

เครื่องป้องกันการดักฟัง
AUDIO SCRAMBLER



ปริญญาโท เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมควบคุม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2536

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการ 033379

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ

บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 หลักการโดยทั่วไปของการมอดูเลชันเชิงขนาด	2
2.1 มอดูเลชันเชิงขนาด	2
2.2 วิธีกำเนิดซิงเกิลไซด์แบนด์	4
บทที่ 3 ลักษณะการทำงานของเครื่องป้องกันการดักฟัง	6
บทที่ 4 วงจรป้องกันการดักฟัง	11
4.1 วงจรป้องกันการดักฟังทางด้านส่ง	11
4.2 วงจรป้องกันการดักฟังทางด้านรับ	13
บทที่ 5 หลักการของบาลานซ์มอดูเลเตอร์	17
5.1 บาลานซ์มอดูเลเตอร์ชนิดใช้ไดโอดต่อกันเป็นวง	18
5.2 บาลานซ์มอดูเลเตอร์ชนิดใช้ FET คู่	20
5.3 บาลานซ์มอดูเลเตอร์ชนิดใช้ IC	21
5.4 บาลานซ์มอดูเลเตอร์ชนิดใช้อะนาล็อกสวิทช์	23
บทที่ 6 วงจรกรองความถี่	27
6.1 การสเกลความถี่	27
6.2 วงจรกรองความถี่ต่ำ	30
6.3 วงจรขจัดเฉพาะแถบความถี่	34
6.4 วงจรกรองเฉพาะแถบความถี่	37
บทที่ 7 การทดลองและผลการทดลอง	39
บทที่ 8 สรุปและวิจารณ์	44
กิตติกรรมประกาศ	
บรรณานุกรม	
ภาคผนวก	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรป้องกันการดักฟัง

(AUDIO SCRAMBLER)

โดย นางสาวจิตติมา เล็กชุมพล

นางสาวสุพรรณนิภา ชัยลอม

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์

บทคัดย่อ

ในโครงการนี้เป็นการศึกษาและออกแบบ เครื่องป้องกันการดักฟังแบบอะนาลอก ที่สามารถนำไปใช้ในการป้องกันการดักฟัง ข่าวดสารทั้งทางโทรศัพท์และวิทยุสื่อสารโดยการ สลับสเปกตรัมของสัญญาณเสียงให้แตกต่างไปจากเดิม จนไม่สามารถฟังเข้าใจความหมาย ได้ ดังนั้นโดยวิธีการนี้สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณเสียง จะถูกพลิกกลับซ้าย-ขวาสลับกัน หลักการนี้จะใช้บาลานซ์มอดูเลเตอร์สำหรับมอดูเลตสัญญาณเสียงเข้ากับสัญญาณคลื่นพาห์เป็น หลัก จากนั้นจึงกรองเอาแต่สัญญาณแบนด์ต่ำ เพื่อให้ได้สัญญาณที่มีการสลับสเปกตรัมของ ความถี่ตามต้องการ ส่วนการการติมมอดูเลตสเปกตรัมจะได้ยินพุ่มมาจากวงจรถ่ายเครื่องส่ง และ จะทำการติมมอดูเลตสัญญาณที่ถูกเข้ารหัสมานั้นโดย หลักการเดียวกันกับการมอดูเลต เพียงแต่ในการติมมอดูเลตสัญญาณจะทำให้เกิด การสลับสเปกตรัมของสัญญาณกลับกันกับทาง ด้านส่ง ทำให้ได้สัญญาณเสียงเดิมกลับคืนมา

Abstract

This project is on the study and design of the speech scrambler in analog processing which can be use in communication network such as telephone and radio communication. This technique is based on spectrum inversion of the input audio signal of distroy the intelligible trend in resultance signal, so by this method, the frequency spectrum of audio signal will be interchange from the low to high and vice versa. This principle employs balance modulator as the key-equipment to modulate the audio signal with carrier in order to produce the desirable frequency spectrum. The spectrum demodulation at the receiver the receiving signal by the same principle as that of the transmitter. But in the modulation process spectrum will be inversed opposite to that of transmitter. So the original signal will be obtained.

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันเทคโนโลยีทางการสื่อสาร ได้พัฒนาขึ้นอย่างมากรวมทั้งการป้องกันการดักฟังในการสื่อสารก็ถูกพัฒนาพร้อมกันไปด้วย และความต้องการในการใช้งานก็สูงขึ้นตามลำดับ เนื่องจากการสื่อสารนั้นข้อมูลที่ใช้ในการติดต่อสื่อสารทั้งที่เป็นความลับและไม่เป็นความลับ อาจจะถูกดักฟังได้ ถ้าเป็นความลับทางราชการหรือทางทหารถือว่าข้อมูลมีความสำคัญมาก การป้องกันการดักฟังสามารถทำได้ทั้งในระบบของสัญญาณอะนาล็อกและสัญญาณดิจิทัล ซึ่งอาจจะเป็นการดัดแปลงรูปสัญญาณให้ผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณต้นกำเนิด ก่อนทำการส่งสัญญาณนั้นออกไปจริง การเลื่อนหรือสลับสเปกตรัมของสัญญาณต้นกำเนิด รวมทั้งการสร้างสัญญาณรบกวนเทียมเพิ่มเข้าไปในระบบการ เพื่อให้เครื่องรับโดยทั่วไปประสบปัญหาในการแยกสัญญาณรบกวนออกจากสัญญาณจริง เช่นนี้เป็นต้น

ในโครงการนี้ ได้เลือกศึกษาและออกแบบเครื่องป้องกันการดักฟังแบบอะนาล็อก โดยอาศัยหลักการ การสลับสเปกตรัมของความถี่ของสัญญาณเสียงซึ่งทำได้โดยการมอดูเลตสัญญาณเสียง เข้ากับสัญญาณคลื่นพาห์โดยการใส่บาลานซ์มอดูเลเตอร์ในการผสมสัญญาณแล้วใช้วงจรกรองความถี่ต่ำ กรองเอาเฉพาะไซด์แบนด์ด้านต่ำ เพื่อให้ได้แต่สัญญาณที่มีการสลับสเปกตรัมของความถี่แล้ว ทำให้เสียงที่ได้ออกมาเพี้ยนไปจากสัญญาณต้นกำเนิดฟังไม่รู้เรื่อง วิธีการที่จะฟังให้รู้เรื่องก็คือการพลิกสเปกตรัมของความถี่กลับไปตามเดิม ซึ่งเป็นหน้าที่ของทางภาครับ ที่จะทำการติมอดูเลตสเปกตรัม โดยมีหลักการเกี่ยวกับการเข้ารหัส เพียงแต่ในการติมอดูเลตสัญญาณ จะทำให้เกิดการสลับสเปกตรัมของสัญญาณกลับกันกับทางด้านส่ง ทำให้ได้สัญญาณเสียงเดิมกลับคืนมา สำหรับการทำให้ทางด้านส่งและด้านรับทำงานสัมพันธ์กัน (synchronized) เพื่อให้การติมอดูเลตสัญญาณเสียงออกมาอย่างถูกต้องนั้น ทางด้านส่งจะทำการส่งสัญญาณพาห์ ไปกับสัญญาณที่ทำการสลับสเปกตรัมของความถี่ด้วย ทำให้ทางด้านรับสามารถทำการนำคลื่นพาห์กลับคืน (carrier recovery) มาเพื่อใช้ในการติมอดูเลตสัญญาณทางด้านรับได้อย่างถูกต้อง และในการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำนั้น การใช้วงจรกรองความถี่ต่ำเพียงอย่างเดียว นั้น ไม่สามารถที่จะออกแบบวงจรให้มีคุณสมบัติตรงตามความต้องการได้ จึงได้มีการประยุกต์ เอาวงจรจัดเฉพาะแถบความถี่ (band pass filter) มาต่อкасцепกับวงจรกรองความถี่ต่ำซึ่งช่วยให้ผลการติมอดูเลตออกมาเป็นที่น่าพอใจยิ่งขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

หลักการทั่วไปของการมอดูเลตเชิงขนาด (Amplitude modulation)

หลักการที่นำมาใช้ในการเปลี่ยนแปลงสัญญาณเสียง ของเครื่องป้องกันการดักฟัง ในโครงงานนี้ เป็นการมอดูเลตสัญญาณเสียงเข้ากับสัญญาณพาหะ โดยการใช้นาฬิกา มอดูเลเตอร์ เพื่อที่จะทำการสลัสมแปดตรัมของความถี่เสียง ซึ่งทำให้เกิดการผิดเพี้ยนของ สัญญาณเสียงขึ้น การมอดูเลตสัญญาณเสียงกับคลื่นพาหะดังกล่าว เป็นการมอดูเลตชนิดหนึ่ง เรียกว่า การมอดูเลตเชิงขนาด (Amplitude modulation : AM) ดังนั้นเพื่อความ เข้าใจมากยิ่งขึ้นจะได้กล่าวถึงรายละเอียดของการมอดูเลตเชิงขนาดดังต่อไปนี้

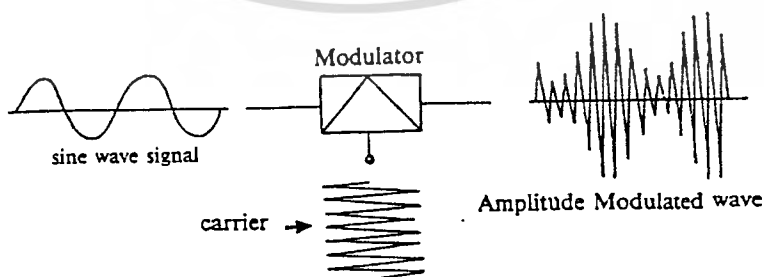
2.1 การมอดูเลตเชิงขนาด (Amplitude modulation)

การมอดูเลชันเชิงขนาด เป็นกรรมวิธีการแปลงความถี่ชนิดหนึ่ง ซึ่งสัญญาณที่ส่งมา รวมกับความถี่คลื่นพาหะแล้ว เกิดเป็นคลื่นพาหะที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของสัญญาณ นั้นๆ แต่จะเกิดผลเช่นนี้ได้ต้องอาศัยส่วนประกอบดังต่อไปนี้

(ก) ความถี่สัญญาณ (signal frequency) ประกอบด้วย ข้อความข่าวสารที่ ถูกแปลงให้อยู่ในย่านความถี่อื่น สัญญาณนี้อาจเป็นความถี่เดียว หรือมีย่านหรือแถบของความถี่จากไม่กี่เฮิร์ตสูงขึ้นไปเป็นหลายเมกกะเฮิร์ต

(ข) ความถี่พาหะ (carrier frequency) เป็นความถี่เดียวที่มีขนาดคงที่ ความถี่ของคลื่นพาหะจะมีค่าเท่าไรนั้น กำหนดได้จากย่านความถี่ที่ต้องการให้สัญญาณไปอยู่

(ค) ตัวผสมสัญญาณ (modulation) เป็นอุปกรณ์ที่ประกอบไปด้วยชิ้นส่วนต่างๆ ประกอบกันเป็นวงจร เพื่อทำให้เกิดการมอดูเลตเชิงขนาดขึ้นมา เมื่อคลื่นพาหะมารวมกับ สัญญาณที่ตัวมอดูเลเตอร์นี้



รูปที่ 2.1 รูปคลื่นเอเอ็มเกิดจากสัญญาณรูปไซน์

ในรูปที่ 2.1 แสดงถึงการนำรูปไซน์ไปผสมกับความถี่พาหะที่ตัวมอดูเลเตอร์ แล้ว เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ผ่านการขออนุญาต หรือผลิตเป็นรูปคลื่นเอเอ็มออกมา ลักษณะสำคัญที่ควรสังเกตเอาไว้ก็คือ ขอบของคลื่นทางด้านบน ไม่สามารถมีได้ทั้งหมด อีกทั้งยังมีเหตุผลบางประการ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และด้านล่าง จะเป็นลักษณะที่เหมือนกับ "สัญญาณ" ซึ่งก็หมายความว่า ขนาดของคลื่นพาห้ เปลี่ยนไปตามขนาดของสัญญาณ และถ้ามีแต่คลื่นพาห้อย่างเดียว ส่วนสัญญาณไม่มีเข้ามาหรือ ขนาดเป็นศูนย์ คลื่นเอเอ็มก็จะมีลักษณะเหมือนกับคลื่นพาห้ที่มีขนาดคงที่

สมมติว่าสัญญาณที่ส่งเป็นสัญญาณรูปไซน์ ความถี่ต่ำในย่านความถี่เสียงมีค่าโวลเตจ ช่วงเวลา ดังสมการที่ 1

$$e_m = E_m \sin w_m t \quad \text{----- (1)}$$

เมื่อ E_m = ขนาดความสูงของคลื่นเสียง

w_m = ความเร็วเชิงมุมของสัญญาณเสียง = $2\pi f_m$

f_m = ความถี่ของสัญญาณเสียง

ส่วนคลื่นพาห้ซึ่งเป็นคลื่นไซน์ ความถี่สูงกว่าสัญญาณเสียง มีค่าโวลเตจช่วงเวลาเป็น

$$e_c = E_c \sin w_c t \quad \text{----- (2)}$$

เมื่อ E_c = ขนาดสูงสุดของคลื่นพาห้

w_c = ความเร็วเชิงมุมของคลื่นพาห้

f_c = ความถี่ของคลื่นพาห้

ถ้าทำให้ขนาดของคลื่นพาห้เปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของสัญญาณเสียงซึ่งมีความถี่ต่ำกว่า ค่าโวลเตจช่วงเวลาของคลื่นพาห้ (e_c) ก็กลายเป็นรูปคลื่นที่ถูกมอดูเลตขนาด มีค่าเป็น

$$\begin{aligned} e &= (E_c + e_m) \sin w_c t \\ &= (E_c + E_m \sin w_m t) \sin w_c t \\ &= E_c \sin w_c t + E_m \sin w_m t \sin w_c t \\ &= E_c \sin w_c t + E_m / 2 \cos(w_c - w_m) t - E_m / 2 \cos(w_c + w_m) t \\ &= E_c \sin w_c t + M E_c / 2 \cos(w_c - w_m) t - M E_c / 2 \cos(w_c + w_m) t \end{aligned} \quad \text{--- (3)}$$

เมื่อ $M = E_m / E_c = \text{degree of modulation}$ และ $M < 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้เผยแพร่ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น ยกเว้นให้ขออนุญาตก่อน

จากสมการที่ (3) เมื่อพิจารณาจะเห็นว่าประกอบด้วยคลื่นความถี่ประมาณสามใช้

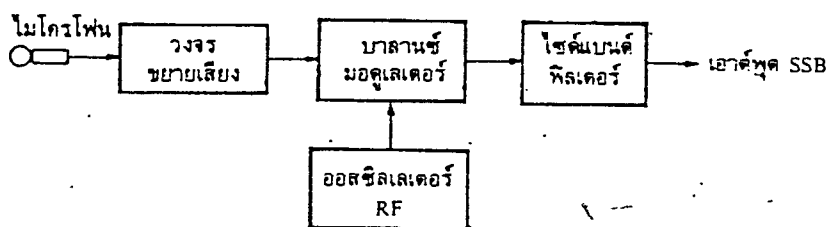
ความถี่ด้วยกัน คลื่นแรกเป็นคลื่นพาห์เดิม ($E_c \sin \omega_c t$) ส่วนสัญญาณประกอบอีกสองสัญญาณ เรียกว่าสัญญาณข้างเคียง (sideband signal) ถ้าสัญญาณที่เข้าผสมมีความถี่เดียวแต่เกิด สัญญาณข้างเคียงขึ้นมาจำนวนหนึ่งคู่เสมอ โดยไซด์แบนด์หนึ่งจะมีความถี่สูงกว่าคลื่นพาห์อยู่ เท่ากับความถี่ที่เข้ามาผสม ในที่นี้คือสัญญาณเสียง $[M E_c / 2 \cos(\omega_c + \omega_m) t]$ เรียกว่าไซด์แบนด์ด้านสูง (upper sideband) ส่วนอีกไซด์แบนด์มีความถี่ต่ำกว่าความถี่คลื่นพาห์อยู่ เท่ากับความถี่ของสัญญาณที่เข้าไปผสม $[M E_c / 2 \cos(\omega_c - \omega_m) t]$ เรียกว่าไซด์แบนด์ด้านต่ำ (lower sideband)

ในการส่งสัญญาณลงไปในคลื่นเอเอ็มนั้น เพื่อจะทำการส่งออกไปมีวิธีต่างๆหลายวิธีด้วยกันขึ้นอยู่กับจุดประสงค์ของงาน คุณสมบัติของตัวนำคลื่น ขีดจำกัดของย่านความถี่ เป็นต้น สำหรับในโครงการนี้ จะทำการมอดูเลตสัญญาณเสียง และส่งสัญญาณออกไปเป็นสัญญาณ SSBSC (single sideband suppress carrier) หมายความว่าสัญญาณที่มอดูเลตแล้วทำการส่งออกไปนั้น จะเลือกส่งเพียงไซด์แบนด์ใดไซด์แบนด์หนึ่ง อาจจะเป็นไซด์แบนด์ด้านต่ำหรือไซด์แบนด์ด้านสูง และไซด์แบนด์ที่ส่งออกไปนั้นคลื่นพาห์จะถูกกำจัดออกไปเรียบร้อยแล้ว

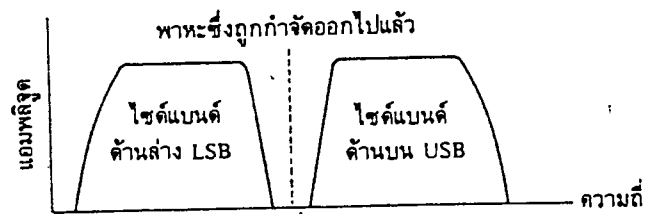
2.2 วิธีกำเนิดสัญญาณ SSB โดยใช้ฟิลเตอร์

เทคนิคการกำเนิดสัญญาณ SSB ที่แพร่หลายที่สุดก็คือการใช้ฟิลเตอร์ จากบล็อกไดอะแกรมที่แสดงในรูปที่ 2.2 จะเห็นว่าสัญญาณเสียงผ่านเข้าสู่วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ เอาท์พุทที่ได้จะเป็นสัญญาณ DSBSC (double sideband suppress carrier) ซึ่งป้อนต่อไปให้ไซด์แบนด์ฟิลเตอร์ (sideband filter) ฟิลเตอร์ออกแบบให้ผ่านได้เฉพาะไซด์แบนด์ที่ต้องการ เอาท์พุทจึงเป็นไซด์แบนด์ด้านสูง (USB) หรือไซด์แบนด์ด้านต่ำ (LSB) ขึ้นอยู่กับย่านความถี่ที่กำหนดของฟิลเตอร์

หน้าที่ของไซด์แบนด์ฟิลเตอร์ก็คือ จะลดทอนสัญญาณไซด์แบนด์ด้านหนึ่ง และยอมให้สัญญาณไซด์แบนด์อีกด้านหนึ่งผ่านไปได้ ฉะนั้นฟิลเตอร์จะต้องมีการออกแบบให้มีคุณสมบัติในการแยกสัญญาณได้ดีที่สุด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไปอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.2 การกำเนิดสัญญาณ SSB โดยใช้ฟิลเตอร์
ไม่ว่ากรรมใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 ย่านความถี่ผ่านของไซด์แบนด์ฟิลเตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

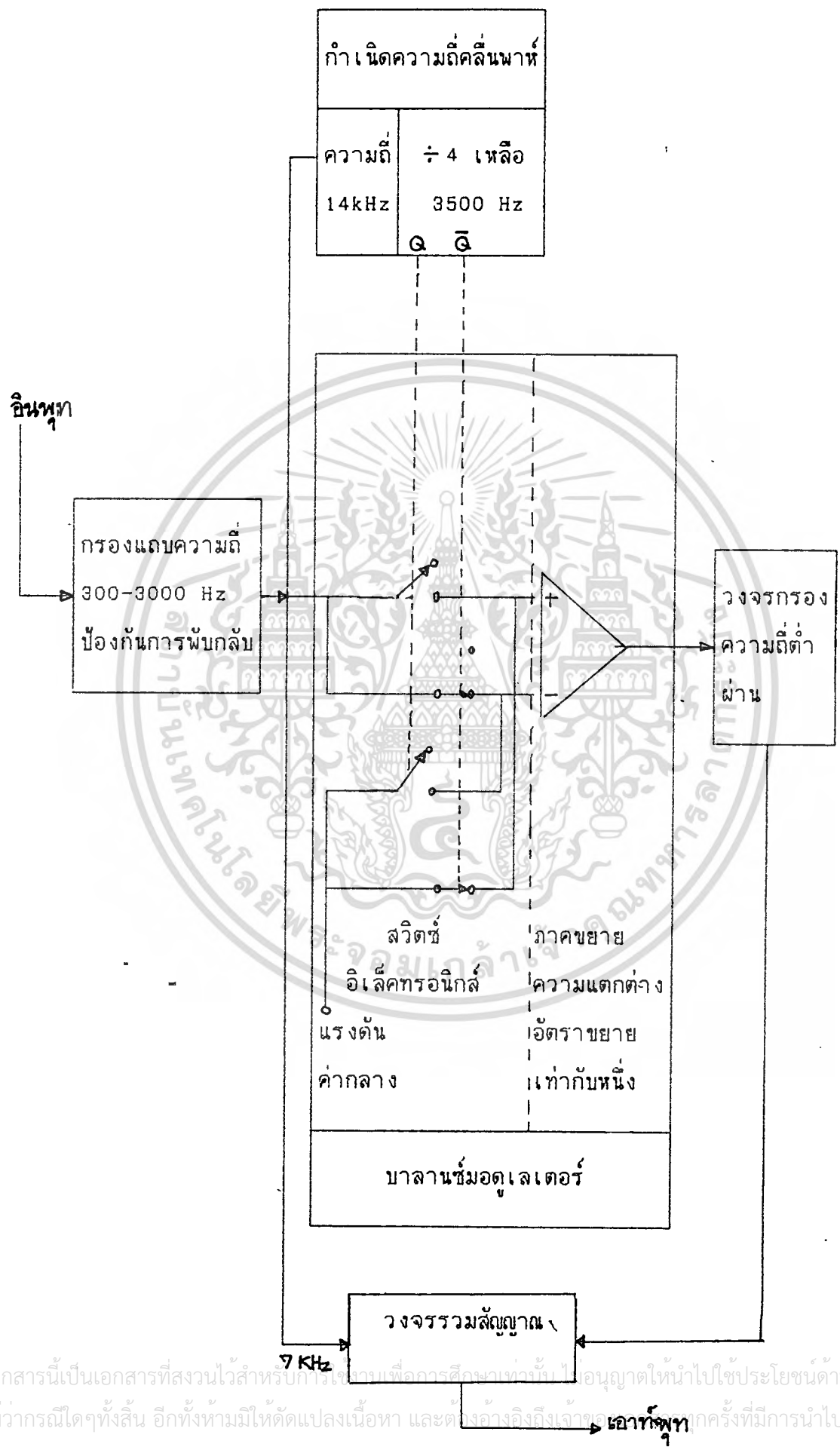
บทที่ 3

ลักษณะการทำงานของเครื่องป้องกันการดักฟัง

หลักการในการเปลี่ยนแปลงสัญญาณเสียงที่นำมาใช้ในการป้องกันการดักฟังสามารถแบ่งออกได้หลายวิธีเช่น การกลับความถี่ (frequency inversion) การเปลี่ยนแปลงลำดับของสัญญาณ (time segment permutation) และวิธีที่ใช้การเปลี่ยนแปลงทั้งความถี่และลำดับของสัญญาณรวมกัน เป็นต้น

ในโครงงานนี้ได้เลือกใช้การกลับความถี่ของสัญญาณ (frequency inversion) ซึ่งเป็นการมอดูเลตสัญญาณแบบหนึ่ง ซึ่งจะเป็นการแปลงความถี่สูงเป็นความถี่ต่ำและความถี่ต่ำเป็นความถี่สูง นั่นก็คือ สเปกตรัมของความถี่จะถูกพลิกกลับจากซ้ายเป็นขวาและจากขวาเป็นซ้ายในการกลับความถี่ทำได้โดย การใช้บาลานซ์มอดูเลเตอร์เป็นการมอดูเลตสัญญาณเสียงเข้ากับสัญญาณพาหะ ทำให้ได้เป็นสัญญาณดับเบิลไซด์แบนด์ (double sideband) คือ จะมีแถบความถี่ข้าง (sideband) ทั้งทางด้านสูงที่เป็นผลบวกของสัญญาณพาหะและสัญญาณเสียง และแถบความถี่ข้างด้านต่ำที่เป็นผลต่าง โดยจะไม่มีสัญญาณพาหะอยู่ด้วย ดังนั้นเมื่อกรองเอาแต่สัญญาณแบนด์ต่ำออกมา ก็จะได้สัญญาณที่มีสเปกตรัมผ่านการกลับความถี่ตามต้องการ พร้อมทั้งจะทำการส่งออกไป ส่วนการถอดรหัสสเปกตรัมทางด้านรับจะได้ยินพหูพจน์มาจากวงจรเข้ารหัส และจะทำการถอดรหัสสัญญาณที่ถูกเข้ารหัสมานี้ โดยหลักการเดียวกับการเข้ารหัส ซึ่งก็จะมียังวงจรที่จะช่วยในการถอดรหัสสเปกตรัมที่แตกต่างไปจากทางด้านส่งบ้าง หลังจากการถอดรหัสแล้ว ทิศทางของการสลับสเปกตรัมของความถี่ก็จะกลับตรงกันข้าม ซึ่งจะทำให้ได้เสียงเดิมกลับคืนมา

สำหรับเครื่องป้องกันการดักฟัง ที่ได้ทำการศึกษาและออกแบบมีลักษณะการทำงานทางด้านส่งดังรูปที่ 3.1 จากรูปเป็นลักษณะการทำงานของเครื่องป้องกันการดักฟังทางด้านส่ง สามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้คือ คลื่นสัญญาณเสียงจะถูกป้อนเข้าตรงส่วนอินพุทของวงจร โดยผ่านวงจรกรองความถี่เพื่อควบคุมคลื่นสัญญาณเสียง ให้มีความถี่สูงสุดต่ำกว่าคลื่นพาหะ เพราะถ้าหากความถี่คลื่นพาหะต่ำกว่าความถี่ของสัญญาณเสียงแล้ว จะทำให้คลื่นเอาท์พุทที่ได้มีการพับกลับของคลื่น (folded) ซึ่งทำให้เกิดความเพี้ยนของเสียงหลังจากทำการดีมอดูเลต (demodulate) ออกมาดังรูปที่ 3.2

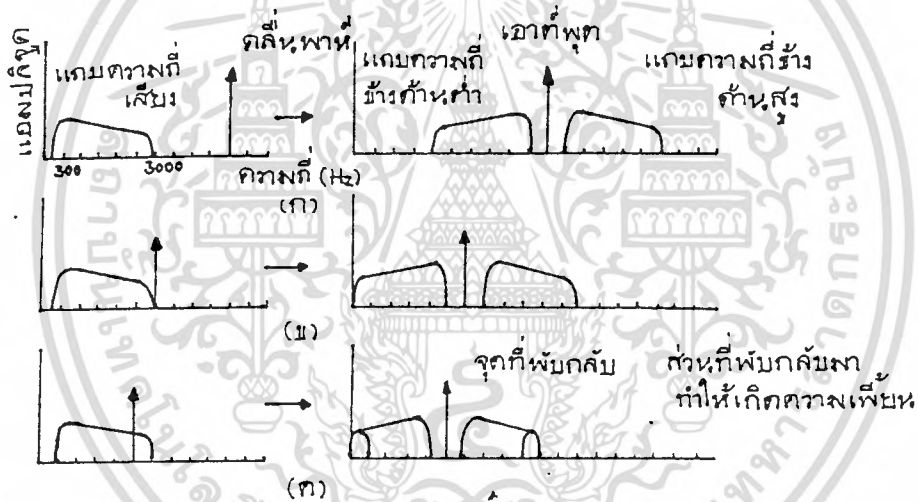


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องแจ้งมายังเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.1 ลักษณะการทำงานของเครื่องป้องกันการดักฟัง ภาคส่ง

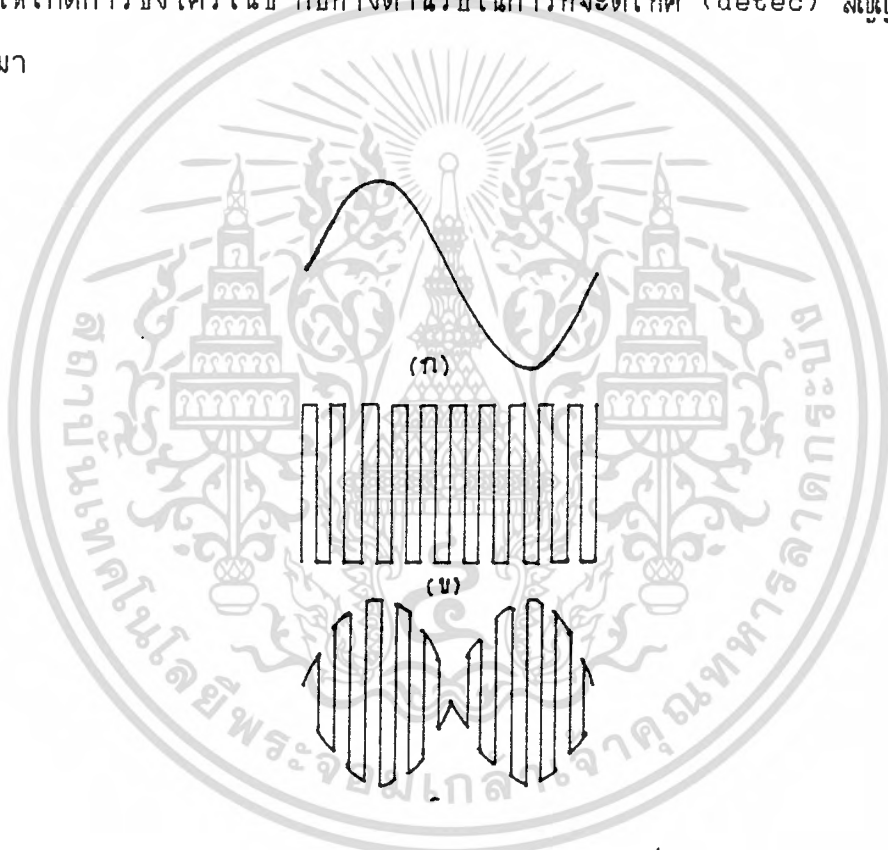
อีกประการหนึ่ง เอาก์พุกที่ได้มีทั้งแถบความถี่ข้างด้านสูงและอาร์โมนิคต่างๆ รวมอยู่ด้วยซึ่งจำเป็นต้องกรองทิ้งไปให้เหลือเฉพาะในส่วนที่ต้องการคือ แถบความถี่ข้างด้านต่ำเท่านั้น ดังนั้นก่อนวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์จึงต้องมีวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน โดยมีขอบเขตความถี่ที่กำหนดถ้าเป็นความถี่เสียงพูดก็จะอยู่ระหว่าง 300-3000 Hz

ในส่วนของวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ทำได้หลายวิธี แต่มักต้องทำการปรับแต่งเป็นพิเศษเพื่อให้วงจรทำงานได้อย่างสมบูรณ์และมักเกิดปัญหาความไม่เป็นเชิงเส้นในการทำงาน อีกวิธีการหนึ่งที่ไม่ต้องมีการปรับแต่งก็โดยการใช้อะนาลอกสวิทช์ บาลานซ์มอดูเลเตอร์โดยการใช้อะนาลอกสวิทช์ก็คือการคูณสัญญาณเข้ากับคลื่นสี่เหลี่ยมที่ความถี่ของการสวิทช์



รูปที่ 3.2 เปรียบเทียบสัญญาณก่อนและหลังการมอดูเลต ในรูป ก. คลื่นพาห้มีความถี่สูงกว่าคลื่นที่นำมามอดูเลตมากๆ ก็ไม่มีปัญหาอะไร รูป ข. เมื่อคลื่นพาห้มีความถี่พอตีความถี่สูงสุดของคลื่นที่นำมามอดูเลต สเปคตรัมที่ได้จะชิดที่ 0 เฮอร์ตพอตีแต่ถ้าความถี่ต่ำลงมาอีกนั้นหมายความว่าคลื่นที่นำมามอดูเลตมีความถี่สูงกว่าคลื่นพาห้ สเปคตรัมของคลื่นที่ได้จะถูกพับกลับดังแสดงในรูป ค.

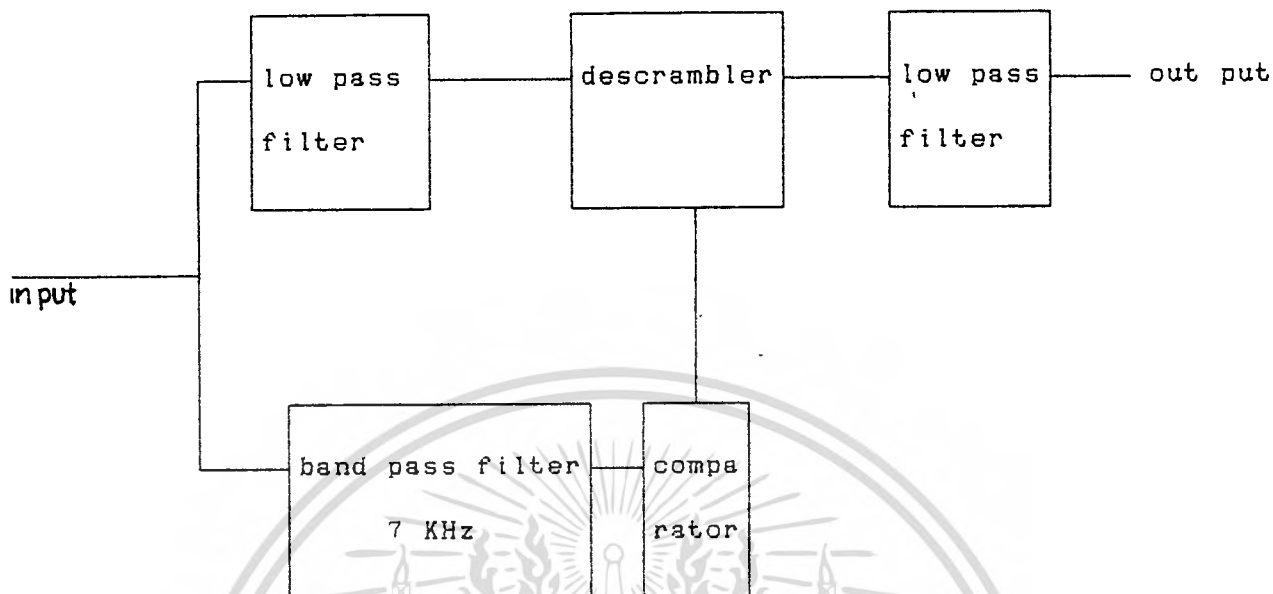
สำหรับในโครงงานนี้จะใช้อะนาลอกสวิทช์ 2 ชุด ชุดละ 2 ตัวทำการปิด-เปิด สลับกัน เพื่อให้เกิดการมอดูเลตของสัญญาณเสียง ที่ผ่านการจำกัดขอบเขตของความถี่แล้ว ผ่านไปยังภาครวมสัญญาณ โดยการขยายแบบกลับเฟสและไม่กลับเฟส หลังจากนั้นสัญญาณที่ ผ่านการมอดูเลตแล้วก็จะผ่านไปยังวงจรรองความถี่ต่ำ เพื่อกรองเอาแต่ไซด์แบนด์ด้านต่ำ ซึ่ง มีการสลับสเปคตรัมความถี่ของสัญญาณเสียงแล้ว นำเอาสัญญาณที่ได้นี้ไปรวมกับสัญญาณ คลื่นพาห์ โดยวงจรรวมสัญญาณแล้วจึงทำการส่งสัญญาณออกไป ที่ต้องส่งสัญญาณพาหะออก ไปด้วยเพื่อให้เกิดการชิงโครไนซ์ กับทางด้านรับในการที่จะดีเทค (detc) สัญญาณเสียง เดิมกลับคืนมา



รูปที่ 3.3 การทำงานของบาลานซ์มอดูเลเตอร์ คลื่นเสียงจะถูกกลุ่มค่า แล้วกลับทิศทางสลับไปมาตามความถี่คลื่นพาห์

ส่วนวงจรเครื่องป้องกันการดักฟังนั้น มีลักษณะคล้ายกับวงจรทางด้านส่ง แต่จะมี วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ (bandpass filter) และวงจรคอมพาราเตอร์ (comparator) เพิ่มขึ้นมาเพื่อใช้ในการกัสัญญาณพาห์กลับคืนสำหรับทำการดีมอดูเลต (demodulate) สัญญาณ เสียงให้มีสเปคตรัมของความถี่กลับตรงกันข้ามกับด้านส่ง เพื่อให้ได้สัญญาณเสียง เดิมกลับคืนมา เอกสารนี้เป็นลักษณะการทำงานของวงจรเครื่องป้องกันการดักฟังทางด้านรับมีลักษณะดังรูปที่ 3.4 ค่า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรทำ 033379

ลักษณะการทำงานของวงจรทางด้านรับมีลักษณะดังรูป 3.4



รูปที่ 3.4

จากบล็อกไดอะแกรมของวงจรทางด้านรับ เมื่อรับสัญญาณที่ถูกเข้ารหัสเปดตรัมมาจากทางด้านส่งสัญญาณที่รับเข้ามาจะถูกส่งเข้าไปยังวงจร 2 วงจรคือวงจร low pass filter เพื่อกรองเอาเฉพาะสัญญาณที่อยู่ในย่านความถี่เสียง ที่ยังเป็นสัญญาณที่ถูกเข้ารหัสเปดตรัมอยู่ และสัญญาณอีกส่วนหนึ่งก็จะผ่านไปยังวงจรกรองแถบความถี่ (Band pass filter) เพื่อกรองเอาสัญญาณคลื่นพาห้ความถี่ 7 KHz ที่ส่งรวมมากับสัญญาณที่ถูกเข้ารหัสเปดตรัมความถี่ และสัญญาณคลื่นพาห้นี้จะถูกส่งผ่านไปยังวงจรคอมพาราเตอร์ เพื่อให้ได้สัญญาณรูปสี่เหลี่ยม ความถี่ 7 KHz และถูกหารลงเหลือ 3.5 KHz สำหรับใช้เป็นสัญญาณคลื่นพาห้ เพื่อไปมอดูเลตกับสัญญาณเสียงที่ผ่านมาจากวงจรกรองความถี่ต่ำ (low pass filter) การมอดูเลตจะอาศัยบาลานซ์มอดูเลเตอร์เหมือนกับทางด้านส่ง ซึ่งจะทำให้สเปคตรัมของความถี่เสียงที่ถูกเข้ารหัสอยู่พลิกกลับเหมือนเดิม แล้วผ่านสัญญาณไปยังวงจรกรองความถี่ต่ำอีกครั้งหนึ่ง เพื่อให้ได้แต่สัญญาณเสียงจากต้นกำเนิดเดิมที่สมบูรณ์

บทที่ 4

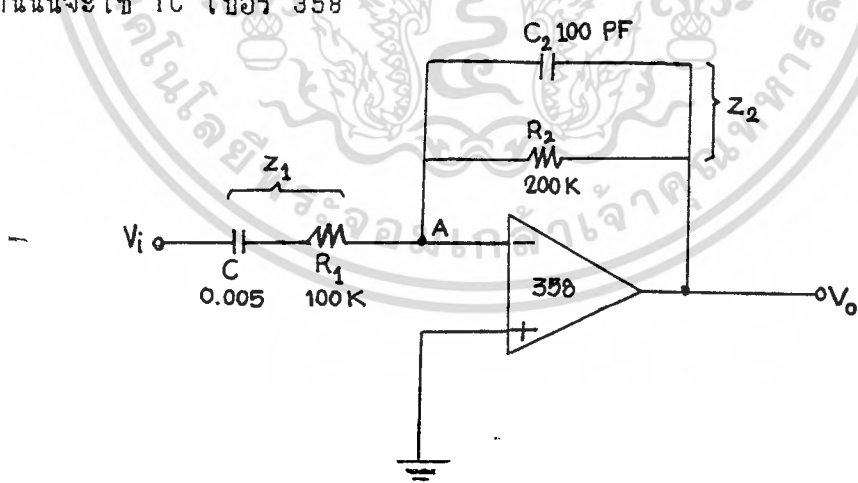
วงจรป้องกันการตกฟัง

ในบทนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดของการทำงานของวงจรที่สมบูรณ์ทั้งทางภาคส่ง และภาครับซึ่งวงจรที่สมบูรณ์ แสดงดังในรูปที่ 4.2 และ 4.3

4.1) วงจรป้องกันการตกฟังภาคส่ง

จากรูปที่ 4.2 ภาคกำเนิดความถี่ที่ใช้ในการควบคุมสวิทช์นั้น จะใช้ IC₁ เบอร์ 7555 (555 ชนิด CMOS) . ซึ่งจะกำเนิดความถี่คลื่นพาห์ โดยการปรับ VR₁ แล้วทำการวัดความถี่ที่ขา 3 ของภาคกำเนิดความถี่ ซึ่งกำหนดความถี่ไว้ที่ 14 KHz แต่ความถี่คลื่นพาห์ที่ต้องการคือ 3.5 KHz ดังนั้นจึงต้องนำความถี่ที่ได้ ทำการหารลงมา 4 เท่าโดย IC_{2,1} ซึ่งจะได้เป็นสัญญาณความถี่ 7 KHz แล้วทำการหารต่อไปโดย IC_{2,2} ซึ่งจะทำการหาร 2 อีกได้ความถี่ 3.5 KHz เอาท์พุทจะปรากฏที่ขา 12 และ 13 ของ IC_{2,2} ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ 3.5 KHz เท่ากัน แต่จะมีเฟสที่ตรงข้ามกันเพื่อนำไปควบคุมสวิทช์ที่ทำจากอะนาลอกสวิทช์โดย IC_{4,1} - IC_{4,4} เอาท์พุทที่ปรากฏที่ขา 12 จะไปทำการควบคุม IC_{4,2} และ IC_{4,3} ส่วนเอาท์พุทที่ปรากฏที่ขา 13 นั้น จะทำการควบคุม IC_{4,1} และ IC_{4,4}

สัญญาณเสียง(audio) จะถูกป้อนเข้ามาตรงส่วนที่เป็นอินพุทของวงจร ผ่านวงจรกรองความถี่ผ่าน (bandpass filter) ดังแสดงในรูปที่ 3.4 ช่วงความถี่ที่ผ่านจะอยู่ในช่วงความถี่เสียงพูดคือ 300-3000 Hz ซึ่ง IC_{3,1} ที่ใช้ในวงจรกรองความถี่ผ่านนั้นจะใช้ IC เบอร์ 358



รูปที่ 4.1 แสดงรูปวงจกรองความถี่ผ่าน (bandpass filter)

ต่อไปจะทำการคำนวณหาค่า transfer function, f_o และ gain ของวงจร ซึ่งคำนวณได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= (1/SC_1) + R_1 \\
 &= (1+SR_1C_1)/SC_1 \\
 Z_2 &= X_{C_2} // R_2 \\
 &= (R_2/SC_2)/(R_2+1/SC_2) \\
 &= R_2/(SC_2R_2+1)
 \end{aligned}$$

จากรูปที่ 4.1 take node ที่จุด A

$$(V_1 - V_o)/Z_1 + (V_o - V_u)/Z_2 = 0 ; V_u = 0$$

$$V_o/V_1 = -Z_2/Z_1$$

$$= (-R_2/SR_2C_2 + 1)/(1 + SR_1C_1/SC_1)$$

$$= -(SC_1R_2)/(SR_1C_1+1)(SR_2C_2+1)$$

$$V_o/V_1 = -(SC_1R_2)/[S^2R_1R_2C_1C_2 + S(C_1R_1+C_2R_2)+1]$$

....(4.1)

สมการที่ (4.1) แสดงถึง transfer function ของวงจร หา f_o ของวงจรโดยกำหนดส่วน real ของสมการที่ (4.1) เท่ากับ 0

$$S^2C_1C_2R_1R_2 + 1 = 0$$

$$-W_o^2C_1C_2R_1R_2 + 1 = 0$$

$$W_o^2C_1C_2R_1R_2 = 1$$

$$W_o^2 = 1/C_1C_2R_1R_2$$

$$W_o = 1/\sqrt{C_1C_2R_1R_2}$$

$$2\pi f_o = 1/\sqrt{C_1C_2R_1R_2}$$

$$f_o = 1/(2\pi\sqrt{C_1C_2R_1R_2})$$

แทนค่า element แต่ละตัวลงไป

$$f_o = 1/(2\pi\sqrt{5*10^{-9}*10^{-10}*10^5*22*10^4})$$

$$f_o = 1.517 \text{ KHz}$$

หา gain ของวงจรโดยการแทนส่วน real ของสมการ (4.1) เท่ากับ 0
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G = V_o / V_i = -S C_1 R_2 / S (C_1 R_1 + C_2 R_2) \\ = C_1 R_2 / C_1 R_1 + C_2 R_2$$

แทนค่า element แต่ละตัวลงในสมการจะได้

$$G = -(5 \times 10^3 * 22 \times 10^4) / (5 \times 10^3 * 10^5) + (10^{-10} * 22 \times 10^4) \\ = -110 \times 10^{-10} / (5 \times 10^4) + (22 \times 10^{-6}) \\ G = -2.2$$

เมื่อสัญญาณเสียงผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแล้ว จะถูกป้อนเข้าไปยังส่วนของ วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ ซึ่งเอาท์พุทที่ปรากฏออกมาจะให้แถบความถี่ข้าง (sideband) ทั้งด้านสูงที่เป็นผลบวกของคลื่นพาห้กับคลื่นเสียง และแถบความถี่ข้างด้านต่ำที่เป็นผลต่าง โดยสเปคตรัมของคลื่นที่ได้ จะไม่มีคลื่นพาห้ปนอยู่ด้วย

สัญญาณที่ผ่านออกมาจากวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ ก็จะถูกนำมารวมอีกครั้งหนึ่ง โดย IC_{3,2} เอาท์พุทที่ได้ก็จะถูกกรองความถี่อีกครั้งหนึ่งโดย IC₅, IC₆ และ IC₇ ซึ่ง IC₅ และ IC₆ ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำส่วน IC₇ เป็นวงจรจัดแถบความถี่ เหตุผล สำหรับการนำเอา เอาท์พุทที่ได้มาผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ และผ่านวงจรจัด เฉพาะแถบ ความถี่อีกครั้งก็เพราะว่า สัญญาณเอาท์พุทที่ได้ออกมานั้นเป็นสัญญาณดับเบิลไซด์แบนด์ แต่ สัญญาณด้านต่ำเท่านั้นที่มีการสลับสเปคตรัมของความถี่ของสัญญาณเสียง ซึ่งเป็นสัญญาณที่เรา ต้องการจะส่งออกไปดังนั้นจึงจำเป็นต้องกรองเอาสัญญาณทางด้านสูง (upper sideband) ออก และเพื่อให้สัญญาณที่กรองออกมานั้นเป็นสัญญาณด้านต่ำที่มีการสลับสเปคตรัมความถี่ของ สัญญาณ เสียงแต่เพียงอย่างเดียวจึงต้องเพิ่มวงจรจัด เฉพาะแถบความถี่ เข้าไปอีกวงจรหนึ่ง เอาท์พุทที่ได้ก็จะถูกนำไปรวมกับสัญญาณคลื่นพาห้ที่ความถี่ 7 KHz ซึ่งนำมาจากขา 1 ของ IC_{2,1} แต่สัญญาณดังกล่าวนี้จะต้องทำการลดโวลเตจลง 8.2 เท่า แล้วจึงค่อยนำมารวม กับสัญญาณเอาท์พุทที่มีการสลับสเปคตรัมของความถี่ โดย IC₉ ซึ่งทำหน้าที่ เป็นวงจรรวมสัญญาณ เอาท์พุทของวงจรรวมที่ได้ก็จะถูกส่งออกไปยังด้านรับ

4.1) วงจรป้องกันการดักฟังภาครับ

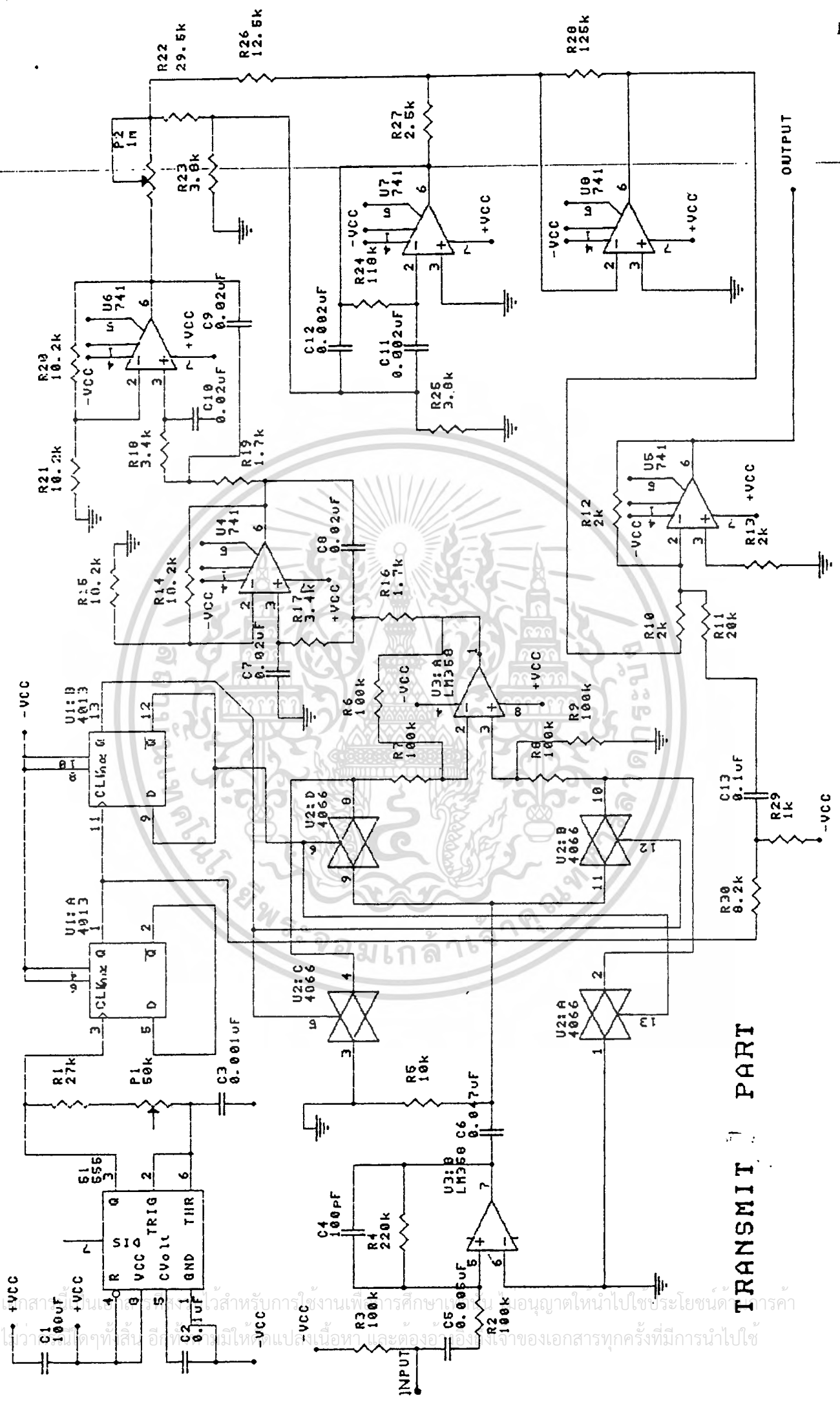
จากรูปที่ 4.3 เป็นวงจรทางด้านเครื่องรับเมื่อได้รับสัญญาณจากเครื่องส่งก็จะนำ สัญญาณที่รับได้มาผ่านวงจรที่จะทำการแยกสัญญาณคลื่นพาห้กับสัญญาณเสียงที่ถูก scramble วงจรที่ใช้ทำการแยกสัญญาณประกอบด้วยวงจร 2 ส่วนคือ วงจรกรองความถี่ต่ำและวงจร กรองแถบความถี่สัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารส่วนบุคคลสำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่าในรูปแบบใดทั้งสิ้น หากมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เสียงที่ถูก scramble เป็นสัญญาณที่มีความถี่ต่ำ ดังนั้นจึงผ่านเข้าไปยังวงจรรองความถี่ต่ำ ซึ่งวงจรรองความถี่ต่ำจะต่อкасцепอยู่กับวงจรจัดเฉพาะแถบความถี่ และเอาท์พุทที่ได้จากวงจรรองความถี่จะถูกป้อนให้กับวงจร descramble ซึ่งมีการทำงานเหมือนกับวงจร scarmble จะต่างกันก็ตรงที่วงจร descramble จะไม่มีส่วนของวงจรผลิตความถี่คลื่นพาห้ ซึ่งความถี่คลื่นพาห้จะนำมาจากสัญญาณที่ส่งมาจากเครื่องส่งแล้วผ่านเข้าไปยังวงจรรองแถบความถี่ เอาท์พุทจากวงจรรองแถบความถี่จะได้ความถี่คลื่นพาห้ซึ่งเป็นสัญญาณคลื่นรูปไซน์ แล้วนำสัญญาณนี้ไปผ่านวงจรเปรียบเทียบเพื่อให้ได้เป็นสัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยมออกมาสัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยมดังกล่าวนี้มีความถี่เท่ากับ 7 KHz แล้วจึงนำสัญญาณดังกล่าวไปป้อนให้กับขา 1 ของ IC_{๕๕๕} ทางด้านภาค descramble ซึ่งจะทำการ ตีมอดูเลตสัญญาณ เพื่อทำการ กลับสเปคตรัมความถี่ของเสียงซึ่งถูกเข้ารหัสสเปคตรัมมาจากทางด้านส่ง ทำให้สเปคตรัมของความถี่ถูกพลิกกลับเหมือนเดิม แล้วผ่านสัญญาณไปยังวงจรรองความถี่ต่ำอีกครั้งหนึ่ง เพื่อให้ได้เป็นสัญญาณเสียงเดิมที่สมบูรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

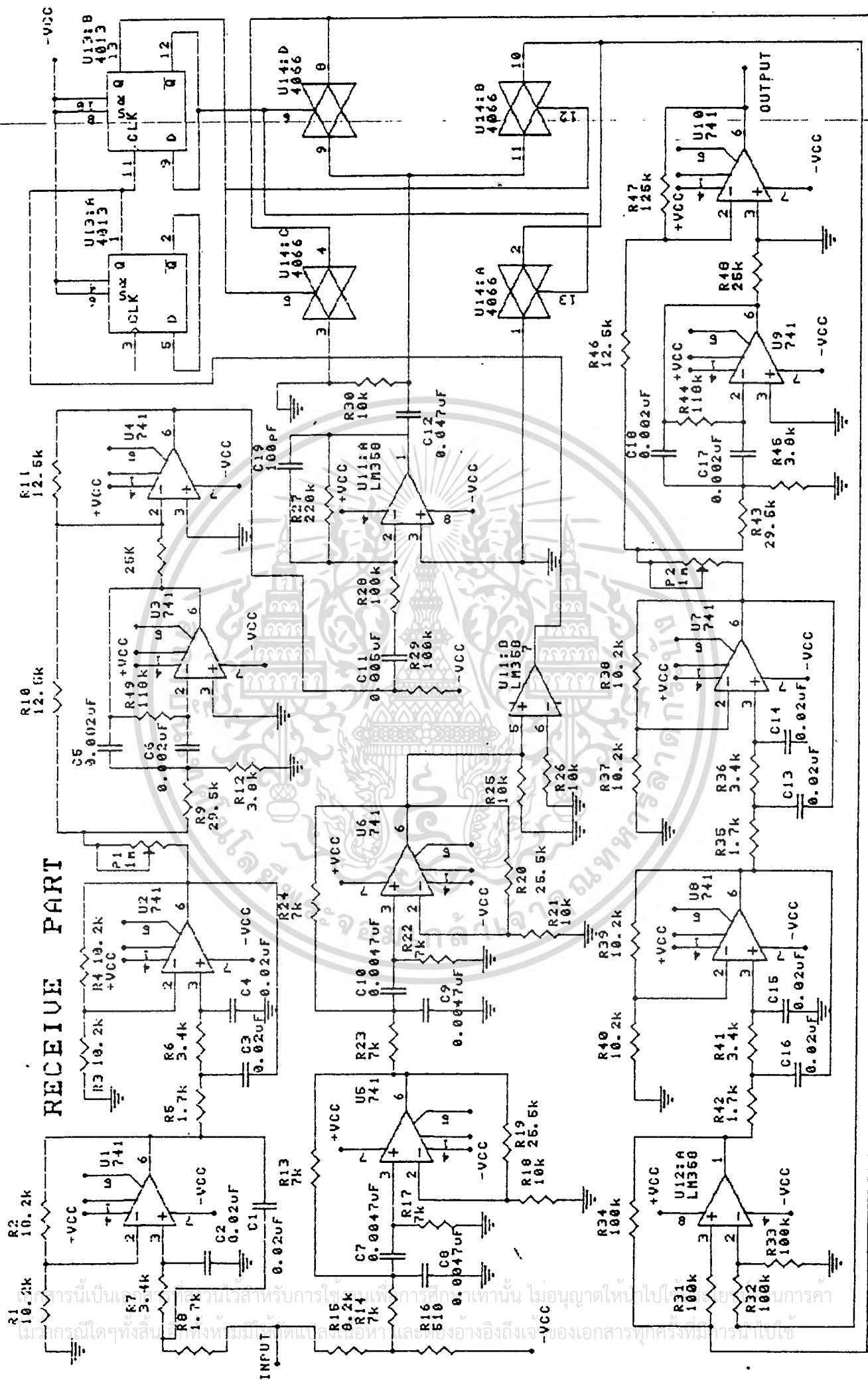
รูปที่ 4.2 วงจรเครื่องป้องกันทางรังสีภาคส่ง



TRANSMIT PART

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และต้องขอขานใจของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.3 วงจรเครื่องไขว้กันการตีพียงภาครับ



RECEIVE PART

U1: 741, U2: 741, U3: 741, U4: 741, U5: 741, U6: 741, U7: 741, U8: 741, U9: 741, U11: LM358, U12: LM358, U13: 4013, U14: 4066.

R1: 10.2k, R2: 10.2k, R3: 10.2k, R4: 10.2k, R5: 1.7k, R6: 3.4k, R7: 3.4k, R8: 1.7k, R9: 29.5k, R10: 12.5k, R11: 12.5k, R12: 3.0k, R13: 7k, R14: 7k, R15: 0.2k, R16: 510, R17: 7k, R18: 10k, R19: 25.5k, R20: 25.5k, R21: 10k, R22: 7k, R23: 7k, R24: 7k, R25: 10k, R26: 10k, R27: 220k, R28: 100k, R29: 100k, R30: 10k, R31: 100k, R32: 100k, R33: 100k, R34: 100k, R35: 1.7k, R36: 3.4k, R37: 10.2k, R38: 10.2k, R39: 10.2k, R40: 10.2k, R41: 3.4k, R42: 1.7k, R43: 29.5k, R44: 110k, R45: 3.0k, R46: 12.5k, R47: 125k.

C1: 0.02uF, C2: 0.02uF, C3: 0.02uF, C4: 0.02uF, C5: 0.02uF, C6: 0.02uF, C7: 0.0047uF, C8: 0.0047uF, C9: 0.0047uF, C10: 0.0047uF, C11: 0.005uF, C12: 0.047uF, C13: 0.02uF, C14: 0.02uF, C15: 0.02uF, C16: 0.02uF, C17: 0.002uF, C18: 0.002uF, C19: 100pF.

บทที่ 5

หลักการของบาลานซ์มอดูเลเตอร์

สำหรับบทนี้จะแสดงถึง หลักการทำงานของบาลานซ์มอดูเลเตอร์ เพราะถือว่าเป็นหัวใจสำคัญของวงจรป้องกันการดักฟังสำหรับโครงการนี้ ในการออกแบบวงจรป้องกันการดักฟัง จำเป็นต้องศึกษาถึงการทำงานของบาลานซ์มอดูเลเตอร์ เนื่องจากในการออกแบบวงจรในการเปลี่ยนแปลงสัญญาณเสียงจะอาศัยวิธีการสลับสเปคตรัมความถี่ของสัญญาณเสียง ซึ่ง เราจะทำการมอดูเลตสัญญาณเสียงกับสัญญาณคลื่นพาห์เข้าด้วยกัน โดยการให้บาลานซ์มอดูเลเตอร์ (balance modulator) ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้จากการผสมจะมีเฉพาะไซด์แบนด์เท่านั้น ที่ผ่านไปยังเอาท์พุทได้ จะให้แถบความถี่ข้าง (sideband) ทั้งทางด้านสูงที่เป็นผลบวกของคลื่นพาห์กับสัญญาณเสียง และแถบความถี่ข้างด้านต่ำที่เป็นผลต่างเรียกว่าสัญญาณ AMDSBC (Amplitude Modulator Double sideband Suppress carrier) สำหรับคลื่นพาห์และคลื่นเสียง ที่นำมามอดูเลตสามารถเขียนในเทอมของคณิตศาสตร์ ได้ดังนี้

จากคลื่น AM แบบ DSB เราจะได้

$$e_{AM} = [E_c + E_m \sin(\omega_m t)] \sin(\omega_c t)$$

เมื่อ E_m = ขนาดสูงสุดของสัญญาณเสียง

E_c = ขนาดสูงสุดของคลื่นพาห์

ω_m = ความเร็วเชิงมุมของสัญญาณเสียง = $2\pi f_m$

ω_c = ความเร็วเชิงมุมของคลื่นพาห์ = $2\pi f_c$

$M = E_m / E_c = \text{Degree of modulation}$

โดยสมมติให้ E_c มีค่าเท่ากับ 1

$$\text{ดังนั้น } e_{AM} = [1 + M \sin(\omega_m t)] \sin(\omega_c t)$$

$$e_{AM} = \sin(\omega_c t) + M/2 [\cos(\omega_c - \omega_m)t - M/2 [\cos(\omega_c + \omega_m)t]$$

จะเห็นว่าไซด์แบนด์ทั้งสองเกิดจากการคูณกันของคลื่นพาห์กับสัญญาณ ในขณะที่ขนาดของคลื่นพาห์เป็นเสมือนไฟ D.C สำหรับใช้สัญญาณนี้ไป

ดังนั้นหากวงจรมอดูเลเตอร์ ที่สามารถหักล้างส่วนที่เป็นไฟ D.C ให้หมดไปให้

เหลือแต่สัญญาณที่คูณกันที่เอาท์พุท ก็จะได้แต่ไซด์แบนด์ทั้งสองออกไป ซึ่งนั่นก็คือเป็นผลลัพธ์ค่าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (balance modulator)

$$e_m = E_m \sin(\omega_m t)$$

$$e_c = E_c \sin(\omega_c t)$$

$$e_{bal.mod} = e_m \cdot e_c$$

โดย E_c มีค่าเท่ากับ 1

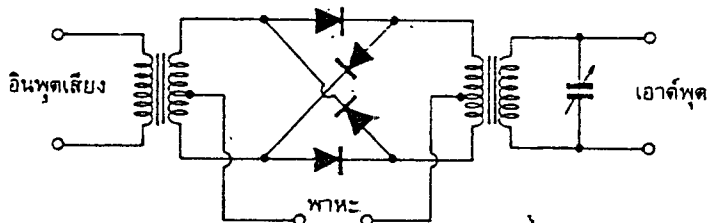
$$\begin{aligned} e_{bal.mod} &= E \sin(\omega_m t) \cdot \sin(\omega_c t) \\ &= E/2 [\cos(\omega_c - \omega_m)t - \cos(\omega_c + \omega_m)t] \end{aligned}$$

ซึ่ง $\cos(\omega_c - \omega_m)t$ คือแถบความถี่ข้างด้านล่าง (lower sideband) และ $\cos(\omega_c + \omega_m)t$ คือแถบความถี่ข้างด้านบน (upper sideband)

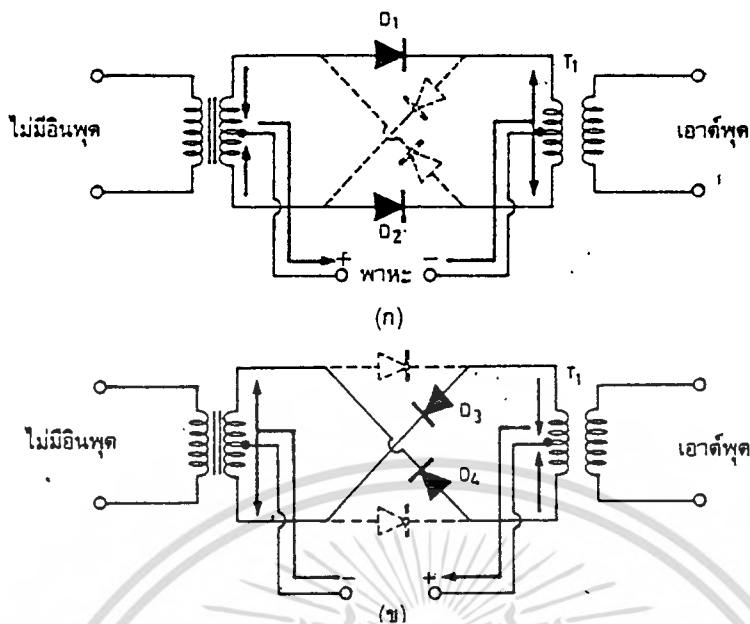
การมอดูเลตคลื่นโดยการใช้นบาลานซ์มอดูเลเตอร์ทำได้หลายวิธียกตัวอย่างเช่นโดยการใช้อุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้นเช่น ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของไดโอด ซึ่งจะต้องใช้การแมทซ์ที่ถี่มากๆ จึงจะใช้งานได้ดี และอีกแบบที่นิยมใช้คือการใช้อะนาล็อกสวิตช์ (analog switch) มาทำเป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์

5.1) บาลานซ์มอดูเลเตอร์ ชนิดใช้ไดโอดต่อกันเป็นวง ในรูปที่ 5.1 จะแสดงถึงวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์แบบหนึ่งโดยใช้ไดโอดต่อกัน 4 ตัว เรียกว่าริงมอดูเลเตอร์ (ring modulator) ซึ่งจะต้องเลือกไดโอดให้แมทซ์กันเพื่อกำจัดคลื่นพาห์ให้หมดไป

รูป 5.2 (ก) แสดงการทำงานของวงจรเมื่อมีสัญญาณคลื่นพาห์ตามทิศทางที่แสดงไว้แต่ยังไม่มีสัญญาณเสียงอินพุต D_1 และ D_2 ก็จะนำกระแสไหลสวนทางกันในหม้อแปลง T_1 ทำให้ไม่มีเอาต์พุต เมื่อมีกระแสคลื่นพาห์กลับขั้ว D_3 และ D_4 ก็จะนำกระแส กระแสคลื่นพาห์ก็ยังไหลสวนทางกันในหม้อแปลง T_1 อีกดังรูปที่ 5.2 (ข) ทำให้เอาต์พุตเป็นศูนย์อีก

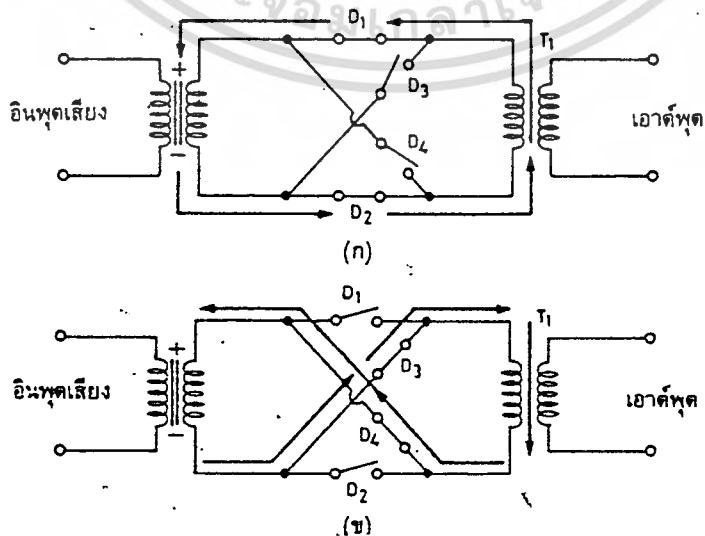


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 5.1 ริงบาลานซ์มอดูเลเตอร์
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

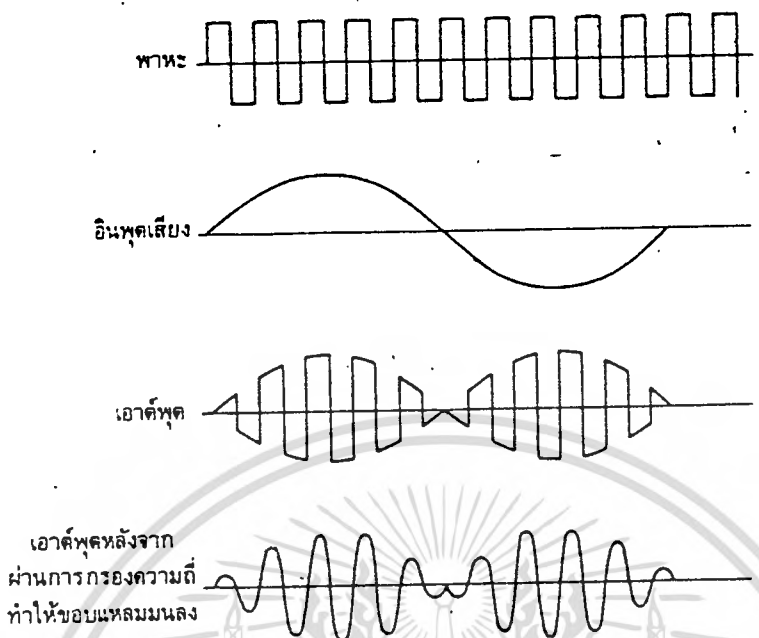


รูปที่ 5.2 หลักการทำงานของริงมอดูเลเตอร์
(ในสถานะที่ป้อนสัญญาณคลื่นพาร์เพียงอย่างเดียว)

สำหรับรูป 5.3 (ก) เมื่อป้อนสัญญาณไดโอด D_1 กับ D_2 จะนำกระแสตามสัญญาณคลื่นพาร์ (เพื่อให้เข้าใจง่ายขึ้น เราจะละเว้นสัญญาณคลื่นพาร์ออกไป และไดโอดก็เขียนแทนด้วยสวิตช์ธรรมดา) สัญญาณเสียงจะไหลผ่านหม้อแปลง T_1 ตามทิศทางที่แสดงไว้เมื่อสัญญาณคลื่นพาร์กลับขั้ว D_3 กับ D_4 จะนำกระแส สัญญาณคร่อม T_1 ก็กลับขั้วด้วย ฉะนั้นสัญญาณเสียงที่ปรากฏที่หม้อแปลง T_1 จะกลับขั้วไปมาตลอดเวลา ตามจังหวะของสัญญาณคลื่นพาร์

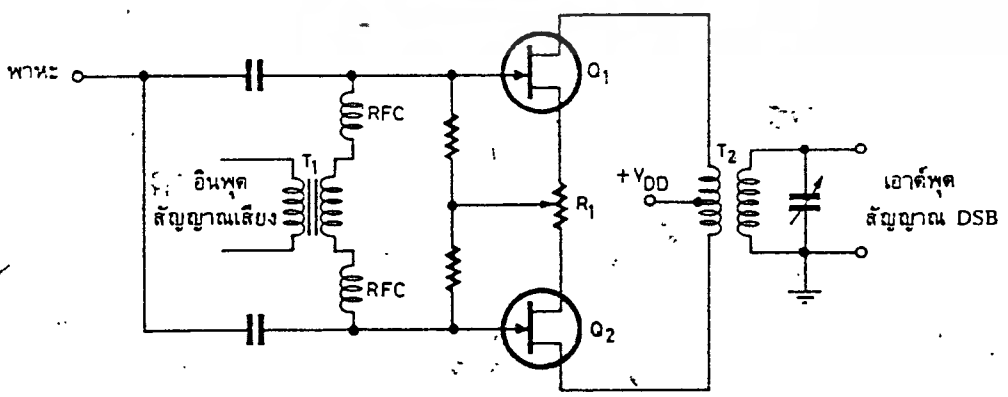


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 5.3 การทำงานของริงมอดูเลเตอร์ เมื่อป้อนสัญญาณเสียงเข้าไปมอดูเลเตอร์



รูปที่ 5.4 รูปคลื่นของสัญญาณเมื่อทำการมอดูเลต

5.2) บาลานซ์มอดูเลเตอร์ชนิดใช้ FET คู่ จากรูปที่(5.5)แสดงวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ อย่างง่าย อินพุตสัญญาณพาหะถูกป้อนเข้าที่เกตของ Q_1 และ Q_2 พร้อมๆกัน (เฟสตรงกัน) ทำให้กระแสเดรน (drain) ไหลผ่านขดลวดไพรมารี (primary) ของหม้อแปลง T_2 ทำให้สัญญาณคลื่นพาหะหักล้างกัน คลื่นพาหะจึงเป็นศูนย์ โฟเทนซีโอมิเตอร์ R_L เป็นตัวปรับสมดุล (balance) เพื่อชดเชยผลแตกต่างระหว่าง FET ทั้งสองวิธีปรับ R_L ให้วัดเอาท์พุทของคลื่นพาหะ ขณะที่ยังไม่ป้อนสัญญาณเสียง แล้วจึงค่อยปรับ R_L จนกระทั่งเอาท์พุทลดลงต่ำสุดหรือเป็นศูนย์

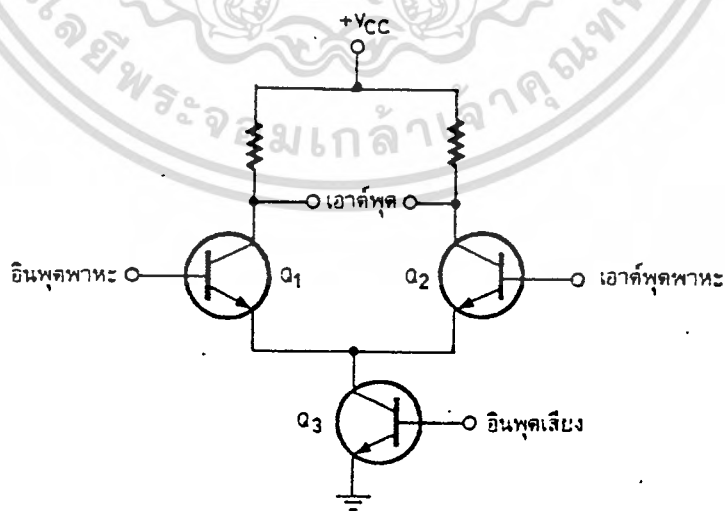


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 5.5 บาลานซ์มอดูเลเตอร์ใช้ FET คู่

เมื่อป้อนสัญญาณเสียงผ่านหม้อแปลง T_1 เข้าสู่เกตของ Q_1 และ Q_2 สัญญาณที่เกต Q_1 จะมีเฟสตรงกันข้ามกับสัญญาณที่เกต Q_2 ฉะนั้นสัญญาณเสียงจะมองเห็นวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ ทำงานแบบพหุผล การผสมกันระหว่างสัญญาณเสียงและสัญญาณพาหะจะเกิดขึ้นที่ FET แต่ละตัว ไซด์แบนผลลัพท์ซึ่งปรากฏคร่อมขดลวดไพรมารี (primary) ของหม้อแปลง T_2 จะเสริมกันในสัญญาณพหุผล แล้วส่งออกไปยังเอาต์พุต สำหรับสัญญาณพาหะจะหักล้างกันที่ขดลวดไพรมารี ทำให้ไม่มีเอาต์พุต สำหรับสัญญาณเสียงนั้นถูกกรองทิ้งไป เพราะวงจรเทงค์ จูนไว้ที่ความถี่พาหะ เอาต์พุตที่ปรากฏจึงเป็นสัญญาณ AMDSBC

อย่างไรก็ตาม สัญญาณพาหะอาจเล็ดลอดไปสู่เอาต์พุตได้เมื่อ FET ทั้งคู่มีคุณสมบัติแตกต่างกัน เราสามารถปรับสมดุลได้ที่ R_1 หรืออาจปรับจุดกลาง (center tap) ของหม้อแปลง T_2 ได้

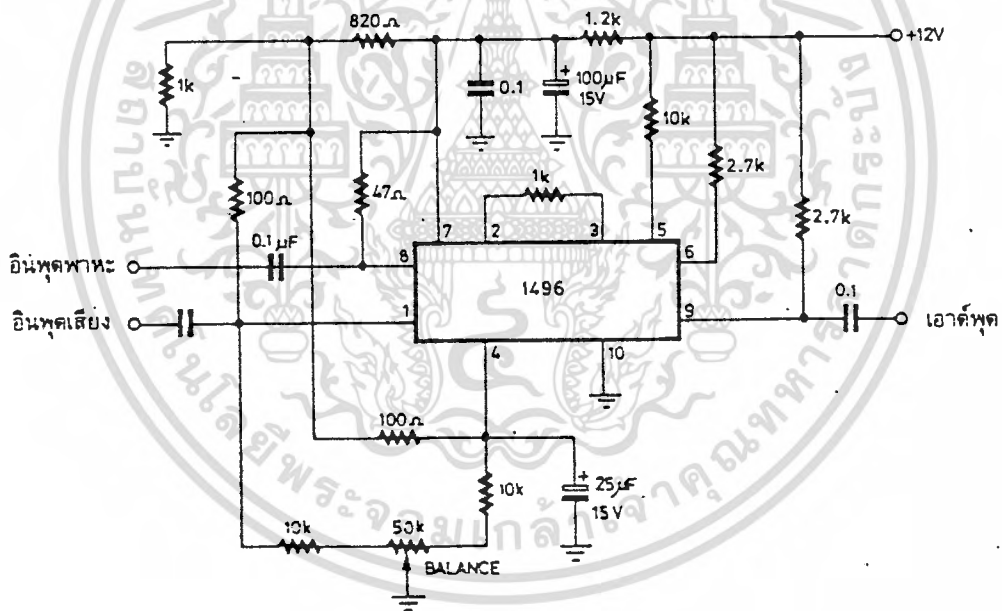
5.3 บาลานซ์มอดูเลเตอร์ชนิดใช้ไอซี วงจรอีกแบบหนึ่งที่เหมาะสมที่จะนำมาใช้เป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์ก็คือ วงจรดิฟเฟอเรนเชียล (รูปที่ 5.6) Q_3 เป็นแหล่งจ่ายกระแสให้แก่ Q_1 กับ Q_2 ถ้าสัญญาณพาหะป้อนให้แก่ Q_1 และ Q_2 มีเฟสตรงกันกระแสไหลในทรานซิสเตอร์ทั้งคู่ก็จะเท่ากัน และไม่มีแรงดันผลต่างเกิดขึ้นที่เอาต์พุต สถานะนี้เป็นการกำจัดโหมดร่วม (common mode rejection) ของวงจรสัญญาณพาหะจึงหักล้างกันเองหมดไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น รูปที่ 5.6 บาลานซ์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้วงจรดิฟเฟอเรนเชียล

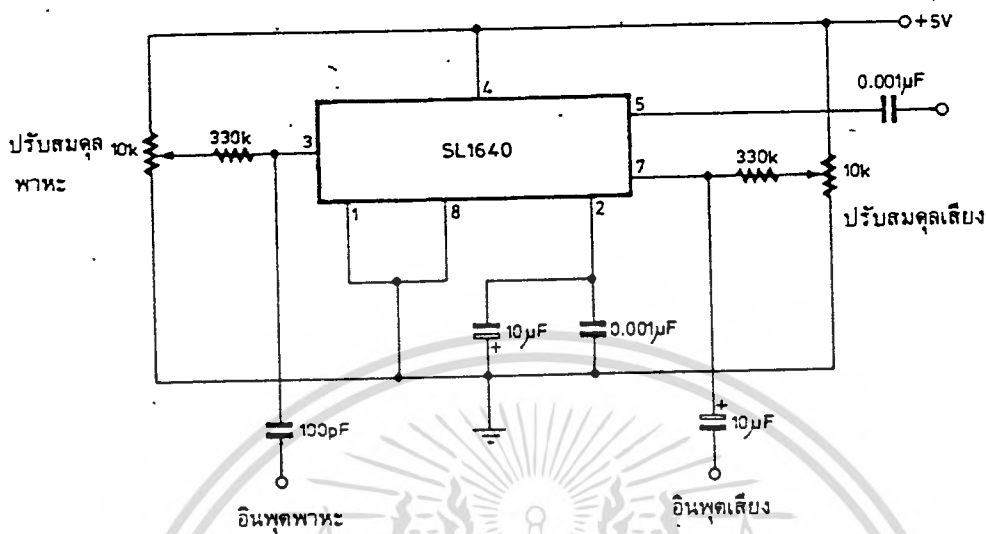
เมื่อป้อนสัญญาณเสียงที่เบสของ Q_1 สมดุลของวงจรจะเสียไป ทำให้สัญญาณเสียง และสัญญาณพาหะเกิดการผสมกันขึ้นที่ Q_1 กับ Q_2 การผสมกันแบบนอนลิเนียร์นี้ ทำให้เกิด ไซด์แบนด์ที่เอากำพท อย่างไรก็ตามสัญญาณพาหะก็ยังเป็นศูนย์เช่นเดิมเนื่องจากสัญญาณโหมตร่วมถูกกำจัดออกไปตามที่ได้อธิบายมาในตอนต้น

วงจรดิฟเฟอเรนเชียลที่ใช้ทรานซิสเตอร์ที่แมตซ์กันอย่างสนิท จึงนิยมทำเป็น ไอซี ในรูปที่ 5.7 เป็นไอซีที่ออกแบบใช้งานเป็นวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ โดยเฉพาะ รูปที่ 5.7(ก) คือไอซีเบอร์ 1496 ซึ่งผลิตโดยโมโตโรล่า (Motorola) เนชั่นแนล (National) และซิกเนติกส์ (signatics) วงจรนี้ใช้หลักการวงจรดิฟเฟอเรนเชียลที่กล่าวมาแล้ว การกำจัดพาหะสูงถึง 65 เดซิเบล (ที่ความถี่ 500 กิโลเฮิร์ตซ์)



(ก) IC เบอร์ 1496

(ก) เบอร์ 1496



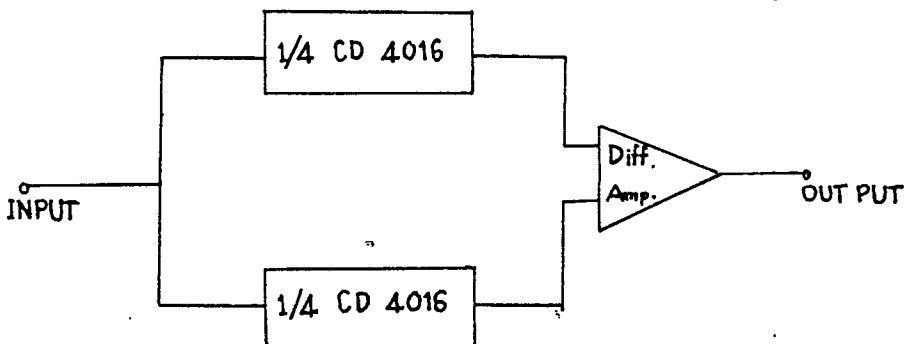
(ข) เบอร์ SL 1640

(ข) IC เบอร์ SL 1640

รูปที่ 5.7 ไอซีที่ใช้เป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์

5.4) บาลานซ์มอดูเลเตอร์แบบใช้อานาลอกสวิทช์ (analog switch) เป็นการใช้อุปกรณ์ ที่มีภาวะการทำงาน 2 อย่างคือ เปิดกับปิด เพื่อนำไปผ่านสัญญาณโดยจะมีทางผ่านของสัญญาณอยู่ 2 ด้าน ที่มีเปิดปิดสลับกัน แล้วถูกนำไปรวมกันอย่างสมดุลย์ เอาท์พุทที่ได้จะเป็นสัญญาณที่ถูกชอยเป็นความถี่เท่ากับอัตราการ ปิด-เปิดของสวิทช์ซึ่งอุปกรณ์ที่ว่าเป็นคือ การใช้อานาลอกสวิทช์ มาสร้างเป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์ และในโครงการนี้ก็ได้ใช้บาลานซ์มอดูเลเตอร์ชนิดนี้

สำหรับวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ที่ได้จากอานาลอกสวิทช์ เป็นดังรูป 5.8

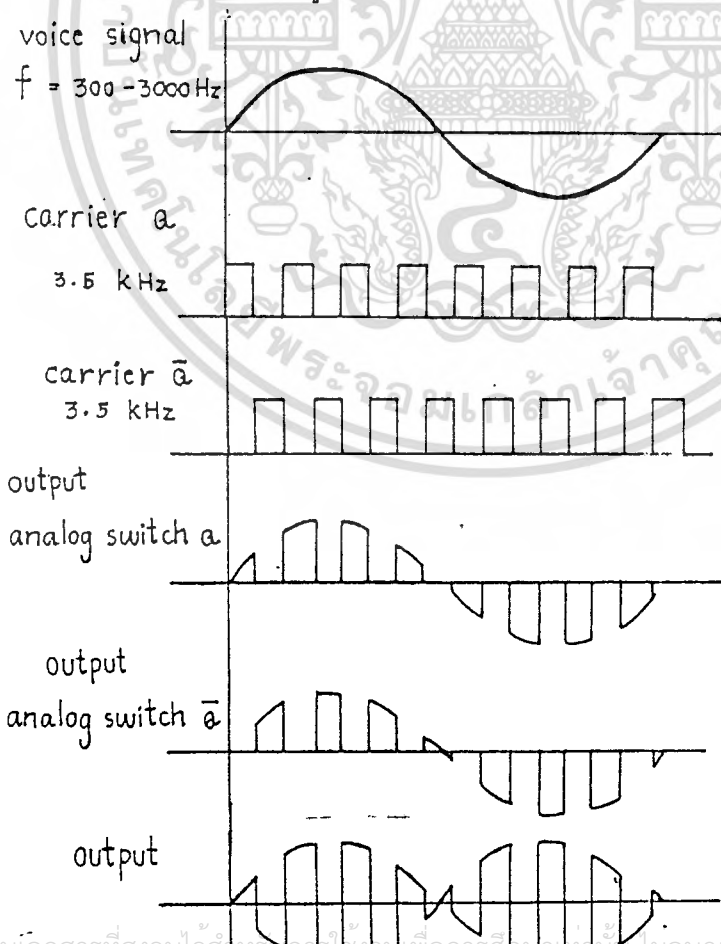


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 5.8 บล็อกไดโอดแอมป์ของบาลานซ์มอดูเลเตอร์แบบใช้อานาลอกสวิทช์
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่แบบสงวนเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป ๑ และ ๑ จะเป็นสัญญาณคลื่นพลาที่ต่างเฟสกัน 180 องศา จะเป็นตัวควบคุมสัญญาณที่ป้อนเข้ามาที่อินพุทของอนาลอกสวิทช์ เอาท์พุททั้งสองตัวของอนาลอกสวิทช์จะป้อนเป็นอินพุททั้งคู่ของ ดิฟเฟอเรนเชียล แอมพลิฟาย์ (differential amplifier) ผลที่ได้ออกมาจะเป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์ที่ยังไม่ได้ถูกฟิลเตอร์ รูปแบบของสัญญาณที่ได้ออกมาจะเป็นดังรูปที่ 5.4

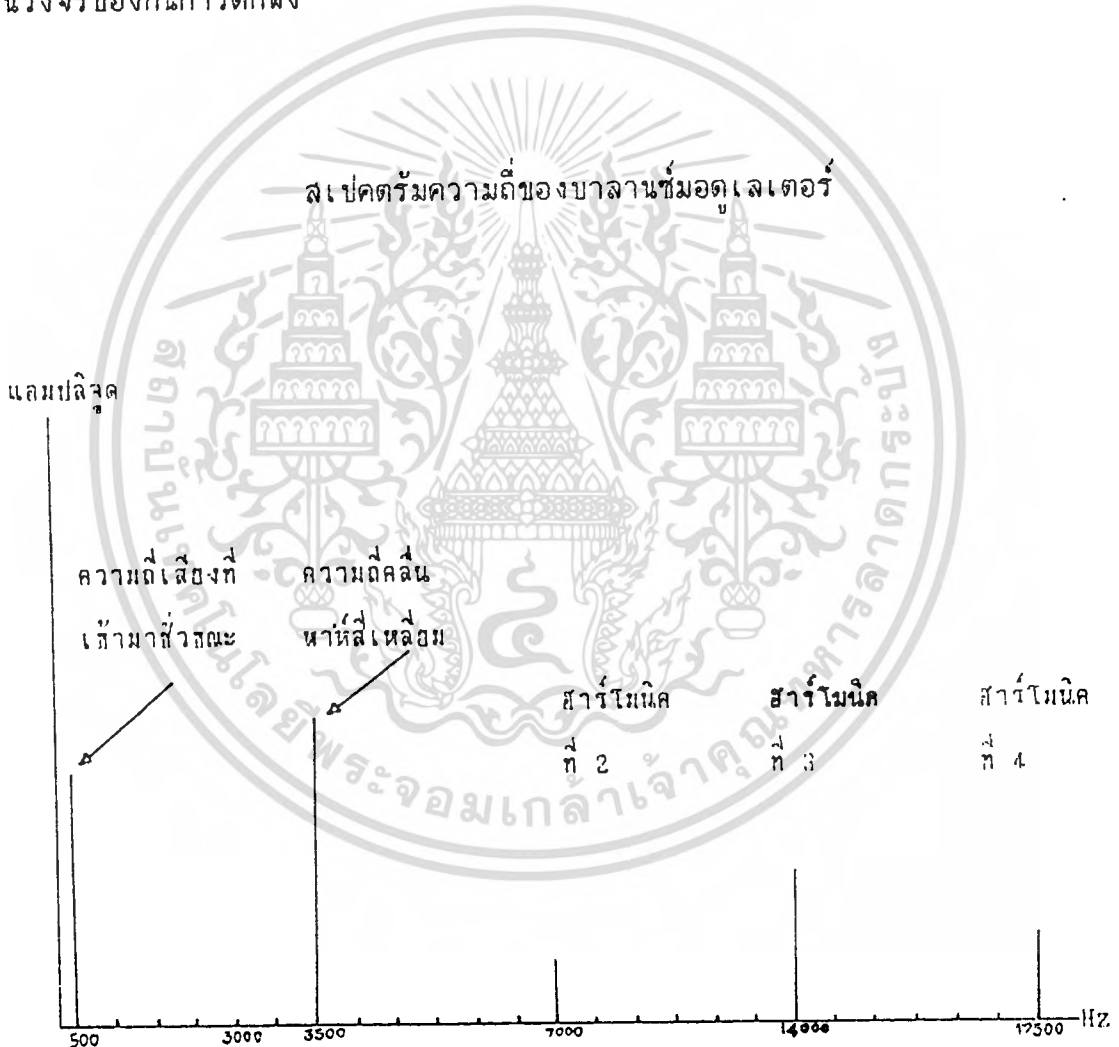
รูปคลื่นของสัญญาณ ณ. จุดต่างๆ แสดงดังในรูปที่ 5.4 และรูปที่ 5.9 ซึ่งเป็นรูปคลื่นที่ถูกมอดูเลตโดยผ่านวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์จะเห็นว่ากรอบคลื่นของสัญญาณเอาท์พุทจะมีลักษณะด้านบนและด้านล่างเหมือนภาพสะท้อนของกระจก ซึ่งแตกต่างจากกรอบคลื่นของ AM ธรรมดา สัญญาณ AMDSBC จะประกอบด้วยไซด์แบนด์เพียง 2 ข้างเท่านั้น เพราะคลื่นพลาที่ถูกกำจัดออกไปแล้ว

จากรูปที่ 5.4 และ 5.9 เป็นรูปของสัญญาณ ที่ได้จากบาลานซ์มอดูเลเตอร์ ที่แสดงในโดเมนเวลา หากพิจารณาในสเปคตรัมความถี่ก็จะมีลักษณะดังรูป 5.10 ซึ่งในรูป(ก) เป็นความถี่ต่างๆก่อนการมอดูเลต และรูป(ข) เป็นผลลัพท์ที่ได้ออกมาจะเห็นว่า คลื่นพลาหายไปจะได้แถบความถี่ข้างด้านสูงและความถี่ฮาร์โมนิค



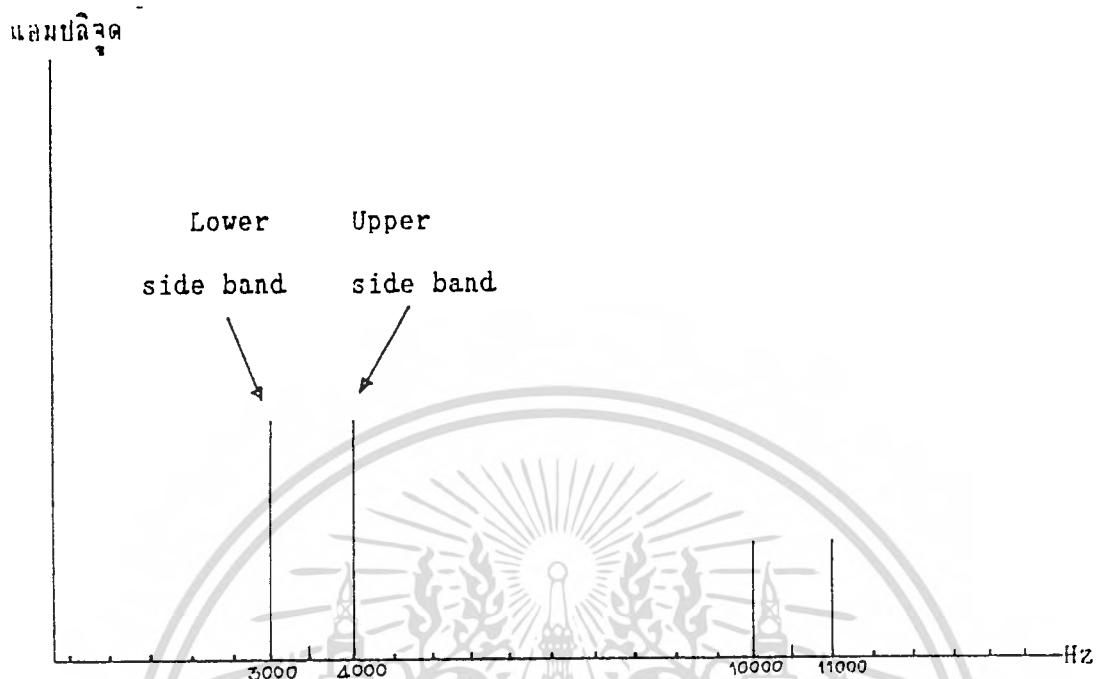
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้รูปที่ 5.9 แสดงรูปคลื่นของสัญญาณของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 5.10 กำหนดความถี่คลื่นพาห้ไว้ที่ 3500 Hz และคลื่นเสียงความถี่เดียวที่ 500 Hz ซึ่งเมื่อผ่านวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์แล้ว คลื่นเสียงจะก่อให้เกิดความถี่ข้างเท่ากับ $3500-500$ Hz และ $3500+500$ คือ 3000 Hz และ 4000 Hz ตามลำดับ และพิจารณาเฉพาะแถบความถี่ข้างด้านต่ำ จะเห็นว่าความถี่เสียง 500 Hz ถูกย้ายมาอยู่ที่ 3000 Hz จากนั้นสมมุติให้ความถี่สูงขึ้นมาจาก 500 Hz เป็น 600 Hz, 700 Hz ขึ้นไปก็จะได้แถบความถี่ใหม่เป็น 2900 Hz, 2800 Hz ลงมาตามลำดับ ซึ่งเราจะเห็นว่า สเปกตรัมความถี่จะถูกสลับจากต่ำเป็นสูงและสูงกลายเป็นต่ำ ตามความมุ่งหมายของเรา ที่จะนำมาใช้ในวงจรป้องกันการดักฟัง



(ก) เป็นสัญญาณเบื้องต้นก่อนการมอดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) หลังจากมอดูเลตแล้ว ซึ่งคลื่นพาห้จะหายไป เหลือแต่แถบความถี่ทั้ง 2 ด้าน

รูปที่ 5.10 แสดงสเปคตรัมของการมอดูเลตแบบบาลานซ์ โดยใช้คลื่นเสียงความถี่เดียว

บทที่ 6 วงจรกรองความถี่

6.1) การสเกลขนาดและการสเกลความถี่ (magnetude and frequency scaling)

สิ่งที่สามารถสเกล (scale) คือขนาดของอุปกรณ์พื้นฐานคือ 1. ตัวต้านทาน (resistor) 2. ขดลวดเหนี่ยวนำ (inductor) 3. ตัวเก็บประจุ (capacitor) โดยเราสามารถที่จะทำการสเกลทั้งขนาดและความถี่ไปสู่ค่าที่เราต้องการได้ซึ่งจะทำให้การออกแบบวงจรกรองความถี่ง่ายขึ้นมาก

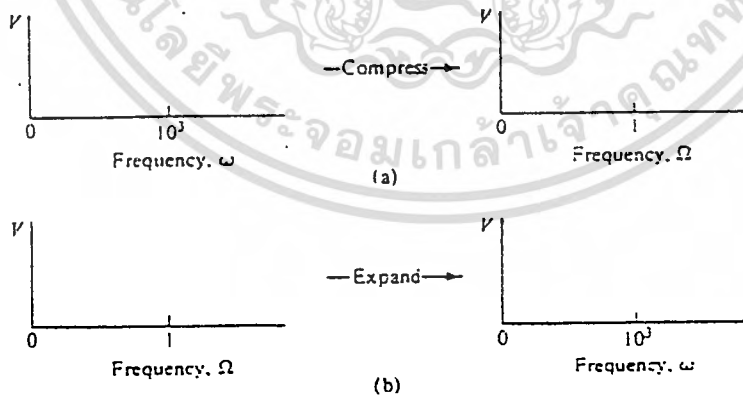
เมื่อเรามานิยามวิธีการขยาย (expand) หรือกด (compression) ความถี่และขนาดตามวิธีต่อไปนี้ เมื่อให้

$$\begin{aligned} v(t) & \text{ ถูกแทนด้วย } v(10t) \text{ หรือ} \\ V(j\omega) & \text{ ถูกแทนด้วย } V(j10\omega) \end{aligned}$$

แล้วจะกล่าวได้ว่า v หรือ V ได้ถูกกดด้วยค่าแฟคเตอร์ (factor) 10 ของเวลาหรือความถี่ในทำนองเดียวกันเมื่อให้

$$\begin{aligned} v(t) & \text{ ถูกแทนด้วย } v(t/10) \text{ หรือ} \\ V(j\omega) & \text{ ถูกแทนด้วย } V(j\omega/10) \end{aligned}$$

แล้วจะกล่าวได้ว่า v หรือ V ถูกขยายด้วยค่าแฟคเตอร์ 10 ของเวลาหรือความถี่ ซึ่งการสเกลความถี่เช่นนี้แสดงดังรูปที่ 6.1



รูปที่ 6.1 แสดงการสเกลความถี่

นอกจากนี้ยังสามารถเปลี่ยนแปลงขนาดของอิมพีแดนซ์ (impedance) $z(j\omega)$

เมื่อให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ $z(j\omega)$ ซึ่ง ถูกแทนด้วยขนาด $10z(j\omega)$ ถูกแทนด้วยค่าแฟคเตอร์ 10 ของขนาด
แล้วจะเรียกว่า ขนาดของอิมพีแดนซ์ถูกสเกลขึ้น (scale up) ด้วยแฟคเตอร์ 10 และถ้า

เราให้

$$z(jw) \text{ ถูกแทนด้วย } 1/10z(jw)$$

แล้วจะเรียกว่า ขนาดของอิมพีแดนซ์ถูกสเกลลง (scale down) ด้วยแฟคเตอร์ 1/10 จึงกล่าวได้ว่าค่า $z(jw)$ จะถูกสเกลขนาดเมื่อถูกคูณด้วยค่าคงที่ K_m โดยจะถูกสเกลขึ้นถ้าค่า K_m มีค่ามากกว่า 1 และจะถูกสเกลลงถ้าค่า K_m น้อยกว่า 1 ซึ่งแสดงดังรูปที่ 6.2 โดยแสดงในรูปของโบด (bode plot) โดยแสดงเพียงบางค่าของขนาดอิมพีแดนซ์และจากรูป 6.2 จะเห็นได้ว่าการสเกลขนาด $z(jw)$ นั้นก็คือการย้ายคุณลักษณะของ $z(jw)$ ให้ขยับขึ้นหรือลงนั่นเอง ในการที่จะเปลี่ยนค่าขนาดของอิมพีแดนซ์ด้วยค่า K_m นั้น เราต้องทำการเปลี่ยนค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ทุกตัวในวงจร โดยที่ขนาดของอิมพีแดนซ์สำหรับอุปกรณ์แบบพาสซีฟ (passive) คือ

$$Z_R = R, \quad Z_L = wL, \quad Z_C = 1/wC \dots\dots(6.1)$$

ค่าอิมพีแดนซ์ทั้งสามนี้ถูกคูณด้วยค่า K_m แล้วเราจะได้ในรูปดังนี้

$$K_m Z_R = K_m R, \quad K_m Z_L = K_m wL, \quad K_m Z_C = 1/[wC/K_m] \dots\dots(6.2)$$

และถ้าให้ชื่ออุปกรณ์ก่อนทำการสเกลว่า "ค่าเก่า (old)" และให้ชื่ออุปกรณ์หลังทำการสเกลว่า "ค่าใหม่ (new)" ดังนั้นจากสมการ 1 และสมการ 2 เราจะได้ว่า

$$R_{new} = K_m R_{old} \dots\dots(6.3)$$

$$L_{new} = K_m L_{old} \dots\dots(6.4)$$

$$C_{new} = [1/K_m] C_{old} \dots\dots(6.5)$$

นั่นคือค่าอุปกรณ์จะถูกสเกลขนาดถ้าสอดคล้องสมการ 6.3, 6.4, 6.5

เมื่อเราสามารถทำการสเกลขนาดของอุปกรณ์ได้แล้ว เราก็มาทำการสเกลด้วยความถี่โดยเมื่อทำการสเกลความถี่แล้วจะต้องไม่ทำให้ค่าของขนาดเปลี่ยนไป โดยแสดงดังรูป 6.1.3 ซึ่งจะเห็นว่าเมื่อเราสเกลความถี่แล้ว ค่าของขนาดยังไม่ถูกเปลี่ยนแปลงสำหรับในกรณีของขดลวดเหนี่ยวนำ เราต้องทำให้

$$Z_L = wL \dots\dots(6.6)$$

มีค่าคงที่ ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงใดๆที่เกิดขึ้นจากการสเกลความถี่ซึ่งมีผลต่อค่า w จะต้องถูกชดเชยด้วยค่าที่สอดคล้องกันใน L ซึ่งสามารถแสดงสเกลความถี่ด้วยค่าคงที่ K_f ดังนี้

$$Z_L = wL = (K_f w) [1/K_f] L = K_f wL_{new} \dots\dots(6.7)$$

จากสมการที่ 6.7 จะเห็นได้ว่าถ้าเราสเกลความถี่ด้วยค่า K_f แล้วจะต้องทำการสเกลค่าความเหนี่ยวนำ (Inductance) ไปด้วยค่าที่เท่ากันเพื่อให้ขนาดของอิมพีแดนซ์ไม่ถูกเปลี่ยนแปลง นั่นคือสมการที่ 6.6 ยังคงถูกต้องสำหรับกรณีตัวเก็บประจุค่าอิมพีแดนซ์จะมีค่าดังนี้

$$Z_L = 1/wC$$

$$Z_c = 1/wC = 1/[(K_f w) (1/K_f) C] = 1/(K_f w) C_{new} \dots\dots(6.9)$$

จากสมการที่ 6.9 จะเห็นได้ว่าถ้าเราทำการสเกลค่าความถี่ด้วยค่า K_f ต้องสเกลค่าตัวเก็บประจุด้วยค่า $1/K_f$ เพื่อที่จะรักษาค่าขนาดของอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุไว้คงเดิมสำหรับในกรณีของความต้านทานนั้น ความถี่ไม่มีผลกระทบต่ออุปกรณ์ชนิดนี้ ดังนั้นจึงไม่ต้องสเกลค่าความถี่

$$R_{new} = R_{old} \dots\dots(6.10)$$

จากสมการที่ 6.7 และ 6.8 จะได้ว่า

$$L_{new} = L_{old} \dots\dots(6.11)$$

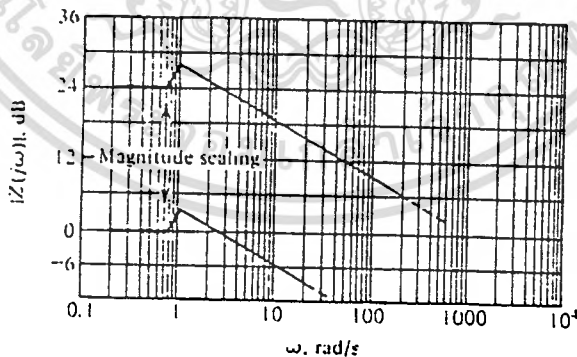
$$C_{new} = [1/K_f] C_{old}$$

จากสมการที่ 6.3, 6.4, 6.5 และสมการที่ 6.10, 6.11, 6.12 เราจะได้สมการการสเกลอุปกรณ์ (Element scaling equation) ดังนี้

$$R_{new} = K_m R_{old} \dots\dots(6.13)$$

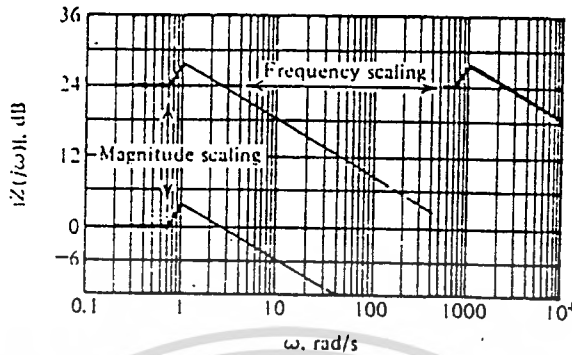
$$L_{new} = [K_m / K_f] L_{old} \dots\dots(6.14)$$

$$C_{new} = [1/K_m K_f] C_{old} \dots\dots(6.15)$$



รูปที่ 6.2 แสดงการสเกลขนาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.3 แสดงการสเกลความถี่

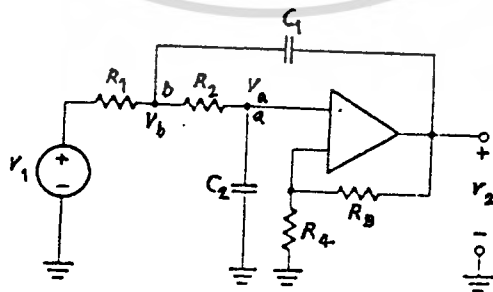
6.2) วงจรกรองความถี่ผ่านชนิดบัตเตอร์เวิร์ท (Butterworth lowpass filter)

ลักษณะพิเศษของวงจรกรองชนิดนี้คือให้อัตราขยายของสัญญาณเท่ากับทุกความถี่ที่ผ่านได้ ดังนั้นช่วงกระเพื่อมที่เกิดขึ้นจะมีค่าน้อยมาก นับได้ว่าวงจรกรองชนิดบัตเตอร์เวิร์ทมีความราบเรียบของแถบความถี่สูงที่สุดในวงจรกรองชนิดต่างๆ

SALLEN AND KEY CIRCUIT

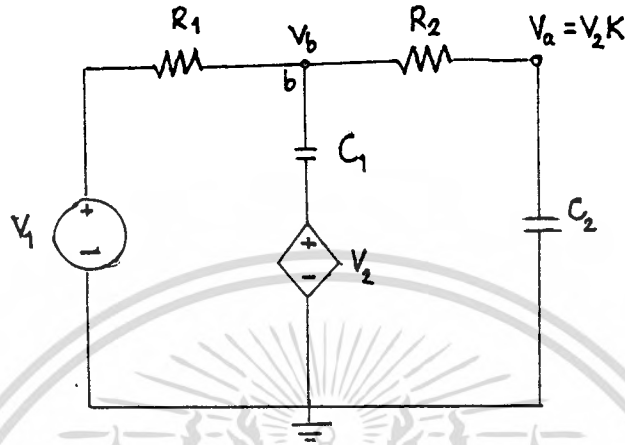
วงจรในรูป 6.16 เป็นวงจรที่ถูกอธิบายโดย Sallen and Key ในวงจรขาบวกของ op-amp จะให้ค่าซึ่งเป็นความสัมพันธ์ระหว่าง V_2 และ V_1 คือ

$$V_2 / V_1 = 1 + (R_b / R_a) = K \dots\dots (6.16)$$



รูปที่ 6.4

control source ซึ่งแสดงโดยวงจร sallenand key ในรูป 6.5 สามารถทำการวิเคราะห์วงจรโดยใช้กฎเคอร์ชอฟ ที่ node a ผลรวมกระแสที่ออกจาก node ต้องเป็น 0



รูปที่ 6.5

$$(1/R_2)[(V_2/K)-V_b] + [(V_2/K)-0]C_2 S = 0 \quad \dots (6.17)$$

ผลรวมของกระแสที่ออกจาก node b คือ

$$(1/R_2)[V_b - (V_2/K)] + C_1 S (V_b - V_2) + (1/R_1)(V_b - V_1) = 0 \quad \dots (6.18)$$

จัดรูปสมการ

$$[(1/R_1) + (1/R_2) + C_2 S]V_b - (1/R_2)(V_2/K) = (V_1/R_1) + C_1 S V_2 \quad \dots (6.19)$$

และ

$$-(1/R_2) + [(1/R_2) + C_2 S](V_2/K) = 0 \quad \dots (6.20)$$

ทำการกำจัด V_b และหาอัตราส่วน $V_2/V_1 = T(S)$ ผลที่ได้คือ

$$T(S) = (K_1/R_1 R_2 C_1 C_2) / [S^2 + [(1/R_1 C_1) + (1/R_2 C_1) + (1/R_2 C_2)]S + (1/R_1 R_2 C_1 C_2)] \quad \dots (6.21)$$

รูปแบบทั่วไปของ Transferfunction คือ

เอกลีกรีนเป็นเอกลีกรีนที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกแปลงเนื้อหา และเผยแพร่ไปยังผู้อื่นถึงเจ้าของเอกลีกรีนทุกประการ (6.22)

$$T(S) = Kw_0^2 / [S^2 + (w_0/Q)S + w_0^2]$$

ซึ่งเป็นรูปแบบของวงจรกรองความถี่ต่ำ (Low Pass filter) จุดประสงค์ในการออกแบบก็คือการกำหนดค่า K และอุปกรณ์ของวงจรอีก 4 ตัว เพื่อการออกแบบ w_0 และ Q ก่อนที่จะทำการออกแบบ จะทำการพิจารณาบทบาทของ K ด้วยตำแหน่งของ pole

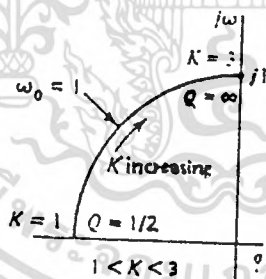
ถ้าให้ $C_1=C_2=1$ ดังนั้น $R_1=R_2=1$ ดังนั้นสมการ 6.21 จะได้เป็น

$$V_2/V_1 = K/[s^2 + (3-K)s + 1] \quad \dots\dots(6.23)$$

ตำแหน่งของ pole สำหรับครึ่งบนซ้ายของ s-plan แสดงดังในรูป 6.6 เมื่อ $w_0=1$ ในสมการที่ 5.23 ตำแหน่งบนวงกลมของ 1 raduis เมื่อ $K=1$ ดังนั้น pole ของสมการ 6.23 ทั้งสองอยู่ที่ -1 ขณะที่ K เพิ่มขึ้น pole จะเคลื่อนที่เข้าสู่ complex plane และเมื่อ $K=3$ pole จะอยู่บนแกนจินตภาพ (Imaginary) ดังนั้นจะเห็นว่าค่า K อย่างเดียวสามารถเคลื่อนย้าย pole เข้าสู่ตำแหน่ง Q ที่เราต้องการจากความสัมพันธ์ในสมการ 6.23

$$Q = 1/(3-K) \quad \dots\dots(6.24)$$

(เมื่อ K มีค่าได้หลายค่าโดยการปรับ R_1 และ R_2)



รูปที่ 6.6

กลับมาดูรูปแบบของ $T(s)$ สำหรับ Sallen-Key circuit จะสรุปขั้นตอนการ ออกแบบสำหรับการเลือกขนาดของอุปกรณ์ที่ยอมรับได้ โดยขนาดของความถี่จะใช้ที่ $\omega_c = 1$ ซึ่งจะลดรายละเอียดของ parameter เพื่อการหาค่า Q ที่ง่ายขึ้นโดยทั่วไปเราจะเลือก อุปกรณ์ส่วนใหญ่เป็น unit value และมีสิ่งที่จะเปลี่ยนระดับการทำงานได้โดยการสเกล ความถี่และขนาด

Design1 สำหรับออกแบบเราจะใช้ค่าอุปกรณ์ดังกล่าวแล้วในสมการ 6.23

$R_1 = R_2 = 1$ และ $C_1 = C_2 = 1$ ดังนั้นรูปแบบของสมการ 6.24 จะได้เป็น

$$K = 3 - (1/Q) = 1 + (R_b/R_a) \quad \dots\dots(6.25)$$

ถ้าให้ $R_a = 1$ ดังนั้น R_b จะถูกกำหนดโดย

$$R_b = 2 - (1/Q) \quad \dots\dots(6.26)$$

วงจรผลสุดท้ายจะได้ดังรูปที่ 6.7a

Design2 เลือก $K=1$ noninverting ของเรา opamp ถูกทำให้เป็น Voltage follower ดังแสดงในรูป 6.7b ให้ $R_1 = R_2 = 1$ และ $\omega_c = 1$ แทนค่าลงในสมการ 6.21 จะได้ 2 เงื่อนไขคือ

$$2/C_2 = 1/Q_1 \text{ และ } C_1 C_2 = 1 \quad \dots\dots(6.27)$$

จากสมการพบว่า

$$C_1 = 2Q \text{ และ } C_2 = 1/2Q \quad \dots\dots(6.28)$$

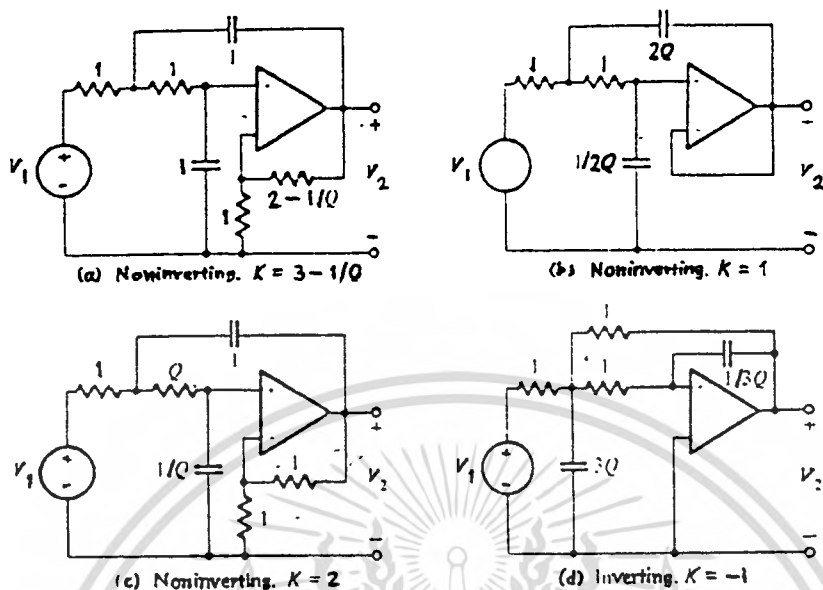
Design3 เมื่อใช้ตัวต้านทานค่าเท่ากัน จะมีประโยชน์ในการออกแบบ สมมติให้ $R_1 = R_2 = 1$ ดังนั้น $K=2$ ขณะที่ $\omega_c = 1$ และขณะเดียวกันสมมติให้ $\omega_c = 1$ และ $R_1 C_1 = R_2 C_2$ จากสมการ 6.21 จะได้ว่า

$$R_1 = 1, R_2 = Q, C_1 = 1, C_2 = 1/Q \quad \dots\dots(6.29)$$

แสดงดังในรูป 6.7c

แบบที่ 4 ซึ่งแตกต่างจากทั้ง 3 แบบ ข้างต้น คือเป็น inverting ดังแสดงในรูป 6.7d

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



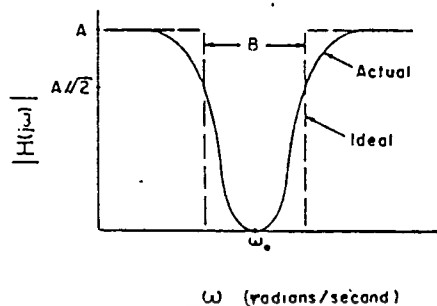
รูปที่ 6.7

6.3) วงจรกรองขจัดเฉพาะแถบความถี่ (BAND-REJECT FILTER)

สมการและวงจรที่ใช้งาน

BAND-REJECT FILTER (เรียกว่า BAND-ELIMINATION หรือ NOTCH (นอตช์) FILTER) ก็ได้ เป็นวงจรกรองความถี่อีกแบบหนึ่งซึ่งจะยอมให้สัญญาณความถี่ลอดผ่านไปได้หมดยกเว้นแถบความถี่ช่วงหนึ่งที่จะไม่ยอมให้ผ่านไปคุณสมบัติของวงจร BAND-REJECT FILTER แสดงให้เห็นตามรูปกราฟตอบสนองเชิงขนาดรูปที่ 6.8 เส้นประแสดงถึงการตอบสนองเชิงขนาดในทางอุดมคติ ส่วนเส้นทึบที่เหลือนแสดงถึงการตอบสนองเชิงขนาดในการใช้งานจริง แถบความถี่ซึ่งถูกลดทอนหรือขจัดทิ้งนี้มีจุดกึ่งกลางอยู่ที่ ω_0 โดยประมาณ และมีความกว้างของแถบความถี่เป็น B ซึ่งอยู่ในเทอมหรือหน่วยของ Hz ความถี่กึ่งกลางนี้มาจาก $f_0 = \omega_0 / 2\pi$ ในกรณีกรองขจัดเฉพาะแถบความถี่นี้ก็เช่นเดียวกับกรณีกรองเฉพาะแถบความถี่ที่จะกำหนดค่าควอลิตี้ แฟคเตอร์หรือค่า Q ซึ่งเท่ากับ ω_0 / B (หรือ f_0 / B โดยที่ B มีหน่วยเป็น Hz) ค่า Q นี้จะเป็นตัวชี้ความกว้างหรือแคบของแถบความถี่ที่จะถูกลดทอนหรือขจัดทิ้ง Q มากแถบความถี่ยิ่งแคบ Q น้อยแถบความถี่ยิ่งกว้างขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.8 แสดงผลตอบสนองของวงจรขจัดเฉพาะแถบความถี่
 สมการโพลีโนเมียลอันดับที่ 2 สามารถเทียบเคียงคุณลักษณะเฉพาะของวงจรกรอง
 ขจัดเฉพาะแถบความถี่ อยู่ในรูปสมการทรานเฟอร์ ฟังก์ชัน ดังนี้

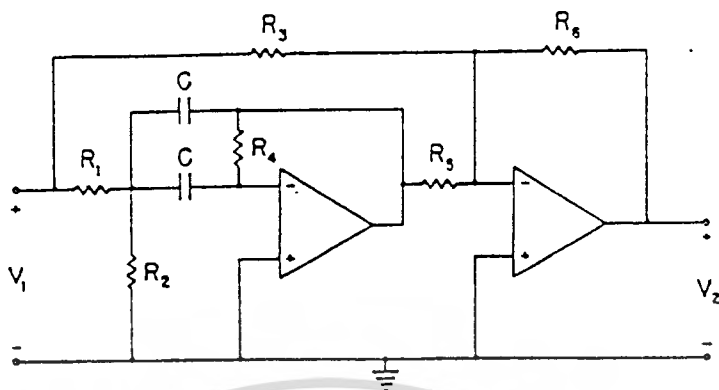
$$H(s) = V_2(s)/V_1(s) = K(s^2 + \omega_0^2)/(s^2 + Bs + \omega_0^2) \dots\dots(6.30)$$

โดยที่ ω_0 เป็นความถี่กึ่งกลางในหน่วยเรเดียน/วินาที และ $B = \omega_0/Q$ จะเป็นค่า
 ความกว้างของแถบความถี่ที่ถูกขจัดทิ้ง ค่าอัตราขยายของวงจรกรองขจัดเฉพาะแถบ
 ความถี่จะได้จาก $H(s)$ ที่ s มีค่าเป็นศูนย์หรือมีค่าเป็นอนันต์ (Infinity) จะได้ผลออก
 มามีค่าเท่ากับ K

วงจรกรองขจัดเฉพาะแถบความถี่ที่จะทำให้สมการที่ 6.30 เป็นจริงแสดงไว้ดัง
 รูปที่ 6.9 และจากการวิเคราะห์ห้วงจร ถ้า $R_3 R_4 = 2R_1 R_2$ แล้วจะได้ว่า

$$\begin{aligned} B &= 2/R_4 C \\ \omega_0^2 &= (1/R_4 C^2) [(1/R_1) + (1/R_2)] \dots\dots(6.31) \end{aligned}$$

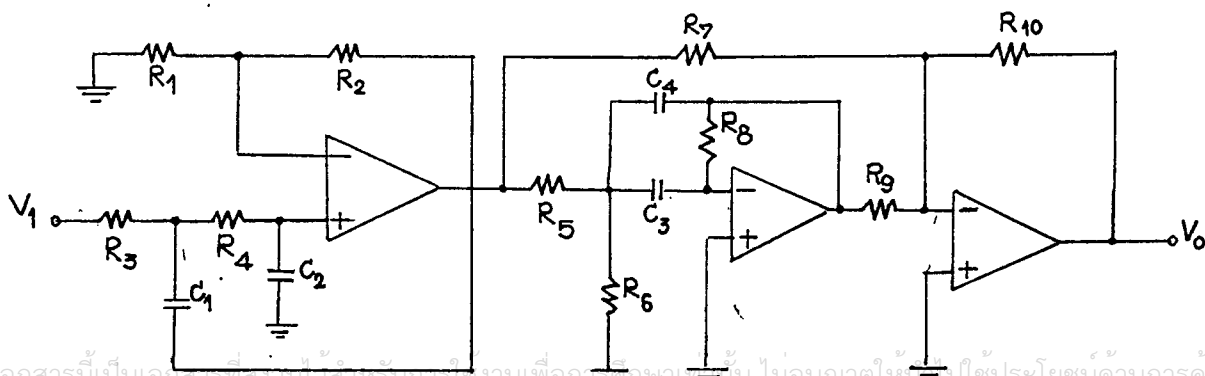
และมีอัตราขยายกลับขั้วสัญญาณ (Inverting gain) เท่ากับ R_3/R_2



รูปที่ 6.9 แสดงวงจรกรองขจัดเฉพาะแถบความถี่

เนื่องจากการออกแบบวงจรกรองความถี่ ให้ได้คุณสมบัติตามต้องการนั้น เป็นเรื่องที่ยากพอสมควร และเป็นเรื่องที่ต้องใช้เวลาอย่างมาก ในการออกแบบและทดสอบวงจร โดยการเปลี่ยนค่าความต้านทาน และค่าตัวเก็บประจุ เพื่อที่จะให้ได้วงจรกรองความถี่ ที่มีคุณสมบัติตรงตามที่เรากำลังต้องการ ดังนั้นจึงได้มีการนำโปรแกรมวิเคราะห์วงจรไฟฟ้า (โปรแกรม PSpICE) มาช่วยในการวิเคราะห์วงจร เพื่อช่วยให้การออกแบบวงจรรวดเร็วและสะดวกขึ้น ผลจากการวิเคราะห์ก็แม่นยำ ข้อผิดพลาดน้อยมาก

สำหรับการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ที่ใช้ในโครงการนี้ต้องการคุณสมบัติในการกรองสัญญาณที่ดีมากๆ โดยต้องการวงจรกรองความถี่ต่ำที่ความถี่คัทออฟ 3.3 KHz หรือยอมได้ไม่เกิน 4 KHz เนื่องจากการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำชนิด second order ที่ $f_c = 3.3$ ยังไม่สามารถได้คุณสมบัติตามที่ต้องการได้ ดังนั้นจึงได้มีการออกแบบวงจรขจัดเฉพาะแถบความถี่ (band reject filter) ที่คัทออฟ 4 KHz ต่อคาสเคดเข้ากับวงจรกรองความถี่ต่ำซึ่งจากผลการวิเคราะห์วงจรโดยโปรแกรม PSpICE จะได้กราฟซึ่งมีคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ตามที่เราต้องการ

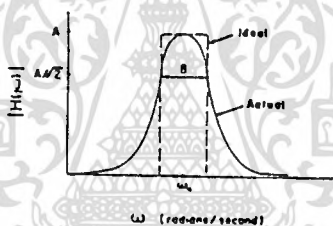


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงรูปวงจรที่ 6.11 ง่ายอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.4) วงจรกรองเฉพาะแถบความถี่ (Band - pass filter)

วงจรกรองเฉพาะแถบความถี่ จะถูกนำมาใช้ทางด้านรับ เพื่อกรองเอาเฉพาะ สัญญาณความถี่ 7 KHz ก่อนที่จะส่งผ่านไปยังวงจรเปรียบเทียบแรงดันเพื่อให้สัญญาณรูปสี่เหลี่ยม สำหรับทำเป็นสัญญาณคลื่นพาห์

วงจรกรองเฉพาะแถบความถี่เป็นวงจรกรองความถี่แบบหนึ่ง ซึ่งจะยอมให้แถบความถี่ช่วงหนึ่งที่เราเลือกไว้ผ่านวงจรชนิดนี้ไปได้เท่านั้น โดยจะลดทอนความถี่อื่นใดนอกเหนือจากช่วงกว้างของแถบความถี่ที่เราได้เลือกไว้แล้ว จากรูปที่ 6.12 ให้มีความกว้างเท่ากับ B และมีค่าความถี่ที่จุดกึ่งกลางของแถบความถี่เป็น ω_0 สำหรับ B และ ω_0 กำหนดให้อยู่ในหน่วยเรเดียน/วินาที หรือ B อาจกำหนดในหน่วย Hz และมีความถี่กึ่งกลางเป็น $f_0 = \omega_0 / 2\pi$ (Hz)



รูปที่ 5.11 แสดงผลตอบสนองของกรณกรองเฉพาะแถบความถี่

สมการโพลีโนเมียล อันดับที่สองสามารถเทียบเคียงคุณลักษณะเฉพาะของวงจรกรองเฉพาะแถบความถี่ทางอุดมคติได้โดยกำหนดค่า B และ ω_0^2 ให้เหมาะสม ซึ่งจะได้ออกมาในรูปสมการทรานสเฟออร์ ฟังก์ชัน ดังนี้

$$H(s) = V_2(s) / V_1(s) = Ks / (s^2 + Bs + \omega_0^2) \quad \dots (6.32)$$

มีค่าพารามิเตอร์สำคัญที่ควรสนใจอยู่ค่าหนึ่งในการออกแบบวงจรกรองเฉพาะแถบความถี่ นี้คือค่า Q หรือค่าควอลิตี้ แฟคเตอร์ (Quality factor) ซึ่งหาได้จาก

$$Q = \omega_0 / B$$

โดยค่า Q จะบ่งบอกให้ทราบถึงความกว้างของช่วงความถี่ที่จะยอมให้ผ่าน ถ้า Q ยิ่งมีค่ามาก วงจรที่ออกแบบนั้น จะทำการกรองแถบความถี่ให้ผ่านไปได้ในช่วงแคบมากขึ้น

โดยที่ค่าแถบ (Gain) ของวงจรกรองเฉพาะแถบความถี่นี้กำหนดได้จากค่าแอมพลิจูด ของ $H(s)$ ในสมการที่ 6.32 ที่จุดกึ่งกลางของแถบความถี่ (ω_0) ซึ่งได้จากค่า $gain = K/B$.
วงจรกรองเฉพาะแถบความถี่อันดับที่สองแบบ VCVS (Second Order VCVS Band-Pass Filter)

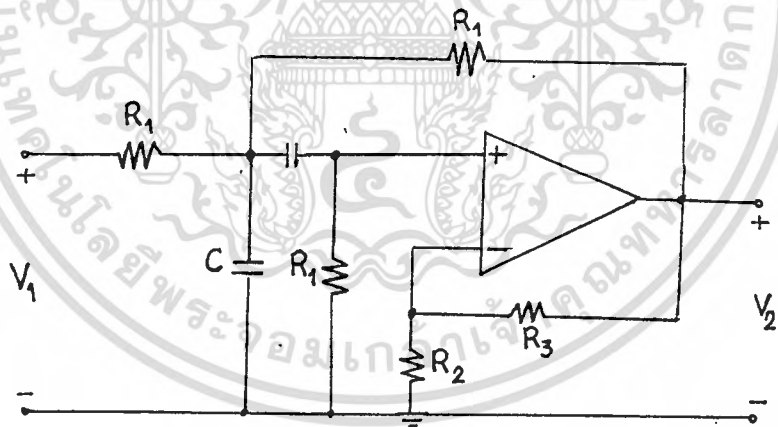
วงจร VCVS แสดงดังรูปที่ 6.13 คิดค้นโดย Kerwin และ Huelsman และจากการวิเคราะห์วงจร

$$\begin{aligned}
 K &= \mu / R_1 C \\
 B &= (4 - \mu) / R_1 C \\
 \omega_0^2 &= 2 / R_1^2 C^2 \quad \dots\dots (6.33)
 \end{aligned}$$

โดยที่

$$\mu = 1 + (R_3 / R_2)$$

โดยอาศัยกราฟการออกแบบดังแสดงไว้ในภาคผนวก สามารถออกแบบวงจร band pass filter ได้ดังนี้



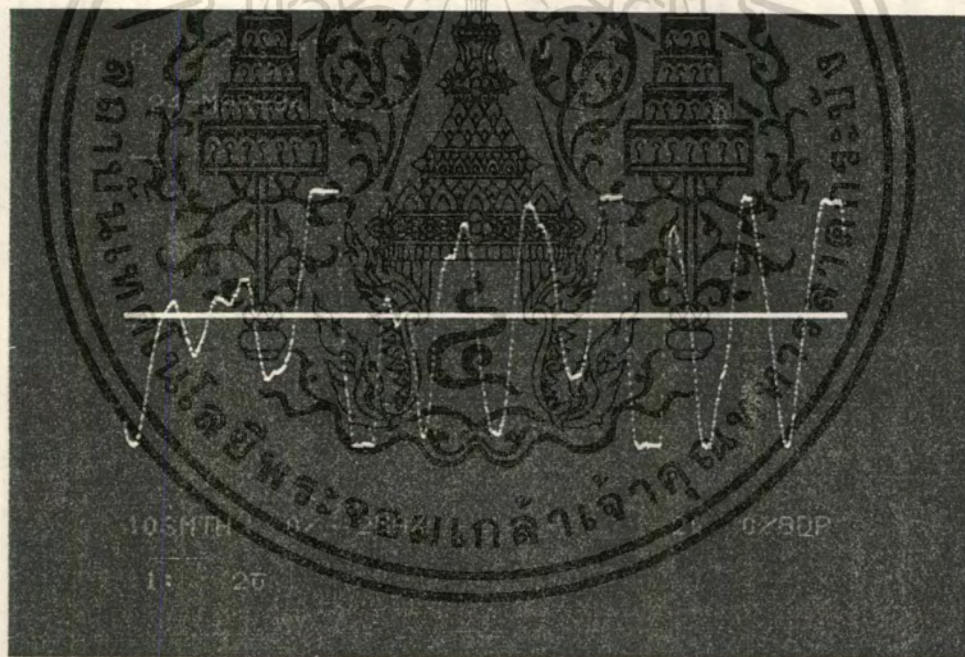
รูปที่ 6.13 แสดงวงจรกรองเฉพาะแถบความถี่อันดับที่สอง

บทที่ 7

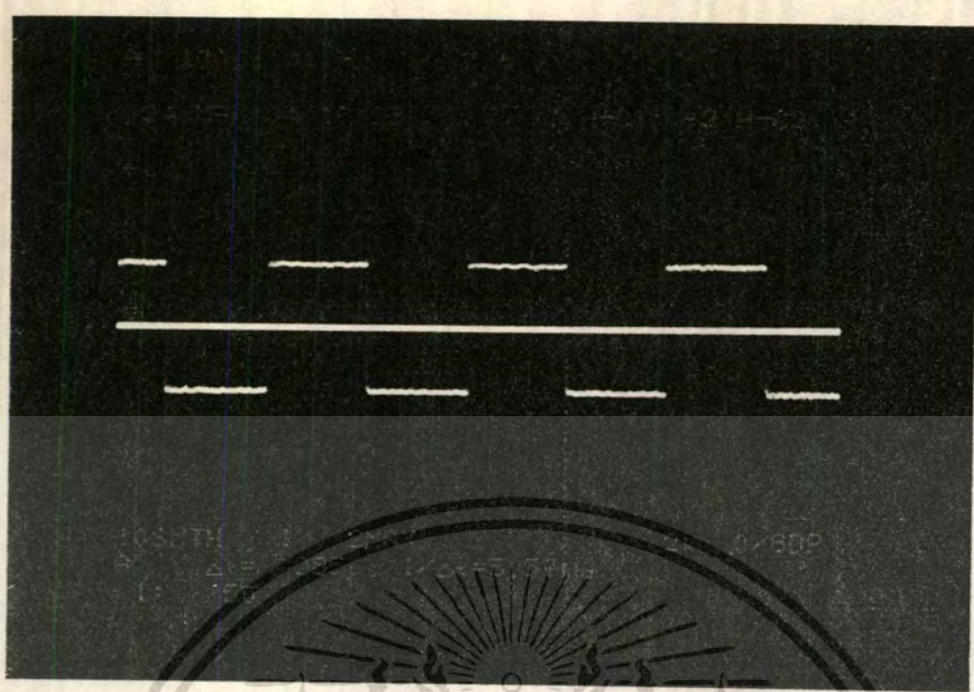
การทดลองและผลการทดลอง

ในบทนี้ได้ทำการทดลองเพื่อตรวจสอบการทำงานของวงจร โดยทำการป้อนสัญญาณเข้าที่ส่วนอินพุตของวงจรแล้วทำการวัดสัญญาณเอาต์พุต ณ. จุดต่างๆ ดังนี้คือ วัดเอาต์พุตที่ขา 1 ของ IC เบอร์ 358 , วัดเอาต์พุตของวงจรรวมสัญญาณที่รวมสัญญาณเสียงที่ถูก scramble และสัญญาณคลื่นพาห์ 7 KHz และวัดเอาต์พุตสุดท้ายของการ descramble ทำให้ได้ผลการทดลองเพื่อการตรวจสอบวงจรดังนี้

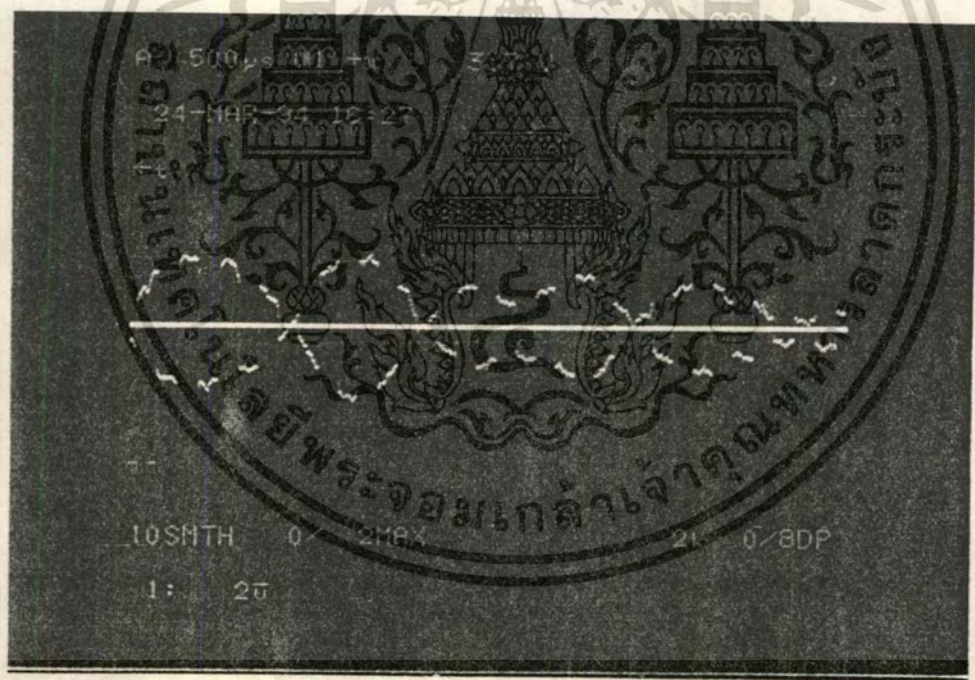
เมื่อทำการป้อนสัญญาณเสียง (รูปที่ 7.1) เพื่อทำการมอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาห์ความถี่ 3.5 KHz (รูปที่ 7.2) ที่ขาสานขั้วมอดูเลเตอร์ซึ่งเป็นวงจรที่ใช้อะนาลอกสวิทช์ ดังได้อธิบายมาแล้วในบทที่ 3 สัญญาณที่ได้จากขา 4 และขา 11 ของอะนาลอกสวิทช์จะถูกนำมารวมกันโดย IC เบอร์ 358 ดังนั้น เอาต์พุตที่ได้จากขา 1 ของ IC เบอร์ 358 จะได้รับรูปสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 7.3



รูปที่ 7.1 แสดงสัญญาณเสียง



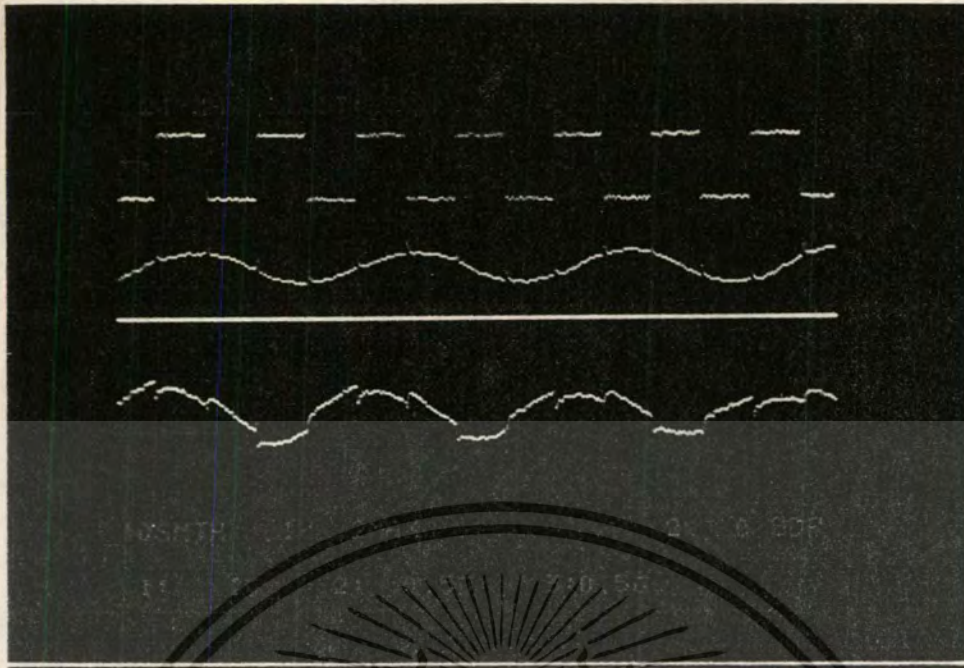
รูปที่ 7.2 แสดงสัญญาณคลื่นพาห้ความถี่ 3.5 KHz



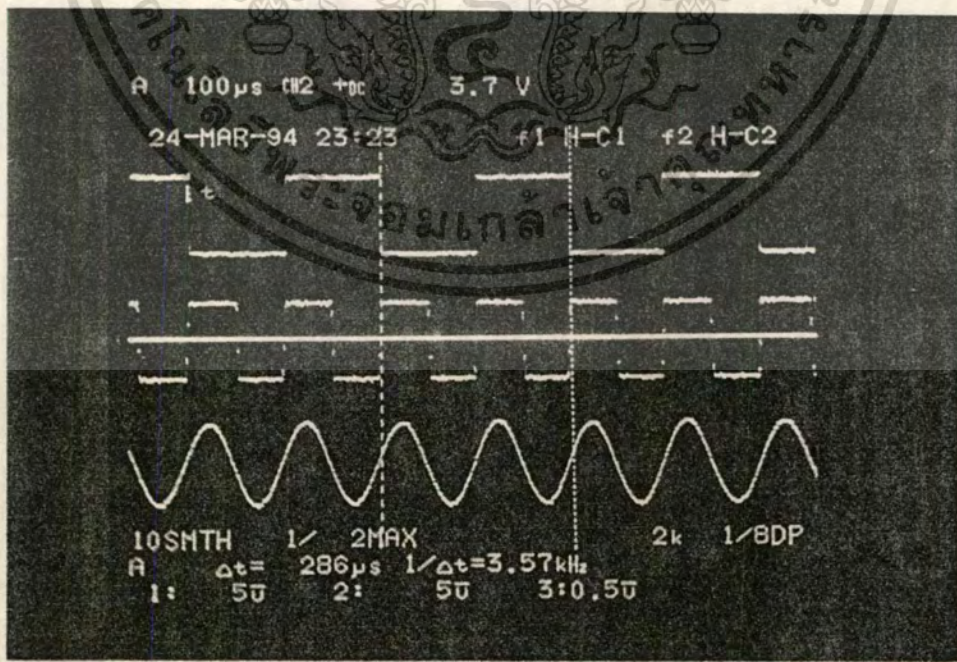
รูปที่ 7.3 แสดงสัญญาณเสียงมอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาห้

สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตจะผ่านไปยังวงจร กรองความถี่ต่ำ เพื่อกรองเอาเฉพาะ ไซด์แบนด์ด้านต่ำ ซึ่งมีการกลับสเปคตรัมของความถี่แล้ว สัญญาณที่ได้จากวงจรกรองความถี่ ต่ำ (รูปที่ 7.4 ก) จะถูกนำไปรวมกับสัญญาณคลื่นพาห้ความถี่ 7 KHz (รูปที่ 7.4 ข)

ที่วงจรรวมสัญญาณก่อนที่จะส่งไปยังภาครับสัญญาณ รูปร่างของสัญญาณที่ได้จากเอาท์พุทของ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญที่เห็นไปใช้ประโยชน์ในการค้า ว่างจรรวมสัญญาณมีลักษณะดัง รูปที่ 7.4 ค) ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

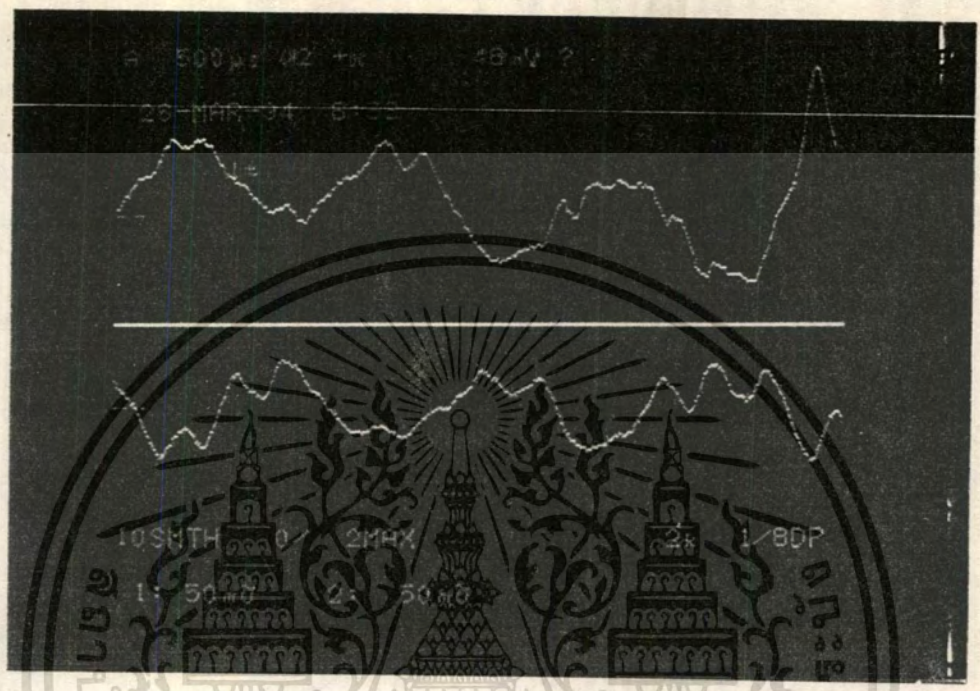


รูปที่ 7.4 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรวมสัญญาณทางต้านรับเมื่อรับสัญญาณจะแยกเข้ายังวงจรกรองความถี่ต่ำและวงจรกรองแถบความถี่ เพื่อแยกเอาสัญญาณ 7 KHz ออกมา ซึ่งจะออกมาในรูปของสัญญาณไซน์ ดังนั้นจึงต้องผ่านวงจรคอมพาราเตอร์ เพื่อให้เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม 7 KHz แล้วนำไปผ่านวงจรหารความถี่ให้เหลือความถี่ 3.5 KHz สำหรับเป็นคลื่นพาห์ทางต้านรับ สำหรับสัญญาณที่จุดต่างๆ แสดงดังรูปที่ 7.5



รูปที่ 7.5 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของจุดต่างๆ คือวงจรหารความถี่ วงจรคอมพาราเตอร์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า และวงจรกรองแถบความถี่ ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับรูปที่ 7.6 ได้ทำการป้อนสัญญาณเสียงเข้าที่อินพุทของวงจร scramble แล้วทำการวัดเอาท์พุทที่วงจร descramble

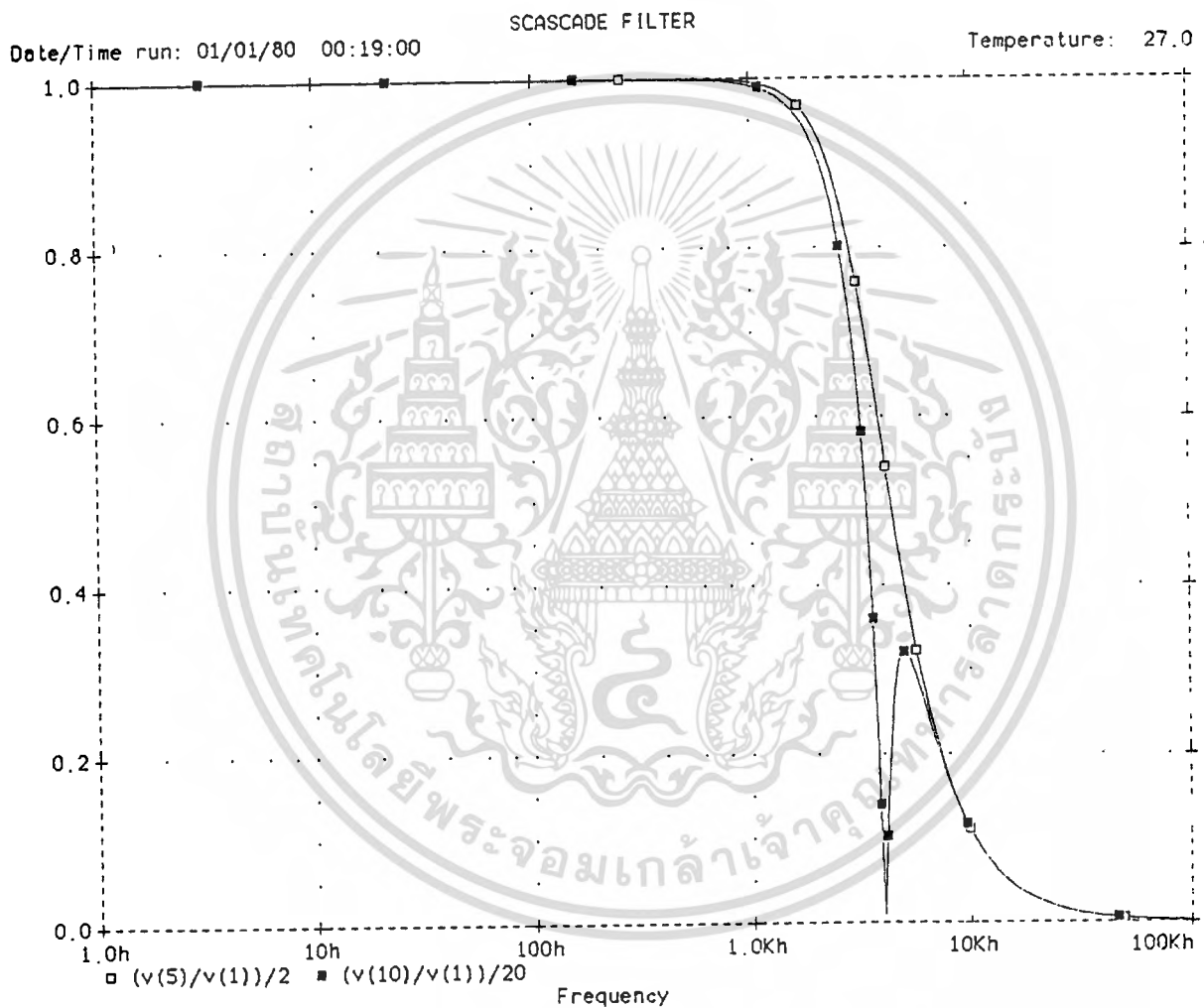


รูปที่ 7.6 แสดงสัญญาณอินพุทของวงจร scramble และเอาท์พุทของวงจร descramble

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำนั้น การใช้วงจรกรองความถี่ต่ำอย่างเดียว ไม่สามารถที่จะออกแบบวงจรให้มีคุณสมบัติตรงตามความต้องการได้ ดังนั้นจึงได้มีการทดลอง นำเอาวงจรกรองขจัดเฉพาะแถบความถี่ (band reject filter) มาต่อкасцепกับวงจรกรองความถี่ต่ำอันดับที่สอง ซึ่งก็ให้ผลการทดลองออกมาเป็นที่น่าพอใจ

รูปที่ 5.6 เป็นรูปที่แสดง characteristic ของวงจรกรองความถี่



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

สรุปและวิจารณ์

ในโครงการนี้ ได้นำเอาหลักการมอดูเลตคลื่นมาช่วยในการ scramble สัญญาณเสียงเพื่อทำการสลับสเปกตรัมของสัญญาณเสียง โดยการให้บาลานซ์มอดูเลเตอร์ เพื่อให้สเปกตรัมสัญญาณเสียง มีรูปร่างต่างไปจากเดิม แต่ทว่าสเปกตรัมที่เกิดขึ้นจะอยู่ในบริเวณช่วงความถี่เดียวกับสัญญาณเสียงเดิม ทำให้เมื่อเกิดการดักฟังผู้ดักฟังก็จะไม่สามารถเข้าใจความหมายได้ สำหรับการทำงานและส่วนประกอบของวงจรทางด้านส่งและทางด้านรับนั้น จะอาศัยหลักการเดียวกันแต่ทางด้านรับนั้นจะมีวงจรเพิ่มขึ้นมาบางส่วน สำหรับนำคลื่นพาห์กลับคืนมา เพื่อนำคลื่นพาห์ที่ได้นั้นมาทำการตีมอดูเลตสัญญาณได้อย่างถูกต้องทำให้สเปกตรัมความถี่ที่รับเข้ามา นั้นถูกพลิกกลับไปตามเดิม

จากการทดลองทดสอบการทำงานของเครื่องป้องกันการดักฟัง ที่สร้างขึ้นนั้นให้ผลการทดลองใกล้เคียงตามวัตถุประสงค์ที่วางเอาไว้ ซึ่งมีข้อบกพร่องที่เกิดขึ้นอยู่บ้าง คือเสียงที่ได้จากการ descramble แล้ว จะมีเสียงรบกวนเกิดขึ้น ทั้งนี้อาจมีสาเหตุมาจากสัญญาณรบกวนในตัวอุปกรณ์เอง

สำหรับสิ่งสำคัญที่ได้จากการทำโครงการในครั้งนี้ ก็คือการเรียนรู้แก้ปัญหาและการประยุกต์ใช้งาน เช่นในเรื่องของการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำนั้น การใช้วงจรกรองความถี่ต่ำเพียงอย่างเดียว ไม่สามารถที่จะออกแบบวงจรให้มีคุณสมบัติตรงตามความต้องการได้ จึงได้มีการประยุกต์เอาวงจรจัดเฉพาะแถบความถี่ (band reject filter) มาต่อศาลเคดกับวงจรกรองความถี่ต่ำ ซึ่งก็ช่วยทำให้ผลการทดลองออกมาเป็นที่น่าพอใจยิ่งขึ้น ทำให้โครงการนี้บรรลุวัตถุประสงค์ที่วางเอาไว้ ดังนี้ เป็นต้น

การทำงานนี้ทำให้บทเรียนต่างๆ มากมายยากที่จะอธิบายเป็นตัวอักษรออกมาเป็นตัวอักษรได้ แต่ก็ันว่ามีผลต่างๆ น่าสนใจเหมาะกับผู้อื่นจะทดลองด้วยตัวเองบ้าง

กิติกรรมประกาศ

ขอกราบขอบพระคุณอาจารย์ วิวัฒน์ กิรานนท์ ที่ช่วยประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ และให้คำปรึกษาแนะนำเกี่ยวกับงานปริญาพนธ์ในครั้งนี้ และอาจารย์ ปราโมทย์ วาดเขียน ที่ให้ข้อเสนอแนะเกี่ยวกับการทดลองรวมทั้งการใช้เครื่องมือการทดลองต่างๆ

ขอขอบคุณพี่ตึก น้องจอร์น ที่ช่วยให้คำปรึกษาเกี่ยวกับการออกแบบลายทองแดง ของวงจร ตลอดจนเพื่อนๆ ทุกคนที่คอยห่วงใยและให้กำลังใจกันมาตลอด จนทำให้การทำ ปริญาพนธ์ในครั้งนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

1. Don J. Torrieri, "Principles of Secure Communication System", ARTECH HOUSE Inc., 1985.
2. THE PROF, "Scrambling for Privacy", Practical Electronics, January 1987.
3. M.E. VAN VALKENBURG, "Analog Filter Design", Holt, Rine hart and Winston Inc., 1982.
4. สุชาติ กังวารจิตต์ , "เครื่องรับวิทยุและวิทยุสื่อสาร " , pp. 49-53, กรุงเทพฯ.
5. ประเสริฐ โรจน์สุธีวัฒน์ , สมชาย สุขพันธ์ , "วารสาร อิเลคทรอนิกส์ เซมิคอนดัคเตอร์" , ฉบับที่ 87 , ก.ค. - ส.ค. 2531



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

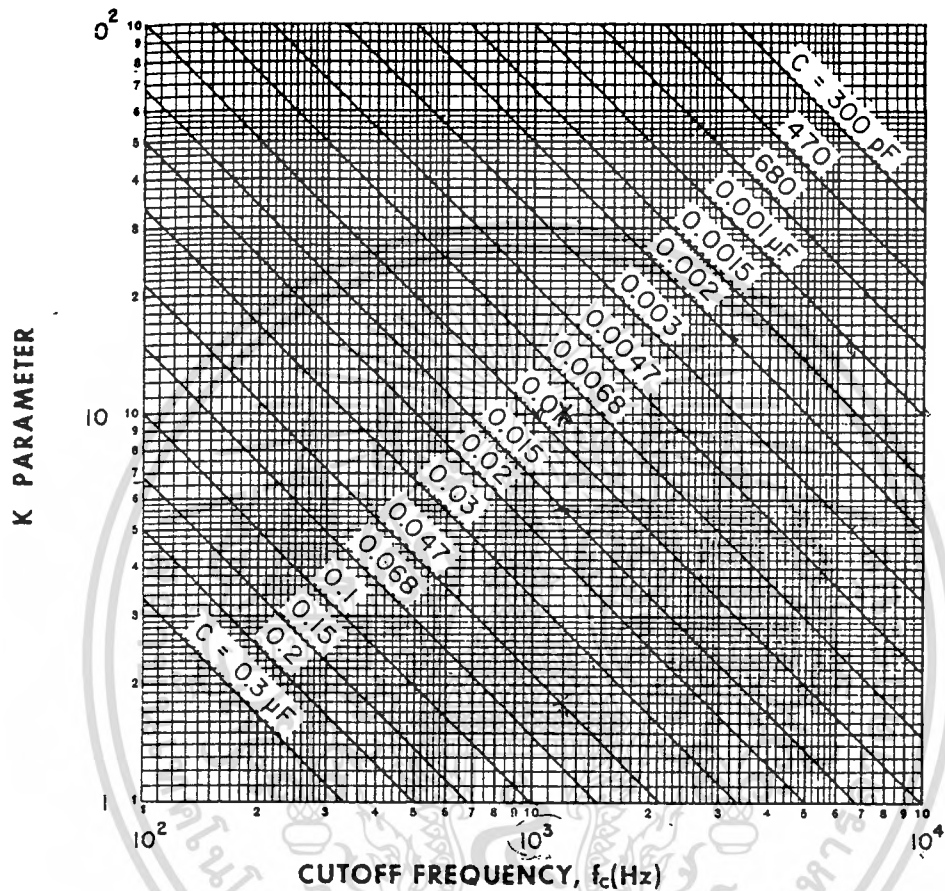


Fig. 2.10. (b) K parameter versus frequency.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

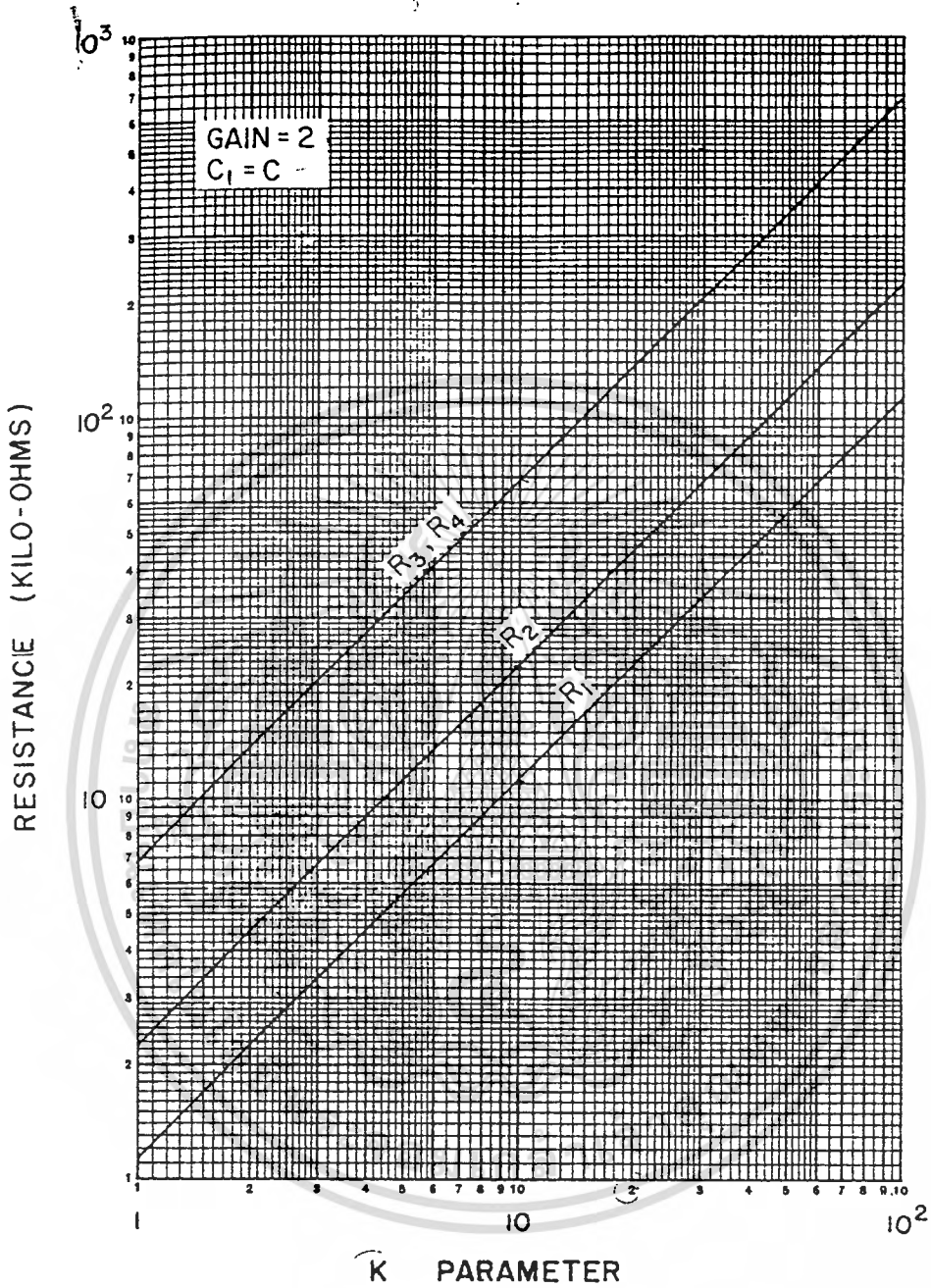


Fig. 2.11. Second-order low-pass Butterworth filter.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

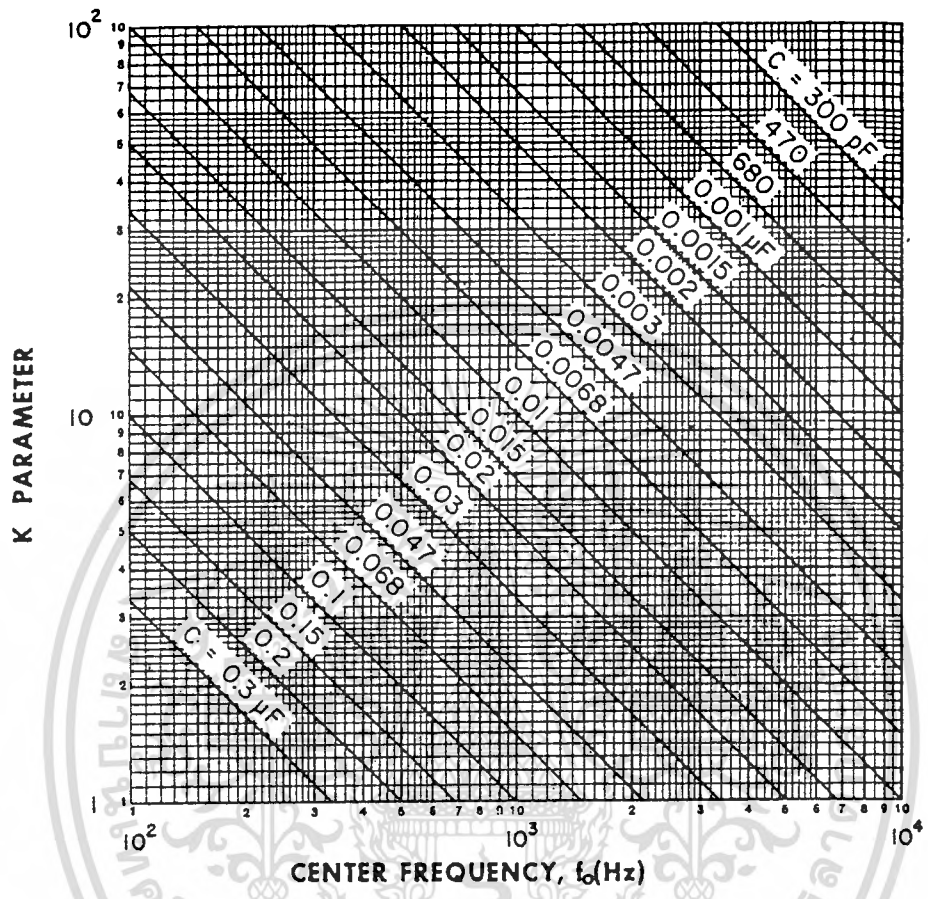


Fig. 5.4. (b) K parameter versus frequency.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

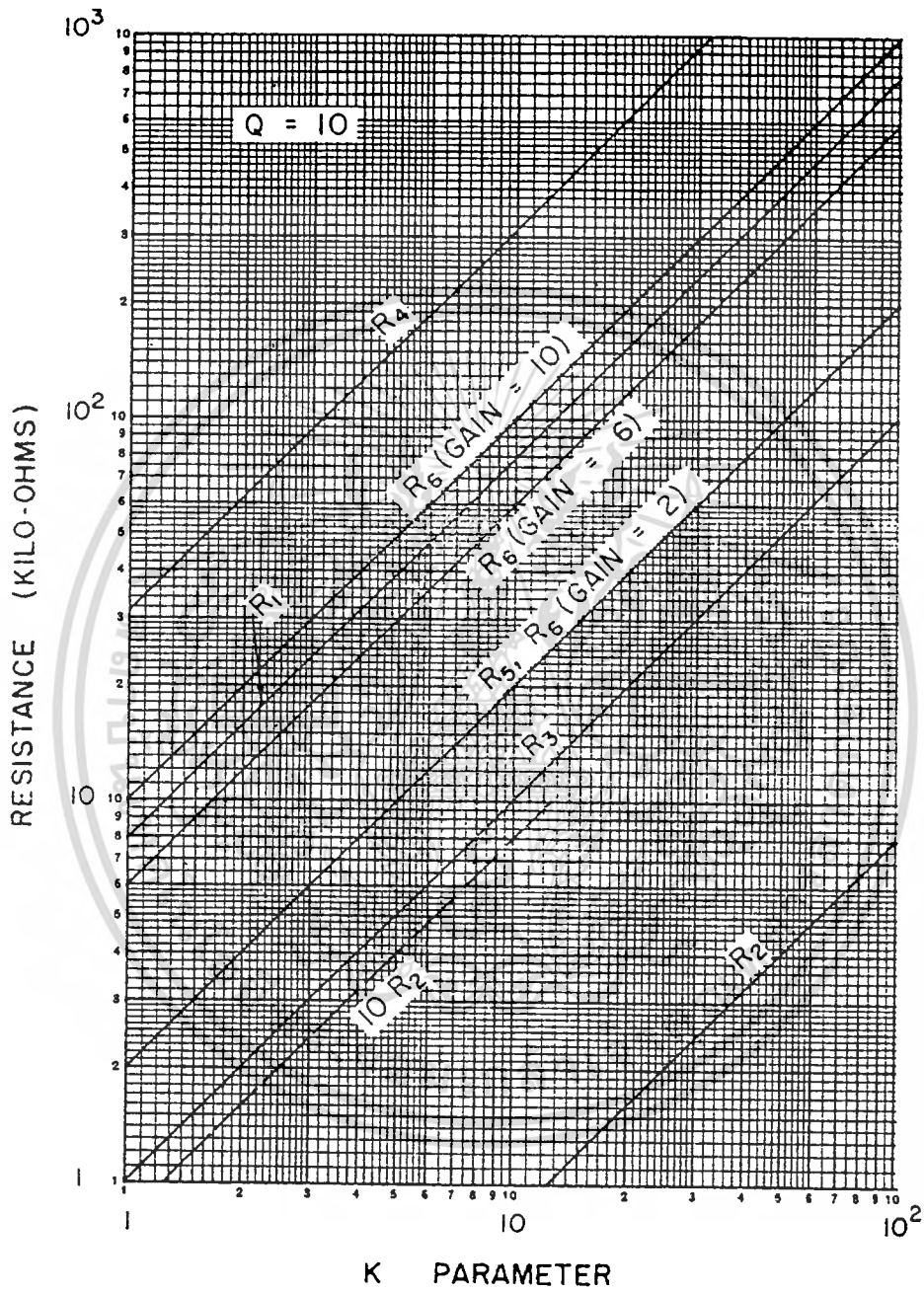


Fig. 5.12. Band-reject filter.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

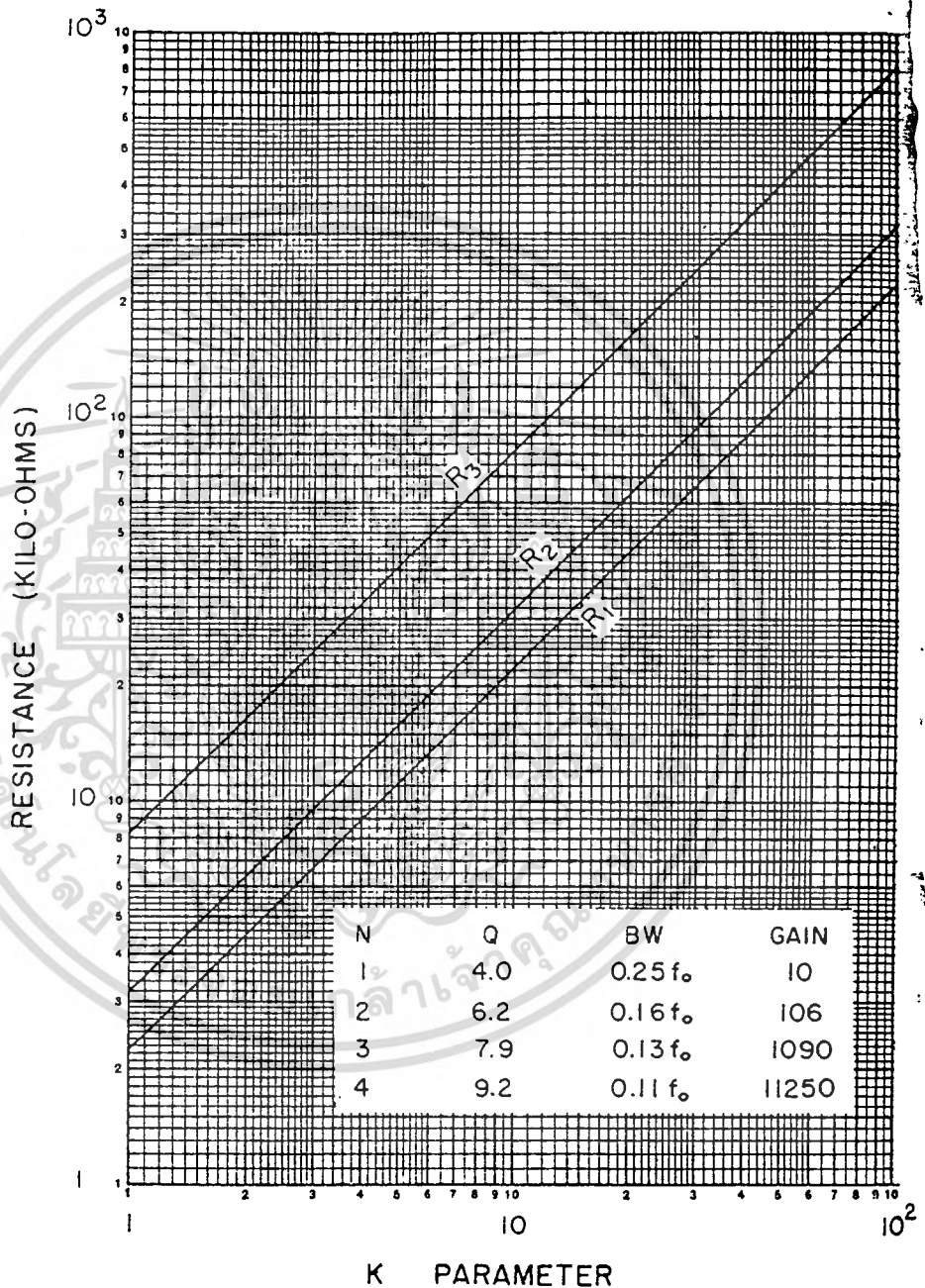


Fig. 4.14. VCVS band-pass filter.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



CD4013BM/CD4013BC Dual D Flip-Flop

General Description

The CD4013B dual D flip-flop is a monolithic complementary MOS (CMOS) integrated circuit constructed with N- and P-channel enhancement mode transistors. Each flip-flop has independent data, set, reset, and clock inputs and "Q" and "Q̄" outputs. These devices can be used for shift register applications, and by connecting "Q̄" output to the data input, for counter and toggle applications. The logic level present at the "D" input is transferred to the Q output during the positive-going transition of the clock pulse. Setting or resetting is independent of the clock and is accomplished by a high level on the set or reset line respectively.

Features

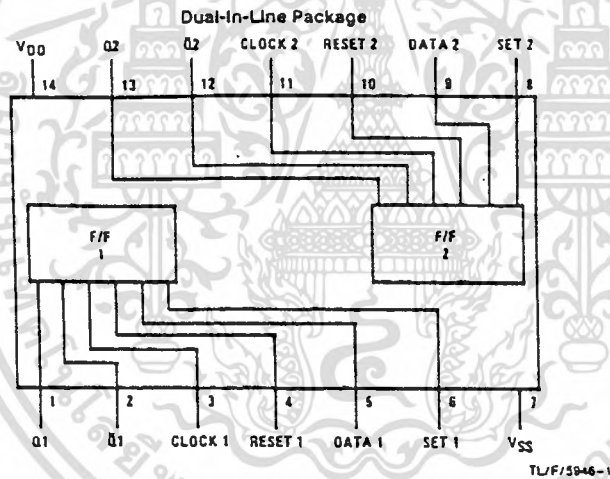
- Wide supply voltage range
- High noise immunity
- Low power TTL compatibility

3.0V to 15V
0.45 V_{DD} (typ.)
fan out of 2 driving 74L
or 1 driving 74LS

Applications

- Automotive
- Data terminals
- Instrumentation
- Medical electronics
- Alarm system
- Industrial electronics
- Remote metering
- Computers

Connection Diagram



Order Number CD4013B*
Please see Section 8, Appendix O
for availability of various package types

Truth Table

CL†	D	R	S	Q	Q̄
—	0	0	0	0	1
—	1	0	0	1	0
—	x	0	0	Q	Q̄
x	x	1	0	0	1
x	x	0	1	1	0
x	x	1	1	1	1

No change
† = Level change
x = Don't care case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings (Notes 1 & 2)

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

DC Supply Voltage (V_{DD})	-0.5 V_{DC} to +18 V_{DC}
Input Voltage (V_{IN})	-0.5 V_{DC} to V_{DD} + 0.5 V_{DC}
Storage Temp. Range (T_S)	-65°C to +150°C
Power Dissipation (P_D)	
Dual-In-Line	700 mW
Small Outline	500 mW
Lead Temperature (T_L) (Soldering, 10 seconds)	260°C

Recommended Operating Conditions (Note 2)

DC Supply Voltage (V_{DD})	+3 V_{DC} to +15 V_{DC}
Input Voltage (V_{IN})	0 V_{DC} to V_{DD} . V_{DC}
Operating Temperature Range (T_A)	
CD4013BM	-55°C to +125°C
CD4013BC	-40°C to +85°C

DC Electrical Characteristics CD4013BM (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	-55°C		+25°C			+125°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I_{DD}	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V, V_{IN} = V_{DD}$ or V_{SS}		1.0			1.0		30	μA
		$V_{DD} = 10V, V_{IN} = V_{DD}$ or V_{SS}		2.0			2.0		60	μA
		$V_{DD} = 15V, V_{IN} = V_{DD}$ or V_{SS}		4.0			4.0		120	μA
V_{OL}	Low Level Output Voltage	$ I_{OL} < 1.0 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V$		0.05			0.05		0.05	V
		$V_{DD} = 10V$		0.05			0.05		0.05	V
V_{OH}	High Level Output Voltage	$ I_{OH} < 1.0 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V$	4.95		4.95			4.95		V
		$V_{DD} = 10V$	9.95		9.95			9.95		V
V_{IL}	Low Level Input Voltage	$ I_{IL} < 1.0 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$ or 4.5V		1.5			1.5		1.5	V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1.0V$ or 9.0V		3.0			3.0		3.0	V
V_{IH}	High Level Input Voltage	$ I_{IH} < 1.0 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$ or 4.5V	3.5		3.5			3.5		V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1.0V$ or 9.0V	7.0		7.0			7.0		V
I_{OL}	Low Level Output Current (Note 3)	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.4V$	0.64		0.51	0.88		0.38		mA
		$V_{DD} = 10V, V_O = 0.5V$	1.6		1.3	2.25		0.9		mA
		$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$	4.2		3.4	8.8		2.4		mA
I_{OH}	High Level Output Current (Note 3)	$V_{DD} = 5V, V_O = 4.6V$	-0.64		-0.51	-0.88		-0.36		mA
		$V_{DD} = 10V, V_O = 9.5V$	-1.6		-1.3	-2.25		-0.9		mA
		$V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V$	-4.2		-3.4	-8.8		-2.4		mA
I_{IN}	Input Current	$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 0V$		-0.1		-10^{-5}		-0.1		μA
		$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 15V$		0.1		10^{-5}		0.1		μA

DC Electrical Characteristics CD4013BC (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	-40°C		+25°C			+85°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I_{DD}	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V, V_{IN} = V_{DD}$ or V_{SS}		4.0			4.0		30	μA
		$V_{DD} = 10V, V_{IN} = V_{DD}$ or V_{SS}		8.0			8.0		60	μA
		$V_{DD} = 15V, V_{IN} = V_{DD}$ or V_{SS}		16.0			16.0		120	μA
V_{OL}	Low Level Output Voltage	$ I_{OL} < 1.0 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V$		0.05			0.05		0.05	V
		$V_{DD} = 10V$		0.05			0.05		0.05	V
V_{OH}	High Level Output Voltage	$ I_{OH} < 1.0 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V$	4.95		4.95			4.95		V
		$V_{DD} = 10V$	9.95		9.95			9.95		V
V_{IL}	Low Level Input Voltage	$ I_{IL} < 1.0 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$ or 4.5V		1.5			1.5		1.5	V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1.0V$ or 9.0V		3.0			3.0		3.0	V
V_{IH}	High Level Input Voltage	$ I_{IH} < 1.0 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$ or 4.5V		3.0			3.0		3.0	V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1.0V$ or 9.0V		4.0			4.0		4.0	V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DC Electrical Characteristics CD4013BC (Note 2) (Continued)

Symbol	Parameter	Conditions	-40°C		+25°C			+85°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
V _{IH}	High Level Input Voltage	I _O < 1.0 μA								
		V _{DD} = 5V, V _O = 0.5V or 4.5V	3.5		3.5			3.5		V
		V _{DD} = 10V, V _O = 1.0V or 9.0V	7.0		7.0			7.0		V
		V _{DD} = 15V, V _O = 1.5V or 13.5V	11.0		11.0			11.0		V
I _{OL}	Low Level Output Current (Note 3)	V _{DD} = 5V, V _O = 0.4V	0.52		0.44	0.88		0.36		mA
		V _{DD} = 10V, V _O = 0.5V	1.3		1.1	2.25		0.9		mA
		V _{DD} = 15V, V _O = 1.5V	3.6		3.0	8.8		2.4		mA
I _{OH}	High Level Output Current (Note 3)	V _{DD} = 5V, V _O = 4.6V	-0.52		-0.44	-0.88		-0.36		mA
		V _{DD} = 10V, V _O = 9.5V	-1.3		-1.1	-2.25		-0.9		mA
		V _{DD} = 15V, V _O = 13.5V	-3.6		-3.0	-8.8		-2.4		mA
I _{IN}	Input Current	V _{DD} = 15V, V _{IN} = 0V		-0.3		-10 ⁻⁵	-0.3		-1.0	μA
		V _{DD} = 15V, V _{IN} = 15V		0.3		10 ⁻⁵	0.3		1.0	μA

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed, they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The tables of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provide conditions for actual device operation.

Note 2: V_{SS} = 0V unless otherwise specified.

Note 3: I_{OH} and I_{OL} are measured one output at a time.

AC Electrical Characteristics * T_A = 25°C, C_L = 50 pF, R_L = 200k, unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
CLOCK OPERATION						
t _{PHL} , t _{PLH}	Propagation Delay Time	V _{DD} = 5V		200	350	ns
		V _{DD} = 10V		80	160	ns
		V _{DD} = 15V		65	120	ns
t _{THL} , t _{TLH}	Transition Time	V _{DD} = 5V		100	200	ns
		V _{DD} = 10V		50	100	ns
		V _{DD} = 15V		40	80	ns
t _{WL} , t _{WH}	Minimum Clock Pulse Width	V _{DD} = 5V		100	200	ns
		V _{DD} = 10V		40	80	ns
		V _{DD} = 15V		32	65	ns
t _{ACL} , t _{FCL}	Maximum Clock Rise and Fall Time	V _{DD} = 5V			15	μs
		V _{DD} = 10V			10	μs
		V _{DD} = 15V			5	μs
t _{SU}	Minimum Set-Up Time	V _{DD} = 5V		20	40	ns
		V _{DD} = 10V		15	30	ns
		V _{DD} = 15V		12	25	ns
f _{CL}	Maximum Clock Frequency	V _{DD} = 5V	2.5	5		MHz
		V _{DD} = 10V	6.2	12.5		MHz
		V _{DD} = 15V	7.6	15.5		MHz
SET AND RESET OPERATION						
t _{PHL(R)} , t _{PLH(S)}	Propagation Delay Time	V _{DD} = 5V		150	300	ns
		V _{DD} = 10V		65	130	ns
		V _{DD} = 15V		45	90	ns
t _{WH(R)} , t _{WH(S)}	- Minimum Set and Reset Pulse Width	V _{DD} = 5V		90	180	ns
		V _{DD} = 10V		40	80	ns
		V _{DD} = 15V		25	50	ns
C _{IN}	Average Input Capacitance	Any Input		5	7.5	pF

* AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



LM158/LM258/LM358, LM158A/LM258A/LM358A, LM2904 Low Power Dual Operational Amplifiers

General Description

The LM158 series consists of two independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM158 series can be directly operated off of the standard +5 V_{DC} power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional ± 15 V_{DC} power supplies.

Unique Characteristics

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

Advantages

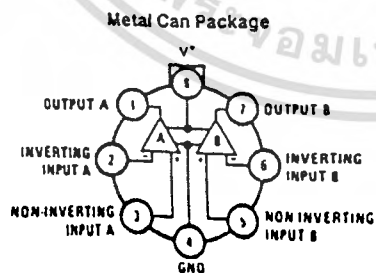
- Eliminates need for dual supplies
- Two internally compensated op amps in a single package

- Allows directly sensing near GND and V_{OUT} also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation
- Pin-out same as LM1558/LM1458 dual operational amplifier

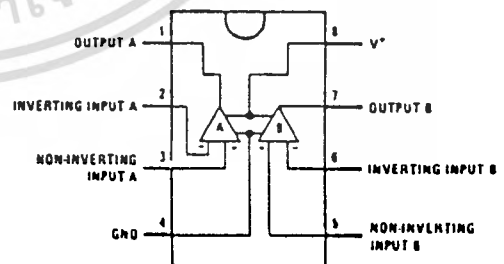
Features

- Internally frequency compensated for unity gain
- Large dc voltage gain 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain) (temperature compensated) 1 MHz
- Wide power supply range:
 - Single supply J V_{DC} to 32 V_{DC}
 - or dual supplies ± 1.5 V_{DC} to ± 16 V_{DC}
- Very low supply current drain (500 μ A)—essentially independent of supply voltage
- Low input biasing current (temperature compensated) 45 nA_{DC}
- Low input offset voltage and offset current 2 mV_{DC} 5 nA_{DC}
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing 0 V_{DC} to V⁺ - 1.5 V_{DC}

Connection Diagrams (Top Views)



Order Number LM158AH, LM158H, LM258AH, LM258H, LM358AH or LM358H
See NS Package Number H08C



Order Number LM158J, LM158AJ or LM358J
See NS Package Number J08A
Order Number LM358M, LM358AM or LM2904M
See NS Package Number M08A
Order Number LM358AN, LM358N or LM2904N
See NS Package Number N08E

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Continued) $V^+ = +5.0$ VDC. Note 4, unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM158A		LM258A		LM358A		LM158/LM258		LM358		LM2904		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = 15$ VDC; $T_A = 25^\circ\text{C}$. $R_L \geq 2$ k Ω . (For $V_O = 1$ VDC to 11 VDC)	50	100	50	100	25	100	50	100	25	100	25	100	V/mV
Common-Mode Rejection Ratio	DC, $T_A = 25^\circ\text{C}$. $V_{CM} = 0$ to $V^+ - 1.5$ VDC	70	85	70	85	65	85	85	85	65	85	50	70	dB
Power Supply Rejection Ratio	DC, $V^+ = 5$ VDC to 30 VDC (LM2904, $V^+ = 5$ VDC to 26 VDC), $T_A = 25^\circ\text{C}$	65	100	65	100	65	100	65	100	65	100	50	100	dB
Amplifier-to-Amplifier Coupling	$f = 1$ kHz to 20 kHz, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Input Referred), (Note 8)	-120		-120		-120		-120		-120		-120		dB
Output Current Source	$V_{IN}^+ = 1$ VDC; $V_{IN}^- = 0$ VDC; $V^+ = 15$ VDC. $V_O = 2$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	20	40	20	40	20	40	20	40	20	40	20	40	mADC
Sink	$V_{IN}^- = 1$ VDC; $V_{IN}^+ = 0$ VDC $V^+ = 15$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$. $V_O = 2$ VDC	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	mADC
Short Circuit to Ground	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Note 2). $V^+ = 15$ VDC	40	60	40	60	40	60	40	60	40	60	40	60	mADC
Input Offset Voltage	(Note 5)		±4		±4		±1.5		±1.7		±1.9		±10	mVDC
Input Offset Voltage Drift	$R_S = 0\Omega$		7		7		7		7		7		7	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current	$ I_{IN}^+ - I_{IN}^- $		±30		±30		±1.75		±1.00		±1.50		±4.5 ±200	nADC
Input Offset Current Drift	$R_S = 0\Omega$		10		10		10		10		10		10	pADC/°C
Input Bias Current	$ I_{IN}^+ $ or $ I_{IN}^- $		40		40		40		40		40		40	nADC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Continued) $V^+ = +5.0\text{ VDC}$, Note 4, unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM158A		LM258A		LM358A		LM158/LM258		LM358		LM2904		Units		
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max			
Input Common-Mode Voltage Range	$V^+ = 30\text{ VDC}$ (Note 7) (LM2904, $V^+ = 26\text{ VDC}$)	0		$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	VDC	
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = +15\text{ VDC}$ ($V_O = 1\text{ VDC}$ to 11 VDC) $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	25		25		15		25		15		15		V/mV		
Output Voltage Swing														VDC		
VOH	$V^+ = +30\text{ VDC}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ (LM2904, $V^+ = 26\text{ VDC}$)	26	27	28	26	27	28	26	27	28	26	27	28	23	24	VDC
VOL	$V^+ = 5\text{ VDC}$, $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	5	5	20	5	5	20	5	5	20	5	5	20	5	100	mVDC
Output Current															mADC	
Source	$V_O = 2\text{ VDC}$ $V^+ = +1\text{ VDC}$, $V_{IN}^- = 0\text{ VDC}$, $V^+ = 15\text{ VDC}$	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20		mADC	
Sink	$V_{IN}^- = +1\text{ VDC}$, $V_{IN}^+ = 0\text{ VDC}$, $V^+ = 15\text{ VDC}$	10	15	5	8	5	8	5	6	5	6	5	6		mADC	

Note 1: For operating at high temperatures, the LM358/LM358A, LM2904 must be derated based on a 125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 120°C/W , which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM258/LM258A and LM158/LM158A can be derated based on a 150°C maximum junction temperature. The derating is the total of both junction-to-ambient and junction-to-board, where possible, to allow the junction to saturate or to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.

Note 2: Short circuits from the output to V^+ can cause excessive heating and eventual destruction. When considering short circuits to ground, the maximum output current is approximately 40 mA , independent of the magnitude of V^+ . All values of supply voltage in excess of $+15\text{ VDC}$. Continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

Note 3: This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode elements. In addition to the diode action, there is also initial NPN parasitic transistor action on the IC chip. The transistor action can cause the output voltage of the op amp to go to the V^+ voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will be re-established when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than -0.3 VDC (at 25°C).

Note 4: These specifications are limited to 55°C , T_A , 175°C for the LM158/LM158A with the LM258/LM258A, all temperature specifications are limited to 25°C , T_A , $+85^\circ\text{C}$, the LM258/LM258A temperature specifications are limited to 0°C , T_A , $+70^\circ\text{C}$, and the LM2904 specifications are limited to 40°C , T_A , $+85^\circ\text{C}$.

Note 5: $V_O = 1.4\text{ VDC}$, $I_S = 011$ with V^+ from 5 VDC to 30 VDC , and over the full input common-mode range (0 VDC to $V^+ - 1.5\text{ VDC}$) at 25°C . For $V_O = 26\text{ VDC}$, V^+ from 5 VDC to 26 VDC .

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

Note 7: The input common-mode voltage of either input signal should not be allowed to go negative by more than 0.3 VDC (at 25°C). The upper range of the common-mode voltage range is $V^+ - 1.5\text{ V}$ (at 25°C), but either or both inputs can go to $+32\text{ V}$ (input terminal 1), independent of the magnitude of V^+ .

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

Note 9: Refer to RCT5155AX for LM158A military specifications and to RCT5158AX for LM158 military specifications.

Note 10: Human body model; $1.5\text{ k}\Omega$ in series with 100 pF .



CD4066BM/CD4066BC Quad Bilateral Switch

General Description

The CD4066BM/CD4066BC is a quad bilateral switch intended for the transmission or multiplexing of analog or digital signals. It is pin-for-pin compatible with CD4016BM/CD4016BC, but has a much lower "ON" resistance, and "ON" resistance is relatively constant over the input-signal range.

- Extremely low "OFF" switch leakage @ $V_{DD} - V_{SS} = 10V, T_A = 25^\circ C$ 0.1 nA (typ.)
- Extremely high control input impedance $10^{12} \Omega$ (typ.)
- Low crosstalk between switches @ $f_{is} = 0.9 \text{ MHz}, R_L = 1 \text{ k}\Omega$ -50 dB (typ.)
- Frequency response, switch "ON" 40 MHz (typ.)

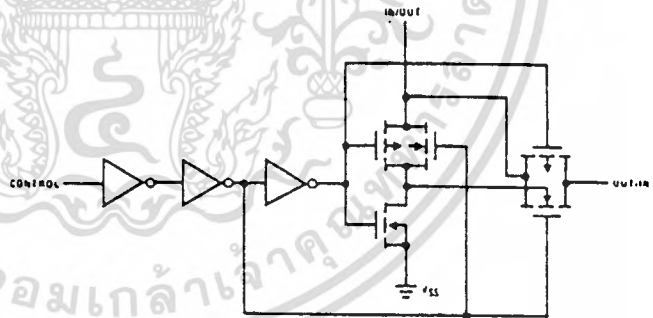
Features

- Wide supply voltage range 3V to 15V
- High noise immunity $0.45 V_{DD}$ (typ.)
- Wide range of digital and analog switching $\pm 7.5 V_{PEAK}$
- "ON" resistance for 15V operation 80 Ω
- Matched "ON" resistance over 15V signal input $\Delta R_{ON} = 5 \Omega$ (typ.)
- "ON" resistance flat over peak-to-peak signal range
- High "ON"/"OFF" output voltage ratio @ $f_{is} = 10 \text{ kHz}, R_L = 10 \text{ k}\Omega$ 65 dB (typ.)
- High degree linearity 0.1% distortion (typ.)
- High degree linearity @ $f_{is} = 1 \text{ kHz}, V_{is} = 5V_{p-p}$
- High degree linearity $V_{DD} - V_{SS} = 10V, R_L = 10 \text{ k}\Omega$

Applications

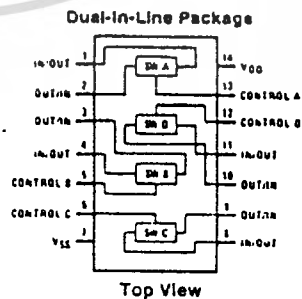
- Analog signal switching/multiplexing
 - Signal gating
 - Squelch control
 - Chopper
 - Modulator/Demodulator
 - Commutating switch
- Digital signal switching/multiplexing
- CMOS logic implementation
- Analog-to-digital/digital-to-analog conversion
- Digital control of frequency, impedance, phase, and analog-signal-gain

Schematic and Connection Diagrams



Order Number CD4066B*

*Please look into Section 8, Appendix D for availability of various package types.



TL/F/5665-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings (Notes 1 & 2)

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

Supply Voltage (V_{DD})	-0.5V to +18V
Input Voltage (V_{IN})	-0.5V to $V_{DD} + 0.5V$
Storage Temperature Range (T_S)	-65°C to +150°C
Power Dissipation (P_D)	
Dual-In-Line	700 mW
Small Outline	500 mW
Lead Temperature (T_L) (Soldering, 10 seconds)	300°C

Recommended Operating Conditions (Note 2)

Supply Voltage (V_{DD})	3V to 15V
Input Voltage (V_{IN})	0V to V_{DD}
Operating Temperature Range (T_A)	
CD4066BM	-55°C to +125°C
CD4066BC	-40°C to +85°C

DC Electrical Characteristics CD4066BM (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	-55°C		+25°C			+125°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I_{DD}	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V$		0.25		0.01	0.25		7.5	μA
		$V_{DD} = 10V$		0.5		0.01	0.5		15	μA
		$V_{DD} = 15V$		1.0		0.01	1.0		30	μA
SIGNAL INPUTS AND OUTPUTS										
R_{ON}	"ON" Resistance	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ to $\frac{V_{DD}-V_{SS}}{2}$ $V_C = V_{DD}, V_{IS} = V_{SS}$ to V_{DD} $V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		800 310 200		270 120 80	1050 400 240		1300 550 320	Ω Ω Ω
ΔR_{ON}	Δ "ON" Resistance Between any 2 of 4 Switches	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ to $\frac{V_{DD}-V_{SS}}{2}$ $V_C = V_{DD}, V_{IS} = V_{SS}$ to V_{DD} $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$				10 5				Ω Ω
I_{IS}	Input or Output Leakage Switch "OFF"	$V_C = 0$ $V_{IS} = 15V$ and $0V$, $V_{OS} = 0V$ and $15V$		± 50		± 0.1	± 50		± 500	nA
CONTROL INPUTS										
V_{ILC}	Low Level Input Voltage	$V_{IS} = V_{SS}$ and V_{DD} $V_{OS} = V_{DD}$ and V_{SS} $I_{IS} = \pm 10\text{ }\mu A$ $V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		1.5 3.0 4.0		2.25 4.5 6.75	1.5 3.0 4.0		1.5 3.0 4.0	V V V
V_{IHC}	High Level Input Voltage	$V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ (see note 6) $V_{DD} = 15V$	3.5 7.0 11.0		3.5 7.0 11.0	2.75 5.5 8.25		3.5 7.0 11.0	V V V	
I_{IN}	Input Current	$V_{DD} - V_{SS} = 15V$ $V_{DD} \geq V_{IS} \geq V_{SS}$ $V_{DD} \geq V_C \geq V_{SS}$		± 0.1		$\pm 10^{-5}$	± 0.1		± 1.0	μA

DC Electrical Characteristics CD4066BC (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	-40°C		+25°C			+85°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I_{DD}	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V$		1.0		0.01	1.0		7.5	μA
		$V_{DD} = 10V$		2.0		0.01	2.0		15	μA
		$V_{DD} = 15V$		4.0		0.01	4.0		30	μA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DC Electrical Characteristics (Continued) CD4066BC (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	-40°C		+25°C			+85°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
SIGNAL INPUTS AND OUTPUTS										
R _{ON}	"ON" Resistance	R _L = 10 kΩ to $\frac{V_{DD}-V_{SS}}{2}$ V _C = V _{DD} , V _{SS} to V _{DD} V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		850 330 210		270 120 80	1050 400 200		1200 520 300	Ω Ω Ω
ΔR _{ON}	Δ"ON" Resistance Between Any 2 of 4 Switches	R _L = 10 kΩ to $\frac{V_{DD}-V_{SS}}{2}$ V _{CC} = V _{DD} , V _{IS} = V _{SS} to V _{DD} V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V				10 5				Ω Ω
I _{IS}	Input or Output Leakage Switch "OFF"	V _C = 0		± 50		± 0.1	± 50		± 200	nA
CONTROL INPUTS										
V _{ILC}	Low Level Input Voltage	V _{IS} = V _{SS} and V _{DD} V _{OS} = V _{DD} and V _{SS} I _{IS} = ± 10 μA V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		1.5 3.0 4.0		2.25 4.5 6.75	1.5 3.0 4.0		1.5 3.0 4.0	V V V
V _{IHC}	High Level Input Voltage	V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V (See note 6) V _{DD} = 15V	3.5 7.0 11.0		3.5 7.0 11.0	2.75 5.5 8.25		3.5 7.0 11.0		V V V
I _{IN}	Input Current	V _{DD} - V _{SS} = 15V V _{DD} ≥ V _{IS} ≥ V _{SS} V _{DD} ≥ V _C ≥ V _{SS}		± 0.3		± 10 ⁻⁵	± 0.3		± 1.0	μA

AC Electrical Characteristics* T_A = 25°C, t_r = t_f = 20 ns and V_{SS} = 0V unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
t _{PHL} , t _{PLH}	Propagation Delay Time Signal Input to Signal Output	V _C = V _{DD} , C _L = 50 pF, (Figure 1) R _L = 200k V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V			25 15 10	ns ns ns
t _{PZH} , t _{PZL}	Propagation Delay Time Control Input to Signal Output High Impedance to Logical Level	R _L = 1.0 kΩ, C _L = 50 pF, (Figures 2 and 3) V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V			125 60 50	ns ns ns
t _{PHZ} , t _{PLZ}	Propagation Delay Time Control Input to Signal Output Logical Level to High Impedance Sine Wave Distortion Frequency Response-Switch "ON" (Frequency at -3 dB)	R _L = 1.0 kΩ, C _L = 50 pF, (Figures 2 and 3) V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V V _C = V _{DD} = 5V, V _{SS} = -5V R _L = 10 kΩ, V _{IS} = 5V _{p-p} , f = 1 kHz, (Figure 4) V _C = V _{DD} = 5V, V _{SS} = -5V, R _L = 1 kΩ, V _{IS} = 5V _{p-p} , 20 Log ₁₀ V _{OS} /V _{OS} (1 kHz) - dB, (Figure 4)			125 60 50 0.1 40	ns ns ns % MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AC Electrical Characteristics* (Continued) $T_A = 25^\circ\text{C}$, $t_r = t_f = 20\text{ ns}$ and $V_{SS} = 0\text{V}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
	Feedthrough — Switch "OFF" (Frequency at -50 dB)	$V_{DD} = 5.0\text{V}$, $V_{CC} = V_{SS} = -5.0\text{V}$, $R_L = 1\text{ k}\Omega$, $V_{IS} = 5.0\text{V}_{p-p}$, 20 Log_{10} , $V_{OS}/V_{IS} = -50\text{ dB}$, (Figure 4)		1.25		
	Crosstalk Between Any Two Switches (Frequency at -50 dB)	$V_{DD} = V_{C(A)} = 5.0\text{V}$; $V_{SS} = V_{C(B)} = 5.0\text{V}$, $R_L = 1\text{ k}\Omega$, $V_{IS(A)} = 5.0\text{V}_{p-p}$, 20 Log_{10} , $V_{OS(B)}/V_{IS(A)} = -50\text{ dB}$ (Figure 5)		0.9		MHz
	Crosstalk; Control Input to Signal Output	$V_{DD} = 10\text{V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $R_{IN} = 1.0\text{ k}\Omega$, $V_{CC} = 10\text{V}$ Square Wave, $C_L = 50\text{ pF}$ (Figure 6)		150		mV _{p-p}
	Maximum Control Input	$R_L = 1.0\text{ k}\Omega$, $C_L = 50\text{ pF}$, (Figure 7) $V_{OS(\eta)} = 1/2 V_{OS}(1.0\text{ kHz})$ $V_{DD} = 5.0\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		6.0 8.0 8.5		MHz MHz MHz
C_{IS}	Signal Input Capacitance			8.0		pF
C_{OS}	Signal Output Capacitance	$V_{DD} = 10\text{V}$		8.0		pF
C_{IOS}	Feedthrough Capacitance	$V_C = 0\text{V}$		0.5		pF
C_{IN}	Control Input Capacitance			5.0	7.5	pF

*AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing.

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. They are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The tables of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provide conditions for actual device operation.

Note 2: $V_{SS} = 0\text{V}$ unless otherwise specified.

Note 3: These devices should not be connected to circuits with the power "ON".

Note 4: In all cases, there is approximately 5 pF of probe and jig capacitance in the output, however, this capacitance is included in C_L wherever it is specified.

Note 5: V_{IS} is the voltage at the in/out pin and V_{OS} is the voltage at the out/in pin. V_C is the voltage at the control input.

Note 6: Conditions for V_{CIC} : a) $V_{IS} = V_{DD}$, I_{CIS} - standard B series I_{OH} ; b) $V_{IS} = 0\text{V}$, I_{CIS} - standard B series I_{OL} .

AC Test Circuits and Switching Time Waveforms



FIGURE 1. t_{pHL} , t_{pLH} Propagation Delay Time Signal Input to Signal Output



FIGURE 2. t_{pZH} , t_{pHZ} Propagation Delay Time Control to Signal Output

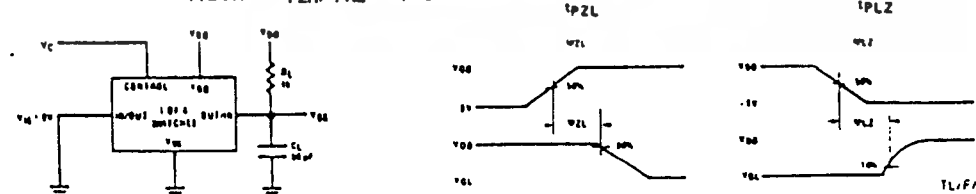


FIGURE 3. t_{pZL} , t_{pLZ} Propagation Delay Time Control to Signal Output

TL/F/5665-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้



LM386 Low Voltage Audio Power Amplifier

General Description

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

The inputs are ground referenced while the output is automatically biased to one half the supply voltage. The quiescent power drain is only 24 milliwatts when operating from a 6 volt supply, making the LM386 ideal for battery operation.

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

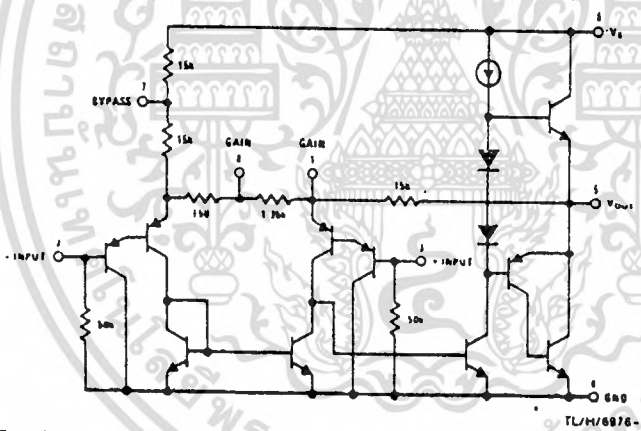
Features

- Battery operation
- Minimum external parts
- Wide supply voltage range 4V-12V or 5V-18V
- Low quiescent current drain 4 mA

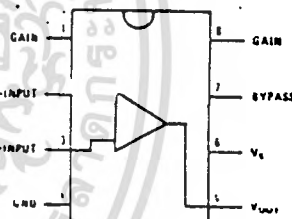
Applications

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

Equivalent Schematic and Connection Diagrams



Dual-in-Line and Small Outline Packages

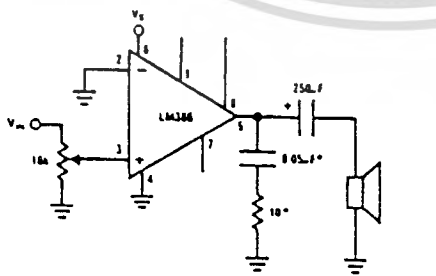


Top View

Order Number LM386M-1, LM386N-1, LM386N-3 or LM386N-4 See NS Package Number M08A or N08E*

Typical Applications

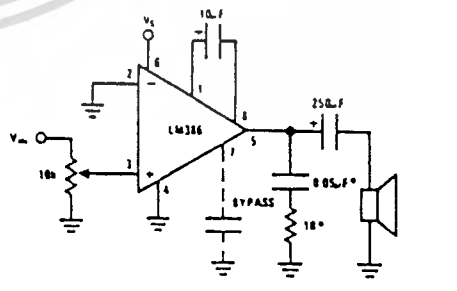
Amplifier with Gain = 20 Minimum Parts



TL/H/6976-3

*Required for LM386N-4 only

Amplifier with Gain = 200



TL/H/6976-4

*Required for LM386N-4 only.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

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

Supply Voltage (LM386N-1, -3, LM386M-1)	15V
Supply Voltage (LM386N-4)	22V
Package Dissipation (Note 1) (LM386N)	1.25W
(LM386M)	0.73W
Input Voltage	±0.4V
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Operating Temperature	0°C to +70°C

Junction Temperature	+150°C
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 sec)	+260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 sec)	+215°C
Infrared (15 sec)	+220°C

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

Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Operating Supply Voltage (V_S)		4		12	V
LM386N-1, -3, LM386M-1		5		18	V
LM386N-4					
Quiescent Current (I_Q)	$V_S = 6V, V_{IN} = 0$		4	8	mA
Output Power (P_{OUT})					
LM386N-1, LM386M-1	$V_S = 6V, R_L = 8\Omega, THD = 10\%$	250	325		mW
LM386N-3	$V_S = 9V, R_L = 8\Omega, THD = 10\%$	500	700		mW
LM386N-4	$V_S = 16V, R_L = 32\Omega, THD = 10\%$	700	1000		mW
Voltage Gain (A_V)	$V_S = 6V, f = 1\text{ kHz}$ $10\ \mu\text{F}$ from Pin 1 to 8		26		dB
			46		dB
Bandwidth (BW)	$V_S = 0V, \text{Pins 1 and 8 Open}$		300		kHz
Total Harmonic Distortion (THD)	$V_S = 6V, R_L = 8\Omega, P_{OUT} = 125\text{ mW}$ $f = 1\text{ kHz, Pins 1 and 8 Open}$		0.2		%
Power Supply Rejection Ratio (PSRR)	$V_S = 6V, f = 1\text{ kHz, } C_{BYPASS} = 10\ \mu\text{F}$ Pins 1 and 8 Open, Referred to Output		50		dB
Input Resistance (R_{IN})			50		k Ω
Input Bias Current (I_{BIAS})	$V_S = 6V, \text{Pins 2 and 3 Open}$		250		nA

Note 1: For operation in ambient temperatures above 25°C, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and 1) a thermal resistance of 80°C/W junction to ambient for the dual-in-line package and 2) a thermal resistance of 170°C/W for the small outline package.

Application Hints

GAIN CONTROL

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

Additional external components can be placed in parallel with the internal feedback resistors to tailor the gain and frequency response for individual applications. For example, we can compensate poor speaker bass response by frequency shaping the feedback path. This is done with a series RC from pin 1 to 5 (paralleling the internal 15 k Ω resistor). For 6 dB effective bass boost: $R = 15\text{ k}\Omega$, the lowest value for good stable operation is $R = 10\text{ k}\Omega$ if pin 8 is open. If pins 1 and 8 are bypassed then R as low as 2 k Ω can be used. This restriction is because the amplifier is only compensated for closed-loop gains greater than 9.

INPUT BIASING

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้