สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ชุดฝึกการมอดและดีมอดแบบ ASK

ASK MODULATION AND DEMODULATION

T046494

โดย

นายนิภาธร สุวรรณรัตน์

นายปกรณ์ บำราบ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 46494
วัน, เดือน, ปี - 2 เม.ย. 2546

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	**ชุดฝึกการมอดและดีมอดแบบ ASK**			
นักศึกษา	**นายนิภาธร**	**สุวรรณรัตน์**	**รหัสประจำตัว**	**43015820**
	นายปกรณ์	**บำราบ**	**รหัสประจำตัว**	**43015823**
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	**รศ.ดร.กนก**	**เจนจิระพงศ์เวช**		
	รศ.อรลาภ	**แสงอรุณ**		
ระดับการศึกษา	**ปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต**			
	สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม			
ภาควิชา	**วิศวกรรมสารสนเทศ**			
ปีการศึกษา	**2544**			

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้รับการอนุมัติให้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

.....

รศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	**ชุดทดลองแอมปลีจูดชิพคีย์อิงค์**	
นักศึกษา	**นายนิภาธร สุวรรณรัตน์**	**รหัสประจำตัว 43015820**
	นายปกรณ์ บำราบ	**รหัสประจำตัว 43015823**
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	**รศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช**	
	ผศ.อรลาภ แสงอรุณ	
ระดับการศึกษา	**ปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต**	
	สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม	
ภาควิชา	**วิศวกรรมสารสนเทศ**	
ปีการศึกษา	**2544**	

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์เป็นการศึกษาทฤษฎีการมอดและดีมอดแบบแอมปลีจูดชีพคีย์อิงค์ และสร้างชุดทดลองเพื่อใช้ในห้องปฏิบัติการ โดยได้พัฒนาต้นแบบจากชุดทดลองของแลปโวลท์ โครงสร้างของระบบแบ่งออกเป็นภาคส่งและภาครับอยู่ ในแผงวงจรเดียวกันชุดทดลองสามารถแสดงคุณลักษณะของสัญญาณ เอ เอส เค ในขอบเขตของเวลา และ ใน ขอบเขตของความถี่สามารถศึกษาการวัดประสิทธิภาพของโมเด็มเมื่อเกิดสัญญาณรบกวนและความต้องการในการใช้แบนด์วิทของสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

THESIS TITLE	**ASK MODULATION AND DEMODULATION**
STUDENT	**Mr. NIPATHON SUWANNARAT No. 43015820**
	Mr. PAKHON BAMRAB No. 43015823
ADVISOR	**Asso.Dr. KANOK JANCHIRAPONGVEG**
	Asso. ONLARP SANGOROON
COURSE	**Bachelor of Industrial Technology in Communication**
DEPARTMENT	**Information Engineering**
YEAR	**2001**

ABSTRACT

This project presents the study of Amplitude Shift Keying and implementation the training system module by developed form the labvolt training system .The system consists of Modulator and Demodulator in the same panel . The training system module can , generation and Reception of ASK signals , time and frequency domain observations. Measurement of ASK modem performance in presenceof noise . Bandwidth requirements of ASK signals.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดีก็เพราะได้รับคำแนะนำและเทคนิคต่างๆจากอาจารย์ที่ปรึกษาคือ รศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช และก็ความร่วมมือและร่วมใจกันของกลุ่ม จึงทำให้งานสำเร็จไปได้ด้วยดีถึงจะมีอุปสรรคบ้างเป็นบางครั้งก็ยังคงตั้งใจและอุตสาหะพากันทำงานจนสำเร็จไปได้และต้องขอขอบคุณรุ่นพี่ที่ให้ความรู้เรื่องต่างๆที่เกี่ยวกับงานชิ้นนี้ รวมถึงความรู้จากการออกแบบวงจร จาก คุณปอน และ คุณอ่าง ซึ่งคอยเป็นเหมือนพี่เลี้ยงคอยสอนถึงการออกแบบและวิธีการกัดลายวงจรในงานครั้งนี้ ขอบคุณ คุณแว็ค ที่คอยให้ช่วยหยิบยืมอุปกรณ์ต่างๆในการทดลอง และยืมคอมพิวเตอร์พิมพ์งาน และต้องขออภัยในที่นี้ด้วยถ้าไม่ได้กล่าวถึงผู้มีส่วนร่วมในความสำเร็จครั้งนี้

ท้ายที่สุดนี้ ผู้จัดทำต้องขอกราบขอบพระคุณ บิดา-มารดา ซึ่งเป็นผู้ให้การสนับสนุนอย่างแท้จริงทั้งในด้านการเงินและกำลังใจที่มีให้เสมอมาจนสำเร็จการศึกษา

ขอขอบพระคุณอย่างสูง

ผู้จัดทำ

นาย นิภาธร สุวรรณรัตน์

นายปกรณ์ บำราบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ

สารบัญ I

สารบัญรูป III

สารบัญตาราง VI

บทที่ 1 บทนำ 1

1.1 วัตถุประสงค์ 1

1.2 ขอบเขตของโครงงาน 2

1.3 ขั้นตอนการดำเนินโครงงาน 3

1.3.1 การเตรียมข้อมูล 3

1.3.2 ออกแบบทำ PCB 3

1.3.4 การลงตัวอุปกรณ์ 3

1.3.5 การทดลอง 3

บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐาน

2.1 Amplitude Shift Keying (ASK) 4

2.1.1 การจัดสัญญาณเอเอสเค (ASK singnalling) 4

2.1.2 โคฮีเรนต์เอเอสเค(Coherent ASK) 6

2.1.3 นอนโคฮีเรนต์เอเอสเค (Noncoherrent ASK) 6

2.2 ออปเปอร์เรชั่นนัล แอมปลิฟายเออร์ (Operational Amplifier) 11

2.2.1 ออปแอมป์แบบพื้นฐาน 13

2.2.2 วงจรตัวอย่างออปแอมป์ 14

2.2.3 สเปคที่ใช้ในเรื่องออปแอมป์ 14

2.2.4 การประยุกต์ใช้งานออปแอมป์ 16

2.3 วงจรกรองความถี่ต่ำชนิดอันดับสอง(Second order LPF) 20

2.3.1 สมการที่ใช้ในการออกแบบ 25

2.3.2 ขั้นตอนการออกแบบ 27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.4 วงจรแซมปลิ้ง (Sampleling Circuit)	28
2.4.1 วงจรสุ่มแบบ Inverting Close Loop	30
2.4.2 วงจรสุ่มแบบ Non Inverting Close Loop	31
2.5 วงจรสับไฟฟ้า (Chopper)	33
2.6 การสื่อสารข้อมูล	33
2.6.1 วิธีการถ่ายโอนข้อมูลมีอยู่ 2 ประเภท	33
2.6.2 รูปแบบการสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรม	35
2.6.3 ความเร็วในการโอนถ่ายข้อมูลแบบอนุกรม	36
2.6.4 การส่งแบบซิงโครนัส(Synchronous Transmission)	36
2.6.5 การส่งแบบอะซิงโครนัส	41
2.7 หลักการของโมเด็ม	42
2.7.1 โมเด็มแอบความถี่เสียง (Voicebane Modem)	42
2.7.2 ชนิดของโมเด็ม (Type of Modem)	43
2.7.3 เทคนิคการโมดูเลตสัญญาณของโมเด็ม	49
2.7.4 ลักษณะของตัวกรองสัญญาณที่ต้องการ (Filter Requiremrnt)	56
2.7.5 การจำกัดสัญญาณสะท้อน (Echo Suppresser)	57
2.7.6 การบิดเบือนของสัญญาณ	57
2.7.7 สัญญาณรบกวน (Noise)	59
2.7.8 การเชื่อมต่อเข้ากับสายโทรศัพท์	60
2.8 มาตรฐาน RS-232-C	61
2.3.1 การสื่อสารทางเดียว	63
2.3.2 การสื่อสารสองทาง	66
2.3.3 นัลโมเด็ม (Null Modem)	67
2.3.4 สัญญาณทางไฟฟ้า	68
บทที่ 3 หลักการออกแบบ	70
3.1 แนวทางการออกแบบ	70
3.1.1 ภาคบัฟเฟอร์ (Buffers)	70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
- ภาค INPUT AMPLIFIER	70
- ภาค SAMPLE AND HOLD	71
- ภาค LEVEL SHIFTER	71
- ภาค CHOPPER	72
- ภาค OUTPUT AMPLIFIER	72
3.1.2 บล็อคไดอะแกรมทางด้านส่งสัญญาณ	75
- ภาค RECITFIER	75
- ภาค LOWPASS FILTER	76
- ภาค LEVEL DETECTER	77
บทที่ 4 การทดลองและผลลัพธ์ที่ได้	
4.1 ขั้นตอนการทดลองภาคมอดูเลเตอร์ (MODULATOR)	79
4.2 ขั้นตอนการทดลองภาคดีมอดูเลเตอร์ (DEMODULATOR)	83
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	89
บรรณานุกรม	
ภาคผนวก	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

หน้า

รูปที่ 1.1 รูปคลื่นของดิจิตอลโมดูเลชั่นที่ใช้ในการส่งข้อมูลไบนารี 2

รูปที่ 2.1 ฟังก์ชั่นความหนาแน่นของความน่าจะเป็นสำหรับการรับสัญญาณ โคฮีเรนต์ ASK ความน่าจะเป็นของความผิดผลาดจะได้ 5

รูปที่ 2.2 แผนภาพของเครื่องรับ noncoherent ASK 7

รูปที่ 2.3 ฟังก์ชั่นความหนาแน่นของความน่าจะเป็นสำหรับการรับสัญญาณของโคฮีเรนต์ASK 9

รูปที่ 2.4 สัญลักษณ์ ของ operational amplifier 12

รูปที่ 2.5 idel operational amplifier 13

รูปที่ 2.6 วงจรภายในของออปแอมป์ในไอซี 14

รูปที่ 2.7 แสดงการหากระแสไบแอสที่อินพุท 15

รูปที่ 2.8 แสดงการหาแรงดัน Vos ของออปแอมป์ที่อินพุท 15

รูปที่ 2.9 วงจรขยายแบบกลับเฟส 16

รูปที่ 2.10 วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส 16

รูปที่ 2.11 วงจรบัฟเฟอร์ 17

รูปที่ 2.12 วงจรขยายสัญญาณผลบวก 18

รูปที่ 2.13 วงจรขยายสัญญาณผลต่าง 18

รูปที่ 2.14 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน 19

รูปที่ 2.15 วงจรกรองความถี่ต่ำชนิดป้อนกลับเดียว แบบใช้วงจรขยายที่มีเกน=1 21

รูปที่ 2.16 ข้อมูลจากการคำนวณค่าจากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชั่นข้างต้นนำมาพล็อตจุด จะได้ช่วงความถี่ตอบสนองต่อสัญญาณ 21

รูปที่ 2.17 ตำแหน่งโพลใน S โดเมนที่คำนวณจากทรานส์เฟอร์ชั่นของรูปที่ 2.15 23

รูปที่ 2.18 แสดงพื้ฐานของสัญญาณแซมปลิ้ง 28

รูปที่ 2.18 ไดอะแกรมของวงจร S/H 29

รูปที่ 2.19 แสดงรูปคลื่นเอาพุทของ S/H 29

รูปที่ 2.20 แสดงเอาพุตจาก Sample Gate และเอาท์พุตจาก Samlple&hold 30

รูปที่ 2.21 วงจรสุ่มแบบ Inverting Closed Loop 31

รูปที่ 2.22 วงจร Non- Inverting Closed Loop 32

รูปที่ 2.23 แสดงการส่งข้อมูลแบบขนาน 34

รูปที่ 2.24 แสดงการส่งข้อมูลแบบอนุกรม 34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 2.25 แสดงรูปแบบการสื่อสารข้อมูลอนุกรม 35
รูปที่ 2.26 แสดงการต่อเนื่องของข้อความที่ถูกส่งแบบซิงโครนัส 36
รูปที่ 2.27 แสดงรูปแบบการใช้อักขระ SYN นำหน้ากลุ่มตัวอักษร 38
รูปที่ 2.28 แสดงการเปรียบเทียบอุปกรณ์รับข้อมูลตรวจหาอักขระในระบบซิงโครนัส 38
รูปที่ 2.29 แสดงการตัดแถวของบอทออก กลุ่มละ 8 บิต 39
รูปที่ 2.30 แสดงการใช้บัฟเฟอร์ช่วยในการส่งข้อมูล แบบซิงโครนัส 40
รูปที่ 2.31 แสดงการเรียงบิตในแต่ละเฟรมของอะซิงโครนัส 41
รูปที่ 2.32 แสดงหม้อแปลง Hybrid 44
รูปที่ 2.33 แสดงการแบ่งชนิดของโมเด็มตามเทคนิคการโมดูเลต 45
รูปที่ 2.34 แสดงหลักการทำงานของ FSK 50
รูปที่ 2.35 แสดงความถี่มาตรฐานของ Bell 103 Full Duplex 51
รูปที่ 2.36 แสดงความถี่มาตรฐานของ CCITT V .21 51
รูปที่ 2.37 แสดงความถี่มาตรฐานของ Bell 202 Half Duplex 52
รูปที่ 2.38 แสดงการโมดูเลตแบบ ASK 53
รูปที่ 2.39 แสดงการกำหนดคลื่นรูปซายน์และเฟสต่าง ๆ 54
รูปที่ 2.40 แสดงสัญญาณ PSK 55
รูปที่ 2.41 แสดงการแบ่งสัญญาณ PSK 55
รูปที่ 2.42 แสดงเฟสของสัญญาณในการส่งด้วยความเร็ว 9,600บิตต่อวินาที 56
รูปที่ 2.43 แสดงการบิดเบือนของสัญญาณในแถบความถี่ 58
รูปที่ 2.44 แสดงการหน่วงเวลาของสัญญาณ 59
รูปที่ 2.45 แสดงการใช้ RS-232-C เชื่อมต่อกับอุปกรณ์ 61
รูปที่ 2.46 แสดงการเชื่อมต่อทางเดียวอย่างง่าย 63
รูปที่ 2.47 แสดงการสื่อสารทางเดียวพร้อมด้วยแฮนด์เช็คกิ้งจาก DTE ไปยัง DCE 65
รูปที่ 2.48 แสดงการสื่อสารทางเดียวพร้อมด้วยแฮนด์เช็คกิ้งจาก DCE ไปยัง DTE 65
รูปที่ 2.49 แสดงการสื่อสารสองทางพร้อมด้วยวงจรแฮนด์เช็คกิ้งหลัก 66
รูปที่ 2.50 แสดงการเชื่อมต่อ RS-232 มาตรฐานเก้าเส้น 67
รูปที่ 2.51 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและสถานะของสัญญาณ 69
รูปที่2.52 บล็อคไดอะแกรมทางด้านส่งสัญญาณ 70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.2 แสดงภาค INPUT AMPLIFIER	71
รูปที่ 3.3 ภาค LEVEL SHIFTER	72
รูปที่ 3.4 ภาค CHOPPER	73
รูปที่ 3.5 ภาค OUTPUT AMPLIFIER	73
รูปที่ 3.6 บล็อคไดอะแกรมทางด้านรับสัญญาณ	74
รูปที่ 3.7 ภาค RECITFIER	74
รูปที่ 3.8 a และ b ภาค LOWPASS FILTER	75
รูปที่3.9 ภาคLEVEL DETECTOR	76
รูปที่4.1 เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในกาทดลอง	77
รูปที่4.2 แสดงการต่อวงจรเพื่อวัดสัญญาณ ASK	78
รูปที่4.3 แสดงสัญญาณข้อมูล เปรียบเทียบสัญญาณ ASK ที่ได้จากการมอดสัญญาณ	79
รูปที่4.4 แสดงสัญญาณข้อมูล เปรียบเทียบสัญญาณ ASK ที่ได้จากการมอดสัญญาณ	80
รูปที่4.5 แสดงสัญญาณข้อมูล เปรียบเทียบสัญญาณ ASK 2 ที่เกิดจากการปรับแต่งค่า Time Base	81
รูปที่4.6 สัญญาณคลื่น ASK ที่ผสมรวมกับสัญญาณรบกวน	82
รูปที่4.7 เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง	83
รูปที่4.8แสดงการต่อวงจรเพื่อวัดสัญญาณ ASK	84
รูปที่4.9 รูปคลื่นของภาคRECTIFIER เทียบกับสัญญาณ ASK	86
รูปที่4.10สัญญาณจากภาค LOWPASS FILTER เทียบกับภาค RECTIFIER	87
รูปที่4.11 สัญญาณรูปคลื่นที่ภาค LOWPASS FILTER เทียบกับภาค LEVEL DETECTOR	87

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 1. ชนิดของวงจรกรองความถี่ต่ำ 24

ตารางที่ 2. FCC Phone Line Pestrictions 60

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

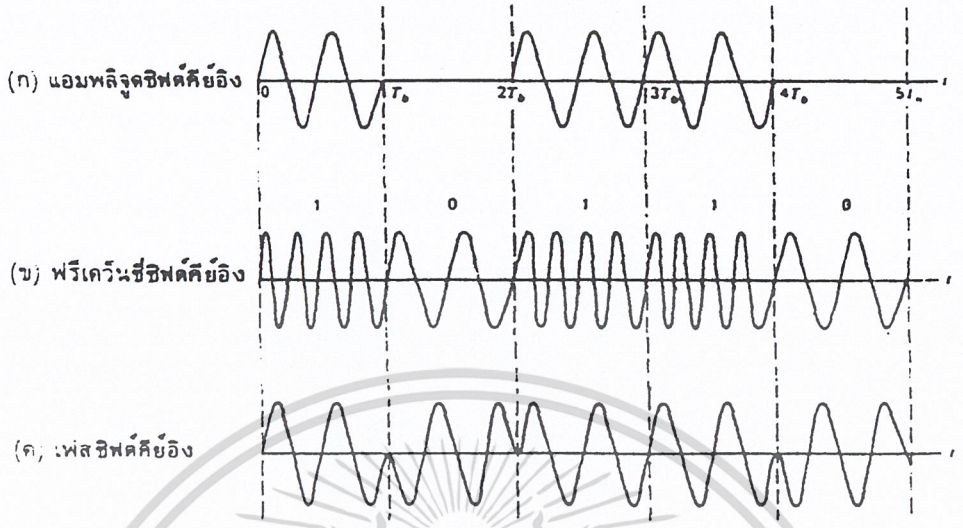
บทที่ 1
บทนำ

ปัจจุบันการสื่อสารนิยมใช้ระบบดิจิตอลโมดูเลชั่นกันมากขึ้น เพราะระบบดิจิตอลโมดูตอลโมดูชั่นมีความเชื่อถือสูงและมีราคาถูกลง เนื่องจากได้มีการพัฒนาทางดิจิตอลอิเล็กทรอนิกส์และไอซีอย่างรวดเร็วทำให้ต้นทุนการผลิตถูกลง นอกจากนี้ดิจิตอลโมดูเลชั่นยังสามารถใช้วิธีการเข้ารหัสพัลส์ก่อนโมดูเลชันเพื่อลดความน่าจะเป็นของความผิดพลาดให้ต่ำลง การโมดูเลชันตัวพาห์ด้วยข่าวสารดิจิตอลนี้ทำได้หลายวิธีด้วยกัน

รูปที่ 1 แสดงรูปคลื่นดิจิตอลโมดูเลชันวิธีต่างๆ ที่ใช้ในการส่งข่าวไบนารีผ่านช่องสื่อสารซึ่งโดยมากจะมีการตอบสนองไม่ดี บริเวณความถี่ใกล้ศูนย์ จึงคำนึงได้ว่าเป็นช่องความถี่ผ่านแถบ(bandpass channel) ในรูปที่ 1(ก) สัญญาณดิจิตอล 1 และ 0 จะสวิตช์ ขนาดของตัวพาห์ให้มีค่า 2 ค่า คือเปิดและปิด รูปคลื่นที่ประกอบด้วยพัลส์เปิดหรือมาร์ก (mask) จะแทนเลขไบนารี “1”และพัลส์ปิดหรือสเปส(space) จะแทนเลขไบนารี “0” ดิจิตอลโมดูเลชันนี่เรียกว่า แอมพลิจูดชิฟต์คีย์อิง (Amplitude shift keying หรือ ASK) รูปที่ 1 (ข) แสดงรูปคลื่นของฟรีเควันซี่ชิฟคีย์อิง (Frequency shift keying หรือ FSK) ที่มีการเปลี่ยนความถี่ ของตัวพาห์ระหว่าง 2 ความถี่ตามสัญญาณดิจิตอล 1 และ 0 สัญญาณมาร์กที่มีความถี่สูงแทนพัลส์ 1 และสัญญาณสเปซที่มีความถี่ต่ำจะแทนด้วยพัลส์ 0 ส่วนรูปที่ 1 (ค) แสดงรูปที่คลื่นของเฟสชิฟคีอิง (Phase shift keying หรือ PSK) ที่มีการเปลี่ยนเฟสของตัวพาห์ระหว่าง 2 เฟสคือ 0 และ 180 องศา ตามสัญญาณดิจิตอล 1 และ 0 เฟสชิฟต์คีย์อิงชนิดนี้เรียกว่า $2\phi PSK$ มีข้อสังเกตว่าในกรณีของเอฟเอสเคและพีเอสเคขนาดของตัวพาห์มีค่าคงที่เสมอ และรูปคลื่นที่ถูกโมดูเลแล้วของ ดิจิตอลโมดูเลชันทั้ง 3 วิธี มีค่าต่อเนื่องทุกเวลา

ในที่นี้จะขอกล่าวถึงแต่ทฤษฎีของ Amplitude-shift keying (ASK)เท่านั้น เพราะเกี่ยวกับ project ที่ได้ทำอยู่ ในส่วนของ Frequency-shift keying (FSK) และ Phase-shift keying (PSK) จะไม่ขอกล่าวในที่นี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.1 รูปคลื่นของดิจิตอลโมดูเลชั่นที่ใช้ในการส่งข้อมูลไบนารี

1.1 วัตถุประสงค์

- เพื่อใช้เป็นโครงงานในการทำปริญญานิพนธ์ของการศึกษาในระดับปริญญาตรี
- เพื่อนำความความรู้ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ที่ได้ศึกษามา มาสร้างวงจรใช้งานจริงอันก่อให้เกิดประโยชน์ต่อไป
- เพื่อใช้ในการศึกษาการส่งและรับสัญญาณดิจิตอลแบบ Amplitude shift keying (ASK)
- เพื่อให้ผู้สนใจสามารถทำการศึกษาและทดลอง ในบอร์ดทดลองที่ได้จัดทำขึ้น

1.2 ขอบเขตของงาน

สร้างชุดทดลองการมอดและดีมอดแบบ ASK ซึ่งประกอบไปด้วยภาคต่างๆดังนี้

- ภาค Input amplifier
- ภาค Sample&Hold
- ภาค Level shifter 1
- ภาค Level shifter 2
- ภาค Chopper
- ภาค Output amplifier
- ภาค Rectifier
- ภาค Lowpass filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ภาค Level detector

1.3 ขั้นตอนการดำเนินโครงงาน

การดำเนินโครงงานทำตามขั้นตอน โดยมีรายละเอียดดังนี้

1.3.1 การเตรียมข้อมูล

หาข้อมูลเกี่ยวกับการมอดสัญญาณแบบ ASK ทฤษฎีตลอดจนรูปคลื่นสัญญาณต่างๆที่เป็นการมอดทางความถี่ เตรียมวงจรที่จะใช้เป็นชุดทดลองแบบ ASK

1.3.2 ออกแบบทำ PCB

เมื่อได้วงจรที่จะใช้เป็นชุดทดลองแบบ ASK ทำการออกแบบลายวงจรชุดทดลองโดยใช้โปรแกรม Protel99SE ออกแบบ

1.3.3 การลงตัวอุปกรณ์

เมื่อได้แรงดันไฟตามที่ต้องการแล้ว ก็ทำการลงตัวอุปกรณ์ทุกตัวในแผ่นปริ้นของชุดทดลอง ASK เมื่อลงอุปกรณ์ทุกตัวหมดแล้วก็ทำการตรวจสอบดูว่าถูกต้องหรือไม่ แล้วจ่ายแรงดันให้กับชุดทดลอง วัดแรงดันที่จุดทดสอบ (Test point) ต่างๆ และแรงดันที่จ่ายให้กับไอซีทุกตัวว่าถูกต้องหรือไม่

1.3.4 การทดลอง

เมื่อปรับแต่งชุดทดลอง ASK ให้พร้อมที่จะทดลองแล้ว ทดลองวัดสัญญาณที่ภาคต่างๆเพื่อทดสอบการทำงานของชุดทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2
ทฤษฎีพื้นฐาน

2.1 Amplitude shift keying (ASK)

2.1.1การจัดสัญญาณเอเอสเค (ASK singnalling)

สัญญาณเอเอสเค (ASK) เป็นสัญญาณโมดูเลชั่นค้นพบก่อนระบบดิจิตอลโมดูเลชั่นอื่น โดยอาศัยหลักการของแอมปลิจูลโมดูเลชั่น สัญญาณเอเอสเคนี้ เวลามีสัญญาณมาร์กหรือสัญญาณเปิดจะส่งสัญญาณพัลส์ เวลามีสัญญาณสเปสหรือสัญญาณปิดจะไม่ส่งสัญญาณ ซึ่งมีรูปคลื่นดังนี้

$$S_1(t) = A\cos\omega_c t \qquad \text{สำหรับสัญญาณมาร์ก}$$
$$S_2(t) = 0 \qquad \text{สำหรับสัญญาณสเปช} \tag{1}$$

สัญญาณมาร์กที่ส่งไม่จำเป็นต้องเป็นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมเสมอไป อาจเป็นพัลส์ที่ผ่านเครื่องกรองความถี่ต่ำแล้วเป็นพัลส์ที่จัดรูปร่าง (shaped pulse) ก็ได้ สัญญาณเอเอสเคอาจใช้เป็นสัญญาณโทรเลข หรือใช้เป็นสัญญาณดิจิตอลโมดูเลชั่นแบบต่างๆที่ไม่ต้องการความเร็วในการส่งสูง

สัญญาณเอเอสเคเมื่อส่งผ่านช่องสื่อสาร จะถูกรบกวนโดยเสียงรบกวนเกาส์เซียนจะได้สัญญาณรวม

$$V_i(t) = A\cos\omega_c t + n(t) \qquad \text{สำหรับสัญญาณมาร์ก}$$
$$V_i(t) = n(t) \qquad \text{สำหรับสัญญาณสเปช} \tag{2}$$

2.1.2โคฮีเรนต์เอเอสเค (Coherent ASK)

เครื่องรับโคฮีเรนต์สามารถนำมาใช้ในการโมดูเลตเอเอสเคได้

สัญญาณขาออก
$$S_{01}(t) = \int_0^T S_1(t)[S_1(t) - S_2(t)]dt = \frac{A^2}{2}T \tag{3}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ $$S_{02}(t) = \int_0^T S_2(t)[S_1(t) - S_2(t)]dt = 0 \quad (4)$$

จากสมการ (2) จุดเริ่มเปลี่ยนออปติมัม ควรอยู่กึ่งกลางระหว่างสัญญาณ $S_{01}(t)$ และ $S_{02}(t)$ ดังนี้

$$V_o = \frac{S_{01}(T) + S_{02}(T)}{2} = \frac{A^2}{4}T \quad (5)$$

การหาจุดเริ่มเปลี่ยนออปติมัมจะได้อัตราส่วนของกำลังของสัญญาณต่ำกำลังของเสียงรบกวนมากที่สุด $Y_{max}{}^2$ จากสมการ (3)จะได้

$$Y_{max}{}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|P(t)|}{G_n(f)}\,df$$

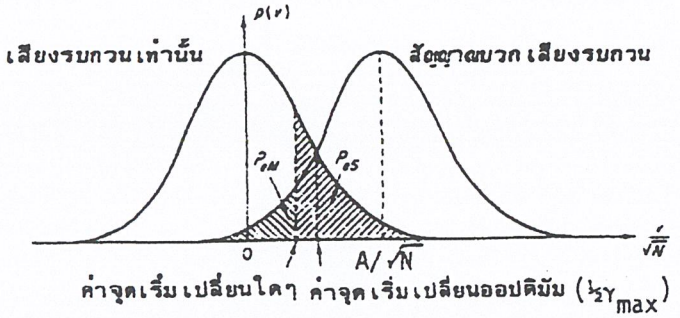
$$= \frac{2}{n}\int_0^T P^2(t)df$$

$$= \frac{2}{n}\int_0^T A^2 \cos^2 \omega_c t dt$$

$$= \frac{A^2 T}{n} \quad (6)$$

และเนื่องความหนาแน่นของฟังช์ของความน่าจะเป็นของของผลบวกของสัญญาณและเสียงรบกวนเกาส์เซียน จะได้ฟังก์ความหนาแน่นของความน่าจะเป็นเกาส์เซียน โดยมีค่าเฉลี่ยเท่ากับแอมพลิจูลของสัญญาณ ดังรูปที่ 2.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นสำหรับการรับสัญญาณโคฮีเรนต์ ASK

ความน่าจะเป็นของความผิดพลาด จะได้

$$P_e = \int_{1/2\gamma^2 \max}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{Z^2}{2}\right) dZ = \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{\frac{A^2 T}{4n}}\right) \tag{7}$$

สัญญาณ $S_1(t)$ จะปรากฏที่ขาเข้าของเครื่องรับเท่าครึ่งหนึ่งของเวลาโดยเฉลี่ยและอีกครึ่งหนึ่งของเวลาที่เหลือจะไม่มีสัญญาณ $S_2(t) = 2$ ฉะนั้นกำลังเฉลี่ยของสัญญาณที่ขาเข้าของเครื่องรับจะเท่ากับ

$$S_{av} = \frac{A^2}{4} \tag{8}$$

และความน่าจะเป็นของความผิดพลาดในรูปของกำลังเฉลี่ยของสัญญาณ จะได้

$$P_e = \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{\frac{S_{av} T}{n}}\right) \tag{9}$$

บางครั้งความน่าจะเป็นของความผิดพลาดก็แสดงรูปของพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณต่อบิต $E_{av} = (S_{av})T$ ดังนี้

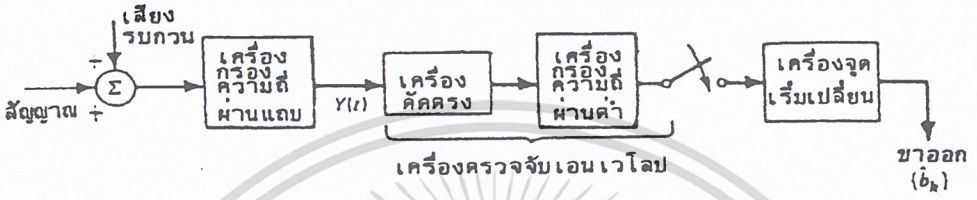
$$P_e = \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{\frac{E_{av}}{n}}\right) \tag{10}$$

2.1.3 นอนโคฮีเรนต์เอเอสเค (Noncoherent ASK)

ในการรับสัญญาณเอเอสเคแบบโคฮีเรนส์นั้นเราจำเป็นต้องสร้างสัญญาณท้องถิ่นให้เหมือนสัญญาณขาเข้าที่เครื่องรับ โดยมีเฟสและความถี่เท่ากัน ในการนี้ต้องใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณที่มีเสถียรภาพสูงทั้งเครื่องรับและเครื่องส่ง ทำให้มีราคาแพง จึงทำให้มีคนสนใจนำเอาวิธีการรับสัญญาณเอเอสเคแบบโคฮีเรนต์มาใช้ เพราะราคาถูกลงคนึ่องจากไม่ต้องการเครื่องกำเนิดที่เสถียร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพสูง รูปที่ 2.2 แสดงส่วนประกอบของเครื่องรับนอนโคฮีเรนต์เอเอสเค เครื่องรับที่จะประกอบด้วยเครื่องกรองความถี่ผ่านและเครื่องรับเอนเวโลป ซึ่งประกอบด้วยเครื่องเรียงกระแสเครื่องกรองความถี่ผ่านต่ำ เครื่องชักตัวอย่าง และอุปกรณ์ตรวจจุดเริ่มเปลี่ยน



รูปที่ 2.2 แผนภาพของเครื่องรับ noncoherent ASK

ที่ขาเข้าของเครื่องรับแบบนอนโคฮีเรนต์จะมีสัญญาณบวกเสียงรบกวนเกาส์เซียนดังสมการ (2) เสียงรบกวนเกาส์เซียนนี้สามารถแตกแตกเป็นส่วนประกอบอินเฟสและครอเดรเจอร์ได้ดังสมการนี้

$$n(t) = x_c(t)\cos\omega_c t - x_s(t)\sin\omega_c t \tag{11}$$

แทนสมการ (11) ในสมการ(6)จะได้

$$v_i(t) = S_1(t) + n(t)$$

$$V_i(t) = A\cos\omega_c t + x_c(t)\cos\omega_c t - x_s(t)\sin 2\pi f_c t$$

$$= \left[A + x_c(t)\right]\cos\omega_c t - x_s(t)\sin\omega_c t \tag{12}$$

เนื่องจากเครื่องรับนอนโคฮีเรนท์ประกอบด้วยเครื่องเอนเวโลป สัญญาณมาร์กบวกเสียงรบกวนที่ขาเข้าของเครื่องรับจึงต้องอยู่ในรูปของเอนเวโลป จะได้

$$V_i(t) = r(t)\cos\left[\omega_c t - \theta(t)\right]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในที่นี้ $$r(t) = \sqrt{(A + x_c(t))^2 + x_s{}^2(t)} \quad (13)$$

ในขณะเดียวกัน สัญญาณสเปซซึ่งมีค่าเท่ากับศูนย์ บวกกับเสียงรบกวนที่ขาเข้าของเครื่องรับจะมีเพียงเสียงรบกวนเท่านั้น

$$\begin{aligned} V_i(t) &= S_2(t) + n(t) \\ &= x_c(t)\cos\omega_c t - x_s(t)\sin\omega_c t \end{aligned} \quad (14)$$

เอนเวโลปของสัญญาณมาร์กบวกเสียงรบกวนจะได้การแจกแจงแบบไรเซียน (Rician distribution)

$$p(r) = \frac{r}{n} I_o\left(\frac{Ar}{N}\right)\exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2N}\right), r \rangle 0 \quad (15)$$

ส่วนเอนเวโลป ของสัญญาณสเปซบวกเสียงรบกวนก็คือ เอนเวโลป ของเสียงรบกวนอย่างนั่นเอง จะได้การแจกแจงแบบเรย์เล(Rayleigh distribution)

$$p(r) = \frac{r}{N}\exp\left(-\frac{r^2}{2N}\right), r \rangle 0 \quad (16)$$

ในที่นี้ N คือ กำลังของเสียงรบกวนที่ขาออกของเครื่องกรองความถี่ผ่านแถบ

$$N = \eta B = 2\eta / T \quad (17)$$

และ คือ เบสเซสฟังก์ที่ถูกดัดแปร (modified Bessel function) ของชนิดที่หนึ่งและอันดับศูนย์ ซึ่งมีค่าจำกัดความดังนี้

$$I_o(x) = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\exp(x\cos(u))du \quad (18)$$

เพื่อให้เครื่องรับเอนเวโลป ทำงานได้ดีที่ค่ามากกว่าค่าจุดเริ่มเปลี่ยน ของเสียงรบกวน แอมปริจูล ของตัวที่ขาเข้าของเครื่องรับจะต้องมีค่า A^2 มากว่า $N(A^2 \rangle\rangle N)$ ถ้าเราสมมุติว่า $A^2 \rangle\rangle N$ แล้ว เราสามารถประมาณค่าเบสเซลฟังก์ชันดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_0\left(\frac{Ar}{N}\right) = \sqrt{\frac{N}{2\pi Ar}}\exp\left(\frac{Ar}{N}\right) \qquad (19)$$

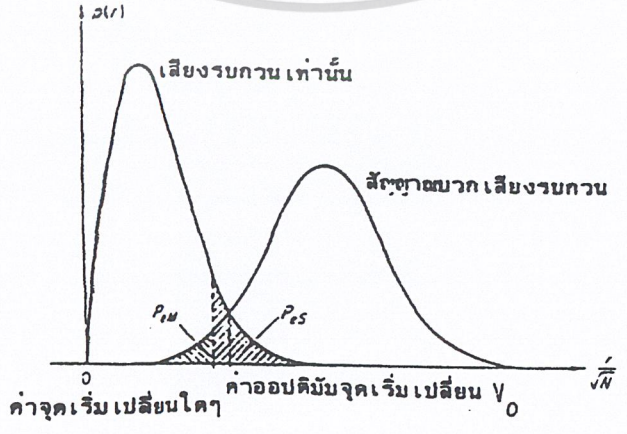
ฉะนั้นสมการ (15) สามารถประมาณค่าดังนี้

$$p(r) = \sqrt{\frac{r}{2\pi AN}}\exp\left(-\frac{(r-A)^2}{2N}\right), r\rangle 0 \qquad (20)$$

ซึ่งการแจกแจงแบบแกาส์เซียนที่มีค่าเฉลี่ย A และค่าแปรปรวน N เพราะ $r/(2\pi AN = 1/(2\pi N)$ ในระแวก r=A ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของเอนเวโลปของสัญญาณบวกเสียงรบกวนและของเสียงรบกวนอย่างเดียว แสดงในรูปที่ 2.3 จะเห็นได้ว่า จุดตัดระหว่างฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของทั้งสอง จะให้ค่าจุดเริ่มเปลี่ยนออปติมัม Vo

เครื่องรับนอนโคฮีเรนต์เอเอสเคจะเปรียบเทียบ R(t) ที่ขาออกของเครื่อ งรับเอนเวโลปกับค่า จุดเริ่มเปลี่ยน V_0 และจะถอดรหัสสัญญาณที่ได้รับเป็น $S_1(t)$ ถ้า R(t)≤ V_0 และเป็น $S_2(t)$ ถ้า R(t)〉 V_0 ดังนั้น ค่าจุดเริ่มเปลี่ยน V_0 ควรมีค่าระหว่าง o และ A ที่จะให้ความน่าจะเป็นของค่าความผิดพลาดน้อยที่สุด ค่าจุดเริ่มเปลี่ยน V_0 ที่ให้ความน่าจะเป็นของเอนเวโลปของสัญญาณบวกและเสียงรบกวน

$$p(r_1 = v_0) = p(r_0 = v_0) \qquad (21)$$



รูปที่ 2.3 ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นสำหรับการรับสัญญาณของโคฮีเรนต์ ASK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในที่นี้ r1 แสดงเอนเวโลปของสัญญาณมาร์กบวก เสียงรบกวนและ r_0 แสดงเอนเวโลป ของเสียงรบกวนอย่างเดียว ในกรณี V_0 จะมีความสัมพันธ์กับ A และ N ดังนี้

$$V_0 = \frac{A}{2}\sqrt{1+\frac{8N}{A^2}} \tag{22}$$

ซึ่งจะประมาณคำตอบของสมการ (20) ได้ใกล้เคียง เมื่อแอมปริจูลของตัวพาห์ที่ขาเข้าของเครื่องรับมีค่า $A^2 \rangle\rangle M$ แล้ว $V_0 = A/2$

ความน่าจะเป็นของความผิดพลาด (P_e) คือความน่าจะเป็นของความผิดพลาดในการตัดสินสัญญาณมาร์กเป็นสัญญาณสเปซ และสัญญาณสเปซเป็นสัญญาณมาร์กในกรณีที่สัญญาณมาร์กและสัญญาณสเปซ มีความน่าจะเป็นของการเกิดเท่ากันจะได้ความน่าจะเป็นของการเกิดเท่ากันจะได้ความน่าจะเป็นของความผิดพลาด

$$P_e = \frac{1}{2}P_{eM} + \frac{1}{2}P_{eS} \tag{23}$$

ในที่นี้

$$P_{eM} = \int_{-\infty}^{A/2} \frac{1}{\sqrt{2\pi N}} \exp\left(-\frac{(r-A)^2}{2N}\right) dr$$

$$= erfc\left(\frac{A}{2\sqrt{N}}\right) \tag{24}$$

และ $$P_{eM} = \int_{A/2}^{\infty} \frac{r}{N} \exp\left(-\frac{r^2}{2N}\right) dr$$

$$= \exp\left(-\frac{A^2}{8N}\right) \tag{25}$$

สำหรับค่า $x \to \infty : erfc(x) = \dfrac{\exp(-x^2/2)}{x\sqrt{2\pi}}$ (26)

ในกรณีที่ $A^2 \rangle\rangle N$ สมการ (22) สามารถประมาณค่าได้ดังนี้

$$P_{eM} = \sqrt{\frac{4N}{2\pi A^2}} \exp(-\frac{A^2}{8N}) \tag{27}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น แทนสมการ (25) และ (23) ในสมการ (21) จะได้ P_e ที่จุดเริ่มเปลี่ยนออปติมัม ดังนี้

$$P_{eM} = \frac{1}{2}\left[1+\sqrt{\frac{4N}{2\pi A^2}}\right]\exp(-\frac{A^2}{8N})$$

$$= \frac{1}{2}\exp(-\frac{A^2}{8N}), A^2 \rangle\rangle N \qquad (28)$$

ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของเครื่องรับแบบนอนโคฮีเรนต์เอเอสเคจะมีค่ามากกว่าความน่าจะเป็นของเครื่องรับแบบโคฮีเรนต์เอเอสเค ที่ทำงานที่กำลังของสัญญาณความเร็วในการส่งและฟังก์ชันของความน่าจะเป็นของเสียงรบกวนที่ค่าเดียวกันเสมอ อย่างไรก็ตามเครื่องรับแบบนอนโคฮีเรนต์เอเอสเค มีวงจรง่ายกว่าเครื่องรับแบบโคฮีเรนต์มาก พึงสังเกตว่าในระบบนอนโคฮีเรนต์เอเอสเค ความน่าจะเป็นของการถอดรหัสสัญญาณ “1” ผิด จะมีค่าแตกต่างกับความน่าจะเป็นของการถอดรหัสสัญญาณ"0” ผิด

2.2 ออปเปอเรชั่นนัล แอมปลิฟายเออร์ (OPERATIONAL AMPLIFIER)

กล่าวนำ

เนื่องจากในภาครับและภาคส่งของวงจร Amplitude shift keying (ASK) นั้น มีการนำเอา op-amp มาใช้งานมาก จึงของกล่าวถึงหลักการของ op-amp เบื้องต้นรวมถึง การประยุกต์ใช้งานของop-amp เบื้อง เพื่อความเข้าใจมากขึ้น

บทนำ

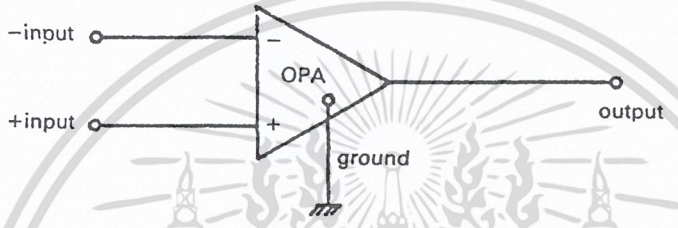
วงจรขยายทั่วๆไปที่ใช้ขยายสัญญาณทางไฟฟ้านั้นเราคงพอรู้จักกันดี แต่ยังมีวงจรขยายชนิดหนึ่งที่รวบรวมคุณสมบัติที่ดีเยี่ยมของวงจรขยายทั่วไปไว้ในตัวมัน และเราให้ชื่อวงจรขยายนั้นว่า ออปเปอเรชั่นนัล แอมปริฟายเออร์ (operational amplifier)

คุณสมบัติของ op-amp

Operational amplifier ถูกนำมาใช้กับงานทางคณิตศาสตร์ (mathematical operation) ใน analog computer amplifier เป็น amplifier ที่มีอัตราขยายสัญญาณ (gain) สูง และเป็น direct couled amplifier ที่สามารถควบคุม gian-impedance characteristic ได้ด้วย feedback network ภาคนอก เราเขียนแทน oprational amplifier ด้วยสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่มี input 2 จุด กับ output 1 จุด ดังรูปที่2.4 ในที่นี้ไม่ได้แสดงถึง connection อื่นๆ เช่น power supply terminal,feedback และ phase compensation เป็นต้น “(-) input “ หมายถึง inverting input

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กล่าวคือสัญญาณ output กับที่จุดนี้กลับ phase กัน ส่วน " (+) input " หรือ non-inverting input หมายถึงสัญญาณ out มี phase เดียวกันกับสัญญาณที่จุดนี้ นอกจากนี้เรายังอาจป้อนสัญญาณ input เข้าระหว่างขา " inverting input" กับ "non inverting input" ก็ได้

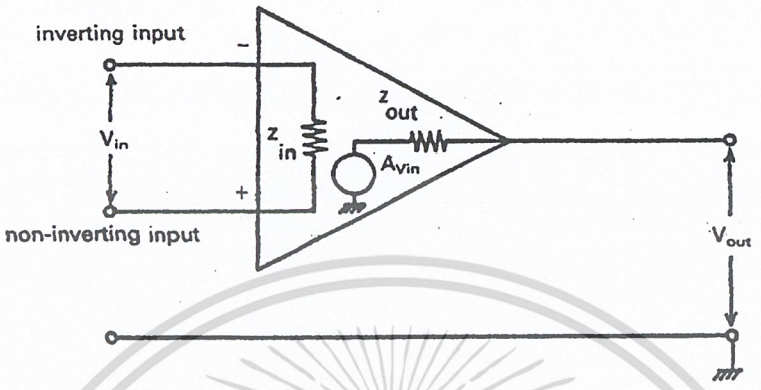


รูปที่ 2.4 สัญลักษณ์ของ operational amplifier

Operational amplifier ที่เป็น ideal ได้แสดงในรูปที่ 2.4 มีคุณสมบัติดังนี้

1. Voltage amplification (A) มีค่า infinite (Open loop)
2. Input impedance (Z_{in})มีค่า infinite (Open loop)
3. Output impedance(Z_{out}) มีค่าเป็นศูนย์
4. Bandwidth มีค่า infinite
5. การ swing ของ output voltage ระหว่าง 0 volt เป็นไปในรูป linear
6. Output voltage ถูก limit ด้วยระดับ saturation ให้ symmetrical ทั้งบวกและลบได้ โดย op-amp ไม่เสียหาย
7. $V_{out} = -AV_{in}$
8. $V_{out} = 0$ เมื่อ $V_{in} = 0$
9. คืนตัวจาก saturation ได้เร็ว
10. ภาค input เป็น differential amplifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 idel operational amplifier

ในทางปฏิบัติ เรามักถือว่า ให้คุณสมบัติข้อ 1 และข้อ 2 เป็นจริงเสมอ

2.2.1ออปแอมป์แบบพื้นฐาน

ออปแอมป์ส่วนใหญ่จะมีภาคต้นๆ ประกอบด้วยวงจรขยายความแตกต่าง อาจจะสอง-สามภาคเชื่อมต่อกันเพื่อให้มีอัตราขยายสูงๆซึ่งจำเป็นจะต้องมีแหล่งจ่ายไฟทั้งบวกและลบ วงจรขยายความแตกต่างมีสองอินพุททำให้ขั้นเอาท์พุทสามารถเลือกได้ทั้งแบบมีการกลับเฟสและไม่กลับเฟส

ในการใช้งานออปแอมป์มักมีการป้อนกลับแบบลบจากขั้วเอาท์พุทมายังขั้วลบ (inverting input) ด้วยตัวต้านทานหรืออิมพีแดนซ์ เพื่อควบคุมอัตราขยายและผลตอบความถี่ให้ได้ตามที่ต้องการ

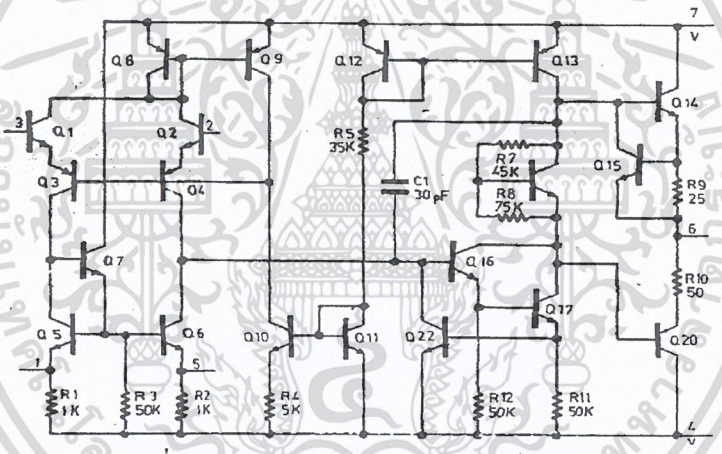
เช่นเดียวกับวงจรขยายทั่วๆไป สัญญาณที่เข้าที่อินพุทจะมีการเลื่อนเฟส (นอกเหนือจากการกลับเฟส)อัตราการเลื่อนเฟสนี้จะขึ้นกับความถี่

ในกรณีที่การเลื่อนเฟสมากขึ้นจนเป็น 180 องศา เฟสค่านี้จะไปรวมกับการกลับเฟส 180 องศา ซึ่งจะทำให้เกิดการป้อนกลับแบบเสริมกัน(แทนที่จะเป็นแบบลบ)วงจรขยายในสภาวะเช่นนี้จะไม่มีเสถียรภาพ จะเกิดออสซิลเลทที่ความถี่ที่ให้การป้อนกลับแบบเสริม การที่เฟสมากขึ้นเมื่อความถี่สูงๆนี้จะจำกัด แถบความถี่ของออปแอมป์ วิธีแก้อาจจะทำโดยเพิ่มวงจรชดเชยเฟสเข้าไป วงจรชดเชยเฟสส่วนมากจะประกอบด้วยตัวต้านทานกับตัวเก็บประจุ หรืออาจจะเป็นตัวเก็บประจุอย่างเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2 วงจรตัวอย่างออปแอมป์

รูปที่ 2.6 แสดงถึงวงจรออปแอมป์และวงจรสมมูลย์ที่ปรากฏที่ปรากฏในข้อมูลของ บริษัท โมโตโรล่า วงจรนี้ประกอบด้วยวงจรขยายความแตกต่าง 2 ภาค และตามด้วยวงจรขยายกำลัง วงจรขยายความแตกต่างทั้งคู่มีอัตราการบั่นทอนสัญญาณอินพุททั้งสองที่มีเฟสเดียวกัน และอัตราขยายสูงมาก ที่ขั้วอินพุทของวงจรภาคแรกมีการป้องกันวงจร ในกรณีที่อินพุทแรงเกินไป(เช่นต่อสายผิดโดยขั้วอินพุทต่อเข้ากับแหล่งจ่ายไฟโดยมิได้ตั้งใจ) ส่วนภาคสุดท้ายเป็นวงจรที่มีภาคขยายสูงและเลื่อนระดับแรงดันเอาท์พุทให้คิดเทียบกับกราวด์นอกจากนี้ยังมีวงจรป้องกันการลัดวงจรที่เอาท์พุทอีกด้วย



รูปที่ 2.6 วงจรภายในของออปแอมป์ในไอซี

2.2.3 สเปคที่ใช้ในเรื่องออปแอมป์

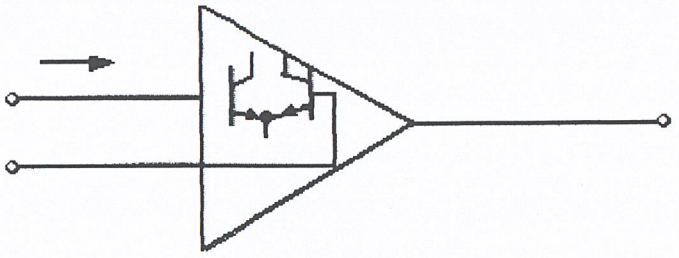
ก่อนที่จะเข้าใจการใช้งานของออปแอมป์และวิเคราะห์การทำงานของออปแอมป์เราจำเป็นต้องรู้เกี่ยวกับสเปคที่ใช้งานสำหรับตัวออปแอมป์

กระแสไบแอสที่อินพุท คือ กระแสอินพุทที่เข้าไปยังขาอินพุทของออปแอมป์ โดยปกติออปแอมป์มีขาอินพุท 2 ขา ดังนั้นเราจึงกำหนดเป็นกระแสเฉลี่ยและกำหนดเป็น

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} \qquad (29)$$

โดยปกติค่ากระแสไบแอสนี้มีค่าน้อยมากอยู่ในช่วง 0.05-100 nA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 การหากระแสไบแอสที่อินพุท

กระแสออฟเซทที่อินพุท คือค่าความแตกต่างของกระแสที่ไหลเข้าทางอินพุทของออปแอมป์ เมื่อแรงดันที่เอาพุทมีค่าเป็นศูนย์ หรือ

$$I_{OS} = I_{B1} - I_{B2} \tag{30}$$

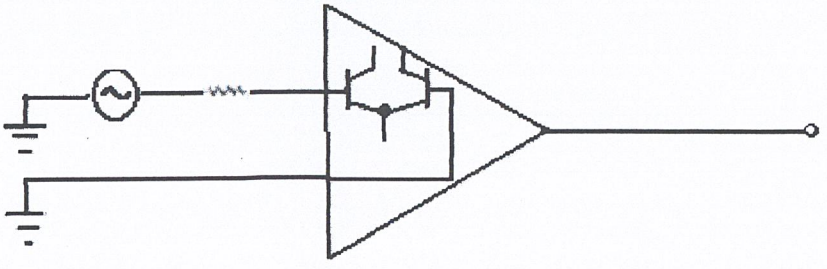
ค่ากระแสออฟเซทจะมีค่าอยู่ในช่วง 0.8 – 500 nA

แรงดันออฟเซทที่อินพุท คือค่าแรงดันที่จะต้องป้อนเข้าที่อินพุทของออปแอมป์ผ่านตัวต้านทานที่เท่ากันสองตัว เป็นผลทำให้แรงดันเอาท์พุทมีค่าเป็นศูนย์ ดังแสดงในรูปที่ 10

รูปที่ 10 แสดงการหาแรงดัน Vos ของออปแอมป์ที่อินพุทอินพุทอิมพีแดนซ์ ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของออปแอมป์คือค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสอินพุทเมื่อคิดเทียบกับอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสอินพุท โดยปกติค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของออปแอมป์จะมีค่าราวๆ 130 Kohm ถึง 30 Mohm

เอาท์พุทอิมพีแดนซ์ คือค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงเอาท์พุทเมื่อเทียบกับอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสเอาท์พุท โดยปกติจะมีค่าราวๆ 0.75 – 1000 ohm

ผลตอบสนองต่อความถี่ คือค่าความถี่ที่ตัวออปแอมป์ยังสามารถทำงานได้ โดยทั่วไปมักจะกำหนดได้หลายแบบ แต่แบบที่นิยมกันมากคือกำหนดด้วยความถี่คัทออฟหรือความถี่ 3dB

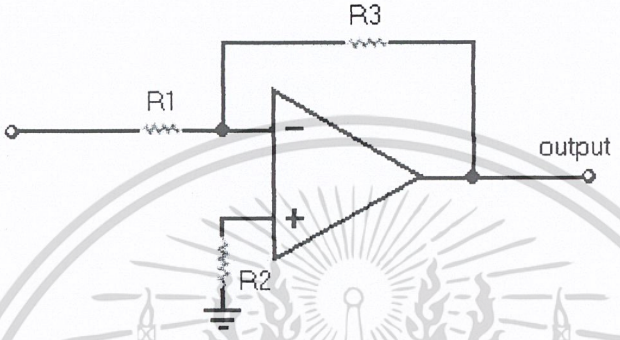


รูปที่ 2.8 การหาแรงดัน Vos ของออปแอมป์ที่อินพุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.4 การประยุกต์ใช้งานออปแอมป์

การขยายแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier) จากที่กล่าวมาแล้วในตอนก่อนว่า เราสามารถกำอัตราขยายได้ตามใจชอบด้วยการป้อนกลับ และวงจรขยายแบบกลับเฟสแสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.9

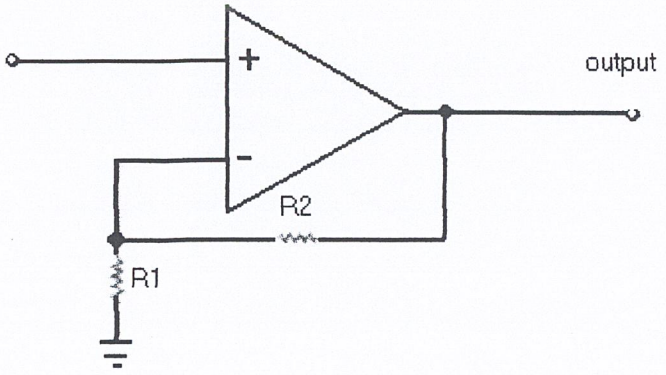


รูปที่ 2.9 วงจรขยายแบบกลับเฟส

จากรูปที่ 2.9 อัตราขยายของวงจรสามารถคำนวณได้ด้วยค่าอัตราส่วนของ R2/R1 นั้นคือแรงดันเอาท์พุทจะมีค่าเท่ากับผลคูณของ R2/R1 กับแรงดันอินพุท สัญญาณเอาท์พุทที่ได้จะอยู่ในลักษณะมีเฟสกลับกับอินพุทเพราะเราทำการป้อนสัญญาณเข้าทางขาอินเวอร์ติ้งอินพุท

ส่วนหนึ่งที่พึงจะต้องทำคือค่า R3 ควรจะเลือกให้มีค่าใกล้เคียงกับค่าของ R1 และ R2 ขนานกัน เพื่อชดเชยการผิดพลาดเนื่องจากแรงดันออฟเซทที่อาจเกิดขึ้นจากกระแสไบแอส

โดยปกติถ้าป้อนอินพุทเป็นสัญญาณไฟสลับ เอาท์ที่ได้จะขึ้นอยู่กับอินพุท จะเห็นได้ว่าผตอบสนองต่อความถี่ของออปแอมป์ก็มีส่วนสำคัญ ดังนั้นในการใช้งานจึงต้องระวังไม่ให้เกินขอบเขตทางด้านความถี่โดยปกติอาจจะกำหนดค่าไว้ในรูปของผลคูณของอัตราต่อความถี่ที่ค่าสูงสุดไว้



รูปที่ 2.10 วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

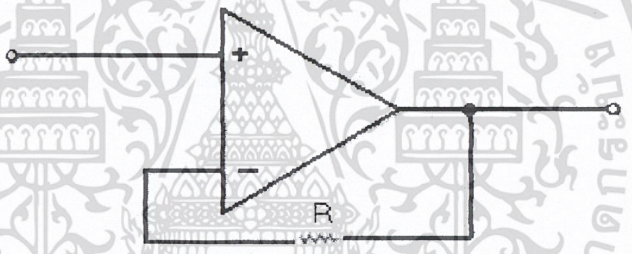
สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส จากรูปที่ 2.10 เป็นรูปของวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส ซึ่งมีค่าความต้านทานอินพุทสูงมาก และอัตราขยายแรงดันของวงจรจะกำหนดด้วยค่าตัวต้านทาน โดยจะเท่ากับค่าอัตราส่วนระหว่าง R1 + R2 กับ R1

สิ่งที่ทำให้วงจรนี้แตกต่างจากวงจรขยายชนิดกลับเฟสคือเอาท์พุทที่เกิดขึ้นจะมีเฟสเดียวกับสัญญาณอินพุท นอกจากนี้วงจรนี้ยังให้ค่าความต้านทานอินพุทสูงมาก

ในขณะที่อินพุทอยู่ลอยๆเฉยๆ จะเห็นได้ว่าจะทำให้เอาท์พุทเกิดการอิ่มตัวทันทีนั้นหมายความว่าระดับแรงดันเอาท์จะเป็นค่าเท่ากับแรงดันไฟเลี้ยงด้านบวกทันที

วงจรบัฟเฟอร์ ลักษณะพิเศษของวงจรบัฟเฟอร์ก็คือ การให้อัตราการขยายเท่ากับ 1 เราอาจแปลกใจว่าเมื่อวงจรขยายมีอัตราขยายเท่ากับ 1แล้วเรานำไปใช้ประโยชน์อะไรได้บ้าง สิ่งหนึ่งที่พอจะตอบได้ก็คือใช้เป็นตัวกันชนหรือบัฟเฟอร์ระหว่างสองวงจรที่ต้องการจะเชื่อมต่อถึงกัน

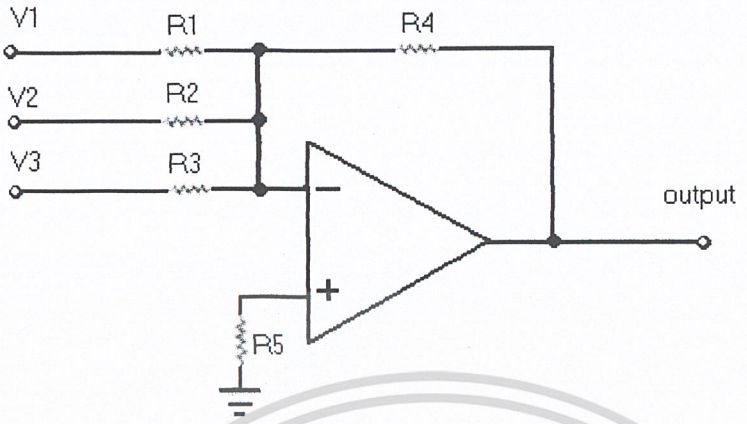


รูปที่ 2.11 วงจรบัฟเฟอร์

วงจรดังกล่าวจะให้ความต้านทานอินพุทสูงมากดังนั้นเมื่อต่อเป็นโหลดของวงจรอื่นก็ไม่ทำให้แรวดันเอาท์พุทของวงจรที่จ่ายแรงดันให้นั้นตกลงได้ และในทำนองเดียวกันเมื่อนำไปขับวงจรอื่นก็สามารถจ่ายแรงดันไปให้วงจรอื่นได้โดยไม่ทำให้ระดับแรงดันของเอาท์พุทของออปแอมป์ตกเพราะเนื่องจากออปแอมป์มีค่าความต้านทานเอาท์พุทต่ำมาก

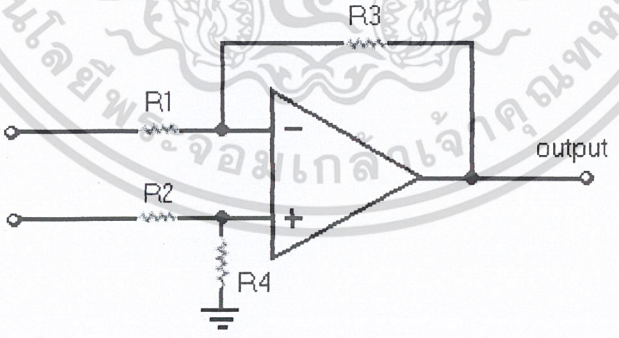
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

46494



รูปที่ 2.12 วงจรขยายสัญญาณผลบวก

วงจรขยายผลบวกของสัญญาณ วงจรขยายสัญญาณผลบวกแสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.12 ซึ่งก็คือ วงจรขยายกลับเฟสที่ใช้ในกรณีพิเศษ วงจรนี้จะให้เฟสเอาท์พุทกลับกับอินพุทแต่แรงดันที่ได้ที่เอาพุทจะมีค่าเทียบเท่ากับผลบวกทางพีชคณิตของผลที่ได้จากการขยายสัญญาณอินพุทแต่ละอัน เช่น แรงดันอินพุทเนื่องจาก V1 จะมีค่าเป็น V1R4/R1 แรงดันเอาท์พุทเนื่องจาก V2 เป็น V2R4/R2 และสำหรับ V3 เป็น V3R4/R3 หรือ แรงดันที่เอาท์พุท



รูปที่ 2.13 วงจรขยายสัญญาณผลต่าง

วงจรขยายสัญญาณผลต่าง วงจรขยายสัญญาณผลต่างแสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.13 โดยตัววงจรเป็นส่วนประกอบที่สมบรูณ์ของวงจรขยายสัญญาณผลบวกโดยจะสามารถนำเอาแรงดันสองแรงดันมาหักล้างกันได้

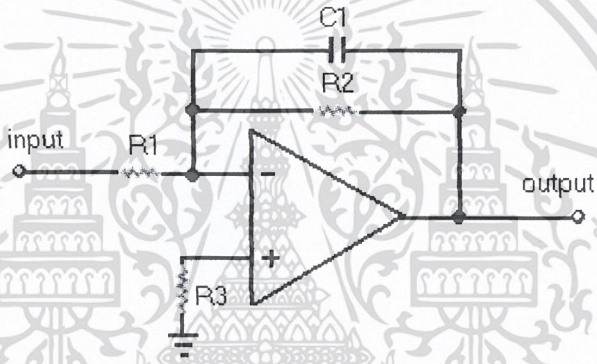
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปข้างบนถ้าเรากำหนดให้ R1= R3 และ R2=R4 แล้วค่าแรงดันเอาท์พุทที่ได้จะมีค่าดังนี้

$$V_O = \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1) \qquad (31)$$

วงจรนี้สามารถประยุกต์ใช้งานได้ในลักษณะเป็นวงจรเปรียบเทียบสัญญาณความแตกต่างหรือใช้ตารางสอบระดับแรงดันสองค่าได้

วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบเบื้องต้น วงจรกรองสัญญาณเป็นวงจรที่ใช้ออปแอมป์เข้าไปมีส่วนอยู่มาก จากรูปที่ 2.14 เป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านโดยใช้ออปแอมป์



รูปที่ 2.14 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน

จากวงจรรูปที่ 2.14 เป็นวงจรที่ใช้กรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน จากลักษณะของวงจรจะเห็นได้ว่าส่วนการป้อนกลับของวงจรจะประกอบด้วยวงจรที่มีตัวต้านทานที่มีตัวต้านทานและตัวเก็บประจุต่อขนานกันอยู่ โดยการกำหนดความถี่ -3dB ได้ดังนี้

$$f = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \text{ Hz} \qquad (32)$$

หมายความว่าถ้าความถี่ที่อินพุทมีค่าน้อยกว่าความถี่นี้จะทำให้เอาท์พุทปรากฏสัญญาณออกมาได้ และถ้าหากว่าป้อนให้ค่าความถี่ที่มากกว่าความถี่แล้วจะทำให้เกิดการบั่นทอนสัญญาณลงไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทสรุป

เทคโนโลยี่ทางด้านไอซีทำให้อุปกรณ์อิเลคทรอนิส์ต่างๆ มีแนวโน้มถูกลงและสามารถให้ผลการทำงานได้สูงขึ้นดังตัวอย่างเช่น ออปเปอร์เรชั่นนัลแอมปลิฟายเออร์

ออปแอมป์เป็นวงจรขยายชนิดหนึ่งที่รวบรวมเอาบรรดาข้อดีทั้งหมดวงจรขยายได้ คือมีอัตราขยายสูงมาก มีอินพุทอิมพิแดนซ์สูง มีเอาท์พุทอิมพิแดนซ์ต่ำเป็นต้น

เราสามารถประยุกต์วงจรออปแอมป์ในวงจรอิเลคทรอนิคส์ต่างๆได้มากและหลักการออกแบบหรือใช้งานออปแอมป์ก็ค่อนข้างจะง่ายดายเมื่อเทียบกับการออกแบบวงจรขยายแบบเก่าๆ หรือใช้อุปกรณ์จำพวกทรานซิสเตอร์

2.3 วงจรกรองความถี่ต่ำชนิดอันดับสอง (Second order LPF)

ชื่ออื่นๆที่ใช้เรียกกันเช่น วงจรกรองความถี่ชนิดเกนเท่ากับ 1 , วงจรกรองความถี่แบบ RC หรือวงจรกรองความถี่ต่ำชนิดไม่มีอินดัคเตอร์หรือตัวเหนี่ยวนำ

การทำงานของวงจร

ในวงจรชนิดนี้จะประกอบด้วยคอมเพล็กโพล 2 จุด ด้วยกันเพื่อให้สามารถปรับการแด็มป์ได้โดยการเลือกค่าของ R1 , R2 , C1 และ C2 ที่เหมาะสม ดังรูปที่ 16 สามารถ เขียนทรานส์เพอร์ฟังชั่น เพื่อแสดงคุณสมบัติของวงจรได้ดังรูปที่ 6-2 กราฟที่แสดงในรูปที่ 17 นั้นจะคำนวณได้จากการออกแบบวงจรโดยใช้ ไอซีออปแอมป์ 741 และ มี Fcp หรือ ความถี่โพลที่ 1 KHz โดยการทำตามขั้นตอนการออกแบบวงจร ต่าต่างๆ ในวงจรจะหาได้ดังนี้

เบสเลสฟังก์ชั่น : R1 = R2 = 10800 โอห์ม
C1 = 0.0133
C2 = 0.01

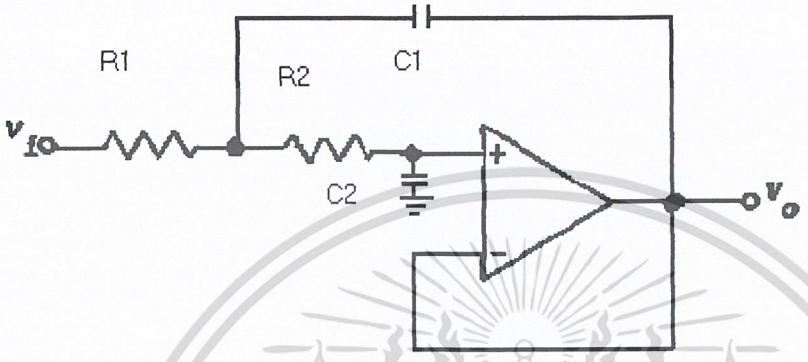
ทรานส์เฟอร์ฟังก์ของ
บัตเตอร์เวิร์ทช์ : R1 = R2 = 10800
(Butterworth) C1 = 0.02
C2 = 0.01

ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชั่นชนิด : R1 = R2 = 49400

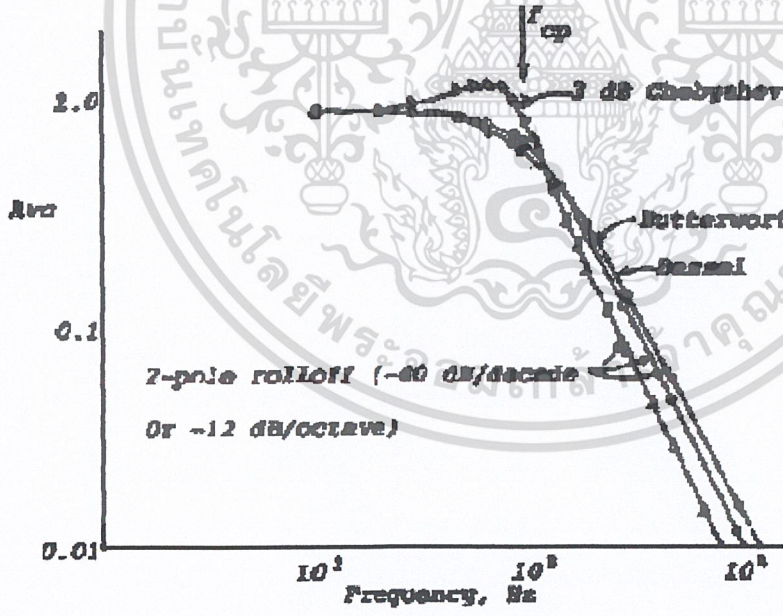
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3-dB เชร์ฟบิเซ็ฟ C1 = 0.01

(Chebyshev) C2 = 1470



รูปที่ 2.15 วงจรกรองความถี่ต่ำชนิดป้อนกลับเดียว แบบใช้วงจรขยายที่มีเกน = 1



รูปที่ 2.16 ข้อมูลจากการคำนวณค่าจากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชั่นข้างต้นนำมาพล็อตจุดจะได้ช่วงความที่ตอบสนองต่อสัญญาณดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นจากรูปที่ 16 คือ

$$A_{VC} = \frac{V_O}{V_I} = \frac{1}{S^2(C_1C_2R_1R_2) + S[C_2(R_1 + R_2)] + 1} \quad (16)$$

ตำแหน่งของโพลเชิงซ้อนจะได้ 2 จุด คือ

$$S_1, S_2 = \frac{-C_2(R_1 + R_2) \pm [C^2{}_2(R_1 + R_2)^2 - 4C_1C_2R_1R_2]^{1/2}}{2C_1C_2R_1R_2} \quad (17)$$

ค่าแคมป์ปิ้งแฟกเตอร์ δ จะเป็นค่าที่กำหนดรูปร่างของ ในแถบความถี่ที่อยู่ใกล้ Fcp ซึ่งค่า δ มีความสัมพันธ์ Q ดังนี้

$$\delta = \frac{1}{2Q} \quad (18)$$

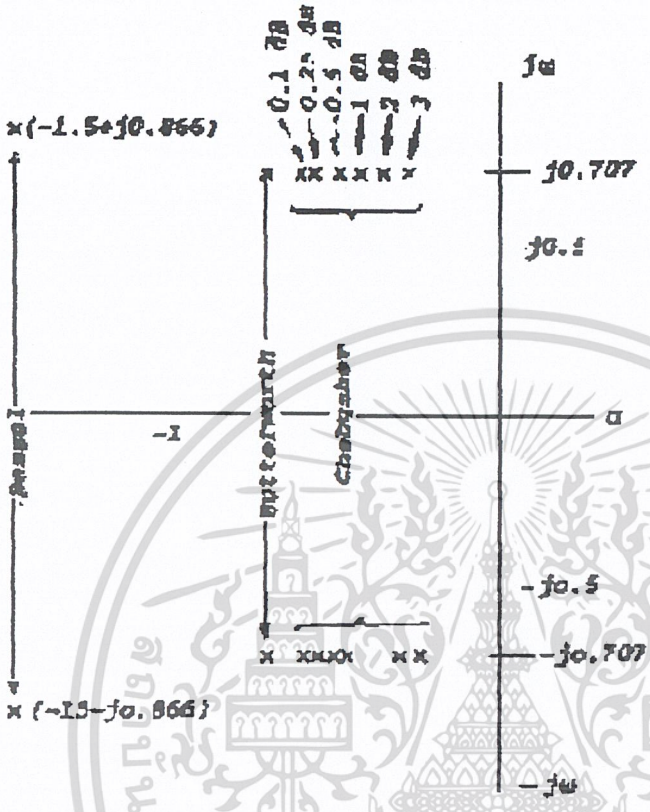
Q คือค่าที่กำหนดความสูงของยอดของค่าความถี่ที่วงจรตอบสนองได้ จะได้ว่า

$$A_{VC} = \frac{1}{S^2 + 2\delta\omega_n S + \omega^2{}_n} \quad (19)$$

โดย $\omega_n = 2\pi f_{cp}$

$$\delta = \frac{R_1 + R_2}{2}\left(\frac{C_2}{R_1R_2C_1}\right)^{1/2} \quad (20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.17 ตำแหน่งโพลใน S โดเมนที่คำนวณจากทรานส์เฟอร์ชั่นของรูปที่ 6.1

จากรูป 2.17 แสดงถึงตำแหน่งของโพลใน S โดเมนสำหรับวงจรกรองสัญญาณที่ได้กล่าวถึงในส่วนนี้

ปกติการออกแบบวงจรฟิลเตอร์จะใช้คอมพิวเตอร์ช่วย เพื่อให้มีความรวดเร็วยิ่งขึ้นและค่าที่ได้ถูกต้องโดยเฉพาะอย่างยิ่งการคำนวณค่าจากทรานส์เฟอร์ชั่นต่าง ๆ ซึ่งต้องการตัวเลขที่ละเอียดพอสมควร จากรูปที่ 16 สามารถคำนวณค่าต่าง ๆ ที่ตอบสนองต่อความถี่ในรูปของทรานส์เฟอร์ฟังช์ชนิดต่าง ๆ ได้ดังตารางข้างล่างนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เบสเสล	0.8659	0.9066	0.6799
บัตเตอร์เวิรสท์	0.7072	1.414	0.7071
เชร์ฟบิเซ็ฟ (0.1-dB ยอด)	0.6516	1.638	0.6955
" (0.25-dB ยอด)	0.6179	1.778	0.6789
" (0.5-dB ยอด)	0.5789	1.949	0.6533
" (1-dB ยอด)	0.5228	2.218	0.6061
" (2-dB ยอด)	0.4431	2.672	0.5246
" (3-dB ยอด)	0.3833	3.103	0.4558

ตารางที่1

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบ

พารามิเตอร์	คำจำกัดความ
Av	เกนของออปแอมป์ในฟังก์ชั่นของความถี่
Avc	เกนของวงจรในฟังก์ชั่นของความถี่
C1, C2	ค่าสุดท้ายของคาปาซิเตอร์หลังจากที่ค่าอิมพีแดนซ์และค่าความถี่ได้กำหนดค่าของ fcp และ δ แล้ว
C'1,C'2	ค่าที่อยู่ระหว่างการเปลี่ยนแปลง C1 และ C2 ซึ่งยังไม่ได้กำหนดความถี่ที่แน่นอน
$C1^n, C2^2$	ค่าที่คำนวณได้จากตารางข้างต้น
fcp	ความถี่ที่จุดโพลของวงจร
Q	กำหนดความสูงของยอดของความถี่ที่วงจรตอบสนองได้
R———	R = R1 = R2
R1 , R2	กำหนดค่า fcp และ δ
$S^B{}_A$	เซนซิติวิตี้ของ B ที่แปรผันในเทอมของ A ใช้ได้กับเซนนิติวิตี้ฟังชั่นทั้งหมดที่แสดงในหัวข้อถัดไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Vi	แรงดันที่ป้อนให้กับวงจร
Vo	แรงดันเอาท์พุต
ω_n	ความถี่ของจุดโพลในวงจร
δ	แคมป์ปิ้งแฟกเตอร์

สมการที่ใช้ในการออกแบบ

1.ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชั่นของวงจร (เกน)

$$A_{VC} = \frac{V_O}{V_I} = \frac{1}{S^2(C_1C_2R_1R_2) + S[C_2(R_1 + R_2)] + 1} \quad (21)$$

OR $$A_{vc} = \frac{1}{S^2 2\delta\omega_n S + \omega^2} \quad (22)$$

2.ตำแหน่งของโพลเชิงซ้อน 2 จุดจากสมการที่ 1 ในโดเมน

$$S_1, S_2 = \frac{-C_2(R_1 + R_2) \pm [C^2{}_2(R_1 + R_2)^2}{2C_1C_2R_1R_2} \quad (23)$$

3.ความสัมพันธ์ระหว่างค่าคาปาซิเตอร์เริ่มแรก(initial capatitor) และ คาปาซิเตอร์สุดท้าย (Final capacitor)

$$C_1 = \frac{C_1{}''}{2\pi f_{cp} R} \quad (24)$$

$$C2 = \frac{C_2{}''}{2\pi f_{cp} R}$$

4.ค่าแคมป์ปิ้งแฟกเตอร์ของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\delta = \frac{R_1 - R_2}{2}\left(\frac{C_2}{R_1 R_2 C_1}\right)^{1/2} \quad (25)$$

5.ความสัมพันธ์ระหว่างค้าแดมป์ปิ้งแฟกเตอร์และ Q

$$Q = \frac{1}{2\delta} \quad (26)$$

6.ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่โพลและความถี่ธรรมชาติ (natural radian)

$$\omega_n = \frac{1}{2\pi f_{cp}} \quad (27)$$

7.เซนซิติวิตี้ของ f_{cp} ที่เปลี่ยนแปลงตาม R1,R2,C1,C2

$$S^{fcp}{}_{R_1} = S^{FCP}{}_{R_2} = S^{FCP}{}_{C_1} = S^{FCP}{}_{C_1} = -\frac{1}{2} \quad (28)$$

$S^{fcp}{}_{R_1} = -\frac{1}{2}$ หมายความว่า ถ้า R_1 มีค่าแพิ่มขึ้น 1%, f_{cp} จะมีค่าลดลง ½%

8.เซนซิติวิตี้ของ f_{cp} ที่เปลี่ยนแปลงตาม R1,R2,C1,C2

$$S^{\delta}{}_{R_1} = \frac{1}{2} - \frac{1}{4\pi\delta f_{CP} R_1 C_1}$$

$$S^{\delta}{}_{R_2} = \frac{1}{2} - \frac{1}{4\pi\delta f_{CP} R_1 C_1}$$

$$S^{\delta}{}_{C_1} = \frac{1}{2} - \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)\frac{1}{4\pi\delta f_{CP} R_1 C_1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S^{\delta}_{C_2} = \frac{1}{2} \qquad (29)$$

9.เกนลูปเปิดที่ทำให้ออปแอป์มีความเที่ยงตรงมากขึ้นที่ความถี่ f_{cp} และความถี่ต่ำกว่าเที่ยวตรงมากขึ้น

$$A_V >> \frac{C_1}{2C_2} \qquad (30)$$

ขั้นตอนการออกแบบ

ขั้นตอนที่ 1 เลือกค่า C''1 และ C''2 จากตารางที่1 ตามชนิของวงจรกรองความถี่ที่ต้องการ

ขั้นตอนที่ 2 แทนค่า Fcp ในสูตรคำนวณ C'1 และ C'2

$$C_1' = \frac{C_1''}{2\pi f_{cp}} \qquad C_2' = \frac{C_2''}{2\pi f_{cp}}$$

ขั้นตอนที่ 3 เลือกค่า R=R1=R2 ที่จะให้ได้ค่า C1 และ C2 ในทางปฏิบัติได้

$$C_1 = \frac{C_1'}{R} \qquad C_2 = \frac{C_2'}{R}$$

ขั้นตอนนี้เรียกว่า อิมพีแดนซ์สเกลลิ่ง

ขั้นตอนที่ 4 คำนวณค่าแคมป์ปิ้งแฟกเตอร์ δ จากสมการที่ 25 เปรียบเทียบผลกับค่าจากตารางที่1

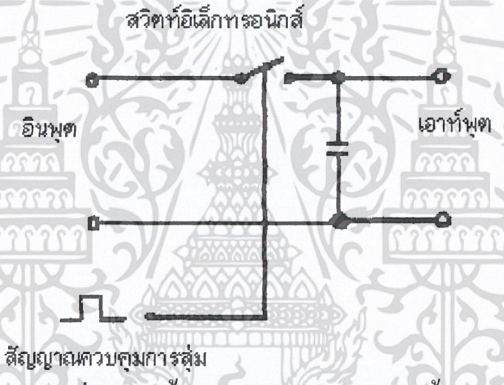
ขั้นตอนที่ 5 จากสมการที่28 คำนวณค่าเซนซิติวิตี้ของ Fcp ที่เปรียบแปลงตาม R1,R2,C1,C2 และ จากสมการที่29 คำนวณค่าเซนซิติวิตี้ของที่เปลี่ยนแปลงตาม R1,R2,C1,C2

ขั้นตอนที่ 6 จากสเปคของออปแอมป์จะได้ค่า Av ที่ความถี่ Fcp ซึ่ง ค่านั้นจะสอดคล้องกับสมการที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 วงจรแซมปลิ้ง (Sampleling circuit)

ความจริงแล้ววงจรแซมปลิ้งมิได้มีใช้เฉพาะกับ ADC เท่านั้น แต่ก็ยังใช้ กันทั่วไปในระบบ data distribution , sampling scope , reconstuction filter และ อนาล็อกคอมพิวเตอร์เป็นต้น วงจรแซมปลิ้ง โดยพื้นฐานแล้วเป็นอุปกรณ์หรือวงจรเก็บแรงดัน (Voltage memory) ซึ่งใช้อุปกรณ์ ร่วมสำคัญคือตัวเก็บเก็บประจุ ในรูปที่ 2.32 แสดงวงจร พื้นฐานของแซมปลิ้ง อิเล็กทรอนนิกส์ สวิทซ์ จะต่อสัญญาณแรงดันเข้ากับตัวเก็บประจุซึ่งสวิทซ์นี้ควบคุมจาก Sampling pulse ช่วงการตัดต่อสวิทซ์ และเวลาในการประจุแรงดันจนถึงค่าที่ sample มานั้นเรียกว่า Aperture-time ของ วงจรแซมปลิ้งจากลักษณะการทำงานวงจรดังกล่าววงจรแซมปลิ้ง จะมีจุดตัดต่อสัญญาณเข้าออก 3 จุดด้วยกัน คือ สัญญาณอนาล็อกอินพุต สัญญาณแซมปลิ้ง และ เอาท์พุต

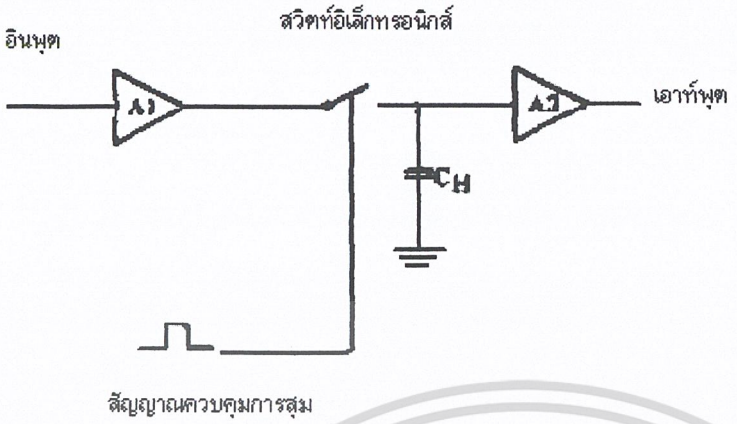


รูปที่ 2.18 พื้นฐานของวงจรแซมปลิ้ง

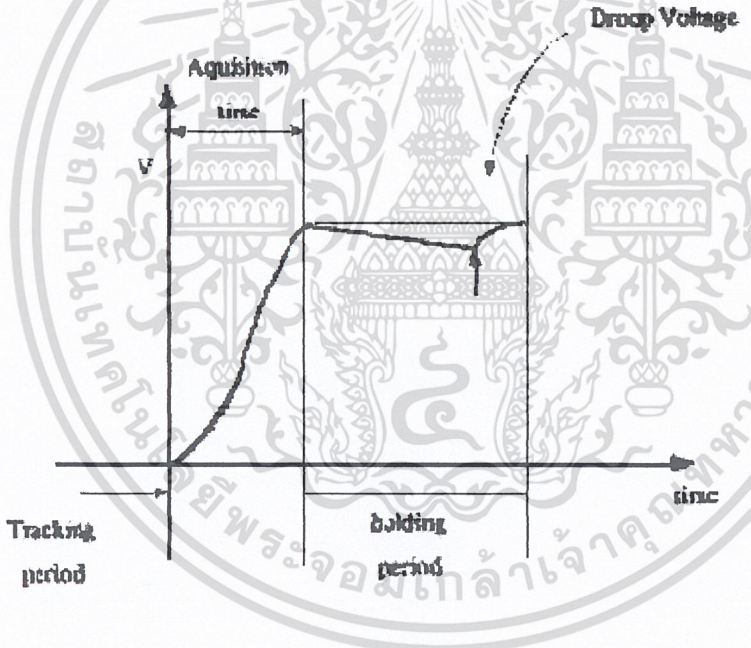
รูปที่ 2.18 แสดงวงจรที่ใกล้เคียงกับวงจรที่ใช้ในทางปฏิบัติ โดยเพิ่มบัฟเฟอร์แอมป์ปริไฟร์เข้าทางส่วนอินพุตและเอาท์พุตของวงจรแซมปลิ้ง พื้นฐาน แอมปลิไฟเออร์ทางด้านอินพุตช่วยทำให้วงจรมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง สะดวกต่อการใช้งานและสามารถเพิ่มกระแส เพื่อทำการประจุ C ได้ เร็วขึ้น ส่วนทางเอาท์พุตช่วยทำให้เอาท์พุตอิมพีแดนซ์ สามารถขับ ADC ได้ง่าย

มีจุดสำคัญที่ต้องพิจารณาคือ ในส่วนของแอมปลิไฟร์เหล่านี้ ปกติแล้วต้องเป็นแอมปริไฟร์ที่ใช้กระแสอินพุต ต่ำทั้งนี้เพื่อให้กระแสจากตัวเก็บประจุ มิฉะนั้น แรงดันจะลดระบบ เนื่องจากโหลด ดังแสดงในรูปที่ 2.20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่2.18ไดอะแกรมของวงจร S/H



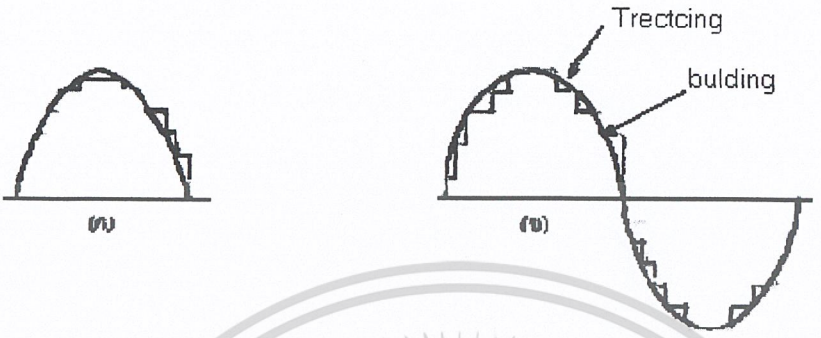
รูปที่ 2.19 รูปคลื่นเอาท์พุตของ S/H

ปกติแล้วมักใช้แอมปริไฟร์เออร์ ที่มี FET และ MOSFET เป็นอินพุต เพราะการไบอัสด้วยแรงดันทำให้กระแสอินพุตต่ำด้วย

วงจรแซมปลิ้งในระบบ DATA Acquistion นิยมใช้สองแบบคือ Sampling gate หรือ Sampler และ Sample and holds (S&H gate) วงจร Sampling gate จะอยู่ในสภาวะ high input impedance เมื่อไม่มีการสุ่ม และเมื่อมีการสุ่มเอาท์พุต จะปรากฏสัญญาณที่ได้รับมาทันทีนั้น ส่วน S&H จะตัดต่อสวิตซ์สุ่มช้ากว่าโดยมีลักษณะการทำงานเป็นสองขั้นตอน คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- แต่ขณะที่ตัดสัญญาณออกวงจรจะ track ตามสัญญาณ จนกว่าจะมีการสุ่มสัญญาณ
- hold อินพุตค่าที่ แซมปลิ้ง ครั้งสุดท้ายจะถูกเก็บไว้เมื่อสู่โหมด hold



(ก) เอาท์พุตจาก Sampling Gate (ข) เอาท์พุตจาก Sample&holds

รูปที่ 2.20 เอาท์จาก Sample Gate และเอาท์พุตจาก Sample&holds

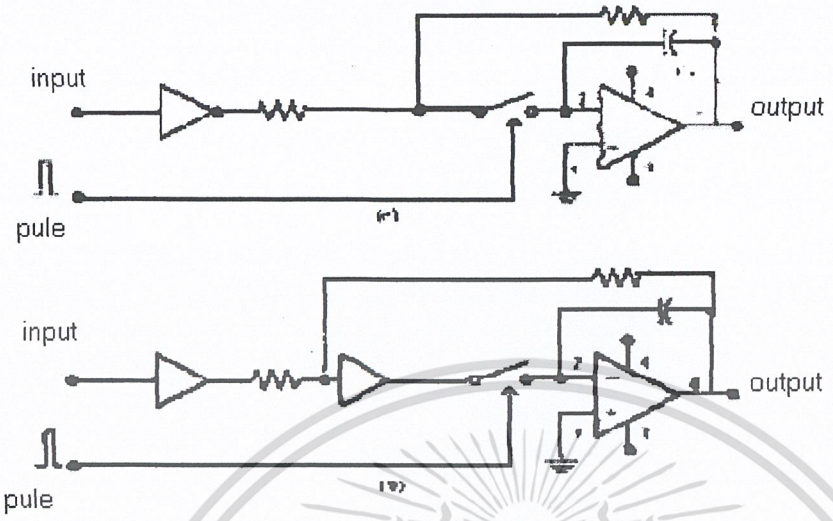
Sampling Gate นิยมนำมาใช้ในระบบความถี่สูง เช่นใน Sampling CRO, Vector voltmeter, RF vector impedance meter , Microwave DFM ส่วน S&H นั้นเนื่องจากมีแบนด์วิทธ์ต่ำกว่ามากจึงเหมาะสำหรับงานทั่วๆไป ซึ่งในที่นี้จะกล่าวถึงรายละเอียดของ Sample&hold เท่านั้น

การจัดวงจร Sampling & hold มีไว้หลายลักษณะ ซึ่งอาจนำไอซี IC หรือทรานซิสเตอร์มาประกอบเป็นวงจรตลอดจนการสร้างวงจรทั้งหมดของ Sample & hold ลงบนไอซี เดี่ยว เช่นเบอร์ LF 398

2.4.1วงจรสุ่มแบบ Inverting Close Loop

ในวงจรนี้ CH จะประจุด้วยอัตรา RC ซึ่งสามารถเพิ่มความเร็วได้โดยใช้ Current boot Amplifier อยู่ในลูปป้อนกลับดังรูปที่ 2.36 ข โดยแอมปริไฟร์เออร์นี้มีอัตราขยายเท่ากับ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



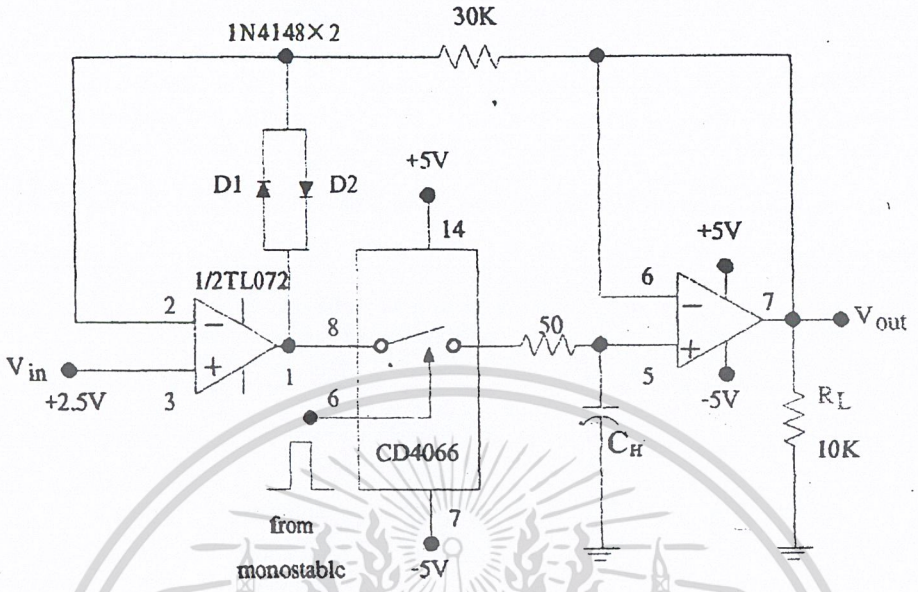
รูปที่ 2.21 วงจรสุ่มแบบ Inverting Closed Loop

2.4.2 วงจรสุ่มแบบ Non inverting Closed Loop

ในวงจรนี้ (ในรูป2.21) A1 จะทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์และ Error Ampliefier ในตัว โดยจะทำหน้าที่เปรียบเทียบแรงดันเอาท์พุตกับแรงดันอินพุตแล้วจะประจุ C กระทั่ง error เท่ากับศูนย์ A2 ในวงจรนี้จะมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง และการป้อนกลับใน A1 ด้วยไดโอดทำให้ A1 ไม่ต้องเป็น Op-Amp ที่มีคุณภาพดีนักตัวต้านทาน R จะแยกอินพุต A1 และเอาท์พุตของ A2 ออกจากกันในช่วง hold-mode

ข้อดีของวงจรนี้คือ ทำงานได้รวดเร็วและแม่นยำ ความเร็วในประจุขึ้นอยู่กับความเร็วของ A1 และความสามารถ ในการจ่ายกระแสของมัน ไดโอด สองตัวจะทำหน้าที่ Clamp สัญญาณเอาท์พุตไปที่อินพุตอินเวอร์ติ้งของ A1 เพื่อยังคงให้วงจรมีเสถียรภาพดีเมื่อสวิทซ์แซมปลิ้งเปิด วงจรลักษณะนี้เป็นวงจรพื้นฐานของไอซีเบอร์ LF 398

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.22 วงจร Non-inverting Closed loop

2.5 วงจรสับไฟฟ้า (Chopper)

วงจรสับไฟฟ้าเป็นวงจรที่เปลี่ยนกำลังไฟฟ้ากระแสตรงไปเป็นกำลังไฟฟ้ากระแสตรงที่สามารถปรับเปลี่ยนแรงดันขาออกได้ ซึ่งจะทำด้วยการบังคับให้มอสแฟสปิดๆเปิดๆ การนำกระแสอย่างรวดเร็ว วิธีการนี้จะทำให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงขาเข้าถูกสับ (chop) ให้ขาดออกเป็นห้วงๆ หรือเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมจำนวนมากที่แรงดันขาออกทำให้แรงดันขาออกมีค่าเฉลี่ยน้อยกว่าแรงดันขาเข้า เราสามารถปรับเปลี่ยนค่าเฉลี่ยของแรงดันขาออกได้ด้วยการปรับอัตตราส่วนของเวลาที่มอสเฟตเปิดให้นำกระแสต่อเวลาที่ปิดให้หยุดนำกระแส เรียกว่า “อัตราส่วนมาร์คสเปช” (mask-space ratio) หรือ “ ควบคุมอัตราส่วนเวลา” (time ratio control,TRC) ซึ่งสามารถทำได้ 2 วิธีดังนี้

1. ปรับค่าช่วงเวลานำกระแสแต่รักษาคาบเวลาให้คงที่ เรียกว่า “ วิธีควบคุมความกว้างของรูปสัญญาณ” (pulse witch modulation)
2. รักษาช่วงเวลานำกระแส หรือ หยุด นำกระแสอย่างใดอย่างหนึ่งให้คงที่ แต่ปรับค่าของคาบเวลาเรียกว่า “วิธีการควบคุมความถี่” (frcqucncy modulation)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 การสื่อสารข้อมูล

การสื่อสารข้อมูล เป็นการส่งข่าวสารดิจิตอล (Digital Information) ซึ่งโดยมากอยู่ในรูปของเลขฐานสองจากแหล่งกำเนิดไปยังจุดหมายปลายทาง ข้อมูลจากแหล่งกำเนิด จะอยู่ในลักษณะสัญญาณอนาล็อกหรือสัญญาณดิจิตอลก็ตาม ข่าวสารจากแหล่งกำเนิด จะอยู่ในลักษณะสัญญาณดิจิตอล และข้อมูลที่รับได้ก็จะอยู่ในลักษณะดิจิตอลเช่นเดียวกันถึงแม้ว่าข้อมูลจะสามารถส่งได้ในลักษณะสัญญาณอนาล็อกหรือสัญญานดิจิตอลก็ตาม ข่าวสารจากแหล่งกำเนิด อาจจะเป็นรหัสของตัวอักษร ตัวเลขหรือเครื่องหมายที่อยู่ในรูปเลขฐานสอง เช่น รหัส ASCII หรือรหัส EBCDIC ของไมโครโปรเซสเซอร์ (Microprocessor OP-Code) , รหัสควบคุม, รหัสที่อยู่ของใช้ (User Address), โปรแกรมคอมพิวเตอร์, ข่าวสารข้อมูล (Data Base Information)

โครงข่ายการสื่อสารข้อมูล (Data Communication Network) แบบง่าย ๆ เช่น การเชื่อมโยงคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล หรือไมโครคอมพิวเตอร์สองเครื่องในระยะทางใกล้ ๆ ด้วยสายธรรมดาเข้าด้วยกันโดยตรง แต่ถ้าเป็นระยะทางไกล ๆ อาจจะต้องใช้สายโทรศัพท์ หรือถ้าจะให้เป็นโครงข่ายการสื่อสารข้อมูลที่ยุ่งยาก อาจประกอบด้วยคอมพิวเตอร์เมนเฟรม (Mainframe Computer) หนึ่งเครื่อง หรือมากกว่ากับอุปกรณ์ปลายทางข้อมูลเป็นจำนวนร้อย ๆ เครื่อง

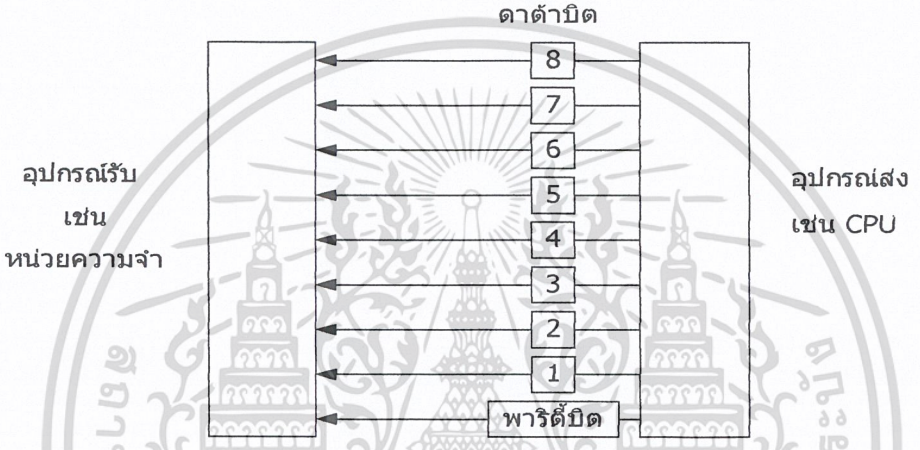
2.6.1 วิธีการถ่ายโอนข้อมูล มีอยู่ 2 ประเภท

1. การถ่ายโอนข้อมูลแบบขนาน ลักษณะการส่งข้อมูลแบบขนานทำได้โดยการส่งข้อมูลออกมาทีละ 1 ไบต์ จากอุปกรณ์ส่งไปยังอุปกรณ์รับ ตัวกลางระหว่าง 2 เครื่องจะต้องมีช่องทางให้ข้อมูลเดินอย่างน้อย 8 ช่องทาง โดยมากจะเป็นสายขนานให้กระแสไฟฟ้าวิ่งมากกว่าเป็นตัวกลางชนิดอื่น เนื่องจากมีการลดทอนของสัญญาณเนื่องจากความต้านทานของสาย ระยะทางระหว่าง 2 จุดจึงไม่ควรเกิน 100 ฟุต ปัญหาที่เกิดขึ้นหากระยะทางของสายมากกว่านี้ คือ ระดับของกราวด์ที่จุดรับผิดไปจากจุดส่งทำให้เกิดการผิดพลาดในการรับสัญญาณลอจิกทางฝ่ายรับ

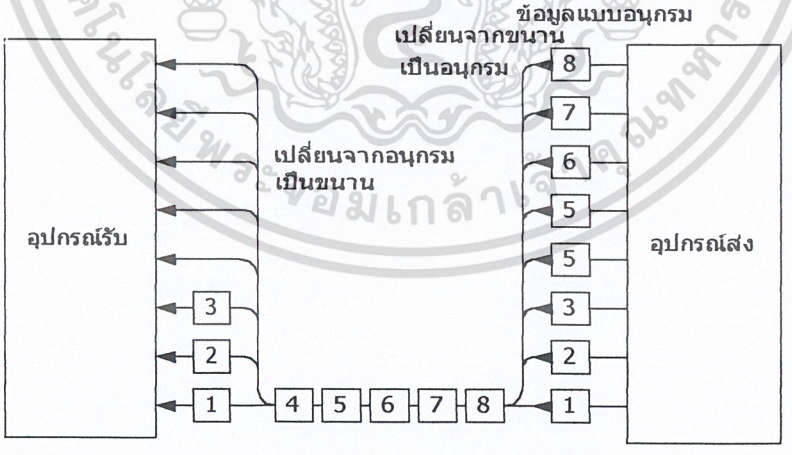
นอกจากสายที่เป็นทางเดินของข้อมูลแล้วอาจจะมีทางเดินของสัญญาณควบคุมอื่น ๆ อีก เป็นต้นว่า บิตที่บอก Parity ของสัญญาณ เพื่อเป็นการตรวจสอบความผิดพลาดที่ปลายทาง หรือสายที่ควบคุมการโต้ตอบ (Hand Shank) จะเห็นว่าการส่งแบบขนานส่วนมากจะทำในระยะใกล้ ๆ เนื่องจากจะมีช่องทางเดินของสัญญาณมากกว่า 8 สาย และอุปกรณ์ที่ติดต่อแบบขนานกับคอมพิวเตอร์จะเห็นได้แก่เครื่องพิมพ์เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. การถ่ายโอนข้อมูลแบบอนุกรม ข้อมูลจะถูกส่งออกมาทีละบิตระหว่างจุดส่งและจุดรับ จะเห็นว่าการส่งข้อมูลแบบนี้จะช้ากว่าแบบขนานที่กล่าวมาแล้วอย่างแน่นอน แต่สาเหตุที่มีการนิยมใช้การส่งแบบนี้กันก็เพราะตัวกลางที่ใช้ในการสื่อสารแบบนี้ต้องการเพียงช่องทางเดียวหรือสายเพียงคู่เดียว ทำให้ค่าใช้จ่ายในเรื่องของสื่อกลางถูกกว่าแบบขนาน สำหรับการส่งระยะไกล ๆ โดยเฉพาะเมื่อมีระบบสื่อสารทางโทรศัพท์ไว้ใช้งานอยู่แล้วย่อมจะเป็นการสะดวกที่จะนำมาใช้เป็นการถ่ายโอนข้อมูลแบบอนุกรมได้



รูปที่ 2.23 การส่งข้อมูลแบบขนาน



รูปที่ 2.24 การส่งข้อมูลแบบอนุกรม

จากรูปที่ 2.24 แสดงให้เห็นการส่งข้อมูลแบบอนุกรม ข้อมูลจากจุดส่งจะถูกเปลี่ยนให้เป็นอนุกรมเสียก่อนแล้วค่อยทยอยส่งออกไปทีละบิตไปยังจุดรับ ณ ที่จุดรับจะต้องมีกลไกในการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่งข้อมูลที่ส่งมาทีละบิต ให้เป็นสัญญาณแบบขนานซึ่งลงตัวพอดีนั่นคือ บิต 1 ลงที่ Data Bus เส้นที่ 1 พอดีการที่จะทำให้การแปลงสัญญาณจากอนุกรมทีละบิตให้ลงพอดีนั้นจำเป็นที่จะต้องมีกลไกที่เหมาะสมเพื่อป้องกันการผิดพลาดในการรับ กลไกที่ว่านี้แบ่งออกเป็น 2 แบบ คือ

1) การสื่อสารแบบ Synchronous

2) การสื่อสารแบบ Asynchronous

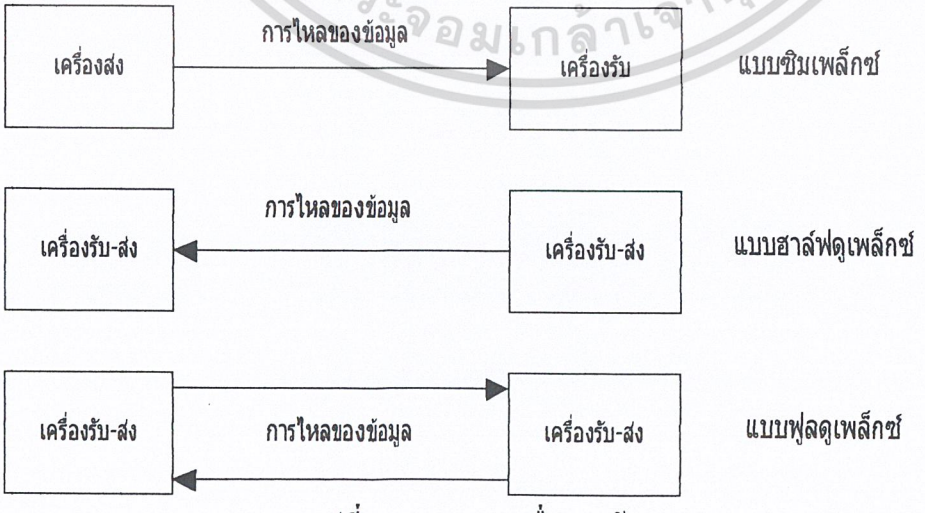
2.6.2 รูปแบบของการสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรม

การติดต่อสื่อสารแบบอนุกรมอาจแบ่งตามรูปได้ 3 แบบ

1) แบบซิมเพล็กซ์ (Simplex) ข้อมูลที่ถูกส่งได้ในทิศทางเดียวนั้นบางครั้งเรียกว่า การส่งทิศทางเดียว (Undirectional Data Bus) ในการสื่อสารแบบนี้อุปกรณ์ด้านหนึ่งจะส่งข้อมูลไปในช่องสัญญาณได้เท่านั้นและอุปกรณ์อีกด้านหนึ่งก็จะทำข้อมูลจากช่องสัญญาณได้เท่านั้น

2) แบบฮาล์ฟดูเพล็กซ์ (Full Duplex) หมายถึงสื่อสารข้อมูลใน 2 ทิศทางแต่ในช่วงเวลาหนึ่งจะได้เพียงทิศทางเดียวเท่านั้น อุปกรณ์สื่อสารทั้ง 2 ด้านจะผลัดการรับผลัดการส่งการสื่อสารแบบนี้ส่วนใหญ่แล้วจะใช้ระบบสาย 2 เส้น (2 Wire)

3) แบบฟูลดูเพล็กซ์ (Full Duplex) หมายถึงถึงการสื่อสารข้อมูลใน 2 ทิศทางพร้อมกัน การสื่อสารแบบนี้ใช้ได้ทั้งระบบสาย 2 เส้น (2 Wire) และสาย 4 สาย (4Wire) แต่ในระบบสาย 2 เส้น จะต้องอาศัยเทคนิคการแบ่งความถี่เข้าช่วย คือจะส่งในความถี่ช่วงหนึ่งและจะรับในความถี่อีกช่วงหนึ่ง การสื่อสารข้อมูลอนุกรม แสดง ดังรูป 2.3



รูปที่ 2.25 แบบการสื่อสารข้อมูลอนุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

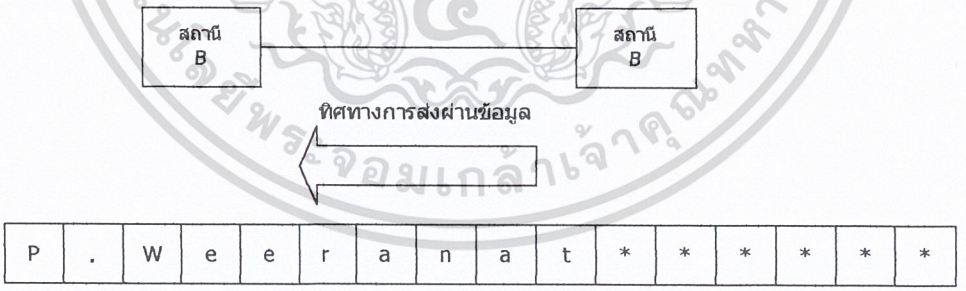
2.6.3 ความเร็วในการถ่ายโอนข้อมูลแบบอนุกรม

ความเร็วของการถ่ายโอนข้อมูลแบบอนุกรม หน่วยวัดข้อเป็นบิตต่อวินาที (bps) และหน่วยที่บรรยายถึงความเปลี่ยนแปลงของสัญญาณใน 1 วินาที เรียกว่า บอดเรต (Baud Rate) หรืออัตราบอด ซึ่งแสดงถึงการส่งข้อมูลอนุกรมมากกว่า 1 บิต เขียนในรูปสมการคณิตศาสตร์จะได้

อัตราบิต (Bit rate) = อัตราบอด (Baud rate) * บิตใน 1 บอด

2.6.4 การส่งแบบซิงโครนัส (Synchronous Transmission)

ในการส่งแบบซิงโครนัส ข้อมูลจะถูกจัดเป็นกลุ่ม ๆ และทำการส่งข้อมูลทั้งกลุ่มไปทีเดียว เรียกกลุ่มของข้อมูลในกลุ่มนี้ว่า “Block of Data” และในการส่งข้อมูลในแบบซิงโครนัสนี้ ช่วงเวลาของแต่ละบิตที่ทำการส่งใช้เวลาเดียวกัน และในการส่งผ่านทั้งตัวอักษรตัวอักษรตัวแรกและตัวถัดไปจะไม่มีอะไรมาคั่น (ภายในบล็อกเดียวกัน) ดังนั้นช่วงเวลาระหว่างบิตสุดท้ายของตัวส่งผ่านจะต้องคิดในรูปแบบของระบบส่งผ่านข้อมูลที่อยู่ในรูปแบบของบิตที่แน่นอน



รูปที่ 2.26 การต่อเนื่องของข้อความที่ถูกส่งแบบซิงโครนัส

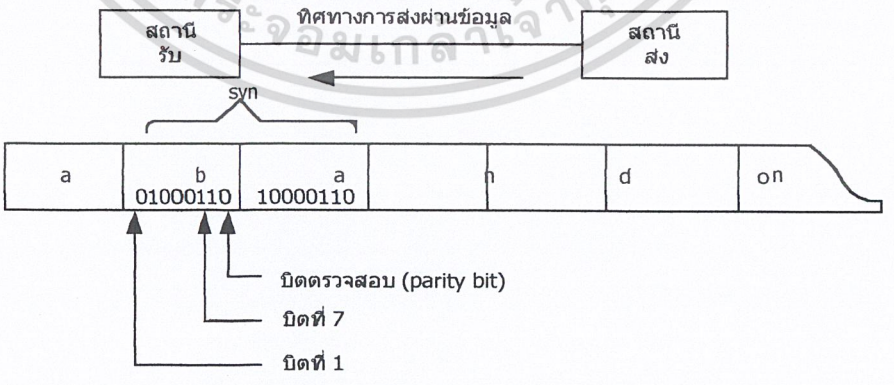
จากรูปที่ 2.26 แสดงให้เห็นการเอากลุ่มตัวอักษร (ข้อความที่ต้องการส่งผ่าน) มาเรียงต่อกันเพื่อเตรียมการส่งผ่านข้อมูลแบบซิงโครนัส จะเห็นได้ว่าตัวอักษรที่นำมาต่อกันเรียงชิดกัน โดยที่ไม่มีช่องว่างของตัวอักษรเลย หรือตามที่กล่าวมาแล้วว่าช่วงเวลาระหว่างบิตสุดท้ายของตัวอักษรตัวแรกกับบิตแรกของตัวอักษรตัวถัดไปเท่ากับศูนย์นั่นเอง ในเมื่อรูปแบบการส่งผ่านข้อมูลเป็น

เอกสารนี้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เช่นนี้อุปกรณ์รับข้อมูลจะต้องทราบอะไรบ้าง จึงจะระบุลงไปว่าส่วนนั้น ๆ เป็นกลุ่มบิตของตัวอักษรที่ถูกเข้ารหัสมา

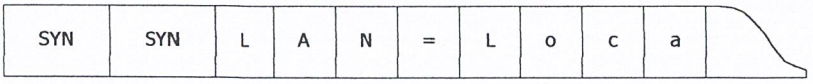
สิ่งที่อุปกรณ์ด้านรับจะต้องทราบก็คือ บิตใดเป็นบิตแรกของตัวอักษรตัวแรก ขนาดตัวอักษร (จำนวนบิตที่ใช้แทนในหนึ่งตัวอักษร) และอีกประการหนึ่งก็คือความเร็วในการส่งผ่านข้อมูล อุปกรณ์รับข้อมูลจึงจะจัดกลุ่มของบิตออกเป็นกลุ่ม ๆ เพื่อแทนค่ากลับเป็นตัวอักษรตัวต่าง ๆ ที่รับเข้ามา อย่างเช่นกรณีที่ข้อมูลที่ถูกส่งผ่านมาอยู่ในรูปของรหัสแอสกี้ (ASCII) ตัวอักษรแต่ละตัวจะถูกเข้ารหัสในรูป 8 บิต แทนหนึ่งตัวอักษรโดยมีบิตแรกเป็นบิตตรวจสอบ ดังนั้น อุปกรณ์รับข้อมูลจะตัดบิตออกเป็นกลุ่มละ 8 บิต เพื่อนำมาตีความเป็นตัวอักษรแต่ละตัวนั้นเอง

สำหรับวิธีการที่ระบุไปได้ว่า บิตใดเป็นบิตแรกของตัวอักษรตัวแรกนั้นมีวิธีการดังนี้ ตามที่ได้กล่าวมาแล้วว่าข้อมูลที่ถูกส่งผ่านโดยวิธีการซิงโครนัสจะถูกจับมารวมกลุ่มกันเป็นกลุ่มของข้อมูล (Block of Data) และที่ส่วนต้นของบล็อกจะใส่ตัวอักขระซิง (SYN Character) ซึ่งเป็นอักขระพิเศษที่ใช้ในการควบคุมการส่งผ่านข้อมูล โดยที่อักขระซิงมีรูปแบบของบิตคือ 00010110 (มีบิตตรวจสอบแบบเลขคี่ : Odd parity) และอุปกรณ์รับข้อมูลจะคอยตรวจดูขบวนบิตที่รับเข้ามาว่ามีส่วนใดตรงกับอักขระ SYN บ้าง เมื่อพบแล้วอุปกรณ์รับข้อมูลจะทราบได้ทันทีว่าถึงจุดเริ่มต้นที่จะตัดกลุ่มของบิตกลุ่มละ 8 บิต เพื่อแทนตัวอักษรได้และตัวอักษรหลาย ๆ ตัวที่ตีความได้ก็คือ ข้อความที่ส่งมาในแต่ละบล็อก แต่การใช้ตัวอักขระ SYN เพียงตัวเดียวใส่ไว้ที่ส่วนต้นของบล็อกยังเป็นวิธีการที่ยังไม่ถูกต้อง เพราะในบางกรณีขบวนของบิตที่แทนตัวอักษรมีบางช่วงที่ไปตรงกับรูปแยยของยิตขอัขระ SYN ได้



(a) กลุ่มที่เกิดขึ้นแล้วมีรูปแบบตรงกับอักขระ SYN

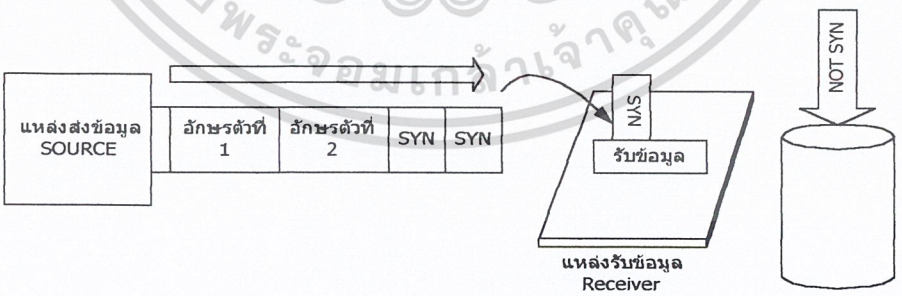
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b) การใช้อักขระ SYN 2 ตัว นำหน้าบล็อกของข้อมูลที่ส่งผ่านในระบบซิงโครนัส

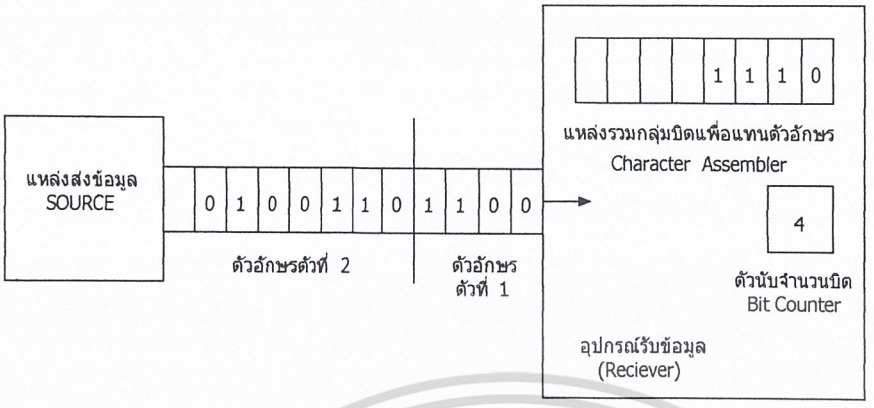
รูปที่ 2.27 (a) และ(b) แสดงรูปแบบการใช้อักขระ SYN นำหน้ากลุ่มตัวอักษร

จากรูปที่ 2.27 a จะเห็นได้ว่าถ้าส่งข้อความที่มีตัวอักษร b และ a ติดกัน 4 บิตของตัวอักษร b ต่อกัน 4 บิตแรกของตัวอักษร a ตรงกับอักขระ SYN พอดีจะทำให้อุปกรณ์รับข้อมูลตีความผิดได้ ดังนั้นวิธีการแก้ไขข้อผิดพลาดที่เกิดขึ้นได้จากกรณีเช่นนี้โดยการใช้อักขระ SYN 2 ตัวใส่ไว้ที่ส่วนต้นของบล๊อกดังแสดงในรูปที่ 2.5 b และอุปกรณ์รับข้อมูลจะต้องทราบข้อตกลงนี้เป็นอย่างดี โดยที่ทันทีที่ตรวจพบอักขระ SYN จะดูอีก 8 บิตถัดไปว่าเป็นอักขระ SYN ด้วยหรือไม่ ถ้าใช่จะเริ่มต้นรับว่าทุกๆ บิตที่ตามมา คือ ตัวอักษรแต่ละตัว กรณีไม่ใช่ก็จะเริ่มตรวจหาอักขระ SYN ต่อไป หรือกล่าวได้ว่าเครื่องจะปรับตัวเข้าสู่ภาคการค้นหา SYN (Look for Syncmode) และเมื่อพบอักขระ SYN อย่างน้อย 2 ตัวก็จะเริ่มเข้าสู่ขบวนการจัดกลุ่มบิตกลุ่มละ 8 บิตแทนตัวอักษรหรือข้อมูลที่ได้รับ



รูปที่ 2.28 การเปรียบเทียบอุปกรณ์รับข้อมูลตรวจหาอักขระในระบบซิงโครนัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.29 การตัดแถวของบิตออก กลุ่มละ 8 บิต เพื่อแทนตัวอักษรของอุปกรณ์รับข้อมูลในระบบการส่งผ่านข้อมูลแบบซิงโครนัส

จากรูปที่ 2.28 และ 2.29 คือขบวนการรับข้อมูลที่ส่งผ่านมาในระบบซิงโครนัส ในบางระบบการใช้อักขระ SYN นำหน้ากลุ่มข้อมูลอาจใช้อักขระ SYN ถึง 3-4 ตัวก็ได้ เพื่อความแน่นอนในการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสที่สมบูรณ์แบบยิ่งขึ้น

ถ้าจะกล่าวถึงการส่งผ่านข้อมูลแบบซิงโครนัสจะถูกเรียกว่า แฟล็ก (Flag) ความหมายก็คือ มีสัญญาณหรือไม่มี เช่นเดียวกับการใช้สัญญาณการโบกธง แต่ในทุกกรณีจะเห็นได้ว่า หลักของการส่งสัญญาณแบบซิงโครนัสนั้น จะต้องให้เครื่องรับข้อมูลที่ปลายทางเข้าใจถึงลักษณะของบิตพิเศษที่ส่งมาเพื่อให้รู้ว่านี่คือ จุดเริ่มต้นของกลุ่มตัวอักษร (Block) ที่กำลังส่งเรียงกันเข้ามา

บัฟเฟอร์เทอร์มินอล (Buffer Terminal) เมื่อเราทำการส่งตัวอักษรหลาย ๆ ตัวโดยระบบจัดกลุ่มเข้าเป็นบล็อกตามระบบของการซิงโครนั ส ดังนั้น สภาวะของการส่งข้อมูลจึงเป็นเรื่องที่ต้องคำนึงถึงเป็นอย่างมาก เราทราบแล้วว่า ผู้ป้อนข้อมูลจะต้องพิมพ์ข้อมูลเข้าทางแป้นพิมพ์ จากนั้นข้อมูลจึงถูกส่งไปตามสายส่ง เพื่อไปยังสถานีปลายทางด้วยเหตุนี้จึงมีข้อที่ควรพิจารณา 2 ข้อ คือ

1) ผู้พิมพ์ข้อมูลป้อนเข้าเครื่องไม่สามารถรักษาระดับความห่าง

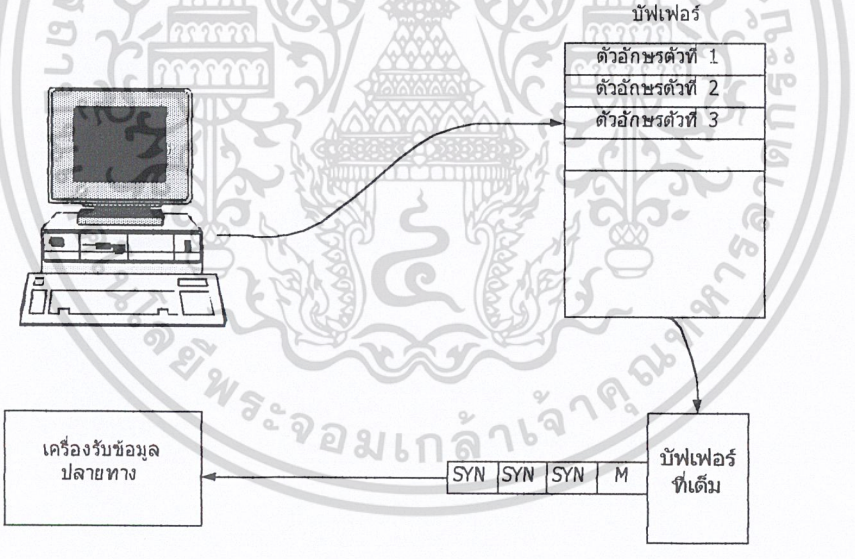
2) ความเร็วในการส่งข้อมูลตามสาย จะมีความเร็วสูงกว่าที่ผู้ป้อนจะพิมพ์ข้อมูลมาก

ด้วยเหตุผล 2 ข้อนี้ จึงต้อวสร้างบัฟเฟอร์เทอร์มินอลขึ้น ซึ่งหมายถึง เครื่องเทอร์มินอลจะต้องมีหน่วยความจำเพื่อเป็นที่รวบรวมอักษรขึ้น ดังรูปที่ 2.8 ซึ่งแสดงให้เห็นถึงเทอร์มินอลมีหน่วยความจำอยู่ด้วย หน่วยความจำประเภทนี้จะมีชื่อเรียกพิเศษว่า บัฟเฟอร์ (Buffer) เมื่อเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เช่นนี้ผู้ป้อนข้อมูลก็จะพิมพ์ตัวอักษรเข้าเครื่องเทอร์มินอลได้สบาย เมื่อพิมพ์ข้อความที่ต้องการส่งเสร็จแล้วจึงกดปุ่มบังคับการส่งข้อมูล

ข้อมูลทั้งหมดก็จะถูกบรรจุเข้าสู่สายส่งไปยังสถานีปลายทางทันทีหรือในบางกรณีเมื่อบัฟเฟอร์เต็มก็จะเกิดการส่งแบบอัตโนมัติเสียทีหนึ่งก่อน แล้วล้างบัฟเฟอร์เพื่อรอรับข้อมูลใหม่ต่อไป การสร้างระบบบัฟเฟอร์เทอร์มินอลนี้จะต้องมีการออกแบบทั้งตัวเครื่อง (Hardware) และตัวโปรแกรมควบคุมระบบการส่ง (Software) เช่น เป็นตัวสร้างอักขระ SYN หน้ากลุ่มข้อมูลว่าจะใช้อักขระ SYN กี่ตัวก่อนที่จะส่งไปยังสายส่งสัญญาณและที่ปลายทางของสายส่ง (เครื่องรับข้อมูล) ก็ยังต้องมีบัฟเฟอร์ที่ในการรับข้อมูลที่มาตามสายส่ง



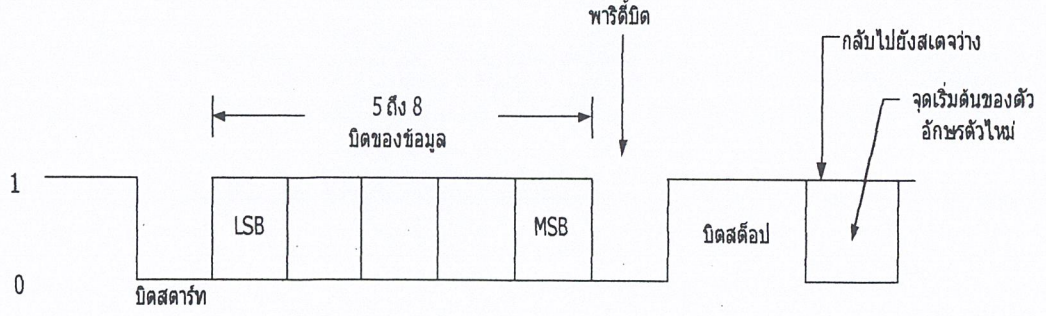
รูปที่ 2.30 การใช้บัฟเฟอร์ช่วยในการส่งข้อมูล แบบซิงโครนัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.5 การส่งแบบอะซิงโครนัส

การส่งผ่านข้อมูลแบบซิงโครนัสนี้ พัฒนาจากการส่งโทรพิมพ์ในสมัยก่อน ลักษณะของสัญญาณแสดงในรูปที่ 2.31 เพื่อเพิ่มกลไกลในการรับส่งอย่างถูกต้อง สัญญาณอะซิงโครนัสจะประกอบไปด้วยหรือบิตสตาร์ท (Start Bit) ขณะที่สถานะของการส่งเป็นแบบว่าง (Idel) คือยังไม่มีสัญญาณส่งออกมาจะมีสัญญาณหรือมีแรงดัน (หรือกระแส) ตลอดเวลา เพื่อความแน่ใจว่าฝ่ายรับยังติดต่ออยู่กับฝ่ายส่ง เมื่อเริ่มจะส่งสัญญาณของอะซิงโครนัสจะเป็น "0" หนึ่งช่วงสัญญาณนาฬิกา บิตนี้เรียกว่า สตาร์ทบิต ตามหลังของสัญญาณสตาร์บิตก็จะเป็นข้อมูลสำหรับ 1 ตัวอักษร ซึ่งอาจจะมีขนาดตั้งแต่ 5 บิตไปถึง 8 บิต โดยบิตที่มีค่าน้อยที่สุด (LSB) จะถูกส่งออกมาก่อนใส่ไปจนถึงบิตที่มีค่ามากที่สุด (MSB)

การเข้ารหัสตัวอักษรนี้ส่วนมากจะนิยมใช้รหัส ASCII แรกเริ่มทีเดียวในงานของโทรพิมพ์ใช้รหัส Baudot ซึ่งใช้ 5 บิตในการแทนอักขระ 1 ตัว ตามหลักข้อมูลจะเป็นพาริตี้บิต ซึ่งอาจจะใช้หรือไม่ใช้ก็ได้ พาริตี้บิตทำหน้าที่เป็นตัวตรวจสอบความถูกต้องของสัญญาณที่ได้รับ พาริตี้อาจเป็นคู่ (Even) หรือเป็นคี่ (Odd) หมายความว่าถ้าหากเป็นพาริตี้คู่จำนวนบิตที่เป็น 1 ในช่วงบิตข้อมูลกับพาริตี้รวมและจะต้องเป็นจำวนคู่ ผู้ส่งจะต้องทำหน้าที่ตรวจสอบข้อมูลแล้วใส่พาริตี้เอง ผ่ายรับเมื่อรับแล้วจะต่อตรวจสอบดูว่าเป็นจริงดังสถานการณ์ที่ตั้งไว้หรือไม่ หากผิดพราดก็หมายความว่าสัญญาณที่รับนั้นผิดพราดไปจากที่ส่งออกมา ทั้งนี้ทั้งนั้นจะต้องผิดเป็นจำนวนคี่เท่านั้น คือผิดไป 1 บิต, 3 บิต, หรือ 5 บิต พร้อมกันจึงจะตรวจสอบได้ว่าผิด มองเห็นง่าย ๆ ว่าถ้าผิดเป็นจำนวนคู่ ผลรวมของจำนวนหนึ่งก็ยังเป็นคู่อยู่ดีแต่ก็ไม่ได้หมายความว่า พาริตี้คี่
(Odd parity) จะตรวจสอบการผิดพราดเป็นจำนวนคี่ ความจริงแแล้วตรวจสอบดูว่าสัญญาณที่รับเข้ามาเป็นคู่ก็ตรวจสอบดูว่ามีจำนวนคี่หรือเปล่าอย่างไรก็ตามโอกาศที่จะพราด 2 บิตพร้อมกันมีน้อยมาก



รูปที่ 2.31การเรียงบิตในแต่ละเฟรมของอะซิงโคนัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับสัญญาณอะซิงโครนัส หลังจากบิตพาริตี้แล้วก็ต้องมีสต็อปบิตซึ่งในความกว้างของสต็อปบิตอาจจะเป็น 1, 1.5 หรือ 2บิตแต่ผู้รับผู้ส่งตกลงกัน การเริ่มใช้พอร์ตอนุกรมจึงจำเป็นจะต้องตั้งค่าตาง ๆ สำหรับเป็นการส่งแบบอนุกรม

1). ความเร็วในการส่ง

2). ความยาวรหัส 1 อักขระ

3). บิตตรวจสอบ

4). จำนวนสต็อปบิต

ในการส่งโทรพิมพ์หรือโทรเลข เมื่อก่อนนี้ใช้ความเร็วแค่ 70 บอดและ 110 บอด สำหรับคอมพิวเตอร์ความเร็วในการส่งมีให้เลือกตั้งแต่ 110, 200, 300, 2400, 4800, 9600 บอด และมากกว่านี้เนื่องจากมาไอซีหลายเบอร์ทำหน้าที่รับส่งแบบอะซิงโครนัสให้ใช้ การส่งแบบอนุกรมจึงสบายสำหรับการออกแบบพอร์ตอนุกรม

จะเห็นว่ากลไกในการซิงโครนัสของการสื่อสารอะซิงโครนัสมีลักษณะเป็นไปทีละตัวอักขระ จำนวนพัลส์ของสัญญาณที่จะส่งออกยังมีบางส่วนใช้ในการควบคุมการส่งอยู่ อันได้แก่ สตาร์ทบิต, สต็อปบิต, และพาริตี้ ทำให้ความเร็วการส่งอักขระต่อวินาทีน้อยลง การส่งสัญญาณด้วยความเร็ว 300 บอด สำหับเข้ารหัส 7 บิต ไม่ได้หมายความว่าส่งได้ 300 หารด้วย 7 อักขระต่อวินาที

2.7 หลักการของโมเด็ม

โมเด็มเป็นคำย่อจาก โมดูเลต (Modulate) / ดีโมดูเลต (Demodulate) ซึ่งการโมดูเลตจะเป็นการแปลงข้อมูลดิจิตอลซึ่งอยู่ในรูปอนุกรมไปเป็นสัญญาณพาหะความถี่อนาล็อก เพื่อส่งไปในสายส่วยการโมดูเลตจะรับสัญญาณที่ถูกโมดูเลตเป็นความถี่อนาล็อก แล้วนำเข้ามาเพื่อแปลงสัญญาณอนาล็อกนั้นไปเป็นข้อมูลดิจิตอล

2.7.1 โมเด็มแถบความถี่เสียง (Voicebane Modem)

โดยทั่วไปแล้วเราแยกประเภทของโมเด็มโดยแบ่งตามความเร็ว และตามวิธีโมดูเลตโดยโมเด็มความเร็วต่ำ (ไม่เกิน 1200 บิตต่อวินาที : bit per second : bps) จะอาศัยเทคนิคแบบฟรีเควนซี่ชิฟคีย์อิ้ง (Frequency Shift Keying : FSK) หรือบางทีอาจใช้แบบครอดราเจอร์แอมปลิจูดโมดูเลชั่น (Quadrature Amplitude Modulation : QAM) และโมเด็มคุณภาพสูงจะทำการโมดูเล็ตแบบ QAM วิทีการโมดูเลตแต่ละแบบจะแตกต่างกันที่การเข้ารหัสข้อมูลเพื่อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณอนาล็อก (FSK, PSK, ASK), ประสิทธิภาพการส่ง, ขอบเขตของความถี่ที่ใช้, ความสลับซับซ้อนของวงจร ซึ่งทั้งหมดนี้ขึ้นอยู่กับความต้องการเพื่อให้เกิดความสมบูรณ์ยิ่งขึ้น ความกว้างของแถบความถี่จะขึ้นอยู่กับการเข้ารหัสข้อมูลและอัตราที่สัญญาณพาหะที่ถูกโมดูเลตเปลี่ยนแปลง ซึ่งอัตราการเปลี่ยนแปลงนี้คือ การเปลี่ยนแปลงแต่ละช่วงของอักษร (Symbol Interval) หรือ บอดเรต สำหรับความหมายของตัวอักษรอาจจะเป็นหนึ่งหรือหลาย ๆ บิตก็ได้

ตัวอย่างง่าย ๆ ประกอบไปด้วยขบวนรถที่มีคนนั่งวิ่งไปตามทาง ทางที่วิ่งไปนั้นเปรียบได้กับสายโทรศัพท์ ส่วนรถแสดงถึงอัตราบอด และคนแสดงถึงบิต ดังนั้นอัตราบิตจะหมายถึงการคูณกันระหว่างอัตราบอด กับจำนวนบิตในหนึ่งบอด

2.7.2 ชนิดของโมเด็ม (Type of Modem)

แบ่งตามการต่อเข้าสายโทรศัพท์

- โมเด็มแบบคับปลิ้งทางเสียง (Accustic Coupled)

โมเด็มชนิดนี้จะต่อเข้ากับเครื่องโทรศัพท์โดยคับปลิ้งทางเสียง สามารถตอบรับการเรียกและทำการเรียกอัตโนมัติ (Auto Dial /Auto Answer) จะมีลูกถ้วยที่ทำด้วยยาง (Foam Cup) ส่วนนี้จะเป็นช่องทางรับเสียงเข้ามาและทำหน้าที่กั้นสัญญาณรบกวนที่มากับสัญญาณเสียงด้วย

ข้อดีของโมเด็มแบบนี้คือราคาถูก และสามารถต่อเข้ากับสายโทรศัพท์ในกรณีที่ไม่ต่อสายโทรศัพท์เข้ากับโมเด็มแบบต่อตรง (Direct Connect) ได้ ระบบใช้งานโมด็มแบบนี้ส่วนใหญ่จะเป็นระบบที่เรียกว่าเทเลคอนเฟอร์เร้น (Tele-Conferrencing) หรือการประชุมในลักษณะที่องค์ประชุมแต่ละคนอยู่ต่างสถานีกัน เช่น อยู่คนละประเทศหรืออยู่คนละจังหวัด เป็นต้นหรือบางทีอาจใช้กับงานด้านใช้ข้อมูลในฐานข้อมูล เมื่อคอมพิวเตอร์หลักกับเทอร์มินอล (Terminal) อยู่ห่างกัน สำหรับระบบที่มีการแลกเปลี่ยนข้อมูลกันอยู่ตลอดเวลาและมีการสั่งงานโปรแกรมอยู่บ่อย ๆ มักจะไม่นิยมใช้โปรแกรมแบบนี้

ในการเชื่อมตอแบบนี้จะมีชุดมือถือ โทรศัพท์เองจะทำหน้าที่เป็นดูเพล็กเซอร์ (Duplexer) หรือตัวแปลงจากสายสัญญาณ 4 เส้นเป็น 2 เส้น จะใช้ได้กับโมเด็มแบบ FSK เท่านั้นด้วยอัตราส่งไม่เกิน 1200 บิตต่อวินาทีที่เป็นดังนี้เพราะ คาร์บอนไมโครโฟนในโทรศัพท์มีคุณภาพต่ำ

- โมเด็มแบบต่อโดยตรง (Dirrect Connect)

โมเด็มชนิดนี้ถูกแบ่งออกเป็น 2 แบบ คืออินเทอร์นัล (Internal) และเอ็กเทอร์นัล (External) ซึ่งอินเตอร์นัลจะมีลักษณะการ์ดเสียบเข้าสล็อต (Slot) ภายในเครื่อง ส่วนเอ็กเทอร์นัลจะต่อออกจาก ซีรี่พอร์ต (Series Port) ภายนอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โมเด็มทั้งสองแบบนี้ต่อเข้ากับสายโทรศัพท์โดย ตรงด้วยการออกแบบวงจร Data Aeccess Arranments (DAA)

วงจร DAA นี้จะให้บริการเกี่ยวกับหัวข้อดังนี้

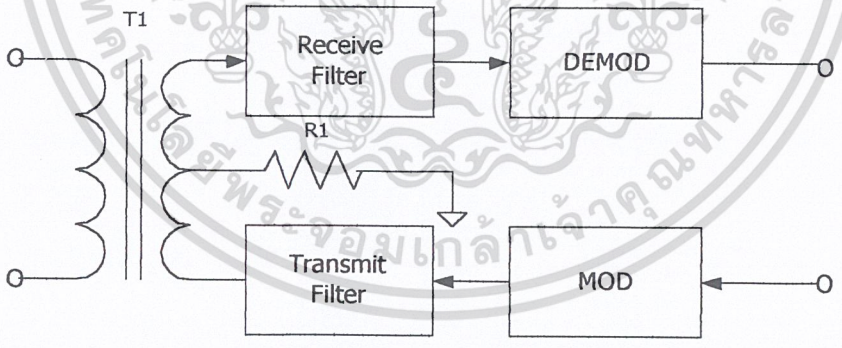
1. ให้ DC Isolation ระหว่างโมเด็มกับโทรศัพท์ (T1)

2. ให้วงจรตรวจจับสัญญาณเรียก เพื่อทำการควบคุมการ ON/OFF สวิตย์ฮุก (Hook Switch) ซึ่งอาจจะเป็นแบบ Manual ก็ได้

3. กำหนดให้ไฟกระแสตรงไหลผ่านขณะ Off Hook เพื่อ Hold สายด้วย L1 กระแสนี้จะถูกรับรู้โดยทางองค์การโทรศัพท์เพื่อรับทราบว่ามีใครคนหนึ่งต่อโทรศัพท์เข้ากับสายแล้ว โดยไม่ต้องยกหูโทรศัพท์จริง ๆ

4. กำหนดให้มีการป้องกัน Transient ด้วยซีเนอร์ไดโอด

ส่วนวงจรออปแอมป์ที่ทำหน้าที่ดูเพล็กเซอร์ บ่อยครั้งที่จะถูกใช้แทนด้วยหม้อแปลง Hybrid ดังรูปที่ 2.10 หม้อแปลง Hybrid (T1) จะให้การลดทอนสัญญาณ Transmitter Carrier ที่ดีกว่า
(ปกติ 20 dB) แต่ราคาจะสูงกว่าการใช้ออปแอมป์



รูปที่ 2.32 หม้อแปลงHybrid

แบ่งตามวิธีการส่งผ่านข้อมูล

ในกรณีนี้เราจะกล่าวถึงโครงสร้างของระบบ ที่จะนำเอาโมเด็มเข้าไปต่อกับตัวกลางการส่งผ่านข้อมูล (Communication Liner) แบ่งออกได้ดังนี้

1. แบบซิมเพล็กซ์ (Simplex)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. แบบฮาล์ฟดูเพล็กซ์ (Half duplex)

3. แบบฟลูดูเพล็กซ์ (Full duplex)

แบ่งตามชนิดอัตราการส่งข้อมูล

1. อัตราส่งข้อมูลต่ำ (Low-speed) มีอัตราการส่งข้อมูลไม่เกิน 600 บิตต่อวินาที

2. อัตราการส่งข้อมูลปานกลาง (Medium-speed) มีอัตราการส่งข้อมูลระหว่าง 1,200 ถึง 9,600 บิตต่อวินาที

3. อัตราการส่งข้อมูลสูง (High-speed) มีอัตราการส่งข้อมูลมากกว่า 9,600 บิตต่อวินาที

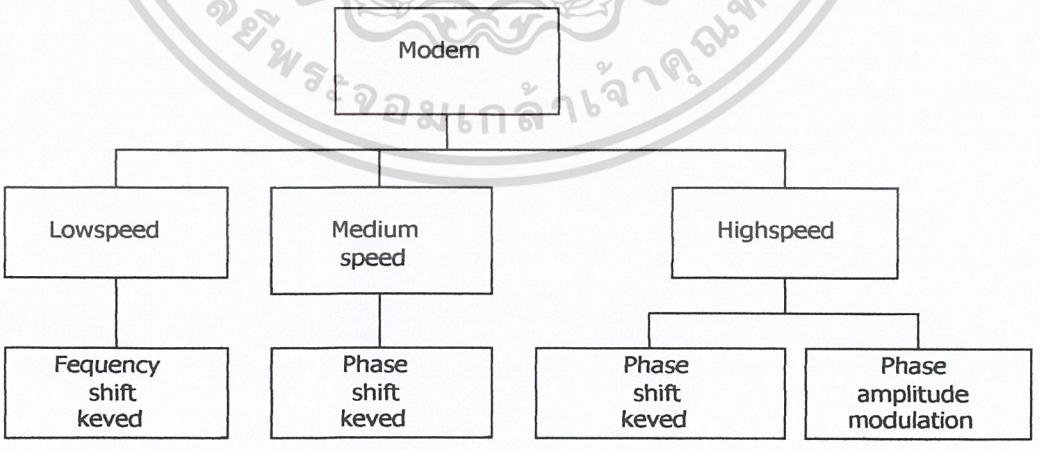
แบ่งตามเทคนิคการโมดูเลต

1. เฟสชิฟคีย์อิ้ง (Phase Shift keying : PSK)

2. ฟรีเควนซี่ชิพคีย์อิ้ง (Frequency Shift Keying : FSK)

3. เฟสแอมปลิจูดโมดูเลชั่น (phase Amplitude Modulation : PAM)

สำหรับวิธีการมอดูเลต ยังมีเทคนิคอื่น ๆ อีกหลายแบบ แต่ก็ค่อนข้างจะใช้กันน้อย สามารถแบ่งตามลักษณะต่าง ๆ เป็นไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.33 การแบ่งชนิดของโมเด็มตามเทคนิคการโมดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบ่งเป็นโมเด็มชนิด 2 สายและ 4 สาย

หัวข้อนี้ก็เป็นวิธีหนึ่งในการแบ่งชนิดของโมเด็มนอกจากหัวข้ออื่น ๆ ที่ได้กล่าวมาแล้ววิธีการที่จะใช้ในการเลือกว่าควรจะใช้ชนิด 2 สายและ 4 สายนั้นขึ้นกับว่า ในการปฏิบัติงานต้องการจะใช้กับแบบฟูลดูเพล็กซ์หรือฮาล์ฟดูเพล็กซ์ ในโมเด็มชนิดความเร็วต่ำแถบความถี่ของสัญญาณซึ่งอยู่ในช่วงแคบ ๆ ไม่เกิน 3,000 Hz สามารถใช้ได้กับ PSTN (Public Switch Telephone Network) หรือเครือข่ายโทรศัพท์สาธารณะได้ แต่โมเด็มชนิดเร็วปานกลางและความเร็วสูง ซึ่งใช้เทคนิคการโมดูเลตแบบอื่น ๆ นั้นต้องการแถบความถี่ขนาด 3,000 Hz เต็มเพื่อที่จะทำให้การส่งผ่ายข้อมูลทำได้เร็วขึ้น ดังนั้นในการใช้งานส่วนใหญ่ถ้าต้องการความเร็วและเป็นการส่งผ่านข้อมูลในลักษณะของฟูลดูเพล็กแล้วมักจะใช้โมเด็มความเร็วสูงแบบ 4 สาย

การทำงานของโมเด็มชนิด 2 สาย นั้นโครงสร้างของช่องสัญญาณ (channal) การส่งผ่านข้อมูลจะแบ่งออกเป็น 2 ช่องสัญญาณคือ ในช่องสัญญาณที่ 1 จะถูกใช้เป็นช่องในการส่งผ่านข้อมูลในทิศทางใดทิศทางหนึ่งของในขณะหนึ่ง ๆ ส่วนช่องสัญญาณที่ 2 จะถูกใช้เป็นช่องสัญญาณที่มีไว้สำหรับส่งสัญญาณควบคุมหรือสัญญาณแฮนด์เชค (Hand-Shaking) ซึ่งจะส่งสัญญาณมาให้ทางด้านส่งทราบว่าทางด้านรับได้รับข้อมูลที่ส่งมาเรียบร้อยแล้ว บางครั้งอาจจะเรียกช่องสัญญาณที่ 2 นี้ว่า รีเวิร์สช่องสัญญาณ (Reverse Channal) ส่วนใหญ่โมเด็มชนิด 2 สายนี้ จะใช้งานที่การส่งข้อมูลส่งออกไปในทิศทางเดียวกันในขณะหนึ่ง ๆ สลับกันหรืออาจจะเรียกว่าใช้ในการส่งแบบฮาล์ฟดูเพล็กซ์แล้ว

สำหรับในการใช้งานที่การส่งผ่านข้อมูลต้องทำในลักษณะเป็นฟูลดูเพล็กแล้ว ควรจะเลือกใช้โมเด็มชนิด 4 สายจึงจะเกิดประสิทธิภาพสูงสุดโดยปกติการต่อเครือข่ายชนิดนี้อาจจะต้องต่อเข้ากับสายเช่า (Private-line) ซึ่งเป็นการติดต่อแบบเอกเทศโดยไม่ต้องผ่านสวิตช์ชิ่งที่องค์การโทรศัพท์ แต่บางโอกาสก็ไม่จำเป็นต้องต่อโครงข่ายในลักษณะดังกลว่าก็ได้ ถ้าพิจารณาถึงสายเช่านั้น คุณสมบัติพิเศษอย่างหนึ่งที่ไม่มีในสายโทรศัพท์สาธารณะทั่ว ๆ ไปก็คือ สามารถที่จะป้องกันสัญญาณรบกวนได้ดี

โมเด็มสำหรับระยะใกล้ (Short haul Modem)

ในโมเด็มต่าง ๆ ที่ได้กล่าวถึงในหัวข้อที่ผ่านมานั้นเป็นโมเด็มที่ลักษณะการอินเตอร์เฟส (Interface) จะต่อผ่านสายโทรศัพท์และชุมสายโทรศัพท์ซึ่งเป็นโครงข่ายที่ติดต่อในระยะไกลเรียกว่า เป็นโมเด็มใช้สำหรับระยะไกล (Long haul Modem) แต่ในกรณีของโมเด็มที่ใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับระยะใกล้นี้มีลักษณะการอินเตอร์เฟสของโมเด็มจะเป็นการติดต่อกันโดยส่งข้อมูลผ่านสายเคเบิ้โดยตรง ซึ่งมีข้อจำกัดอยู่ที่ระยะทางการติดต่อจะทำได้ไม่เกิน 10 ไมล์หรือ 16 กิโลเมตร โครงข่ายการติดต่อนี้จะใช้งานโมเด็มชนิดนี้ส่วนใหญ่จะเป็นการติดต่อแบบจุดต่อจุด (Point to Point)ซึ่งอัตราการส่งผ่านข้อมูลในลักษณะเช่นนี้จะแปรเป็นสัดส่วนผกผันกลับระยะทางระว่างจุดส่งกับจุดรับ แต่ในระยะทางตีดต่อที่ใกล้กันอัตราการส่งผ่านข้อมูลจะสูงถึง 1 เมกกะบิตต่อวินาที

เทคนิคการโมดูเลตที่ใช้ในโมเด็มระยะใกล้นี้จะใช้วิธีต่าง ๆ กัน อาจจะใช้โมดูเลตแบบที่กล่าวถึงข้างต้น หรืออาจใช้วิธีการส่งสัญญาณดิจิตอลโดยตรงโดยไม่ผ่านดีทูเอ (Digital to Analog :D/A) ซึ่งจะเห็นว่ามีความสะดวกมากขึ้น โดยขบวนการดังกล่าวงนี้จะนำเอาดิฟแอมป์ (Diff-Amp) มาใช้ในทางปฏิบัติจะพบว่าโมเด็มใช้งานระยะใกล้นี้จะใช้ระบบควบคุมการปฏิบัติงานของเครื่องจักรในโรง งานอุตสาหกรรมและการอินเตอร์เฟสเข้าด้วยกันเพื่อสร้างโครงข่ายคอมพิวเตอร์ เป็นต้น โดยระยะทางการติดต่อระหว่างเทอร์มินัลหรือจุด (Node) ไม่เกิน 100 ฟุต ซึ่งทำให้การส่งผ่านข้อมูลกระทำด้วยความเร็วเต็มที่

โมเด็มแบบบัสคอมแพติเบอร์ (Bus-Compatible Morem)

โมเด็มชนิดนี้มีลักษณะที่แตกต่างกันไปจากโมเด็มชนิดที่ผ่านมา เพราะมีลักษณะเป็นซิงเกิลบอร์ด (Single B oard) บัสคอมแพติเบิลการใช้งานโมดูลแบบซิงเกิลบอร์ดนี้ส่วนใหญ่จะพบในเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ และการอินเตอร์เฟสเพื่อใช้กับระบบบัสชนิด S-100 เพื่อต่อร่วมกับโครงข่ายโทรศัพท์ให้สามารถตอบโทรศัพท์อัตโนมัติ (Auto Answer) เรียกโทรศัพท์โดยอัตโนมัติ (AutoDial) ได้

มาตรฐานของโมเด็ม

องค์กรต่าง ๆ ได้สร้างมาตรฐานการอินเตอร์เฟสของตนเองขึ้นมาใช้ซึ่งมีอยู่มากมายได้แก่

- EIA : The electronic industries association

เป็นมาตฐานกำหนดโดยโรงงานอุตสาหกรรมผู้ผลิตอิเล็กทรอนิกส์แห่งสหรัฐอเมริกา มาตรฐานนี้ตั้งขึ้นมาใช้กำหนดมาตรฐานของเครื่องมือ อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ การกำหนดมาตรฐานใช้ รหัส RS เป็นหลัก เช่น RS – 232C ใช้แพร่หลายในระบบสื่อสารคอมพิวเตอร์โดยจะกล่าวถึงของมาตรฐานของสัญญาณไฟฟ้าในการอินเตอร์เฟสเข้ากับโมเด็ม หรืออินเตอร์เฟสเทอร์มินัลเข้ากับคอมพิวเตอร์ หรืออินเตอร์เฟสเครื่องพิมพ์เข้ากับคอมพิวเตอร์ นอกจากนี้ยังมีมาตรฐานอื่น ๆ ที่มีการตั้งขึ้นมาใช้เช่น EUA, RS449, RS422A, RS43A เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- CCITT : The Consultative Committee in International Telegraph and telephone

มาตรฐานของ CCITT ที่ใช้กันแร่หลายในการสื่อสารข้อมูล เช่น V.28 (ใช้แทน RS232C ได้) V.10 (ใช้แทน EIA, RS423A ได้) V.11 (ใช้แทน EIA, RS422A ได้) X.10 (ใช้แทน EIA, RS423C ได้) เป็นต้น

- ISO : The International Standard Organization

กับคอมพิวเตอร์และอินฟอร์เมชันโปรเซสซิ่ง องค์กรนี้จะประสานงานกับ อย่างใกล้ชิดดังนั้นมาตรฐานของ ISO จะสามารถใช้มาตรฐานประเภทเดียวกันของ CCITT และ EIA ได้ เช่น ISO/2110 สามารถใช้แทน RS232C และ RS-366A ได้ นอกจากนี้ ISO4902 ยังใช้แทน EIA RS499 ได้ เป็นต้น

- Bell system

กำหนดขึ้นเพื่อใช้ควบคุมโรงงานผู้ผลิตสินค้าที่ต้องการใช้งานร่วมกับระบบของ Bell แต่ระยะหลัง Bell ก็เริ่มมีการแก้ข้อกำหนดของคนบางส่วนให้เข้ากับ CCITT ได้

มาตรฐานโมเด็มแบบต่าง ๆ ที่ใช้กันมากนั้นมักจะใช้มาตรฐาน CCITT V-Series ตั้งแต่ความเร็วต่ำไปจนถึงความเร็วสูง ได้แก่

- V .21 เป็นมาตรฐานของโมเด็มความเร็ว 300 บิตต่อวินาที ใช้เทคนิคการผสมสัญญาณแบบ FSK (Frequency Shift Keying) รับส่งข้อมูลได้ในแบบฟูลดูเพล็กซ์ ใช้กับสายโทรศัพท์ปัจจุบันมีใช้น้อยเนื่องจากความเร็วในการรับส่งข้อมูลต่ำ

- V .22 รับส่งข้อมูลที่ความเร็ว 1,200 บิตต่อวินาที หรือลดความเร็วลงมาที่ 600 บิตต่อวินาทีได้ การผสมสัญญาณใช้เทคนิคของ PSK (Phase Shift Keying) รับส่งข้อมูลในแบบฟูลดู เพล็ก ใช้กับสายโทรศัพท์หรือสายตรงก็ได้ขึ้นอยู่กับว่าโมเด็มนั้นถูกออกแบบมาให้ต่อกับสายตรงได้หรือไม่ ซึ่งจัดเป็นโมเด็มความเร็วปานกลางที่ได้รับความนิยมอยู่ในปัจจุบัน

- V .22 bis รับส่งข้อมูลด้วยความเร็ว 2,400 บิตต่อวินาที หรือลดความเร็วลงมาที่ 1,200 บิตต่อวินาทีได้ การผสมสัญญาณใช้เทคนิคโมเด็มความเร็วสูง QAM รับส่งข้อมูลแบบฟูลดูเพล็ก ใช้กับสายโทรศัพท์หรือสายตรงได้ V .22 bis เป็นมาตรฐานของโมเด็มความเร็วปานกลางที่จะเข้ามาแทนที่ V .22

- V .23 เป็นมาตรฐานที่คล้ายกับ V .22 แต่รับส่งข้อมูลแบบฮาล์ฟดูเพล็กคือ มีความเร็ว 1,200 บิตต่อวินาที หรือลดความเร็วลงมาที่ 600 บิตต่อวินาที ใช้เทคนิคการผสมสัญญาณแบบ FSK สามารถต่อใช้กับสายโทรศัพท์ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- V .26 เป็นมาตรฐานของโมเด็มแบบใช้สาย 4 เส้นรับส่งข้อมูลในแบบฟูลดูเพล็ก ใช้เทคนิคการผสมสัญญาณแบบ PSK มีความเร็วในการรับส่งข้อมูล 2,400 บิตต่อวินาทีจะนำมาต่อใช้กับสายโทรศัพท์ไม่ได้

-V .26 bis เป็นมาตรฐานเหมือนกับ V .26 แต่ใช้สายโทรศัพท์แทนมีความเร็วในการรับส่งข้อมูล 2,400 บิตต่อวินาทีหรือลดความเร็วลงมาที่ 1,200 บิตต่อวินาทีการรับส่งข้อมูลเป็นแบบฮาล์ฟดูเพล็กซ์ ใช้เทคนิคการผสมสัญญาณแบบ PSK

- V .27 เป็นมาตรฐานสำหรับโมเด็มความเร็ว 4,800 บิตต่อวินาทีใช้กับสายตรงได้เท่านั้น เทคนิคการผสมสัญญาณแบบ PSK รับส่งสัญญาณแบบฟูลดูเพล็กซ์ได้ มีความเร็ว 4,800 บิตต่อวินาที ซึ่งถือว่าเป็นความเร็วการรับส่งข้อมูลที่สูงที่สุดของเทคนิคการผสมสัญญาณแบบ PSK

-V .27 bis คล้ายกับมาตรฐานแบบ V .27 รับส่งข้อมูลที่ 4,800 บิตต่อวินาทีหรือลดความเร็วลงมาที่ 2,400 บิตต่อวินาทีได้ ใช้สำหรับสายส่งแบบ 4 สายเท่านั้นการผสมสัญญาณก็เป็นแบบ PSK สามารถรับส่งข้อมูลได้ทั้งแบบฟูลดูเพล็กซ์และฮาล์ฟดูเพล็กซ์

- V .27 ter เป็นมาตรฐานความเร็ว 4,800 บิตต่อวินาทีหรือลดความเร็วลงมาที่ 2,400 บิตต่อวินาทีได้ ใช้กับสานโทรศัพท์การรับส่งข้อมูลเป็นแบบฮาล์ฟดูเพล็กซ์เท่านั้น ใช้เทคนิคการผสมสัญญาณแบบ PSK

- V .29 ter จัดเป็นมาตรฐานโมเด็มความเร็วสูงที่ใช้กับสายตรงแบบ 4 สาย การรับส่งข้อมูลใช้ได้ทั้งฟูลดูเพล็กซ์และฮาล์ฟดูเพล็ก สามารถรับส่งข้อมูลได้ตั้งแต่ 9,600 บิตต่อวินาทีหรือลดความเร็วลงมาที่ 7,200 บิตต่อวินาที และ 4,800 บิตต่อวินาที ที่ความเร็ว 9,600 บิตต่อวินามีจะใช้เทคนิคการผสมแบบ QAM

- V .32 เป็นมาตรฐานโมเด็มความเร็วสูงสำหรับใช้กับสายโทรศัพท์ สามารถรับส่งข้อมูลได้ที่ความเร็ว 9,600 บิตต่อวินาทีในแบบฟูลดูเพล็กซ์หรือลดความเร็วลงมาที่ 4,800 บิตต่อวินาที มาตรฐาน V .32 นี้ยังใช้งานกับสายตรงแบบ 4 สายได้อีกด้วย ใช้เทคนิคการผสมสัญญาณแบบ QAM ทั้งที่ความเร็ว 9,600 และ 4,800 บิต่อวินาที

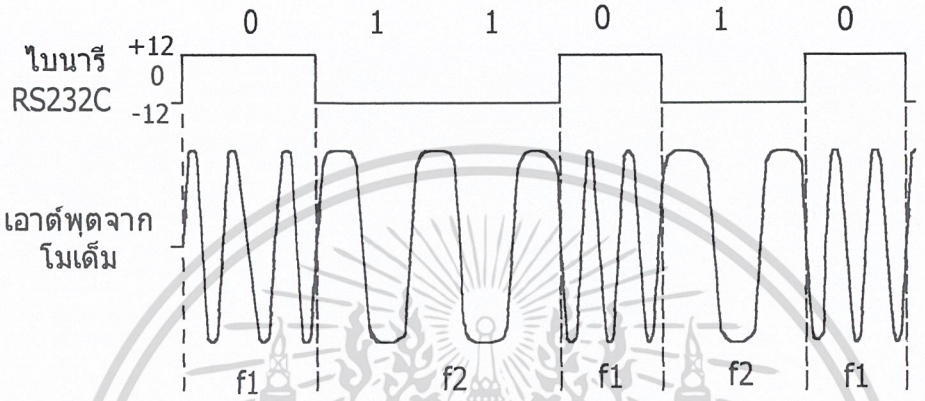
2.7.3 เทคนิคการโมดูเลตสัญญาณของโมเด็ม

Frequency Shift Keying : FSK

แรกเริ่มทีเดียวการแปลงสัญญณลอจิกให้เหมาะสมกับการส่งไปในสายโทรศัพท์ใช้วิธีการ FSK นี้ คือใช้ความถี่ของเสียงสองความถี่สำหรับแทนสัญญาณลอจิก “1” และลอจิก “0” ฝ่ายรับก็พยายามจับเอา 2 ความถี่ที่ว่านี้มาแปลงเป็นสัญญาณลอจิก กับคืนความถี่ของเสียงทั้งสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เสียงต้องห่างกันพอที่จะแยกออกจากกันได้โดยวงจรอิเล็กทรอนิกส์ และจะต้องไม่ห่างเกินไปจนตกขอบของความสามารถของสายโทรศัพท์ที่จะนำพาไปได้ รูปที่ 2.12 แสดงหลักการทำงานของ FSK

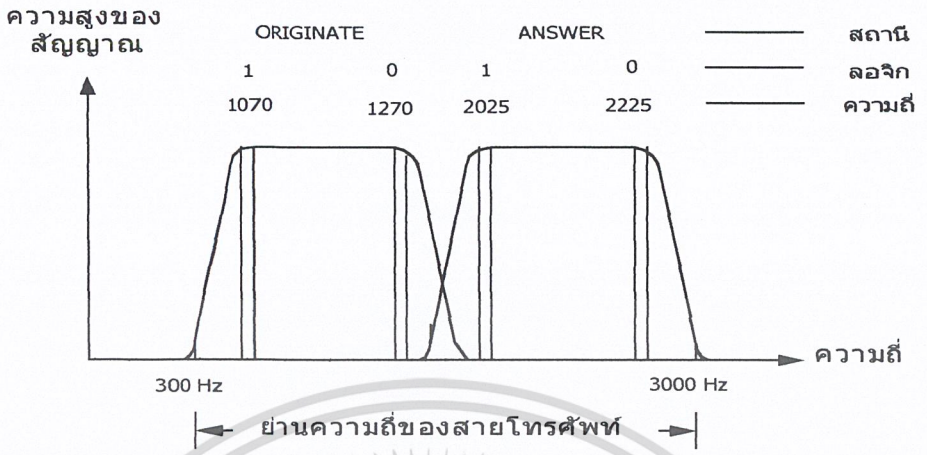


รูปที่ 2.34 หลักการทำงานของ FSK

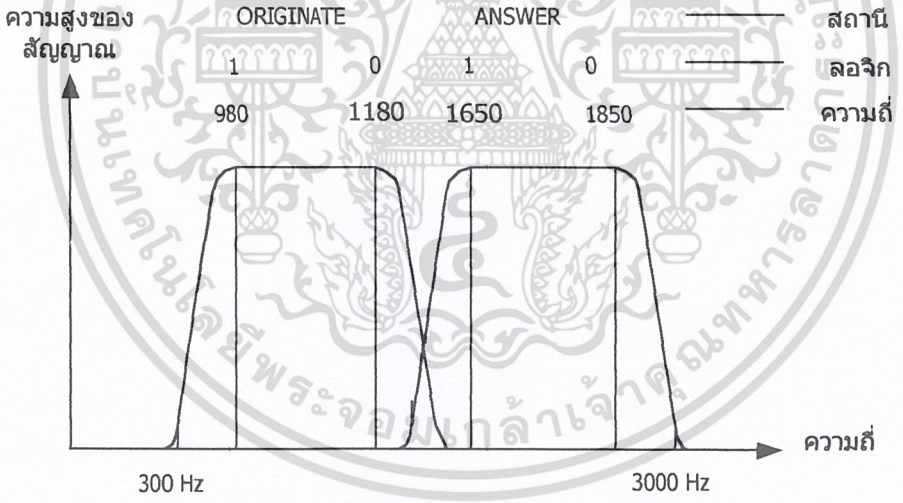
เนื่องจากแถบความถี่ที่สายโทรศัพท์ยอมให้ผ่านไปได้อยู่ในช่วง 300 ถึง 3,400 Hz จึงสามารถแบ่งความถี่ในย่านนั้นออกเป็น 4 คลื่นเสียงที่สำคัญ สำหรับสถานีส่งสองเสียงและสถานีรับอีกสองเสียงเนื่องจากต้องการให้การติดต่อเป็นแบบฟูลดูเพล็ก คือทั้งรับและส่งได้ภายในเวลาเดียวกันจำเป็นต้องแยกสถานีออกเป็นสองฝ่าย ฝ่ายหนึ่งเรียกว่า Originate หรือฝ่ายเริ่มการติดต่อ และอีกฝ่ายเรียกว่า Answer หรือฝ่ายตอบรับ ฝ่าย Originate จะต้องใช้ความถี่ส่งสองความถี่สำหรับสัญญาณลอจิก "0" และ "1" ฝ่าย Answer จะต้องใช้ความถี่สองความถี่ที่แตกต่างไปจากฝ่ายส่ง (เพื่อป้องกันการรบกวนกัน) สำหรับแทนสัญญาณลอจิก "0" และลอจิก "1" เพื่อจะได้ทำงานร่วมกันเป็นแบบฟูลดูเพล็กได้

มาตรฐานความถี่ที่ใช้กันอยู่กรณีความเร็วไม่เกิน 300 บอด ของ Bell 103 และ CCITT V .21 แสดงในรูปที่ 2.35 และรูปที่ 2.36 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.35 ความถี่มาตรฐานของ Bell 103 Full Duplex

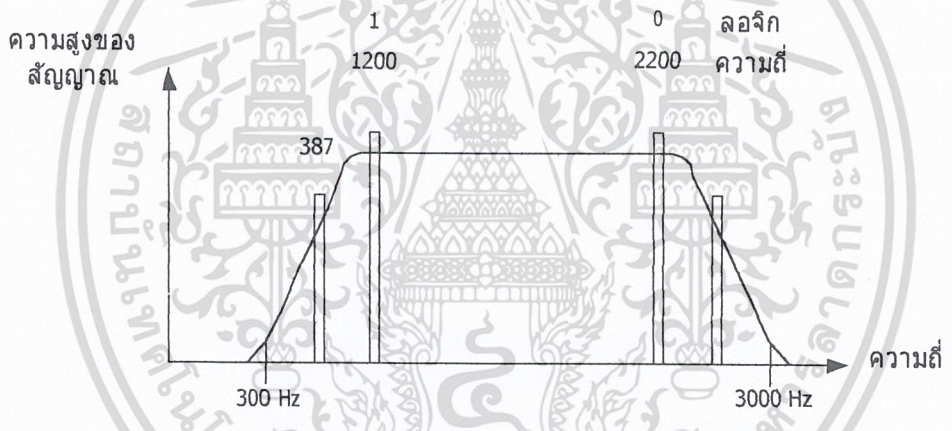


รูปที่ 2.36 ความถี่มาตรฐานของ CCITT V .21

จากรูปที่ 2.35 และรูปที่ 2.36 จะพบว่าสถานีรับและสถานีส่งใช้ความถี่ต่างกันในการโมดูเลตสัญญาณลอจิก "0" และ "1" การดูโมดูเลตต้องให้ความถี่ตรงกับความถี่ผ่ายตรงกันข้ามที่ส่งมา ยกตัวอย่างเช่นโมเด็มชนิด Bell 103 ถ้าหากใช้เป็นผ่าย Opiginate จะส่งลอจิก "1" ด้วยความถี่ 1,270 Hz และลอจิก "0" ส่งด้วยความถี่ 1,070 Hz ขณะเดียวกันก็ต้องมีตัวกรองความถี่เพื่อกรองความถี่อื่น ๆ เข้ามารบกวนเครื่องรับ วงจรกรองความถี่ที่ง่ายจะต้องแยกความถี่ของฝ่ายรับและฝ่ายส่งออกจากกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากความถี่ของเสียงที่ใช้ความถี่ต่ำการโมดูเลตแบบ SFK ย่อมทำให้การถ่ายโอนข้อมูลทำได้เร็วกว่าความถี่นั้นไม่ได้แน่นอน เนื่องจากวงจรรับจะต้อง Detect ให้ได้ว่ามีความถี่เปลี่ยนแปลงเกิดขึ้น อย่างน้อยความถี่จะต้องเปลี่ยนแปลงให้เห็น 2 ถึง 3 ไซเกิล ลองคำนวณดูง่าย ๆ ความถี่ต่ำสุดที่ใช้ในโมเด็มชนิด 103 คือ 1,70 Hz ต้องใช้อย่างน้อย 2 ไซเคิลต่อการโมดูเลต 1บิต จะเห็นว่าการถ่ายโอนข้อมูลจะเร็วกว่า 600 บิตต่อวินาที ได้ยากถ้าใช้เทคนิค FSK เหมือนเดิมแต่แยกความถี่ของเสียงที่ใช้แทน "0" และ "1" ให้ห่างกัน
จำนวนไซเคิลที่ใช้โมดูเลตก็จะน้อยลง จะแยกความถี่ให้ห่างกันได้จะต้องส่งได้ทีละข้างหรือเป็นฮาล์ฟดูเพล็กซ์ ระบบ Bell 202 ใช้เทคนิคอันนี้ในการส่งข้อมูลความเร็ว 1,200 บอด โดยใช้ความถี่ 1,200 Hz แทนมาร์ค (ลอจิก 1) และแทนสเปส (ลอจิก 0)



รูปที่ 2.37 ความถี่มาตรฐานของ Bell 202 Half Duplex

กรณี CCITT ที่ตรงกับ Bell 202 จะเป็น V .23 ต่างกันที่โหมด (Mode) ให้เลือก 2 โหมดคือ 600 บอด และ 1,200 บอด โดยทั้งสองโหมดใช้ความถี่ต่างกันคือ

โหมด 1 (600 บอด) 1,300 Hz(มาร์ค) 1,700 Hz(สเปส)

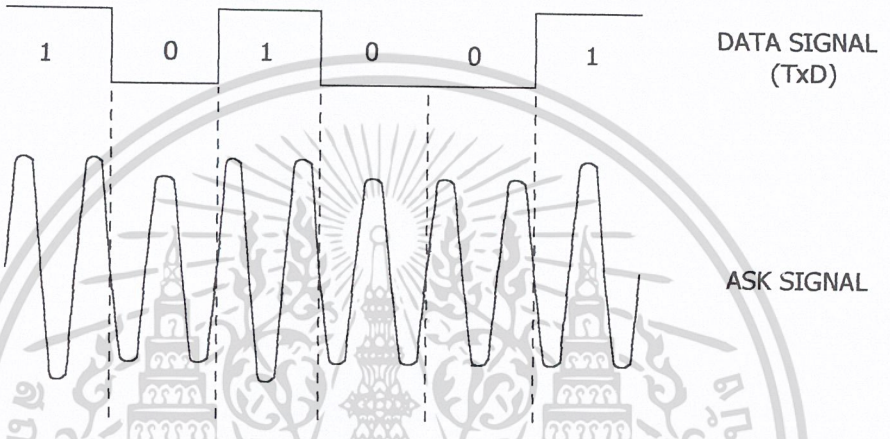
โหมด 2(1,200 บอด) 1,300 Hz(มาร์ค) 2,100 Hz(สเปส)

นอกเหนือจากนั้น V .23 ยังสามารถให้ฝ่ายรับทำการส่งข้อมูลกับมาได้ด้วยความเร็ว 75 บอด โดยใช้ FSK 390 Hz แทนมาร์ค 450 Hz แทนสเปส ในกรณีเช่นนี้เหมาะสำหรับการติดต่อกับเทอณีมินอลที่ผู้ใช้ป้อนข้อมูลทางคีย์บอด (Keyboard) (ค่าเฉลี่ย 1 คำมี 4 ตัวอักษร และ 1 ตัวอักษรใช้ 8 บิต + สตาร์ทบิต:start bit อีกสองบิต)

Ampliturde Shift Keying : ASK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นเทคนิคอีกอย่างหนึ่งของการโมดูเลตสัญญาณเสียงเข้ากับสัญญาณพาหะ ซึ่งเป็นสัญญาณรูปซายน์ที่มีความถี่สูงทำให้สัญญาณที่ผ่านการโมดูเลตแล้วมีลักษณะการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณพาหะตามแอมปลิจูด (ความสูงของคลื่น) ของสัญญาณเสียงแต่ความถี่ของสัญญาณพาหะยังคงที่ดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.38 การโมดูเลตแบบ ASK

จุดสำคัญของการโมดูเลตแบบนี้นั้นอยู่ที่ "แอมปลิจูดเปลี่ยนแปลงแต่ความถี่คงที่ ในกรณีนี้จะไม่กล่าวถึงสมการคณิตศาสตร์

นอกจากนี้รายละเอียดอื่น ๆ ของแอมปลิจูดโมดูเลชั่นยังมีอีกมากมายซึ่งไม่อากจะกล่าวได้หมดในที่นี้เช่น การใช้เทคนิคการตัดสัญญาณพาหะออกไปที่เรียกว่าสัปเปรสแคเรียร์ (Suppress Carrier) เช่นในการส่งกระจายคลื่นแบบดับเบิลไซด์แบนด์สัปเปรสแคร์เรียร์ (Double Sideband Soppress Carrier : DSB-SC) และซิงเกิลไซด์แบนด์สัปเปรสแคร์เรียร์ (Single Sudeband Suppress Carrier : SSB-SC)

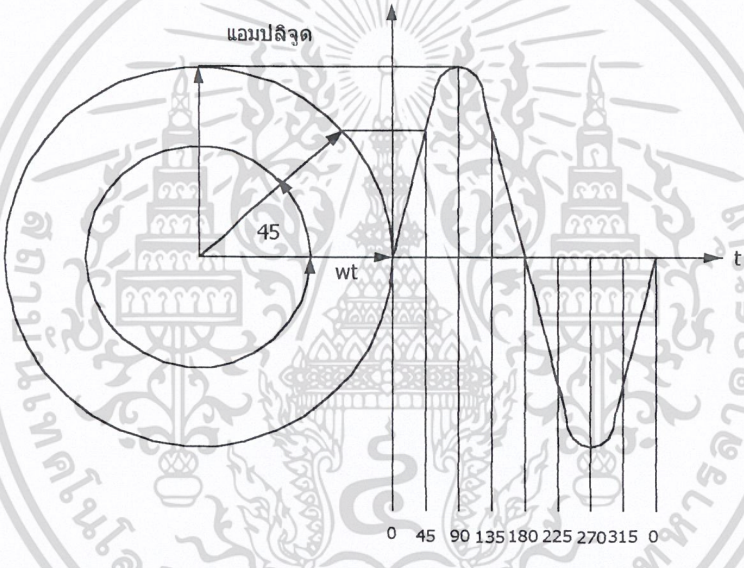
สำหรับหลักการทำงานของโมเด็มที่ใช้การโมดูเลตแบบ ASK นั้น ในส่วนของวงจรทางด้านส่งจะต้องทำการแปลงสัญญาณดิจิตอลไปเป็นสัญญาณอนาล็อกก่อนโดยใช้ดีทูเอคอนเวอร์เตอร์ (D/A converter) แล้วผ่านขบวนการโมดูเลตส่งออกไป ส่วนโมเด็มทางด้านรับเมื่อรับสัญญาณเข้ามาจะผ่านขบวนการดีโมดูเลตแยกเอาสัญญาณพาหะออกแล้วจึงส่งผ่านวงจรเอทูดีคอนเวอร์เตอร์ (A/D converter)เพื่อแปลงสัญญาณอนาล็อกไปเป็นสัญญาณดิจิตอล แล้วส่งเข้าเทอร์มินอลไปใช้งานต่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Phase Shift Keying : PSK

ในการถ่ายโอนข้อมูลที่ต้องใช้ความเร็วสูงจะใช้วิธีที่เรียกว่า PSK แทนที่จะใช้ความถี่ในการแทนสัญญาลอจิก กลับใช้สัญญาณความถี่เดียวแต่ใช้เฟสที่ต่างกันออกไปแทนสัญญาณลอจิก

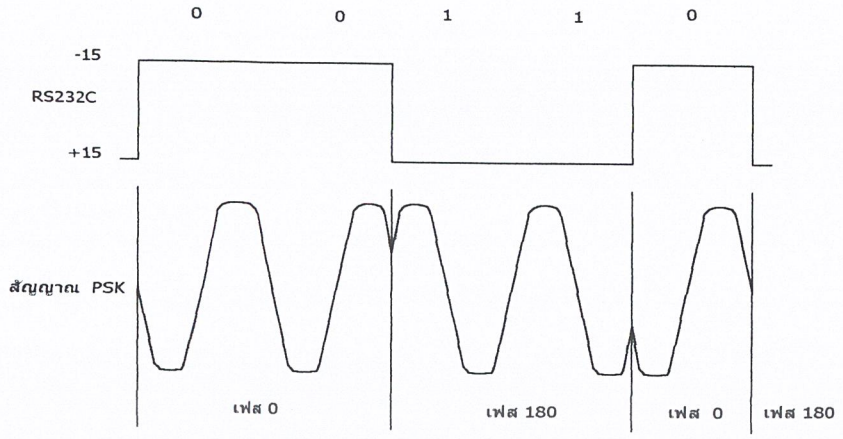
การกำเนิดคลื่นรูปซายน์ก็เหมือนกับการหมุนของเข็มนาฬิกาไปเป็นเส้นรอบวง ถ้าวัดความสูงของเข็มนาฬิกาเทียบกับแกนนอนขณะใดขณะหนึ่ง แล้วนำมาพล็อต(Plot) เทียบกับแกนเวลาจะได้รูปร่างของคลื่นซายน์เข็มที่ใช้หมุนเรียกว่า เวคเตอร์(vector) มุมที่หมุนเรียกว่าเฟส(phase) ฉะนั้นเฟสของคลื่นซายน์จะมีมุมตั้งแต่ 0 ถึง 360 องศา ดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.39การกำหนดคลื่นรูปซายน์และเฟสต่าง ๆ

ถ้าหากจะเลือกใช้เฟสในการโมดูเลตสัญญาณลอจิก จะแบ่งเฟสที่ใช้ออกเป็นสองเฟสในการโมดูเลตสัญญาณลอจิก “0” และ “1” คือใช้ เฟส0 แทน “0” และใช้ เฟส 180 แทน “1” ลักษณะของสัญญาณจากโมเด็มจะเป็นดังรูปที่ 2.40

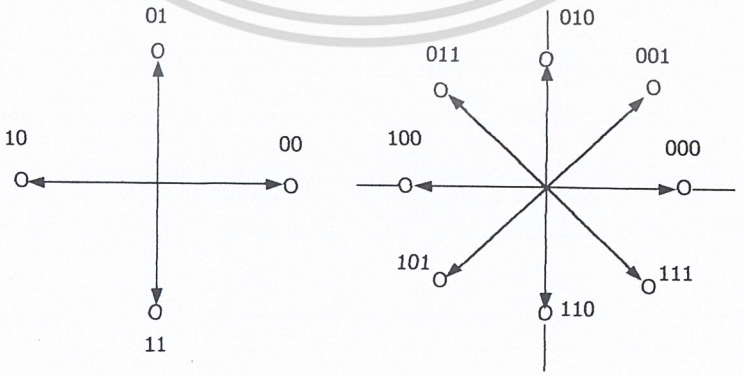
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.40สัญญาณ PSK

จากรูปที่ 2.40 ถ้าหากแปลงสัญญาณ PSK ออกเป็น 4 เฟสคือ 01 90 180 270 องศา โดยเราแทนเฟสทั้ง 4 ด้วยเลขฐานสอง 2 หลัก หรือ 2 บิต ในกรณีเช่นนี้การเปลี่ยนเฟสครั้งหนึ่งเท่ากับว่าเราได้ข้อมูลถึง 2 บิตในลักษณะเช่นนี้อัตราบิตจะเป็นสองเท่าของอัตราบอด เพราะอัตราบอดคือ อัตราการเปลี่ยนแปลงข้อมูลใน 1 วินาที แต่การเปลี่ยนแปลงสัญญาณ 1ครั้ง ข้อมูลจะเปลี่ยนแปลง 2 บิต ความเร็วในการโอนข้อมูลจึงเป็นสองเท่าของอัตราบอด อัตราในการส่ง 1,200 บอด เท่ากับได้ความเร็วในการ โอนข้อมูล 2,400 บิตต่อวินาที

ถ้าแบ่งสัญญาณออกเป็น 8 คือ 0, 45, 90, 125, 180, 225, 270 และ 315 องศา โดยแต่ละเฟสแทนด้วยข้อมูล 3 บิต จะเห็นว่าความเร็วในการถ่ายโอนข้อมูลจะกลายเป็น 3 เท่าของอัตราบอด ถ้าใช้อัตราบอดเท่ากับ 1,600 บอด ก็จะได้ความเร็วในการถ่ายโอนข้อมูลเป็น 4,800 บิตต่อวินาที การแบ่งสัญญาณแสดงดังรูปที่ 2.41

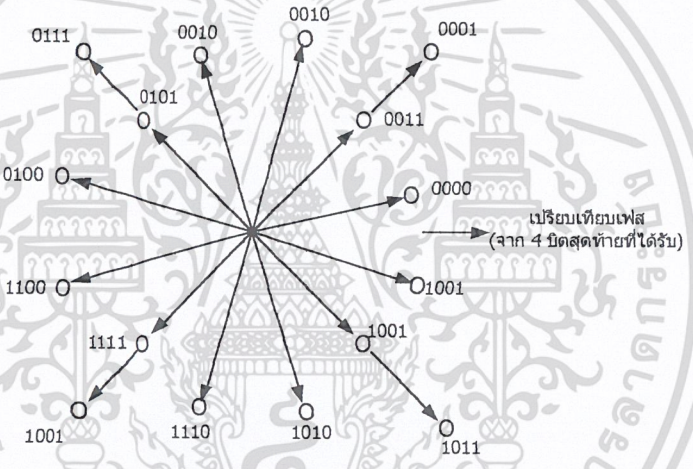


รูปที่ 2.41 การแบ่งสัญญาณ PSK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Phase Amplitude Modulation : PAM

วิธีการที่จะเพิ่มความเร็วในการถ่ายโอนข้อมูลให้สูงขึ้นโดยการเอาความสูงหรือแอมปลิจูดน์ ของสัญญาณเข้ามาโมดูเลตด้วยเรียกว่า เฟสแอมปลิจูดน์โมดูเลชั่น (Phase Amplitude Modulation) หรือบางทีเรียกว่า ควอดราเจอร์แอมปลิจูดโมดูเลชั่น โมเด็มที่ส่งความเร็ว 9,600 บิตต่อวินาที แบ่งเฟสออกเป็น 12 เฟส มีอยู่ 4 เฟสที่มีโอกาศมีแอมปลิจูดได้สองค่า รวมแล้วทั้งหมดสามารถใช้เลขฐานสองได้ 4บิต แทนเฟสและแอมปลิจูดทั้ง 16 สถานะ สัญญาณในสายใช้ความเร็ว 2,400 บอด จะสามารถให้ความเร็วในการถ่ายโอนได้ถึง 9,600 บิตต่อวินาที รูปที่ 2.20 แสดงไดอะแกรมของสัญญาณ



รูปที่ 2. 42 เฟสของสัญญาณในการส่งด้วยความเร็ว 9,600บิตต่อวินาที

2.7.4 ลักษณะของตัวกรองสัญญาณที่ต้องการ (Filter Requiremrnt)

ตัวกรองสัญญาณมีหน้าที่สองอย่างคือ

1. ทำการกรองความถี่ของเอาร์พุตที่โมดูเลตแล้วให้อยู่ในย่านความถี่ที่ต้องการ
2. ทำการกรองความถี่ของคลื่นพาหะที่เข้ามาก่อนที่จะทำการแยกสัญญาณ

ตัวกรองทางด้านส่งจะใช้กำจัดความถี่ในการโมดูเลตลำดับต่ำ ๆ ฉนั้นตัวกรองทางด้านส่งจะเป็นแบบ low pass หรือ band pass

ส่วนตัวกรองทางด้านรับจะมีหน้าที่สองอย่างคือ กำจัด noise จากสัญญาณที่รับเข้ามาและอีกหน้าที่หนึ่งคือ การจำกัดการผสมสัญญาณระยะใกล้ซึ่งเข้ามาผสมกับสัญญาณพาหะด้านรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.5 การจำกัดสัญญาณสะท้อน (Echo Suppresser)

ในการส่งข้อมูลเป็นสัญญาณอนาล็อกไปตามสายโทรศัพท์ย่อมเป็นการแน่นอนว่าจะต้องเกิดสัญญาณสะท้อนขึ้นอย่างแน่นอน แต่จะเกิดมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับประสิทธิภาพของระบบว่าดีเพียงใด ดังนั้นเมื่อเกิดสัญญาณชนิดนี้ขึ้นมา ประสิทธิภาพการรับฟัง ความถูกต้องของข้อมูลย่อมลดลงแน่นอน ฉะนั้นจึงจะต้องเพิ่มระบบที่สามารถกำจัดสัญญาณสะท้อนนี้ให้หมดไป

หลักการของอุปกรณ์กำจัดสัญญาณสะท้อนนี้ให้หมดไป หลักการนี้ก็คือ "เป็นอุปกรณีที่ยยอมให้สัญญาณผ่านไปในทิศทางใดทิศทางหนึ่งเพียงทิศทางเดียวเท่านั้น " เช่น A ส่งสัญญาณเรียกไปยัง B วงจรกำจัดสัญญาณสะท้อนก็จะยอมให้สัญญาณจาก A ส่งผ่านไปยัง B จนกระทั้ง A หยุดพูดแล้วหลังจากนั้น B ก็เริ่มพูดตอบ ในขณะนี้วงจรกำจัดสัญญานสะท้อนก็จะเปลี่ยนทิศทางการทำงานโดยอัตโนมัติ โดยยอมให้สัญญาณ B ผ่านไปได้แต่สัญญาณ A ผ่านไม่ได้ เป็นต้น ซึ่งเวลาที่วงจรกำจัดสัญญาณสะท้อนนี้เปลี่ยนทิศทางจะใช้เวลาประมาณ 300 มิลลิวินาที ซึ่งช่วงเวลานี้จะมีความสำคัญมากในระบบฮาล์ฟดูเพล็กซ์

สำหรับระบบฟูลดูเพล็กซ์นั้นการใช้งานอุปกรณ์กำจัดสัญญาณสะท้อนจะใช้ช่วงเวลาสั้น ๆ เพราะการสื่อสารเป็นการสื่อสารแบบสองทาง ดังนั้นสัญญาณจากทางด้านเรียกและด้านตอบรับจะต้องผ่านได้ตลอดเวลานั้นคือถ้าไม่ต้องการใช้งานอุปกรณ์กำจัดสัญญาณเสียงสะท้อนก็ทำได้โดยการป้อนสัญญาณความถี่ 2,100 Hz เป็นเวลา 400 มิลลิวินาที เข้าไปในวงจรในขณะที่มีการติดต่อกันอยู่จนกระทั่งสัญญาณข่าวสารที่ส่งมาสิ้นสุดลง อุปกรณ์กำจัดสัญญาณเสียงสะท้อนก็จะเริ่มทำงานทันที ดังนั้นวิธีการอย่างหนึ่งที่จะเลี่ยงเพื่อไม่ใช้อุปกรรณีดังกล่าวนี้ก็สามารถทำได้โดยออกแบบระบบให้เป็นการสื่อสารแบบ ฟูลดูเพล็กซ์ 4 สาย

2.7.6 การบิดเบือนของสัญญาณ

ในการสื่อสารไม่สามารถที่จะส่งพลังงานข้อมูลอีกจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่งไปเต็ม 100% เนื่องจากพลังงานของสัญญาณจะต้องถูกลดทอน ถูกบิดเบือนไป และถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวนจากสภาพแวดล้อมนานาชนิด ดังนั้นสัญญาณที่จะรับได้ทางด้านรับจึงอาจผิดเพี้ยนไปหรือรับได้ไม่ชัดเจน เป็นต้น ยิ่งถ้าเป็นการสื่อสารระยะทางไกล ๆ การสูญเสียก็จะยิ่งเกิดขึ้นมากตามลำดับ

สัญญาณที่ส่งผ่านไปในสายนั้นจะถูกลดทอนอย่างแน่นอนและเป็นผลทำให้เกิดการบิดเบือนของสัญญาณตามมานั้นคือ รูปร่างของสัญญาณที่ส่งมาจะผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณต้นทางซึ่งเป็นผลทำให้ข่าวสารที่รับได้นั้นขาดความถูกต้องไป การบิดเบือนของสัญญาณจะเกิดได้สองลักษณะคือ

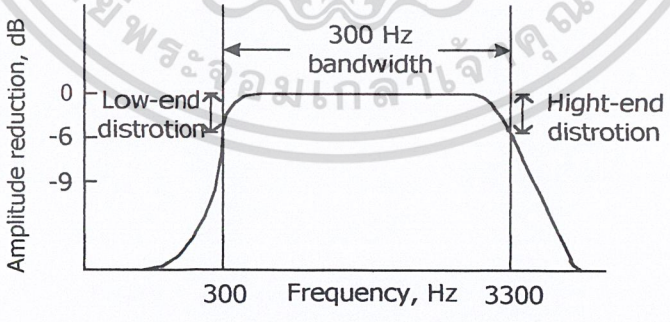
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. การบิดเบือนของแอมปลิจูด (Amplitude Distortion) หรือ การลดทอน (Attennnuation)

2. การบิดเบือนเนื่องจากการถูกหน่วงเวลา (Envelope Delay Distortion)

ในกรณีแรกแอมปลิจูดของสัญญาณจะต่ำกว่าสัญญาณจากต้นทาง ซึ่งแสดงว่าสัญญาณถูกลดทอนลงไป กรณีที่สอง การบิดเบือนของสัญญาณเกิดขึ้นเนื่องจากเกิดการหน่วงเวลาของการเดินทางของคลื่นจากจุดส่งไปยังจุดรับ นั้นคือในช่วงความถี่หนึ่ง ๆ ความเร็วของการเดินทางของสัญญาณจะมีค่าไม่คงที่ เร็วบ้าง ช้าบ้าง ซึ่งก็มีผลทำให้ข้อมูลที่ได้รับผิดพราดไปได้

ในการสื่อสารที่มีการใช้โครงข่ายโทรศัพท์ร่วมกับระบบสื่อสารไมโครเวฟเพื่อการส่งสัญญาณในระยะทางไกล ๆ การผิดพลาดในทั้งสองกรณีข้างต้นจะเกิดขึ้นอย่างแน่นอน สำหรับการส่งสัญญาณในระบบไมโครเวฟจะส่งสัญญาณในระดับแนวสายตา หรือแนวเส้นตรงเพราะมิฉนั้นจะเกิดการสูญเสียเนื่องจากถูกส่วนโค้งของผิวโลกบดบัง ดังนั้นการติดตั้งสถานีรับและส่งจึงต้องหาตำแหน่งของจุดส่งและจุดรับให้อยู่ในแนวเส้นตรงให้ได้ และจะต้องอาศัยสถานีทวนสัญญาณ (Repeater) เป็นตัวขยายระดับของสัญญาณเพื่อไม่ให้พลังงานของสัญญาณอ่อนลงมากเกินไป แต่ข้อเสียของระบบดังกล่าวคือ ทำให้แถบความถี่แต่ละช่องของสัญญาณลดลงไปเล็กน้อย เนื่องจากการทำงานของอุปกรณ์ต่าง ๆ บางครั้งแถบความถี่ที่ใช้จะอยู่ระหว่าง 500 ถึง 2,900 Hz เท่านั้น เหตุผลที่ต้องลดแถบความถี่ลงก็เพื่อเป็นการจำกัดการเกิดการบิดเบือนของแอมปลิจูดให้น้อยลง ซึ่งแสดงดังรูป 2.43

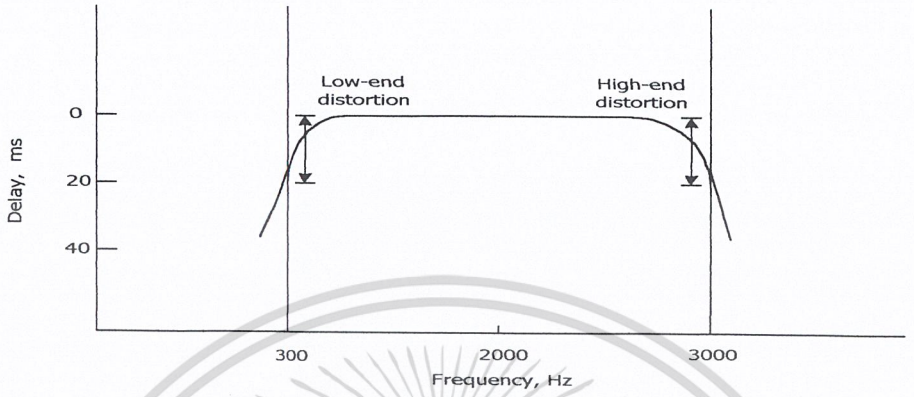


รูปที่ 2.43 การบิดเบือนของสัญญาณในแถบความถี่

นอกเหนือจากการบิดเบือนของแอมปลิจูดแล้ว การบิดเบือนด้านความถี่ต่ำและความถี่สูงก็ยังเกิดขึ้นได้เช่นกัน ดังรูปที่ 2.44 แสดงการบิดเบือนของสัญญาณในแถบความถี่ 300 ถึง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3,300 Hz ซึ่งเป็นความถี่ในระบบโทรศัพท์



รูปที่ 2.44 การหน่วงเวลาของสัญญาณ

ผลเสียที่เกิดจากการบิดเบือนของสัญญาณทั้งสองกรณีต่างก็มีผลให้แถบความถี่ที่ใช้งานลดลง ซึ่งทำให้จำนวนช่องสัญญาณที่ใช้งานลดลงตามไปด้วย แต่ข้อบกพร่องดังกล่าวก็สามารถแก้ไขได้โดยใช้เทคนิคของ อีควอไลเซชั่น (Equalization) โดยวิธีการดังงกล่าวนี้ก็คือการทำการขยายแอมปลิจูดของสัญญาณให้มีขนาดสูงขึ้นมากกว่าปกติก่อนที่จะส่งผ่านสายส่งออกไป ดังนั้นขนาดของแอมปลิจูดที่จะขยายถ้าเลือกให้เหมาะสมแล้วแอมปลิจูดของสัญญาณทางด้านรับหลังจากถูกบิดเบือนแล้วก็จะมีขนาดเท่ากับทางด้านส่งพอดีทำให้คุณภาพของข่าวสารยังใช้ได้ นอกจากนี้เทคนิคอีควอไลเซชั่นยังสามารถทำได้โดยใช้วิธีการลดขนาดของแอมปลิจูดของสัญญาณที่ความถี่สูญกลางของแถบความถี่ที่ใช้งานลงก่อนที่จะส่งผ่านสายออกไป นอกจากนี้ยังสามารถช่วยปรับให้สัญญาณที่ถูกหน่วงเวลามีค่าหน่วงเวลาที่คงที่ตลอด

ตามคุณสมบัติของ Bell สายโทรศัพท์สื่อกลางจะมีอยู่ 5 ชนิดแต่ละชนิดจะยอมให้มีการบิดเบือนของสัญญาณอยู่ในช่วงที่แตกต่างกัน

2.7.7 สัญญาณรบกวน (Noise)

ปัญหาใหญ่อีกอย่างหนึ่งที่เกิดขึ้นในการสื่อสารก็คือ สัญญาณข้อมูลถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวนต่าง ๆ ซึ่งอาจแบ่งได้สองพวกคือ Random noise และ Impulse noise โดย Random noise จะมีค่าสูงขึ้นถ้าระยะทางของสายเพิ่มมากขึ้น แต่ Impulse noise เกิดขึ้นจากอุปกรณ์ควบคุม Line Switching ที่ใช้ในระบบโทรศัพท์ ซึ่งในทางปฏิบัติการที่จะกำจัดสัญญาณรบกวนให้หมดไปเลยนั้นไม่สามารถทำได้ เพียงแต่อาจลดให้มีขนาดน้อยลงเท่านั้นเองนอกจากนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปัจจัยอื่น ๆ ที่มีผลต่อการทำงานของโมเด็มก็คือ Phase Shifter, Harmonic distortion และ Crosstalk Phase Shifter คือ การที่เฟสของสัญญาณเกิดการเปลี่ยนแปลงไปเรื่อย ๆ อย่างต่อเนื่อง โดยจะเกิดการเลื่อนเฟสไปเป็นค่าอื่น ๆ อย่างต่อเนื่อง

Harmonic Distortion หรือการบิดเบือนฮาร์โมนิค จะเกิดขึ้นหลังจากที่สัญญาณผ่านส่วนของวงจรขยายออกมาแล้วโดยฮาร์โมนิคอื่นที่เป็นจำนวนเท่าของความถี่พื้นฐาน (Fundamental Frequency) เช่นฮาร์โมนิคที่ 2 ที่ 3 และอื่น ๆ มีรูปร่างของสัญญาณเปลี่ยนไป ทำให้สัญญาณข้อมูลที่รับผิดพลาดไป Crosstalk เป็นปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นเนื่องจากเกิดการเหนี่ยวนำของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเข้าไปรบกวนสัญญาณข้อมูลที่ส่งผ่านเข้าไปในสาย เช่น จะสังเกตได้จากการพูดโทรศัพท์สาธารณะผู้พูดมักจะได้ยินเสียงเพลงมาจากสถานีวิทยุ หรืออาจจะได้ยินเสียงของวิทยุตำรวจ เป็นต้น ซึ่งสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เหนี่ยวนำเข้ามานี้จะส่งผลทำให้ประสิทธิภาพการรับฟังเสียงด้อยลงไป สำหรับวิธีการแก้ปัญหาข้อบกพร่องนี้สามารถทำได้โดยใช้อุปกรณ์ switching ที่เป็นอิเล็กทรอนิกส์ หรือใช้เส้นใยนำแสง (Fiber Optics) ซึ่งสามารถจะลดผลของการรบกวนเหล่านี้ลงได้อย่างมา

2.7.8 การเชื่อมต่อเข้ากับสายโทรศัพท์

การออกแบบระบบและการใช้งานระบบสื่อสารข้อมูลที่จะต้องใช้โมเด็มเป็นส่วนประกอบของระบบ ข้อสำคัญที่จะต้องใช้ให้ถูกต้องก็คือ ในระบบที่มีการติดพ่วงเข้ากับเครือข่ายโทรศัพท์ผู้ใช้และผู้ออกแบบจะต้องปฏิบัติตามกฎข้อบังคับของ FCC (Federal Communication Commission) ที่ได้วางเป็นมาตรฐาน นอกจากนี้ยังรวมถึงรายละเอียด การเชื่อมต่อโมเด็มเข้ากับเครือข่ายโทรศัพท์ ระดับของสัญญาณที่จะเหนี่ยวนำเข้าไปรบกวนสัญญาณในสายโทรศัพท์จะต้องมีระดับที่อยู่ในมาตรฐานที่กำหนดโดย FCC ด้วยเช่นกัน ตามข้อกำหนดของ FCC ได้มีการกำหนดระดับกำลังงานในย่านความถี่สูงกว่าช่วง 300 ถึง 330 Hz ไว้ดังตารางตารางที่ 2.1

Frequehcy (KHz)	3.995 to 4.005	4.000 to 10.00	10.00 to 25.00	25.00 to 40	Above 50
Maximum Power Level (dBm)	-18	-16	-24	-36	-50

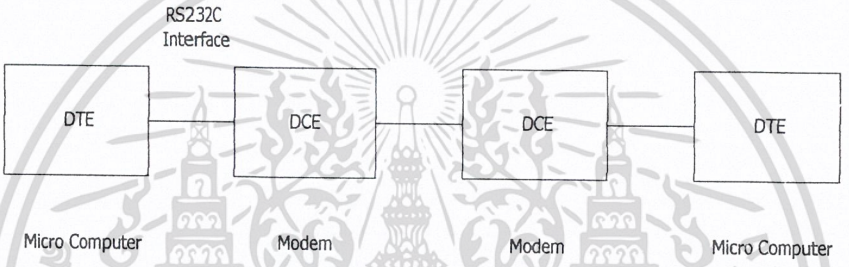
ตารางที่ 2 FCC Phone Line Pestrictions

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 มาตรฐาน RS-232-C

เป็นมาตรฐานที่ใช้กันกว้างขวางมากที่สุดถูกประกาศในปี 1960 โดย Electronic Industries Association (EIA) เพื่อกำหนดการเชื่อมต่ออุปกรณ์รับส่งข้อมูลปลายทาง (Data Communication Equipment : DCE) โดยที่ RS ย่อมาจาก Recommened Standard และ 232 เป็นหมายเลขบ่งบอกของมาตรฐานตัวนี้ C เป็นหมายเลขฉบับท้ายสุดของมาตรฐานตัวนี้

สำหรับผู้ใช้ไมโครคอมพิวเตอร์ DTE ก็หมายถึงตัวไมโครคอมพิวเตอร์และ DCE ก็หมายถึงโมเด็ม



รูปที่ 2.45 การใช้ RS-232-C เชื่อมต่อกับอุปกรณ์

สัญญาณที่ใช้ทั้งหมดใน RS-323-C

Protective Ground (PG ขาที่ 1) หมายถึงตัวถังของเครื่องหรือสายดิน Transmit Data (TD ขาที่ 2) เป็นสัญญาณส่งออกจาก DTE (ตัวไมโครคอมพิวเตอร์) ไปยังโมเด็มหรือไมโครคอมพิวเตอร์เครื่องอื่นหรือเครื่องพิมพ์ เมื่อไม่มีสัญญาณส่งออกสถานภาพของลอจิกจะมีค่าเท่ากับ "1" สภาวะ "OFF" หรือเทียบเท่ากับ stop bit ไม่ว่าจะเป็นระบบอะไร DTE ต้องไม่ส่งข้อมูลออกไปจนกว่าสัญญาณเหล่านี้

1. Request To Send : RTS

2. Clear To Send : CTS

3. Data Set Ready : DSR

4. Data Terminal Ready : DTR อยู่ในสภาวะ "ON" Receive Data (RD ขาที่ 3) เป็นทางของสัญญานเข้าไปยัง DTE เมื่อไม่มีสัญญาณรับเข้ามา ขานี้จะมีสถานภาพทางลอจิกเป็น "1" หรือสภาวะ "OFF" Request To Send (RTS ขาที่ 4)

จาก DTE ไปยัง DCE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สภาวะ “ON” คือ บังคับให้ DCE อยู่ใน Transmitting Mode ต่อไป

สภาวะ “OFF” คือ บังคับให้ DCE อยู่ใน Receiving Mode ต่อไป

การเปลี่ยนจาก “OFF” ไป “ON” เป็นการบอกให้ DCE จัดการกับระบบสื่อสารเพื่อให้ช่องสัญญาณต่อเชื่อมและให้สัญญาณ Clear To Send : CTS กลับมาเป็นการบอกว่าส่งได้

การเปลี่ยนจาก “ON” ไป “OFF” เป็นการบอกให้ DCE ส่งข้อมูลผ่านช่องสื่อสารให้หมดแล้วกลับไปอยู่ใน Receiving Mode พร้อมกับให้ CTS เป็น “0” Clear To Send (CTS ขาที่ 5)

จาก DTE ไป DTE สภาวะ “ON” หมายความว่าข้อมูลจาก DTE ขาที่ 2 จะถูกส่งต่อไปในช่องทางสื่อสาร (โมเด็มส่งข้อมูลออกสายโทรศัพท์) ทันที CTS จะ “ON” หลังจาก DRS และ RTS อยู่ในสภาวะ “ON” และการเชื่อมของวงจรสื่อสาร (ชุมสายโทรศัพท์) เสร็จเรียบร้อย

Data Set Ready (DTS ขาที่ 6)

จาก DCE ไป DTE คือ ความพร้อมของโมเด็มนั่นเอง จะเป็น “ON” ต่อเมื่อ

1. DCE (โมเด็ม) เปิดเครื่องอยู่ และอยู่ในสภาวะ off-hook (เหมือนยกหูโทรศัพท์)
2. DCE ไม่อยู่ใน test mode
3. DCE ทำการส่งสัญญาณไปยังชุมสายเสร็จแล้ว DRS อยู่ในสภาวะ“ON”เป็นการบอก DTE ว่าโมเด็มต่อเข้าสายโทรศัพท์เรียบร้อยแล้ว และพร้อมที่จะส่ง DSR อยู่ในสภาวะ “OFF” หมายถึงให้ DTE ตรวจ Ring Indicator

Signal Groud (SG ขาที่ 7)

คือสายร่วม ของสัญญาณทุกตัว

Carrier Detect (CD ขาที่ 8)

จาก DCE ไป DTE

สภาวะ “ON” หมายถึงว่า DCE จับ สัญญาณพาหะในช่องทางสื่อสารที่จะทำการดีโมดูเลตได้

สภาวะ “OFF” คือไม่ได้รับสัญญาณอะไรเลย หรือได้ รับสัญญาณแต่ไม่สามารถโมดูเลตเอาข้อมูลออกมาได้

Data Terminal Ready (DTR ขาที่ 20)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก DTE ไป DCE

สภาวะ “ON” หมายถึงว่า DCE เตรียมเพื่อเชื่อมต่อกับตัวอื่น และรักษาช่องทางติดต่อไว้ต่อไป (การเชื่อม Channel ทำได้หลายทางคือ หมุนเรียกด้วยมือหรืออัตโนมัติ) ถ้า DCE สามารถตอบรับสัญญาณเรียก (Call) ได้ ก็ให้ตอบรับ (answering) เมื่อมีสัญญาณเรียก Ring Indicator และ DTR On อยู่

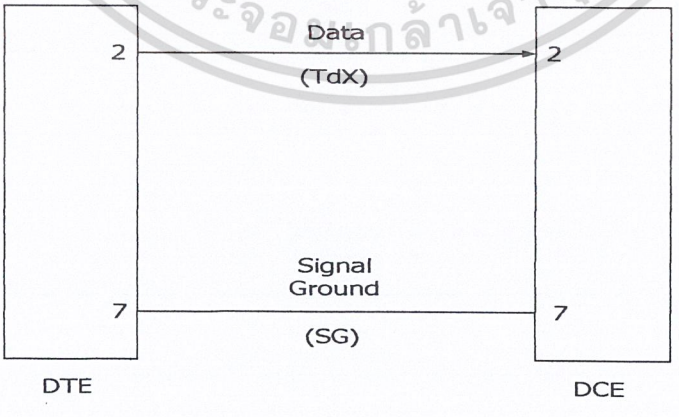
สภาวะ “OFF” คือวางหู และเมื่อ “OFF” แล้วไม่ต้อง “ON” อีกจนกว่า DSR จะ “OFF”

Ring Indicator (RI ขาที่ 22)

จาก DCE ไป DTE เหมือนสัญญาณเรียกของโทรศัพท์ แต่เป็นดิจิตอล ใช้ในระบบตอบรับอัตโนมัติ (Auto-answer) สัญญาณนี้จะ “ON” เมื่อมีสัญญาณกระดิ่งเข้ามา และจะ “OFF” ระหว่างเสียงดังกระดิ่ง

2.8.1 การสื่อสารทางเดียว

วงจรหลักที่ถูกใช้สำหรับการสื่อสารมีอยู่สามวงจร คือสายเส้นที่ 2 สำหรับข้อมูลจาก DTE ไปยัง DCE สายที่ 3 สำหรับข้อมูลจาก DCE ไปยัง DTE และสายเส้นที่ 7 สำหรับซิกแนลกราวด์ (Signal Ground) ซึ่งเป็นจุดอ้างอิงสำหรับขั้วและแรงดันไฟฟ้าของสายอื่น ในกรณีที่ง่ายที่สุดซึ่งมีเพียงอุปกรณ์ตัวหนึ่งส่งและอีกตัวรับ ใช้สายเพียงสองเส้นก็เพียงพอคือ สายที่ 2 และ 3 และสายเส้นที่ 7 ดังรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.46 การเชื่อมต่อทางเดียวอย่างง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฮาร์ดแวร์แฮนด์เช็คกิ้ง (Hardware hand shaking)

ในหลาย ๆ กรณี อุปกรณ์ผ่ายส่งจำเป็นต้องรู้ว่าผ่ายรับพร้อมที่จะรับข้อมูลหรือไม่ ตัวอย่าง เช่น การส่งข้อมูลไปเครื่องพิมพ์ ความเร็วของการสื่อสารอาจเร็วกว่าความเร็วของเครื่องพิมพ์ เครื่องพิมพ์ต้องระงับการส่งข้อมูลของคอมพิวเตอร์จนกว่ามันพร้อมที่จะรับข้อมูล ในทำนองเดียวกันกับการส่งข้อมูลจากคอมพิวเตอร์เครื่องหนึ่งไปอีกเครื่องหนึ่ง และคอมพิวเตอร์ตัวที่ 2 ไม่สามารถประมวลผลข้อมูลได้เร็วเท่ากับอัตราที่ข้อมูลเข้า ทั้งสองกรณี ต้องมีข่าวสารส่งจากอุปกรณ์ฝ่ายรับไปยังอุปกรณ์ฝ่ายส่งเพื่อแจ้งว่าพร้อมหรือไม่ ข่าวสารนี้เรียกว่า โฟลว์คอนโทรล (flow comtrol) หรือ แฮนด์เช็คกิ้ง (Hand shaking) แฮนด์เช็คกิ้งมีสองแบบ คือ ฮาร์ดแวร์และซอฟร์แแวร์ ทั้งคู่เกี่ยวข้องกับสัญญาณที่ส่งมาจากอุปกรณ์ผ่ายรับไปยังอุปกรณ์ผ่ายส่ง ในฮาร์ดแวร์เช็คกิ้ง อุปกรณ์ผ่ายรับจะส่งแรงดันไฟฟ้าบวกไปตามวงจรแฮนด์เช็คกิ้ง เมื่อมันพร้อมที่จะรับข้อมูล เมื่อคอมพิวเตอร์ผ่ายส่งได้รับแรงดันไฟฟ้าลบ มันจะรู้ว่าต้องหยุดส่งข้อมูลในซอร์ฟแวร์แฮนด์เช็คกิ้ง สัญญาณแฮนด์เช็คกิ้งเป็นอักขระพิเศษที่ถูกส่งไปตามวงจรข้อมูลแแทนวงจรแฮนด์เช็คกิ้ง

การใช้ฮาร์ดแวร์เช็คกิ้งอย่างน้อยต้องมีการเชื่อมต่อเพิ่มเติมหนึ่งเส้นเพื่อนำพาสัญญาณ ทำให้จำนวนของสายทั้งหมดเป็นสามเส้นคือ สายข้อมูล ซิกแนลกราวด์ และแฮนเช็คกิ้ง

จาก DTE ไปสู่ DCE

เมื่ออุปกรณ์ DTE ส่งข้อมูลไปที่อุปกรณ์ DCE ข้อมูลจะถูกส่งไปตามสายที่ 2 และใช้สายที่ 7 ซิกแนลกราวด์ ตามที่ปกติอุปกรณ์ DCE ควบคุมการส่งอุปกรณ์แฮนเช็คกิ้งจากอุปกรณ์ DTE บนสายเส้นที่ 6 เชื่อว่า DSR (Data Set Ready) ถ้าเครื่องพิมพ์เป็น DCE และคอมพิวเตอร์เป็น DTE สายเส้นที่ 6 บนคอมพิวเตอร์ควรถูกเชื่อมต่อเข้ากับสายเส้นที่ 6 ของเครื่องพิมพ์ และเครื่องพิมพ์จะรักษาแรงดันไฟฟ้าบวกบนสายเส้นที่ 6 ตราบเท่าที่มันสามารถรับข้อมูล เมื่อมันต้องการที่จะบอกคอมพิวเตอร์ให้หยุดการส่งข้อมูล มันจะลดแรงดันไฟฟ้าบนสายที่ 6 ให้เป็นสถานะลบ

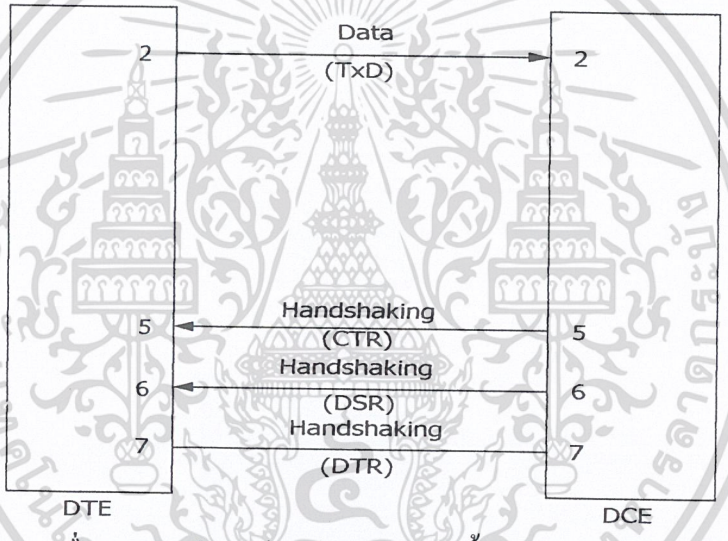
บ่อยครั้งที่วงจรแฮนด์เช็คกิ้งชุดที่คือสายเส้นที่ 5 ถูกใช้โดยอุปกรณ์ DCE เพื่อควบคุมการส่งจากอุปกรณ์ DTE วงจรนี้มีชื่อว่า CTS (Clear To Send) เมื่อสายแฮนด์เช็คกิ้งทั้งสองถูกใช้อุปกรณ์ DTE ต้องได้รับการออกแบบให้ส่งข้อมูลต่อเมื่อสายทั้งสองเป็น ไฮ (high) หรือแรงดันไฟฟ้าบวก บางครั้งสายนั้นอาจมีความหมายต่างไป เช่น เส้นหนึ่งอาจบอกอุปกรณ์ผ่ายส่งให้หยุดการพิมพ์จนกระทั้งข้อมูลถูกพิมพ์ไปได้จำนวนหนึ่งและเส้นที่เหลืออาจแจ้งว่ากระดาษของเครื่องพิมพ์หมด อย่างไรก็ตามความหมายเหล่านี้ไม่ได้มีมาตรฐานเนื่องจากคอมพิวเตอร์หลายชนิดถูกโปรแกรมไม่ให้ส่งข้อมูล ถ้าแฮนด์เช็คกิ้งทั้งสองไม่เป็น high แม้แต่กับเครื่องพิมพ์ที่ไม่ได้กำหนด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

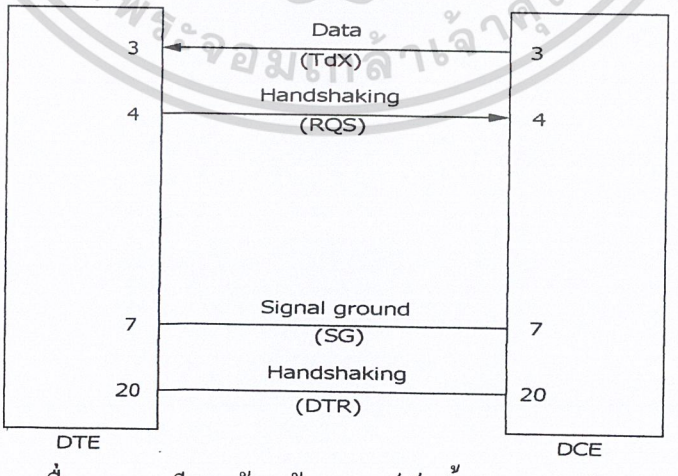
ความหมายชุดพิเศษกับสายชุดที่สองอย่างน้อยก็ควรรักษาแรงดันไฟฟ้าบวกไว้ อย่างไรก็ตามบางครั้งสัญญาณชุดที่สองต้องถูกสร้างหลอกขึ้นมาโดยการต่อมันเข้ากับชุดแรก

DCE ไปยัง DTE

เมื่ออุปกรณ์ DCE สื่อสารกับอุปกรณ์ DTE สายเส้นที่ 3 ต้องถูกใช้สำหรับส่งผ่านข้อมูล และถ้าต้องการแฮนด์เช็คกิ้ง จะใช้เส้นที่ 20 เพื่อส่งแฮนด์เช็คกิ้งจากอุปกรณ์ DTE ไปยังอุปกรณ์ DCE สายเส้นที่ 20 มีชื่อว่า DTR (Data Terminal Ready) สายแฮนด์เช็คกิ้งชุดที่สองคือสายเส้นที่ 4 เรียกว่า Request to Send (RQS RT 1S4) ไม่ได้ถูกนำมาใช้เสมอไป



รูปที่ 2.47 การสื่อสารทางเดียวพร้อมด้วยแฮนด์เช็คกิ้งจาก DTE ไปยัง DCE

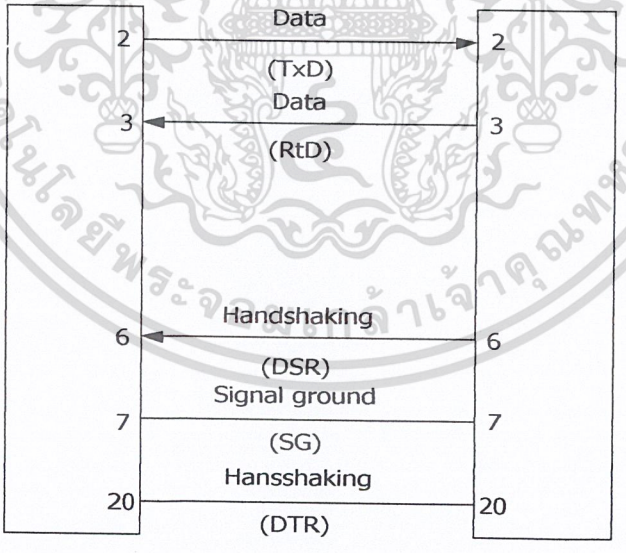


รูปที่ 2.48 การสื่อสารทางเดียวพร้อมด้วยแฮนด์เช็คกิ้งจาก DCE ไปยัง DTE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

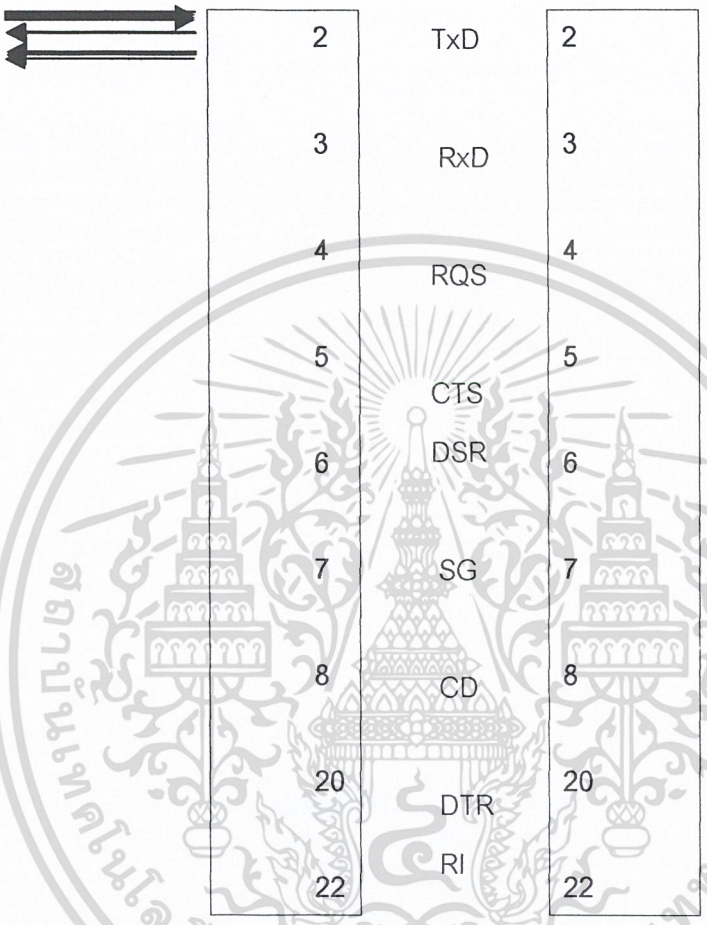
2.8.2 การสื่อสารสองทาง

ในหลายกรณีที่ข้อมูลถูกส่งผ่านในหลายทิศทาง โดยเฉพาะเมื่อคอมพิวเตอร์สองตัวสื่อสารกัน รวมทั้งกรณีที่ใช้ฮาร์ดแวร์แฮนด์เช็คกิ้งด้วยเช่นกัน จำนวนสายที่น้อยที่สัดที่จำเป็นในการสื่อสารสองทางคือ สามเส้น ได้แก่ สายข้อมูลในแต่ละทิศทาง และซิกแนลกราวน์ การเพิ่มเติมสายแฮนด์เช็คกิ้งในแต่ละทิศทางทำให้สายรวมเป็นห้าเส้น ดังแสดงในรูปที่ 2.30 เมื่อสายแฮนด์แช็คกิ้งชุดที่สองถูกนำมาใช้เพิ่มเติมในแต่ละทิศทาง สายทั้งหมดที่ใช้มีเจ็ดเส้น เพื่อทำให้โมเด็มสามารถให้ข้อมูลมากขึ้น แก่คอมพิวเตอร์หรือเทอร์มินอล ได้แก่ CD (Carrier Detect) ถูกเชื่อมต่อเข้ากับขา 8 เพื่อแจ้งการคงอยู่ของสัญญาณพาหะ และ RI (Ring Indicator) ถูกเชื่อมต่อเข้ากับขา 22 เพื่อแสดงว่าโมเด็มกำลังถูกเรียกโดยอุปกรณ์ระยะไกล ซึ่งก็คือการตรวจสอบสัญญาณกริ่งนั้นเอง จำนวนวงจรทั้งหมดจะกลายเป็น 9 วงจร ตามรูปที่ 2.32 แม้ว่ายังมีวงจรอื่นอีกหลายวงจรถูกกำหนดโดย RS-232-C แต่ทั้งเก้าวงจรนี้ถูกใช้กันมากที่สุด และเป็นเหตุผลที่ไมโครคอมพิวเตอร์ใช้หัวต่อ 5 ขาแทน 25 ขา สำหรับนำพาสัญญาณที่จำเป็นทั้งหมดของวาจร RS-232-C



รูปที่ 2.49 การสื่อสารสองทางพร้อมด้วยวงจรแฮนด์เช็คกิ้งหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.50 การเชื่อมต่อ RS-232 มาตรฐานเก้าเส้น

2.8.3 นัลโมเด็ม (Null Modem)

ดังที่ได้กล่าวมาก่อนหน้านี้แล้วว่าในตอนแรก RS-232-C นำไปใช้สำหรับกำหนดการเชื่อมต่อระหว่างเทอร์มินอลซึ่งเป็น DTE กับโมเด็มซึ่งเป็น DCE ต่อมาได้มีการนำไปประยุกต์ใช้กับการเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์อื่นอีกหลายชนิดที่ไม่ได้กำหนดให้เป็น DTE หรือ DCE อย่างเป็นกิจลักษณะ เช่น ไมโครคอมพิวเตอร์หรือเครื่องพิมพ์

เนื่องจากไม่มีมาตรฐานชี้ชัดว่าอุปกรณ์ควรเป็น DTE หรือ DCE บ่อยครั้งจึงจำเป็นต้องเชื่อมต่ออุปกรณ์ DTE สองตัว หรืออุปกรณ์ DCE สองตัวเข้าด้วยกัน ในลักษณะเช่นนี้ต้องทำการเชื่อต่อสาย 2 บนอุปกรณ์ตัวแรกกับสาย 3 บนอุปกรณ์ตัวที่สอง และสาย 3 บนอุปกรณ์ตัวแรกกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สาย 2 บนอุปกรณ์ตัวที่สอง สายแฮนด์เช็คกิ้งต้องถูกไขว้ในทำนองเดียวกัน การไขว้สายอาจทำได้โดยการต่ออุปกรณ์ด้วยสายสัญญาณซึ่งถูกไขว้ไว้แล้ว หรือโดยการซื้อหัวต่อพิเศษที่เชื่อมต่ออุปกรณ์ทั้งสองและทำการไขว้สายที่จำเป็นไว้ภายใน ไม่ว่าในกรณีใดสายที่ออยู่ตรงกลางหรือหัวต่อจะถูกเรียกว่า นัลโมเด็ม (Null Modem) มันทำให้อุปกรณ์ DTW สองตัวคุยกันได้โดยไม่ต้องมีอุปกรณ์ DCE เป็นทางผ่านหรือในทางกลับกันคือระหว่าง DCE กับ DTE

2.8.4 สัญญาณทางไฟฟ้า

มาตรฐาน RS-232-C กำหนดคุณลักษณะของสัญญาณไฟฟ้าที่ถูกใช้ในการเชื่อมต่ออุปกรณือนุกรมโดยตรง มีเพียงสองลักษณะคือ SPACE แสดงถึงไบนารี "0" หรือแรงดันไฟฟ้าบวกและ MARK แสดงถึงไบนารี "1" หรือแรงดันไฟฟ้าลบบนสายข้อมูล (เช่นสาย 2 และ 3) แรงดันไฟฟ้าบวกแสดงถึงค่าลอจิก "0" และแรงดันไฟฟ้าลบแสดงถึงค่าลอจิก "1" บนสายแฮนด์เช็คกิ้ง (เช่น DTR และ DSR) แรงดันไฟฟ้าบวกแสดงว่าส่งข้อมูลได้ ส่วนแรงดันไฟฟ้าลบหมายถึงหยุดส่งข้อมูล แรงดันไฟฟ้าบวก (เช่น SPACE) อยู่ระหว่าง +5 ถึง +15 โวลต์สำหรับอินพุต ความแตกต่างมีไว้เผื่อกรณีที่แรงดันไฟฟ้าสูญหายเนื่องจากความยาวของสายสัญญาณ ในทำนองเดียวกันแรงดันไฟฟ้าลบ (สภาวะ MARK) ถูกกำหนดไว้ระหว่าง –5 ถึง –15 โวลต์ สำหรับเอาต์พุตและ –3 ถึง –15 โวลต์ สำหรับอินพุต

สังเกตว่าถ้าให้สายสัญญาณยาวเกินไประดับแรงดันไฟฟ้าจะตกลงเกินขอบเขตที่ยอมรับได้ นอกจากนี้ ความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจะมีผลต่อคุณภาพของสัญญาณ โดยทำให้การเปลี่ยนแปลงสถานะจากแรงดันไฟฟ้าบวกไปลบไม่ชัดเจน RS-232-C ไม่ได้มุ่งหวังให้นำไปใช้กับระยะทางไกล ๆ และโดยทั่วไประยะทาง 50 ฟุต เป็นระยะทางที่ไกลที่สุด ในการใช้สายสัญญาณปกติที่อัตราการส่งข้อมูลปกติ โดย RS-232-Cสามารถถ่ายทอดข้อมูลได้ตั้งแต่ 0 - 20,000 บิต ซึ่งเพียงพอกับความเร็วในการส่ง 110 – 9,600 บิตต่อวินาที่ ถ้าอุปกรณ์อยู่ห่างกันมากอาจจำเป็นต้องใช้โมเด็มหรือวิธีการอื่น

ระดับสัญญาณของ RS-232-C

สัญญาณที่ขาทุกขาที่คอนเนคเตอร์ของ RS-232-C จะเป็นสถาวะใดสถาวะหนึ่งแต่ละคู่ต่อไปนี้

Mark / Space

ON / OFF

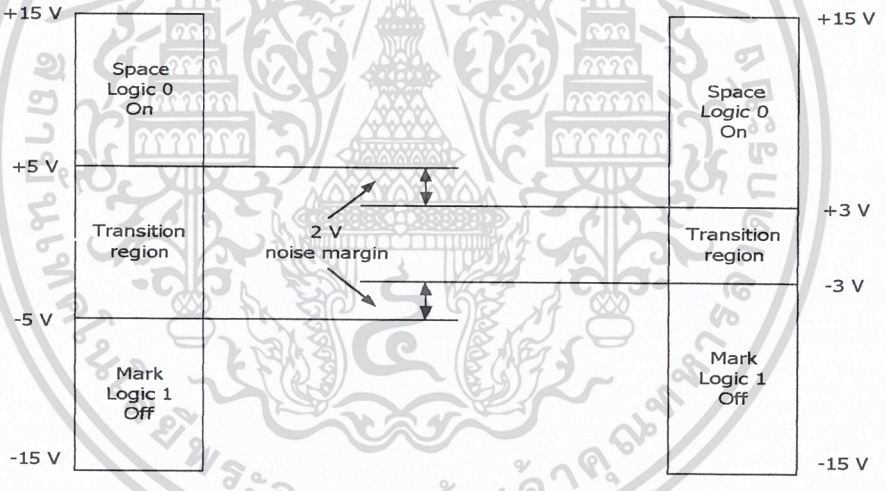
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Logic 0 / Logic 1

ความสัมพันธ์ระหว่างสถานะคู่ต่าง ๆ กับระดับแรงดันได้แสดงไว้ในตาราง RS-232-C ใช้ Negative Logic แทนระดับแรงดันต่าง ๆ โดยระดับแรงดันของระดับแรงดันค่าต่าง ๆ จะถูกวัดเทียบกับ Signal Ground นอกจากนี้ช่วงระดับแรงดันค่าต่าง ๆ ระหว่าง –3 ถึง +3 โวลต์ จะเป็นช่วงของการเปลี่ยนแปลงลอจิก ดังนั้นจึงไม่มีการระบุสถานะของสัญญาณช่วงนี้

ในการแทนลอจิก "1" หรือสถานะ Mark Driver ต้องจ่ายแรงดันไฟฟ้า –5 ถึง –15 โวลต์ ส่วนในการแทนลอจิก "0" หรือ Space Driver ต้องจ่ายแรงดันไฟฟ้าระหว่าง +5 ถึง +15 โวลต์

จะเห็นว่า RS-232-C ยอมให้มี noise margin ได้ไม่เกิน 2 โวลต์ สำหรับความสำพันธ์ระหว่างแรงดันและสถานะของสัญญาณ ได้แสดงไว้ดังรูปที่ 2.33



รูปที่ 2.51 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและสถานะของสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

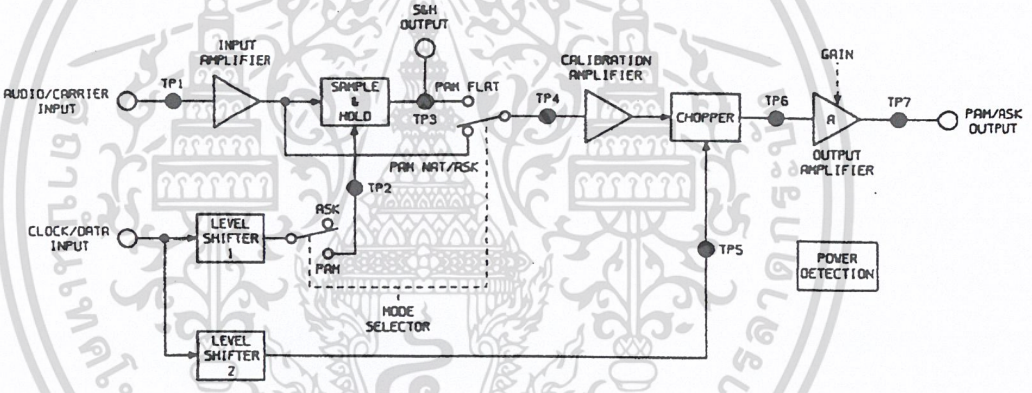
บทที่ 3

หลักการออกแบบ

การออกแบบชุดทดลองการมอดและดีมอดสัญญาณแบบ ASK อาศัยทฤษฎีของการมอดทางแอมปริจูลทั่วๆไป และชุด ASK MODEM ที่มีอยู่ ออกแบบตามการทำงานของวงจรภาคต่างๆ ที่ใช้ในการมอดและดีมอดสัญญาณ ตลอดจนการเลือกโหมดการทำงานของชุดทดลองให้เป็นไปตามมาตรฐานที่กำหนดไว้

3.1 แนวทางการออกแบบ

แบ่งออกเป็นภาคส่งสัญญาณและภาครับสัญญาณ อาศัยการทำงานตามบล็อคไดอะแกรม



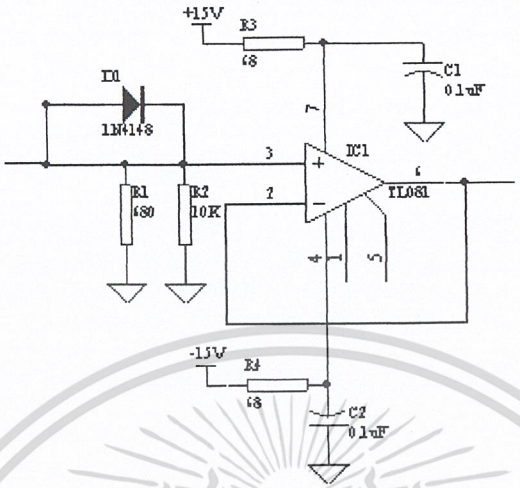
รูปที่ 3.1 บล็อคไดอะแกรมทางด้านส่งสัญญาณ

จากรูปที่ 3.1 สามารถออกแบบวงจรและอธิบายการทำงานของแต่ละวงจรได้ดังนี้

1. ภาค INPUT AMPLIFIER

ซึ่งก็ที่วงจรบัพเฟอร์ (Buffers) วงจรบัฟเฟอร์จะรับสัญญาณอินพุทที่เป็นพัลซ์ (Pulse) เข้ามา แล้วส่งไปทำการมอดสัญญาณที่วงจรมอดูเลเตอร์ (Modulator) ต่อไป ทำหน้าที่เป็นกันชนหรือกั้นสัญญาณระหว่างด้านหน้าและด้านหลังไม่ให้กวนกัน วงจรบัพเฟอร์ (Buffers) ดังแสดงในรูปที่ 3.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 ภาค INPUT AMPLIFIER

2. ภาค SAMPLE AND HOLD

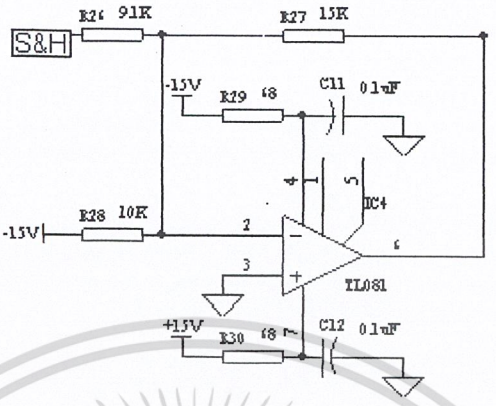
วงจร SAMPLE AND HOLDจะไอซี TL 081 มีลักษณะการทำงานเป็นสองขั้นตอนคือ

- ขณะที่ตัดสัญญาณออกวงจรจะ track ตามสัญญาณอินพุต จนกว่าจะมีการสุ่มสัญญาณ
- Hold อินพุตค่าที่ แซมปลิ้ง ครั้งสุดท้ายจะถูกเก็บไว้เมื่อเข้าสู่โหมด hold

3. ภาค LEVEL SHIFTER

เป็นวงจรเลื่อนเฟส สามารถเลื่อนเฟสได้จาก 0 องศา ถึง -180 องศา และ 180องศา ถึง 0 องศา ใช้ไอซี TL 081 ซึ่งจะพบว่าย่านการทำงานทางด้านความถี่ของวงจรค่อนข้างแคบ และการทำงานที่ความถี่สูง จะพบว่ามีการลดทอนของอัตราขยายทางแรงดันเกิดการผิดพลาดมากของเฟสที่เลื่อน รวมทั้งค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาพุตของวงจรมีค่าค่อนข้างต่ำ เนื่องจากคุณสมบัติของออปแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 ภาคLEVEL SHIFTER

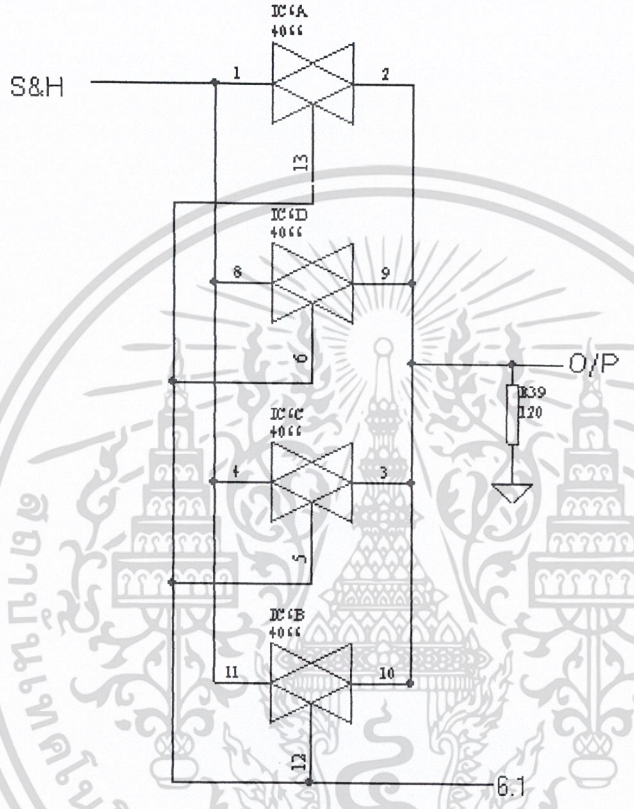
4. ภาค CHOPPER

ใช้ไอซี สำเร็จรูปเบอร์4066 วงจรCHOPPER เป็นวงจรที่เปลี่ยนกำลังไฟฟ้ากระแสตรงไปเป็นกำลังไฟฟ้ากระแสตรงที่สามารถปรับเปลี่ยนแรงดันขาออกได้ ซึ่งจะทำด้วยการบังคับให้มอสแฟสปิดๆเปิดๆ การนำกระแสอย่างรวดเร็ว วิธีการนี้จะทำให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงขาเข้าถูกสับ (chop) ให้ขาดออกเป็นห้วงๆ หรือเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมจำนวนมากที่แรงดันขาออกทำให้แรงดันขาออกมีค่าเฉลี่ยน้อยกว่าแรงดันขาเข้า เราสามารถปรับเปลี่ยนค่าเฉลี่ยของแรงดันขาออกได้ด้วยการปรับอัตตราส่วนของเวลาที่มอสเฟตเปิดให้นำกระแสต่อเวลาที่ปิดให้หยุดนำกระแส เรียกว่า “อัตราส่วนมาร์คสเปช” แสดงในรูปที่ 3.4

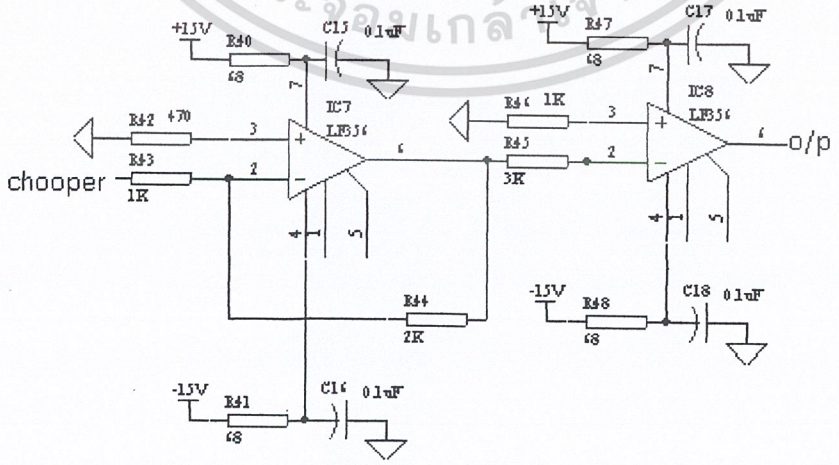
5. ภาค OUTPUT AMPLIFIER

ใช้ไอซีเบอร์ LF356 ซึ่งเป็นออปแอมป์ ต่อแบบ INVERTING อัตราขยายของวงจรสามารถคำนวณได้จากอัตราส่วนของ R2/R1 สัญญาณเอาท์พุตที่ได้จะอยู่ในลักษณะมีเฟสกลับกับอินพุต เพราะทำการป้อนสัญญาณเข้าทางขาอินเวอร์ติ้งอินพุต ดังแสดงในรูปที่ 3.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



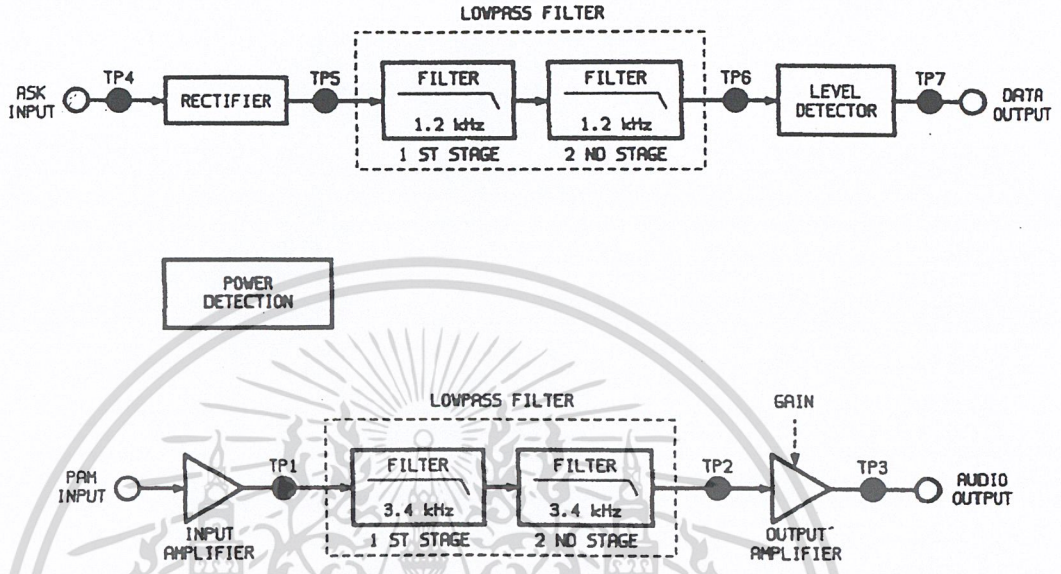
รูปที่ 3.4 ภาคCHOPPER



รูปที่ 3.5 ภาคOUTPUT AMPLIFIER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2 บล็อคไดอะแกรมทางด้านรับสัญญาณ

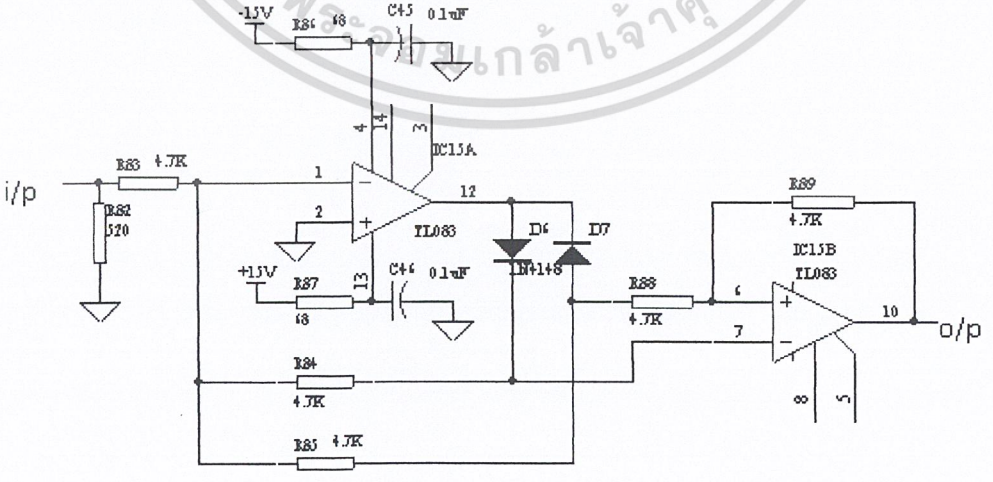


รูปที่ 3.6 บล็อคไดอะแกรมทางด้านรับสัญญาณ

จากรูปที่ 3.6 สามารถออกแบบวงจรและอธิบายการทำงานของแต่ละวงจรได้ดังนี้

1. ภาค RECTIFIER

จากรูป เป็นวงจรเร็กติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นโดยใช้ออปแอมป์สองตัว โดยออปแอมป์ทำหน้าที่เป็นตัวเปลี่ยนสัญญาณแรงดันที่รับมาแบบคลื่นไซน์ ให้อยู่ด้านบวกและมีเฟสต่างกัน180องศา

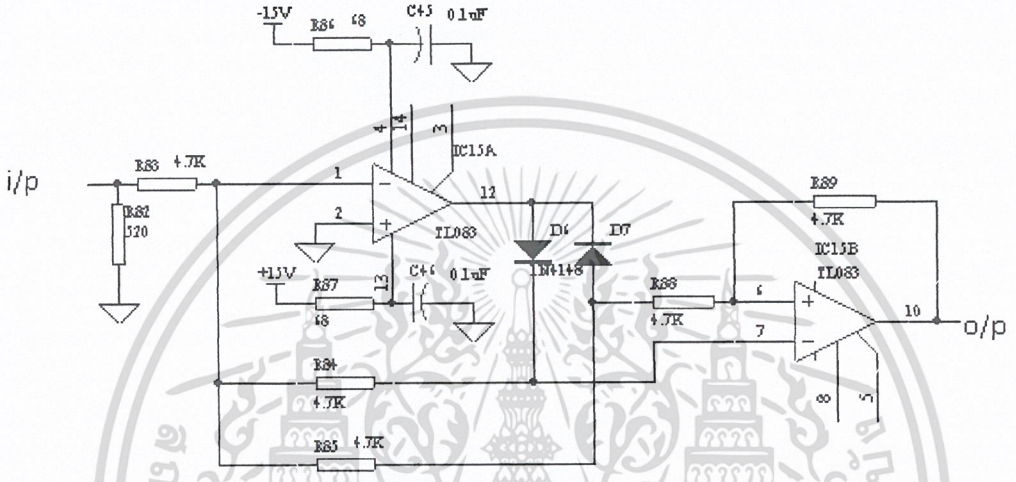


รูปที่ 3.7 ภาค RECTIFIER

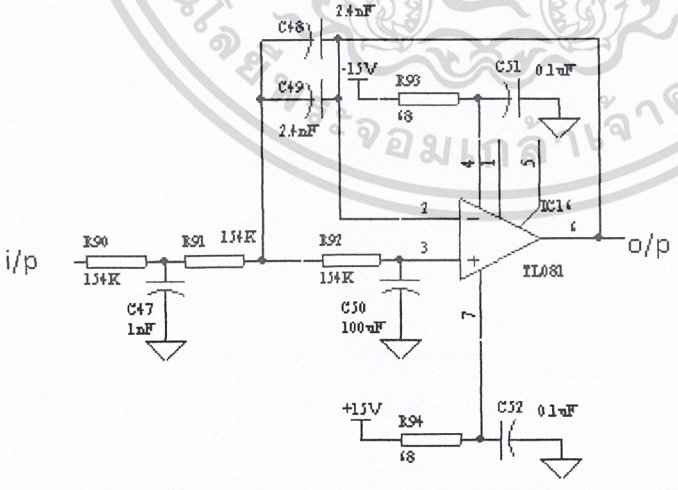
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ภาค LOWPASS FILTER

ปีนวงจรกรองความถี่ต่ำชนิดอันดับสอง จะกรองความถี่ที่ได้จากภาค RECITFIER และจะยอมให้แต่ความถี่ต่ำผ่านเท่านั้น ส่วนความถี่นอกเหนือจากนั้นจะถูกกำจัดทิ้งไป



a) FIRST STAGE



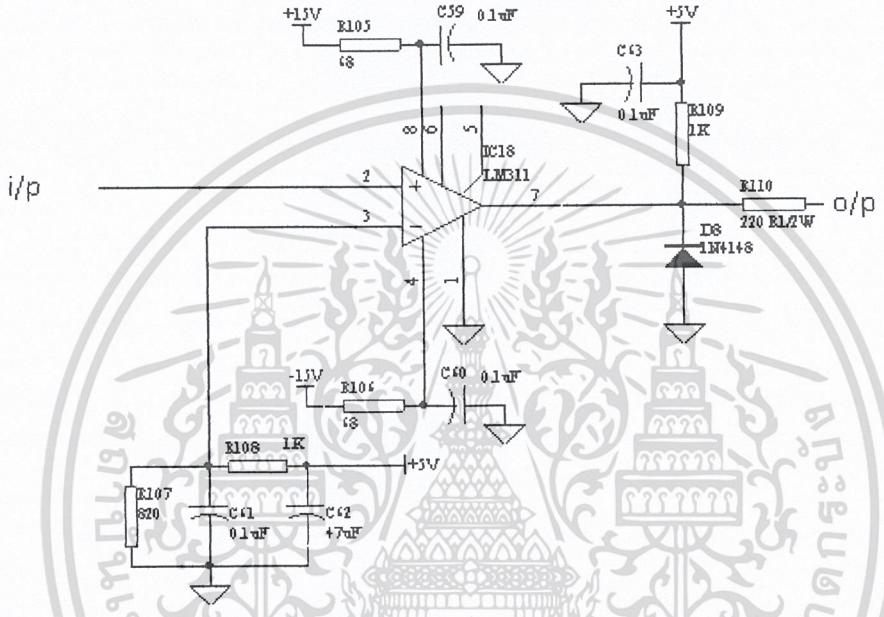
b) SECEND STAGE

รูปที่3.8 a และ b ภาค LOWPASS FITTER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.ภาค LEVEL DETECTER

ภาคดีเทคสัญญาณ รับสัญญาณที่ได้จากการfilter เข้ามาแล้วทำการดีเทคสัญญาณ โดยใช้ออปแอมป์ และไดโอด ให้เฉพาะสัญญาณช่วงบวกผ่านไปได้สัญญาณช่วงลบจะถูกกันไว้ไม่ให้ผ่าน ทำให้ได้สัญญาณ data (Data signal) ที่เอาท์พุทของวงจร



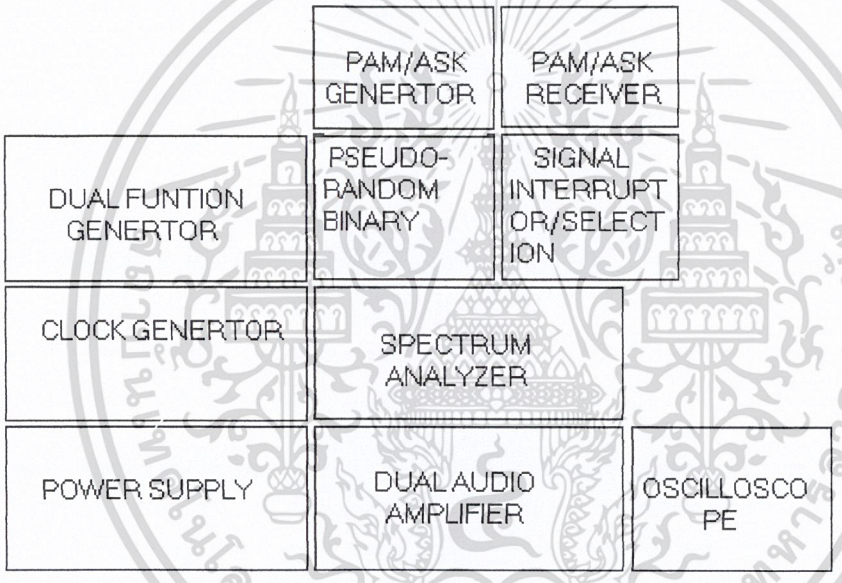
รูปที่ 3.9 ภาค LEVEL DETECTOR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4
การทดลองและผลลัพธ์ที่ได้

4.1 ขั้นตอนการทดลองภาคมอดูเลเตอร์ (MODULATOR)

1. จัดวางอุปกรณ์ดังที่แสดงในรูปที่ 4.1 ทำการปรับ OUTPUT LEVEL และ GAIN control ของทุกอุปกรณ์ไว้ที่ตำแหน่ง MIN และ CAL ตามลำดับและจัดการเปิดสวิตซ์ ON ของอุปกรณ์ทุกตัว

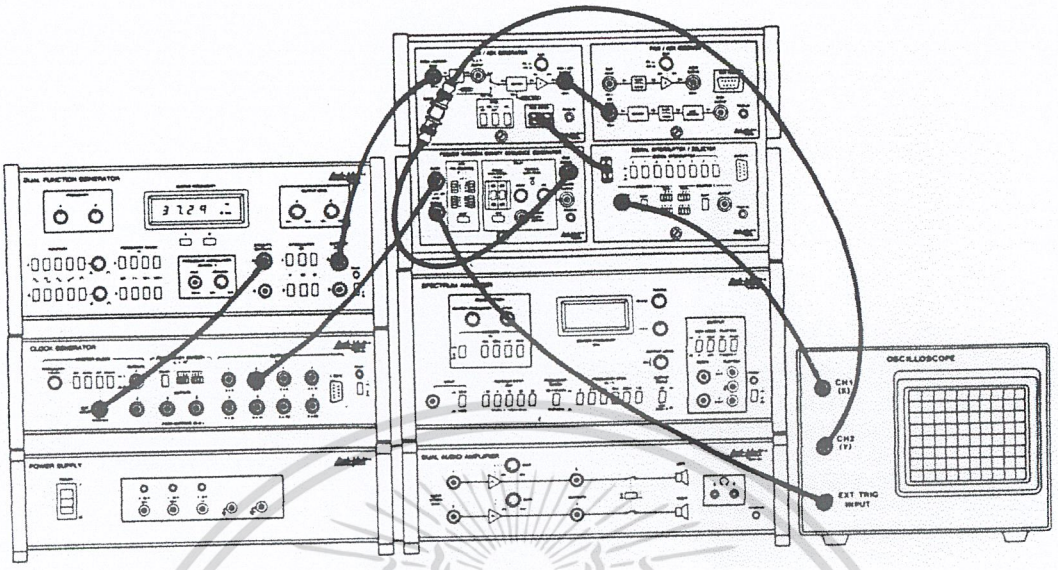


รูปที่ 4.1 เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

2. ใช้เครื่องมือและอุปกรณ์ตามรูป 4.1 ต่อวงจรตามนี้

- ติดตั้ง BNC T-connect ที่ DATA INPUT ของ ASK Generator
- เชื่อมต่ออุปกรณ์ดังรูป 4.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 การต่อวงจรเพื่อวัดสัญญาณ ASK

3. จัดการปรับแต่งอุปกรณ์ตามค่าดังต่อไปนี้:

ที่ Dual Function Generator

Channel A

FUNCTION……: Sine wave

FREQUENCY……..: 1.2 kHz

ATTENUATOR……: 0 Db

OUTPUT LEVEL……..: MIN

Channel B

FREQUENCY……..: 1.2 kHz

ที่ Clock Generator

MASTER CLOCK……: EXT

FREQUENCY DIVIDER……..: n = 0

ที่ ASK Modem

MODE……..: ASK

ที่ Pseudo-Random Binary Sequence Generator

BITS PER SEQUENCE……..: n = 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INTEGRAL CLOCK PERIODE….: 00(กดปุ่ม LOAD)

FRACTIONAL CLOCK PERIOD

COARSE……...: Fully ccw

FINE……..: Fully ccw

ที่ Signal Interruptor/Selector

SELECTOR 1……..: SIGNEL 7

ที่ Oscilloscope

Channel 1……: 1 V/DIV (DC)

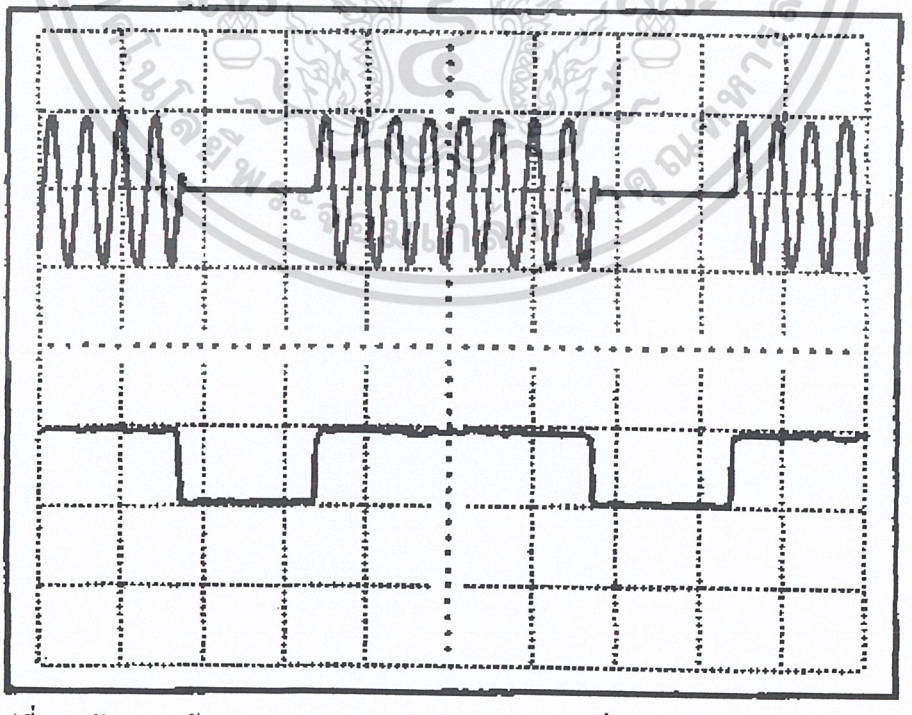
Channel 2……: 5 V/DIV (DC)

Vertical Mode……..: CHOP

Time Base……..: 2 ms/DIV

Trigger……: EXT

ซึ่งในรูปนี้เราจะเห็นความชัดเจนของความแตกต่างของสัญญาณความถี่ 2 ความถี่ ของสัญญาณ ASK signal สัญญาณที่ได้แสดงดังรูปที่ 4.3

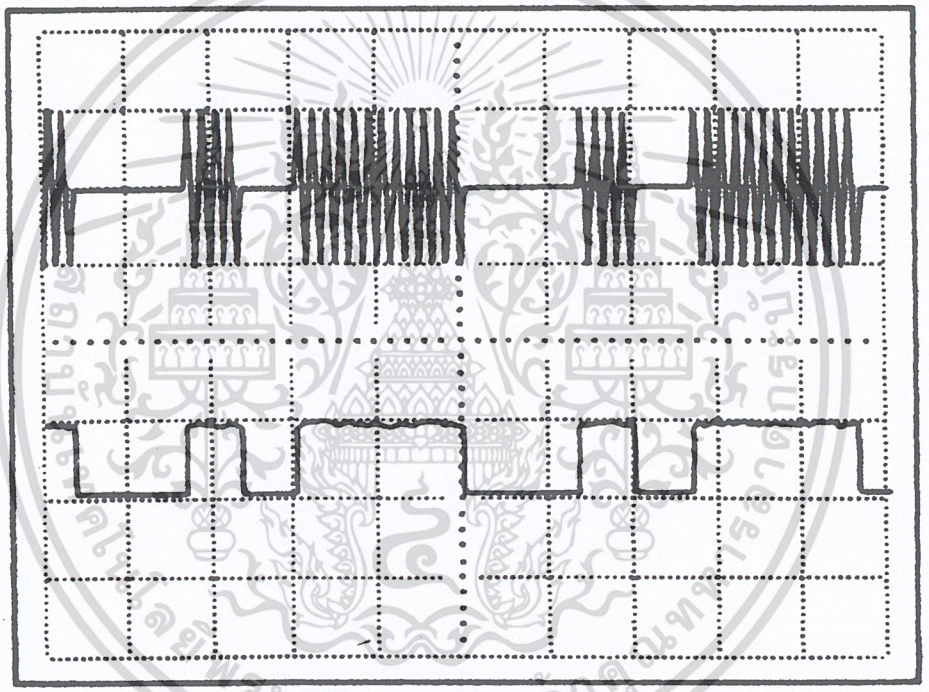


รูปที่ 4.3 สัญญาณข้อมูล เปรียบเทียบกับสัญญาณ ASK ที่ได้จากการมอดสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. ปรับ OUTPUT LEVEL A ที่ Dual Function Generator จนกระทั่ง แอมปริจูล ของสัญญาณASK เป็น 2 Vp-p สัญญาณที่ได้ควรเหมือนกับรูป 4.3

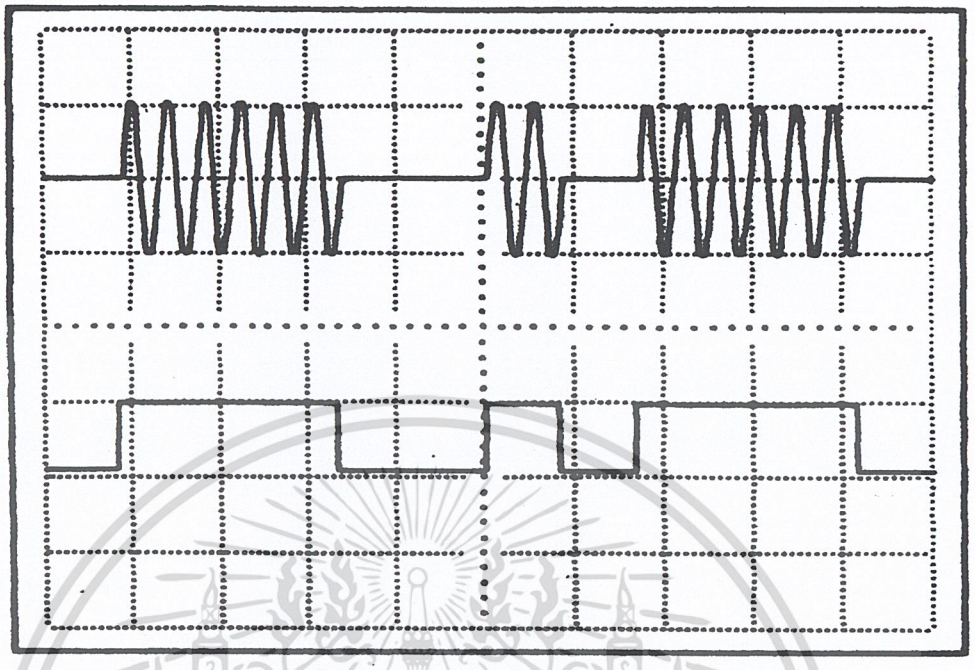
5. ที่ Pseudo-Random Binary Sequence Generatorให้เลือก n=3 และ ที่ Oscilloscopeจัดการปรับ Channel 2 ให้เป็น 5 V/DIV และ 5 ms/DIV ถอดสายออกจาก LINE INTERFACE OUTPUT B ของ ASK Modem และต่อสายเข้าที่ DIGITAL INTERFACE TTL OUTPUT. เปิด LOOPBACK สัญญาณที่ปรากฏบน Oscilloscope ควรจะแสดงภาพคล้ายกับรูปที่ 4.4



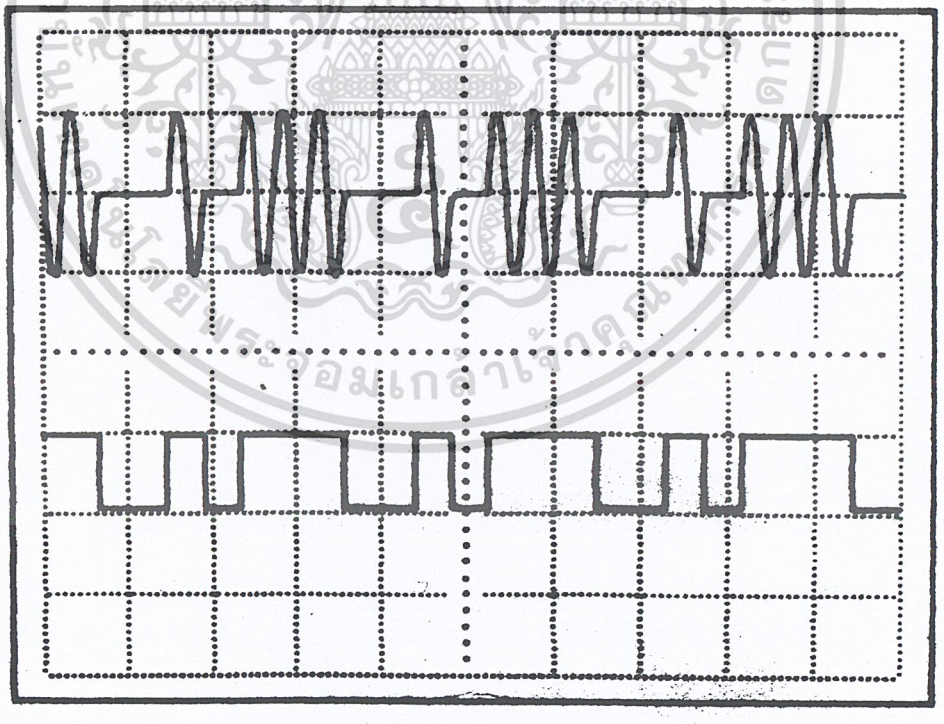
รูปที่ 4.4 สัญญาณข้อมูล เปรียบเทียบกับสัญญาณ ASK ที่ได้จากการมอดสัญญาณ

6. ถอดสายเคเบิลเอาจาก OUTPUT 2 ที่ Clock Generator และต่อ OUTPUT 1 (K=2) ที่ oscilloscope ปรับTime Base เป็น 2 ms/DIV สัญญาณที่ปรากฏบน Oscilloscope ควรจะแสดงภาพคล้ายกับรูปที่ 4.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) Rb=Fc/2



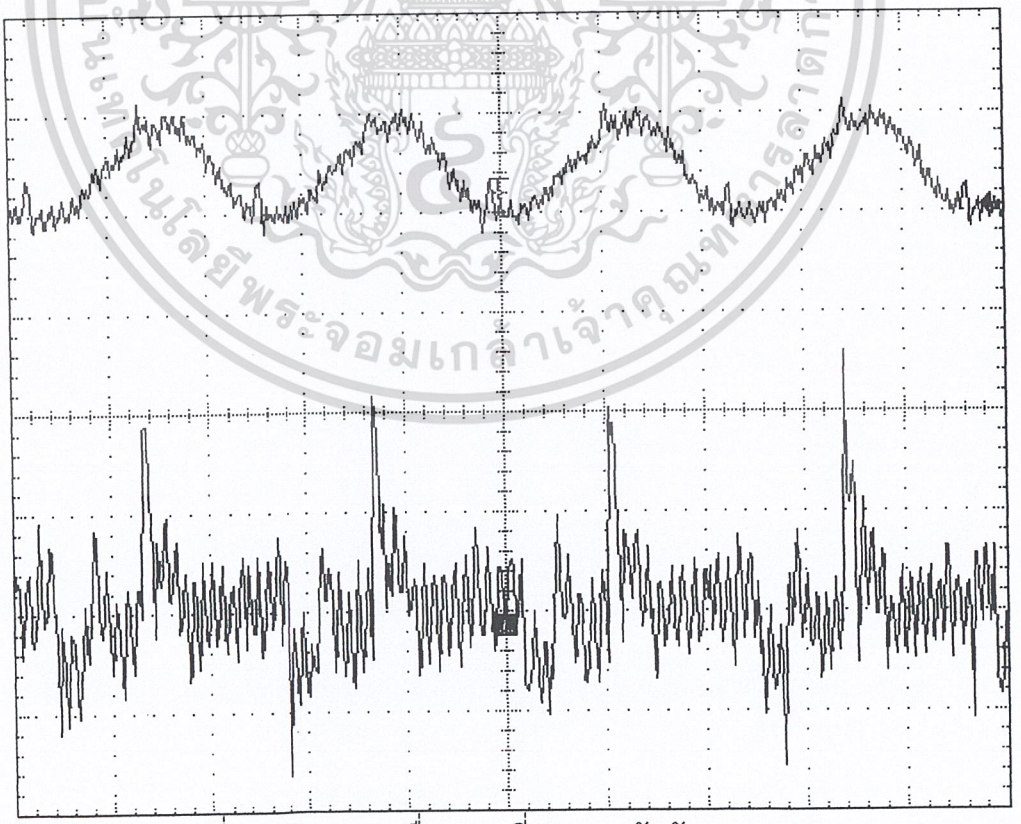
b) Rb=Fc

รูปที่ 4.5 สัญญาณข้อมูล เปรียบเทียบกับสัญญาณ ASK 2 สัญญาณที่เกิดจากการปรับแต่งค่า Time Base

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7. ที่ OscilloscopeทำการเซตChannel 1ไว้ที่ตำแหน่ง GND และปรับตำแหน่ง trace บนแนวนอนไว้ที่ตรงศูนย์กลางของจอ เมื่อได้ที่แล้ว ทำการเซต Channel1 ไปที่ DC Oscilloscope จะแสดงผลดังรูปที่ 4.5 (a) ถ้าเกิดรูปที่ได้เป็นดังรูปที่ 4.5 (b) หรือถ้าหากรูปคลื่นที่ได้เกิดไม่เสถียรก็ให้จัดการปรับOUTPUT LEVEL A ที่ Dual Function Generator อย่างช้าๆจนกว่าจะได้รูปคลื่นดังที่แสดงในรูปที่ 4.5 (a) ขณะนี้ Dual Function Generator ได้จ่ายสัญญาณ sine wave 2 สัญญาณ คือที่ตำแหน่ง 1.65 kHz และ ที่ตำแหน่ง 1.85 kHz ตามลำดับ ความถี่เหล่านี้จะตรงกับ Mask frequency, f_m และ space frequency ,f_s

สัญญาณคลื่น Sine wave ทั้ง 2 สัญญาณจะถูกนำมาทำการผสมรวมกันที่ Noise Measurement LOWPASS FILTER เพื่อทำการผลิตสัญญาณ analog signal ซึ่งจะประกอบด้วยความถี่ 2 ความถี่ สัญญาณ analog signal ที่ผ่านการผสมรวมนี้จะถูกส่งไปยัง LINE INTERFACE ของ ASK Modem เพราะว่าการปรับของ OUTPUT LEVELS A และ B ที่ Dual Function Generator และเพราะว่า INPUT ทั้ง 2 ของ Noise Measurement LOWPASS FILTER จะมี Gain ที่แตกต่างกัน ซึ่งส่วนประกอบของ mask frequency ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของสัญญาณ analog signal จะมีขนาดของสัญญาณใหญ่กว่าส่วนประกอบของ space frequency

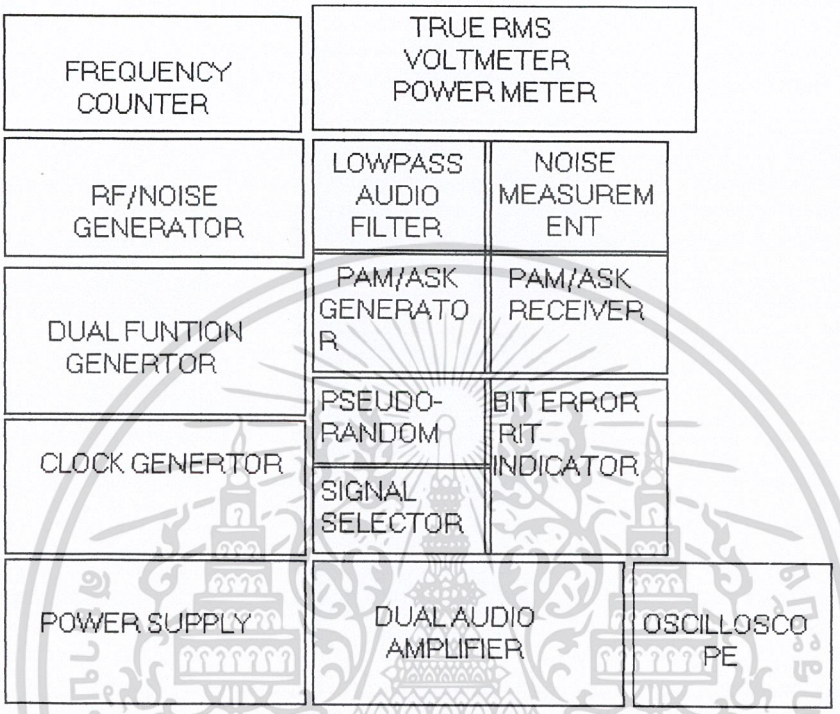


รูปที่ 4.6 สัญญาณคลื่น ASK ที่ผสมรวมกับสัญญาณรบกวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ขั้นตอนการทดลองภาคดีมอดูเลเตอร์ (DEMODULATOR)

1. ทำการติดตั้งอุปกรณ์ดังที่แสดงในรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.7 เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

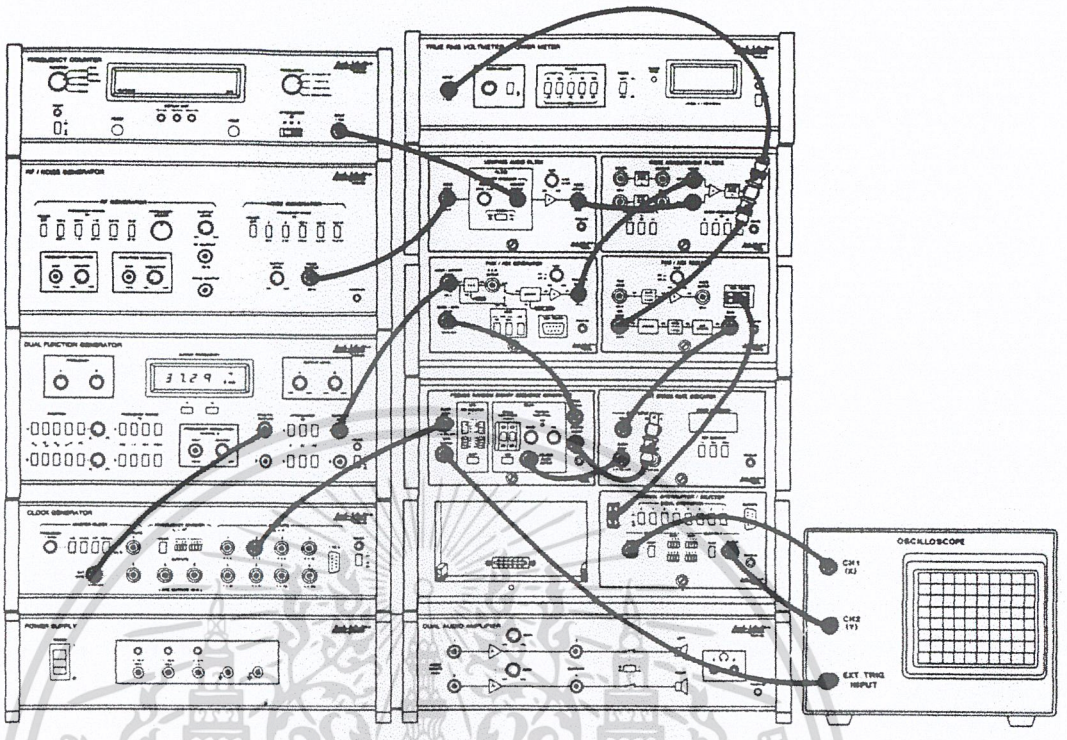
2. จากรูปวงจรที่ใช้ต่อวัดสัญญาณให้กระทำดังต่อไปนี้

-ก่อนทำการติดตั้ง Bit Error Rate Indicator เข้ากับ Enclosure /supply Regulator ควรปรับ beeper switch (ซึ่งติดอยู่บน Circuit บอร์ด) ให้อยู่ ณ ตำแหน่ง enable.

-ก่อนทำการติดตั้ง Lowpass Audio Filter เข้ากับ Enclosure / supply Regulator ควร ปรับ coupling switch (ซึ่งติดอยู่บนthe circuit บอร์ด) ให้อยู่ ณ ตำแหน่ง AC

เพื่อความแน่นอนควรทำการตั้งOUTPUT LEVEL และ GAIN control ไว้ที่ค่าต่ำสุดและที่ตำแหน่งCAL position และจัดการเปิดสวิตซ์เพาเวอร์ของอุปกรณ์ทั้งหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่4.8 การต่อวงจรเพื่อวัดสัญญาณ ASK

3. จัดการทำการปรับค่าต่างๆของอุปกรณ์ดังต่อไปนี้ :

ที่ Frequency Counter

FUNTION……..: FREQ (10Hz-10MHz)

RESOLUTION……..: 1Hz/1ns

ATTENUATOR……: 0 dB

ที่ RF/Noise Generator

Noise Generator:

FREQUENCY BAND……..: 2Hz-20kHz

OUTPUT LEVEL……..: MIN

ที่ Dual Function Generator

Channel A

FUNCTION……..: Sine wave

FREQUENCY……..: 1.2 kHz

ATTENUATOR ……..: 0 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OUTPUT LEVEL……: MIN

ที่ Clock Generator

MASTER CLOCK……: EXT

FREQUENCY DIVIDER……..: n=0

ที่ Lowpass Audio Filter

ORDER……..:4 TH

GAIN…..……:VAR(MAX)

CUTOFF FREQUENCY……..: 1.2 kHz

ที่ Noise Measurement Lowpass Filter

CUTOFF FREQUENCY f_2……: 20kHz

ที่ ASK Generator

MODE……..: ASK

ที่ Pseudo-Random Binary Sequence Generator

BITS PER SEQUENCE……..: n = 2

INTEGRAL CLOCK PERIODE….: 00(กดปุ่ม LOAD)

FRACTIONAL CLOCK PERIOD

COARSE……..: Fully ccw

FINE……..: Fully ccw

ที่ the Bit Error Rate Indicator

TEST DURATION……: 1s

ที่ Oscilloscope

Channel 1……..: 1V/DIV (DC)

Channel 2……..: 5V/DIV (DC)

Vertical Mode……..: CHOP

Time Base……..: 2 ms/DIV

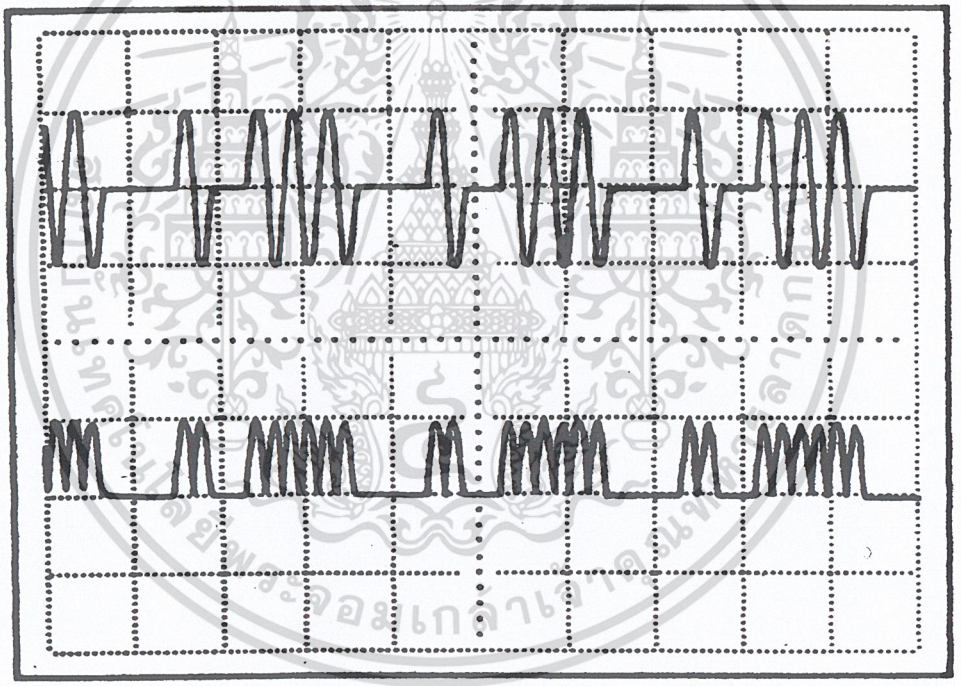
Trigger……..: EXT

ที่ Dual Funtion Generator ปรับ OUTPUT LEVEL A จนกระทั่งแอมปริจูล ของสัญญาณเป็น 2 Vp-p รูปคลื่นที่ได้ควรเหมือนกับ2.27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. เครื่อง Bit Error Rate Indicator จะทำการทดสอบและเปรียบเทียบสัญญาณข้อมูล (data signal) ขั้นตอนแรก ทำการปรับเพิ่ม INTEGRAL CLOCK PERIODS DELAY บน Pseudo-Random Binary Sequence Generator โดยที่ทำการเพิ่มคาบเวลา (time) ทำการกดปุ่ม LOAD ในเวลาต่างๆกัน จนกระทั่งความแตกต่างของเฟสช้ากว่ากันหนึ่งคาบสัญญาณนาฬิกา ดังแสดงในรูปที่ 4.8

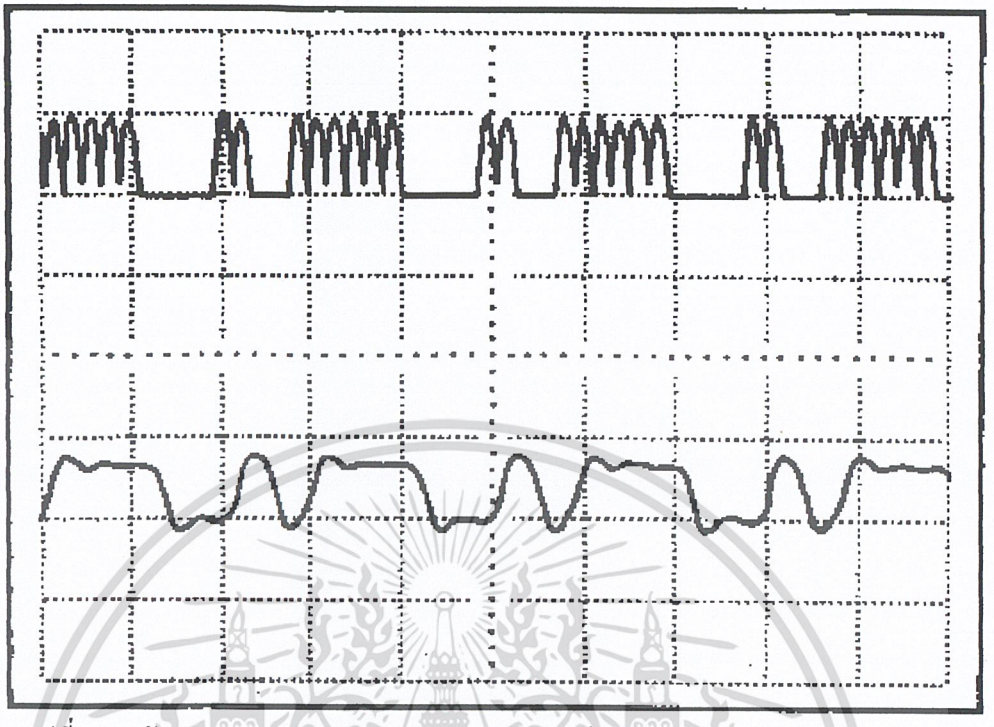
5. ทำการวัดที่จุดTEST POING ที่ 5 หรือวงจร RECTIFIER เทียบกับสัญญาณ ASK รูปคลื่นที่เกิดบนหน้าจอควรมีลักษณะเหมือนกับรูป 4.8



รูปที่4.9 รูปคลื่นของภาค RECTIFIER เทียบกับสัญญาณ ASK

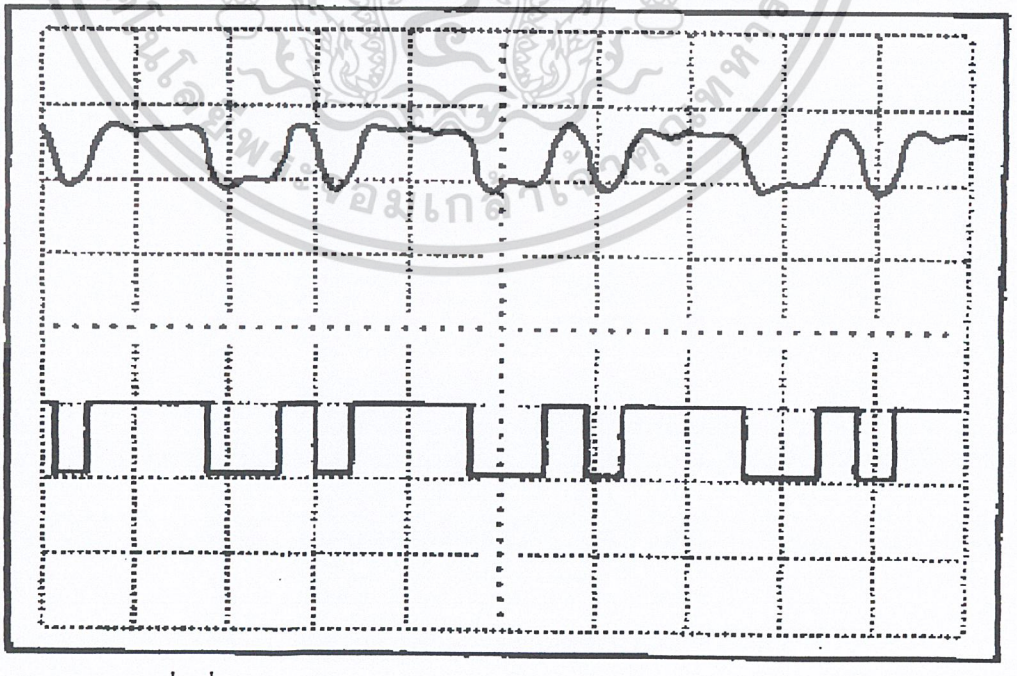
6.ทำการวัดที่ TEST POING ที่ 6 เทียบกับจุด TEST POING ที่ 5 หรือวัดสัญญาณ ที่วงจร LOWPASS FILTER เทียบกับ วงจรRECTIFIER เพื่อดูความแตกต่างของรูปคลื่นสัญญาณ สัญญาณที่ได้ควรเหมือนกับรูปที่ 4.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 สัญญาณจากภาค LOWPASS FILTER เทียบกับ ภาคRECTIFIER

7.ทำการวัดสัญญาณที่จุด TEST POING ที่ 6 เทียบกับจุด TEST POING ที่ 7 หรือวัดสัญญาณรูปคลื่นที่วงจร LOWPASS FILTER เทียบกับวงจรLEVEL DETECTOR ซึ่งจะ detec สัญญาณ DATA กลับมาเหมือนเดิม รูปคลื่นสัญญาณควรมีลักษณะเหมือนรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.11 สัญญาณรูปคลื่นที่ภาค LOWPASS FILTER เทียบกับภาค LEVEL DETECTOR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7. ที่ OscilloscopeทำการเซตChannel 1ไว้ที่ตำแหน่ง GND และปรับตำแหน่ง trace บนแนวนอนไว้ที่ตรงศูนย์กลางของจอ เมื่อได้ที่แล้ว ทำการเซต Channel1 ไปที่ DC Oscilloscope ขณะนี้ Dual Function Generator ได้จ่ายสัญญาณ sine wave 2 สัญญาณ คือที่ตำแหน่ง 1.65 kHz และ ที่ตำแหน่ง 1.85 kHz ตามลำดับ ความถี่เหล่านี้จะตรงกับ Mask frequency, f_m และ space frequency ,f_s

สัญญาณคลื่น จะถูกนำมาทำการผสมรวมกันที่ Noise Measurement LOWPASS FILTER เพื่อทำการผลิตสัญญาณ analog signal ซึ่งจะประกอบด้วยความถี่ 2 ความถี่ สัญญาณ analog signal ที่ผ่านการผสมรวมนี้จะถูกส่งไปยัง LINE INTERFACE ของ ASK Modem เพราะว่าการปรับของ OUTPUT LEVELS A และ B ที่ Dual Function Generator และเพราะว่า INPUT ทั้ง 2 ของ Noise Measurement LOWPASS FILTER จะมี Gain ที่แตกต่างกันซึ่งส่วนประกอบของ mask frequency ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของสัญญาณ analog signal จะมีขนาดของสัญญาณใหญ่กว่าส่วนประกอบของ space frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5
สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

ในการทดลองชุดฝึกการมอดและดีมอดแบบ ASK จะต้องต่อชุดฝึกการมอดและดีมอดแบบ ASK กับอุปกรณ์อื่นๆซึ่งมีความจำเป็น ในการป้อนสัญญาณต่างๆให้กับชุดทดลอง ASK ตามแต่ละการทดลอง อุปกรณ์ที่ใช้เช่น Frequency Counter, Clock Generator, Pseudo-Random Binary Sequence Generator, Signal Interruptor/Selector, Noise Measurement Filter, Dual Function Generator, RF/Noise Generator, Bit Error Rate Indicator, และ Spectrum Analyzer ซึ่งอุปกรณ์แต่ละแต่ชนิดหาได้ค่อนข้างยาก ทางผู้จัดทำได้ทำการทดลองเฉพาะส่วนที่สำคัญ โดยทำการทดลองบนจุดฝึกสำเร็จรูป แยกเป็นแต่ละภาค คือ ภาคมอดูเลเตอร์ (Modulator) และภาคดีมอดูเลเตอร์ (Demodulator)

จากการทดลองภาคมอดูเลเตอร์ (Modulator) จากผลการทดลองที่ได้จะเห็นว่าสัญญาณที่ผ่านการมอดเป็นสัญญาณ sine wave ซึ่งเป็นสัญญาณ ASK มีขนาดแอมปลิจูดเท่ากับสัญญาณอินพุทที่เข้ามาทำการมอด และแอมปริจูลของสัญญาณ ASK จะเปลี่ยนไปตามแอมปริจูล ของสัญญาณที่เป็นช่วงมาร์ก (Mark) ระดับเป็น Binary 1 และสัญญาณที่เป็นช่วงสเปซ (Space) มีระดับเป็น Binary 0 คือ ถ้าสัญญาณอินพุทเป็นช่วงมาร์ก (Mark) สัญญาณเปิด จะมีการส่งสัญญาณ แต่ถ้าเวลามีสัญญาณสเปซหรือสัญญาณปิด จะไม่มีการส่งสัญญาณ

สัญญาณมาร์กที่ส่งไม่จำเป็นต้องเป็นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมเสมอไป อาจเป็นพัลส์ที่ผ่านเครื่องกรองความถี่ต่ำแล้วเป็นพัลส์ที่จัดรูปร่าง (shaped pulse) ก็ได้ สัญญาณเอเอสเคอาจใช้เป็นสัญญาณโทรเลข หรือใช้เป็นสัญญาณดิจิตอลโมดูเลชั่นแบบต่างๆที่ไม่ต้องการความเร็วในการส่งสูง

ในส่วนของภาคดีมอดูเลเตอร์ (Demodulator) สัญญาณ ASK ที่ได้ เป็นสัญญาณพัลซ์ (pulse) ที่มีช่วงความถี่ช่วงมาร์ก (Mark) และความถี่ช่วงสเปซ (Space) ไม่เท่ากัน คือสัญญาณที่ได้จะเหมือนกับสัญญาณอินพุท แต่เฟสของสัญญาณ ASK จะถูกเลื่อน (Shift) ออกไป ไม่ตรงกับเฟสสัญญาณของสัญญาณอินพุท

ชุดทดลองการมอดและดีมอดแบบ ASK ที่สร้างขึ้น ยังมีจุดบกพร่องอยู่หลายจุดเช่นไม่มีเสถียรภาพในด้านของอุณหภูมิ เนื่องจากเมื่อทดลองเป็นเวลานานๆ ผลการทดลองที่ได้จะไม่เป็นไปตามทฤษฎี สัญญาณมีการผิดเพี้ยนไปจากทฤษฎี เพราะอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นทำให้ตัวอุปกรณ์ในชุดทดลองร้อน ทำให้ชุดทดลองไม่มีเสถียรภาพเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น ดังนั้นในการทดลองแต่ละครั้งควรทำการทดลองในห้องที่มีเครื่องปรับอากาศเพื่อไม่ให้ชุดทดลองเกิดความร้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

บัณฑิต โรจน์อารยานนท์, “หลักการไฟฟ้าสื่อสาร”, สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2536

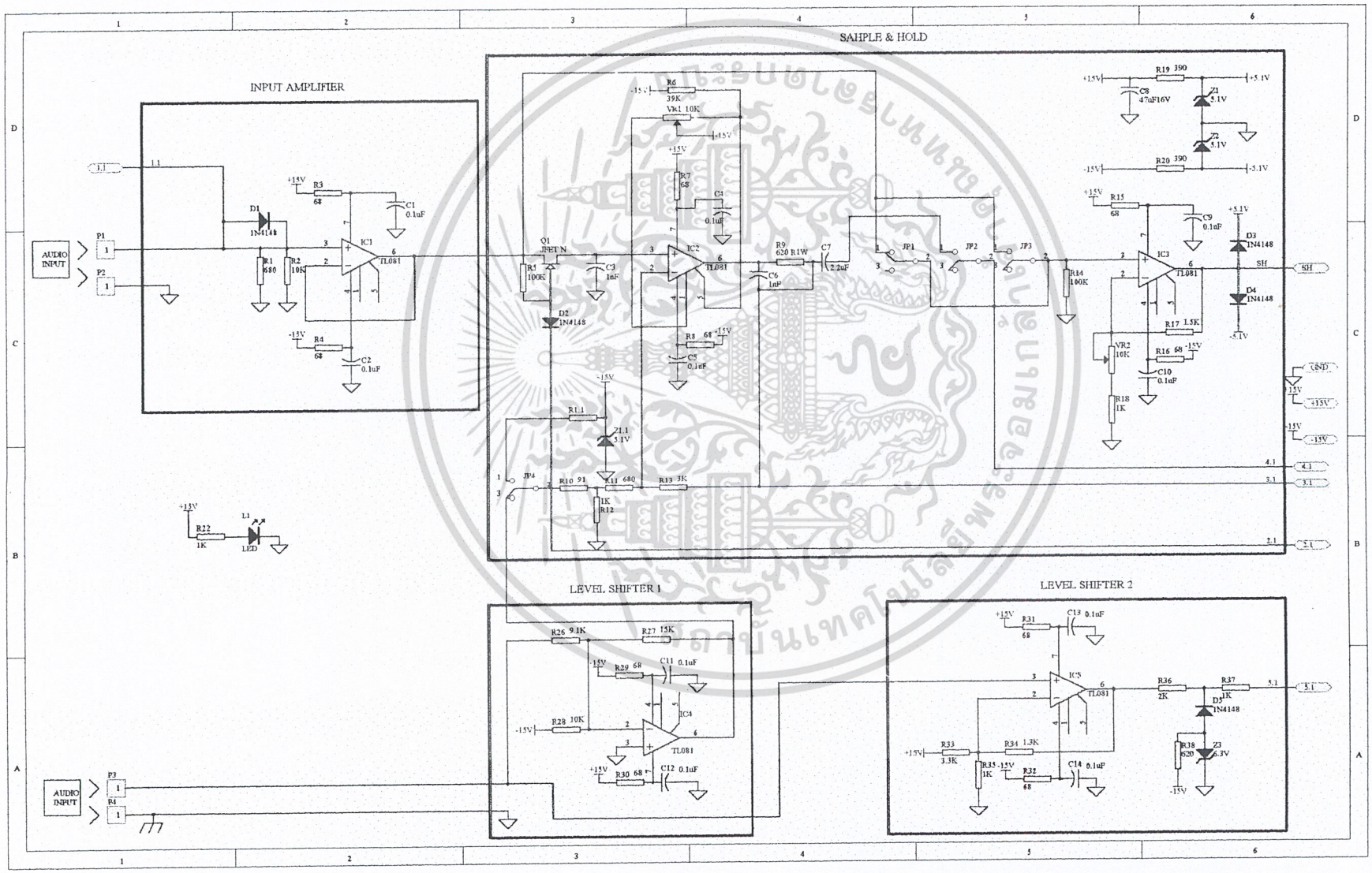
ดร.ประสิทธ์ ประพิณมงคลการ, “หลักการระบบสื่อสาร”, บริษัทซีเอ็ด ยูเคชั่น จำกัด, 2532

Ken sherman, “Data Communications a user’s guide” Prentice Hall, 1993

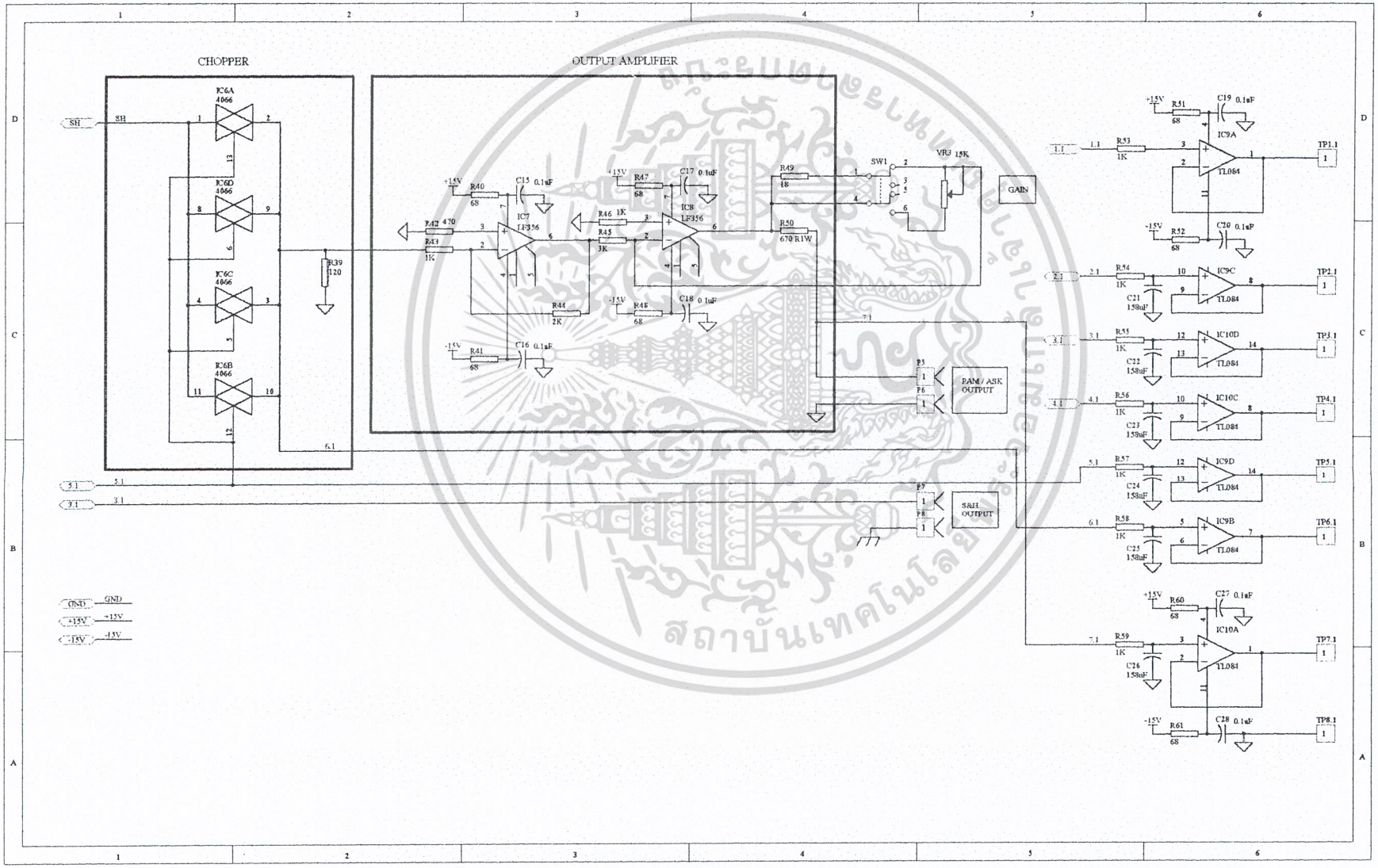
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

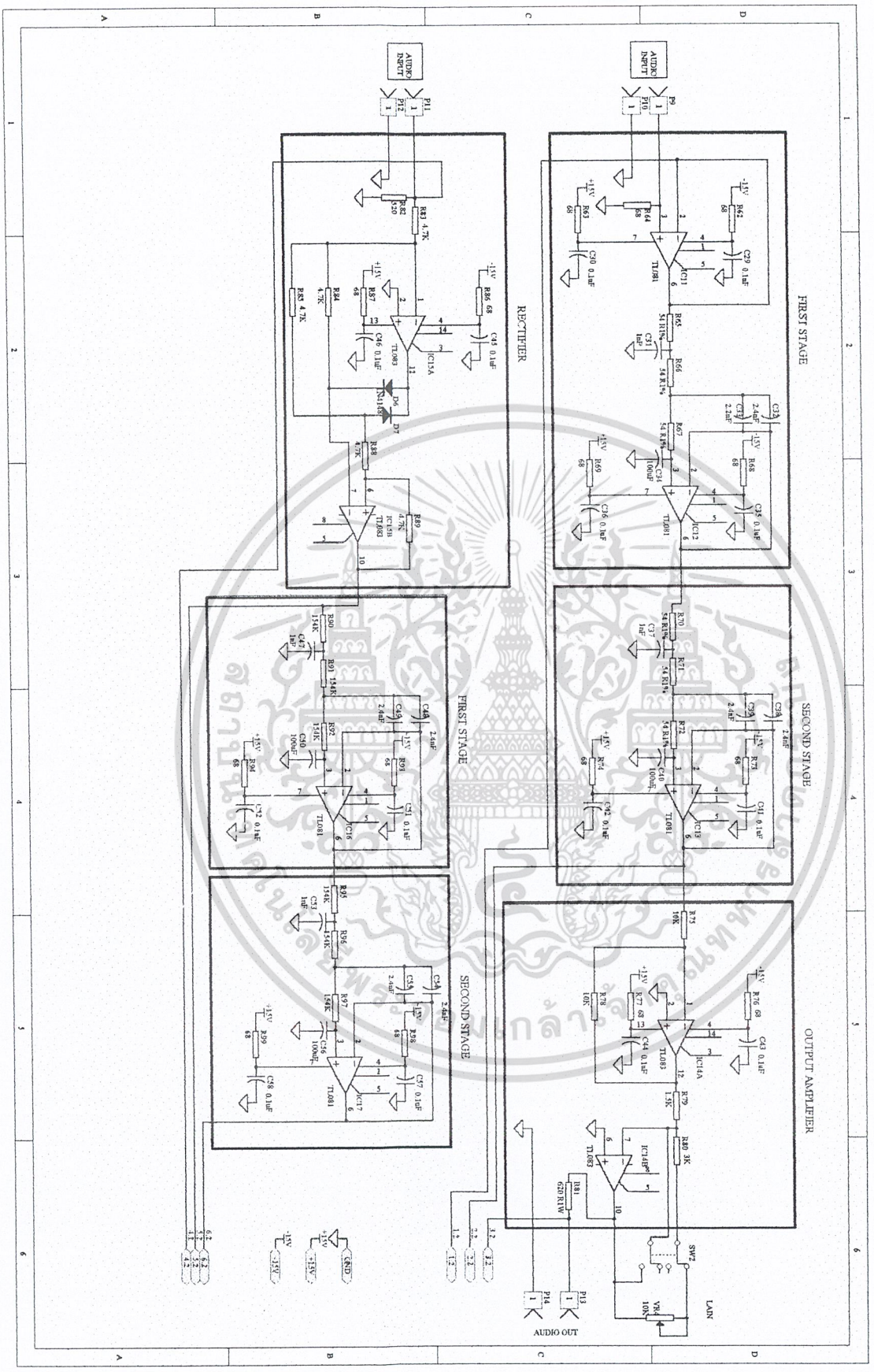
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



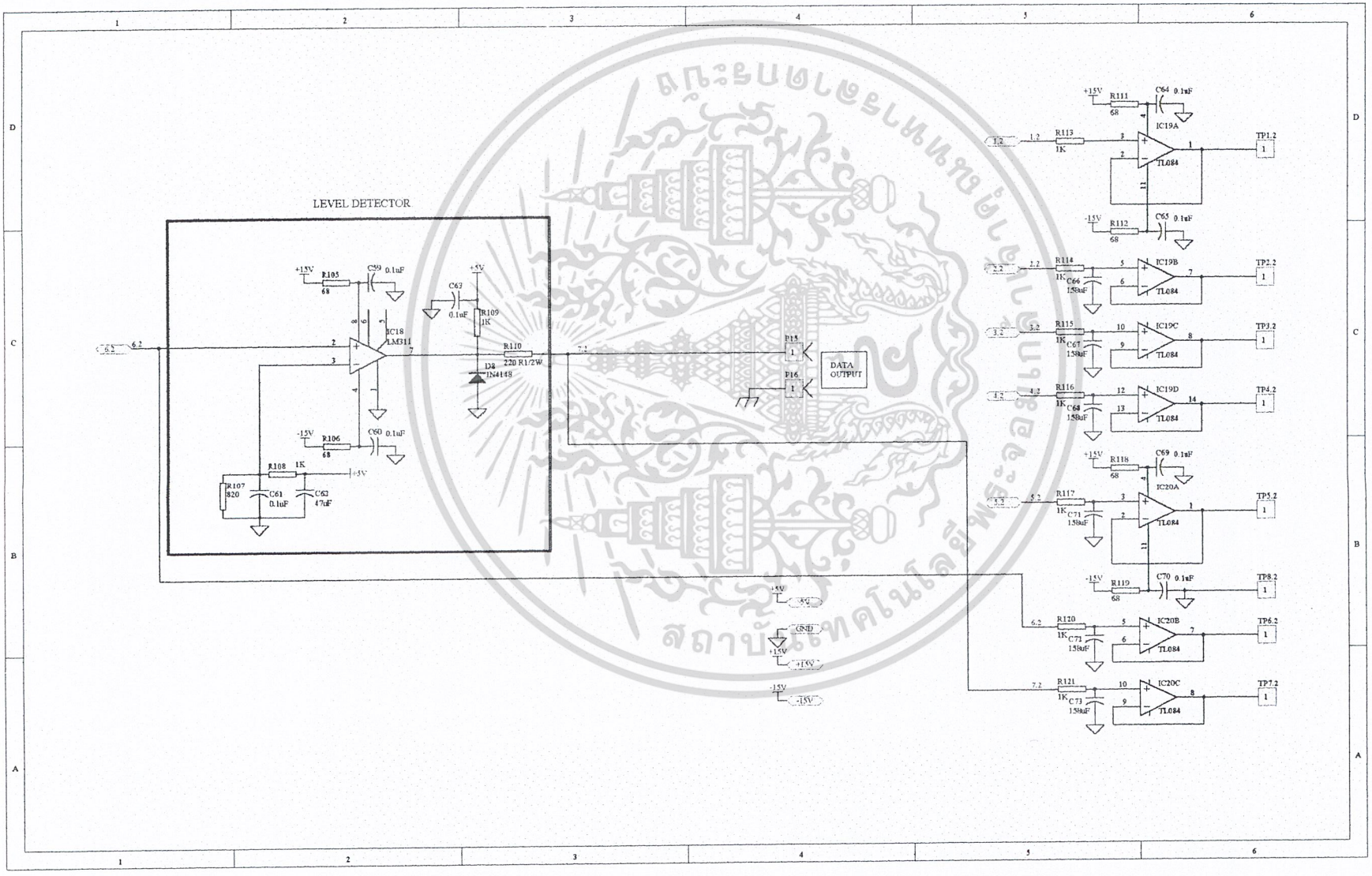
ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
บทความนี้เป็นผลงานที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของผลงานทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



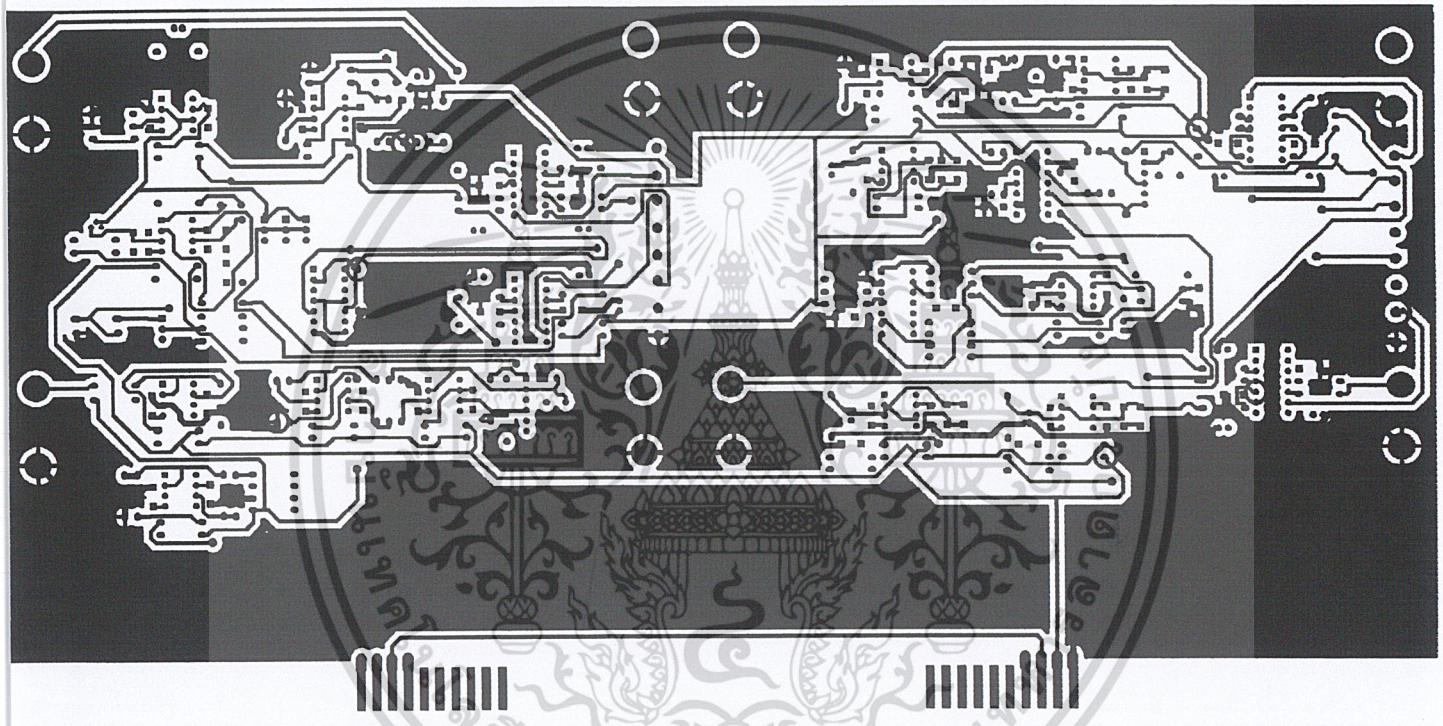
ลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ระบบนี้ถูกป้องกันไม่ให้ผู้ใดนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของลิขสิทธิ์ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



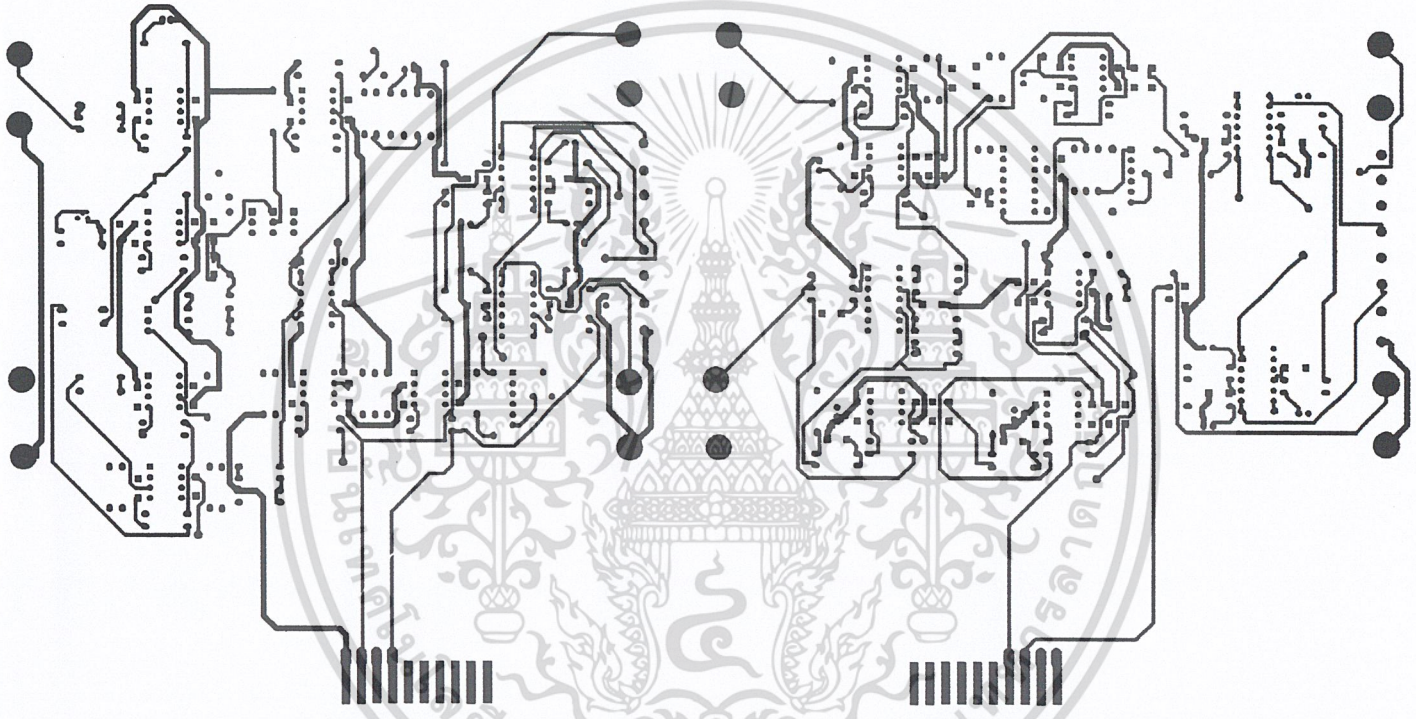
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



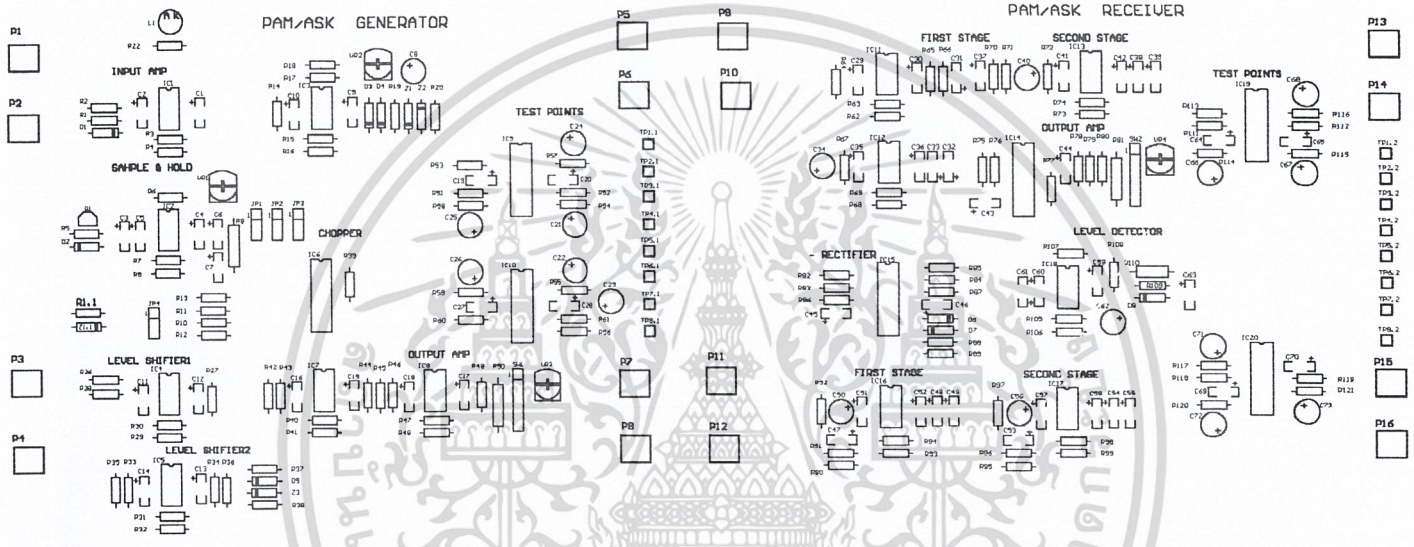
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำ ดัดแปลง หรือนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ต่อสาธารณชน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA

TL081C,AC
TL082C,AC
TL084C,AC

2

JFET Input Operational Amplifiers

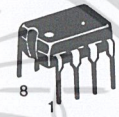
These low–cost JFET input operational amplifiers combine two state–of–the–art linear technologies on a single monolithic integrated circuit. Each internally compensated operational amplifier has well matched high voltage JFET input devices for low input offset voltage. The BIFET technology provides wide bandwidths and fast slew rates with low input bias currents, input offset currents, and supply currents.

These devices are available in single, dual and quad operational amplifiers which are pin–compatible with the industry standard MC1741, MC1458, and the MC3403/LM324 bipolar products.

- Input Offset Voltage Options of 6.0 mV and 15 mV Max
- Low Input Bias Current: 30 pA
- Low Input Offset Current: 5.0 pA
- Wide Gain Bandwidth: 4.0 MHz
- High Slew Rate: 13 V/μs
- Low Supply Current: 1.4 mA per Amplifier
- High Input Impedance: $10^{12}\ \Omega$

JFET INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

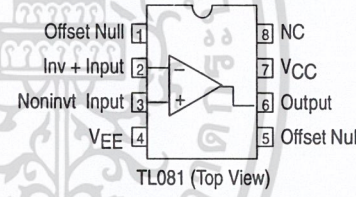
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



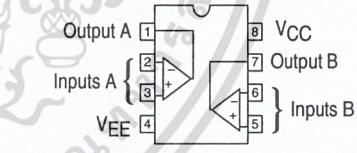
P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 626

D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751
(SO–8)

PIN CONNECTIONS

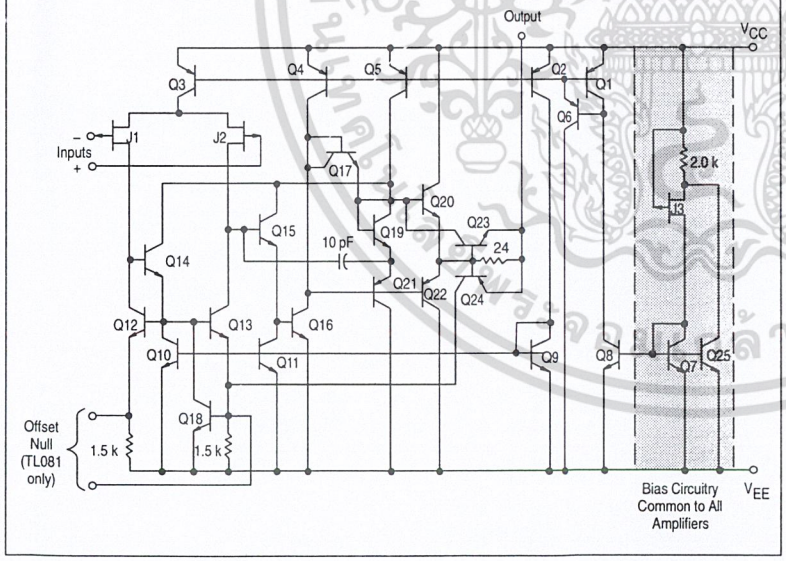


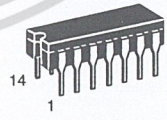
TL081 (Top View)



TL082 (Top View)

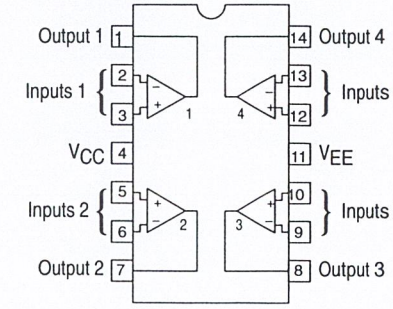
Representative Circuit Schematic (Each Amplifier)





N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646

PIN CONNECTIONS



TL084 (Top View)

ORDERING INFORMATION

Op Amp Function	Device	Operating Temperature Range	Package
Single	TL081ACD, CD	T_A = 0° to +70°C	SO–8
	TL081ACP, CP		Plastic DIP
Dual	TL082ACD, CD	T_A = 0° to +70°C	SO–8
	TL082ACP, CP		Plastic DIP
Quad	TL084ACN, CN	T_A = 0° to +70°C	Plastic DIP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V_{CC} V_{EE}	+18 −18	V
Differential Input Voltage	V_{ID}	±30	V
Input Voltage Range (Note 1)	V_{IDR}	±15	V
Output Short Circuit Duration (Note 2)	t_{SC}	Continuous	
Power Dissipation Plastic Package (N, P) Derate above T_A = +47°C	 P_D $1/\theta_{JA}$	 680 10	 mW mW/°C
Operating Ambient Temperature Range	T_A	0 to +70	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	−65 to +150	°C

NOTES: 1. The magnitude of the input voltage must not exceed the magnitude of the supply voltage or 15 V, whichever is less.
2. The output may be shorted to ground or either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that power dissipation ratings are not exceeded.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = +15 V, V_{EE} = −15 V, T_A = T_{low} to T_{high} [Note 3].)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Input Offset Voltage ($R_S \le 10$ k, V_{CM} = 0) TL081C, TL082C TL084C TL08_AC	V_{IO}	 — — —	 — — —	 20 20 7.5	mV
Input Offset Current (V_{CM} = 0) (Note 4) TL08_C TL08_AC	I_{IO}	 — —	 — —	 5.0 3.0	nA
Input Bias Current (V_{CM} = 0) (Note 4) TL08_C TL08_AC	I_{IB}	 — —	 — —	 10 7.0	nA
Large–Signal Voltage Gain (V_O = ±10 V, $R_L \ge 2.0$ k) TL08_C TL08_AC	A_{VOL}	 15 25	 — —	 — —	V/mV
Output Voltage Swing (Peak–to–Peak) ($R_L \ge 10$ k) ($R_L \ge 2.0$ k)	V_O	 24 20	 — —	 — —	V

NOTES: 3. T_{low} = 0°C for TL081AC,C, TL082AC,C, TL084AC,C T_{high} = +70°C for TL081AC, TL082AC,C, TL084AC,C
4. Input Bias currents of JFET input op amps approximately double for every 10°C rise in Junction Temperature as shown in Figure 3. To maintain junction temperature as close to ambient temperature as possible, pulse techniques must be used during testing.

Figure 1. Unity Gain Voltage Follower

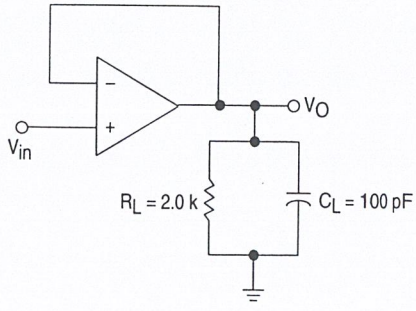
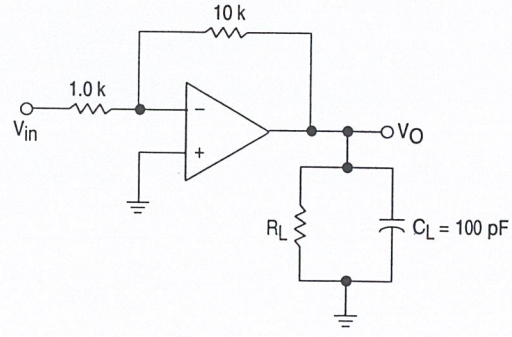


Figure 2. Inverting Gain of 10 Amplifier



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = +15 V, V_{EE} = –15 V, T_A = +25°C, unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Input Offset Voltage ($R_S \le 10$ k, $V_{CM} = 0$) TL081C, TL082C TL084C TL08_AC	V_{IO}	 — — —	 5.0 5.0 3.0	 15 15 6.0	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage R_S = 50 Ω, $T_A = T_{low}$ to T_{high} (Note 3)	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	—	10	—	µV/°C
Input Offset Current ($V_{CM} = 0$) (Note 4) TL08_C TL08_AC	I_{IO}	 — —	 5.0 5.0	 200 100	pA
Input Bias Current ($V_{CM} = 0$) (Note 4) TL08_C TL08_AC	I_{IB}	 — —	 30 30	 400 200	pA
Input Resistance	r_i	—	10^{12}	—	Ω
Common Mode Input Voltage Range TL08_C TL08_AC	V_{ICR}	 ±10 ±11	 +15, –12 +15, –12	 — —	V
Large Signal Voltage Gain (V_O = ±10 V, $R_L \ge 2.0$ k) TL08_C TL08_AC	A_{VOL}	 25 50	 150 150	 — —	V/mV
Output Voltage Swing (Peak–to–Peak) (R_L = 10 k)	V_O	24	28	—	V
Common Mode Rejection Ratio ($R_S \le 10$ k) TL08_C TL08_AC	CMRR	 70 80	 100 100	 — —	dB
Supply Voltage Rejection Ratio ($R_S \le 10$ k) TL08_C TL08_AC	PSRR	 70 80	 100 100	 — —	dB
Supply Current (Each Amplifier)	I_D	—	1.4	2.8	mA
Unity Gain Bandwidth	BW	—	4.0	—	MHz
Slew Rate (See Figure 1) V_{in} = 10 V, R_L = 2.0 k, C_L = 100 pF	SR	—	13	—	V/µs
Rise Time (See Figure 1)	t_r	—	0.1	—	µs
Overshoot (V_{in} = 20 mV, R_L = 2.0 k, C_L = 100 pF)	OS	—	10	—	%
Equivalent Input Noise Voltage R_S = 100 Ω, f = 1000 Hz	e_n	—	25	—	nV/$\sqrt{Hz}$
Channel Separation A_V = 100	CS	—	120	—	dB

NOTES: 3. T_{low} = 0°C for TL081AC,C; TL082AC,C; TL084AC,C T_{high} = +70°C for TL081AC; TL082AC,C; TL084AC,C

4. Input Bias currents of JFET input op amps approximately double for every 10°C rise in Junction Temperature as shown in Figure 3. To maintain junction temperature as close to ambient temperature as possible, pulse techniques must be used during testing.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2

Figure 3. Input Bias Current versus Temperature

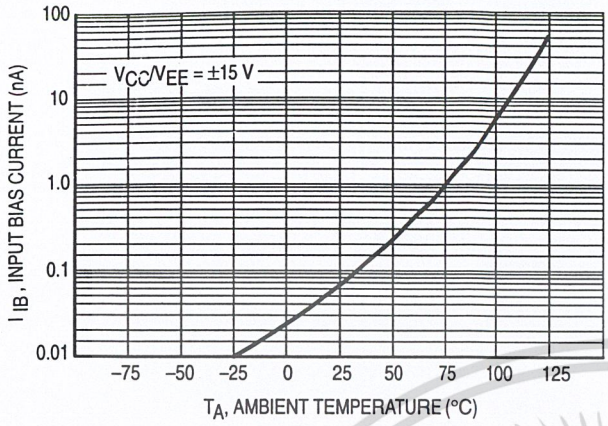


Figure 4. Output Voltage Swing versus Frequency

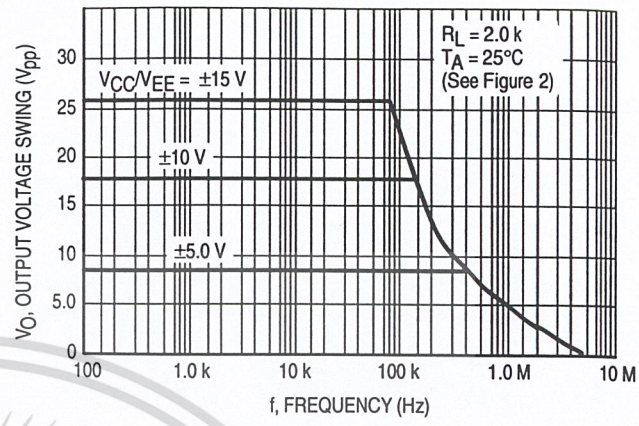


Figure 5. Output Voltage Swing versus Load Resistance

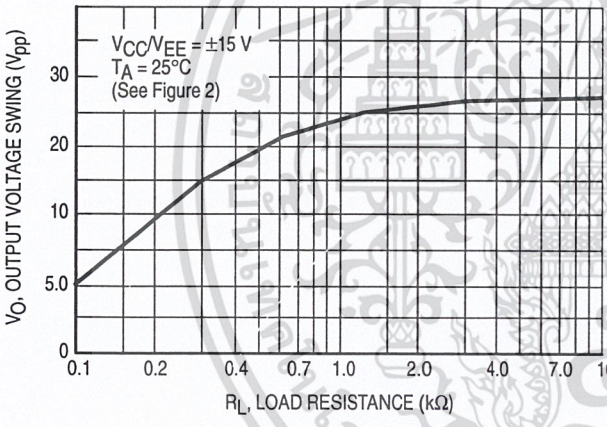


Figure 6. Output Voltage Swing versus Supply Voltage

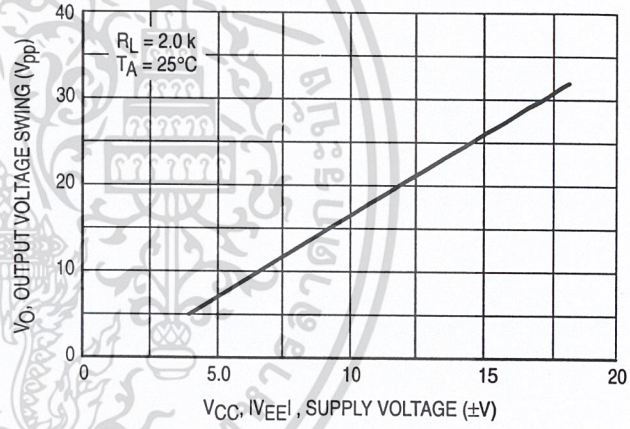


Figure 7. Output Voltage Swing versus Temperature

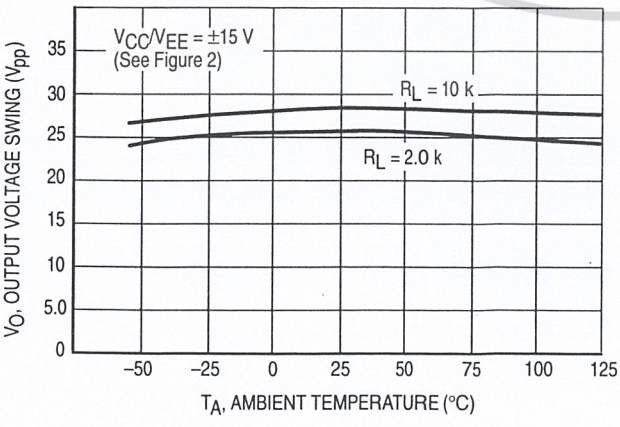
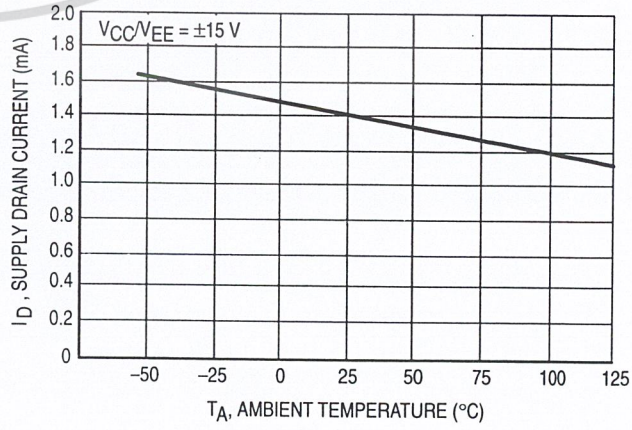


Figure 8. Supply Current per Amplifier versus Temperature



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 9. Large Signal Voltage Gain and Phase Shift versus Frequency

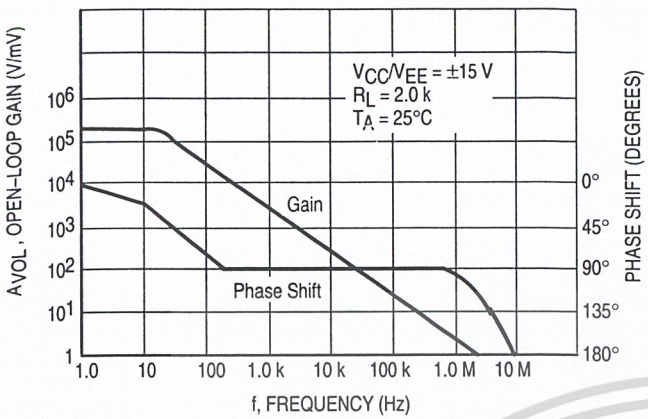


Figure 10. Large Signal Voltage Gain versus Temperature

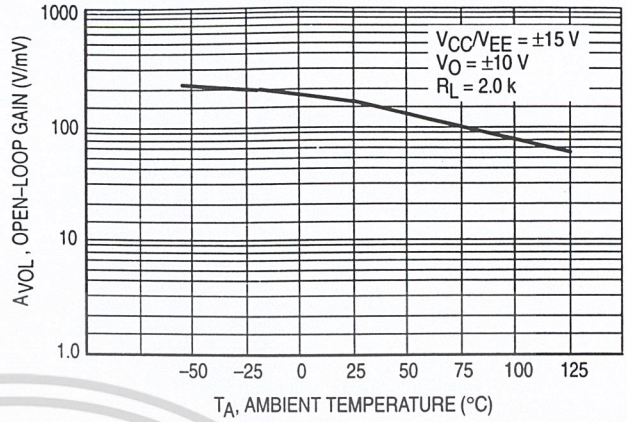


Figure 11. Normalized Slew Rate versus Temperature

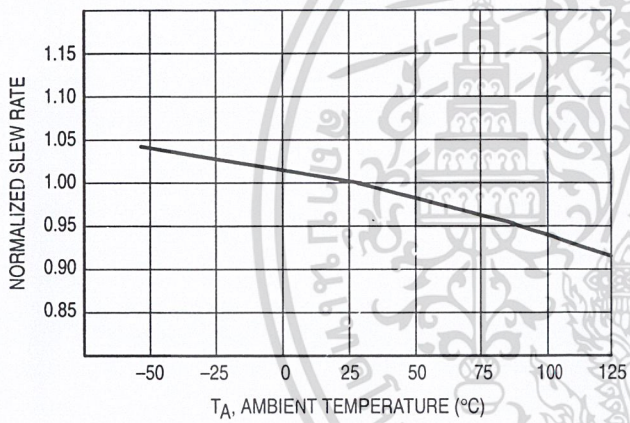


Figure 12. Equivalent Input Noise Voltage versus Frequency

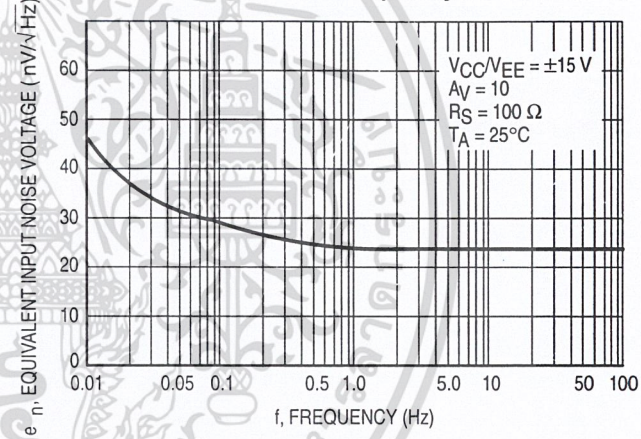
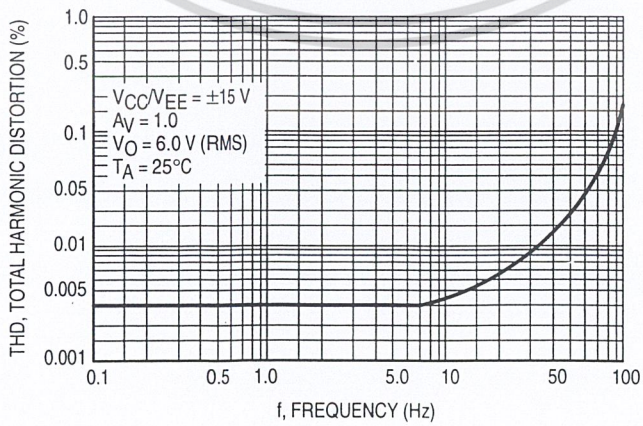


Figure 13. Total Harmonic Distortion versus Frequency



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 14. Positive Peak Detector

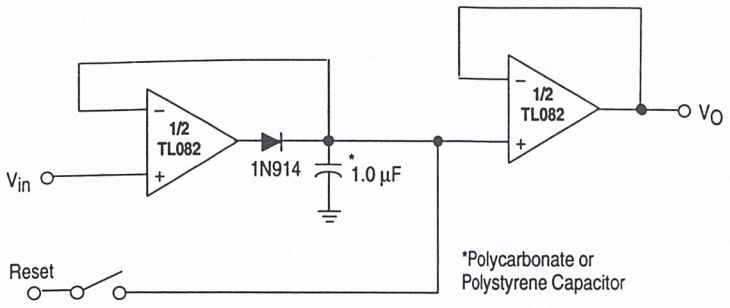
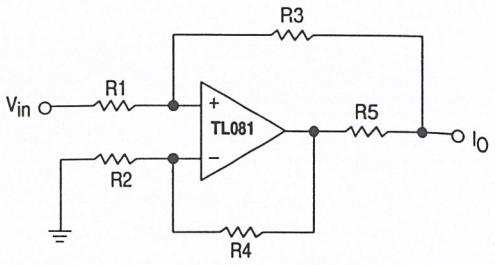
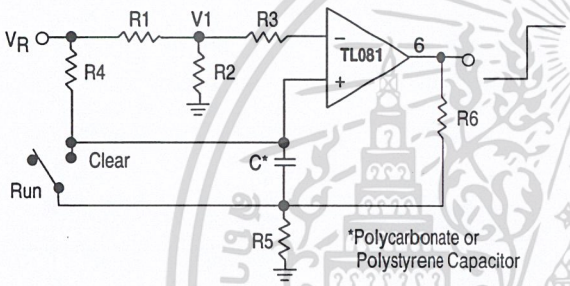


Figure 15. Voltage Controlled Current Source



If R1 through R4 > > R5 then $I_{out} = \frac{V_{in}}{R5}$

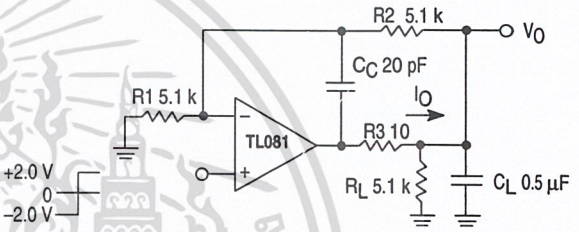
Figure 16. Long Interval RC Timer



Time (t) = R4 Cℓn (V_R/V_R-V_I), $R_3 = R_4$, $R_5 = 0.1\ R_6$
If R1 = R2: t = 0.693 R4C

Design Example: 100 Second Timer
V_R = 10 V C = I.0 mF R3 = R4 = 144 M
R6 = 20 k R5 = 2.0 k R1 = R2 = 1.0 k

Figure 17. Isolating Large Capacitive Loads



- Overshoot < 10%
- t_s = 10 µs
- When driving large C_L, the V_O slew rate is determined by C_L and $I_{O(max)}$:

$$\frac{\Delta V_O}{\Delta t} = \frac{I_O}{C_L} \cong \frac{0.02}{0.5}\ V/\mu s = 0.04\ V/\mu s \text{ (with } C_L \text{ shown)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของลิขสิทธิ์ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR™

April 1994
Revised January 2000

74VHC4066
Quad Analog Switch

General Description

These devices are digitally controlled analog switches utilizing advanced silicon-gate CMOS technology. These switches have low "on" resistance and low "off" leakages. They are bidirectional switches, thus any analog input may be used as an output and visa-versa. Also the 4066 switches contain linearization circuitry which lowers the "on" resistance and increases switch linearity. The 4066 devices allow control of up to 12V (peak) analog signals with digital control signals of the same range. Each switch has its own control input which disables each switch when low. All analog inputs and outputs and digital inputs are protected from electrostatic damage by diodes to V_{CC} and ground.

Features

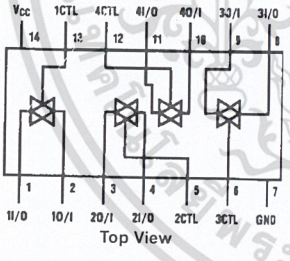
- Typical switch enable time: 15 ns
- Wide analog input voltage range: 0–12V
- Low "on" resistance: 30 typ. ('4066)
- Low quiescent current: 80 µA maximum (74VHC)
- Matched switch characteristics
- Individual switch controls
- Pin and function compatible with the 74HC4066

Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
74VHC4066M	M14A	14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-120, 0.150 Narrow
74VHC4066MTC	MTC14	14-Lead Thin Shrink Small Outline Package (TSSOP), JEDEC MO-153, 4.4mm Wide
74VHC4066N	N14A	14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide

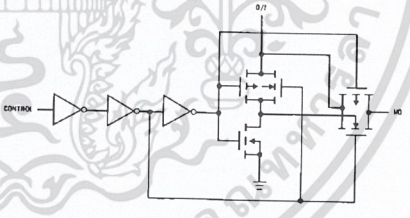
Surface mount packages are also available on Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.

Connection Diagram



Top View

Schematic Diagram



Truth Table

Input	Switch
CTL	I/O–O/I
L	"OFF"
H	"ON"

© 2000 Fairchild Semiconductor Corporation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

(Note 2)

Supply Voltage (V_{CC})	−0.5 to +15V
DC Control Input Voltage (V_{IN})	−1.5 to V_{CC} + 1.5V
DC Switch I/O Voltage (V_{IO})	V_{EE} − 0.5 to V_{CC} + 0.5V
Clamp Diode Current (I_{IK}, I_{OK})	±20 mA
DC Output Current, per pin (I_{OUT})	±25 mA
DC V_{CC} or GND Current, per pin (I_{CC})	±50 mA
Storage Temperature Range (T_{STG})	−65°C to +150°C
Power Dissipation (P_D) (Note 3)	600 mW
S.O. Package only	500 mW
Lead Temperature (T_L) (Soldering 10 seconds)	260°C

Recommended Operating Conditions

	Min	Max	Units
Supply Voltage (V_{CC})	2	12	V
DC Input or Output Voltage (V_{IN}, V_{OUT})	0	V_{CC}	V
Operating Temperature Range (T_A)	−40	+85	°C
Input Rise or Fall Times (t_r, t_f)			
V_{CC} = 2.0V		1000	ns
V_{CC} = 4.5V		500	ns
V_{CC} = 9.0V		400	ns

Note 1: Absolute Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.

Note 2: Unless otherwise specified all voltages are referenced to ground.

Note 3: Power Dissipation temperature derating — plastic "N" package: −12 mW/°C from 65°C to 85°C.

DC Electrical Characteristics (Note 4)

Symbol	Parameter	Conditions	V_{CC}	T_A=25°C	T_A=−40 to 85°C		Units
				Typ	Guaranteed Limits		
V_{IH}	Minimum HIGH Level Input Voltage		2.0V		1.5	1.5	V
			4.5V		3.15	3.15	V
			9.0V		6.3	5 3	V
			12.0V		8.4	8.4	V
V_{IL}	Maximum LOW Level Input Voltage		2.0V		0.5	0.5	V
			4.5V		1.35	1.35	V
			9.0V		2.7	2.7	V
			12.0V		3.6	3.6	V
R_{ON}	Maximum "ON" Resistance See (Note 5)	V_{CTL} = V_{IH}, I_S = 2.0 mA V_{IS} = V_{CC} to GND (*Figure 1*)	4.5V	100	170	200	Ω
			9.0V	50	85	105	Ω
			12.0V	30	70	85	Ω
		V_{CTL} = V_{IH}, I_S = 2.0 mA V_{IS} = V_{CC} or GND (*Figure 1*)	2.0V	120	180	215	Ω
			4.5V	50	80	100	Ω
			9.0V	35	60	75	Ω
			12.0V	20	40	60	Ω
R_{ON}	Maximum "ON" Resistance Matching	V_{CTL} = V_{IH} V_{IS} = V_{CC} to GND	4.5V	10	15	20	Ω
			9.0V	5	10	15	Ω
			12.0V	5	10	15	Ω
I_{IN}	Maximum Control Input Current	V_{IN} = V_{CC} or GND V_{CC} = 2 − 6V			±0.05	±0.5	µA
I_{IZ}	Maximum Switch "OFF" Leakage Current	V_{OS} = V_{CC} or GND V_{IS} = GND or V_{CC} V_{CTL} = V_{IL} (*Figure 2*)	6.0V	10	±60	±600	nA
			9.0V	15	±80	±800	nA
			12.0V	20	±100	±1000	nA
I_{IZ}	Maximum Switch "ON" Leakage Current	V_{IS} = V_{CC} to GND V_{CTL} = V_{IH} V_{OS} = OPEN (*Figure 3*)	6.0V	10	±40	±150	nA
			9.0V	15	±50	±200	nA
			12.0V	20	±60	±300	nA
I_{CC}	Maximum Quiescent Supply Current	V_{IN} = V_{CC} or GND I_{OUT} = 0 µA	6.0V		1.0	10	µA
			9.0V		2.0	20	µA
			12.0V		4.0	40	µA

Note 4: For a power supply of 5V ± 10% the worst case on resistance (R_{ON}) occurs for VHC at 4.5V. Thus the 4.5V values should be used when designing with this supply. Worst case V_{IH} and V_{IL} occur at V_{CC} = 5.5V and 4.5V respectively. (The V_{IH} value at 5.5V is 3.85V.) The worst case leakage current occurs for CMOS at the higher voltage and so the 5.5V values should be used.

Note 5: At supply voltages (V_{CC} − GND) approaching 2V the analog switch on resistance becomes extremely non-linear. Therefore it is recommended that these devices be used to transmit digital only when using these supply voltages.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AC Electrical Characteristics

V_{CC} = 2.0V–6.0V V_{EE} = 0V–12V, C_L = 50 pF (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Conditions	V_{CC}	T_A=25°C	T_A=–40 to 85°C		Units
				Typ	Guaranteed Limits		
t_{PHL}, t_{PLH}	Maximum Propagation Delay Switch In to Out		3.3V	25	30	20	ns
			4.5V	5	10	13	ns
			9.0V	4	8	10	ns
			12.0V	3	7	11	ns
t_{PZL}, t_{PZH}	Maximum Switch Turn "ON" Delay	R_L = 1 kΩ	3.3V	30	58	73	ns
			4.5V	12	20	25	ns
			9.0V	6	12	15	ns
			12.0V	5	10	13	ns
t_{PHZ}, t_{PLZ}	Maximum Switch Turn "OFF" Delay	R_L = 1 kΩ	3.3V	60	100	125	ns
			4.5V	25	36	45	ns
			9.0V	20	32	40	ns
			12.0V	15	30	38	
	Minimum Frequency Response (*Figure 7*)	R_L = 600Ω	4.5V	40			MHz
	20 log(V_O/V_I) = –3 dB	V_{IS} = 2 V_{PP} at (V_{CC}/2) (Note 6)(Note 7)	9.0V	100			MHz
	Crosstalk Between any Two Switches (*Figure 8*)	R_L = 600Ω, F = 1 MHz (Note 7)(Note 8)	4.5V	–52			dB
			9.0V	–50			dB
	Peak Control to Switch Feedthrough Noise (*Figure 9*)	R_L = 600Ω, F = 1 MHz C_L = 50 pF	4.5V	100			mV
			9.0V	250			mV
	Switch OFF Signal Feedthrough Isolation (*Figure 10*)	R_L = 600Ω, F = 1 MHz $V_{(C)}$ V_{IL} (Note 7)(Note 8)	4.5V	–42			dB
			9.0V	–44			dB
THD	Total Harmonic Distortion (*Figure 11*)	R_L = 10 kΩ, C_L = 50 pF, F = 1 kHz V_{IS} = 4 V_{PP}	4.5V	.013			%
		V_{IS} = 8 V_{PP}	9.0V	.008			%
C_{IN}	Maximum Control Input Capacitance			5	10	10	pF
C_{IN}	Maximum Switch Input Capacitance			20			pF
C_{IN}	Maximum Feedthrough Capacitance	V_{CTL} = GND		0.5			pF
C_{PD}	Power Dissipation Capacitance			15			pF

Note 6: Adjust 0 dBm for F = 1 kHz (Null R_L/R_{ON} Attenuation).

Note 7: V_{IS} is centered at V_{CC}/2.

Note 8: Adjust input for 0 dBm.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AC Test Circuits and Switching Time Waveforms

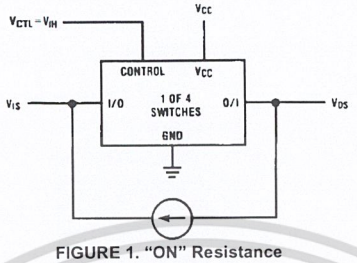


FIGURE 1. "ON" Resistance

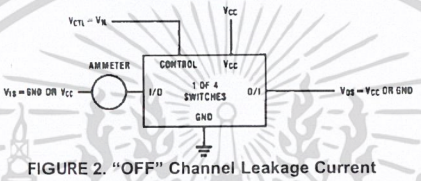


FIGURE 2. "OFF" Channel Leakage Current

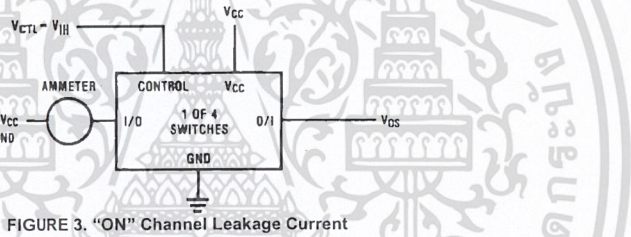


FIGURE 3. "ON" Channel Leakage Current

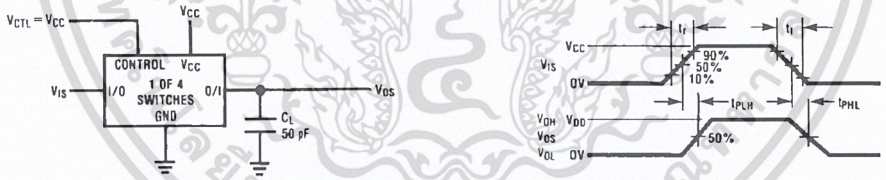


FIGURE 4. t_{PHL}, t_{PLH} Propagation Delay Time Signal Input to Signal Output

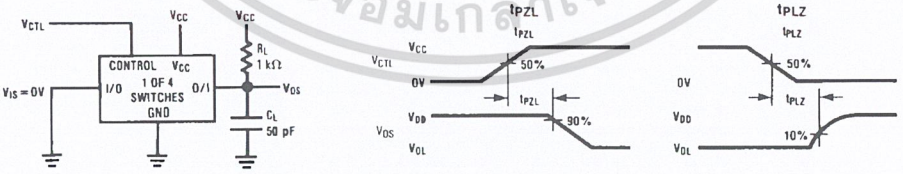


FIGURE 5. t_{PZL}, t_{PLZ} Propagation Delay Time Control to Signal Output

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AC Test Circuits and Switching Time Waveforms (Continued)

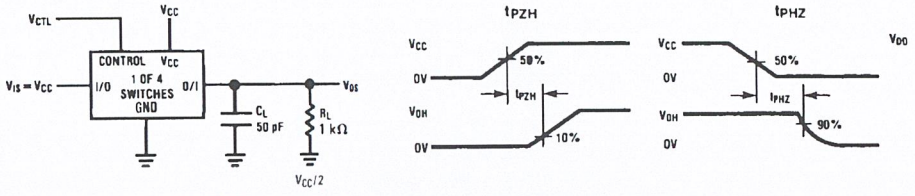


FIGURE 6. t_{PZH}, t_{PHZ} Propagation Delay Time Control to Signal Output

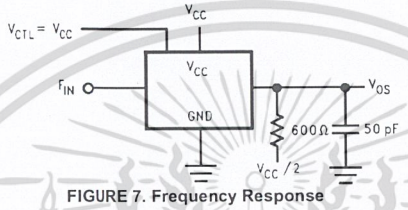


FIGURE 7. Frequency Response

Crosstalk and Distortion Test Circuits

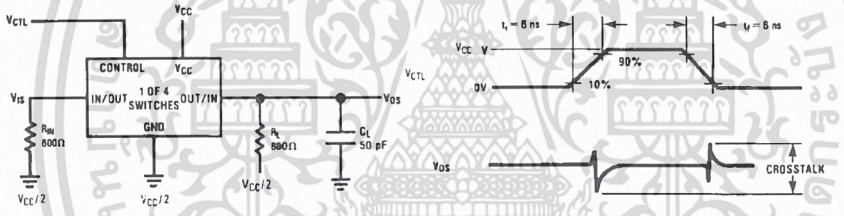


FIGURE 8. Crosstalk: Control Input to Signal Output

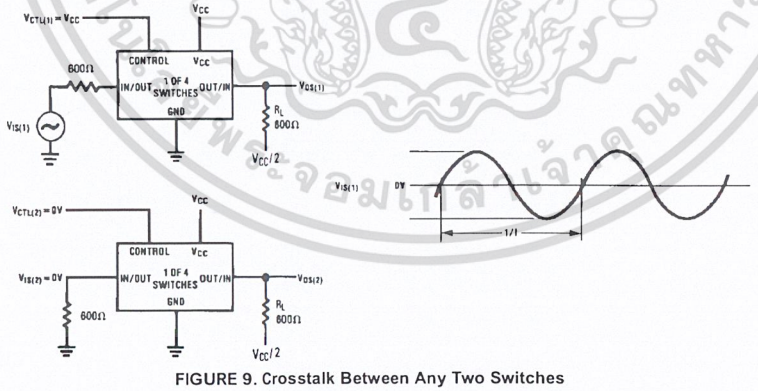


FIGURE 9. Crosstalk Between Any Two Switches

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Crosstalk and Distortion Test Circuits (Continued)

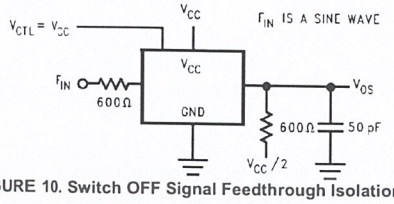


FIGURE 10. Switch OFF Signal Feedthrough Isolation

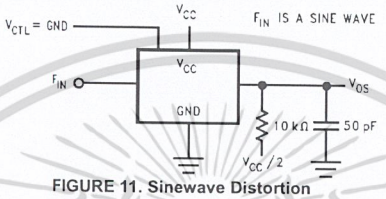
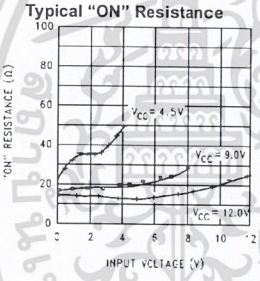


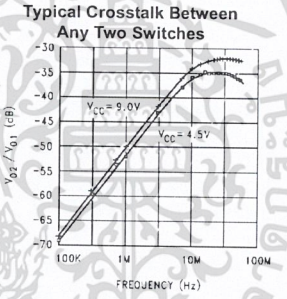
FIGURE 11. Sinewave Distortion

Typical Performance Characteristics

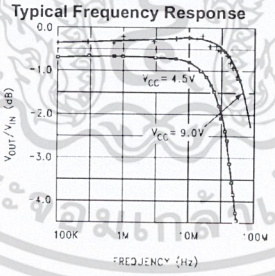
Typical "ON" Resistance



Typical Crosstalk Between Any Two Switches



Typical Frequency Response

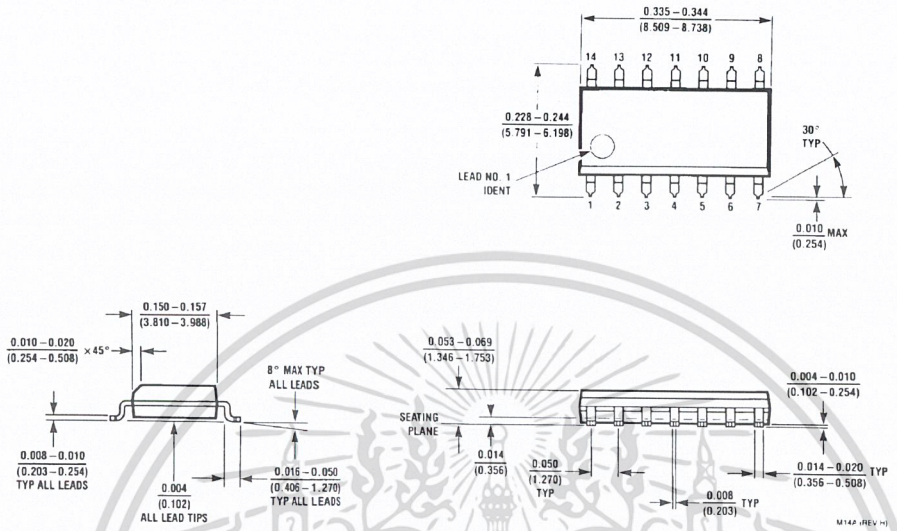


Special Considerations

In certain applications the external load-resistor current may include both V_{CC} and signal line components. To avoid drawing V_{CC} current when switch current flows into the analog switch input pins, the voltage drop across the switch must not exceed 0.6V (calculated from the ON resistance).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

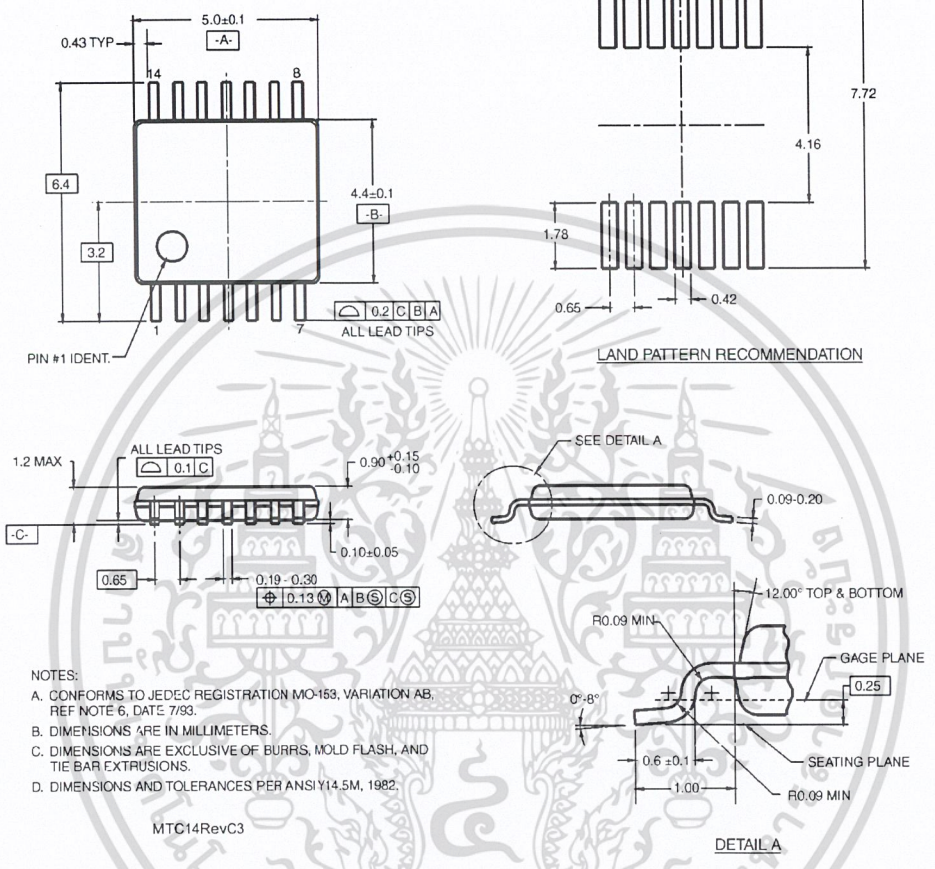
Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-120, 0.150 Narrow
Package Number M14A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

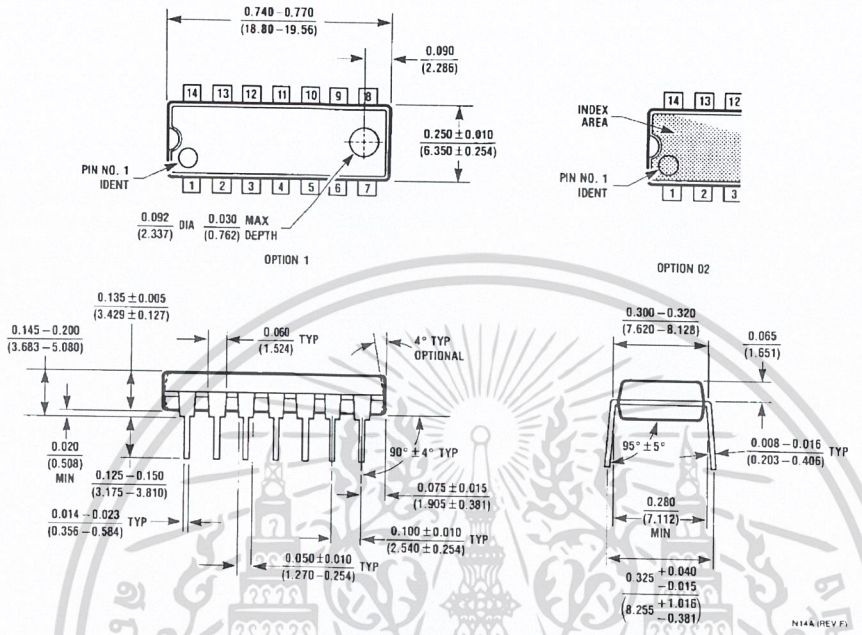
Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



14-Lead Thin Shrink Small Outline Package (TSSOP), JEDEC MO-153, 4.4mm Wide
Package Number MTC14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide
Package Number N14A

Fairchild does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and Fairchild reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

www.fairchildsemi.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

National Semiconductor

LM111/LM211/LM311 Voltage Comparator

General Description

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

Both the inputs and the outputs of the LM111, LM211 or the LM311 can be isolated from system ground, and the output can drive loads referred to ground, the positive supply or the negative supply. Offset balancing and strobe capability are provided and outputs can be wire OR'ed. Although slower than the LM106 and LM710 (200 ns response time vs 40 ns) the devices are also much less prone to spurious oscillations. The LM111 has the same pin configuration as the LM106 and LM710.

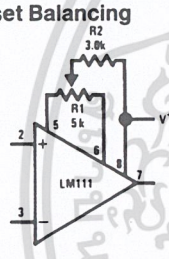
The LM211 is identical to the LM111, except that its performance is specified over a −25°C to +85°C temperature range instead of −55°C to +125°C. The LM311 has a temperature range of 0°C to +70°C.

Features

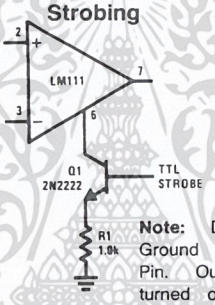
- Operates from single 5V supply
- Input current: 150 nA max. over temperature
- Offset current: 20 nA max. over temperature
- Differential input voltage range: ±30V
- Power consumption: 135 mW at ±15V

Typical Applications**

Offset Balancing

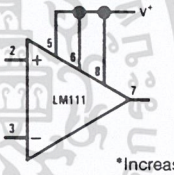


Strobing



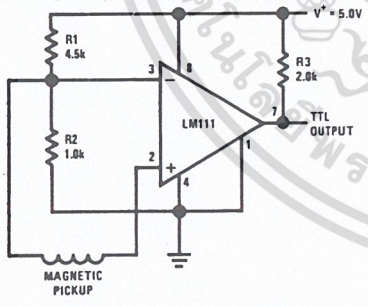
Note: Do Not Ground Strobe Pin. Output is turned off when current is pulled from Strobe Pin.

Increasing Input Stage Current*

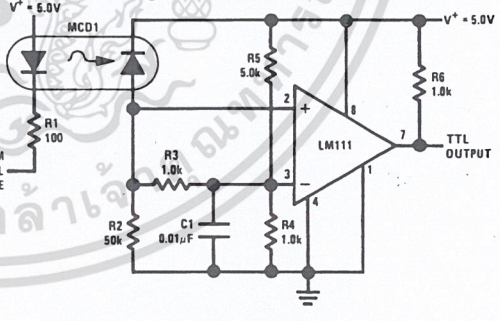


*Increases typical common mode slew from 7.0V/μs to 18V/μs.

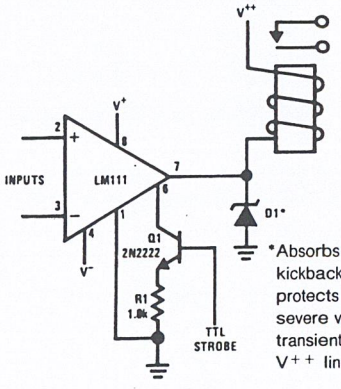
Detector for Magnetic Transducer



Digital Transmission Isolator



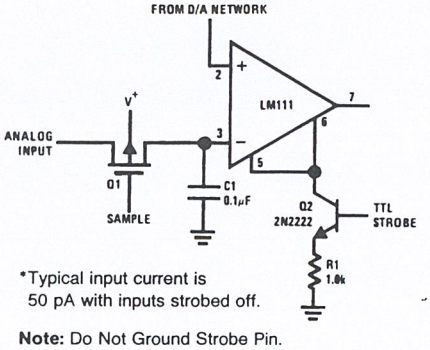
Relay Driver with Strobe



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

Note: Do Not Ground Strobe Pin.

Strobing off Both Input* and Output Stages



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

Note: Do Not Ground Strobe Pin.

TL/H/5704–1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings for the LM111/LM211

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

Total Supply Voltage (V_{84})	36
Output to Negative Supply Voltage (V_{74})	50V
Ground to Negative Supply Voltage (V_{14})	30V
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage (Note 1)	±15V
Output Short Circuit Duration	10 sec
Operating Temperature Range LM111	−55°C to 125°C
LM211	−25°C to 85°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	260°C
Voltage at Strobe Pin	$V^+ - 5V$
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

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

ESD Rating (Note 8)	300V

Electrical Characteristics for the LM111 and LM211 (Note 3)

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

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

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

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

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

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

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

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

Note 8: Human body model, 1.5 kΩ in series with 100 pF.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings for the LM311

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

Total Supply Voltage (V_{84})	36V
Output to Negative Supply Voltage V_{74})	40V
Ground to Negative Supply Voltage V_{14})	30V
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage (Note 1)	±15V
Power Dissipation (Note 2)	500 mW
ESD Rating (Note 7)	300V
Output Short Circuit Duration	10 sec
Operating Temperature Range	0° to 70°C
Storage Temperature Range	−65°C to 150°C
Lead Temperature (soldering, 10 sec)	260°C
Voltage at Strobe Pin	$V^+ - 5V$

Soldering Information

Dual-In-Line Package

Soldering (10 seconds) ..... 260°C

Small Outline Package

Vapor Phase (60 seconds) ..... 215°C

Infrared (15 seconds) ..... 220°C

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

Electrical Characteristics for the LM311 (Note 3)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Input Offset Voltage (Note 4)	$T_A = 25°C$, $R_S \leq 50k$		2.0	7.5	mV
Input Offset Current (Note 4)	$T_A = 25°C$		6.0	50	nA
Input Bias Current	$T_A = 25°C$		100	250	nA
Voltage Gain	$T_A = 25°C$	40	200		V/mV
Response Time (Note 5)	$T_A = 25°C$		200		ns
Saturation Voltage	$V_{IN} \leq -10$ mV, $I_{OUT} = 50$ mA $T_A = 25°C$		0.75	1.5	V
Strobe ON Current (Note 6)	$T_A = 25°C$		2.0	5.0	mA
Output Leakage Current	$V_{IN} \geq 10$ mV, $V_{OUT} = 35V$ $T_A = 25°C$, $I_{STROBE} = 3$ mA $V^- =$ Pin 1 $= -5V$		0.2	50	nA
Input Offset Voltage (Note 4)	$R_S \leq 50K$			10	mV
Input Offset Current (Note 4)				70	nA
Input Bias Current				300	nA
Input Voltage Range		−14.5	13.8, −14.7	13.0	V
Saturation Voltage	$V^+ \geq 4.5V$, $V^- = 0$ $V_{IN} \leq -10$ mV, $I_{OUT} \leq 8$ mA		0.23	0.4	V
Positive Supply Current	$T_A = 25°C$		5.1	7.5	mA
Negative Supply Current	$T_A = 25°C$		4.1	5.0	mA

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

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

Note 3: These specifications apply for $V_S = \pm 15V$ and Pin 1 at ground, and $0°C < T_A < +70°C$, unless otherwise specified. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5V supply up to ±15V supplies.

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

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

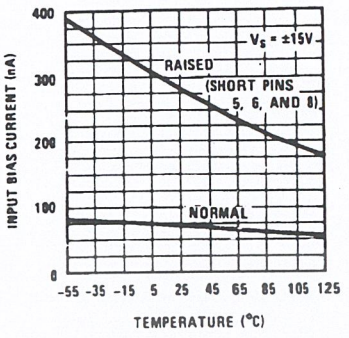
Note 6: This specification gives the range of current which must be drawn from the strobe pin to ensure the output is properly disabled. Do not short the strobe pin to ground; it should be current driven at 3 to 5 mA.

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

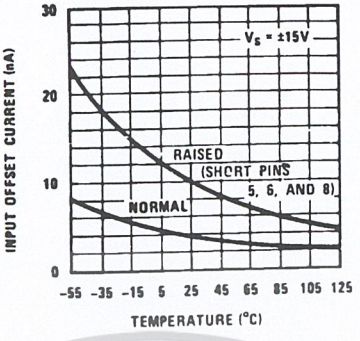
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM111/LM211 Typical Performance Characteristics

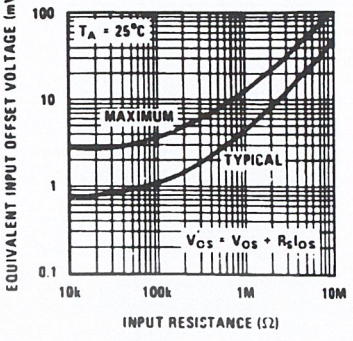
Input Bias Current



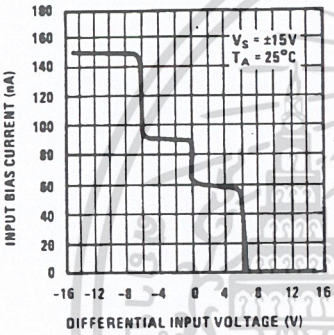
Input Offset Current



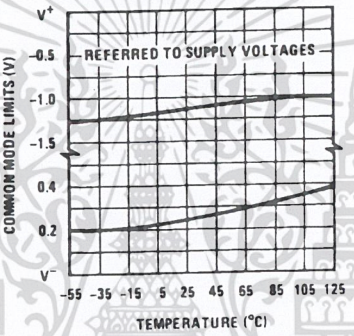
Offset Error



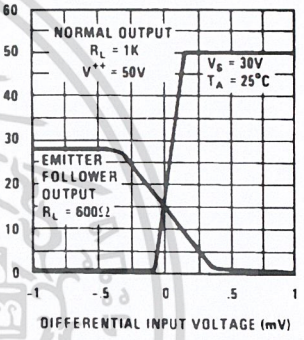
Input Characteristics



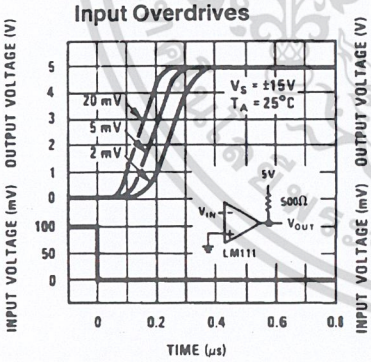
Common Mode Limits



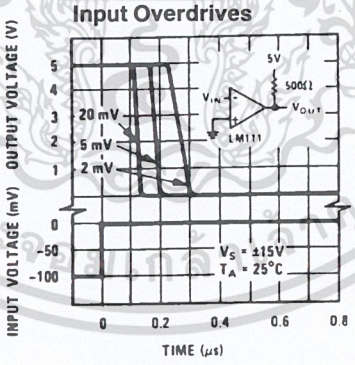
Transfer Function



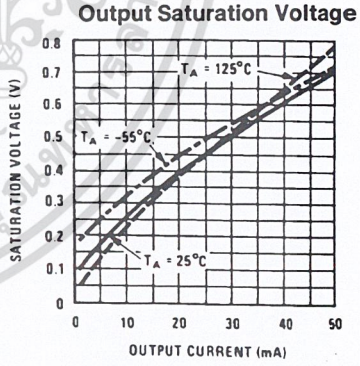
Response Time for Various Input Overdrives



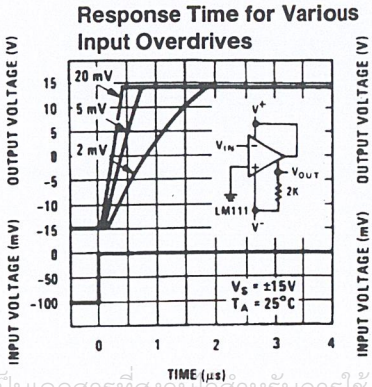
Response Time for Various Input Overdrives



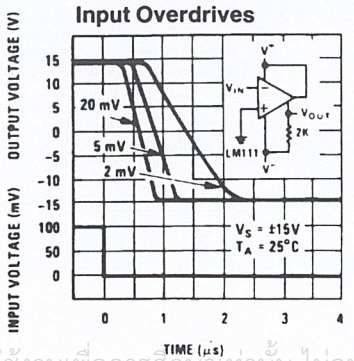
Output Saturation Voltage



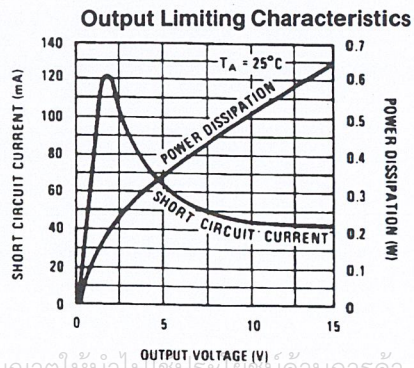
Response Time for Various Input Overdrives



Response Time for Various Input Overdrives



Output Limiting Characteristics

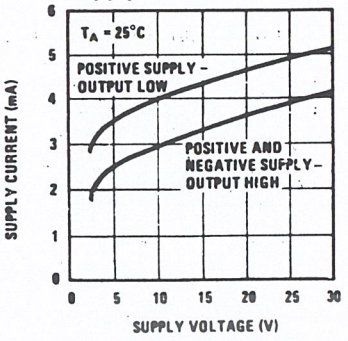


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

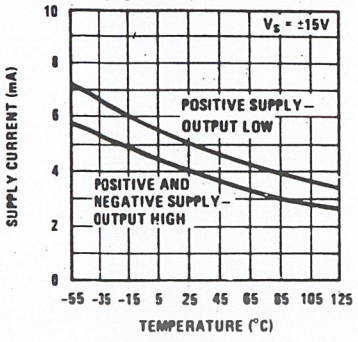
TL/H/5704–2

LM111/LM211 Typical Performance Characteristics (Continued)

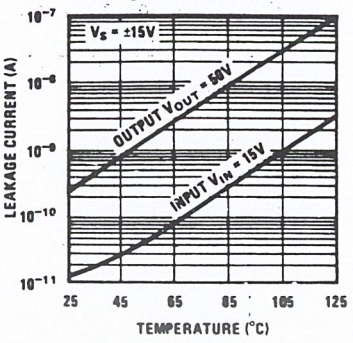
Supply Current



Supply Current



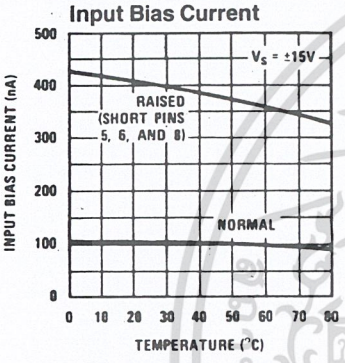
Leakage Currents



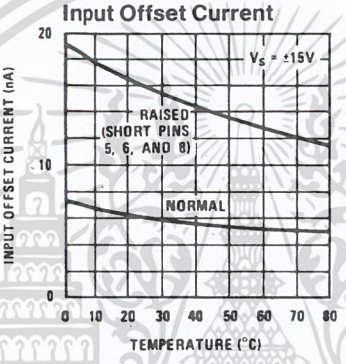
TL/H/5704–3

LM311 Typical Performance Characteristics

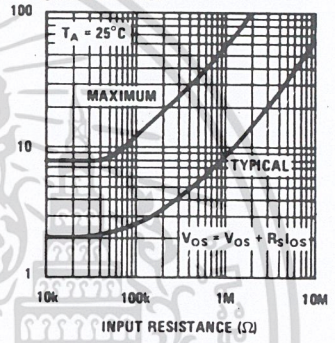
Input Bias Current



Input Offset Current

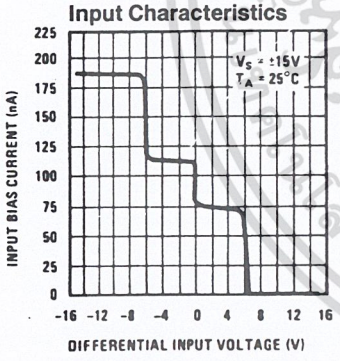


Offset Error

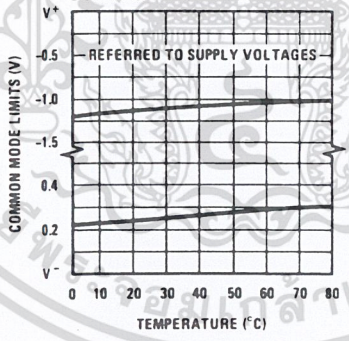


TL/H/5704–8

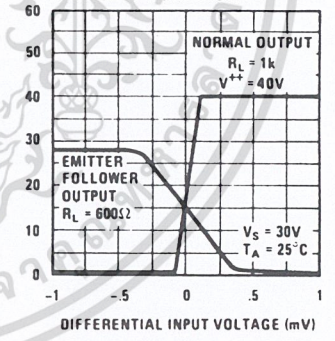
Input Characteristics



Common Mode Limits

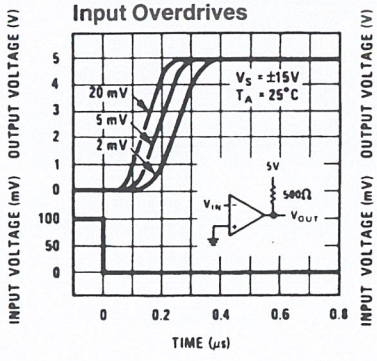


Transfer Function

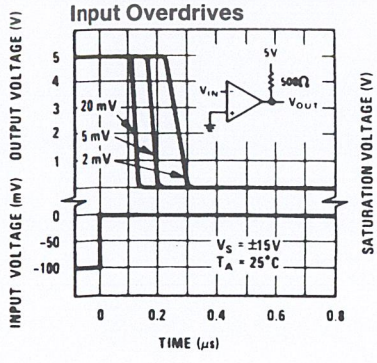


TL/H/5704–9

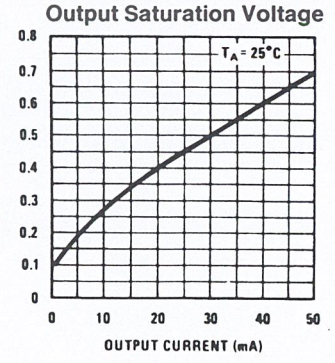
Response Time for Various Input Overdrives



Response Time for Various Input Overdrives



Output Saturation Voltage

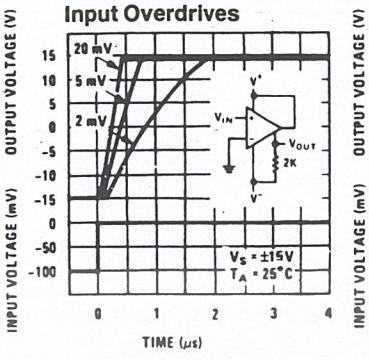


TL/H/5704–10

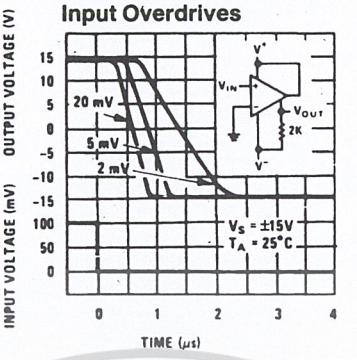
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM311 Typical Performance Characteristics (Continued)

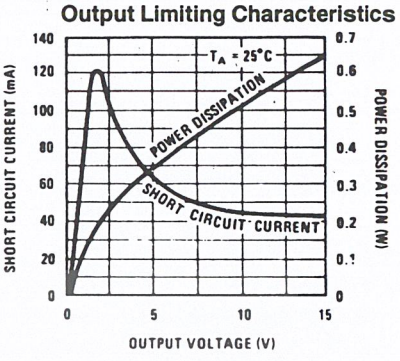
Response Time for Various Input Overdrives



Response Time for Various Input Overdrives

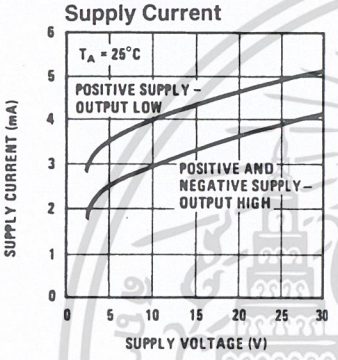


Output Limiting Characteristics

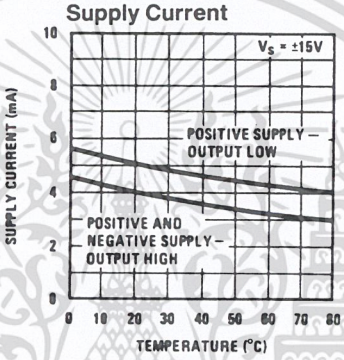


TL/H/5704–11

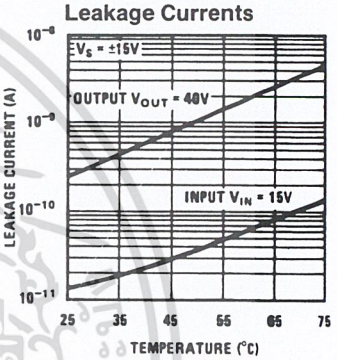
Supply Current



Supply Current



Leakage Currents



TL/H/5704–12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

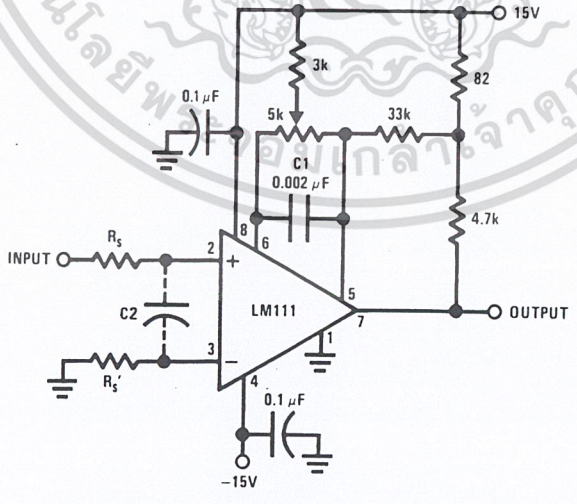
Application Hints

CIRCUIT TECHNIQUES FOR AVOIDING OSCILLATIONS IN COMPARATOR APPLICATIONS

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

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

1. The trim pins (pins 5 and 6) act as unwanted auxiliary inputs. If these pins are not connected to a trim-pot, they should be shorted together. If they are connected to a trim-pot, a 0.01 μF capacitor C1 between pins 5 and 6 will minimize the susceptibility to AC coupling. A smaller capacitor is used if pin 5 is used for positive feedback as in *Figure 1*.
2. Certain sources will produce a cleaner comparator output waveform if a 100 pF to 1000 pF capacitor C2 is connected directly across the input pins.
3. When the signal source is applied through a resistive network, R_S, it is usually advantageous to choose an R_S' of substantially the same value, both for DC and for dynamic (AC) considerations. Carbon, tin-oxide, and metal-film resistors have all been used successfully in comparator input circuitry. Inductive wirewound resistors are not suitable.
4. When comparator circuits use input resistors (eg. summing resistors), their value and placement are particularly important. In all cases the body of the resistor should be close to the device or socket. In other words there should be very little lead length or printed-circuit foil run between comparator and resistor to radiate or pick up signals. The same applies to capacitors, pots, etc. For example, if $R_S = 10$ kΩ, as little as 5 inches of lead between the resistors and the input pins can result in oscillations that are very hard to damp. Twisting these input leads tightly is the only (second best) alternative to placing resistors close to the comparator.
5. Since feedback to almost any pin of a comparator can result in oscillation, the printed-circuit layout should be engineered thoughtfully. Preferably there should be a groundplane under the LM111 circuitry, for example, one side of a double-layer circuit card. Ground foil (or, positive supply or negative supply foil) should extend between the output and the inputs, to act as a guard. The foil connections for the inputs should be as small and compact as possible, and should be essentially surrounded by ground foil on all sides, to guard against capacitive coupling from any high-level signals (such as the output). If pins 5 and 6 are not used, they should be shorted together. If they are connected to a trim-pot, the trim-pot should be located, at most, a few inches away from the LM111, and the 0.01 μF capacitor should be installed. If this capacitor cannot be used, a shielding printed-circuit foil may be advisable between pins 6 and 7. The power supply bypass capacitors should be located within a couple inches of the LM111. (Some other comparators require the power-supply bypass to be located immediately adjacent to the comparator.)



TL/H/5704–29

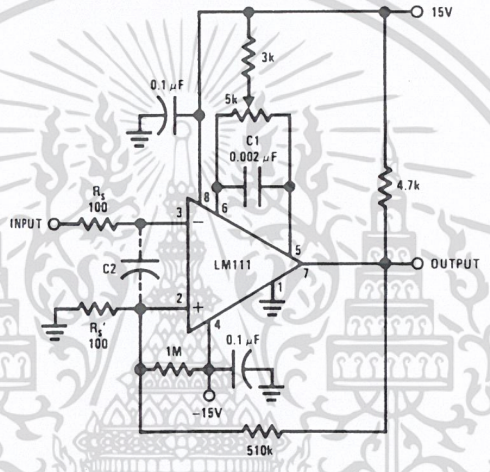
Pin connections shown are for LM111H in the H08 hermetic package

FIGURE 1. Improved Positive Feedback

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Application Hints (Continued)

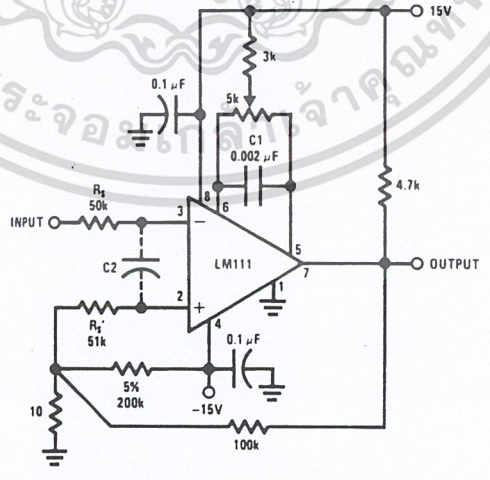
6. It is a standard procedure to use hysteresis (positive feedback) around a comparator, to prevent oscillation, and to avoid excessive noise on the output because the comparator is a good amplifier for its own noise. In the circuit of *Figure 2*, the feedback from the output to the positive input will cause about 3 mV of hysteresis. However, if R_S is larger than 100Ω, such as 50 kΩ, it would not be reasonable to simply increase the value of the positive feedback resistor above 510 kΩ. the circuit of *Figure 3* could be used, but it is rather awkward. See the notes in paragraph 7 below.
7. When both inputs of the LM111 are connected to active signals, or if a high-impedance signal is driving the positive input of the LM111 so that positive feedback would be disruptive, the circuit of *Figure 1* is ideal. The positive feedback is to pin 5 (one of the offset adjustment pins). It is sufficient to cause 1 to 2 mV hysteresis and sharp transitions with input triangle waves from a few Hz to hundreds of kHz. The positive-feedback signal across the 82Ω resistor swings 240 mV below the positive supply. This signal is centered around the nominal voltage at pin 5, so this feedback does not add to the V_{OS} of the comparator. As much as 8 mV of V_{OS} can be trimmed out, using the 5 kΩ pot and 3 kΩ resistor as shown.
8. These application notes apply specifically to the LM111, LM211, LM311, and LF111 families of comparators, and are applicable to all high-speed comparators in general, (with the exception that not all comparators have trim pins).



TL/H/5704–30

Pin connections shown are for LM111H in the H08 hermetic package

FIGURE 2. Conventional Positive Feedback



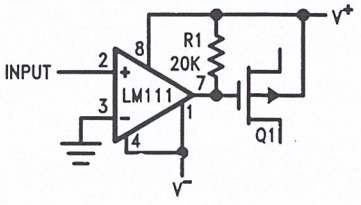
TL/H/5704–31

FIGURE 3. Positive Feedback with High Source Resistance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

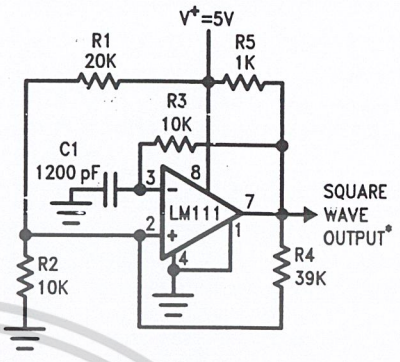
Typical Applications (Continued) (Pin numbers refer to H08 package)

Zero Crossing Detector Driving MOS Switch



TL/H/5704–13

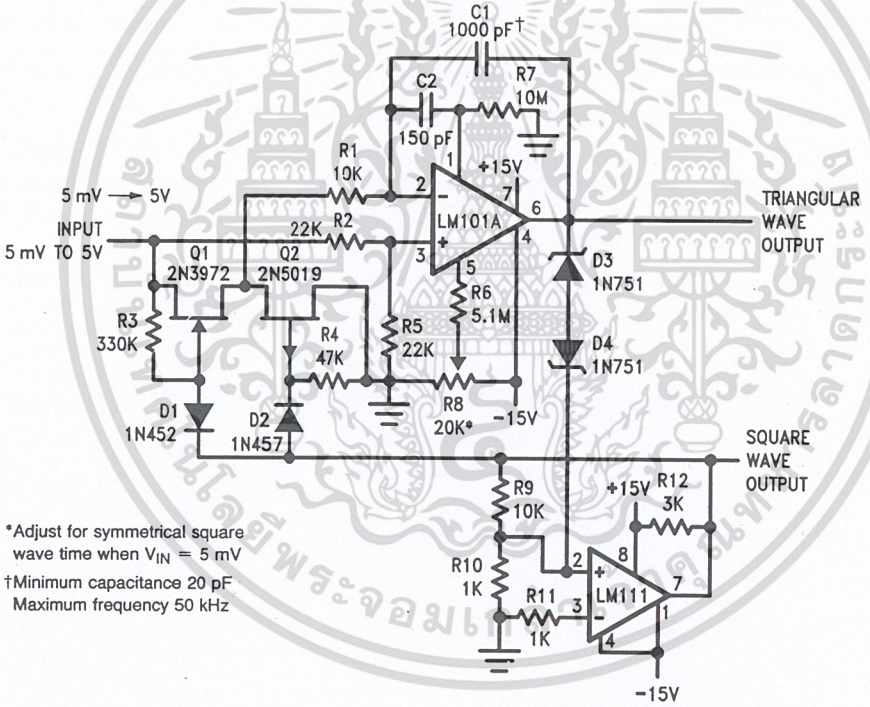
100 kHz Free Running Multivibrator



*TTL or DTL fanout of two

TL/H/5704–14

10 Hz to 10 kHz Voltage Controlled Oscillator

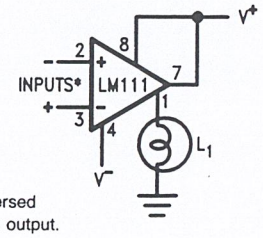


*Adjust for symmetrical square wave time when V_{IN} = 5 mV

†Minimum capacitance 20 pF
Maximum frequency 50 kHz

TL/H/5704–15

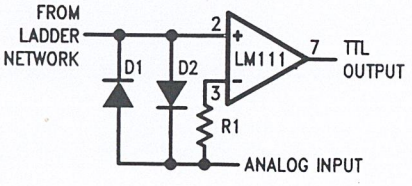
Driving Ground-Referred Load



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

TL/H/5704–16

Using Clamp Diodes to Improve Response

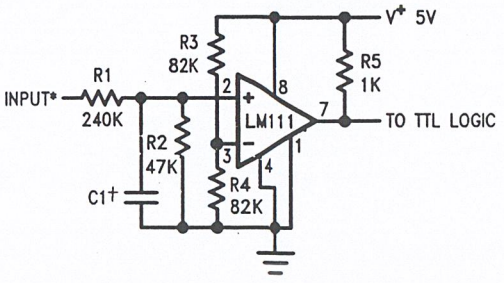


TL/H/5704–17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

TTL Interface with High Level Logic

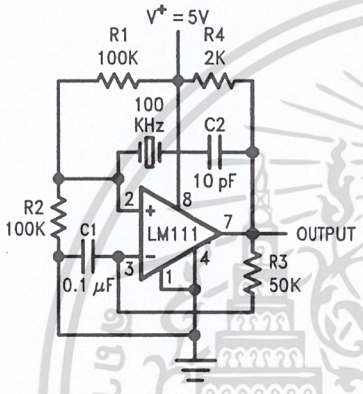


*Values shown are for a 0 to 30V logic swing and a 15V threshold.

†May be added to control speed and reduce susceptibility to noise spikes.

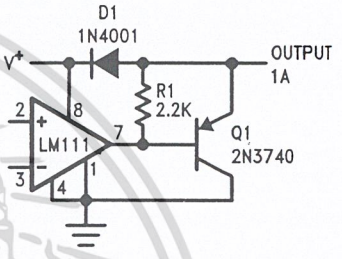
TL/H/5704–18

Crystal Oscillator



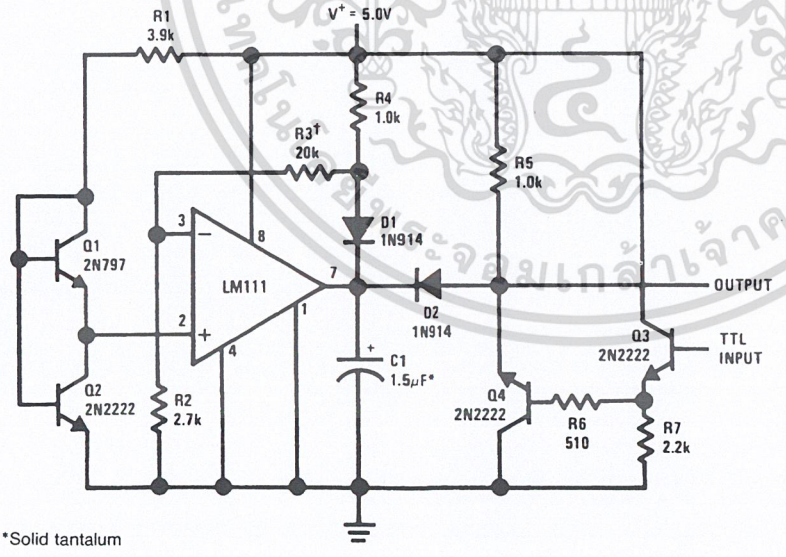
TL/H/5704–19

Comparator and Solenoid Driver



TL/H/5704–20

Precision Squarer

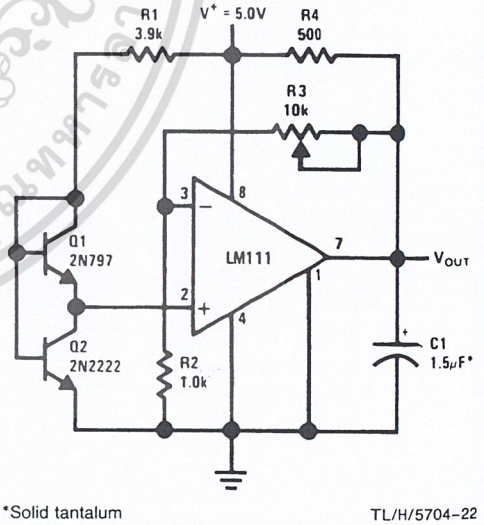


*Solid tantalum

†Adjust to set clamp level

TL/H/5704–21

Low Voltage Adjustable Reference Supply



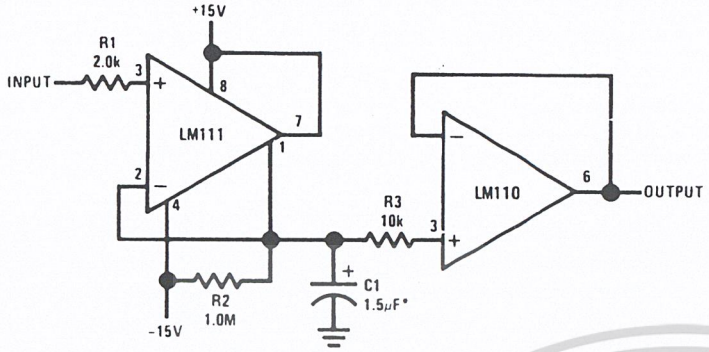
*Solid tantalum

TL/H/5704–22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

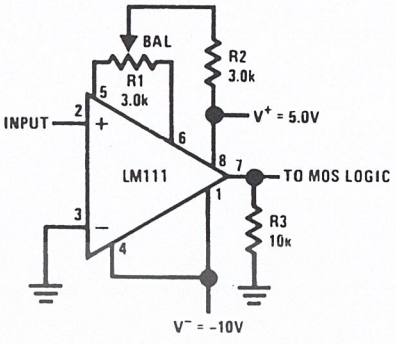
Positive Peak Detector



*Solid tantalum

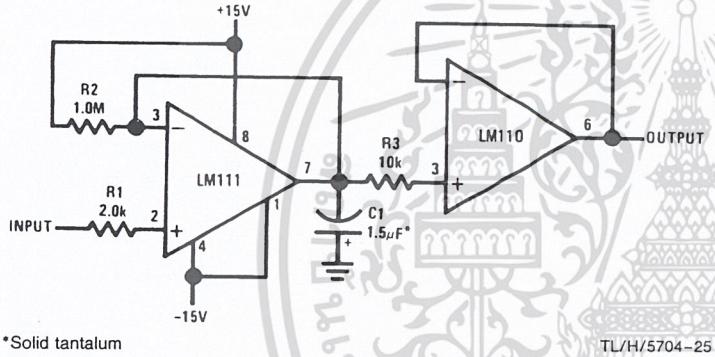
TL/H/5704–23

Zero Crossing Detector Driving MOS Logic



TL/H/5704–24

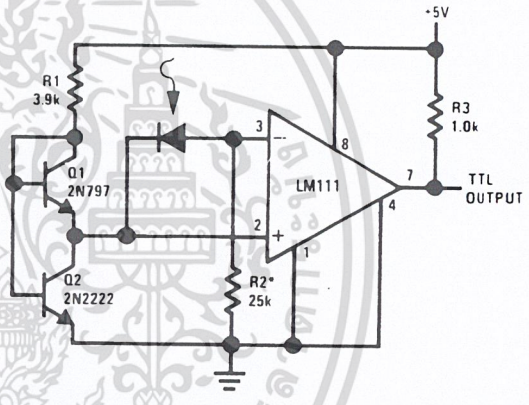
Negative Peak Detector



*Solid tantalum

TL/H/5704–25

Precision Photodiode Comparator



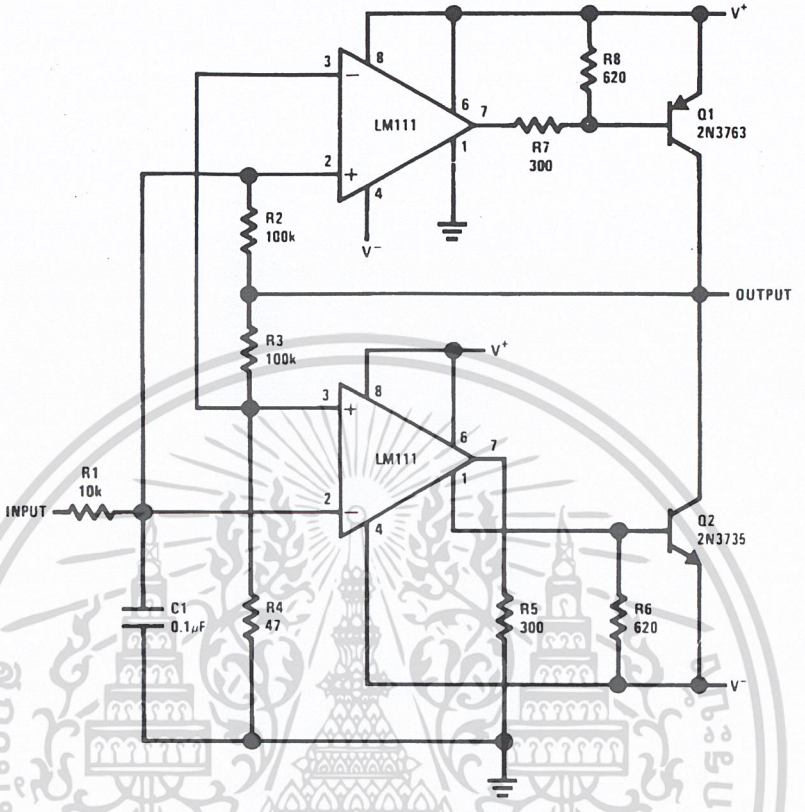
TL/H/5704–26

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

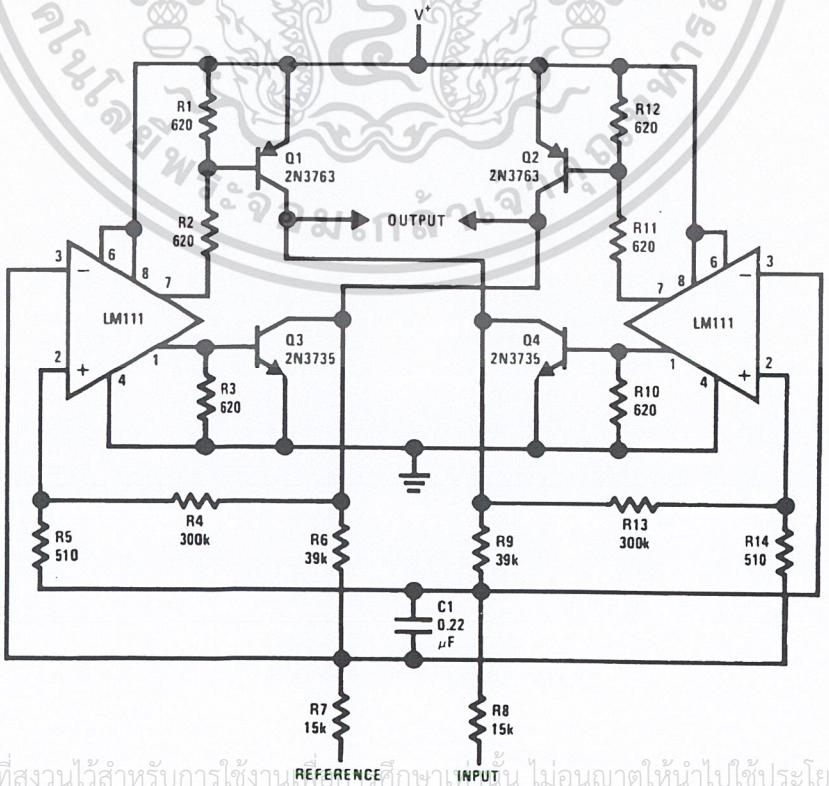
Typical Applications (Continued) (Pin numbers refer to H08 package)

Switching Power Amplifier



TL/H/5704–27

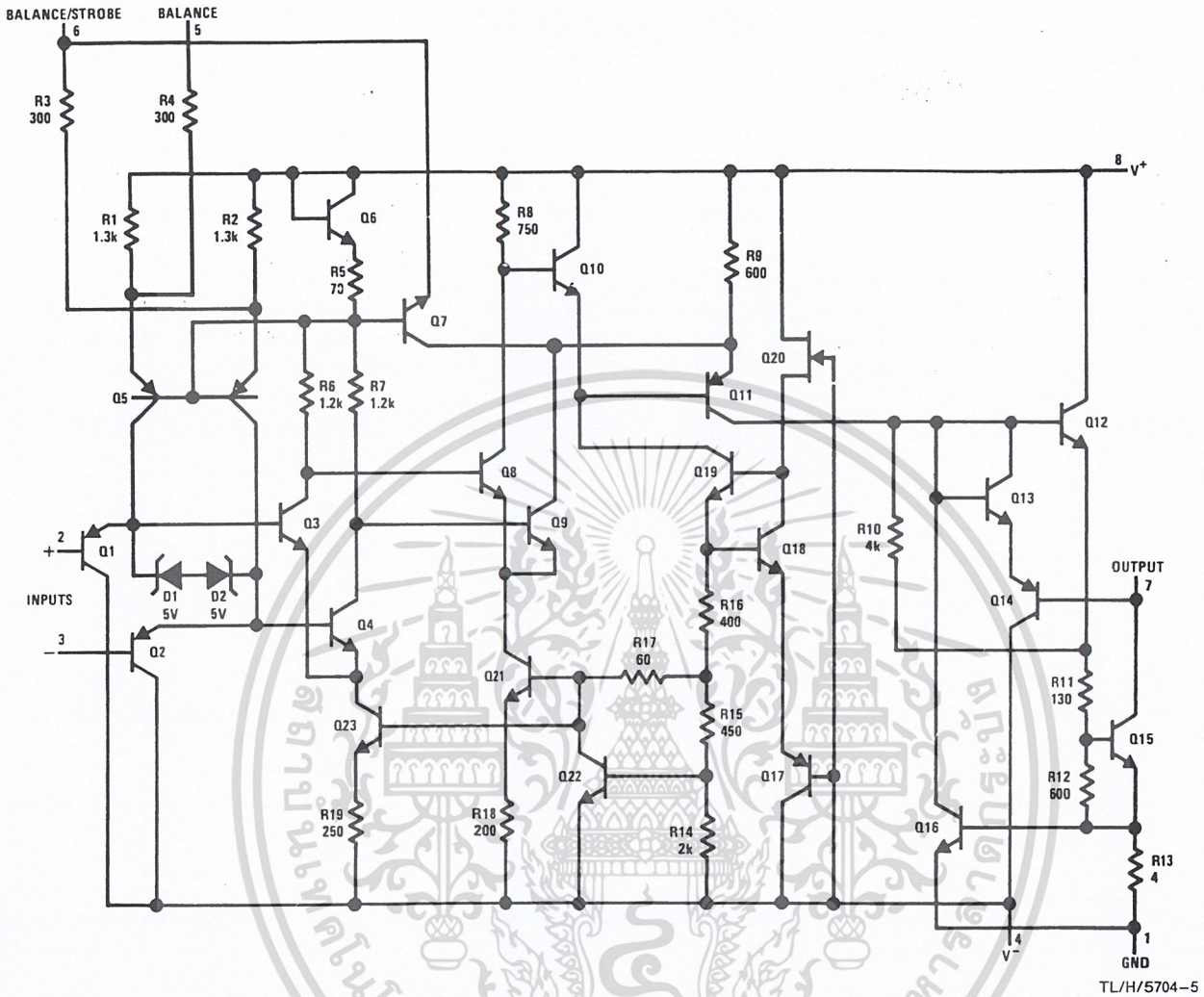
Switching Power Amplifier



TL/H/5704–28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Schematic Diagram**

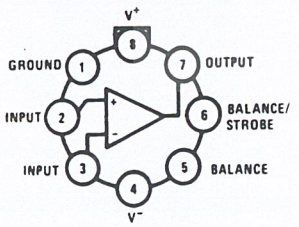


TL/H/5704–5

**Pin connections shown on schematic diagram are for H08 package.

Connection Diagrams*

Metal Can Package



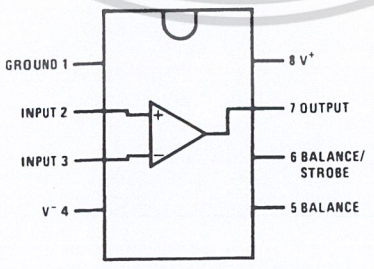
TL/H/5704–6

Top View

Note: Pin 4 connected to case

Order Number LM111H, LM111H/883*, LM211H or LM311H
See NS Package Number H08C

Dual-In-Line Package

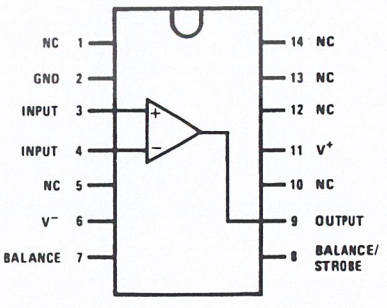


TL/H/5704–34

Top View

Order Number LM111J-8, LM111J-8/883*, LM211J-8, LM211M, LM311M or LM311N
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

Dual-In-Line Package



TL/H/5704–35

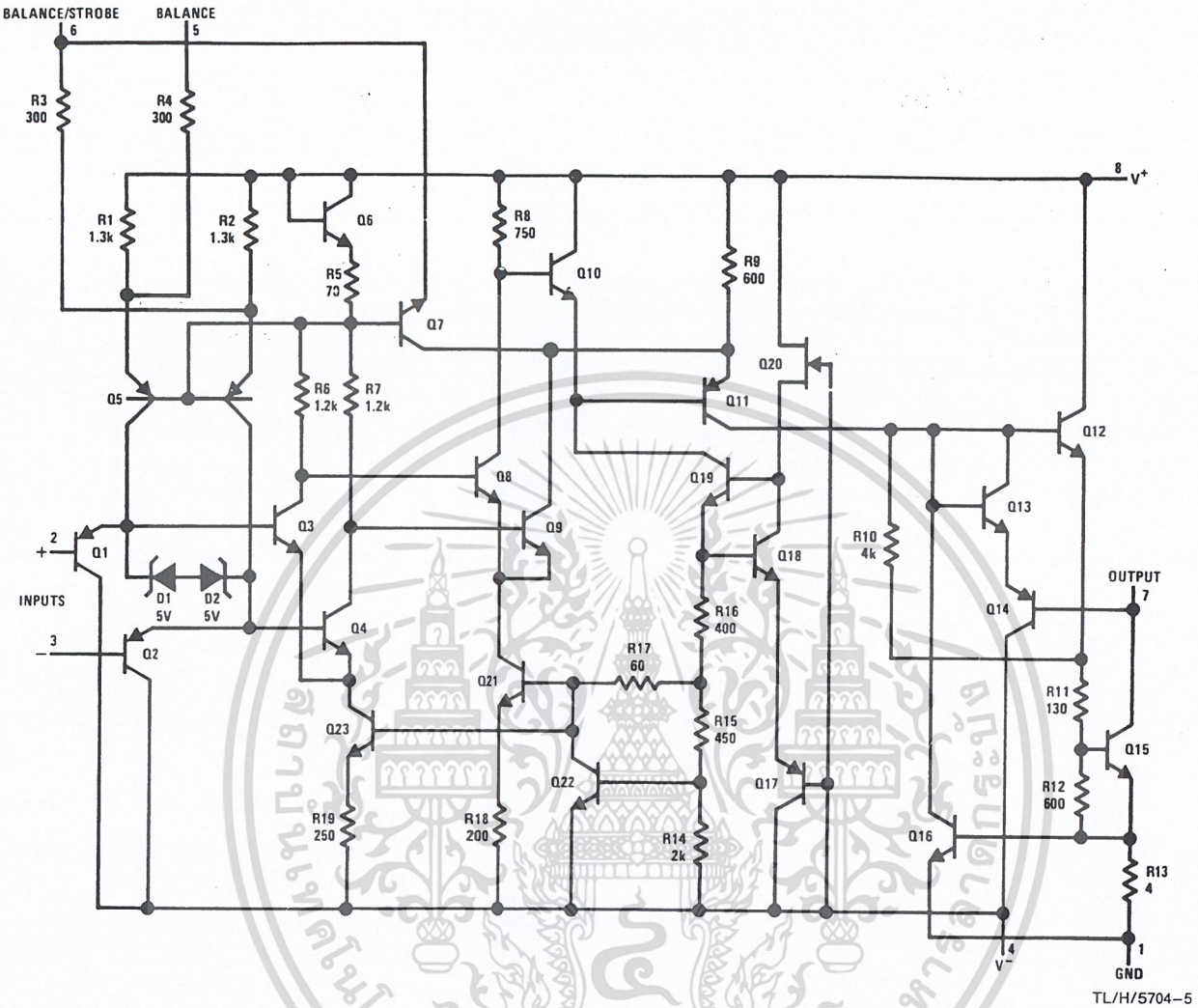
Top View

Order Number LM111J/883* or LM311N-14
See NS Package Number J14A or N14A

*Also available per JM38510/10304

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Schematic Diagram**

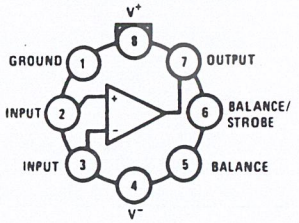


TL/H/5704–5

**Pin connections shown on schematic diagram are for H08 package.

Connection Diagrams*

Metal Can Package



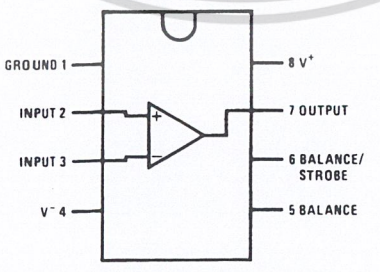
TL/H/5704–6

Top View

Note: Pin 4 connected to case

Order Number LM111H, LM111H/883*, LM211H or LM311H
See NS Package Number H08C

Dual-In-Line Package

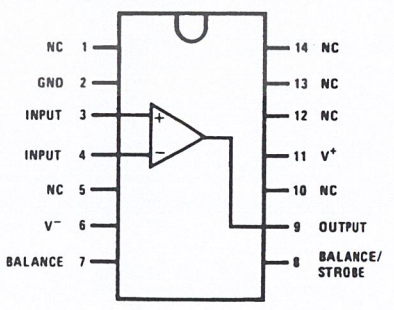


TL/H/5704–34

Top View

Order Number LM111J-8, LM111J-8/883*, LM211J-8, LM211M, LM311M or LM311N
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

Dual-In-Line Package



TL/H/5704–35

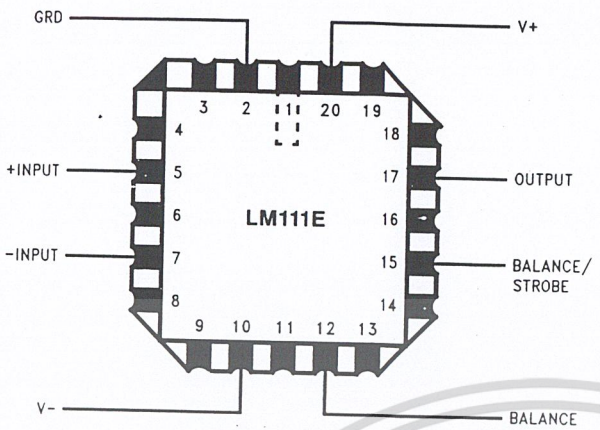
Top View

Order Number LM111J/883* or LM311N-14
See NS Package Number J14A or N14A

*Also available per JM38510/10304

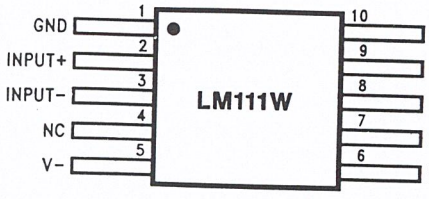
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Connection Diagrams (Continued)



TL/H/5704–32

Order Number LM111E/883
See NS Package Number E20A



TL/H/5704–33

Order Number LM111W/883*
See NS Package Number W10A

*Also available per JM38510/10304

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้