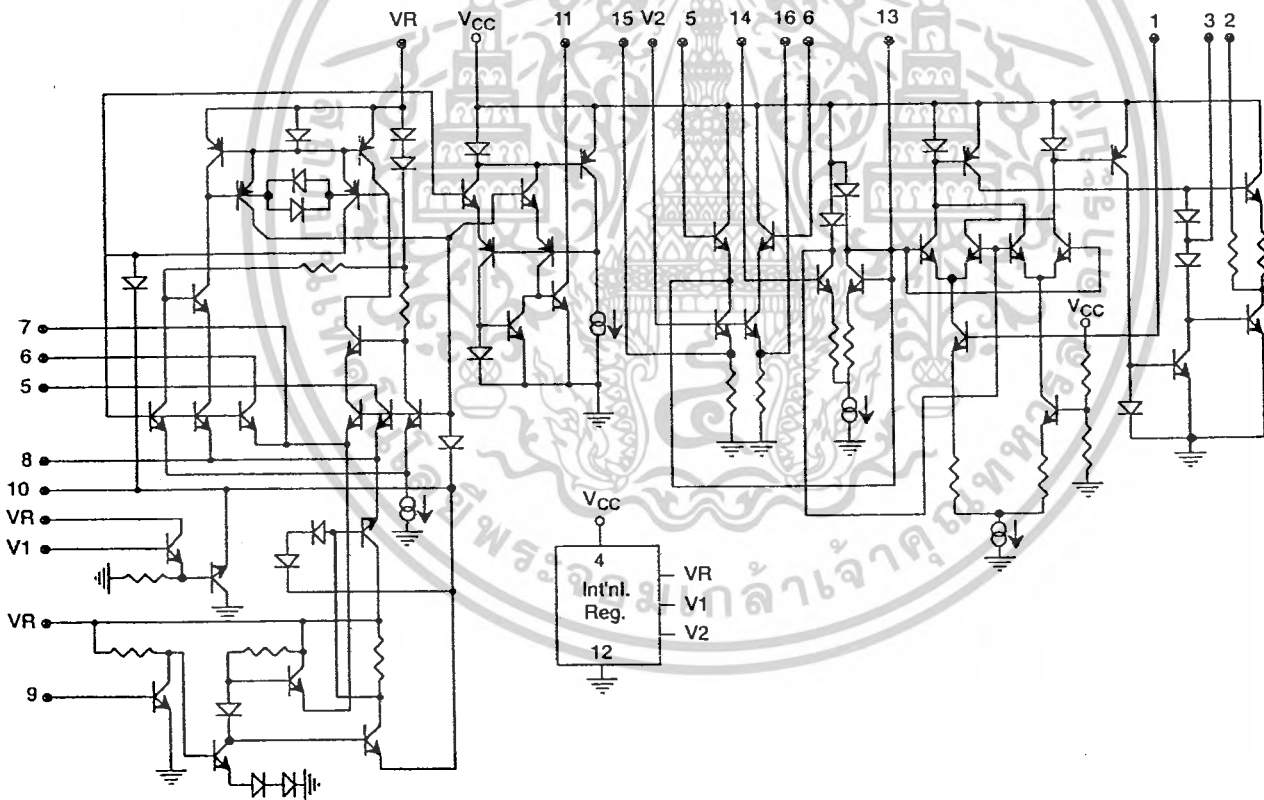
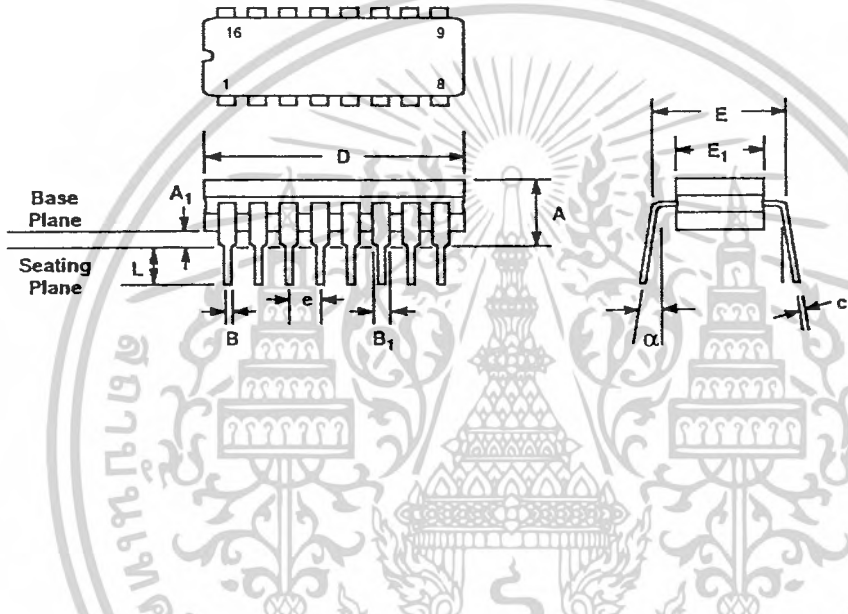


Figure 15. Equivalent Schematic Diagram

16 LEAD CERAMIC DUAL-IN-LINE
(300 MIL CDIP)

Rev. 1.00

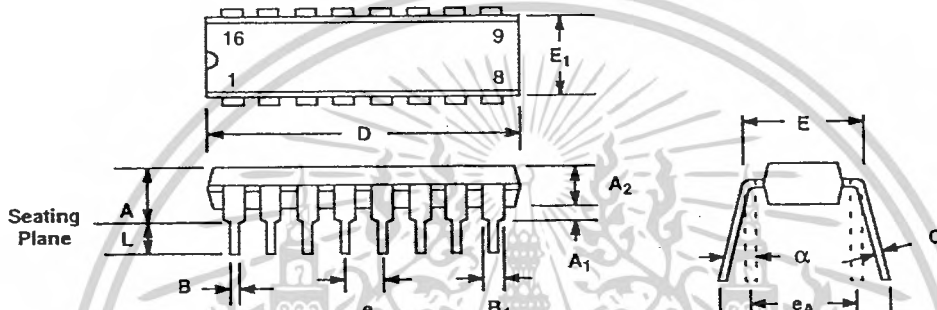


SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.100	0.200	2.54	5.08
A ₁	0.015	0.060	0.38	1.52
B	0.014	0.026	0.36	0.66
B ₁	0.045	0.065	1.14	1.65
c	0.008	0.018	0.20	0.46
D	0.740	0.840	18.80	21.34
E ₁	0.250	0.310	6.35	7.87
E	0.300 BSC		7.62 BSC	
e	0.100 BSC		2.54 BSC	
L	0.125	0.200	3.18	5.08
α	0°	15°	0°	15°

Note: The control dimension is the inch column

16 LEAD PLASTIC DUAL-IN-LINE (300 MIL PDIP)

Rev. 1.00

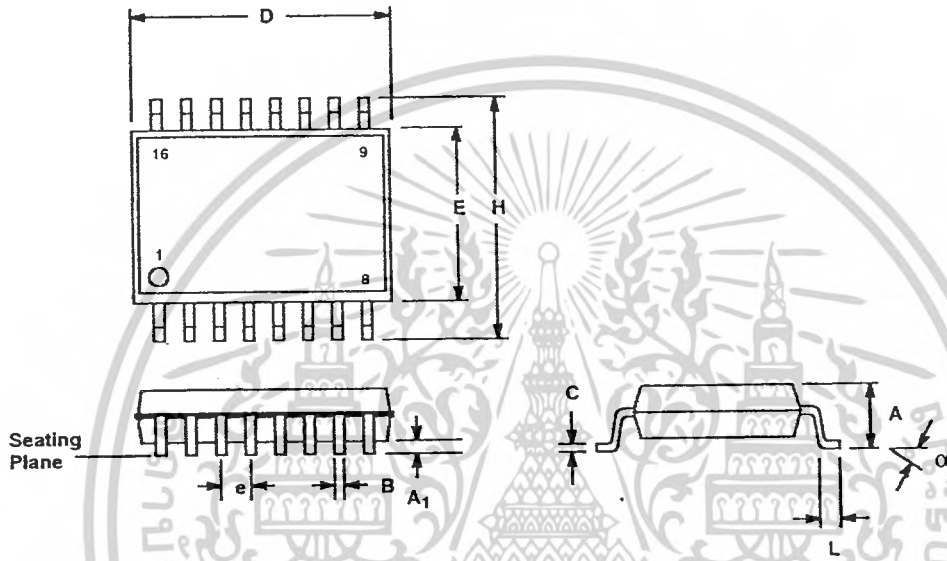


SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.145	0.210	3.68	5.33
A ₁	0.015	0.070	0.38	1.78
A ₂	0.115	0.195	2.92	4.95
B	0.014	0.024	0.36	0.56
B ₁	0.030	0.070	0.76	1.78
C	0.008	0.014	0.20	0.38
D	0.745	0.840	18.92	21.34
E	0.300	0.325	7.62	8.26
E ₁	0.240	0.280	6.10	7.11
e	0.100 BSC		2.54 BSC	
e _A	0.300 BSC		7.62 BSC	
e _B	0.310	0.430	7.87	10.92
L	0.115	0.160	2.92	4.06
α	0°	15°	0°	15°

Note: The control dimension is the inch column

**16 LEAD SMALL OUTLINE
(300 MIL JEDEC SOIC)**

Rev. 1.00



SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.093	0.104	2.35	2.65
A ₁	0.004	0.012	0.10	0.30
B	0.013	0.020	0.33	0.51
C	0.009	0.013	0.23	0.32
D	0.398	0.413	10.10	10.50
E	0.291	0.299	7.40	7.60
e	0.050 BSC		1.27 BSC	
H	0.394	0.419	10.00	10.65
L	0.016	0.050	0.40	1.27
α	0°	8°	0°	8°

Note: The control dimension is the millimeter column

DATA SHEET

For a complete data sheet, please also download:

- The IC06 74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Family Specifications
- The IC06 74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Package Information
- The IC06 74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Package Outlines

74HC/HCT4046A Phase-locked-loop with VCO

Product specification
Supersedes data of September 1993
File under Integrated Circuits, IC06

1997 Nov 25

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

FEATURES

- Low power consumption
- Centre frequency of up to 17 MHz (typ.) at $V_{CC} = 4.5$ V
- Choice of three phase comparators: EXCLUSIVE-OR; edge-triggered JK flip-flop; edge-triggered RS flip-flop
- Excellent VCO frequency linearity
- VCO-inhibit control for ON/OFF keying and for low standby power consumption
- Minimal frequency drift
- Operating power supply voltage range:
VCO section 3.0 to 6.0 V
digital section 2.0 to 6.0 V
- Zero voltage offset due to op-amp buffering
- Output capability: standard
- I_{CC} category: MSI.

GENERAL DESCRIPTION

The 74HC/HCT4046A are high-speed Si-gate CMOS devices and are pin compatible with the "4046" of the "4000B" series. They are specified in compliance with JEDEC standard no. 7A.

The 74HC/HCT4046A are phase-locked-loop circuits that comprise a linear voltage-controlled oscillator (VCO) and three different phase comparators (PC1, PC2 and PC3) with a common signal input amplifier and a common comparator input.

The signal input can be directly coupled to large voltage signals, or indirectly coupled (with a series capacitor) to small voltage signals. A self-bias input circuit keeps small voltage signals within the linear region of the input amplifiers. With a passive low-pass filter, the "4046A" forms a second-order loop PLL. The excellent VCO linearity is achieved by the use of linear op-amp techniques.

The VCO requires one external capacitor C1 (between C1A and C1B) and one external resistor R1 (between R1 and GND) or two external resistors R1 and R2 (between R1 and GND, and R2 and GND). Resistor R1 and capacitor C1 determine the frequency range of the VCO. Resistor R2 enables the VCO to have a frequency offset if required.

The high input impedance of the VCO simplifies the design of low-pass filters by giving the designer a wide choice of resistor/capacitor ranges. In order not to load the low-pass filter, a demodulator output of the VCO input voltage is

provided at pin 10 (DEM_{OUT}). In contrast to conventional techniques where the DEM_{OUT} voltage is one threshold voltage lower than the VCO input voltage, here the DEM_{OUT} voltage equals that of the VCO input. If DEM_{OUT} is used, a load resistor (R_S) should be connected from DEM_{OUT} to GND; if unused, DEM_{OUT} should be left open. The VCO output (VCO_{OUT}) can be connected directly to the comparator input (COMP_{IN}), or connected via a frequency-divider. The VCO output signal has a duty factor of 50% (maximum expected deviation 1%), if the VCO input is held at a constant DC level. A LOW level at the inhibit input (INH) enables the VCO and demodulator, while a HIGH level turns both off to minimize standby power consumption.

The only difference between the HC and HCT versions is the input level specification of the INH input. This input disables the VCO section. The sections of the comparator are identical, so that there is no difference in the SIG_{IN} (pin 14) or COMP_{IN} (pin 3) inputs between the HC and HCT versions.

Phase comparators

The signal input (SIG_{IN}) can be directly coupled to the self-biasing amplifier at pin 14, provided that the signal swing is between the standard HC family input logic levels. Capacitive coupling is required for signals with smaller swings.

Phase comparator 1 (PC1)

This is an EXCLUSIVE-OR network. The signal and comparator input frequencies (f_i) must have a 50% duty factor to obtain the maximum locking range. The transfer characteristic of PC1, assuming ripple ($f_r = 2f_i$) is

$$\text{suppressed, is: } V_{\text{DEMOUT}} = \frac{V_{CC}}{\pi} (\phi_{\text{SIGIN}} - \phi_{\text{COMPIN}})$$

where V_{DEMOUT} is the demodulator output at pin 10;
 $V_{\text{DEMOUT}} = V_{\text{PC1OUT}}$ (via low-pass filter).

The phase comparator gain is: $K_p = \frac{V_{CC}}{\pi} (V/r)$.

The average output voltage from PC1, fed to the VCO input via the low-pass filter and seen at the demodulator output at pin 10 (V_{DEMOUT}), is the resultant of the phase differences of signals (SIG_{IN}) and the comparator input (COMP_{IN}) as shown in Fig.6. The average of V_{DEMOUT} is equal to $\frac{1}{2}V_{CC}$ when there is no signal or noise at SIG_{IN} and with this input the VCO oscillates at the centre frequency (f_0). Typical waveforms for the PC1 loop locked at f_0 are shown in Fig.7.

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

The frequency capture range ($2f_c$) is defined as the frequency range of input signals on which the PLL will lock if it was initially out-of-lock. The frequency lock range ($2f_l$) is defined as the frequency range of input signals on which the loop will stay locked if it was initially in lock. The capture range is smaller or equal to the lock range.

With PC1, the capture range depends on the low-pass filter characteristics and can be made as large as the lock range.

This configuration retains lock even with very noisy input signals. Typical behaviour of this type of phase comparator is that it can lock to input frequencies close to the harmonics of the VCO centre frequency.

Phase comparator 2 (PC2)

This is a positive edge-triggered phase and frequency detector. When the PLL is using this comparator, the loop is controlled by positive signal transitions and the duty factors of SIG_{IN} and $COMP_{IN}$ are not important. PC2 comprises two D-type flip-flops, control-gating and a 3-state output stage. The circuit functions as an up-down counter (Fig.5) where SIG_{IN} causes an up-count and $COMP_{IN}$ a down-count. The transfer function of PC2, assuming ripple ($f_r = f_i$) is suppressed,

$$\text{is: } V_{DEMOUT} = \frac{V_{CC}}{4\pi} (\phi_{SIGIN} - \phi_{COMPIN})$$

where V_{DEMOUT} is the demodulator output at pin 10;
 $V_{DEMOUT} = V_{PC2OUT}$ (via low-pass filter).

$$\text{The phase comparator gain is: } K_p = \frac{V_{CC}}{4\pi} (V/r).$$

V_{DEMOUT} is the resultant of the initial phase differences of SIG_{IN} and $COMP_{IN}$ as shown in Fig.8. Typical waveforms for the PC2 loop locked at f_o are shown in Fig.9.

When the frequencies of SIG_{IN} and $COMP_{IN}$ are equal but the phase of SIG_{IN} leads that of $COMP_{IN}$, the p-type output driver at PC2OUT is held "ON" for a time corresponding to the phase difference (ϕ_{DEMOUT}). When the phase of SIG_{IN} lags that of $COMP_{IN}$, the n-type driver is held "ON".

When the frequency of SIG_{IN} is higher than that of $COMP_{IN}$, the p-type output driver is held "ON" for most of the input signal cycle time, and for the remainder of the cycle both n and p-type drivers are "OFF" (3-state). If the SIG_{IN} frequency is lower than the $COMP_{IN}$ frequency, then it is the n-type driver that is held "ON" for most of the cycle. Subsequently, the voltage at the capacitor (C2) of the low-pass filter connected to PC2OUT varies until the signal

and comparator inputs are equal in both phase and frequency. At this stable point the voltage on C2 remains constant as the PC2 output is in 3-state and the VCO input at pin 9 is a high impedance. Also in this condition, the signal at the phase comparator pulse output (PCPOUT) is a HIGH level and so can be used for indicating a locked condition.

Thus, for PC2, no phase difference exists between SIG_{IN} and $COMP_{IN}$ over the full frequency range of the VCO. Moreover, the power dissipation due to the low-pass filter is reduced because both p and n-type drivers are "OFF" for most of the signal input cycle. It should be noted that the PLL lock range for this type of phase comparator is equal to the capture range and is independent of the low-pass filter. With no signal present at SIG_{IN} the VCO adjusts, via PC2, to its lowest frequency.

Phase comparator 3 (PC3)

This is a positive edge-triggered sequential phase detector using an RS-type flip-flop. When the PLL is using this comparator, the loop is controlled by positive signal transitions and the duty factors of SIG_{IN} and $COMP_{IN}$ are not important. The transfer characteristic of PC3, assuming ripple ($f_r = f_i$) is suppressed,

$$\text{is: } V_{DEMOUT} = \frac{V_{CC}}{2\pi} (\phi_{SIGIN} - \phi_{COMPIN})$$

where V_{DEMOUT} is the demodulator output at pin 10;
 $V_{DEMOUT} = V_{PC3OUT}$ (via low-pass filter).

$$\text{The phase comparator gain is: } K_p = \frac{V_{CC}}{2\pi} (V/r).$$

The average output from PC3, fed to the VCO via the low-pass filter and seen at the demodulator output at pin 10 (V_{DEMOUT}), is the resultant of the phase differences of SIG_{IN} and $COMP_{IN}$ as shown in Fig.10. Typical waveforms for the PC3 loop locked at f_o are shown in Fig.11.

The phase-to-output response characteristic of PC3 (Fig.10) differs from that of PC2 in that the phase angle between SIG_{IN} and $COMP_{IN}$ varies between 0° and 360° and is 180° at the centre frequency. Also PC3 gives a greater voltage swing than PC2 for input phase differences but as a consequence the ripple content of the VCO input signal is higher. The PLL lock range for this type of phase comparator and the capture range are dependent on the low-pass filter. With no signal present at SIG_{IN} the VCO adjusts, via PC3, to its lowest frequency.

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

QUICK REFERENCE DATA

GND = 0 V; T_{amb} = 25 °C

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYPICAL		UNIT
			HC	HCT	
f _o	VCO centre frequency	C1 = 40 pF; R1 = 3 kΩ; V _{CC} = 5 V	19	19	MHz
C ₁	input capacitance (pin 5)		3.5	3.5	pF
C _{PD}	power dissipation capacitance per package	notes 1 and 2	24	24	pF

Notes

- C_{PD} is used to determine the dynamic power dissipation (P_D in μW):
 $P_D = C_{PD} \times V_{CC}^2 \times f_i + \sum (C_L \times V_{CC}^2 \times f_o)$ where:
 f_i = input frequency in MHz.
 f_o = output frequency in MHz.
 C_L = output load capacitance in pF.
 V_{CC} = supply voltage in V.
 $\sum (C_L \times V_{CC}^2 \times f_o)$ = sum of outputs.
- Applies to the phase comparator section only (VCO disabled). For power dissipation of the VCO and demodulator sections see Figs 22, 23 and 24.

ORDERING INFORMATION

See "74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Package Information".

APPLICATIONS

- FM modulation and demodulation
- Frequency synthesis and multiplication
- Frequency discrimination
- Tone decoding
- Data synchronization and conditioning
- Voltage-to-frequency conversion
- Motor-speed control.

PACKAGE OUTLINES

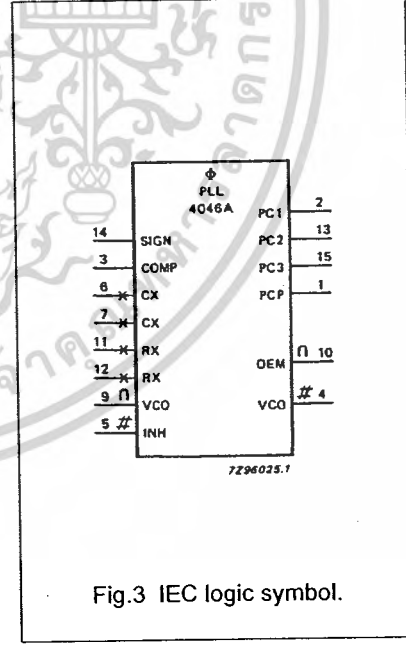
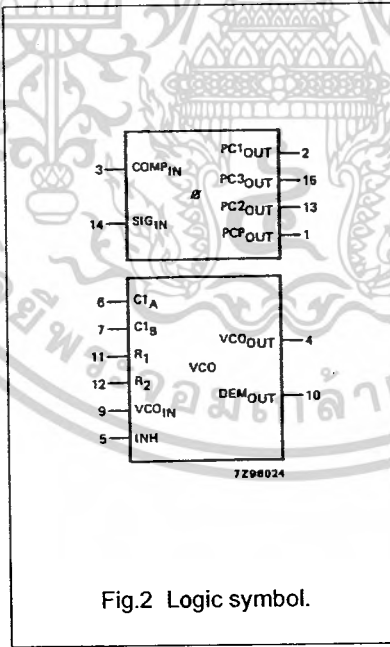
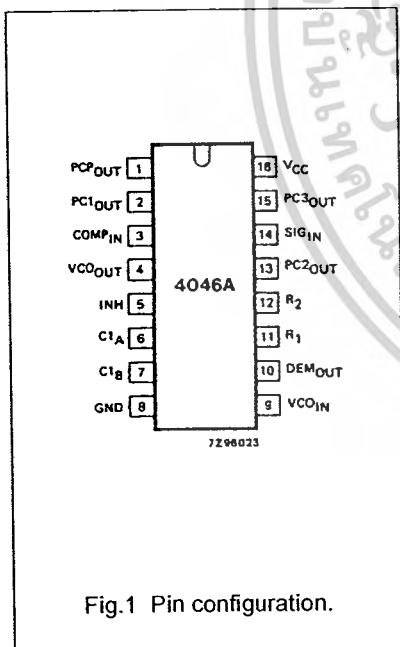
See "74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Package Outlines".

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

PIN DESCRIPTION

PIN NO.	SYMBOL	NAME AND FUNCTION
1	PCP _{OUT}	phase comparator pulse output
2	PC1 _{OUT}	phase comparator 1 output
3	COMP _{IN}	comparator input
4	VCO _{OUT}	VCO output
5	INH	inhibit input
6	C1 _A	capacitor C1 connection A
7	C1 _B	capacitor C1 connection B
8	GND	ground (0 V)
9	VCO _{IN}	VCO input
10	DEM _{OUT}	demodulator output
11	R ₁	resistor R1 connection
12	R ₂	resistor R2 connection
13	PC2 _{OUT}	phase comparator 2 output
14	SIG _{IN}	signal input
15	PC3 _{OUT}	phase comparator 3 output
16	VCC	positive supply voltage



Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

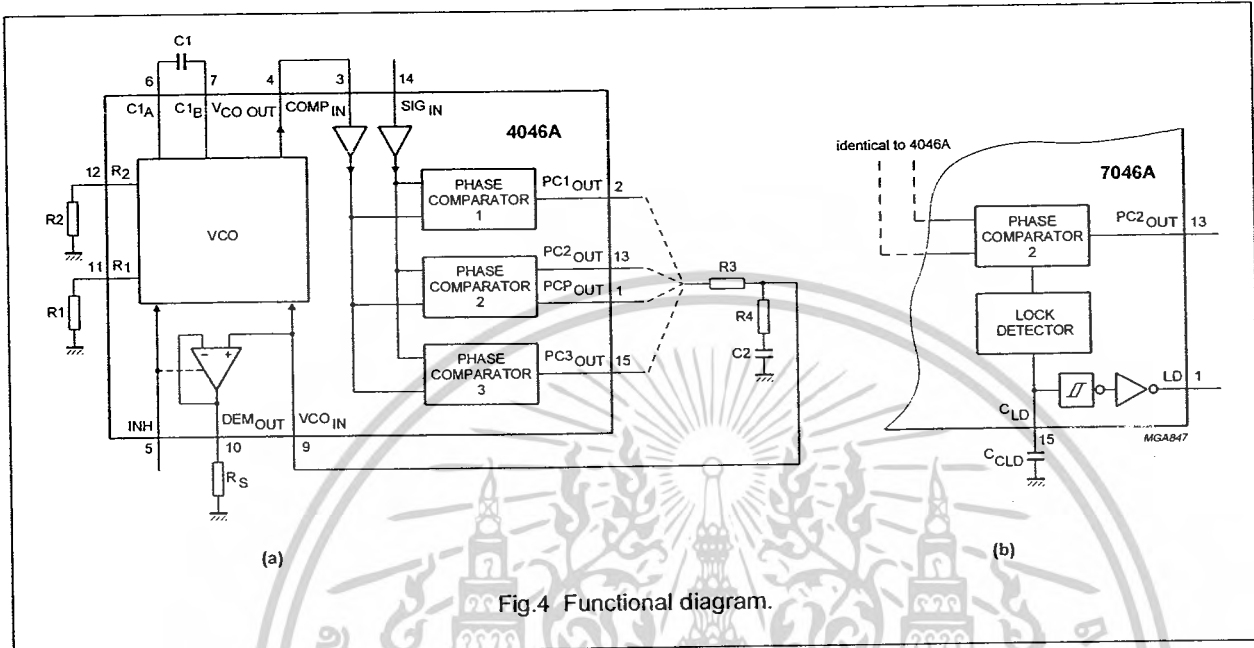


Fig.4 Functional diagram.

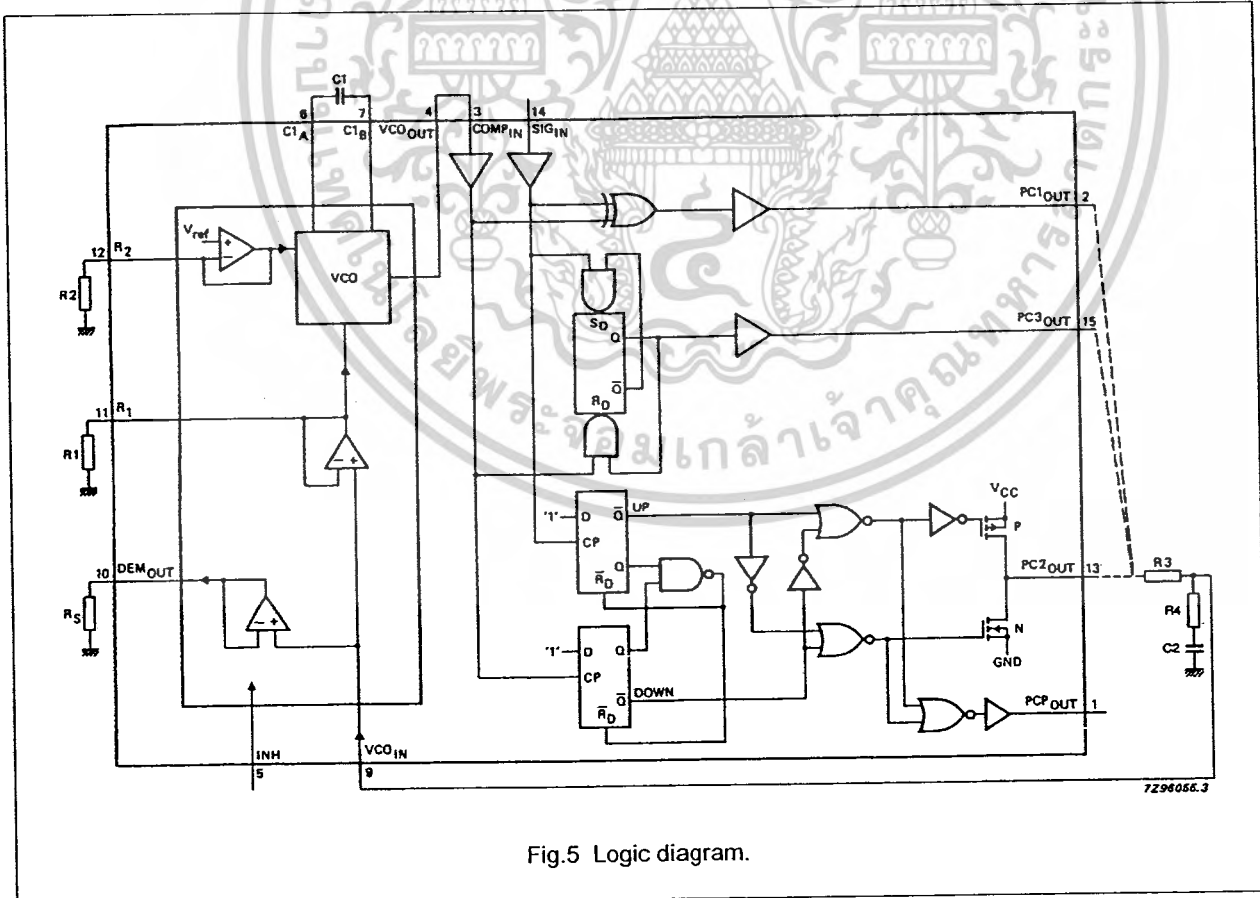
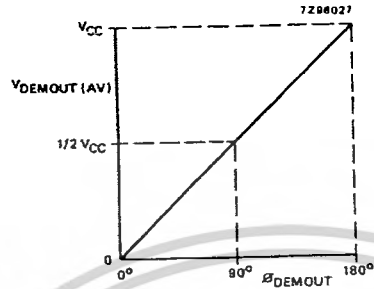


Fig.5 Logic diagram.

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A



$$V_{DEMOUT} = V_{PC2OUT} = \frac{V_{CC}}{\pi} (\phi_{SIGIN} - \phi_{COMPIN})$$

$$\phi_{DEMOUT} = (\phi_{SIGIN} - \phi_{COMPIN})$$

Fig.6 Phase comparator 1: average output voltage versus input phase difference.

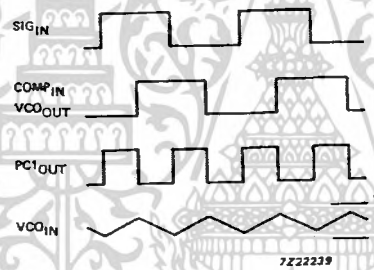
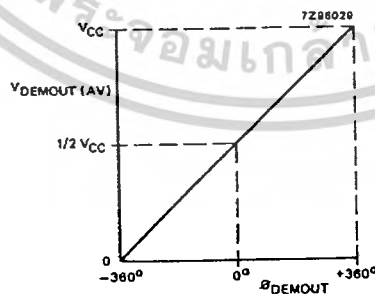


Fig.7 Typical waveforms for PLL using phase comparator 1, loop locked at f_0 .



$$V_{DEMOUT} = V_{PC2OUT} = \frac{V_{CC}}{4\pi} (\phi_{SIGIN} - \phi_{COMPIN})$$

$$\phi_{DEMOUT} = (\phi_{SIGIN} - \phi_{COMPIN})$$

Fig.8 Phase comparator 2: average output voltage versus input phase difference.

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

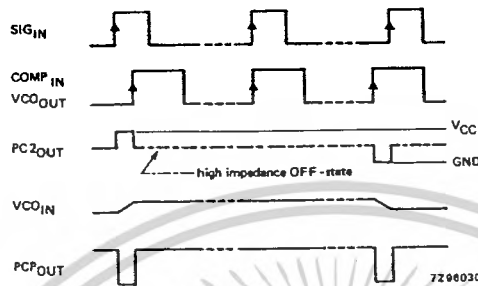
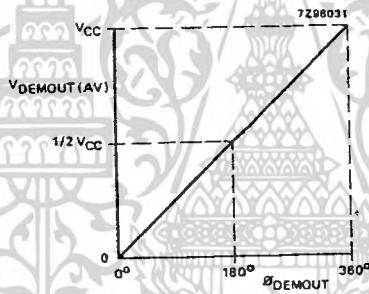


Fig.9 Typical waveforms for PLL using phase comparator 2, loop locked at f_0 .



$$V_{DEMOUT} = V_{PC3OUT} = \frac{V_{CC}}{2\pi} (\phi_{SIGIN} - \phi_{COMPIN})$$

$$\phi_{DEMOUT} = (\phi_{SIGIN} - \phi_{COMPIN})$$

Fig.10 Phase comparator 3: average output voltage versus input phase difference:

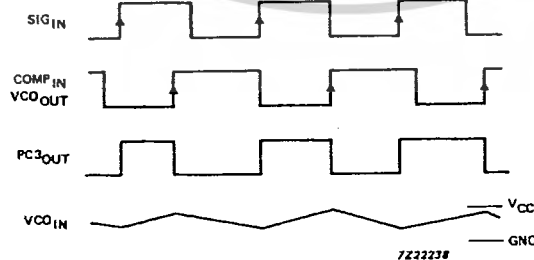


Fig.11 Typical waveforms for PLL using phase comparator 3, loop locked at f_0 .

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS FOR 74HC/HCT

SYMBOL	PARAMETER	74HC			74HCT			UNIT	CONDITIONS
		min.	typ.	max.	min.	typ.	max.		
V_{CC}	DC supply voltage	3.0	5.0	6.0	4.5	5.0	5.5	V	
V_{CC}	DC supply voltage if VCO section is not used	2.0	5.0	6.0	4.5	5.0	5.5	V	
V_I	DC input voltage range	0		V_{CC}	0		V_{CC}	V	
V_O	DC output voltage range	0		V_{CC}	0		V_{CC}	V	
T_{amb}	operating ambient temperature range	-40		+85	-40		+85	°C	see DC and AC CHARACTERISTICS
T_{amb}	operating ambient temperature range	-40		+125	-40		+125	°C	
t_r, t_f	input rise and fall times (pin 5)		6.0	1000	6.0	500	ns	$V_{CC} = 2.0 V$	
			6.0	500	6.0	500	ns	$V_{CC} = 4.5 V$	
			6.0	400	6.0	500	ns	$V_{CC} = 6.0 V$	

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Voltages are referenced to GND (ground = 0 V)

SYMBOL	PARAMETER	MIN.	MAX.	UNIT	CONDITIONS
V_{CC}	DC supply voltage	-0.5	+7	V	
$\pm I_{IK}$	DC input diode current		20	mA	for $V_I < -0.5 V$ or $V_I > V_{CC} + 0.5 V$
$\pm I_{OK}$	DC output diode current		20	mA	for $V_O < -0.5 V$ or $V_O > V_{CC} + 0.5 V$
$\pm I_O$	DC output source or sink current		25	mA	for $-0.5 V < V_O < V_{CC} + 0.5 V$
$\pm I_{CC}; \pm I_{GND}$	DC V_{CC} or GND current		50	mA	
T_{stg}	storage temperature range	-65	+150	°C	
P_{tot}	power dissipation per package				for temperature range: -40 to +125 °C 74HC/HCT
	plastic DIL		750	mW	above +70 °C: derate linearly with 12 mW/K
	plastic mini-pack (SO)		500	mW	above +70 °C: derate linearly with 8 mW/K

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

DC CHARACTERISTICS FOR 74HC

Quiescent supply current

Voltages are referenced to GND (ground = 0 V)

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)						UNIT	TEST CONDITIONS		
		74HC							V _{CC} (V)	OTHER	
		+25			-40 to +85		-40 to +125				
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.				max.
I _{CC}	quiescent supply current (VCO disabled)			8.0		80.0		160.0	μA	6.0	pins 3, 5, and 14 at V _{CC} ; pin 9 at GND; I _I at pins 3 and 14 to be excluded

Phase comparator section

Voltages are referenced to GND (ground = 0 V)

SYM-BOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)						UNIT	TEST CONDITIONS			
		74HC							V _{CC} (V)	V _I	OTHER	
		+25			-40 to +85		-40 to +125					
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.					max.
V _{IH}	DC coupled HIGH level input voltage SIG _{IN} , COMP _{IN}	1.5	1.2		1.5		1.5		V	2.0		
		3.15	2.4		3.15		3.15			4.5		
		4.2	3.2		4.2		4.2			6.0		
V _{IL}	DC coupled LOW level input voltage SIG _{IN} , COMP _{IN}		0.8	0.5		0.5		0.5	V	2.0		
			2.1	1.35		1.35		1.35		4.5		
			2.8	1.8		1.8		1.8		6.0		
V _{OH}	HIGH level output voltage PCP _{OUT} , PC _{nOUT}	1.9	2.0		1.9		1.9		V	2.0	V _{IH}	-I _O = 20 μA
		4.4	4.5		4.4		4.4			4.5	or	-I _O = 20 μA
		5.9	6.0		5.9		5.9			6.0	V _{IL}	-I _O = 20 μA
V _{OH}	HIGH level output voltage PCP _{OUT} , PC _{nOUT}	3.98	4.32		3.84		3.7		V	4.5	V _{IH}	-I _O = 4.0 mA
		5.48	5.81		5.34		5.2			6.0	or	-I _O = 5.2 mA
V _{OL}	LOW level output voltage PCP _{OUT} , PC _{nOUT}		0	0.1		0.1		0.1	V	2.0	V _{IH}	I _O = 20 μA
			0	0.1		0.1		0.1		4.5	or	I _O = 20 μA
			0	0.1		0.1		0.1		6.0	V _{IL}	I _O = 20 μA
V _{OL}	LOW level output voltage PCP _{OUT} , PC _{nOUT}		0.15	0.26		0.33		0.4	V	4.5	V _{IH}	I _O = 4.0 mA
			0.16	0.26		0.33		0.4		6.0	or	I _O = 5.2 mA
±I _I	input leakage current SIG _{IN} , COMP _{IN}			3.0		4.0		5.0	μA	2.0	V _{CC}	
				7.0		9.0		11.0		3.0	or	
				18.0		23.0		27.0		4.5	GND	
				30.0		38.0		45.0		6.0		
±I _{OZ}	3-state OFF-state current PC2 _{OUT}			0.5		5.0		10.0	μA	6.0	V _{IH}	V _O = V _{CC} or
											or	GND
											V _{IL}	

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

SYM-BOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)						UNIT	TEST CONDITIONS			
		74HC							V _{CC} (V)	V _I	OTHER	
		+25			-40 to +85		-40 to +125					
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.					max.
R _I	input resistance SIG _{IN} , COMP _{IN}		800 250 150					kΩ kΩ kΩ	3.0 4.5 6.0	V _I at self-bias operating point; ΔV _I = 0.5 V; see Figs 12, 13 and 14		

VCO section

Voltages are referenced to GND (ground = 0 V)

SYM-BOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)						UNIT	TEST CONDITIONS			
		74HC							V _{CC} (V)	V _I	OTHER	
		+25			-40 to +85		-40 to +125					
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.					max.
V _{IH}	HIGH level input voltage INH	2.1 3.15 4.2	1.7 2.4 3.2		2.1 3.15 4.2		2.1 3.15 4.2	V	3.0 4.5 6.0			
V _{IL}	LOW level input voltage INH		1.3 2.1 2.8	0.9 1.35 1.8		0.9 1.35 1.8	0.9 1.35 1.8	V	3.0 4.5 6.0			
V _{OH}	HIGH level output voltage VCO _{OUT}	2.9 4.4 5.9	3.0 4.5 6.0		2.9 4.4 5.9		2.9 4.4 5.9	V	3.0 4.5 6.0	V _{IH} or V _{IL} -I _O = 20 μA -I _O = 20 μA -I _O = 20 μA		
V _{OH}	HIGH level output voltage VCO _{OUT}	3.98 5.48	4.32 5.81		3.84 5.34		3.7 5.2	V	4.5 6.0	V _{IH} or V _{IL} -I _O = 4.0 mA -I _O = 5.2 mA		
V _{OL}	LOW level output voltage VCO _{OUT}		0 0 0	0.1 0.1 0.1		0.1 0.1 0.1	0.1 0.1 0.1	V	3.0 4.5 6.0	V _{IH} or V _{IL} I _O = 20 μA I _O = 20 μA I _O = 20 μA		
V _{OL}	LOW level output voltage VCO _{OUT}		0.15 0.16	0.26 0.26		0.33 0.33	0.4 0.4	V	4.5 6.0	V _{IH} or V _{IL} I _O = 4.0 mA I _O = 5.2 mA		
V _{OL}	LOW level output voltage C1 _A , C1 _B			0.40 0.40		0.47 0.47	0.54 0.54	V	4.5 6.0	V _{IH} or V _{IL} I _O = 4.0 mA I _O = 5.2 mA		
±I _I	input leakage current INH, VCO _{IN}			0.1		1.0	1.0	μA	6.0	V _{CC} or GND		
R1	resistor range	3.0 3.0 3.0		300 300 300				kΩ	3.0 4.5 6.0	note 1		

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

SYM-BOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)						UNIT	TEST CONDITIONS			
		74HC							V _{CC} (V)	V _I	OTHER	
		+25			-40 to +85		-40 to +125					
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.					max.
R ₂	resistor range	3.0		300				kΩ	3.0		note 1	
		3.0		300					4.5			
		3.0		300					6.0			
C1	capacitor range	40		no limit				pF	3.0			
		40							4.5			
		40							6.0			
V _{VCOIN}	operating voltage range at V _{VCOIN}	1.1		1.9				V	3.0		over the range specified for R1; for linearity see Figs 20 and 21	
		1.1		3.4					4.5			
		1.1		4.9					6.0			

Note

1. The parallel value of R1 and R2 should be more than 2.7 kΩ. Optimum performance is achieved when R1 and/ or R2 are/is > 10 kΩ.

Demodulator section

Voltages are referenced to GND (ground = 0 V)

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)						UNIT	TEST CONDITIONS		
		74HC							V _{CC} V	OTHER	
		+25			-40 to +85		-40 to +125				
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.				max.
R _S	resistor range	50		300				kΩ	3.0	at R _S > 300 kΩ the leakage current can influence V _{DEMOUT}	
		50		300					4.5		
		50		300					6.0		
V _{OFF}	offset voltage V _{VCOIN} to V _{DEMOUT}		±30					mV	3.0	V _I = V _{VCOIN} = 1/2 V _{CC} ; values taken over R _S range; see Fig.15	
			±20						4.5		
			±10						6.0		
R _D	dynamic output resistance at DEM _{OUT}		25					Ω	3.0	V _{DEMOUT} = 1/2 V _{CC}	
			25						4.5		
			25						6.0		

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

AC CHARACTERISTICS FOR 74HC

Phase comparator section

GND = 0 V; $t_r = t_f = 6$ ns; $C_L = 50$ pF

SYMBOL	PARAMETER	T_{amb} (°C)						UNIT	TEST CONDITIONS		
		74HC							V_{CC} (V)	OTHER	
		+25			-40 to +85		-40 to +125				
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.				max.
$t_{PHL}/$ t_{PLH}	propagation delay SIG _{IN} , COMP _{IN} to PC1 _{OUT}	63	200		250		300	ns	2.0	Fig.16	
		23	40		50		60		4.5		
		18	34		43		51		6.0		
$t_{PHL}/$ t_{PLH}	propagation delay SIG _{IN} , COMP _{IN} to PC2 _{OUT}	96	340		425		510	ns	2.0	Fig.16	
		35	68		85		102		4.5		
		28	58		72		87		6.0		
$t_{PHL}/$ t_{PLH}	propagation delay SIG _{IN} , COMP _{IN} to PC3 _{OUT}	77	270		340		405	ns	2.0	Fig.16	
		28	54		68		81		4.5		
		22	46		58		69		6.0		
$t_{PZH}/$ t_{PZL}	3-state output enable time SIG _{IN} , COMP _{IN} to PC2 _{OUT}	83	280		350		420	ns	2.0	Fig.17	
		30	56		70		84		4.5		
		24	48		60		71		6.0		
$t_{PHZ}/$ t_{PLZ}	3-state output disable time SIG _{IN} , COMP _{IN} to PC2 _{OUT}	99	325		405		490	ns	2.0	Fig.17	
		36	65		81		98		4.5		
		29	55		69		83		6.0		
$t_{THL}/$ t_{TLH}	output transition time	19	75		95		110	ns	2.0	Fig.16	
		7	15		19		22		4.5		
		6	13		16		19		6.0		
$V_{I(p-p)}$	AC coupled input sensitivity (peak-to-peak value) at SIG _{IN} or COMP _{IN}	9						mV	2.0	$f_i = 1$ MHz	
		11							3.0		
		15							4.5		
		33							6.0		

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

VCO section

GND = 0 V; $t_r = t_f = 6 \text{ ns}$; $C_L = 50 \text{ pF}$

SYMBOL	PARAMETER	$T_{amb} \text{ (}^\circ\text{C)}$						UNIT	TEST CONDITIONS		
		74HC							$V_{CC} \text{ (V)}$	OTHER	
		+25			-40 to +85		-40 to +125				
		min.	typ.	max.	typ.	max.	min.				max.
$\Delta f/T$	frequency stability with temperature change				0.20				%/K	3.0 4.5 6.0	$V_I = V_{VCOIN} = 1/2 V_{CC}$; $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$; $R_2 = \infty$; $C_1 = 100 \text{ pF}$; see Fig. 18
f_o	VCO centre frequency (duty factor = 50%)	7.0 11.0 13.0	10.0 17.0 21.0						MHz	3.0 4.5 6.0	$V_{VCOIN} = 1/2 V_{CC}$; $R_1 = 3 \text{ k}\Omega$; $R_2 = \infty$; $C_1 = 40 \text{ pF}$; see Fig. 19
Δf_{VCO}	VCO frequency linearity		1.0 0.4 0.3						%	3.0 4.5 6.0	$R_1 = 100 \text{ k}\Omega$; $R_2 = \infty$; $C_1 = 100 \text{ pF}$; see Figs 20 and 21
δ_{VCO}	duty factor at V_{COOUT}		50 50 50						%	3.0 4.5 6.0	

DC CHARACTERISTICS FOR 74HCT

Quiescent supply current

Voltages are referenced to GND (ground = 0 V)

SYMBOL	PARAMETER	$T_{amb} \text{ (}^\circ\text{C)}$						UNIT	TEST CONDITIONS		
		74HCT							$V_{CC} \text{ (V)}$	OTHER	
		+25			-40 to +85		-40 to +125				
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.				max.
I_{CC}	quiescent supply current (VCO disabled)			8.0		80.0		160.0	μA	6.0	pins 3, 5 and 14 at V_{CC} ; pin 9 at GND; I_I at pins 3 and 14 to be excluded
ΔI_{CC}	additional quiescent supply current per input pin for unit load coefficient is 1 (note 1) $V_I = V_{CC} - 2.1 \text{ V}$		100	360		450		490	μA	4.5 to 5.5	pins 3 and 14 at V_{CC} ; pin 9 at GND; I_I at pins 3 and 14 to be excluded

Note

- The value of additional quiescent supply current (ΔI_{CC}) for a unit load of 1 is given above. To determine ΔI_{CC} per input, multiply this value by the unit load coefficient shown in the table below.

INPUT	UNIT LOAD COEFFICIENT
INH	1.00

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

DC CHARACTERISTICS FOR 74HCT

Phase comparator section

Voltages are referenced to GND (ground = 0 V)

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)						UNIT	TEST CONDITIONS			
		74HCT							V _{CC} (V)	V _I	OTHER	
		+25			-40 to +85		-40 to +125					
		min	typ.	max	min	max	min.					max.
V _{IH}	DC coupled HIGH level input voltage SIG _{IN} , COMP _{IN}	3.15	2.4					V	4.5			
V _{IL}	DC coupled LOW level input voltage SIG _{IN} , COMP _{IN}		2.1	1.35				V	4.5			
V _{OH}	HIGH level output voltage PCP _{OUT} , PC _{nOUT}	4.4	4.5		4.4		4.4	V	4.5	V _{IH} or V _{IL}	-I _O = 20 µA	
V _{OH}	HIGH level output voltage PCP _{OUT} , PC _{nOUT}	3.98	4.32		3.84		3.7	V	4.5	V _{IH} or V _{IL}	-I _O = 4.0 mA	
V _{OL}	LOW level output voltage PCP _{OUT} , PC _{nOUT}		0	0.1		0.1	0.1	V	4.5	V _{IH} or V _{IL}	I _O = 20 µA	
V _{OL}	LOW level output voltage PCP _{OUT} , PC _{nOUT}		0.15	0.26		0.33	0.4	V	4.5	V _{IH} or V _{IL}	I _O = 4.0 mA	
±I _I	input leakage current SIG _{IN} , COMP _{IN}			30		38	45	µA	5.5	V _{CC} or GN D		
±I _{OZ}	3-state OFF-state current PC2 _{OUT}			0.5		5.0	10.0	µA	5.5	V _{IH} or V _{IL}	V _O = V _{CC} or GND	
R _I	input resistance SIG _{IN} , COMP _{in}		250					kΩ	4.5	V _I at self-bias operating point; Δ V _I = 0.5 V; see Figs 12, 13 and 14		

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

DC CHARACTERISTICS FOR 74HCT

VCO section

Voltages are referenced to GND (ground = 0 V)

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)							UNIT	TEST CONDITIONS		
		74HCT								V _{CC} (V)	V _I	OTHER
		+25			-40 to +85		-40 to +125					
		min	typ.	max	min	max	min.	max.				
V _{IH}	HIGH level input voltage INH	2.0	1.6		2.0		2.0		V	4.5 to 5.5		
V _{IL}	LOW level input voltage INH		1.2	0.8		0.8		0.8	V	4.5 to 5.5		
V _{OH}	HIGH level output voltage VCO _{OUT}	4.4	4.5		4.4		4.4		V	4.5	V _{IH} or V _{IL}	-I _O = 20 μA
V _{OH}	HIGH level output voltage VCO _{OUT}	3.98	4.32		3.84		3.7		V	4.5	V _{IH} or V _{IL}	-I _O = 4.0 mA
V _{OL}	LOW level output voltage VCO _{OUT}		0	0.1		0.1		0.1	V	4.5	V _{IH} or V _{IL}	I _O = 20 μA
V _{OL}	LOW level output voltage VCO _{OUT}		0.15	0.26		0.33		0.4	V	4.5	V _{IH} or V _{IL}	I _O = 4.0 mA
V _{OL}	LOW level output voltage C1 _A , C1 _B (test purposes only)			0.40		0.47		0.54	V	4.5	V _{IH} or V _{IL}	I _O = 4.0 mA
±I _I	input leakage current INH, VCO _{IN}			0.1		1.0		1.0	μA	5.5	V _{CC} or GND	
R1	resistor range	3.0		300					kΩ	4.5		note 1
R2	resistor range	3.0		300					kΩ	4.5		note 1
C1	capacitor range	40		no limit					pF	4.5		
V _{VCOIN}	operating voltage range at VCO _{IN}	1.1		3.4					V	4.5		over the range specified for R1; for linearity see Figs 20 and 21

Note

- The parallel value of R1 and R2 should be more than 2.7 kΩ. Optimum performance is achieved when R1 and/or R2 are/is > 10 kΩ.

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

DC CHARACTERISTICS FOR 74HCT

Demodulator section

Voltages are referenced to GND (ground = 0 V)

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)						UNIT	TEST CONDITIONS		
		74HCT							V _{CC} (V)	OTHER	
		+25			-40 to +85		-40 to +125				
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.				max.
R _S	resistor range	50		300				kΩ	4.5	at R _S > 300 kΩ the leakage current can influence V _{DEMOUT}	
V _{OFF}	offset voltage VCO _{IN} to V _{DEMOUT}		±20					mV	4.5	V _I = V _{VCOIN} = 1/2 V _{CC} ; values taken over R _S range; see Fig.15	
R _D	dynamic output resistance at DEM _{OUT}		25					Ω	4.5	V _{DEMOUT} = 1/2 V _{CC}	

AC CHARACTERISTICS FOR 74HCT

Phase comparator section

GND = 0 V; t_r = t_f = 6 ns; C_L = 50 pF

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)						UNIT	TEST CONDITIONS		
		74HCT							V _{CC} (V)	OTHER	
		+25			-40 to +85		-40 to +125				
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.				max.
t _{PHL} / t _{PLH}	propagation delay SIG _{IN} , COMP _{IN} to PC1 _{OUT}		23	40		50		60	ns	4.5	Fig.16
t _{PHL} / t _{PLH}	propagation delay SIG _{IN} , COMP _{IN} to PCP _{OUT}		35	68		85		102	ns	4.5	Fig.16
t _{PHL} / t _{PLH}	propagation delay SIG _{IN} , COMP _{IN} to PC3 _{OUT}		28	54		68		81	ns	4.5	Fig.16
t _{PZH} / t _{PZL}	3-state output enable time SIG _{IN} , COMP _{IN} to PC2 _{OUT}		30	56		70		84	ns	4.5	Fig.17

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)						UNIT	TEST CONDITIONS		
		74HCT							V _{CC} (V)	OTHER	
		+25			-40 to +85		-40 to +125				
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.				max.
t _{PHZ} / t _{PLZ}	3-state output disable time SIG _{IN} , COMP _{IN} to PC2 _{OUT}		36	65		81		98	ns	4.5	Fig.17
t _{THL} / t _{TLH}	output transition time		7	15		19		22	ns	4.5	Fig.16
V _{I (P-P)}	AC coupled input sensitivity (peak-to-peak value) at SIG _{IN} or COMP _{IN}		15						mV	4.5	f _i = 1 MHz

VCO section

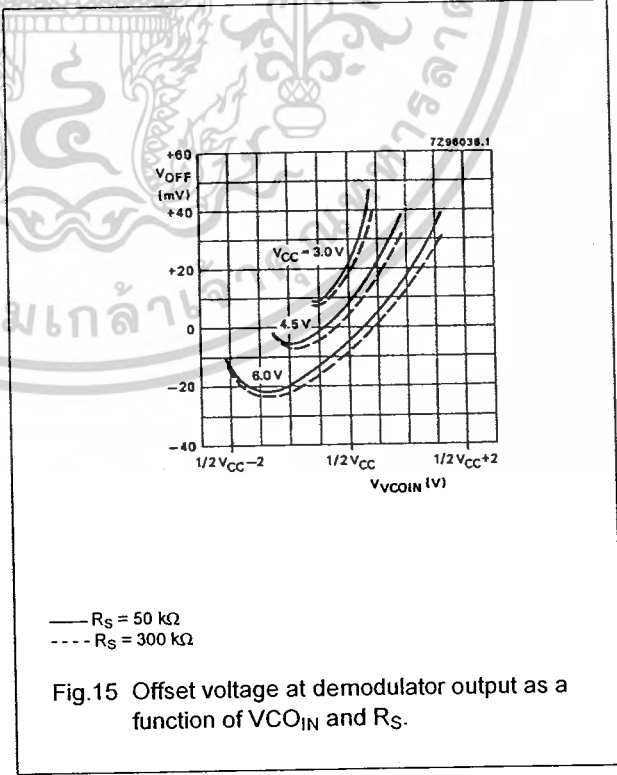
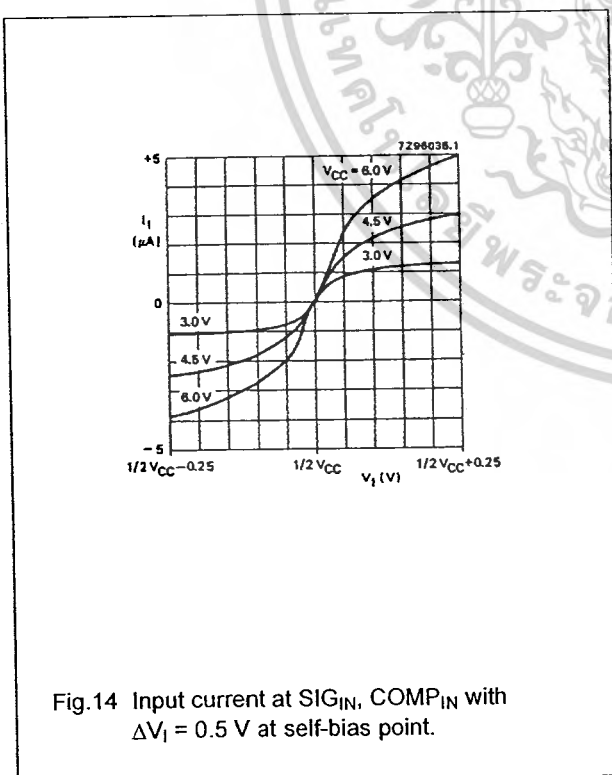
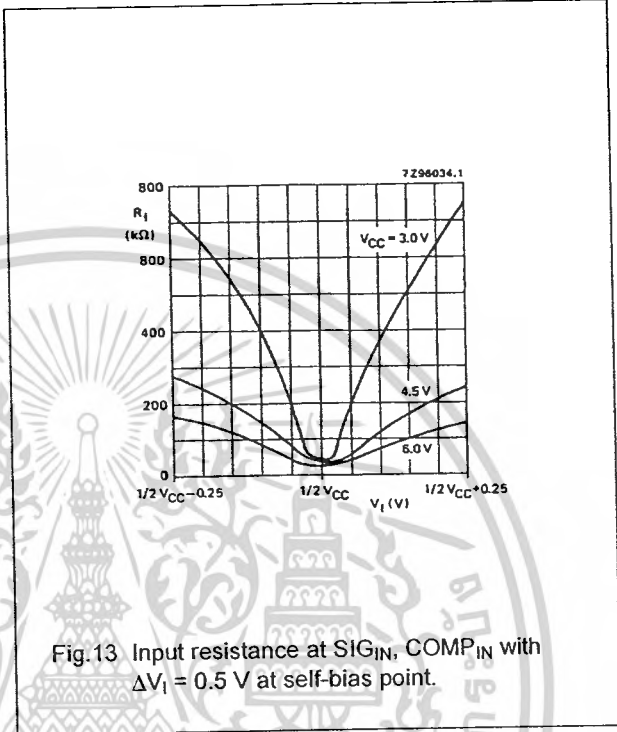
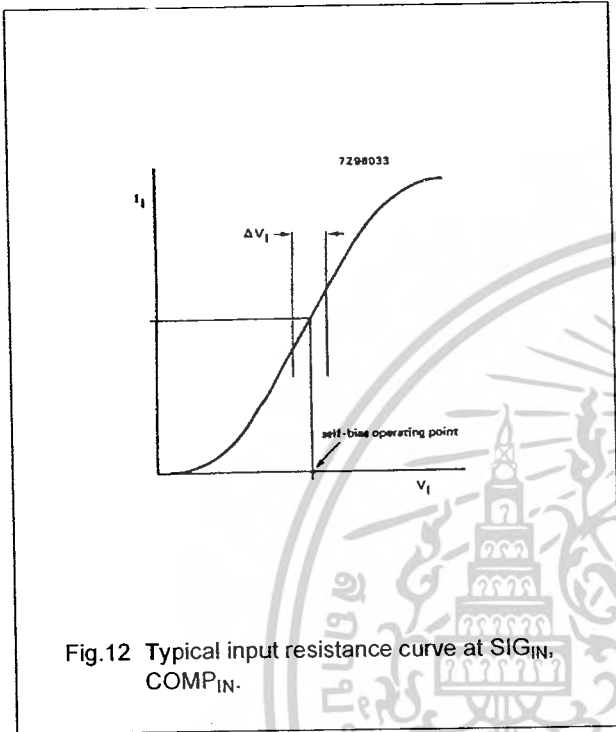
GND = 0 V; t_r = t_f = 6 ns; C_L = 50 pF

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)						UNIT	TEST CONDITIONS		
		74HCT							V _{CC} (V)	OTHER	
		+25			-40 to +85		-40 to +125				
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.				max.
Δf/T	frequency stability with temperature change				0.15				%/K	4.5	V _I = V _{VCOIN} within recommended range; R1 = 100 kΩ; R2 = ∞; C1 = 100 pF; see Fig.18b
f _o	VCO centre frequency (duty factor = 50%)	11.0	17.0						MHz	4.5	V _{VCOIN} = 1/2 V _{CC} ; R1 = 3 kΩ; R2 = ∞; C1 = 40 pF; see Fig.19
Δf _{VCO}	VCO frequency linearity		0.4						%	4.5	R1 = 100 kΩ; R2 = ∞; C1 = 100 pF; see Figs 20 and 21
δ _{VCO}	duty factor at VCO _{OUT}		50						%	4.5	

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

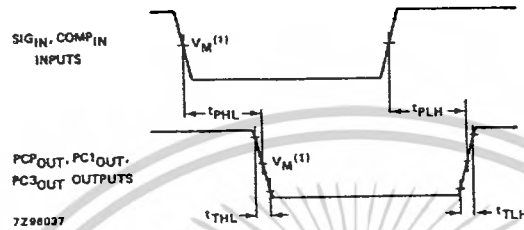
FIGURE REFERENCES FOR DC CHARACTERISTICS



Phase-locked-loop with VCO

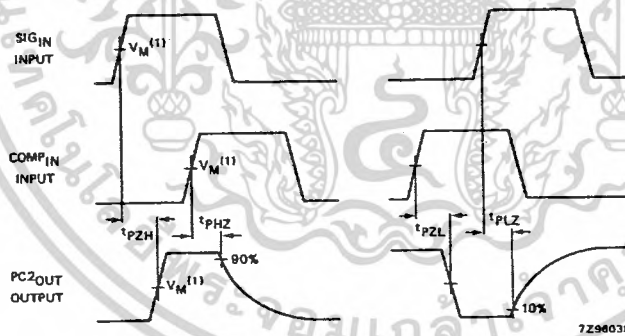
74HC/HCT4046A

AC WAVEFORMS



(1) HC : $V_M = 50\%$; $V_I = \text{GND to } V_{CC}$

Fig.16 Waveforms showing input (SIG_IN, COMP_IN) to output (PC2_OUT, PC1_OUT, PC3_OUT) propagation delays and the output transition times.

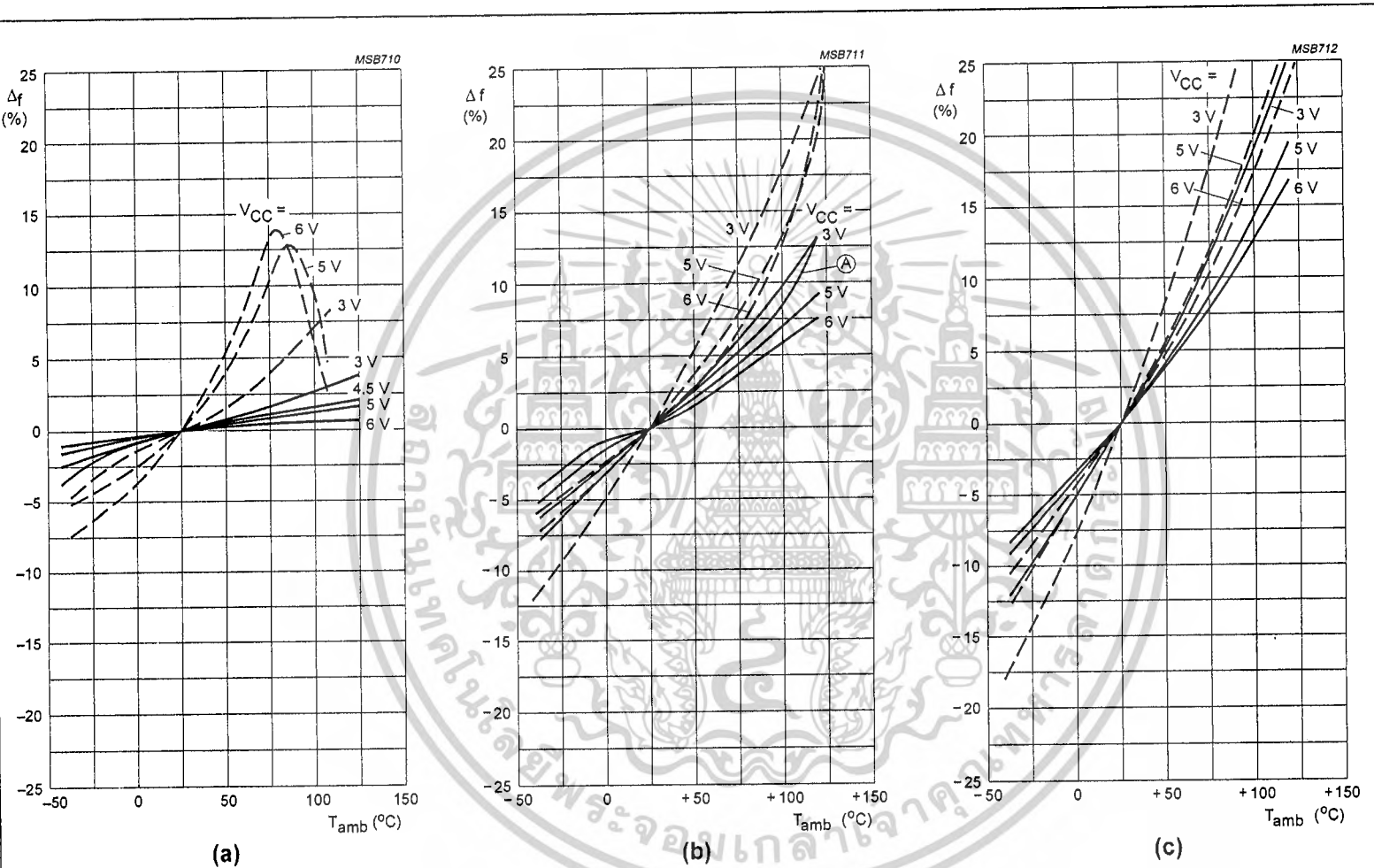


(1) HC : $V_M = 50\%$; $V_I = \text{GND to } V_{CC}$

Fig.17 Waveforms showing the 3-state enable and disable times for PC2_OUT.

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A



To obtain optimum temperature stability, C1 must be as small as possible but larger than 100 pF.

Fig.18 Frequency stability of the VCO as a function of ambient temperature with supply voltage as a parameter.

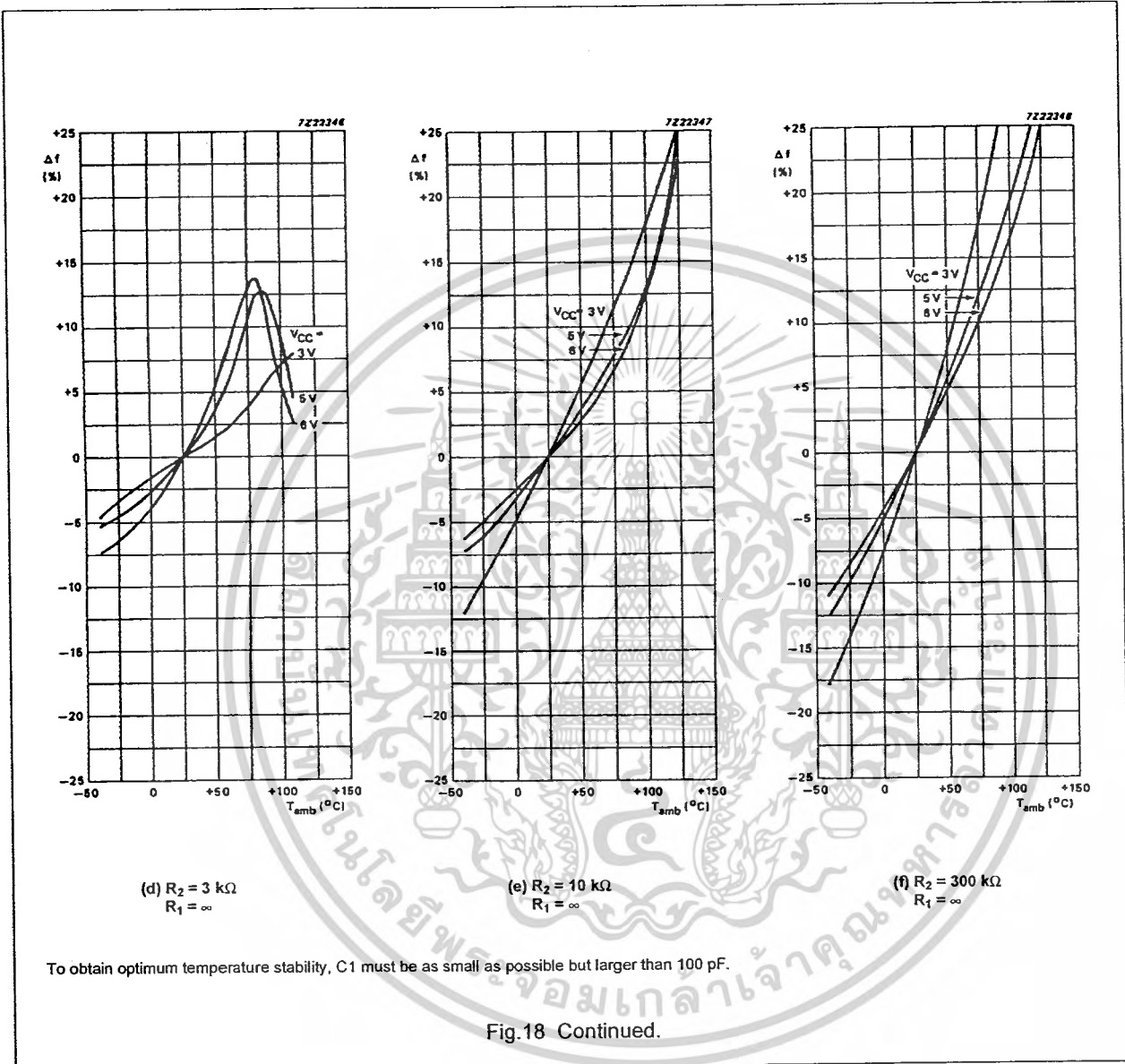
— without offset ($R2 = \infty$): (a) $R1 = 3 \text{ k}\Omega$; (b) $R1 = 10 \text{ k}\Omega$; (c) $R1 = 300 \text{ k}\Omega$.

- - - with offset ($R1 = \infty$): (a) $R2 = 3 \text{ k}\Omega$; (b) $R2 = 10 \text{ k}\Omega$; (c) $R2 = 300 \text{ k}\Omega$.

In (b), the frequency stability for $R1 = R2 = 10 \text{ k}\Omega$ at 5 V is also given (curve A). This curve is set by the total VCO bias current, and is not simply the addition of the two 10 kΩ stability curves. $C1 = 100 \text{ pF}$; $V_{VCO IN} = 0.5 V_{CC}$.

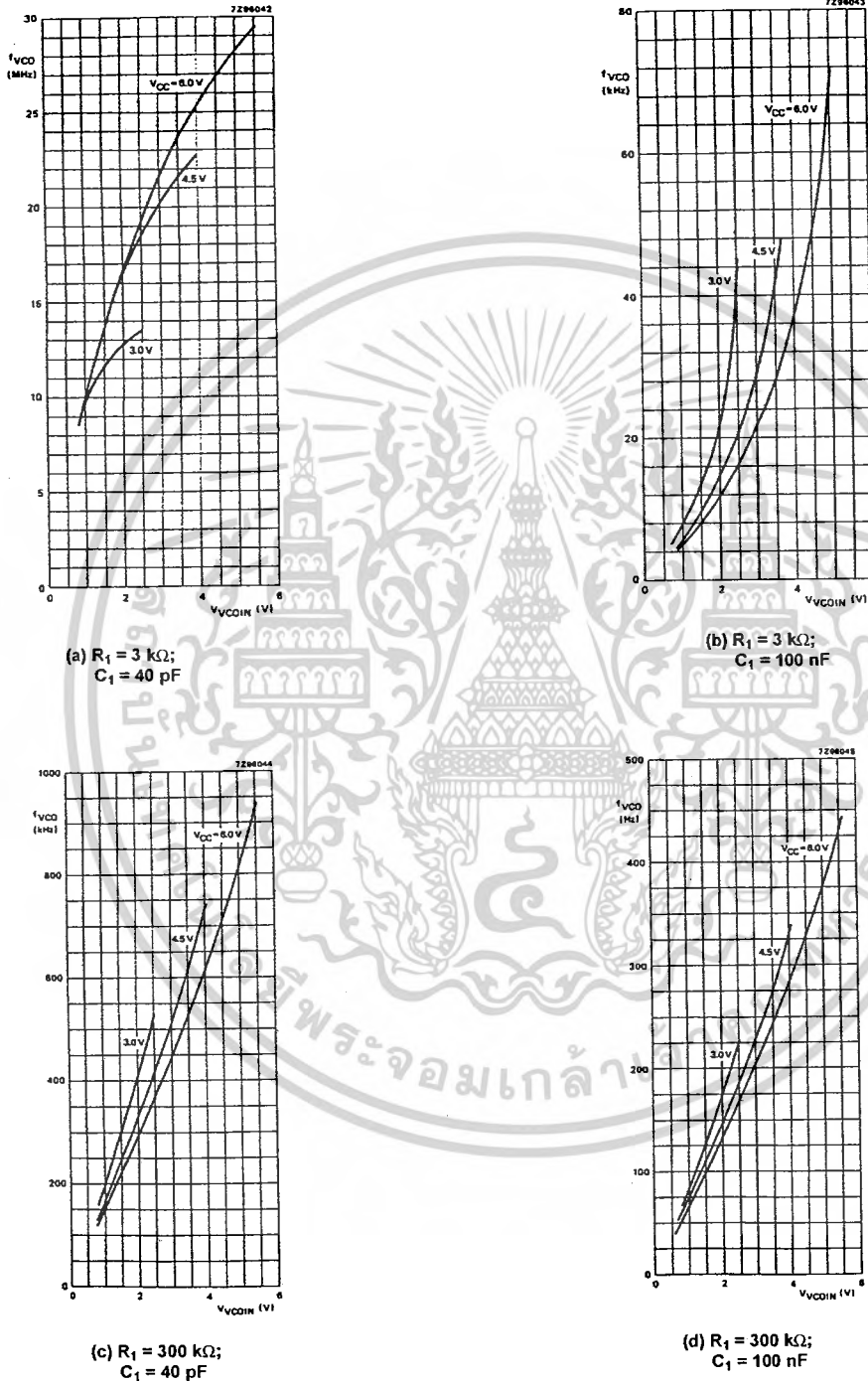
Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A



Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A



To obtain optimum temperature stability, C1 must be as small as possible but larger than 100 pF.

Fig.19 Graphs showing VCO frequency (f_{VCO}) as a function of the VCO input voltage (V_{VCOIN}).

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

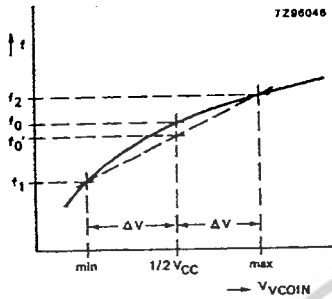


Fig.20 Definition of VCO frequency linearity:
 $\Delta V = 0.5 \text{ V}$ over the V_{CC} range:
 for VCO linearity

$$f'_0 = \frac{f_1 + f_2}{2}$$

$$\text{linearity} = \frac{f'_0 - f_0}{f'_0} \times 100\%$$

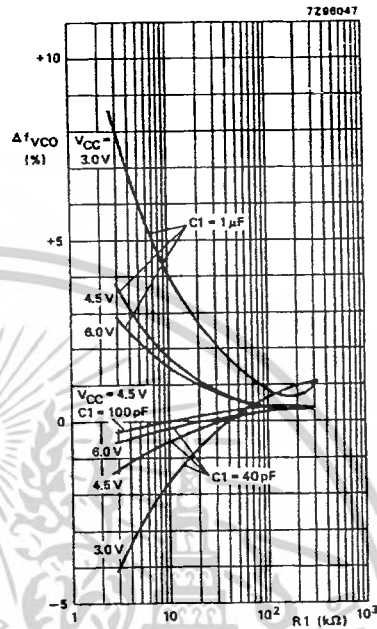
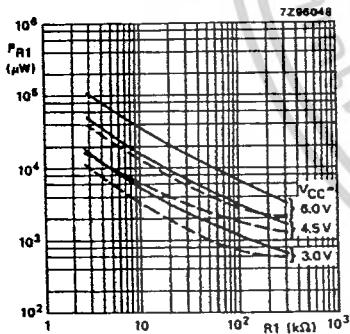
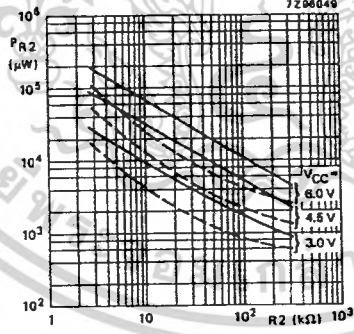


Fig.21 Frequency linearity as a function of R_1 , C_1 and V_{CC} : $R_2 = \infty$ and $\Delta V = 0.5 \text{ V}$.



— $C_1 = 40 \text{ pF}$
 --- $C_1 = 1 \mu\text{F}$

Fig.22 Power dissipation versus the value of R_1 :
 $C_L = 50 \text{ pF}$;
 $R_2 = \infty$;
 $V_{VCOIN} = 1/2 V_{CC}$;
 $T_{amb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$.



— $C_1 = 40 \text{ pF}$
 --- $C_1 = 1 \mu\text{F}$

Fig.23 Power dissipation versus the value of R_2 :
 $C_L = 50 \text{ pF}$;
 $R_1 = \infty$;
 $V_{VCOIN} = \text{GND} = 0 \text{ V}$;
 $T_{amb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$.

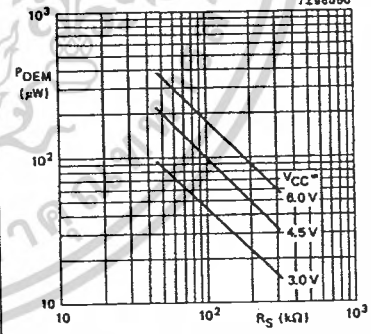


Fig.24 Typical dc power dissipation of demodulator sections as a function of R_S :
 $R_1 = R_2 = \infty$;
 $T_{amb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$;
 $V_{VCOIN} = 1/2 V_{CC}$.

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

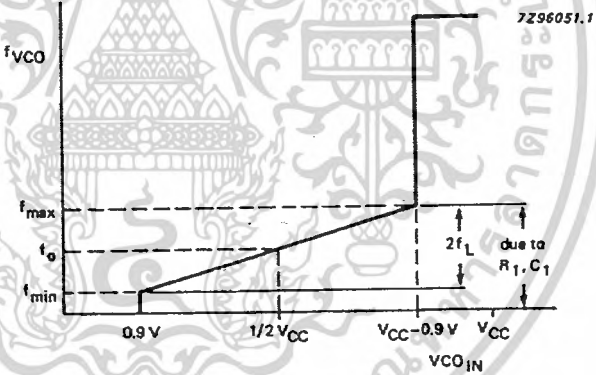
APPLICATION INFORMATION

This information is a guide for the approximation of values of external components to be used with the 74HC/HCT4046A in a phase-locked-loop system.

References should be made to Figs 29, 30 and 31 as indicated in the table.

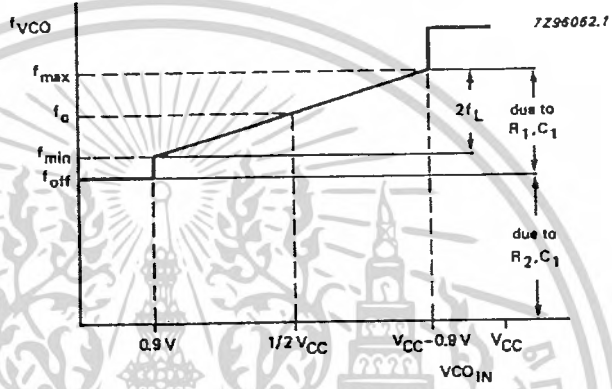
Values of the selected components should be within the following ranges:

- R1 between 3 kΩ and 300 kΩ;
- R2 between 3 kΩ and 300 kΩ;
- R1 + R2 parallel value > 2.7 kΩ;
- C1 greater than 40 pF.

SUBJECT	PHASE COMPARATOR	DESIGN CONSIDERATIONS
VCO frequency without extra offset	PC1, PC2 or PC3	<p>VCO frequency characteristic</p> <p>With $R2 = \infty$ and $R1$ within the range $3\text{ k}\Omega < R1 < 300\text{ k}\Omega$, the characteristics of the VCO operation will be as shown in Fig.25. (Due to $R1, C1$ time constant a small offset remains when $R2 = \infty$).</p>  <p>Fig.25 Frequency characteristic of VCO operating without offset: f_0 = centre frequency; $2f_L$ = frequency lock range.</p>
	PC1	<p>Selection of R1 and C1</p> <p>Given f_0, determine the values of R1 and C1 using Fig.29.</p>
	PC2 or PC3	<p>Given f_{max} and f_0, determine the values of R1 and C1 using Fig.29, use Fig.31 to obtain $2f_L$ and then use this to calculate f_{min}.</p>

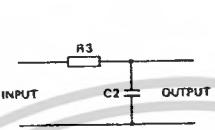
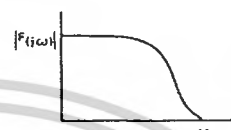
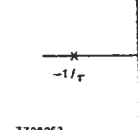
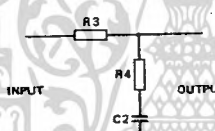
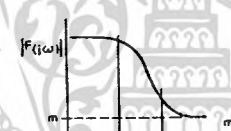
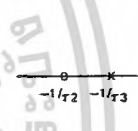
Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

SUBJECT	PHASE COMPARATOR	DESIGN CONSIDERATIONS
VCO frequency with extra offset	PC1, PC2 or PC3	<p>VCO frequency characteristic</p> <p>With R1 and R2 within the ranges $3\text{ k}\Omega < R1 < 300\text{ k}\Omega$, $3\text{ k}\Omega < R2 < 300\text{ k}\Omega$, the characteristics of the VCO operation will be as shown in Fig.26.</p>  <p>Fig.26 Frequency characteristic of VCO operating with offset: f_o = centre frequency; $2f_L$ = frequency lock range.</p>
	PC1, PC2 or PC3	<p>Selection of R1, R2 and C1</p> <p>Given f_o and f_L, determine the value of product R1C1 by using Fig.31. Calculate f_{off} from the equation $f_{off} = f_o - 1.6f_L$. Obtain the values of C1 and R2 by using Fig.30. Calculate the value of R1 from the value of C1 and the product R1C1.</p>
PLL conditions with no signal at the SIG _{IN} input	PC1 PC2 PC3	<p>VCO adjusts to f_o with $\phi_{DEMOUT} = 90^\circ$ and $V_{VCOIN} = 1/2 V_{CC}$ (see Fig.6). VCO adjusts to f_o with $\phi_{DEMOUT} = -360^\circ$ and $V_{VCOIN} = \text{min.}$ (see Fig.8). VCO adjusts to f_o with $\phi_{DEMOUT} = -360^\circ$ and $V_{VCOIN} = \text{min.}$ (see Fig.10).</p>

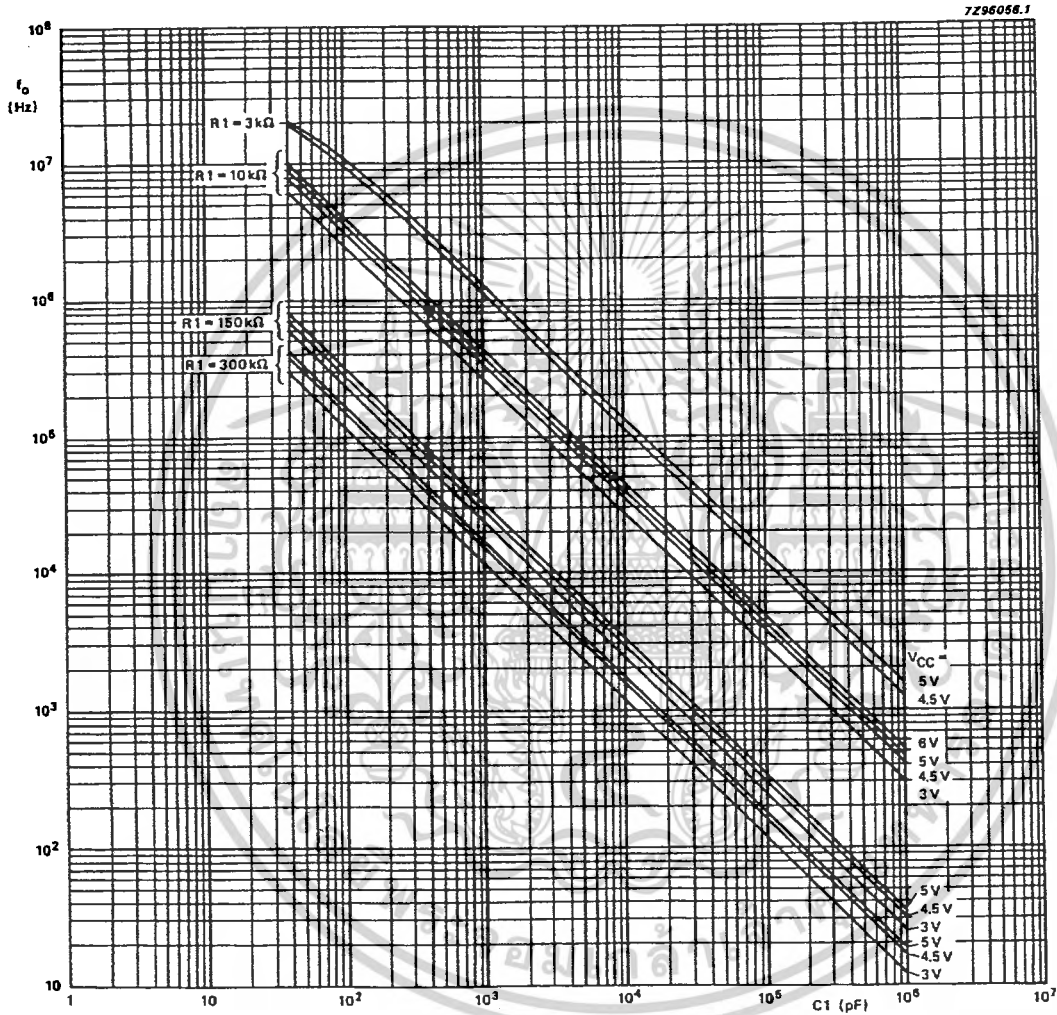
Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

SUBJECT	PHASE COMPARATOR	DESIGN CONSIDERATIONS
PLL frequency capture range	PC1, PC2 or PC3	<p>Loop filter component selection</p>    <p>7298053</p> <p>(a) $\tau = R3 \times C2$ (b) amplitude characteristic (c) pole-zero diagram</p> <p>A small capture range ($2f_c$) is obtained if $2f_c \approx \frac{1}{\pi} \sqrt{2\pi f_L / \tau}$</p> <p>Fig. 27 Simple loop filter for PLL without offset; $R3 \geq 500 \Omega$.</p>    <p>7298054</p> <p>(a) $\tau1 = R3 \times C2$; (b) amplitude characteristic (c) pole-zero diagram $\tau2 = R4 \times C2$; $\tau3 = (R3 + R4) \times C2$</p> <p>Fig.28 Simple loop filter for PLL with offset; $R3 + R4 \geq 500 \Omega$.</p>
PLL locks on harmonics at centre frequency	PC1 or PC3	yes
	PC2	no
noise rejection at signal input	PC1	high
	PC2 or PC3	low
AC ripple content when PLL is locked	PC1	$f_r = 2f_i$, large ripple content at $\phi_{DEMOUT} = 90^\circ$
	PC2	$f_r = f_i$, small ripple content at $\phi_{DEMOUT} = 0^\circ$
	PC3	$f_r = f_i$, large ripple content at $\phi_{DEMOUT} = 180^\circ$

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

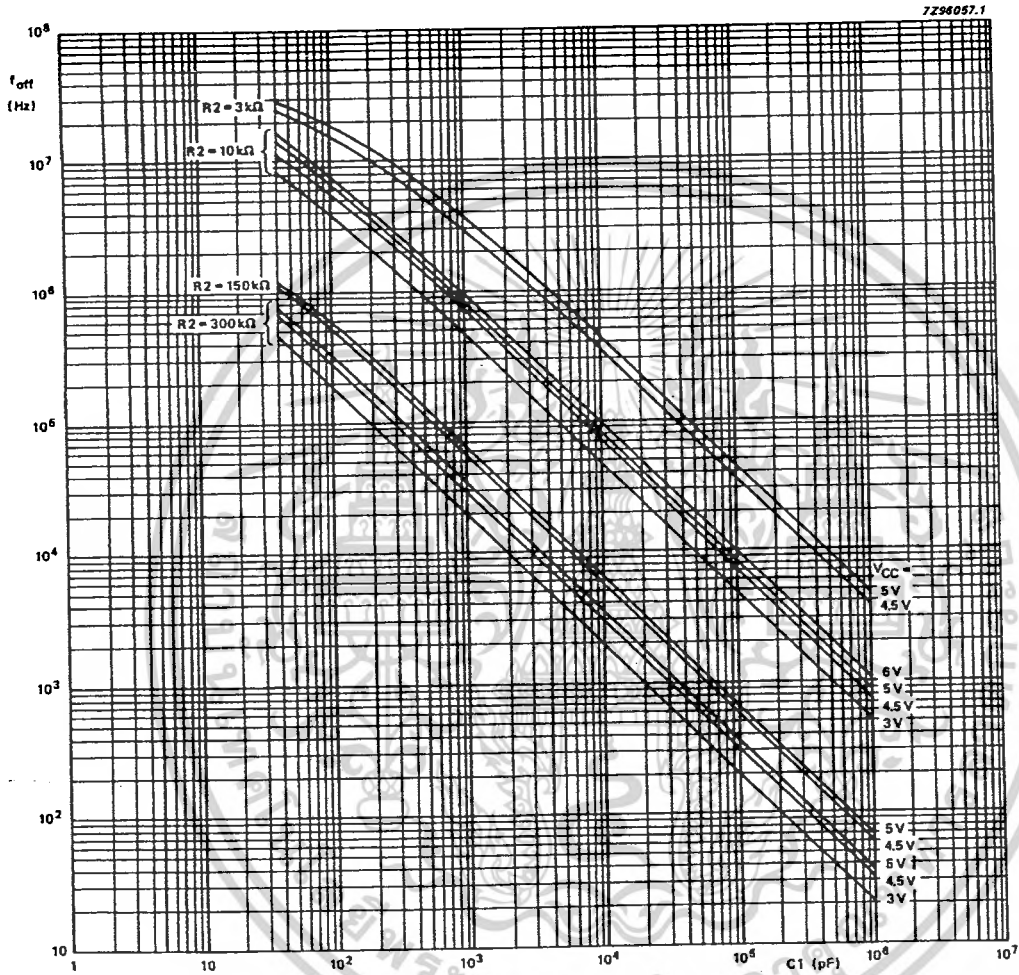


To obtain optimum VCO performance, C_1 must be as small as possible but larger than 100 pF. Interpolation for various values of R_1 can be easily calculated because a constant $R_1 C_1$ product will produce almost the same VCO output frequency.

Fig.29 Typical value of VCO centre frequency (f_0) as a function of C_1 : $R_2 = \infty$; $V_{VCOIN} = 1/2 V_{CC}$; $INH = GND$; $T_{amb} = 25^\circ C$.

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A



To obtain optimum VCO performance, C1 must be as small as possible but larger than 100 pF.
 Interpolation for various values of R2 can be easily calculated because a constant R2C1 product will produce almost the same VCO output frequency.

Fig.30 Typical value of frequency offset as a function of C1: R1 = ∞; V_{VCOIN} = 1/2 V_{CC}; INH = GND; T_{amb} = 25 °C.

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

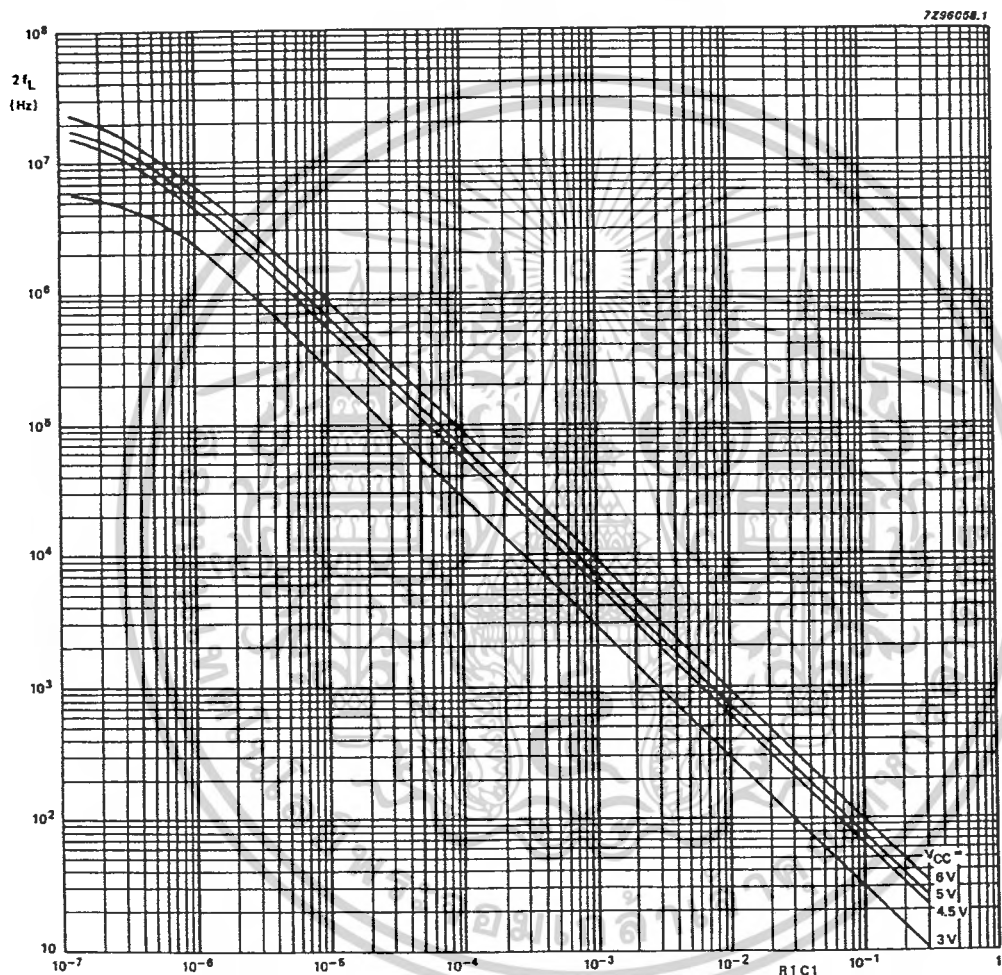


Fig.31 Typical frequency lock range ($2f_L$) versus the product $R1C1$: V_{VCOIN} range = 0.9 to $(V_{CC} - 0.9)$ V; $R2 = \infty$; VCO gain:

$$K_V = \frac{2f_L}{V_{VCOIN \text{ range}}} 2\pi \text{ (r/s/V) .}$$

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

PLL design example

The frequency synthesizer, used in the design example shown in Fig.32, has the following parameters:

Output frequency: 2 MHz to 3 MHz
 frequency steps : 100 kHz
 settling time : 1 ms
 overshoot : < 20%

The open-loop gain is

$$H(s) \times G(s) = K_p \times K_f \times K_o \times K_n$$

Where:

K_p = phase comparator gain
 K_f = low-pass filter transfer gain
 K_o = K_v 's VCO gain
 K_n = 1/n divider ratio

The programmable counter ratio N can be found as follows:

$$N_{\min.} = \frac{f_{\text{out}}}{f_{\text{step}}} = \frac{2 \text{ MHz}}{100 \text{ kHz}} = 20$$

$$N_{\max.} = \frac{f_{\text{out}}}{f_{\text{step}}} = \frac{3 \text{ MHz}}{100 \text{ kHz}} = 30$$

The VCO is set by the values of R1, R2 and C1, R2 = 10 k Ω (adjustable). The values can be determined using the information in the section "DESIGN CONSIDERATIONS". With $f_o = 2.5$ MHz and $f_L = 500$ kHz this gives the following values

($V_{CC} = 5.0$ V):
 R1 = 10 k Ω
 R2 = 10 k Ω
 C1 = 500 pF

The VCO gain is:

$$K_v = \frac{2f_L \times 2 \times \pi}{0.9 - (V_{CC} - 0.9)} = \frac{1 \text{ MHz}}{3.2} \times 2\pi = 2 \times 10^6 \text{ r/s/V}$$

The gain of the phase comparator is:

$$K_p = \frac{V_{CC}}{4 \times \pi} = 0.4 \text{ V/r.}$$

The transfer gain of the filter is given by:

$$K_f = \frac{1 + \tau_2 s}{1 + (\tau_1 + \tau_2) s}$$

Where:

$$\tau_1 = R3C2 \text{ and } \tau_2 = R4C2.$$

The characteristics equation is:
 $1 + H(s) \times G(s) = 0$.

This results in:

$$s^2 + \frac{1 + K_p \times K_v \times K_n \times \tau_2 s}{(\tau_1 + \tau_2)} s + \frac{K_p \times K_v \times K_n}{(\tau_1 + \tau_2)} = 0.$$

$$\frac{K_p \times K_v \times K_n}{(\tau_1 + \tau_2)} = 0.$$

The natural frequency ω_n is defined as follows:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_p \times K_v \times K_n}{(\tau_1 + \tau_2)}}$$

and the damping value ζ is defined as follows:

$$\zeta = \frac{1}{2\omega_n} \times \frac{1 + K_p \times K_v \times K_n \times \tau_2}{(\tau_1 + \tau_2)}$$

In Fig.33 the output frequency response to a step of input frequency is shown.

The overshoot and settling time percentages are now used to determine ω_n . From Fig.33 it can be seen that the damping ratio $\zeta = 0.45$ will produce an overshoot of less than 20% and settle to within 5% at $\omega_n t = 5$. The required settling time is 1 ms.

This results in:

$$\omega_n = \frac{5}{t} = \frac{5}{0.001} = 5 \times 10^3 \text{ r/s.}$$

Rewriting the equation for natural frequency results in:

$$(\tau_1 + \tau_2) = \frac{K_p \times K_v \times K_n}{\omega_n^2}$$

The maximum overshoot occurs at $N_{\max.}$:

$$(\tau_1 + \tau_2) = \frac{0.4 \times 2 \times 10^6}{5000^2 \times 30} = 0.0011 \text{ s.}$$

When C2 = 470 nF, then

$$R4 = \frac{(\tau_1 + \tau_2) \times 2 \times \omega_n \times \zeta - 1}{K_p \times K_v \times K_n \times C2} = 315 \Omega$$

now R3 can be calculated:

$$R3 = \frac{\tau_1}{C2} - R4 = 2 \text{ k}\Omega.$$

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

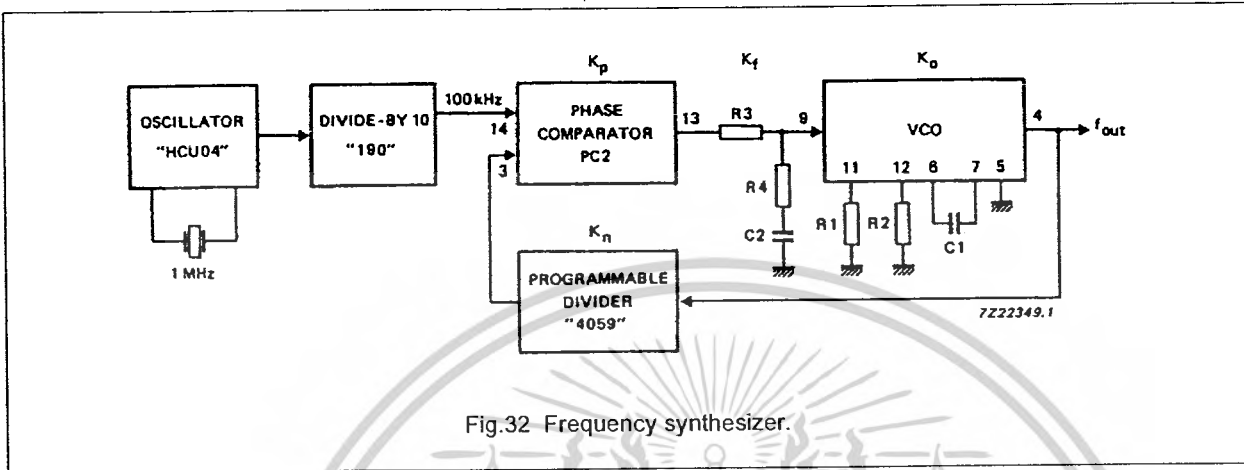


Fig.32 Frequency synthesizer.

note

For an extensive description and application example please refer to application note ordering number 9398 649 90011. Also available a computer design program for PLL's ordering number 9398 961 10061.

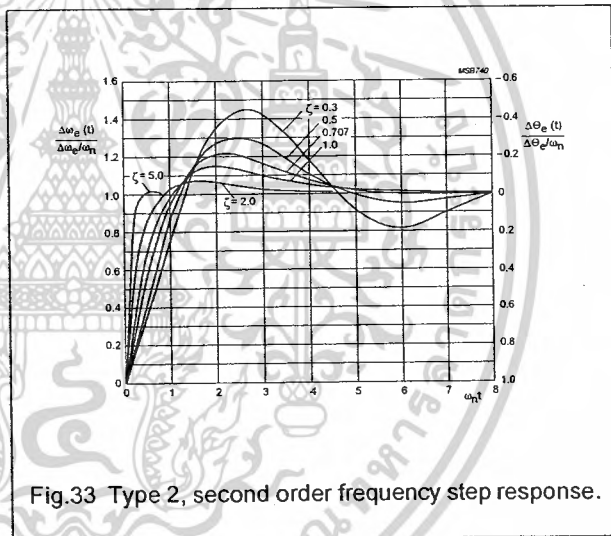


Fig.33 Type 2, second order frequency step response.

Since the output frequency is proportional to the VCO control voltage, the PLL frequency response can be observed with an oscilloscope by monitoring pin 9 of the VCO. The average frequency response, as calculated by the Laplace method, is found experimentally by smoothing this voltage at pin 9 with a simple RC filter, whose time constant is long compared to the phase detector sampling rate but short compared to the PLL response time.

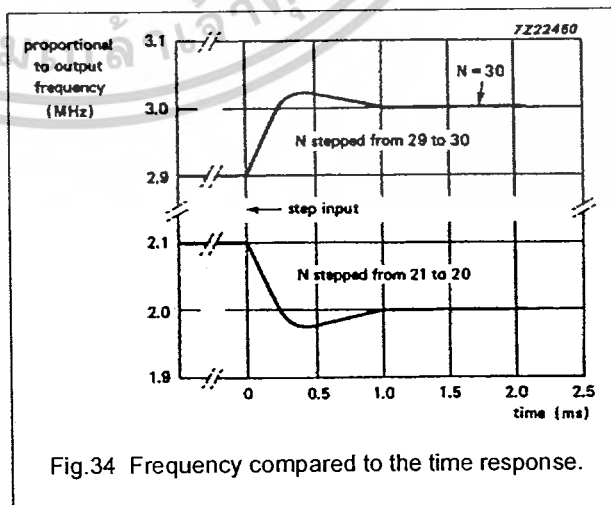


Fig.34 Frequency compared to the time response.

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

SOLDERING

Introduction

There is no soldering method that is ideal for all IC packages. Wave soldering is often preferred when through-hole and surface mounted components are mixed on one printed-circuit board. However, wave soldering is not always suitable for surface mounted ICs, or for printed-circuits with high population densities. In these situations reflow soldering is often used.

This text gives a very brief insight to a complex technology. A more in-depth account of soldering ICs can be found in our "IC Package Databook" (order code 9398 652 90011).

DIP

SOLDERING BY DIPPING OR BY WAVE

The maximum permissible temperature of the solder is 260 °C; solder at this temperature must not be in contact with the joint for more than 5 seconds. The total contact time of successive solder waves must not exceed 5 seconds.

The device may be mounted up to the seating plane, but the temperature of the plastic body must not exceed the specified maximum storage temperature ($T_{\text{stg max}}$). If the printed-circuit board has been pre-heated, forced cooling may be necessary immediately after soldering to keep the temperature within the permissible limit.

REPAIRING SOLDERED JOINTS

Apply a low voltage soldering iron (less than 24 V) to the lead(s) of the package, below the seating plane or not more than 2 mm above it. If the temperature of the soldering iron bit is less than 300 °C it may remain in contact for up to 10 seconds. If the bit temperature is between 300 and 400 °C, contact may be up to 5 seconds.

SO, SSOP and TSSOP

REFLOW SOLDERING

Reflow soldering techniques are suitable for all SO, SSOP and TSSOP packages.

Reflow soldering requires solder paste (a suspension of fine solder particles, flux and binding agent) to be applied to the printed-circuit board by screen printing, stencilling or pressure-syringe dispensing before package placement.

Several techniques exist for reflowing; for example, thermal conduction by heated belt. Dwell times vary between 50 and 300 seconds depending on heating method.

Typical reflow temperatures range from 215 to 250 °C. Preheating is necessary to dry the paste and evaporate the binding agent. Preheating duration: 45 minutes at 45 °C.

WAVE SOLDERING

Wave soldering can be used for all SO packages. Wave soldering is **not** recommended for SSOP and TSSOP packages, because of the likelihood of solder bridging due to closely-spaced leads and the possibility of incomplete solder penetration in multi-lead devices.

If wave soldering is used - and **cannot be avoided for SSOP and TSSOP packages** - the following conditions must be observed:

- A double-wave (a turbulent wave with high upward pressure followed by a smooth laminar wave) soldering technique should be used.
- The longitudinal axis of the package footprint must be parallel to the solder flow and must incorporate solder thieves at the downstream end.

Even with these conditions:

- **Only consider wave soldering SSOP packages that have a body width of 4.4 mm, that is SSOP16 (SOT369-1) or SSOP20 (SOT266-1).**
- **Do not consider wave soldering TSSOP packages with 48 leads or more, that is TSSOP48 (SOT362-1) and TSSOP56 (SOT364-1).**

During placement and before soldering, the package must be fixed with a droplet of adhesive. The adhesive can be applied by screen printing, pin transfer or syringe dispensing. The package can be soldered after the adhesive is cured.

Maximum permissible solder temperature is 260 °C, and maximum duration of package immersion in solder is 10 seconds, if cooled to less than 150 °C within 6 seconds. Typical dwell time is 4 seconds at 250 °C.

A mildly-activated flux will eliminate the need for removal of corrosive residues in most applications.

REPAIRING SOLDERED JOINTS

Fix the component by first soldering two diagonally-opposite end leads. Use only a low voltage soldering iron (less than 24 V) applied to the flat part of the lead. Contact time must be limited to 10 seconds at up to 300 °C. When using a dedicated tool, all other leads can be soldered in one operation within 2 to 5 seconds between 270 and 320 °C.

Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

DEFINITIONS

Data sheet status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	

LIFE SUPPORT APPLICATIONS

These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.

กิตติกรรมประกาศ

ข้าพเจ้าขอกล่าวขอบพระคุณ ดร.สุทธิชัย นพนาศิพงษ์ อาจารย์ที่ปรึกษาที่กรุณาให้ความช่วยเหลือทางด้านความรู้ คำแนะนำจัดหาอุปกรณ์และตำราต่างๆมาช่วยในการทำโครงการการสื่อสารด้วยแสงผ่านอากาศและข้าพเจ้าขอขอบคุณ รศ.สมยศ จุณณะปิยะ ที่คอยให้คำปรึกษาและความสะดวกด้านสถานที่การทำงาน คำแนะนำแก้ไขข้อผิดพลาดต่างๆของโครงการนี้และคำวิจารณ์ที่เป็นประโยชน์ต่อปริญญานิพนธ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

1. ดร. ประสิทธิ์ ประพัฒมงคลการ, “หลักการสื่อสาร”, สำนักพิมพ์ บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด (มหาชน), 2539
2. ผศ. อภินันท์ มัชฌานนท์, “การสื่อสารเส้นใยแสง”, พิมพ์ครั้งที่ 7, สำนักพิมพ์ อักษรสยามการพิมพ์, 2537
3. จิรศักดิ์ เหลืองอุไร, “คัมภีร์การใช้งาน การสื่อสารอนุกรมบนพีซี”, เรียบเรียงจาก Mastering Serial Communications ของ Peter W.Goffin, สำนักพิมพ์ บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด (มหาชน), 2538



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้