



เครื่องป้องกันการดักฟัง
AUDIO SCRAMBLER



โดย
นายพงศ์ธร รักกลีกร

วัน เดือน ปี..... 18. ค.ค. 2541
เลขทะเบียน..... 039061
เลขเรียกหนังสือ..... T. 10309 พ. 125ค

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง 039061

เครื่องป้องกันการดักฟัง
AUDIO SCRAMBLER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องป้องกันการดักฟัง

AUDIO SCRAMBLE

โดย นายพงศธร รักกลีกร 37014271

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ. สมยศ จุณณะปิยะ

บทคัดย่อ

ในโครงการนี้เป็นการศึกษาและออกแบบวงจรเครื่องป้องกันการดักฟังแบบอนาล็อก ที่สามารถนำไปใช้ในการสื่อสารทางสัญญาณเสียง ใช้หลักการเข้ารหัสแบบกลับสเปกตรัมของสัญญาณเสียง ซึ่งใช้หลักการมอดูเลเตอร์แบบบาลานซ์ (BALANCE MODULATOR) ระหว่างสัญญาณเสียงและสัญญาณพาหะแถบความถี่ด้านต่ำจะกลับสเปกตรัม ซึ่งใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านกรอง จึงทำให้คนที่มาดักฟังไม่สามารถเข้าใจข้อความได้

ABSTRACT

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2540

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องป้องกันการดักฟัง

AUDIO SCRAMBLER

ผู้จัดทำ

นายพงศธร รักกลสิกุล 37014271



(รศ. สมยศ จุณณะปิยะ)

อาจารย์ที่ปรึกษา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้าที่
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการทํางาน	2
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	50
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	61
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์	66

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

บรรณานุกรม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

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 7555	8
2.7 บาลานซ์มอดูเลเตอร์	10
2.8 ริงบาลานซ์มอดูเลเตอร์	11
2.9 หลักการทำงานของริงมอดูเลเตอร์ (ในสภาวะที่ป้อน RF อย่างเดียว)	12
2.10 การทำงานของริงมอดูเลเตอร์เมื่อป้อนสัญญาณออกดิโอเข้าไปมอดูเลต	12
2.11 รูปคลื่นต่างๆ ในวงจรทรานซิสเตอร์	13
2.12 บาลานซ์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรดิฟเฟอเรนเชียลโหมด	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 วงจรคูณสัญญาณ	22
2.21 วงจรคูณสัญญาณเมื่อป้อนสัญญาณ X,Y เข้ามา	24
2.22 ผลของการคูณสัญญาณ E_c กับ E_m ได้คลื่น AM	25
2.23 วงจรผสมสัญญาณแบบสมมูล	28
2.24 สเปกตรัมความถี่สำหรับวงจรผสมสัญญาณแบบสมมูล	29
2.25 สาธิตวิธีการสร้างวงจรผสมสัญญาณทั้งแบบสมมูลและแบบมาตรฐาน	31
2.26 สเปกตรัมความถี่สำหรับวงจรผสมสัญญาณทั้งแบบสมมูลและแบบมาตรฐาน เมื่อป้อน $f_c = 10 \text{ kHz}$ และ $f_m = 1 \text{ kHz}$	32
2.27 เปรียบเทียบลักษณะสัญญาณที่เกิดจากการผสมสัญญาณทั้งสองแบบ	33
2.28 วงจรถอดสัญญาณหรือดีมอดูเลตคือวงจรคูณสัญญาณต่อร่วมกับวงจรกรองความถี่ต่ำ	33
2.29 รูปคลื่นสัญญาณ ณ ตำแหน่งต่างๆ ของวงจรผสมสัญญาณจนถึงวงจรถอดสัญญาณ	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลำดับ - ชื่อภาพ	หน้าที่
2.30 แสดงวงจรและสัญญาณที่จุดต่างๆ	36
2.31 การกำเนิดสัญญาณ SSB โดยใช้ฟิลเตอร์	39
2.32 ข่ายกกความถี่ผ่านของไซด์แบนด์ฟิลเตอร์	39
2.33 การสวิตช์เลือกไซด์แบนด์ทั้งสองแบบ	40
2.34 วงจรโปรตักต์ดีเทคเตอร์	41
2.35 ดี - ฟลิปฟลอป	43
2.36 การต่อ ดี - ฟลิปฟลอป	43
3.1 การทำงานอย่างง่ายของวงจรรองความถี่	46
3.2 วงจรรองความถี่	48
3.3 ผลจากการ PLOT ด้วย MATHCAD ตามสมการ 3.15	53
3.4 ผลจากการ PLOT ด้วย MATHCAD ตามสมการ 3.17	54
3.5 โครงสร้างภาคส่งเครื่องป้องกันการดักฟัง	55
3.6 วงจรภาคส่งของเครื่องป้องกันการดักฟัง	56
3.7 โครงสร้างทางด้านรับเครื่องป้องกันการดักฟัง	57
3.8 วงจรภาครับของเครื่องป้องกันการดักฟัง	58
4.1 แสดงสัญญาณ 14 kHz ที่สร้างจากไอซี 7555	61
4.2 แสดงสัญญาณ 7 kHz หลังจากผ่านดี-ฟลิปฟลอปตัวแรกที่ขา 1 ของ IC 4013	62
4.3 แสดงสัญญาณพาหะ 3.5 kHz ที่วัดจาก ขา 13 ของไอซี 4013	62
4.4 สัญญาณพาหะ sine wave ความถี่ 3.5 kHz ที่ออกจาก BPF และจะนำไปมอดูเลต	63
4.5 สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแบบบาลานซ์	63
4.6 สัญญาณ test tone ที่ผ่านการ scramble	64
4.7 สัญญาณ test tone ที่ผ่านการ descramble	65

บทที่ 1

บทนำ

ในบางครั้ง การติดต่อสื่อสารระหว่างกันทางโทรศัพท์ มีการป้องกันให้บุคคลอื่นมารับรู้ข่าวสาร จึงมีการคิดค้นหาวิธีป้องกันการดักฟังและปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารได้พัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็ว การป้องกันการดักฟังถูกพัฒนาตามลำดับ โดยเฉพาะกิจการที่เกี่ยวกับความปลอดภัยของชีวิต หรือกิจการทหาร จะต้องมีการสื่อสารสัญญาณให้ผู้มาดักฟังไม่สามารถเข้าใจในข่าวสารได้ โดยมีมีการทำให้สัญญาณข่าวสารมีการเปลี่ยนแปลงไป หรือผิดเพี้ยนไปไม่สามารถรับรู้ นอกเสียจากต้องนำสัญญาณไปผ่านตัวถอดรหัสที่มีความสัมพันธ์กับทางด้านเข้ารหัสด้านส่งสัญญาณ จึงสามารถรับฟังได้

สเปกตรัมของสัญญาณต้นกำเนิด ก่อนทำการส่งสัญญาณนั้น รวมทั้งการสร้างสัญญาณรบกวนเทียมเพิ่มเข้าไปในระบบการติดต่อสื่อสาร เพื่อทำให้เครื่องรับทั่วไปเกิดสัญญาณรบกวนเพิ่มเข้ามาในระบบ ไม่สามารถรับข่าวสารได้เนื่องจากแยกสัญญาณข่าวสารจากสัญญาณรบกวนไม่ได้

โดยการกลับสเปกตรัมความถี่ ของสัญญาณเสียง ซึ่งทำได้โดยการผสมสัญญาณแบบบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (Balance modulator) เป็นการผสมคลื่นชนิด AM (Amplitude Modulation) โดยการกลับสเปกตรัมของความถี่จะถูกพลิกกลับซ้าย – ขวา ทำให้สัญญาณเสียงที่ออกมาเพี้ยน ฟังไม่รู้เรื่อง วิธีการที่จะฟังให้รู้เรื่อง คือวิธีการกลับสเปกตรัมความถี่ตามเดิม

ในโครงการ ในการศึกษานี้ได้แบ่งส่วนศึกษาเป็นส่วนที่เกี่ยวข้องกับวงจรป้องกันดักฟัง ส่วนแรกจะศึกษาวิธีการผสมสัญญาณแบบบาลานซ์ การสร้างสัญญาณพาหะที่เป็นสัญญาณพัลส์ (pulse) การออกแบบวงจรกรองความถี่เบื้องต้นและการใช้ ไอซีสำเร็จรูปในการออกแบบวงจรกรองความถี่ และวงจรการถอดรหัสสัญญาณเสียง

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการทํางาน

2.1 ประเภทของการเข้ารหัสเสียงพูด

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

การเข้ารหัสเสียงพูด (Encoding speech) แบ่งตามเทคนิคได้ 2 วิธี คือ

1. การเข้ารหัสทาง Digital
2. การเข้ารหัสทาง Analog

การเข้ารหัสเสียงพูดด้วยวิธีการอนาลอก (Analog encoding speech)

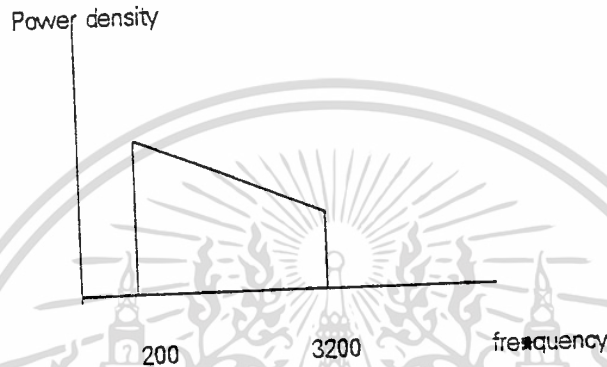
มีด้วยกันหลายวิธีเช่น

1. Speech inversion
2. Band – shift inversion
3. Bandscrambler or bandsplitter
4. Time Element Scrambler

รายละเอียดของการเข้ารหัสแต่ละชนิด

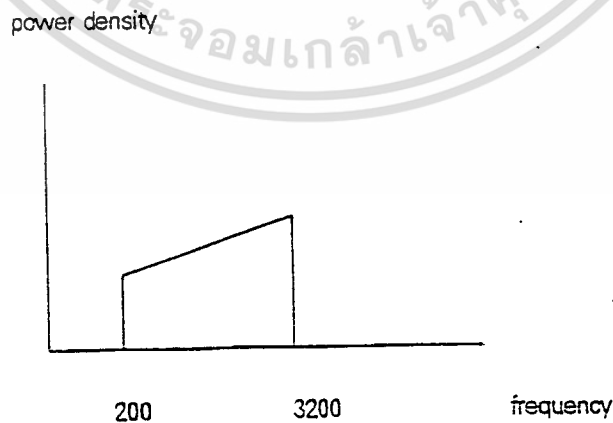
Speech inversion

Speech inversion เป็นการสแครมบลิง (scrambling) ความถี่แบบแบบหนึ่งที่เรารู้จักกันดี สมมุติว่าเรามีสัญญาณเสียงที่มี 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

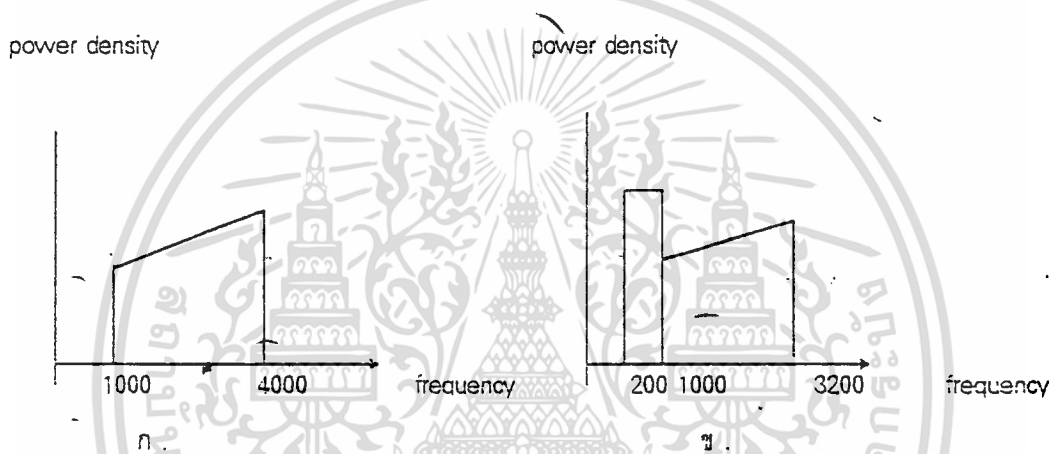


รูปที่ 2.2 แสดงช่วงความถี่ที่ถูกกลับสเปกตรัม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

band – shift inversion

เป็นการปรับปรุง Speech inversion โดยมีสัญญาณที่อยู่ในช่วง 200 – 3200Hz จะถูก inversion และเลื่อน (shift) แบนด์วิดท์ (1000 – 4000 Hz) สเปกตรัม (spectrum) ของสัญญาณดังกล่าว แสดงในรูปที่ 2.3 ก สัญญาณ นี้อยู่นอกแบนด์วิดท์แตกต่างจากสัญญาณตัวแรก แต่เราสามารถที่จะเอาส่วนที่เกิน 3200 Hz ย้ายมาอยู่ที่ความถี่ต่ำ (สังเกตคู่สัญญาณในรูปที่ 2.2 จะมีขอบเขต (range) ของความถี่ที่ต่างกันแต่ก็จะมีแบนด์วิดท์เท่ากับสัญญาณตัวแรก) หลักการของ Band - shift inversion ได้แสดงในรูป 2.3 ข



รูปที่ 2.3 หลักการของ band – shift inversion

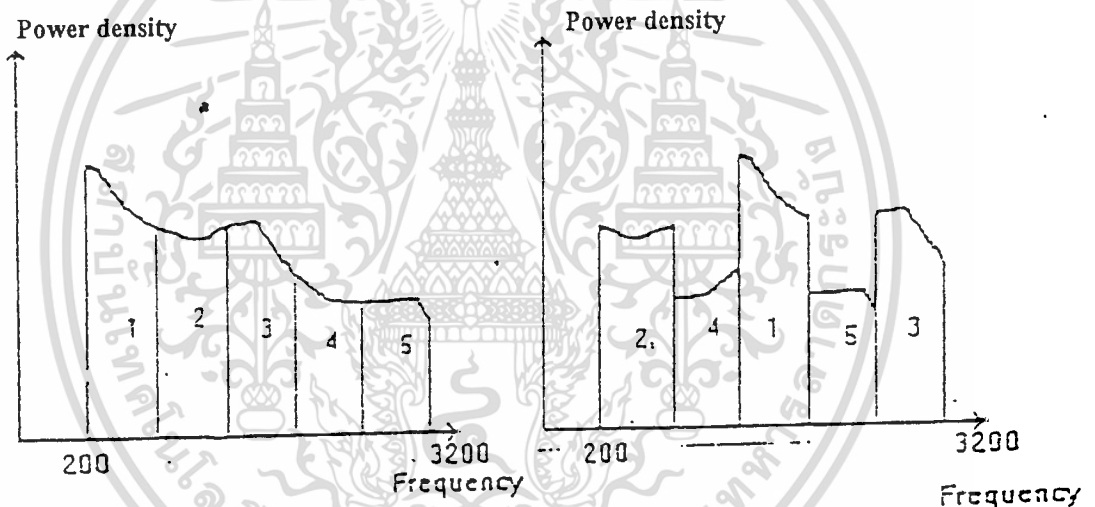
ตัวอย่างของ band – shift inversion อันหนึ่งที่มีการ inversion สัญญาณด้วยความถี่พาหะ (carrier frequency) ที่แตกต่างกันโดยมีการเลื่อน (shift) แบนด์แบบคงที่ทำให้คอมบินเนชันที่เป็นไปได้ยาก (possible combination) มีจำนวนจำกัด วิธีที่จะเพิ่มคอมบินเนชัน อาจจะใช้ pseudo random generator เป็นตัวเลือกการเลื่อนที่แตกต่างกัน และแต่ละแบบจะมีช่วงเวลา (time interval) ประมาณ 10 – 20 ms แล้วจัดลำดับสลับเปลี่ยนกันไปเป็นลักษณะ ไซเคิล (cycle) หลักการอันนี้เรียกว่า cyclical band – shift inversion ทำให้คอมบินเนชันที่เป็นไปได้มีมากขึ้น

ข้อเสียของ band – shift inversion ที่เด่นชัดมีอยู่ 2 ข้อด้วยกัน ข้อแรกเนื่องจากคอมบินเนชัน (Descrambling) ทำได้ง่ายโดยการลองผิดลองถูก (trial and error) ข้อที่สองความสามารถในการรายละเอียดที่ยังเหลืออยู่ (residual intelligibility) หมายถึงความสามารถความชำนาญและความคุ้นเคยที่จะเข้าใจเสียงที่ถูกสเครมบลิ้งเปลี่ยนแปลงสัญญาณไปไม่มากนัก ทำให้สามารถที่จะเดาคความหมายจากบางส่วนที่ยังเหลืออยู่ได้ค่อนข้างสูง และจะยิ่งสูงขึ้นเมื่อข่าวสารได้ถูก reinvent ด้วยแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Bandscrambler

ในกรณีนี้ แบนด์วิดท์ของเสียงพูดจะแบ่งออกเท่า ๆ กัน เป็นหลาย ๆ ส่วนเรียกว่า แบนด์ย่อย (sub-band) แต่ละแบนด์ย่อยจะถูกสเครมบลิงโดยการสลับลำดับ (permutation) แบนด์ย่อยเสียงใหม่ ในบางระบบ อาจจะมีการ invert แต่ละแบนด์ย่อยด้วย รูปที่ 2.4 แสดง ตัวอย่าง ของ bandscrambler แบบง่ายโดยการแบ่งออกเป็น 5 ส่วนย่อย จากรูปย่อย 1, 2, 5 จะถูกอินเวอร์ท และถูกสลับตำแหน่งดังกล่าว มีการจัดลำดับที่เป็นไปได้ (possible reordering) เท่ากับ 5 และมีการคอมบินชันสำหรับการอินเวอร์ททั้ง 5 ตำแหน่ง เท่ากับ 25 นั้นหมายความว่าสามารถจะมีการคอมบินชันได้ถึง 5×25 เท่ากับ 3840 แบบ แต่ไม่สามารถนำไปใช้ได้มีบางส่วนที่สเครมบลิงแล้วมีการเปลี่ยนแปลงอย่างสมบูรณ์ (คือไม่สามารถที่จะเข้าใจได้) ส่วนที่เหลือเป็นส่วนใหญ่ที่ไม่สามารถนำมาใช้สเครมบลิงได้เพราะยังพอที่จะเข้าใจได้แบบคลุมเครือ



รูปที่ 2.4 band scrambling technique

สำหรับการจัดลำดับใหม่ (reordering) เพียงอย่างเดียว โดยไม่ได้อินเวอร์ทมีเพียง 10 % เท่านั้นที่สเครมบลิงแล้วใช้ได้ เหตุผลที่เป็นเช่นนี้เพราะมีการแบ่งแบนด์ย่อยบางอันออกแล้วจัดลำดับใหม่พบว่ายังมีบางส่วนที่พอเข้าใจได้ใช้ได้ ก็สามารถเข้าใจความหมายได้ เป็นการไม่ยากสำหรับการดีสสเครมบลิง สัญญาณเดิมออกมา เรียงต่อใหม่ที่ทำให้มีโอกาสเข้าใจในข่าวสารได้

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

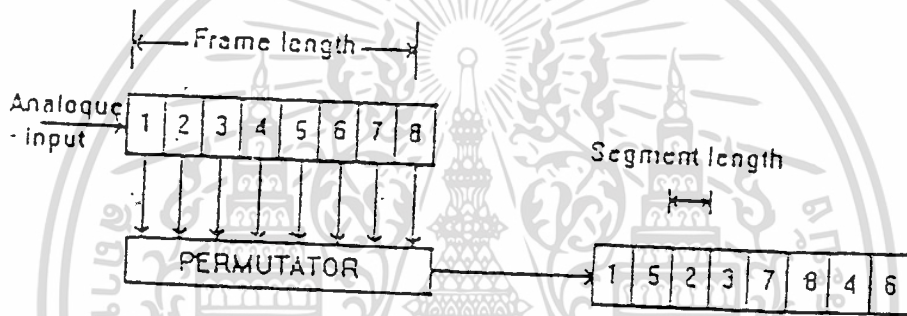
ตัวอย่างที่ได้แสดง ไว้อธิบาย การทำงานดังนี้ สำหรับ 5 แบนด์ย่อยสามารถจัดลำดับได้ 32 แบบ คอมบินชันของ การอินเวอร์ท แบนด์ย่อยเท่ากับ 2 ยกกำลัง 5 และแบบ 1024 แบบ สำหรับการจัดเรียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(rearrangement) 10 บิต แอดเดรสของหน่วยความจำจะเห็นว่าคอมบินชันเป็นไปได้ 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 ของการสแครมเบิลลิงเซกเมนต์เหล่านี้ด้วยวิธีการสลับลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 2.5 ซึ่งแต่ละเฟรมถูกแบ่งเป็น 8 เซกเมนต์



รูปที่ 2.5 Time - Element Scrambler

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 การทำงานของ ไอซี 7555

การทำงานแบบอะอสซิลเลต

การทำงานของวงจร

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

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

ข้อสังเกต ในขณะที่เริ่มต้นจากเวลา $t=0$ วงจรนี้จะยังไม่เข้าสู่วิถีทางธรรมชาติของมัน โดยในบางครั้งที่จะเริ่มจ่ายไฟ ตัวเก็บประจุ C อาจจะมีประจุสะสมอยู่ในตัวของมันแล้วก็ได้ จึงอาจมีการปล่อยประจุก่อนซึ่งไม่มีใครรู้ว่าจะคายประจุออกมาโดยใช้เวลานานเท่าไร อย่างไรก็ตามเราสามารถคาดคะเนเองได้จากขนาดของตัวเก็บประจุ

ความถี่ในการออสซิลเลต

สัญญาณเอาต์พุตจะยังคงเป็นค่าสูง ระหว่างที่ตัวเก็บประจุ C ยังคงชาร์จจาก $V_{CC}/3$ ถึง $2/3 V_{CC}$ ดังที่แสดงในรูปที่ 2.6 (ข) เราสามารถคำนวณหาช่วงเวลาดังกล่าวได้ดังนี้

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

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

คิงสมการ

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

ดังนั้นช่วงเวลารวมทั้งหมดหรือคาบเวลา T จะเท่ากับ

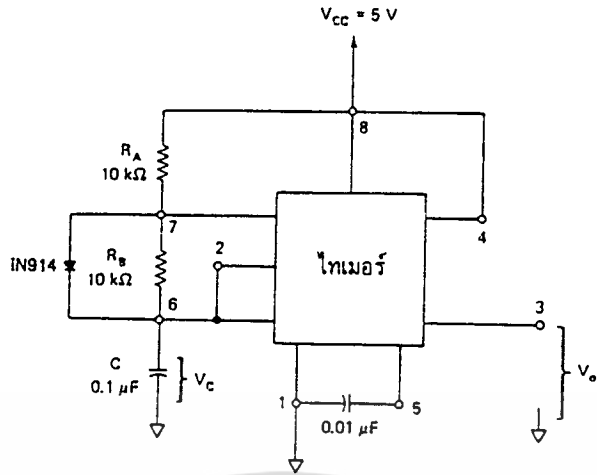
$$T = t_{high} + t_{low} = 0.659 (R_A + 2R_B) C \quad 2.3$$

ซึ่งเมื่อกลับเศษกลับส่วนของคาบเวลาแล้วจะได้ความถี่คือ

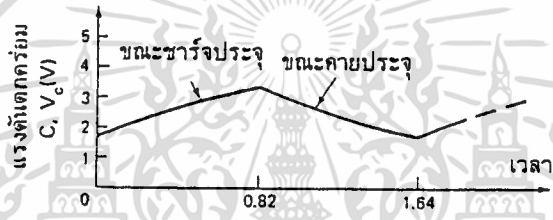
$$f = 1/T = 1.44 [(R_A + 2R_B) C] \quad 2.4$$

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

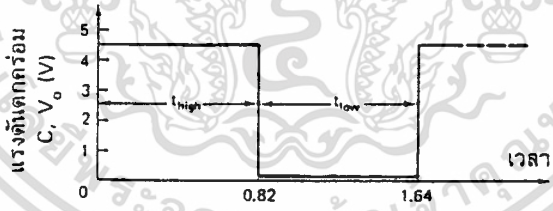
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) วงจรไทมเมอร์ที่ให้ค่าความถี่เกิดเท่ากับ 50 เปอร์เซ็นต์



(ข) แสดงลักษณะการเกิดแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ



(ค)

รูปที่ 2.6 (ก) วงจรไทมเมอร์ที่ให้ค่าความถี่เกิดเท่ากับ 50 % (ข) แสดงการเกิดแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ (ค) แสดงสัญญาณพัลส์ที่ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 หลักการของบาลานซ์มอดูเลเตอร์

สำหรับในบทนี้จะแสดงถึงหลักการทำงานของบาลานซ์ มอดูเลเตอร์ เพราะถือว่าเป็นหัวใจของวงจรป้องกันคิกพิงสำหรับโครงการนี้ ในการออกแบบวงจรป้องกันการคิกพิง จำเป็นต้องศึกษาถึงการทำงานของบาลานซ์มอดูเลเตอร์ เนื่องจากในการออกแบบวงจร ในการเปลี่ยนแปลงสัญญาณเสียงจะอาศัยวิธีการสลับสเปกตรัมของความถี่ของสัญญาณเสียง ซึ่งเราจะทำการมอดูเลตสัญญาณเสียงกับสัญญาณคลื่นพาหะเข้าด้วยกัน โดยการใช้บาลานซ์มอดูเลเตอร์ (balance modulator) ซึ่งผลลัพธ์จากการผสมผสานจะมีเฉพาะไซด์แบนด์เท่านั้น ที่ผ่านไปยังเอ๊าท์พุทได้ จะให้แถบความถี่ข้าง (side band) ทั้งทางด้านสูงซึ่งเป็นผลบวกของคลื่นพาหะกับสัญญาณเสียง และแถบความถี่ข้างด้านต่ำที่เป็นผลต่าง เรียกว่าสัญญาณ AMDSBC (Amplitude Modulator Double sideband Suppress carrier) สำหรับคลื่นพาหะและคลื่นเสียง ที่นำมามอดูเลตสามารถเขียนในเทอมของคณิตศาสตร์ ได้ดังนี้

จากคลื่น AM แบบ DSB เราจะได้สมการ

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

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 = Degree of modulation

โดยสมมติให้ E_c มีค่าเท่ากับ 1

ดังนั้น

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

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

จะเห็นว่าไซด์แบนด์ทั้งสองเกิดจากกฎคูณกันของคลื่นพาหะกับสัญญาณ ในขณะที่ขนาดของคลื่นพาหะเป็นเสมือนไฟ DC สำหรับให้สัญญาณเข้าไป

ดังนั้นหากวงจรมอดูเลเตอร์ ที่สามารถหักล้างส่วนที่เป็นไฟ DC ให้หมดไปให้เหลือแต่สัญญาณที่คูณกันที่เอ๊าท์พุท ก็จะได้ไซด์แบนด์ทั้งสองออกไป ซึ่งนั่นก็คือเป็นผลลัพธ์จากวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (balance modulation)

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

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

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

โดย E_c มีค่าเท่ากับ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$e_{bal.mod} = E_m \sin(\omega_m t) \cdot (\omega_c t)$$

$$= E_m / 2 [\cos(\omega_c - \omega_m)t - \cos(\omega_c + (\omega_m)t)] \quad \text{-----} \quad 2.6$$

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

การมอดูเลตคลื่นโดยการใส่บาลานซ์มอดูเลเตอร์ทำได้หลายวิธียกตัวอย่างเช่น โดยการใช้อุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้น เช่น ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของไดโอด ซึ่งจะต้องใช้การแมตซ์ที่ดีมาก ๆ จึงจะใช้งานได้ดี และอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้คือ การใช้อนาล็อกสวิตช์ (analog switch) มาทำเป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์

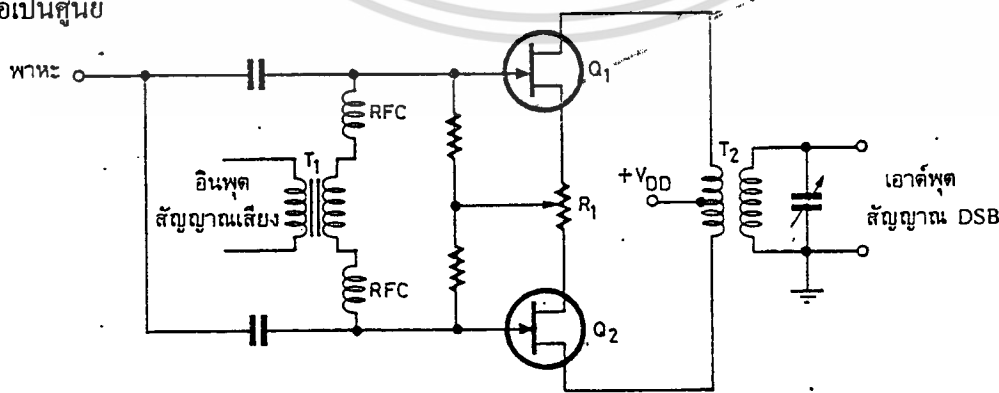
Balance Modulator

เนื่องจากในระบบ AM ไม่มีข่าวสารปนอยู่ในคลื่นพาหะ เราจึงสามารถกำจัด หรือเอาคลื่นพาหะออกก่อนที่จะทำการส่งออกอากาศ วงจรที่ทำหน้าที่นี้เรียกว่า วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (Balance Modulator หรือ เขียนย่อๆ ว่า BM) วงจร BM นี้จะผสมสัญญาณเสียงกับสัญญาณพาหะ และผลลัพธ์ที่ได้จากการผสมเฉพาะไซด์แบนด์เท่านั้นที่ผ่านไปยังเอาต์พุตได้ สัญญาณที่ได้จากวงจร BM เรียกว่าสัญญาณ AMDSBSC ย่อมาจาก amplitude modulate double sideband suppress carrier

วงจร BM มีอยู่หลายแบบ แต่ละแบบมีข้อดีและข้อเสียประจำตัวของมัน ต่อไปเราจะพิจารณาวงจรแบบต่าง ๆ

1. BM ชนิดใช้ FET คู่

รูปที่ 2.7 แสดงวงจร BM อย่างง่าย อินพุต RF ป้อนเข้าที่เกตของ Q_1 และ Q_2 พร้อม ๆ กัน (เฟสตรงกัน) ทำให้กระแสเดรน (drain) ไหลผ่านขดไฟโรมารี่ของหม้อแปลง T_2 ทำให้เอาต์พุตเนื่องจากสัญญาณ RF หักล้างกัน คลื่นพาหะ RF จึงเป็นศูนย์ โปเทนชิโอมิเตอร์ R_1 เป็นตัวปรับสมดุล (balance) เพื่อชดเชยแตกต่างระหว่าง FET ทั้งสอง วิธีปรับ R_1 ให้วัดเอาต์พุต RF (ขณะไม่ป้อนสัญญาณเสียง) แล้วค่อย ๆ ปรับ R_1 จนกระทั่งเอาต์พุตต่ำสุดหรือเป็นศูนย์



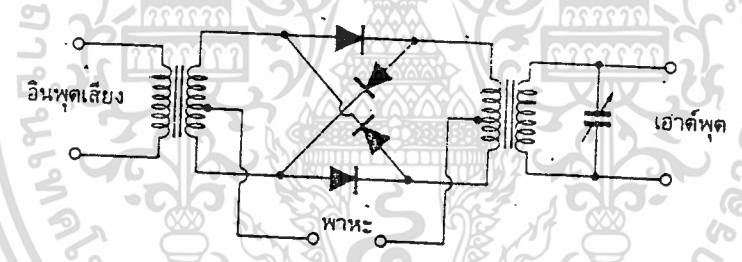
รูปที่ 2.7 บาลานซ์มอดูเลเตอร์ใช้ FET คู่

เมื่อป้อนสัญญาณเสียงผ่านหม้อแปลง T_1 เข้าสู่เกตของ Q_1 และ Q_2 ฉะนั้นสัญญาณเสียงจะมองเห็นวงจร BM ทำงานแบบพฤษภาคม การผสมกันระหว่างสัญญาณเสียงและสัญญาณพาหะ RF บังเกิดขึ้นที่ FET แต่ละตัว ไซด์แบนด์ผลลัพ์ซึ่งปรากฏกร่อมขดไพรมารีของหม้อแปลง T_2 จะเสริมกันในสัญญาณ พฤษภาคมแล้วส่งออกไปยังเอาต์พุต สำหรับสัญญาณพาหะจะหักล้างกัน พาหะจะหักล้างกันที่ขดไพรมารี ทำให้ไม่มีเอาต์พุต สำหรับสัญญาณเสียงนั้นถูกกรองทิ้งไปเพราะวงจรแทงค์ (หม้อแปลง RF กับ C ปรับค่าได้) ฐนไว้ที่ความถี่พาหะเอาต์พุตที่ปรากฏจึงเป็นสัญญาณ AMDSBSC

อย่างไรก็ตาม สัญญาณพาหะ อาจเล็ดลอดไปสู่เอาต์พุตได้ เมื่อ FET ทั้งคู่มีสัญณะสมบัติ (characteristic) แตกต่างกัน (เรียกอีกอย่างหนึ่งว่าไม่แมตซ์กัน) เราสามารถปรับสมคูลได้ที่ R_1 นอกจากนี้เราอาจจะปรับจุดกลาง (center tap) ของหม้อแปลง T_{12} ด้วยก็ได้ ในทางปฏิบัติ BM ชนิดนี้กำจัดพาหะออกไปได้ถึง 60 เดซิเบล ต่ำกว่าสัญญาณไซด์แบนด์

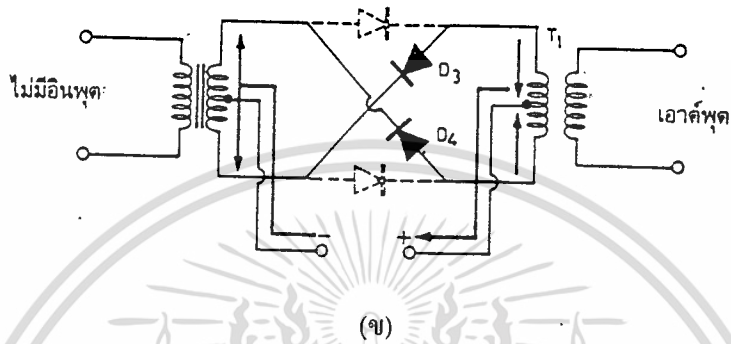
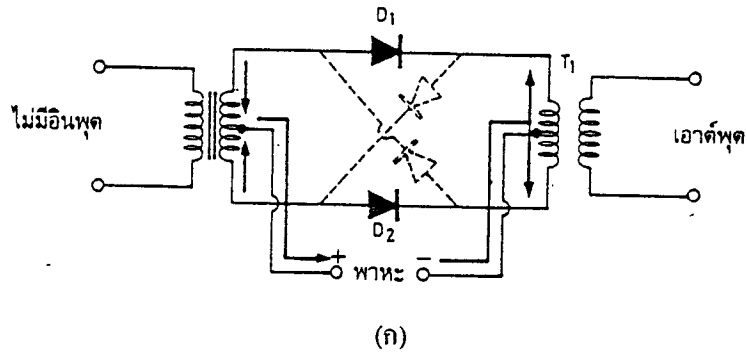
2. BM ชนิดใช้ไดโอดค่อเป็นวง

วงจร BM ชนิดไดโอดค่อกันเป็นวง (ring) นี้บางที่เรียกว่า ริงมอดูเลเตอร์ (ring modulation) รูปที่ 2.8 ไดโอดทั้ง 4 ตัว จะต้องเลือกให้แมตซ์กันเพื่อให้กำจัดพาหะได้หมดสิ้น



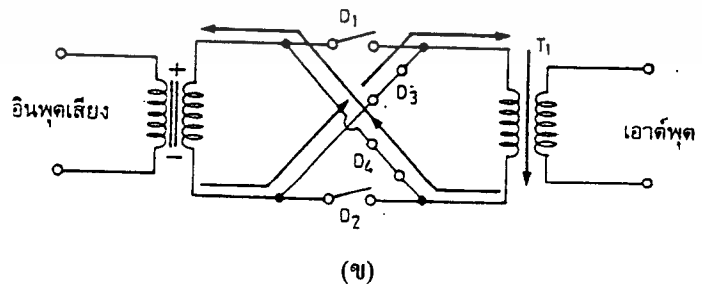
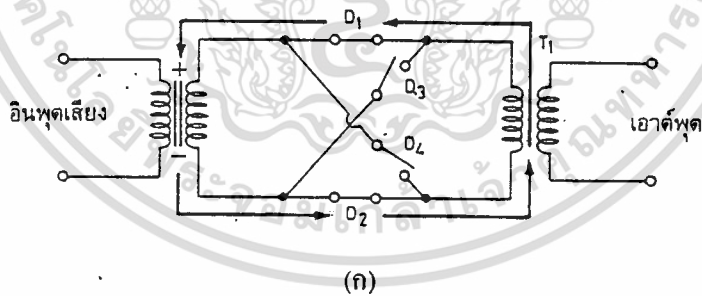
รูปที่ 2.8 ริงมอดูเลเตอร์

รูปที่ 2.8 แสดงการทำงานของวงจร เมื่อมีสัญญาณ (กระแส) ตามทิศทางที่แสดงไว้ D_1 กับ D_2 ก็จะนำกระแสไหลสวนทางกันในหม้อแปลง T_1 ทำให้ไม่มีเอาต์พุต เมื่อกระแส RF กลับขั้ว D_3 กับ D_4 นำกระแส RF ก็ยังไหลสวนทางกันในหม้อแปลง T_1 อีก ดังรูปที่ 2.9 เอาต์พุตก็เป็นศูนย์



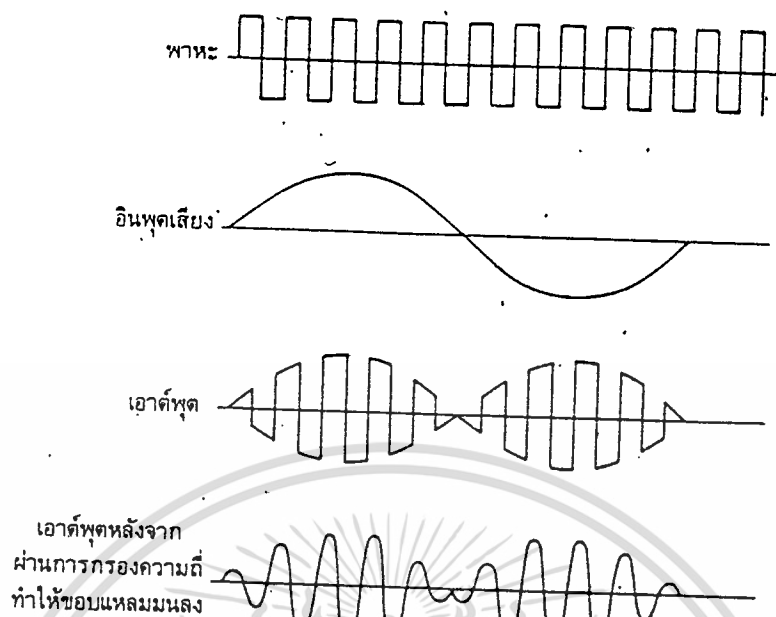
รูปที่ 2.9 หลักการทำงานของริงมอดูเลเตอร์ (ในสถานะที่ป้อน RF อย่างเดียว)

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



รูปที่ 2.10 การทำงานของริงมอดูเลเตอร์เมื่อป้อนสัญญาณออกซิโงเข้าปมอดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 รูปคลื่นต่าง ๆ ในวงจรทรานซิสเตอร์

รูปคลื่นของสัญญาณ ณ จุดต่าง ๆ แสดงในรูปที่ 2.11 ในที่นี้เราเขียนสัญญาณ RF เป็นรูปสี่เหลี่ยมเพื่อแสดงการสวิตช์ของไดโอด สังเกตว่าทุกครั้งที่สัญญาณ RF เป็นลบ เอาต์พุตจะสลับขั้วด้วย นอกจากนี้กรอบคลื่นของสัญญาณเอาต์พุตจะมีลักษณะด้านบนและล่าง (บวก และ ลบ) เหมือนภาพสะท้อนกระจกซึ่งแตกต่างจากกรอบคลื่นของสัญญาณ AM ธรรมดา สัญญาณ AMDSBSC นี้ประกอบด้วยไซด์แบนด์สองข้างเท่านั้นเพราะพาหะถูกกำจัดออกไปแล้ว

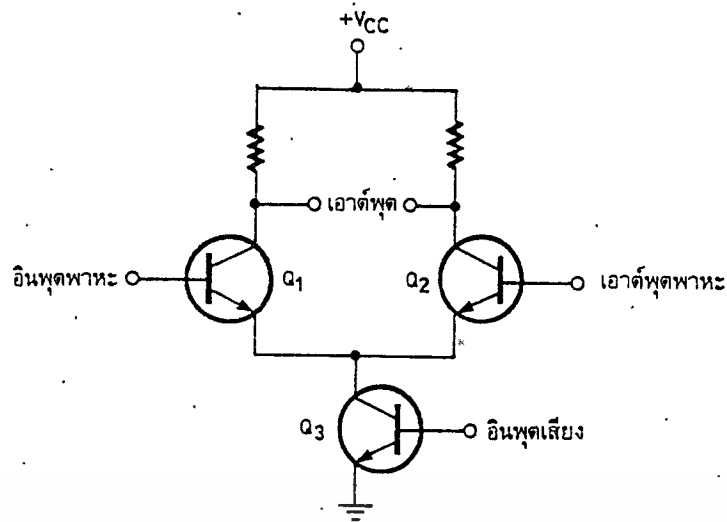
ท่านอาจจะสงสัยว่าไซด์แบนด์เกิดขึ้นได้อย่างไร ในเมื่อ Diode ก็เพียงแต่ถูกสวิตช์ให้ ON และ OFF ธรรมดาเท่านั้น คำตอบก็คือ ไดโอดเป็นอุปกรณ์ที่มีความต้านทานไม่ Linear การผสมสัญญาณแบบไม่ Linear จะทำให้เกิดไซด์แบนด์ขึ้น และในกรณีนี้สัญญาณพาหะจะถูกหักล้างกันเอง จึงไม่ปรากฏที่เอาต์พุต

วงจรมอดูเลเตอร์ ได้รับความนิยมมาก เนื่องจากมีช่วงความถี่ค่อนข้างกว้างและกำจัดพาหะได้ดี

3. BM ชนิดใช้ IC

วงจรอีกแบบหนึ่งที่เหมาะสมที่จะนำมาใช้เป็นที่คือ ดิฟเฟอเรนเชียล (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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

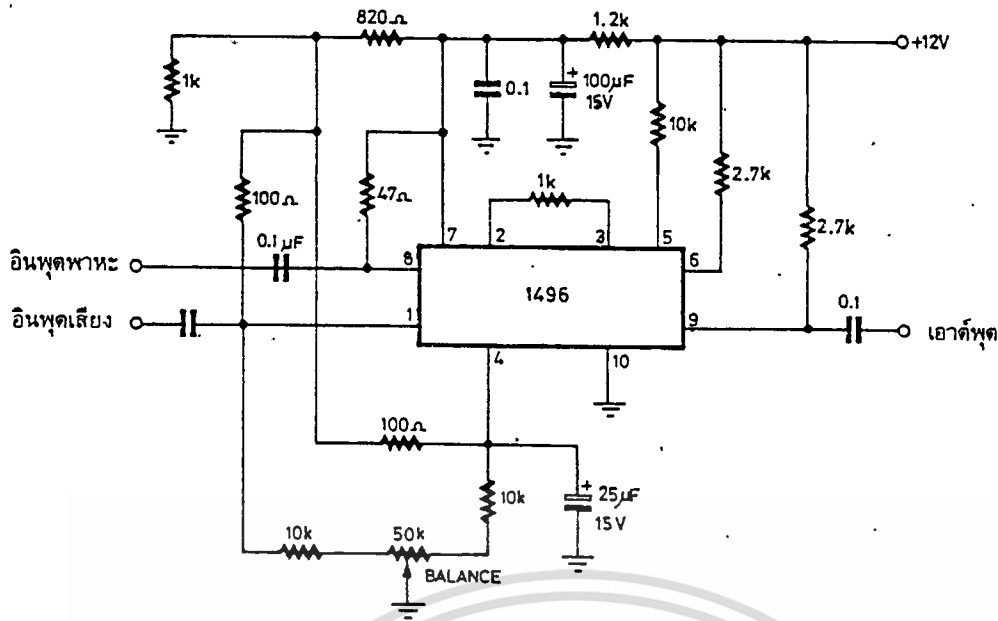


รูปที่ 2.12 บาลานซ์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้วงจรดิฟเฟอเรนเชียล

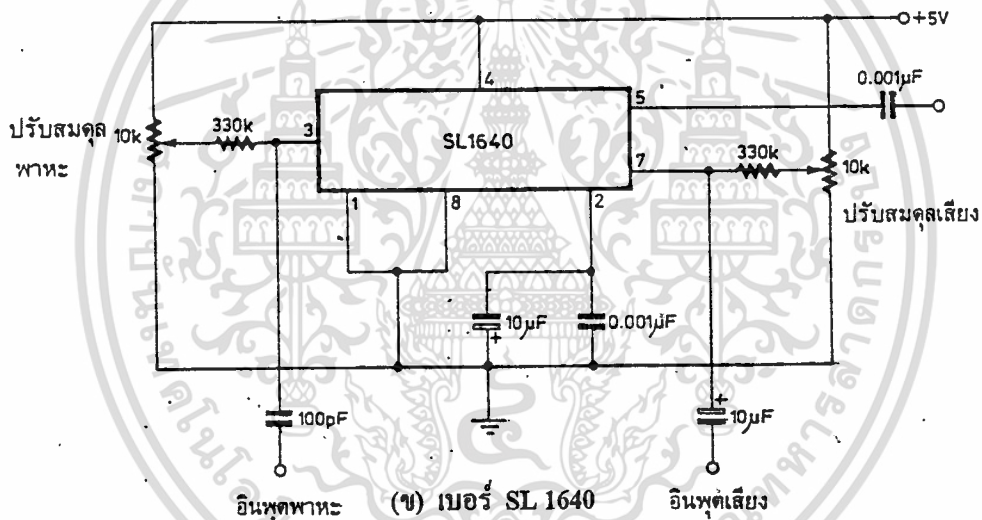
เมื่อป้อนสัญญาณเสียงเข้าที่เบสของ Q_3 สมดุลของวงจรจะเสียไป ทำให้สัญญาณเสียง และ RF เกิดการผสมกันที่ Q_1 กับ Q_2 การผสมแบบ Non Linear นี้ทำให้เกิดไซด์แบนด์ขึ้นที่เอาต์พุต อย่างไรก็ตามพหุคูณก็ยังเป็นศูนย์เช่นเดิม เนื่องจากสัญญาณโหมคร่วมถูกกำจัดไป

วงจรดิฟเฟอเรนเชียลที่ดี ต้องใช้ทรานซิสเตอร์กันอย่างสนิท จึงนิยมทำเป็น IC ในรูปที่เป็นไอซีที่ออกแบบเพื่อใช้งานเป็นวงจร BM โดยเฉพาะ รูปที่ 2.13 (ก) คือ ไอซีเบอร์ 1496

ในโครงการนี้ การเข้ารหัสเสียงใช้ IC LM1496 ซึ่งผลิตโดยโมโตโลลา เนชั่นแนล และซิกเนติก วงจรนี้ใช้หลักของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลการกำจัดพหุคูณสูงถึง 65 เดซิเบล (ที่ความถี่ 500 kHz) ใช้หลักการดิฟเฟอเรนเชียล เช่นกัน



(ก) เบอร์ 1496



(ข) เบอร์ SL 1640

รูปที่ 2.13 IC ที่ใช้เป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์

เมื่อได้สัญญาณที่ผ่านการบาลานซ์มอดูเลท คือ สัญญาณ DSBSC ออกมาแล้ว วิธีการต่อไป คือ การกรองเอาไซด์แบนด์ด้านใดด้านหนึ่ง โดยใช้วงจรฟิลเตอร์

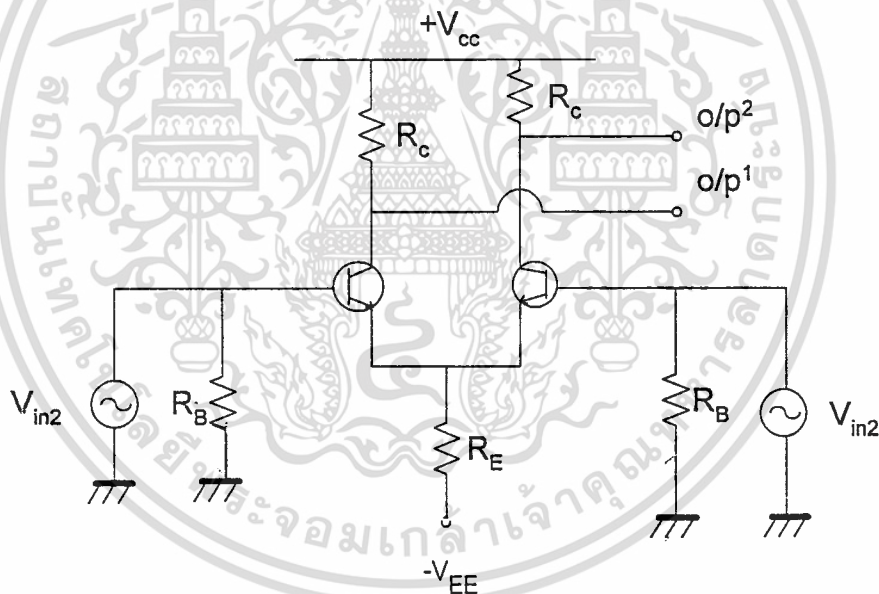
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 วงจรขยายความแตกต่าง (Differential Amplifier)

วงจขยาย ความแตกต่างซึ่งเป็นวงจรพื้นฐานที่สำคัญในการนำไปใช้งานทางด้านวงจรรอนาลอก (Analog) ลีเนียร์ไอซีเกือบทั้งหมดจะมีวงจรรูปอินพุทเป็นวงจขยายความแตกต่าง

ทฤษฎีเบื้องต้น

วงจขยายความแตกต่างเป็นวงจรที่มีอินพุท 2 อินพุท ส่วนทางด้านเอาต์พุทอาจจะมี 1 หรือ 2 เอาต์พุทก็ได้ คุณสมบัติที่สำคัญของวงจขยายความแตกต่าง คือ จะทำการขยายสัญญาณอินพุทที่มีเฟสตรงกันข้าม และบั่นทอนสัญญาณอินพุทที่มีเฟสเหมือนกัน มีความสามารถในการขยายสัญญาณได้ตั้งแต่ความถี่ต่ำ คือ ดีซีขึ้นไปจนถึงย่านยูเอชเอฟ (UHF : Ultra High Frequency) วงจรนี้ได้มีการใช้งานกันอย่างกว้างขวางทั้งในภาควงจรที่เป็นอนาลอก เช่น ออปแอมป์ และดิจิตอล วงจรพื้นฐานของวงจขยายความแตกต่างจะเป็นดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 วงจรพื้นฐานของวงจขยายความแตกต่าง

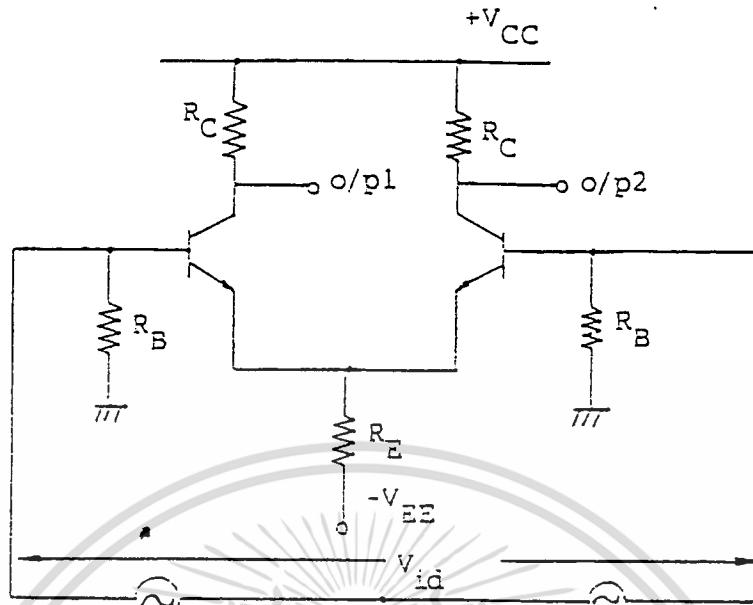
ดิฟเฟอเรนเชียลโหมด (Differential Mode)

การป้อนสัญญาณเข้าสู่ขยายความแตกต่างในลักษณะของดิฟเฟอเรนเชียลโหมด (คือสภาวะที่สัญญาณอินพุทมีเฟสตรงข้ามกัน) สามารถทำได้ 2 แบบ คือ

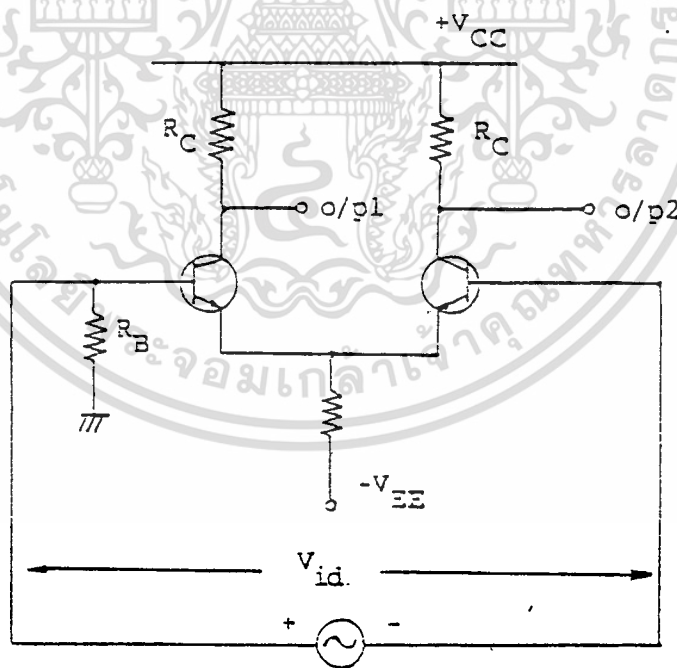
1. แบบสมดุล (Balance) คือป้อนสัญญาณเข้าที่อินพุททั้งสองพร้อมกัน ในกรณีนี้สายตัวนำที่จะนำสัญญาณอินพุทเข้าสู่วงจร จะต้องมีย่าน้อย 3 เส้น
2. แบบไม่สมดุล (Unbalance) คือการป้อนสัญญาณอินพุทที่ขั้วหนึ่งของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขยายส่วนอินพุทที่เหลือจะต่อลงกราวนด์ การต่อวงจรทั้ง 2 แบบ แสดงได้ดังรูป



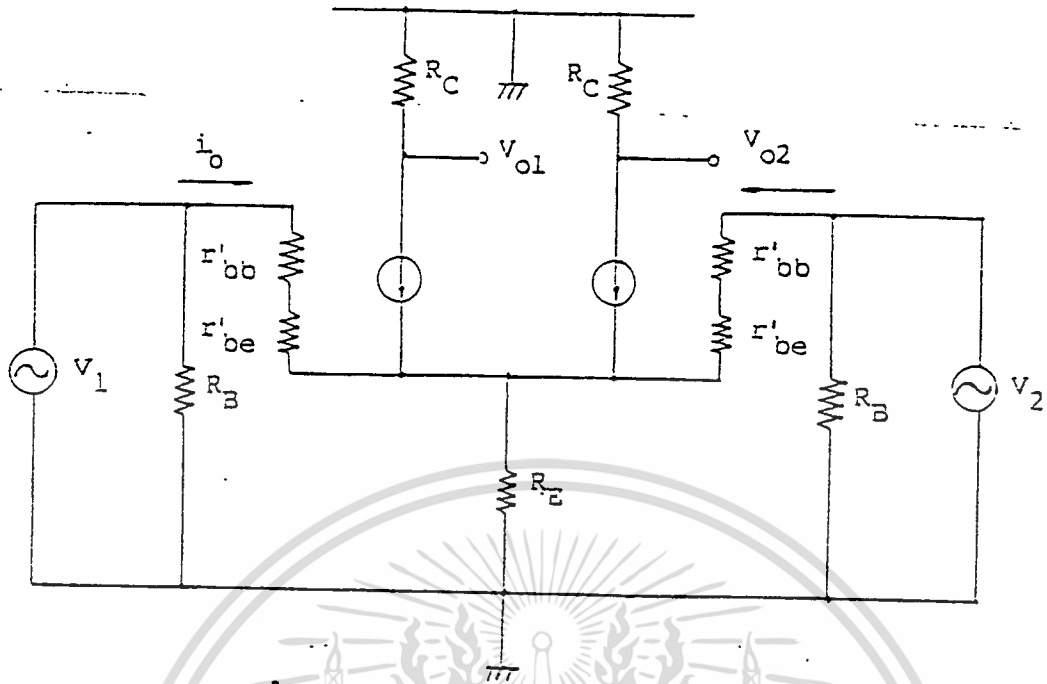
(ก) การป้อนสัญญาณแบบสมดุล



(ข) การป้อนสัญญาณแบบไม่สมดุล

รูป 2.15 การป้อนอินพุทเข้าสู่วงจรขยายความแตกต่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 วงจรสมมูลของวงจรในรูปที่ 2.15 ก

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

$$V_{01} = \frac{-\beta R_c (V_1 (r_{be} + (\beta + 1) R_E) - V_2 (\beta + 1) R_E)}{r_{be} (r_{be} + 2(\beta + 1) R_E)} \quad 2.7$$

$$V_{02} = \frac{\beta R_c (V_1 (\beta + 1) R_E - V_2 (r_{be} + (\beta + 1) R_E))}{r_{be} (r_{be} + 2(\beta + 1) R_E)} \quad 2.8$$

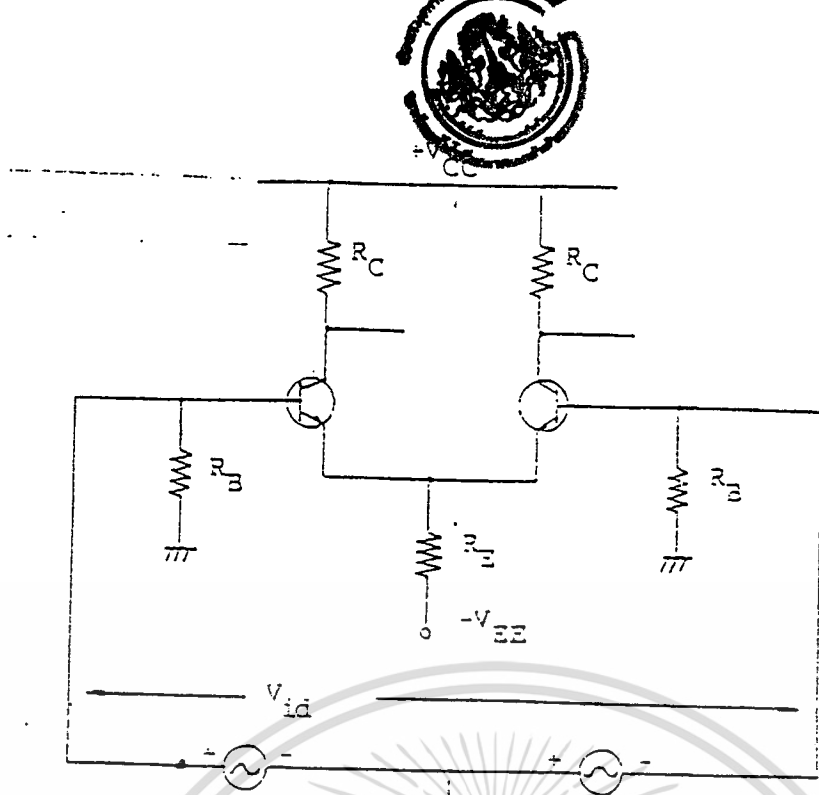
โดย $r_{be} = r_{bb} + r_{be}$

ในกรณีของการป้อนอินพุตแบบสมมูลจะได้

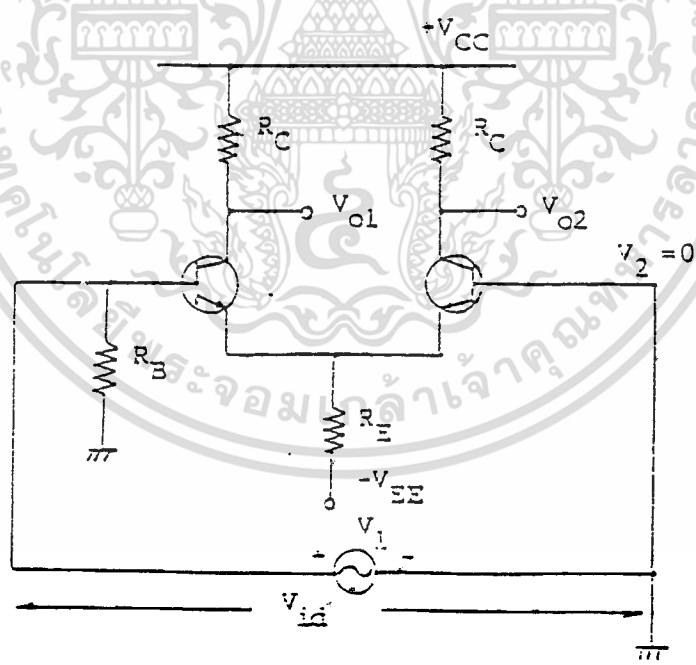
$$V_1 = -V_2 = \frac{V_{id}}{2}$$

$$V_{02} = -V_{01} = \frac{(\beta R_c) (V_{id})}{r_{be} \cdot 2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.17 การป้อนอินพุตแบบสมดุลในดิฟเฟอเรนเชียลโหมด



รูปที่ 2.18 การป้อนอินพุตแบบไม่สมดุลในดิฟเฟอเรนเชียลโหมด

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

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

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

ให้ A_d เป็นอัตราขยายของวงจรเมื่ออินพุตมีเฟสตรงข้ามจะได้

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

ซึ่งเรียกว่าเป็น ดิฟเฟอเรนเชียลเกน (Differential gain)

อินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรมีค่าเป็น

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

โดยทั่วไปแล้ว
จะได้

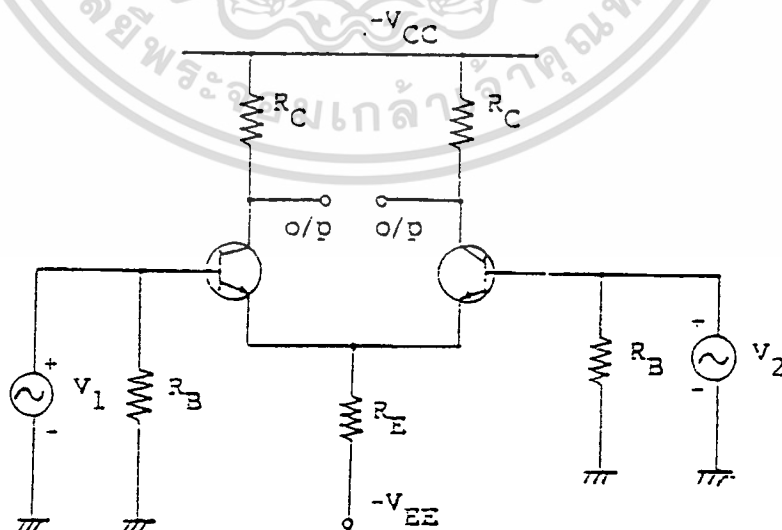
$$(\beta + 1)R_E \gg r_{be}$$

$$Z_{in} = R_B // 2r_{be}$$

ส่วนเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ จะมีค่าเท่ากับ R_c

$$Z_{out} = R_c$$

คอมมอนโหมด (Common mode)



รูปที่ 2.19 คอมมอนโหมด (Common Mode)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีของคอมมอนโหมด

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

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

ค่าอัตราส่วนของคิฟเฟอร์เรนเชียลเกนต่อคอมมอนโหมดเกน (Common mode gain) เรียกว่า ค่า CMRR หรือ คอมมอนโหมดรีเจกชันเรโซ (Common Mode Rejection Ratio)

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

CMRR จะเป็นตัวบอกให้ทราบถึงขีดความสามารถในการกำจัดสัญญาณคอมมอนโหมดของวงจร



2.5 การใช้งานวงจรมคูณในวงจรมอดูเลต

วงจรมคูณสัญญาณแบบอนาล็อก (analog multipliers) เป็นวงจรมคูณซึ่งประกอบด้วยออปแอมป์และอุปกรณ์ร่วมอื่น ๆ ซึ่งในปัจจุบันสามารถหาได้โดยทั่วไป ทั้งที่ทำเป็นไอซีสำเร็จรูปเดี่ยว ๆ หรือเป็นส่วนหนึ่งของไอซีใช้งาน วงจรมคูณสัญญาณนี้มีประโยชน์ในการนำไปใช้งานมาก ดังเห็นได้จากปัจจุบันได้มีการนำไปประยุกต์ใช้งานกันมาก เช่น

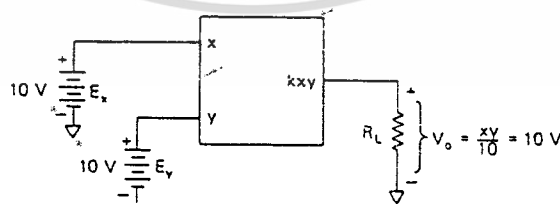
1. ทำเป็นตัวเพิ่มความถี่สัญญาณต่างๆ ขึ้นเป็นสองเท่าและใช้เป็นวงจรมคูณความถี่
2. ใช้ตัดแปลงเป็นวงจรมคูณค่าความต่างเฟสระหว่างสัญญาณสองสัญญาณที่มีความถี่เท่ากัน
3. ใช้ในการคูณสัญญาณทั้งสองเข้าด้วยกัน
4. ทำเป็นวงจรมหารสัญญาณ
5. ใช้ในการหาค่ารากที่สอง (square root) ของสัญญาณบางชนิด
6. ใช้แปลงเป็นวงจรมคูณกำลังสองสัญญาณต่างๆ ทั้งที่เป็นสัญญาณ DC และ AC เป็นต้น

นอกจากนี้ในบทนี้ยังจะนำเอาวงจรมคูณสัญญาณมาใช้เป็นวงจรมคูณสัญญาณแบบขนาดหรือที่เรียกโดยทับศัพท์ว่า วงจรมอดูเลต (amplitude modulation) และ วงจรมอดูเลตสัญญาณ (demodulation)

เราสามารถแสดงแบบจำลองของวงจรมคูณ สัญญาณได้ดังรูปที่ 2.20 (ก) ซึ่งจากรูปประกอบไปด้วยอินพุตสองขาชื่อ X และ Y ซึ่งจะนำสัญญาณจากทั้งสองมาคูณกัน ที่ขาอินพุตแต่ละขาจะมีความต้านทานทางอินพุต (input resistance) ประมาณตั้งแต่ 10 กิโลโอมห์ขึ้นไป มีเอาต์พุตหนึ่งขา โดยที่แรงดันเอาต์พุตนี้มีค่าเท่ากับผลคูณของอินพุตทั้งสองหารด้วยค่าสเกลแฟกเตอร์ (scale factor) สำหรับค่าสเกลแฟกเตอร์นี้จะได้อธิบายต่อไป



(ก) สัญลักษณ์ของวงจรมคูณสัญญาณ



(ข) วงจรมคูณสัญญาณที่มีการบ่อนไฟ DC เข้ามาสองทาง

รูปที่ 2.20 วงจรมคูณสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น 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 ในเทอมทั่วไป คือ

$$V_o = kxy$$

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 ในรูปสมการได้คือ

กำหนดให้

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

จาก

$$V_o = kxy = k(10)(10)$$

แทน

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

จะเห็นได้ว่าค่าอินพุตทั้งสอง (x และ y) และเอาต์พุตมีค่าเท่ากันหมด คือ 10 โวลต์

$$\text{สรุปได้ว่า} \quad V_o = \frac{XY}{10} = \frac{EE}{10} \quad \text{2.11}$$

- คิวแตรนซ์ของการคูณสัญญาณ

การคูณสัญญาณต่าง ๆ นั้นได้มีการแบ่งการคูณออกเป็นสองคิวแตรนซ์ เช่น การคูณแบบคิวแตรนซ์ที่ 1 คิวแตรนซ์ที่ 2 หรือคิวแตรนซ์ที่ 4 เป็นต้น การจัดแบ่งคิวแตรนซ์แสดงได้ดังรูปที่ 2.21 (ก) แรงดันอินพุตสามารถเป็นไปได้ 4 แบบ โดยคำนึงถึงเครื่องหมายบวกลบด้วย เช่น

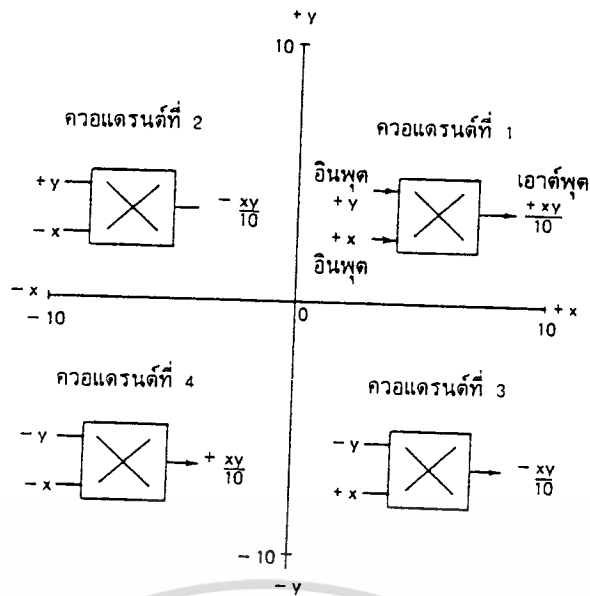
ถ้า x และ y เป็นบวกทั้งคู่ อยู่ในคิวแตรนซ์ที่ 1

x เป็นลบ y เป็นบวก อยู่ในคิวแตรนซ์ที่ 2

ทั้ง x และ y เป็นลบทั้งคู่ อยู่ในคิวแตรนซ์ที่ 3

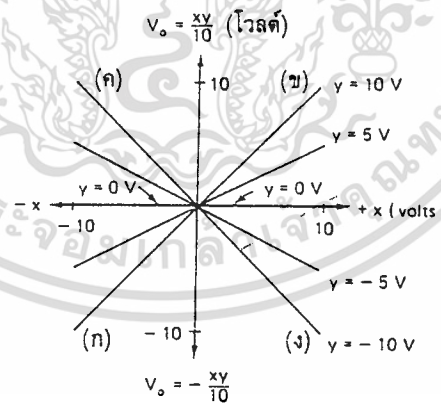
x เป็นบวก y เป็นลบ อยู่ในคิวแตรนซ์ที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) แสดงการจำแนกควอดแรนต์เมื่อสัญญาณ X, Y เข้ามา

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



ข. สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากสัญญาณ X, Y ค่าต่าง ๆ

รูปที่ 2.21 (ต่อ) วงจรคูณสัญญาณเมื่อป้อนสัญญาณ X, Y เข้ามา

ข้อสำคัญสำหรับการคูณกรณีหนึ่งซึ่งมักนำมาใช้เป็นข้อทดสอบวงจรถูกก่อนนำไปใช้งานอื่น ๆ คือ กรณีที่อินพุททั้งสองข้างเป็น 0 โวลต์ทั้งคู่ V_0 ที่ได้ก็ควรเป็น 0 โวลต์เช่นกัน แต่ถ้าในการใช้งานจริงไม่ได้ผลตามนี้ก็ต้องมีการปรับแต่งวงจรถูกก่อนเพื่อให้การใช้งานเป็นไปอย่างถูกต้อง

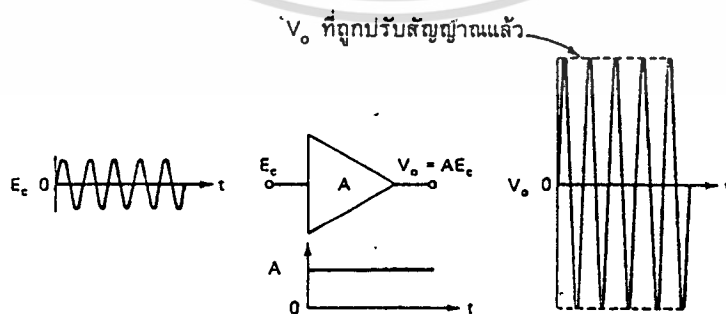
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- วงจรคูณกับการผสมสัญญาณทางด้านขนาด (AM)

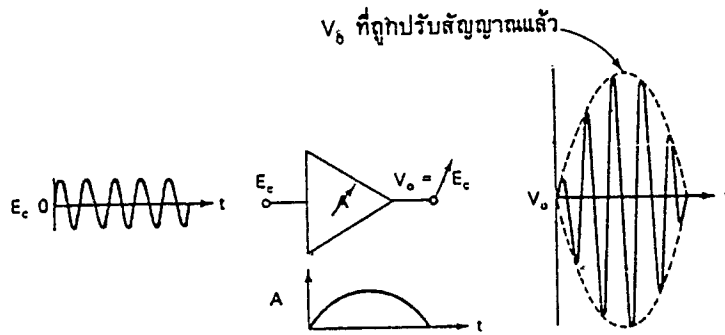
เพื่อทำความเข้าใจเกี่ยวกับการผสมสัญญาณทางด้านขนาด (AM) ในที่นี้จะใช้ภาพประกอบเป็นหลัก ในการอธิบาย เนื่องจากสามารถแสดงให้เห็นได้อย่างชัดเจน เริ่มจากในรูปที่ 2.22 (ก) เป็นสัญญาณอินพุต E_c ผ่านวงจรขยายซึ่งมีอัตราขยายเป็น A (กำหนดให้ A มีค่าคงที่) ดังนั้น V_o ที่ได้จะมีค่าเป็น AE_c ซึ่งมีค่าคงที่เสมอ ต่อไปจะสมมติว่าวงจรขยายอัตราขยายที่ไม่คงที่แสดงด้วยเครื่องหมาย A ดังในรูปที่ 2.22 (ข) โดย A มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาจาก 0 ไปจนมีค่าสูงสุดแล้วกลับมาเป็น 0 อีกครั้งดังรูป จากอัตราขยายของ A ที่มีเปลี่ยนแปลงดังนี้ ทำให้ V_o เปลี่ยนแปลงตามไปด้วยเนื่องจาก $V_o = AE_c$ และนี่คือตัวอย่างหนึ่งของการผสมสัญญาณทางด้านขนาด (AM) นั่นเอง เราอาจเปรียบแรงดันอินพุต E_c ได้กับสัญญาณพาหะ และเปรียบอัตราขยายที่เปลี่ยนแปลง (A) ได้กับสัญญาณอินพุตที่ต้องการส่ง ส่วน V_o ที่ได้ก็นับเปรียบได้กับสัญญาณที่รับการผสมแล้วนั่นเอง

- นำวงจรคูณมาใช้เป็นวงจรผสมสัญญาณ

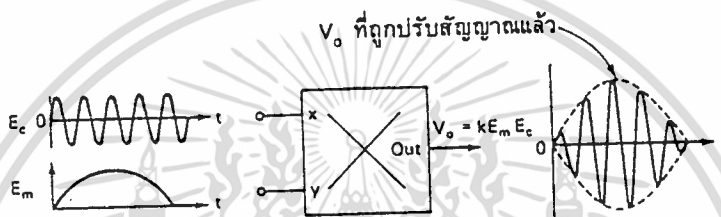
จากในหัวข้อที่แล้วและรูปที่ 2.22 (ข) เราได้ว่า V_o คือสัญญาณที่ผสมแล้วมีค่าเท่ากับ E_c คูณกับ A (แต่อัตราขยายหรือ A มีค่าเปลี่ยนแปลงตามเวลา) ซึ่งผลที่ได้ของรูปที่ 2.22 (ข) นั้นเป็นลักษณะของผลที่เกิดจากกระบวนการผสมสัญญาณ (multiplication process) ดังนั้นเราจึงอาจกล่าวได้ว่า การผสมสัญญาณก็คือการนำสัญญาณมาคูณกันนั่นเอง 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 นั้นมีลักษณะการทำงานคล้ายกับเป็นอัตราขยาย A ซึ่งมีค่าแปรเปลี่ยนไปตามเราต้องการนั่นเอง สำหรับรูปร่างของคลื่นที่ได้จากการผสมสัญญาณนี้มีลักษณะเป็นสัญญาณผสมแบบสมดุล (balanced modulation)



ก. เมื่อป้อนอินพุตด้วย E_c ให้กับวงจรซึ่งมีอัตราขยายเท่ากับ A แรงดันเอาต์พุต ที่ได้มีค่าเท่ากับ AE_c



ข. ถ้าอัตราขยายมีการปรับเปลี่ยนค่าไปตามเวลา ค่า V_o ก็จะมีค่าแปรผันตามด้วยเช่นกัน



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

รูปที่ 2.22 ผลของการคูณสัญญาณ E_c กับ E_m ได้คลื่น AM

- คณิตศาสตร์ของสัญญาณผสมแบบสมมูล

ก่อนที่จะทำการวิเคราะห์หาสมการของสัญญาณผสมแบบสมมูล เพื่อให้ง่ายแก่การคำนวณจะสมมุติให้สัญญาณที่ป้อนแก่วงจรทุกตัวเป็นคลื่นรูปไซน์ทั้งหมด

ขั้นแรกของการวิเคราะห์ กำหนดให้สัญญาณความถี่สูงที่มีขนาดคงที่ตลอดว่าเป็นคลื่นพาหะ E_c โดยมีสมการเป็น

$$E_c = E_{cp} \sin 2\pi f_c t \quad \text{-----} \quad 2.12$$

เมื่อ E_{cp} คือค่าแรงดันยอดของคลื่นที่มีความถี่เป็น f_c

สัญญาณอีกตัวที่ใช้คือ สัญญาณสำหรับนำมาผสม (E_m) โดยปกติคือสัญญาณที่ต้องการนำไปใช้งาน มักมีค่าต่ำกว่า เขียนแทนได้ด้วยสมการ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า เมื่อ E_{cp} คือค่าแรงดันยอดของคลื่นที่มีความถี่เป็น f_m ไม่ว่าจะถี่ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทั้ง E_c และ E_m ที่กำหนดไว้ก็นำไปป้อนเป็นอินพุทของวงจรคูณสัญญาณ โดยป้อน E_c ที่อินพุท X และป้อน E_m ที่อินพุท Y จากสมการที่ 2.13 จะได้แรงดันเอาต์พุท V_o มีค่าเป็น

$$V_o = \frac{E_m E_c}{10} = \frac{E_m E_c (\sin 2\pi f_c t)}{10} \quad 2.14$$

ต่อไปก็จะเป็นการจัดรูปสมการที่ 2.14, ใหม่ให้อยู่ในรูปที่สามารถอธิบายถึงผลของสัญญาณที่ได้ชัดเจนยิ่งขึ้น จากคณิตศาสตร์ในเรื่องของตรีโกณมิติ มีอยู่สูตรหนึ่งที่จะนำมาใช้คือ

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

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

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

สมการที่ 2.16 ที่ได้นี้ถือว่าเป็นสมการที่สามารถแสดงให้เห็นถึงผลต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นขณะที่ได้ทำการรวมสัญญาณแล้ว คงจะได้วิเคราะห์ในหัวข้อถัดไป

- ผลรวมและผลต่างของความถี่

หัวข้อนี้ต่อเนื่องมาจากหัวข้อที่แล้ว ก็จะเป็นการวิเคราะห์ถึงสมการที่ 2.16 ที่คำนวณได้ในหัวข้อที่แล้ว โดยสมการที่ได้นี้ได้มาจากการคูณกันของ E_c และ E_m ซึ่งเป็นคลื่นรูปไซน์ด้วยกันทั้งคู่ คือ

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

ผลที่ได้จากสมการที่ 2.16 นี้ แสดงถึงว่า V_o ที่ได้ประกอบไปด้วยสัญญาณไซน์สองสัญญาณที่มีความถี่แตกต่างกันขึ้นอยู่กับความถี่ E_c และ E_m ที่ป้อนให้แก่วงจร (ทั้งฟังก์ชันไซน์และโคไซน์ต่างก็เรียกรวมได้ว่าเป็นสัญญาณรูปไซน์ ได้เหมือนกัน) สัญญาณรูปไซน์แรกจะมีความถี่เป็น

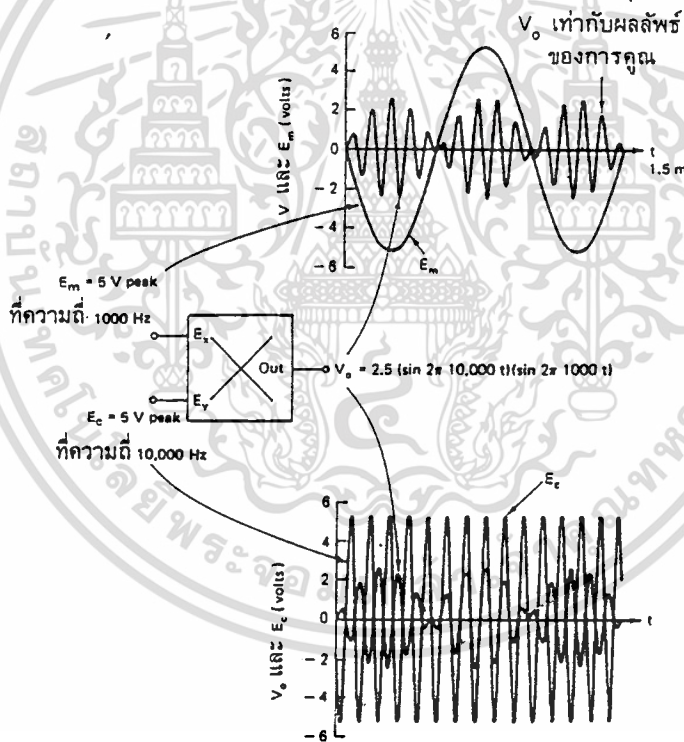
ถ้าพิจารณาจากลักษณะรูปสัญญาณของ V_o ถ้าเราลองลากเส้นเฉพาะโครงร่างภายนอกสัญญาณ โดยวาดเฉพาะจุดยอดของ V_o ในแต่ละจุดทั้งด้านบวกและด้านลบ จะได้รูปที่มีลักษณะคล้ายเป็นรูปไซน์ โดยมีแรงดันยอดเป็น 2.5 โวลต์ (ในขณะที่ E_m และ E_c มีค่าเท่ากับ 5 โวลต์) อย่างไรก็ตาม รูปที่ได้ดังกล่าวจะมีลักษณะไม่เหมือนกับ E_m ซึ่งทำให้เราไม่สามารถนำวิธีการถอดสัญญาณแบบง่าย ๆ เช่น ฟิเตอร์ หรือตัวเรกติไฟได้อะไร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มากรองความถี่ของวงจรนี้ให้ได้ V_o ที่มีรูปร่างสอดคล้องกับ E_m ซึ่งจุดนี้เองที่เป็นคุณสมบัติพิเศษของวงจรผสมสัญญาณแบบสมดุล (balance modulator)

- ความถี่ข้างเคียงและช่วงกว้างความถี่ข้างเคียง

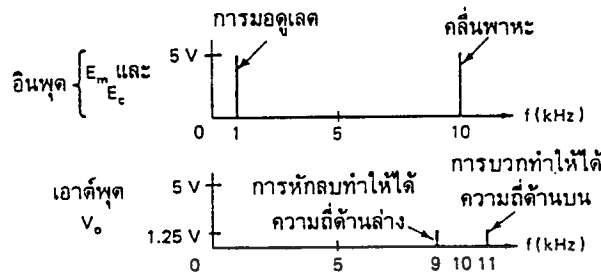
จากแรงดันเอาต์พุตที่ได้ในหัวข้อที่ผ่านมา เมื่อจัดโดยใช้ออสซิลโลสโคป จะสามารถแสดง V_o ได้ดังรูปที่ 2.23 อย่างไรก็ตาม การใช้ออสซิลโลสโคปเพียงอย่างเดียวอาจเป็นการยากที่จะรู้ว่าสัญญาณดังกล่าวประกอบด้วยความถี่อะไรบ้างมารวมกัน ซึ่งปัญหานี้สามารถแก้ไขโดยการใช้อุปกรณ์ที่เรียกว่า สเปกตรัมแอนะไลเซอร์วัด โดยอุปกรณ์ชนิดนี้สามารถแสดงผลของแรงดันเอาต์พุตได้อีกแบบหนึ่ง โดยแยกการแสดงผลเฉพาะขนาดของแรงดันในแต่ละความถี่เรียกว่า สเปกตรัมของความถี่ ซึ่งจะสามารถแสดงผลดังในรูปที่ 2.23 เราจะได้เห็นว่าที่เอาต์พุตจะมีความถี่อยู่สองความถี่ระหว่างความถี่ของคลื่นพาหะ ความถี่ด้านบน (upper frequency) เป็นความถี่ที่ได้จากการบวกความถี่ทั้งสอง ความถี่ด้านล่าง (lower frequency) เป็นความถี่ที่ได้จากการหักลบความถี่ทั้งสอง



รูปที่ 2.23 วงจรผสมสัญญาณแบบสมดุล

ในกรณีที่สัญญาณอินพุตที่นำมาผสมมีมากกว่า 1 สัญญาณ เมื่อเราวัดแรงดันเอาต์พุตด้วย สเปกตรัมแอนะไลเซอร์ เราจะพบความถี่ที่เกิดจากการรวมความถี่ และความถี่ที่เกิดจากการหักลบกันของทุก ๆ สัญญาณอินพุตที่ป้อนให้ ซึ่งมีลักษณะสมมาตรกันทั้งสองด้านของความถี่เช่นกันซึ่งเกิดขึ้นที่ทั้งสองด้าน คือซ้ายและขวาของความถี่พาหะ เช่น ป้อนอินพุตที่มีความถี่อยู่ในช่วงระหว่าง 1 - 4 กิโลเฮิร์ตซ์ ถ้าสัญญาณลักษณะพาหะมีความถี่ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ จะปรากฏผลที่เอาต์พุต คือ ความถี่ด้านล่างมีค่าอยู่ระหว่าง $(10-4) = 6$ kHz ถึง $(10-1)$ kHz ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

= 9 kHz เรียกว่า ช่วงกว้างความถี่ด้านล่าง (lower side band) และ ช่วงกว้างความถี่ด้านบน (upper side band) จะอยู่ในช่วง (10+1) = 11 kHz ถึง (10+4) = 14 kHz ดังแสดงในรูป 2.24 (ข)



ก. สเปกตรัมความถี่เมื่อ $f_c = 10$ kHz และ $f_m = 1$ kHz



ข. สเปกตรัมความถี่เมื่อ $f_c = 10$ kHz และ $f_m = 1$ kHz $f_m = 4$ kHz

รูปที่ 2.24 สเปกตรัมความถี่สำหรับวงจรผสมสัญญาณแบบสมมูล

- สัญญาณ AM มาตรฐาน

ก. วงจร AM

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

ในปัจจุบันสัญญาณ AM ที่ใช้กันอยู่อย่างแพร่หลายไม่ได้เป็นสัญญาณผสมแบบสมมูล (ลักษณะวงจรผสมสัญญาณแบบสมมูลนั้นนิยมใช้กันในสมัยการใช้หลอดสูญญากาศและหม้อแปลง) ทั้งนี้เนื่องจากความยากลำบากในการทำให้สัญญาณคลื่นพาหะมีลักษณะสมมาตรจริงตามทฤษฎี ดังนั้นจึงได้มีการนำเอาสัญญาณพาหะ E_c มาปรากฏให้เกิดเทอมกำลังสองของ E_c ไปปรากฏที่เอาต์พุตด้วย (โปรดสังเกตรวมการที่ กำลังจะกล่าวถึงต่อไป) สำหรับวิธีการผสมสัญญาณ AM ทั้งแบบคลาสสิก (แบบสมมูล) และแบบมาตรฐานนั้นสามารถดูได้จาก

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรูปที่ 2.25 (ก) หนึ่งสัญญาณที่ใช้กันอยู่ในการกระจายเสียงแบบ AM ในปัจจุบันเป็นสัญญาณ AM แบบมาตรฐาน

สำหรับเหตุผลที่เลือกใช้สัญญาณผสม AM แบบมาตรฐานมากกว่าที่จะใช้สัญญาณผสมแบบสมดุค 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 ซึ่งใช้วงจรคูณสัญญาณเช่นเดียวกับในหัวข้อที่แล้วก็ได้สมการดังนี้

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

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

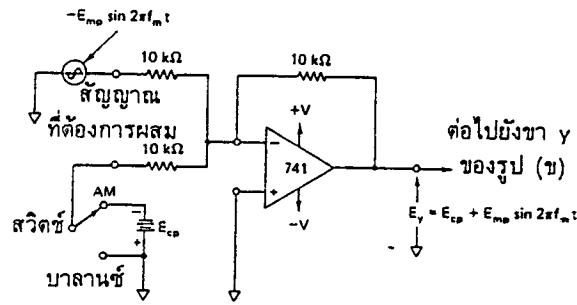
หรือ

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

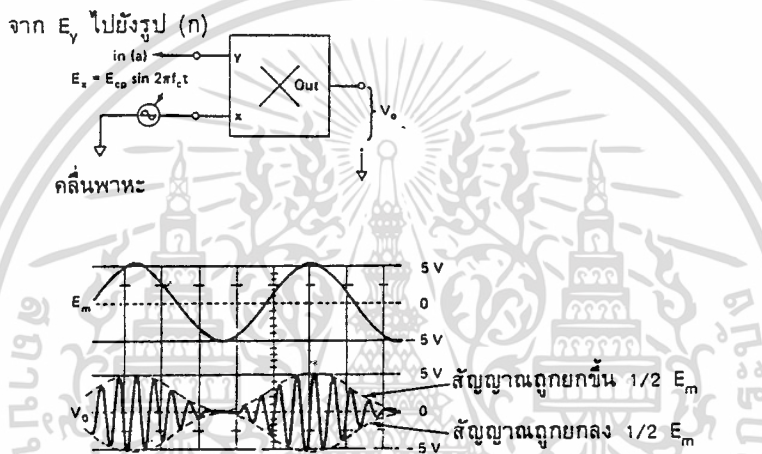
$$V_o = + \frac{E_{cp} E_{mp}}{20} \cos 2\pi(f_c - f_m)t \quad \text{(ความถี่ด้านล่าง)2.18}$$

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

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



(ก) ใช้วงจรรวมสัญญาณ (adder circuit) รวมเอาขนาดของคลื่นพาหะเข้าไปผสมกับสัญญาณที่ต้องผสม



(ข) วงจรคูณสัญญาณเมื่อทำหน้าที่เป็นวงจรผสมสัญญาณหรือมอดูเลเตอร์ AM แบบมาตรฐาน รูปที่ 2.25 สาธิตวิธีการสร้างวงจรผสมสัญญาณทั้งแบบสมจุดและแบบมาตรฐาน

(ข) สเปกตรัมของความถี่ของสัญญาณ AM แบบมาตรฐาน

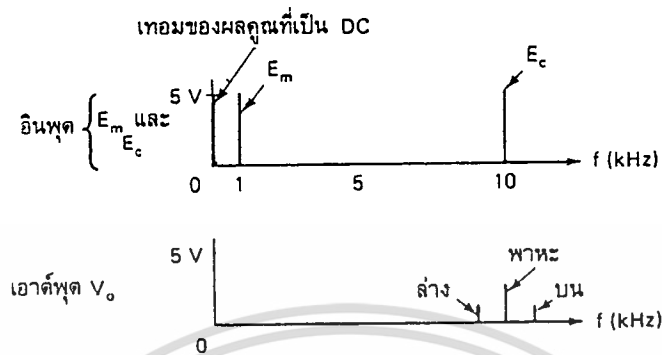
สัญญาณ AM แบบมาตรฐานที่สร้างขึ้นมานี้ตามในสมการที่ (12.14) ประกอบด้วยสัญญาณ 3 ชุด คือ

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



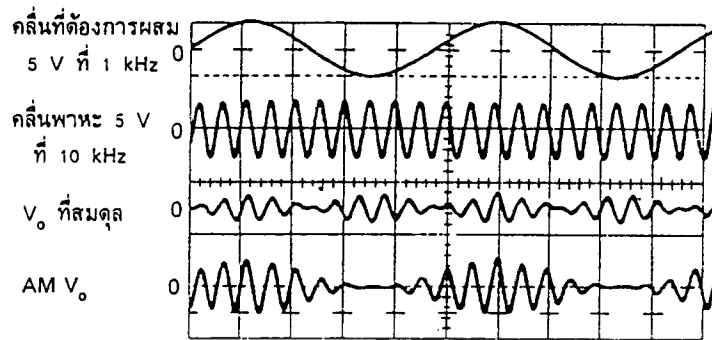
รูปที่ 2.26 สเปกตรัมความถี่สำหรับวงจรผสมสัญญาณ AM แบบมาตรฐานเมื่อ $f_c = 10$ kHz และ $f_m = 1$ kHz

ค. เปรียบเทียบสัญญาณ AM แบบมาตรฐานและแบบสมดุลง

จากในรูปที่ 2.25 (ก) ถ้าสวิตช์อยู่ที่ตำแหน่ง AM มาตรฐาน โดย V_0 ประกอบด้วยความถี่ 3 ความถี่คือ $f_c + f_m$ และ $f_c - f_m$ ให้สังเกตรูปที่ 2.25 (ข) V_0 ถูกควบคุมด้วยที่มีสัญญาณลักษณะเดียวกันกับ E_m เพียงแต่มีขนาดเล็กกว่าเท่านั้น ดังนั้นการถอดสัญญาณเพื่อให้ได้ E_m จึงทำได้ง่ายและถูกต้องกว่า นอกจากนั้นสัญญาณ AM มาตรฐาน ยังมีคุณสมบัติอีกข้อหนึ่งคือ ในขณะที่ไม่มีสัญญาณอินพุต E_m ใด ๆ ที่จะส่ง สถานีส่งก็ยังคงมีการส่งสัญญาณ f_c ออกไปตลอดเวลา ซึ่งเป็นการดีสำหรับผู้รับ โดยทั่วไปคือทำให้สามารถรู้ได้ตลอดเวลาว่าขณะนี้สถานีส่งยังมีการส่งสัญญาณอยู่ (ไม่ได้เสีย) และยังสามารถใช้สัญญาณ f_c นี้สำหรับการควบคุมการทำงานต่าง ๆ ของตัวรับ

ถ้าสวิตช์ในรูปที่ 2.25 (ก) อยู่ในตำแหน่ง balance เอาต์พุตได้จากการผสมสัญญาณก็จะเป็นสัญญาณผสมแบบสมดุลง ซึ่งจะประกอบไปด้วยความถี่เพียง 2 ความถี่ คือ $f_c + f_m$ และ $f_c - f_m$ (ถ้ามองรูปคลื่นโดยรวมจะเห็นว่าทุก ๆ ครึ่งคาบเวลาจะมีรูปคลื่นเหมือนกัน และนี่เป็นเหตุผลหนึ่งที่เรียกสัญญาณนี้ว่า เป็นสัญญาณผสมแบบสมดุลง) สังเกตที่รูปสัญญาณ V_0 จะเห็นได้ว่าไม่ได้ถูกล้อมด้วยสัญญาณที่มีลักษณะเดียวกันกับ E_m ซึ่งแตกต่างจากสัญญาณ AM มาตรฐาน นอกจากนั้นในการส่งสัญญาณผสมแบบสมดุลงนั้น ถ้าในขณะที่ไม่มีอินพุตใด ๆ (E_m) เข้ามาผสม สถานีส่งก็จะไม่มีสัญญาณใด ๆ ส่งออกไป จากคุณสมบัติข้อนี้เองจึงมักมีการนำไปใช้ในการส่งข้อความที่เป็นความลับมากกว่า เพื่อให้ยากแก่การตรวจหา

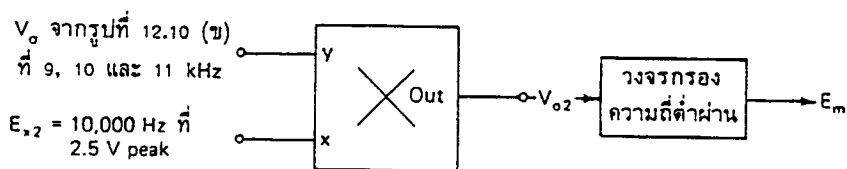
ในรูปที่ 2.27 แสดงการเปรียบเทียบลักษณะสัญญาณ AM แบบมาตรฐานและแบบสมดุลง



รูปที่ 2.27 เปรียบเทียบลักษณะสัญญาณที่เกิดจากการผสมสัญญาณทั้ง 2 แบบ

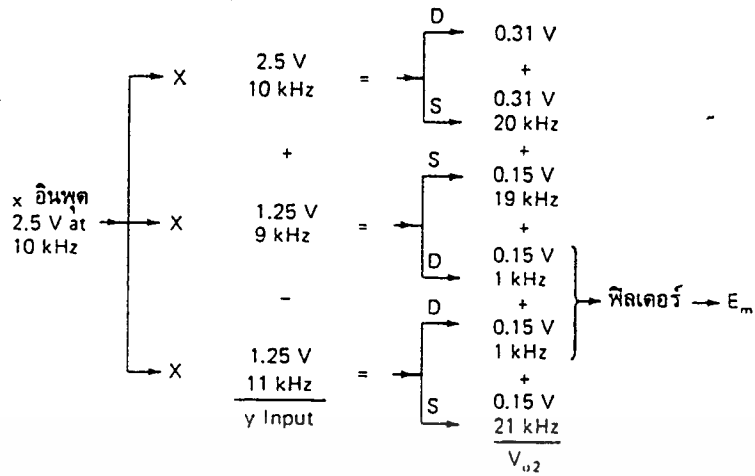
- การถอดสัญญาณ AM

การถอดสัญญาณ (demodulation) คือ การนำสัญญาณที่ผสมแล้วมาแยกออกให้ได้เฉพาะสัญญาณ AM ที่ต้องการจริงๆ เท่านั้นออกมา สัญญาณผสมมาแบบใด ก็ต้องใช้การถอดสัญญาณผสมแบบเฉพาะของมัน เช่น ผสมแบบ AM ก็ต้องถอดสัญญาณแบบ AM ถ้าเป็นการผสมแบบ FM ก็ต้องใช้วงจรถอดสัญญาณแบบ FM ก็ต้องใช้วงจรถอดสัญญาณแบบ FM เป็นต้น ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงเฉพาะการถอดสัญญาณในแบบ AM เท่านั้น ดังที่แสดงในรูปที่ 2.28 (ก) ซึ่งแสดงแบบจำลองของการถอดสัญญาณ วาดรูปที่อินพุต Y คือจุดที่รับเอาสัญญาณผสมใด ๆ มาเข้าเพื่อนำมาแยกให้ได้ E_m โดยสัญญาณผสมที่รับมานี้ได้มาจากการผสมสัญญาณแบบ AM ตามที่ได้กล่าวไว้แล้ว คือ ประกอบไปด้วยสัญญาณที่มีความถี่ 3 ความถี่ คือ ความถี่พาหะ ความถี่ด้านบวก และ ความถี่ด้านลบ สัญญาณทั้งสามนี้จะถูกนำไปคูณกับอินพุต X (ดังรูป) ซึ่งเป็นสัญญาณพาหะอีกตัวหนึ่ง (จะมีความถี่เท่ากับสัญญาณพาหะตัวส่ง) ผลจากการคูณจะได้แรงดันเอาต์พุตออกมา 6 ชุด ดังแสดงในรูปที่ 2.28 (ข) ซึ่งจะเห็นได้ว่าประกอบไปด้วยส่วนของ E_m ที่มี $f = 1 \text{ kHz}$ (เท่ากับตอนส่ง) แยกออกมาด้วย จากนั้นใช้วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำกรองเอาเฉพาะ E_m ออกมา ดังนั้นสรุปได้ว่าเราสามารถสร้างวงจรถอดสัญญาณแบบง่าย ๆ ได้ เพียงใช้เฉพาะวงจรคูณสัญญาณมาต่อร่วมกับวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำเท่านั้น เพื่อให้เห็นภาพพจน์ได้มากขึ้น แสดงลักษณะสัญญาณที่ตำแหน่งต่าง ๆ ของทั้งวงจรผสมและวงจรถอดสัญญาณมาไว้ในรูปที่ 2.29



เอกสารนี้เป็นเอกสาร 2.28 (ก) การใช้วงจรคูณสัญญาณเป็นวงจรถอดสัญญาณ (วงจรตีมอดูเลต) ระโยชน์ด้านการค้า

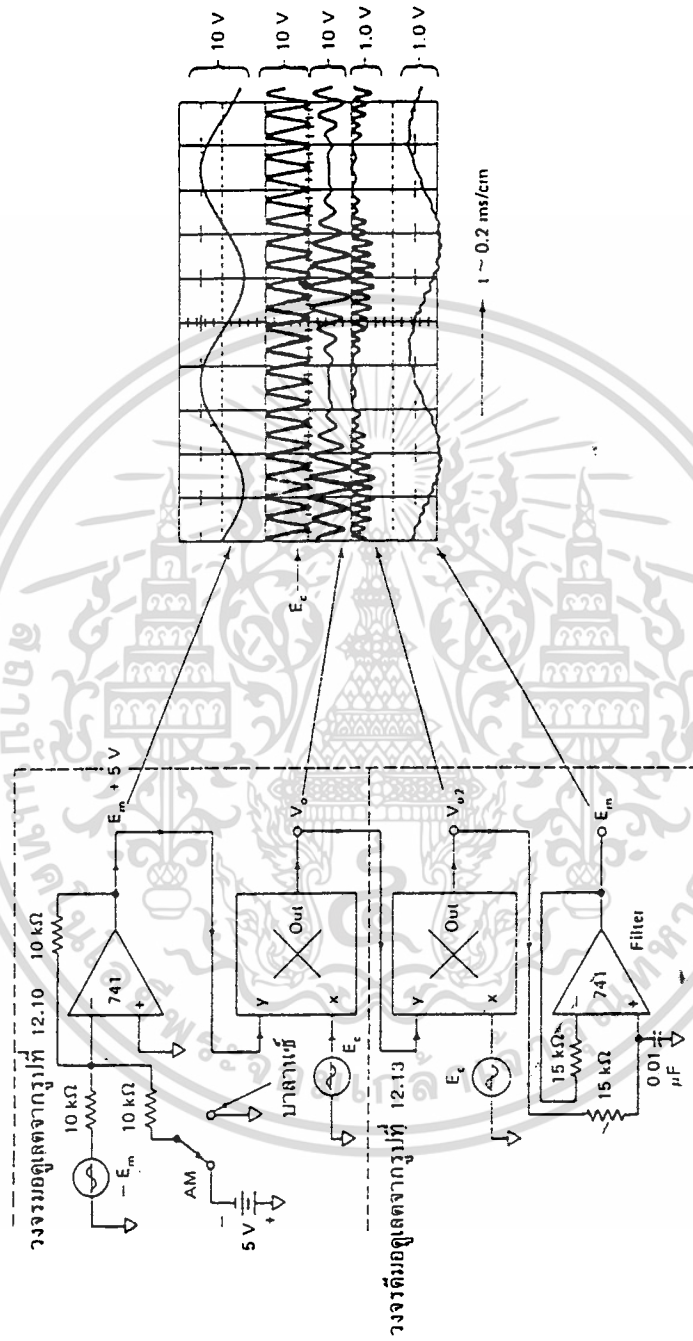
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



2.28 (ข) ความถี่และขนาดแอมพลิจูดที่ได้จากการตีมอดูเลตหรือถอดสัญญาณ ซึ่งเราจะนำไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอีกครั้งหนึ่ง

รูปที่ 2.28 แสดงวงจรการถอดสัญญาณ หรือตีมอดูเลต คือ วงจรคูณสัญญาณต่อร่วมกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านนั่นเอง

ข้อสังเกต รูปคลื่นที่ได้จากการตีมอดูเลตแล้วจะมีการเลื่อนเฟสออกไปค่าหนึ่งเสมอ เนื่องจากการตีเลขของออปแอมป์และวงจรคูณสัญญาณ



รูปที่ 2.29 รูปคลื่นสัญญาณ ณ ตำแหน่งต่างๆของวงจรผสมสัญญาณมาถึงวงจรตัดสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- การถอดสัญญาณของสัญญาณผสมแบบสมมูล

การนำสัญญาณผสมแบบสมมูลมาแยกเพื่อให้ได้ E_{m} นั้น มีหลักการเช่นเดียวกับการแยก E_{m} ออกมาจากสัญญาณ AM แบบมาตรฐาน คือ ใช้วงจรตามรูปที่ 2.28 กับในหัวเช่นเดียว ข้อที่ผ่านมา จะแตกต่างกันที่ตรงที่สัญญาณผสมแบบสมมูลไม่มีสัญญาณพาหะ ($f = 10 \text{ kHz}$) รวมมาด้วยที่อินพุต ดังนั้นเมื่อผ่านวงจรคูณก็จะได้แรงดันเอาต์พุตออกมาเพียง 4 ชุด หลังจากนั้นก็นำเอาเอาต์พุตที่ได้ ไปผ่านวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำเช่นเดียวกัน รูปที่ 2.30 แสดงวงจรและลักษณะสัญญาณที่จุดต่าง ๆ

มีข้อสังเกตอยู่ว่าสัญญาณ E_{m} ที่ได้จากการถอดสัญญาณนี้ มีลักษณะไม่ใช่สัญญาณรูปไซน์ที่แท้จริง เนื่องจากต้องนำมาผ่านกระบวนการผสมและถอดสัญญาณ ดังนั้นจึงอาจเกิดมีการผิดเพี้ยนไปบ้าง วิธีการแก้ไขก็ทำได้โดยการเพิ่มความถี่พาหะ f_c ให้สูงขึ้นก็จะได้ E_{m} ที่มีลักษณะเป็นรูปไซน์ที่ถูกต้องมากยิ่งขึ้น



2.6 ชิงเกิลไซด์แบนด์

ข้อเสียของระบบ AM ได้แก่ ความสูญเสียกำลังพาหะ สิ้นเปลืองแบนด์วิดท์ (กว้างเกินไป 2 เท่า) และมีปัญหาการแผ่กระจายคลื่น ปัญหาเหล่านี้ไม่เกิดขึ้นในระบบชิงเกิลไซด์แบนด์ (single sideband หรือ SSB) เพราะเราส่งเฉพาะไซด์แบนด์ข้างใดข้างหนึ่งเพียงข้างเดียวออกอากาศไปเท่านั้น คลื่นไซด์แบนด์ที่ส่งไปนี้มีข่าวสาร (สัญญาณมอดูเลต) ปนอยู่ครบถ้วน

เครื่องส่งในระบบชิงเกิลไซด์แบนด์นี้ มีความซับซ้อนและแพงกว่าเครื่องส่ง AM ธรรมดา วงจรที่ใช้ผลิตสัญญาณ SSB ก็คือใช้วงจรบาลานซ์มอดูเลตนี้เองร่วมกับวิธีการหักล้างหรือกรองไซด์แบนด์ทิ้งไป สำหรับวงจรที่เครื่องรับก็มีความซับซ้อนเช่นกัน เนื่องจากพาหะที่กำเนิดใหม่เพื่อเติมลงไปจะต้องตรงความถี่และเฟสกับพาหะที่เครื่องส่ง แต่ก็ยังง่ายกว่าการที่จะรักษา เฟสและความถี่ในระบบ DBS ดังนั้น ระบบ SSB จึงมีความซับซ้อนน้อยกว่า DSB แต่ก็ยังซับซ้อนและแพงกว่าระบบ AM ธรรมดา อย่างไรก็ตาม ข้อดีเด่นของระบบ SSB เหนือกว่า AM ในหลาย ๆ ด้าน ซึ่งก็คุ้มกว่าความซับซ้อน

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

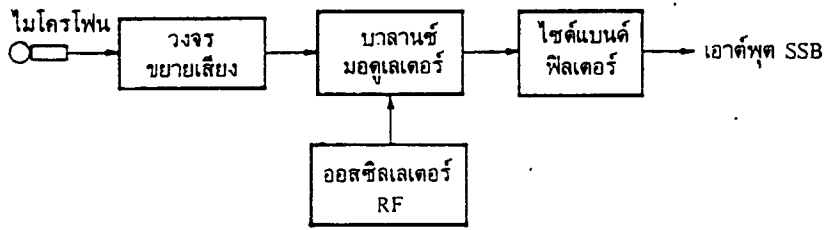
นอกจากนี้ แบนด์วิดท์ของระบบ SSB กว้างเพียงครึ่งหนึ่งของระบบ AM เพราะส่งไซด์แบนด์ออกอากาศไปเพียงข้างเดียว ฉะนั้นย่านความถี่ที่ใช้ส่ง AM 1 ช่อง สามารถส่ง SSB ได้ 2 ช่อง

สำหรับการแผ่กระจายคลื่น จากการทดลองเราพบว่าส่งคลื่น SSB ได้ดีกว่าคลื่น AM มาก (อาจดีกว่าถึง 8 เท่า ในสภาวะแผ่กระจายคลื่นที่เลวมาก ๆ) ทั้งนี้เนื่องจากข้อดีเกี่ยวกับแบนด์วิดท์ของ SSB แคมและใช้กำลังส่งประหยัดกว่าและวิธีในการสร้างสัญญาณ SSB

มีหลายวิธีดังต่อไปนี้

1. วิธีกำเนิดสัญญาณ SSB โดยใช้ฟิลเตอร์

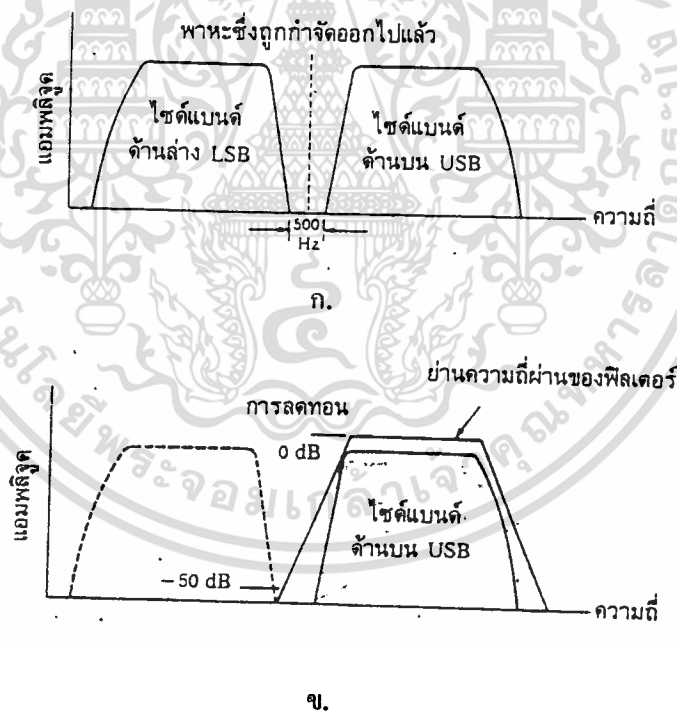
เทคนิคการกำเนิดสัญญาณ SSB ที่นิยมแพร่หลายที่สุดก็คือใช้ฟิลเตอร์ จากแผนผังที่แสดงในรูปที่ 2.31 จะเห็นว่าสัญญาณเสียงจากไมโครโฟน ผ่านการขยายเข้าสู่วงจร BM เอาท์พุทที่ได้จะเป็นสัญญาณ DSBSC ซึ่งป้อนต่อไปให้ ไซด์แบนด์ฟิลเตอร์ (sideband filter) ฟิลเตอร์นี้ออกแบบให้ผ่านได้เฉพาะไซด์แบนด์ที่ต้องการ และกันไซด์แบนด์ที่ไม่ต้องการ 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 ทั้งนี้เพราะว่า ย่านความถี่เพียงเท่านั้นก็ฟังได้ชัดพท์ (หรือฟังเข้าใจแล้ว) ซึ่งทำให้แบนด์ด้านต่ำและด้านสูงมีความถี่ห่างกันอยู่ 500 Hz ดังรูปที่ 2.32 ก



รูปที่ 2.32 ย่านความถี่ผ่านของไซด์แบนด์ฟิลเตอร์

หน้าที่ของไซด์แบนด์ฟิลเตอร์ก็คือ ลดทอนสัญญาณ ไซด์แบนด์ด้านหนึ่งและยอมให้สัญญาณ ไซด์แบนด์ อีกด้านหนึ่งผ่านไป ฉะนั้นฟิลเตอร์จะต้องมีคุณสมบัติลดทอนจาก 0 เดซิเบลลงมาเป็น -50 เดซิเบล ในช่วง 500 Hz ซึ่งนับว่าเป็นเส้นโค้งที่ชันมาก ลักษณะเส้นโค้งของฟิลเตอร์ในรูปที่ 2.32 ข จะยอมให้สัญญาณ USB ผ่านได้ แต่กั้นสัญญาณ LSB ไว้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

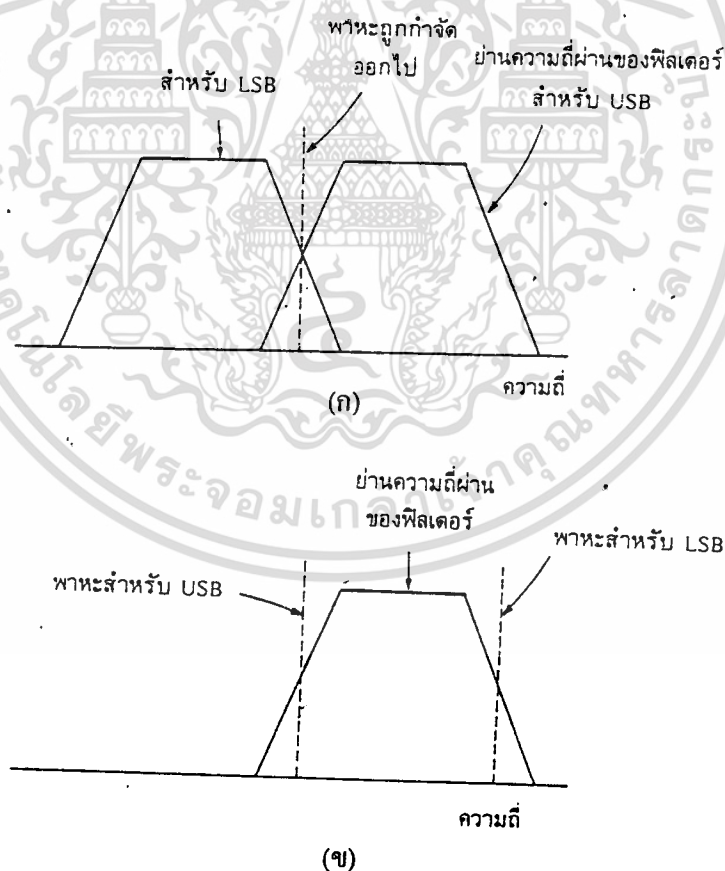
2.6.2 การเลือกไซด์แบนด์

การเลือกไซด์แบนด์ว่าจะเอาเฉพาะ USB หรือ LSB นั้นทำได้ 3 วิธี คือ

วิธีที่ 1 โดยการใช้ฟิลเตอร์ 2 ตัว ดังรูปที่ 2.33 ก จะเห็นว่าวิธีการนี้จะทำให้เปลืองฟิลเตอร์ขึ้นอีกหนึ่งตัว

วิธีที่ 2 รูปที่ 2.33 ข จะใช้ฟิลเตอร์เลื่อนความถี่ของออสซิลเลเตอร์พาหะ ในกรณีของ USB พาหะจะมีความถี่อยู่ที่ขอบล่าง ในกรณี LSB พาหะจะมีความถี่เลื่อนไปที่ขอบบนของย่านความถี่ผ่าน การเลื่อนความถี่ของออสซิลเลเตอร์ ทำได้โดยการสวิตช์เลือกแรงบังคับความถี่ (นิยมเรียกแร่หรือคริสตอล) จะเห็นว่าวงจรฟิลเตอร์โครงผลึกนั้นมีเส้นโค้งลักษณะการลดทอนที่ชันมาก ในงานส่วนใหญ่เราต้องการความชันที่ชันกว่านี้ อีก เพื่อให้ได้การลดทอน (ต่อไซด์แบนด์) มีค่ามากเพื่อจะได้กินไซด์แบนด์ที่ไม่ต้องการ ได้อย่างไม่มีทางเล็ดลอดออกมาได้เลย ด้วยเหตุนี้บางวงจรจึงต่อเป็นโครงผลึก คือ เอาผลึกหลาย ๆ ชุดต่อพ่วง หรือคาสเคดกัน

วิธีที่ 3 ในการเลือกไซด์แบนด์ก็คือการกลับความถี่ (Frequency Inversion) ซึ่งสามารถทำได้โดยกรรมวิธีเฮตเตอร์โรไดอัน การกลับความถี่เช่นนี้สามารถนำมาใช้ร่วมกันในการเลือก ไซด์แบนด์ร่วมกับทั้งสองวิธีแรกไม่ว่าเราจะใช้วิธีการใด ในการเลือกไซด์แบนด์ก็ตาม เราจะต้องคำนึงถึงการกลับขั้วของ USB เป็น LSB ในกรรมวิธีเฮตเตอร์โรไดอันเสมอ



รูปที่ 2.33 การสวิตช์เลือกไซด์แบนด์ 2 แบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

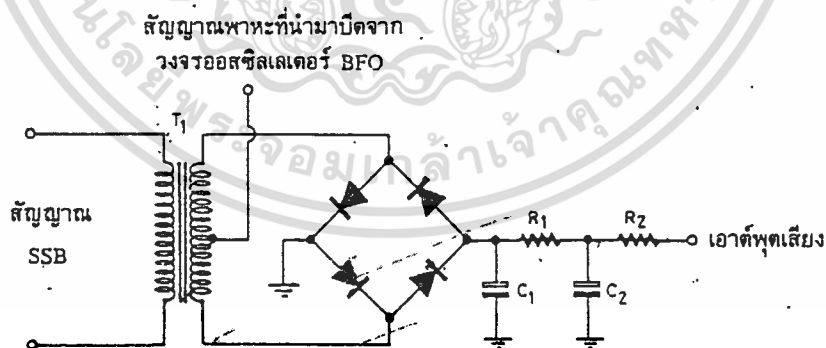
2.8 โปรดัคต์ดีเทกเตอร์

ในโครงการนี้ ภายหลังจากที่เราทำการมอดูเลทแบบบาลานซ์แล้ว และทำการกรองเอาสัญญาณไซด์แบนด์ด้านสูงออกมา ซึ่งเป็นด้านที่สเปกตรัมของความถี่ยังไม่พลิกกลับ ดังนั้นเพื่อให้ได้การกลับความถี่ที่ต้องการจึงต้องนำสัญญาณ SSB นั้นมาทำการมอดูเลทอีกครั้งหนึ่ง ซึ่งการมอดูเลทสัญญาณ SSB นั้นใช้หลักการ โปรดัคต์ดีเทกเตอร์ ซึ่งวิธีทำให้หลักการของการมอดูเลทนั่นเอง

การมอดูเลทสัญญาณ SSB นั้นเราใช้วงจรไดโอดธรรมดาที่มอดูเลทสัญญาณ AM ไม่ได้ เนื่องจากกรอบของรูปคลื่นสัญญาณ SSB เปลี่ยนแปลงตามแอมพลิจูดของสัญญาณ ที่เข้ามามอดูเลทเท่านั้น ไม่ได้เปลี่ยนตามความถี่ (ยกเว้นในกรณีที่เรามอดูเลทด้วยสัญญาณเสียงที่มีแอมพลิจูดคงที่ แต่ความถี่แปรเปลี่ยนไป ในกรณีนั้นกรอบของสัญญาณ SSB จะคงที่แต่ความถี่จะเปลี่ยนแปลง) ฉะนั้นวงจรมอดูเลทของสัญญาณ SSB จึงต้องปรับความถี่และแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะ (ความถี่สูง)

ในการมอดูเลทสัญญาณ SSB เราต้องผลิตสัญญาณขึ้นใหม่ให้นำสัญญาณ SSB ไปเปรียบเทียบกับวงจรมอดูเลทสัญญาณ SSB ก็เป็นวงจรมิกเซอร์แบบนอนลิเนียร์ อีกแบบหนึ่ง เราอาจใช้ไดโอดเป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์ หรือใช้วงจรมอสเฟตเกตอยู่

วงจรโปรดัคต์ดีเทกเตอร์ แสดงในรูปที่ 2.34 ใช้ไดโอดต่อเป็นวงจรเหมือนวงจร BM พาหะที่กำเนิดขึ้นใหม่เรียกว่า BFO (Beat Frequency Oscillator) ป้อนให้ที่จุดกลางของหม้อแปลง ส่วนสัญญาณ SSB ป้อนเข้าที่ขั้ว ไพรมารี่ สัญญาณทั้งสองผสมกันคร่อมไดโอดต่าง ๆ ถ้าพาหะมีความถี่ผิดพลาดจากพาหะเดิมที่เครื่องส่งไม่เกิน 50 Hz สัญญาณผลต่างจะเกิดขึ้นที่เอาท์พุทเป็นสัญญาณเสียงที่เข้ามามอดูเลท วงจร R_1 , R_2 , C_1 , C_2 เป็นวงจรกรองความถี่สูงทั้งไปยอมให้เฉพาะสัญญาณเสียงผ่านไปได้



รูปที่ 2.34 วงจรโปรดัคต์ดีเทกเตอร์

จะเห็นว่าพาหะที่สร้างขึ้นใหม่ในการมอดูเลทสัญญาณ SSB เราไม่จำเป็นต้องให้เที่ยงตรง เหมือนกับการมอดูเลท DBS ในระบบ AMSC เราต้องกำเนิดพาหะขึ้นใหม่โดยต้องรักษาเฟสและความถี่ให้เหมือนกับพาหะตัวเดิม แต่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

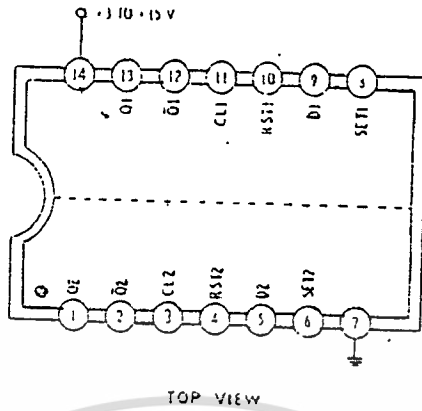
ในระบบ SSB ความถี่ขอมให้มีผิดพลาดได้ไม่เกิน 50 Hz ของตัวเคิม ดังนั้นเครื่องรับไม่ต้องใช้วงจรจับข้อมมากเกินไป ซึ่งเป็นเหตุผลที่สำคัญที่ระบบ SSB ได้รับความนิยมมากกว่าระบบ DBS

เนื่องจากพาหะใหม่ในระบบมีความถี่และเฟสผิดไปจากพาหะตัวเคิมได้ (ที่ถูกจำกัดที่เครื่องส่ง ฉะนั้นคุณภาพเสียงที่เข้ามอดูเลทจะน้อยลงไปบ้าง อย่างไรก็ตามก็ยังสามารถรับฟังได้ชัด โดยเฉพาะในกรณีสื่อสาร โดยใช้เสียงพูด



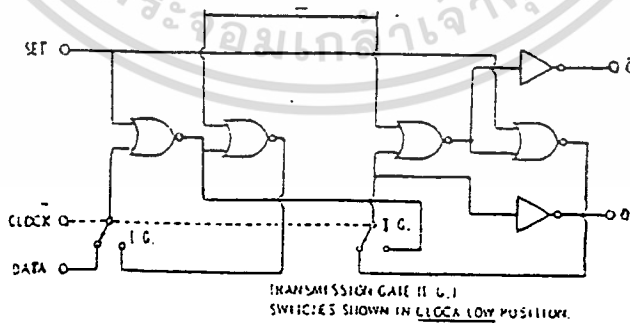
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 4013 ไอซี D ฟลิปฟลอป CMOS



รูปที่ 2.35 D ฟลิปฟลอป

D ฟลิปฟลอป (D : Data หรือ Delay) เป็นฟลิปฟลอปที่นิยมกันมาก อินพุต D คือข้อมูล หรือ สัญญาณลอจิกที่เข้ามา ซึ่งอินพุตที่เข้ามาจะออกไปยังเอาต์พุตก็ต่อเมื่อ pulse สัญญาณนาฬิกาเท่านั้น การทำงานของ D ฟลิปฟลอป คือ เมื่ออินพุต D เป็น 1 เอาต์พุต Q ก็จะออกเป็น 1 หลังจากมี pulse สัญญาณนาฬิกา และในทำนองเดียวกัน เมื่ออินพุต D เป็น 0 เอาต์พุต Q ก็จะออกไปเป็น 0 หลังจากมี pulse สัญญาณนาฬิกาเช่นกัน สิ่งที่สำคัญก็คือ ต้องพิจารณาเวลาครบรอบของสัญญาณนาฬิกาว่าเป็นอย่างไร และเมื่อไร เอาต์พุตจึงเปลี่ยนสถานะ อย่างเช่นในรูป 2.36 เอาต์พุตจะเปลี่ยนสถานะ ที่ขอบนำของสัญญาณนาฬิกาเพราะไม่มี สัญลักษ์ณ์วงกลมเล็กๆ ซึ่งหมายถึงการผกผัน หรือการกลับสถานะ สัญญาณนาฬิกาทางอินพุต ก่อนเข้าฟลิปฟลอป



รูปที่ 2.36 การต่อ D ฟลิปฟลอปให้ทำงานแบบท็อกเกิล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราสามารถต่อ D ฟลิปฟลอปให้ทำงานแบบที่ออกเกิดได้ดังรูป 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 ครบเท่าที่มี pulse สัญญาณนาฬิกาแต่ละลูกเข้ามา ดังนั้นในตอนนี่ D ฟลิปฟลอปจะทำงานเป็นที่ออกเกิดฟลิปฟลอป

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 จะไม่มีการถ่ายโอนข้อมูลเกิดขึ้นอย่างเด็ดขาดเมื่ออินพุตทั้ง S และ R เป็น 0 ขอบนำของสัญญาณนาฬิกาจะถ่ายโอนข้อมูลที่อินพุต D ไปยังเอาต์พุต Q ถ้า S และ R อย่างใดอย่างหนึ่งเป็นสถานะสูง ฟลิปฟลอปจะอยู่ในสถานะเซต หรือ รีเซต ตามลำดับ ไฟเลี้ยงของไอซี CMOS อยู่ในช่วง 3 - 18 volt ที่แรงดันไฟเลี้ยงปกติ 5 volt ไอซีเบอร์ 14013B จะดึงกระแสประมาณ 2nA อัตราการที่ออกเกิดสูงสุดประมาณ 4 MHz โดยที่อัตรายิ่งเพิ่มมากขึ้นเท่าใดยิ่งกินกำลังจากแหล่งมากขึ้นเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 $\pm 15 V_{DC}$ การนำไปใช้งานคือ การนำไปแทน OP AMP แบบเดิม , วงจรขยาย

ลักษณะพิเศษ

- กระแสไบอัสอินพุทชดเชยอุณหภูมิได้
- 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 สัปดาห์ DC มีค่าสูง 100 dB
- Bandwidth กว้าง 1 MHz
- พิสัยแหล่งจ่ายไฟกว้าง
- กระแสทรานส์ 500 μA
- กระแสไบอัสอินพุทต่ำ 45 nA_{DC}
- สัปดาห์เอาต์พุทสวิงช่วงกว้าง 0 V_{DC} - 15 V_{DC}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การคำนวณและการสร้างวงจร

แนวความคิดของวงจรกรองความถี่

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



รูป 3.1 การทำงานอย่างง่ายของวงจรกรองความถี่

จากรูปทำการป้อนอินพุทของวงจรกรองความถี่ในแต่ละครั้งที่ความถี่แตกต่างกัน ค่าเอาต์พุทของวงจรจะมีขนาดสูงหรือต่ำขึ้นอยู่กับค่าของความถี่ และชนิดการทำงานของวงจรมานั้น ๆ

พิจารณาในการป้อนครั้งที่ 1 ทำการป้อนสัญญาณขาเข้าที่มีความถี่ f_1 ไม่ปรากฏเอาต์พุทออกมานั้นคือวงจรนี้กรองความถี่ f_1 ทิ้งไปต่อมาในการป้อนสัญญาณขาเข้านี้ครั้งที่ 2 โดยการป้อนสัญญาณ f_2 มีเอาต์พุทปรากฏเป็นสัญญาณ f_2 เช่นกันนั่นคือวงจรนี้ยอมให้ความถี่ f_2 ผ่านไปได้กรณีครั้งที่ 3 จะเหมือนกับกรณีครั้งที่ 1 อาจกล่าวได้ว่าวงจรกรองความถี่นี้เปรียบเสมือนเป็นตะแกรงร่อนสัญญาณ โดยใช้ค่าความถี่ของสัญญาณเป็นบรรทัดฐานในการคัดเลือก

จากกรณีที่กล่าวมาแล้วนั้น 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. วงจรกรองความถี่ที่จะอธิบายนี้จะใช้วงจรกรองเป็นไปควอดราติกในกรณีวงจรกรองที่มีสมการทรานสเฟอร์ฟังก์ชันอันดับเดียวจะขอไม่กล่าวถึงในที่นี้ แต่สามารถอ่านเพิ่มเติมได้ ในกรณีวงจรกรองความถี่ที่มีอันดับซึ่งสูงกว่า 2 สามารถนำเอาวงจรกรองความถี่ที่มีอันดับที่ 2 กับอันดับที่ 1 มาต่อแบบคาสเคด (CASCADE) ได้โดยให้ถือว่าเอาที่พหุคูณพีแดนซ์ของวงจรกรองความถี่แต่ละวงจรที่จะนำมาต่อคาสเคดกันนั้นมีค่าน้อยกว่า ในที่นี้จะขอยกตัวอย่างของสมการวงจรกรองความถี่อันดับที่ 5 รูปแบบของทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่อันดับที่ 1 เป็นดังสมการ

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

และรูปแบบไปควอดราติก

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

เราสามารถสร้างสมการทรานสเฟอร์ฟังก์ชันที่มีอันดับที่ 3 จากการนำ 1×2

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

สมการ 3.3 จะสังเกตเห็นว่าค่าเลขยกกำลังสูงสุดของเทอม s มีค่าเท่ากับ 3 นั่นก็คือสมการของวงจรกรองความถี่อันดับที่ 3 นั่นเอง ในกรณีตัวอย่างนี้ต้องการสมการของวงจรกรองความถี่อันดับที่ 5 โดยการนำเอาสมการไปควอดราติกมาคูณอีกครั้งซึ่งก็คือสมการที่ 3.3 คูณกับวงจรกรองแบบไปควอดราติก 3.4

$$H_1(s) = \frac{(C_2)^3 \cdot s^2 + (C_1)^3 \cdot s + (C_0)^3}{(D_2)^3 \cdot s^3 + (D_1)^3 \cdot s + (D_0)^3} \quad 3.4$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งผลของการคูณกันจะได้สมการที่ 3.5 ที่มีค่ากำลังสูงสุดของเทอม s เท่ากับ 5

$$H_2(s) = H_3(s) \cdot H_1(s) \quad \text{-----} \quad 3.5$$

$$= \frac{(C_1)^1 \cdot s + (C_0)^1}{(D_1)^1 \cdot s + (D_0)^1} \cdot \frac{(C_2)^2 \cdot s^2 + (C_1)^2 \cdot s + (C_0)^2}{(D_2)^2 \cdot s^2 + (D_1)^2 \cdot s + (D_0)^2} \cdot \frac{(C_2)^3 \cdot s^2 + (C_1)^3 \cdot s + (C_0)^3}{(D_2)^3 \cdot s^2 + (D_1)^3 \cdot s + (D_0)^3}$$

การต่อคาสเคด (CASCADE) เป็นลักษณะการต่อวงจรสองขั้ว (TWO - PORT NETWORK) ประเภทหนึ่ง ซึ่งค่าทรานสมิทชันเมตริกซ์ (F- MATRIX) ของวงจรที่ต่อคาสเคดกันจะเท่ากับผลคูณของทรานสมิทชันเมตริกซ์ แต่ละวงจรที่นำมาต่อกัน

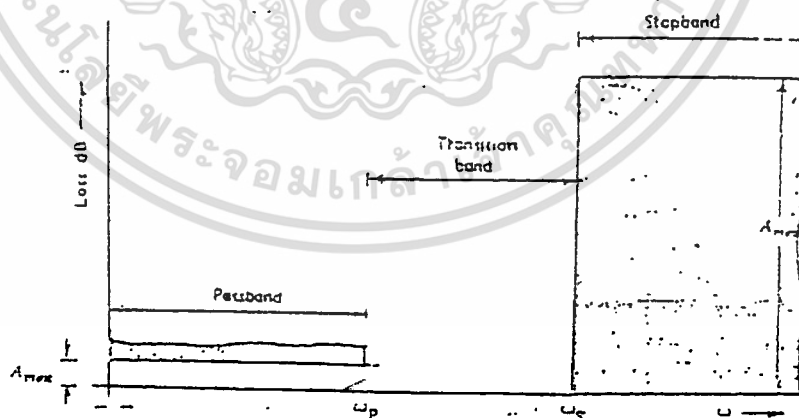
2. วงจรที่ใช้ทดลองนี้เป็นวงจรประเภทแอคทีฟ โดยการแบ่งประเภทของวงจรกรองความถี่ที่เป็นแบบบอานาลอก โดยอาศัยอุปกรณ์เป็นบรรทัดฐานในการแบ่งมี 2 ชนิด

2.1 วงจรกรองแบบพาสซีฟ ใช้อุปกรณ์พวกที่ไม่ต้องการไฟเลี้ยงวงจร ได้แก่ R, L, C

2.2 วงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟ ใช้อุปกรณ์ที่ต้องการไฟเลี้ยงได้แก่ พวกออปแอมป์ และ R, C ประกอบ ในกรณีของตัว L มีค่า Q ที่ต่ำทำให้วงจรกรองความถี่มีค่า Q ที่ต่ำด้วย จึงมักไม่ค่อยพบวงจรกรองความถี่ที่มี L

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF)

วงจร LPF มีหน้าที่คือ จะยอมให้สัญญาณที่มีความถี่ต่ำผ่านได้โดยพยายามให้มีการลดทอนเพียงเล็กน้อย แต่ในกรณีที่สัญญาณความถี่สูงจะเกิดการลดทอนสูง ลักษณะการทำงานจะเป็นดังรูป



รูปที่ 3.2 วงจรกรองความถี่

จากรูปที่ 3.2 LPF จะยินยอมให้สัญญาณผ่านได้โดยมีการลดทอนน้อยมีขนาดของสัญญาณเป็น A_{max} โดยเริ่มตั้งแต่สัญญาณไฟ DC จนถึงสัญญาณความถี่ $W_p < \text{cut off frequency} >$ โดยที่ช่วงจากไฟ DC ถึงนี้เรียกว่า พาสแบนด์ (pass band) ความถี่ที่สูงกว่า W_p ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

ในการพิจารณาสมการของวงจร LPF โดยทั่วไปมักจะพิจารณาสมการโวลเตจทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน ซึ่งอาจเป็นอัตราขยาย (GAIN) หรือ อัตราการลดทอน (Attenuation) ก็ได้จากรูปแบบของสมการโวลเตจทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน

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

นำเอาคุณสมบัติของวงจร LPF มาพิจารณาเพิ่มเติม

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

ที่ความถี่ $W \rightarrow \text{infinity}$ จะได้ว่า ขนาดของ $H(s) = 0$ โดยที่ $s = j\omega$

(กรณีสภาวะคงตัวของสัญญาณรูปไซน์)

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

ดังนั้นจากสมการจะได้ว่า $D_0 = C_0$ และ

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

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

จากผลของสมการ 3.6 และ 3.7 จะได้รูปแบบ LPF แบบไบควอดราติกมี 2 รูปแบบ

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

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

สมการที่ 3.8 จะมีรูปแบบของสมการ LPF อันดับที่ 1 แฝงมาด้วยซึ่งจะไม่กล่าวละเอียดในที่นี้ อย่างไรก็ตามสามารถทำการพิสูจน์ลักษณะสมการ ด้วยการพล็อตกราฟความถี่ตอบสนอง หรืออาจใช้ LAPLACE TRANSFORM เข้าแก้ปัญหาได้ซึ่งสามารถอ่านได้

สมการที่ 3.9 สามารถจัดรูปใหม่ได้

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

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

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

กราฟความถี่ตอบสนองจะมีลักษณะเช่นเดียวกับสมการ

$$H(s) = \frac{1}{s^2 + a s + b}$$

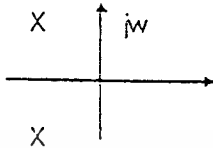
ซึ่งคุณสมบัติของวงจร LPF ที่คัตออฟจะไม่ควรมีค่ารีโซแนนซ์ที่เกิดจากผลของค่า Q นั่นคือกล่าวได้ว่าขนาดสูงสุดของผลของวงจร LPF ควรจะอยู่ตรงที่ความถี่ที่ $\omega_{\max} = 0$ ดังนั้นจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งในการออกแบบวงจร LPF โดยเลือกค่า Q ที่เหมาะสมที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตำแหน่งของโพลและซีโรของ LPF

จากสมการ 3.10 สามารถพิจารณาค่าตำแหน่งของโพลและซีโร ดังนี้

1. ไม่มีตำแหน่งของ ZERO
2. ตำแหน่งของโพล จะต้องอยู่ทางด้านซ้ายของระนาบและมีค่าตำแหน่งของ pole 2 จุด จากข้อสรุป 2 ข้อ ดังกล่าวสามารถวางตำแหน่งของโพลและซีโรได้ตามรูป



ปัญหาในการเลือกค่า Q ที่เหมาะสมสำหรับวงจร LPF

จากสมการ 3.11

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

หาค่าขนาดที่สูงสุดของสมการ H(s) จะได้ว่า ω_{max}

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

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

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

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

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

3.12

แต่จากคุณลักษณะของวงจร LPF ที่ค่าความถี่ที่ได้ค่าขนาดของสัญญาณสูงสุดต้องเป็นที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

$$Q = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707 \quad \text{—————} \quad 3.13$$

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

ความถี่คัทออฟของวงจร LPF

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

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

จัดรูปสมการใหม่จะได้ดังนี้

$$(\omega_c)^2 + (\omega_c)^2 \cdot \left[\frac{\omega_p}{Q} \right]^2 - 2 \cdot (\omega_p)^2 - (\omega_p)^2 = 0$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

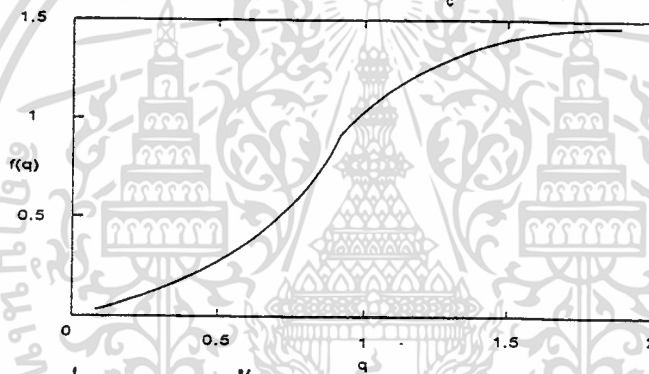
สมการที่ได้มาจะเลือกเฉพาะเครื่องหมายบวกเพราะแน่นอนว่าค่า ω_c จะต้องไม่เป็นลบสำหรับค่า Q ใด ๆ ดังนั้นจะได้ว่า

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

จากสมการที่ 3.15 หาความสัมพันธ์ระหว่าง ω_c และค่า Q ได้โดยแน่นอนว่าค่า ω_p ใด ๆ ของวงจรหนึ่ง ๆ ย่อมมีค่าที่ ดังนั้นจะได้ว่า

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

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

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

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

รายละเอียดของสมการ 3.16

กราฟความถี่ตอบสนอง

ขนาดของทรานสเฟอ์ฟังก์ชันเป็นลักษณะกราฟเช่นเดียวกับสมการเฟสของวงจร LF

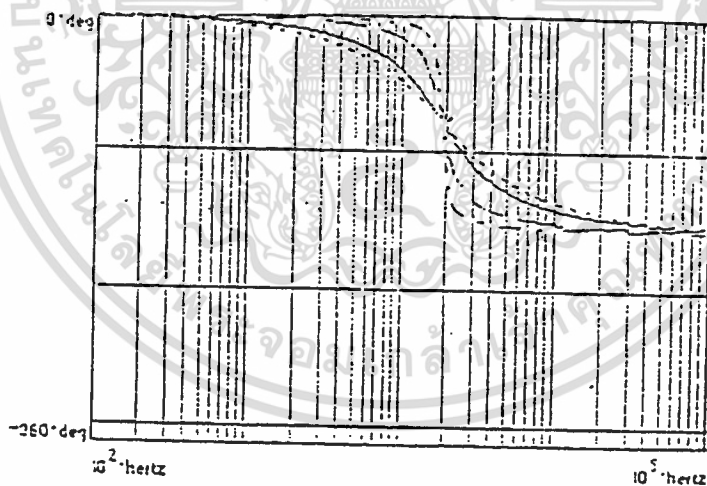
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

$$\omega_c \text{ คือค่าคงที่ดังนั้น } \theta = -\tan^{-1} \frac{\omega_p \cdot \omega}{\frac{Q}{(\omega_p)^2 \cdot \omega^2}} \quad \text{--- 3.17}$$

สมการ 3.17 จะแปรผันกับค่า Q และค่าความถี่ ω และมีลักษณะของกราฟดังรูป (plot จาก mathcad)

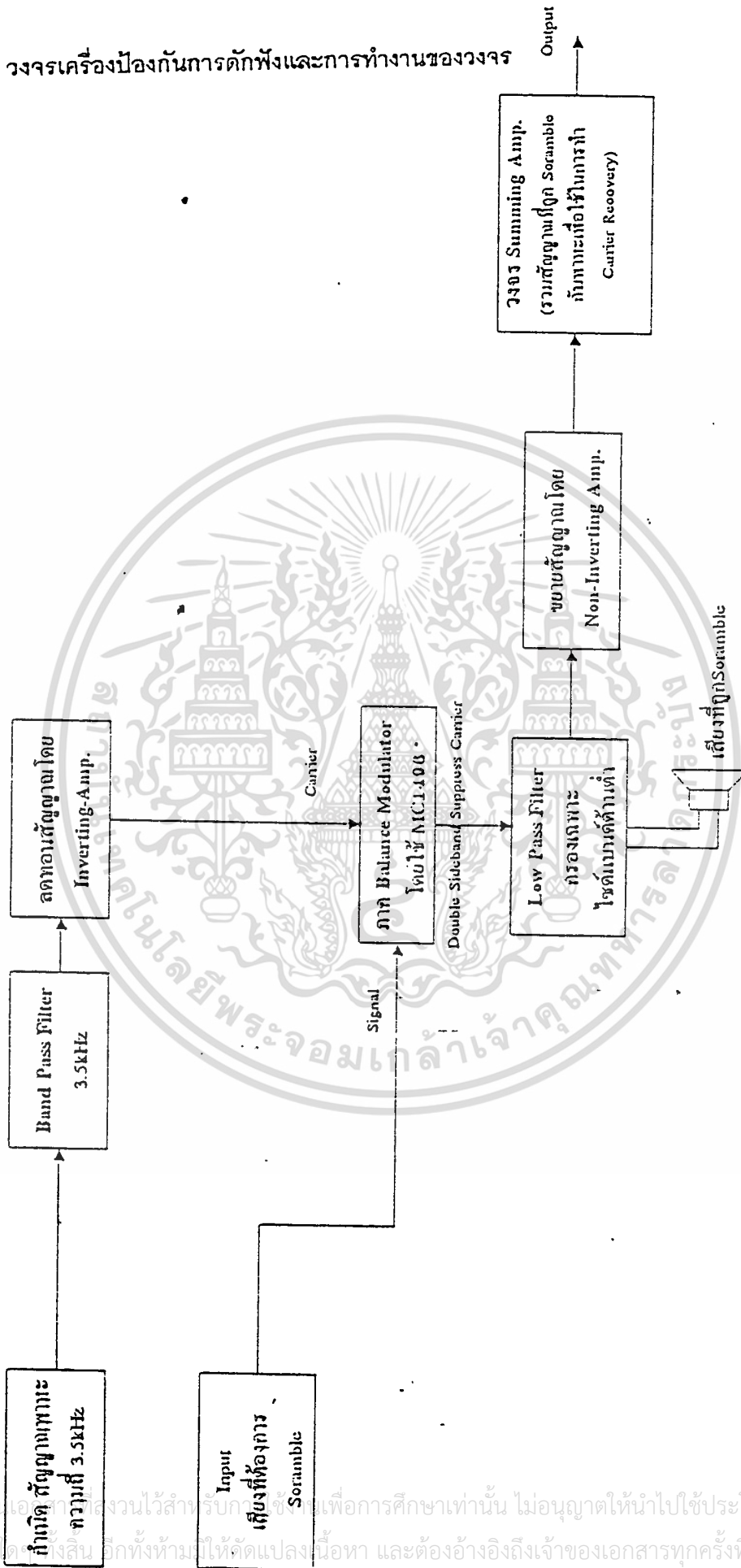


รูป 3.4 ผลจากการ plot ด้วย MATHCAD ตามสมการ 3.17

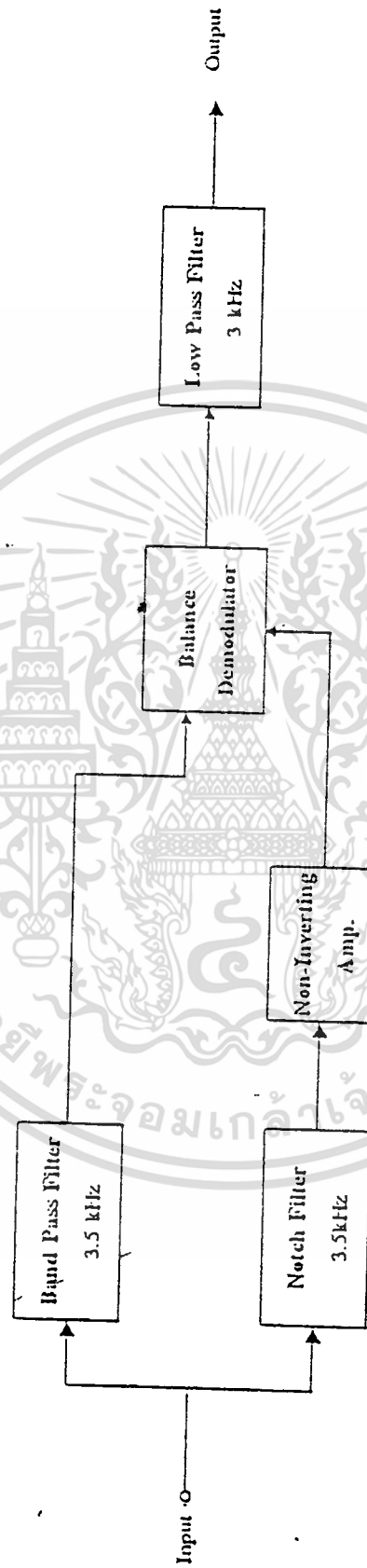
เส้นไข่มปลา $Q = 10$ เส้นปะ $Q = 3$ เส้นทึบ $Q = 1$ เส้นจุด $Q = 0.707$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรเครื่องป้องกันการดักฟังและการทำงานของวงจร

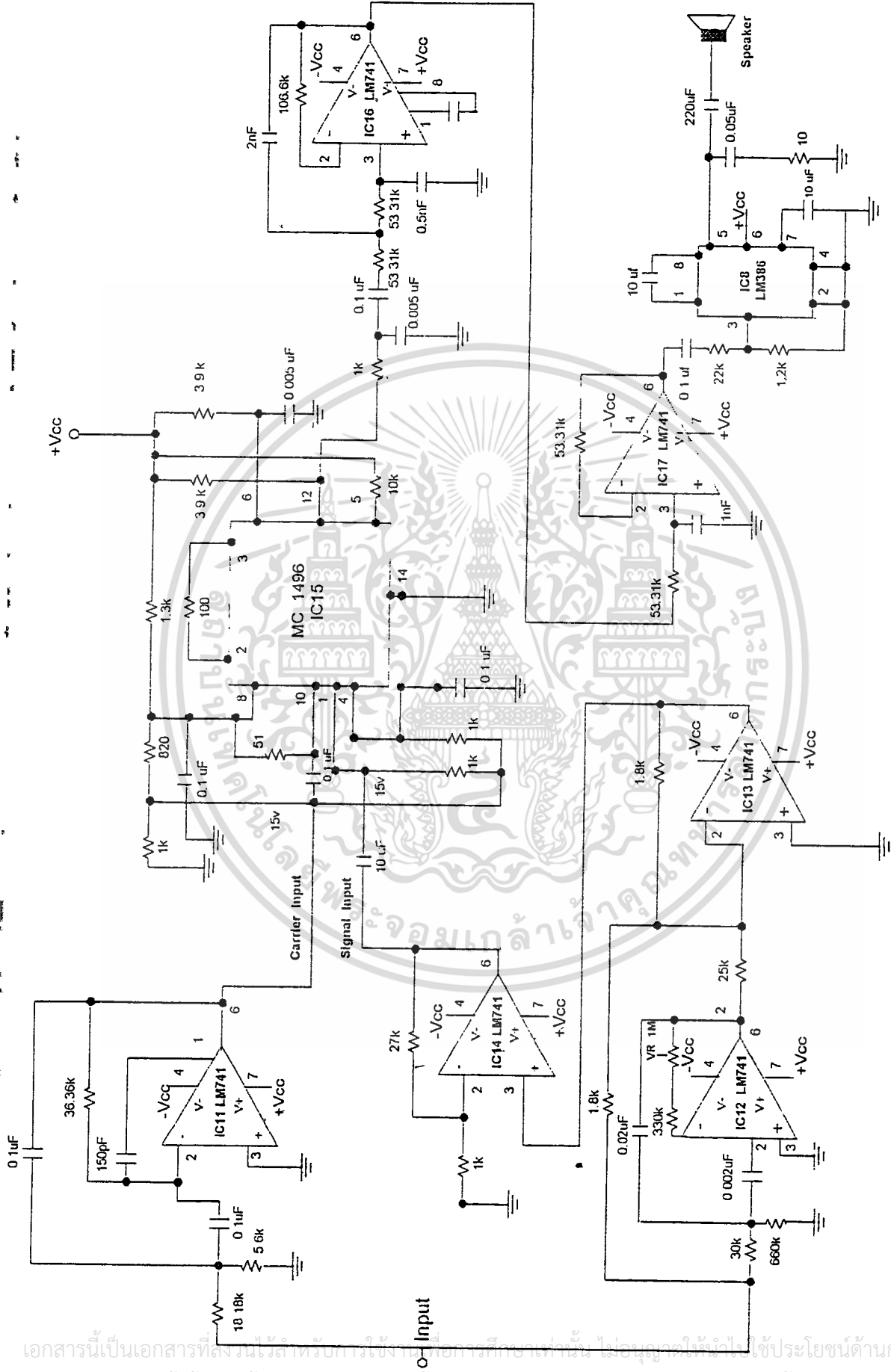


รูปที่ 3.5 โครงสร้างภาคส่งของเครื่องป้องกันการดักฟัง



รูปที่ 3.7 โครงสร้างภาครับของเครื่องป้องกันการดักฟัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 วงจรภาครับของเครื่องป้องกันการกัดพัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรเครื่องป้องกันการดักฟังภาคส่ง

IC₁ เป็นไทเมอร์ 7555 (555 ชนิด ซีมอส) ซึ่งต่อวงจรให้ทำงานเป็นอะอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ สร้างสัญญาณ square wave ความถี่ 14 kHz หลังจากนั้นสัญญาณที่ถูกสร้างนี้จะส่งผ่านวงจรดี-ฟลิปฟล็อป IC₂₁ และ IC₂₂ ซึ่งทำหน้าที่หารความถี่ลงครึ่งหนึ่งหลังจากออกจากดี-ฟลิปฟล็อปแต่ละตัว (คุณสมบัติการหารความถี่ลงครึ่งหนึ่งได้จากการต่อดี-ฟลิปฟล็อปให้ทำงานแบบที่ออกเกิล) 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 เพื่อนำเอาพัลส์ 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) IC₆ MC1496 สำหรับสัญญาณเสียงที่ต้องการ scramble ถูกป้อนเข้าที่ขา 1 (signal input) ของ IC₆ MC1496

เอาท์พุทของภาคบาลานซ์มอดูเลเตอร์ IC₆ MC1496 จะเป็นสัญญาณ double sideband suppressed carrier โดยเราจะเลือกไซค์แบนด์ด้านต่ำมาใช้ เพราะสเปกตรัมสัญญาณเสียงจะถูกกลับจากซ้ายไปขวา ซึ่งเป็นสัญญาณที่ฟังไม่รู้เรื่อง ซึ่งวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ที่ใช้กรองความถี่ต่ำผ่านได้จาก IC₇ ต่อร่วมกับ R และ C ให้คัทออฟที่ 3 kHz สัญญาณที่ออกจาก วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะเป็นสัญญาณ single – sideband suppressed carrier : SSB นำสัญญาณนี้ไปผ่านวงจรขยายเสียง MC1496 (IC₈) จะได้เสียงที่ถูก scramble แล้วคือฟังไม่รู้เรื่อง

เนื่องจากพาหะที่ใช้ในภาครับจะต้องเป็นสัญญาณเดียวกับพาหะในภาคส่งของบาลานซ์มอดูเลเตอร์ เราจึงต้องสร้างวงจรที่จะฝากสัญญาณพาหะไปกับสัญญาณที่ถูก scramble โดยวงจรดังกล่าวจะใช้ IC₁₀ ต่อเป็น summing amp. สำหรับอินพุทที่จะมารวมกันที่ summing amp. นี้มาจากสัญญาณ SSB ที่ถูกขยายจาก IC₈ และสัญญาณพาหะจาก IC₅ เอาท์พุทของ summing amp. จะถูกส่งไปที่เครื่องรับ

การทำงานของวงจรเครื่องป้องกันการดักฟังภาครับ

สัญญาณที่เข้ามาทางอินพุทของภาครับเป็นผลบวกของสัญญาณพาหะกับสัญญาณ SSB ซึ่งทางภาครับจะแยกพาหะนี้ออกมาโดยให้สัญญาณอินพุทที่สามารถผ่านแบนด์พาสฟิลเตอร์ (จุดกึ่งกลางที่ 3.5 kHz) ซึ่งใช้ IC₁₁ เอาท์พุทของแบนด์พาสฟิลเตอร์นี้จะใช้เป็นพาหะป้อนเข้าที่ขา 10 (carrier input) ภาคบาลานซ์ดีมอดูเลเตอร์ IC₁₅ MC1496 ส่วนสัญญาณ SSB ที่จะเข้ามาคิมอดนั้นจะได้จากอินพุทที่ผ่านนอตร์ฟิลเตอร์ (IC₁₂, IC₁₃) ที่มีแถบความถี่ที่ถูกขจัดทิ้งมีจุดกึ่งกลางที่ 3.5 kHz เพื่อกำจัดพาหะที่รวมมากับ SSB ในสัญญาณอินพุท หลังจากสัญญาณผ่านนอตร์ฟิลเตอร์แล้วจะได้สัญญาณ SSB ซึ่งจะต้องขยายสัญญาณที่ได้โดยผ่านวงจร non – inverting amp. (IC₁₄) เอาท์พุทของวงจร non – inverting amp. จะถูกป้อนเข้าสู่ขา 1 (signal input) ของภาคบาลานซ์ดีมอดูเลเตอร์ IC₁₅ MC1496

เอาท์พุทจากวงจรบาลานซ์ดีมอดูเลเตอร์นี้จะออกจากขา 12 ขา ของ IC₁₅ เป็นสัญญาณความถี่เสียงซึ่งเราต้องการให้ผ่านโลว์พาสฟิลเตอร์ (IC₁₆, IC₁₇) กรองไซด์แบนด์ด้านต่ำมาใช้ เพราะเป็นการกลับสเปกตรัมอีกครั้งจนเหมือนกับเสียงก่อน scramble เมื่อต่อเอาท์พุทของโลว์พาสฟิลเตอร์ให้เข้าไปภาคขยายเสียง IC₁₈ ก็จะได้เสียงที่ฟังรู้เรื่อง

บทที่ 4

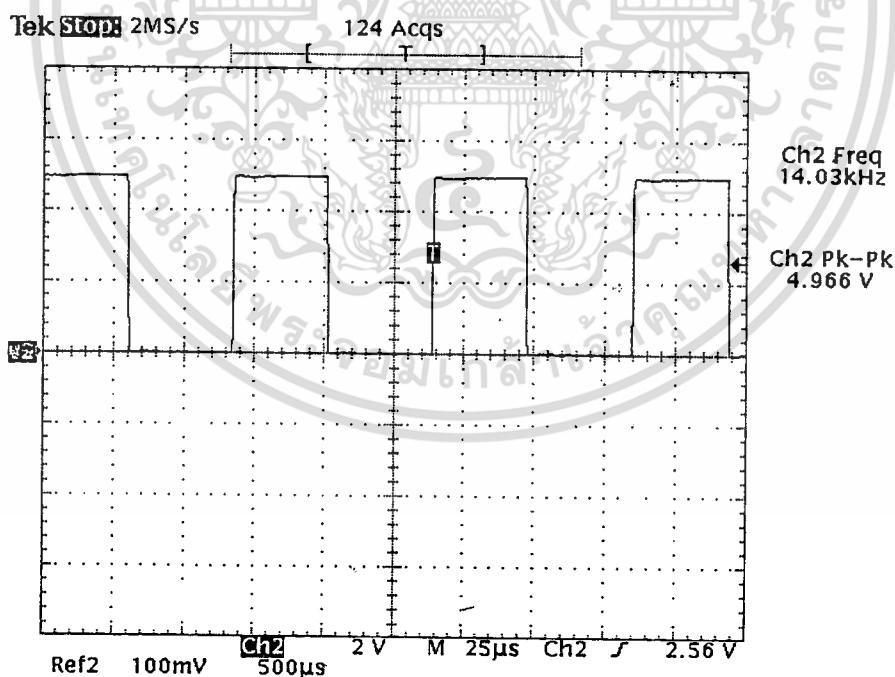
การทดลองและผลการทดลอง

ในการทดลองในส่วนภาคส่ง (ส่วน scramble สัญญาณ) และวงจรถอดกลับ (ส่วน descramble สัญญาณ) ได้แยกออกมาทดลอง เป็นส่วนๆ ได้แก่

1. ส่วนสังเคราะห์ความถี่ที่ไอซี 7555
2. ส่วนหารความถี่ที่ไอซี 4013
3. ส่วนผสมสัญญาณแบบบาลานซ์ที่ ไอซี MC1496
4. ส่วนวงจรถอดสัญญาณความถี่ต่ำ
5. ส่วนวงจรถอดทรหัสสัญญาณเสียง

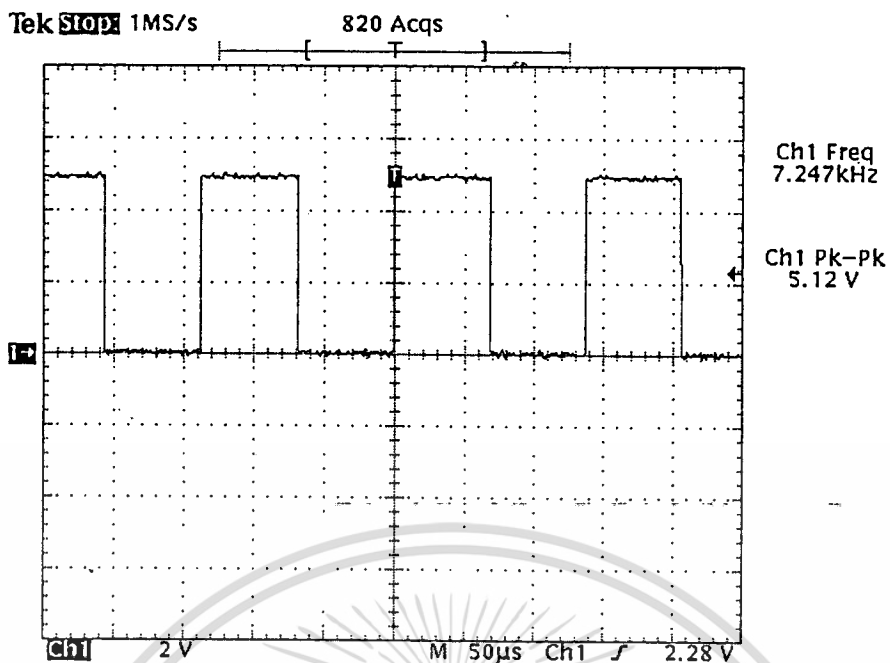
ดังผลการทดลองดังต่อไปนี้

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

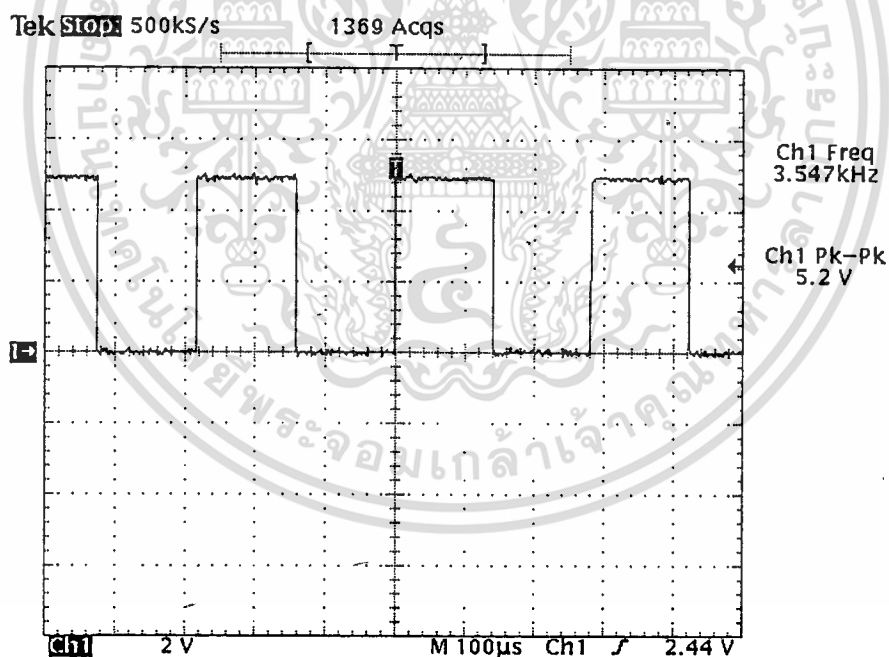


รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณ 14 kHz ที่สร้างจาก IC₁ 7555

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

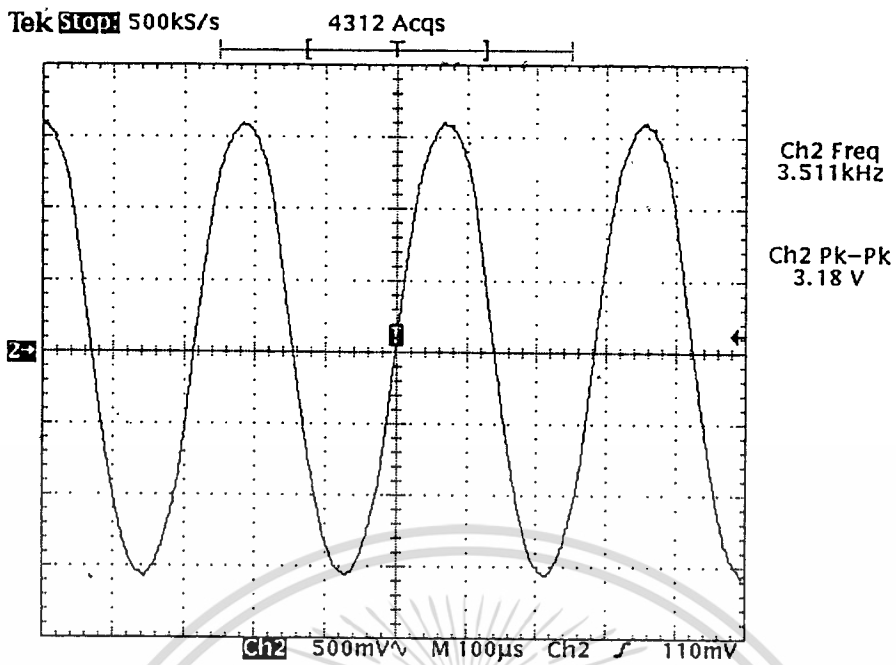


รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณ 7 kHz หลังจากผ่านดี-ฟลิปฟล็อปตัวแรกที่ขา 1 ของ IC 4013



รูปที่ 4.3 สัญญาณพาหะ 3.5 kHz ที่วัดจาก ขา 13 ของไอซี 4013

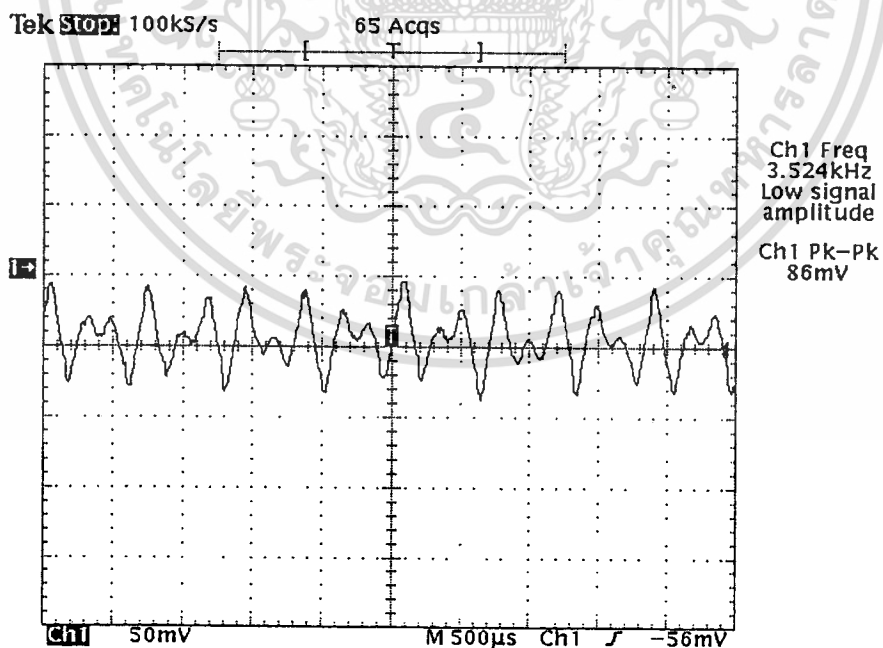
จากนั้นนำสัญญาณ square wave 3.5 kHz แล้วนำไปผ่านวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ที่มีความถี่กึ่งกลางที่ 3.5 kHz ได้สัญญาณเอาต์พุตเป็น sine wave ที่มีความถี่ 3.5 kHz ดังรูป 4.4 ซึ่งใช้สัญญาณนี้เป็นพาหะ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ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



รูปที่ 4.4 สัญญาณพาหะ sinewave ความถี่ 3.5 kHz ที่ออกจาก BPF และจะนำไปมอดูเลต

เมื่อนำสัญญาณความถี่ 800 Hz ที่เป็น sine wave มามอดูเลตกับสัญญาณพาหะที่สร้างขึ้นจะได้สัญญาณ

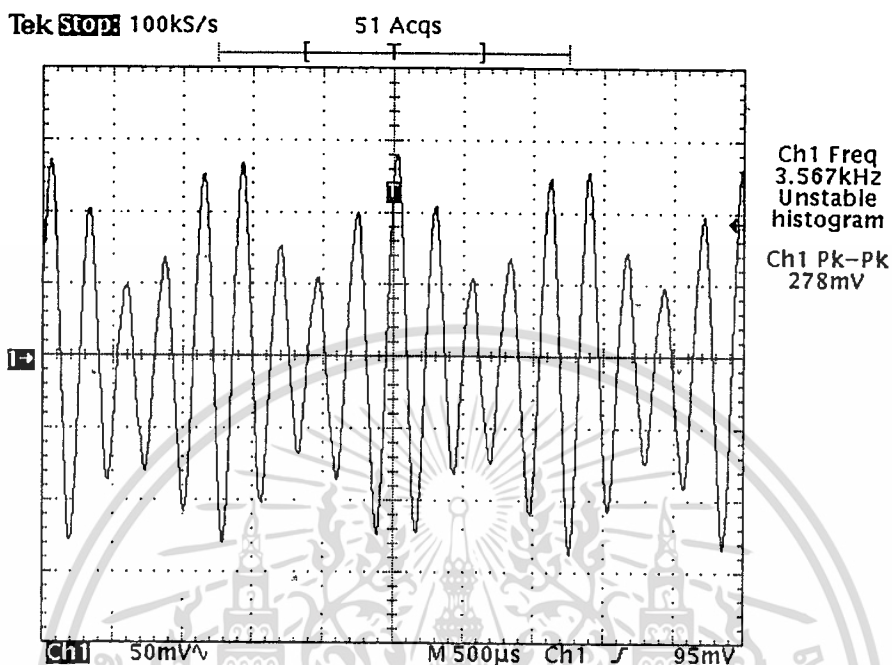
คิงภาพ



รูปที่ 4.5 สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแบบบาลานซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

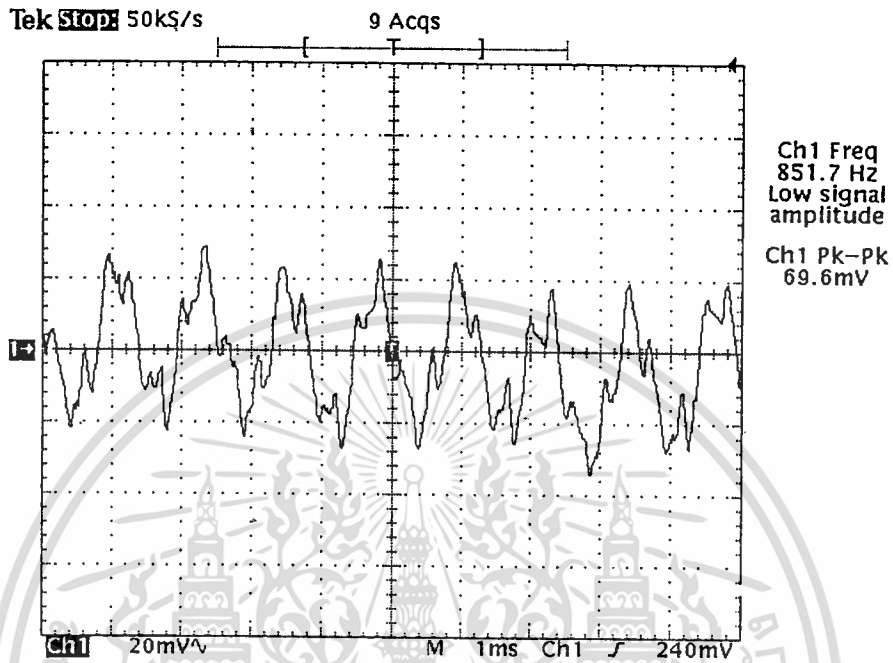
เมื่อนำสัญญาณความถี่ 800 Hz ไปทำการ scramble คือเมื่อนำสัญญาณไปมอดูเลตกับสัญญาณพาหะความถี่ 3.5 kHz แล้วนำไปผ่านวงจร LPF (IC₇) ที่มี W_c 3 kHz เข้าสู่วงจรรวมสัญญาณ (IC₁₀) ที่รวมสัญญาณระหว่างสัญญาณที่ผ่านจาก LPF และ สัญญาณพาหะความถี่ 3.5 kHz ได้รูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 สัญญาณ testtone ที่ผ่านการ scramble

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่ได้รับมาจากภาคส่งจะผ่านเข้าสู่วงจรภาครับของวงจรป้องกันการดักฟัง แล้ววัดสัญญาณทางด้าน output ของวงจรรองความถี่ต่ำ IC, จะได้สัญญาณ descramble ดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณ test tone 800 Hz ที่ผ่านการ descramble

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

ในการศึกษาโครงการนี้ ได้นำหลักการมอดูเลตแบบบาลานซ์มาช่วยในการ scramble สัญญาณเสียงเพื่อกลับสเปกตรัมของสัญญาณเสียงให้เปลี่ยนไปจากเดิม ทำให้ผู้ดักฟังไม่สามารถเข้าใจความหมายข้อความนั้นๆ ได้

สำหรับหลักการทำงานของวงจรป้องกันการดักฟังนี้ใช้การมอดูเลตโดยใช้ ไอซี MC 1496 ปรากฏว่าได้สัญญาณการมอดูเลตที่ดี และเมื่อสัญญาณผ่านวงจร โลว์พาสฟิลเตอร์ จะทำให้เกิดการกรองสัญญาณที่สลับสเปกตรัมแล้ว ส่วนด้านที่จะรับฟังสัญญาณจะใช้ ไอซีเบอร์เดียวกันกับทางด้านส่ง แต่ต้องดัดแปลงวงจรบางส่วนเพื่อให้สัญญาณที่รับเข้ามาเกิดการกลับสเปกตรัมจนเหมือนสเปกตรัมเดิมก่อนถูกscramble

จากการทดสอบการทำงานของเครื่องป้องกันการดักฟังที่สร้างขึ้น กับ สัญญาณ test tone 800 Hz ผลการdescramble ของสัญญาณจะได้สัญญาณเสียงที่ความถี่เดิมคือ 800 Hz แต่จะมีสัญญาณรบกวนปนอยู่ด้วย เป็นสาเหตุมาจากการทดลองไม่สามารถควบคุมสัญญาณเสียงอื่นที่เข้ามารบกวนได้ สัญญาณที่ผ่านการ descramble จึงมีรูปร่างเปลี่ยนไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 ($V_4 - V_5$)	$\pm 15 I_{S,R} V$
Input Signal ($V_7 - V_1, V_3 - V_4$)	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
	$V_C \leq 300$ 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	
	Signal Input Port, $V_S = 300$ mVrms sine wave $V_7 - V_8 = 0.5V_{dc}$		80			80		MHz
Voltage Gain, Signal Channel	$V_S = 100$ mVrms, $f = 1.0$ kHz $V_7 - V_8 = 0.5V_{dc}$	2.5	3.5		2.5	3.5		V/V
Input Resistance, Signal Port	$f = 5.0$ MHz $V_7 - V_8 = 0.5 V_{dc}$		200			200		k Ω
Input Capacitance, Signal Port	$f = 5.0$ MHz $V_7 - V_8 = 0.5 V_{dc}$		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/ $^\circ C$
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/ $^\circ C$
Signal Port Common Mode Input Voltage Range	$f_S = 1.0$ kHz		5.0			5.0		V _{pp}
Signal Port Common Mode Rejection Ratio	$V_7 - V_8 = 0.5 V_{dc}$		-85			-85		dB
Common Mode Quiescent Output Voltage			8.0			8.0		V _{dc}
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.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



LM386 Low Voltage Audio Power Amplifier

General Description

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

The inputs are ground referenced while the output is automatically biased to one half the supply voltage. The quiescent power drain is only 24 milliwatts when operating from a 5 volt supply, making the LM386 ideal for battery operation.

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

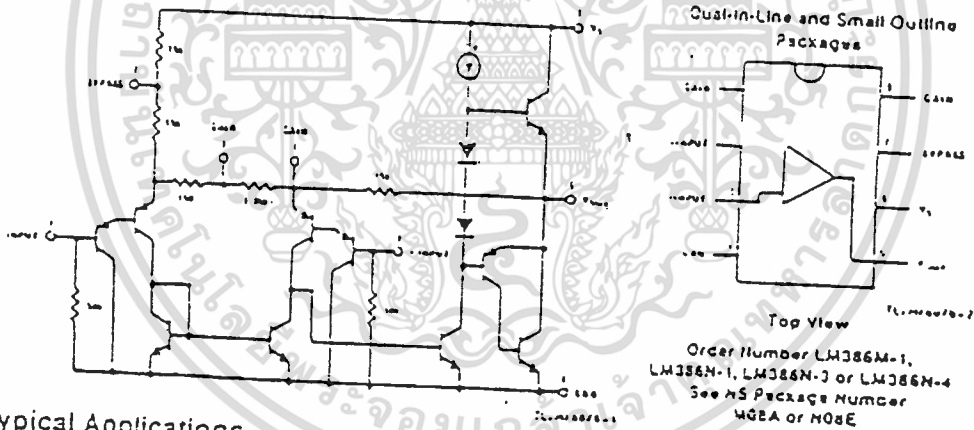
Features

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

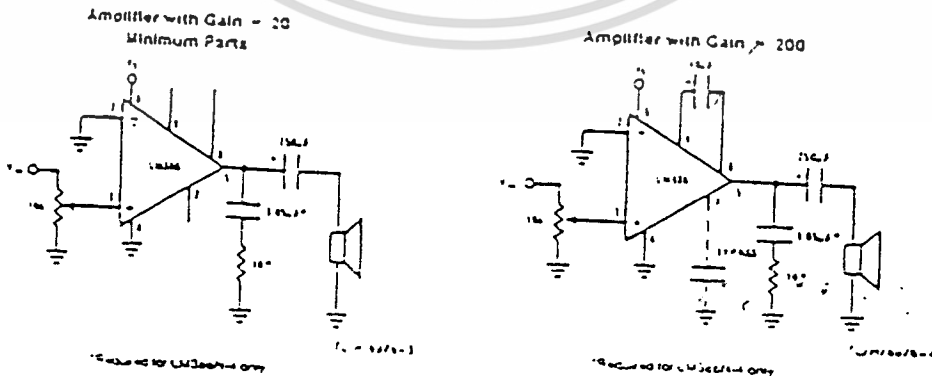
Applications

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

Equivalent Schematic and Connection Diagrams



Typical Applications



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

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

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

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

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

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

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Operating Supply Voltage (V_S)					
LM386N-1, -J, LM386M-1		4		12	V
LM386N-4		5		18	V
Quiescent Current (I_Q)	$V_S = 6V, V_{IN} = 0$		4	8	mA
Output Power (P_{OUT})					
LM386N-1, LM386M-1	$V_S = 6V, R_L = 8\Omega, THD = 10\%$	250	325		mW
LM386N-3	$V_S = 9V, R_L = 8\Omega, THD = 10\%$	500	700		mW
LM386N-4	$V_S = 16V, R_L = 32\Omega, THD = 10\%$	700	1000		mW
Voltage Gain (A_v)	$V_S = 6V, f = 1\text{ kHz}$ 10 μF from Pin 1 to d		25	46	dB
Bandwidth (BW)	$V_S = 6V, f_{IN} = 1\text{ kHz}$ and 8 Open		200		kHz
Total Harmonic Distortion (THD)	$V_S = 6V, R_L = 8\Omega, P_{OUT} = 125\text{ mW}$ $f = 1\text{ kHz}$, Pins 1 and 8 Open		3.2		%
Power Supply Rejection Ratio (PSRR)	$V_S = 6V, f = 1\text{ kHz}$, CAPPASS = 10 μF Pins 1 and 8 Open, Referred to Output		50		dB
Input Resistance (R_{IN})			50		k Ω
Input Bias Current (I_{BIAS})	$V_S = 6V$, Pins 2 and 3 Open		250		nA

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

Application Hints

GAIN CONTROL

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

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

INPUT BIASING

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

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

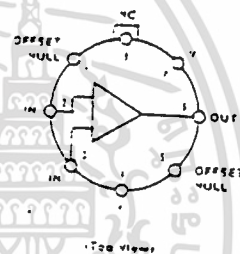
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออปแอมป์ 741

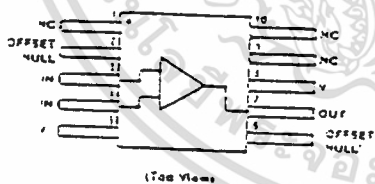
Description.
 The μ A741 is a high performance Monolithic Operational Amplifier constructed using the Fairchild planar epitaxial process. It is intended for a wide range of analog applications. High common mode voltage range and absence of latch-up tendencies make the μ A741 ideal for use as a voltage 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



Connection Diagram
 10-Pin Flatpack

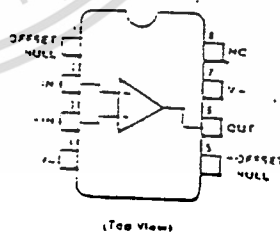


Order Information

Type	Package	Code
μ A741	Metal	5W
μ A741A	Metal	5W
μ A741C	Metal	5W
μ A741E	Metal	5W

Part No.
μ A741MM
μ A741AMM
μ A741MC
μ A741EMC

Connection Diagram
 8-Pin DIP



Order Information

Type	Package	Code	Part No.
μ A741	Flatpack	3F	μ A741FM
μ A741A	Flatpack	3F	μ A741AFM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

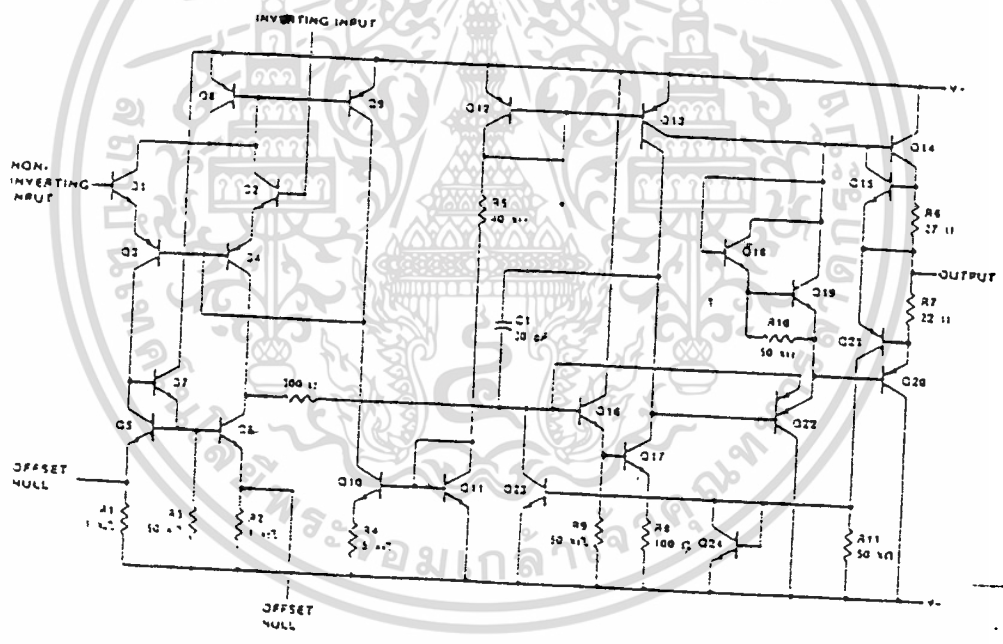
Supply Voltage	
μA741A, μA741, μA741E	= 22 V
μA741C	= 18 V
Internal Power Dissipation (Note 1)	
Metal Package	500 mW
DIP	310 mW
Flatpak	570 mW
Differential Input Voltage	
Input Voltage (Note 2)	= 30 V
Input Voltage (Note 2)	= 15 V
Storage Temperature Range	
Metal Package and Flatpak	-55°C to +150°C
DIP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

Order Information

Type	Package	Code	Part No.
μA741C	Molded DIP	9T	μA741TC
μA741C	Ceramic DIP	5T	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
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

μA741 and μA741C
Electrical Characteristics $V_S = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristic	Condition	μA741			μA741C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$		1.0	5.0		2.0	6.0	mV
Input Offset Current			20	200		20	200	nA
Input Bias Current			80	500		80	500	nA
Power Supply Rejection Ratio	$V_S = +10, -20$ $V_S = +20, -10\text{ V}$, $R_S = 50\ \Omega$		30	150		30	150	$\mu\text{V/V}$
Input Resistance		.3	2.0		.3	2.0		M Ω
Input Capacitance			1.4			1.4		pF
Offset Voltage Adjustment Range			± 15			± 15		mV
Input Voltage Range					± 12	± 13		V
Common Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$				70	90		dB
Output Short Circuit Current			25		25			mA
Large Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$, $V_{OUT} = \pm 10\text{ V}$	50k	200k		20k	200k		
Output Resistance			75			75		Ω
Output Voltage Swing	$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$				± 12	± 14		V
Supply Current					± 10	± 13		V
Power Consumption		1.7	2.8		1.7	2.8		mA
Transient Response (Unity Gain)	Rise Time	$V_{IN} = 20\text{ mV}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$		50	85	50	85	mW
	Overshoot	$C_L \leq 100\text{ pF}$.3		.3		μs
Bandwidth (Note. 4)			5.0		5.0			Hz
Slew Rate	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$		1.0		1.0			MHz
			1.5		1.5			V/ μs

Notes

- Calculated value from $\text{BW(MHz)} = \frac{0.35}{\text{Rise Time } (\mu\text{s})}$
- All $V_{CC} = 15\text{ V}$ for μA741 and μA741C .
- Maximum supply current for all devices
 $25^\circ\text{C} = 2.8\text{ mA}$
 $125^\circ\text{C} = 2.5\text{ mA}$
 $-55^\circ\text{C} = 3.3\text{ mA}$

μA741 and μA741C
Electrical Characteristics (Cont.) The following specifications apply over the range of $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$ for μA741 , $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ for μA741C .

Characteristic	Condition	μA741			μA741C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$		1.0	8.0		7.5		mV
Input Offset Current	$T_A = +125^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$		7.0	200		300		nA
Input Bias Current	$T_A = +125^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$.03	.5		800		nA
Input Voltage Range			.3	1.5				μA
Common Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$		70	90				dB
Adjustment for Input Offset Voltage			± 15			± 15		mV
Supply Voltage Rejection Ratio	$V_S = +10, -20$ $V_S = +20, -10\text{ V}$, $R_S = 50\ \Omega$		30	150				$\mu\text{V/V}$
Output Voltage Swing	$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$		± 12	± 14		± 10	± 13	V
Large Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$, $V_{OUT} = \pm 10\text{ V}$	25k			15k			
Supply Current	$T_A = +125^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$		1.5	2.5				mA
Power Consumption	$T_A = +125^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$		2.0	3.3				mA
			45	75				mW
			60	100				mW

Notes

- Calculated value from $\text{BW(MHz)} = \frac{0.35}{\text{Rise Time } (\mu\text{s})}$
- All $V_{CC} = 15\text{ V}$ for μA741 and μA741C .
- Maximum supply current for all devices
 $25^\circ\text{C} = 2.8\text{ mA}$
 $125^\circ\text{C} = 2.5\text{ mA}$
 $-55^\circ\text{C} = 3.3\text{ mA}$

เอกสารนี้เป็นส่วนหนึ่งสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น 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	$V_S = \pm 20\text{ V}$		20	150	mW	
Input Impedance	$V_S = \pm 20\text{ V}$	10	80		M Ω	
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 20\text{ V}, R_L = 2\text{ k}\Omega, V_{OUT} = \pm 15\text{ V}$	50	200		V/mV	
Transient Response (Unity Gain)	Rise Time		0.25	0.8	μs	
	Overshoot		8.0	20	%	
Bandwidth (Note 4)		437	5		MHz	
Slew Rate (Unity Gain)	$V_{IN} = \pm 10\text{ V}$	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	$V_S = \pm 20\text{ V}, V_{IN} = \pm 15\text{ V}, R_S = 50\ \Omega$	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	$V_S = \pm 20\text{ V}, R_L = 2\text{ k}\Omega, V_{OUT} = \pm 15\text{ V}$		32		V/mV	
					V/mV	
		$V_S = \pm 5\text{ V}, R_L = 2\text{ k}\Omega, V_{OUT} = \pm 2\text{ V}$	10		V/mV	

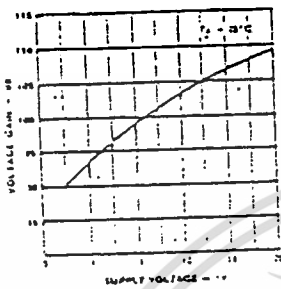
Notes

- Calculated value from: $\text{BW}(\text{MHz}) = \frac{0.35}{\text{Rise Time}(\mu\text{s})}$
- All $V_{CC} = 15\text{ V}$ for μA741 and μA741C.
- Maximum supply current for all devices:
 $25^\circ\text{C} = 2.8\text{ mA}$
 $125^\circ\text{C} = 2.5\text{ mA}$
 $-55^\circ\text{C} = 1.3\text{ mA}$

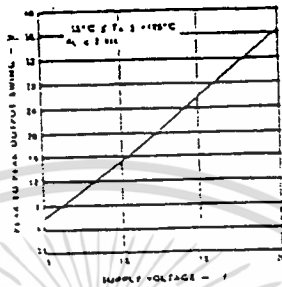
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

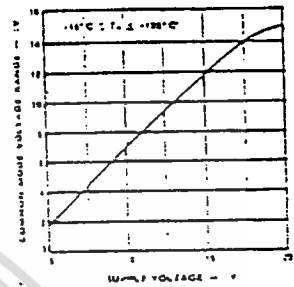
Open Loop Voltage Gain as a Function of Supply Voltage



Output Voltage Swing as a Function of Supply Voltage

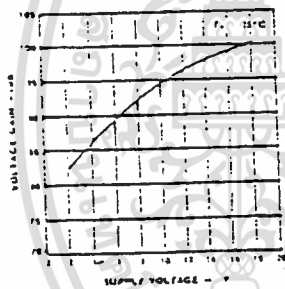


Input Common Mode Voltage as a Function of Supply Voltage

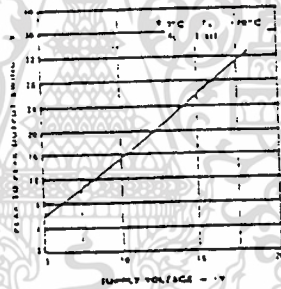


Typical Performance Curves for $\mu A741E$ and $\mu A741C$

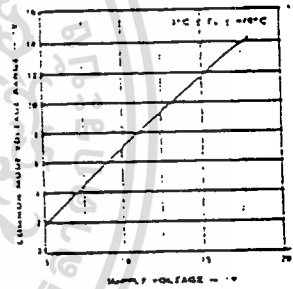
Open Loop Voltage Gain as a Function of Supply Voltage



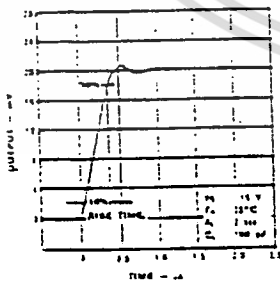
Output Voltage Swing as a Function of Supply Voltage



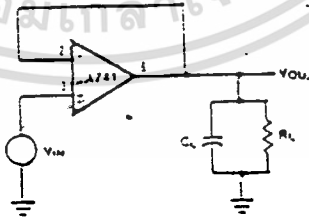
Input Common Mode Voltage Range as a Function of Supply Voltage



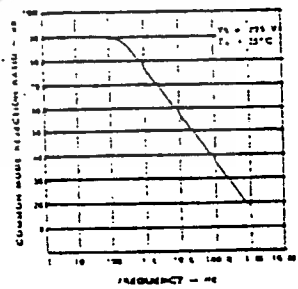
Transient Response



Transient Response Test Circuit



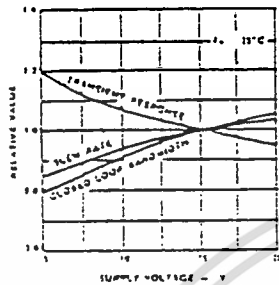
Common Mode Rejection Ratio as a Function of Frequency



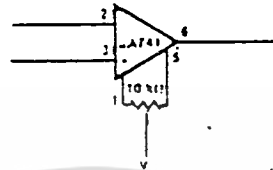
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

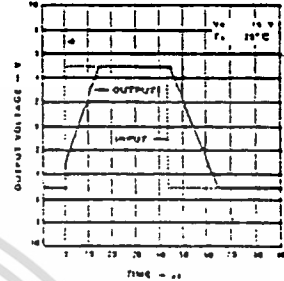
Frequency Characteristics as a Function of Supply Voltage



Voltage Offset Null Circuit

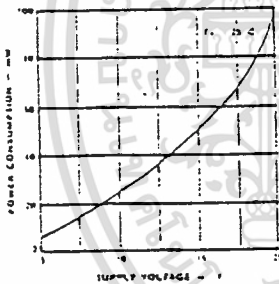


Voltage Follower Large Signal Pulse Response

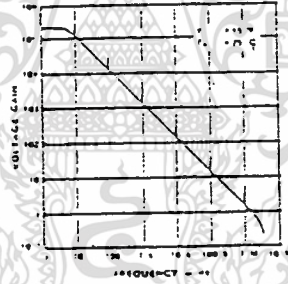


Typical Performance Curves for $\mu A741A$, $\mu A741$, $\mu A741E$ and $\mu A741C$

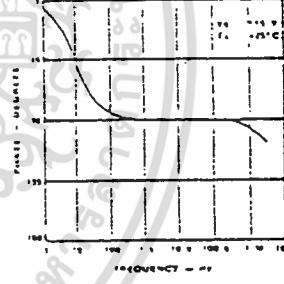
Power Consumption as a Function of Supply Voltage



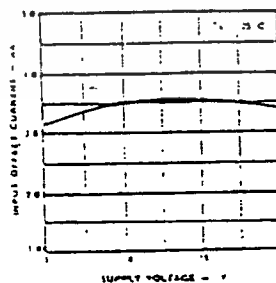
Open Loop Voltage Gain as a Function of Frequency



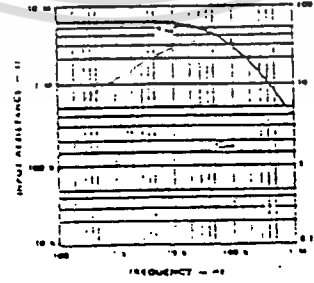
Open Loop Phase Response as a Function of Frequency



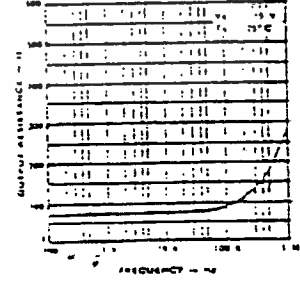
Input Offset Current as a Function of Supply Voltage



Input Resistance and Input Capacitance as a Function of Frequency



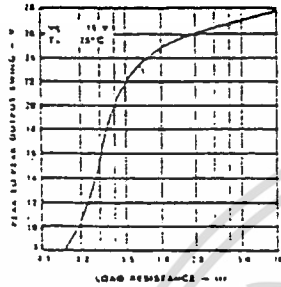
Output Resistance as a Function of Frequency



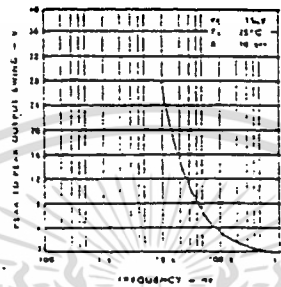
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

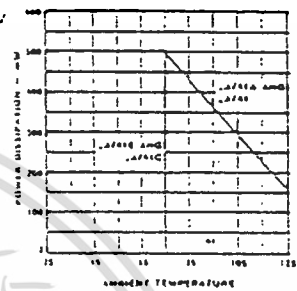
Output Voltage Swing as a Function of Load Resistance



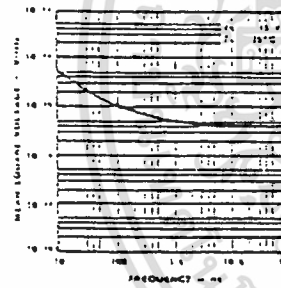
Output Voltage Swing as a Function of Frequency



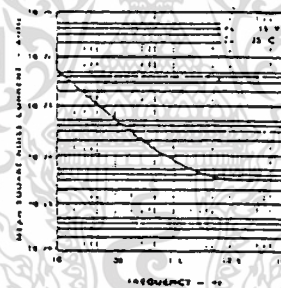
Absolute Maximum Power Dissipation as a Function of Ambient Temperature



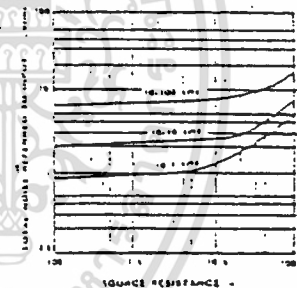
Input Noise Voltage as a Function of Frequency



Input Noise Current as a Function of Frequency

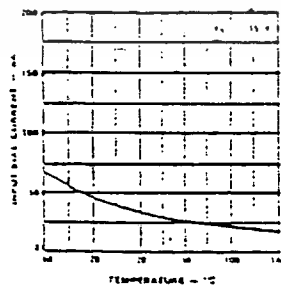


Broadband Noise for Various Bandwidths

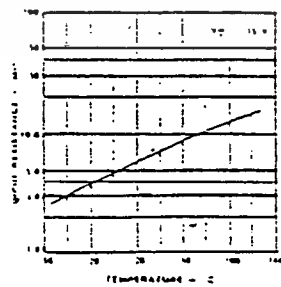


Typical Performance Curves for μ A741A and μ A741

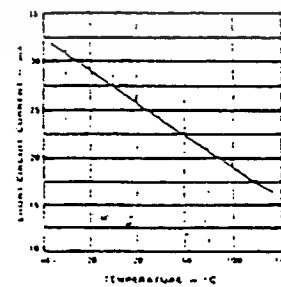
Input Bias Current as a Function of Ambient Temperature



Input Resistance as a Function of Ambient Temperature



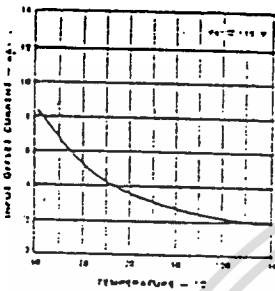
Output Short-Circuit Current as a Function of Ambient Temperature



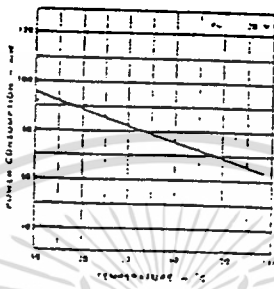
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

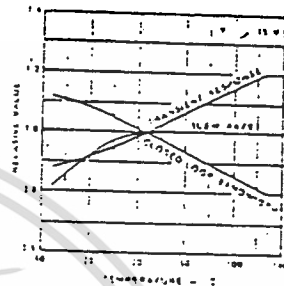
Input Offset Current as a Function of Ambient Temperature



Power Consumption as a Function of Ambient Temperature

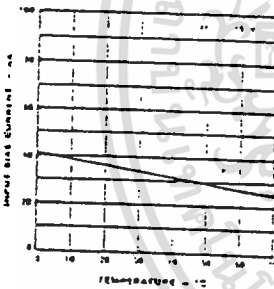


Frequency Characteristics as a Function of Ambient Temperature

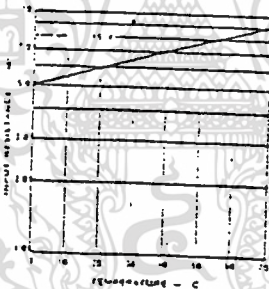


Typical Performance Curves for $\mu A741E$ and $\mu A741C$

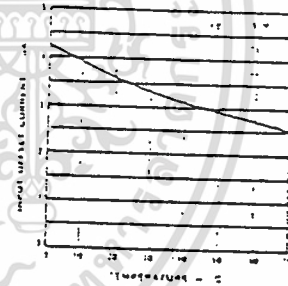
Input Bias Current as a Function of Ambient Temperature



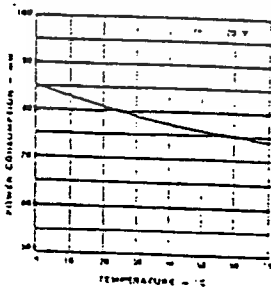
Input Resistance as a Function of Ambient Temperature



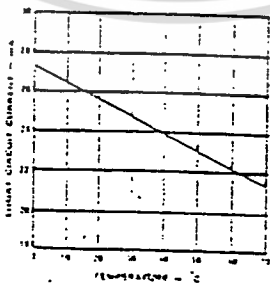
Input Offset Current as a Function of Ambient Temperature



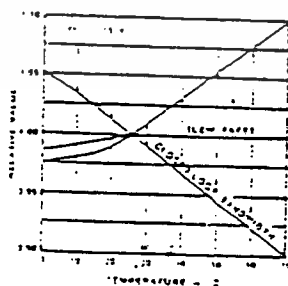
Power Consumption as a Function of Ambient Temperature



Output Short Circuit Current as a Function of Ambient Temperature



Input Offset Current as a Function of Ambient Temperature



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณอาจารย์ สมยศ จุณณะปิยะ ที่ให้คำปรึกษาในการทำโครงการนี้ จนสามารถทำโครงการชิ้นสำเร็จรูลงด้วยดี

ขอบคุณเพื่อนๆ ที่ช่วยให้คำตอบในบางเรื่องที่ไม่เข้าใจ และให้ยืมอุปกรณ์ในการทำโครงการ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [1] สุชาติ กังวารจิตต์ “เครื่องรับส่งวิทยุและระบบสื่อสาร” กรุงเทพฯ ฯ
:สำนักพิมพ์ บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่นจำกัด (มหาชน)
- [2] วิโรจน์ อัสวรังสี “การใช้งานอปแอมป์และลิเนียร์ไอซี” กรุงเทพฯ ฯ
:สำนักพิมพ์ บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่นจำกัด (มหาชน)
- [3] พิชัย ภักดีพานิชเจริญ “คู่มือการออกแบบวงจรกรองสัญญาณความถี่”
:หจก. สำนักพิมพ์พีดีทีแอนด์ซี

