



ออดิโอสเปกตรัมอานาไลเซอร์
AUDIO SPECTRUM ANALYZER



โดย
นางสาววันวิสาข์ จันทระ รหัส 36014399
นายอรรถ อรุณรัตน์พงษ์ รหัส 36014554
อาจารย์ที่ปรึกษา
ศศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน

29 ก.ย. 2541
วัน เดือน ปี.....
เลขทะเบียน.....038147.....
เลขเรียกหนังสือ.....T.941.67.2.230.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2539

ปริญญาโทปีการศึกษา 2539

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ออดิโอสเปคตรัมอานาไลเซอร์

AUDIO SPECTRUM ANALYZER

ผู้จัดทำ

1.นางสาววันวิสาข์ จันตระ 36014399

2.นายอรรถ อรุณรัตน์พงษ์ 36014554

..... ปรีชญ์ ทาใจน

(ผศ.ดร.ปรีชญ์ ทาใจน)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออดิโอสเปกตรัมอนาลิเซอร์
AUDIO SPECTRUM ANALYZER

โดย นางสาววันวิสาข์ จันทร์ 36014399
นายอรรถ อรุณรัตน์พงษ์ 36014554

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน

บทคัดย่อ

สเปกตรัมอนาลิเซอร์ (Spectrum Analyzer) เป็นเครื่องมือที่ใช้ในการวัดและวิเคราะห์ส่วนประกอบของสัญญาณที่ความถี่ต่างๆ สำหรับโครงการนี้ได้ใช้หลักการของซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ (Superheterodyne) และใช้แบนด์พาสฟิลเตอร์กรองเอาเฉพาะความถี่ที่ต้องการออกมา

โครงการนี้จะทำการวิเคราะห์ความถี่ย่านออดิโอ (Audio Band) คือช่วงความถี่ระหว่าง 20 เฮิรตซ์ถึง 20 กิโลเฮิรตซ์ และแสดงผลออกทางจอออสซิลโลสโคป

ABSTRACT

Spectrum Analyzer is an equipment which measures analyze components of frequency. The Superheterodyne analyzer is used to using band pass filter to decrease number of bandwidth.

This project analyzes frequency audio band (20 Hz -20 kHz) and display output to an oscilloscope.

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	
2.1 ทฤษฎีและหลักการโดยทั่วไป	3
2.2 แอคทีฟฟิลเตอร์	4
2.3 วงจรโวลต์เตจคอนโทรลลอสซีเลเตอร์	7
2.4 วงจรกำเนิดฟันเลื่อย	21
2.5 วงจรที่ใช้เป็นโมดูลเลเตอร์	25
2.6 วงจรเลือกความถี่ผ่าน	33
2.7 วงจรดีเทคเตอร์โดยใช้ไดโอด	36
2.8 ออสซิลโลสโคป	38
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	
3.1 วงจรโลว์พาสฟิลเตอร์	41
3.2 วงจรโวลต์เตจคอนโทรลลอสซีเลเตอร์	42
3.2 วงจรสร้างสัญญาณรูปฟันเลื่อย	44
3.3 วงจรมิกซ์เซอร์	50
3.4 การสร้างวงจรดีเทคเตอร์	53
3.5 การสร้างวงจรดีเทคเตอร์	54
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	
4.1 การทดลองวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์	55
4.2 การทดลองวงจรโวลต์เตจคอนโทรลลอสซีเลเตอร์	58
4.3 การทดลองวงจรการสร้างสัญญาณฟันเลื่อย	61
4.4 การทดลองวงจรมิกซ์เซอร์	61
4.5 การทดลองคุณสมบัติของวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์	62
4.6 การทดลองรวมวงจรต่างๆและวัดเอาต์พุตที่วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์	64
4.7 การทดลองรวมวงจรต่างๆและวัดเอาต์พุตที่วงจรดีเทคเตอร์	65
4.8 การทดลองแสดงสัญญาณสเปคตรัมโดยการป้อนสัญญาณชายน์	65
4.9 การทดลองป้อนสัญญาณอินพุตรูปสี่เหลี่ยม	67
บทที่ 5 สรุปผลการทดลองและวิจารณ์	68
กิตติกรรมประกาศ	70
หนังสืออ้างอิง	

สารบัญรูปร่างภาพ

รูปร่างภาพ	หน้า
1.1 ส่วนประกอบของซูปเปอร์เฮทเทอโรไดนาไมส์สเปคตรัมอนาไลเซอร์	2
2.1-1 ส่วนประกอบของสเปคตรัมอนาไลเซอร์	3
2.2-1 วงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ของเซลล์เลนคีย์	5
2.3-1 วงจรพื้นฐานการทำงานของวีซีโอ	7
2.3-2 ลักษณะของแรงดันที่ตกคร่อม C_T	7
2.3-3 บล็อกไดอะแกรมการทำงานและขาต่างๆของ XR-2206	10
2.3-4 วงจรรูปอิมิตเตอร์คัปเปิ้ล	12
2.3-5 การเปลี่ยนทิศทางของกระแสที่ผ่าน C_T	14
2.3-6 รูปกราฟกำลังสองแบบนอนลิเนียร์	16
2.3-7 การประมาณค่าของแต่ละส่วน $V_{OUT} = V_{in}^2$	16
2.3-8 วงจรลิเนียร์ที่แบ่งเป็นสองส่วน	17
2.3-9 การวิเคราะห์จุดเบรค	19
2.3-10 การวิเคราะห์กราฟทรานเฟอร์ไบโพลาร์	20
2.3-11 กราฟทรานเฟอร์ลิเนียร์ไบโพลาร์	21
2.4-1 วงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย	21
2.4-2 วงจรอิทธิเกรเตอร์	22
2.4-3 วงจรคอมพาราเรเตอร์	23
2.5-1 วิธีการบาลานซ์มอดดูเลเตอร์	25
2.5-2 วงจรอิมิตเตอร์คัปเปิ้ลแพร์	26
2.5-3 กราฟคุณลักษณะทาง dc ของอิมิตเตอร์คัปเปิ้ลแพร์	27
2.5-4 วงจรคุณสัญญาณแบบ Two-quadrant	28
2.5-5 การต่อแบบอนุกรมกันของอิมิตเตอร์คัปเปิ้ลแพร์กับทรูครอสคัปเปิ้ล	28
2.6-1 วงจรสเตจวริเอเบิลฟิลเตอร์	34
2.7-1 ก. วงจรไดโอดดีเทคเตอร์	37
ข. รูปคลื่นเอเอ็ม	37
ค. กระแสที่ไดโอด	37
ง. รูปคลื่นศักดาไฟฟ้าทางเอาต์พุต	37
2.8-1 บล็อกไดอะแกรมพื้นฐานของออสซิลโลสโคป	38
2.8-2 การเกิดภาพบนจอในโหมด X-Y	39
3.1-1 วงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ความถี่คัทออฟ 40 กิโลเฮิรซ์	41
3.2-1 การต่อขั้วโหม่งมิ่งของ XR-2206 ในโหมดการทำงานของวีซีโอ	42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปภาพ	หน้า
3.2-2 วงจรวีซีไอที่ผลิตความถี่ 100-120 กิโลเฮิรซ์	44
3.3-1 วงจรกราวด์คาปาซิเตอร์และเอาต์พุทของวงจร์	45
3.3-2 วงจรการทำงานของตัวผลิตรูปคลื่นในไอซี 8038	46
3.3-3 วงจรการสร้างสัญญาณฟันเลื่อยที่ค่าตั้งแต่ -4 ถึง +4 V โดยใช้ไอซี 8038	48
3.3-4 วงจรดึงกระแสแบบเคอเรนทมิลเลอร์	49
3.4-1 วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์แบบพื้นฐาน	50
3.4-2 วงจรไอซี 1496 ที่ทำหน้าที่เป็นมิกเซอร์	52
3.5-1 วงจรสเตจวาริเอเบิล	53
3.6-1 วงจรดีเทคเตอร์	54
4.1 คุณสมบัติของวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์	56
4.1-2 ถึง 4.1-4 แสดงผลการทดลองวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์	56
4.2-1 ถึง 4.1-5 แสดงผลการทดลองวงจรโวลท์เตจคอนโทรลลอสซิลเลเตอร์	58
4.3-1 แสดงผลการทดลองวงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อย	61
4.4-1 แสดงผลการทดลองวงจรมิกซ์เซอร์	62
4.5-1 ถึง 4.5-4 แสดงผลการทดลองวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์	62
4.6-1 แสดงผลการวัดเอาต์พุทที่วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์	64
4.7.1 แสดงผลการวัดเอาต์พุทที่วงจรดีเทคเตอร์	65
4.8-1 ถึง 4.8-3 แสดงผลการทดลองสัญญาณสเปคตรัมด้วยสัญญาณรูปซายน์	66
4.9-1 แสดงผลการทดลองบ้อนสัญญาณอินพุทรูปสี่เหลี่ยม	67

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

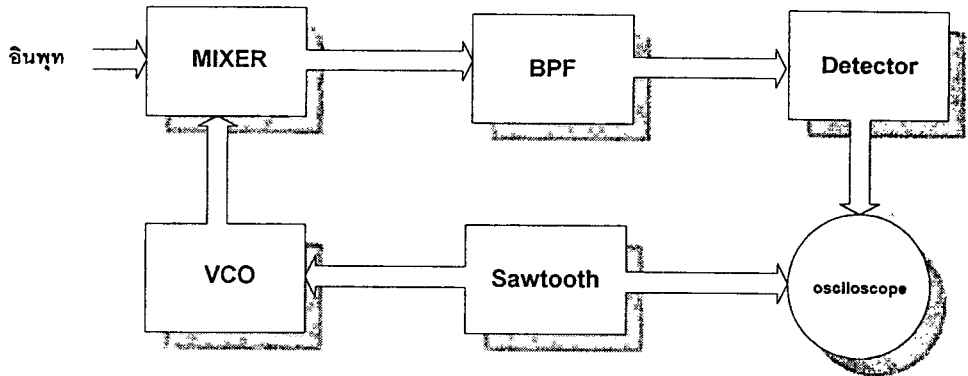
การวิเคราะห์สัญญาณในเชิงความถี่ (Frequency Domain) เป็นการวัดที่สำคัญในการให้ข้อมูลการทำงานของระบบทางไฟฟ้าและกายภาพ

สเปกตรัม อนุโลเซอร์ (Spectrum Analyzer) เป็นเครื่องมือที่ใช้วัดคุณสมบัติของสัญญาณในเชิงความถี่ กล่าวคือ เป็นเครื่องมือที่แสดงค่าขนาดของสัญญาณที่ความถี่ต่างๆ อีกนัยหนึ่งจะบ่งการกระจายของพลังงานในรูปฟังก์ชันของความถี่ สเปกตรัมอนุโลเซอร์ สามารถแสดงค่าความถี่ได้หลายช่วง หลายขนาด บางอันออกแบบให้รับความถี่ย่านออดิโอ(Audio Band=20Hz - 20kHz) บางอันออกแบบเพื่อวัดค่าของความถี่ย่านคลื่นวิทยุ (Radio Frequency :RF) ซึ่งมีค่าหลายร้อยเมกะเฮิรตซ์ หรือความถี่หลายกิกะเฮิรตซ์ได้

ทางหนึ่งที่จะสร้างสเปกตรัม อนุโลเซอร์ ในย่านออดิโอ คือออกแบบใช้สำหรับความถี่ช่วง 0-20 กิโลเฮิรตซ์ ต้องใช้แบนด์พาสฟิลเตอร์(Band Pass Filter) หลายๆตัว อาจใช้ฟิลเตอร์หลายๆตัว อาจเป็น 20 ตัว โดยแต่ละตัวให้มีช่วงความถี่ผ่าน 1000 เฮิรตซ์ (ไม่ใช่ค่าความถี่กลาง) โดยฟิลเตอร์ตัวแรกให้ผ่านเฉพาะความถี่ช่วง 0-1 กิโลเฮิรตซ์ อันที่สอง จาก1-2 กิโลเฮิรตซ์ เป็นเช่นนี้ไปเรื่อยๆ จนถึงฟิลเตอร์ตัวสุดท้ายซึ่งมีความถี่ผ่าน 19-20 กิโลเฮิรตซ์ เรียกสเปกตรัม อนุโลเซอร์แบบนี้ว่า เรียลไทม์ อนุโลเซอร์ (Real Time Analyzer) ซึ่งแบบนี้จะสามารถวิเคราะห์ความถี่ต่างๆที่เป็นส่วนประกอบของสัญญาณอินพุตได้พร้อมๆกัน ดังนั้นสเปกตรัมอนุโลเซอร์แบบนี้สามารถวิเคราะห์ผลแบบทันทีทันใดได้ดี แต่จากหลักการสร้างเบื้องต้นจะเห็นว่าต้องใช้ฟิลเตอร์และดีเทคเตอร์(detector) จำนวนมาก ในการสร้างวงจรและแบนด์วิดท์ (bandwidth) ของสเปกตรัมอนุโลเซอร์ชนิดนี้จะขึ้นกับจำนวนฟิลเตอร์ ในขณะที่เดียวกันค่ารีโซลูชัน(resolution) จะขึ้นกับค่าซีเลคตีวิตี (selectivity:Q) สเปกตรัมอนุโลเซอร์ชนิดนี้จึงมีราคาแพงเพราะต้องใช้แชลแนลจำนวนมากและช่วงความถี่ก็ถูกจำกัดโดยฟิลเตอร์

ส่วนสเปกตรัม อนุโลเซอร์อีกแบบหนึ่งคือ แบบสเวปจูน อนุโลเซอร์ (Swept Tuned Analyzer) โดยพื้นฐานได้พัฒนามาจาก สแกนนิ่ง-ฟิลเตอร์ ฟรีควเอนซี อนุโลเซอร์ (Scanning Filter Frequency Analyzer) ซึ่งมีการออกแบบให้ฟิลเตอร์สามารถจูนความถี่ได้ โดยใช้สัญญาณพัวเลี่ย ทำให้เปรียบเสมือนมีฟิลเตอร์มากมายปรากฏอยู่ในทุกคาบของสัญญาณพัวเลี่ยที่เข้ามาควบคุม ในทางปฏิบัติฟิลเตอร์แบบนี้สร้างได้ยาก ไม่เหมาะกับการใช้งาน จึงได้มีการพัฒนาออกแบบเป็น แบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ อนุโลเซอร์ (Superheterodyne) ซึ่งเป็นชนิดที่ศึกษาในโครงงานนี้ มีการออกแบบมิกซ์เซอร์ (mixer) และโลคัลออสซิลเลเตอร์ (local oscillator) โดยเอาท์พุทของมิกซ์เซอร์ซึ่งมีสัญญาณที่มีความถี่เป็นผลต่างระหว่างความถี่ของสัญญาณอินพุท กับความถี่ของสัญญาณโลคัลออสซิลเลเตอร์ จะผ่านเข้าไปยังวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ ซึ่งออกแบบให้ความถี่กลางมีค่าคงที่เท่ากับความถี่ผลต่างนั้น โดยสามารถออกแบบเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์ของฟิลเตอร์เพื่อให้ได้ค่ารีโซลูชันตามต้องการ และการสแกนนิ่งจะเกิดขึ้นได้โดยการจูน โลคัลออสซิลเลเตอร์ด้วยสัญญาณพัวเลี่ย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



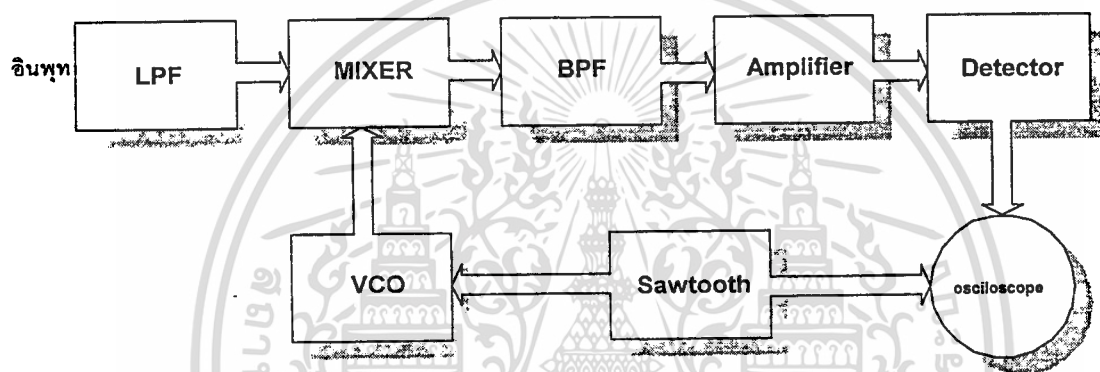
รูปที่ 1.1 แสดงส่วนประกอบของ ซุปเปอร์เฮเทอโรไดน์ สเปคตรัม อนุไลเซอร์

นอกจากนี้ยังมี ซุปเปอร์เฮเทอโรไดน์ อนุไลเซอร์ อีกประเภทหนึ่งที่นิยมกันมากคือ ชนิดที่มีการใช้โลคัลออสซิลเลเตอร์ ถึง 2 ตัว สำหรับแยกการจูนและการสแกนนิ่ง จะช่วยให้การออกแบบง่ายขึ้น แต่มีข้อเสียคือ ช่วงความถี่ที่ใช้งานในการสแกนนิ่งของเครื่องจะถูกจำกัดโดยแบนด์วิดธ์ของฟิลเตอร์ตัวแรก

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

2.1 ทฤษฎีและหลักการโดยทั่วไป

สเปคตรัม อนุโลเซอร์ ที่ใช้ในโครงงานนี้เป็นแบบ สเวปจูน อนุโลเซอร์ ชนิดซูปเปอร์เฮเทอโรไดน์ ที่มีโลคัลออสซิลเลเตอร์เพียงตัวเดียว เนื่องจากได้ออกแบบให้ใช้งานอยู่ในช่วงความถี่ 20 เฮิรซ์ ถึง 20 กิโลเฮิรซ์ ฉะนั้นจึงไม่จำเป็นต้องมีความถี่การจูนความถี่ของ ออสซิลเลเตอร์ จะใช้ออสซิลเลเตอร์เพียงตัวเดียวในการสแกน โดยจะถูกควบคุมด้วยสัญญาณฟันเลื่อย นอกจากนี้ยังเพิ่มวงจร ไลว์พาสฟิลเตอร์ (Low pass filter) ซึ่งมีความถี่คัทออฟ (cut off frequency) 20 กิโลเฮิรซ์ เพื่อตัดสัญญาณที่มีความถี่สูงออกไป



รูปที่ 2.1-1 แสดงส่วนประกอบของสเปคตรัม อนุโลเซอร์ ที่ใช้ในโครงงานนี้

จากรูป 2.1-1 ระบบจะทำงานได้โดย เมื่อมีสัญญาณอินพุทซึ่งเป็นสัญญาณย่านอডিโอเข้ามา จะผ่านวงจรไลว์พาสฟิลเตอร์ แล้วเข้าไปมิกซ์ (Mix) กับสัญญาณที่มาจาก โวลท์เตจ คอนโทรล ออสซิลเลเตอร์ (Voltage control oscillator) ที่มีความถี่ 100-120 กิโลเฮิรซ์ สัญญาณที่ได้จากวงจรมิกซ์ (Mixer) จะประกอบไปด้วยสเปคตรัมของความถี่มากมาย จากนั้นผ่านไปยังวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ ซึ่งมีค่าความถี่กลาง 100 กิโลเฮิรซ์ และมีค่า ซีเลคตีวิตี (selectivity : Q) สูงมากเพื่อให้สเปคตรัมเฉพาะความถี่ 100 กิโลเฮิรซ์ เท่านั้นที่ผ่านออกมาได้ ซึ่งสัญญาณความถี่ 100 กิโลเฮิรซ์ นี้เป็นผลมาจากการรวมสัญญาณดังกล่าวข้างต้น จากนั้นผ่านไปยังวงจรดีเทคเตอร์ (Detector) แล้ว เอาท์พุทจากดีเทคเตอร์จะถูกป้อนเข้า ไปยังออสซิลโลสโคป สำหรับวงจรสร้างสัญญาณรูปฟันเลื่อย (Sawtooth generator) นั้นใช้ในการควบคุมความถี่ของโลคัลออสซิลเลเตอร์

จะเห็นว่า ซูปเปอร์เฮเทอโรไดน์ สเปคตรัม อนุโลเซอร์ ดังที่กล่าวมาแล้ว สามารถสร้างได้สะดวก ประหยัด ดีกว่าชนิด เรียลไทม์ อนุโลเซอร์ จึงเป็นวงจรที่เหมาะสมอย่างยิ่งในการศึกษา หลักการทำงาน โดยการประยุกต์พื้นฐานทาง อิเลคทรอนิกส์ และ โทรคมนาคุมเข้าด้วยกัน ซึ่งการทำงานของแต่ละวงจรย่อยสามารถอธิบายเพิ่มเติมได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 แอคทีฟฟิลเตอร์ (Active Filter)

แอคทีฟฟิลเตอร์ ทำหน้าที่กรองความถี่สัญญาณ เป็นวงจรที่ประกอบด้วยภาคขยาย เช่น ทรานซิสเตอร์ (Transistor) หรือไอซีเลือกความถี่ (Frequency Selective network) จำพวกรีซิสเตอร์ กับคาปาซิเตอร์ วงจรให้ผ่านได้เฉพาะสัญญาณในช่วงความถี่ที่กำหนด ขณะเดียวกันจะขวางกั้นหรือลดทอนสัญญาณ นอกเหนือช่วงความถี่ดังกล่าวมิให้ปรากฏที่เอาต์พุต (output)

กล่าวโดยทั่วไป Filter แบ่งออกเป็นหลายรูปแบบ

1. ฟิลเตอร์ ชนิด อนุกรม (Analog) หรือ ชนิดดิจิทัล (Digital)
2. ฟิลเตอร์ ประเภท แพลซีฟ (Passive) หรือ แอคทีฟ
3. ฟิลเตอร์ ย่านความถี่เสียง (Audio Frequency) หรือ ย่านวิทยุ (Radio Frequency)

อนุกรมฟิลเตอร์ ออกแบบมาเพื่อใช้กับสัญญาณอนุกรม ส่วนดิจิทัลฟิลเตอร์ ใช้งานกับสัญญาณอนุกรม โดยอาศัยเทคนิคทางดิจิทัล มาช่วย ถ้าคำนึงถึงชิ้นส่วน (element) ที่นำมาประกอบเป็นวงจรฟิลเตอร์ แบ่งออกเป็นประเภทแพสซีฟ หรือแอคทีฟ ชิ้นส่วนที่ใช้ในวงจรแพสซีฟ ฟิลเตอร์ได้แก่ตัวรีซิสเตอร์, คาปาซิเตอร์และอินดักเตอร์ ส่วน Active Filter ประกอบด้วยตัวขยายสัญญาณจำพวก ทรานซิสเตอร์หรือไอซี ในรูปออปแอมป์ และรีซิสเตอร์และคาปาซิเตอร์ ทำงานร่วมกัน รีซิสเตอร์, คาปาซิเตอร์และ อินดักเตอร์ ถือว่าเป็นชิ้นส่วนประเภทแพสซีฟ การจะเลือกใช้ชิ้นส่วนชนิดใดนั้น ขึ้นกับย่านความถี่สัญญาณที่ต้องการให้วงจรฟิลเตอร์ ทำงาน ยกตัวอย่างอาร์ซี (RC) ฟิลเตอร์ ใช้กับย่านความถี่เสียงหรือใช้กับย่านความถี่ต่ำ (Low Frequency) ขณะที่ แอลซี (LC) ฟิลเตอร์ หรืออาจจะกล่าวไปถึงคริสตัล (Crystal) ฟิลเตอร์ เหมาะที่จะใช้กับย่านความถี่วิทยุหรือย่านความถี่สูง (High Frequency)

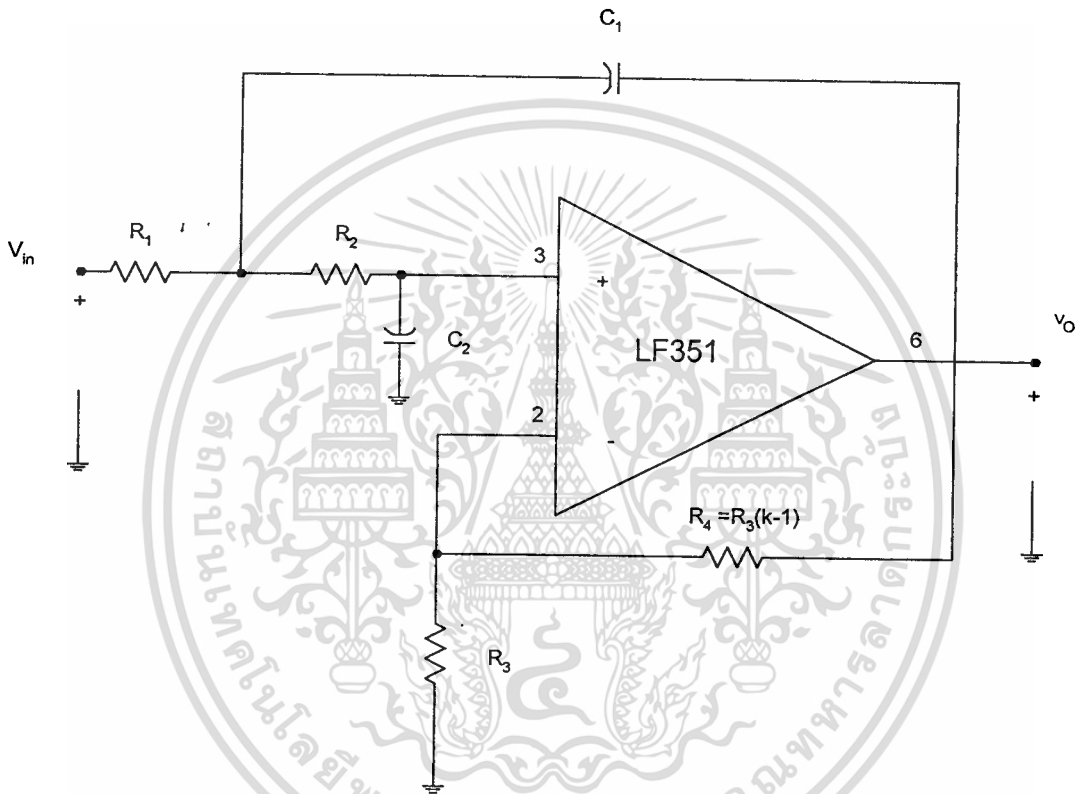
ข้อดีของแอคทีฟฟิลเตอร์ ที่มีเหนือกว่าแพสซีฟฟิลเตอร์

1. การปรับอัตราขยายและปรับความถี่เป็นอิสระต่อกัน เราสามารถจัดค่าอัตราขยายของ ออปแอมป์ ขดเซย์กับอัตราลดทอนสัญญาณของวงจร R,C หรือเพิ่มอัตราขยายของวงจรทั้งหมด ด้วยการจัดค่าชิ้นส่วนอุปกรณ์ในส่วนของวงจรขยายออปแอมป์ และการปรับเปลี่ยนความถี่ก็อยู่ที่ค่า R,C เท่านั้น
2. ไม่มีปัญหาโหลดดึง (Loading) จากการที่ออปแอมป์ มีคุณสมบัติของอินพุทอิมพีแดนซ์ สูง และเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ ต่ำ วงจรแอคทีฟฟิลเตอร์ อาศัยออปแอมป์จึงไม่เกิดปัญหาโหลดดึง กับเอาต์พุท และ อินพุท ของวงจร ณ จุดที่นำ แอคทีฟฟิลเตอร์ เข้าไปต่อ
3. ราคาถูก แอคทีฟฟิลเตอร์ มีราคาถูกกว่า แพลซีฟฟิลเตอร์ เพราะไม่ต้องอาศัย อินดักเตอร์ ที่มีราคาแพงและยังใช้ออปแอมป์ ซึ่งปัจจุบันราคาในท้องตลาดถูกมาก

หลักการทํางานของวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ (LOW PASS FILTER)

หน้าที่พื้นฐานของวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ คือวงจรที่ยอมให้สัญญาณความถี่ต่ำผ่านออกมาโดยที่มีการสูญเสียน้อยที่สุด ในขณะที่สัญญาณความถี่สูงจะถูกกั้น (attenuate) ไม่ให้ผ่านทางเอาต์พุตของวงจรออกมาได้ สำหรับโครงงานนี้ เราต้องการโลว์พาสฟิลเตอร์ที่ยอมให้ความถี่ที่ไม่เกิน 20 กิโลเฮิรตซ์ เท่านั้นที่ผ่านออกมาได้

โครงงานนี้ใช้วงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ของ แซลเลน และ คีย์ (Sallen & Key) ซึ่งมีการป้อนกลับแบบบวกให้กับวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์ (Active filter) วงจรนี้จัดเป็นวงจรโวลท์เดจคอนโทรลโวลท์เดจซอร์ท ลำดับที่ 2 (second order VCVS Filter) แสดงดังรูปที่ 2.2-1



รูปที่ 2.2-1 แสดงวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ ของแซลเลนและ คีย์

จากรูปที่ 2.2-1 ทำการหาทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน (transfer function) ของวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ ได้ดังต่อไปนี้

$$\frac{V_1}{R_1} - \frac{V_{in}}{R_1} + \frac{V_1}{R_2} - \frac{V_1}{R_2} + SC_1 V_1 - SC_1 V_0 = 0$$

$$\frac{V_2}{R_2} - \frac{V_1}{R_2} + SC_2 V_2 = 0$$

$$\frac{V_2}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} - \frac{V_0}{R_2} = 0$$

$$V_1 R_2 - V_{in} R_2 + V_1 R_1 - V_2 R_1 + R_1 R_2 SC_1 V_1 - R_1 R_2 SC_1 V_0 = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_1 = V_2 + R_2 S C_2 V_2$$

$$V_2 = \frac{V_0 R_1}{R_1 + R_2}$$

$$R_2 \left(\frac{V_0 R_1}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 S C_2 V_0 r_1}{r_1 + r_2} \right) - V_{in} R_2 + R_1 \left(\frac{V_0 r_1}{r_1 + r_2} + \frac{R_2 S C_2 V_0 r_1}{r_1 + r_2} \right) - \frac{V_0 r_1 R_1}{r_1 + r_2}$$

$$+ R_1 R_2 S C_1 \left(\frac{V_0 r_2}{r_1 + r_2} + \frac{R_2 S C_2 V_0 r_1}{r_1 + r_2} \right) - R_1 R_2 S C_1 V_0 = 0$$

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{(r_1 + r_2) R_2}{R_2 r_1 + R_2^2 S C_2 r_1 + R_1 R_2 S C_2 r_1 + R_2^2 R_1 S^2 C_1 C_2 r_1 - r_2 R_1 R_2 S C_1}$$

นำ $\frac{1}{R_2^2 R_1 C_1 C_2 r_1}$ คูณทั้งเศษและส่วน

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{1 + \frac{r_2}{r_1} \frac{1}{R_2 R_1 C_1 C_2}}{S^2 + \frac{S}{R_2 C_1} + \frac{S}{R_1 C_1} - \frac{r_2}{r_1} \times \frac{S}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

โดย

$$\frac{r_2}{r_1} = k - 1$$

$$\therefore T_v = \frac{k}{R_1 R_2 C_1 C_2} \frac{1}{S^2 + S \left[\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1-k}{R_2 C_2} \right] + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

เปรียบเทียบกับสมการทั่วไปของ โลว์พาสฟิลเตอร์

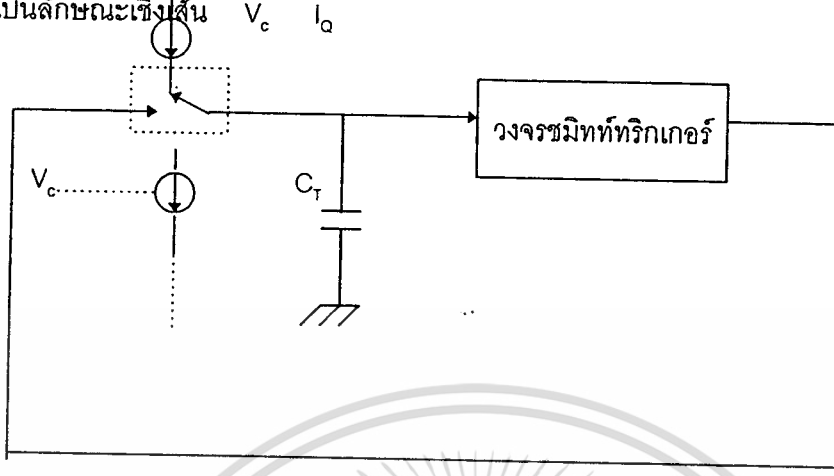
$$TLPF = \frac{K \omega_p}{S^2 + \frac{\omega_p S}{Q_p} + \omega_p^2}$$

$$\text{จะได้ว่า } \omega_c = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

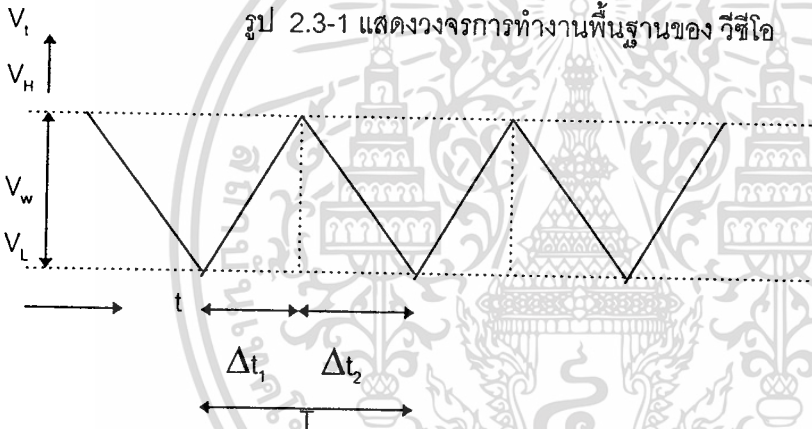
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 วงจรโวลต์เตจ คอนโทรล ออสซิลเลเตอร์ (VCO)

วีซีโอ เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ผลิตสัญญาณซึ่งมีความถี่ขึ้นอยู่กับการควบคุมแรงดันจากภายนอกที่ป้อนให้กับวงจร เรามักต้องการ วีซีโอ ที่มีความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และแรงดันควบคุมความถี่เป็นลักษณะเชิงเส้น V_c I_o



รูป 2.3-1 แสดงวงจรการทำงานพื้นฐานของ วีซีโอ



รูป 2.3-2 แสดงลักษณะของแรงดันที่ตกคร่อม C_T ในรูป

จากรูป 2.3-2 แสดงแผนผังการทำงานพื้นฐานของวงจร วีซีโอ ซึ่งใช้ในไอซีทั่วไป แหล่งจ่ายกระแสควบคุมแรงดัน จะอัดและคายประจุ ผ่านตัวเก็บประจุ C_T โดยมีวงจรมิททริกเกอร์ เป็นตัวควบคุมคาบเวลาในการอัดและคายประจุ สำหรับวงจรมิททริกเกอร์ นี้จะมีระดับแรงดันการสวิตช์อยู่ 2 ระดับ คือ แรงดัน เธรสโฮลด์ (Threshold Voltage) V_L และ V_H

จะได้ว่าช่วงกว้างของแรงดัน $V_w = V_H - V_L$

เมื่อแหล่งจ่ายกระแสทำให้ C_T ถูกอัดและคายประจุ แรงดันตกคร่อม C_T จะแปรเป็นเชิงเส้นตามเวลา ถ้ากระแสที่อัดประจุให้ C_T มีขนาดเท่ากับที่คายประจุแล้ว แรงดันตกคร่อม C_T จะเป็นรูปสามเหลี่ยมที่สมมาตร

ในการอัดประจุนั้น C_T จะได้รับการจ่ายกระแสจากแหล่งจ่ายกระแสตัวบนในรูป 2.3-1 เมื่อการอัดประจุเพิ่มขึ้นจนมีแรงดันมีค่า V_H วงจรมิททริกเกอร์จะทำงานกล่าวคือ จะสับสวิตช์ จากแหล่งจ่ายกระแสตัวบนไปยังแหล่งจ่ายกระแสตัวล่างตามรูป 2.3-2 C_T ในขณะนี้ ซึ่งต่ออยู่กับแหล่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จ่ายกระแสตัวล่างก็จะคายประจุไปยังแหล่งจ่ายกระแสดังกล่าวจนกระทั่งแรงดันลดลงเหลือ V_L ก็จะไปทำให้วงจรมีทรานซิสเตอร์ทำงาน นั่นคือสวิตช์จะถูกสับไปต่ออยู่กับแหล่งจ่ายกระแสอีกครั้ง วงจรจะทำงานซ้ำๆ อยู่เช่นนี้

พิจารณาค่าความชันของแรงดัน $V(t)$ คร่อมตัวเก็บประจุ C_T

$$\begin{aligned}\frac{dV(t)}{dt} &= \frac{d(Q/C_T)}{dt} \\ &= \frac{1}{C_T} \frac{dQ}{dt} \\ &= \pm \frac{I_O}{C_T}\end{aligned}$$

เวลาในการเปลี่ยนแรงดันจาก V_L เป็น V_H หรือ V_H เป็น V_L สามารถหาได้ สำหรับในกรณีนี้แรงดันตกคร่อม C_T มีรูปสมมาตร เนื่องจากกระแสมีแรงดันเท่ากันในการอัดและคายประจุผ่าน C_T

$$\begin{aligned}\therefore \Delta T_1 &= \Delta T_2 \\ \frac{V_H - V_L}{\Delta T_2} &= \frac{V_L - V_H}{\Delta T_1}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}&= \frac{I_O}{C_T} \\ \therefore \frac{(V_H - V_L)C_T}{I_O} &= \frac{V_W C_T}{I_O}\end{aligned}$$

คาบเวลาที่ใช้ในการออสซิลเลต $T = \Delta t_1 + \Delta t_2$

$$= \frac{2V_W C_T}{I_O}$$

ความถี่ในการออสซิลเลต $f_0 = \frac{1}{T}$

$$= \frac{I_O}{2V_W C_T}$$

ถ้าหากแหล่งจ่ายกระแสมีความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับกระแสเป็นลักษณะเชิงเส้น กล่าวคือ $I_O = G_C(V_C + V_O)$ โดยที่ G_C เป็นค่าทรานสเฟอร์คอนดักแตนซ์ ของแหล่งจ่ายกระแส และ V_C เป็นแรงดันควบคุม ดังนั้น

$$\begin{aligned}f_0 &= \frac{I_O}{2V_W C_T} \\ &= \frac{G_C(V_C + V_O)}{2V_W C_T}\end{aligned}$$

จะเห็นว่าความถี่ในการออสซิลเลต จะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นของแรงดันควบคุม ถ้าให้ K_V เป็นสัมประสิทธิ์การเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่ (voltage to frequency transfer coefficient) จะได้

$$K_V = df_0 / dV_C = G_C / 2 V_W C_T$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากหลักการของวีซีโอ โครงการนี้จึงได้ศึกษาไอซีเบอร์ XR2206 ซึ่งสามารถนำมาใช้เป็นวีซีโอได้ดีตัวหนึ่ง ไอซีเบอร์ XR-2206 นี้เป็นโมโนลิธิก ฟังก์ชันเจเนเรเตอร์(Function Generator) มีความสามารถในการผลิตรูปคลื่นไซน์ รูปคลื่นสามเหลี่ยม, สี่เหลี่ยม, แรมพ์ได้โดยที่มีความถี่ตั้งแต่ไม่กี่เฮิรตซ์ จนถึงหลายร้อยกิโลเฮิรตซ์ โดยต่อกับวงจรภายนอกอีกนิดหน่อย นอกจากนี้ยังสามารถนำไอซีเบอร์นี้มาควบคุมขนาดและความถี่ (A.M. และ F.M.)และ phase shift or frequency shift key ได้อีก

การทำงานของXR -2206 วงจรผลิตรูปคลื่น

ขาและการทำงานของXR2206

ขาที่ 1 เอเอ็มอินพุท(AM.Input) เป็นขาที่ใส่สัญญาณจากภายนอก เพื่อให้สัญญาณเอาท์พุท เป็นสัญญาณแบบแอมพลิจูดมอดูเลชั่น โดยสัญญาณจากภายนอกจะควบคุมขนาดของสัญญาณเอาท์พุท

ขาที่ 2 เป็นขาที่ให้สัญญาณเอาท์พุทที่เป็นรูปคลื่นสัญญาณซายน์และสัญญาณสามเหลี่ยม

ขาที่ 3 เป็นขาที่กำหนดขนาดของสัญญาณเอาท์พุท โดยต่อขานี้ไปยังจุดอ้างอิงในการสวิง(swing) หรือใช้เป็นออฟเซต

ขาที่ 4 เป็นขาซัพพลาย บ้อนไฟเลี้ยง

ขาที่ 5,6 เป็นขาสำหรับใส่ตัวเก็บประจุ เพื่อใช้ในการปรับความถี่ ที่สองขานี้จะมีสวิตช์เลือกเพื่อปรับย่านความถี่ โดยที่เมื่อ C มีค่าน้อยความถี่จะมีค่ามากตาม $f = 1/RC$

ขาที่ 7 และ 8 เป็นขาที่ใช้ปรับความถี่ของสัญญาณเอาท์พุทอย่างต่อเนื่อง โดยเลือกให้เพียงขาใดขานึงเท่านั้น

ขาที่ 9 เอฟเอสเค อินพุท(FSK Input) เป็นขาสำหรับใช้ค่า R_1 หรือ R_2 ในการใช้ความถี่เอาท์พุท เมื่อโวลต์ที่ ขา 9 สูงกว่า 2 โวลต์ ควรจะเลือกใช้ความต้านทานที่ ขา 7 เพื่อกำหนดความถี่และเมื่อโวลต์ที่ขา 9 ต่ำกว่า 1 โวลต์วงจรจะเลือกใช้ความต้านทานที่ ขา 8 ในการกำหนดความถี่

ขาที่ 10 บายพาส(by pass) เป็นขาที่ใช้ต่อตัวเก็บประจุกับกราวด์

ขาที่ 11 เป็นขาที่ให้สัญญาณเอาท์พุทแบบ open-collector โดยให้สัญญาณที่ซิงค์กับขาที่ 2

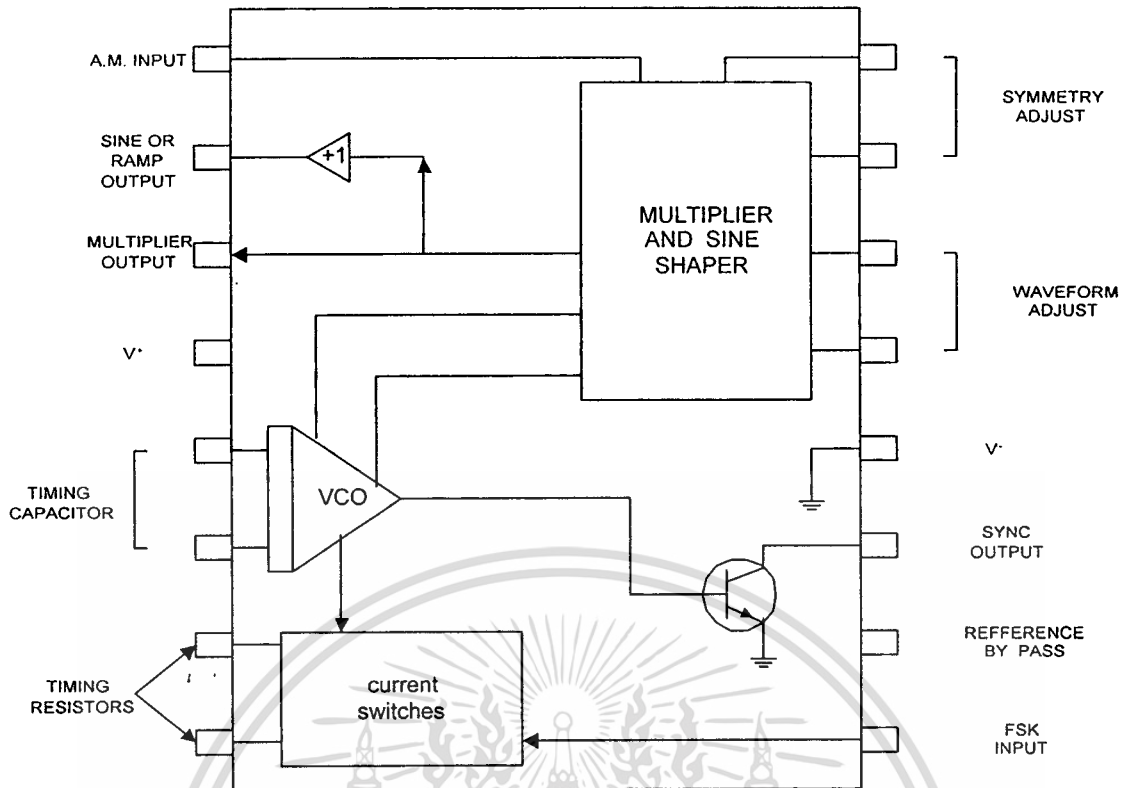
ขาที่ 12 กราวด์

ขาที่ 13 และ 14 เป็นขาที่ปรับให้สัญญาณเอาท์พุทมีลักษณะที่สมมาตร

ขาที่ 15 และ 16 เป็นขาที่ใช้ปรับสมมาตรสัญญาณเอาท์พุท

รูปที่2.3-3แสดงบล็อกไดอะแกรม(Block Diagram)แต่ละส่วนขอXR-2206ซึ่งเป็นแพ็คเกจขนาด 16 ขา หัวใจสำคัญของส่วนนี้คือ V.C.O.(voltage control oscillator) ซึ่งจากรูปจะเห็นว่า มีคาปาซิเตอร์จัดเวลา (timing capacitor) ซึ่งมีค่าได้ในช่วง 1000 pF ถึง 100 μ F ต่อที่ขา 5 และ 6 ซึ่งเป็นอินพุทของ v.c.o.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3-3 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานและขาต่างๆ ของ XR-2206

สำหรับตัวต้านทานจัดเวลา (timing resistor) นั้นจะต่อกับขา 12 (V) และขา 7 หรือ 8 ซึ่งจะมีค่าระหว่าง $1\text{ k}\Omega$ ถึง $2\text{ M}\Omega$ ค่าของตัวต้านทานจัดเวลาและตัวเก็บประจุเวลานั้นจะมีผลต่อความถี่ในการออสซิลเลท (Oscillate) ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ

$$f_0 = \frac{1}{RC} \text{ Hz}$$

จะเห็นว่าเราสามารถเปลี่ยนค่าความต้านทาน หรือ ค่าคาปาซิเตอร์เพื่อให้ความถี่เปลี่ยนแปลงได้ แต่เพื่อที่จะให้เกิดการคงตัวของอุณหภูมิ (temperature stability) และความเพี้ยนของสัญญาณไซน์น้อยที่สุด ควรจะให้ค่าของความต้านทานมีค่าอยู่ระหว่าง $4\text{ k}\Omega$ ถึง $200\text{ k}\Omega$

ในการเลือกต่อตัวต้านทานเวลา นั้นจะต่อกับขา 7 หรือขา 8 นั้นเราพิจารณาโดยดูว่ามี การป้อนสัญญาณที่ขา เอฟเอสเค อินพุท หรือไม่ ถ้าขา เอฟเอสเค อินพุท(ขา9) นั้นเปิดวงจรหรือต่อกับสัญญาณแรงดันขนาดมากกว่า 2 โวลต์ จะต่อตัวต้านทานเข้าที่ขา 7 ในทางกลับกันถ้าขา เอฟเอสเค อินพุท นี้ต่อกับแรงดันไฟฟ้าต่ำกว่า 1 โวลต์ ขา 8 จะต้องต่อตัวต้านทานด้วย

ส่วนของ วิซีโอ ของไอซีนั้นผลิตรูปคลื่นได้ 2 ชนิดคือ รูปคลื่นแรมพ์ ซึ่งจะป้อนไปที่ส่วนของ multiplier and sine shaper block อีกที่หนึ่ง และคลื่นรูปสี่เหลี่ยม ซึ่งจะป้อนออกที่ขาเอาท์พุท ที่ขา 11 โดยผ่านทรานซิสเตอร์ ซึ่งการผลิตรูปคลื่นนี้ก็ขึ้นอยู่กับตัวเก็บประจุจัดเวลา โดยตัวเก็บประจุนี้จะเริ่มต้นเก็บประจุ ซึ่งเป็นผลทำให้เกิดคลื่นรูปแรมพ์ ที่กำลังเพิ่มขึ้น และที่อีกเอาท์พุทจะได้สัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

"high" ที่รูปคลื่นสี่เหลี่ยม จนกระทั่งแรงดันไฟฟ้านั้นจะถึงที่จุดหนึ่งเรียกว่า "firing voltage" ที่จุดนี้จะทำให้สัญญาณคลื่นสี่เหลี่ยมจะกลับกลายเป็น "low" และตัวเก็บประจุจัดเวลา จะเก็บประจุในทิศทางกลับกันตอนต้นเป็นผลทำให้สัญญาณรูปแรมพ์จะตกลงจนถึงจุด "firing voltage" เช่นกันจะทำให้รูปคลื่นสี่เหลี่ยมกลับกลายเป็นสัญญาณระดับ "high" และขบวนการต่างๆ ก็จะกลับไปกลับมาเช่นนี้เหมือนเดิม

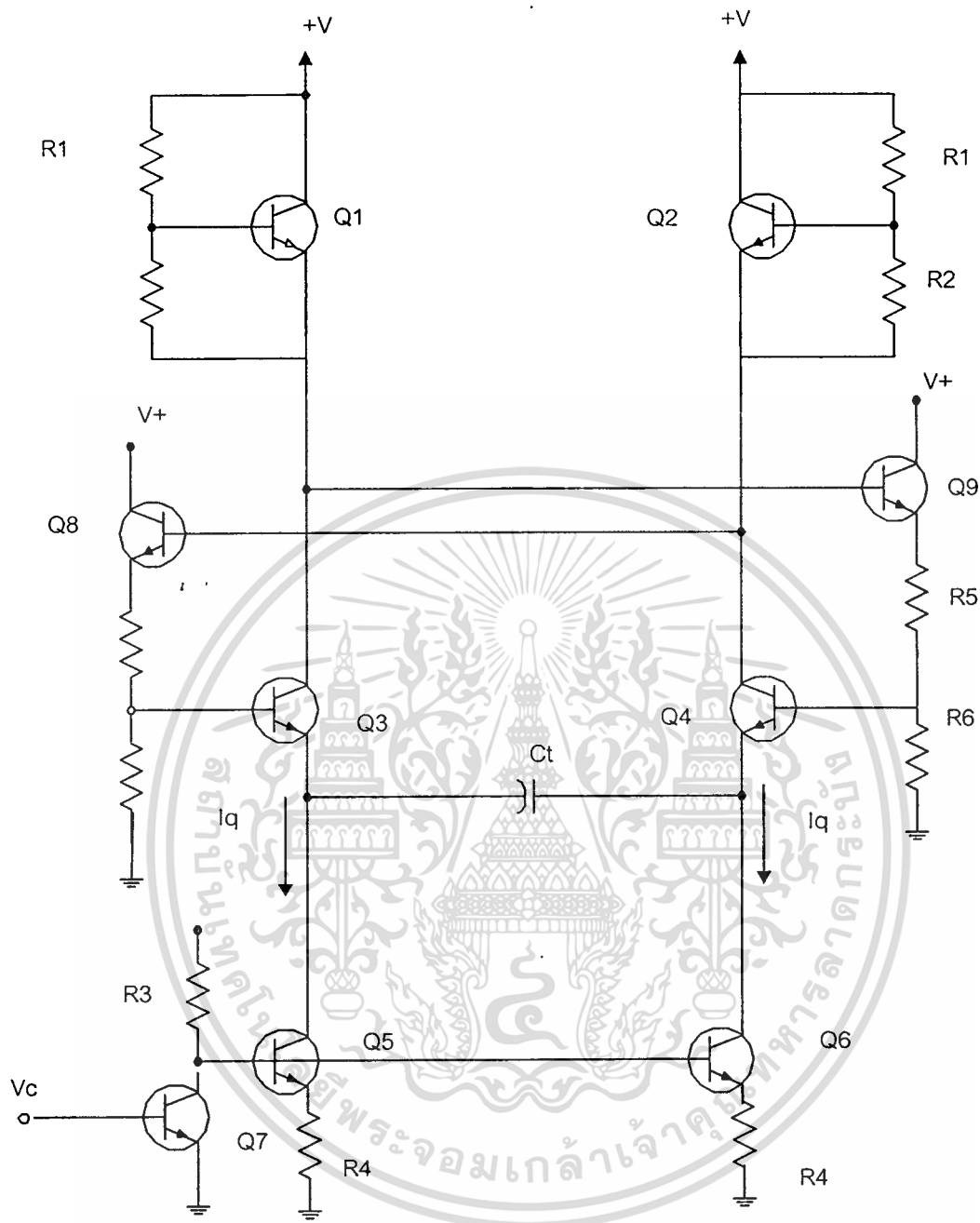
จากการอธิบายข้างต้นจะเห็นว่า วิธีโอ ส่วนนี้จะผลิตคลื่นรูปสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมที่สมมาตรออกมา ถ้าเกิดการนำเอาสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ได้จากขา 11 นี้มาต่อกับขา เอฟเอสเค อินพุท (ขา9) ของไอซี จะมีผลทำให้ได้คลื่นรูปแรมพ์และรูปสี่เหลี่ยมที่ไม่สมมาตรออกมาแทน

รูปคลื่นแรมพ์ที่ได้จากส่วนของ วิธีโอ ของไอซีตัวนี้จะถูกนำไปเข้ายังส่วนของ multiplier and shape block อีกที่ซึ่งส่วนนี้นั้นทำหน้าที่คล้ายกับวงจรขยายความต่างซึ่งจะทำให้อินพุทอิมพีแดนซ์ (Impedance) เท่ากับ 600Ω ในกรณีที่เปิดวงจรที่ขา 13 และ 14 (open circuit) นั้นจะมีผลทำให้ที่เอาท์พุทที่ขา 2 และ 3 นั้นจะทำให้รูปคลื่นรูปแรมพ์ออกมา แต่ถ้าต่อรีซิสเตอร์ที่มีความต้านทานสักสองสามร้อยโอห์มที่ขา 13 และ 14 จะทำให้ยอดของคลื่นรูปแรมพ์จะถูกตัดออก ทำให้เอาท์พุทที่ขา 2 และ 3 ผลิตรูปคลื่นไซน์ออกมา ถ้ามีการปรับแต่งที่ถูกต้องและเหมาะสมจะทำให้คลื่นรูปไซน์ที่ได้มีความเพี้ยนเพียง 0.5% เท่านั้น

สำหรับอัตราขยายและเฟสเอาท์พุทของ multiplier สามารถเปลี่ยนแปลงได้โดยการเพิ่มสัญญาณแรงดันที่ขา 1 ของไอซี เอาท์พุทที่ได้จะถูกควบคุมโดยการเปลี่ยนแปลงสัญญาณที่แรงดันที่ขา 1 ซึ่งค่าแรงดันนี้ควรอยู่ราวๆ ครึ่งหนึ่งของไฟเลี้ยงที่ป้อนให้โดยที่ขาของเอาท์พุทจะมีค่าเป็นศูนย์เมื่อสัญญาณแรงดันที่ขา 1 มีค่าเท่าครึ่งหนึ่งของแรงดันไฟเลี้ยง และจะเพิ่มขึ้นเมื่อสัญญาณแรงดันเพิ่มขึ้น แต่ถ้าวระดับแรงดันนี้เกิดลดลงต่ำกว่าค่าครึ่งหนึ่งของแรงดันไฟเลี้ยงที่จะทำให้สัญญาณเอาท์พุทเพิ่มขึ้นเช่นกัน แต่ทว่าเฟสที่ได้จะตรงกันข้ามกัน คุณสมบัติข้อนี้สามารถนำมาใช้ในการมอดูเลทขนาด (AM) หรือ phase shift key ซึ่งจะให้อเอาท์พุทที่ขา 2 และ 3

เนื่องจากว่าเอาท์พุทที่ขา 3 ของไอซีนั่นต่อกับอินพุทของวงจรถ่ายที่มีอัตราขยายเท่ากับ 1 นั้น ซึ่งทำให้เกิดบัฟเฟอร์เอาท์พุทที่มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 600Ω ที่ขา 2 ทำให้เราสามารถที่จะป้อนสัญญาณอินพุทเข้าที่วงจรถ่ายบัฟเฟอร์ โดยการใช่วงจรแบ่งแรงดัน (potential divider) หรืออิมพีแดนซ์เข้าที่ขา 3 ได้ โดยเทียบกราวด์ซึ่งคุณสมบัตินี้เองทำให้สามารถควบคุมอัตราขยายด้วยวิธีง่ายๆ ได้

หลักการของอิมิตเตอร์คัปเปิ้ล(Emitter Coupled)



รูปที่ 2.3-4 แสดงวงจรรูปอิมิตเตอร์คัปเปิ้ล

ทรานซิสเตอร์ Q_5 และ Q_6 เป็นแหล่งจ่ายกระแสที่ควบคุมโดย แรงดัน ซึ่งแต่ละตัวจะผลิตกระแส I_Q
 ทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 เป็นทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิทช์ ซึ่ง R_1, R_2, Q_1, Q_2 เป็นตัวขับเคลื่อนกระแส
 โหลด โครงสร้างของโหลดถูกออกแบบให้ผลิต V_o (drop voltage) ซึ่งมีความสัมพันธ์ที่ไม่ขึ้นกับระดับ
 กระแส

โวลต์เตจตกคร่อม V_D ได้มาจากความสัมพันธ์

$$V_{BE} = \frac{V_D R_2}{(R_1 + R_2)}$$

เราจะได้ว่า $V_D = V_{BE} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$

เมื่อกระแสไหลไปไหลด นั่นคือโวลต์เตจตกคร่อมเป็นศูนย์

ถ้าเราพิจารณาสภาวะซึ่ง Q_3 สมมุติว่าอยู่ในสภาวะ ทำงาน และ Q_4 อยู่ในสภาวะที่ไม่ทำงาน โวลต์เตจที่ขาเบสของ Q_3 คือ

$$V_{B3} = \frac{(V^+ - V_{BE}) R_6}{(R_5 + R_6)}$$

และโวลต์เตจตกคร่อม Q_4 คือ

$$V_{B4} = \frac{(V^+ - V_D - V_{BE}) R_6}{(R_5 + R_6)}$$

ความแตกต่างในโวลต์เตจระหว่าง 2 เบสนี้คือ

$$V_{B3} - V_{B4} = \frac{V_D R_6}{(R_5 + R_6)} = V_D$$

โวลต์เตจคร่อมขาใหม่มีงคาปาสิตเตอร์ C_1 คือ

$$V_{C1} = V_{E3} - V_{E4}$$

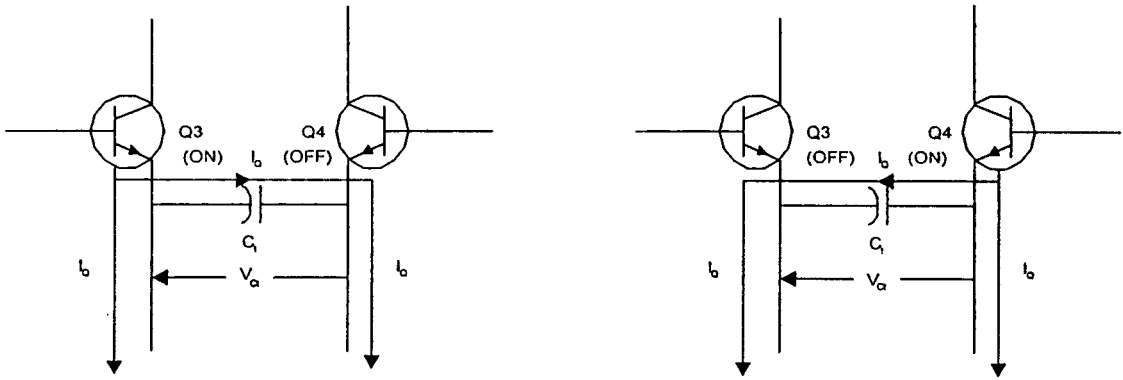
และความแตกต่างของโวลต์เตจขา BE ของ Q_3 และ Q_4 คือ

$$V_{BE3} - V_{BE4} = (V_{B3} - V_{B4}) - (V_{E3} - V_{E4}) = \frac{V_D R_6}{(R_5 + R_6)} - V_{C1}$$

เพราะว่า V_{C1} น้อยกว่า V_D เราจะได้ว่า $V_{BE3} > V_{BE4}$ และ Q_3 ยังคงทำงานและ Q_4 ยังคงไม่ทำงานดังแสดงในรูป 2.3-5 (a) ตัวเก็บประจุ C_1 ถูกอัดประจุโดยกระแส I_D และโวลต์เตจคร่อม C_1 จะ

เพิ่มขึ้น โดยมีอัตรา $\frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{I_D}{C_1}$ เนื่องจาก V_{C1} เพิ่มมากกว่า V_D ทรานซิสเตอร์ Q_3 จะไม่

ทำงานและ Q_4 จะทำงานแทนโดยผลในการเปลี่ยนทิศทางของกระแสที่ผ่าน C_1 ดังแสดงในรูป 2.3-5(b)



รูปที่ 2.3-5 แสดงการเปลี่ยนทิศทางของกระแสที่ผ่าน C_t

วงจรยังคงอยู่ที่สถานะนี้ตราบเท่าที่ $V_{BE3} < V_{BE4}$ ซึ่งต้องการให้ $V_{Ct} > -V_D'$ โวลต์เดจคร่อม V_{Ct} จะลดลงที่อัตรา $-dV_{Ct}/dt = -I_Q/C_t$ เมื่อ V_{Ct} ลดลงต่ำกว่า $-V_D'$ ทρανซิสเตอร์ Q_3 จะเปลี่ยนกลับมาอยู่ในสภาวะทำงานและ Q_4 จะหยุดทำงานจะได้เป็นวัฏจักรที่สมบูรณ์

การเปลี่ยนโวลต์เดจคร่อม C_t ซึ่งทำให้ Q_3 และ Q_4 จะเปลี่ยนจากสถานะหนึ่งไปอีกสถานะหนึ่ง

$$\text{คือ } \Delta V_{Ct} = \pm 2V_D' = \pm 2V_D \frac{R_6}{R_5 + R_6}$$

$$\text{จาก } \frac{dV_{Ct}}{dt} = \pm \frac{I_Q}{C_t}$$

$$\text{ดังนั้นเราจะได้ } \Delta V_{Ct} = \pm 2V_D' = \pm \frac{I_Q \Delta t}{C_t}$$

$$\text{ดังนั้น } \Delta t = \frac{2V_D' C_t}{I_Q}$$

คาบเวลาการออสซิลเลต T คือ

$$T = 2\Delta t = \frac{4V_D' C_t}{I_Q} = \frac{4V_D C_t R_6}{I_Q (R_5 + R_6)}$$

จะได้ความถี่ในกัารออสซิลเลต คือ

$$f_0 = \frac{1}{T} = \frac{I_Q}{4V_D' C_t}$$

สำหรับแหล่งจ่ายกระแสซึ่งควบคุมโดยแรงดันของวงจร จะสังเกตได้ว่า $V_{E5} = V_{E6} = V_C + V_{EB7} - V_{BE5} \approx V_C$ เพราะว่า $V_{EB7} (\text{PNP}) \approx V_{BE5} (\text{NPN})$ ดังนั้นจะได้ $I_Q = V_{E5}/R_4 \approx V_C/R_4$ และมีความสัมพันธ์แบบเชิงเส้นระหว่างแหล่งจ่ายกระแส I_Q และแรงดันควบคุม V_C ความถี่ในการออสซิลเลต สามารถแสดงในเทอมของโวลต์เดจที่ควบคุมได้ว่า

$$f_0 = \frac{V_c \left(1 + \frac{R_5}{R_6}\right)}{4V_D R_4 C_t}$$

และสัมประสิทธิ์ในการถ่ายโอนโวลต์เดจ - ความถี่ คือ

$$K_V = \frac{df_0}{dV_c} = \frac{\left(1 + \frac{R_5}{R_6}\right)}{4V_D R_4 C_t}$$

วงจรวีซีโอประเภทนี้มีความสามารถในการทำงานที่ความถี่สูง ≥ 50 MHz ผลของข้อเท็จจริงที่ว่า Q_3 และ Q_4 สามารถป้องกันจากการเข้าไปสู่การอิมิตัวถี่อื่นที่ต้องการคือ โวลต์เดจที่ขาเบส (V_B) ต้องมากกว่า โวลต์เดจที่ขาคอลเลคเตอร์ (V_C) ไม่นเกิน 0.5 โวลต์ ดังนั้นสิ่งที่เราต้องการคือ

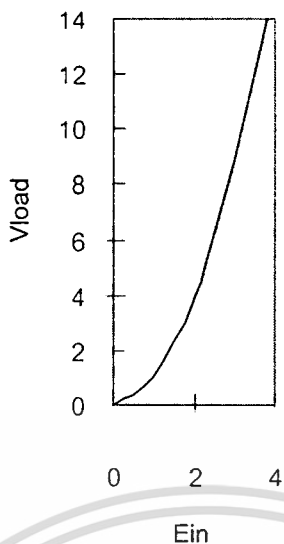
$$\frac{(V^+ - V_{BE})R_6}{(R_5 + R_6)} > (V^+ - V_D) + 0.5 \text{ Volt}$$

วงจรรูกลคลื่นสัญญาณ (wave shaping)

- Transfer Curve Synthesizer

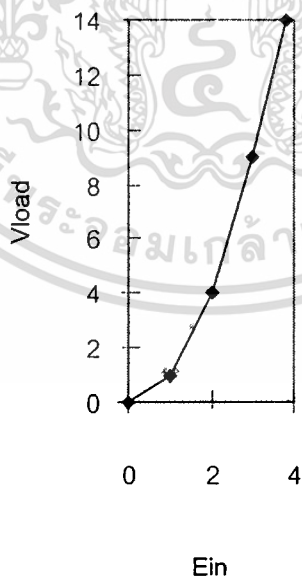
เส้นกราฟของวงจรถูกผลิตโดยให้ ด้านอินพุตโวลต์เดจ หรือกระแสอยู่ในแกนนอน ส่วนเอาต์เป็นแนวตั้ง วงจรส่วนใหญ่ต้องการเส้นกราฟเป็นเส้นตรง ซึ่งหมายความว่ามีการเปลี่ยนแปลงระหว่างอินพุตและเอาต์พุตมีค่าคงที่ แต่ก็มีบางครั้งที่กราฟที่เป็นเชิงเส้น (linear) ไม่เป็นตามต้องการ ถ้าผลตอบสนองของทรานซิสเตอร์ เป็นนอนลิเนียร์ (nonlinear) กราฟแบบนอนลิเนียร์เป็นผลการรวมของกราฟแบบลิเนียร์เข้าด้วยกัน กำลังสองและการทำค่ารากที่สองของสัญญาณอะนาล็อกทั้งสอง ซึ่งเหมือนกับเป็นการใส่ค่าลอก (log) หรือแอนติลอก (antilog) ของสัญญาณอะนาล็อก

การปรับรูปร่างคลื่น จากอินพุตที่เป็นกราฟสามเหลี่ยม เป็นกราฟรูปไซน์เวฟ ทางด้านเอาต์พุตก็ต้องทำโดยวงจรถูกทำงานเป็นนอนลิเนียร์



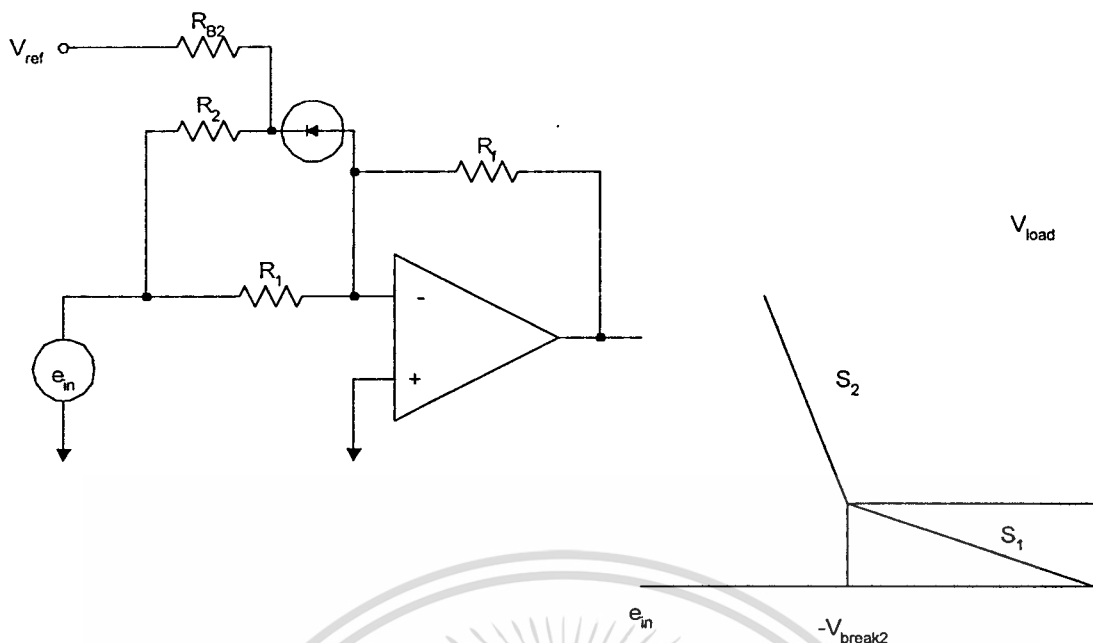
รูปที่ 2.3-6 แสดงรูปกราฟกำลังสองแบบนอนลิเนียร์

รูปที่ 2.3-6 คือรูปกราฟกำลังที่สอง เป็นกราฟนอนลิเนียร์ แต่อย่างไรก็ตามมันสามารถประมาณด้วยเส้นตรงเล็กๆ หลายเส้นในแต่ละช่วงของเส้นความชัน รูปที่ 2.3-7 แสดงการประมาณส่วนของเส้นตรงเล็กๆ ของกำลังสอง ให้เพียง 4 เส้น เราอาจจะใช้ได้มากกว่านี้ในการประมาณแบบนอนลิเนียร์



รูปที่ 2.3-7 การประมาณค่าของแต่ละส่วน $V_{OUT} = V_{in}^2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3-8 วงจรลิเนียร์ที่แบ่งเป็นสองส่วน

วงจรในรูปที่ 2.3-8 (a) มีสองส่วน ที่เป็นกราฟเส้นตรง ซึ่งแสดงรูปกราฟในรูปที่ 2.3-8 (b) สำหรับอินพุตที่เป็นแรงดันไฟลบน้อยๆ จะทำให้ไดโอดทำงานได้ ค่าความต้านทาน R_2 เสมือนเปิดวงจร และไม่มีผลกับวงจร ตัวต้านทานส่วนป้อนกลับ (feedback) และตัวต้านทานด้านอินพุตมีผลต่อวงจรอินเวอร์ตติ้งแอมพลิไฟเออร์ อัตราการขยายคือ

$$\frac{V_{load}}{e_{in}} = -\frac{R_f}{R_1}$$

ดังนั้นความชันของส่วนที่ 1 จะได้

$$S_1 = -\frac{R_f}{R_1}$$

ขณะที่อินพุตไฟลบมีค่ามากขึ้น แรงดันที่ตกคร่อมแคโทดของไดโอดจะมีค่าลดลง ที่โวลเตจเบรคดาวน์ที่ $2(-V_{break2})$ ไดโอดจะนำกระแส ค่าออฟเซต ของไดโอด (0.6V) ก็จะถูกตัดไปและจะมองเห็นว่า R_2 นี้ต่อขนานกับ R_f ค่าอัตราการขยายจะเป็น

$$\frac{V_{load}}{e_{in}} = \frac{R_f}{\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}}$$

ค่าความชันในเส้นตรงส่วนที่ 2 (S2)

$$\begin{aligned} S2 &= \frac{-R_f}{\frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}} \\ &= -R_f \times \frac{R1 + R2}{R1 \cdot R2} \\ &= -\left(\frac{R_f}{R1} + \frac{R_f}{R2}\right) \end{aligned}$$

ค่าความชันเพิ่มโดยอัตโนมัติคุณสามารถเพิ่มจำนวนขึ้นได้อีก โดยเอาไดโอดที่จะทำหน้าที่เป็น สวิตช์มาต่อขนาน สำหรับเส้นกราฟ 3 ส่วน ความต้านทานอินพุตอีกตัว (R3) วงจรไดโอดและไบอัสรีซิสเตอร์ (R_{B2}) ต่อขนานกับ R1 จะได้ค่าความชันส่วนที่ 3 เป็น

$$S3 = -\left(\frac{R_f}{R1} + \frac{R_f}{R2} + \frac{R_f}{R3}\right)$$

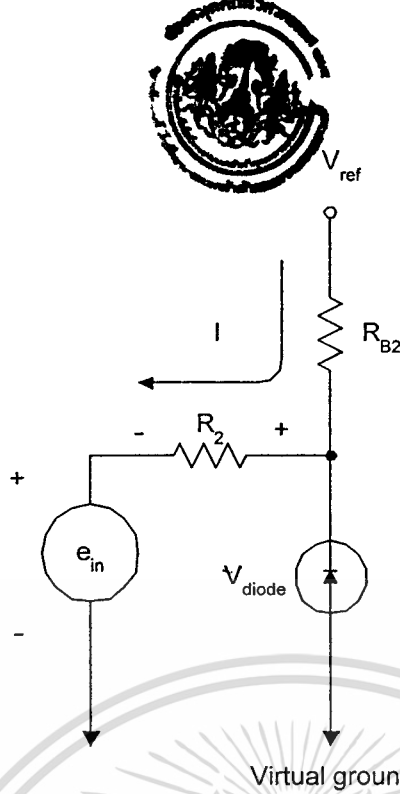
สามารถเขียนเป็นสูตรพื้นฐาน ในการเพิ่มเซกเมนต์ (Segment) ที่ต้องการได้โดยความต้านทานอินพุต ไบอัสรีซิสเตอร์ และไดโอดทำการต่อขนานกับ R1

$$S_n = -\left(\frac{R_f}{R1} + \frac{R_f}{R2} + \frac{R_f}{R3} + \dots + \frac{R_f}{R_n}\right)$$

ความต้านทานอินพุตเป็นตัวกำหนดความเป็นเบรคพอยท์ ถูกกำหนดโดย V_{ref} , R_B และความต้านทานอินพุตดูรูปที่ 2.3-8 (a) อีกครั้ง วงจรแบบนี้จัดเป็นวงจรมหาที่ฟีดแบค (negative feedback) ค่า R_2 , R_{B2} , V_{ref} และค่าไดโอด สามารถเขียนใหม่ดังรูป 2.3-9 ตราบเท่าที่แรงดันตกคร่อมไดโอดเป็นแรงดันบวก ไดโอดจะไม่ทำงานเมื่อแรงดันไดโอดถูกขั้วเป็นศูนย์

$$\begin{aligned} I &= \frac{V_{ref} - e_{in}}{R_2 + R_{B2}} \\ V_{diode} &= IR_2 + e_{in} \\ &= \frac{(V_{ref} - e_{in})R_2}{R_2 + R_{B2}} + e_{in} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3-9 การวิเคราะห์จุดเบรค

สมมติว่า $V_{diode} = 0$ เมื่อมันทำงาน

$$0 \cong \frac{(V_{ref} - e_{in})R_2}{R_2 + R_{B2}} + e_{in}$$

เราจะหาค่า e_{in} ซึ่งจะไปไดรฟ์ให้ $V_{diode} = 0$ เมื่อสวิตช์เปิด

$$V_{break2} \cong -V_{ref} \frac{R_2}{R_{B2}}$$

$$R_{B2} \cong -R_2 \frac{V_{ref}}{V_{break2}}$$

มีหลายข้อสังเกตและค่าเตือนที่ควรต้องระวังไว้

1. การเปลี่ยนวงจรไดโอดอินพุทจะมีผลทำให้สโลปของทรานสเฟอร์เคิร์ฟ เพิ่มขึ้นในแต่ละจุดเบรคพอยท์ จากสมการ 1-3 ถ้าจะลดสโลปต้องเพิ่มแรงดันทางอินพุท คุณต้องใช้วงจรดิฟเฟอเรนมาช่วย
2. วงจรนี้เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ คือ transfer curve ใน quadrant ที่สองมีอินพุทเป็นลบโดยจะได้ค่าเอาต์พุทเป็นบวก และใน quadrant ที่สี่ อินพุทจะมีค่าเป็นบวกจะได้ค่าเอาต์พุทเป็นลบ หากเราใส่อินเวอร์ตติ้งแอมป์เข้าไปอีกตัวก่อนหรือหลังของวงจรนี้ ก็จะทำให้วงจรนี้ไม่เป็นวงจรอินเวอร์ตติ้งได้

เมื่อเวลาที่สวิตช์ไดโอดเป็นศูนย์ ที่จุดเบรคพอยท์ ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์จะต่ำควรระมัดระวังว่าวงจรนี้ไม่ควรป้อนค่าแรงดันอินพุทที่มีค่าสูงเข้าไป

จากสมการ 1-5 จะได้ว่า $V_{\text{diode on}} = 0$

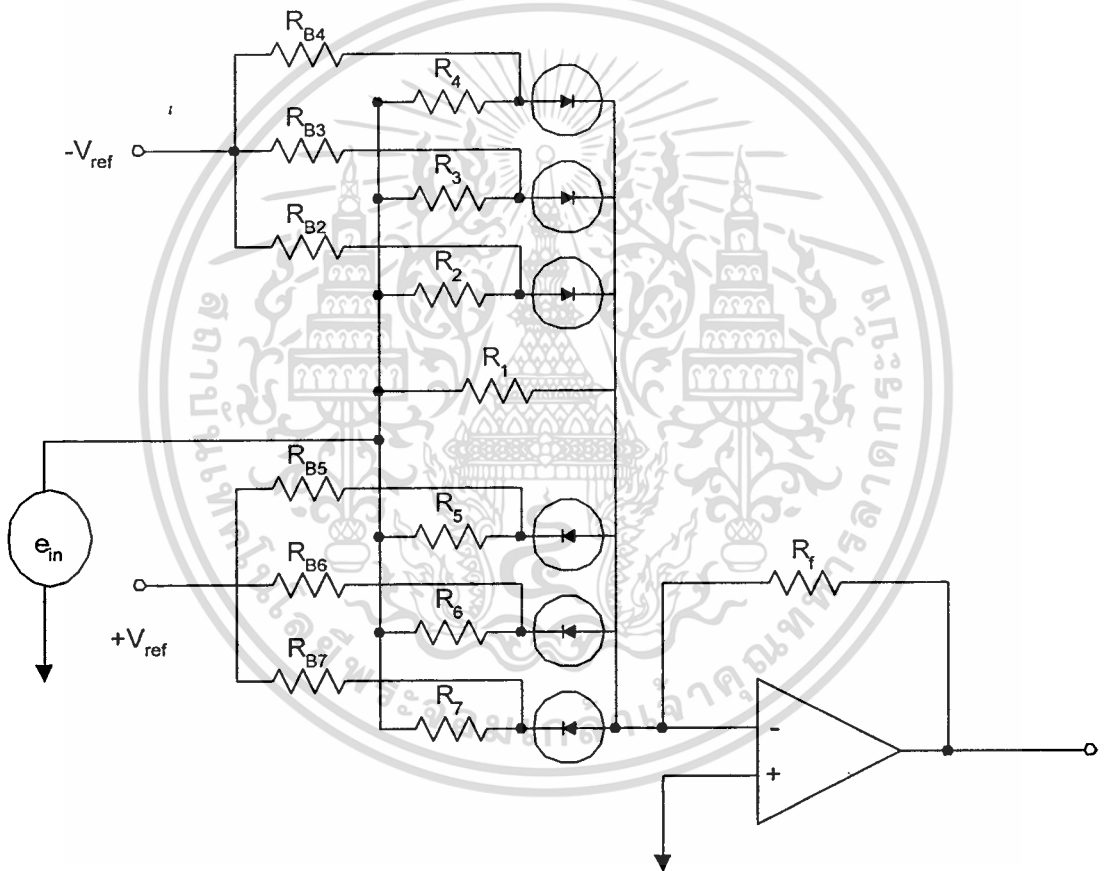
$R_{\text{diode on}} = 0$

การประมาณค่านี้จะไม่มีปัญหาถ้าคุณแน่ใจว่า

$V_{\text{break}} \gg 0.6 \text{ V}$

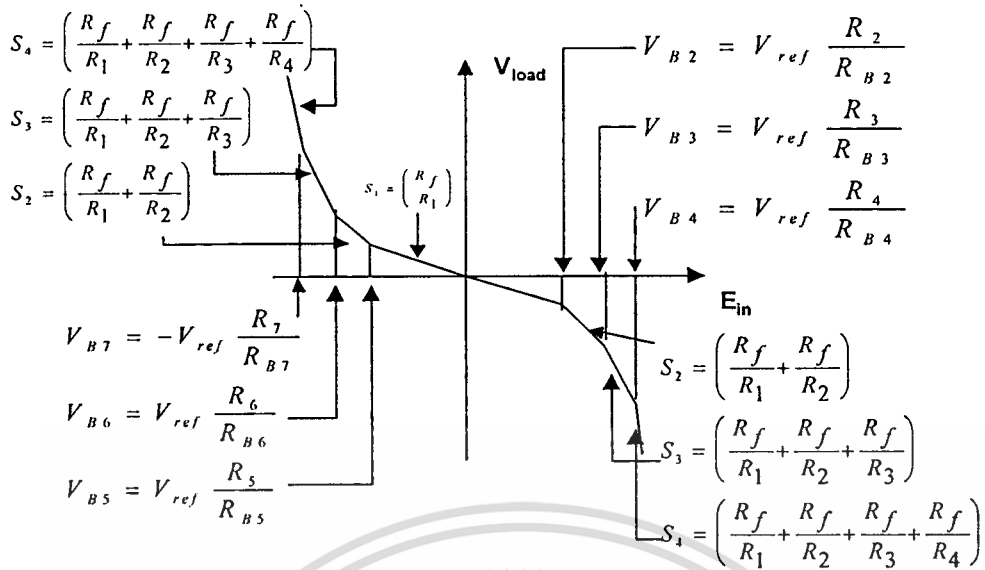
$R_{1,2,3,\dots} \gg R_{\text{on diode}}$

เอาท์พุทสุดท้ายวงจรในรูป 2.8 (a) เหมาะสมสำหรับแรงดันอินพุทค่าลบเท่านั้น หากจะสร้างรูปกราฟทางอินพุทด้านบวก ต้องทำการเพิ่มอินพุทรีซิสเตอร์ ไดโอด และไบอัสรีซิสเตอร์วงจร จากนั้นก็นำไปต่อขนานกับ R_1 ดังรูป 2.3-10 สำหรับเนตเวิร์คทางด้านบวกจะทำการรีเวอร์สไดโอด และใช้ V_{ref} เป็นลบ การวิเคราะห์ทรานส์เฟอ์เคิร์ฟ ที่แบ่งเป็น 7 ส่วนโดยมีทั้งอินพุทบวกและลบ ดังแสดงดังรูป 2.3-10 ผลของกราฟที่มีพารามิเตอร์ที่เหมาะสมดังแสดงในรูป 2.3-11



รูปที่ 2.3-10 การวิเคราะห์กราฟทรานส์เฟอ์เคิร์ฟไบโพลาร์

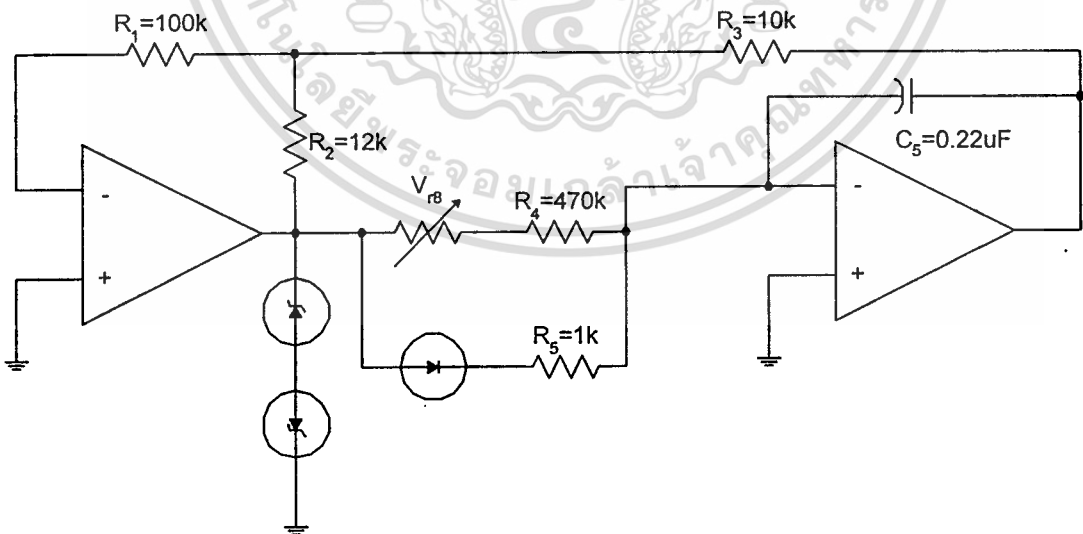
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3-11 กราฟทรานสเฟอร์ดิเนียร์ไบโพลาร์

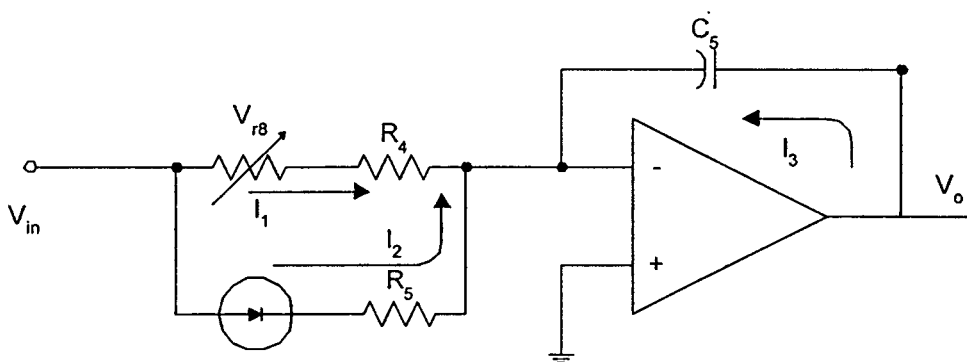
2.4 วงจรกำเนิดฟันเลื่อย(sawtooth generator)

ประกอบด้วย วงจร อินทิเกรเตอร์ (integrator) และ วงจรคอมพาราเรเตอร์(comparator)
โดยมีวงจรรวมดังรูปที่ 2.4-1



รูปที่ 2.4-1 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย

วงจรรวมอินทิเกรเตอร์



รูปที่ 2.4-2 แสดงวงจรรวมอินทิเกรเตอร์

จากรูปสามารถหาความสัมพันธ์ ของ V_o กับ V_{in} ได้ดังนี้

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \quad ; \quad i_3 = i_c = C_5 \frac{dV_c}{dt} = C_5 \frac{dV_o}{dt}$$

$$\frac{V_i - 0}{V_{R8} + R_4} + \frac{V_i - 0}{R_5} + \frac{C_5 dV_o}{dt} = 0$$

$$\frac{V_i}{V_{R8} + R_4} + \frac{V_i}{R_5} = -C_5 \frac{dV_o}{dt} = 0$$

$$V_o = -\frac{1}{C_5} \left(\frac{1}{V_{R8} + R_4} + \frac{1}{R_5} \right) \int_0^t V_i dt$$

$$= -\frac{1}{C_5} \left[\frac{R_5 + V_{R8} + R_4}{(V_{R8} + R_4)R_5} \right] \int_0^t V_i dt$$

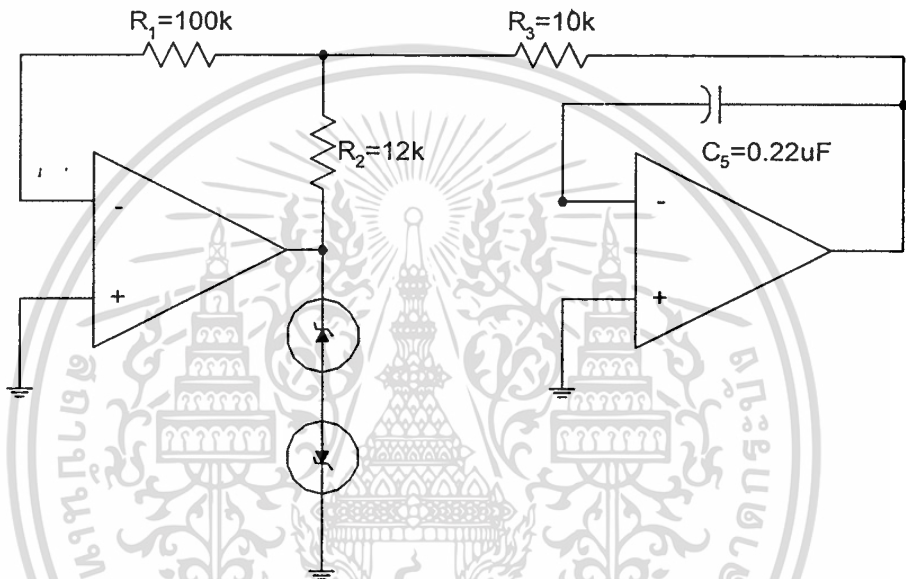
$$= -\frac{1}{C_5} \left(\frac{1}{\frac{(V_{R8} + R_4)R_5}{R_5 + V_{R8} + R_4}} \right) \int_0^t V_i dt$$

$$= -\frac{1}{C_5 R_i} \int_0^t V_i dt$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรคอมพาราเรเตอร์

ใช้เปรียบเทียบโดยมีโวลเตจเปรียบเทียบ เท่ากับ 0 โวลต์ หลักการคือ ถ้าโวลเตจอินพุท > โวลเตจที่เปรียบเทียบ แล้วจะได้เอาต์พุทเป็นค่าบวกค่าหนึ่งซึ่งเท่ากับ $+V_{CC}$ ถ้าโวลเตจอินพุท < โวลเตจเปรียบเทียบ แล้วจะได้ค่าโวลเตจเอาต์พุทเป็นค่า $-V_{CC}$ แต่ในวงจรนี้ ต้องการให้เอาต์พุทที่ได้มามีค่าประมาณ $= \pm 7\text{ V}$ โดยนำซีเนอร์ไดโอดมาต่อรีเวอร์สไบอัสอนุกรมกับฟอร์เวิร์ดไบอัส (โดยโวลเตจที่ได้จะออกมาเป็นรูปสี่เหลี่ยม) โดยสัญญาณรูปฟันเลื่อยจะถูกป้อนกลับมาที่วงจรคอมพาราเรเตอร์ โดยผ่านวงจรแบ่งแรงดัน R_2, R_3 ส่งสัญญาณที่ได้จากการใช้หลักการแบ่งแรงดันไปยังวงจรคอมพาราเรเตอร์ เพื่อทำการเปรียบเทียบค่าแรงดันตามที่กล่าวไปในข้างต้น



รูปที่ 2.4-3 แสดง วงจรคอมพาราเรเตอร์

แสดงการคำนวณ

$$\begin{aligned} \frac{V_1 - V_0}{10k} - \frac{V_1 - 7}{12k} &= 0 \\ \frac{V_1}{10k} - \frac{V_1}{12k} &= \frac{7}{12k} + \frac{V_0}{10k} \\ V_1 &= \frac{\left(\frac{7}{12k} + \frac{V_0}{10k}\right)}{\left(\frac{1}{10k} - \frac{1}{12k}\right)} \\ &= 60k \left(\frac{7}{12k} - \frac{V_0}{10k} \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_1 &= 35 + 6V_0 \\ V_1 = 0, \quad 0 &= 35 + 5V_0 \\ V_0 &= \frac{-35}{5} = -5.83 \end{aligned}$$

$$+5.83 = \frac{1}{R_i C_s} \int_0^t 7 dt$$

$$\begin{aligned} 5.83 R_i C_s &= \int_0^t 7 dt \\ &= 7t \Big|_0^t \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 5.83 R_i C_s &= 7t \\ t &= \frac{(5.83 R_i C_s)}{7} = 0.832 R_i C_s \end{aligned}$$

$$V_0 = -\frac{3.5}{6} = -5.38$$

$$-5.83 = -\frac{1}{R_i C_s} \int_0^t 7 dt$$

$$\begin{aligned} 5.83 R_i C_s &= \int_0^t 7 dt \\ &= 7t \Big|_0^t \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 5.83 R_i C_s &= 7t \\ t &= 0.832 R_i C_s \end{aligned}$$

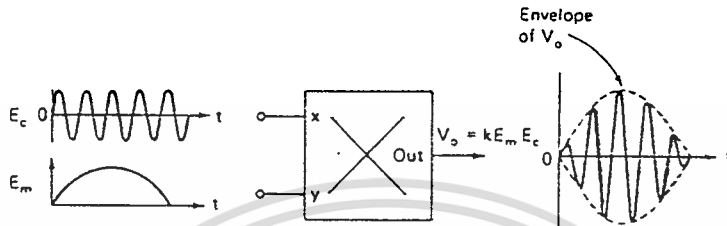
จะได้ว่าเวลาในการคายประจุ = $0.832 R_i C_s$

เวลาในการอัดประจุ = $-0.832 R_i C_s$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 วงจรคูณที่ใช้เป็นมอดูเลเตอร์

การมอดแบบแอมพลิจูดจะเป็นขบวนการคูณ



รูปที่ 2.5-1 แสดงวิธีการบาลานซ์มอดดูเลเตอร์

โดยรูปคลื่นที่แสดงนี้เป็นบาลานซ์มอดดูเลเตอร์ เนื่องจากเอาท์พุทที่ออกมา คลื่นพาจะถูกลบไป โดยที่ V_o ไม่ใช่รูปคลื่นชาน์

การคำนวณของบาลานซ์มอดดูเลเตอร์

คลื่นพาหะรูปชาน์ที่มีความถี่สูง E_c เป็นอินพุทของวงจรมอดดูเลเตอร์ ความถี่ ออดิโอ ที่ต่ำกว่าหรือสัญญาณที่เป็นอินพุทตัวที่สองของมอดดูเลเตอร์ สามารถเรียกได้ว่าเป็น คลื่นมอดดูเลตติ้ง E_m โดยทั้งคู่จะเป็นคลื่นชาน์

$$E_c; E_c = E_{cp} \sin 2\pi f_c t$$

โดยที่ E_{cp} เป็นขนาดของคลื่นพาหะ และ f_c เป็นความถี่พาหะ

$$E_m; E_m = E_{mp} \sin 2\pi f_m t$$

โดยที่ E_m เป็นขนาดของคลื่นมอดดูเลตติ้ง และ f_m เป็นความถี่มอดดูเลตติ้ง

เมื่อนำ E_c และ E_m คูณกับเอาท์พุทของการคูณ V_o สามารถแสดงเทอมของการคูณได้ดังนี้

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

$$(\sin A)(\sin B) = \frac{1}{2} [\cos(A - B) - \cos(A + B)] \quad \text{จะได้ว่า } A = E_c \quad \text{และ } B = E_m$$

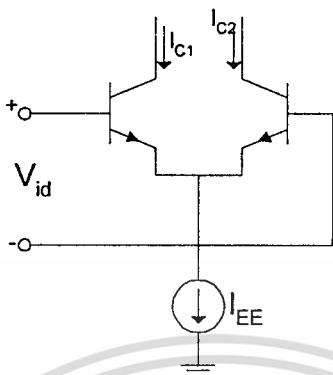
$$V_o = \frac{E_{mp} E_{cp}}{20} \cos 2\pi(f_c - f_m)t - \frac{E_{mp} E_{cp}}{20} \cos 2\pi(f_c + f_m)t$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรผสมสัญญาณโดยใช้หลักการอิมิตเตอร์คัปเปิลแพร์

(The Emitter - Couple Pair as a Simple Multiplier)

อิมิตเตอร์คัปเปิลแพร์ ที่แสดงในรูปที่ 2.5-2 สามารถหาค่ากระแสเอาต์พุต ที่สัมพันธ์กับผลต่างของโวลเตจอินพุต ดังนี้



รูป 2.5-2 แสดงวงจรอิมิตเตอร์คัปเปิลแพร์

$$I_{C1} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp\left(-\frac{V_{id}}{V_T}\right)} \dots\dots\dots (1)$$

$$I_{C2} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp\left(\frac{V_{id}}{V_T}\right)} \dots\dots\dots (2)$$

โดยถือว่ากระแสเบสมีค่าน้อยมากจนตัดทิ้งได้ ดังนั้นสมการที่ 5 และ 6 สามารถจัดให้อยู่ในรูปผลต่างของกระแสเอาต์พุตได้ดังนี้

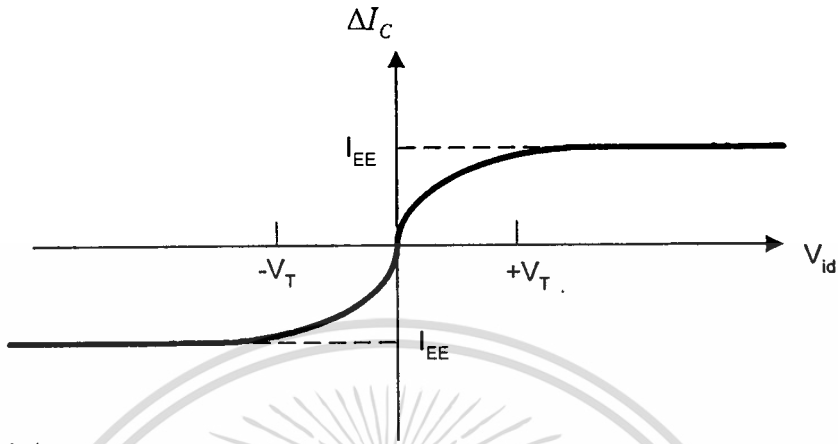
$$\begin{aligned} \Delta I_C &= I_{C1} - I_{C2} \\ &= I_{EE} \tanh\left(\frac{V_{id}}{2V_T}\right) \dots\dots\dots (3) \end{aligned}$$

สามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังรูป 2.5-3 และความสัมพันธ์สามารถแสดงว่าตัวอิมิตเตอร์คัปเปิลแพร์ สามารถใช้งานเป็นตัวคูณขั้นต้นได้ (primitive multiplier) เราจะทำการสมมติขั้นแรกว่า V_{id} น้อยกว่า V_T มากๆ ซึ่งถ้าเงื่อนไขนี้เป็นจริง เราจะได้ว่า

$$\tanh \frac{V_{id}}{2V_T} \approx \frac{V_{id}}{2V_T} \quad , \quad \frac{V_{id}}{2V_T} \ll 1$$

และ สมการ (3) จะกลายเป็น

$$\Delta I_C = I_{EE} \left(\frac{V_{id}}{2V_T} \right) \dots \dots \dots (4)$$



รูป 2.5-3 แสดงกราฟคุณลักษณะทาง dc ของอิมิตเตอร์คัปเปิลแอมป์

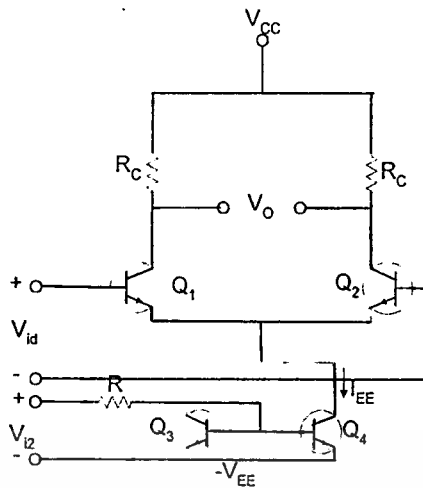
กระแส I_{EE} จะเป็นกระแสที่ไบอัส อิมิตเตอร์คัปเปิลแอมป์ ซึ่งในวงจรต่อไปเราจะทำให้ I_{EE} มีค่าขึ้นอยู่กับ V_{i2} ที่แสดงในรูปที่ 2.5-4 เราจะได้ว่า

$$I_{EE} \cong K_0 (V_{i2} - V_{BE(on)}) \dots \dots \dots (5)$$

ซึ่งกระแสผลต่างเอาต์พุตจะสามารถคำนวณโดยแทนค่า (5) ลงใน (4)

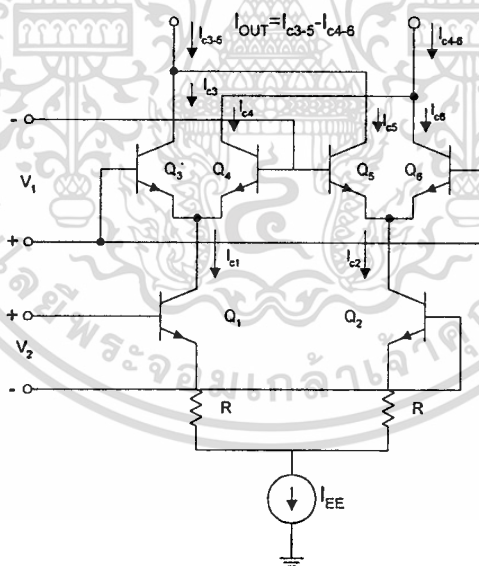
$$\Delta I_C = \frac{K_0 V_{id} [V_{i2} - V_{BE(on)}]}{2V_T}$$

ดังนั้นเราจะได้ผลลัพธ์ของวงจรในรูปของฟังก์ชันการคูณภายใต้การสมมติที่ว่า V_{id} มีค่าน้อย และ V_{i2} มีค่ามากกว่า $V_{BE(on)}$ ดังนั้นวงจรคุณลักษณะนี้เป็นฟังก์ชันของ $V_{id} - V_{i2}$ และเรียกวงจรนี้ว่า two quadrant multiplier แต่วงจรมีจะเป็นเพียงหนึ่งในหลายๆ วงจรทางระบบสื่อสาร แต่วงจรมีนิยมใช้กันมากที่สุดได้แก่วงจร four quadrant



รูป 2.5-4 แสดงวงจรคูณสัญญาณแบบ Two - quadrant

วงจร Gibert multiplier cell ในรูปที่ 2.5-4 เป็นวงจรแบบ อิมิตเตอร์คัปเปิลเซลล์ ซึ่งใช้ในการคูณแบบ four quadrant ซึ่งวงจรมีจะนำมาใช้ในวงจรรวมของระบบการคูณแบบสมดุล (balance multiplier) โดยทำการต่อแบบอนุกรมกันของ อิมิตเตอร์คัปเปิลแพร์ กับทรานซิสเตอร์คัปเปิล (two cross couple)



รูปที่ 2.5-5 การต่อแบบอนุกรมกันของ อิมิตเตอร์คัปเปิลแพร์กับทรานซิสเตอร์คัปเปิล

การวิเคราะห์ทางทฤษฎีโดยใช้วิธีของ Gibert Multiplier Cell

ในการวิเคราะห์ต่อไปนี้จะสมมติว่า ทรานซิสเตอร์มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ โดยให้ค่าความต้านทานเอาท์พุทของทรานซิสเตอร์ กระแสไบอัสแหล่งจ่ายกระแส และกระแสเบสสามารถตัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทั้งนี้ สำหรับ Gilbert cell ที่แสดงในรูปที่ 2.5-4 สามารถหาค่ากระแสคอลเลคเตอร์ ของ Q_3 และ Q_4 โดยใช้สมการ 1 และ 2

$$I_{C3} = \frac{I_{C1}}{1 + \exp\left(-\frac{V_1}{V_T}\right)} \dots\dots\dots(6)$$

$$I_{C4} = \frac{I_{C1}}{1 + \exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right)} \dots\dots\dots(7)$$

ในทางเดียวกัน

$$I_{C5} = \frac{I_{C2}}{1 + \exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right)} \dots\dots\dots(8)$$

$$I_{C6} = \frac{I_{C2}}{1 + \exp\left(-\frac{V_1}{V_T}\right)} \dots\dots\dots(9)$$

ค่ากระแส I_{C1} และ I_{C2} สามารถนำมาสัมพันธ์กับค่า V_2 โดยใช้สมการที่ 1 และ 2

$$I_{C1} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp\left(-\frac{V_2}{V_T}\right)} \dots\dots\dots(10)$$

$$I_{C2} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp\left(\frac{V_2}{V_T}\right)} \dots\dots\dots(11)$$

จากสมการ 6 ถึง 11 เราสามารถแสดงค่ากระแสคอลเลคเตอร์ I_{C3} - I_{C6} ในเทอมของ V_1 และ V_2 ได้

$$I_{C3} = \frac{I_{EE}}{\left[1 + \exp\left(-\frac{V_1}{V_T}\right)\right] \left[1 + \exp\left(-\frac{V_2}{V_T}\right)\right]}$$

$$I_{C4} = \frac{I_{EE}}{\left[1 + \exp\left(-\frac{V_2}{V_T}\right)\right] \left[1 + \exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right)\right]}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{c5} = \frac{I_{EE}}{\left[1 + \exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right)\right] \left[1 + \exp\left(\frac{V_2}{V_T}\right)\right]}$$

$$I_{c6} = \frac{I_{EE}}{\left[1 + \exp\left(\frac{V_2}{V_T}\right)\right] \left[1 + \exp\left(-\frac{V_1}{V_T}\right)\right]}$$

ผลต่างของกระแสเอาต์พุตจะได้

$$\begin{aligned} \Delta I &= I_{c3-5} - I_{c4-6} = I_{c3} + I_{c5} - (I_{c6} + I_{c4}) \\ &= (I_{c3} - I_{c6}) - (I_{c4} - I_{c5}) \\ &= I_{EE} \left[\tanh\left(\frac{V_1}{2V_T}\right) \right] \left[\tanh\left(\frac{V_2}{2V_T}\right) \right] \dots\dots\dots(12) \end{aligned}$$

คุณสมบัติทาง DC จะอยู่ในรูปผลคูณของ hyperbolic tangent ของ 2 อินพุต

การใช้งาน multiplier cell สามารถแบ่งเหตุการณ์ได้ 3 เหตุการณ์ตามความสัมพันธ์ กับ V_T ของสัญญาณ V_1 และ V_2

1. ถ้าขนาดของ V_1 และ V_2 มีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับ V_T ค่า hyperbolic tangent สามารถประมาณเป็นเชิงเส้นและวงจรมีพฤติกรรมเป็นตัวคูณสัญญาณตาม V_1 และ V_2 อย่างไรก็ตาม ถ้ารวมความไม่เป็นเชิงเส้นเพื่อชดเชยสำหรับฟังก์ชัน ของ hyperbolic tangent อนุกรมเข้ากับแต่ละอินพุตทำให้มีช่วงความเป็นเชิงเส้นมากขึ้น ดังนั้นเทคนิคนี้จึงเรียกได้ว่าเป็น four-quadrant analog multiplier

2. ถ้ามีอินพุตตัวใดมีค่ามากกว่า V_T จะทำให้ทรานซิสเตอร์ตัวที่มีอินพุตมาก ประพฤติตัวคล้ายสวิทช์ซึ่งไม่ค่อยที่จะเป็นอุปกรณ์เชิงเส้น ซึ่งผลของการคูณสัญญาณขนาดเล็กด้วยสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมในโหมดการทำงานนี้จะเสมือนการทำงานของตัวโมดูลเตอร์

3. ถ้าสัญญาณทั้งคู่มีขนาดมากกว่า V_T จะทำให้ทรานซิสเตอร์ทั้งหกตัวในวงจรประพฤติตัวเป็นสวิทช์ที่ไม่อิ่มตัว (Nonsaturating switches) ในโหมดนี้จะใช้ในการตีเทคผลต่างของเฟสระหว่างสัญญาณ 2 สัญญาณที่มีขนาดจำกัด ซึ่งต้องนำไปใช้ในวงจร PPL และบางครั้งก็เรียกว่า โหมดของการตีเทคเฟส (phase-detector mode)

เราจะทำการพิจารณาวงจรที่เป็น วงจรคูณสัญญาณอะนาลอก ของ 2 สัญญาณที่ต่อเนื่อง

การคูณสัญญาณอะนาลอกโดยใช้วิธี Gibert Cell

ฟังก์ชัน hyperbolic tangent สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\tanh x = x - \frac{x^3}{3} \dots$$

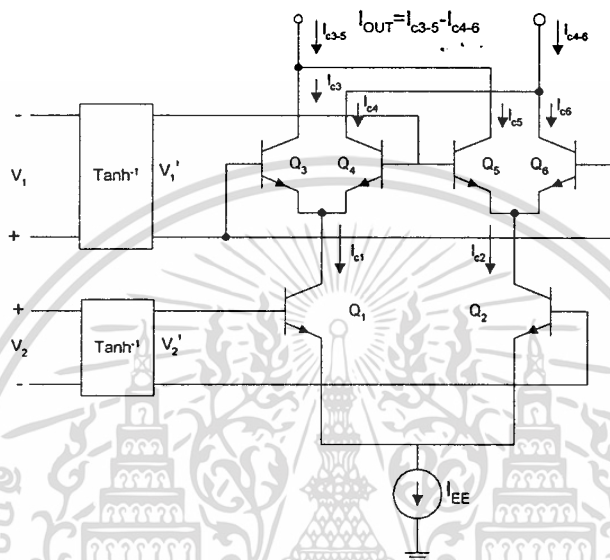
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าสมมติให้ x มีค่าน้อยๆ สามารถแสดงฟังก์ชันได้โดย

$$\tanh x \approx x$$

จากสมการ (12) สามารถแสดงได้

$$\Delta I \approx I_{EE} \left(\frac{V_1}{2V_T} \right) \left(\frac{V_2}{2V_T} \right), V_1, V_2 \ll V_T$$



สำหรับสัญญาณที่มีขนาดเล็ก วงจรจะอยู่ในรูปแบบของการคูณสัญญาณอะนาล็อก แต่โดยปกติขนาดของสัญญาณอินพุตมักจะมีมากกว่า V_T แต่ถ้าเราสามารถจะทำให้สัญญาณขนาดใหญ่สามารถพลิกแพลงให้เข้ากับการทำงานของโหมดนี้ก็เป็นอีกทางหนึ่งในเหตุการณ์ต้องให้มีเพียงสัญญาณเดียวที่มีค่ามากกว่า V_T

ดีเจนเนอเรชัน (degeneration) ที่เพิ่มเข้าไปในตัว อิมิตเตอร์คัปเปิลแพร่ คู่ล่างสามารถเพิ่มช่วงของความเป็นเชิงเส้นของอินพุต V_2 ดังแสดงในรูป แต่การทำลักษณะนี้ไม่สามารถที่จะใช้กับ ครออสคัปเปิลแพร่ Q_3-Q_6 ได้ เพราะจะเป็นการทำลายลักษณะความไม่เป็นเชิงเส้นระหว่าง I_C และ V_{BE} ในอุปกรณ์เหล่านั้น

ในอีกทางหนึ่ง ความไม่เป็นเชิงเส้นจะทำให้อินพุตเกิดการผิดเพี้ยนไป เพื่อชดเชยคุณสมบัติของ ไฮเปอร์โบลิกแทนเจนท์ ของเซล์พื้นฐาน ซึ่งการจะได้มาซึ่งความไม่เป็นเชิงเส้นนั้นจะทำการกลับคุณสมบัติของไฮเปอร์โบลิกแทนเจนท์ ดังแสดงในรูป

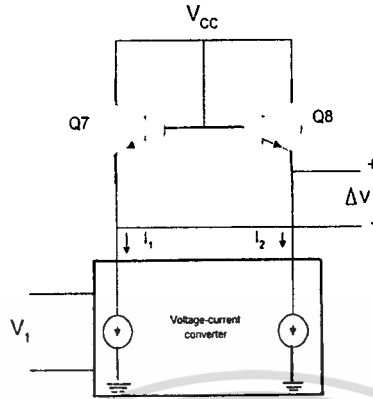
จากรูป เราจะสมมติวงจรวางภายในกล่องดังนี้

$$I_1 = I_{o1} + K_1 V_1 \dots \dots \dots (13)$$

$$I_2 = I_{o1} - K_1 V_1 \dots \dots \dots (14)$$

ซึ่ง I_{01} คือกระแส DC ซึ่งไหลในแต่ละเอ๊าท์พุท ถ้า $V_1 = 0$ และ K_1 คือค่าความนำ (transconductance) ของ Voltage to current converter

และผลต่างของโวลเตจที่คร่อม ที่ต่อกับทรานซิสเตอร์ คือ (diode connected transistor)



$$\Delta V = V_T \ln\left(\frac{I_{01} + K_1 V_1}{I_s}\right) - V_T \ln\left(\frac{I_{01} - K_1 V_1}{I_s}\right)$$

$$= V_T \ln\left(\frac{I_{01} + K_1 V_1}{I_{01} - K_1 V_1}\right)$$

ซึ่งฟังก์ชันนี้สามารถแปรโดยใช้คุณสมบัติดังนี้

$$\tanh^{-1} x = \frac{1}{2} \ln\left(\frac{1+x}{1-x}\right)$$

ตามความสัมพันธ์ที่ออกแบบจะได้

$$\Delta V = 2V_T \tanh^{-1}\left(\frac{K_1 V_1}{I_{01}}\right)$$

ถ้านำฟังก์ชันของบล็อคนี้นี้มาใช้ เป็นตัวชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้น โดยต่ออนุกรมเข้ากับอินพุท ดังในรูป จากสมการ สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\Delta I \approx I_{EE} \left(\frac{K_1 V_1}{I_{01T}}\right) \left(\frac{K_2 V_2}{I_{02T}}\right) \dots \dots \dots (15)$$

โดยที่ I_{c2} และ K_2 เป็นตัวแปรของฟังก์ชันในบล็อกตาม V_2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการ (15) จะแสดงผลต่างกระแสเอาต์พุตซึ่งแปรเปลี่ยนตามผลคูณของ V_1, V_2 และที่สำคัญความสัมพันธ์นี้จะใช้ได้กับทุกค่าของ V_1, V_2 ซึ่งกระแสเอาต์พุตของ V/C Converter เป็นพวก สำหรับความจริงนี้ I_1, I_2 จะต้องเป็นบวกเสมอ (7) และจาก (8) และจะได้ว่า

$$-\frac{I_{01}}{K_1} < V_1 < \frac{I_{01}}{K_1}$$

$$-\frac{I_{02}}{K_2} < V_2 < \frac{I_{02}}{K_2}$$

2.6 วงจรเลือกความถี่ผ่าน (BAND PASS FILTER)

เป็นวงจรที่ยอมให้สัญญาณความถี่บางช่วงเท่านั้นที่ผ่านออกไปได้ ส่วนสัญญาณที่มีความถี่อยู่นอกช่วงที่กำหนดจะถูกลดทอน ไม่ให้สามารถผ่านด้านเอาต์พุตออกไปได้ ในกรณีนี้สัญญาณอยู่ในช่วงความถี่ใช้งานไม่สูงนักเราจึงทำการออกแบบวงจรเลือกความถี่ทางแอคทีฟ (Active) เพราะจะได้ไม่มีปัญหาเกี่ยวกับค่า อินдукแตนซ์ (inductance) ซึ่งอาจต้องใช้ขดลวดเหนี่ยวนำที่มีขนาดใหญ่ ใช้ค่าตัวเก็บประจุค่ามาก ๆ จะทำให้วงจรมีราคาแพง สร้างยาก และน้ำหนักมาก เราจึงหลีกเลี่ยงปัญหาดังกล่าวโดยใช้ แอคทีฟฟิลเตอร์ ซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์สำคัญคือ ออปเปอเรชันแนลแอมพลิไฟเออร์ (Operational Amplifier : OP AMP) และอุปกรณ์จำพวก R,C สำหรับโครงงานนี้ เราเลือกใช้วงจรสเตจวาริเอเบิล (State Variable)

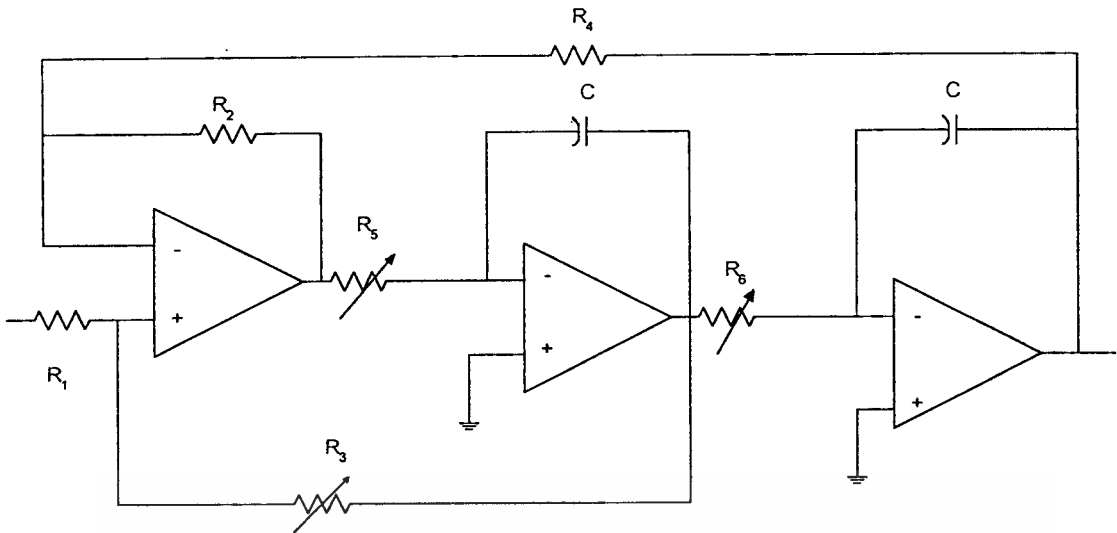
วงจรสเตจ วาริเอเบิล ฟิลเตอร์ (State Variable Filter)

วงจรมีฟิลเตอร์ชนิดนี้ ใช้ออปแอมป์ 3 ตัว โดยในส่วนของเอาต์พุตแบ่งออกเป็น 3 ส่วน คือ เอาต์พุตส่วนไฮพาสฟิลเตอร์ เอาต์พุตส่วนแบนด์พาสฟิลเตอร์ และเอาต์พุตส่วนแบนด์พาสฟิลเตอร์ นอกจากนี้ยังมีค่าความถี่กลางและค่าซีเลคตีวิตี (Selectivity :Q) ไม่แปรผันตามกันเมื่อมีการปรับค่า ซึ่งเป็นวงจรที่มีค่า Q สูง วงจรสเตจวาริเอเบิลนี้นิยมใช้กันแพร่หลายเพราะเป็นวงจรที่ใช้งานได้แพร่หลาย

ออปแอมป์ตัวแรกเป็นดิฟเฟอเรนเชียลเรสปอนส์ (Differential Response) โดยการควบคุม R_1, R_2, R_3 และ R_4 เราจะสามารถควบคุมค่ามิตพลาดของค่าดีซีให้ต่ำลงได้ ส่วนในออปแอมป์ตัวที่ 2 และ 3 เป็นวงจรอินทิเกรเตอร์ วงจรนี้ต้องป้อนแรงดันดีซีค่าต่ำ และอนุญาตให้ R_5, R_6 มีค่าความต้านทานสูง

พิจารณาวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ จะมีค่าเกนเป็น สองเท่าของค่า Q การปรับค่าตัว R และ C ดูได้จากทรานสเฟอร์ฟังก์ชันต่อไปนี้

$$\text{โดยค่า } R_5, R_6 = R$$



รูปที่ 2.6-1 วงจรสเตจ วารีเอเบิล ฟิเตอร์

Node 1

$$\frac{V_x - V_1}{R_2} + \frac{V_x - V_3}{R_4} = 0$$

$$V_x = \left(\frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} \right) \left(\frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_4} \right)$$

Node 2

$$\frac{V_x - V_{in}}{R_1} + \frac{V_x - V_2}{R_3} = 0$$

$$V_x = \left(\frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} \right) \left(\frac{V_{in}}{R_1} + \frac{V_2}{R_3} \right)$$

และ $\frac{V_2}{V_1} = -\frac{1}{RCS}$, $\frac{V_3}{V_2} = -\frac{1}{RCS}$

ให้ $K = -\frac{1}{RC}$

ได้ว่า $\frac{V_2}{V_1} = \frac{K}{S}$, $\frac{V_3}{V_2} = \frac{K}{S}$

จาก Node 1 และ Node 2

$$\left(\frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} \right) \left(\frac{V_1}{R_2} + \frac{V_3}{R_4} \right) = \left(\frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} \right) \left(\frac{V_{in}}{R_1} + \frac{V_2}{R_3} \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า V_1, V_3 ในรูป V_2

$$\left(\frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4}\right) \left(\frac{S}{K} V_2 + \frac{K}{S} V_2\right) = \left(\frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3}\right) \left(\frac{V_m}{R_1} + \frac{V_2}{R_3}\right)$$

$$\left(\frac{1}{R_2 + R_4}\right) \left(\frac{R_4 S}{K} + \frac{K R_2}{S}\right) V_2 = (R_3 V_m + R_1 V_2) \left(\frac{1}{R_1 + R_3}\right)$$

$$\left(\frac{R_4 S}{K} + \frac{K R_2}{S}\right) V_2 = \left(\frac{R_2 + R_4}{R_1 + R_3}\right) (R_3 V_m + R_1 V_2)$$

$$\text{ให้ } \left(\frac{R_2 + R_4}{R_1 + R_3}\right) = M$$

$$\left(\frac{R_4 S}{K} + \frac{K R_2}{S}\right) V_2 = M R_3 V_m + M R_1 V_2$$

$$(R_4 S^2 + K^2 R_2) V_2 = M K R_3 S V_m + M K R_1 S$$

$$\left(S^2 + K^2 \frac{R_2}{R_4}\right) V_2 = M K \frac{R_3}{R_4} S V_m + M K \frac{R_1}{R_4} S V_2$$

$$\left(S^2 - M K \frac{R_1}{R_4} S + K^2 \frac{R_2}{R_4}\right) V_2 = M K \frac{R_3}{R_4} S V_m$$

$$\frac{V_2}{V_m} = \frac{M K \frac{R_3}{R_4} S}{S^2 - M K \frac{R_1}{R_4} S + K^2 \frac{R_2}{R_4}}$$

จาก Transfer function ของ BPF

$$H_{BP}(S) = \frac{\frac{\omega_o}{Q} S}{S^2 + \frac{\omega_o}{Q} S + \omega_o^2}$$

$$\omega_o^2 = K^2 \frac{R_2}{R_4}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_0 = K \sqrt{\frac{R_2}{R_4}}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \dots\dots\dots(1)$$

$$\frac{\omega_0}{Q} = -MK \frac{R_1}{R_4}$$

$$\frac{K \sqrt{\frac{R_1}{R_4}}}{Q} = MK \frac{R_1}{R_4}$$

$$Q = \frac{R_4}{MR_1} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}}$$

$$Q = \frac{1}{R_1} \sqrt{R_2 R_4} \left(\frac{R_1 + R_3}{R_2 + R_4} \right) \dots\dots\dots(2)$$

กำหนดให้ $R_1 = R_2 = R_4$
นำไปแทนค่าในสมการ (1) และ (2) จะได้ว่า

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$Q = \frac{R_1 + R_3}{2R_1}$$

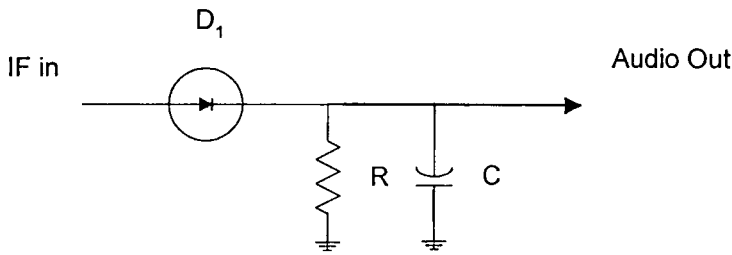
2.7 วงจรดีเทคเตอร์ใช้ไดโอด (Diode Detector)

วงจรดีเทคสัญญาณ เอเอ็ม ที่นิยมมากที่สุดคือ วงจรดีเทคเตอร์ใช้ไดโอด วงจรนี้เป็นวงจรที่ง่ายและใช้ในเครื่องรับ เอเอ็มทุกชนิด แสดงได้ดังรูป 2.7-1 วงจรนี้เป็นวงจรเรกติฟายแบบครึ่งคลื่นธรรมดา ไดโอดจะนำกระแสเฉพาะในช่วงเวลาที่คลื่น เอเอ็มเป็นบวก (Diode On) เท่านั้น เกิดพัลส์บวกคร่อม R ส่วนในช่วงเวลาที่คลื่นเอเอ็มเป็นลบนั้น ไดโอดจะอยู่ในสภาวะออฟ

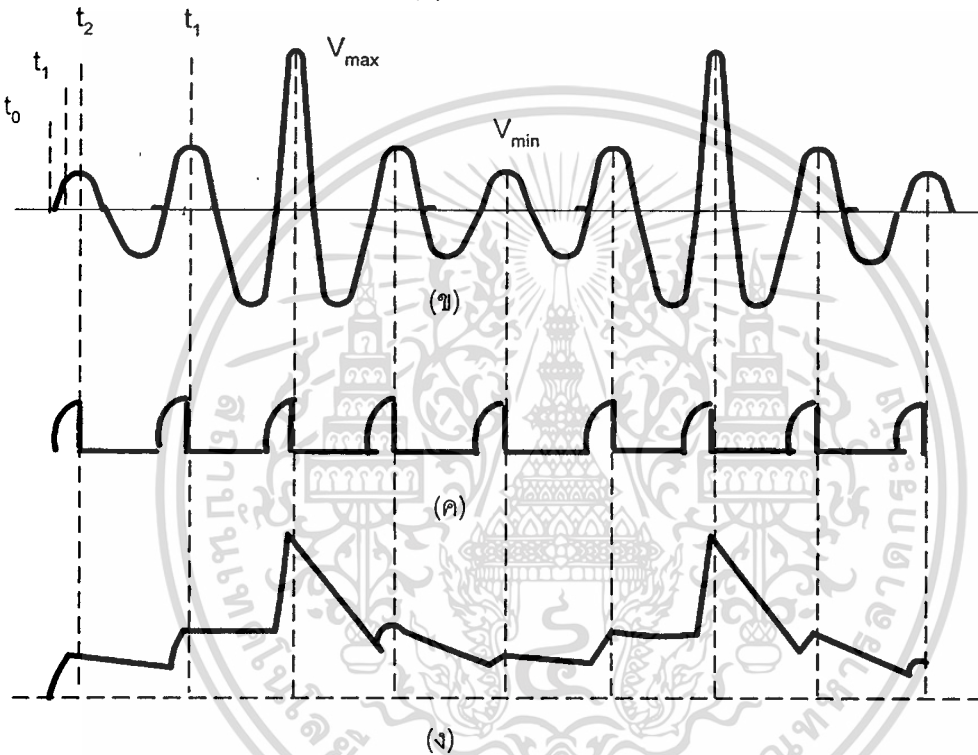
ในสภาวะที่ไดโอดนำกระแส C จะต่อขนานกับ R โดย C จะถูกประจุด้วยพัลส์บวกของเอเอ็มทันที และในช่วงเวลาที่ไดโอด OFF (พัลส์ลบเข้ามา) C ก็จะพยายามคายประจุออกมาให้แก่ R เนื่องจากค่าคงตัวเวลา RC นั้นสั้น ทำให้ C มีแรงดันตกคร่อมเล็กน้อย เอาท์พุทจึงปรากฏเป็นลักษณะกรอมคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณเอเอ็มส่วนบนมีริปเปิล(ripple) ปะปนอยู่เล็กน้อย ซึ่งโดยปกติความถี่พาหะจะสูงกว่าความถี่ของกรอบคลื่นอยู่แล้ว ริปเปิลจึงแทบจะมองไม่เห็น



(ก)



รูปที่ 2.7-1

- ก. แสดงวงจรไดโอดดีเทคเตอร์
 ข. รูปคลื่นเอเอ็ม
 ค. กระแสที่ไดโอด
 ง. รูปคลื่นศักดาไฟฟ้าทางเอาต์พุท

จากวงจรไดโอดดีเทคเตอร์นั้น ส่วน RC ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) ค่าความถี่ของสัญญาณข่าวสารมากที่สุดที่รับได้จากการตีมอดูเลตโดยไม่มีการลดทอน คือ

$$F_{0\max} = \frac{\sqrt{(1/m^2) - 1}}{2\pi RC}$$

โดย $F_{0\max}$ คือ ความถี่สูงสุดของสัญญาณข่าวสาร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

m คือ ค่ามอดูเลชันอินเดกซ์

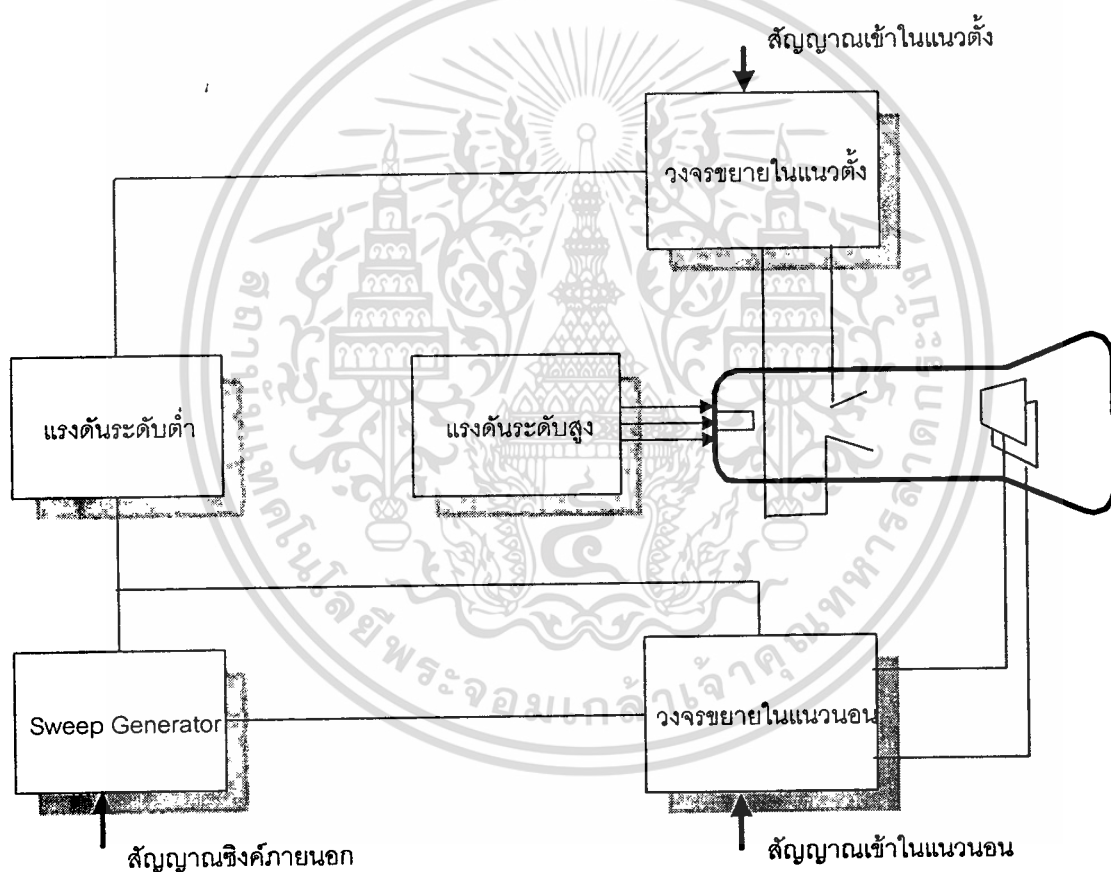
RC คือ ค่าคงตัวของเวลา (time constant)

สำหรับการมอดูเลชัน 100% นั้นจะทำให้เศษเป็นศูนย์ ในความเป็นจริงแล้วค่ามอดูเลชันที่สามารถทำได้สูงสุด 90% แต่ในการใช้งานเราก็คิดเปอร์เซ็นต์มอดูเลชันเท่ากับ 70.7% ดังนั้นสมการข้างต้นจึงเป็น

$$F_{0\max} = \frac{1}{2\pi RC}$$

2.8 ออสซิลโลสโคป(Oscilloscope)

ประกอบด้วยหลอดรังสีคาโทด (cathode ray tube) ที่มีแผ่นเบี่ยงเบนทั้งแนวตั้งและแนวนอน ซึ่งจะถูกขยายด้วยวงจขยาย จนมีค่าที่สามารถเกิดปรากฏการณ์เบี่ยงเบนของลำอิเล็กตรอน เพื่อให้เกิดภาพได้



รูปที่ 2.8-1 แสดงบล็อกไดอะแกรมพื้นฐานของออสซิลโลสโคป

จากแผนผังแสดงส่วนประกอบของออสซิลโลสโคป จะสังเกตเห็นว่าวงจขยายตามแนวแกน
นอน (Horizontal Amplifier) จะมีสัญญาณอินพุตเข้ามาได้ 2 ทาง สัญญาณหนึ่งได้จากวงจรวาด
(sweep generator) ที่อยู่ภายใน และอีกสัญญาณมาจากภายนอก ส่วนวงจขยายตามแกนตั้ง (Vertical
Amplifier)

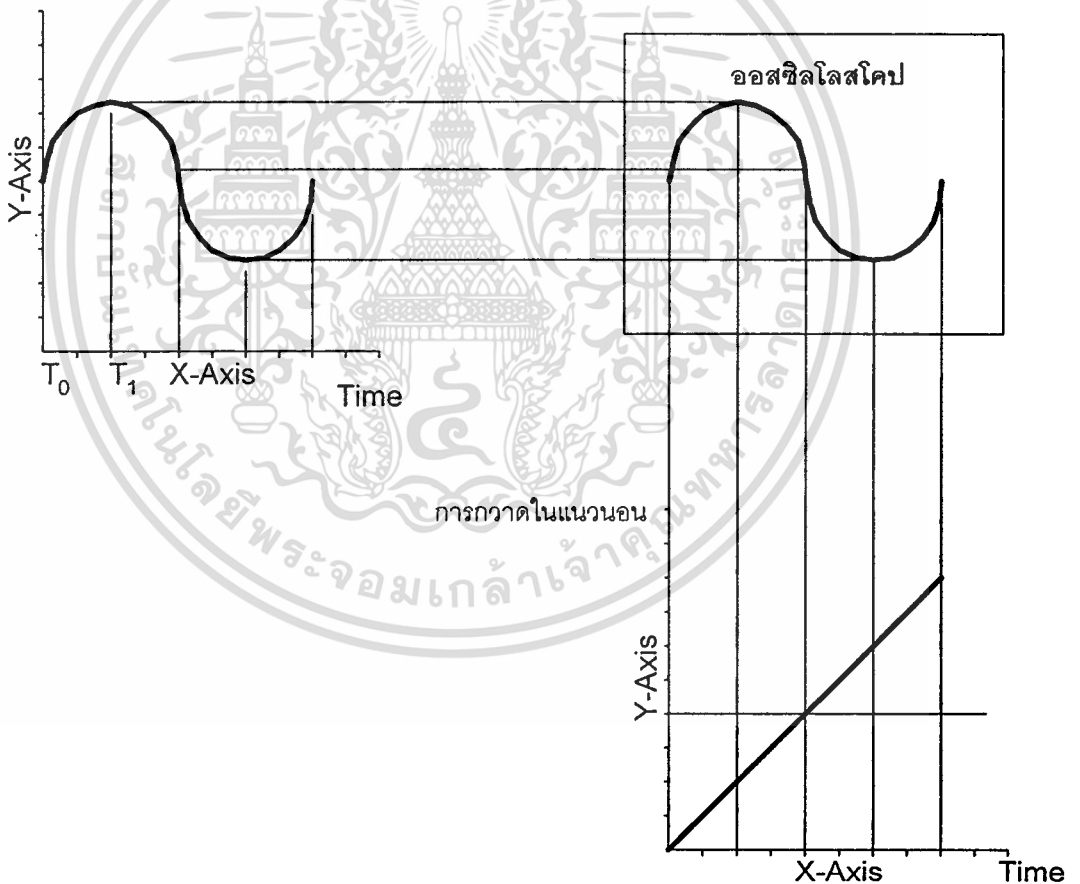
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีอินพุตเพียงสัญญาณเดียว รูปที่ปรากฏบนจอเกิดจากการป้อนขนาดของสัญญาณเข้าสู่วงจรขยายตามแนวตั้งทำให้เกิดภาพอย่างต่อเนื่องบนจอด้วยการควบคุมการกวาดจากสัญญาณที่เข้าสู่แกนนอน

ในการทดลองสำหรับโครงการนี้ ซึ่งต้องการนำสัญญาณจากวงจรเทคเตอร์ มาแสดงผลบนจอของออสซิลโลสโคปเป็นแบบ X-Y คือแบบไม่มีฐานเวลาภายใน (internal time base) นั่นคือเราจะป้อนสัญญาณจากวงจรเทคเตอร์เข้าสู่วงจรขยายตามแนวตั้ง (Y) และป้อนสัญญาณจากภายนอกควบคุมทางแกนนอน(X) ซึ่งในที่นี้คือสัญญาณจากวงจรสร้างรูปพื้นเลื่อย โดยเมื่อใช้สัญญาณรูปพื้นเลื่อยเข้ามาควบคุมจะทำให้เกิดภาพมีลักษณะที่ต่อเนื่องตลอดทั้งจอ

การเกิดภาพบนจอสโคป

สัญญาณในแกนตั้ง



รูปที่ 2.8-2 แสดงการเกิดภาพบนจอในโหมด X-Y

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.8-2 ที่เวลา T_0 แรงดันที่แผ่นเบี่ยงเบนแนวจะมีค่าเป็นลบมากที่สุด ซึ่งทำให้ลำอิเล็กตรอนอยู่ทางซ้ายสุดของจอภาพ ในขณะที่เดียวกันแรงดันของคลื่นรูปไซน์ที่ป้อนไปยังแผ่นเบี่ยงเบนแนวตั้งมีค่า 0 โวลต์

ที่เวลา T_1 แรงดันที่แผ่นเบี่ยงเบนแนวนอนมีค่าเป็นบวกมากขึ้น ทำให้ลำอิเล็กตรอนเคลื่อนจากซ้ายไปขวา ในขณะที่เดียวกันแรงดันที่แผ่นเบี่ยงเบนแนวตั้งมีค่าเป็นบวก ซึ่งทำให้ลำอิเล็กตรอนเคลื่อนไปยังด้านบนของจอ

ที่เวลา T_2 คลื่นรูปไซน์มีเฟส 180 องศาในขณะที่แรงดันของแผ่นเบี่ยงเบนในแนวนอนทำให้อิเล็กตรอนอยู่ที่กึ่งกลางจอ

ที่เวลา T_3 และ T_4 ก็อธิบายในทำนองเดียวกัน ดังนั้นเราจะได้ว่าถ้าเวลาในการกวาดสัญญาณในแกนนอน เท่ากับคาบของ 1 คลื่นรูปไซน์แล้ว จอภาพจะปรากฏรูปคลื่นไซน์เต็มจอ เพราะฉะนั้นรูปคลื่นที่ปรากฏบนจอภาพจะถูกควบคุมด้วยเวลาในการกวาดสัญญาณในแนวนอน



บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

3.1 วงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ (LOW PASS FILTER)

สมการทั่วไปของ โลว์พาสฟิลเตอร์

$$T_V = \frac{k}{R_1 R_2 C_1 C_2 \left[S^2 + S \left[\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1-k}{R_2 C_2} \right] + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \right]}$$

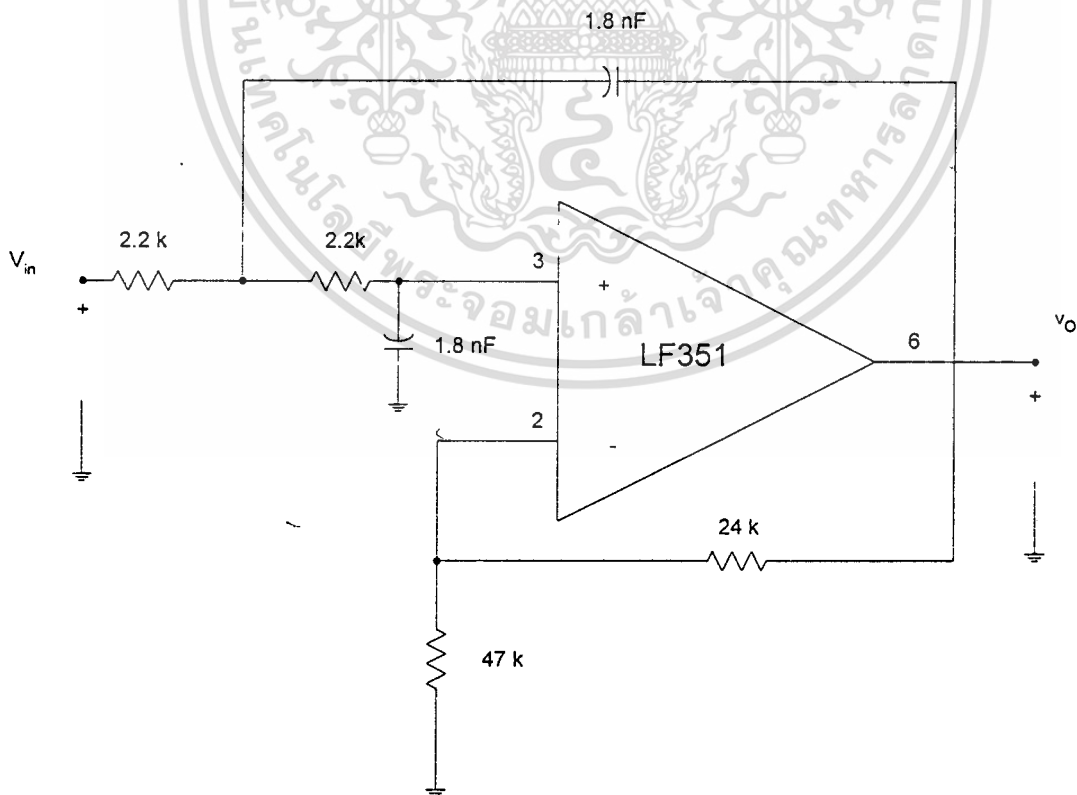
เปรียบเทียบกับสมการทั่วไปของโลว์พาสฟิลเตอร์

$$TLPF = \frac{K \omega_p}{S^2 + \frac{\omega_p S}{Q_p} + \omega_p^2}$$

$$\text{จะได้ว่า } \omega_c = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

จากสมการ กำหนดให้ $R_1=R_2$, $C_1 = C_2$ และให้ความถี่ 40 กิโลเฮิรซ์ เป็นความถี่คัทออฟ (Cut off frequency :fc)

ดังนั้นรูปวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ที่ใช้ในโครงงานนี้คือ รูปที่ 3.1



เอกสารนี้เป็นที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในวงการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 วงจรโวลต์เดจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ (Voltage Control Oscillator:VCO)

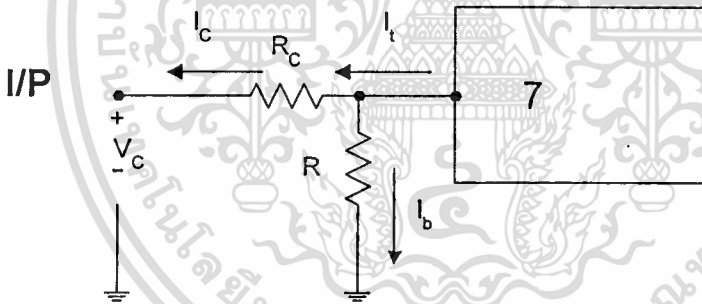
ในการออกแบบสร้างวงจรวีซีโอนี้ เราเลือกใช้ไอซีเบอร์ XR-2206 ซึ่งเป็นไอซีที่สามารถนำมาสร้างวงจรวีซีโอ ให้คุณภาพของเอาต์พุตดี ใช้งานในช่วงความถี่กว้างตั้งแต่ 0.01 เฮิรท์ ถึง 1 เมกกะเฮิรท์ โดยความถี่ที่เอาต์พุต สามารถควบคุมจากอินพุตโวลต์เดจ นั่นคือ ขนาดของสัญญาณรูปฟันเลื่อย และอุปกรณ์ภายนอกที่ขาไทม์มิงเทอร์มินัล (timing terminal) ได้โดยง่าย ช่วงของการกวาดความถี่ก็มีความเป็นเชิงเส้นดี ความถี่ที่ใช้งานนี้สามารถหาได้จาก

$$f_0 = \frac{320I_T(\text{mA})}{C_0(\mu\text{F})} \text{ Hz} \dots\dots\dots(1)$$

- เมื่อ เป็นกระแสที่ผ่านเข้าไปยังไทม์มิงเทอร์มินัล
- เป็นตัวเก็บประจุ (timing capacitor)
- เป็นความถี่ที่ได้เนื่องจากค่าอินพุตโวลต์เดจค่าหนึ่งๆ

การคำนวณ

เนื่องจากที่ขาไทม์มิงเทอร์มินัล มีไบอัสโวลต์เดจอยู่ภายใน 3 โวลต์ ตามรูป 3.2-1 กำหนดให้กระแสสูงสุดของ I_T เท่ากับ 3 มิลลิแอมป์ และสัญญาณอินพุตที่กวาดมีค่าเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง -4 ถึง +4 โวลต์



รูปที่ 3.2-1 แสดงการต่อขั้วไทม์มิง ของ XR-2206 ในโหมดการทำงานของวีซีโอ

จากวงจรรูป 3.2-1 จะได้

$$\begin{aligned} I_T &= I_B + I_C \\ &= \frac{3}{R} + \frac{3 - V_C}{R_C} \dots\dots\dots(2) \end{aligned}$$

แทนค่าสมการที่ (2)ลงในสมการที่ (1) จะได้

$$\begin{aligned}
 f &= \frac{0.32}{C_0} \left[\frac{3}{R} + \frac{3 - V_C}{R_C} \right] \\
 &= \frac{1}{RC_0} + \frac{1}{R_C C_0} - \frac{1}{3R_C C_0} \\
 &= \frac{1}{RC_0} \left[1 + \frac{R}{R_C} \left(1 - \frac{V_C}{3} \right) \right]
 \end{aligned}$$

โดยการดิฟเฟอเรนเชียล (differentiate) สมการที่ (3) จะได้อัตราขยาย จากการเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่ (voltage-to-frequency conversion gain : K)

$$\begin{aligned}
 K &= \frac{\partial f}{\partial V_C} \\
 &= -\frac{0.32}{R_0 C_0} \quad \text{Hz/V}
 \end{aligned}$$

ช่วงการกวาดที่ใช้งานในระบบนี้ต้องการให้เอาท์พุท กวาดความถี่ตั้งแต่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 120 กิโลเฮิร์ตซ์ มีช่วงความถี่เท่ากับ 20 กิโลเฮิร์ตซ์

$$\begin{aligned}
 K &= 20\text{KHz} / 8\text{v} \\
 &= \frac{0.32}{R_0 C_0}
 \end{aligned}$$

$$R_0 C_0 = 128 * 10^{-6}$$

วงจรที่ให้ออกความถี่ใช้งานสูงสุดเท่ากับ 120 กิโลเฮิร์ตซ์ เมื่ออินพุท $V_C = -4$ โวลต์ ดังนั้น แทนค่าลงไป
ในสมการที่ (3)

$$120000 = \frac{1}{RC_0} \left[1 + \frac{R}{R_C} \left(1 + \frac{4}{3} \right) \right]$$

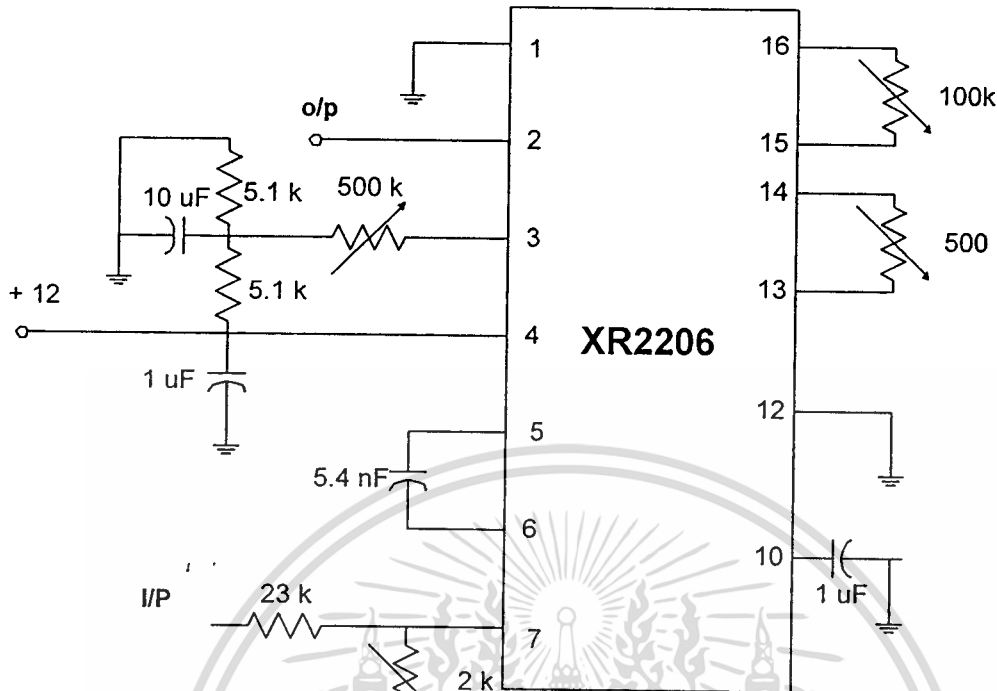
และจากสมการที่ (2) และ (4) จะได้ค่าของตัวแปรที่ต้องการคือ

$$R_C = 23 \text{ K}\Omega$$

$$R = 2 \text{ K}\Omega$$

$$C_0 = 5.4 \text{ nF}$$

จะได้วงจรวิธีโอดังรูปที่ 3.2-2



รูปที่ 3.2-2 แสดงวงจรวิธีโอที่ผลิตความถี่ 100 - 120 กิโลเฮิรซ์

3.3 วงจรสร้างสัญญาณรูปฟันเลื่อย

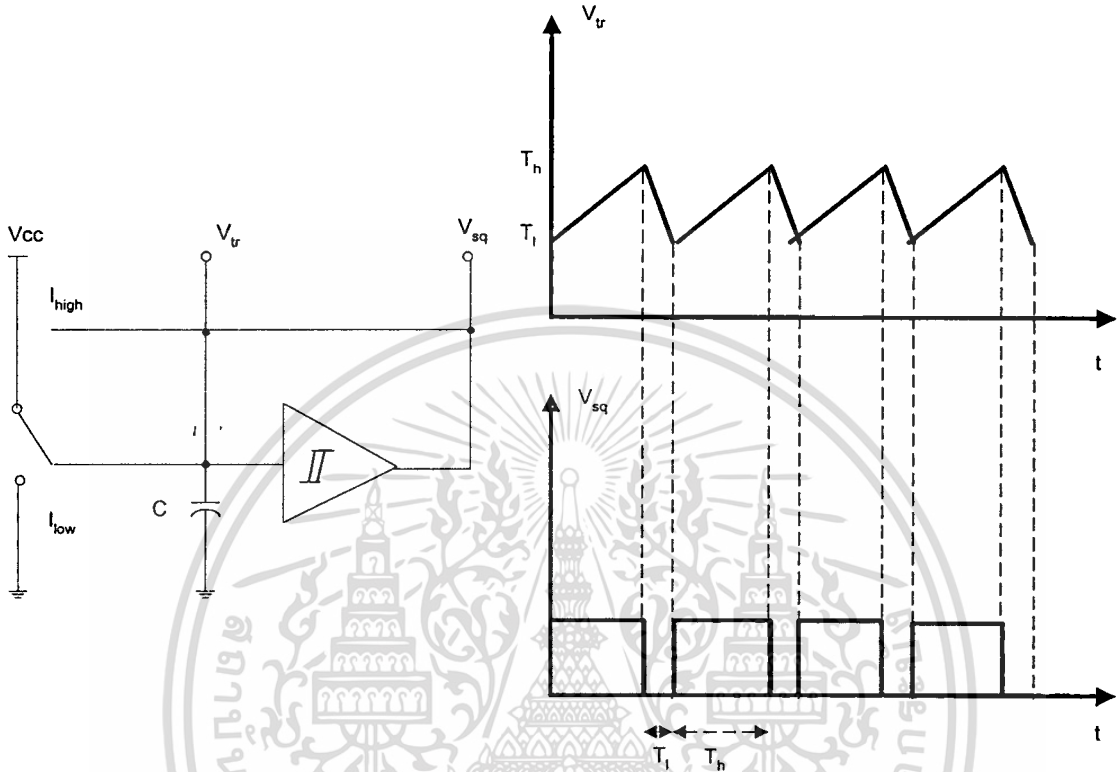
เลือกใช้ไอซีเบอร์ IC- 8038 ซึ่งเป็นไอซีที่ผลิตสัญญาณรูปคลื่นต่างๆได้ โดยเป็นแบบโมโนไลติก กล่าวคือ ตัวผลิตรูปคลื่นแบบโมโนไลติก ถูกออกแบบเพื่อที่จะได้รูปคลื่นมาตรฐานซึ่งมีส่วนประกอบที่ต่อภายนอกน้อยที่สุดซึ่งมักจะถูกนำมาใช้ในการสื่อสาร เทเลมิเตอร์ เครื่องดนตรีอิเล็กทรอนิกส์ และการทดลองในห้องแล็บ หัวใจของตัวผลิตรูปคลื่นคือ วิธีโอซึ่งสร้างรูปคลื่นสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม การส่งคลื่นสามเหลี่ยมไปที่ตัวปรับรูปร่างคลื่นจนได้เป็นรูปซายน์และขณะที่รูปร่างของตัวสี่เหลี่ยมที่ไม่สมมาตรจนได้เป็นคลื่นรูปฟันเลื่อยและรูปฟันซี่ โดย วิธีโอ ชนิด กราวด์คาปาซิเตอร์ (grounded capacitor) และ อิมิตเตอร์คัปเปิ้ล (emitter couple) (ดังกล่าวไปในบทที่ 2 หัวข้อ 2.3 หลักการของวิธีโอ)

วิธีโอแบบกราวด์คาปาซิเตอร์

กราวด์คาปาซิเตอร์ทำงานอัดประจุและคายประจุ โดยอัตราการทำงานถูกควบคุมโดยตัวสร้างกระแสที่สามารถกำหนดได้ ดังรูปที่ 3.3-1 เมื่อสวิตช์ อยู่ในตำแหน่งบน คาปาซิเตอร์จะประจุกระแสที่อัตราที่กำหนดโดยแหล่งจ่ายกระแส I_{TH} เมื่อโวลเตจคาปาซิเตอร์เพิ่มถึงขมิตทริกเกอร์ส่วนบน V_{TH} ทริกเกอร์จะเปลี่ยนสถานะและปิดสวิตช์ไปที่ตำแหน่งล่าง ทำให้คาปาซิเตอร์คายประจุด้วยอัตราที่กำหนดโดยกระแสซิงค์ I_L เมื่อคาปาซิเตอร์คายประจุถึง V_L ทริกเกอร์จะเปลี่ยนสถานะอีกครั้งหนึ่ง และจะสวิตช์ไปที่ตำแหน่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ตำแหน่งบน ทำเป็นวัฏจักรไปเรื่อยๆเพื่อที่จะควบคุมความถี่โดยอัตโนมัติ กระแส I_H และ I_L สามารถกำหนดโดยโวลต์เตจที่ควบคุมภายนอก V_i ถ้าขนาดของ I_L และ I_H เท่ากัน เอ้าท์พุทของรูปคลื่นจะสมมาตรในทางตรงข้าม กระแสทั้งสองสามารถทำให้ไม่สมดุลเพื่อที่จะกำหนดระดับของความไม่สมมาตร โดยกระแสที่สร้างขึ้นอีกอันใหญ่กว่าอันที่เหลือ รูปคลื่นจะมีลักษณะเป็นฟันเลื่อย



รูปที่ 3.3- 1 แสดงวงจรร่วดค่าปาดิเตอร์และเอ้าท์พุทของวงจ

ตัวผลิตรูปคลื่นในไอซี 8038

รูปวงจ 8038 เป็นรูปแบบค่อนข้างง่าย ดังในรูปที่ 3.3-2 Q_1 และ Q_2 จะมีขนาดที่ถูกกำหนดโดย R_A และ R_B ที่ต่อเข้าไปการขับกระแสของแหล่งจ่ายกระแสนี้ได้จากการไหลของขาอิมิตเตอร์ ของ Q_3 ซึ่งมีหน้าที่ชดเชยสำหรับโวลต์เตจที่ตกคร่อมขาเบส-อิมิตเตอร์ และให้แน่ใจว่า $V_{RA} = V_{RB} = V_i$

ดังนั้น $I_A = V_i / R_A$ และ $I_B = V_i / R_B$

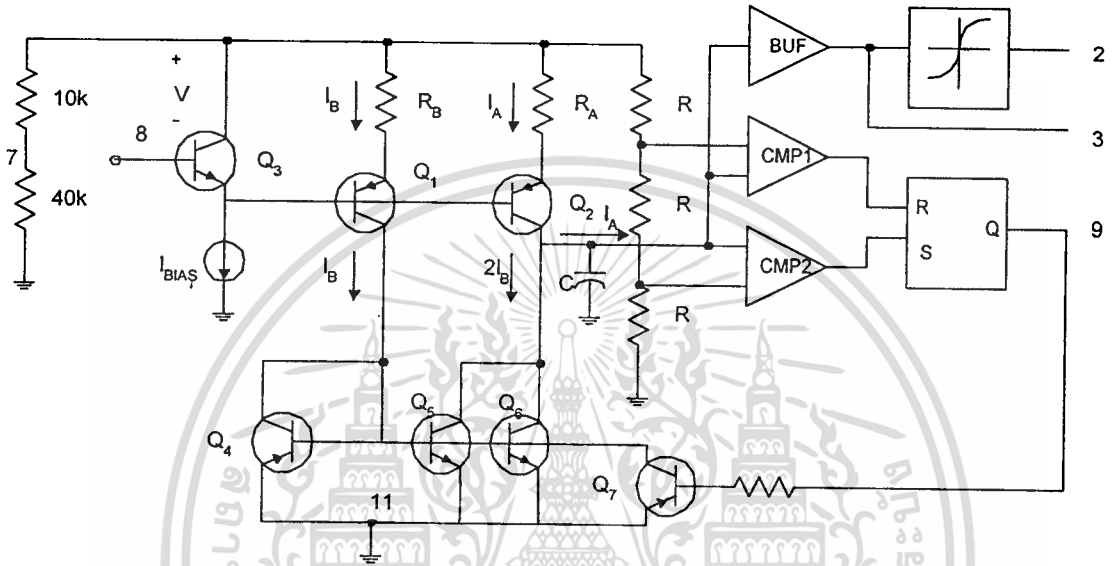
สังเกตว่า V_i จะถูกเปรียบเทียบกับ V_{CC} ขณะที่ I_A ถูกป้อนโดยตรงไปที่ ไทม์มิง คาปาซิเตอร์ I_B ถูกเบี่ยงไปที่ เคอเรนท มิลเลอร์ (current mirror) Q_4, Q_5, Q_6 ซึ่งได้รับกระแสไฟฟ้าย้อนกลับเหมือนเป็นการขยายสองเท่า เนื่องจากการเชื่อมต่อของ Q_5, Q_6 ผลคือ กระแสซิงค์เป็นขนาด $2I_B$ ซึ่งการทำงานที่เหมาะสมคือ $2I_B > I_A$

ซมิททริกเกอร์ จะทำงานโดย มีระดับเปรียบเทียบกับ $V_{TL} = (1/3) V_{CC}$ และ $V_{TH} = (2/3) V_{CC}$ เมื่อสถานะของฟลิปฟลอป(Q) เป็น high Q_7 จะอิมิตัวและทำให้ Q_5 และ Q_6 ไม่ทำงาน นั่นคือเป็นการตัดกระแสซิงค์

คาปาซิเตอร์จะทำการอัดประจุโดยมีอัตราที่กำหนดคือ $I_H = I_A$ เมื่อโวลเตจของคาปาซิเตอร์สูงถึง V_{TH} จะทำให้ตัวเปรียบเทียบ 2 มีสถานะเป็นลบ และตัวเปรียบเทียบ 1 จะมีสถานะเป็นบวก ทำให้ฟลิปฟลอปเป็น low ดังนั้นจะทำให้ Q_7 หยุดทำงาน

เคอร์เรนท มิลเลอ์ จะลดกระแส $2I_B$ ดังนั้นการไหลสุทธิของคาปาซิเตอร์ คือ $I_L = 2I_B - I_A$ ทำให้คาปาซิเตอร์คายประจุ จนถึง V_{TL} ตัวเปรียบเทียบ 2 จะมีสถานะบวก ทำให้ฟลิปฟลอป high และทำให้ฟลิป

ฟลอปทำงานทวนวัฏจักรไปเรื่อยๆ



รูปที่ 3.3-2 แสดงวงจรการทำงานของตัวผลิตรูปคลื่นในไอซี 8038

จากวงจรเราจะได้สมการของความถี่ในการผลิตรูปคลื่น และการคำนวณดังนี้

$$f_0 = 3 \left(1 - \frac{R_B}{2R_A} \right) \frac{V_i}{R_A C V_{CC}}$$

$$V_i = V_{R1} = \frac{V_{CC} R_1}{R_1 + R_2}$$

$$= \frac{V_{CC} \times 10}{10 + 40}$$

$$= \frac{V_{CC}}{5}$$

$$Q = CV = It$$

$$\text{จาก } t = \frac{CV}{I}$$

ให้ $t_{charge} : t_C$ และ $t_{discharge} : t_D$

$$\text{หา } t_C \text{ โดย } C \text{ จะชาร์จประจุจนกระทั่งโวลเตจที่ตกคร่อม} = \frac{1}{3} V_{SUPPLY} = \frac{1}{3} V_{CC}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$t_c = \frac{CV}{I}$$

$$= \frac{C \frac{V_{cc}}{3}}{I}$$

$$\text{กระแสที่ไหลมาซาร์จตัว C} = I_A = \frac{V_A}{R_A}$$

$$\therefore V_A = V_i$$

$$I_A = \frac{V_i}{R_A}$$

$$\therefore t_c = \frac{C \frac{V_{cc}}{3}}{\frac{V_i}{R_A}}$$

หา t_D ;

C จะดิสชาร์จประจุจนกระทั่งโวลท์เตจที่ตกคร่อม $= \frac{V_{cc}}{3}$

$$t_D = \frac{CV}{I}$$

เนื่องจาก Q_4, Q_5, Q_6 เป็น เคอเรนท์ มิลเลอร์ (current mirror)

กระแสที่ไหลผ่าน Q_5, Q_6, I_b

เพราะฉะนั้นกระแสที่คายประจุเท่ากับ

$$2I_B - I_A = (2V_B / R_B) - (V_A / R_A)$$

$$\therefore V_A = V_B = V_i$$

$$\text{กระแสดิชาร์จ} = \frac{2V_i}{R_B} - \frac{V_i}{R_A}$$

$$t_{dis} = \frac{C \frac{V_{CC}}{3}}{\frac{2V_i}{R_B} - \frac{V_i}{R_A}}$$

$$t_{total} = t_c + t_D$$

$$= \frac{C \frac{V_{CC}}{3}}{\frac{V_i}{R_A}} + \frac{C \frac{V_{CC}}{3}}{\frac{2V_i}{R_A} - \frac{V_i}{R_A}}$$

$$= \frac{V_{CC} C R_A}{3V_i} \left[\frac{2R_A}{2R_A - R_B} \right]$$

$$f_0 = \frac{1}{t_{total}}$$

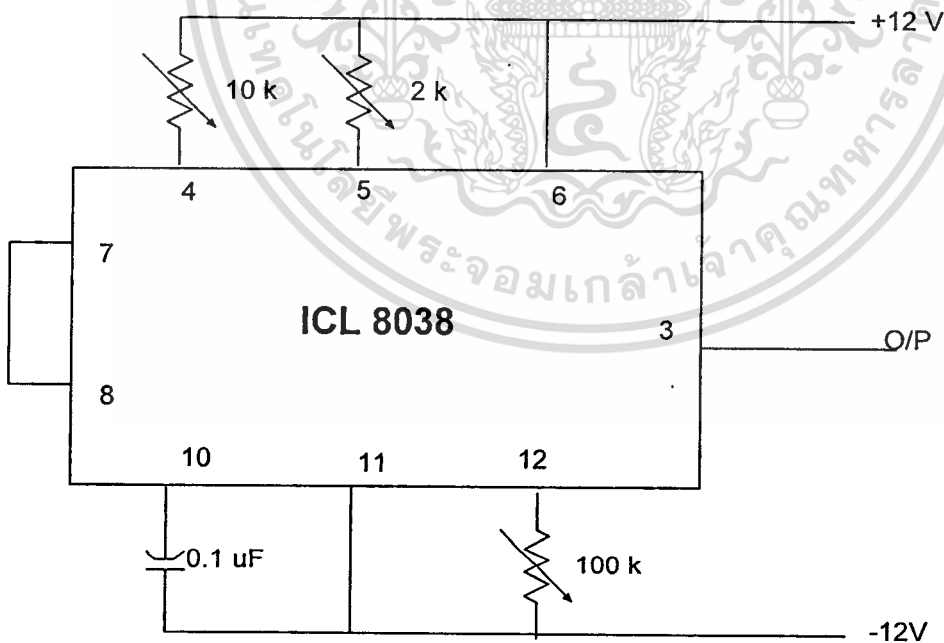
$$= \frac{3V_i}{V_{CC} C R_A} \left[1 - \frac{R_B}{2R_A} \right]$$

$$f_0 = 3 \left\{ 1 - \left(\frac{R_B}{2R_A} \right) \right\} \left(\frac{V_i}{R_A C V_{CC}} \right)$$

กำหนดให้ $R_A = R_B = R$ วงจรสมมาตรรูปคลื่น นั่นคือ $f_0 = 1.5 V_i / R C V_{CC}$

แทนค่าลงในสมการเพื่อที่จะให้ค่าโรซีโตนีมีค่ามากๆ และค่าฟอลโตนีมีค่าน้อยๆ โดยจะได้ค่าดังนี้

$$R_A = 10 \text{ k}, R_B = 2 \text{ k}, C = 0.1 \text{ uF}$$

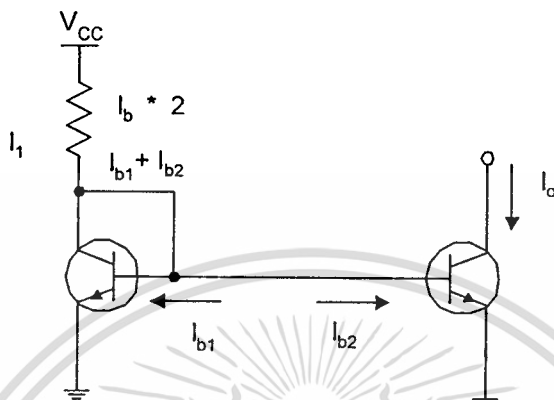


รูปที่ 3.3-3 แสดงวงจรการสร้างสัญญาณฟันเลื่อยที่ ค่าตั้งแต่ -4 ถึง +4 V โดยใช้ไอซี 8038

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรดึงกระแสแสดงตัวแบบใช้ไดโอด (Current Mirror)

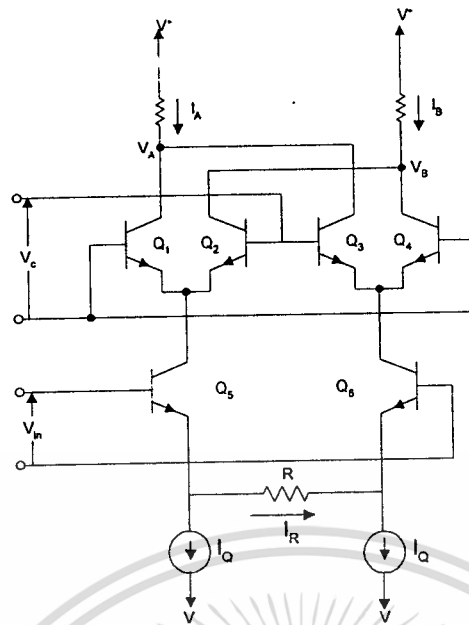
จากรูปแสดงถึงวงจรนี้แบบพื้นฐาน ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ แบบ NPN สองตัวโดยหนึ่งในสองตัวต่ออยู่ในลักษณะของไดโอด โดยมีขั้วคอลเลคเตอร์และเบสต่อรวมกัน และอาศัยขั้วเบสและอิมิตเตอร์ ทำหน้าที่เป็นไดโอด เราจะสมมติว่าทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีคุณสมบัติสอดคล้องกันทุกประการ



รูปที่ 3.3-4 แสดงวงจรดึงกระแสแบบเคอเรนท์ มิลเลอร์

$$\begin{aligned}
 I_c &= \beta I_b \\
 I_e &= (\beta + 1) I_b \\
 I_c &= \frac{\beta}{\beta + 1} I_e \\
 \therefore I_o &= \frac{\beta}{\beta + 1} I_e \\
 I_1 &= I_o + 2I_b \\
 &= \frac{\beta}{\beta + 1} I_e + \frac{2}{\beta + 1} I_e \\
 &= \left[\frac{\beta}{\beta + 1} \right] I_e \\
 \frac{I_o}{I_1} &= \frac{\beta}{\beta + 1} I_e \times \left[\frac{\beta + 1}{\beta + 2} \right] I_e \\
 \frac{I_o}{I_1} &= \frac{\beta}{\beta + 2} \cong 1 \\
 \therefore I_o &= I_1
 \end{aligned}$$

3.4 วงจรมิกซ์เซอร์



รูปที่ 3.4-1 แสดงวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์แบบพื้นฐาน

การมอดูเลชันด้วยความถี่พาห้ที่มีขนาดเล็ก
(Modulation operation with small carrier amplifier)

จากวงจรในรูป 3.4-1 เราจะพิจารณาการทำงานของวงจรนี้ในกรณีที่สัญญาณพาห้ V_c มีขนาดเล็ก ไม่เกิน 25 มิลลิโวลท์ ซึ่งคู่ทรานซิสเตอร์ ที่ทำงานเป็น ดิฟเฟอเรนเชียล แอมพลิไฟเออร์ (differential amplifier) คือ Q_1 - Q_2 และ Q_3 - Q_4 จะทำงานในช่วงที่เป็นเชิงเส้นของทรานสเฟอร์ คาร์เรคเตอร์ริสติก (transfer characteristics) เมื่อ i_1, i_2 เป็นกระแสคอลเลคเตอร์เอซี ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ตามลำดับ

$$i_1 = g_f V_c$$

$$i_2 = -i_1 = -g_f V_c$$

โดยที่ค่า g_f เป็นค่าไดนามิกฟอร์เวิร์ด ทรานสเฟอร์คอนดักแตนซ์ (dynamic forward transfer conductance) ของคู่ดิฟเฟอเรนเชียล Q_1 - Q_2

$$I_5 = I_Q + I_R$$

$$= I_Q + V_{in}/(R+2r_{eb})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

$$r_{eb} = \frac{V_T}{I_Q}$$

$$V_T = \text{thermal voltage} = 25.85 \text{ mV ที่ } 300 \text{ K}$$

นอกจากนี้หาค่า g_F ได้จาก

$$g_F = I_5/4V_T$$

จากสมการ

$$\begin{aligned} i_1 &= g_F V_C = \frac{I_Q + \frac{V_{in}}{R + 2r_{eb}}}{4V_T} V_C \\ &= \frac{I_Q V_C}{4V_T} + \frac{V_{in} V_C}{4V_T (R + 2r_{eb})} \end{aligned}$$

ในทำนองเดียวกัน สำหรับคู่อิพเฟอเรนเชียล Q3-Q4 จะได้

$$i_4 = \frac{I_Q V_C}{4V_T} - \frac{V_{in} V_C}{4V_T (R + 2r_{eb})}$$

จะสังเกตเห็นว่า

$$i_2 = -i_1$$

$$i_3 = -i_4$$

$$I_A = i_1 + i_3$$

$$I_B = i_2 + i_4$$

ส่วนประกอบของกระแสไอซี

$$i_A = i_1 + i_3$$

$$= \frac{V_{in} V_C}{2V_T (R + 2r_{eb})}$$

$$i_B = i_2 + i_4$$

$$= \frac{-V_{in} V_C}{2V_T (R + 2r_{eb})}$$

แรงดันบาลานซ์ เอาท์พุทไอซี

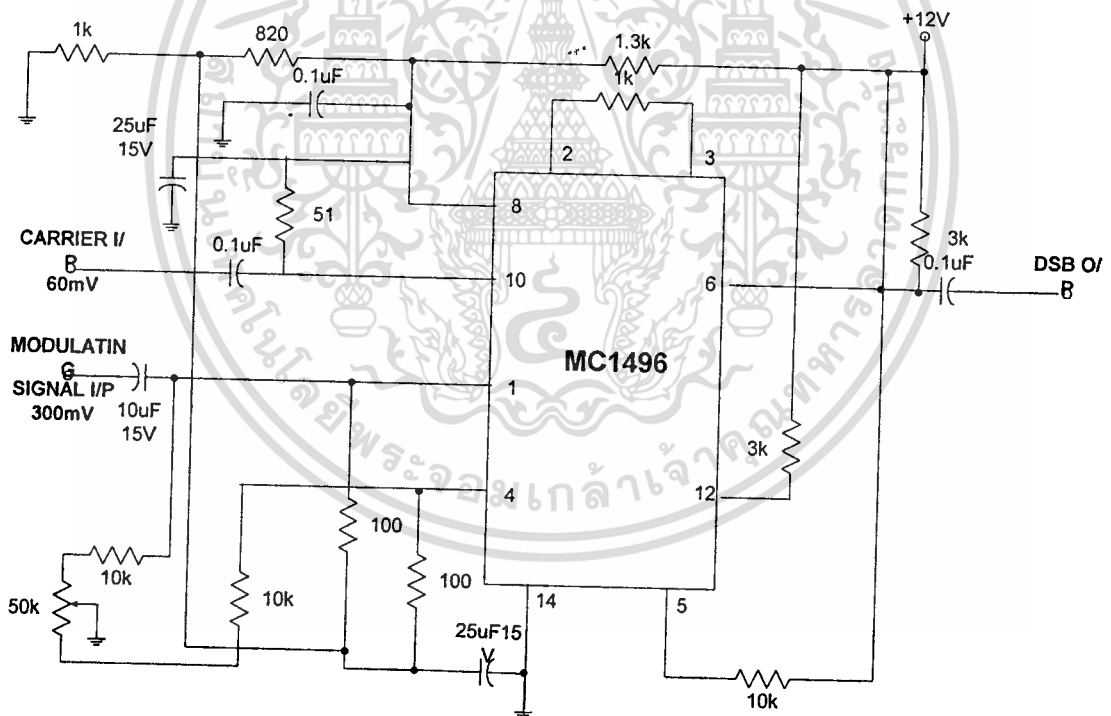
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 V_o &= V_b - V_a \\
 &= (i_a - i_b)R_L \\
 &= \frac{V_m V_C R_L}{V_T (R + 2r_{cb})}
 \end{aligned}$$

ถ้า $V_C = V_C \sin \omega_c t$ และ $V_m = V_m \sin \omega_m t$ เราจะได้

$$V_o = \frac{V_C V_m R_L}{2V_T (R + 2r_{cb})} [\cos(\omega_c - \omega_m)t - \cos(\omega_c + \omega_m)t]$$

เทอม $(\omega_c - \omega_m)$ เป็นโลว์เฟรควเ็นซีแบนด์ ในขณะที่เทอม $(\omega_c + \omega_m)$ เป็นฮายเฟรควเ็นซีแบนด์ ในสมการแสดงค่า V_o ไม่มีเทอมของความถี่พาห้เข้ามาเกี่ยวข้อง ลักษณะของวงจรเช่นนี้เรียกว่า ดับเบิลไซด์แบนด์ ซัพเพรสแคร์เรีย (DSB/SC)



รูปที่ 3.4-2 แสดงวงจรไอซี 1496 ที่ทำหน้าที่เป็นมิกซ์เซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 การคำนวณและการสร้างวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์

จากทฤษฎีของวงจрдังกล่าวในหัวข้อ 2.6 เราสามารถสร้างแบนด์พาสฟิลเตอร์ที่มีค่าความถี่กลางได้จากการเปรียบเทียบทรานสเฟอ์ฟังก์ชันแบบสเตจวารีเอเบิลกับสมการทั่วไปของแบนด์พาสฟิลเตอร์

$$\text{จะได้} \quad \omega = \frac{1}{RC}$$

ในที่นี้เราต้องการค่าความถี่กลางเท่ากับ 100 กิโลเฮิรตซ์

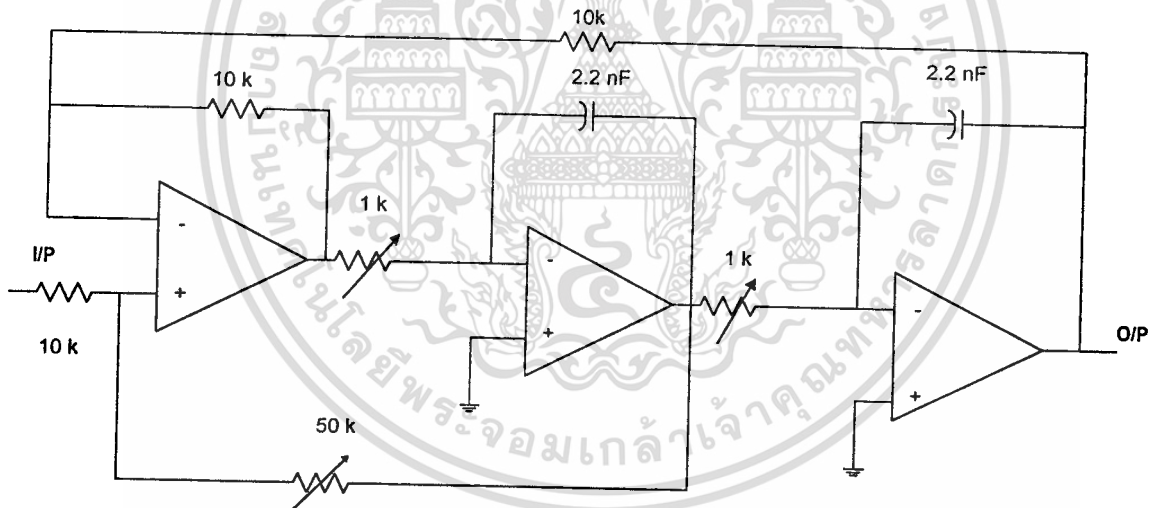
$$\text{ดังนั้นค่า } f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

จะได้ค่าต่างๆคือ $C = 2.2 \text{ nF}$

$$R_1, R_2, R_3 = 10 \text{ k}$$

$$R_4, R_5 = 1 \text{ k}$$

ดังแสดงในวงจร

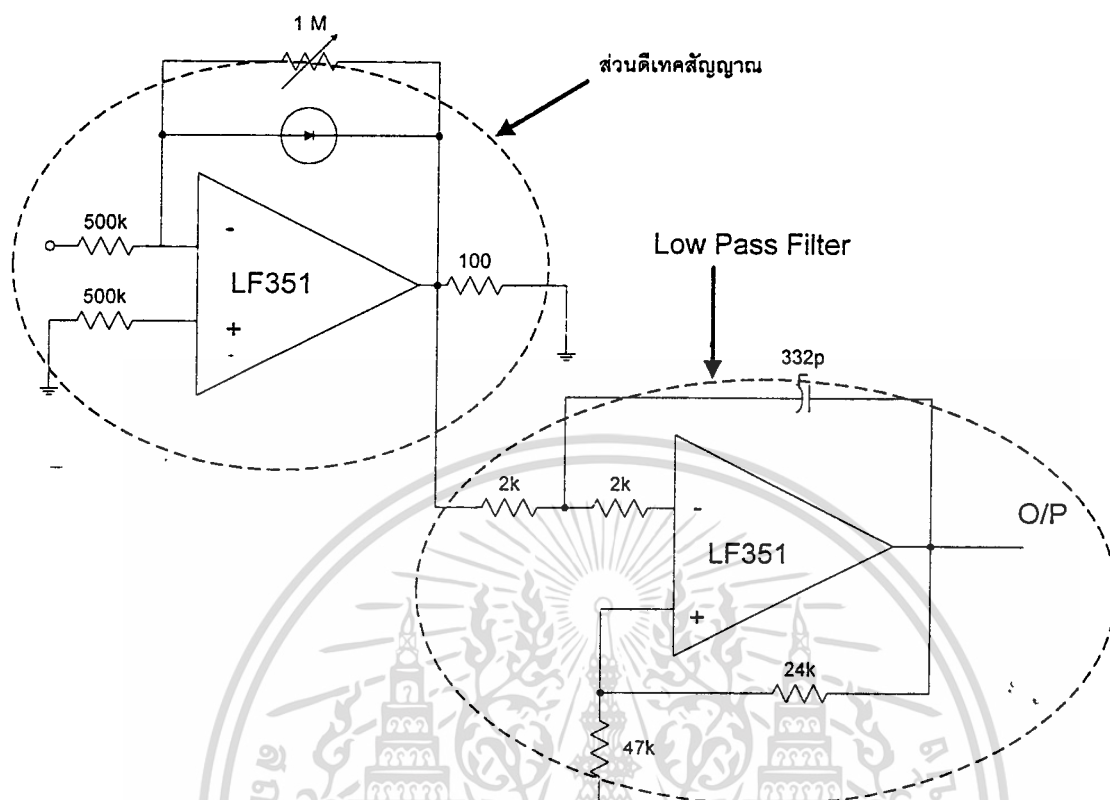


รูปที่ 3.5-1 แสดงวงจรสเตจวารีเอเบิลที่ใช้ในโครงการนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 การออกแบบและการสร้างวงจรดีเทคเตอร์ที่ใช้ในโครงการนี้

ในโครงการนี้ได้ใช้วงจรดีเทคเตอร์ดังรูปที่ 3.6-1



รูปที่ 3.6-1 แสดงวงจรดีเทคเตอร์ที่ใช้ในโครงการ

สำหรับในวงจรนี้ได้ใช้ออปแอมป์เพิ่มเข้ามาในวงจรดีเทคเตอร์เพื่อจะทำให้องค์กรมีประสิทธิภาพดียิ่งขึ้นกล่าวคือ จากวงจรในรูป 2.6-1 จะมีแรงดันบางส่วนสูญเสียไป เนื่องจากคุณสมบัติความต้านทานภายในไดโอด แต่ในวงจรตามรูป 3.6-1 นั้นตามคุณสมบัติของออปแอมป์ ซึ่งอินพุท อิมพีแดนซ์มีค่ามาก(เป็นอนันต์) แต่เอาท์พุทอิมพีแดนซ์มีค่าน้อยมาก จึงทำให้แรงดันเอาท์พุทมีการสูญเสียน้อยกว่าในกรณีแรก และยังใช้คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชลเลนและคีย์มาใช้แทนวงจรกรองความถี่ต่ำแบบการต่อ RC ขนานกันซึ่งจะทำให้ประสิทธิภาพการกรองความถี่ดีขึ้นโดยกำหนดให้วงจรกรองความถี่นี้คัทออฟที่ความถี่ 20 กิโลเฮิรซ์

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 การทดลองวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์

ทำการทดลองเพื่อทดสอบวัดคุณสมบัติของวงจรโลว์พาส ฟิลเตอร์ ตามรูปที่ 3.1-1 ว่ามีค่าความถี่คัทออฟ ตรงตามที่กำหนดหรือไม่

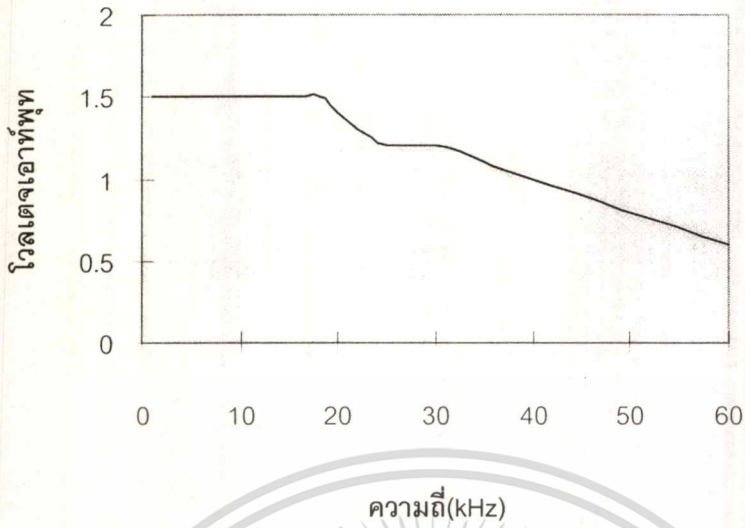
การทดลอง

1. ต่อดวงจรตามรูปที่ 3.1 แล้วป้อนสัญญาณที่มีขนาดคงที่ (โวลต์เดจมีค่าเท่ากัน) ที่ความถี่หนึ่ง ๆ เข้าทางด้านอินพุท
2. วัดขนาดของสัญญาณทางด้านเอาต์พุท
3. ทำการทดลองโดยการเปลี่ยนค่าความถี่ต่าง ๆ ตามตาราง 4.1-1 โดยรักษารูปร่างของสัญญาณอินพุทให้มีค่าเท่ากันทุก ๆ ความถี่
4. ทำการบันทึกผล แล้วพลอตกราฟ

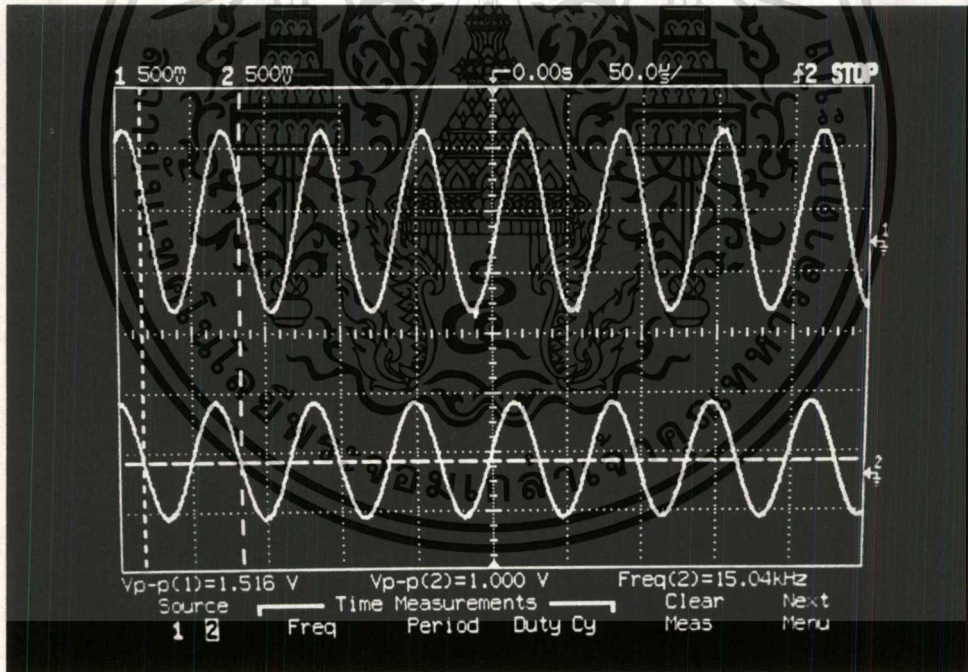
ความถี่ (กิโลเฮิรซ์)	ขนาดของสัญญาณ (โวลต์)	
	อินพุท	เอาต์พุท
1	1.0	1.5
5	1.0	1.5
10	1.0	1.5
13	1.0	1.5
15	1.0	1.5
18	1.0	1.5
20	1.0	1.4
22	1.0	1.3
25	1.0	1.2
30	1.0	1.2
35	1.0	1.1
40	1.0	1.0
60	1.0	0.6

ตารางที่ 4.1 แสดงผลการทดลองวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

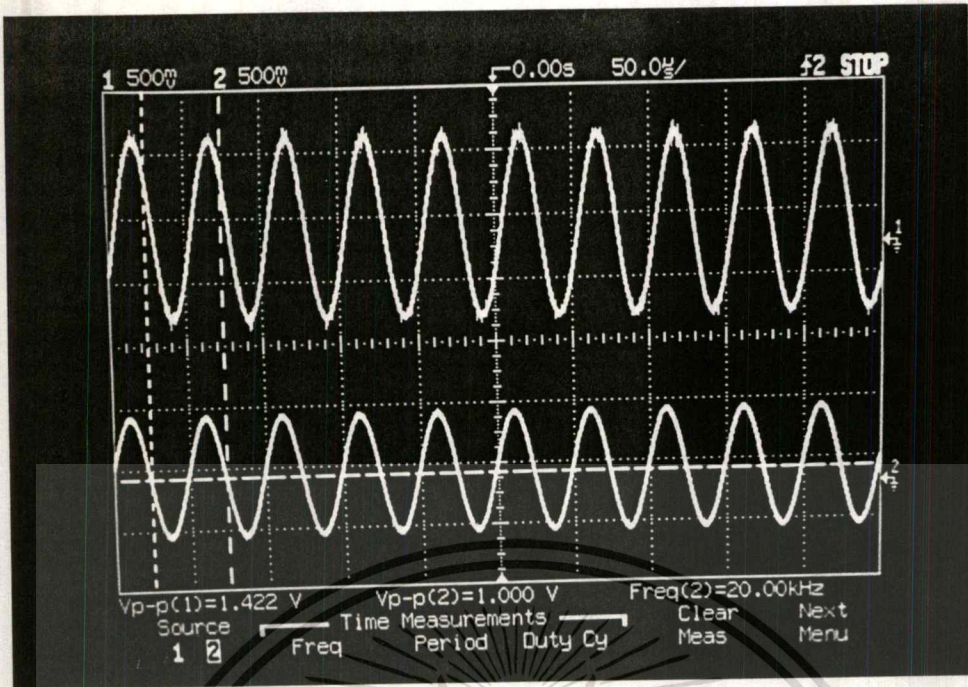


รูปที่ 4.1 กราฟแสดงคุณสมบัติของวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์

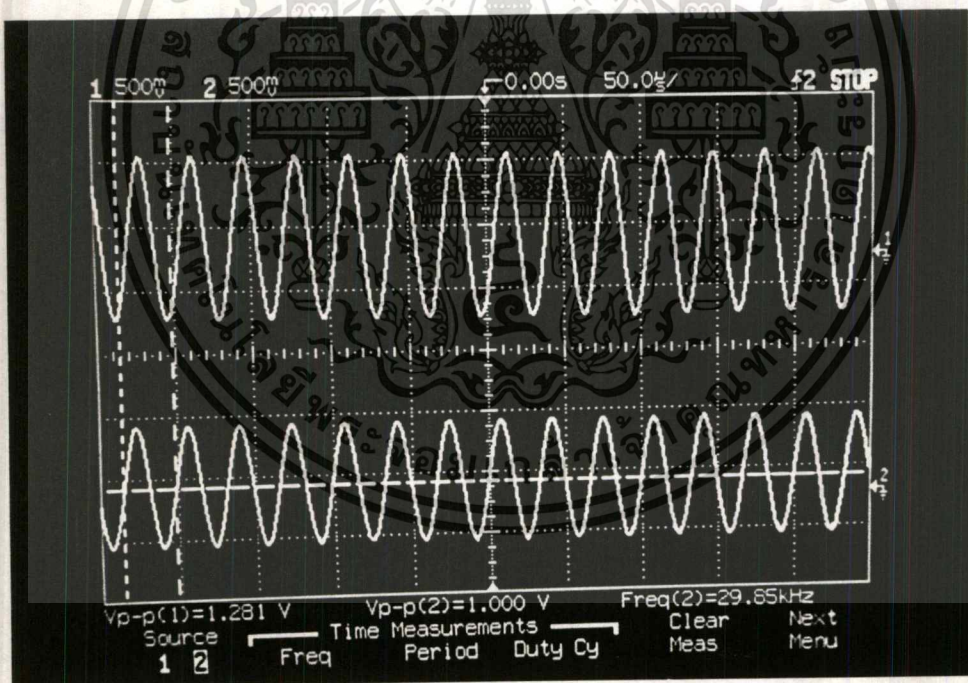


รูปที่ 4.1-2 แสดงการป้อนสัญญาณอินพุตขนาด 1 โวลต์ ความถี่ 15 กิโลเฮิรซ์ โดยช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณเอาต์พุท และช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณอินพุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1-3 แสดงการป้อนสัญญาณอินพุตขนาด 1 โวลต์ ที่ ความถี่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณเอ๊าท์พุท และช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณอินพุต



รูปที่ 4.1-4 แสดงการป้อนสัญญาณอินพุตขนาด 1 โวลต์ ที่ ความถี่ 30 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณเอ๊าท์พุท และช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณอินพุต

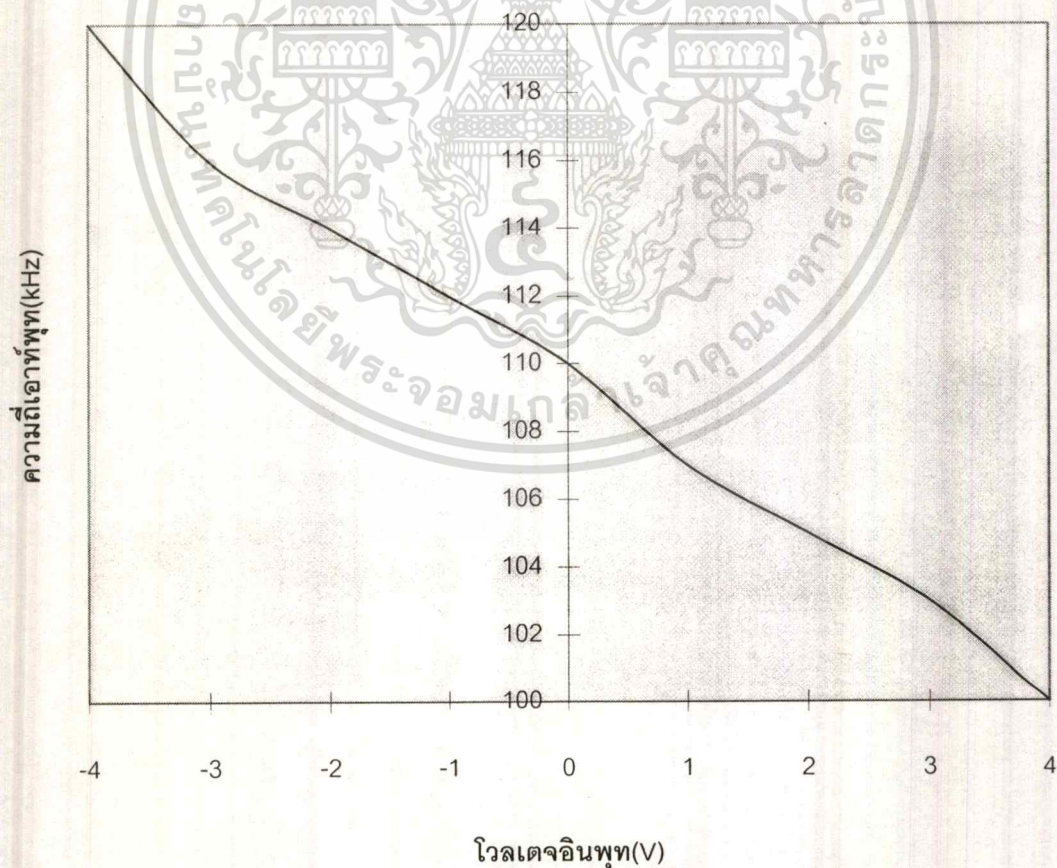
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การทดลองวงจร โวลต์เตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์

ทำการต่อวงจรตามรูป 3.3-2 แล้วทำการทดลองป้อนสัญญาณไฟอินพุท ขนาด -4 ถึง 4 โวลต์ แล้วทำการวัดค่าความถี่ และขนาดของสัญญาณที่เอาต์พุท

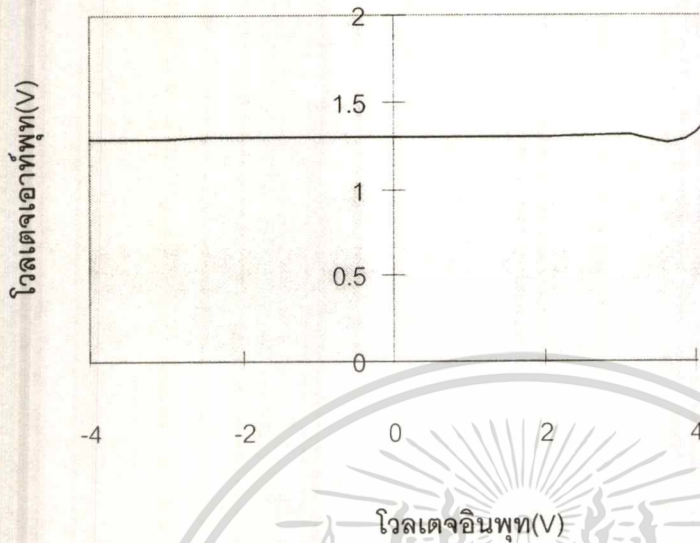
โวลเตจด้านอินพุท (V)	ความถี่ด้านเอาต์พุท (kHz)	โวลเตจด้านเอาต์พุท (V)
+4	100	1.319
+3	103	1.315
+2	105	1.3
+1	107	1.3
0	110	1.3
-1	112	1.3
-2	114	1.3
-3	116	1.29
-4	120	1.29

ตารางที่ 4.2 แสดงความสัมพันธ์ของขนาดสัญญาณอินพุทกับความถี่ทางด้านเอาต์พุท

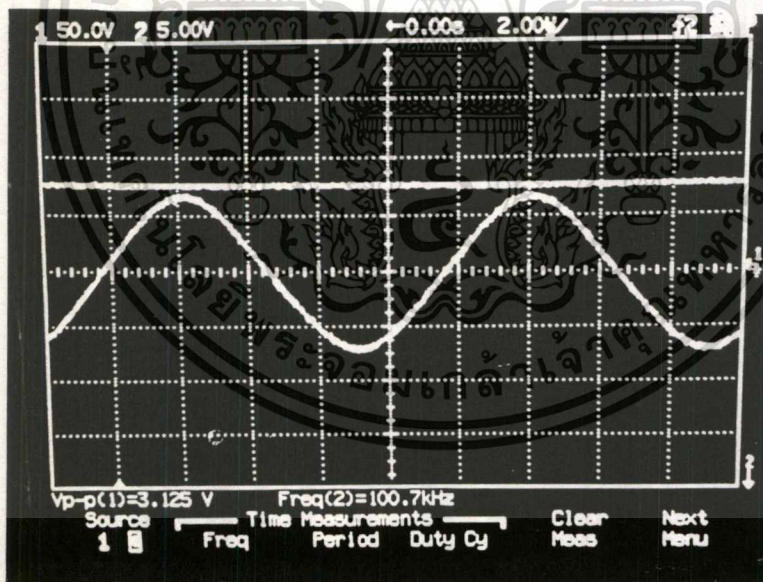


รูปที่ 4.2-1 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างขนาดสัญญาณอินพุทกับความถี่เอาต์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

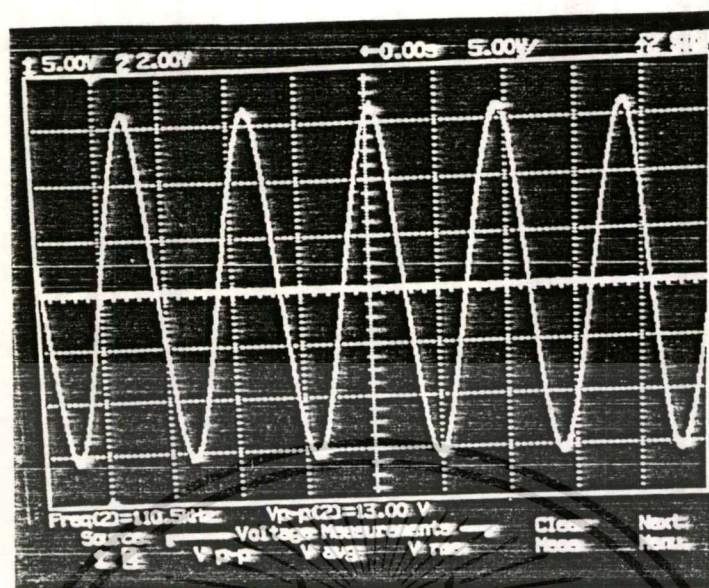


รูปที่ 4.2-2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างขนาดสัญญาณอินพุตกับขนาดของสัญญาณเอาต์พุต

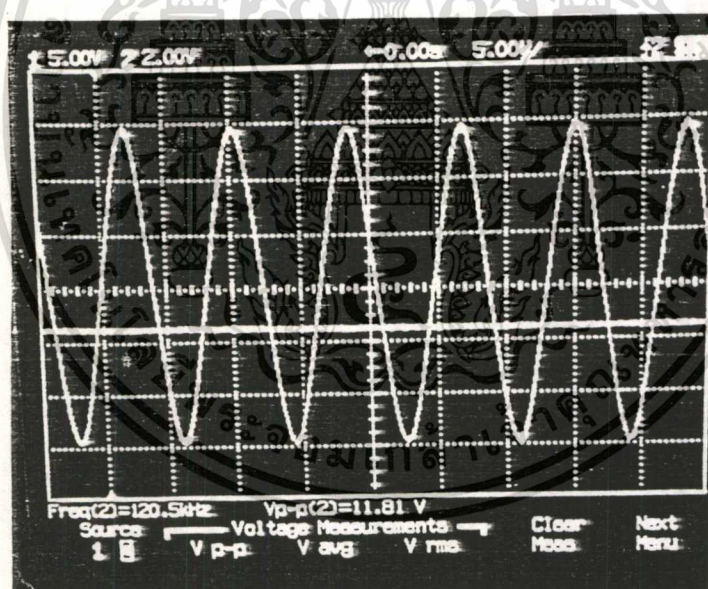


รูปที่ 4.2-3 รูปแสดงความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตขนาด +4 โวลต์ กับความถี่ด้านเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2-4 รูปแสดงความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตขนาด 0 โวลต์ กับความถี่ด้านเอาต์พุต

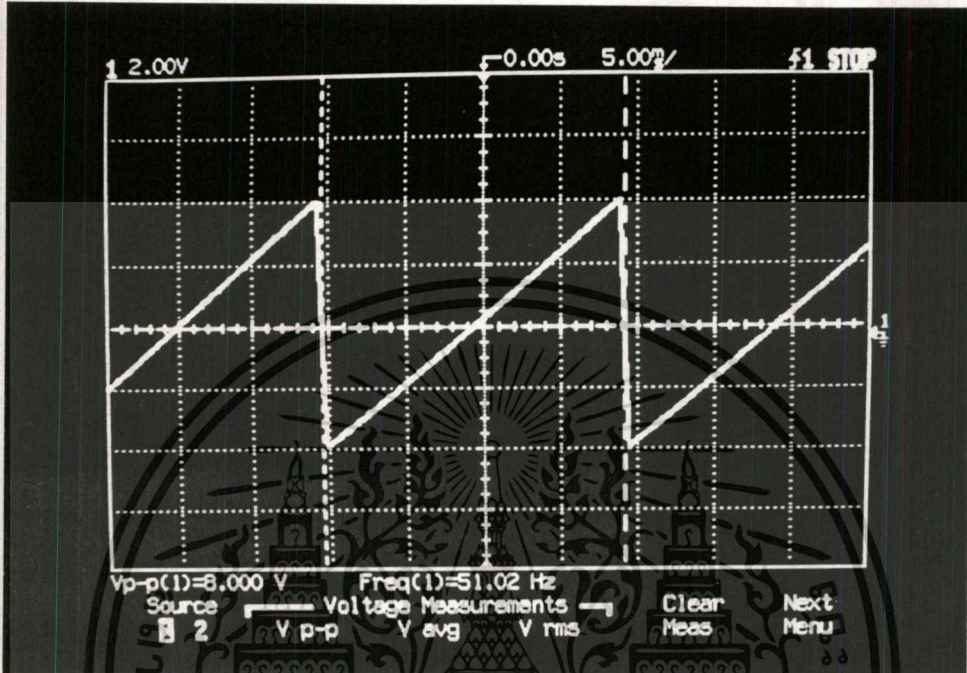


รูปที่ 4.2-5 รูปแสดงความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตขนาด -4 โวลต์ กับความถี่ด้านเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การทดลองวงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อย

ทำการต่อวงจรดังรูป 3.3-3 เพื่อนำสัญญาณรูปสามเหลี่ยมจากขาสาม โดยจะได้รูปสามเหลี่ยมที่มีขนาด -4 ถึง +4 โวลต์ แล้วทำการปรับค่าดิวตี้ไซเคิล (Duty cycle) เพื่อให้ได้สัญญาณรูปฟันเลื่อย ทั้งนี้ต้องพยายามปรับค่าไรส์ไทม์ให้มีค่ามากที่สุด และค่าฟอลโทม์ให้มีค่าน้อยที่สุด

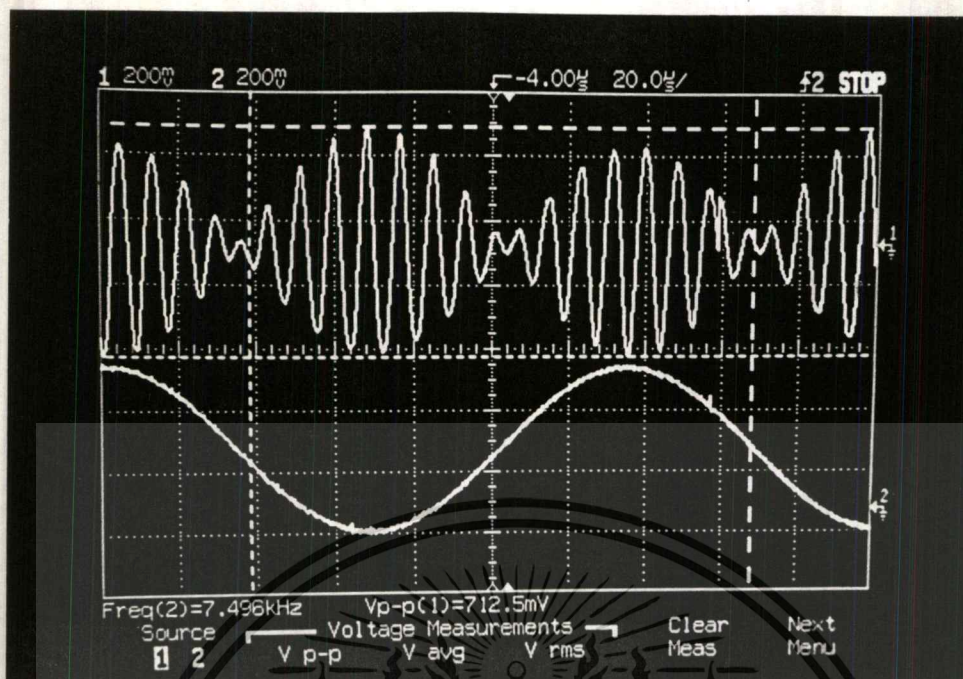


รูปที่ 4.3-1 รูปแสดงสัญญาณฟันเลื่อยที่มีขนาด -4 ถึง +4 โวลต์ที่ความถี่ 50 เฮิรตซ์

4.4 การทดลองวงจรมิกซ์เซอร์

ทำการต่อวงจรตามรูป 3.4-2 โดยใช้ไอซี เบอร์ MC 1496 ซึ่งทำงานแบบแอมพลิฟายด์มอดูเลชันซัพเพรสแคร์เรียร์บาลานซ์มอดูเลเตอร์ซึ่งจากข้อกำหนดของอุปกรณ์ เพื่อให้วงจรสามารถทำงานได้ดีคือ ขนาดของสัญญาณอินพุตที่เป็นแคร์เรียร์ ไม่ควรเกิน 300 มิลลิโวลต์ ขนาดอินพุตของสัญญาณข้อมูลไม่ควรเกิน 60 มิลลิโวลต์

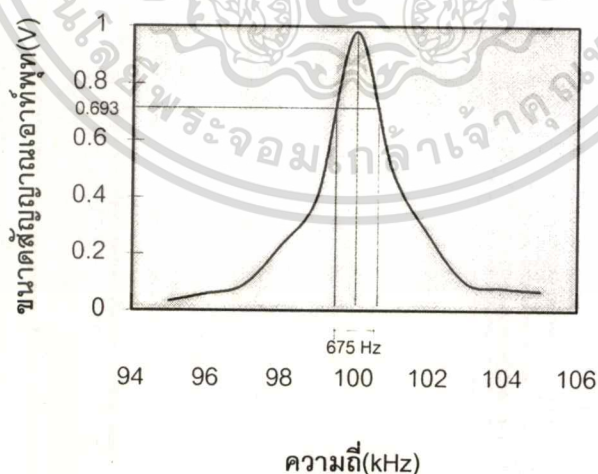
ในการทดลองนี้ได้แสดงผลเอาต์พุตของมิกซ์เซอร์ซึ่งมีสัญญาณพาหะจาก วีซีโอ ที่ความถี่ 100-120 กิโลเฮิรตซ์ เทียบกับสัญญาณอินพุต



รูปที่ 4.4-1 แสดงผลของเอ้าท์พุทมิกซ์เซอร์ที่ควบคุมสัญญาณพาหะโดย วิธีโอ เทียบกับ สัญญาณอินพุท โดยช่องสัญญาณที่ 1 แสดงผลของวงจรมิกเซอร์ และช่องสัญญาณที่ 2 แสดงข้อมูล

4.5 การทดลองคุณสมบัติของวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์

ต่อวงจรตามรูป 3.5-1 แล้วทำการทดสอบคุณสมบัติเช่นเดียวกับวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์โดยทำการป้อนอินพุทขนาดคงที่ 0.3 โวลท์ ที่ความถี่ต่าง ๆ โดยมีความถี่กลางที่ 100 kHz จะได้กราฟดังรูป

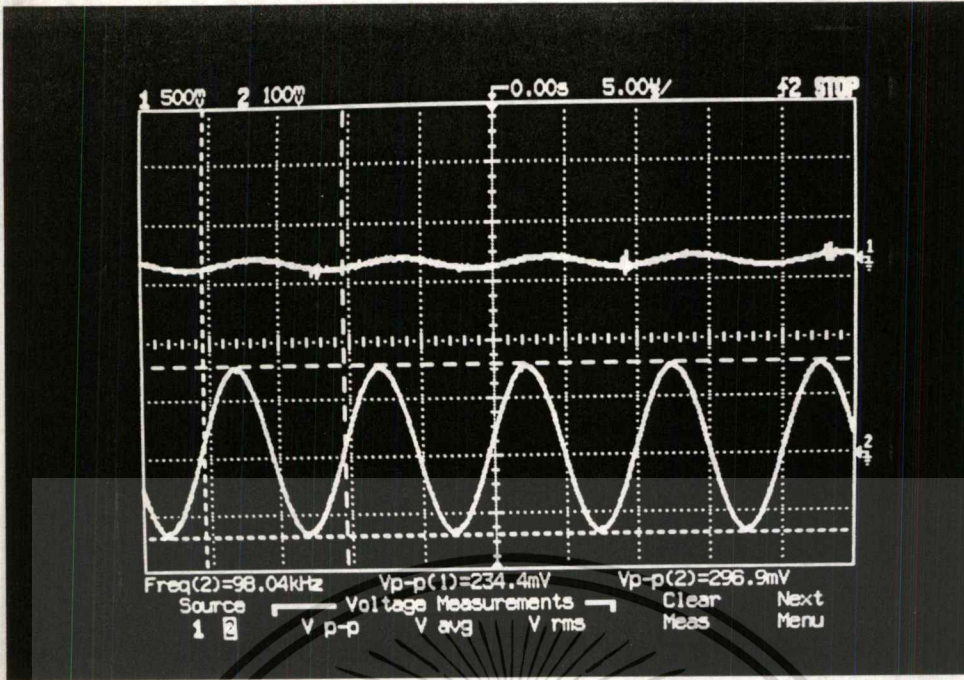


4.5-1 กราฟผลการทดลองวงจร แบนด์พาสฟิลเตอร์

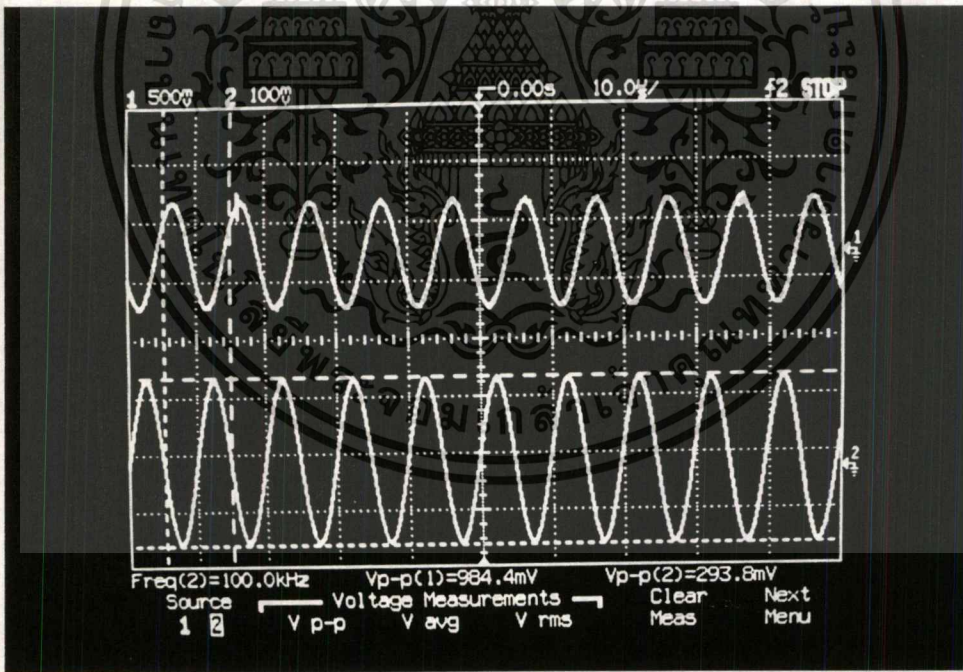
จากกราฟจะเห็นได้ว่า เมื่อโวลท์ลดลงเหลือ 0.707 เท่าของโวลท์สูงสุดซึ่ง $= 0.981 \times 0.707 = 0.693$ จะได้

แบนด์วิดท์ มีค่า = 675 เฮิรตซ์ จาก $Q = F/BW$ จะได้ $Q = 100k/675 = 148.14$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

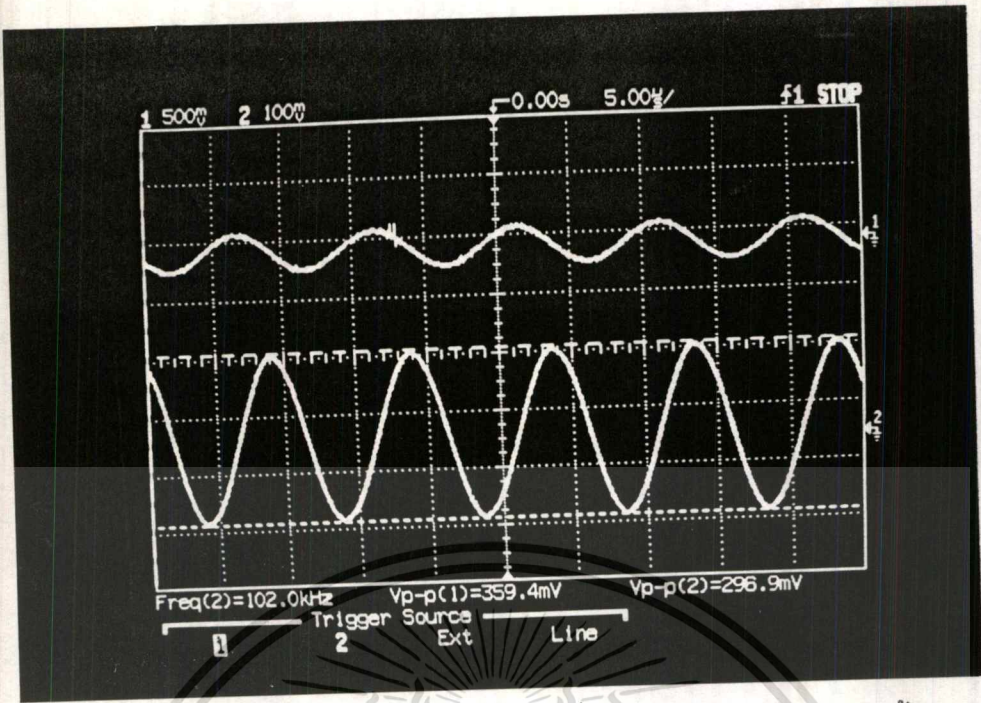


รูปที่ 4.5-2 แสดงการป้อนสัญญาณอินพุตที่มีความถี่ 98 กิโลเฮิรซ์ เทียบกับทางด้านเอาต์พุต โดยช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณด้านเอาต์พุต และช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณอินพุต



รูปที่ 4.5-3 แสดงการป้อนสัญญาณอินพุตที่มีความถี่ 100 กิโลเฮิรซ์ เทียบกับทางด้านเอาต์พุต โดยช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณด้านเอาต์พุต และช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณอินพุต

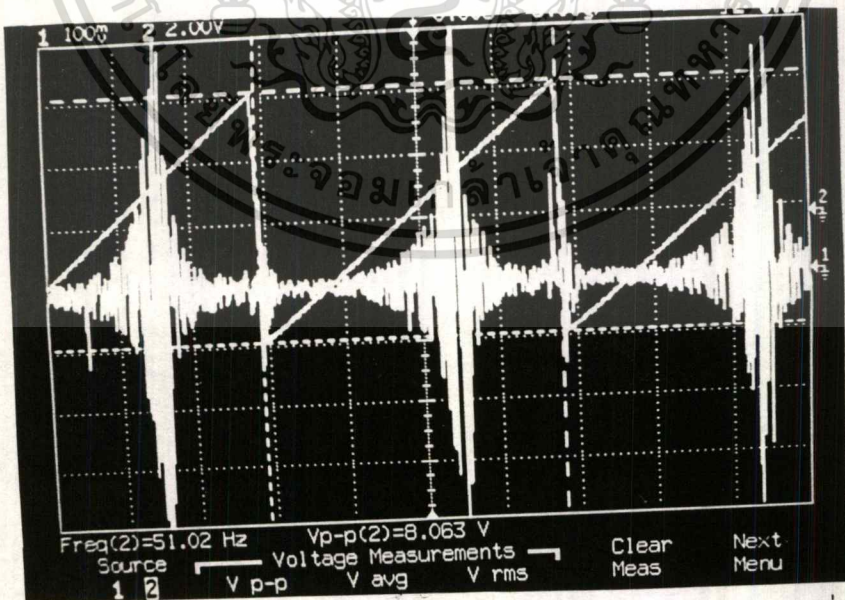
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5-4 แสดงการป้อนสัญญาณอินพุตที่มีความถี่ 102 กิโลเฮิรซ์ เทียบกับทางด้านเอาต์พุต โดยช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณด้านเอาต์พุต และช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณอินพุต

4.6 การทดลองรวมวงจรต่างๆและวัดเอาต์พุตที่วงจรมอดพัลส์ฟิลเตอร์

การทดลองนี้เป็นการทดลองรวมวงจรต่างๆตามที่ได้ทดลองคุณสมบัติดังกล่าวข้างต้นโดยการทดลองนี้จะทำการวัดเอาต์พุตที่ วงจรมอดพัลส์ฟิลเตอร์ ซึ่งสัญญาณอินพุตของมอดพัลส์ฟิลเตอร์เป็นสัญญาณที่ผ่านมาจากวงจรมิกเซอร์ที่ควบคุมความถี่พาหะโดยวงจรวีซีโอ และมีสัญญาณข้อมูลจากวงจรมอดพัลส์ฟิลเตอร์ เทียบกับวงจรมอดพัลส์ฟิลเตอร์

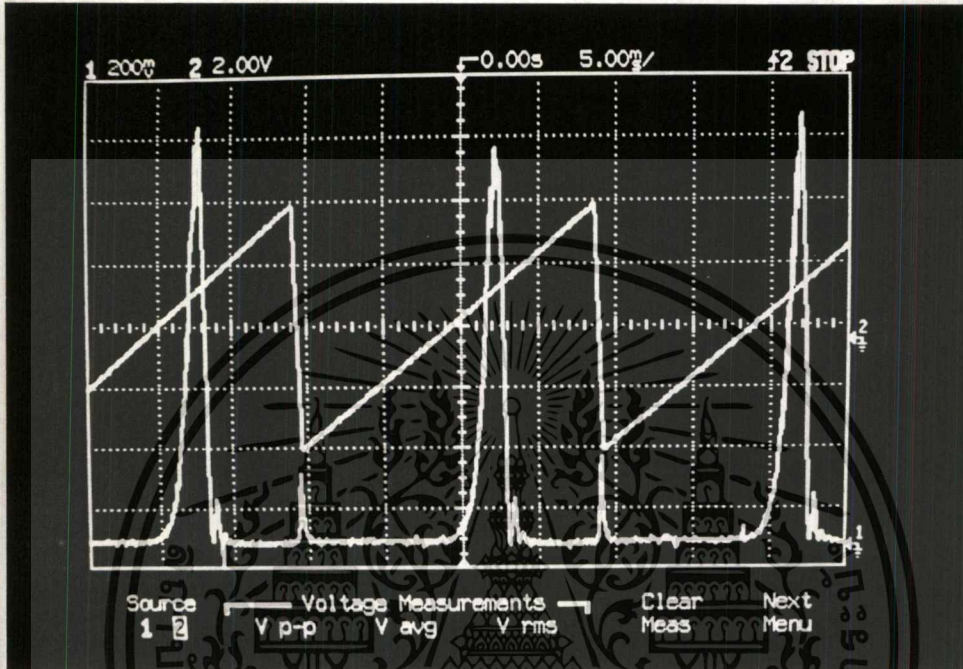


รูปที่ 4.6-1 แสดงสัญญาณเอาต์พุตทางวงจรมอดพัลส์ฟิลเตอร์เทียบกับสัญญาณพื้นเสียงโดยช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณจากมอดพัลส์ฟิลเตอร์และช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณพื้นเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.7 การทดลองรวมวงจรต่างๆ และวัดเอาต์พุตที่วงจรถิเทคเตอร์

การทดลองนี้เป็นการรวมวงจรต่างๆ ตามคุณสมบัติที่ได้ทำการทดลองมาข้างต้นโดยการทดลองนี้จะทำการวัดเอาต์พุตที่ออกจากวงจรถิเทคเตอร์ซึ่งเอาต์พุตนี้จะไปเป็นตัวสแกน (Scan) ค่าของสัญญาณตามแกน Y เทียบกับสัญญาณพื้นเลื่อย ซึ่งเป็นตัวสแกนค่าของสัญญาณตามแกน X

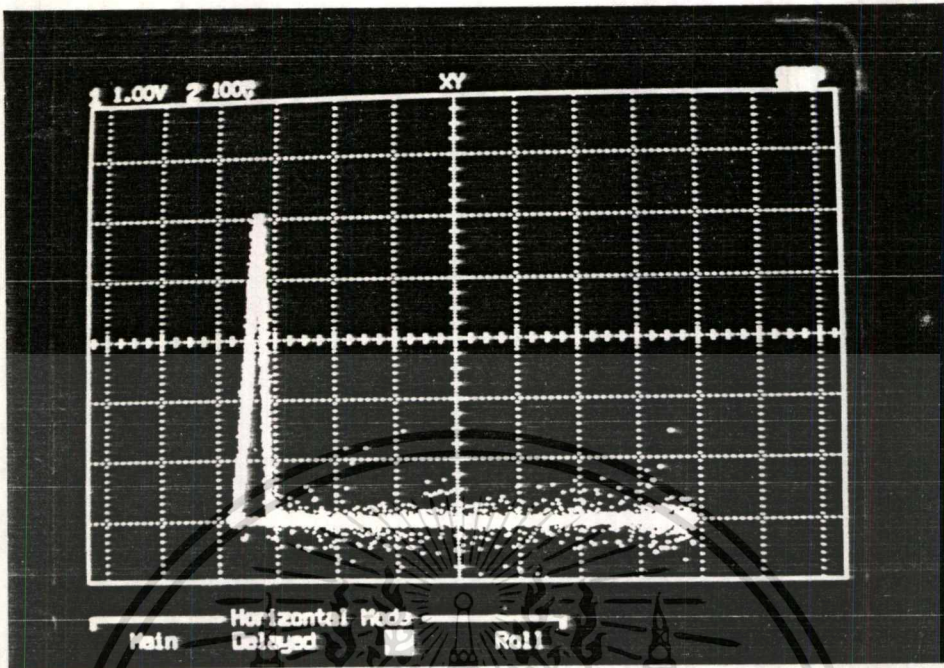


รูปที่ 4.7-1 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรถิเทคเตอร์เทียบกับสัญญาณพื้นเลื่อย โดยช่องสัญญาณที่ 1 แสดงสัญญาณจากดิเทคเตอร์ และช่องสัญญาณที่ 2 แสดงสัญญาณพื้นเลื่อย

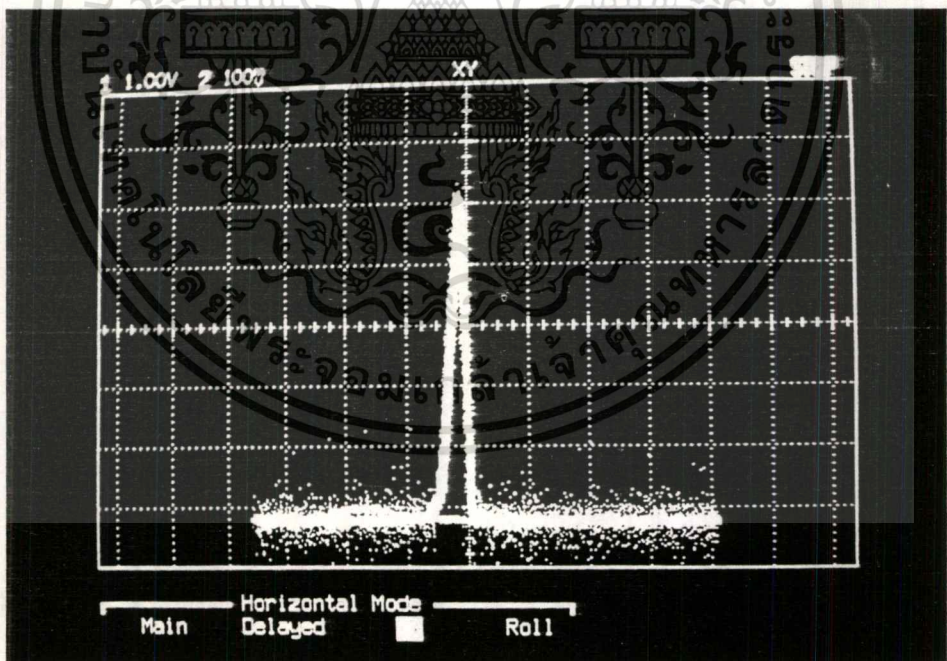
4.8 การทดลองแสดงสัญญาณสเปคตรัมโดยการป้อนสัญญาณชายน

จากการทดลองคุณสมบัติของวงจรต่างๆ ทั้งหมดที่กล่าวมาแล้วข้างต้นจะสามารถแสดงสเปคตรัมของสัญญาณในช่วงความถี่ต่างๆ ได้ดังนี้ โดยทำการทดลองดังนี้

1. เปลี่ยนโหมดการทำงานของจอสโคปให้อยู่ในโหมด X-Y
2. ทำการป้อนสัญญาณอินพุตรูปชายน ขนาด 1 โวลท์ ที่ความถี่ต่างๆ เข้าทางด้านอินพุตของวงจร
3. ป้อนเอาต์พุตจากวงจรพื้นเลื่อยเข้าทางด้านแกน X และป้อนสัญญาณที่เป็นเอาต์พุตจากดิเทคเตอร์เข้าทางด้านแกน Y จะได้รูปสัญญาณสเปคตรัมดังรูป
4. การอ่านค่าสัญญาณนั้นแกน X จะแสดงค่าของความถี่ ส่วนแกน Y จะแสดงค่าขนาดของสัญญาณ

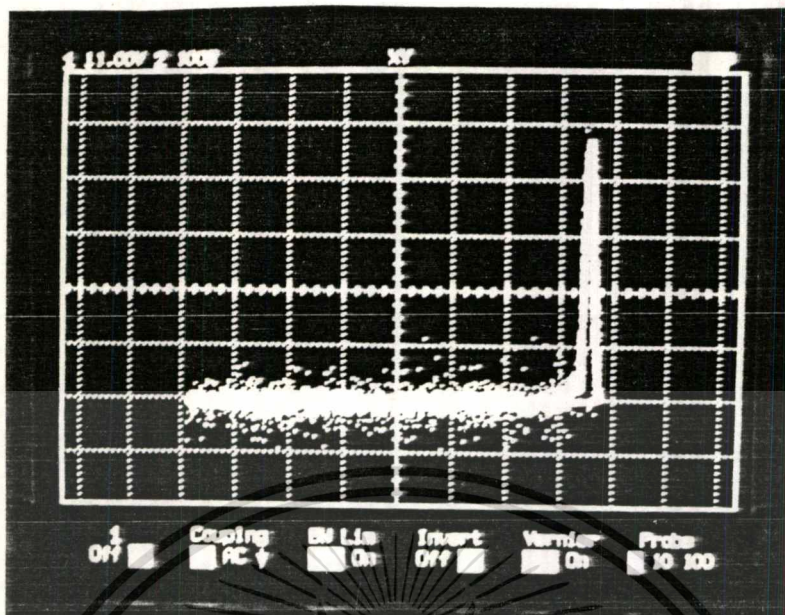


รูปที่ 4.8-1 แสดงสัญญาณสเปคตรัมที่ทำการบ่อนอินพุทรูปขายน้ขนาด 0.5 โวลท์ ที่ความถี่ 1 กิโลเฮิรซ์



รูปที่ 4.8-2 แสดงสัญญาณสเปคตรัมที่ทำการบ่อนอินพุทรูปขายน้ขนาด 0.5 โวลท์ ที่ความถี่ 10 กิโลเฮิรซ์

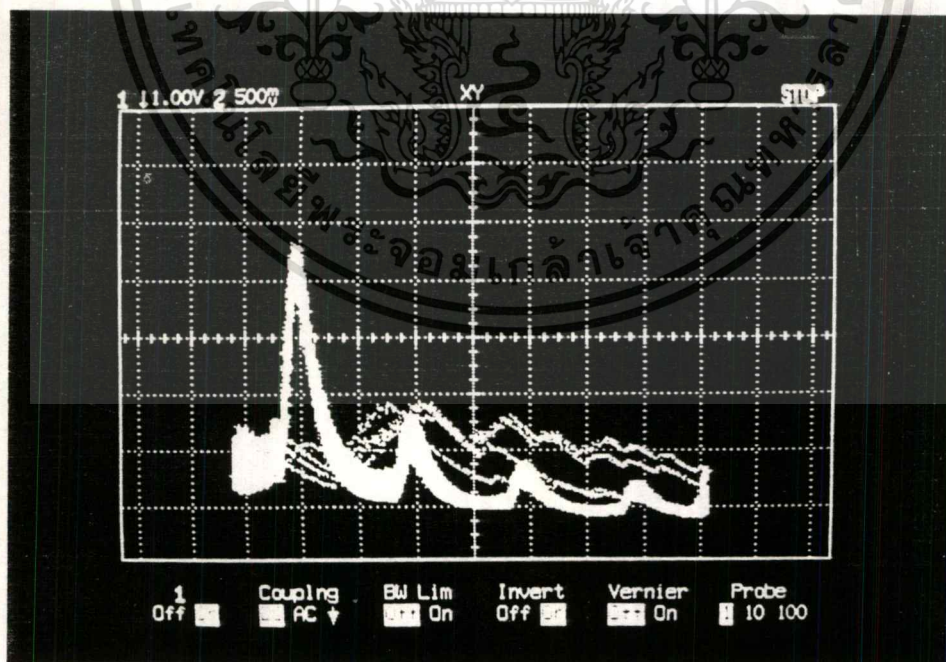
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8-3 แสดงสัญญาณสเปคตรัมที่ทำการป้อนอินพุทรูปซายน์ขนาด 0.5 โวลท์ ที่ความถี่ 19 กิโลเฮิรซ์

4.9 การทดลองป้อนสัญญาณอินพุทสี่เหลี่ยม(Square Wave)

ทำการทดลองคล้ายกับการทดลองที่ 4.8 แต่เปลี่ยนเป็นการป้อนสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม ขนาด 2 โวลท์ ที่ความถี่ 2 กิโลเฮิรซ์ เพื่อดูการเกิดฮาร์โมนิคต่างๆ ของสัญญาณซึ่งจะได้สัญญาณดังรูป



รูปที่ 4.9-1 แสดงการป้อนสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมขนาด 2 โวลท์ ที่ความถี่ 2 กิโลเฮิรซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการทดลองและวิจารณ์

5.1 สรุปผลการทดลองวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์

จากการทดลองที่ 4.1 เป็นการทดสอบคุณสมบัติของวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ของแชนเลนและคีย์โลว์พาสฟิลเตอร์คำนวณให้มีความถี่คัทออฟที่ 40 กิโลเฮิรซ์ เพื่อที่จะรักษาระดับของสัญญาณเอาต์พุตให้คงที่(ถ้าให้คัทออฟที่ 20 กิโลเฮิรซ์ สัญญาณเอาต์พุตจะลดลงประมาณ 0.707 เท่า เมื่อมีสัญญาณอินพุตที่ความถี่ 20 กิโลเฮิรซ์) จากตารางที่ 4.1 และกราฟรูป 4.1-1 จะเห็นว่าระดับสัญญาณเอาต์พุตเริ่มลดลงเมื่อความถี่ 22 กิโลเฮิรซ์

5.2 สรุปผลการทดลองคุณสมบัติของวงจร VCO

จากการทดลองที่ 4.2 เป็นการทดลองคุณสมบัติของวงจร วีซีโอ แบบอิมิตเตอร์คัปเปิล ซึ่งให้โวลท์เดจขนาดตั้งแต่ -4 ถึง +4 โวลท์ มาควบคุมให้ออสซิลเลเตอร์ผลิตความถี่ตั้งแต่ 100-120 กิโลเฮิรซ์ ดังรูปที่ 4.2-1 และรูปที่ 4.2-3 ถึง 4.2-5 จากการทดลองแม้ว่าจะได้ความถี่ตรงตามต้องการแต่ขนาดของแต่ละความถี่ที่ผลิตออกมานั้นไม่ค่อยจะเท่ากันกล่าวคือที่ความถี่ 120 กิโลเฮิรซ์จะมีระดับของสัญญาณเอาต์พุตน้อยกว่าที่ 100 กิโลเฮิรซ์เล็กน้อยแสดงได้ดังรูป 4.2-2

5.3 สรุปผลการทดลองวงจรสร้างสัญญาณพื้นเลื้อย

จากการทดลองที่ 4.3 เป็นการทดลองโดยใช้ IC 8038 ผลิตสัญญาณรูปพื้นเลื้อยที่มีขนาด +4 ถึง -4 โวลท์ เพื่อที่จะนำสัญญาณนี้ไปควบคุมการผลิตความถี่ของ วีซีโอ และควบคุมการสแกนด้านแกน X (ด้านความถี่ เมื่อปรับเป็นโหมด X-Y) โดยจากการทดลองต้องคำนวณหาค่าโร้ท์ไมร์ ค่าพอลโทม โดยต้องพยายามทำให้ค่าพอลโทมมีค่าน้อยมากที่สุดเพื่อจะได้เป็นรูปพื้นเลื้อยที่สวยงาม

$$\text{โดยคำนวณจากสูตร} \quad f = \frac{1}{f_r + f_f}$$

แต่ในความเป็นจริงการที่จะทำให้ค่าพอลโทมมีค่าน้อยๆนั้น เราไม่สามารถทำให้ค่าพอลโทมเท่ากับ 0 ได้ ดังนั้นในการสร้างวงจรสร้างสัญญาณพื้นเลื้อยนี้จึงมีค่าพอลโทมเกิดขึ้น ซึ่งตรงนี้อาจเป็นสาเหตุให้เกิดสัญญาณรบกวนในการรวมวงจรต่อไป

5.4 สรุปผลการทดลองวงจรมิกเซอร์ที่ควบคุมโดยวีซีโอ ที่ความถี่ 100-120 กิโลเฮิรซ์

จากการทดลองที่ 4.4 เป็นการทดลองใช้ IC 1496 ซึ่งทำงานแบบบาลานซ์มอดูเลเตอร์ที่ซัพเพรสแคเรียร์ โดยใช้วงจรตามรูป 3.4-2 ทำการผสมความถี่ความถี่พาหะที่ได้จากวีซีโอ (100-120 กิโลเฮิรซ์) กับความถี่ที่เข้ามาจากวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ จะเห็นจากรูปที่ 4.4-1 ว่าคลื่นพาหะที่ถูกมอดูเลตแล้วจะมีขนาดของเปลี่ยนแปลงตามขนาดของสัญญาณข้อมูล สัญญาณข้อมูลที่ป้อนอยู่ในสัญญาณ เอเอ็มจะมาปรากฏเป็นกรอบคลื่น(envelope) บนและล่าง

5.5 สรุปผลการทดลองคุณสมบัติของวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์

จากการทดลองที่ 4.5 เป็นการทดลองคุณสมบัติของวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์แบบสเตจควารีเอเบิล ซึ่งในการทดลองนี้ได้ใช้วงจรสเตจควารีเอเบิล 3 สเตจด้วยกัน ทั้งนี้เพื่อให้ค่าซีเลคตีวิตี(Q) มีค่าสูงขึ้น จากกราฟแสดงคุณสมบัติของวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ รูปที่ 4.5-1 จะเห็นว่ามีค่า Q ประมาณ 100 ค่าความถี่กลางประมาณ 100.2 กิโลเฮิร์ต ซึ่งค่าความผิดพลาดนี้อาจเกิดจากอุปกรณ์จำพวก RC

5.6 สรุปผลการทดลองวัดเอาต์พุตที่แบนด์พาสฟิลเตอร์หลังจากรวมวงจรต่างๆ

จากการทดลองที่ 4.6 นั้น เป็นการทดลองรวมวงจรต่างๆ เข้าด้วยกันเพื่อดูว่าเมื่อรวมแล้ววงจรสามารถทำงานได้หรือไม่ โดยการทดลองนี้ได้รวมวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์, มิกซ์เซอร์ที่มีสัญญาณพาหะเป็น VCO ความถี่ 100-120 กิโลเฮิร์ต ซึ่งควบคุมด้วยสัญญาณพื่นเลื่อย และผ่านมายังวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ ปรากฏว่าวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์สามารถกรองความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตออกมาได้ เป็นสัญญาณมอดูเลตเอเอ็ม ที่มีทั้งด้านบวกและด้านลบ และยังมียอดประกอบของสัญญาณความถี่สูงอยู่ในสัญญาณข้อมูล

5.7 สรุปผลการทดลองวัดเอาต์พุตที่เทคเตอร์หลังจากรวมวงจรต่างๆ

จากการทดลอง 4.7 เราต้องทำการดีเทคสัญญาณเพื่อให้ได้องค์ประกอบของสัญญาณรูปเดิมออกมา โดยวงจรดีเทคเตอร์ที่ใช้ในโครงงานนี้เป็นวงจรดีเทคโดยใช้ไดโอดต่อร่วมกับวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ของแอสเลนและคีย์ เพื่อกรองความถี่สูงทิ้งไป จากการทดลองที่ 4.7 จะเห็นว่าวงจรดีเทคเตอร์ที่มีอินพุตมาจากแบนด์พาสฟิลเตอร์ สามารถกำจัดความถี่พาหะออกไปได้ แต่จากรูป 4.7-1 จะเห็นสัญญาณความถี่รบกวนเกิดขึ้น ความถี่รบกวนนี้เกิดขึ้นมาตั้งแต่เอาต์พุตของแบนด์พาสฟิลเตอร์ ซึ่งเมื่อสังเกตจะเห็นว่าสัญญาณรบกวนนี้จะเกิดในบริเวณที่ค่าพอลโทมของสัญญาณพื่นเลื่อยไม่เป็นศูนย์ จุดนี้เป็นเหตุให้ วิซิโอ ที่ควบคุมโดยสัญญาณพื่นเลื่อยผลิตความถี่ออกมา ณ ตำแหน่งนี้ด้วยจึงเป็นเหตุให้เกิดสัญญาณรบกวน

5.8 สรุปผลการป้อนสัญญาณรูปซายน์

จากการทดลองที่ 4.8 ป้อนสัญญาณรูปซายน์ขนาด 0.5 โวลท์ ที่ความถี่ต่างๆ กันจะได้ผลดังรูปที่ 4.8-1 ถึง 4.8-2 จะเห็นว่าเมื่อรวมวงจรต่างๆ ที่มีคุณสมบัติข้างต้นเข้าด้วยกันแล้ววงจรสามารถทำงานได้จริง แต่จากรูปจะเห็นสัญญาณรบกวนในแนวแกน X และแกน Y เล็กน้อยซึ่งตรงนี้เป็นสาเหตุมาจากสัญญาณพื่นเลื่อย ซึ่งไม่สามารถทำให้เป็นสัญญาณพื่นเลื่อยได้ถึง 100%

5.9 สรุปผลการทดลองป้อนสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม(Square wave) เข้าไปในวงจร

เป็นที่ทราบกันดีอยู่แล้วว่าคลื่นรูปสี่เหลี่ยม จะประกอบด้วยคลื่นซายน์จำนวนมากหรือกล่าวอีกนัยหนึ่งว่า คลื่นรูปสี่เหลี่ยมประกอบด้วยคลื่นซายน์ที่เป็นคลื่นความถี่พื้นฐาน(fundamental) จำนวน 1 คลื่น และรูปซายน์ที่มีความถี่เท่ากับฮาร์โมนิคคี่(odd harmonic) ซึ่งมีความถี่เป็น 1,3,5,...เท่า ฉะนั้นถ้าป้อนสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่ความถี่ 2 กิโลเฮิร์ต เมื่อพิจารณาในเชิงความถี่แล้วจะปรากฏเป็นเส้นสเปคตรัมของคลื่นที่มีความถี่เท่ากับความถี่ของฮาร์โมนิคที่ 1 (พื้นฐาน) 2 กิโลเฮิร์ต และฮาร์โมนิคที่ 6, 10, 14, 18 กิโลเฮิร์ต โดยแอมพลิจูดของฮาร์โมนิคจะน้อยลงๆ เมื่อความถี่สูงขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี หากมีข้อผิดพลาดประการใดขออภัยเป็นอย่างสูง

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6 ภาคผนวก

ลอคแอมป์ (Log Amp)

การขยายในแอมพลิฟายเออร์โดยมาตรฐานจะเป็นแบบลิเนียร์ ยกตัวอย่างเช่น ถ้าอัตราการขยาย (Gain) เท่ากับ 10 เมื่อป้อนอินพุต 0.01 โวลต์ จะได้เอาต์พุต 0.1 โวลต์ และถ้าเป็นอินพุต 1 โวลต์ จะได้เอาต์พุต 10 โวลต์

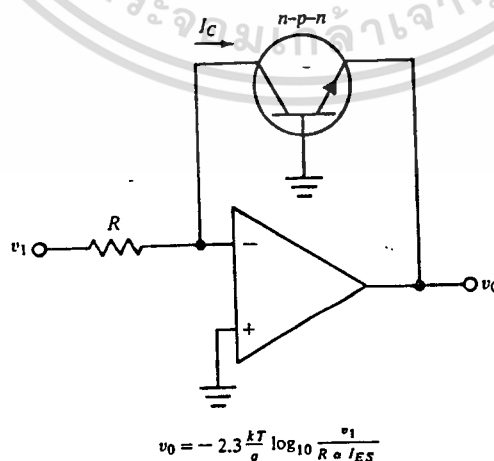
อย่างไรก็ตามการใช้แอมพลิฟายเออร์แบบลอค จะมีอัตราการขยายแบบลอคกาลีทีม (Logarithm) นั่นคือ ถ้าอินพุตเป็น 0.01 โวลต์ จะให้เอาต์พุต 1 โวลต์ ในขณะที่ อินพุต 0.1 โวลต์ จะให้เอาต์พุต 2 โวลต์ และอินพุต 1 โวลต์ จะให้เอาต์พุต 3 โวลต์

ลอคแอมป์ มีการนำไปใช้ได้หลายทาง อย่างแรก เป็นวิธีหนึ่งของการ คอมเพรส (Compress) สัญญาณทางไฟฟ้า เช่นช่องของ 1-100 โวลต์ สามารถถูกบีบให้เหลือเพียง 0-2 โวลต์ เมื่อกระทำโดยวิธีการของลอคแอมป์ การบีบสัญญาณดังกล่าวต้องการบ่อยครั้งในทางวิทยาศาสตร์และอุตสาหกรรม ซึ่งอาจครอบคลุมขนาดของความหนาแน่น ในฟังก์ชันเจเนอเรเตอร์ ก็มีการใช้ลอคแอมป์ในวงจรสวป (Sweep) วงจรการลดนอยซ์ในควมถี่ย่านอডিโอบางครั้งจะใช้การบีบอัดแบบลอค

ในทางคณิตศาสตร์ ลอค ถูกใช้ในการคำนวณ เช่น ลอคของผลคูณของสองจำนวนที่เท่ากัน หรือผลบวกของลอคสองจำนวน และลอคของจำนวนหนึ่งจะมีกราฟแบบ เอกซ์โปเนนเชียล (Exponential) ซึ่งเท่ากับเอกซ์โปเนนเชียลคูณกับลอคของจำนวนนั้น

คุณสมบัตินี้ทำให้ใช้ในการออกแบบ วงจรไฟฟ้าซึ่งสามารถทำหน้าที่นี้ ดังการคูณ 2 อินพุต หรือการผลิตสแควร์รูทของอินพุต

การทำงานแบบลอคกาลีทีม



รูป 6.1 แสดงพื้นฐานวงจรรการทำงานแบบลอค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานซิสเตอร์จะคือในลักษณะทรานสดิโอดในการเชื่อมต่อนี้ใช้การทำนาย Ebers-Moll model ของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

$$I_c = \alpha I_{ES} (e^{-qV_{BE}/kT} - 1) \quad (1)$$

โดยที่ V_{BE} = ความต่างศักย์ระหว่างขาเบสและขาอิมิตเตอร์

T = อุณหภูมิ (องศาเคลวิน)

k = ค่าคงที่ของโบลท์มานน์ (1.38×10^{-23} J/K)

q = ประจุอิเล็กตรอน (1.6×10^{-19} C)

I_{ES} = กระแสอิ่มตัวย้อนกลับของรอยต่อเบสและอิมิตเตอร์โดยขาคอลเลคเตอร์เชื่อมกับขาเบส

α = อัตราขยายกระแสฟอร์เวิร์ดของเบส-กราวด์ของทรานซิสเตอร์

ข้อสังเกต kT/q ประมาณ 26 มิลลิโวลท์ ที่ อุณหภูมิ 27 องศาเซลเซียส

เมื่อ $V_{EB} < 100$ มิลลิโวลท์ ดังนั้นจากสมการที่ (1) จะได้

$$I_c = \alpha_F I_{ES} e^{(-qV_{BE}/kT)} \quad (2)$$

ดังนั้นรูปแสดงพื้นฐานวงจรข้างต้นเราสามารถแสดงได้เพราะ $V_{BE} = V_0$

$$V_0 \cong -\frac{kT}{q} \ln \frac{V_1}{R_\alpha I_{ES}}$$

หรือ

$$V_0 \cong \frac{-2.3kT}{q} \log_{10} \frac{V_1}{R_\alpha I_{ES}} \quad (3)$$

ดังนั้นเราได้โวลท์เดจเอาร์ทพุทที่เหมาะสมเพื่อที่จะเป็นลอคคาลิตีทิมของโวลท์เดจอินพุท สมการนี้มีความไวทางอุณหภูมิอย่างเห็นได้ชัด ยิ่งกว่านั้นสัญญาณอินพุทเปลี่ยนเป็นช่วงที่กว้าง สัญญาณขนาดเล็กหรือความต้านทานป้อนกลับเพิ่มขึ้นทำให้ทรานซิสเตอร์เปลี่ยน ความน่าจะเป็นหลายๆชั้นของแมกนิจูด เช่น

$$r_{ac} \cong \frac{kT}{qI_c} = \frac{0.026}{I_c} \Omega$$

นั่นหมายถึงกระแสขนาดเล็ก (สัญญาณอินพุทต่ำ) อิมพีแดนซ์ป้อนกลับจะค่อนข้างสูงและคาปาซิแตนซ์ใดๆ สัมพันธ์กับวงจรอาจจะมีผลกระทบกับผลตอบสนองของความถี่ต่ำสำหรับสัญญาณที่มีขนาดเล็ก ในอีกทางหนึ่ง สำหรับสัญญาณขนาดใหญ่อิมพีแดนซ์ป้อนกลับจะค่อนข้างต่ำ และอาจจะนำไปสู่ปัญหาของเสถียรภาพ

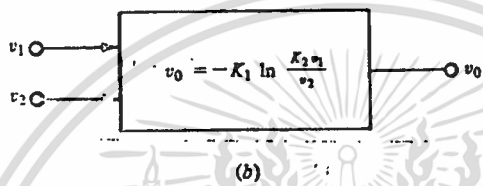
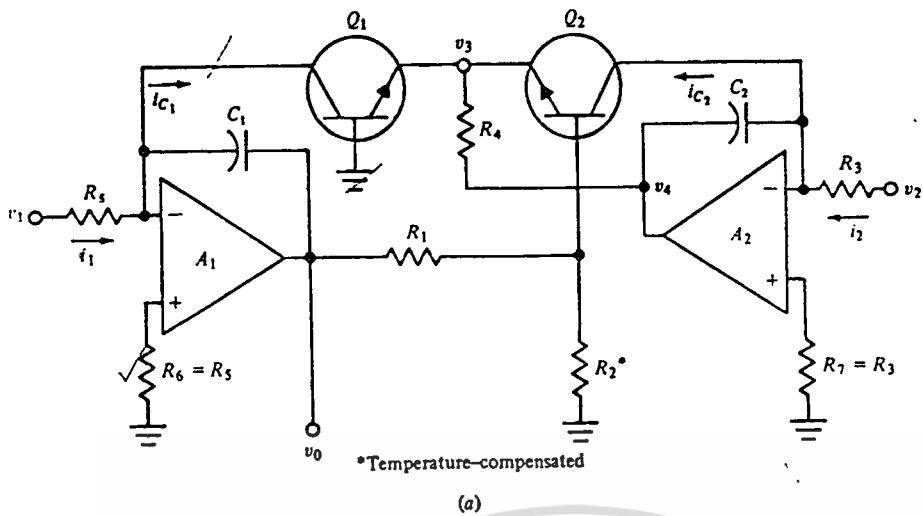
ความสัมพันธ์ของเอกโปเนนเชียลทางอุดมคติจะไม่แน่นอน ทรานซิสเตอร์ที่เลือกอย่างเหมาะสม นั่นคือ การที่วงจรสามารถขยายแบบลอคได้ถูกต้องและดีเทครดับสัญญาณอินพุทได้

วงจรรูปที่ 6.2 แสดงรูปแบบที่มากกว่าของการทำงานแบบลอคคาลิตีทิม อาจจะแสดงได้ว่า

$$V_0 \cong \frac{-(R_1 + R_2)kT}{R_2 q} \ln \frac{i_1}{i_2} \quad (4)$$

หรือ
$$V_0 = -\frac{R_1 + R_2 kT}{R_2 q} \ln \frac{V_1 R_3}{V_2 R_5} \quad V_1, V_2 > 0 \quad (5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.2 a. แสดงวงจรลอคแอมป์ที่ใช้งานจริง
 b. แสดงบล็อกไดอแกรม

เราจะได้ตัวจัดการกับอัตราลอค วงจรนี้อาจจะถูกรวมเป็นโมดูลเดียว ในกรณีนี้ค่าความต้านทานอาจจะถูกเลือกสำหรับช่วงตัวเลขบางช่วงของการทำงาน

คาปาซิเตอร์ C_1 และ C_2 จะใช้สำหรับเสถียรภาพและจำกัดความเร็วของการทำงาน R_4 อนุญาตแอมพลิฟายเออร์ A_2 ให้ทำงานมากกว่าช่วงเอาต์พุตปกติ

วงจรมีคุณสมบัติถ่ายโอนดังสมการ

$$V_0 = -K_1 \ln \frac{K_2 V_1}{V_2} = \frac{-K_1}{0.433} \log_{10} \frac{K_2 v_1}{v_2} \quad v_1, v_2 > 0 \quad (6)$$

โดย
$$K_1 = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \frac{kT}{q} \quad (7)$$

และ
$$K_2 = \frac{R_3}{R_5} \quad (8)$$

บ่อยครั้งที่อินพุต ตัวอย่างเช่น v_2 เป็นโพเทนเชียลเปรียบเทียบ และวงจรผลิต เอาต์พุตที่เป็นลอคอย่างเหมาะสมของอินพุต นั่นคือการทำงานแบบลอค บัจจุบันที่เหมาะสมหลายตัวถูกเลือก สังเกตว่า R_2 วัสดุสร้างจากอุปกรณ์ที่มีความไวทางอุณหภูมิ เช่น เทอร์มิสเตอร์และออกแบบเพื่อชดเชยอุณหภูมิสำหรับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อที่จะให้ K_1 ในสมการที่ (7) คงที่ เนื่องจากมีความสามารถในการชดเชย วงจรเช่นนี้มีเวลาที่ค่อนข้างช้า โดยเฉพาะเมื่อสัญญาณอินพุตนั้นมีขนาดเล็ก

ตัวอย่างการทดลอง

กำหนดค่าต่างๆดังนี้

$$R_1 = 15.7 \text{ กิโลโห์ม}$$

$$R_2 = 1 \text{ กิโลโห์ม}$$

$$R_3 = 1.5 \text{ เมกกะโห์ม}$$

$$R_5 = 10 \text{ กิโลโห์ม}$$

$$kT/q = 0.026 \text{ โวลต์}$$

$$V_2 = +15 \text{ โวลต์ดีซี}$$

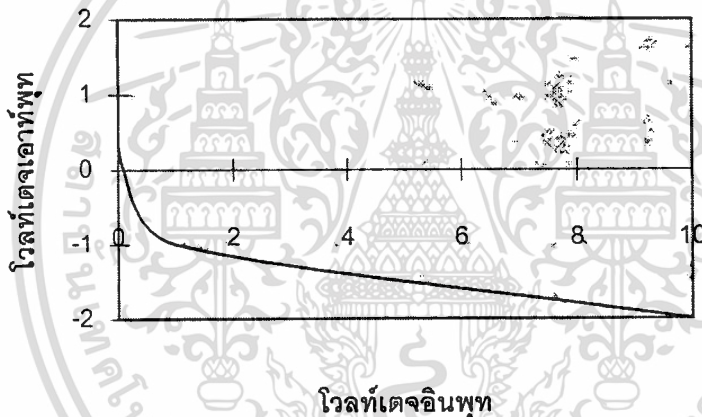
$$\text{ดังนั้น } K_1 = 0.433$$

$$K_2 = 150$$

จะได้

$$v_0 = -0.433 \ln 10 v_1 = -\log_{10} 10 v_1 \quad (9)$$

จากสมการที่ (9) จะแสดงผลได้ดังกราฟ



จากการศึกษาคุณสมบัติของลอคแอมป์นี้สามารถนำไปปรับปรุงในโครงการอัตโนมัติสเปคตรัมอนาลิเซอร์นี้ได้ โดยจะช่วยแก้ปัญหาเมื่อโวลต์เดจทางด้านอินพุทมีค่าน้อย หรือมากเกินไปเกินไปโดยนำวงจรลอคแอมป์ต่อไว้หน้าส่วนของวงจรถิเทคเตอร์

กิตติกรรมประกาศ

โครงการเรื่อง สเปคตรัมอนุไลเซอร์นี้ สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีเพราะความช่วยเหลือของบุคคลหลายท่านดังนี้

อาจารย์ปราโมทย์ วาดเขียน

อาจารย์ที่ปรึกษาและแนะแนวทางการทำโครงการ

อาจารย์ทองทศ วานิชศรี

เชื้อเพื่ออุปกรณ์ในการทำโปรเจค

นายเอกสิทธิ์

ให้คำแนะนำด้านวงจร

นายณยศ คุรุกิจโกศล

ให้คำแนะนำด้านวงจร

นายชินวุธ เห็นดี

เชื้อเพื่อคอมพิวเตอร์และเครื่องพิมพ์

นายธีระ ริมปริงสี

เชื้อเพื่อแผ่นทองแดง

นอกจากนี้ยังมีเพื่อนๆที่ห้องโปรเจคและบุคคลอื่นๆ ที่ให้ความช่วยเหลือในการทำโครงการครั้งนี้ อีกมากมายจึงขอแสดงความขอบคุณมา ณ ที่นี้ด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. Robert F. Coughlin and Frederick F. Driscoll, "Operation Amplifiers and linear Integrated Circuits" Third Edition, Prentice - Hall International Editions., P. 308-311
2. Forrest Barker, "communication Electronic Systems Circuit and device" Prentice - Hall Inc. Englewood Cliffs, N.J. 07632, P.369
3. Denton J. Dailey, " Operation Amplifiers and linear Integrated Circuits Theory and Applications" McGraw - hill International Editions., P.1-13, 264-265
4. Ramakant A. Gayakwad, " Op - Amps and linear Integrated Circuit ", Prentice-Hall International Edition.,
5. William Schweber., "Electronic Communication System A Complete Course", Prentice-Hall Inc. Englewood Cliffs. N.J. 07632., pp.124
6. Don Laneater., "Active-Filter Cookbook" First Edition Fifteenth Printing 1989, Howard W.Sams & Company., pp.91-117
7. Gobind Daryanani., "Princeptles of Active network Synthesis and Design" ,John Willey & Sons 1976., pp.241-243,269-280
8. ผศ.นิกร สุขุมตมตันติ., "การออกแบบวงจรวจรอิเล็กทรอนิกส์", คณะวิศวกรรมศาสตร์ สจล. พิมพ์ครั้งที่ 1 2533., หน้า.53-62
9. ร.ต.อ.สุชาติ กังวารจิตต์., "เครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร", บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด.,2536., หน้า 65-67
10. Morris Egelson., "Modern Spetrum Analyzer Theory and Applications", Artech House, Inc.,
11. George B. Rutkowski, P.E. ., "Indegrated-Circuit Operation Amplifiers" , Electronic Technology Institute, Prentice-Hall Inc. Englewood Cliffs. N.J. 07632., pp.5-8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้