



37

28

4 ก่อ

ออดิโอสเปกตรัมอานาไลเซอร์
AUDIO SPECTRUM ANALYZER



โดย
นางสาวนิตา มหาวาณิชยวงศ์
นางสาวไสมอษา สุรวัดน์ปัญญา

วัน เดือน ปี..... 18 ค.ค. 2541
เลขทะเบียน..... 039086
เลขเรียกหนังสือ..... T.40827 45690

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

039086

ออดิโอสเปกตรัมอานาไลเซอร์
AUDIO SPECTRUM ANALYZER

โดย

นางสาวนิตา มหาวณิชย์วงศ์ 37014200

นางสาวโสมอุษา สุรวัฒน์ปัญญา 37014547

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออดิโอสเปกตรัมอานาไลเซอร์

AUDIO SPECTRUM ANALYZER

โดย นางสาวนิตา มหาวณิชยวงศ์ 37014200

นางสาวโสเมญา สุรวัดน์ปัญญา 37014547

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นกรสร้างออดิโอสเปกตรัมอานาไลเซอร์ ซึ่งเป็นเครื่องมือที่มีประโยชน์ในการวัดและวิเคราะห์องค์ประกอบของสัญญาณที่ความถี่ต่างๆ ออกแบบให้สามารถวิเคราะห์สัญญาณในช่วงย่านความถี่ออดิโอ (20 เฮิรตซ์ถึง 20 กิโลเฮิรตซ์) โครงการนี้ใช้หลักการพื้นฐานแบบเฮเทอโรไดน์ ซึ่งใช้หลักการมอดูเลตแบบดับเบิลไซด์แบนด์ซัพเพรสแคร์เรีย ร่วมกับการกรองสัญญาณด้วยแบนด์พาสฟิลเตอร์ และจะมีการแสดงผลออกทางออสซิลโลสโคป

ABSTRACT

The study of a simple audio spectrum analyzer is investigated in this project. The analyzer uses the heterodyne principle together with filtering. The output can be displayed on CRT of an oscilloscope. The analyzer is expected to work in 20 Hz -20kHz audio range.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2540

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ออดิโอสเปกตรัมอนาล็อกเซอร์

AUDIO SPECTRUM ANALYZER

ผู้จัดทำ

1. นางสาวนิตา มหาวนิชย์วงศ์ 37014200

2. นางสาวโสมนุษา สุรวัฒน์ปัญญา 37014547



อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีหรือหลักการ	4
2.1 ทฤษฎีและหลักการโดยทั่วไป	4
2.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter : LPF)	5
2.3 วงจรคูนที่ใช้เป็นมอดูเลเตอร์	7
2.4 หน่วยความจำ	16
2.5 วงจรนับ	19
2.6 วงจรดีเอซี (DAC : Digital to Analog Converter)	23
2.7 วงจรกรองความถี่แบบช่วงผ่าน (Band Pass Filter : BPF)	32
2.8 วงจรเอนVELOPE ดีเทกเตอร์ (envelope detector)	36
2.9 ออสซิลโลสโคป	38
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	40
3.1 หลักการของออดิโอสเปกตรัมอนาลิเซอร์ที่ใช้ในโครงการนี้	40
3.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	40
3.3 วงจรมิกเซอร์	41
3.4 วงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อย	43
3.5 วงจรสร้างสัญญาณไซน์กวางความถี่ 100 กิโลเฮิรตซ์-120 กิโลเฮิรตซ์	45
3.6 วงจรกรองความถี่แบบช่วงผ่าน	47
3.7 วงจรดีเทกเตอร์	48
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	49
4.1 การทดลองวงจรโลพาสฟิลเตอร์	49
4.2 การทดลองวงจรมิกเซอร์	50
4.3 การทดลองส่วนสร้างสัญญาณฟันเลื่อย	51
4.4 การทดลองส่วนสร้างสัญญาณไซน์ที่กวางความถี่ตั้งแต่ 100 กิโลเฮิรตซ์ถึง 120 กิโลเฮิรตซ์	51
4.5 วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์	53
4.6 การทดลองต่อรวมวงจรทุกส่วน	54
บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป	61
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
บรรณานุกรม	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

เรื่อง	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	
รูปที่ 1.1 แสดงส่วนประกอบของสเปกตรัมอนาไลเซอร์แบบเรียลไทม์	1
รูปที่ 1.2 แสดงส่วนประกอบของสแกนนิ่ง-ฟิลเตอร์ฟรีควอนซ์อนาไลเซอร์	2
รูปที่ 1.3 แสดงส่วนประกอบของเฮทเทอโรไดน์สเปกตรัมอนาไลเซอร์	3
รูปที่ 1.4 แสดงส่วนประกอบของอดีไอสเปกตรัมอนาไลเซอร์ ที่ใช้ฮอสซิลเลเตอร์ 2 ตัว	3
บทที่ 2 ทฤษฎีหรือหลักการ	
รูปที่ 2.1.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงส่วนประกอบต่างๆของสเปกตรัมอนาไลเซอร์	4
รูปที่ 2.2.1 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่สอง	6
รูปที่ 2.3.1 แสดงวิธีการบาลานซ์มอดูเลเตอร์	8
รูปที่ 2.3.2 วงจรอิมิตเตอร์คัปเปิลแพร์	9
รูปที่ 2.3.3 กราฟแสดงคุณลักษณะทางคิซีของอิมิตเตอร์คัปเปิลแพร์	9
รูปที่ 2.3.4 แสดงวงจรคุณสัญญาณแบบสองควอครันต์	10
รูปที่ 2.3.5 วงจรคุณสัญญาณแบบกิลเบิร์ต	11
รูปที่ 2.3.6 แสดงการใช้อิมิตเตอร์คิเจเนอเรเตอร์กับวงจรกิลเบิร์ต มัลติพลายเออร์	13
รูปที่ 2.3.7 กิลเบิร์ตมัลติพลายเออร์กับวงจรพรีดิคทอสซัน	14
รูปที่ 2.3.8 วงจรอินเวอร์ทไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์	15
รูปที่ 2.3.9 วงจรคุณสัญญาณสี่ควอครันต์ที่สมบูรณ์	16
รูปที่ 2.4.1 แสดงการแยกประเภทของหน่วยความจำ	17
รูปที่ 2.4.2 แสดงแผนผังและการจัดการขาของอีพรอม 27256	18
รูปที่ 2.5.1 แสดงแผนผังการต่อวงจรนับแบบรีปเปิล	19
รูปที่ 2.5.2 แสดงวงจรนับขึ้น 4 บิต	20
รูปที่ 2.5.3 แสดงรูปคลื่นของวงจรในรูป 2.5.2	21
รูปที่ 2.5.4 แสดงลอจิกไดอะแกรมของไอซีเบอร์ MC547/74HC4040	22
รูปที่ 2.5.5 แสดงลักษณะการต่อภายในของลอจิก ไดอะแกรม	22
รูปที่ 2.5.6 แสดงไทมิ่งไดอะแกรม(Timing Diagram) ของ ไอซีเบอร์ MC54/74HC4040	23
รูปที่ 2.6.1 แสดงวงจรดีเอซีแบบสัดส่วนความต้านทาน	24
รูปที่ 2.6.2 แสดงกราฟระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของดีเอซี 3 บิต	25
รูปที่ 2.6.3 แสดงกราฟอนาลอกเอาต์พุตกับดิจิตอลอินพุตของดีเอซี	26
รูปที่ 2.6.4 แสดงแผนผังของวงจรดีเอซีและสัญลักษณ์	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูปภาพ

เรื่อง	หน้า
รูปที่ 2.6.5 แสดงวงจรดีเอซีขนาด 8 บิต	27
รูปที่ 2.6.6 แสดงวงจรดีเอซีแบบตัวต้านทานอาร์-สองอาร์เบื้องต้น	28
รูปที่ 2.6.7 แสดงวงจรดีเอซีขนาด 4 บิต มีความละเอียด 0.625 โวลต์ต่อบิต	29
รูปที่ 2.6.8 แสดงการต่อตัวต้านทานแบบอาร์-สองอาร์ 8 บิต	30
รูปที่ 2.6.9 แสดงการต่อไอซีเบอร์ DAC-08	30
รูปที่ 2.6.10 แสดงการต่อ DAC-08 แบบเอาต์พุตคู่	32
รูปที่ 2.7.1 (ก) วงจรแบบที (T-Type network)	
(ข) วงจรแบบทวิน-ที (Twin-T network)	33
รูปที่ 2.7.2 วงจรที่นิยมใช้เป็นวงจรกลับค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน	36
รูปที่ 2.8.1 แสดงวงจรเอนเวโลปสี่เทกเตอร์แบบพื้นฐาน	37
รูปที่ 2.8.2 (ก) แสดงลักษณะสัญญาณอินพุตของวงจรเทกเตอร์	
(ข) แสดงลักษณะสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเทกเตอร์	37
รูปที่ 2.9.1 บล็อกไดอะแกรมพื้นฐานของออสซิลโลสโคป	38
รูปที่ 2.9.2 แสดงการเกิดภาพบนจอในโหมด X-Y	39
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	
รูปที่ 3.1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของอดีไอเอสเปกตรัมอนาลิเซอร์ ที่ใช้ในโครงการนี้	40
รูปที่ 3.2.1 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	41
รูปที่ 3.3.1 แสดงไดอะแกรมการทำงาน (functional diagram)	42
รูปที่ 3.3.2 แสดงวงจรส่วนประกอบภายในไอซี	42
รูปที่ 3.3.3 การต่อไอซี ICL8013 เป็นวงจรคูณสัญญาณ	43
รูปที่ 3.3.4 การต่อสำหรับค่าออฟเซต	43
รูปที่ 3.4.1 กราฟของสัญญาณฟันเลื่อย 20480 ค่า (1 ลูกคลื่น)	44
รูปที่ 3.4.2 แสดงวงจรส่วน DAC0800 ของส่วนสร้างสัญญาณฟันเลื่อย	44
รูปที่ 3.5.1 วงจรการทำงานทั้งหมดของส่วนสร้างสัญญาณฟันเลื่อยและ สัญญาณไซน์กวาดความถี่	46
รูปที่ 3.6.1 แสดงวงจรกรองความถี่แบบช่วงผ่าน	47
รูปที่ 3.7.1 วงจรดีเทกเตอร์	48
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	
รูปที่ 4.1.1 กราฟแสดงคุณสมบัติของไลพาสฟิลเตอร์	50
รูปที่ 4.2.1 ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงอินพุตความถี่ต่ำ ช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์	50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

หัวเรื่อง	หน้า
รูปที่ 4.3.1 แสดงสัญญาณพื้นเลื่อยที่สร้างขึ้นเทียบกับสัญญาณไซน์ที่มี การกวาดความถี่ ซึ่งเท่ากับ 1 คาบของสัญญาณพื้นเลื่อย โดยใช้สัญญาณนาฬิกาที่มีความถี่เท่ากัน	51
รูปที่ 4.3.2 (ก) และ (ข) แสดงการใช้เคอร์เซอร์วัดค่าความถี่เปรียบเทียบกัน ที่ช่วงต่างกัน เพื่อแสดงให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงความถี่ของ สัญญาณไซน์ที่มีการกวาดความถี่	52
รูปที่ 4.5.1 แสดงคุณสมบัติของวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์	54
รูปที่ 4.6.1 ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณออกดิไออินพุตที่มีความถี่ 3.643 กิโลเฮิร์ตซ์ ช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์	55
รูปที่ 4.6.2 ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณพื้นเลื่อย ช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์	55
รูปที่ 4.6.3 ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณพื้นเลื่อย ช่องสัญญาณที่ 2 แสดงเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์	56
รูปที่ 4.6.4 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณไซน์ความถี่ 6 กิโลเฮิร์ตซ์	57
รูปที่ 4.6.5 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณไซน์ความถี่ 19 กิโลเฮิร์ตซ์	57
รูปที่ 4.6.6 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 4.7 กิโลเฮิร์ตซ์	58
รูปที่ 4.6.7 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณสี่เหลี่ยม 20% duty cycle ความถี่ 8.7 กิโลเฮิร์ตซ์	
(ก) แสดงสเปกตรัมที่วัดได้จากเครื่องสเปกตรัมอนาลิเซอร์	58
(ข) แสดงสเปกตรัมที่วัดได้จากเครื่องออกดิไอสเปกตรัมอนาลิเซอร์ ที่สร้างในโครงการนี้	59
รูปที่ 4.6.8 แสดงสเปกตรัมของ pulse train ความถี่ 18 กิโลเฮิร์ตซ์	
(ก) แสดงสเปกตรัมที่วัดได้จากเครื่องสเปกตรัมอนาลิเซอร์	59
(ข) แสดงสเปกตรัมที่วัดได้จากเครื่องออกดิไอสเปกตรัมอนาลิเซอร์ ที่สร้างในโครงการนี้	60

สารบัญตาราง

เรื่อง	หน้า
บทที่ 2 ทฤษฎีหรือหลักการ	
ตารางที่ 2.5.1 ตารางความจริงของวงจรมัลติบิต 4 บิต	20
ตารางที่ 2.6.1 แสดงการแปลงรหัสดิจิตอล 3 บิต เป็นเลขฐานสิบ	24
ตารางที่ 2.6.2 แสดงลอจิกอินพุตและเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 2.6.1	25
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	
ตารางที่ 4.1.1 แสดงผลการทดลองของวงจรถ่ายเฟสฟิลเตอร์	49
ตารางที่ 4.5.1 แสดงผลการทดลองของวงจรมอดูเลเตอร์	53

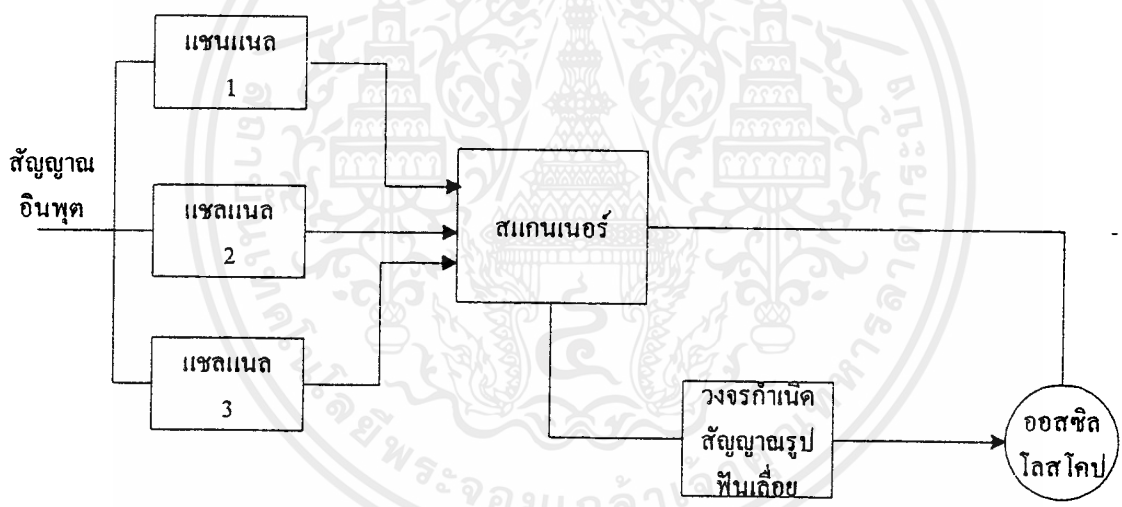


บทที่ 1

บทนำ

สเปกตรัมอานาไลเซอร์ (spectrum analyzer) เป็นเครื่องมือที่ใช้วัดคุณสมบัติของสัญญาณในเชิงความถี่ (frequency domain) ที่มีความสำคัญในการให้ข้อมูลการทำงานของระบบทางไฟฟ้าและกายภาพ กล่าวคือเป็นเครื่องมือที่มีประโยชน์ในการวัดขนาดและวิเคราะห์องค์ประกอบของสัญญาณที่ความถี่ต่างๆ อีกนัยหนึ่งจะบ่งการกระจายของพลังงานในรูปฟังก์ชันของความถี่

สเปกตรัมอานาไลเซอร์ พื้นฐานที่ใช้กันทั่วไปในปัจจุบันนี้มีอยู่ 2 ชนิดด้วยกัน ได้แก่ แบบเรียลไทม์อานาไลเซอร์ (real time analyzer) และแบบสเวปจูนอานาไลเซอร์ (swept-tuned analyzer) สเปกตรัมอานาไลเซอร์แบบเรียลไทม์นั้นที่ช่วงเวลาหนึ่งๆ จะสามารถวิเคราะห์ความถี่ต่างๆที่เป็นองค์ประกอบของสัญญาณอินพุตได้พร้อมๆ กัน ดังนั้นอานาไลเซอร์ชนิดนี้จึงสามารถแสดงผลของความถี่ที่เกิดขึ้นแบบทันทีทันใด (transient) ได้ดี วงจรทั่วไปของอานาไลเซอร์ชนิดนี้แสดงได้ดังรูปที่ 1.1

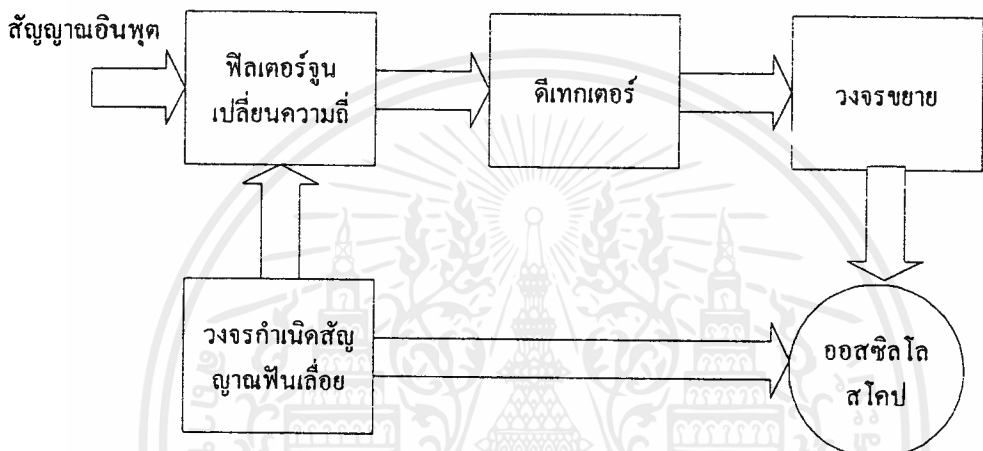


รูปที่ 1.1 แสดงส่วนประกอบของสเปกตรัมอานาไลเซอร์แบบเรียลไทม์

จากรูปที่ 1.1 จะเห็นว่าวงจรถ่ายประกอบด้วยแชนแนล (channel) จำนวนมาก แต่ละแชนแนลประกอบด้วยแบนด์พาสฟิลเตอร์ (Bass Pass Filter : BPF) และดีเทกเตอร์ (detector) โดยแต่ละแชนแนลจะยอมให้ช่วงความถี่ช่วงหนึ่งผ่านไปเท่านั้น และแบนด์พาสฟิลเตอร์ของแต่ละแชนแนลมีการเหลื่อม (overlap) กับแชนแนลข้างเคียงทำให้แบนด์วิดท์ (bandwidth) รวมทั้งหมดมีค่าต่อเนื่อง ดังนั้นแบนด์วิดท์ของอานาไลเซอร์ชนิดนี้จึงขึ้นอยู่กับจำนวนของฟิลเตอร์ ในขณะที่ความละเอียดการวัด (resolution) ซึ่งเป็นความสามารถของอานาไลเซอร์ที่จะบ่งถึงความแตกต่างระหว่างสัญญาณที่มีความถี่ใกล้เคียงกันจะขึ้นอยู่กับค่า Q (selectivity) ของแต่ละแชนแนล

เอาต์พุตของแต่ละแชนแนลผ่านเข้าไปยังวงจรถอิลีกทรอนิกส์สแกนเนอร์ (electronic scanner) ซึ่งสวิทช์ผ่านแต่ละแชนแนลด้วยความถี่สูงมาก จากนั้นเอาต์พุตจากสแกนเนอร์จะส่งไปยังแกนนั่งของหลอดคาร์โทด (Cathode Ray Tube : CRT) ซึ่งมีสัญญาณฟันเลื่อย (sawtooth signal) ป้อนเข้าทางแกนนอน เพื่อควบคุมการเกิดภาพบนจอ สเปกตรัมอนาไลเซอร์ชนิดนี้ ใช้ช่วงความถี่กว้างมากและยังต้องใช้แชนแนลที่มีแบนด์พาสและดีเทกเตอร์จำนวนมาก จึงทำให้มีราคาแพง

ส่วนสเปกตรัมอนาไลเซอร์แบบสเวปจูน โดยพื้นฐานพัฒนามาจากสแกนนิ่ง - ฟิเตอร์ ฟรีควเอนซี อนาไลเซอร์ (scanning-filter frequency analyzer) แสดงดังรูปที่ 1.2

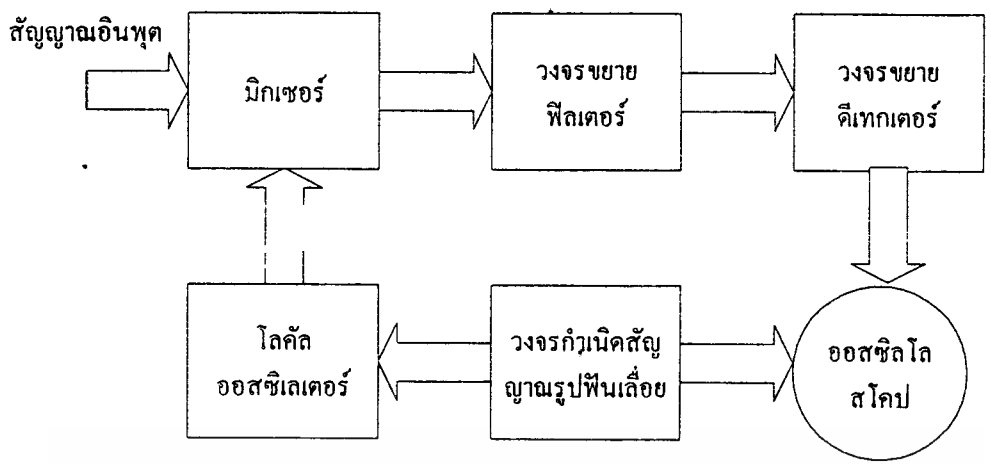


รูปที่ 1.2 แสดงส่วนประกอบของสแกนนิ่ง-ฟิลเตอร์ฟรีควเอนซีอนาไลเซอร์

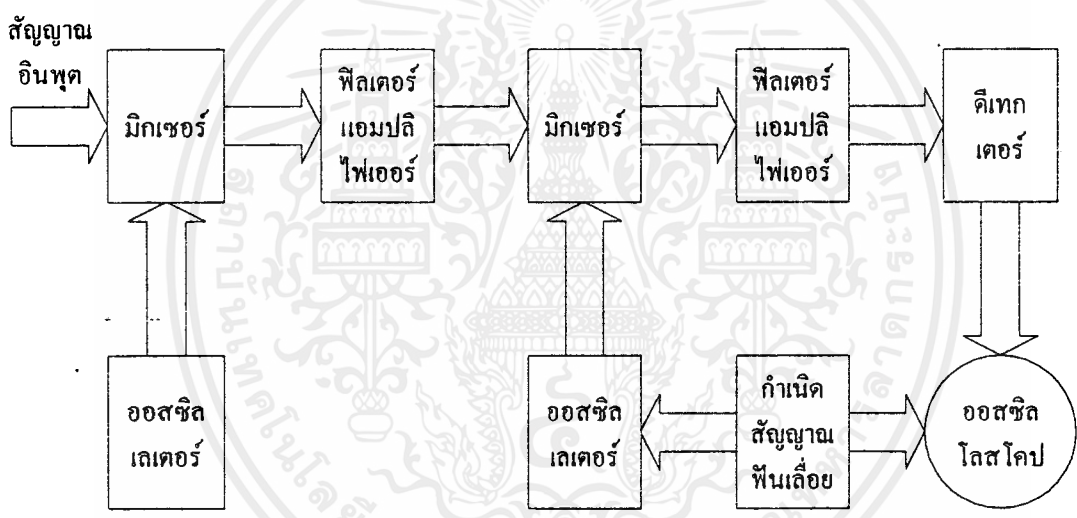
ซึ่งมีการออกแบบใช้ฟิลเตอร์ที่สามารถจูนความถี่ได้ โดยใช้สัญญาณฟันเลื่อย ทำให้เปรียบเสมือนกับมีฟิลเตอร์มากมายปรากฏอยู่ในทุกค่าของสัญญาณฟันเลื่อยที่เข้ามาควบคุม ในทางปฏิบัติฟิลเตอร์ชนิดนี้จะสร้างได้ยาก ไม่เหมาะกับการใช้งาน จึงได้มีการพัฒนาเป็นแบบเฮเทอโรไดนาไมเซอร์ (heterodyne analyzer) แสดงดังรูปที่ 1.3 ซึ่งเป็นชนิดที่ใช้ศึกษาในโครงการนี้ โดยมีการออกแบบเพิ่มวงจรมิกเซอร์ (mixer) และ โลคัล ออสซิลเลเตอร์ (local oscillator) โดยเอาต์พุตของมิกเซอร์ซึ่งเป็นสัญญาณที่มีความถี่ผลต่างระหว่างความถี่ของสัญญาณอินพุตกับความถี่ของสัญญาณจากออสซิลเลเตอร์ จะผ่านเข้าไปยังวงจรถอิลเตอร์ซึ่งได้ออกแบบเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์ของฟิลเตอร์ เพื่อให้ได้ค่ารีโซลูชันที่ต้องการ และการสแกนนิ่งจะเกิดขึ้น โดยการจูนโลคัล ออสซิลเลเตอร์

สเปกตรัมอนาไลเซอร์แบบเฮเทอโรไดนาไมเซอร์อีกประเภทหนึ่งที่นิยมกันมาก อนาไลเซอร์ชนิดนี้มีการใช้โลคัลออสซิลเลเตอร์ถึง 2 ตัว แสดงดังรูปที่ 1.4 สำหรับแยกในการจูนความถี่ตัวหนึ่งและอีกตัวหนึ่งใช้ในการสแกนนิ่ง โดยการควบคุมของสัญญาณฟันเลื่อย ในการแยกหน้าที่กันของออสซิลเลเตอร์ จะช่วยให้การออกแบบกระทำได้ง่ายขึ้น วงจรประเภทนี้มีข้อเสีย คือ ช่วงความถี่ในการใช้งานในการสแกนของเครื่องวัดถูกจำกัดโดยแบนด์วิดท์ของฟิลเตอร์ตัวแรก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.3 แสดงส่วนประกอบของเฮเทอโรไดน์สเปกตรัมอานาไลเซอร์



รูปที่ 1.4 แสดงส่วนประกอบของออดิโอสเปกตรัมอานาไลเซอร์ที่ใช้ออสซิลเลเตอร์ 2 ตัว

นอกจากนี้ยังมีอานาไลเซอร์อีกชนิดหนึ่ง คือ ดิสเพอร์ซีฟ-ฟิลเตอร์อานาไลเซอร์ (dispersive-filter analyzer) ซึ่งอาศัยหลักการทำงานของบรอดแบนด์ดิสเพอร์ซีฟฟิลเตอร์ (broadband dispersive filter) ดังนั้นจึงสแกนความถี่ได้เร็วมาก การทำงานของอานาไลเซอร์ประเภทนี้จึงคล้ายกับอานาไลเซอร์แบบเรซลิทึม แต่สร้างได้ยาก ไม่เป็นที่นิยมในการใช้งานทั่วไป

สเปกตรัมอานาไลเซอร์ทั่วไป สามารถออกแบบให้สามารถวัดค่าในช่วงความถี่ต่างๆได้ ขึ้นอยู่กับความต้องการในการใช้งาน เช่น การออกแบบเพื่อใช้วัดค่าของความถี่ย่านคลื่นวิทยุ (Radio Frequency : RF) ซึ่งมีค่าหลายร้อยเมกะเฮิรตซ์จนถึงความถี่หลายจิกะเฮิรตซ์ สำหรับในโครงการนี้ออกแบบให้วัดขนาดและวิเคราะห์องค์ประกอบของสัญญาณในช่วงความถี่ย่านออดิโอ (audio frequency) ซึ่งมีความถี่ในช่วง 20 เฮิรตซ์ ถึง 20 กิโลเฮิรตซ์

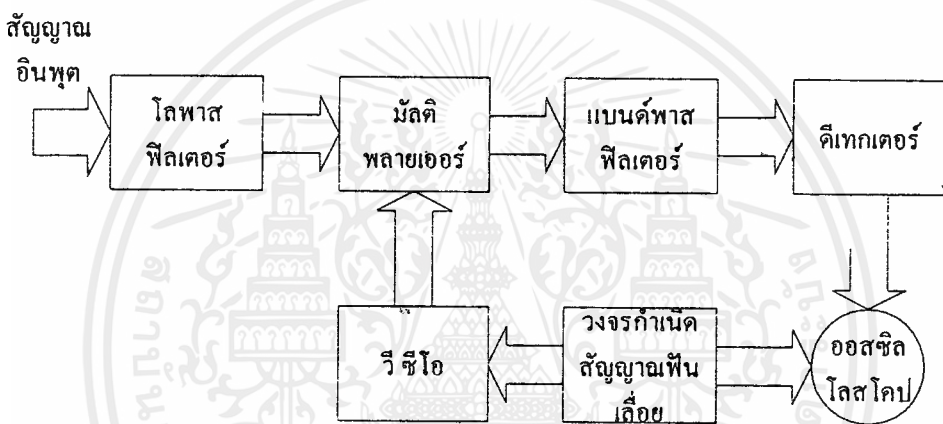
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีหรือหลักการ

2.1 ทฤษฎีและหลักการโดยทั่วไป

สเปกตรัมอนาไลเซอร์ ที่ใช้ในโครงการนี้เป็นสเปกตรัมอนาไลเซอร์ ชนิดเฮเทอโรไดน์ที่มีโลคัล ออสซิลเลเตอร์เพียงตัวเดียว ซึ่งทำหน้าที่สแกน เนื่องจากได้ออกแบบให้ใช้งานในช่วงความถี่ย่านอดีโอ (20 เฮิร์ตซ์ - 20 กิโลเฮิร์ตซ์) ฉะนั้นจึงไม่จำเป็นต้องใช้ออสซิลเลเตอร์หลายตัวในการจูนความถี่ โดยจะถูกควบคุมด้วยสัญญาณฟันเลื่อย นอกจากนี้จะเพิ่มวงจรกรองความถี่ต่ำ ซึ่งมีความถี่คัตออฟ (cut off frequency) ที่ความถี่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์เพื่อตัดความถี่สูงออกไป



รูปที่ 2.1.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงส่วนประกอบต่างๆของสเปกตรัมอนาไลเซอร์

จากรูปที่ 2.1.1 เมื่อมีสัญญาณอินพุตซึ่งเป็นสัญญาณช่วงความถี่อดีโอ 20 เฮิร์ตซ์ถึง 20 กิโลเฮิร์ตซ์ ป้อนผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำแล้วเข้าไปคูณ (multiply) กับสัญญาณจากโลคัลออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 120 กิโลเฮิร์ตซ์ สัญญาณที่ได้จากวงจรคูณ (multiplier) จะประกอบไปด้วยสเปกตรัมของความถี่มากมาย จากนั้นจะผ่านไปยังวงจรกรองความถี่แบบช่วงผ่าน ซึ่งมีค่าความถี่กลางที่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ และมีค่าซีเลคทิวิตี (selectivity :Q) สูงมาก เพื่อให้ได้สเปกตรัมเฉพาะที่ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์เท่านั้น หลังจากนั้นผ่านไปยังวงจรดีเทกเตอร์ (detector) เอาต์พุตของวงจรดีเทกเตอร์จะถูกป้อนเข้าไปยังแผ่นเบียงเบนในแนวตั้งของออสซิลโลสโคป (oscilloscope) ซึ่งจะถูกควบคุมการสแกนในแนวนอนด้วยสัญญาณฟันเลื่อยจากวงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อย ซึ่งเป็นตัวเดียวกับที่ใช้ในการควบคุมความถี่ของออสซิลเลเตอร์ เพื่อควบคุมการเกิดภาพบนจอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นว่าเฮทเทอโรไดนามิกส์แปรคร่อมอนาไลเซอร์ดังกล่าวสามารถสร้างได้สะดวก ประหยัด และมีความยืดหยุ่นที่ดีกว่าชนิดเรียลไทม์อนาไลเซอร์ จึงเป็นวงจรที่เหมาะสมอย่างยิ่งในการศึกษาหลักการทํางาน โดยการประยุกต์ความรู้พื้นฐานทางอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคมเข้าด้วยกัน

2.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter :LPF)

แอกทีฟฟิลเตอร์ (active filter)

แอกทีฟฟิลเตอร์ ทำหน้าที่กรองสัญญาณ เป็นวงจรที่ประกอบด้วยภาคขยาย เช่น ทรานซิสเตอร์ (transistor) หรือวงจรเลือกความถี่ (frequency selective network) จำพวกตัวต้านทาน (Resistor : R) และตัวเก็บประจุ (Capacitor : C) วงจรให้ผ่านได้เฉพาะสัญญาณในช่วงความถี่ที่กำหนด ขณะเดียวกันจะขวางกั้นหรือลดทอนสัญญาณที่นอกเหนือจากช่วงความถี่ดังกล่าวมิให้ปรากฏที่เอาต์พุต

กล่าวโดยทั่วไปฟิลเตอร์แบ่งออกเป็นหลายรูปแบบ ได้แก่

1. ฟิลเตอร์ชนิดอนาล็อก (analog) หรือชนิดดิจิทัล (digital)
2. ฟิลเตอร์ประเภทแพสซีฟ (passive) หรือแอกทีฟ (active)
3. ฟิลเตอร์ย่านความถี่เสียง (Audio Frequency) หรือย่านวิทยุ (Radio Frequency)

อนาล็อกฟิลเตอร์ (analog filter) ออกแบบมาเพื่อใช้กับสัญญาณอนาล็อก ส่วนดิจิทัลฟิลเตอร์ (digital filter) ใช้งานกับสัญญาณอนาล็อก โดยอาศัยเทคนิคทางดิจิทัลมาช่วย ถ้าคำนึงถึงชิ้นส่วนที่นำมาประกอบเป็นวงจรฟิลเตอร์ แบ่งออกเป็นประเภทแพสซีฟฟิลเตอร์ (passive filter) ได้แก่ ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ (Inductor : L) ส่วนแอกทีฟฟิลเตอร์ (active filter) ประกอบด้วยตัวขยายสัญญาณจำพวกทรานซิสเตอร์หรือไอซีในรูปออปแอมป์ ตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุทำงานร่วมกัน ซึ่งการที่จะเลือกชิ้นส่วนชนิดใดนั้นขึ้นอยู่กับย่านความถี่ที่ต้องการให้วงจรฟิลเตอร์ทํางาน ตัวอย่าง เช่น อาร์ซีฟิลเตอร์ (R-C Filter) ใช้กับย่านความถี่เสียงหรือใช้กับย่านความถี่ต่ำ (Low Frequency) ขณะที่ แอลซีฟิลเตอร์ (L-C Filter) หรืออาจจะกล่าวไปถึงคริสตัลฟิลเตอร์ (crystal filter) เหมาะที่จะใช้ในย่านความถี่วิทยุหรือย่านความถี่สูง (high frequency)

ในกรณีที่สัญญาณอยู่ในช่วงความถี่ใช้งานที่ไม่สูงนัก ถ้าเราออกแบบวงจรกรองความถี่ด้วยอุปกรณ์ทางแพสซีฟ มักจะมีปัญหาเกี่ยวกับเรื่องขนาดของอุปกรณ์ คือ ค่าความเหนี่ยวนำ (inductance) ที่คำนวณได้จะต้องใช้ขนาดเหนี่ยวนำที่มีขนาดใหญ่มากจนอาจจะต้องใช้พวกแกนแม่เหล็ก (magnetic core) และค่าตัวเก็บประจุที่ใช้มีค่ามากๆ จึงทำให้มีราคาแพง สร้างวงจรมายาก มีน้ำหนักมาก และเปลืองเนื้อที่ เราจึงหลีกเลี่ยงปัญหายุ่งยากดังกล่าวด้วยการใช้แอกทีฟฟิลเตอร์

ข้อดีของแอกทีฟฟิลเตอร์ที่มีเหนือกว่าแพสซีฟฟิลเตอร์

1. การปรับอัตราขยายและปรับความถี่เป็นอิสระต่อกัน เราสามารถจัดค่าอัตราขยายของออปแอมป์ชดเชยกับอัตราการลดทอนสัญญาณของวงจร R, C หรือเพิ่มอัตราขยายของวงจรทั้งหมดด้วยการจัดค่าชิ้นส่วนอุปกรณ์ในส่วนของวงจรขยายออปแอมป์ และการปรับเปลี่ยนความถี่ก็อยู่ที่ค่า R และ C เท่านั้น
2. ไม่มีปัญหาโหลดคั้ง (Loading) จากการที่ออปแอมป์มีคุณสมบัติของอินพุตอิมพีแดนซ์สูง และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์อาศัยออปแอมป์จึงไม่เกิดปัญหาโหลดคั้งกับเอาต์พุตและอินพุตของ

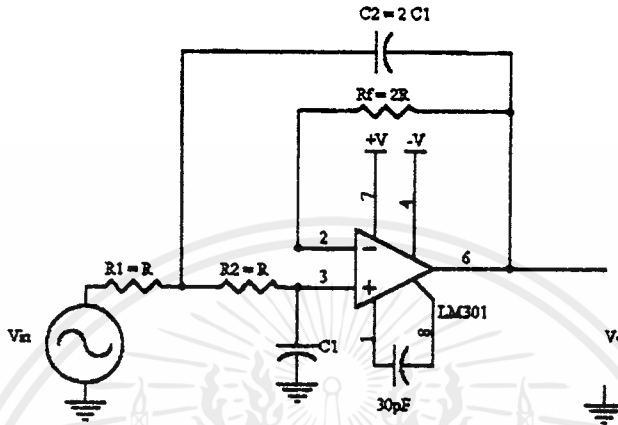
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญูญาติเนาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรมุ่งจุดที่นำแอกทีฟฟิลเตอร์เข้าไปต่อ

3. แอกทีฟฟิลเตอร์มีราคาถูกกว่าแพสซีฟฟิลเตอร์ เพราะไม่ต้องอาศัยตัวเหนี่ยวนำที่มีราคาแพง และในปัจจุบันราคาของออปแอมป์ถูกมาก

วงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่สอง (second order low pass filter)

แสดงคังรูป 2.2.1



รูปที่ 2.2.1 แสดงวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่สอง

ที่ Node V_1 ;
$$\frac{V_1 - V_{in}}{R_1} + \frac{V_1 - V_2}{R_2} + SC_2(V_1 - V_o) = 0 \tag{2.2-1}$$

ที่ Node V_2 ;
$$\frac{V_2 - V_1}{R_2} + SC_1V_2 = 0 \tag{2.2-2}$$

; $V_2 - V_o = 0$
 $\therefore V_2 = V_o \tag{2.2-3}$

จาก (2.2-1) นำ R_1R_2 คูณตลอด ;

$$V_1R_2 - V_{in}R_2 + V_1R_1 - V_2R_1 + SC_2R_1R_2V_1 - SC_2R_1R_2V_o = 0$$

$$(R_1 + R_2 + SC_2R_1R_2)V_1 - V_{in}R_2 - V_2R_1 - SC_2R_1R_2V_o = 0 \tag{2.2-4}$$

จาก (2.2-2) คูณด้วย R_2 ;

$$V_2 - V_1 + SC_1R_2V_2 = 0$$

$$\therefore (1 + SC_1R_2)V_2 - V_1 = 0 \tag{2.2-5}$$

แทนค่า(2.2-3) ใน (2.2-4) ;

$$(R_2 + R_1 + SC_2R_1R_2)V_1 - V_{in}R_2 - V_oR_1 - SC_2R_1R_2V_o = 0$$

$$(R_2 + R_1 + SC_2R_1R_2)V_1 - V_{in}R_2 - (R_1 + SC_2R_1R_2)V_o = 0 \tag{2.2-6}$$

แทน (2.2-3) ใน (2.2-5) ;

$$\begin{aligned}(1 + SC_1R_2)V_o - V_i &= 0 \\ V_i &= (1 + SC_1R_2)V_o\end{aligned}\quad (2.2-7)$$

แทนค่า (2.2-7) ใน (2.2-6) ;

$$(R_2 + R_1 + SC_2R_1R_2)(1 + SC_1R_2)V_o - V_mR_2 - (R_1 + SC_2R_1R_2)V_o = 0 \quad (2.2-8)$$

$$V_o(R_2 + R_1 + SC_2R_1R_2 + SC_1R_2^2 + SC_1R_1R_2 + S^2C_1C_2R_1R_2^2 - R_1 - SC_2R_1R_2) = V_mR_2 \quad (2.2-9)$$

$$\therefore \frac{V_o}{V_m} = \frac{R_2}{R_2 + SC_1C_2^2 + SC_1R_1R_2 + S^2C_1C_2R_1R_2^2} \quad (2.2-10)$$

นำ $\frac{1}{C_1C_2R_1R_2^2}$ ทหารตลอด ;

$$\begin{aligned}\frac{V_o}{V_m} &= \frac{1}{C_1C_2R_1R_2} \\ &= \frac{1}{\frac{1}{C_1C_2R_1R_2} + \frac{S}{C_2R_1} + \frac{S}{C_2R_2} + S^2} \\ &= \frac{1}{C_1C_2R_1R_2} \\ &= \frac{1}{S^2 + S\left(\frac{1}{C_2R_1} + \frac{1}{C_2R_2}\right) + \frac{1}{C_1C_1R_1R_2}}\end{aligned}\quad (2.2-11)$$

สมการทั่วไปของ LPF (Transfer Function)

$$H(s) = \frac{K\omega_p^2}{S^2 + \frac{\omega_p}{Q_p}S + \omega_p^2}$$

$$\therefore \omega_p = \frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} \quad (2.2-12)$$

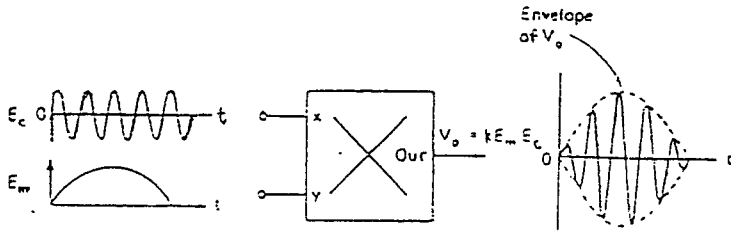
กำหนดให้ $C_2 = 2C_1$, $R_1 = R_2$

$$\therefore \omega_p = \frac{1}{\sqrt{2}R_1C_1} \quad (2.2-13)$$

2.3 วงจรคูณที่ใช้เป็นมอดูเลเตอร์

การทำแอมพลิจูดมอดูเลชันนั้นเป็นขบวนการคูณ โดยรูปคลื่นที่แสดงดังรูปที่ 2.3-1 นี้เป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์ เนื่องจากเอาต์พุตที่ออกมานั้นคลื่นพาหะจะถูกกดไว้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3.1 แสดงวิธีการบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (balance modulator)

การคำนวณของบาลานซ์มอดูเลเตอร์

คลื่นพาหะ(carrier signal) รูปไซน์ที่มีความถี่สูง E_c เป็นอินพุตของวงจรคูณ อินพุตตัวที่สองจะเป็นสัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่าความถี่ของคลื่นพาหะ เรียกว่า คลื่นมอดูเลตติ้ง (modulating signal) E_m โดยทั้งคู่จะเป็นคลื่นไซน์

$$E_c = E_{cp} \sin 2\pi f_c t \quad (2.3-1)$$

โดยที่ E_{cp} เป็นขนาดของคลื่นพาหะ

f_c เป็นความถี่พาหะ

$$E_m = E_{mp} \sin 2\pi f_m t \quad (2.3-2)$$

โดยที่ E_{mp} เป็นขนาดของคลื่นมอดูเลตติ้ง

f_m เป็นความถี่มอดูเลตติ้ง

เมื่อนำ E_c คูณกับ E_m จะได้เอาต์พุตของการคูณ V_o ซึ่งสามารถแสดงเทอมของการคูณได้ดังนี้

$$V_o = E_m E_c = \frac{E_{mp}}{10} \frac{E_{cp}}{10} (\sin 2\pi f_m t)(\sin 2\pi f_c t) \quad (2.3-3)$$

$$\text{เนื่องจาก } (\sin A)(\sin B) = 1/2 [\cos(A-B) - \cos(A+B)] \quad (2.3-4)$$

$$\text{กำหนดให้ } A = 2\pi f_c t$$

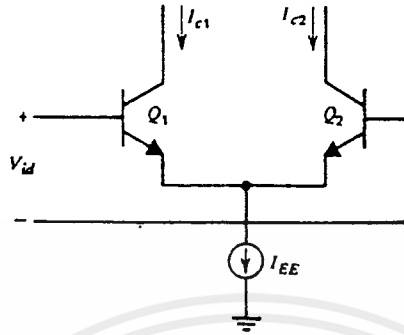
$$B = 2\pi f_m t$$

$$\text{ดังนั้นจะได้ว่า } V_o = \frac{E_{mp} E_{cp}}{20} \cos 2\pi(f_c - f_m)t - \frac{E_{mp} E_{cp}}{20} \cos 2\pi(f_c + f_m)t \quad (2.3-5)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่าบาลานซ์มอดูเลชันจะไม่มีส่วนของความถี่คลื่นพาหะปรากฏที่เอาต์พุต V_o

วงจรรคูณสัญญาณอย่างง่ายโดยใช้หลักการอิมิตเตอร์คัปเปิลแพร์

(The Emitter-Coupled Pair as a Simple Multiplier)



รูปที่ 2.3.2 วงจรรอิมิตเตอร์คัปเปิลแพร์

อิมิตเตอร์คัปเปิลแพร์ ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.3.2 จะให้กระแสเอาต์พุตซึ่งสัมพันธ์กับผลต่างของแรงดันไฟฟ้าอินพุต (differential input voltage) ดังนี้

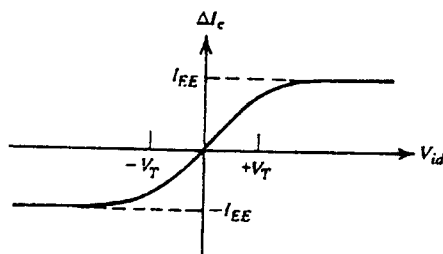
$$I_{C1} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp(-V_{id} / V_T)} \quad (2.3-6)$$

$$I_{C2} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp(V_{id} / V_T)} \quad (2.3-7)$$

โดยถือว่ากระแสเบสมีค่าน้อยมากจนตัดทิ้งได้ สมการ (2.3-6) และ (2.3-7) สามารถถูกรวมเพื่อที่จะให้ผลต่างระหว่างกระแสเอาต์พุตทั้งสอง ได้ดังนี้

$$\Delta I = I_{C1} - I_{C2} = I_{EE} \tanh(V_{id} / 2V_T) \quad (2.3-8)$$

ความสัมพันธ์นี้ถูกแสดงดังรูปที่ 2.3.3 และจากความสัมพันธ์นี้แสดงว่าอิมิตเตอร์คัปเปิลแพร์สามารถใช้เป็นวงจรรคูณเบื้องต้น (primitive multiplier) ได้



รูปที่ 2.3.3 กราฟแสดงคุณลักษณะทางคิซของอิมิตเตอร์คัปเปิลแพร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

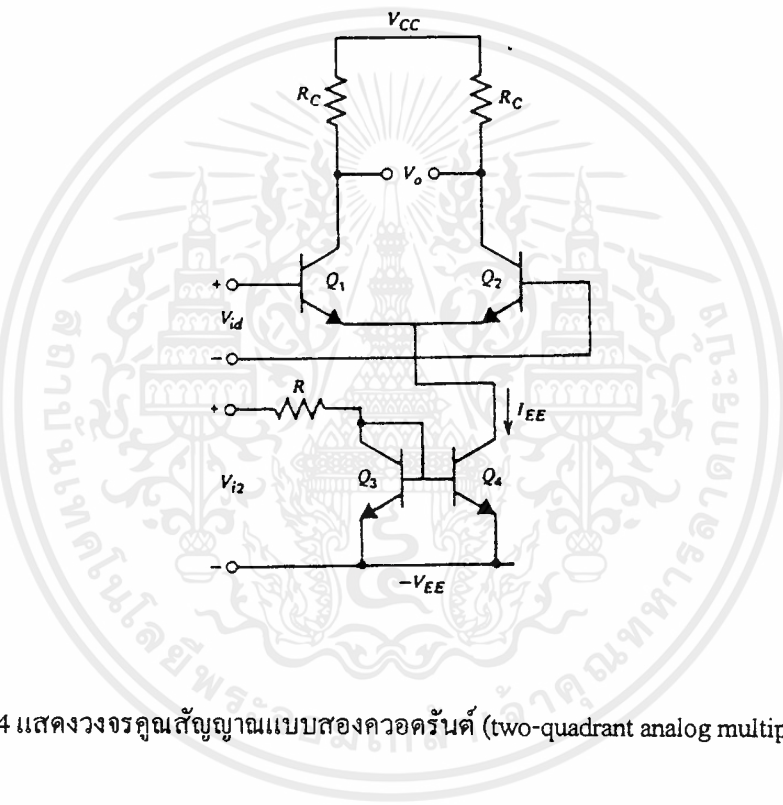
เราจะทำการสมมุติขั้นแรกว่าผลต่างของแรงดันไฟฟ้าอินพุต V_{id} น้อยกว่า V_T มาก ๆ ดังนั้นเราสามารถใช้การประมาณได้ดังนี้

$$\frac{\tanh V_{id}}{2V_T} \approx \frac{V_{id}}{2V_T} \quad ; \quad V_{id} \ll 1 \quad (2.3-9)$$

ดังนั้น สมการ (2.3-8) จะกลายเป็น

$$\Delta I_C = I_{EE} (V_{id} / 2V_T) \quad (2.3-10)$$

กระแส I_{EE} เป็นกระแสไบแอสสำหรับอิมิตเตอร์คัปเปิลแพร์ ซึ่งโดยการเพิ่มวงจบบางส่วนเข้าไปดังรูปที่ 2.3.4 จะทำให้กระแส I_{EE} มีค่าขึ้นอยู่กับสัญญาณอินพุตตัวที่ 2 (V_{i2}) ได้



รูปที่ 2.3.4 แสดงวงจรคูณสัญญาณแบบสองควอดรันต์ (two-quadrant analog multiplier)

ดังนั้นจากรูปที่ 2.3.4 จะได้ว่า

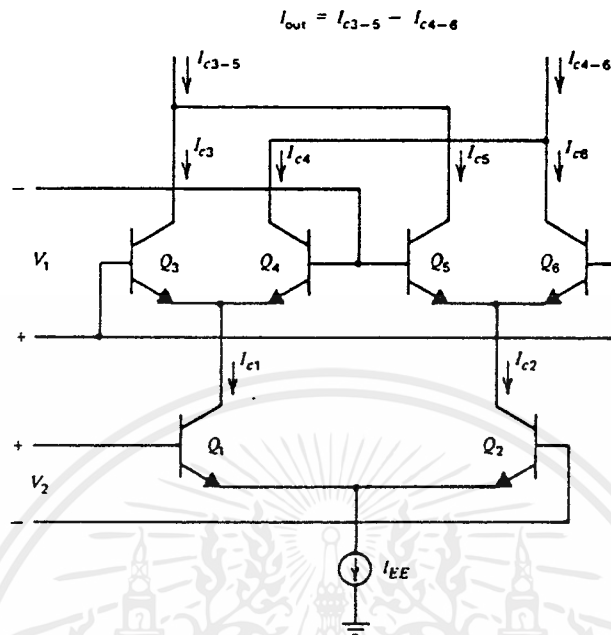
$$I_{EE} \cong K_o (V_{i2} - V_{BE(on)}) \quad (2.3-11)$$

ผลต่างของกระแสเอาต์พุตของอิมิตเตอร์คัปเปิลแพร์สามารถคำนวณได้โดยแทนสมการ (2.3-11) ในสมการ (2.3-10) จะได้ดังนี้

$$\Delta I_C = \frac{K_o V_{id} (V_{i2} - V_{BE(on)})}{2V_T} \quad (2.3-12)$$

ดังนั้นแสดงว่าเราได้สร้างวงจรซึ่งทำงานเป็นวงจรคูณสัญญาณภายใต้เงื่อนไขที่ว่า V_{id} มีค่าน้อย และ V_{i2} มีค่ามากกว่า $V_{BE(on)}$ ข้อจำกัดข้อหลังนี้หมายความว่าวงจรคูณนี้จะทำงานเพียงในสองควอดรันต์ของระนาบ $V_{id} - V_{i2}$ เท่านั้น ดังนั้นจึงเรียกวงจรนี้ว่า วงจรคูณสัญญาณสองควอดรันต์ (two-quadrant multiplier) แต่วงจรคูณสัญญาณที่ใช้ทั่วไปในทางปฏิบัติในงานด้านสื่อสารนั้นจะใช้ การทำงานในสี่ควอดรันต์ ใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร Gilbert multiplier cell



รูปที่ 2.3.5 วงจรคูณสัญญาณแบบกิลเบิร์ต (Gilbert multiplier circuit)

ดังในรูปที่ 2.3.5 เป็นการพัฒนางจรอิมิตเตอร์คัปเปิลให้สามารถทำการคูณสัญญาณได้ในสี่ควอเตอร์ วงจรนี้ใช้เป็นวงจรพื้นฐานของบาลานซ์มอดูเลเตอร์ในไอซีทั่วไป โดยลักษณะของวงจรเป็นการต่ออนุกรมของอิมิตเตอร์คัปเปิลเพิร์กับทรานซิสเตอร์คัปเปิล (two cross-coupled)

การวิเคราะห์ทางดีซีของวงจรกิลเบิร์ตที่มีผลหลายเออร์เซล (The dc Analysis of the Gilbert Multiplier cell)

ในการวิเคราะห์ต่อไปนี้จะสมมติให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ โดยให้ค่าความต้านทานเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์และของแหล่งจ่ายกระแสไบแอสสามารถตัดทิ้งได้ และกระแสไบแอสสามารถตัดทิ้งได้ สำหรับวงจรกิลเบิร์ตเซลล์ดังในรูปที่ 2.3.5 กระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 สามารถหาได้โดยใช้สมการที่ (2.3-6) และ (2.3-7) ได้ดังนี้

$$I_{C3} = \frac{I_{C1}}{1 + \exp(-V_1 / V_T)} \quad (2.3-13)$$

$$I_{C4} = \frac{I_{C1}}{1 + \exp(V_1 / V_T)} \quad (2.3-14)$$

ในลักษณะเดียวกัน กระแสคอลเลกเตอร์ของ Q_5 และ Q_6 จะหาได้ดังนี้

$$I_{C5} = \frac{I_{C2}}{1 + \exp(V_1 / V_T)} \quad (2.3-15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{C6} = \frac{I_{C2}}{1 + \exp(-V_1 / V_T)} \quad (2.3-16)$$

กระแส I_{C1} และ I_{C2} จะสัมพันธ์กับ V_2 โดยการใช้สมการที่ (2.3-6) และ (2.3-7) จะได้ว่า

$$I_{C1} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp(-V_2 / V_T)} \quad (2.3-17)$$

$$I_{C2} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp(V_2 / V_T)} \quad (2.3-18)$$

โดยการรวมสมการที่ (2.3-13) ถึง (2.3-18) จะได้สมการแสดงค่ากระแสคอลเลกเตอร์ I_{C3} , I_{C4} , I_{C5} และ I_{C6} ในเทอมของแรงดันไฟฟ้าอินพุต V_1 และ V_2 ดังนี้

$$I_{C3} = \frac{I_{EE}}{[1 + \exp(-V_1 / V_T)][1 + \exp(-V_2 / V_T)]} \quad (2.3-19)$$

$$I_{C4} = \frac{I_{EE}}{[1 + \exp(-V_2 / V_T)][1 + \exp(V_1 / V_T)]} \quad (2.3-20)$$

$$I_{C5} = \frac{I_{EE}}{[1 + \exp(V_1 / V_T)][1 + \exp(V_2 / V_T)]} \quad (2.3-21)$$

$$I_{C6} = \frac{I_{EE}}{[1 + \exp(V_2 / V_1)][1 + \exp(-V_1 / V_T)]} \quad (2.3-22)$$

ผลต่างของกระแสเอาต์พุต หาได้ดังนี้คือ

$$\begin{aligned} \Delta I &= I_{C3-5} - I_{C4-6} = I_{C3} + I_{C5} - (I_{C4} + I_{C6}) \\ &= (I_{C3} - I_{C6}) - (I_{C4} - I_{C5}) \end{aligned} \quad (2.3-23)$$

$$= I_{EE} [\tanh(V_1 / 2V_T)][\tanh(V_2 / 2V_T)] \quad (2.3-24)$$

ตามคุณสมบัติทางตรีโกณมิติจะอยู่ในรูปผลคูณของไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ของแรงดันไฟฟ้าอินพุตทั้งสอง

การใช้งานวงจรมัลติพลายเออร์เซลล์ สามารถแบ่งได้เป็น 3 ลักษณะ ตามความสัมพันธ์ของขนาดของสัญญาณอินพุต V_1 และ V_2 กับ V_T ดังนี้คือ

1. ถ้าขนาดของ V_1 และ V_2 มีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับ V_T ค่าไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์สามารถประมาณเป็นเชิงเส้นและวงจรจะประพฤติตัวเป็นตัวคูณสัญญาณ ซึ่งจะสร้างผลคูณของ V_1 และ V_2 อย่างไรก็ตามถ้ารวมความไม่เป็นเชิงเส้นเพื่อชดเชยสำหรับฟังก์ชันของไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ อนุกรมเข้ากับแต่ละอินพุตจะทำให้มีช่วงที่เป็นเชิงเส้นของแรงดันอินพุตขยายกว้างขึ้น เทคนิคนี้ถูกใช้ในวงจรซึ่งเรียกว่า วงจรคูณสัญญาณสี่ควอดรันต์ (four - quadrant analog multiplier)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ถ้าขนาดของอินพุตตัวใดตัวหนึ่งมีค่ามากกว่า V_T จะทำให้ทรานซิสเตอร์ตัวที่มีอินพุตมากประพฤติตัวคล้ายสวิตช์มากกว่าที่จะเป็นอุปกรณ์เชิงเส้น ซึ่งผลของการคูณสัญญาณขนาดเล็กด้วยสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมในโหมดการทำงานนี้จะเหมือนการทำงานของตัวมอดูเลเตอร์

3. ถ้าสัญญาณอินพุตทั้งคู่มีขนาดมากกว่า V_T จะทำให้ทรานซิสเตอร์ทั้งหกตัวในวงจรประพฤติตัวเป็นสวิตช์ที่ไม่อิ่มตัว (nonsaturating switches) ในโหมดนี้จะใช้ในการตีเทกต์ความต่างเฟสระหว่างสัญญาณ 2 สัญญาณที่มีขนาดจำกัด ซึ่งมักถูกต้องการนำไปใช้ในวงจรเฟสล็อกคัลลูป (phase-locked loops) และบางครั้งเรียกว่า เฟสดีเทกเตอร์โหมด (phase-detector mode)

เราจะทำการพิจารณาการใช้งานวงจรนี้เป็นวงจรคูณสัญญาณอนาลอก 2 สัญญาณที่มีความต่อเนื่อง วงจรกิลเบิร์ตเซลล์ที่ใช้เป็นวงจรคูณสัญญาณอนาลอก (The Gilbert Cell as an Analog Multiplier)

ตามที่ได้กล่าวถึงในตอนต้น ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์อาจจะถูกแสดงด้วยอนุกรมที่ไม่จำกัด

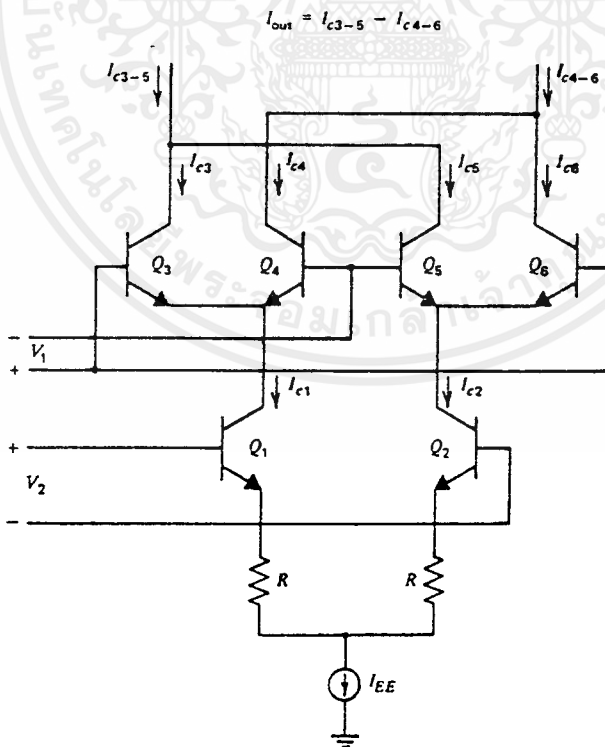
$$\tanh x = x - x^3/3 \dots \tag{2.3-25}$$

สมมติว่า x น้อยกว่าหนึ่งมาก ๆ ดังนั้นไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์จะถูกประมาณเป็น

$$\tanh x \approx x \tag{2.3-26}$$

ซึ่งจะสัมพันธ์กับสมการ (2.3-24) จะได้ว่า

$$\Delta I \approx I_{EE} (V_1/2V_T) (V_2/2V_T) ; V_1, V_2 \ll 1 \tag{2.3-27}$$

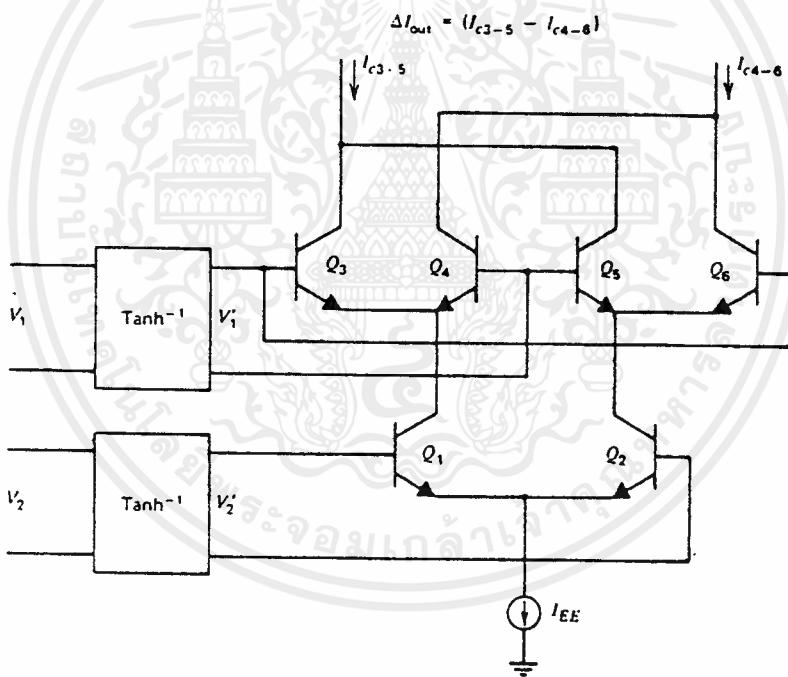


รูปที่ 2.3.6 แสดงการใช้มีมิตเตอร์ดีเจนเนอเรเตอร์กับวงจรกิลเบิร์ตเซลล์คูณสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น จากสมการ (2.3-27) แสดงให้เห็นว่าสำหรับสัญญาณอินพุตขนาดเล็ก วงจรจะทำหน้าที่เป็น วงจรคูณสัญญาณอนาล็อก แต่โดยทั่วไปนั้นแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุตจะมีค่ามากกว่า V_T มาก ๆ แต่ สัญญาณขนาดใหญ่สามารถถูกทำให้ทำงานอยู่ในโหมดนี้ได้โดยยอมให้เพียงหนึ่งสัญญาณอินพุตเท่านั้นที่จะมี ค่ามากกว่า V_T ซึ่งทำได้โดยใช้โอมิเตอร์ดีเจนเนอเรชัน (emitter degenerator) ในโอมิเตอร์คัปเปิลแพร์คู่ล่าง แสดงดังรูปที่ 2.3.6 จะทำให้ช่วงที่เป็นเชิงเส้นสำหรับอินพุต V_2 เพิ่มขึ้น แต่การทำเช่นนี้ไม่สามารถทำได้กับ ครอส-คัปเปิลแพร์ (cross-coupled pairs) $Q_3 - Q_6$ เนื่องจากตัวต้านทานดีเจนเนอเรชัน (degeneration resistors) จะทำลายความสัมพันธ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่ต้องการระหว่าง I_C และ V_{BE} ในอุปกรณ์เหล่านั้น

ทางเลือกอีกทางหนึ่งคือสร้างความไม่เป็นเชิงเส้นซึ่งทำให้สัญญาณอินพุตผิดเพี้ยนก่อน (predistort) เพื่อที่จะชดเชยสำหรับคุณสมบัติของไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ของเซลล์พื้นฐาน ความไม่เป็นเชิงเส้นที่ต้องการนี้ เป็นคุณลักษณะของอินเวอร์ทไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ และตัวอย่างโดยสมมุติของระบบดังกล่าวถูกแสดงใน รูปที่ 2.3.7 ซึ่งความไม่เป็นเชิงเส้นดังกล่าวสามารถถูกสร้างขึ้นได้อย่างได้อย่างง่าย ๆ



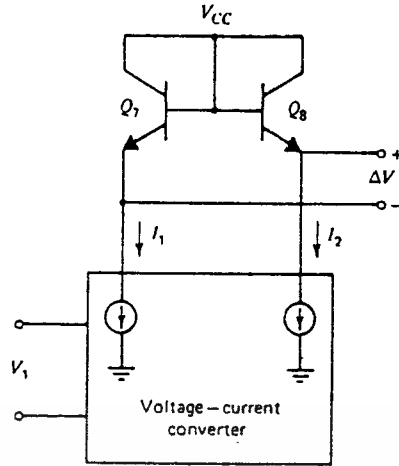
รูปที่ 2.3.7 กิลเบิร์ตมัลติพลายเออร์กับวงจรพรีดีสทอร์ชัน (predistortion circuits)

อ้างอิงรูปที่ 2.3.8 เราจะสมมุติว่าวงจรภายในบล็อกจะให้กระแสเอาต์พุตผลต่าง (differential output current) ซึ่งสัมพันธ์อย่างเป็นเชิงเส้นกับแรงดันอินพุต V_1 ดังนั้น

$$I_1 = I_{o1} + K_1 V_1 \tag{2.3-28}$$

$$I_2 = I_{o1} - K_1 V_1 \tag{2.3-29}$$

ซึ่ง I_{o1} เป็นกระแสคิซีที่ไหลในแต่ละเอาต์พุต ถ้า V_1 เท่ากับศูนย์ และ K_1 เป็นทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจร เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแส (voltage-to-current converter) ไม่อนุญาตให้เข้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3.8 วงจรอินเวอร์ทไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์

ผลต่างของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมทรานซิสเตอร์ซึ่งต่อเป็นไดโอดทั้งสองตัว เป็นดังนี้

$$\begin{aligned} \Delta V &= V_T \ln \frac{I_{o1} + K_1 V_1}{I_s} - V_T \ln \frac{I_{o1} - K_1 V_1}{I_s} \\ &= V_T \ln \frac{I_{o1} + K_1 V_1}{I_{o1} - K_1 V_1} \end{aligned} \quad (2.3-30)$$

ซึ่งฟังก์ชันนี้สามารถถูกทรานส์ฟอร์มโดยใช้คุณสมบัติดังนี้

$$\tanh^{-1} x = \frac{1}{2} \ln \frac{1+x}{1-x} \quad (2.3-31)$$

ทำให้อยู่ในรูปแบบที่ต้องการจะได้ว่า

$$\Delta V = \frac{2V_T \tanh^{-1}(K_1 V_1)}{I_{o1}} \quad (2.3-32)$$

ดังนั้นถ้าฟังก์ชันบล็อกนี้ถูกใช้เป็นส่วนที่ชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้น โดยการต่ออนุกรมเข้ากับแต่ละอินพุตดังแสดงในรูปที่ 2.3.7 คุณสมบัติการทรานส์เฟอร์ของทั้งวงจร จากสมการที่ (2.3-24) จะกลายเป็น

$$\Delta I = I_{EE} \frac{(K_1 V_1)}{I_{o1}} \frac{(K_2 V_2)}{I_{o2}} \quad (2.3-33)$$

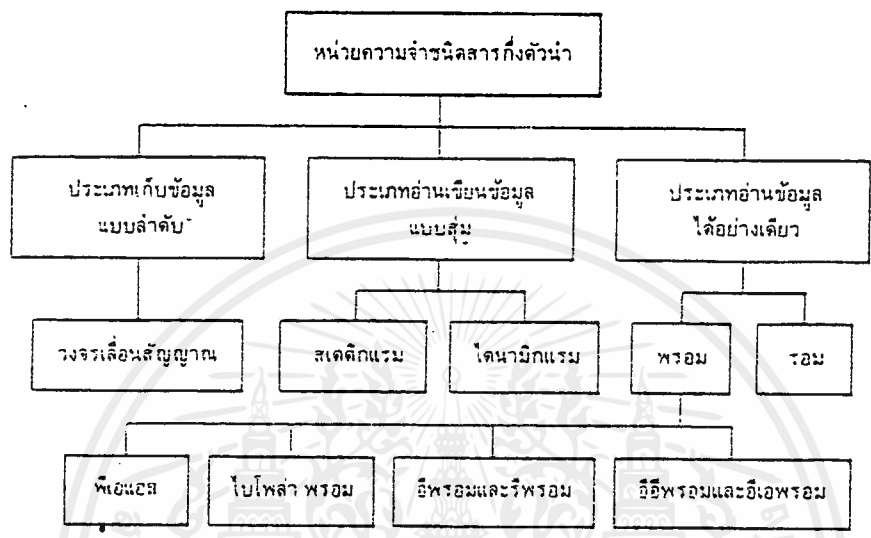
ซึ่ง I_{o2} และ K_2 เป็นพารามิเตอร์ของฟังก์ชันบล็อกที่อยู่หลัง V_2

สมการ (2.3-33) แสดงว่าผลต่างของกระแสเอาต์พุตเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลคูณ $V_1 \cdot V_2$ และที่สำคัญคือความสัมพันธ์นี้จะใช้ได้สำหรับทุกค่าของ V_1 และ V_2 ซึ่งกระแสเอาต์พุตทั้งสองของผลต่างของวงจรเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแสเป็นบวกจะเป็นจริงได้ก็ต่อเมื่อ I_1 และ I_2 จะต้องเป็นบวกเสมอและจากสมการ (2.3-28) และ (2.3-29) จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 1. วงจรเลื่อนสัญญาณ (shift register)
- 2. แรม (RAM)
- 3. รอม (ROM)

หน่วยความจำชนิดสารกึ่งตัวนำดังกล่าวข้างต้นสามารถแยกประเภทย่อย ๆ ลงไปได้อีก ดังแสดงในรูปที่ 2.4.1



รูปที่ 2.4.1 แสดงการแยกประเภทของหน่วยความจำ

หน่วยความจำชนิดสารกึ่งตัวนำที่ใช้กันมากในปัจจุบันนี้ จะมีการเรียกชื่อและแบ่งประเภทได้ดังนี้

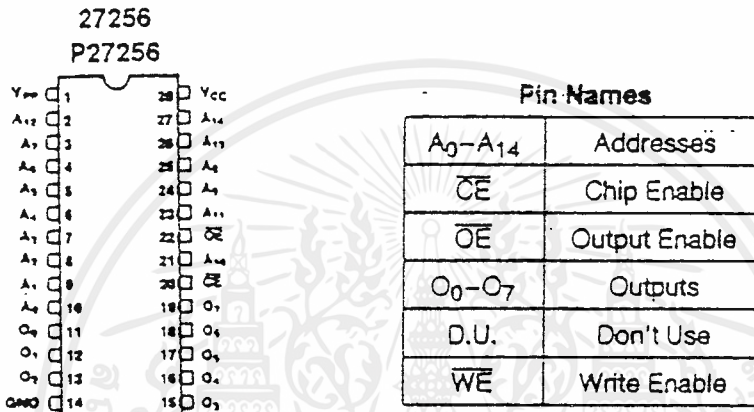
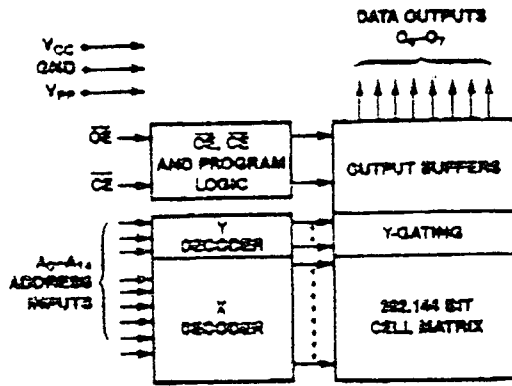
1. แรม (RAM : Random Access Memory) เป็นหน่วยความจำประเภทที่มีการเข้าถึงข้อมูลแบบสุ่มได้ สามารถอ่านหรือเขียนข้อมูลเข้าไปในหน่วยความจำประเภทนี้ได้ ข้อมูลหรือโปรแกรมที่ถูกเก็บไว้ในไอซีหน่วยความจำแรมนั้นจะสูญหายไปทันทีหากไฟฟ้าดับ และเมื่อมีไฟฟ้าใหม่อีกครั้งข้อมูลในแต่ละบิต หรือ ไบต์ อาจเปลี่ยนแปลงไปจากเดิมได้ ดังนั้นจึงเหมาะที่จะใช้เก็บโปรแกรม หรือข้อมูลประเภทใช้งานในช่วงเวลาใดเวลาหนึ่งเท่านั้น

2. รอม (ROM : Read Only Memory) เป็นหน่วยความจำประเภทที่มีการเข้าถึงข้อมูล โดยการอ่านข้อมูลได้เพียงอย่างเดียว ไม่สามารถเขียนเข้าไปยังหน่วยความจำรอมได้ แต่ก็มีรอมที่สามารถโปรแกรมข้อมูลเข้าไปได้หลายครั้ง เรียกว่า อีพรม (EPROM : Erasable Programmable ROM) จะลบได้โดยใช้รังสีอัลตราไวโอเลต

หน่วยความจำอีพรม 27256 (32K x 8)

เทคโนโลยีการผลิตของตระกูลมอสได้พัฒนาหน่วยความจำที่สามารถลบด้วยรังสีอัลตราไวโอเลต และ โปรแกรมใหม่ได้เรียกว่าอีพรม เช่น ไอซีขนาด 262.144 บิต แสดงในรูปที่ 2.4.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4.2 แสดงแผนผังและการจัดวางขาของอีพროม 27256

จากรูปที่ 2.4.2 จะเห็นว่า มีสายแอดเดรส A₀-A₁₄ จำนวน 15 เส้น สายข้อมูล O₀-O₇ จำนวน 8 เส้น \overline{OE} ทำหน้าที่ควบคุมภาคเอาต์พุต \overline{CE} เป็นอินพุตสำหรับป้อนสัญญาณลอจิก “0” เพื่อเลือกให้อิซึหน่วยความจำตัวใดตัวหนึ่งทำงานในกรณีที่มิออิซึหน่วยความจำหลายตัวในระบบ ถ้าหากป้อนลอจิก “1” จะทำงานในโหมดโปรแกรม ช่วงเวลาการเข้าถึงข้อมูลจะใช้เวลาสูงสุดประมาณ 150 นาโนวินาที

สำหรับขา V_{cc} และ V_{pp} ขณะใช้งานปกติจะต่อกับแหล่งจ่ายไฟ + 5 โวลต์ กระบวนการโปรแกรมข้อมูลเข้าไปยังแต่ละเซลล์ของหน่วยความจำ จะต้องให้ขา V_{pp} มีแรงดันประมาณ + 25 โวลต์ และจะต้องป้อนลอจิก “1” ที่ขา \overline{OE} ป้อนข้อมูลแต่ละบิตที่ต้องการโปรแกรมเข้าไปยังหน่วยความจำแต่ละแอดเดรสทางสาย O₀-O₇ ส่วนการระบุตำแหน่งแอดเดรสขณะทำการโปรแกรมต้องควบคุมที่ขาแอดเดรส A₀-A₁₄ ให้ได้ตำแหน่งของเซลล์หน่วยความจำที่ต้องการโปรแกรม ท้ายสุดต้องไม่ลืมควบคุมขา CE ให้แอกทีฟตามลอจิกที่กำหนด โดยใช้เวลาประมาณ 50 ไมโครวินาทีในแต่ละพัลส์ของสัญญาณขณะทำการกระบวนการโปรแกรมข้อมูล



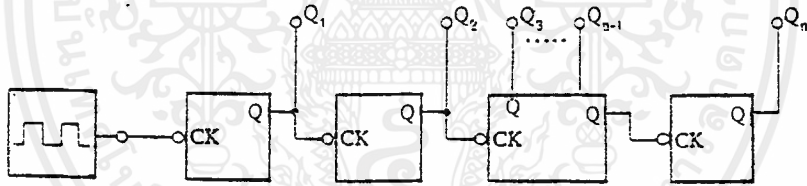
2.5 วงจรนับ

วงจรรนับเป็นหน่วยนับจำนวนซึ่งเป็นส่วนแรกของการกำเนิดสัญญาณโดยใช้ข้อมูลทางดิจิทัล หน่วยนี้จะรับสัญญาณนาฬิกาเพื่อที่จะนับแบบเลขฐานสอง วงจรรนับปกติจะประกอบด้วยวงจรรลิปฟลอป (flipflop circuit) จำนวนหลาย ๆ ตัวนำมาต่อเข้าด้วยกัน ซึ่งการต่อโดยทั่ว ๆ ไปนั้นจะต่อได้เป็น 2 แบบ คือ ต่อให้วงจรรนับแบบไม่ต้องเข้าจังหวะ เรียกว่า วงจรรนับแบบไม่เข้าจังหวะ (asynchronous counter) หรือเรียกอีกอย่างว่าวงจรรนับแบบริบเบิล (ripple counter) ส่วนอีกวงจรรหนึ่งการนับจะนับแบบเข้าจังหวะ (synchronous counter) ในขณะที่เดียวกันการนับก็แบ่งออกได้เป็น 2 แบบย่อย ๆ อีก คือ วงจรรนับขึ้นหรือนับเดินหน้า (up counter) หมายถึงการนับที่เรียงลำดับจากน้อยไปหามาก โดยพิจารณาจากระดับเลขฐานสอง และ วงจรรนับลงหรือนับถอยหลัง (down counter)

ในที่นี้จะได้กล่าวถึงเพียงวงจรรนับขึ้นที่เป็นวงจรรนับแบบริบเบิลเท่านั้น

วงจรรนับแบบไม่เข้าจังหวะ (วงจรรริบเบิล)

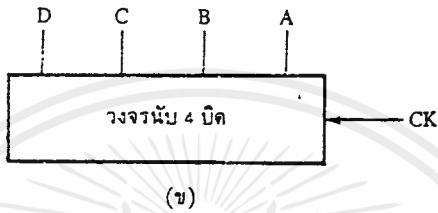
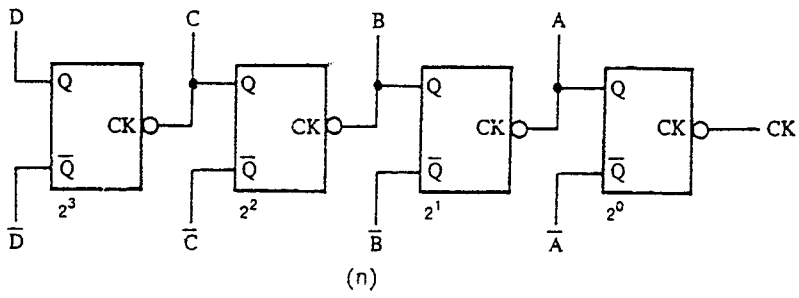
การต่อวงจรรนับแบบนี้ปกติจะใช้ ที-ฟลิปฟลอป (T-Flipflop) เสมอ (ใช้ อาร์-เอส, เจ-เค, หรือ ดีฟลิปฟลอปก็ได้ แต่ต้องต่อเป็นทีฟลิปฟลอปเสียก่อน) ขณะเดียวกันลักษณะการต่อให้ต่อกันเป็นวงจรรเชิงอนุกรม โดยต่อเอาต์พุตของตัวแรกไปยังอินพุตของตัวที่สองและเรียงกันไปเรื่อย ๆ ดังแสดงในรูปที่ 2.5.1



รูปที่ 2.5.1 แสดงแผนผังการต่อวงจรรนับแบบริบเบิล

จากแผนผังที่แสดงในรูปที่ 2.5.1 จะเห็นว่าเอาต์พุตของฟลิปฟลอปตัวแรกจะเปลี่ยนแปลงในทุก ๆ ครั้งที่มีสัญญาณนาฬิกา (clock) และกลายเป็นสัญญาณอินพุตให้กับฟลิปฟลอปตัวที่สอง ดังนั้นเอาต์พุตของฟลิปฟลอปตัวที่สองก็จะเปลี่ยนระดับลอจิกทุก 2 ครั้งของสัญญาณนาฬิกา และตัวถัดไปเรื่อย ๆ จะเปลี่ยนสถานะของเอาต์พุตตามกฎ 2^{n-1} โดยให้ n คือจำนวนฟลิปฟลอปที่ต่อกันเป็นวงจรรนับ เช่น ถ้าหากเราใช้ฟลิปฟลอป 4 ตัว ซึ่งเรียกว่า วงจรรนับ 4 บิต ตัวที่ 4 จะมีการเปลี่ยนแปลงสถานะของเอาต์พุตทุก ๆ 2^{n-1} หรือเท่ากับ 8 ครั้งของสัญญาณนาฬิกาทางด้านอินพุต ส่วนจำนวนนับรหัสเลขฐานสองสูงสุดที่เป็นไปได้คือ 2^n กำหนดให้ n คือ จำนวนฟลิปฟลอป นั่นคือ ถ้าใช้ฟลิปฟลอป n ตัว จำนวนนับได้สูงสุดจะเป็น 2^n ครั้ง แล้ววงจรรจะย้อนกลับมาเริ่มนับใหม่อีกถ้าหากยังคงมีสัญญาณนาฬิกาทางด้านอินพุตต่อไป

วงจรมับขึ้น 4 บิต



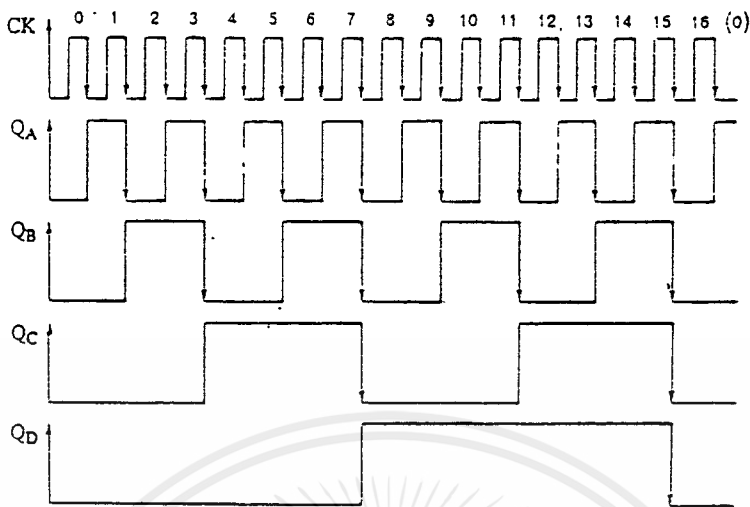
รูปที่ 2.5.2 แสดงวงจรมับขึ้น 4 บิต

วงจรมับแบบรีปเปิล 4 บิต ดังแสดงในรูปที่ 2.5.2 (ก) และ (ข) นั้นเขียนตารางการนับได้ดังแสดงในตารางที่ 2.5.1

ตารางที่ 2.5.1 ตารางความจริงของวงจรมับขึ้น 4 บิต

ผลลัพธ์	เอาต์พุต			
	$2^3(D)$	$2^2(C)$	$2^1(B)$	$2^0(A)$
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1
16	0	0	0	0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



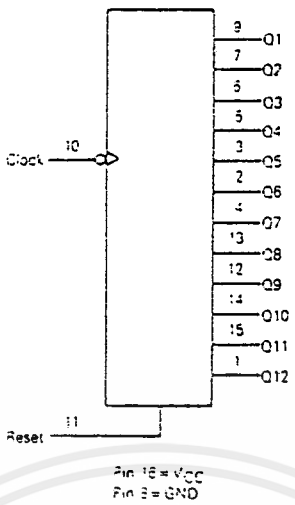
รูปที่ 2.5.3 แสดงรูปคลื่นของวงจรในรูปที่ 2.5.2

รูปที่ 2.5.3 ซึ่งแสดงรูปคลื่นของวงจรนับรูปที่ 2.5.2 สำหรับดูการเปลี่ยนแปลงสถานะของเอาต์พุตจากลอจิก “1” เป็น “0” แล้วทำให้ฟลิปฟล็อปตัวต่อไปเปลี่ยนสถานะของเอาต์พุต ซึ่งจะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตจะได้สัญญาณที่มีความถี่ลดลงครึ่งหนึ่งจากสเตทก่อนหน้านั้น จากตารางที่ 2.5.1 จะเห็นว่าเอาต์พุตของสเตท 2^0 (A) จะเปลี่ยนแปลงทุก ๆ ครั้งที่มีสัญญาณนาฬิกา ส่วนเอาต์พุตของสเตท 2^1 (B), 2^2 (C) และ 2^3 (D) จะมีการเปลี่ยนแปลงทุก 2, 4, และ 8 ครั้งของสัญญาณนาฬิกา หลังจากที่ทุกเอาต์พุตเป็น 1111 (พัลส์ที่ 15) ฟลิปฟล็อปทุกๆ ตัวจะรีเซ็ตพร้อมกัน เมื่อเริ่มพัลส์ที่ 16 เอาต์พุตจะเป็น 0000 ถ้าพิจารณาตามเลขฐาน 2 แล้ว จะเห็นได้ว่า วงจรนี้จะนับเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ จาก 0000 ถึง 1111 จึงเรียกวงจรนี้ว่า วงจรนับเดินหน้าหรือวงจรนับขึ้น (count-up binary counter) วงจรนี้ใช้ฟลิปฟล็อปแบบทำงานที่ขอบขาลงของสัญญาณนาฬิกาจึงทำให้อาต์พุตของฟลิปฟล็อปเปลี่ยนแปลงที่ขอบขาลงของพัลส์เสมอ

ไอซีที่เป็นวงจรรนับ

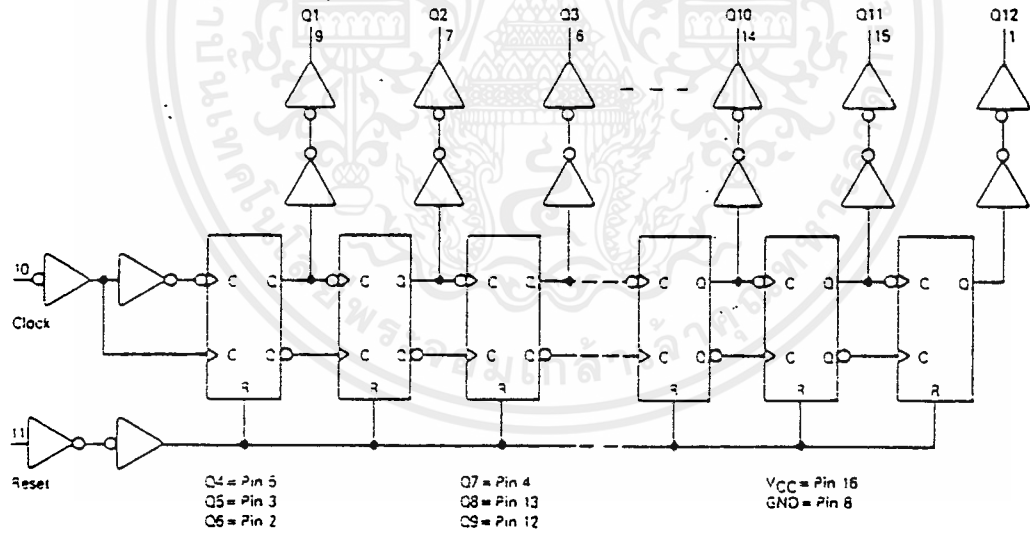
ไอซีเบอร์ MC54/74HC4040 เป็นวงจรรนับไบนารีรีปีต 12 สเตท ประกอบด้วย 12 มาสเตอร์-สเลฟฟลิปฟล็อป (master-slave flip-flops) เอาต์พุตของฟลิปฟล็อปแต่ละตัวจะถูกส่งให้กับสเตทถัดไป และความถี่เอาต์พุตของแต่ละสเตทจะเป็นครึ่งหนึ่งของสเตทก่อนหน้า วงจรนับนี้จะทำงานที่ขอบขาลงของอินพุตสัญญาณนาฬิกา

LOGIC DIAGRAM



รูปที่ 2.5.4 แสดงลอจิกโคอะแกรมของไอซีเบอร์ MC54/74HC4040

EXPANDED LOGIC DIAGRAM

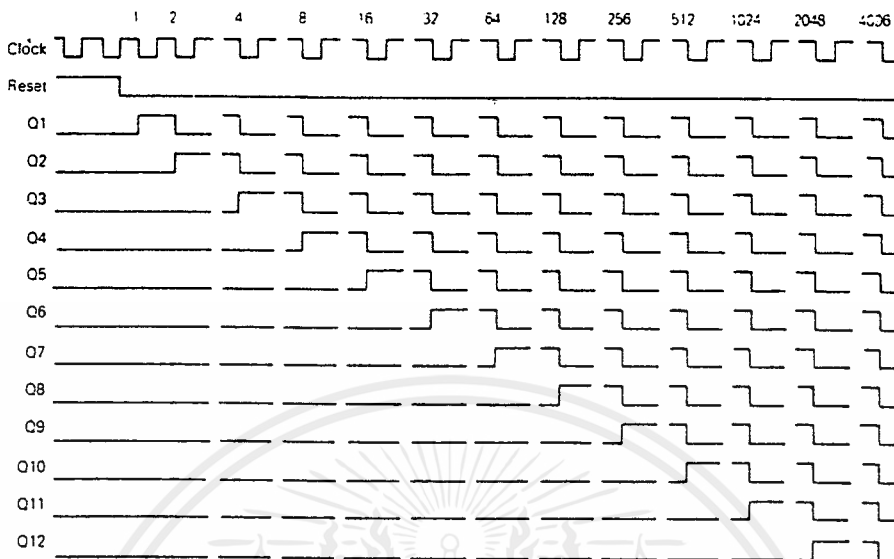


รูปที่ 2.5.5 แสดงลักษณะการต่อภายในของลอจิกโคอะแกรม.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC54/74HC4040

TIMING DIAGRAM



รูปที่ 2.5.6 แสดงไทม์มิ่งไดอะแกรม (Timing diagram) ของไอซีเบอร์ MC54/74HC4040

2.6 วงจรดีเอซี (DAC : Digital to Analog Converter)

วงจรดีเอซี คือ วงจรใช้สำหรับเชื่อมต่อระหว่างวงจรดิจิทัลกับวงจรอนาล็อก สัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณที่เกิดขึ้นจากธรรมชาติ ตัวตรวจจับสัญญาณจะเป็นหน่วยเปลี่ยนกระบวนการทางฟิสิกส์ เช่น อุณหภูมิ แรงดัน หรือ ความต้านทานก็ตาม แต่จะมีความยุ่งยากมากขึ้นหากต้องการเก็บสัญญาณอนาล็อกไว้ตลอดในช่วงเวลานาน ๆ เพื่อนำมาใช้ในการเปรียบเทียบหรือคำนวณในภายหลัง ตรงกันข้ามคอมพิวเตอร์สามารถทำงานดังกล่าวนี้ได้ดีกว่ามากด้วยสัญญาณดิจิทัล หากเมื่อใดต้องการที่จะนำผลที่ได้จากการประมวลผลด้วยคอมพิวเตอร์ออกไปควบคุมอุปกรณ์ หรือเครื่องจักรกลใด ๆ ที่ใช้สัญญาณอนาล็อก จำเป็นต้องมีวงจรดีเอซีต่อร่วมด้วยเสมอ

หลักการเบื้องต้นของวงจรดีเอซี

หากนำข้อมูลดิจิทัลขนาด 3 บิตจาก 000 ถึง 111 มาแปลงให้เป็นเลขฐานสิบจะได้ดังในตารางที่ 2.6.1 จากตารางที่ 2.6.1 จะเห็นว่าเลขฐานสิบที่ได้จะเป็นการรวมค่าของเลขฐานสองในแต่ละหลักที่มีค่าตาม 2 ยกกำลัง จาก $0+0+0=0$ ถึง $4+2+1=7$ สถานะลอจิกของเลขฐานสองแต่ละหลักสามารถนำไปควบคุมสวิทช์อิเล็กทรอนิกส์ทางด้านอินพุตของวงจรออปแอมป์ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรขยายผลรวม โดยการกำหนดค่าความต้านทานอินพุตของวงจรเป็นแบบสัดส่วนดังแสดงในรูปที่ 2.6.1

จากวงจรรูปที่ 2.6.1 หา V_o ได้ดังนี้ คือ

$$V_o = -(-V_{ref})R_f \left(\frac{1}{10R} + \frac{1}{5R} + \frac{1}{2.5R} \right)$$

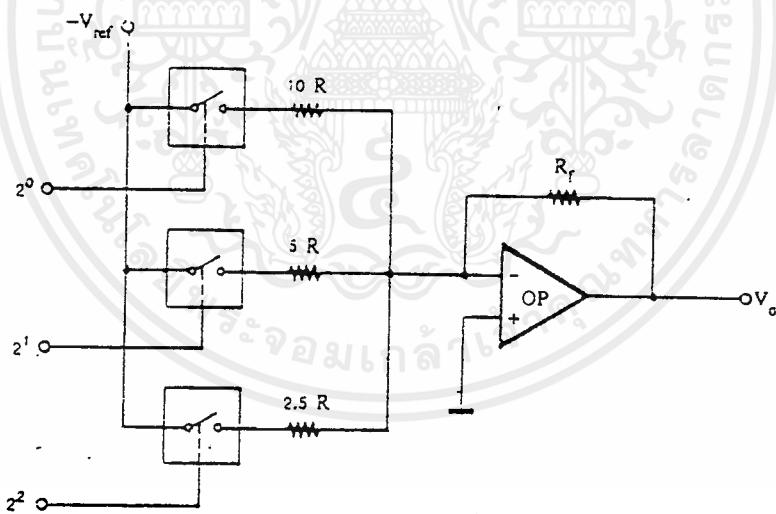
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= V_{ref} \left(\frac{1}{10} + \frac{1}{5} + \frac{1}{2.5} \right) R_f/R$$

$$= 0.1 V_{ref} (1+2+4) R_f/R$$

ตารางที่ 2.6.1 แสดงการแปลงรหัสดิจิทัล 3 บิต เป็นเลขฐานสิบ

เลขฐานสอง			เลขฐานสิบ
2^2	2^1	2^0	
0	0	0	$0+0+0=0$
0	0	1	$0+0+1=1$
0	1	0	$0+2+0=2$
0	1	1	$0+2+1=3$
1	0	0	$4+0+0=4$
1	0	1	$4+0+1=5$
1	1	0	$4+2+0=6$
1	1	1	$4+2+1=7$



รูปที่ 2.6.1 แสดงวงจรดีเอซีแบบสัดส่วนความต้านทาน

จากสมการแสดงให้เห็นว่า V_o จะมีค่าแตกต่างกันได้หากสวิตช์ควบคุมอินพุต 2^0 ถึง 2^2 ปิดและเปิดตาม ตารางที่ 2.6.2 ในที่นี้สมมุติว่า V_{ref} มีค่า -10 โวลต์ R_f/R มีค่าเป็น 1 ลอจิก "0" ควบคุมให้สวิตช์เปิด ลอจิก "1" ควบคุมให้สวิตช์ปิด

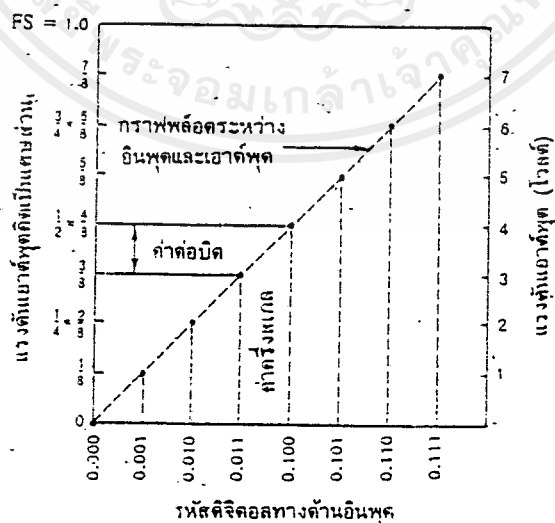
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.6.2 แสดงลอจิกอินพุตและเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 2.6.1

สวิตช์			V (โวลต์)
2 ²	2 ¹	2 ⁰	สมการ: $V_{out} = -10$ โวลต์
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	2
0	1	1	3
	0	0	4
1	0	1	5
1	1	0	6
1	1	1	7

คุณสมบัติเชิงฮาร์มอนิกของวงจรดิเอซี

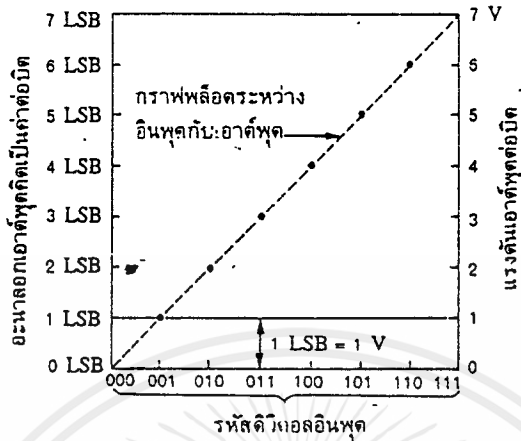
จากวงจรรูปที่ 2.6.1 และตารางที่ 2.6.2 หากนำค่ามาเขียนเป็นกราฟคุณสมบัติระหว่างอินพุตและเอาต์พุตได้ดังแสดงในรูปที่ 2.6.2 โดยอินพุตคิดเป็นลักษณะเศษส่วน เช่น 0.111 เท่ากับ 7/8 และเอาต์พุต V_{FS} คือค่าเต็มสเกลคิดเป็น 1.0 จะเป็นค่าที่ไม่เกิดขึ้นเลยในทางปฏิบัติ เพราะอินพุตสูงสุดจะมีค่าเพียง 0.111 = 7/8 เท่านั้น จากตารางที่ 2.6.2 ค่าสูงสุดของสัญญาณดิจิทัล 3 บิต คือ 111 และค่าแรงดันเอาต์พุตสูงสุดเท่ากับ 7 โวลต์ ซึ่งสามารถนำมาเขียนกราฟคุณสมบัติของดิเอซีขึ้นใหม่ดังแสดงในรูปที่ 2.6.3 เพื่อใช้หาค่าความละเอียดของดิเอซี



รูปที่ 2.6.2 แสดงกราฟระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของดิเอซี 3 บิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความละเอียดของดีเอซี (Resolution)



รูปที่ 2.6.3 แสดงกราฟอนาลอกเอาต์พุตกับบิตดิจิทัลอินพุตของดีเอซี

จากรูปที่ 2.6.3 จะเห็นว่า มี 8 อินพุตของลอจิกที่ไม่ซ้ำกันจาก 000 ถึง 111 ดังนั้นเอาต์พุตจะแบ่งได้เป็น 8 ส่วน ดีเอซีขนาดอินพุต 3 บิต จะมีค่าเอาต์พุตเท่ากับ 8 หรือ 2^3 ดังนั้น ถ้าเป็นดีเอซี n บิต ค่าความละเอียดหาได้จาก

$$\text{ความละเอียด} = 2^n$$

หรืออาจจะนิยามความละเอียดเป็นค่าของบิตต่ำสุดดังนี้

$$\text{ความละเอียดของแรงดัน} = \text{ค่าแรงดันเอาต์พุตขณะบิตต่ำสุดเป็นลอจิก "1"}$$

สมการแรงดันเอาต์พุตของดีเอซี หาได้จากสูตร

$$V_o = \text{ความละเอียดของแรงดัน} \times D$$

กำหนดให้ V_o คือ ค่าแรงดันเอาต์พุต (โวลต์)

D คือ ค่าเลขฐานสิบที่แปลงมาจากเลขฐานสองจากลอจิกอินพุต

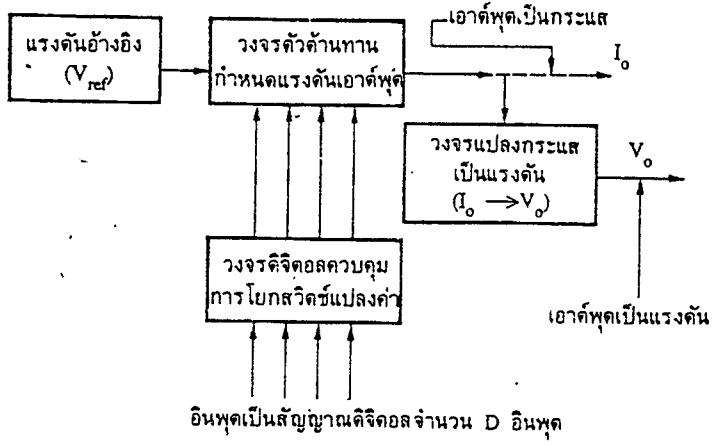
ค่าเต็มสเกลของดีเอซีขนาด n บิต หาได้จากสูตร

$$\text{แรงดันเอาต์พุตเต็มสเกล} = \text{ความละเอียดของแรงดัน} \times (2^n - 1)$$

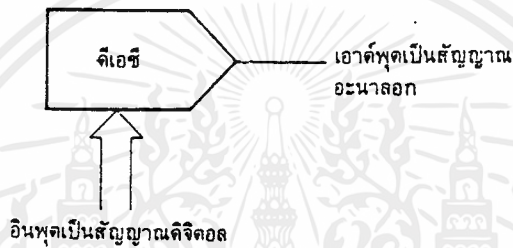
กำหนดให้ n คือ ค่าจำนวนบิตทางด้านอินพุตของดีเอซี

หลักการทํางานของดีเอซี

เพื่ออำนวยความสะดวกในการรับส่งข้อมูลจากสายข้อมูลของระบบคอมพิวเตอร์ขนาด 8 บิต หรือมากกว่านั้น จึงจำเป็นต้องให้ดีเอซีมีจำนวนอินพุตมากขึ้นดังแสดงตัวอย่างวงจรพื้นฐานในรูปที่ 2.6.5 โดยใช้ตัวต้านทานของบิตต่ำสุดเป็น 400 กิโลโอห์ม ส่วนบิตสูงสุดใช้ตัวต้านทานขนาด 3.125 กิโลโอห์ม และใช้ทรานซิสเตอร์เฟดเป็นอนาลอกสวิทช์ร่วมกับวงจรขยายออปแอมป์เบอร์ 741

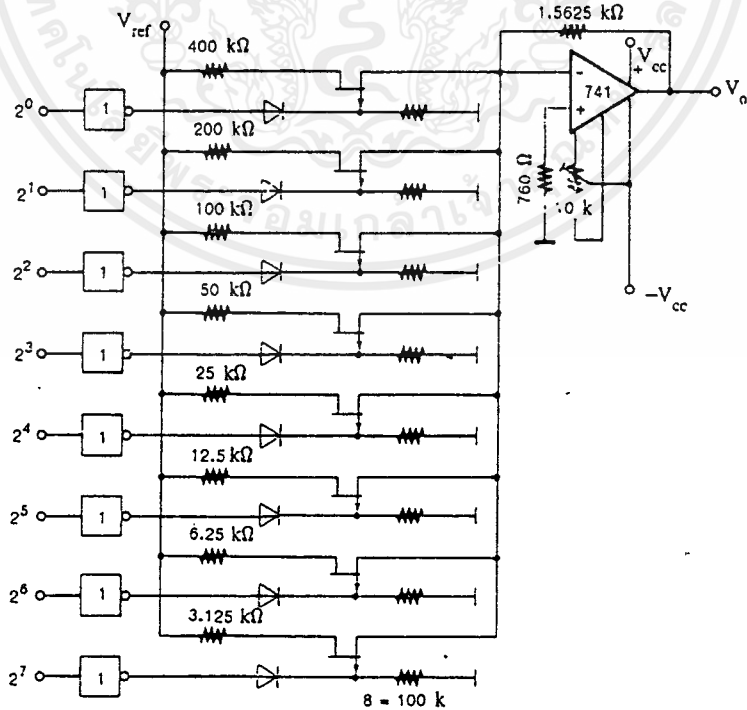


(ก)



(ข)

รูปที่ 2.6.4 แสดงแผนผังของวงจรดีเอซี และสัญลักษณ์

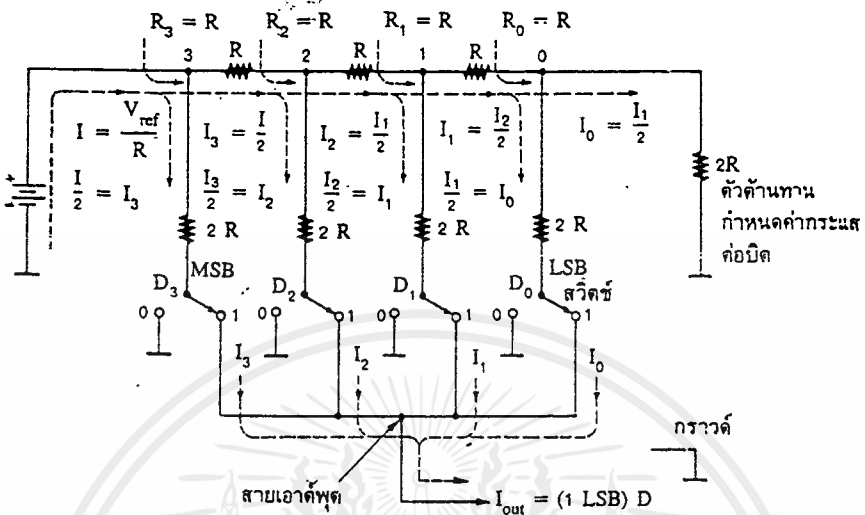


รูปที่ 2.6.5 แสดงวงจรดีเอซีขนาด 8 บิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรดีเอซีแบบตัวต้านทานอาร์-สองอาร์ (R-2R)

การต่อวงจรตัวต้านทานแบบอาร์-สองอาร์ ขนาด 4 บิตซึ่งประกอบด้วยตัวต้านทาน 3 ตัวมีค่าเท่ากับ R และตัวต้านทานอีก 5 ตัวมีค่าเท่ากับ 2R ดังแสดงในรูปที่ 2.6.6



LSB - บิตน้อยสำคัญต่ำสุด
MSB - บิตน้อยสำคัญสูงสุด

รูปที่ 2.6.6 แสดงวงจรดีเอซีแบบตัวต้านทานอาร์-สองอาร์เบื้องต้น

กำหนดให้ $R = 10$ กิโลโอห์ม และ $2R = 20$ กิโลโอห์ม สวิตช์ที่ต่ออยู่ในวงจรถูกควบคุมด้วยลอจิก “0” เพื่อโยกสวิตช์ไปยังตำแหน่งกราวด์ หรือลอจิก “1” เพื่อโยกสวิตช์ให้กระแสไหลไปยังเอาต์พุตตามลอจิกที่ควบคุมในแต่ละบิตทางด้านอินพุต จาก 0000 ถึง 1111 หากสังเกตที่ โหนด 0 ของวงจร จะมีตัวต้านทาน $2R$ เป็นตัวกำหนดให้ $R_0 = R$ เพราะหากนำเอา $2R$ ขนานกับ $2R$ จะมีค่าเท่ากับ R และถ้ามองจาก โหนด 1 ออกไปทางขวามือ $R_1 = R$ เพราะ $R_0 + R$ มีค่าเท่ากับ $2R$ และถ้ามองจากอินพุต V_{ref} จะได้ $R_3 = R$ ดังนั้นสามารถคำนวณหากระแสได้ดังนี้

กระแสอินพุต $I = V_{ref} / R$

กระแสที่จุด โหนดแต่ละ โหนดจะถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วนเท่ากันเสมอ ดังนี้

$$I_3 = I/2$$

$$I_2 = I_3/2 = I/4$$

$$I_1 = I_2/2 = I/8$$

$$I_0 = I_1/2 = I/16$$

ดังนั้นค่ากระแสที่บิตต่ำสุด คือ I_0 ส่วนกระแสทางด้านเอาต์พุตคือผลรวมของกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทาน $2R$ ขณะที่แต่ละสวิตช์ถูกควบคุมด้วยลอจิก “1”

$$I_{out} = (\text{กระแสที่ไหลขณะบิตต่ำสุดเป็นลอจิก “1”}) \times D$$

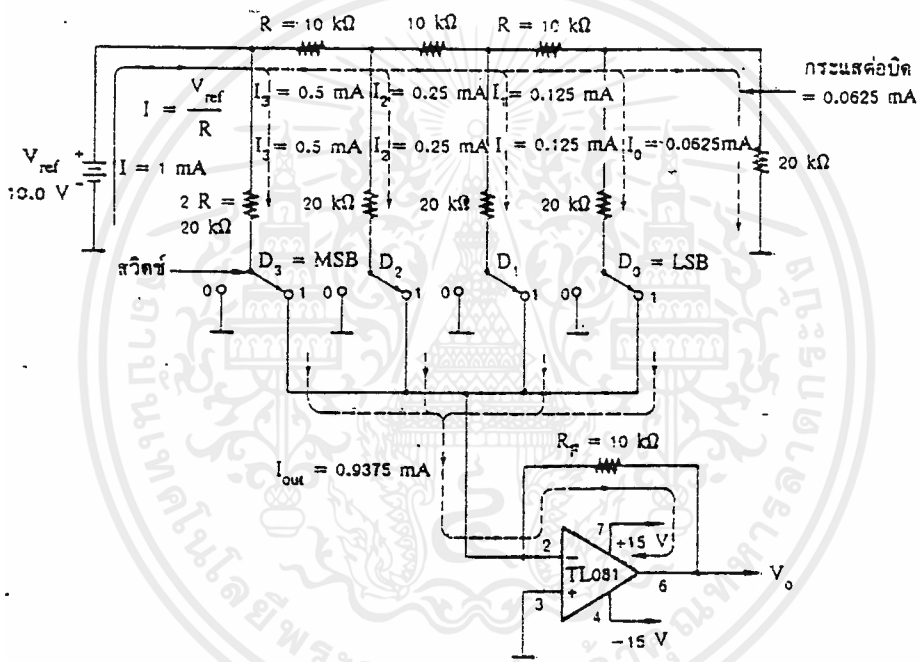
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= (V_{ref}/R)(1/2^a) \times D$$

- กำหนดให้
- I_0 คือ ค่ากระแสที่ไหลขณะบิตต่ำสุดเป็นลอจิก "1" (แอมแปร์)
 - V_{ref} คือ ค่าแรงดันอ้างอิงของวงจร (โวลต์)
 - R คือ ค่าความต้านทาน (โอห์ม)
 - n คือ ค่าจำนวนบิตของดีเอซี
 - D คือ ค่าเลขฐานสิบที่แปลงมาจากเลขฐานสองจากลอจิกอินพุต

แรงดันเอาต์พุต

จากรูปที่ 2.6.6 หากนำออปแอมป์มาต่อเพิ่มเข้าไปก็จะสามารถเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดันได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.6.7



รูปที่ 2.6.7 แสดงวงจรดีเอซีขนาด 4 บิต มีความละเอียด 0.625 โวลต์ต่อบิต

จากวงจรรูปที่ 2.6.7 หาแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

$$V_o = -I_{out} R_f = -(\text{ความละเอียดของกระแส}) \times R_f \times D$$

$$= -(V_{ref}/R)(1/2^a) R_f D$$

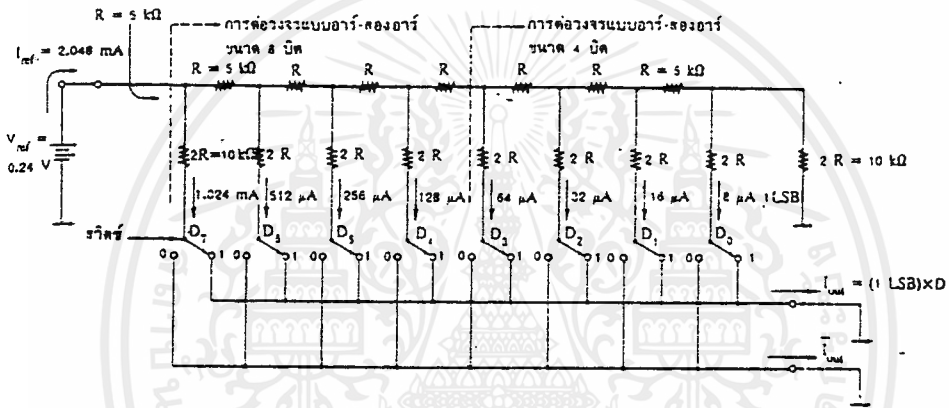
จากวงจร $R = R_f$

$$V_o = -(V_{ref}/2^a) D$$

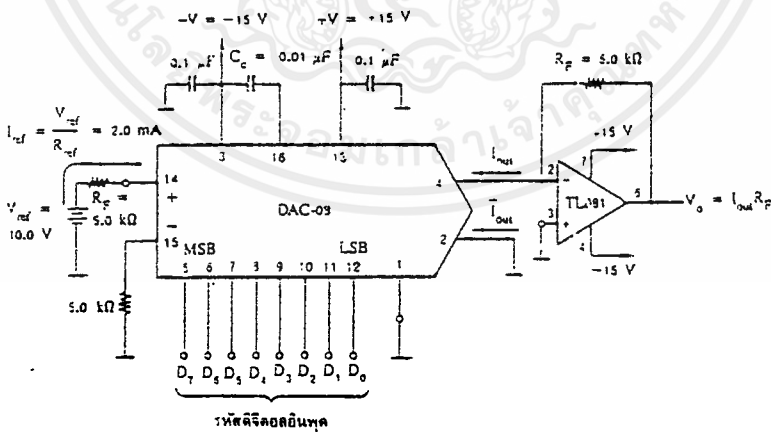
$$= -(\text{ความละเอียดของแรงดัน}) \times D$$

วงจรดีเอซีขนาด 8 บิต

วงจรดีเอซีที่เคยกล่าวมาแล้วในรูปที่ 2.6.7 ได้มีการต่อวงจรแบบง่าย ๆ การโยกเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของสวิตช์ทางด้านอินพุตควบคุมด้วยมือเพื่อให้เป็นลอจิก “0” หรือ “1” ตามต้องการ แต่ในทางปฏิบัติต้องใช้วงจรลอจิกชนิดทีทีแอล, ซีมอส หรืออื่น ๆ กระแสที่ไหลในแต่ละบิตที่ถูกควบคุมอาจไหลได้ 2 ทาง คือ ไหลลงกราวด์หรือไหลไปยังเอาต์พุต อาจต่อวงจรตามรูปที่ 2.6.8 เพื่อให้กระแสเป็นสองทางดังกล่าวแล้ว หลังจากนั้นก็ต้องวงจรออปแอมป์เพื่อให้กระแสเอาต์พุตเป็นบวกหรือเป็นลบ หรือเป็นเอาต์พุตแบบคู่ดังแสดงในรูปที่ 2.6.9 มีบริษัทผู้ผลิตหลายรายผลิตไอซีดีเอซีแบบนี้ออกมาจำหน่าย เบอร์ที่ใช้ทั่วไปเช่นเบอร์ DAC-08 ได้ถูกพัฒนามาจากวงจรรูปที่ 2.6.8 เพื่อให้การต่อใช้งานง่ายและมีราคาถูกลง ดังแสดงการต่อวงจรใช้งานเบื้องต้นในรูปที่ 2.6.9 ไอซีเบอร์นี้ใช้ได้กับแรงดันไฟเลี้ยง 4.5 โวลต์ถึง 18 โวลต์ การต่อตัวเก็บประจุขนาด 0.1 ไมโครฟารัดเข้าไปเพื่อเป็นตัวกรองระหว่างขา 14 และ 15 แรงดันอ้างอิงใช้ได้ทั้งไฟบวกและไฟลบ



รูปที่ 2.6.8 แสดงการต่อตัวต้านทานแบบอาร์-สองอาร์ 8 บิต



	รหัสดิจิทัลอินพุต								เอาต์พุต:	
	D ₇	D ₆	D ₅	D ₄	D ₃	D ₂	D ₁	D ₀	I _{out}	V _o
ค่าตอมิต	0	0	0	0	0	0	0	1	7.812 mA	39 mV
ค่าครึ่งสเกล	1	0	0	0	0	0	0	0	1.000 mA	5.0 V
ค่าเต็มสเกล	1	1	1	1	1	1	1	1	1.992 mA	9.96 V

รูปที่ 2.6.9 แสดงการต่อวงจร ไอซีเบอร์ DAC-08

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสอ้างอิงหาได้จากสูตร

$$I_{ref} = V_{ref} / R$$

โดยปกติจะใช้ค่ากระแส $I_{ref} = 2$ มิลลิแอมแปร์หรืออาจเป็นค่าระหว่าง 4 ไมโครแอมแปร์ ถึง 4 มิลลิแอมแปร์ได้

ขา 5 ถึงขา 12 เป็นอินพุตต่อกับสัญญาณดิจิทัลชนิดที่ทีแอลหรือซีมอส ขา 5 เป็นบิตนัยสำคัญสูงสุด ขา 12 เป็นบิตนัยสำคัญต่ำสุด ลอจิก “0” จะต้องมีค่าสูงไม่เกิน 0.8 โวลต์ ลอจิก “1” จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า +2.0 โวลต์

ขา 1 เป็นขาควบคุมการทริก (V_{TH} : threshold voltage) กำหนดให้ $V_{TH} = V_{LC} + 1.4$ โวลต์ โดยที่ V_{LC} คือค่าแรงดันที่ขา 1

ขา 2 และ ขา 4 เป็นเอาต์พุต ขา 4 เป็นขาที่ $\overline{I_{out}}$ ไหล เมื่อบิตใด ๆ ทางด้านอินพุตถูกควบคุมด้วยลอจิก “1” ขา 2 เป็นขาที่ I_{out} ไหล ขณะที่บิตใด ๆ ทางด้านอินพุตถูกควบคุมด้วยลอจิก “0”

$$\text{ความละเอียดของกระแส} = (V_{ref}/R_{ref})(1/2^n)$$

$$I_{out} = \text{ความละเอียดของกระแส} \times D$$

$$I_{FS} = \text{ความละเอียดของกระแส} \times 255$$

$$I_{FS} \text{ หมายถึงกระแสเต็มสเกลเมื่ออินพุตเป็น } 11111111 = 255 = D$$

$$\overline{I_{out}} = I_{FS} - I_{out}$$

จากวงจรรูปที่ 2.6.9. หาความละเอียดของแรงดันได้จากสูตร

$$\text{ความละเอียดของแรงดัน} = (V_{ref}/R_{ref}) \times R_f (1/2^n)$$

$$V_{out} = \text{ความละเอียดแรงดัน} \times D$$

$$= I_{out} \times R_f$$

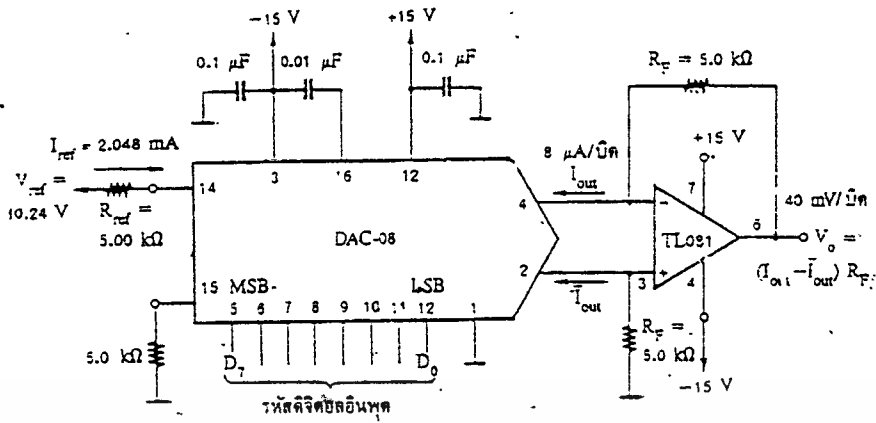
แรงดันเอาต์พุตขณะใช้เอาต์พุตแบบคู่ ไอซี DAC-08 ต่อเอาต์พุตได้ 2 เอาต์พุต ดังแสดงในรูปที่ 2.6.10 เขียนสมการเอาต์พุตได้ดังนี้

$$V_o = (I_{out} - \overline{I_{out}}) R_f$$

I_{out} ทำให้แรงดันเอาต์พุตมีศักย์เป็นบวก

$\overline{I_{out}}$ ทำให้แรงดันเอาต์พุตมีศักย์เป็นลบ

V_{ref} มีค่าเป็น 10.24 โวลต์ R_{ref} มีค่า 5 กิโลโอห์มทำให้ได้ค่ากระแส I_{ref} เท่ากับ 2.048 มิลลิแอมแปร์ ค่ากระแสที่เปลี่ยนไปต่อบิตเท่ากับ 8 ไมโครแอมแปร์ ได้แรงดันเอาต์พุต 40 มิลลิโวลต์ต่อบิต ซึ่งค่าต่าง ๆ นี้ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.6.10



(ก)

	รหัสดิจิทัลอินพุต								อนาล็อกเอาต์พุต		
	D ₇	D ₆	D ₅	D ₄	D ₃	D ₂	D ₁	D ₀	I _{out} (mA)	I _{out} (mA)	V _o (V)
ค่าต่อ 0 บิต	0	0	0	0	0	0	0	0	0	2.040	-10.20
ค่าศูนย์ลบ	0	1	1	1	1	1	1	1	1.016	1.024	-0.040
ค่าศูนย์บวก	1	0	0	0	0	0	0	0	1.024	1.016	0.040
ค่าเต็มสเกล	0	1	1	1	1	1	1	1	2.040	0	10.20

(ข)

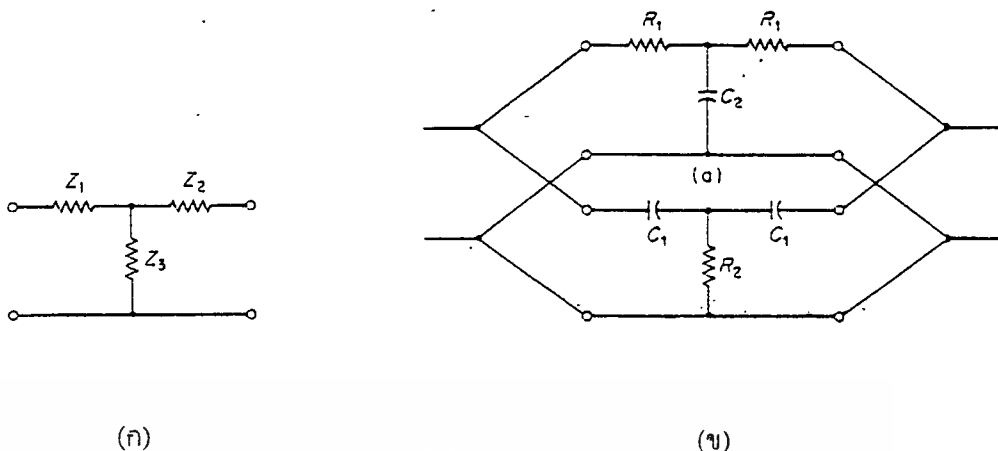
รูปที่ 2.6.10 แสดงการต่อ DAC-08 แบบเอาต์พุต

2.7 วงจรกรองความถี่แบบช่วงผ่าน (Band Pass Filter : BPF)

เป็นวงจรที่ยอมให้สัญญาณบางช่วงความถี่เท่านั้นผ่านวงจรรอกไปได้ ส่วนสัญญาณซึ่งมีความถี่อยู่นอกช่วงที่กำหนดจะถูกลดทอน (Attenuate) ไม่สามารถผ่านวงจรรอกไปได้ วงจรกรองความถี่แบบช่วงผ่านนี้ จะมีความสามารถในการเลือกความถี่ได้ดี นั่นจะต้องมีค่า Q สูง ดังนั้นจึงเลือกวงจรแบบทวิน-ที (Twin-T network) โดยใช้โอปแอมป์ตัวร่วมอยู่ในลักษณะป้อนกลับแบบลบ (negative feedback)

วงจรแบบทวิน-ที

วงจรแบบทวิน-ที หรือเรียกว่าวงจรแบบทีขนาน เกิดจากวงจรแบบที (T-Type network) 2 วงจรต่อขนานกัน ดังรูปที่ 2.7.1



รูปที่ 2.7.1 (ก) วงจรแบบที (T-Type network)

(ข) วงจรแบบทวิน-ที (Twin-T network)

จากรูปที่ 2.7.1 (ก) วงจรแบบทีเป็นวงจร 2 คู่สาย (two-terminal pair networks) ที่มีอนุภาค (element) เป็นเชิงเส้นและไม่เปลี่ยนแปลงกับเวลา (linear time invariant) ซึ่งใช้เมตริกซ์แสดงคุณสมบัติของวงจร ได้แก่ แอดมิแตนซ์เมตริกซ์ (admittance matrix : Y matrix), อิมพีแดนซ์เมตริกซ์ (impedance matrix : Z matrix), Fundamental matrix : F Matrix) เป็นต้น Z Matrix ของวงจรแบบที คือ

$$[Z]_T = \begin{bmatrix} Z_1 + Z_3 & Z_3 \\ Z_3 & Z_2 + Z_3 \end{bmatrix} \quad (2.7-1)$$

$$[Y]_T = [Z]_T^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{Z_2 + Z_3}{|Z|_T} & \frac{-Z_3}{|Z|_T} \\ \frac{-Z_3}{|Z|_T} & \frac{Z_1 + Z_3}{|Z|_T} \end{bmatrix} \quad (2.7-2)$$

$$\text{ซึ่ง } |Z|_T = Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3$$

จากรูปที่ 1 (ข) วงจร ก. กับ ข. ต่อกันแบบขนาน ดังนั้นจึงต้องใช้ Y matrix ของทั้งสองวงจรมาบวกกัน จาก (1) ได้ Z matrix ของวงจร ก. และ ข.

$$[Z_s] = \begin{bmatrix} R_1 + 1/j\omega C_2 & 1/j\omega C_2 \\ 1/j\omega C_2 & R_1 + 1/j\omega C_2 \end{bmatrix} \quad (2.7-3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$[Z_b] = \begin{bmatrix} R_2 + 1/j\omega C_1 & R_2 \\ R_2 & R_2 + 1/j\omega C_1 \end{bmatrix} \quad (2.7-4)$$

ดังนั้น Y matrix ของวงจร ก. และ ข.

$$[Z_a]^{-1} = [Y] = \begin{bmatrix} \frac{R_1 + 1/j\omega C_2}{|Z|_a} & \frac{-1/j\omega C_2}{|Z|_a} \\ \frac{-1/j\omega C_2}{|Z|_a} & \frac{R_1 + 1/j\omega C_2}{|Z|_a} \end{bmatrix} \quad (2.7-5)$$

$$[Z_b]^{-1} = [Y]_b = \begin{bmatrix} \frac{R_2 + 1/j\omega C_1}{|Z|_b} & \frac{-R_2}{|Z|_b} \\ \frac{-R_2}{|Z|_b} & \frac{R_2 + 1/j\omega C_1}{|Z|_b} \end{bmatrix} \quad (2.7-6)$$

ที่ซึ่ง $|Z|_a = R_1^2 + \frac{2R_1}{j\omega C_2}$

$$|Z|_b = \frac{2R_2}{j\omega C_1} - \frac{1}{\omega^2 C_1^2}$$

ดังนั้นผลบวกของ Y matrix ของ a และ b คือ

$$[Y] = [Y]_a + [Y]_b = \begin{bmatrix} \frac{(R_1 + 1/j\omega C_2)}{|Z|_a} + \frac{(R_2 + 1/j\omega C_1)}{|Z|_b} & \frac{-(1/j\omega C_2 + R_2)}{|Z|_a |Z|_b} \\ \frac{-(1/j\omega C_2 + R_2)}{|Z|_a |Z|_b} & \frac{(R_1 + 1/j\omega C_2) + (R_2 + 1/j\omega C_1)}{|Z|_a |Z|_b} \end{bmatrix} \quad (2.7-7)$$

วงจรแบบทวิน-ที จะมีคุณสมบัติเหมือนวงจรกรองความถี่แบบช่วงหยุด (Band Elimination Filter : BEF) ซึ่งมีเงื่อนไขว่าเทอมของทรานส์เฟอร์แอดมิตแตนซ์ (transfer admittance) ของเมตริกซ์จากสมการที่ (2.7-7) จะต้องเท่ากับศูนย์

$$\frac{1/j\omega C_2 + R_2}{|Z|_a |Z|_b} = \frac{1/j\omega C_2}{R_1^2 + 2R_1/j\omega C_2} + \frac{R_2}{2R_2/j\omega C_1 - 1/\omega^2 C_1^2} = 0 \quad (2.7-8)$$

จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_1^2 R_2 - \frac{2R_2}{\omega^2 C_1 C_2} + \frac{2R_1 R_2}{j\omega C_2} - \frac{1}{j\omega^3 C_1^2 C_2} = 0 \quad (2.7-9)$$

แยกส่วนกันระหว่าง Real กับ Imaginary ได้ว่า

$$\begin{aligned} \text{Real : } R_1^2 &= \frac{2}{\omega^2 C_1 C_2} \\ \omega^2 &= \frac{2}{R_1^2 C_1 C_2} \end{aligned} \quad (2.7-10)$$

$$\begin{aligned} \text{Imaginary : } 2R_1 R_2 &= \frac{1}{\omega^2 C_1^2} \\ \therefore \omega^2 &= \frac{1}{2R_1 R_2 C_1^2} \end{aligned} \quad (2.7-11)$$

สมการ (2.7-10) เท่ากับ (2.7-11) และกำหนดให้ $C_2 = 2C_1$, $R_2 = R_1/2$ ได้ว่า

$$\begin{aligned} \omega^2 &= \frac{1}{R_1^2 C_1^2} = \frac{1}{R_2^2 C_2^2} \\ \therefore \omega &= \frac{1}{R_1 C_1} = \frac{1}{R_2 C_2} \end{aligned} \quad (2.7-12)$$

วงจรกลับค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer-Function Inverter : TFI)

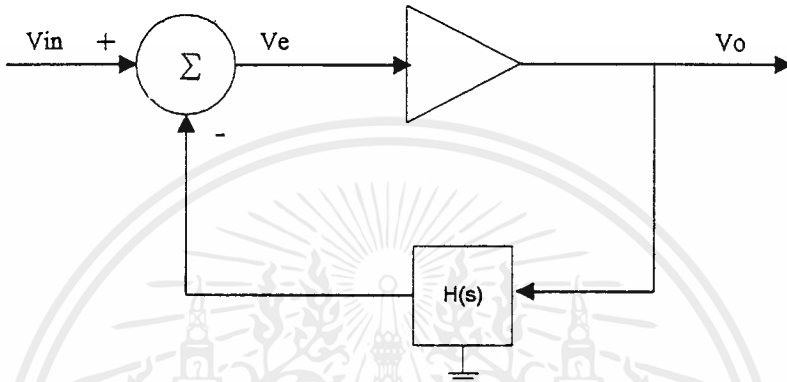
วงจรที่มีคุณสมบัติสามารถในการกลับค่าหรืออินเวอร์ท (invert) ค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรอื่นที่ถูกกำหนดมาได้นั้น มีประโยชน์มากในการนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบประมวลสัญญาณได้อย่างกว้างขวาง ยกตัวอย่างเช่น ในการนำไปใช้ในการเปลี่ยนวงจรดิฟเฟอเรนเชียลอินทิเกรเตอร์ (differentiator) ให้เป็นวงจรอินทิเกรเตอร์ (Integrator), ใช้ในการเปลี่ยนวงจรอินทิเกรเตอร์ ให้เป็นวงจรดิฟเฟอเรนเชียลอินทิเกรเตอร์, ใช้สร้างวงจรหารสัญญาณ วงจรถอดรหัสนัยสอง (square root) จากวงจรคูณสัญญาณ และใช้สร้างวงจรกรองความถี่สูง (High Pass Filter : HPF) จากวงจรกรองความถี่ต่ำ หรือใช้สร้างวงจรกรองความถี่แบบช่วงหยุด จากวงจรกรองความถี่แบบช่วงผ่าน เป็นต้น วงจรที่มีคุณสมบัติสามารถกลับค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันแบบนี้ เรียกว่า วงจรกลับค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน หลักการสร้างวงจรนี้ที่ทำการมา ซึ่งเป็นที่รู้จักกันโดยทั่วไปนั้นมีอยู่ด้วยกัน 2 วิธี คือ วิธีการของ J.K.Stevenson ที่ใช้หลักการป้อนกระแสไฟ เลี้ยงออปแอมป์ให้กลับไปป้อนยังอินพุตของวงจร 2 คู่สาย ที่ต้องการทำการกลับค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน และอีกวิธีหนึ่งเป็นวิธีการที่ใช้วงจร 2 คู่สายที่ต้องการกลับค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันนั้นเป็นทางป้อนกลับของวงจรที่มีอัตราขยายสูงมาก วิธีการหลังนี้เป็นที่นิยมใช้กันอย่างกว้างขวางกว่าวิธีแรกเพราะมีหลักการและรูปแบบของวงจรที่ง่ายกว่าวิธีการแรก วิธีการแรกนอกจากจะยุ่งยากแล้วยังมีความผิดเพี้ยนที่สามารถเกิดกับวงจรได้ง่ายเมื่อสัญญาณอินพุตมีค่าต่ำ แต่วิธีการแรกมีจุดคิดตรงที่สามารถใช้ในการขนถ่ายสัญญาณได้สองทิศทาง (bidirectional) ในขณะที่วิธีการหลังใช้ขนถ่ายสัญญาณได้ในทิศทางเดียว (unidirectional) แต่อย่างไรก็ดีในการใช้งานโดยทั่วไปที่พบกันอยู่ จะเป็นการขนถ่ายสัญญาณใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทิศทางเดียวเป็นหลัก ดังนั้นเมื่อต้องการจะทำการกลับค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของสัญญาณ จึงมักจะพบเห็น วงจรตามวิธีหลังถูกนำมาใช้อยู่เสมอ

หลักการของวงจรกลับค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันเป็นดังนี้

โดยธรรมดาทั่วไปเมื่อต้องการจะสร้างวงจรให้มีค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันที่มีคุณสมบัติกลับค่า ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรที่กำหนดมาให้ให้นั้นนิยามทำกัน โดยใช้วงจรที่มีทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันที่ต้องการถูก กลับนั้นมาเป็นส่วนป้อนกลับของวงจรป้อนกลับดังแสดงในรูปที่ 2.7.2



รูปที่ 2.7.2 วงจรที่นิยมใช้เป็นวงจรกลับค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน

ความที่ทราบกันคืออยู่แล้วว่าวงจรตามรูปที่ 2.7.2 จะมีค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันรวมของระบบ คือ

$$G(s) = V_o(s) / V_i(s) = A / (1 + AH(s)) \quad (2.7-13)$$

โดยในที่นี้ A คืออัตราขยายในทางตรง (forward path)

V_o/V_e และ $H(s)$ คือค่าแรงดันไฟฟ้าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน V_o/V_e ของระบบ เมื่อทำการสมมติว่าค่า $AH(s)$ มากกว่าหนึ่งมาก กล่าวคือ

$$|AH(s)| \gg 1$$

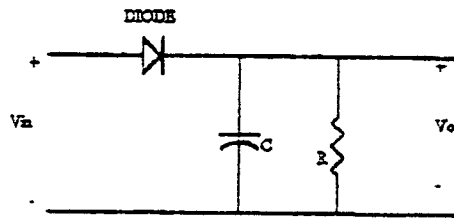
จะทำให้ได้ค่าของสมการที่ (2.7-13) โดยประมาณคือ

$$G(s) = 1/H(s) = [H(s)]^{-1} \quad (2.7-14)$$

จะเห็นว่าค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันรวม $G(s)$ ของระบบนั้นมีค่าประมาณเท่ากับส่วนกลับของ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน $H(s)$ ของระบบในส่วนป้อนกลับตามต้องการ นั่นคือวงจรตามรูปที่ 2.7.2 สามารถ ประมาณใช้เป็นวงจรกลับค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันได้ตามต้องการ

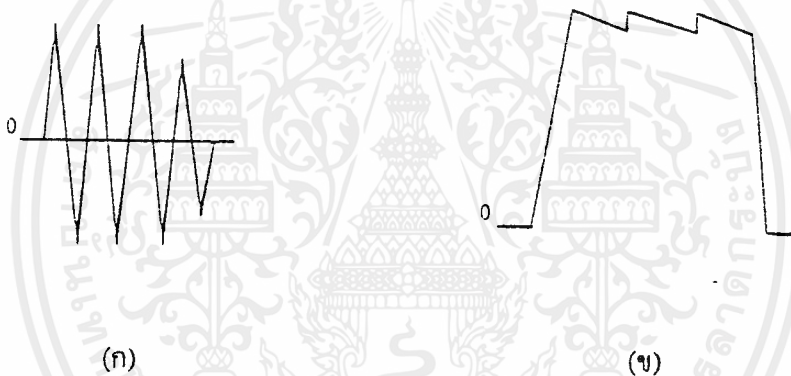
2.8 วงจรเอนVELOPE ดีเทกเตอร์ (envelope detector)

เป็นวงจรที่ใช้สร้างสัญญาณเคมซึ่งได้ถูกมอดูเลต ในที่นี้เราใช้วงจรลักษณะที่เป็นไดโอด คีมอดูเลเตอร์ ดังรูปที่ 2.8.1



รูปที่ 2.8.1 แสดงวงจรเอนเวโลป ดีเทกเตอร์ แบบพื้นฐาน

โดยอาศัยคุณสมบัติของไดโอดเป็นเรกติไฟเออร์ (Rectifier) ในการดีเทกสัญญาณเดิมออกมา ซึ่งวงจรลักษณะนี้เป็นที่ใช้กันอย่างกว้างขวางเมื่อสัญญาณอยู่ในช่วงความถี่เสียง จากรูปที่ 2.8.1 มีหลักการทำงานง่ายๆ คือ เมื่อสัญญาณที่ถูกมอดูเลตผ่านวงจรเลือกความถี่เข้ามาเป็นสัญญาณอินพุตของวงจรดีเทกเตอร์



รูปที่ 2.8.2 (ก) แสดงลักษณะสัญญาณอินพุตของวงจรดีเทกเตอร์
(ข) แสดงลักษณะสัญญาณเอาต์พุตของวงจรดีเทกเตอร์

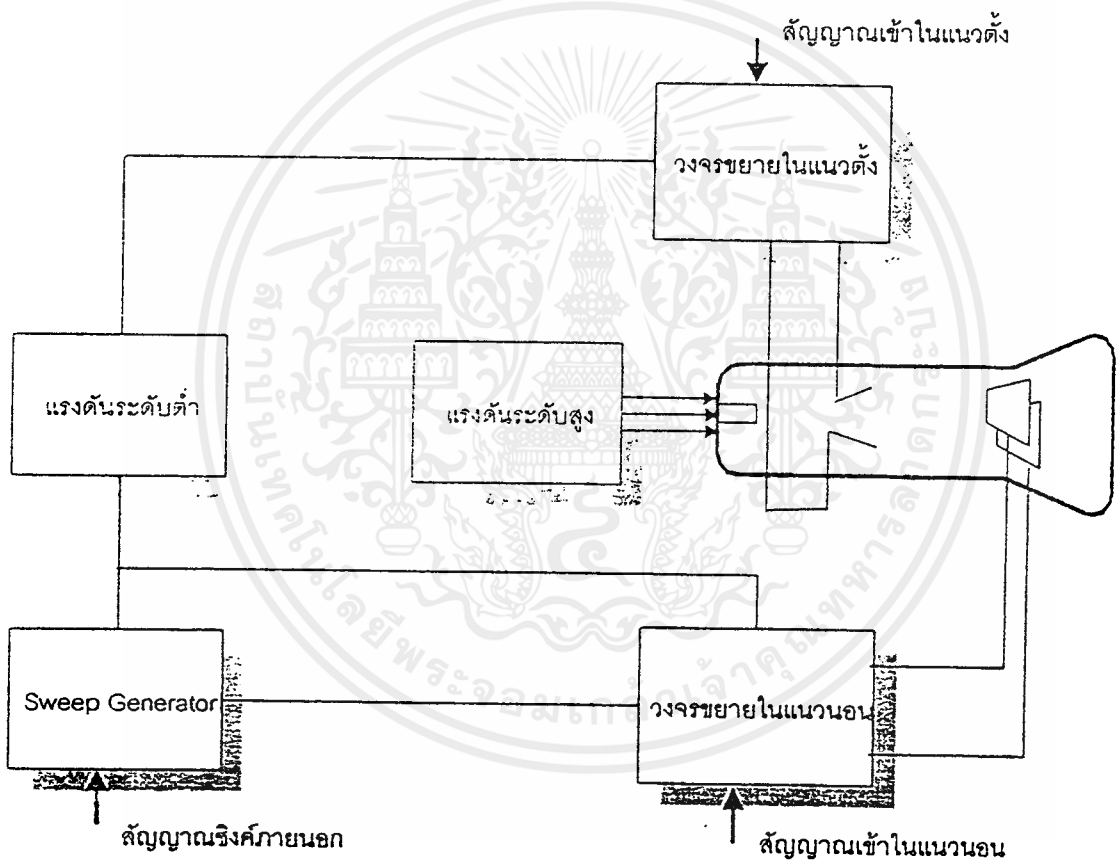
จากรูปที่ 2.8.2 ซีกบวกของสัญญาณอินพุตทำให้ขั้วแอนอด (anode) ของไดโอดมีศักดาสูงกว่าขั้วคาโทด (cathode)

ไดโอดจึงนำกระแสไปอัด (charge) ตัวเก็บประจุ แรงดันเอาต์พุตจึงเพิ่มขึ้นจนถึงค่าสูงสุดชั่วขณะของแรงดันของคลื่นพหุที่อยู๋ภายในกรอบ (envelope) เมื่อคลื่นพหุมีแรงดันลดต่ำลง ตัวเก็บประจุจะคายประจุผ่านตัวต้านทาน โดยจะคายประจุช้าหรือเร็วขึ้นกับค่าคงที่เวลา (time constant) ตัวเก็บประจุจะคายประจุจนกว่าแรงดันของคลื่นพหุมีค่าสูงกว่าเอาต์พุตก็จะเกิดการอัดประจุขึ้นอีก ด้วยขบวนการดังกล่าวก็สามารถดีเทกต์สัญญาณออกมาได้

2.9 ออสซิลโลสโคป

ออสซิลโลสโคปประกอบด้วยหลอดรังสีคาโทด (cathode ray tube) ที่มีแผ่นเบี่ยงเบนแนวตั้งและแนวนอน ซึ่งจะถูกขยายด้วยวงจขยาย จนมีค่าที่สามารถเกิดปรากฏการณ์เบี่ยงเบนของลำอิเล็กตรอน เพื่อให้เกิดภาพได้

จากรูปที่ 2.9.1 จะสังเกตเห็นว่าวงจขยายตามแกนนอน (horizontal amplifier) จะมีสัญญาณอินพุตเข้ามาได้ 2 ทาง สัญญาณหนึ่งนั้นได้จากวงจกวาด (sweep generator) ที่อยู่ภายใน และอีกสัญญาณมาจากภายนอก ส่วนวงจขยายทางแกนตั้ง (vertical amplifier) มีสัญญาณอินพุตเพียงสัญญาณเดียว รูปที่ปรากฏบนจอเกิดจากการป้อนขนาดของสัญญาณเข้าสู่วงจขยายตามแกนตั้ง โดยทำให้เกิดภาพอย่างต่อเนื่องบนจอด้วยการควบคุมการกวาดของสัญญาณที่เข้าสู่แกนนอน



รูปที่ 2.9.1 บล็อกไดอะแกรมพื้นฐานของออสซิลโลสโคป

ในการทดลองสำหรับโครงการนี้ ซึ่งต้องการนำสัญญาณจากวงจรดีเทกเตอร์มาแสดงผลบนจอของออสซิลโลสโคป ดังนั้นจึงใช้ออสซิลโลสโคปในโหมด X-Y เพื่อให้สามารถใช้งานเป็นแบบ X-Y คือแบบไม่มีฐานเวลาภายใน (internal time base) นั่นคือ เราจะป้อนสัญญาณจากวงจรดีเทกเตอร์เข้าสู่วงจขยายตามแกนตั้ง (Y) และป้อนสัญญาณจากภายนอกเข้าควบคุมทางแกนนอน (X) ซึ่งในที่นี้ คือ สัญญาณจากวงจรสร้างเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญูญาติให้มาใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปจันบันใดมาควบคุมจะทำให้เกิดภาพมีลักษณะไม่ต่อเนื่อง (discrete) ซึ่งจะเป็นการแสดงสเปกตรัมของความถี่ต่างๆ ได้โดยประมาณเท่านั้น

จากรูปที่ 2.9.2 เวลา T_0 แรงดันที่แผ่นเบี่ยงเบนแนวนอนจะมีค่าเป็นลบมากที่สุด ซึ่งทำให้ลำอิเล็กตรอนอยู่ทางซ้ายสุดของจอภาพ ในขณะที่เดียวกันแรงดันของคลื่นรูปไซน์ ที่ป้อนไปยังแผ่นเบี่ยงเบนแนวตั้งมีค่า 0 โวลต์

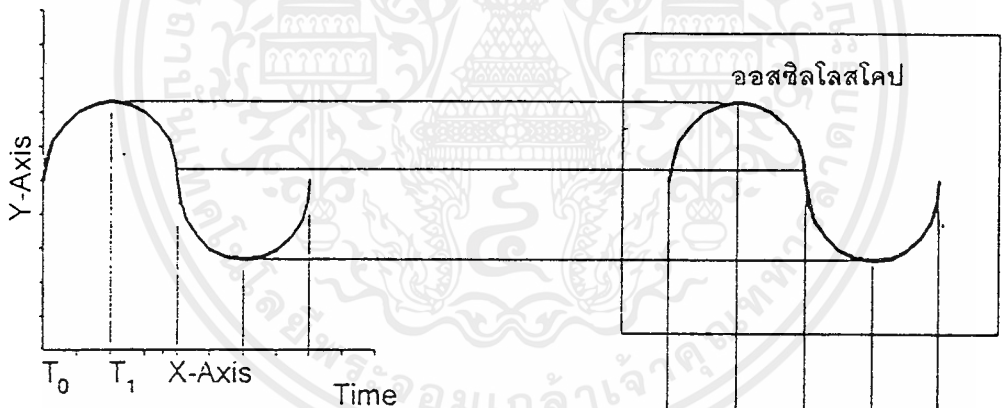
ที่เวลา T_1 แรงดันที่แผ่นเบี่ยงเบนแนวนอนมีค่าเป็นบวกมากขึ้นทำให้ลำอิเล็กตรอนเคลื่อนจากซ้ายไปขวา ในขณะที่เดียวกันแรงดันที่แผ่นเบี่ยงเบนแนวตั้งมีค่าเป็นบวก ซึ่งทำให้ลำอิเล็กตรอนเคลื่อนไปยังด้านบนของจอ

ที่เวลา T_2 คลื่นรูปไซน์มีเฟส 180 องศา ในขณะที่แรงดันของแผ่นเบี่ยงเบนในแนวนอนทำให้ลำอิเล็กตรอน อยู่ที่กึ่งกลางจอ

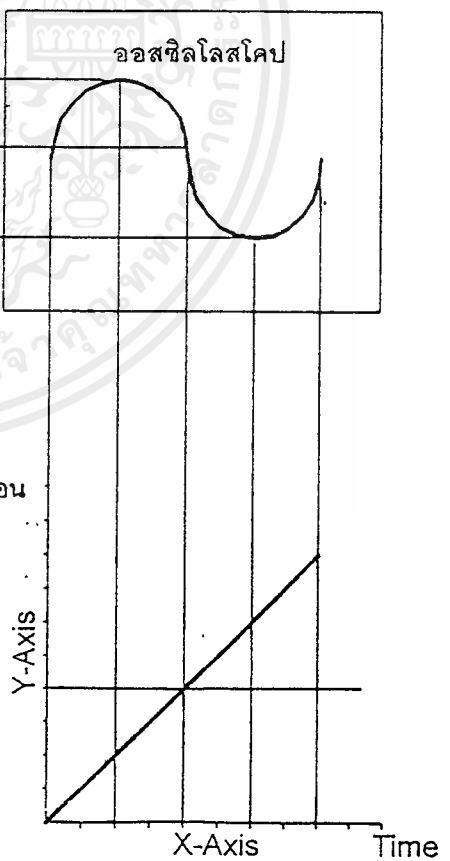
ที่เวลา T_3 และ T_4 ก็อธิบายได้ทำนองเดียวกัน ดังนั้นเราจะได้ว่าถ้าเวลาในการกวาดสัญญาณทางแนวนอน เท่ากับคาบของ 1 คลื่นรูปไซน์แล้ว จอภาพจะปรากฏให้เห็นคลื่นรูปไซน์ 1 รูปเต็มจอ เพราะฉะนั้นรูปคลื่นที่ปรากฏบนจอภาพจะถูกควบคุมด้วยเวลาในการกวาดสัญญาณในแนวนอน

การเกิดภาพบนจอสโคป

สัญญาณในแกนตั้ง



การกวาดในแนวนอน



รูปที่ 2.9.2 แสดงการเกิดภาพบนจอในโหมด X-Y

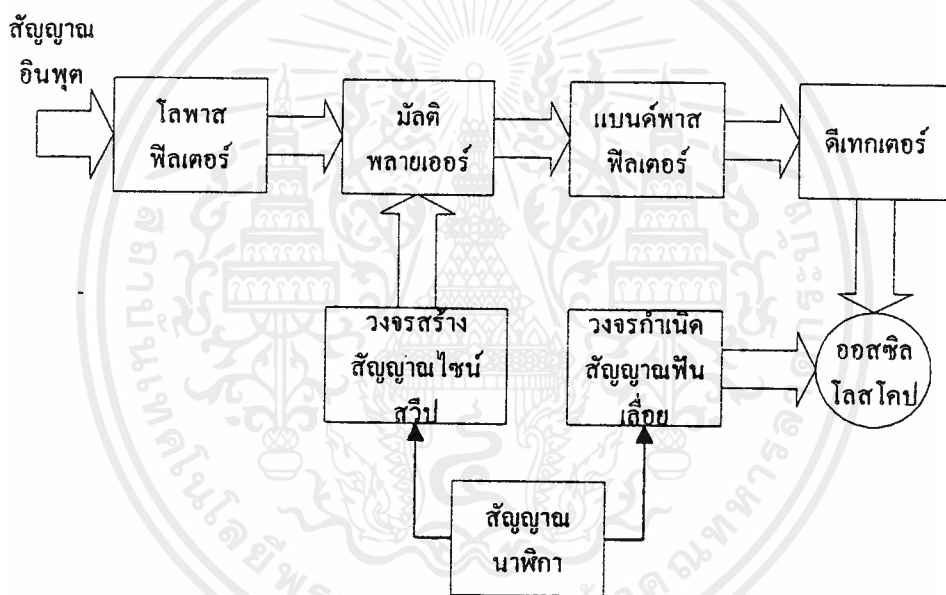
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

3.1 หลักการของออดิโอสเปกตรัมอนาไลเซอร์ที่ใช้ในโครงการนี้

จากหลักการทั่วไปของออดิโอสเปกตรัมอนาไลเซอร์ ที่กล่าวมาแล้วข้างต้นนั้น เป็นหลักการพื้นฐานของออดิโอสเปกตรัมอนาไลเซอร์ แต่สำหรับในโครงการนี้ได้ปรับปรุงในส่วนของออสซิลเลเตอร์และวงจรสร้างสัญญาณรูปฟันเลื่อย โดยใช้ EPROM มาสร้างสัญญาณไซน์ที่กวาดความถี่ตั้งแต่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 120 กิโลเฮิร์ตซ์ และสร้างสัญญาณรูปฟันเลื่อย โดยมีสัญญาณนาฬิกา (clock) ควบคุมทั้ง 2 ส่วนนั้น แสดงบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.1.1



รูปที่ 3.1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของออดิโอสเปกตรัมอนาไลเซอร์ที่ใช้ในโครงการนี้

3.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

วงจรที่ใช้แสดงดังรูปที่ 3.2.1

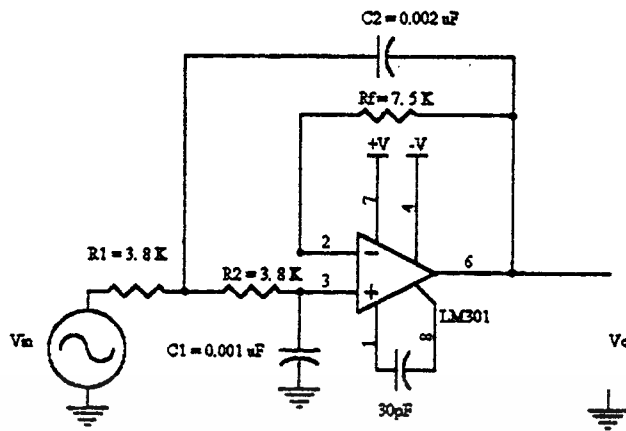
จากสมการ (2.2-12) กำหนดให้ $C_2 = 2C_1, R_1 = R_2$

ดังนั้น
$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{2} R_1 C_1}$$

เราต้องการวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีความถี่คัตออฟอยู่ที่ 30 กิโลเฮิร์ตซ์

และกำหนดให้ $C_1 = 0.001$ ไมโครฟารัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2.1 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

จะได้ว่า

$$2\pi f_p = \frac{1}{\sqrt{2} R_1 \times 0.001 \times 10^{-6}}$$

∴ ความถี่คัตออฟของวงจรนี้ ≈ 30 กิโลเฮิรตซ์

จากสมการ (2.2-11) และ สมการ (2.2-12) ได้ว่า

$$\frac{\omega_p}{Q_p} = \frac{1}{C_2 R_1} + \frac{1}{C_2 R_2}$$

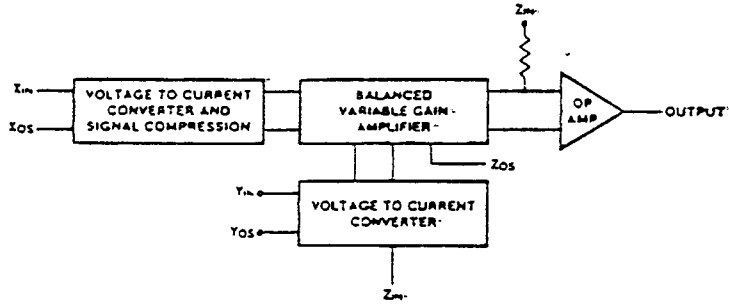
$$\frac{1}{\sqrt{2} R_2 C_1 Q_p} = \frac{1}{C_2} (1/R_1 + 1/R_2)$$

แทนค่า R_2, C_1, C_2

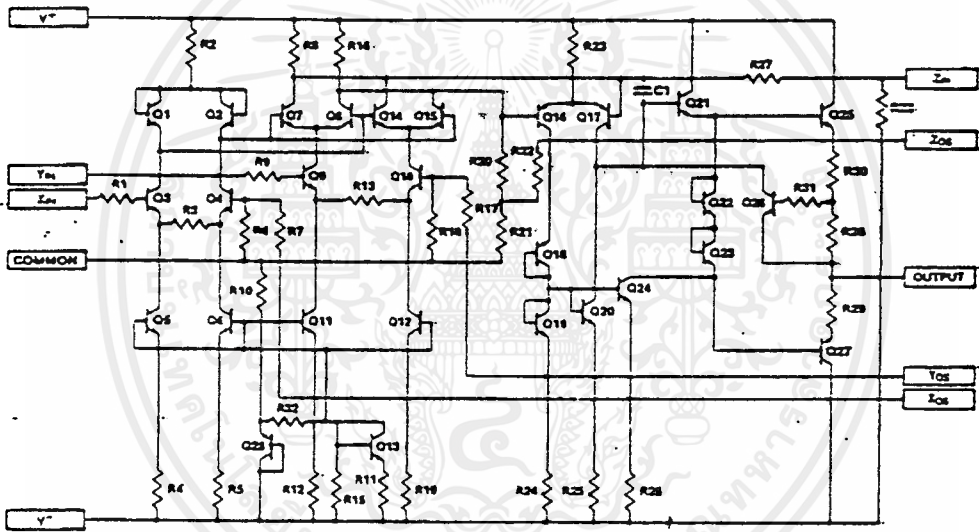
$$\therefore Q_p = 0.707$$

3.3 วงจรมิกเซอร์

ในส่วนของมิกเซอร์นั้น ได้ใช้ไอซีเบอร์ ICL8013 ซึ่งเป็นวงจรคูณสัญญาณอนาล็อกสี่ควอดรันต์ (four quadrant analog multiplier) หลักการทำงานได้อธิบายไว้ในบทที่ 2 โค้ดแแกรมการทำงานของไอซีนีแสดงได้ดังรูปที่ 3.3.1 และวงจรส่วนประกอบภายในไอซีแสดงได้ดังรูปที่ 3.3.2



รูปที่ 3.3.1 แสดงโคอะแกรมการทำงาน (functional diagram)



รูปที่ 3.3.2 แสดงวงจรส่วนประกอบภายในไอซี

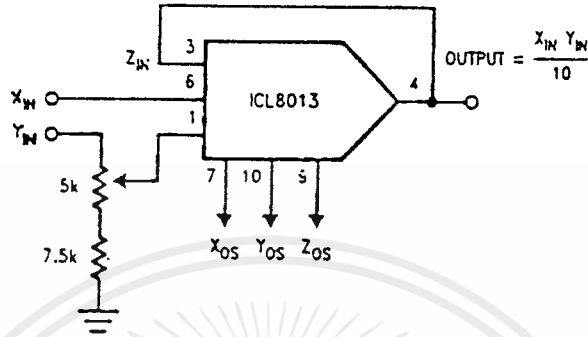
การต่อไอซี ICL8013 เป็นวงจรควบคุมสัญญาณนั้นจะต่อได้ดังรูปที่ 3.3.3 คือ เทอร์มินอล Z จะถูกต่อไปที่เอาต์พุตของออปแอมป์ กระแสเอาต์พุตมอดูเลเตอร์ทั้งหมดจะไหลผ่านตัวต้านทานป้อนกลับ R_{27} และสร้างโวลเตจเอาต์พุตซึ่งเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแส

ก่อนจะใช้งานจะต้องมีการเซตวงจรตามกระบวนการมัลติพลายเออร์ทริมมิ่ง ซึ่งมีขั้นตอนดังนี้

1. เซต $X_{in} = Y_{in} = 0 V$ และปรับ Z_{os} จนกระทั่งได้เอาต์พุตเป็นศูนย์
2. ใส่สัญญาณไซน์ หรือสามเหลี่ยม ความถี่ต่ำ ($\leq 100 Hz$) ขนาด $\pm 10 V$ ที่ Y_{in} โดยที่ $X_{in} = 0 V$ และปรับ X_{os} จนกระทั่งได้เอาต์พุตค่าที่สุด

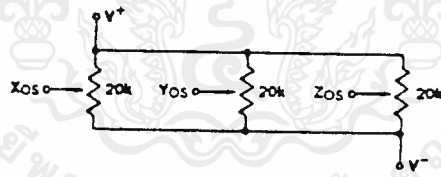
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ใส่สัญญาณไซน์ หรือสามเหลี่ยมที่ใช้ในขั้นตอนที่ 2 ไปที่ X_{IN} โดยที่ $Y_{IN} = 0$ V และปรับ Y_{OS} จนกระทั่งได้เอาต์พุตต่ำที่สุด
4. ปรับ Z_{OS} เหมือนในขั้นตอนที่ 1 อีกครั้ง ถ้าจำเป็น



รูปที่ 3.3.3 การต่อไอซี ICL8013 เป็นวงจรคูณสัญญาณ

จากวงจรในรูปที่ 3.3.3 นั้นจะเห็นว่า มี X_{OS} , Y_{OS} และ Z_{OS} ซึ่งจะได้จากการต่อดังรูปที่ 3.3.4



รูปที่ 3.3.4 การต่อสำหรับค่าออฟเซต

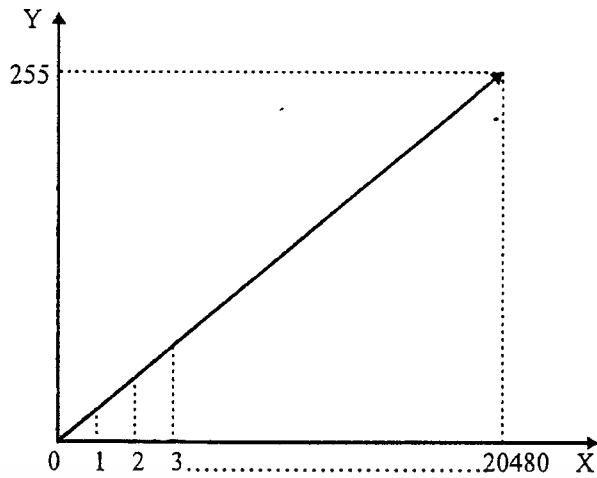
3.4 วงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อย

หลักการสร้างสัญญาณฟันเลื่อย

$$\text{ความชัน (m)} = \frac{Y_0 - Y_1}{X_0 - X_1} = \frac{255 - 0}{20480 - 0} = 0.0125$$

ดังนั้นจะได้สมการเส้นตรง $Y = 0.0125 X$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4.1 กราฟของสัญญาณฟันเลื่อย 20480 ค่า (1 ลูกคลื่น)

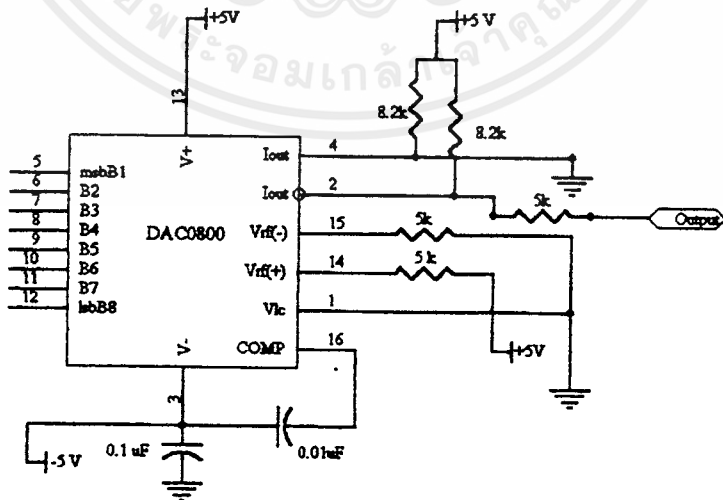
จากกราฟรูปที่ 3.4.1 จะเห็นว่าค่าสูงสุดเท่ากับ 255 โวลต์ แต่ต้องการเป็น 10 โวลต์ ซึ่งสามารถกำหนดค่านี้ได้จากการที่ใช้ DAC0800 โดยใช้ค่าสูงสุดของสัญญาณฟันเลื่อยที่เก็บไว้ในอีพรอม คือ 1111 1111 (255_{10})

$$\begin{aligned}
 \text{จะได้ว่า } I_{OUT} \text{ ที่ขา 4} &= I_{REF} \times 255/256 \\
 &= (10 \text{ V} \times 255) / (5 \text{ K}\Omega \times 256) \\
 &= 1.99 \text{ mA}
 \end{aligned}$$

ซึ่งตัวต้านทานจะถูกต่อที่ ขา 2 และขา 4 ของไอซี ด้วยค่าความต้านทาน 5 กิโลโอห์ม ทำให้ได้ V_{OUT} ดังนี้

$$V_{OUT} = -I_{OUT} \times (5 \text{ K}\Omega) = -10 \text{ โวลต์}$$

การต่อวงจรไอซีแสดงดังรูปที่ 3.4.2



รูปที่ 3.4.2 แสดงวงจรส่วน DAC0800 ของส่วนสร้างสัญญาณฟันเลื่อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การจะเก็บค่าไว้ในอีพรม 20480 ค่า ต้องใช้สัญญาณนาฬิกาอ่านค่าที่เก็บไว้ในอีพรมวนออกมาเพื่อให้ได้เป็นสัญญาณพื่นเลื่อยโดยกำหนดให้มีความถี่เท่ากับ 200 เฮิร์ตซ์

สมมุติใช้สัญญาณนาฬิกา 20480 ลูกในการอ่านค่าข้อมูล 20480 ค่าที่เก็บไว้ในอีพรม และสมมุติว่าสัญญาณนาฬิกา 1 ลูก กินเวลา T_1 วินาที

และเราต้องการให้สัญญาณพื่นเลื่อยมีค่าคาบเวลาเท่ากับ 1/200 วินาที ดังนั้น

$$20480 \times T_1 = 1/200$$

$$T_1 = 1/(20480 \times 200)$$

$$= 0.244 \text{ ไมโครวินาที}$$

ดังนั้น สัญญาณนาฬิกาที่จะใช้ควบคุมจะต้องมีความถี่ = 4.096 เมกะเฮิร์ตซ์

3.5 วงจรสร้างสัญญาณไซน์กวาดความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ - 120 กิโลเฮิร์ตซ์

สัญญาณไซน์ที่กวาดความถี่ได้ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ - 120 กิโลเฮิร์ตซ์ ทำการสร้างแบบเชิงเส้น (linear) โดยให้

$$f_c(t) = at + b$$

เมื่อ $t=0$ ต้องการให้ $f_c(0) = 100$ กิโลเฮิร์ตซ์

ดังนั้น $f_c(t) = at + 10^5$

เมื่อ $t = 1/200$ ต้องการให้ $f_c(t) = 120$ กิโลเฮิร์ตซ์

$$120 \text{ kHz} = a/200 + 10^5$$

$$a = 4 \times 10^6$$

ดังนั้น $f_c(t) = 4 \times 10^6 t + 10^5$

เมื่อ $t = n/x$; n คือ จำนวนจุดของสัญญาณ ไซน์ 20480 จุด

x คือ จำนวนจุดที่ต้องกวาดภายใน 1 วินาที

ที่ $t = 1/200$ หากค่า x จะได้

$$1/200 = 20480/x$$

$$x = 20480 \times 200$$

ดังนั้น $f_c(t) = \frac{4 \times 10^6 \times n}{20480 \times 200} + 10^5$

$$20480 \times 200$$

ดังนั้นจะได้สมการ ไซน์ คือ

$$\text{SIN} \left\{ \omega_c(t) \times t \right\} = \text{SIN} \left\{ 2\pi \left(\frac{4 \times 10^6 \times n}{20480 \times 200} + 10^5 \right) \times \frac{n}{20480 \times 200} \right\}$$

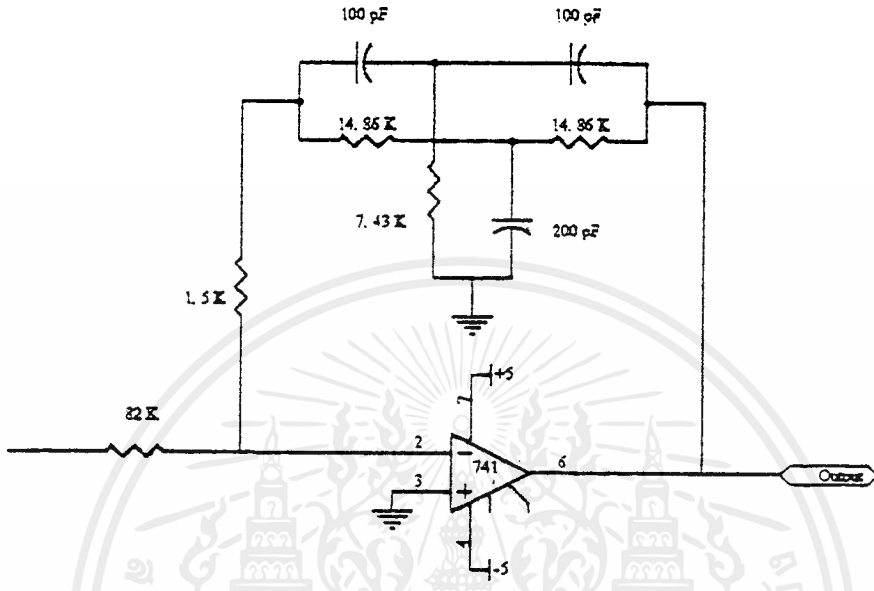
$$= \text{SIN} \left\{ 1.498028113 \times 10^{-6} \times n^2 + 0.153398 \times n \right\}$$

วงจรถ่ายทอดทั้งหมดของส่วนสร้างสัญญาณพื่นเลื่อยและสัญญาณไซน์กวาดความถี่ แสดงได้ดังรูปที่ 3.5.1 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการเชิงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 วงจรกรองความถี่แบบช่วงผ่าน

วงจรกรองความถี่แบบช่วงผ่าน
ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันแสดงดังรูปที่ 3.6.1

สำหรับที่ใช้ในโครงงานนี้ คือ วงจรทวิน-ทีต่อกับวงจรกลับค่า



รูปที่ 3.6.1 แสดงวงจรกรองความถี่แบบช่วงผ่าน

วงจรทวิน-ที ซึ่งมีคุณสมบัติการตอบสนองความถี่ในลักษณะของวงจรกรองความถี่แบบช่วงหยุด สามารถคำนวณหาความถี่ตัดออกได้จากสมการที่ (2.7-12)

$$\omega = \frac{1}{R_1 C_1}$$

ในที่นี้กำหนดให้ $C_1 = 2C_2$, $R_2 = R_1/2$

$$C_1 = 100 \text{ pF}$$

ความถี่ตัดออกที่ต้องการ คือ 100 กิโลเฮิร์ตซ์

จะได้ว่า
$$2\pi \times 100 \times 10^3 = \frac{1}{R_1 \times 100 \times 10^{-12}}$$

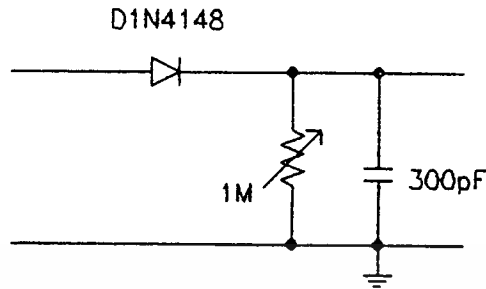
$$\therefore R_1 \approx 15.9 \text{ k}\Omega$$

แต่เนื่องจากความคลาดเคลื่อนของค่าตัวเก็บประจุ และค่าตัวต้านทานในวงจรทวิน-ทีกับวงจรกลับค่า ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน จึงทำให้ในการใช้งานจริงต้องเลือกค่าตัวต้านทานตัวใหม่เป็นค่าประมาณ 14.86 kΩ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7 วงจรดีเทกเตอร์

วงจรดีเทกเตอร์ที่ใช้ในโครงงานนี้แสดงดังรูปที่ 3.7.1



รูปที่ 3.7.1 วงจรดีเทกเตอร์

วงจรดีเทกเตอร์ประกอบด้วยไดโอดเป็นเรกติไฟเออร์ในการดีเทกต์สัญญาณเคมออกมา โดยสัญญาณซิกบวจะสามารถผ่านไดโอดได้ ตัวเก็บประจุและตัวต้านทานปรับค่าได้จะทำหน้าที่ในการกรองสัญญาณให้ผ่านได้เฉพาะความถี่ต่ำ เราสามารถปรับค่าความต้านทานเพื่อให้ได้รูปสัญญาณที่ดีที่สุดได้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 การทดลองวงจรโพลัสฟิลเตอร์

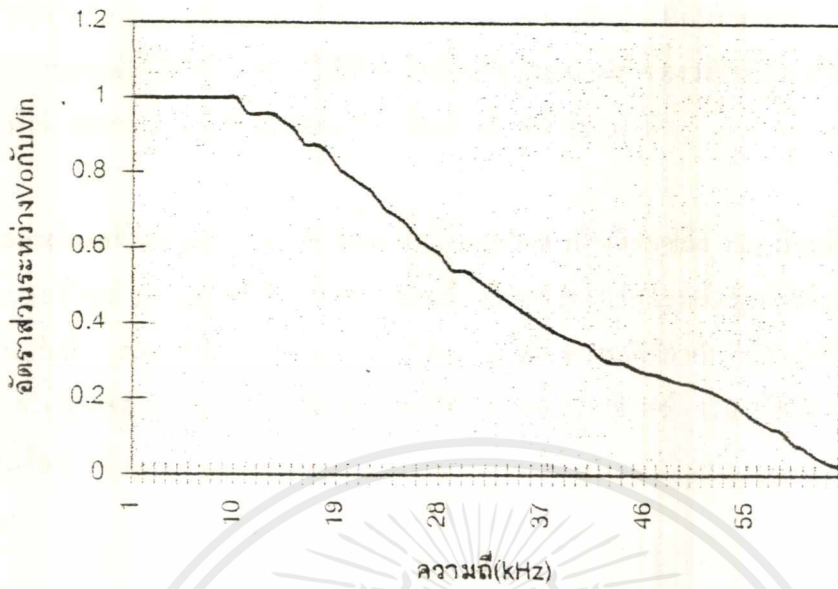
ทำการทดลองเพื่อทดสอบวัดคุณสมบัติของวงจร โพลัสฟิลเตอร์ว่ามีความถี่คัตออฟตรงตามที่กำหนดหรือไม่ การทดลองทำได้โดยป้อนสัญญาณไซน์ที่มีขนาดคงที่เท่ากับ 3 โวลต์ ที่ความถี่หนึ่งๆเข้าไปที่อินพุตของวงจรโพลัสฟิลเตอร์ ทำการเปลี่ยนค่าความถี่ไปเรื่อย ๆ เพื่อดูแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตที่จะเปลี่ยนแปลงไปเพื่อหาจุดคัตออฟ ผลการทดลองแสดงได้ดังตารางที่ 4.1.1

ตารางที่ 4.1.1 แสดงผลการทดลองของวงจรโพลัสฟิลเตอร์

ความถี่ (กิโลเฮิรตซ์)	ขนาดของสัญญาณ (โวลต์)	
	อินพุต	เอาต์พุต
1	3	3
5	3	3
10	3	3
15	3	3
17	3	2.875
20	3	2.750
23	3	2.625
26	3	2.375
28	3	2.250
30	3	2.063
35	3	1.625
40	3	1.375
60	3	0.656
80	3	0.375

จากนั้นนำค่าผลการทดลองที่ได้มาพลอตกราฟ จะได้ดังรูปที่ 4.1.1

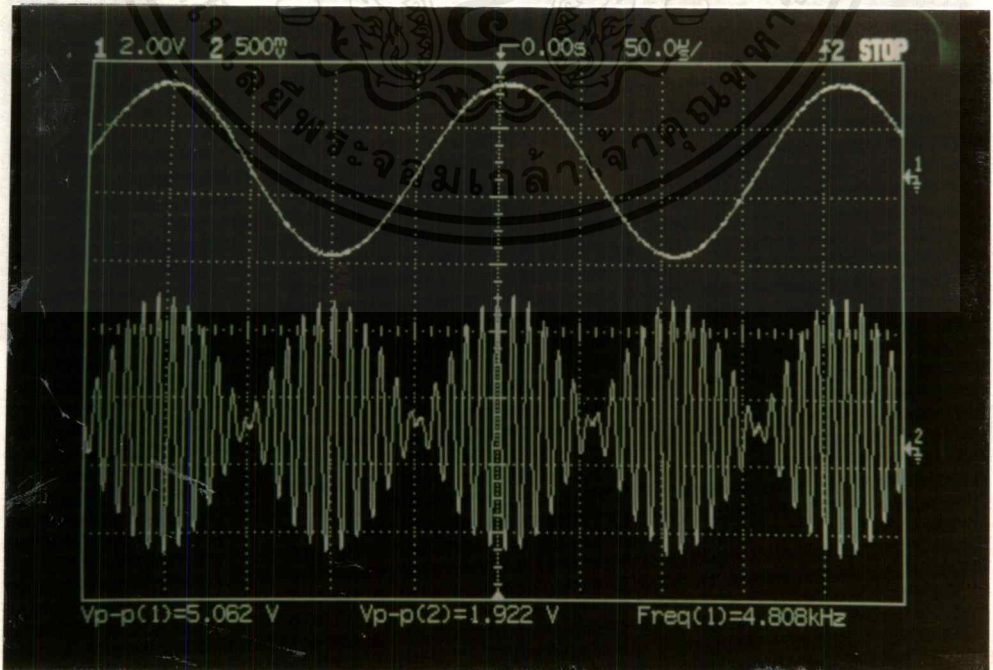
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1.1 กราฟแสดงคุณสมบัติของวงจร โลทาสฟิลเตอร์

4.2 การทดลองวงจรมิกเซอร์

ทำการทดลองโดยป้อนสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณเข้าไปที่วงจรซึ่งต่อโดยใช้ไอซี ICL8013 โดยให้สัญญาณหนึ่งมีความถี่ต่ำซึ่งจะทำหน้าที่เป็นสัญญาณข่าวสาร อีกสัญญาณหนึ่งให้มีความถี่สูงทำหน้าที่เป็นสัญญาณคลื่นพาหะ ผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 4.2.1



รูปที่ 4.2.1 ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณอินพุตความถี่ต่ำและช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณเอาต์-

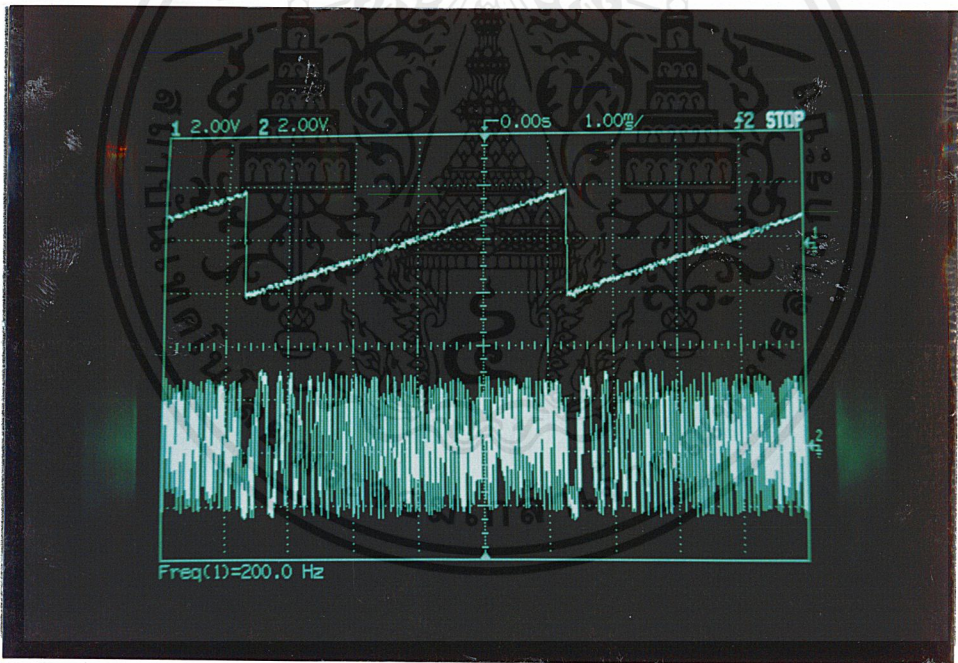
พุทของวงจรมิกเซอร์ การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การทดลองส่วนสร้างสัญญาณฟันเลื่อย

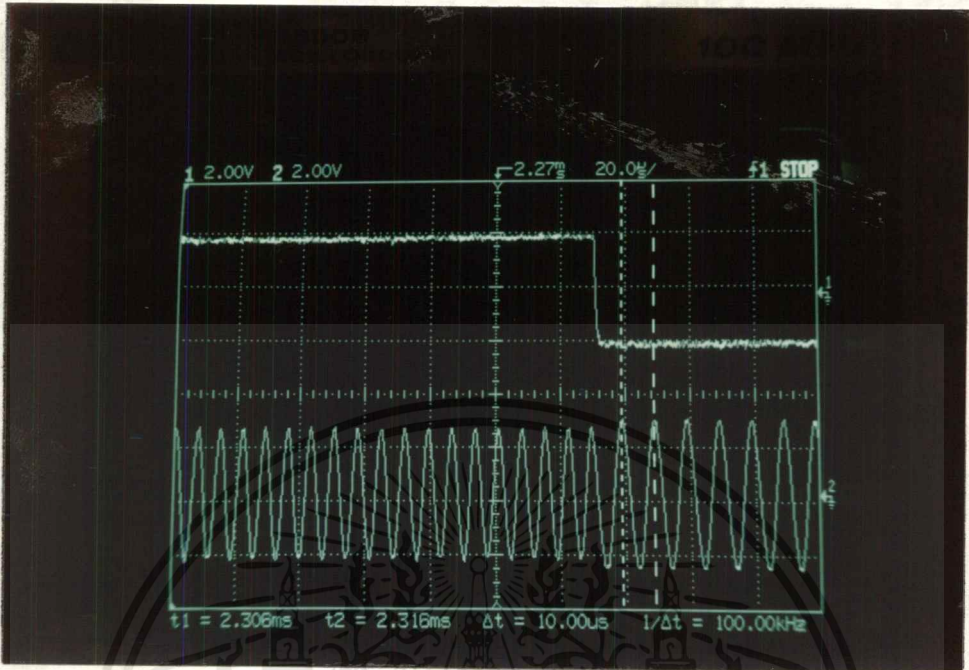
ส่วนสร้างสัญญาณฟันเลื่อยสร้างได้โดยการโปรแกรมข้อมูลให้กับอีพรอม การทดลองทำโดยป้อนสัญญาณนาฬิกาตามค่าที่ได้ออกแบบไว้ให้กับขาอินพุตสัญญาณนาฬิกาของวงจรมัลติไพลีเมอร์ จากนั้นวัดเอาต์พุตที่ส่วนเอาต์พุตสุดท้าย สามารถสร้างสัญญาณฟันเลื่อยที่มีความถี่ 200 เฮิร์ตซ์ได้

4.4 การทดลองส่วนสร้างสัญญาณไซน์ที่กวาดความถี่ตั้งแต่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ถึง 120 กิโลเฮิร์ตซ์

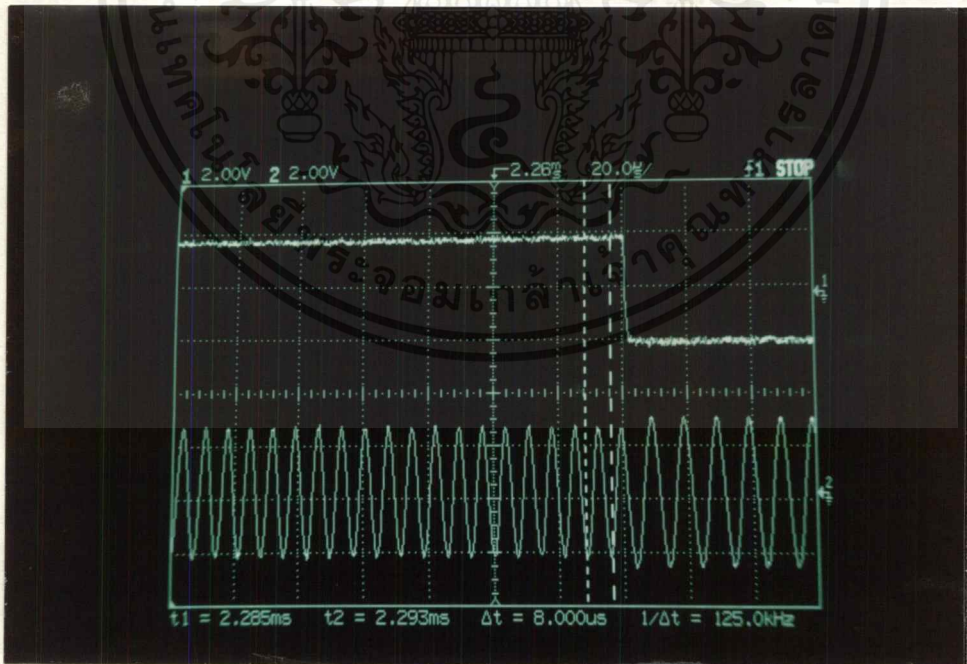
ส่วนสร้างสัญญาณไซน์ที่กวาดความถี่สร้างโดยการโปรแกรมข้อมูลให้กับอีพรอมเช่นเดียวกับสัญญาณฟันเลื่อย การทดลองทำได้โดยป้อนสัญญาณนาฬิกาความถี่เดียวกับที่ป้อนให้กับส่วนสร้างสัญญาณฟันเลื่อย เพื่อให้ช่วงของสัญญาณไซน์ที่กวาดความถี่ตั้งแต่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ - 120 กิโลเฮิร์ตซ์ เท่ากับ 1 คาบของสัญญาณฟันเลื่อย



รูปที่ 4.3.1 แสดงสัญญาณฟันเลื่อยที่สร้างขึ้นเทียบกับสัญญาณไซน์ที่มีการกวาดความถี่ ซึ่งเท่ากับ 1 คาบของสัญญาณฟันเลื่อย โดยใช้สัญญาณนาฬิกาที่มีความถี่เท่ากัน



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.3.2 (ก) และ (ข) แสดงการใช้คอร์เซอร์วัดค่าความถี่เปรียบเทียบกันที่ช่วงต่างกัน เพื่อแสดงเอกสารนี้เป็นเอกสารให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณไซน์ที่มีการกวาดค่าความถี่ใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

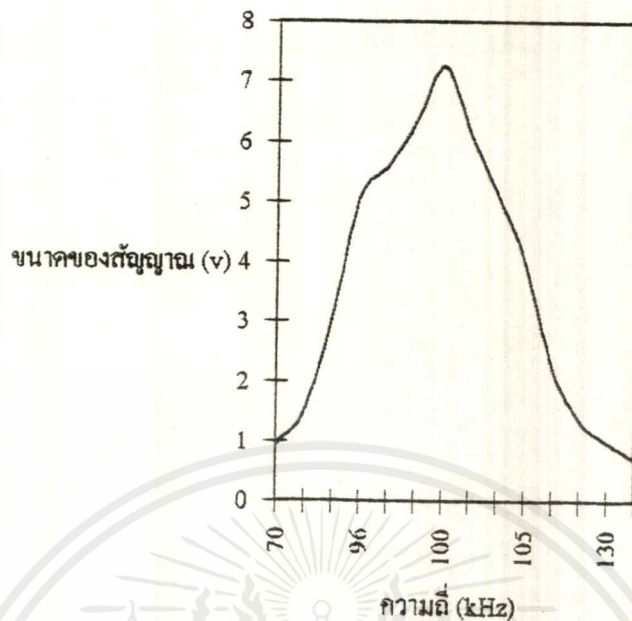
4.5 วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์

ทำการทดลองโดยการป้อนสัญญาณไซน์ขนาด 375 มิลลิโวลต์ ที่ความถี่ต่าง ๆ ให้กับอินพุตของวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ที่ออกแบบให้มีความถี่กลางที่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ แสดงดังรูปที่ 4.5.1

จากตารางที่ 4.5.1 ที่ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ แอมพลิจูดของสัญญาณจะมีมากที่สุด เราสามารถหาแบนด์วิดท์ของวงจรนี้ได้โดยดูความถี่ที่ทำให้แอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตลดลง 0.707 เท่าของแอมพลิจูดเอาต์พุตที่ความถี่กลาง ดังนั้นจากตารางที่ 4.5.1 นี้ จะได้ว่าแบนด์วิดท์มีค่าประมาณ 6 กิโลเฮิร์ตซ์

ตารางที่ 4.5.1 แสดงผลการทดลองของวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์

ความถี่ (กิโลเฮิร์ตซ์)	ขนาดของสัญญาณ (โวลต์)	
	อินพุต(mV)	เอาต์พุต(V)
55	375	0.234
70	375	0.343
80	375	0.562
96	375	1.922
97	375	2.094
98	375	2.375
100	375	2.719
101.5	375	2.297
102.6	375	1.922
105	375	1.500
110	375	0.843
120	375	0.515
128.2	375	0.375



รูปที่ 4.5.1 แสดงคุณสมบัติของวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์

4.6 การทดลองต่อรวมวงจรทุกส่วน

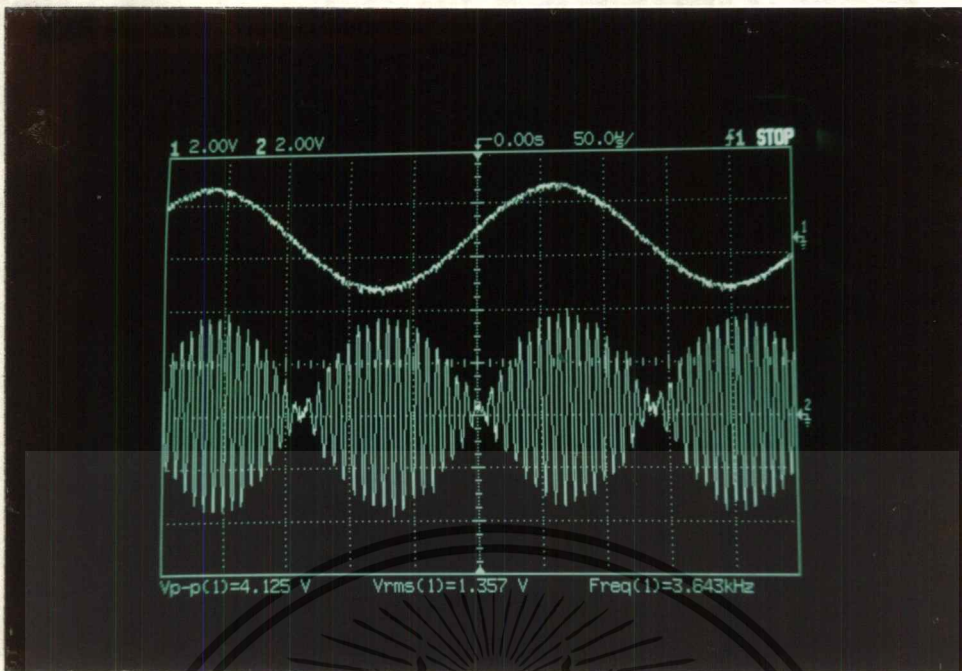
ทำการทดลองโดยการนำวงจรโลพาสฟิลเตอร์, วงจรมิกเซอร์, วงจรสร้างสัญญาณพื้นเลื้อย, วงจรสร้างสัญญาณไซน์กวาดความถี่, วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ และวงจรดีเทกเตอร์ มาต่อรวมกันตามบล็อกไดอะแกรมที่แสดงดังรูปที่ 3.1.1 จากนั้นทำการป้อนสัญญาณอินพุตจากเครื่องกำเนิดความถี่ และทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรมิกเซอร์

สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรโลพาสฟิลเตอร์จะทำหน้าที่เป็นสัญญาณข่าวสาร และสัญญาณไซน์กวาดความถี่จาก 100 กิโลเฮิร์ตซ์ - 120 กิโลเฮิร์ตซ์ จะทำหน้าที่เป็นสัญญาณพาหะของวงจรมิกเซอร์ เอาต์พุตจากวงจรมิกเซอร์แสดงดังรูปที่ 4.6.1

สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์

สัญญาณจากวงจรมิกเซอร์จะเป็นอินพุตของวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ ซึ่งทำหน้าที่กรองความถี่ผ่านที่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ทำการวัดเอาต์พุตของวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์เทียบกับสัญญาณพื้นเลื้อยดังรูปที่ 4.6.2



รูปที่ 4.6.1 ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณออดิโออินพุตที่มีความถี่ 3.643 กิโลเฮิร์ตซ์
ช่องสัญญาณที่ 2 แสดง สัญญาณเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์

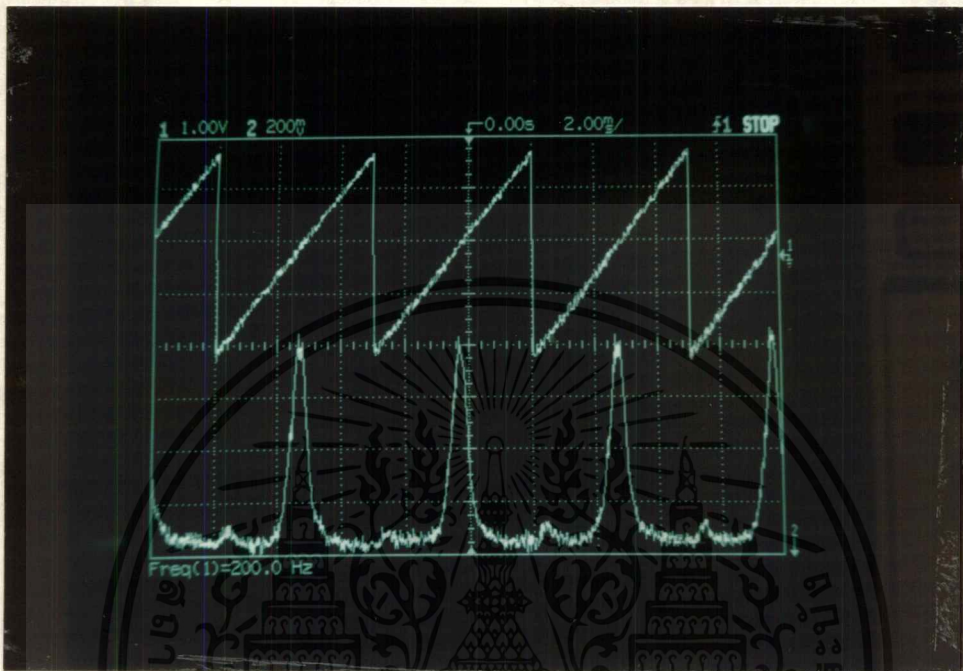


รูปที่ 4.6.2 ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณฟันเลื่อย ช่องสัญญาณที่ 2 แสดง
สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรถิเทกเตอร์

วงจรถิเทกเตอร์ จะยอมให้สัญญาณซีกบวก และสัญญาณที่เป็นความถี่ต่ำผ่านได้ จึงสามารถเห็น กรอบของสัญญาณเอาต์พุตของแบนด์พาสฟิลเตอร์ที่เป็นซีกบวกได้ ดังรูปที่ 4.6.3

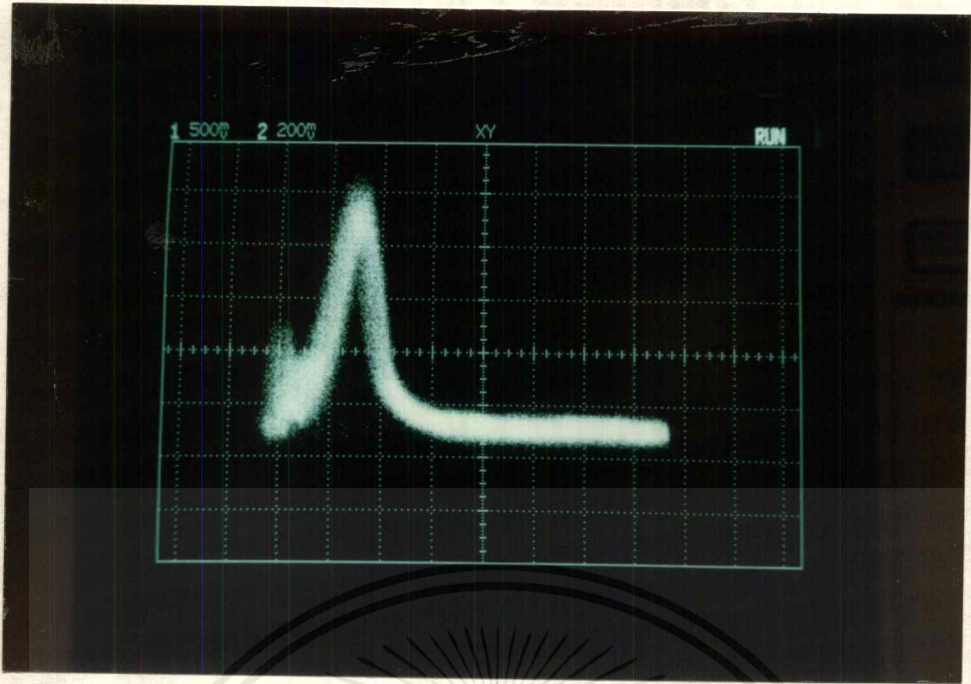


รูปที่ 4.6.3 ช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณฟันเลื่อย ช่องสัญญาณที่ 2 แสดง เอาต์พุตของวงจรถิเทกเตอร์

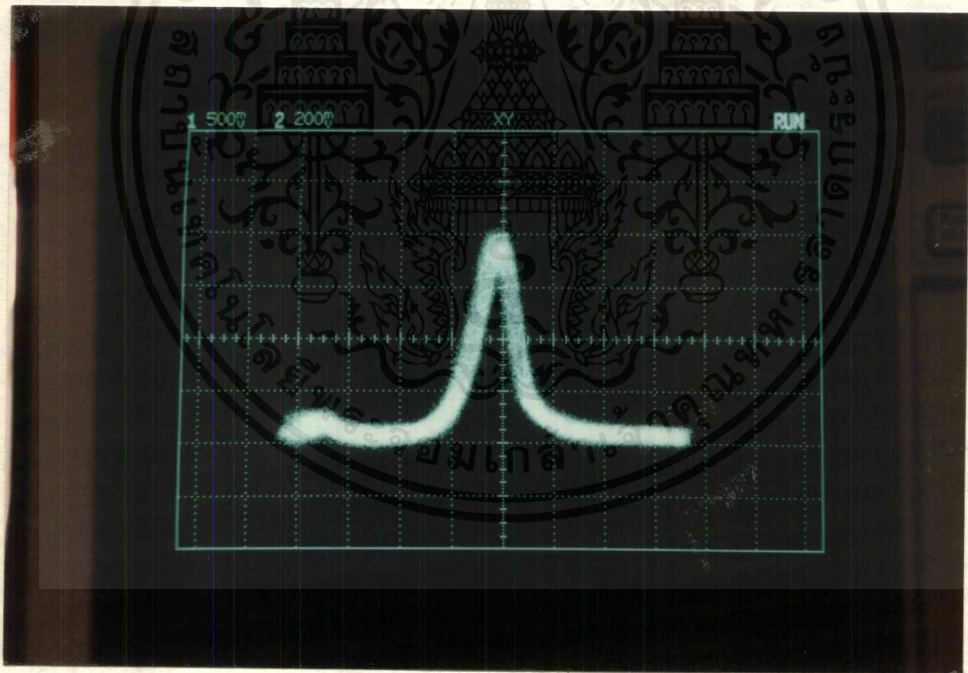
วัตถุประสงค์ของสัญญาณอินพุต

การวัดสเปกตรัมมีขั้นตอนดังนี้

1. ใช้ช่องสัญญาณที่ 1 (X) ของออสซิลโลสโคป วัดสัญญาณฟันเลื่อย
2. ใช้ช่องสัญญาณที่ 2 (Y) ของออสซิลโลสโคป วัดสัญญาณเอาต์พุตของวงจรถิเทกเตอร์
3. ทำการเปลี่ยนโหมดการทำงานของออสซิลโลสโคปให้เป็นโหมด XY ซึ่งจะทำให้สัญญาณฟันเลื่อยที่เราสร้างขึ้นทำหน้าที่ในการควบคุมการสแกนในแนวแกน X ของออสซิลโลสโคปและสัญญาณเอาต์พุตของวงจรถิเทกเตอร์จะควบคุมการแสดงผลในแนวแกน Y
4. เมื่อป้อนสัญญาณอินพุต ก็จะสามารถแสดงสเปกตรัมของสัญญาณได้ ดังรูปที่ 4.6.4 - 4.6.8

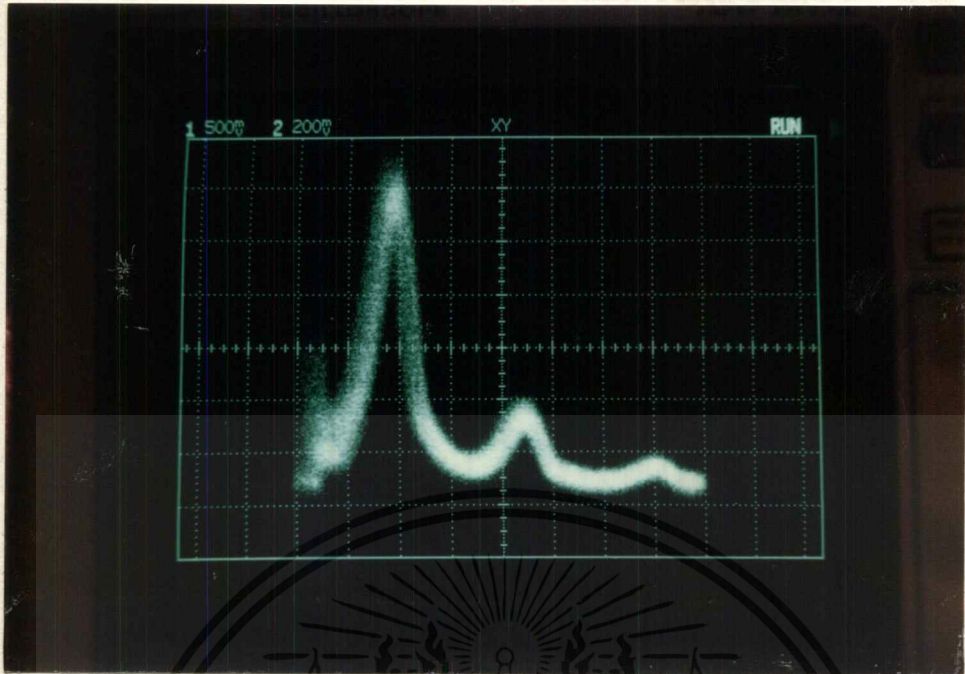


รูปที่ 4.6.4 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณ 6 กิโลเฮิรตซ์

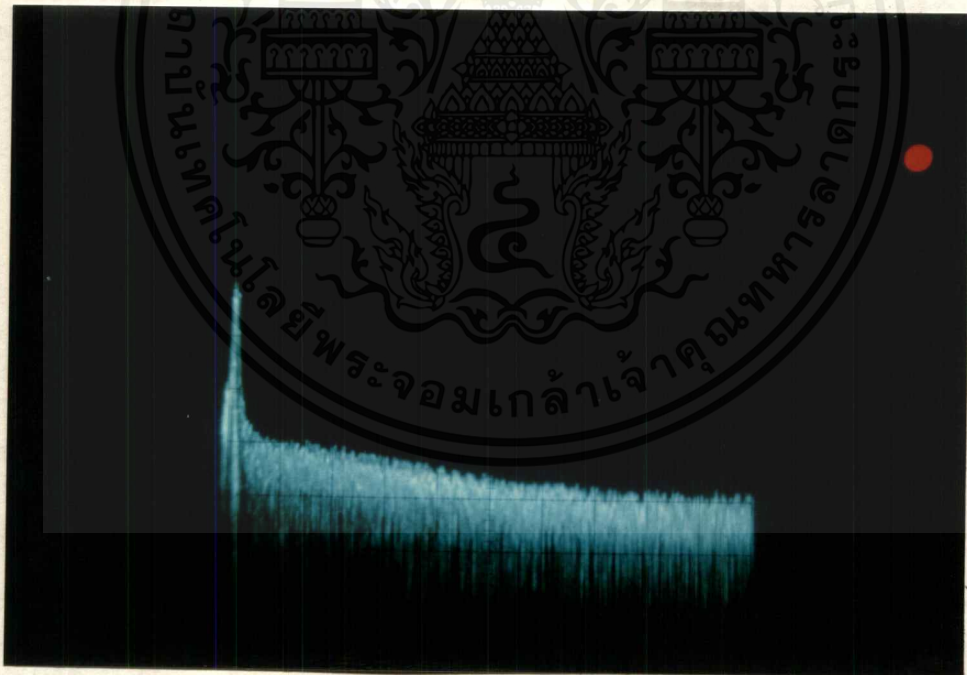


รูปที่ 4.6.5 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณ 19 กิโลเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

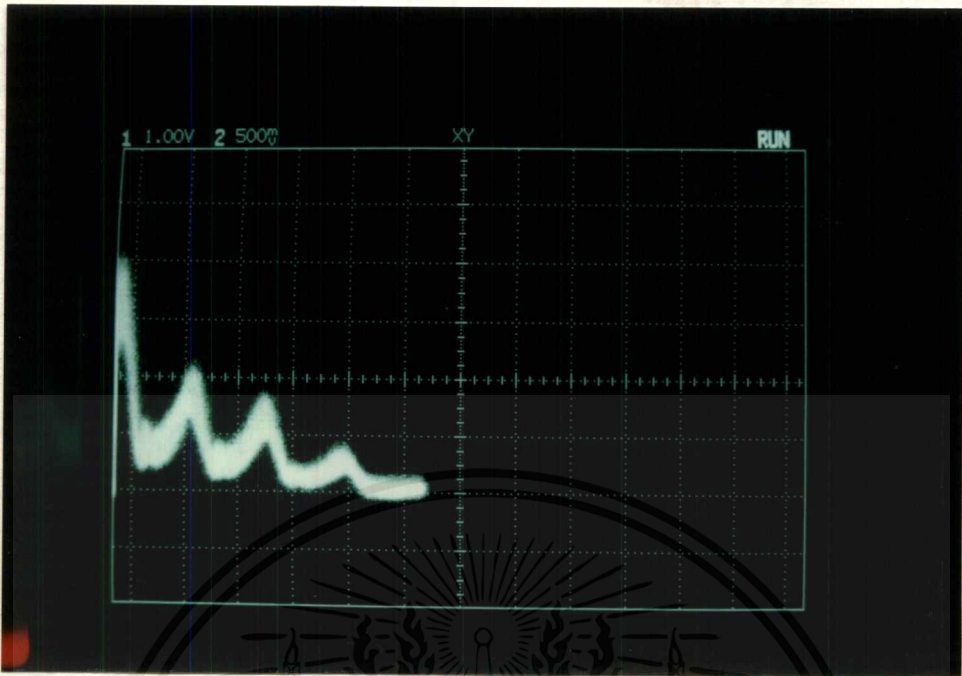


รูปที่ 4.6.6 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณสี่เหลี่ยม ความถี่ 4.7 กิโลเฮิรตซ์



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

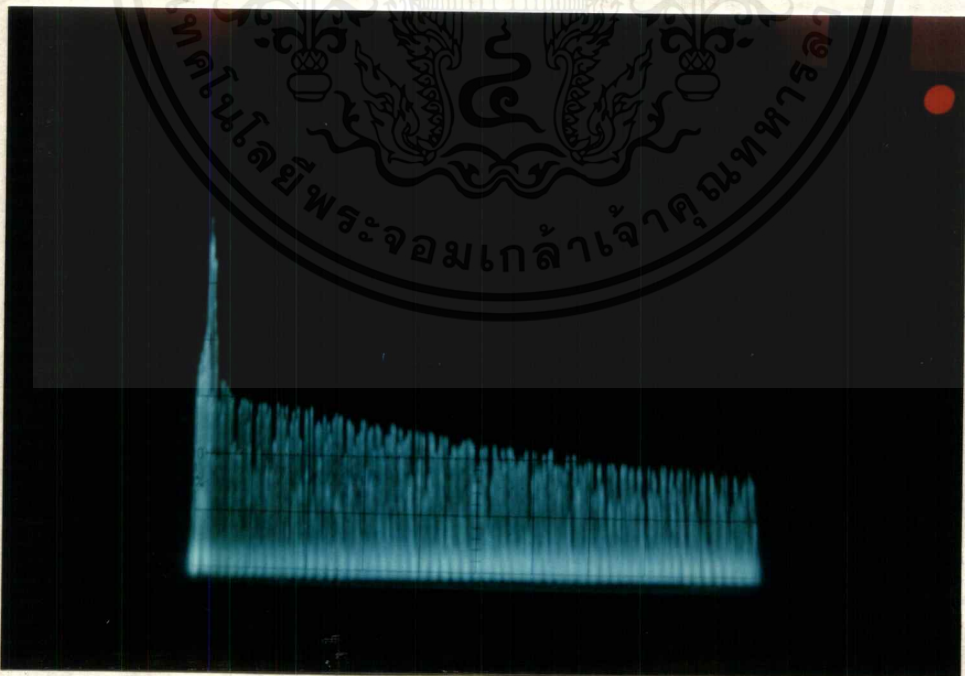


(ข)

รูปที่ 4.6.7 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณสี่เหลี่ยม 20% duty cycle ความถี่ 8.7 กิโลเฮิรตซ์

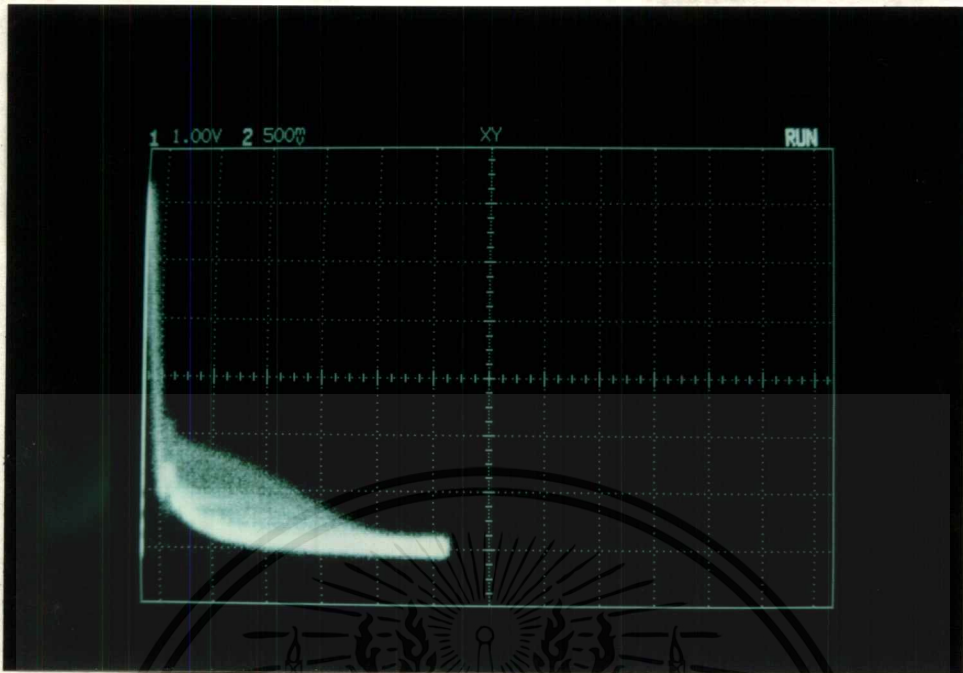
(ก) แสดงสเปกตรัมที่วัดได้จากเครื่องสเปกตรัมอนาลิเซอร์

(ข) แสดงสเปกตรัมที่วัดได้จากเครื่องออกไอเอสเปกตรัมอนาลิเซอร์ที่สร้างในโรงงานนี้



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

รูปที่ 4.6.8 แสดงสเปกตรัมของ pulse train ความถี่ 18 กิโลเฮิร์ตซ์

(ก) แสดงสเปกตรัมที่วัดได้จากเครื่องสเปกตรัมอนาล็อกเซอร์

(ข) แสดงสเปกตรัมที่วัดได้จากเครื่องออสซิลโลสโคปอนาล็อกเซอร์ที่สร้างในโรงงานนี้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และบทสรุป

สรุปการทำงานของวงจรส่วนต่าง ๆ ได้ดังนี้

- วงจรกรองความถี่ต่ำ สามารถกรองความถี่ได้ตามที่ต้องการ คือ มีความถี่คัตออฟที่ 30 กิโลเฮิร์ตซ์ และ ที่ความถี่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ (เป็นส่วนของความถี่ออกไอโอ) แอมพลิฟายของสัญญาณลดลงเพียงเล็กน้อย ซึ่งจะช่วยให้การวิเคราะห์ขนาดขององค์ประกอบของสัญญาณที่ความถี่ต่าง ๆ มีความผิดพลาดน้อย

- วงจรมิกเซอร์ ซึ่งใช้ไอซีเบอร์ ICL8013 เมื่อทำการเซตค่าต่าง ๆ เพื่อให้ไอซีทำงานในโหมดของ มัลติพลายเออร์เรียบร้อยแล้ว วงจรสามารถทำการคูณสัญญาณได้

- วงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อย 200 เฮิร์ตซ์ และ วงจรสร้างสัญญาณไซน์กวาดความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ - 120 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งทั้ง 2 ส่วนใช้วงจรการทำงานเหมือนกันทุกประการ ต่างกันที่ฟังก์ชันการทำงานที่ได้ โปรแกรมไว้ในอีพ롬 และวงจรทั้ง 2 นี้จะต้องถูกควบคุมด้วยสัญญาณนาฬิกาความถี่เท่ากัน เพื่อให้ช่วงการ กวาดความถี่ของสัญญาณไซน์ เท่ากับ 1 คาบของสัญญาณฟันเลื่อยพอดี ซึ่งความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่ คำนวณได้เท่ากับ 4.096 เมกะเฮิร์ตซ์ แต่จากการทดลองช่วงการกวาดความถี่ของสัญญาณไซน์ที่ได้ไม่ตรงตาม ฟังก์ชันที่ได้กำหนดไว้ คือ สามารถกวาดความถี่ได้ในช่วง 100 กิโลเฮิร์ตซ์ - 130 กิโลเฮิร์ตซ์

- วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ ใช้หลักการของทวิน-ที ซึ่งเป็นนอตร์ฟิลเตอร์ที่มีช่วงแบนด์สโตปแคบ มาก ร่วมกับการทำอินเวอร์สทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน ทำให้ได้วงจรแบนด์พาสซึ่งมีช่วงแบนด์วิดท์ 6 กิโลเฮิร์ตซ์

- วงจรดีเทกเตอร์ สามารถดีเทกกรอบของสัญญาณได้ดี โดยในการทดลองจะต้องทำการปรับค่า ความต้านทานปรับค่าได้ เพื่อให้ได้สัญญาณที่ดีที่สุด

- เมื่อต่อรวมวงจรทั้งหมดเข้าด้วยกันสามารถแสดงสเปกตรัมของสัญญาณในช่วงความถี่ออกไอโอได้ดี และจากการที่สัญญาณไซน์มีช่วงการกวาดความถี่เกินช่วงที่กำหนด ทำให้วัดสเปกตรัมได้ในช่วงความถี่ ประมาณ 0 - 40 กิโลเฮิร์ตซ์ คือจะมีช่วงความถี่ที่ใช้งานได้กว้างกว่าช่วงความถี่ออกไอโอ

โครงการออกไอโอสเปกตรัมอนาลิเซอร์ที่ได้สร้างขึ้นนี้ สามารถใช้งานได้ดี แต่หากสามารถสร้าง สัญญาณฟันเลื่อยที่มีความถี่ต่ำกว่านี้ได้ จะสามารถแสดงสเปกตรัมได้ดียิ่งขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICL8013

Four Quadrant Analog Multiplier

GENERAL DESCRIPTION

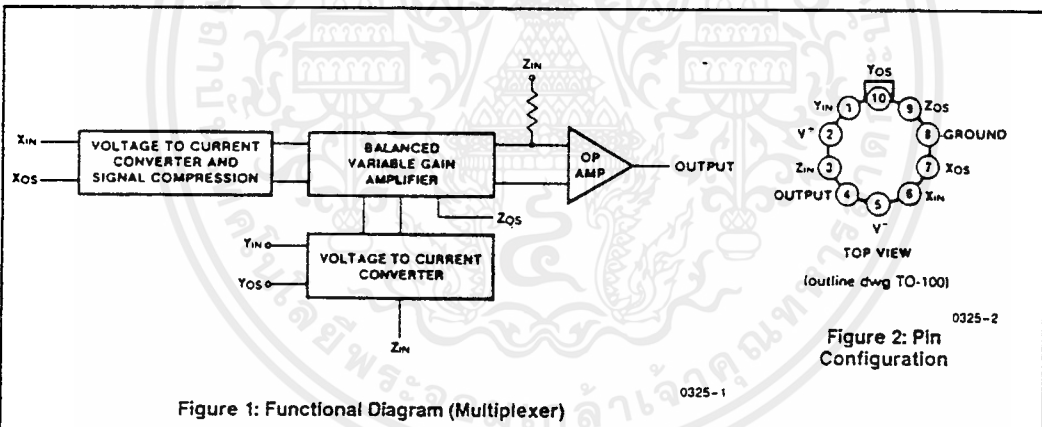
The ICL8013 is a four quadrant analog multiplier whose output is proportional to the algebraic product of two input signals. Feedback around an internal op-amp provides level shifting and can be used to generate division and square root functions. A simple arrangement of potentiometers may be used to trim gain accuracy, offset voltage and feed-through performance. The high accuracy, wide bandwidth, and increased versatility of the ICL8013 make it ideal for all multiplier applications in control and instrumentation systems. Applications include RMS measuring equipment, frequency doublers, balanced modulators and demodulators, function generators, and voltage controlled amplifiers.

FEATURES

- Accuracy of $\pm 0.5\%$ ("A" Version)
- Full $\pm 10V$ Input Voltage Range
- 1MHz Bandwidth
- Uses Standard $\pm 15V$ Supplies
- Built-in Op Amp Provides Level Shifting, Division and Square Root Functions

ORDERING INFORMATION

Part Number	Multiplication Error	Temperature Range	Package
ICL8013AM TX	$\pm 0.5\%$	$-55^\circ C$ to $+125^\circ C$	10-LEAD TO-100
ICL8013BM TX	$\pm 1\%$	$-55^\circ C$ to $+125^\circ C$	
ICL8013CM TX	$\pm 2\%$	$-55^\circ C$ to $+125^\circ C$	
ICL8013AC TX	$\pm 5\%$	$0^\circ C$ to $+70^\circ C$	
ICL8013BC TX	$\pm 1\%$	$0^\circ C$ to $+70^\circ C$	
ICL8013CC TX	$\pm 2\%$	$0^\circ C$ to $+70^\circ C$	



HARRIS SEMICONDUCTOR'S SOLE AND EXCLUSIVE WARRANTY OBLIGATION WITH RESPECT TO THIS PRODUCT SHALL BE THAT STATED IN THE WARRANTY ARTICLE OF THE CONDITION OF SALE. THE WARRANTY SHALL BE EXCLUSIVE AND SHALL BE IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESS, IMPLIED OR STATUTORY, INCLUDING THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR USE.

NOTE: All typical values have been characterized but are not tested.

8-42

302085-003

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICL8013

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	± 18V	Operating Temperature Range:	
Power Dissipation (Note 1)	500mW	ICL8013XC	0°C to +70°C
Input Voltages		ICL8013XM	-55°C to +125°C
(X _{IN} , Y _{IN} , Z _{IN} , X _{OS} , Y _{OS} , Z _{OS})	V _{SUPPLY}	Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
		Lead Temperature (Soldering, 10sec)	300°C

NOTE 1: Derate at 6.8mW/°C for operation at ambient temperature above 75°C.

NOTE: Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Unless otherwise specified T_A = 25°C, V_{SUPPLY} = ± 15V, Gain and Offset Potentiometers Externally Trimmed)

Parameter	Test Conditions	ICL8013A			ICL8013B			ICL8013C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Multiplier Function			$\frac{XY}{10}$			$\frac{XY}{10}$			$\frac{XY}{10}$		
Multiplication Error	-10 < X < 10 -10 < Y < 10			0.5			1.0			2.0	% Full Scale
Divider Function			$\frac{10Z}{X}$			$\frac{10Z}{X}$			$\frac{10Z}{X}$		
Division Error	X = -10 X = -1		0.3 1.5			0.3 1.5			0.3 1.5		% Full Scale % Full Scale
Feedthrough	X = 0, Y = ± 10V Y = 0, X = ± 10V			50 50			100 100			200 150	mV mV
Non-Linearity	X Input		X = 20V _{p-p} Y = ± 10Vdc	± 0.5		± 0.5			± 0.8		%
	Y Input		Y = 20V _{p-p} X = ± 10Vdc	± 0.2		± 0.2			± 0.3		%
Frequency Response Small Signal Bandwidth (-3dB)			1.0			1.0			1.0		MHz
Full Power Bandwidth			750			750			750		kHz
Slew Rate			45			45			45		V/μs
1% Amplitude Error			75			75			75		kHz
1% Vector Error (0.5° Phase Shift)			5			5			5		kHz
Settling Time (to ± 2% of Final Value)	V _{IN} = ± 10V		1			1			1		μs
Overload Recovery (to ± 2% of Final Value)			1			1			1		μs
Output Noise	5 Hz to 10 kHz		0.6			0.6			0.6		mV rms
	5 Hz to 5 MHz		3			3			3		mV rms
Input Resistance	X Input	V _{IN} = 0V	10			10			10		MΩ
	Y Input		6			6			6		MΩ
	Z Input		36			36			36		kΩ
Input Bias Current	X or Y Input	V _{IN} = 0V	2	5		7.5			10		μA
	Z Input		25			25			25		μA
Power Supply Variation	Multiplication Error		0.2			0.2			0.2		%/%
	Output Offset			50			75			100	mV/V
	Scale Factor		0.1			0.1			0.1		%/%
Quiescent Current			3.5	6.0		3.5	6.0		3.5	6.0	mA

NOTE: All typical values have been characterized but are not tested.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICL8013

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Unless otherwise specified $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{\text{SUPPLY}} = \pm 15\text{V}$, Gain and Offset Potentiometers Externally Trimmed) (Continued)

Parameter	Test Conditions	ICL8013A			ICL8013B			ICL8013C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
The Following Specifications Apply Over the Operating Temperature Ranges											
Multiplication Error	$-10\text{V} < X_{\text{IN}} < 10\text{V}$, $-10\text{V} < Y_{\text{IN}} < 10\text{V}$		1.5		2		3				% Full Scale
Average Temperature Coefficients	Accuracy		0.06		0.06		0.06				%/°C
	Output Offset		0.2		0.2		0.2				mV/°C
	Scale Factor		0.04		0.04		0.04				%/°C
Input Bias Current	X or Y Input	$V_{\text{IN}} = 0\text{V}$		5		5		10			μA
	Z Input			25		25		35			μA
Input Voltage (X, Y, or Z)			± 10		± 10		± 10				V
Output Voltage Swing	$R_L \geq 2\text{k}\Omega$ $C_L < 1000\text{pF}$		± 10		± 10		± 10				V

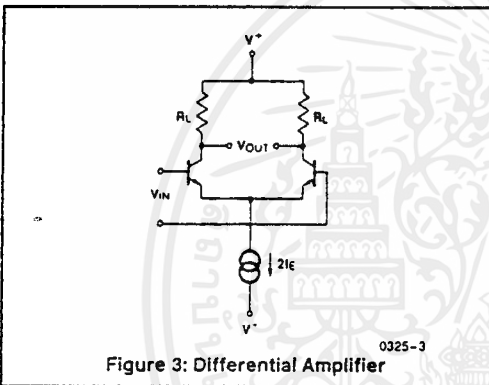


Figure 3: Differential Amplifier

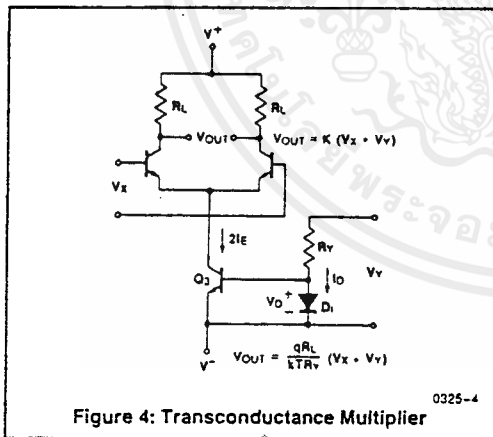


Figure 4: Transconductance Multiplier

DETAILED DESCRIPTION

The fundamental element of the ICL8013 multiplier is the bipolar differential amplifier of Figure 3.

The small signal differential voltage gain of this circuit is given by

$$A_V = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} = \frac{R_L}{r_e}$$

$$\text{Substituting } r_e = \frac{1}{g_m} = \frac{kT}{qI_E}$$

$$V_{\text{OUT}} = V_{\text{IN}} \frac{R_L}{r_e} = V_{\text{IN}} \cdot \frac{qI_E R_L}{kT}$$

The output voltage is thus proportional to the product of the input voltage V_{IN} and the emitter current I_E . In the simple transconductance multiplier of Figure 4, a current source comprising Q_3 , D_1 , and R_V is used. If V_Y is large compared with the drop across D_1 , then

$$I_D \sim \frac{V_Y}{R_V} = 2I_E \text{ and}$$

$$V_{\text{OUT}} = \frac{qR_L}{kTR_V} (V_X + V_Y)$$

There are several difficulties with this simple modulator:

- 1: V_Y must be positive and greater than V_D .
- 2: Some portion of the signal at V_X will appear at the output unless $I_E = 0$.
- 3: V_X must be a small signal for the differential pair to be linear.
- 4: The output voltage is not centered around ground.

The first problem relates to the method of converting the V_Y voltage to a current to vary the gain of the V_X differential pair. A better method, Figure 5, uses another differential pair but with considerable emitter degeneration. In this cir-

NOTE: All typical values have been characterized but are not tested.

cuit the differential input voltage appears across the common emitter resistor, producing a current which adds or subtracts from the quiescent current in either collector. This type of voltage to current converter handles signals from 0 volts to ± 10 volts with excellent linearity.

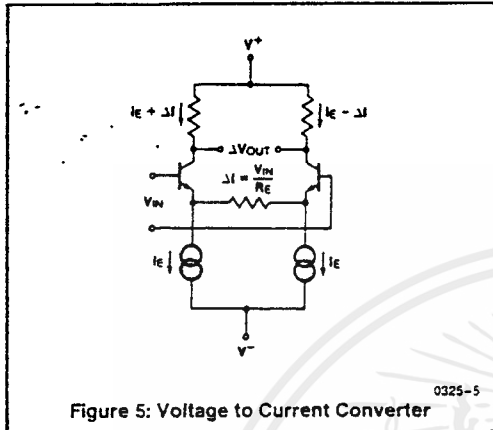


Figure 5: Voltage to Current Converter

The second problem is called feedthrough; i.e. the product of zero and some finite input signal does not produce zero output voltage. The circuit whose operation is illustrated by Figures 6A, B, and C overcomes this problem and forms the heart of many multiplier circuits in use today.

This circuit is basically two matched differential pairs with cross coupled collectors. Consider the case shown in 6A of exactly equal current sources biasing the two pairs. With a small positive signal at V_{IN} , the collector current of Q_1 and Q_4 will increase but the collector currents of Q_2 and Q_3 will decrease by the same amount. Since the collectors are cross coupled the current through the load resistors remains unchanged and independent of the V_{IN} input voltage.

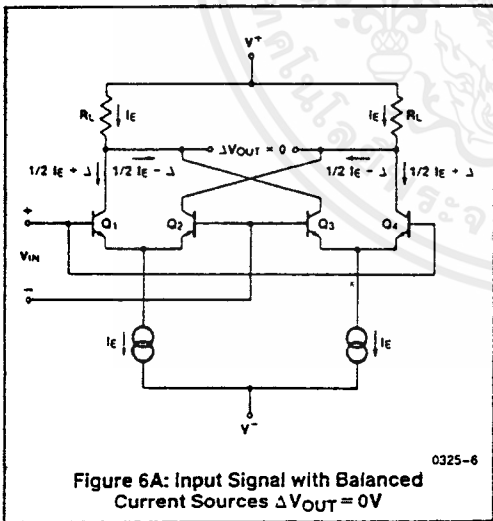


Figure 6A: Input Signal with Balanced Current Sources $\Delta V_{OUT} = 0V$

In Figure 6B, notice that with $V_{IN} = 0$ any variation in the ratio of biasing current sources will produce a common mode voltage across the load resistors. The differential output voltage will remain zero. In Figure 6C we apply a differential input voltage with unbalanced current sources. If I_{E1} is twice I_{E2} , the gain of differential pair Q_1 and Q_2 is twice the gain of pair Q_3 and Q_4 . Therefore, the change in cross coupled collector currents will be unequal and a differential output voltage will result. By replacing the separate biasing current sources with the voltage to current converter of Figure 5 we have a balanced multiplier circuit capable of four quadrant operation (Figure 7).

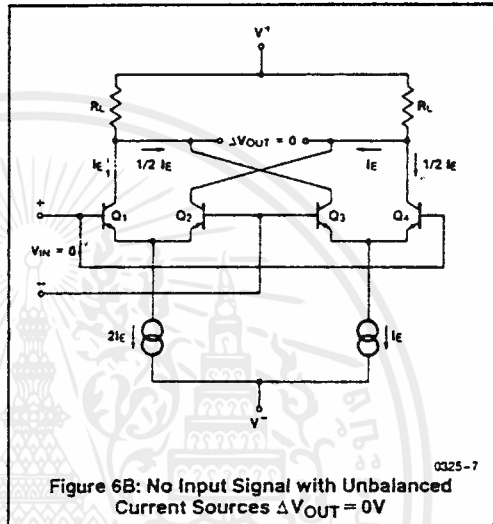


Figure 6B: No Input Signal with Unbalanced Current Sources $\Delta V_{OUT} = 0V$

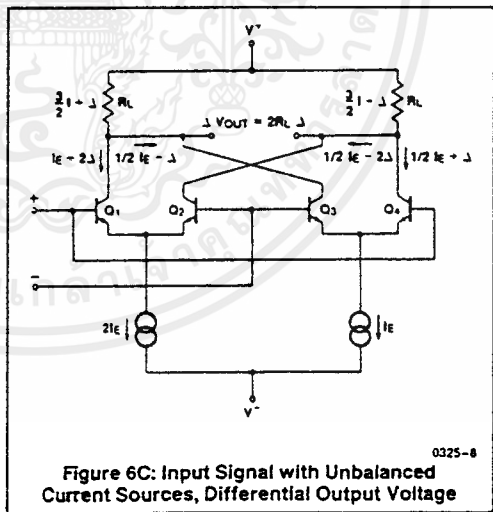


Figure 6C: Input Signal with Unbalanced Current Sources, Differential Output Voltage

NOTE: All typical values have been characterized but are not tested.

This circuit of Figure 7 still has the problem that the input voltage V_{IN} must be small to keep the differential amplifier in the linear region. To be able to handle large signals, we need an amplitude compression circuit.

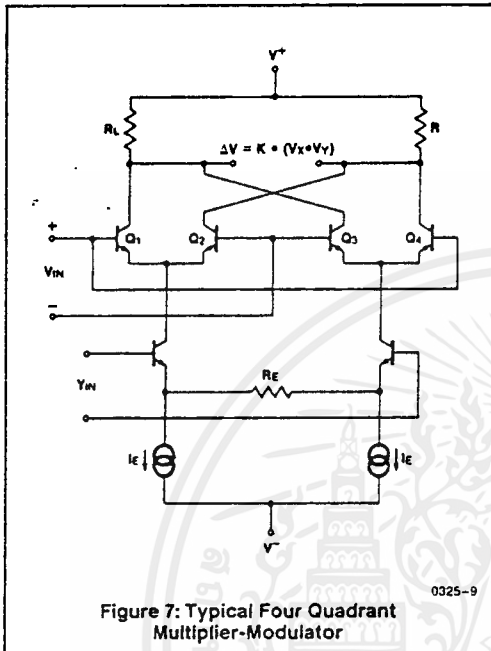


Figure 7: Typical Four Quadrant Multiplier-Modulator

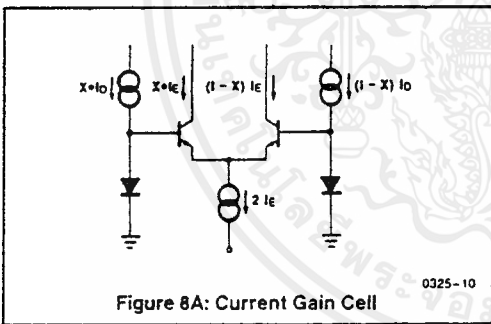


Figure 8A: Current Gain Cell

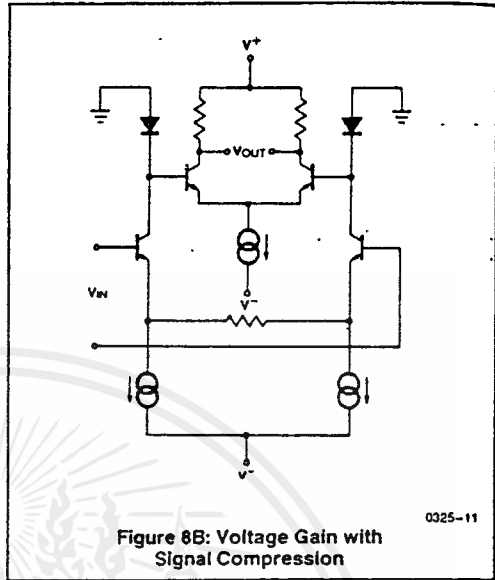


Figure 8B: Voltage Gain with Signal Compression

Figure 4 showed a current source formed by relying on the matching characteristics of a diode and the emitter base junction of a transistor. Extension of this idea to a differential circuit is shown in Figure 8A. In a differential pair, the input voltage splits the biasing current in a logarithmic ratio. (The usual assumption of linearity is useful only for small signals.) Since the input to the differential pair in Figure 8A is the difference in voltage across the two diodes, which in turn is proportional to the log of the ratio of drive currents, it follows that the ratio of diode currents and the ratio of collector currents are linearly related and independent of amplitude. If we combine this circuit with the voltage to current converter of Figure 5, we have Figure 8B. The output of the differential amplifier is now proportional to the input voltage over a large dynamic range, thereby improving linearity while minimizing drift and noise factors.

The complete schematic is shown in Figure 9. The differential pair Q_3 and Q_4 form a voltage to current converter whose output is compressed in collector diodes Q_1 and Q_2 . These diodes drive the balanced cross-coupled differential amplifier Q_7/Q_8 Q_{14}/Q_{15} . The gain of these amplifiers is modulated by the voltage to current converter Q_9 and Q_{10} . Transistors Q_5 , Q_6 , Q_{11} , and Q_{12} are constant current sources which bias the voltage to current converter. The output amplifier comprises transistors Q_{16} through Q_{27} .

NOTE: All typical values have been characterized but are not tested.

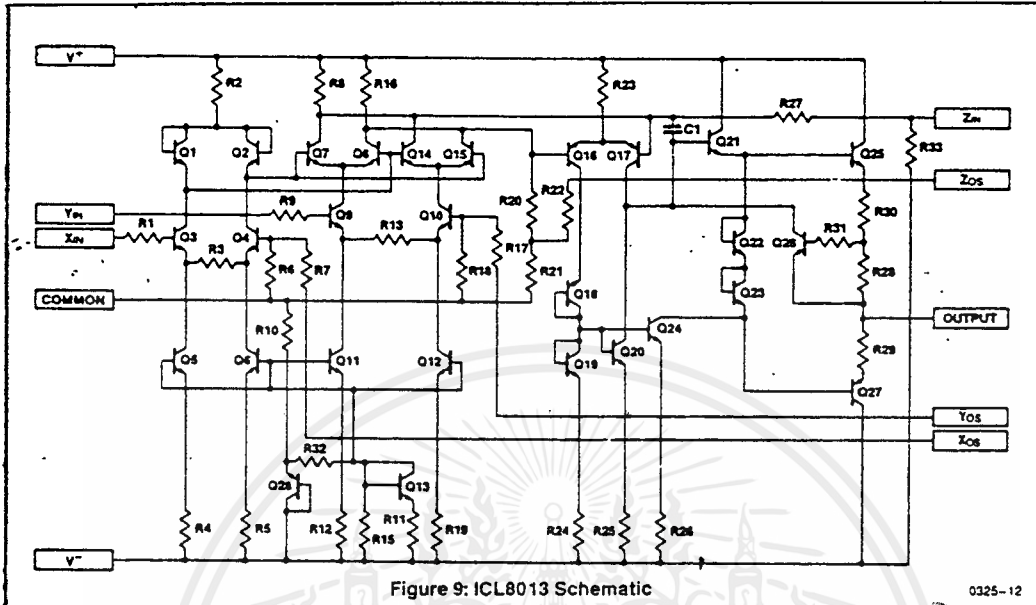


Figure 9: ICL8013 Schematic

0325-12

MULTIPLICATION

In the standard multiplier connection, the Z terminal is connected to the op amp output. All of the modulator output current thus flows through the feedback resistor R27 and produces a proportional output voltage.

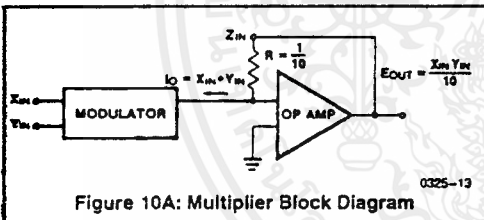


Figure 10A: Multiplier Block Diagram

0325-13

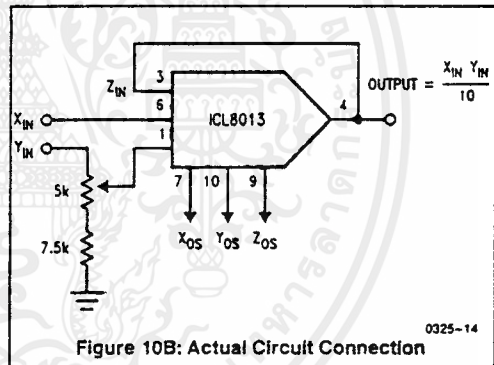


Figure 10B: Actual Circuit Connection

0325-14

Multiplier Trimming Procedure

1. Set $X_{IN} = Y_{IN} = 0V$ and adjust Z_{OS} for zero Output.
2. Apply a $\pm 10V$ low frequency ($\leq 100Hz$) sweep (sine or triangle) to Y_{IN} with $X_{IN} = 0V$, and adjust X_{OS} for minimum output.
3. Apply the sweep signal of Step 2 to X_{IN} with $Y_{IN} = 0V$ and adjust Y_{OS} for minimum Output.
4. Readjust Z_{OS} as in Step 1, if necessary.
5. With $X_{IN} = 10.0V$ DC and the sweep signal of Step 2 applied to Y_{IN} , adjust the Gain potentiometer for Output = Y_{IN} . This is easily accomplished with a differential scope plug-in (A + B) by inverting one signal and adjusting Gain control for (Output - Y_{IN}) = Zero.

DIVISION

If the Z terminal is used as an input, and the output of the op-amp connected to the Y input, the device functions as a divider. Since the input to the op-amp is at virtual ground, and requires negligible bias current, the overall feedback forces the modulator output current to equal the current produced by Z.

$$\text{Therefore } I_O = X_{IN} \cdot Y_{IN} = \frac{Z_{IN}}{R} = 10Z_{IN}$$

$$\text{Since } Y_{IN} = E_{OUT}, E_{OUT} = \frac{10Z_{IN}}{X_{IN}}$$

NOTE: All typical values have been characterized but are not tested.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICL8013

Note that when connected as a divider, the X input must be a negative voltage to maintain overall negative feedback.

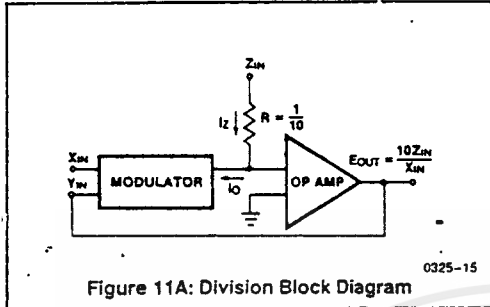


Figure 11A: Division Block Diagram

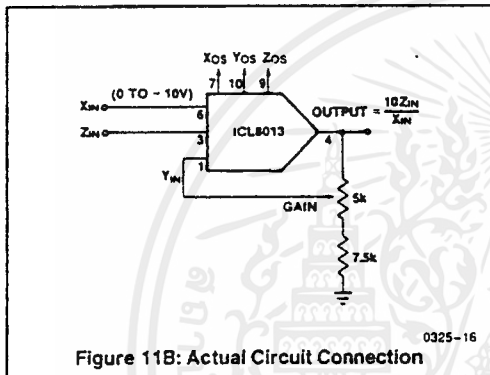


Figure 11B: Actual Circuit Connection

SQUARING

The squaring function is achieved by simply multiplying with the two inputs tied together. The squaring circuit may also be used as the basis for a frequency doubler since $\cos^2 \omega t = \frac{1}{2} (\cos 2\omega t + 1)$.

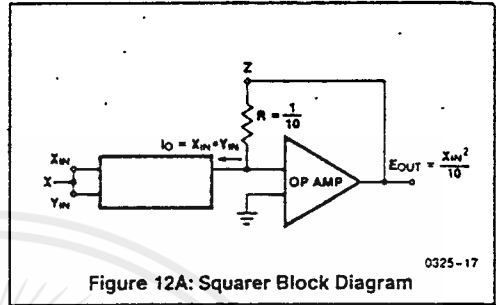


Figure 12A: Squarer Block Diagram

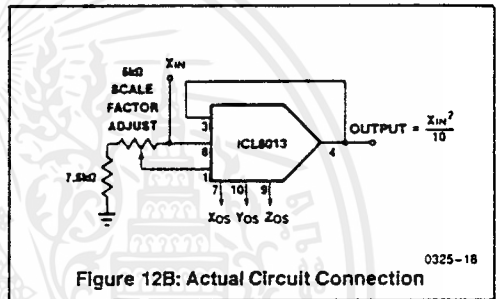


Figure 12B: Actual Circuit Connection

Divider Trimming Procedure

1. Set trimming potentiometers at mid-scale by adjusting voltage on pins 7, 9 and 10 (X_{OS} , Y_{OS} , Z_{OS}) for zero volts.
2. With $Z_{IN} = 0V$, trim Z_{OS} to hold the Output constant, as X_{IN} is varied from $-10V$ through $-1V$.
3. With $Z_{IN} = 0V$ and $X_{IN} = -10.0V$ adjust Y_{OS} for zero Output voltage.
4. With $Z_{IN} = X_{IN}$ (and/or $Z_{IN} = -X_{IN}$) adjust X_{OS} for minimum worst-case variation of Output, as X_{IN} is varied from $-10V$ to $-1V$.
5. Repeat Steps 2 and 3 if Step 4 required a large initial adjustment.
6. With $Z_{IN} = X_{IN}$ (and/or $Z_{IN} = -X_{IN}$) adjust the gain control until the output is the closest average around $+10.0V$ ($-10V$ for $Z_{IN} = -X_{IN}$) as X_{IN} is varied from $-10V$ to $-3V$.

SQUARE ROOT

Tying the X and Y inputs together and using overall feedback from the Op Amp results in the square root function. The output of the modulator is again forced to equal the current produced by the Z input.

$$I_O = X_{IN} * Y_{IN} = (-E_{OUT})^2 = 10Z_{IN}$$

$$E_{OUT} = -\sqrt{10Z_{IN}}$$

The output is a negative voltage which maintains overall negative feedback. A diode in series with the Op Amp output prevents the latchup that would otherwise occur for negative input voltages.

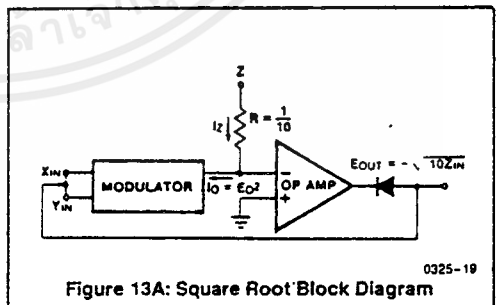


Figure 13A: Square Root Block Diagram

NOTE: All typical values have been characterized but are not tested.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICL8013

TYPICAL APPLICATIONS

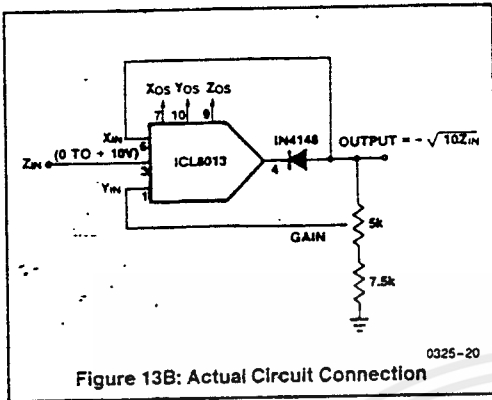


Figure 13B: Actual Circuit Connection

Square Root Trimming Procedure

1. Connect the ICL8013 in the *Divider* configuration.
2. Adjust Z_{OS} , Y_{OS} , X_{OS} , and Gain using Steps 1 through 6 of *Divider Trimming Procedure*.
3. Convert to the *Square Root* configuration by connecting X_{IN} to the Output and inserting a diode between Pin 4 and the Output node.
4. With $Z_{IN} = 0V$ adjust Z_{OS} for zero Output voltage.

VARIABLE GAIN AMPLIFIER

Most applications for the ICL8013 are straight forward variations of the simple arithmetic functions described above. Although the circuit description frequently disguises the fact, it has already been shown that the frequency doubler is nothing more than a squaring circuit. Similarly the variable gain amplifier is nothing more than a multiplier, with the input signal applied at the X input and the control voltage applied at the Y input.

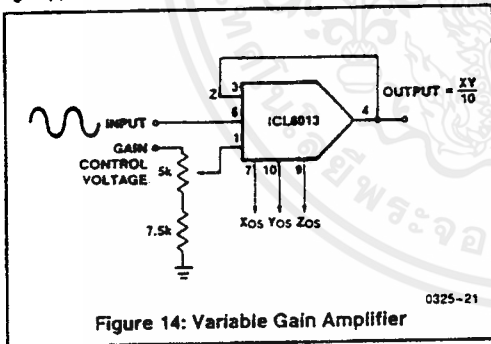


Figure 14: Variable Gain Amplifier

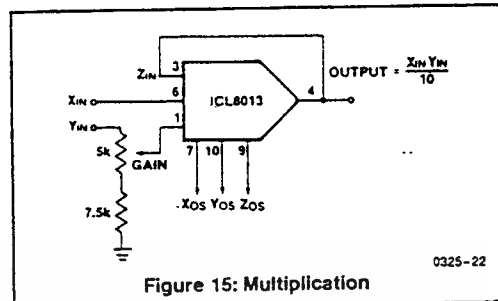


Figure 15: Multiplication

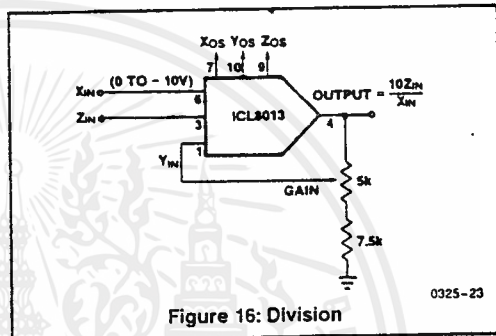


Figure 16: Division

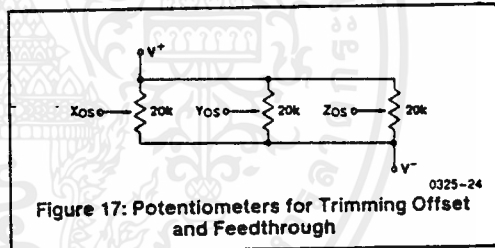


Figure 17: Potentiometers for Trimming Offset and Feedthrough

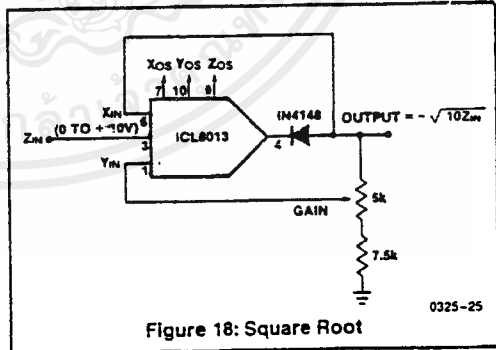
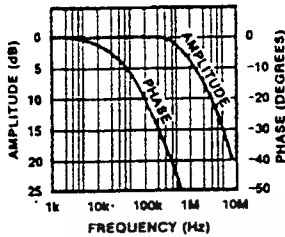


Figure 18: Square Root

NOTE: All typical values have been characterized but are not tested.

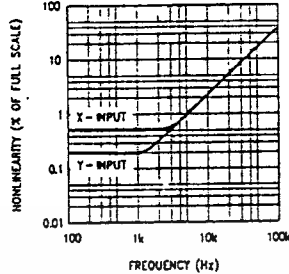
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

AMPLITUDE AND PHASE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



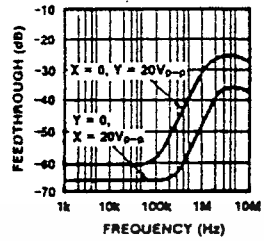
0325-26

NONLINEARITY AS A FUNCTION OF FREQUENCY



0325-27

FEEDTHROUGH AS A FUNCTION OF FREQUENCY



0325-28

DEFINITION OF TERMS

Multiplication/Division Error: This is the basic accuracy specification. It includes terms due to linearity, gain, and offset errors, and is expressed as a percentage of the full scale output.

Feedthrough: With either input at zero, the output of an ideal multiplier should be zero regardless of the signal applied to the other input. The output seen in a non-ideal multiplier is known as the feedthrough.

Nonlinearity: The maximum deviation from the best straight line constructed through the output data, expressed as a percentage of full scale. One input is held constant and the other swept through its nominal range. The nonlinearity is the component of the total multiplication/division error which cannot be trimmed out.

NOTE: All typical values have been characterized but are not tested.

กิตติกรรมประกาศ

- ขอขอบคุณ รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน และอาจารย์วิภา แสงพิสิทธิ์ ที่ให้คำปรึกษาในการทำโครงการและปริญยานิพนธ์เล่มนี้
- ขอขอบคุณ นายอธิฏ มงคลขจิต ที่ช่วยเหลือในการถ่ายรูปผลการทดลอง
- ขอขอบคุณ นายรสิห์ คณิวิชากรณ, นายอนุสรณ์ อนันธนานุกูล, นางสาวกิตติมา จันทร์เค่นดวง, นางสาวจรีวรรณ อริยปรีชากุล, นางสาวพนารัตน์ ระวีวรรณ และนายปวเรศร์ คำนสวนใหญ่ ที่เอื้อเฟื้ออุปการะในการทำโครงการและให้คำแนะนำต่างๆ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

1. Paul R.Gray, Robert G.Meyer ; Analysis and Design of Analog^{*}Integrated circuits, Third Edition, John Wiley & son, Inc. 1993
2. Robert F.Coughlin, Frederick F.Driscoll ; Operational Amplifiers and linear Integrater circuits, Third Edition, Prentice-Hall International Edition.
3. Jame L.potter, Sylvan fich ; Theory of networks and lines, Prentice-Hall,Inc, New jersey, 1963.
4. Willam D.Stanley , Operational Amplifiers with Linear Integrated circuit, Third Edition, Merrill, 1944.
5. ดร.สิทธิชัย โกโดยอุดม, วัลลภ สุรกำพลธร, วงจรขยายสัญญาณ โอเปอร์เรชันแนล, สำนักพิมพ์ดวงกมล, พิมพ์ครั้งแรก, พ.ศ.2523

