



เครื่องทดสอบสายสื่อสารสัญญาณ
TRANSMISSION LINE TESTER



ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2537

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกา
รนำเผยแพร่ (034915

หัวข้อปริิญาานิพนธ์ เครื่องทดสอบสายลือสัญญาณ
TRANSMISSION LINE TESTER

ชื่อนักศึกษา นายเดโช วันเดช
 นายสมศักดิ์ ศรีเพ็ง
 นายไพบุลย์ เยี่ยมพานิช

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์อุทัย ศรีธีระวิโรจน์

ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา 2537

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณ
ทหารลาดกระบังอนุมัติให้นับปริิญาานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
อุตสาหกรรมศาสตร์

คณะกรรมการสอบปริิญาานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ

(.....)

..... กรรมการ

(.....)

..... กรรมการ

(.....)

..... กรรมการ

(.....)

..... กรรมการ

(.....)

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ตลาดกระบัง
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทคัดย่อ

ในปัจจุบันนี้จะเห็นได้ว่ามีโครงข่ายที่ให้ บริการด้านสื่อสารข้อมูล อยู่หลายชนิด เพื่อให้การส่งข้อมูลให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น จึงควรมีเครื่องมือที่ใช้ทดสอบ สายส่งหรือ สายสื่อสารสัญญาณ ที่ใช้ในการสื่อสารข้อมูล เช่น สายทองแดง สายใยแก้วนำแสง เครื่องมือชุด นี้เรียกว่า เครื่องทดสอบสายสื่อสารสัญญาณ ซึ่งเครื่องมือชุดนี้ช่วยบอกการสูญเสียพลังงาน การสูญเสียเนื่องจากความถี่ การรบกวนจากสายสื่อสารสัญญาณข้างเคียง และความไม่สมดุลย์ของความต้านทาน เป็นต้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ABSTRACT

AT PRESENT, THERE ARE MANY KINDS OF NETWORK WHICH SERVICE BY COMMUNICATION INFORMATION. FOR SENDING DATA HAVE MORE EFFICIENT SO THEY SHOULD HAVE TRANSMISSION LINE TESTER WHICH IS USED TO COMMUNICATE DATA ,SUCH AS COPPER WIRE ,FIBER OPTIC CABLE. THIS EQUIPMENT IS CALLED TRANSMISSION LINE TESTER. IT HELPS TO TELL ENERGY DISTORTION ,FREQUENCY DISTORTION ,CROSSTALK ATTENUATION AND IMPEDANCE TO EARTH.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยความช่วยเหลืออย่างดียิ่งของ
อาจารย์อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ซึ่งท่านได้ให้คำแนะนำและ
ข้อคิดเห็นต่าง ๆ ของการจัดทำโครงงานมาด้วยดีโดยตลอด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	ก
กิตติกรรมประกาศ	ข
สารบัญตาราง	ค
สารบัญภาพ	ง
บทที่ 1 พื้นฐานการสื่อสาร.....	1
1.1 การสื่อสาร.....	1
1.2 อัตราของสัญญาณหลักต่อสัญญาณรบกวน.....	2
1.3 ระบบสื่อสาร.....	3
1.4 ค่าอธิบายเกี่ยวกับการส่งสัญญาณ.....	7
บทที่ 2 สายส่งในงานโทรคมนาคม.....	14
2.1 ความหมายของเครือข่าย.....	14
2.2 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับสายส่ง.....	14
2.3 ค่าของตัวแปรต่าง ๆ ในสายส่ง.....	16
2.4 สายนำสัญญาณ.....	18
บทที่ 3 โมเด็มกับการส่งข้อมูล	22
3.1 โมเด็มกับการส่งข้อมูลผ่านโทรศัพท์	22
บทที่ 4 ระบบเครือข่ายโทรศัพท์	27
4.1 ความสะดวกในการใช้สายโทรศัพท์ส่งข้อมูล.....	27
4.2 ข้อจำกัดต่าง ๆ ของเครือข่ายโทรศัพท์.....	27
4.3 วิธีป้องกันเสียงสะท้อนของโทรศัพท์.....	29
4.4 การบิดเบือนของสัญญาณและสัญญาณรบกวน.....	31
4.5 หน่วยที่ใช้สำหรับวัดการบิดเบือนของสัญญาณ.....	31
บทที่ 5 วัตถุประสงค์ของการสร้าง TRANSMISSION LINE TESTER.....	34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 6 การทำงานของ TRANSMISSION LINE TESTER.....	36
6.1 การทำงานภาคส่ง (TRANSMITTER).....	36
6.2 การทำงานภาครับ (RECEIVER).....	52
6.3 ภาคเพาเวอร์ซัพพลาย (POWER SUPPLY).....	53
บทที่ 7 ขั้นตอนในการดำเนินงาน.....	57
บทที่ 8 การใช้เครื่อง TRANSMISSION LINE TESTER.....	65
8.1 การวัด LOOP BACK	67
8.2 การวัด ATTENUATION (LOSS) แบบ 2- WIRE.....	68
8.3 การวัดค่า NOISE.....	70
8.4 การสรุปผลของการวัดค่าสูญเสียของสัญญาณ.....	71
บทที่ 9 การสร้างและการทดสอบ.....	73
บทที่ 10 สรุปผลการสร้างและการทดลอง.....	81
เอกสารอ้างอิง.....	82
ภาคผนวก	83

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

หน้า

บทที่ 1	หลักการระบบสื่อสาร	
รูปที่	1.1 แผนภาพแต่ละส่วนของระบบสื่อสาร	1
รูปที่	1.2 แบบต่าง ๆ ของสื่อกลาง	3
รูปที่	1.3 การกำหนดค่าความกว้างแถบ	4
รูปที่	1.4 ระบบสื่อสารแบบอนาลอก	5
รูปที่	1.5 การสื่อสารทั้งแบบอนาลอกและดิจิตอล	6
รูปที่	1.6 การสื่อสารทางเดียวในชีวิตประจำวัน	7
รูปที่	1.7 แผนภาพการสื่อสารทางเดียว	8
รูปที่	1.8 ตัวอย่างแบบสองทิศทาง (แต่ต่างเวลา)	8
รูปที่	1.9 แผนภาพการสื่อสารสองทิศทาง แต่ต่างเวลา	9
รูปที่	1.10 ตัวอย่างแบบสองทิศทาง (ในเวลาเดียวกัน)	9
รูปที่	1.11 แผนภาพการสื่อสารแบบสองทิศทางในเวลาเดียวกัน ..	10
รูปที่	1.12 การใช้ในการติดต่อของคอมพิวเตอร์	10
รูปที่	1.13 แบบต่าง ๆ ในเครือข่ายโทรศัพท์	11
รูปที่	1.14 หลักการทำงานของภาพ MOD และ DEMOD	13
บทที่ 2	สายส่งในงานโทรคมนาคม	
รูปที่	2.1 องค์ประกอบของคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉาก	15
รูปที่	2.2 วงจรทางไฟฟ้าของสายส่ง	16
รูปที่	2.3 การสูญเสียของรูปสัญญาณในสายส่ง	18
รูปที่	2.4 สายคู่ตีเกลียว	19
รูปที่	2.5 ลักษณะสายโคแอกเซียล	20
รูปที่	2.6 ข้อเปรียบเทียบระหว่างสายเคเบิลกับเส้นใยแสงที่มี ความจุข้อมูลเท่ากัน แต่ขนาดต่างกัน	21
บทที่ 3	โมเด็มกับการส่งข้อมูล	
รูปที่	3.1 รูปสัญญาณแบบอนาลอกและแบบดิจิตอล	22
รูปที่	3.2 โมเด็มช่วยให้คอมพิวเตอร์รับส่งข้อมูลผ่านสายโทรศัพท์ ได้โดยเปลี่ยนสัญญาณให้เป็นเสียงก่อน	23

รูปที่ 3.3	การรับส่งข้อมูลผ่านสายตรงจะเป็นการติดต่อกันระหว่างจุดต่อจุดตายตัว	25
รูปที่ 3.4	การรับส่งข้อมูลผ่านสายโทรศัพท์	25
บทที่ 4	ระบบเครือข่ายโทรศัพท์	
รูปที่ 4.1	สายโทรศัพท์ที่รับส่งสัญญาณได้ในช่วงความถี่ 300 Hz ถึง 3400 Hz	28
รูปที่ 4.2	วงจรป้องกันเสียงสะท้อน	29
บทที่ 6	หลักการทํางานของ TRANSMISSION LINE TESTER	
รูปที่ 6.1	บล็อกไดอะแกรมการทํางานและขาต่าง ๆ ของ XR-2206	37
รูปที่ 6.2	วงจรการผลิตคลื่นรูปไซน์อย่างง่ายโดยแหล่งจ่ายไฟตัวเดียว	39
รูปที่ 6.3	วงจรผลิตคลื่นรูปไซน์	40
รูปที่ 6.4	วงจรทวินท์อย่างง่ายที่ใช้สำหรับปรับค่าความเพี้ยน ...	40
รูปที่ 6.5	วงจรเพิ่มเติมเพื่อลดออฟเซต	41
รูปที่ 6.6	วงจรกำเนิดคลื่นรูปสามเหลี่ยม	42
รูปที่ 6.7	วงจรผลิตคลื่นรูปสี่เหลี่ยม	42
รูปที่ 6.8	วงจรเพิ่มเติมที่มีค่าอิมพีแดนซ์ที่สามารถปรับขนาดได้ ..	42
รูปที่ 6.9	วงจรผลิตคลื่นรูปไซน์ สามเหลี่ยม สี่เหลี่ยม ที่มีขนาดคงที่	43
รูปที่ 6.10	วงจรผลิตคลื่นอย่างง่าย	44
รูปที่ 6.11	วงจรขยายสัญญาณ	45
รูปที่ 6.12	การขยายกำลังแบบคลาส B	46
รูปที่ 6.13	การขยายกำลังแบบพัพพลุคลาส B	47
รูปที่ 6.14	การเพี้ยนของสัญญาณ	47
รูปที่ 6.15	จุดทํางานแบบคลาส AB	48
รูปที่ 6.16	วงจรขยายกำลังแบบพัพพลุคลาส AB	49
รูปที่ 6.17	วงจรขยายแบบคอมพลิเมเนตารีสมมาตร	49

รูปที่	6.18	การสมมาตรของทรานซิสเตอร์ NPN และ PNP	50
รูปที่	6.19	สัญญาณช่วงบวกและการทำงานของวงจรถยายแบบ คอมพลีเมนต์ารีสมมาตร	50
รูปที่	6.20	สัญญาณช่วงลบและการทำงานของวงจรถยายแบบ คอมพลีเมนต์ารีสมมาตร	51
รูปที่	6.21	วงจรถยายแบบควอลิคอมพลีเมนต์ารีสมมาตร	51
รูปที่	6.22	วงจรถายกำเนิดไฟลอป	54
รูปที่	6.23	วงจรถายกำเนิดสัญญาณ clock	55
บทที่ 7	ขั้นตอนในการดำเนินงาน		
รูปที่	7.1	BLOCK DIAGRAM TRANSMISSION LINE TESTER ..	58
รูปที่	7.2	TX CIRCUIT	59
รูปที่	7.3	RX CIRCUIT	60
รูปที่	7.4	DISPLAY CIRCUIT	61
รูปที่	7.5	POWER SUPPLY CIRCUIT	62
รูปที่	7.6	TX PCB	63
รูปที่	7.7	POWER SUPPLY PCB	63
รูปที่	7.8	RX PCB	64
บทที่ 8	การใช้เครื่อง TRANSMISSION LINE TESTER		
รูปที่	8.1	ภาพส่วนหลังของเครื่อง TRANSMISSION LINE TESTER	65
รูปที่	8.2	ภาพส่วนหน้าของเครื่อง TRANSMISSION LINE TESTER	66
รูปที่	8.3	LOOP BACK TEST CONFIGURATION	67
รูปที่	8.4	4 WIRE NETWORK TEST CONFIGURATION	68
รูปที่	8.5	NOISE TEST CONFIGURATION	70
รูปที่	8.6	FREQUENCY RESPONSE OF DATA CIRCUIT	71

สารบัญตาราง

หน้า

บทที่ 9	การสร้างและการทดสอบ	
	ตารางที่ 1	74
	ตารางที่ 2	75
	ตารางที่ 3	76
	ตารางที่ 4	77
	ตารางที่ 5	78
	ตารางที่ 6	79
	ตารางที่ 7	80



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนำ

โครงการนี้ เป็นส่วนหนึ่งของการเรียนการสอนของ คณะวิศวกรรมศาสตร์ ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง เป็นการนำความรู้ที่ได้รับจากในห้องเรียน นำมาสร้างผลงานที่เกี่ยวกับวิชาความรู้ในสาขาต่าง ๆ ซึ่งทำให้ผู้ได้ศึกษาเกิดความรู้ ทักษะ และประสบการณ์ เพื่อเป็นประโยชน์ในการปฏิบัติงานได้

สำหรับโครงการนี้ กลุ่มผู้ดำเนินการ ได้สร้างผลงานในหัวข้อเรื่อง TRANSMISSION LINE TESTER ซึ่งเป็นเครื่องมือที่ใช้ตรวจสอบค่าความผิดพลาดต่าง ๆ ที่เกี่ยวกับการสื่อสาร โดยใช้สายเคเบิลเป็นสายส่งสัญญาณ

กลุ่มผู้ดำเนินการขอขอบคุณ อาจารย์ อภัย ศรีธีระวิโรจน์ ซึ่งท่านเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้กรุณาให้โอกาสและคำแนะนำที่เป็นประโยชน์ในการจัดทำรายงานเล่มนี้ขึ้นมา รายงานนี้หากมีข้อบกพร่องประการใด ผู้ดำเนินการต้องขอภัยไว้ ณ ที่นี้ด้วย

กลุ่มผู้ดำเนินการ

บทที่ 1

หลักการระบบสื่อสาร

1. พื้นฐานการสื่อสาร

ในปัจจุบัน การสื่อสารระหว่างคนด้วยกัน หรือระหว่างคอมพิวเตอร์ด้วยกัน มีบทบาทมากขึ้น และมีแนวโน้มที่จะเป็น สิ่งคม ข่าวสาร อย่างชัดเจน เป็นเหตุให้เกิด บริการทางการสื่อสารมากขึ้นกว่าแต่ก่อน อย่างเช่น

- การให้บริการโทรศัพท์ ระบบดิจิทัล
- การให้บริการลักษณะ และรูปแบบของข่าวสารผ่านเครือข่ายโทรศัพท์
- การให้บริการสื่อสารแบบเคลื่อนที่
- การให้บริการด้านสื่อสารข้อมูล ฯลฯ

1.1 การสื่อสาร (Communication)

ความหมายเดิมคือ การติดต่อระหว่างมนุษย์ด้วยกัน แต่ต่อมาวมไปถึงการ อ่านหนังสือ การสนทนาโทรศัพท์ จุดหลักคือ เพื่อให้เกิดการรับและส่งข่าวสารระหว่างกัน สิ่งสำคัญในการสื่อสาร แบ่งออกได้ 3 ส่วนด้วยกันคือ

1. แหล่งกำเนิดหรือผู้ส่ง
2. สื่อกลางหรือตัวกลาง
3. แหล่งรับหรือผู้รับ



รูปที่ 1.1 แผนภาพแต่ละส่วนของระบบสื่อสาร

สิ่งหนึ่งที่เราควรคำนึงถึง เมื่อพูดถึงระบบสื่อสารคือ "ประสิทธิภาพ" ซึ่งขึ้นอยู่กับเงื่อนไข 3 อย่าง

1. เพื่อให้การสื่อสารมีประสิทธิภาพ ข่าวสารที่ใช้ต้องเป็นที่ เข้าใจกัน อย่าง เช่น ภาษาในการพูด ควรเป็นภาษาเดียวกัน

2. รูปแบบของข่าวสารควร เข้ากันได้กับ แหล่งกำเนิด, สื่อกลาง, แหล่งรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น เมื่อผู้ญาติเห็นใบเซอร์ไอเซนทานการค่า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างเช่น ถ้าเป็นการสื่อสาร ระหว่างคอมพิวเตอร์ด้วยกันข่าวสารต้องอยู่ในรูปเลขฐานสอง ซึ่งเป็นรหัส ที่วงจรภายในจะเข้าใจได้

3. ในระบบสื่อสารโอกาสที่จะเกิดการรบกวนจากภายนอกหรือ ภายในระบบเองก็มีได้เช่นกัน จึงต้องมีการป้องกันไว้ส่วนหนึ่งด้วย

1.2 อัตราของสัญญาณหลักต่อสัญญาณรบกวน (Signal-to-Noise ratio)

ในหมู่วิศวกรแล้ว มักมีการพูดถึงอัตราส่วนนี้เสมอ (เรียกว่า S/N) สัญญาณการติดต่อที่มีการรบกวนรวมอยู่

ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณหลักต่อสัญญาณรบกวน เป็นแบบเส้นตรง (Linear) หมายความว่า

- ถ้าสัญญาณหลักมีค่าสูง ทำให้สัญญาณรบกวนมีค่าสูงด้วยหรือถ้าสัญญาณหลักมีค่าต่ำทำให้สัญญาณรบกวนมีค่าต่ำด้วย อย่างไรก็ตาม เรานิยมส่งสัญญาณหลักให้มีค่าสูงก่อนเพื่อเหตุผล 2 ประการ คือ

- ทำวงจรรับตรวจพบได้ง่าย
- จำนวนข่าวสารที่จะส่งมีมากกว่า

ตัวอย่างเห็นชัด คือ ในระบบสื่อสารผ่านดาวเทียม ขนาดของสถานีรับสัญญาณภาคพื้นดิน (Earth station) เราพิจารณาจากปริมาณการสื่อสารที่ใช้ในการติดต่อจะพบขนาดของ สัญญาณรบกวนในสถานีจะมีค่าเท่า ๆ กัน ถ้าเราไม่คำนึงถึงขนาดจานรับสัญญาณดาวเทียมที่ใช้

ดังนั้น สถานีขนาดใหญ่มีความสามารถในการรับสัญญาณ เป็นปริมาณมากกว่าสถานีขนาดเล็ก เราสรุปจากจุดนี้ได้ว่า

สถานีขนาดใหญ่ มีค่า S/N สูง
หรือ สถานีขนาดเล็ก มีค่า S/N ต่ำ

- ขนาดและการลดทอน ระดับหรือความแรงของสัญญาณแสดงในเทอมของ ศักดาไฟฟ้า และอิมพีแดนซ์ หรือกำลังของสัญญาณเช่น 100 mV ที่ 75 โอห์ม มีค่าเท่ากับ 0.133 mW

ส่วนค่าอัตราส่วนความแรงของสัญญาณ 2 สัญญาณอธิบายเป็นค่าอัตราขยาย (Gain) หรือค่าลดทอน (Attenuation) ที่แสดงในรูปของสมการล็อกการิทึม ดังนี้

อัตราส่วนของสัญญาณ (Signal ratio) = $10 \text{ Log } (P_2/P_1) \text{ dB}$

ซึ่งเป็นการอธิบายในหน่วย เดซิเบล ทำให้ง่ายต่อความเข้าใจ

ในกรณีที่มีการกำหนดค่าอ้างอิงกำลังของสัญญาณขึ้นมา ให้มีค่าเท่ากับ 1mW

โดยการระบุอักษร m จะได้ dBm นั่นคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความแรงของสัญญาณ (Signal strength) = $10 \log (P/1\text{mW})\text{dBm}$

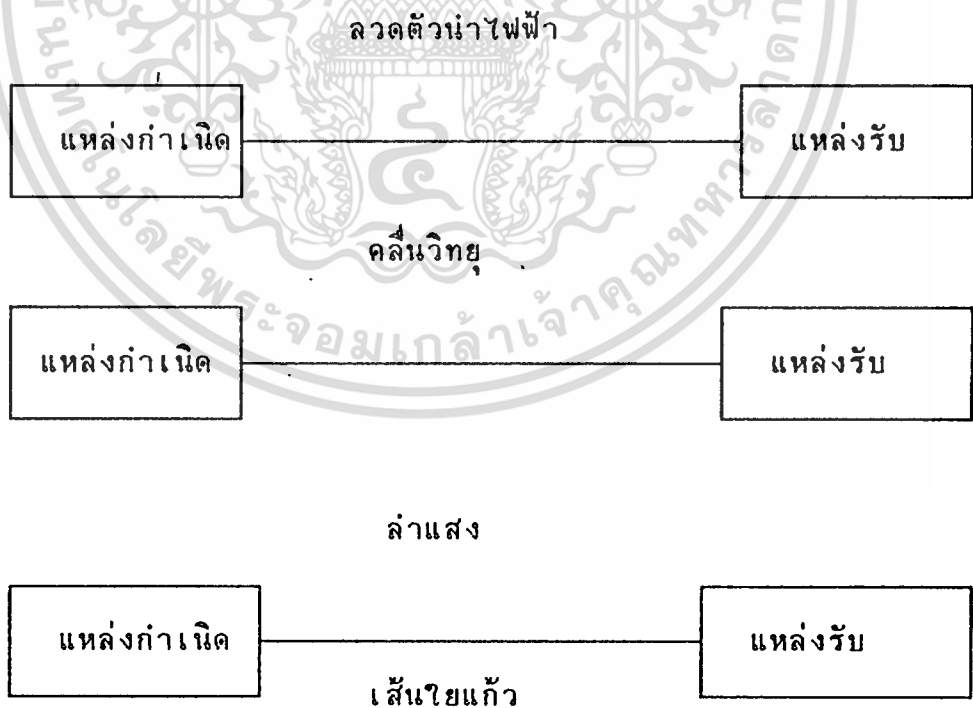
ตัวอย่างเช่น 100 mV ที่ 75 โอห์ม = 0.133 mW = -8.76 dBm

เครื่องหมายลบ (-) แสดงว่า ระดับที่ 8.76 dB อยู่ต่ำกว่าระดับที่ 0dB (คือที่กำลัง 1 mW ซึ่งเป็นระดับอ้างอิง)

- อัตราส่วนของสัญญาณหลักต่อสัญญาณรบกวน (Signal - to Noise ratio : S/N) เป็นการวัดคุณภาพของสัญญาณที่แสดงปริมาณของสัญญาณหลัก ซึ่งมีค่ามากกว่าสัญญาณรบกวนในหน่วยเดซิเบล เช่นสัญญาณขนาด 2 dBm มีสัญญาณรบกวนผสมอยู่ขนาด -20 dBm คิดเป็นค่า S/N = 22 dB หมายความว่า ระดับของสัญญาณหลักมีค่ามากกว่าสัญญาณรบกวนอยู่ 22 dB

1.3 ระบบสื่อสาร (Communication System)

ก่อนกล่าวถึง ระบบสื่อสารขอกล่าวเพิ่มเติมในส่วนสื่อกลางของการสื่อสารว่าสามารถมีได้หลายรูปแบบ โดยเฉพาะในงานโทรคมนาคม เราใช้สื่อกลางเป็นลวดตัวนำ หรือคลื่นวิทยุก็ได้ ซึ่งแสดงให้เห็นชัดเจนในรูป 1.2



รูปที่ 1.2 แบบต่าง ๆ ของสื่อกลาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่นี้ กล่าวถึงระบบสื่อสารในความหมายทางโทรคมนาคม
เราสามารถแบ่งชนิดของระบบสื่อสารได้ 2 แบบ ตามลักษณะสัญญาณที่ใช้
ในระบบ คือ

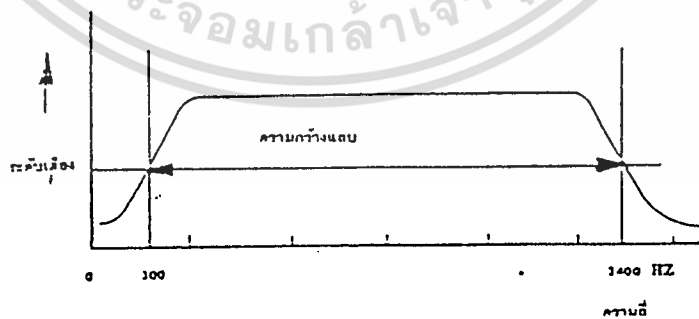
- แบบสัญญาณอนาลอก เช่น เสียงพูด เป็นต้น
 - แบบสัญญาณดิจิทัล เช่น เลขฐานสอง เป็นต้น
- พิจารณาทีละแบบ ดังนี้

1.3.1 ระบบสื่อสารแบบ อนาลอก

สิ่งที่ใช้พิจารณาถึงขีดความสามารถของระบบนี้คือ อัตราส่วนของสัญญาณ
หลักต่อสัญญาณรบกวน หรือ ค่า S/N โดยที่

- ถ้า ค่า S/N สูง แสดงว่าระบบมีประสิทธิภาพดี
 - หรือ ค่า S/N ต่ำ แสดงว่าระบบมีประสิทธิภาพไม่ดี
- และอีกประเด็นสำคัญประการหนึ่ง ที่เราใช้พิจารณาด้วย คือ

ค่าความกว้างแถบ (Band width) หมายถึง ช่วงความถี่ที่ครอบคลุม
กำลังงานส่วนมาก (ต่อความต้องการของสัญญาณที่สนใจ) หรือช่วงความถี่ที่มีค่าอัตรา-
ขยายหรือค่าการลดทอนเพียงเล็กน้อยในช่วงกลาง ๆ ของความกว้างแถบ โดยทั่วไป
มักกำหนดขอบเขตของความกว้างแถบที่จุด 3 dB หรือครึ่งหนึ่งของกำลังงานสูงสุด
อย่างเช่น รูป 1.3 ที่แสดงค่าความกว้างแถบของสัญญาณเสียง ซึ่งค่าความกว้างแถบ
เท่ากับ 3,000 HZ (เลือกที่จุด 3 dB)



รูปที่ 1.3 แสดงการกำหนดค่าความกว้างแถบ

เห็นได้ว่าการกรณีสื่อสารที่ช่องสัญญาณติดต่อ มีความกว้างแถบไม่เพียงพอต่อสัญญาณที่เราสนใจอยู่ ทำให้สัญญาณไม่สามารถส่งผ่านได้หมด เราเรียกลักษณะการเกิด
เอกลีกรีนเป็นเอกลีกรีนที่ส่งในเวลาที่เร็วเกินไปเพื่อกรณีสื่อสารที่เห็น เมื่อสัญญาณเห็นไปจับระยะเช่นที่กรณีสื่อสาร
ไม่ว่ากรณีสื่อสารใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พาหะที่มีความถี่สูงกว่า ส่วนขั้นตอนที่เกี่ยวข้องกับสัญญาณในด้านส่ง อาจมีการขยายสัญญาณ การกรองความถี่ หรือการแมชชิงอิมพีแดนซ์ (impedance) เพื่อลดการสูญเสียในการส่งและรับ

ส่วนรูป 1.4 (b) แสดงถึงระบบสื่อสารแบบอนาล็อก ที่มีการรวมและการแยก สัญญาณในทางคณิตศาสตร์ (Modulation and Demodulation) อธิบายได้ว่าการรวมหรือแยกสัญญาณจะใช้การเปลี่ยนรูปสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณให้เข้ากันมาในช่วงความถี่ที่ได้ เลือกไว้หรือในอีกแง่หนึ่งเป็นการป้องกันสัญญาณอื่นแทรกเข้ามาในช่วงความถี่เดียวกัน

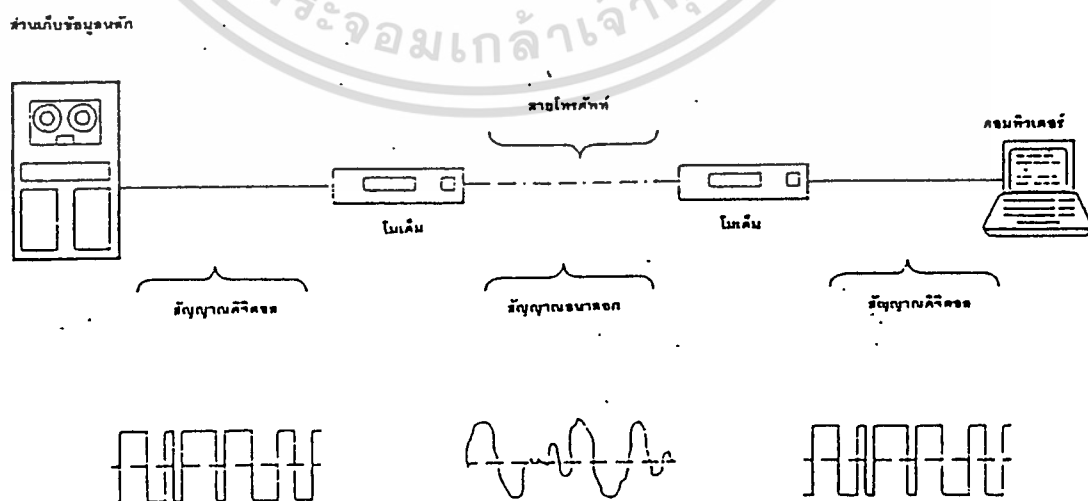
ตัวอย่างของการใช้ระบบนี้ที่มีใช้กันอย่างแพร่หลาย คือ การกระจายเสียงวิทยุ ในแบบ AM และ FM

1.3.2 ระบบสื่อสารแบบดิจิทัล

ลักษณะข้อมูลที่ใช้ในระบบนี้จะอยู่ในรหัส "1" หรือ "0" เช่น เลขฐานสอง เลขฐานสิบหก เป็นต้น

บางครั้งอาจมีความต้องการส่งสัญญาณอนาล็อกผ่านระบบดิจิทัล จึงต้องมีการเปลี่ยนสัญญาณอนาล็อก ให้เป็นสัญญาณดิจิทัลก่อน เรียกว่า การสุ่มตัวอย่าง (Sampling) ซึ่งเป็นวิธีทางคณิตศาสตร์ค่าที่ได้จากสุ่มตัวอย่างจัดเป็นรหัส เลขฐานสอง (binary code) ที่สามารถจัดการตามเทคนิคทางดิจิทัลได้ อย่างเช่น การส่งข้อมูลแบบขนานหรืออนุกรม และแบบสัมพันธ์ หรือไม่สัมพันธ์ เป็นต้น

ตัวอย่างกรณีข้างต้น แสดงดังรูปที่ 1.5



รูปที่ 1.5 แสดงการสื่อสารทั้งแบบอนาล็อกและดิจิทัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปแสดงสัญญาณในการติดต่อระหว่าง เครื่องคอมพิวเตอร์กับส่วนเก็บข้อมูลหลักผ่านทางสายโทรศัพท์

โดยมีอุปกรณ์โมเด็ม (MODulator - DEModulator : MODEM) ทำหน้าที่ช่วยเครื่องคอมพิวเตอร์ ให้สามารถรับและส่งข้อมูลผ่านทางสายโทรศัพท์ได้ โดยแปลงสัญญาณคอมพิวเตอร์ ให้เป็นสัญญาณไฟฟ้าในด้านส่ง และแปลงกลับอีกทางด้านรับ

วิธีการแปลงสัญญาณคอมพิวเตอร์เป็นสัญญาณไฟฟ้า เรียกว่า การมอดดูเลต และวิธีการแปลงสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณคอมพิวเตอร์ เรียกว่า การดีมอดดูเลต

ประเด็นอย่างหนึ่งที่ควรสนใจในระบบสื่อสารแบบดิจิทัลคือ ประสิทธิภาพของระบบโดยพิจารณาจากค่าอัตราการผิดพลาดข้อมูล (Bit Error Rate : BER) ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างจำนวนข้อมูลที่ผิดพลาดเทียบกับจำนวนข้อมูลที่ส่งไปทั้งหมดในช่วงเวลาหนึ่ง

โดยถ้า BER มีค่าต่ำ หมายถึง ระบบมีประสิทธิภาพสูง (เพราะจำนวนข้อมูลที่ผิดพลาดมีน้อย)

นอกจากนี้ ประเด็นอื่นที่เกี่ยวข้องก็มีอัตราความเร็วในการสื่อสารข้อมูลเป็นต้น

1.4 คำอธิบายเกี่ยวกับการส่งสัญญาณ (Transmission)

การส่งสัญญาณในที่นี้ หมายถึง การนำสัญญาณจากจุดหนึ่งไปอีกจุดหนึ่งโดยผ่านสื่อกลางและวิธีการทางไฟฟ้า

ก่อนอื่นเราต้องรู้ความหมายต่าง ๆ ที่ใช้อธิบายการส่งสัญญาณซึ่งมีดังต่อไปนี้

๕

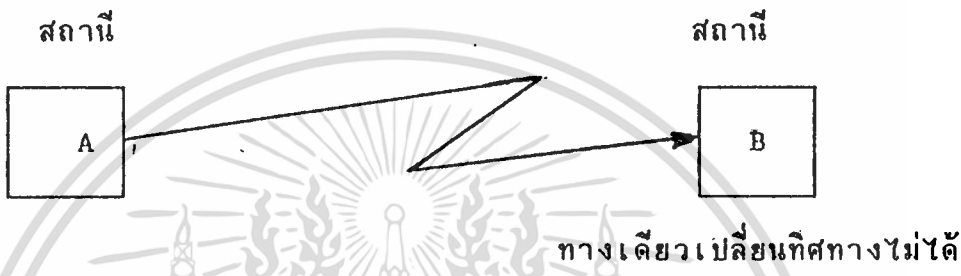


รูปที่ 1.6 การสื่อสารทางเดียวในชีวิตประจำวัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ร่วมกันเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิได้อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4.1 การส่งผ่านแบบทิศทางเดียว (Simplex) หมายถึง รูปแบบการส่งสัญญาณให้ด้านรับได้ฝ่ายเดียว โดยไม่สามารถโต้ตอบผ่านทางติดต่อได้ อย่างเช่นการกระจายเสียงของวิทยุ หรือสัญญาณทีวี เป็นต้น ดังตัวอย่างง่าย ๆ ในชีวิตประจำวัน ดังรูป หรือแสดงเป็นแผนภาพดังรูป

แบบซิมเพล็กซ์

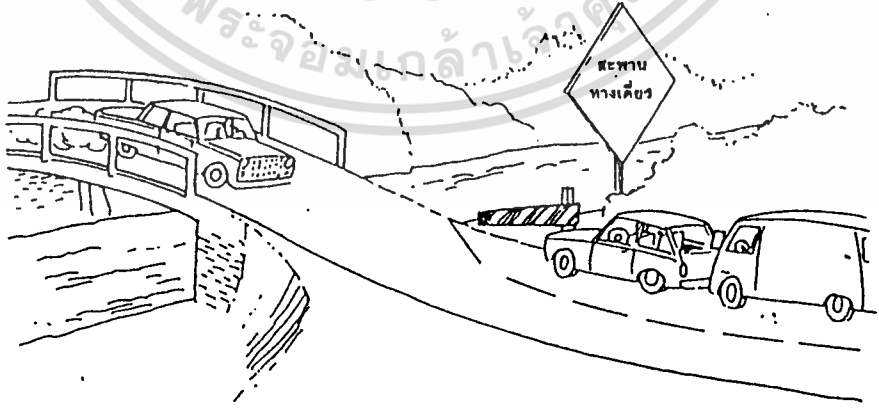


รูปที่ 1.7 แสดงแผนภาพการสื่อสารทางเดียว

1.4.2 การส่งผ่านแบบสองทิศทางแต่ต่างเวลา (Half - duplex)

แบบนี้สถานีทั้งสองด้าน สามารถส่งและรับสัญญาณระหว่างกันได้ โดยมีข้อกำหนดว่าต้องมีด้านหนึ่งเป็นด้านรับเสมอ อย่างเช่น การใช้วิทยุสมัครเล่นที่สามารถโต้ตอบกันได้ แต่ไม่พร้อมกัน

ตัวอย่างในชีวิตประจำวัน แสดงดังรูป



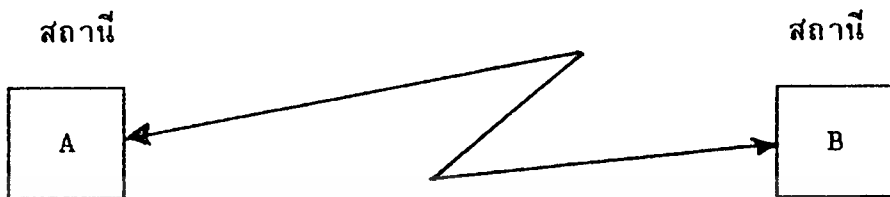
รูปที่ 1.8 แสดงตัวอย่างแบบสองทิศทาง (แต่ต่างเวลา)

หรือแสดงเป็นแผนภาพ ดังรูป 1.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



แบบฮาล์ฟ-ดูเพล็กซ์



- ได้สองทิศทาง
- คนละช่วงเวลา

รูปที่ 1.9 แสดงแผนภาพการสื่อสารสองทิศทาง แต่ต่างเวลา

1.4.3 การส่งผ่านแบบสองทิศทาง ที่เวลาเดียวกัน (Full - duplex)

หมายถึง การที่ด้านส่ง และด้านรับ สามารถรับส่งสัญญาณได้ในเวลาพร้อมกันและไม่ต้องสลับด้านกันด้วย แสดงตัวอย่างที่เห็นได้ในประจำวัน ดังรูป



รูปที่ 1.10 แสดงตัวอย่างแบบสองทิศทาง (ในเวลาเดียวกัน)

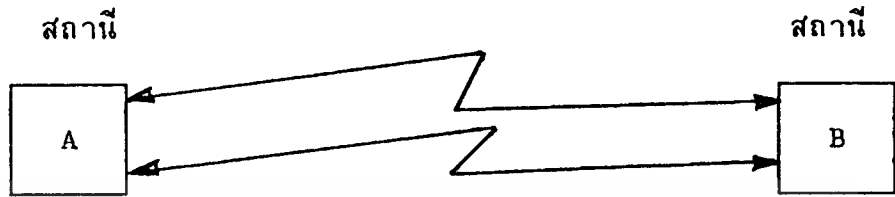
ส่วนแผนภาพในการอธิบายแสดงดังรูป 1.11

ในทางคอมพิวเตอร์มีการประยุกต์รูปแบบการติดต่อดังที่ได้กล่าวมา ซึ่งจะแสดงภาพรวมให้เห็น การติดต่อแต่ละวิธี (ระหว่างคอมพิวเตอร์ กับส่วนเก็บข้อมูลหลัก) ดังรูป

นอกจากนี้ยังมีอีกประเด็นหนึ่งที่เราควรให้ความสนใจมาก ๆ เพื่อป้องกันความสับสนที่อาจเกิดขึ้นได้ นั่นคือ ในเครือข่ายโทรศัพท์มักจะเข้าใจผิดว่าเป็นการส่งแบบฟลูดูเพล็กซ์ หรือ ฮาล์ฟดูเพล็กซ์กันแน่

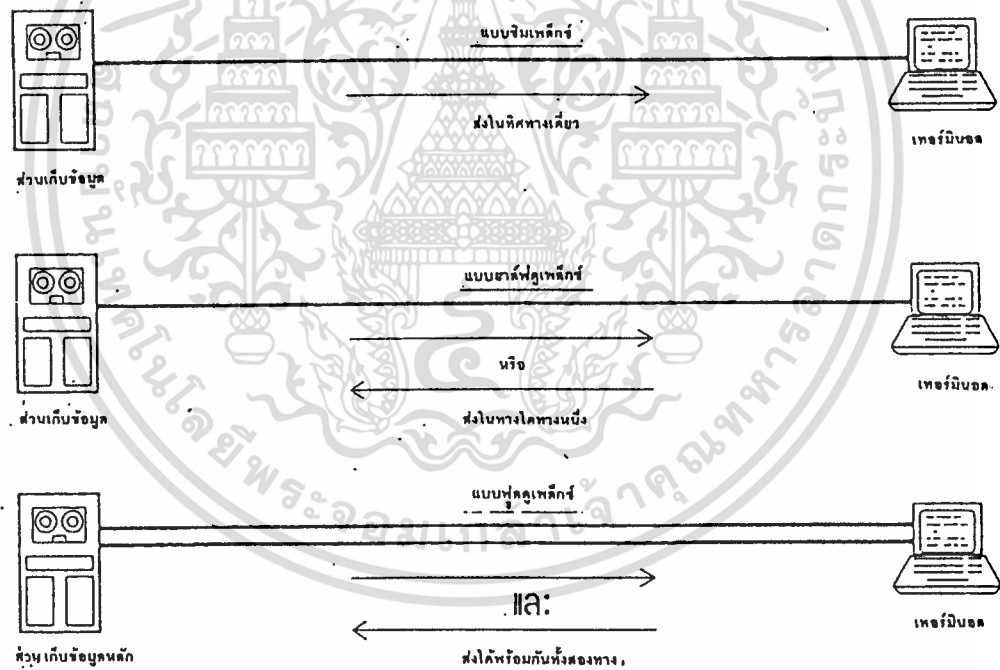
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มี **034915**

พลา-คูเพิลลิ่ง



- ได้สองทิศทาง
- ในเวลาพร้อมกัน

รูปที่ 1.11 แสดงแผนภาพการสื่อสารแบบสองทิศทางในเวลาเดียวกัน



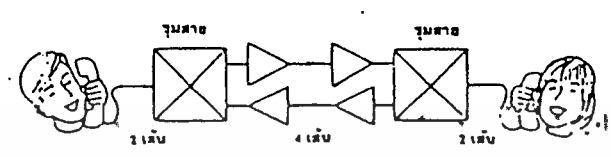
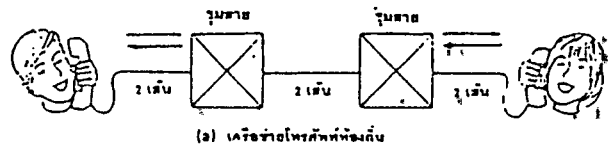
รูปที่ 1.12 แสดงการใช้ในการติดต่อของคอมพิวเตอร์

เพื่อความเข้าใจที่ถูกต้อง จะขออธิบายถึงสิ่งพื้นฐานก่อน คือ ในงานทางโทรศัพท์ที่มีสายส่งอยู่ 2 ประเภทด้วยกัน คือ

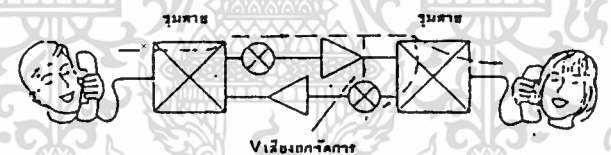
1. สายส่งแบบ 2 เส้น (Two - wire line)
2. สายส่งแบบ 4 เส้น (Four - wire line)

แสดงรายละเอียดต่าง ๆ ได้ดังรูป 1.13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



—▷— : ภาคขยาย



รูปที่ 1.13 แสดงแบบต่าง ๆ ในเครื่องข่ายโทรศัพท์

จากรูปอธิบายรายละเอียด ดังนี้

ตามรูป 1.13 (a) เห็นได้ว่าโทรศัพท์ที่ต่อเข้ากับเครื่องข่าย โดยใช้สายแบบ 2 เส้น ผ่านเข้าทางขั้วสายโทรศัพท์ ซึ่งมีเงื่อนไขว่า

- ถ้าระยะทางในการติดต่อไม่ไกลมาก (ประมาณ 2 กิโลเมตร) เราสามารถลากสายส่งแบบ 2 เส้นได้ และจากการใช้งานจริง พบว่าสามารถสนทนาระหว่างกันได้ในเวลาเดียวกัน ซึ่งแสดงว่าการส่งผ่านแบบพลาซมเพล็กซ์ สามารถใช้ในสายแบบ 2 เส้นได้ (ถึงแม้ว่าประสิทธิภาพความชัดเจนของเสียงจะไม่ได้เท่าที่ควร)

มีการใช้สายส่งแบบ 2 เส้น ร่วมกับโมเด็มในการสื่อสารข้อมูลผ่านเครื่องข่ายโทรศัพท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ส่วนกรณีระยะไกล ๆ การใช้วงจรทางไกลในการติดต่อ พบว่ามีการสูญเสียสัญญาณสูงขึ้นเมื่อระยะทางมากขึ้น จึงแก้ปัญหาโดยใช้อุปกรณ์ประเภทขยายสัญญาณ (amplifier) หรือทวนสัญญาณ (repeater) ทำการรักษาระดับของสัญญาณให้สามารถส่งได้อย่างชัดเจนจนถึงปลายทาง ดังรูป 1.13 (b)

อุปกรณ์ขยายสัญญาณได้รับการออกแบบให้เป็นแบบทางเดียว ดังนั้น เพื่อให้เกิดการสนทนาระหว่างกันได้ จึงต้องมีการติดตั้งอุปกรณ์นี้ทั้งสองทาง

ยังมีประเด็นหนึ่งที่เรามาพิจารณาอย่างมาก คือ ปัญหาเรื่องเสียงสะท้อน (Echo)

พิจารณาจากรูป 1.13 (c) อธิบายได้ว่า

- เมื่อผู้ชายเป็นฝ่ายพูดก่อน สัญญาณเสียงถูกส่งผ่านคู่สายบน (ตามเส้นประ) จนไปถึงชุมสายด้านรับที่วงจรภายในต่อถึงกัน เสียงพูดของผู้ชายส่วนหนึ่งไปถึงผู้ฟัง (ผู้หญิง) ขณะเดียวกันมีสัญญาณอีกส่วนที่หลุดออกมา และวนกลับไปวงจรด้านผู้พูดใหม่อีก เห็นได้ว่าสัญญาณที่วนกลับมา นี้ เรียกว่า "เสียงสะท้อน" และถูกภาคขยายของคู่สายล่างขยายสัญญาณให้สูง เกือบเท่ากับเสียงที่พูดออกมาแต่ผลปรากฏว่า ผู้ชายไม่ได้ยินเสียงสะท้อนของตัวเอง เพราะเหตุว่าค่าหน่วงเวลา (Delay) ระหว่างหูฟังของโทรศัพท์มีค่าน้อยมาก ๆ จนฟังเหมือนเป็นเสียงที่เกิดขึ้นในเวลาเดียวกัน

อย่างไรก็ตาม กรณีแบบนี้จะเป็นไปได้ เฉพาะการติดต่อภายในประเทศ เท่านั้นถ้าเป็นการติดต่อระหว่างประเทศที่ระยะไกลมาก ๆ อย่างเช่น

- การสื่อสารผ่านดาวเทียมจะมีค่าหน่วงเวลาประมาณ 1/2 วินาที

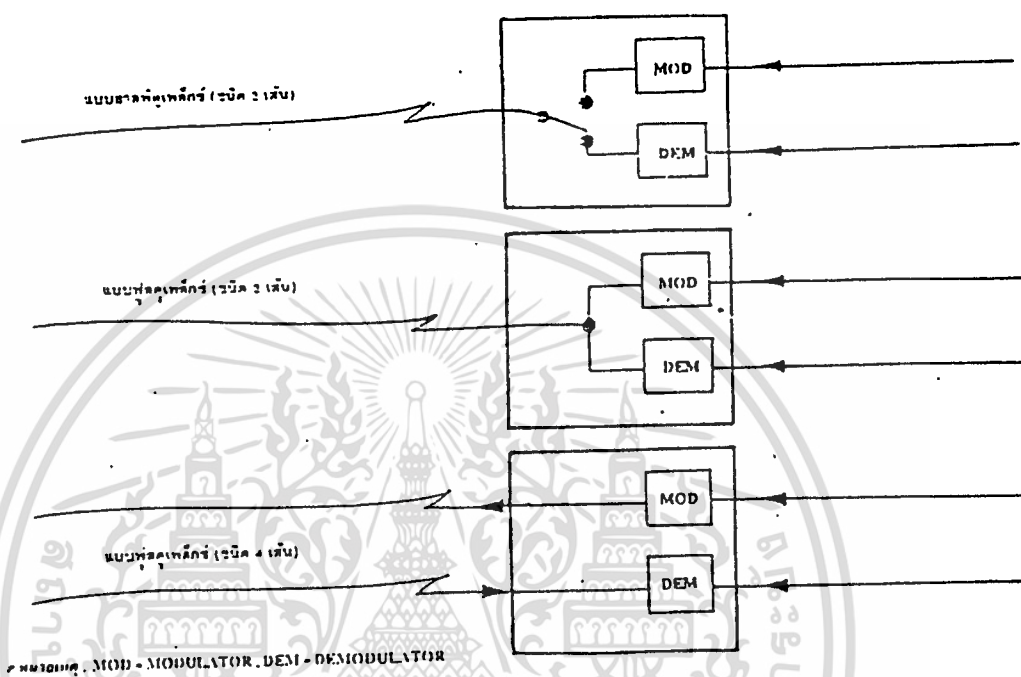
หรือ - การสื่อสารผ่านคลื่นวิทยุ มีค่าหน่วงเวลาประมาณ 1/4 วินาที

ในกรณี เหล่านี้มีผลให้ได้ยินเสียงพูดของตัวเอง หลังจากที่ได้พูดไปแล้ว มีผลให้การสื่อสารระหว่างกันมีอุปสรรคอย่างมาก

จึงมีการแก้ปัญหา โดยใช้อุปกรณ์ลดเสียงสะท้อน เรียกว่า แอดคัทซึบเพรสเซอร์ (echo suppressor) ดังรูป 1.13 (d) เพื่อช่วยให้เสียงสะท้อนหมดไปทำให้ การสื่อสารทางไกลทำได้ถึงกัน

นอกจากยังมีกรณีที่เหลืออยู่อีกอย่างคือ สายส่งแบบ 2 เส้น สามารถใช้สื่อสารแบบฮาล์ฟดูเพล็กซ์ได้

จากที่ได้กล่าวมาก่อนหน้านี้ว่า การส่งสัญญาณข้อมูลผ่านทางสายโทรศัพท์ต้องมีอุปกรณ์โมเด็มใช้ร่วมด้วยซึ่งในหลักการทำงานของโมเด็มก็มีภาคมอดดูเลท และภาคดีมอดดูเลท อยู่ ดังนั้น เมื่อเรานำสายส่งทั้งแบบ 2 เส้น และ 4 เส้น มาใช้งานร่วม จึงควรเข้าใจถึงหลักการง่าย ๆ ที่ดูได้จากรูป 1.14



รูปที่ 1.14 หลักการทำงานของภาค MOD และ DEMOD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

สายส่งในงานโทรคมนาคม

2.1 ความหมายของเครือข่าย

เครือข่าย (network) ถ้าพิจารณาอย่างง่าย ๆ ที่สุดคือ มีอุปกรณ์รับ/ส่ง และสายส่งสัญญาณระหว่างกันเชื่อมต่ออยู่ ซึ่งตอนนี้ประเด็นที่เราสนใจไม่ใช่ความหมายของเครือข่ายอย่างละเอียด แต่เป็นกรณีของสายส่งมากกว่า

2.2 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับสายส่ง

ถ้าการแยกสเปกตรัมของความถี่ในคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉาก (square wave) พบว่าประกอบด้วย ฮาร์โมนิกอันดับคี่เท่านั้น

โดยเราวิเคราะห์คลื่นสี่เหลี่ยมได้ว่าประกอบด้วย

1. คลื่นรูปไซน์ ที่ความถี่พื้นฐาน (fundamental frequency) มีค่าเท่ากับ $f_1 = 1/T$ HZ โดยที่ T คือ คาบเวลาที่ใช้ (วินาที)
2. คลื่นรูปไซน์ ที่ความถี่ฮาร์โมนิกอันดับคี่ (ตั้งแต่อันดับ 3 ขึ้นไป) มีค่าเท่ากับ $f_n = \frac{n}{T}$ HZ ($n = 3, 5, 7, \dots$)

โดยที่ ถ้าคลื่นที่ความถี่พื้นฐานเมื่อก่อนที่ความถี่ฮาร์โมนิกอันดับคี่มารวมกันทางคณิตศาสตร์ตามสมการฟูเรียร์ มากเท่าใด จะมีผลให้คลื่นผลลัพธ์ที่ได้มีรูปร่างใกล้เคียงคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากตามทฤษฎีมากขึ้นเท่านั้น

สมการฟูเรียร์ของคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉาก คือ

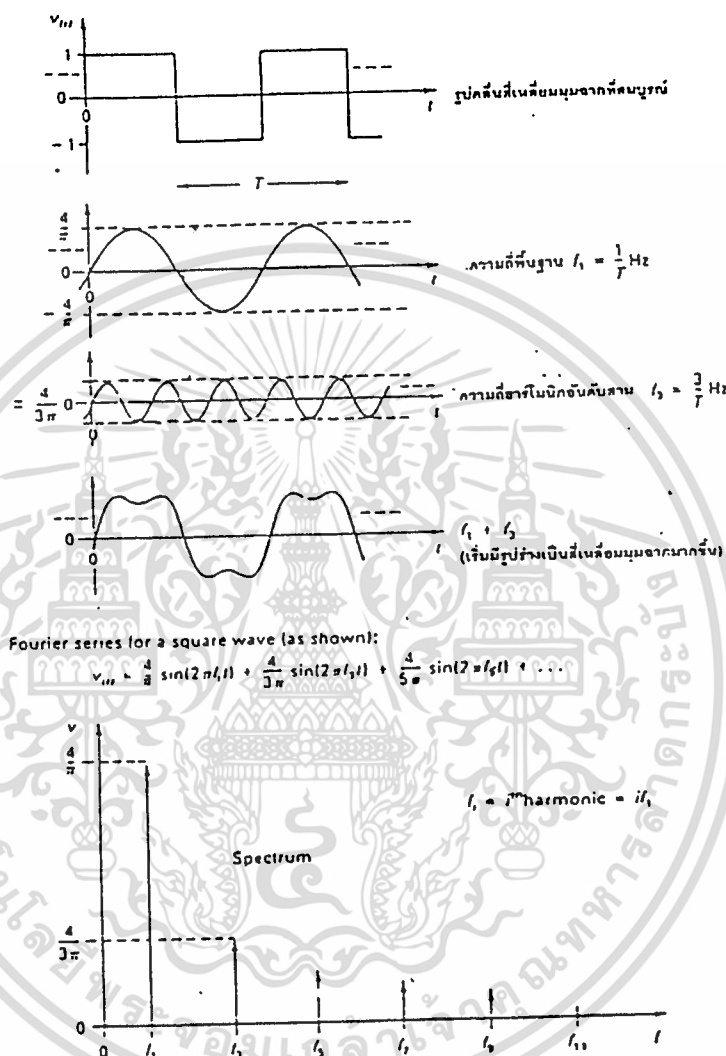
$$V_{(t)} = \frac{4}{\pi} \sin(2\pi f_1 t) + \frac{4}{3\pi} \sin(2\pi f_3 t) + \frac{4}{5\pi} \sin(2\pi f_5 t) + \dots$$

เราสามารถพิจารณาเกี่ยวกับที่กล่าวมานี้ได้ดังรูป 2.1

สำหรับ สัญญาณดิจิทัลที่มีรูปเป็นสี่เหลี่ยมมุมฉากเช่นกัน ถึงแม้ว่าบางครั้งช่วงควิตซ์ไซเคิลจะไม่เท่ากับ 50% แน่นอนก็ตาม แต่การที่รูปคลื่นมีช่วงเวลาขอบขาขึ้นและขอบขาลงน้อยมาก นั้นเป็นเหตุที่พอที่ได้ว่า ประกอบด้วยฮาร์โมนิกลำดับสูงมากได้เช่นกัน

สำหรับสัญญาณดิจิทัลที่มีรูปเป็นสี่เหลี่ยมมุมฉากเช่นกัน ถึงแม้ว่าบางครั้งช่วงควิตซ์ไซเคิลจะไม่เท่ากับ 50% แน่นอนก็ตาม แต่การที่รูปคลื่นมีช่วงเวลาขอบขาขึ้นและ-
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขอบขาลงน้อยมากนั้นเป็นเหตุที่พอชี้ได้ว่า ประกอบด้วยฮาร์โมนิกลำดับสูงมากได้เช่นกัน



รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบของคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉาก

ส่วนปัญหาในการนำรูปสัญญาณดิจิทัลนี้ ไปบนสายส่งก็มีประเด็นที่น่าสนใจ 2 อย่าง คือ

1. ค่าการลดทอนในสาย (attenuation)
2. ค่าหน่วงเวลาสัญญาณ (delay)

ถ้า 2 ข้อนี้มีค่าเท่ากันไปตลอดทุกจุดในสายส่ง เรากล่าวว่า สัญญาณที่รับได้ทางด้านรับจะมีรูปคลื่น waveform เช่นเดียวกับที่ส่งมาจากด้านส่ง (ถึงแม้จะมีขนาด
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลดลงแต่ก็สามารถนำมาขยายได้)

ถ้าเราพิจารณาเงื่อนไขข้างต้นในเทอมของตัวแปร (parameter) ของสายส่งพบว่าตัวแปรที่เกี่ยวข้องด้วย 2 ตัว คือ

- ค่าการลดทอนที่คงที่ (Attenuation constant)
- ค่าความเร็วเฟส (Phase velocity)

หมายความว่า ทั้ง 2 เทอมนี้ ต้องมีค่าคงที่ในตลอดช่วงความกว้างแถบ (bandwidth) ของสัญญาณ มิฉะนั้น จะเกิดความสูญเสียของรูปสัญญาณได้ สำหรับตัวแปรต่าง ๆ ในสายส่งจะอธิบายในตอนต่อไป

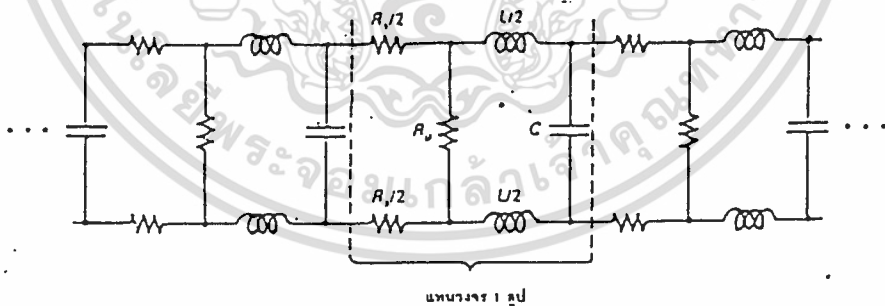
2.3 ค่าของตัวแปรต่าง ๆ ในสายส่ง

วงจรสมมูล (Equivalent circuit)

ในสายส่งแบบลวดตัวนำ 2 เส้น (2-wire) เราสามารถแยกคุณสมบัติได้ในเทอมของตัวแปรดังนี้

- ค่าความต้านทาน (R)
- ค่าความจุไฟฟ้า (C)
- ค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้า (L)

จากการวิเคราะห์ พบว่าตลอดความยาวของสายมีค่า R, L, C จัดเรียงตัวเป็นรูปแบบที่แน่นอน และสามารถเขียนแทนด้วยวงจรไฟฟ้าได้ดังรูป 2.2



รูปที่ 2.2 แสดงวงจรทางไฟฟ้าของสายส่ง

เพื่อความง่ายจึงคิด วงจร 1 ลูปต่อความยาวสายส่ง 1 เมตร

โดยกำหนดให้ R_u แทน ความต้านทานที่ต่ออนุกรมกับลวดตัวนำ

R_p แทน ความต้านทานของฉนวนที่หุ้ม

C แทน ความจุไฟฟ้า ระหว่างลวดตัวนำ 2 เส้น

L แทน ความเหนี่ยวนำไฟฟ้า ของลวดตัวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ขึ้นด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไปค่า R , C , L ในสายแต่ละชนิด จะมีค่าแตกต่างกันไป ขึ้นอยู่กับขนาดของลวดตัวนำ, ช่องห่างระหว่างลวดตัวนำ และชนิดของฉนวนที่ใช้ยกตัวอย่างสายคู่บิดเกลียว (twisted-pair line) ขนาด 22 เกจ มีค่าดังนี้

$$L = 2 \quad \text{H/m}$$

$$C = 50 \quad \text{pF/m}$$

$$R_u = 0.1 \quad \text{/m}$$

$$R_o = 800 \quad \text{M /m}$$

แต่ในการใช้งานจริงปัจจัยอื่นมีผลกระทบต่อค่าเหล่านี้ เช่นกัน ยกตัวอย่างเช่น อุณหภูมิ, ความชื้น และความถี่

โดยเฉพาะปรากฏการณ์ที่เรียกว่า "ผลกระทบจากผิว" (Skin effect) ที่ทำให้ค่า R_u สูงมาก เป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่ารากที่สองของความถี่ที่ใช้งาน เห็นได้ชัดมากในการใช้งานย่านความถี่สูง

ถ้าลวดตัวนำมีรอยปริแตก หรือหัก ทำให้เกิดรั่วไหลของฟลักซ์แม่เหล็กจากแกนกลางของลวดตัวนำ ผลให้เกิดไหลย้อนของสนามแม่เหล็ก จำนวนมากทำให้กระแสที่ไหลอยู่หลุดจากผิวตัวนำไป

ประสิทธิภาพของสายส่ง

การพิจารณาประสิทธิภาพจะดูจากตัวแปร 3 ตัวดังนี้

- ความเร็วเฟส (phase velocity v_p)

ค่านี้คิดจากความเร็วการแพร่กระจายคลื่นในสายส่งในหน่วย เมตร/วินาที ในทางทฤษฎีแล้ว เรากำหนดให้ค่า v_p มีค่าคงที่ตลอดทุกความถี่ส่งในสาย ซึ่งการมีค่าคงที่สามารถทำให้องค์ประกอบของสัญญาณให้มีเฟสสัมพันธ์กับด้านส่งได้ เป็นการลดการสูญเสียทางเฟส (Phase distortion)

- ค่าการลดทอนคงที่ (Attenuation constant : α)

ค่านี้คิดจากกำลังที่สูญเสียในสายต่อช่วงความยาว 1 เมตรของสายส่งและเหมือนกันกับค่า v_p เราก็กำหนดให้ค่า α มีค่าคงที่ (ในทางทฤษฎี) เพื่อป้องกันการสูญเสียทางแอมพลิจูดหรือขนาดของสัญญาณ (amplitude distortion)

ค่า α อธิบายในหน่วย เนเปอร์ ต่อเมตร (nepers per meter)

ซึ่ง ค่าเนเปอร์ แทนค่าล็อกการิทึมของกำลังโดยใช้ฐานเป็น "e" ที่ไม่เหมือนกับค่าเดซิเบลที่ใช้ฐานเป็น 10 log ถ้าต้องการเปลี่ยนค่าจากเนเปอร์เดซิเบลให้คูณด้วย 8.686

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ค่าอิมพีแดนซ์ของสาย (Z_0)

ค่านี้เกิดจากค่าอิมพีแดนซ์ภายในสายส่งเอง มีหน่วยเป็นโอห์ม และแสดงในรูป สมการได้ว่า

$$Z_0 = R_0 + jX_0$$

ถ้าต้องการให้ไม่มีการสูญเสียกำลังเนื่องจากการสะท้อนกลับ (reflection loss) จากด้านรับหรือโหลด ต้องกำหนดเงื่อนไขว่า

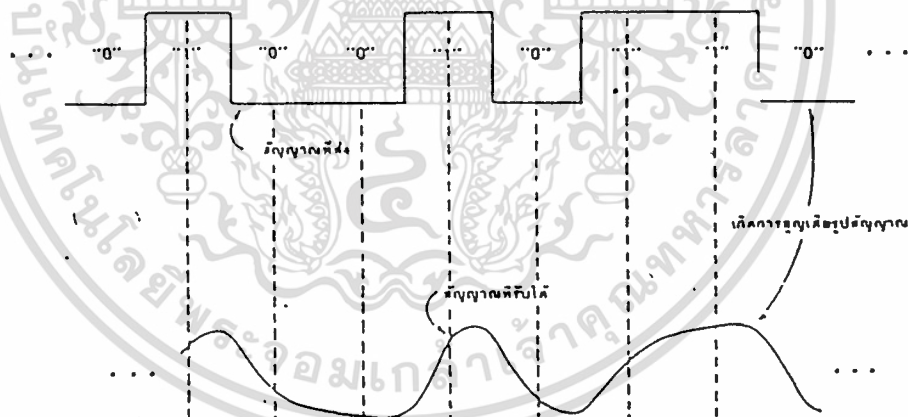
"ค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งส่งและแหล่งรับต้องมีค่าเท่ากับ Z_0 "

ภายใต้เงื่อนไขนี้ ทำให้สัญญาณส่งผ่านได้ตลอดโดยมีการสะท้อนกลับบางส่วน

ในทางทฤษฎีแล้ว มีการกำหนดให้ ค่า $Z_u = R_u$ (ให้ $X_u = 0$) และ มีค่าคงที่ตลอดช่วงความถี่แถบ (bandwidth) ของสัญญาณ

ค่าการสูญเสียของสัญญาณ (Distortion)

ปรากฏการณ์สูญเสียที่เกิดขึ้นกับสัญญาณที่รับได้ มีสาเหตุมาจากค่าความเร็ว



รูปที่ 2.3 แสดงการสูญเสียของรูปสัญญาณในสายส่ง

เฟสไม่คงที่ ทำให้เกิดการแยกระยะของสัญญาณเกิดขึ้น (dispersion) ซึ่งทำให้เกิดสูญเสียทั้งทางเฟสและแอมพลิจูด พิจารณาได้จากรูป 2.3

2.4 สายนำสัญญาณ (transmission lines)

ในที่นี้ หมายถึง ตัวกลางที่เป็นสายส่ง โดยจะแยกอธิบายแต่ละแบบดังนี้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.1 สายคู่ตีเกลียว (twisted - pair cable)

จัดว่ามีราคาถูกกว่าแบบอื่น ๆ ประกอบด้วยลวดตัวนำ 2 เส้น พันระหว่างกัน ดังรูป 2.4



รูปที่ 2.4 แสดงสายคู่ตีเกลียว

สามารถส่งทั้งข้อมูลแบบอนาล็อก หรือดิจิทัลได้ แต่ไม่สามารถใช้กับการส่งข้อมูลที่ความเร็วสูงได้ เพราะค่าความกว้างแถบเพียง 3.1 KHz เท่านั้น เรายินยอมใช้สายนี้โดยจัดเป็นกลุ่มที่อาจมีคู่สายได้จาก 4-3,000 คู่ ซึ่งในระบบข่ายงานบริเวณเฉพาะที่ (LAN) นิยมใช้แบบ 25 คู่

เราแบ่งรูปแบบตามลักษณะของสายได้ 2 ประเภท คือ

สายแบบ STP (Shield twisted pair)

สายนี้มีการใช้ฉนวนจำกัดเมื่อเทียบกับอีกแบบ แต่ถ้าคิดในด้านคุณภาพแล้วดีกว่าแน่ ตัวอย่างที่มีการใช้สายแบบ STP โดยคู่หนึ่งใช้ส่ง ข้อมูล, อีกคู่หนึ่งใช้รับข้อมูล สำหรับระยะทางการส่งข้อมูลใช้ได้ไกลถึง 300 เมตร

สายแบบ UTP (Unshield twisted pair)

สายชนิดนี้ก็คือ สายโทรศัพท์ธรรมดาที่เราใช้กันทั่วไป มีการใช้งานอย่างแพร่หลาย โดยเฉพาะในงานระบบแลน ด้วยเหตุว่า

- มีความสะดวกของการใช้มากกว่าสายโคแอกเซียลเคเบิล เพราะสามารถเข้าได้กับแลนเกือบทุกระบบ

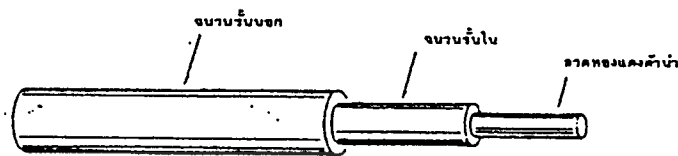
- มีความประหยัดกว่า เพราะสามารถใช้เป็นสายโทรศัพท์ได้ด้วย

แต่ข้อเสียของสายแบบ UTP คือระยะทางในการส่งข้อมูลมีจำกัดได้เพียง 100 เมตรเท่านั้น

2.4.2 สายโคแอกเซียล (Coaxial Cable)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถทำงานในย่านความถี่สูงได้ และมีค่าความกว้างแถบมากกว่าสายโทรศัพท์ มีผลให้ความเร็วในการส่งข้อมูลสูงกว่าแบบคู่ตีเกลียวได้ สำหรับลักษณะของสายโคแอกเชียล แสดงดังรูป 2.5



รูปที่ 2.5 แสดงลักษณะสายโคแอกเชียล

ประเภทของสายโคแอกเชียล แบ่งได้ 2 ประเภท ตามค่าอิมพีแดนซ์ภายในสาย

- สายประเภท 50 โอห์ม มีการใช้ระบบแลน โดยนิยมใช้เป็นสายหลักของเครือข่าย
- สายประเภท 75 โอห์ม มีการใช้ในงานสายเคเบิลทีวี (CATV cable) และสามารถใช้งานระดับแลนได้เช่นกัน

2.4.3 เส้นใยแสง (Fiber - optic cable)

จัดเป็นเทคโนโลยีด้านสายส่งที่กำลังจะมีบทบาทอย่างมากในงานวิศวกรรม เนื่องจากเป็นการใช้หลักการแปลงรูปสัญญาณในทางไฟฟ้าให้เป็นสัญญาณแสง และมีความกว้างแถบที่กว้างมาก ทำให้สามารถส่งข้อมูลที่อัตราเร็วสูงมากได้

ข้อดีที่เห็นได้ชัดอย่างมากของการใช้เส้นใยแสง คือ ขนาดที่เล็กอย่างเห็นได้ชัดเมื่อเปรียบเทียบกับสายเคเบิลแบบอื่น ดังรูป 2.6



รูปที่ 2.6 แสดงข้อเปรียบเทียบระหว่างสายเดเบิลกับเส้นใยแสง
ที่มีความจุข้อมูลเท่ากัน แต่ขนาดต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

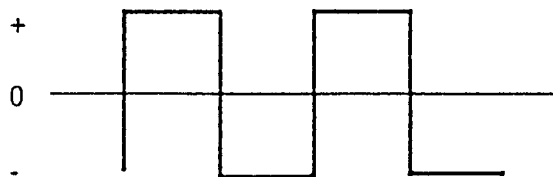
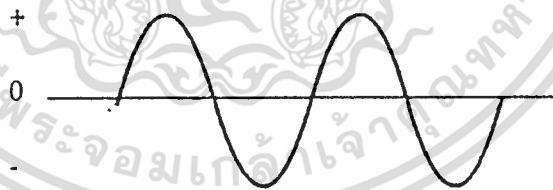
บทที่ 3

โมเด็มกับการส่งข้อมูล

3.1 โมเด็มกับการส่งข้อมูลผ่านโทรศัพท์

เราทราบดีแล้วว่า ข้อมูลคอมพิวเตอร์ที่ใช้อยู่ทุกวันนี้เป็นข้อมูลแบบดิจิทัล ซึ่งสัญญาณไฟฟ้าตามข้อมูล 0 และ 1 จะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม สัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมนี้ ถือว่าเป็นสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่อง กล่าวคือ เมื่อเปลี่ยนจาก 0 ไปเป็น 1 หรือเปลี่ยนจาก 1 มาเป็น 0 สัญญาณจะกลับตัวอย่างรวดเร็วไม่มีความต่อเนื่องกัน จึงมีลักษณะรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยม เครื่องคอมพิวเตอร์จะใช้สัญญาณไฟฟ้าแบบนี้ในการทำงานภายในและการรับส่งข้อมูลระหว่างกัน

ส่วนสัญญาณไฟฟ้าอีกแบบหนึ่งนั้นเป็นสัญญาณที่มีความต่อเนื่อง เรียกว่าสัญญาณแบบแอนะล็อก สัญญาณแบบแอนะล็อกจะมีรูปร่างไม่แน่นอนอย่างคลื่นสี่เหลี่ยมในแบบดิจิทัล แต่จะมีคุณสมบัติพิเศษ คือ สัญญาณจะค่อย ๆ เปลี่ยนแปลงต่อเนื่องกันไป ไม่มีการกระโดดหรือกลับตัวอย่างรวดเร็วเหมือนสัญญาณดิจิทัล รูปร่างพื้นฐานที่สุดของสัญญาณแอนะล็อกคือคลื่นรูปไซน์ (Sine Wave) เสียงพูดของคนเราและคลื่นต่าง ๆ ที่ปรากฏในธรรมชาติรวมทั้งแสงสว่าง มักจะเป็นคลื่นแบบต่อเนื่องทั้งสิ้น



รูปที่ 3.1 แสดงรูปสัญญาณแบบแอนะล็อกและแบบดิจิทัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เข้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โมเด็มคืออะไร และมีการทำงานอย่างไร

การรับส่งข้อมูลระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์ในระยะทางไมไกลมากนัก เราอาจใช้การรับส่งแบบอนุกรม (RS-232C) ซึ่งจะส่งข้อมูลดิจิทัลของคอมพิวเตอร์ไปตามสายจนถึงผู้รับได้ กรณีเราสามารถรับส่งข้อมูลได้ไกลถึง 35 เมตรตามคุณสมบัติของ RS-232C หรือ ถ้าสายเคเบิลที่ใช้มีคุณภาพดีอาจส่งไปได้ไกลถึง 150 เมตร ที่ความเร็ว 9600 บิตต่อวินาที แต่สำหรับระยะทางที่ไกลมาก ๆ เช่น หลายสิบกิโลเมตร หลายร้อยกิโลเมตรจนถึงพันกิโลเมตรการส่งข้อมูลแบบดิจิทัลออกไปโดยตรงจะไม่เหมาะสมหลายอย่างปัญหาสำคัญก็คือ คลื่นรูปสี่เหลี่ยมของสัญญาณดิจิทัล เมื่อส่งไปไกล ๆ จะเพี้ยนหรือมีรูปร่างผิดไปจากเดิมได้ง่าย ทำให้สายส่งและวงจรรับส่งสัญญาณดิจิทัลต้องถูกออกมาเป็นอย่างดี ราคาของสายส่งสัญญาณแบบดิจิทัลจึงมีราคาแพงกว่าสายส่งสัญญาณแบบแอนะล็อกมาก ในทางปฏิบัติเราอาจรับส่งข้อมูลระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์สองเครื่องโดยใช้สัญญาณดิจิทัลผ่านสายส่งได้ ซึ่งทั้งสายส่งและวงจรเชื่อมต่อทั้งหมดเป็นแบบดิจิทัล แต่ว่าใช้จ่ายจะมีราคาแพงมากจนกระทั่งไม่ค่อยคุ้มที่จะทำ เช่นนี้ วิธีหลักเลียงก็คือหาทางส่งข้อมูลไปตามสายส่งในแบบแอนะล็อกแทน การทำเช่นนี้เราจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์เข้าช่วยแปลงสัญญาณในการรับส่งข้อมูลทั้งสองด้าน ซึ่งเป็นที่มาของโมเด็มนั่นเอง

โมเด็ม (MODEM) ทำหน้าที่แปลงสัญญาณจากคอมพิวเตอร์ที่ส่งมาทาง RS-232C ให้กลายเป็นสัญญาณแอนะล็อกแล้วส่งออกไปตามสายส่ง กระบวนการนี้เราเรียกว่าการ Modulate สัญญาณเมื่อถึงปลายทางโมเด็มจะแปลงสัญญาณแอนะล็อกที่ได้รับกลับเป็นสัญญาณดิจิทัลแล้วส่งให้คอมพิวเตอร์ต่อไปในรูปของสัญญาณดิจิทัลผ่านทาง RS-232C เช่นกัน กระบวนการแปลงสัญญาณกลับนี้เรียกว่า Demodulation ชื่อของโมเด็มได้จากการทำงานทั้งสองแบบนี้เอง



รูปที่ 3.2 โมเด็มช่วยให้คอมพิวเตอร์รับส่งข้อมูลผ่านสายโทรศัพท์ได้โดยเปลี่ยนสัญญาณให้เป็นเสียงก่อน

สัญญาณแอนะล็อกมีคุณสมบัติเหมาะที่จะส่งไปไกล ๆ มากกว่าสัญญาณแบบดิจิทัล เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดอล เพราะว่า สัญญาณแอนะล็อกจะเพี้ยนหรือมีรูปร่างผิดจากเดิมยากกว่า และสูญเสียกำลังในสายส่งน้อยกว่าทำให้ส่งได้ระยะทางไกลมากขึ้น นอกจากนี้เรายังสามารถกรองสัญญาณรบกวนบางส่วนที่ไม่ต้องการ (Filter) ออกได้อีกด้วย ราคาของสายส่งและอุปกรณ์เชื่อมต่อก็มีราคาถูก เราจึงจำเป็นต้องใช้โมเด็มในการรับส่งข้อมูลคอมพิวเตอร์ระยะทางไกลผ่านสายส่งแอนะล็อก จากการใช้โมเด็มแปลงสัญญาณจากคอมพิวเตอร์ให้กลายเป็นสัญญาณแอนะล็อกในการรับส่งข้อมูลนี้เอง ถ้าโมเด็มแปลงสัญญาณออกมาอยู่ในรูปของเสียงซึ่งเป็นสัญญาณแอนะล็อกแบบหนึ่งเราก็สามารถรับส่งข้อมูลผ่านทางโทรศัพท์ได้ โมเด็มทั่ว ๆ ไปที่เราใช้งานจะเป็นโมเด็มที่แปลงสัญญาณจากคอมพิวเตอร์ให้อยู่ในรูปคลื่นเสียงทั้งนี้โมเด็มบางชนิดที่แปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อกความถี่สูง แต่โมเด็มแบบใหม่ใช้งานน้อยและส่งข้อมูลโดยใช้สายส่งพิเศษจะส่งผ่านสายโทรศัพท์ธรรมดาไม่ได้ เราจึงเห็นเฉพาะโมเด็มที่ทำงานในย่านความถี่เสียงเท่านั้นไม่ว่าโมเด็มจะเป็นแบบไหนก็ตาม เมื่อได้รับข้อมูลดิจิทัลจากคอมพิวเตอร์มันจะเปลี่ยนให้กลายเป็นสัญญาณแอนะล็อก จากนั้นก็นำสัญญาณแอนะล็อกที่ได้นี้มารวมเข้ากับสัญญาณพาหะ (Carrier Wave) แล้วส่งออกไปทางสายส่งข้อมูล สัญญาณพาหะหรือคลื่นพาหะนี้จะทำหน้าที่พาข้อมูลที่อยู่ในรูปสัญญาณแอนะล็อกไปจนถึงปลายทาง

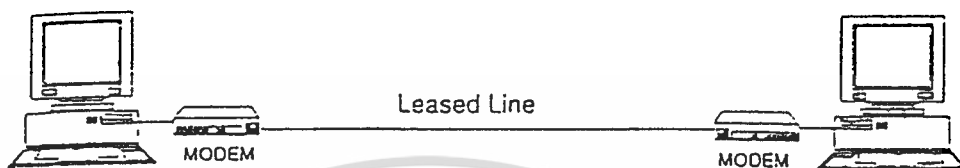
โมเด็มสำหรับ Leased Line และ Dial Line

โมเด็มแบ่งตามการใช้งานได้สองแบบคือ โมเด็มที่ใช้กับสายตรง (Leased Line) และโมเด็มที่ใช้กับสายโทรศัพท์ (Dial Up Line) โมเด็มที่ใช้กับสายตรงหรือสายเช่าจะส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูง (9600 บิตต่อวินาทีหรือสูงกว่า) ผ่านสายไปยังจุดหมายปลายทางตายตัว ซึ่งเป็นการติดต่อในลักษณะจุดต่อจุด (Point to Point) จะต่อไปยังจุดอื่น ๆ ไม่ได้ส่วนมากจะเป็นการใช้ติดต่อส่งข้อมูลระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์ที่มีข้อมูลส่งไปมาเป็นจำนวนมาก เช่น เครื่องขาย ATM ของธนาคาร เทอร์มินัลของคอมพิวเตอร์ขนาดใหญ่ ซึ่งอาจจะเป็นมินิคอมพิวเตอร์หรือเมนเฟรม เป็นต้น การส่งข้อมูลมักจะส่งเป็นกลุ่มและมีซอฟต์แวร์ควบคุมการรับส่งโดยเฉพาะ ที่เราเรียกว่าการรับส่งแบบ Synchronous นั่นเอง ข้อดีของโมเด็มแบบที่ใช้กับสายตรงคือ ส่งข้อมูลได้ด้วยความเร็วสูง เนื่องจากสายส่งมีคุณภาพดีเหมาะกับการส่งข้อมูลจำนวนมากระหว่างจุดสองจุด ข้อเสียคือไม่สามารถเปลี่ยนจุดรับข้อมูลไปที่ต่าง ๆ ได้จึงขาดความคล่องตัว

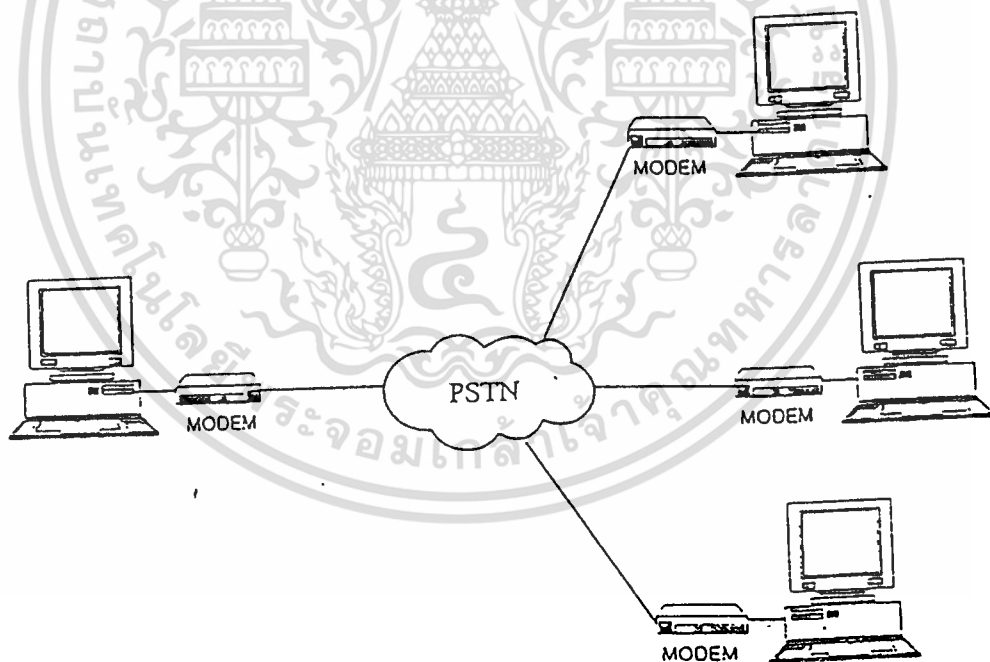
โมเด็มแบบที่ใช้กับสายโทรศัพท์ จะรับส่งข้อมูลด้วยความเร็วตั้งแต่ 300 บิตต่อวินาที จนถึง 9,600 บิตต่อวินาที ผ่านเครือข่ายโทรศัพท์ที่เราใช้อยู่ เราสามารถรับส่งข้อมูลไปยังที่ต่าง ๆ ได้ตามต้องการไม่กำหนดจุดรับข้อมูลตายตัวเหมือนอย่างโมเด็มสายตรง เครื่องคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลและบริการรับส่งข้อมูลต่าง ๆ จะใช้โมเด็มแบบนี้ในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับทางวิชาการเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่ผูกขาดให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานเกือบทั้งหมด การรับส่งข้อมูลจะเป็นการรับส่งทีละหนึ่งตัวอักษรไม่ส่งเป็นกลุ่ม เรียกว่า รับส่งแบบ Asynchronous ปกติแล้วเรารับส่งข้อมูลผ่านสายโทรศัพท์ด้วยความเร็ว 1,200 ถึง 2,400 บิตต่อวินาทีเท่านั้น



รูปที่ 3.3 การรับส่งข้อมูลผ่านสายตรงจะเป็นการติดต่อกันระหว่างจุดต่อจุดตายตัว



รูปที่ 3.4 การรับส่งข้อมูลผ่านสายโทรศัพท์ เราสามารถรับส่งข้อมูลกับจุดต่าง ๆ ได้หลายแห่งโดยหมุนเบอร์ปลายทางผ่านชุมสาย

ความเร็วสูงสุดที่เชื่อถือได้คือ 9,600 บิตต่อวินาที ถ้าใช้โมเด็มความเร็วสูงกว่านี้รับส่งข้อมูลผ่านสายโทรศัพท์อาจทำได้ในบางจุด แต่ส่วนมากจะมีความผิดพลาด เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น โปรดอย่าเผยแพร่ไปเซกยะระเขชันตั้นการค้
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สูง จึงถือความเร็ว 9600 บิตต่อวินาทีเป็นความเร็วสูงสุดสำหรับส่งข้อมูลผ่านสายโทรศัพท์ในปัจจุบัน ข้อดีของการใช้โมเด็มแบบนี้นี้ก็คือ มีความคล่องตัวสูง สามารถรับส่งข้อมูลไปยังที่ต่าง ๆ ได้ไม่จำกัดและไม่จำเป็นต้องจัดหาวงจรสายตรงมาเป็นพิเศษเพื่อส่งข้อมูล แต่มีข้อเสียตรงที่ว่าความเร็วในการส่งข้อมูลต่ำกว่าโมเด็มแบบสายตรง ข้อเสียอีกอันหนึ่งก็คือ ถ้ารับส่งข้อมูลเป็นจำนวนมากไปยังจุดปลายทางจุดเดียวในระยะทางไกล ค่าโทรศัพท์อาจจะแพงกว่าการเช่าวงจรสายตรงมาใช้ก็ได้ อันนี้ขึ้นกับเวลาที่ใช้ส่งข้อมูลเป็นหลัก เราต้องพิจารณาค่าใช้จ่ายเปรียบเทียบกับเอาเอง

โมเด็มที่ขายในท้องตลาดปัจจุบัน บางรุ่นอาจทำงานได้เฉพาะกับสายตาหรือบางรุ่นอาจทำงานได้กับสายโทรศัพท์เท่านั้น โมเด็มที่ใช้กับสายตรงได้เพียงอย่างเดียวจะนำมาต่อกับสายโทรศัพท์ไม่ได้ และโมเด็มที่ใช้กับสายโทรศัพท์ได้อย่างเดียวจะนำมาใช้งานต่อกับสายตรงไม่ได้เช่นกัน ยกเว้นโมเด็มบางชนิดซึ่งเลือกการทำงานได้ในตัวได้ว่า จะต่อกับสายตรงหรือสายโทรศัพท์ โมเด็มที่ใช้งานได้ทั้งสองอย่างมีราคาแพงกว่าโมเด็มที่ใช้กับสายโทรศัพท์เพียงอย่างเดียว ถ้าการใช้งานของเราไม่ใช่การต่อคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล เข้ากับเมนเฟรมหรือมินิคอมพิวเตอร์แล้วละก็การใช้โมเด็มแบบต่อกับสายโทรศัพท์ได้

อย่างเดียว

บทที่ 4

ระบบเครือข่ายโทรศัพท์

4. ข้อจำกัดของเครือข่ายโทรศัพท์

จะเห็นได้ว่าการส่งข้อมูลโดยใช้เสียงผ่านเครือข่ายโทรศัพท์นั้น เป็นวิธีที่น่าสนใจมากเนื่องจากว่าโทรศัพท์มีอยู่ทุกหนทุกแห่ง ไม่ว่าจะเป็นที่บ้าน ที่ทำงาน หรือสถานที่ต่าง ๆ และเรายังสามารถใช้โทรศัพท์ที่ติดต่อไปยังที่ต่าง ๆ ได้ทั่วโลก การรับส่งข้อมูลผ่านสายโทรศัพท์จึงทำได้ครอบคลุมพื้นที่กว้างขวางมากกว่าการระบบอย่างอื่น ๆ แต่เนื่องจากระบบโทรศัพท์ไม่ได้ถูกออกแบบมาให้ใช้รับส่งข้อมูลคอมพิวเตอร์ หรือข้อมูลอื่น ๆ นอกจากรับส่งเสียงพูดเท่านั้น ระบบโทรศัพท์จึงมีข้อจำกัดหลายอย่างที่ทำการรับส่งข้อมูลต้องทำด้วยความระมัดระวัง ข้อจำกัดของระบบโทรศัพท์มีผลต่อการรับส่งข้อมูลก็คือ ช่วงความถี่ของสัญญาณ (Bandwidth) ระบบกำจัดเสียงสะท้อนของโทรศัพท์ (Echo Suppressor) และเสียงรบกวนในสาย (Background Noise) ข้อจำกัดเหล่านี้ ทำให้การรับส่งข้อมูลทำได้ช้าและอาจผิดพลาดได้

4.1 ความสะดวกในการใช้สายโทรศัพท์ส่งข้อมูล

ความสะดวกเมื่อเราใช้สายโทรศัพท์ที่ส่งข้อมูลให้เห็นชัดเจนก็คือ สามารถส่งข้อมูลไปยังที่ต่าง ๆ ได้ตามต้องการโดยแทบจะไม่ต้องลงทุนเพิ่มเติมนอกจากข้อโมเดิมมาใช้เท่านั้น อุปกรณ์อื่น ๆ เป็นสิ่งที่มีอยู่แล้ว เพียงแต่นำมาใช้ให้เป็นประโยชน์มากขึ้น ค่าใช้จ่ายในการรับส่งข้อมูลต่ำกว่าวิธีอื่น ๆ ในกรณีที่ส่งข้อมูลไม่มากนักแต่ข้อจำกัดของระบบโทรศัพท์เป็นสิ่งที่หลีกเลี่ยงไม่ได้ และเราควรจะรู้เอาไว้ประกอบการใช้งาน

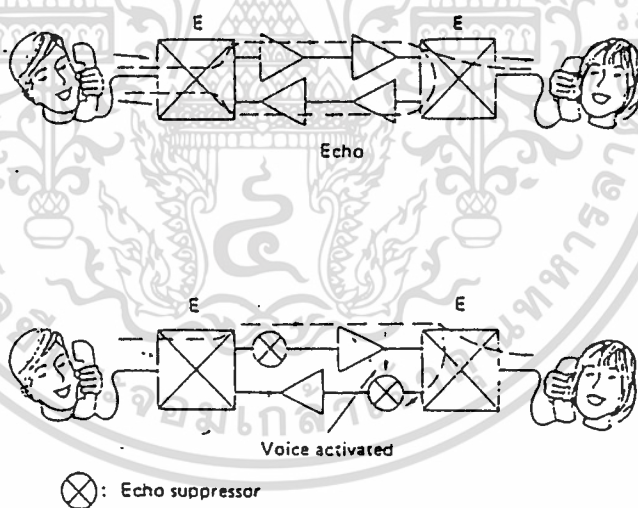
ระบบการรับฟังเสียงของคนเราสามารถรับรู้เสียงความถี่ได้ตั้งแต่ 20 Hz จนถึง 20000 Hz โดยประมาณ ความถี่สูงกว่าและต่ำกว่านี้ เราจะได้ยินเสียงเมื่อมีการคิดค้นระบบโทรศัพท์ขึ้นมา เทคโนโลยียังไม่สูงมากพอที่จะสร้างระบบโทรศัพท์ให้รับส่งเสียงได้เทียบเท่ากับที่คนได้ยิน การออกแบบจึงพิจารณาทางด้านเทคนิคและราคาที่พอยอมรับได้ในสมัยนั้นผลที่ออกมาคือ ระบบโทรศัพท์สามารถรับส่งสัญญาณเสียงได้ตั้งแต่ความถี่ 300 Hz จนถึงประมาณ 3400 Hz ซึ่งความถี่ช่วงดังกล่าวนี้มากพอสำหรับการพูดคุยของคนทั่วไป ด้วยคุณภาพของเสียงดีพอสมควรแต่มันไม่มากพอให้เราส่งข้อมูลคอมพิวเตอร์ได้อย่างสะดวก ผ่านสายโทรศัพท์ เพราะการรับส่งข้อมูลทั่วไปสายส่งจะมี Bandwidth ยิ่งสูงเท่าใด ก็จะสามารถรับส่งได้เร็วมากขึ้นเท่านั้น

4.2 ข้อจำกัดต่าง ๆ ของเครือข่ายโทรศัพท์

ช่วงความถี่ 300 Hz ถึง 3,400 Hz ที่สามารถรับส่งสัญญาณได้นี้ นับว่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลเห็นประโยชน์ด้านการศึกษา ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต้องเป็นสัญญาณไฟฟ้าเท่านั้น เมื่อมันเกิดขึ้นในสายโทรศัพท์ เราก็จะได้ยินเสียงตัวเองสะท้อนกลับมาในลักษณะของเสียงก้อง คล้าย ๆ กับเวลาที่เรานั่งอยู่ในถ้ำนั่นเอง การเกิดเสียงก้องนี้นอกจากจะทำให้การรับฟังโทรศัพท์ที่มีคุณภาพต่อลงแล้วมันยังทำให้การสนทนาเป็นไปอย่างลำบากอีกด้วย

ระบบโทรศัพท์จึงใช้วงจรกำจัดเสียงสะท้อนเข้ามาช่วยแก้ปัญหาอันนี้การทำงานของมันจะยอมให้สัญญาณจากผู้พูดเดินทางไปถึงผู้รับได้ทางเดียว สัญญาณสะท้อนกลับมาจากผู้รับจะถูกล็อกเอาไว้ไม่ให้กลับมาหาผู้พูดได้ เมื่อผู้ฟังพูดสวนกลับไปวงจรกำจัดเสียงสะท้อนก็จะสลับทิศทางไปในทางตรงข้าม เพื่อให้สัญญาณจากผู้พูดถูกกั้นไม่ให้สะท้อนกลับมาหาตัวเองอีกเช่นเดียวกัน วิธีการนี้ทำให้เสียงสะท้อนถูกกำจัดออกไป วงจรกำจัดเสียงสะท้อนจะรู้ว่าใครพูดโดยดูจากความแรงของสัญญาณ ใช้กฎเกณฑ์ที่ว่าด้านที่พูดจะมีสัญญาณแรงกว่าด้านรับเสมอ และการสลับทิศทางของวงจรกำจัดเสียงสะท้อน ทำด้วยความเร็วสูงมากจนเราไม่รู้สึกลึกผิดกติเมื่อพูดและฟังตามธรรมดา ขณะที่เราสลับกันพูดโทรศัพท์ในการสนทนาทั่วไป วงจรกำจัดเสียงสะท้อนจะสลับทิศทางตลอดเวลา เพื่อป้องกันเสียงสะท้อนไม่ให้เกิดขึ้น



รูปที่ 4.2 วงจรป้องกันเสียงสะท้อน (Echo suppressor) จะตัดเสียงผู้พูดไม่ให้สะท้อนกลับมา

4.3 วิธีป้องกันเสียงสะท้อนของโทรศัพท์

เมื่อเราส่งข้อมูลผ่านสายโทรศัพท์ที่วงจรกำจัดเสียงสะท้อนจะทำให้การรับส่งข้อมูลมีปัญหา เนื่องจาก การสลับทิศทางของวงจรกำจัดเสียงสะท้อนจะทำให้สัญญาณขาดหายไปช่วงนั้น ถึงแม้ว่าจะเป็นช่วงเวลาสั้น ๆ แต่ก็อาจทำให้ข้อมูลบางส่วนหายเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่อนุญาติให้เข้าไปใช้เว็บไซต์นี้ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไปได้ นอกจากนั้นการสลับทิศทางของวงจรกำจัดเสียงสะท้อนยังทำให้เสียเวลาในการส่งข้อมูลอีกด้วย เพราะมันต้องใช้เวลาดังหนึ่งในการสลับทิศทางเสมอสิ่งเหล่านี้มีผลมากเมื่อเราส่งข้อมูลผ่านสายโทรศัพท์ด้วยความเร็วสูง

โมเด็มในปัจจุบันจะหยุดการทำงานของวงจรกำจัดเสียงสะท้อนได้ โดยส่งคลื่นเสียงความถี่ประมาณ 2100 Hz ไปยังชุมสายโทรศัพท์นานประมาณครึ่งวินาที วงจรกำจัดเสียงสะท้อนจะหยุดสลับทิศทาง ทำให้การรับส่งข้อมูลเป็นไปได้อย่างไม่ปัญหา โมเด็มต้องหยุดการทำงานของวงจรกำจัดเสียงสะท้อนเสมอ เพราะว่าการรับส่งข้อมูลผ่านสายโทรศัพท์มักจะจะเป็นแบบส่งสวนทางกันได้ (Full Duplex) โดยใช้เทคนิคแบ่งความถี่เข้าช่วย ซึ่งถ้าหากว่าวงจรกำจัดเสียงสะท้อนยังคงทำงานอยู่ ข้อมูลบางส่วนอาจจะผิดพลาดหรือขาดหายไปได้ ในการรับส่งแบบ Half Duplex เรายังจำเป็นจะต้องหยุดการทำงานของวงจรกำจัดเสียงสะท้อนอยู่ดี เนื่องจากสัญญาณของข้อมูลที่ส่งไปตามสายนั้นมักจะทำให้วงจรกำจัดเสียงสะท้อนหลงทางอยู่เสมอ มีผลทำให้ข้อมูลเดินทางไปไม่ถึงผู้รับ เพราะถูกกั้นสัญญาณเอาไว้ วงจรกำจัดเสียงสะท้อนจึงเป็นปัญหาที่โมเด็มต้องจัดการให้ เรียบร้อยก่อนส่งข้อมูลผ่านสายโทรศัพท์เสมอ

สัญญาณรบกวนในสายโทรศัพท์เป็นปัญหาอีกอันหนึ่งในการรับส่งข้อมูล ปกติสัญญาณรบกวนจะมีอยู่ระดับหนึ่งตลอดเวลาในสายซึ่งอาจจะเกิดจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากที่อื่นถูกเหนี่ยวนำเข้ามาในสาย หรือเกิดจากอุปกรณ์รับส่งของตัวชุมสายโทรศัพท์เองก็ได้ เมื่อสัญญาณรบกวนมีขนาดไม่มากนัก ก็ยังกั้นสัญญาณข้อมูลที่เรารับส่งก็ยังคงแยกออกว่าส่วนไหนคือข้อมูลและส่วนไหนคือสัญญาณรบกวนแต่ในระยะทางไกล ๆ สัญญาณข้อมูลที่ส่งออกไปจะมีกำลังอ่อนลงตามระยะทาง ทำให้ความแตกต่างระหว่างสัญญาณรับส่งและสัญญาณรบกวนน้อยลง การรับข้อมูลจะทำได้ลำบากมากยิ่งขึ้น

โมเด็มที่รับส่งข้อมูลด้วยความเร็วไม่เกิน 2,400 บิตต่อวินาที มักไม่ค่อยมีปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวน เนื่องจากว่าความเร็วขนาดนี้การผสมสัญญาณในการรับส่งยังไม่ซับซ้อนมากนัก รูปคลื่นที่ส่งออกไปมีความแตกต่างกันชัดเจน เมื่อถูกรบกวนจากสัญญาณอื่น ๆ ก็ยังสามารถแยกออกได้ง่ายว่าข้อมูลที่ส่งมาเป็นอย่างไร ปัญหาของสัญญาณรบกวนในสายจะมีผลกับโมเด็มความเร็วสูง เช่น 4,800 หรือ 9,600 บิตต่อวินาทีค่อนข้างมาก เพราะที่ความเร็วสูงโมเด็มจะต้องใช้เทคนิคการผสมสัญญาณซับซ้อนมาก เพื่อส่งข้อมูลไปในสายโทรศัพท์ ซึ่งมี Bandwidth 3000 Hz เท่านั้น รูปคลื่นของสัญญาณที่ส่งออกไปจึงต้องมีความแม่นยำสูง ผู้รับถึงจะรับข้อมูลได้ถูกต้อง สัญญาณรบกวนจะทำให้รูปคลื่นผิดไปจากเดิมมีผลถึงการรับข้อมูลผิดพลาดโมเด็มความเร็วสูงจำเป็นต้องมีฮาร์ดแวร์พิเศษ มาทำหน้าที่ตัดสัญญาณรบกวนในสายออกโดยเฉพาะ ทำให้ราคาของโมเด็มแพงมากขึ้นอีก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตามปัญหาทั้งหมดนี้ได้รับการแก้ไขจนเป็นที่น่าพอใจแล้ว การรับส่งข้อมูลผ่านสายโทรศัพท์ที่ความเร็วสูงถึง 9,600 บิตต่อวินาที นับว่าเป็นการเอาชนะขีดจำกัดต่าง ๆ ดังกล่าวเทคโนโลยีใหม่ของเรา ถึงแม้ว่าจะต้องใช้เวลาหลายปีกว่าจะถึงจุดนี้ก็ตาม และในอนาคตเราอาจเพิ่มความเร็วการรับส่งข้อมูลขึ้นไปอีกก็ได้

4.4 การบิดเบือนของสัญญาณ และสัญญาณรบกวน

ในการสื่อสารเราไม่สามารถที่จะส่งพลังงานของสัญญาณข้อมูลจากจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่งได้เต็ม 100 % เนื่องจากพลังงานของสายส่งต้องถูกลดทอนถูกบิดเบือนไป และถูกรบกวนจากสภาพแวดล้อมนา ๆ ชนิด ดังนั้นสัญญาณที่ได้รับจึงอาจผิดเพี้ยนไปหรือ รับได้ไม่ชัดเจนเป็นต้น ยิ่งถ้าเป็นการสื่อสารในระยะทางไกล ๆ แล้วการสูญเสียก็จะยิ่งเกิดขึ้นมากตามลำดับ

4.5 หน่วยที่ใช้สำหรับวัดการบิดเบือนของสัญญาณ

เดซิเบล (dB : Decibel)

- หน่วยเดซิเบลนี้ เป็นหน่วยการวัดที่ใช้กันมากด้านการสื่อสารทุกประเภท โดยลักษณะของหน่วยเดซิเบล จะแสดงถึงระดับของสัญญาณ การหาความแรงของสัญญาณจะหาได้จาก $10 \log_{10}$ (อัตราส่วนของพลังงานทางด้านเอาต์พุต ต่อพลังงานทางด้านอินพุต) โดยแสดงได้ดังสมการ

$$\text{ระดับสัญญาณ (dB)} = 10 \log_{10} \frac{P(\text{output})}{P(\text{input})}$$

สมการนี้แสดงถึงอัตราขยาย (Gain) หรืออัตรการสูญเสียของวงจร เช่น ถ้าป้อนสัญญาณขนาด 0.1 วัตต์ เข้าไปในวงจรใด ๆ แล้ววัดทางด้านเอาต์พุตของวงจร ปรากฏว่าได้สัญญาณขนาด 1 วัตต์ เพราะฉะนั้นจะคำนวณได้ว่า

$$10 \log_{10} \frac{1}{0.1} = 10 \text{ dB}$$

วงจรนี้มีอัตราขยายพลังงาน (Power Gain) = 10 dB

แต่ถ้าในกรณีวัดสัญญาณทางด้านออกได้ 0.01 วัตต์ ในกรณีนี้จะคำนวณได้ว่าพลังงานเกิดการสูญเสียในวงจรเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$10 \log_{10} \frac{0.01}{0.1} = 10 \text{ dB}$$

นั่นคือ ถ้าอัตราการขยายของวงจรมีค่าติดลบ ก็แสดงว่าเมื่อสัญญาณผ่านวงจรนี้จะถูกลดทอนพลังงานไป 10 dB หน่วยเดซิเบล บางครั้งจะเห็นการเขียนในรูปของ dBm, dBw

dBm หมายถึง การวัดพลังงานอันเดียวกันโดย เทียบระดับพลังงานอ้างอิงที่ 1 มิลลิวัตต์ ดังสมการ

$$\text{ระดับสัญญาณ dBm} = 10 \log_{10} \frac{\text{Power}}{1 \text{ mW}}$$

จากสูตรที่ผ่านมามาทำให้เราทราบได้ว่า พลังงานจะเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่า ทุก ๆ -3 dB โดยคำนวณได้จาก

$$\begin{aligned} \text{ระดับพลังงาน (dB)} &= 10 \log_{10} \frac{2}{1} \\ &= 10 (0.3010) \\ &= 3.01 \text{ dB} \end{aligned}$$

นอกจากนี้ในการวัดอัตราการขยาย (Gain) หรือการลดทอนพลังงานของวงจร โดยเกิดจากระดับโวลต์เตจ หรือกระแส สูตรคำนวณเกน หรือการลดทอนหาได้จาก

$$\text{ระดับโวลต์เตจ (dB)} = 20 \log_{10} \frac{V_{\text{output}}}{V_{\text{input}}}$$

$$\text{หรือ กระแส} = 20 \log_{10} \frac{I_{\text{output}}}{I_{\text{input}}}$$

ในกรณี ระดับโวลต์เตจ หรือกระแส ของวงจรเพิ่มเป็น 2 เท่า ทุก ๆ

dB โดยคิดจากกระแส หรือโวลต์เตจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 20 \log_{10} \frac{2}{1}$$

$$= 6.0 \text{ dB}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

วัตถุประสงค์ของการสร้าง TRANSMISSION LINE TESTER

5.1 เพื่อศึกษาการทำงานของระบบโทรคมนาคม เพื่อให้สอดคล้องกับสาขาวิชาที่กำลังศึกษา เพื่อให้เกิดความรู้และประสบการณ์มากขึ้น

5.2 เพื่อศึกษาระบบการสื่อสารข้อมูล ซึ่งปัจจุบันได้มีการพัฒนาไปอย่างรวดเร็ว ซึ่งทำให้เกิดการเรียนรู้ เพื่อทันต่อการก้าวหน้าของการสื่อสารด้วยระบบคอมพิวเตอร์

5.3 เพื่อใช้เป็นแนวทางในการประยุกต์ และการใช้งานของเครื่อง-TRANSMISSION LINE TESTER เพื่อให้เกิดประโยชน์มากที่สุด

5.4 เพื่อศึกษาการทำงานของเครื่อง TRANSMISSION LINE TESTER

5.5 เพื่อเป็นประโยชน์ต่อผู้ที่ต้องการค้นคว้าศึกษาการทำงานของเครื่อง TRANSMISSION LINE TESTER ซึ่งอาจนำไปพัฒนาและสามารถนำไปใช้ในงานระบบสื่อสารข้อมูลได้

5.6 เพื่อใช้เป็นเครื่องมือในการตรวจเช็ค TRANSMISSION LINE ของระบบสื่อสารข้อมูล

5.7 วัสดุอุปกรณ์

1. IC LF 351
2. IC XR 2206
3. IC LM 324
4. IC LM 386
5. TR BD 139
6. TR BD 140
7. DIODE IN60
8. CAPACITOR
9. RESISTOR
10. TRANSFORMER
11. ชุดทดลอง
12. ชุด POWER SUPPLY
13. อุปกรณ์แสดงผล DIGITAL METER
14. ลำโพง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

15. มัลติมิเตอร์
16. ออสซิลอสโคป
17. ซิกแนลเจนเนอเรเตอร์
18. TRANSMISSION LINE TESTER มาตรฐาน
19. สายไฟ
20. Attenuator
21. อื่น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

หลักการทํางานของ TRANSMISSION LINE TESTER

ประกอบด้วยส่วนสำคัญ ดังนี้

- 6.1 ภาคส่ง (TRANSMITTER)
- 6.2 ภาครับ (RECEIVER)
- 6.3 ภาคเพาเวอร์ที่พหลาย (POWER SUPPLY)

6.1 ภาคส่ง (TRANSMITTER)

ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 2 ส่วน คือ

- 6.1.1 วงจรกำเนิดสัญญาณ SINEWAVE
- 6.1.2 วงจรขยายสัญญาณ

6.1.1 วงจรกำเนิดสัญญาณ SINEWAVE

วงจรมีใช้ไอซีเบอร์ XR-2206 นี้เป็นโมโนลิทิก ฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์ มีความสามารถในการผลิตคลื่นรูปไซน์ (SINE) รูปคลื่นสามเหลี่ยม (Triangle) สี่เหลี่ยม (Square) แรมป์ (Ramp) ได้ โดยที่มีความถี่ตั้งแต่ไม่กี่ Hz จนถึงหลายร้อย กิโลเฮิร์ต โดยต่อกับวงจรภายนอกอีกนิดหน่อย นอกจากนี้ยังสามารถนำไอซี XR-2206 มาควบคุมขนาดและความถี่ (A.M และ F.M) และ Phase shift or frequency shift key ได้อีก

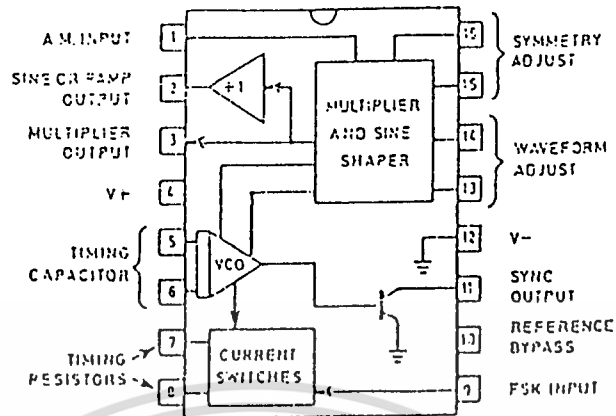
สำหรับ XR-2206 นี้ผลิตโดยบริษัท Exar integrated System Inc ซึ่งอยู่ในแพ็คเกจไอซี 16 ขา สามารถจะใช้กับไฟเลี้ยง (power supply) ตัวเดียว ในช่วง 10 ถึง 26 Volt ได้ หรืออาจใช้ไฟเลี้ยงคู่ได้ในช่วง 5 ถึง 13 Volt ขณะต้องผลิตคลื่นไซน์ (Sine) นั้นค่า t.h.d ของสัญญาณนั้นจะมีค่า 25% เมื่อยังไม่มีการปรับแต่ง แต่จะสามารถปรับให้เหลือเพียง 0.5% ได้ โดยการควบคุมของวงจรที่นำมาเชื่อมต่อ โดยสัญญาณ output รูปไซน์นี้จะมีขนาดสูงสุด 2 V(r.m.s) และมีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เท่ากับ 600 โอห์ม

การทํางานของ XR-2206

รูปที่ 6.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมแต่ละส่วนของ XR-2206 ซึ่งเป็นแพ็คเกจขนาด 16 ขา หัวใจสำคัญของส่วนนี้คือ V.C.O (Voltage control Oscillator) ซึ่งจากรูปจะเห็นว่า มีคาปาซิเตอร์จัดเวลา (timing capacitor) ซึ่งมีค่าในช่วง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่อนักผู้ดูแลเนื้อหาเว็บไซต์นี้เห็นว่าการนำเอกสารไปใช้ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1000 pF ต่อที่ขา 5 และ 6 ซึ่งเป็น input ของ V.C.O



รูปที่ 6.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานและขาต่าง ๆ ของ XR-2206

สำหรับตัวต้านทานจัดเวลา (timing resistor) นั้นจะต่อกับขา 12 (V) และขา 7 หรือขา 8 ซึ่งมีค่าระหว่าง 1 K ถึง 2 M ค่าของตัวต้านทานจัดเวลาและตัวเก็บประจุจัดเวลานั้นจะมีผลต่อความถี่ในการออสซิลเลทซึ่งจะมีค่าเท่ากับ

$$f_o = 1/RC \quad \text{HZ}$$

จะเห็นว่าเราสามารถจะเปลี่ยนค่า R หรือ C เพื่อให้ความถี่เปลี่ยนแปลงได้ แต่เพื่อจะให้เกิดการคงตัวของอุณหภูมิ (temperature stability) และความถี่ของสัญญาณไซน์ (sine) น้อยที่สุด ควรให้ค่าของรีซิสเตอร์มีค่าอยู่ระหว่าง 4 K ถึง 200 K

ในการเลือกต่อตัวต้านทานจัดเวลา (timing resistor) นั้นว่าต่อกับขา 7 หรือขา 8 นั้น เราพิจารณาโดยดูว่ามีการป้อนสัญญาณที่ขา FSK INPUT หรือไม่ ถ้าขา FSK INPUT ขา 9 นี้เปิดวงจรหรือต่อกับสัญญาณแรงดันขนาดมากกว่า 2 Volt จะต่อตัวต้านทานเข้าขา 7 ในทางกลับกัน ถ้าขา FSK INPUT นี้ต่อกับแรงดันไฟฟ้าต่ำกว่า 1 Volt ขา 8 จะต้องต่อตัวต้านทานด้วย

ส่วนของ V.C.O ของ I.C นั้นผลิตรูปคลื่นได้ 2 ชนิดคือ รูปคลื่นแรมป์ซึ่งจะป้อนไปส่วนของ multiplier and sine shaper block อีกทีหนึ่ง และรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (rectangular) ซึ่งป้อนออกที่ขา output ขา 11 โดยผ่านทรานซิสเตอร์ ซึ่งการผลิตรูปคลื่นนี้ขึ้นอยู่กับตัวเก็บประจุจัดเวลา (timing capacitor) โดยตัวเก็บประจุนั้นจะเริ่มต้นเก็บประจุ ซึ่งเป็นผลทำให้เกิดคลื่นรูปแรมป์ (ramp) ที่กำลังพุ่งขึ้น และที่อีกเอาต์พุตจะได้สัญญาณ "high" ที่คลื่นสี่เหลี่ยม (rectangular) จนกระทั่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่วงวนวิสาห์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาดเห็นใบเขียวประโยชน์ดำเนินการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันไฟฟ้านั้นจะถึงจุดหนึ่งเรียกว่า "firing voltage" ที่จุดนี้จะทำให้สัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมจะกลายเป็น "low" และตัวเก็บประจุจัดเวลา (timing capacitor) จะเก็บประจุในทิศทางกลับกับตอนต้นเป็นผลทำให้สัญญาณรูปแรมป์จะตกลง ซึ่งก็จะตกลงจนถึงจุด "firing voltage" เช่นกัน จะทำให้รูปคลื่นสี่เหลี่ยมกลับกลายเป็นระดับสัญญาณ "high" และขบวนการต่าง ๆ ก็จะกลับไปกลับมาเช่นนี้เหมือนเดิม

จากการอธิบายข้างต้นจะเห็นว่า V.C.O ส่วนนี้จะผลิตคลื่นรูปสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมที่สมมาตรออกมา ถ้าเกิดนำเอาสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ได้จากขา 11 ต่อเข้ากับขา FSK INPUT (ขา 9) ของไอซี จะมีผลทำให้ได้คลื่นรูปแรมป์และรูปสี่เหลี่ยมไม่สมมาตรออกมาแทน

รูปคลื่นแรมป์ที่ได้จากส่วนของ V.C.O ของไอซี XR-2206 จะถูกนำไปเข้ายังส่วนของ multiplier and shaper block อีกที ซึ่งส่วนนี้ทำหน้าที่คล้ายกับวงจรขยายความแตกต่าง ซึ่งจะทำให้เอาท์พุทอิมพีแดนซ์ที่ขา 3 มีค่าสูง และที่ขา 2 จะเป็นบัฟเฟอร์เอาท์พุทที่มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 600 โอห์มที่เปิดวงจรที่ขา 13 และ 14 (open circuit) นั้นจะมีผลทำให้ที่เอาท์พุทขา 2 และ 3 นั้นจะให้รูปคลื่นรูปแรมป์ (ramp) ออกมา แต่ถ้าต่อรีซิสเตอร์ที่มีความต้านทานสองสามร้อยโอห์มที่ขา 13 และ 14 จะทำให้ยอดของคลื่นรูปแรมป์จะถูกตัดออก ทำให้เอาท์พุทที่ขา 2 และ 3 นั้นผลิตคลื่นรูปไซน์ (sine) ออกมา ถ้ามีการปรับแต่งที่ถูกต้องและเหมาะสมจะทำให้คลื่นรูปไซน์ที่ได้มีความเพี้ยนเพียง 0.5% เท่านั้นเอง

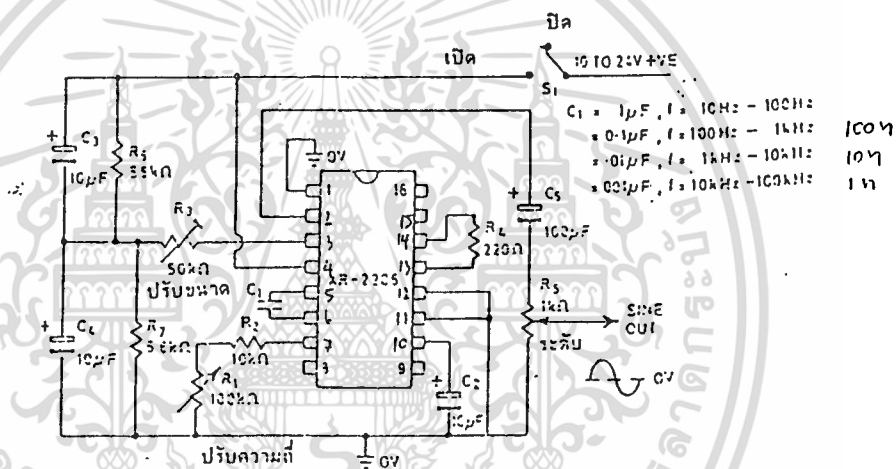
สำหรับอัตราขยายและเฟสของเอาท์พุทของ multiplier สามารถเปลี่ยนแปลงได้โดยการเพิ่มสัญญาณแรงดันที่ขา 1 ของไอซี เอาท์พุทที่ได้จะถูกควบคุมโดยการเปลี่ยนแปลงสัญญาณแรงดันที่ขา 1 ซึ่งค่าแรงดันนี้ควรอยู่ราว ๆ ครึ่งหนึ่งของไฟเลี้ยงที่ป้อนให้ โดยค่าของเอาท์พุทจะมีค่าเป็นศูนย์เมื่อสัญญาณแรงดันที่ขา 1 มีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันไฟเลี้ยงพอดี และจะเพิ่มขึ้นเมื่อสัญญาณแรงดันเพิ่มขึ้น แต่ถ้าระดับแรงดันเกิดลดลงต่ำกว่าค่าครึ่งหนึ่งของแรงดันไฟเลี้ยงจะทำให้สัญญาณเอาท์พุทเพิ่มขึ้นเช่นกัน แต่ทว่าเฟสที่ได้จะตรงกันข้ามกัน คุณสมบัตินี้เองสามารถนำมาใช้ในการมอดูเลทขนาด (AM) หรือเฟสชิฟต์คีย์ (phase shift key) ซึ่งจะให้เอาท์พุทที่ขา 2 และ 3

เนื่องจากว่าเอาท์พุทขา 3 ของไอซี XR-2206 นั้นต่อกับอินพุทของวงจรขยายที่มีอัตราขยายเท่ากับ 1 นั้น ซึ่งทำให้เกิดบัฟเฟอร์เอาท์พุทที่มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 600 โอห์มที่ขา 2 ทำให้เราสามารถ ป้อนสัญญาณอินพุทเข้าที่วงจรขยายบัฟเฟอร์ โดยการใช่วงจรแบ่งแรงดัน (potential divider) หรืออิมพีแดนซ์เข้าขา 3 ได้ โดยเทียบกับกราวด์ ซึ่งคุณสมบัตินี้เองทำให้สามารถควบคุมอัตราขยายด้วยวิธีง่าย ๆ ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรการผลิตรูปคลื่นพื้นฐาน

รูปที่ 6.2 เป็นเการต่อวงจรอย่างง่ายสำหรับผลิตคลื่นรูปไซน์ที่มีความกว้างอย่างง่าย ๆ ซึ่งจากรูปนั้นจ่ายไฟเลี้ยงเพียงตัวเดียว และตัวต้านทานจับเวลา (timing resistor) ประกอบด้วย R_1 และ R_2 ซึ่งต่ออนุกรมกันอยู่ และสามารถที่จะผลิตคลื่นรูปไซน์ที่มีความถี่ได้หลายย่านโดยการให้ค่าของตัวเก็บประจุเปลี่ยนไป โดยที่เมื่อ C_1 นั้นมีค่า $1\mu F$ ความถี่ที่ได้จะอยู่ในช่วง 10 Hz - 100 Hz โดยปรับค่า R_1 ถ้า C_1 มีค่า $0.001\mu F$ ความถี่ที่ได้จะมีค่า 10 KHz-100KHz ขอให้สังเกตว่าตัวต้านทานจับเวลา (timing resistor) นั้นใช้แค่ขา 7 ของไอซีเท่านั้นเหตุผลเพราะขา FSK INPUT(ขา 9) นั้นมิได้ป้อนสัญญาณใด ๆ ตามที่เคยกล่าวไว้ตอนต้น วงจรจะผลิตคลื่นรูปไซน์เพราะว่าต่อตัวต้านทาน 220 โอห์ม

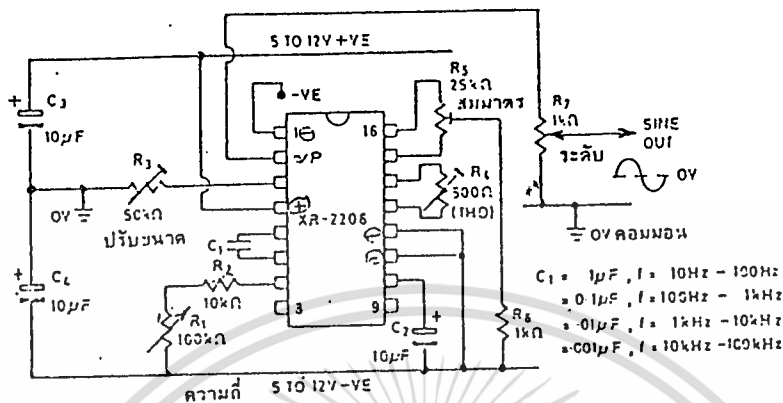


รูปที่ 6.2 วงจรการผลิตคลื่นรูปไซน์อย่างง่ายโดยแหล่งจ่ายไฟตัวเดียว

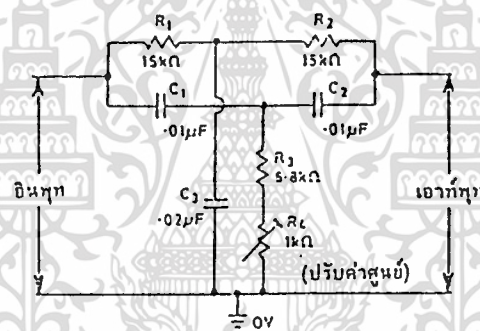
ที่ต่อเข้ากับขา 13 และ 14 ของไอซี สำหรับตัวอย่างนี้คลื่นรูปไซน์จะมีความเพี้ยนของสัญญาณน้อยกว่า 2.5% สำหรับแรงไฟฟ้าที่ขา 3 ของไอซีมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของไฟเลี้ยง โดยการใช้วงจรแบ่งแรงดัน R_6-R_7 ซึ่งต่อขนานกับ C_3-C_4 ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ต่ำ ดังนั้นสัญญาณรูปไซน์ที่ขา 2 ควรจะมีค่าราว ๆ ครึ่งหนึ่งของแรงดันไฟเลี้ยง ส่วนเอาต์พุตที่ได้จะถูกกรองสัญญาณแรงดันดีซ็อกโดย C_5 และทำให้มีค่าเปลี่ยนแปลงขนานได้โดย R_6 ซึ่งเป็นเอาต์พุตสุดท้ายนี้เองและค่าขนานของสัญญาณเอาต์พุตรูปไซน์ที่มีค่าสูงสุดที่ได้ถูกตั้งไว้โดย R_9 ซึ่งในการตั้ง R_9 นี้ก่อนอื่นจะต้องถอด R_4 จากขา 13 เสียก่อนซึ่งจะทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตเป็นรูปสามเหลี่ยมแทน จากนั้นค่อย ๆ ลดค่า R_9 จนกระทั่งส่วนที่ถูกขลิบของสัญญาณรูปสามเหลี่ยมจะหมดไป ขณะนี้ถือว่าเสร็จการตั้งค่า R_9 เรียบร้อยแล้วหลังจากนั้นจึงต่อ R_4 เข้าที่เหมือนเดิม ซึ่งจะทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตรูปไซน์ที่ดีพอสมควรสำหรับตัวอย่างในรูปนี้สามารถใช้ได้กับแรงดันไฟเลี้ยง ที่มีค่าอยู่ในช่วง 10V ถึง 24V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาก็เท่านั้น ไม่นับผูกติดกับใบโฆษณาหรือการบริการ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งสามารถดัดแปลงใช้ในการจ่ายไฟเลี้ยง 2 ชุด โดยการแทนกราวด์ด้วยไฟเลี้ยงที่มีค่าเป็นลบแทน และก็นำ R_0 ต่อลงกราวด์แทน ดังแสดงในรูป



รูปที่ 6.3 วงจรผลิตคลื่นรูปไซน์



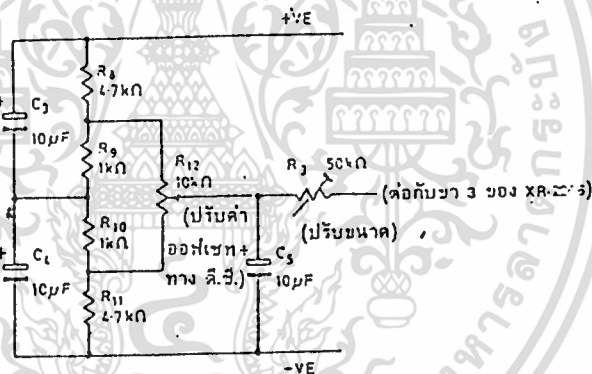
รูปที่ 6.4 วงจรทวินที้อย่างง่ายที่ใช้สำหรับปรับค่าความเพี้ยน

สำหรับตัวอย่างนี้จะเห็นว่า $R_0 - R_7$ วงจรแบ่งแรงดัน และ C_3 จะไม่ใช่ เพราะว่าสัญญาณเอาต์พุตรูปไซน์จะปรับจุดศูนย์กลางโดยอัตโนมัติ สำหรับตัวอย่างนี้จะแสดงให้เห็นการลดค่าความเพี้ยนทางฮาร์โมนิกทั้งหมด (total harmonic distortion (t.h.d)) ให้เหลือ 0.5% โดยการเพิ่ม R_4 และ R_5 ซึ่ง R_4 ทำหน้าที่ปรับค่า t.h.d ในขณะที่ R_5 ทำหน้าที่ปรับความสมมาตร ซึ่งการปรับค่า R_4 และ R_5 ต้องปรับหลังจากปรับค่า R_0 ซึ่งปรับให้ได้คลื่นรูปสามเหลี่ยมที่ไม่มีการขลิบของสัญญาณเรียบร้อยแล้วตามที่ได้อธิบายไว้ข้างต้น

ในกรณีไม่มีมิเตอร์วัดแอมพลิจูดความเพี้ยนนั้นแนะนำให้ใช้ฟิลเตอร์แบบทวินที (twin-T) 1 KHz อย่างง่าย ตามในรูปที่ 6.4 ซึ่งใช้ร่วมกับออสซิลอสโคปหรือมิลลิโวลต์มิเตอร์ในการปรับค่าความเพี้ยนของคลื่นรูปไซน์ให้มีค่าน้อยที่สุดที่ 1 KHz สำหรับขั้นตอนในการใช้ฟิลเตอร์นี้ โดยการจ่ายสัญญาณเอาต์พุตรูปไซน์ที่ผลิตได้เป็นอินพุต เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้กับวงจรฟิลเตอร์ที่ 1 Vr.m.s ความถี่ประมาณ 1 KHZ และนำเอาที่พุกของวงจรฟิลเตอร์นี้ไปเป็นอินพุทให้กับออสซิลโลสโคปหรือมิลลิโวลท์มิเตอร์ จากนั้นทำการปรับความถี่อินพุทของเจเนอเรเตอร์และ R_4 ของวงจรฟิลเตอร์ เพื่อให้ค่าเอาต์พุทที่อ่านได้มีค่าน้อยที่สุด และจากนั้นจึงปรับ R_4-R_5 เป็นตัวควบคุมความเพี้ยนของเจเนอเรเตอร์เพื่อที่จะลดค่าเอาต์พุทที่อ่านได้จากฟิลเตอร์ เพื่อให้ได้ค่าน้อยที่สุดเท่าที่เป็นไปได้ ซึ่งก็จะได้สัญญาณรูปไซน์ที่มีความเพี้ยนต่ำ ซึ่งค่าที่ได้นี้จะมีความประมาณ $0.1\% \text{ t.h.d/mVr.m.s}$ โดยที่เกิดอ่านค่าในออสซิลโลสโคปหรือมิลลิโวลท์มิเตอร์ได้ 5 mVr.m.s ก็จะได้ค่า t.h.d ประมาณ 5% เป็นต้น

เมื่อได้สัญญาณไซน์ที่มีความเพี้ยนต่ำแล้ว จะสังเกตเห็นว่าที่ขา 3 นั้นมีความใกล้เคียงกับเอาต์พุทที่ขา 2 แต่สัญญาณขา 3 มีความเพี้ยนของสัญญาณต่ำกว่าและมีเอาต์พุทอิมพีแดนซ์สูงกว่าขา 2 ในกรณีที่ต้องการคิ้อฟเซต (d.c offset) ซึ่งออกมากับสัญญาณเอาต์พุทที่ขา 2 และ 3 ของตัวอย่างรูป 6.3 นี้ โดยการเพิ่มวงจรบางส่วนในรูป 6.5 เข้าไปในวงจรรูป 6.6

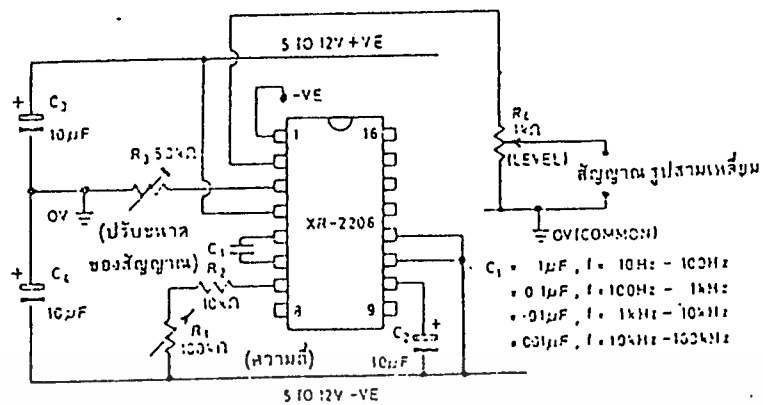


รูปที่ 6.5 วงจรเพิ่มเติมเพื่อลดออฟเซตคิ้อในวงจรรูป โดยต่อเข้ากับขา 2 และ 3

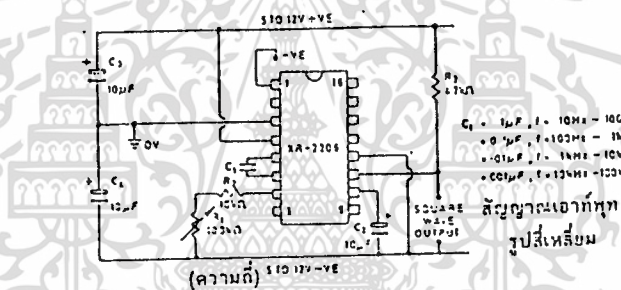
ไอซี XR-2206 ยังสามารถที่จะผลิตคลื่นรูปสามเหลี่ยมได้โดยการใช้วงจรพื้นฐานในรูป 6.5 และได้โดยปราศจากรีซีเตอร์ที่ขา 13 และ 14 ซึ่งจะเห็นจากตัวอย่างในรูป

จากรูป 6.6 แสดงให้เห็นถึงวงจรที่สามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ของวงจรผลิตรูปคลื่นสามเหลี่ยม ถ้าเกิดป้อนไฟเลี้ยงในขนาด 9V-0-9V ทำให้ไอซีสามารถผลิตสัญญาณในขณะที่ยังไม่ได้ต่อโหลดได้ขนาดถึง 12 V จากยอดถึงยอด (peak-to-peak) นอกจากนี้ไอซี XR-2206 ยังสามารถที่จะผลิตสัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยมที่มีขนาดคงที่ได้ที่ขา 11 ได้โดยต่อโหลดตัวต้านทานระหว่างขา 11 กับไฟเลี้ยงที่เป็นบวก รูปที่ 6.6 นี้แสดงถึงวงจรตัวอย่างที่แสดงถึงวงจรที่สามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ ซึ่งผลิตคลื่นรูปสี่เหลี่ยมเท่านั้น

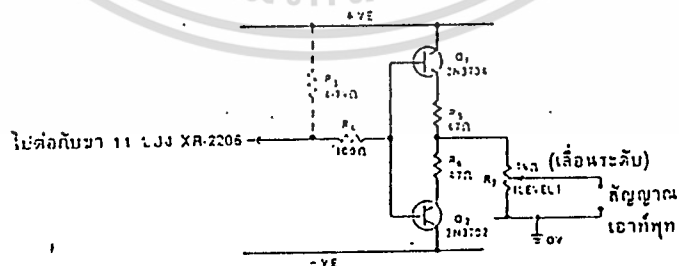
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.6 วงจรกำเนิดคลื่นรูปสามเหลี่ยมที่สามารถปรับความถี่ได้



รูปที่ 6.7 วงจรผลิตคลื่นรูปสี่เหลี่ยมที่สามารถปรับความถี่อย่างง่าย



รูปที่ 6.8 วงจรเพิ่มเติมที่มีค่าอิมพีแดนซ์ที่สามารถปรับขนาดได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ขา 11 จากรูป 6.7 จะเห็นว่าขาที่ถูกเรียกว่า ซิงค์เอาต์พุท (sync output) เพราะว่าสัญญาณที่ปรากฏที่จุดนี้เห็นไม่เหมาะกับการที่จะนำไปขับโหลดที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำโดยตรง แต่กลับเหมาะที่จะนำไปขับโหลดที่มีค่าอิมพีแดนซ์สูง เช่น ออสซิลโลสโคป เวลาของสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่ขอบขาขึ้นและขอบขาลงนี้มีค่าเท่ากับ 250 ns และ 50 ns ตามลำดับ เมื่อโหลดที่นำมาต่อกับขา 11 มีค่าเท่ากับ 10 pF วงจรรูป นี้เป็นวงจรที่เป็นบัฟเฟอร์เพื่อช่วยในการขับโหลดที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ ซึ่งวงจรนี้เป็นวงจรคอมพิเมนต์ทารีอีมิตเตอร์ ฟอลโลเวอร์ (complementary emitter follower) ขรรมคาเท่านี้เอง แต่ควรจะต้อง R_9 ที่ค่า 4.7 k ไปด้วย เพื่อเป็นการป้องกันการลัดวงจรที่เอาต์พุท

จากตัวอย่างในรูปที่ 6.6 เรื่อยมาจนกระทั่งตัวอย่างรูป 6.7 นั้นสามารถที่จะนำไปดัดแปลงแก้ไขเพื่อให้ได้วงจรที่สามารถผลิตรูปคลื่นได้หลายแบบ เช่นตัวอย่างในรูปซึ่งเป็นวงจรที่แสดงให้ดูถึงวงจรที่จะสามารถผลิตรูปคลื่นไซน์ (sine), สามเหลี่ยม (triangle), สี่เหลี่ยม (square) ที่มีขนาดสัญญาณคงที่ โดยที่สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมนี้อยู่ที่ขา 11 ขณะที่สัญญาณรูปไซน์และสามเหลี่ยมนี้ที่ขา 2 โดยการเลือกของสวิตช์ S_1



รูปที่ 6.9 วงจรผลิตคลื่นรูปไซน์ สามเหลี่ยม สี่เหลี่ยม ที่มีขนาดคงที่

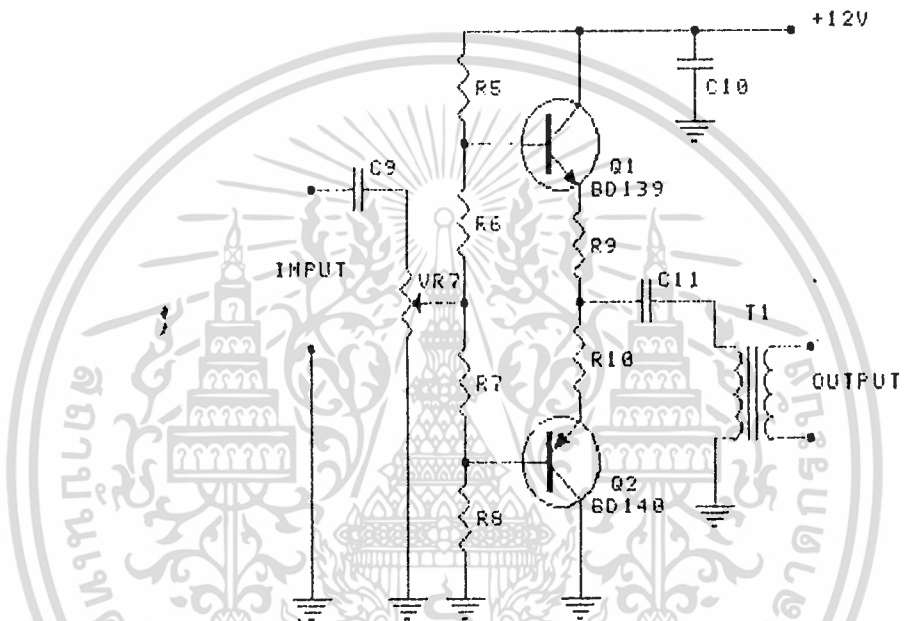
และอีกตัวอย่างหนึ่งในรูปที่ 6.9 เป็นวงจรที่มีราคาถูก แต่มีประสิทธิภาพสูงในการผลิตสัญญาณคลื่นรูปไซน์ สามเหลี่ยม สี่เหลี่ยม ช่วงความถี่ 1 Hz - 200 Hz การเลือกช่วงความถี่นี้เลือกโดยใช้สวิตช์ S_1 ในขณะที่เดียวกันการเลือกความถี่โดยละเอียดในแต่ละช่วงนั้นเลือกโดยการปรับค่าของ R_1 โดยที่เอาต์พุทของไอซีขา 2 จะเป็นคลื่นรูปไซน์ สามเหลี่ยม และสัญญาณเอาต์พุททั้งหมดจะผ่าน Q_1, Q_2, Q_3 ตามลำดับสำหรับตัวต้านทาน R_9 จะทำให้เอาต์พุทที่เป็นคลื่นรูปไซน์แล้สามเหลี่ยมมรจุดศูนย์กลางที่จุดศูนย์โวลท์มากยิ่งขึ้น และ R_9 จะเป็นตัวคอยปรับให้เอาต์พุทของคลื่นรูปไซน์มีค่าสูงสุด $2 V_{r.m.s}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.1.2 วงจรขยายสัญญาณ

วงจรขยายสัญญาณ เป็นวงจรขยายที่จะตัดแปลงมาจากวงจรขยายสัญญาณความถี่เสียง เนื่องจากวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ SINE WAVE จะสร้างควมถี่ ที่อยู่ในช่วงความถี่เสียง (20-20KHZ)

วงจรขยายสัญญาณนี้ ประกอบด้วยอุปกรณ์สำคัญ คือ ทรานซิสเตอร์ขยายกำลัง (POWER Amp) เบอร์ BD139 และ BD140 ซึ่งจัดวงจรแบบพุชพูล (PUSH - PULL) ซึ่งทำให้ประสิทธิภาพของการขยายกำลังของทรานซิสเตอร์สูงขึ้น



รูปที่ 6.11 แสดงวงจรขยายสัญญาณ

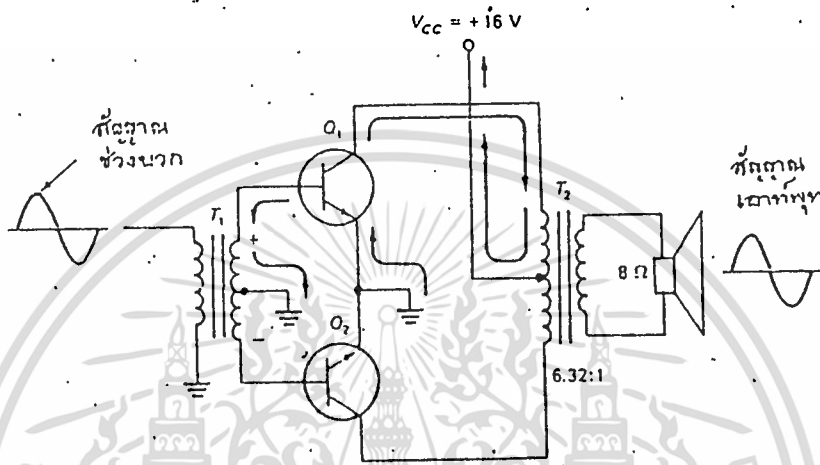
การขยายกำลังแบบคลาส B

การขยายกำลังแบบคลาส B ให้ไฟไบอัสที่จุดคัทออฟ จะไม่มีกระแสไหลในวงจรจนกว่าจะมีสัญญาณไปทำให้ไฟไบอัสสูงกว่าจุดคัทออฟ การไหลของกระแสเฉพาะในครึ่งบวกของสัญญาณอินพุต นี้จะเกิดการถ่ายเทกำลังไฟจำนวนมากจากแหล่งจ่ายไฟ ทำให้ประสิทธิภาพของการขยายกำลังของทรานซิสเตอร์สูงขึ้น อย่างไรก็ตาม การเพี้ยนของสัญญาณจะเกิดขึ้นตลอดเวลา การขยายกำลังแบบคลาส B โดยใช้ทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียวจึงไม่ควรนำไปใช้กับวงจรขยายเสียงในภาคพรีแอมป์เพราะจะเกิดเสียงเพี้ยนไม่น่าฟัง ควรใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว คือตัวหนึ่งขยายสัญญาณให้เป็นบวกอีกตัวหนึ่งขยายสัญญาณให้เป็นลบ เมื่อเอาแต่ละครึ่งสัญญาณที่ถูกขยายมาแล้วรวมกันจะช่วยขจัดเสียงเพี้ยนหรือความเพี้ยนของสัญญาณให้หายไป ลักษณะการใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวทำงานร่วมกันนี้ เราเรียกว่าการขยายแบบพุชพูล (PUSH - PULL)

รูปที่ 6.12 แสดงวงจรขยายกำลังแบบพุชพูลโดยใช้หม้อแปลงหรือทราน

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ผู้ที่เห็นประโยชน์ของเอกสารนี้สามารถนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ผิดลิขสิทธิ์ได้ แต่ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สฟอเมอร์ 2 ตัวหือแปลง T_1 เรียกว่าอินพุททรานสฟอเมอร์ ทำหน้าที่แยกขั้วของสัญญาณให้เป็นบวกและลบเพื่อป้อนเข้า Q_1 และ Q_2 ส่วนหือแปลง T_2 เรียกว่าเอาต์พุททรานสฟอเมอร์ ทำหน้าที่รวมสัญญาณที่ถกขยายแล้วเข้าด้วยกัน นอกจากนี้ยังทำหน้าที่ถ่ายทอดสัญญาณเอาต์พุทให้กับโหลดในที่นี้คือลำโพง ให้สังเกตว่าหือแปลงทั้งสองตัวมีแทปตรงกลาง



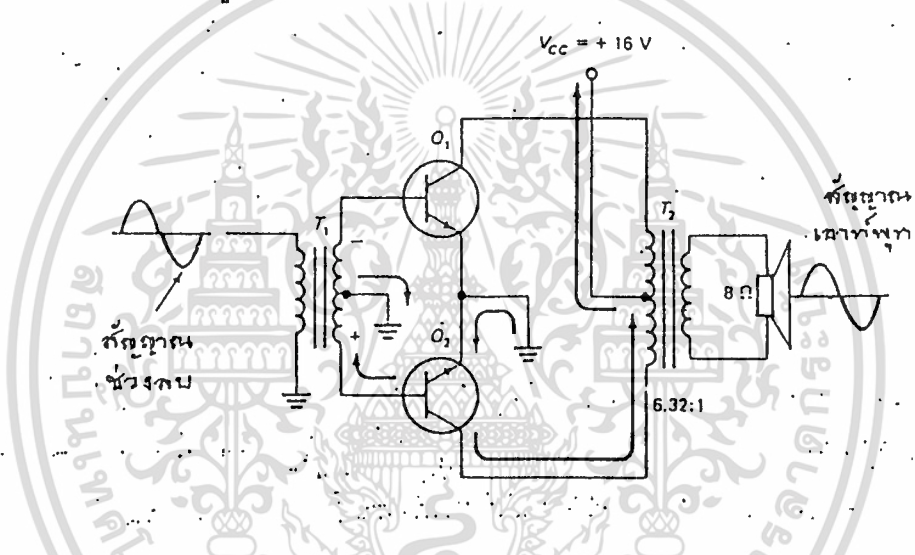
รูปที่ 6.12 แสดงการขยายกำลังแบบคลาส B ขณะที่ทรานซิสเตอร์ Q_1 มีกระแสไหล

ขณะที่ไม่มีสัญญาณอินพุทจะไม่มีกระแสไหลในวงจรเนื่องจาก Q_1 และ Q_2 อยู่ในสภาวะคัทออฟและจะไม่มีไฟ DC ใป้อนให้กับรอยต่อระหว่างเบส-อิมิตเตอร์ เมื่อสัญญาณอินพุทช่วงบวกมาปรากฏที่ขดปฐมภูมิของ T_1 จะทำให้ Q_1 มีกระแสเบสไหลไปลงกราวน์ที่แทปกลางของ T_1 ส่วนกระแสคอลเลคเตอร์ก็จะไหลผ่านขดลวดครึ่งหนึ่งของ T_2 ทางขดปฐมภูมิไปยังแหล่งจ่ายไฟ V_{CC} สุดท้ายสัญญาณครึ่งบวกจะไปปรากฏตกคร่อมที่โหลด ให้สังเกตว่าที่ Q_1 กระแสจะไหลจากกราว์ขึ้นไปยังอิมิตเตอร์และกระแสคอลเลคเตอร์จะไหลลงมายังแทปกลางของ T_2

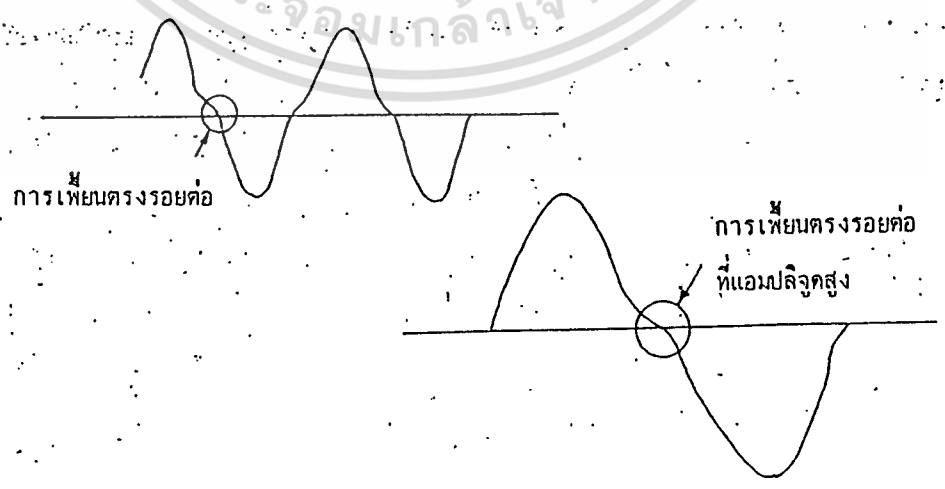
เมื่อสัญญาณอินพุทกลับขั้ว Q_2 จะอยู่ในสภาวะคัทออฟ ส่วน Q_1 เมื่อได้รับสัญญาณครึ่งบวกจะมีกระแสไหลดังรูป 6.13 กระแสคอลเลคเตอร์จะไหลผ่านขดปฐมภูมิอีกครึ่งหนึ่งของ T_2 ขณะนี้การไหลของกระแสคอลเลคเตอร์จะไหลขึ้นไปยังแทปกลางของ T_2 ดังนั้นที่โหลดจึงมีสัญญาณครึ่งลบมาปรากฏตกคร่อม เมื่อรวมกับสัญญาณจาก Q_1 ซึ่งเป็นครึ่งบวกจะได้สัญญาณรูปไซน์เวฟพอดี้ในลักษณะช่วยกันดึงช่วยกันผลัก ส่วนสัญญาณที่เพี้ยนจะหายไป

สำหรับประสิทธิภาพของการขยายสัญญาณแบบพุทพลจะมีค่าประมาณ 78.5%

เมื่อเทียบกับคลาส A แล้วอย่างสูงสุดได้เพียง 50 % การขยายแบบนี้จึงเหมาะที่จะนำไปใช้กับวงจรขยายที่ต้องการขยายกำลังสูง ๆ เป็นอย่างยิ่ง อย่างไรก็ตามก็ยังมี การเพี้ยนของสัญญาณอยู่บ้าง ปัญหาการเพี้ยนที่เกิดจากการขยายแบบพหุพล เรียกว่า การเพี้ยนแครสโอเวอร์ (crossover distortion) คือการเพี้ยนที่เกิดจากรอยต่อของสัญญาณเอาต์พุตซึ่งได้จากการขยายของทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวไม่ตรงกัน ทั้งสาเหตุมาจากตัวทรานซิสเตอร์เอง คือรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ มีลักษณะเหมือนกับไดโอด การทำงานจึงไม่เป็นไปในลักษณะเชิงเส้นตรง (nonlinear) เมื่อเป็นทรานซิสเตอร์และทำการขยายแบบพหุพลมีกระแสไหลเป็นระยะ ๆ เฉพาะครึ่งบวกของสัญญาณอินพุต สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จึงมีลักษณะดังรูป



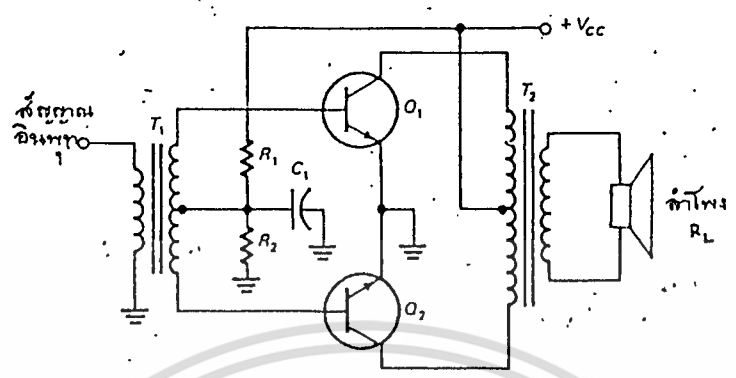
รูปที่ 6.13 แสดงการขยายกำลังแบบพหุพลคลาส B ขณะที่ Q_2 มีกระแสไหล



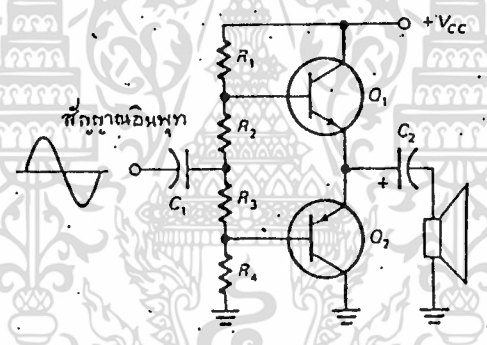
รูปที่ 6.14 แสดงการเพี้ยนของสัญญาณที่เกิดจากการขยายกำลังแบบพหุพล

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ส่วนตัวที่ปรับปรุงแก้ไขเพิ่มเติม โดยผู้ดูแลระบบเว็บไซต์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใหม่ให้อยู่ในลักษณะวงจรชนิดคอลเลคเตอร์ร่วม (อิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์) ซึ่งจะได้ค่าความต้าน



รูปที่ 6.16 วงจรขยายกำลังแบบพุชพูลคลาส AB



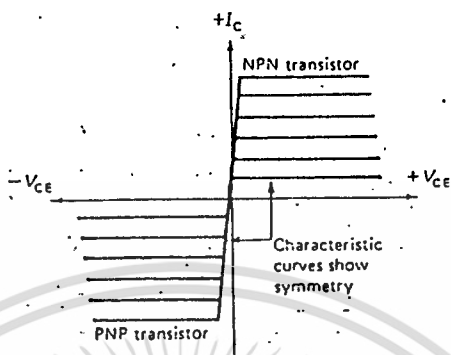
รูปที่ 6.17 วงจรขยายแบบคอมพลีเมนต์ารีสมมาตร

ทานหรืออิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุตต่ำจึงเหมาะสำหรับโหลดที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ ๆ เช่น ลำโพงจากรูป 6.17 เช่นกัน เราใช้คาปาซิเตอร์ C_2 เป็นตัวถ่ายทอดสัญญาณจากอิมิตเตอร์ไปยังโหลดซึ่งทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวทำงานในลักษณะที่สัญญาณเอาต์พุตตรงอิมิตเตอร์แปรเปลี่ยนไปตามสัญญาณอินพุตที่เบสการต่อวงจรโดยใช้ทรานซิสเตอร์สองตัวซึ่งเป็นชนิด PNP กับ NPN ต่อให้ทำงานร่วมกันเราเรียกว่าวงจรคอมพลีเมนต์ารีสมมาตร

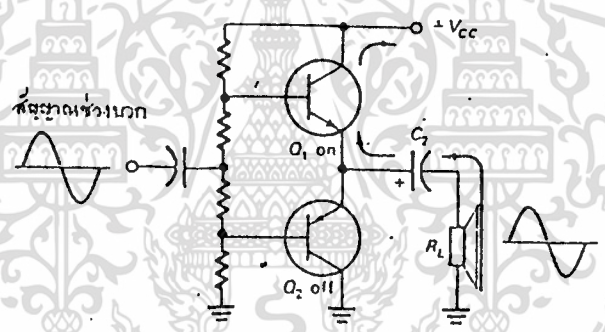
เมื่อดูจากรูปในรูปที่ 6.18 จะเห็นลักษณะการทำงานของทรานซิสเตอร์ชนิด PNP และ NPN ต่อเข้าด้วยกัน

รูปที่ 6.19 แสดงการเกิดสัญญาณเอาต์พุตของการต่อวงจรขยายแบบคอมพลีเมนต์ารีสมมาตร เมื่อสัญญาณอินพุตอยู่ในช่วงบวกทรานซิสเตอร์ Q_1 เป็นชนิด NPN เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับกิจกรรมการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลเนื้อหาเบี่ยงประเด็นทางการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะนำกระแสไหลในวงจรส่วน Q_2 เป็นชนิด PNP ไม่มีกระแสไหล กระแสก็จะไหลผ่านโหลดผ่าน C_2 และผ่าน Q_1 ไปยังภาคจ่ายไฟ C_2 จะเก็บประจุตั้งรูป ให้สังเกตว่าสัญญาณเอาต์พุตไม่ต่างเฟสกับสัญญาณอินพุต



รูปที่ 6.18 แสดงการสมมาตรของทรานซิสเตอร์ NPN กับ PNP

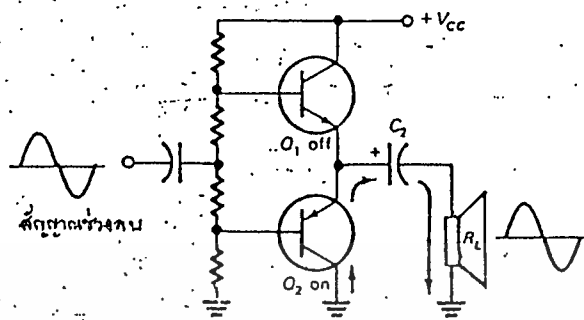


รูปที่ 6.19 แสดงสัญญาณช่วงบวกและการทำงานของวงจรขยายแบบคอมพลีเม้นตารีสมมาตร

ต่อมาเมื่อสัญญาณอินพุตอยู่ในช่วงลบ Q_2 ก็จะนำกระแสส่วน Q_1 จะอยู่ในสภาวะคัทออฟดังรูป 6.20 ลักษณะนี้ C_2 จะคายประจุและสัญญาณเอาต์พุตจะเป็นลบ มีเฟสเดียวกับสัญญาณอินพุต ปกติ C_2 มีค่าความจุสูงเป็น 1000 ไมโครฟาร์ัดความถี่ต่ำ ๆ จึงผ่านได้ดีและพอเหมาะกับความต้านทานของโหลดหรือลำโพง

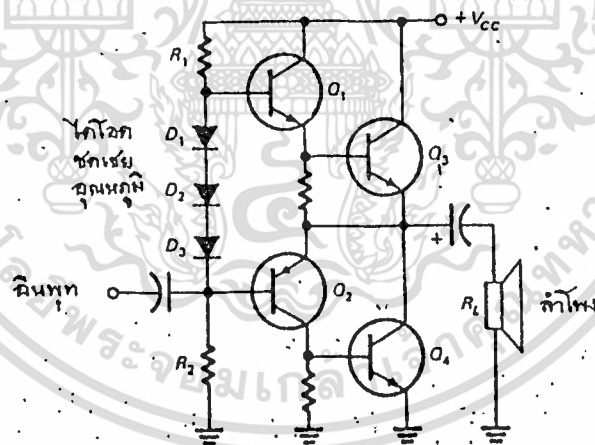
วงจรขยายคลาส AB แบบคอมพลีเม้นตารีสมมาตรชนิดอื่น ๆ ดังรูป 6.22 มีชื่อเรียกว่าควอลิคอมพลีเม้นตารีสมมาตร ทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 ไม่สมมาตรเนื่องจากทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวเป็นชนิด NPN ตัวที่ทำหน้าที่สมมาตรคือ Q_1 กับ Q_2 ช่วงที่สัญญาณอินพุตเป็นบวก Q_1 จะนำกระแสขยายสัญญาณให้ Q_3 ขยายต่อไป ส่วน Q_2 เป็นชนิด PNP ไม่มีกระแสไหล วงจรลักษณะนี้เป็นกรขยายแบบพหุผลเช่นเดียวกันโดยเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาติเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไม่ต้องใช้หม้อแปลงทั้งอินพุทและ เอาท์พุททรานส์ฟอเมอร์



รูปที่ 6.20 แสดงสัญญาณช่วงลบและการทำงานของวงจร

ให้สังเกตว่ามีไดโอดอยู่ในวงจรไบอัสด้วย ไดโอดจะทำหน้าที่ชดเชยการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ คือเมื่อทรานซิสเตอร์นำกระแสมากเกินไปอุณหภูมิจะสูงขึ้นจุดทำงานของทรานซิสเตอร์จะเปลี่ยนไปตามอุณหภูมิ เมื่อกระแสในวงจรสูงจะเกิดแรงดันตกคร่อมตัวของไดโอดทำให้ไฟไบอัสที่ป้อนให้กับทรานซิสเตอร์ลดลง กระแสที่ไหลในตัวทรานซิสเตอร์ก็จะน้อยลง จุดทำงานของทรานซิสเตอร์จึงคงสภาพอยู่ได้เหมือนเดิม



รูปที่ 6.21 วงจรขยายแบบควอลิคอมพีเมนต์ารีสมมาตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2 ภาครับ (RECEIVER)

ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 3 ส่วน คือ

1. วงจร CARIBRATOR
2. วงจรขยายเสียง (AMPLIFIER)
3. วงจร DIGITAL DISPLAY

วงจร CARIBRATOR

ประกอบด้วยอุปกรณ์หลักคือ IC OPAMP เบอร์ LM324 ซึ่งมี OPAMP 4-ตัวอยู่ในไอซีตัวเดียว เป็นไอซีที่ใช้ไฟเลี้ยงแบบ SINGLE SUPPLY ซึ่งเป็นการสะดวกในการออกแบบวงจรและเป็นไอซีที่หาง่าย และราคาถูก จึงเหมาะแก่การนำมาใช้งาน

การทำงานของวงจร CARIBRATOR เมื่อมีสัญญาณเข้ามาทางอินพุต S_2 จะเป็นสวิทช์เลือกค่าความสมมูลย์ของสายนำสัญญาณ เช่นในกรณีวัดสัญญาณรบกวนในสายนำสัญญาณจะต้องวัด ขณะที่ไม่มีการปลดสายนำสัญญาณออกจากเครื่องอุปกรณ์ (MODEM) และจะเลือกสวิทช์ไปที่ตำแหน่ง BRIDGE และเมื่อต้องการวัด ขณะปลดสายนำสัญญาณออกจากเครื่องอุปกรณ์ สามารถเลือกได้ 2 แบบ คือ ถ้าสายนำสัญญาณมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 600 โอห์ม ให้เลือกสวิทช์มาตำแหน่ง 600 และถ้าสายนำสัญญาณมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 900 โอห์ม ให้เลือกสวิทช์มาตำแหน่ง 900 และเมื่อสัญญาณจากอินพุตจะถูก coupling ผ่าน C_1 เข้ามาขา 3 ของ IC1A ไอซีตัวนี้ทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์และขา 2 จะต่อกับ R_1, R_2, R_3 และ R_4 ตามลำดับ ซึ่งจะเป็นการ caribrate ค่าสัญญาณที่รับเข้ามาให้ถูกต้อง โดยมี S_1 เป็นสวิทช์ เพื่อเลือกระดับสัญญาณที่ต้องการ จากนั้นจะส่งมาเป็นอินพุตให้แก่ IC1B ที่ขา 12 ซึ่งต่อเป็นวงจรขยายผลต่าง ซึ่งมี VR_1 และ VR_2 จะทำหน้าที่ปรับอัตราขยาย ซึ่งจะเป็นการปรับความแรงของสัญญาณ ซึ่งเปรียบเสมือนภาคปริแอมป์ของเครื่องขยายเสียง สัญญาณที่ได้ถูกป้อนไปยัง IC1D ซึ่งต่อวงจรเป็นแบบวงจรขยายผลต่าง โดยมีอินพุตส่วนหนึ่งได้มาจาก IC1C ซึ่งต่อวงจรเป็นแบบวงจรบัฟเฟอร์ แรงดันที่ได้จะเป็นอินพุตให้แก่ IC1C ที่ขา 10 และได้เอาท์พุทออกที่ขา 8 ส่งไปยัง IC₃ เบอร์ LF 351 ซึ่งเป็นไอซีชนิด wide bandwidth JFET ซึ่งมีคุณสมบัติ Low input offset voltage, Low input bias current, High input impedance, High slew rate และ Wide bandwidth ซึ่งเหมาะสำหรับนำมาใช้เป็นวงจรสร้างดุล (balancing circuits) เพื่อปรับ V_o ให้เป็นศูนย์ ให้เป็นสภาวะสงบได้ ส่วน OP-AMP บางตัวเช่นเบอร์ 741 จะมีขั้วไว้ให้พร้อม เรียกว่า OFFSET NULL สำหรับให้ต่อความต้านทานปรับค่าได้เพื่อปรับ V_o ให้เป็นศูนย์ สำหรับ OPAMP LF351 ไม่มีขั้วเช่นนี้ เราสามารถต่อวงจรสร้างดุลเพื่อปรับ V_o ให้เป็นศูนย์

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้ตั้งวงจร โดยมี VR_2 เป็นตัวปรับ และเอาท์พุทที่ได้จะส่งไปยังวงจร A/D ต่อไป

วงจรขยายเสียง (AMPLIFIER)

วงจรมีประกอบด้วย IC2 เบอร์ LM386 ซึ่งเป็นเบอร์ที่นิยมใช้นำมาสร้างเป็นวงจรขยายสัญญาณเสียง ที่มีวัตต์ต่ำ เนื่องจากเป็นวงจรที่สร้างง่าย ใสซื่อหาง่าย ราคาไม่แพง แต่มีประสิทธิภาพการทำงานสูง โดยเมื่อสัญญาณอินพุทที่ได้จากขา 1 ของ IC1A เมื่อ coupling ผ่าน C_9 มาแล้ว VR_2 จะทำหน้าที่ควบคุมอัตราขยายของวงจร โดยป้อนเข้าทางขา 3 ของไอซี จากนั้นสัญญาณที่ขยายแล้วจะ coupling ผ่าน C_9 เข้าลำโพงทำให้เกิดเสียงตามความถี่ของสัญญาณที่รับเข้ามา

วงจร DIGITAL DISPLAY

DIGITAL DISPLAY หมายถึงการแสดงผลออกมาเป็นตัวเลข DIGITAL หลังจากที่เรารู้สัญญาณจากวงจร CALIBRATOR แล้ว ในตอนนี้ก็เป็นหน้าที่ของภาค DISPLAY ที่จะนำสัญญาณที่ได้นี้ออกแสดงเป็นจำนวนตัวเลขที่อ่านเป็นค่า ในหน่วยของ เดซิเบลที่ตรงกับความเป็นจริง

โดยหลักการแล้วต้องใช้วงจร A/D (Analog to Digital) ซึ่งจะเป็นการเปลี่ยนสัญญาณ Analog ให้เป็นสัญญาณ Digital ก่อนจะมีการ decode ออกมาเป็นจำนวนตัวเลขฐาน 10 ที่ใช้กันอยู่ทั่วไป แต่การทำงานในลักษณะนี้ได้มีการออกแบบเป็นวงจรไอซีที่สามารถนำมาใช้กับงานทั่วไปอย่างกว้างขวาง รวมทั้งงาน Transmission Line tester ด้วย

ไอซีชนิดที่ได้กล่าวถึงอยู่ก็คือ DVM (Digital Volt Meter) เป็นไอซีเบอร์ ICL7107 ซึ่งโดยพื้นฐานการทำงานเป็นชิป DVM ที่ใช้ร่วมกับ LED แบบ 7 Segment ดังรูป จากวงจรที่ได้แสดงการต่อดิจิตอลโวลท์มิเตอร์ จะได้เห็นส่วนประกอบของวงจร ประกอบไปด้วย IC₁ คือ ICL7107 ซึ่งเป็นตัวหลักของวงจร ซึ่งจะต่อขาต่าง ๆ มากมายไปยัง LED แบบ 7 Segment ขนาด 3.5 หลีก เพื่อแสดงผลที่ได้จากการวัดสัญญาณให้มีค่าออกมาในรูปของตัวเลข 7 ส่วนในฐาน 10 และขาต่าง ๆ ของ ICL7107 ได้ต่ออุปกรณ์ภายนอกไว้ซึ่งมีรายละเอียดในการใช้งานดังนี้

6.3 เพาเวอร์ซีพพลาย

ภาคนี้มีความสำคัญในเครื่อง TRANSMISSION LINE TESTER เพราะว่าถ้าไม่มีภาคนี้ เครื่อง ๆ ก็จะไม่สามารถทำงานได้ ส่วนประกอบสำคัญของภาคนี้ ที่สำคัญคือ

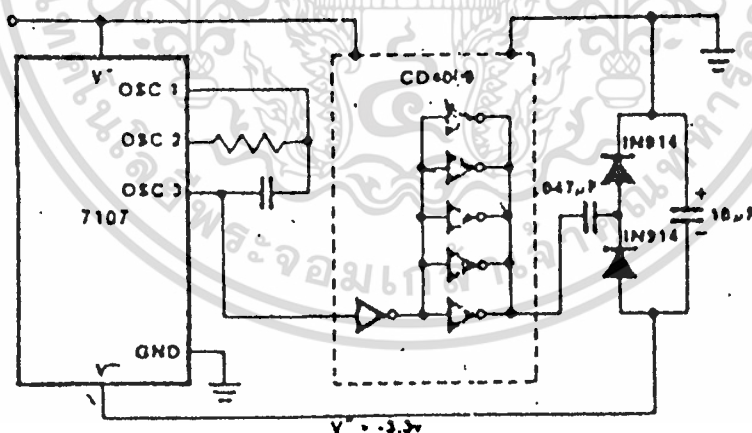
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- วงจรจ่ายแรงดัน 5 V
- วงจรจ่ายแรงดัน 12 V
- วงจรจ่ายแรงดัน +9 V

ซึ่งวงจรจ่ายแรงดัน ทั้ง 3 วงจรนี้ มีอุปกรณ์ที่สำคัญคือ IC REGULATOR ตระกูล 78XX และ 79XX ซึ่งทำหน้าที่ รักษาระดับของแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ เนื่องจากเป็นเครื่องมือวัดที่ต้องการความเที่ยงตรง แม่นยำ ดังนั้นในภาค POWER SUPPLY นี้ จึงต้องใช้ IC REGULATOR ทำหน้าที่ควบคุมแรงดัน

โดยปรกติ ICL7107 จะต้องใช้ไฟเลี้ยงเป็นแบบไฟเลี้ยงคู่ คือ มีไฟบวก, ไฟลบ และกราวด์ (+5V) ซึ่งเป็นการยุ่งยากมากในการที่จะจ่ายไฟให้มีแรงดันเท่ากัน และเป็นการสิ้นเปลืองภาคจ่ายไฟ ดังนั้นจึงทำการเปลี่ยนมาใช้ไฟเลี้ยงแบบไฟเลี้ยงเดี่ยวแทน คือมีไฟบวกกับกราวด์ +5V แต่จะต้องสร้างวงจรแปลงไฟลบขึ้นใหม่ได้ดังรูป 6.23

การทำงานของวงจรสร้างไฟลบอย่างง่าย ๆ ก็คือ การนำเอาสัญญาณ clock จากขา 38 ของไอซีมาผ่านวงจรอินเวอร์เตอร์ และวงจรเรคตีฟลายแบบฮาล์ฟเวฟโวลต์เตจดับเบิลอร์ ได้เป็นไฟลบ ไปเลี้ยงไอซีที่ขา 26



รูปที่ 6.22 วงจรกำเนิดไฟลบ

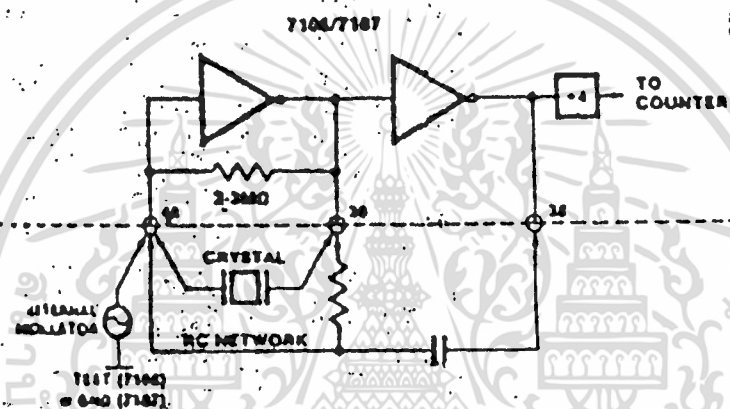
วงจรกำเนิดสัญญาณ clock

หัวใจการทำงานของวงจรดิจิทัล คือสัญญาณ clock สำหรับวงจรที่มีความถี่ที่เหมาะสมสำหรับการใช้งานคือ 48 KHZ และ 40 KHZ ซึ่งวงจรกำเนิดสัญญาณ clock อาจทำได้หลายรูปแบบ เช่นนำสัญญาณจากวงจรกำเนิดความถี่จากภายนอก มาเอกลำโพงเป็นเอกลำโพงที่ส่งวนเวลาย้อนกลับการเชิงานเอกลำโพงที่เอกลำโพง ไม่นับผู้เห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อเข้าที่ขา 40 โดยตรง หรืออาจใช้คริสตอล (X-Tal) ค่าความถี่ที่ต้องการต่อคร่อมระหว่างขา 39-40 ก็ได้ ส่วนวิธีที่ง่ายที่สุดก็คือ ต่อเป็นวงจร R-C ออสซิลเลเตอร์ ดังรูป และสามารถคำนวณค่า R-C ได้จาก

$$f = 0.45/RC$$

ในการคำนวณเราอาจเปลี่ยนแปลงค่าคาปาซิเตอร์ ให้ได้ความถี่ที่ต้องการได้ โดยกำหนดค่ารีซิสเตอร์เท่ากับ 100 K เท่านั้น และความถี่ 48 KHZ จะได้ค่า C เท่ากับ 100 PF



รูปที่ 6.23 วงจรกำเนิดสัญญาณ clock

เรฟเฟอเรนซ์คาปาซิเตอร์ (C-ref)

เรฟเฟอเรนซ์คาปาซิเตอร์ที่ต่ออยู่ระหว่างขา 33-34 นั้น เราใช้ค่า 0.1 μ F เป็นอย่างน้อย

อินทิเกรตดิฟเฟอเรนเชียล (R int)

ซึ่งต่อที่ขา 28 นั้น จะต้องใช้ค่าที่เหมาะสม ขึ้นอยู่กับย่านวัดสูงสุดที่ต้องการ เช่นที่ ย่านวัด 2 โวลต์ เราให้ค่า $R = 470$ K และในวงจรของเราที่กำหนด ย่านวัดสูงสุด 200 มิลลิโวลต์ จะได้ค่า R เท่ากับ 47 K

อินทิเกรตคาปาซิเตอร์ (C int)

เป็นคาปาซิเตอร์ที่ต่ออยู่ที่ขา 27 ของไอซีต้องใช้ค่าที่เหมาะสมในกรณีที่เราใช้ความถี่สัญญาณ clock 48 KHZ เราควรใช้ค่า 0.22 μ F

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออตโตซีโรคาปาซิสเตอร์ (Auto Zero)

เป็นคาปาซิเตอร์ที่ต่ออยู่ที่ขา 29 ของไอซี ซึ่งทำหน้าที่ให้วงจรแสดงผลเป็นศูนย์ ในขณะที่ไม่มีสัญญาณอินพุต การกำหนดค่า C ขึ้นอยู่กับย่านการวัด เช่นย่านวัด 2 โวลต์ เราใช้ค่า $0.047 \mu\text{F}$ และที่ย่านวัด 200 มิลลิโวลต์ เราใช้ค่า $0.47 \mu\text{F}$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

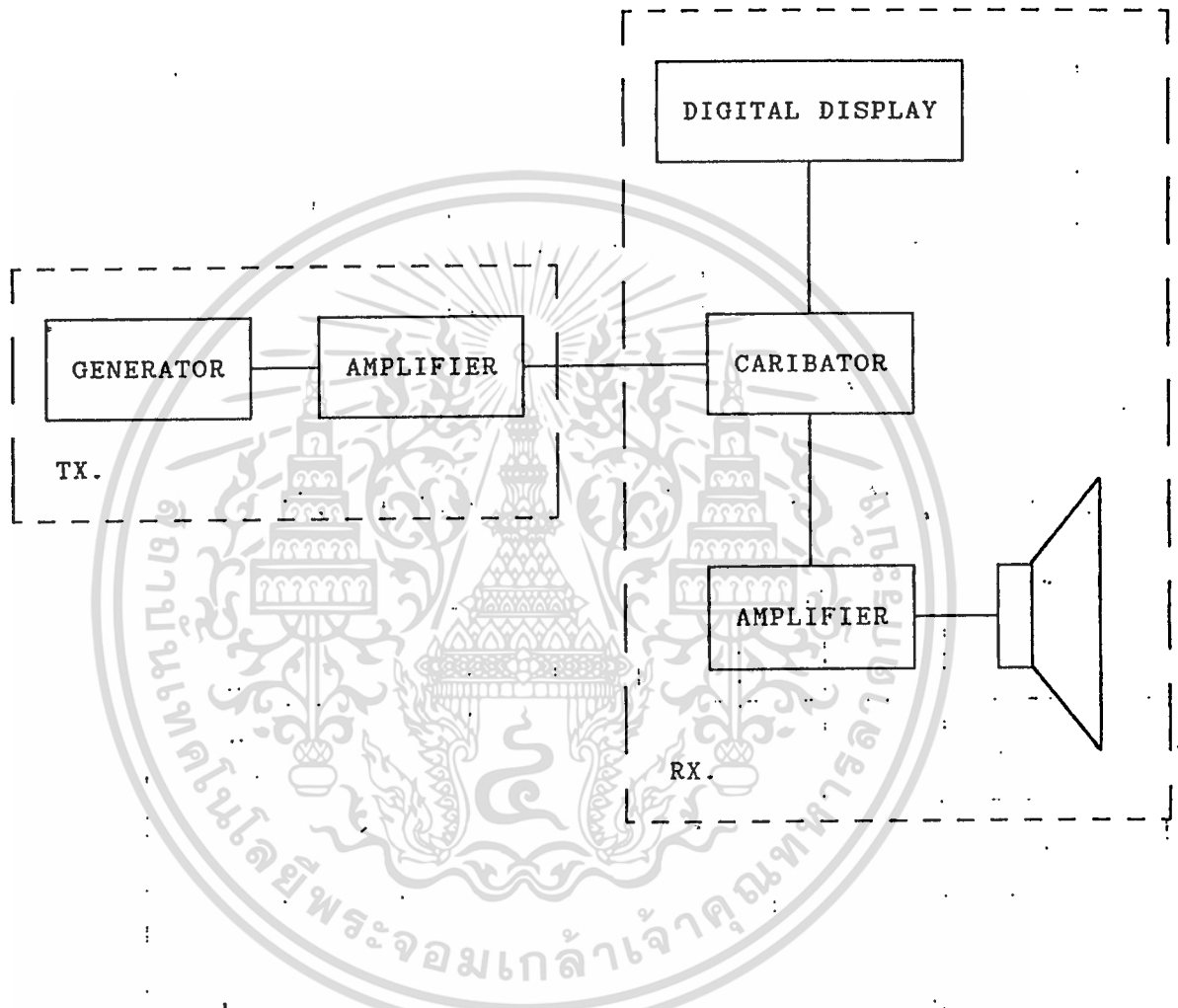
บทที่ 7

ขั้นตอนในการดำเนินงาน

ขั้นตอนในการดำเนินงานสร้างเครื่อง TRANSMISSION LINE TESTER
สามารถสรุปเป็นขั้นตอนได้ดังนี้

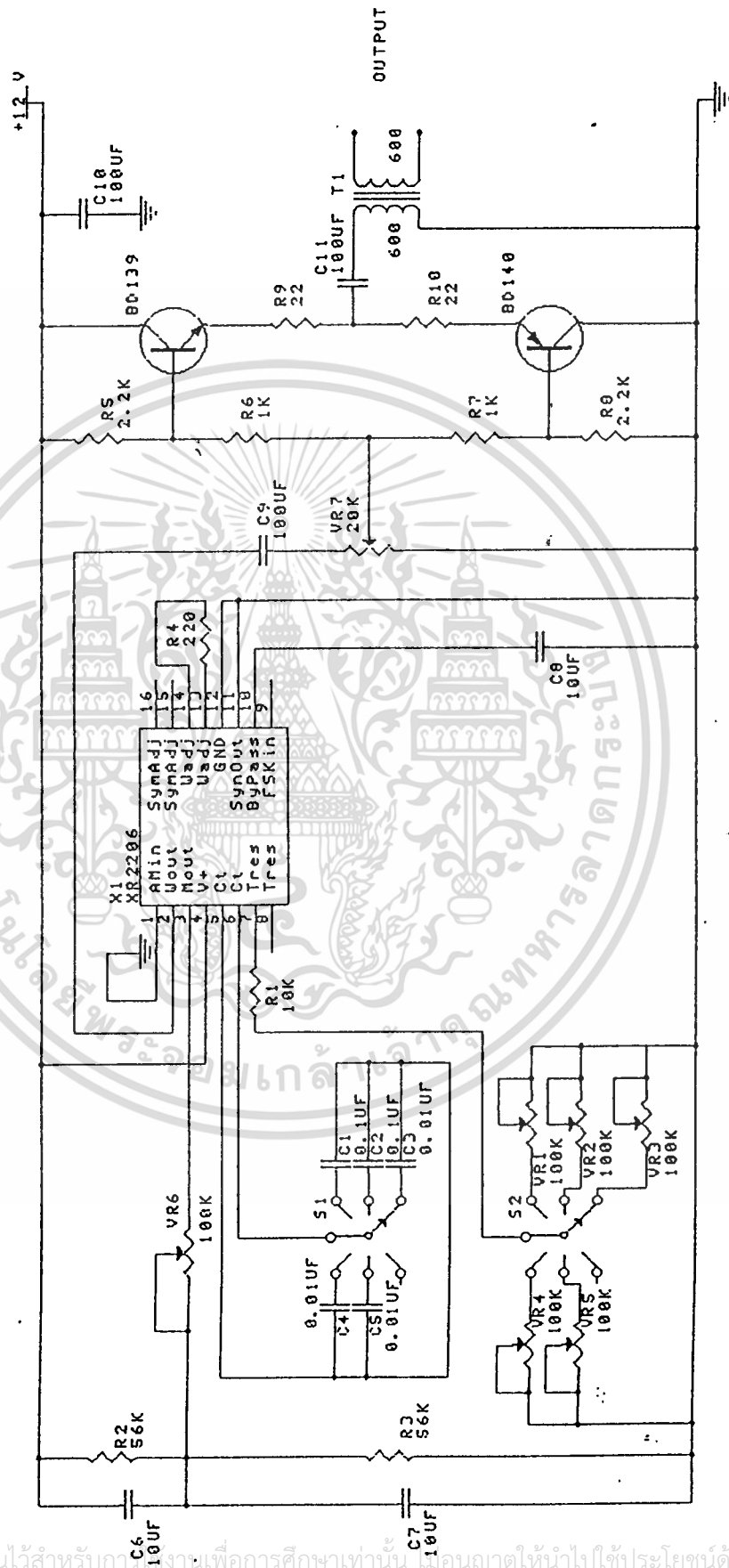
- 7.1 ศึกษา ค้นคว้า ข้อมูลเกี่ยวกับโครงการที่ต้องการ
- 7.2 กำหนดขีดความสามารถของโครงการ
- 7.3 ออกแบบวงจร ของโครงการ
- 7.4 จัดหาวัสดุ อุปกรณ์ ที่ต้องการใช้ในการทำโครงการ
- 7.5 ทำการทดลองวงจรที่ออกแบบ
- 7.6 ตรวจสอบข้อบกพร่อง และแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นขณะทำการทดลอง
- 7.7 ทำการเปรียบเทียบ มาตรฐาน กับเครื่องมาตรฐาน
- 7.8 สรุปผลการดำเนินงาน
- 7.9 จัดทำเอกสาร และนำเสนอโครงการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



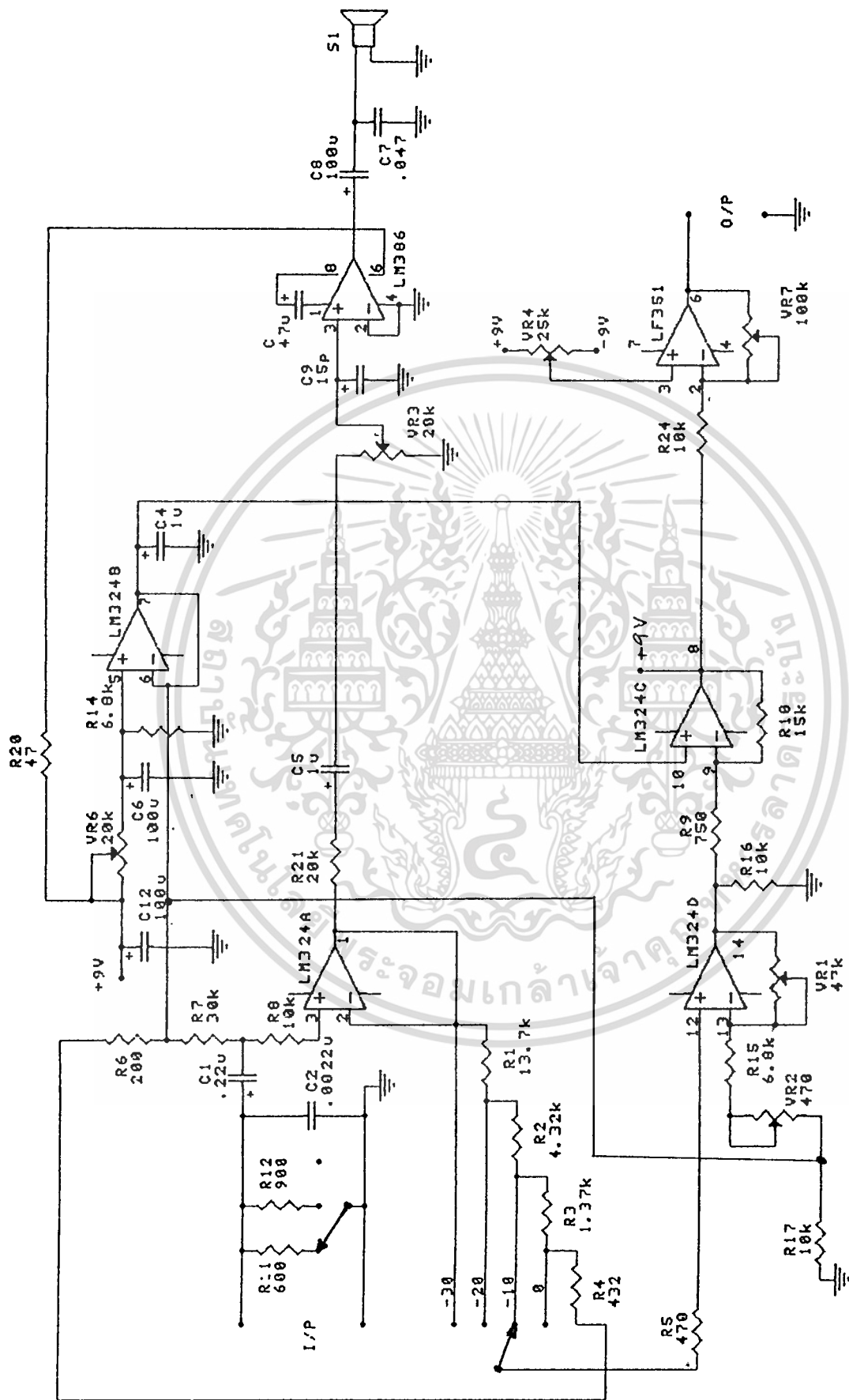
รูปที่ 7.1 BLOCK DIAGRAM TRANSMISSION LINE TESTER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



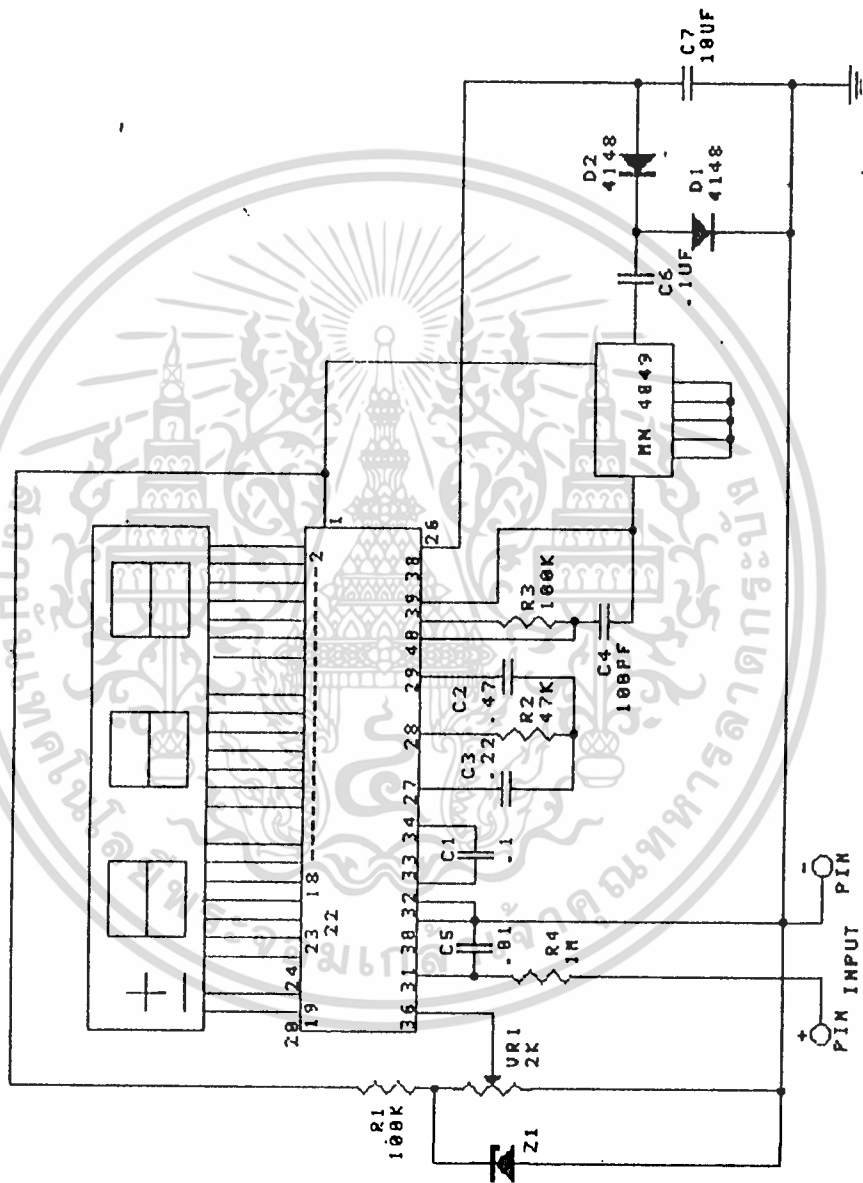
รูปที่ 7.2 TX CIRCUIT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



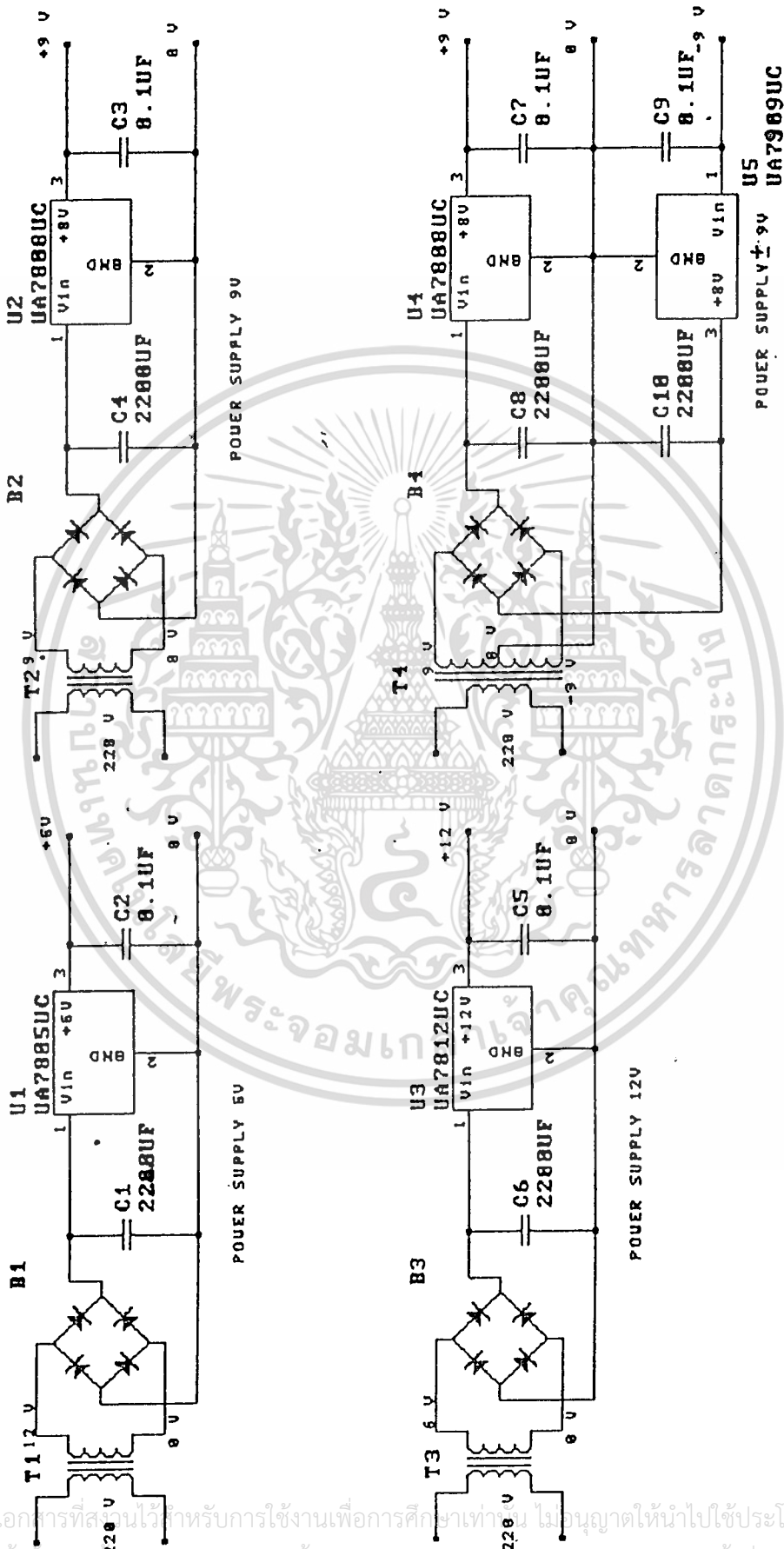
รูปที่ 7.3 RX CIRCUIT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



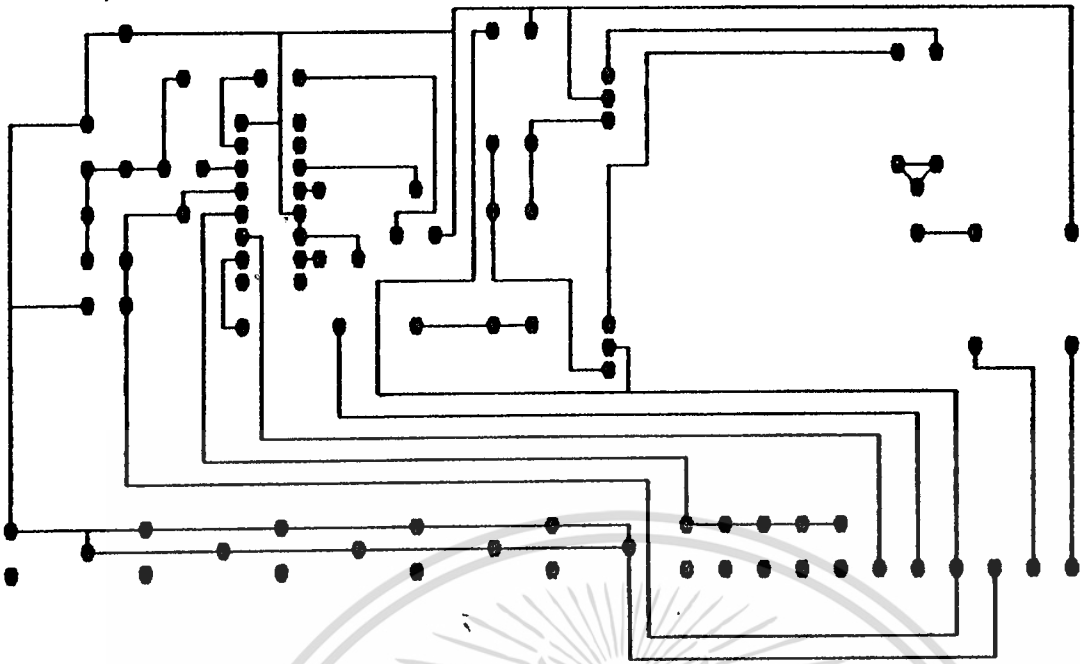
รูปที่ 7.4 DISPLAY CIRCUIT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

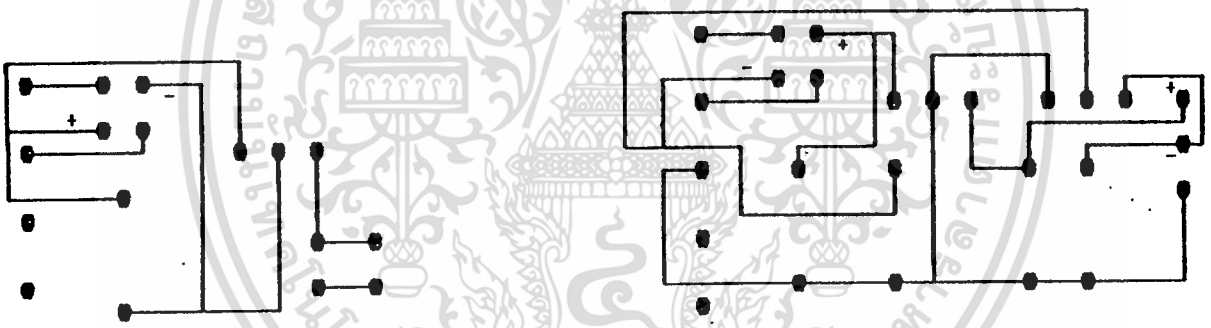


รูปที่ 7.5 POWER SUPPLY

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

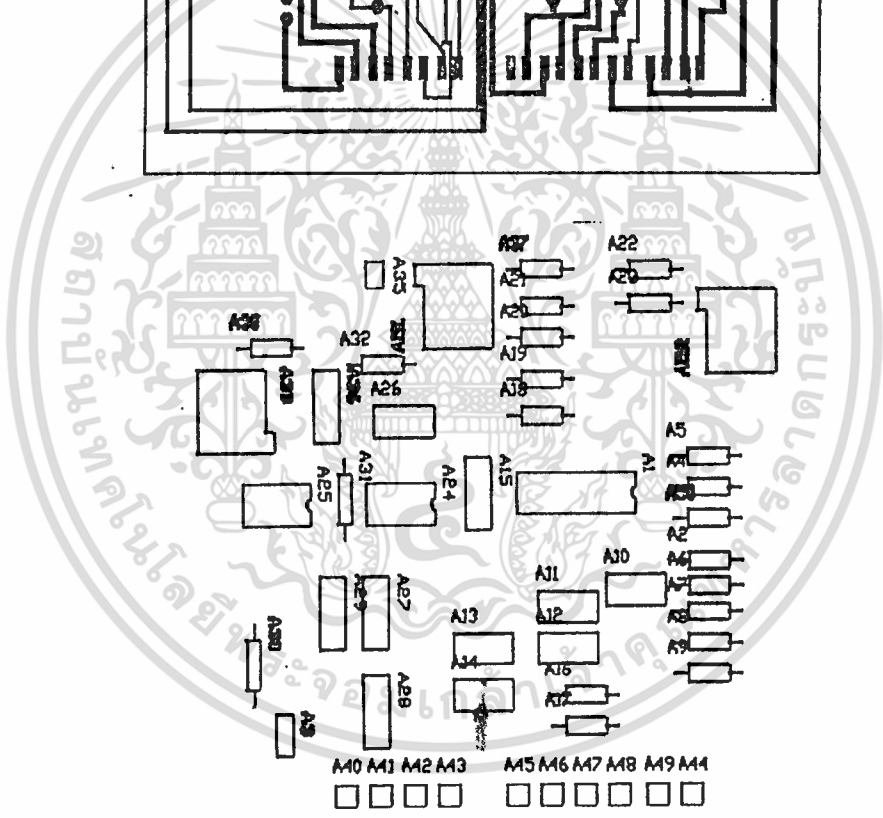
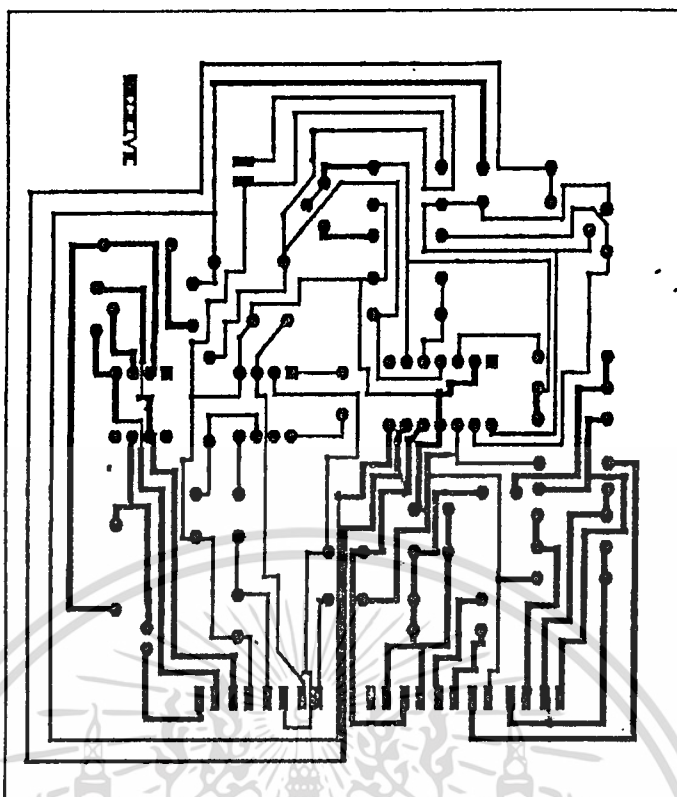


รูปที่ 7.6 TX PCB



รูปที่ 7.7 POWER SUPPLY PCB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.8 RX PCB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

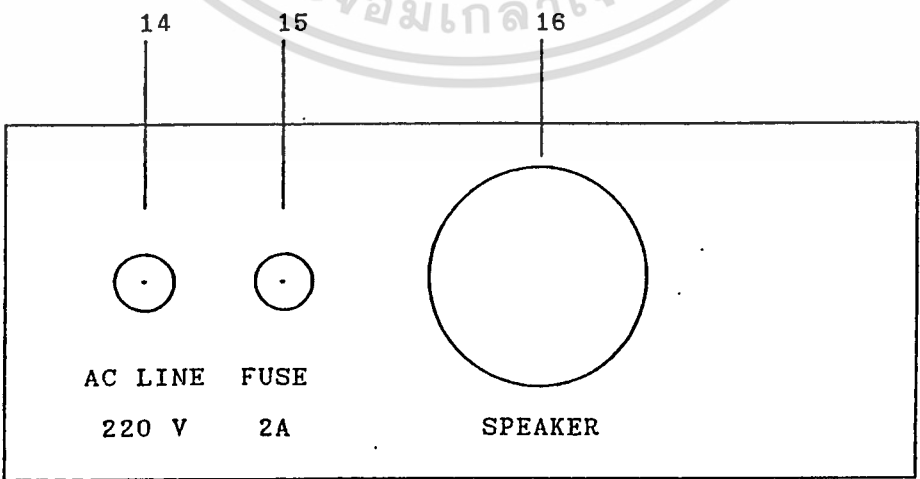
บทที่ 8

การใช้เครื่อง TRANSMISSION LINE TESTER

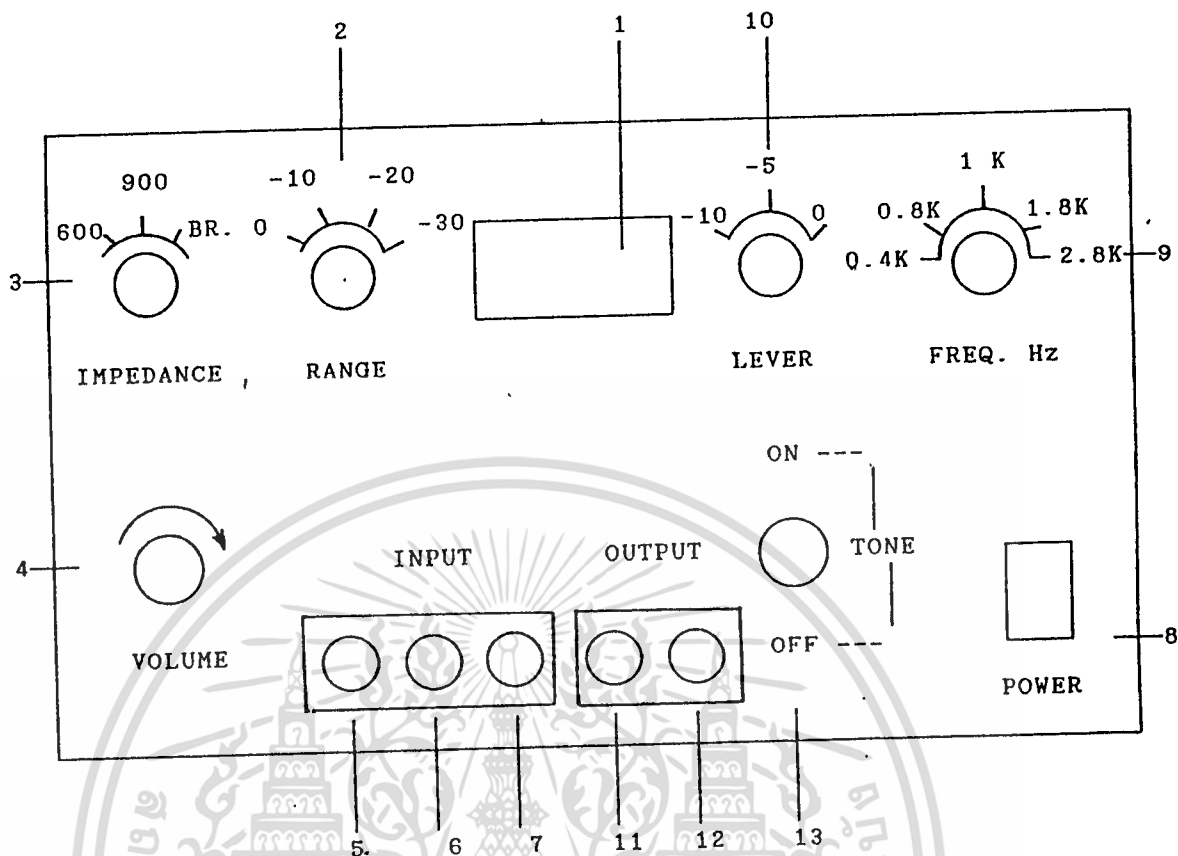
ความสามารถของ TRANSMISSION LINE TESTER สามารถแบ่งเป็นข้อ ๆ ได้ดังนี้

- 1 เป็นเครื่องมือวัดคู่สายโทรศัพท์ และคู่สายสื่อสารข้อมูล
- 2 สามารถวัดค่าระดับสัญญาณ (LEVEL MEASUREMENT) จาก -40 dBm ถึง -3 dBm
- 3 สามารถวัดค่าระดับสัญญาณรบกวน (NOISE) ได้
- 4 สามารถส่งสัญญาณความถี่ได้ 4 ระดับ คือ 400, 800, 1000, 1800 และ 2800 HZ
- 5 สามารถส่งระดับความแรงของสัญญาณได้ 3 ระดับ คือ -10, -5 และ 0 dBm
- 6 สามารถเลือกแบบการวัดจากความสมดุลของความต้านทานแบบ BRIDGE, 600 โอห์มและ 900 โอห์ม
- 7 สามารถ LOOP - BACK แล้ววัดค่าสูญเสียของสัญญาณ (LOSS) ได้
- 8 สามารถ MONITOR สัญญาณเสียง โดยมี VOLUME ลด-เร่ง ระดับเสียงได้ และสามารถ ปิด-เปิด MONITOR สัญญาณเสียงได้
9. มีสวิทช์ ปิด-เปิด สัญญาณที่ส่งออกในกรณีใช้เฉพาะด้าน รับสัญญาณเท่านั้น

10. มีจุดต่อ GROUND สำหรับต่อกับ GROUND CABLE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 8.2 ภาพส่วนหลังของเครื่อง TRANSMISSION LINE TESTER
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



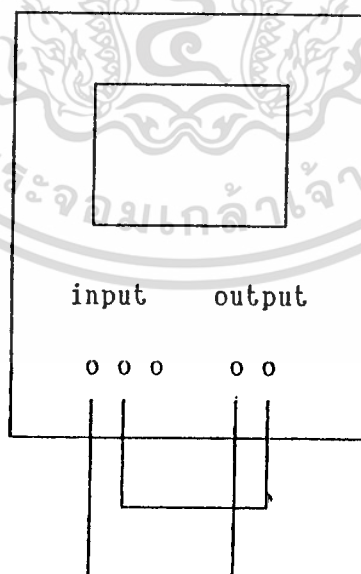
รูปที่ 8.1 ภาพส่วนหน้าของเครื่อง TRANSMISSION LINE TESTER

- | | | |
|--------------------------|---|------------------------------------------------------------------------|
| 1. LED 7 SEGMENT DISPLAY | - | จอแสดงค่าผลการวัด |
| 2. RANG SWITCH | - | เลือกขนาดของค่าที่จะทำการวัด |
| 3. IMPEDANCE SWITCH | - | เลือกรูปแบบการวัด ตามค่าความต้านทาน 600ohm, 900ohm และ bridge (megoem) |
| 4. SWITCH/VOLUME | - | เปิด/ปิด เสียงและเร่งลดเสียง |
| 5. RECEIVER RED | - | ขั้วบวก ของภาครับสัญญาณในการวัด |
| 6. RECEIVER BLACK | - | ขั้วลบ ของภาครับสัญญาณในการวัด |
| 7. GROUND | - | ground เครื่องใช้ต่อกับ ground ของ CABLE |
| 8. POWER SWITCH | - | สวิตช์ ปิด-เปิด เครื่อง |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

9. FUNCTION FREQUENCY SWITCH - เลือกความถี่ที่ใช้ในการส่งสัญญาณ
404, 804, 1004, 1804, 2804, HZ
10. GENERATOR LEVEL - เลือกระดับสัญญาณที่ส่งออก
-3 dBm ถึง -40 dBm
11. TRANSMITTER RED - ขั้วส่งสัญญาณออก (TONE GENERATOR OUTPUT)
12. TRANSMITTER BLACK - ขั้วส่งสัญญาณออก (TONE GENERATOR OUT PUT)
13. GENERATOR SWITCH - สวิตช์ เปิด-ปิด สัญญาณที่ส่งออก
14. AC LINE - สายไฟ 220V AC
15. FUSE - ฟิวส์ ขนาด 2A
16. SPEAKER - ลำโพง มอโนเตอร์ 8 0.3W

8.1 การวัด LOOP-BACK



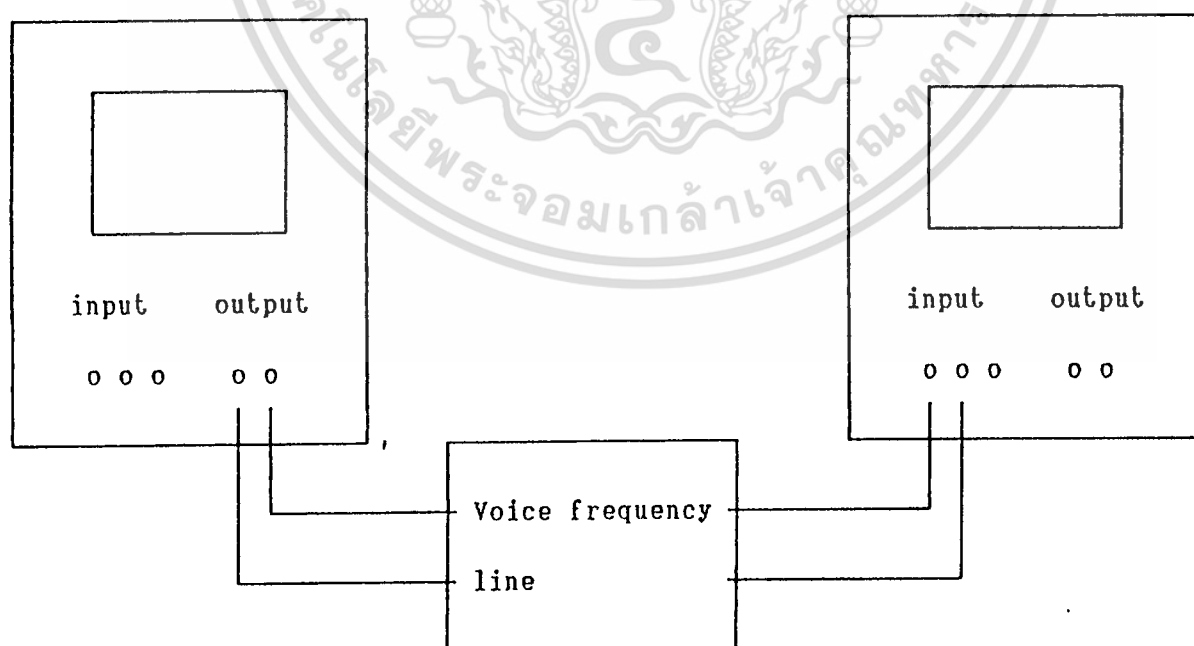
รูปที่ 8.3 LOOP BACK TEST CONFIGURATION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวัด LOOP-BACK เป็นการ ตั้งค่าระดับสัญญาณของ ภาคส่งสัญญาณ ซึ่ง เครื่อง TRANSMISSION LINE TESTER นี้สามารถส่งระดับสัญญาณได้ ตั้งแต่ -42 dBm ถึง -3 dBm และสามารถเลือกความถี่ได้ 5 ความถี่ คือ 400, 800, 1000, 1800, 2800 Hz ในการส่งสัญญาณแต่ละครั้งจะต้องตั้งค่าระดับสัญญาณและความถี่ ตามต้องการทุกครั้ง

1. ต่อสาย TESTLEAD สีแดง เข้ากับขั้วส่งสัญญาณสีแดงของเครื่องมือ
2. ต่อสาย TESTLEAD สีดำ เข้ากับขั้วส่งสัญญาณสีดำ ของเครื่องมือ
3. หมุน FUNCTION FREQUENCY SWITCH ไปที่ความถี่ที่ต้องการ
4. เลือกปุ่ม IMPEDANCE SWITCH ไปที่ 600 โอห์ม
5. ต่อสาย TESTLEAD สีแดง เข้ากับขั้วรับสัญญาณสีแดง
6. ต่อสาย TESTLEAD สีดำ เข้ากับขั้วรับสัญญาณสีดำ
7. เปิด SWITCH POWER ของเครื่องมือ
8. เปิด SWITCH GENERATOR ไปที่ตำแหน่ง ON
9. ปรับปุ่ม GEN-LEVEL แล้วอ่านค่าระดับสัญญาณตามต้องการ

8.2 การวัดค่า ATTENUATION (LOSS) แบบ 2 WIRE



รูปที่ 8.4 WIRE NETWORK TEST CONFIGURATION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวัดค่าสูญเสียของสัญญาณ (LOSS) ของวงจรที่ใช้ 1 คู่สาย (TWO-WIRE NETWORK) โดยการส่งสัญญาณ จากด้านหนึ่งของวงจร และรับสัญญาณอีกด้านหนึ่งของวงจร

ด้านส่งความถี่

1. ต่อสาย TEST LEAD สีแดง เข้ากับขั้วส่งสัญญาณสีแดงของเครื่องมือ
2. ต่อสาย TEST LEAD สีดำ เข้ากับขั้วส่งสัญญาณสีดำของเครื่องมือ
3. หมุนปุ่ม FUNCTION FREQUENCY SWITCH ไปที่ความถี่ตามต้องการ
4. ทำการ LOOP-BACK TEST ตามรูปที่ 8.1
5. ปรับระดับสัญญาณที่ต้องการส่ง
6. ต่อสาย TEST LEAD เข้ากับคู่สายที่จะทำการวัด
7. เปิดสวิตช์ POWER เข้าเครื่องมือ

ด้านรับสัญญาณ

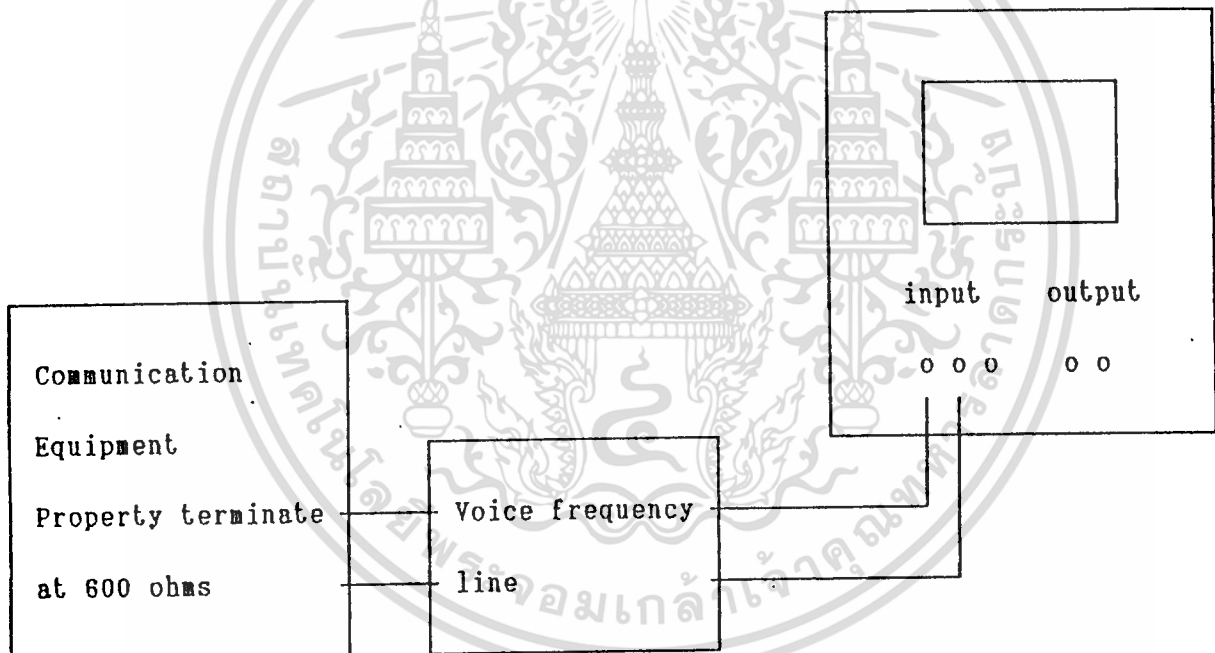
1. ต่อสาย TEST LEAD สีแดง เข้ากับขั้วรับสัญญาณสีแดง
2. ต่อสาย TEST LEAD สีดำ เข้ากับขั้วรับสัญญาณสีดำ
3. เลือกปุ่ม IMPEDANCE SWITCH ไปที่ตำแหน่ง 600 OHM
4. ต่อ TEST LEAD เข้ากับคู่สายที่จะทำการวัด
5. หมุนปุ่ม RANG SWITCH ไปที่ 0 DBM
6. เปิดสวิตช์ POWER ของเครื่องมือ
7. อ่านค่าผลการวัด จากจอแสดงผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณย้อนกลับมายังเครื่องมือวัดตามรูป ที่ 8.3

7. หมุนปุ่ม FUNCTION FREQUENCY SWITCH ไปที่ความถี่ตามต้องการ
8. ระดับสัญญาณจะถูกเลือกไว้และตามการวัดในข้อ 8.1 ซึ่งจะต้องทำการทำการวัดทุกครั้ง ก่อนที่จะต่อสาย TEST LEAD เข้ากับคู่สายที่ต้องการวัด
9. เลือกปุ่ม IMPEDANCE SWITCH ไปที่ตำแหน่ง 600ohm
10. เปิดสวิตช์ POWER เครื่องมือวัด
11. อ่านค่า ความสูญเสีย (LOSS) จากจอแสดงผล

8.4 การวัดค่า NOISE



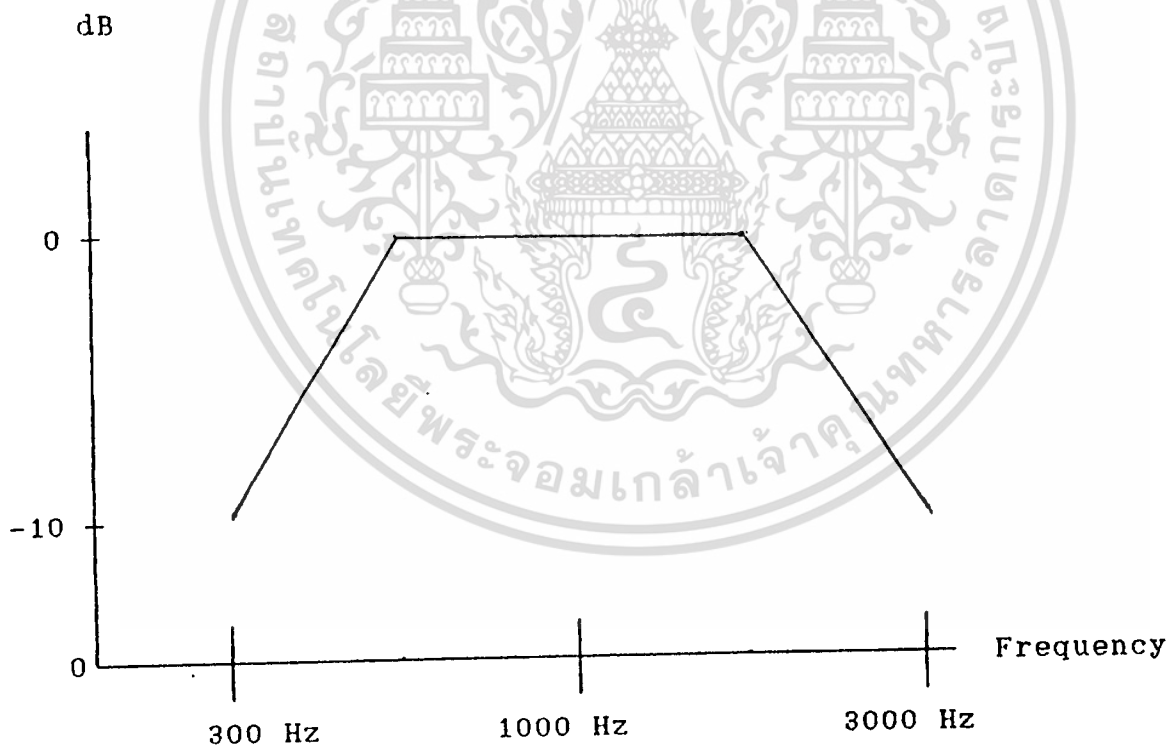
รูปที่ 8.5 NOISE TEST CONFIGURATION

เป็นการวัดค่าสัญญาณรบกวนของคู่สายอื่นเกิดจากการ CROSS TALK จากคู่สายใช้งานอื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ต่อสาย TEST LEAD สีแดง เข้ากับขั้วรับสัญญาณสีแดง
2. ต่อสาย TEST LEAD สีดำ เข้ากับขั้วรับสัญญาณสีดำ
3. หมุนปุ่มสวิทช์ RANG SWITCH ไปที่ตำแหน่ง -30 dBm
4. เลือกปุ่ม IMPEDANCE SWITCH ไปที่ตำแหน่ง 600 ohms กรณี
ปลดอุปกรณ์การใช้งานสื่อสารออก หรือเลือกไปที่ตำแหน่ง BRDG กรณีต่อขนากับ
อุปกรณ์ใช้งานสื่อสาร แต่จะต้องปิดสวิทช์ อุปกรณ์ใช้งานสื่อสาร เครื่องนี้ก่อน
5. ต่อสาย TEST LEAD เข้ากับคู่สายที่จะทำการวัด
6. เปิดสวิทช์ POWER เครื่องมือวัด
7. อ่านค่า NOISE จาก จอแสดงผล

8.4 การสรุปผลของการวัดค่าสูญเสียของสัญญาณ (LOSS)



รูปที่ 8.6 FREQUENCY RESPONSE OF DATA CIRCUIT

ในการวัดค่าสูญเสียของสัญญาณ (LOSS) ในทางสายควรวัดที่ 3 ระ
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดับความถี่ 400, 1000 และ 2800 Hz เมื่อนำค่าผลต่างของ LOSS (dBm) ที่วัดได้จากความถี่ 400Hz กับความถี่ 1000Hz และระหว่างความถี่ 1000Hz กับความถี่ 2800Hz กับความถี่ 2800Hz ค่าดังกล่าวจะไม่เกิน 10dBm ดังภาพแสดง FREQUENCY RESPONSE ซึ่งอยู่ในสภาวะปกติ ที่ยอมรับได้

ตัวอย่างการวัดค่า LOSS จาก 3 ระดับความถี่

FREQUENCY	LOSS
400 Hz	24dBm
1000 Hz	16dBm
2800 Hz	38dBm

ผลต่างค่า LOSS ที่ความถี่ 400 Hz และ 1000 Hz = $24 - 16 = 8\text{dBm}$

ผลต่างค่า LOSS ที่ความถี่ 1000 Hz และ 2800 Hz = $38 - 16 = 22\text{dBm}$

ผลจากการวัดดังกล่าวสภาพวงจรที่วัดได้ ไม่สามารถยอมรับได้ซึ่งไม่ตรงกับสภาพปรกติตาม CHART ที่แสดง "FREQUENCY RESPONSE" ในการวัด ต้องวัดโดย วิธีส่งสัญญาณ ด้านหนึ่ง และรับสัญญาณอีกด้านหนึ่งของวงจร (END-TO-END) ไม่ใช่ใช้วิธีการ LOOP BACK

บทที่ ๑

การสร้างและการทดสอบ

โครงการนี้เป็นโครงการเกี่ยวกับเครื่องกำเนิด และรับสัญญาณ ซึ่งทำให้ต้องมีการปรับแต่งวงจร ซึ่งเป็นส่วนสำคัญที่สุด จะทำให้วงจรทำงานอย่างถูกต้องและแม่นยำ โดยการปรับแต่งในที่นี้จะทำการปรับค่าความต้านทาน แต่ละจุด

ลำดับแรกปรับแต่งค่าความต้านทานที่ภาคกำเนิดสัญญาณโดยปรับที่ VR1-VR5 ให้ได้ความถี่ที่ขา 2 ของไอซี XR-2206 ตามลำดับดังนี้คือ 400, 800, 1000, 1800 และ 2800 Hz จากนั้นทำการปรับ VR-6 ให้รูปคลื่นแต่ละย่านความถี่ มีขนาดของสัญญาณโดยประมาณ 2 Vp-p ซึ่งเป็นขนาดที่ทำให้ลักษณะของสัญญาณไม่ผิดเพี้ยน จะได้สัญญาณที่มีความถี่แต่ละย่านดังนี้ คือ 400, 800, 1000, 1800 และ 2800 Hz ซึ่งจะนำไปใช้ส่งสัญญาณต่อไป

ส่วนทางด้านภาครับ ซึ่งใช้ไอซีออปแอมป์ ส่วนสำคัญที่ต้องทำการปรับแต่ง คือ VR1 และ VR3 ซึ่งจะทำให้ค่าตัวเลขที่ได้มีความถูกต้อง ขั้นแรกส่งสัญญาณจากภาคส่ง เข้าที่ภาครับ โดยใช้ความถี่ประมาณ 1000 Hz ความแรงของสัญญาณ -13 dBm จากนั้นปรับ VR1 ให้ได้สัญญาณ output ของ IC 1B ขา 14 มีความแรงประมาณ 30 mV จากนั้นปรับ VR13 ที่ต่อกับขา 5 ของ IC 1C ให้ได้ความแรงของสัญญาณที่ขา 7 ประมาณ 7 Vp-p และให้เก็บสัญญาณที่ขา 8 ของ IC 1D ด้วย VR3 ใช้สำหรับปรับความแรงของสัญญาณเสียงในแต่ละย่านการทดสอบ

หลังจากการปรับแต่งแล้ว ได้ทำการทดสอบโดยส่งสัญญาณผ่านตัวลดทอนสัญญาณ ซึ่งสามารถปรับแต่งได้ รายละเอียดต่าง ๆ ของการทดสอบแสดงในตารางที่ 1-7

จะสังเกตได้ว่า ค่าความถูกต้องในการวัด เมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องวัดมาตรฐาน จะมีค่าที่ถูกต้องพอสมควร โดยความเที่ยงตรงของการวัดย่าน 0 dB จะอยู่ช่วงการวัดตั้งแต่ 0 ถึง -13 dB ย่านวัด -10 dB จะอยู่ในช่วง -14 ถึง -12 dB ย่านวัด -20 dB จะอยู่ในช่วง -24 ถึง -33 dB และย่านวัด -30 dB จะอยู่ในช่วง -34 ถึง -42 dB

SENT 0 dB

RANG 0 dB

ATTAN.	400 Hz	800 Hz	1 KHz	1.8 KHz	2.8 KHz
0	2.8	2.7	2.5	2.1	1.5
1	3.1	3.0	2.8	2.5	1.9
2	3.5	3.4	3.3	2.9	2.3
3	4.0	3.9	3.8	3.4	2.8
4	4.6	4.5	4.4	4.1	3.5
5	5.3	5.2	5.0	4.8	4.2
6	6.2	6.1	6.1	6.1	6.1
7	7.7	7.6	7.6	7.5	7.5
8	8.9	8.9	8.9	8.8	8.8
9	10	10	10	10	9.9
10	11.1	11	11	11	11
11	11.8	11.8	11.8	11.8	11.8
12	12.4	12.4	12.4	12.4	12.4
13	12.9	12.9	12.9	12.9	12.9
14-42 ERROR					

ตารางที่ 1.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SENT 0 dB

RANG -10 dB

ATTAN.	400 Hz	800 Hz	1 KHz	1.8 KHz	2.8 KHz
0-13 ERROR					
14	14.7	14.6	14.5	14.2	13.6
15	15.4	15.3	15.2	15.0	14.4
16	16.5	16.4	16.4	16.3	16.3
17	17.9	17.8	17.8	17.8	17.8
18	19.1	19.1	19.1	19.0	19.0
19	20.2	20.1	20.1	20.1	20.1
20	21.0	21.0	21.0	21.0	21.0
21	21.8	21.8	21.8	21.7	21.7
22	22.4	22.4	22.4	22.4	22.4
23	22.9	22.9	22.9	22.9	22.9
24-42 ERROR					

ตารางที่ 2.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SENT 0 dB

RANG -20 dB

ATTAN.	400 Hz	800 Hz	1 KHz	1.8 KHz	2.8 KHz
0-23 ERROR					
24	24.5	24.4	24.2	23.9	23.3
25	25.1	25.0	24.9	24.6	24.1
26	26.0	25.9	25.9	25.8	25.8
27	27.4	27.3	27.3	27.3	27.2
28	28.7	28.6	28.6	28.6	28.6
29	29.8	29.7	29.7	29.7	29.7
30	30.7	30.7	30.7	30.7	30.7
31	31.5	31.5	31.5	31.5	31.5
32	32.2	32.2	32.2	32.5	32.5
33	32.7	32.7	32.7	32.7	32.7
34-42 ERROR					

ตารางที่ 3.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SENT 0 dB

RANG -30 dB

ATTAN.	400 Hz	800 Hz	1 KHz	1.8 KHz	2.8 KHz
0-33 ERROR					
34	34.3	34.2	34.0	33.9	33.1
35	34.9	34.8	34.7	34.4	33.8
36	35.6	35.5	35.4	35.3	35.2
37	36.9	36.8	36.8	36.8	36.8
38	38.2	38.1	38.1	38.1	38.1
39	39.3	39.3	39.3	39.3	39.3
40	40.4	40.3	40.3	40.3	40.3
41	41.3	41.3	41.3	41.3	41.3
42	42.0	41.9	41.9	41.9	41.9

ตารางที่ 4.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SENT -13 dB

RANG -10 dB

ATTAN.	400 Hz	800 Hz	1 KHz	1.8 KHz	2.8 KHz
0	14.1	14.0	13.8	13.5	12.9
1	14.6	14.5	14.4	14.1	13.5
2	15.3	15.2	15.1	14.8	14.8
3	16.2	16.1	16.1	16.0	16.0
4	17.6	17.5	17.5	17.5	17.5
5	18.9	18.8	18.8	18.8	18.8
6	20.0	19.9	19.9	19.9	19.9
7	20.9	20.9	20.9	20.9	20.8
8	21.7	21.7	21.7	21.6	21.6
9	22.3	22.3	22.3	22.3	22.3
10-42 ERROR					

ตารางที่ 5.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SENT -13 dB

RANG -20 dB

ATTAN.	400 Hz	800 Hz	1 KHz	1.8 KHz	2.8 KHz
0-9 ERROR					
10	23.2	23.2	23.2	23.2	23.2
11	24.5	24.4	24.2	23.9	23.3
12	25.1	25.0	24.9	24.6	24.0
13	25.9	25.8	25.7	25.6	25.5
14	27.2	27.2	27.1	27.1	27.1
15	28.5	28.5	28.5	28.4	28.4
16	29.7	29.6	29.6	29.6	29.6
17	30.6	30.6	30.6	30.6	30.5
18	31.5	31.4	31.4	31.4	31.4
19	32.1	32.1	32.1	32.1	32.1
20	32.7	32.7	32.6	32.6	32.6
21-42 ERROR					

ตารางที่ 6.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SENT -13 dB

RANG -30 dB

ATTAN.	400 Hz	800 Hz	1 KHz	1.8 KHz	2.8 KHz
0-20 ERROR					
21	34.3	34.2	34.0	33.3	33.1
22	34.9	34.8	34.8	34.4	33.8
23	35.6	35.5	35.4	35.2	35.0
24	36.8	36.7	36.7	36.6	36.6
25	38.1	38.0	38.0	38.0	38.0
26	39.3	39.2	39.2	39.2	39.2
27	40.3	40.2	40.2	40.2	40.2
28	41.1	41.1	41.1	41.1	41.0
29	41.8	41.8	41.8	41.8	41.8
30	42.4	42.4	42.4	42.4	42.4
31	42.9	42.9	42.8	42.8	42.8
32	43.1	43.1	43.1	43.1	43.0
33-42 ERROR					

ตารางที่ 7.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 10

สรุปผลการสร้างและการทดลอง

เครื่องทดสอบสายสื่อสารที่สร้างขึ้นนี้ ใช้ในการทดสอบ สายสื่อสารที่สามารถสรุปผลการทำงานของเครื่องได้ดังนี้

1. ภาคส่ง (TRANSMITTER) สามารถส่งสัญญาณ แบบ SINE WAVE ที่มีความถี่ 400, 800, 1000, 1800 และ 2800 Hz ได้โดยมี switch เป็นตัวเลือกความถี่ตามต้องการ และความแรงของสัญญาณที่ส่งออก สามารถปรับได้ตั้งแต่ 3 dBm จนถึง -40 dBm แต่สำหรับเครื่องนี้ใช้ switch เป็นตัวเลือกค่าความแรงของสัญญาณ โดยมี 0 dBm ถึง -10 dBm ซึ่งเป็นค่าที่ใช้ในงานโทรคมนาคม
2. ภาครับ (RECEIVER) สามารถรับสัญญาณที่เข้ามา โดยสามารถเลือกค่า Impedance ของสายสื่อสารได้ โดยมีปุ่มเลือก 600 โอห์ม, 900 โอห์มและ Bridge และสามารถเปลี่ยนสัญญาณที่รับเข้ามาให้เป็นสัญญาณเสียงได้ โดยมี SW/Volume เป็นตัวเปิด-ปิด และลด-เร่ง สัญญาณเสียงได้ตามต้องการ
3. ภาคแสดงผล (DIS PLAY) สามารถแสดงผลได้ค่าใกล้เคียงกับเครื่องมาตรฐาน โดยผลที่ได้จะแสดงในตารางแสดงผลการทดลอง

เอกสารอ้างอิง

1. สุพจน์ ปุณณชัยยะ, "MODEM" บริษัท อินฟอร์เมติกบิซิเนส พับลิเคชั่นจำกัด
กรุงเทพฯ ฯ, 2535 (บทที่ 5,6,7,8)
2. วิสันต์ อาษาเดโชพล, "ระบบโทรศัพท์ดิจิทัล" สำนักพิมพ์ ฟิสิกเซนเตอร์
กรุงเทพฯ ฯ, (บทที่ 1,2,4,9)
3. ชูชัย ชนสารตั้งเจริญ, "การสื่อสารข้อมูล" สำนักพิมพ์ ฟิสิกเซนเตอร์
กรุงเทพฯ ฯ, (บทที่ 4)
4. ประกิจ ตั้งติสานนท์, "วิศวกรรมการสื่อสาร" สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า
เจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพฯ ฯ, 2534 (บทที่ 4)
5. ประทีต อ่องสร้อย, "วารสาร CIRCUIT" ปีที่ 5 ฉบับที่ 3 ตุลาคม 2532
6. ดร. โดทม อาวีธา, "วงจรอิเล็กทรอนิกส์ เล่ม 2" บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่นจำกัด
กรุงเทพฯ ฯ, (บทที่ 12)
7. เกวียงศักดิ์ ฐานิกเกษตร, "110 โครงการไอซี" สำนักพิมพ์ ฟิสิกเซนเตอร์
กรุงเทพฯ ฯ, (บทที่ 3)
8. สุวัฒน์ แสงโพธิ์, "เครื่องมือวัดอิเล็กทรอนิกส์" สำนักพิมพ์ ฟิสิกเซนเตอร์
กรุงเทพฯ ฯ, (บทที่ 2,3)
9. ประทีน คล้ายนาค, "ไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์" สำนักพิมพ์ โอเดียนสโตร์
กรุงเทพฯ ฯ, 2529 (บทที่ 13)
10. วิโรจน์ อิศวรังสี, "ออปแอมป์และลิเนียร์ไอซี" บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่นจำกัด
กรุงเทพฯ ฯ, 2521 (บทที่ 3,4,8,14,15)
11. "คู่มือฝึกอบรมการใช้เครื่องมือตรวจแก้คู้สายเช่า" ศูนย์การฝึกอบรม องค์การ-
โทรศัพท์ แห่งประเทศไทย กรุงเทพฯ ฯ, 2535 (หน้าที่ 1-7)
12. "ELECTRONIC MEASUREMENT IN STRUMENTS" ANDO ELECTRIC CO;LTD
JAPAN, 1989 (PAGE 125-152)
13. JACK SMITH, "MODEM COMMUNICATION CIRCUIT" MC GRAW-HILL
SINGAPORE, 1986 (PAGE 431-437)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Monolithic Function Generator

GENERAL DESCRIPTION

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

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

FEATURES

- Low-Sine Wave Distortion .5%. Typical
- Excellent Temperature Stability 20 ppm/°C, Typical
- Wide Sweep Range 2000:1, Typical
- Low-Supply Sensitivity 0.01%V, Typical
- Linear Amplitude Modulation
- TTL Compatible FSK Controls
- Wide Supply Range 10V to 26V
- Adjustable Duty Cycle 1% to 99%

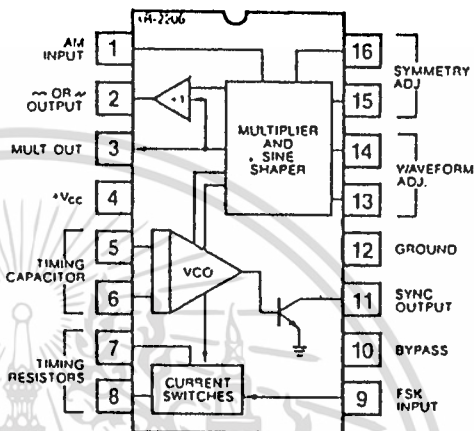
APPLICATIONS

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

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

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

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



ORDERING INFORMATION

Part Number	Package	Operating Temperature
XR-2206M	Ceramic	-55°C to +125°C
XR-2206N	Ceramic	0°C to +70°C
XR-2206P	Plastic	0°C to +70°C
XR-2206CN	Ceramic	0°C to +70°C
XR-2206CP	Plastic	0°C to +70°C

SYSTEM DESCRIPTION

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

The VCO actually produces an output frequency proportional to an input current, which is produced by a resistor from the timing terminals to ground. The current switches route one of the timing pins current to the VCO controlled by an FSK input pin, to produce an output frequency. With two timing pins, two discrete output frequencies can be independently produced for FSK Generation Applications.

XR-2206

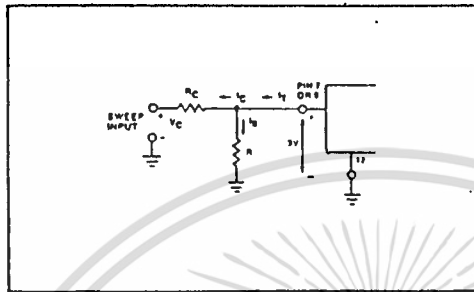


Figure 9: Circuit Connection for Frequency Sweep.

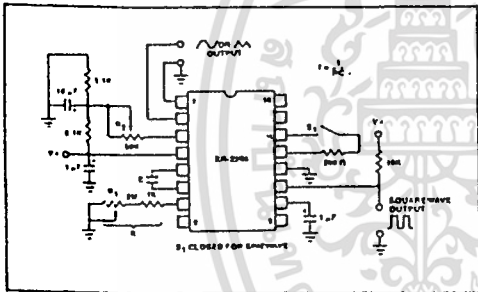


Figure 10: Circuit for Sine Wave Generation without External Adjustment. (See Figure 2 for Choice of R_3 .)

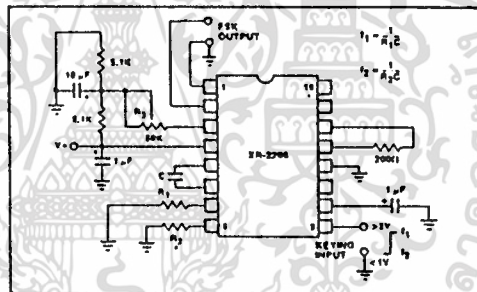


Figure 12: Sinusoidal FSK Generator.

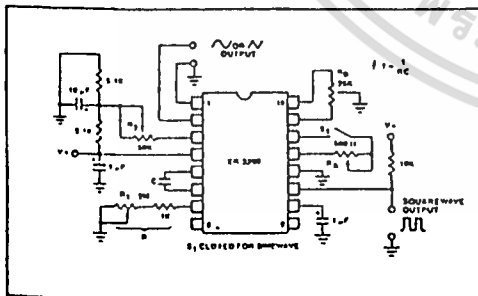


Figure 11: Circuit for Sine Wave Generation with Minimum Harmonic Distortion. (R_3 Determines Output Swing - See Figure 2.)

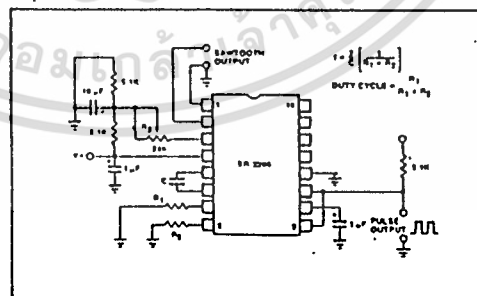


Figure 13: Circuit for Pulse and Ramp Generation.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่วารณมีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

XR-2206

Frequency-Shift Keying:

The XR-2206 can be operated with two separate timing resistors, R_1 and R_2 , connected to the timing Pin 7 and 8, respectively, as shown in Figure 12. Depending on the polarity of the logic signal at Pin 9, either one or the other of these timing resistors is activated. If Pin 9 is open-circuited or connected to a bias voltage $>2V$, only R_1 is activated. Similarly, if the voltage level at Pin 9 is $<1V$, only R_2 is activated. Thus, the output frequency can be keyed between two levels, f_1 and f_2 , as:

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

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

Output DC Level Control:

The dc level at the output (Pin 2) is approximately the same as the dc bias at Pin 3. In Figures 10, 11 and 12, Pin 3 is biased midway between V^+ and ground, to give an output dc level of $\approx V^+/2$.

APPLICATIONS INFORMATION

Sine Wave Generation

Without External Adjustment:

Figure 10 shows the circuit connection for generating a sinusoidal output from the XR-2206. The potentiometer, R_1 at Pin 7, provides the desired frequency tuning. The maximum output swing is greater than $V^+/2$, and the typical distortion (THD) is $<2.5\%$. If lower sine wave distortion is desired, additional adjustments can be provided as described in the following section.

The circuit of Figure 10 can be converted to split-supply operation, simply by replacing all ground connections with V^- . For split-supply operation, R_3 can be directly connected to ground.

With External Adjustment:

The harmonic content of sinusoidal output can be reduced to $\approx 0.5\%$ by additional adjustments as shown in Figure 11. The potentiometer, R_A , adjusts the sine-shaping resistor, and R_B provides the fine adjustment for the waveform symmetry. The adjustment procedure is as follows:

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

Triangle Wave Generation

The circuits of Figures 10 and 11 can be converted to triangle wave generation, by simply open-circuiting Pin 13 and 14 (i.e., S_1 open). Amplitude of the triangle is approximately twice the sine wave output.

FSK Generation

Figure 12 shows the circuit connection for sinusoidal FSK signal operation. Mark and space frequencies can be independently adjusted, by the choice of timing resistors, R_1 and R_2 ; the output is phase-continuous during transitions. The keying signal is applied to Pin 9. The circuit can be converted to split-supply operation by simply replacing ground with V^- .

Pulse and Ramp Generation

Figure 13 shows the circuit for pulse and ramp waveform generation. In this mode of operation, the FSK keying terminal (Pin 9) is shorted to the square-wave output (Pin 11), and the circuit automatically frequency-shifts itself between two separate frequencies during the positive-going and negative-going output waveforms. The pulse width and duty cycle can be adjusted from 1% to 99%, by the choice of R_1 and R_2 . The values of R_1 and R_2 should be in the range of $1\text{ k}\Omega$ to $2\text{ M}\Omega$.

XR-2206

PRINCIPLES OF OPERATION

Description of Controls

Frequency of Operation:

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

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

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

Frequency Sweep and Modulation:

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

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

Timing terminals (Pin 7 or 8) are low-impedance points, and are internally biased at +3V, with respect to Pin 12. Frequency varies linearly with I_T , over a wide range of current values, from 1 μA to 3 mA. The frequency can be controlled by applying a control voltage, V_C , to the activated timing pin as shown in Figure 9. The frequency of oscillation is related to V_C as:

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

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

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

CAUTION: For safe operation of the circuit, I_T should be limited to $< 3 \text{ mA}$.

Output Amplitude:

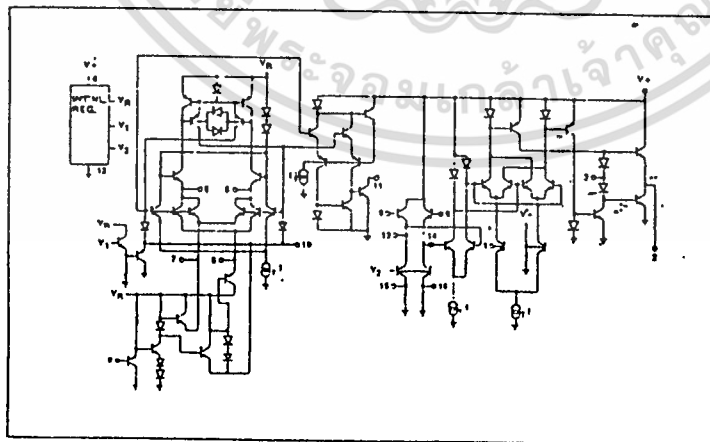
Maximum output amplitude is inversely proportional to the external resistor, R_3 , connected to Pin 3 (see Figure 2). For sine wave output, amplitude is approximately 60 mV peak per $\text{k}\Omega$ of R_3 ; for triangle, the peak amplitude is approximately 160 mV peak per $\text{k}\Omega$ of R_3 . Thus, for example, $R_3 = 50 \text{ k}\Omega$ would produce approximately $\pm 3\text{V}$ sinusoidal output amplitude.

Amplitude Modulation:

Output amplitude can be modulated by applying a dc bias and a modulating signal to Pin 1. The internal impedance at Pin 1 is approximately 100 $\text{k}\Omega$. Output amplitude varies linearly with the applied voltage at Pin 1, for values of dc bias at this pin, within ± 4 volts of $V^+/2$ as shown in Figure 5. As this bias level approaches $V^+/2$, the phase of the output signal is reversed, and the amplitude goes through zero. This property is suitable for phase-shift keying and suppressed-carrier AM generation. Total dynamic range of amplitude modulation is approximately 55 dB.

CAUTION: AM control must be used in conjunction with a well-regulated supply, since the output amplitude now becomes a function of V^+ .

EQUIVALENT
SCHEMATIC
DIAGRAM



INTERSiL

ICL7106, 7107 3 1/2 Digit Single Chip A/D Converter

FEATURES

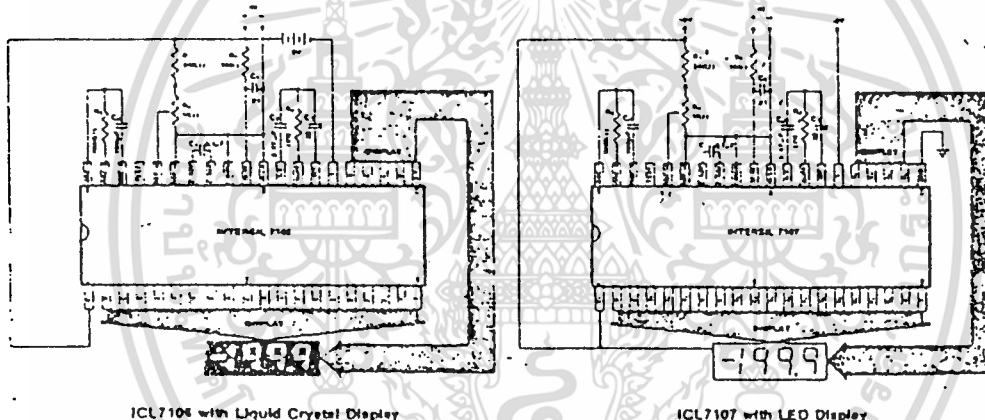
- Guaranteed zero reading for 0 volts input on all scales.
- True polarity at zero for precise null detection.
- 1 pA input current typical.
- True differential input and reference.
- Direct display drive - no external components required. — LCD ICL7106
— LED ICL7107
- Low noise - less than 15µV pk-pk.
- On-chip clock and reference.
- Low power dissipation - typically less than 10mW.
- No additional active circuits required.
- Evaluation Kit available.

GENERAL DESCRIPTION

The Intersil ICL7106 and 7107 are high performance, low power 3-1/2 digit A/D converters. All the necessary active devices are contained on a single CMOS I.C., including seven segment decoders, display drivers, reference, and clock. The 7106 is designed to interface with a liquid crystal display (LCD) and includes a backplane drive; the 7107 will directly drive an instrument-size light emitting diode (LED) display.

The 7106 and 7107 bring together an unprecedented combination of high accuracy, versatility, and true economy. High accuracy like auto-zero to less than 10µV, zero drift less than 1µV/°C, input bias current of 10 pA max., and total error of less than one count. The versatility of true differential input and reference is useful in all systems, but gives the designer an uncommon advantage when measuring load cells, strain gauges and other bridge-type transducers. And finally the true economy of single power supply operation (7106), enabling a high performance panel meter to be built with the addition of only 7 passive components and a display.

TYPICAL CONNECTION DIAGRAMS



ICL7106 with Liquid Crystal Display

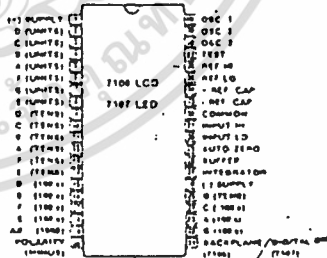
ICL7107 with LED Display

ORDERING INFORMATION

Part	Package	Temp. Range	Order Part #
7106	40 pin ceramic DIP	0°C to +70°C	ICL7106CDL
7106	40 pin plastic DIP	0°C to +70°C	ICL7106CPL
7107	40 pin ceramic DIP	0°C to +70°C	ICL7107CDL
7107	40 pin plastic DIP	0°C to +70°C	ICL7107CPL
7106 Kit	Evaluation kits contain IC, display, circuit board, passive components and hardware.		ICL7106EV/Kit
7107 Kit			ICL7107EV/Kit

See page 10

PIN CONFIGURATION



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICL7106/ICL7107

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

ICL 7106

Supply Voltage (V+ to V-)	15V
Analog Input Voltage (either input) (Note 1)	V+ to V-
Reference Input Voltage (either input)	V+ to V-
Clock Input	Test to V+
Power Dissipation (Note 2)	
Ceramic Package	1000 mW
Plastic Package	800 mW
Operating Temperature	0°C to +70°C
Storage Temperature	-65°C to +160°C
Lead Temperature (Soldering, 60 sec)	300°C

Note 1: Input voltages may exceed the supply voltages provided the input current is limited to $\pm 100 \mu\text{A}$.
 Note 2: Dissipation rating assumes device is mounted with all leads soldered to printed circuit board.

ICL 7107

Supply Voltage V+	-6V
V-	-9V
Analog Input Voltage (either input) (Note 1)	V+ to V-
Reference Input Voltage (either input)	V+ to V-
Clock Input	Gnd to V+
Power Dissipation (Note 1)	
Ceramic Package	1000 mW
Plastic Package	800 mW
Operating Temperature	0°C to +70°C
Storage Temperature	-65°C to +160°C
Lead Temperature (Soldering, 60 sec)	300°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Note 3)

CHARACTERISTICS	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Zero Input Reading	Vin = 0.0V Full Scale = 200.0 mV	-000.0	± 000.0	+000.0	Digital Reading
Ratiometric Reading	Vin = Vref Vref = 100 mV	999	999/1000	1000	Digital Reading
Roller Error (Difference in reading for equal positive and negative reading near Full Scale)	-Vin = +Vin = 200.0mV	-1	± 2	+1	Counts
Linearity (Max. deviation from best straight line fit)	Full scale = 200mV or full scale = 2.000V	-1	± 2	+1	Counts
Common Mode Rejection Ratio (Note 4)	Vcm = $\pm 1\text{V}$, Vin = 0V. Full Scale = 200.0mV.		50		$\mu\text{V/V}$
Noise (Pk - Pk value not exceeded 95% of time)	Vin = 0V Full Scale = 200.0mV		15		μV
Leakage Current @ Input	Vin = 0V		± 2	10	pA
Zero Reading Drift	Vin = 0 0° < TA < 70°C		0.2	1	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Scale Factor Temperature Coefficient	Vin = 199.0mV 0° < TA < 70°C (Ext. Ref. 0ppm/°C)		1	5	ppm/°C
Supply Current (Does not include LED current for 7107)	Vin = 0		0.8	1.8	mA
Analog Common Voltage (With respect to pos. supply)	25K Ω between Common & pos. Supply	2.4	2.8	3.2	Volts
Temp. Coeff. of Analog Common (with respect to pos. Supply)	25K Ω between Common & pos. Supply		80		ppm/°C
7106 ONLY Pk-Pk Segment Drive Voltage (Note 5)	V Supply = 9V	4	5	6	Volts
7106 ONLY Pk-Pk Backplane Drive Voltage (Note 5)	V Supply = 9V	4	5	6	Volts
7107 ONLY Segment Sinking Current (Except Pin 19)	+Supply = 5.0V Segment voltage = 3V	5	8.0		mA
7107 ONLY Segment Sinking Current (Pin 19 only)	+Supply = 5.0V Segment voltage = 3V	10	16		mA

Note 3: Unless otherwise noted, specifications apply to both the 7106 and 7107 at TA = 25°C, fclock = 48kHz. 7106 is tested in the circuit of Figure 1. 7107 is tested in the circuit of Figure 2.

Note 4: Refer to "Differential Input" discussion on page 4

Note 5: Back plane drive is in phase with segment drive for 'off' segment, 180° out of phase for 'on' segment. Frequency is 20 times conversion rate. Average DC component is less than 50mV.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TEST CIRCUITS

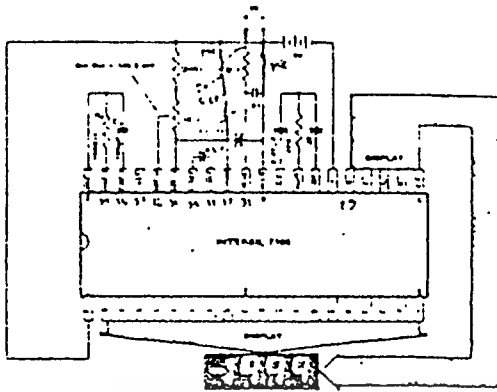


Figure 1: 7106

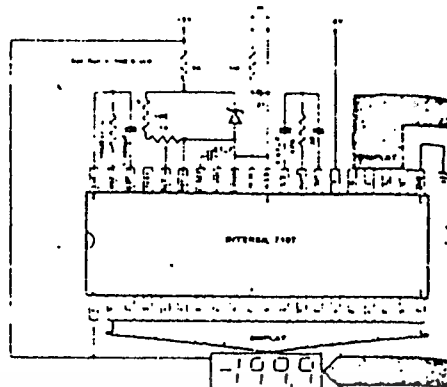


Figure 2: 7107

DETAILED DESCRIPTION
ANALOG SECTION

Figure 3 shows the Block Diagram of the Analog Section for the ICL 7106 and 7107. Each measurement cycle is divided

into three phases. They are (1) auto-zero (A-Z), (2) Integrate (INT) and (3) deintegrate (DE).

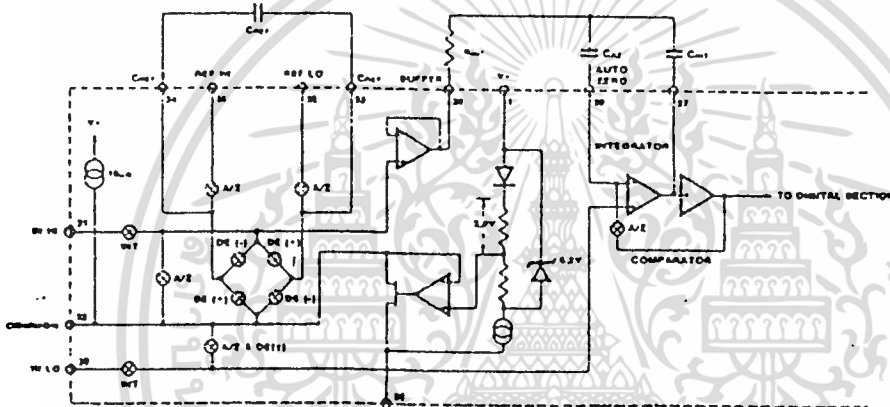


Figure 3: Analog Section of 7106/7107

1. Auto-zero phase

During auto-zero three things happen. First, input high and low are disconnected from the pins and internally shorted to analog common. Second, the reference capacitor is charged to the reference voltage. Third, a feedback loop is closed around the system to charge the auto-zero capacitor CA2 to compensate for offset voltages in the buffer amplifier, integrator, and comparator. Since the comparator is included in the loop, the A-Z accuracy is limited only by the noise of the system. In any case, the offset referred to the input is less than 10µV

2. Signal Integrate phase

During signal integrate, the auto-zero loop is opened, the internal short is removed, and the internal input high and low are connected to the external pins. The converter then integrates the differential voltage between input

high and input low for a fixed time. This differential voltage can be within a wide common mode range, one volt of either supply if, on the other hand, the signal has no return with respect to the converter's supply, input low can be tied to analog common to establish the correct common-mode voltage. At the end of this phase, the polarity of the integrated signal is determined.

3. De-integrate phase

The final phase is de-integrate, or reference input high and input low is internally connected to analog common. Input high is connected across the previously charged reference capacitor. Circuitry within the chip ensures that the capacitor will be connected with the correct polarity to cause the integrator output to return to zero. The time required for the output to return to zero is proportional to the input signal. Specifically the time to return to zero is $1000 \frac{V_{in}}{V_{ref}}$.

ICL7106/ICL7107

Differential Input

The input can accept differential voltages anywhere within the common mode range of the input amplifier; or specifically from 0.5 volts below the positive supply to 1.0 volt above the negative supply. In this range the system has a CMRR of 86 dB typical. However, since the integrator also swings with the common mode voltage, care must be exercised to assure the integrator output does not saturate. A worse case condition would be a large positive common-mode voltage with a near full-scale negative differential input voltage. The negative input signal drives the integrator positive when most of its swing has been used up by the positive common mode voltage. For these critical applications the integrator swing can be reduced to less than the recommended 2V full scale swing with little loss of accuracy. The integrator output can swing within 0.3 volts of either supply without loss of linearity.

Differential Reference

The reference voltage can be generated anywhere within the power supply voltage of the converter. The main source of common mode error is a roll-over voltage caused by the reference capacitor losing or gaining charge to stray capacity on its nodes. If there is a large common mode voltage, the reference capacitor can gain charge (increase voltage) when called up to de-integrate a positive signal but lose charge (decrease voltage) when called up to de-integrate a negative input signal. This difference in reference for a positive input voltage will give a roll-over error. However, by selecting the reference capacitor large enough in comparison to the stray capacitance, this error can be held to less than 0.5 count for the worse case condition. (See Component Values Selection below).

Analog Common

This pin is included primarily to set the common mode voltage for battery operation (7105) or for any system where the input signals are floating with respect to the power supply. The common pin sets a voltage that is approximately 2.5 volts more negative than the positive supply. This is selected to give a minimum end-of-life battery voltage of about 6V. However, the analog common has some of the attributes of a reference voltage. When the total supply voltage is large enough to cause the zener to regulate (>7V), the common voltage will have a low voltage coefficient (0.1%), low output impedance (>15 Ω), and a temperature coefficient typically less than 80ppm/ $^{\circ}$ C.

The limitations of the on-chip reference should also be recognized, however. With the 7107, the internal heating which results from the LED drivers can cause some degradation in performance. Due to their higher thermal resistance, plastic parts are poorer in this respect than ceramic. The combination of reference Temperature Coefficient (TC), internal chip dissipation, and package thermal resistance can increase noise near full scale from 25 μ V to 80 μ Vpk-pk. Also the linearity in going from a high dissipation count such as 1000 (20 segments) on to a low dissipation count such as 111 (6 segments) can suffer by 1 count or more. Devices with a positive TC reference may require several counts to pull out of an overload condition. This is because overload is a low dissipation mode, with the three least significant digits blanked. Similarly, units with a negative TC may cycle between overload and a non-overload count as the die alternately heats and cools. All

these problems are of course eliminated if an external reference is used.

The 7106, with its negligible dissipation, suffers from none of these problems. In either case, an external reference can easily be added, as shown in Fig. 4.

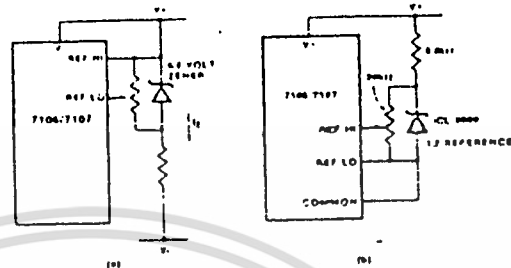


Figure 4: Using an External Reference

Analog common is also the voltage the input returns to during auto-zero and de-integrate. If signal low is different from analog common, a common mode voltage exists in the system and is taken care of by the excellent CMRR of the converter. However, in some applications input low will be set at a fixed known voltage (power supply common for instance). In this application, analog common should be tied to the same point, thus removing the common mode voltage from the converter. The same holds true for the reference voltage. If reference can be conveniently referenced to analog common, it should be since this removes the common mode voltage from the reference system.

Within the IC, analog common is tied to an N channel FET that can sink 30mA or more of current to hold the voltage 2.8 volts below the positive supply (when a load is trying to pull the common line positive). However, there is only 10 μ A of source current, so common may easily be tied to a more negative voltage thus over-riding the internal reference.

Test

The test pin serves two functions. On the 7106 it is coupled to the internally generated digital supply through a 500 Ω resistor. Thus it can be used as the negative supply for externally generated segment drivers such as decimal points or any other presentation the user may want to include on the LCD display. Figures 5 and 6 show such an application.

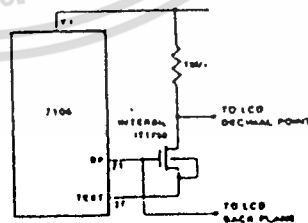


Figure 5: Simple Inverter for Fixed Decimal Point

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICL7106/ICL7107

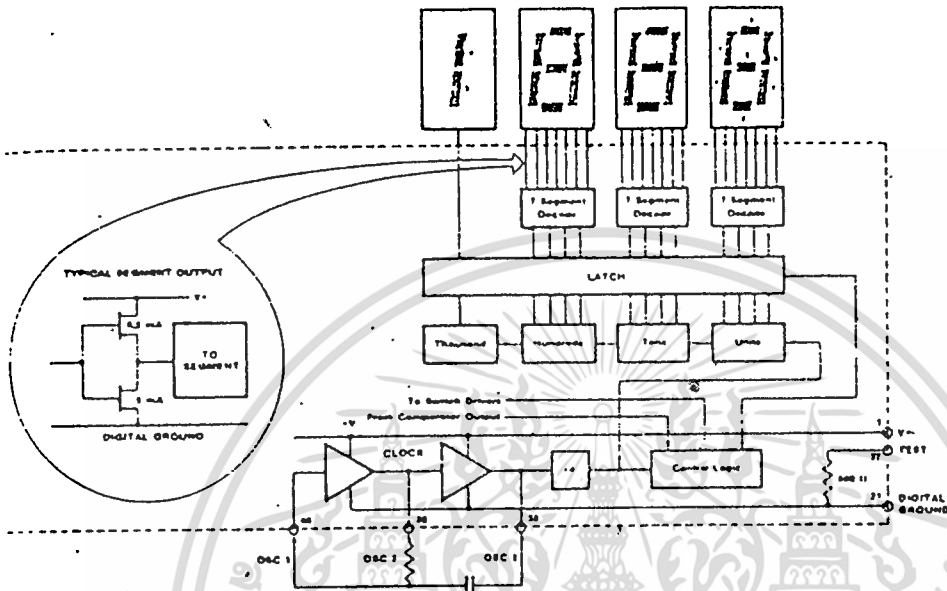


Figure 8: Digital Section 7107

System Timing

Figure 9 shows the clocking arrangement used in the 7106 and 7107. Three basic clocking arrangements can be used:

- 1 An external oscillator connected to pin 40.
- 2 A crystal between pins 39 and 40.
- 3 An R-C oscillator using all three pins.

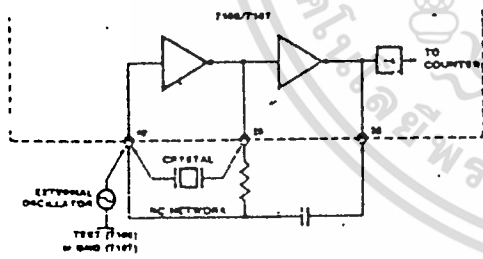


Figure 9: Clock Circuits

The oscillator frequency is divided by four before it clocks the decade counters. It is then further divided to form the three convert-cycle phases. These are signal integrate (1000 counts), reference de-integrate (10 to 2000 counts) and auto-zero (1000 to 3000 counts). For signals less than full scale, auto-zero gets the unused portion of reference de-integrate. This makes a complete measure cycle of 4,000 (16,000 clock pulses) independent of input voltage. For three readings/second, an oscillator frequency of 48kHz would be used.

To achieve maximum rejection of 60 Hz pickup, the signal integrate cycle should be a multiple of 60 Hz. Oscillator frequencies of 240kHz, 120kHz, 80kHz, 60kHz, 48kHz, 45kHz, 33 1/3 kHz, etc. should be selected. For 50Hz rejection Oscillator frequencies of 200kHz, 100kHz, 80kHz, 60kHz, 50kHz, 40kHz, etc. would be suitable. Note that

40kHz (2.5 readings/second) will reject both 50 and 60 Hz (also 400 and 440 Hz).

COMPONENT VALUE SELECTION

1. Integrating Resistor

Both the buffer amplifier and the integrator have a class A output stage with 100 μ A of quiescent current. They can supply 20 μ A of drive current with negligible non-linearity. The integrating resistor should be large enough to remain in this very linear region over the input voltage range, but small enough that undue leakage requirements are not placed on the PC board. For 2 volt full scale, 470K Ω is near optimum and similarly a 47K Ω for a 200.0 mV scale.

2. Integrating Capacitor

The integrating capacitor should be selected to give the maximum voltage swing that ensures tolerance build-up will not saturate the integrator swing (approx. 0.3 volt from either supply). In the 7106 or the 7107, when the analog common is used as a reference, a nominal ± 2 volt full scale integrator swing is fine. For the 7107 with ± 5 volt supplies and analog common tied to supply ground, a ± 3.5 to ± 4 volt swing is nominal. For three readings/second (48kHz clock), nominal values for C_{int} are .22 and .10 μ F, respectively. Of course, if different oscillator frequencies are used, these values should be changed in inverse proportion to maintain the same output swing.

An additional requirement of the integrating capacitor is it have low dielectric absorption to prevent roll-over errors. While other types of capacitors are adequate for this application, polypropylene capacitors give undetectable errors at reasonable cost.

3. Auto-Zero Capacitor

The size of the auto-zero capacitor has some influence on the noise of the system. For 200 mV full scale where noise

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICL7108/ICL7107

Typical Applications (Contd.)

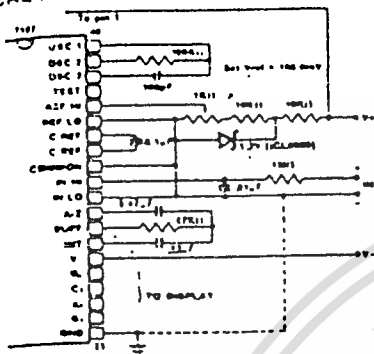


Figure 13: ICL7107 with an external band-gap reference (1.2V type). IN HI and IN LO must be connected to COMMON, thus establishing the correct common mode level. If COMMON is not shorted to GND, the input voltages may be referred to the power supply and COMMON acts as a pre-regulator for the reference. If COMMON is shorted to GND, the input voltages are referred to supply ground and the pre-regulator is bypassed.

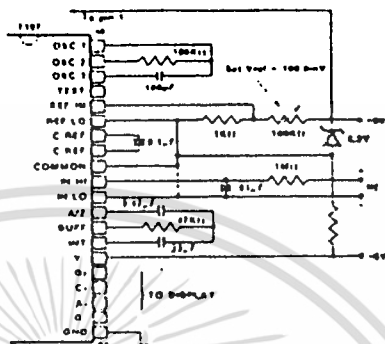


Figure 14: ICL7107 with Zener diode reference. Since low T.C. zeners have breakdown voltages ~ 6.8V, diode must be placed across the total supply (10V). As in the case of Figure 12, IN HI and IN LO may be tied to either COMMON or GND.

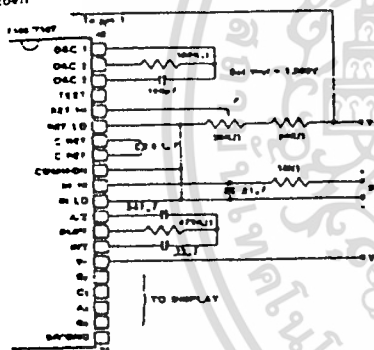


Figure 15: ICL7108/7107 Recommended component values for 2.000V.

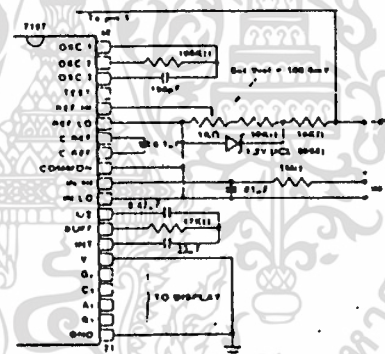


Figure 16: ICL7107 operated from single +5V supply. An external reference must be used in this application, since the voltage between V+ and V- is insufficient for correct operation of the internal reference.

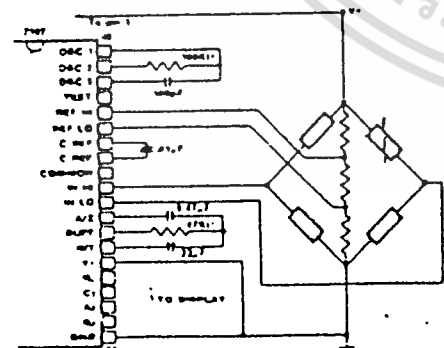


Figure 17: ICL7107 measuring resistive values of Quad Load Cell. The resistor values within the bridge are determined by the desired sensitivity.

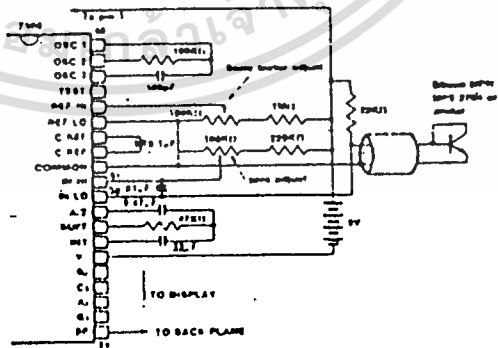


Figure 18: ICL7108 used as a digital centigrade thermometer. A silicon diode-connected transistor has a temperature coefficient of about $-2mV/^{\circ}C$. Calibration is achieved by placing the sensing transistor in ice water and adjusting the zeroing potentiometer for a 000.0 reading. The sensor should then be placed in boiling water and the scale-factor potentiometer adjusted for 100.0 reading.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่วารณมีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICL7106/ICL7107

TYPICAL APPLICATIONS (Contd.)

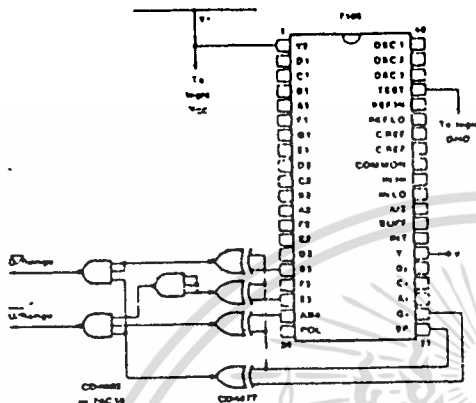


Figure 19: Circuit for developing Underrange and Overrange signals from 7106 outputs

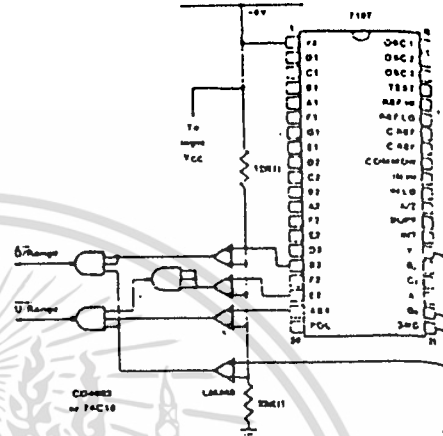


Figure 20: Circuit for developing Underrange and Overrange signals from 7107 outputs. The LM339 is required to ensure compatibility with heavy display loading.

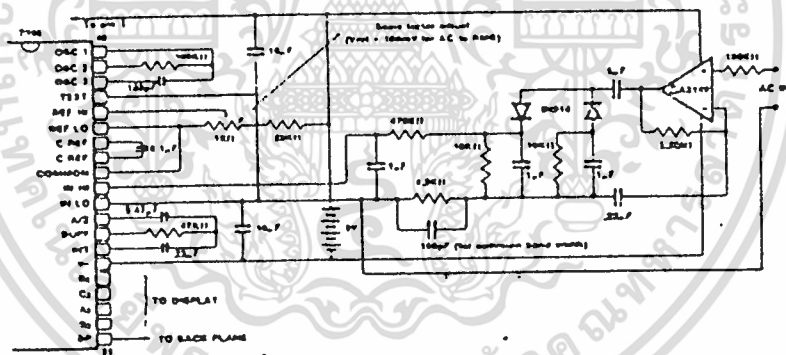


Figure 21: AC to DC Converter with 7106. Test is used as a common mode reference level to ensure compatibility with most op-amps.

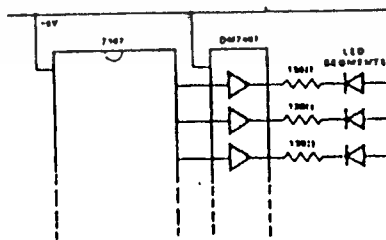


Figure 22: Display Buffering for increased drive current. Requires four 0M7407 Hex Buffers. Each buffers is capable of sinking 40 mA max.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรรมใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Operational Amplifiers

LM124/LM224/LM324 quad op amps

general description

The LM124 series consists of four independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM124 series can be directly operated off of the standard 15 V_{DC} power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional ±15 V_{DC} power supplies.

unique characteristics

- In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.
- The unity gain cross frequency is temperature compensated.
- The input bias current is also temperature compensated.

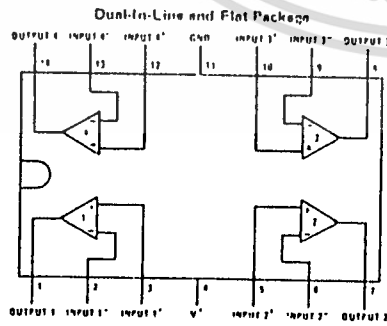
advantages

- Eliminates need for dual supplies
- Four internally compensated op amps in a single package
- Allows directly sensing near GND and V_{OUT} also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

features

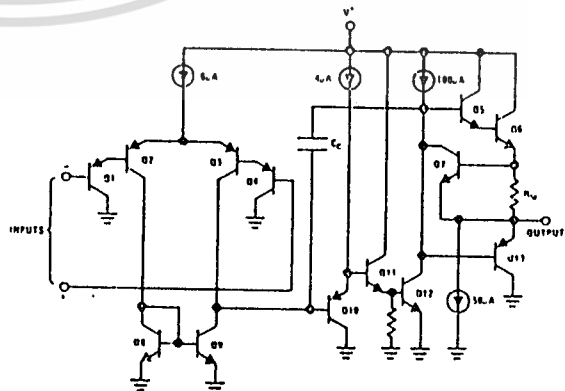
- Internally frequency compensated for unity gain
- Large dc voltage gain **100 dB**
- Wide bandwidth (unity gain) **1 MHz** (temperature compensated)
- Wide power supply range:
 - Single supply **3 V_{DC} to 30 V_{DC}**
 - or dual supplies **±1.5 V_{DC} to ±15 V_{DC}**
- Very low supply current drain (**800 μA**) - essentially independent of supply voltage (1 mW/op amp at 15 V_{DC})
- Low input biasing current **45 nA_{DC}** (temperature compensated)
- Low input offset voltage **2 mV_{DC}** and offset current **5 nA_{DC}**
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing **0 V_{DC} to V* - 1.5 V_{DC}**

connection diagram



Order Number LM124D, LM224D or LM324D
See Package 1
Order Number LM124F
See Package 4
Order Number LM324N
See Package 22

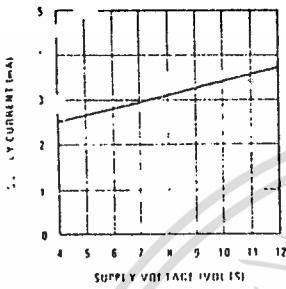
schematic diagram (Each Amplifier)



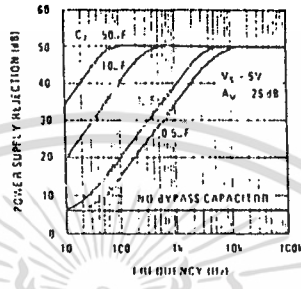
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical performance characteristics

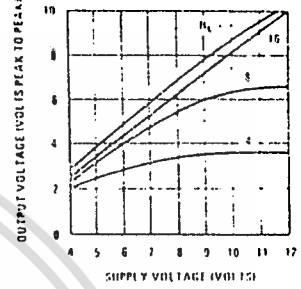
Quiescent Supply Current vs Supply Voltage



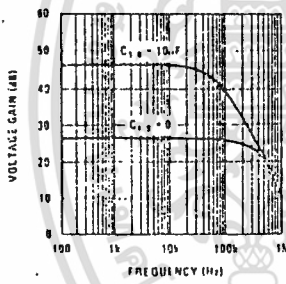
Power Supply Rejection Ratio (Referred to the Output) vs Frequency



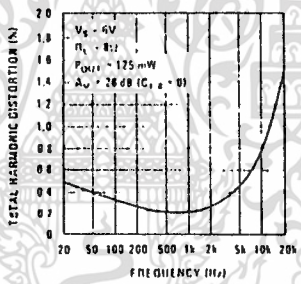
Peak-to-Peak Output Voltage Swing vs Supply Voltage



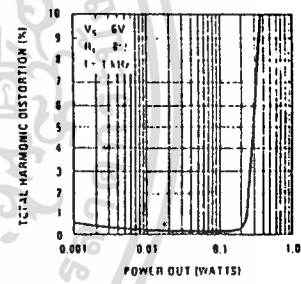
Voltage Gain vs Frequency



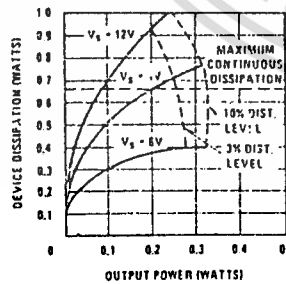
Distortion vs Frequency



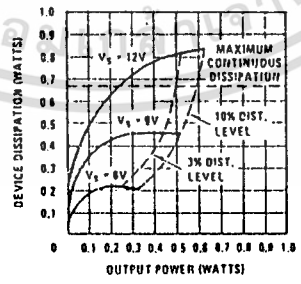
Distortion vs Output Power



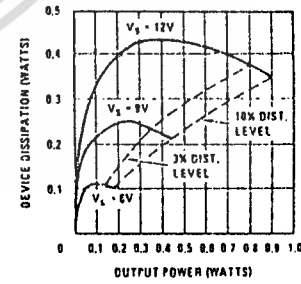
Device Dissipation vs Output Power - 4Ω Load



Device Dissipation vs Output Power - 8Ω Load



Device Dissipation vs Output Power - 16Ω Load



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

absolute maximum ratings

Supply Voltage	15V
Package Dissipation 8 Pin DIP (Note 1)	660 mW
Input Voltage	±0.4V
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Operating Temperature	0°C to +70°C
Junction Temperature	+150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	+300°C

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

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Operating Supply Voltage (V_S)		4		12	V
Quiescent Current (I_Q)	$V_S = 6V, V_{IN} = 0$		3	11	mA
Output Power (P_{OUT}) (Note 2)	$V_S = 6V, R_L = 8\Omega, THD = 10\%$ $V_S = 9V, R_L = 16\Omega, THD = 10\%$	250	325 500		mW mW
Voltage Gain (A_V)	$V_S = 6V, f = 1\text{ kHz}$ 10 μF from Pin 1 to 8		26 46		dB dB
Bandwidth (BW)	$V_S = 6V$, Pins 1 and 8 Open		300		kHz
Total Harmonic Distortion (THD)	$V_S = 6V, R_L = 8\Omega, P_{OUT} = 125\text{ mW}$ $f = 1\text{ kHz}$, Pins 1 and 8 Open		0.2		%
Power Supply Rejection Ratio (PSRR)	$V_S = 6V, f = 1\text{ kHz}, C_{V_{BIAS}} = 10\mu\text{F}$ Pins 1 and 8 Open, Referred to Output		50		dB
Input Resistance (R_{IN})			50		k Ω
Input Bias Current (I_{BIAS})	$V_S = 6V$, Pins 2 and 3 Open		250		nA

Note 1: For operating at elevated temperatures, the device must be derated based on a 160°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 187°C/W junction to ambient.

Note 2: If oscillation exists under some load conditions, add 10 Ω and 0.05 μF series network from pin 5 to ground.

application hints

GAIN CONTROL

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

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

INPUT BIASING

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้รวมเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงแหล่งที่มาเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Consumer Circuits

LM386 low voltage audio power amplifier

general description

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

The inputs are ground referenced while the output is automatically biased to one half the supply voltage. The quiescent power drain is only 18 milliwatts when operating from a 6 volt supply, making the LM386 ideal for battery operation.

features

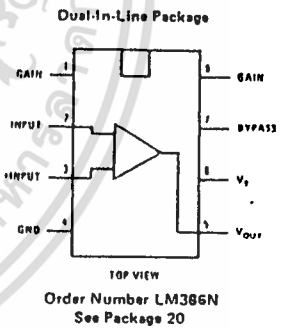
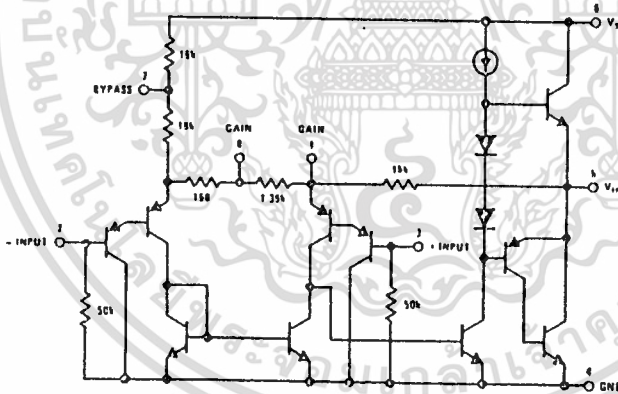
- Battery operation
- Minimum external parts
- Wide supply voltage range 4–12 Volts
- Low quiescent current drain 3 mA

- Voltage gain from 20 to 200
- Ground referenced input
- Self-centering output quiescent voltage
- Low distortion
- Eight pin dual-in-line package

applications

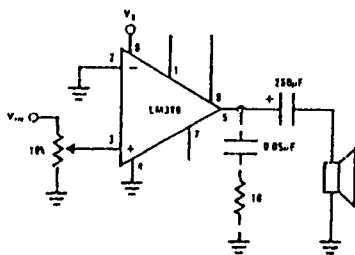
- AM-FM radio amplifiers
- Portable tape player amplifiers
- Intercoms
- TV sound systems
- Line drivers
- Ultrasonic drivers
- Small servo drivers
- Power converters

equivalent schematic and connection diagrams

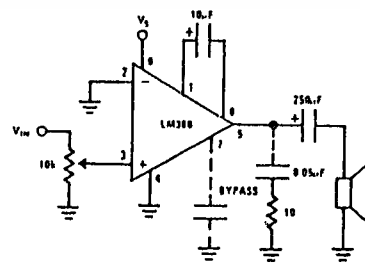


typical applications

Amplifier with Gain = 20
Minimum Parts

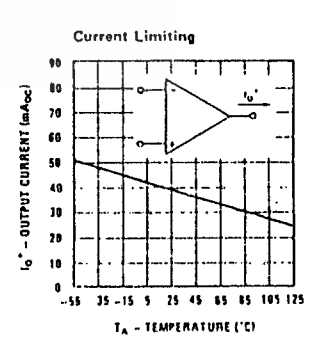
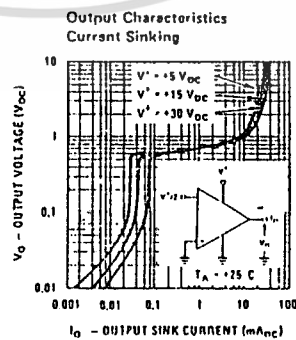
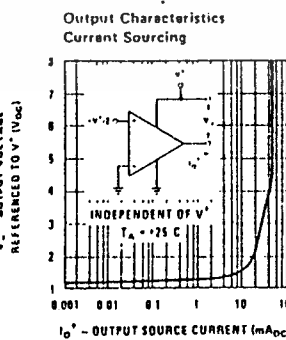
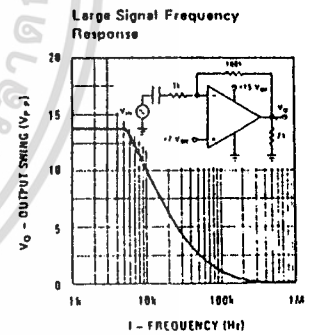
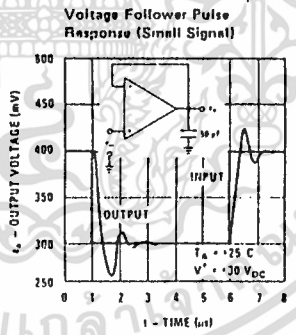
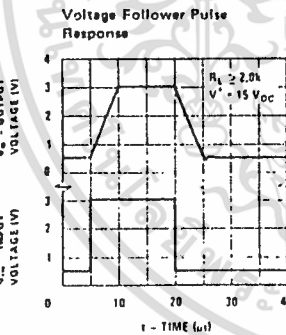
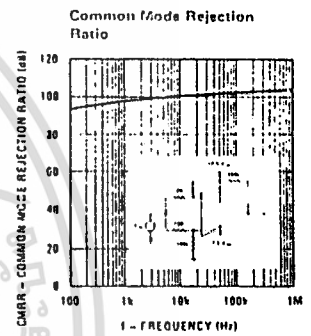
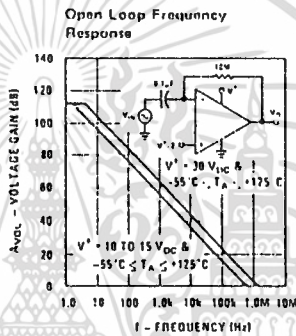
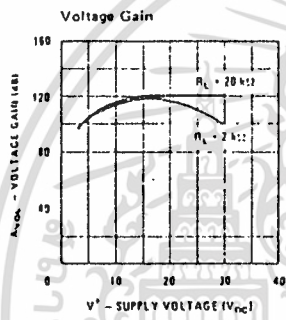
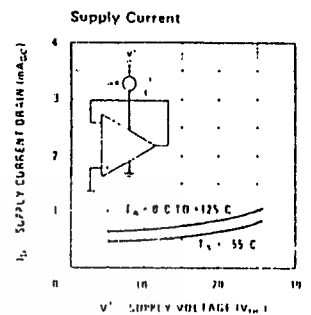
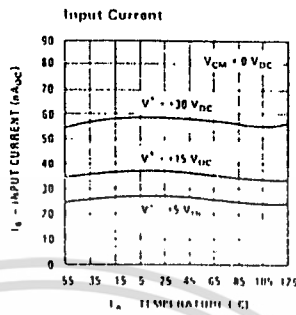
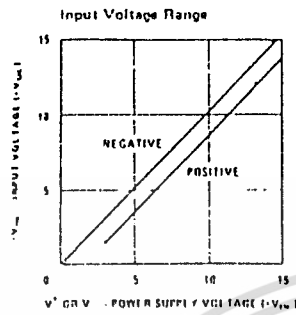


Amplifier with Gain = 200



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

typical performance characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหากัน และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics ($V^+ = +5.0 V_{DC}$, Note 4) LM224, LM324

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Input Offset Voltage	$T_A = +25^\circ C$ (Note 5)		±2	±7	mV _{DC}
Input Bias Current (Note 6)	$I_{BIAS} \text{ or } I_{IN} \pm T_A = +25^\circ C$		45	250	nA
Input Offset Current	$I_{OFFSET} = I_{IN} \pm T_A = +25^\circ C$		±5	±50	nA
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = 30 V_{DC}, T_A = +25^\circ C$	0		$V^+ - 1.5$	V
Supply Current	$R_L = \infty$ On All Op Amps Over Full Temperature Range		0.8	2	mA _{DC}
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = +15 V_{DC}$ (For Large V_O Swing) $R_L \geq 2 k\Omega, T_A = +25^\circ C$	25	100		V/V
Common-Mode Rejection Ratio	DC, $T_A = +25^\circ C$	65	85		dB
Power Supply Rejection Ratio	DC, $T_A = +25^\circ C$	65	100		dB
Amplifier-to-Amplifier Coupling (Note 8)	1 to 1 kHz to 20 kHz, $T_A = +25^\circ C$ (Input Referred)		-120		dB
Output Current Source	$V_{IN}^+ = +1 V_{DC}, V_{IN}^- = 0 V_{DC}, V^+ = +15 V_{DC}, T_A = +25^\circ C$	20	40		mA _{DC}
Sink	$V_{IN}^+ = +1 V_{DC}, V_{IN}^- = 0 V_{DC}, V^+ = +15 V_{DC}, T_A = +25^\circ C$	10	20		mA _{DC}
	$V_{IN}^+ = +1 V_{DC}, V_{IN}^- = 0 V_{DC}, T_A = +25^\circ C, V_O = 700 mV_{DC}$	12	50		μA _{DC}
Input Offset Voltage	(Note 5)			±9	mV _{DC}
Input Offset Voltage Drift	ΔV_{OS}		±7		μV/°C
Input Offset Current	$I_{OFFSET} = I_{IN} \pm 1$			±150	nA _{DC}
Input Offset Current Drift			±10		nA/°C
Input Bias Current	$I_{BIAS} \text{ or } I_{IN} \pm 1$			500	nA _{DC}
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = 30 V_{DC}$	0		$V^+ - 2$	V _{DC}
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = +15 V_{DC}$ (For Large V_O Swing) $R_L \geq 2 k\Omega$	15			V/mV
Output Voltage Swing V_{OH}	$V^+ = +30 V_{DC}, R_L = 2 k\Omega, R_S \geq 10 k\Omega$	26			V _{DC}
V_{OL}	$V^+ = +5 V_{DC}, R_L < 10 k\Omega$	27	28		V _{DC}
Output Current Source	$V_{IN}^+ = +1 V_{DC}, V_{IN}^- = 0 V_{DC}, V^+ = +15 V_{DC}$	10	20		mA
Sink	$V_{IN}^+ = +1 V_{DC}, V_{IN}^- = 0 V_{DC}, V^+ = +15 V_{DC}$	5	8		mA
Differential Input Voltage (Note 7)				V^+	V _{DC}

Note 1: For operating at high temperatures, the LM324 must be derated based on a +125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 175°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM224 and LM124 can be derated based on a +150°C maximum junction temperature. The dissipation is the total of all four amplifiers—use external resistors, where possible, to allow the amplifier to saturate or to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.

Note 2: Short circuits from the output to V^+ can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of V^+ . At values of supply voltage in excess of +15 V_{DC}, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction.

Note 3: This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistor becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the op amps to go to the V^+ voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than -0.3 V_{DC}.

Note 4: These specifications apply for $V^+ = +5 V_{DC}$ and $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$, unless otherwise stated. With the LM224, all temperature specifications are limited to $-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$ and the LM324 temperature specifications are limited to $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$.

Note 5: $V_O \approx 1.4 V_{DC}, R_S = 0\Omega$ with V^+ from 5 V_{DC} to 30 V_{DC}; and over the full input common-mode range (0 V_{DC} to $V^+ - 1.5 V_{DC}$).

Note 6: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.

Note 7: The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is $V^+ - 1.5V$, but either or both inputs can go to +32 V_{DC} without damage.

Note 8: Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitive coupling increases at higher frequencies.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่ให้ภายนอกนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

absolute maximum ratings

Supply Voltage, V^+	$32 V_{DC}$ or $116 V_{PE}$	Input Current ($V_{IN} < -0.3 V_{OL}$) (Note 3)	50 mA
Differential Input Voltage	$32 V_{DC}$	Operating Temperature Range	
Input Voltage	$0.3 V_{DC}$ to $+32 V_{DC}$	LM324	0°C to $+70^\circ\text{C}$
Power Dissipation (Note 1)		LM224	-25°C to $+85^\circ\text{C}$
Molded DIP (LM324N)	570 mW	LM124	-55°C to $+125^\circ\text{C}$
Cavity DIP (LM124D, LM224D & LM324D)	900 mW	Storage Temperature Range	-65°C to $+150^\circ\text{C}$
Flat Pack (LM124F)	1100 mW	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C
Output Short Circuit to GND (Note 2) (One Amplifier)	Continuous		
$V^+ \leq 15 V_{DC}$ and $T_A = 25^\circ\text{C}$			

electrical characteristics ($V^+ = +5.0 V_{DC}$, Note 4), LM124

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Offset Voltage	$T_A = +25^\circ\text{C}$ (Note 5)		± 2	15	mV _{DC}
Input Bias Current (Note 6)	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$		45	150	nA _{DC}
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$		3	30	nA _{DC}
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = 30 V_{DC}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$	0		$V^+ - 1.5$	V _{DC}
Supply Current	$R_L = \infty$ On All Op Amps Over Full Temperature Range		0.8	2	mA _{DC}
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = +15 V_{DC}$ (For Large V_O Swing) $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$, $T_A = +25^\circ\text{C}$	50	100		V/mV
Common Mode Rejection Ratio	DC, $T_A = +25^\circ\text{C}$	70	85		dB
Power Supply Rejection Ratio	DC, $T_A = +25^\circ\text{C}$	65	100		dB
Amplifier-to-Amplifier Coupling (Note 8)	$f = 1 \text{ kHz}$ to 20 kHz , $T_A = +25^\circ\text{C}$ (Input Referenced)		120		dB
Output Current					
Source	$V_{IN}^+ = +1 V_{DC}$, $V_{IN}^- = 0 V_{DC}$, $V^+ = 15 V_{DC}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$	20	40		mA _{DC}
Sink	$V_{IN}^- = +1 V_{DC}$, $V_{IN}^+ = 0 V_{DC}$, $V^+ = 15 V_{DC}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$	10	20		mA _{DC}
	$V_{IN}^- = +1 V_{DC}$, $V_{IN}^+ = 0 V_{DC}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_O = 200 \text{ mV}_{DC}$	12	50		μA_{DC}
Input Offset Voltage	(Note 5)			± 7	mV _{DC}
Input Offset Voltage Drift	$R_S = 0\Omega$		7		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$			± 100	nA _{DC}
Input Offset Current Drift			10		nA _{DC}/^\circ\text{C}}
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$			300	nA _{DC}
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = 30 V_{DC}$	0		$V^+ - 2$	V _{DC}
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = +15 V_{DC}$ (For Large V_O Swing) $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	25			V/mV
Output Voltage Swing					
V_{OH}	$V^+ = +30 V_{DC}$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ $R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$	26	28		V _{DC}
V_{OL}	$V^+ = +5 V_{DC}$, $R_L \leq 10 \text{ k}\Omega$		5	20	mV _{DC}
Output Current					
Source	$V_{IN}^+ = +1 V_{DC}$, $V_{IN}^- = 0 V_{DC}$, $V^+ = 15 V_{DC}$	10	20		mA
Sink	$V_{IN}^- = +1 V_{DC}$, $V_{IN}^+ = 0 V_{DC}$, $V^+ = 15 V_{DC}$	5	8		mA
Differential Input Voltage (Note 7)				V^+	V _{DC}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



LF351 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier

General Description

The LF351 is a low cost high speed JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF351 is pin compatible with the standard LM741 and uses the same offset voltage adjustment circuitry. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM741 designs.

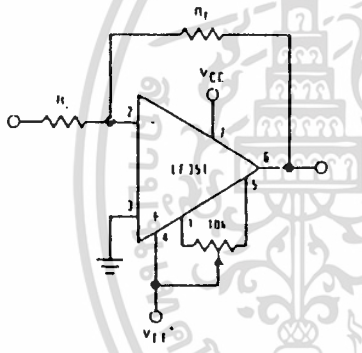
The LF351 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift, but for applications where these requirements are critical, the LF356 is recommended. If maximum supply

current is important, however, the LF351 is the better choice.

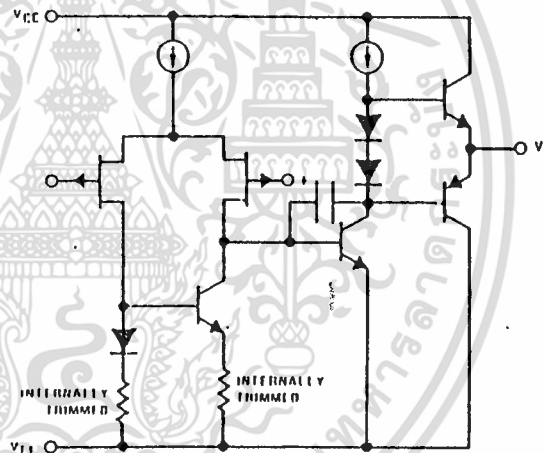
Features

■ Internally trimmed offset voltage	10 mV
■ Low input bias current	50 pA
■ Low input noise voltage	25 nV/√Hz
■ Low input noise current	0.01 pA/√Hz
■ Wide gain bandwidth	4 MHz
■ High slew rate	13 V/μs
■ Low supply current	1.8 mA
■ High input impedance	10 ¹² Ω
■ Low total harmonic distortion $A_V = 10$, $R_L = 10k$, $V_O = 20$ Vp-p, BW = 20 Hz-20 kHz	< 0.02%
■ Low 1/f noise corner	50 Hz
■ Fast settling time to 0.01%	2 μs

Typical Connection

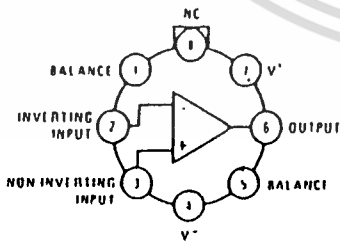


Simplified Schematic



Connection Diagrams (Top Views)

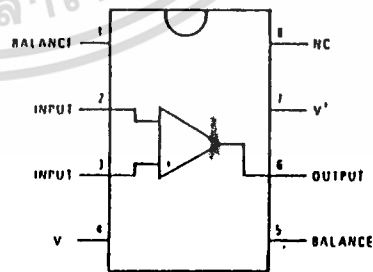
Metal Can Package



Note: Pin 4 connected to case

Order Number LF351H
See NS Package Number H08C

Dual-In-Line Package



TOP VIEW

Order Number LF351J,
LF351M or LF351N
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

TL/H/5648-1

AC Electrical Characteristics (Note 3)

Symbol	Parameter	Conditions	LF351			Units
			Min	Typ	Max	
SR	Slow Rate	$V_S = \pm 15V, T_A = 25^\circ C$		13		V/ μs
GBW	Gain Bandwidth Product	$V_S = \pm 15V, T_A = 25^\circ C$		4		MHz
e_n	Equivalent Input Noise Voltage	$T_A = 25^\circ C, R_S = 100\Omega, f = 1000 \text{ Hz}$		25		nV/ \sqrt{Hz}
i_n	Equivalent Input Noise Current	$T_A = 25^\circ C, f = 1000 \text{ Hz}$		0.01		pA/ \sqrt{Hz}

Note 1: For operating at elevated temperature, the device must be derated based on the thermal resistance, θ_{JA} .

Note 2: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

Note 3: These specifications apply for $V_S = \pm 15V$ and $0^\circ C < T_A < 70^\circ C$. V_{DS} , I_{IJ} and I_{IS} are measured at $V_{CM} = 0$.

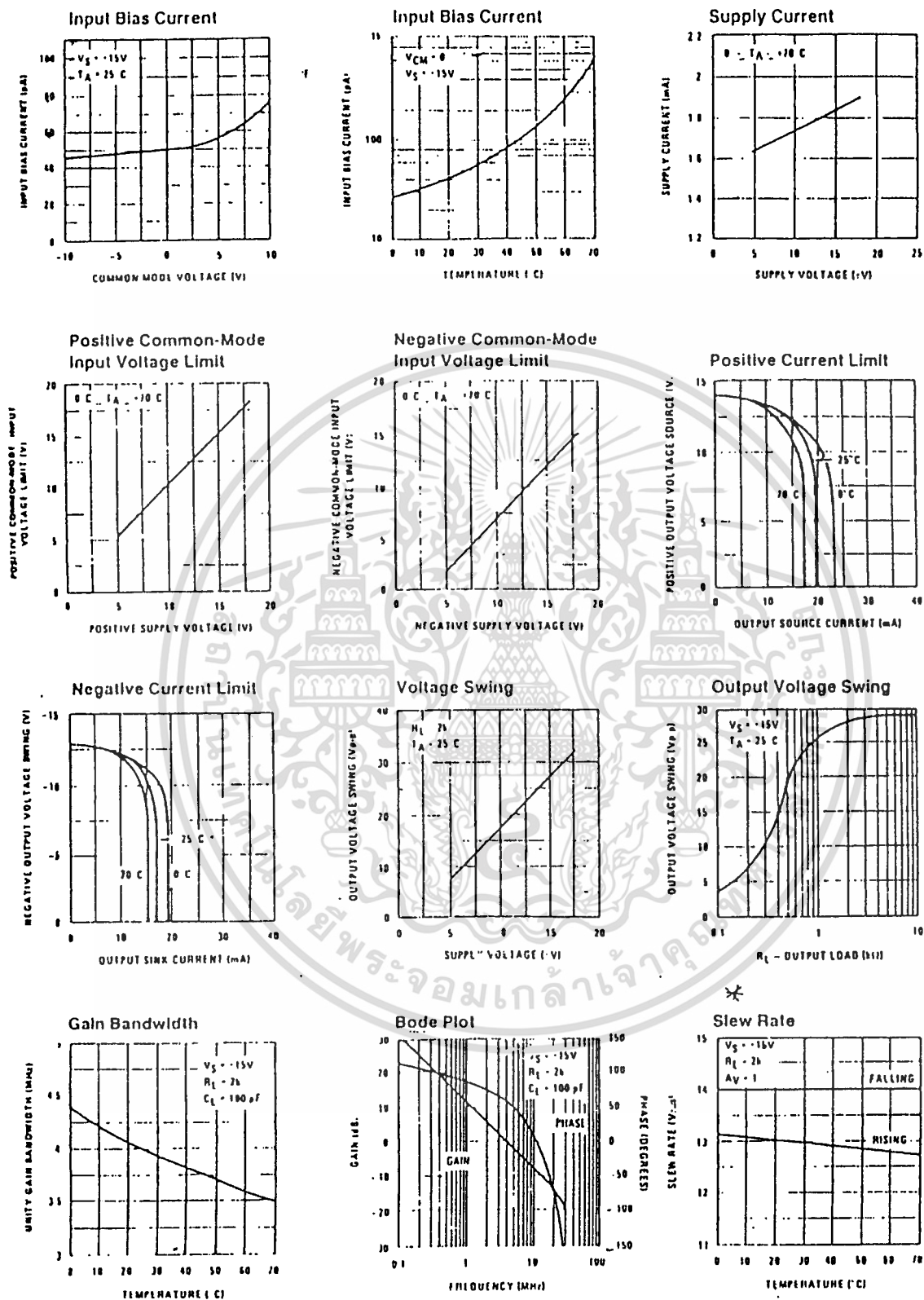
Note 4: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every $10^\circ C$ increase in the junction temperature, T_J . Due to the limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, $P_J = I_{IJ} \cdot |V_A| + I_{IS} \cdot |V_S|$, where θ_{JA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

Note 5: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice. From $\pm 15V$ to $\pm 5V$.

Note 6: Max. Power Dissipation is defined by the package characteristics. Operating the part near the Max. Power Dissipation may cause the part to operate outside guaranteed limits.



Typical Performance Characteristics



TL/H/5648-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรรมใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้