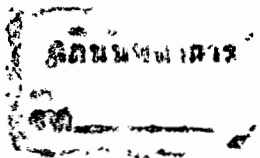




กร. แคนเน็ล บริน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึง **024691** / ๒๙ มค. ๒๕๓๓

ปริศยานิพนธ์ ปีการศึกษา 2530

เรื่อง ตรีแควนซี คอมแพนเดอร์ (FREQUENCY COMPANDOR)


ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์ คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยี-

พระจอมเกล้า ลาดกระบัง

ผู้จัดทำ

1. นาย นิวัฒน์ พันธุศิลปาคม 27-1095

2. นาย สุรชัย วิทวัสพงษ์ 27-1232


..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(ทร. แคนเนียด บริน)

FREQUENCY COMPANDOR

โดย.

นิวัฒน์ หันจูลีลาคม

สุรชัย วิทวัสพงษ์ธร

อาจารย์ที่ปรึกษา

คร.แดเนียล บริน

ปีการศึกษา 2530

บทคัดย่อ

ฟรีแควนซี คอมแพนเดอร์ (Frequency compandor) เป็นเทคนิคใหม่ที่มีลักษณะเฉพาะ สำหรับใช้ส่งแบนด์วิท (bandwidth) ในการสื่อสารทางความถี่ เทคนิคนี้จะทำงานในช่วงความถี่พื้นฐาน (base band) หรือความถี่เสียง (audio) มากกว่าที่จะใช้ที่ความถี่ช่วงกลาง (intermediate) หรือความถี่วิทยุ (radio frequencies)

ในระบบการรับ-ส่งช่วงความถี่เสียง ฟรีแควนซี คอมแพนเดอร์จะทำงานจากช่วงที่สัญญาณออกจากไมโครโฟนแต่ก่อนที่จะส่งเข้าลำโพง ฟรีแควนซี คอมแพนเดอร์จะกรองเอาส่วนสำคัญของคำพูดและจะกลับสัญญาณข้อมูลนี้ลง (down convert) ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ในภาคส่ง ซึ่งการทำเช่นนี้เป็นการส่งสัญญาณที่ความถี่ลดลงเฉพาะช่วงที่มีความสำคัญต่อการสื่อสารกันได้ สัญญาณที่มีแบนด์วิทแคบกว่าก็จะเป็นสาเหตุของสัญญาณรบกวนต่อวงจรอื่นน้อยกว่าในช่วงความถี่เดียวกัน เทคนิคนี้ยังยอมให้ใช้วงจรกรองความถี่ (filter) ที่คมกว่าและช่วงแคบกว่าอีกด้วยในภาครับ ซึ่งมีผลในการลดการรบกวนของสัญญาณแต่ละช่อง (channel) ในการสื่อสารลงอย่างมาก.

FREQUENCY COMPANDOR

by :

Niwat Puntusinlapakom

Surachai Witawatpongton

advisor :

Dr. Daniel Breen

1987 semester year

Abstract

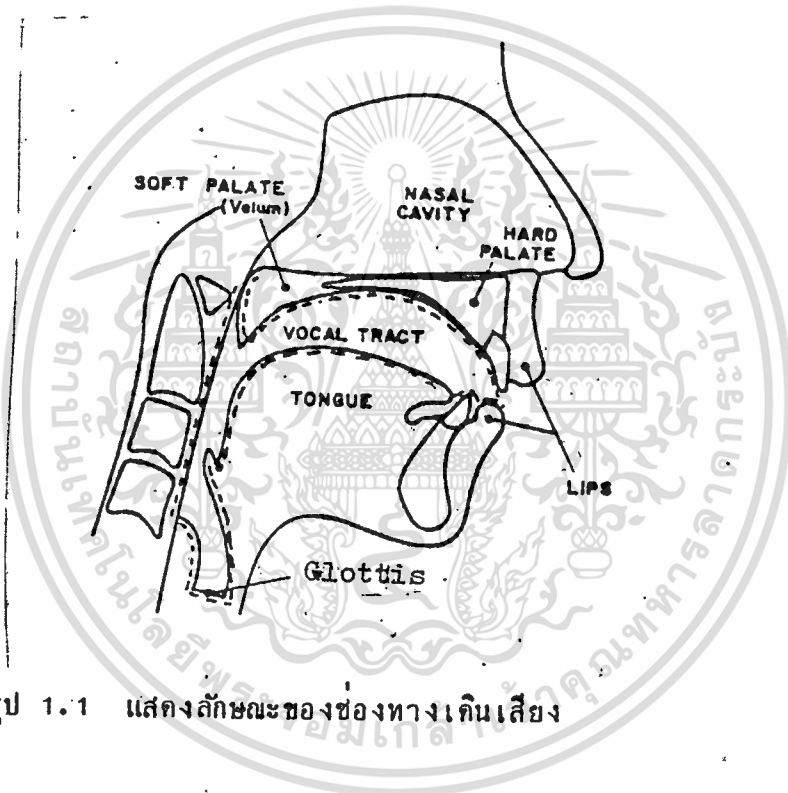
Frequency compandor is a new and unique technique for conserving communications bandwidth. This technique works at baseband (audio) rather than at intermediate or radio frequencies. The transceive baseband system operates on the audio waveform just after the microphone but before the speaker. The frequency compandor filters the essential parts of speech and down converts this information electronically on transmission, this providing a significant reduction in transmitted bandwidth. A narrower bandwidth signal causes less interference to others operating in the same band. It also allows the use of a sharper and narrower receive filter which greatly reduces adjacent-channel interference.

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
สัญญาเสี่ยงพุก	1
บทที่ 2 ทฤษฎีการลคแบบควิซสัญญาเสี่ยง	5
2.1 การลคแบบควิซสัญญาเสี่ยง	5
2.2 บล็อกใจอะแกรม	6
2.3 รายละเอียดและหลักการท่างาน	7
วงจรรภาคส่ง	9
วงจรรภาครับ	13
บทที่ 3 การคำนวณ และการสร้าง	16
3.1 วงจรคอสซิลเลเตอร์คลื่นชาขน	16
3.2 วงจรกรองสัญญาหรือ ฮิลเตอร์	18
3.2.1 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ	18
3.2.2 วงจรกรองผ่านความถี่สูง	23
3.3 วงจรมอกคูเลเตอร์แบบสมดุลย	26
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	28
4.1 การทดลองวงจรถอสซิลเลเตอร์	28
4.2 การทดลองวงจรถิลเตอร์	28
4.3 การทดลองค่อวงจรถั่วละส่วนเข้าค้วกัน	32
บทที่ 5 บทสรุป และ วิจารณ์	37
ภาคผนวก	38
กิตติกรรมประกาศ	49
หนังสืออ้างอิง	50

เราจะสามารถเข้าใจหลักการทำงานของเทคนิคพีริแควนซี คอม-
แพนเดอร์ (Frequency compandor) ในการลดแบนวิทส์สัญญาณเสียง (bandwidth)
ได้ดีขึ้น โดยการพิจารณาองค์ประกอบของเสียงพูด (speech)

1. สัญญาณเสียงพูด



รูป 1.1 แสดงลักษณะของช่องทางเดินเสียง

1.1 แหล่งกำเนิดเสียงพูด

โครงสร้างของระบบสร้างเสียงของมนุษย์สามารถแสดงดังรูป 1.1

ส่วนที่ล้อมรอบด้วยเส้นประก็คือ ช่องทางเดินเสียง (vocal tract)

ช่องทางเดินของเสียงจะเริ่มต้นจากช่องเปิดระหว่างเส้นเสียงใน
กล่องเสียง (glottis) ไปสิ้นสุดที่ริมฝีปาก ส่วนประกอบของช่องทางเดินเสียงจะมีอยู่
2 ส่วนใหญ่ ๆ คือ

- 1) ช่องคอ (pharynx)
- 2) ช่องปาก (oral cavity)

โดยเฉลี่ยแล้ว ช่องทางเดินของเสียงของผู้ชายจะมีความยาวประมาณ 17 ซม. ขนาดของพื้นที่หน้าตัดจะเปลี่ยนไปตามตำแหน่งของลิ้น ริมฝีปาก กราม และลิ้นไก่ ส่วนช่องทางเดินของเสียงของผู้หญิงจะมีขนาดเล็กกว่าของผู้ชายเล็กน้อย นอกจากนี้จะมีช่องจมูก (nasal tract) ซึ่งจะเริ่มจากลิ้นไก่ (velum) ไปจนถึงตอนปลายของจมูก ลิ้นไก่จะเป็นส่วนที่กั้นระหว่าง ช่องทางเดินเสียง เสียงที่เปล่งออกมาจะมีลักษณะของเสียงซันจมูก

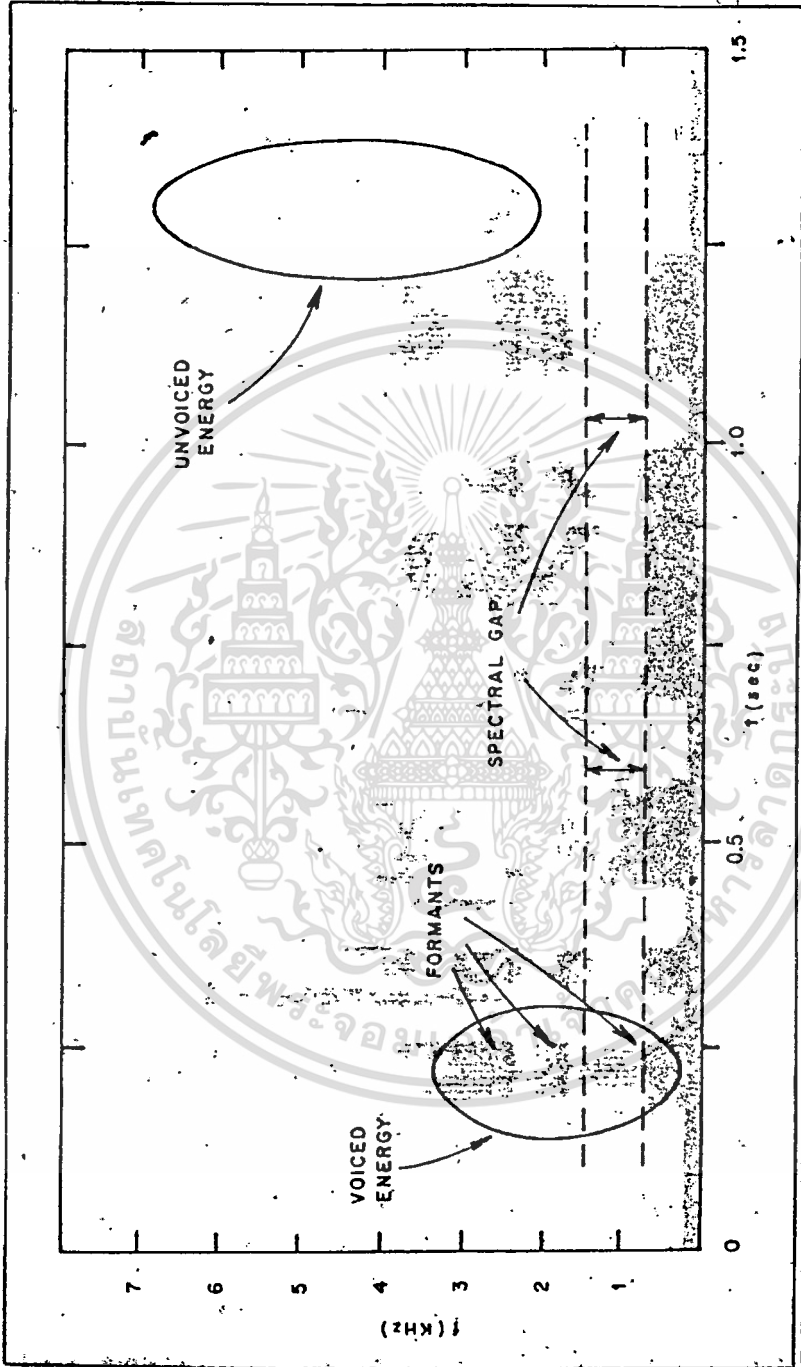
1.2 องค์ประกอบของเสียงพูด

เมื่อมีการเปล่งเสียงพูดขึ้น เสียงพูดที่เกิดขึ้นสามารถแบ่งองค์ประกอบของเสียงพูดเป็นกลุ่มใหญ่ ๆ ได้ 2 กลุ่มคือ

1) เสียงที่เกิดจากลำคอ (voiced sound) เกิดจากการบังคับให้อากาศจากปอดของผู้พูดวิ่งผ่านกล่องเสียง (larynx) มีการปรับความตึงของเส้นเสียง (vocal cords) ทำให้เกิดการสั่นสะเทือนของอากาศ เกิดเป็นสัญญาณเสียงขึ้นภายในทางเดินเสียง

2) เสียงงเสียงคี่ (unvoiced sound) เกิดจากการบังคับอากาศออกจากช่องปาก แล้วสร้างจุดบีบรัดช่องทางเดินเสียงโดยใช้ลิ้น ฟัน หรือริมฝีปาก เมื่ออากาศพุ่งผ่านจุดบีบรัดด้วยความเร็วสูง จะเกิดการปั่นป่วนของกระแสอากาศเป็นแหล่งกำเนิดของสัญญาณเสียงรบกวนภายในช่องทางเดินเสียง

เมื่อเกิดสัญญาณเสียงทั้ง 2 ชนิดขึ้นภายในช่องทางเดินเสียง มันจะเคลื่อนที่ไปตามช่องทางเดินเสียง ซึ่งมีพื้นที่หน้าตัดไม่สม่ำเสมอ ทำให้เกิดสเปกตรัม (spectrum) ความถี่เสียงขึ้น ลักษณะเกี่ยวกับการเกิดเรโซแนนซ์ในท่อออร์แกน ในทางทฤษฎีเกี่ยวกับเสียงพูด ความถี่เรโซแนนซ์ในช่องทางเดินเสียง เรียกว่า ความถี่ ฟอร์แมนท์ (formant) ซึ่งขึ้นกับขนาด ความยาว ของช่องทางเดินเสียง โดยเฉลี่ยแล้วความถี่ฟอร์แมนท์จะอยู่ในช่วง 250 - 3500 เฮิรตซ์



รูป 1.2 รูปแสดงสเปกโตรแกรมของการเปล่งคำ "ทิ-จิ-ตอล-คอม-มิว-นิ-เค-ชั่น"
 แกนตั้งแทนความถี่ 80-8000 เฮิรตซ์ แกนนอนแทนเวลา 0-1.5 วินาที

จากรูป 1.2 แสดงสเปกตรัมเสียงของการเปล่งคำ "คิ-จิ-คอล-คอม-มิว-นิ-เค-ชั่น" จากรูปจะเห็นเป็นแถบสีเข้ม ๆ ซึ่งแสดงถึงช่วงความถี่ที่มีขนาดของสัญญาณ (amplitude) สูง ซึ่งก็คือ ความถี่ฟอร์แมนท์ จะเห็นว่าช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า 4000 เฮิทซ์ จะเป็นช่วงที่มีความเข้มสูงที่สุด ซึ่งเป็นเสียงที่มาจากเสียงที่เกิดมาจากลำคอ ช่วงความถี่ช่วงนี้จะประกอบด้วย 3 ฟอร์แมนท์แรก ซึ่งมีความสำคัญต่อช่วงความกว้างของความถี่หรือแบนวิทของเสียงพูด ส่วนเสียงเสียดสี จะมีสเปกตรัมความถี่กระจายตั้งแต่ 1500 - 7000 เฮิทซ์ แต่มีแอมพลิจูดไม่สูง

จากการศึกษาวิจัยและวิเคราะห์เสียงพูดจากผู้พูดที่แตกต่างกัน ผลปรากฏว่า ช่วงความถี่ 3 ฟอร์แมนท์แรกนั้น จะอยู่ในช่วงความถี่ต่ำกว่า 2500 เฮิทซ์ และจะมีเสียงเสียดสี บางเสียงที่มีความถี่อยู่ในช่วง 3 ฟอร์แมนท์แรกนี้ด้วย เช่น เสียง "ส" หรือ "ซ"

เสียงพูดที่ประกอบไปด้วย 3 ฟอร์แมนท์แรกนั้นนับว่าเป็นเสียงที่มีคุณภาพที่ดี (good quality speech) ซึ่งผู้ฟังสามารถฟังและรับรู้ความหมายของผู้พูดได้ ในทางการสื่อสารจะใช้เสียงพูดในช่วงแบนวิท 300 - 2500 เฮิทซ์ ก็เป็นการเพียงพอต่อคุณภาพเสียงที่จะใช้ในการสื่อความหมายได้แล้ว

บทที่ 2

ทฤษฎีการลดแบนวิทสัญญาณเสียง

2.1 การลดแบนวิทสัญญาณเสียง

จากการพิจารณาเสปคโตรแกรม (spectrogram) รูป 1.2 ในบทที่แล้ว จะสามารถสังเกตเห็นว่า มีช่วงช่องว่างของพลังงาน (spectral gap) ในช่วงความถี่ 3 พอร์แมนท์แรกอยู่ 2 ช่วงคือ

ก. ระหว่าง ความถี่พอร์แมนท์ที่ 1 กับความถี่พอร์แมนท์ที่ 2

ข. ระหว่าง ความถี่พอร์แมนท์ที่ 2 กับความถี่พอร์แมนท์ที่ 3

ซึ่งช่วงความถี่ที่เป็นช่องว่างพลังงานนี้จะปรากฏว่ามีพลังงานอยู่บ้าง แต่เพียงเล็กน้อยเท่านั้น

หลังจากการวิจัยทดสอบการฟัง และวิเคราะห์เสียงจากผู้พูดที่แตกต่างกันอย่างละเอียด โดยใช้วงจรกรองสัญญาณความถี่ (filter) ปรับค่าได้ ร่วมกับวงจรรวมสัญญาณ (summing amplifier) ผลการวิเคราะห์ปรากฏว่า

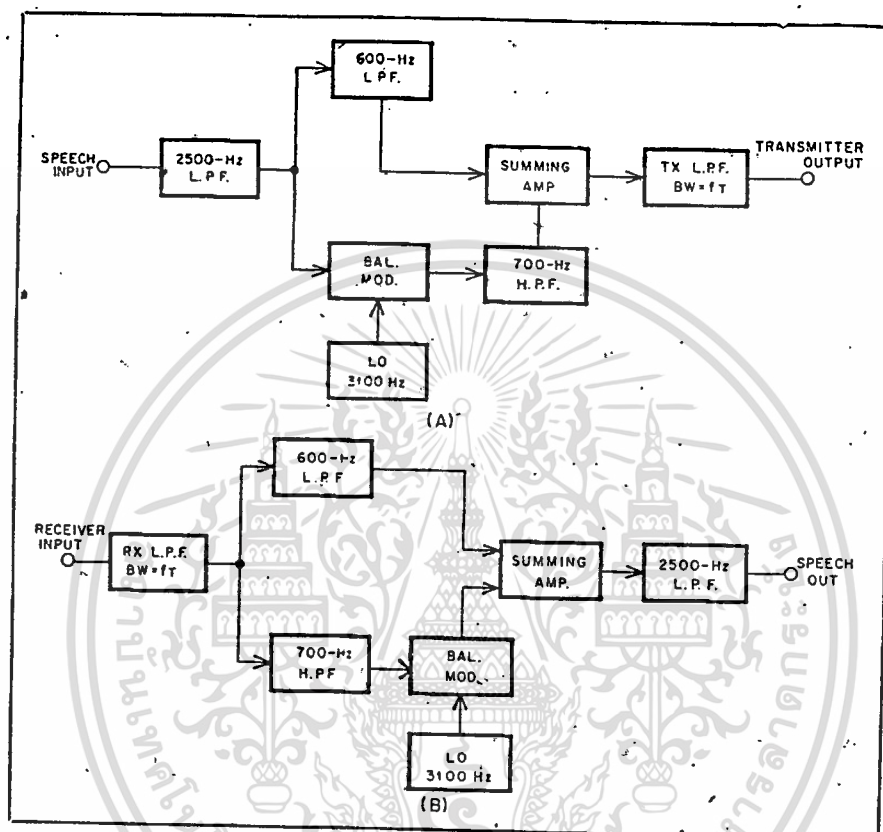
ความถี่พอร์แมนท์ที่ 1 จะอยู่ระหว่างความถี่ 350 - 600 เฮิรตซ์

ความถี่พอร์แมนท์ที่ 2 และพอร์แมนท์ที่ 3 อยู่ระหว่างความถี่ 1500

- 2500 เฮิรตซ์

ช่วงความถี่พอร์แมนท์ที่ 1 จะมีความสำคัญต่อคุณภาพเสียงพูด น้อยกว่าพอร์แมนท์ที่ 2 และพอร์แมนท์ที่ 3 และยิ่งไปกว่านั้นเราพบว่า ช่องว่างพลังงานหรือที่เรียกว่า เสปคตรัล แดป ระหว่างพอร์แมนท์ที่ 1 กับพอร์แมนท์ที่ 2 จะกว้างกว่า ช่องว่างพลังงานระหว่างพอร์แมนท์ที่ 2 กับพอร์แมนท์ที่ 3 และช่องว่างพลังงานช่วงนี้ค่อนข้างคงที่เมื่อเทียบกับเวลา จึงเป็นผลให้เกิดความถี่ที่จะตัดช่องว่างพลังงานช่วงนี้ คือระหว่างพอร์แมนท์ที่ 1 และพอร์แมนท์ที่ 2 ออก ในขณะที่ทำการส่งสัญญาณเสียง ซึ่งจะมีผลทำให้แบนวิทของสัญญาณเสียงพูดลดลงได้

2.2 บล็อกไดอะแกรม (Blockdiagram) การทำงาน

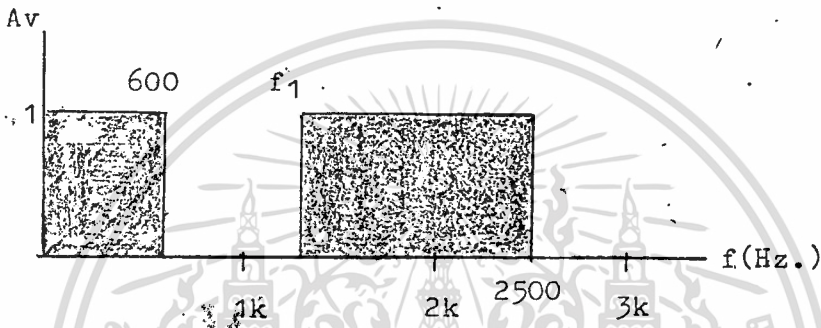


รูป 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรลดแบนวิทเสียง
ส่วน (A) เป็นภาคส่ง ส่วน (B) เป็นภาครับ

จากการวิเคราะห์เกี่ยวกับช่องว่างพลังงาน (ต่อไปนี้ ช่องว่างพลังงานที่อ้างถึงจะหมายถึง ช่องว่างพลังงานระหว่างฟอร์แมนท์ที่ 1 กับ 2 เท่านั้น) เราสามารถสร้างวงจรตามบล็อกไดอะแกรมรูป 2.1 นี้ เพื่อลดแบนวิทสัญญาณเสียงพูด. ขณะที่ใช้ส่ง จากรูป 2.1 วงจรชุด A เป็นเครื่องส่ง โดยจะทำการอัด (compress) แบนวิท ขณะทำการส่งสัญญาณ และวงจรชุด B เป็นเครื่องรับ จะทำหน้าที่เป็นตัวขยาย (expand) แบนวิท ของสัญญาณที่ได้รับจากเครื่องส่งให้อยู่ในลักษณะเดิม

2.3 รายละเอียดและหลักการทำงาน

เพื่อความเข้าใจในหลักการทำงานของวงจรพื้นฐาน เราจะพิจารณา สัญญาณเสียงพูดเป็นในลักษณะ กราฟการตอบสนองความถี่ (Frequency Response) โดยแกนตั้งแสดงอัตราขยาย (gain : A_v) ซึ่งให้อัตราขยายเป็น 1 และแกนนอน แสดงความถี่



รูป 2.2 กราฟการตอบสนองความถี่ของเสียง
ในช่วงความถี่ 0-2500 เฮิรตซ์

จากรูป 2.2 สัญญาณเสียงพูดถูกแบ่งเป็น 2 ช่วงทวิขช่องว่างหลังงาน ช่วงแรก คือ ช่วงความถี่ฟอร์แมนท์ที่ 1 คือ จาก 0-600 เฮิรตซ์ (บางครั้งอาจใช้ 350 ถึง 600 เฮิรตซ์) และช่วงที่ 2 คือช่วงความถี่ฟอร์แมนท์ที่ 2 และฟอร์แมนท์ที่ 3 คือช่วงความถี่ตั้งแต่ f_1 ถึง 2500 เฮิรตซ์

ความถี่ f_1 คือความถี่ต่ำสุดของฟอร์แมนท์ที่ 2 ซึ่งสามารถเปลี่ยนค่าได้ โดยการเปลี่ยนค่าความถี่คัทออฟ (cut off) หรือ f_c ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ (low pass filter) ของเครื่องรับและเครื่องส่ง ซึ่งค่า f_c นี้เป็นตัวกำหนดแบบวิคท์ของสัญญาณเสียงที่จะส่ง

ค่าของ f_1 นั้นหาได้จากสมการ

$$f_1 = 3100 - f_H$$

ค่าคงที่ 3100 นั้นมาจากค่าความถี่ของวงจรกำเนิดความถี่ (oscillator) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

llator) ซึ่งกำเนิดความถี่ที่ 3100 เฮิรตซ์ ที่ส่งเข้าวงจรมอดูเลเตอร์แบบสมดุล หรือ (balance modulator)

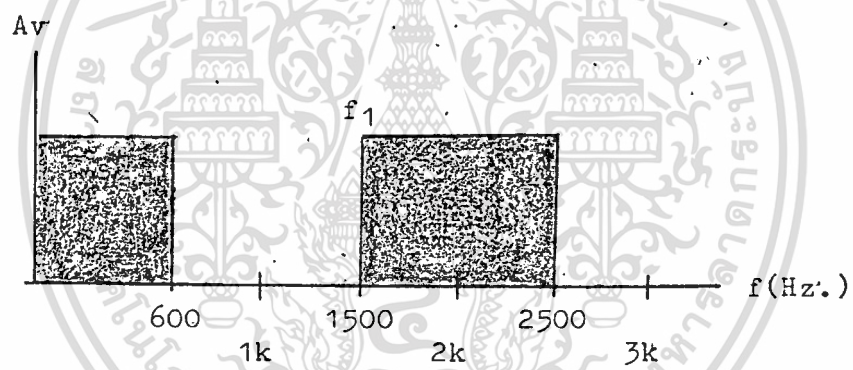
ตัวอย่าง ระบบต้องการส่งสัญญาณเสียงใหม่มีแบนวิทเพียง 1600 เฮิรตซ์ ก็คือ f_t ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำของเครื่องรับและเครื่องส่งจะเป็น

$$f_c = 3100 - 1600 = 1500$$

ดังนั้น สัญญาณเสียงที่จะต้องส่งไปจะมี 2 ช่วงคือ

- ช่วงแรก จากความถี่ 0 ถึง 600 เฮิรตซ์
- ช่วงสอง จากความถี่ 1500 ถึง 2500 เฮิรตซ์

ดังแสดงในรูปที่ 2.3 ช่องว่างหลังงานจะถูกพิจารณาให้อยู่ในช่วง 600 ถึง 1500 เฮิรตซ์

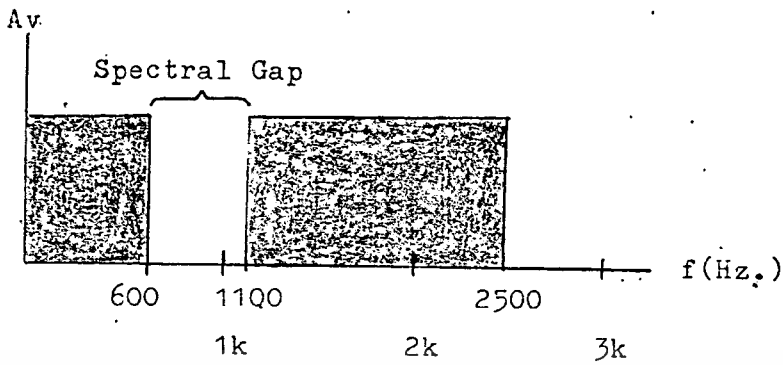


รูป 2.3 กราฟการตอบสนองความถี่เสียงที่มีช่องว่างหลังงาน 600 - 1500 เฮิรตซ์

สำหรับในโครงการนี้ เราให้สัญญาณเสียงที่จะส่งมีแบนวิท 2000 เฮิรตซ์ ดังนั้น

- สัญญาณที่ส่งจะมี 2 ช่วง คือ
- ช่วงแรก จากความถี่ 0 ถึง 600 เฮิรตซ์
- ช่วงที่สอง จากความถี่ 1100 ถึง 2500 เฮิรตซ์

ดังแสดงในรูปที่ 2.4 ซึ่งพิจารณาว่า ช่องว่างหลังงานจะอยู่ในช่วง 600 ถึง 1100 เฮิรตซ์



รูป 2.4 กราฟการตอบสนองความถี่เสียงที่มีช่องว่าง
พลังงาน 600 - 1100 เฮิซ

2.3.1 หลักการทำงานของวงจร

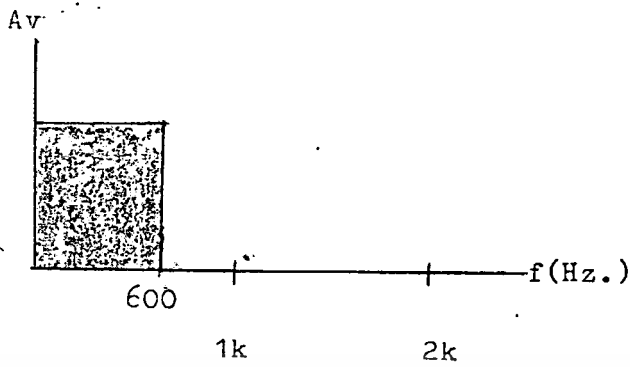
เราสามารถพิจารณาหลักการทำงานของวงจรถัดจาก บล็อกไดอะ-
แกรมพื้นฐานตามรูปที่ 2.1 โดยแยกอธิบายเป็น 2 ส่วน

วงจรรำกส่ง เริ่มต้นจากอินพุตเป็นสัญญาณเสียงพูดเข้ามา ดังนี้

1) สัญญาณอินพุตเข้าสู่วงจรกรองผ่านความถี่ค่า 2500 เฮิซ (2500 Hz. LPF.)
วงจรมนี้จะทำการกรองผ่านสัญญาณเสียงเฉพาะช่วงความถี่ 3 พอร์แมนท์แรกเท่านั้น คือ
ช่วงความถี่จาก 0 ถึง 2500 เฮิซ เอาท์พุทของวงจรมีจะมีลักษณะการตอบสนองของ
ความถี่ ดังรูป 2.5

2) จากเอาท์พุทของวงจรมองผ่านความถี่ค่า 2500 เฮิซ จะถูกส่งต่อไปให้กับ
อีก 2 วงจร คือ

- ส่งเข้าวงจรกรองผ่านความถี่ค่า 600 เฮิซ (600 Hz. LPF.) การทำงาน
ของวงจรมนี้จะทำการกรองผ่านสัญญาณช่วงพอร์แมนท์ที่ 1 (ความถี่ 0 ถึง 600 เฮิซ
ให้สามารถผ่านไปได้อีกเท่านั้น) นั่นก็คือสัญญาณเสียงที่ต้องการจะส่งในช่วงแรกนั่นเอง
เอาท์พุทของวงจรมีจะเป็นดังรูปที่ 2.5



รูป 2.5 แสดงเอาต์พุตของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ 600 เฮิรตซ์

- อีกส่วนส่งเข้าวงจรมอดูเลตแบบสมมูล วงจรส่วนนี้ประกอบด้วยวงจรมอดูเลเตอร์กับวงจรออสซิลเลเตอร์ซึ่งกำเนิดความถี่รูปไซน์ (sinusoidal) คงที่ 3100 เฮิรตซ์ออกมา เพื่อนำมอดูเลตแบบแอมพลิจูดหรือ เอ.เอ็ม. (amplitude modulation : AM.) กับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ 2500 เฮิรตซ์ ทำให้ได้เอาต์พุตจากวงจรมอดูเลตออกมาเป็นความถี่ถึง 3 ช่วงคือ $f_o - f_{in}$, f_o และ $f_o + f_{in}$ โดยที่

f_o คือ ความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ 3100 เฮิรตซ์

f_{in} คือ ความถี่ของสัญญาณอินพุต ซึ่งมาจากเอาต์พุตของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ 2500 เฮิรตซ์ ซึ่งมีช่วงความถี่อยู่ 2 ช่วงคือ 0-600 เฮิรตซ์และ 1100-2500 เฮิรตซ์ จากการมอดูเลตแล้วจึงเกิดช่วงความถี่ใหม่ออกมา ดังนี้

$$f_o + f_{in} : 3100 + 0 = 3100 \text{ Hz.}, 3100 + 600 = 3700 \text{ Hz.}$$

$$3100 + 1100 = 4200 \text{ Hz.}, 3100 + 2500 = 5600 \text{ Hz.}$$

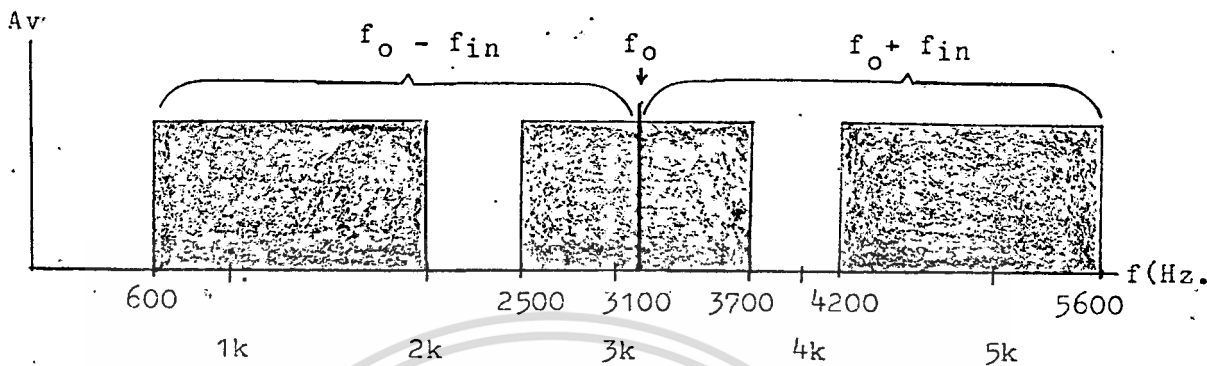
$$f_o - f_{in} : 3100 - 0 = 3100 \text{ Hz.}, 3100 - 600 = 2500 \text{ Hz.}$$

$$3100 - 1100 = 2000 \text{ Hz.}, 3100 - 2500 = 600 \text{ Hz.}$$

ซึ่งเราสามารถแสดงให้เห็นเอาต์พุตของวงจรมอดูเลเตอร์ได้ดังรูป 2.6

จากรูป 2.6 ก็จะเห็นว่า ช่วงความถี่ $f_o - f_{in}$ นั้นจะมีการกลับค่าความถี่ (convert) จากความถี่สูงเป็นความถี่ต่ำ และความถี่ต่ำเป็นความถี่สูง โดยการลบออกจากค่าคงที่ 3100 เฮิรตซ์ โดยช่วงแรกของสัญญาณ 0 ถึง 600 เฮิรตซ์ ถูกเปลี่ยนกลับเป็น 3100 ถึง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2500 เฮิรตซ์ และช่วงสัญญาณช่วงที่สอง จาก 1100 ถึง 2500 เฮิรตซ์ ถูกเปลี่ยนกลับเป็น 2000 ถึง 600 เฮิรตซ์

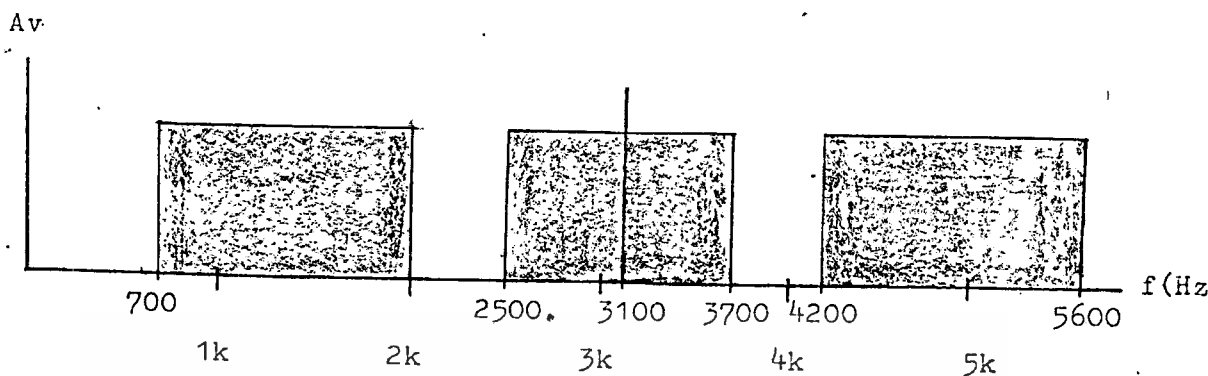


รูป 2.6 แสดงเอาต์พุตของวงจรมอดคูลเตเตอร์

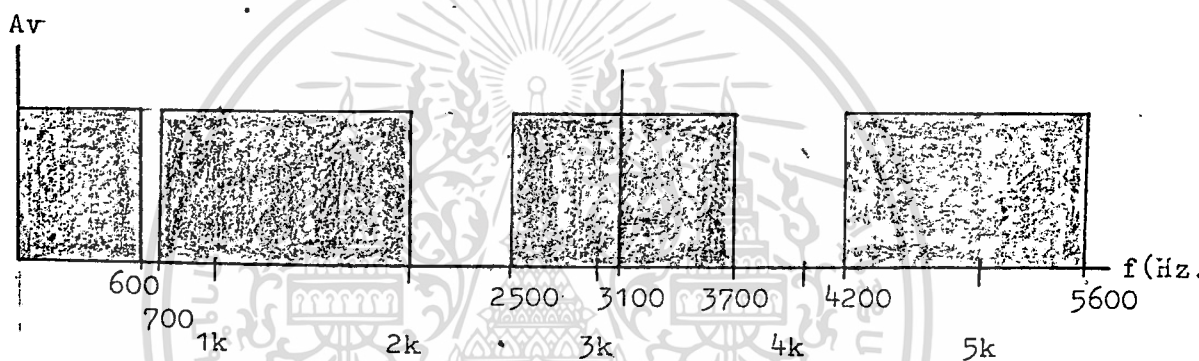
หลักสำคัญของวงจรมอดคูลเตเตอร์นี้ก็คือ ต้องการที่จะทำการอัด (Compress) ส่วนสัญญาณเสียงช่วงที่สองคือ ช่วง 1100 - 2500 เฮิรตซ์ เข้ามาชิดกับสัญญาณเสียงช่วงแรก เพื่อให้แบนวิทท์ในการส่งลดลง ซึ่งก็สามารถทำได้โดยการเปลี่ยนกลับความถี่ดังที่กล่าวมาแล้ว ซึ่งต่อไปสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรมอดคูลเตเตอร์ช่วงความถี่ 600 - 2000 เฮิรตซ์ จะถูกรักษา (Preserve) ไว้ แทนความถี่ช่วง 2500 - 1100 เฮิรตซ์ ของสัญญาณเสียงพูดที่เป็นอินพุต

→ ส่งสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมอดคูลเตเตอร์ กรองผ่านความถี่สูง (Hi Pass Filter : HPF.) 700 เฮิรตซ์ (700 HPF) เพื่อกรองผ่านเฉพาะความถี่ที่สูงกว่า 700 เฮิรตซ์ ให้ผ่านไปได้นั้น วงจรนี้มีไว้เพื่อให้เอาต์พุตของบาลานซ์มอดคูลเตเตอร์ และ เอาต์พุตของวงจรมอดคูลเตเตอร์ความถี่ต่ำ 600 เฮิรตซ์ ไม่เกิดการซ้อนกันที่ช่วงความถี่ประมาณ 600 เฮิรตซ์ เมื่อนำสัญญาณทั้งสองมารวมกัน เอาต์พุตของวงจรมอดคูลเตเตอร์ความถี่สูง 700 เฮิรตซ์ จะเป็นดังรูป 2.7

→ นำสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมอดคูลเตเตอร์ความถี่ต่ำ 600 เฮิรตซ์ และสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมอดคูลเตเตอร์ความถี่สูง 700 เฮิรตซ์ มารวมกันโดยใช่วงจรมอดคูลเตเตอร์ (Summing Amplifier) เอาต์พุตของวงจรมอดคูลเตเตอร์จะมีลักษณะดังรูป 2.8

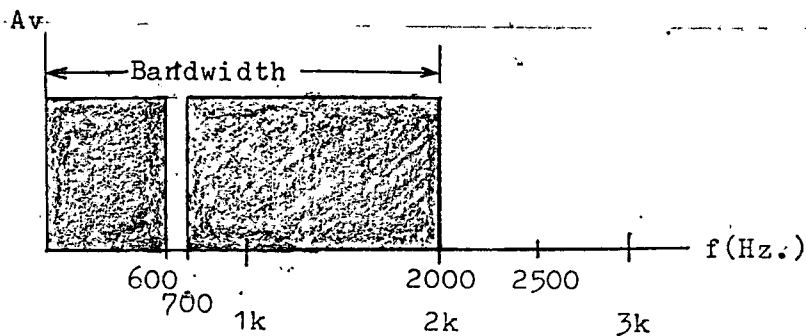


รูป 2.7 แสดงเอาต์พุตของวงจรกรองผ่านความถี่สูง 700 เฮิรตซ์



รูป 2.8 แสดงเอาต์พุตของวงจรรวมสัญญาณ

- นำสัญญาณจากเอาต์พุตของวงจรรวมสัญญาณ ส่งเข้าวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำของเครื่องส่ง (Transmitter Low Pass Filter : Tx LPF.) มีความถี่คutoff 2,000 เฮิรตซ์ ซึ่งเป็นตัวกำหนดแบนด์วิธของสัญญาณที่จะส่งออกไป จะได้เอาต์พุตที่มีแบนด์วิธ 2000 เฮิรตซ์ ดังรูป 2.9



รูป 2.9 แสดงเอาต์พุตของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำของเครื่องส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สแกนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากลำดับขั้นตอนการทำงานของวงจรภาคส่งทั้งหมด จะเห็นได้ว่า สัญญาณความถี่ที่ส่งออกมาจากเอาต์พุตสุดท้าย จะยังคงรักษาสัญญาณเสียงพูดที่เป็นอินพุตทั้งสองช่วง คือ

- ช่วงแรก ช่วงความถี่ 0 ถึง 600 เฮิรตซ์ ส่งไปโดย ช่วงความถี่ 0 ถึง 600 เฮิรตซ์ เหมือนเดิม

- ช่วงที่สอง ช่วงความถี่ 1100 ถึง 2500 เฮิรตซ์ ถูกส่งไปโดยการเปลี่ยนกลับความถี่ด้วยวิธีการมอดูเลต ซึ่งจะถูกลบด้วยความถี่คงที่ 3100 เฮิรตซ์ ทำให้ความถี่ที่ส่งออกไปเปลี่ยนไปเป็นช่วงความถี่ 2000 ถึง 600 เฮิรตซ์ แทน

จะเห็นได้ว่า ในขณะที่ส่งสัญญาณออกไปนั้น ช่วงความถี่ 600 ถึง 1100 เฮิรตซ์ ซึ่งเป็นช่องว่างหลังงานนั้น จะถูกตัดออกไปได้ด้วยวิธีการที่กล่าวมาทั้งหมด ซึ่งทำให้เราสามารถลดแบนด์วิธของสัญญาณเสียงพูดลงได้

วงจรภาครับ เนื่องจากสัญญาณที่ส่งมาสองช่วงนั้น สัญญาณช่วงที่สองจะถูกเปลี่ยนกลับความถี่มา ดังนั้นวงจรภาครับจึงมีหน้าที่ที่จะต้องเปลี่ยนความถี่ที่ส่งมาให้กลับเป็นช่วงความถี่เดิม เพื่อให้จะได้สัญญาณเสียงที่ต้องการออกมาทางเอาต์พุตของภาครับ ขั้นตอนการทำงานของวงจรภาครับ สามารถอธิบายได้ดังนี้

1) ผ่านสัญญาณที่รับได้จากเครื่องส่ง เข้าวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำของเครื่องรับ (Receiver Low Pass Filter) มีความถี่คัทออฟเท่ากับ 2000 เฮิรตซ์ ซึ่งเท่ากับวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำภาคสุดท้ายของเครื่องส่ง เพื่อที่จะผ่านเฉพาะความถี่ที่ส่งมาจากวงจรเครื่องส่งเท่านั้น ดังนั้นเอาต์พุตของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำของเครื่องรับนี้จะเหมือนกับเอาต์พุตของวงจรภาคสุดท้ายของเครื่องส่ง ดังรูป 2.9

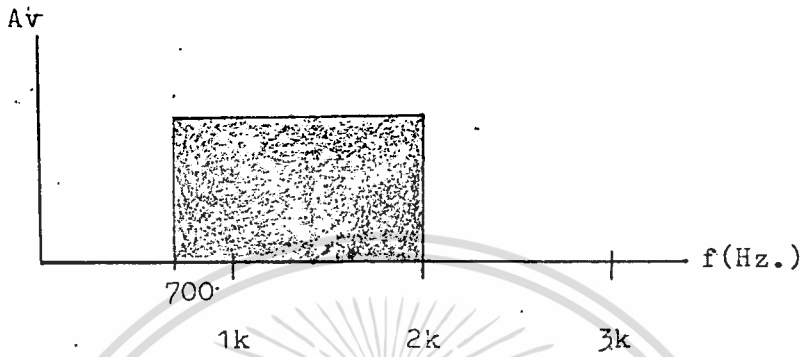
2) ส่งสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ 2000 เฮิรตซ์ แยกเข้าเป็นอินพุตให้กับ 2 วงจร ต่อไปนี้

2.1) วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ 600 เฮิรตซ์ เพื่อแยกสัญญาณอินพุตช่วงแรกออกมาเท่านั้น คือช่วงความถี่ 0 ถึง 600 เฮิรตซ์ เอาต์พุตของวงจรมีจะเหมือนกับเอาต์พุตจากวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ 600 เฮิรตซ์ ในภาคส่ง ซึ่งแสดงดังรูป 2.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

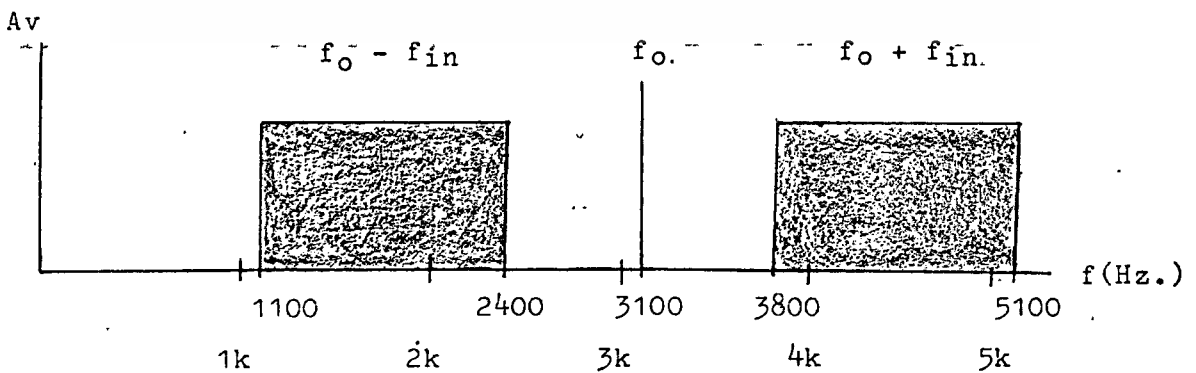
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2) วงจรกรองผ่านความถี่สูง 700 เฮิทซ์ เพื่อแยกสัญญาณส่วนที่สองของอินพุตออกมา คือช่วงความถี่ 700 ถึง 2000 เฮิทซ์ เอาท์พุทของวงจรนี้จะแสดงดังรูป 2.10



รูป 2.10 แสดงเอาท์พุทของวงจรกรองผ่านความถี่สูง 700 เฮิทซ์

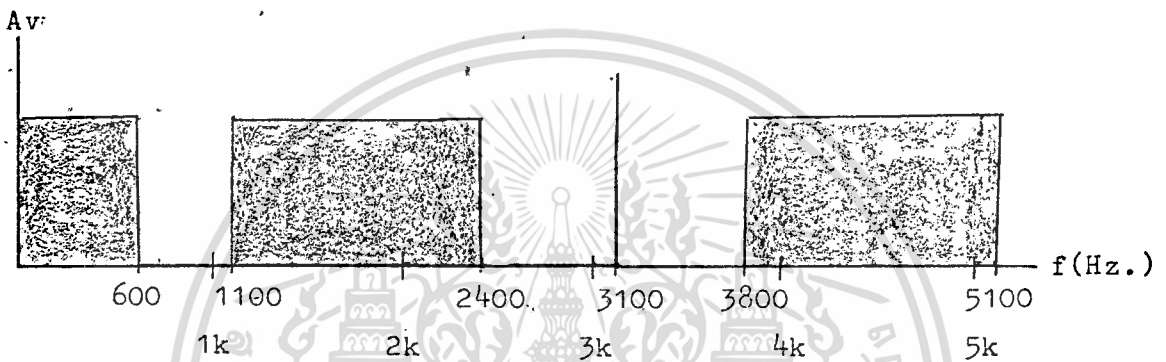
3) ส่งเอาท์พุทของวงจรกรองผ่านความถี่สูง 700 เฮิทซ์ จากข้อ 2.2 เข้าวงจรบาลานซ์มอดคูลเลเตอร์ เพื่อเปลี่ยนความถี่ช่วง 700 ถึง 2000 เฮิทซ์ กลับเป็นความถี่ฟอร์แมนท์ที่ 2 และ ฟอร์แมนท์ที่ 3 เหมือนเดิม วงจรบาลานซ์มอดคูลเลเตอร์นี้จะเหมือนกับทางเครื่องส่ง คือ มีวงจรออสซิลเลเตอร์ 3100 เฮิทซ์ เข้ามาทำการมอดคูลเลทกับอินพุทของบาลานซ์มอดคูลเลเตอร์ จะทำให้อาท์พุทที่ได้มีช่วงความถี่ออกมา 3 ช่วง คือ $f_o - f_{in}$, f_o และ $f_o + f_{in}$ ซึ่งสามารถแสดงสัญญาณเอาท์พุทของวงจรนี้ได้ ดังรูป 2.11



รูป 2.11 แสดงเอาท์พุทของวงจรบาลานซ์มอดคูลเลเตอร์

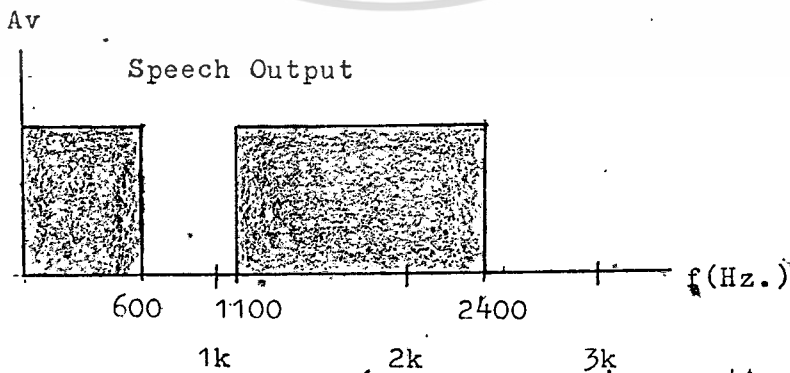
จะเห็นว่า ช่วงความถี่ $f_0 - f_{in}$ นี้จะเป็นช่วงเดียวกับความถี่ช่วงที่สองที่ส่งมานั้นเอง

4) นำเอาที่หูของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ 600 เฮิรตซ์ ในข้อ 2.1 และเอาที่หูของวงจรบาลานซ์มอดคูลเลเตอร์ใน ข้อ 3 มารวมกันโดยใช้วงจรรวมสัญญาณ เพื่อที่จะรวมสัญญาณช่วงแรก และช่วงที่สอง เข้าด้วยกัน จะได้เอาที่หูของวงจรรวมสัญญาณ แสดงดังรูป 2.12



รูป 2.12 แสดงเอาที่หูของวงจรรวมสัญญาณ

5) นำสัญญาณเอาที่หูจากวงจรรวมสัญญาณ ผ่านเข้าวงจรกรองผ่านสัญญาณความถี่ต่ำ 2500 เฮิรตซ์ ซึ่งเป็นวงจรส่วนสุดท้ายของภากรับ วงจรนี้จะตัดส่วนที่ไม่ใช่สัญญาณเสียงที่ส่งออก คือ จะตัดเอาที่หูจากบาลานซ์มอดคูลเลเตอร์ ช่วงความถี่ f_0 และ $f_0 + f_{in}$ ออก ดังนั้น เอาที่หูของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ 2500 เฮิรตซ์ นี้ก็จะเป็นสัญญาณเสียงพูดที่ส่งมา ซึ่งลักษณะสัญญาณสามารถแสดงได้ดังรูป 2.13



รูป 2.13 แสดงเอาที่หูของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ 2500 เฮิรตซ์

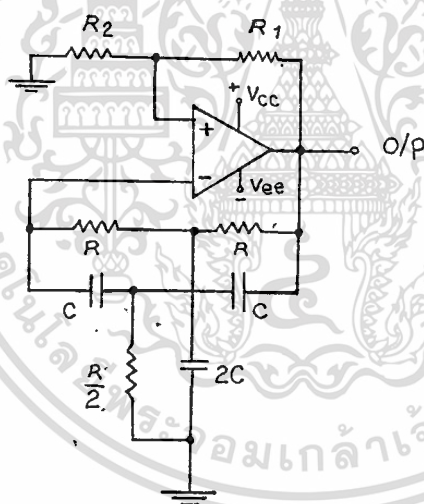
บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์คลื่นไซน์

(Sine wave oscillator)

วงจรถ่ายทอดความถี่คลื่นไซน์นี้ ให้ค่าเนคความถี่ถึงที่ 3100 เฮิรตซ์ เพื่อป้อนให้วงจรมอดูเลเตอร์แบบสมมูล วงจรที่ใช้จริงใช้วงจรแบบ ทวิน-ที ออสซิลเลเตอร์ (Twin-T Sine wave oscillator) โดยได้แนวการออกแบบมาจากหนังสือ "Design of OP-AMP Circuits with Experiment" ในบทที่ 6 เรื่องแหล่งกำเนิดสัญญาณ (Generators) โดยมีลักษณะวงจรที่ใช้ดังรูป 3.1



รูป 3.1 วงจร ทวิน-ที ออสซิลเลเตอร์

สำหรับการหาค่าอุปกรณ์ต่างๆ หาได้จากสูตรต่อไปนี้

$$R = 1/(2\pi fC) \quad \dots(3.1)$$

$$R_2 = 2R \quad \dots(3.2)$$

$$R_1 = 10R_2 \quad \dots(3.3)$$

โดยที่ f เป็นความถี่ของการออสซิลเลท 3100 เฮิทซ์ โดยการคำนวณจะทำตามขั้นตอนดังนี้

ก. เลือกค่าตัวเก็บประจุ $C = .056$ ไมโครฟารัด (μF)

ดังนั้น ค่า $2C = .112$ ไมโครฟารัด

เลือกใช้ค่าที่มี = $.1$ ไมโครฟารัด

ข. แทนค่า f และ C ในสมการ (3.1) เพื่อหาค่าความต้านทาน

$$R = 1/(2\pi fC) = \frac{1}{2\pi * 3100 * 0.056 * 10^{-6}}$$

$$R = 916 \text{ โอห์ม} \text{ เลือกใช้ค่า } 820 \text{ โอห์ม}$$

$$R/2 = 458 \text{ โอห์ม} \text{ เลือกใช้ค่า } 420 \text{ โอห์ม}$$

ค. หาค่าความต้านทาน R_2 จากสมการ (3.2)

$$R_2 = 2R = 2 * 916$$

$$R_2 = 1832 \text{ โอห์ม} \text{ เลือกใช้ค่า } 1.8 \text{ กิโลโอห์ม}$$

ง. หาค่าความต้านทาน R_1 จากสมการ (3.3)

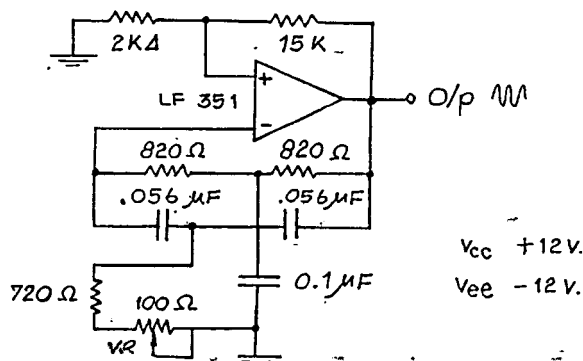
$$R_1 = 10R_2 = 10 * 1832$$

$$R_1 = 18.32 \text{ กิโลโอห์ม} \text{ เลือกใช้ค่า } 18 \text{ กิโลโอห์ม}$$

จากการคำนวณและเลือกใช้อุปกรณ์ต่าง ๆ นั้น เมื่อนำไปทดลองค่าความถี่ที่ออสซิลเลทออกมาจะไม่ตรงกับ 3100 เฮิทซ์ จึงต้องมีการปรับค่าอุปกรณ์บางตัวเพื่อให้ได้ความถี่ออสซิลเลทเป็น 3100 เฮิทซ์หรือใกล้เคียงมากที่สุด หลังจากการปรับค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ แล้ว ก็สามารถได้ค่าอุปกรณ์ที่ประกอบเป็นวงจรจริงดังรูป 3.2

รูป 3.2

วงจรออสซิลเลเตอร์
ที่ใช้งานจริง



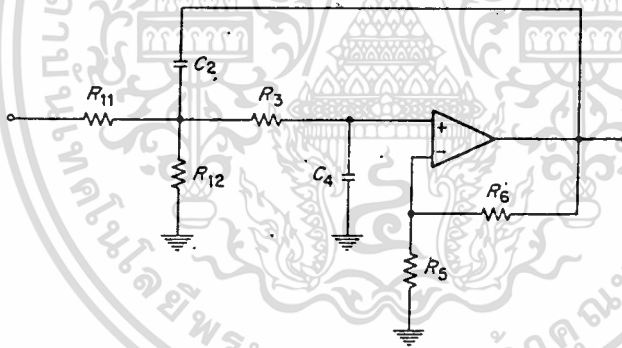
3.2 วงจรกรองสัญญาณหรือฟิลเตอร์ (Active Filter)

จากหนังสือ "Active Filter Design Handbook" ในบทที่ 5 เรื่องสมการการออกแบบวงจรและโพล์ซาร์ต เราเลือกเอาตอนที่ 5.4 ในการออกแบบวงจรฟิลเตอร์ที่มีค่า คิว (Q) ปานกลาง (Design Data for medium-Q networks) เมื่อ

วงจรฟิลเตอร์ที่มีค่า คิว ปานกลางนี้จะมีคุณสมบัติของ จี.เอส.พี (GSP: Gain Sensitivity Product) ค่า มีจำนวนอุปกรณ์แบบพาสซีฟ (Passive component) น้อย และใช้อุปกรณ์เพียงตัวเดียว และบางครั้งอาจต้องมีการปรับ (tune) ความถี่ที่ตอบสนองบ้าง แต่ก็สามารถทำได้โดยง่าย

3.2.1 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ

LP-MQ



รูป 3.3 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบค่าคิวนปานกลาง

ส่วนความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์ต่าง ๆ จะเป็นดังนี้

$$T(s) = K \frac{\omega_p^2}{s^2 + (\omega_p/q_p)s + \omega_p^2}$$

$$R_1 = R_{11} \parallel R_{12}$$

$$\omega_p^2 = \frac{1}{R_1 C_2 R_3 C_4}$$

$$q_p = \frac{\sqrt{R_3 C_2 / R_1 C_4}}{1 + R_3 / R_1 - R_6 C_2 / R_5 C_4}$$

$$K = \frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12}} \left(1 + \frac{R_6}{R_5} \right)$$

$$GSP = q_p \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_3 C_4}} \left(1 + \frac{R_6}{R_5} \right)^2$$

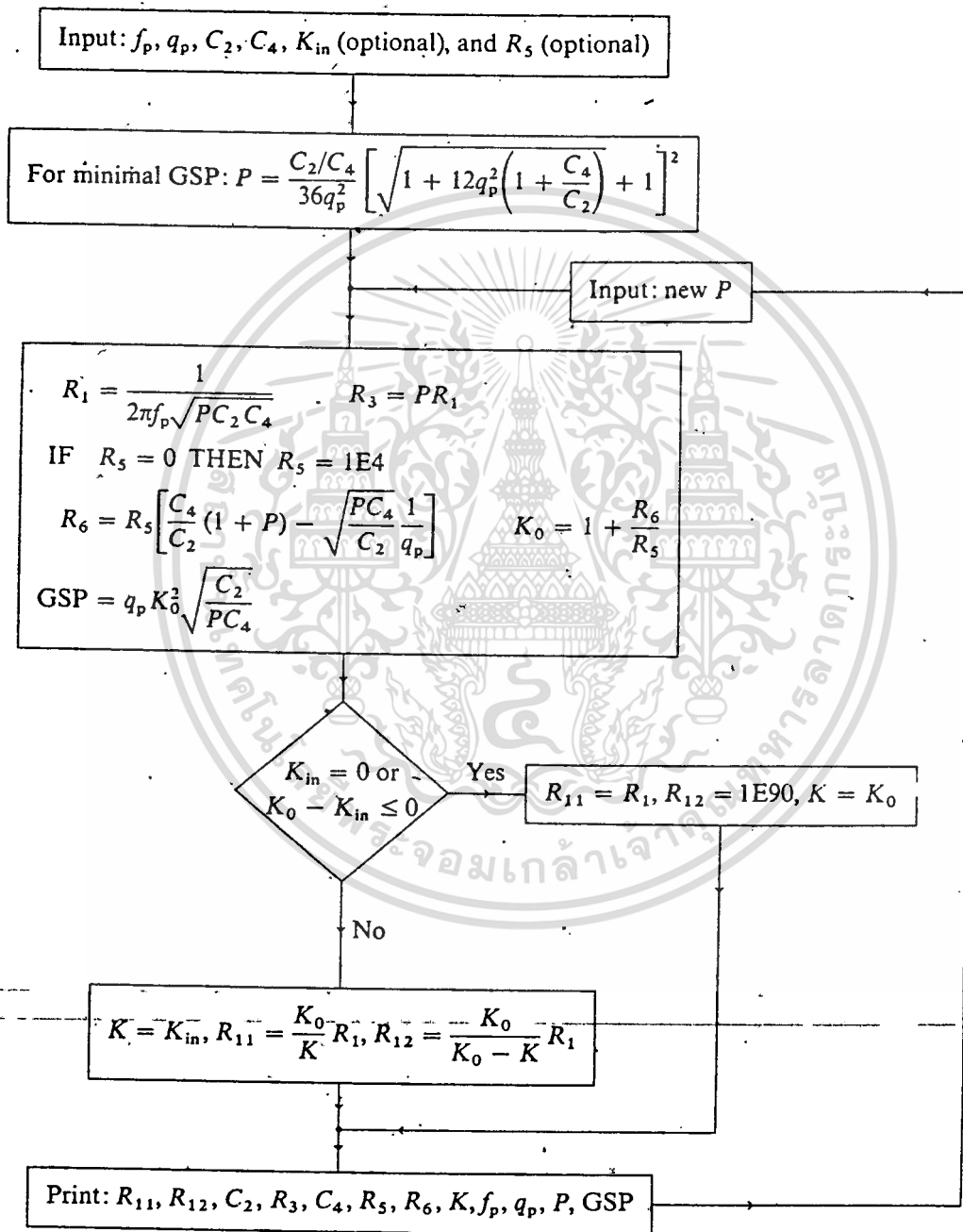
Tuning: (1) f_p with R_3
(2) q_p with R_6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการคำนวณค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ของวงจรจะมีขั้นตอนการออกแบบ ดังแสดงใน
 โฟลว์ชาร์ตตามรูป 3.4

LP-MQ



รูป 3.4 โฟลว์ชาร์ตในการออกแบบวงจรรูป 3.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทำโครงงานนี้ ต้องใช้วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำที่มีความถี่คutoff ที่ 600 เฮิรตซ์ , 2000 เฮิรตซ์ และ 2500 เฮิรตซ์ ซึ่งสามารถคำนวณแต่ละวงจรได้ดังต่อไปนี้

3.2.1.1 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ 600 เฮิรตซ์

การคำนวณเริ่มตามขั้นตอนในโฟลว์ชาร์ตดังนี้

- กำหนด ความถี่คutoff (f_p) = 600 เฮิรตซ์ (Hz)

ค่าคิว (q_p) = 20

C_2 = 0.047 μ F

C_4 = 0.047 μ F

K_{in} = 1

R_5 = 10 K Ω

- คำนวณค่า P จาก
$$P = \frac{C_2/C_4}{36(q_p)^2} \left[\sqrt{1+12q_p^2 \left(1 + \frac{C_4}{C_2}\right) + 1} \right]^2$$

แทนค่าได้ P = 0.68

- คำนวณค่า R_1, R_3, R_6 จาก

$$R_1 = 1/2 f_p C_2 C_4$$

แทนค่าได้ $R_1 = 6842 \Omega$ เลือกใช้ค่า 6.8 K Ω

$R_3 = PR_1$

แทนค่าได้ $R_3 = 4655 \Omega$ เลือกใช้ค่า 4.7 K Ω

$$R_6 = R_5 \left[\frac{C_4(1+P)}{C_2} - \sqrt{\frac{P C_4 * 1}{C_2 q_p}} \right]$$

แทนค่าได้ $R_6 = 16.39 K\Omega$ เลือกใช้ค่า 15 K Ω

$K_o = 1 + (R_6/R_5)$

แทนค่าได้ $K_o = 2.64$

- เปรียบเทียบ $K_o - K_{in} = 2.64 - 1 = 1.64 > 0$

คำนวณ R_{11} และ R_{12} ได้จากสมการข้างล่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

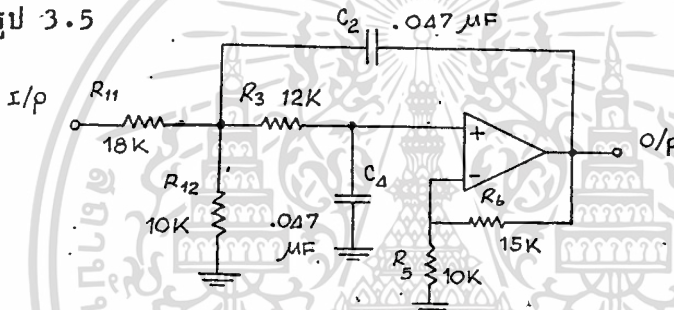
$$R_{11} = \frac{K_o}{K_{in}} \cdot R_1$$

แทนค่าได้ $R_{11} = 18.06 \text{ K}\Omega$ เลือกใช้ค่า $18 \text{ K}\Omega$

$$R_{12} = \frac{K_o}{K_o - K_{in}} \cdot R_1$$

แทนค่าได้ $R_{12} = 11.016 \text{ K}\Omega$ เลือกใช้ค่า $10 \text{ K}\Omega$

จากค่าอุปกรณ์ที่คำนวณได้เมื่อนำไปทดลองหาค่าความถี่คutoff ของ วงจรจริงแล้ว ยังไม่ตรงกับค่าที่ต้องการ จึงทำการปรับเปลี่ยนค่าอุปกรณ์บางตัว ซึ่ง ผลสุดท้ายได้วงจรที่มีความถี่คutoffตามต้องการ ค่าอุปกรณ์ที่ใช้จริงในวงจรมีค่าสามารถ แสดงได้ดังรูป 3.5



รูป 3.5 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ 600 เฮิรตซ์

3.2.1.2 วงจกรองผ่านความถี่ต่ำ 2000 เฮิรตซ์

ในลักษณะเดียวกับการคำนวณวงจกรองผ่านความถี่ต่ำ 600 เฮิรตซ์

- เปลี่ยน $f_p = 2000$ เฮิรตซ์
- ค่าความถี่ f_p ได้ = 0.6804
- (โดยเรากำหนดค่า คิว เท่าเดิม)
- ค่าความถี่ $R_1, R_3, R_6, R_{11}, R_{12}$ ซึ่งผลสุดท้ายจะได้

$R_1 = 2.052 \text{ K}\Omega$ เลือกใช้ค่า $2 \text{ K}\Omega$

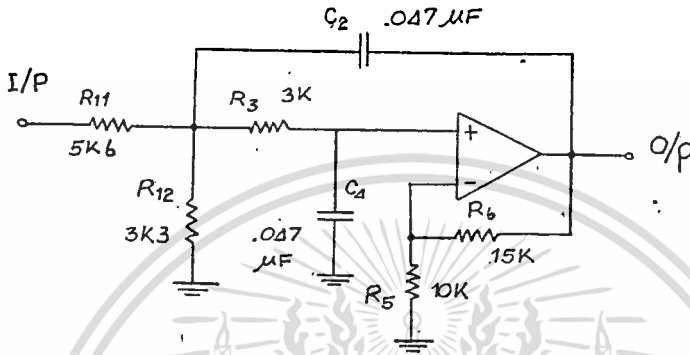
$R_3 = 1.396 \text{ K}\Omega$ เลือกใช้ค่า $1.5 \text{ K}\Omega$

$R_6 = 16.391 \text{ K}\Omega$ เลือกใช้ค่า $15 \text{ k}\Omega$

$$R_{11} = 5.417 \text{ K}\Omega \quad \text{เลือกใช้ค่า} \quad 5.6 \text{ K}\Omega$$

$$R_{12} = 3.304 \text{ K}\Omega \quad \text{เลือกใช้ค่า} \quad 3.3 \text{ K}\Omega$$

เช่นเดียวกับวงจรที่แล้ว เมื่อทำการทดลองปรับค่าความถี่คutoff เพื่อให้ได้คุณภาพที่ดีที่สุด ก็จะได้อุปกรณ์ตามวงจรรูปที่ 3.6



รูป 3.6 วงจรกรองผ่านความถี่ค่า 2000 เฮิซ

3.2.1.3 วงจรกรองผ่านความถี่ค่า 2500 เฮิซ

- ค่า q_p ยังคงเท่าเดิม แต่เปลี่ยน f_p เป็น 2500 Hz.
- กำหนดค่าความต้านทานแต่ละตัว เช่นเดิม

$$R_1 = 1.642 \text{ K}\Omega \quad \text{เลือกใช้ค่า} \quad 1.6 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 = 1.117 \text{ K}\Omega \quad \text{เลือกใช้ค่า} \quad 1 \text{ K}\Omega$$

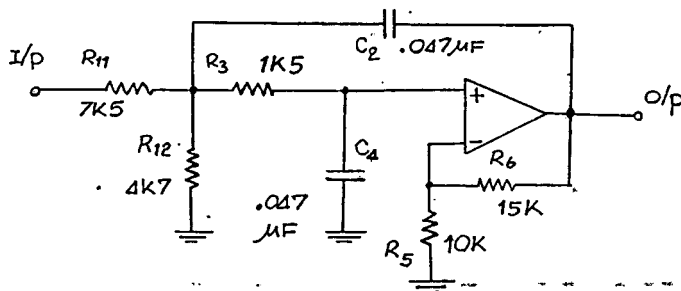
$$R_6 = 16.39 \text{ K}\Omega \quad \text{เลือกใช้ค่า} \quad 15 \text{ K}\Omega$$

$$R_{11} = 6.75 \text{ K}\Omega \quad \text{เลือกใช้ค่า} \quad 6.8 \text{ K}\Omega$$

$$R_{12} = 4.1 \text{ K}\Omega \quad \text{เลือกใช้ค่า} \quad 4.7 \text{ K}\Omega$$

และลักษณะของวงจรจริงเป็นดังรูป 3.7

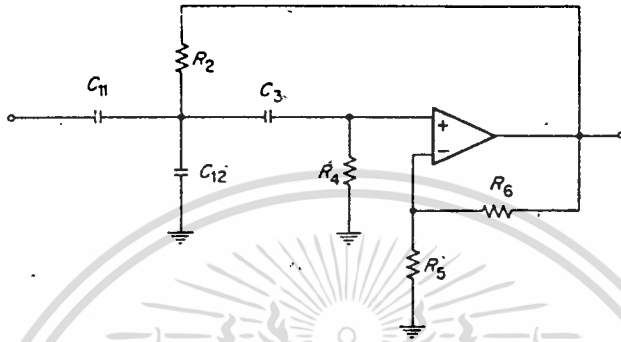
รูป 3.7
วงจรกรองผ่าน
ความถี่ค่า 2500 Hz



3.2.2. วงจรรองผ่านความถี่สูง

ลักษณะการออกแบบวงจร เช่นเดียวกับวงจรรองผ่านความถี่ต่ำ โดยทำตามขั้นตอนของโฟลว์ชาร์ต

HP-MQ



รูป 3.8 วงจรรองผ่านความถี่สูงแบบคาทิวปานกลาง

ส่วนความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์ต่าง ๆ จะเป็นดังนี้

$$T(s) = K \frac{s^2}{s^2 + (\omega_p/q_p)s + \omega_p^2}$$

$$C_1 = C_{11} + C_{12} \quad (11b)$$

$$\omega_p^2 = \frac{1}{C_1 R_2 C_3 R_4}$$

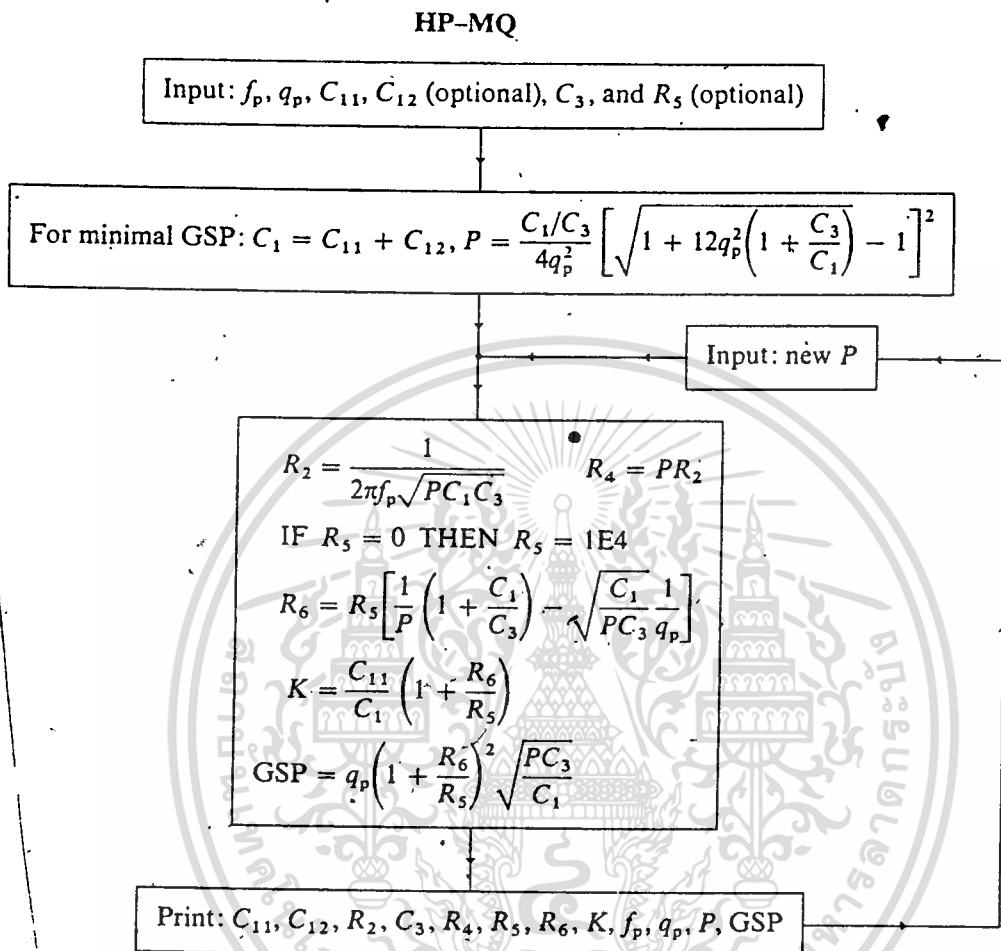
$$q_p = \frac{\sqrt{R_4 C_1 / R_2 C_3}}{1 + C_1 / C_3 - R_4 R_6 / R_2 R_5} \quad (11d)$$

$$K = \frac{C_{11}}{C_1} \left(1 + \frac{R_6}{R_5} \right)$$

$$GSP = q_p \left(1 + \frac{R_6}{R_5} \right)^2 \sqrt{\frac{R_4 C_3}{R_2 C_1}} \quad (11f)$$

Tuning: (1) f_p with R_2 or R_4
(2) q_p with R_6

ในการคำนวณอุปกรณ์ต่าง ๆ ของวงจร จะมีขั้นตอนการออกแบบดังแสดงในโฟลว์ชาร์ตรูป 3.9



รูป 3.9 โฟลว์ชาร์ตแสดงการออกแบบ วงจรกรองผ่านความถี่สูงแบบคาคิวปานกลาง

3.2.2.1 วงจรกรองผ่านความถี่สูง 700 เฮิรตซ์

ออกแบบตามโฟลว์ชาร์ตดังต่อไปนี้

- กำหนดความถี่คัทออฟ (f_p) = 700 เฮิรตซ์

ค่าคิว (q_p) = 20

ค่าตัวเก็บประจุทุกตัวเป็น .01 ไมโครฟารัด

$$C_3 = C_{11} = C_{12} = .01 \mu\text{F}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_5 = 10 \text{ K}\Omega$$

- หาค่าอุปกรณ์อื่นจนครบ

$$C_1 = C_{11} + C_{12} = .02 \text{ }\mu\text{F}$$

$$P = \frac{C_1/C_3}{4 q_p^2} \left[\sqrt{1 + 12 q_p^2 \left(1 + \frac{C_3}{C_1}\right)} - 1 \right]^2$$

$$= 8.79$$

$$R_2 = 1 / (2\pi f_p \sqrt{PC_1 C_3})$$

$$= 5.422 \text{ K}\Omega$$

$$R_{l4} = PR_2 = 47.665 \text{ K}\Omega$$

เลือกใช้ค่า

$$R_4 = 47 \text{ K}\Omega$$

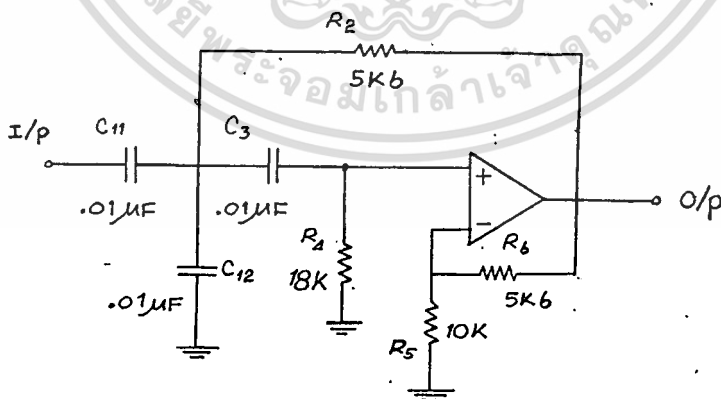
$$R_6 = R_5 \left[\frac{1}{P} \left(1 + \frac{C_1}{C_3}\right) + \sqrt{\frac{C_1}{PC_3}} \cdot \frac{1}{q_p} \right]$$

$$= 3.174 \text{ K}\Omega$$

เลือกใช้ค่า

$$R_6 = 3 \text{ K}\Omega$$

และหลังจากทำการปรับค่างานได้ความถี่คutoffที่พอใจจึงได้วงจรตามรูปที่ 3.10



รูป 3.10 วงจรกรองผ่านความถี่สูง 700 เฮิรตซ์

3.2.2.2 วงจรกรองผ่านความถี่สูง 1100 เฮิซ

คำนวณลักษณะเกี่ยวกับวงจรที่แล้ว

$$f_p = 1100 \text{ Hz.}$$

$$q_p = 20$$

$$C_3 = C_{11} = C_{12} = .01 \mu\text{F}$$

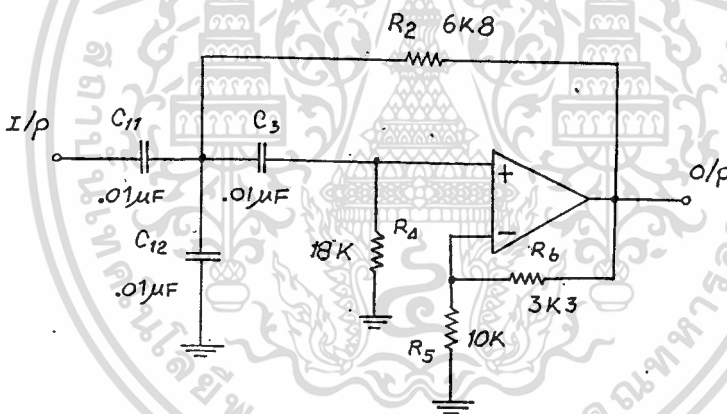
$$R_2 = 3.3 \text{ K}\Omega$$

$$R_4 = 30 \text{ K}\Omega$$

$$R_5 = 10 \text{ K}\Omega$$

$$R_6 = 3 \text{ K}\Omega$$

ซึ่งหลังจากใช้วิธีการจูนหาความถี่ที่พอใจ จึงได้วงจรดังรูป 3.11

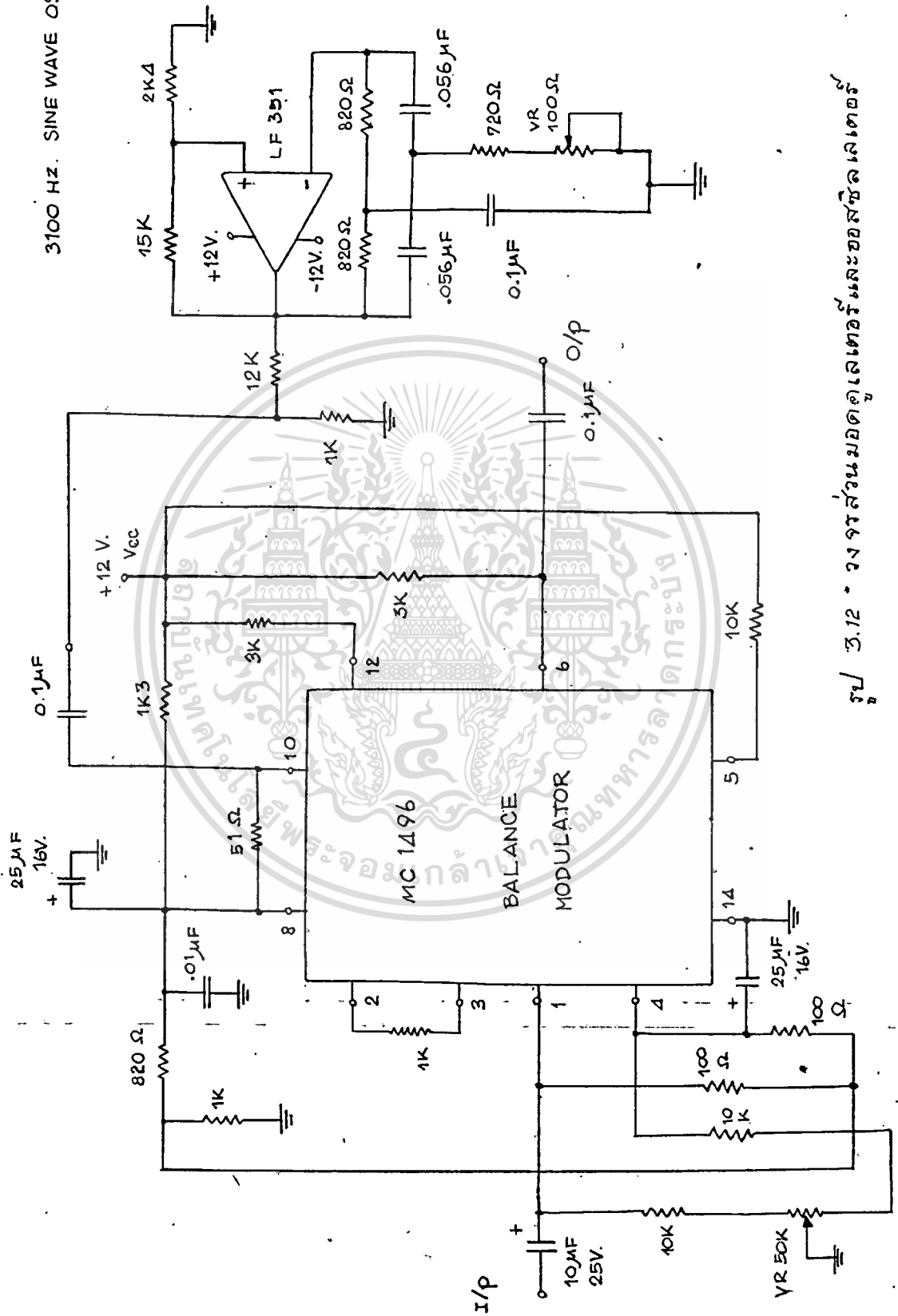


รูป 3.11 วงจรกรองผ่านความถี่สูง 1100 เฮิซ

3.3 วงจรมอดูเลเตอร์แบบสมมูล

สำหรับวงจรมอดูเลเตอร์นี้ เราใช้ไอซีมอดูเลเตอร์ เอ.เอ็ม. แบบสำเร็จรูป คือเบอร์ MC 1496 หรือจะใช้เบอร์ MC 1596 ก็ได้ โดยวงจรของการทำงานไอซีเบอร์นี้สามารถเปิดดูได้จากหนังสือข้อมูลไอซีแบบลิเนียร์ (Linear) ทั่วไป วงจรของมอดูเลเตอร์และออสซิลเลเตอร์รวมอยู่ในรูปที่ 3.12

3100 HZ. SINE WAVE OSC.



รูป 3.12 - วงจรส่วนมอดูเลเตอร์และออสซิลเลเตอร์

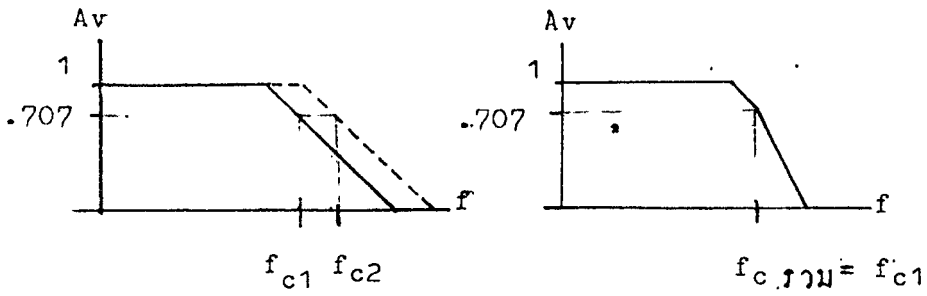
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เข้ามาได้น้อยที่สุด จากบทที่ 3 เมื่อโค้งวงจรที่ออกแบบแล้ว นำวงจรฟิลเตอร์แต่ละวงจรมาทดลองคุณสมบัติการคาบสนองความถี่ หากค่าที่ข้อ 4 ผลการทดลองเอาที่พูดของวงจรมีลักษณะคล้ายกันทั้งวงจรกรองผ่านความถี่สูง และวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ คือเราใช้ค่าตัว 20 ซึ่งสูงพอควร การคัตออฟของสัญญาณเร็วพอสมควร แต่สัญญาณเอาที่พูดก่อนช่วงคัตออฟจะมีการกระเพื่อมของสัญญาณสูงมาก ซึ่งจะทำให้สัญญาณที่ได้ออกมาเกิดเพี้ยนไปได้ ดังนั้น จึงต้องมีการปรับค่าตัวของวงจรนี้ในขณะที่ทำการทดลองด้วย ซึ่งสามารถปรับได้ไม่ยากนัก โดยปรับค่าความต้านทานที่บอกไว้แล้วในบทที่ 3 เพื่อให้ส่วนของสัญญาณที่กระเพื่อมขึ้นนั้นลดลงให้ใกล้เคียงกับสล็อตช่วงความถี่ที่ผ่านไปได้ นอกจากนี้ ยังต้องมีการปรับค่าความถี่คัตออฟต่าง ๆ อีกด้วย ปรับโดยการเปลี่ยนค่าความต้านทานที่บอกไว้ ซึ่งทำได้ไม่ยากนัก

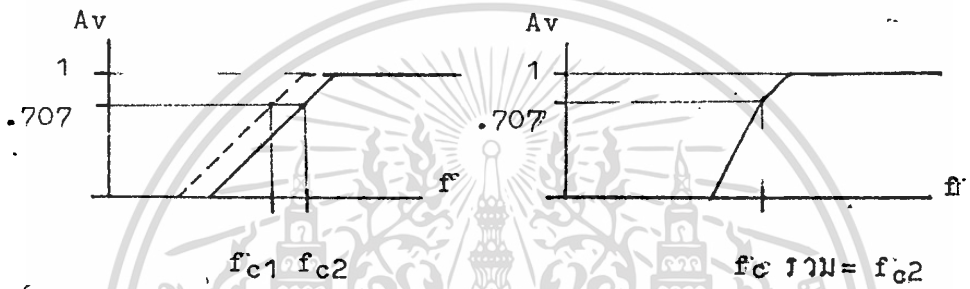
เนื่องจากมีการปรับลดค่าตัวลงเท่าที่คำนวณไว้ จึงทำให้การคัตออฟของสัญญาณไม่เร็วเท่าที่ควร จึงต้องมีการเพิ่มวงจรฟิลเตอร์คาสเคด (Cas cade) เข้าไป เพื่อให้การคัตออฟดีขึ้น ซึ่งวงจรฟิลเตอร์ที่นำมาต่อเพิ่มเข้านี้ จะมีคัตออฟเลื่อนออกไปอีกหน่อย เพื่อให้เอาที่พูดของทั้งสองวงจรรวมกัน ยังคงมีค่าความถี่คัตออฟ (f_c) ที่จุดเดิม ซึ่งแสดงได้ดังรูป 4.1

จะเห็นว่า วงจรที่ขอเพิ่มขึ้นนั้นจะต้องปรับให้เริ่มลดขนาดเอาที่พูดที่ความถี่คัตออฟพอดี ซึ่งจะทำให้ความถี่คัตออฟของวงจรที่เพิ่มเข้ามานั้นถูกเลื่อนออกไปอีก เพื่อให้ความถี่คัตออฟของทั้งสองวงจรรวมกัน ยังเป็นค่าคัตออฟผู้คิดที่ต้องการ แต่การลดขนาดของสัญญาณหลังจากความถี่คัตออฟเร็วขึ้นอีก ซึ่งก็คือ ค่าตัวเพิ่มขึ้นนั่นเอง

หลังจากการปรับค่าคัตออฟและค่าตัวตามหลักการนี้แล้วจะโค้งวงจรฟิลเตอร์ต่าง ๆ ที่มีค่าตัวดีขึ้น และเหมาะในการทำงานในโครงการนี้ เป็นดังรูปที่ 4.2 ถึง 4.6 ซึ่งแสดงรายละเอียดของตัวอุปกรณ์ต่าง ๆ ไว้ด้วย

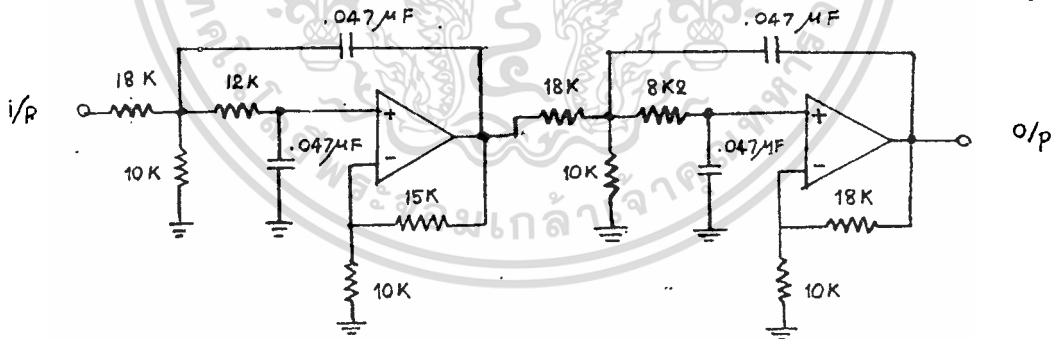


ก. กรณ์วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ

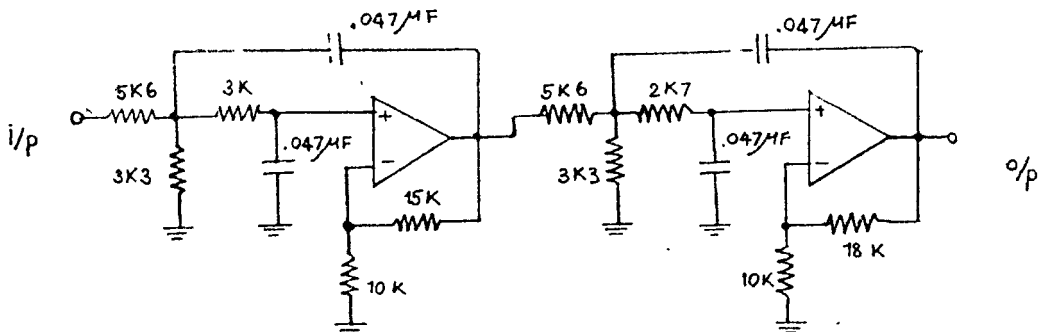


ข. กรณ์วงจรกรองผ่านความถี่สูง

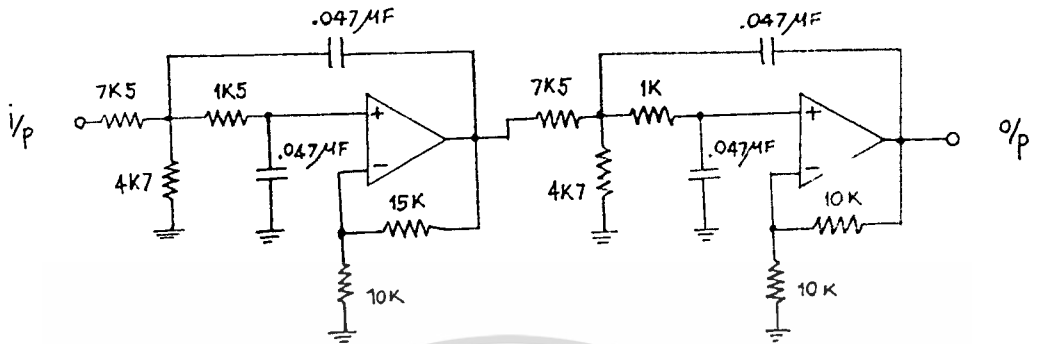
รูปที่ 4.1 แสดงหลักการของวงจรโพลเทออร์ภาคเคเทกัน



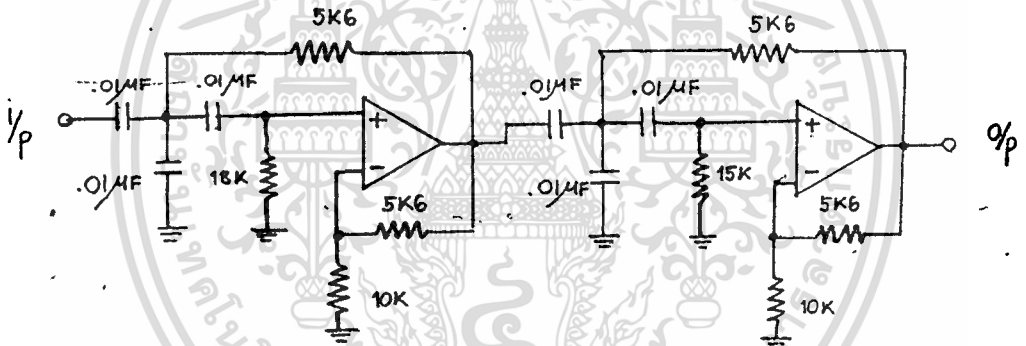
รูปที่ 4.2 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ 600 เฮิรตซ์



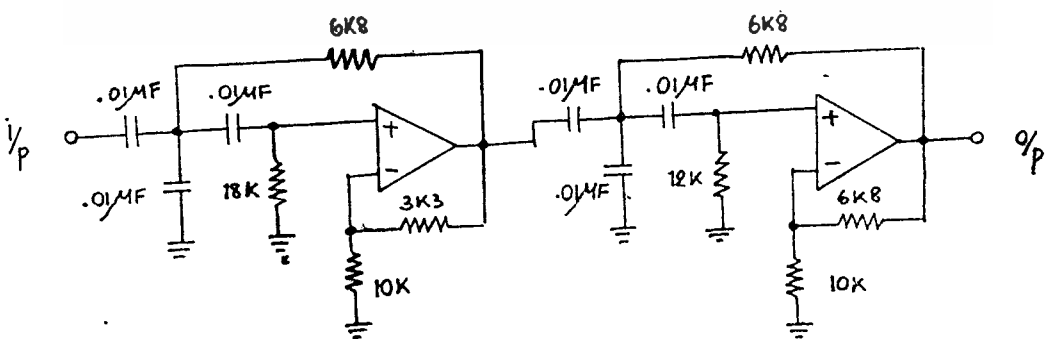
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานวิจัยและใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 4.3 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ 2000 เฮิรตซ์
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 วงจรกรองผ่านความถี่ 2500 เฮิซ



รูปที่ 4.5 วงจรกรองผ่านความถี่สูง 700 เฮิซ



รูปที่ 4.6 วงจรกรองผ่านความถี่สูง 1100 เฮิซ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

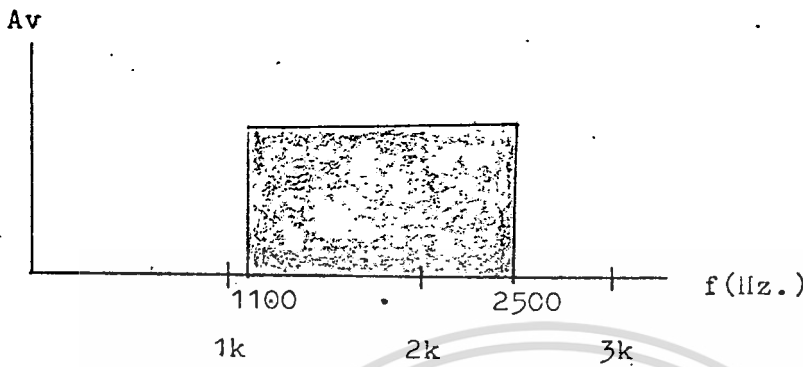
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การทดลองวงจรแต่ละส่วนเข้าด้วยกัน

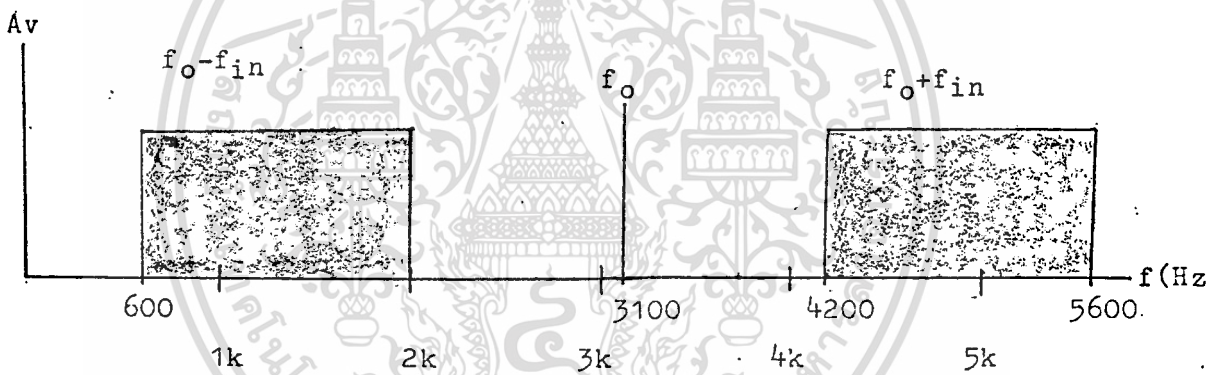
หลังจากได้วงจรที่เหมาะสมกับแต่ละส่วนของขั้วลอคโคจรแตรแล้ว จึงนำวงจรทุกส่วนมาต่อกันตามขั้วลอคโคจรแตร และทำการทดลองโดยป้อนสัญญาณความถี่จากตัวกำเนิดความถี่ (Generator) แล้วเปลี่ยนความถี่ที่ป้อนเข้าไปเรื่อย ๆ วัตถุประสงค์ของเอาท์พุทแต่ละจุดของวงจรแต่ละส่วน ซึ่งผลการทำงานจากเอาท์พุทสุดท้ายขอภาควงจรไม่เป็นไปตามทฤษฎี เนื่องจากว่า ฟิสิกส์ที่ใช้มีค่าคิวไม่สูงพอ ซึ่งไม่เป็นไปตามอุดมคติ (Ideal) คือ หลังจากความถี่ที่พอแล้ว เอาท์พุทจะคงเป็นศูนย์ทันที ซึ่งจะมีผลกระทบดังนี้

- จากเอาท์พุทของบาลานซ์มอดูเลเตอร์ภาคส่ง จะมีความถี่ช่วงที่จะใช้งาน คือ $f_0 - f_{in}$ ซึ่งเมื่อความถี่เอาท์พุทของบาลานซ์มอดูเลอมี 2 ช่วง คือ 0 ถึง 600 เฮิทซ์ และ 1100 ถึง 2500 เฮิทซ์ ทำให้มีช่วง $f_0 - f_{in}$ ออกมา 2 ช่วงเช่นกัน คือ ช่วง 600 ถึง 2000 เฮิทซ์ และ 2500 ถึง 3100 เฮิทซ์ เมื่อความถี่อินพุทเสียงส่งเข้ามามีความถี่ประมาณ 600 เฮิทซ์ ก็จะมีเอาท์พุทจากบาลานซ์มอดูเลเตอร์ออกมาประมาณ 2500 เฮิทซ์ ไม่หมดส่งช่วงความถี่ 2500 เฮิทซ์ นี้ออกไปพร้อมกับความถี่ 600 เฮิทซ์ ด้วย เมื่อภาครับรับสัญญาณนี้มากก็จะแยกความถี่ 600 เฮิทซ์ ออกมา ส่วนความถี่ 2500 เฮิทซ์ ถูกส่งเข้าบาลานซ์มอดูเลเตอร์ เปลี่ยนกลับเป็นความถี่ 600 เฮิทซ์ แต่เนื่องจากความถี่จากออสซิลเลเตอร์ไม่ตรงกันพอดี ดังนั้น เอาท์พุทจากเครื่องรับที่เป็นสัญญาณเสียงนั้น เกิดมีการเพี้ยนไป

วิธีแก้ผลที่มาจากออสซิลเลเตอร์ 2 ภาคไม่ตรงกันนี้ เมื่อช่วงความถี่แรกเข้ามา ทำได้โดยเพิ่มวงจรกรองย่านความถี่สูง 1100 เฮิทซ์ ภายในวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ภาคส่ง เพื่อที่ว่าเมื่อความถี่ช่วงแรกเข้ามา (0 ถึง 600 เฮิทซ์) วงจรมอดูเลเตอร์จะได้ไม่ต้องทำงาน เอาท์พุทที่ได้จากเครื่องส่งก็จะเป็นเอาท์พุทที่มาจากวงจรกรองย่านความถี่ค่า 600 เฮิทซ์ คิวเดียวเท่านั้น เปรียบเทียบการทำงานของวงจรภาครับ เมื่อเพิ่มวงจรกรองย่านความถี่สูง 1100 เฮิทซ์ เข้าไปได้ดังรูป 4.7



รูป 4.7 ก. เวกเตอร์ของวงจรกรองผ่านความถี่สูง 1100 เฮิทซ์



รูป 4.7 ข. เวกเตอร์ที่ออกจากบาลานซ์มอดคูลเลเตอร์

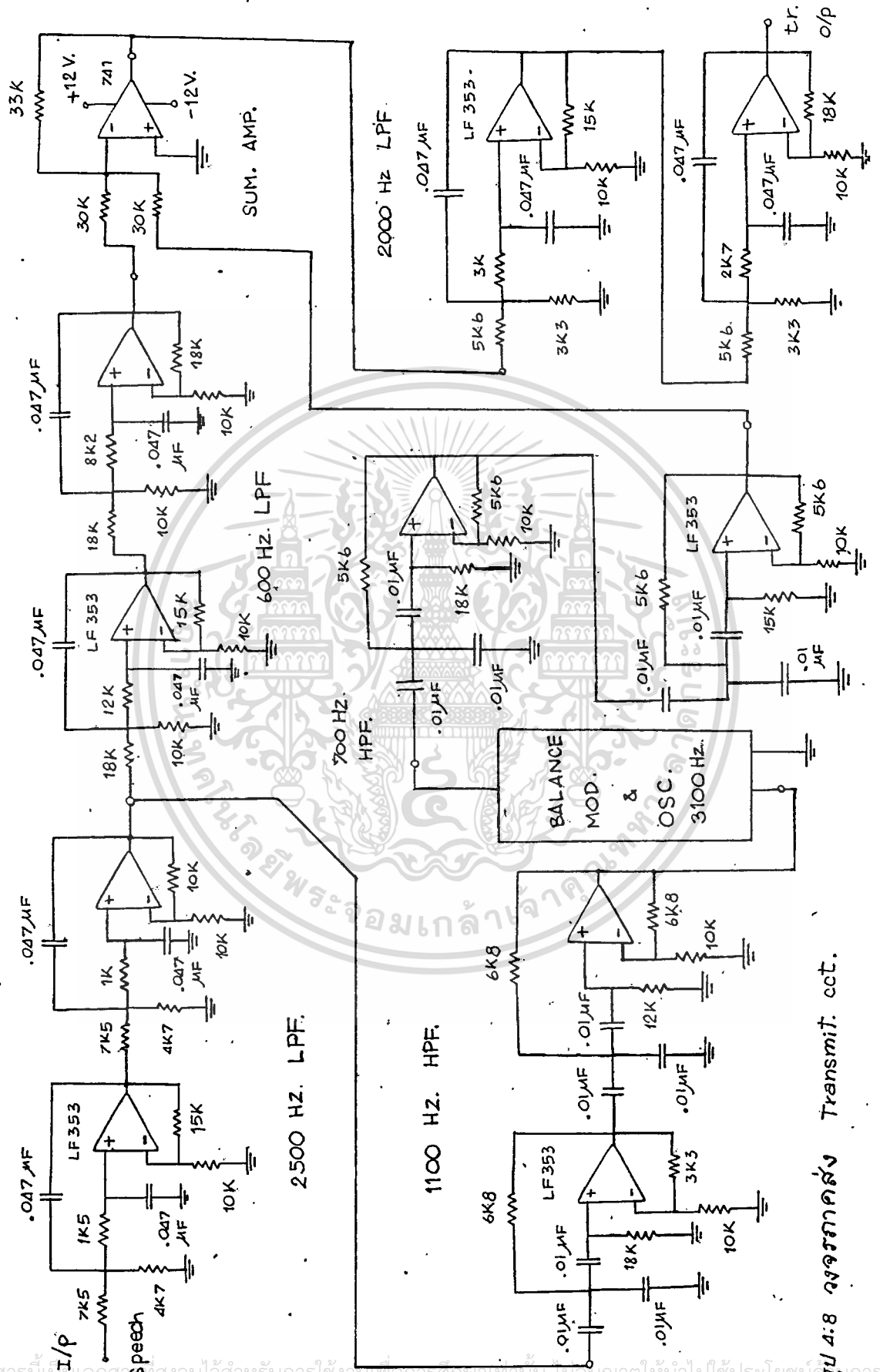
- ผลเนืองมาจากวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ 600 เฮิทซ์ และ วงจรกรองผ่านความถี่สูง 700 เฮิทซ์ ของทางภาครับมีค่าคิวไม่สูงพอ ซึ่งผลที่เกิดขึ้นจะมี 2 ลักษณะ คือ

- ก. เมื่อความถี่จันทุทของเสียงพูดเข้ามาเป็นความถี่ช่วงแรกประมาณ 600 เฮิทซ์ ซึ่งวงจรกรองผ่านความถี่สูง 700 เฮิทซ์ จะกรองความถี่ช่วง 600 เฮิทซ์ ออกไม่หมดส่งเข้าวงจรบาลานซ์มอดคูลเลเตอร์ด้วยแปลงความถี่กลับออกมาเป็นความถี่ช่วง 2500 เฮิทซ์ ซึ่งเมื่อผ่านวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ 2500 เฮิทซ์ ช่วงความถี่ที่ได้ทางเอาต์พุทของภาครับก็จะมี 2 ความถี่ คือประมาณ 600 เฮิทซ์ และ ประมาณ 2500 เฮิทซ์ ซึ่งทำให้สัญญาณเสียงที่ได้นั้นผิดไป

ข. เมื่อความถี่อินพุตของเสียงพูดเข้ามาเป็นความถี่ประมาณ 2400 เฮิรตซ์ ซึ่งทางภาคส่งจะกลับความถี่นี้ให้เป็น 700 เฮิรตซ์ ส่งมา เมื่อทางภาครับรับได้วงจรกรองย่านความถี่ค่า 600 เฮิรตซ์ จะปล่อยให้ความถี่ 700 เฮิรตซ์ นี้ชกนาค่าย ซึ่งความถี่ 700 เฮิรตซ์ นี้มาจากความถี่อินพุต 2400 เฮิรตซ์ ว่าจะทำให้สัญญาณเสียงพูดที่ได้จัดไป กลับ

ปัญหานี้แก้ยากมากเนื่องจากความถี่ 600 เฮิรตซ์ และ 700 เฮิรตซ์ ใกล้กันมาก การที่จะทำให้วงจรกรองย่านความถี่ค่า 600 เฮิรตซ์ และวงจรกรองย่านความถี่สูง 700 เฮิรตซ์ ไม่ควมเกี่ยวข้องกันจึงเป็นไปได้ยาก ซึ่งการหาคำนี้ทำได้เพียงแต่เพิ่มความสามารถในการคัดลอก โดยอาจเพิ่มวงจรสเกทเข้าไปอีกเท่านั้น

จากผลการทดลองของวงจรแต่ละส่วนที่ทดลองได้ นำมาต่อเป็นวงจรรวมที่ใช้ในโครงงานนี้ ซึ่งวงจรรวมทั้งภาคส่ง และภาครับ ได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.8 และ 4.9



รูป 4:8 วงจรภาคส่ง Transmitt. cct.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทสรุปและวิจารณ์

สำหรับเทคนิคของฟรีแควนซี คอมแพนเดอร์ นั้น เป็นเทคนิคที่ใช้ลดแบนด์วิธของสัญญาณเสียงในขณะที่ทำการส่ง โดยทำการเปลี่ยนแปลงที่ความถี่ของสัญญาณเสียงโดยตรง จากความรู้ที่ว่า สัญญาณเสียงจะมีช่วงความถี่ที่มีพลังงานของเสียงต่ำ เป็นช่วงความถี่ประมาณ 600 ถึง 1100 เฮิรตซ์ เราจึงใช้ประโยชน์จากช่องว่างพลังงานนี้ โดยทำการอัดเอาช่วงความถี่ช่วงหลังตั้งแต่ 1100 เฮิรตซ์ จนถึง 2500 เฮิรตซ์ ลงไปติดกับช่วงแรก คือ 0 - 600 เฮิรตซ์ โดยใช้เทคนิค มอดคูลเลททำให้เราสามารถลดแบนด์วิธของสัญญาณเสียงนี้ในขณะที่ส่งได้ ส่วนในภาครับนั้น ลักษณะวงจรจะกลับกันกับวงจรภาคส่ง คือ จะทำการแยกสัญญาณในช่วงความถี่ช่วงหลังออกมา และปล่อยให้เกิดช่องว่างพลังงานขึ้นเหมือนอย่างเดิม โดยใช้เทคนิคการมอดคูลเลทเช่นเดียวกับภาคส่ง ซึ่งสามารถทำให้เรารับฟังเสียงได้อีกครั้ง การลดแบนด์วิธในลักษณะนี้ สามารถใช้ประโยชน์ได้ในทางการสื่อสาร คือสามารถเพิ่มช่องการส่งสัญญาณได้มากขึ้นในช่วงความถี่เท่าเดิม หรืออาจสามารถส่งสัญญาณอื่นรวมไปกับสัญญาณเสียง เช่น ใช้ส่งในสายโทรศัพท์ เป็นต้น

สำหรับโครงการที่วิจัยมานี้ ได้ทำการทดลองกับสัญญาณเสียงจากผู้พูดหลาย ๆ คน ลักษณะเสียงจากเอาท์พุทที่ได้จะสามารถฟังได้สำหรับคนกำเนิดเสียงที่มีความถี่ไม่สูงนัก หากสัญญาณเสียงสูงมาก ก็จะทำให้เสียงที่ได้เพี้ยนไปบ้าง โดยเฉพาะเสียงคนที่แหลม นอกจากนี้ อาจจะมีเสียงกวนเบา ๆ ออกมา อันเนื่องมาจากออสซิลเลเตอร์ซึ่งถูกกรองออกไม่หมด และโครงการนี้เป็นเพียงการวิจัยถึงลักษณะคุณภาพของเสียงจากการใช้เทคนิคนี้ จึงไม่ได้ทำการส่งร่วมกับสัญญาณอื่น

คุณภาพของเสียงจะออกมาดีหรือไม่ขึ้นขึ้นอยู่กับคุณภาพของวงจรกรองสัญญาณ (Active Filter) เป็นสำคัญ หากวงจรกรองสัญญาณมีคุณภาพดี สามารถกรองความถี่ตามที่กำหนดไว้หรือปล่อยให้มีความถี่ส่วนเกินออกมาไม่มากนัก คุณภาพเสียงก็จะออกมาดี ในส่วนของวงจรอื่นก็ไม่มีปัญหาอะไรนัก เท่าที่ทำการวิจัยก็คิดว่าเป็นเทคนิคที่ใช้ลดแบนด์วิธในขณะที่ส่งสัญญาณเสียงที่ได้ผลดี ขณะที่คุณภาพของเสียงลดลงไม่มากนัก เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
MC1496G	0°C to +70°C	Metal Can
MC1496L	0°C to +70°C	Ceramic DIP
MC1496P	0°C to +70°C	Plastic DIP
MC1596G	-55°C to +125°C	Metal Can
MC1596L	-55°C to +125°C	Ceramic DIP

MC1496
MC1596

BALANCED MODULATOR – DEMODULATOR

designed for use where the output voltage is a product of an input voltage (signal) and a switching function (carrier). Typical applications include suppressed carrier and amplitude modulation, synchronous detection, FM detection, phase detection, and chopper applications. See Motorola Application Note AN-531 for additional design information.

- Excellent Carrier Suppression – 65 dB typ @ 0.5 MHz
– 50 dB typ @ 10 MHz
- Adjustable Gain and Signal Handling
- Balanced Inputs and Outputs
- High Common-Mode Rejection – 85 dB typ

BALANCED MODULATOR – DEMODULATOR

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT

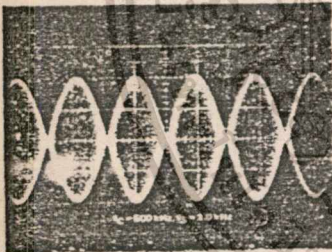


FIGURE 1
SUPPRESSED CARRIER
OUTPUT WAVEFORM

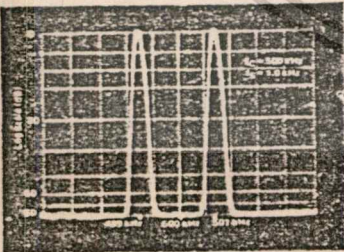


FIGURE 2
SUPPRESSED CARRIER
SPECTRUM

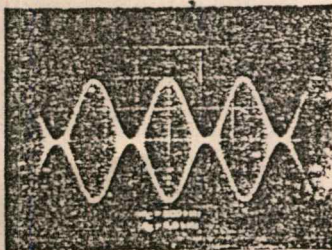


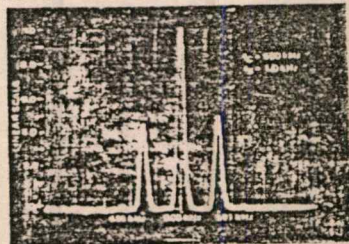
FIGURE 3
AMPLITUDE MODULATION
OUTPUT WAVEFORM

G SUFFIX
METAL PACKAGE
CASE 603

L SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 632
TO-116

P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646
(MC1496 only)

FIGURE 4. AMPLITUDE-MODULATION SPECTRUM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAXIMUM RATINGS* (T_A = +25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Applied Voltage (V ₆ - V ₇ , V ₈ - V ₁ , V ₉ - V ₇ , V ₉ - V ₈ , V ₇ - V ₄ , V ₇ - V ₁ , V ₈ - V ₄ , V ₆ - V ₈ , V ₂ - V ₅ , V ₃ - V ₅)	ΔV	30	Vdc
Differential Input Signal	V ₇ - V ₈ V ₄ - V ₁	+5.0 ±(5 × I _S R _E)	Vdc
Maximum Bias Current	I _S	10	mA
Power Dissipation (Package Limitation) Ceramic Dual In-Line Package Derate above T _A = +25°C Metal Package Derate above T _A = +25°C	P _D	575 385 680 4.6	mW mW/°C mW mW/°C
Operating Temperature Range MC1496 MC1596	T _A	0 to +70 -55 to +125	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS* (V_{CC} = +12 Vdc, V_{EE} = -8.0 Vdc, I_S = 1.0 mA, R_L = 3.9 kΩ, R_E = 1.0 kΩ, T_A = +25°C unless otherwise noted) (All input and output characteristics are single-ended unless otherwise noted.)

Characteristic	Fig	Note	Symbol	MC1596			MC1496			Unit
				Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Carrier Feedthrough V _C = 60 mV(rms) sine wave and offset adjusted to zero V _C = 300 mV-p-p square wave: offset adjusted to zero offset not adjusted	5	1	V _{CFT}	-	40 140	-	-	40 140	-	μV(rms) mV(rms)
Carrier Suppression f _S = 10 kHz, 300 mV(rms) f _C = 500 kHz, 60 mV(rms) sine wave f _C = 10 MHz, 60 mV(rms) sine wave	5	2	V _{CS}	-	50 65 50	-	-	40 65 50	-	dB k
Transmittance Bandwidth (Magnitude) (R _L = 50 ohms) Carrier Input Port, V _C = 60 mV(rms) sine wave f _S = 1.0 kHz, 300 mV(rms) sine wave Signal Input Port, V _S = 300 mV(rms) sine wave V _C = 0.5 Vdc	8	8	BW _{3dB}	-	300 80	-	-	300 80	-	MHz
Signal Gain V _S = 100 mV(rms), f = 1.0 kHz; V _C = 0.5 Vdc	10	3	A _{VS}	2.5	3.5	-	2.5	3.5	-	V/V
Single-Ended Input Impedance, Signal Port, f = 5.0 MHz Parallel Input Resistance Parallel Input Capacitance	6	-	r _{ip} C _{ip}	-	200 2.0	-	-	200 2.0	-	kΩ pF
Single-Ended Output Impedance, f = 10 MHz Parallel Output Resistance Parallel Output Capacitance	6	-	r _{op} C _{op}	-	40 5.0	-	-	40 5.0	-	kΩ pF
Input Bias Current I _{BS} = $\frac{I_1 + I_4}{2}$; I _{BC} = $\frac{I_7 + I_8}{2}$	7	-	I _{BS} I _{BC}	-	12 12	25 25	-	12 12	30 30	μA
Input Offset Current I _{OS} = I ₁ - I ₄ ; I _{OC} = I ₇ - I ₈	7	-	I _{IOS} I _{IOC}	-	0.7 0.7	5.0 5.0	-	0.7 0.7	7.0 7.0	μA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current (T _A = -55°C to +125°C)	7	-	TC _{IOS}	-	2.0	-	-	2.0	-	nA/°C
Output Offset Current (I ₆ - I ₉)	7	-	I _{OO}	-	14	50	-	14	80	μA
Average Temperature Coefficient of Output Offset Current (T _A = -55°C to +125°C)	7	-	TC _{IOO}	-	90	-	-	90	-	nA/°C
Common-Mode Input Swing, Signal Port, f _S = 1.0 kHz	9	4	CMV	-	5.0	-	-	5.0	-	Vp-p
Common-Mode Gain, Signal Port, f _S = 1.0 kHz, V _C = 0.5 Vdc	9	-	ACM	-	-85	-	-	-85	-	dB
Common-Mode Quiescent Output Voltage (Pin 6 or Pin 9)	10	-	V _O	-	8.0	-	-	8.0	-	Vdc
Differential Output Voltage Swing Capability	10	-	V _{OUT}	-	8.0	-	-	8.0	-	Vp-p
Power Supply Current I ₆ + I ₉ I ₁₀	7	6	I _{CC} I _{EE}	-	2.0 3.0	3.0 4.0	-	2.0 3.0	4.0 5.0	mA
DC Power Dissipation	7	5	P _D	-	33	-	-	33	-	mW

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, MC1596

GENERAL OPERATING INFORMATION*

Note 1 - Carrier Feedthrough

Carrier feedthrough is defined as the output voltage at carrier frequency with only the carrier applied (signal voltage = 0).

Carrier null is achieved by balancing the currents in the differential amplifier by means of a bias trim potentiometer (R_1 of Figure 5).

Note 2 - Carrier Suppression

Carrier suppression is defined as the ratio of each sideband output to carrier output for the carrier and signal voltage levels specified.

Carrier suppression is very dependent on carrier input level, as shown in Figure 22. A low value of the carrier does not fully switch the upper switching devices, and results in lower signal gain, hence lower carrier suppression. A higher than optimum carrier level results in unnecessary device and circuit carrier feedthrough, which again degenerates the suppression figure. The MC1596 has been characterized with a 60 mV(rms) sine wave carrier input signal. This level provides optimum carrier suppression at carrier frequencies in the vicinity of 500 kHz, and is generally recommended for balanced modulator applications.

Carrier suppression can be maximized by operating with large signal levels. However, a linear operating mode must be maintained in the signal-input transistor pair - or harmonics of the modulating signal will be generated and appear in the device output as spurious sidebands of the suppressed carrier. This requirement places an upper limit on input-signal amplitude (see Note 3 and Figure 20). Note also that an optimum carrier level is recommended in Figure 22 for good carrier suppression and minimum spurious sideband generation.

At higher frequencies circuit layout is very important in order to minimize carrier feedthrough. Shielding may be necessary in order to prevent capacitive coupling between the carrier input leads and the output leads.

Note 3 - Signal Gain and Maximum Input Level

Signal gain (single-ended) at low frequencies is defined as the voltage gain,

$$A_{VS} = \frac{V_o}{V_S} = \frac{R_L}{R_e + 2r_e} \quad \text{where } r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_S \text{ (mA)}}$$

A constant dc potential is applied to the carrier input terminals to fully switch two of the upper transistors "on" and two transistors "off" ($V_C = 0.5 \text{ Vdc}$). This in effect forms a cascode differential amplifier.

Linear operation requires that the signal input be below a critical value determined by R_E and the bias current I_S

$$V_S \leq I_S R_E \text{ (Volts peak)}$$

Note that if the test circuit of Figure 10, V_S corresponds to a maximum value of 1 volt peak.

Note 4 - Common-Mode Swing

The common-mode swing is the voltage which may be applied to both bases of the signal differential amplifier, without saturating the current sources or without saturating the differential amplifier itself by swinging it into the upper switching devices. This swing is variable depending on the particular circuit and biasing conditions chosen (see Note 6).

Note 5 - Power Dissipation

Power dissipation, P_D , within the integrated circuit package should be calculated as the summation of the voltage-current products at each port, i.e. assuming $V_9 = V_6$, $I_5 = I_6 = I_9$ and ignoring

base current, $P_D = 2 I_S (V_6 - V_{10}) + I_S (V_5 - V_{10})$ where subscripts refer to pin numbers.

Note 6 - Design Equations

The following is a partial list of design equations needed to operate the circuit with other supply voltages and input conditions. See Note 3 for R_E equation.

A. Operating Current

The internal bias currents are set by the conditions at pin 5. Assume:

$$I_5 = I_6 = I_9$$

$$I_B \ll I_C \text{ for all transistors}$$

then:

$$R_5 = \frac{V - \phi}{I_5} - 500 \Omega \quad \text{where: } R_5 \text{ is the resistor between pin 5 and ground}$$

$$\phi = 0.75 \text{ V at } T_A = +25^\circ\text{C}$$

The MC1596 has been characterized for the condition $I_5 = 1.0 \text{ mA}$ and is the generally recommended value.

B. Common-Mode Quiescent Output Voltage

$$V_6 = V_9 = V^+ - I_5 R_L$$

Note 7 - Biasing

The MC1596 requires three dc bias voltage levels which must be set externally. Guidelines for setting up these three levels include maintaining at least 2 volts collector-base bias on all transistors while not exceeding the voltages given in the absolute maximum rating table:

$$30 \text{ Vdc} \geq [(V_6, V_9) - (V_7, V_8)] \geq 2 \text{ Vdc}$$

$$30 \text{ Vdc} \geq [(V_7, V_8) - (V_1, V_4)] \geq 2.7 \text{ Vdc}$$

$$30 \text{ Vdc} \geq [(V_1, V_4) - (V_5)] \geq 2.7 \text{ Vdc}$$

The foregoing conditions are based on the following approximations:

$$V_6 = V_9, \quad V_7 = V_8, \quad V_1 = V_4$$

Bias currents flowing into pins 1, 4, 7, and 8 are transistor base currents and can normally be neglected if external bias dividers are designed to carry 1.0 mA or more.

Note 8 - Transmittance Bandwidth

Carrier transmittance bandwidth is the 3-dB bandwidth of the device forward transmittance as defined by:

$$V_{21C} = \frac{I_o \text{ (each sideband)}}{V_s \text{ (signal)}} \Big|_{V_o = 0}$$

Signal transmittance bandwidth is the 3-dB bandwidth of the device forward transmittance as defined by:

$$V_{21S} = \frac{I_o \text{ (signal)}}{V_s \text{ (signal)}} \Big|_{V_c = 0.5 \text{ Vdc}, V_o = 0}$$

*Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

MC1496, MC1596

TYPICAL APPLICATIONS

FIGURE 26 - BALANCED MODULATOR
(+12 Vdc SINGLE SUPPLY)

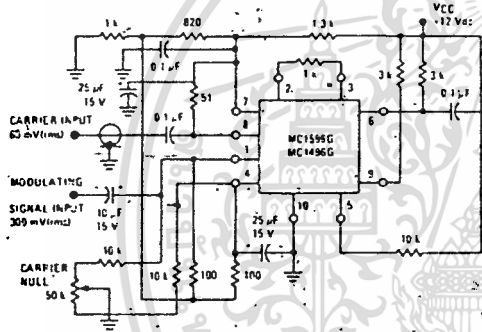


FIGURE 27 - BALANCED MODULATOR-DEMODULATOR

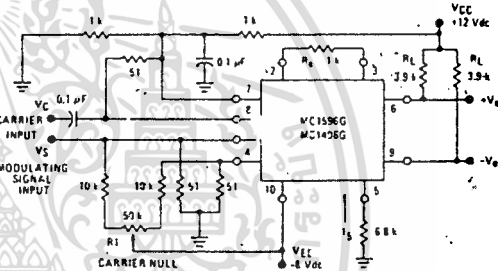


FIGURE 28 - AM MODULATOR CIRCUIT

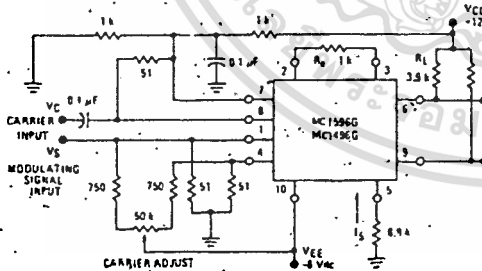
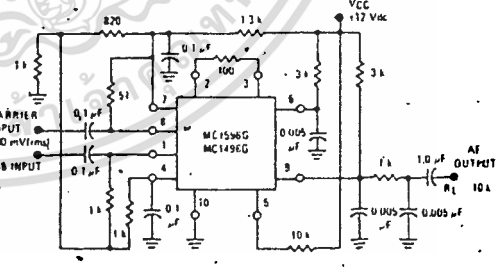


FIGURE 29 - PRODUCT DETECTOR
(-12 Vdc SINGLE SUPPLY)



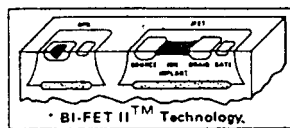
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LF353



Operational Amplifiers/Buffers

LF353 Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier



General Description

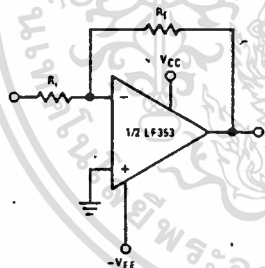
These devices are low cost, high speed, dual JFET Input operational amplifiers with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF353 is pin compatible with the standard LM1558 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM1558 and LM358 designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The devices also exhibit low noise and offset voltage drift.

Features

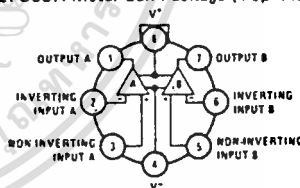
- Internally trimmed offset voltage 10 mV
- Low input bias current 50 pA
- Low input noise voltage 16 nV/√Hz
- Low input noise current 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/μs
- Low supply current 3.6 mA
- High input impedance 10¹²Ω
- Low total harmonic distortion $A_V = 10$, $R_L = 10k$, $V_O = 20 V_p - p$, $BW = 20 Hz - 20 kHz$ <0.02%
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

Typical Connection



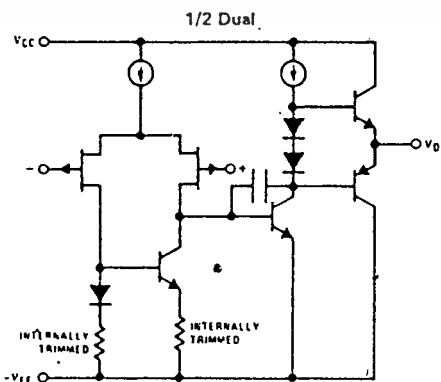
Connection Diagrams

LF353H Metal Can Package (Top View)

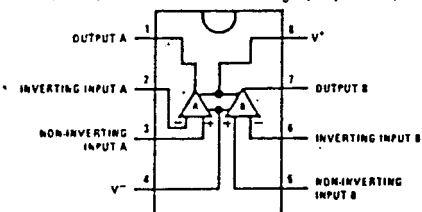


Order Number LF353H
See NS Package H08C

Simplified Schematic



LF353N Dual-In-Line Package (Top View)



Order Number LF353N
See NS Package N08A

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	±18V	Input Voltage Range (Note 2)	±15V
Power Dissipation (Note 1)	500mW	Output Short Circuit Duration	Continuous
Operating Temperature Range	0°C to +70°C	Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
(MAX)	115°C	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C
Differential Input Voltage	±30V		

DC Electrical Characteristics (Note 4)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LF353			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
V _{OS}	Input Offset Voltage	R _S = 10kΩ, T _A = 25°C Over Temperature		5	10	mV
ΔV _{OS} /ΔT	Average TC of Input Offset Voltage	R _S = 10kΩ		10	13	μV/°C
I _{OS}	Input Offset Current	T _j = 25°C, (Notes 4, 5) T _j < 70°C		25	100	pA nA
I _B	Input Bias Current	T _j = 25°C, (Notes 4, 5) T _j < 70°C		50	200	pA nA
R _{IN}	Input Resistance	T _j = 25°C		10 ¹²		Ω
A _{VOL}	Large Signal Voltage Gain	V _S = ±15V, T _A = 25°C V _O = ±10V, R _L = 2kΩ Over Temperature	25	100		V/mV V/mV
V _O	Output Voltage Swing	V _S = ±15V, R _L = 10kΩ	±12	±13.5		V
V _{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	V _S = ±15V	±11	+15 -12		V V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	R _S < 10kΩ	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 6)	70	100		dB
I _S	Supply Current			3.6	6.5	mA

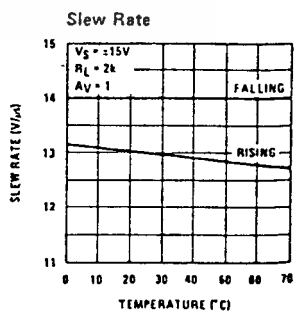
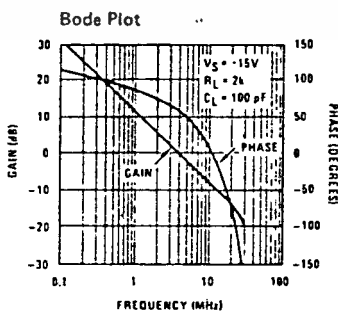
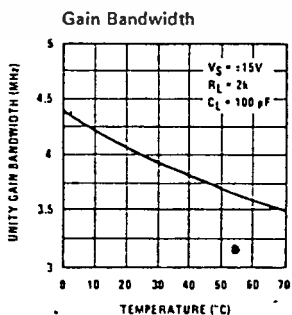
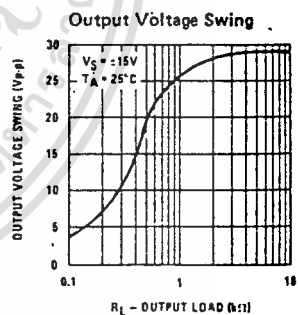
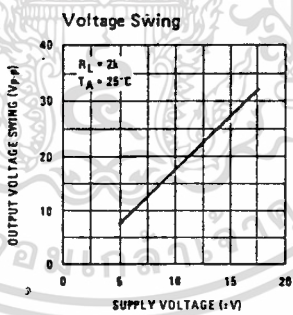
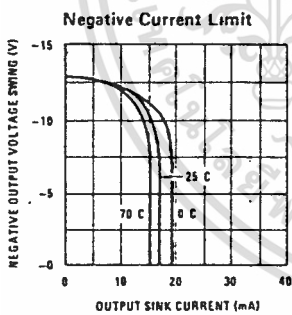
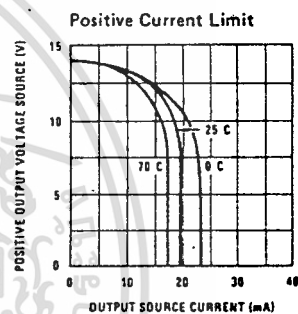
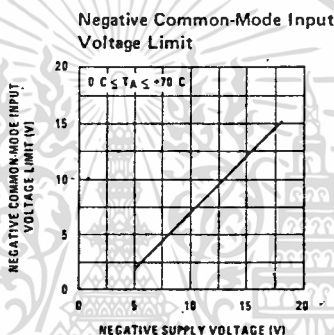
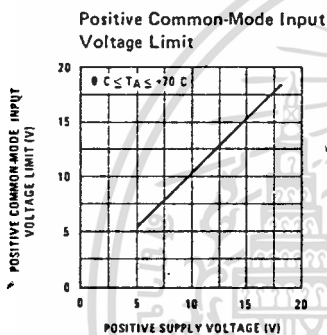
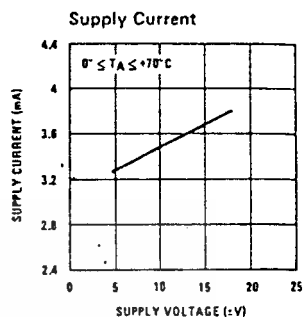
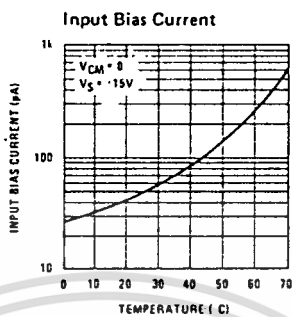
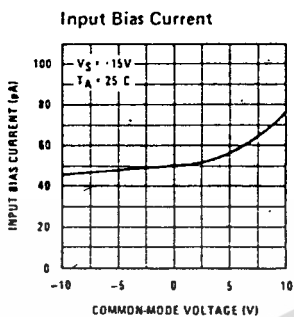
AC Electrical Characteristics (Note 4)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LF353			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
	Amplifier to Amplifier Coupling	T _A = 25°C, f = 1 Hz-20 kHz (Input Referred)		-120		dB
SR	Slew Rate	V _S = ±15V, T _A = 25°C		13		V/μs
GBW	Gain Bandwidth Product	V _S = ±15V, T _A = 25°C		4		MHz
ε _n	Equivalent Input Noise Voltage	T _A = 25°C, R _S = 100Ω, f = 1000 Hz		16		nV/√Hz
I _n	Equivalent Input Noise Current	T _j = 25°C, f = 1000 Hz		0.01		pA/√Hz

Note 1: For operating at elevated temperature, the device must be derated based on a thermal resistance of 160°C/W junction to ambient for the N package, and 150°C/W junction to ambient for the H package.
 Note 2: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.
 Note 3: The power dissipation limit, however, cannot be exceeded.
 Note 4: These specifications apply for V_S = ±15V and 0°C < T_A < +70°C. V_{OS}, I_B and I_{OS} are measured at V_{CM} = 0.
 Note 5: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature, T_j. Due to the limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_D. T_j = T_A + P_D/A P_n.
 Note 6: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice.

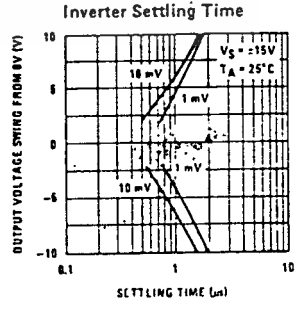
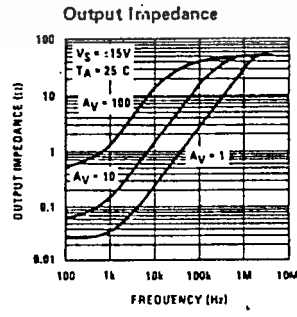
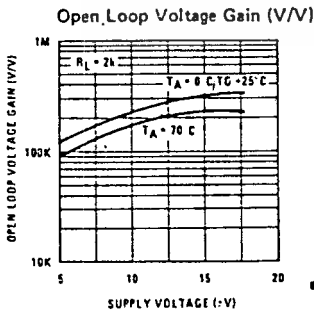
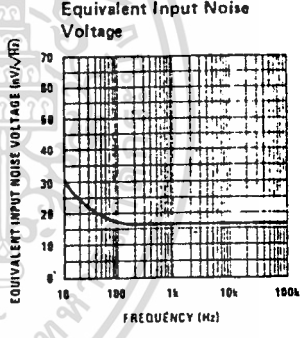
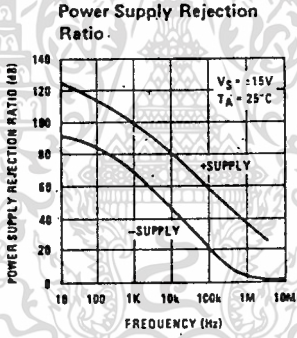
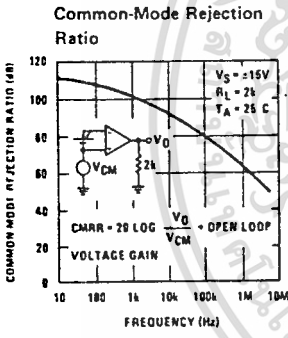
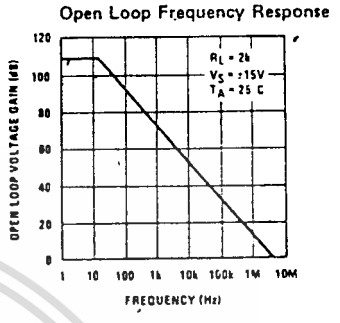
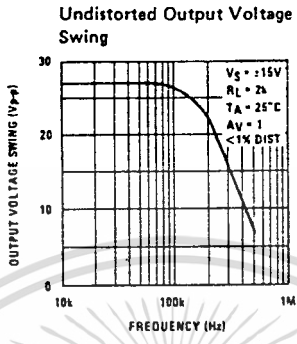
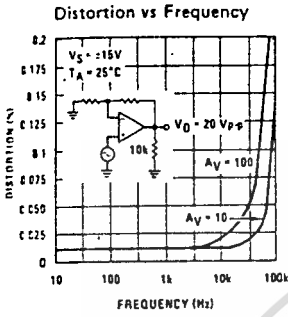
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า, ไม่ว่ากรรมใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Application Hints (Continued)

high state. In neither case does a latch occur since raising the input back within the common-mode range again puts the input stage and thus the amplifier in a normal operating mode.

Exceeding the positive common-mode limit on a single input will not change the phase of the output; however, if both inputs exceed the limit, the output of the amplifier will be forced to a high state.

The amplifiers will operate with a common-mode input voltage equal to the positive supply; however, the gain bandwidth and slew rate may be decreased in this condition. When the negative common-mode voltage swings to within 3V of the negative supply, an increase in input offset voltage may occur.

Each amplifier is individually biased by a zener reference which allows normal circuit operation on $\pm 4V$ power supplies. Supply voltages less than these may result in lower gain bandwidth and slew rate.

The amplifiers will drive a $2\text{ k}\Omega$ load resistance to $\pm 10V$ over the full temperature range of 0°C to $+70^\circ\text{C}$. If the amplifier is forced to drive heavier load currents, however, an increase in input offset voltage may occur on the negative voltage swing and finally reach an active current limit on both positive and negative swings.

Precautions should be taken to ensure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed

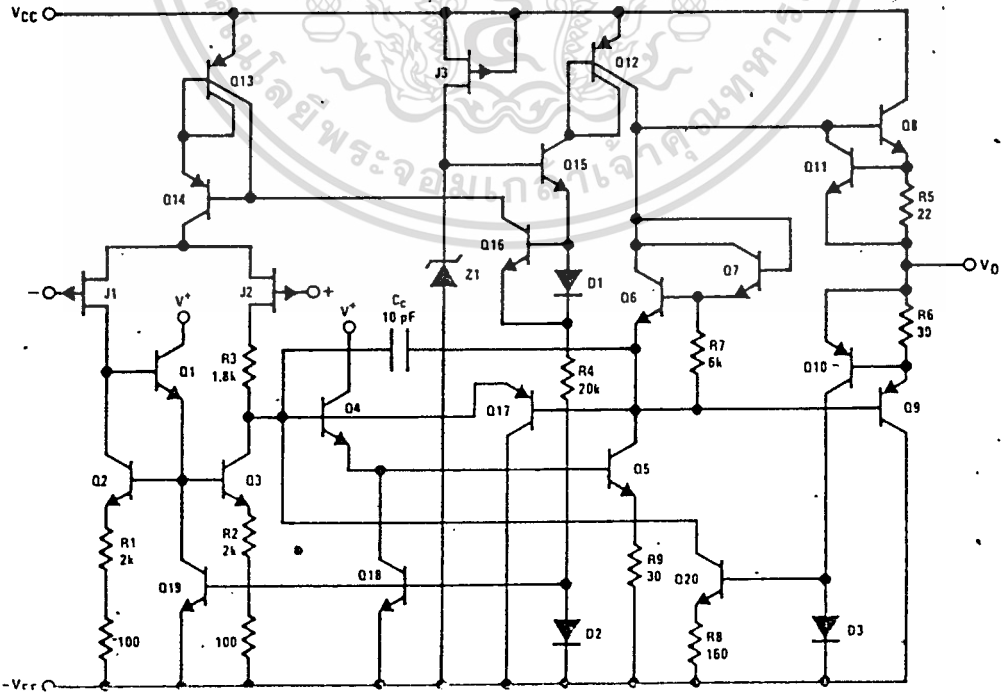
backwards in a socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

Because these amplifiers are JFET rather than MOSFET input op amps they do not require special handling.

As with most amplifiers, care should be taken with lead dress, component placement and supply decoupling in order to ensure stability. For example, resistors from the output to an input should be placed with the body close to the input to minimize "pick-up" and maximize the frequency of the feedback pole by minimizing the capacitance from the input to ground.

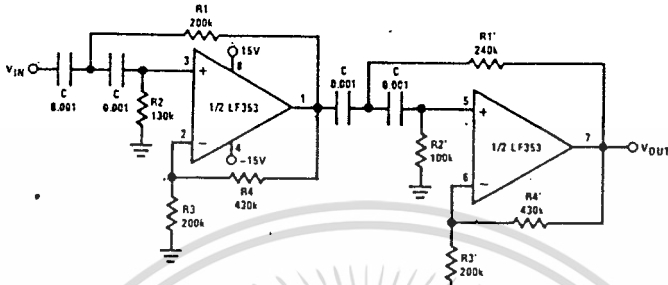
A feedback pole is created when the feedback around any amplifier is resistive. The parallel resistance and capacitance from the input of the device (usually the inverting input) to AC ground set the frequency of the pole. In many instances the frequency of this pole is much greater than the expected 3 dB frequency of the closed loop gain and consequently there is negligible effect on stability margin. However, if the feedback pole is less than approximately 6 times the expected 3 dB frequency a lead capacitor should be placed from the output to the input of the op amp. The value of the added capacitor should be such that the RC time constant of this capacitor and the resistance it parallels is greater than or equal to the original feedback pole time constant.

Detailed Schematic



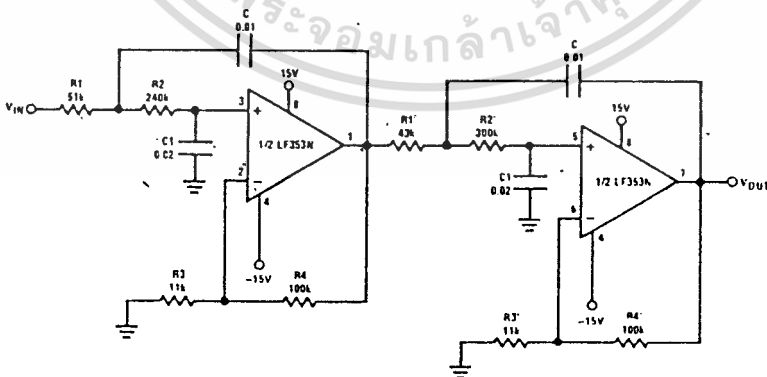
Typical Applications (Continued)

Fourth Order High Pass Butterworth Filter



- Corner frequency (f_c) = $\sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C^2}} \cdot \frac{1}{2\pi} = \sqrt{\frac{1}{R_1' R_2' C'^2}} \cdot \frac{1}{2\pi}$
- Passband gain (H_0) = $(1 + R_4/R_3)(1 + R_4'/R_3')$
- First stage Q = 1.31
- Second stage Q = 0.541
- Circuit shown uses closest 5% tolerance resistor values for a filter with a corner frequency of 1 kHz and a passband gain of 10

Fourth Order Low Pass Butterworth Filter



- Corner frequency (f_c) = $\sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C C_1}} \cdot \frac{1}{2\pi} = \sqrt{\frac{1}{R_1' R_2' C C_1'}} \cdot \frac{1}{2\pi}$
- Passband gain (H_0) = $(1 + R_4/R_3)(1 + R_4'/R_3')$
- First stage Q = 1.31
- Circuit shown uses nearest 5% tolerance resistor values for a filter with a corner frequency of 100 Hz and a passband gain of 10
- Offset nulling necessary for accurate DC performance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้รวมทั้งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้รับความอนุเคราะห์ให้คำแนะนำ ปรีกษา จากอาจารย์ที่ปรีกษา คร.แคเนียล บริน ซึ่งอาจารย์มีความสนใจต่อการวิจัย การปฏิบัติงาน ทั้งยังไตร่ตรองถึงความคืบหน้าของโครงการอยู่เนือง ๆ อาจารย์ยังให้ข้อคิดเห็นและแนวทางแก้ไขปัญหาต่าง ๆ ก่อให้เกิดความคิดใหม่ ๆ จนสามารถทำให้โครงการและวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสร็จสมบูรณ์ได้ ผู้จัดทำจึงขอขอบพระคุณอาจารย์ คร.แคเนียล บริน เป็นอย่างสูงในความอนุเคราะห์ตลอดระยะเวลา 2 ภาคการศึกษานี้ และที่สำคัญก็คือความไว้วางใจที่อาจารย์ได้ให้แก่นักศึกษาปี 4 ทุกคนที่ทำงานที่ห้องอาจารย์ ขอขอบพระคุณอีกครั้ง

อยากจะขอยกคำกล่าวของท่าน คร.อัลเบิร์ต ไอน์สไตน์ ซึ่งติดไว้ในห้องของอาจารย์ เป็นข้อคิดในการทำงานของทุก ๆ คน ซึ่งข้อความมีดังนี้ "Everything should be made as simple as possible, but not simpler." .
 ท้ายนี้ หากมีสิ่งใดและการกระทำใดที่ก่อให้เกิดให้อาจารย์ไม่พอใจหรือเป็นการล่วงเกิน ก็ขออภัยอาจารย์ไว้ ณ ที่นี้ด้วย.

หนังสืออ้างอิง

1. สุวัฒน์ สรีธนรัตน์, "การวิเคราะห์สัญญาณเสียงพูด", วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, คณะวิศวกรรมศาสตร์ สจล., หน้า 3-7, 2527
2. G.S. Moschytz and Petr Horn, "Chap. 5: Design Equations and Flow Charts", Active Filter Design Handbook, John Wiley & Sons Ltd. (New York), pp. 29-67, 1981
3. "Special Communications Systems", The Radio Amateur's Handbook, American Radio League (Newington), pp. 14-33 to 14-34, 1983
4. Howard M. Berlin, "Chap. 6: Generators", Design of OP-AMP Circuits with Experiments, Howard W. Sams & Co., Inc., pp. 132-135, 1980
5. "Operational Amplifiers/Buffers", LINEAR DATABOOK, National Semiconductor Corporation, 1982