



เครื่องป้องกันการดักฟัง
AUDIO SCRAMBLER



ปริญญาานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2538

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไปว่ากรณีใดที่ผู้รับแจ้งจะแจ้งหน่วยงานที่เกี่ยวข้องและขอแจ้งให้หน่วยงานที่เกี่ยวข้องทราบและแจ้งให้หน่วยงานที่เกี่ยวข้อง

เครื่องป้องกันการดักฟัง
AUDIO SCRAMBLER



ปริญญาโทสำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ปีการศึกษา 2538
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทบริหารการศึกษา 2538

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง เครื่องป้องกันการดักฟัง

AUDIO SCRAMBLER

ผู้จัดทำ

1. นางสาวชุตีพร นวลบุญ รหัส 35104120
2. นายธนะชัย ประเสริฐวุฒิวัดณา รหัส 35104169



(รศ.ดร. จิวัดมน์ กิรานนท์)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องป้องกันการดักฟัง

AUDIO SCRAMBLER

โดย นางสาวชุลีพร นวลบุญ
นายธนะชัย ประเสริฐภูมิวัฒนา

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์

บทคัดย่อ

ในโครงการนี้เป็นการศึกษาและออกแบบวงจรเครื่องป้องกันการดักฟังแบบอนาล็อก ที่สามารถนำไปใช้ในการสื่อสารทางสัญญาณเสียง ใช้หลักการเข้ารหัสแบบกลับสเปกตรัมของสัญญาณเสียง ซึ่งใช้หลักการมอดูเลเตอร์แบบบาลานซ์ (BALANCE MODULATOR) ระหว่างสัญญาณเสียงและสัญญาณพาหะ แถบความถี่ด้านต่ำจะกลับสเปกตรัม ซึ่งใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านกรอง จึงทำให้คนที่มาดักฟังไม่สามารถเข้าใจข้อความได้

ABSTRACT

The purpose of this project is to study and design the audio scramble technique which can be applied to communication network such as telephone and radio transmission. This technique is based on spectrum inversion of audio signal, the spectrum will be interchanged from left to right. This method employs "Balance Modulator" to modulate carrier signal with an audio signal to inverse audio spectrum. After the modulated signal is fed to low pass filter, the signal will be scrambled.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้าที่
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการทำงาน	2
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้างวงจร	50
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	61
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์	67

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

บรรณานุกรม



สารบัญภาพ

ลำดับ - ชื่อภาพ	หน้าที่
2.1 ช่วงความถี่สัญญาณเสียง	3
2.2 ช่วงความถี่สัญญาณเสียงที่มีการกลับสเปกตรัม	3
2.3 หลักการ Band - shift inversion	4
2.4 Band scrambling technique	5
2.5 Time element scrambler	6
2.6 รูปคลื่นในวงจรของการทำงานของ ไอซี 7655	8
2.7 บาลานซ์มอดูเลเตอร์	10
2.8 วงบาลานซ์มอดูเลเตอร์	11
2.9 หลักการทำงานของวงมอดูเลเตอร์ (ในสถานะที่ป้อน RF อย่างเดียว)	12
2.10 การทำงานของวงมอดูเลเตอร์เมื่อป้อนสัญญาณออดิโอเข้าไปมอดูเลต	12
2.11 รูปคลื่นต่าง ๆ ในวงจรทรานซิสเตอร์	13
2.12 บาลานซ์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรดิฟเฟอเรนเชียล	14
2.13 IC ที่ใช้ในบาลานซ์มอดูเลเตอร์	15
2.14 วงจรพื้นฐานของวงจรขยายความแตกต่าง	16
2.15 การป้อนอินพุตเข้าสู่วงจรขยายความแตกต่าง	17
2.16 วงจรสมมูลในรูป 2.5 ก	18
2.17 การป้อนอินพุตแบบสมมูลในดิฟเฟอเรนเชียลโหมด	19
2.18 การป้อนอินพุตแบบไม่สมมูลในดิฟเฟอเรนเชียลโหมด	19
2.19 คอมมอนโหมด	20
2.20 วงจรคุณสมบัติสัญญาณ	22
2.21 วงจรคุณสมบัติสัญญาณเมื่อป้อนสัญญาณ X ,Y เข้ามา	24
2.22 ผลของการคุณสมบัติสัญญาณ E_c กับ E_m ได้คลื่น AM	25
2.23 วงจรผสมสัญญาณแบบสมมูล	28
2.24 สเปกตรัมความถี่สำหรับวงจรผสมสัญญาณแบบสมมูล	29
2.25 สาธิตวิธีการสร้างวงจรผสมสัญญาณทั้งแบบสมมูลและแบบมาตรฐาน	31
2.26 สเปกตรัมความถี่สำหรับวงจรผสมสัญญาณ AM แบบมาตรฐาน	
เมื่อป้อน $f_c = 10\text{kHz}$ และ $f_m = 1\text{ kHz}$	32
2.27 เปรียบเทียบลักษณะสัญญาณที่เกิดจากการผสมสัญญาณทั้งสองแบบ	33
2.28 วงจรถอดสัญญาณหรือดีมอดูเลเตอร์คือวงจรคุณสมบัติสัญญาณต่อร่วมกับวงจรกรองความถี่ต่ำ	33
2.29 รูปคลื่นสัญญาณ ณ ตำแหน่งต่าง ๆ ของวงจรผสมสัญญาณมาจนถึงวงจรการถอดลำดับ	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลำดับที่ -ชื่อภาพ	หน้าที่
2.30 แสดงวงจรและสัญญาณที่จุดต่าง ๆ	36
2.31 การกำเนิดสัญญาณ SSB โดยใช้ฟิลเตอร์	39
2.32 ย่านความถี่ผ่านของไซด์แบนด์ฟิลเตอร์	39
2.33 การสวิตช์เลือกไซด์แบนด์ทั้งสองแบบ	40
2.34 วงจรโปรดัคต์ดีเทคเตอร์	41
2.35 ดี-ฟลิปฟลอป	43
2.36 การต่อ ดี-ฟลิปฟลอปในการทำงานแบบท็อกเกิล	46
3.1 การทำงานอย่างง่ายของวงจรรองความถี่	48
3.2 วงจรรองความถี่	53
3.3 ผลจากการ PLOT ด้วย MATHCAD ตามสมการ 3.15	54
3.4 ผลจากการ PLOT ด้วย MATHCAD ตามสมการ 3.17	55
3.5 โครงสร้างภาคส่งเครื่องป้องกันการดักฟัง	56
3.6 วงจรภาคส่ง	57
3.7 โครงสร้างทางด้านรับเครื่องป้องกันการดักฟัง	58
3.8 วงจรทางภาครับ ของเครื่องป้องกันการดักฟัง	61
4.1 แสดงสัญญาณ 14 kHz ที่สร้างจากไอซี 7555	61
4.2 แสดงสัญญาณ 14 kHz และสัญญาณที่ถูกหารสอง	62
4.3 แสดงสัญญาณพาหะ 3.5 kHz ที่วัดจากขา 13 ของไอซี 4013	62
4.4 สัญญาณพาหะ sine wave ความถี่ 3.5kHz ที่ออกจาก BPFและจะนำไปมอดูเลต	63
4.5 สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแบบบาลานซ์	63
4.6 สัญญาณtest tone ที่ผ่านการ scramble	64
4.7 สัญญาณtest tone ที่ผ่านการ descramble	65
4.8 สัญญาณเสียงจริงที่ผ่านการ scramble	66
4.9 สัญญาณเสียงจริงที่ผ่านการ descramble	67

บทที่ 1

บทนำ

ในบางครั้ง การติดต่อสื่อสารระหว่างกันทางโทรศัพท์ มีการป้องกันให้บุคคลอื่นมารับรู้ข่าวสาร จึงมีการคิดค้นหาวิธีการป้องกันการดักฟังและปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารได้พัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็ว การป้องกันการดักฟังถูกพัฒนาตามลำดับโดยเฉพาะกิจการที่เกี่ยวกับความปลอดภัยของชีวิต หรือกิจการทหาร จะต้องมีการสื่อสารสัญญาณให้ผู้มาดักฟังไม่สามารถเข้าใจในข่าวสารได้ โดยมีการทำให้สัญญาณข่าวสารมีการเปลี่ยนแปลงไป หรือผิดเพี้ยนไปไม่สามารถรับรู้ นอกเสียจากต้องนำสัญญาณไปผ่านตัวถอดรหัสที่มีความสัมพันธ์กับทางด้านเข้ารหัสด้านส่งสัญญาณ จึงจะสามารถรับฟังได้

สเปกตรัมของสัญญาณต้นกำเนิด ก่อนทำการส่งสัญญาณนั้น รวมทั้งการสร้างสัญญาณรบกวนเทียมเพิ่มเข้าไปในระบบการติดต่อสื่อสาร เพื่อให้เครื่องรับทั่วไปเกิดสัญญาณรบกวนเทียมเข้ามาไปในระบบ ไม่สามารถ รับข่าวสารได้เนื่องจากแยกสัญญาณข่าวสารจากสัญญาณรบกวนไม่ได้

โดยการกลับสเปกตรัมความถี่ ของสัญญาณเสียง ซึ่งทำได้โดยการผสมสัญญาณแบบบาลานซ์ มอดูเลเตอร์ (Balance modulator) เป็นการผสมคลื่นชนิด AM (Amplitude Modulation) โดยการกลับสเปกตรัมของความถี่จะถูกพลิกกลับซ้าย-ขวา ทำให้สัญญาณเสียงที่ออกมาเพี้ยน ฟังไม่รู้เรื่อง วิธีการที่จะฟังให้รู้เรื่องคือ วิธีการกลับสเปกตรัมความถี่ตามเดิม

ในโครงการ ในการศึกษานี้ได้แบ่งส่วนศึกษาเป็นส่วนที่เกี่ยวข้องกับวงจรป้องกันการดักฟัง ส่วนแรกจะศึกษาวิธีการผสมสัญญาณแบบบาลานซ์ การสร้างสัญญาณพาหะที่เป็นสัญญาณพัลส์ (pulse) การออกแบบวงจรกรองความถี่เบื้องต้นและการใช้ ไอซีสำเร็จรูปในการออกแบบวงจรกรองความถี่ และวงจรการถอดรหัสสัญญาณเสียง

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการทำงาน

2.1)ประเภทของการเข้ารหัสเสียงพูด

ในการติดต่อสื่อสาร การติดต่อชนิดต่าง ๆ ที่มีอยู่นั้น มีจุดประสงค์เพียงเพื่อสื่อข่าวสารที่ถูกต้องและรวดเร็ว ลดค่าใช้จ่ายในการเดินทาง แต่ในการติดต่อข่าวสารบางอย่างจำเป็นต้องรักษาข่าวสารเพื่อป้องกันการรั่วไหล ปัญหาหลักที่ผู้ออกแบบจำเป็นต้องมีเครื่องมือป้องกัน คือ การใช้ความก้าวหน้าและทันสมัยในการนำเทคนิคใหม่ ๆ มาใช้ ซึ่งมีหลายเทคนิคจำเป็นต้องมีข้อจำกัด และกฎข้อบังคับสำหรับการสื่อสารประเภทนั้น ตัวอย่างเช่น การกำหนดย่านความถี่ (bandwidth) ของระบบโทรศัพท์และวิทยุ และสิ่งหนึ่งที่ต้องการการคำนึงถึง คือ คุณภาพของเสียงที่ใช้ในระบบสื่อสารประเภทนั้น ว่ามีความชัดเจนเพียงใด ความชัดเจนของเสียงจะไม่เพิ่มขึ้น ถ้าระบบการสื่อสารโยงการส่งผ่าน (transmission link) ไม่ดีพอ การย่ำข่าวสารเพื่อการถูกต้อง เนื่องจากเหตุผลดังกล่าว เป็นการไม่ปลอดภัยในข่าวสารนั้น จึงควรพิจารณาถึงความเหมาะสมกับการนำไปใช้งานสำหรับแต่ละชนิดของเครื่องป้องกัน และชนิดของระบบเชื่อมโยงการส่งผ่านที่ใช้อยู่

การเข้ารหัสเสียงพูด (Encryping speech) แบ่งตามเทคนิคได้ 2 วิธี คือ

1. การเข้ารหัสทาง Digital
2. การเข้ารหัสทาง Analog

การเข้ารหัสเสียงพูดด้วยวิธีการอนาลอก (Analog encryping speed)

มีด้วยกันหลายวิธีเช่น

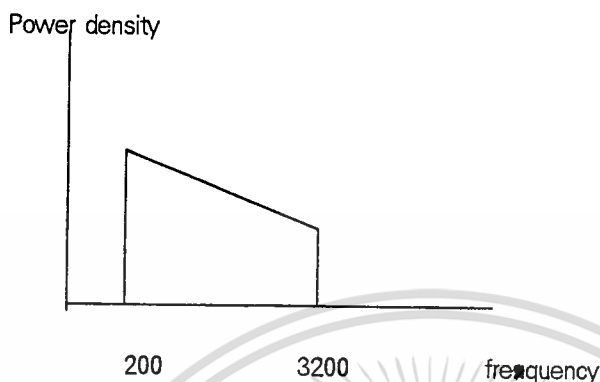
1. Speech invertioh
2. Band - shift inversion
3. Bandscribler or bandslitter
4. Time Element Scribler

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายละเอียดของการเข้ารหัสแต่ละชนิด

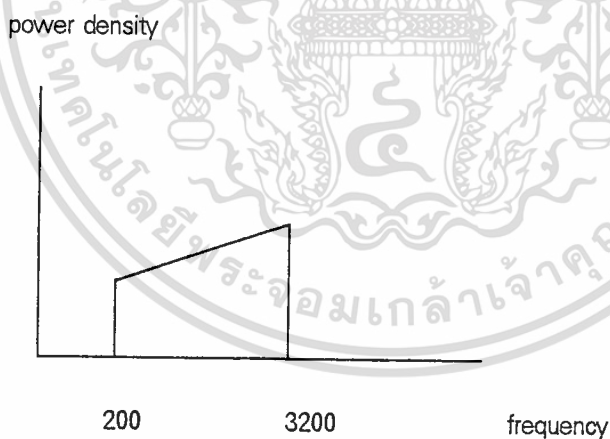
Speech inversion

Speech inversion เป็นการสแครมบลิง (scrambling) ความถี่แบบแบบหนึ่งที่เรารู้จักกันดี สมมติว่าเรามีสัญญาณเสียงที่มี bandwidth จำกัดอยู่ในช่วง 200 - 3200 Hz. ดังในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 แสดงช่วงความถี่ของสัญญาณเสียง

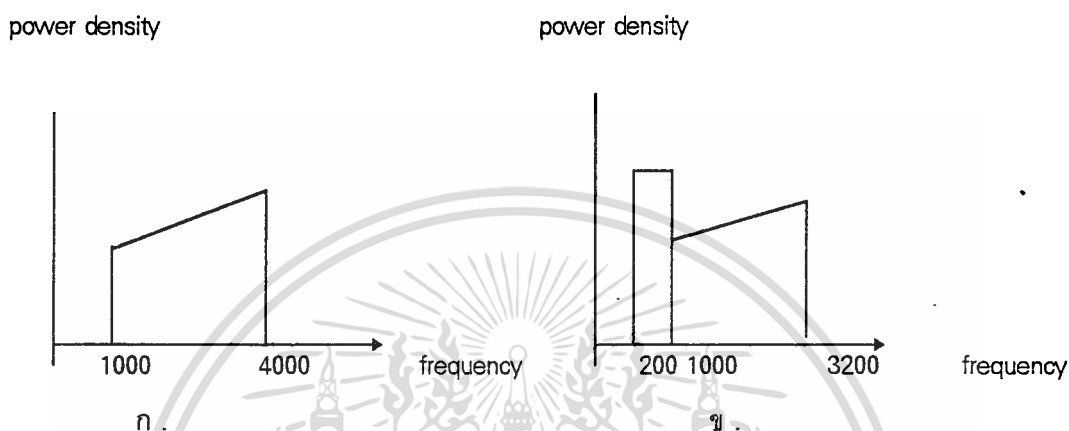
ความคิดพื้นฐานของวิธีการดังกล่าวเพื่อจะเปลี่ยนความถี่สูงเป็นความถี่ต่ำ และจากความถี่ต่ำให้เป็นความถี่สูง ความสัมพันธ์นี้ค่อนข้างเข้าใจง่าย ผลของการเปลี่ยนแปลงดังกล่าวแสดงดังรูปที่ 2.2 ระบบดังกล่าวเป็นระบบที่ไม่ซับซ้อนมาก ซึ่งส่วนใหญ่การดีสแครมบลิง (Descrambling) ได้โดย reinversion แบบลองผิดลองถูก (trial and error) ก็สามารถจะได้สัญญาณเดิมคืนมาได้



รูปที่ 2.2 แสดงช่วงความถี่ที่ถูกกลับสเปคตรัม

band - shift inversion

เป็นการปรับปรุง speech inversion โดยที่มีสัญญาณที่อยู่ในช่วง 200 - 3200 Hz จะถูก inversion และเลื่อน (shift) แบนด์วิดท์ (1000 - 4000 Hz) สเปกตรัม (spectrum) ของสัญญาณดังกล่าวแสดงในรูป ที่ 2.3ก สัญญาณ นี้อยู่นอกแบนด์วิดท์แตกต่างจากสัญญาณตัวแรก แต่เราสามารถที่จะเอาส่วนที่เกิน 3200 Hz ย้ายมาอยู่ที่ความถี่ต่ำ (สังเกตดูสัญญาณในรูปที่ 2.2 จะมีขอบเขต (range) ของความถี่ที่ต่างกันแต่ก็จะมีแบนด์วิดท์เท่ากับสัญญาณตัวแรก) หลักการของ Band - shift inversion ได้แสดงในรูป 2.3.ข



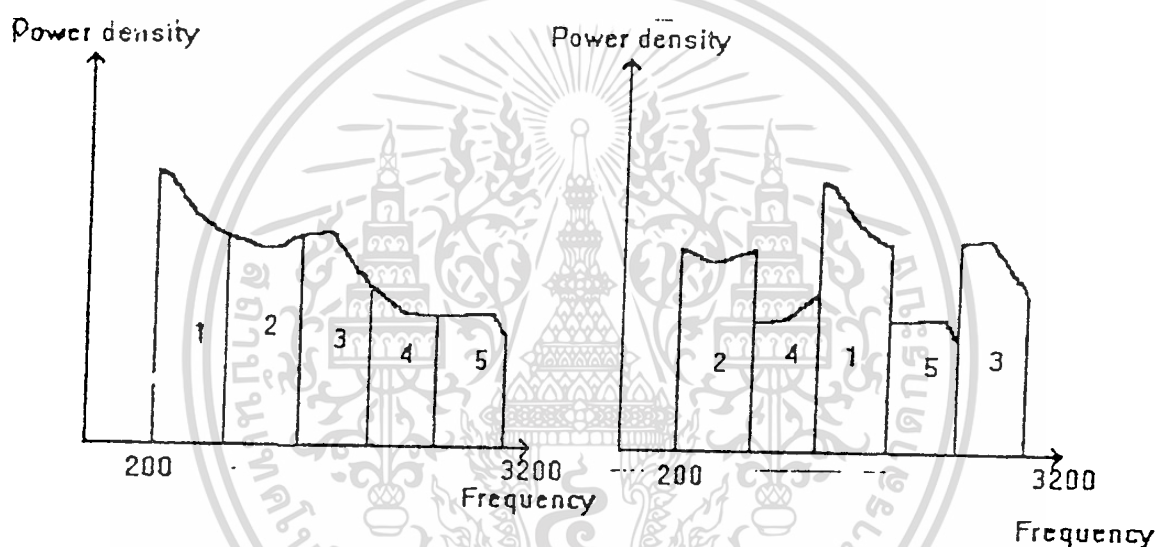
รูปที่ 2.3 หลักการของ band - shift inversion

ตัวอย่างของ band - shift inversion อื่นหนึ่งที่มีการ inversion สัญญาณด้วยความถี่พาหะ (carrier frequency) ที่แตกต่างกันโดยมีการเลื่อน (shift) แบนด์แบบคงที่ทำให้คอมบิเนชันที่เป็นไปได้ยาก (possible combination) มีจำนวนจำกัด วิธีที่จะเพิ่มคอมบิเนชัน อาจจะใช้ pseudo random generator เป็นตัวเลือกการเลื่อน ที่แตกต่างกัน และแต่ละแบบจะมีช่วงเวลา (time interval) ประมาณ 10 - 20 ms แล้วจัดลำดับสลับเปลี่ยนกันไปเป็นลักษณะ ไชเคิล (cycle) หลักการอันนี้เรียกว่า cyclical band - shift inversion ทำให้คอมบิเนชันที่เป็นไปได้มีมากขึ้น

ข้อเสียของ band - shift inversion ที่เด่นชัดมีอยู่ 2 ข้อด้วยกัน ข้อแรกเนื่องจากคอมบิเนชัน (descrambling) ทำได้ง่ายโดยการลองผิดลองถูก (trial and error) ข้อที่สองความสามารถในจากรายละเอียดที่ยังเหลืออยู่ (residual intelligibility) หมายถึงความสามารถความชำนาญและความคุ้นเคยที่จะเข้าใจเสียงที่ถูกสแครมบิลิ่งเปลี่ยนแปลงสัญญาณไปไม่มากนัก ทำให้สามารถที่จะเดาความหมายจากบางส่วนที่ยังเหลืออยู่ได้ค่อนข้างสูง และจะยิ่งสูงขึ้นเมื่อข่าวสารได้ถูก reinvert ด้วยแล้ว

Bandscrambler

ในกรณีนี้ แบนด์วิดท์ของเสียงพูดจะแบ่งออกเท่า ๆ กันเป็นหลาย ๆ ส่วนเรียกว่า แบนด์ย่อย (sub-band) แต่ละแบนด์ย่อยจะถูกสแครมเบิลโดยการสลับลำดับ (permutation) แบนด์ย่อยเสียใหม่ ในบางระบบอาจจะมีการ invert แต่ละแบนด์ย่อยด้วย รูปที่ 2.4 แสดง ตัวอย่าง ของ bandscrambler แบบง่ายโดยการแบ่งออกเป็น 5 ส่วนย่อย จากรูปย่อย 1, 2, 5 จะถูกอินเวอร์ท และถูกสลับตำแหน่งดังกล่าว มีการจัดลำดับที่เป็นไปได้ (possible reordering) เท่ากับ 5 และมีการคอมบิเนชันสำหรับการอินเวอร์ททั้ง 5 ตำแหน่งเท่ากับ 25 นั้นหมายความว่าสามารถจะมีการคอมบิเนชันได้ถึง 5×25 เท่ากับ 3840 แบบ แต่ไม่สามารถนำไปใช้ได้มีบางส่วนที่สแครมเบิลแล้วมีการเปลี่ยนแปลงอย่างสมบูรณ์ (คือไม่สามารถที่จะเข้าใจได้) ส่วนที่เหลือเป็นส่วนใหญ่ที่ไม่สามารถนำมาใช้สแครมเบิลได้เพราะยังพอที่จะเข้าใจได้แบบคลุมเครือ



รูปที่ 2.4 band scrambling technique

สำหรับการจัดลำดับใหม่ (reordering) เพียงอย่างเดียว โดยไม่ได้อินเวอร์ทมีเพียง 10 % เท่านั้นที่สแครมเบิลแล้วใช้ได้ เหตุผลที่เป็นเช่นนี้เพราะมีการแบ่งแบนด์ย่อยบางอันออกแล้วจัดลำดับใหม่พบว่ายังมีบางส่วนที่พอเข้าใจได้ใช้ได้ ก็สามารถเข้าใจความหมายได้ เป็นการไม่ยากสำหรับการดีสแครมเบิลสัญญาณเดิมออกมา เรียงต่อใหม่ที่ทำให้มีโอกาสเข้าใจในข่าวสารได้

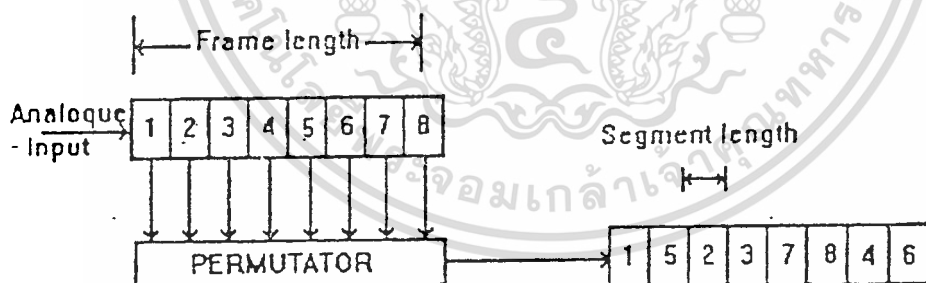
วิธีแก้ก็คือ ต้องแบ่งสองแบนด์ย่อยให้มากขึ้น แล้วใช้วิธี pseudo random generator 1 เป็นตัวกำหนดการจัดลำดับที่แตกต่างกันทุก ๆ 100-200 ms

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างที่ได้แสดง ไว้อธิบาย การทำงานดังนี้ สำหรับ 5 แบนด์ย่อยสามารถจัดลำดับได้ 32 แบบ คอมบิเนชันของ การอินเวิร์ท แบนด์ย่อยเท่ากับ 2 ยกกำลัง 5 และแบบ 1024 แบบ สำหรับการจัดเรียง (rearrangement) 10 บิต แอดเดรสของหน่วยความจำจะเห็นว่าคอมบิเนชันเป็นไปได้ มีมากขึ้น ถ้าเราพิจารณาถึงจำนวนแบนด์ย่อยของ bandscrambler ดูเหมือนจะเป็นการ เพิ่มจำนวนการจัดลำดับ และความปลอดภัยของข่าวสาร แต่ถ้ามากเกินไป จะทำให้ยุ่งยากในการปฏิบัติ เพราะเป็นการเพิ่มจำนวนการแบ่งแบนด์ย่อยจะต้องใช้ฟิลเตอร์ และส่วนประกอบอื่นเพิ่มตาม ทำให้สัญญาณรบกวนในระบบมีมากขึ้น ทำให้คุณภาพเสียงลดลง

Time Element Scrambler

การทำงานของ Time Element Scrambler (T.E.S) อาศัยหลักการพื้นฐานโดยขั้นแรกแบ่งสัญญาณอนาล็อก (time period) เท่า ๆ กันแต่ละส่วนเรียกว่า เฟรม (Frame) แล้วแต่ละเฟรมจะถูกแบ่งย่อยเป็นคาบเวลาเล็ก ๆ เรียกว่า เซกเมนต์ (segment) และในทุก ๆ เฟรม ของ input ของ การสแครมเบิลเซกเมนต์เหล่านี้ด้วยวิธีการสลับลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 5 ซึ่งแต่ละเฟรมถูกแบ่งเป็น 8 เซกเมนต์



รูปที่ 2.5 Time Element Scrambler

2.2) การทำงานของ ไอซี 7555

การทำงานแบบอะสเตเบิล

การทำงานของวงจร

ไอซี 7555 สามารถนำมาต่อเป็นวงจรอะสเตเบิลมีลติไวเบรเตอร์ได้ดังรูปที่ 2.6 (ก) ซึ่งจะทำหน้าที่สร้างสัญญาณตลอดเวลา และจะได้รูปคลื่นสัญญาณดังรูปที่ 2.6 (ข) ที่เวลา A ทั้งขา 2 และขา 6 จะมีค่าต่ำกว่าค่า $V_{LT} = V_{CC}/3$ ซึ่งทำให้แรงดันเอาต์พุตที่ขา 3 มีค่าสูง ในขณะนั้นเองที่ขา 7 จะเสมือนกับถูกเปิดวงจรออก ดังนั้นตัวเก็บประจุ C จะเก็บประจุโดยผ่าน $R_A + R_B$

ในช่วงเวลา A ถึง B ไอซี 7555 จะทำหน้าที่เป็นวงจรจำสถานะเดิม และเมื่อ V_C มีค่าสูงถึง $V_{UH} = 2V_{CC}/3$ ที่เวลาเท่ากับจุด B ไอซี 7555 ก็จะเข้าสู่สถานะใหม่ซึ่งจะให้ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ขา 3 ของไอซีก็จะทำหน้าที่คล้ายประจุที่อยู่ภายในตัวเก็บประจุ C ออก ผ่านตัวต้าน R_B และเมื่อแรงดัน V_C มีค่าต่ำจนถึงค่าแรงดันอ้างอิง V_{LT} ตัวเก็บประจุ C ก็จะเริ่มเก็บประจุอีกครั้ง โดยขา 7 ของไอซีเสมือนเปิดวงจรอีกครั้ง การทำงานของวงจรก็จะวนเวียนเช่นนี้ไปเรื่อย ๆ ไม่มีสิ้นสุด

ข้อสังเกต ในขณะที่เริ่มต้นจากเวลา $t = 0$ วงจรนี้จะไม่เข้าสู่วิถีทางธรรมชาติของมันโดยในบางครั้งที่เราเริ่มจ่ายไฟ ตัวเก็บประจุ C อาจจะมีประจุสะสมอยู่ในตัวของมันแล้วก็ได้ จึงอาจมีการปล่อยประจุก่อนซึ่งไม่มีใครรู้ว่าคายประจุออกมาโดยใช้เวลานานเท่าไร อย่างไรก็ตามเราสามารถคาดคะเนเองได้จากขนาดของตัวเก็บประจุ

ความถี่ในการออสซิลเลต

สัญญาณเอาต์พุตจะยังคงเป็นค่าสูง ระหว่างที่ตัวเก็บประจุ C ยังคงชาร์จจาก $V_{CC}/3$ ถึง $2/3 V_{CC}$ ดังที่แสดงในรูปที่ 13.7 (ข) เราสามารถคำนวณหาช่วงเวลาดังกล่าวได้ดังนี้

$$t_{high} = 0.659 (R_A + R_B) C \quad \text{--- 2.1}$$

และเอาต์พุตจะมีค่าต่ำระหว่างช่วงเวลาในตัวเก็บประจุ C คลายประจุจาก $2/3 V_{CC}$ ถึง $1/3 V_{CC}$

ดังสมการ

$$t_{low} = 0.659 R_B C \quad \text{--- 2.2}$$

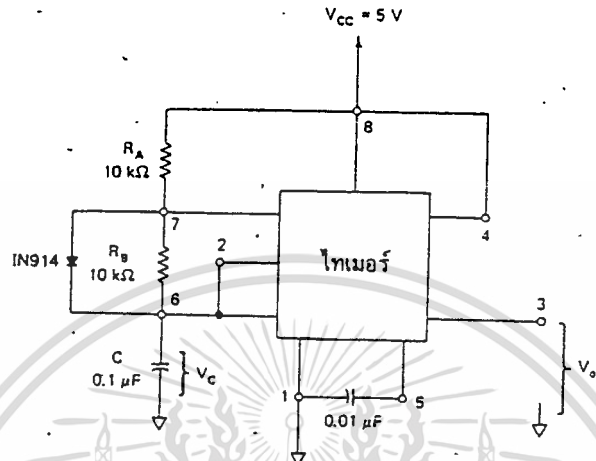
ดังนั้นช่วงเวลารวมทั้งหมดหรือคาบเวลา T จะเท่ากับ

$$T = t_{high} + t_{low} = 0.659 (R_A + 2R_B) C \quad \text{--- 2.3}$$

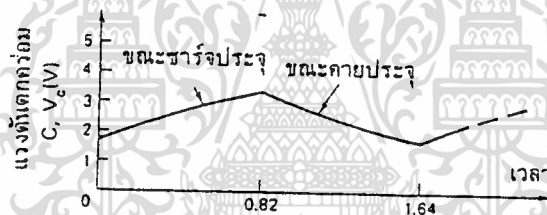
ซึ่งเมื่อกลับเศษกลับส่วนของคาบเวลาแล้วจะได้ความถี่คือ

$$f = 1/T = 1.44 / [(R_A + 2R_B) C] \quad \text{--- 2.4}$$

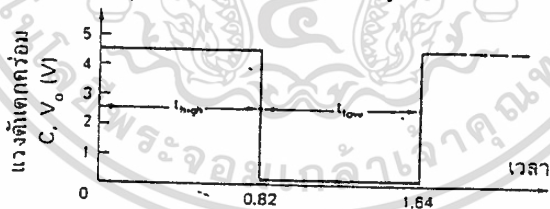
เมื่อนำสมการที่ 2.4 มาสร้างกราฟ และมีการเปลี่ยนค่า $(R_A + 2R_B)$ ก็จะได้กราฟดังรูปที่ 2.6 อนึ่งกราฟนี้จะมีประโยชน์มากในการช่วยออกแบบวงจรอย่างรวดเร็ว



(ก) วงจรโทเมอร์ที่ให้ค่าดิวิตีไซเคิลเท่ากับ 50 เปอร์เซ็นต์



(ข) แสดงลักษณะการเกิดแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ



(ค)

รูปที่ 2.6 (ก) วงจรโทเมอร์ที่ให้ค่าดิวิตีไซเคิลเท่ากับ 50 % (ข.) แสดงการเกิดแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ
(ค) แสดงสัญญาณพัลส์ที่ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3) หลักการของบาลานซ์มอดูเลเตอร์

สำหรับในบทนี้จะแสดงถึงหลักการทำงานของบาลานซ์มอดูเลเตอร์ เพราะถือว่าเป็นหัวใจสำคัญของวงจรป้องกันดักฟังสำหรับโครงงานนี้ ในการออกแบบวงจรป้องกันการดักฟัง จำเป็นต้องศึกษาถึงการทำงานของบาลานซ์มอดูเลเตอร์ เนื่องจากในการออกแบบวงจร ในการเปลี่ยนแปลงสัญญาณเสียงจะอาศัยวิธีการสลับสเปกตรัมของความถี่ของสัญญาณเสียง ซึ่งเราจะทำการมอดูเลตสัญญาณเสียงกับสัญญาณคลื่นพาหะเข้าด้วยกัน โดยการใช้บาลานซ์มอดูเลเตอร์ (balance modulator) ซึ่งผลลัพธ์จากการผสมจะมีเฉพาะไซด์แบนด์เท่านั้น ที่ผ่านไปยังเอาท์พุทได้ จะให้แถบความถี่ข้าง(side band) ทั้งทางด้านสูงซึ่งเป็นผลบวกของคลื่นพาหะกับสัญญาณเสียง และแถบความถี่ข้างด้านต่ำที่เป็นผลต่าง เรียกว่าสัญญาณ AMDSBC (Amplitude Modulator Double sideband Suppress carrier) สำหรับคลื่นพาหะและคลื่นเสียง ที่นำมามอดูเลตสามารถเขียนในเทอมของคณิตศาสตร์ ได้ดังนี้

จากคลื่น AM แบบ DSB เราจะได้สมการ

$$e_{AM} = [E_c + E_m \sin (\omega_m t)] \sin (\omega_c t) \dots\dots\dots 2.5$$

เมื่อ

E_m = ขนาดสูงสุดของสัญญาณเสียง

E_c = ขนาดสูงสุดของคลื่นพาหะ

ω_m = ความเร็วเชิงมุมของสัญญาณเสียง = $2\pi f_m$

ω_c = ความเร็วเชิงมุมของคลื่นพาหะ = $2\pi f_c$

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

โดยสมมติให้ E_c มีค่าเท่ากับ 1

ดังนั้น

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

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

จะเห็นว่าไซด์แบนด์ทั้งสองเกิดจากการคูณกันของคลื่นพาหะกับสัญญาณ ในขณะที่ขนาดของคลื่นพาหะเป็นเสมือนไฟ DC สำหรับให้สัญญาณขึ้นไป

ดังนั้นถ้าหากวงจรมอดูเลเตอร์ ที่สามารถหักล้างส่วนที่เป็นไฟ DC ให้หมดไปให้เหลือแต่สัญญาณที่คูณกันที่เอาท์พุท ก็จะได้ไซด์แบนด์ทั้งสองออกไป ซึ่งนั่นก็คือเป็นผลลัพธ์จากวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (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

$$\begin{aligned}
e_{bal. mod} &= E_m \sin(\omega_m t) \cdot (\omega_c t) \\
&= E_m / 2 [\cos(\omega_c - \omega_m) t - \cos(\omega_c + \omega_m) t] \dots\dots\dots 2.6
\end{aligned}$$

ซึ่ง $\cos(\omega_c - \omega_m) t$ คือแถบความถี่ข้างด้านต่ำ (lower sideband) และ $\cos(\omega_c + \omega_m) t$ คือแถบความถี่ข้างด้านสูง (upper sideband)

การมอดูเลตคลื่นโดยการใส่บาลานซ์มอดูเลเตอร์ทำได้หลายวิธียกตัวอย่างเช่นโดยการใช้อุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้น เช่น ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของไดโอด ซึ่งจะต้องใช้การแมทชิงที่ดีมาก ๆ จึงจะใช้งานได้ดี และอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้คือการใช้ อนุบาลอกสวิทช์

(analog switch) มาทำเป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์

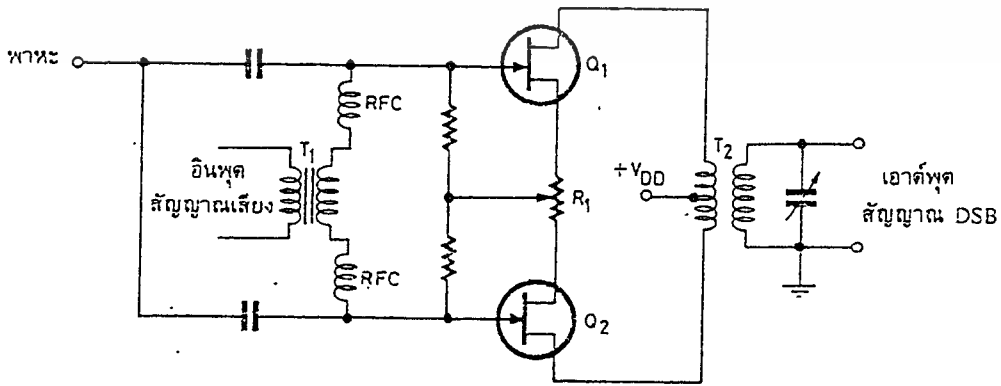
Balance Modulator

เนื่องในระบบ AM ไม่มีขั้วสวอปอยู่ในคลื่นพาหะ เราจึงสามารถกำจัดหรือเอาคลื่นพาหะออกก่อนที่จะทำการส่งออกอากาศ วงจรที่ทำหน้าที่นี้เรียกว่า วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (Balance Modulator หรือเขียนย่อๆว่า BM) วงจร BM นี้จะผลมสัญญาณเสียงกับสัญญาณพาหะและผลลัพท์ที่ได้จากา รมผสมเฉพาะไซด์แบนด์เท่านั้นที่ผ่านไปยังเอาท์พุทได้ สัญญาณที่ได้จากวงจร BM เรียกว่าสัญญาณ AMDSBSC ย่อมาจาก amplitude modulate double sideband suppress carrier

วงจร BM มีอยู่หลายแบบ แต่ละแบบมีข้อดีและข้อเสียประจำตัวของมัน ต่อไปเราจะพิจารณาวงจรแบบต่างๆ

1. BM ชนิดใช้ FET คู่

รูปที่ 2.7 แสดงวงจร BM อย่างง่าย อินพุท RF ป้อนเข้าที่เกตของ Q₁ และ Q₂ พร้อมๆ กัน (เฟสตรงกัน) ทำให้กระแสเดรน (drain) ไหลผ่านขดไพโรซดไพโรมารีของหม้อแปลง T₂ ทำให้เอาท์พุทเนื่องจากสัญญาณ RF หักล้างกัน คลื่นพาหะ RF จึงเป็นศูนย์ โฟเทนทีโอมิเตอร์ R₁ เป็นตัวปรับสมดุล (balance) เพื่อชดเชยแตกต่างระหว่าง FET ทั้งสอง วิธีปรับ R₁ ให้วัดเอาท์พุท RF (ขณะไม่ป้อนสัญญาณเสียง) แล้วค่อยๆปรับ R₁ จนกระทั่งเอาท์พุทลดต่ำสุดหรือเป็นศูนย์



รูปที่ 2.7 บาลานซ์มอดูเลเตอร์ใช้ FET คู่

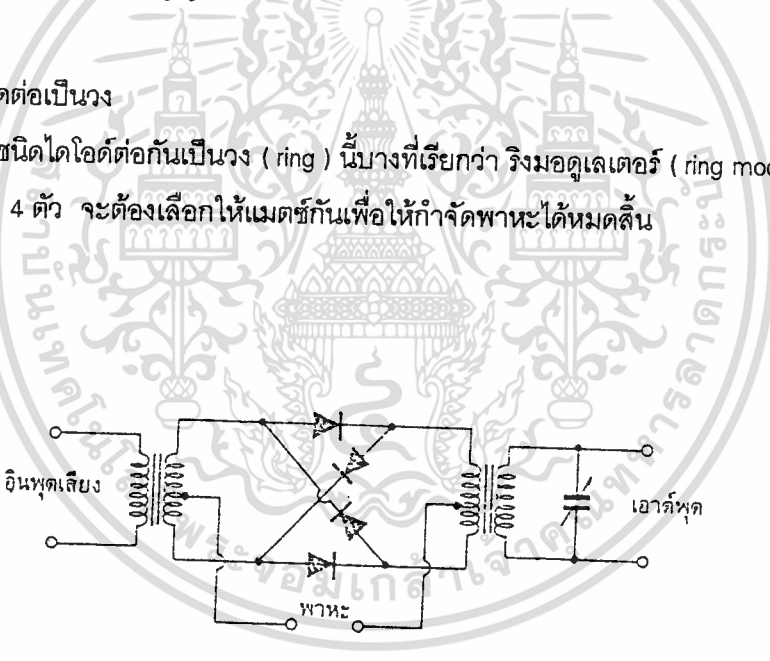
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อป้อนสัญญาณเสียงผ่านหม้อแปลง T_1 เข้าสู่เกตของ Q_1 และ Q_2 จะมีเฟสตรงข้ามกับสัญญาณที่เกิด Q_2 ฉะนั้นสัญญาณเสียงจะมองเห็นวงจร BM ทำงานแบบพุชพูล การผสมกันระหว่างสัญญาณเสียงและสัญญาณพาหะ RF บังเกิดขึ้นที่ FET แต่ละตัว ไซด์แบนด์ผลลัพ์ซึ่งปรากฏคร่อมขดไฟโรมารี่ของหม้อแปลง T_2 จะเสริมกันในสัญญาณ พุชพูลแล้วส่งออกไปยังเอาท์พุท สำหรับสัญญาณพาหะจะหักล้างกัน พาหะจะหักล้างกันที่ขดไฟโรมารี่ ทำให้ไม่มีเอาท์พุท สำหรับสัญญาณเสียงนั้นถูกกรองทิ้งไปเพราะวงจร แทงค์ (หม้อแปลง RF กับ C ปรับค่าได้) จุนไว้ที่ความถี่พาหะ เอาท์พุทที่ปรากฏจึงเป็นสัญญาณ AMDSBSC

อย่างไรก็ตาม สัญญาณพาหะ อาจเล็ดลอดไปสู่เอาท์พุทได้ เมื่อ FET ทั้งคู่มีสลักษณะสมบัติ (characteristic) แตกต่างกัน (เรียกอีกอย่างหนึ่งว่าไม่แมตซ์กัน) เราสามารถปรับสมดุลได้ที่ R_1 นอกจากนี้เรา อาจจะปรับจุดกลาง (center tap) ของหม้อแปลง T_2 ด้วยก็ได้ ในทางปฏิบัติ วงจร BM ชนิดนี้กำจัดพาหะ ออกไปได้ถึง 60 เดซิเบล ต่ำกว่าสัญญาณไซด์แบนด์

2. BM ชนิดใช้ไดโอดต่อเป็นวง

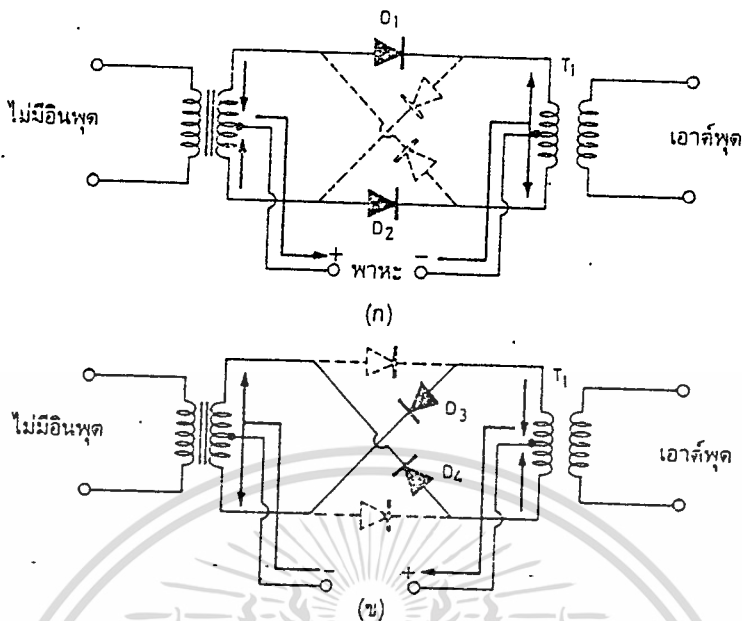
วงจร BM ชนิดไดโอดต่อกันเป็นวง (ring) นี้บางที่เรียกว่า ริงมอดูเลเตอร์ (ring modulator) รูปที่ 2.8 ไดโอดทั้ง 4 ตัว จะต้องเลือกให้แมตซ์กันเพื่อให้กำจัดพาหะได้หมดสิ้น



รูปที่ 2.10 ริงบาลานซ์มอดูเลเตอร์

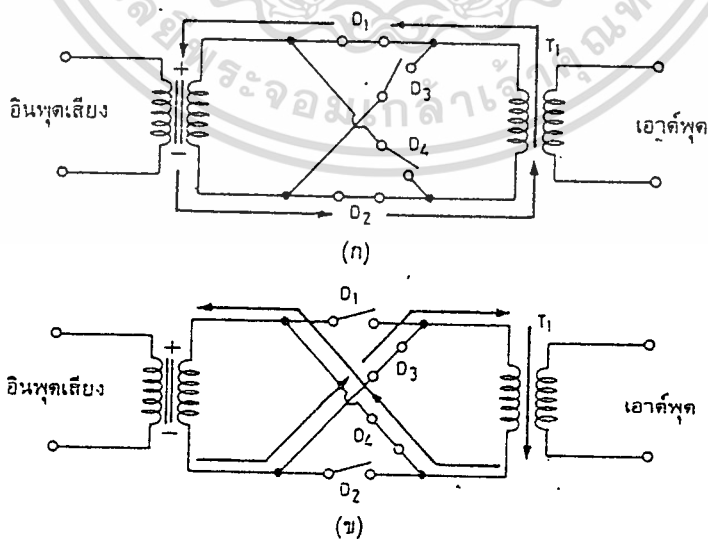
รูปที่ 2.8 ริงบาลานซ์มอดูเลเตอร์

รูปที่ 2.8 แสดงการทำงานของวงจร เมื่อมีสัญญาณ (กระแส) ตามทิศทางที่แสดงไว้ D_1 กับ D_2 ก็จะ นำกระแสไหลสวนทางกันในหม้อแปลง T_1 ทำให้ไม่มีเอาท์พุท เมื่อกระแส RF กลับขั้ว D_3 กับ D_4 นำกระแส RF ก็ยังไหลสวนทางกันในหม้อแปลง T_1 อีก ดังรูปที่ 2.9 เอาท์พุทก็เป็นศูนย์ ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

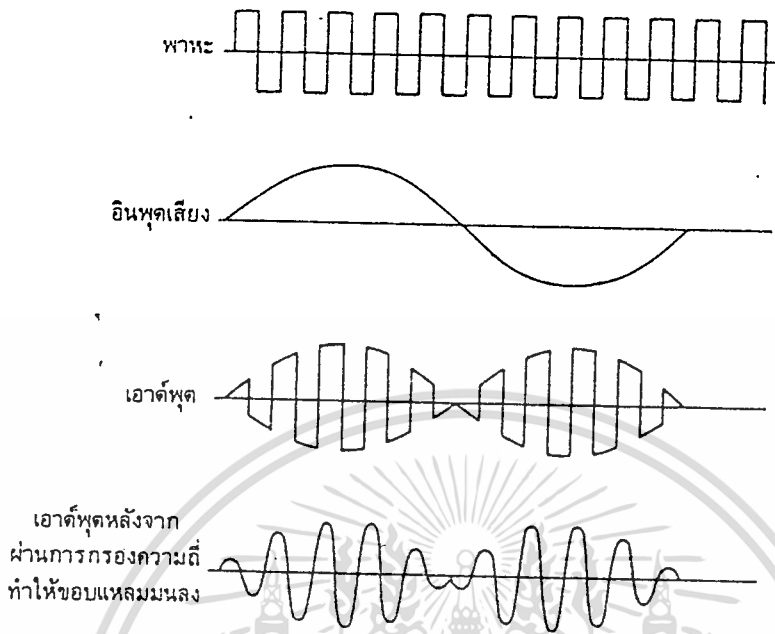


รูปที่ 2.9 หลักการทำงานของริงมอดูเลเตอร์ (ในสภาวะที่ป้อน RF อย่างเดียว)

เมื่อป้อนสัญญาณเสียง (รูปที่ 2.9) ไดโอด D_1 กับ D_2 จะนำกระแสตามสัญญาณ RF (ในที่นี้เราได้ละเว้นสัญญาณ RF ออกไปเพื่อให้เข้าใจได้ง่ายขึ้น และไดโอดเขียนแทนด้วยสวิตช์ธรรมดา) สัญญาณเสียงจะไหลผ่านหม้อแปลง T_1 ตามทิศทางที่แสดงไว้ เมื่อสัญญาณเสียงที่ปรากฏที่หม้อแปลง T_1 จะกลับหัวไปมาอยู่ตลอดเวลาตามจังหวะของสัญญาณ RF



รูปที่ 2.10 การทำงานของริงมอดูเลเตอร์เมื่อป้อนสัญญาณออกดีไอเข้าปมอดูเลต
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้จำนวนหนึ่งฉบับเพื่อแจกจ่ายฟรี ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



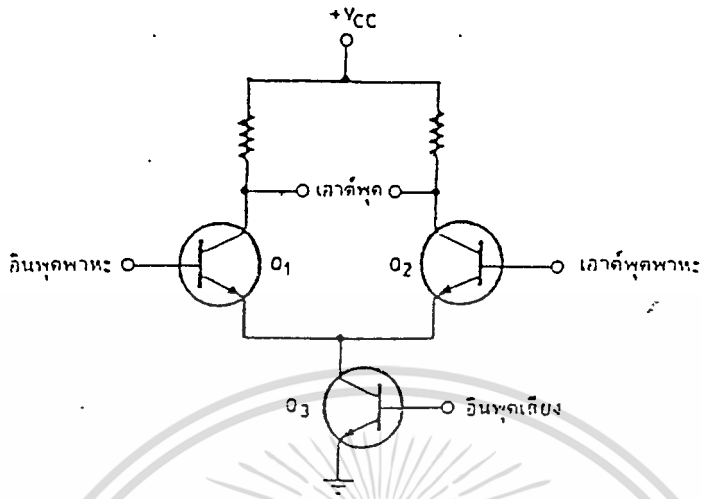
รูปที่ 2.11 รูปคลื่นต่างๆ ในวงจรทรานซิสเตอร์

รูปคลื่นของสัญญาณ ณ จุดต่างๆ แสดงในรูปที่ 2.11 ในที่นี้เราเขียนสัญญาณ RF เป็นรูปสี่เหลี่ยม เพื่อแสดงการสวิตช์ของไดโอด สังเกตว่าทุกครั้งที่สัญญาณ RF เป็นลบ เอาต์พุตจะสลับขั้วด้วย นอกจากนี้ กรอบคลื่นของสัญญาณเอาต์พุตจะมีลักษณะด้านบนและล่าง (บวกและลบ) เหมือนภาพสะท้อนกระจกซึ่งแตกต่างจากกรอบคลื่นของสัญญาณ AM ธรรมดา สัญญาณ AMDSBSC นี้ประกอบด้วยไซด์แบนด์สองข้างเท่านั้นเพราะพาหะถูกกำจัดออกไปแล้ว

ท่านอาจจะสงสัยว่าไซด์แบนด์เกิดขึ้นได้อย่างไรในเมื่อ Diode ก็เพียงแค่ถูกสวิตช์ให้ ON และ OFF ธรรมดาเท่านั้น คำตอบก็คือไดโอดเป็นอุปกรณ์ที่มีความต้านทานไม่ Linear การผสมสัญญาณแบบไม่ Linear จะทำให้เกิดไซด์แบนด์ขึ้น และในกรณีนี้สัญญาณพาหะจะถูกหักล้างกันเอง จึงไม่ปรากฏที่เอาต์พุต วงจรจริงมอดูเลเตอร์ ได้ ได้รับความนิยมนมาก เนื่องจากมีช่วงความถี่ค่อนข้างกว้างและกำจัดพาหะได้ดี

3. BM ชนิดใช้ IC

วงจรอีกแบบหนึ่งที่เหมาะที่จะนำมาใช้เป็น BM ก็คือดิฟเฟอเรนเชียล (รูปที่ 2.12) Q_3 เป็นแหล่งจ่ายกระแสให้แก่ Q_1 กับ Q_2 ถ้าสัญญาณ RF ป้อนให้แก่ Q_1 และ Q_2 มีเฟสตรงกัน กระแสไหลในทรานซิสเตอร์ทั้งคู่ก็จะเท่ากัน และไม่มีแรงดันผลต่างเกิดขึ้นที่เอาต์พุต สถานะนี้เป็นการกำจัดโหมดร่วม (Common Mode Rejection) ของวงจร พาหะจึงหักล้างกันเองหมดไป ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

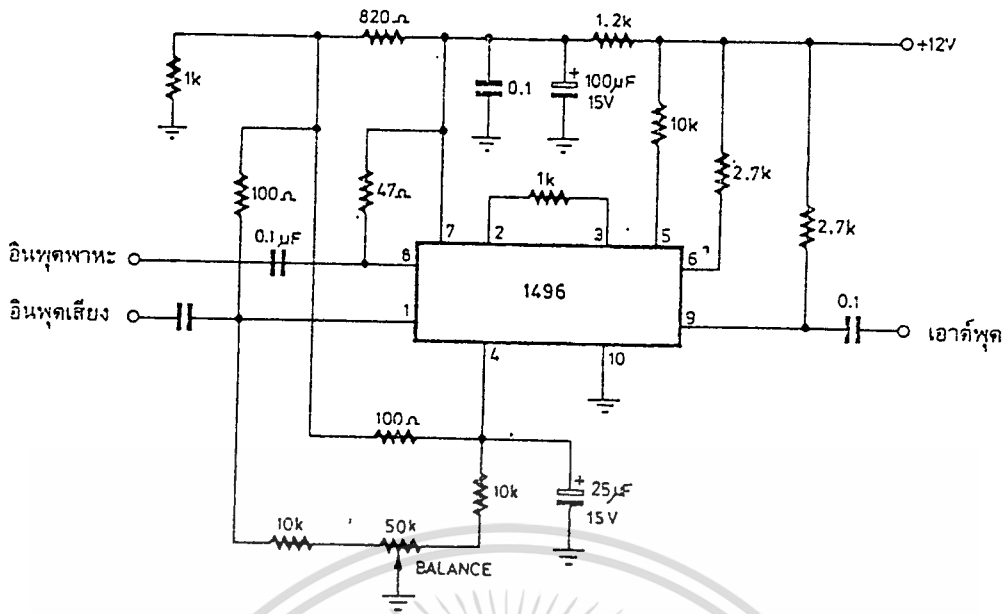


รูปที่ 2.12 บาลานซ์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้วงจรวจรเฟอเรนเซียล

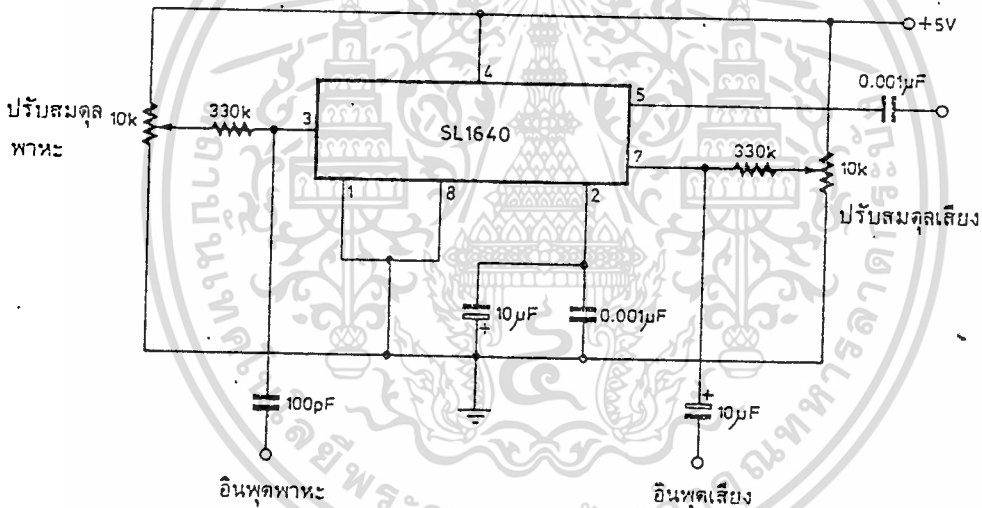
เมื่อป้อนสัญญาณเสียงเข้าที่เบสของ Q_3 สมดุลของวงจรจะเสียไป ทำให้สัญญาณเสียงและ RF เกิดการผสมกันที่ Q_1 กับ Q_2 การผสมแบบ Non Linear นี้ทำให้เกิดไซด์แบนด์ขึ้นที่เอาต์พุต อย่างไรก็ตามพาหะก็ยังเป็นศูนย์เช่นเดิม เนื่องจากสัญญาณโหมคร่วมถูกกำจัดไป

วงจรวจรเฟอเรนเซียลที่ดี ต้องใช้ทรานซิสเตอร์ที่แมทช์กันอย่างสนิท จึงนิยมทำเป็น IC ในรูปที่เป็นไอซีที่ออกแบบ เพื่อใช้งานเป็นวงจร BM โดยเฉพาะ รูปที่ 2.12 คือ ไอซีเบอร์

แต่ในโครงการนี้ การเข้ารหัสเสียงใช้ IC LM1496 ซึ่งผลิตโดยโมโตโลล่า เนชั่นแนล และซิกเนติก วงจรนี้ใช้หลักของวงจรวจรเฟอเรนเซียลการกำจัดพาหะสูงถึง 65 เดซิเบล (ที่ความถี่ 500 KHz) ใช้หลักการดิฟเฟอเรนเซียล เช่นกัน



(ก) เบอร์ 1496



(ข) เบอร์ SL 1640

รูปที่ 2.13 IC ที่ใช้เป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์

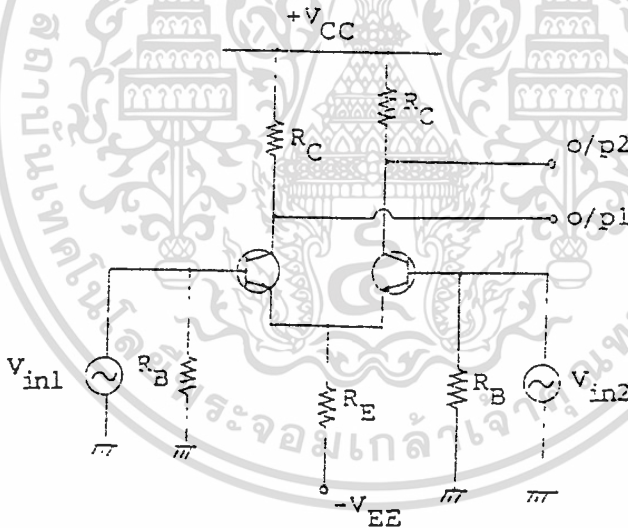
เมื่อได้สัญญาณที่ผ่านการบาลานซ์มอดูเลทคือสัญญาณ DSBSC ออกมาแล้ววิธีการต่อไปคือการกรองเอาไซด์แบนด์ใดด้านหนึ่ง โดยใช้วงจรฟิลเตอร์

2.4) วงจรขยายความแตกต่าง (Differential Amplifier)

วงจรขยายความแตกต่างซึ่งเป็นวงจรพื้นฐานที่สำคัญในการนำไปใช้งานทางด้านวงจรรอนาลอก (Analog) ลีเนียร์ไอซีเกือบทั้งหมดจะมีวงจรภาคอินพุทเป็นวงจรขยายความแตกต่าง

ทฤษฎีเบื้องต้น

วงจรขยายความแตกต่างเป็นวงจรที่มีอินพุท 2 อินพุท ส่วนทางด้านเอาท์พุทอาจจะมี 1 หรือ 2 เอาท์พุทก็ได้คุณสมบัติที่สำคัญของวงจรขยายความแตกต่าง คือ จะทำการขยายสัญญาณอินพุทที่มีเฟสตรงกันข้ามและบั่นทอนสัญญาณอินพุทที่มีเฟสเหมือนกัน มีความสามารถในการขยายสัญญาณได้ตั้งแต่ความถี่ต่ำคือ ดีซีขึ้นไปจนถึงย่านยูเอชเอฟ (UHF : Ultra High Frequency) วงจรนี้ได้มีการใช้งานกันอย่างกว้างขวางทั้งในภาควงจรที่เป็นอนาลอกเช่น ออปแอมป์ และดิจิตอล วงจรพื้นฐานของวงจรขยายความแตกต่างจะเป็นดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 วงจรพื้นฐานของวงจรขยายความแตกต่าง

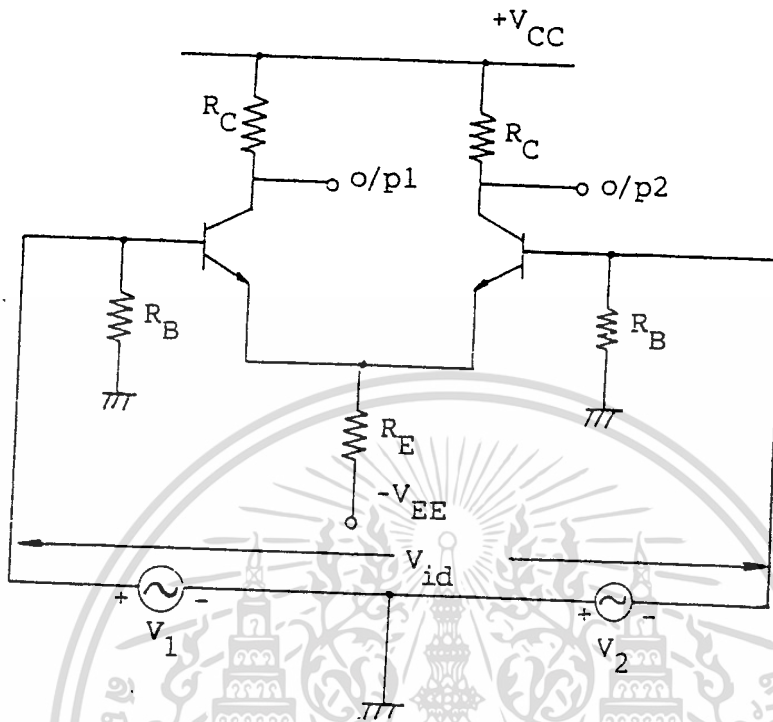
ดิฟเฟอเรนเชียลโหมด (Differential Mode)

การป้อนสัญญาณเข้าสู่วงจรขยายความแตกต่างในลักษณะของดิฟเฟอเรนเชียลโหมด (คือสถานะที่สัญญาณอินพุทมีเฟสตรงข้ามกัน) สามารถทำได้ 2 แบบคือ

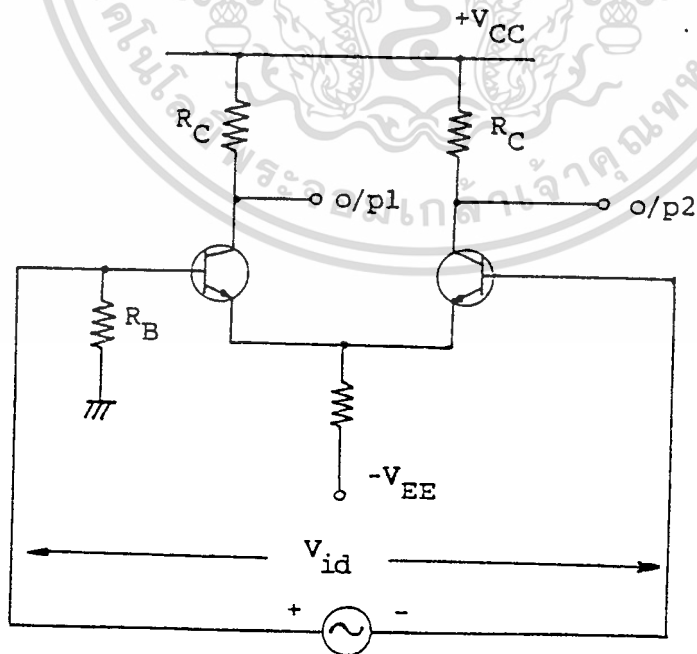
1. แบบสมดุล (Balance) คือป้อนสัญญาณเข้าที่อินพุททั้งสองพร้อมกัน ในกรณีนี้สายตัวนำที่จะนำสัญญาณอินพุทเข้าสู่วงจร จะต้องมียังอย่างน้อย 3 เส้น

2. แบบไม่สมดุล (Unbalance) คือการป้อนสัญญาณอินพุทเข้าที่ขั้วหนึ่งของวงจร เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขยายส่วนอินพุตที่เหลือจะต่อลงกราวด์ การต่อวงจรทั้ง 2 แบบแสดงได้ดังรูป



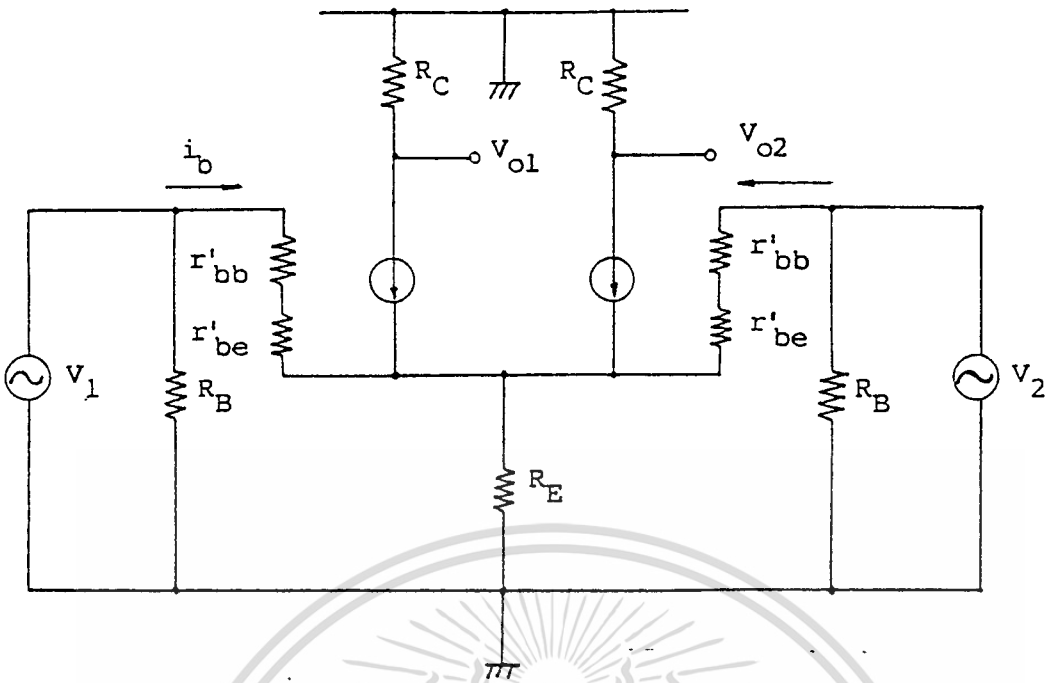
ก) การป้อนสัญญาณแบบสมมูล



ข) การป้อนสัญญาณแบบไม่สมมูล

รูปที่ 2.15 การป้อนอินพุตเข้าสู่วงจรขยายความแตกต่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 วงจรสมมูลของวงจรในรูปที่ 2.15 ก

ในรูปที่ 2.16 เป็นวงจรสมมูลของวงจรในรูปที่ 2.15 ก ถ้าทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ ($\beta_1 = \beta_2 = \beta$) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตเป็น

$$V_{o1} = -\frac{\beta R_C (V_1(r_{be} + (\beta+1)R_E) - V_2(\beta+1)R_E)}{r_{be}(r_{be} + 2(\beta+1)R_E)} \quad \dots\dots\dots 2.7$$

$$V_{o2} = \frac{\beta R_C (V_2(\beta+1)R_E - V_1(r_{be} + (\beta+1)R_E))}{r_{be}(r_{be} + 2(\beta+1)R_E)} \quad \dots\dots\dots 2.8$$

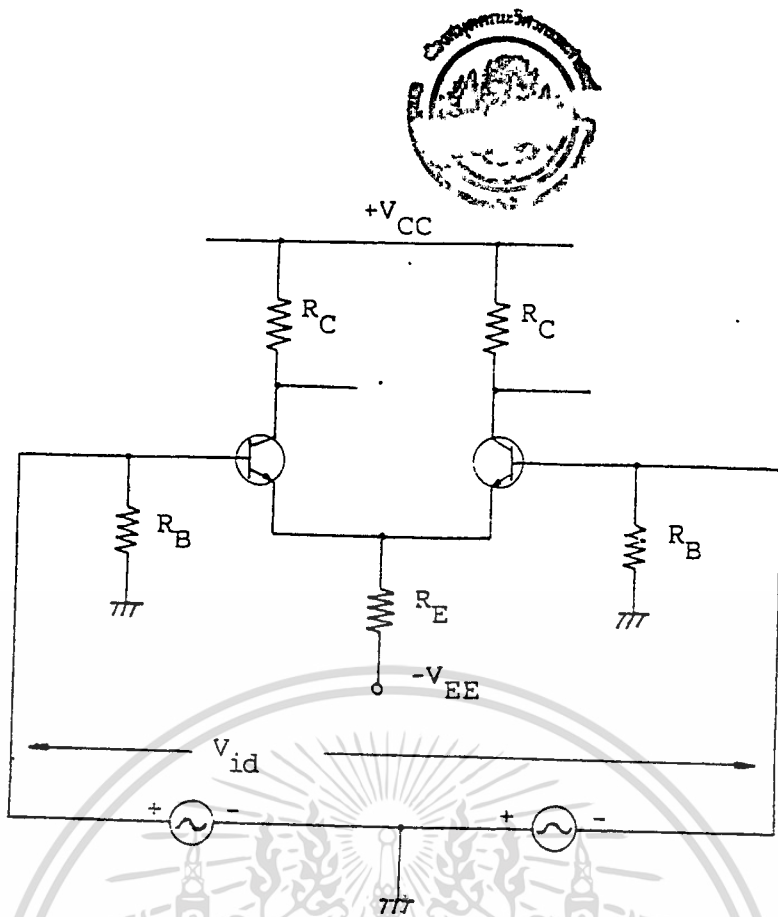
โดย $r_{be} = r'_{bb} + r'_{be}$

ในกรณีของการป้อนอินพุตแบบสมมูลจะได้

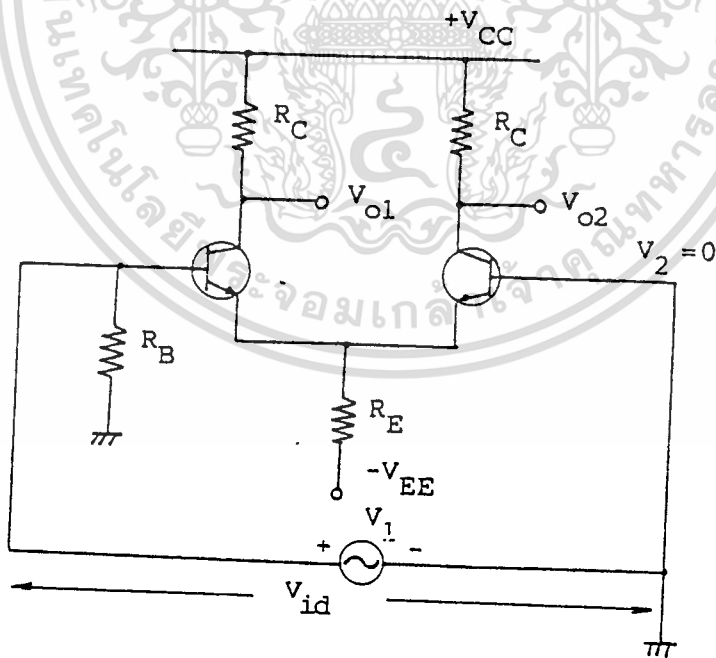
$$V_1 = -V_2 = \frac{V_{id}}{2}$$

$$V_{o2} = -V_{o1} = \left(\frac{\beta R_C}{r_{be}} \right) \left(\frac{V_{id}}{2} \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.17 การป้อนอินพุตแบบสมดุลในดิฟเฟอเรนเชียลโวมด



รูปที่ 2.18 การป้อนอินพุตแบบไม่สมดุลในดิฟเฟอเรนเชียลโวมด

ในกรณี $V_2 = 0$ และ $V_1 = V_{id}$ จะได้

$$V_{o2} = -V_{o1}$$

$$\frac{(\beta R_o) V_{id}}{r_{be} \cdot 2} = -V_{o1}$$

ให้ A_d เป็นอัตราขยายของวงจรเมื่ออินพุตมีเฟสตรงข้ามจะได้

$$|A_d| = \frac{V_o}{V_{id}} = \frac{1}{2} \frac{\beta R_o}{r_{be}}$$

ซึ่งเรียกว่าเป็น ดิฟเฟอเรนเชียลเกน (Differential gain)

อินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรมีค่าเป็น

$$Z_{in} = R_B // (r_{be} + (\beta + 1) R_E // \frac{r_{be}}{\beta})$$

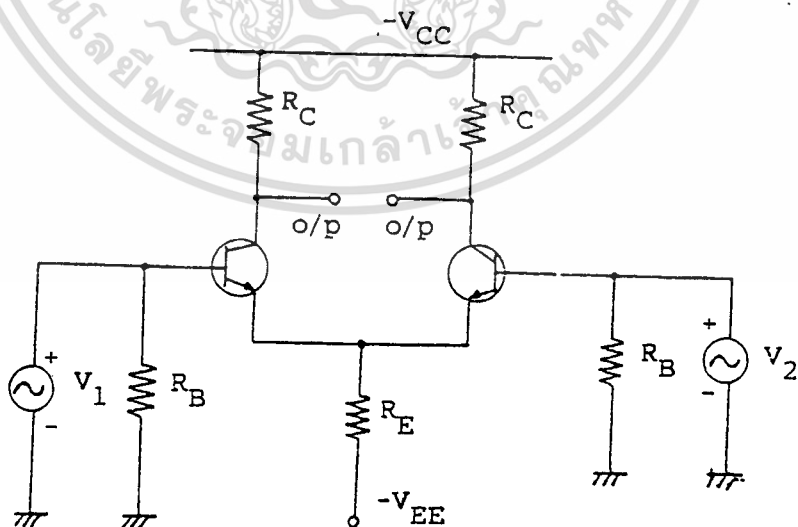
โดยทั่วไปแล้ว $(\beta + 1) R_E \gg r_{be}$

จะได้ $Z_{in} = R_B // 2r_{be}$

ส่วนเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ จะมีค่าเท่ากับ R_C

$$Z_{out} = R_C$$

คอมมอนโหมด (Common mode)



รูปที่ 2.19 คอมมอนโหมด (Common Mode)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีของคอมมอนโหมด

$$V_1 = V_2 = V_{i_c} \quad \text{จะได้}$$

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = A_c = \frac{\beta R_L}{r_{b_o} + 2(\beta+1)R_E} \quad \dots\dots\dots 2.9$$

ค่าอัตราส่วนของดิฟเฟอเรนเชียลเกนต่อคอมมอนโหมดเกน (Common mode gain)

เรียกว่า ค่า CMRR หรือ คอมมอนโหมดรีเจกชันเรโซ (Common Mode Rejection Ratio)

$$\text{CMRR} = \frac{A_d}{A_c} = \frac{r_{b_o} + 2(\beta+1)R_E}{2r_{b_o}} \quad \dots\dots\dots 2.10$$

CMRR จะเป็นตัวบอกให้ทราบถึงขีดความสามารถในการกำจัดสัญญาณคอมมอนโหมดของวงจร



2.5) การใช้งานวงจรถคูณในวงจรมอดูเลต

วงจรถคูณสัญญาณแบบอนาลอก (analog multipliers) เป็นวงจรถคูณซึ่งประกอบด้วยออปแอมป์และอุปกรณ์ร่วมมืออื่น ๆ ซึ่งในปัจจุบันสามารถหาได้โดยทั่วไป ทั้งที่ทำเป็นไอซีสำเร็จรูปเดี่ยว ๆ หรือเป็นส่วนหนึ่งของไอซีใช้งาน วงจรถคูณสัญญาณนี้มีประโยชน์ในการนำไปใช้งานมาก ดังจะเห็นได้จากปัจจุบันได้มีการนำไปประยุกต์ใช้งานกันมาก เช่น

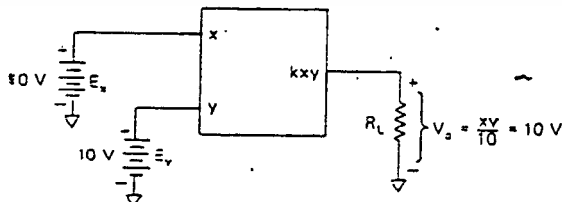
1. ทำเป็นตัวเพิ่มความถี่สัญญาณต่าง ๆ ขึ้นเป็นสองเท่าและใช้เป็นวงจรถคูณความถี่
2. ใช้ตัดแปลงเป็นวงจรถคูณค่าความต่างเฟสระหว่างสัญญาณสองสัญญาณที่มีความถี่เท่ากัน
3. ใช้ในการคูณสัญญาณทั้งสองเข้าด้วยกัน
4. ทำเป็นวงจรถคูณสัญญาณ
5. ใช้ในการหาค่ารากที่สอง (square root) ของสัญญาณบางชนิด
6. ใช้แปลงเป็นวงจรถคูณกำลังสองสัญญาณต่าง ๆ ทั้งที่เป็นสัญญาณ DC และ AC เป็นต้น

นอกจากนี้ในบทยังจะนำเอาวงจรถคูณสัญญาณมาใช้เป็นวงจรถคูณสัญญาณแบบขนาดหรือที่เรียกโดยทับศัพท์ว่า วงจรมอดูเลต (amplitude modulation) และ วงจรถอดสัญญาณ (demodulation)

เราสามารถแสดงแบบจำลองของวงจรถคูณสัญญาณได้ดังในรูปที่ 2.20 (ก) ซึ่งจากรูปประกอบไปด้วยอินพุตสองขา คือ X และ Y ซึ่งจะนำสัญญาณจากทั้งสองมาคูณกัน ที่ขาอินพุตแต่ละขาก็จะมีความต้านทางอินพุต (input resistance) ประมาณตั้งแต่ 10 กิโลโอมห์ขึ้นไป มีเอาต์พุตหนึ่งขา โดยที่แรงดันเอาต์พุตนี้มีค่าเท่ากับผลคูณของอินพุตทั้งสองหารด้วยค่าสเกลแฟกเตอร์ (scale factor) สำหรับค่าสเกลแฟกเตอร์นี้จะได้อธิบายต่อไป



(ก) สัญลักษณ์ของวงจรถคูณสัญญาณ



รูปที่ 2.20 วงจรถคูณสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-การคูณสัญญาณ DC และค่าสเกลแฟกเตอร์

จากแบบจำลองวงจรคูณสัญญาณที่แสดงในรูปที่ 2.20 (ก) จะเห็นได้ว่ามีเครื่องหมายคูณ (X) ปรากฏอยู่ในกรอบสี่เหลี่ยมซึ่งหมายถึงเป็นตัวคูณสัญญาณนั่นเอง นอกจากแบบจำลองแบบนี้แล้ว เราแสดงเป็นแบบอื่น ๆ ได้ ดังเช่นในรูปที่ 2.20 (ข) แบบจำลองแบบนี้ประกอบด้วยอินพุตสองข้างคือ x และ y เช่นเดียวกับรูปแรก และมีสมการของแรงดันเอาต์พุต V_o ในเทอมทั่วไปคือ

$$V_o = kxy$$

เมื่อ x และ y คือสัญญาณอินพุตของแต่ละข้าง

ค่าคงที่ k ในสมการเรียกว่า สเกลแฟกเตอร์ โดยปกติมักกำหนดให้มีค่าเท่ากับ $1/10$ เนื่องจากในการออกแบบสร้างวงจรคูณสัญญาณนั้นมักจะออกแบบให้สามารถใช้ไฟเลี้ยงเพียงชุดเดียวได้คือ ± 15 โวลต์ และเพื่อให้ได้ผลที่ดีที่สุด ค่าของแรงดันที่ใช้งานทางอินพุตทั้ง x และ y ที่ไฟเลี้ยงขนาดนี้ควรมีค่าอยู่ในช่วง ± 10 โวลต์ ถ้าเรากำหนดให้ k มีค่าเท่ากับ $1/10$ ก็จะทำให้เอาต์พุตมีค่าอยู่ในช่วง ± 10 โวลต์เช่นกัน ซึ่งก็นับว่าเป็นค่าที่เหมาะสมที่สุด เราอาจแสดงค่าต่าง ๆ ในรูปของสมการได้คือ

$$\text{กำหนดให้ } x = 10 \text{ V ; } y = 10 \text{ V}$$

$$\text{จาก } V_o = kxy = k(10)(10)$$

$$\text{แทน } k=1/10 \text{ จะได้ } V_o = 10 \text{ V}$$

จะเห็นได้ว่าค่าอินพุตทั้งสอง (x และ y) และเอาต์พุตมีค่าเท่ากันหมดคือ 10 โวลต์

สรุปได้ว่า

$$V_o = \frac{XY}{10} = \frac{E_x E_y}{10} \dots\dots\dots 2.11$$

-ควอดแรนต์ของการคูณสัญญาณ

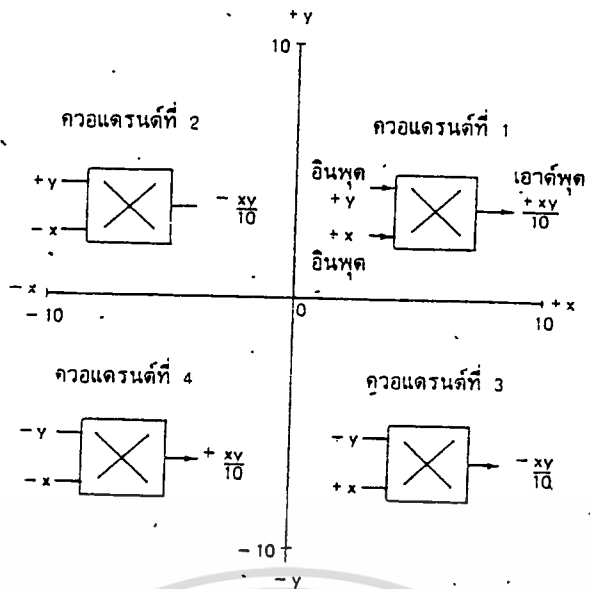
การคูณสัญญาณต่าง ๆ นั้นได้มีการแบ่งการคูณออกเป็นสองควอดแรนต์ เช่น การคูณแบบควอดแรนต์ที่ 1 ควอดแรนต์ที่ 2 หรือควอดแรนต์ที่ 4 เป็นต้น การจัดแบ่งควอดแรนต์แสดงได้ดังรูปที่ 2.21 (ก) แรงดันอินพุตสามารถเป็นไปได้ 4 แบบ โดยคำนึงถึงเครื่องหมายบวกลบด้วย เช่น

ถ้า x และ y เป็นบวกทั้งคู่ อยู่ในควอดแรนต์ที่ 1

x เป็นลบ y เป็นบวก อยู่ในควอดแรนต์ที่ 2

ทั้ง x และ y เป็นลบทั้งคู่ อยู่ในควอดแรนต์ที่ 3

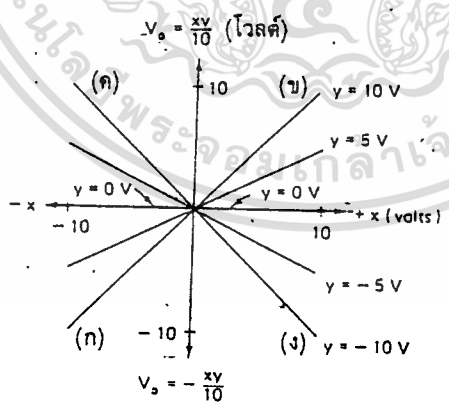
x เป็นบวก y เป็นลบ อยู่ในควอดแรนต์ที่ 4



ก. แสดงการจำแนกควอดแดรนต์เมื่อสัญญาณ X, Y มีสถานะต่างๆ

รูปที่ 2.21 วงจรคูณสัญญาณเมื่อป้อนสัญญาณ X, Y เข้ามา

ในรูปที่ 2.21 (ข) กำหนดให้ V_0 แสดงในแนวตั้ง และ X แสดงในแนวนอน ถ้ากำหนดให้ y มีค่าเท่ากับ 10 โวลต์ และ x มีค่าเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง -10 ถึง 10 โวลต์ จะวาดกราฟได้เป็นเส้นตรง ab ดังที่แสดงในรูป กล่าวคือเส้น $y = 10$ และถ้าค่า y มีค่าเปลี่ยนแปลงเป็น -10 โวลต์ก็จะวาดกราฟได้เป็นเส้นตรง cd ดังที่ได้กำหนดเป็นเส้น $Y = -10$ เส้นที่แสดงนี้สามารถทำให้แสดงบนจอของออสซิลโลสโคปได้ โดยต่อ V_0 ของวงจรถูกกับอินพุทแชนแนล 1 ของสโคป ก็จะได้รูปดังที่แสดงในกราฟ



ข. สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากสัญญาณ X, Y ค่าต่างๆ

รูปที่ 2.21 (ต่อ) วงจรคูณสัญญาณเมื่อป้อนสัญญาณ X, Y เข้ามา

ข้อสำคัญสำหรับการคูณกรณีหนึ่งซึ่งมักนำมาใช้เป็นข้อทดสอบวงจรถูกก่อนนำไปใช้งานอื่น ๆ คือ กรณีที่อินพุททั้งสองข้างเป็น 0 โวลต์ทั้งคู่ V_0 ที่ได้ก็ควรเป็น 0 โวลต์เช่นกันแต่ถ้าในการใช้งานจริงไม่ได้ผลตามนี้ก็จะต้องมีการปรับแต่งวงจรเสียก่อนเพื่อให้การใช้งานเป็นไปอย่างถูกต้อง

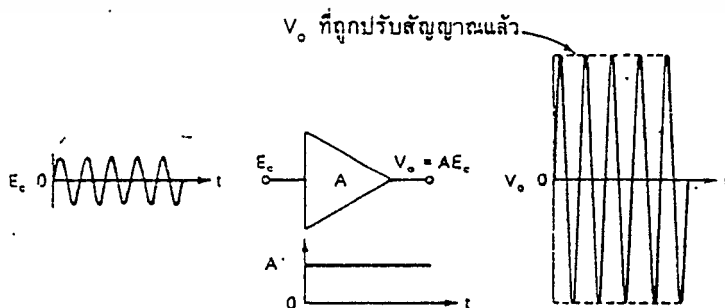
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-วงจรคูณกับการผสมสัญญาณทางด้านขนาด (AM)

เพื่อทำความเข้าใจเกี่ยวกับการผสมสัญญาณทางด้านขนาด (AM) ในที่นี้จะใช้ภาพประกอบเป็นหลักในการอธิบาย เนื่องจากสามารถแสดงให้เห็นได้อย่างชัดเจน เริ่มจากในรูปที่ 2.22 (ก) เป็นสัญญาณอินพุต E_c ผ่านวงจรขยายซึ่งมีอัตราขยายเป็น A' (กำหนดให้ A มีค่าคงที่) ดังนั้น V_o ที่ได้จะมีค่าเป็น AE_c ซึ่งมีค่าคงที่เสมอ ต่อไปจะสมมุติว่าวงจรขยายมีอัตราขยายที่ไม่คงที่แสดงด้วยเครื่องหมาย A ดังในรูปที่ 2.22 (ข) โดย A มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาจาก 0 ไปจนมีค่าสูงสุดแล้วกลับมาเป็น 0 อีกครั้งดังรูปจากอัตราขยายของ A ที่มีเปลี่ยนแปลงดังนี้ ทำให้ V_o เปลี่ยนแปลงตามไปด้วยเนื่องจาก $V_o = AE_c$ และนี่ก็คือตัวอย่างหนึ่งของการผสมสัญญาณทางด้านขนาด (AM) นั่นเอง เราอาจเปรียบแรงดันอินพุต E_c ได้กับสัญญาณพาหะ และเปรียบอัตราขยายที่เปลี่ยนแปลง (A) ได้กับสัญญาณอินพุตที่ต้องการส่งผ่าน V_o ที่ได้นั้นเปรียบได้กับสัญญาณที่รับการผสมแล้วนั่นเอง

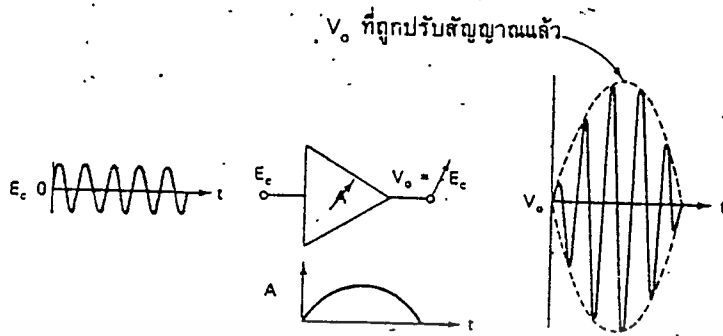
-นำวงจรคูณมาใช้เป็นวงจรผสมสัญญาณ

จากในหัวข้อที่แล้วและรูปที่ 2.22 (ข) เราได้ว่า V_o คือสัญญาณที่ผสมแล้วมีค่าเท่ากับ E_c คูณกับ A (แต่อัตราขยายหรือ A มีค่าเปลี่ยนแปลงตามเวลา) ซึ่งผลที่ได้ของรูปที่ 2.22 (ข) นั้นเป็นลักษณะของผลที่เกิดจากกระบวนการผสมสัญญาณ (multiplication process) ดังนั้นเราจึงอาจกล่าวได้ว่าการผสมสัญญาณก็คือการนำสัญญาณมาคูณกันนั่นเอง เมื่อเป็นดังนี้ก็หมายความว่า เราสามารถจะใช้วงจรคูณสัญญาณมาสร้างเป็นวงจรผสมสัญญาณได้ดังในรูปที่ 2.22 (ค) กำหนดให้ E_c เป็นอินพุต X, E_m เป็นอินพุต Y (ซึ่งเทียบได้เท่ากับ A ในรูปที่ 2.22 (ข)) และ V_o คือสัญญาณที่ผสมแล้ว อนึ่งวงจรคูณสัญญาณในลักษณะนี้นอกจากจะเรียกว่าวงจรผสมสัญญาณแล้ว (วงจรมอดูเลต) ยังอาจเรียกว่า อุปกรณ์ขยายแรงดันชนิดที่ควบคุมได้เอง (voltage-controlled gain device) ได้อีกด้วย สาเหตุที่เรียกเช่นนั้นก็เพราะว่า E_m นี้มีลักษณะการทำงานคล้ายกับเป็นอัตราขยาย A ซึ่งมีค่าแปรเปลี่ยนไปตามเราต้องการนั่นเอง สำหรับรูปร่างของคลื่นที่ได้จากการผสมสัญญาณนี้มีลักษณะเป็นสัญญาณผสมแบบสมดุล (balanced modulation)

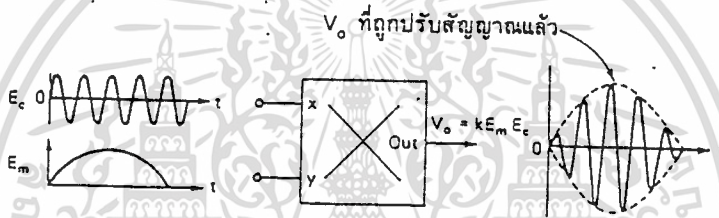


รูปที่ 2.22 ผลของการคูณสัญญาณ E_c กับ E_m ได้คลื่น AM

ก. เมื่อป้อนอินพุตด้วย E_c ให้กับวงจรซึ่งมีอัตราขยายเท่ากับ A แรงดันเอาต์พุต ที่ได้มีค่าเท่ากับ AE_c ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ข. ถ้าอัตราขยายมีการปรับเปลี่ยนค่าไปตามเวลา ค่า V_o ก็จะมีค่าแปรผันตามด้วยเช่นกัน



ค. ถ้ามีการป้อน E_m ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาเหมือนอัตราขยายในรูป 2.22 ข. ค่า V_o ก็จะมีค่าเหมือนกับรูป 2.22 ข. ด้วย

-คณิตศาสตร์ของสัญญาณผสมแบบสมมูล

ก่อนที่จะทำการวิเคราะห์หาสมการของสัญญาณผสมแบบสมมูล เพื่อให้ง่ายแก่การคำนวณจะสมมติให้สัญญาณที่ป้อนแก่วงจรทุกตัวเป็นคลื่นรูปไซน์ทั้งหมด

ขั้นแรกของการวิเคราะห์ กำหนดให้สัญญาณความถี่สูงที่มีขนาดคงที่ตลอดว่าเป็นคลื่นพาหะ E_c โดยมีสมการเป็น

$$E_c = E_{op} \sin 2\pi f_o t \quad \dots\dots\dots 2.12$$

เมื่อ E_{op} คือค่าแอมพลิจูดของคลื่นที่มีความถี่เป็น f_o

สัญญาณอีกตัวที่ใช้คือ สัญญาณสำหรับนำมาผสม (E_m) โดยปกติคือสัญญาณที่ต้องการนำไปใช้งานมักมีความถี่ต่ำ เขียนแทนได้ด้วยสมการ

$$E_m = E_{mp} \sin 2\pi f_m t \quad \dots\dots\dots 2.13$$

เมื่อ E_{mp} คือค่าแอมพลิจูดของคลื่นที่มีความถี่เป็น f_m

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทั้ง E_o และ E_m ที่กำหนดไว้ให้นำไปป้อนเป็นอินพุทของวงจรคูณสัญญาณ โดยป้อน E_o ที่อินพุท X และป้อน E_m ที่อินพุท Y จากสมการที่....จะได้แรงดันเอาท์พุท V_o มีค่าเป็น

$$V_o = \frac{E_m E_o}{10} = \frac{E_m E_o (\sin 2\pi f_m t) (\sin 2\pi f_o t)}{10} \dots\dots\dots 2.14$$

ต่อไปก็จะเป็นการจัดรูปสมการที่ 2.14 ใหม่ให้อยู่ในรูปที่สามารถอธิบายถึงผลของสัญญาณที่ได้ชัดเจนยิ่งขึ้น จากคณิตศาสตร์ในเรื่องของตรีโกณมิติ มีอยู่สูตรหนึ่งที่จะนำมาใช้คือ

$$\frac{(\sin A)(\sin B)}{2} = \frac{1}{2} [\cos(A-B) - \cos(A+B)] \dots\dots\dots 2.15$$

แทนสมการที่ 2.14 ลงในสมการที่ 2.15 โดยที่ $A = 2\pi f_o t$ และ $B = 2\pi f_m t$ จะได้

$$V_o = \frac{E_{mp} E_{cp} \cos 2\pi (f_o - f_m) t}{20} - \frac{E_{mp} E_{cp} \cos 2\pi (f_o + f_m) t}{20} \dots\dots\dots 2.16$$

สมการที่ 2.16 ที่ได้นี้ถือว่าเป็นสมการที่สามารถแสดงให้เห็นถึงผลต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นขณะที่ได้ทำการรวมสัญญาณแล้ว ดังจะได้วิเคราะห์ในหัวข้อถัดไป

-ผลรวมและผลต่างของความถี่

หัวข้อนี้ต่อเนื่องมาจากหัวข้อที่แล้วคือจะเป็นการวิเคราะห์ถึงสมการที่ 2.16 ที่คำนวณได้ในหัวข้อที่แล้ว โดยสมการที่ได้นี้ได้มาจากการคูณกันของ E_o และ E_m ซึ่งเป็นคลื่นรูปไซน์ด้วยกันทั้งคู่ คือ

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

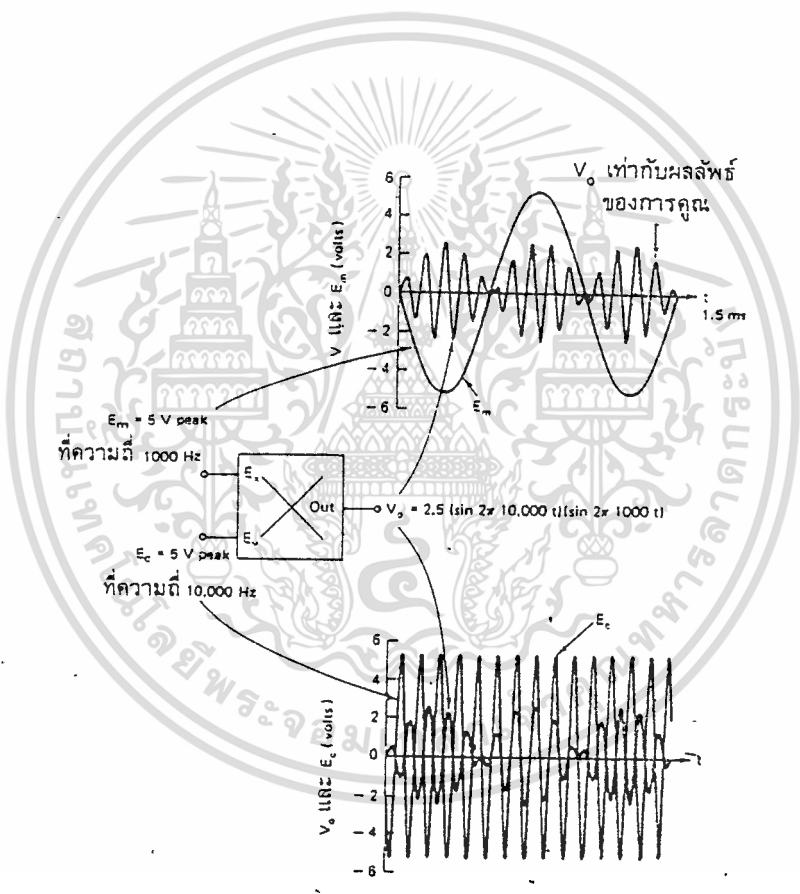
ผลที่ได้จากสมการที่ 2.16 นี้ แสดงถึงว่า V_o ที่ได้ประกอบไปด้วยสัญญาณไซน์สองสัญญาณที่มีความถี่แตกต่างกันขึ้นอยู่กับความถี่ของ E_o และ E_m ที่ป้อนให้แก่วงจร (ทั้งฟังก์ชันไซน์และโคไซน์ต่างก็เรียกรวมได้ว่าเป็นสัญญาณรูปไซน์ได้เหมือนกัน) สัญญาณรูปไซน์แรกจะมีความถี่เป็น $f_o + f_m$ คือ มีการบวกกันของความถี่ และอีกสัญญาณมีความถี่เป็น $f_o - f_m$ คือเกิดจากการหักลบกันของความถี่

ถ้าพิจารณาจากลักษณะรูปสัญญาณของ V_o ถ้าเราลองลากเส้นเฉพาะโครงร่างภายนอกสัญญาณโดยวาดเฉพาะจุดยอดของ V_o ในแต่ละจุดทั้งด้านบวกและด้านลบ จะได้รูปที่มีลักษณะคล้ายเป็นรูปไซน์ โดยมีแรงดันยอดเป็น 2.5 โวลต์ (ในขณะที่ E_m และ E_o มีค่าเท่ากับ 5 โวลต์) อย่างไรก็ตาม รูปที่ได้ดังกล่าวจะมีลักษณะไม่เหมือนกับ E_m ซึ่งทำให้เราไม่สามารถนำวิธีการถอดสัญญาณแบบง่าย ๆ เช่น ฟิลเตอร์หรือตัวเรกติไฟได ๆ มากรองความถี่ของวงจรนี้ให้ได้ V_o ที่มีรูปร่างสอดคล้องกับ E_m ซึ่งจุดนี้เองที่เป็นคุณสมบัติพิเศษของวงจรผสมสัญญาณแบบสมดุล (balance modulator)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-ความถี่ข้างเคียงและช่วงกว้างความถี่ข้างเคียง

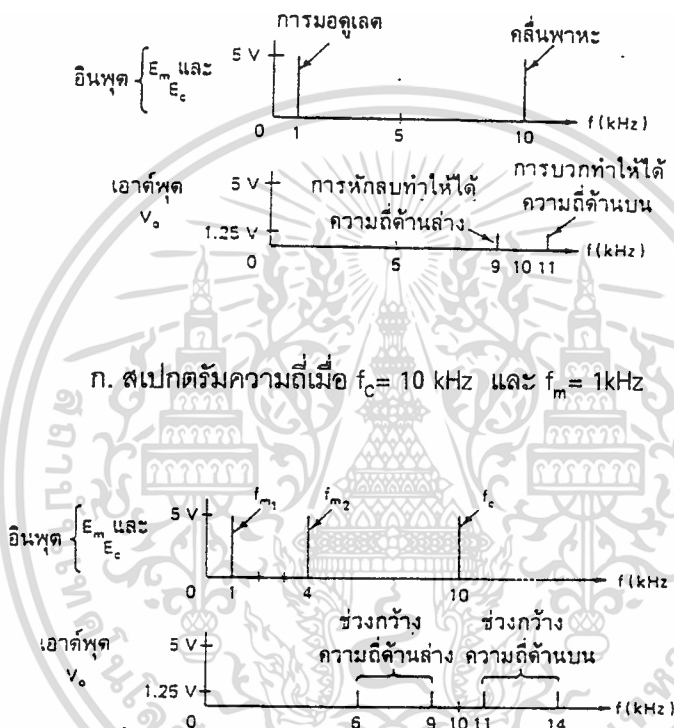
จากแรงดันเอาต์พุตที่ได้ในหัวข้อที่ผ่านมา เมื่อจัดโดยใช้ออสซิลโลสโคปจะสามารถแสดง V_o ได้ดังในรูปที่ 2.23 อย่างไรก็ตาม การใช้ออสซิลโลสโคปเพียงอย่างเดียวอาจเป็นการยากที่จะรู้ว่า สัญญาณดังกล่าวประกอบด้วยความถี่อะไรบ้างมารวมกัน ซึ่งปัญหานี้สามารถแก้ไขได้โดยการใช้อุปกรณ์ที่ เรียกว่า สเปกตรัมแอนะไลเซอร์วัด โดยอุปกรณ์ชนิดนี้สามารถแสดงผลของแรงดันเอาต์พุตได้อีกแบบหนึ่ง โดยแยกการแสดงผลเฉพาะขนาดของแรงดันในแต่ละความถี่เรียกว่า สเปกตรัมของความถี่ ซึ่งจะสามารถแสดงผลดังในรูปที่ 2.23 ก) เราจะเห็นได้ว่าที่เอาต์พุตจะมีความถี่อยู่สองความถี่ระหว่างความถี่ของคลื่นพาหะ ความถี่ด้านบน (upper frequency) เป็นความถี่ที่ได้จากการบวกความถี่ทั้งสอง ความถี่ด้านล่าง (lower frequency) เป็นความถี่ที่ได้จากการหักลบความถี่ทั้งสอง



รูปที่ 2.23 วงจรผลมสัญญาณแบบสมมูล

ในกรณีที่สัญญาณอินพุตที่นำมาผสมมีมากกว่า 1 สัญญาณ เมื่อเราวัดแรงดันเอาต์พุตด้วย สเปกตรัมแอนะไลเซอร์ เราจะพบความถี่ที่เกิดจากการรวมความถี่ และความถี่ที่เกิดจากการหักลบกันของ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทุก ๆ สัญญาณอินพุตที่ป้อนให้ ซึ่งมีลักษณะสมมาตรกันทั้งสองด้านของความถี่พาหะ (ดูในรูปที่ 2.24) ถ้า สัญญาณอินพุตที่จะนำมาผสมเป็นช่วงความถี่ก็จะปรากฏที่เอาต์พุตเป็นช่วงของความถี่เช่นกันซึ่งเกิดขึ้นที่ ทั้งสองด้านคือซ้ายและขวาของความถี่พาหะ เช่น ป้อนอินพุตที่มีความถี่อยู่ในช่วงระหว่าง 1-4 กิโลเฮิร์ตซ์ ถ้าสัญญาณพาหะมีความถี่ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ จะปรากฏผลที่เอาต์พุตคือ ความถี่ด้านล่างมีค่าอยู่ระหว่าง $(10-4) = 6 \text{ kHz}$ ถึง $(10-1) = 9 \text{ kHz}$ เรียกว่า ช่วงกว้างความถี่ด้านล่าง (lower side band) และ ช่วงกว้างความถี่ด้านบน (upper side band) จะอยู่ในช่วง $(10+1) = 11 \text{ kHz}$ ถึง $(10+4) = 14 \text{ kHz}$ ดังแสดงในรูป 2.24(ข)



รูปที่ 2.24 สเปกตรัมความถี่สำหรับวงจรผสมสัญญาณแบบสมมูล

-สัญญาณ AM มาตรฐาน

ก) วงจร AM

จากในหัวข้อที่ผ่านมา เราจะได้ผลจากการผสมสัญญาณแล้ว จะปรากฏเอาต์พุตเป็นสัญญาณผสมแบบสมมูล โดยสามารถเขียนแสดงสมการได้ 2 แบบ คือ แบบโปรดักต์เทอม (product term : สมการที่ 2.14.) หรืออาจแสดงในรูปแบบของความถี่ที่เกิดจากการบวกและความถี่ที่เกิดจากการหักลบ 2 ความถี่ (lower side and upper side frequency : สมการที่ 2.16)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในปัจจุบันสัญญาณ AM ที่ใช้กันอยู่อย่างแพร่หลายไม่ได้เป็นสัญญาณผสมแบบสมมูล(ลักษณะวงจรมผสมสัญญาณแบบสมมูลนั้นนิยมใช้กันในสมัยการใช้หลอดสุญญากาศและหม้อแปลง) ทั้งนี้เนื่องจากความยากลำบากในการทำให้สัญญาณคลื่นพาหะมีลักษณะสมมาตรจริงตามทฤษฎี ดังนั้นจึงได้มีการนำเอาสัญญาณพาหะ E_c มาปรากฏให้เกิดเทอมกำลังสองของ E_c ไปปรากฏที่เอาท์พุทด้วย (โปรดสังเกตสมการที่กำลังจะกล่าวถึงต่อไป) สำหรับวิธีการผสมสัญญาณ AM ทั้งแบบคลาสสิก (แบบสมมูล) และแบบมาตรฐานนั้นสามารถดูได้จากวงจรรูปที่ 2.25 (ก) อนึ่งสัญญาณที่ใช้กันอยู่ในการกระจายเสียงแบบ AM ในปัจจุบันเป็นสัญญาณ AM แบบมาตรฐาน

สำหรับเหตุผลที่เลือกใช้สัญญาณผสม AM แบบมาตรฐานมากกว่าที่จะใช้สัญญาณผสมแบบสมมูล จะได้อธิบายต่อไปในหัวข้อต่อไป ตอนนี้เราจะมาดูถึงวิธีการสร้างสัญญาณกันก่อน จากรูปที่ 2.25 (ก) เป็นวงจรที่เราสร้างขึ้นมาเป็นวงจรรวมสัญญาณเพื่อทำการรวมสัญญาณ E_m กับขนาดของคลื่นพาหะ E_{cp} ซึ่งเมื่อรวมสัญญาณกันแล้วก็จะได้สมการดังนี้

$$E_x = E_{cp} + E_m = E_{cp} + E_{mp} \sin(2\pi f_m t)$$

นำสัญญาณนี้ไปผสมกับสัญญาณพาหะ ซึ่งใช้วงจรมอดูเลชันเช่นเดียวกับในหัวข้อที่แล้วก็ได้สมการดังนี้

$$V_o = \frac{E_{cp}^2 \sin^2 2\pi f_c t}{10} \quad \text{(เทอมของสัญญาณพาหะ)}$$

$$+ \frac{E_{cp} E_{mp} (\sin 2\pi f_c t) (\sin 2\pi f_m t)}{10} \quad \text{(โปรดกต์เทอม)} \dots\dots\dots 2.17$$

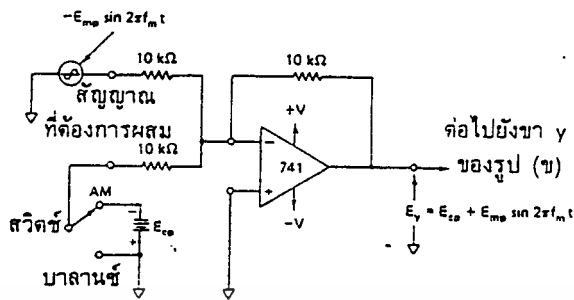
หรือ

$$\frac{E_{cp}^2 \sin^2 2\pi f_c t}{10} \quad \text{(เทอมของสัญญาณพาหะ)}$$

$$V_o = + \frac{E_{cp} E_{mp} \cos 2\pi (f_c - f_m) t}{20} \quad \text{(ความถี่ด้านล่าง)} \dots\dots\dots 2.18$$

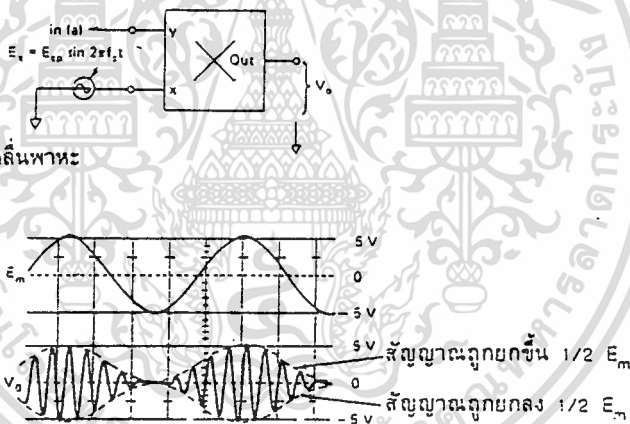
$$- \frac{E_{cp} E_{mp} \cos 2\pi (f_c + f_m) t}{20} \quad \text{(ความถี่ด้านบน)}$$

จะเห็นได้ว่า V_o จะปรากฏสัญญาณพาหะ (E_c) รวมอยู่ด้วย โดยรูปที่ 12.10 (ข) แสดงถึงรูปของสัญญาณ AM มาตรฐาน



(ก) ใช้วงจรรวมสัญญาณ (adder circuit) รวมเอาขนาดของคลื่นพาหะ
เข้าไปผสมกับสัญญาณที่ต้องการผสม

จาก E_y ไปยังรูป (ข)



(ข) วงจรคูณสัญญาณเมื่อทำหน้าที่เป็นวงจรผสมสัญญาณหรือมอดูเลเตอร์ AM แบบมาตรฐาน
รูปที่ 2.25 สาธิตวิธีการสร้างวงจรผสมสัญญาณทั้งแบบสมดุคและแบบมาตรฐาน

ข) สเปกตรัมของความถี่ของสัญญาณ AM แบบมาตรฐาน

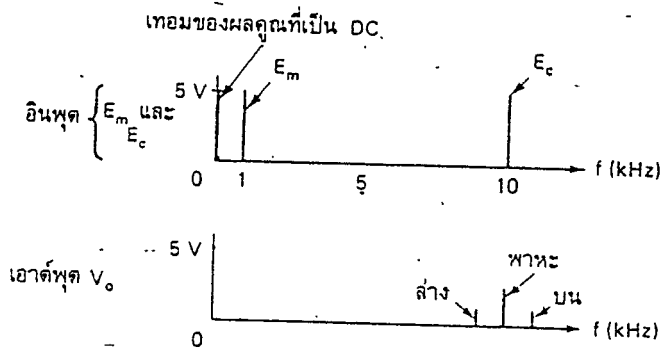
สัญญาณ AM แบบมาตรฐานที่สร้างขึ้นมานี้ตามในสมการที่ (12.14) ประกอบด้วยสัญญาณ 3 ชุดคือ

เทอมของสัญญาณพาหะ = $2.5 V_{peak}$ มีความถี่ 10,000 Hz

ความถี่ด้านบน = $1.25 V_{peak}$ มีความถี่ 11,000 Hz

ความถี่ด้านล่าง = $1.25 V_{peak}$ มีความถี่ 9,000 Hz

สามารถแสดงรูปของสเปกตรัมได้ดังในรูปที่ 2.26



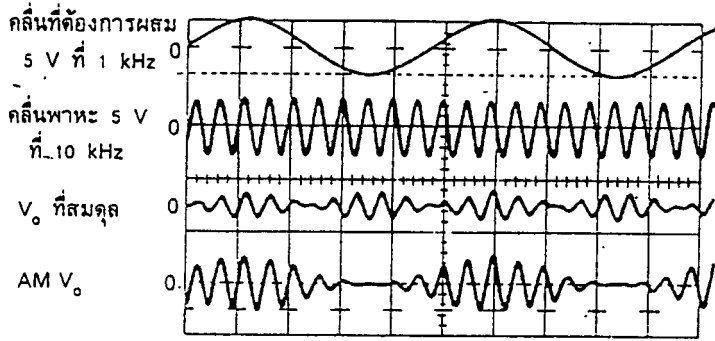
รูปที่ 2.26 สเปกตรัมความถี่สำหรับวงจรผสมสัญญาณ AM แบบมาตรฐานเมื่อ $f_c = 10$ kHz และ $f_m = 1$ kHz

ค) เปรียบเทียบสัญญาณ AM แบบมาตรฐานและแบบสมดุ

จากในรูปที่ 2.25 (ก) ถ้าสวิตช์อยู่ที่ตำแหน่ง AM มาตรฐานโดย V_c ประกอบด้วยความถี่ 3 ความถี่คือ f_c , $f_c + f_m$ และ $f_c - f_m$ ให้สังเกตรูปที่ 2.25 (ข) V_c ถูกควบคุมด้วยที่มีสัญญาณลักษณะเดียวกันกับ E_m เพียงแต่มีขนาดเล็กกว่าเท่านั้น ดังนั้นการถอดสัญญาณเพื่อให้ได้ E_m จึงทำได้ง่ายและถูกต้องกว่า นอกจากนี้สัญญาณ AM มาตรฐาน ยังมีคุณสมบัติอีกข้อหนึ่งคือ ในขณะที่ไม่มีสัญญาณอินพุต E_m ใดๆที่จะส่ง สถานีส่งก็ยังคงมีการส่งสัญญาณ f_c ออกไปตลอดเวลา ซึ่งเป็นการดีสำหรับผู้รับโดยทั่วไปคือทำให้สามารถรู้ได้ตลอดเวลาว่าขณะนี้ สถานีส่งยังมีการส่งสัญญาณอยู่ (ไม่ได้เสีย) และยังสามารถใช้สัญญาณ f_c นี้สำหรับการควบคุมการทำงานต่าง ๆ ของตัวรับ

ถ้าสวิตช์ในรูปที่ 2.25 (ก) อยู่ในตำแหน่ง balance เอาต์พุตได้จากการผสมสัญญาณก็จะเป็นสัญญาณผสมแบบสมดุ ซึ่งจะประกอบไปด้วยความถี่เพียง 2 ความถี่คือ $f_c + f_m$ และ $f_c - f_m$ (ถ้ามองรูปคลื่นโดยรวมจะเห็นได้ว่าทุก ๆ ครึ่งคาบเวลาจะมีรูปคลื่นเหมือนกัน และนี่เป็นเหตุผลหนึ่งที่เรียกสัญญาณนี้ว่า เป็นสัญญาณผสมแบบสมดุ) สังเกตที่รูปสัญญาณ V_c จะเห็นได้ว่าไม่ได้ถูกรวมด้วยสัญญาณที่มีลักษณะเดียวกันกับ E_m ซึ่งแตกต่างจากสัญญาณ AM มาตรฐาน นอกจากนี้ในการส่งสัญญาณผสมแบบสมดุ นั้น ถ้าในขณะที่ไม่มีอินพุตใด ๆ (E_m) เข้ามาผสม สถานีส่งก็จะไม่มีสัญญาณใด ๆ ส่งออกไป จากคุณสมบัติข้อนี้เองจึงมักมีการนำไปใช้ในการส่งข้อความที่เป็นความลับมากกว่า เพื่อให้ยากแก่การตรวจหา

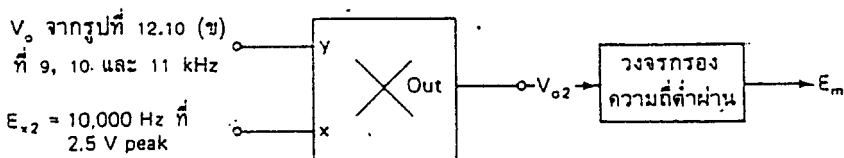
ในรูปที่ 2.27 แสดงการเปรียบเทียบลักษณะสัญญาณ AM แบบมาตรฐานและแบบสมดุ



รูปที่ 2.27 เปรียบเทียบลักษณะสัญญาณที่เกิดจากการผสมสัญญาณทั้ง 2 แบบ

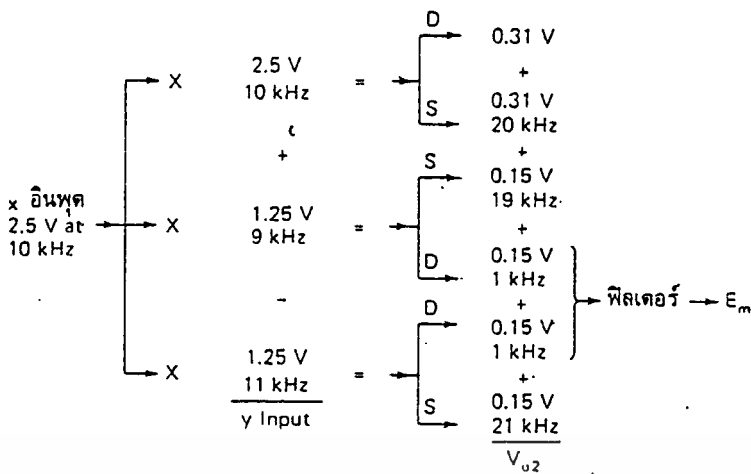
-การถอดสัญญาณ AM

การถอดสัญญาณ (demodulation) คือ การนำสัญญาณที่ผสมแล้วมาแยกออกให้ได้เฉพาะสัญญาณ AM ที่ต้องการจริง ๆ เท่านั้นออกมา สัญญาณผสมมาแบบใดก็ต้องใช้การถอดสัญญาณผสมแบบเฉพาะของมัน เช่น ผสมแบบ AM ก็ต้องถอดสัญญาณแบบ AM ถ้าเป็นการผสมแบบ FM ก็ต้องใช้วงจรถอดสัญญาณแบบ FM เป็นต้น ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงเฉพาะการถอดสัญญาณในแบบ AM เท่านั้น ดังที่แสดงในรูปที่ 2.28 (ก) ซึ่งแสดงแบบจำลองของการถอดสัญญาณ จุดรูปที่อินพุต Y คือจุดที่รับเอาสัญญาณผสมใด ๆ เข้ามาเพื่อนำมาแยกให้ได้ E_m โดยสัญญาณผสมที่รับมานี้ได้มาจากการผสมสัญญาณแบบ AM ตามที่ได้กล่าวไว้แล้วคือ ประกอบไปด้วยสัญญาณที่มีความถี่ 3 ความถี่คือ ความถี่พาหะ ความถี่ด้านบวก และความถี่ด้านลบ สัญญาณทั้งสามนี้จะถูกนำไปคูณกับอินพุต X (ดังรูป) ซึ่งเป็นสัญญาณพาหะอีกตัวหนึ่ง (จะมีความถี่เท่ากับสัญญาณพาหะตัวส่ง) ผลจากการคูณจะได้แรงดันเอาต์พุตออกมา 6 ชุด ดังแสดงในรูปที่ 2.28 (ข) ซึ่งจะเห็นได้ว่าประกอบด้วยส่วนของ E_m ที่มี $f = 1$ kHz (เท่ากับตอนส่ง) แยกออกมาด้วย จากนั้นใช้วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำกรองเอาเฉพาะ E_m ออกมา ดังนั้นสรุปได้ว่าเราสามารถสร้างวงจรถอดสัญญาณแบบง่าย ๆ ได้ เพียงใช้เฉพาะวงจรคูณสัญญาณมาต่อร่วมกับวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำเท่านั้น เพื่อให้เห็นภาพพจน์ได้มากขึ้นได้แสดงลักษณะสัญญาณที่ตำแหน่งต่าง ๆ ของทั้งวงจรผสมและวงจรถอดสัญญาณมาไว้ในรูปที่ 2.29



2.28 (ก) การใช้วงจรคูณสัญญาณเป็นวงจรถอดสัญญาณ (วงจรดีมอดูเลต)

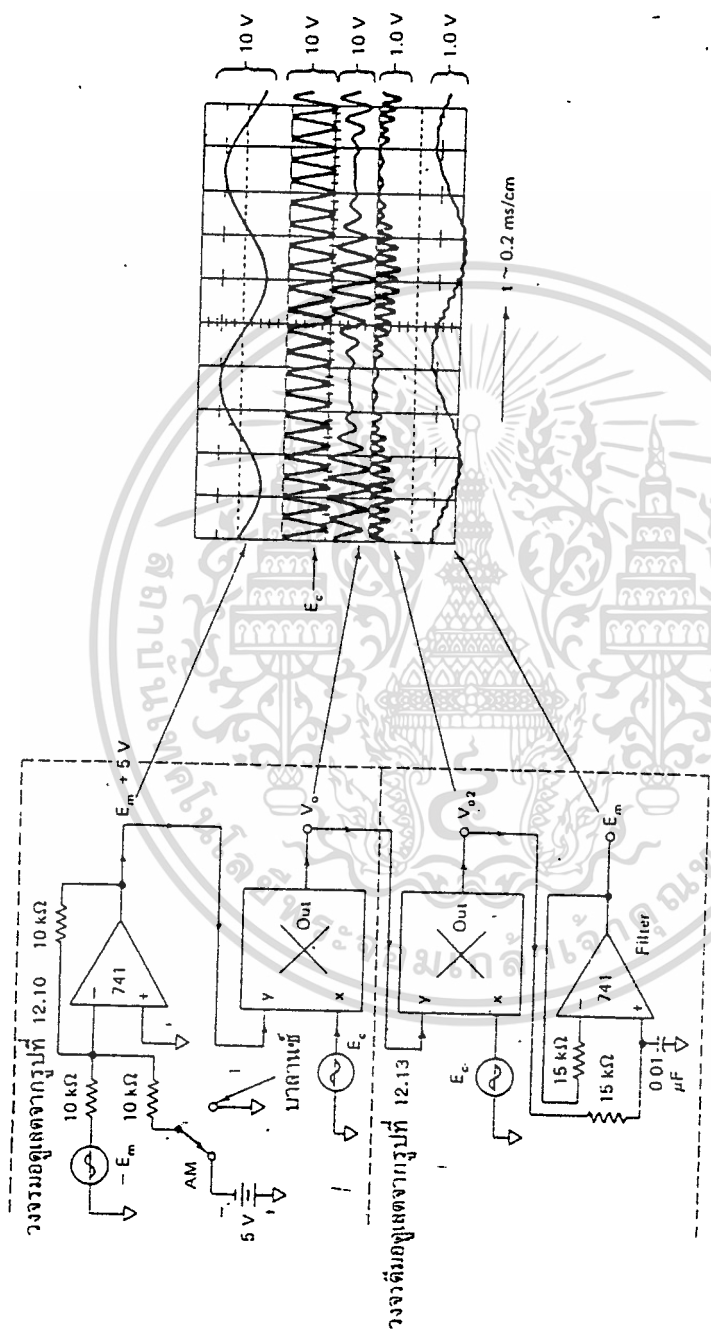
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



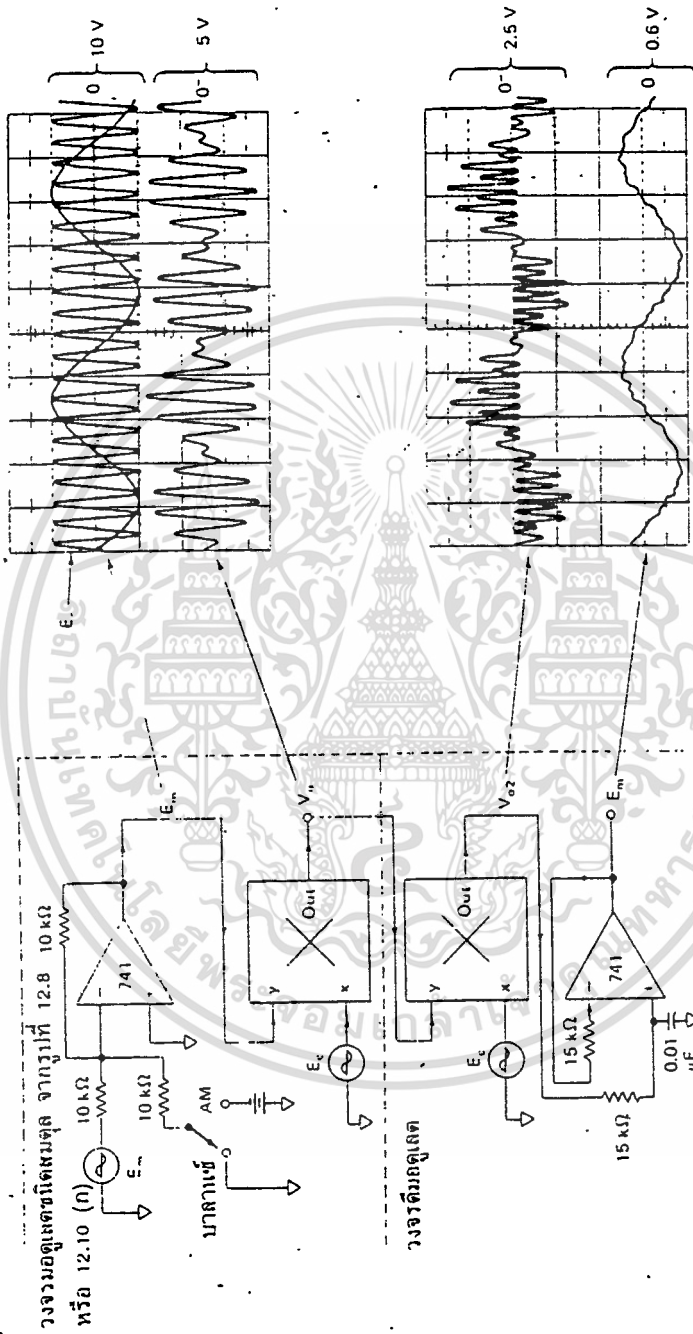
2.28(ข) ความถี่และขนาดแอมพลิจูดที่ได้จากการตีมอดูเลตหรือถอดสัญญาณ ที่เราจะนำไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอีกครั้งหนึ่ง

รูปที่ 2.28 แสดงวงจรการถอดสัญญาณหรือตีมอดูเลตคือ วงจรคูณสัญญาณต่อร่วมกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านนั่นเอง

ข้อสังเกต รูปคลื่นที่ได้จากการตีมอดูเลตแล้วจะมีการเลื่อนเฟสออกไปค่าหนึ่งเสมอ เนื่องจากการตีเลขของออปแอมป์และวงจรคูณสัญญาณ



รูป 2.29 รูปคลื่นสัญญาณ ณ ตำแหน่งต่างๆของวงจรผสมสัญญาณมาจนถึงวงจรถอดสัญญาณ เมื่อป้อนสัญญาณ X, Y เข้ามา



รูป 2.30 แสดงวงจรและสัญญาณที่จุดต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-การถอดสัญญาณของสัญญาณผสมแบบสมมูล

การนำสัญญาณผสมแบบสมมูลมาแยกเพื่อให้ได้ E_m นั้น มีหลักการเช่นเดียวกับการแยก E_m ออกมาจากสัญญาณ AM แบบมาตรฐานคือ ใช้วงจรตามรูปที่ 2.28 กับในหัวเช่นเดียวข้อที่ผ่านมา จะแตกต่างกันก็ตรงที่สัญญาณผสมแบบสมมูลไม่มีสัญญาณพาหะ ($f = 10 \text{ kHz}$) รวมมาด้วยที่อินพุต ดังนั้นเมื่อผ่านวงจรคุณก็จะได้แรงดันเอาต์พุตออกมาเพียง 4 ชุด หลังจากนั้นก็นำเอาเอาต์พุตที่ได้ไปผ่านวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำเช่นเดียวกัน รูปที่ 2.30 แสดงวงจรและลักษณะสัญญาณที่จุดต่าง ๆ

มีข้อสังเกตอยู่ว่าสัญญาณ E_m ที่ได้จากการถอดสัญญาณนี้ มีลักษณะไม่ใช่สัญญาณรูปไซน์ที่แท้จริง เนื่องจากต้องนำมาผ่านกระบวนการผสมและถอดสัญญาณ ดังนั้นจึงอาจเกิดมีการผิดเพี้ยนไปบ้าง วิธีการแก้ไขก็ทำได้โดยการเพิ่มความถี่พาหะ f_c ให้สูงขึ้นก็จะได้ E_m ที่มีลักษณะเป็นรูปไซน์ที่ถูกต้องมากยิ่งขึ้น



2.6) ซิงเกิลไซด์แบนด์

ข้อเสียของระบบ AM ได้แก่ ความสูญเสียกำลังพาหะ สิ้นเปลืองแบนด์วิดท์ (กว้างเกินไป 2 เท่า) และมีปัญหาการแผ่กระจายคลื่น ปัญหาเหล่านี้ไม่เกิดขึ้นในระบบซิงเกิลไซด์แบนด์

(single sideband หรือ SSB) เพราะเราส่งเฉพาะไซด์แบนด์ข้างใดข้างหนึ่งเพียงข้างเดียวออกอากาศไปเท่านั้น คลื่นไซด์แบนด์ที่ส่งไปนี้มีข่าวสาร (สัญญาณมอดูเลต) ปนอยู่ครบถ้วน

เครื่องส่งในระบบซิงเกิลไซด์แบนด์นี้ มีความซับซ้อนและแพงกว่าเครื่องส่ง AM ธรรมดา วงจรที่ใช้ผลิตสัญญาณ SSB ก็คือใช้วงจรมอดูเลเตอร์นี้เองร่วมกับวิธีการหักล้างหรือกรองไซด์แบนด์ทิ้งไป สำหรับวงจรที่เครื่องรับก็มีความซับซ้อนเช่นกัน เนื่องจากพาหะที่กำเนิดใหม่เพิ่มเติมลงไปจะต้องตรงความถี่และเฟสกับพาหะที่เครื่องส่ง แต่ก็นับว่ายังง่ายกว่าการที่จะรักษา เฟสและความถี่ในระบบ DBS ดังนั้นระบบ SSB จึงมีความซับซ้อนน้อยกว่า DSB แต่ก็ยังซับซ้อนและแพงกว่าระบบ AM ธรรมดา อย่างไรก็ตาม ข้อดีเด่นของระบบ SSB เหนือกว่า AM ในหลายๆด้าน ซึ่งก็คื้ความซับซ้อน

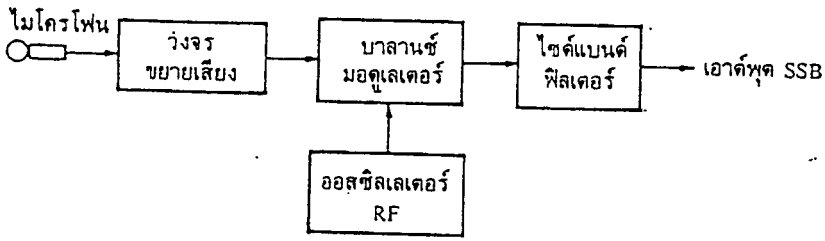
ข้อดีของระบบ SSB ก็คือ กำลังส่งทั้งหมดเป็นข่าวสารล้วน ๆ แตกต่างกับระบบ AM ธรรมดา ซึ่งกำลัง 2 ใน 3 สูญเสียเป็นพาหะ (ที่ไม่มีข่าวสารปนอยู่) ยกตัวอย่าง เช่น ไซ้เครื่องส่ง SSB มีกำลัง 50 วัตต์ ระดับสัญญาณเสียงรับได้ที่เครื่องรับจะมีค่าเทียบเท่ากับใช้เครื่องส่ง AM ที่มีกำลังส่ง 150 วัตต์

นอกจากนี้ แบนด์วิดท์ของระบบ SSB กว้างเพียงครึ่งหนึ่งของระบบ AM เพราะส่งไซด์แบนด์ออกอากาศไปเพียงข้างเดียว ฉะนั้นย่านความถี่ที่ใช้ส่ง AM 1 ช่อง สามารถส่ง SSB ได้ 2 ช่อง

สำหรับการแผ่กระจายคลื่น จากการทดลองเราพบว่าส่งคลื่น SSB ได้ดีกว่าคลื่น AM มาก (อาจดีกว่าถึง 8 เท่า ในสภาวะแผ่กระจายคลื่นที่เร็วมาก ๆ) ทั้งนี้เนื่องจากข้อดีเกี่ยวกับแบนด์วิดท์ของ SSB แคมป์และใช้กำลังส่งประหยัดกว่า และวิธีในการสร้างสัญญาณ SSB มีหลายวิธี ดังต่อไปนี้

1. วิธีกำเนิดสัญญาณ SSB โดยใช้ฟิลเตอร์

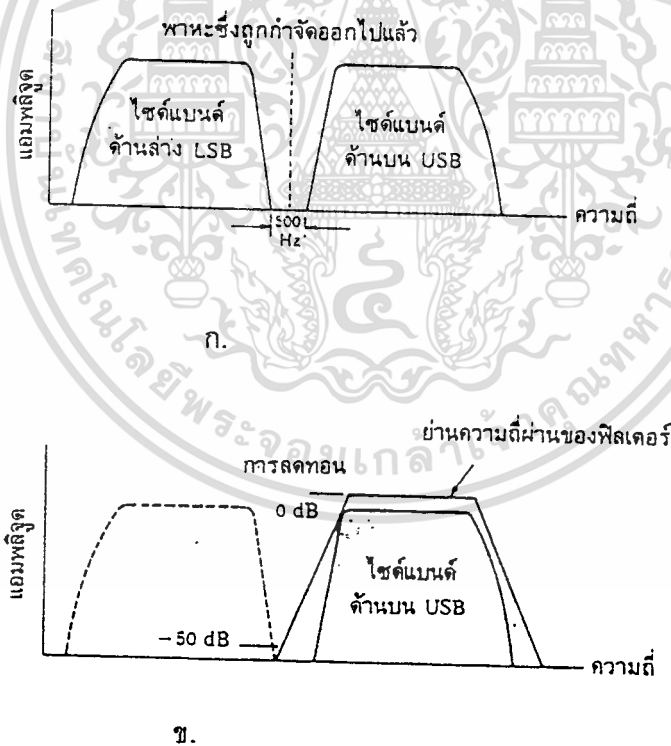
เทคนิคการกำเนิดสัญญาณ SSB ที่นิยมแพร่หลายที่สุดก็คื้ใช้ฟิลเตอร์ จากแผนผังที่แสดงในรูปที่ 2.31 จะเห็นว่าสัญญาณเสียงจากไมโครโฟน ผ่านการขยายเข้าสู่วงจร BM เอาท์พุทที่ได้จะเป็นสัญญาณ DSBC ซึ่งป้อนต่อไปให้ ไซด์แบนด์ฟิลเตอร์ (sideband filter) ฟิลเตอร์นี้ออกแบบให้ผ่านได้เฉพาะไซด์แบนด์ที่ต้องการและกันไซด์แบนด์ที่ไม่ต้องการ เอาท์พุทจึงเป็นไซด์แบนด์ด้านบน (USB) หรือไซด์แบนด์ด้านล่าง (LSB) ขึ้นอยู่กับย่านความถี่ผ่านที่กำหนด (passband) ของฟิลเตอร์



รูปที่ 2.31 การกำเนิดสัญญาณ SSB โดยใช้ฟิลเตอร์

2.6.1 ไซด์แบนด์ฟิลเตอร์

ในเครื่องส่ง SSB สัญญาณเสียงจะถูกจำกัดย่านความถี่ไว้ตั้งแต่ 250 Hz ขึ้นไป แต่ไม่เกิน 300 Hz ทั้งนี้เพราะว่าย่านความถี่เพียงเท่านั้นก็ฟังได้ศัพท์ (หรือฟังเข้าใจแล้ว) ซึ่งทำให้แบนด์ด้านต่ำและด้านสูงมีความถี่ห่างกันอยู่ 500 Hz ดูรูปที่ 2.32 ก



รูปที่ 2.32 ย่านความถี่ผ่านของไซด์แบนด์ฟิลเตอร์

หน้าที่ของไซด์แบนด์ฟิลเตอร์ก็คือ ลดทอนสัญญาณไซด์แบนด์ด้านหนึ่งและยอมให้สัญญาณไซด์แบนด์ อีกด้านหนึ่งผ่านไปได้ ฉะนั้นฟิลเตอร์จะต้องมีคุณสมบัติลดทอนจาก 0 เดซิเบลลงมาเป็น -50 เดซิเบล ในช่วง 500 Hz ซึ่งนับว่าเป็นเส้นโค้งที่ชันมาก ลักษณะเส้นโค้งของฟิลเตอร์ในรูปที่ 2.32 ข จะยอมให้สัญญาณ USB ผ่านได้ แต่กันสัญญาณ LSB ไว้

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

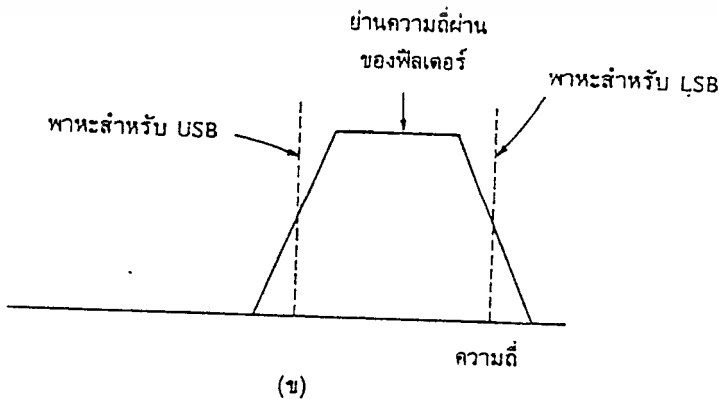
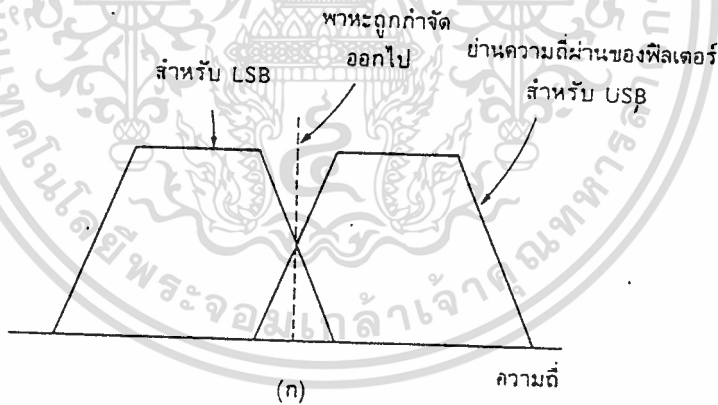
2.6.2 การเลือกไซด์แบนด์

การเลือกไซด์แบนด์ว่าจะเอาเฉพาะ USB หรือ LSB นั้นทำได้ 3 วิธี คือ

วิธีที่ 1 โดยการใช้ฟิลเตอร์ 2 ตัว ดังรูปที่ 2.33 ก จะเห็นว่าวิธีการนี้จะทำให้เปลืองฟิลเตอร์ขึ้นอีกหนึ่งตัว

วิธีที่ 2 รูปที่ 2.33ข จะใช้ฟิลเตอร์เลื่อนความถี่ของออสซิลเลเตอร์พาหะ ในกรณีของ USBพาหะจะมีความถี่อยู่ที่ขอบล่าง ในกรณี LSB พาหะจะมีความถี่เลื่อนไปที่ขอบบนของย่านความถี่ผ่าน การเลื่อนความถี่ของออสซิลเลเตอร์ ทำได้โดยการสวิตช์เลือกแรงบังคับความถี่ (นิยมเรียกแห่หรือคริสตอล) จะเห็นว่าวงจรฟิลเตอร์โครงผลึกนั้นมีเส้นโค้งลักษณะการลดทอนที่ชันมาก ในงานส่วนใหญ่เราต้องการความชันที่ชันกว่านี้อีกเพื่อให้ได้การลดทอน (ต่อไซด์แบนด์) มีค่ามากเพื่อจะได้กั้นไซด์แบนด์ที่ไม่ต้องการ ได้อย่างไม่มีทางเล็ดลอดออกมาได้เลย ด้วยเหตุนี้บางวงจรจึงต่อเป็นโครงผลึก คือเอาผลึกหลาย ๆ ชุดต่อพ่วงหรือคาสเคดกัน

วิธีที่ 3 ในการเลือกไซด์แบนด์ก็คือการกลับความถี่ (Frequency Inversion) ซึ่งสามารถทำได้โดยกรรมวิธีเฮตเทอโรไดนาญ์ การกลับความถี่เช่นนี้สามารถนำมาใช้ร่วมกับในการเลือกไซด์แบนด์ร่วมกับทั้งสองวิธีแรกไม่ว่าเราจะใช้วิธีการใดในการเลือกไซด์แบนด์ก็ตาม เราจะต้องคำนึงถึงการกลับหัวของ USB เป็น LSB ในกรรมวิธีเฮตเทอโรไดนาญ์เสมอ



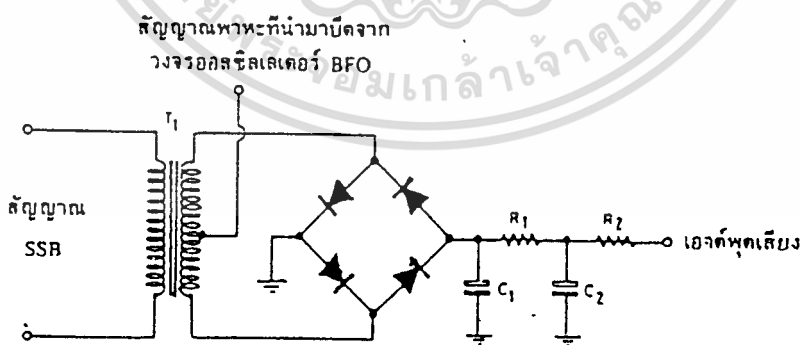
2.7 โปรดัคต์เทคเตอร์

ในโครงการนี้ ภายหลังจากที่เราทำการมอดูเลทแบบบาลานซ์แล้ว และทำการกรองเอาสัญญาณไซด์แบนด์ด้านสูงออกมา ซึ่งเป็นด้านที่สเปคตรัมของความถี่ยังไม่พลิกกลับ ดังนั้นเพื่อให้ได้การกลับความถี่ที่ต้องการจึงต้องนำสัญญาณ SSB นั้นมาทำการมอดูเลทอีกครั้งหนึ่ง ซึ่งการมอดูเลทสัญญาณ SSB นั้นใช้หลักการ โปรดัคต์เทคเตอร์ ซึ่งวิธีทำใช้หลักการของการมอดูเลทนั่นเอง

การมอดูเลทสัญญาณ SSB นั้นเราใช้วงจรไดโอดธรรมดาที่มอดูเลทสัญญาณ AM ไม่ได้ เนื่องจากกรอบของรูปคลื่นของสัญญาณ SSB เปลี่ยนแปลงตามแอมพลิจูดของสัญญาณ ที่เข้ามามอดูเลทเท่านั้น ไม่ได้เปลี่ยนตามความถี่ (ยกเว้นในกรณีที่เรามอดูเลทด้วยสัญญาณเสียงที่มีแอมพลิจูดคงที่ แต่ความถี่แปรเปลี่ยนไป ในกรณีนั้นกรอบของสัญญาณ SSB จะคงที่แต่ความถี่จะเปลี่ยนแปลง) ฉะนั้นวงจรมอดูเลทของสัญญาณ SSB จึงต้องปรับตามความถี่ และแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะ (ความถี่สูง)

ในการมอดูเลทสัญญาณ SSB เราต้องผลิตสัญญาณขึ้นใหม่แล้วนำสัญญาณ SSB ไปเปรียบเทียบกับวงจรมอดูเลทสัญญาณ SSB ก็เป็นวงจรมิกเซอร์แบบนอน-ลิเนียร์ อีกแบบหนึ่ง เราอาจใช้ไดโอดเป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์หรือใช้วงจรมอสเฟตก็ได้

วงจรโปรดัคต์เทคเตอร์ แสดงในรูปที่ 2.34 ใช้ไดโอดต่อเป็นวงจรเหมือนวงจร BM พาหะที่กำลังกำเนิดขึ้นใหม่เรียกว่า BFO (Beat Frequency Oscillator) ป้อนไปที่จุดกลางของหม้อแปลง ส่วนสัญญาณ SSB ป้อนเข้าที่ขั้วไฟรมาวี สัญญาณทั้งสองผสมกันคร่อมไดโอดต่าง ๆ ถ้าพาหะมีความถี่ผิดพลาดจากพาหะเดิมที่เครื่องส่งไม่เกิน 50 Hz สัญญาณผลต่างจะเกิดขึ้นที่เอาท์พุทเป็นสัญญาณเสียงที่เข้ามามอดูเลท วงจร R₁,R₂,C₁,C₂ เป็นวงจรกรองความถี่สูงทิ้งไปยอมให้เฉพาะสัญญาณเสียงผ่านไปได้



รูปที่ 2.34 วงจรโปรดัคต์เทคเตอร์

จะเห็นว่าพาหะที่สร้างขึ้นใหม่ในการมอดูเลทสัญญาณ SSB เราไม่จำเป็นต้องให้เที่ยงตรง เหมือนกับการมอด

DSB ในระบบ AMSC เราต้องกำเนิดพาหะขึ้นใหม่โดยต้องรักษาเฟสและความถี่ให้เหมือนกับพาหะตัวเดิม

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

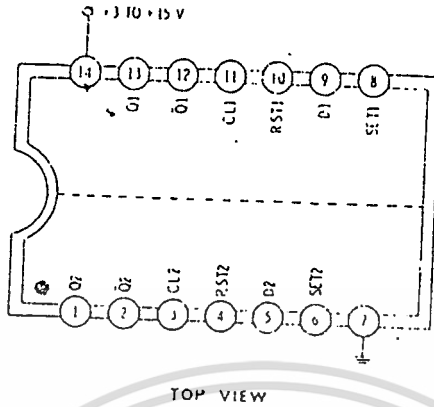
แต่ในระบบ SSB ความถี่ยอมให้มีผิดพลาดได้ไม่เกิน 50 Hz ของตัวเต็ม ดังนั้นเครื่องรับไม่ต้องใช้วงจรซับซ้อนมากเกินไป ซึ่งเป็นเหตุผลที่สำคัญที่ระบบ SSB ได้รับความนิยมมากกว่าระบบ DSB

เนื่องจากพาหะใหม่ในระบบมีความถี่และเฟสผิดไปจากพาหะตัวเต็มได้ (ที่ถูกจำกัดที่เครื่องส่งจะนั้น) คุณภาพเสียงที่เข้ามาออกเลขจะน้อยลงไปบ้าง อย่างไรก็ตามก็ยังสามารถรับฟังได้ชัด โดยเฉพาะในกรณีสื่อสารโดยใช้เสียงพูด



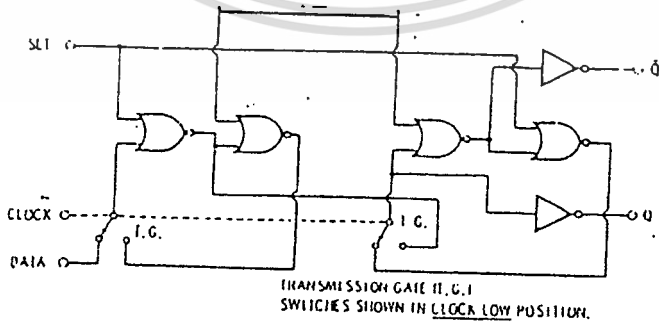
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 4013 ไอซี D ฟลิปฟลอป CMOS



รูปที่ 2.35 D ฟลิปฟลอป

D ฟลิปฟลอป (D: Data หรือ Delay) เป็นฟลิปฟลอปที่นิยมกันมาก อินพุต D คือข้อมูล หรือ สัญญาณลอจิกที่เข้ามา ซึ่งอินพุตที่เข้ามาจะออกไปยังเอาต์พุตก็ต่อเมื่อมี pulse สัญญาณนาฬิกาเท่านั้น การทำงานของ D ฟลิปฟลอปคือ เมื่ออินพุต D เป็น 1 เอาต์พุต Q ก็จะเป็น 1 หลังจากมี pulse สัญญาณนาฬิกา และในทำนองเดียวกัน เมื่ออินพุต D เป็น 0 เอาต์พุต Q ก็จะเป็น 0 หลังจากมี pulse สัญญาณนาฬิกาเช่นกัน สิ่งที่สำคัญก็คือต้องพิจารณาเวลาครบรอบของสัญญาณนาฬิกาว่าเป็นอย่างไร และเมื่อไร เอาต์พุตจึงจะเปลี่ยนสถานะ อย่างเช่นในรูป 2.36 เอาต์พุตจะเปลี่ยนสถานะที่ขอบนำของสัญญาณนาฬิกาเพราะไม่มีสัญญาณวงกลมเล็ก ๆ ซึ่งหมายถึงการผกผันหรือการกลับสถานะ สัญญาณนาฬิกาทางอินพุต ก่อนเข้าฟลิปฟลอป



รูปที่ 2.36 การต่อ D ฟลิปฟลอปให้ทำงานแบบท็อกเกิล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เข้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราสามารถต่อ D ฟลิปฟลอปให้ทำงานแบบท็อกเกิลได้ดังรูป 2.36 โดยการต่อสายจากเอาต์พุต \bar{Q} มาที่อินพุต D เมื่อเอาต์พุต Q เป็นสถานะ 1 เอาต์พุต \bar{Q} จะเป็นสถานะ 0 ซึ่งย้อนกลับมาป้อนที่อินพุต D และเมื่อมี pulse สัญญาณนาฬิกาเข้ามา ข้อมูล 0 จะปรากฏที่เอาต์พุต \bar{Q} ส่วน Q จะเป็น 1 เหตุการณ์ดังกล่าวจะเกิดขึ้นไปเรื่อย ๆ ตราบเท่าที่มี pulse สัญญาณนาฬิกาแต่ละลูกเข้ามา ดังนั้นในตอนนี้นี้ D ฟลิปฟลอป จะทำงานเป็นท็อกเกิลฟลิปฟลอป

CMOS 4013 เป็นไอซี D ฟลิปฟลอปชนิดคู่อัล (Dual คือมี 2 ตัว) และทริกด้วยขอบนำของ pulse ในรูป 2.35 แสดงภายในไอซีว่ามี D ฟลิปฟลอปที่เหมือนกัน 2 ตัว และแสดงตำแหน่งของขาไอซีด้วย โดยไอซีดังกล่าวมี 14 ขา ถ้ามีบิตข้อมูลเข้ามาที่อินพุต D ข้อมูลจะถูกถ่ายโอนไปยังเอาต์พุต ขณะที่สัญญาณนาฬิกาที่เข้ามา เป็นขอบขาขึ้น (ขอบนำ) การถ่ายโอนดังกล่าวจะเกิดในขณะที่ pulse กำลังเปลี่ยนสถานะจากต่ำไปสูงเท่านั้น ส่วนเมื่อ pulse กำลังอยู่ในสถานะคงที่ ไม่ว่าจะต่ำหรือสูง จะไม่มีการถ่ายโอนข้อมูลเกิดขึ้นอย่างเด็ดขาด เมื่ออินพุตทั้ง S และ R เป็น 0 ขอบนำของสัญญาณนาฬิกาจะถ่ายโอนข้อมูลที่อินพุต D ไปยังเอาต์พุต Q ถ้า S และ R อย่างใดอย่างหนึ่งเป็นสถานะสูง ฟลิปฟลอปจะอยู่ในสถานะเซตหรือรีเซตตามลำดับ ไฟเลี้ยงของไอซี CMOS อยู่ในช่วง 3-18 volt ที่แรงดันไฟเลี้ยงปกติ 5 volt ไอซีเบอร์ 14013B จะดึงกระแสประมาณ 2 nA อัตราการท็อกเกิลสูงสุดประมาณ 4 Mhz โดยที่อัตรายิ่งเพิ่มมากเท่าใดยิ่งกินกำลังจากแหล่งจ่ายมากขึ้นเท่านั้น

2.9 LM 358 Low Power Dual Operational Amplifiers

ลักษณะทั่วไป

LM 358 ประกอบด้วย OP AMP 2 ตัว ที่เป็นอิสระต่อกัน ซึ่ง LM 358 ถูกออกแบบมาเพื่อใช้กับแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่จ่ายไฟแบบง่าย (+5DC มาตรฐานดิจิทัล) โดยไม่จำเป็นต้องใช้แหล่งจ่ายไฟ $\pm 15 V_{DC}$ การนำไปใช้งานคือการนำไปแทน OP AMP แบบเดิม , วงจรขยาย

ลักษณะพิเศษ

- กระแสไบอัสอินพุตชดเชยอุณหภูมิได้
- ความถี่ Unity Gain Cross Frequency ชดเชยอุณหภูมิได้

ข้อได้เปรียบ

- ไม่ต้องการแหล่งจ่ายไฟคู่
- มี OP AMP 2 ตัวในไอซี LM 358 1 ตัว
- เข้ากันได้กับลอจิก ดิจิตอล ทุกรูปแบบ
- ขาของไอซีเหมือนกับ LM 1558 , LM 1458

คุณลักษณะ

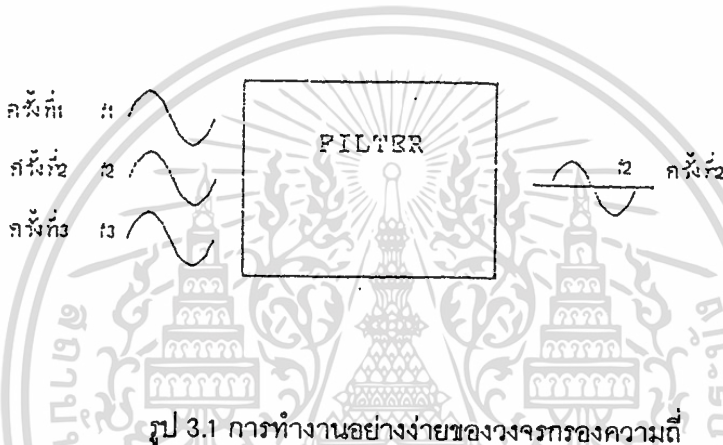
- มีการชดเชยความถี่ภายในเพื่อได้ Gain คงที่
- ค่า Gain คัดดา DC มีค่าสูง 100 dB
- Bandwidth กว้าง 1 Mhz
- พิสัยแหล่งจ่ายไฟกว้าง
- กระแสเดรนต่ำ 500 μA
- กระแสไบอัสอินพุตต่ำ 45 nA_{DC}
- ศักดาเอาท์พุทสวิงช่วงกว้าง 0 V_{DC} - 15 V_{DC}

บทที่ 3

การคำนวณและการสร้างวงจร

แนวความคิดของวงจรกรองความถี่

วงจรกรองความถี่ (Filter) กล่าวได้ว่าเป็นวงจรขั้นพื้นฐานสำคัญและมีบทบาทอย่างยิ่ง ในระบบควบคุมและทางโทรคมนาคม ลักษณะการทำงานของวงจรโดยกว้าง ๆ คือการจัดการคัดเลือกความถี่ของสัญญาณไฟฟ้า ถ้าเรามองลักษณะการทำงานแบบง่าย ๆ ของวงจรกรองความถี่ สามารถพิจารณาได้ดังรูป



รูป 3.1 การทำงานอย่างง่ายของวงจรกรองความถี่

จากรูปทำการป้อนอินพุตของวงจรกรองความถี่ในแต่ละครั้งที่ความถี่แตกต่างกันค่าเอาต์พุตของวงจรจะมีขนาดสูงหรือต่ำขึ้นอยู่กับค่าของความถี่และชนิดการทำงานของวงจรมานั้น ๆ

พิจารณาในการป้อนครั้งที่ 1 ทำการป้อนสัญญาณขายนี่ที่ความถี่ f_1 ไม่ปรากฏเอาต์พุตออกมา นั่นคือวงจรมีกรองความถี่ f_1 ทิ้งไปต่อมาในการป้อนสัญญาณขายนี่ครั้งที่ 2 โดยการป้อนสัญญาณ f_2 มีเอาต์พุตปรากฏเป็นสัญญาณ f_2 เช่นกันนั่นคือวงจรมียอมให้ความถี่ f_2 ผ่านไปได้กรณีครั้งที่ 3 จะเหมือนกับกรณีครั้งที่ 1 อาจกล่าวได้ว่าวงจรกรองความถี่นี้เปรียบเสมือนเป็นตะแกรงร่อนสัญญาณ โดยใช้ค่าความถี่ของสัญญาณเป็นบรรทัดฐานในการคัดเลือก

จากกรณีที่กำลังกล่าวมาแล้วนั้น ขอให้เข้าใจด้วยการเปรียบเทียบนี้เป็นเพียงความพยายามที่จะอธิบายลักษณะการทำงานอย่างกว้าง ๆ ของวงจรกรองความถี่เท่านั้น รายละเอียดจะขอพูดถึงในหัวข้อต่อไป

ประเภทของวงจรกรองความถี่แบ่งตามลักษณะการทำงาน

1. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LOW-PASS FILTER) (LPF)
2. วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (HIGH-PASS FILTER) (HPF)
3. วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (BAND-PASS FILTER) (BPF)
4. วงจรกำจัดแถบความถี่ (BAND STOP FILTER OR BAND REJECT FILTER) (BRF)

ข้อตกลง

1.) วงจรกรองความถี่ที่จะอธิบายนี้จะใช้วงจรกรองเป็นไบควอดราติกในกรณีวงจรกรองที่มีสมการทรานสเฟอริงก์ชันอันดับเดียวจะขอไม่กล่าวถึงในที่นี้ แต่สามารถอ่านเพิ่มเติมได้ ในกรณีวงจรกรองความถี่ที่มีอันดับซึ่งสูงกว่า 2 สามารถนำเอาวงจรกรองความถี่ที่มีอันดับที่ 2 กับอันดับที่ 1 มาต่อแบบคาสเคด (CASCADE) ได้โดยให้ถือว่าเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ของวงจรกรองความถี่แต่ละวงจรที่จะนำมาต่อคาสเคดกันนั้นมีค่าน้อยมาก ในที่นี้จะขอยกตัวอย่างของสมการวงจรกรองความถี่อันดับที่ 5 รูปแบบของทรานสเฟอริงก์ชันของวงจรกรองความถี่อันดับที่ 1 เป็นดังสมการ

$$H_1(s) = \frac{(C_1)^1 \cdot s + (C_0)^1}{(D_1)^1 \cdot s + (D_0)^1} \quad \text{--- 3.1}$$

และรูปแบบไบควอดราติก

$$H_2(s) = \frac{(C_2)^2 \cdot s^2 + (C_1)^2 \cdot s + (C_0)^2}{(D_2)^2 \cdot s^2 + (D_1)^2 \cdot s + (D_0)^2} \quad \text{--- 3.2}$$

เราสามารถสร้างสมการทรานสเฟอริงก์ชันที่มีอันดับที่ 3 จากการนำ 1 x 2

$$H_3(s) = H_1(s) \cdot H_2(s) = \frac{(C_1)^1 \cdot s + (C_0)^1}{(D_1)^1 \cdot s + (D_0)^1} \cdot \frac{(C_2)^2 \cdot s^2 + (C_1)^2 \cdot s + (C_0)^2}{(D_2)^2 \cdot s^2 + (D_1)^2 \cdot s + (D_0)^2} \quad \text{--- 3.3}$$

สมการ 3.3 จะสังเกตเห็นว่าค่าเลขยกกำลังสูงสุดของเทอม s มีค่าเท่ากับ 3 นั่นก็คือสมการของวงจรกรองความถี่อันดับที่ 3 นั่นเอง ในกรณีตัวอย่างนี้ต้องการสมการของวงจรกรองความถี่อันดับที่ 5 โดยการนำเอาสมการไบควอดราติกมาคูณอีกครั้งซึ่งก็คือสมการที่ 3.3 คูณกับวงจรกรองแบบไบควอดราติก 3.4

$$H_4(s) = \frac{(C_2)^3 \cdot s^2 + (C_1)^3 \cdot s + (C_0)^3}{(D_2)^3 \cdot s^2 + (D_1)^3 \cdot s + (D_0)^3} \quad \text{--- 3.4}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ 3.4 โยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งผลของการคูณกันจะได้สมการที่ 3.5 ที่มีค่ากำลังสูงสุดของเทอม s เท่ากับ 5

$$H_5(s) = H_3(s) \cdot H_4(s) = \frac{(C_1)^1 \cdot s + (C_0)^1}{(D_1)^1 \cdot s + (D_0)^1} \cdot \frac{(C_2)^2 \cdot s^2 + (C_1)^2 \cdot s + (C_0)^2}{(D_2)^2 \cdot s^2 + (D_1)^2 \cdot s + (D_0)^2} \cdot \frac{(C_3)^3 \cdot s^3 + (C_1)^3 \cdot s + (C_0)^3}{(D_3)^3 \cdot s^3 + (D_1)^3 \cdot s + (D_0)^3} \quad \text{--- 3.5}$$

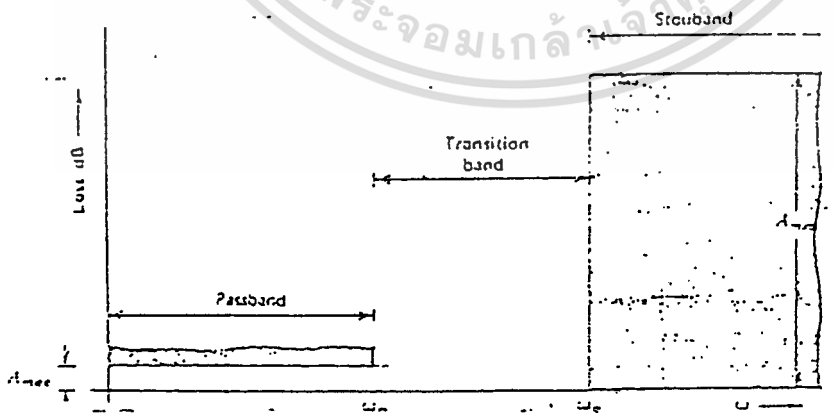
การต่อคาสเคด (CASCADE) เป็นลักษณะการต่อวงจรสองขั้ว (TWO-PORT NETWORK) ประเภทหนึ่งซึ่งค่าทรานสมิทชันเมตริกซ์ (F-MATRIX) ของวงจรที่ต่อคาสเคดกันจะเท่ากับผลคูณของทรานสมิทชันเมตริกซ์แต่ละวงจรที่นำมาต่อกัน

2) วงจรที่ใช้ทดลองนี้เป็นวงจรประเภทแอกทีฟ โดยการแบ่งประเภทของวงจรกรองความถี่ที่เป็นแบบบอานาลอก โดยอาศัยอุปกรณ์เป็นบรรทัดฐานในการแบ่งมี 2 ชนิด

- 2.1) วงจรกรองแบบพาสซีฟ ใช้อุปกรณ์พวกที่ไม่ต้องการไฟเลี้ยงวงจรได้แก่ R,L,C
- 2.2) วงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ ใช้อุปกรณ์ที่ต้องการไฟเลี้ยงได้แก่ พวกออปแอมป์ และ R,C ประกอบ ในกรณีของตัว L มีค่า Q ที่ต่ำทำให้วงจรกรองความถี่มีค่า Q ที่ต่ำด้วย จึงมักไม่ค่อยพบวงจรกรองความถี่ที่มี L

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF)

วงจร LPF มีหน้าที่คือจะยอมให้สัญญาณที่มีความถี่ต่ำผ่านได้โดยพยายามให้มีการลดทอนเพียงเล็กน้อย แต่ในกรณีที่สัญญาณความถี่สูงจะเกิดการลดทอนสูง ลักษณะการทำงานจะเป็นดังรูป



รูปที่ 3.2 วงจรกรองความถี่

จากรูปที่ 3.2 LPF จะยินยอมให้สัญญาณผ่านได้โดยมีการลดทอนน้อยมีขนาดของสัญญาณเป็น A_{max} โดยเริ่มตั้งแต่สัญญาณไฟ DC จนถึงสัญญาณความถี่ ω_p <cut off frequency> โดยที่ช่วงจากไฟ DC ด้านการค้ำถึงนี้ เรียกว่า พาสแบนด์ (pass band) ความถี่ที่สูงกว่า ω_p และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะมีขนาดที่น้อยที่สุดคือ A_{min} เกิดจากการลดทอนมากที่สุด โดยช่วงตั้งแต่ W_s จนถึงอนันต์ เราเรียกว่า ช่วง สตอปแบนด์ (Stop band) และเรียก W_s ว่า ความถี่ขอบของสตอปแบนด์ (Stopband edge frequency) ส่วนช่วงความถี่ตั้งแต่ W_p จนถึง W_s นี้เรียกว่าทรานสิชันแบนด์ (Transition band)

ในการพิจารณาสมการของวงจร LPF โดยทั่วไปมักจะพิจารณาสมการโวลเตจทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน ซึ่งอาจเป็นอัตราขยาย (GAIN) หรืออัตราการลดทอน(Attenuation) ก็ได้จากรูปแบบของสมการโพลควอดราติก

$$H(s) = \frac{C_2 \cdot s^2 + C_1 \cdot s + C_0}{D_2 \cdot s^2 + D_1 \cdot s + D_0}$$

นำเอาคุณสมบัติของวงจร LPF มาพิจารณาเทอมเศษ

ที่ความถี่ $W \rightarrow 0$ จะได้ว่า ขนาดของ $H(s) = 1$

ที่ความถี่ $W \rightarrow \infty$ จะได้ว่า ขนาดของ $H(s) = 0$ โดยที่ $s = j\omega$

(กรณีสภาวะคงตัวของสัญญาณรูปไซน์)

$$\lim_{s \rightarrow 0} |H(s)| = \lim_{s \rightarrow 0} \left| \frac{(C_2 \cdot s^2 + C_1 \cdot s + C_0)}{(D_2 \cdot s^2 + D_1 \cdot s + D_0)} \right| = 1 \quad \text{---3.6}$$

ดังนั้นจากสมการจะได้ว่า $D_0 = C_0$ และ

$$\lim_{s \rightarrow \infty} |H(s)| = \lim_{s \rightarrow \infty} \left| \frac{C_2 + \frac{C_1}{s} + \frac{C_0}{s^2}}{D_2 + \frac{D_1}{s} + \frac{D_0}{s^2}} \right| = 0 \quad \text{---3.7}$$

ดังนั้นจากสมการจะได้ว่า $\frac{C_2}{D_2} = 0$ ดังนั้น $C_2 = 0$

จากผลของสมการ 3.6 และ 3.7 จะได้ว่ารูปแบบ LPF แบบไบควอดราติกมี 2 รูปแบบ

$$H(s) = \frac{C_1 \cdot s + D_0}{D_2 \cdot s^2 + D_1 \cdot s + D_0} \quad \text{————— 3.8}$$

$$H(s) = \frac{D_0}{D_2 \cdot s^2 + D_1 \cdot s + D_0} \quad \text{————— 3.9)$$

สมการที่ 3.8 จะมีรูปแบบของสมการ LPF อันดับที่ 1 แฝงมาด้วยซึ่งจะไม่กล่าวละเอียดในที่นี้ อย่างไรก็ตามสามารถทำการพิสูจน์ลักษณะสมการ ด้วยการพล็อตกราฟความถี่ตอบสนองหรืออาจใช้ LAPLACE TRANSFORM เข้าแก้ปัญหาได้ซึ่งสามารถหาอ่านได้
สมการที่ 3.9 สามารถจัดรูปใหม่ได้

$$H(s) = \frac{b}{s^2 + a \cdot s + b} \quad \text{————— 3.10}$$

จากสมการที่ 3.9 อาศัยทฤษฎีที่นิยามเทอม ω_p และเทอม Q โดยที่

$$\omega_p = \sqrt{b} \quad \text{และ} \quad Q = \frac{\sqrt{b}}{a}$$

นำนิยามไปแทนในสมการที่ 3.10 จะได้ว่า

$$H(s) = \frac{(\omega_p)^2}{\frac{s^2 + \omega_p \cdot s + (\omega_p)^2}{Q}} \quad \text{————— 3.11}$$

กราฟความถี่ตอบสนองจะมีลักษณะเช่นเดียวกันกับสมการ

$$\frac{1}{s^2 + a \cdot s + b}$$

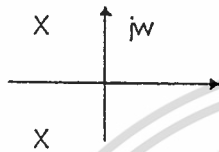
ซึ่งคุณสมบัติของวงจร LPF ที่ดีนั้น ไม่ควรที่จะมีค่ารีโซแนนซ์ที่เกิดจากผลของค่า Q นั่นคือกล่าวได้ว่าขนาดสูงสุดของผลของวงจร LPF ควรจะอยู่ตรงที่ความถี่ที่ $\omega_{max} = 0$ ดังนั้นจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งในการออกแบบวงจร LPF โดยเลือกค่า Q ที่เหมาะสมที่สุด

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตำแหน่งของโพลและซีโรของ LPF

จากสมการ 3.10 สามารถพิจารณาตำแหน่งของโพลและซีโร ดังนี้

- 1) ไม่มีตำแหน่งของ ZERO
 - 2) ตำแหน่งของโพล จะต้องอยู่ทางด้านซ้ายของระนาบและมีค่าตำแหน่งของ pole 2 จุด
- จากข้อสรุป 2 ข้อ ดังกล่าวสามารถวางตำแหน่งของโพลและซีโรได้ตามรูป



ปัญหาในการเลือกค่า Q ที่เหมาะสมสำหรับวงจร LPF

จากสมการ 3.11

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

Q

หาค่าขนาดที่สูงสุดของสมการ H(s) จะได้ ค่า Wmax

$$\frac{d |H(s)|}{d \omega} = 0$$

แทน $s = j\omega$ จะได้ว่า $|H(j\omega)|$

$$= \frac{(\omega_p)^2}{\sqrt{[(\omega_p)^2 - (\omega_{max})^2]^2 + [\omega_p \omega_{max}]^2}}$$

Q

ดังนั้น

$$\frac{d |H(j\omega)|}{d \omega} = \frac{d}{d \omega} \left| \frac{(\omega_p)^2}{\sqrt{[(\omega_p)^2 - (\omega_{max})^2]^2 + [\omega_p \omega_{max}]^2}} \right|$$

Q

จะได้ค่า

$$(\omega_{max})^2 = (\omega_p)^2 \cdot \left(1 - \frac{1}{2Q^2} \right)$$

$$\omega_{max} = \omega_p \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}} \quad \text{---3.12}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า แต่จากคุณลักษณะของวงจร LPF ที่ดีค่าความถี่ที่ได้นั้นค่าขนาดของสัญญาณสูงสุดต้องเป็นที่
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่เปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$W_{\max} = 0$ ดังนั้น จากสมการ 3.12 จะได้

$$\frac{\sqrt{1-1}}{2Q^2} = 0 \quad \omega_p \neq 0$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707$$

55

แน่นอนว่าในกรณีที่ค่า $Q \leq 0.707$ แล้ว W_{\max} ก็ยังคงอยู่ที่เช่นกันตามเงื่อนไขของสมการที่ 3.12

ความถี่คัทออฟของวงจร LPF

จากนิยามของวงจรรองความถี่ของ LPF คือความถี่ตรงจุดที่ขนาดของ $|H(\omega)|$ ตกลงมาประมาณ 70.7 % ของความถี่ที่ 0 หรือ ต่ำกว่า 3 dB ลงมาจากความถี่ที่เป็น 0 นั่นเอง ดังนั้นจากข้อความข้างต้นจะได้ว่า

$$\begin{aligned} \text{ที่ค่า } \omega = \omega_c \quad |H(\omega)| &= \frac{(\omega_p)^2}{\sqrt{[(\omega_p)^2 - (\omega_c)^2]^2 + \left[\frac{\omega_p \cdot \omega_c}{Q}\right]^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \\ &= \frac{(\omega_p)^4}{\frac{[(\omega_p)^2 - (\omega_c)^2]^2 + \left[\frac{\omega_p \cdot \omega_c}{Q}\right]^2}{Q}} = \frac{1}{2} \\ &= \frac{2 \cdot (\omega_p)^4}{(\omega_c)^4 - 2(\omega_p \cdot \omega_c)^2 + (\omega_p)^4 + \left[\frac{\omega_p \cdot \omega_c}{Q}\right]^2} \end{aligned}$$

จัดรูปสมการใหม่จะได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \frac{(\omega_c)^4 + (\omega_c)^2 \cdot \left[\frac{(\omega_p)^2 - 2(\omega_p)^2}{Q} - (\omega_p)^4 \right]}{Q} &= 0 \\ (\omega_c)^2 &= \frac{(\omega_p)^2 \cdot \left[1 - \frac{1}{Q} \right] + (\omega_p)^2 \sqrt{\left[1 - \frac{1}{Q} \right]^2 + 4}}{2Q^2} \\ &= (\omega_p)^2 \cdot \left[1 - \frac{1}{Q} + \sqrt{\frac{1 - \frac{1}{Q}}{4Q^4} + \frac{2}{Q^2}} \right] \end{aligned}$$

สมการที่ได้มาจะเลือกเฉพาะเครื่องหมายบวกเพราะแน่นอนว่าค่า W_c จะต้องไม่เป็นลบสำหรับค่า Q ใด ๆ ดังนั้นจะได้ว่า

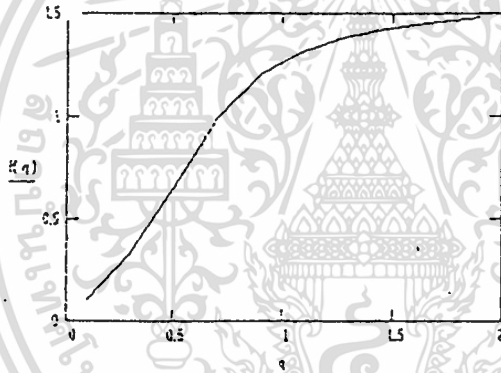
$$\omega_c = \omega_p \cdot \left[1 - \frac{1}{Q} + \sqrt{\frac{1 - \frac{1}{Q}}{4Q^4} + \frac{2}{Q^2}} \right]^{1/2} \quad 3.14$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 3.15 หาความสัมพันธ์ระหว่าง ω_c และค่า Q ได้โดยแน่นอนว่าค่า ω_p ใด ๆ ของวงจรหนึ่ง ๆ ย่อมมีค่าที่ดังนั้นจะได้ว่า

$$\frac{\omega_c}{\omega_p} = \left[1 - \frac{1}{2Q^2} + \sqrt{\frac{1}{4Q^4} - \frac{1}{Q^2} + 2} \right]^{1/2} \quad \text{---3.15}$$

จากรูปด้านล่างเป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ω_c กับค่า Q ตามลักษณะของสมการที่ 3.15 เมื่อค่า Q มาก ๆ จะได้ค่า ω_c ที่มากขึ้น แต่เมื่อค่า Q น้อยจะได้ค่า ω_c ที่น้อยลง



รูป 3.3 PLOT ด้วย MATHCAD ตามสมการ 3.15

วิชาควบคุม (CONTROL) ส่วนใหญ่จะอ้างถึงค่าแดมปีงแฟคเตอร์ <damping factor> โดยจะอธิบายสมการของ LPF ในเทอมของ S และค่า ω_n (natural frequency) ดังนี้

$$H(s) = \frac{(\omega_n)^2}{s^2 + 2\delta\omega_n s + (\omega_n)^2} \quad \text{---3.16}$$

เมื่อเปรียบเทียบกับสมการ 3.11 จะได้ว่าค่า ω_n เทียบเท่า ω_p และค่า $\delta = 0.5Q$

รายละเอียดของสมการ 3.16

กราฟความถี่ตอบสนอง

ขนาดของทรานสเฟอ์ฟังก์ชัน

เป็นลักษณะกราฟเช่นเดียวกับสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 เฟสของวงจร LF
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

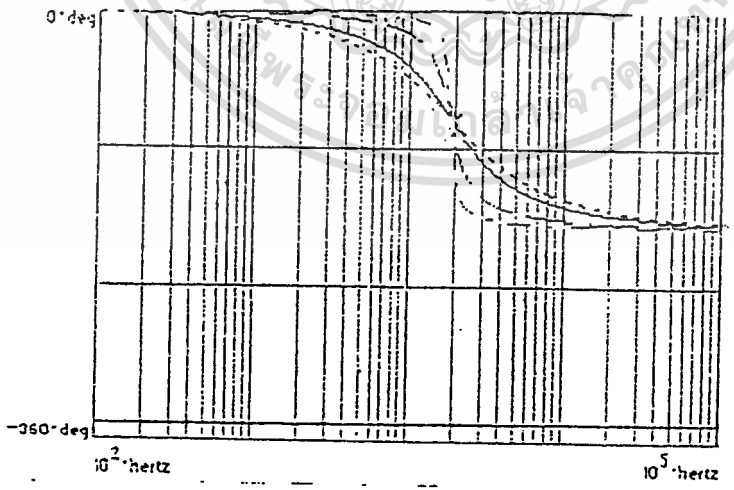
จากสมการที่ 3.16 พิจารณาเฟสได้โดยหาค่ามุมของสมการนี้ได้โดย
ให้ θ แทนด้วยมุมของทรานเฟอร์ฟังก์ชัน $H(s)$

$$\theta = \tan^{-1} [(\omega_p)^2] - \tan^{-1} \left| \frac{\omega_p \cdot \omega}{Q} \right| \frac{1}{(\omega_p)^2 - \omega^2}$$

ω_p คือค่าคงที่ดังนั้น

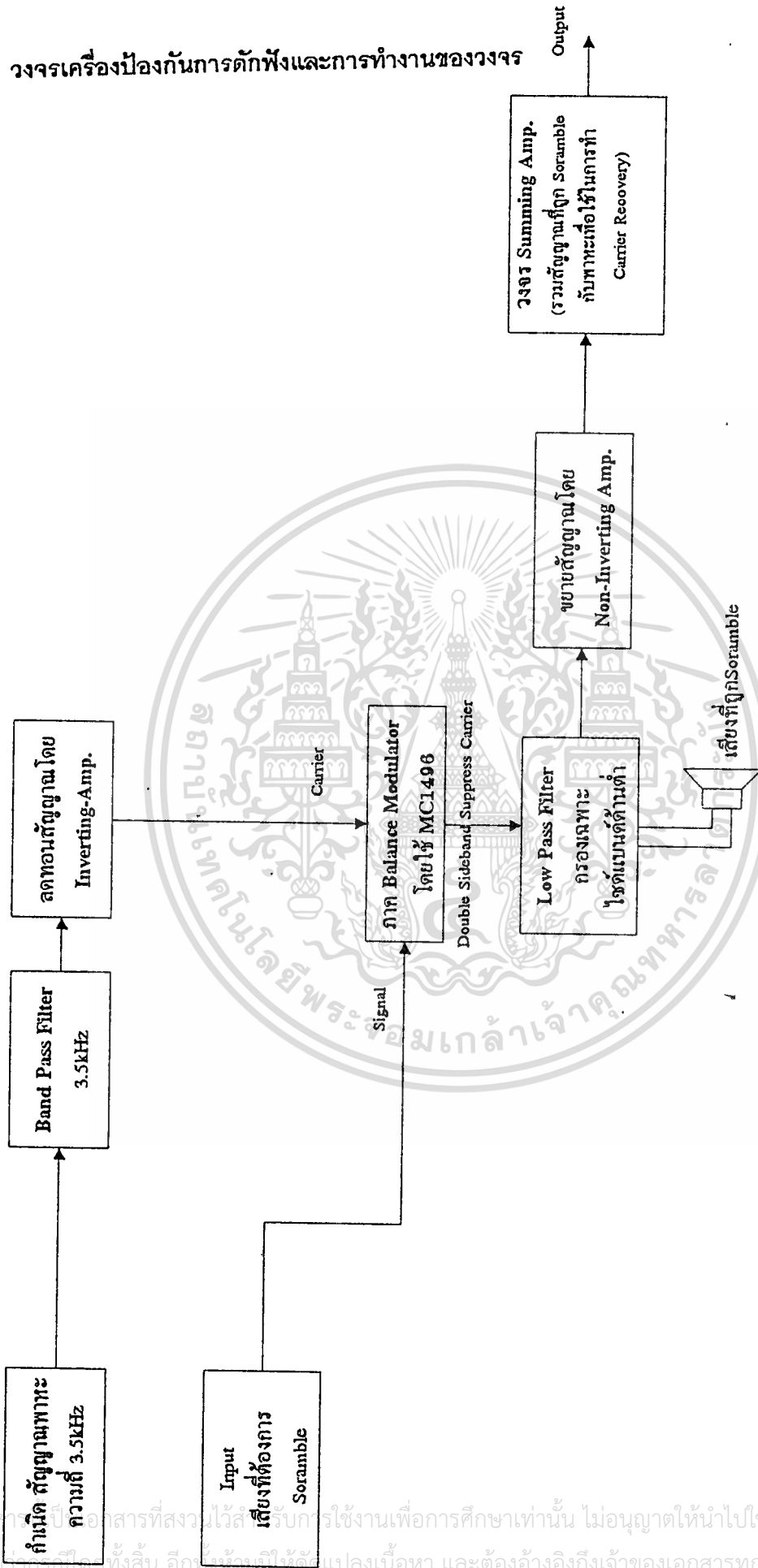
$$\theta = - \tan^{-1} \left| \frac{\omega_p \cdot \omega}{Q} \right| \frac{1}{(\omega_p)^2 - \omega^2} \tag{3.17}$$

สมการ 3.17 จะแปรผันกับค่า Q และค่าความถี่ W และมีลักษณะของกราฟดังรูป (plot จากmathcad)



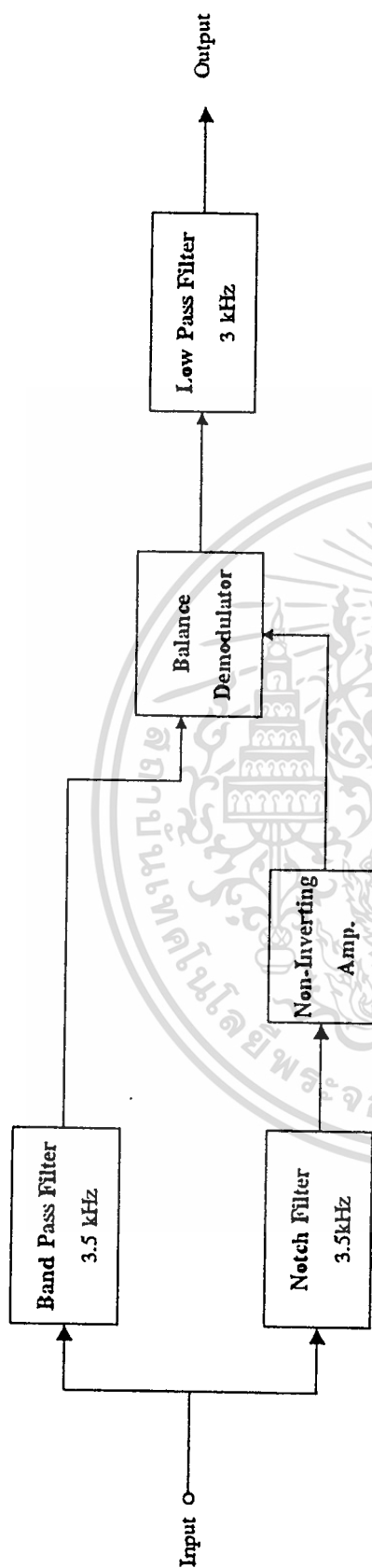
รูป 3.4 ผลจากการ plot ด้วย Math Cad ตามสมการ 3.17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น หวังว่าผู้อ่านจะพอใจและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
เส้นไขปลา Q = 10 เส้นประ Q = 3 เส้นทึบ Q = 1 เส้นจุด Q = 0.707



รูปที่ 3.5

โครงสร้างภาคส่งของเครื่องป้องกันการดักฟัง



รูปที่ 3.7
โครงสร้างภาครับของเครื่องป้องกันการดักฟัง

การทำงานของวงจรเครื่องป้องกันการดักฟังภาครับ

สัญญาณที่เข้ามาทางอินพุทของภาครับเป็นผลบวกของสัญญาณพาหะกับสัญญาณSSB ซึ่งทางภาครับจะแยกพาหะนี้ออกมาโดยให้สัญญาณอินพุทที่สามารถผ่านแบนด์พาสฟิลเตอร์(จุดกึ่งกลางที่ 3.5kHz) ซึ่งใช้ IC₁₁ เอาท์พุทของแบนด์พาสฟิลเตอร์นี้จะใช้เป็นพาหะป้อนเข้าที่ขา10(carrier input)ของภาคบาลานซ์ ดิมอดูเลเตอร์ IC₁₅ MC1496 ส่วนสัญญาณ SSB ที่จะเข้ามาดีมอดนั้นจะได้จากอินพุทที่ผ่านนอตชฟิลเตอร์(IC₁₂, IC₁₃)ที่มีแถบความถี่ที่ถูกขจัดทิ้งมีจุดกึ่งกลางที่ 3.5kHz เพื่อกำจัดพาหะที่รวมมากับ SSB ในสัญญาณอินพุท หลังจากสัญญาณผ่านนอตชฟิลเตอร์แล้วจะได้สัญญาณ SSB ซึ่งจะต้องขยายสัญญาณที่ได้โดยผ่านวงจร non-inverting amp.(IC₁₄) เอาท์พุทของวงจร non-inverting amp. จะถูกป้อนเข้าสูขา1(signal input)ของภาคบาลานซ์ ดิมอดูเลเตอร์ IC₁₅ MC1496

เอาท์พุทจากวงจรบาลานซ์ ดิมอดูเลเตอร์นี้จะออกจากขา12ของ IC₁₅ เป็นสัญญาณความถี่เสียงซึ่งเราต้องการให้ผ่านโลว์พาสฟิลเตอร์(IC₁₆, IC₁₇)กรองไซด์แบนด์ด้านต่ำมาใช้ เพราะเป็นการกลับสเปกตรัมอีกครั้งจนเหมือนกับเสียงก่อนscramble เมื่อต่อเอาท์พุทของโลว์พาสฟิลเตอร์ให้เข้าไปภาคขยายเสียงIC₁₈ ก็จะได้เสียงที่ฟังรู้เรื่อง

การทำงานของวงจรเครื่องป้องกันการดักฟังภาคส่ง

IC₁ เป็น ไทมเมอร์ 7555 (555 ชนิด ซีมอส) ซึ่งต่อวงจรให้ทำงานเป็นอะอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ สร้างสัญญาณ square wave ความถี่ 14 kHz หลังจากนั้นสัญญาณที่ถูกสร้างนี้จะส่งผ่านวงจรดี-ฟลิปฟล็อป IC₂₁ และ IC₂₂ ซึ่งทำหน้าที่หารความถี่ลงครึ่งหนึ่งหลังออกจากดี-ฟลิปฟล็อปแต่ละตัว (คุณสมบัติการหารความถี่ลงครึ่งหนึ่งได้จากการต่อดี-ฟลิปฟล็อปให้ทำงานแบบท็อกเกิล) ดังนั้นจะได้สัญญาณ square wave มีความถี่ที่ออกจากดี-ฟลิปฟล็อปแต่ละตัวคือ 7 kHz ที่ IC₂₁ และ 3.5 kHz ที่ IC₂₂ ตามลำดับ สัญญาณดังกล่าวจะผ่านไปยังบัฟเฟอร์ IC₃ เพื่อชดเชยสัญญาณ หลังจากนั้นจะนำ square wave ความถี่ 3.5 kHz จากบัฟเฟอร์มาผ่านแบนด์พาสฟิลเตอร์ (สร้างจาก IC₄) ที่มีช่วงความถี่กลางที่ 3.5 kHz เพื่อนำเอาทพุท sine wave จากแบนด์พาสฟิลเตอร์นี้ไปเป็นพาหะที่จะใช้ในภาคบาลานซ์มอดูเลเตอร์ IC₆ MC1496 แต่เนื่องจากแอมพลิจูดของ sine wave 3.5 kHz ยังสูงมากกว่าค่าที่แนะนำใน data book ของ IC MC1496 จึงต้องนำ sine wave นี้ไปลดทอนขนาดลงโดยป้อนเข้าไปยังวงจร inverting amp. (ใช้ IC₅) เอาท์พุทของวงจร inverting amp. นี้จะนำไปเป็นพาหะป้อนเข้าขา 10 (carrier input) ของ IC₆ MC1496 สำหรับสัญญาณเสียงที่ต้องการ scramble ถูกป้อนเข้าที่ขา 1 (signal input) ของ IC₆ MC1496

เอาท์พุทของภาคบาลานซ์มอดูเลเตอร์ IC₆ MC1496 จะเป็นสัญญาณ double sideband suppressed carrier โดยเราจะเลือกไซด์แบนด์ด้านต่ำมาใช้ เพราะสเปกตรัมสัญญาณเสียงจะถูกกลับจากซ้ายไปขวาซึ่งเป็นสัญญาณที่ฟังไม่รู้เรื่อง ซึ่งวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ที่ใช้กรองความถี่ต่ำผ่านได้จาก IC₇ ต่อร่วมกับ R และ C ให้คัทออฟที่ 3 kHz สัญญาณที่ออกจาก วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะเป็นสัญญาณ single-sideband suppressed carrier : SSB นำสัญญาณนี้ไปผ่านวงจรขยายเสียง LM386 (IC₈) จะได้เสียงที่ถูก scramble แล้วคือฟังไม่รู้เรื่อง

เนื่องจากพาหะที่ใช้ในภาครับจะต้องเป็นสัญญาณเดียวกับพาหะในภาคส่งของบาลานซ์มอดูเลเตอร์ เราจึงต้องสร้างวงจรที่จะฝากสัญญาณพาหะไปกับสัญญาณที่ถูก scramble โดยวงจรดังกล่าวจะใช้ IC₁₀ ต่อเป็น summing amp. สำหรับอินพุทที่จะมารวมกันที่ summing amp. นี้มาจากสัญญาณ SSB ที่ถูกขยายจาก IC₈ และสัญญาณพาหะจาก IC₆ เอาท์พุทของ summing amp. จะถูกส่งไปที่เครื่องรับ

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

ในภาคการศึกษานี้ ได้ทดลองในส่วนของวงจรมอดูเลต (ส่วน scramble สัญญาณ) และวงจรมอดูเลต (ส่วน descramble สัญญาณ)

ซึ่งได้แยกออกมาทดลอง เป็นส่วนๆ ได้แก่

1. ส่วนสังเคราะห์ความถี่ที่ไอซี 7555
2. ส่วนหารความถี่ที่ไอซี 4013
3. ส่วนผสมสัญญาณแบบบาลานซ์ที่ ไอซี MC1496
4. ส่วนวงจรมอดูเลตสัญญาณความถี่ต่ำ
5. ส่วนวงจรมอดูเลตรหัสสัญญาณเสียง

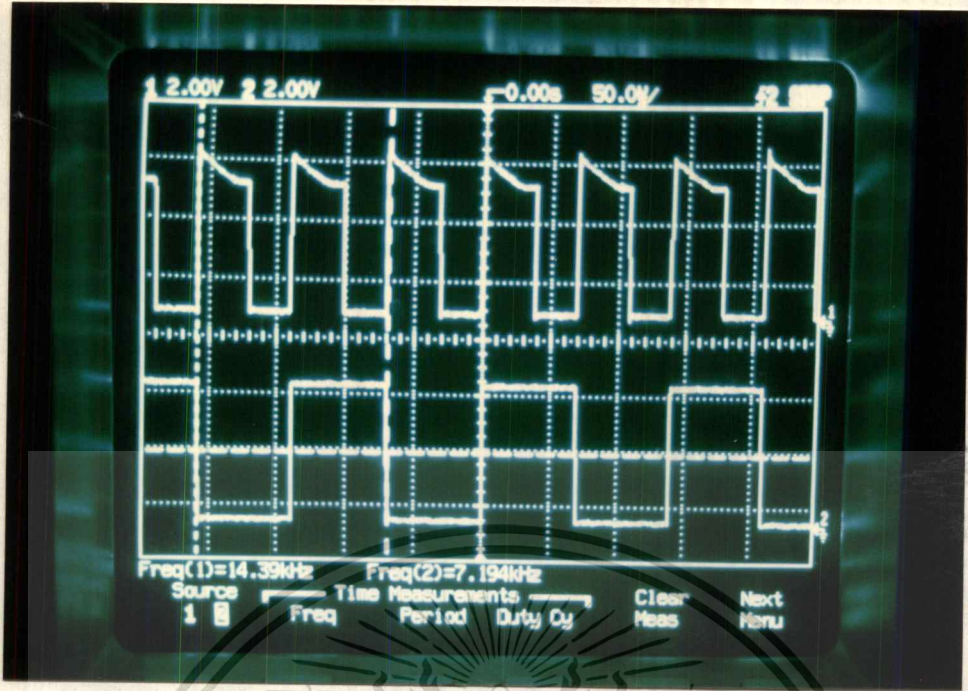
ดังผลการทดลองดังต่อไปนี้

เมื่อต่อวงจรดังรูป 3.6 IC₁ 7555 จะผลิตสัญญาณอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ ผลิตสัญญาณลูกคลื่นความถี่ 14 kHz ดังรูป 4.1 ซึ่งเมื่อสัญญาณนี้ผ่าน IC₂ 4013 ซึ่งภายในมีดี-ฟลิปฟลอป จำนวน 2 ตัว โดยแต่ละตัวทำหน้าที่หารความถี่ลงครึ่งหนึ่ง ดังนั้นสัญญาณหลังผ่านดี-ฟลิปฟลอปตัวที่ 1 (IC₂₁) ได้เอาท์พุทที่ขา 1 เป็นสัญญาณพัลส์ความถี่ ที่ผ่านการหารความถี่ลงครึ่งหนึ่งเป็น $14/2 = 7$ kHz ดังรูป 4.2 และสัญญาณหลังผ่านดี-ฟลิปฟลอปตัวที่ 2 (IC₂₂) ได้เอาท์พุทที่ขา 13 เป็นสัญญาณพัลส์ที่ถูกหารอีกครั้งเป็น $7/2 = 3.5$ ดังรูป 4.3



รูป 4.1 แสดงสัญญาณ 14 kHz ที่สร้างจาก IC₁ 7555

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

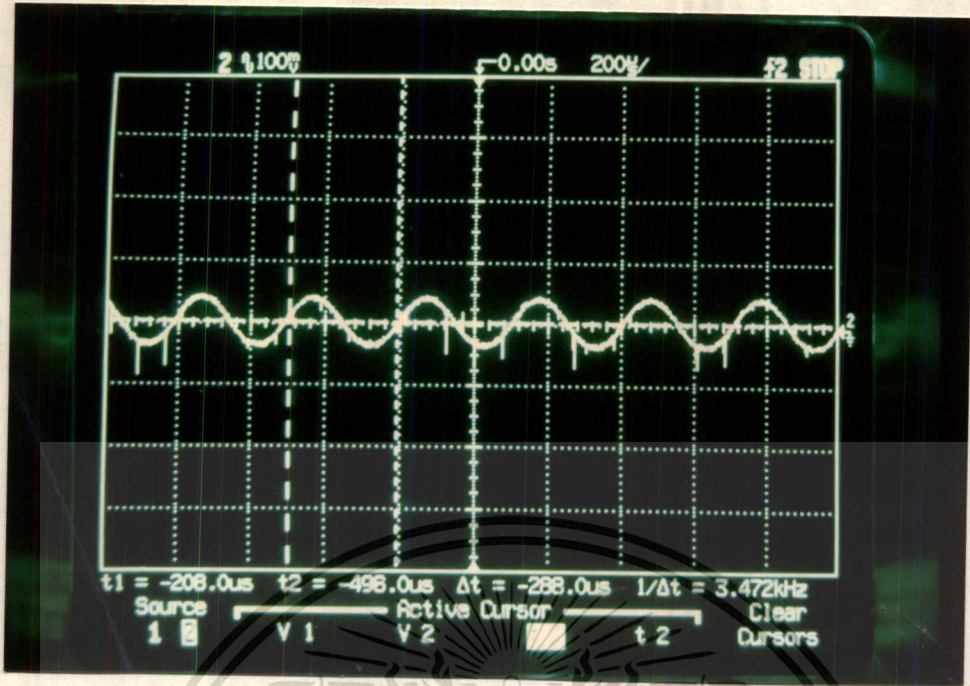


รูป 4.2 แสดงสัญญาณ 14 kHz และสัญญาณที่ถูกหาร 2 เหลือ 7 kHz



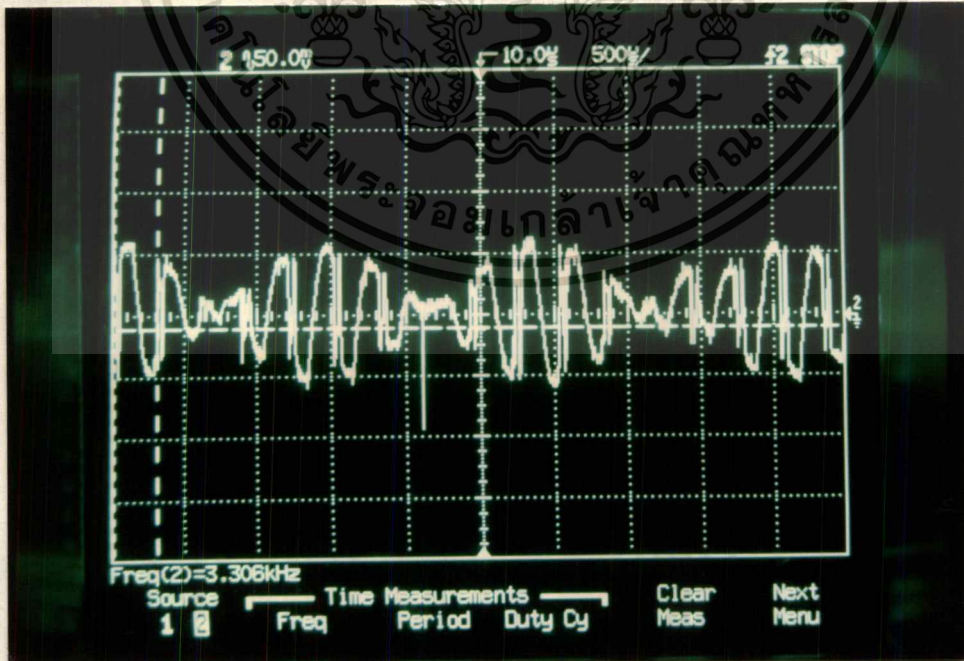
รูป 4.3 สัญญาณพาหะ 3.5 kHz ที่วัดจาก ขา 13 ของไอซี 4013

จากนั้นนำสัญญาณ square wave 3.5 kHz แล้วนำไปผ่านวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ที่มีความถี่กึ่งกลางที่ 3.5 kHz ได้สัญญาณเอาต์พุตเป็น sine wave ที่ความถี่ 3.5 kHz ดังรูป 4.4 ซึ่งใช้สัญญาณนี้เป็นพาหะ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 สัญญาณพาหะ sine wave ความถี่ 3.5 kHz ที่ออกจาก BPF และจะนำไปมอดูเลต

เมื่อนำสัญญาณความถี่ 800 Hz ที่เป็น sine wave มามอดูเลตกับสัญญาณพาหะที่สร้างขึ้นจะ
ได้สัญญาณดังภาพ 4.5



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูป 4.5 สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแบบบาโลนซ์
ไม่ว่ากรณีใดก็ตาม ห้ามนำไปตีพิมพ์หรือเผยแพร่ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

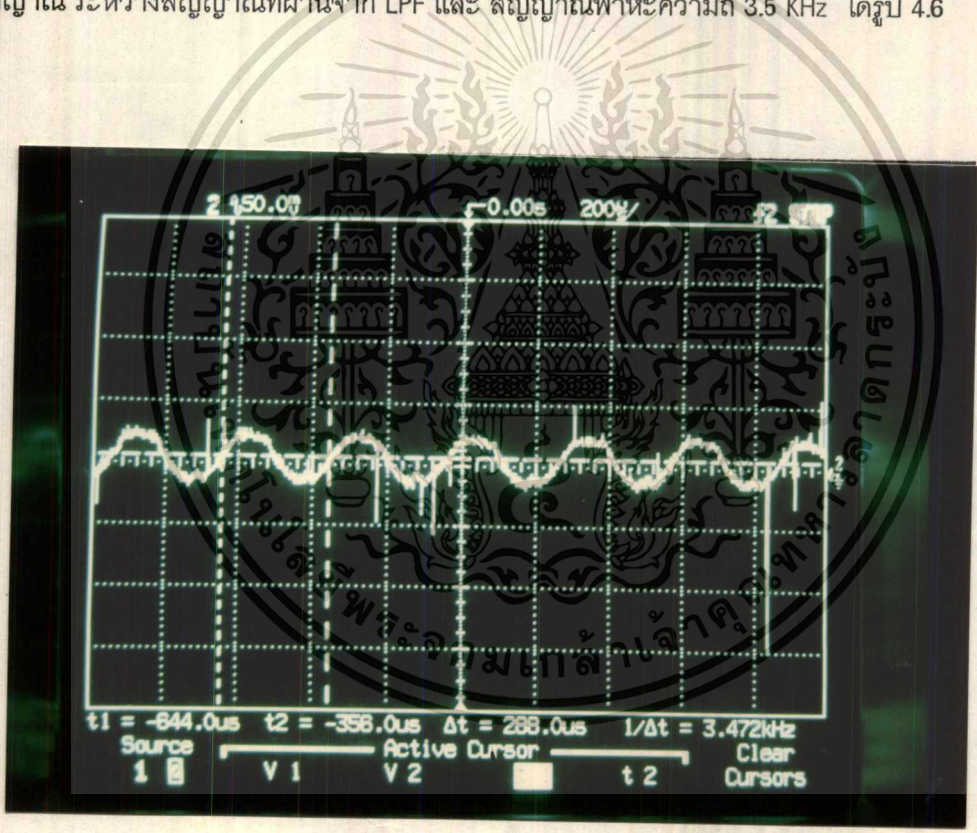
ในผลการทดลองนี้ ได้ใช้สัญญาณที่ป้อนเข้าไปมอดูเลตเป็น 2 ตอนคือ

ตอนที่ 1.การทดลองที่ใช้สัญญาณความถี่ที่ 800 Hz (test tone) ป้อนเป็นอินพุทของวงจรที่นำไปทำการ scramble ดังรูปที่4.6 และผลของการ descramble ดังรูปที่4.7

ตอนที่ 2.การทดลองที่ใช้เสียงจริงป้อนเป็นอินพุทของวงจรที่นำไปทำการ scramble ดังรูปที่4.8 และผลของการ descramble ดังรูปที่4.9

ผลการทดลองตอนที่1

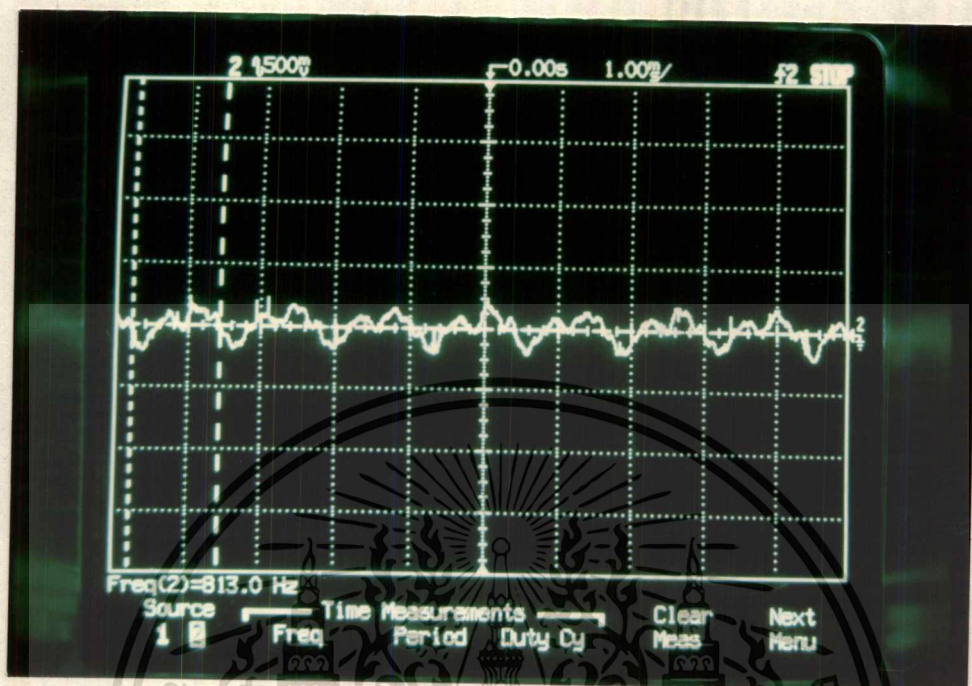
เมื่อนำสัญญาณความถี่ 800 Hz ไปทำการ scramble คือเมื่อนำสัญญาณไปมอดูเลตกับสัญญาณพาหะความถี่ 3.5 KHz แล้วผ่านวงจรLPF (IC₁) ที่มี W_0 3 KHz เข้าสู่วงจรรวมสัญญาณ(IC₁₀) ที่รวมสัญญาณ ระหว่างสัญญาณที่ผ่านจาก LPF และ สัญญาณพาหะความถี่ 3.5 KHz ได้รูป 4.6



รูป 4.6 สัญญาณ test tone ที่ผ่านการ scramble

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่รับมาจากภาคส่งจะผ่านเข้าสู่วงจรภาครับของวงจรป้องกันการดักฟัง แล้ววัดสัญญาณทางด้าน output ของวงจรรองความถี่ต่ำ IC₁₇ จะได้สัญญาณ descramble ดังรูป 4.7

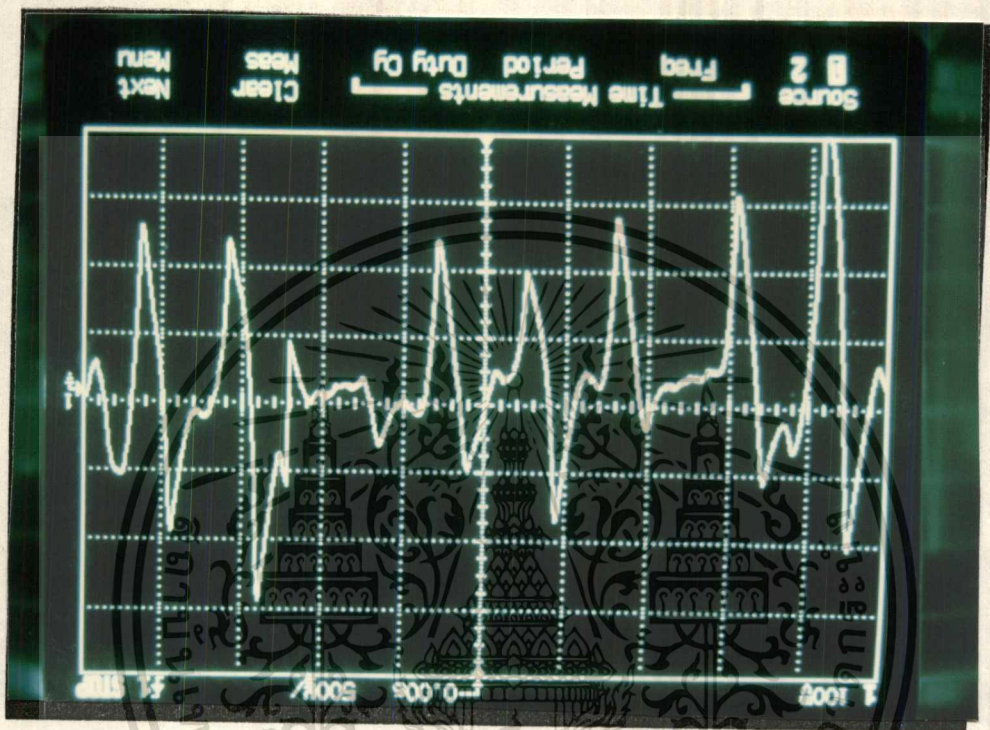


รูป 4.7 แสดงสัญญาณ test tone 800 Hz ที่ผ่านการ descramble

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองตอนที่2

จากการทดสอบกับสัญญาณเสียงจริงในการ scramble และ descramble ได้สัญญาณเสียงที่ฟังไม่ได้ศัพท์ทางด้านกร scramble ดังรูป 4.8 และเมื่อสัญญาณเสียงที่ถูกscrambleถูกส่งมาทางด้านรับแล้วสัญญาณเสียงทางด้าน output ของวงจรมารับซึ่งเป็นสัญญาณที่ถูก descramble เมื่อขับออกลำโพงเป็นสัญญาณที่ฟังได้ ดังรูป 4.9



รูป 4.8 สัญญาณเสียงจริงที่ผ่านการ scramble



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูป4.9 แสดงสัญญาณเสียงจริงที่ผ่านการ descramble
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

ในการศึกษาโครงการนี้ ได้นำหลักการมอดูเลตแบบบาลานซ์มาช่วยในการscramble สัญญาณเสียงเพื่อกลับสเปกตรัมของสัญญาณเสียงให้เปลี่ยนไปจากเดิม ทำให้ผู้ดักฟังไม่สามารถเข้าใจความหมายข้อความนั้นๆได้

สำหรับหลักการทำงานของวงจรป้องกันการดักฟังเทอมนี้ใช้การมอดูเลตโดยใช้ ไอซี IC MC1496 ปรากฏว่าได้สัญญาณการมอดูเลตที่ดี และเมื่อสัญญาณผ่านวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ จะทำให้เกิดการกรองเอาสัญญาณที่สลับสเปกตรัมแล้ว ส่วนด้านที่จะรับฟังสัญญาณจะใช้ไอซีเบอร์เดียวกันกับทางด้านส่ง แต่ต้องดัดแปลงวงจรบางส่วนเพื่อให้สัญญาณที่รับเข้ามาเกิดการกลับสเปกตรัมจนเหมือนสเปกตรัมของสัญญาณเดิมก่อนscramble

จากการทดสอบการทำงานของเครื่องป้องกันการดักฟังที่สร้างขึ้น กับtest tone 800 Hz ผลการdescramble ของสัญญาณจะได้สัญญาณเสียงที่มีความถี่เท่าเดิมคือ 800 Hz แต่จะมีสัญญาณรบกวนปนอยู่ด้วย เป็นสาเหตุจากการทดลองไม่สามารถควบคุมสัญญาณเสียงอื่นที่เข้ามารบกวนได้ สัญญาณที่ผ่านการ descramble จึงมีรูปร่างเปลี่ยนไป

ส่วนการทดสอบที่ใช้เสียงจริงสัญญาณเสียงที่ผ่านการ scramble จะเป็นเสียงที่ฟังไม่รู้เรื่อง เมื่อนำเสียงที่ฟังไม่รู้เรื่องไปผ่านวงจร descramble เสียงที่ได้มาเมื่อผ่านการ descramble จะเป็นเสียงที่สามารถฟัง และจับใจความได้แต่ไม่เป็นเสียงที่ใสเหมือนเสียงจริง ก่อน scramble เนื่องจากมีเสียงหวิดรบกวน

จะได้ว่าจากการทดลองกับเสียงจริงและกับ test tone 800 Hz เครื่องป้องกันการดักฟังที่สร้างขึ้นนั้น ปรากฏว่าสามารถให้ผลการทดสอบเป็นไปตามจุดประสงค์ที่ว่า “การทำให้เสียงที่ผ่านเครื่องป้องกันการดักฟังเป็นสัญญาณเสียงที่ฟังไม่รู้เรื่อง โดยหลักการกลับสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณเสียง และสามารถที่จะเปลี่ยนสัญญาณนั้นให้เป็นเสียงที่เข้าใจได้ ” แต่ในการทดลองนี้ปรากฏว่ามีสัญญาณหวิดมาเป็นสัญญาณรบกวน ซึ่งการจะปรับปรุงให้เสียงที่ผ่านวงจรการ descramble มีเสียงที่ชัดใสมากขึ้น ควรจะมีการปรับปรุงส่วนของวงจรกรองความถี่ต่างๆ ให้มีความชันมากขึ้น หรือทำการมอดูเลตแบบบาลานซ์โดยให้ความถี่เสียงห่างจากความถี่พาหะมากกว่านี้ โดยทำการมอดูเลต 2 ครั้ง (double conversion) แล้วค่อยกรองไซด์แบนด์ด้านต่ำจากการมอดูเลตครั้งที่ 2 เป็นสัญญาณ scramble ที่จะส่งไปยังภาครับต่อไป ซึ่งคาดว่าจะเกิดปัญหาเสียงมีสัญญาณหวิดรบกวนจะน้อยลง เพราะวงจรกรองความถี่สามารถแยกสัญญาณพาหะกับสัญญาณเสียงที่ภาคส่ง และแยกสัญญาณพาหะกับสัญญาณSSBที่ภาคบาลานซ์ดีมอดูเลเตอร์ได้ดีขึ้นมาก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Consumer Circuits

LM1596/LM1496 balanced modulator-demodulator

general description

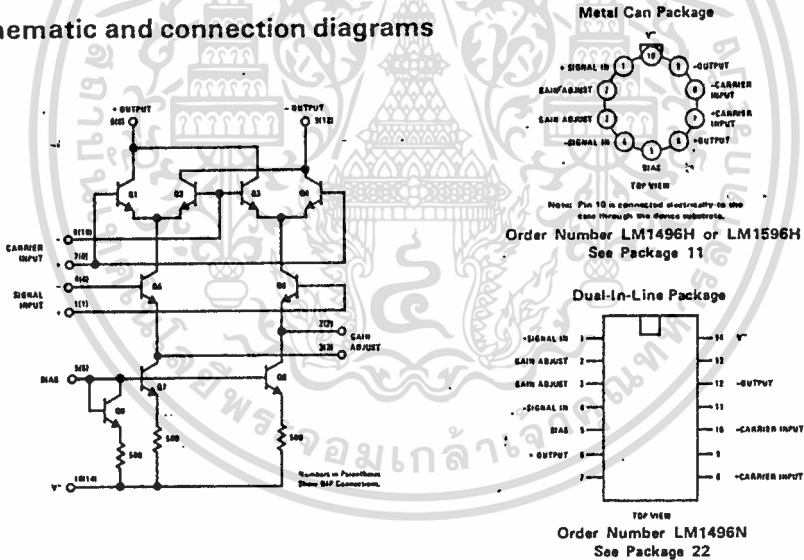
The LM1596/LM1496 are double balanced modulator-demodulators which produce an output voltage proportional to the product of an input (signal) voltage and a switching (carrier) signal. Typical applications include suppressed carrier modulation, amplitude modulation, synchronous detection, FM or PM detection, broadband frequency doubling and chopping.

The LM1596 is specified for operation over the -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ military temperature range. The LM1496 is specified for operation over the 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ temperature range.

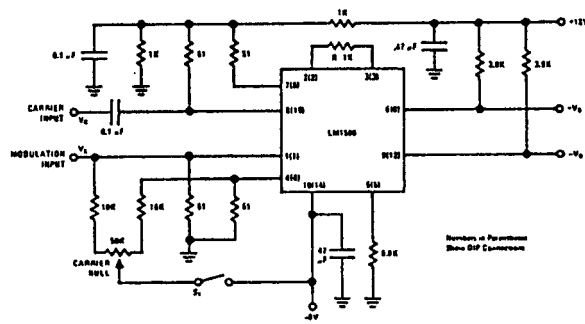
features

- Excellent carrier suppression
 - 65 dB typical at 0.5 MHz
 - 50 dB typical at 10 MHz
- Adjustable gain and signal handling
- Fully balanced inputs and outputs
- Low offset and drift
- Wide frequency response up to 100 MHz

schematic and connection diagrams



typical application and test circuit



absolute maximum ratings

Internal Power Dissipation (Note 1)	500 mW
Applied Voltage (Note 2)	30V
Differential Input Signal ($V_7 - V_8$)	$\pm 5.0V$
Differential Input Signal ($V_4 - V_1$)	$\pm(5 + I_B R_{th})V$
Input Signal ($V_2 - V_1, V_3 - V_4$)	5.0V
Bias Current (I_B)	12 mA
Operating Temperature Range LM1596	-55°C to +125°C
LM1496	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C

electrical characteristics ($T_A = 25^\circ C$, unless otherwise specified, see test circuit)

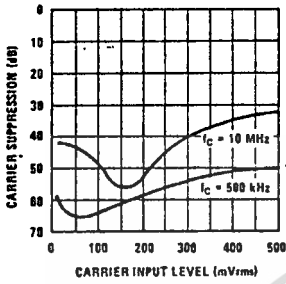
PARAMETER	CONDITIONS	LM1596			LM1496			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Carrier Feedthrough	$V_C = 60$ mVrms sine wave $f_C = 1.0$ kHz, offset adjusted		40		40			μV rms
	$V_C = 60$ mVrms sine wave $f_C = 10$ MHz, offset adjusted		140		140			μV rms
	$V_C = 300$ mV _{pp} square wave $f_C = 1.0$ kHz, offset adjusted			0.04 0.2	0.04	0.2		mVrms
	$V_C = 300$ mV _{pp} square wave $f_C = 1.0$ kHz, offset not adjusted		20	100	20	150		mVrms
	Carrier Suppression	$f_S = 10$ kHz, 300 mVrms $f_C = 500$ kHz, 60 mVrms sine wave offset adjusted	50	65	50	65		dB
	$f_S = 10$ kHz, 300 mVrms $f_C = 10$ MHz, 60 mVrms sine wave offset adjusted		50		50		dB	
Transmittance Bandwidth	$R_L = 50\Omega$ Carrier Input Port, $V_C = 60$ mVrms sine wave $f_S = 1.0$ kHz, 300 mVrms sine wave		300		300			MHz
	Signal Input Port, $V_S = 300$ mVrms sine wave $V_7 - V_8 = 0.5Vdc$		80		80			MHz
Voltage Gain, Signal Channel	$V_S = 100$ mVrms, $f = 1.0$ kHz $V_7 - V_8 = 0.5Vdc$	2.5	3.5	2.5	3.5			V/V
Input Resistance, Signal Port	$f = 5.0$ MHz $V_7 - V_8 = 0.5 Vdc$		200		200			k Ω
Input Capacitance, Signal Port	$f = 5.0$ MHz $V_7 - V_8 = 0.5 Vdc$		2.0		2.0			pF
Single Ended Output Resistance	$f = 10$ MHz		40		40			k Ω
Single Ended Output Capacitance	$f = 10$ MHz		5.0		5.0			pF
Input Bias Current	$(I_1 + I_4)/2$		12	25	12	30		μA
Input Bias Current	$(I_7 + I_8)/2$		12	25	12	30		μA
Input Offset Current	$(I_1 - I_4)$		0.7	5.0	0.7	5.0		μA
Input Offset Current	$(I_7 - I_8)$		0.7	5.0	0.7	5.0		μA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current	$(-55^\circ C < T_A < +125^\circ C)$ $(0^\circ C < T_A < +70^\circ C)$		2.0		2.0			nA/ $^\circ C$ nA/ $^\circ C$
Output Offset Current	$(I_9 - I_9)$		14	50	14	60		μA
Average Temperature Coefficient of Output Offset Current	$(-55^\circ C < T_A < +125^\circ C)$ $(0^\circ C < T_A < +70^\circ C)$		90		90			nA/ $^\circ C$ nA/ $^\circ C$
Signal Port Common Mode Input Voltage Range	$f_S = 1.0$ kHz		5.0		5.0			V _{pp}
Signal Port Common Mode Rejection Ratio	$V_7 - V_8 = 0.5 Vdc$		-85		-85			dB
Common Mode Quiescent Output Voltage			8.0		8.0			Vdc
Differential Output Swing Capability			8.0		8.0			V _{pp}
Positive Supply Current	$(I_9 + I_9)$		2.0	3.0	2.0	3.0		mA
Negative Supply Current	(I_{10})		3.0	4.0	3.0	4.0		mA
Power Dissipation			33		33			mW

Note 1: LM1596 rating applies to case temperatures to +125°C; derate linearly at 6.5 mW/ $^\circ C$ for ambient temperature above 75°C. LM1496 rating applies to case temperatures to +70°C.

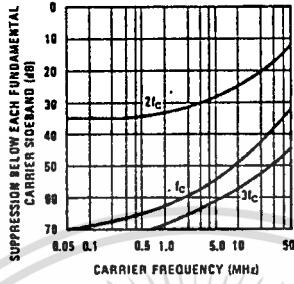
Note 2: Voltage applied between pins 6-7, 8-1, 9-7, 9-8, 7-4, 7-1, 8-4, 6-8, 2-5, 3-5.

typical performance characteristics

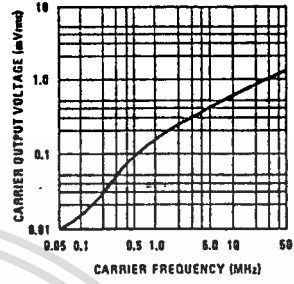
Carrier Suppression vs Carrier Input Level



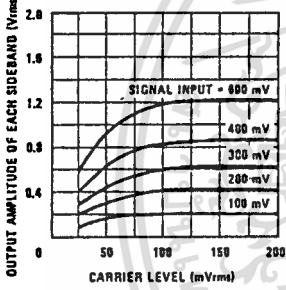
Carrier Suppression vs Frequency



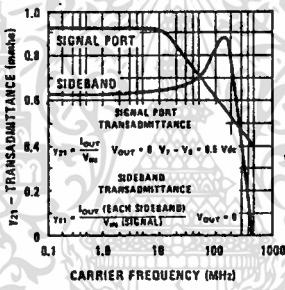
Carrier Feedthrough vs Frequency



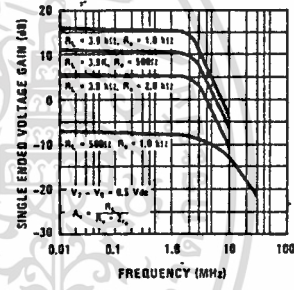
Sideband Output vs Carrier Levels



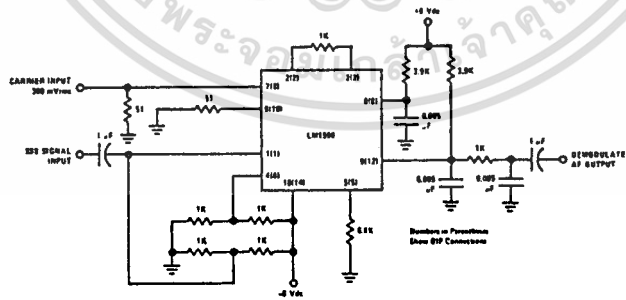
Sideband and Signal Port Transmittances vs Frequency



Signal-Port Frequency Response



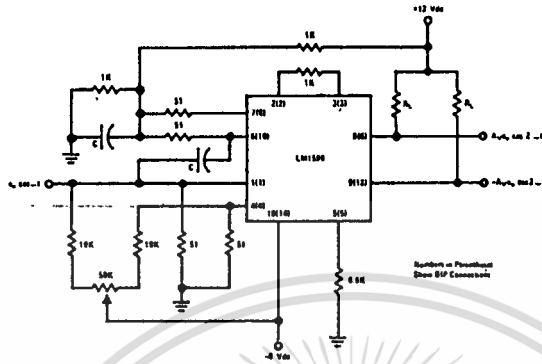
typical applications (con't)



SSB Product Detector

This figure shows the LM1596 used as a single sideband (SSB) suppressed carrier demodulator (product detector). The carrier signal is applied to the carrier input port with sufficient amplitude for switching operation. A carrier input level of 300 mVrms is optimum. The composite SSB signal is applied to the signal input port with an amplitude of 5.0 to 500 mVrms. All output signal components except the desired demodulated audio are filtered out, so that an offset adjustment is not required. This circuit may also be used as an AM detector by applying composite and carrier signals in the same manner as described for product detector operation.

typical applications (con't)



Broadband Frequency Doubler

The frequency doubler circuit shown will double low-level signals with low distortion. The value of C should be chosen for low reactance at the operating frequency.

Signal level at the carrier input must be less than 25 mV peak to maintain operation in the linear region of the switching differential amplifier. Levels to 50 mV peak may be used with some distortion of the output waveform. If a larger input signal is available a resistive divider may be used at the carrier input, with full signal applied to the signal input.

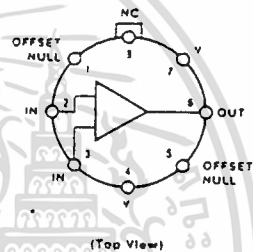
ออปแอมป์ 741

Description

The $\mu A741$ is a high performance Monolithic Operational Amplifier constructed using the Fairchild Planar epitaxial process. It is intended for a wide range of analog applications. High common mode voltage range and absence of latch-up tendencies make the $\mu A741$ ideal for use as a voltage follower. The high gain and wide range of operating voltage provides superior performance in integrator, summing amplifier, and general feedback applications.

- NO FREQUENCY COMPENSATION REQUIRED
- SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- OFFSET VOLTAGE NULL CAPABILITY
- LARGE COMMON MODE AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGES
- LOW POWER CONSUMPTION
- NO LATCH-UP

Connection Diagram 8-Pin Metal Package



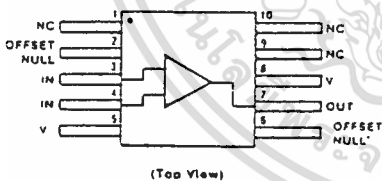
Pin 4 connected to case

Order Information

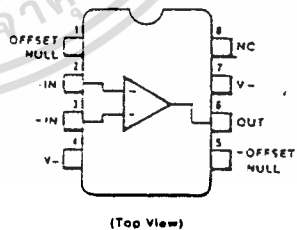
Type	Package	Code
$\mu A741$	Metal	5W
$\mu A741A$	Metal	5W
$\mu A741C$	Metal	5W
$\mu A741E$	Metal	5W

Part No.
$\mu A741HM$
$\mu A741AHM$
$\mu A741HC$
$\mu A741EHC$

Connection Diagram 10-Pin Flatpak



Connection Diagram 8-Pin DIP



Order information

Type	Package	Code	Part No.
$\mu A741$	Flatpak	3F	$\mu A741FM$
$\mu A741A$	Flatpak	3F	$\mu A741AFM$

Absolute Maximum Ratings

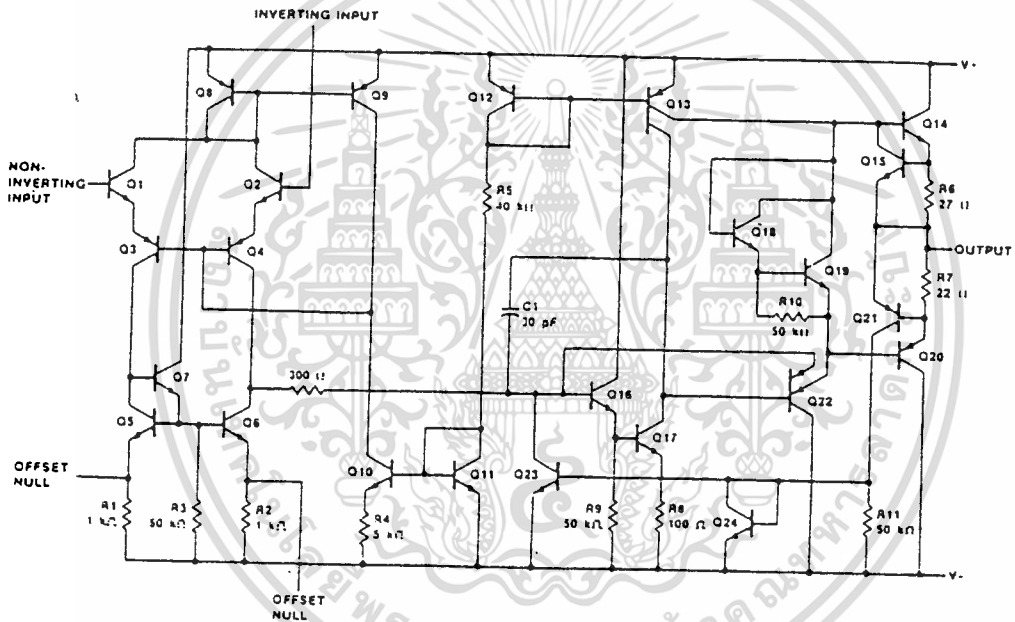
Supply Voltage	
μA741A, μA741, μA741E	± 22 V
μA741C	± 18 V
Internal Power Dissipation (Note 1)	
Metal Package	500 mW
DIP	310 mW
Flatpak	570 mW
Differential Input Voltage	± 30 V
Input Voltage (Note 2)	± 15 V
Storage Temperature Range	
Metal Package and Flatpak	-65°C to +150°C
DIP	-55°C to +125°C

Order Information

Type	Package	Code	Part No.
μA741C	Molded DIP	9T	μA741TC
μA741C	Ceramic DIP	6T	μA741RC

Operating Temperature Range	
Military (μA741A, μA741)	-55°C to +125°C
Commercial (μA741E, μA741C)	0°C to +70°C
Pin Temperature (Soldering 60 s)	
Metal Package, Flatpak, and Ceramic DIP	300°C
Molded DIP (10 s)	260°C
Output Short Circuit Duration (Note 3)	Indefinite

Equivalent Circuit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

μA741A and μA741E

Electrical Characteristics $V_S = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

Characteristic	Condition	μA741A/E			Unit
		Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$R_S \leq 50\ \Omega$		0.8	3.0	mV
Average Input Offset Voltage Drift				15	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current			3.0	30	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5	$\text{nA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current			30	80	nA
Power Supply Rejection Ratio	$V_S = +10, -20; V_S = +20\text{ V}, -10\text{ V}, R_S = 50\ \Omega$		15	50	$\mu\text{V}/\text{V}$
Output Short Circuit Current		10	25	40	mA
Power Consumption	$V_S = \pm 20\text{ V}$		80	150	mW
Input Impedance	$V_S = \pm 20\text{ V}$	1.0	6.0		M Ω
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 20\text{ V}, R_L = 2\text{ k}\Omega, V_{\text{OUT}} = \pm 15\text{ V}$	50	200		V/mV
Transient Response (Unity Gain)	Rise Time		0.25	0.8	μs
	Overshoot		6.0	20	%
Bandwidth (Note 4)		.437	1.5		MHz
Slew Rate (Unity Gain)	$V_{\text{IN}} = \pm 10\text{ V}$	0.3	0.7		V/ μs

The following specifications apply over the range of $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$ for the 741A, and $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ for the 741E.

Input Offset Voltage				4.0	mV	
Input Offset Current				70	nA	
Input Bias Current				210	nA	
Common Mode Rejection Ratio	$V_S = \pm 20\text{ V}, V_{\text{IN}} = \pm 15\text{ V}, R_S = 50\ \Omega$	80	95		dB	
Adjustment For Input Offset Voltage	$V_S = \pm 20\text{ V}$	10			mV	
Output Short Circuit Current		10		40	mA	
Power Consumption	$V_S = \pm 20\text{ V}$	μA741A	-55°C		165	mW
		μA741E	+125°C		135	mW
Input Impedance	$V_S = \pm 20\text{ V}$		0.5		M Ω	
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20\text{ V}$	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	± 16		V	
		$R_L = 2\text{ k}\Omega$	± 15		V	
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 20\text{ V}, R_L = 2\text{ k}\Omega, V_{\text{OUT}} = \pm 15\text{ V}$		32		V/mV	
		$V_S = \pm 5\text{ V}, R_L = 2\text{ k}\Omega, V_{\text{OUT}} = \pm 2\text{ V}$	10		V/mV	

Notes

4. Calculated value from: $\text{BW}(\text{MHz}) = \frac{0.35}{\text{Rise Time}(\mu\text{s})}$

5. All $V_{\text{CC}} = 15\text{ V}$ for μA741 and μA741C.

6. Maximum supply current for all devices

25°C = 2.8 mA

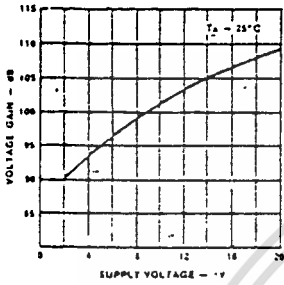
125°C = 2.5 mA

-55°C = 3.3 mA

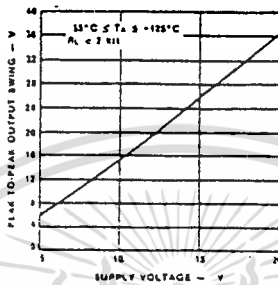
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Curves for $\mu A741A$ and $\mu A741$

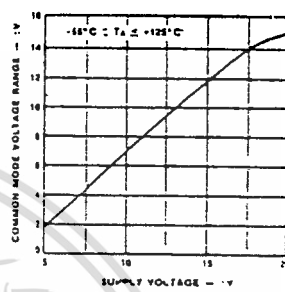
Open Loop Voltage Gain as a Function of Supply Voltage



Output Voltage Swing as a Function of Supply Voltage

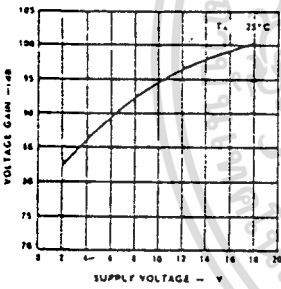


Input Common Mode Voltage as a Function of Supply Voltage

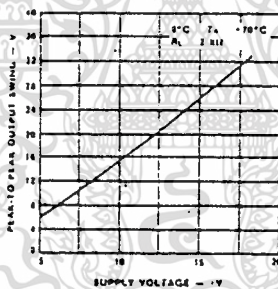


Typical Performance Curves for $\mu A741E$ and $\mu A741C$

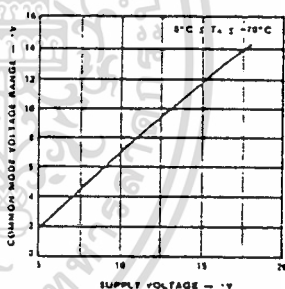
Open Loop Voltage Gain as a Function of Supply Voltage



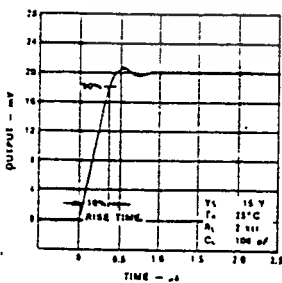
Output Voltage Swing as a Function of Supply Voltage



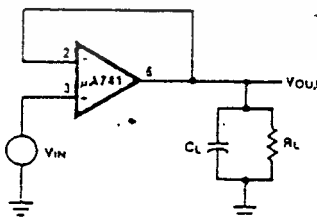
Input Common Mode Voltage Range as a Function of Supply Voltage



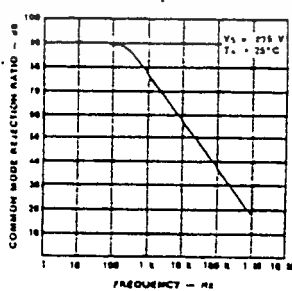
Transient Response



Transient Response Test Circuit

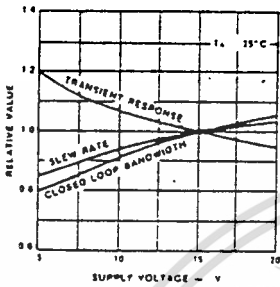


Common Mode Rejection Ratio as a Function of Frequency

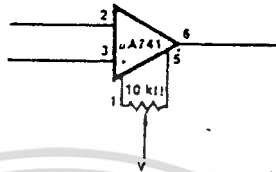


Typical Performance Curves for $\mu A741E$ and $\mu A741C$ (Cont.)

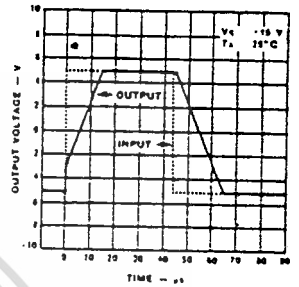
Frequency Characteristics as a Function of Supply Voltage



Voltage Offset Null Circuit

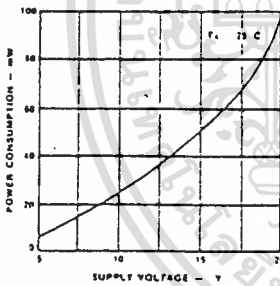


Voltage Follower Large Signal Pulse Response

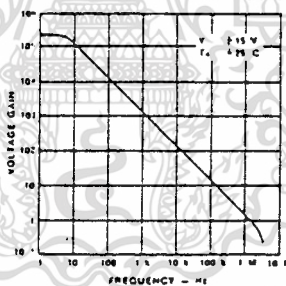


Typical Performance Curves for $\mu A741A$, $\mu A741$, $\mu A741E$ and $\mu A741C$

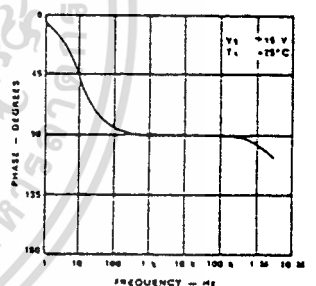
Power Consumption as a Function of Supply Voltage



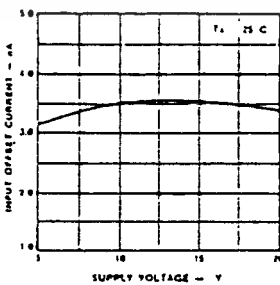
Open Loop Voltage Gain as a Function of Frequency



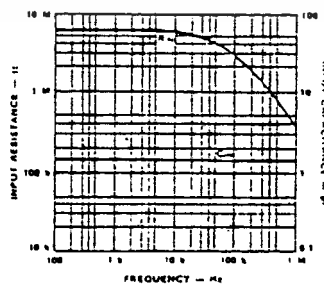
Open Loop Phase Response as a Function of Frequency



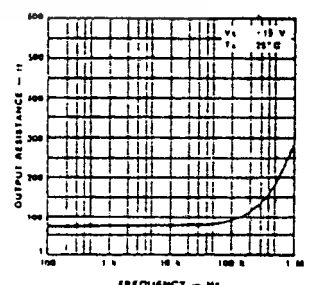
Input Offset Current as a Function of Supply Voltage



Input Resistance and Input Capacitance as a Function of Frequency



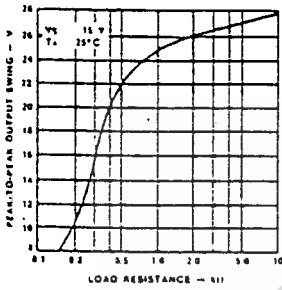
Output Resistance as a Function of Frequency



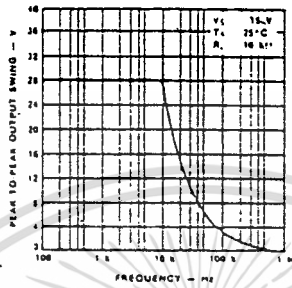
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Curves for μ A741A, μ A741, μ A741E and μ A741C (Cont.)

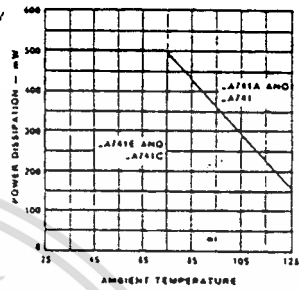
Output Voltage Swing as a Function of Load Resistance



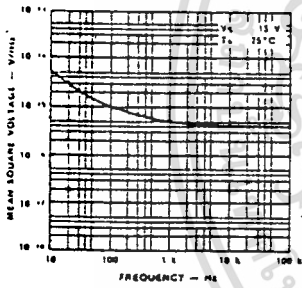
Output Voltage Swing as a Function of Frequency



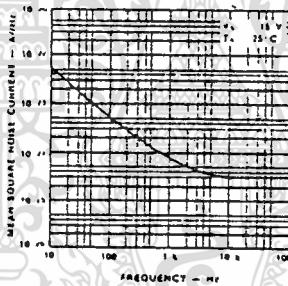
Absolute Maximum Power Dissipation as a Function of Ambient Temperature



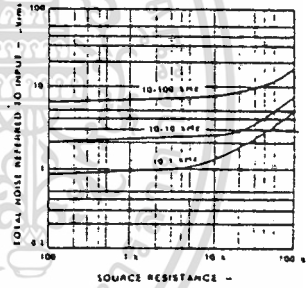
Input Noise Voltage as a Function of Frequency



Input Noise Current as a Function of Frequency

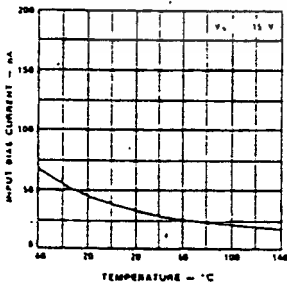


Broadband Noise for Various Bandwidths

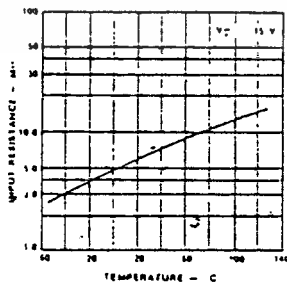


Typical Performance Curves for μ A741A and μ A741

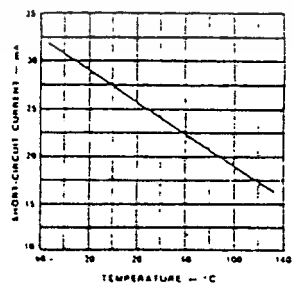
Input Bias Current as a Function of Ambient Temperature



Input Resistance as a Function of Ambient Temperature

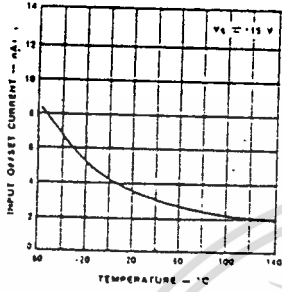


Output Short-Circuit Current as a Function of Ambient Temperature

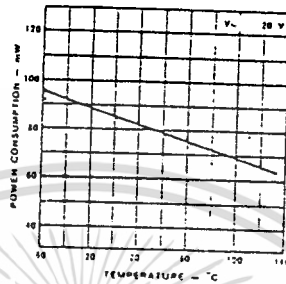


Typical Performance Curves for $\mu A741A$ and $\mu A741$ (Cont.)

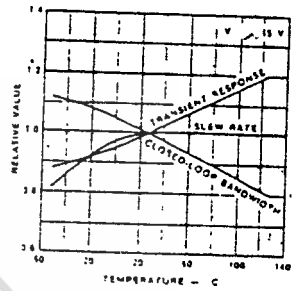
Input Offset Current as a Function of Ambient Temperature



Power Consumption as a Function of Ambient Temperature

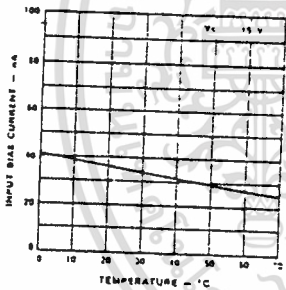


Frequency Characteristics as a Function of Ambient Temperature

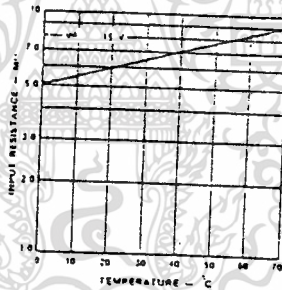


Typical Performance Curves for $\mu A741E$ and $\mu A741C$

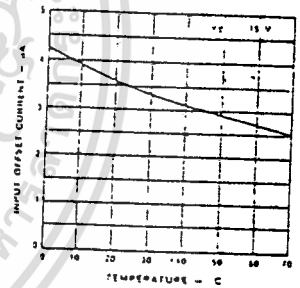
Input Bias Current as a Function of Ambient Temperature



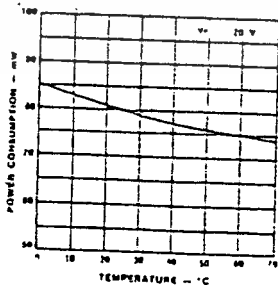
Input Resistance as a Function of Ambient Temperature



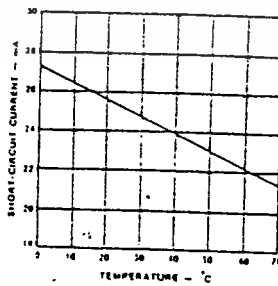
Input Offset Current as a Function of Ambient Temperature



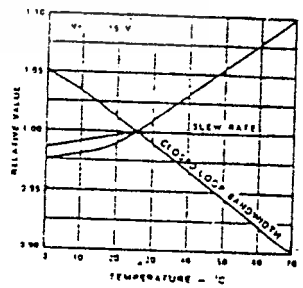
Power Consumption as a Function of Ambient Temperature



Output Short Circuit Current as a Function of Ambient Temperature



Input Offset Current as a Function of Ambient Temperature



กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณอาจารย์ วิวัฒน์ กิรานนท์ ที่อบรมสั่งสอนความรู้ทางวิชาการและจริยธรรม และอาจารย์ปราโมทย์ วาดเขียนที่เชื้อเพื่ออุปกรณ์ในการทำกรใช้เครื่องมือในการทดลองต่าง ๆ

ขอบคุณเพื่อน ๆ ห้อง 3, เพื่อนๆภาคโทรคมนาคม ,อิเล็กทรอนิกส์,ภาคไฟฟ้า,ภาคคอมพิวเตอร์ และเพื่อน ๆ ภาควิชาคอนโทรล ,ทุกท่านที่สนับสนุนการทำโปรเจกต์นี้

ขอบคุณน้องๆ ชุมมุวิชาการ และเพื่อนร่วมห้องโปรเจกต์ทุกคน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] สุชาติ กังวารจิตต์ “เครื่องรับส่งวิทยุและระบบสื่อสาร” กรุงเทพฯ ฯ
: สำนักพิมพ์ บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่นจำกัด (มหาชน)
- [2] วิโรจน์ อัครวงษ์ “การใช้งานอปแอมป์และลิเนียร์ไอซี” กรุงเทพฯ ฯ
: สำนักพิมพ์ บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่นจำกัด (มหาชน)
- [3] พิชัย ภักดีพานิชเจริญ “คู่มือการออกแบบวงจรของสัญญาณความถี่”
: หจก. สำนักพิมพ์พีสิกส์เซนเตอร์
- [4] Don Lancaster ;Indiana “Active filter cookbook”
: Haward W. Sans Company

