

เครื่องรับวิทยุระบบ FM  
FM RECEIVER



เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน 50355  
วัน,เดือน,ปี 13 พ.ค. 2547

.b.....
.i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2545

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับวิทยุระบบ FM

FM RECEIVER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2545

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ ปีการศึกษา 2545

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
เรื่อง เครื่องรับวิทยุระบบ FM

ผู้จัดทำ

นายคมสรณ์ ชีรกุลเกียรติ รหัส 41014054

ลงชื่อ.....อาจารย์ที่ปรึกษา  
(ผศ.ประภากร สุวรรณะ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# เครื่องรับวิทยุระบบ FM

นาย कमสรร์ค ธีรกุลเกียรติ

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ประภากร สุวรรณะ

ปีการศึกษา 2545

## บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการศึกษาและออกแบบเครื่องรับวิทยุในระบบ FM ซึ่งสามารถรับสัญญาณวิทยุได้ในช่วงความถี่ 88.0 - 108.0 MHz โดยอาศัยหลักการทำงานของวงจรในภาคต่างๆ ภาคที่สำคัญ ได้แก่ ภาคออสซิลเลเตอร์ ภาคมิกเซอร์ ภาคกรองความถี่ IF ภาคลิมิตเตอร์ และภาค FM ดีเทกเตอร์ ในภาคออสซิลเลเตอร์จะใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ MPS 5179 เป็นส่วนประกอบ ภาคกรองความถี่ IF ใช้เซรามิกฟิลเตอร์ 10.7MHz ในส่วนของภาคมิกเซอร์ ภาคลิมิตเตอร์ และภาค FM ดีเทกเตอร์ จะเป็นส่วนที่อยู่ภายในไอซีเบอร์ MC 3356 ในส่วนของภาคขยายเสียง ใช้ไอซีเบอร์ LM 386 ได้เป็นสัญญาณเสียงออกมาทางลำโพง

รายงานฉบับนี้มีเนื้อหาเกี่ยวกับโครงการทั้งในภาคทฤษฎี และปฏิบัติ และได้นำผลการทดสอบโครงการมาแสดงไว้ในรายงานฉบับนี้ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# FM RECEIVER

Mr. Komson Teerakunkiet

Asst.Prof. Prapakon Suwana (Advisor)

Academic year 2002

## Abstract

This project is the design and construction of FM receiver which can receive radio frequencies range 88.0-108.0 MHz by using many circuit working processes. The important circuit working processes are local oscillator , mixer , IF pass filter , limiter and FM detector. The local oscillator uses transistor MPS 5179 for generate frequencies range 98.7-118.7 MHz. The IF pass filter uses ceramic filter 10.7 MHz. The mixer , limiter and FM detector are the component of IC MC 3356. Amplifier uses IC LM 386 which amplifies sound wave to speaker.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

โครงการเครื่องรับวิทยุระบบ FM ย่านความถี่ 88.0 – 108.0 MHz โครงการนี้จะสำเร็จ  
มิได้หากปราศจากท่านอาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ประภากร สุวรรณะ รวมถึงพี่ๆ นักศึกษาปริญญาโท  
ซึ่งเป็นผู้ให้คำแนะนำ เป็นที่ปรึกษา และเป็นแรงผลักดันให้รายงานนี้ประสบผลสำเร็จ และขอ  
ขอบคุณภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ให้  
โอกาสแก่นักศึกษา

สุดท้ายนี้ หวังว่าโครงการนี้จะเป็นประโยชน์แก่ผู้สนใจ ไม่มากก็น้อย หากมีข้อผิดพลาด  
ประการใด ทางผู้จัดทำต้องขออภัยไว้ ณ ที่นี้ด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ

ABSTRACT

กิตติกรรมประกาศ

บทที่ 1 บทนำ

บทที่ 2 การมอดคูเลททางความถี่

2.1 การมอดคูเลทของคลื่น

2.2 การมอดคูเลททางความถี่

2.3 แถบความถี่วิทยุ FM

2.4 ดัชนีการมอดคูเลท

2.5 ไซด์แบน FM

2.6 แบนควิวิตซ์ของคลื่น FM

บทที่ 3 เครื่องรับวิทยุระบบ FM

3.1 เครื่องรับวิทยุอย่างง่าย

3.2 เครื่องรับวิทยุแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์

3.3 หลักการทำงานของวงจรในภาคต่างๆ

3.3.1 เสาอากาศ

3.3.2 วงจรออสซิลเลเตอร์

3.3.3 วงจรมิกเซอร์

3.3.4 วงจรของความถี่ IF

3.3.5 ข้อพิจารณาในการเลือกความถี่ IF

3.3.6 ลิ้มิตเตอร์

3.3.7 การจับสัญญาณที่แรงกว่า

3.3.8 วงจร FM ดีเทกเตอร์

3.3.9 หลักการทำงานของเครื่องรับวิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง

23

บทที่ 5 บทสรุปและวิจารณ์

38

บรรณานุกรม

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

ในปัจจุบันข่าวสารข้อมูลต่าง ๆ นับวันจะทวีความสำคัญมากขึ้นเรื่อย ๆ เนื่องจากผู้คนในปัจจุบันให้ความสำคัญกับความรู้ที่จะได้รับจากข้อมูลข่าวสาร ดังนั้นการกระจายของข้อมูลข่าวสารอย่างทั่วถึงและรวดเร็วจึงเป็นสิ่งสำคัญประการหนึ่ง ระบบการกระจายเสียงวิทยุ FM นับเป็นระบบหนึ่งซึ่งใช้ในการรับข้อมูลข่าวสารในรูปของเสียงอย่างกว้างขวางในปัจจุบัน เนื่องจากมีคุณสมบัติที่สำคัญดังกล่าว

ในปริญญานิพนธ์นี้เป็นการออกแบบและสร้างเครื่องรับวิทยุในระบบ FM ซึ่งสามารถรับสัญญาณวิทยุในย่านความถี่ VHF ช่วงความถี่ระหว่าง 88.0-108.0 MHz สัญญาณเสียงจากสถานีวิทยุสามารถที่จะส่งมายังเครื่องรับวิทยุได้ แม้ว่าจะอยู่ในระยะที่ไกลกันมาก ๆ ได้โดยอาศัยกระบวนการมอดูเลตทางความถี่ หรือก็คือการที่สัญญาณเสียงทำให้ความถี่ของสัญญาณพาหะ ซึ่งเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเปลี่ยนแปลงไป จึงเปรียบเสมือนเป็นการฝากสัญญาณเสียงไปกับคลื่นพาหะ ซึ่งมีพลังงานสูงสามารถกระจายไปได้ในระยะไกล และเมื่อเครื่องรับวิทยุรับสัญญาณวิทยุจากสถานีแล้ว ก็จะมีหน้าที่ในการแยกสัญญาณเสียงออกจากสัญญาณวิทยุ ด้วยเหตุนี้เราจึงสามารถรับฟังข้อมูลข่าวสารได้อย่างทั่วถึง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

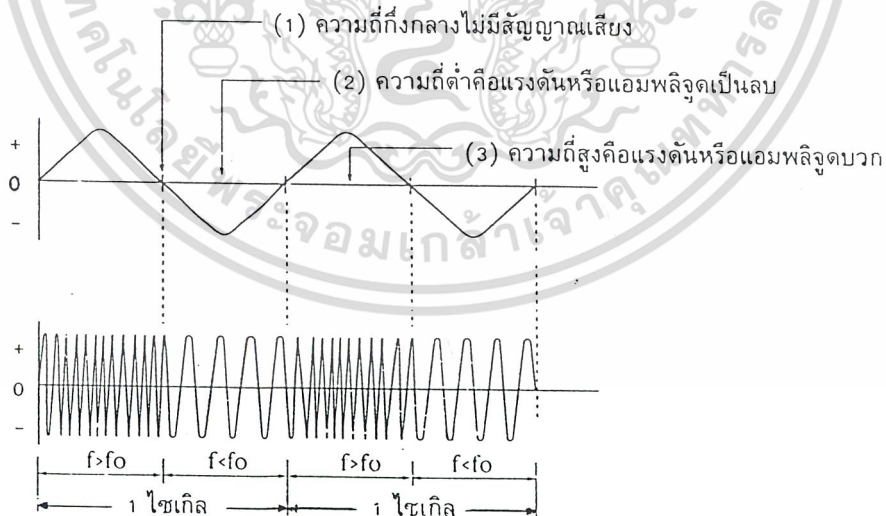
### การมอดคูเลททางความถี่

#### 2.1 การมอดคูเลทของคลื่น

การมอดคูเลทของคลื่น คือการที่สัญญาณมอดคูเลทตั้ง ทำให้คุณสมบัติบางประการของคลื่นพาหะเปลี่ยนแปลงไป ซึ่งในการกระจายเสียงวิทยุ FM สัญญาณมอดคูเลทตั้งหรือ modulating signal ก็คือสัญญาณเสียงนั่นเอง การมอดคูเลทของคลื่นแบ่งได้เป็น 2 แบบคือ การมอดคูเลททางความถี่ (Frequency Modulation : FM) และการมอดคูเลททางเฟส (Phase Modulation : PM) ซึ่งในที่นี้จะกล่าวเฉพาะการมอดคูเลททางความถี่

#### 2.2 การมอดคูเลททางความถี่

การมอดคูเลททางความถี่เป็นการนำสัญญาณเสียง ซึ่งเป็นข่าวสารเข้าไปมอดคูเลทบนสัญญาณพาหะ โดยความถี่ของพาหะจะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามแอมพลิจูดของสัญญาณเสียงดังรูปที่ 2.1 จะเห็นว่าเมื่อสัญญาณที่เข้ามอดคูเลทมีค่าทางบวกสูงสุด ความถี่ของพาหะก็จะเพิ่มสูงสุด แต่ถ้าสัญญาณมอดคูเลทลดลงเป็นศูนย์ความถี่ของพาหะ ก็จะลดลงมาที่ความถี่กลางดั้งเดิม



รูปที่ 2.1 การมอดคูเลททางความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงความถี่ที่พาหะเบี่ยงเบนไปจากความถี่กลางเรียกว่าความถี่เบี่ยงเบน (Frequency deviation) ตัวอย่างเช่น พาหะมีความถี่ 88 MHz เพิ่มขึ้นสูงสุดเป็น 88.1 MHz และลดลงต่ำสุดเป็น 87.9 MHz หมายความว่าช่วงความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ  $\pm 0.1$  MHz หรือ  $\pm 100$  KHz

ส่วนอัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณ FM ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตหรือสัญญาณเสียง เช่น ถ้าสัญญาณเสียงที่เข้ามามอดูเลตมีความถี่ 2000 Hz อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณ FM จะเท่ากับ 2000 ครั้งต่อวินาที แต่ถ้าสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตเพิ่มความถี่เป็น 5000 Hz โดยแอมพลิจูดยังคงเดิม ช่วงความถี่เบี่ยงเบนก็ยังคงเป็น 100 KHz แต่อัตราการเบี่ยงเบนจะเปลี่ยนเป็น 5000 ครั้งต่อวินาที ซึ่งมาตรฐานสากล ได้กำหนดค่าให้การส่งสัญญาณ FM เบี่ยงเบนได้สูงสุด  $\pm 75$  KHz

ชนิดของการใช้งาน	ค่าความถี่ที่ใช้งาน	แบนด์วิคท์ของช่องสัญญาณ	ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด	ความถี่เสียงสูงสุด
การกระจายเสียงวิทยุ FM	88.0 – 108.0 MHz	200 KHz	$\pm 75$ KHz	15 KHz
ระบบเสียงของเครื่องรับโทรทัศน์	5.5 MHz	100 KHz	$\pm 25$ KHz(monaural) $\pm 50$ KHz(stero)	15 KHz
สำรวจคับเพลิง, รถพยาบาล, รถแท็กซี่, เจ้าหน้าที่ป่าไม้	50 MHz และ 122 – 174 MHz	20 KHz	$\pm 5$ KHz	3 KHz
วิทยุสมัครเล่น, วิทยุ CB class A	216 – 470 MHz	15 KHz	$\pm 3$ KHz	3 KHz
ไมโครโฟนไร้สาย, โทรศัพท์มือถือ	เหมือนกับกรณีของ Narrowband FM แต่กำลังจะต่ำกว่า 1 W			
วิดีโอเทป	มีความถี่พาหะที่ใช้งาน 3.4 MHz และมีแบนด์วิคท์ 4.0 MHz			

รูปที่ 2.2 ตารางแสดงค่าความถี่ต่างๆ ของการส่งสัญญาณ FM ในลักษณะอื่น

สรุปแล้วสัญญาณ FM มีคุณสมบัติดังนี้คือ

- 1) มีแอมพลิจูดคงที่ตลอดเวลา แต่ความถี่เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต
- 2) อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณพาหะมีค่าเท่ากับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต
- 3) ช่วงความถี่เบี่ยงเบนเป็นสัดส่วนกับแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต

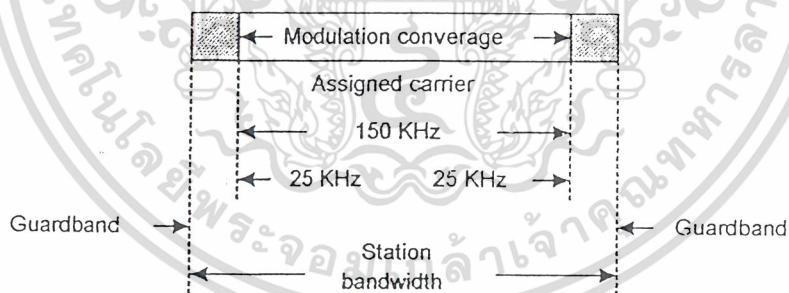
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3 แถบความถี่วิทยุ FM

ในปี ค.ศ. 1945 FCC ได้กำหนดขอบเขตหรือย่านความถี่ของการส่งกระจายเสียงวิทยุ FM ไว้ที่ 88 MHz - 108 MHz ซึ่งแต่ละสถานีจะมีแถบความถี่ของการเบี่ยงเบนความถี่  $\pm 75$  KHz (Carrier Swing = 150 KHz) ทำให้แต่ละสถานีมีแบนด์วิดท์สถานีละ 150 KHz และจะมีการด์แบนด์ด้านละ 25 KHz ซึ่งผลรวมของแบนด์วิดท์ทั้งหมดของแต่ละสถานีจะมีค่า 200 KHz เพราะฉะนั้นช่วงห่างระหว่างความถี่ของ FM คือ 20 MHz (88 MHz ถึง 108 MHz) ทำให้แบ่งสถานีได้ทั้งหมด 100 สถานีดังแสดงในรูปที่ 2.3

FCC ได้กำหนดให้การส่งวิทยุระบบ AM จะมีการส่งสถานีที่ช่องสุดท้ายหมายเลข 107 ส่วนการส่งวิทยุระบบ FM ได้กำหนดให้ส่งสถานีที่ช่องเริ่มต้นที่หมายเลข 201 และจะสิ้นสุดสถานีส่งที่หมายเลข 300 โดยที่ช่อง 201 ซึ่งจะมีความถี่ศูนย์กลางเท่ากับ 88.1 MHz โดยมีความถี่เบี่ยงเบน ( $\Delta f_c = 75$  KHz) และมีการด์แบนด์ด้านต่ำ 25 KHz จะทำให้ช่อง 201 มีความถี่ด้านต่ำที่สุดที่ 88 MHz พอดีและความถี่ด้านบนของช่อง 201 ก็จะมีแถบความถี่ที่หาได้เหมือนกัน สำหรับช่อง 202 - 300 ก็จะหาค่าของแถบความถี่ด้านต่ำและด้านสูงได้ในทำนองเดียวกันกับช่อง 201 โดยที่แต่ละช่องจะมีความถี่ศูนย์กลางที่เป็นเลขคี่เสมอ

การส่งสัญญาณวิทยุระบบ FM ใน 20 ช่องแรกจะใช้สำหรับการส่งกระจายเสียงเพื่อการศึกษา ส่วนการส่งสัญญาณวิทยุใน 80 ช่องที่เหลือจะใช้ในทางพาณิชย์



รูปที่ 2.3 แสดงมาตรฐานของแถบความถี่ในการส่งกระจายเสียงวิทยุระบบ FM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.4 ดัชนีการมอดดูเลท

ในการมอดดูเลทคลื่น FM อัตราส่วนระหว่างค่าความถี่เบี่ยงเบนของพาหะกับค่าความถี่ของเสียงที่นำมามอดดูเลท เราจะเรียกว่า ดัชนีการมอดดูเลท (modulation Index :  $m_f$ )

$$m_f = \frac{\Delta F_c}{F_s} \quad \left( \Delta F_c = \frac{F_{cmax} - F_{cmin}}{2} \right)$$

โดย  $\Delta F_c$  คือ ช่วงความถี่เบี่ยงเบนของคลื่นพาหะ

$F_s$  คือ ความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดดูเลท

ในทางปฏิบัติเราจะนิยามวัดเป็นอัตราส่วนการเบี่ยงเบน (deviation ratio) ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด ( $\Delta F_{cmax}$ ) ต่อความถี่สูงสุดของสัญญาณที่เข้ามามอดดูเลท ( $F_{smax}$ ) ซึ่งในระบบกระจายเสียง FM จะได้ค่า  $m_f$  คือ

$$\begin{aligned} m_f &= \frac{\Delta f_{cmax}}{f_{smax}} \\ &= \frac{75\text{kHz}}{15\text{kHz}} \\ &= 5 \end{aligned}$$

ในระบบวิทยุกระจายเสียง FM กำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบได้เต็มที่ไม่เกิน 75 kHz ถ้าเรามอดดูเลทให้ความถี่ของพาหะเปลี่ยนแปลงไป 75 kHz แสดงว่าเรามอดดูเลทเต็มที่ 100 % ดังนั้นจะเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\% \text{ การมอดดูเลท} = \left( \frac{\Delta F_c}{\Delta F_{cmax}} \right) \times 100$$

โดยที่  $\Delta F_c$  คือ ช่วงความถี่เบี่ยงเบนเนื่องจากสัญญาณที่เข้ามามอดดูเลท

$\Delta F_{cmax}$  คือ ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดของระบบ

และจากค่าดัชนีการมอดดูเลททำให้เราได้สมการของคลื่น FM

$$V_{FM}(t) = V_{cp} \cdot \sin[2\pi f_c t + m_f \sin(2\pi f_s t)]$$

โดยที่  $V_{cp}$  คือ ขนาดสูงสุดของคลื่นพาหะ

$f_c$  คือ ความถี่ศูนย์กลาง

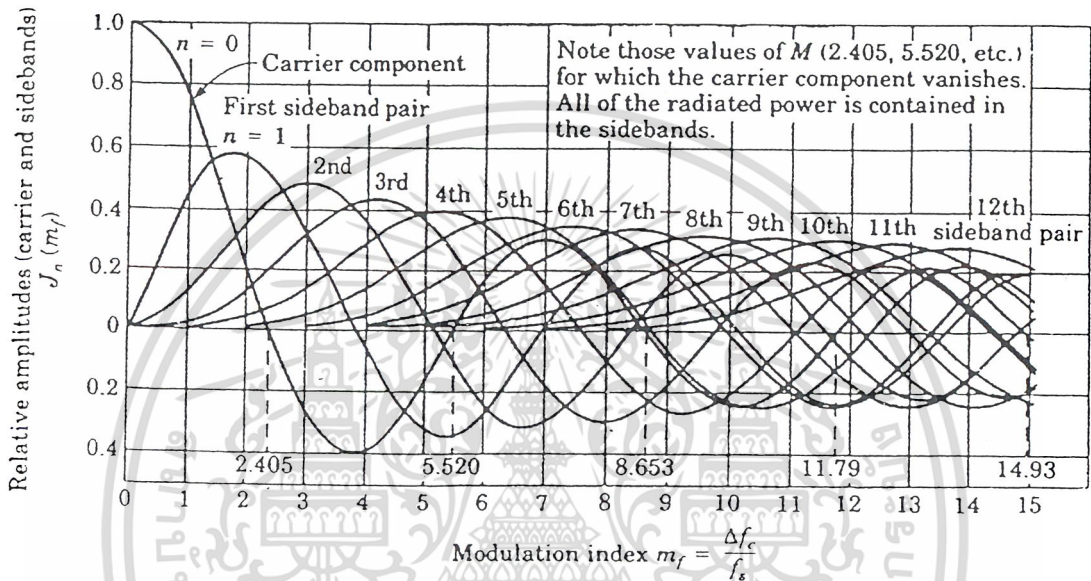
$f_s$  คือ ความถี่ของข้อมูลข่าวสาร

$m_f$  คือ ดัชนีการมอดดูเลท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.5 ไซด์แบน FM

คลื่น FM ประกอบด้วย Side band จำนวนอนันต์คู่ ซึ่งขนาดของ side band คู่ที่  $n$  ต่างๆ จะขึ้นอยู่กับค่าของ modulation index :  $m_f$  ดังรูปที่ 2.4 และจะเห็นว่าจำนวนคู่ของไซด์แบนจะเพิ่มขึ้นด้วยเมื่อค่า  $m_f$  เพิ่มขึ้น และจากตารางที่ 2.5 จะเห็นว่าขนาดของไซด์แบนคู่ที่ห่างจากคลื่นพาห้มากๆ จะมีค่าต่ำมากๆ



รูปที่ 2.4 แสดงการเปลี่ยนแปลงของพาหะและไซด์แบนด์ ในวิทยุระบบ FM

ในรูปที่ 2.4 จะเห็นว่าเมื่อดัชนีการมอดดูเลทเป็นศูนย์ จะมีแต่คลื่นพาหะอย่างเดียว คลื่นไซด์แบนเป็นศูนย์ แต่เมื่อดัชนีการมอดดูเลทเพิ่มขึ้น จำนวนไซด์แบนด์ก็เพิ่มขึ้น และแอมพลิจูดของไซด์แบนด์ก็ใหญ่ขึ้น แต่แอมพลิจูดของพาหะจะเล็กลง จนกระทั่งดัชนีการมอดดูเลทเท่ากับ 2.4 คลื่นพาหะจะเป็นศูนย์ ซึ่งกำลังของคลื่น FM จะไปอยู่ในไซด์แบนทั้งสิ้น

สำหรับการกระจายของคลื่นไซด์แบนด์ เมื่อดัชนีการมอดดูเลทสูงขึ้นจะเป็นดังรูปที่

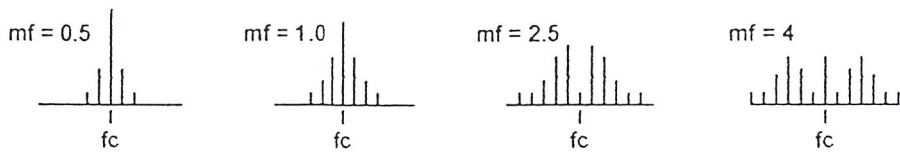
## 2.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Bessel Functions of the First Kind,  $J_n(m_f)$

$m_f$	$J_0$	$J_1$	$J_2$	$J_3$	$J_4$	$J_5$	$J_6$	$J_7$	$J_8$	$J_9$	$J_{10}$	$J_{11}$	$J_{12}$	$J_{13}$	$J_{14}$
0.00	1.00	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0.25	0.98	0.12	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0.5	0.94	0.24	0.03	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.4	0	0.52	0.43	0.20	0.06	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.5	-0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	0.01	—	—	—	—	—	—	—	—
3.0	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01	—	—	—	—	—	—	—	—
4.0	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	—	—	—	—	—	—	—
5.0	-0.18	-0.33	0.15	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	—	—	—	—	—	—
6.0	0.15	-0.28	-0.24	0.11	0.36	0.36	0.25	0.13	0.06	0.02	—	—	—	—	—
7.0	0.30	0.00	-0.30	-0.17	0.16	0.35	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02	—	—	—	—
8.0	0.17	0.23	-0.11	-0.29	-0.10	0.19	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	—	—	—
9.0	-0.09	0.25	0.14	-0.18	-0.27	-0.06	0.20	0.33	0.31	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01	—
10.0	-0.25	0.05	0.25	0.06	-0.22	-0.23	-0.01	0.22	0.32	0.29	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01

ตารางที่ 2.5 แสดงขนาดของพาหะและไซค์บนที่  $m_f$  ค่าต่าง ๆ



รูปที่ 2.6 ขนาดของ Side Band คู่ต่างๆ ของคลื่น FM ที่ค่า  $m_f = 0.5, 1.0, 2.5, 4$  ตามลำดับ

## 2.6 แบนด์วิดท์ของคลื่น FM

ในระบบ FM แบนด์วิดท์ของคลื่น FM เป็นสิ่งที่สำคัญอีกสิ่งหนึ่ง เนื่องจากแบนด์วิดท์ของคลื่น FM จะต้องครอบคลุมจำนวน ไซด์แบนด์ที่สำคัญทุกตัว ดังที่กล่าวมาแล้วว่า จำนวนไซด์แบนด์ขึ้นอยู่กับค่าดัชนีการมอดูเลต โดยความถี่ของไซด์แบนด์ มีความสัมพันธ์กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต เนื่องจากไซด์แบนด์คู่แรกจะมีความถี่เท่ากับ  $f_c + f_s$  ไซด์แบนด์คู่ที่สองจะมีความถี่เท่ากับ  $f_c + 2f_s$  ดังนั้นแบนด์วิดท์จึงขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลตและความถี่ของสัญญาณ ที่เข้ามามอดูเลต โดยเราสามารถหาค่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM ได้จากกฎของคาร์สัน (Carson's rule) ดังนี้

$$BW \approx 2(m+1)f_{s \max}$$

โดย  $m$  คือ ค่าดัชนีการ ( $m_f$ )

$f_{s \max}$  คือ ความถี่สูงสุดของสัญญาณที่นำมามอดูเลต

ซึ่งแถบความถี่ที่คำนวณได้จาก Carson's rule จะครอบคลุมกำลังไฟฟ้าประมาณ 98 % ของกำลังไฟฟ้าขององค์ประกอบความถี่ทั้งหมดของ FM

ในวิทยุกระจายเสียง FM ค่า  $f_{s \max} \leq 15 \text{ kHz}$  ค่า  $\Delta f_{c \max} \approx 75 \text{ kHz}$  ซึ่งจะได้  $m_f \approx \frac{75}{15} = 5$  และจะได้ ค่า BW ของ FM  $\approx 2(5+1) 15 \text{ kHz} \approx 180 \text{ kHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 3

### เครื่องรับวิทยุระบบ FM

เครื่องรับวิทยุเป็นระบบซึ่งทำหน้าที่ในการนำสัญญาณข้อมูลข่าวสารกลับคืนมาโดยนำสัญญาณคลื่นวิทยุมาผ่านกระบวนการต่างๆ ซึ่งเครื่องรับวิทยุที่ดีจะต้องมีคุณสมบัติที่สำคัญคือ

#### 1) ความไวในการรับสัญญาณ (SENSITIVITY)

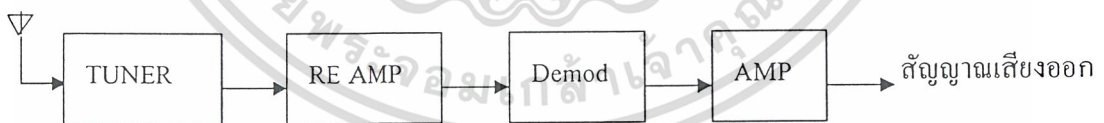
เครื่องรับวิทยุที่ดีต้องมีความสามารถรับสัญญาณที่มีกำลังไฟฟ้าต่ำมากๆ ได้ ซึ่งความไวในการรับสัญญาณจะขึ้นอยู่กับระดับกำลังไฟฟ้าของสัญญาณรบกวน ซึ่งค่าความกว้างของแถบความถี่จะมีผลโดยตรงต่อระดับสัญญาณรบกวน

#### 2) ความสามารถในการเลือกรับช่องสัญญาณ (SELECTIVITY)

เครื่องรับวิทยุที่ดี จะต้องมีความสามารถเลือกรับเฉพาะช่องสัญญาณที่ต้องการ โดยจะต้องไม่สูญเสียข้อมูลที่มีนัยสำคัญ และต้องสามารถกำจัดช่องสัญญาณที่มีความถี่ใกล้เคียงซึ่งความสามารถในการเลือกรับช่องสัญญาณจะขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

### 3.1 เครื่องรับวิทยุอย่างง่าย

เครื่องรับวิทยุอย่างง่ายหรือ Tuned Radio Frequency (TRF) ซึ่งมีบล็อกไดอะแกรมดังรูปข้างล่างเป็นเครื่องรับวิทยุซึ่งมีประสิทธิภาพค่อนข้างต่ำเมื่อเทียบกับเครื่องรับวิทยุ ที่เรียกว่า ซุปเปอร์เฮเทอโรไดน์ ซึ่งได้รับการปรับปรุงจากเครื่องรับวิทยุแบบ TRF โดยจะมีการนำสัญญาณวิทยุเปลี่ยนไปเป็นความถี่ปานกลางหรือ IF เพิ่มขึ้นมา ซึ่งเหตุผลในการที่เมื่อเปลี่ยนสัญญาณวิทยุเป็นความถี่ IF แล้วทำให้ประสิทธิภาพการทำงานดีขึ้น จะกล่าวในหัวข้อต่อไป



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ TRF

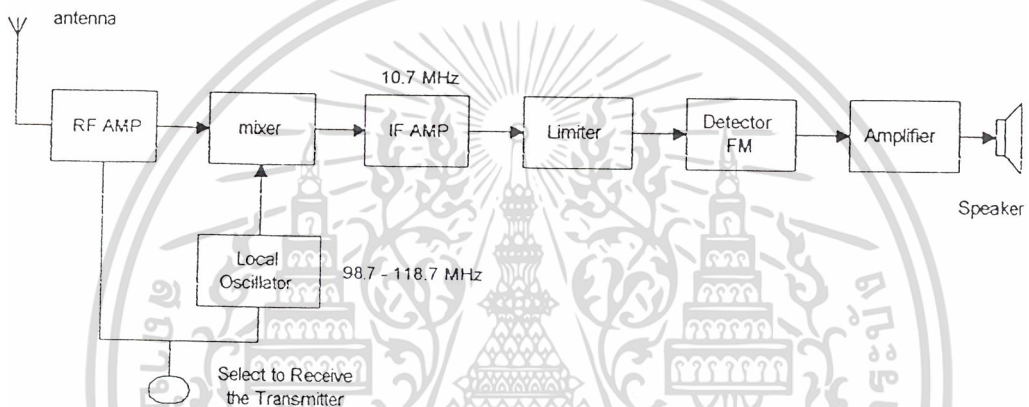
จากบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับแบบ TRF ในส่วนของภาคจูนเนอร์หรือ BPF เป็นวงจรซึ่งทำหน้าที่ในการเปลี่ยนช่องสัญญาณวิทยุที่จะรับโดยการเปลี่ยนค่า C หรือ L ในวงจร ซึ่งถ้าเครื่องรับ TRF นำไปใช้งานรับความถี่วิทยุในช่วง 88.0-108.0 MHz ซึ่งเป็นการใช้งานในย่านความถี่สูง จะไม่สามารถกำหนดค่า -3dB BW ให้มีความแคบได้ เนื่องจากข้อจำกัดในการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สร้างค่า C และ L และสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจะทำให้ความไวของเครื่องรับสัญญาณต่ำ ดังนั้น ขอบกพร่องที่กล่าวมาทำให้เครื่องรับแบบ TRF ได้รับการปรับปรุงแก้ไขเป็นแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์

### 3.2 เครื่องรับวิทยุแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์

เครื่องรับวิทยุแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ มีความแตกต่างจากเครื่องรับวิทยุแบบ TRF คือมีการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณวิทยุทุกช่องความถี่ให้เป็นความถี่เดียวกัน ซึ่งเรียกว่า ความถี่ปานกลาง (Intermediat Frequency : IF) ซึ่งมีบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับซูเปอร์เฮเทอโรไดน์

เครื่องรับวิทยุแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ ที่ใช้ในการออกแบบเครื่องรับวิทยุ FM ในปริญญาโทปีนี้นี้ มีหลักการทำงานดังนี้

คลื่นวิทยุ FM ที่ได้รับจากสายอากาศนี้ ซึ่งมีความถี่อยู่ระหว่าง 88.0-108.0 MHz จะถูกนำมามิกซ์กับความถี่จากวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งอยู่ในเครื่องรับซึ่งมีความถี่อยู่ระหว่าง 98.7-118.7 MHz ความถี่ของสัญญาณที่ได้จากวงจรมิกเซอร์ จะเป็นผลต่างของความถี่จากสายอากาศกับความถี่ที่ออสซิลเลเตอร์ผลิต ซึ่งมีค่าเท่ากับ 10.7 MHz หรือความถี่ IF จากนั้นความถี่ IF จะถูกส่งไปยังภาค FM ดีเทกเตอร์เพื่อแยกสัญญาณเสียงออกจากคลื่น IF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างเช่น สมมติว่าจูนเครื่องรับไว้ที่ 90 MHz ลูกบิดหน้าปัดจะเลื่อนไปตรงกับ ความถี่ 90 MHz (บนหน้าปัด) ส่วนโวลจอสซิลเลเตอร์ จะจูนไว้ที่ 100.7 MHz เมื่อผ่าน ไปในวงจรมิกเซอร์ ผลต่างของความถี่ที่ได้จากวงจรมิกเซอร์จะเท่ากับ 10.7 MHz และเข้าสู่ FM ดีเทกเตอร์ได้สัญญาณเสียงออกมา

### 3.3 หลักการทำงานของวงจรในภาคต่างๆ

#### 3.3.1 เสาอากาศ

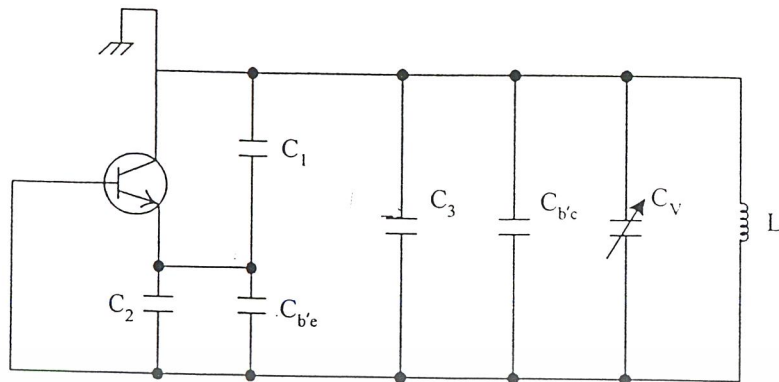
เสาอากาศทำหน้าที่รับคลื่นวิทยุ FM จากสถานีต่างๆ มีความถี่อยู่ระหว่าง 88.0 -108.0 MHz ซึ่งเป็นย่านความถี่สูง ดังนั้นที่เสาอากาศจึงมีวงจร High Pass Filter เพื่อกรองความถี่ต่ำทิ้งไป และ BW ของทุกสถานีจะมีค่าประมาณ 200 KHz ซึ่งสามารถคำนวณได้จากค่าความถี่เบี่ยงเบนของ สัญญาณ FM ซึ่งมีค่า  $\pm 75$  KHz กับค่าความถี่สูงสุดของสัญญาณเสียง ซึ่งมีค่าประมาณ 15 KHz

#### 3.3.2 วงจรออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์สำหรับเครื่องรับ FM เป็นวงจรซึ่งผลิตความถี่ผ่าน VHF ขึ้นมา โดยอาศัยการทำงานของทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะผลิตสัญญาณ ไปสลับขึ้นมาที่เอาต์พุตโดยมีการป้อน กลับสัญญาณจากเอาต์พุตไปยังอินพุตแบบ POSITIVE FEEDBACK ผ่านทาง FEEDBACK NETWORK ทำให้ได้ GAIN ของระบบเท่ากับ  $A_o/1-A_oF$  โดย  $A_o$  คืออัตราขยายเมื่อยังไม่มี การป้อนกลับและ F คือ FEEDBACK FACTOR จากสมการจะเห็นว่า ถ้าค่า  $A_oF$  มากกว่าหรือเท่ากับ 1 ระบบจะเกิดการ OSCILLATION ซึ่งเราจะสนใจเฉพาะค่า  $A_oF = 1$  เนื่องจากสามารถผลิตเอาต์พุต ที่มีแอมพลิจูดคงที่ออกมา

สำหรับวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ในปฏิญาณนี้จะใช้ คอลพิทส์ออสซิลเลเตอร์ แบบคอลเลคเตอร์ร่วม ซึ่งมีอินพุตอยู่ที่ขาเบส เอาต์พุตออกที่ขาอีมิเตอร์ และมีกรวด์อยู่ที่คอลเลคเตอร์ ดังรูปที่ 3.3 ซึ่งผลิตความถี่อยู่ในช่วง 98.7-118.7 MHz เมื่อนำมามิกซ์กับความถี่วิทยุช่วง 88.0-108.0 MHz ก็จะทำให้ค่าความถี่ IF 107 MHz แต่จะเห็นว่าช่วงความถี่ 77.3-97.3 MHz เมื่อนำมามิกซ์กับความถี่วิทยุก็จะให้ค่าความถี่ IF 10.7 MHz เช่นเดียวกันแต่เนื่องจากช่วงความถี่ 98.7-118.7 MHz สามารถออกแบบวงจรได้ง่ายกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 วงจรคอลพิทส์ออสซิลเลเตอร์แบบคอลเลคเตอร์ร่วม

จากรูปถ้ากำหนดให้  $Z_1 =$  ค่าอิมพีแดนซ์ของ  $C_1$   
 $Z_2 =$  ค่าอิมพีแดนซ์ของ  $C_2 + C_{be}$   
 $Z_3 =$  ค่าอิมพีแดนซ์ของ  $[C_{bc} + C_3 + C_v]$  ขนาน  $L$

จากเงื่อนไขของการออสซิลเลชันจะเกิดเมื่อ

$$Z_1 + Z_2 + Z_3 = 0 \quad (1)$$

จากสมการ (1) จะทำให้ได้

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_T}} \quad (2)$$

โดย  $\omega_o$  คือความถี่ที่ออสซิลเลเตอร์ผลิต

$$C_T \text{ คือ } C_v + C_{FIX}$$

จากสมการ (2) จะได้

$$f_{MAX}^2 = \frac{1}{4\pi^2(L(C_{MIN} + C_{FIX}))} \text{ Hz}^2 \quad (3)$$

$$f_{MIN}^2 = \frac{1}{4\pi^2(L(C_{MAX} + C_{FIX}))} \text{ Hz}^2 \quad (4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(3)/(4) : \quad \left[ \frac{f_{MAX}}{f_{MIN}} \right]^2 = \frac{C_{MAX} + C_{FIX}}{C_{MIN} + C_{FIX}}$$

$$C_{FIX} = \frac{C_{MAX} - C_{MIN} \left[ \frac{f_{MAX}}{f_{MIN}} \right]^2}{\left[ \frac{f_{MAX}}{f_{MIN}} \right]^2 - 1}$$

โดย  $f_{MAX} = 108.0 \text{ MHz} + 10.7 \text{ MHz} = 118.7 \text{ MHz}$

$f_{MIN} = 88 \text{ MHz} + 10.7 \text{ MHz} = 98.7 \text{ MHz}$

และสามารถคำนวณค่า L ได้

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_{MAX}^2 (C_{MIN} + C_{FIX})} \quad \text{HENRY}$$

หรือ

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_{MAX}^2 (C_{MIN} + C_{FIX})} \quad \text{HENRY}$$

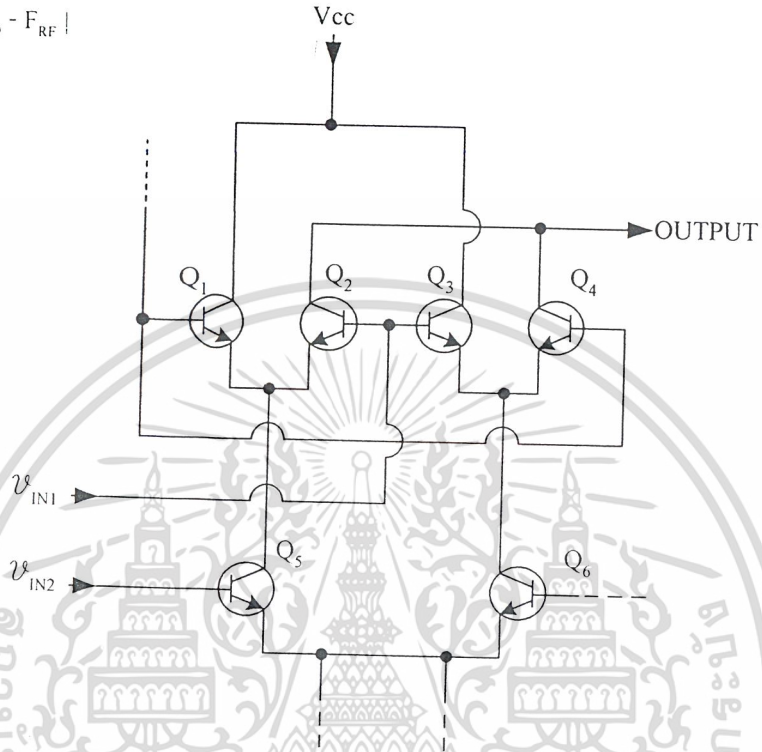
ในการปรับค่า  $C_v$  ซึ่งในวงจรนี้จะใช้ทรานซิสเตอร์ ซึ่งภายในจะเปรียบเสมือนมีไดโอด 2 ตัวต่ออนุกรมกันอยู่นั้น ค่าคาปาซิแตนซ์จะแปรผกผันกับค่าแรงดันไฟฟ้ารีเวิร์คที่ตกคร่อมตัวทรานซิสเตอร์เป็นไปตามสมการ  $C = K/n\sqrt{V_{REV}}$  ซึ่งค่า  $V_{REV}$  เราสามารถผลิตได้โดยการจูนไฟตรง ซึ่งใช้หลักการของการแบ่งแรงดันไฟฟ้าของตัวต้านทานปรับค่าได้ โดยใช้ตัวอุปกรณ์ซึ่งอาจเป็นซีเนอร์ไดโอด หรือมีคุณสมบัติคล้ายกับซีเนอร์ไดโอด เป็นตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้า ให้คงที่ตามที่เราต้องการ

### 3.3.3 วงจรมิกเซอร์

วงจรมิกเซอร์ มีหน้าที่รับสัญญาณจากสายอากาศแล้วมาผสมกับความถี่ที่ได้จาก โคลลออสซิลเลเตอร์ แล้วได้เอาที่พุดออกมาเป็นความถี่ปานกลาง หรือ IF ซึ่งจะใช้เซรามิกฟิลเตอร์กรองความถี่ออกมามีค่า 10.7 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แท้ที่จริงแล้วเอาท์พุทที่ได้จากวงจรมิกเซอร์ที่เกิดจากการผสมกันระหว่างสัญญาณจากสายอากาศกับความถี่ที่ได้จากโลคอลออสซิลเลเตอร์ จะได้ออกมา 4 ค่า โดยอาศัยหลักการทำงานของวงจร GILBERT MULTIPLIER ดังรูปที่ 3.4 ค่าเอาท์พุทที่ได้จากวงจรมิกเซอร์ ได้แก่  $F_{RF}$ ,  $F_{LO}$ ,  $F_{RF} + F_{LO}$ ,  $|F_{LO} - F_{RF}|$



รูปที่ 3.4 วงจร GILBERT MULTIPLIER

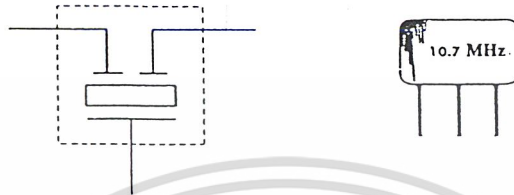
ตัวอย่างเช่น ถ้าเราต้องการฟังสถานีความถี่ 90 MHz จะได้ค่า  $F_{RF} = 90 \text{ MHz}$ ,  $F_{LO} = 100.7 \text{ MHz}$ ,  $F_{RF} + F_{LO} = 190.7 \text{ MHz}$  และ  $|F_{LO} - F_{RF}| = 10.7 \text{ MHz}$  ซึ่งค่าที่เราจะนำมาใช้ดีเทกสัญญาณเสียงออกมาคือ ค่า 10.7 MHz โดยสามารถเลือกค่าความถี่ดังกล่าวได้โดยใช้เซรามิกฟิลเตอร์ 10.7 MHz ซึ่งจะยอมให้ความถี่ 10.7 MHz ผ่านออกมาเพียงค่าเดียวจากทั้ง 4 ค่า ส่วนสาเหตุที่เลือกใช้ค่า 10.7 MHz นั้นจะอธิบายในหัวข้อต่อไป

### 3.3.4 วงจรกรองความถี่ IF

วงจรกรองความถี่ IF เป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านซึ่งมีค่า  $F_p$  คงที่ เนื่องจากค่าความถี่สัญญาณวิทยุทุกค่าจะถูกเปลี่ยนเป็นค่า IF เดียวกัน โดยอาศัยการผสมสัญญาณระหว่างความถี่วิทยุความถี่ของโลคอลออสซิลเลเตอร์ ดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ซึ่งเราจะใช้ความถี่เพียงค่าเดียวจากเอาท์พุทของมิกเซอร์เป็นค่าความถี่ IF โดยอาศัยวงจรกรองความถี่ IF ซึ่งตัวกรองความถี่ที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นิยมเลือกใช้ คือ ตัวกรองเซรามิกฟิลเตอร์ ความถี่ 10.7 MHz สำหรับเครื่องรับ FM และ 455 KHz สำหรับเครื่องรับ AM ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 เซรามิกฟิลเตอร์

เซรามิกฟิลเตอร์ทำจากสารจำพวกเพียโซอิเล็กทริก ซึ่งจะมีค่าเรโซแนนซ์เฉพาะตัว เมื่อป้อนสัญญาณความถี่เข้าไปในเซรามิกฟิลเตอร์ สัญญาณที่ผ่านได้ คือ ความถี่ที่เรโซแนนซ์กับตัวมันเท่านั้น หากสัญญาณที่ป้อนเข้าไปมีความถี่ไม่ถูกต้องตามค่าเรโซแนนซ์ ด้านเอาต์พุต ก็จะไม่มีการส่งสัญญาณออกมา เช่น เซรามิกฟิลเตอร์ความถี่ 10.7 MHz ก็จะยอมให้ความถี่ 10.7 MHz ผ่าน และจะมี BW ประมาณ  $\pm 100$  MHz เนื่องจากเซรามิกฟิลเตอร์มีขนาดเล็ก จึงทำให้สะดวกต่อการใช้งาน อีกทั้งไม่ต้องจูนหรือปรับแต่งความถี่ แต่เนื่องจากเซรามิกฟิลเตอร์เป็นอุปกรณ์พาสซีฟขยายสัญญาณไม่ได้ สัญญาณที่ใส่เข้าไปจะสูญเสียภายในตัวเซรามิกฟิลเตอร์ สัญญาณที่เอาต์พุตจะถูกบั่นทอนลงไปที่ 30 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้นจึงอาจจะต้องมีวงจรขยาย IF ด้วย

สำหรับสาเหตุที่เมื่อเปลี่ยนจากสัญญาณความถี่วิทยุเป็นความถี่กลาง IF แล้วจะทำให้ประสิทธิภาพของเครื่องรับวิทยุดีขึ้น เนื่องจากการที่ความถี่วิทยุทุกค่าถูกเปลี่ยนเป็นความถี่ IF ค่าเดียวกัน วงจรของความถี่ IF จึงเป็นวงจรของแถบความถี่ผ่านที่มีค่า  $f_p$  คงที่ ดังนั้นจึงสามารถกำหนดค่า BW ให้มีค่าคงที่ตามที่ต้องการได้ ทำให้ความกว้างของแถบความถี่ของเครื่องรับวิทยุขึ้นอยู่กับความกว้างของแถบความถี่ของ IF ซึ่งมีค่าคงที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามความถี่วิทยุ นั่นคือ ความสามารถในการเลือกรับช่องสัญญาณได้ถูกปรับปรุงขึ้น

### 3.3.5 ข้อพิจารณาในการเลือกความถี่ IF

ในการเลือกค่าความถี่ IF เพื่อให้เครื่องรับวิทยุสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ แอสูงสุดมีข้อที่ควรพิจารณา 3 ประเด็นการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประเด็นแรก ค่าความถี่ IF ที่เลือกจะต้องมีค่า BW ที่พอเหมาะ คือจะต้องมี BW กว้างเพียงพอ กับ BW ของสัญญาณวิทยุ เพื่อที่ข้อมูลข่าวสารที่ได้รับจะได้ไม่สูญหาย ซึ่งในเครื่องรับวิทยุระบบ FM ค่า BW ของสัญญาณวิทยุในแต่ละสถานีจะมีค่าประมาณ 200 KHz ดังนั้น BW ของความถี่ IF ก็ต้องมีค่า  $> 200 \text{ KHz}$  ด้วย

ประเด็นที่สอง ค่าความถี่ IF ที่เลือกจะต้องมี SELECTIVITY หรือความสามารถในการเลือกรับช่องสัญญาณที่ดี นั่นคือ BW ของความถี่ IF จะต้องมีความสามารถในการกำจัดช่องสัญญาณที่มีความถี่ใกล้เคียงหรือไม่ต้องการได้ และจะต้องมี SENSITIVITY หรือความไวในการรับสัญญาณที่ดี นั่นก็คือ BW ของความถี่ IF ควรมีค่าแคบๆ เนื่องจากเมื่อ BW ยิ่งแคบสัญญาณรบกวนจะมีผลต่อวงจรน้อยลง ดังนั้นจากสูตร  $BW = f_0/Q$  ถ้าหากเราต้องการให้ BW ของ IF แคบ เราจะต้องให้ Q มีค่าสูงและค่าความถี่ต่ำ ๆ ซึ่งจะเป็นผลดีในการออกแบบวงจรอีกด้วย เนื่องจากที่ความถี่ต่ำจะช่วยให้ออกแบบวงจรให้มีอัตราขยายสูงได้ง่ายกว่า เนื่องจากเมื่อความถี่สูงอาจทำให้เกิดความเหนียวนำสเตรย์ขึ้น ซึ่งจะส่งผลให้วงจรขาดเสถียรภาพ แต่ที่สำคัญต้องอย่าลืมว่า BW ต้องมีค่า  $> 200 \text{ KHz}$  ดังนั้นจากทั้งสองประเด็นทำให้สรุปได้ว่า BW ของความถี่ IF มีค่าประมาณ 200 KHz

ประเด็นที่สาม ค่าความถี่ IF ที่เราเลือก จะต้องมีความสามารถในการกำจัดความถี่เงา (IMAGE FREQUENCY) ได้ ความถี่เงาก็คือ ความถี่ของสัญญาณวิทยุอีกสัญญาณหนึ่งที่ MIX กับความถี่ของ LOCAL OSCILLATOR แล้วได้ความถี่ปานกลางค่าเดียวกับช่องสัญญาณที่เราต้องการรับ

กำหนดให้  $f_{RF}$  คือ ช่องความถี่ที่เราต้องการรับ

$f_{IF}$  คือ ความถี่ปานกลาง

$f_{LO}$  คือ ความถี่ของ LOCAL OSCILLATOR

$f_{IF}$  คือ ค่าความถี่ปานกลาง

$f_{LO}$  จะมีค่าเป็น  $f_{RF} + f_{IF}$  หรือ  $f_{RF} - f_{IF}$

กรณีที่ 1 ถ้า  $f_{LO}$  มีค่าเป็น  $f_{RF} + f_{IF}$  อีกความถี่หนึ่งที่ MIX กับ  $f_{RF} + f_{IF}$  แล้วได้ความถี่ IF ก็คือ  $f_{RF} + 2f_{IF}$  เนื่องจาก

$$f_{LO} - f_{RF} = f_{RF} + f_{IF} - f_{RF} = f_{IF}$$

$$\text{และ } f_{RF} + 2f_{IF} - f_{LO} = f_{RF} + 2f_{IF} - (f_{RF} + f_{IF}) = f_{IF}$$

จะเห็นว่าความถี่เงาก็คือ  $f_{RF} + 2f_{IF}$

กรณีที่ 2 ถ้าความถี่  $f_{LO}$  มีค่าเป็น  $f_{RF} - f_{IF}$  เช่นเดียวกับกรณีที่ 1 จะได้ความถี่เงาคือ  $f_{RF} - 2f_{IF}$

จากทั้งสองกรณีจะเห็นว่าความถี่เงา ( $f_{IM}$ ) อาจมีค่าสูงกว่าหรือต่ำกว่าช่องความถี่ที่เรารับอยู่ สองเท่าของความถี่ปานกลาง หรือการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} \text{เมื่อ } f_{LO} = f_{RF} + f_{IF} & \quad \text{จะได้ } f_{IM} = f_{RF} + 2f_{IF} \\ f_{LO} = f_{RF} - f_{IF} & \quad \text{จะได้ } f_{IM} = f_{RF} - 2f_{IF} \end{aligned}$$

เนื่องจากความถี่เงาเป็นความถี่ซึ่งเราไม่ต้องการ ซึ่งในการกำจัดความถี่เงาเราสามารถทำได้โดยนำสัญญาณ RF ของช่วงสัญญาณที่ต้องการรับไปผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ก่อนที่จะนำไป MIX กับ  $f_{LO}$  และเลือกค่าความถี่ IF ให้มีค่าสูงเพียงพอที่จะให้ความถี่เงาซึ่งมีความถี่ห่างจากช่องสัญญาณที่ต้องการรับอยู่  $2f_{IF}$  สามารถถูกกรองออกไปได้ โดยวงจรกรองแถบความถี่ผ่านมีหน้าที่เพียงกำจัดความถี่เงาออกไป ไม่จำเป็นต้องกำจัดความถี่ข้างเคียงเนื่องจาก ช่องความถี่ข้างเคียงจะถูกกำจัดออกโดยวงจรกรองแถบความถี่ผ่านของ IF และจะเห็นว่าค่าความถี่ IF ในประเด็นนี้จะขัดแย้งกับประเด็นที่สองที่ต้องการความถี่ IF ค่าต่ำ ๆ ดังนั้นในการเลือกความถี่ IF จึงไม่ควรสูงหรือต่ำเกินไปควรอยู่ที่ความถี่กลาง ๆ

ตัวอย่างเช่น สมมติว่าต้องการรับสัญญาณวิทยุ 90 MHz และถ้าให้ความถี่ IF เท่ากับ 10.7 MHz ให้ความถี่ของโลคอลออสซิลเลเตอร์สูงกว่า RF จะสามารถคำนวณความถี่เงาได้

$$\begin{aligned} \text{จาก } f_{IM} &= f_{RF} + 2f_{IF} \\ \text{ดังนั้น } f_{IM} &= 90 \text{ MHz} + 2(10.7 \text{ MHz}) = 111.4 \text{ MHz} \end{aligned}$$

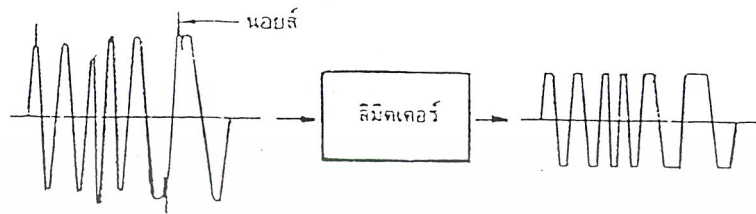
จากตัวอย่างจะเห็นว่า ความถี่เงาอยู่ห่างจากความถี่ใช้งานไปถึง 21.4 MHz ( $2 \cdot f_{IF}$ ) ซึ่งวงจรกรองแถบความถี่ผ่านของ RF จึงสามารถสร้างให้มี BW กว้างได้ ซึ่งสามารถสร้างได้ง่าย

สำหรับระบบ FM ย่านความถี่ 88.0-108.0 MHz ส่วนใหญ่จะนิยมใช้ความถี่ IF เท่ากับ 10.7 MHz เนื่องจากสามารถให้ BW ที่กว้างพอคือประมาณ 200 KHz และความถี่เงาอยู่ห่างจากความถี่ที่ใช้งานไปถึง 21.4 MHz ซึ่งกรองทิ้งไปได้โดยวงจรกรองแถบความถี่ผ่านของช่องสัญญาณ RF

### 3.3.6 ลิ้มิตเตอร์

สัญญาณ FM (มีความถี่เท่ากับ IF) อาจจะมีสัญญาณนอยส์ปนมาด้วย วงจรลิ้มิตเตอร์จะทำหน้าที่ขลิบสัญญาณทั้งด้านบวกและด้านลบ รวมทั้งนอยส์ก็จะถูกกำจัดทิ้งไปด้วย สังเกตว่าความถี่ของสัญญาณ FM ก่อนและหลังลิ้มิตเตอร์ไม่เปลี่ยนแปลง หลักการของวงจรลิ้มิตเตอร์นี้ก็คือป้อนสัญญาณที่มีแอมพลิจูดเกินช่วงทำงานของวงจร(Overdrive) จนกระทั่งวงจรขยายอิมพัลส์หรือคัทออฟ ถ้าสัญญาณ IF ที่ป้อนเข้ามามีแอมพลิจูดน้อย เอาท์พุทจากลิ้มิตเตอร์จะมีนอยส์ปนออกมาทางออกไอโอเอาท์พุท ถ้าป้อนแอมพลิจูดมาแรงๆ นอยส์จะเงียบไป ปรากฏการณ์นี้จะมีความสัมพันธ์กับค่า "Quieting" ของภาคออกไอโอเอาท์พุท (ความดังเสียงและค่าความไวของเครื่องรับ FM ด้วย เช่น สเปกกระบุว่าสัญญาณที่ไม่ได้มอดูเลท มีแต่พาหะอย่างเดียว) ป้อนเข้าอินพุทของเครื่องรับ ทำให้นอยส์จากวงจรขยายเสียงลดลงไป 20 dB การที่จะลดนอยส์ให้ได้ก็คือการขยายสัญญาณที่อินพุทไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(IF) ให้มากขึ้น พอที่จะขับให้วงจรลิมิตเตอร์ขลิบสัญญาณเพื่อกำจัดนอยส์ที่เข้ามาบนสัญญาณ FM ตามหลักการของวงจรลิมิตเตอร์



รูปที่ 3.6 แสดงการขจัดนอยส์ของวงจรลิมิตเตอร์

### 3.3.7 การจับสัญญาณที่แรงกว่า

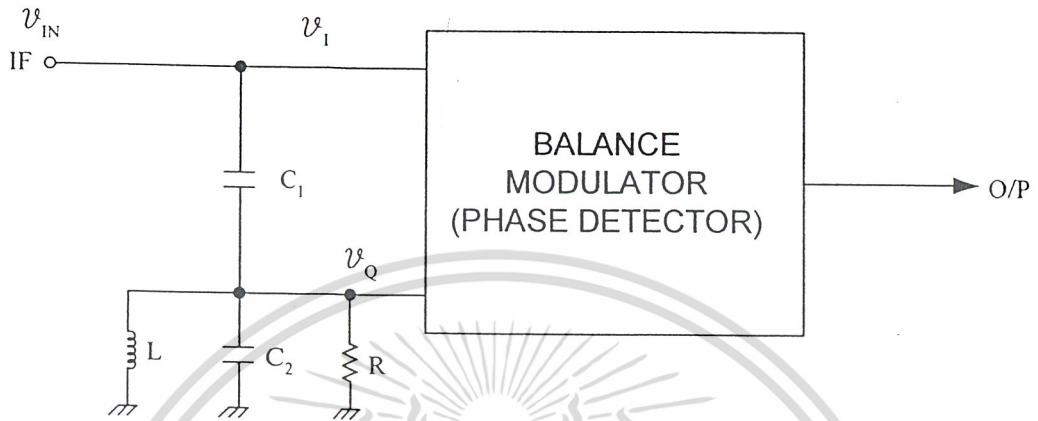
ระบบ FM จะมีคุณสมบัติประจำตัวก็คือ สามารถกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการหรือนอยส์ที่เข้ามาบนสัญญาณ FM ได้ สมมุติว่า ใช้เครื่องรับระบบ FM ในพื้นที่ซึ่งมีสถานีส่งออกอากาศพร้อมๆ กันที่ความถี่เดียวกันหรือใกล้เคียงกัน เช่น ในกรณีที่เครื่องรับวิทยุติดรถยนต์รับสัญญาณ FM ของสถานีหนึ่ง เมื่อขับรุดผ่านม้อีกพื้นที่หนึ่ง มีสถานีส่งคลื่นที่มีความถี่เดียวกัน (หรือใกล้เคียงกัน) สัญญาณที่รับได้จะกลายเป็นสัญญาณ FM ของสถานีใหม่ และบางที่สัญญาณ FM ที่รับได้จะสลับไปสลับมาระหว่าง 2 สถานี ในกรณีเช่นนี้เครื่องรับระบบ FM จะรับสัญญาณที่แรงกว่าปรากฏการณ์นี้จะเรียกว่า การจับสัญญาณที่แรงกว่า (Capture effect) ทั้งนี้เพราะสัญญาณที่อ่อนกว่าจะถูกกำจัดออกไปในทำนองเดียวกับการกำจัดนอยส์ในระบบ FM ในบางกรณีที่สัญญาณทั้งคู่มีขนาดใกล้เคียงกัน เครื่องรับอาจรับสัญญาณจากทั้ง 2 สถานีสลับไปสลับมา

### 2.3.8 วงจร FM ดีเทกเตอร์

วงจร FM ดีเทกเตอร์ หรือวงจร FM ดีมอดูเลเตอร์ เป็นวงจรที่ใช้ในการแยกสัญญาณเสียงออกจากคลื่น IF ซึ่งมีความถี่  $10.7 \text{ MHz}$  ซึ่งการดีเทก FM มีอยู่หลายวิธี วิธีที่นิยมกันวิธีหนึ่งคือ ควอดราเจอร์ดีเทกเตอร์ ซึ่งจะต้องเพิ่มวงจรลิมิตเตอร์ เข้าไปเพื่อตัดแต่งสัญญาณ IF ให้มีแอมพลิจูดเท่ากันเสียก่อน การทำงานของควอดราเจอร์ดีเทกเตอร์ อธิบายได้ดังนี้

ควอดราเจอร์ดีเทกเตอร์เป็นวงจรที่นิยมใช้กันเนื่องจากใช้ IC เพียงตัวเดียว เพราะประกอบด้วยเพียง TUNE CIRCUIT และ BALANCE MODULATOR (PHASE DETECTOR) ดังรูปที่ 3.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรควอดคราเจอร์ดีเทกเตอร์

จากรูปเป็นวงจรควอดคราเจอร์ดีเทกเตอร์ซึ่งอาศัยหลักการของ PHASE DETECTOR โดยบาลานซ์มอดูเลเตอร์จะประกอบด้วย 2 อินพุต และ 1 เอาท์พุต โดยทางด้านเอาท์พุตจะมีวงจรจูนซึ่งประกอบด้วย R, L, C โดยอินพุทขาแรกของเฟสดีเทกเตอร์จะต่อกับสัญญาณ IF ( $V_1$ ) โดยตรง และที่ขานี้จะถูกต่อเข้ากับวงจรจูนเพื่อส่งไปเป็นอินพุทอีกขาหนึ่งของเฟสดีเทกเตอร์ ( $V_Q$ ) โดย  $V_1$  เมื่อผ่านเข้าไปในวงจรจูนจะทำให้เฟสถูกชิฟไปประมาณ  $90^\circ$  กลายเป็น  $V_Q$  จากนั้นทั้ง  $V_1$  และ  $V_Q$  จะถูกนำเข้าสู่บาลานซ์มอดูเลเตอร์ และจะทำการเปรียบเทียบเฟสโดยอาศัยหลักการของวงจร GILBERT MULTIPLIER แล้วจะได้เอาท์พุตออกมาซึ่งเป็นฟังก์ชันของความถี่อินพุท

$$X_o (V_o \text{ OR } I_o) = A_1 V_1 + A_2 V_1 V_Q$$

โดยที่  $V_1 = V_1 \sin W_{IF} t$

$$V_Q = V_2 \sin (W_{IF} t + \phi)$$

ซึ่งเทอมของ  $A_2 V_1 V_Q$  สามารถกระจายได้

$$A_2 V_1 V_Q = A_2 V_1 \sin W_{IF} t \cdot V_2 \sin (W_{IF} t + \phi)$$

$$= B \cos (W_{IF} t + \phi - W_{IF} t) - B \cos (W_{IF} t + \phi + W_{IF} t)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$$= B \cos \phi - B \cos (2 W_{IF} t + \phi)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเอาที่พหุที่ได้จากเฟสดีเทกเตอร์จะเป็นฟังก์ชันของ  $W_m$  ในที่สุดจะได้

$$X_o = C \sin(W_{IF}t + m_F \sin W_m t) + B \cos(\phi(m_F, W_m)) \\ - B \cos[2(W_{IF}t + m_F \sin W_m t) + \phi(m_F, W_m)]$$

เทอมความถี่สูงได้แก่  $W_{IF}$  และ  $2W_{IF}$  จะถูกรองทิ้งไป ส่วน  $B \cos(\phi(m_F, W_m))$  เป็นส่วนที่จะถูกนำไปใช้งาน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



### 3.3.9 หลักการทำงานของเครื่องรับวิทยุ

หลักการทำงานของวงจรคือ เมื่อรับสัญญาณวิทยุ ช่วงความถี่ 88.0-108.0 MHz เข้ามาที่ขา 20 ของ IC MC3356 สัญญาณวิทยุที่รับเข้ามาจะถูกส่งต่อไปยังภาคมิกเซอร์ ซึ่งอยู่ภายใน MC3356 โดยจะทำการรวมสัญญาณวิทยุกับสัญญาณที่ได้จากโลกอสซิลเลเตอร์ ซึ่งกำเนิดความถี่ในช่วง 98.7-118.7 MHz จากนั้นสัญญาณเอาต์พุตจากภาคมิกเซอร์ จะออกมาที่ขา 5 ของ IC MC3356 และจะเป็นอินพุตของตัวกรองเซรามิกฟิลเตอร์ 10.7 MHz และได้เอาพุตความถี่ 10.7MHz เข้าที่ขา 7 ของ IC MC3356 เข้าสู่ภาคลิมิตเตอร์ ซึ่งอยู่ภายใน IC MC3356 และได้เอาต์พุตออกมา ซึ่งจะถูกระเบียงเป็น 2 อินพุต เข้าสู่ภาค ควอดคราเจอร์ดีเทกเตอร์ โดยอินพุตแรกเข้าสู่ภาคควอดคราเจอร์ดีเทกเตอร์โดยตรง ส่วนอินพุตที่สองจะถูกเฟสชิฟไป เข้าที่ขา 11 ของ IC MC3356 ซึ่งภาคควอดคราเจอร์ดีเทกเตอร์จะทำการเปรียบเทียบเฟสและได้เอาต์พุตออกมาเป็นสัญญาณความถี่เสียง ออกมาที่ขา 13 ของ IC MC3356และทำการขยายสัญญาณความถี่เสียงให้แรงขึ้น ที่ภาคแอมพลิไฟเออร์ สัญญาณความถี่เสียงจะเข้าที่ขา 3 ของ IC LM386 และเอาต์พุตออกที่ขา 5 เข้าสู่ลำโพง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

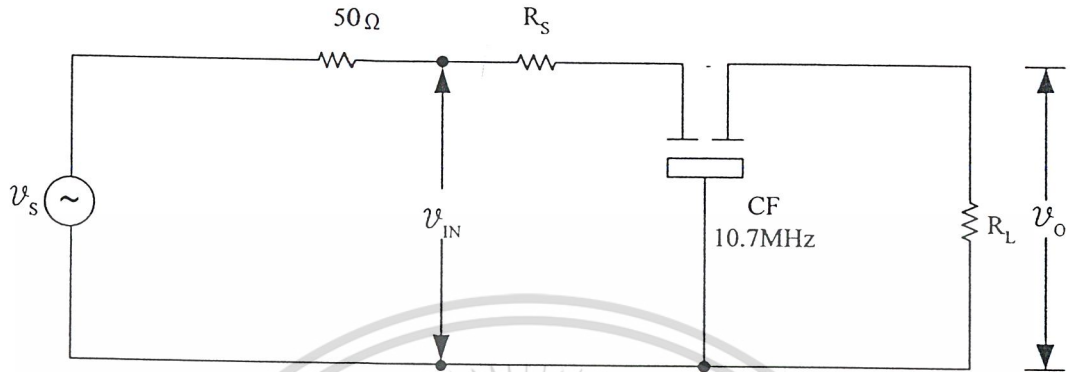
### การทดลองและผลการทดลอง

- 4.1 วัด Frequency Response ของ Ceramic filter เพื่อหาค่าความถี่เรโซแนนซ์และค่า BW ของสัญญาณเอาต์พุต
- 4.2 วัดสัญญาณที่ภาคต่างๆ ของเครื่องรับวิทยุระบบ FM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1 วัด Frequency Response ของ Ceramic filter



รูปที่ 4.1 แสดงวงจรที่ใช้ในการหาค่า Frequency Response ของ Ceramic filter ตารางที่ 4.1 แสดงค่า  $V_o$  ในหน่วย mV และ dB ที่ความถี่ของ  $V_{in}$  ช่วง 10.4-11.0 MHz

$V_{in} \approx 2 V_{pp}$   $R_s = R_L = 150 \Omega$

F (MHz)	$V_o$ (mv)	$V_o$ (dB)	F (MHz)	$V_o$ (MV)	V (dB)
10.700	449	0.00	10.700	449	0.00
10.690	449	0.00	10.710	449	0.00
10.680	457	-0.15	10.720	453	0.07
10.670	462	0.25	10.730	456	0.13
10.660	474	0.47	10.740	456	0.13
10.650	476	0.50	10.750	457	0.15
10.640	500	0.93	10.760	454	0.09
10.630	515	1.19	10.770	438	-0.21
10.620	512	1.14	10.780	405	-0.89
10.610	512	1.14	10.790	379	-1.47
10.600	506	1.03	10.800	357	-1.99
10.580	461	0.23	10.820	294.5	-3.66
10.560	354.5	-2.05	10.840	231.5	-5.75
10.540	229.0	-5.84	10.860	148.0	-9.64
10.520	137.6	-10.27	10.880	94.4	-13.54
10.500	86.4	-14.31	10.900	56.6	-17.98

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ในการค้า  
ไม่ว่าการใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างชื่อเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีไปใช้

10.480	56.4	-18.02
10.460	39.6	-21.10
10.440	28.4	-23.97
10.420	22.8	-26.19
10.400	18.2	-27.84

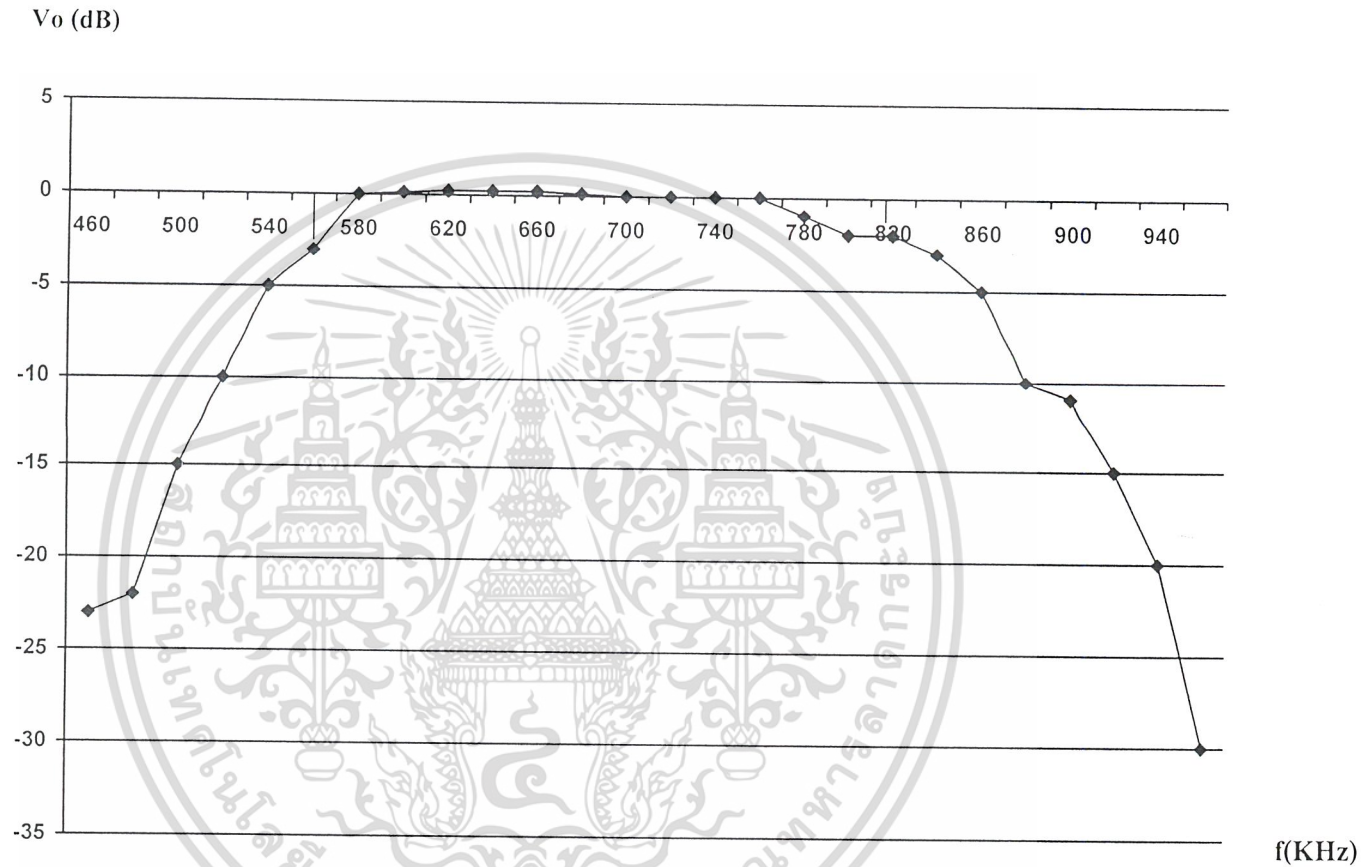
10.920	34.6	-22.26
10.940	21.4	-26.43
10.960	13.6	-30.37
10.980	10.2	-32.87
11.000	7.2	-35.89

$$V_o \text{ [dB]} = 20 \text{ Log} \left[ \frac{v_o(f)}{v_o(10.7\text{MHz})} \right]$$

นำค่าที่ได้จากตารางมาพลอตกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_o$  (dB) กับความถี่ค่าต่างๆ ของสัญญาณอินพุท



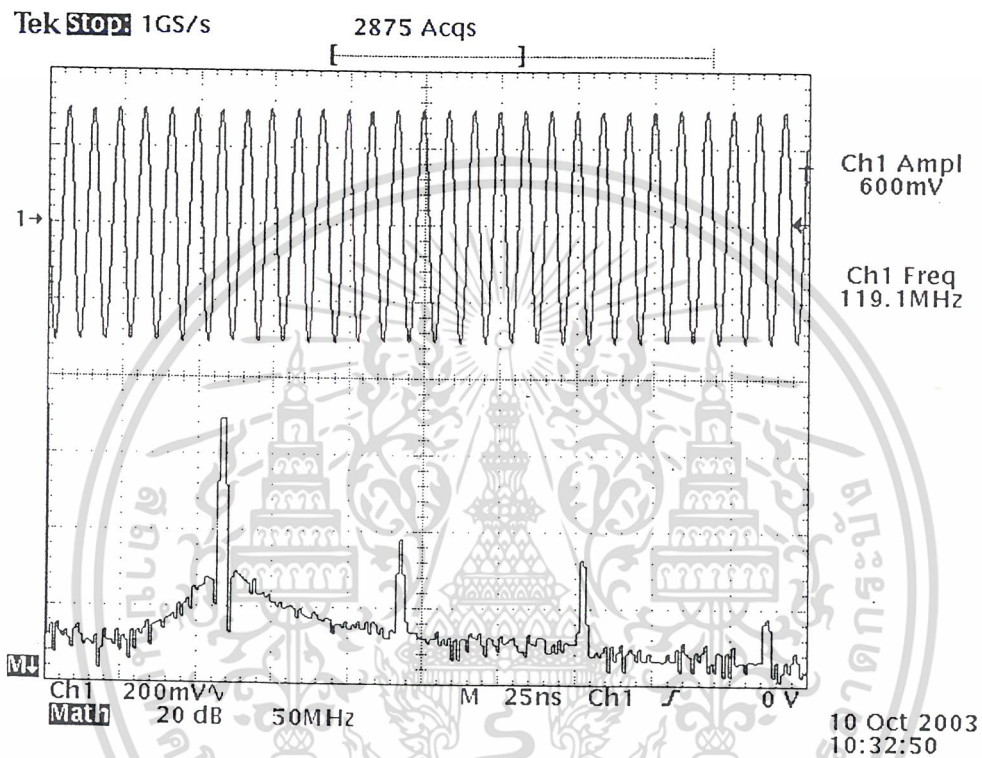
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



\* f ทุกค่าบวกด้วย 10 MHz เช่น บนกราฟ f = 700 KHz ความถี่ที่แท้จริง คือ 10.7 MHz  
 กราฟที่ 4.1 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_o$  (dB) กับความถี่ค่าต่าง ๆ ของสัญญาณอินพุต  
 จากกราฟจะพบว่าค่าความถี่ศูนย์กลางอยู่ที่ 10.7 MHz และมีค่า -3dB BW ประมาณ 200 KHz

## 4.2 วัดสัญญาณที่ภาคต่างๆ ของเครื่องรับวิทยุระบบ FM

### 4.2.1 วัดสัญญาณเอาต์พุตของภาคโลกอลอสซิลเลเตอร์



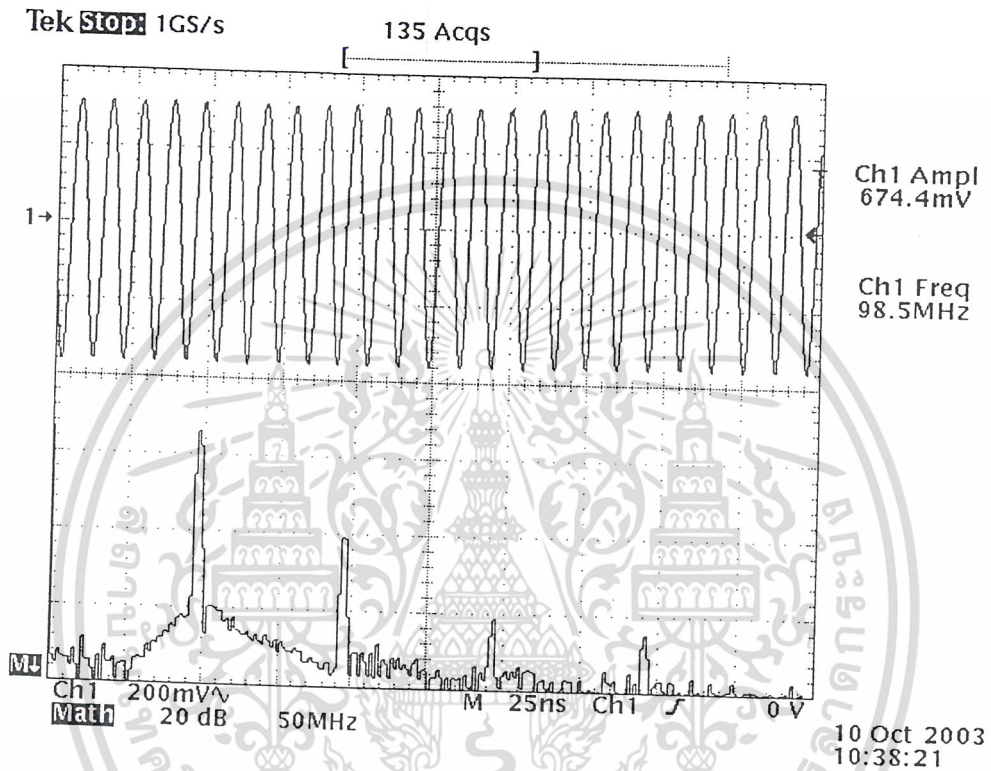
รูปที่ 4.2 วัดสัญญาณที่โลกอลอสซิลเลเตอร์ผลิตออกมา

$$\text{โดย } V_{\text{CONTROL}} = 2.5 \text{ V}$$

เมื่อป้อนไฟเลี้ยงให้กับวงจร 4.9 Volt แล้วหมุนตัวต้านทานปรับค่าได้ 10 KB ให้มีค่าโวลเทจตกคร่อมเท่ากับ 2.5 V หรือ  $V_{\text{control}} = 2.5 \text{ V}$  แล้วทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตของ โลกอลอสซิลเลเตอร์ที่ขา 3 ของไอซีเบอร์ MC 3356 จะได้สัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ ความถี่ 119.1 MHz มีแอมพลิจูด 600 mV ดังรูปที่ 4.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.2.2 วัดสัญญาณเอาต์พุตของภาคโลกคอลลอสซิลเลเตอร์



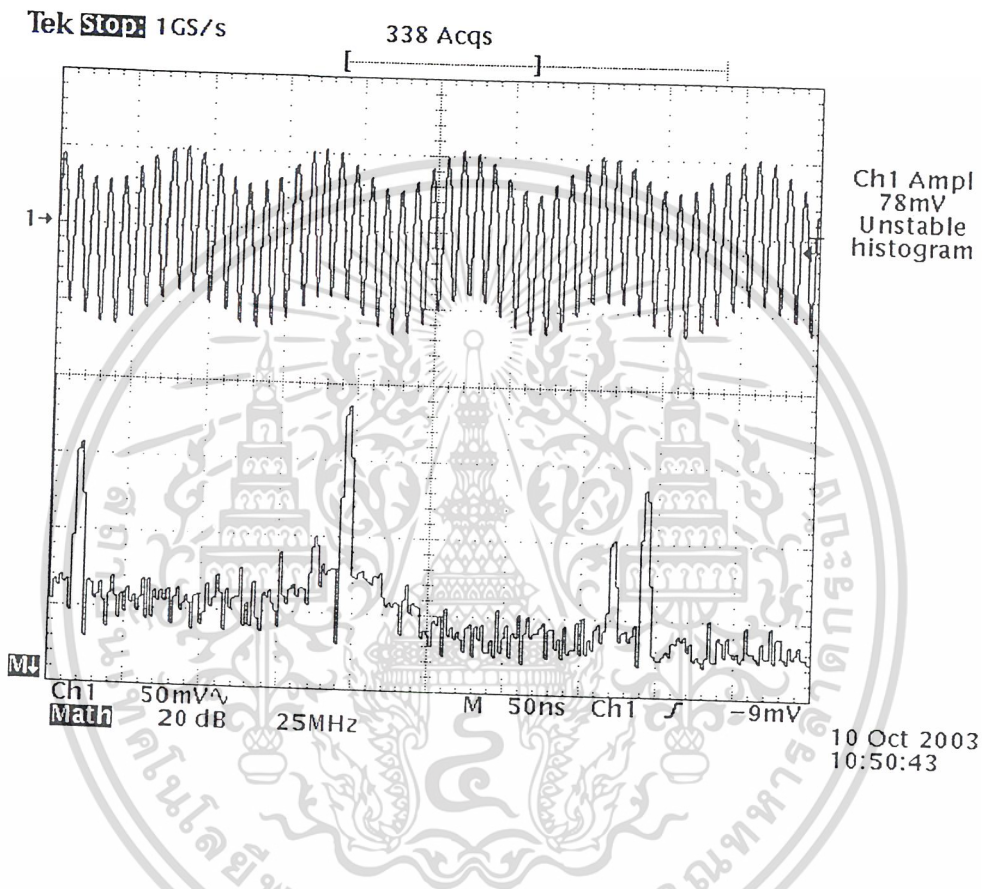
รูปที่ 4.3 วัดสัญญาณที่โลกคอลลอสซิลเลเตอร์ผลิตออกมา

โดย  $V_{\text{CONTROL}} = 0 \text{ V}$ 

เมื่อป้อนไฟเลี้ยงให้กับวงจร 4.9 Volt แล้วหมุนตัวต้านทานปรับค่าได้ 10 KB ให้มีค่าไวเทจตกคร่อมเท่ากับ 0 V หรือ  $V_{\text{control}} = 0 \text{ V}$  แล้วทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตของ โลกคอลลอสซิลเลเตอร์ที่ขา 3 ของไอซีเบอร์ MC 3356 จะได้สัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ ความถี่ 98.5 MHz มีแอมพลิจูด 674.4 mV ดังรูปที่ 4.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.3 วัดสัญญาณเอาต์พุตของภาคมิกเซอร์ก่อนเข้าเซรามิกฟิลเตอร์

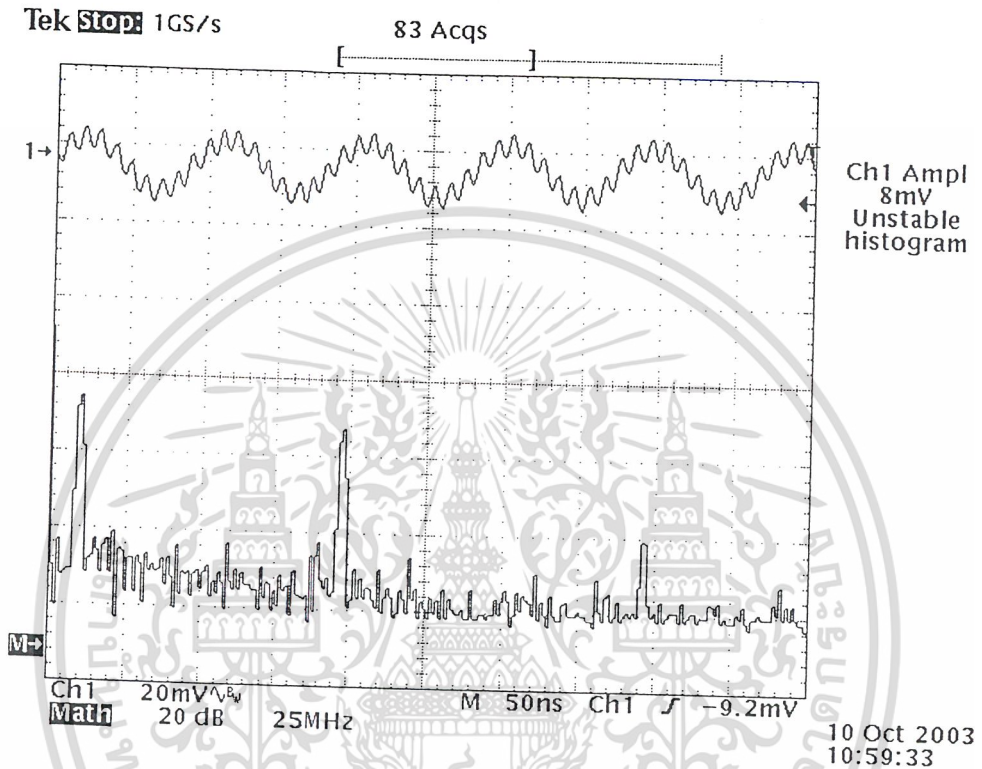


รูปที่ 4.4 วัดสัญญาณที่มิกเซอร์เอาต์พุตก่อนเข้าเซรามิกฟิลเตอร์

เมื่อป้อนไฟเลี้ยงให้กับวงจร 4.9 Volt แล้วป้อนสัญญาณวิทยุ ความถี่ 88.0 MHz มีแอมพลิจูดเท่ากับ 80 dB $\mu$  หรือ 10.00 mV. เข้าที่ขา 20 ของไอซีเบอร์ MC 3356 แล้วทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตของมิกเซอร์ที่ขา 5 ของไอซีเบอร์ MC 3356 จะได้สัญญาณดังรูปที่ 4.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.4 วัดสัญญาณเอาต์พุตของภาคมิกเซอร์หลังเซรามิกฟิลเตอร์

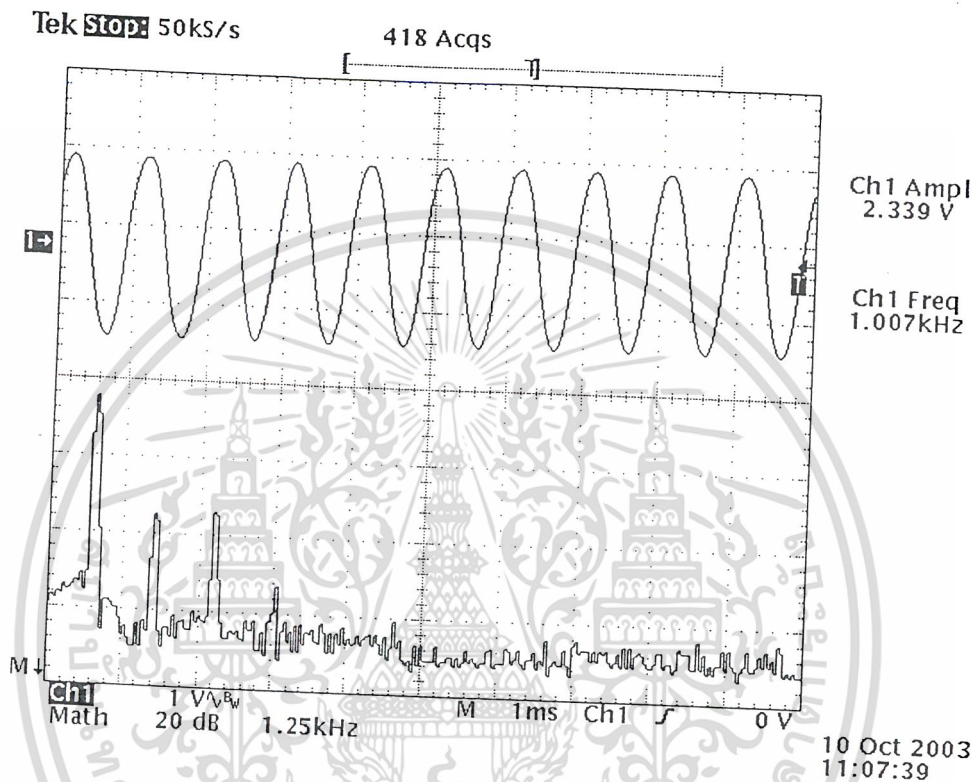


รูปที่ 4.5 วัดสัญญาณที่มิกเซอร์เอาต์พุตหลังเซรามิกฟิลเตอร์

เมื่อป้อนไฟเลี้ยงให้กับวงจร 4.9 Volt แล้วป้อนสัญญาณวิทยุ ความถี่ 88.0 MHz มีแอมพลิจูดเท่ากับ 80 dB $\mu$  หรือ 10.00 mV. เข้าที่ขา 20 ของไอซีเบอร์ MC 3356 แล้วทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตของมิกเซอร์หลังจากผ่านเซรามิกฟิลเตอร์ที่ขา 7 ของไอซี เบอร์ MC 3356 จะได้สัญญาณดังรูปที่ 4.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.2.5 วัดสัญญาณเอาต์พุตของภาค FM ดีเทกเตอร์

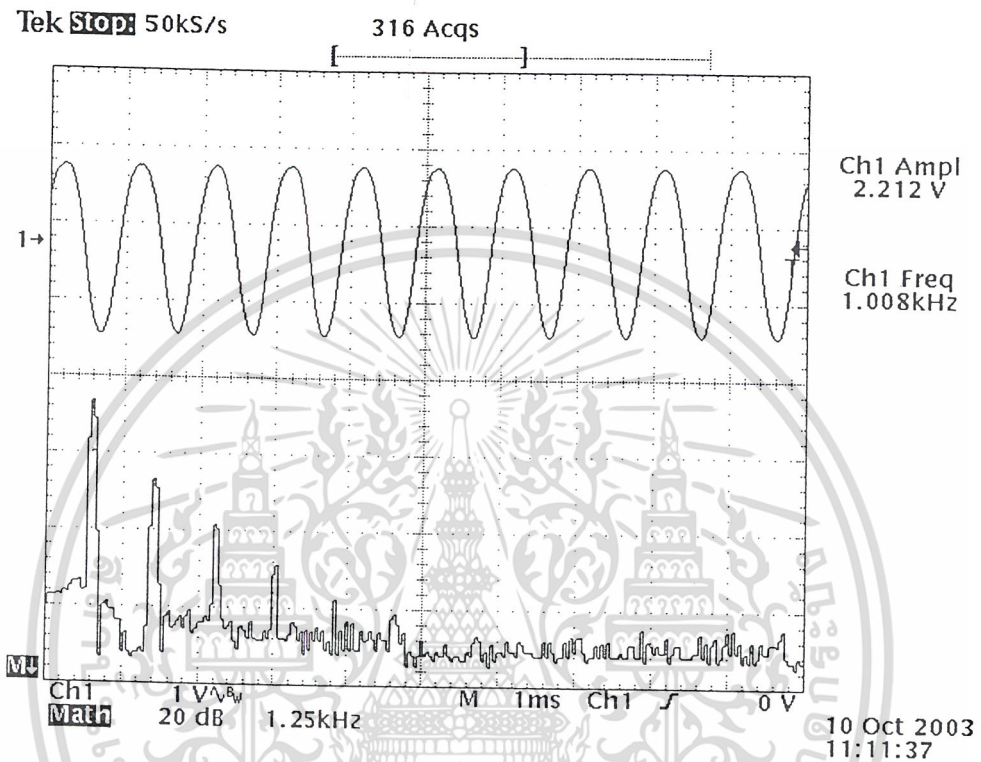


รูปที่ 4.6 วัดสัญญาณคีมอดคูเลชั่นเอาต์พุต

เมื่อป้อนไฟเลี้ยงให้กับวงจร 4.9 Volt แล้วป้อนสัญญาณวิทยุ ความถี่ 88.0 MHz มีแอมพลิจูดเท่ากับ 80 dB $\mu$  หรือ 10.00 mV. เข้าที่ขา 20 ของไอซีเบอร์ MC 3356 แล้วทำการวัดสัญญาณคีมอดคูเลชั่นเอาต์พุตที่ขา 13 ของไอซีเบอร์ MC 3356 จะได้สัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ ความถี่ 1.007 KHz และมีแอมพลิจูด 2.339 V ดังรูปที่ 4.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.2.6 วัดสัญญาณเอาต์พุตของภาค FM ดีเทกเตอร์

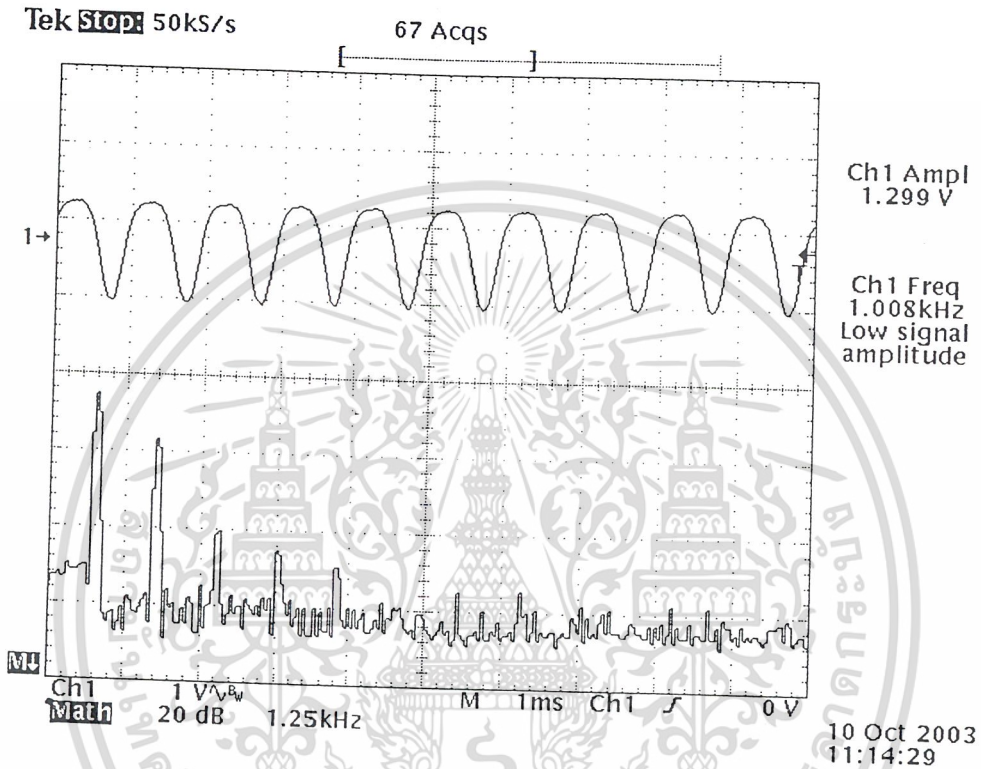


รูปที่ 4.7 วัดสัญญาณดีมอดคูเลชันเอาต์พุต

เมื่อป้อนไฟเลี้ยงให้กับวงจร 4.9 Volt แล้วป้อนสัญญาณวิทยุ ความถี่ 88.0 MHz มีแอมพลิจูดเท่ากับ 60 dB $\mu$  หรือ 1.00 mV. เข้าที่ขา 20 ของไอซีเบอร์ MC 3356 แล้วทำการวัดสัญญาณดีมอดคูเลชันเอาต์พุตที่ขา 13 ของไอซีเบอร์ MC 3356 จะได้สัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ ความถี่ 1.008 KHz และมีแอมพลิจูด 2.212 V ดังรูปที่ 4.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.2.7 วัดสัญญาณเอาต์พุตของภาค FM ดีเทกเตอร์

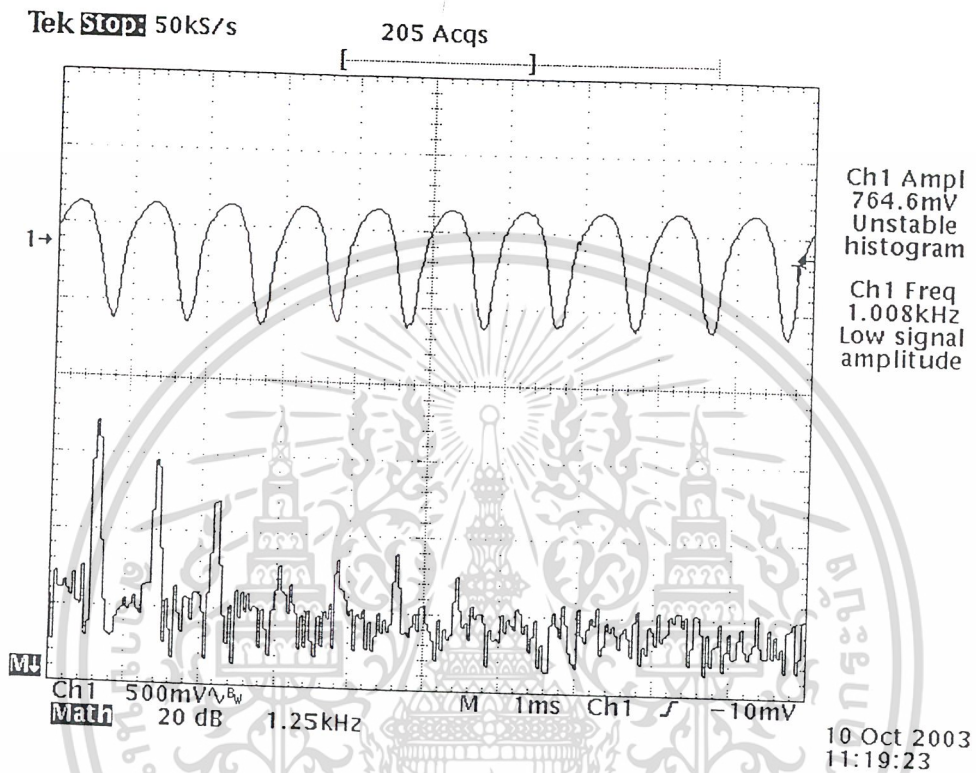


รูปที่ 4.8 วัดสัญญาณดีมอดคูเลชันเอาต์พุต

เมื่อป้อนไฟเลี้ยงให้กับวงจร 4.9 Volt แล้วป้อนสัญญาณวิทยุ ความถี่ 88.0 MHz มีแอมพลิจูดเท่ากับ 50 dB $\mu$  หรือ 0.32 mV. เข้าที่ขา 20 ของไอซีเบอร์ MC 3356 แล้วทำการวัดสัญญาณดีมอดคูเลชันเอาต์พุตที่ขา 13 ของไอซีเบอร์ MC 3356 จะได้สัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ ความถี่ 1.008 KHz และมีแอมพลิจูด 1.299 V ดังรูปที่ 4.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.2.8 วัดสัญญาณเอาต์พุตของภาค FM ดีเทกเตอร์

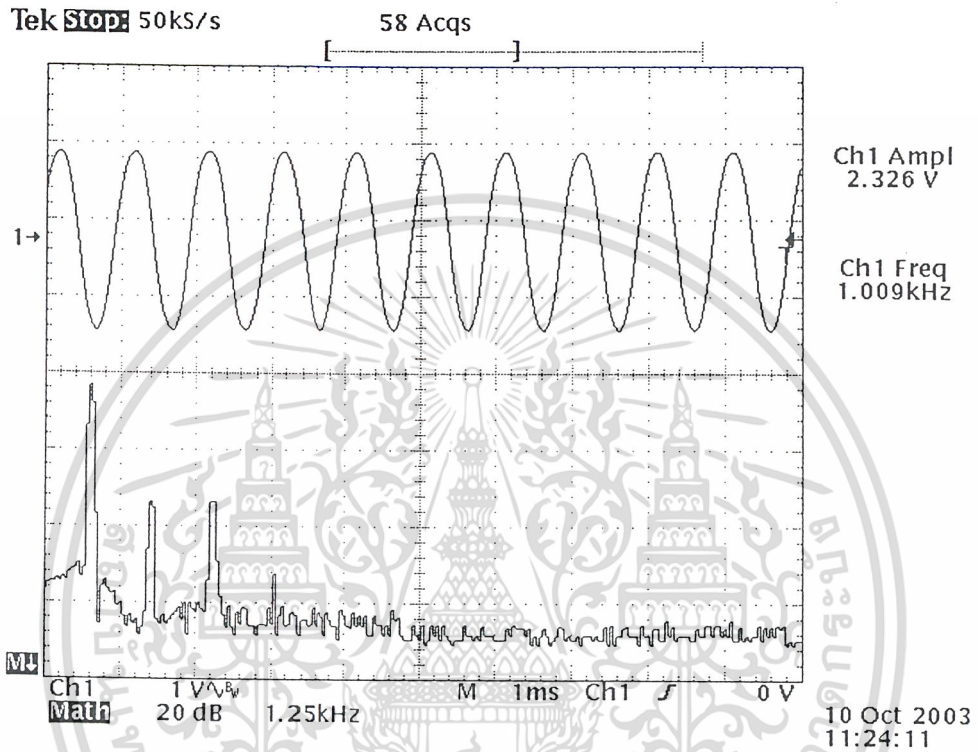


รูปที่ 4.9 วัดสัญญาณคิมอดดูเลขันเอาต์พุต

เมื่อป้อนไฟเลี้ยงให้กับวงจร 4.9 Volt แล้วป้อนสัญญาณวิทยุ ความถี่ 88.0 MHz มีแอมพลิจูดเท่ากับ 90 dB $\mu$  หรือ 0.10 mV. เข้าที่ขา 20 ของไอซีเบอร์ MC 3356 แล้วทำการวัดสัญญาณคิมอดดูเลขันเอาต์พุตที่ขา 13 ของไอซีเบอร์ MC 3356 จะได้สัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ ความถี่ 1.008 KHz และมีแอมพลิจูด 764.6 V ดังรูปที่ 4.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.2.9 วัตสัญญาณเอาต์พุตของภาค FM ดีเทกเตอร์

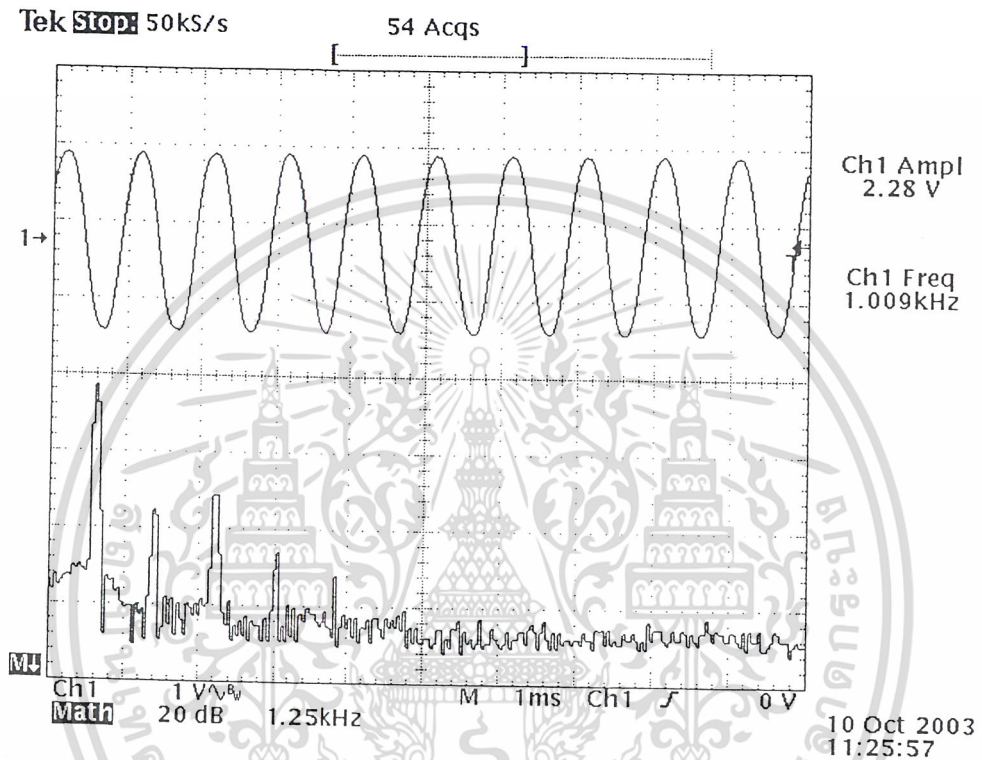


รูปที่ 4.10 วัตสัญญาณเดิมอดคูละชั้นเอาต์พุต

เมื่อป้อนไฟเลี้ยงให้กับวงจร 4.9 Volt แล้วป้อนสัญญาณวิทยุ ความถี่ 108.0 MHz มีแอมพลิจูดเท่ากับ 80 dB $\mu$  หรือ 10.00 mV. เข้าที่ขา 20 ของไอซีเบอร์ MC 3356 แล้วทำการวัดสัญญาณเดิมอดคูละชั้นเอาต์พุตที่ขา 13 ของไอซีเบอร์ MC 3356 จะได้สัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ ความถี่ 1.009 KHz และมีแอมพลิจูด 2.326 V ดังรูปที่ 4.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.2.10 วัดสัญญาณเอาต์พุตของภาค FM ดีเทกเตอร์

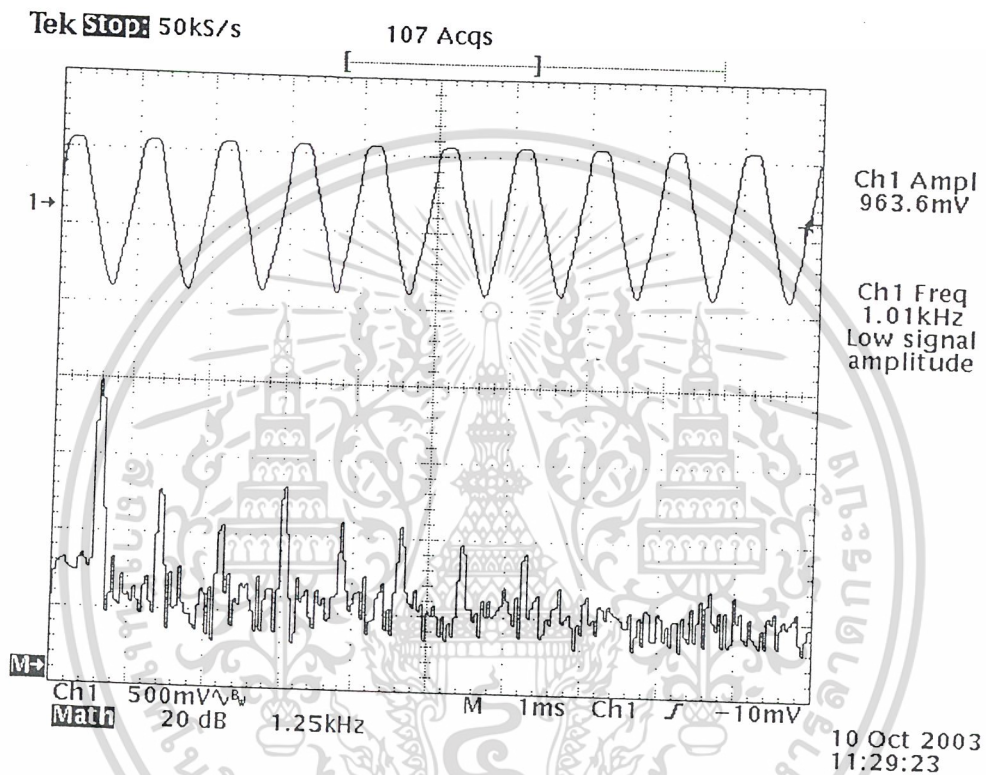


รูปที่ 4.11 วัดสัญญาณคิมอดคูลเลชันเอาต์พุต

เมื่อป้อนไฟเลี้ยงให้กับวงจร 4.9 Volt แล้วป้อนสัญญาณวิทยุ ความถี่ 108.0 MHz มีแอมพลิจูดเท่ากับ 60 dB $\mu$  หรือ 1.00 mV. เข้าที่ขา 20 ของไอซีเบอร์ MC 3356 แล้วทำการวัดสัญญาณคิมอดคูลเลชันเอาต์พุตที่ขา 13 ของไอซีเบอร์ MC 3356 จะได้สัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ ความถี่ 1.009 KHz และมีแอมพลิจูด 2.28 V ดังรูปที่ 4.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.2.11 วัดสัญญาณเอาต์พุตของภาค FM ดีเทกเตอร์



รูปที่ 4.12 วัดสัญญาณดีมอดคูเลชันเอาต์พุต

เมื่อป้อนไฟเลี้ยงให้กับวงจร 4.9 Volt แล้วป้อนสัญญาณวิทยุ ความถี่ 108.0 MHz มีแอมพลิจูดเท่ากับ 40 dB $\mu$  หรือ 0.01 mV. เข้าที่ขา 20 ของไอซีเบอร์ MC 3356 แล้วทำการวัดสัญญาณดีมอดคูเลชันเอาต์พุตที่ขา 13 ของไอซีเบอร์ MC 3356 จะได้สัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ ความถี่ 1.01 KHz และมีแอมพลิจูด 963.6 mV ดังรูปที่ 4.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### บทสรุปและวิจารณ์

ปริญญาบัตรนี้ เป็นการออกแบบและสร้างเครื่องรับวิทยุในระบบ FM โดยใช้หลักการของเครื่องรับวิทยุแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ ซึ่งได้ทำการออกแบบให้สามารถรับสัญญาณวิทยุได้ ในช่วงความถี่ 88.0 – 108.0 MHz ซึ่งในช่วงความถี่นี้จะมีสถานีวิทยุอยู่ 40 สถานี

ในการออกแบบโครงงานนี้ ได้อาศัยหลักการทำงานของวงจรในภาคต่างๆ มาประกอบกัน ให้สามารถใช้งานเป็นเครื่องรับวิทยุได้ โดยมีภาคที่สำคัญ คือ ภาคออสซิลเลเตอร์ ภาคมิกเซอร์ ภาคกรองความถี่ IF ภาคลิ้มิตเตอร์ และภาค FM ดีเทกเตอร์

ในส่วนของภาคออสซิลเลเตอร์ ซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ MPS 5179 เป็นส่วนประกอบ จากการทดลองจะเห็นว่าสามารถผลิตความถี่ออกมาในช่วง 98.5 – 119.1 MHz ซึ่งผลที่ได้มีค่าใกล้เคียงกับในทางทฤษฎี คือช่วง 98.7-118.7 MHz ซึ่งค่าที่คลาดเคลื่อนไป อาจจะเป็นผลมาจากการอ่านข้อมูลที่ผิดพลาดหรือมีความคลาดเคลื่อนของค่าตัวอุปกรณ์ที่ใช้แต่จะเห็นว่าความคลาดเคลื่อนอยู่ในระดับที่ยอมรับได้

ในส่วนของภาคมิกเซอร์ ซึ่งเป็นส่วนที่อยู่ภายในไอซีเบอร์ MC 3356 เป็นภาคที่ทำการผลิตความถี่ IF ออกมา จากการมิกซ์กันระหว่างความถี่จากออสซิลเลเตอร์และความถี่วิทยุ ซึ่งในภาคมิกเซอร์นี้มีส่วนสำคัญในเครื่องรับวิทยุ เนื่องจากความถี่ IF ที่ผลิตได้จากภาคมิกเซอร์ จะเป็นส่วนที่ทำให้เครื่องรับวิทยุทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพดีขึ้น เพราะสามารถจำกัด BW ของสัญญาณวิทยุได้ ซึ่งจะส่งผลให้สามารถกำจัดสัญญาณรบกวนด้วย

ในส่วนของภาคกรองความถี่ IF ซึ่งจะเป็นส่วนที่กรองความถี่ช่วง 10.7 MHz ออกมา โดยใช้เซรามิกฟิลเตอร์ ซึ่งควรจะมีค่า BW ประมาณ 200 KHz ได้ เพื่อให้มีค่าพอดีกับ BW ของสัญญาณวิทยุ และในการเลือกค่าความถี่ IF จะต้องคำนึงถึงความถี่เงาที่อาจเกิดขึ้นด้วย

ในส่วนของภาคลิ้มิตเตอร์ ซึ่งเป็นส่วนที่อยู่ในไอซีเบอร์ MC 3356 จะทำหน้าที่ในการปรับแต่งสัญญาณ IF ก่อนที่จะเข้าสู่ FM ดีเทกเตอร์ โดยจะทำให้สัญญาณ IF มีค่าแอมพลิจูดคงที่ด้วยการขลิบสัญญาณทั้งด้านบวกและลบ ซึ่งนอยส์ก็จะถูกกำจัดทิ้งไปด้วย

ในส่วนของภาค FM ดีเทกเตอร์ ที่ใช้เป็นระบบควอดเรเตอร์ดีเทกเตอร์ ซึ่งสัญญาณที่ได้รับการปรับแต่งแอมพลิจูดจากภาคลิ้มิตเตอร์เข้ามา เพื่อทำการเปรียบเทียบเฟสและจะให้เอาต์พุตออกมาเป็นฟังก์ชันของ  $W_m$  และจะเข้าสู่ภาคขยายเสียง โดยใช้ไอซีเบอร์ LM 386 ได้เป็นสัญญาณเสียงออกมาทางลำโพง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในปริญญานิพนธ์นี้ ซึ่งมีการทำงานเกี่ยวข้องกับสัญญาที่มีความถี่สูง ซึ่งในทางปฏิบัติ การออกแบบหรือประกอบวงจรจะมีปัญหาเกิดขึ้นมาก สามารถสรุปได้ดังนี้

1. เนื่องจากการใช้งานที่ความถี่สูงจึงจำเป็นต้องใช้เครื่องมือในการวัดและทดสอบที่มีประสิทธิภาพสูง และมีราคาแพง และนักศึกษาในกลุ่มอื่นๆ อาจจำเป็นต้องใช้เครื่องมือเดียวกัน จึงทำให้เกิดความขาดแคลนเครื่องมือ อันเป็นผลให้ปริญญานิพนธ์เกิดความล่าช้า
2. ในการประกอบวงจรที่ใช้ความถี่สูง ต้องอาศัยความละเอียดในการประกอบวงจรและการต่ออุปกรณ์ ก็ต้องทำให้ใกล้มากที่สุด เพื่อลดค่าคาแปซิแตนซ์แฝงที่เกิดจากระยะการเดินทางของสัญญาณ อีกทั้งการออกแบบวงจรให้มีพื้นที่กราวนด์ให้มากที่สุด เพื่อเป็นการลดสัญญาณรบกวน
3. ตัวอุปกรณ์ที่ใช้ โดยเฉพาะตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ จำเป็นจะต้องมีความผิดพลาดต่ำ แต่ถ้าไม่มีตัวเก็บประจุ หรือตัวเหนี่ยวนำที่ต้องการ ก็อาจต้องใช้ค่าที่ใกล้เคียงกัน หรือใช้ตัวเก็บประจุหรือตัวเหนี่ยวนำแบบปรับค่าได้ เป็นผลให้อาจเกิดความผิดพลาดขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บรรณานุกรม

สุชาติ กังวาลจิตต์ "หลักการดำเนินงานของเครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร" , บริษัท ซีเอ็ด  
ยูเคชั่น จำกัด พิมพ์ครั้งที่ 1 , 2538

ชูชัย ธนสารตั้งเจริญ , พิชัย ภักดีพานิชเจริญ , ระบบสื่อสารวิทยุ , หจก. สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็น  
เตอร์ , 2536

HADY , JAME K , HIGH FREQUENCY CIRCUIT DESIGN , RESTON PUBLISHING  
COMPANY , INC. , 1979



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MOTOROLA

# MC3356

## Wideband FSK Receiver

The MC3356 includes Oscillator, Mixer, Limiter, IF Amplifier, Quadrature Detector, Audio Buffer, Squelch, Meter Drive, Squelch Status output, and Data Shaper comparator. The MC3356 is designed for use in digital data communications equipment.

- Data Rates up to 500 kilobaud
- Excellent Sensitivity: - 3 dB Limiting Sensitivity  
30  $\mu$ Vrms @ 100 MHz
- Highly Versatile, Full Function Device, yet Few External Parts are Required
- Down Converter Can be Used Independently — Similar to NE602

### WIDEBAND FSK RECEIVER

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

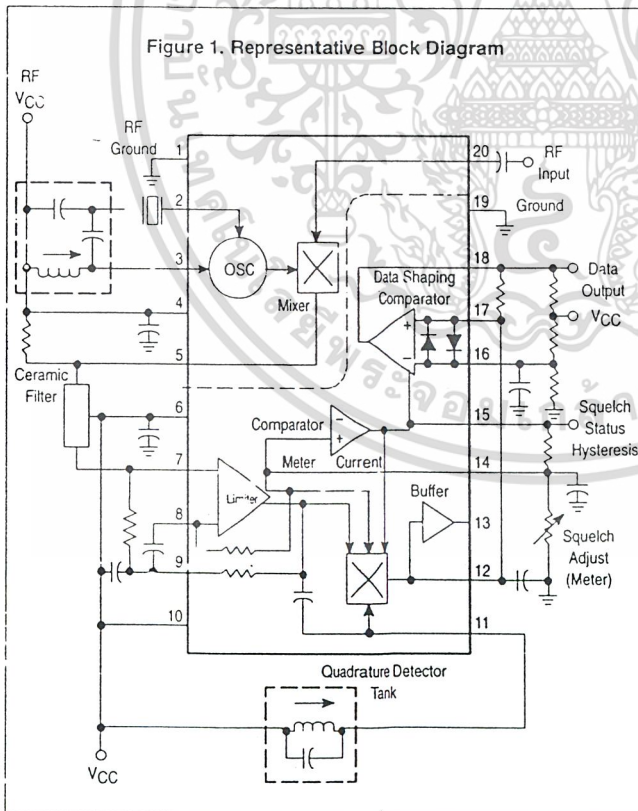


P SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 738

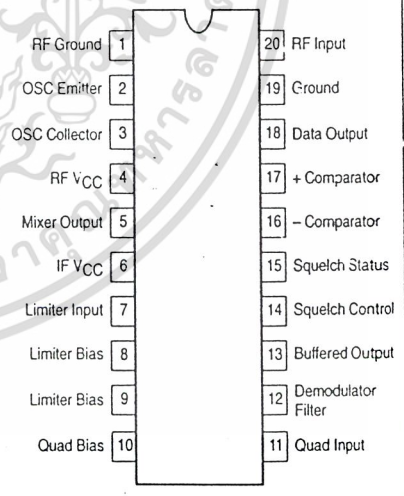
DW SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 751D (SO-20L)



Figure 1. Representative Block Diagram



### PIN CONNECTIONS



### ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
MC3356DW	$T_A = -40$ to $+85^\circ\text{C}$	SO-20L
MC3356P		Plastic DIP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MC3356

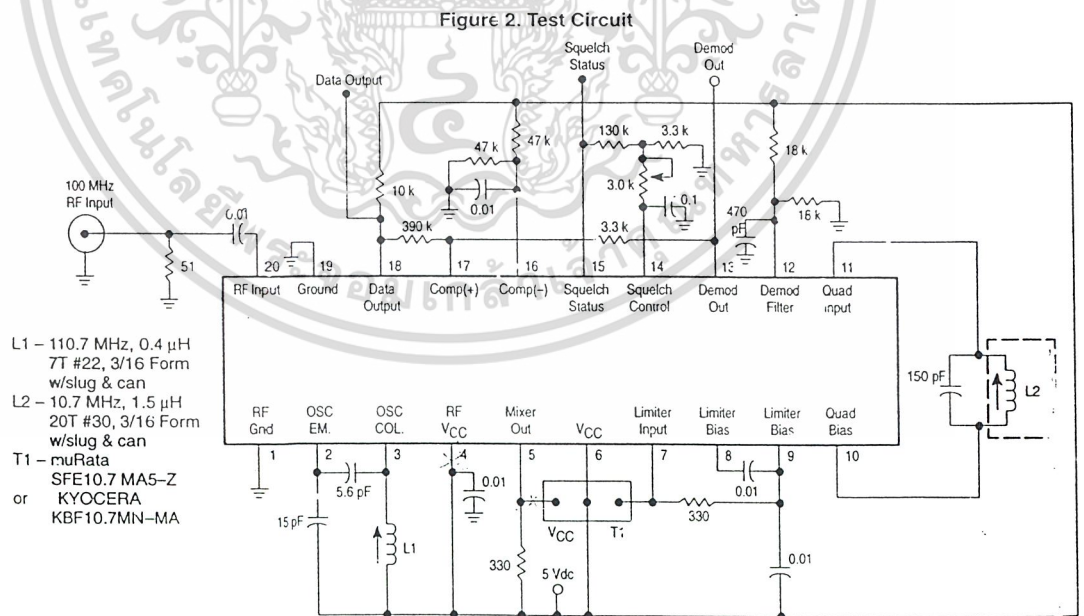
## MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V <sub>CC(max)</sub>	15	Vdc
Operating Power Supply Voltage Range (Pins 6, 10)	V <sub>CC</sub>	3.0 to 9.0	Vdc
Operating RF Supply Voltage Range (Pin 4)	RF V <sub>CC</sub>	3.0 to 12.0	Vdc
Junction Temperature	T <sub>J</sub>	150	°C
Operating Ambient Temperature Range	T <sub>A</sub>	-40 to +85	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-65 to +150	°C
Power Dissipation, Package Rating	P <sub>D</sub>	1.25	W

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (V<sub>CC</sub> = 5.0 Vdc, f<sub>o</sub> = 100 MHz, f<sub>osc</sub> = 110.7 MHz, Δf = ±75 kHz, f<sub>mod</sub> = 1.0 kHz, 50 Ω source, T<sub>A</sub> = 25°C, test circuit of Figure 2, unless otherwise noted.)

Characteristics	Min	Typ	Max	Unit
Drain Current Total, RF V <sub>CC</sub> and V <sub>CC</sub>	—	20	25	mAdc
Input for -3 dB limiting	—	30	—	μVrms
Input for 50 dB quieting ( $\frac{S+N}{N}$ )	—	60	—	μVrms
Mixer Voltage Gain, Pin 20 to Pin 5	2.5	—	—	—
Mixer Input Resistance, 100 MHz	—	260	—	Ω
Mixer Input Capacitance, 100 MHz	—	5.0	—	pF
Mixer/Oscillator Frequency Range (Note 1)	—	0.2 to 150	—	MHz
IF/Quadrature Detector Frequency Range (Note 1)	—	0.2 to 50	—	MHz
AM Rejection (30% AM, RF V <sub>in</sub> = 1.0 mVrms)	—	50	—	dB
Demodulator Output, Pin 13	—	0.5	—	Vrms
Meter Drive	—	7.0	—	μA/dB
Squelch Threshold	—	0.8	—	Vdc

NOTE: 1. Not taken in Test Circuit of Figure 2; new component values required.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 3. Output Components of Signal, Noise, or Distortion

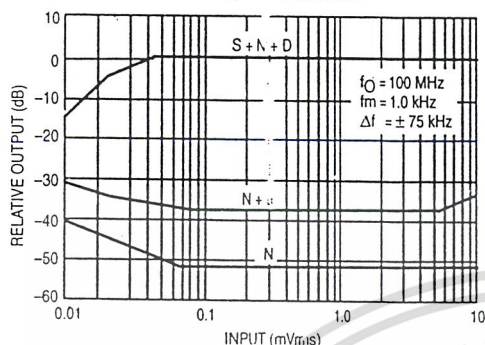
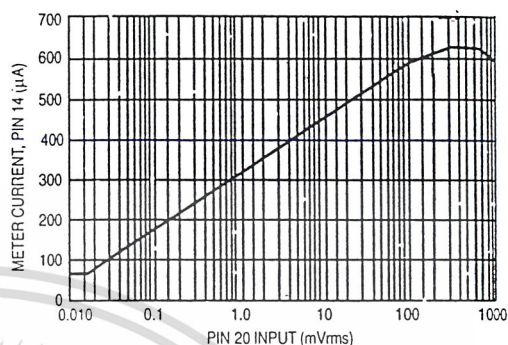


Figure 4. Meter Current versus Signal Input



### GENERAL DESCRIPTION

This device is intended for single and double conversion VHF receiver systems, primarily for FSK data transmission up to 500 K baud (250 kHz). It contains an oscillator, mixer, limiting IF, quadrature detector, signal strength meter drive, and data shaping amplifier.

The oscillator is a common base Colpitts type which can be crystal controlled, as shown in Figure 1, or L-C controlled as shown in the other figures. At higher VCC, it has been operated as high as 200 MHz. A mixer/oscillator voltage gain of 2 up to approximately 150 MHz, is readily achievable.

The mixer functions well from an input signal of 10 µVrms, below which the squelch is unpredictable, up to about 10 mVrms, before any evidence of overload. Operation up to 1.0 Vrms input is permitted, but non-linearity of the meter output is incurred, and some oscillator pulling is suspected. The AM rejection above 10 mVrms is degraded.

The limiting IF is a high frequency type, capable of being operated up to 50 MHz. It is expected to be used at 10.7 MHz in most cases, due to the availability of standard ceramic resonators. The quadrature detector is internally coupled to the IF, and a 5.0 pF quadrature capacitor is internally provided. The -3dB limiting sensitivity of the IF itself is approximately 50 µV (at Pin 7), and the IF can accept signals up to 1.0 Vrms without distortion or change of detector quiescent dc level.

The IF is unusual in that each of the last 5 stages of the 6 state limiter contains a signal strength sensitive, current sinking device. These are parallel connected and buffered to produce a signal strength meter drive which is fairly linear for IF input signals of 10 µV to 100 mVrms (see Figure 4).

A simple squelch arrangement is provided whereby the meter current flowing through the meter load resistance flips a comparator at about 0.8 Vdc above ground. The signal strength at which this occurs can be adjusted by changing the meter load resistor. The comparator (+) input and output are available to permit control of hysteresis. Good positive

action can be obtained for IF input signals of above 30 µVrms. The 130 kΩ resistor shown in the test circuit provides a small amount of hysteresis. Its connection between the 3.3 k resistor to ground and the 3.0 k pot, permits adjustment of squelch level without changing the amount of hysteresis.

The squelch is internally connected to both the quadrature detector and the data shaper. The quadrature detector output, when squelched, goes to a dc level approximately equal to the zero signal level unsquelched. The squelch causes the data shaper to produce a high (VCC) output.

The data shaper is a complete "floating" comparator, with back to back diodes across its inputs. The output of the quadrature detector can be fed directly to either input of this amplifier to produce an output that is either at VCC or VEE, depending upon the received frequency. The impedance of the biasing can be varied to produce an amplifier which "follows" frequency detuning to some degree, to prevent data pulse width changes.

When the data shaper is driven directly from the demodulator output, Pin 13, there may be distortion at Pin 13 due to the diodes, but this is not important in the data application. A useful note in relating high/low input frequency to logic state: low IF frequency corresponds to low demodulator output. If the oscillator is above the incoming RF frequency, then high RF frequency will produce a logic low (input to (+) input of Data Shaper as shown in Figures 1 and 2).

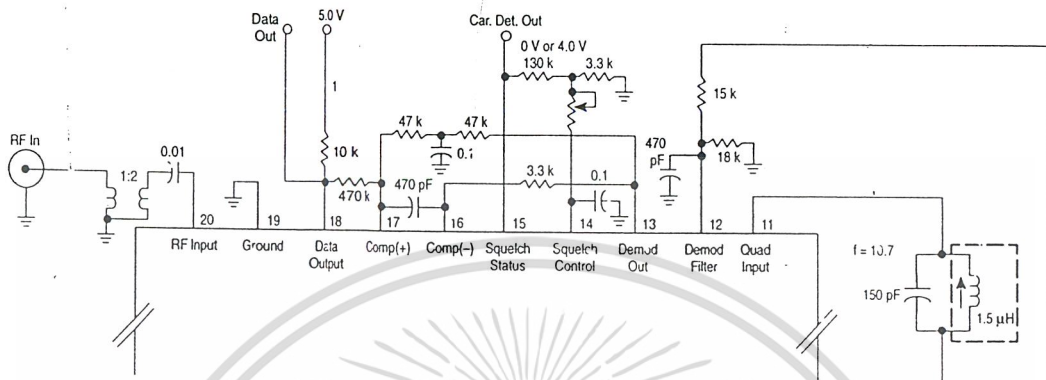
### APPLICATION NOTES

The MC3356 is a high frequency/high gain receiver that requires following certain layout techniques in designing a stable circuit configuration. The objective is to minimize or eliminate, if possible, any unwanted feedback.



## MC3356

Figure 6. Application with Self-Adjusting Bias on Data Shaper



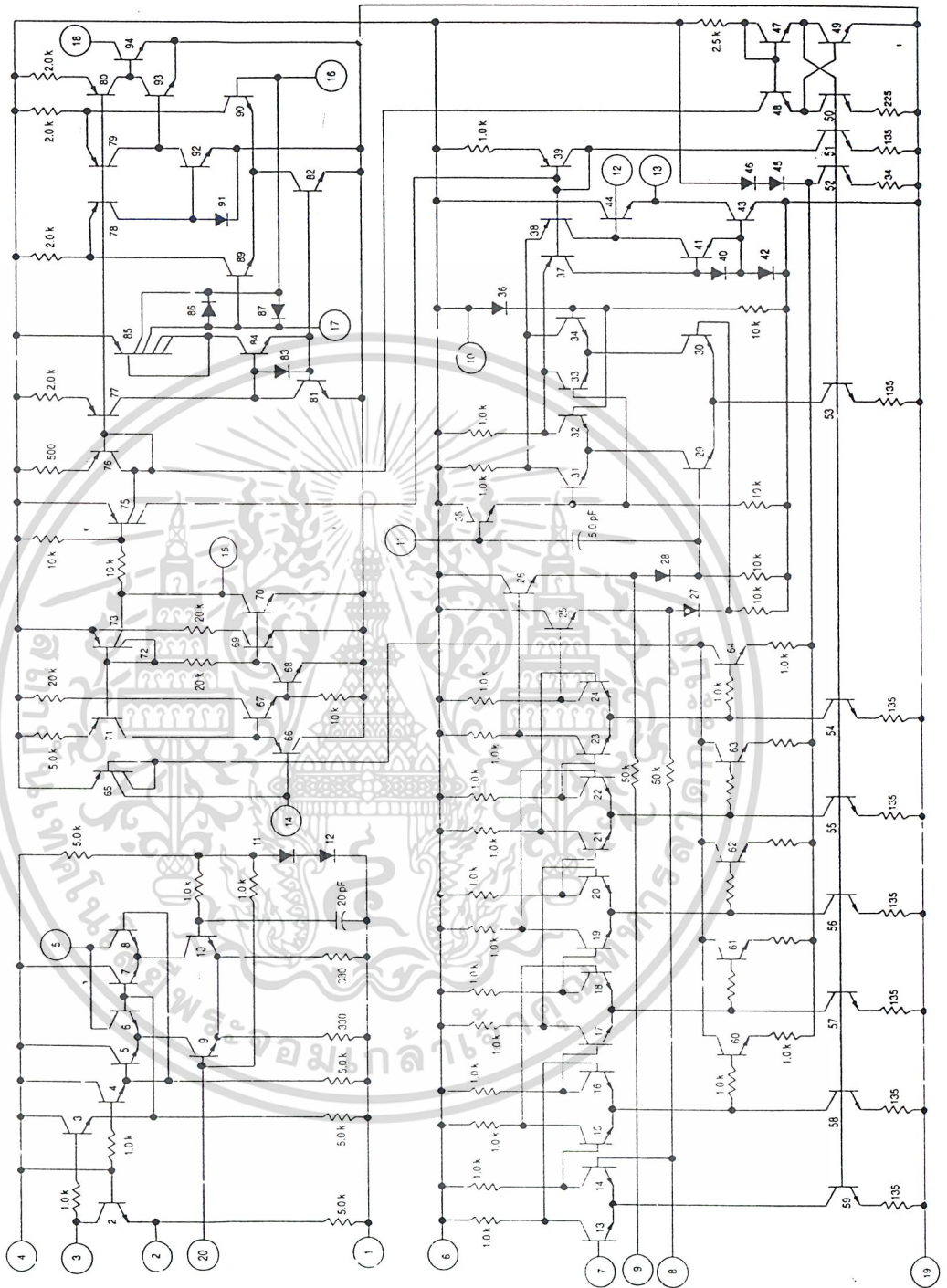
### APPLICATION NOTES (continued)

Depending on the external circuit, inverted or noninverted data is available at Pin 18. Inverted data makes the higher frequency in the FSK signal a "one" when the local oscillator is above the incoming RF. Figure 5 schematic shows the comparator with hysteresis. In this circuit the dc reference voltage at Pin 17 is about the same as the demodulated output voltage (Pin 13) when no signal is present. This type circuit is preferred for systems where the data rates can drop to zero. Some systems have a low frequency limit on the data rate, such as systems using the MC3850 AÇIA that has a start or stop bit. This defines the low frequency limit that can appear in the data stream.

Figure 5 circuit can then be changed to a circuit configuration as shown in Figure 6. In Figure 6 the reference voltage for the comparator is derived from the demodulator output through a low pass circuit where  $\tau$  is much lower than the lowest frequency data rate. This and similar circuits will compensate for small tuning changes (or drift) in the quadrature detector.

Squelch status (Pin 15) goes high (squelch off) when the input signal becomes greater than some preset level set by the resistance between Pin 14 and ground. Hysteresis is added to the circuit externally by the resistance from Pin 14 to Pin 15.

Figure 7. Internal Schematic



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# LM386 Low Voltage Audio Power Amplifier

## General Description

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

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

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

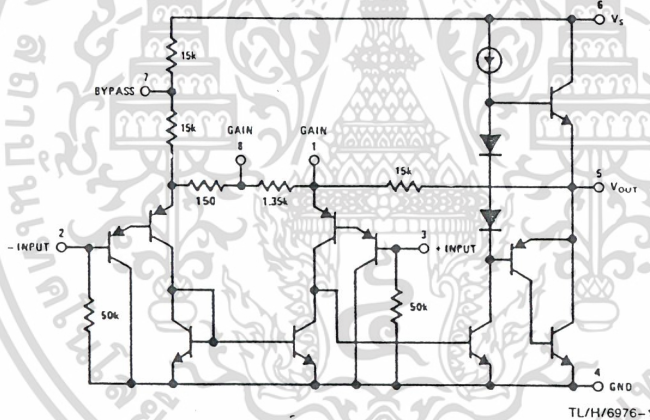
## Features

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

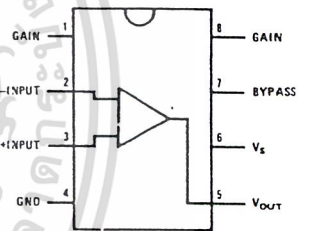
## Applications

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

## Equivalent Schematic and Connection Diagrams



Dual-In-Line and Small Outline Packages

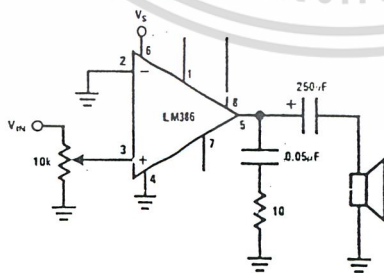


Top View

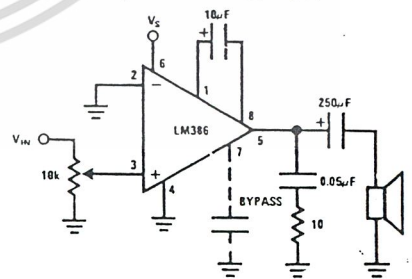
Order Number LM386M-1, LM386N-1, LM386N-3 or LM386N-4  
See NS Package Number M08A or N08E

## Typical Applications

Amplifier with Gain = 20  
Minimum Parts



Amplifier with Gain = 200



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Absolute Maximum Ratings

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

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

## Soldering Information

Dual-in-Line Package	
Soldering (10 sec)	+260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 sec)	+215°C
Infrared (15 sec)	+220°C

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

## Thermal Resistance

$\theta_{JC}$ (DIP)	37°C/W
$\theta_{JA}$ (DIP)	107°C/W
$\theta_{JC}$ (SO Package)	35°C/W
$\theta_{JA}$ (SO Package)	172°C/W

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

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

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

## Application Hints

### GAIN CONTROL

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

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

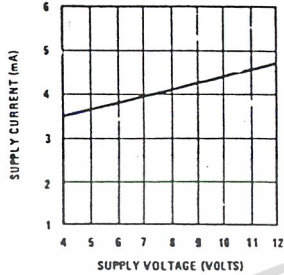
### INPUT BIASING

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

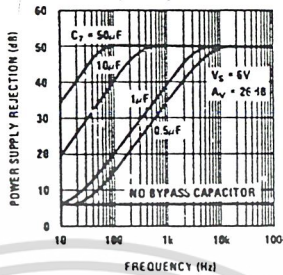
When using the LM386 with higher gains (bypassing the 1.35 k $\Omega$  resistor between pins 1 and 8) it is necessary to bypass the unused input, preventing degradation of gain and possible instabilities. This is done with a 0.1  $\mu\text{F}$  capacitor or a short to ground depending on the dc source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

### Typical Performance Characteristics

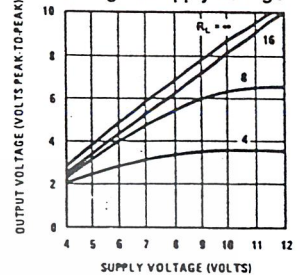
Quiescent Supply Current vs Supply Voltage



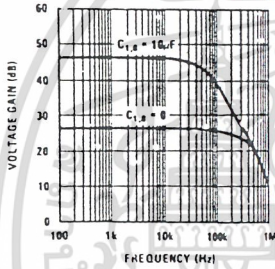
Power Supply Rejection Ratio (Referred to the Output) vs Frequency



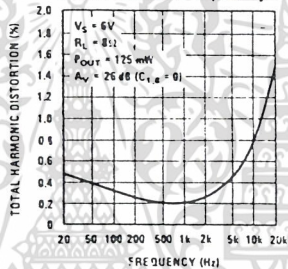
Peak-to-Peak Output Voltage Swing vs Supply Voltage



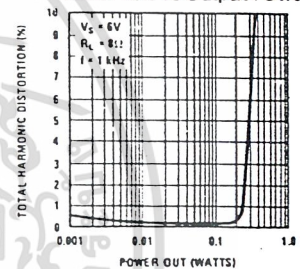
Voltage Gain vs Frequency



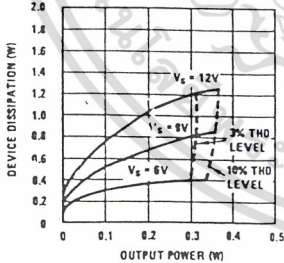
Distortion vs Frequency



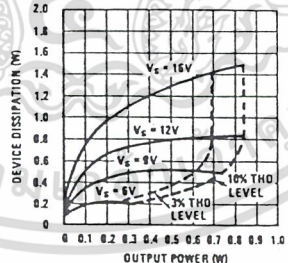
Distortion vs Output Power



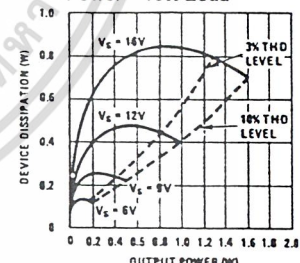
Device Dissipation vs Output Power—4Ω Load



Device Dissipation vs Output Power—8Ω Load



Device Dissipation vs Output Power—16Ω Load

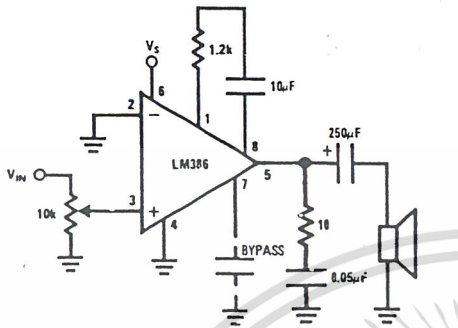


TL/H/6976-5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

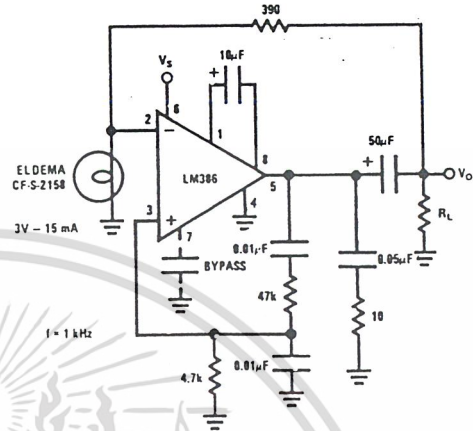
Typical Applications (Continued)

Amplifier with Gain = 50



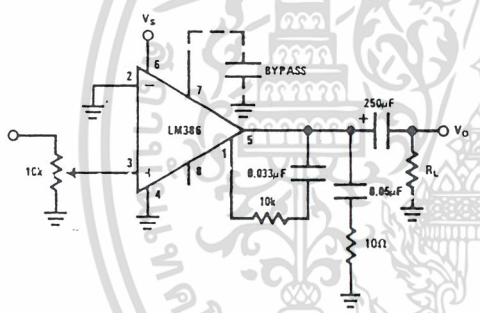
TL/H/6976-6

Low Distortion Power Wienbridge Oscillator



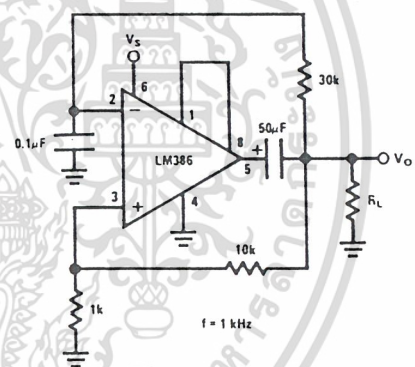
TL/H/6976-7

Amplifier with Bass Boost



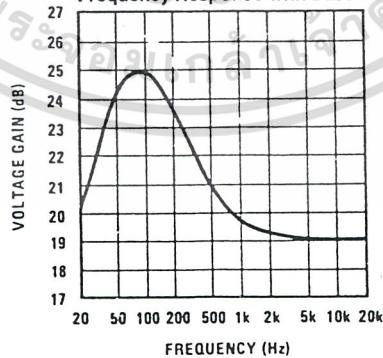
TL/H/6976-8

Square Wave Oscillator



TL/H/6976-9

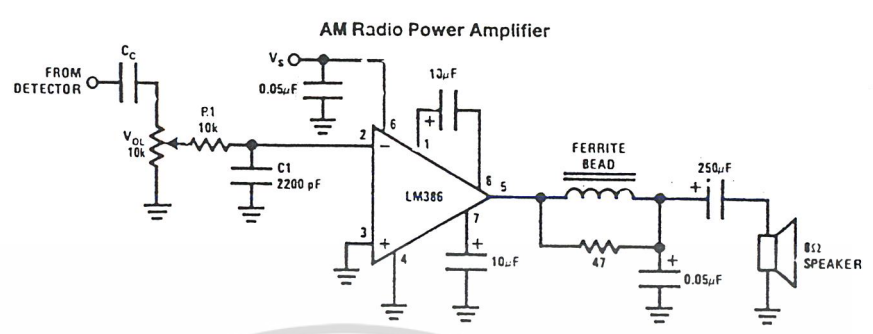
Frequency Response with Bass Boost



TL/H/6976-10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Typical Applications (Continued)



Note 1: Twist supply lead and supply ground very tightly.

Note 2: Twist speaker lead and ground very tightly.

Note 3: Ferrite bead is Ferroxcube K5-001-001/3B with 3 turns of wire

Note 4: R1C1 band limits input signals.

Note 5: All components must be spaced very close to IC.

TL/H/6976-11



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MOTOROLA

# TL431, A, B Series

## Programmable Precision References

The TL431, A, B integrated circuits are three-terminal programmable shunt regulator diodes. These monolithic IC voltage references operate as a low temperature coefficient zener which is programmable from  $V_{ref}$  to 36 V with two external resistors. These devices exhibit a wide operating current range of 1.0 mA to 100 mA with a typical dynamic impedance of 0.22  $\Omega$ . The characteristics of these references make them excellent replacements for zener diodes in many applications such as digital voltmeters, power supplies, and op amp circuitry. The 2.5 V reference makes it convenient to obtain a stable reference from 5.0 V logic supplies, and since the TL431, A, B operates as a shunt regulator, it can be used as either a positive or negative voltage reference.

5

- Programmable Output Voltage to 36 V
- Voltage Reference Tolerance:  $\pm 0.4\%$ , Typ @ 25°C (TL431B)
- Low Dynamic Output Impedance, 0.22  $\Omega$  Typical
- Sink Current Capability of 1.0 mA to 100 mA
- Equivalent Full-Range Temperature Coefficient of 50 ppm/°C Typical
- Temperature Compensated for Operation over Full Rated Operating Temperature Range
- Low Output Noise Voltage

### PROGRAMMABLE PRECISION REFERENCES

### SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Z, LP SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 29  
(TO-92)



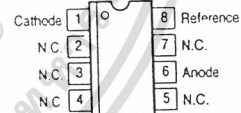
Pin 1. Reference  
2. Anode  
3. Cathode



P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 626

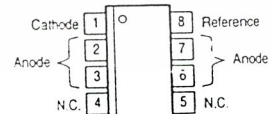


DM SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 846A  
(Micro-8)



(Top View)

D SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 751  
(SOP-8)



(Top View)

SOP-8 is an internally modified SO-8 package. Pins 2, 3, 6 and 7 are electrically common to the die attach flag. This internal lead frame modification decreases power dissipation capability when appropriately mounted on a printed circuit board. SOP-8 conforms to all external dimensions of the standard SO-8 package.

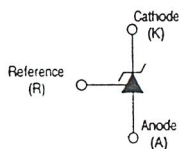
### ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
TL431CLP, ACLP, BCLP	$T_A = 0^\circ \text{ to } +70^\circ \text{C}$	TO-92
TL431CP, ACP, BCP		Plastic
TL431CDM, ACDM, BCDM		Micro-8
TL431CD, ACD, BCD		SOP-8
TL431ILP, AILP, BILP	$T_A = -40^\circ \text{ to } +85^\circ \text{C}$	TO-92
TL431IP, AIP, BIP		Plastic
TL431IDM, AIDM, BIDM		Micro-8
TL431ID, AID, BID		SOP-8

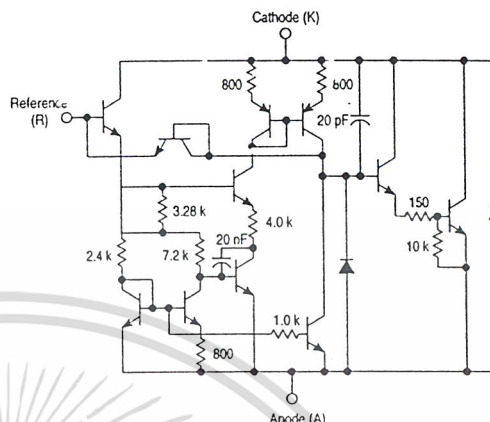
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TL431, A, B Series

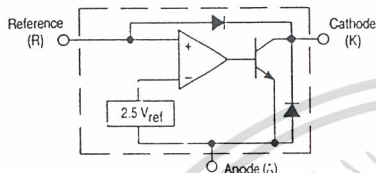
Symbol



Representative Schematic Diagram  
Component values are nominal



Representative Block Diagram



This device contains 12 active transistors.

**MAXIMUM RATINGS** (Full operating ambient temperature range applies, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Cathode to Anode Voltage	$V_{KA}$	37	V
Cathode Current Range, Continuous	$I_K$	-100 to +150	mA
Reference Input Current Range, Continuous	$I_{ref}$	-0.05 to +10	mA
Operating Junction Temperature	$T_J$	150	°C
Operating Ambient Temperature Range TL431I, TL431AI, TL431BI TL431C, TL431AC, TL431BC	$T_A$	-40 to +85 0 to +70	°C
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-65 to +150	°C
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C Ambient Temperature D, LP Suffix Plastic Package P Suffix Plastic Package DM Suffix Plastic Package	$P_D$	0.70 1.10 0.52	W
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C Case Temperature D, LP Suffix Plastic Package P Suffix Plastic Package	$P_D$	1.5 3.0	W

NOTE: ESD data available upon request.

### RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition	Symbol	Min	Max	Unit
Cathode to Anode Voltage	$V_{KA}$	$V_{ref}$	36	V
Cathode Current	$I_K$	1.0	100	mA

### THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	D, LP Suffix Package	P Suffix Package	DM Suffix Package	Unit
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	178	114	240	°C/W
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	83	41	-	°C/W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

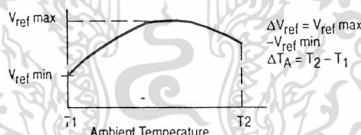
## TL431, A, B Series

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>A</sub> = 25°C, unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	TL431I			TL431C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Reference Input Voltage (Figure 1) V <sub>KA</sub> = V <sub>ref</sub> , I <sub>K</sub> = 10 mA T <sub>A</sub> = 25°C T <sub>A</sub> = T <sub>low</sub> to T <sub>high</sub> (Note 1)	V <sub>ref</sub>	2.44 2.41	2.495 –	2.55 2.58	2.44 2.423	2.495 –	2.55 2.567	V
Reference Input Voltage Deviation Over Temperature Range (Figure 1, Notes 1, 2, 4) V <sub>KA</sub> = V <sub>ref</sub> , I <sub>K</sub> = 10 mA	ΔV <sub>ref</sub>	–	7.0	30	–	3.0	17	mV
Ratio of Change in Reference Input Voltage to Change in Cathode to Anode Voltage I <sub>K</sub> = 10 mA (Figure 2), ΔV <sub>KA</sub> = 10 V to V <sub>ref</sub> ΔV <sub>KA</sub> = 36 V to 10 V	$\frac{\Delta V_{ref}}{\Delta V_{KA}}$	–	–1.4 –1.0	–2.7 –2.0	–	–1.4 –1.0	–2.7 –2.0	mV/V
Reference Input Current (Figure 2) I <sub>K</sub> = 10 mA, R1 = 10 k, R2 = ∞ T <sub>A</sub> = 25°C T <sub>A</sub> = T <sub>low</sub> to T <sub>high</sub> (Note 1)	I <sub>ref</sub>	–	1.8 –	4.0 6.5	–	1.8 –	4.0 5.2	μA
Reference Input Current Deviation Over Temperature Range (Figure 2, Note 1, 4) I <sub>K</sub> = 10 mA, R1 = 10 k, R2 = ∞	ΔI <sub>ref</sub>	–	0.8	2.5	–	0.4	1.2	μA
Minimum Cathode Current For Regulation V <sub>KA</sub> = V <sub>ref</sub> (Figure 1)	I <sub>min</sub>	–	0.5	1.0	–	0.5	1.0	mA
Off-State Cathode Current (Figure 3) V <sub>KA</sub> = 36 V, V <sub>ref</sub> = 0 V	I <sub>off</sub>	–	2.6	1000	–	2.6	1000	nA
Dynamic Impedance (Figure 1, Note 3) V <sub>KA</sub> = V <sub>ref</sub> , ΔI <sub>K</sub> = 1.0 mA to 100 mA f ≤ 1.0 kHz	Z <sub>KA</sub>	–	0.22	0.5	–	0.22	0.5	Ω

NOTE 1: T<sub>low</sub> = –40°C for TL431AIP, TL431AILP, TL431IP, TL431ILP, TL431BID, TL431BIP, TL431BILP, TL431AIDM, TL431IDM, TL431BIDM, 0°C for TL431ACP, TL431ACLP, TL431CP, TL431CLP, TL431CD, TL431ACD, TL431BCD, TL431BCP, TL431BCLP, TL431CDM, TL431ACDM, TL431BCDM  
T<sub>high</sub> = +85°C for TL431AIP, TL431AILP, TL431IP, TL431ILP, TL431BID, TL431BIP, TL431BILP, TL431IDM, TL431AIDM, TL431BIDM, +70°C for TL431ACP, TL431ACLP, TL431CP, TL431ACD, TL431BCD, TL431BCP, TL431BCLP, TL431CDM, TL431ACDM, TL431BCDM

NOTE 2: The deviation parameter ΔV<sub>ref</sub> is defined as the difference between the maximum and minimum values obtained over the full operating ambient temperature range that applies.



The average temperature coefficient of the reference input voltage, αV<sub>ref</sub> is defined as:

$$\alpha_{V_{ref}} \frac{\text{ppm}}{^{\circ}\text{C}} = \frac{\left( \frac{\Delta V_{ref}}{V_{ref @ 25^{\circ}\text{C}}} \right) \times 10^6}{\Delta T_A} = \frac{\Delta V_{ref} \times 10^6}{\Delta T_A (V_{ref @ 25^{\circ}\text{C}})}$$

αV<sub>ref</sub> can be positive or negative depending on whether V<sub>ref</sub> Min or V<sub>ref</sub> Max occurs at the lower ambient temperature. (Refer to Figure 6.)

Example: ΔV<sub>ref</sub> = 8.0 mV and slope is positive,

$$V_{ref @ 25^{\circ}\text{C}} = 2.495 \text{ V}, \Delta T_A = 70^{\circ}\text{C} \quad \alpha_{V_{ref}} = \frac{0.008 \times 10^6}{70 (2.495)} = 45.8 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$$

NOTE 3: The dynamic impedance Z<sub>KA</sub> is defined as  $Z_{KA} = \frac{\Delta V_{KA}}{\Delta I_K}$

When the device is programmed with two external resistors, R1 and R2, (refer to Figure 2) the total dynamic impedance of the circuit is defined as:

$$|Z_{KA}'| \approx |Z_{KA}| \left( 1 + \frac{R1}{R2} \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

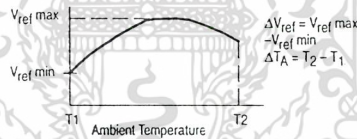
## TL431, A, B Series

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>A</sub> = 25°C, unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	TL431AI			TL431AC			TL431B			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Reference Input Voltage (Figure 1) V <sub>KA</sub> = V <sub>ref</sub> , I <sub>K</sub> = 10 mA T <sub>A</sub> = 25°C T <sub>A</sub> = T <sub>low</sub> to T <sub>high</sub>	V <sub>ref</sub>	2.47 2.44	2.495 –	2.52 2.55	2.47 2.453	2.495 –	2.52 2.537	2.483 2.475	2.495 2.495	2.507 2.515	V
Reference Input Voltage Deviation Over Temperature Range (Figure 1, Notes 1, 2, 4) V <sub>KA</sub> = V <sub>ref</sub> , I <sub>K</sub> = 10 mA	ΔV <sub>ref</sub>	–	7.0	30	–	3.0	17	–	3	17	mV
Ratio of Change in Reference Input Voltage to Change in Cathode to Anode Voltage I <sub>K</sub> = 10 mA (Figure 2), ΔV <sub>KA</sub> = 10 V to V <sub>ref</sub> ΔV <sub>KA</sub> = 36 V to 10 V	$\frac{\Delta V_{ref}}{\Delta V_{KA}}$	–	–1.4 –1.0	–2.7 –2.0	–	–1.4 –1.0	–2.7 –2.0	–	–1.4 –1.0	–2.7 –2.0	mV/V
Reference Input Current (Figure 2) I <sub>K</sub> = 10 mA, R1 = 10 k, R2 = ∞ T <sub>A</sub> = 25°C T <sub>A</sub> = T <sub>low</sub> to T <sub>high</sub> (Note 1)	ΔI <sub>ref</sub>	–	1.8 –	4.0 6.5	–	1.8 –	4.0 5.2	–	1.6 –	3.0 4.0	μA
Reference Input Current Deviation Over Temperature Range (Figure 2, Note 1) I <sub>K</sub> = 10 mA, R1 = 10 k, R2 = ∞	ΔI <sub>ref</sub>	–	0.8	2.5	–	0.4	1.2	–	0.4	1.2	μA
Minimum Cathode Current For Regulation V <sub>KA</sub> = V <sub>ref</sub> (Figure 1)	I <sub>min</sub>	–	0.5	1.0	–	0.5	1.0	–	0.5	1.0	mA
Off-State Cathode Current (Figure 3) V <sub>KA</sub> = 36 V, V <sub>ref</sub> = 0 V	I <sub>off</sub>	–	260	1000	–	260	1000	–	230	500	nA
Dynamic Impedance (Figure 1, Note 3) V <sub>KA</sub> = V <sub>ref</sub> , ΔI <sub>K</sub> = 1.0 mA to 100 mA f ≤ 1.0 kHz	Z <sub>KA</sub>	–	0.22	0.5	–	0.22	0.5	–	0.14	0.3	Ω

NOTE 1: T<sub>low</sub> = –40°C for TL431AIP, TL431AILP, TL431IP, TL431ILP, TL431BID, TL431BIP, TL431BILP, TL431AIDM, TL431IDM, TL431BIDM = 0°C for TL431ACP, TL431ACLP, TL431CP, TL431CLP, TL431CD, TL431ACD, TL431BCD, TL431BCP, TL431BCLP, TL431CDM, TL431ACDM, TL431BCDM  
T<sub>high</sub> = +85°C for TL431AIP, TL431AILP, TL431IP, TL431ILP, TL431BID, TL431BIP, TL431BILP, TL431IDM, TL431AIDM, TL431BIDM = +70°C for TL431ACP, TL431ACLP, TL431CP, TL431ACD, TL431BCD, TL431BCP, TL431BCLP, TL431CDM, TL431ACDM, TL431BCDM

NOTE 2: The deviation parameter ΔV<sub>ref</sub> is defined as the difference between the maximum and minimum values obtained over the full operating ambient temperature range that applies.



The average temperature coefficient of the reference input voltage, αV<sub>ref</sub> is defined as:

$$V_{ref} \frac{\text{ppm}}{^{\circ}\text{C}} = \frac{\left( \frac{\Delta V_{ref}}{V_{ref} @ 25^{\circ}\text{C}} \right) \times 10^6}{\Delta T_A} = \frac{\Delta V_{ref} \times 10^6}{\Delta T_A (V_{ref} @ 25^{\circ}\text{C})}$$

αV<sub>ref</sub> can be positive or negative depending on whether V<sub>ref</sub> Min or V<sub>ref</sub> Max occurs at the lower ambient temperature. (Refer to Figure 6.)

Example: ΔV<sub>ref</sub> = 8.0 mV and slope is positive.

$$V_{ref} @ 25^{\circ}\text{C} = 2.495 \text{ V}, \Delta T_A = 70^{\circ}\text{C} \quad \alpha V_{ref} = \frac{0.008 \times 10^6}{70 (2.495)} = 45.8 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$$

NOTE 3: The dynamic impedance Z<sub>T, KA</sub> is defined as  $|Z_{KA}| = \frac{\Delta V_{KA}}{\Delta I_K}$

When the device is programmed with two external resistors, R1 and R2, (refer to Figure 2) the total dynamic impedance of the circuit is defined as:

$$|Z_{KA}'| = |Z_{KA}| \left( 1 + \frac{R1}{R2} \right)$$

NOTE 4: This test is not applicable to surface mount (D and DM suffix) devices.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TL431, A, B Series

Figure 1. Test Circuit for  $V_{KA} = V_{ref}$

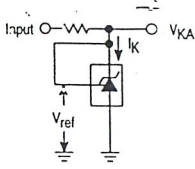


Figure 2. Test Circuit for  $V_{KA} > V_{ref}$

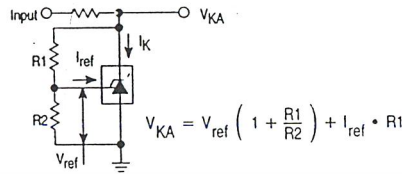
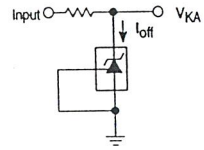


Figure 3. Test Circuit for  $I_{off}$



5

Figure 4. Cathode Current versus Cathode Voltage

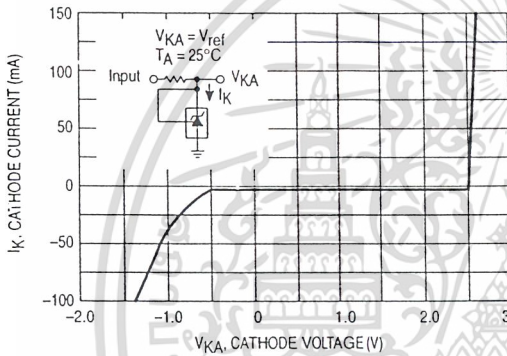


Figure 5. Cathode Current versus Cathode Voltage

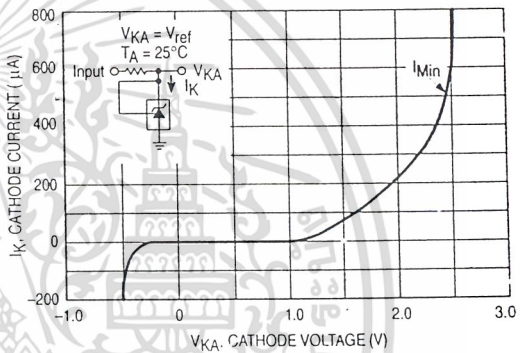


Figure 6. Reference Input Voltage versus Ambient Temperature

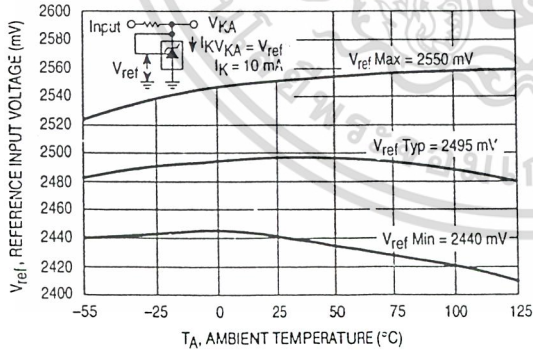
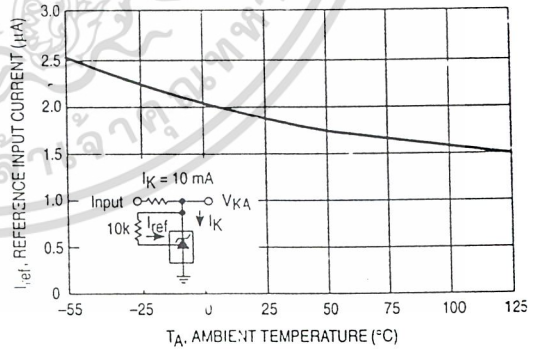


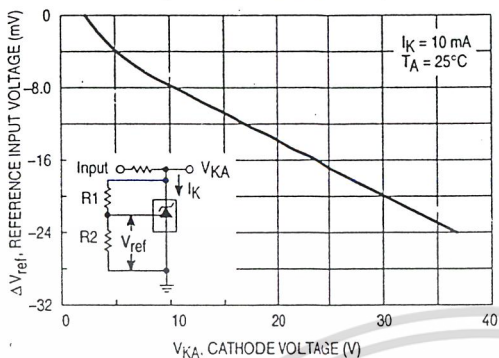
Figure 7. Reference Input Current versus Ambient Temperature



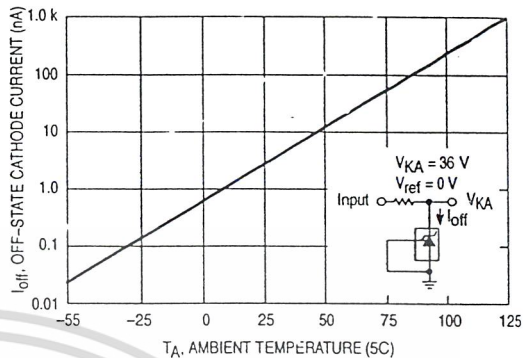
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TL431, A, B Series

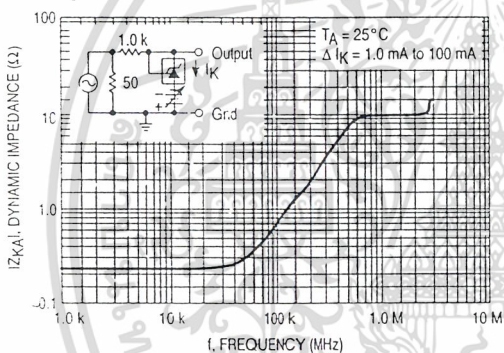
**Figure 8. Change in Reference Input Voltage versus Cathode Voltage**



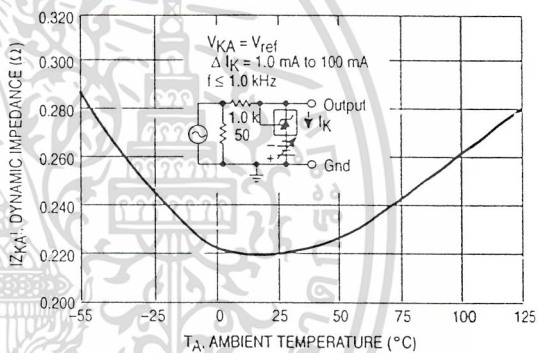
**Figure 9. Off-State Cathode Current versus Ambient Temperature**



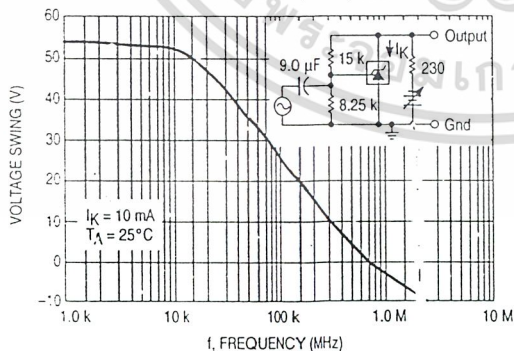
**Figure 10. Dynamic Impedance versus Frequency**



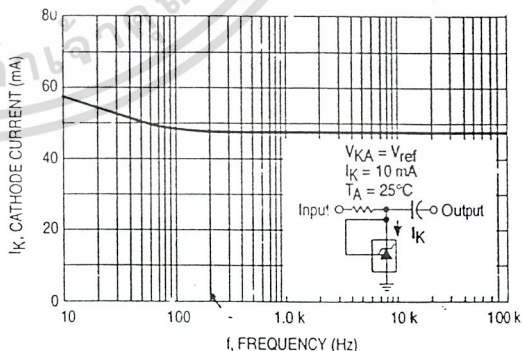
**Figure 11. Dynamic Impedance versus Ambient Temperature**



**Figure 12. Open-Loop Voltage Gain versus Frequency**



**Figure 13. Spectral Noise Density**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TL431, A, B Series

Figure 14. Pulse Response

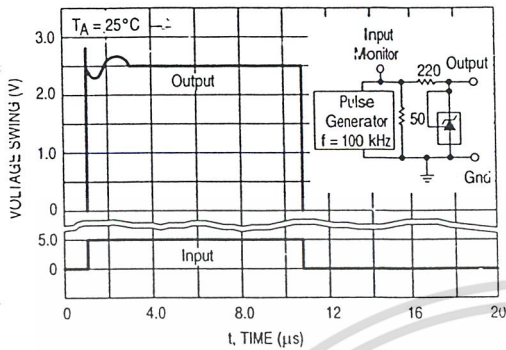


Figure 15. Stability Boundary Conditions

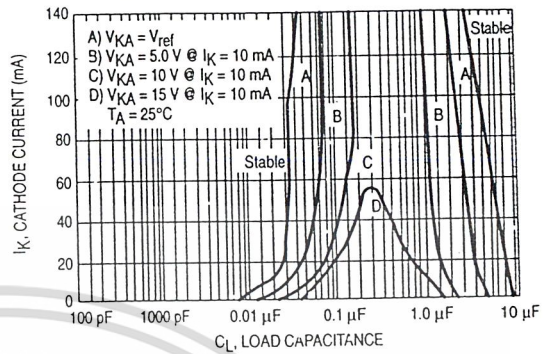


Figure 16. Test Circuit For Curve A of Stability Boundary Conditions

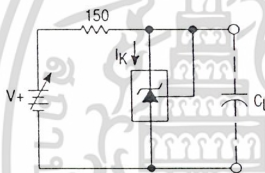
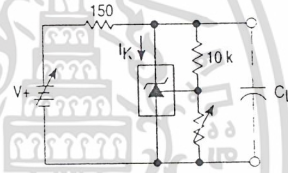


Figure 17. Test Circuit For Curves B, C, and D of Stability Boundary Conditions



### TYPICAL APPLICATIONS

Figure 18. Shunt Regulator

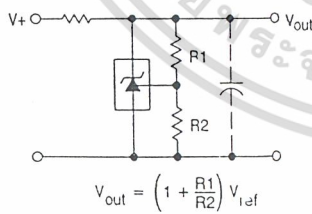
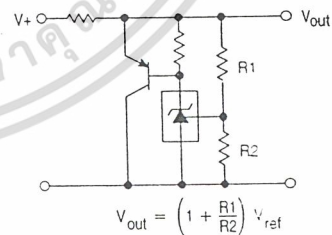


Figure 19. High Current Shunt Regulator



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TL431, A, B Series

Figure 20. Output Control for a Three-Terminal Fixed Regulator

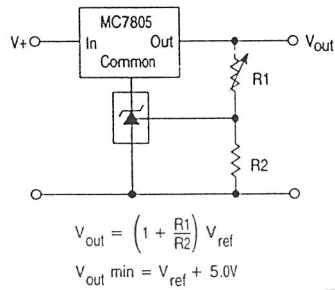


Figure 21. Series Pass Regulator

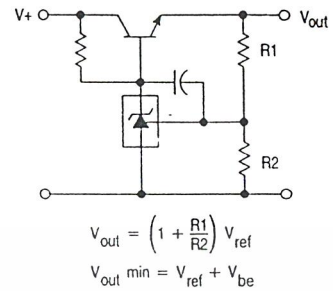


Figure 22. Constant Current Source

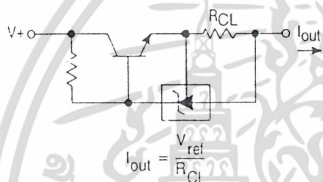


Figure 23. Constant Current Sink

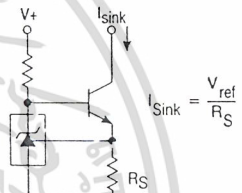


Figure 24. TRIAC Crowbar

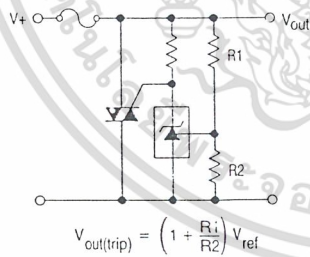
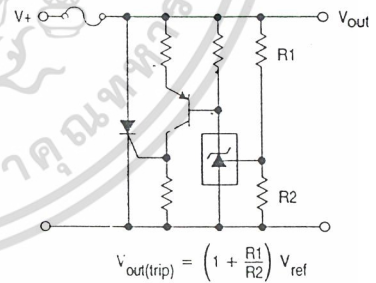


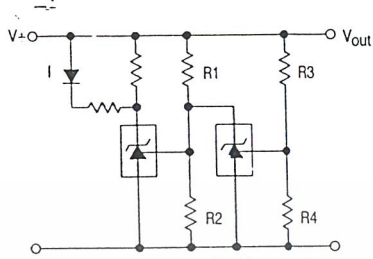
Figure 25. SRC Crowbar



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TL431, A, B Series

Figure 26. Voltage Monitor

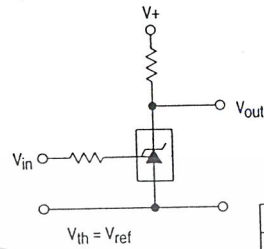


L.E.D. indicator is "on" when  $V+$  is between the upper and lower limits.

$$\text{Lower Limit} = \left(1 + \frac{R1}{R2}\right) V_{ref}$$

$$\text{Upper Limit} = \left(1 + \frac{R3}{R4}\right) V_{ref}$$

Figure 27. Single-Supply Comparator with Temperature-Compensated Threshold



$V_{in}$	$V_{out}$
$< V_{ref}$	$V+$
$> V_{ref}$	$= 2.0 \text{ V}$

Figure 28. Linear Ohmmeter

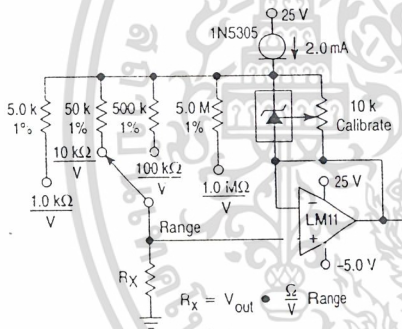
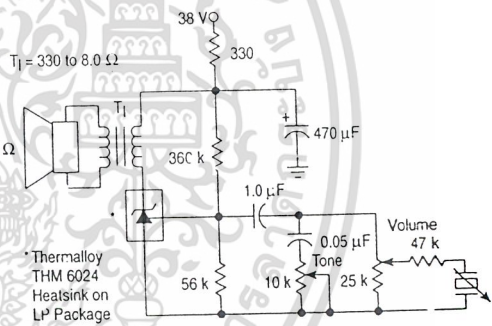


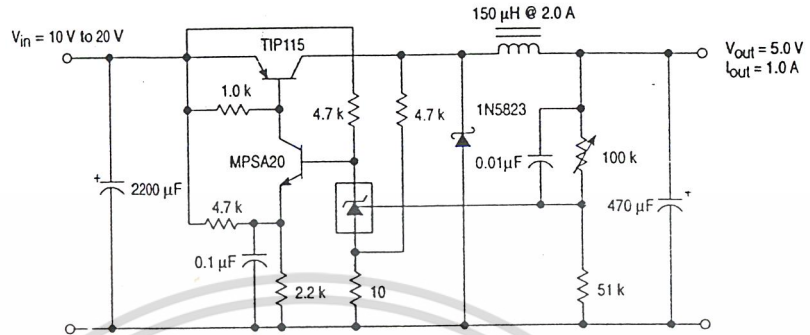
Figure 29. Simple 400 mW Phono Amplifier



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TL431, A, B Series

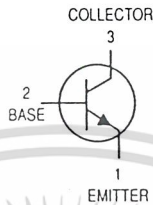
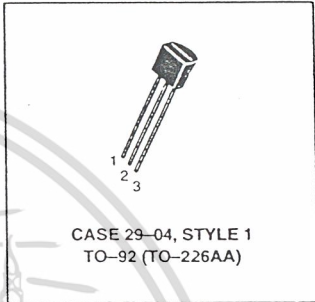
Figure 30. High Efficiency Step-Down Switching Converter



Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 10 \text{ V to } 20 \text{ V}, I_o = 1.0 \text{ A}$	53 mV (1.1%)
Load Regulation	$V_{in} = 15 \text{ V}, I_o = 0 \text{ A to } 1.0 \text{ A}$	25 mV (0.5%)
Output Ripple	$V_{in} = 10 \text{ V}, I_o = 1.0 \text{ A}$	50 mVpp F.A.R.D.
Output Ripple	$V_{in} = 20 \text{ V}, I_o = 1.0 \text{ A}$	100 mVpp P.A.R.D.
Efficiency	$V_{in} = 15 \text{ V}, I_o = 1.0 \text{ A}$	82%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**High Frequency Transistor**  
NPN Silicon



**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	$V_{CE0}$	12	Vdc
Collector-Base Voltage	$V_{CBO}$	20	Vdc
Emitter-Base Voltage	$V_{EBO}$	2.5	Vdc
Collector Current — Continuous	$I_C$	50	mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Dorate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	200 1.14	mW mW/°C
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Dorate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	300 1.71	mW mW/°C
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-55 to +150	°C

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	------

**OFF CHARACTERISTICS**

Collector-Emitter Sustaining Voltage ( $I_C = 3.0 \text{ mAdc}$ , $I_B = 0$ )	$V_{CE0(sus)}$	12	—	Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage ( $I_C = 0.001 \text{ mAdc}$ , $I_E = 0$ )	$V_{(BR)CBO}$	20	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ( $I_E = 0.01 \text{ mAdc}$ , $I_C = 0$ )	$V_{(BR)EBO}$	2.5	—	Vdc
Collector Cutoff Current ( $V_{CB} = 15 \text{ Vdc}$ , $I_E = 0$ ) ( $V_{CB} = 15 \text{ Vdc}$ , $I_E = 0$ , $T_A = 150^\circ\text{C}$ )	$I_{CBO}$	— —	0.02 1.0	$\mu\text{Adc}$

**ON CHARACTERISTICS**

DC Current Gain ( $I_C = 3.0 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$ )	$h_{FE}$	25	250	—
Collector-Emitter Saturation Voltage ( $I_C = 10 \text{ mAdc}$ , $I_B = 1.0 \text{ mAdc}$ )	$V_{CE(sat)}$	—	0.4	Vdc
Base-Emitter Saturation Voltage ( $I_C = 10 \text{ mAdc}$ , $I_B = 1.0 \text{ mAdc}$ )	$V_{BE(sat)}$	—	1.0	Vdc

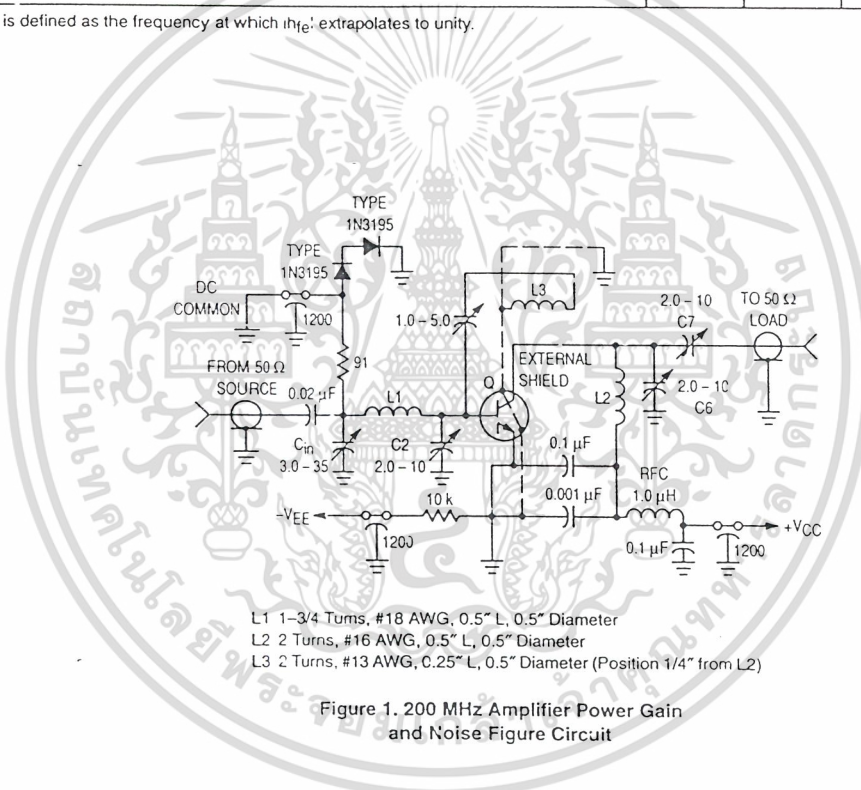
Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted) (Continued)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
<b>SMA1 L-SIGNAL CHARACTERISTICS</b>				
Current-Gain — Bandwidth Product <sup>(1)</sup> ( $I_C = 5.0 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 6.0 \text{ Vdc}$ , $f = 100 \text{ MHz}$ )	$f_T$	900	2000	MHz
Collector-Base Capacitance ( $V_{CB} = 10 \text{ Vdc}$ , $I_E = 0$ , $f = 0.1$ to $1.0 \text{ MHz}$ )	$C_{cb}$	—	1.0	pF
Small Signal Current Gain ( $I_C = 2.0 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 6.0 \text{ Vdc}$ , $f = 1.0 \text{ kHz}$ )	$h_{fe}$	25	300	—
Collector Base Time Constant ( $I_E = 2.0 \text{ mAdc}$ , $V_{CB} = 6.0 \text{ Vdc}$ , $f = 51.9 \text{ MHz}$ )	$\tau_b C_C$	3.0	14	ps
Noise Figure (See Figure 1) ( $I_C = 1.5 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 6.0 \text{ Vdc}$ , $R_S = 50 \text{ ohms}$ , $f = 200 \text{ MHz}$ )	NF	—	5.0	dB
Common-Emitter Amplifier Power Gain (See Figure 1) ( $V_{CE} = 6.0 \text{ Vdc}$ , $I_C = 5.0 \text{ mAdc}$ , $f = 200 \text{ MHz}$ )	$G_{pe}$	15	—	dB

1.  $f_T$  is defined as the frequency at which  $ih_{fe}$  extrapolates to unity.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้