



รศวิทยและแขนกลบังคับด้วยคอมพิวเตอร์  
Control Radio-Car and Mechanical Arm by Computer

โดย

นาย กรกช ภูริเวทย์ รหัส 36014004  
นาย บรมพล เลาหะพันธ์ รหัส 36014230  
นาย ศรายุทธ ดีนาง รหัส 36014430

อาจารย์ที่ปรึกษา  
ผศ. สมยศ จุณณะปิยะ

29 ก.ย. 2521  
วัน เดือน ปี.....  
เลขทะเบียน..... 038117  
เลขเรียกหนังสือ..... T 391187 2152 7

ขริฎุณยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2539

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

038117

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2539


ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง **รถวิทยุและแขนกลบังคับด้วยคอมพิวเตอร์**  
Control Radio-Car and Mechanical Arm by Computer

ผู้จัดทำ

1. นาย กรกช ภูริเวทย์ รหัส 36014004
2. นาย บรมพล เลาะห์พันธุ์ รหัส 36014230
3. นาย ศรายุทธ ดีนาง รหัส 36014430

  
.....  
( ผศ. สมยศ จุณณะปิยะ )

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชื่อวิชา: 01014115 Project II ชั้นปีที่ 4A

ชื่อโครงการ: รถวิทยุและแขนกลบังคับด้วยคอมพิวเตอร์

Control Radio-Car and Mechanical Arm by Computer

- ผู้ร่วมงาน
1. กรกช ภูริเวทย์ รหัส 36014004
  2. บรมพล เลาะห์พันธ์ รหัส 36014230
  3. ศรายุทธ ตีนาง รหัส 36014430

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. สมยศ จุณณะปิยะ

บทคัดย่อ

สร้างรถวิทยุบังคับ ที่สามารถควบคุมได้จากเครื่องคอมพิวเตอร์ โดยใช้โปรแกรมที่เขียนลงบนคอมพิวเตอร์ ส่งข้อมูลไปยังเสาอากาศ เมื่อเสาอากาศด้านรับที่อยู่บนรถ รับข้อมูลได้ ก็จะนำไปแปลเป็นคำสั่ง และปฏิบัติตามคำสั่งนั้น ๆ รวมถึงการควบคุมแขนกลด้วย

ABSTRACT

Make Radio-Car control by microcomputer that used progame transfer from microcomputer ,send them through antenna and execute that command. Also includes Mechanical Arm control too.

## สารบัญ

	หน้าที่
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	2
บทที่ 3 รายละเอียดและการทำงานของวงจร	39
บทที่ 4 ผลการทดลอง	49
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์	57



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูปภาพ

หน้าที่

รูปที่ 2.1	ระบบการคอนโทรลดีซีมอเตอร์แบบพื้นฐาน	2
รูปที่ 2.2	บล็อกไดอะแกรมของระบบการบังคับความเร็ว ที่มีทาโคมิเตอร์เป็นตัวป้อนกลับ	3
รูปที่ 2.3	บล็อกไดอะแกรมของระบบการบังคับตำแหน่งที่มีทาโคมิเตอร์ เป็นตัวเสริมเสถียรภาพให้ดีขึ้น	4
รูปที่ 2.4	ระบบการคอนโทรลตำแหน่งด้วยสัญญาณซิงโคร	4
รูปที่ 2.5	ระบบแคสสทันไดรฟ์เทปแม่เหล็ก	5
รูปที่ 2.6	บล็อกไดอะแกรมของระบบดิจิทัลคอนโทรลของดีซีมอเตอร์	5
รูปที่ 2.7	ระบบคอนโทรลการพันคอยล์	6
รูปที่ 2.8	ระบบคอนโทรลการระเหยของออกซิเจน	6
รูปที่ 2.9	ระบบการคอนโทรลความเร็วของดีซีมอเตอร์ให้แปรผันตามอุณหภูมิ	7
รูปที่ 2.10	ระบบการควบคุมอัตราการป้อนวัตถุดิบในขบวนการผลิตอาหาร	7
รูปที่ 2.11	แสดงระบบคอนโทรลดีซีมอเตอร์ด้วยตัวเลขไบนารี	8
รูปที่ 2.12	ระบบคอนโทรลความเร็วของเครื่องจักรกล NC	8
รูปที่ 2.13	ระบบคอนโทรลดีซีมอเตอร์ด้วยไมโครโปรเซสเซอร์	9
รูปที่ 2.14	ระบบคอนโทรลตำแหน่งด้วยสัญญาณดิจิทัล	9
รูปที่ 2.15	แสดงระบบขับเคลื่อนสายพาน	10
รูปที่ 2.16	แสดงระบบป้องกันกระดาศของไลน์ปรินเตอร์	10
รูปที่ 2.17	ระบบคอนโทรลความเร็วแบบเฟสล็อกคลุฟสำหรับการป้อนกระดาศ ของเครื่องอัดสำเนาเอกสาร	11
รูปที่ 2.18	แสดงถึงการเกิดแรงบิดในตัวดีซีมอเตอร์	12
รูปที่ 2.19	แสดงดีซีมอเตอร์แบบอาร์เมเจอร์ต่ออนุกรมกับขดลวดสนามแม่เหล็ก	13
รูปที่ 2.20	แสดงคุณสมบัติระหว่างความเร็วและแรงบิดของดีซีมอเตอร์อนุกรม ภายใต้ภาวะโวลต์เตจคงที่	13
รูปที่ 2.21	ดีซีมอเตอร์แบบแยกปรับสนามแม่เหล็ก	14
รูปที่ 2.22	แสดงคุณสมบัติระหว่างความเร็วและแรงบิดของซันท์มอเตอร์ภายใต้ ภาวะอาร์เมเจอร์โวลต์เตจคงที่	14
รูปที่ 2.23	ดีซีมอเตอร์แบบฟิลด์เป็นแม่เหล็กถาวร	14
รูปที่ 2.24	แสดงรูปหน้าตัดของดีซีมอเตอร์แบบอาร์เมเจอร์เป็นแกนเหล็ก ส่วนฟิลด์เป็นแม่เหล็ก	16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.25 แสดงรูปหน้าตัดของดีซีมอเตอร์แบบมีขดลวดบนพื้นผิวและฟิลด์เป็นแม่เหล็กถาวร	16
รูปที่ 2.26 แสดงถึงดีซีมอเตอร์แบบโรเตอร์เป็นขดลวดหมุนมีรูปร่างเป็นจาน	17
รูปที่ 2.27 รูปหน้าตัดของดีซีมอเตอร์แบบไม่มีแปรงถ่านและโรเตอร์เป็นแม่เหล็กถาวร	18
รูปที่ 2.28 แสดงถึงส่วนประกอบที่สำคัญในระบบการบังคับดีซีมอเตอร์แบบไม่มีแปรงถ่าน	18
รูปที่ 2.29 ตัวอย่างโครงสร้างอินเวอร์สเตอร์ของดีซีมอเตอร์แบบไม่มีแปรงถ่าน	19
รูปที่ 2.30 ภาพวงจรเอช-บริดจ์	19
รูปที่ 2.31 ตัวอย่างพัลส์รูปแบบต่าง ๆ ที่ใช้ในการควบคุม	20
รูปที่ 2.32 สัญญาณชายน้ปกติ สัญญาณชายน้ที่มีเฟสนำ 90 องศา และสัญญาณชายน้ที่มีเฟสตาม 90 องศา	21
รูปที่ 2.33 วงจร Indirect FM	22
รูปที่ 2.34 แสดงแถบความถี่ของสัญญาณ FM	22
รูปที่ 2.35 วงจรซูเปอร์เฮตเทอโรไดน์	29
รูปที่ 2.36 แสดงขึ้นผลึกที่ใช้กำเนิดความถี่	32
รูปที่ 2.37 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์แบบต่อกันสามจุด	32
รูปที่ 2.38 วงจรพื้นฐานของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้ผลึก	33
รูปที่ 2.39 แสดงกราฟคุณสมบัติการตอบสนองของความถี่ของวงจรรีโซแนนท์แบบขนาน	34
รูปที่ 2.40 แสดงแรงดันและกระแสที่เกิดขึ้นในวงจรรีโซแนนท์แบบขนาน	34
รูปที่ 2.41 แสดงแรงดันและกระแสที่เกิดขึ้นในวงจรรีโซแนนท์แบบอนุกรม	35
รูปที่ 2.42 แสดงตัวอย่างวงจรขยายแบบต่อเชื่อมต่อโดยตรง	36
รูปที่ 2.43 แสดงตัวอย่างวงจรขยายแบบต่อเชื่อมด้วย RC	37
รูปที่ 2.44 แสดงตัวอย่างวงจรขยายแบบเชื่อมต่อด้วยหม้อแปลง	38
รูปที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของระบบ	39
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรเครื่องส่งย่าน VHF ความถี่ 144 MHz	40
รูปที่ 3.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมหลักการทำงานของเครื่องส่ง	41
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรเครื่องรับย่าน VHF ความถี่ 144 Mhz	43
รูปที่ 3.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมหลักการทำงานของเครื่องรับ	44
รูปที่ 3.6 วงจร Frequency _Shift Keying Modulation (FSK)	46
รูปที่ 3.7 วงจร Frequency _Shift Keying Demodulation (FSK)	46
รูปที่ 3.8 แสดงการต่อวงจรของ IC DAC0800	47
รูปที่ 3.9 แสดงการต่อวงจรของ IC LMC555	47
รูปที่ 3.10 แสดงวงจรขับเคลื่อนโดยใช้รีเลย์	48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.1	ป้อนสัญญาณเข้าที่ขา 3 ของ MC 2833 ความถี่ 3 KHz เป็นสัญญาณ ก่อนการมอดูเลท วัดโดย Oscilloscope 400 Mhz	49
รูปที่ 4.2	วัดสัญญาณเข้าที่ขา 14 ของ MC 2833 จะได้ความถี่ 16 MHz วัดโดย Spectrum Analyzer	49
รูปที่ 4.3	วัดสัญญาณเข้าที่ขา 11 ของ MC 2833 ได้ค่าความถี่ 48 MHz วัดโดย Spectrum Analyzer	50
รูปที่ 4.4	ป้อนสัญญาณเข้าที่ขา 8 ของ MC 2833 ได้ค่าความถี่ 48 MHz วัดโดย Spectrum Analyzer	50
รูปที่ 4.5	ป้อนสัญญาณเข้าที่ขา 9 ของ MC 2833 ได้ค่าความถี่ 144 MHz	51
รูปที่ 4.6	วัดสัญญาณที่ขา 1 ของ ZC เบอร์ MC 3362 ได้ความถี่ 144 MHz ( รับจาก Antenna )	51
รูปที่ 4.7	วัดสัญญาณที่ขา 24 ของ ZC เบอร์ MC 3362 ได้ความถี่ 133.3 MHz ( ได้จาก LC Oscillator )	52
รูปที่ 4.8	วัดสัญญาณที่ขา 17 ของ MC 3362 ได้ความถี่ 10.7 MHz ( วัดหลังจากผ่าน Ceramic filter )	52
รูปที่ 4.9	วัดสัญญาณที่ขา 5 ณ Ceramic filter ได้ความถี่ 455 KHz	53
รูปที่ 4.10	วัดสัญญาณที่ขา 5 ( Detect Output ) จะได้ความถี่ 3000 Hz กลับคืนมา วัดโดยใช้ Oscilloscope	53
รูปที่ 4.11	แสดงสัญญาณอินพุตและสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแล้ว	54
รูปที่ 4.12	แสดงสัญญาณที่ส่งเข้าไปและสัญญาณเอาต์พุตที่ติมอดูเลตแล้ว	54
รูปที่ 4.13	แสดงโวลต์เตทที่ได้จาก IC D/A	55
รูปที่ 4.14	แสดงสัญญาณที่ได้จาก IC 555	55
รูปที่ 4.15	แสดงโวลต์เตทที่ผ่านมอดูเลเตอร์ขณะ Relay ทำงาน	56

## สารบัญตาราง

	หน้าที่
ตารางที่ 2-1 แสดงแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะและสัญญาณไซด์แบนด์ ตามค่าดัชนีการมอดูเลชันคำนวณตามฟังก์ชันเบสเซลล์	23
ตารางที่ 2-2 แสดงรูปแบบพื้นฐานของวงจรรอซซิลเลเตอร์แบบใช้ชิ้นผลึก	33
ตารางที่ 3-1 แสดงหลักการทำงานของเครื่องส่ง	42
ตารางที่ 3-2 แสดงหลักการทำงานของเครื่องรับ	45



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

### บทนำ

ในปัจจุบันนี้เทคโนโลยีได้พัฒนาไปอย่างรวดเร็ว ทั้งในด้านต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็นการสื่อสาร เครื่องจักรกล ไมโครโปรเซสเซอร์ ฯลฯ ถ้าหากนำส่วนเหล่านี้มาประยุกต์เข้าด้วยกัน ก็จะได้สิ่งประดิษฐ์ใหม่ ๆ ซึ่งสามารถก่อให้เกิดความสะดวกสบายได้ รวมถึงความหลากหลายในการเลือกใช้งานด้วย เช่น โทรศัพท์มือถือ ก็เกิดจากการพัฒนาเทคโนโลยีด้านการสื่อสารและเทคโนโลยีไมโครโปรเซสเซอร์ แล้วนำมาประยุกต์เข้าด้วยกัน สำหรับรายงานฉบับนี้จะนำเสนอเรื่องวิทยุบังคับและแขนกลด้วยคอมพิวเตอร์ ที่หวังว่าจะสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานจริงได้ในอนาคต

วิทยุบังคับด้วยคอมพิวเตอร์ ประกอบด้วยส่วน การส่งรหัสสัญญาณใช้เครื่องส่งและเครื่องรับขนาด 144 MHz ใช้ IC MC3362 ภาคเข้ารหัสและถอดรหัสสัญญาณโดยใช้หลักการฟริควเอนซีชิฟคีย์อิง(Frequency Shift Keying : FSK ) ข้อมูลจะถูกส่งออกพอร์ต RS232 ของเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ เพื่อควบคุมมอเตอร์ของรถและของแขนกล ซึ่งรายละเอียดทั้งหมดจะอยู่ในบทต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### ทฤษฎีและหลักการ

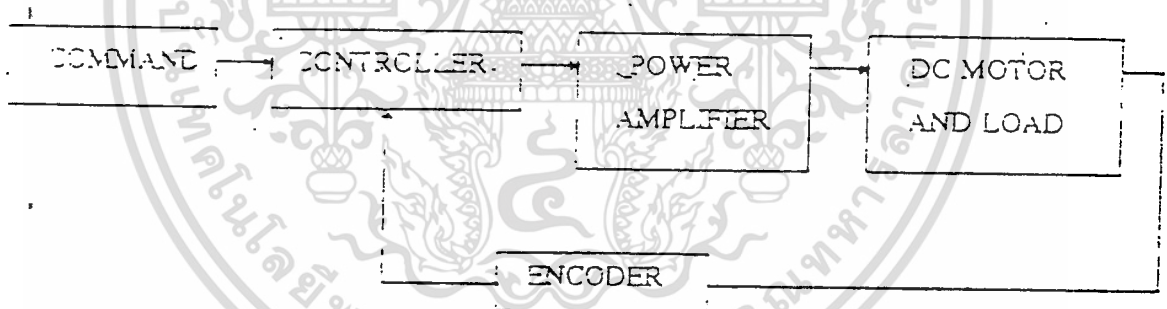
#### 2.1 ทฤษฎีเบื้องต้นเกี่ยวกับการควบคุมมอเตอร์

ดีซีมอเตอร์เป็นอนุกรมแม่เหล็กหรือมอเตอร์ที่ไม่มีตำแหน่งหยุดที่แน่นอนเหมือนสเตปมอเตอร์ ดังนั้นระบบคอนโทรลดีซีมอเตอร์โดยทั่วไปมักเป็นระบบแบบปิด-loop ในระบบปิด-loop ตำแหน่งเอาต์พุตหรือความเร็วเอาต์พุตจะถูกป้อนกลับไปเปรียบเทียบกับอินพุตอ้างอิงเพื่อให้ได้คุณสมบัติการทำงานที่ต้องการ

##### 2.1.1 พื้นฐานของระบบควบคุมดีซีมอเตอร์

พื้นฐานของระบบควบคุมดีซีมอเตอร์ แสดงในบล็อกไดอะแกรมในรูป 2.1 ซึ่งประกอบด้วยบล็อกที่สำคัญ 4 บล็อก คือ

1. ตัวคอนโทรลเลอร์
2. วงจรไดเรกเตอร์หรือเฟาเวอร์แอมพลิฟาย
3. ฟีดแบ็คทรานสดิวเซอร์หรือเอนโคเดอร์
4. ดีซีมอเตอร์และโหลด



รูปที่ 2.1 ระบบการคอนโทรลดีซีมอเตอร์แบบพื้นฐาน

ตัวคอนโทรลเลอร์ เป็นส่วนหนึ่งของระบบที่ทำให้เกิดสัญญาณคอนโทรลไปยังดีซีมอเตอร์และโหลด คอนโทรลเลอร์ที่ให้สัญญาณคอนโทรล เป็นสัญญาณอนุกรมเราเรียกว่า อนุกรมคอนโทรลเลอร์ ส่วนคอนโทรลเลอร์ 2 ที่ให้สัญญาณคอนโทรลเป็นสัญญาณดิจิตอลเรียกว่า ดิจิตอลคอนโทรลเลอร์

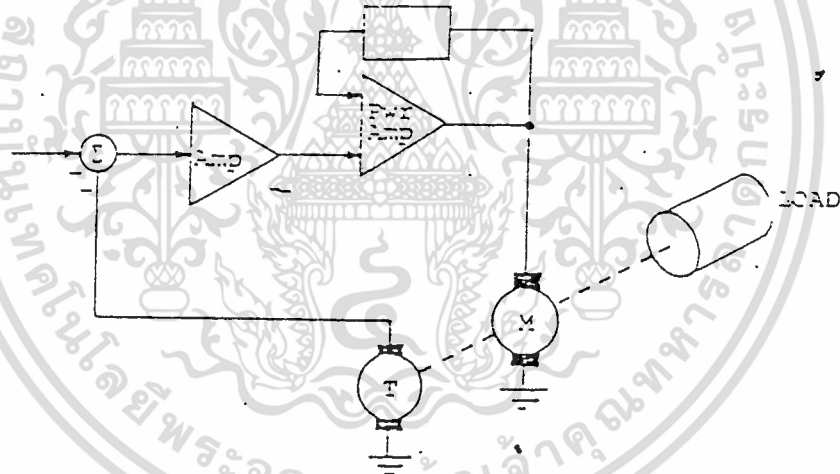
วงจรไดเรกเตอร์ เป็นส่วนประกอบของระบบที่ต่ออยู่ระหว่างตัวคอนโทรลเลอร์กับดีซีมอเตอร์และโหลด มีหน้าที่ปรับรูปและขยายสัญญาณให้เหมาะสมก่อนที่จะป้อนเข้าไปยังดีซีมอเตอร์และโหลด วงจรไดเรกเตอร์ส่วนใหญ่ได้แก่เฟาเวอร์แอมพลิฟายซึ่งอาจแบ่งย่อยออกเป็นลิเนียร์เฟาเวอร์แอมพลิฟาย และพัลส์วิดท์มอดูเลชันแอมพลิฟาย เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟีดแบ็คทรานสดิวเซอร์หรือเอนโคเดอร์ เป็นสิ่งประดิษฐ์ที่ใช้รับรู้หรือดีเทคสัญญาณเอาต์พุตที่ต้องการ โดยไม่มีผลของการโหลดดิ่ง ( loading ) สัญญาณที่ดีที่เคได้นี้ จะป้อนกลับไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง ทำให้ได้สัญญาณเออเรอร์ ( error ) ฟีดแบ็คทรานสดิวเซอร์แบ่งออกได้เป็น 2 แบบ คือ อนุาล็อกทรานสดิวเซอร์ คือสิ่งประดิษฐ์ที่ใช้เปลี่ยนพลังงานรูปหนึ่งให้เป็นสัญญาณอนุาล็อก ได้แก่ พวุกทาโคเจนเนอเรเตอร์ โพเทนทิโอมิเตอร์ และชิงโคร เป็นต้น ส่วนฟีดแบ็คทรานสดิวเซอร์อีกแบบหนึ่งคือ ดิจิตอลทรานสดิวเซอร์ เป็นสิ่งประดิษฐ์ที่ใช้เปลี่ยนพลังงานรูปหนึ่งให้เป็นสัญญาณดิจิตอล ได้แก่พวุกอินคริเมนทเอนโคเดอร์รีโซลเวอร์ แมกเนติกพิคอัพ เป็นต้น

ดีซีมอเตอร์และโหลด คือ ระบบที่ถูกคอนโทรลหรือส่วนที่ออกแรงทำงาน ซึ่งจะเป็นเครื่องจักรกล ( ดีซีมอเตอร์ ) หรืออะไรก็ตามที่ให้ตัวแปร ดีซีมอเตอร์ในที่นี้เป็นแบบแม่เหล็กถาวรที่มีคุณสมบัติการทำงานสูง มีอาร์มาเจอร์อินดักแตนซ์และแรงเฉื่อยของโรเตอร์ต่ำ ซึ่งจะได้อธิบายถึงหลักการการทำงานต่อไป

### 2.1.2 ลักษณะการควบคุมของระบบดีซีมอเตอร์

สามารถที่จะจำแนกลักษณะการคอนโทรลออกได้เป็น 2 แบบ คือระบบอนุาล็อกคอนโทรลและระบบดิจิตอลคอนโทรล

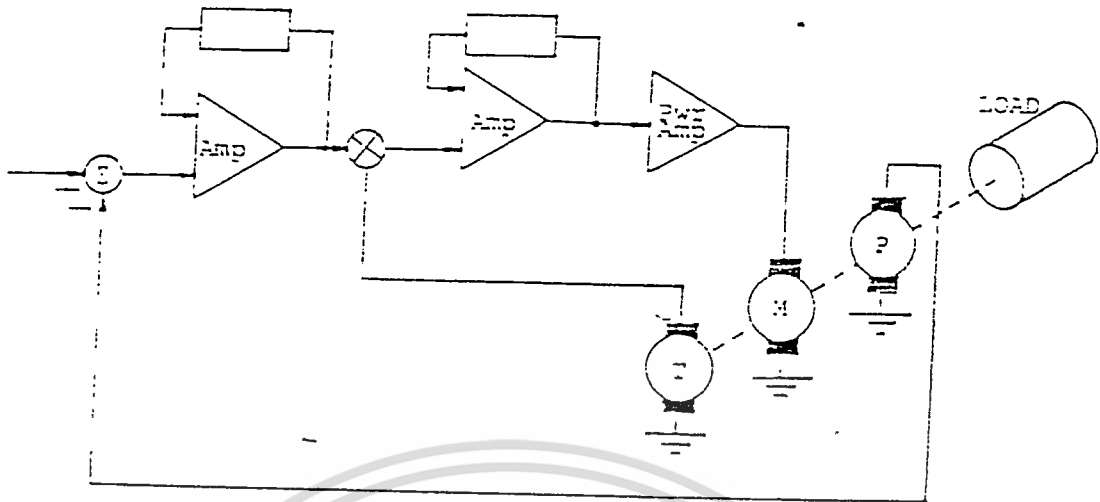


รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมของระบบการบังคับความเร็วที่มีทาโคมิเตอร์เป็นตัวป้อนกลับระบบอนุาล็อกคอนโทรล

ในคอนโทรลลูประบบอนุาล็อกคอนโทรล เอาต์พุทของระบบจะถูกวัดค่าหรือดีเทคค่าได้เป็นสัดส่วนกับสัญญาณไฟฟ้าที่เป็นสัญญาณอนุาลอก เช่นระบบที่มีการป้อนกลับด้วยทาโคมิเตอร์ ดังรูป 2.2 โวลต์เตจเอาต์พุทของทาโคมิเตอร์จะเป็นสัญญาณอนุาลอกของความเร็วรอบของมอเตอร์

ในทำนองเดียวกัน การบังคับตำแหน่งดังรูป 2.3 จะเป็นสัดส่วนกับโวลต์เตจเอาต์พุทที่ได้จากโพเทนทิโอมิเตอร์ นั่นคือตำแหน่งเอาต์พุทของระบบเป็นสัญญาณอนุาลอกของไดนามิกควารีเบิ้ล

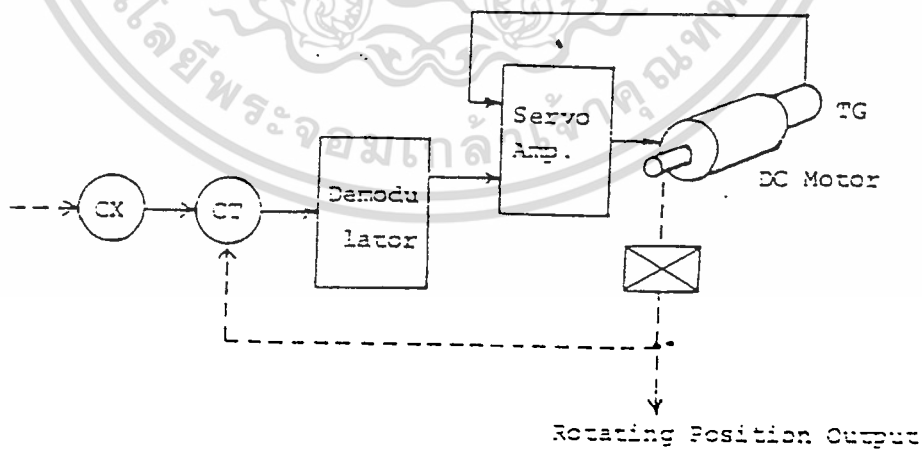
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 บล็อกไดอะแกรมของระบบการบังคับตำแหน่งที่มีทาโคมิเตอร์เป็นตัวเสริมเสถียรภาพให้ดีขึ้น

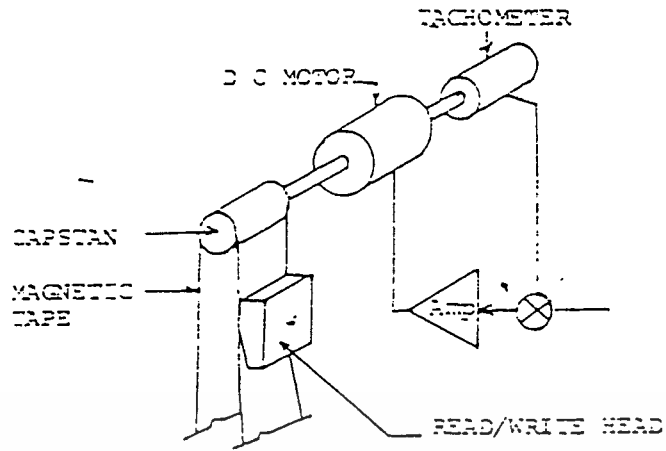
สรุปได้ว่าระบบบอลล็อกคอนโทรล ก็คือคอนโทรลรูปที่มีฟีดแบ็คทรานสดิวเซอร์ เป็นอนุลอกทรานสดิวเซอร์ วัดค่าไดนามิกควาริเอเบิลออกเป็นสัญญาณอนุลอกป้อนกลับไปยังตัวอนุลอกคอนโทรลเลอร์เพื่อคอนโทรลให้ได้คุณสมบัติการทำงานเป็นไปตามที่ต้องการ ดังตัวอย่างในรูป 2.4 และ 2.5

ตัวอย่างการประยุกต์ใช้ในงานอุตสาหกรรมของระบบบอลล็อกดีซีมอเตอร์คอนโทรล มีดังนี้  
เครื่องจักรกลสำหรับพันคอยล์, เครื่องโม่ได้คอฟฟี่ X-Y พลอตเตอร์, ระบบควบคุมการตามร่องแสงอาทิตย์ของโซลาร์เซลล์, สหรีฟซาลท์เร็คคอร์ดเดอร์, เครื่องมือแพทย์, เครื่องจักรกลการเกษตร, ระบบคอนโทรลในเครื่องบิน, เครื่องมือการผลิตสารกึ่งตัวนำ, เครื่องจักรที่สามารถตัดและเชื่อมอัตโนมัติ



รูปที่ 2.4 ระบบการคอนโทรลตำแหน่งด้วยสัญญาณเชิงโคจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

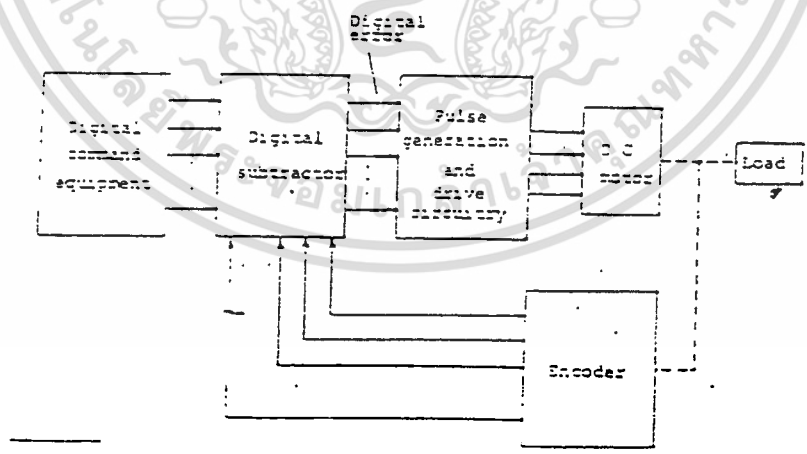


รูปที่ 2.5 ระบบแคสสเท้นไดรว์เทปแม่เหล็ก

**ระบบดิจิทัลคอนโทรล**

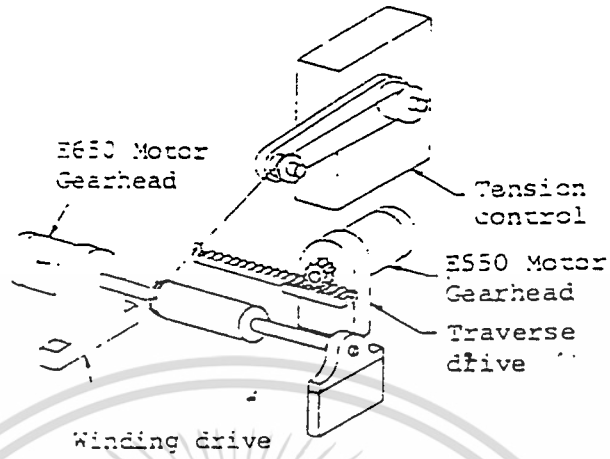
ระบบดิจิทัลคอนโทรล คือ ระบบที่คอนโทรลเลอร์มีพีดีแบ็คทรานสดิวเซอร์เป็นสัญญาณดิจิทัลทรานสดิวเซอร์ ซึ่งสามารถวัดค่าไดนามิกควาริเอเบิลออกเป็นสัญญาณดิจิทัล หรือในรูปของสัญญาณแอนโคดดิ้งของไบนารีคือสัญญาณเอาร์ทพุทของสัญญาณดิจิทัลทรานสดิวเซอร์จะเป็นโค้ดไบนารีป้อนกลับไปบังคับตัวดิจิทัลคอนโทรลให้คุณสมบัติการทำงานจากระบบเป็นไปตามที่ต้องการ บล็อกไดอะแกรมของระบบดิจิทัลคอนโทรลของดีซีมอเตอร์แสดงในรูปที่ 2.6

**วิธีการควบคุมมอเตอร์**

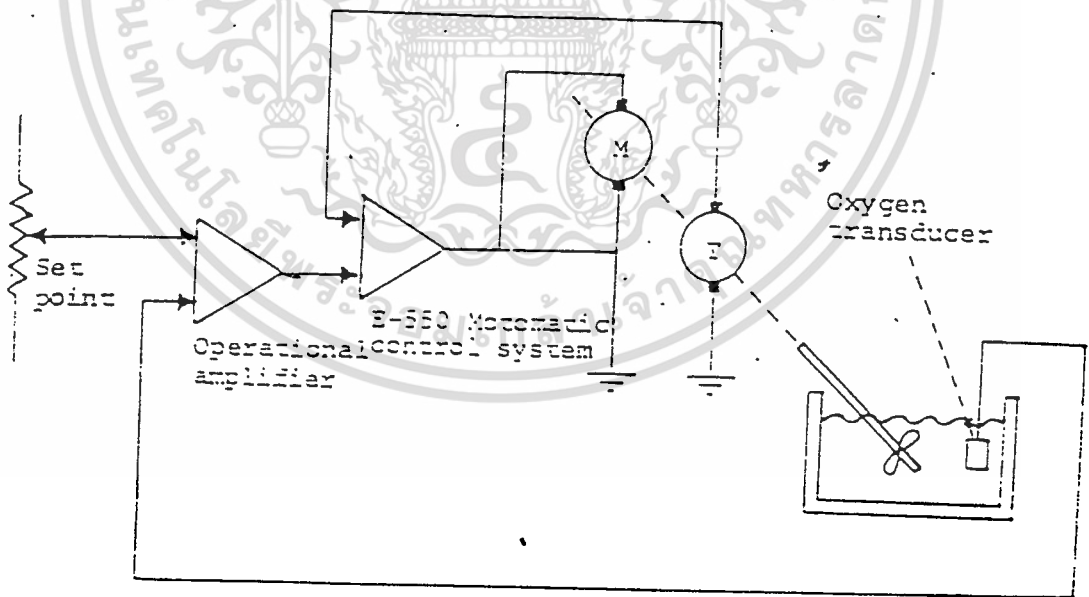


รูปที่ 2.6 บล็อกไดอะแกรมของระบบดิจิทัลคอนโทรลของดีซีมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

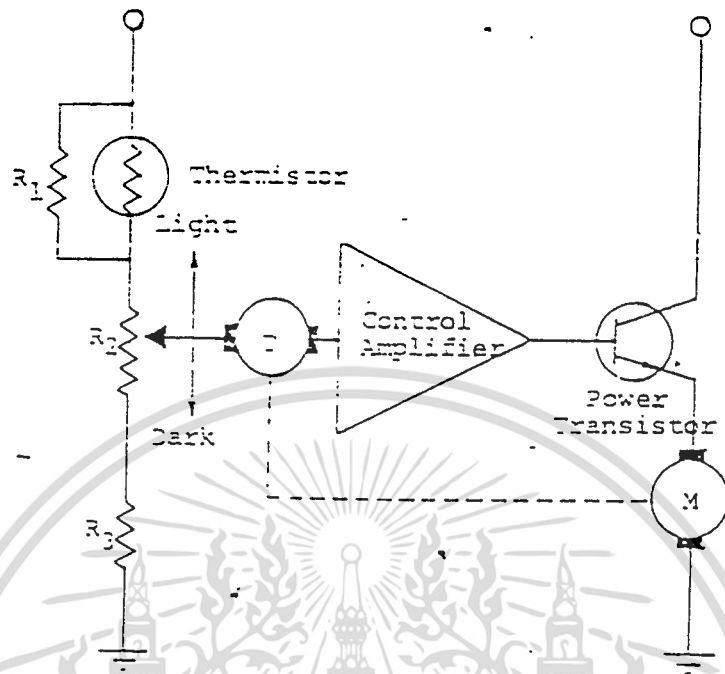


รูปที่ 2.7 ระบบคอนโทรลการพันคอยล์

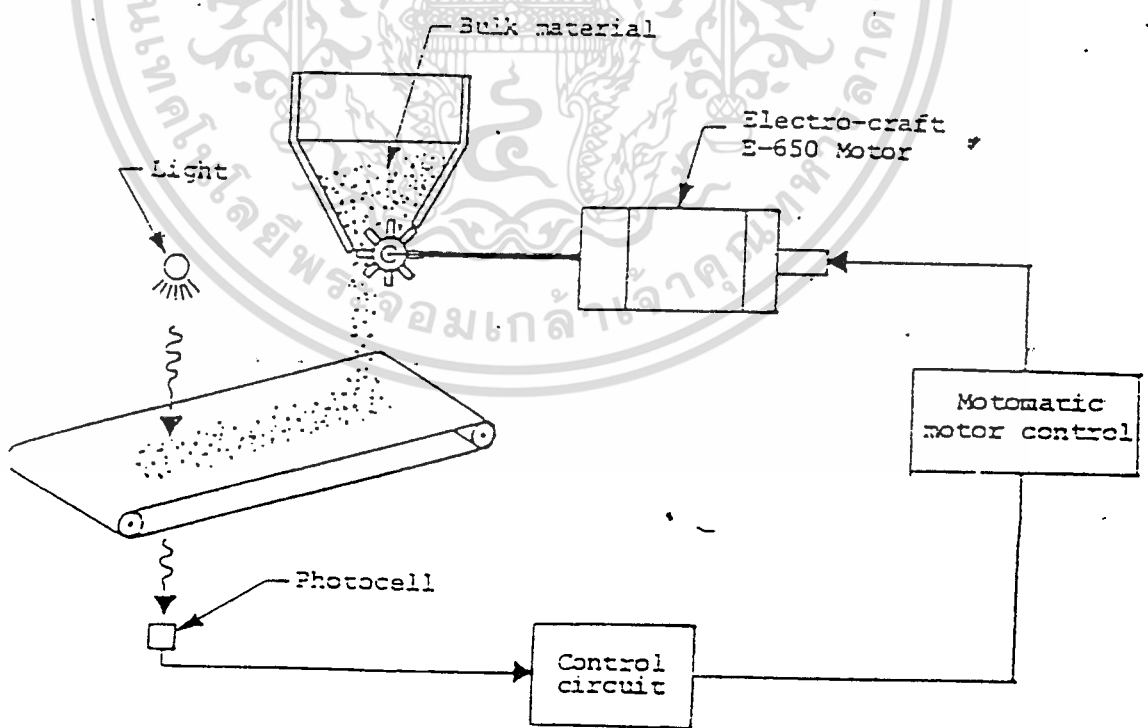


รูปที่ 2.8 ระบบคอนโทรลการระเหยของออกซิเจน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 ระบบการคอนโทรลความเร็วของดีซีมอเตอร์ให้แปรผันตามอุณหภูมิ

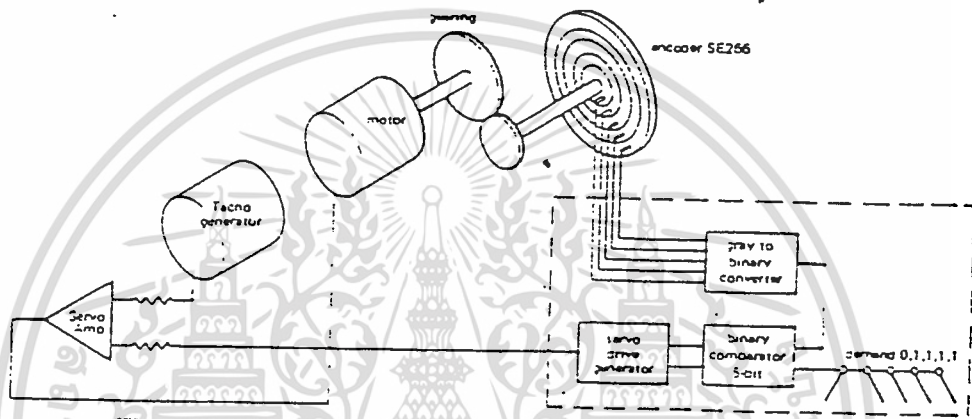


รูปที่ 2.10 ระบบการควบคุมอัตราการป้อนวัตถุดิบในขบวนการผลิตอาหาร

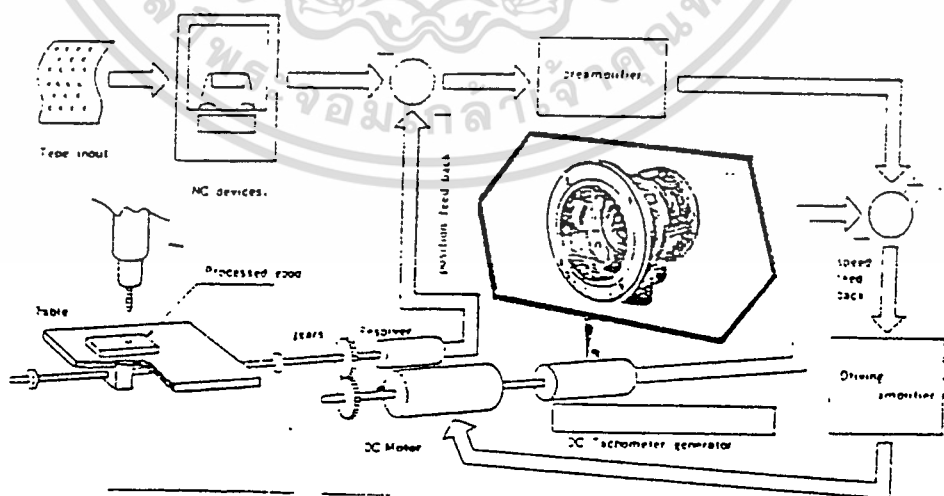
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.3 การควบคุมมอเตอร์

- (ก) เฟสคอนโทรลโดยใช้ไทรสเตอร์ ( SCR )
- (ข) โวลต์เตจคอนโทรลโดยใช้ทรานซิสเตอร์
- (ค) ออน-ออฟ คอนโทรลโดยใช้ทรานซิสเตอร์และไทรสเตอร์
- (ง) โทม์เรโซคอนโทรล
- (จ) เฟสล็คคูลูปคอนโทรล

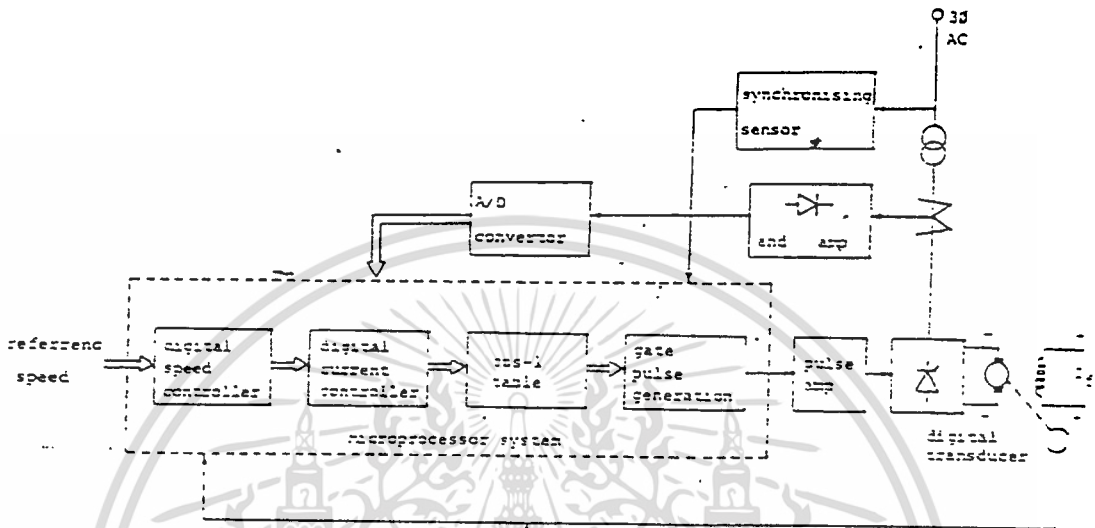


รูปที่ 2.11 แสดงระบบคอนโทรลความเร็วมอเตอร์ด้วยตัวเลขไบนารี

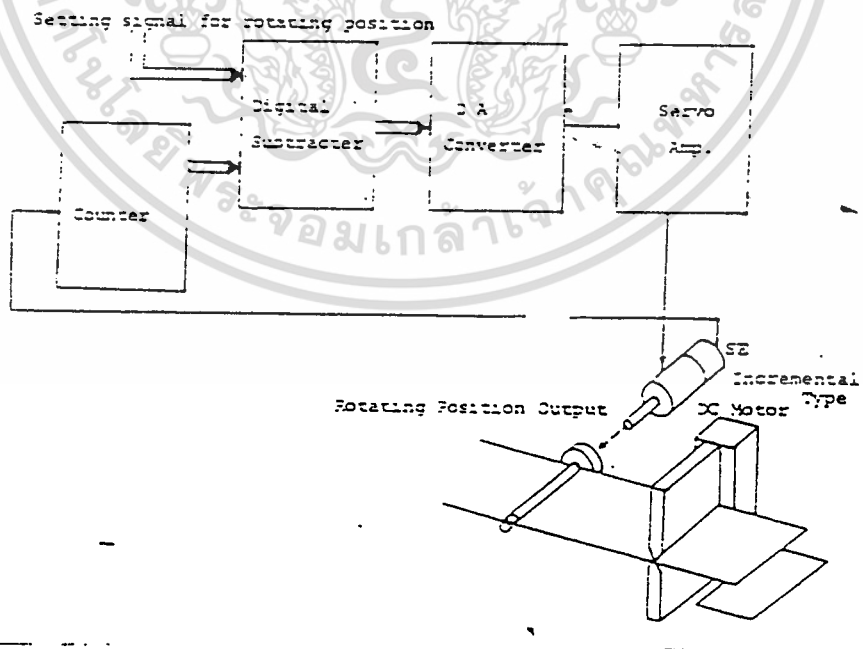


รูปที่ 2.12 ระบบคอนโทรลความเร็วของเครื่องจักรกล NC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

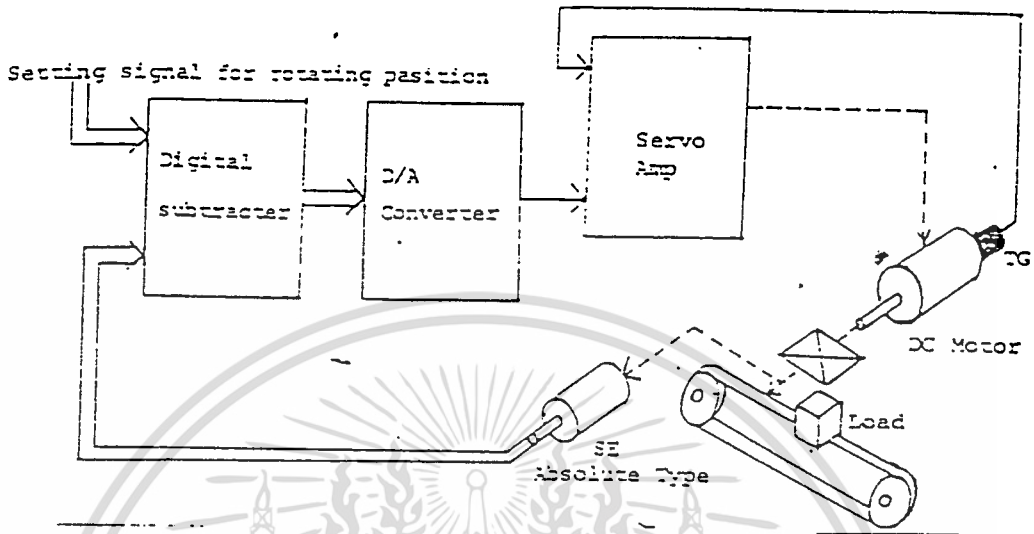


รูปที่ 2.13 ระบบคอนโทรลดีซีมอเตอร์ด้วยไมโครโปรเซสเซอร์

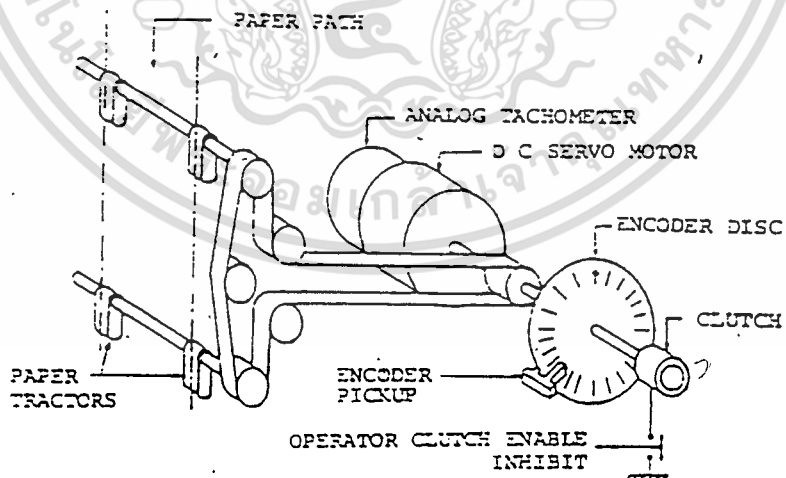


รูปที่ 2.14 ระบบคอนโทรลตำแหน่งด้วยสัญญาณดิจิทัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

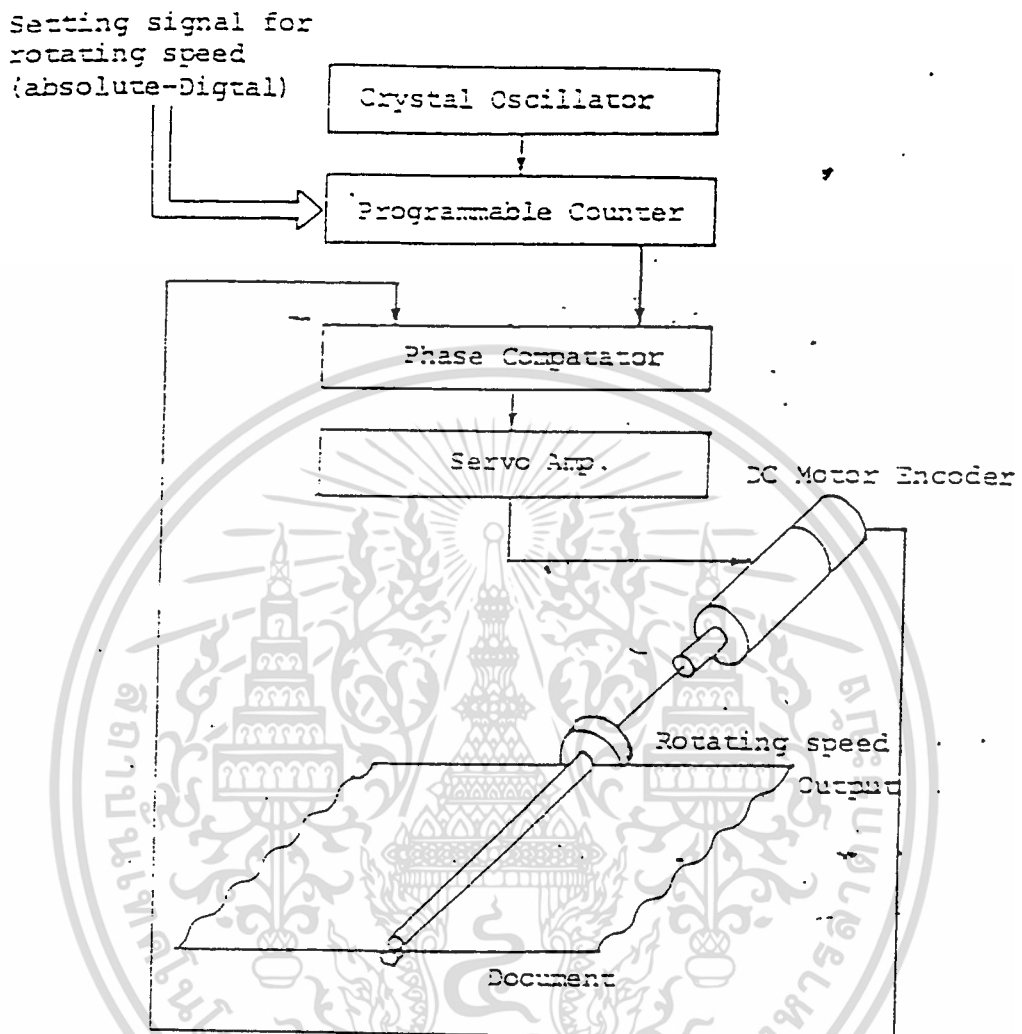


รูปที่ 2.15 แสดงระบบขับเคลื่อนสายพาน



รูปที่ 2.16 แสดงระบบป้องกันกระดาษของไลน์ปรีนเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.17 ระบบคอนโทรลความเร็วแบบเฟสล็อกคูล์สำหรับการป้อนกระดาษของเครื่องอัดสำเนาเอกสาร

การคอนโทรลมอเตอร์ด้วยเอซีโวลต์เต็ม

- (ก) เฟสคอนโทรลด้วยไทรสเตอร์ ( TRIAC )
- (ข) อินทิกรอลคอนโทรลด้วยไทรสเตอร์

การคอนโทรลมอเตอร์ด้วยการคอนโทรลความเร็ว

- (ก) อินเวอร์เตอร์ด้วยทรานซิสเตอร์
- (ข) อินเวอร์เตอร์ด้วยไทรสเตอร์
- (ค) เฟสล็อกคูล์คอนโทรล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.4 หลักการทำงานของดีซีมอเตอร์

ดีซีมอเตอร์เป็นทรานสดิวเซอร์แรงบิดซึ่งมีการออกแบบให้มีคุณสมบัติพิเศษคือ แรงบิดของเพลลาของดีซีมอเตอร์จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสอาร์เมเจอร์ แรงบิดของเพลลาของดีซีมอเตอร์จะได้จากผลระหว่างสนามแม่เหล็กและขดลวดตัวนำ

หลักการนี้แสดงในรูปที่ 2.18 ในที่นี้กระแสที่ไหลในขดลวดตัวนำจะสร้างฟลักซ์ที่ประกอบด้วยเส้นแรงแม่เหล็ก และขดลวดตัวนำเหล่านี้อยู่ห่างจากศูนย์กลางการหมุนเท่ากับ  $r$  ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดของเพลลาและกระแสเท่ากับ

$$T = K\Phi I \quad \text{—————(1)}$$

เมื่อ  $T$  คือ แรงบิดของเพลลามีหน่วยเป็นนิวตัน-เมตร

$\Phi$  คือ เส้นแรงแม่เหล็กมีหน่วยเป็นเวเบอร์

$I$  คือ กระแสเป็นแอมแปร์

$K$  คือ ค่าคงที่

ดังนั้นแรงบิดของเพลลาจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลคูณของเส้นแรงแม่เหล็กและกระแส

เมื่อขดลวดตัวนำเคลื่อนที่ในสนามแม่เหล็กจะทำให้เกิดโวลต์เตจตกคร่อมตัวมันเอง โวลต์เตจนี้เป็นสัดส่วนกับความเร็วของเพลลาของมอเตอร์และต้านการไหลของกระแส ความสัมพันธ์ระหว่างโวลต์เตจย้อนกลับนี้ และความเร็วของเพลลามอเตอร์ คือ

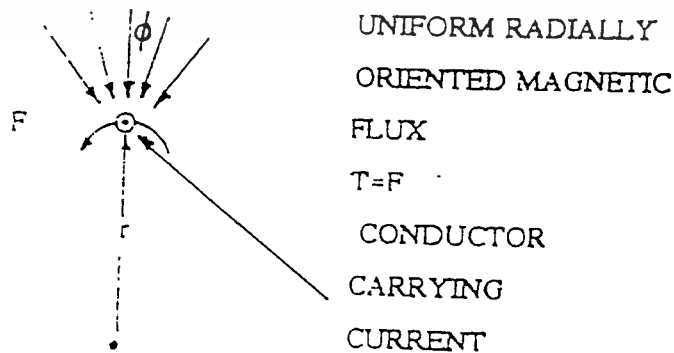
$$E = K\Phi\omega \quad \text{—————(2)}$$

เมื่อ  $E$  คือ โวลต์เตจย้อนกลับ emf มีหน่วยเป็นโวลต์

$\Phi$  คือ เส้นแรงแม่เหล็กมีหน่วยเป็นเวเบอร์

$\omega$  คือ ความเร็วของมอเตอร์มีหน่วยเป็นเรเดียน/วินาที

จากสมการที่ 1 และ 2 เป็นสมการที่แสดงถึงหลักการทำงานพื้นฐานของดีซีมอเตอร์



รูปที่ 2.18 แสดงถึงการเกิดแรงบิดในตัวดีซีมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.5 ประเภทของดีซีมอเตอร์

ดีซีมอเตอร์สามารถแบ่งออกได้เป็นหลายประเภทขึ้นอยู่กับลักษณะวิธีการสร้างสนามแม่เหล็กของตัวมอเตอร์และขึ้นอยู่กับพื้นฐานการออกแบบโครงสร้างอาร์เมเจอร์ สามารถแยกออกได้เป็น 3 แบบ คือ

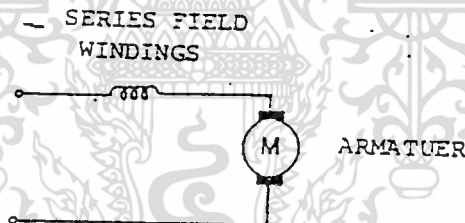
1. ดีซีมอเตอร์แบบอาร์เมเจอร์เป็นแกนเหล็ก
2. ดีซีมอเตอร์แบบอาร์เมเจอร์ที่มีขดลวดพันอยู่กับพื้นผิว
3. ดีซีมอเตอร์แบบอาร์เมเจอร์เป็นขดลวดหมุน

นอกจากนี้ยังมีดีซีมอเตอร์ชนิดพิเศษอีกแบบหนึ่ง คือ แบบไม่มีแปรงถ่าน (brushless dc motor) ซึ่งมีหลักการทางเทคโนโลยีเหมือนกับดีซีมอเตอร์ชนิดมีแปรงถ่าน ยกเว้นการคอมมิวเทชั่น กระทำโดยเทคนิคทางอิเล็กทรอนิกส์แทนที่จะกระทำโดยวิธีการทางเชิงกล ดีซีมอเตอร์แบบปรับเส้นแรงแม่เหล็กได้

ดีซีมอเตอร์แบบปรับเส้นแรงแม่เหล็กได้แบ่งแยกได้เป็น 2 แบบ คือ

1. แบบขดลวดสนามแม่เหล็กต่ออนุกรมกับขดลวดอาร์เมเจอร์
2. แบบขดลวดสนามแม่เหล็กแยกกระตุ้น

ตัวอย่างของมอเตอร์แบบขดลวดสนามแม่เหล็กต่อแบบอนุกรมแสดงในรูปที่ 2.19 มอเตอร์แบบนี้จะมีเส้นแรงแม่เหล็กเป็นสัดส่วนกับกระแส ดังนั้นเส้นแรงของสนามแม่เหล็กจึงสามารถปรับค่าได้ และเราจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วและแรงบิดเป็นนอนลิเนียร์ ดังแสดงในรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.19 แสดงดีซีมอเตอร์แบบอาร์เมเจอร์ต่ออนุกรมกับขดลวดสนามแม่เหล็ก

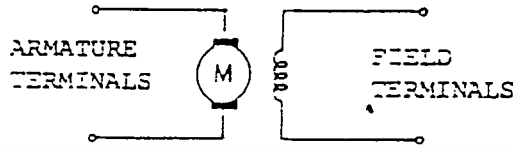


รูปที่ 2.20 แสดงคุณสมบัติระหว่างความเร็วและแรงบิดของดีซีมอเตอร์อนุกรมภายใต้ภาวะโวลต์เตตคงที่

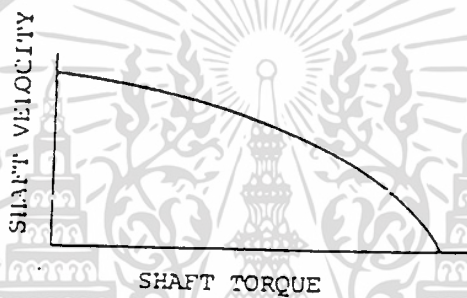
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอเตอร์ดังกล่าวจะใช้งานในภาวะเฉพาะเมื่อต้องการแรงบิดสูงที่ความเร็วต่ำและแรงบิดต่ำที่ความเร็วสูง เช่น ระบบการขับเคลื่อนของรถลาก

ตัวอย่างของมอเตอร์แบบขดลวดสนามแม่เหล็กแยกกระตุ้นแสดงในรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 ดีซีมอเตอร์แบบแยกปรับสนามแม่เหล็ก

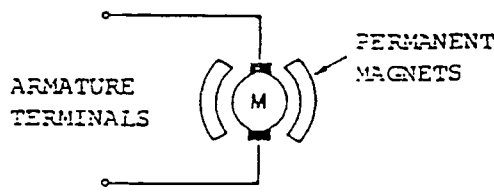


รูปที่ 2.22 แสดงคุณสมบัติระหว่างความเร็วและแรงบิดของชั้นท์มอเตอร์ภายใต้ภาวะอาร์เมเจอร์โวลต์เตจคงที่ ดีซีมอเตอร์แบบนี้นิยมเรียกกันว่า มอเตอร์ชานาน (Shunt motor) มอเตอร์แบบนี้สามารถปรับเส้นแรงแม่เหล็กได้อย่างอิสระต่อกระแสของขดลวดอาร์เมเจอร์ ยังผลให้สามารถควบคุมพารามิเตอร์ของมอเตอร์ให้ที่ค่าคงที่ได้ตลอดช่วงพิสัยที่กว้าง มอเตอร์มักจะใช้งานในกรณีระบบบังคับการเคลื่อนที่ที่ต้องการแรงบิดสูง ในรูปที่ 2.22 แสดงถึงคุณสมบัติระหว่างแรงบิดกับความเร็วของชั้นท์มอเตอร์ภายใต้การกระตุ้นสนามแม่เหล็กคงที่และอาร์เมเจอร์โวลต์เตจคงที่

ดีซีมอเตอร์แบบเส้นแรงแม่เหล็กคงที่

ระบบการกระตุ้นฟิลด์ของมอเตอร์โดยทั่วไปในปัจจุบันมักใช้เป็นแบบแม่เหล็กถาวร ดังแสดงในรูปที่

2.23



รูปที่ 2.23 ดีซีมอเตอร์แบบฟิลด์เป็นแม่เหล็กถาวร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระบบนี้เส้นแรงของฟิลด์มีค่าคงที่ ดังนั้นอัตราส่วนระหว่างกระแสอาร์เมเจอร์และแรงบิดจะมีค่าคงที่ ดังนั้นสมการที่ 1 เขียนได้เป็น

$$T = KI \quad \text{----- (3)}$$

และสมการที่ 2 เป็น

$$E = Ke\omega \quad \text{----- (4)}$$

ระบบนี้จะให้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอาร์เมเจอร์ แรงบิด และความเร็วอยู่ในลักษณะลิเนียร์ สมการทางไฟฟ้าของดีซีมอเตอร์แบบนี้เขียนได้เป็น

$$= K_r\omega + L \frac{di}{dt} + Ri \quad \text{----- (5)}$$

เมื่อ  $V$  คือ โวลต์เตจที่ป้อนให้กับมอเตอร์

$K_r$  คือ ค่าคงที่ของโวลต์เตจย้อนกลับ

$L$  คือ อินดักแตนซ์ของอาร์เมเจอร์

$R$  คือ ความต้านทานที่ขั้วของมอเตอร์

สมการไดนามิกของมอเตอร์ คือ

$$T_g = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_f + T_L \quad \text{----- (6)}$$

เมื่อ  $T_g$  คือ แรงบิดที่กำเนิดโดยมอเตอร์

$J$  คือ ผลรวมของโมเมนต์ของแรงเฉื่อยของมอเตอร์และโหลด

$B$  คือ สัมประสิทธิ์ของลิสคอสแต็มฟิง

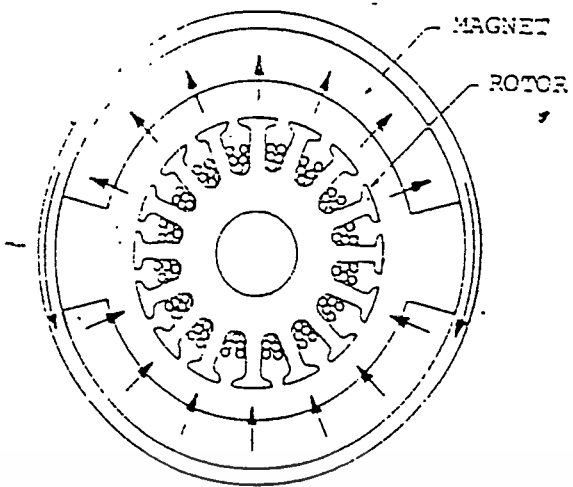
$T_f$  คือ แรงบิเสียดทานภายใน

$T_L$  คือ แรงบิดโหลด

สมการต่างๆ ของมอเตอร์แบบแยกกระตุ้นฟิลด์จะเหมือนกับแบบกระตุ้นคงที่ อย่างไรก็ตามข้อดีของมอเตอร์แบบฟิลด์แม่เหล็กถาวรซึ่งเหนือกว่ามอเตอร์แบบมีโครงสร้างของฟิลด์ด้วยการพันของขดลวดคือ ไม่มีกำลังสูญเสียในฟิลด์ มีประสิทธิภาพสูงกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับมอเตอร์ที่มีขนาดของกำลังม้าเท่ากัน นอกจากนี้ความสัมพันธ์เชิงเส้นในสมการ 1 ยังให้ค่าของกระแสอาร์เมเจอร์ที่สูงกว่าดีซีมอเตอร์แบบฟิลด์เป็นขดลวด การประยุกต์ใช้งานเหมาะกับระบบที่ต้องการแรงบิดของโหลดสูง

ดีซีมอเตอร์แบบอาร์เมเจอร์เป็นแกนเหล็ก

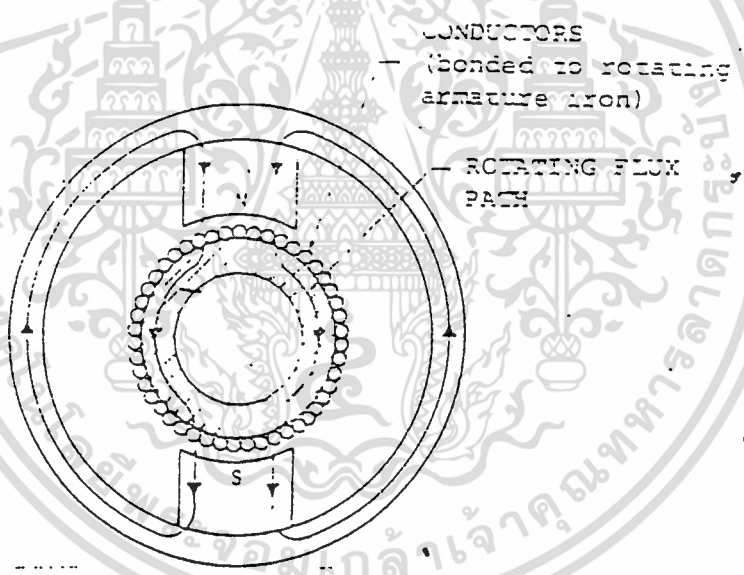
รูปหน้าตัดของดีซีมอเตอร์แบบอาร์เมเจอร์เป็นแกนเหล็ก ส่วนฟิลด์เป็นแม่เหล็ก แสดงในรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.24 แสดงรูปหน้าตัดของดีซิมอเตอร์แบบอาร์เมเจอร์เป็นแกนเหล็ก ส่วนฟิลด์เป็นแม่เหล็ก

โครงสร้างของมอเตอร์แบบนี้มีโมเมนต์ของแรงเฉื่อยสูงที่สุดและมีค่าอินดักแตนซ์ของโรเตอร์สูงที่สุดด้วย ดังนั้นมอเตอร์นี้จึงมีปริมาณการจุกความร้อนได้สูง และสามารถจะทนโอเวอร์โหลดได้ในระยะเวลาที่ยาวนานโดยไม่ทำให้มอเตอร์เสียหาย

ดีซิมอเตอร์แบบอาร์เมเจอร์มีขดลวดพันอยู่บนพื้นผิว



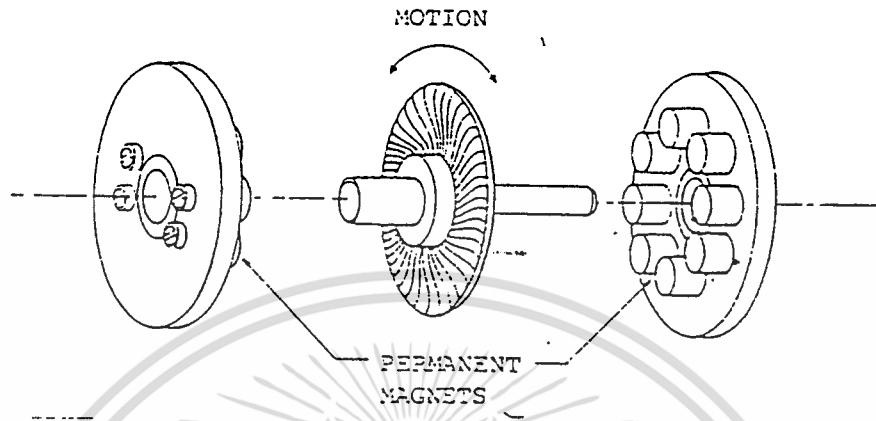
รูปที่ 2.25 แสดงรูปหน้าตัดของดีซิมอเตอร์แบบมีขดลวดบนพื้นผิวและฟิลด์เป็นแม่เหล็กถาวร

ในรูปที่ 2.25 แสดงถึงการออกแบบของโรเตอร์ที่มีขดลวดพันอยู่บนพื้นผิว โดยไม่มีสล๊อททำให้ได้อินดักแตนซ์ของโรเตอร์ต่ำกว่าแบบแกนเหล็ก ข้อเสียคือ ทำให้ขนาดของมอเตอร์แบบนี้ใหญ่ขึ้นและราคาแพงกว่าแบบแกนเหล็กด้วย

ดีซิมอเตอร์แบบอาร์เมเจอร์เป็นขดลวดหมุน

มอเตอร์แบบขดลวดหมุนนี้ได้รับการออกแบบเพื่อให้มีโมเมนต์ของแรงเฉื่อยน้อยมาก. รูปลักษณะโครงสร้างภายนอกและโครงสร้างของแม่เหล็กมอเตอร์แบบนี้มีช่องว่างอากาศ ( air gap ) ระหว่างแม่เหล็กมากกว่ามอเตอร์ทั้ง 2 แบบที่กล่าวมาแล้ว ดังนั้นจำเป็นต้องออกแบบให้โครงสร้างของแม่เหล็กให้ใหญ่ขึ้นเพื่อให้ได้ช่องว่างของอากาศระหว่างเส้นแรงแม่เหล็กที่เท่ากับของมอเตอร์ทั้ง 2 แบบดังกล่าว ดังนั้นราคาของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอเตอร์แบบนี้จึงมีราคาแพง นอกจากนั้นโครงสร้างของโรเตอร์มีความจุความร้อนต่ำมากถ้าหากเกิดโอเวอร์โหลดก็จะทำให้มอเตอร์เสียได้ง่าย และโรเตอร์ลักษณะนี้จะมีค่าอินดักแตนซ์ต่ำมาก คือ น้อยกว่า  $10 \mu H$

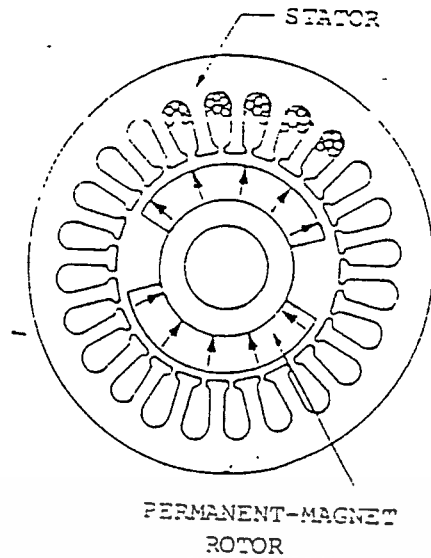


รูปที่ 2.26 แสดงถึงดีซีมอเตอร์แบบโรเตอร์เป็นขดลวดหมุนมีรูปร่างเป็นจาน

ในรูปที่ 2.26 แสดงถึงมอเตอร์แบบขดลวดเคลื่อนที่อีกลักษณะซึ่งมีโครงสร้างของอาร์เมเจอร์เป็นรูปร่างจานซึ่งทำขึ้นจากขดลวดตัวนำซ้อนกันหลายๆชั้น ซึ่งเรามักจะเรียกกันว่า " printek motor " ตัวอย่างอีกอันหนึ่งของมอเตอร์แบบขดลวดเคลื่อนที่ ( หมุน ) แสดงในรูปที่ 2.27 ซึ่งเป็นมอเตอร์ขนาด 7 แรงม้า ซึ่งเราสามารถประยุกต์ใช้ในงานเครื่องมือกลได้เป็นอย่างดี สามารถให้แรงบิดได้สูงถึง 100 f1-1b และพัลส์กระแสได้ถึง 800 แอมป์ ในปัจจุบันดีซีมอเตอร์แบบโรเตอร์เป็นขดลวดหมุนนี้ให้คุณสมบัติการทำงานที่ดีเยี่ยมเหมาะสำหรับเป็นตัวขับเคลื่อนในระบบการบังคับตำแหน่ง และยังให้อัตราส่วนระหว่างแรงบิดและแรงเฉื่อยได้สูง และมีค่าอินดักแตนซ์ต่ำที่สุดเทียบกับมอเตอร์แบบอื่นๆ นอกจากนั้นความสามารถในการเพิ่มอัตราเร่งยังกระทำได้สูง  $10^6$  เรเดียน/วินาที<sup>2</sup>

ดีซีมอเตอร์แบบไม่มีแปรงถ่าน

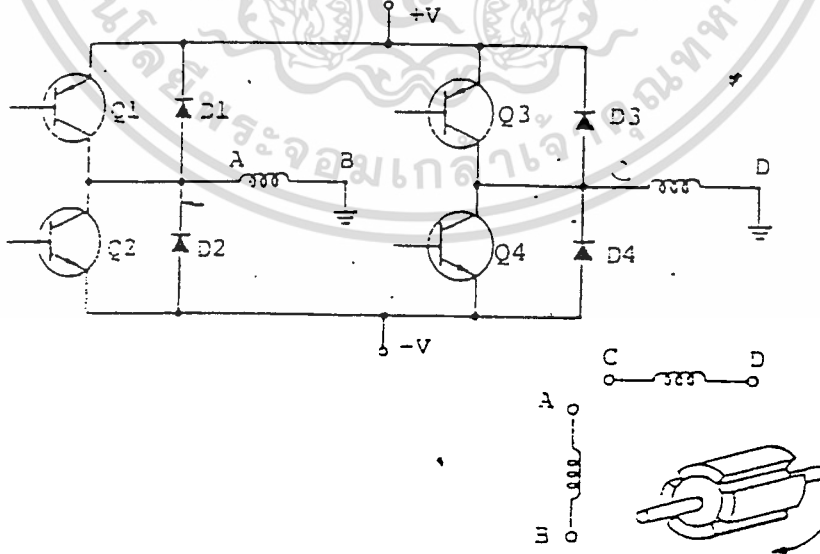
ดีซีมอเตอร์แบบไม่มีแปรงถ่านต่างจากดีซีมอเตอร์ที่กล่าวมาแล้วคือ การคอมมิวเตชันกระแสอาร์เมเจอร์จะใช้วิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โครงสร้างของมอเตอร์แบบนี้จะมีโรเตอร์เป็นแม่เหล็กยึด " back iron " และขดลวดคอมมิวเตทจะอยู่ภายนอกส่วนของตัวโรเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 2.27 ( เปรียบเทียบกับดีซีมอเตอร์โดยทั่วไปแล้วจะมีโครงสร้างที่มีส่วนประกอบกลับกัน )



รูปที่ 2.27 รูปหน้าตัดของดีซีมอเตอร์แบบไม่มีแปรงถ่านและโรเตอร์เป็นแม่เหล็กถาวร

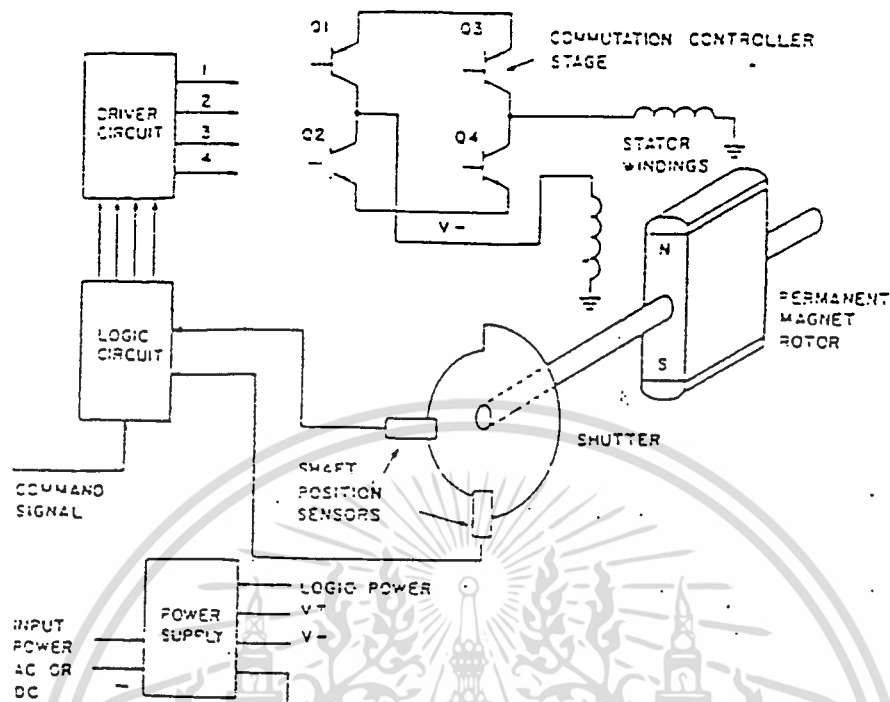
การประยุกต์ใช้งานของดีซีมอเตอร์แบบไม่มีแปรงถ่านนี้มักจะใช้ในระบบที่ต้องการโมเมนต์ของแรงเฉื่อยต่ำ เนื่องด้วยโครงสร้างโรเตอร์ของมอเตอร์แบบนี้สร้างขึ้นด้วยสารแม่เหล็กชนิดพิเศษเพื่อให้เป็นมอเตอร์ชนิดที่โมเมนต์ของแรงเฉื่อยต่ำ

การจัดคอมมิวเตชันในมอเตอร์แบบไม่มีแปรงถ่านจะกระทำได้ภายนอกตัวมอเตอร์โดยใช้วงจรรวมที่รวมเข้ากับมอเตอร์เพื่อให้เข้าใจการบังคับมอเตอร์แบบไม่มีแปรงถ่านดียิ่งขึ้น รูปที่ 2.29 จะแสดงถึงบล็อกไดอะแกรมของส่วนประกอบที่สำคัญในระบบการบังคับดีซีมอเตอร์แบบไม่มีแปรงถ่าน เอนโคเดอร์ที่เพลาของมอเตอร์แสดงให้เห็นว่าจำเป็นต้องขึงใครในชั้คอมมิวเตชันสวิตซ์กับตำแหน่งเชิงมุมของโรเตอร์ ในรูปที่ 2.28 แสดงถึงโครงสร้างของตัวบังคับอีกแบบหนึ่ง ซึ่งเรียกว่า อินเวอร์เตอร์ ซึ่งมักจะใช้กับดีซีมอเตอร์แบบไม่มีแปรงถ่านนี้



รูปที่ 2.28 ตัวอย่างโครงสร้างอินเวอร์เตอร์ของดีซีมอเตอร์แบบไม่มีแปรงถ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

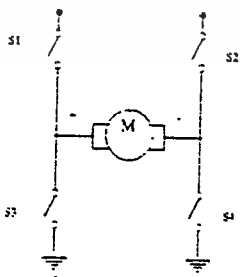


รูปที่ 2.29 ส่วนประกอบที่สำคัญในระบบการบังคับทิศทางมอเตอร์แบบไม่มีแปรงถ่าน

### 2.1.6 การอินเทอร์เฟสมอเตอร์กระแสตรง ( Interfacing DC Motor )

เนื่องจากว่าเราไม่สามารถควบคุมมอเตอร์กระแสตรง โดยตรงจาก ซีพียู ( CPU ) ดังนั้นเราจึงต้องทำการควบคุม ผ่านวงจรไดรเวอร์ ( Driver ) สำหรับวงจรไดรเวอร์นั้นมีหลักการทำงานดังต่อไปนี้

โดยใช้วงจร เอช-บริดจ์ ( H-Bridge ) ซึ่งประกอบไปด้วย สวิตช์ ( Switch ) 4 ตัว ทำการกำหนดทิศทางการไหลของกระแสให้ได้ตามต้องการเพื่อจะควบคุมทิศทางของ แมกเนติกฟลักซ์ ( Magnetic Flux ) ที่เกิดขึ้นในมอเตอร์ สำหรับรูปวงจรของ เอชบริดจ์ ดังแสดงในรูปที่ 2.30

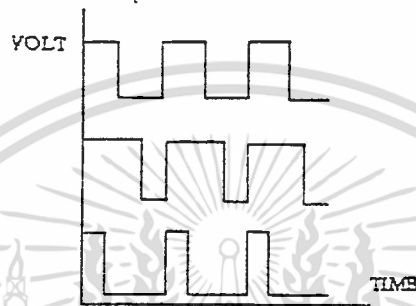


รูปที่ 2.30 ภาพวงจรเอช-บริดจ์

038117

จากรูปที่ 2.30 เมื่อเราเปิดวงจร S3 และ S2 ดังนั้น กระแสจะจ่ายตรงเข้าไปมอเตอร์ กระแสจะไหลจากด้านซ้ายไปขวา แต่ถ้าเปิดวงจร S1 และ S4 จะทำให้กระแสไหลจากขวาไปซ้าย การควบคุมความเร็วของมอเตอร์จะกระทำโดยจ่ายกระแสเป็นพัลส์ ( Pulse ) เป็นช่วง ดังนั้นเราจะได้แรงดันเฉลี่ยไปควบคุมมอเตอร์ ดังตัวอย่างสัญญาณรูป 2.31 จะทำให้เกิดความเร็วของมอเตอร์แตกต่างกันไป ดังนั้นเราสามารถควบคุมความเร็ว โดยการเปลี่ยนแปลงอัตราส่วนของพัลส์ ( Pulse Ratio ) โดยที่

$$\text{Pulse-Width Ratio} = \text{Time ON} / \text{Time Period}$$



รูปที่ 2.31 ตัวอย่างพัลส์รูปแบบต่าง ๆ ที่ใช้ในการควบคุม

## 2.2 ฟรีแควนซีมอดูเลชันและเฟสมอดูเลชัน ( Frequency Modulation and Phase Modulation )

จากการวิเคราะห์คุณสมบัติของสัญญาณพาหะที่เป็นคลื่นรูปไซน์ ทำให้ทราบว่าสามารถทำการเปลี่ยนแปลงสัญญาณพาหะได้อีกสองวิธีการคือ การเปลี่ยนความถี่ ( Frequency ) เรียกว่า ฟรีแควนซีมอดูเลชัน ( Frequency Modulation ) และการเลื่อนเฟส ( Phase shift ) เรียกว่า เฟสมอดูเลชัน ( Phase Modulation ) และจากการเปลี่ยนการเลื่อนเฟสของสัญญาณก็ทำให้เกิดการมอดูเลตทางความถี่ได้ด้วย ทั้งสองวิธีต่างก็เป็น การมอดูเลชันทางมุม ( Angle Modulation )

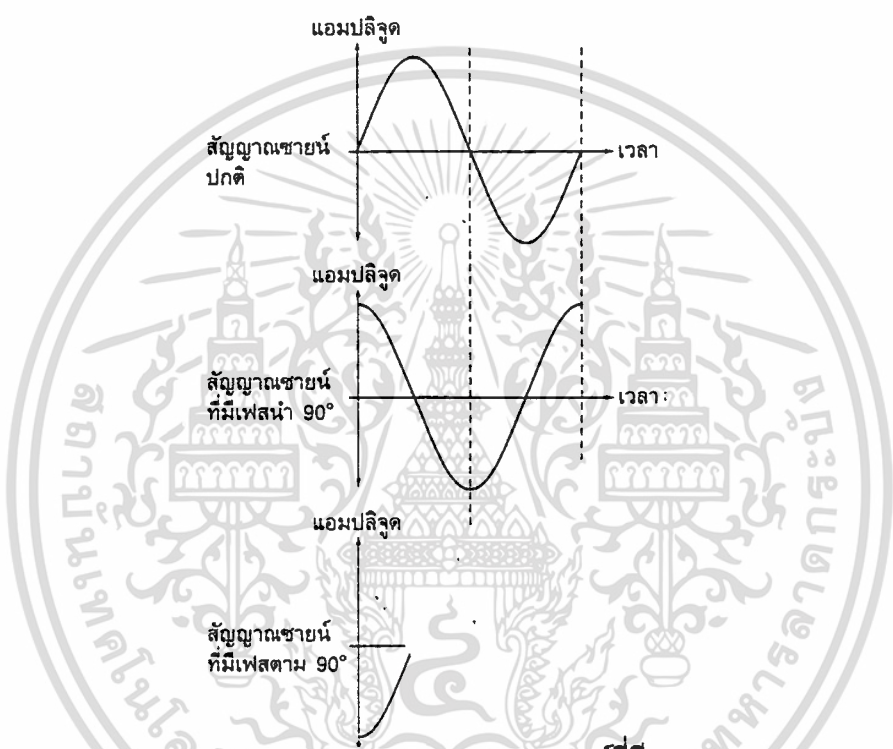
$$\text{สังเกตจากสมการ } V_s \approx V_s \sin(2\pi f_s t) \approx V_s \sin \Omega_s t$$

### 2.2.1 ฟรีแควนซีมอดูเลชัน ( Frequency Modulation )

เป็นการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณพาหะตามการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณข้อมูล โดยที่ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณยังคงที่ การเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณพาหะจะมีความสัมพันธ์กับค่าแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูล เช่น เมื่อสัญญาณข้อมูลมีแอมพลิจูดสูงสัญญาณพาหะก็จะมีความถี่สูงขึ้นด้วย ขณะที่ไม่มีสัญญาณข้อมูลเข้ามาทำการมอดูเลตสัญญาณพาหะจะมีความถี่กึ่งกลางอยู่ค่าหนึ่งซึ่งเรียกว่า เซนเตอร์ฟรีแควนซี ( Center Frequency ) เมื่อมีสัญญาณข้อมูลเข้ามาก็จะทำให้เกิดความถี่เปลี่ยนแปลงสูงขึ้นหรือต่ำลงจากค่าความถี่กึ่งกลางนี้ ปริมาณที่เปลี่ยนแปลงไปของความถี่ดังกล่าวซึ่งเกิดจากสัญญาณข้อมูลจะถูกเรียกว่า ค่าเบี่ยงเบนทางความถี่ ( Frequency Deviation ) ค่าสูงสุดของการเบี่ยงเบนความถี่จะเกิดขึ้นเมื่อสัญญาณข้อมูลมีแอมพลิจูดสูงสุด ความถี่ของสัญญาณข้อมูลจะเป็นตัวกำหนดให้ทราบถึงจำนวนครั้งในหนึ่งวินาทีที่เกิดการ

เบี่ยงเบนของความถี่ขึ้นไปสูงหรือต่ำกว่าค่าความถี่กลาง และอัตราดังกล่าวถูกเรียกว่า อัตราเบี่ยงเบนทางความถี่ (Frequency Deviation Rate) ความถี่ของสัญญาณข้อมูลจะมีผลต่ออัตราการเบี่ยงเบนทางความถี่ดังกล่าว แต่จะไม่มีผลต่อปริมาณของความถี่ที่เบี่ยงเบนไปจากค่าความถี่กลางซึ่งขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลเท่านั้น

การแสดงให้เห็นถึงปริมาณการเบี่ยงเบนทางความถี่จะเป็นปริมาณของความถี่ที่เลื่อนสูงขึ้นหรือต่ำลงไปจากค่าความถี่กลาง เช่น หากมีค่าความถี่กลางเป็น 900 Mhz และมีค่าเบี่ยงเบนเท่ากับ 200 kHz หมายความว่าสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้วจะมีค่าความถี่สูงสุดเท่ากับ 900.2 Mhz และต่ำสุดเท่ากับ 899.8 MHz



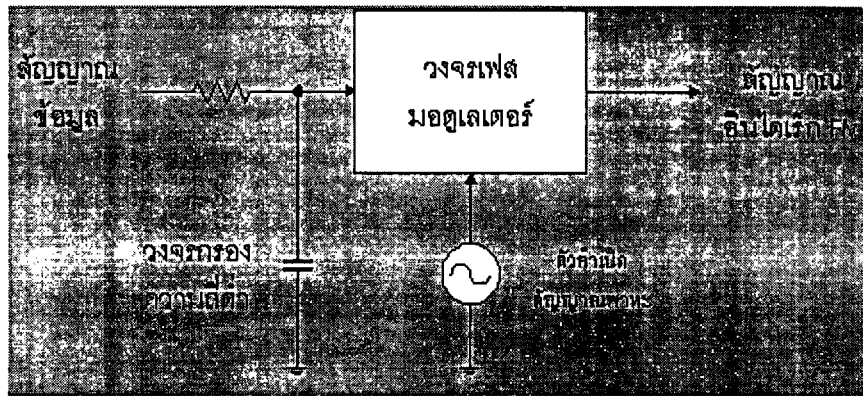
รูปที่ 2.32 สัญญาณซายน์ปกติ สัญญาณซายน์ที่มีเฟสนำ 90 องศา และสัญญาณซายน์ ที่มีเฟสตาม 90 องศา

2.2.2 เฟสมอดูเลชัน ( Phase Modulation )

เป็นการเปลี่ยนแปลงปริมาณของการเลื่อนเฟส (Phase shift) ของความถี่ที่ของสัญญาณพาหะตามสัญญาณข้อมูล การเลื่อนเฟสหมายถึงการเวลาที่แตกต่างกันระหว่างคลื่นซายน์สองลูกที่มีความถี่เดียวกัน คลื่นลูกหนึ่งที่มีเฟสนำ (Leading) หมายความว่า เป็นสัญญาณที่เวลาก่อนหน้าสัญญาณอีกลูกหนึ่ง หรือการที่มีเฟสตาม (Lagging) จะหมายความว่า เป็นสัญญาณที่เกิดที่เวลาหลังจากสัญญาณอีกลูกหนึ่ง ดังรูปที่ 2.32

สำหรับการมอดูเลตทางเฟสนั้น การเปลี่ยนแปลงทางเฟสของสัญญาณพาหะจะขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูล ตัวอย่างเช่นการเปลี่ยนแปลงทางบวกของสัญญาณข้อมูลอาจทำให้เกิดการเลื่อนเฟสตาม ส่วนสัญญาณทางลบอาจทำให้เกิดการเลื่อนเฟสนำ เมื่อสัญญาณข้อมูลเพิ่มขึ้นทางบวก (โดยไม่เกี่ยวข้องกับปริมาณของแอมพลิจูด) ปริมาณของเฟสตามก็จะเพิ่มขึ้นพร้อมกับแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

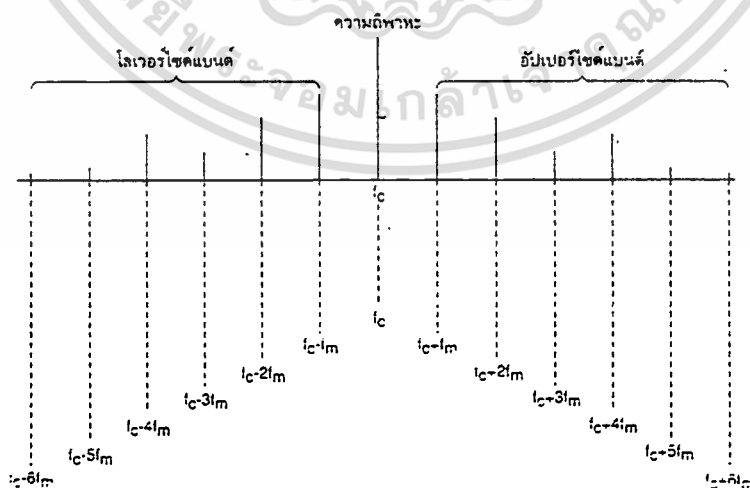


รูปที่ 2.33 วงจร Indirect FM

วงจรที่ใช้ในระบบสื่อสารส่วนใหญ่จะเป็นวงจรมอดูเลตทางเฟสมากกว่า เนื่องจากมีตัวคริสตอลออสซิลเลเตอร์ ทำให้สามารถสร้างสัญญาณพาหะที่มีความถี่เที่ยงตรงและเสถียรได้ดี ในขณะที่วงจรมอดูเลตทางความถี่จะต้องการตัวสร้างสัญญาณความถี่ในช่วงกว้างๆซึ่งตัวคริสตอลออสซิลเลเตอร์ไม่สามารถทำได้ แต่จากตัวอย่างข้างต้นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ก็ถูกสร้างได้จากวงจรมอดูเลตทางเฟส และยิ่งกว่านั้นวงจรมอดูเลตทางเฟสก็สามารถสร้างได้ง่ายกว่าวงจรมอดูเลตทางความถี่

### 2.2.3 ความถี่ข้างเคียงและดัชนีมอดูเลชัน

ผลจากการมอดูเลตไม่ว่าด้วยวิธีการใดจะทำให้เกิดความถี่ข้างเคียงขึ้น ในการมอดูเลตทางความถี่และทางเฟสก็เกิดความถี่ข้างเคียงที่เป็นความถี่ของผลรวมและผลต่างของสัญญาณพาหะและสัญญาณข้อมูลขึ้นเช่นกัน ตามทฤษฎีแล้วจะเกิดคู่ของความถี่ข้างเคียงขึ้นเป็นจำนวนอนันต์คู่ทั้งด้านบนและด้านล่างของความถี่กลาง ทำให้สัญญาณที่ถูกมอดูเลตทางความถี่และเฟสมีการใช้งานแถบความถี่ (Spectrum) มากกว่าสัญญาณที่ถูกมอดูเลตทางแอมพลิจูด



รูปที่ 2.34 แสดงแถบความถี่ของสัญญาณ FM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.34 แถบความถี่ของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่โดยทั่วไป ที่สัญญาณพาหะถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณรูปซายน์ที่มีความถี่เดียว จะมีลักษณะที่น่าสังเกตคือความถี่ข้างเคียงจะเว้นระยะห่างจากสัญญาณความถี่พาหะและความถี่ข้างเคียงด้วยกัน เป็นระยะเท่าๆกัน เท่ากับความถี่สัญญาณข้อมูล หากความถี่สัญญาณข้อมูลมีค่าเท่ากับ 500 Hz สัญญาณความถี่ข้างเคียงคู่แรกจะอยู่สูงกว่า และต่ำกว่าสัญญาณพาหะอยู่ 500 Hz และแอมพลิจูดของสัญญาณข้างเคียงจะไม่เท่ากัน หากสมมติว่าสัญญาณความถี่ข้างเคียงต่างๆเป็นสัญญาณรูปซายน์ที่มีความถี่และแอมพลิจูดเฉพาะตัว เมื่อนำมารวมกันจะได้ผลลัพธ์เป็นสัญญาณที่ถูกมอดูเลตทางความถี่นั่นเอง

ลักษณะต่างๆของจำนวนความถี่ข้างเคียง ขนาดแอมพลิจูดของความถี่ข้างเคียง และระยะห่างระหว่างความถี่จะขึ้นอยู่กับค่าเบี่ยงเบนความถี่และความถี่ของสัญญาณข้อมูล แม้ว่าสัญญาณมอดูเลชันทางความถี่จะมีความถี่ข้างเคียงจำนวนอนันต์ แต่ความถี่ข้างเคียงที่มีแอมพลิจูดสูงเพียงพอเท่านั้นจึงจะถือว่าเป็นสัญญาณที่มีข้อมูลอยู่ โดยปกติสัญญาณที่มีแอมพลิจูดต่ำกว่า 1 เปอร์เซ็นต์ของสัญญาณพาหะที่ยังไม่ถูกมอดูเลต จะถือว่าไม่มีความสำคัญ

จากความสัมพันธ์ข้างต้น ทำให้เกิดอัตราส่วนระหว่างค่าเบี่ยงเบนความถี่กับความถี่ของสัญญาณข้อมูล ซึ่งเรียกว่าดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index) มีตัวย่อว่า m

$$m = \frac{f_d}{f_m}$$

เมื่อ  $f_d$  = ค่าเบี่ยงเบนความถี่

$f_m$  = ความถี่ของสัญญาณข้อมูล

ตารางที่ 2-1 แสดงแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะและสัญญาณไซด์แบนด์ตามค่าดัชนีการมอดูเลชันคำนวณตามฟังก์ชันเบสเซลล์

ดัชนีมอดูเลชัน	พาหะ	ไซด์แบนด์ (เป็นคู่)															
		1st	2d	3d	4th	5th	6th	7th	8th	9th	10th	11th	12th	13th	14th	15th	16th
0.00	1.00	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.25	0.98	0.12	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.50	0.84	0.24	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.00	0.77	0.44	0.11	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.50	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.00	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.50	-0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
3.00	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
4.00	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-
5.00	-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-
6.00	0.15	-0.28	-0.24	0.11	0.36	0.25	0.25	0.13	0.06	0.02	-	-	-	-	-	-	-
7.00	0.30	0.00	-0.30	-0.17	0.16	0.34	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02	-	-	-	-	-	-
8.00	0.17	0.23	-0.11	-0.29	-0.10	0.34	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	-	-	-	-	-
9.00	-0.09	0.24	0.14	-0.18	-0.27	0.20	0.20	0.33	0.30	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01	-	-	-
10.00	-0.25	0.04	0.25	0.06	-0.22	-0.01	-0.01	0.22	0.31	0.29	0.20	0.12	0.06	0.03	0.01	-	-
12.00	-0.05	-0.22	-0.08	0.20	0.18	-0.07	-0.21	-0.17	0.05	0.23	0.30	0.27	0.20	0.12	0.07	0.03	0.01
15.00	-0.01	0.21	0.04	0.19	-0.12	0.13	0.21	0.03	-0.17	-0.22	-0.09	0.10	0.24	0.28	0.25	0.18	0.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าเบี่ยงเบนความถี่และค่าความถี่ของสัญญาณข้อมูลมักจะใช้ค่ามากที่สุด เพื่อนำมาคำนวณดัชนีการมอดูเลต และนอกจากนั้นค่าดัชนีดังกล่าวก็ถูกเรียกว่าอัตราการเบี่ยงเบนด้วย ตัวอย่างของค่าดัชนี เช่น ในวิทยุกระจายเสียงระบบ FM จะมีค่าเบี่ยงเบนได้มากที่สุด 75 kHz และมีค่าความถี่ของสัญญาณข้อมูลสูงสุด 15 kHz ดังนั้นจะได้ดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ  $m = \frac{75}{15} = 5$

เมื่อทราบค่าดัชนีการมอดูเลตจะทำให้สามารถทราบจำนวนและขนาดของแอมพลิจูดของสัญญาณความถี่ข้างเคียงได้ด้วยการคำนวณสมการฟังก์ชันเบสเซล (Bessel function) ซึ่งค่อนข้างซับซ้อน ผลที่ได้จะออกมาในรูปของข้อมูลในตาราง 2-1 คอลัมน์ซ้ายมือสุดเป็นค่าดัชนีการมอดูเลต และคอลัมน์ที่เหลือเป็นแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะและสัญญาณข้างเคียงทั้งสองด้าน โดยสัญญาณข้างเคียงที่มีแอมพลิจูดต่ำกว่า 1 เปอร์เซ็นต์ของสัญญาณพาหะจะไม่ถูกแสดงบนตาราง ให้สังเกตว่าสัญญาณข้างเคียงและพาหะบางตัวมีค่าแอมพลิจูดเป็นลบ ซึ่งแสดงว่าเป็นการเลื่อนเฟสไป 180 องศา หรือกลับเฟสนั่นเอง

สัญญาณที่ถูกมอดูเลตทางความถี่ จะใช้ความถี่กว้างเท่าใดนั้นก็ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลตด้วยเช่นกัน หากค่าดัชนีการมอดูเลตมากก็จะใช้แถบความถี่กว้างมาก ดังนั้นสามารถประหยัดแถบความถี่ได้ด้วยการจำกัดค่าของดัชนีการมอดูเลต ความกว้างของแถบความถี่สามารถหาได้จากค่าดัชนีการมอดูเลตและผลจากตารางที่ 2-1 ดังสมการดังนี้

แถบความถี่กว้างของความถี่ (Bandwidth) =  $2f_m \times$  จำนวนของความถี่ข้างเคียงที่สำคัญ

เมื่อ  $f_m$  = ความถี่ของสัญญาณข้อมูล

จากตารางมีข้อสังเกตอย่างหนึ่งคือ เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นสัญญาณของพาหะจะมีขนาดแอมพลิจูดลดลง และแอมพลิจูดของสัญญาณข้างเคียงก็จะมีค่ามากขึ้นจนถึงจุดหนึ่งที่ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะหายไป เปรียบเทียบกับสัญญาณในระบบมอดูเลชันทางแอมพลิจูด ปริมาณการมอดูเลตจะแสดงอยู่ในรูปเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต ซึ่งค่าดังกล่าวเป็นอัตราส่วนของแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลกับแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะ หากปริมาณทั้งสองเท่ากันอัตราส่วนจะเป็นหนึ่ง เป็นผลให้เกิดการมอดูเลตขึ้น 100 เปอร์เซ็นต์ แต่หากสัญญาณข้อมูลมีค่าสูงกว่าจะทำให้เกิดการมอดูเลตมากเกินไป (Overmodulation) และเกิดความเพี้ยนของสัญญาณขึ้น สำหรับการมอดูเลตทางความถี่และเฟส การที่แอมพลิจูดและความถี่ของสัญญาณข้อมูลสูงขึ้นจะไม่ทำให้เกิดการมอดูเลตมากเกินไป หรือสัญญาณผิดเพี้ยนแต่อย่างไร แต่จะทำให้เกิดค่าเบี่ยงเบนความถี่มากขึ้น ซึ่งเป็นผลให้ค่าดัชนีการมอดูเลตทางความถี่สูงขึ้น และต้องใช้แถบความถี่กว้างมากขึ้น ปริมาณการมอดูเลตในระบบความถี่สามารถหาได้จากอัตราส่วนของค่าเบี่ยงเบนความถี่ที่เกิดขึ้นจริงต่อค่าสูงสุดของค่าเบี่ยงเบนความถี่ที่ยอมรับได้

เปอร์เซ็นต์การมอดูเลตทางความถี่ =  $(\text{ค่าเบี่ยงเบนความถี่จริง} / \text{ค่าเบี่ยงเบนความถี่ที่สูงสุด}) \times 100$

ค่าเปอร์เซ็นต์ดังกล่าวไม่ควรเกิน 100 เปอร์เซ็นต์ เนื่องจากสถานีส่งสัญญาณแบบ FM ถูกกำหนดให้ใช้แถบความถี่เพียงช่วงหนึ่ง หากเกินกว่านี้ก็จะไปรบกวนช่องสัญญาณอื่นที่อยู่ข้างเคียง

## 2.2.4 เปรียบเทียบพรีแควนซีมอดูเลชันกับแอมพลิจูดมอดูเลชัน

กล่าวได้ว่าการมอดูเลตทางความถี่นั้นมีข้อดีว่าการมอดูเลตทางแอมพลิจูดหลายอย่างดังต่อไปนี้

1. สัญญาณ FM มีความทนต่อการรบกวนของสัญญาณรบกวน (Noise) ได้ดีกว่าสัญญาณแบบ AM สัญญาณรบกวนมักมีลักษณะเป็นสัญญาณแคบที่มีแอมพลิจูดสูง และมีความถี่สูงด้วย หากสัญญาณรบกวนมีความแรงมากพอ เมื่อมันรวมเข้ากับสัญญาณที่ถูกมอดูเลตก็อาจจะลบล้างสัญญาณข้อมูลที่ต้องการออกไปได้ โดยส่วนใหญ่สัญญาณรบกวนจะมีการเปลี่ยนแปลงทางแอมพลิจูดมาก สัญญาณ FM ซึ่งมีค่าแอมพลิจูดคงที่ และในวงจรเครื่องรับสัญญาณก็จะมีการจำกัดขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณ ดังนั้นผลของสัญญาณรบกวนจะมีน้อยมาก

2. หากสัญญาณที่ความถี่เดียวกันแต่มีความแรงของสัญญาณไม่เท่ากัน สัญญาณที่มีความแรงมากกว่าสองเท่าจะสามารถกรองช่องสัญญาณได้ และกำจัดสัญญาณที่อ่อนกว่าออกไปได้ เป็นปรากฏการณ์ของช่องสัญญาณ เรียกว่า แคปเจอร์เอฟเฟกต์ (Capture effect) เนื่องจากในเครื่องรับแบบ FM มีวงจรจำกัดสัญญาณ (Limiters) ซึ่งจะกำจัดสัญญาณที่ความถี่เดียวกันได้อย่างมีประสิทธิภาพ แต่หากขนาดความแรงของทั้งสองสัญญาณมีค่าใกล้เคียงกันอาจจะเกิดเหตุการณ์ที่มีการสลับช่องสัญญาณที่รับได้ไปมา เมื่อสัญญาณใดสัญญาณหนึ่งรับได้อ่อนกว่าอีกสัญญาณหนึ่ง

3. ระบบเครื่องส่งสัญญาณมอดูเลชันทางความถี่จะมีประสิทธิภาพมากกว่า เนื่องจากสัญญาณ FM มีค่าแอมพลิจูดของสัญญาณคงที่ จึงไม่จำเป็นต้องใช้วงจรขยายเชิงเส้นในการขยายกำลังของสัญญาณ สัญญาณ FM มักถูกสร้างที่สัญญาณระดับต่ำ และขยายด้วยวงจรขยายคลาสซี (Class C) หลายๆชุดเพื่อเพิ่มกำลังส่ง ทำให้การขยายสัญญาณมีประสิทธิภาพมากกว่าในเครื่องส่งสัญญาณมอดูเลตทางแอมพลิจูดซึ่งต้องการรักษาข้อมูลไว้ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องใช้วงจรขยายเชิงเส้นคลาสเอ (Class A) หรือคลาสบี (Class B) ซึ่งมีประสิทธิภาพต่ำกว่า

ถึงแม้ว่าการมอดูเลตทางความถี่จะมีข้อดีก็ตามแต่ก็มีข้อเสียเช่นเดียวกัน ดังนี้

1. แม้ว่าสัญญาณ FM จะทนต่อการรบกวนของสัญญาณรบกวนได้ดีกว่า แต่หากสัญญาณรบกวนนั้นเป็นสัญญาณที่ความถี่สูงซึ่งมีแอมพลิจูดขนาดใหญ่กว่าสัญญาณของข้อมูลที่มีความถี่สูง ก็จะทำให้สัญญาณผิดเพี้ยนได้ เพราะสัญญาณรบกวนอาจกำจัดสัญญาณข้อมูลส่วนที่มีความถี่สูงดังกล่าวออกไปได้ วิธีการแก้ไขอาจสามารถทำได้โดยการเพิ่มวงจรมอดูเลตก่อนเข้าวงจรมอดูเลตความถี่ หรือที่เรียกว่า เทคนิคพรีเอมฟาซิส (Pre-emphasis) ในวงจรเครื่องส่งก็จะมีวงจรขยายสัญญาณที่ความถี่ก่อนเข้าวงจรมอดูเลต และวงจรมอดูเลตจะเพิ่มพลังงานให้กับสัญญาณที่ความถี่สูงให้มีความแรงของสัญญาณมากกว่าสัญญาณรบกวน สำหรับในเครื่องรับก็จะมีวงจรมอดูเลต ใช้เทคนิคที่เรียกว่า ดีเอมฟาซิส (De-emphasis) เพื่อจะลดสัญญาณที่ถูกขยายที่ความถี่สูงเป็นการชดเชยสัญญาณ ผลลัพธ์ที่ได้ก็จะเพิ่มอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้น และทำให้สัญญาณมีความถูกต้องมากขึ้น

2. ข้อเสียที่สำคัญของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ก็คือ สัญญาณ FM จะใช้แถบความถี่มากกว่าสัญญาณที่มอดูเลตทางแอมพลิจูด แบนด์วิดธ์ของสัญญาณ FM จะกว้างกว่าสัญญาณ AM ที่ส่งข้อมูลในแบบเดียวกัน แม้ว่าค่าดัชนีการมอดูเลตทางความถี่จะสามารถจำกัดให้น้อยที่สุด แต่แบนด์วิดธ์ของสัญญาณก็ยัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มากกว่าในสัญญาณการมอดูเลตทางแอมพลิจูด และการลดค่าดัชนีการมอดูเลตความถี่จะทำให้ความทนต่อสัญญาณรบกวนน้อยลงด้วย

3. วงจรที่ใช้ในการมอดูเลตทางความถี่มีความซับซ้อนกว่าการมอดูเลตทางแอมพลิจูด

## 2.2.5 เครื่องส่งสัญญาณคลื่นวิทยุ ( Radio Transmitters )

จุดเริ่มต้นของการส่งคลื่นวิทยุนั้นประกอบด้วยการสร้างสัญญาณที่เป็นสื่อหรือพาหะที่เรียกว่า แครีเรียร์เจเนอเรชัน (Carrier generation) นำสัญญาณมอดูเลตกับสัญญาณข้อมูลหรือเสียง แล้วจึงทำการขยายสัญญาณเพื่อส่งออกไปยังสายอากาศหรือตัวนำคลื่นเป็นสัญญาณความถี่วิทยุ (RF) ตัวอย่างเช่น เครื่องส่งสัญญาณรหัสมอร์สหรือเครื่องส่งสัญญาณแบบคลื่นต่อเนื่อง (CW, Continuous Wave) ที่ให้สัญญาณแบบสั้นและยาวที่เรียกว่า ดอตแอนด์แดช (Dots and Dashes) โดยมีวงจรสร้างสัญญาณพาหะก็คือออสซิลเลเตอร์ ซึ่งต่อเชื่อมเข้ากับวงจรขยายเพื่อเพิ่มกำลังส่งออกไปกับสายอากาศ ส่วนที่สร้างสัญญาณข้อมูลเพียงต่อสัญญาณที่ได้จากออสซิลเลเตอร์เข้ากับสวิตช์แบบกดติดปล่อยดับ ที่ต่อสัญญาณลงกราวด์ จากตัวอย่างดังกล่าวทำให้พอที่จะมองภาพของส่วนประกอบของเครื่องส่งสัญญาณได้ดังนี้

1. วงจรสร้างสัญญาณพาหะ (Carrier Generator) โดยส่วนมากจะเป็นวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ (Crystal Oscillator) ซึ่งจะให้สัญญาณความถี่ที่ต้องการได้เที่ยงตรงและมีเสถียรภาพดี โดยส่วนมากมักมีการต่อวงจรขยายบัฟเฟอร์เข้าไปเพื่อแยกวงจรออสซิลเลเตอร์ออกจากโหลด เป็นการป้องกันการเปลี่ยนความถี่เนื่องจากค่าโหลดของวงจรออสซิลเลเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงไป

2. วงจรมอดูเลตสัญญาณ (Modulator) ทำการแปลงคุณสมบัติของสัญญาณพาหะให้มีลักษณะตามการเปลี่ยนแปลงของข้อมูลหรือเสียงพูดที่ต้องการส่ง จากตัวอย่างข้างต้นก็เหมือนกับสวิตช์ที่ต่อลงกราวด์ หรือจะเป็นวงจรมอดูเลตในวิธีการต่างๆ เช่น แอมพลิจูดมอดูเลชัน หรือพีริควอนซิมมอดูเลชัน

3. วงจรขยาย (Amplifier) เป็นการขยายในรูปแบบต่างๆ ในขั้นตอนที่ต่างกัน เช่น วงจรขยายภาคสุดท้ายก่อนที่จะออกไปที่สายอากาศ สำหรับวงจรขยายมีการจัดออกเป็นหลายแบบ มีการเรียกเป็นคลาสตามวิธีการไบแอสวงจรขยาย ดังต่อไปนี้

3.1 วงจรขยายคลาสเอ (Class A) เป็นวงจรขยายที่ต่อทรานซิสเตอร์แบบที่มีการไบแอสให้วงจรทรานซิสเตอร์มีกระแสไหลผ่านขาคอลเล็กเตอร์ หรือที่เรียกว่า กระแสเดรน (Drain Current) ตลอดเวลา เป็นวงจรขยายแบบเชิงเส้น เนื่องจากสัญญาณที่ได้ในขาออกเป็นสัดส่วนโดยตรงกับสัญญาณขาเข้า แต่วงจรคลาสเอก็เป็นวงจรขยายที่ไม่ค่อยมีประสิทธิภาพ เนื่องจากวงจรมีการขยายสัญญาณโดยทำงานตลอดลูกคลื่นสัญญาณขาเข้า หรือที่เรียกว่าครบ 360 องศา ดังนั้นวงจรขยายคลาสเอจึงไม่เหมาะที่จะเป็นวงจรขยายกำลัง (Power Amplifier) เพราะโดยปรกติมักใช้ในวงจรขยายขั้นต้นที่มีสัญญาณความต่างศักย์ต่ำหรือวงจรขยายกำลังต่ำ เช่น วงจรขยายบัฟเฟอร์

3.2 วงจรขยายคลาสบี (Class B) เป็นวงจรขยายที่ต่อทรานซิสเตอร์แบบที่มีการไบแอสให้ทรานซิสเตอร์อยู่ในช่วงคัทออฟ เป็นภาวะที่ไม่มีกระแสไหล โดยปรกติเมื่อไม่มีสัญญาณขาเข้าก็จะมีกระแสไหลที่ขาคอลเล็กเตอร์ ตัวทรานซิสเตอร์จะทำงานนำกระแสเพียงช่วงครึ่งลูกของสัญญาณขาเข้าก็จะทำงานเพียง 180 องศาของสัญญาณขาเข้า มีเพียงสัญญาณครึ่งลูกเท่านั้นที่ถูกขยาย ดังนั้นในเวลาที่ต้องการขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณเต็มลูกคลื่นจึงมีการต่อวงจรแบบที่เรียกว่า พูชแอนด์พูล (Push and Pull) โดยใช้วงจรขยายคลาสบีสองชุดทำงานทั้งในช่วงสัญญาณบวกและช่วงสัญญาณที่เป็นลบสลับต่อเนื่องกันไป วงจรขยายคลาสบีมีประสิทธิภาพดีกว่าวงจรขยายคลาสเอ เนื่องจากการไหลของกระแสไฟจะเกิดเพียงช่วงหนึ่งของสัญญาณเท่านั้น ซึ่งเหมาะสำหรับวงจรขยายกำลัง แต่สัญญาณที่ได้ก็ยังมีบิดเบี้ยว (Distortion) ไป ดังนั้นจึงมีการต่อวงจรขยายแบบพูชแอนด์พูลเพื่อลดความบิดเบี้ยวของสัญญาณด้วย

3.3 วงจรขยายคลาสเอบี (Class AB) เป็นวงจรขยายที่มีการไบแอสทรานซิสเตอร์ให้อยู่ในช่วงที่เกือบจะคัตออฟ จึงมีกระแสไหลที่ซาคอลเลคเตอร์เพียงเล็กน้อย ทำให้เมื่อมีสัญญาณขาเข้ามาถึงก็จะทำงานในช่วงของสัญญาณที่มากกว่า 180 องศา แต่ไม่ถึง 360 องศาของลูกคลื่นไซน์ และก็มักมีการตัดใช้ในรูปแบบของวงจรขยายแบบพูชแอนด์พูลเช่นเดียวกับคลาสบี ซึ่งทำให้มีความบิดเบี้ยวของสัญญาณน้อยกว่าในแบบคลาสบี นั่นคือมีความเป็นเชิงเส้นมากกว่า แต่ก็ยังมีประสิทธิภาพน้อยกว่าในแบบคลาสบี

วงจรขยายในแบบคลาสเอ, คลาสบี และคลาสเอบี เป็นวงจรขยายเชิงเส้นที่มักใช้ในการขยายสัญญาณคลื่นวิทยุที่มีการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูด เช่น วงจรขยาย AM แบบกำลังต่ำหรือแบบซิงเกิลไซด์แบนด์ (SSB, Single Side Band) วงจรขยายแบบไม่เชิงเส้น เช่น วงจรขยายคลาสซีที่เป็นวงจรซึ่งใช้มากในเครื่องส่งแบบ AM และ FM สำหรับการขยายกำลังในรูปของวงจรขับ (Drive), วงจรคูณความถี่ (Frequency Multiplier) และวงจรขยายภาคสุดท้าย (Final Amplifier)

3.4 วงจรขยายคลาสซี (Class C) เป็นวงจรทรานซิสเตอร์ที่ถูกไบแอสที่ทำให้มีการนำสัญญาณเพียงส่วนที่น้อยกว่า 180 องศาของลูกคลื่นไซน์ขาเข้า วิธีการไบแอสทรานซิสเตอร์สำหรับคลาสซีมีอยู่ด้วยกัน 3 วิธี คือ ไบแอสด้วยสัญญาณ (Signal Bias), ไบแอสด้วยวงจรภายนอก (External Bias), ไบแอสด้วยตนเอง (Self Bias) และปรกติมีมุมช่วงทำงานของวงจรอยู่ในช่วง 90 องศาถึง 150 องศา นั่นหมายถึงมีเพียงสัญญาณเพียงพัลส์เล็กๆเท่านั้นออกมาที่ขาออก ดังนั้นการทำให้มีสัญญาณขยายเต็มลูกคลื่นจะต้องมีการนำวงจรเรโซแนนซ์ (Resonant Tuned Circuit) มาต่อเข้ากับขาออกเพื่อที่จะได้สัญญาณลูกคลื่นไซน์เต็มลูกคลื่น เช่น การทำงานของวงจรแบบคู่ขนาน (Parallel Tuned Circuit) ที่จะให้กำเนิดสัญญาณความถี่ที่ความถี่เรโซแนนซ์ เมื่อใดก็ตามที่ได้รับสัญญาณพัลส์จากวงจรขยาย วงจรแบบคู่ขนานประกอบด้วยคาปาซิเตอร์ (Capacitor) และลวดตัวนำ (Inductor) เมื่อได้รับสัญญาณพัลส์ก็จะเกิดการถ่ายเทพลังงานระหว่างคาปาซิเตอร์และตัวนำ ซึ่งเรียกว่า ปรากฏการณ์ฟลายวีล (Fly Wheel Effect) ซึ่งจะสร้างสัญญาณลูกคลื่นไซน์ที่ความถี่เรโซแนนซ์ ขณะเดียวกันวงจรดังกล่าวก็ทำหน้าที่กรองสัญญาณความถี่ฮาร์โมนิกที่ไม่ต้องการออกไปด้วย วงจรขยายคลาสซีสามารถใช้เป็นวงจรคูณความถี่ก็ได้ โดยการต่อเข้ากับวงจรเรโซแนนซ์ที่สร้างความถี่ที่เป็นจำนวนเต็มเท่าของสัญญาณความถี่ขาเข้า และที่เหนือกว่าคลาสอื่นก็คือ คลาสซีมีการขยายสัญญาณขาเข้าเพียงช่วงสั้นๆเท่านั้น ดังนั้นจึงมีประสิทธิภาพที่ดีที่สุดในการขยายทั้งหมด

4. วงจรอิมพีแดนซ์แมตชิ่ง (Impedance Matching Circuit) เป็นวงจรที่ใช้สำหรับเชื่อมต่อระหว่างวงจรขยายความถี่วิทยุในแต่ละภาคเพื่อให้ได้กำลังส่งที่มากที่สุด การที่จะทำให้มีการถ่ายพลังงานมากที่สุดจากวงจรขยายชุดหนึ่งไปยังอีกชุดหนึ่งจะต้องมีค่าของอิมพีแดนซ์ของวงจรแรกเท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรถัดไป วงจรอิมพีแดนซ์แมตชิ่งโดยทั่วไปเป็นวงจรของตัวนำและตัวเก็บประจุ LC (Inductors and Capacitors)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่มีรูปแบบการต่อต่างๆกัน เช่น โครงข่ายรูป L และโครงข่ายรูป T หรืออาจจะเป็นหม้อแปลงรูปโดนัทที่เป็นแกน ผงเหล็กเรียกว่า ทอรอยด์ (Toroid)

5. วงจรกระบวนการเสียง (Speech Processing Circuit) เป็นวงจรอีกส่วนหนึ่งซึ่งทำหน้าที่เกี่ยวกับเสียงในระบบของเครื่องส่ง เช่น ในเครื่องส่งอาจมีวงจรที่ใช้สำหรับป้องกันการมอดูเลชันมากเกินไป หรือตัวอย่างของวงจรกระบวนการเสียง เช่น วงจรจำกัดขนาดของเสียง (Voice Clipper) ซึ่งใช้ไดโอดในการลดแอมพลิจูดของสัญญาณในการมอดูเลตสัญญาณเสียง

## 2.2.6 เครื่องรับสัญญาณ ( Communications Receivers )

หน้าที่ของเครื่องรับสัญญาณคือทำการเลือกของสัญญาณที่ต้องการออกมาจากสัญญาณอื่นๆที่ถูกส่งออกมาในอากาศ และขยายสัญญาณกลับไปเป็นสัญญาณข้อมูลที่ส่งมาได้ โดยปกติเครื่องรับจะมีปัจจัย 2 ประการที่ต้องคำนึงถึง ดังนี้

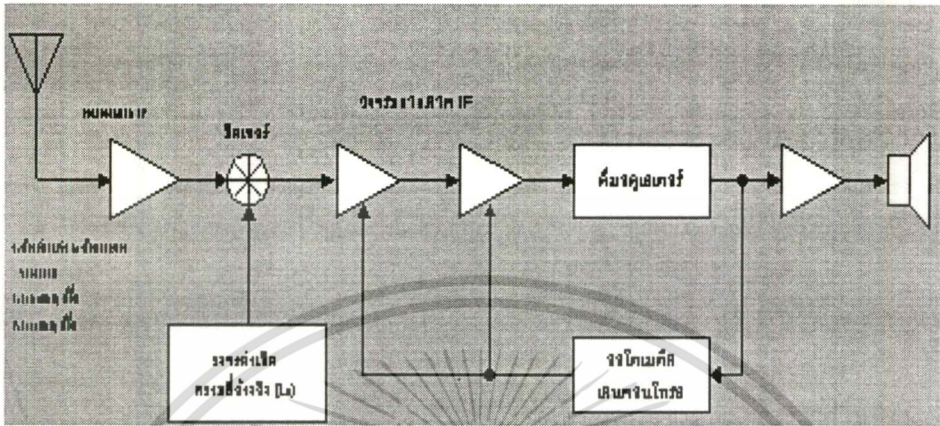
1. ค่าซีเล็กติวิตี (Selectivity) หมายถึง ความสามารถในการรับสัญญาณโดยเลือกเอาเฉพาะของสัญญาณที่ต้องการเข้ามาเท่านั้น หากค่าเครื่องรับสัญญาณมีค่าซีเล็กติวิตีที่ดีก็จะสามารถรับสัญญาณของที่ต้องการ และกำจัดของสัญญาณข้างเคียงออกไปได้

2. ค่าเซนซิวิตี (Sensitivity) หมายถึง ความสามารถในการรับสัญญาณที่ต้องการที่มีขนาดเล็กหรือสัญญาณอ่อนแล้วนำมาขยายให้ได้สัญญาณที่มีความแรงมากขึ้น โดยปกติค่าเซนซิวิตีจะแสดงถึงการขยายสัญญาณด้วย นั่นคือยิ่งมีกำลังขยายมากค่าเซนซิวิตีก็ยิ่งดี และจะแสดงอยู่ในรูปของค่าแรงดันของสัญญาณขาเข้าที่มีขนาดเล็กที่สุดซึ่งจะสามารถขยายสัญญาณได้มากกว่า 10 เท่าของสัญญาณรบกวน

สำหรับเครื่องรับที่มีรูปแบบง่ายได้แก่ เครื่องแบบจูนความถี่วิทยุ TRF (Tuned Radio Frequency receiver) ซึ่งมีการทำงานดังนี้ สัญญาณที่รับเข้ามาทางสายอากาศจะถูกต่อเข้ากับวงจรจูนซึ่งมีการต่อเข้ากับวงจรขยายที่เป็นวงจรสำหรับภาคความถี่ย่านคลื่นวิทยุ วงจรจูนอาจมีการต่อขนานกันหลายชั้น ซึ่งจะช่วยให้ค่าซีเล็กติวิตีให้กับเครื่องรับ ส่วนวงจรขยายสัญญาณภาคความถี่ย่านคลื่นวิทยุ (RF Radio Frequency Amplifier) ก็ได้ช่วยให้เครื่องรับมีค่าเซนซิวิตีดีขึ้น เป็นการขยายสัญญาณที่รับเข้ามาก่อนที่จะนำไปเข้าวงจรตรวจจับสัญญาณ (Detector) ผลที่ได้ก็จะเป็นสัญญาณข้อมูลหรือสัญญาณเสียงที่สามารถนำมาขยายต่อในวงจรขยายภาคสัญญาณความถี่เสียง (AF Audio Frequency Amplifier) ให้ได้สัญญาณออกมาที่ลำโพง วงจรเครื่องรับในแบบ TRF นั้นยังมีความยุ่งยากในการปรับความถี่อยู่มากเนื่องจากการปรับวงจรจูนที่มีหลายชุดต่อกัน จะต้องทำการปรับหลายครั้ง ต่อมาในภายหลังจึงมีการต่อวงจรจูนหลายๆชุดเข้าด้วยกัน ทำให้การปรับเครื่องรับสัญญาณง่ายขึ้น ปัญหาที่สำคัญอีกอย่างของเครื่องรับสัญญาณแบบ TRF ก็คือค่าซีเล็กติวิตีจะเปลี่ยนแปลงไปตามค่าของความถี่ของสัญญาณที่สูงขึ้น ค่าซีเล็กติวิตีจะมีค่าที่ความถี่ต่ำ

เครื่องรับที่มีการแก้ไขปัญหานี้ข้างต้นได้อย่างดีก็คือเครื่องรับในแบบที่เรียกว่า ซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ (Superheterodyne) หลักการของวงจรซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ก็คือการแปลงความถี่ของสัญญาณที่เข้ามาให้เป็นค่าความถี่กลางค่าหนึ่ง เรียกว่า ความถี่ไอเอฟ (IF Intermediate Frequency)

วงจรซูเปอร์เฮเทอโรไดน์สามารถใช้วงจรมายืดเพียงชุดเดียวก็สามารถให้ค่าซีเล็กติวิตีและค่าเซนซิวิตีที่ดีได้ วงจรหลักในเครื่องรับซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ก็คือวงจรมิกเซอร์ ซึ่งทำการแปลงความถี่ของสัญญาณที่เข้ามา ดังรูปที่ 2.35



รูปที่ 2.35 วงจรซูเปอร์เฮเทอโรไดน์

วงจรมายืดสัญญาณความถี่วิทยุให้ค่ากำลังขยายและค่าซีเล็กติวิตีในช่วงแรกที่เราเรียกกันว่า ปริซีเล็กเตอร์ (Preselector) ถัดมาในภาคที่สองเป็นวงจรมายืดสำหรับช่วยในการเลือกสัญญาณที่ต้องการหรือช่วงสัญญาณที่ต้องการ วงจรมายืดอาจสร้างให้มีค่า Q สูงๆทำให้มีค่าซีเล็กติวิตีดีขึ้น แต่โดยปกติแล้ววงจรมายืดในภาคนี้มักต้องทำงานในช่วงความถี่กว้าง เพื่อให้สามารถรับสัญญาณได้หลายช่อง ในเครื่องรับบางเครื่องอาจไม่ใช้วงจรมายืดสัญญาณความถี่วิทยุในชุดแรกเนื่องจากไม่มีความจำเป็น เพราะความแรงของสัญญาณที่ได้รับอาจมีมากอยู่แล้ว เช่นในสัญญาณความถี่ต่ำแต่จะไปขยายสัญญาณอีกครั้งในภาคความถี่ตัวกลาง แต่โดยทั่วไปจะเป็นการดีกว่าที่จะมีวงจรมายืดความถี่วิทยุอยู่เพื่อเพิ่มค่าเซนซิวิตี เนื่องจากว่าจะได้กำลังขยายมากขึ้นและเพิ่มค่าซีเล็กติวิตีเพราะเป็นวงจรมายืดด้วยส่วนหนึ่ง และทำให้อัตราส่วนของสัญญาณที่ต้องการต่อสัญญาณรบกวน (Signal/Noise Ratio) อีกเหตุผลหนึ่งที่ควรจะมีวงจรมายืดความถี่วิทยุเพราะจะช่วยแยกสัญญาณรบกวนที่อาจจะเกิดขึ้นได้กับเครื่องรับข้างเคียงที่เป็นผลมาจากการแพร่กระจายของสัญญาณจากวงจรโลกคอลลออสซิลเลเตอร์ (Local Oscillator) ที่อาจผ่านไปทางสายอากาศได้ สัญญาณจาก LO มีความแรงมากอาจจะรั่วไหลและไปเข้าที่ขาเข้าของวงจรมิกเซอร์ได้ ในการสร้างวงจรมายืดและวงจรมิกเซอร์หากใช้อุปกรณ์ทรานซิสเตอร์ชนิดมอสเฟต (MOSFET) ก็จะช่วยลดสัญญาณรบกวนได้ดีกว่าอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ (Bipolar Transistor)

สัญญาณที่ได้ออกมาจากมิกเซอร์จะเป็นผลรวมและผลต่างของความถี่ของสัญญาณขาเข้าและสัญญาณความถี่ที่จาก LO และจะมีวงจรมายืดซึ่งเป็นวงจรมายืดเพื่อเลือกเอาสัญญาณผลต่างของความถี่ที่ต้องการออกมา นั่นคือค่าความถี่กลาง (Intermediate Frequency) วงจรของมิกเซอร์อาจสร้างจากไดโอดหรือบาลานซ์โมดูเลเตอร์ (Balanced Modulator) สำหรับเครื่องรับที่สามารถรับสัญญาณได้ในช่วงความถี่หนึ่งๆ วงจรไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LO จะต้องสามารถจับได้ ความถี่ของวงจรต้องสามารถเปลี่ยนได้ในช่วงความถี่ที่ค่อนข้างกว้าง เพื่อที่จะทำให้ วงจรมิกเซอร์สามารถแปลงความถี่ที่เข้ามาให้เป็นความถี่กลาง IF ได้ ในวงจรทั่วไปมิกเซอร์และ LO จะเป็น วงจรแยกกัน แต่สำหรับวงจรความถี่ต่ำมิกเซอร์อาจจะรวมกับ LO ได้ ซึ่งเรียกว่า วงจรแปลง (Converter)

สัญญาณขาออกของมิกเซอร์เป็นสัญญาณที่ความถี่กลางซึ่งมีคุณสมบัติของสัญญาณที่ถูกมอดูเลต จากทางด้านเครื่องส่งเช่นเดียวกับสัญญาณที่ถูกส่งมาจะถูกขยาย โดยวงจรขยายความถี่กลางอีกหลายชุด และในเครื่องรับส่วนใหญ่จะมีวงจรขยายอยู่ในภาคความถี่กลางนี้ เมื่อ IF มักอยู่ในช่วงความถี่ต่ำกว่าสัญญาณ ขาเข้า วงจรขยายความถี่กลางก็จะถูกออกแบบได้ง่ายกว่าและมีค่าซีเล็กติวิตีที่ดีกว่า พร้อมทั้งนี้ก็จะมีการสร้าง วงจรจูนในภาคนี้ด้วย ซึ่งก็จะให้ค่าซีเล็กติวิตีที่ดีขึ้นอีกระดับหนึ่ง วงจรจูนนี้ก็คือวงจรกรองแบบคริสตอล (Crystal), เมคานิคอล (Mechanical), และแบบเซรามิก (Ceramic)

สัญญาณ IF จะถูกส่งต่อไปเข้าวงจรตรวจจับหรือดีมอดูเลเตอร์ ซึ่งทำหน้าที่แปลงสัญญาณที่เข้ามาให้ กลับคืนเป็นสัญญาณข้อมูลเดิมหรือคือเสียงพูดจากต้นทาง ผลลัพธ์เป็นสัญญาณที่ได้มักจะถูกต่อเข้ากับวงจร ขยายสัญญาณคลื่นที่เสียงเพื่อให้ได้ค่าความแรงของสัญญาณที่เพียงพอจะออกไปที่ลำโพง

วงจรที่สำคัญอีกชุดหนึ่งในเครื่องรับแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ก็คือ วงจรควบคุมการขยายแบบ อัตโนมติ AGC (Automatic Gain Control) ขนาดของสัญญาณที่ออกมาจากวงจรมอดูเลเตอร์จะเป็นสัดส่วนโดย ตรงกับขนาดของสัญญาณขาเข้าที่รับเข้ามา สัญญาณที่ได้ออกมาเป็นสัญญาณในแบบไฟสลั็บจะถูกปรับและ กรองให้เป็นสัญญาณไฟตรง ซึ่งไฟตรงนี้จะถูกป้อนกับ (Feed back) ไปยังวงจรขยายความถี่กลาง หรือในบาง ครั้งอาจเป็นวงจรขยายความถี่วิทยุ เพื่อควบคุมกำลังขยายของเครื่องรับ วัตถุประสงค์ของ AGC ก็เพื่อช่วยควบ คุมค่าผลลัพธ์ของสัญญาณขาออกให้คงที่ตลอดช่วงระดับของช่องสัญญาณความถี่วิทยุที่เข้ามา

ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณคลื่นวิทยุที่สายอากาศของเครื่องรับสามารถมีค่าตั้งแต่ระดับไมโครโวลต์ไป จนถึงระดับหลายโวลต์ ซึ่งแสดงถึงช่วงกว้างของสัญญาณที่เรียกว่าช่วงไดนามิก (Dynamic Range) โดยปกติ เครื่องรับมักมีกำลังขยายเพื่อที่จะรับสัญญาณที่มีระดับอ่อนได้ดี แต่ถ้าหากสัญญาณขาเข้ามีแอมพลิจูดสูงมาก ก็จะทำให้วงจรขยายมากเกินไปเกิดโอเวอร์โหลด (Over Load) เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณ และทำให้ไม่ สามารถเข้าใจข้อความที่ถูกส่งมาได้ โดยการใช่วงจรควบคุมกำลังขยายอัตโนมัติ กำลังขยายโดยรวมของเครื่อง รับจะสามารถปรับโดยอัตโนมัติขึ้นอยู่กับสัญญาณขาเข้า หากสัญญาณที่ออกมาหลังวงจรมอดูเลเตอร์สูงมาก วงจร AGC จะให้กำเนิดสัญญาณไฟกระแสตรงที่มีค่าความต่างศักย์ค่าสูงค่าหนึ่งซึ่งจะถูกป้อนย้อนกลับไปลด กำลังขยายของวงจรขยายความถี่กลาง

ปัญหาที่พบและสำคัญมากในวงจรซูเปอร์เฮเทอโรไดน์เมื่อความถี่กลางมีค่าต่ำก็คือเรื่องของอิมเม จฟริควนซี (Image Frequency) ซึ่งมีลักษณะเป็นความถี่ที่อยู่ใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการ แต่อยู่สูงขึ้นไปสอง เท่าของความถี่กลาง IF และอยู่ต่ำกว่าความถี่ที่ต้องการสองเท่า เมื่อความถี่อิมเมจฟริควนซีเข้ามาในวงจร มิกเซอร์และได้ผลลัพธ์ของสัญญาณความถี่กลางที่มีค่าความถี่เช่นเดียวกันกับสัญญาณจริง ทำให้สัญญาณที่ ถูกเลือกมาผิดค่าเกิดเป็นสัญญาณรบกวนกับสัญญาณที่ต้องการ สัญญาณอิมเมจอาจเกิดขึ้นได้ในกรณีที่แถบ ความถี่มีการใช้งานอย่างหนาแน่น สัญญาณอีกช่องหนึ่งอาจเข้ามาจนสัญญาณช่องที่ต้องการก็ได้

วิธีการแก้ปัญหาเบื้องต้นก็อาจใช้วงจรเพื่อเลือกเอาเฉพาะสัญญาณความถี่ที่ต้องการเข้ามาในเครื่องรับเท่านั้น และกำจัดสัญญาณอิมเมจออกไป แต่การแก้ไขดังกล่าวก็ไม่สามารถทำได้ในวงจรเครื่องรับที่ต้องการใช้กับความถี่ในช่วงกว้าง วิธีการที่สองที่ใช้ในการแก้ปัญหาก็คือเพิ่มความถี่กลาง IF ให้มากขึ้นจนอิมเมจฟรีควีนที่อยู่ห่างมากจนเลยออกนอกวงจรรุ่นไป แต่เมื่อค่าความถี่กลางสูงขึ้นก็จะทำให้ออกแบบวงจรมายากขึ้น ดังนั้นการออกแบบวงจรซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ต้องออกแบบให้ความถี่กลางมีค่ามากที่สุดเพื่อลดผลของอิมเมจฟรีควีน และในขณะเดียวกันต้องทำให้มีค่าน้อยที่สุดเพื่อที่จะให้ออกแบบวงจได้ง่ายขึ้นที่ความถี่ต่ำ วิธีแก้ปัญหานี้สัญญาณอิมเมจสุดท้ายที่นิยมก็คือใช้วงจรแปลงความถี่สองครั้ง เรียกว่า ดูอัลคอนเวอร์ชัน ซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ (Dual Conversion Superheterodyne Receiver) ซึ่งมีการแปลงความถี่กลาง 2 ชุดด้วยวงจรมิกเซอร์สองชุด ชุดแรกมี LO ที่สามารถปรับค่าได้ ส่วน LO ชุดที่สองคงที่เพื่อปรับค่าได้เล็กน้อย มิกเซอร์ชุดแรกจะแปลงให้สัญญาณมาอยู่ในความถี่กลางค่าสูง โดยจะช่วยให้การลดปรากฏการณ์อิมเมจฟรีควีน ส่วนมิกเซอร์ชุดที่สองจะแปลงสัญญาณ IF ชุดแรกให้ต่ำลงเป็นสัญญาณ IF ความถี่ที่ลดลงซึ่งให้ค่าที่เล็กกว่าที่ต่ำกว่า วงจรดูอัลคอนเวอร์ชัน (Dual Conversion) มักใช้ในวงจรเครื่องรับความถี่คลื่นสั้น (Short Wave Receiver), เครื่องรับคลื่น VHF, UHF และไมโครเวฟ

เครื่องรับแบบ AM จะมี IF ที่ 455 kHz, 30 MHz, 3385 kHz, 9 MHz

เครื่องรับแบบ FM จะมี IF ที่ 10.7 MHz

เครื่องรับโทรทัศน์ จะมี IF ที่ 40-50 MHz

เครื่องรับเรดาร์ จะมี IF ที่ 60 MHz

เครื่องรับดาวเทียม จะมี IF ที่ 70 MHz, 140 Mhz

โครงการรณวิทยุบังคับด้วยคอมพิวเตอร์นี้ เป็นการนำทฤษฎีด้านระบบวิทยุสื่อสารมาประยุกต์สร้างเครื่องส่งวิทยุ ความถี่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์ โดยใช้ MC3362 และ MC2833 ทำหน้าที่หลักในวงจรเครื่องรับและเครื่องส่งวิทยุดังกล่าวตามลำดับ

ที่เครื่องส่ง เครื่องส่งวิทยุจะรับสัญญาณข่าวสารเข้ามาทางไมโครโฟน แล้วสัญญาณพาจะถูกส่งไปยังส่วนมอดูเลเตอร์ซึ่งทำหน้าที่มอดูเลตสัญญาณข่าวสารลงบนสัญญาณพา หลังจากนั้นสัญญาณจะไปที่ส่วนขยายกำลัง เพื่อทำการขยายกำลังให้แรงขึ้นก่อนที่จะส่งออกผ่านสายอากาศ เพื่อให้สามารถส่งสัญญาณไปได้ไกล

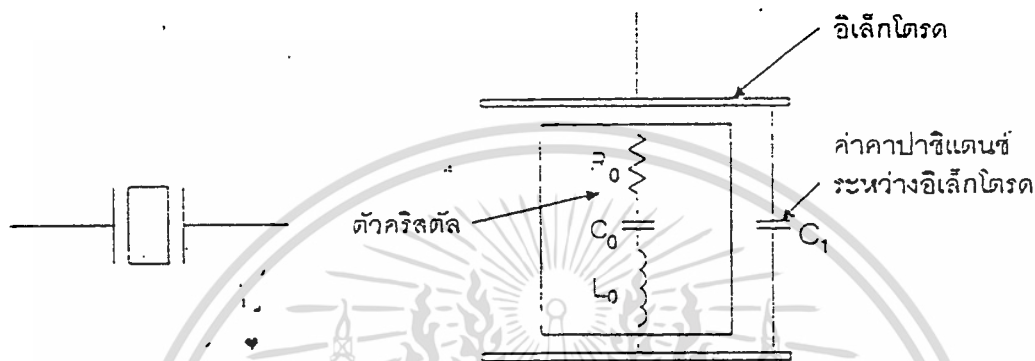
ที่เครื่องรับ เครื่องรับวิทยุจะรับสัญญาณผ่านเข้ามาทางสายอากาศ แล้วสัญญาณจะถูกส่งไปยังส่วนขยายสัญญาณความถี่วิทยุ เพื่อขยายสัญญาณนั้นให้แรงขึ้น หลังจากนั้นสัญญาณจะไปที่ส่วนดีมอดูเลเตอร์ ซึ่งทำหน้าที่ดีมอดูเลตสัญญาณเอาสัญญาณข่าวสารนั้นออกมา แล้วจึงส่งสัญญาณนั้นไปยังส่วนขยายเสียง เพื่อขยายสัญญาณก่อนที่จะส่งออกผ่านลำโพง เพื่อรับฟังข่าวสารที่ได้รับจากเครื่องส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.2.7 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้ชิ้นผลึก

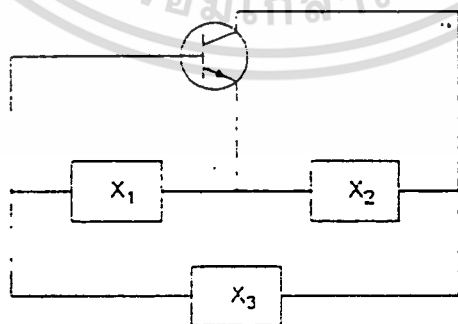
วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้ชิ้นผลึก อาศัยการสั่นของชิ้นผลึกแทนการใช้อุปกรณ์ที่นำมากำเนิดความถี่ และเป็นวงจรที่มีเสถียรภาพทางด้านความถี่สูงมาก

โดยผลึกที่ใช้กำเนิดความถี่เป็นแบบควอทซ์ เปียโซอิเล็กทริก (quartz piezoelectric) การสั่นไหวของมัน จะทำให้เกิดความถี่ขึ้น โดยอาศัยคุณสมบัติของสารเปียโซอิเล็กทริก



รูปที่ 2.36 แสดงชิ้นผลึกที่ใช้กำเนิดความถี่

จากรูปที่ 2.37 ซึ่งเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรป้อนกลับ ประกอบด้วยอุปกรณ์สามตัว โดยทั่วไป จะเรียกว่า วงจรออสซิลเลเตอร์แบบต่อกันสามจุด ค่ารีแอกแตนซ์ (reactance) ทั้งสามตัวจะถูกแทนด้วยชิ้นผลึก ได้ โดยอาศัยหลักการเบื้องต้นดังตารางที่ 2.2 และวงจรพื้นฐานของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้ชิ้นผลึก แสดงได้ ดังรูปที่ 2.38 ซึ่งได้มาจากหลักการในตารางที่ 2.2

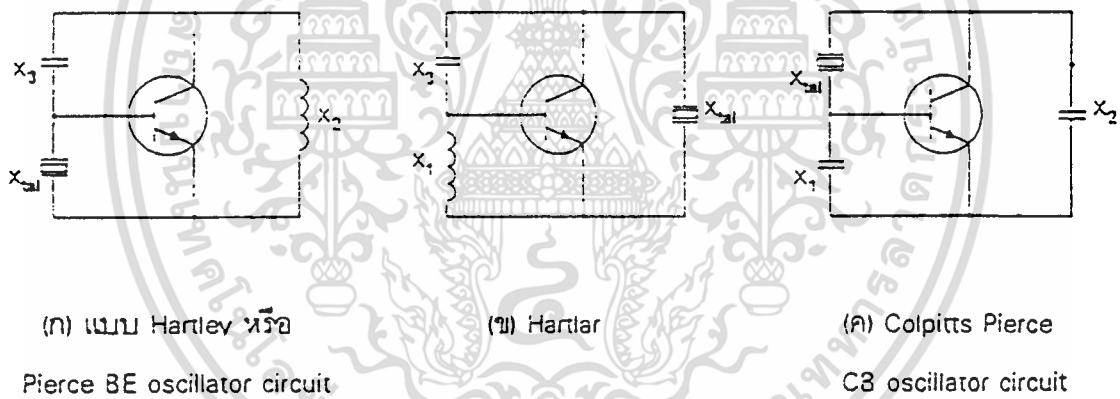


รูปที่ 2.37 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์แบบต่อกันสามจุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	$X_1$	$X_2$	$X_3$	
ชนิดฮาร์ทเลย์				วงจรร Pierce BE
ชนิดฮาร์ทลีย์				
ชนิดคอลพิทน์				วงจรร Pierce CB

ตารางที่ 2.2 แสดงรูปแบบพื้นฐานของวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบใช้ขั้วผลึก



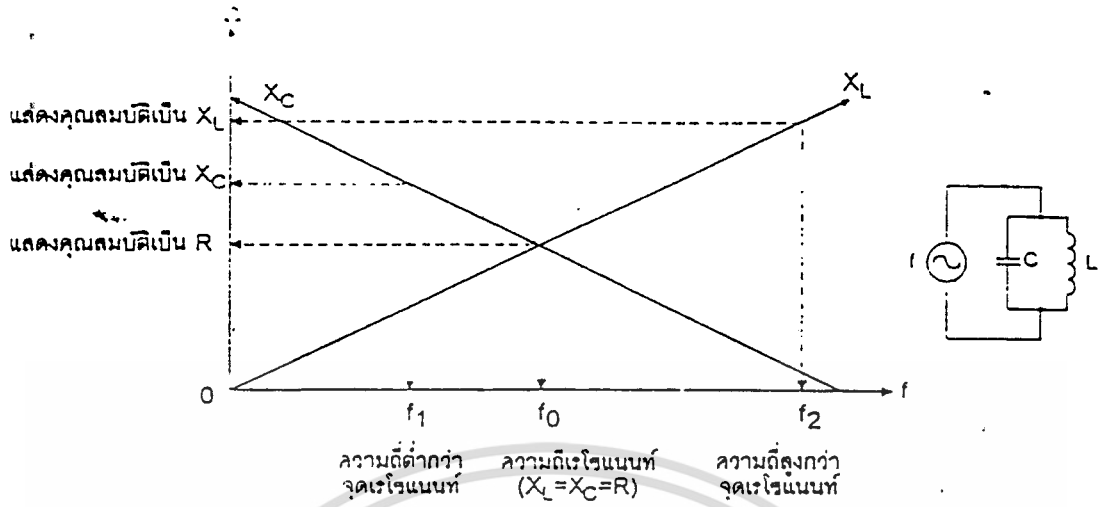
รูปที่ 2.38 วงจรพื้นฐานของวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบใช้ขั้วผลึก

2.2.8 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

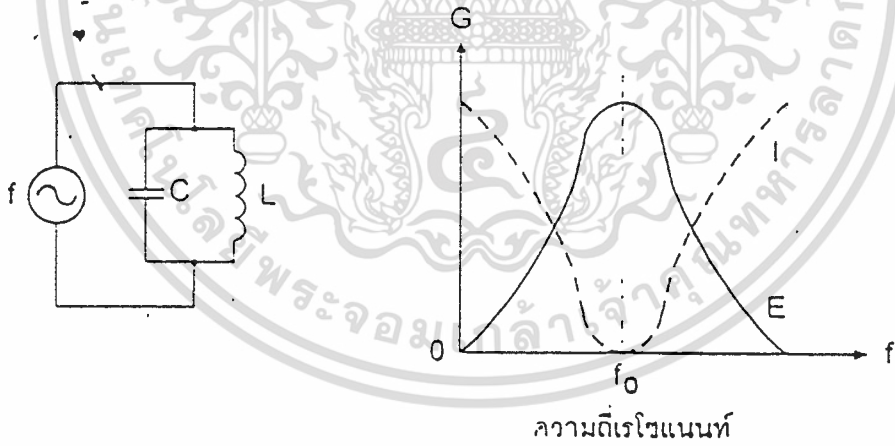
วงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน ประกอบด้วยขดลวดและตัวเก็บประจุต่อขนานกันอยู่ โดยคุณสมบัติค่าความต้านทานต่อไฟกระแสสลับของขดลวด (inductive reactance,  $X_L$ ) และค่าความต้านทานต่อไฟกระแสสลับของตัวประจุ (capacitive reactance,  $X_C$ ) จะมีคุณสมบัติการตอบสนองความถี่ตรงข้ามกัน ดังกราฟรูปที่

2.39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.39 แสดงกราฟคุณสมบัติการตอบสนองความถี่ของวงจรเรโซแนนท์แบบขนาน



รูปที่ 2.40 แสดงแรงดันและกระแสที่เกิดขึ้นในวงจรเรโซแนนท์แบบขนาน

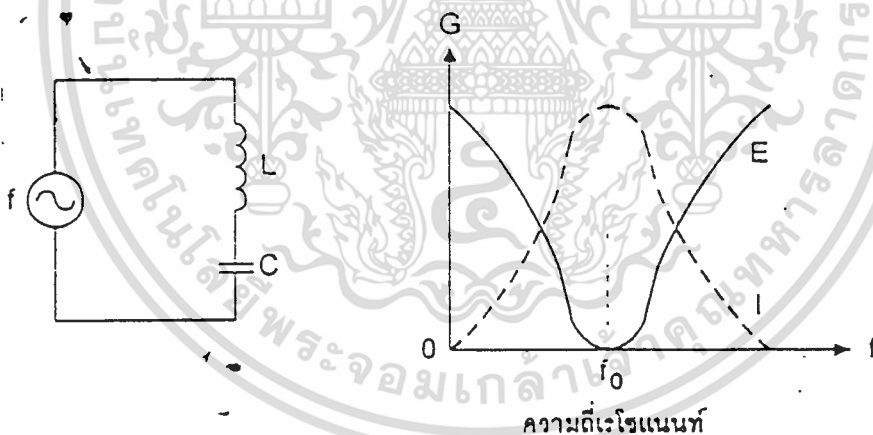
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.40 เป็นวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน จะมีคุณสมบัติของวงจรดังนี้ ณ จุดเรโซแนนซ์ของวงจรจะมีค่า  $X_L = X_C = R$  ค่าความต้านทานในวงจรจะมีค่ามากที่สุด ทำให้เกิดแรงดัน (E) ตกคร่อมวงจรสูงสุด มีกระแส (I) ไหลผ่านวงจรต่ำสุด ส่วนความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานสามารถคำนวณได้จากสมการ

โดยที่	$f_0$	คือ	ความถี่ที่เกิดจากวงจรกำเนิดความถี่ มีหน่วยเป็น เฮิรตซ์ (Hz)
	L	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวด มีหน่วยเป็น เฮนรี่ (H)
	C	คือ	ค่าความจุของตัวเก็บประจุ มีหน่วยเป็น ฟารัด (F)

### 2.2.9 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมจะอาศัยคุณสมบัติการตอบสนองความถี่ของขดลวดและตัวเก็บประจุ คือค่า  $X_L$  และ  $X_C$  โดยจะเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ที่ป้อนเข้ามา คุณสมบัติของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมก็มีผลเช่นเดียวกัน ดังรูปที่ 2.39



รูปที่ 2.41 แสดงแรงดันและกระแสที่เกิดขึ้นในวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

จากรูปที่ 2.41 เป็นวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม จะมีคุณสมบัติของวงจรดังนี้ ณ จุดเรโซแนนซ์ของวงจรจะมีค่า  $X_L = X_C = R$  ค่าความต้านทานในวงจรจะมีค่าน้อยที่สุด ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมวงจรต่ำที่สุด และมีกระแสไหลผ่านวงจรสูงสุด ส่วนความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม สามารถคำนวณได้จากสมการเดียวกับความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

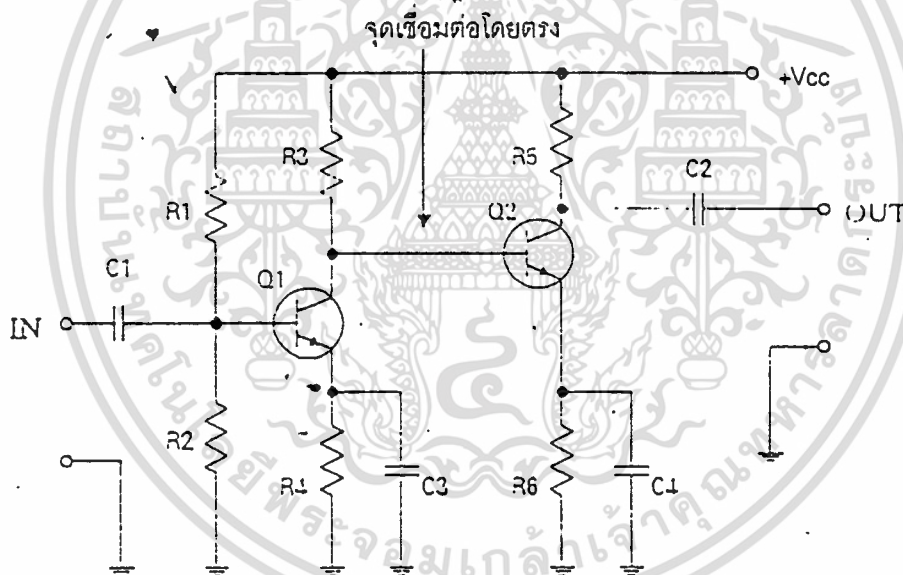
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.3 การเชื่อมต่อสัญญาณ

ในการเชื่อมต่อวงจรขยายแต่ละภาค จะต้องคำนึงถึงผลของวงจรขยายภาคหนึ่งที่มีต่อวงจรขยายอีกภาคหนึ่ง ผลดังกล่าวจะทำให้อัตราขยายของวงจรเปลี่ยนแปลงไป ซึ่งการเชื่อมต่อสัญญาณแบ่งได้เป็น 3 แบบ คือ การเชื่อมต่อโดยตรง (direct coupling) การเชื่อมต่อด้วย RC (RC coupling) และการเชื่อมต่อด้วยหม้อแปลง (transformer coupling)

### 2.3.1 การเชื่อมต่อโดยตรง

วงจรขยายแบบเชื่อมต่อโดยตรง ใช้สำหรับวงจรขยายแรงดันไฟตรงที่ส่งผ่านจากภาคหนึ่งไปยังอีกภาคหนึ่ง หรือขยายสัญญาณที่มีความถี่ต่ำมาก ๆ แต่อย่างไรก็ตามยังสามารถนำมาขยายความถี่เสียงได้ และสามารถให้การตอบสนองความถี่ได้ดีทุกความถี่



รูปที่ 2.42 แสดงตัวอย่างวงจรขยายแบบเชื่อมต่อโดยตรง

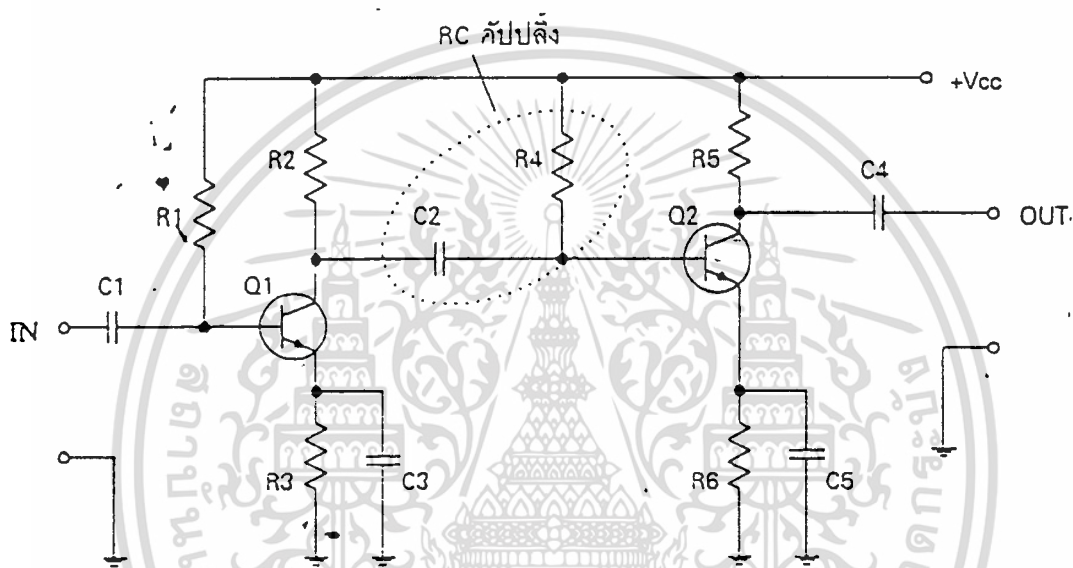
ข้อดีของวงจรเชื่อมต่อโดยตรง คือ ให้การตอบสนองความถี่ได้ดีทุกย่าน

ข้อเสียของวงจรเชื่อมต่อโดยตรงคือจะเกิดการไม่แมชชิงกันในการส่งผ่านสัญญาณระหว่างภาคหนึ่งไปยังอีกภาคหนึ่ง วงจรไม่มีเสถียรภาพเนื่องตาคออุณหภูมิ และการะแสที่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิของวงจรหนึ่งจะถูกขยายต่อไปยังทุก ๆ วงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.2 การเชื่อมต่อด้วย RC

การเชื่อมต่อแบบ RC นี้เป็นแบบที่นิยมมาก โดยใช้ตัวเก็บประจุ และตัวต้านทาน ต่อระหว่างขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ตัวหนึ่งกับขาเบสของทรานซิสเตอร์อีกตัวหนึ่ง



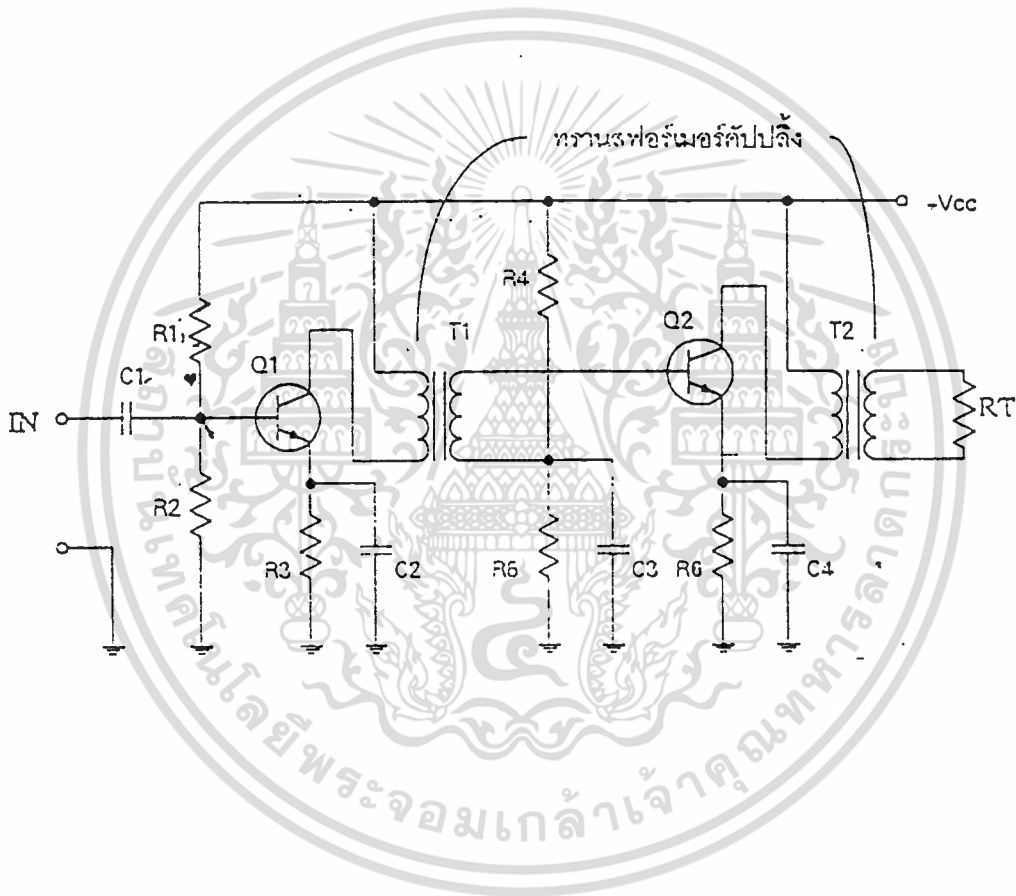
รูปที่ 2.43 แสดงตัวอย่างวงจรขยายแบบเชื่อมต่อด้วย RC

ข้อดีของวงจรเชื่อมต่อด้วย RC คือไม่ยุ่งยาก กินเนื้อที่น้อย ไม่มีปัญหาเนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้น

ข้อเสียของวงจรเชื่อมต่อด้วย RC คือ ต้องใช้ค่าความเก็บประจุที่มีความจุสูงพอที่จะทำให้สัญญาณความถี่ต่ำผ่านไปได้ ทำให้มีการตอบสนองต่อความถี่ต่ำไม่ดี ขนาดของแรงดันที่ทำการส่งผ่านมีผลต่อประสิทธิภาพของการเชื่อมต่อ ถ้าขนาดของแรงดันลดลงประสิทธิภาพของการเชื่อมต่อก็จะลดลงตามไปด้วย

### 2.3.3 การเชื่อมต่อด้วยหม้อแปลง

การเชื่อมต่อด้วยหม้อแปลง เหมาะสำหรับการเชื่อมต่อ ที่ต้องการแมชชีงของอิมพีแดนซ์ที่จะส่งผ่านสัญญาณถึงกัน จากรูปที่ 2.44 เป็นตัวอย่างวงจรขยายแบบเชื่อมต่อด้วยหม้อแปลงโดยจัดอิมพีแดนซ์ของขดลวดปฐมภูมิ (primary) ให้เหมาะสมกับเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรขยายวงจรแรก และจัดอิมพีแดนซ์ของขดลวดทุติยภูมิ (secondary) ให้เหมาะสมกับอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรขยายวงจรที่สอง ทำให้การส่งผ่านสัญญาณสูงสุด



รูปที่ 2.44 แสดงตัวอย่างวงจรขยายแบบเชื่อมต่อด้วยหม้อแปลง

ข้อดีของวงจรเชื่อมต่อด้วยหม้อแปลง คือสามารถปรับอิมพีแดนซ์ให้เหมาะสมกัน ระหว่างวงจรขยายแต่ละวงจรทำให้สามารถส่งผ่านสัญญาณได้สูงสุด มีการสูญเสียจากการส่งผ่านน้อยและมีอัตราขยายสัญญาณสูงสุด

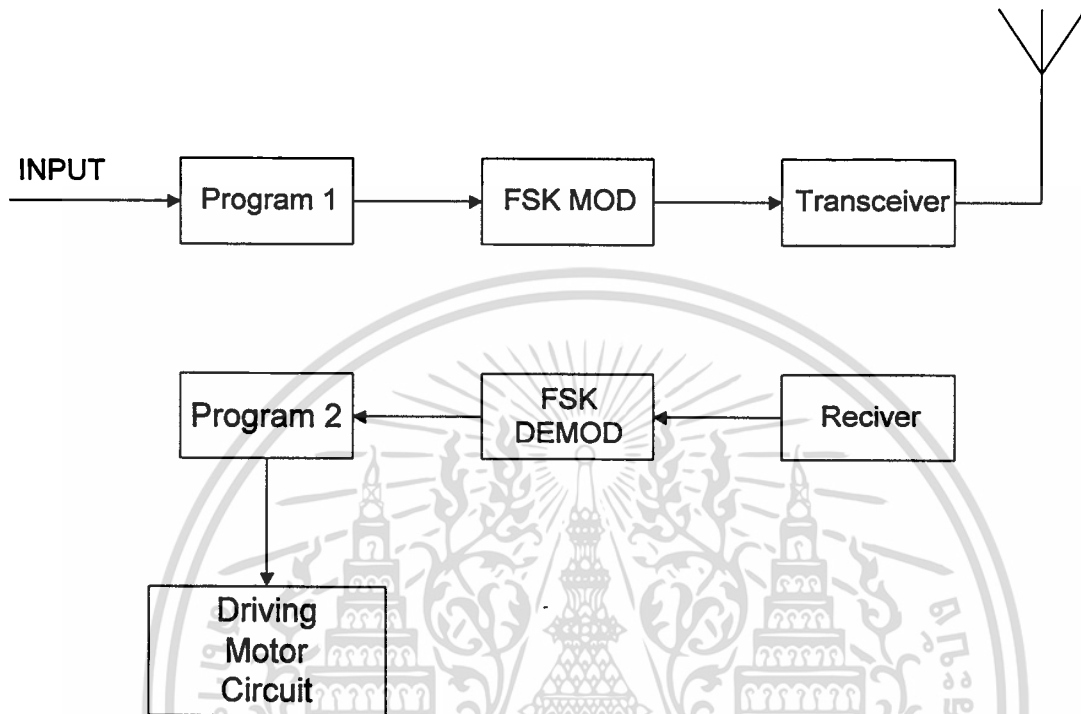
ข้อเสียของวงจรขยายแบบเชื่อมต่อด้วยหม้อแปลง คือการตอบสนองความถี่ของวงจรไม่ดีเท่ากับแบบการเชื่อมต่อด้วย RC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

## รายละเอียดและการทำงานของวงจร

การทำงานของระบบขับเคลื่อนรถ แสดงด้วยบล็อกไดอะแกรมดังรูป



รูปที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของระบบ

#### 3.1 ส่วนโปรแกรม 1 ( Program 1 )

โปรแกรม 1 จะเป็นโปรแกรม เขียนโดยภาษา C ทำหน้าที่รับข้อมูลอินพุตจากคีย์บอร์ด แล้วจัดการส่งข้อมูลออกไปยังพอร์ต com 1 เพื่อส่งสัญญาณแสดงคำสั่งการทำงานของมอเตอร์ รายละเอียดอยู่ในภาคผนวก

#### 3.2 ส่วนวงจรพรีเควนซีชิป มอดูเลชัน ( FSK Modulation )

ในส่วนนี้ สัญญาณที่ส่งมาจากโปรแกรม 1 จะถูกเข้ารหัสสัญญาณแบบพรีเควนซีชิป เพื่อให้สามารถส่งข้อมูลนี้ผ่านเครื่องส่งวิทยุได้

#### 3.3 ส่วนวงจรเครื่องส่งวิทยุ ( Transceiver )

สัญญาณที่ส่งผ่านมาจากวงจรพรีเควนซีชิป มอดูเลชันซึ่งทำการมอดูเลตแล้ว จะถูกส่งออกเป็นคลื่นวิทยุไปยังเครื่องรับวิทยุต่อไป

#### 3.4 ส่วนวงจรเครื่องรับวิทยุ ( Receiver )

สัญญาณที่ส่งออกจากเครื่องส่งวิทยุ จะถูกรับสัญญาณได้จากเครื่องรับ และสัญญาณก็จะถูกส่งไปยังส่วนวงจรพรีเควนซีชิป ดิมอดูเลชัน

#### 3.5 ส่วนวงจรพรีเควนซีชิป ดิมอดูเลชัน ( FSK Demodulation )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่ถูกส่งผ่านมาจากส่วนวงจรเครื่องรับ จะถูกถอดรหัสสัญญาณที่นี้ ข้อมูลที่ได้จะส่งเข้าไปยังพอร์ตอนุกรมของ 8051 เพื่อให้โปรแกรม 2 ประมวลผลต่อไป

### 3.6 ส่วนโปรแกรม 2 ( Program 2 )

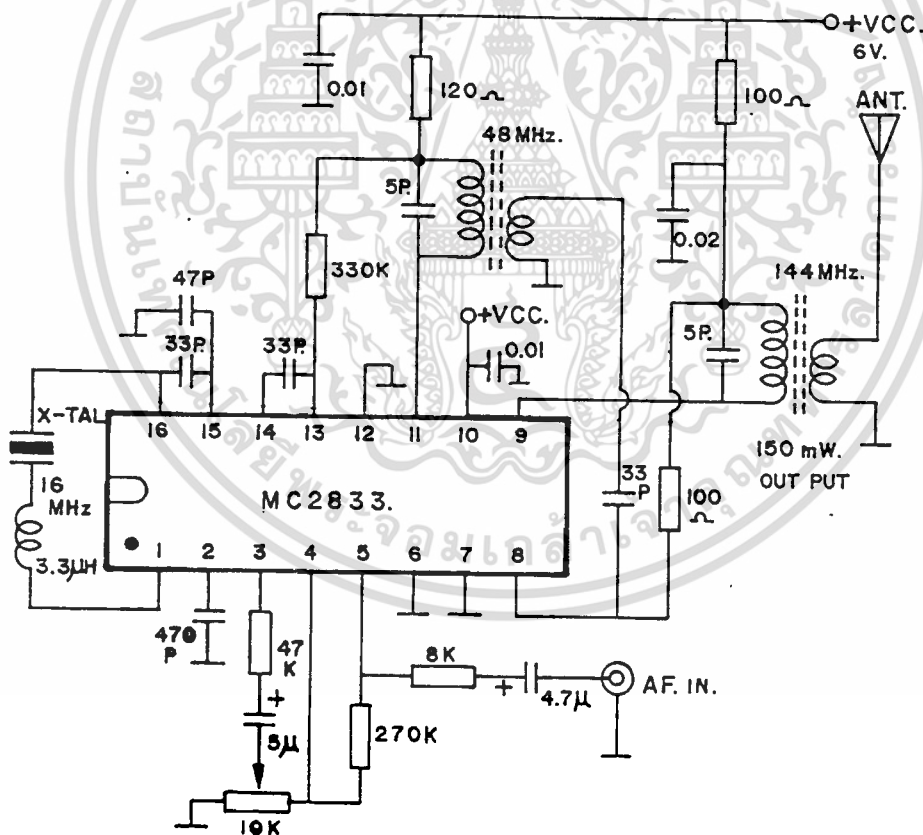
โปรแกรม 2 จะทำงานในส่วนประมวลผล บนไมโครคอนโทรลเลอร์ 8051 รับข้อมูลที่ส่งจากโปรแกรม 1 แล้ว ประมวลผลว่าจะส่งสัญญาณอย่างไรบ้าง ให้กับวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ รายละเอียดอยู่ในภาคผนวก

### 3.7 ส่วนวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ ( Driving Motor Circuit )

จะเป็นส่วนขับเคลื่อนมอเตอร์ตามคำสั่งที่ได้รับผ่านทาง user port จากโปรแกรม 2

### เครื่องรับ

วงจรมีเป็นเครื่องส่งย่าน VHF ความถี่ 144 MHz โดยใช้แร่ควบคุมที่ความถี่ 16 MHz ใช้ไอซี MC2833P

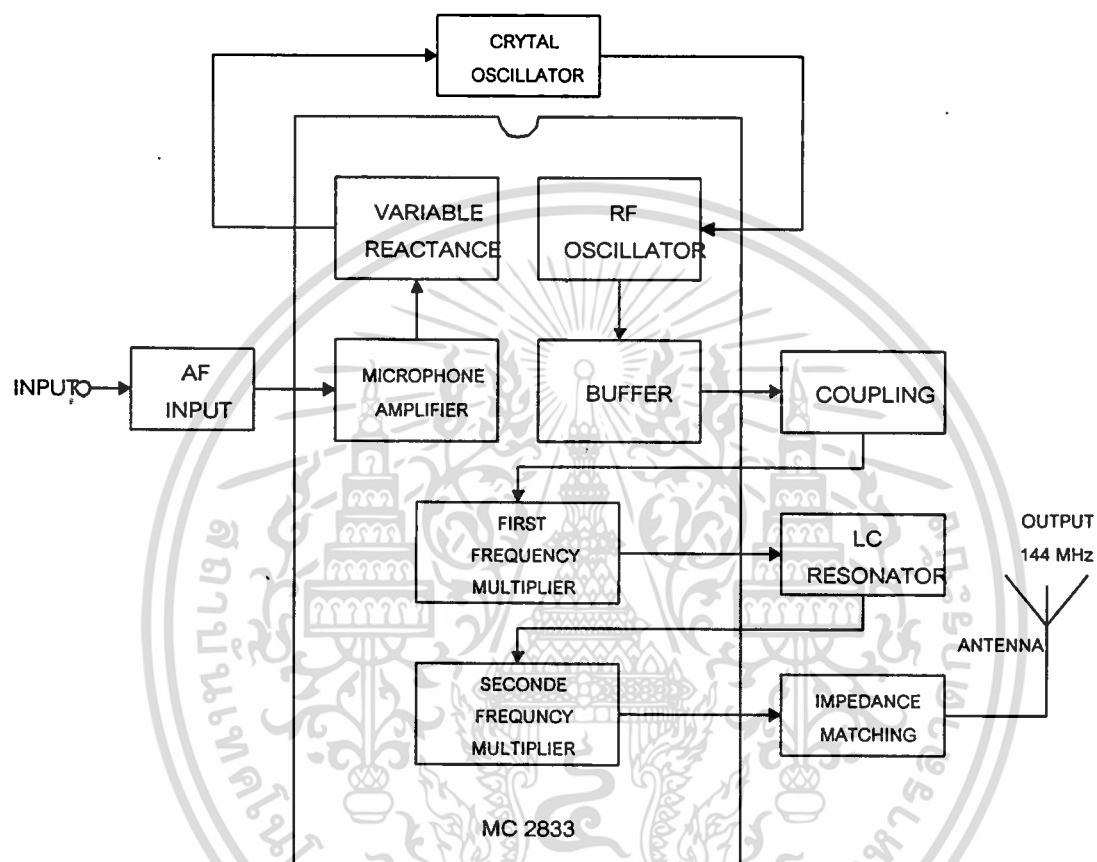


รูปที่ 3.2 แสดงวงจรเครื่องส่งย่าน VHF ความถี่ 144 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เครื่องส่ง

### การทำงานของเครื่องส่ง



รูปที่ 3.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมหลักการทำงานของเครื่องส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปแสดงบล็อกไดอะแกรมหลักการทำงานของเครื่องส่ง โดยใช้ MC 2833 ซึ่งเป็นไอซีภาคส่งสัญญาณระบบเอฟเอ็ม สามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้

ภาคการทำงาน	หน้าที่
ภาคขยายสัญญาณไมโครโฟน	ขยายสัญญาณที่ได้รับจากไมโครโฟน
วาริเอเบิล รีแอคแตนซ์	เปลี่ยนแปลงค่ารีแอคแตนซ์ไปตามสัญญาณที่รับจากภาคขยายไมโครโฟน
คริสตอล ออสซิลเลเตอร์	เป็นตัวกำเนิดสัญญาณขึ้นมา โดยในวงจรเครื่องส่งนี้ใช้คริสตอลที่กำเนิดความถี่ 12MHz
บัฟเฟอร์	ป้องกันการรบกวนกันของสัญญาณระหว่างภาคอาร์เอฟออสซิลเลเตอร์ กับแบนด์พาสฟิลเตอร์
คลับปลิ่ง	ให้ AF ผ่าน ( ส่งผ่านสัญญาณจากภาคหนึ่งสู่อีกภาคหนึ่ง
วงจรคูณความถี่	เป็นวงจรที่คูณความถี่ของสัญญาณ ให้มีความถี่สูงขึ้นถึงความถี่ที่ต้องการ
LC เรโซเนเตอร์	ใช้ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุต่อกันเป็นวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน
วงจรแมชซิ่ง	เป็นวงจรที่ทำให้ส่วนเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรเครื่องส่งมีค่าเท่ากับอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

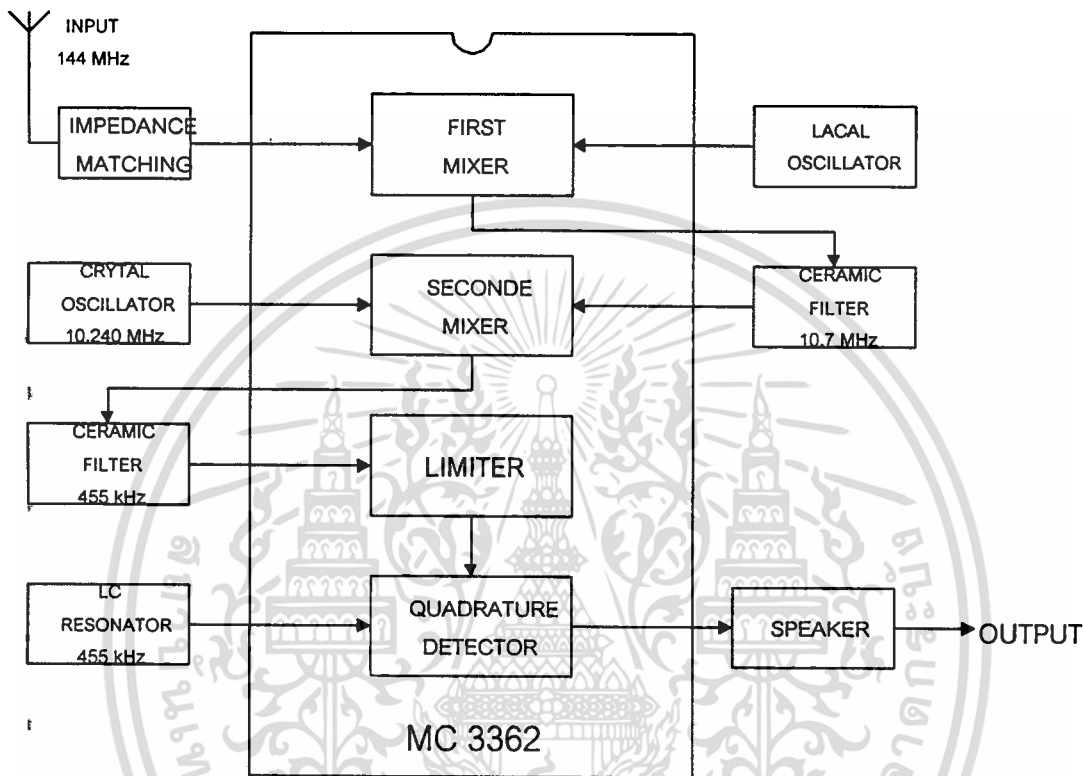
ตารางที่ 3.1 แสดงหลักการทำงานของเครื่องส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# เครื่องรับ

## การทำงานของเครื่องรับ



รูปที่ 3.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมหลักการทำงานของเครื่องรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

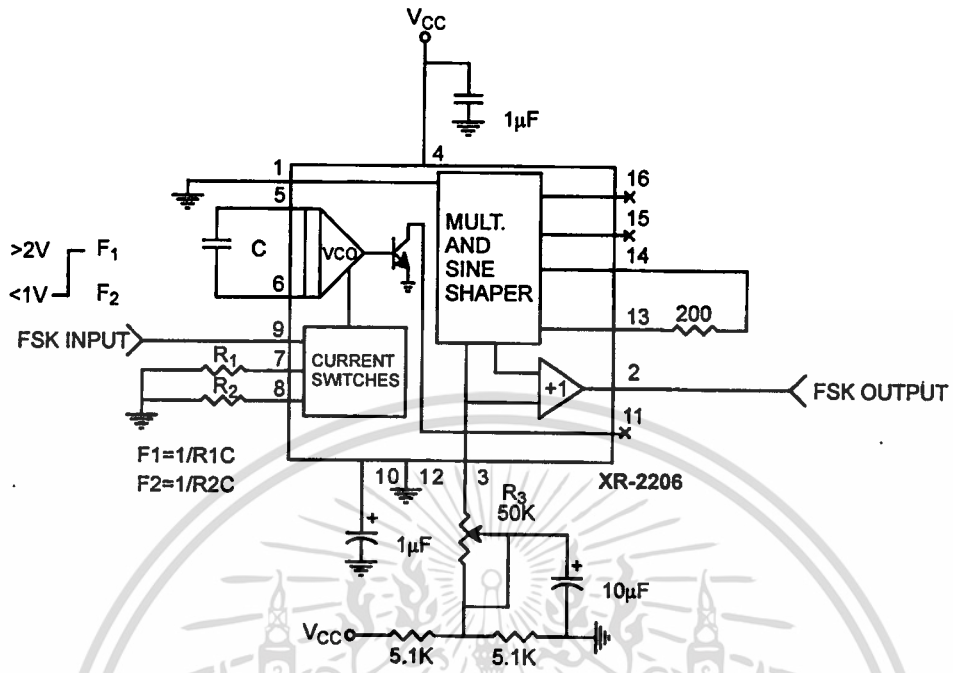
จากรูปที่ 3.50 แสดงแผนผังการทำงานของเครื่องรับ โดยใช้ MC 3362 ซึ่งเป็นไอซีภาครับ สัญญาณระบบเอฟเอ็ม

ภาคการทำงาน	หน้าที่
วงจรแมชซิง	เป็นวงจรที่ทำให้ส่วนเอาต์พุตของทอมป์แดนซ์ของสายมีค่าเท่ากับอินพุตของทอมป์แดนซ์ของวงจรเครื่องรับ
โลคัลออสซิลเลเตอร์	กำเนิดความถี่ ซึ่งใช้ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุต่อกันเป็นวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน
มิกเซอร์	ผสมสัญญาณ
เซรามิกฟิลเตอร์	เป็นฟิลเตอร์ที่ทำการตอบสนองความถี่ที่กำหนดไว้
คริสตอลออสซิลเลเตอร์	ทำหน้าที่เป็นตัวกำเนิดสัญญาณขึ้นมา โดยในวงจรเครื่องรับนี้ใช้คริสตอลที่กำเนิดความถี่ 10.245MHz
ลิมิตเตอร์	ทำหน้าที่กำจัดสัญญาณรบกวนที่ปนมากับสัญญาณความถี่ไอเอฟ
LC เรโซเนเตอร์	โดยใช้ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุต่อกันเป็นวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน หรือใช้ LC แทนจูนก็ได้
ควอดเรเจอร์ ดีเทคเตอร์	แยกสัญญาณเสียงออกจากสัญญาณความถี่ไอเอฟ

ตารางที่ 3.2 แสดงหลักการทำงานของเครื่องรับ

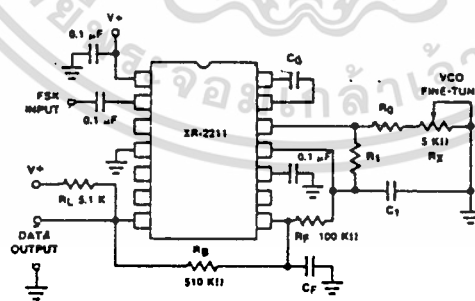
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร ฟรีควนซีชิปคีย์มอดูเลชั่น ( Frequency - Shift Keying Modulation : FSK )



รูปที่ 3.6 วงจร Frequency Shift Keying Modulation (FSK)

วงจร ฟรีควนซีชิปคีย์มอดูเลชั่น ดีมอดูเลชั่น ( Frequency - Shift Keying Demodulation : FSK )

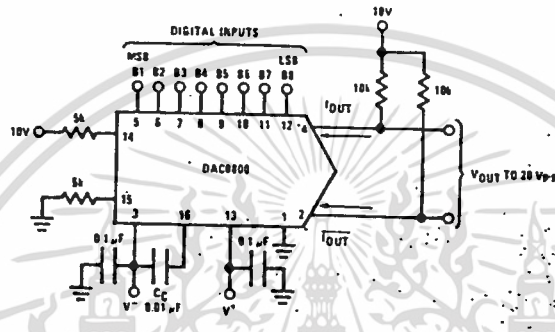


รูปที่ 3.7 วงจร Frequency Shift Keying Demodulation (FSK)

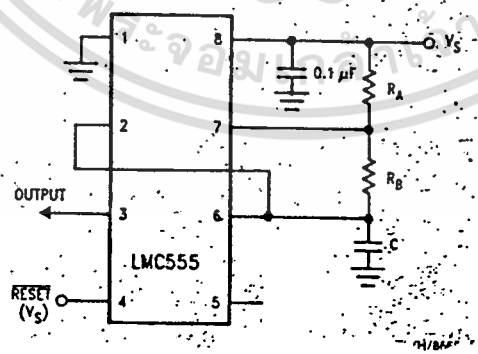
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาด้านนี้ เมื่อนุญตาเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนควบคุมวงจรรับเคลื่อน

ส่วนควบคุมวงจรรับเคลื่อนใช้การควบคุมโดยส่งข้อมูลจากไมโครคอนโทรลเลอร์มายังวงจรถ่ายแปลงจากสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก ใช้ IC DAC0800 แล้วส่งโวลต์เตจที่ได้ไปยังส่วน IC LMC555 เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์วิดท์มอดูเลชั่นออกมาควบคุมรีเลย์ ซึ่งรีเลย์นี้ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ควบคุมการทำงานของมอเตอร์อีกทีหนึ่ง

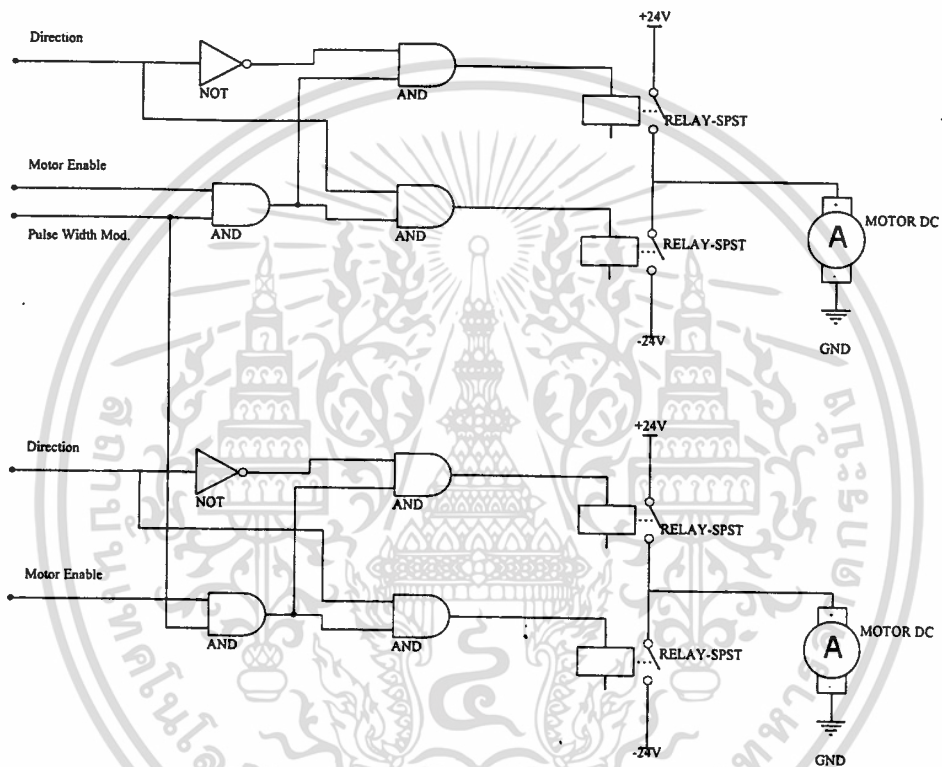


รูปที่ 3.8 แสดงการต่อวงจรของ IC DAC0800



รูปที่ 3.9 แสดงการต่อวงจรของ IC LMC555

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



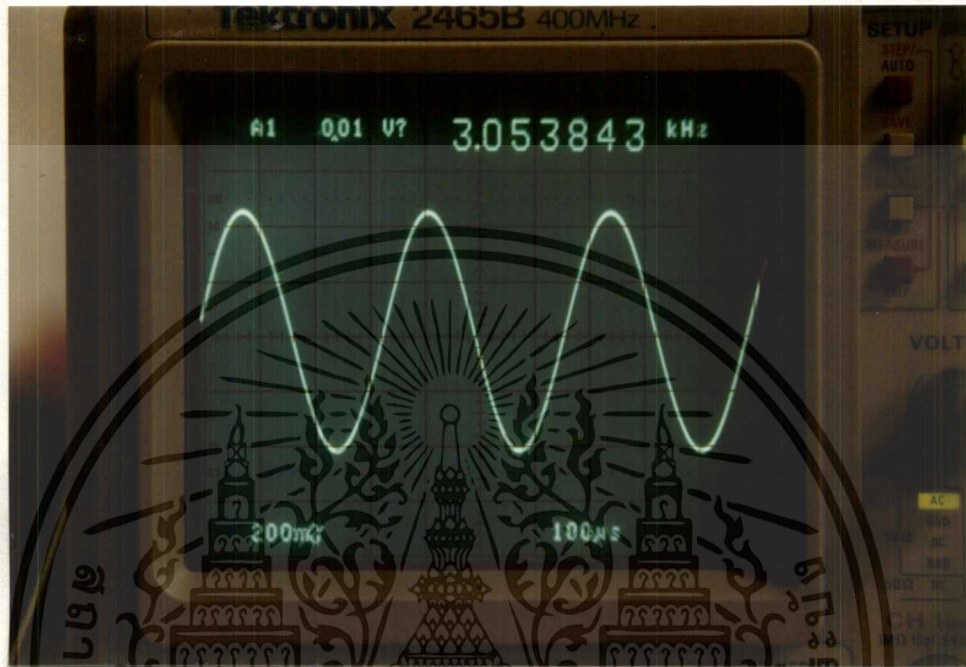
รูปที่ 3.10 แสดงวงจรขับเคลื่อนโดยใช้รีเลย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

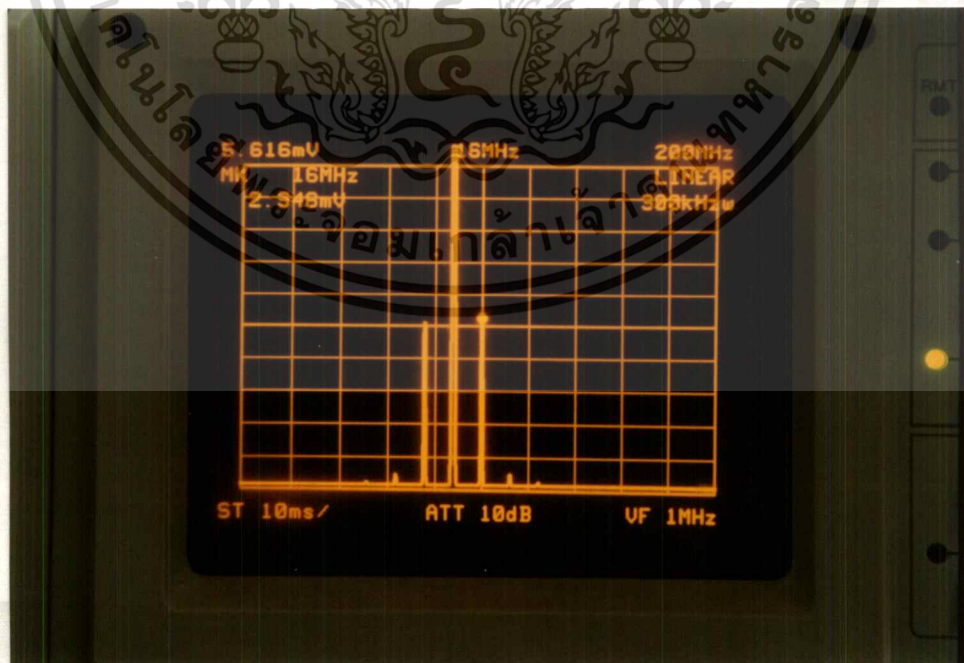
## บทที่ 4

## ผลการทดลอง

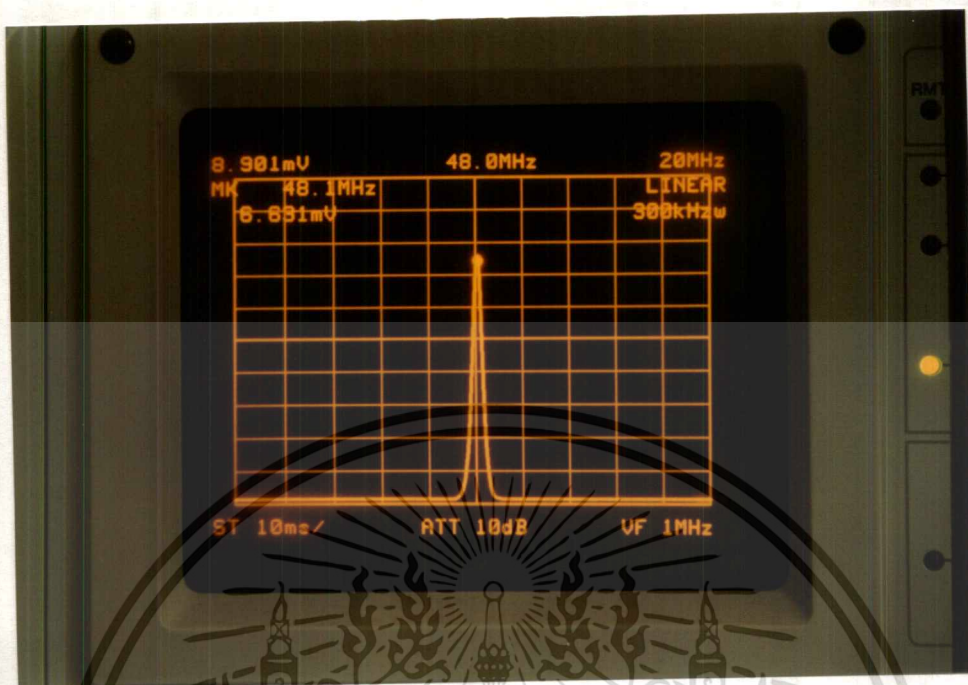
เครื่องส่ง



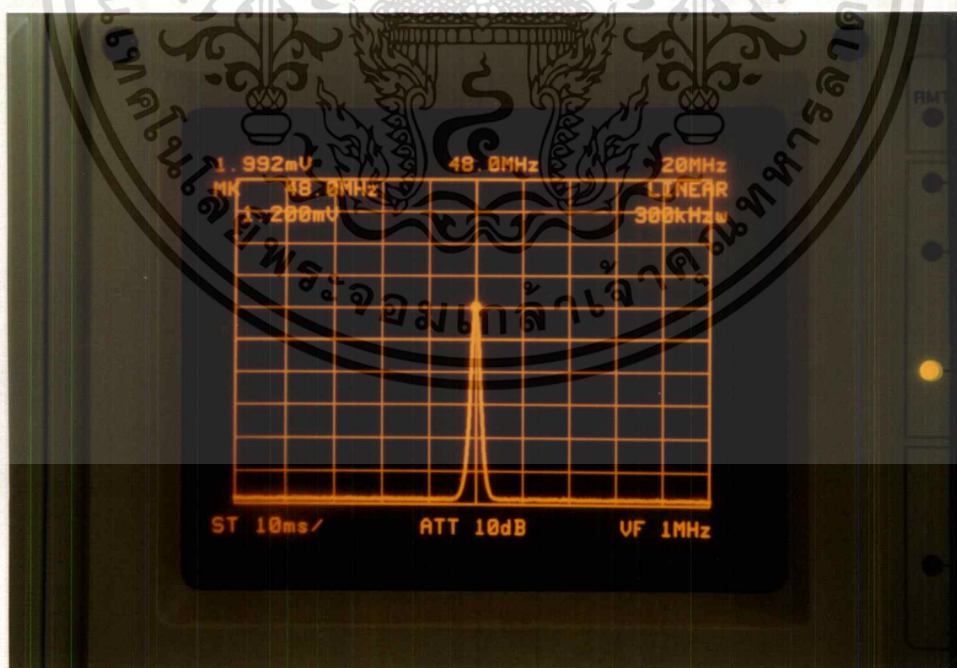
รูปที่ 4.1 ป้อนสัญญาณเข้าที่ขา 3 ของ MC 2833 ความถี่ 3 KHz เป็นสัญญาณก่อนการมอดูเลท วัดโดย Oscilloscope 400 Mhz



รูปที่ 4.2 วัดสัญญาณเข้าที่ขา 14 ของ MC 2833 จะได้ความถี่ 16 MHz วัดโดย Spectrum Analyzer เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

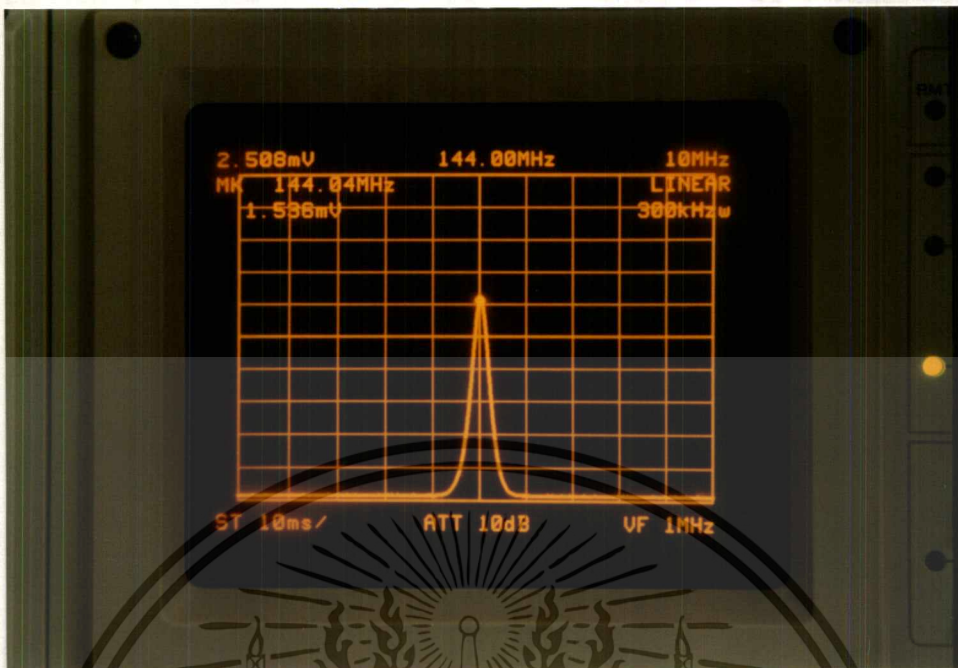


รูปที่ 4.3 วัดสัญญาณเข้าที่ขา 11 ของ MC 2833 ได้ค่าความถี่ 48 MHz วัดโดย Spectrum Analyzer



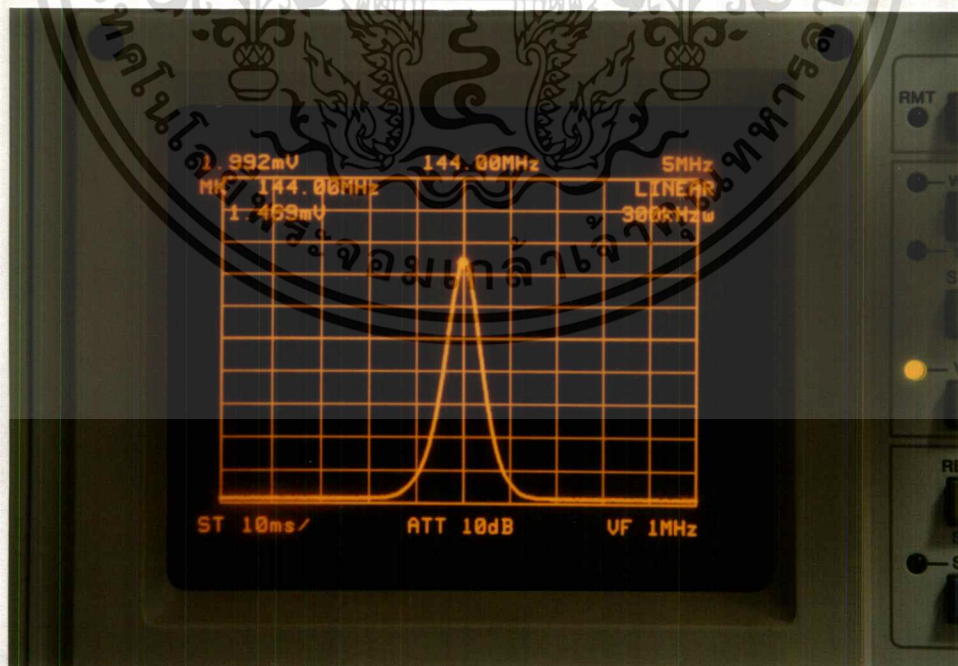
รูปที่ 4.4 ป้อนสัญญาณเข้าที่ขา 8 ของ MC 2833 ได้ค่าความถี่ 48 MHz วัดโดย Spectrum Analyzer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



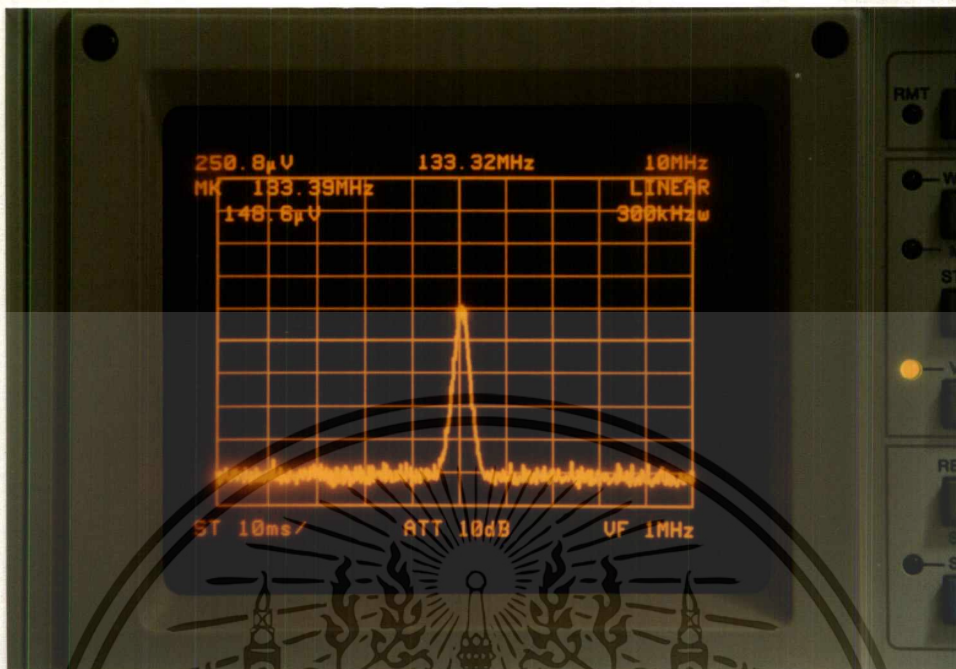
รูปที่ 4.5 ป้อนสัญญาณเข้าที่ขา 9 ของ MC 2833 ได้ความถี่ 144 MHz

เครื่องรับ

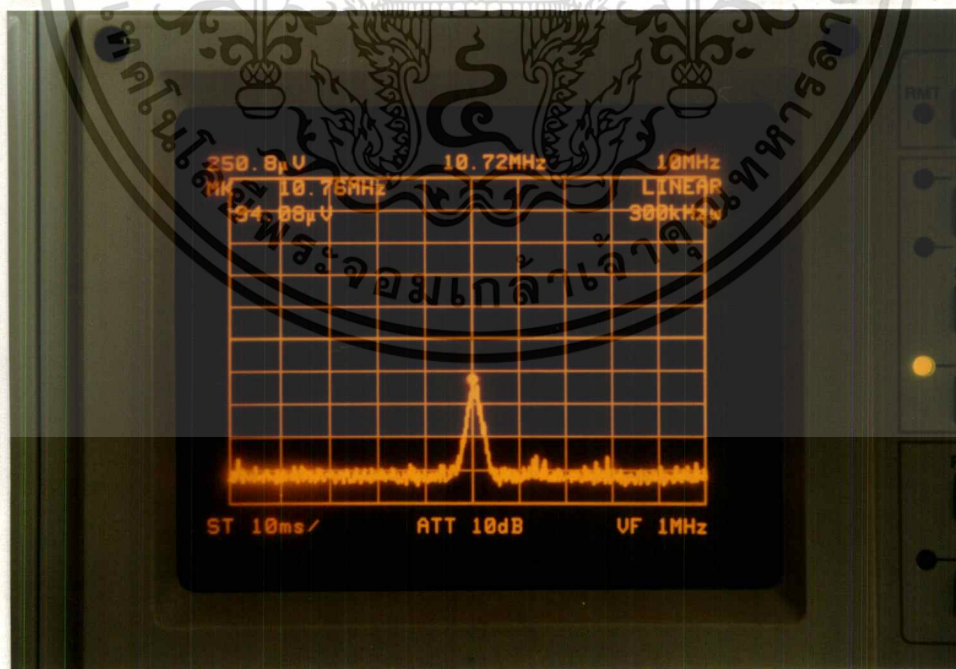


รูปที่ 4.6 วัดสัญญาณที่ขา 1 ของ IC เบอร์ MC 3362 ได้ความถี่ 144 MHz

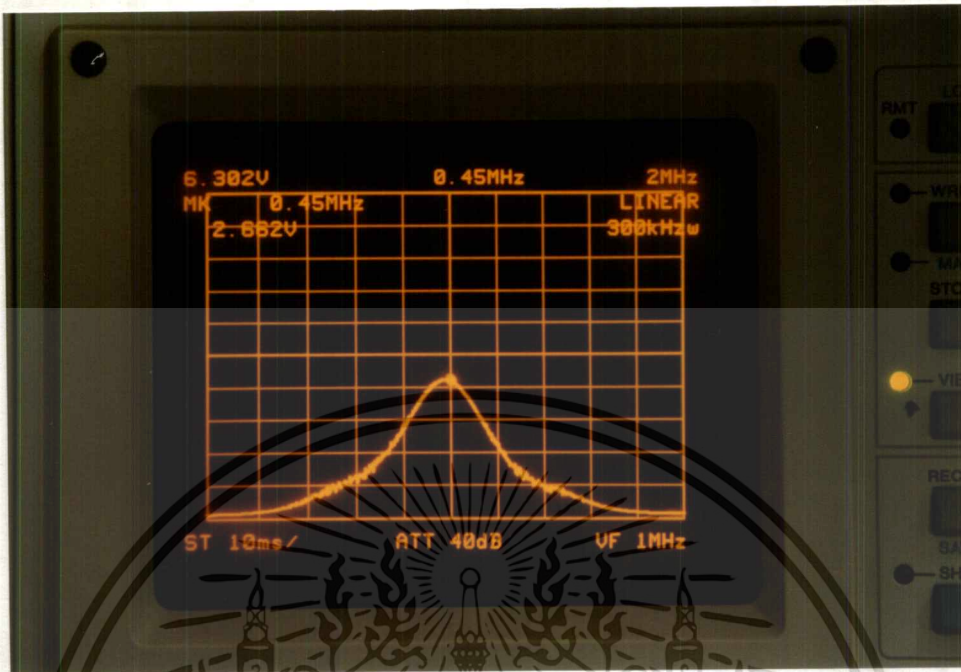
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



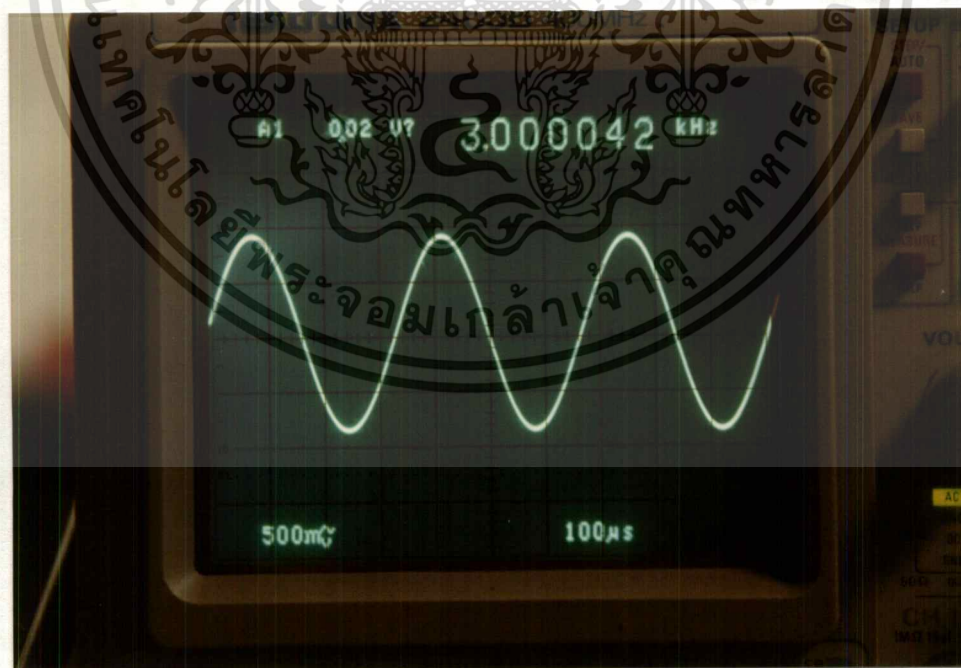
รูปที่ 4.7 วัดสัญญาณที่ขา 2 ของ IC เบอร์ MC 3362 ได้ความถี่ 133.3 MHz



รูปที่ 4.8 วัดสัญญาณที่ขา 17 ของ MC 3362 ได้ความถี่ 10.7 MHz ( วัดหลังจากผ่าน Ceramic filter )  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการเรียนการสอน ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 วัดสัญญาณที่ขา 5 ณ Ceramic filter ได้ความถี่ 455 KHz

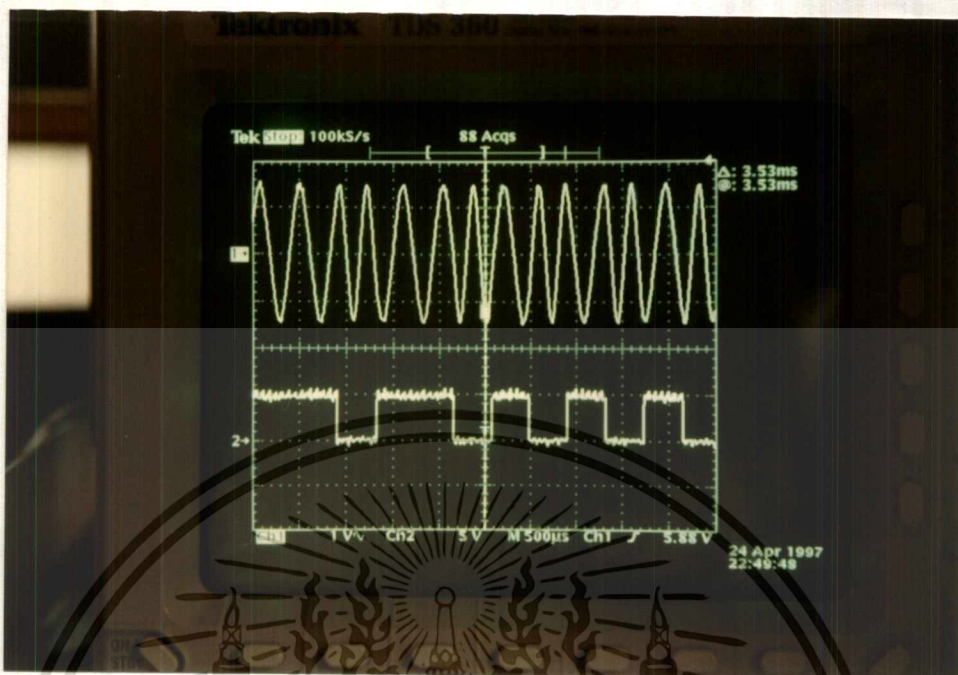


รูปที่ 4.10 วัดสัญญาณที่ขา 3 ( Detect Output ) จะได้ความถี่ 3000 Hz กลับคืนมา วัดโดยใช้

Oscilloscope

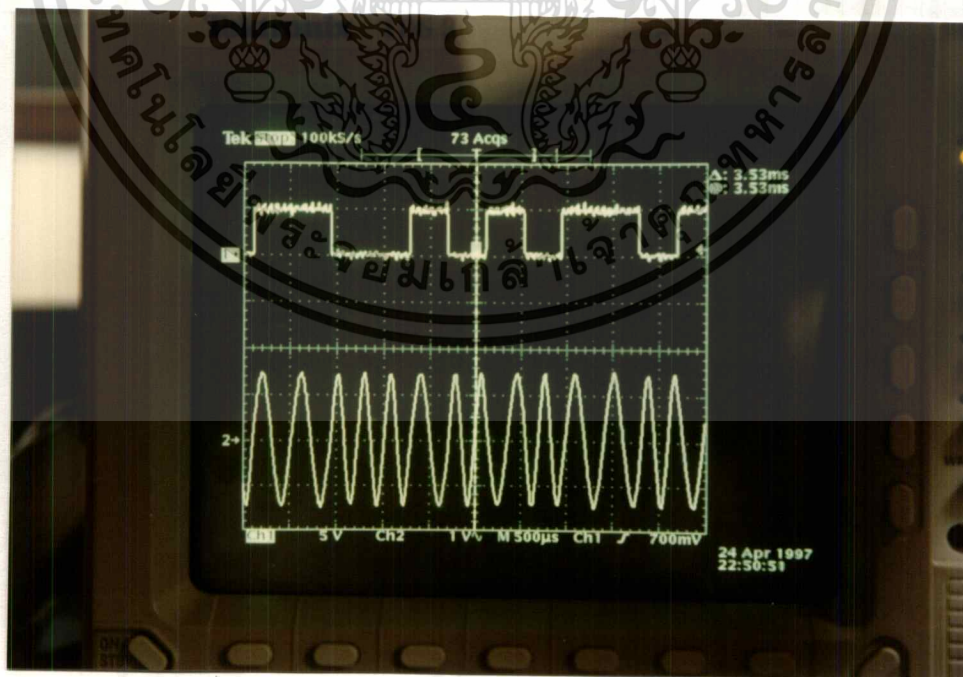
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟรีควนซีบิปีคียอิ่ง มอดูเลต



รูปที่ 4.11 แสดงสัญญาณอินพุตและสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแล้ว

ฟรีควนซีบิปีคียอิ่ง ดีมอดูเลต



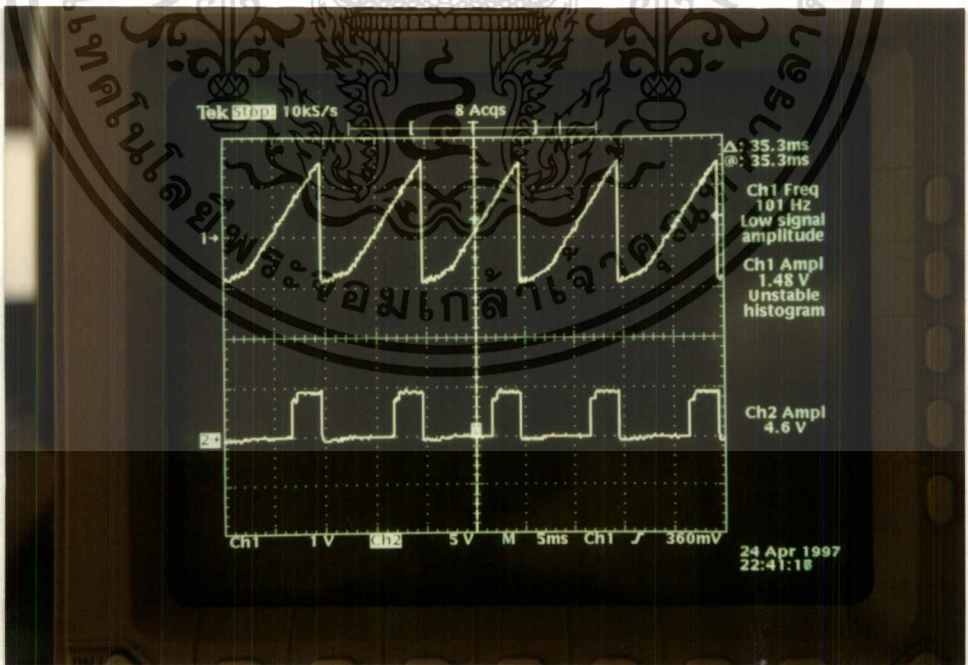
รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณที่ส่งเข้าไปและสัญญาณเอาต์พุตที่ดีมอดูเลตแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

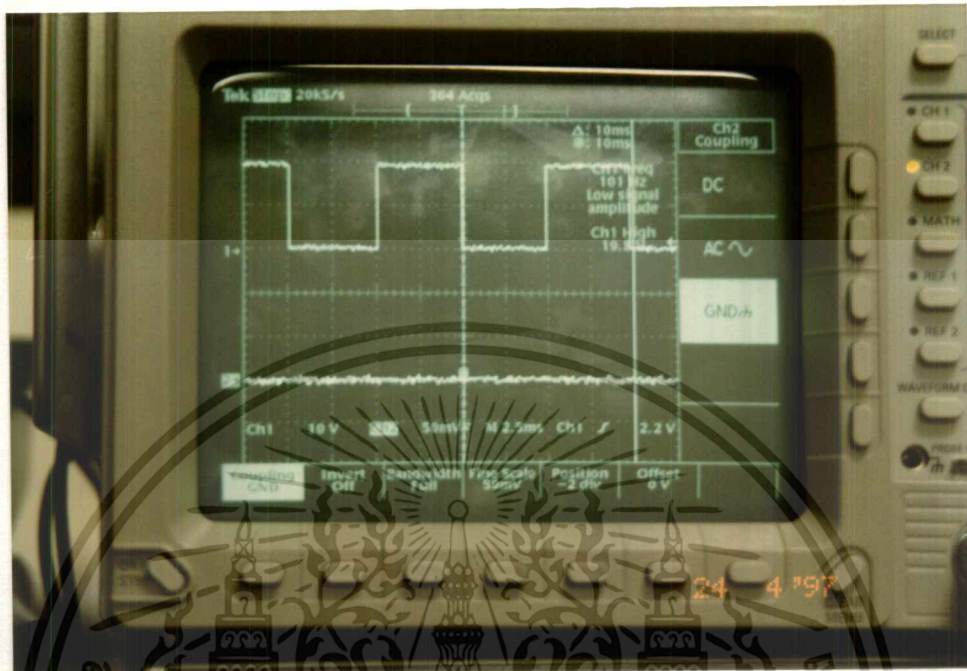
วงจรควบคุมมอเตอร์



รูปที่ 4.13 แสดงโวลต์เตทที่ได้จาก IC D/A



รูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณที่ได้จาก IC 555 ญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 แสดงโวลต์เดทที่ผ่านมอเตอร์ขณะ Relay ทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### สรุปผลและวิจารณ์

ส่วนที่ไม่สามารถกระทำจนสำเร็จคือส่วนแขนกล เนื่องจาก คาดว่าจะใช้ภาคบังคับลักษณะเดียวกับมอเตอร์ขับเคลื่อนรถ แต่เปลี่ยนเป็นสเตปป์มอเตอร์แทน แต่ยังไม่สามารถหาสเตปป์มอเตอร์ที่มีขนาดทอร์กสูงเพียงพอได้

แม้ส่วนปริญญานิพนธ์นี้จะไม่สมบูรณ์ ดังที่ตั้งจุดประสงค์ไว้ แต่คณะผู้จัดทำก็ยังหวังว่าจะเป็นประโยชน์สำหรับศึกษาต่อไป หากมีข้อผิดพลาดประการใด สำหรับปริญญานิพนธ์เล่มนี้ ก็ขอภัยไว้ ณ ที่นี้ด้วย

คณะผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## โปรแกรมด้านส่ง เขียนด้วยภาษา C

```
#include<stdio.h>
#include<conio.h>
#include<dos.h>

#define com1 0
#define BAUD 231
#define UP 0x4800
#define DOWN 0x5000
#define LEFT 0x4B00
#define RIGHT 0x4D00
#define ENTER 0x1C0D
#define ESC 0x011B

void init_port();
int key;
main()
{
    init_port(com1,BAUD);

do{
switch(key)
{ case UP:
    outputb(0x3f8,1);
    break;
case DOWN:
    outputb(0x3f8,2);
    break;
case LEFT:
    output(0x3f8,3);
    break;
case RIGHT:
    outputb(0x3f8,4);
    break;
} } while(key!=ESC);
    getch();
}

void init_port(int com,int code)
{
    union REGS r;
    r.x.dx = com;
    r.h.ah = 0;
    r.h.al = code;
    int86(0x14,&r,&r);
}
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## โปรแกรมด้านรับ เขียนด้วยภาษาแอสเซมบลี

```

                ORG 0060H
MAIN:          MOV B,#0ABH                ;SPEED DEFALT
                MOV SCON,#50H            ;SERIAL MODE 1
                MOV TMOD,#20H           ;TIMER 1 MODE 2
                MOV TH1,#0f4H           ;BAUD
                SETB TR1                 ;START TIMER1
                SETB EA                 ;ENABLE INTERRUPT
                SETB ES                 ;ENABLE SERIAL
WAIT:         JNB RI,WAIT                ;RECEIVE DATA
                ORG 0023H
IN:           MOV A,SBUF
                CLR RI

DETECT:       ;WHAT IS COMMAND
                SETB C                   ;MOTOR READY
                MOV P0.0,C
                SETB C
                MOV P0.1,C
                CJNE A,#01H,$+6
                SJMP UP
                CJNE A,#02H,$+6
                SJMP DOWN
                CJNE A,#03H,$+6
                SJMP LEFT
                CJNE A,#04H,$+6
                SJMP RIGHT
                CJNE A,#05H,$+6
                SJMP SPEED
                CJNE A,#06H,WAIT
                SJMP SPEED

SPEED:
FAST:         CJNE A,#05H,SLOW
                XCH A,B
                CJNE A,#0C0H,PLUS1
                SJMP STOP1
PLUS1:       CJNE A,#0ABH,PLUS2
                MOV A,#0C0H
                SJMP STOP1
PLUS2:       CJNE A,#095H,PLUS3
                MOV A,#0ABH
                SJMP STOP1
PLUS3:       CJNE A,#080H,STOP1
                MOV A,#095H
STOP1:       XCH A,B
                SJMP WAIT
SLOW:        CJNE A,#06H,WAIT
                XCH A,B
                CJNE A,#080H,MINUS1
                SJMP STOP2
MINUS1:      CJNE A,#095H,MINUS2
                MOV A,#080H
                SJMP STOP2
MINUS2:      CJNE A,#0ABH,MINUS3
                MOV A,#095H

```

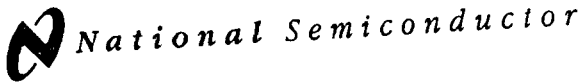
```

MINUS3:   SJMP STOP2
          CJNE A,#0C0H,STOP2
          MOV A,#0ABH
STOP2:    XCH A,B
          SJMP WAIT
UP:       SETB C
          MOV P0.2,C
          SETB C
          MOV P0.3,C
          SJMP WAIT
DOWN:    CLR C
          MOV P0.2,C
          CLR C
          MOV P0.3,C
          SJMP WAIT
RIGHT:   SETB C
          MOV P0.2,C
          CLR C
          MOV P0.3,C
          SJMP WAIT
LEFT:    CLR C
          MOV P0.2,C
          SETB C
          MOV P0.3,C
          SJMP WAIT
          END

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## DAC0800/DAC0801/DAC0802 8-Bit Digital-to-Analog Converters

### General Description

The DAC0800 series are monolithic 8-bit high-speed current-output digital-to-analog converters (DAC) featuring typical settling times of 100 ns. When used as a multiplying DAC, monotonic performance over a 40 to 1 reference current range is possible. The DAC0800 series also features high compliance complementary current outputs to allow differential output voltages of 20 V<sub>p-p</sub> with simple resistor loads as shown in Figure 1. The reference-to-full-scale current matching of better than ±1 LSB eliminates the need for full-scale trims in most applications while the nonlinearities of better than ±0.1% over temperature minimizes system error accumulations.

The noise immune inputs of the DAC0800 series will accept TTL levels with the logic threshold pin, V<sub>LC</sub>, grounded. Changing the V<sub>LC</sub> potential will allow direct interface to other logic families. The performance and characteristics of the device are essentially unchanged over the full ±4.5V to ±18V power supply range; power dissipation is only 33 mW with ±5V supplies and is independent of the logic input states.

The DAC0800, DAC0802, DAC0800C, DAC0801C and DAC0802C are a direct replacement for the DAC-08, DAC-08A, DAC-08C, DAC-08E and DAC-06H, respectively.

### Features

- Fast settling output current 100 ns
- Full scale error ±1 LSB
- Nonlinearity over temperature ±0.1%
- Full scale current drift = 10 ppm/°C
- High output compliance -10V to +18V
- Complementary current outputs
- Interface directly with TTL, CMOS, PMOS and others
- 2 quadrant wide range multiplying capability ±4.5V to ±18V
- Wide power supply range 33 mW at ±5V
- Low power consumption
- Low cost

### Typical Applications

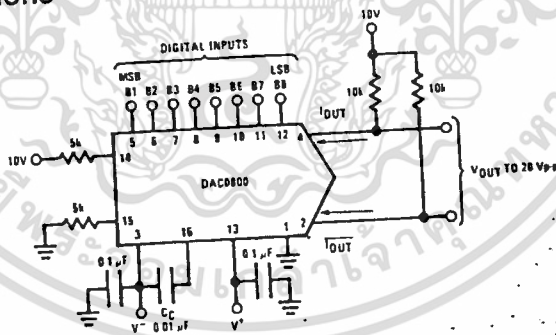


FIGURE 1. ±20 V<sub>p-p</sub> Output Digital-to-Analog Converter. (Note 4)

### Ordering Information

Non-Linearity	Temperature Range	Order Numbers				
		J Package (J16A)*		N Package (N16A)*		SO Package (M16A)*
±0.1% FS	0°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +70°C	DAC0802LCJ	DAC-08HQ	DAC0802LCN	DAC-08HP	DAC0802LCM
±0.19% FS	-55°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +125°C	DAC0800LJ	DAC-08Q	DAC0800LCN	DAC-08EP	DAC0800LCM
±0.19% FS	0°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +70°C	DAC0800LCJ	DAC-08EQ	DAC0801LCN	DAC-08CP	DAC0801LCM
±0.39% FS	0°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +70°C					

\*Devices may be ordered by using either order number.

### Absolu

If Military  
Office/Di  
Supply Vo  
Power Dis  
Referenc  
(V14 to  
Referenc  
(V14, V  
Referenc  
Logic Inp  
Analog C  
ESD Sus  
Storage

### Elect

T<sub>MAX</sub> ur

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

Symbol

### Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Supply Voltage (V+ - V-)	± 18V or 36V
Power Dissipation (Note 2)	500 mW
Reference Input Differential Voltage (V14 to V15)	V- to V+
Reference Input Common-Mode Range (V14, V15)	V- to V+
Reference Input Current	5 mA
Logic Inputs	V- to V plus 36V
Analog Current Outputs (Vs = -15V)	4.25 mA
ESD Susceptibility (Note 3)	TBD V
Storage Temperature	-65°C to +150°C

Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)

Dual-In-Line Package (plastic)	260°C
Dual-In-Line Package (ceramic)	300°C
Surface Mount Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

### Operating Conditions (Note 1)

	Min	Max	Units
Temperature (TA)			
DAC0800L	-55	+125	°C
DAC0800LC	0	-70	°C
DAC0801LC	0	-70	°C
DAC0802LC	0	+70	°C

**Electrical Characteristics** The following specifications apply for Vs = ±15V, IREF = 2 mA and TMIN ≤ TA ≤ TMAX unless otherwise specified. Output characteristics refer to both IOUT and IOUT.

Symbol	Parameter	Conditions	DAC0802LC			DAC0800L/ DAC0800LC			DAC0801LC			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
	Resolution		8	8	8	8	8	8	8	8	8	Bits
	Monotonicity		8	8	8	8	8	8	8	8	8	Bits
	Nonlinearity				±0.1			±0.19			±0.39	%FS
tS	Settling Time	To ± 1/2 LSB, All Bits Switched "ON" or "OFF", TA = 25°C		100	135					100	150	ns
		DAC0800L					100	135				ns
		DAC0800LC					100	150				ns
tPLH, tPHL	Propagation Delay	TA = 25°C		35	60		35	60		35	60	ns
	Each Bit			35	60		35	60		35	60	ns
	All Bits Switched											ns
TCIFS	Full Scale Tempo			±10	±50		±10	±50		±10	±80	ppm/°C
VOC	Output Voltage Compliance	Full Scale Current Change < 1/2 LSB, ROUT > 20 MΩ Typ	-10		18	-10		18	-10		18	V
IFs4	Full Scale Current	VREF = 10.000V, R14 = 5.000 kΩ, R15 = 5.000 kΩ, TA = 25°C	1.984	1.992	2.000	1.94	1.99	2.04	1.94	1.99	2.04	mA
IFsS	Full Scale Symmetry	IFs4 - IFs2		±0.5	±4.0		±1	±8.0		±2	±16	μA
IzS	Zero Scale Current			0.1	1.0		0.2	2.0		0.2	4.0	μA
IcSR	Output Current Range	V- = -5V V- = -8V to -18V	0	2.0	2.1	0	2.0	2.1	0	2.0	2.1	mA
			0	2.0	4.2	0	2.0	4.2	0	2.0	4.2	mA
VIL	Logic Input Levels											V
	Logic "0"	VLC = 0V			0.8			0.8			0.8	V
	Logic "1"		2.0			2.0			2.0			V
IIL	Logic Input Current	VLC = 0V										μA
	Logic "0"	-10V ≤ VIN ≤ +0.8V		-2.0	-10		-2.0	-10		-2.0	-10	μA
	Logic "1"	2V ≤ VIN ≤ +18V		0.002	10		0.002	10		0.002	10	μA
VIS	Logic Input Swing	V- = -15V	-10		18	-10		18	-10		18	V
V1HR	Logic Threshold Range	Vs = ±15V	-10		13.5	-10		13.5	-10		13.5	V
Irs	Reference Bias Current			-1.0	-3.0		-1.0	-3.0		-1.0	-3.0	μA
dI/dt	Reference Input Slew Rate	(Figure 12)	4.0	8.0		4.0	8.0		4.0	8.0		mA/μs
PSSI <sub>FS+</sub>	Power Supply Sensitivity	4.5V ≤ V+ ≤ 18V		0.0001	0.01		0.0001	0.01		0.0001	0.01	%/%
PSSI <sub>FS-</sub>		-4.5V ≤ V- ≤ 18V		0.0001	0.01		0.0001	0.01		0.0001	0.01	%/%
		IREF = 1 mA										
	Power Supply Current	Vs = ±5V, IREF = 1 mA		2.3	3.8		2.3	3.8		2.3	3.8	mA
				-4.3	-5.8		-4.3	-5.8		-4.3	-5.8	mA
		Vs = 5V, -15V, IREF = 2 mA		2.4	3.8		2.4	3.8		2.4	3.8	mA
				-6.4	-7.8		-6.4	-7.8		-6.4	-7.8	mA
		Vs = ±15V, IREF = 2 mA		2.5	3.8		2.5	3.8		2.5	3.8	mA
				-6.5	-7.8		-6.5	-7.8		-6.5	-7.8	mA

### Electrical Characteristics (Continued)

The following specifications apply for  $V_S = \pm 15V$ ,  $I_{REF} = 2\text{ mA}$  and  $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$  unless otherwise specified. Output characteristics refer to both  $I_{OUT}$  and  $\bar{I}_{OUT}$ .

Symbol	Parameter	Conditions	DAC0802LC			DAC0800L/ DAC0800LC			DAC0801LC			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
P <sub>D</sub>	Power Dissipation	$\pm 5V, I_{REF} = 1\text{ mA}$		33	48		33	48		33	48	mW
		$5V, -15V, I_{REF} = 2\text{ mA}$		108	136		108	136		108	136	mW
		$\pm 15V, I_{REF} = 2\text{ mA}$		135	174		135	174		135	174	mW

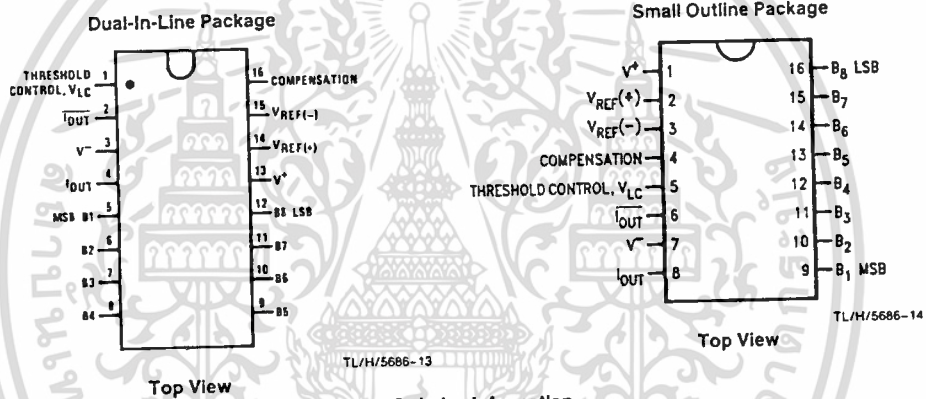
Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

Note 2: The maximum junction temperature of the DAC0800, DAC0801 and DAC0802 is 125°C. For operating at elevated temperatures, devices in the Dual-In-Line J package must be derated based on a thermal resistance of 100°C/W, junction-to-ambient, 175°C/W for the molded Dual-In-Line N package and 100°C/W for the Small Outline M package.

Note 3: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 kΩ resistor.

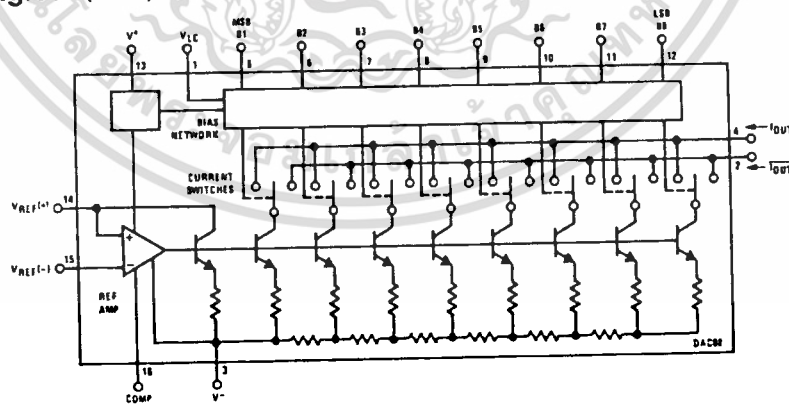
Note 4: Pin-out numbers for the DAC080X represent the Dual-In-Line package. The Small Outline package pin-out differs from the Dual-In-Line package.

### Connection Diagrams



See Ordering Information

### Block Diagram (Note 4)



TL/H/5686-7

## Typical Performance Characteristics

otherwise specified. Output

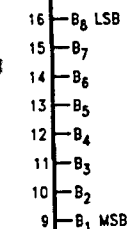
DAC0801LC			Units
In	Typ	Max	
	33	48	mW
	108	136	mW
	135	174	mW

Conditions do not apply when operating

Features, devices in the Dual-In-Line package and 100°C/W for the

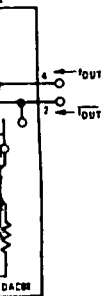
the Dual-In-Line package.

### Package



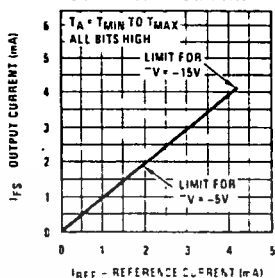
TL/H/5686-14

W

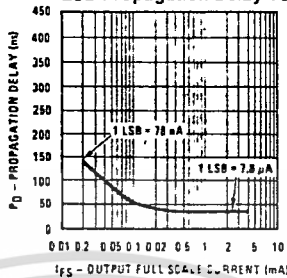


TL/H/5686-2

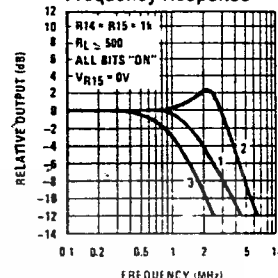
Full Scale Current vs Reference Current



LSB Propagation Delay Vs IFS

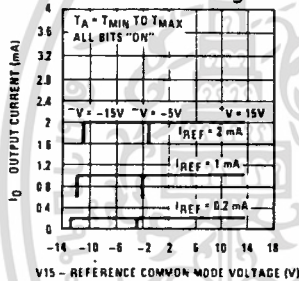


Reference Input Frequency Response



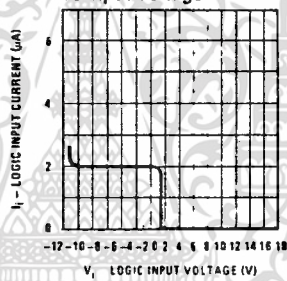
Curve 1:  $C_C$  15 pF,  $V_{IN}$  2 V<sub>p</sub> p centered at 1V  
 Curve 2:  $C_C$  15 pF,  $V_{IN}$  50 mV<sub>p</sub> p centered at 200 mV  
 Curve 3:  $C_C$  0 pF,  $V_{IN}$  = 100 mV<sub>p</sub> p at 0V and applied through 50  $\Omega$  connected to pin 14. 2V applied to R14.

Reference Amp Common-Mode Range

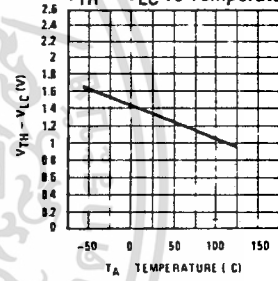


Note: Positive common-mode range is always  $(V+) - 1.5V$

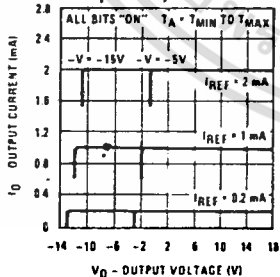
Logic Input Current vs Input Voltage



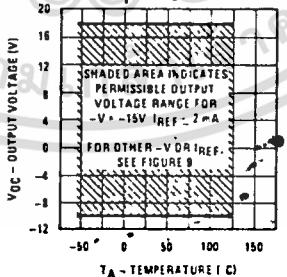
VTH - VLC vs Temperature



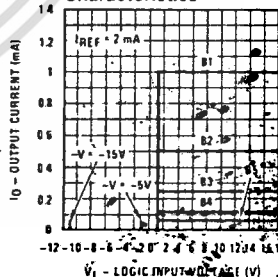
Output Current vs Output Voltage (Output Voltage Compliance)



Output Voltage Compliance vs Temperature

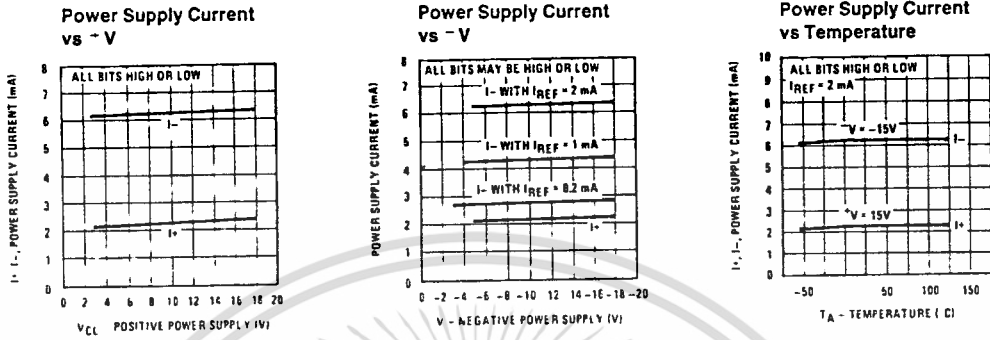


Bit Transfer Characteristics



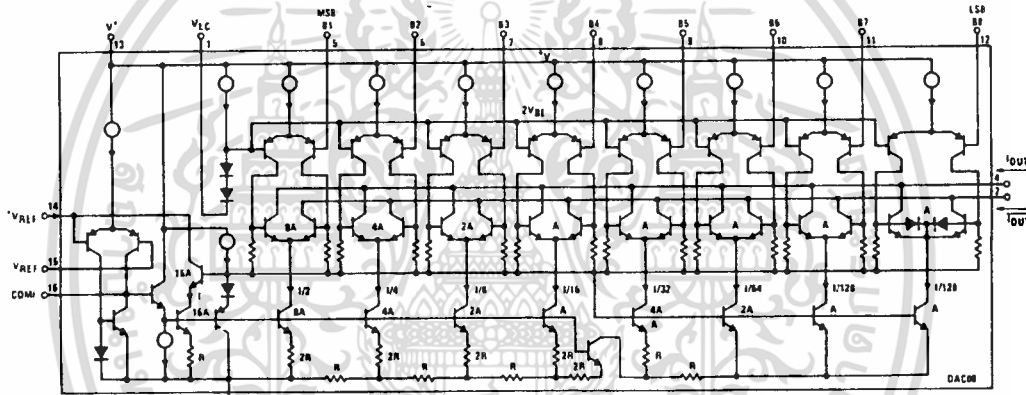
Note: B1-B8 have identical transfer characteristics. Bits are fully switched with less than 1/2 LSB error, at less than  $\pm 100$  mV from actual threshold. These switching points are guaranteed to lie between 0.8 and 2V over the operating temperature range ( $V_{LC} = 0V$ )

Typical Performance Characteristics (Continued)



TL/H/5686-4

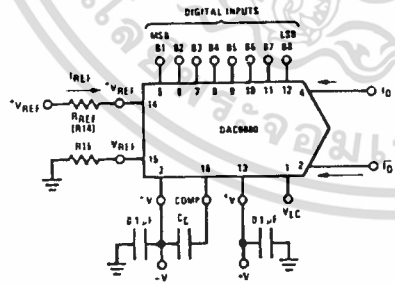
Equivalent Circuit



TL/H/5686-15

FIGURE 2

Typical Applications (Continued)



TL/H/5686-5

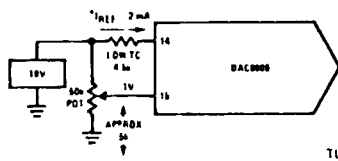
FIGURE 3. Basic Positive Reference Operation (Note 4)

$$I_{FS} \approx \frac{+V_{REF}}{R_{REF}} \cdot \frac{255}{256}$$

$I_D + \bar{I}_D = I_{FS}$  for all logic states

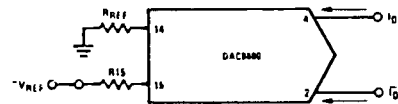
For fixed reference, TTL operation, typical values are:

- $V_{REF} = 10.000V$
- $R_{REF} = 5.000k$
- $R15 \approx R_{REF}$
- $C_C = 0.01 \mu F$
- $V_{LC} = 0V$  (Ground)



TL/H/5686-21

FIGURE 4. Recommended Full Scale Adjustment Circuit (Note 4)



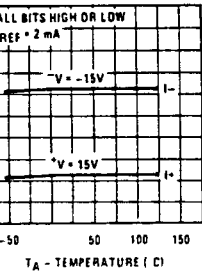
TL/H/5686-16

$$I_{FS} \approx \frac{V_{REF}}{R_{REF}} \cdot \frac{255}{256}$$

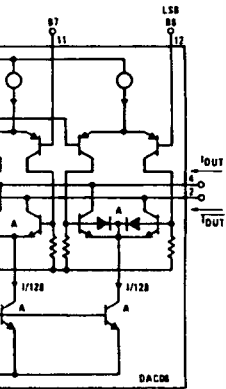
Note  $R_{REF}$  sets  $I_{CS}$ ,  $R15$  is for bias current cancellation

FIGURE 5. Basic Negative Reference Operation (Note 4)

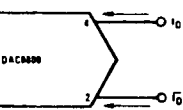
Power Supply Current vs Temperature



TL/H/5686-4



TL/H/5686-15

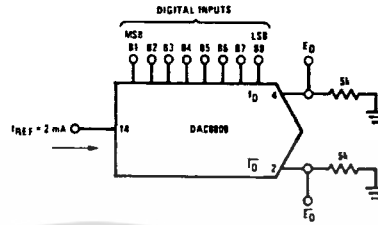


TL/H/5686-16

is  $I_{FS}$ ,  $R_{15}$  is cancellation

Reference Operation (Note 4)

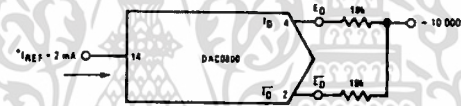
Typical Applications (Continued)



TL/H/5686-17

	B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7	B8	$I_0$ mA	$\bar{I}_0$ mA	$E_0$	$\bar{E}_0$
Full Scale	1	1	1	1	1	1	1	1	1.992	0.000	-9.960	0.000
Full Scale - LSB	1	1	1	1	1	1	1	0	1.984	0.008	-9.920	-0.040
Half Scale + LSB	1	0	0	0	0	0	0	1	1.008	0.984	-5.040	-4.920
Half Scale	1	0	0	0	0	0	0	0	1.000	0.992	-5.000	-4.960
Half Scale - LSB	0	1	1	1	1	1	1	1	0.992	1.000	-4.960	-5.000
Zero Scale + LSB	0	0	0	0	0	0	0	1	0.008	1.984	-0.040	-9.920
Zero Scale	0	0	0	0	0	0	0	0	0.000	1.992	0.000	-9.960

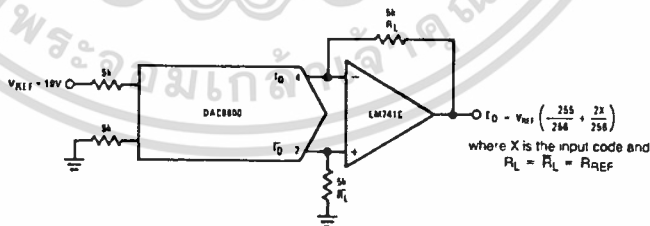
FIGURE 6. Basic Unipolar Negative Operation (Note 4)



TL/H/5686-6

	B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7	B8	$E_0$	$\bar{E}_0$
Pos. Full Scale	1	1	1	1	1	1	1	1	-9.920	+10.000
Pos. Full Scale - LSB	1	1	1	1	1	1	1	0	-9.840	+9.920
Zero Scale + LSB	1	0	0	0	0	0	0	1	-0.080	+0.160
Zero Scale	1	0	0	0	0	0	0	0	0.000	+0.080
Zero Scale - LSB	0	1	1	1	1	1	1	1	+0.080	0.000
Neg. Full Scale + LSB	0	0	0	0	0	0	0	1	+9.920	-9.840
Neg. Full Scale	0	0	0	0	0	0	0	0	+10.000	-9.920

FIGURE 7. Basic Bipolar Output Operation (Note 4)



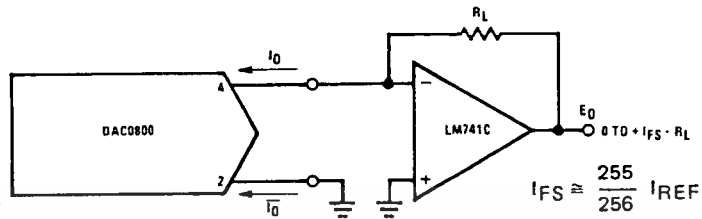
TL/H/5686-18

If  $R_L = R_{\bar{L}}$  within  $\pm 0.05\%$ , output is symmetrical about ground

	B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7	B8	$E_0$
Pos. Full Scale	1	1	1	1	1	1	1	1	+9.960
Pos. Full Scale - LSB	1	1	1	1	1	1	1	0	+9.880
(+)Zero Scale	1	0	0	0	0	0	0	0	+0.040
(-)Zero Scale	0	1	1	1	1	1	1	1	-0.040
Neg. Full Scale + LSB	0	0	0	0	0	0	0	1	-9.880
Neg. Full Scale	0	0	0	0	0	0	0	0	-9.960

FIGURE 8. Symmetrical Offset Binary Operation (Note 4)

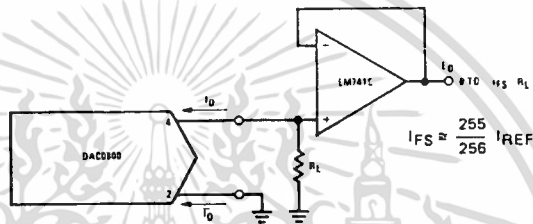
Typical Applications (Continued)



TL/H/5686-19

For complementary output (operation as negative logic DAC), connect inverting input of op amp to  $I_{\bar{O}}$  (pin 2), connect  $I_{O}$  (pin 4) to ground

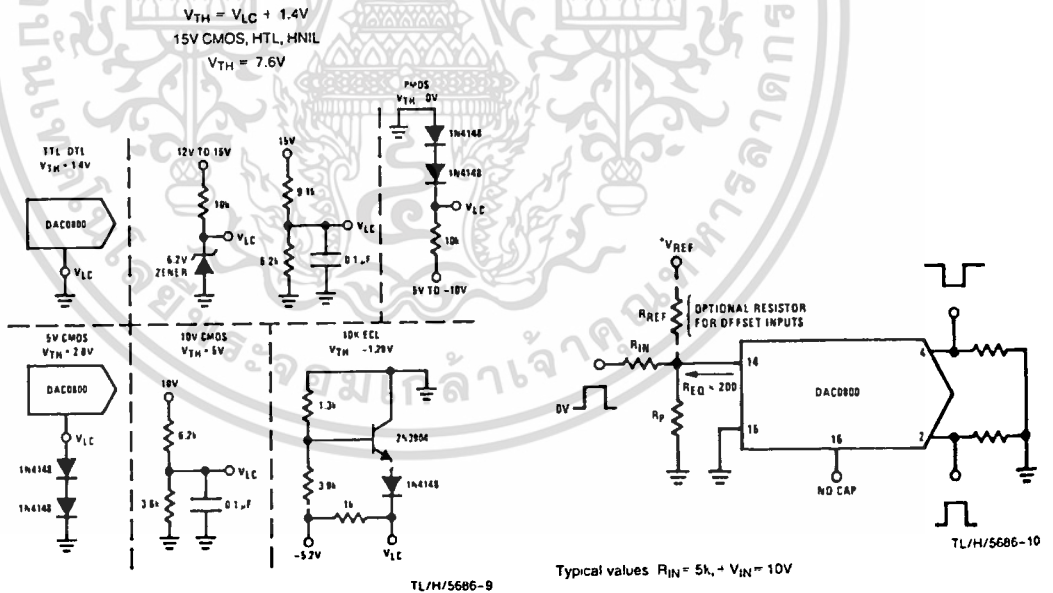
FIGURE 9. Positive Low Impedance Output Operation (Note 4)



TL/H/5686-20

For complementary output (operation as a negative logic DAC) connect non-inverting input of op amp to  $I_{\bar{O}}$  (pin 2), connect  $I_{O}$  (pin 4) to ground

FIGURE 10. Negative Low Impedance Output Operation (Note 4)



TL/H/5686-10

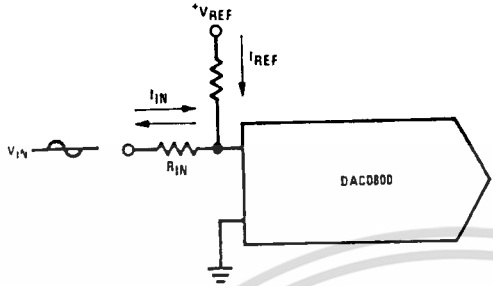
Note: Do not exceed negative logic input range of DAC

FIGURE 11. Interfacing with Various Logic Families

FIGURE 12. Pulsed Reference Operation (Note 4)

Typical Applications (Continued)

(a)  $I_{REF} \geq$  peak negative swing of  $I_{IN}$



(b)  $V_{REF}$  must be above peak positive swing of  $V_{IN}$

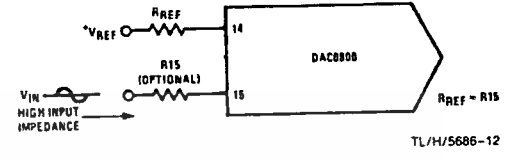


FIGURE 13. Accommodating Bipolar References (Note 4)

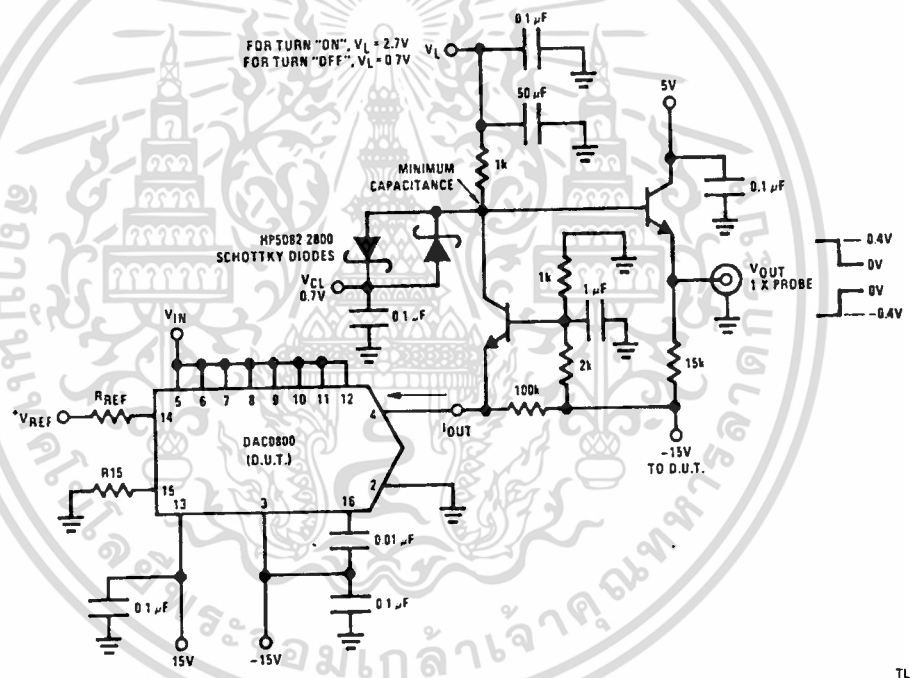
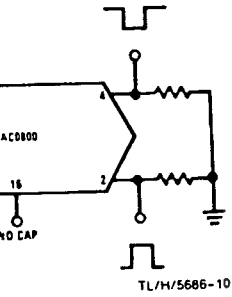


FIGURE 14. Settling Time Measurement (Note 4)

TL/H/5686-19

TL/H/5686-20

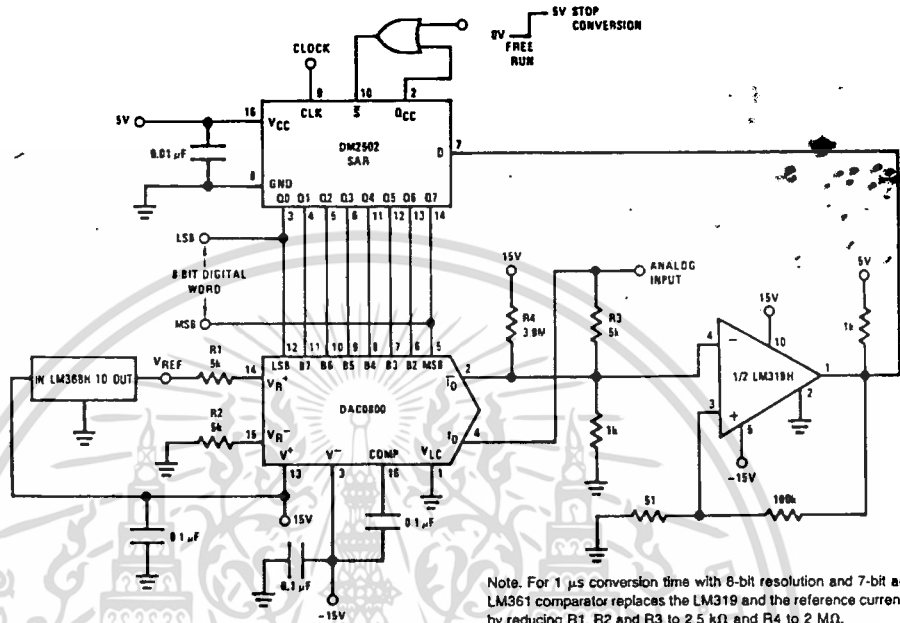


TL/H/5686-10

Operation (Note 4)

TL/H/5686-7

Typical Applications (Continued)



Note: For 1  $\mu$ s conversion time with 8-bit resolution and 7-bit accuracy, an LM361 comparator replaces the LM319 and the reference current is doubled by reducing R1, R2 and R3 to 2.5 k $\Omega$  and R4 to 2 M $\Omega$ .

TL/H/5686-B

FIGURE 15. A Complete 2  $\mu$ s Conversion Time, 8-Bit A/D Converter (Note 4)

## LMC555 CMOS Timer

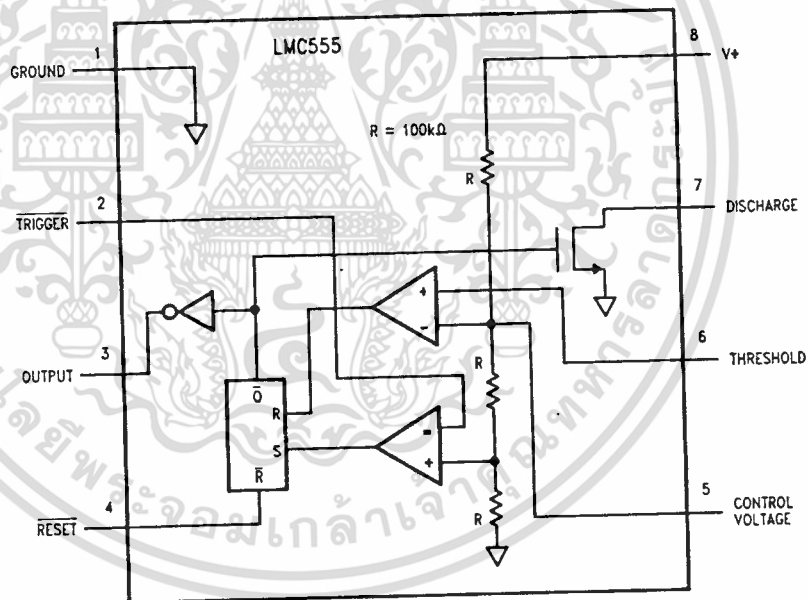
### General Description

The LMC555 is a CMOS version of the industry standard 555 series general purpose timers. It offers the same capability of generating accurate time delays and frequencies but with much lower power dissipation and supply current spikes. When operated as a one-shot, the time delay is precisely controlled by a single external resistor and capacitor. In the astable mode the oscillation frequency and duty cycle are accurately set by two external resistors and one capacitor. The use of National Semiconductor's LCMOS™ process extends both the frequency range and low supply capability.

### Features

- Less than 1 mW typical power dissipation at 5V supply
- 3 MHz astable frequency capability
- 1.5V supply operating voltage guaranteed
- Output full, compatible with TTL and CMOS logic at 5V supply
- Tested to 10 mA - 50 mA output current levels
- Reduced supply current spikes during output transitions
- Extremely low reset, trigger, and threshold currents
- Excellent temperature stability
- Pin-for-pin compatible with 555 series of timers

### Block and Connection Diagrams



TL/H/8669-1

(Pinouts for Molded and Metal Can Packages are identical)

Order Number LMC555CH, LMC555CM or LMC555CN  
See NS Package Number H08C, M08A or N08E

**PRELIMINARY**

...dissipation at 5V supply  
 ...y  
 ...ranteed  
 ...and CMOS logic at 5V  
 ...put current levels  
 ...uring output transitions  
 ...threshold currents  
 ...eries of timers

V+

DISCHARGE

THRESHOLD

CONTROL VOLTAGE

TL/H/8669-1

**Absolute Maximum Ratings**

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

Supply Voltage, V <sub>S</sub>	15V
Input Voltages, V <sub>2</sub> , V <sub>4</sub> , V <sub>5</sub> , V <sub>6</sub>	-0.3V to V <sub>S</sub> + 0.3V
Output Voltages, V <sub>3</sub> , V <sub>7</sub>	15V
Output Current I <sub>3</sub> , I <sub>7</sub>	100 mA
Operating Temperature Range (Note 1)	-40°C to +85°C*
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

**Soldering Information**

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

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

**Electrical Characteristics**

Test Circuit, T = 25°C, all switches open,  $\overline{\text{RESET}}$  to V<sub>S</sub> unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units (Limits)
	Supply Current	V <sub>S</sub> = 1.5V V <sub>S</sub> = 5V V <sub>S</sub> = 12V		50 100 150	150 250 400	μA
V <sub>5</sub>	Control Voltage	V <sub>S</sub> = 1.5V V <sub>S</sub> = 5V V <sub>S</sub> = 12V	0.8 2.9 7.4	1.0 3.3 8.0	1.2 3.8 8.6	V
V <sub>7</sub>	Discharge Saturation Voltage	V <sub>S</sub> = 1.5V, I <sub>7</sub> = 1 mA V <sub>S</sub> = 5V, I <sub>7</sub> = 10 mA		75 150	150 300	mV
V <sub>3L</sub>	Output Voltage (Low)	V <sub>S</sub> = 1.5V, I <sub>3</sub> = 1 mA V <sub>S</sub> = 5V, I <sub>3</sub> = 8 mA V <sub>S</sub> = 12V, I <sub>3</sub> = 50 mA		0.2 0.3 1.0	0.4 0.6 2.0	V
V <sub>3H</sub>	Output Voltage (High)	V <sub>S</sub> = 1.5V, I <sub>3</sub> = -0.25 mA V <sub>S</sub> = 5V, I <sub>3</sub> = -2 mA V <sub>S</sub> = 12V, I <sub>3</sub> = -10 mA	1.0 4.4 10.5	1.25 4.7 11.3		V
V <sub>2</sub>	Trigger Voltage	V <sub>S</sub> = 1.5V V <sub>S</sub> = 12V	0.4 3.7	0.5 4.0	0.6 4.3	V
V <sub>2</sub>	Trigger Current	V <sub>S</sub> = 5V		10		pA
V <sub>4</sub>	Reset Voltage	V <sub>S</sub> = 1.5V (Note 2) V <sub>S</sub> = 12V	0.4 0.4	0.7 0.75	1.0 1.1	V
I <sub>4</sub>	Reset Current	V <sub>S</sub> = 5V		10		pA
I <sub>6</sub>	Threshold Current	V <sub>S</sub> = 5V		10		pA
I <sub>7</sub>	Discharge Leakage	V <sub>S</sub> = 12V		1.0	100	nA
t <sub>1</sub>	Timing Accuracy	SW 2, 4 Closed V <sub>S</sub> = 1.5V V <sub>S</sub> = 5V V <sub>S</sub> = 12V	0.9 1.0 1.0	1.1 1.1 1.1	1.25 1.20 1.25	ms
t <sub>2</sub> ΔV <sub>S</sub>	Timing Shift with Supply	V <sub>S</sub> = 5V ± 1V		0.3		%/V
t <sub>3</sub> ΔT	Timing Shift with Temperature	V <sub>S</sub> = 5V -40°C ≤ T ≤ +85°C		75		ppm/°C
f <sub>1</sub>	Astable Frequency	SW 1, 3 Closed V <sub>S</sub> = 12V	4.0	4.8	5.6	kHz
f <sub>2</sub>	Maximum Frequency	Max. Freq. Test Circuit, V <sub>S</sub> = 5V		3.0		MHz
t <sub>4</sub>	Output Rise and Fall Times	Max. Freq. Test Circuit V <sub>S</sub> = 5V, C <sub>L</sub> = 10 pF		15		ns
t <sub>5</sub>	Trigger Propagation Delay	V <sub>S</sub> = 5V, Measure Delay from Trigger to Output		100		ns

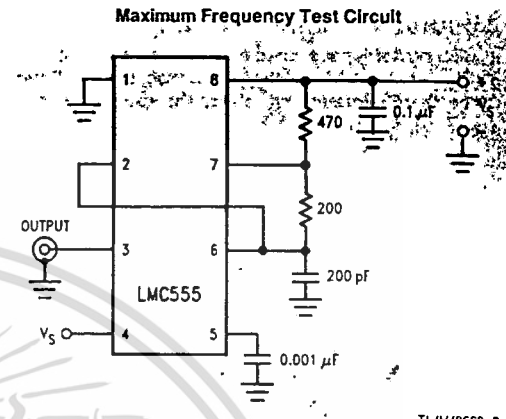
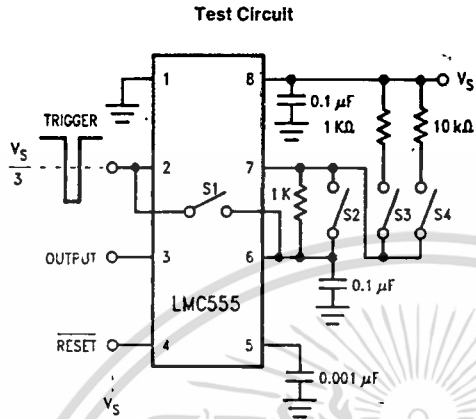
\* If TSC555Y drawing for specifications of military LMC555H version.

\*\* For operation at elevated temperatures, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 100°C/W for the LMC555CN, 167°C/W for the LMC555CH, and 169°C/W for the LMC555CM. Maximum allowable dissipation at 25°C is 1126 mW for the LMC555CN, 745 mW for the LMC555CH, and 740 mW for the LMC555CM.

\*\* The  $\overline{\text{RESET}}$  pin is to be used at temperatures of -20°C and below V<sub>S</sub> is required to be 2.0V or greater.

LMC555

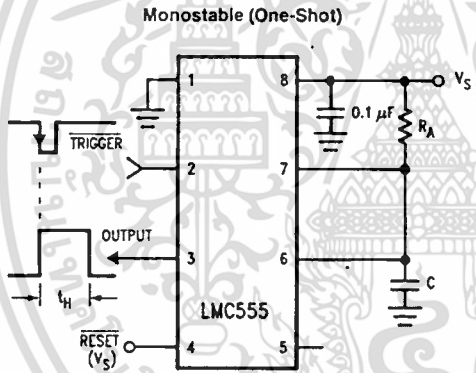
4



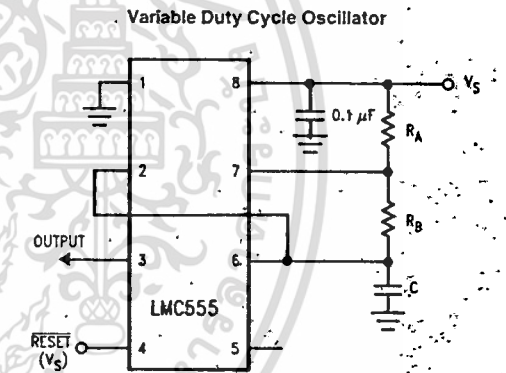
TL/H/8669-2

TL/H/8669-3

## Typical Applications



TL/H/8669-4



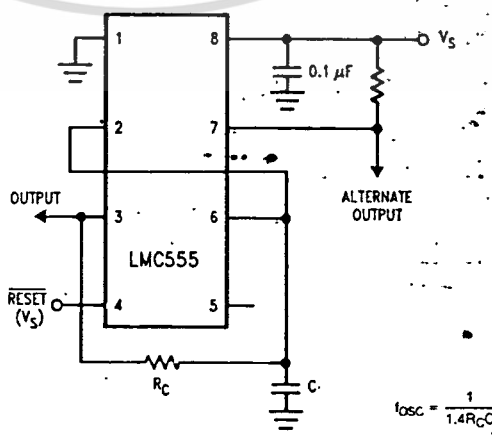
TL/H/8669-5

$t_H = 1.1 R_A C$  (Gives time that output is high following trigger)  
 RESET overrides TRIGGER, which can override THRESHOLD. Therefore, the trigger pulse must be shorter than the desired  $t_H$ .  
 The minimum trigger pulse width is 20 ns.  
 The minimum reset pulse width is 400 ns.

$$f_{osc} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C}$$

$$\text{Duty Cycle} = \frac{R_B}{R_A + 2R_B} \quad (\text{Gives fraction of total period that output is low})$$

### 50% Duty Cycle Oscillator



$$f_{osc} = \frac{1}{1.4R_C C}$$

TL/H/8669-6

SN5404, SN54LS04, SN54S04,  
SN7404, SN74LS04, SN74S04  
HEX INVERTERS

- Package Options Include Plastic "Small Outline" Packages, Ceramic Chip Carriers and Flat Packages, and Plastic and Ceramic DIPs
- Dependable Texas Instruments Quality and Reliability

SN5404 J PACKAGE  
SN54LS04, SN54S04 J OR W PACKAGE  
SN7404 N PACKAGE  
SN74LS04, SN74S04 D OR N PACKAGE

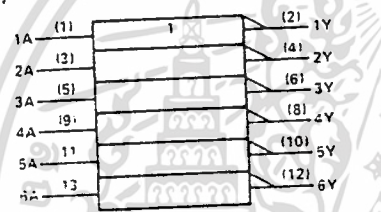
description

These devices contain six independent inverters. The SN5404, SN54LS04, and SN54S04 are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C. The SN7404, SN74LS04, and SN74S04 are characterized for operation from 0°C to 70°C.

FUNCTION TABLE (each inverter)

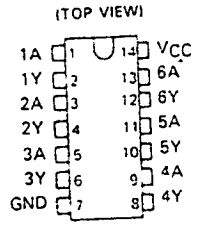
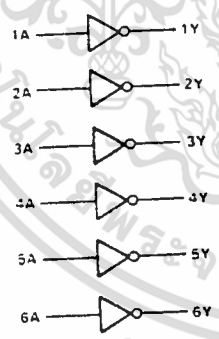
INPUTS		OUTPUT	
A	Y	A	Y
H	L	L	H
L	H	H	L

logic symbol

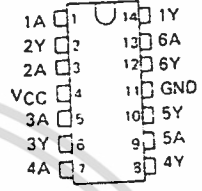


This symbol is in accordance with ANSI/IEEE Std 31-1984 and EC Publication 617-12. Pin numbers shown are for D, J, and W packages.

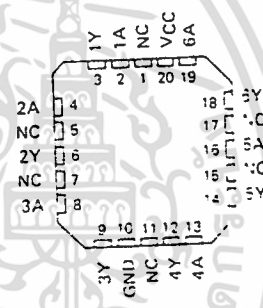
logic diagram (positive logic)



SN5404 W PACKAGE (TOP VIEW)



SN54LS04, SN54S04 FK PACKAGE (TOP VIEW)



NC - No internal connection

2  
TTL Devices

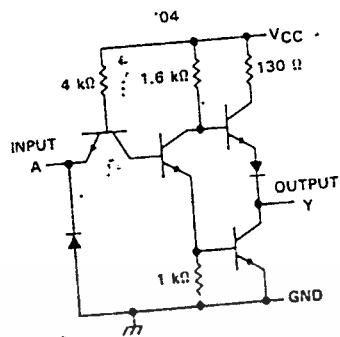
PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.



POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75265

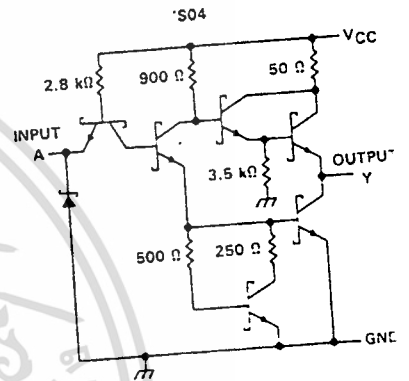
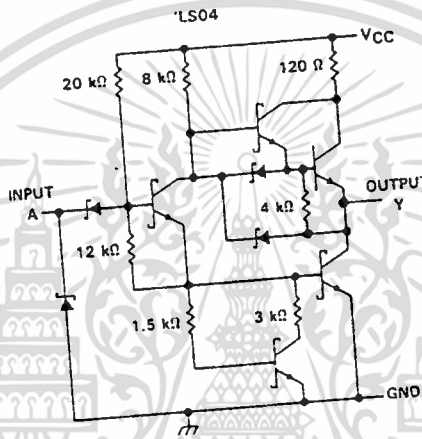
SN5404, SN54LS04, SN54S04,  
SN7404, SN74LS04, SN74S04  
HEX INVERTERS

schematics (each gate)



2

TTL Devices



Resistor values shown are nominal

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, VCC (see Note 1) .....

Input voltage: '04, 'S04 .....

Operating free-air temperature range: SN54' .....

Storage temperature range .....

-55°C t:

0°C

-65°C t

NOTE 1 Voltage values are with respect to network ground terminal.

SN5404, SN7404  
HEX INVERTERS

recommended operating conditions

	SN5404			SN7404			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
V <sub>CC</sub> Supply voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V <sub>IH</sub> High-level input voltage	2			2			V
V <sub>IL</sub> Low-level input voltage	0.8			0.8			V
I <sub>OH</sub> High-level output current	-0.4			-0.4			mA
I <sub>OL</sub> Low-level output current	16			16			mA
T <sub>A</sub> Operating free-air temperature	-55	125		0	70		°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS †	SN5404		SN7404		UNIT	
		MIN	TYP ‡	MAX	MIN		TYP ‡
V <sub>IK</sub>	V <sub>CC</sub> = MIN, I <sub>I</sub> = -12 mA	-1.5		-1.5		V	
V <sub>OH</sub>	V <sub>CC</sub> = MIN, V <sub>IL</sub> = 0.8 V, I <sub>OH</sub> = -0.4 mA	2.4	3.4	2.4	3.4	V	
V <sub>OL</sub>	V <sub>CC</sub> = MIN, V <sub>IH</sub> = 2 V, I <sub>OL</sub> = 16 mA	0.2		0.2		V	
I <sub>I</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 5.5 V	1		1		mA	
I <sub>IH</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 2.4 V	40		40		µA	
I <sub>IL</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 0.4 V	-1.6		-1.6		mA	
I <sub>OS</sub> §	V <sub>CC</sub> = MAX	-20	-55	-18	-55	mA	
I <sub>CCH</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 0 V	6		6		12	mA
I <sub>CCL</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 4.5 V	18		18		33	mA

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.  
‡ All typical values are at V<sub>CC</sub> = 5 V, T<sub>A</sub> = 25°C.  
§ Not more than one output should be shorted at a time.

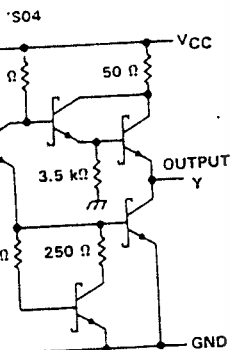
switching characteristics, V<sub>CC</sub> = 5 V, T<sub>A</sub> = 25°C (see note 2)

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT
t <sub>PLH</sub>	A	Y	R <sub>L</sub> = 400 Ω	C <sub>L</sub> = 15 pF	12			ns
t <sub>PHL</sub>					8			15

NOTE 2: Load circuits and voltage waveforms are shown in Section 1.

unless otherwise noted)

..... 7 V-  
..... 5.5 V-  
..... 7 V  
..... -55°C to 125°C  
..... 0°C to 70°C  
..... -65°C to 150°C



2

TTL Devices

SN54LS04, SN74LS04  
HEX INVERTERS

recommended operating conditions

	SN54LS04			SN74LS04			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
V <sub>CC</sub> Supply voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V <sub>IH</sub> High-level input voltage	2			2			V
V <sub>IL</sub> Low-level input voltage			0.7			0.8	V
I <sub>OH</sub> High-level output current			-0.4			-0.4	mA
I <sub>OL</sub> Low-level output current						8	mA
T <sub>A</sub> Operating free-air temperature	-55		125	0		70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS †	SN54LS04			SN74LS04			UNIT
		MIN	TYP ‡	MAX	MIN	TYP ‡	MAX	
V <sub>IK</sub>	V <sub>CC</sub> = MIN, I <sub>I</sub> = -18 mA			-1.5			-1.5	V
V <sub>OH</sub>	V <sub>CC</sub> = MIN, V <sub>IL</sub> = MAX, I <sub>OH</sub> = -0.4 mA	2.5	3.4		2.7	3.4		V
V <sub>OL</sub>	V <sub>CC</sub> = MIN, V <sub>IH</sub> = 2 V, I <sub>OL</sub> = 4 mA		0.25	0.4			0.4	V
	V <sub>CC</sub> = MIN, V <sub>IH</sub> = 2 V, I <sub>OL</sub> = 8 mA					0.25	0.5	
I <sub>I</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 7 V			0.1			0.1	mA
I <sub>IH</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 2.7 V			20			20	µA
I <sub>IL</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 0.4 V			-0.4			-0.4	mA
I <sub>OS</sub> §	V <sub>CC</sub> = MAX	-20		-100	-20		-100	mA
I <sub>CC</sub> ¶	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 0 V		1.2	2.4		1.2	2.4	mA
I <sub>CCL</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 4.5 V		3.6	6.6		3.6	6.6	mA

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.  
‡ All typical values are at V<sub>CC</sub> = 5 V, T<sub>A</sub> = 25°C

§ Not more than one output should be shorted at a time, and the duration of the short circuit should not exceed one second.

switching characteristics, V<sub>CC</sub> = 5 V, T<sub>A</sub> = 25°C (see note 2)

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UN
t <sub>PLH</sub>	A	Y	R <sub>L</sub> = 2 kΩ, C <sub>L</sub> = 15 pF		9	15	-
t <sub>PHL</sub>					10	15	

NOTE 2: Load circuits and voltage waveforms are shown in Section 1

2  
TTL Devices

recommended operating conditions

	SN54S04			SN74S04			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
V <sub>CC</sub> Supply voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V <sub>IH</sub> High-level input voltage	2			2			V
V <sub>IL</sub> Low-level input voltage		2			0.8		V
I <sub>OH</sub> High-level output current			-1			-1	mA
I <sub>OL</sub> Low-level output current			20			20	mA
T <sub>A</sub> Operating free-air temperature	-55		125	0		70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS †	SN54S04			SN74S04			UNIT
		MIN	TYP ‡	MAX	MIN	TYP ‡	MAX	
V <sub>IK</sub>	V <sub>CC</sub> = MIN, I <sub>I</sub> = -18 mA		-1.2			-1.2	V	
V <sub>OH</sub>	V <sub>CC</sub> = MIN, V <sub>IL</sub> = 0.8 V, I <sub>OH</sub> = -1 mA	2.5	3.4		2.7	3.4	V	
V <sub>OL</sub>	V <sub>CC</sub> = MIN, V <sub>IH</sub> = 2 V, I <sub>OL</sub> = 20 mA		0.5			0.5	V	
I <sub>I</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 5.5 V		1			1	mA	
I <sub>IH</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 2.7 V		50			50	µA	
I <sub>IL</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 0.5 V		-2			-2	mA	
I <sub>OS</sub> §	V <sub>CC</sub> = MAX	-40		-100	-40		mA	
I <sub>CCH</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 0 V		15	24		15	24	mA
I <sub>CCL</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 4.5 V		30	54		30	54	mA

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.  
 ‡ All typical values are at V<sub>CC</sub> = 5 V, T<sub>A</sub> = 25°C.  
 § Not more than one output should be shorted at a time, and the duration of the short circuit should not exceed one second.

switching characteristics, V<sub>CC</sub> = 5 V, T<sub>A</sub> = 25°C (see note 2)

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t <sub>PLH</sub>	A	Y	R <sub>L</sub> = 280 Ω, C <sub>L</sub> = 15 pF		3	4.5	ns
t <sub>PHL</sub>				3	5	ns	
t <sub>PLH</sub>	A	Y	R <sub>L</sub> = 280 Ω, C <sub>L</sub> = 50 pF		4.5		ns
t <sub>PHL</sub>				5		ns	

NOTE 2: Load circuits and voltage waveforms are shown in Section 1.

SN74LS04				UNIT
MAX	MIN	NOM	MAX	
5.5	4.75	5	5.25	V
	2			V
0.7		0.8		V
0.4		-0.4		mA
4		3		mA
125	0	70		°C

SN74LS04				UNIT
MAX	MIN	TYP ‡	MAX	
-1.5			-1.5	V
	2.7	3.4		V
0.4		0.4		V
	0.25	0.5		V
0.1		0.1		mA
20		20		µA
-0.4		-0.4		mA
-100	-20	-100		mA
2.4		1.2	2.4	mA
6.6		3.6	6.6	mA

2

TTL Devices

SN5408, SN54LS08, SN54S08,  
SN7408, SN74LS08, SN74S08  
QUADRUPL 2-INPUT POSITIVE-AND GATES

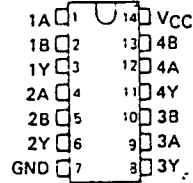
DECEMBER 1983 - REVISED MARCH 1988

- Package Options Include Plastic "Small Outline" Packages, Ceramic Chip Carriers and Flat Packages, and Plastic and Ceramic DIPs

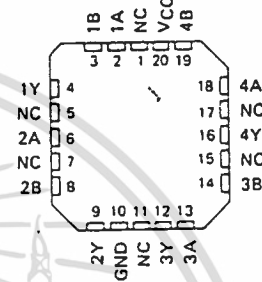
- Dependable Texas Instruments Quality and Reliability

SN5408, SN54LS08, SN54S08 . . . J OR W PACKAGE  
SN7408 . . . J OR N PACKAGE  
SN74LS08, SN74S08 . . . D, J OR N PACKAGE

(TOP VIEW)



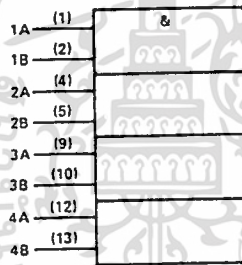
SN54LS08, SN54S08 . . . FK PACKAGE  
(TOP VIEW)



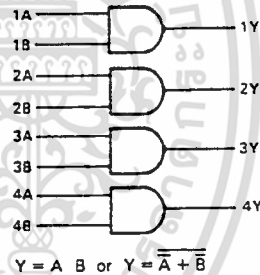
FUNCTION TABLE (each gate)

INPUTS		OUTPUT
A	B	Y
H	H	H
L	X	L
X	L	L

logic symbol†



logic diagram (positive logic)



† This symbol is in accordance with ANSI/IEEE Std 91-1984 and IEC Publication 617-12.  
Pin numbers shown are for D, J, N, and W packages

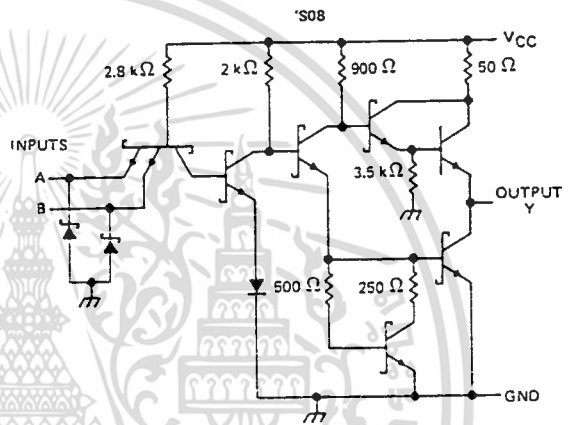
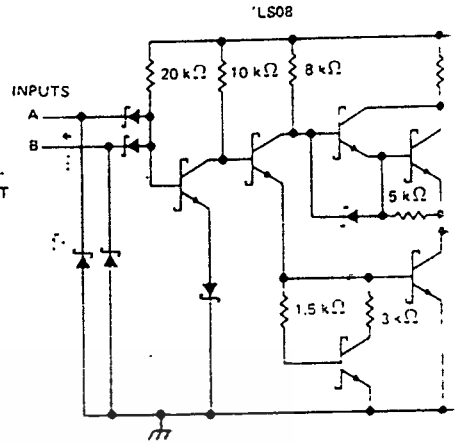
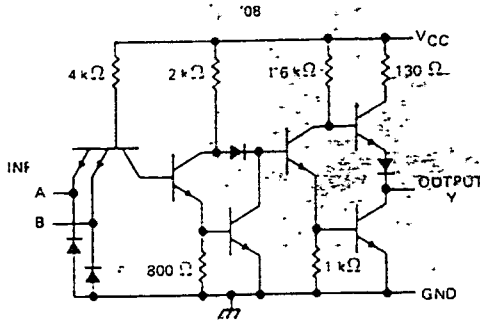
PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

TEXAS  
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75285

SN5408, SN54LS08, SN54S08,  
SN7408, SN74LS08, SN74S08  
QUADRUPLE 2-INPUT POSITIVE-AND GATES

schematics (each gate)



Resistor values are nominal.

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, $V_{CC}$ (see Note 1)	.....	
Input voltage: '08, 'S08	.....	
'LS08	.....	
Operating free-air temperature range: SN54'	.....	-55°C
SN74'	.....	0°C
Storage temperature range	.....	-65°C

NOTE 1: Voltage values are with respect to network ground terminal.

2

TTL Devices

# SN5408, SN7408 QUADRUPLE 2-INPUT POSITIVE-AND GATES

## recommended operating conditions

	SN5408			SN7408			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
V <sub>CC</sub> Supply voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V <sub>IH</sub> High-level input voltage	2			2			V
V <sub>IL</sub> Low-level input voltage	0.8			0.8			V
I <sub>OH</sub> High-level output current	-0.8			-0.8			mA
I <sub>OL</sub> Low-level output current	16			16			mA
T <sub>A</sub> Operating free-air temperature	-55	125		0	70		°C

## electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

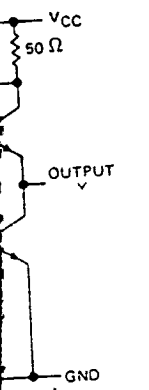
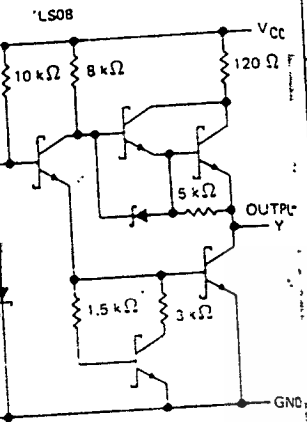
PARAMETER	TEST CONDITIONS †	SN5408		SN7408		UNIT
		MIN	TYP ‡	MAX	MIN	
V <sub>IK</sub>	V <sub>CC</sub> = MIN, I <sub>I</sub> = -12 mA	-1.5		-1.5		V
V <sub>OH</sub>	V <sub>CC</sub> = MIN, V <sub>IH</sub> = 2 V, I <sub>OH</sub> = -0.8 mA	2.4	3.4	2.4	3.4	V
V <sub>OL</sub>	V <sub>CC</sub> = MIN, V <sub>IL</sub> = 0.8 V, I <sub>OL</sub> = 16 mA	0.2		0.2	0.4	V
I <sub>I</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 5.5 V	1		1		mA
I <sub>IH</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 2.4 V	40		40		µA
I <sub>IL</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 0.4 V	-1.6		-1.6		mA
I <sub>OS</sub> §	V <sub>CC</sub> = MAX	-20	-55	-18	-55	mA
I <sub>CCH</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 4.5 V	11		11	21	mA
I <sub>CCL</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 0 V	20		20	33	mA

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.  
 ‡ All typical values are at V<sub>CC</sub> = 5 V, T<sub>A</sub> = 25°C.  
 § Not more than one output should be shorted at a time.

## switching characteristics, V<sub>CC</sub> = 5 V, T<sub>A</sub> = 25°C (see note 2)

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t <sub>PLH</sub>	A or B	Y	R <sub>L</sub> = 400 Ω, C <sub>L</sub> = 15 pF		17.5	27	ns
t <sub>PHL</sub>				12	19	ns	

NOTE 2: Load circuits and voltage waveforms are shown in Section 1.



(unless otherwise noted)

7E  
55  
-55°C to 25  
0°C to 70  
-65°C to 150

2  
TTL Devices

SN54LS08, SN74LS08  
 QUADRUPLE 2-INPUT POSITIVE-AND GATES

recommended operating conditions

	SN54LS08			SN74LS08			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
V <sub>CC</sub> Supply Voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V <sub>IH</sub> High-level Input Voltage	2			2			V
V <sub>IL</sub> Low-level Input Voltage			0.8			0.8	V
I <sub>OH</sub> High-level Output Current			-0.4			-0.4	mA
I <sub>OL</sub> Low-level Output Current			8			8	mA
T <sub>A</sub> Operating Free-air Temperature	-55		125			70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	SN54LS08			SN74LS08			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
I <sub>IK</sub>	V <sub>CC</sub> = 5 V, V <sub>I</sub> = 0 V, I <sub>I</sub> = 18 mA			-1.5			-1.5	V
I <sub>OH</sub>	V <sub>CC</sub> = 5 V, V <sub>IH</sub> = 2 V, I <sub>OH</sub> = -0.4 mA	2.5	3.4		2.7	3.4		V
V <sub>OL</sub>	V <sub>CC</sub> = 5 V, V <sub>IH</sub> = MAX, I <sub>OL</sub> = 4 mA	0.25	0.4		0.25	0.4		V
	V <sub>CC</sub> = 5 V, V <sub>IH</sub> = MAX, I <sub>OL</sub> = 8 mA				0.35	0.5		
I <sub>I</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 7 V		0.1			0.1		mA
I <sub>IH</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 2.7 V		20			20		µA
I <sub>IL</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 0.4 V		-0.4			-0.4		mA
I <sub>CS</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX	-20	-100		-20	-100		mA
I <sub>CC</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 4.5 V	2.4	4.8		2.4	4.8		mA
I <sub>CCL</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 0 V	4.4	8.8		4.4	8.8		mA

\* For conditions shown as MIN. or MAX., use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

† All test currents are at V<sub>CC</sub> = 5 V, T<sub>A</sub> = 25°C.

‡ Load more than one output if the load is shared to 1 mA, and the duration of the short circuit should not exceed one test cycle.

switching characteristics, V<sub>CC</sub> = 5 V, T<sub>A</sub> = 25°C (see note 2)

PARAMETER	FROM	TO	TEST CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UN.
	INPUT	OUTPUT					
t <sub>PLH</sub>	A or B	Y	P <sub>L</sub> = 200 pF, C <sub>L</sub> = 5 pF		7	15	ns
t <sub>PLL</sub>	A or B	Y	P <sub>L</sub> = 200 pF, C <sub>L</sub> = 5 pF		10	20	ns

NOTE 2 Load circuits and voltage waveforms are shown in Section 1.

2

TTL Devices

SN74LS08				UNIT
MAX	MIN	NOM	MAX	
4.5	5	5.25	5.25	V
2				V
		0.8		V
			-0.4	mA
			8	mA
75	0		70	°C

recommended operating conditions

	SN54S08			SN74S08			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
V <sub>CC</sub> Supply voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V <sub>IH</sub> High-level input voltage	2			2			V
V <sub>IL</sub> Low-level input voltage			0.8			0.8	V
I <sub>OH</sub> High-level output current			-1			-1	mA
I <sub>OL</sub> Low-level output current			20			20	mA
T <sub>A</sub> Operating free-air temperature	-55	125		0	70		°C

range (unless otherwise noted)

SN74LS08				UNIT
MAX	MIN	TYP†	MAX	
			5	V
	2	3.4		V
0.4	0.25	0.4		V
	0.35	0.5		V
0.1		0.1		mA
20		20		µA
0.4		-0.4		mA
100	-20	-100		mA
4.8		2.4	4.8	mA
3.8		1.4	8.8	mA

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS †	SN54S08			SN74S08			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	MIN	TYP‡	MAX	
V <sub>IC</sub>	V <sub>CC</sub> = MIN, I <sub>I</sub> = -18 mA			-1.2			-1.2	V
V <sub>OH</sub>	V <sub>CC</sub> = MIN, V <sub>IH</sub> = 2 V, I <sub>OH</sub> = -1 mA	2.5	3.4		2.7	3.4		V
V <sub>OL</sub>	V <sub>CC</sub> = MIN, V <sub>IL</sub> = 0.8 V, I <sub>OL</sub> = 20 mA			0.5			0.5	V
I <sub>I</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 5.5 V			1			1	mA
I <sub>IH</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 2.7 V			50			50	µA
I <sub>IL</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 0.5 V			-2			-2	mA
I <sub>OS‡</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX	-40		-100	-40		-100	mA
I <sub>QCH</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 4.5 V		18	32		18	32	mA
I <sub>QCL</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 0 V		32	57		32	57	mA

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.  
 ‡ All typical values are at V<sub>CC</sub> = 5 V, T<sub>A</sub> = 25°C.  
 § Not more than one output should be shorted at a time, and the duration of the short circuit should not exceed one second.

switching characteristics, V<sub>CC</sub> = 5 V, T<sub>A</sub> = 25°C (see note 2)

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t <sub>PLH</sub>	A or B	Y	R <sub>L</sub> = 280 Ω, C <sub>L</sub> = 15 pF	4.5	7		ns
t <sub>PHL</sub>				5	5		ns
t <sub>PLH</sub>				7.5			ns
t <sub>PHL</sub>				7.5			ns

NOTE 2: Load circuits and voltage waveforms are shown in Section 1.

2  
 TTL Devices

**MC2833**

**Product Preview**

**LOW POWER FM TRANSMITTER SYSTEM**

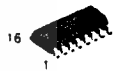
MC2833 is a one-chip FM transmitter subsystem designed for cordless telephone and FM communication equipment. It includes a microphone amplifier, voltage controlled oscillator and two auxiliary transistors.

- Wide Range of Operating Supply Voltage (2.8–9.0 V)
- Low Drain Current ( $I_{CC} = 2.9 \text{ mA Typ}$ )
- Low Number of External Parts Required
- -30 dBm Power Output to 60 MHz Using Direct RF Output
- +10 dBm Power Output Attainable Using On-Chip Transistor Amplifiers

**LOW POWER  
 FM TRANSMITTER  
 SYSTEM**

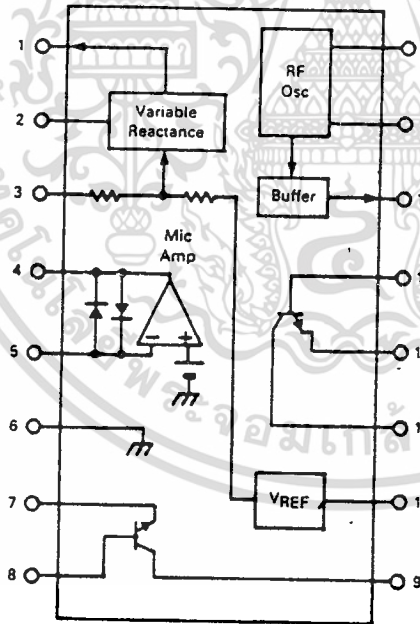


P SUFFIX  
 PLASTIC PACKAGE  
 CASE 649-08

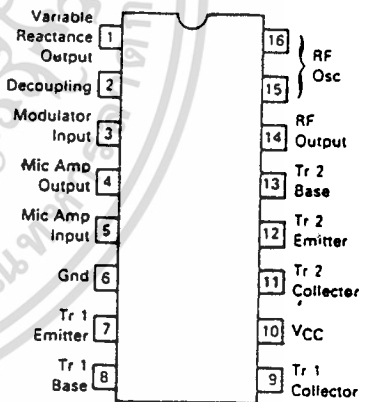


D SUFFIX  
 PLASTIC PACKAGE  
 CASE 7518-03  
 SO-16

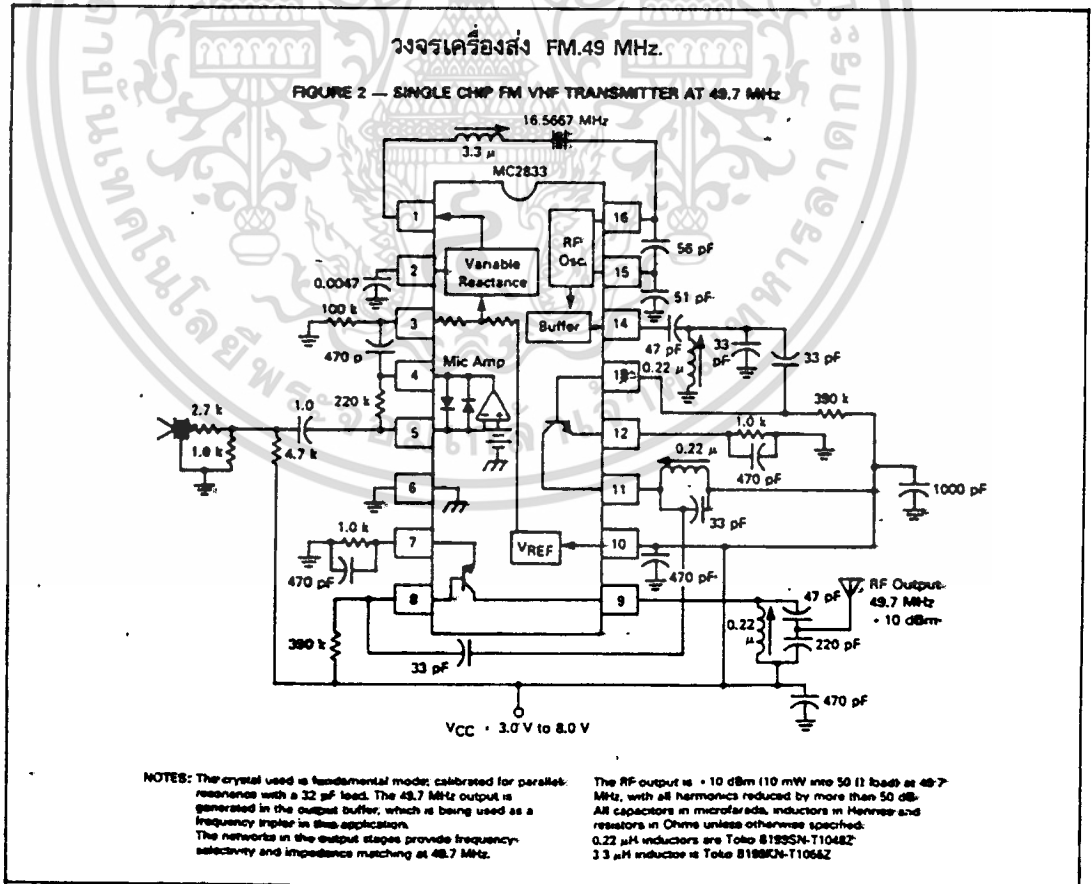
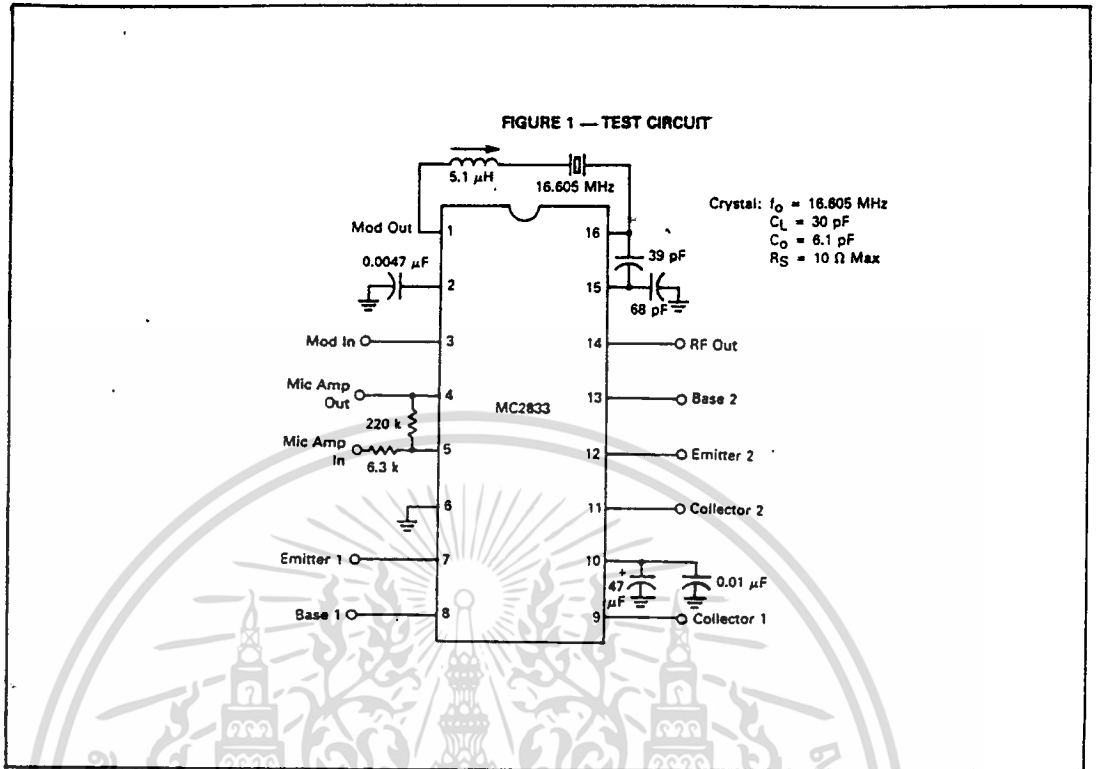
**FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM**



**PIN ASSIGNMENTS**



This document contains information on a product under development. Motorola reserves the right to change or discontinue this product without notice.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	10 (max)	V
Operating Supply Voltage Range	V <sub>CC</sub>	2.8-6.0	V
Junction Temperature	T <sub>J</sub>	+100	°C
Operating Ambient Temperature	T <sub>A</sub>	-30 to +75	°C
Storage Temperature Range	T <sub>STG</sub>	-65 to +100	°C

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V<sub>CC</sub> = 4.8 V, T<sub>A</sub> = 25°C, unless otherwise noted)**

Characteristic	Symbol	Min	Max	Typ	Unit	
Drain Current (No input signal)	I <sub>CC</sub>	1.0	1.7	2.8	4.3	mA

**FM MODULATOR**

Characteristic	Symbol	Min	Max	Typ	Unit	
Output RF Voltage (f <sub>c</sub> = 16.8 MHz)	V <sub>out RF</sub>	14	80	30	130	mVrms
Output DC Voltage (No input signal)	V <sub>out</sub>	1.4	2.2	2.8	2.8	V
Modulation Sensitivity (f <sub>c</sub> = 16.8 MHz, V <sub>m</sub> = 0.5 V to 1.2 V)	SEM	3.0	7.0	10	15	Hz/mVdc
Maximum Deviation (f <sub>c</sub> = 16.8 MHz, V <sub>m</sub> = 0 V to 2.8 V)	Fdev	3.8	3.0	5.0	10	kHz

**MC AMPLIFIER**

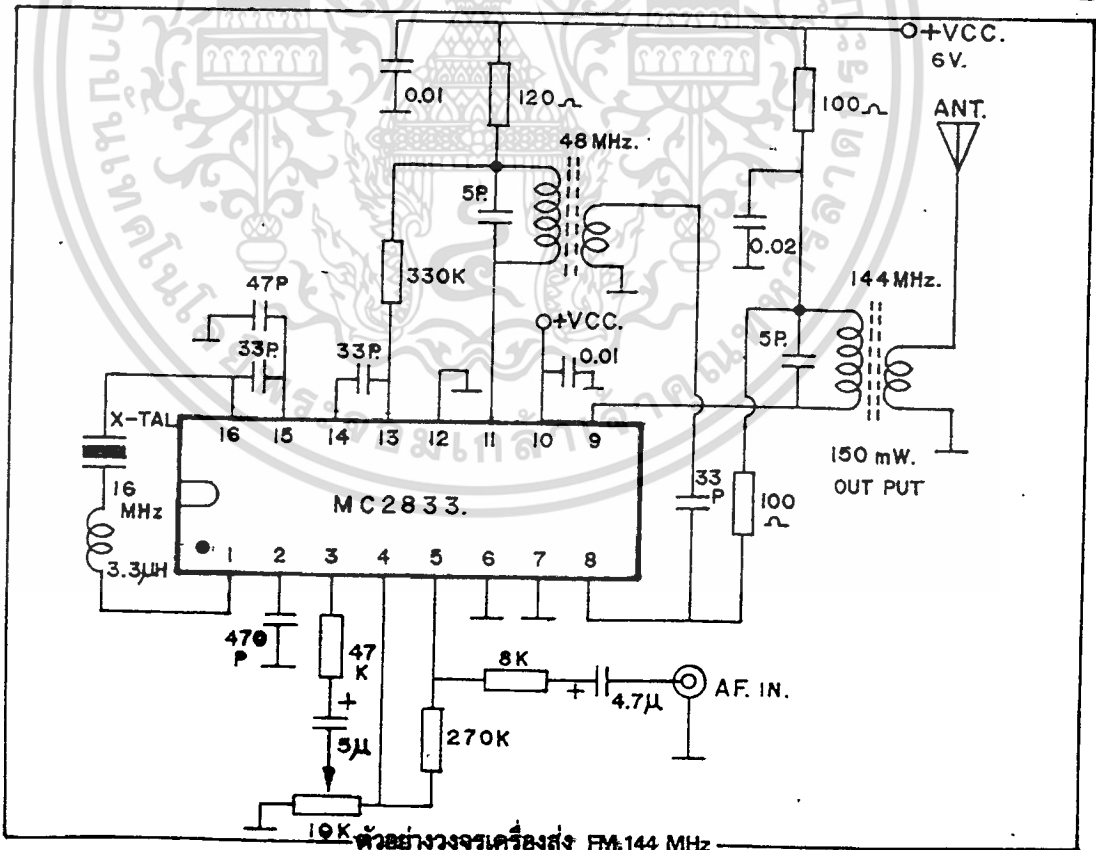
Characteristic	Symbol	Min	Max	Typ	Unit	
Closed Loop Voltage Gain (V <sub>in</sub> = 3.0 mVrms, f <sub>in</sub> = 1.0 kHz)	A <sub>v</sub>	4.0	27	30	30	dB
Output DC Voltage (No input signal)	V <sub>out dc</sub>	4.0	1.1	1.4	1.7	V
Output Swing Voltage (V <sub>in</sub> = 30 mVrms, f <sub>in</sub> = 1.0 kHz)	V <sub>out P-P</sub>	4.0	0.8	1.2	1.8	Vp-p
Total Harmonic Distortion (V <sub>in</sub> = 3.0 mVrms, f <sub>in</sub> = 1.0 kHz)	THD	4.0	—	0.15	2.0	%

**AUXILIARY TRANSISTOR STATIC CHARACTERISTICS**

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Collector Base Breakdown Voltage (I <sub>C</sub> = 5.0 μA)	V <sub>ICBBO</sub>	15	46	—	V
Collector Emitter Breakdown Voltage (I <sub>C</sub> = 200 μA)	V <sub>ICEBO</sub>	10	15	—	V
Collector Substrate Breakdown Voltage (I <sub>C</sub> = 50 μA)	V <sub>ICBSO</sub>	—	70	—	V
Emitter Base Breakdown Voltage (I <sub>E</sub> = 50 μA)	V <sub>IEBEO</sub>	—	6.2	—	V
Collector Base Cut Off Current (V <sub>CB</sub> = 10 V, I <sub>E</sub> = 0)	I <sub>CBO</sub>	—	—	200	nA
DC Current Gain (I <sub>C</sub> = 3.0 mA, V <sub>CE</sub> = 3.0 V)	h <sub>FE</sub>	40	150	—	—

**AUXILIARY TRANSISTOR DYNAMIC CHARACTERISTICS**

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Current Gain Bandwidth Product (V <sub>CE</sub> = 3.0 V, I <sub>C</sub> = 3.0 mA)	f <sub>T</sub>	—	500	—	MHz
Collector Base Capacitance (V <sub>CE</sub> = 3.0 V, I <sub>C</sub> = 0)	C <sub>CB</sub>	—	2.0	—	pF
Collector Substrate Capacitance (V <sub>CS</sub> = 3.0 V, I <sub>C</sub> = 0)	C <sub>CS</sub>	—	3.0	—	pF



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**FEATURES**

- Low-Sine Wave Distortion 0.5%, Typical
- Excellent Temperature Stability 20ppm/°C, Typical
- Wide Sweep Range 2000:1, Typical
- Low-Supply, Sensitivity 0.01%V, Typical
- Linear Amplitude Modulation
- TTL Compatible FSK Controls
- Wide Supply Range 10V to 26V
- Adjustable Duty Cycle 1% TO 99%

**APPLICATIONS**

- Waveform Generation
- Sweep Generation
- AM/FM Generation
- V/F Conversion
- FSK Generation
- Phase-Locked Loops (VCO)

**GENERAL DESCRIPTION**

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp, and pulse waveforms of high-stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency of operation can be selected externally over a range of 0.01Hz to more than 1MHz.

The circuit is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM, or FSK generation. It has a typical drift specification of 20ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range with an external control voltage, while maintaining low distortion.

**ORDERING INFORMATION**

Part No.	Package	Operating Temperature Range
XR-2206M	CDIP	-55°C to +125°C
XR-2206P	PDIP	0°C to +70°C
XR-2206CP	PDIP	0°C to +70°C
XR-2206D	SOIC (JEDEC)	0°C to +70°C Only in Wide Body .3"

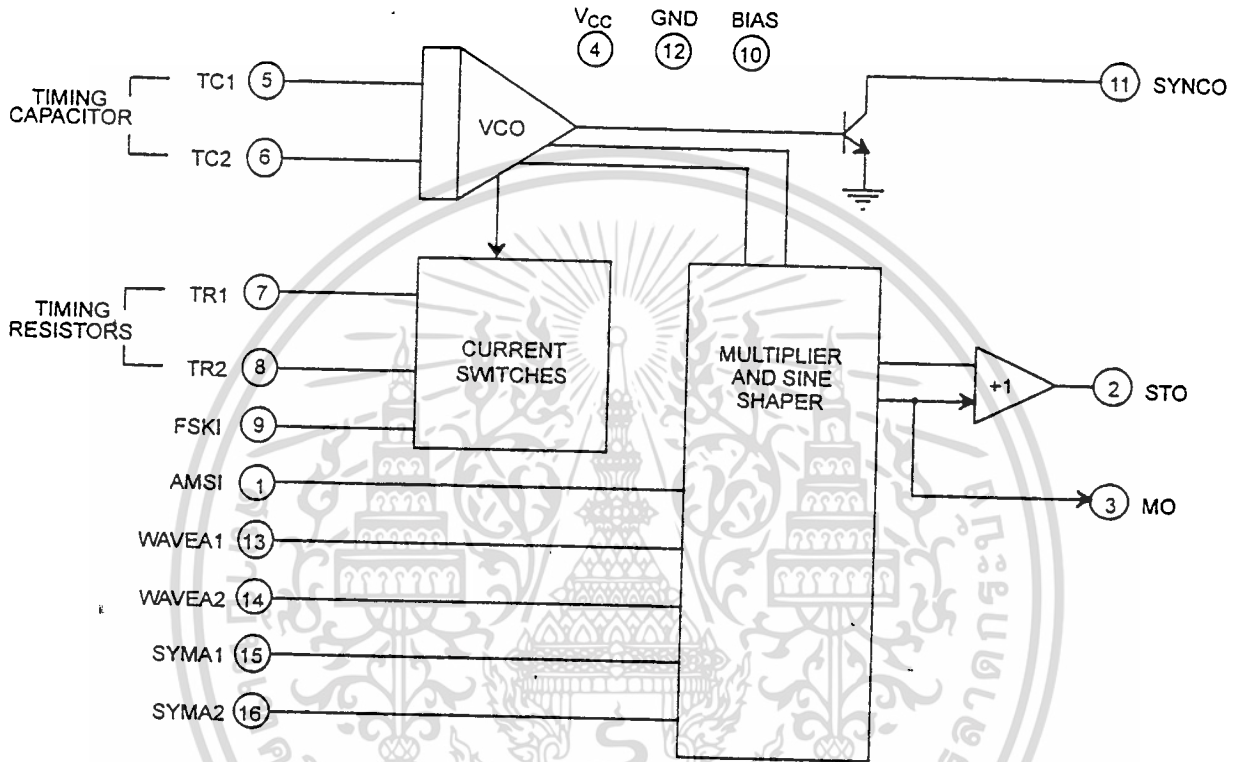
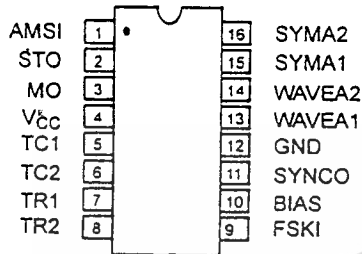
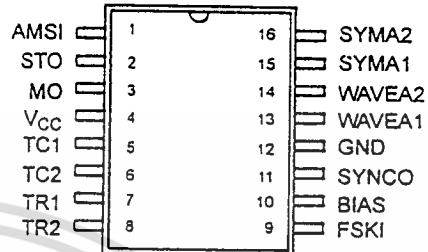


Figure 1. XR-2206 Block Diagram.



16 Pin PDIP, CDIP



16 Pin SOIC (JEDEC)

**PIN DESCRIPTION**

Pin #	Symbol	Type	Description
1	AMSI	I	Amplitude Modulating Signal Input.
2	STO	O	Sine or Triangle Wave Output.
3	MO	O	Multiplier Output.
4	V <sub>cc</sub>	-	Positive Power Supply.
5	TC1	I	Timing Capacitor Input.
6	TC2	I	Timing Capacitor Input.
7	TR1	O	Timing Resistor 1 Output.
8	TR2	O	Timing Resistor 2 Output.
9	FSKI	I	Frequency Shift Keying Input.
10	BIAS	O	Internal Voltage Reference.
11	SYNCO	O	Sync Output. This output is a open collector and needs a pull up resistor to V <sub>cc</sub> .
12	GND	-	Ground pin.
13	WAVEA1	I	Wave Form Adjust Input 1.
14	WAVEA2	I	Wave Form Adjust Input 2.
15	SYMA1	I	Wave Symetry Adjust 1.
16	SYMA2	I	Wave Symetry Adjust 2.

## DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of *Figure 2*.  $V_{CC} = 12V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ ,  $C = 0.01\mu F$ ,  $R_1 = 100k\Omega$ ,  $R_2 = 10k\Omega$ ,  $R_3 = 25k\Omega$  unless otherwise specified.  $S_1$  open for triangle, closed for sine wave.

PARAMETERS	XR-2206M			XR-2206C			UNITS	CONDITIONS
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
<b>GENERAL CHARACTERISTICS</b>								
Single Supply Voltage	10		26	10		26	V	
Split-Supply Voltage	$\pm 5$		$\pm 13$	$\pm 5$		$\pm 13$	V	
Supply Current		12	17		14	20	mA	$R_1 \geq 10k\Omega$
<b>OSCILLATOR SECTION</b>								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000pF$ , $R_1 = 1k\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 50\mu F$ , $R_1 = 2M\Omega$
Frequency Accuracy		$\pm 1$	$\pm 4$		$\pm 2$		% of $f_0$	$f_0 = 1/R_1C$
Temperature Stability Frequency		$\pm 10$	$\pm 50$		$\pm 20$		ppm/ $^\circ C$	$0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$ $R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Sine Wave Amplitude Stability		4800			4800		ppm/ $^\circ C$	See Note 2.
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	$V_{LOW} = 10V$ , $V_{HIGH} = 20V$ , $R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Sweep Range	1000:1	2000:1			2000:1		$f_H = f_L$	$f_H @ R_1 = 1k\Omega$ $f_L @ R_1 = 2M\Omega$
<b>Sweep Linearity</b>								
10:1 Sweep		2			2		%	$f_L = 1kHz$ , $f_H = 10kHz$
1000:1 Sweep		8			8		%	$f_L = 100Hz$ , $f_H = 100kHz$
FM Distortion		0.1			0.1		%	$\pm 10\%$ Deviation
<b>Recommended Timing Components</b>								
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	$\mu F$	<i>Figure 5</i> .
Timing Resistors: $R_1$ & $R_2$	1		2000	1		2000	k $\Omega$	
<b>Triangle Sine Wave Output</b>								
Triangle Amplitude		160			160		mV/k $\Omega$	<i>Figure 2.</i> , $S_1$ Open <i>Figure 2.</i> , $S_1$ Closed
Sine Wave Amplitude	40	60	80		60		mV/k $\Omega$	
Max. Output Swing		6			6		Vp-p	
Output Impedance		600			600		$\Omega$	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
<b>Sine Wave Distortion</b>								
Without Adjustment		2.5			2.5		%	$R_1 = 30k\Omega$
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.5	%	See <i>Figure 7.</i> and <i>Figure 8.</i>

Note: Bold face parameters are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

PARAMETERS	XR-2206M			XR-2206C			UNITS	CONDITIONS
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
<b>Amplitude Modulation</b>								
Input Impedance	50	100		50	100		k $\Omega$	For 95% modulation
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	
<b>Square-Wave Output</b>								
Amplitude		12			12		Vp-p	Measured at Pin 11. C <sub>L</sub> = 10pF I <sub>L</sub> = 2mA V <sub>CC</sub> = 26V
Rise Time		250			250		nsec	
Fall Time		50			50		nsec	
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.6	V	
Leakage Current		0.1	20		0.1	100	$\mu$ A	
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V	
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	3.3	2.5	3	3.5	V	See section on circuit controls Measured at Pin 10.

**Note 1:** Output amplitude is directly proportional to the resistance, R<sub>3</sub>, on Pin 3. See Figure 3.  
**Note 2:** For maximum amplitude stability, R<sub>3</sub> should be a positive temperature coefficient resistor.

Specifications are subject to change without notice

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

Power Supply	26V	Total Timing Current	6mA
Power Dissipation	750mW	Storage Temperature	-65°C to +150°C
Derate Above 25°C	5mW/°C		

**SYSTEM DESCRIPTION**

The XR-2206 is comprised of four functional blocks: a voltage-controlled oscillator (VCO), an analog multiplier and sine-shaper; a unity gain buffer amplifier; and a set of current switches.

The VCO produces an output frequency proportional to an input current, which is set by a resistor from the timing

terminals to ground. With two timing pins, two discrete output frequencies can be independently produced for FSK generation applications by using the FSK input control pin. This input controls the current switches which select one of the timing resistor currents, and routes it to the VCO.

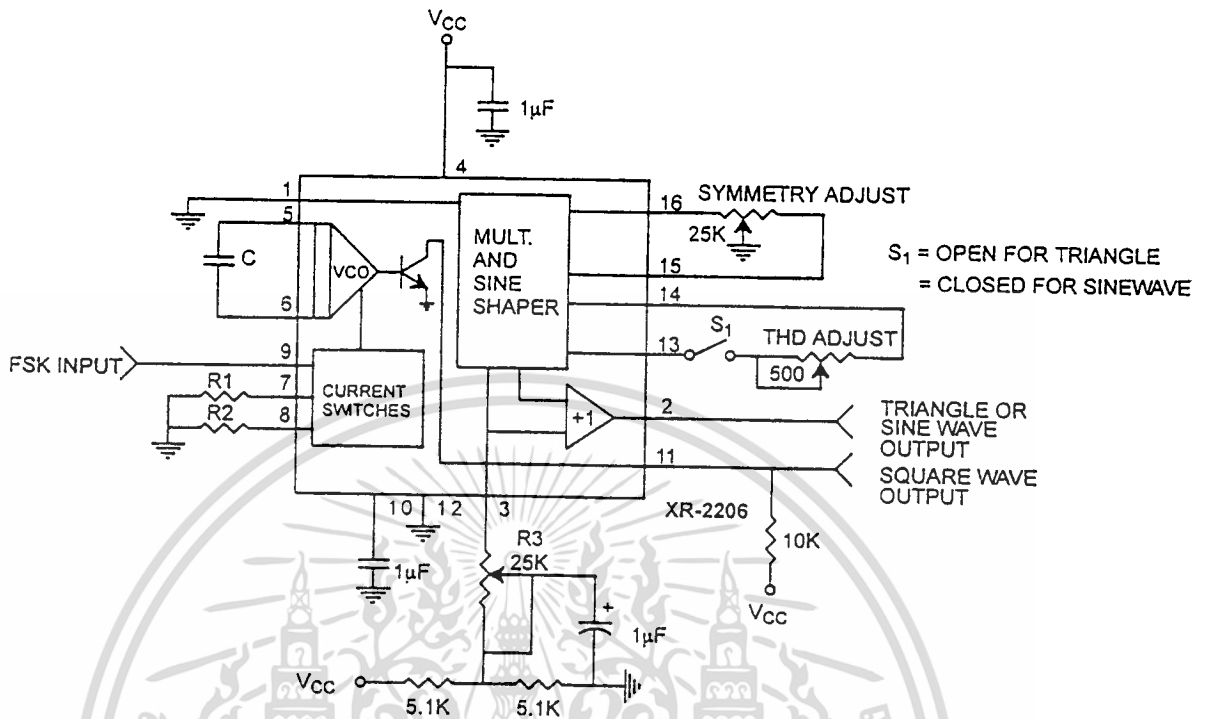


Figure 2. Basic Test Circuit.

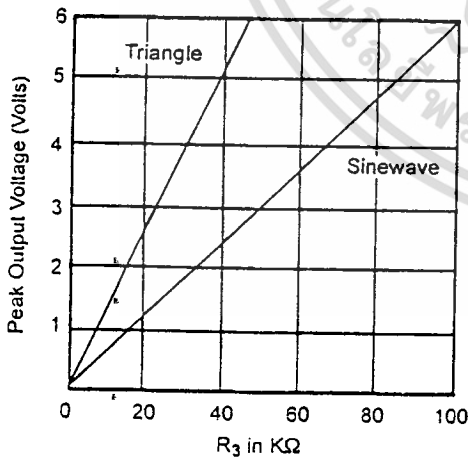


Figure 3. Output Amplitude as a Function of the Resistor, R3, at Pin 3.

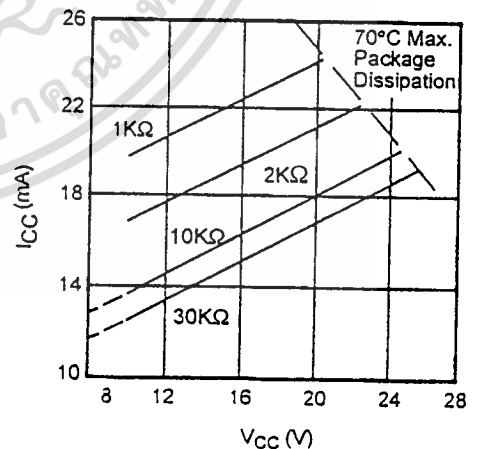


Figure 4. Supply Current vs Supply Voltage, Timing, R.

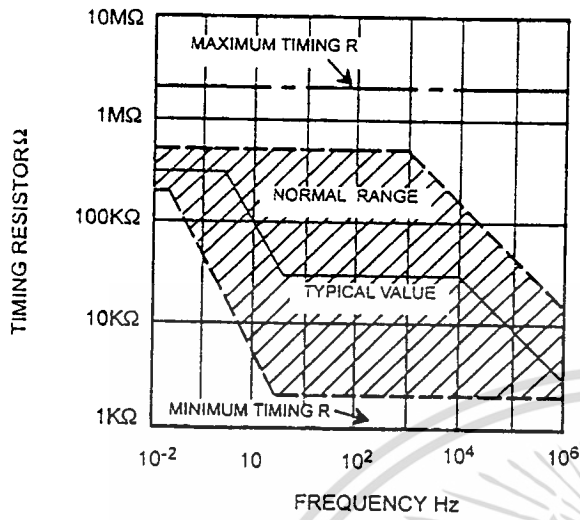


Figure 5. R versus Oscillation Frequency.

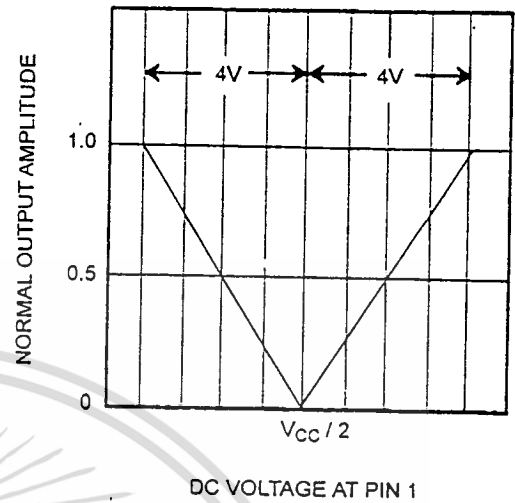


Figure 6. Normalized Output Amplitude versus DC Bias at AM Input (Pin 1)

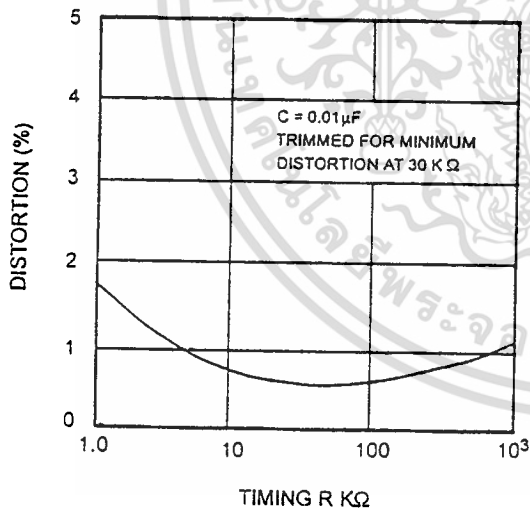


Figure 7. Trimmed Distortion versus Timing Resistor.

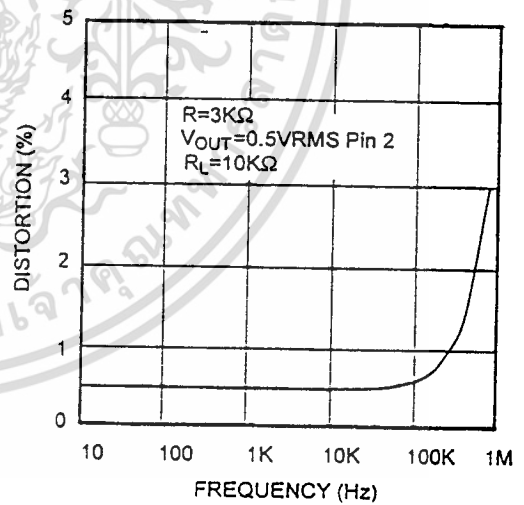


Figure 8. Sine Wave Distortion versus Operating Frequency with Timing Capacitors Varied.

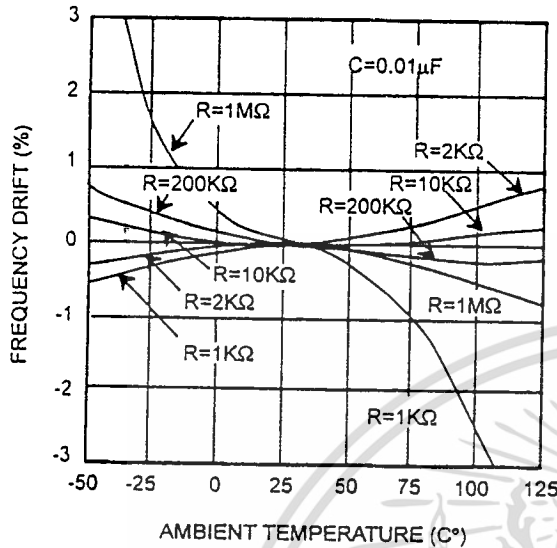


Figure 9. Frequency Drift versus Temperature.

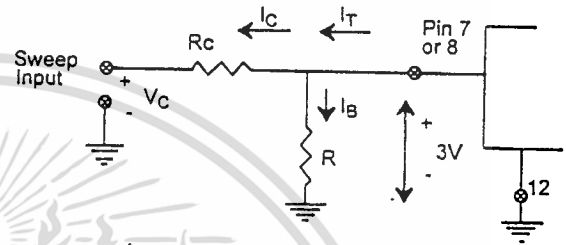


Figure 10. Circuit Connection for Frequency Sweep.

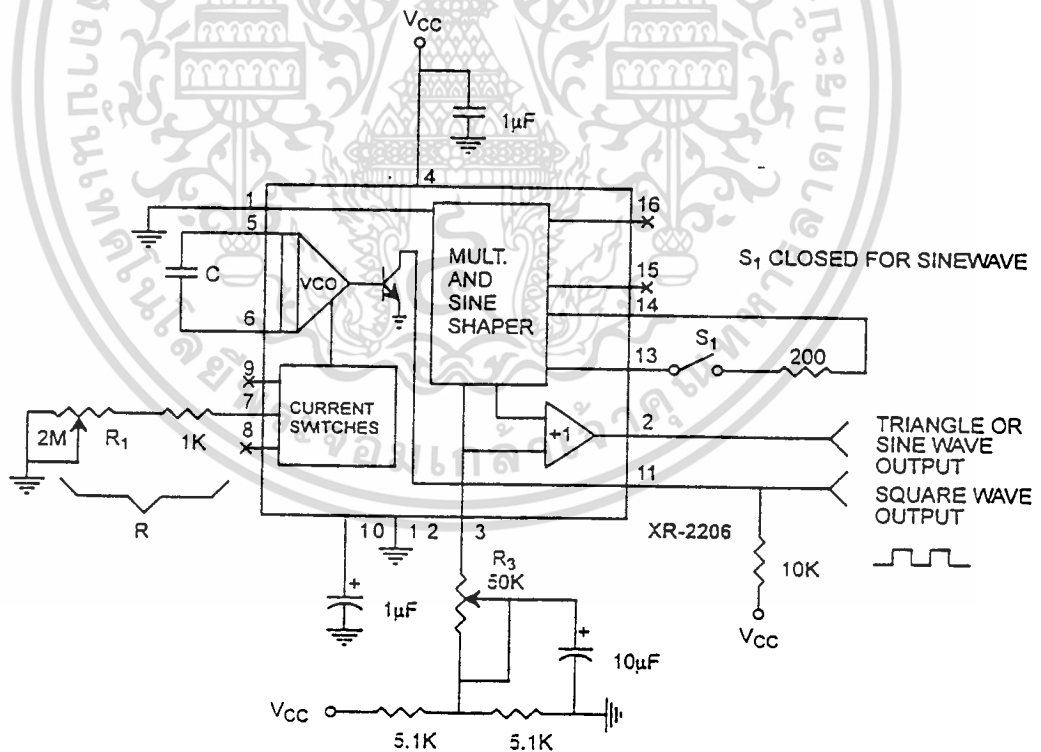


Figure 11. Circuit for Sine Wave Generation without External Adjustment. (See Figure 3. for Choice of  $R_3$ )

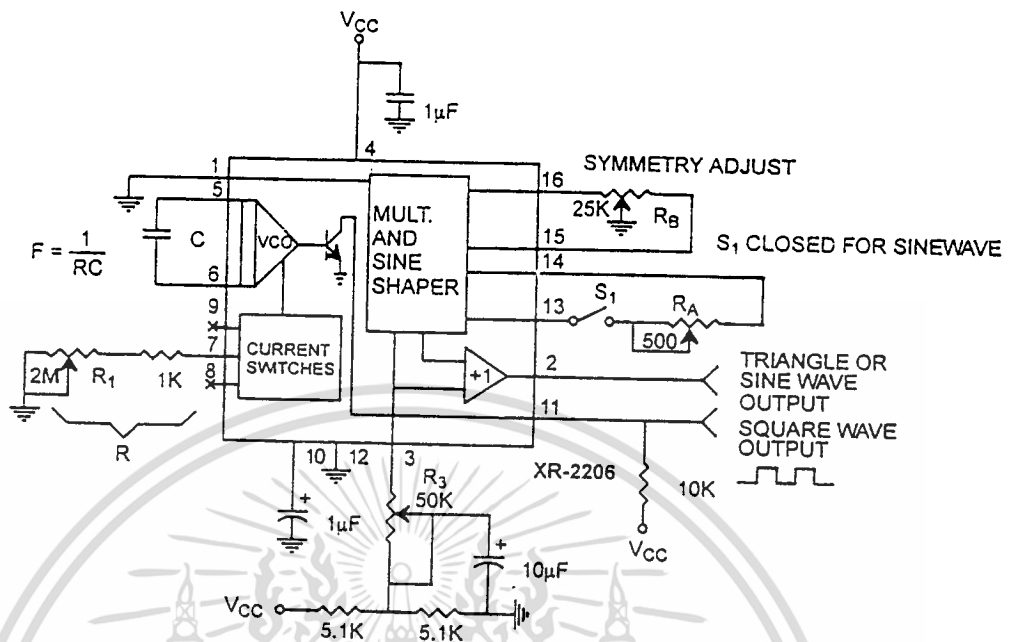


Figure 12. Circuit for Sine Wave Generation with Minimum Harmonic Distortion. ( $R_3$  Determines Output Swing - See Figure 3.)

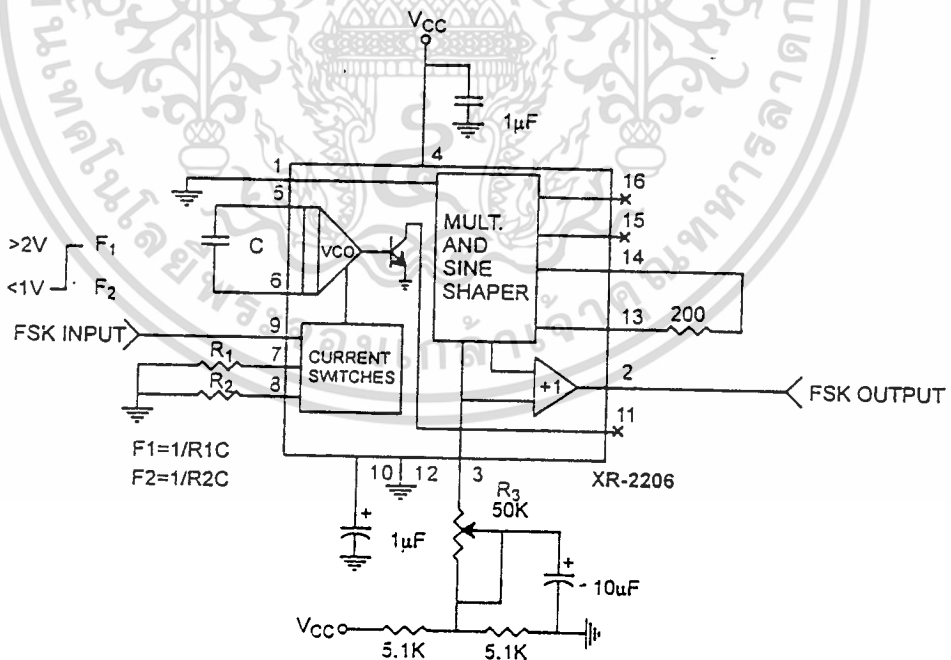


Figure 13. Sinusoidal FSK Generator

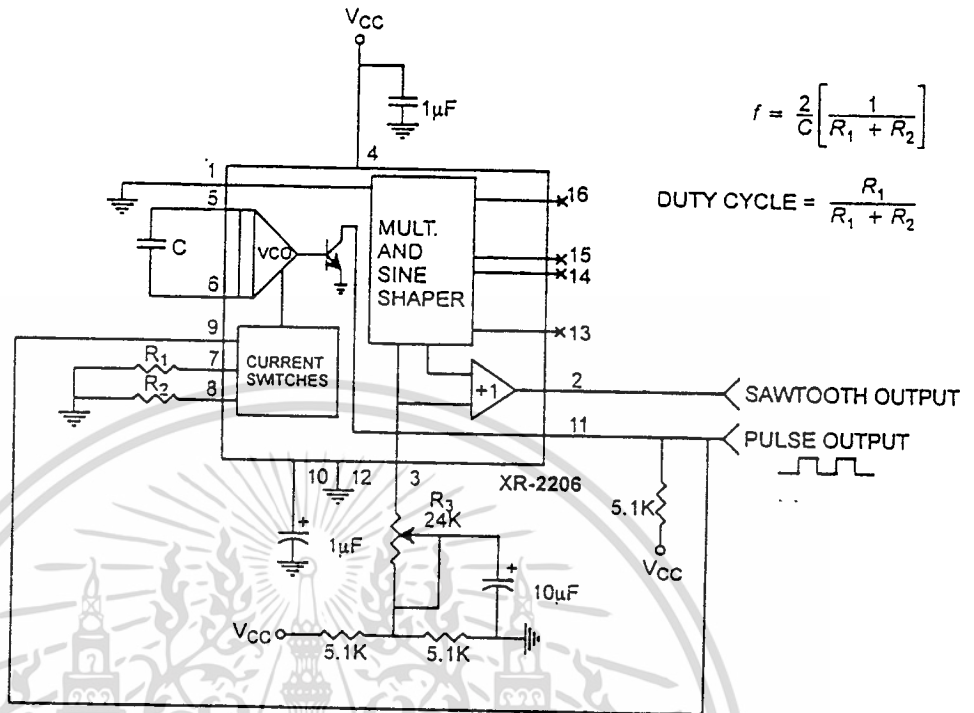


Figure 14. Circuit for Pulse and Ramp Generation.

## Frequency-Shift Keying:

The XR-2206 can be operated with two separate timing resistors,  $R_1$  and  $R_2$ , connected to the timing Pin 7 and 8, respectively, as shown in Figure 13. Depending on the polarity of the logic signal at Pin 9, either one or the other of these timing resistors is activated. If Pin 9 is open-circuited or connected to a bias voltage  $\geq 2V$ , only  $R_1$  is activated. Similarly, if the voltage level at Pin 9 is  $\leq 1V$ , only  $R_2$  is activated. Thus, the output frequency can be keyed between two levels,  $f_1$  and  $f_2$ , as:

$$f_1 = 1/R_1C \text{ and } f_2 = 1/R_2C$$

For split-supply operation, the keying voltage at Pin 9 is referenced to  $V^-$ .

## Output DC Level Control:

The dc level at the output (Pin 2) is approximately the same as the dc bias at Pin 3. In Figure 11., Figure 12. and Figure 13.. Pin 3 is biased midway between  $V^+$  and ground, to give an output dc level of  $\approx V^+/2$ .

## APPLICATIONS INFORMATION

### Sine Wave Generation

#### Without External Adjustment:

Figure 11. shows the circuit connection for generating a sinusoidal output from the XR-2206. The potentiometer,  $R_1$  at Pin 7, provides the desired frequency tuning. The maximum output swing is greater than  $V^+/2$ , and the typical distortion (THD) is  $< 2.5\%$ . If lower sine wave distortion is desired, additional adjustments can be provided as described in the following section.

The circuit of Figure 11. can be converted to split-supply operation, simply by replacing all ground connections with  $V^-$ . For split-supply operation,  $R_3$  can be directly connected to ground.

### With External Adjustment:

The harmonic content of sinusoidal output can be reduced to -0.5% by additional adjustments as shown in *Figure 12*. The potentiometer,  $R_A$ , adjusts the sine-shaping resistor, and  $R_B$  provides the fine adjustment for the waveform symmetry. The adjustment procedure is as follows:

1. Set  $R_B$  at midpoint and adjust  $R_A$  for minimum distortion.
2. With  $R_A$  set as above, adjust  $R_B$  to further reduce distortion.

### Triangle Wave Generation

The circuits of *Figure 11*, and *Figure 12*, can be converted to triangle wave generation, by simply open-circuiting Pin 13 and 14 (i.e.,  $S_1$  open). Amplitude of the triangle is approximately twice the sine wave output.

### FSK Generation

*Figure 13*, shows the circuit connection for sinusoidal FSK signal operation. Mark and space frequencies can be independently adjusted by the choice of timing resistors,  $R_1$  and  $R_2$ ; the output is phase-continuous during transitions. The keying signal is applied to Pin 9. The circuit can be converted to split-supply operation by simply replacing ground with  $V^-$ .

### Pulse and Ramp Generation

*NO TAG* shows the circuit for pulse and ramp waveform generation. In this mode of operation, the FSK keying terminal (Pin 9) is shorted to the square-wave output (Pin 11), and the circuit automatically frequency-shift keys itself between two separate frequencies during the positive-going and negative-going output waveforms. The pulse width and duty cycle can be adjusted from 1% to 99% by the choice of  $R_1$  and  $R_2$ . The values of  $R_1$  and  $R_2$  should be in the range of  $1k\Omega$  to  $2M\Omega$ .

## PRINCIPLES OF OPERATION

### Description of Controls

### Frequency of Operation:

The frequency of oscillation,  $f_o$ , is determined by the external timing capacitor,  $C$ , across Pin 5 and 6, and by the timing resistor,  $R$ , connected to either Pin 7 or 8. The frequency is given as:

$$f_o = \frac{1}{RC} \text{ Hz}$$

and can be adjusted by varying either  $R$  or  $C$ . The recommended values of  $R$ , for a given frequency range, as shown in *Figure 5*. Temperature stability is optimum for  $4k\Omega < R < 200k\Omega$ . Recommended values of  $C$  are from  $1000pF$  to  $100\mu F$ .

### Frequency Sweep and Modulation:

Frequency of oscillation is proportional to the total timing current,  $I_T$ , drawn from Pin 7 or 8:

$$f = \frac{320I_T(\text{mA})}{C(\mu F)} \text{ Hz}$$

Timing terminals (Pin 7 or 8) are low-impedance points, and are internally biased at +3V, with respect to Pin 12. Frequency varies linearly with  $I_T$ , over a wide range of current values, from  $1\mu A$  to  $3mA$ . The frequency can be controlled by applying a control voltage,  $V_C$ , to the activated timing pin as shown in *Figure 10*. The frequency of oscillation is related to  $V_C$  as:

$$f = \frac{1}{RC} \left( 1 + \frac{R}{R_c} \left( 1 - \frac{V_C}{3} \right) \right) \text{ Hz}$$

where  $V_C$  is in volts. The voltage-to-frequency conversion gain,  $K$ , is given as:

$$K = \partial f / \partial V_C = - \frac{0.32}{R_c C} \text{ Hz/V}$$

**CAUTION:** For safety operation of the circuit,  $I_T$  should be limited to  $\leq 3mA$ .

## Output Amplitude:

Maximum output amplitude is inversely proportional to the external resistor,  $R_3$ , connected to Pin 3 (see Figure 3.) For sine wave output, amplitude is approximately 60mV peak per k $\Omega$  of  $R_3$ ; for triangle, the peak amplitude is approximately 160mV peak per k $\Omega$  of  $R_3$ . Thus, for example,  $R_3 = 50\text{k}\Omega$  would produce approximately 13V sinusoidal output amplitude.

## Amplitude Modulation:

Output amplitude can be modulated by applying a dc bias and a modulating signal to Pin 1. The internal impedance

at Pin 1 is approximately 100k $\Omega$ . Output amplitude varies linearly with the applied voltage at Pin 1, for values of dc bias at this pin, within 14 volts of  $V_{CC}/2$  as shown in Figure 6. As this bias level approaches  $V_{CC}/2$ , the phase of the output signal is reversed, and the amplitude goes through zero. This property is suitable for phase-shift keying and suppressed-carrier AM generation. Total dynamic range of amplitude modulation is approximately 55dB.

**CAUTION:** AM control must be used in conjunction with a well-regulated supply, since the output amplitude now becomes a function of  $V_{CC}$ .

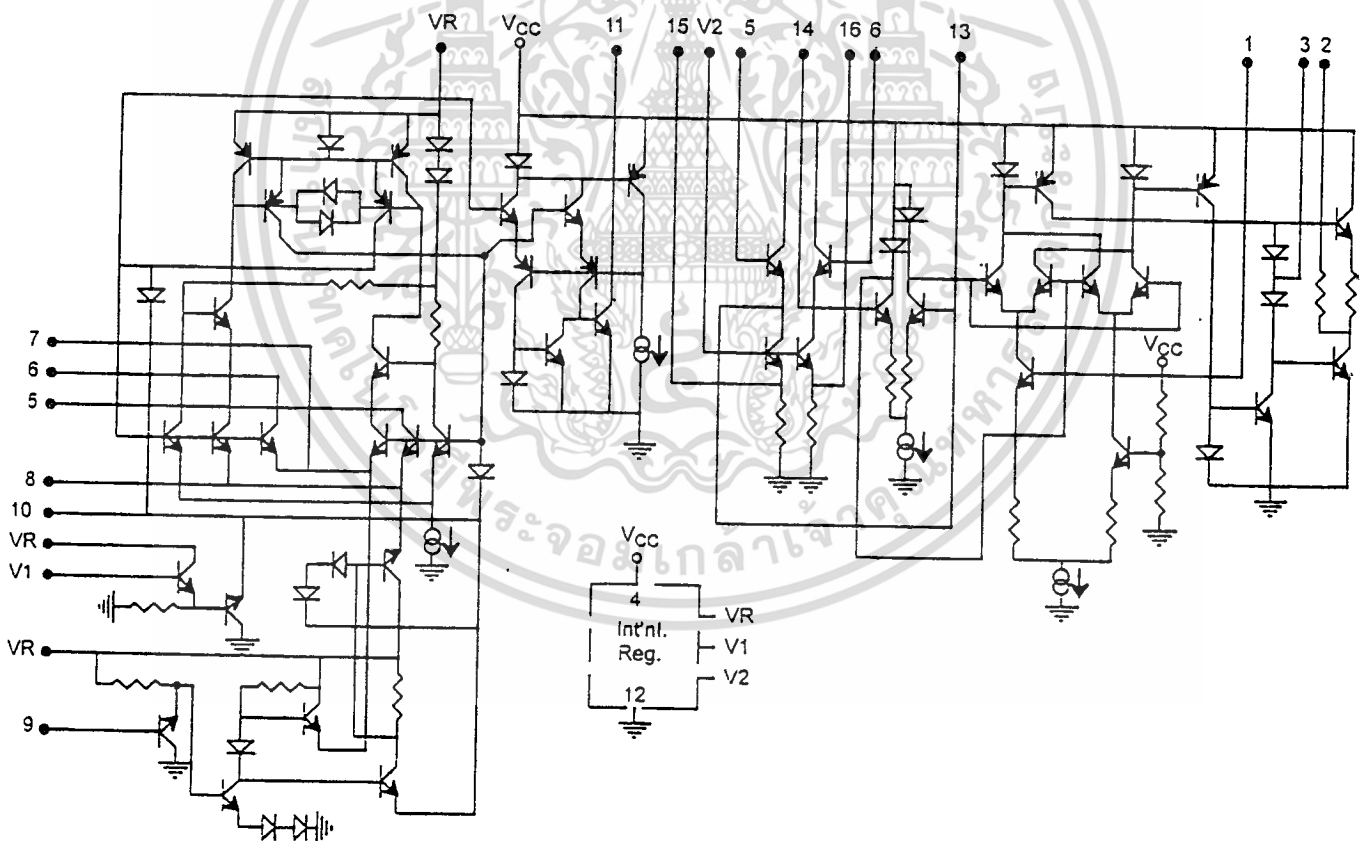
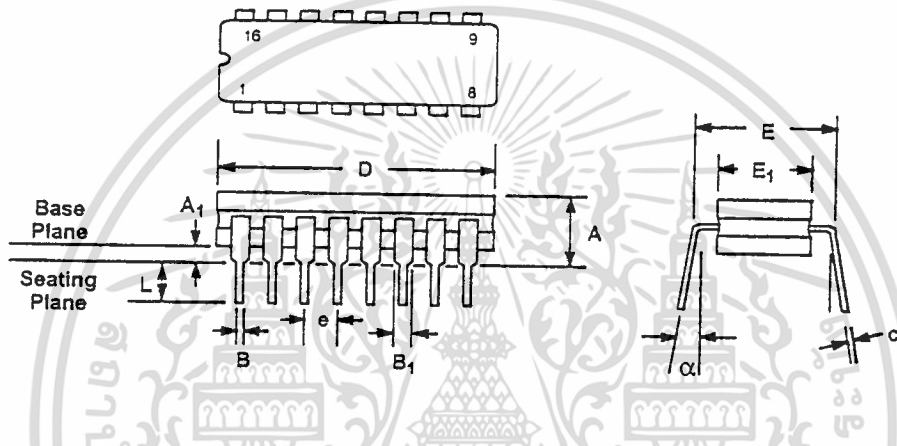


Figure 15. Equivalent Schematic Diagram

**16 LEAD CERAMIC DUAL-IN-LINE  
(300 MIL CDIP)**

Rev. 1.00

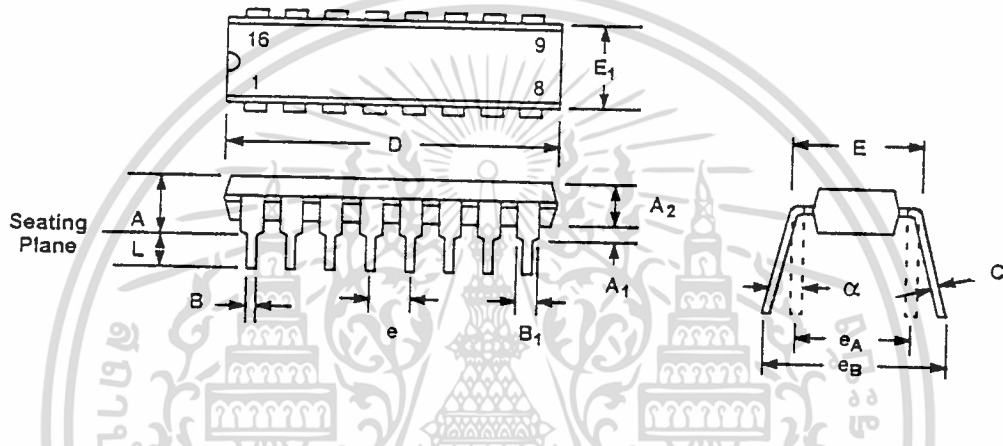


SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.100	0.200	2.54	5.08
A <sub>1</sub>	0.015	0.060	0.38	1.52
B	0.014	0.026	0.36	0.66
B <sub>1</sub>	0.045	0.065	1.14	1.65
c	0.008	0.018	0.20	0.46
D	0.740	0.840	18.80	21.34
E <sub>1</sub>	0.250	0.310	6.35	7.87
E	0.300 BSC		7.62 BSC	
e	0.100 BSC		2.54 BSC	
L	0.125	0.200	3.18	5.08
α	0°	15°	0°	15°

Note: The control dimension is the inch column

## 16 LEAD PLASTIC DUAL-IN-LINE (300 MIL PDIP)

Rev. 1.00

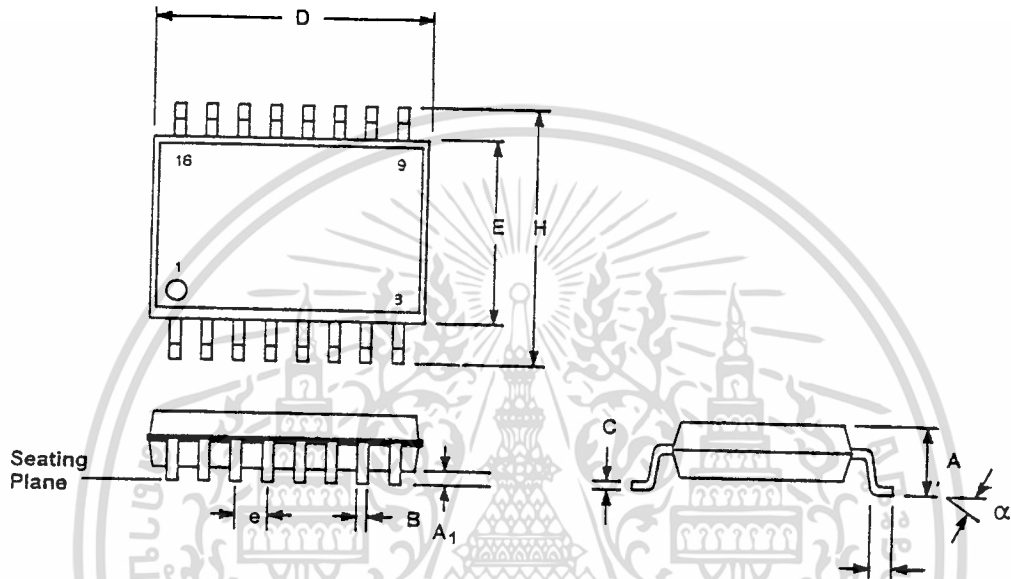


SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.145	0.210	3.68	5.33
A <sub>1</sub>	0.015	0.070	0.38	1.78
A <sub>2</sub>	0.115	0.195	2.92	4.95
B	0.014	0.024	0.36	0.56
B <sub>1</sub>	0.030	0.070	0.76	1.78
C	0.008	0.014	0.20	0.38
D	0.745	0.840	18.92	21.34
E	0.300	0.325	7.62	8.26
E <sub>1</sub>	0.240	0.280	6.10	7.11
e	0.100 BSC		2.54 BSC	
e <sub>A</sub>	0.300 BSC		7.62 BSC	
e <sub>B</sub>	0.310	0.430	7.87	10.92
L	0.115	0.160	2.92	4.06
α	0°	15°	0°	15°

Note: The control dimension is the inch column

**16 LEAD SMALL OUTLINE  
(300 MIL JEDEC SOIC)**

Rev. 1.00



SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.093	0.104	2.35	2.65
A <sub>1</sub>	0.004	0.012	0.10	0.30
B	0.013	0.020	0.33	0.51
C	0.009	0.013	0.23	0.32
D	0.398	0.413	10.10	10.50
E	0.291	0.299	7.40	7.60
e	0.050 BSC		1.27 BSC	
H	0.394	0.419	10.00	10.65
L	0.016	0.050	0.40	1.27
α	0°	8°	0°	8°

Note: The control dimension is the millimeter column

# XR-2211

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of Figure 1.  $V^+ = V^- = 6V$ ,  $T_A = +25^\circ C$ ,  $C = 5000 \text{ pF}$ ,  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 20 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 4.7 \text{ k}\Omega$ . Binary Inputs grounded,  $S_1$  and  $S_2$  closed unless otherwise specified.

PARAMETERS	XR-2211/2211M			XR-2211C			UNITS	CONDITIONS
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.		
<b>GENERAL</b>								
Supply Voltage	4.5		20	4.5		20	V	$R_0 \geq 10 \text{ k}\Omega$ See Fig. 4
Supply Current		4	7		(5)	9	mA	
<b>OSCILLATOR SECTION</b>								
Frequency Accuracy		$\pm 1$	$\pm 3$		$\pm 1$		%	Deviation from $f_0 = 1/R_0 C_0$ $R_1 = 1/2$ See Fig. 8.
Frequency Stability								
Temperature		$\pm 20$	$\pm 50$		$\pm 20$		ppm/ $^\circ C$	$V^+ = 12 \pm 1 \text{ V}$ . See Fig. 7. $V^+ = 5 \pm 0.5 \text{ V}$ . See Fig. 7.
Power Supply		0.05	0.5		0.05		%/V	
Upper Frequency Limit	100	300			300		k Hz	$R_0 = 8.2 \text{ k}\Omega$ , $C_0 = 400 \text{ pF}$
Lowest Practical								
Operating Frequency			0.01		0.01		Hz	$R_0 = 2 \text{ M}\Omega$ , $C_0 = 50 \text{ }\mu\text{F}$ See Fig. 5.
Timing Resistor, $R_0$								
Operating Range	5		2000	5		2000	k $\Omega$	See Fig. 7 and 8.
Recommended Range	15		100	15		100	k $\Omega$	
<b>LOOP PHASE</b>								
<b>DETECTOR SECTION</b>								
Peak Output Current	$\pm 150$	$\pm 200$	$\pm 300$	$\pm 100$	$\pm 200$	$\pm 300$	$\mu\text{A}$	Measured at Pin 11. Referenced to Pin 10.
Output Offset Current		$\pm 1$			$\pm 2$		$\mu\text{A}$	
Output Impedance		1			1		M $\Omega$	
Maximum Swing	$\pm 4$	$\pm 5$		$\pm 4$	$\pm 5$		V	
<b>QUADRATURE PHASE DETECTOR</b>								
Peak Output Current	100	150			150		$\mu\text{A}$	Measured at Pin 3.
Output Impedance		1			1		M $\Omega$	
Maximum Swing		11			11		V pp	
<b>INPUT PREAMP SECTION</b>								
Input Impedance		20			20		k $\Omega$	Measured at Pin 2.
Input Signal Voltage Required to Cause Limiting		2	10		2		mV rms	
<b>VOLTAGE COMPARATOR SECTIONS</b>								
Input Impedance		2			2		M $\Omega$	Measured at Pins 3 and 8.
Input Bias Current		100			100		nA	
Voltage Gain	55	70		55	70		dB	$R_L = 5.1 \text{ k}\Omega$ $I_C = 3 \text{ mA}$ $V_O = 12 \text{ V}$
Output Voltage Low		300			300		mV	
Output Leakage Current		0.01			0.01		$\mu\text{A}$	
<b>INTERNAL REFERENCE</b>								
Voltage Level	4.9	5.3	5.7	4.75	5.3	5.85	V	Measured at Pin 10.
Output Impedance		100			100		$\Omega$	

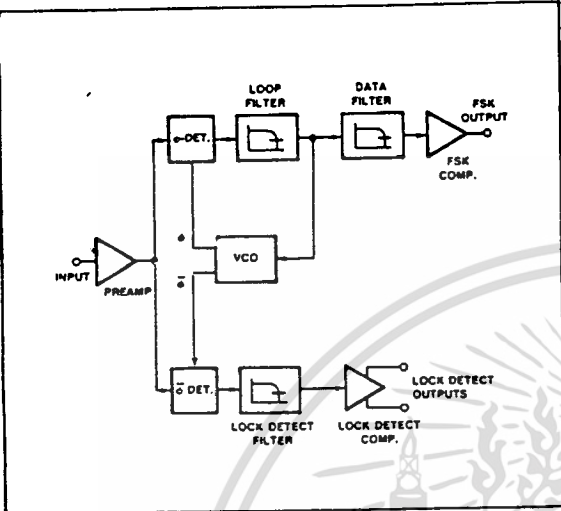


Figure 1: Functional Block Diagram of a Tone and FSK Decoding System Using XR-2211

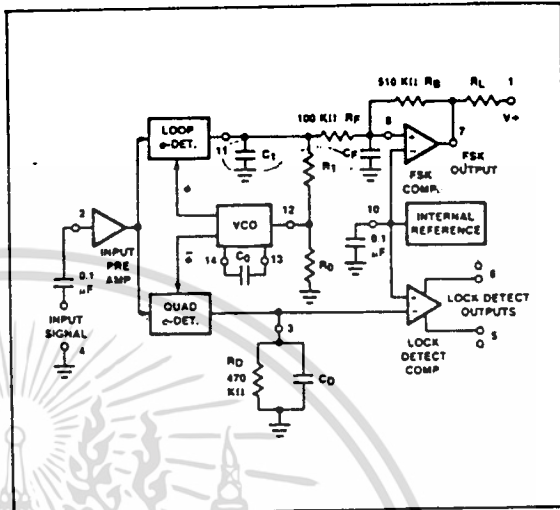


Figure 2: Generalized Circuit Connection for FSK and Tone Detection

**Reference Voltage,  $V_R$**  (Pin 10). This pin is internally biased at the reference voltage level,  $V_R = V/2 - 650 \text{ mV}$ . The dc voltage level at this pin forms an internal reference for the voltage levels at Pins 5, 8, 11 and 12. Pin 10 *must* be bypassed to ground with a  $0.1 \mu\text{F}$  capacitor for proper operation of the circuit.

**Loop Phase Detector Output (Pin 11).** This terminal provides a high impedance output for the loop phase detector. The PLL loop filter is formed by  $R_1$  and  $C_1$  connected to Pin 11 (see Figure 2). With no input signal, or with no phase error within the PLL, the dc level at Pin 11 is very nearly equal to  $V_R$ . The peak voltage swing available at the phase detector output is equal to  $\pm V_R$ .

**VCO Control Input (Pin 12):** VCO free-running frequency is determined by external timing resistor,  $R_0$ , connected from this terminal to ground. The VCO free-running frequency,  $f_0$ , is:

$$f_0 = \frac{1}{R_0 C_0} \text{ Hz}$$

where  $C_0$  is the timing capacitor across Pins 13 and 14. For optimum temperature stability,  $R_0$  must be in the range of  $10 \text{ K}\Omega$  to  $100 \text{ K}\Omega$  see Figure 8).

This terminal is a low impedance point, and is internally biased at a dc level equal to  $V_R$ . The maximum timing current drawn from Pin 12 must be limited to  $\leq 3 \text{ mA}$  for proper operation of the circuit.

**VCO Timing Capacitor (Pins 13 and 14)** VCO frequency is inversely proportional to the external timing capacitor,  $C_0$ , connected across these terminals (see Figure 5).  $C_0$  must be nonpolar, and in the range of  $200 \text{ pF}$  to  $10 \mu\text{F}$ .

**VCO Frequency Adjustment:** VCO can be fine-tuned by connecting a potentiometer,  $R_X$ , in series with  $R_0$  at Pin 12 (see Figure 9).

**VCO Free-Running Frequency,  $f_0$ :** XR-2211 does not have a separate VCO output terminal. Instead, the VCO outputs are internally connected to the phase detector sections of the circuit. However, for set-up or adjustment purposes, VCO free-running frequency can be measured at Pin 3 (with  $C_0$  disconnected), with no input and with Pin 2 snorted to Pin 10.

### DESIGN EQUATIONS

(See Figure 2 for definition of components.)

1. VCO Center Frequency,  $f_0$ :

$$f_0 = \frac{1}{R_0 C_0} \text{ Hz}$$

2. Internal Reference Voltage,  $V_R$  (measured at Pin 10):

$$V_R = V/2 - 650 \text{ mV}$$

3. Loop Low-Pass Filter Time Constant,  $\tau$ .

$$\tau = R_1 C_1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

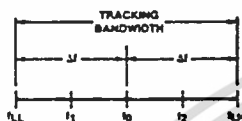
# XR-2211

## 4. Loop Damping, $\zeta$ :

$$\zeta = 1/4 \sqrt{\frac{C_0}{C_1}}$$

## 5. Loop Tracking Bandwidth, $\pm \Delta f/f_0$ :

$$\Delta f/f_0 = R_0/R_1$$



## 6. FSK Data Filter Time Constant, $\tau F$ :

$$\tau F = R_F C_F$$

## 7. Loop Phase Detector Conversion Gain, $K\phi$ : ( $K\phi$ is the differential dc voltage across Pins 10 and 11, per unit of phase error at phase detector input):

$$K\phi = -2V_R/\pi \text{ volts/radian}$$

## 8. VCO Conversion Gain, $K_0$ : ( $K_0$ is the amount of change in VCO frequency, per unit of dc voltage change at Pin 11):

$$K_0 = -1/V_R C_0 R_1 \text{ Hz/volt}$$

## 9. Total Loop Gain, $K_T$ :

$$K_T = 2\pi K\phi K_0 = 4/C_0 R_1 \text{ rad/sec/volt}$$

## 10. Peak Phase Detector Current $I_A$ :

$$I_A = V_R \text{ (volts)}/25 \text{ mA}$$

## APPLICATIONS INFORMATION

### FSK DECODING:

Figure 9 shows the basic circuit connection for FSK decoding. With reference to Figures 2 and 9, the functions of external components are defined as follows:  $R_0$  and  $C_0$  set the PLL center frequency,  $R_1$  sets the system bandwidth, and  $C_1$  sets the loop filter time constant and the loop damping factor.  $C_F$  and  $R_F$  form a one-pole post-detection filter for the FSK data output. The resistor  $R_B$  (= 510 K $\Omega$ ) from Pin 7 to Pin 8 introduces positive feedback across the FSK comparator to facilitate rapid transition between output logic states.

Recommended component values for some of the most commonly used FSK bands are given in Table 1.

### Design Instructions:

The circuit of Figure 9 can be tailored for any FSK decoding application by the choice of five key circuit components:  $R_0$ ,  $R_1$ ,  $C_0$ ,  $C_1$  and  $C_F$ . For a given set of FSK mark and space frequencies,  $f_1$  and  $f_2$ , these parameters can be calculated as follows:

#### a) Calculate PLL center frequency, $f_0$ :

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2}$$

#### b) Choose value of timing resistor $R_0$ , to be in the range of 10 K $\Omega$ to 100 K $\Omega$ . This choice is arbitrary. The recommended value is $R_0 \cong 20$ K $\Omega$ . The final value of $R_0$ is normally fine-tuned with the series potentiometer, $R_X$ .

#### c) Calculate value of $C_0$ from design equation (1) or from Figure 6:

$$C_0 = 1/R_0 f_0$$

#### d) Calculate $R_1$ to give a $\Delta f$ equal to the mark space deviation:

$$R_1 = R_0 [f_0 / (f_1 - f_2)]$$

#### e) Calculate $C_1$ to set loop damping. (See design equation no. 4.):

Normally,  $\zeta \approx 1/2$  is recommended.

Then:  $C_1 = C_0/4$  for  $\zeta = 1/2$

#### f) Calculate Data Filter Capacitance, $C_F$ :

For  $R_F = 100$  K $\Omega$ ,  $R_B = 510$  K $\Omega$ , the recommended value of  $C_F$  is:

$$C_F \approx 3/(\text{Baud Rate}) \mu\text{F}$$

Note: All calculated component values except  $R_0$  can be rounded to the nearest standard value, and  $R_0$  can be varied to fine-tune center frequency, through a series potentiometer,  $R_X$ . (See Figure 9.)

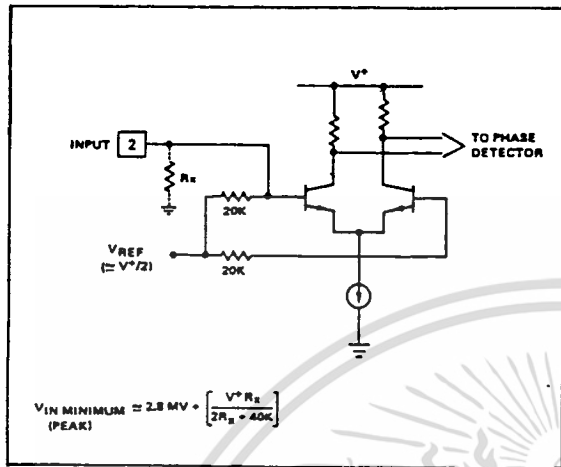


Figure 3: Desensitizing Input Stage

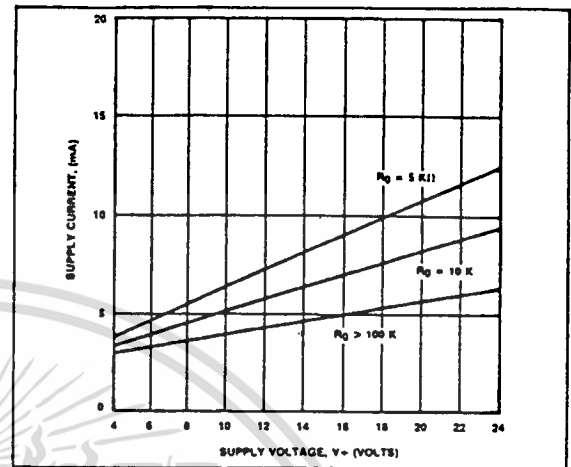


Figure 4: Typical Supply Current vs  $V^+$  (Logic Outputs Open Circuited).

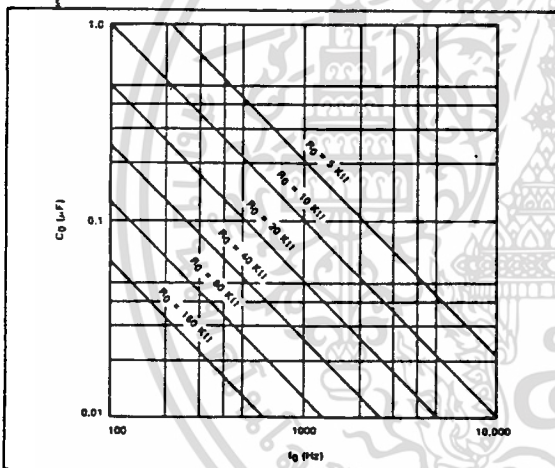


Figure 5: VCO Frequency vs Timing Resistor

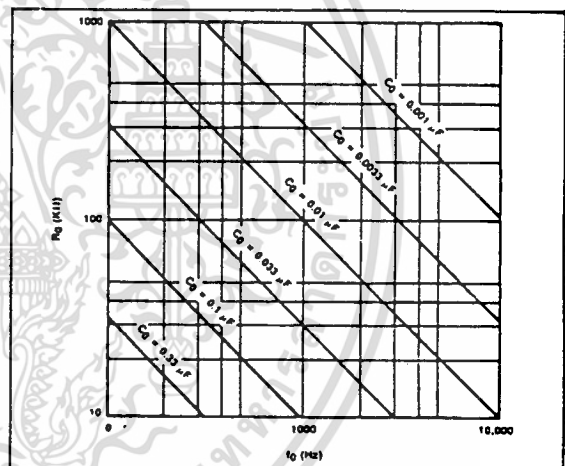


Figure 6: VCO Frequency vs Timing Capacitor

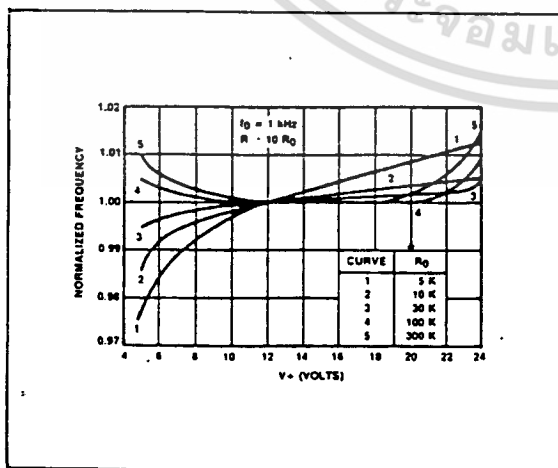


Figure 7: Typical  $f_0$  vs Power Supply Characteristics

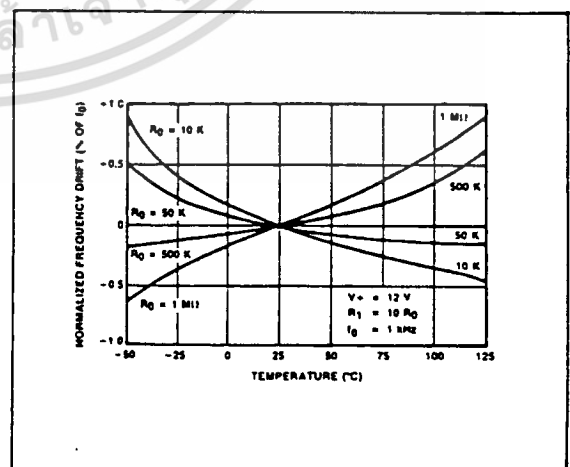


Figure 8: Typical Center Frequency Drift vs Temperature

With reference to Figures 2 and 11, the functions of the external circuit components can be explained as follows:  $R_0$  and  $C_0$  set VCO center frequency,  $R_1$  sets the detection bandwidth;  $C_1$  sets the low pass-loop filter time constant and the loop damping factor.  $R_{L1}$  and  $R_{L2}$  are the respective pull-up resistors for the Q and  $\bar{Q}$  logic outputs.

### Design Instructions:

The circuit of Figure 11 can be optimized for any tone detection application by the choice of the 5 key circuit components:  $R_0$ ,  $R_1$ ,  $C_0$ ,  $C_1$  and  $C_D$ . For a given input, the tone frequency,  $f_s$ , these parameters are calculated as follows:

- Choose  $R_0$  to be in the range of 15 K $\Omega$  to 100 K $\Omega$ . This choice is arbitrary.
- Calculate  $C_0$  to set center frequency,  $f_0$  equal to  $f_s$  (see Figure 6):  $C_0 = 1/R_0 f_s$
- Calculate  $R_1$  to set bandwidth  $\pm \Delta f$  (see design equation no. 5):

$$R_1 = R_0(f_0/\Delta f)$$

Note: The total detection bandwidth covers the frequency range of  $f_0 \pm \Delta f$ .

- Calculate value of  $C_1$  for a given loop damping factor:

$$C_1 = C_0/16\zeta^2$$

Normally  $\zeta \approx 1/2$  is optimum for most tone detector applications, giving  $C_1 = 0.25 C_0$ .

Increasing  $C_1$  improves the out-of-band signal rejection, but increases the PLL capture time.

- Calculate value of filter capacitor  $C_D$ . To avoid chatter at the logic output, with  $R_D = 470$  K $\Omega$ ,  $C_D$  must be:

$$C_D(\mu F) \geq (16/\text{capture range in Hz})$$

Increasing  $C_D$  slows down the logic output response time.

### Design Examples:

Tone detector with a detection band of 1 kHz  $\pm$  20 Hz:

- Choose  $R_0 = 20$  K $\Omega$  (18 K $\Omega$  in series with 5 K $\Omega$  potentiometer).
- Choose  $C_0$  for  $f_0 = 1$  kHz (from Figure 6)  $C_0 = 0.05$   $\mu F$ .

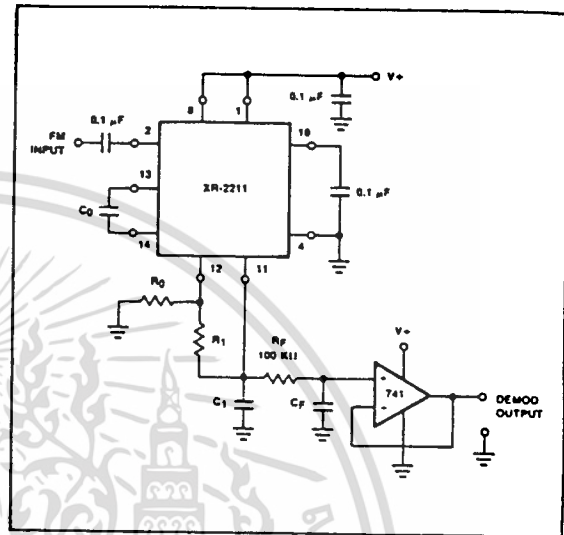


Figure 12: Linear FM Detector Using XR-2211 and an External Op Amp. (See section on Design Equation for Component Values.)

- Calculate  $R_1$ :  $R_1 = (R_0) (1000/20) = 1$  M $\Omega$ .
- Calculate  $C_1$ : for  $\zeta = 1/2$ ,  $C_1 = 0.25$ ,  $C_0 = 0.013$   $\mu F$ .
- Calculate  $C_D$ :  $C_D = 16/38 = 0.42$   $\mu F$ .
- Fine-tune center frequency with 5 K $\Omega$  potentiometer,  $R_X$ .

### LINEAR FM DETECTION:

XR-2211 can be used as a linear FM detector for a wide range of analog communications and telemetry applications. The recommended circuit connection for this application is shown in Figure 12. The demodulated output is taken from the loop phase detector output (Pin 11), through a post-detection filter made up of  $R_F$  and  $C_F$ , and an external buffer amplifier. This buffer amplifier is necessary because of the high impedance output at Pin 11. Normally, a non-inverting unity gain op amp can be used as a buffer amplifier, as shown in Figure 12.

The FM detector gain, i.e., the output voltage change per unit of FM deviation can be given as:

$$V_{out} = R_1 V_R / 100 R_0 \text{ Volts/\% deviation}$$

where  $V_R$  is the internal reference voltage ( $V_R = V+/2 - 650$  mV). For the choice of external components  $R_1$ ,  $R_0$ ,  $C_0$ ,  $C_1$  and  $C_F$ , see section on design equations.

## กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ สมยศ จุณณะปิยะ สำหรับคำปรึกษา และความช่วยเหลือต่าง ๆ

รวมทั้ง นาย เอก รัตน์พฤษ

นาย ทรรพนันท์ จ้อยเจริญ

น.ส. อมริสา มณีรุ่ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

1. สุเทพ พานทอง และ สุลักษณ์ สมมาตร , " การควบคุมความเร็วรอบของดีซีมอเตอร์ โดยใช้ไมโครคอมพิวเตอร์ " ปรินูญานิพนธ์ ปีการศึกษา 2537 ภาควิชาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
2. ศักดิศ สุวัชรังกุล และ สันติ ลีอวนิวงษ์ , " แผนการทดลอง Frequency - Shift Keying (FSK) Modulation " ปรินูญานิพนธ์ ปีการศึกษา 2536 ภาควิชาโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
3. Morris Tischler , " Experiments in Telecommunication " : McGraw-Hill Book Company, 1981
4. ทศพร เสี่ยงกิจ, วรวิทย์ หมั่นศรี, วิรพงษ์ แซ่ใจ้ว, อนุชา บุญชูโต และ ณรงค์ ชัยสงคราม ; รถเก็บไข่อัตโนมัติ ปีการศึกษา 2538 ภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
5. รวมโครงการอิเล็กทรอนิกส์ วิทยุและเครื่องรับส่ง ; บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด(มหาชน) พิมพ์ที่ หจก.เม็ดทรายพริ้นติ้ง พ.ศ. 2539

