

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

หูฟังสเตอริโอไร้สาย

Wireless Stereo Headphone



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....73160
วัน,เดือน,ปี..... 6 ก.ค. 2550

b. 11786359
i.....

ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หูฟังสเตอริโอไร้สาย

Wireless Stereo Headphone



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโท ปีการศึกษา 2548

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง หูฟังสเตอริโอไร้สาย (Wireless Stereo Headphone)

ผู้จัดทำ	1. นาย เชาวนิตย์	เกียรติสารพิภพ	รหัส 45010195
	2. นางสาว นवलสมร	นิตสุพรรณรัตน์	รหัส 45010388

รายงานฉบับนี้ได้ผ่านการตรวจสอบโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว

ลงชื่อ



(อาจารย์ พลผดุง ผดุงกุล)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หูฟังสเตอริโอไร้สาย

นาย เชาวนิตย์ เกียรติสารพิภพ 45010195
นางสาว นवलสมร นิติตุพรรัตน์ 45010388
อาจารย์ที่ปรึกษา อ.พลผดุง ผดุงกุล
ปีการศึกษา 2548

บทคัดย่อ

โครงการฉบับนี้เป็นการสร้างหูฟังสเตอริโอไร้สาย โดยใช้ความรู้ทางด้านการมอดคูเลททางความถี่ (FM) ทำการแยกสัญญาณเสียงเป็นสัญญาณทางด้านซ้าย และขวา หลังจากนั้นทำการมอดคูเลทสัญญาณ ด้วยความถี่คลื่นพาห์ 200 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 360 กิโลเฮิร์ตซ์ ตามลำดับ และทำการส่งสัญญาณผ่านอากาศด้วยแสงอินฟราเรด สัญญาณที่รับมาได้จะนำไปผ่านวงจรตีมอดคูเลทเพื่อให้เหลือเพียงสัญญาณเสียง หลังจากนั้นจึงนำสัญญาณเสียงที่ได้ไปผ่านวงจรรองความถี่ และวงจรขยาย เพื่อนำสัญญาณที่ได้ไปออกหูฟังต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Wireless Stereo Headphone

Mr. Chaovanit Kiettrisalpipop 45010195

Miss Nuansamorn Nitisupornrat 45010388

Assist.Prof. Polphadung Phadungkul Advisor

Education Year 2005

Abstract

This project is the creation of a wireless stereo headphone by using the knowledge of frequency modulation (FM) to separate audio signal into left and right ears. After that, the frequency is modulated in order with 200 kilohertz and 360 kilohertz carrier frequency. Then the audio signal is held through the air by infrared. The received signal is demodulated and further to filter and amplifier circuits in order to send the signal through the headphone in the last process.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ

อาจารย์ พลผดุง ผดุงกุล (อาจารย์ที่ปรึกษา) และ อาจารย์ภาคิณีเล็กทรอนิกส์ทุกท่านที่ให้การอุปการะในการให้คำปรึกษาและแนะนำเกี่ยวกับปริญญาโทเรื่องนี้ และทางภาคิณีเล็กทรอนิกส์ที่ให้ยืมใช้เครื่องมืออิเล็กทรอนิกส์ในการทดลอง ตลอดจนส่งสอนให้ความรู้จนสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานในการทำปริญญาโทครั้งนี้

คุณพ่อ คุณแม่ ที่คอยให้ความเป็นห่วง และให้การสนับสนุนทางการเงินตลอดมา จนทำให้ปริญญาโทครั้งนี้สำเร็จโดยสมบูรณ์ได้ด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีในปริญญาโทครั้งนี้ ผู้จัดทำขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

.....
(นาย เชาวนิชย์ เกียรติสารพิภพ)

.....
(นางสาว นवलสมร นิตสุพรรณรัตน์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อ	I
Abstract	II
สารบัญ	III
สารบัญรูป	V
สารบัญตาราง	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎี	3
2.1 ระบบสื่อสารอิเล็กทรอนิกส์	3
2.2 สัญญาณในระบบสื่อสาร	3
2.3 แลบบความถี่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า	4
2.4 รูปแบบของการสื่อสาร	5
2.5 การมอดดูเลชั่น และการดีมอดดูเลชั่น	6
2.6 การผสมคลื่นแบบเอฟเอ็ม	13
2.7 การสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกคูล	15
2.8 IF-CAN (Intermediate Frequency CAN)	16
2.9 วงจรกรองความถี่ (Filter)	21
2.8.1 ความถี่คัทออฟ (Cut off Frequency : f_c)	23
2.8.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)	24
2.8.2.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 1	24
2.8.2.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 2	26
บทที่ 3 การออกแบบวงจร	29
3.1 ภาคส่งสัญญาณ	29
3.1.1 วงจรมอดดูเลททางความถี่	29
3.1.2 วงจร Monostable	33
3.1.3 วงจรส่งสัญญาณด้วยแสงอินฟราเรด	34
3.2 ภาครับสัญญาณ	35
3.2.1 วงจรรับแสงอินฟราเรด	36
3.2.2 วงจรดีมอดดูเลททางความถี่	37

3.2.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ	39
3.2.4 วงจร Amplifier	40
บทที่ 4 การทดลอง	42
การทดลองที่ 1	42
การทดลองที่ 2	42
การทดลองที่ 3	43
การทดลองที่ 4	44
การทดลองที่ 5	45
การทดลองที่ 6	46
บทที่ 5 สรุปและวิเคราะห์ผลการทดลอง	48
ภาคผนวก	
รูปวงจรฟังส่งสัญญาณ	a
รูปวงจรฟังรับสัญญาณฟังซ้าย	b
รูปวงจรฟังรับสัญญาณฟังขวา	c
กิตติกรรมประกาศ	d
หนังสืออ้างอิง	e

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูป	หน้า
รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบสื่อสารอิเล็กทรอนิกส์	2
รูปที่ 2.2 รูปแบบการสื่อสารตามทิศทาง	6
รูปที่ 2.3 Block Diagram ของการมอดูเลตในเครื่องส่งวิทยุ	6
รูปที่ 2.4 AM Modulated wave	7
รูปที่ 2.5 FM Modulated wave	8
รูปที่ 2.6 สัญญาณ ASK (รูปล่าง) และข้อมูลที่ต้องการส่ง (รูปบน)	12
รูปที่ 2.7 การผสมคลื่นแบบเอฟเอ็ม	14
รูปที่ 2.8 อัตราการเบี่ยงเบนในคลื่นเอฟเอ็ม	14
รูปที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมหลักการทำงานของเฟสล็อกคูลูป	15
รูปที่ 2.10 IF can	16
รูปที่ 2.11 ภายใน IF Can	17
รูปที่ 2.12 IF transformer	17
รูปที่ 2.13 แสดงอิมพีแดนซ์และเฟส ของ IF can 455 kHz	18
รูปที่ 2.14 แสดงวงจรแบ่งขดลวดฝั่งปฐมภูมิ	18
รูปที่ 2.15 วงจร Quadrature FM Detectors	20
รูปที่ 2.16 แสดงอิมพีแดนซ์และเฟส ของ IF can 455 kHz	21
รูปที่ 2.17 กราฟการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบต่างๆ	22-23
รูปที่ 2.18 แสดงตำแหน่งของความถี่คัทออฟ	23
รูปที่ 2.19 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 1 แบบไม่กลับเฟส	25
รูปที่ 2.20 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 1 แบบกลับเฟส	25
รูปที่ 2.21 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 2 แบบ Sallen-Key	26
รูปที่ 2.22 วงจรวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 2 แบบ Sallen-Key ที่มี อัตราขยายเท่ากับ 1	26
รูปที่ 2.23 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 2 แบบ Multiple Feedback	27
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของภาคส่งสัญญาณ	29
รูปที่ 3.2 วงจรมอดูเลตทางความถี่	30
รูปที่ 3.3 กราฟแสดงคุณสมบัติของ VCO	32
รูปที่ 3.4 วงจร Monostable	33
รูปที่ 3.5 วงจรส่งสัญญาณด้วยแสงอินฟราเรด	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.6 บล็อกไดอะแกรมของภาครับสัญญาณ	36
รูปที่ 3.7 วงจรรับอินฟราเรด	37
รูปที่ 3.8 วงจรภายในของไอซี MC3361	37
รูปที่ 3.9 วงจรคิมอดคูลเลททางความถี่	38
รูปที่ 3.10 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ	39
รูปที่ 3.11 วงจร Amplifier	40
รูปที่ 3.12 วงจรที่ใช้ในการคำนวณอัตราขยายของ Amplifier	41
รูปที่ 4.1 สัญญาณไซน์ ความถี่ 5 kHz ที่ใช้ในการมอดคูลเลท	42
รูปที่ 4.2 สัญญาณพาหะที่ถูกมอดคูลเลทกับสัญญาณไซน์ของวงจรฝั่งซ้าย	42
รูปที่ 4.3 สัญญาณพาหะที่ถูกมอดคูลเลทกับสัญญาณไซน์ของวงจรฝั่งขวา	43
รูปที่ 4.4 สัญญาณซ้ายที่ลด Duty Ratio เหลือประมาณ 10%	43
รูปที่ 4.5 สัญญาณขวาที่ลด Duty Cycle เหลือประมาณ 10%	44
รูปที่ 4.6 สัญญาณคร่อม LED ในวงจรส่งสัญญาณด้วยแสงอินฟราเรดฝั่งซ้าย	44
รูปที่ 4.7 สัญญาณคร่อม LED ในวงจรส่งสัญญาณด้วยแสงอินฟราเรดฝั่งขวา	45
รูปที่ 4.8 สัญญาณที่จะถูกมอดคูลเลททางด้านซ้าย	45
รูปที่ 4.9 สัญญาณที่จะถูกมอดคูลเลททางด้านขวา	46
รูปที่ 4.10 สัญญาณเอาต์พุตทางด้านซ้าย	46
รูปที่ 4.11 สัญญาณเอาต์พุตทางด้านขวา	47

สารบัญตาราง

ตาราง	หน้า
ตารางที่ 3.1 ตารางแสดงค่าอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรมอดคูเลททางความถี่	31
ตารางที่ 3.2 ตารางแสดงของโวลต์เดจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ (VCO)	31
ตารางที่ 3.3 ตารางแสดงค่าความต้านทานที่ขา VCO	32
ตารางที่ 3.4 ตารางแสดงค่าความจริงของไอซีเบอร์ HEF4528B	33
ตารางที่ 3.5 ตารางแสดงค่า R_1 และ C_1 ที่ใช้ในวงจร Monostable ฟังส่ง	34
ตารางที่ 3.6 ตารางแสดงค่าอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรมอดคูเลททางความถี่	39
ตารางที่ 3.7 ตารางแสดงค่าอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	40



บทที่ 1

บทนำ

หูฟังสเตอริโอไร้สายนี้ เป็นการติดต่อทางเคียวจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ โดยใช้ความถี่คลื่นพาห้ในย่านอินฟราเรดในการส่งสัญญาณ ซึ่งประกอบด้วยส่วนสำคัญ คือ เครื่องส่ง เครื่องรับ และสัญญาณข่าวสาร (ในที่นี้คือสัญญาณเสียง) ถูกป้อนเข้าที่อินพุท ทำให้เกิดสัญญาณเอาต์พุทเป็นคลื่นที่ได้รับการมอดดูเลทแล้วแผ่กระจายออกจากตัวส่งอินฟราเรดไปยังเครื่องรับ คลื่นที่ได้รับจากตัวรับอินฟราเรดจะถูกแปลงโดยเครื่องรับ เพื่อให้สัญญาณข่าวสารกลับคืนออกมาเป็นสัญญาณเสียงออกทางหูฟัง

ที่เครื่องส่ง สัญญาณข่าวสารจะถูกมอดดูเลททางความถี่กับสัญญาณพาห้ด้วยไอซีเฟสล็อกกรุปเบอร์ MC14046B แล้วจึงป้อนให้แก่ตัวส่งอินฟราเรด โดยใช้ตัวส่งอินฟราเรดจำนวน 3 ตัว ยังเป็นมุมกว้างเพื่อครอบคลุมในทุกทิศทาง

ที่เครื่องรับ คลื่นที่ส่งมาจะรับได้โดยตัวรับอินฟราเรดจำนวน 3 ตัว นำสัญญาณที่ได้จากแต่ละตัวมารวมกัน จากนั้นจึงส่งไปทำการดีมอดดูเลทด้วยไอซีเบอร์MC3361B และนำสัญญาณไปผ่านวงจรกรองความถี่เพื่อกำจัดสัญญาณรบกวน แล้วจึงนำไปผ่านวงจรขยายสัญญาณเพื่อออกหูฟัง

ในการส่งสัญญาณจะแยกออกเป็น 2 ชุด คือสัญญาณทางซ้าย และสัญญาณทางขวา โดยความถี่พาห้ที่เลือกใช้ทั้งซ้ายและขวา จะมีค่า 200 กิโลเฮิร์ต และ 360 กิโลเฮิร์ตตามลำดับ โดยจะมีช่วงความถี่ในการมอดดูเลทประมาณ 60 กิโลเฮิร์ต

รายงานฉบับนี้ ผู้จัดทำได้เรียบเรียงเพื่อใช้ประกอบการศึกษาและใช้ในการให้ความรู้แก่ผู้ที่สนใจทั่วไป และสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานที่เกี่ยวข้องกันหรือเพิ่มประสิทธิภาพให้สูงกว่าแล้วแต่วัตถุประสงค์การนำไปใช้

รายงานฉบับนี้ประกอบไปด้วยเนื้อหาต่างๆ แยกเป็นบทดังต่อไปนี้

บทที่ 2 ทฤษฎีเบื้องต้นทั่วไปเกี่ยวกับ โครงงาน

บทที่ 3 หลักการออกแบบเครื่องส่งและเครื่องรับ

บทที่ 4 การทดลอง

บทที่ 5 สรุปและวิเคราะห์ผลการทดลอง

สำหรับภาคผนวก จะประกอบด้วยรูปวงจรรวมของภาคส่งและภาครับ และได้รวบรวมข้อมูลเกี่ยวกับ ไอซีเบอร์ต่างๆ ที่จำเป็นต้องใช้ใน โครงงานเพื่อการออกแบบด้วย

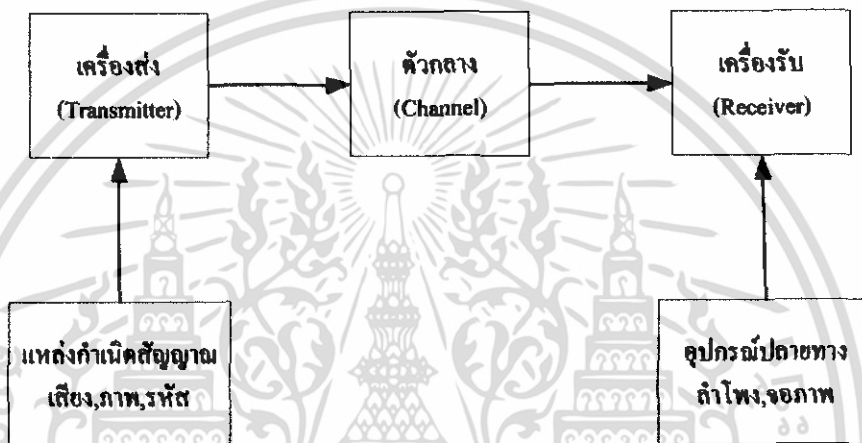
ผู้จัดทำหวังเป็นอย่างยิ่งว่า รายงานฉบับนี้จะประโยชน์แก่ผู้อ่าน หากมีข้อผิดพลาดประการใด ทางผู้จัดทำขออภัยไว้ ณ ที่นี้ด้วย

บทที่ 2

ทฤษฎี

2.1 ระบบสื่อสารอิเล็กทรอนิกส์ (Electronic Communication Systems)

การสื่อสารอิเล็กทรอนิกส์ หมายถึง การส่ง (Transmission) , การรับ (Reception) , และการประมวลผลของข้อมูลหรือข่าวสาร ระหว่าง 2 จุดหรือมากกว่าด้วยการใช้อิเล็กทรอนิกส์



รูปที่ 2.1 บล็อกโคอะแกรมของระบบสื่อสารอิเล็กทรอนิกส์

ตัวกลางการสื่อสาร (Communication Medium) เป็นช่องทางหรือตัวกลางซึ่งสัญญาณของระบบสื่อสารใช้เป็นทางจากจุดส่งไปยังจุดรับ ซึ่งเราสามารถแบ่งชนิดของการสื่อสารทางอิเล็กทรอนิกส์ตามชนิดของตัวกลางการสื่อสารได้ 2 แบบ คือ

- แบบมีสาย (WIRE) สายในที่นี้อาจเป็นสายตัวนำไฟฟ้า 1 คู่ หรือเส้นใยนำแสง (OPTIC FIBER)
- แบบไร้สาย (WIRELESS) หรือวิทยุ (RADIO) สัญญาณของระบบสื่อสารแบบ ไร้สาย จะอยู่ในรูปแบบของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งรวมถึงแสง

เครื่องส่ง (Transmitter) เป็นอุปกรณ์หรือวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ถูกรอกแบบสำหรับแปลงสัญญาณจากแหล่งกำเนิดสัญญาณที่จะสื่อสาร ให้กลายเป็นสัญญาณที่มีรูปแบบและระดับพลังงานที่เหมาะสมกับตัวกลางการสื่อสารของแต่ละระบบ เครื่องส่งอาจเป็นเพียงคีย์สวิตช์ของระบบโทรเลขแบบใช้สายหรืออาจเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์สลับซับซ้อนของระบบสื่อสารดาวเทียม สัญญาณที่

จะสื่อสารอาจอยู่ในรูปของสัญญาณเสียงหรือภาพ หรือข้อมูลในรูปของสัญญาณดิจิทัล ซึ่งสัญญาณแต่ละชนิดจะมีความกว้างของแถบความถี่ (BANDWIDTH) แตกต่างกัน ซึ่งความกว้างของแถบความถี่ของสัญญาณนี้ถือเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญที่สุดในการพิจารณาเลือกใช้หรือออกแบบระบบสื่อสาร

เครื่องรับ (Receiver) จะเป็นอุปกรณ์และวงจรอิเล็กทรอนิกส์อีกชุดหนึ่ง ซึ่งจะทำหน้าที่แปลงสัญญาณที่รับมาได้จากตัวกลาง ให้กลายเป็นสัญญาณที่มีรูปแบบและระดับพลังงานที่เหมาะสมกับอุปกรณ์ปลายทางด้านรับ เช่น เครื่องรับของระบบโทรเลขใช้สายจะเป็นเพียงขดลวดโซลินอยด์ (Solenoid) หรือวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ซับซ้อนของการรับสัญญาณโทรทัศน์ผ่านดาวเทียม

2.2 สัญญาณในระบบสื่อสาร

สัญญาณทางอิเล็กทรอนิกส์เกือบทุกสัญญาณจะเกิดจากผลรวมของคลื่นขายน้หลาย ๆ ความถี่ การเดินทางของสัญญาณในวงจรจากจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่ง หรือการเดินทางของสัญญาณจากวงจรหนึ่งไปยังอีกวงจรหนึ่ง หรือการเดินทางของสัญญาณจากระบบหนึ่งไปยังอีกระบบหนึ่ง สามารถพิจารณาเป็นการเดินทางของคลื่นขายน้ทุกความถี่ที่มีอยู่ในสัญญาณนั้นจากที่หนึ่งไปยังอีกที่หนึ่งในรูปแบบของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic waves) ซึ่งอาจจะเป็นการเคลื่อนที่ผ่านตัวนำไฟฟ้า หรือตัวอุปกรณ์ต่าง ๆ และการเคลื่อนที่ผ่านอากาศหรืออวกาศในรูปของการแผ่รังสี (Radiation)

ความกว้างแถบความถี่ของสัญญาณ คือ ค่าแถบความถี่ของคลื่นขายน้หลายความถี่ที่รวมกันเป็นสัญญาณ ซึ่งจะมีค่าเท่ากับผลต่างของความถี่สูงสุดกับความถี่ต่ำสุดที่มีอยู่ในสัญญาณ ถ้ามีสัญญาณมากกว่าหนึ่งสัญญาณในอาณาบริเวณเดียวกัน และสัญญาณเหล่านั้นมีค่าแถบความถี่ที่ทับซ้อนกัน จะทำให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกัน ถ้าระดับกำลังของสัญญาณต่าง ๆ ที่มีแถบความถี่ซ้อนทับกันมีค่าใกล้เคียงกัน ก็จะทำให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกัน แต่ถ้าระดับกำลังของสัญญาณแตกต่างกันมาก สัญญาณที่มีกำลังมากแทบไม่ถูกรบกวนจากสัญญาณที่มีกำลังต่ำกว่ามาก ในทางตรงกันข้ามสัญญาณที่มีกำลังต่ำจะถูกสัญญาณที่มีกำลังสูงกว่ากลบจนหมด

ในระบบสื่อสาร เราไม่สามารถส่งสัญญาณที่มีแถบความถี่ซ้อนทับกันผ่านตัวกลางของการสื่อสารเดียวกัน ภายในเวลาเดียวกันได้ สัญญาณใดก็ตามที่มีแถบความถี่ซ้อนทับกับสัญญาณที่เราต้องการสื่อสาร จะถูกเรียกว่า “สัญญาณรบกวน (NOISE)”

การเดินทางของสัญญาณจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับจะถูกลดทอนให้ม้กำลังต่ำลงในขณะที่ผ่าน ตัวกลาง เมื่อสัญญาณมีกำลังไฟฟ้าลดลง จะมีโอกาสถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวนที่อยู่

ระหว่างเส้นทาง ยิ่งไปกว่านั้นภายในตัวอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ก็เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนอีกด้วย ถ้าความกว้างแถบความถี่ของสัญญาณยิ่งกว้างก็จะยิ่งเพิ่มโอกาสที่จะถูกรบกวนมากยิ่งขึ้น

2.3 แถบความถี่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

จุดประสงค์ของ Electronic Communication คือ การติดต่อสื่อสารระหว่างจุด 2 จุด ข้อมูลข่าวสารของการสื่อสารจะต้องอยู่ในรูปของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้านี้จะสามารถแผ่กระจายผ่านตัวนำไฟฟ้า หรืออากาศ/อวกาศได้

แถบความถี่ของสัญญาณ (Signal Bandwidth) คือ แถบความถี่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่สัญญาณครอบครองอยู่ ซึ่งจะมีค่าเท่ากับผลต่างของความถี่สูงสุดกับความถี่ต่ำสุดของสัญญาณ ซึ่งความกว้างของแถบความถี่ของช่องสื่อสาร (Communication Channel Bandwidth) จะต้องมีค่ากว้างพอที่จะให้ความถี่ที่มีนัยสำคัญทั้งหมดของสัญญาณข้อมูลข่าวสารผ่านไปทั้งหมด โดยที่ความกว้างของแถบความถี่ของช่องสื่อสาร : BW_{CH} จะต้องมีค่าเท่ากับหรือมากกว่าความกว้างของแถบความถี่ของช่องสัญญาณ : BW_{SIGNAL}

$$BW_{CH} \geq BW_{SIGNAL} \quad (2.1)$$

ความจุของข้อมูลข่าวสาร (Information Capacity) ของระบบสื่อสารเป็นจำนวนที่ใช้วัดความสามารถของระบบสื่อสารว่า สามารถจะส่งข้อมูลข่าวสารผ่านระบบได้เป็นประมาณเท่าใดต่อหนึ่งหน่วยของเวลา จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่า ระบบที่มีความกว้างของแถบความถี่ของช่องสื่อสารกว้าง ก็จะมีค่าความจุของข้อมูลข่าวสารสูง

กฎของ "ฮาร์ตลีย์" (Hartley's law) กล่าวว่า

$$I \propto BW_{CH} \times t \quad (2.2)$$

เมื่อ I : ความจุของข้อมูลข่าวสาร (Information Capacity)

BW_{CH} : ความกว้างของแถบความถี่ของช่องสื่อสาร

T : เวลาที่ใช้ในการส่ง

ถึงแม้ว่าระบบสื่อสารที่มีความกว้างของแถบความถี่ของช่องสื่อสารกว้าง จะมีความจุของข้อมูลข่าวสารมาก อย่างไรก็ตาม กฎพื้นฐานในการออกแบบระบบสื่อสารที่วิศวกรผู้ออกแบบพึงระลึกอยู่เสมอคือ จะต้องพยายามทำให้ความกว้างของแถบความถี่ของช่องสื่อสารมีความกว้างให้น้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ โดยไม่ทำให้สูญเสียข้อมูลข่าวสารที่มีนัยสำคัญ เพื่อให้มีจำนวนของ

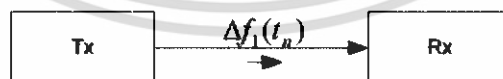
ช่องสื่อสารให้มากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ ซึ่งจะเป็นการเปิดโอกาสให้คนจำนวนมากได้ใช้ประโยชน์จากแถบความถี่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งเป็นทรัพยากรที่มีจำกัดร่วมกัน

2.4 รูปแบบของการสื่อสาร

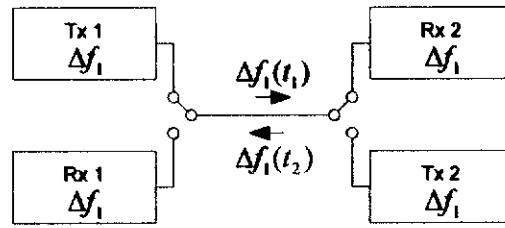
เราสามารถแบ่งรูปแบบของการสื่อสารได้หลายรูปแบบหรือหลายชนิด เช่น แบ่งตามลักษณะของตัวกลางก็จะสามารถแบ่งได้เป็น 2 แบบ คือ แบบมีสายกับแบบไร้สาย ถ้าแบ่งตามรูปแบบของสัญญาณก็จะสามารถแบ่งได้ 2 แบบ คือ การสื่อสารแบบแถบฐานกับการสื่อสารแบบมอดูเลชัน ซึ่งไม่ว่าจะเป็นแบบใดในการส่งสัญญาณจำนวน n สัญญาณ ผ่านระบบสื่อสารในเวลาเดียวกันและผ่านตัวกลางเดียวกัน จะต้องใช้ช่องสื่อสารจำนวน n ช่องสื่อสาร แถบความถี่ของช่องสื่อสารแต่ละช่องจะซ้อนทับกันไม่ได้ และความกว้างของแถบความถี่ของช่องสื่อสารแต่ละช่องควรมีความกว้างให้น้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้ โดยต้องไม่สูญเสียข้อมูลที่มีนัยสำคัญ

เราอาจแบ่งรูปแบบของการสื่อสารตามทิศทางของการสื่อสารหรือจำนวนของช่องสื่อสารได้ 3 แบบ คือ

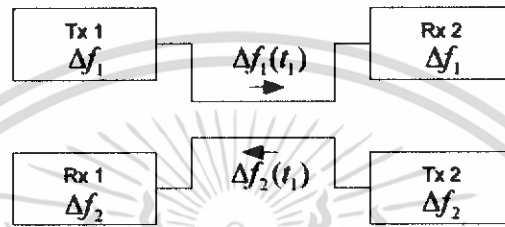
1. แบบทิศทางเดียว (SIMPLEX ; SPX, XS) คือ ฝ่ายหนึ่งจะส่งเพียงอย่างเดียวและอีกฝ่ายหนึ่งจะเป็นฝ่ายรับเพียงอย่างเดียว การสื่อสารแบบทิศทางเดี่ยวนี้นี้ต้องการช่องสื่อสารเพียง 1 ช่อง ตัวอย่าง เช่น การส่งวิทยุกระจายเสียง (Broad casting)
2. แบบกึ่งสองทาง (HALF DUPLEX; HDX, HX) เป็นการสื่อสารแบบ 2 ทางแต่สลับเวลากัน ในขณะที่ฝ่ายหนึ่งเป็นฝ่ายส่ง อีกฝ่ายหนึ่งจะเป็นฝ่ายรับ การสื่อสารแบบกึ่งสองทางนี้ต้องการช่องสื่อสารเพียงช่องเดียว ตัวอย่าง เช่น วิทยุโทรคมนาคม หรือ Walkie – Talkie
3. แบบสองทาง (FULL DUPLEX; FDX, FX) เป็นการสื่อสารแบบ 2 ทิศทาง โดยที่ทั้ง 2 ฝ่ายสามารถรับและส่งได้พร้อมกันในเวลาเดียวกัน การสื่อสารแบบ 2 ทิศทางนี้ ต้องการช่องสื่อสาร 2 ช่อง ตัวอย่างเช่น โทรศัพท์ และ โทรศัพท์เคลื่อนที่



ก. การสื่อสารแบบทิศทางเดียว



ข. การสื่อสารแบบกึ่งสองทาง

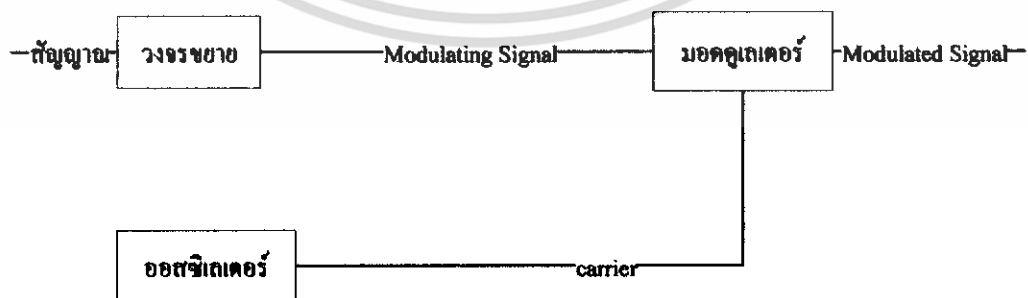


ค. การสื่อสารแบบสองทิศทาง

รูปที่ 2.2 รูปแบบการสื่อสารตามทิศทาง

2.5 การมอดูเลชัน และการดีมอดูเลชัน

ความถี่ของข้อมูลหรือสัญญาณ โดยทั่วไปมักจะมีค่าต่ำ การแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าความถี่ต่ำจะกระทำไม่ได้ดี เพราะสัญญาณความถี่ต่ำจะมีความยาวคลื่นมาก เราสามารถที่จะเลื่อนความถี่ของสัญญาณให้มีค่าสูงขึ้นได้โดยการมอดูเลต สัญญาณที่ต้องการจะส่งกับคลื่นพาห์ (carrier) ความถี่สูง หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่าการมอดูเลตคือกระบวนการที่สัญญาณที่จะส่ง (Modulating Signal) ทำให้คุณสมบัติของคลื่นพาห์ (ขนาด ความถี่ และเฟส) เปลี่ยนแปลงไปตามสถานะของสัญญาณ สัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตเรียกว่า Modulated Signal (wave) ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 Block Diagram ของการมอดูเลตในเครื่องส่งวิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{คลื่นพาห้} : V_c = V_{cp} \sin(\omega_c t + \phi) \quad (2.3)$$

$$\text{สัญญาณ} : V_m = V_{mp} \sin(\omega_m t) \quad (2.4)$$

การมอดคูเลทสามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ๆ คือ

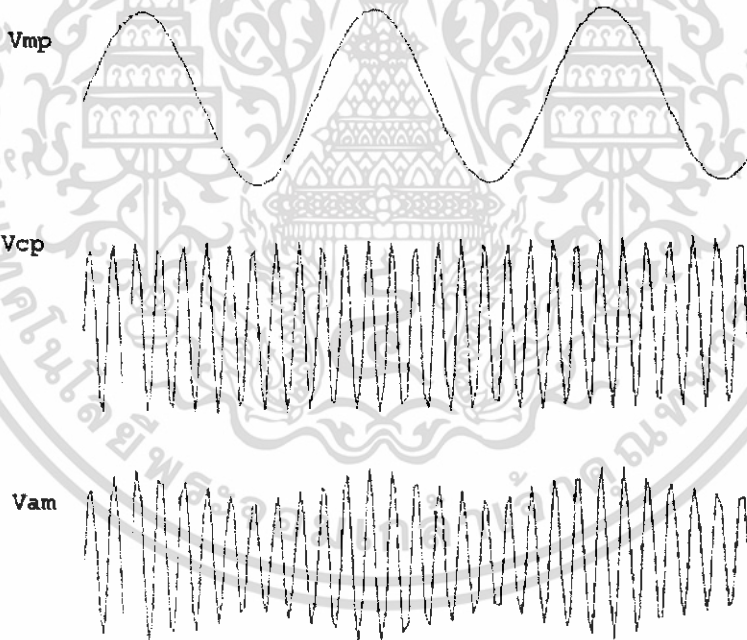
1. การมอดคูเลทแบบ Analog
2. การมอดคูเลทแบบ Digital

1. การมอดคูเลทแบบ Analog

การมอดคูเลทแบบ Analog สามารถแบ่งได้ 3 ประเภท คือ

1.1 Amplitude Modulation (AM) ขนาดของคลื่นพาห้จะเปลี่ยนไปตามขนาดของสัญญาณ

$$V_{AM} = [V_{cp} + V_{mp} \sin(\omega_m t)] \sin(\omega_c t) \quad (2.5)$$

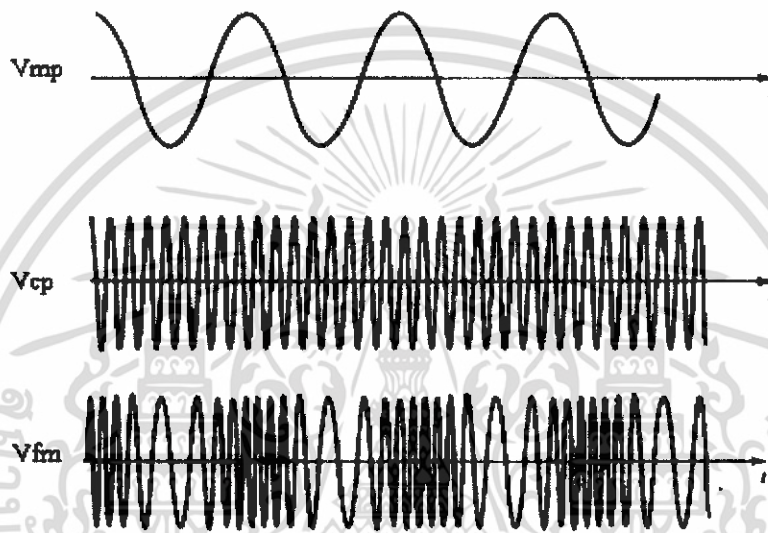


รูปที่ 2.4 AM Modulated wave

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 Frequency Modulation (FM) และ Phase Modulation (PM) ความถี่ของคลื่นพาห์ หรือเฟสของคลื่นพาห์จะเปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของสัญญาณ ลักษณะของ Modulated wave ของ FM กับ PM จะคล้ายกัน

$$V_{FM} = V_{CP} \sin \left[\omega_c t + \frac{KV_{mp}}{\omega_m} \sin \omega_m t \right] \quad (2.6)$$



รูปที่ 2.5 FM Modulated wave

$$V_{PM} = V_{cp} [\sin \omega_c t + KV_{mp} \sin \omega_m t] \quad (2.7)$$

เมื่อ K : ค่าคงที่ของการมอดคูเลชัน

เปอร์เซ็นต์มอดคูเลชัน

ในการมอดคูเลชันนั้น แรงดันจะขึ้นอยู่กับการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณพาหะ ซึ่งความถี่ของพาหะนั้นจะเปลี่ยนแปลงในลักษณะเชิงเส้น และการเปลี่ยนแปลงเป็นสัดส่วนที่มีความสัมพันธ์กับเปอร์เซ็นต์มอดคูเลชัน (Percentage of Modulation) ซึ่งเปอร์เซ็นต์มอดคูเลชันจะเป็นอัตราส่วนของความถี่เบี่ยงเบนจริง กับความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดที่ใช้ได้ จะมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$\text{เปอร์เซ็นต์มอดคูเลชัน (M)} = \Delta f_{\text{actual}} / \Delta f_{\text{max}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ Δf_{actual} คือค่าความถี่ของสัญญาณพาหะที่เปลี่ยนแปลง

Δf_{max} คือค่าความถี่ของสัญญาณพาหะที่เปลี่ยนแปลงไปสูงสุด

ดัชนีในการมอดูเลต (Modulation Index)

จากดัชนีในการมอดูเลตอย่างอื่น เช่นใน AM จะเป็นการบอกถึงว่าค่าการมอดูเลตเปลี่ยนแปลงไปเท่าไร เมื่อเทียบกับระดับที่ไม่มีการมอดูเลต สำหรับใน FM จะเป็นการบอกค่าการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณพาหะ

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{f \Delta |x_m(t)|}{f_m}$$

ถ้าความถี่ในการมอดูเลตคงที่ และค่าดัชนีในการมอดูเลตเพิ่มขึ้น แบนด์วิธของสัญญาณ FM จะเพิ่มขึ้น แต่ช่องว่างระหว่างแถบความถี่ในการมอดูเลตจะคงเดิม

ถ้าการเปลี่ยนแปลงความถี่คงที่ และค่าดัชนีในการมอดูเลตเพิ่มขึ้น แบนด์วิธจะยังคงค่าเดิม แต่ช่องว่างระหว่างแถบความถี่ในการมอดูเลตจะลดลง

Narrowband FM (NBFM)

Narrowband FM จะถูกอธิบายได้ด้วยเงื่อนไขที่ β มีค่าน้อยพอที่จะทำให้พจน์หลังจาก 2 พจน์แรก ในสมการทั่วไปของ FM มีค่าน้อยมากจนสามารถตัดทิ้งได้

การประมาณค่า Narrowband : $\beta = \Delta\omega/\omega_m < 0.2$ (สามารถสูงได้ถึง 0.5)

$$BW \sim 2\omega_m$$

Wideband FM (WBFM)

$$BW \sim 2\Delta\omega$$

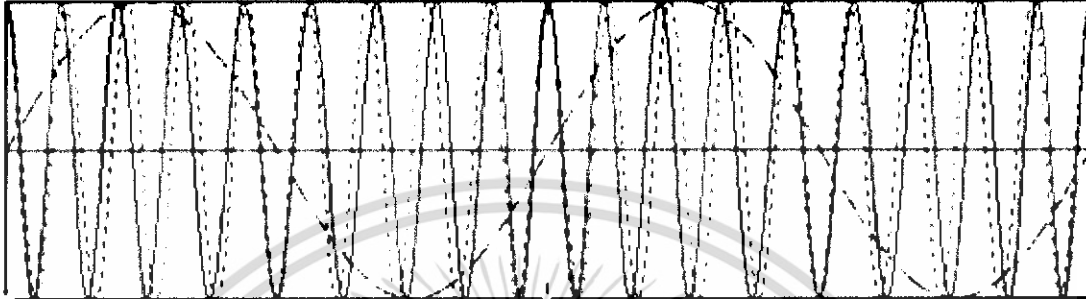
กฎของ Carson

J.R. Carson ได้แสดงให้เห็นถึงการประมาณที่ดีสำหรับทั้งค่า β ที่เล็กมากและใหญ่มาก ดังสมการ

$$BW \sim 2(\Delta\omega + \omega_m) = 2\omega_m(1 + \beta)$$

ในตัวอย่างต่อไปนี้เป็นสัญญาณพาหะมีค่าเป็น 11 เท่าของความถี่ในการมอดดูเลท
เส้นประยาว หมายถึงสัญญาณที่เราต้องการมอดดูเลท เส้นประสั้น หมายถึงสัญญาณพาหะ ซึ่งจะ
ได้สัญญาณเส้นทึบซึ่งเป็นสัญญาณที่ทำการมอดดูเลทแล้ว

Modulation Index (β) = 1

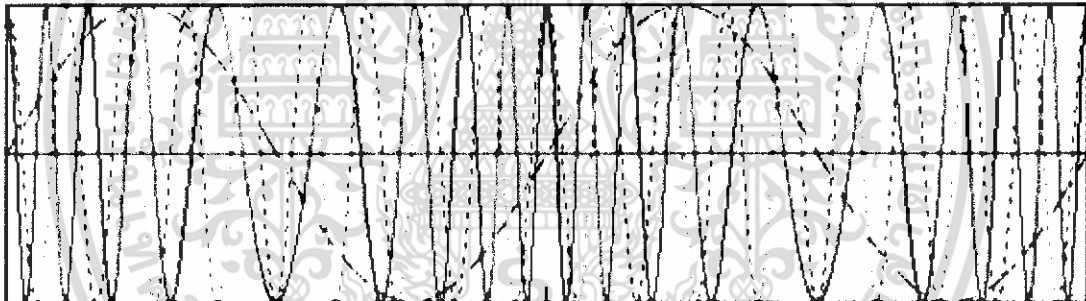


ค่าความถี่สูงสุด(f_{max}) ทำให้เกิดการเบี่ยงเบนสูงสุดที่ $1 \cdot f_{max}$ ในสัญญาณพาหะ

จากสูตรดัชนีการมอดดูเลท

$$\beta = 1 / 1 = 1$$

Modulation Index (β) = 5

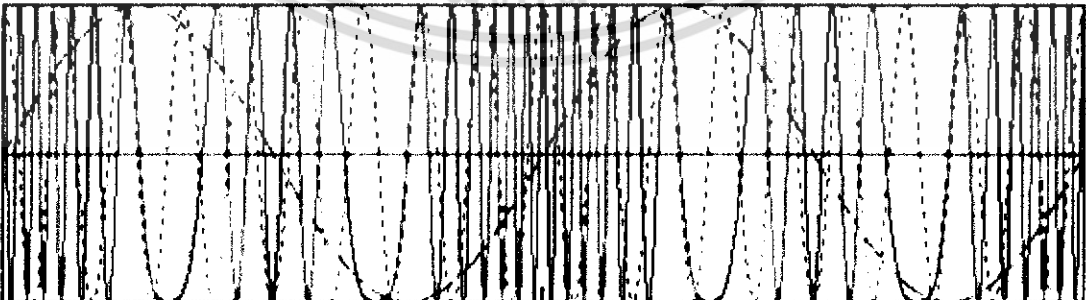


ค่าความถี่สูงสุด(f_{max}) ทำให้เกิดการเบี่ยงเบนสูงสุดที่ $5 \cdot f_{max}$ ในสัญญาณพาหะ

จากสูตรดัชนีการมอดดูเลท

$$\beta = 5 / 1 = 5$$

Modulation Index (β) = 25



ค่าความถี่สูงสุด(f_{max}) ทำให้เกิดการเบี่ยงเบนสูงสุดที่ $25 \cdot f_{max}$ ในสัญญาณพาหะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสูตรดัชนีการมอดดูเลท

$$\beta = 25 / 1 = 25$$

แบนด์วิธใน Narrowband FM

narrowband FM จะอธิบายด้วยค่าต่างๆดังตัวอย่างต่อไปนี้

ค่าเบี่ยงเบนสูงสุดเท่ากับ $\pm 5.0\text{KHz}$ และ ค่าความถี่เสียงสูงสุดที่ต้องการมอดดูเลท มีค่า 3.0KHz

ค่าแบนด์วิธทั้งหมดของสัญญาณ NBFM สามารถคำนวณได้โดย

$$\text{Bandwidth (KHz)} = (2 \times \text{ค่าเบี่ยงเบนสูงสุด}) + (2 \times \text{ค่าความถี่ในการมอดดูเลทสูงสุด})$$

หรือ

$$\text{Bandwidth (KHz)} = (2 \times 5) + (2 \times 3) = 16\text{KHz}$$

แต่เนื่องจากมีความผิดพลาด เพราะฉะนั้นจึงต้องเพิ่มความถี่ที่ผิดพลาดนี้ลงในสมการด้วย

เช่นที่ความถี่ 144 MHz จะมีค่าผิดพลาด $\pm 750\text{Hz}$

$$\text{ดังนั้นจะได้ค่า Bandwidth} = (2 \times 5) + (2 \times 3) + (2 \times .750) = 17.5\text{KHz}$$

ช่องว่างระหว่างแถบความถี่ 20 KHz ก็จะสามารถทำงานได้โดยความกว้างสูงสุดของแบนด์วิธคือ 17.5 KHz และอีก 2.5 KHz เพื่อป้องกันผลระหว่างช่องสัญญาณ

1.3 Pulse Modulation คลื่นพาห้จะเป็นพัลส์ สัญญาณจะทำให้คุณสมบัติต่างๆของพัลส์เปลี่ยนแปลงไป เช่น ขนาดของพัลส์ ความกว้างของพัลส์ เป็นต้น

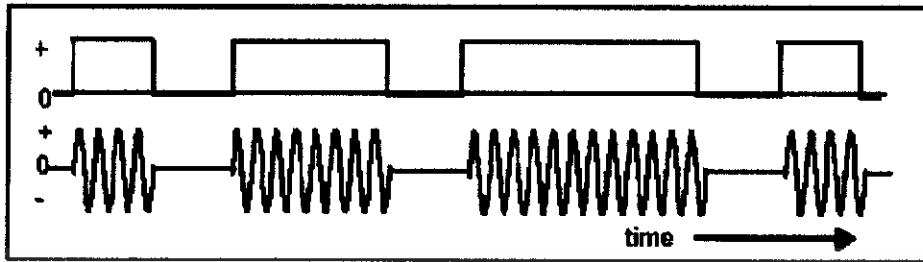
2. การมอดดูเลทแบบ Digital

การมอดดูเลทแบบ Digital สามารถแบ่งได้ 3 ประเภทเช่นเดียวกัน คือ

2.1 Amplitude-Shift Keying (ASK) หรือเรียกอีกชื่อหนึ่งได้ว่า Digital Amplitude Modulation (DAM) ทำการมอดดูเลทสัญญาณข่าวสารแบบไบนารีเข้ากับแอมพลิจูดของคลื่นพาห้ที่เป็นอนาลอกโดยตรง ซึ่งมีลักษณะเหมือนกับสัญญาณ AM แบบมาตรฐาน เพียงแต่มีระดับแรงดันแค่ 2 ระดับ

$$v_{(ask)}(t) = [1 + v_m(t)][(A/2)\cos(\omega_c t)] \quad (2.8)$$

โดย $v_m(t) = 1$ เมื่ออินพุทเป็น Logic 1 และ $v_m(t) = -1$ เมื่ออินพุทเป็น Logic 0 เพราะฉะนั้นเมื่ออินพุทเป็น Logic 1 จะได้สัญญาณที่ผ่านการมอดดูเลทเป็น $v_{(ask)}(t) = A \cos(\omega_c t)$ และเมื่ออินพุทเป็น Logic 0 จะได้สัญญาณที่ผ่านการมอดดูเลทเป็น $v_{(ask)}(t) = 0$



รูปที่ 2.6 สัญญาณ ASK (รูปล่าง) และข้อมูลที่ต้องการส่ง (รูปบน)

2.2 Frequency-Shift Keying (FSK) มอดคูเลทเช่นเดียวกับ FM ที่มีแอมพลิจูด และเฟสคงที่ แต่แตกต่างกันตรงที่ input ของ FSK มีเพียงแค่ 2 ระดับ

$$v_{(fsk)}(t) = V_c \cos\{2\pi [f_c + v_m(t)\Delta f]t\} \quad (2.9)$$

2.3 Phase-Shift Keying (PSK) มอดคูเลทเช่นเดียวกับ PM เพียงแค่ input ของ PSK เป็นสัญญาณดิจิทัลแบบไบนารีและมีจำนวนเฟสทางค่าน output จำกัด

การดีมอดคูเลทหรือการดีเทกท์ (Demodulation or Detection) เป็นกระบวนการย้อนกลับของการมอดคูเลท คือการแยกสัญญาณออกจากคลื่นพาห์

สัญญาณของระบบสื่อสารที่ไม่ผ่านขบวนการมอดคูเลท เรียกว่า สัญญาณแถบฐาน (Base band Signal)

เราสามารถแบ่งชนิดของการสื่อสารตามรูปแบบของสัญญาณได้ 2 แบบ คือ

1. การสื่อสารแบบแถบฐาน (Base Band Communication) ในการสื่อสารแบบแถบฐานนี้จะต้องเป็นการสื่อสารแบบใช้สายเท่านั้น เราไม่สามารถส่งสัญญาณแถบฐานแบบวิทยุได้ ยิ่งไปกว่านี้ สายส่ง 1 คู่สายสามารถส่งสัญญาณแถบฐานได้เพียง 1 สัญญาณในระยะเวลาเดียวกันเท่านั้น ในการส่งสัญญาณแถบฐานหลายสัญญาณผ่านตัวกลางเดียวกัน อาจทำได้โดยการสลับเวลาในการรับส่ง

2. การสื่อสารแบบมอดคูเลชัน หรือแบบผ่านแถบความถี่ (Band Pass Communication) ซึ่งจะเป็นการสื่อสารแบบมีสายหรือไร้สายก็ได้ ในกรณีที่แบบมีสาย สายส่ง 1 คู่สายสามารถส่งสัญญาณพร้อมกันได้หลายสัญญาณ

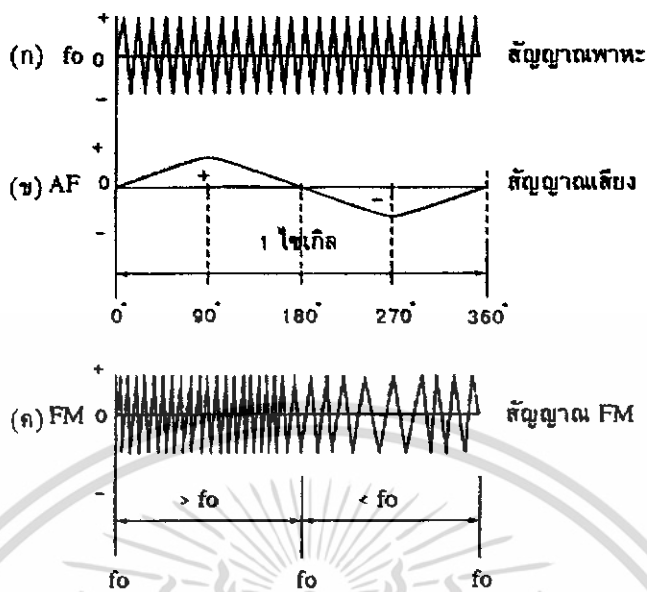
เหตุผลสำคัญที่จะต้องมีมอดคูเลชัน สำหรับระบบสื่อสารไร้สายมีดังต่อไปนี้

- สัญญาณแถบฐานที่เกิดจากต้นกำเนิดชนิดเดียวกันจะมีแถบความถี่ใกล้เคียงกัน เช่น เสียงมนุษย์ทุกคนก็จะมีแถบความถี่ประมาณ 300 Hz – 3KHz คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แผ่กระจายออกไปจะมีแถบความถี่ที่ซ้อนทับกัน ทำให้ข้อมูลของแต่ละข้อมูลรบกวนซึ่งกันและกัน โดยผ่านการมอดคูเลท เราสามารถเลื่อนแถบความถี่ของสัญญาณแถบฐานมิให้ซ้อนทับกัน ได้จากการเลื่อนแถบความถี่คลื่นพาห้ที่ไม่เท่ากัน
- เป็นการยากมากในการที่จะสร้างสายอากาศที่จะแผ่กระจายคลื่นของสัญญาณแถบฐานให้มีคุณภาพสูงตลอดย่านแถบความถี่ของสัญญาณแถบฐาน เนื่องจากสัญญาณแถบฐานมักมีความถี่ต่ำและแถบความถี่กว้าง (ค่าความถี่ต่ำสุดและความถี่สูงสุดต่างกันหลายเท่า) โดยการผ่านขบวนการมอดคูเลทแถบความถี่ของสัญญาณ สัญญาณที่ถูกมอดคูเลทจะมีค่าแถบความถี่เชิงสัมพัทธ์แคบลงมาก ทำให้สามารถสร้างสายอากาศที่สามารถแผ่กระจายคลื่นได้ดีตลอดแถบความถี่ของสัญญาณที่ถูกมอดคูเลท โดยในการใช้สายอากาศแผ่กระจายคลื่น สายอากาศควรมีความยาวเป็นครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น
- ในการส่งสัญญาณมากกว่า 1 สัญญาณผ่านสายตัวนำเพียง 1 คู่ จะต้องมีการมอดคูเลทเข้ามาเกี่ยวข้อง

2.6 การผสมคลื่นแบบเอฟเอ็ม

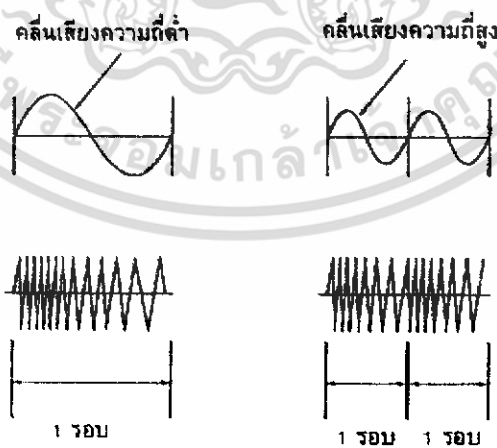
การผสมคลื่นแบบเอฟเอ็ม หมายถึง การนำเอาสัญญาณความถี่เสียงเข้าไปผสมหรือมอดคูเลทกับสัญญาณความถี่พาหะ เมื่อทำการผสมแล้วอิทธิพลจากแอมพลิจูดของคลื่นเสียงจะทำให้ความถี่พาหะนั้นเบี่ยงเบนไปจากความถี่เดิม เมื่อเรากำหนดความถี่พาหะขึ้นมาจะเรียกว่า ความถี่กึ่งกลาง (center frequency) การเอาสัญญาณความถี่เสียงที่เป็น ไซน์เข้าไปผสมนั้น เมื่อแอมพลิจูดของสัญญาณเสียงมีขนาดเพิ่มขึ้นทางบวก จะทำให้คลื่นพาหะค่อยๆเพิ่มความถี่สูงขึ้นกว่าความถี่กลาง แต่ถ้าแอมพลิจูดของสัญญาณเสียงมีขนาดลดลงคลื่นพาหะจะค่อยๆลดความถี่ต่ำลงจนกระทั่งสัญญาณเสียงลดลงเป็นศูนย์ ความถี่ของคลื่นพาหะก็จะมีค่าเท่ากับความถี่กลาง

ในทำนองเดียวกัน เมื่อสัญญาณเสียงผ่านระดับศูนย์เริ่มเข้าสู่ช่วงลบ คลื่นพาหะก็จะค่อยๆลดความถี่ลง เมื่อสัญญาณเสียงมีแอมพลิจูดเป็นลบสูงสุดแล้วก็จะค่อยๆลดลงวิ่งเข้าหาระดับศูนย์ (เพิ่มขึ้นทางบวก) ความถี่ของคลื่นพาหะก็จะค่อยๆเพิ่มขึ้น จนเท่ากับความถี่กึ่งกลางอีกครั้งหนึ่ง จะเห็นได้ว่าความถี่กึ่งกลางของคลื่นพาหะเปลี่ยนแปลงเบี่ยงเบน (deviation) สูงขึ้นหรือต่ำลงครบรอบเท่ากับคลื่นเสียง 1 ไซเคิลพอดี



รูปที่ 2.7 การผสมคลื่นแบบเอฟเอ็ม

สัญญาณเสียงความถี่ต่ำจะมีอัตราการครอบรอบไซเคิลช้า เมื่อเข้าไปผสมแบบเอฟเอ็มแล้ว จะทำให้อัตราการเบี่ยงเบนของความถี่ครอบรอบต่ำ และถ้าสัญญาณเสียงความถี่สูงจะมีการครอบรอบไซเคิลเร็ว เมื่อเข้าไปผสมแบบเอฟเอ็มแล้ว อัตราการเบี่ยงเบนของคลื่นเอฟเอ็มก็จะสูงตามด้วย นั่นก็คือถ้าเอาเสียงทุ้มเข้าไปผสม คลื่นเอฟเอ็มที่ได้จะมีอัตราการเบี่ยงเบนต่ำ และถ้าเอาเสียงแหลมเข้าไปผสม คลื่นเอฟเอ็มที่ได้จะมีอัตราการเบี่ยงเบนสูง ดังนั้นอัตราการเบี่ยงเบนของคลื่นพาหะในเอฟเอ็มจึงขึ้นอยู่กับความถี่ของคลื่นที่นำมาผสม ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 อัตราการเบี่ยงเบนในคลื่นเอฟเอ็ม

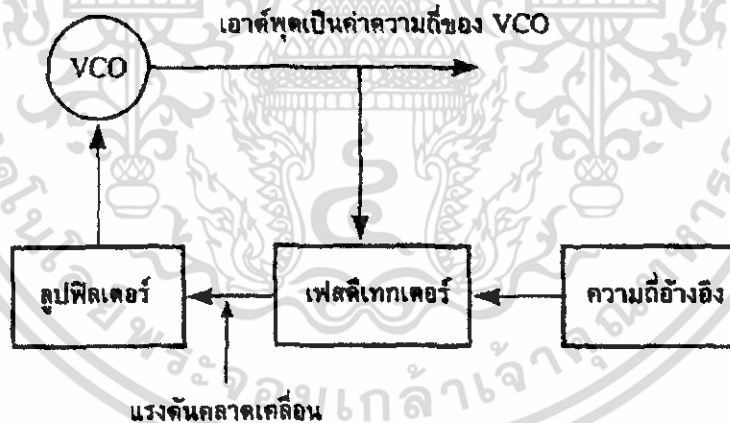
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กล่าวโดยสรุป สัญญาณเอฟเอ็มมีคุณสมบัติที่สำคัญดังนี้

1. มีแอมพลิจูดคงที่ตลอด แต่ความถี่เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณที่เข้ามาออกดูเลข
2. อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณพาหะ มีค่าเท่ากับความถี่สัญญาณที่เข้ามาออกดูเลข
3. ช่วงความถี่เบี่ยงเบน (deviation) เป็นสัดส่วนกับแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามาออกดูเลข

2.7 การสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกคูล

เฟสล็อกคูล (PLL : phase lock loop) เป็นระบบการป้อนกลับในวงรอบ เพื่อเปลี่ยนแปลงความถี่หรือเฟสของความถี่ออสซิลเลเตอร์ด้วยความถี่อ้างอิง มีหลักการทำงานดังแสดงในรูปที่ 2.9 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ผลิตเป็นแบบใช้แรงดันควบคุม (VCO : Voltage Control Oscillator) แล้วใช้ความถี่อ้างอิงมาเปรียบเทียบกับเอาต์พุตของออสซิลเลเตอร์ เพื่อให้ได้แรงดันคลาดเคลื่อน (error voltage) ออกไปควบคุมการทำงานของออสซิลเลเตอร์ เพื่อให้ผลิตความถี่ได้เช่นเดียวกับความอ้างอิง และมีเฟสหรือความถี่เช่นเดียวกัน ส่วนประกอบของเฟสล็อกคูล คือ ออสซิลเลเตอร์ เฟสดีเทกเตอร์ และลูปฟิลเตอร์



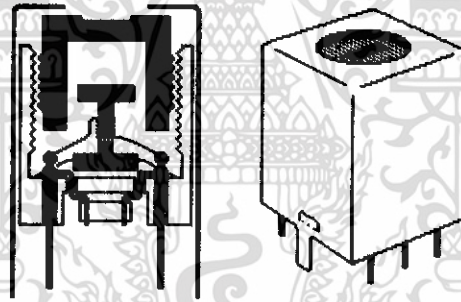
รูปที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมหลักการทำงานของเฟสล็อกคูล

VCO เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้แรงดันควบคุม โดยหลักจะประกอบไปด้วย วาแรกเตอร์โคโดค ขดลวด และตัวขยาย เพื่อทำหน้าที่ผลิตความถี่ออกจากเอาต์พุต ซึ่งค่าความถี่ที่ได้ขึ้นอยู่กับแรงดันไฟฟ้าตรงที่ป้อนตรงจากวงจรลูปฟิลเตอร์

เฟสดีเทคเตอร์จะรับความถี่เข้ามา 2 ความถี่ ความถี่แรกจากเอาต์พุตของ VCO และอีกความถี่เป็นความถี่อ้างอิง แล้วนำมาเปรียบเทียบเพื่อตรวจจับความแตกต่างของเฟสของความถี่ทั้งสอง ได้สัญญาณเป็นแรงดันคลาดเคลื่อนออกไปเข้าวงจรรูปฟิลเตอร์เพื่อกรองให้เป็นแรงดันไฟตรงพอที่จะป้อนเข้าควบคุมการผลิตของ VCO ซึ่งการทำงานจะวนเป็นวงรอบจาก VCO ได้ความถี่เอาต์พุตออกไปตรวจสอบกับเฟสความถี่อ้างอิง แล้วได้แรงดันคลาดเคลื่อนไปเข้าที่รูปฟิลเตอร์ ทำการกรองแล้วป้อนกลับเข้าควบคุม VCO ครบวงรอบเป็นไปอย่างนี้จนแรงดันคลาดเคลื่อนคงที่แสดงว่าอยู่ในสภาวะล็อกความถี่ได้ VCO ก็จะมีค่าความถี่คงที่ ถ้าความถี่อ้างอิงเปลี่ยนความถี่เอาต์พุตของ VCO ก็จะเปลี่ยนด้วย การนำเฟสล็อกกลับไปใช้งานในเครื่องรับวิทยุ จะใช้ในเครื่องรับวิทยุสมัยใหม่ เช่น วงจรแยกสัญญาณเสียงจากสัญญาณ FM , วงจรถอดรหัสสัญญาณสเตอริโอ และ วงจรจูนเนอร์แบบสังเคราะห์ความถี่ เป็นต้น

2.8 IF-CAN (Intermediate Frequency CAN)

ทรานฟอร์มเมอร์ชนิดนี้ออกแบบมาเพื่อจูนกับวงจร RFI มีลักษณะเป็นกระป๋องสี่เหลี่ยม ประยุกต์ใช้กับย่านความถี่ IF แบบ narrow bandwidth เรียกว่า IF Can ดังแสดงในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 IF can

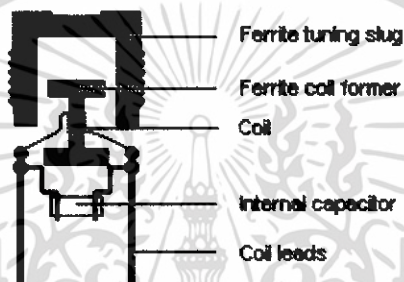
ภายในตัวมันจะประกอบด้วยตัวเก็บประจุค่า 125 pF และลูกศรที่อยู่ระหว่างขดปฐมภูมิและ ขดทุติยภูมิ จะหมายความว่า การจูนนั้น จะจูนได้โดยใช้ไขควงที่ไม่ใช่โลหะปรับที่ตัวแกนแม่เหล็ก (slug) จุดประสงค์ในการพันขดปฐมภูมิ เพื่อเป็นการเพิ่มค่าประสิทธิภาพ Q ของวงจรคอลเลคเตอร์ใน narrowband IF ของตัวรับมาตรฐานทั่วไป

ในทรานฟอร์มเมอร์แต่ละตัวจะมีความถี่เรโซแนนซ์อยู่ค่าๆหนึ่ง ซึ่งเป็นจุดที่มีอิมพีแดนซ์มากที่สุด ที่ความถี่นั้น โดยความถี่เรโซแนนซ์นั้นสามารถปรับได้โดยการหมุนแกนแม่เหล็ก

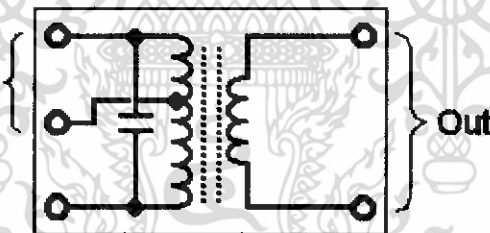
สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ในวิทยุทั่วไป จะเห็น IF can อยู่ 4 ลักษณะด้วยกัน ในส่วนของวิทยุ FM จะมีความถี่ IF คือ 10.7 MHz สีของแกนเหล็กของกระป๋องนั้นส่วนใหญ่จะเป็นสีชมพู ในส่วนของวิทยุ AM จะมีความถี่ IF คือ 455 KHz

- สีแดง – กำหนดความถี่ โดยใช้ C 30 pf-300 pf = 1MHz-2MHz
- สีเหลือง – IF ทรานฟอเมอร์ 455 KHz ตัวแรก
- สีขาว – IF ทรานฟอเมอร์ 455 KHz ตัวที่สอง (ไม่ค่อยใช้)
- สีดำ – IF ทรานฟอเมอร์ 455 KHz ตัวที่สาม



รูปที่ 2.11 ภายใน IF Can



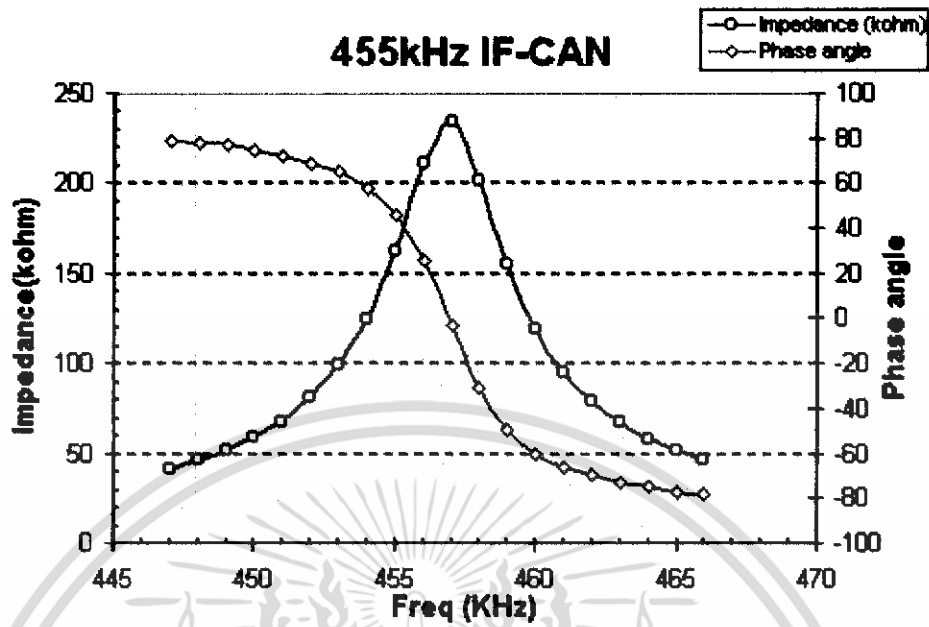
รูปที่ 2.12 IF transformer

จะทำการต่อทรานฟอเมอร์ IF อย่างไร

ในขดลวดปฐมภูมิทำการพันลวดโดยปกติประมาณ 110-160 รอบ โดยมีตัวเก็บประจุค่า 180 pF – 200 pF อยู่ระหว่างขดลวด ปกติจะพันขดลวดประมาณ 20 – 25% แล้วจึงติดกับขากลาง นอกจากนี้จะมีข้อมูลเกี่ยวกับการพันขดลวดของทรานฟอเมอร์แต่ละตัวว่ามี การพันอย่างไร

73160

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

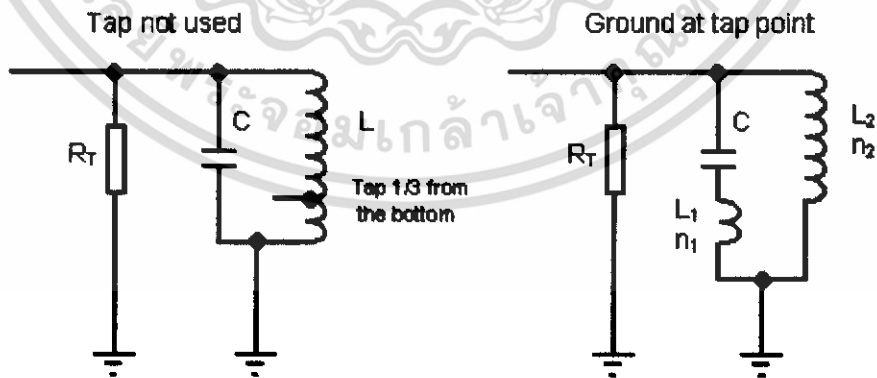


รูปที่ 2.13 แสดงอิมพีแดนซ์และเฟส ของ IF can 455 kHz

อิมพีแดนซ์

จากรูปที่ 2.13 แสดงถึงค่าอิมพีแดนซ์ที่เป็นฟังก์ชันกับความถี่ และได้แสดงถึงมุมเฟสด้วย โดยได้ใช้ IF Can ซีเล็คชั่นที่มีความถี่ 455 kHz จากกราฟจะเห็นว่าอิมพีแดนซ์มีค่ามากที่สุดที่ความถี่เรโซแนนซ์ และที่ความถี่เรโซแนนซ์ มุมเฟสมีค่าเป็นศูนย์ เนื่องจากเหลือแต่ค่าความต้านทานเพียงอย่างเดียว

การแบ่งขดลวดปฐมภูมิ และค่า Q



รูปที่ 2.14 แสดงวงจรการแบ่งขดลวดฝั่งปฐมภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.14 R_T เป็นค่าความต้านทานในส่วนของวงจรขยาย สมมติว่าไม่ได้ต่อขดลวดที่แบ่งไว้ ดังแสดงในรูปทางซ้าย ดังนั้นค่า $Q_{eff} = R_T/X_L$ และค่าแบนด์วิธ $BW = f_0/Q_{eff}$ ถ้าสาย power supply (ac ground) มีการต่อกับแถบขดลวดที่แบ่งไว้ดังแสดงในรูปทางขวา

ค่า $L1 + L2 = L$ ดังนั้นวงจรนี้จะมีการเรโซแนนซ์ที่ความถี่เดิม อย่างไรก็ตาม เนื่องจาก $L \sim N^2$ ซึ่ง N เป็นจำนวนขดลวดของตัวเหนี่ยวนำ $X_{L2} = n^2 X_L$ ซึ่ง n เป็นอัตราส่วนของขดลวดที่กำหนดโดยจุดแบ่ง โดย $n = n_1/(n_1+n_2)$ ค่า Q ของวงจรที่แบ่งขดลวดคือ $Q_T = R_T / X_{L2} = R_T / (n^2 X_L) = Q_{eff} / n^2$ เมื่อ $n < 1$, $Q_T > Q_{eff}$ เมื่อเทียบกับทรานส์ฟอร์มเมอร์ที่ไม่มีการแบ่ง

ตัวอย่าง.

$$R_T = 2500 \text{ ohm}$$

$$X_L = 500 \text{ ohm}$$

ให้หาค่า Q ของทั้งสองวงจร โดยวงจรที่มีการแบ่ง แบ่งเป็น 1/3 ของขดลวดทั้งหมด

วิธีทำ

$$Q_{eff} = 2500 / 500 = 5$$

$$X_{L2} = n^2 X_L = (1/3)^2 * 500 = 55.5 \text{ ohm.}$$

$$Q_T = 2500 / 55.5 = 45$$

ค่า Q เพิ่มขึ้น $1/n^2 = 9$ เท่า

แบนด์วิธมีค่า $1/9$ ของค่าที่ไม่มีการแบ่งขดลวด

กฎ: การแบ่งขดลวดของทรานส์ฟอร์มเมอร์จะทำให้ค่า Q เพิ่มขึ้น และค่าแบนด์วิธ ลดลง

Quadrature FM Detectors

FM หมายถึง Frequency Modulation หรือ การมอดูเลตทางความถี่ หมายความว่าความถี่เอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงตามความถี่เสียงอินพุต

ตัวอย่าง: สัญญาณวิทยุ FM ที่ความถี่ 105.1 MHz จะไม่คงที่ที่ 105.1 MHz สัญญาณเสียงช่วง RF จะมอดูเลต (เปลี่ยนแปลง) ค่าความถี่ประมาณ ± 37.5 kHz จะมีบางการสื่อสารที่ใช้ช่วงความถี่แคบ (narrow band) ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงความถี่เพียง 1-5 KHz เท่านั้น

การดีมอดูเลตทาง FM ทำได้โดยการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่อินพุต

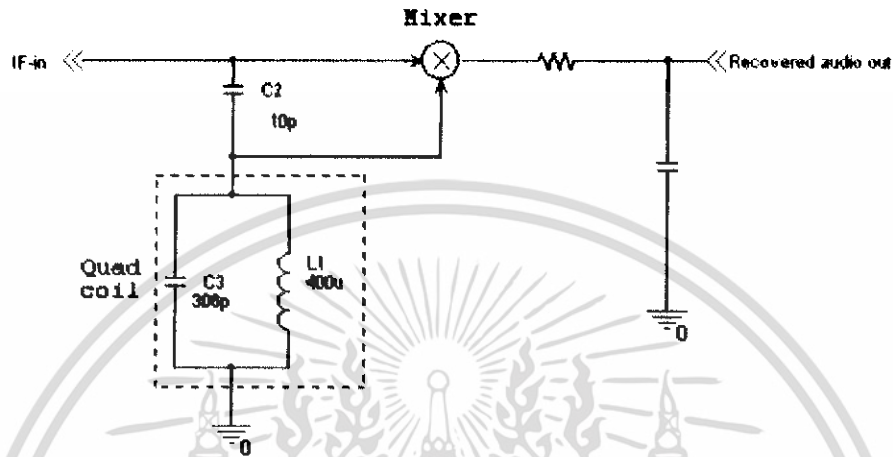
การดีมอดูเลตทาง FM แบ่งออกเป็น 3 ประเภท

- การดีมอดูเลตโดยการใช้ Phase Lock Loop (PLL)
- Slope detection/FM discriminator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- Quadrature detector
ในที่นี้จะอธิบายเฉพาะวิธีการสุดท้ายเท่านั้น

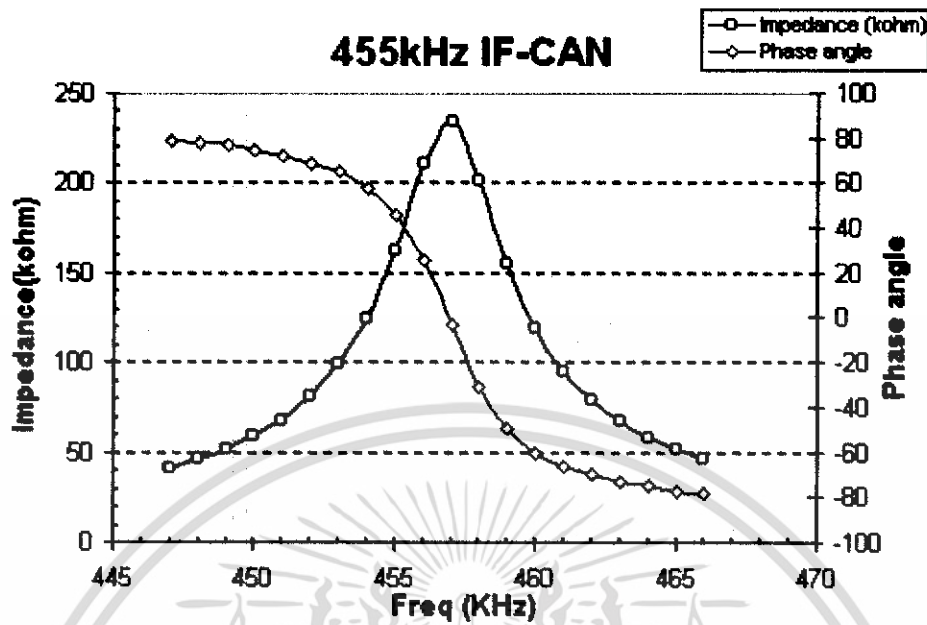
Quadrature FM Detectors



รูปที่ 2.15 วงจร Quadrature FM Detectors

Quadrature FM Detectors ใช้ค่ารีแอคแตนซ์ที่มาก ของ C2 เพื่อผลิตสัญญาณ 2 สัญญาณที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา สัญญาณเฟสที่เลื่อนไปนี้จะเข้าไปที่วงจร LC เพื่อจนความถี่ให้ตรงกับความถี่เรโซแนนซ์ (L1 และ C3) ความถี่ที่เปลี่ยนไปจะผลิตเฟสที่นำหรือตามให้กับ Mixer สัญญาณที่ได้จะประกอบด้วยสัญญาณเสียงความถี่สูง และสัญญาณเสียงที่มีการเลื่อนเฟสไป สัญญาณเสียงความถี่สูงจะถูกวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านกำจัดออกไป เหลือเพียงสัญญาณที่มีการเลื่อนเฟส ซึ่งก็คือที่ต้องการเท่านั้น

รูปกราฟข้างล่างนี้แสดงถึงอิมพีแดนซ์และเฟสที่เลื่อนไปของวงจร LC 455kHz จากที่เห็น เฟส(เส้นสีแดง) จะมีค่าเป็น 0 ที่ความถี่เรโซแนนซ์ ถ้าความถี่ต่ำกว่า 455kHz เฟสจะมีค่าเป็นบวก ส่วนถ้าความถี่มีค่าสูงกว่า 455kHz เฟสจะมีค่าเป็นลบ



รูปที่ 2.16 แสดงอิมพีแดนซ์และเฟส ของ IF can 455 kHz

สรุป: ถ้าความถี่เปลี่ยน เฟสจะเปลี่ยนด้วยและแรงดันเอาต์พุต (สัญญาณเสียง) ด้วย

กฎ: ผลคูณของสัญญาณคาบสองสัญญาณที่มีความถี่เดียวกันจะผลิตแรงดันคอสายที่เป็นสัดส่วน โดยตรงกับ ความแตกต่างของสัญญาณเฟส

สำหรับช่วงความถี่แคบ (narrow band) สัญญาณที่ออกมาจะค่อนข้างเป็นเส้นตรง

สำหรับความถี่ที่ใช้กันทั่วไป คือ 455kHz และ 10.7MHz

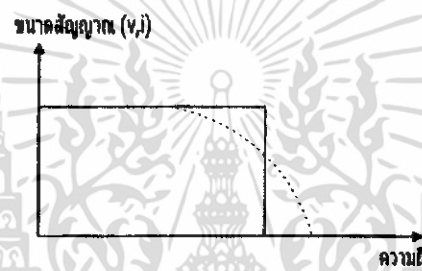
- สำหรับ 455kHz สามารถใช้ IF-can แกนสี่เหลี่ยม เหมือน quad-coil ได้
- สำหรับ 10.7MHz สามารถใช้ IF-can แกนสี่เหลี่ยม เหมือน quad-coil ได้

2.9 วงจรกรองความถี่ (Filter)

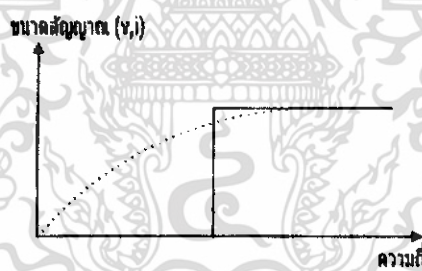
วงจรกรองความถี่ คือ วงจรที่ใช้สำหรับกรองสัญญาณให้ความถี่เฉพาะที่ต้องการใช้ผ่านออกมาได้เท่านั้น ส่วนความถี่อื่น ๆ ที่ไม่ต้องการผ่านจะถูกลดทอน (attenuate) จนหมดไป วงจรกรองความถี่ที่ใช้งานกันมีอยู่ 2 ลักษณะคือ แบบที่เป็นวงจรพาสซีฟ (passive) และแบบแอคทีฟ (active) วงจรในแบบที่เป็นพาสซีฟนั้น จะใช้เพียงอุปกรณ์ประเภทความต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำเท่านั้น แต่ในวงจรประเภทแอคทีฟจะรวมถึงทรานซิสเตอร์ และออปแอมป์ด้วย

วงจรมีหลายชนิด สามารถแบ่งตามหน้าที่การทำงานเป็น 4 ชนิดด้วยกัน คือ

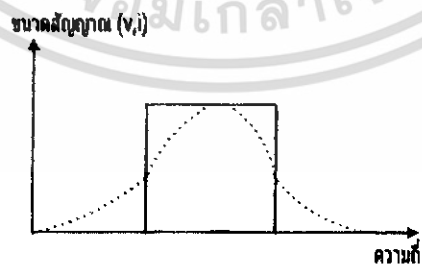
- 1) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter : LPF) เป็นวงจรที่จะยอมให้ความถี่ต่ำผ่านไปได้ดี และจะลดทอนสัญญาณที่มีความถี่สูง
- 2) วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High Pass Filter : HPF) เป็นวงจรที่จะยอมให้ความถี่สูงผ่านไปได้ดี และจะลดทอนสัญญาณที่มีความถี่ต่ำ
- 3) วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Band Pass Filter : BPF) จะยอมให้เฉพาะช่วงแถบความถี่ผ่านไปได้ และลดทอนความถี่ที่ต่ำกว่า และสูงกว่า
- 4) วงจรกำจัดความถี่ (Band Reject Filter หรือ Notch) จะยอมให้สัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่า และ สูงกว่าผ่านไปได้ แต่จะลดทอนช่วงแถบความถี่



(a)

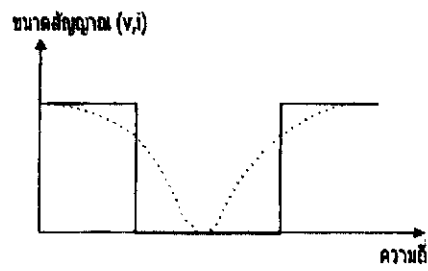


(b)



(c)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(d)

รูปที่ 2.17 กราฟการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบต่างๆ

- (a) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน _____ วงจรกรองความถี่ในอุดมคติ
- (b) วงจรกรองความถี่สูงผ่าน _____ วงจรกรองความถี่ในทางปฏิบัติ
- (c) วงจรกรองแถบความถี่
- (d) วงจรกำจัดความถี่

2.9.1 ความถี่คัทออฟ (Cut off Frequency : f_c)

ความถี่คัทออฟ คือค่าความถี่ที่ทำให้กำลังไฟฟ้าที่ทางออกของวงจรมีค่าลดลงเหลือครึ่งหนึ่งของกำลังไฟฟ้าที่ทางออกที่แถบความถี่กลาง (Midband Frequency)



รูปที่ 2.18 แสดงตำแหน่งของความถี่คัทออฟ

สามารถเขียนเป็นสมการได้

$$P_o[\omega_c] = \frac{1}{2} P_o[\omega_{mid}]$$

โดย $P_o[\omega_c]$ และ $P_o[\omega_{mid}]$ คือกำลังไฟฟ้าที่ทางออก ณ ความถี่คัทออฟ และความถี่กลางตามลำดับ

กราฟของการตอบสนองความถี่อาจเป็นดังรูปที่ 2.11 แถบความถี่ปานกลางหมายถึง ช่วงความถี่ที่วงจรสามารถตอบสนองได้อย่างราบเรียบ ทั้งนี้ไม่นำค่าการตอบสนองความถี่ที่มีลักษณะพุ่งเกินชั่วขณะ (Overshoot) มาคิด

ความถี่คัทออฟมี 2 รูปแบบ คือ

- 1) ความถี่คัทออฟ (Low Frequency Cutoff : f_{CL}) เป็นความถี่ต่ำที่สุดที่วงจรจะสามารถตอบสนองหรือนำไปใช้งานได้
- 2) ความถี่สูงคัทออฟ (High Frequency Cutoff : f_{CH}) เป็นความถี่ต่ำที่สุดที่วงจรจะสามารถตอบสนองหรือนำไปใช้งานได้

แถบความถี่ที่อยู่ระหว่างความถี่คัทออฟ และความถี่สูงคัทออฟ จะเป็นช่วงแถบความถี่ที่วงจรสามารถนำไปใช้งานได้ (Usable Bandwidth) ซึ่งเรามักจะเรียกสั้นๆว่า แบนด์วิธของวงจร หรือแถบความถี่ของวงจร

2.9.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)

ในที่นี้จะกล่าวถึงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอคทีฟ (Active Low Pass Filter) คือนอกจากจะทำหน้าที่กรองความถี่สูงออกไป ยังทำหน้าที่ขยายสัญญาณอินพุตที่รับเข้ามาอีกด้วย

จากการพิสูจน์ได้ฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) ของวงจรกรองความถี่ต่ำอันดับที่ 2 เป็น

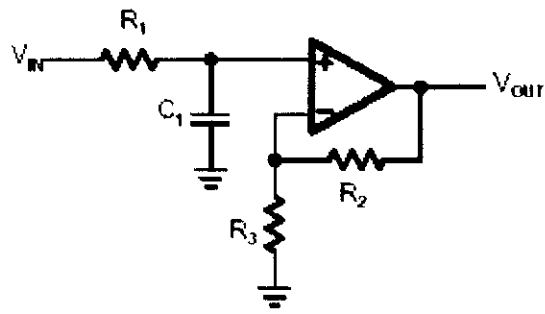
$$A_v(s) = \frac{A_o}{(1 + a_1s + b_1s^2)} \quad (a)$$

2.9.2.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 1

สำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 1 สัมประสิทธิ์ b_1 ($b_1=0$) จะเท่ากับ 0 จึงได้ฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น

$$A(s) = \frac{A_o}{1 + a_1s}$$

- 1) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 1 แบบไม่กลับเฟส (First Order Noninverting Low Pass Filter)

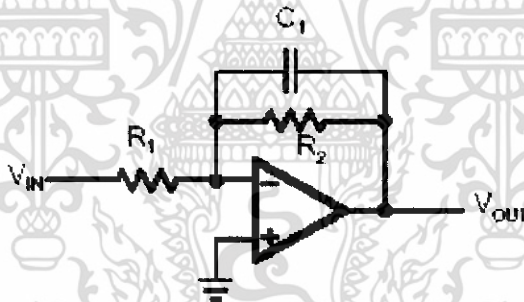


รูปที่ 2.19 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 1 แบบไม่กลับเฟส

มีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น

$$A(s) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_3}}{1 + \omega_c R_1 C_1 s}$$

2) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 1 แบบกลับเฟส (First Order Inverting Low Pass Filter)



รูปที่ 2.20 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 1 แบบกลับเฟส

มีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น

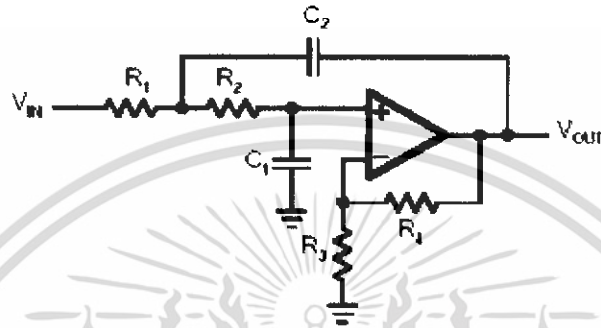
$$A(s) = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \omega_c R_1 C_1 s}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9.2.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 2

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 2 แบ่งออกเป็น 2 แบบ คือ

- 1) วงจร Sallen-Key สามารถกำหนดอัตราขยายได้จากสมการ $A_0 = 1 + (R_4/R_3)$ ใช้กับวงจรกรองความถี่ที่ต้องการอัตราขยายสูง หรือมี Unity Gain และมี Quality Factor ต่ำ ($Q < 3$)



รูปที่ 2.21 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 2 แบบ Sallen-Key

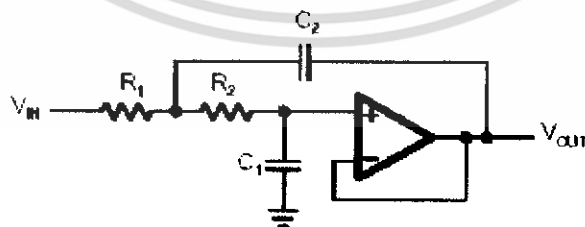
ซึ่งมีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + \omega_c [C_1(R_1 + R_2) + (1 - A_0)R_1C_2]s + \omega_c^2 R_1R_2C_1C_2s^2}$$

โดยที่

$$A_0 = 1 + \frac{R_4}{R_3}$$

ถ้า $R_3 = \infty$ และ $R_4 = 0$ จะ ได้ $A_0 = 1$ (Unity Gain) ซึ่งคือวงจรดังรูป



รูปที่ 2.22 วงจรวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 2 แบบ Sallen-Key ที่มี อัตราขยายเท่ากับ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น

$$A(s) = \frac{1}{1 + \omega_c C_1 (R_1 + R_2) s + \omega_c^2 R_1 R_2 C_1 C_2 s^2}$$

ซึ่งถ้านำไปเทียบกับสมการ (a) จะได้

$$A_0 = 1$$

$$a_1 = \omega_c C_1 (R_1 + R_2)$$

$$b_1 = \omega_c^2 R_1 R_2 C_1 C_2$$

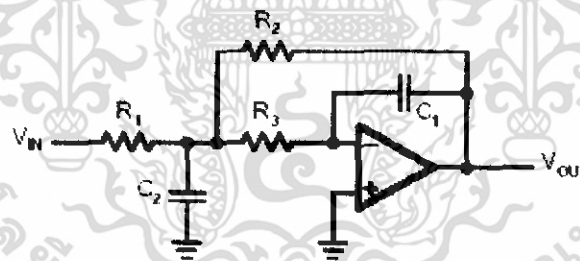
ถ้าเรากำหนดค่า C_1 และ C_2 ขึ้นมา จะสามารถคำนวณค่า R_1 และ R_2 ได้จากสมการ

$$R_{1,2} = \frac{a_1 C_2 \mp \sqrt{a_1^2 C_2^2 - 4b_1 C_1 C_2}}{4\omega_c C_1 C_2}$$

เพื่อที่จะให้ภายใน Square root ไม่ติดลบ จึงต้องกำหนด C_2 ตามเงื่อนไข

$$C_2 \geq C_1 \frac{4b_1}{a_1^2}$$

2) วงจร Multiple Feedback (MFB) ใช้สำหรับวงจรกรองความถี่ที่มี Quality Factor สูง และต้องการอัตราขยายสูง



รูปที่ 2.23 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 2 แบบ Multiple Feedback

มีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น

$$A(s) = \frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \omega_c C_1 \left(R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_1} \right) s + \omega_c^2 C_1 C_2 R_2 R_3 s^2}$$

ซึ่งถ้านำไปเทียบกับสมการ (a) จะได้

$$A_0 = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$a_1 = \omega_c C_1 \left(R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_1} \right)$$

$$b_1 = \omega_c^2 C_1 C_2 R_2 R_3$$

ถ้าเรากำหนดค่า C_1 และ C_2 ขึ้นมา จะสามารถคำนวณค่า R_1 , R_2 และ R_3 ได้จากสมการ

$$R_2 = \frac{a_1 C_2 - \sqrt{a_1^2 C_2^2 - 4b_1 C_1 C_2 (1 - A_0)}}{4\pi f_c C_1 C_2}$$

$$R_1 = \frac{R_2}{-A_0}$$

$$R_3 = \frac{b_1}{4\pi^2 f_c^2 C_1 C_2 R_2}$$

เพื่อให้ R_2 เป็นค่าจริง จึงต้องกำหนด C_2 ตามเงื่อนไข

$$C_2 \geq C_1 \frac{4b_1(1 - A_0)}{a_1^2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

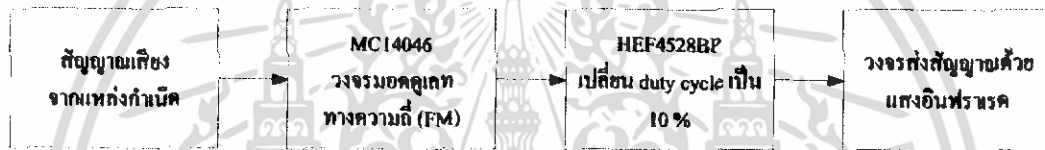
บทที่ 3

การออกแบบวงจร

การออกแบบวงจรแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ

1. วงจรภาคส่งสัญญาณ
2. วงจรภาครับสัญญาณ

3.1 ภาคส่งสัญญาณ ทำหน้าที่รับสัญญาณเสียงจากแหล่งกำเนิดสัญญาณทางซ้ายและขวานั้น นำสัญญาณที่ได้ไปทำการมอดูเลทกับสัญญาณพาหะ และทำการส่งสัญญาณผ่านอากาศด้วยตัวส่งอินฟราเรดไปให้ภาครับ โดยวงจรที่ใช้ทางฝั่งซ้ายและขวาใช้หลักการเดียวกัน ต่างกันที่ความถี่พาหะในการมอดูเลทเท่านั้น ภาคส่งสัญญาณมีบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของภาคส่งสัญญาณ

ภาคส่งสัญญาณที่ทำการออกแบบ ประกอบด้วยส่วนต่างๆดังนี้

1. วงจรมอดูเลททางความถี่
2. วงจร Monostable
3. วงจรส่งสัญญาณด้วยแสงอินฟราเรด

3.1.1 วงจรมอดูเลททางความถี่ ใช้ไอซีเบอร์ MC14046 ซึ่งเป็น ไอซีเฟสล็อกคูลูป จำนวน 2 ตัว เราต้องการค่าความถี่กึ่งกลางประมาณ 200 และ 360 กิโลเฮิร์ต และ ความกว้างของช่วงความถี่มีค่า 60 กิโลเฮิร์ต วงจรที่ใช้เป็นดังรูป 3.2

ตารางที่ 3.1 ตารางแสดงค่าอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรมอดูเลททางความถี่

	วงจรฝั่งซ้าย	วงจรฝั่งขวา
C_1	750 pF	470 pF
R_1	24 k Ω	30 k Ω
R_2	17 k Ω	12 k Ω
f_0	200 kHz	360 kHz

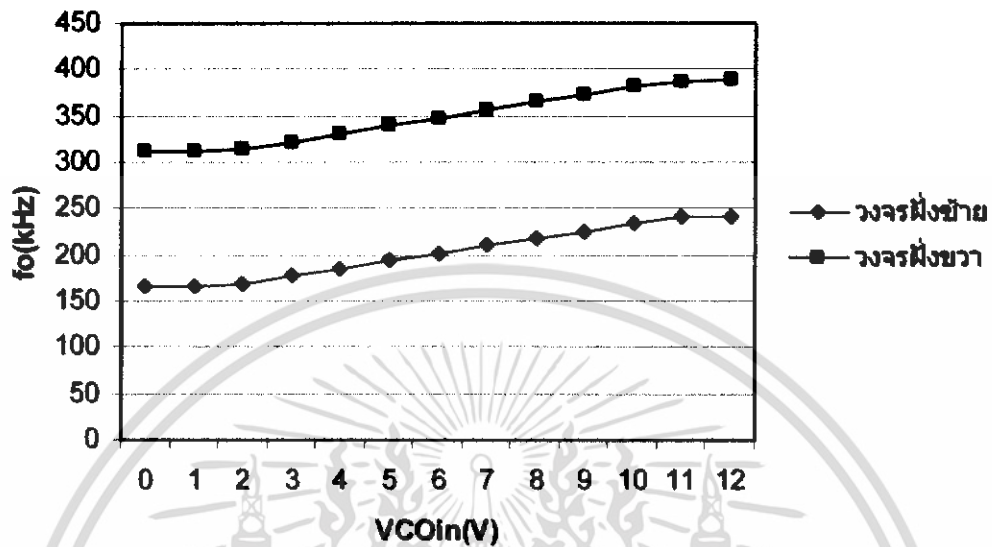
จากนั้นทำการทดลองโดยปรับค่า $V_{CO_{in}}$ แล้วทำการวัดค่าความถี่ f_0 ผลการทดลองแสดงดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 ตารางแสดงของโวลต์เดจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ (VCO)

$V_{CO_{in}}$ (V)	f_0 ของวงจรฝั่งซ้าย (kHz)	f_0 ของวงจรฝั่งขวา(kHz)
0	166.4	310.7
1	166.5	310.6
2	169	314
3	177	322
4	185	331.5
5	193.5	340
6	201	348
7	210	356.9
8	218	364.9
9	226	373
10	234	381.7
11	240.9	387.7
12	241	388

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำค่าที่ได้มาพล็อตกราฟระหว่าง VCO_{in} และ f_o



รูปที่ 3.3 กราฟแสดงคุณสมบัติของ VCO

จากกราฟจะเห็นว่าความถี่ไม่ได้แปรผันตรงกับ VCO_{in} ตามทฤษฎี โดยเราต้องเลือกใช้ค่า VCO_{in} ในช่วงกึ่งกลางของช่วงที่เป็นเชิงเส้นคือประมาณ 7-9 V ดังนั้นค่า R_a และ R_b ที่ใช้จึงต้องแบ่งแรงดันให้ได้ตามต้องการ

จากรูปที่ 3.2 สามารถหาค่า R_a และ R_b ได้จากสมการ

$$VCO_{in} = \frac{R_b}{R_a + R_b} \times V_{dd}$$

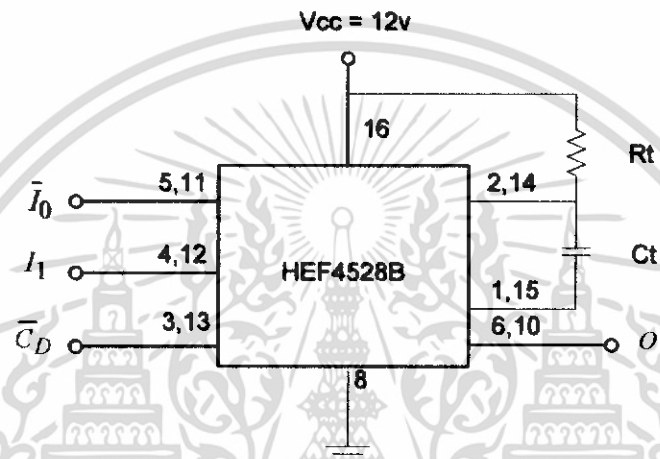
ค่า R_a และ R_b ที่ใช้แสดงดังตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 ตารางแสดงค่าความต้านทานที่ขา VCO

	วงจรฝั่งซ้าย	วงจรฝั่งขวา
R_a	150 k Ω	100 k Ω
R_b	200k Ω	200 k Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2 วงจร Monostable ใช้ ไอซีเบอร์ HEF4528B ทำการเปลี่ยนแปลงค่า duty cycle จากเดิมที่ออกมาจากไอซีเฟสล็อกคูล์ปที่มีค่าประมาณ 50% ไปเป็น 10% เนื่องจากเราต้องการค่ากระแสที่ไหลผ่าน LED สูงประมาณ 1A เพื่อให้ค่าความเข้มของแสงที่ส่งออกไปมีค่าสูง ทำให้ระยะทางในการส่งสัญญาณมีค่ามากขึ้น ถ้าค่า duty cycle มีค่า 50% จะได้กระแสเฉลี่ยเป็น 0.5 A จากสูตร $P = IV$ จะเห็นว่าค่ากำลังงานของ LED ขึ้นกับค่าของกระแสที่ไหลผ่าน เพราะฉะนั้นจึงต้องทำการลดค่ากระแสเฉลี่ยลง ทำได้โดยการลดค่า duty cycle ลงเหลือประมาณ 10% ทำให้กำลังงานที่ตกบนตัว LED นั้นมีค่าลดลง โดยวงจรที่ใช้เป็นดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจร Monostable

ตารางที่ 3.4 ตารางแสดงค่าความจริงของไอซีเบอร์ HEF4528B

อินพุต			เอาต์พุต	
\bar{I}_0	I_1	\bar{C}_D	O	\bar{O}
↓	L	H		
H	↑	H		
X	X	L	L	H

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

H = ระดับแรงดัน High

L = ระดับแรงดัน Low

X = don't care

↑ = แรงดันเปลี่ยนจาก Low เป็น High

↓ = แรงดันเปลี่ยนจาก High เป็น Low

▭ หมายถึงพัลส์ High 1 ลูก

▭ หมายถึงพัลส์ Low 1 ลูก

โดยเราต้องการ Trig ที่ขอบขาขึ้นของสัญญาณ และให้สัญญาณอินพุตเข้าที่ขา I, ส่วนสัญญาณเอาต์พุตนั้น เราเลือกใช้สัญญาณ O_A ดังนั้นจากตารางที่ 3.4 เราต้องกำหนดให้แรงดันที่ขา I_0 เป็น High และขา \overline{CD} เป็น high

ส่วนความกว้างของพัลส์ที่ต้องการนั้น กำหนดได้จากค่า R_t และ C_t

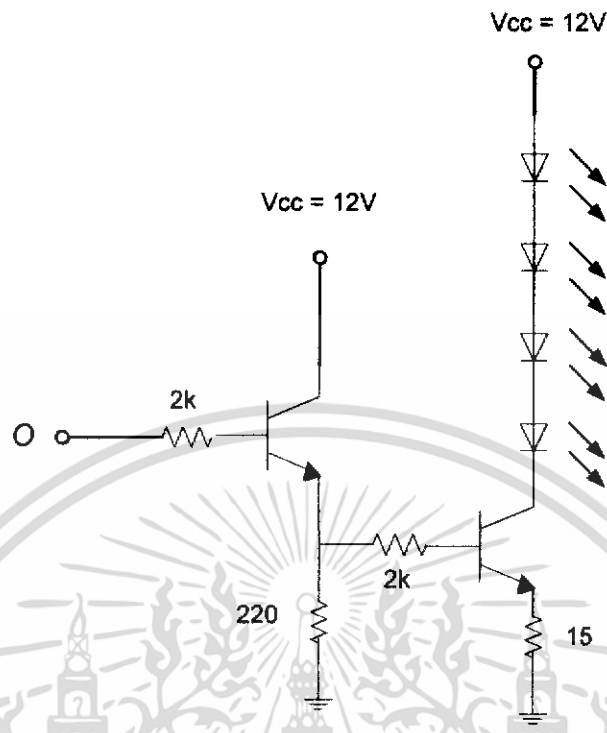
โดย $t_w = R_t \times C_t$

ค่า R_t และ C_t แสดงดังตารางที่ 3.5

ตารางที่ 3.5 ตารางแสดงค่า R_t และ C_t ที่ใช้ในวงจร Monostable ฝั่งส่ง

	ผู้ชาย	ผู้หญิง
R_t	4 k Ω	4k Ω
C_t	120 pF	120 pF

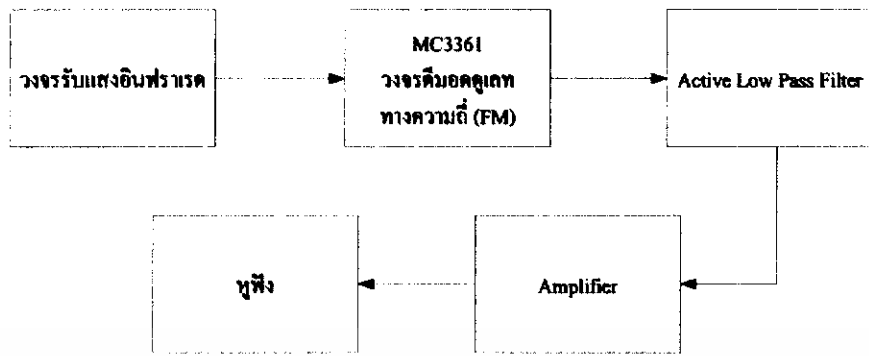
3.1.3 วงจรส่งสัญญาณด้วยแสงอินฟราเรด หลังจากทำการมอดคูเลททางความถี่แล้ว ต้องทำการมอดคูเลทแบบ ASK (Amplitude Shift Keying) ด้วย LED อีกครั้งหนึ่ง เพื่อให้เป็นความถี่ในย่านอินฟราเรด แล้วจึงทำการส่งผ่านอากาศ ไปให้ภาครับต่อไป วงจรที่ใช้เป็นดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 วงจรส่งสัญญาณด้วยแสงอินฟราเรด

เราเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN จำนวน 2 ตัวมาต่อกัน โดยตัวแรกทำหน้าที่ขยายกระแสทำให้มีกระแสเบสไหลเข้าทรานซิสเตอร์ตัวที่สองมากขึ้น โดยมีความต้านทานค่า $2k\Omega$ เป็นตัวกำหนดกระแสที่ขาเบส ส่วนความต้านทานค่า 15Ω นั้น เป็นตัวกำหนดกระแสที่ไหลผ่าน LED ขณะที่ทรานซิสเตอร์ on

3.2 ภาครับสัญญาณ ทำหน้าที่รับสัญญาณจากภาคส่ง แล้วทำการตีโมดูลเพื่อให้ได้สัญญาณที่ต้องการ จากนั้นนำสัญญาณที่ได้ไปผ่านวงจรฟิลเตอร์ และ วงจรขยาย เพื่อไปออกที่ลำโพงทั้งสองข้างต่อไป โดยมีบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 3.6

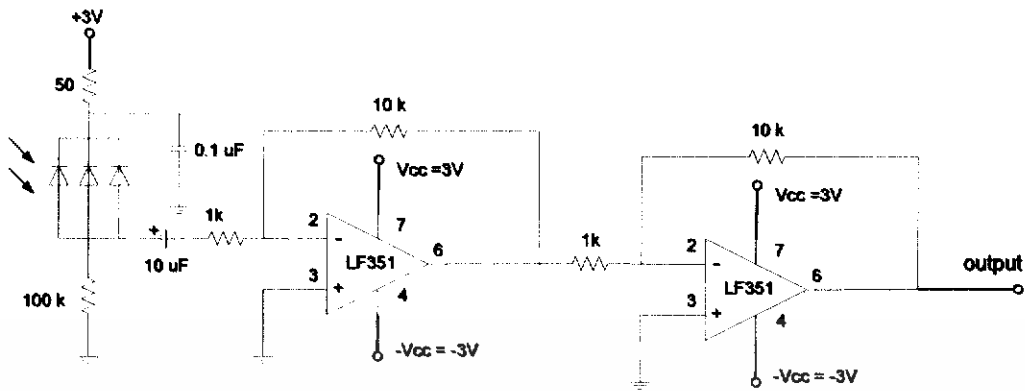


รูปที่ 3.6 บล็อกโคโอะแกรมของภาครับสัญญาณ

ภาครับสัญญาณที่ทำการออกแบบ ประกอบด้วยส่วนต่างๆดังนี้

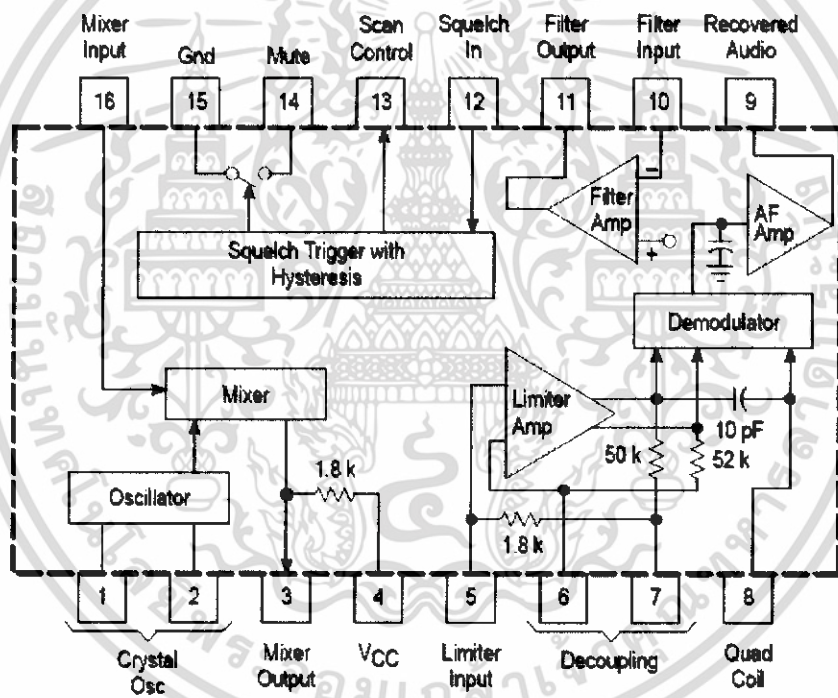
1. วงจรรับแสงอินฟราเรด
2. วงจรตีมอดดูเลททางความถี่
3. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ
4. วงจร Amplifier

3.2.1 วงจรรับแสงอินฟราเรด ใช้วงจรขยายแบบกลับเฟส 2 วงจรต่อกันรับสัญญาณแสงอินฟราเรดเข้ามาที่ตัว Photodiode โดยเราต้องการขยายสัญญาณ 100 เท่า แต่เนื่องจากค่า Gain Bandwidth Product ของไอซีเบอร์ LF351 มีค่า 4 MHz แต่สัญญาณเสียงที่เรารับมามีความถี่ 50kHz และ 60kHz เมื่อทำการขยาย 100 เท่า ความถี่จะมีค่าถึง 5 MHz และ 6MHz ซึ่งความถี่จะเกินค่าที่ไอซีสามารถทำงานได้ จึงต้องใช้ไอซี 2 ตัวต่อร่วมกัน โดยมีอัตราขยายวงจรละ 10 เท่า เพื่อให้ความถี่ที่ขยายแล้วมีค่า 500kHz และ 600kHz ซึ่งอยู่ในช่วงที่ไอซีสามารถทำงานได้ โดยใช้ตัวเก็บประจุค่า 10 μ F ตัดสัญญาณ DC ออก วงจรที่ใช้แสดงดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 วงจรรับแอสงอินฟราเรด

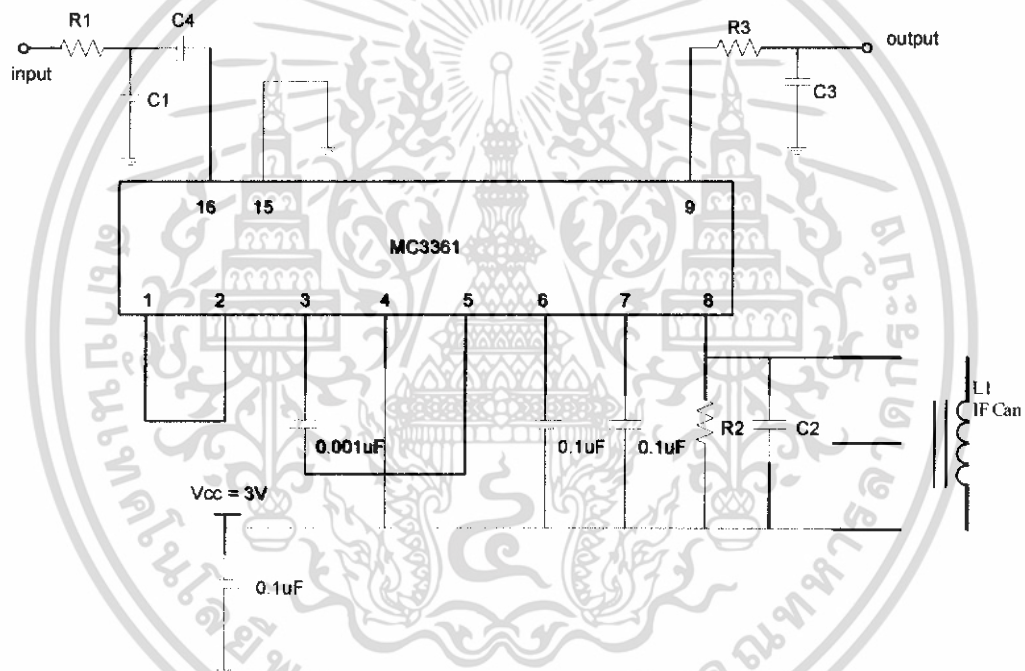
3.2.2 วงจรตีมอดคูเลททางความถี่ ใช้ไอซีเบอร์ MC3361 มีวงจรภายในดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 วงจรภายในของไอซี MC3361

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณอินพุตจะเข้าที่ขา 16 ของไอซี ซึ่งจะทำการ mix สัญญาณ กับสัญญาณคี่ซี หรือ mix กับสัญญาณที่มีความถี่ 0 Hz ทำให้สัญญาณที่ออกมาจากขา 3 ของไอซี มีลักษณะเหมือนเคิม แต่มีการขยายสัญญาณขึ้นมาระดับหนึ่ง จากนั้นสัญญาณที่ออกมาจากขา 3 จะผ่านตัวเก็บประจุเพื่อกรองสัญญาณคี่ซีออก แล้วจึงเข้าที่ขา 5 ของไอซี ซึ่งสัญญาณจะไปเข้า Limiter Amplifier ซึ่งเป็นตัวขยายสัญญาณที่มีการจำกัดแรงดันอินพุตก่อนที่จะเข้าวงจรคิมอดคูลเลเตอร์ ซึ่งเปรียบเสมือนวงจร Exclusive Or ทำการคูณสัญญาณที่ผ่านตัวเก็บประจุค่า 10 pF ซึ่งเรโซแนนซ์กับสัญญาณที่เกิดจาก IF Can ที่ต่อที่ขา 8 ของไอซี สัญญาณเคิม และสัญญาณที่เลื่อนเฟสไป จะเข้าสู่วงจรคิมอดคูลเลเตอร์ ซึ่งจะคูณสัญญาณทั้งสองเข้าด้วยกัน จากนั้นเสียงสัญญาณความถี่สูงจะถูกวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ต่อที่ขา 9 ของไอซีกำจัดออกไป จึงเหลือเพียงสัญญาณเสียงที่ต้องการเท่านั้น วงจรที่ใช้เป็นดังรูปที่ 3.9



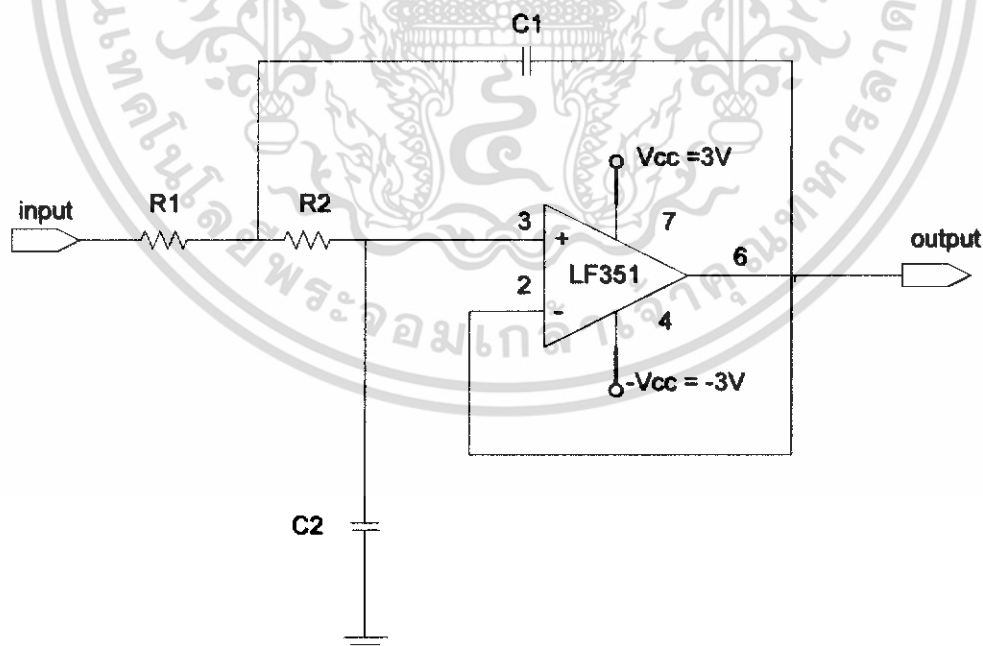
รูปที่ 3.9 วงจรคิมอดคูลเลททางความถี่

ค่า R1 และ C1 เป็น Low Pass Filter ทำการตัดสัญญาณฮาร์โมนิคเลขคี่ เพื่อให้สัญญาณ Square wave กลายเป็นสัญญาณ Sine wave แล้วจึงนำสัญญาณที่ได้เข้าสู่วงจรคิมอดคูลเลทต่อไป ส่วนค่า R2 และ C2 เป็นตัวจูนความถี่ให้กับ IFcan เพื่อให้เกิดการเรโซแนนซ์ที่ความถี่พาหะที่เราต้องการ และค่า R3 และ C3 เป็น Low Pass Filter ที่มีความถี่คัทออฟอยู่ที่ 20k ซึ่งเป็นความถี่เสียงสูงสุดที่มนุษย์สามารถได้ยิน

ตารางที่ 3.6 ตารางแสดงค่าอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรคิมอดคูลูททางความถี่

	วงจรฝั่งซ้าย	วงจรฝั่งขวา
R_1	$5k\Omega$	$3k\Omega$
C_1	100pF	120pF
R_2	$10k\Omega$	$30k\Omega$
C_2	$0.001\mu F$	470pF
R_3	1k	1k
C_3	$0.0068\mu F$	$0.0068\mu F$
C_4	270pF	150 pF

3.2.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ เนื่องจากสัญญาณที่ออกมาจากไอซีเฟสล็อกคูลูทนั้น ยังจัดสัญญาณพาหะออกไม่หมด ดังนั้นจึงต้องทำการกรองความถี่ต่ำผ่านอีกครั้งหนึ่งโดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟดังรูปที่ 3.9 โดยใช้ออปแอมป์เบอร์ LF351 มีอัตราขยายสัญญาณเท่ากับ 1 และกำหนดให้ความถี่คัทออฟเท่ากับ 20kHz



รูปที่ 3.10 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ

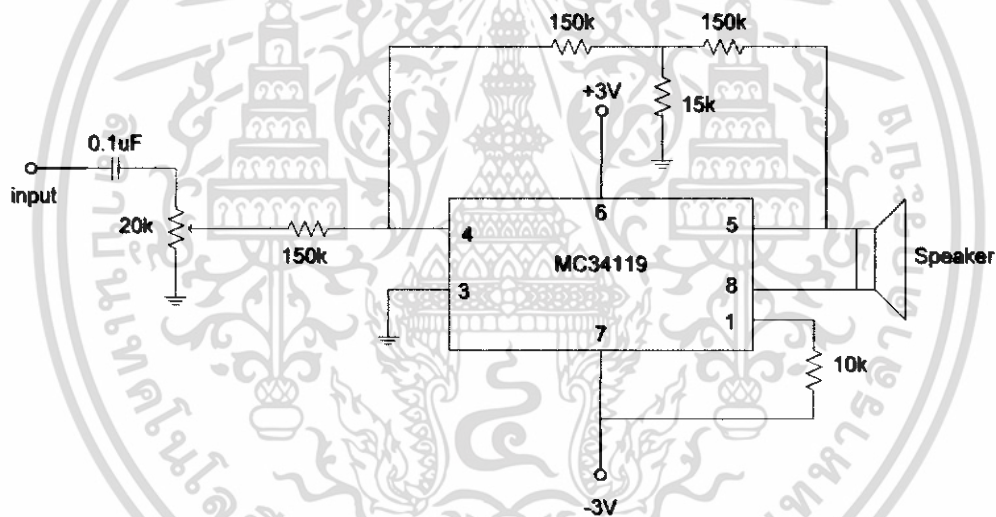
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าอุปกรณ์ต่างๆ เป็นดังตารางที่ 3.8

ตารางที่ 3.8 ตารางแสดงค่าอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

R_1	$75k\Omega$
R_2	$25k\Omega$
C_1	$150pF$
C_2	$220pF$

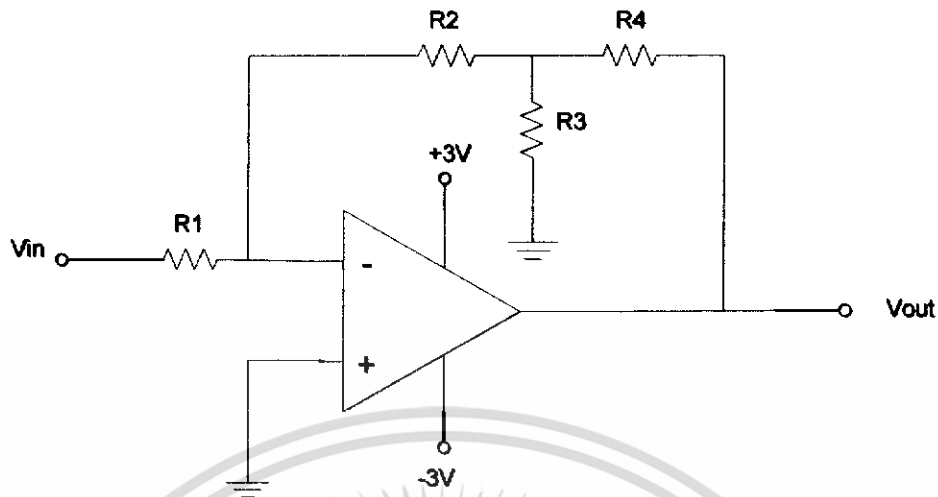
3.2.4 วงจร Amplifier ใช้ไอซีเบอร์ MC34119 ซึ่งเป็นไอซี Low Power Audio Amplifier โดยวงจรที่ใช้เป็นดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 วงจร Amplifier

โดยค่าความต้านทานที่ใช้ สามารถคำนวณได้จากวงจรภายในไอซี ซึ่งเป็นวงจร Inverting Amplifier ดังรูปที่ 3.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 วงจรที่ใช้ในการคำนวณอัตราขยายของ Amplifier

$$V_{out} = -\left(\frac{V_i R_2}{R_1 R_3} + \frac{V_{in}}{R_1}\right) R_4$$

$$= -\left(\frac{R_2}{R_3} + 1\right) \frac{R_4}{R_1} V_{in}$$

ถ้าให้ $R_1 = R_2 = R_4 = 150k$
และ $R_3 = 15k$

$$\therefore \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\left(\frac{150k}{15k} + 1\right) \left(\frac{150k}{150k}\right)$$

$$= -11 \text{ เท่า}$$

แต่เนื่องจากวงจรภายในมี Op Amp จำนวน 2 ตัว และเอาต์พุตที่ได้มาจากผลต่างของ Op Amp ทั้งสอง ทำให้อัตราขยายของวงจรมีค่าเป็น 2 เท่าของค่าที่คำนวณได้

$$\therefore \frac{V_{out}}{V_{in}} = 22 \text{ เท่า}$$

$$= 26.85 \text{ dB}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

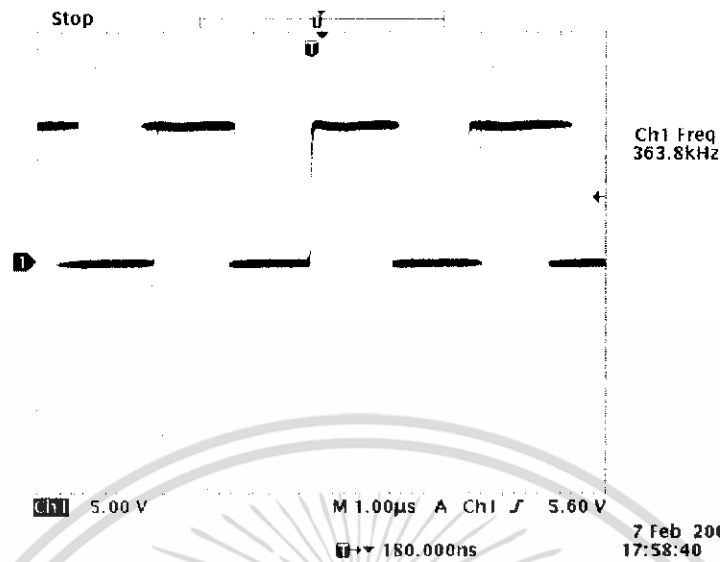
การทดลอง

การทดลองที่ 1 วัดสัญญาณขาอินที่ต้องการมอดคูเลทในวงจรฝั่งซ้าย และฝั่งขวา แสดงได้ดังรูป



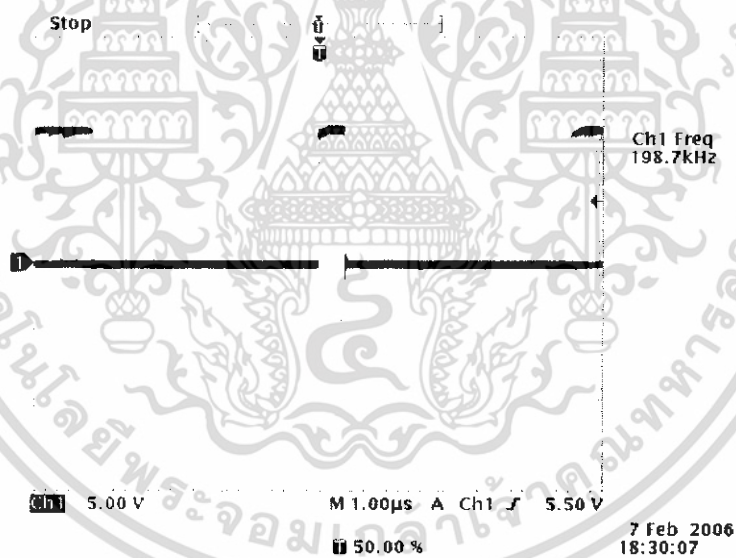
รูปที่ 4.2 สัญญาณพาหะที่ถูกมอดคูเลทกับสัญญาณขาอินของวงจรฝั่งซ้าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



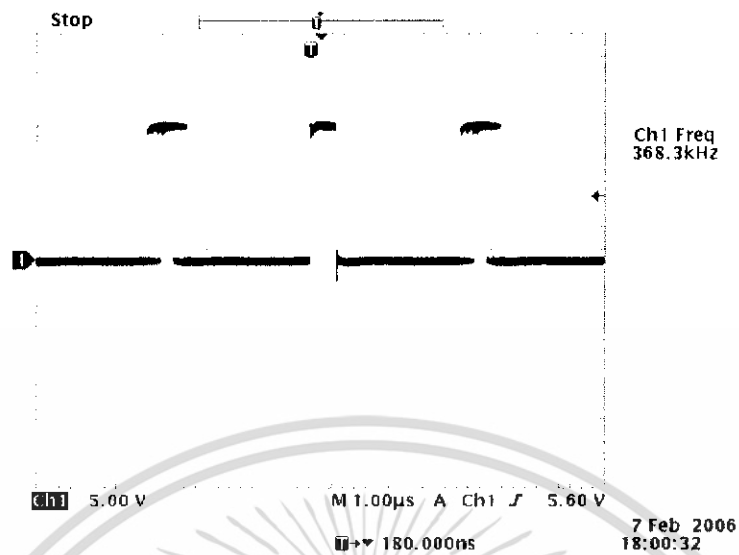
รูปที่ 4.3 สัญญาณพาหะที่ถูกมอดคูเลทกับสัญญาณซายน์ของวงจรฟังก์ชวา

การทดลองที่ 3 วัดสัญญาณที่ออกมาจากวงจร Monostable ฟังก์ชง แสดงได้ดังรูป



รูปที่ 4.4 สัญญาณซายน์ที่ลด Duty Cycle เหลือประมาณ 10%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



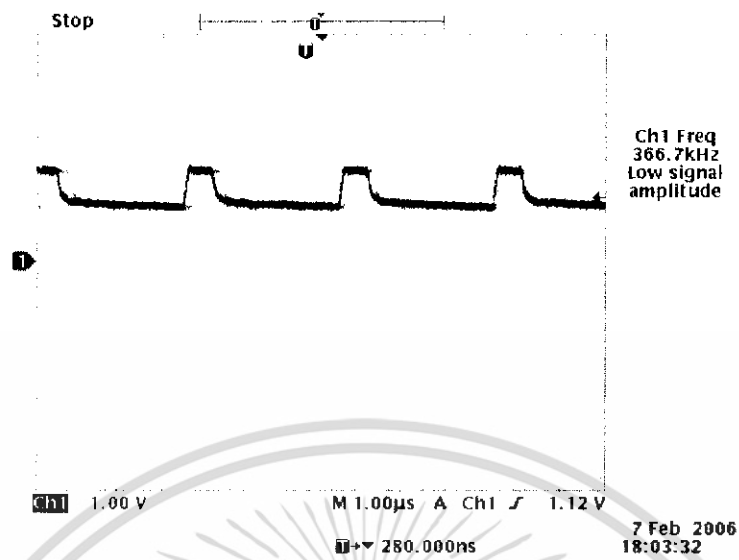
รูปที่ 4.5 สัญญาณขาที่ลด Duty Cycle เหลือประมาณ 10%

การทดลองที่ 4 วัดสัญญาณคร่อม LED ในวงจรส่งสัญญาณด้วยแสงอินฟราเรด แสดงได้ดังรูป



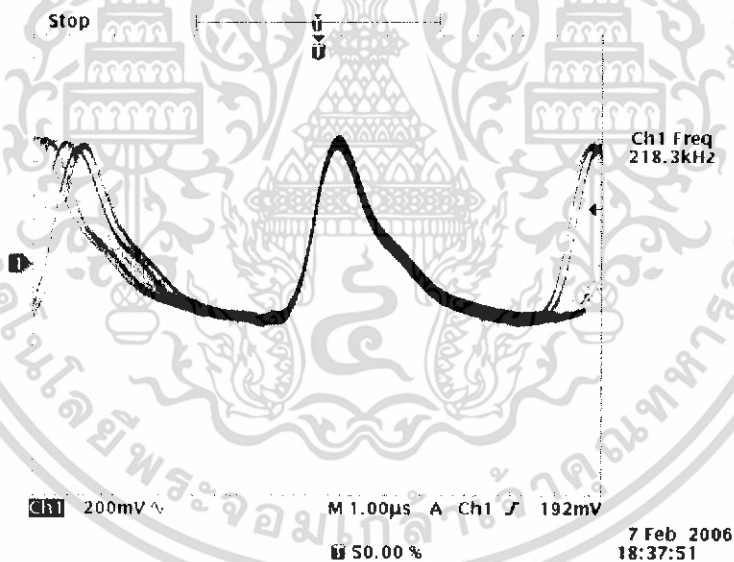
รูปที่ 4.6 สัญญาณคร่อม LED ในวงจรส่งสัญญาณด้วยแสงอินฟราเรดฝั่งซ้าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



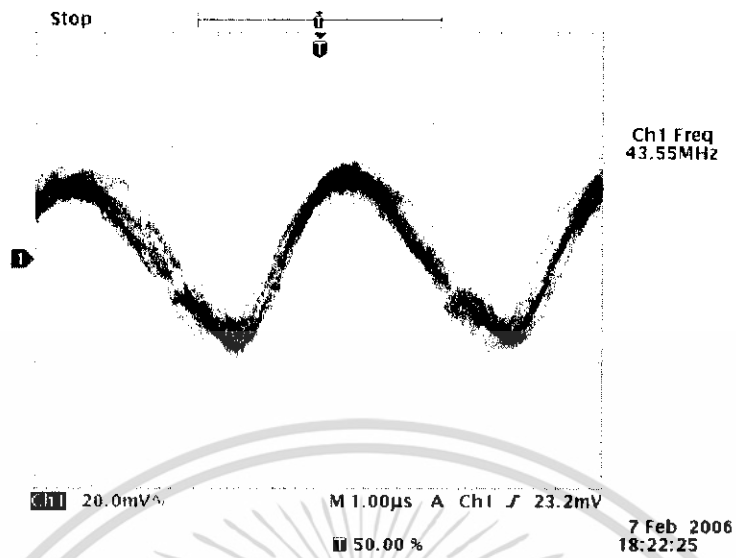
รูปที่ 4.7 สัญญาณคร่อม LED ในวงจรส่งสัญญาณด้วยแสงอินฟราเรดฝั่งขา

การทดลองที่ 5 วัดสัญญาณอินพุทของไอซีเบอร์ MC3361 ซึ่งเป็นสัญญาณที่จะทำการคิมอดคูลเกท



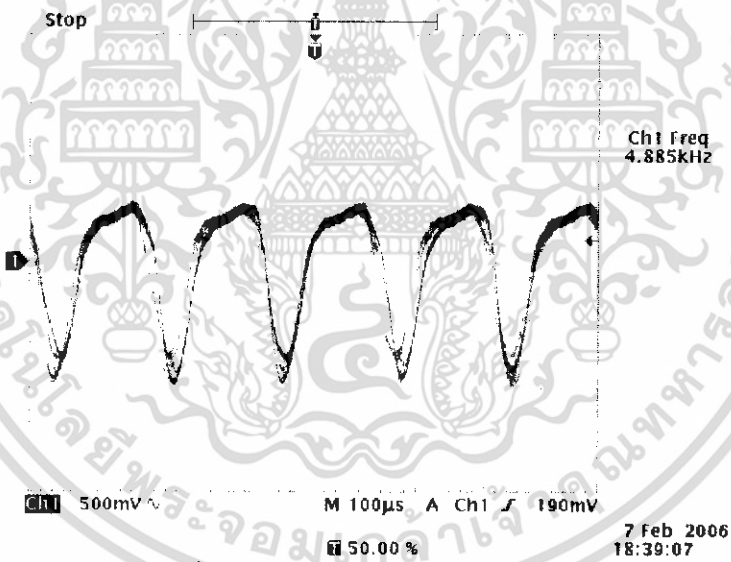
รูปที่ 4.8 สัญญาณที่จะถูกมอดคูลเกททางด้านซ้าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



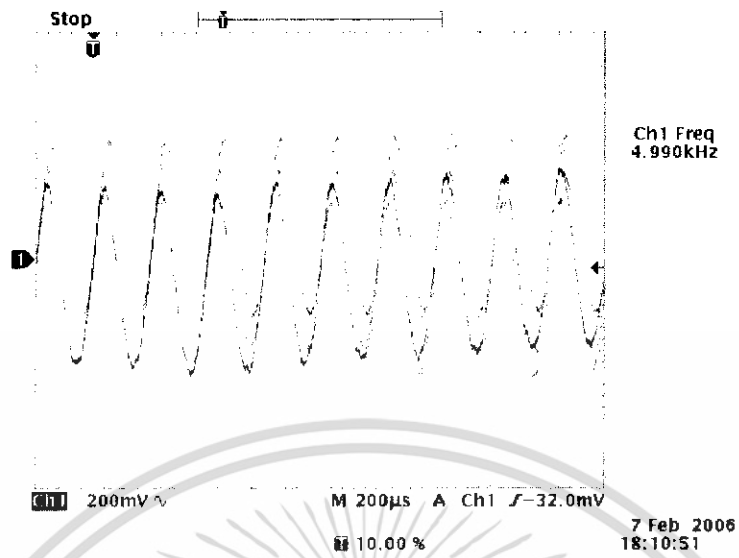
รูปที่ 4.9 สัญญาณที่จะถูกมอดูเลตทางด้านขวา

การทดลองที่ 6 วัดสัญญาณเอาต์พุทของวงจร



รูปที่ 4.10 สัญญาณเอาต์พุททางด้านซ้าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 สัญญาณเอาต์พุตทางด้านขวา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิเคราะห์ผลการทดลอง

จากการทดลองที่ 2 เป็นการวัดสัญญาณพาหะความถี่ 200 kHz สำหรับสัญญาณฝั่งซ้าย และ 360 kHz สำหรับสัญญาณฝั่งขวา ที่ส่งเคราะห์ออกมาจากไอซีเฟสล็อกกรุป เบอร์ MC14046 และถูกมอดคูเลทกับสัญญาณชาแนลความถี่ 5 kHz โดยความถี่คลื่นพาหะที่เราต้องการนั้น ถ้าคำนวณตามทฤษฎีจะเห็นว่าความถี่ที่ได้ออกมานั้น มีความผิดพลาดมาก เนื่องจากสูตรที่ใช้ทำการคำนวณมีความผิดพลาดได้มากถึง 4 เท่า จึงได้ทำการปรับเปลี่ยนค่าความต้านทานจนได้ค่าความถี่ที่ใกล้เคียงกับความต้องการ ดังแสดงในผลการทดลองที่ 2

จากการทดลองที่ 3 เป็นการลด Duty Cycle ลงให้เหลือประมาณ 10% โดยเราต้องการค่ากระแส Peak สูง จึงทำการลดกระแสเฉลี่ยในตัว LED ลง ทำให้เป็นการลดกำลังงานที่ตกคร่อม LED ซึ่งจากผลการทดลองจะเห็นว่า Duty Ratio เหลือประมาณ 10% ตามที่ต้องการ

จากการทดลองที่ 4 เป็นการวัดสัญญาณที่ออกมาจากวงจรส่งสัญญาณด้วยแสงอินฟราเรด ซึ่งทำการวัดคร่อมในตัว LED เลย จากผลการทดลองจะเห็นว่า LED on อยู่ระดับหนึ่งตลอดเวลา แต่ในช่วงที่ทำการส่งข้อมูล จะมีสัญญาณขึ้นไปกับระดับที่ LED on อยู่ ซึ่งถ้าไม่ทำให้ LED on อยู่ตลอดเวลา เมื่อมีข้อมูลเข้ามา LED จะทำการสวิทช์ไม่ทัน ถ้าพิจารณาการส่งก็จะเป็นการส่งแบบ ASK คือจะทำการส่งต่อเมื่อมีสัญญาณเข้ามา

จากการทดลองที่ 5 ทำการวัดสัญญาณที่ออกมาจากวงจรรับแสงอินฟราเรด และเป็นสัญญาณอินพุทของไอซีเบอร์ MC3361 ซึ่งเป็นสัญญาณที่จะทำการดีมอดคูเลท จะเห็นว่าสัญญาณมีขนาดค่อนข้างเล็ก แต่เนื่องจากไอซีเบอร์ MC3361 สามารถตอบสนองต่อสัญญาณขนาดเล็กสุดได้ถึง $2.6\mu\text{V}$ จึงทำให้ไอซีสามารถทำการดีมอดคูเลทสัญญาณได้

จากการทดลองที่ 6 ทำการวัดสัญญาณเอาท์พุทของวงจร จะเห็นว่าสัญญาณมีความผิดเพี้ยนจากสัญญาณชาแนลเล็กน้อย ซึ่งอาจเกิดจากการจูน IF Can และสัญญาณรบกวน

ปัญหาที่เกิดขึ้นคือ

1. เกิดสัญญาณรบกวนความถี่ 50 Hz จากหลอดไฟฟลูออโรเรสเซนต์ ซึ่งได้ทำการแก้ไขโดยใช้ Photodiode ที่มีตัวตัดแสงที่ไม่ใช่แสงอินฟราเรด หรือ Daylight Filter
2. เกิดการรบกวนกันระหว่างสัญญาณทางฝั่งซ้าย และสัญญาณทางฝั่งขวา เนื่องจากแถบความถี่ของสัญญาณที่จะนำไปคูณในวงจรดีมอดคูเลทมีความกว้างครอบคลุมความถี่ของสัญญาณพาหะของทั้ง 2 ฝั่ง ซึ่งสามารถแก้ไขได้โดยการใส่วงจร Bandpass Filter

หนังสืออ้างอิง

- 1) วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ 1 ,ผศ.ประภากร สุวรรณะ ,รศ.ดร.สมศักดิ์ ชุ่มช่วย , ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- 2) ระบบสื่อสาร, ชูชัย ธนตั้งเจริญ, พิชัย ภักดีพานิชเจริญ
- 3) หลักการไฟฟ้าสื่อสาร, บัณฑิต โรจน์อารยานนท์
- 4) เอกสารประกอบการเรียน วิชา Digital Communication, อ.เทอดศักดิ์ ลีมหาทอง
- 5) เอกสารประกอบการเรียน วิชา Electronic Laboratory III การทดลอง EL316 เรื่อง “วงจร Phase Lock Loop และการประยุกต์ใช้งาน” , ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- 6) Motorola Semiconductor Datasheet

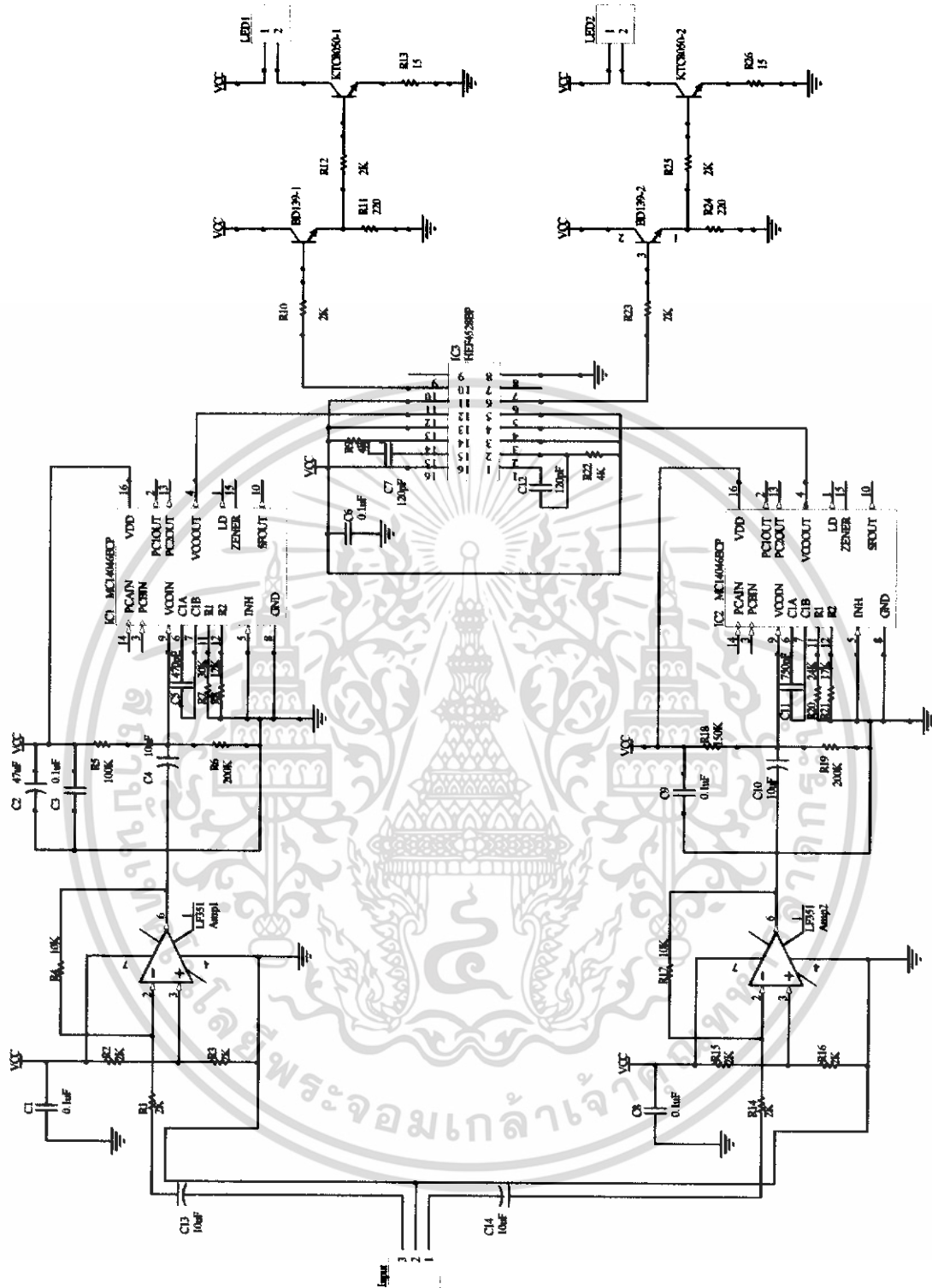


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

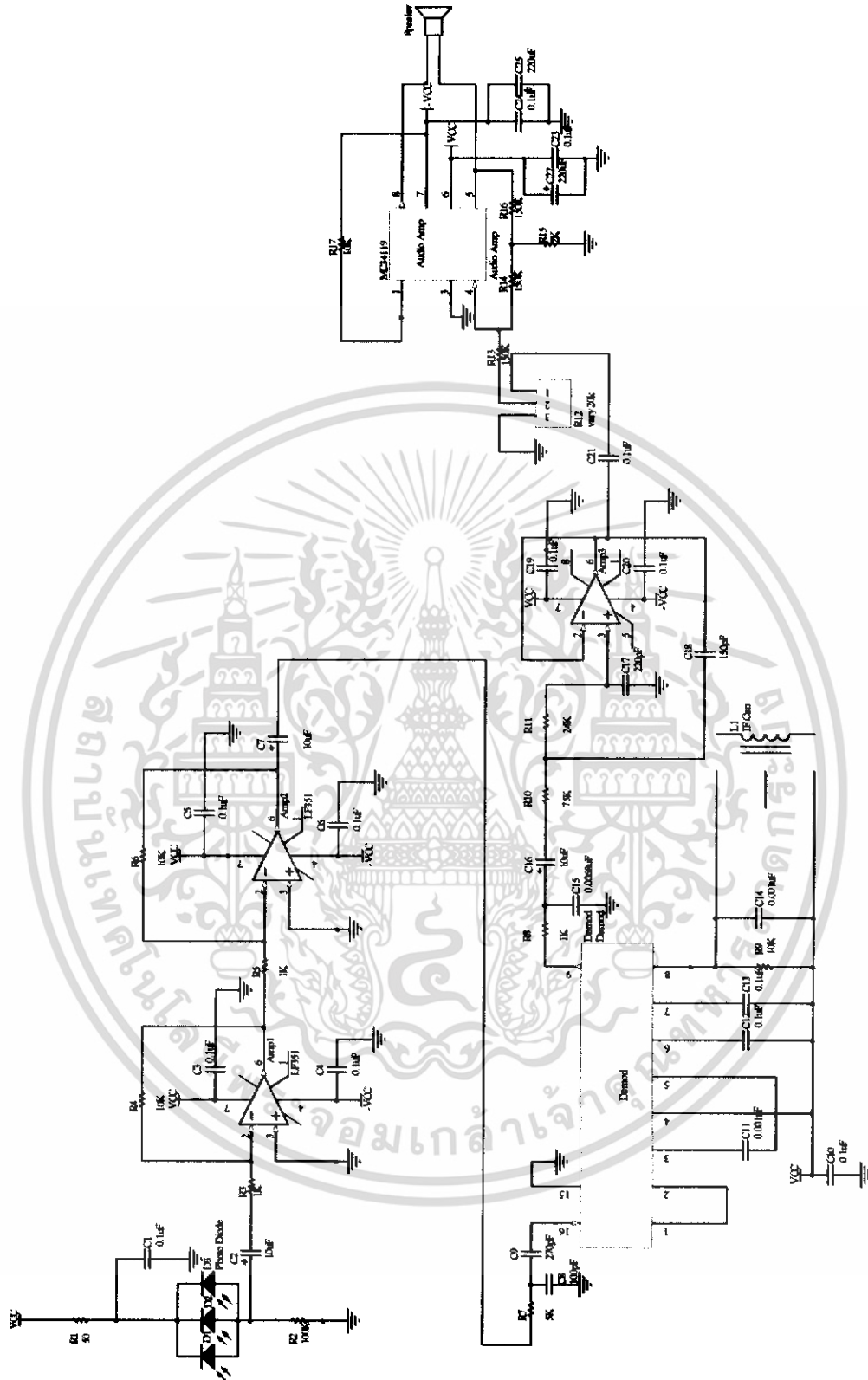


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปวงจรฝั่งส่งสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปวงจรฝั่งรับสัญญาณฝั่งซ้าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Low Power Narrowband FM IF

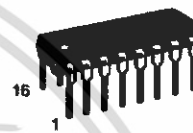
The MC3361B includes an Oscillator, Mixer, Limiting Amplifier, Quadrature Discriminator, Active Filter, Squelch, Scan Control and Mute Switch. This device is designed for use in FM dual conversion communications equipment.

- Operates from 2.0 to 8.0 V Supply
- Low Drain Current 3.9 mA Typical @ $V_{CC} = 4.0$ Vdc
- Excellent Sensitivity: Input Limiting Voltage -3.0 dB = $2.6 \mu\text{V}$ Typical
- Low Number of External Parts Required
- Operating Frequency Up to 60 MHz

MC3361B

LOW POWER NARROWBAND FM IF

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



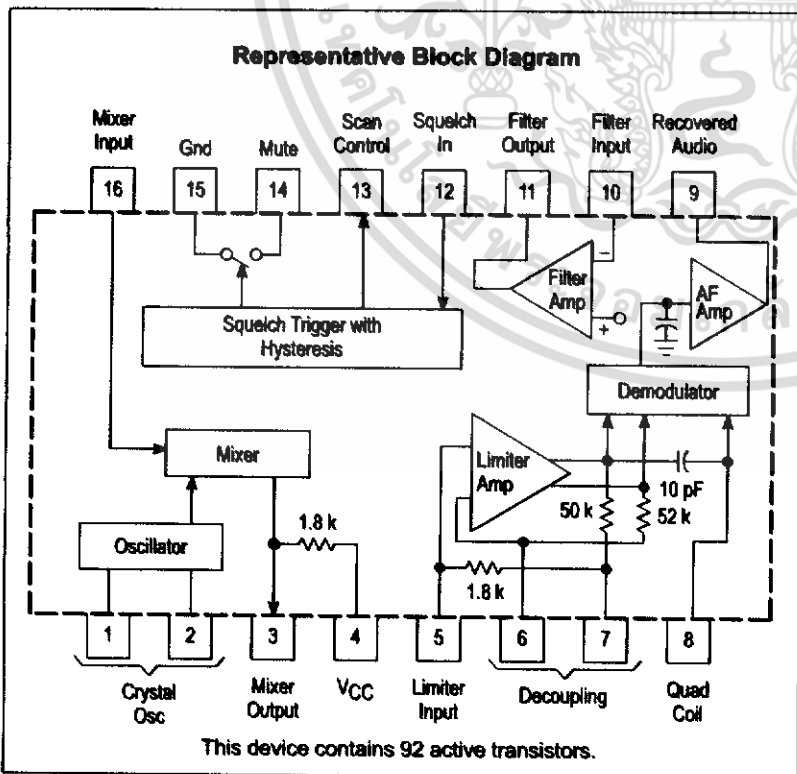
P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648

Not Recommended for New Design

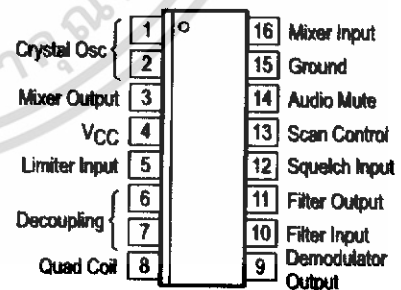


D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751B
(SO-16)

Representative Block Diagram



PIN CONNECTIONS



(Top View)

ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
MC3361BD	$T_A = -30$ to 70°C	SO-16
MC3361BP		Plastic DIP

MC3361B

MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C, unless otherwise noted.)

Rating	Pin	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	4	V _{CC(max)}	10	Vdc
Operating Supply Voltage Range	4	V _{CC}	2.0 to 8.0	Vdc
Detector Input Voltage	8	–	1.0	V _{pp}
Input Voltage (V _{CC} ≥ 4.0 V)	16	V ₁₆	1.0	V _{rms}
Mute Function	14	V ₁₄	–0.5 to 5.0	V _{pk}
Junction Temperature	–	T _J	150	°C
Operating Ambient Temperature Range	–	T _A	–30 to 70	°C
Storage Temperature Range	–	T _{stg}	–65 to 150	°C

- NOTES:** 1. Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur. Functional operation should be restricted to the limits in the Electrical Characteristics tables or Pin Descriptions section.
2. ESD data available upon request.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 4.0 Vdc, f₀ = 10.7 MHz, Δf = ± 3.0 kHz, f_{mod} = 1.0 kHz, T_A = 25°C, unless otherwise noted.)

Characteristic	Pin	Min	Typ	Max	Unit	
Drain Current (No Signal)	4	Squelch "Off"	2.9	3.9	4.9	mA
		Squelch "On"	4.4	5.4	6.4	
Recovered Audio Output Voltage (V _{in} = 10 mVrms)	9	130	160	200	mVrms	
Input Limiting Voltage (–3.0 dB Limiting)	16	–	2.6	6.0	μV	
Total Harmonic Distortion	9	–	0.86	–	%	
Recovered Output Voltage (No Input Signal)	9	60	120	250	mVrms	
Drop Voltage AF Gain Loss	9	–3.0	–0.6	–	dB	
Detector Output Impedance	–	–	450	–	Ω	
Filter Gain (10 kHz) (V _{in} = 0.3 mVrms)	–	40	50	–	dB	
Filter Output Voltage	11	1.0	1.3	1.6	Vdc	
Mute Function Low	14	–	30	50	Ω	
Mute Function High	14	1.0	11	–	MΩ	
Scan Function Low (Mute "Off") (V ₁₂ = 1.0 Vdc)	13	–	0	0.4	Vdc	
Scan Function High (Mute "On") (V ₁₂ = Gnd)	13	3.0	3.5	–	Vdc	
Trigger Hysteresis	–	–	45	100	mV	
Mixer Conversion Gain	3	–	28	–	dB	
Mixer Input Resistance	16	–	3.3	–	kΩ	
Mixer Input Capacitance	16	–	2.2	–	pF	

MC3361B

Figure 1. Test Circuit

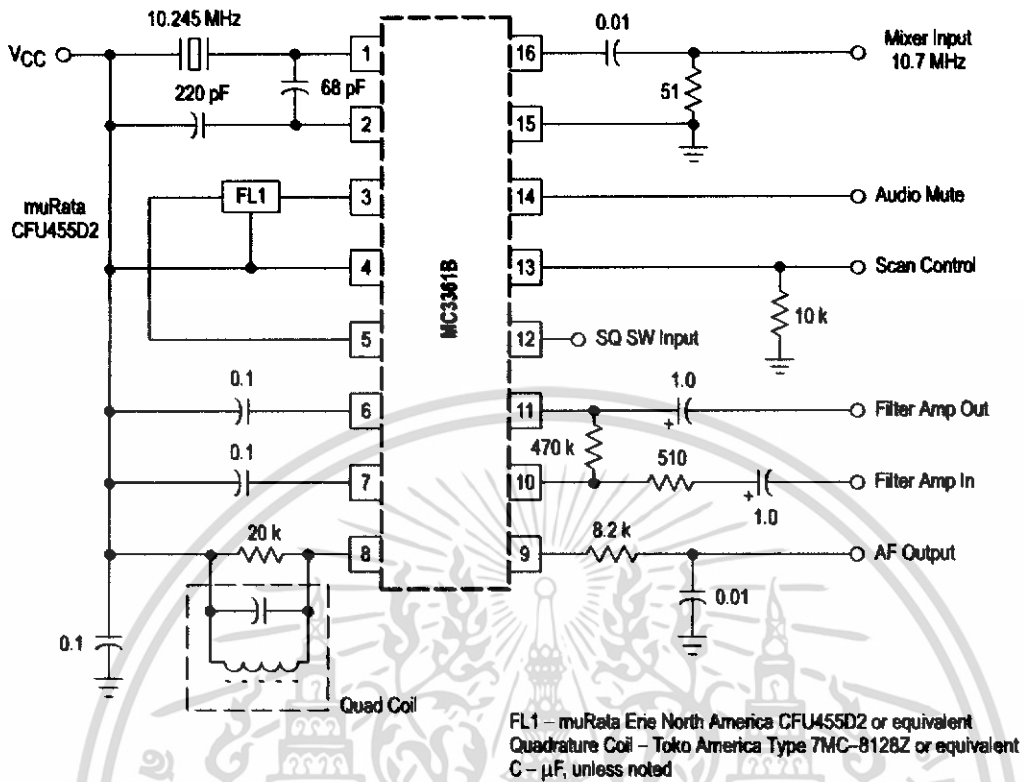


Figure 2. Audio Output, Distortion versus Supply Voltage

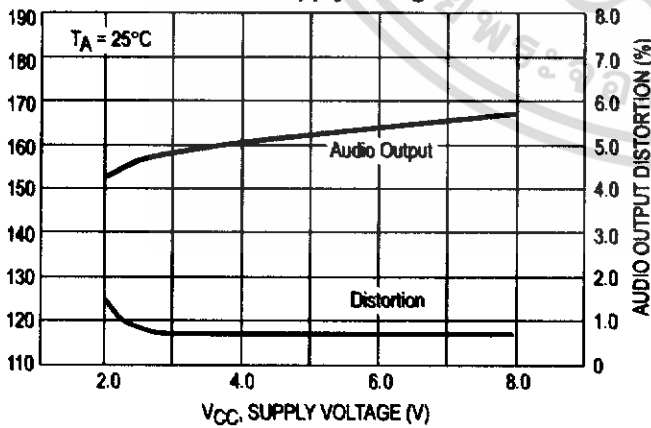
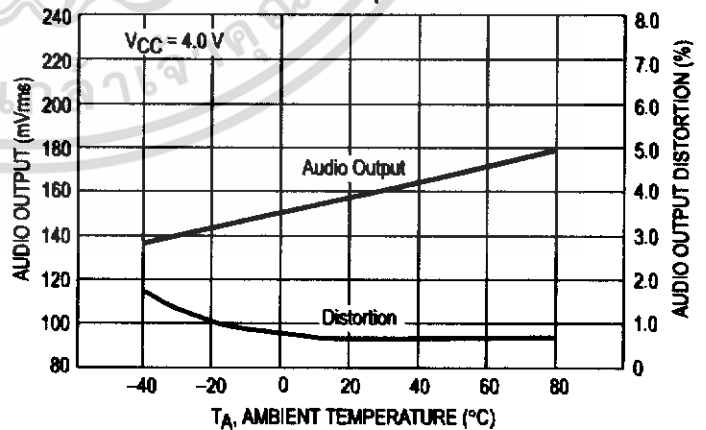
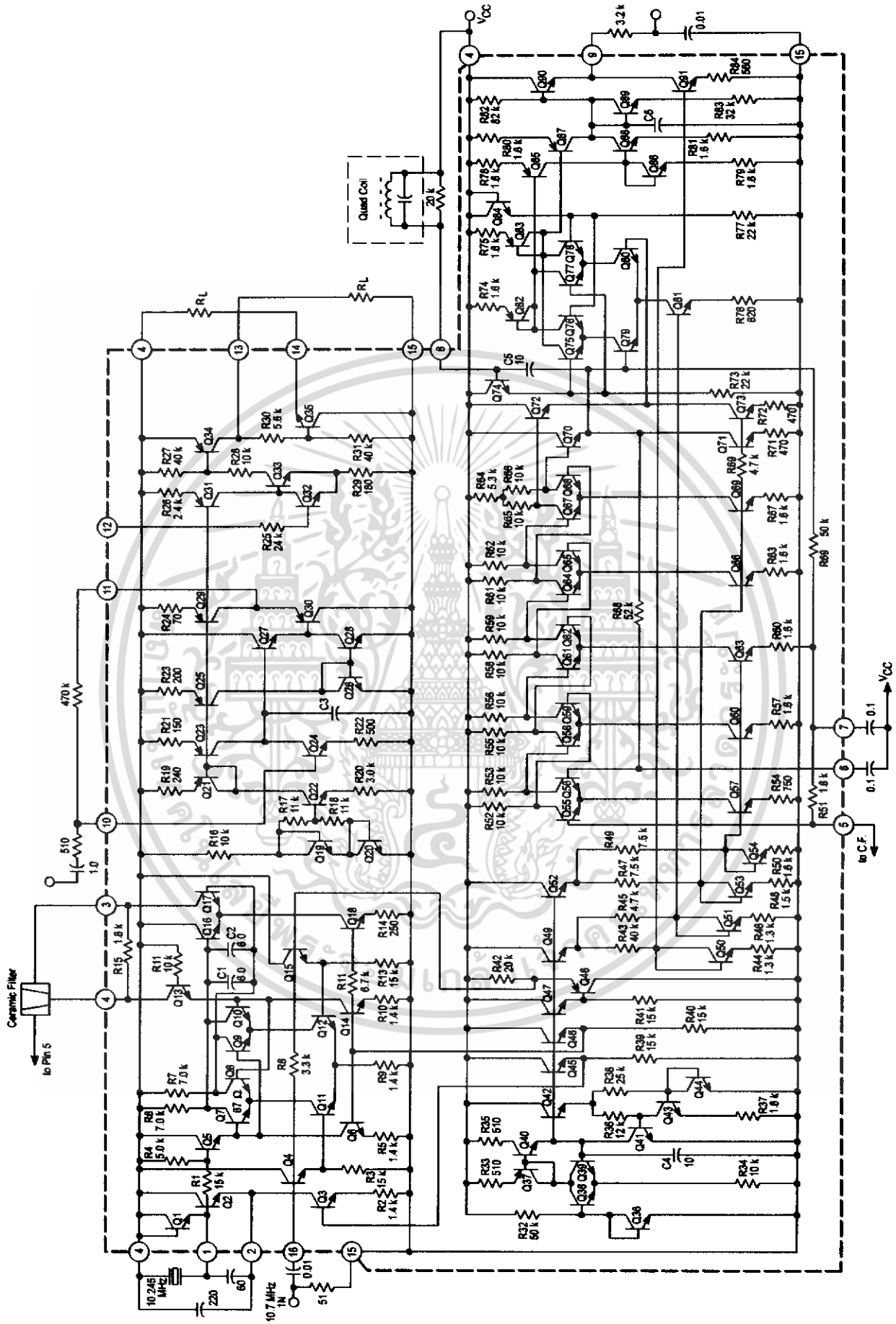


Figure 3. Audio Output, Distortion versus Temperature



MC3361B

Figure 4. Low Voltage Low Power Narrowband FM IF



MC3361B

Figure 5. Input Limiting Voltage

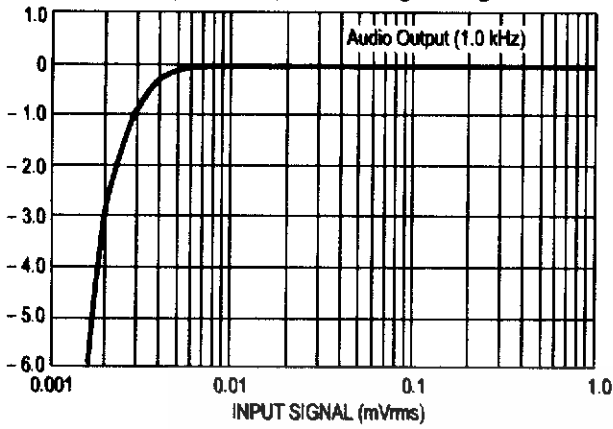


Figure 6. Overall Gain, Noise and AM Rejection

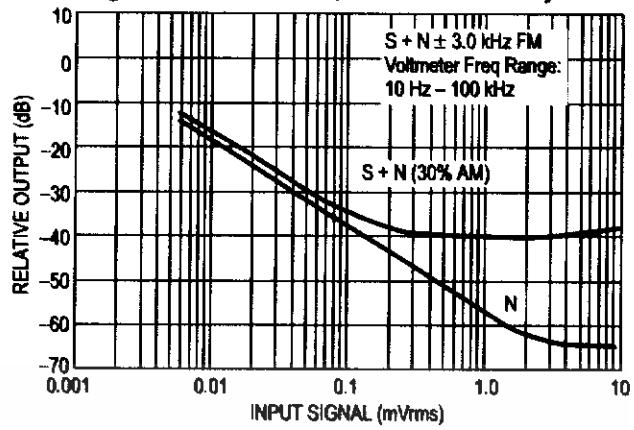


Figure 7. Filter Amp Response

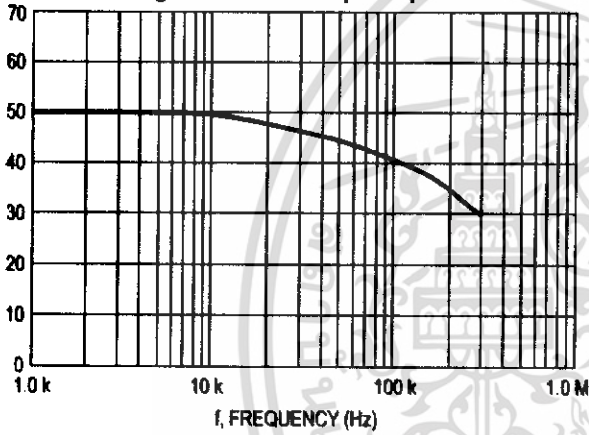


Figure 8. Filter Amp Gain

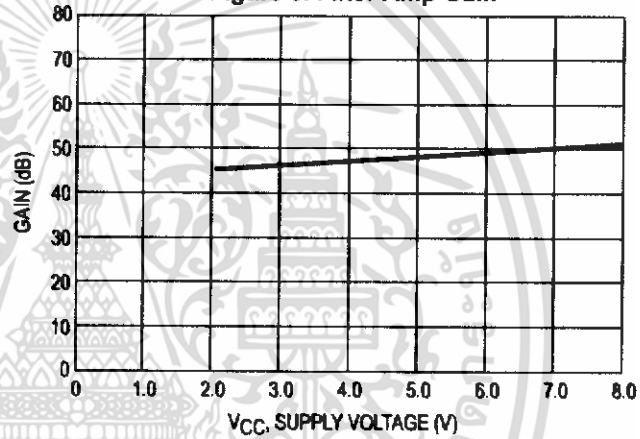
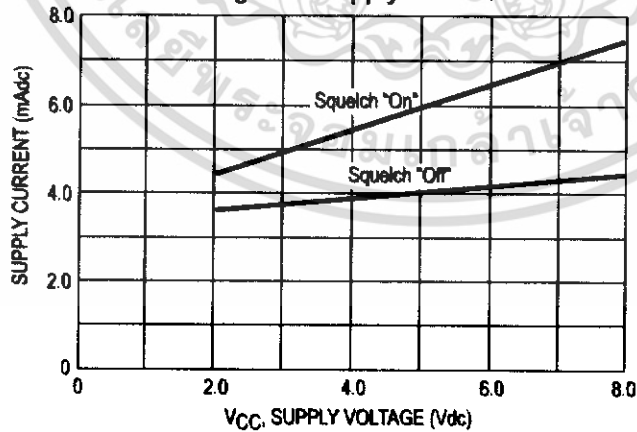
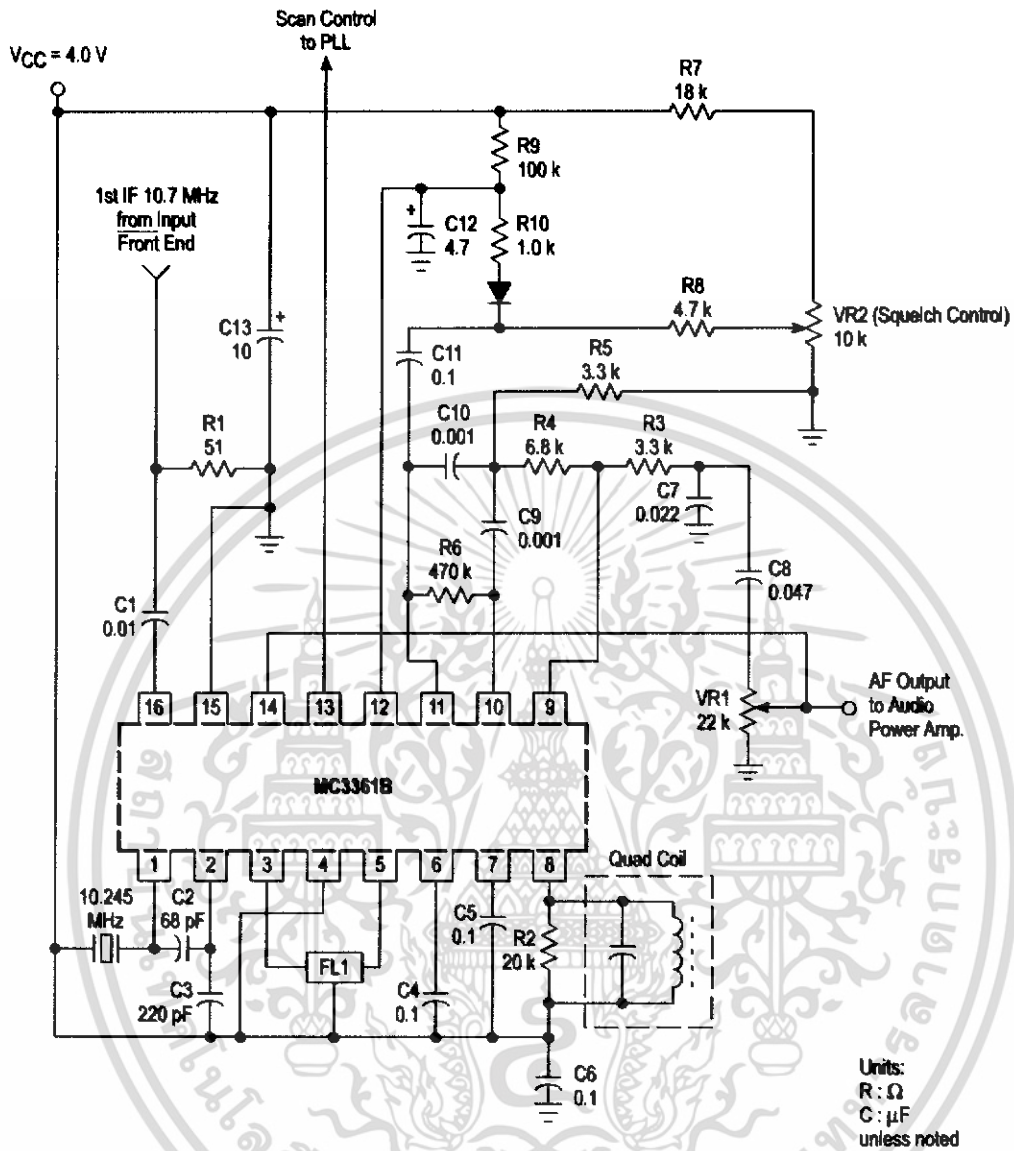


Figure 9. Supply Current



MC3361B

Figure 10. Simplified Application



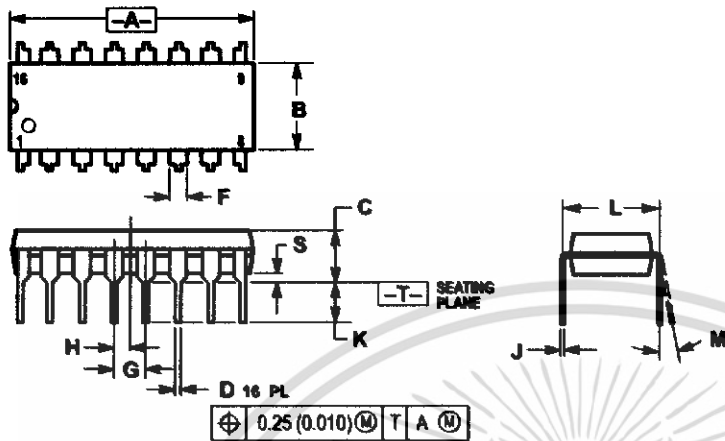
FL1 – muRata Erie North America Type CFU455D2 or equivalent
 Quadrature Coil – Toko America Type 7MC-8128Z or equivalent

Units:
 R : Ω
 C : μF
 unless noted

MC3361B

OUTLINE DIMENSIONS

P SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648-08 ISSUE R

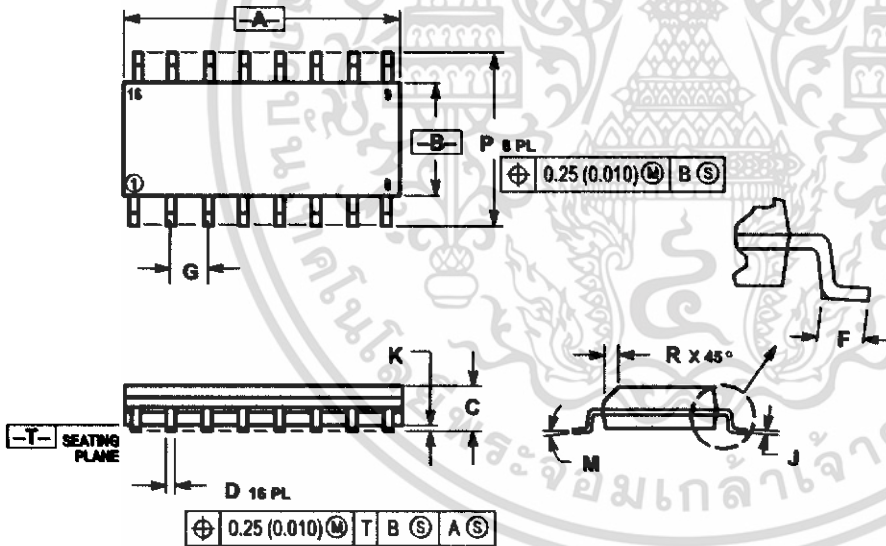


NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.68	4.44
D	0.015	0.021	0.38	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.295	0.305	7.50	7.74
M	0° 10°		0° 10°	
S	0.020	0.040	0.51	1.01

D SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 751B-05 (SO-16) ISSUE J



NOTES:


1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.80	10.00	0.386	0.393
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0° 7°		0° 7°	
P	5.80	6.20	0.229	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

MC3361B



Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and  are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

Mfax is a trademark of Motorola, Inc.

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 5405, Denver, Colorado 80217. 1-303-675-2140 or 1-800-441-2447

JAPAN: Motorola Japan Ltd.; SPD, Strategic Planning Office, 141,
4-32-1 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo, Japan. 81-3-5487-8488

Customer Focus Center: 1-800-521-6274

Mfax™: RMFAX0@email.sps.mot.com – TOUCHTONE 1-602-244-6609
Motorola Fax Back System – US & Canada ONLY 1-800-774-1848
– <http://sps.motorola.com/mfax/>

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; Silicon Harbour Centre,
2, Dai King Street, Tai Po Industrial Estate, Tai Po, N.T., Hong Kong.
852-2668334

HOME PAGE: <http://motorola.com/sps/>



MOTOROLA

นี่คือเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC3361B/D



Low Power Audio Amplifier

The MC34119 is a low power audio amplifier integrated circuit intended (primarily) for telephone applications, such as in speakerphones. It provides differential speaker outputs to maximize output swing at low supply voltages (2.0 V minimum). Coupling capacitors to the speaker are not required. Open loop gain is 80 dB, and the closed loop gain is set with two external resistors. A Chip Disable pin permits powering down and/or muting the input signal. The MC34119 is available in standard 8-pin DIP, SOIC package, and TSSOP package.

- Wide Operating Supply Voltage Range (2.0 V to 16 V), Allows Telephone Line Powered Applications
- Low Quiescent Supply Current (2.7 mA Typ) for Battery Powered Applications
- Chip Disable Input to Power Down the IC
- Low Power-Down Quiescent Current (65 μ A Typ)
- Drives a Wide Range of Speaker Loads (8.0 Ω and Up)
- Output Power Exceeds 250 mW with 32 Ω Speaker
- Low Total Harmonic Distortion (0.5% Typ)
- Gain Adjustable from <0 dB to >46 dB for Voice Band
- Requires Few External Components

MAXIMUM RATINGS

Rating	Value	Unit
Supply Voltage	-1.0 to +18	Vdc
Maximum Output Current at V _{O1} , V _{O2}	\pm 250	mA
Maximum Voltage @ V _{in} , FC1, FC2, CD Applied Output Voltage to V _{O1} , V _{O2} when disabled	-1.0, V _{CC} + 1.0	Vdc
Junction Temperature	-55, +140	$^{\circ}$ C

NOTE: ESD data available upon request.

MC34119

LOW POWER AUDIO AMPLIFIER

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 626

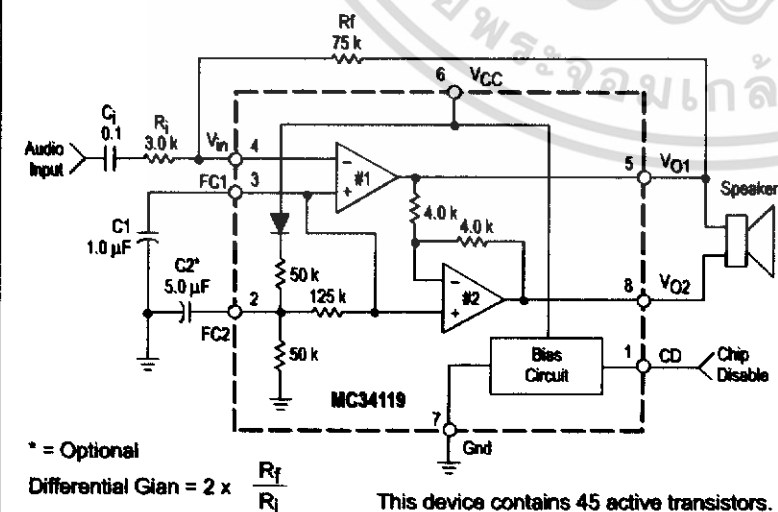


D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751
(SO-8)

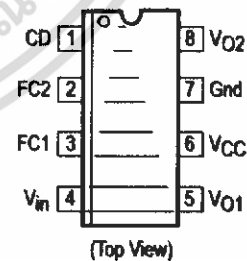


DTB SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 948J
(TSSOP)

Block Diagram and Simplified Application



PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
MC34119P	$T_A = -20^{\circ}$ to $+70^{\circ}$ C	Plastic DIP
MC34119D		SO-8
MC34119DTB		TSSOP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristics	Symbol	Min	Max	Unit
Supply Voltage	V _{CC}	+2.0	+16	V _{dc}
Voltage @ CD (Pin 1)	V _{CD}	0	V _{CC}	V _{dc}
Load Impedance	R _L	8.0	—	Ω
Peak Load Current	I _L	—	±200	mA
Differential Gain (5.0 kHz Bandwidth)	AVD	0	46	dB
Ambient Temperature	T _A	-20	+70	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C, unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
-----------------	--------	-----	-----	-----	------

AMPLIFIERS (AC CHARACTERISTICS)

AC Input Resistance (@ V _{IN})	η	—	>30	—	MΩ
Open Loop Gain (Amplifier #1, f < 100 Hz)	A _{VOL1}	80	—	—	dB
Closed Loop Gain (Amplifier #2, V _{CC} = 6.0 V, f = 1.0 kHz, R _L = 32 Ω)	A _{V2}	-0.35	0	+0.35	dB
Gain Bandwidth Product	GBW	—	1.5	—	MHz
Output Power; V _{CC} = 3.0 V, R _L = 16 Ω, THD ≤ 10% V _{CC} = 6.0 V, R _L = 32 Ω, THD ≤ 10% V _{CC} = 12 V, R _L = 100 Ω, THD ≤ 10%	P _{Out3} P _{Out6} P _{Out12}	55 250 400	— — —	— — —	mW
Total Harmonic Distortion (f = 1.0 kHz) (V _{CC} = 6.0 V, R _L = 32 Ω, P _{Out} = 125 mW) (V _{CC} ≥ 3.0 V, R _L = 8.0 Ω, P _{Out} = 20 mW) (V _{CC} ≥ 12 V, R _L = 32 Ω, P _{Out} = 200 mW)	THD	— — —	0.5 0.5 0.6	1.0 — —	%
Power Supply Rejection (V _{CC} = 6.0 V, ΔV _{CC} = 3.0 V) (C ₁ = ∞, C ₂ = 0.01 μF) (C ₁ = 0.1 μF, C ₂ = 0, f = 1.0 kHz) (C ₁ = 1.0 μF, C ₂ = 5.0 μF, f = 1.0 kHz)	PSRR	50 — —	— 12 52	— — —	dB
Differential Muting (V _{CC} = 6.0 V, 1.0 kHz ≤ f ≤ 20 kHz, CD = 2.0 V)	GMT	—	>70	—	dB

AMPLIFIERS (DC CHARACTERISTICS)

Output DC Level @ VO1, VO2, V _{CC} = 3.0 V, R _L = 16 (R _f = 75 k) V _{CC} = 6.0 V V _{CC} = 12 V	VO(3) VO(6) VO(12)	1.0 — —	1.15 2.65 5.65	1.25 — —	V _{dc}
Output Level High (I _{out} = -75 mA, 2.0 V ≤ V _{CC} ≤ 16 V) Low (I _{out} = 75 mA, 2.0 V ≤ V _{CC} ≤ 16 V)	V _{OH} V _{OL}	— —	V _{CC} - 1.0 0.16	— —	V _{dc}
Output DC Offset Voltage (VO1-VO2) (V _{CC} = 6.0 V, R _f = 75 kΩ, R _L = 32 Ω)	ΔV _O	-30	0	+30	mV
Input Bias Current @ V _{IN} (V _{CC} = 6.0 V)	I _B	—	-100	-200	nA
Equivalent Resistance @ FC1 (V _{CC} = 6.0 V) @ FC2 (V _{CC} = 6.0 V)	R _{FC1} R _{FC2}	100 18	150 25	220 40	kΩ

CHIP DISABLE (Pin 1)

Input Voltage Low High	V _{IL} V _{IH}	— 2.0	— —	0.8 —	V _{dc}
Input Resistance (V _{CC} = V _{CD} = 16 V)	R _{CD}	50	90	175	kΩ

POWER SUPPLY

Power Supply Current (V _{CC} = 3.0 V, R _L = ∞, CD = 0.8 V) (V _{CC} = 16 V, R _L = ∞, CD = 0.8 V) (V _{CC} = 3.0 V, R _L = ∞, CD = 2.0 V)	I _{CC3} I _{CC16} I _{CCD}	— — —	2.7 3.3 65	4.0 5.0 100	mA mA μA
--	---	-------------	------------------	-------------------	----------------

NOTE: Currents into a pin are positive, currents out of a pin are negative.

PIN FUNCTION DESCRIPTION

Symbol	Pin	Description
CD	1	Chip Disable – Digital input. A Logic "0" (<math><0.8\text{ V}</math>) sets normal operation. A logic "1" (>math>\geq 2.0\text{ V}</math>) sets the power down mode. Input impedance is nominally 90 k Ω .
FC2	2	A capacitor at this pin increases power supply rejection, and affects turn-on time. This pin can be left open if the capacitor at FC1 is sufficient.
FC1	3	Analog ground for the amplifiers. A 1.0 μF capacitor at this pin (with a 5.0 μF capacitor at Pin 2) provides (typically) 52 dB of power supply rejection. Turn-on time of the circuit is affected by the capacitor on this pin. This pin can be used as an alternate input.
V_{in}	4	Amplifier input. The input capacitor and resistor set low frequency rolloff and input impedance. The feedback resistor is connected to this pin and VO_1 .
VO_1	5	Amplifier Output #1. The dc level is $\approx (V_{CC} - 0.7\text{ V})/2$.
V_{CC}	6	DC supply voltage (+2.0 V to +16 V) is applied to this pin.
GND	7	Ground pin for the entire circuit.
VO_2	8	Amplifier Output #2. This signal is equal in amplitude, but 180° out-of-phase with that at VO_1 . The dc level is $\approx (V_{CC} - 0.7\text{ V})/2$.

TYPICAL TEMPERATURE PERFORMANCE ($-20^\circ\text{C} < T_A < +70^\circ\text{C}$)

Function	Typical Change	Units
Input Bias Current (@ V_{in})	± 40	$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
Total Harmonic Distortion ($V_{CC} = 6.0\text{ V}$, $R_L = 32\ \Omega$, $P_{out} = 125\text{ mW}$, $f = 1.0\text{ kHz}$)	+0.003	$\%/^\circ\text{C}$
Power Supply Current ($V_{CC} = 3.0\text{ V}$, $R_L = \infty$, $CD = 0\text{ V}$) ($V_{CC} = 3.0\text{ V}$, $R_L = \infty$, $CD = 2.0\text{ V}$)	-2.5 -0.03	$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$

DESIGN GUIDELINES

General

The MC34119 is a low power audio amplifier capable of low voltage operation ($V_{CC} = 2.0$ V minimum) such as that encountered in line-powered speakerphones. The circuit provides a differential output ($V_{O1}-V_{O2}$) to the speaker to maximize the available voltage swing at low voltages. The differential gain is set by two external resistors. Pins FC1 and FC2 allow controlling the amount of power supply and noise rejection, as well as providing alternate inputs to the amplifiers. The CD pin permits powering down the IC for muting purposes and to conserve power.

Amplifiers

Referring to the block diagram, the internal configuration consists of two identical operational amplifiers. Amplifier #1 has an open loop gain of ≥ 80 dB (at $f \leq 100$ Hz), and the closed loop gain is set by external resistor R_f and R_i . The amplifier is unity gain stable, and has a unity gain frequency of approximately 1.5 MHz. In order to adequately cover the telephone voice band (300 Hz to 3400 Hz), a maximum closed loop gain of 46 is recommended. Amplifier #2 is internally set to a gain of -1.0 (0 dB).

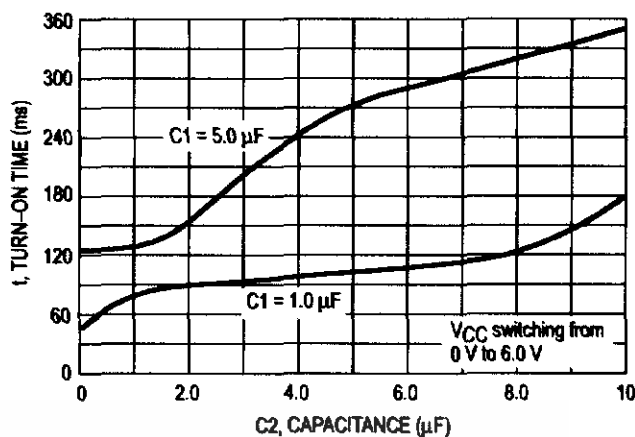
The outputs of both amplifiers are capable of sourcing and sinking a peak current of 200 mA. The outputs can typically swing to within ≈ 0.4 V above ground, and to within ≈ 1.3 V below V_{CC} , at the maximum current. See Figures 18 and 19 for V_{OH} and V_{OL} curves.

The output dc offset voltage ($V_{O1}-V_{O2}$) is primarily a function of the feedback resistor (R_f), and secondarily due to the amplifiers' input offset voltages. The input offset voltage of the two amplifiers will generally be similar for a particular IC, and therefore nearly cancel each other at the outputs. Amplifier #1's bias current, however, flows out of V_{in} (Pin 4) and through R_f , forcing V_{O1} to shift negative by an amount equal to $|R_f \times I_B|$. V_{O2} is shifted positive an equal amount. The output offset voltage, specified in the Electrical Characteristics, is measured with the feedback resistor shown in the Typical Application Circuit, and therefore takes into account the bias current as well as internal offset voltages of the amplifiers. The bias current is constant with respect to V_{CC} .

FC1 and FC2

Power supply rejection is provided by the capacitors ($C1$ and $C2$ in the Typical Application Circuit) at FC1 and FC2. $C2$ is somewhat dominant at low frequencies, while $C1$ is dominant at high frequencies, as shown in the graphs of Figures 4 to 7. The required values of $C1$ and $C2$ depend on the conditions of each application. A line powered speakerphone, for example, will require more filtering than a circuit powered by a well regulated power supply. The amount of rejection is a function of the capacitors, and the equivalent impedance looking into FC1 and FC2 (listed in the Electrical Characteristics as R_{FC1} and R_{FC2}).

In addition to providing filtering, $C1$ and $C2$ also affect the turn-on time of the circuit at power-up, since the two capacitors must charge up through the internal 50 k and 125 k Ω resistors. The graph of Figure 1 indicates the turn-on time upon application of V_{CC} of +6.0 V. The turn-on time is $\approx 60\%$ longer for $V_{CC} = 3.0$ V, and $\approx 20\%$ less for $V_{CC} = 9.0$ V. Turn-off time is < 10 μ s upon removal of V_{CC} .

Figure 1. Turn-On Time versus $C1$, $C2$ at Power-On

Chip Disable

The Chip Disable (Pin 1) can be used to power down the IC to conserve power, or for muting, or both. When at a Logic "0" (0 V to 0.8 V), the MC34119 is enabled for normal operation. When Pin 1 is at a Logic "1" (2.0 V to V_{CC} V), the IC is disabled. If Pin 1 is open, that is equivalent to a Logic "0," although good design practice dictates that an input should never be left open. Input impedance at Pin 1 is a nominal 90 k Ω . The power supply current (when disabled) is shown in Figure 15.

Muting, defined as the change in differential gain from normal operation to muted operation, is in excess of 70 dB. The turn-off time of the audio output, from the application of the CD signal, is < 2.0 μ s, and turn on-time is 12 ms–15 ms. Both times are independent of $C1$, $C2$, and V_{CC} .

When the MC34119 is disabled, the voltages at FC1 and FC2 do not change as they are powered from V_{CC} . The outputs, V_{O1} and V_{O2} , change to a high impedance condition, removing the signal from the speaker. If signals from other sources are to be applied to the outputs (while disabled), they must be within the range of V_{CC} and Ground.

Power Dissipation

Figures 8 to 10 indicate the device dissipation (within the IC) for various combinations of V_{CC} , R_L , and load power. The maximum power which can safely be dissipated within the MC34119 is found from the following equation:

$$P_D = (140^\circ\text{C} - T_A) / \theta_{JA}$$

where T_A is the ambient temperature; and θ_{JA} is the package thermal resistance (100 $^\circ$ C/W for the standard DIP package, and 180 $^\circ$ C/W for the surface mount package.)

The power dissipated within the MC34119, in a given application, is found from the following equation:

$$P_D = (V_{CC} \times I_{CC}) + (I_{RMS} \times V_{CC}) - (R_L \times I_{RMS}^2)$$

where I_{CC} is obtained from Figure 15; and I_{RMS} is the RMS current at the load; and R_L is the load resistance.

Figures 8 to 10, along with Figures 11 to 13 (distortion curves), and a peak working load current of ± 200 mA, define the operating range for the MC34119. The operating range is further defined in terms of allowable load power in Figure 14 for loads of 8.0 Ω , 16 Ω and 32 Ω . The left (ascending) portion

MC34119

of each of the three curves is defined by the power level at which 10% distortion occurs. The center flat portion of each curve is defined by the maximum output current capability of the MC34119. The right (descending) portion of each curve is defined by the maximum internal power dissipation of the IC at 25°C. At higher ambient temperatures, the maximum load power must be reduced according to the above equations. Operating the device beyond the current and junction temperature limits will degrade long term reliability.

Layout Considerations

Normally a snubber is not needed at the output of the MC34119, unlike many other audio amplifiers. However, the PC board layout, stray capacitances, and the manner in which the speaker wires are configured, may dictate otherwise. Generally, the speaker wires should be twisted tightly, and not more than a few inches in length.

Figure 2. Amplifier #1 Open Loop Gain and Phase

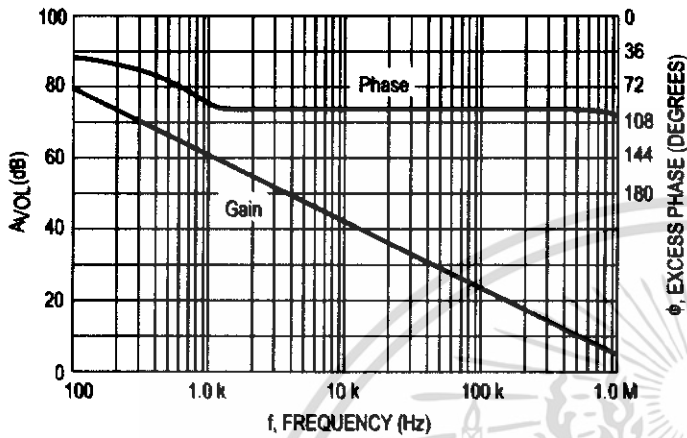


Figure 3. Differential Gain versus Frequency

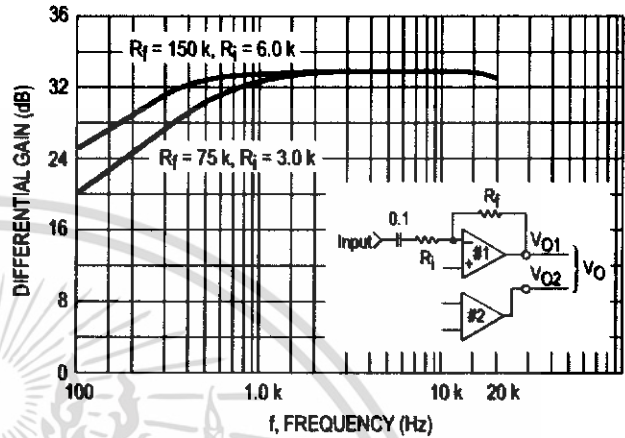


Figure 4. Power Supply Rejection versus Frequency
(C2 = 10 μ F)

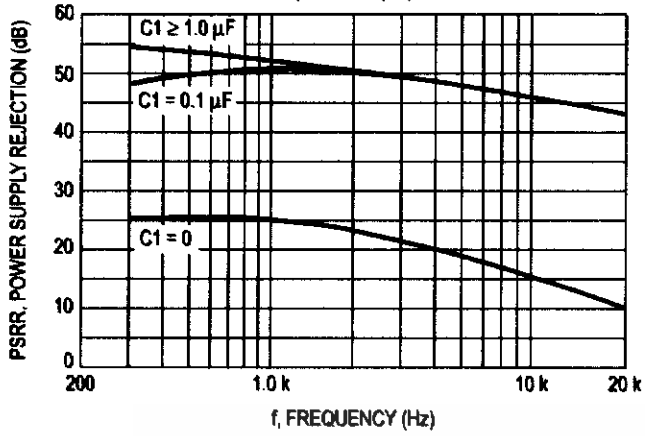


Figure 5. Power Supply Rejection versus Frequency
(C2 = 5.0 μ F)

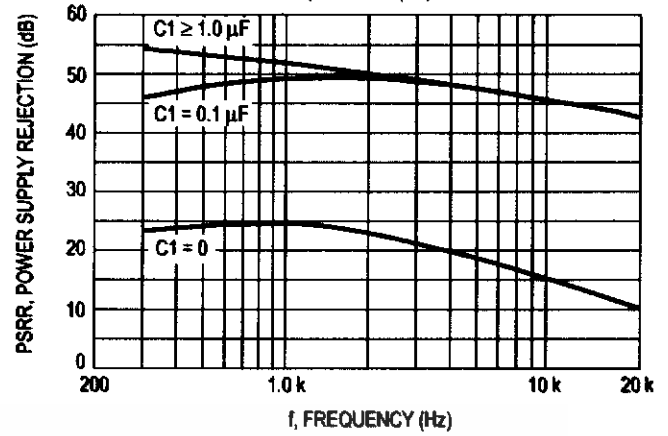


Figure 6. Power Supply Rejection versus Frequency
(C2 = 1.0 μ F)

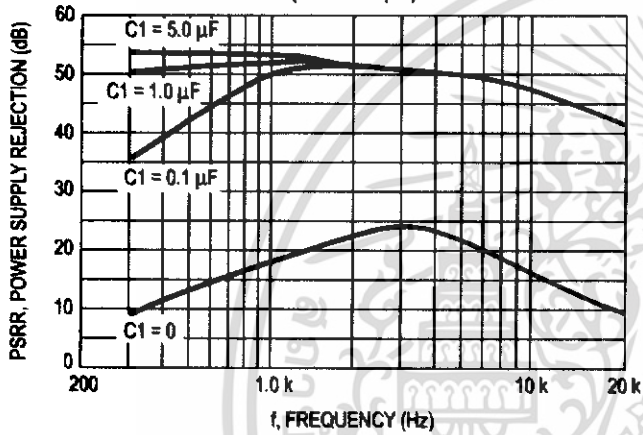


Figure 7. Power Supply Rejection versus Frequency
(C2 = 0)

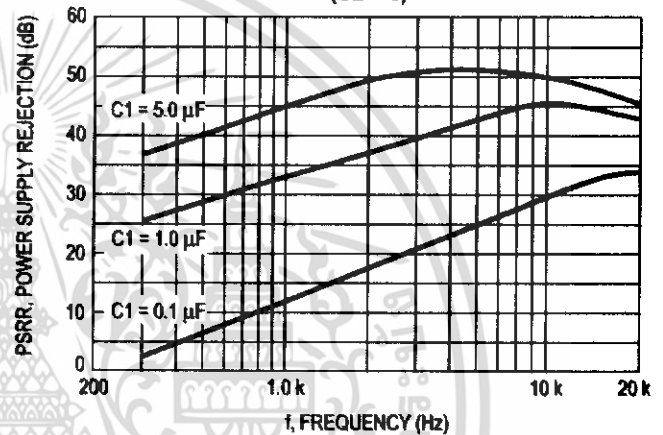


Figure 8. Device Dissipation, 8.0 Ω Load

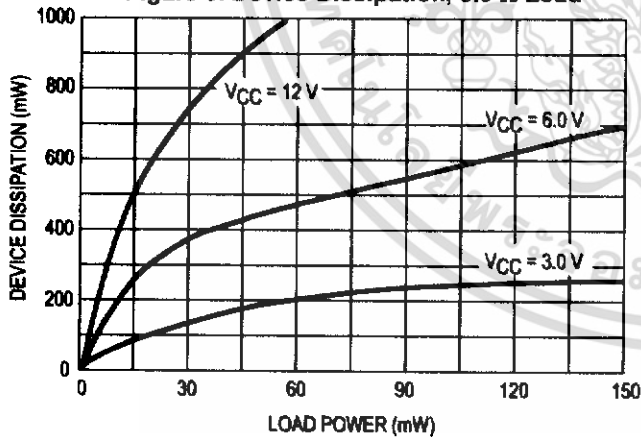


Figure 9. Device Dissipation, 16 Ω Load

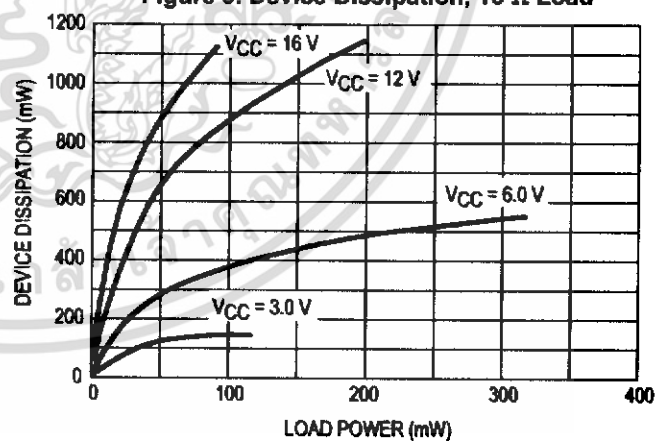


Figure 10. Device Dissipation, 32 Ω Load

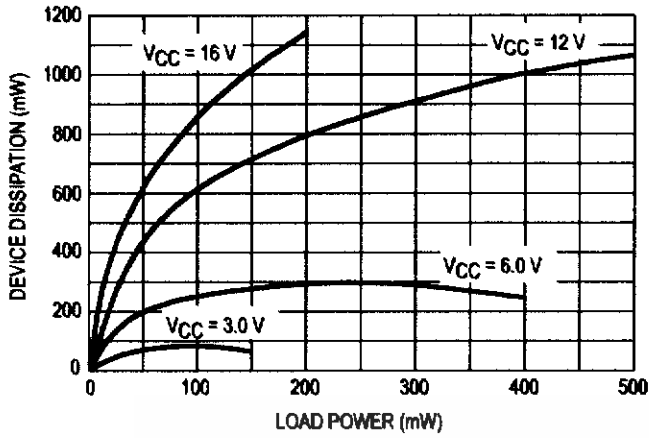


Figure 11. Distortion versus Power (f = 1.0 kHz, AVD = 34 dB)

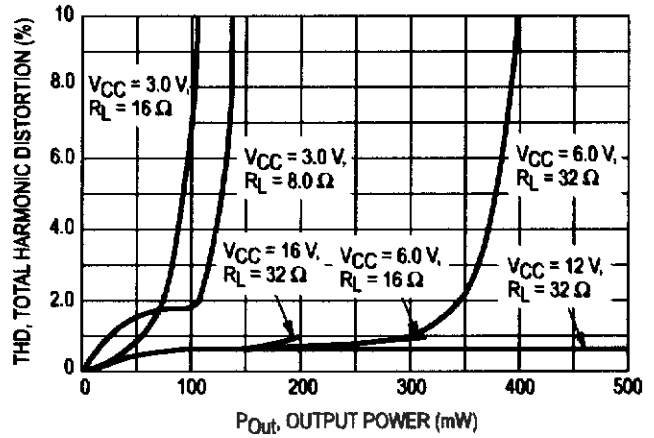


Figure 12. Distortion versus Power (f = 3.0 kHz, AVD = 34 dB)

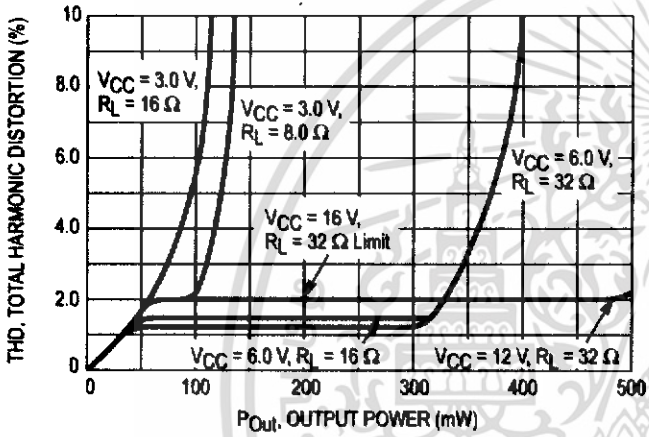


Figure 13. Distortion versus Power (f = 1, 3.0 kHz, AVD = 12 dB)

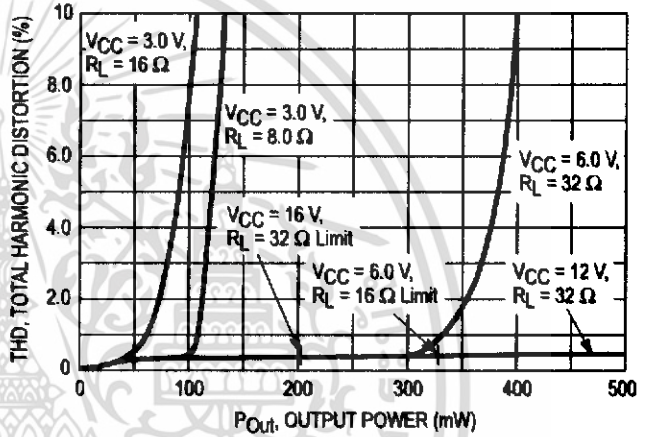


Figure 14. Maximum Allowable Load Power

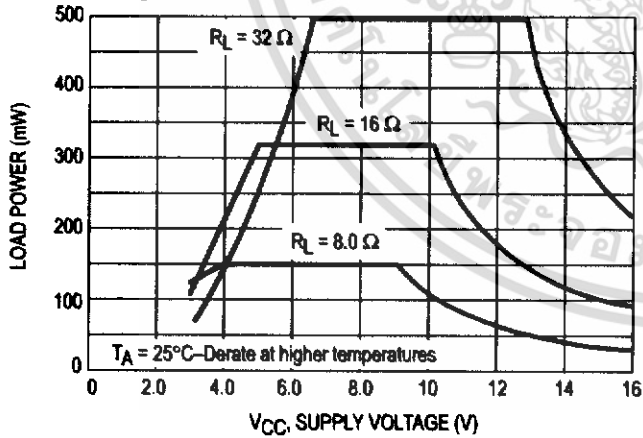


Figure 15. Power Supply Current

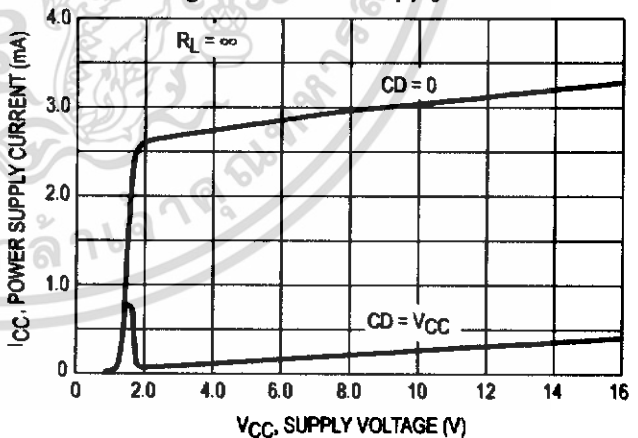


Figure 16. Small Signal Response

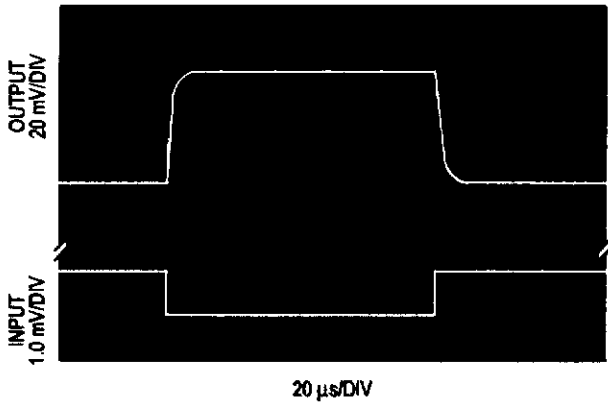


Figure 17. Large Signal Response

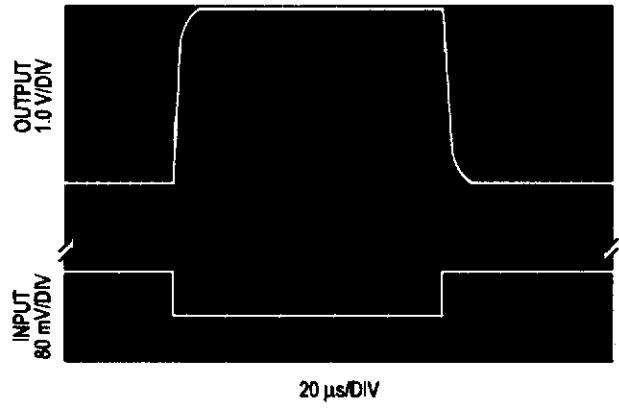


Figure 18. $V_{CC}-V_{OH}$ @ $VO1, VO2$ versus Load Current

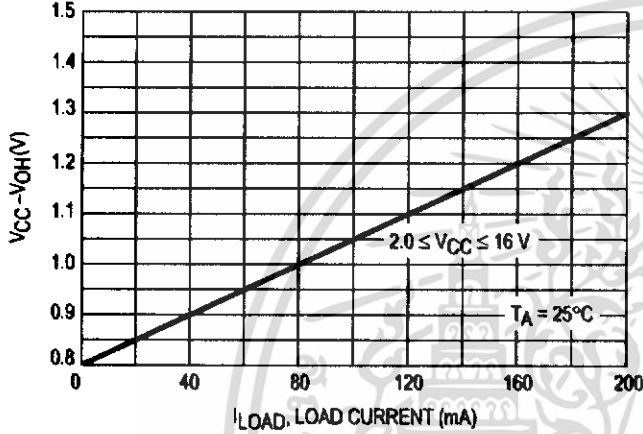


Figure 19. V_{OL} @ $VO1, VO2$ versus Load Current

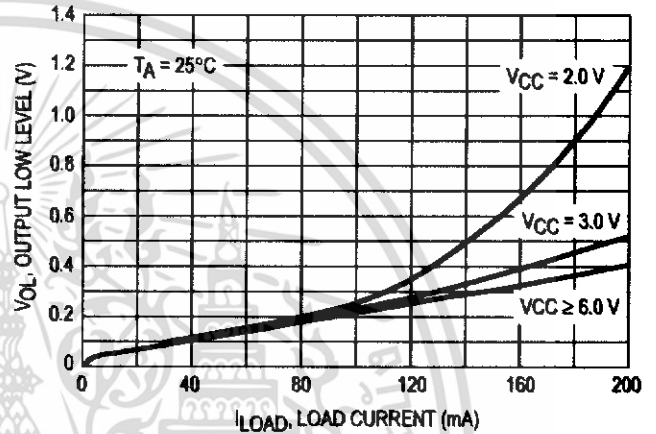


Figure 20. Input Characteristics @ CD (Pin 1)

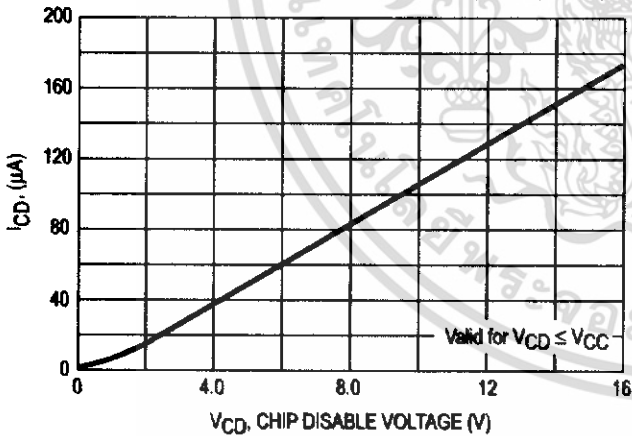


Figure 21. Audio Amplifier with High Input Impedance

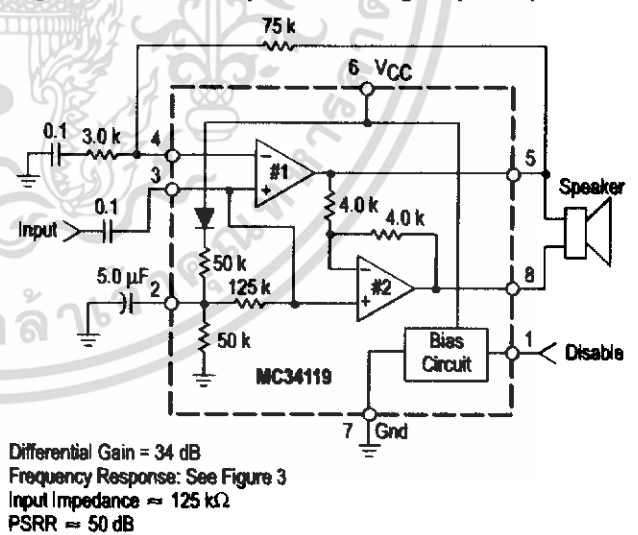


Figure 22. Audio Amplifier with Bass Suppression

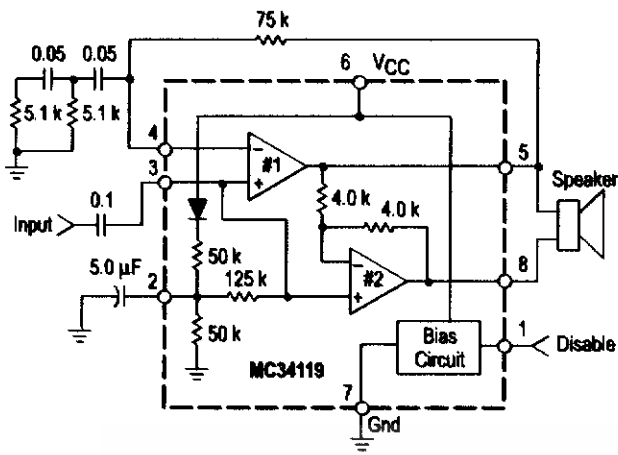


Figure 23. Frequency Response of Figure 22

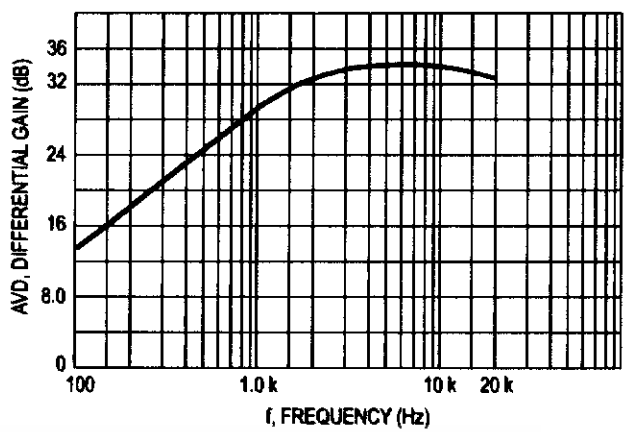


Figure 24. Audio Amplifier with Bandpass

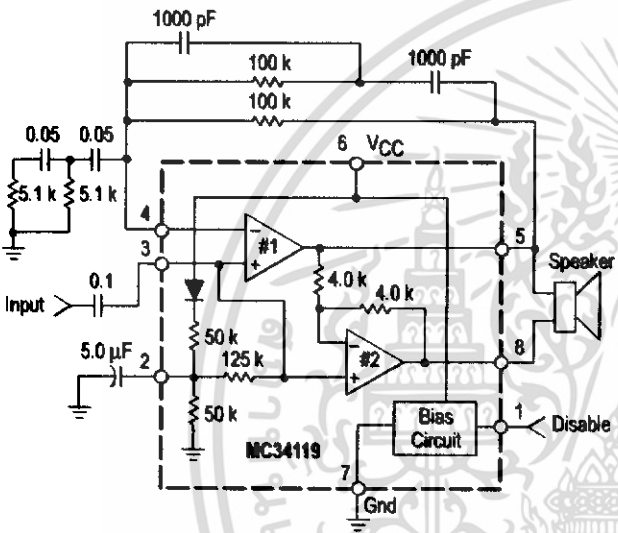


Figure 25. Frequency Response of Figure 24

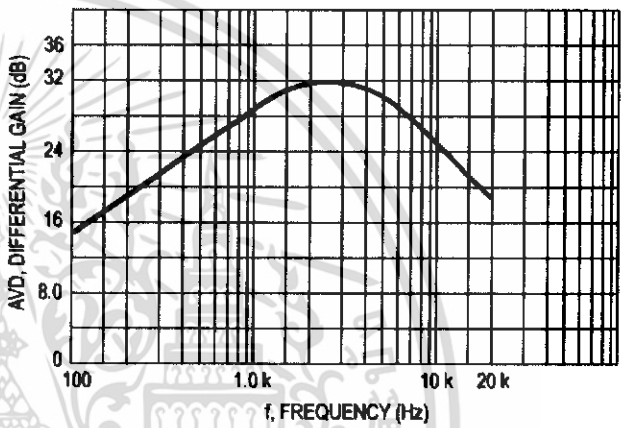
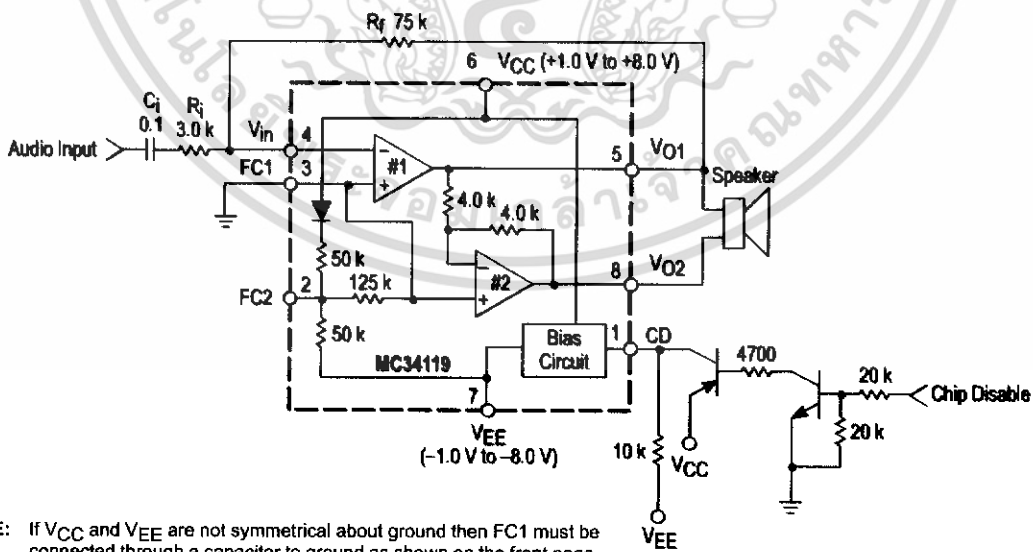


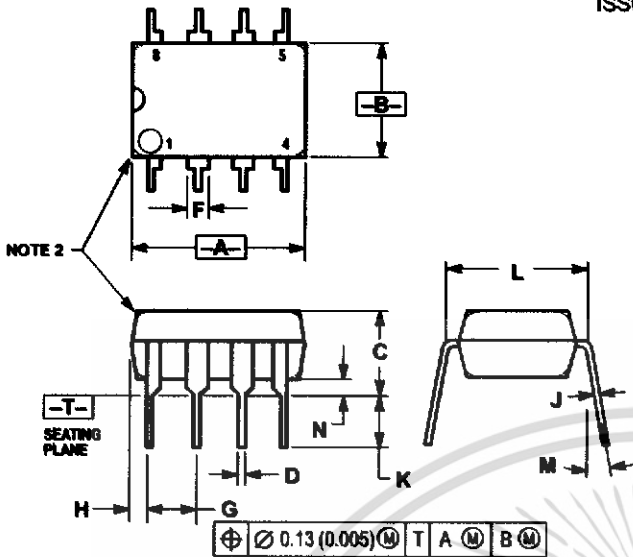
Figure 26. Split Supply Operation



NOTE: If VCC and VEE are not symmetrical about ground then FC1 must be connected through a capacitor to ground as shown on the front page.

OUTLINE DIMENSIONS

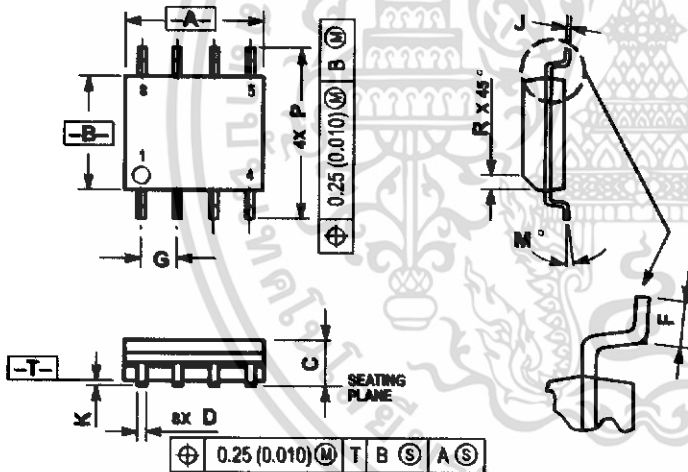
**P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 626-05
ISSUE K**



- NOTES:
1. DIMENSION L TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL.
 2. PACKAGE CONTOUR OPTIONAL (ROUND OR SQUARE CORNERS).
 3. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.40	10.16	0.370	0.400
B	6.10	6.80	0.240	0.268
C	3.94	4.45	0.155	0.175
D	0.38	0.51	0.015	0.020
F	1.02	1.78	0.040	0.070
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
H	0.76	1.27	0.030	0.050
J	0.20	0.30	0.008	0.012
K	2.92	3.43	0.115	0.135
L	7.62 BSC		0.300 BSC	
M	— 10°		— 10°	
N	0.76	1.01	0.030	0.040

**D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751-05
(SO-8)
ISSUE P**

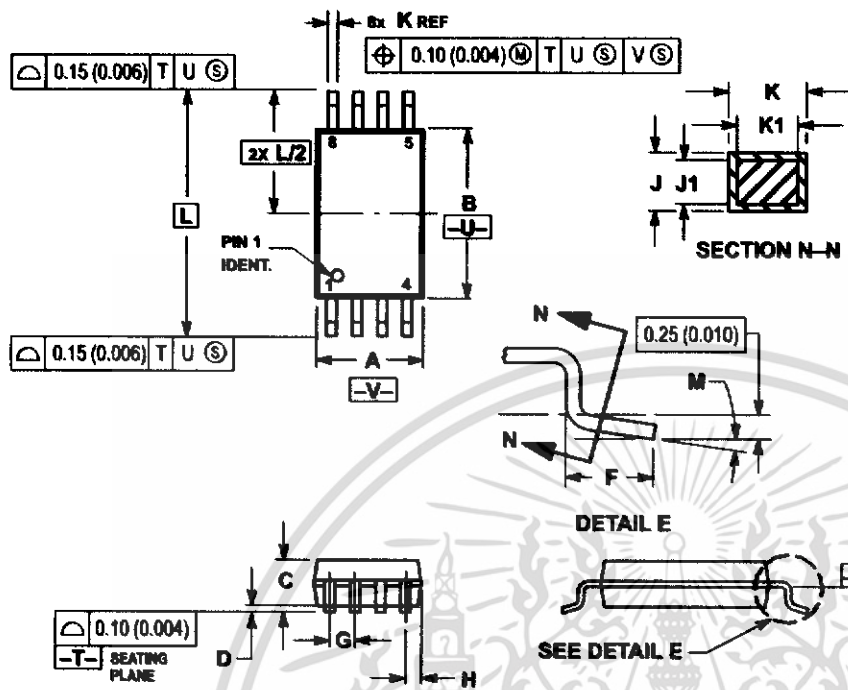


- NOTES:
1. DIMENSIONS A AND B ARE DATUMS AND T IS A DATUM SURFACE.
 2. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 3. DIMENSIONS ARE IN MILLIMETER.
 4. DIMENSION A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
 5. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 PER SIDE.
 6. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS	
	MIN	MAX
A	4.80	5.00
B	3.80	4.00
C	1.35	1.75
D	0.35	0.49
F	0.40	1.25
G	1.27 BSC	
J	0.18	0.25
K	0.10	0.25
M	0° 7°	
P	5.00	6.20
R	0.25	0.50

OUTLINE DIMENSIONS


DTB SUFFIX
 PLASTIC PACKAGE
 CASE 948J-01
 (TSSOP)
 ISSUE O



- NOTES:
- 1 DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 - 2 CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
 - 3 DIMENSION A DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS. MOLD FLASH OR GATE BURRS SHALL NOT EXCEED 0.15 (0.006) PER SIDE.
 - 4 DIMENSION B DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH OR PROTRUSION. INTERLEAD FLASH OR PROTRUSION SHALL NOT EXCEED 0.25 (0.010) PER SIDE.
 - 5 DIMENSION K DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.08 (0.003) TOTAL IN EXCESS OF THE K DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
 - 6 TERMINAL NUMBERS ARE SHOWN FOR REFERENCE ONLY.
 - 7 DIMENSION A AND B ARE TO BE DETERMINED AT DATUM PLANE -W-.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	2.90	3.10	0.114	0.122
B	4.30	4.50	0.169	0.177
C	—	1.20	—	0.047
D	0.05	0.15	0.002	0.006
F	0.50	0.75	0.020	0.030
G	0.65 BSC		0.026 BSC	
H	0.50	0.60	0.020	0.024
J	0.09	0.20	0.004	0.008
J1	0.09	0.16	0.004	0.006
K	0.19	0.30	0.007	0.012
K1	0.19	0.25	0.007	0.010
L	6.40 BSC		0.252 BSC	
M	0°	8°	0°	8°



Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and  are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447 or 602-303-5454

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Seibu-Butsuryu-Center,
3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-8315

MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com -- TOUCHTONE 602-244-6609
INTERNET: <http://Design-NET.com>

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298



MC34119/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่



ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้