

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องควบคุมทางสายไฟกระแสสลับ



๑/๑๗.
๐๕๓๖๓
๒๕๓๔

นางสาววิบูลย์รัตน์ โตสงวน

นายสมชาย ทรงแสงธรรม

๒๑๒๕๑๗๔๗

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....
วัน,เดือน,ปี.....

โครงการพิเศษนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิทยาศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์

คณะวิทยาศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา ๒๕๓๔

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A.C. LINE CONTROL



A Special Project Submitted in Partial Fulfillment of the
Requirement for the Degree of Bachelor of Science
Department of Applied Physics
Faculty of Science
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
1992

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อโครงการพิเศษ

เครื่องควบทางสายไฟกระแสสลับ

โดย

นางสาววิบูลย์รัตน์ โตสงวน

นายสมชาย ทรงแสงธรรม

ภาควิชา

ฟิสิกส์ประยุกต์

อาจารย์ที่ปรึกษา


ผศ.ดร. ปรีชา เทียนสมประสงค์

ผศ.สุรพล รักวิจัย


ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้นับโครงการพิเศษฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิทยาศาสตร์บัณฑิต


 หัวหน้าภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์
(ผศ.ดร. เสน่ห์ เอกะวิภาต)

คณะกรรมการโครงการพิเศษ

 ประธานกรรมการ
(อ.อนงงค์ สรงประภา)

 กรรมการ
(ผศ.ดร. ปรีชา เทียนสมประสงค์)

 กรรมการ
(ผศ.สุรพล รักวิจัย)

 กรรมการ
(ผศ.ดร. บุญส่ง ทิวโมกษธรรม)

ลิขสิทธิ์ของภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อโครงการพิเศษ	การควบคุมทางสายไฟกระแสสลับ
นักศึกษา	นางสาววิบูลย์รัตน์ โตสงวน นายสมชาย ทรงแสงธรรม
อาจารย์ที่ปรึกษา	ผศ.ดร. ปรีชา เกียนสมประสงค์ ผศ.สุรพล รักรวิชัย
ภาควิชา	ฟิสิกส์ประยุกต์
ปีการศึกษา	2534

บทคัดย่อ

เครื่องควบคุมการเปิด-ปิดอุปกรณ์ไฟฟ้าผ่านทางสายไฟกระแสสลับ เป็นการส่งสัญญาณความถี่ให้กับไฟกระแสสลับ 220 V 50 Hz สัญญาณที่ใช้ควบคุมการเปิด-ปิดอุปกรณ์ไฟฟ้ามีค่าระหว่าง 30 kHz ถึง 110 kHz ที่ได้จากเครื่องส่งที่สร้างสัญญาณความถี่จากวงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่ ซึ่งรับแรงดันอินพุตจากวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอก คอมพิวเตอร์ทำการส่งคำสั่งการควบคุมการทำงานในรูปของดิจิทัลให้อินพุตของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอก ในส่วนของเครื่องรับซึ่งทำหน้าที่เป็นสวิทช์ในการเปิด-ปิดอุปกรณ์ไฟฟ้าใช้หลักของเฟสล็อคคัลป์ โดยในเครื่องรับแต่ละตัวจะมีวงจรเฟสล็อคคัลป์ 2 วงจร เพื่อตรวจจับความถี่ 2 ความถี่ ที่เป็นสัญญาณควบคุมการเปิดและปิดอุปกรณ์ไฟฟ้าแยกจากกัน ผลที่ได้จากการตรวจจับความถี่จะส่งต่อไปยังเซตรีเซต-ฟลิปฟล็อป เพื่อรักษาสถานะของคำสั่งและกระตุ้นการทำงานของโซลิดสเตตรีเลย์ ระบบที่สร้างขึ้นนี้สามารถพัฒนาให้มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้น เช่น การตั้งเวลาเปิด-ปิดอุปกรณ์ โดยการพัฒนาซอฟต์แวร์ควบคุมระบบหรือโดยการเชื่อมต่อกับเครื่องควบคุมอุปกรณ์ทางโทรศัพท์

Special Project Title AC Line Control
Name Viboonrattana To-sanguan
 Somchai Songsangtum
Special Project Advisor Assist.Prof.Dr.Preecha Tiansomprasong
 Assist.Prof.Surapol Ruckvijai
Department Applied Physics
Academic Year 1991

Abstract

AC line control system is an electrical device controlling electrical device appliances to be turned on or off with controlling signal sent through the household AC line, 220V 50Hz. The signal frequencies used for this purpose range from 30 KHz - 110 KHz. The transmitter generated controlling signals from the input voltage using the voltage control oscillator (VCO). In case that a computer is used to control the system, digital signal needed to be fed into a DAC before going to VCO. The receiver using the obtained signal for turning electrical appliance on or off, uses the phase lock loop to detect the controlling signal sent from the transmitter. Each receiver has two phase lock loop circuits in order to detect two frequencies, one for turning electrical appliance on and off for the other. Reset-set flipflop will latch the result of detection to control solid state relay. There are more applications of this project, such as on-off timer which needs for electrical appliance software development, or link to "Phone Link Controller"

กิติกรรมประกาศ

โครงการพิเศษนี้ได้รับความสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ด้วยคำแนะนำและความช่วยเหลือทางด้านต่างๆจากอาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร.ปรีชา เทียนสมประสงค์ และ ผศ.สุรพล รักรวิชัย

ขอขอบคุณ อาจารย์วิจิต ศิริโชติ ที่ให้ข้อมูลและคำแนะนำทางด้านเทคนิค
ขอขอบคุณ คุณไพฑูรย์ ศิริพัฒน์ และคุณสมภพ ภูริวิกรัยพงษ์ ที่ให้ความอนุเคราะห์ทางด้านคู่มือต่างๆ

ขอขอบคุณ บุญส่ง จรรย์วรรณ ที่ช่วยสอนเขียนโปรแกรมโฟล์คซาร์ท
ขอขอบคุณ ปฐมสวรรค์ ศิริหาญภากร, ณรงค์ แสงแก้ว, พงศ์ศิริ อ่อนศรี, สยาม เจริญเสียง และวีระรัตน์ ไทยอุบุญ ที่ให้ความอนุเคราะห์ทางด้านคอมพิวเตอร์

ขอขอบคุณ ศุภชัย ปิตรชาติ, สนิท กัมภาณจนะ, อัมพร รัตชัยตระกูลโพธิ์ และภัทริกา ฐาปนพาหะ ที่ช่วยเหลือทางด้านเอกสาร

ขอขอบคุณ พ่อ แม่ ของผู้เขียนที่กรุณาสนับสนุนผู้เขียนจนมาถึงปัจจุบัน

ขอขอบคุณ ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ ที่สนับสนุนทางด้านงบประมาณและทางด้านเครื่องมืออุปกรณ์ต่างๆ

ขอขอบคุณ เพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ที่ให้กำลังใจและช่วยเหลือทางด้านต่างๆทุกท่าน

วิบูลย์รัตน์ โตสงวน

สมชาย ทรงแสงธรรม

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญภาพ	ง
สารบัญตาราง	ณ
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎี	4
2.1 หลักการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก	4
2.1.1 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก แบบใช้ตัวต้านทานหลายค่า	5
2.1.2 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก แบบใช้ตัวต้านทาน 2 ค่า	6
2.1.3 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก แบบใช้ไอซี	8
2.1.4 ลักษณะคุณสมบัติของการแปลงสัญญาณ ดิจิทัลเป็นอนาลอก	10
2.2 แร่งต้นออฟเซตที่อื่นพุก	13
2.2.1 การชดเชยความผิดพลาดของออฟเซต	14
2.2.2 การปรับออฟเซตให้เป็นศูนย์จากภายนอก	15
2.3 แร่งต้นอ้างอิง	18
2.3.1 แร่งต้นอ้างอิงแบบที่ใช้ซีเนอร์ไดโอด	19
2.3.2 ซีเนอร์ไดโอด	19
2.3.3 การใช้เรกกูเลเตอร์ของซีเนอร์ไดโอด	21
2.3.4 วงจร Start-up	22
2.3.5 แร่งต้นอ้างอิงแบบที่ใช้แถบช่องว่างของ	

พลังงาน

23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญภาพ	ง
สารบัญตาราง	ณ
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎี	4
2.1 หลักการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก	4
2.1.1 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก แบบใช้ตัวต้านทานหลายค่า	5
2.1.2 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก แบบใช้ตัวต้านทาน 2 ค่า	6
2.1.3 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก แบบใช้ไอซี	8
2.1.4 ลักษณะคุณสมบัติของการแปลงสัญญาณ ดิจิทัลเป็นอนาล็อก	10
2.2 แร่งต้นออฟเซตที่อื่น ๆ	13
2.2.1 การชดเชยความผิดพลาดของออฟเซต	14
2.2.2 การปรับออฟเซตให้เป็นศูนย์จากภายนอก	15
2.3 แร่งต้นอ้างอิง	18
2.3.1 แร่งต้นอ้างอิงแบบที่ใช้ซีเนอร์ไดโอด	19
2.3.1.1 ซีเนอร์ไดโอด	19
2.3.2 การใช้เรกกูเลเตอร์ของซีเนอร์ไดโอด	21
2.3.3 วงจร Start-up	22
2.3.4 แร่งต้นอ้างอิงแบบที่ใช้แถบช่องว่างของ พลังงาน	23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
2.3.5 การอ้างอิงโดยใช้พื้นฐานของแถบช่องว่าง ของพลังงาน	24
2.3.6 แรงดันอ้างอิงแบบใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว	26
2.3.7 ค่าอ้างอิงโดยใช้เอาท์พุท	28
2.4 แรงดันควบคุมการออสซิลเลต	29
2.4.1 หลักการของวงจรออสซิลเลเตอร์	29
2.4.1.1 LC ออสซิลเลเตอร์	30
2.4.1.1.1 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบ ฮาร์ทเลย์	33
2.4.1.1.2 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบ โคพิทท์	36
2.4.2 RC ออสซิลเลเตอร์	38
2.4.2.1 ออสซิลเลเตอร์แบบ Wien- Bridge	39
2.4.2.2 ออสซิลเลเตอร์แบบ Quadrature	45
2.4.2.3 ออสซิลเลเตอร์แบบ RC Phase Shift	46
2.4.3 แรงดันควบคุมการออสซิลเลต	47
2.4.3.1 แรงดันเป็นพัลส์	48
2.4.3.2 แรงดันควบคุมมัลติไวเบรเตอร์	54
2.4.5 แรงดันควบคุมการออสซิลเลต	57
2.5 โวลิตสแตตรีเลย์	61
2.5.1 นิยาม	61
2.5.2 ส่วนประกอบและการทำงาน	62
2.5.3 คุณสมบัติทางด้านเอาท์พุท	67
2.5.4 คุณสมบัติทางด้านอินพุท	68
2.6 เฟสล็อกคูลูป	69

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
3.2.2.1 วงจรอินพุทฟิลเตอร์	95
3.2.2.2 วงจรตรวจจับสัญญาณควบคุม	96
3.2.2.3 วงจรคงค่าเอาต์พุท	98
บทที่ 4 ทดสอบการทำงานของเครื่องควบคุมทางสายไฟ	
กระแสสลับ	100
4.1 เครื่องส่งสัญญาณควบคุม	100
4.1.1 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก	100
4.1.2 วงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่	103
4.1.3 การคัปปลิงและส่งสัญญาณควบคุมเข้า ทางสายไฟกระแสสลับ	104
4.2 เครื่องรับสัญญาณควบคุม	105
4.2.1 วงจรตรวจจับความถี่ควบคุม	105
4.2.2 วงจรตรวจจับความถี่ร่วมกับวงจรคงค่า เอาต์พุทและโซลิดสเตตรีเลย์	106
4.3 ระบบควบคุมทางสายไฟกระแสสลับ	106
บทที่ 5 บทสรุปและวิจารณ์	107
ภาคผนวก	
เอกสารอ้างอิง	
ประวัติผู้เขียน	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

		หน้า
รูปที่ 1.1	ไดอะแกรมของภาคส่ง	2
รูปที่ 1.2	ไดอะแกรมของภาครับ	2
รูปที่ 2.1	แสดงบล็อกไดอะแกรมของดีทูเอ	4
รูปที่ 2.2	แสดงวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกโดยใช้ ความต้านทานหลายค่า	5
รูปที่ 2.3	แสดงวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก แบบ R-2R แลตเตอร์	7
รูปที่ 2.4	แสดงวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกแบบใช้ ไอซี เบอร์ MC 1408	9
รูปที่ 2.5	แสดงการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกแบบไฮบริด	10
รูปที่ 2.6	แสดงความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในการแปลงสัญญาณ	12
รูปที่ 2.7	แสดงกราฟและลักษณะโครงสร้างของแรงดันออฟเซต	13
รูปที่ 2.8	แสดงการประมาณค่าผิดพลาดของเอาต์พุตโดยกระแส ที่ไบอัสที่อินพุต	15
รูปที่ 2.9	แสดงโครงสร้างของตัวต้านทานและอินทิเกรเตอร์ ด้วย External Offset Nulling	16
รูปที่ 2.10	แสดงตัวขยายแบบ Noninverting และ External Offset Nulling	17
รูปที่ 2.11	แสดงซีเนอร์ไดโอดที่จะเป็น Reference และ Regulator อย่างง่าย	19
รูปที่ 2.12	แสดงซีเนอร์ไดโอดที่ใช้เป็น Regulator และ Reference	20
รูปที่ 2.13	แสดงแรงดันอ้างอิงจากเรกกูเลเตอร์	21
รูปที่ 2.14	แสดงวงจร Start-up (D_2 และ D_4)	23

สารบัญภาพ (ต่อ)

		หน้า
รูปที่ 2.15	แสดงหลักการอ้างอิงของ Bandgap และวงจร Bandgap พื้นฐาน	25
รูปที่ 2.16	แสดงโครงสร้างการอ้างอิงช่องว่างแบบสลับ	26
รูปที่ 2.17	แสดงวงจรที่มีการอ้างอิงเอาท์พุท	28
รูปที่ 2.18	แสดงบล็อกไดอะแกรมของออสซิลเลเตอร์	30
รูปที่ 2.19	แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์เบื้องต้น	33
รูปที่ 2.20	แสดงวงจรฮาร์ทเลย์ออสซิลเลเตอร์ที่แสดงลักษณะลูกคลื่นของสัญญาณ	34
รูปที่ 2.21	แสดงวงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์	36
รูปที่ 2.22	แสดงออสซิลเลเตอร์แบบ Colpitt โดยใช้ ออปแอมป์	38
รูปที่ 2.23	แสดงบล็อกไดอะแกรมของออสซิลเลเตอร์แบบ Wien- Bridge	40
รูปที่ 2.24	แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบ Wien-Bridge	42
รูปที่ 2.25	แสดงการออสซิลเลตแบบ Wien-Bridge โดยใช้ ออปแอมป์เบอร์ 798	44
รูปที่ 2.26	แสดงวงจรอินทิเกรตพื้นฐานโดยใช้ ออปแอมป์	45
รูปที่ 2.27	แสดงการออสซิลเลตแบบ Quadrature โดยใช้ ออปแอมป์ 747 คู่	46
รูปที่ 2.28	แสดงวงจรของการออสซิลเลตแบบ Phase-Shift	47
รูปที่ 2.29	แสดงสัญญาณอินพุทที่เป็นคลื่นสี่เหลี่ยมที่ใช้ LP Filter แบบขุดมคติ	49
รูปที่ 2.30	แสดง VCO ที่ใช้ ออปแอมป์ 798 คู่	50
รูปที่ 2.31	แสดง VCO ที่ใช้ ออปแอมป์ และวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 555	51

สารบัญภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2.32 แสดงวงจร VCO ที่วิ่งไปโดยการให้ LIC เบอร์ MC 1648	54
รูปที่ 2.33 แสดง VCO ที่ใช้ LIC เบอร์ MC 1658	55
รูปที่ 2.34 แสดงกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่, ตัวเก็บประจุ และแรงดันที่อินพุท	55
รูปที่ 2.35 แสดงการต่อวงจรภายนอกของ XR 2207 สำหรับควบคุมความถี่เอาต์พุท	56
รูปที่ 2.36 แสดงฟังก์ชันของ IC 566	57
รูปที่ 2.37 แสดงการต่อไอซีเบอร์ 566 เป็น VCO ให้คลื่น ทั้งคลื่นสามเหลี่ยมและคลื่นสี่เหลี่ยม	59
รูปที่ 2.38 แสดงการต่อไอซีเบอร์ 566 เป็น VCO ที่ให้คลื่นสี่เหลี่ยม	59
รูปที่ 2.39 แสดงการทำงานของ VCO กับการมอดดูเลต ความถี่ที่อินพุท	60
รูปที่ 2.40 แสดงหลักการทำงานของโซลิตสเตรรี่เลย์	61
รูปที่ 2.41 แสดงตัวรับแสงแบบต่างๆของโซลิตสเตรรี่เลย์	62
รูปที่ 2.42 แสดงการเชื่อมโยงด้วยแสงและด้วยหม้อแปลง ในโซลิตสเตรรี่เลย์	63
รูปที่ 2.43 แสดงสวิตช์ในโซลิตสเตรรี่เลย์เอาต์พุท ไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบ NPN	64
รูปที่ 2.44 แสดงสวิตช์ในโซลิตสเตรรี่เลย์เอาต์พุท ไฟฟ้ากระแสสลับโดยใช้เอสซีอาร์และไตรแอก	64
รูปที่ 2.45 แสดงวงจรแบบหนึ่งของโซลิตสเตรรี่เลย์ เอาต์พุทไฟฟ้ากระแสตรง	65
รูปที่ 2.46 แสดงวงจรโซลิตสเตรรี่เลย์เอาต์พุทไฟฟ้ากระแส สลับซึ่งทำงานแบบตัดข้ามศูนย์	66

สารบัญภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2.47 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกูปอย่าง พื้นฐาน	70
รูปที่ 2.48 แสดงเฟสล็อกูปที่ใช้ 565	72
รูปที่ 2.49 แสดงตัวส่งเคราะห์ความถี่	74
รูปที่ 2.50 แสดงการต่อ 565 เป็นตัวถอดรหัส FSK	75
รูปที่ 3.1 แสดงวงจรสร้างสัญญาณควบคุมสับยชรทางสายไฟ กระแสสลับที่มีการควบคุมด้วยคอมพิวเตอร้	77
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรแหล่งจ่ายแรงดันอ้างอิง ± 2.50 v สำหรับรูปที่ 3.1	78
รูปที่ 3.3 แสดงการส่งสัญญาณควบคุมเข้าไปทางสายไฟ กระแสสลับ	79
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรฐานเวลาของไอซี 555 ที่ใช้สร้าง ความถี่ในการควบคุมการเปิดเปิดอุปกรณ์	80
รูปที่ 3.5 แสดงการต่อวงจรร่วมกับวงจรแปลงสัญญาณ ดิจิตอลเป็นอนาลอก	81
รูปที่ 3.6 แสดงวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นความถี่โดยใช้ ไอซีเบอร์ LM 566	82
รูปที่ 3.7 แสดงการค้ปปลิงสัญญาณด้วยแสงโดยใช้ ออปโตค้ปเปลอร์เบอร์ 4N27	83
รูปที่ 3.8 แสดงการส่งสัญญาณเข้าไปในสายไฟกระแสสลับ	84
รูปที่ 3.9 แสดงเครื่องส่งสัญญาณควบคุมทางสายไฟ กระแสสลับ	85
รูปที่ 3.10 แสดงการค้านวนค่าของอินตคเตอร์และคาปาซิเตอร์ ในวงจรจูนบรอดแบนด์พาสฟิลเตอร์ที่ใช้ในส่วนอินพุทของ ตัวรับ	90
รูปที่ 3.11 แสดงการต่อวงจรตรวจจับความถี่โดยใช้ไอซี 567	91

- ๗ -

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.12 แสดงการต่อวงจรตรวจจับความถี่โดยใช้ไอซี 567	92
รูปที่ 3.13 แสดงการต่อ เซตรีเซตฟิลิปพลอบจากแนนด์เกต 2 ตัว เพื่อทำเป็นส่วนแลทซ์เอาก์พุท	94
รูปที่ 3.14 แสดงโซลิตสเตตรีเลย์แบบเอาก์พุทไฟสลัป 1000 วัตต์	94
รูปที่ 3.15 แสดงวงจรอินพุทฟิลเตอร์ของเครื่องรับ	95
รูปที่ 3.16 แสดงวงจรตรวจจับความถี่โดยใช้ไอซี เฟสล็อคคูลูบ เบอร์ LM 567	96
รูปที่ 3.17 แสดงวงจรการคงค่าเอาก์พุทของเครื่องรับ สัญญาณควบคุม	97
รูปที่ 3.18 แสดงวงจรโซลิตสเตตรีเลย์เอาก์พุทกระแสสลัป ต่อร่วมกับวงจรคงค่าเอาก์พุท	98
รูปที่ 3.19 แสดงวงจรของเครื่องรับสัญญาณควบคุมทางสายไฟ กระแสสลัป	99

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 4.1	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและ เอาท์พุท ของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัล เป็นอนาลอก	100
ตารางที่ 4.2	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและ เอาท์พุท ของวงจรแปลงแรงดัน เป็นความถี่	103
ตารางที่ 4.3	แสดงการเลือกค่าของวงจรตรวจจับความถี่ ของแต่ละสัญญาณควบคุม	105

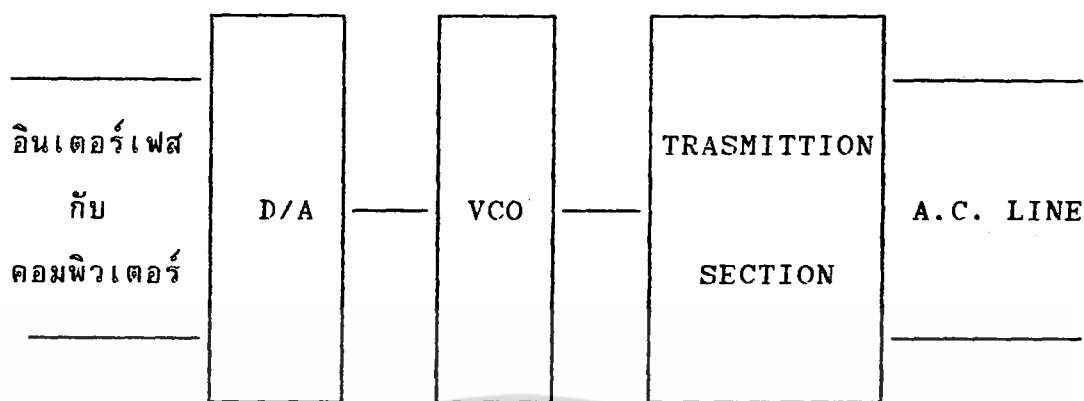


บทที่ 1

บทนำ

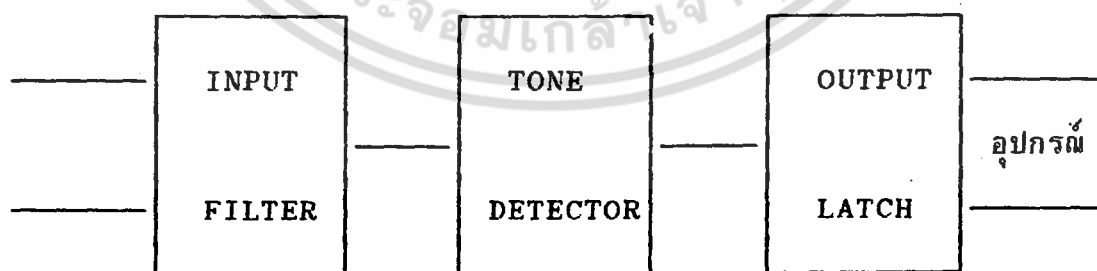
จากอดีตที่ผ่านมาการควบคุมการใช้อุปกรณ์ไฟฟ้าภายในบ้านพักอาศัยโดยเฉพาะภายในบ้านขนาดใหญ่รวมไปถึงสถานที่ที่จัดทำเป็นหอพักให้เช่า จะใช้การต่อสวิตซ์ให้ใกล้เคียงกับอุปกรณ์ เช่น หลอดไฟตามห้องและจุดต่างๆของบ้านหรือใช้สวิตซ์ที่ตัวอุปกรณ์โดยตรง เช่น พัดลม โทรทัศน์ และวิทยุ เป็นต้น สำหรับสภาพการณ์ในปัจจุบันนี้ความสะดวกรวดเร็วมีความจำเป็นมาก ซึ่งถ้าคิดจะนำเอาสวิตซ์ของอุปกรณ์ต่างๆเหล่านั้นมารวมกันไว้เป็นแผงควบคุมเพียงแผงเดียวก็อาจจะทำได้ แต่จะเป็นการสิ้นเปลืองอย่างมากทีเดียว เพราะต้องมีการใช้สายไฟเพิ่มขึ้นเป็นจำนวนมาก ด้วยเหตุนี้เองการควบคุมทางสายไฟกระแสสลับจึงได้พัฒนาขึ้น

การควบคุมทางสายไฟกระแสสลับ (A.C. line control) คือการควบคุมการทำงานของเครื่องใช้ภายในบ้าน ผ่านทางสายไฟกระแสสลับที่มีอยู่แล้วอีกทั้งยังสามารถนำไปประยุกต์ในวงการอุตสาหกรรมในปัจจุบัน การควบคุมระบบทางสายไฟกระแสสลับนั้น ใช้หลักการของการส่งข้อมูลทางสายไฟกระแสสลับ โดยใช้ความถี่เป็นข้อมูลที่ใช้ควบคุมระบบในการเปิด-ปิด ซึ่งจะแบ่งหลักการทำงานได้ 2 ส่วน คือภาคส่ง (Transmitter) และภาครับ (Receiver) ในภาคส่งมีลักษณะการทำงานคือ เมื่อรับข้อมูลมาจากคอมพิวเตอร์แล้วจะผ่านวงจรแปลงสัญญาณเพื่อทำการแปลงสัญญาณดิจิทัลให้เป็นอนาล็อก โดยจะเปลี่ยนเป็นกระแสที่สัมพันธ์กับปริมาณดิจิทัลซึ่งกระแสที่ได้จะถูกแปลงเป็นแรงดัน เพื่อจะเป็นอินพุทให้วงจรที่ควบคุมการออกสวิตช์เลตจากนั้นก็ผ่านวงจรขยายกำลังและขับเอาท์พุท สามารถเขียนเป็นไดอะแกรมแสดงการทำงาน ดังรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 ไตอะแกรมของภาคส่ง

ส่วนในภาครับนั้นจะประกอบไปด้วยตัวกรองสัญญาณ ซึ่งจะรับความถี่เข้ามาเพื่อทำการกรองเอาความถี่เฉพาะที่เป็นความถี่ของสัญญาณควบคุมเท่านั้นจากนั้นจะผ่านเข้ามาในส่วนของวงจรตรวจจับความถี่ (Tone Detector) เพื่อทำการตรวจสอบว่ามีความถี่ที่ตรงกับที่ตั้งเอาไว้ส่งมาหรือไม่ เมื่อพบว่ามีความถี่ควบคุมส่งเข้ามาโดยอาจจะเป็นคำสั่งให้เปิดหรือปิดอุปกรณ์ ก็จะทำการคงค่านั้นไว้ (Output Latch) ซึ่งสัญญาณที่ได้จากการคงค่าเอาท์พุทจะนำไปใช้ในการเปิดปิดรีเลย์ที่ใช้เป็นสวิทช์ในการเปิดปิดอุปกรณ์ ไตอะแกรมแสดงการทำงานได้ ดังรูป 1.2



รูปที่ 1.2 ไตอะแกรมของภาครับ

ในส่วนของคอมพิวเตอร์นั้นจะใช้หลักของการรับคำสั่งจากผู้ใช้ ทำการโปรแกรมเพื่อส่งข้อมูลดิจิทัล (8 บิต) ส่งออกไปทางพาราแรลพอร์ต (พรีนเตอร์พอร์ต) เพื่อจ่ายให้กับอินพุทของเครื่องส่งทำการแปลงเป็นความถี่ของสัญญาณควบคุมตามคำสั่งที่ได้รับจากผู้ใช้ จะเห็นได้ว่าการควบคุมอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าทางสายไฟกระแสสลับนี้ไม่ทำให้เกิดการสิ้นเปลืองเพิ่มขึ้นแต่อย่างใด แต่เป็นวิธีที่ค่อนข้างประหยัดทั้งเงินและเวลาวิธีหนึ่งซึ่งเป็นประโยชน์มาก

วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาหลักการทํางานของวงจรที่ควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าต่างๆ โดยผ่านทางสายไฟกระแสสลับ
2. เพื่อศึกษาหลักการแปลงสัญญาณแบบต่างๆ
3. เพื่อศึกษาหลักการเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์ และหลักการส่งข้อมูลจากคอมพิวเตอร์

ประโยชน์

1. ทราบถึงหลักการการแปลงสัญญาณต่างๆ และการนำคอมพิวเตอร์มาใช้กับวงจรอิเล็กทรอนิกส์
2. สามารถใช้วงจรต่างๆ นำมาประกอบใช้ในงานที่มีการประยุกต์ได้
3. สามารถนำวงจรที่สร้างขึ้นมาประยุกต์ใช้งานที่บ้าน และในอุตสาหกรรมได้

ขอบเขต

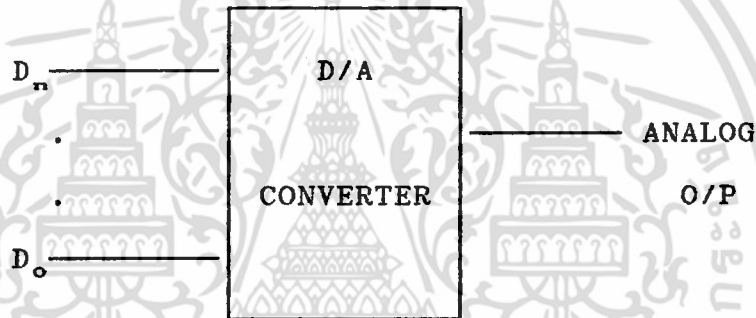
1. สร้างวงจรการควบคุมทางสายไฟ
2. การเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์
3. การเขียนโปรแกรมส่งข้อมูล

บทที่ 2

ทฤษฎี

2.1 การแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก

การแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกนั้น จะได้สัญญาณอนาลอกที่มีค่าเทียบเท่ากับสัญญาณดิจิทัลนั้นและจะอยู่ในรูปของเลขฐานสอง ซึ่งปกติจะใช้รหัส BCD (BINARY-CODE-DECIMAL) และเลขฐานสองโดยตรง ค่าเอาต์พุทจะขึ้นอยู่กับค่าบิตตั้งรูป



รูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอก

และจะได้ค่าอนาลอกตามสมการ

$$V_o = (2^{n-1}a_{n-1} + 2^{n-2}a_{n-2} + \dots + 2^2a_2 + 2a_1 + a_0)V \quad (1)$$

โดยที่ V_o คือ ค่าแรงดันเอาต์พุท (อนาลอก)

V คือ ค่าแรงดันอ้างอิง

n คือ จำนวนบิต

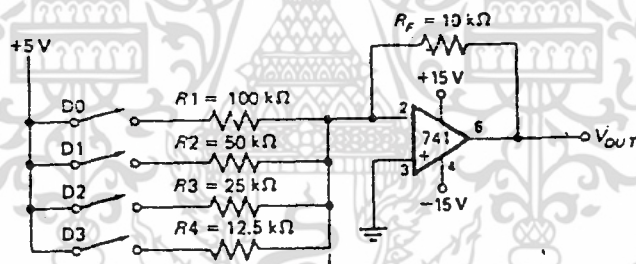
a_n คือ เลขฐานสอง (1 หรือ 0) ของบิตที่ n

จากสมการจะได้ค่าเอาต์พุตที่เป็นสัดส่วนกับค่าดิจิทัลทางด้านอินพุตวงจร สัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกในปัจจุบันที่นิยมใช้อาจแบ่งได้ดังนี้

2.1.1 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกแบบใช้ตัวต้านทานหลายค่า

(BINARY WEIGHTED RESISTER D/A CONVERTER)

วงจรเปลี่ยนสัญญาณชนิดนี้ใช้ตัวต้านทานหลายตัว และออปแอมป์เพื่อเปลี่ยนสัญญาณลอจิก 2 ระดับ เป็นแรงดันที่ได้สัดส่วนกันแสดงดังรูปที่ 2.2 ซึ่งเป็น การแสดงวงจรการเปลี่ยนสัญญาณดิจิทัลขนาด 4 บิต โดยออปแอมป์ที่ใช้จะมี กำลังขยายสูงมาก (โดยทั่วไปสูงกว่า 100,000 เท่า) มีความต้านทานทาง ด้านเอาต์พุตต่ำ ความต้านทานทางด้านอินพุตสูงมาก และที่สำคัญคือสัญญาณที่ เอาต์พุตถูกป้อนกลับมายังอินพุตแบบกลับเฟส (ป้อนกลับแบบลบ) เพื่อเปรียบ เทียบกับสัญญาณที่ขาอินพุตแบบไม่กลับเฟส เอาต์พุตของออปแอมป์จะเป็นตัวจ่าย หรือ รับกระแส (SOURCE OR SINK) เพื่อให้แรงดันที่เปรียบเทียบกันนั้นมีค่า เดียวกัน



รูปที่ 2.2 แสดงวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก โดยใช้ความต้านทานหลายค่า

การแปลงสัญญาณนั้นจะใช้ค่าแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง สวิตช์ และชุดตัวต้านทานในการแทนน้ำหนักแต่ละบิตของเลขฐานสอง โดยใช้ออปแอมป์เป็นตัวเปลี่ยนระดับสัญญาณทางด้านเอาต์พุต ซึ่งจะมีการแทนลอจิกของระดับดิจิทัลด้วยการเปิด-ปิดสวิตช์ โดยที่ขณะที่มีการเปิดสวิตช์จะแทนระดับลอจิกด้วย "1" และแทนการปิดสวิตช์ด้วยระดับลอจิกด้วย "0" โดยเมื่อมีระดับลอจิก 1 จะไป

เพิ่มค่ากระแสที่จุดรวมกระแสที่ขากลับเฟสของออปแอมป์ และสัญญาณเอาต์พุต (V_o) ที่ได้ ซึ่งจะเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ขากลับเฟสของออปแอมป์

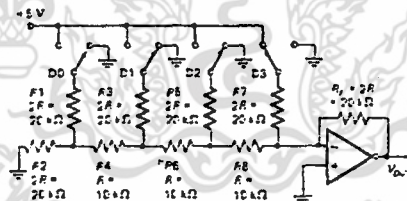
วงจรแบบนี้จะมีข้อเสียคือ ถ้ามีจำนวนบิตเพิ่มมากขึ้นค่าความผิดพลาดของตัวต้านทานต้องมีค่าน้อยกว่าค่าบิตนัยสำคัญต่ำสุด (Least Signification Bit : LSB) และค่าความต้านทานที่ใช้จะต้องมีค่ามากขึ้นตามจำนวนบิตที่เพิ่มขึ้นด้วย จึงต้องใช้ความต้านทานหลายค่าซึ่งในทางปฏิบัติไม่สามารถสร้างได้ เช่น เมื่อมีจำนวน 12 บิต ช่วงกว้างของความต้านทานเป็น 2048:1 นั้นความต้านทานที่บิตที่มีนัยสำคัญต่ำสุดจะเป็น 20 เมกกะโอห์ม ในขณะที่บิตที่มีนัยสำคัญสูงสุดเป็น 10 กิโลโอห์ม

2.1.2 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกแบบใช้ตัวต้านทาน 2 ค่า

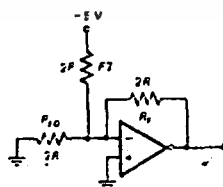
(R/2R LADDER D/A CONVERTER)

วงจรนี้เหมาะจะใช้เมื่อมีจำนวนบิตมากกว่า 4 บิต จากที่กล่าวมาหัวข้อ

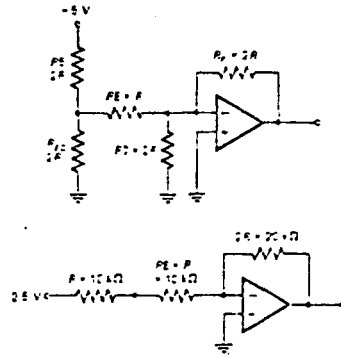
2.1.1 นั้นจึงมีการใช้หลักการเดียวกันกับไบนารี เวจ แต่ใช้ความต้านทานเพียง 2 ค่า ดังรูป 2.3 (a) โดยกระแสจะถูกเปลี่ยนค่าเป็นแรงดันไฟฟ้าด้วยออปแอมป์ และตัวต้านทานที่ป้อนกลับ R_f ซึ่งจะเรียกวิธีนี้ว่า "การใช้ความต้านทานแบบ 2 ค่า"



(a)



(b)



(c)

รูปที่ 2.3 แสดงวงจรการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก แบบ R-2R แลตเตอร์

- (a) วงจรสมบูรณ์ (b) วงจรเสมือนขณะที่สวิตช์เป็นบิตนัยสำคัญสูงสุด (c) วงจรเสมือนขณะที่สวิตช์ของบิตนัยสำคัญรองลงมาปิด

หลักการของความต้านทาน 2 ค่า นั้นใช้ความต้านทานที่มีอัตราส่วนในการคำนวณได้ง่าย โดยจากรูป D_0 นั้นที่ใช้สวิตช์ที่บิตที่มีนัยสำคัญสูงสุด และมี D_0 เป็นบิตที่มีนัยสำคัญต่ำสุด ถ้าบิตไหนถูกใช้หรือมีค่าเป็น 1 ก็จะต่อเข้ากับแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง ส่วนบิตที่ไม่ได้ใช้หรือมีค่าเป็น "0" ก็จะต่อเข้ากับกราวด์ หลังจากนั้นมีการคิดโดยใช้หลักของเทวินินดังรูป 2.3(b)-2.3(c) ยกตัวอย่าง เช่น ถ้ามีเลขดิจิทัล "1000" คือจะต่อสวิตช์ D_0 เข้ากับแรงดันอ้างอิง และ D_2-D_0 จะต่อลงกราวด์ ดังนั้นจะได้ R_1 ขนานกับ R_2 ซึ่งมี $2R$ จะได้ R เดียวมารวมกับ R ของ R_4 แล้วขนานกับ R_3 ซึ่งทำให้เหลือ R นำมาต่อกับ R_0 แล้วคิดเช่นเดียวกับตอนแรกจากนั้นจะทำให้ได้ผลดังรูป 2.3(b) ที่แรงดัน 5 โวลต์ นั้นปลายข้างหนึ่งของ R_1 ที่มีค่า 20 กิโลโอห์ม จะทำให้มีกระแส 0.25 มิลลิแอมป์ ผ่านจุดต่อและ R_f จึงทำให้ได้แรงดันที่เอาท์พุทมีค่าเป็น -5 โวลต์ ซึ่งเป็นแรงดันของบิตที่มีนัยสำคัญสูงสุด สำหรับบิตอื่นหรือค่าดิจิทัลอื่นก็จะใช้วิธีเดียวกัน

จากวงจรคิพูเอแบบ R/2R แลตเตอร์นี้มีการวิเคราะห์ที่ยากแต่จะง่ายในการต่อวงจร เพราะจะใช้ความต้านทานเพียง 2 ค่า จำนวนบิตจะเพิ่มมากขึ้นก็ต่อส่วนของ R/2R ลงไป โดยวงจรคิพูเอแบบนี้จะขึ้นกับ

1. วงจรพื้นฐานของวงจรการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกนี้ ซึ่งเป็นวงจรโครงสร้างตายตัวของตัวต้านทานที่มีค่าของสัญญาณอินพุต, สวิตช์ และค่าแรงดันอ้างอิงที่เหมาะสม
2. ค่าเอาต์พุตซึ่งเป็นกระแส หรือเปลี่ยนเป็นแรงดันโดยใช้ออปแอมป์
3. ความถูกต้องของสัญญาณเอาต์พุตที่เป็นอนาลอกซึ่งขึ้นอยู่กับพื้นฐานของค่าตัวต้านทานที่ถูกต้อง
4. เวลาที่ใช้ในการแปลงซึ่งขึ้นอยู่กับเวลาที่ตอบสนองของสวิตช์ และเอาต์พุตของออปแอมป์

2.1.3 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกแบบใช้ไอซี (MONOLITHIC AND HYBRID D/A CONVERTERS)

วงจรโมนอลิติก (MONOLITHIC) เป็นการใช่วงจรรวมส่วนวงจรไฮบริด (HYBRID) จะเป็นการบรรจุสารกึ่งตัวนำที่เรียกว่า ชิพ (chip) เพียงชิ้นเดียวหรือมากกว่า มีตัวต้านทานหรือ ตัวประกอบวงจรอื่น ๆ อยู่ในกรอบของไอซีตัวเดียวตัวอย่างวงจรโมนอลิติกแบบ 8 บิต คือ MC 1408 ดังรูป 2.4 ซึ่งเป็น DIP (DUAL INLINE PACKAGE) 16 ขา โดยมี V_{CC} 5 โวลต์ และ V_{EE} -5 ถึง 15 โวลต์ โดยจะเป็นแบบ R/2R แลตเตอร์ที่แบ่งกระแสที่ได้จากภาคขยายเป็น 8 ระดับ ขึ้นอยู่กับค่าของเลขฐานสอง มีทรานซิสเตอร์ที่สวิตช์กระแสที่สอดคล้องกับอินพุต A_1 ถึง A_8 จะมีการเรียงบิตที่มีนัยสำคัญสูงสุดถึงบิตที่มีนัยสำคัญต่ำสุดกลับกันกับวงจรนับทั่วไป จากนั้นก็จะมีกระแสเอาต์พุตที่สามารถแปลงเป็นแรงดันศักย์ของออปแอมป์ และตัวต้านทานโดยจะได้ค่าดังสมการ

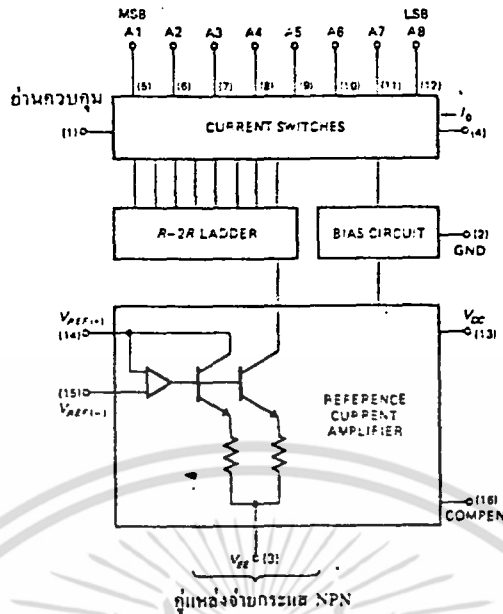
$$V_{out} = V_{ref} / R_{14} \cdot R_0 (A_1/2 + A_2/2^2 + \dots + A_8/2^8) \quad (2)$$

โดยที่ R_{14} คือ ตัวต้านทานที่ต่อกับแรงดันอ้างอิง

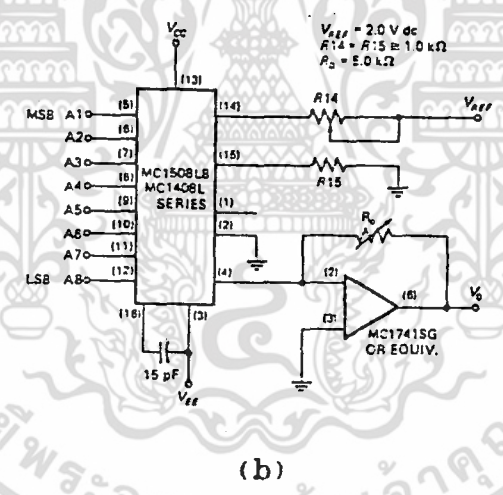
V_{REF} คือ แรงดันอ้างอิง

R_0 คือ ตัวต้านทานย้อนกลับ

A_n คือ ค่าบิตที่มีค่าเป็น 1 หรือ 0



รูปแสดงวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกแบบใช้
ไอซี เบอร์ MC 1408 (a) บล็อกไดอะแกรม
(b) การต่อแรงดันเอาต์พุต

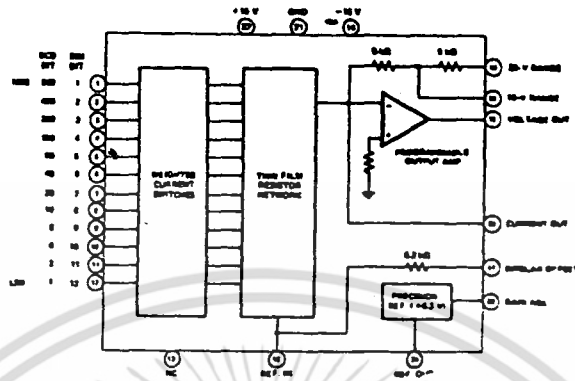


รูปที่ 2.4 แสดงวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกแบบใช้
ไอซี เบอร์ MC 1408 (a) บล็อกไดอะแกรม
(b) การต่อแรงดันเอาต์พุต

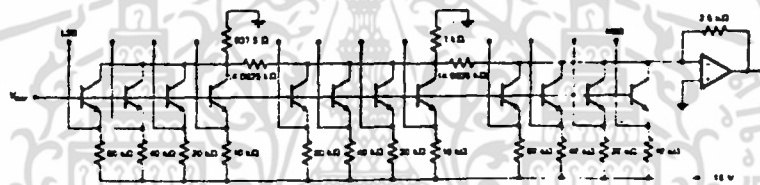
ถ้าต้องการใช้งานที่มีบิตมากกว่านี้ก็อาจเปลี่ยนเป็นไอซีเบอร์ DAC-HZ 12 BGC ซึ่งมี 24 ขา ดังแสดงในรูปที่ 2.5 เป็นวงจรที่เปลี่ยนสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

12 บิต ที่ใช้ไฟเลี้ยง -15 ถึง 15 โวลต์ แรงดันเต็มสเกลสามารถเปลี่ยน
ได้โดยการเปลี่ยนค่าตัวต้านทานป้อนกลับที่ออปแอมป์



(a)



(b)

รูปที่ 2.5 แสดงวงจรการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกแบบไฮบริด

(a) บล็อกไดอะแกรม (b) แหล่งจ่ายไฟแบบเรียงค่าไบนารี

2.1.4 ลักษณะและคุณสมบัติของการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก

ลักษณะและคุณสมบัติของการแปลงสัญญาณ แบ่งได้ดังนี้

-ความละเอียด (RESOLUTION) ขึ้นอยู่กับจำนวนบิตทางด้านอินพุต

ตัวอย่าง เช่น ถ้ามีการเปลี่ยนสัญญาณ 8 บิต จะมีระดับเอาต์พุต 2^8 หรือ 256 ระดับ ความละเอียดก็คือ 1 ใน 256 หรือวงจรเปลี่ยนสัญญาณ 12 บิต มีความละเอียด 1 ใน 2^{12} หรือ 1 ใน 4096 ในบางครั้งก็ จะมีการคิดความละเอียดเป็นเปอร์เซ็นต์คือ $1/4096$ จะเท่ากับ 0.024 %

เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\text{ความละเอียด} = 1/2^n \quad (3)$$

$$\% \text{ความละเอียด} = 1/2^n \times 100 \quad (4)$$

โดย n คือ จำนวนบิต

-ความถูกต้อง (ACCURACY) ความถูกต้องนั้นจะเป็นการเปรียบเทียบระหว่างเอาต์พุทจริงและเอาต์พุทที่ปรากฏ โดยคิดที่ค่าเต็มสเกล เช่นถ้าวงจรเปลี่ยนสัญญาณมีเอาต์พุทเต็มสเกล 10 โวลต์ มีความถูกต้อง $\pm 0.2\%$ ความผิดพลาดสูงสุดคือ 20 มิลลิโวลต์ ซึ่งในทางทฤษฎีความถูกต้องของวงจรเปลี่ยนสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกไม่ควรต่ำกว่า $\pm 1/2$ ของค่าที่ LSB เช่นถ้าวงจรเปลี่ยนสัญญาณ 20 บิต มีความละเอียด $1/1024$ หรือประมาณ 0.19 ความถูกต้องมีค่า 0.09% เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\text{ความถูกต้อง} = \% \text{ของความละเอียด} / 2 \quad (5)$$

$$= (1) \times 100 / 2^{n+1}$$

ความผิดพลาดอาจเกิดได้หลายประการ ดังนี้

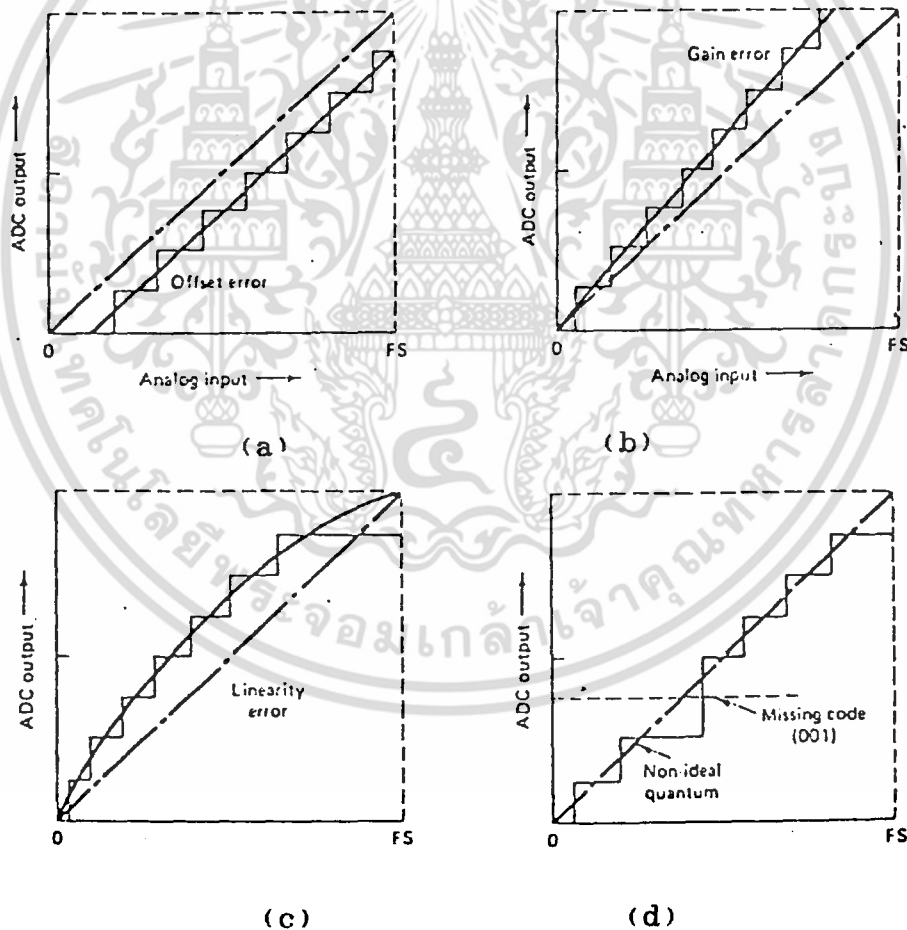
-ความผิดพลาดเชิงเส้น (LINEARITY ERROR) คือค่าความแตกต่างของค่าจริงที่ได้จากเอาต์พุทจริงกับเอาต์พุทตามทฤษฎีที่ควรจะเป็นเส้นตรง ซึ่งความผิดพลาดนี้มักจะมาจากความผิดพลาดของแหล่งจ่ายกระแสหรือค่าความต้านทาน ซึ่งแบ่งได้เป็นแบบอินทิกรัลนอนลิเนียร์ และแบบดิฟเฟอเรนเชียลนอนลิเนียร์

-ความผิดพลาดทางอัตราขยาย (GAIN ERROR) เป็นความผิดพลาดที่มักเกิดจากความผิดพลาดของตัวต้านทานป้อนกลับของออปแอมป์ ที่เปลี่ยนกระแสเป็นแรงดัน

-ความผิดพลาดออฟเซต (OFFSET ERROR) คือเมื่ออินพุตทุกตัวเป็นศูนย์แล้วเอาท์พุทไม่เป็นศูนย์ (ทำให้แรงดันที่เอาท์พุทผิดพลาดค่าหนึ่งบวกกับค่าจริงอยู่ตลอด) ความผิดพลาดนี้เกิดจากความผิดพลาดของการขยายของออปแอมป์ และกระแสรั่วไหลของสวิตช์

-โมโนโทนิค (MONOTONICITY) จะเกิดขึ้นเมื่อไม่มีการกระโดดข้ามความชันตลอดย่านการใช้งาน หรือเป็นการเพิ่มขึ้นของเอาท์พุทเมื่อมีการเพิ่มขึ้นของอินพุท

-เวลาเซตเอาท์พุท (OUTPUT SETTING TIME) เป็นเวลาที่เอาท์พุทของวงจรเปลี่ยนสัญญาณใช้ในการเพิ่มขึ้นถึง $1/2$ ของ LSB หลังจากที่มีการเปลี่ยนแปลงทางอินพุท ถ้าวงจรเปลี่ยนสัญญาณถูกใช้งานในย่านความถี่สูง อาจทำให้มีการเพิ่มแรงดันไม่ถึงค่าที่ต้องการ ทำให้เกิดความผิดพลาด

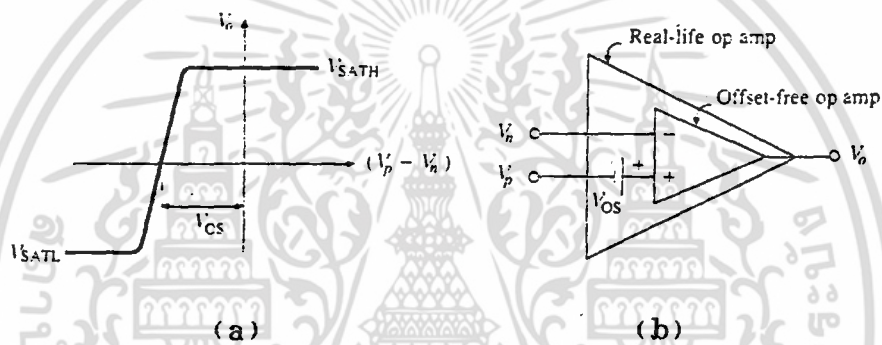


รูปที่ 2.6 แสดงความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในการแปลงสัญญาณ

2.2 แรงดันออฟเซตที่อินพุท

ในการใช้วงจรของออปแอมป์นั้น จะมีการทำงานที่ความถี่และอัตราขยายทางด้านไฟตรงพอประมาณเมื่อความถี่หรืออัตราขยายเพิ่มขึ้นจะทำให้มีการลัดวงจรขึ้น เพราะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างมีขีดจำกัด

ข้อจำกัดที่สำคัญก็คือ เมื่อทำการเปิดลูบจะมีอัตราขยายจากค่า dc เพิ่มขึ้นมากและความถี่จะลดลง ดังนั้นจึงต้องทำการลัดวงจรโดยทำการเปิดลูบ อัตราความถี่นั้นจะกำหนดโดยความเร็วที่ตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของอินพุทของออปแอมป์ ดังนั้นจึงต้องมีการพิจารณาพารามิเตอร์บางอย่างเพื่อจะนำมาประยุกต์ให้ใช้งานได้



รูปที่ 2.7 (a) แสดงกราฟของการเปลี่ยนแปลงแรงดันของออปแอมป์ที่มีการเลื่อนโดยค่าแรงดันออฟเซตของอินพุท (b) โครงสร้างของ V_{OS}

เมื่อมีการลัดวงจรทางด้านอินพุทของออปแอมป์จะทำให้ได้แรงดันที่เอาต์พุทเป็น 0 โวลต์ $V_o = a(V_p - V_n) = 0 \text{ V}$ อย่างไรก็ตามเมื่อมีการต่อค่าระหว่าง V_n และ V_p ผิดพลาดอย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้จะทำให้เอาต์พุทไม่เป็น 0 ถึงแม้จะมีการต่อกันของอินพุท

ความสมดุลย์ของกราฟการเปลี่ยนแปลงแรงดัน (VOLTAGE TRANSFER CURVE, VTC) จะไม่ผ่านจุดกำเนิดของกราฟแต่จะเกิดการออฟเซตทางขวาหรือทางซ้าย ซึ่งจะขึ้นอยู่กับทิศทางของการเชื่อมต่ออย่างผิด ๆ (ตามภาพที่ 2.7 (a))

จะทำให้ได้เอาท์พุทเป็น 0 ดังนั้นจึงต้องจ่ายแรงดันที่อินพุทให้ถูกต้องอย่างสมบูรณ์ที่สุด ซึ่งแรงดันนี้จะเรียกว่า แรงดันออฟเซตของอินพุท (INPUT OFFSET VOLTAGE , V_{os})

การพิจารณาลักษณะของออปแอมป์ให้ เป็นอุปกรณ์ที่มีค่าออฟเซตอย่างอิสระ แต่จะเท่ากับแหล่งกำเนิดภายในของแรงดันออฟเซตที่อินพุท (V_{os}) ซึ่งอนุกรมกับขาของอินพุทอีกข้างหนึ่ง (รูปที่ 2.7(b)) ผลที่จะเกิดขึ้นคือจะทำให้แรงดันอินพุทนั้นมีค่าใหม่โดยออปแอมป์จะเก็บค่า $V_{in} = V_{in} + V_{os}$ ไว้เมื่อขนาดและขั้วของ V_{os} เปลี่ยนจากค่าหนึ่งไปเป็นอีกค่าหนึ่ง สำหรับตัวอย่างของความแตกต่างของออปแอมป์นั้น จะมีปัญหาเกิดขึ้นที่จุดปลายของอินพุทที่มีความสัมพันธ์กับ V_{os} ซึ่งจะไม่เปลี่ยนแปลง จะสังเกตได้ว่าในโครงสร้างนี้ต้องการที่จะตัดผลกระทบของกระแสไบอัสอินพุทที่เป็นการรวมผลของ V_{os} เพียงอย่างเดียว โดยปกติจะมีการบอกค่า V_{os} ที่มากที่สุดที่อุณหภูมิห้องสำหรับ 741C นั้น $V_{os} = 2 \text{ mV}$ (ปกติ) , 6 mV (สูงสุด) สำหรับ 741E , $V_{os} = 0.8 \text{ mV}$ (TYP), 3 mV (สูงสุด) ซึ่งที่กล่าวมาจะเป็นออปแอมป์ที่มีราคาต่ำ ถึงแม้ว่าจะมีอัตราของแรงดันออฟเซตต่ำมาก (เป็น μV)

2.2.1 การชดเชยความผิดพลาดออฟเซต (OFFSET ERROR COMPENSATION)

การพิจารณาอย่างง่ายในการตรวจสอบผลกระทบของค่า I_{os} และ V_{os} ในทางปฏิบัตินั้นจะมีข้อจำกัดสำหรับค่าทั้งสองค่านี้ซึ่งแสดงได้ในเวลาเดียวกัน ดังนั้นในส่วนนี้จึงได้อธิบายการชดเชยความผิดพลาดทั้งหมด

$$E_o = (1 + (R_2/R_1)) (R_1/R_2) I_{os} \quad (6)$$

$$E_o = (1 + (R_2/R_1)) V_{os} \quad (7)$$

จะได้

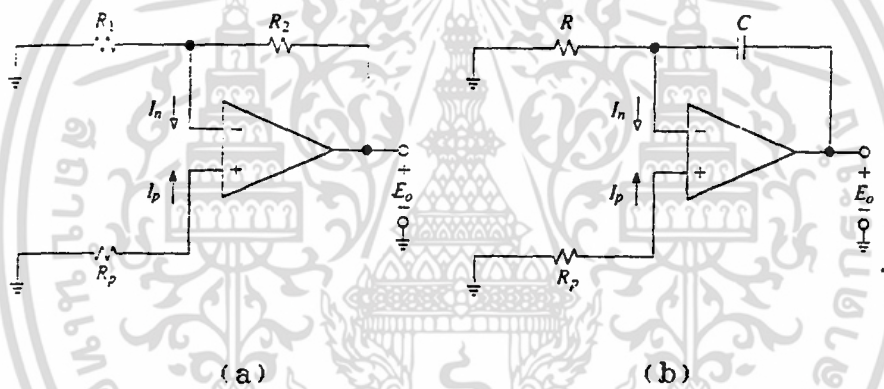
$$E_o = (1 + (R_2/R_1)) [V_{os} - (R_1/R_2) I_{os}] \quad (8)$$

สำหรับลักษณะของอินทิเกรเตอร์ จะได้

$$E_o(t) = (1/RC) \int [V_{os} - R \cdot I_{os}] dt + E_o \quad (9)$$



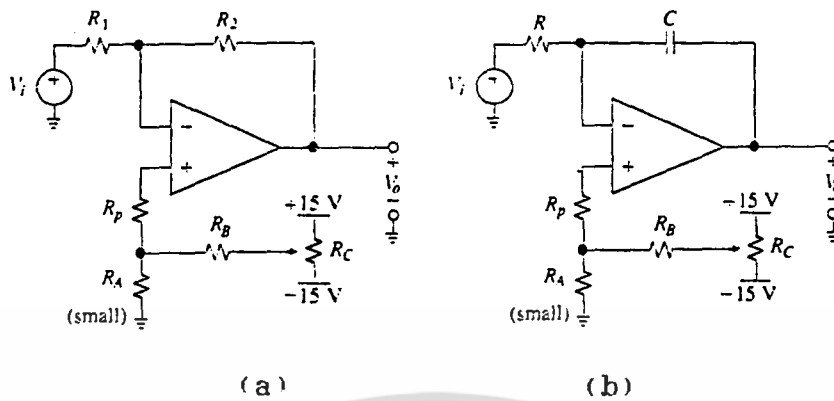
ซึ่งจะเป็นการสันนิษฐานไว้สำหรับในการออกแบบวงจร จะมีตัวต้านทานที่ชดเชยกระแส R_p แทน จากที่กล่าวมานี้สำหรับการชดเชยค่า V_{os} และ I_{os} ซึ่งกันและกันนั้นจะเป็นเพียงการกำหนดชี้ของ I_{os} และ V_{os} ซึ่งอาจเป็นสาเหตุทำให้เกิดความผิดพลาดที่อาจจะทำให้สมมูลย์ได้จากการเพิ่มค่าใดค่าหนึ่ง ลักษณะของวงจรจะแสดงดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 แสดงการประมาณค่าผิดพลาดของเอาต์พุต โดยกระแสที่ ไบอัสที่อินพุต (a) โครงการ feedback ของความต้านทาน (b) โครงสร้างอินทิเกรเตอร์

2.2.2 การปรับค่าออฟเซตให้เบี่ยงศูนย์จากภายนอก

การปรับค่าออฟเซตให้เป็นศูนย์จากภายนอกนั้น จะมีพื้นฐานโดยจะตัดการปรับค่าแรงดันไฟกรแสตรงออกจากวงจรที่ชดเชยค่าผิดพลาดออฟเซตที่ยังมีอยู่ การปรับค่าให้เป็นศูนย์จากภายนอกนี้จะทำให้อินพุตเกิดความสมมูลย์



รูปที่ 2.9 แสดงโครงสร้างของตัวต้านทานและอินทิเกรเตอร์ ด้วย
EXTERNAL OFFSET NULLING

สำหรับตัวขยายแบบกลับเฟส และอินทิเกรเตอร์นั้นจะมีไว้เพื่อสร้างแรงดันภายนอกให้มีแอมพลิจูดที่เหมือนกัน แต่มีค่าที่แตกต่างกัน ทำให้มีค่าผิดพลาดที่อินพุท จึงมีการปรับ R_p เพื่อให้ได้แรงดันมากกว่าที่กราวด์ (จากรูปที่ 2.9) การเปลี่ยนค่าแรงดัน จะกำหนดโดยตัวต้านทานปรับค่าได้ที่ต่อระหว่าง $+15\text{ V}$ และ -15 V จะทำให้แรงดันของ WIPER มีสเกลลดลงในช่วงมิลลิวอลต์ โดยสามารถป้องกันการเกิด LOADING ที่ WIPER ได้โดย $R_B > R_C$ การแก้ไขค่าที่ยังคงอยู่นั้นต้องให้ $R_A \ll R_p$ และช่วงแรงดันคร่อม R_A จะต้องมีค่าที่กว้าง เพื่อทำให้เกิดค่าผิดพลาดออฟเซตที่เหมาะสม

อุปกรณ์พื้นฐานที่ใช้ในลักษณะเดียวกับที่กล่าวมาข้างต้นนั้น เช่น ตัวขยายแบบไม่กลับเฟส และแบบดิฟเฟอเรนเชียล ดังแสดงในรูปที่ 2.10 ในกรณีที่นอกจากนี้ ปกติตัวต้านทานต้องต่อกลับลงกราวด์เพื่อทำให้เกิดแรงดันภายนอกการป้องกันอัตราขยายที่มากไปต้องเลือก R_u ให้น้อยกว่าตัวต้านทานที่กลับลง ถ้าทำไม่ได้ก็ให้ลดค่าตัวต้านทานที่ต่อกลับแทน R_u แต่ยังมี การเปลี่ยนแปลงเกนขยายได้

ในขั้นแรกพิจารณาตัวขยายแบบ NONINVERTING เมื่อมีการสมดุลย์ เกิดขึ้นอัตราขยายของวงจรคือ

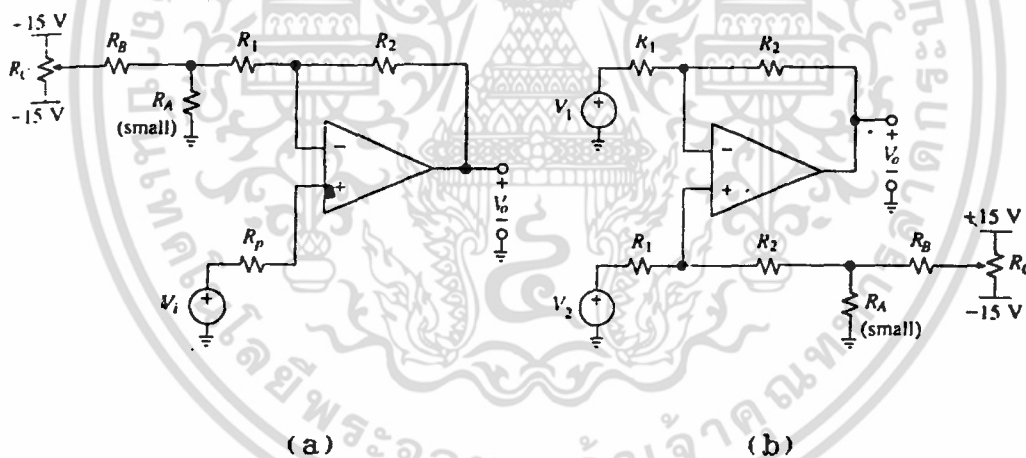
สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

$$A = 1 + R_2 / (R_1 + R_{oc}) \quad (10)$$

เมื่อตัวต้านทานสมดุลนั้นต่ออนุกรมโดย

$$R_{oc} = R_A // [R_B + (R_{C1} // R_{C2})] \quad (11)$$

ค่า R_{C1} และ R_{C2} นั้นจะเป็นส่วนหนึ่งของ R_C ที่อยู่อีกด้านหนึ่งของ wiper จากข้างบนจะทำให้เป็นอย่างง่ายโดยให้ $R_A \ll R_B + (R_{C1} // R_{C2})$ จะได้ $R_{oc} \approx R_A$ และ $A \approx 1 + R_2 / (R_1 + R_A)$ ถ้าระดับความต้านทานที่ใช้เลือกให้ $R_A \ll R_1$ และให้ $A = 1 + R_2 / [(R_1 - R_A) + R_A] = 1 + R_2 / R_1$



รูปที่ 2.10 แสดงตัวขยายแบบ NONINVERTING และ DIFFERENCE กับ EXTERNAL OFFSET NULLING

สำหรับตัวขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียลนั้นแสดงดังรูปที่ 2.10(b) สังเกตได้ว่าจะมีการป้องกันการรบกวนความสมดุลของตัวต้านทานแบบบริดจ์ โดยต้องให้ $R_{oc} \ll R_2$ หาก R_{oc} ได้จากสมการที่ (11) ยกตัวอย่างเช่น ถ้า

$R_2 = 100 \text{ k ohm}$ ควรจะเลือก $R_{in} < 0.1 \times 10$ เพื่อป้องกัน
การเสียหายของตัวต้านทานอื่น ๆ

2.3 แรงดันอ้างอิง

แรงดันอ้างอิงนั้นโดยปกติจะให้ เป็นแรงดันแบบกระแสตรง ซึ่งมีคุณสมบัติ
ที่มีประโยชน์ในการอ้างอิงหรือเป็นมาตรฐานให้กับวงจร ค่าแรงดันอ้างอิงใน
ระบบไฟฟ้านี้จะคล้ายกับการปรับการแยกส่วนประกอบทางดนตรี ในการจัด
แรงดันของวงจรจำพวก A/D , D/A, V/F, และ F/V , วงจรการวัดค่าต่างๆ,
ทรานสดิวเซอร์ , VCO, ตัวขยายแบบลอการิทึม และเครื่องมือวัดต่างๆ
ต้องมีค่ามาตรฐานหรือเกณฑ์ในการเลือกค่าความละเอียด ตัวอย่างเช่น
ความถูกต้องของค่าเต็มสเกลของโวลต์มิเตอร์แบบดิจิตอลจะขึ้นกับแรงดันอ้างอิง

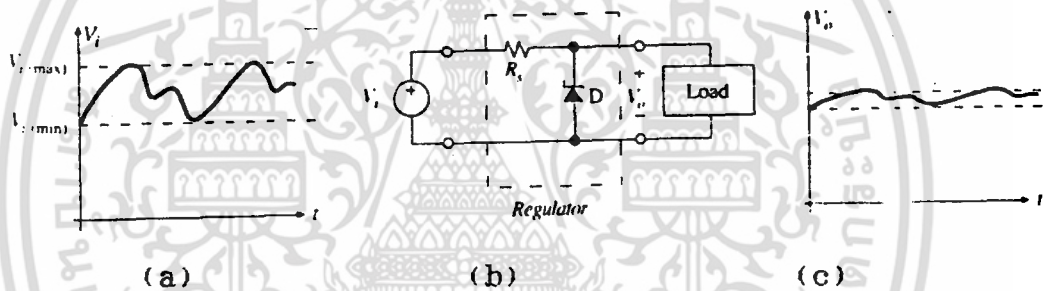
ค่าที่จำเป็นสำหรับแรงดันอ้างอิงคือ ความถูกต้อง (ACCURACY) และ
เสถียรภาพ (STABILITY) ซึ่งขึ้นกับอุณหภูมิและเวลา ค่าเสถียรภาพต่อความ
ร้อนจะเป็น 100 ppm/ C หรือมากกว่านี้ ค่าผิดพลาดที่น้อยที่สุดจะขึ้นอยู่กับ
ความร้อนในตัวมัน แรงดันอ้างอิงจะมีกระแสที่เอาท์พุทอยู่ในช่วง 2-3 mA
ถ้ามีความจำเป็น แรงดันอ้างอิงจะเพิ่มได้ โดยใช้ตัวขยายแบบบัฟเฟอร์ที่สมบูรณ์
จากที่กล่าวมาค่ามาตรฐานสำหรับแรงของอุปกรณ์พวกเคมีไฟฟ้า เมื่ออุณหภูมิ
เป็น 20 C จะมีการสร้างแรงดันใหม่เป็น 1.018636 โวลต์ ที่มีสัมประสิทธิ์
ของอุณหภูมิ 40 ppm / C ค่าอ้างอิงในการสร้างอุปกรณ์นั้นจะเปลี่ยนแปลง
ได้ด้วยค่าเสถียรภาพที่ดียิ่งขึ้นเหมือนกับการเปลี่ยนแปลงแรงดัน ถึงแม้ว่าคุณสมบัติ
ของอุปกรณ์พวกสารกึ่งตัวนำจะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างกว้างๆ กับอุณหภูมิ จึงมี
วิธีในการชดเชยโดยจะปรับค่าสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิให้มีค่าเป็น 1 ppm/ C
หรือน้อยกว่านี้ วิธีนี้เป็นประโยชน์ในการสังเคราะห์แรงดันและกระแสด้วยการ
ทำนายค่าสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิสำหรับการใช้งานในการส่งอุณหภูมิ อุปกรณ์ที่จะ
ใช้วิธีนี้คือพวก MONOLITHIC TEMPERATURE TRANSDUCER และ
TEMPERATURE SIGNAL CONDITIONING

ความสัมพันธ์ของแรงดันอ้างอิงคือ การจัดแรงดันอ้างอิงนั้นจะให้แรงดัน
ที่เอาท์พุทมีเสถียรภาพจากอินพุทซึ่งมาจากแหล่งจ่ายที่ยังไม่มีการปรับแต่ง

ซึ่งจะแบ่งเป็น 2 ค่า โดยที่เอาท์พุทของเรกกูเรเตอร์จะถูกใช้เป็นกำลังที่จ่ายให้กับวงจร ค่าแรงดันเรกกูเรเตอร์นั้นจะต้องให้กระแสที่เอาท์พุทมากกว่าแรงดันอ้างอิง แต่จะมีความละเอียดและเสถียรภาพน้อย

2.3.1 แรงดันอ้างอิงแบบที่ใช้ซีเนอร์ไดโอด

วิธีนี้จะเป็วิธีที่ง่ายในการสร้างความสัมพันธ์ของแรงดันที่เสถียรภาพจากความไม่เสถียรภาพ โดยหาค่าเฉลี่ยของซีเนอร์ไดโอดและตัวต้านทานที่อนุกรมดังรูปที่ 2.11 ค่าอินพุทจะเป็นแรงดันที่ยังไม่มีการปรับแต่ง โดยสันนิษฐานว่าจะอยู่ในช่วงที่ $V_{i(min)} < V_i < V_{i(max)}$ (V_i = แรงดันที่อินพุท) สำหรับวงจรนี้จะมีวัตถุประสงค์คือจะต้องมีค่าเรกกูเลตที่ขึ้นอยู่กับแรงดัน ซึ่งจะเป็นเปอร์เซ็นต์ของการเปลี่ยนแปลง ถึงแม้ว่าในทางอุดมคติจะเป็นศูนย์ แต่ในทางปฏิบัติจะมีค่าน้อยกว่า V_i



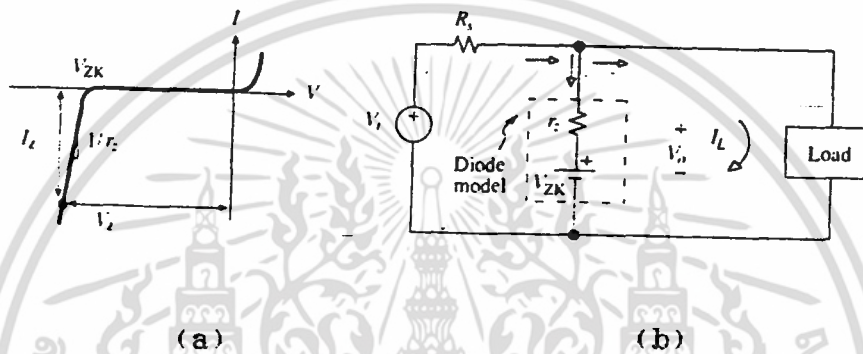
รูปที่ 2.11 แสดงซีเนอร์ไดโอดที่จะเป็น REFERENCE และ REGULATOR อย่างง่าย

2.3.1.1 ซีเนอร์ไดโอด

โครงสร้างแบบที่ใช้ซีเนอร์ไดโอดแสดงดังรูปที่ 2.11(a) ทางขวาของแกนกลาง (V) ของกราฟที่ 0 โวลต์ ไดโอดจะมีการไบอัสแบบ FORWARD และเป็นไปตามกฎของการทดลอง คือเมื่อมีแรงดันกลับ ($v = 0$ volt) จะได้กราฟอยู่ทางซ้ายของแกนกลาง เมื่อมีกระแสเล็กๆ (เป็นพิโค หรือ นาโน) จะพิจารณาได้ว่าไดโอดมีการ "off" อย่างไรก็ดี ถ้าเพิ่มแรงดันแบบ reverse มากขึ้น V_{zk} จะลดลง ซึ่งจะเกิดกระแส REVERSE เพิ่มขึ้นทันที โดยจะ

ขึ้นกับการจ่ายให้ภายนอก ย่านเบรกดาวน์จะเกิดการย้อนกลับ (Reverse Break Down)

ลักษณะนี้จะทำให้มีกราฟเกือบเป็นเส้นตรงและมีความชันมาก ค่าความชันจะมีกราฟของการทำงานขึ้นลง ซึ่งจะเป็นผลในการเปลี่ยนแปลงกระแสแต่จะตัดการเปลี่ยนแปลงของแรงดันได้ ซึ่งจะเป็นประโยชน์ในการใช้ซีเนอร์ไดโอดเป็นเรกกูเลเตอร์



รูปที่ 2.12 แสดงซีเนอร์ไดโอดใช้เป็น REGULATOR และ REFERENCE

ถ้ากราฟของเบรกดาวน์เป็นเส้นตั้งฉาก จะแสดงแหล่งกำเนิดแรงดันแบบอุดมคติ โดยที่ค่าแรงดันเดียวกันนี้จะไม่คำนึงถึงกระแสสำหรับกราฟที่มีความชันที่หาค่าได้จาก $\Delta I_z / \Delta V_z = 1/r_z$ โดยที่ $r_z = \Delta V_z / \Delta I_z$ ซึ่งเป็นค่าความต้านทานแบบไดนามิกของซีเนอร์ไดโอด พารามิเตอร์นี้จะแสดงให้เห็นถึงการใช้ซีเนอร์ไดโอดเป็นแหล่งจ่ายแรงดันทางอุดมคติ ค่า R_z จะเป็นค่าเล็กๆ ซึ่งค่า R_z จะมีค่าตั้งแต่ 10 โอห์ม จนถึงหลายร้อย โอห์ม

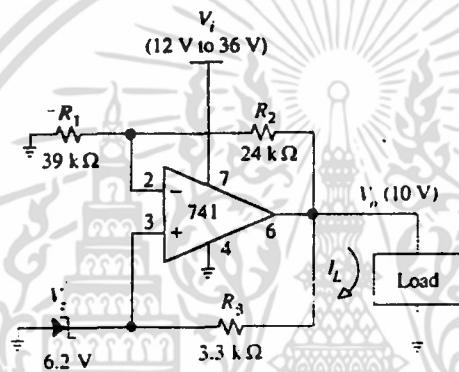
จุดตัดของกราฟเบรกดาวน์ที่แกนของแรงดันจะเป็น V_{zk} จะมีลักษณะเช่นเดียวกันกับเป็นส่วนโค้ง (KNEE) ของกราฟ ลักษณะของไดโอดในย่านเบรกดาวน์จะแสดงดังนี้

$$V_z = V_{zk} + r_z I_z \quad (12)$$

ซีเนอร์ไดโอดจะทำให้ค่า V_z ที่อยู่ด้านล่างของกราฟที่น้อยกว่าจุด V_z ซึ่งขึ้นอยู่กับเปอร์เซ็นต์ของอัตรากำลังของอุปกรณ์โดยปกติจะมีค่าเป็น 50 % ค่าแรงดันของซีเนอร์นั้นจะมีค่าที่มาตรฐานคล้ายกับค่า 5% ของตัวต้านทาน เช่น $V_z = 5.6$ โวลต์ , 6.2 โวลต์ และ 6.8 โวลต์ เป็นต้น ถึงแม้ว่าจะไม่ชัดเจน แต่ค่า V_z นั้น สามารถกำหนดได้จากการคำนวณ

จากสมการที่ (12) จะแสดงถึงย่านเบรกดาวน์ โดยซีเนอร์ไดโอดนั้นจะเป็นโมเดลของแหล่งกำเนิดแรงดัน V_{zk} และตัวต้านทานที่อนุกรมกัน

2.3.2 การใช้เรกกูเลเตอร์ของซีเนอร์ไดโอดเป็นตัวอ้างอิง



รูปที่ 2.13 แสดงแรงดันอ้างอิงจากเรกกูเลเตอร์

ในการหาค่าไลน์และโหลดเรกกูเลเตอร์ของซีเนอร์ไดโอดจะมีการต่อวงจรโดยพิจารณาออปแอมป์ ดังรูปที่ 2.13 ก่อนอื่นต้องพิจารณาออปแอมป์ซึ่งขึ้นกับ V_z โดยจะเป็น การขยายแบบไม่กลับเฟสจะได้

$$V_o = (1 + R_2/R_1) V_z \quad (13)$$

เมื่อมีการเลือกค่า V_o จะมีการปรับค่า R_2 ยกตัวอย่างเมื่อออปแอมป์ที่แยกไดโอดจากโหลด ค่าโหลดเรกกูเลเตอร์ของวงจรจะมีค่าเท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ของเอาต์พุตที่มีการ close ลูป จะทำให้ได้

$$\text{LOAD REGULATION} = Z_o/(1+ab) \quad (14)$$

เมื่อ Z_o และ a เป็นค่าอิมพีแดนซ์ของเอาต์พุตที่ open ลูป และ เกนขยายตามลำดับ และ $b = R_1 / (R_1 + R_2)$ ลักษณะอื่นๆ ที่สำคัญคือ ไดโอดจะมีกำลังจากค่า V_o มากกว่าค่าที่มาจากค่า V_1 สำหรับค่าแรงดันมากๆ นั้นจะทำให้เป็นเรกกูเลตได้ จากที่กล่าวมาจะทำให้เกิดเป็นเรกกูเลตด้วยตัวเอง ซึ่งจะป้องกัน V_1 จากผลกระทบของ V_{in} ดังนั้นจึงแก้ไขการวิเคราะห์ LINE REGULATION ซึ่งความจริงแล้วค่าเรกกูเลตจะกำหนดพื้นฐานโดย PSRR และ CMRR ของออปแอมป์ ซึ่ง PSRR และ CMRR จะแสดงการเปลี่ยนแปลง V_{out} ประมาณ 1 โวลต์ ในการเปลี่ยนแปลงแหล่งจ่ายและค่าแรงดัน Common Mode การเปลี่ยนแปลงจะแสดงค่าที่อนุกรมด้วย V_{in} และจะขยายโดย $(1 + R_2/R_1)$ เมื่อออปแอมป์ได้กำลังจากแหล่งจ่ายไฟเดียว ค่า 1 โวลต์จะเปลี่ยน V_1 โดยจะเห็นได้เหมือนกับค่า 0.5 โวลต์ จะเปลี่ยนส่วนประกอบของ Common Mode ซึ่งจะได้สมการใหม่คือ

$$\text{LINE REGULATION} = (1 + R_2/R_1) (\text{PSRR} + \text{CMRR}/2) \quad (15)$$

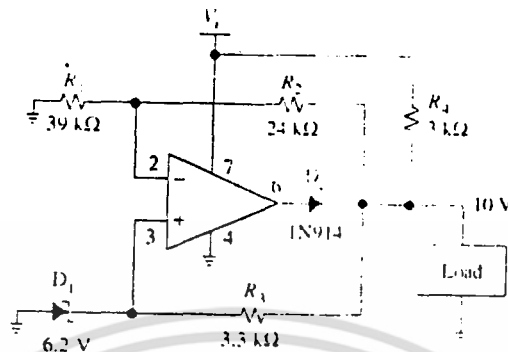
เมื่อ PSRR และ CMRR แสดงหน่วยเป็น $\mu\text{V}/\text{V}$

วงจรที่เกิดการเรกกูเลตด้วยตัวเองจะทำงานโดยมีคุณสมบัติที่ V_1 นั้น จะต้องมีค่าไม่มากไปกว่าอัตราของแหล่งจ่ายที่มากที่สุดของออปแอมป์ (741 จะมีค่า 49 โวลต์) และค่าที่ตกคร่อมนั้น ต้องไม่ต่ำจนทำให้ออปแอมป์เกิดการอิมพัลส์ เมื่อแบบ 741 มีค่า $V_1 > 12 \text{ V}$ ดังนั้น $12 \text{ V} < V_1 < 36 \text{ V}$ ซึ่งจะแสดงถึงช่วงของการทำงาน ค่าแตกต่างระหว่างอินพุตและเอาต์พุตที่น้อยที่สุดของวงจรวจรจะทำงานโดยจะเป็นแรงดันที่เกิดการ drop out สำหรับวงจรวจรนี้จะประมาณ 2 โวลต์

2.3.3 วงจร START - UP

วงจรที่มีการเรกกูเลตด้วยตัวเองนั้น อาจจะทำให้เกิดปัญหาได้ในส่วนสุดท้าย เพราะสภาพความเสถียรที่เพิ่มขึ้นซึ่งจะเป็นสถานะที่ไม่ต้องการ เช่น $V_{in} = V_{out} = V_o = 0$ ดังนั้น วงจรอาจจะไม่เกิดการ "off" ได้ที่กราวด์

ภายหลังที่มีการ "on" ปัญหาที่สามารถตัดได้โดยการเพิ่มวงจร ซึ่งเหมือนกับ วงจร start - up ที่จะทำให้มีการทำงานที่นอกเหนือสถานะนี้



รูปที่ 2.14 แสดงวงจร start - up (D_2 และ D_4)

ถ้าใช้ออปแอมป์เบอร์ 741 ดังรูปที่ 2.13 จะเริ่มทำงานด้วยค่า $V_{in} = V_p = V_{EE}$ ซึ่งอินพุตและกระแสที่เพิ่มมากขึ้นของ 741 หยุดลงและจะ ให้เอาท์พุทสวิงในทิศทางบวก อย่างไรก็ตามถ้าใช้ออปแอมป์ชนิดอื่นจะไม่เป็นเช่นนี้ รูปที่ 2.14 แสดงการแก้ปัญหาต่างๆ เมื่อมีการ "on" ตัวต้านทาน R_4 จะดึง V_o ให้เป็นค่าบวกเมื่อออปแอมป์ทำงานและจะเพิ่มถึง V_o และจะได้ค่า D_2 เป็นค่าที่ต้องการ (ในกรณีนี้ 10 โวลต์) R_4 จะช่วยทำให้กระแสที่จ่ายให้ออปแอมป์ไปที่โหลด ดังนั้นออปแอมป์จะไม่ทำให้กำลังหายไปหลังจากนั้นจะทำให้เกิดการเปรียบเทียบกับด้านลบ

2.3.4 แรงดันอ้างอิงแบบใช้ช่องว่างพลังงาน

แรงดันของซีเนอร์ไดโอดนั้นจะอยู่ในช่วงจาก 6 โวลต์ ถึง 7 โวลต์ โดยค่าอ้างอิงของซีเนอร์นั้นต้องการแรงดันที่แหล่งจ่ายต่ำ เช่น 5 โวลต์ ปัญหาจะเกิดขึ้นโดยการอ้างอิงแรงดันแบบมีช่องว่างพลังงาน (Bandgap Voltage Reference) ซึ่งจะทำโดยมีการชดเชยค่า TC (การชดเชยผลจากอุณหภูมิ) ในทางลบของแรงดันคร่อมขาเบส-อิมิตเตอร์ (V_{BE}) ด้วยค่าทางบวกของ TC ของแรงดันความร้อน (V_T) จากทฤษฎีของสารกึ่งตัวนำ

เมื่อมีการทำงานของทรานซิสเตอร์ชนิด npn ที่ทำงานในย่าน forward ที่ระดับกระแสที่ไม่ต่ำนัก โดยจะสัมพันธ์กับกระแสคอลเลกเตอร์ (I_C) และ

แรงดันที่คร่อม เบส - อิมิตเตอร์ V_{BE} จะมีค่าเป็น

$$I_c = I_s \exp (V_{BE}/V_T) \quad (16...a)$$

และ

$$V_{BE} = V_T \ln (I_c/I_s) \quad (16...b)$$

เมื่อค่า V_T และ I_s เป็นแรงดันความร้อนและกระแสที่อิ่มตัวของคอลเลกเตอร์ตามลำดับ และมีค่าดังนี้

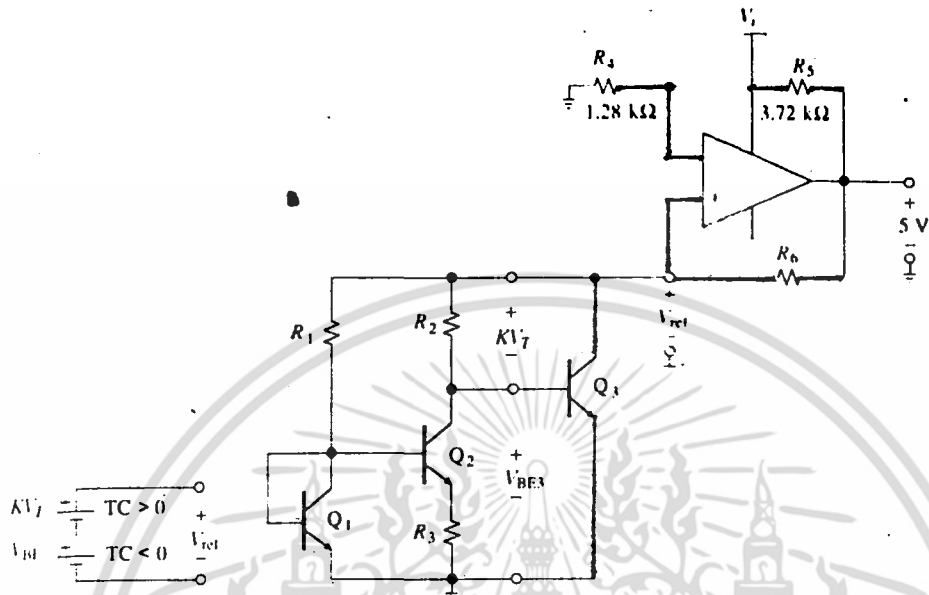
$$V_T = kT/q \quad (17...a)$$

$$I_s = BA_E T^3 \exp (-V_{oc}/V_T) \quad (17...b)$$

เมื่อค่า k เป็นค่าคงที่โบลต์ซมาน ($k = 1.381 \times 10^{-23}$ J/K) T เป็นอุณหภูมิสัมบูรณ์ (K, เคลวิน), q คือค่าประจุของอิเล็กตรอน ($q = 1.602 \times 10^{-19}$ c), A_E เป็นพื้นที่ของรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์, V_{oc} เป็นแรงดันของช่องว่างพลังงานของซิลิกอนที่ศูนย์องศาสัมบูรณ์ ($V_{oc} = 1.205$ โวลต์) และ B เป็นค่าคงที่ที่สัมบูรณ์ของอุณหภูมิห้อง (25 C), V_T (Thermal Voltage) = 25.7 mV 26 mV และ I_s จะอยู่ในช่วงพิโคแอมป์ถึง เฟอโรแอมป์ ดังนั้นถ้าทำการเพิ่มแรงดันถึง V_T เป็น $k \cdot V_T$ และต่ออนุกรมกับ V_{BE} จะทำได้โดยไม่ต้องใช้แรงดันจากแหล่งจ่ายที่มีค่าสูงๆ

2.3.5 การอ้างอิงโดยใช้พื้นฐานช่องว่างของพลังงาน

แรงดัน $k \cdot V_T$ จะถูกสร้างขึ้นโดยแหล่งกำเนิดกระแส Widlar ของรูปที่ 2.15(b) ซึ่งประกอบไปด้วยการต่อกันเป็นคู่ของ BJT, Q_1 และ Q_2 จาก KVL จะได้



รูปที่ 2.15 แสดงหลักการของการอ้างอิง BANDGAP และวงจร BANDGAP พื้นฐาน

$$V_{R3} = V_{BE1} - V_{BE2} = \Delta V_{BE} \quad (18)$$

เมื่อตัดกระแสเบสแล้วต่อกับ BJT จะได้ $(I_{S2} / I_{S1}) = 1$ แล้วจะได้

$$\Delta V_{BE} = V_T \ln (I_{C1} / I_{C2}) \quad (19)$$

ค่า I_{C2} นั้นจะเป็นสัดส่วนกับ V_T เมื่อ I_{C2} ไหลผ่าน R_2 จะทำให้มีแรงดันตกคร่อม จะได้เทอม $k \cdot V_T$ จะได้เป็น

$$V_{REF} = V_{BE3} + k \cdot V_T \quad (20)$$

เมื่อ $k \times V_T = R_2 I_{C2}$ จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในของนักศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

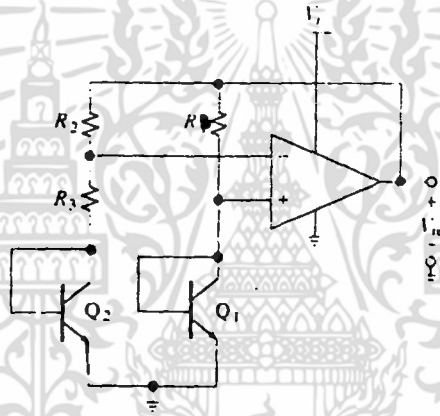
$$k = (R_2/R_3) \ln (I_{e1}/I_{e2}) \quad (21)$$

จะได้ k ค่าใหม่เป็น

$$k = ((V_{Go} - V_{BE3})/V_T + 3) \quad (22)$$

คุณสมบัติของออปแอมป์จะทำให้ V_{ref} เพิ่มขึ้นเป็นค่าที่ได้มาตรฐานยิ่งขึ้น ยกตัวอย่างเช่น ที่ค่า 5.0 โวลต์ จะทำให้ R_1 และ Q_1 โดยมีการเลือกอัตรา R_5/R_4 อย่างเหมาะสม และ V_{ref} จะเพิ่มขึ้น

2.3.6 แรงดันอ้างอิงแบบที่ใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว



รูปที่ 2.16 โครงสร้างการอ้างอิงช่องว่างแบบสลับ

การพัฒนาอุปกรณ์อนาล็อกโดยใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ที่มีพื้นที่ของอิมิตเตอร์ที่เท่ากัน แสดงดังรูปที่ 2.16 Q_1 และ Q_2 ซึ่งมีขนาดพื้นที่เป็น n จะได้

$$I_{e1} = nI_{e2} \quad (23)$$

ออปแอมป์จะทำให้เบส BJT ทั้ง 2 ตัว ทำงานโดยที่ค่าที่ต้องการ คือ $V_{be} = V_{be}$ โดยจะมีแรงดันเท่ากับที่ชาคอลลเลกเตอร์ เมื่อตัวต้านทาน

ของคอลเลกเตอร์เท่ากัน จะได้

$$I_{c1} = I_{c2} \quad (24)$$

เมื่อตัดกระแสเบสทั้งข้าง
ตั้งนั้น

$$V_{R2} = R_2 (I_{c1} + I_{c2}) = 2R_2 I_{c1}$$

$$V_{R2} = (2R_2/R_1) V_{R1} \quad (25)$$

จาก KVL , $V_{R1} = V_{BE2} - V_{BE1}$ จะได้

$$V_{R1} = V_T \ln [(I_{c2}/I_{c1})(I_{b1}/I_{b2})] \quad (26)$$

แทนในสมการที่ (25) โดยใช้สมการที่ (23) จะได้

$$V_{R2} = 2(R_2/R_1) V_T \ln n \quad (27)$$

ท้ายสุดจาก KVL จะได้

$$\begin{aligned} V_{ref} &= V_{BE2} + (2(R_2/R_1) \ln n) V_T \\ &= V_{BE2} + kV_T \end{aligned} \quad (28...a)$$

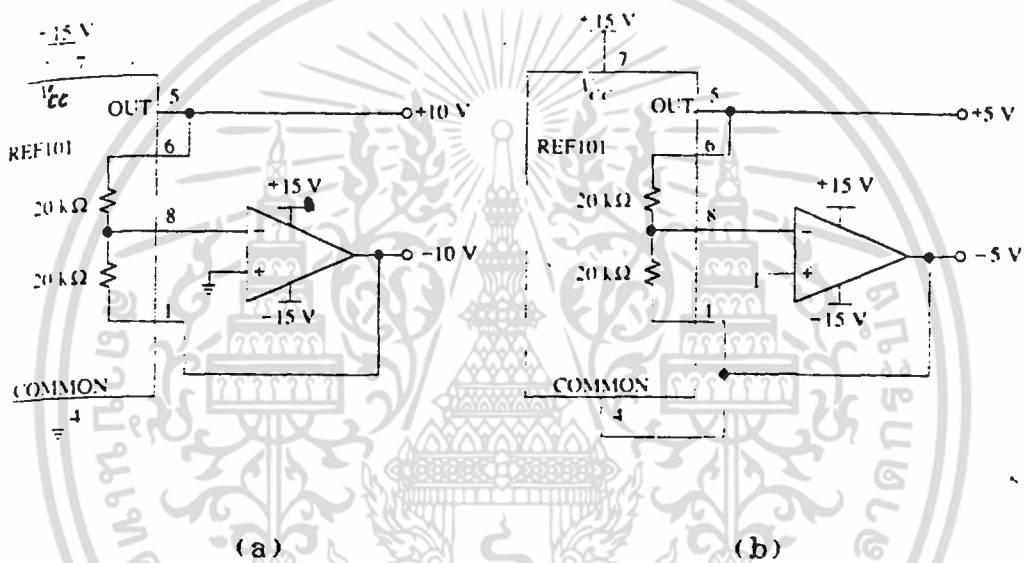
เมื่อ

$$k = 2 (R_2/R_1) \ln n \quad (28...b)$$

เมื่อ k ขึ้นกับอัตราส่วนของตัวต้านทาน และอัตราส่วนของพื้นที่อิมิตเตอร์ ซึ่งค่าทั้ง 2 อย่างนี้จะถูกควบคุมด้วยอุณหภูมิ โดยค่า k จะปรับได้จากอัตราส่วน R_2/R_1

รูปที่ 2.16 จะแสดงแรงดันอ้างอิงอย่างพื้นฐาน เช่น AD 580/581/584 (อุปกรณ์อนาล็อก) , MC 1403/04 (มอเตอร์โวลตา) และ REF -01/-02/-05/-10 (พวกโมโนลิธ)

2.3.7 ค่าอ้างอิงโดยเอาท์พุท



รูปที่ 2.17 แสดงวงจรที่มีการอ้างอิงเอาท์พุท

วงจรที่มีเอาท์พุท $+10$ โวลต์ และ $+5$ โวลต์ แสดงดังรูปที่ 2.17 โดยใช้ค่าอ้างอิงจาก REF 101 ซึ่งอุปกรณ์นี้จะมีค่าที่เสถียรจากการใช้ตัวต้านทาน 2 ตัว ที่มีค่า 10 กิโลโห์มในวงจรที่ 2.16 ค่าเอาท์พุทจะเป็น -10 โวลต์ จะเกิดขึ้นโดยที่ออปแอมป์มีการขยายในช่วงที่มีการย้อนกลับ ในรูปที่ 2.17 (b) จะคล้ายกับการต่อที่ขาอ้างอิง (ขา 4) โดยจะทำให้มีเอาท์พุทที่ให้ค่า -5 โวลต์ โดย $V_{in} = 0$ โวลต์ และ V_o จะเลื่อนจาก $+10$ โวลต์ ถึง $+5$ โวลต์

2.4 แรงแค้นควบคุมการออสซิลเลต

ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ส่วนใหญ่จะใช้วงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งจะให้สัญญาณรูปไซน์ ดังนั้นจึงได้ถูกนำมาใช้ในวงจรเครื่องส่ง วงจรสร้างสัญญาณเสียงดนตรี วงจรในเครื่องมือพวกสร้างสัญญาณเสียงและเป็นวงจรถักกำเนิดสัญญาณความถี่ต่างๆ นอกจากนี้วงจรออสซิลเลเตอร์ยังเป็นวงจรในส่วนประกอบย่อยของวงจรอื่นๆอีกเป็นจำนวนมาก

การกำเนิดสัญญาณด้วยวงจรออสซิลเลเตอร์มีได้หลายแบบ ซึ่งแต่ละแบบก็จะมีลักษณะสำคัญอื่นๆประกอบด้วย เช่นให้ความถี่ต่างๆดี หรือให้ความถี่สูงๆดี เสถียรภาพทางความถี่ดี การปรับเป็นไปได้ง่ายหรือยาก เป็นต้น ซึ่งในที่นี้จะกล่าวถึงวงจรออสซิลเลเตอร์ทั่วไปที่ใช้ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ และวงจรที่ใช้ในการควบคุม

2.4.1 หลักการของวงจรออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์ก็คือวงจรขยายชนิดหนึ่ง แต่เป็นวงจรชนิดป้อนกลับ และที่สำคัญคือการป้อนกลับของสัญญาณมิได้ป้อนกลับในลักษณะลบ เหมือนกับวงจรขยายป้อนกลับแบบปกติ

ในการอธิบายเกี่ยวกับการป้อนกลับแบบบวกก็คือ การพิจารณาในรูปของเฟสกับการป้อนกลับ สัญญาณป้อนกลับจากเอาต์พุตจะกลับเฟส 180 องศา แล้วป้อนผ่านเข้ามาทางอินพุตใหม่ ดังนั้นสัญญาณที่เข้ามาจะมีทิศทางเสริมกับสัญญาณป้อนกลับ ซึ่งถ้าเฟสที่ป้อนกลับเข้ามาไม่ตรงกับวงจรขยายก็จะไม่ออสซิลเลต (โดยปกติในวงจรขยายทั่วไปสัญญาณเอาต์พุตจะมีเฟสต่างจากอินพุต 180 องศา)

หลักการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์อย่างง่ายๆนั้น ถ้าให้สัญญาณขนาดเล็กป้อนเข้ามาทางอินพุตของวงจรขยาย สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะกลับเฟสแล้วมาเสริมกับอินพุตของวงจรขยาย ทำให้อินพุตมีขนาดเพิ่มขึ้นซึ่งจะทำให้เอาต์พุตใหญ่ขึ้นด้วย เมื่อป้อนกลับเข้ามาเสริมอีกก็จะให้เอาต์พุตได้ใหญ่อย่างไม่มีที่สิ้นสุด โดยปกติการเพิ่มขึ้นของสัญญาณจะถูกจำกัดที่ค่าแรงดันค่าหนึ่ง

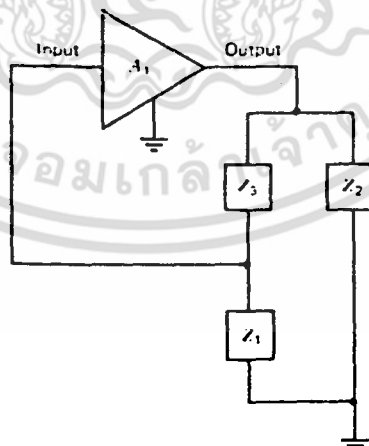
ดังนั้นเมื่อกลับมาแล้วก็ เหมือนกับการป้อนกลับด้วยค่าแรงดันคงที่ วงจรจึงให้ เอาท์พุทได้ที่ระดับ เหมือนกับคงที่คือการออสซิลเลตนั้นเอง

การออสซิลเลตหรือการเปลี่ยนค่าแรงดันเอาท์พุทจากค่าต่ำสุดจนถึงค่าสูงสุด มักจะเกิดการเปลี่ยนแปลงคลื่นรูปไซน์ ความถี่ของลูกคลื่นสามารถคำนวณได้จากค่าคงตัวของอุปกรณ์ต่างๆภายในวงจร

ในวงจรออสซิลเลเตอร์ทั่วไปที่ใช้งานกันอยู่จะมีการออสซิลเลตได้ด้วยตนเอง โดยไม่ต้องมีการป้อนสัญญาณอินพุทเข้าไปเลยแม้แต่น้อย ทั้งนี้เพราะสัญญาณที่ช่วยกระตุ้นให้เกิดการออสซิลเลตเริ่มต้นนั้นคือ สัญญาณรบกวนที่อยู่ภายในอุปกรณ์แล้ว และการออสซิลเลตจะเกิดขึ้นตลอดเวลาเมื่อมีการป้อนแรงดันไฟตรงเลี้ยงวงจร

วงจรออสซิลเลเตอร์ทั่วไปมักจะมีการออสซิลเลตที่ความถี่เดียว ทั้งนี้เพราะวงจรป้อนกลับจากเอาท์พุทมายังอินพุทมักจะเป็นวงจรที่ประกอบด้วยอุปกรณ์จำพวก R , L , และ C ซึ่งก็เป็นที่แน่นอนแล้วว่าอุปกรณ์ L และ C ย่อมให้ผลทางด้านเฟส นั่นคือจะมีความถี่เป็นผลทำให้เฟสที่ได้กลับมาเสริมกับอินพุทเกิดการออสซิลเลต วงจรที่ใช้เป็นวงจรควบคุมความถี่มีดังนี้

2.4.1.1 LC ออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 2.18 แสดงบล็อกไดอะแกรมของออสซิลเลเตอร์

บล็อกไดอะแกรมของตัวขยายที่ขั้ววงจรรอสซิลเลเตอร์แสดงได้ ดังรูปที่ 2.18 ค่า Z_1, Z_2 และ Z_3 นั้นจะเป็นส่วนของวงจรรีโตนกลับ ค่าต่างๆที่จะเป็นตัวกำหนดความถี่เอาก์พุท สมการของวงจรมันจะอธิบายสภาพสำหรับการออสซิลเลตที่เกิดขึ้น จะทำให้ได้ผลของอัตราขยายของตัวขยายโดยปราศจากการรีโตนกลับ และเศษส่วนของแรงดันที่เอาก์พุทที่ส่งกลับให้กับอินพุท (β) ค่าอัตราขยายของตัวขยายที่ไม่มีการรีโตนกลับจะหาได้จาก

$$A = (-A_1 Z_L) / (Z_L + R_o) \quad (29...a)$$

เมื่อ A_1 คืออัตราขยายของตัวขยายที่ไม่มีโหลด, Z_L (โหลดของตัวขยาย) เมื่อมีการต่อ Z_1 อนุกรมกับ Z_3 และขนานกับ Z_2 โดยมี R_o เป็นตัวต้านทานที่เอาก์พุทของตัวขยาย ค่า L ในสมการ (29...a) หมายถึงค่าเอาก์พุทที่ 180 องศา ซึ่งกลับเฟสกับอินพุท สมการ (29...b) จะแสดงความสัมพันธ์ของ Z_L ในรูปที่ (2.18)

$$Z_L = (Z_2 (Z_1 + Z_3)) / (Z_1 + Z_2 + Z_3) \quad (29...b)$$

เศษส่วนของสัญญาณเอาก์พุทซึ่งส่งกลับให้อินพุท (β) จะได้มาจากแรงดันที่หารสัญญาณเอาก์พุทคร่อม Z_3 และ Z_1 ซึ่งจะได้

$$\beta = Z_1 / (Z_1 + Z_3) \quad (30)$$

การออสซิลเลตจะเกิดขึ้นที่ความถี่ f ถ้าผลของ $A\beta$ (จากสมการที่ (29) และ (30)) จะได้

$$A\beta = ((-A_1 Z_L) / (Z_L + R_o)) (Z_1 / (Z_1 + Z_3)) > 1 \angle 0^\circ \quad (31)$$

ผลจะเป็น +1 ถ้าค่าสัมประสิทธิ์ของเทอม $-A_1$ เป็นลบ ซึ่งก็คือสถานะเกิดการสมมูลขึ้น โดยจะมีวงจรที่ใช้ในการเลื่อนเฟสที่เป็นการเลื่อนเฟสเป็น 180 องศา

ถ้าค่า $A\beta$ น้อยกว่า 1 ซึ่งจะเป็นเทอมของจำนวนเชิงซ้อนที่มุมของเฟสมีค่ามากกว่า 0 องศา การกำหนดความถี่วงจรจะเป็นการออสซิลเลต นั้นจะมีการวิเคราะห์ต่อไป

ถ้าทางพีชคณิตนั้นสำหรับสมการ (29...b) ที่มีการแทนค่าอิมพีแดนซ์โดยค่าความต้านทานจริง (X) ซึ่งจะเป็นคำตอบซึ่งแสดงถึง (1) ค่า Z_1 และ Z_3 จะต้องเป็นความต้านทานที่เหมือนกัน และ (2) จะต้องมีส่วนที่ต่างกับ Z_2 ถ้า Z_1 และ Z_3 เป็นตัวเก็บประจุ Z_2 จะต้องเป็นตัวเหนี่ยวนำ โดยการแทนที่ค่าความต้านทาน และจะหาความถี่ของการออสซิลเลตได้จาก

$$f_{osc} = 1/2\pi [1/L_2 (1/C_1 + 1/C_3)]^{1/2} \quad (32)$$

ถ้า Z_1 และ Z_3 เป็นตัวเหนี่ยวนำ และ Z_2 เป็นตัวเก็บประจุ ความถี่ของการออสซิลเลตจะมีค่าดังนี้

$$f_{osc} = 1/2\pi [1/(C_2 (L_1 + L_3))] \quad (33)$$

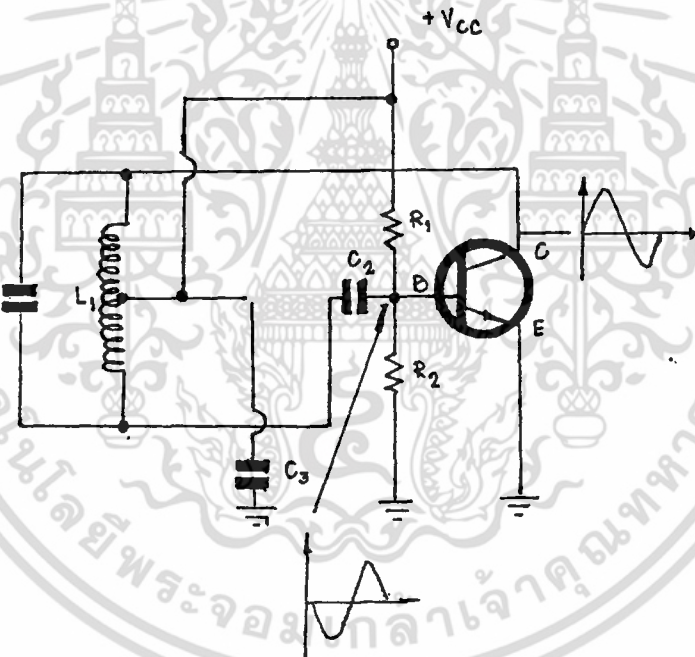
ค่า Z_2 จะเป็นความต้านทานที่ตรงข้าม Z_1 และ Z_3 ของสมการ (32) และ (33) จะเป็นการสันนิษฐานค่าความต้านทานทั้งหมด ที่เป็นจริง (ไม่ใช่ตัวต้านทาน)

ถ้า X_1 และ X_3 เป็นตัวเหนี่ยวนำ วงจรจะเป็นออสซิลเลเตอร์แบบฮาร์ทเลย์ (HARTLEY) โครงสร้างของฮาร์ทเลย์จะมีข้อเสีย 2 ข้อ คือ (1) ขดลวดมักจะเกิดการจับปลิงความถี่เอากัฟท์ที่ต่างจากการคำนวณ และ (2) ความถี่ของการออสซิลเลตจะไม่เปลี่ยนในช่วงกว้างทันที ปัญหาจะเกิดขึ้น

จากการเปลี่ยนแปลงค่าของตัวเหนี่ยวนำ ชดลวด slug-tune ซึ่งแกนเป็น
 วัตถุที่ทำให้ชดลวดเปลี่ยนคุณสมบัติทางแม่เหล็กซึ่งจะทำให้มีการเปลี่ยนแปลงค่า
 การเหนี่ยวนำ โดยสามารถแบ่งชนิดของวงจร LC ออสซิลเลเตอร์ได้ดังนี้

2.4.1.1.1 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบฮาร์ทเลย์

วงจรออสซิลเลเตอร์เบื้องต้นที่ใช้ทรานซิสเตอร์จะเป็นดังรูปที่ 2.19 ซึ่งมี
 ชื่ออีกอย่างหนึ่งว่าวงจร "ฮาร์ทเลย์ออสซิลเลเตอร์" การทำงานของวงจร
 จะอาศัยหลักการป้อนกลับด้วยวงจรรีโซแนนซ์ที่ประกอบด้วยตัวเก็บประจุ C_1
 และตัวเหนี่ยวนำ L_1 สัญญาณป้อนกลับจากเอาต์พุตทางขาคอลเลกเตอร์ของ
 ทรานซิสเตอร์จะป้อนกลับผ่านวงจรจูน เมื่อกลับเฟส 180 องศาป้อนเข้ามา
 ทางขาเบสของทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.19 วงจรออสซิลเลเตอร์เบื้องต้น

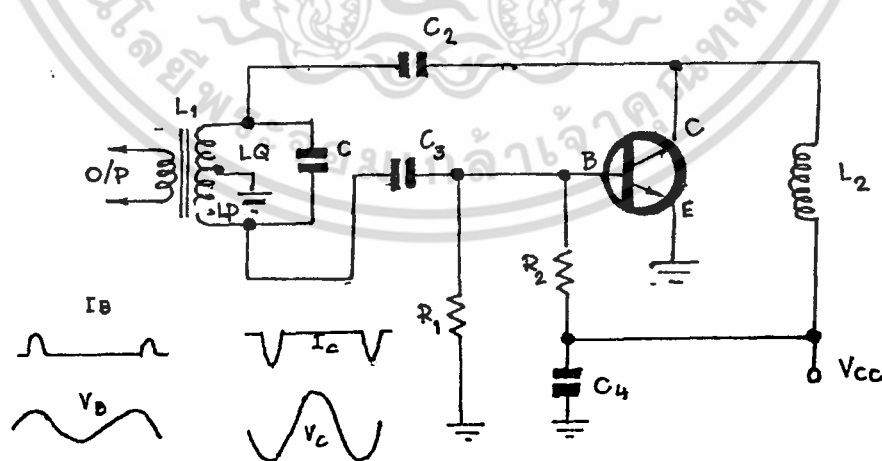
สำหรับทรานซิสเตอร์ตัวต้านทาน R_1 และ R_2 จะเป็นตัวไบอัส
 ทรานซิสเตอร์ในลักษณะของวงจรขยายสัญญาณ ส่วนตัวเก็บประจุ C_2 เปรียบ
 เสมือนตัวคัปปลิงสัญญาณที่เข้ามาทางอินพุต โดยปกติวงจรขยายชนิดขา

อิมิตเตอร์ร่วมนั้นสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ทางคอลเลกเตอร์จะมีเฟสตรงข้ามกับสัญญาณทางอินพุตอยู่แล้วคือมีเฟสต่างกัน 180 องศา ผลของสัญญาณป้อนกลับจะมีทิศทางในทางเสริมกับสัญญาณอินพุตทันที วงจรก็จะออสซิลเลตได้

การทำงานในแต่ละรอบของการออสซิลเลตอธิบายได้ดังนี้ ในขณะที่เริ่มแรกของการออสซิลเลตจะมีการเปลี่ยนแปลงกระแสคอลเลกเตอร์ ซึ่งเป็นผลป้อนกลับมาทางด้านอินพุตทางเบสที่มีการกระตุ้นที่เบส โดยถ้ากระแสคอลเลกเตอร์เพิ่มขึ้นจะทำให้แรงดันที่คอลเลกเตอร์ลดลง การป้อนกลับจะกระตุ้นเข้ามาที่เบสด้วยค่าแรงดันที่น้อยลงเป็นผลทำให้กระแสลดลง และแรงดันคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์จะสูงขึ้นเป็นเช่นนี้เรื่อยไป

ตัวเก็บประจุ C_2 ของวงจรตามรูปที่ 2.19 เป็นทางผ่าน (bypass) ของสัญญาณไฟสลับและทำนองเดียวกันก็จะเป็นตัวกันแรงดันไฟตรงเพื่อไม่ให้ลดลงกราวนด์ ความถี่วงจรจะได้จากความถี่เรโซแนนซ์ของ L_1 และ C_1 ซึ่งสามารถปรับความถี่เรโซแนนซ์ได้ด้วยการปรับค่า L_1 หรือ C_1 นั้นเอง

วงจรรออสซิลเลเตอร์ทั่วไปสามารถออสซิลเลตได้ที่ความถี่ไม่สูงมากนักแต่ถ้าเลือกค่าอุปกรณ์และวงจรรออสซิลเลเตอร์ให้ถูกต้องแล้ว วงจรก็จะสามารถออสซิลเลตได้ถึงย่านความถี่วิทยุ



รูปที่ 2.20 วงจรฮาร์ทเลย์ออสซิลเลเตอร์ที่แสดงลักษณะลูกคลื่นของสัญญาณ

รูปที่ 2.20 เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่วิทยุวงจรหนึ่งที่ใช้หลักการของวงจรฮาร์ทลีย์ออสซิลเลเตอร์ อาศัยหลักการป้อนกลับโดยสัญญาณที่คอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ต่ออนุกรมเข้ากับวงจรเรโซแนนซ์ ในบางครั้งจะเรียกวงจรนี้ว่า "วงจรป้อนกลับอนุกรมฮาร์ทลีย์" (Series Feed Hartley) แต่สามารถจัดวงจรในรูปที่ 2.19 ได้ใหม่ดังรูปที่ 2.20

การป้อนกลับของสัญญาณจะผ่านวงจรจูนหรือเรโซแนนซ์ ในกรณีนี้ คอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์จะต่อกับวงจรเรโซแนนซ์ โดยผ่านตัวเก็บประจุ C_2 แรงดันไฟเลี้ยงป้อนเลี้ยงทรานซิสเตอร์ทางขาคอลเลกเตอร์นั้นจะผ่านตัวเหนี่ยวนำ

ตัวเหนี่ยวนำ L_2 จะต้องมีค่ารีแอคแตนซ์สูงมากสำหรับความถี่ของการออสซิลเลต การต่อตัวเหนี่ยวนำเข้าที่ขาคอลเลกเตอร์ก็เพื่อจุดมุ่งหมาย 2 ประการ ประการแรกเป็นความต้องการให้กระแสไฟตรงผ่านเข้าทางคอลเลกเตอร์ได้โดยตรง เพราะแรงดันไฟฟ้าตรงที่ตัวเหนี่ยวนำจะมีค่ารีแอคแตนซ์เป็นศูนย์ อีกประการหนึ่งคือตัวเหนี่ยวนำจะเสมือนมีค่ารีแอคแตนซ์สูงมาก ที่ความถี่ของการออสซิลเลตจึงเสมือนเป็นการกั้นสัญญาณทางด้านไฟเลี้ยงไว้ปล่อยสัญญาณให้ผ่านตัวเก็บประจุ C_2 แทน ส่วนตัวเก็บประจุ C_2 จะเป็นตัวกั้นไฟตรงที่จะผ่านเข้าไปยังวงจรเรโซแนนซ์ลงกราวด์ ทางจุดกึ่งกลางของขดลวด L_1 และ L_2

ระดับของการป้อนกลับ และแรงดันไฟเลี้ยงมีผลอย่างมากต่อวงจรออสซิลเลเตอร์ดังตัวอย่างเช่น ในวงจรโลคัลออสซิลเลเตอร์ของเครื่องรับวิทยุ ซึ่งต้องการระดับสัญญาณเอาท์พุทของวงจรออสซิลเลเตอร์ต่างๆ ดังนั้นการป้อนกลับจะมีข้อจำกัดและแรงดันไฟเลี้ยงจะต้องมีค่าน้อยๆด้วย นั่นคือจะต้องให้วงจรทำงานอยู่ในช่วงที่เป็นเชิงเส้นค่าเล็กๆบนกราฟลักษณะสมบัติ (characteristic curve)

วงจรออสซิลเลเตอร์ส่วนใหญ่จะสร้างสัญญาณที่มีขนาดใหญ่ เพื่อที่จะใช้กับวงจรทรานซิสเตอร์หรือวงจรหลอดสุญญากาศ การทำงานของวงจร

อาจต้องเลขนอกช่วงที่เป็นเชิงเส้นของกราฟลักษณะสมบัติ สำหรับในกรณีที่ต้องใช้แรงดันไฟเลี้ยงวงจรมีขนาดสูง และมีการเลือกแท่งที่ปฏิกิริยาสามารถเลือกให้มีการป้อนสัญญาณมากๆได้ ซึ่งสามารถเลือกจนกระทั่งวงจรทำงานอยู่ในรูปสัญญาณที่เขียนไว้ในรูปที่ 2.20 สังเกตดูว่าจะมีลักษณะสัญญาณทางกระแสต้านคอลเลกเตอร์และกระแสเบสเป็นพัลส์ ดังนั้นจึงสามารถจัดวงจรไบอัสด้วยค่า R_2 บวกกับ R_1 วงจรก็สามารถทำงานได้

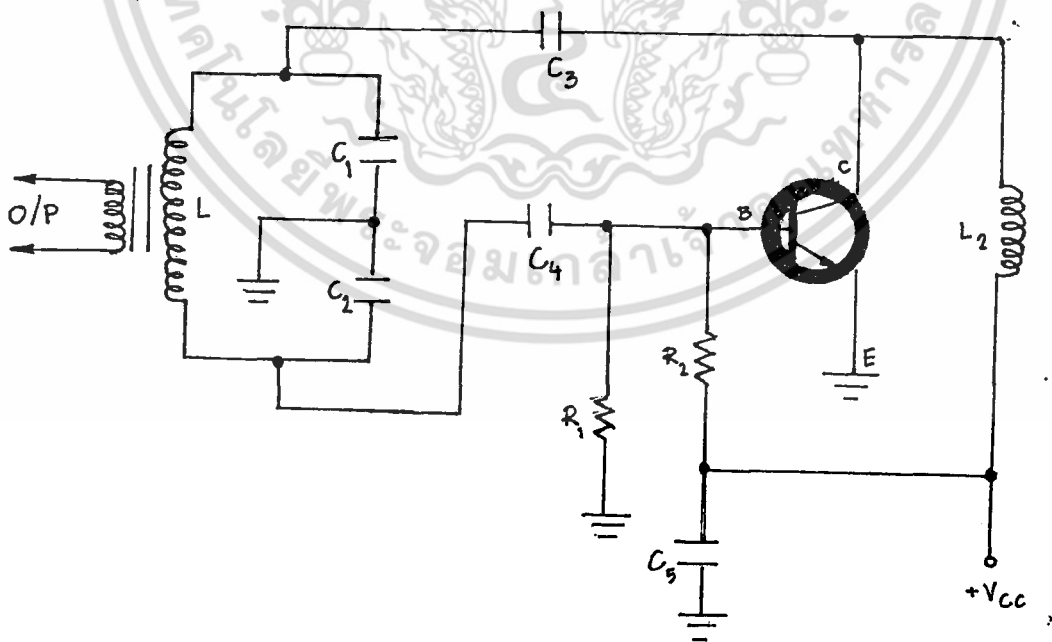
ความถี่ของการออสซิลเลตของวงจรสามารถคำนวณได้จากค่าเรโซแนนซ์ของ Q , L_p และ C ที่ต่อกลับ เพื่อสะดวกต่อการวิเคราะห์หาค่าความถี่

สมการหาค่าความถี่จะเป็นดังนี้

$$f_{osc} = 1/[2\pi ((L_p + L_q)C)^{1/2}] \quad (34)$$

2.4.1.1.2 วงจรโคพพิทออสซิลเลเตอร์

วงจรโคพพิทออสซิลเลเตอร์แสดงดังรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 แสดงวงจรโคพพิทออสซิลเลเตอร์

วงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์แตกต่างจากวงจรฮาร์ทลีย์ออสซิลเลเตอร์ ในส่วนของลักษณะการต่อของวงจรเรโซแนนซ์ของวงจรป้อนกลับ ในวงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์ใช้ตัวเก็บประจุแบ่งออกเป็นสองตัว หรือกล่าวได้ว่าวงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์มีลักษณะพิเศษในการที่ตัวเก็บประจุแทนที่จะเป็นตัวเหนี่ยวนำแรงดันที่ป้อนกลับจะปรากฏคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 หรือระหว่างเบสหรือกราวด์ แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 จะมีเฟสต่างจากแรงดันที่คอลเลกเตอร์ 180 องศา นั่นคือ สัญญาณจะมีเฟสตรงกับสัญญาณที่เบสของทรานซิสเตอร์ ปริมาณของแรงดันที่เอาต์พุตที่ป้อนกลับมายังอินพุทหาจากค่าของตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 โดยปกติค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเก็บประจุ C_2 ควรจะมีค่าน้อยกว่าค่ารีแอคแตนซ์ C_1 หรือกล่าวได้ว่าตัวเก็บประจุ C_1 ควรจะมีค่าความจุมากกว่าตัวเก็บประจุ C_2 นั่นเอง

ความถี่ของวงจรโคพิทท์ของออสซิลเลเตอร์สามารถคำนวณได้จาก

$$f_{osc} = 1/[2\pi \sqrt{C_T L}] \quad (35)$$

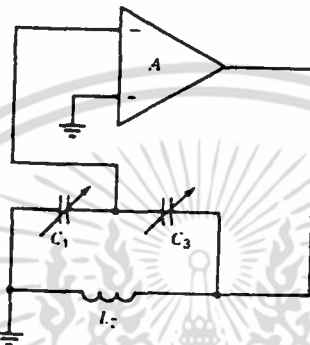
เมื่อค่า C_T คือผลรวมของตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 หรือ

$$C_T = (C_1 C_2 / (C_1 + C_2))$$

ปัญหาที่เกี่ยวข้องกับการออสซิลเลตแบบฮาร์ทลีย์ จะไม่พบในระบบโคพิทท์ ค่าตัวเก็บประจุที่เปลี่ยนไปสามารถหาได้และราคาไม่สูงนัก ซึ่งจะทำให้การเปลี่ยนแปลงค่าความจุอย่างกว้างๆและจะมีช่วงความถี่กว้างๆด้วย ในตัวรับแบบ AM และ FM จะใช้วงจรออสซิลเลตแบบโคพิทท์ ซึ่งสามารถปรับกลุ่มของตัวเก็บประจุ โดยไม่เพียงแต่เลือก Mixer ความถี่การออสซิลเลตแต่จะรวมไปถึงความถี่เรโซแนนซ์ของสถานะของตัวขยาย RF สำหรับความถี่ที่สูงกว่านี้ ซึ่งใช้ในตัวรับโทรทัศน์ตัวเก็บประจุ 2 ตัว จะถูกกำหนดไว้ และค่าของตัวเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนค่าได้

การวิเคราะห์ที่มากกว่านี้สำหรับ LC ออสซิลเลเตอร์นั้น ได้มีการ

สันนิษฐานว่าค่าอิมพีแดนซ์ของอินพุทของตัวขยายหาค่าไม่ได้เมื่อไม่มีโหลด Z_L ซึ่งในสถานะของการปฏิบัติจะใช้ไม่ได้ ค่าอิมพีแดนซ์ของอินพุทของตัวขยายตามแบบนั้นจะเป็นผลให้ความถี่ของเอาต์พุทที่ต่างกันหลังจากการคำนวณโดยใช้สมการ (32) และ (33)



รูปที่ 2.22 แสดงออสซิลเลเตอร์แบบโคพิทท์ โดยใช้ออปแอมป์

อย่างไรก็ตามในการใช้ออปแอมป์แบบลิเนียร์ที่มีค่าอิมพีแดนซ์ของอินพุทสูงๆ สามารถติดตั้งได้ในรูปที่ 2.22 แสดงการออสซิลเลตแบบโคพิทท์ โดยใช้ออปแอมป์เป็นตัวขยายทั้ง C_1 และ C_3 มีค่าเปลี่ยนแปลง โดยใช้ช่วงความถี่ของการออสซิลเลตกว้างๆ

การออสซิลเลตแบบสัญญาณรูปไซน์นั้นมีความสัมพันธ์กับค่าเหนี่ยวนำจริงๆที่สามารถคำนวณความถี่ที่ต้องการได้ สำหรับไอซีที่มีค่าที่ลิเนียร์จะมีค่าความต้านทานต่ำและค่าเหนี่ยวนำสูง สำหรับวงจรภายในของออปแอมป์ที่มีอัตราขยายของลูบแบบเปิดมีค่ามากนั้น วงจรที่ทำการออกแบบอาจจะตัดตัวเหนี่ยวนำออกจากวงจรได้ ซึ่งจะเป็นผลให้มีขนาดเล็กและราคาถูก

2.4.2 RC ออสซิลเลเตอร์

จากสมการที่ (29...a) ซึ่งแสดงว่า ถ้า A_1 มีค่ากว้าง และ R_o

มีค่าน้อยเมื่อเทียบกับ Z_2 ค่าอัตราขยายของรูปแบบเปิด A จะถูกประมาณให้เท่ากับอัตราขยายของตัวขยายแบบไม่มีโหนดนั้นคือ $A \approx A_1$ ทั้ง 2 แบบนี้จะเป็นสถานะซึ่งแสดงลักษณะของออปแอมป์ ผลที่ตามมาเมื่อใช้ออปแอมป์ในวงจรออสซิลเลต จะมีความสัมพันธ์ง่าย ๆ สำหรับการเกิดออสซิลเลตโดย

$$+1 = (-A_1 Z_1) / (Z_1 + Z_3) \quad (36)$$

เปรียบเทียบกับ (36) กับสมการ (31) Z_2 จะถูกตัดออกจากความสัมพันธ์นี้ ซึ่งหมายความว่า Z_2 จะถูกแทนที่ด้วยตัวต้านทานซึ่งไม่เกี่ยวข้องกับการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ และในเวลาเดียวกันสามารถตัดตัวเหนี่ยวนำออกได้ ตัวเก็บประจุจะถูกใช้แทน Z_1 และ Z_3 ในวงจรออสซิลเลเตอร์แบบโคพิทท์ สำหรับวงจรในการออสซิลเลเตอร์แสดงโดย

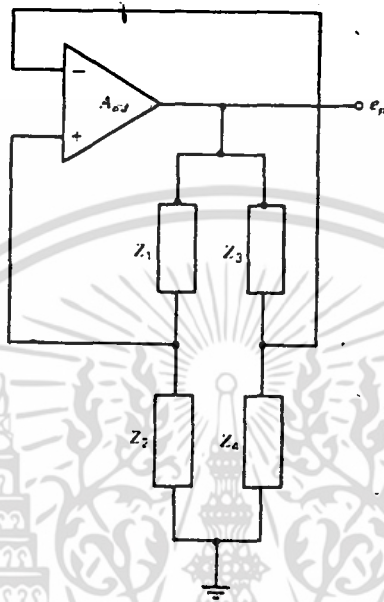
$$-A_1 = (Z_1 + Z_3) / Z_1 \quad (37)$$

วงจรออสซิลเลตแบบ RC นั้นจะมีความถี่ซึ่งจะทำให้สมการเป็นจริงซึ่งเป็นปรากฏการณ์ง่าย ๆ แต่ในสมการที่ (37) จะไม่เป็นจริงในการปฏิบัติเพราะ Z_1 และ Z_3 จะเป็นการต่อแบบอนุกรมและขนานของ R_1 และ C_1 ในสมการที่ (37) จะใช้ได้ถ้า Z_1 ที่มีค่าตรงข้ามกับ $(Z_1 + Z_3)$ ซึ่งค่า Z_1 จะต้องเล็ก (กว่า Z_3) เพราะขนาดของ A_1 ที่โตๆ

2.4.2.1 ออสซิลเลเตอร์แบบ WIEN-BRIDGE

บล็อกไดอะแกรมของออสซิลเลเตอร์แบบ WIEN-BRIDGE แสดงดังรูปที่ 2.23 ที่เรียกแบบนี้เพราะในส่วนที่ป้อนกลับ จะมีโครงสร้างที่เหมือนกับ WIEN IMPEDANCE BRIDGE โดย Z_3 และ Z_4 จะเป็นค่าความต้านทานจริง เมื่อ Z_1 และ Z_2 เป็นการต่อ R กับ C อินพุทของออปแอมป์จะคร่อมบริดจ์ด้วย Z_1 และ Z_2 ซึ่งเป็นการป้อนกลับเป็นบวก เมื่อตัวต้านทาน Z_3

และ Z_4 จะทำให้ค่าของการป้อนกลับเป็นลบ สำหรับสถานะการออสซิลเลต จะเหมือนกับค่าสมมูลย์ของบริดจ์



รูปที่ 2.23 แสดงไดอะแกรมของออสซิลเลเตอร์ แบบ WIEN-BRIDGE

$$Z_1 \cdot Z_4 = Z_2 \cdot Z_3 \quad (38...a)$$

เมื่อ Z_3 และ Z_4 เป็นค่าความต้านทานจริง โดยมีเฟสเป็น

$$R_4 \cdot Z_1 \angle \theta_1 = R_3 \cdot Z_2 \angle \theta_2 \quad (38...b)$$

จากนั้นจะเห็นว่ามุมของเฟสของ Z_1 และ Z_2 จะเหมือนกัน สำหรับการเกิดออสซิลเลต

แรงดันที่ป้อนกลับเป็น (+) และ (-) จะเป็น

$$e^+ = e_0 Z_2 / (Z_1 + Z_2) \quad (38...c)$$

$$e^- = e_0 Z_4 / (Z_3 + Z_4) \quad (38...d)$$

ค่าแรงดันป้อนกลับของ e^- จะถูกกำหนดขนาดและเฟสด้วย e_0 เมื่อส่วนของการป้อนกลับทั้งคู่เป็นค่าความต้านทาน ค่า e^- จะไม่ขึ้นกับความถี่ของ Z_1 และ Z_2 ซึ่งเปลี่ยนแปลงได้ ค่า e^+ จะเปลี่ยนเฟสและขนาดด้วย e_0 เมื่อมีการต่อ R_c และ C_c จะทำให้ขนาดและเฟสของ e^+ จะมีค่าเท่ากับค่าของ e^- เมื่อ e^+ มีเฟสที่ตรงกับ e_0 ซึ่งค่าที่ป้อนกลับจะเป็นบวกวงจร จะเกิดการออสซิลเลตโดยจะเกิดขึ้นเพียงความถี่ของสัญญาณที่ถูกกำหนดด้วย R_c และ C_c ของ Z_1 และ Z_2

เมื่อวงจรเกิดการออสซิลเลตโดยไม่มีการป้อนกลับที่เป็นลบนั้น แอมพลิจูดของการออสซิลเลตจะเพิ่มขึ้น จนกระทั่งเอาท์พุทเกิดการอิ่มตัวและรูปคลื่นจะผิดเพี้ยนไปมาก ถ้า e^- มีค่ามากเกินไปการออสซิลเลตจะหมดไป สถานะทางอุดมคติจะทำให้ $e^+ = e^-$ จะพบว่าในสมการต่อไปจะให้เอาท์พุทตั้งสมการ

$$\begin{aligned} e_0 &= A_{od} (e_{s2} - e_{s1}) \\ &= A_{od} (e^+ + e^-) \end{aligned} \quad (39)$$

แทนสมการ (38... c) และ (38...d) ลงในสมการ (39) จะได้

$$e_0 = A_{od} [(e_0 Z_2) / (Z_1 + Z_2) - (e_0 Z_4) / (Z_3 + Z_4)] \quad (40...a)$$

$$1 = A_{od} \left[\frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} - \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4} \right] \quad (40...b)$$

สมการ (40..b) จะแสดงสมการการป้อนกลับ จากสมการที่ (34) จะได้

$$\beta = \left[\frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \right] - \left[\frac{Z_4}{Z_3 + Z_4} \right] \quad (40...c)$$



รูปที่ 2.24 บล็อกไดอะแกรมของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบ WIEN-BRIDGE

ในสมการที่ (40...b) สำหรับค่า A_{od} ที่ใหญ่จะทำให้ค่าทางซ้ายมือของวงเล็บจะมีค่ามากกว่าทางขวามือเล็กน้อย (มีมุมของเฟสเป็นศูนย์) โดยจะมีการออสซิลเลตเมื่อ $Z_{od}\beta > 1$ รูปที่ 2.24 แสดงวงจรของการออสซิลเลตแบบ WIEN-BRIDGE สำหรับโครงสร้างนี้เลือกให้ค่า Z_1 และ Z_2 ที่จะทำให้ค่า e^+ มีเฟสตรง

กับ e_0 ซึ่งจะมีการออสซิลเลตแบบเดิม และค่า R_0 จะเปลี่ยนไปโดยการปรับ e^- ดังนั้นจึงเกิดการออสซิลเลตได้และจะมีการผิดเพี้ยนชั้นน้อยที่สุด การผิดเพี้ยนจะเพิ่มขึ้นก็ต่อเมื่อสัญญาณแอมพลิจูดใหญ่ เพราะออปแอมป์ทำงานในย่านนอนลิเนียร์จะมีการสร้างความถี่ขึ้น

สำหรับสมการที่ (40...b) นั้น เทอมซ้ายมือในวงเล็บ (หรือ $Z_2 / (Z_1 + Z_2)$) จะต้องเป็นค่าที่เป็นจำนวนจริง สมการของมุมของเฟสเป็นศูนย์ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อ

$$\omega^2 = 1 / (R_1 R_2 C_1 C_2) = (2\pi f)^2 \quad (41)$$

ถ้าตั้งให้ $R_1 = R_2$ และ $C_1 = C_2$ จะได้

$$f = 1 / (2\pi RC) \quad (42)$$

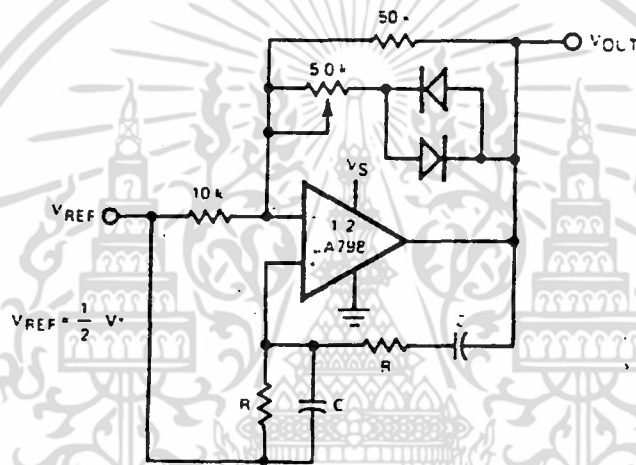
สมการที่ (42) นี้จะกำหนดความถี่ของการออสซิลเลตของวงจร WIEN-BRIDGE อย่างง่าย

ค่าความถี่ของการออสซิลเลตสามารถเปลี่ยนแปลงได้ โดยกลุ่มของค่าตัวเก็บประจุ (C_1 และ C_2 ของรูปที่ 2.24) ที่มีค่าเท่ากัน ดังนั้นจะเปลี่ยนแปลงได้ในเวลาเดียวกัน และเท่ากัน

สำหรับสมการที่ (40...c) จะพบว่า เทอมทางซ้ายมือในวงเล็บจะไม่เป็นเพียงค่าที่เป็นจำนวนจริง แต่ต้องมีค่ามากกว่า เทอมทางขวามือที่มารความถี่ที่เกิดการออสซิลเลต ถ้าไม่เป็นเช่นนี้แล้วสถานะสำหรับการออสซิลเลตจะไม่เกิดขึ้นที่ความถี่ของการออสซิลเลต ค่าความต้านทานของตัวเก็บประจุจะเท่ากับค่าของตัวต้านทาน $X_C = R$ ภายใต้สถานะนี้สามารถแสดงให้เห็น เทอมทางซ้ายมือจะมีค่าเป็น 1/3 สมการที่ (40...c) จะแก้ไขอย่างง่าย ๆ เป็น

$$1 = A_{od} \left[(1/3) - (R_4 / (R_3 + R_4)) \right] \quad (43)$$

สมการ (43) จะกำหนดสถานะที่ค่าซึ่งมีการเลือกค่า R_3 และ R_4 โดยทราบว่า $R_4 / (R_3 + R_4)$ จะต้องมีค่าน้อยกว่า $1/3$ เล็กน้อย ดังนั้นจึงใช้สมการ (40..a) ได้ สำหรับค่าที่ต้องการสำหรับ R_3 จะต้องมากกว่า $2 \cdot (R_4)$ เมื่อเกิดสถานะนี้ทั้งหมดเทอมในวงเล็บจะเป็นบวกเหมือนที่ต้องการ และจะเกิดการออสซิลเลตโดย $A_{\beta} > +1$



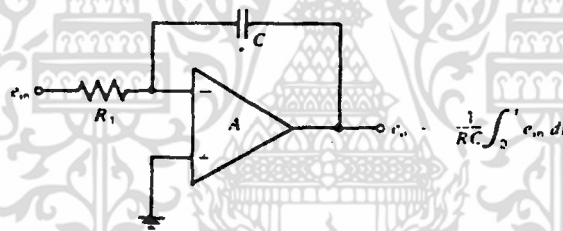
รูปที่ 2.25 แสดงการออสซิลเลตแบบ WIEN-BRIDGE โดยใช้ชิปแอมป์ 798

การออสซิลเลตแบบใช้ชิปแอมป์เบอร์ μA 798 ซึ่งใช้กับแหล่งจ่ายไฟแบบเดี่ยวดังแสดงในรูปที่ 2.25 ค่าตัวต้านทานที่ปรับได้ 5 กิโลโอห์ม จะถูกปรับจนกระทั่งเกิดการออสซิลเลต การต่ออนุกรมของตัวต้านทานปรับค่าได้ และไดโอดคร่อมตัวต้านทานที่ป้อนกลับจะมีค่า 50 กิโลโอห์มนั้น ค่าแอมพลิจูดของเอาต์พุตจะมีค่าที่ผิดไป และค่าความต้านทานของไดโอดจะลดลง ค่าป้อนกลับที่เป็นลบจะเพิ่มขึ้นและจะทำให้เอาต์พุตมีค่ากลับมาเป็นค่าที่ต้องการ ค่า

ความต้านทานปรับค่าได้ 5 กิโลโห์ม จะเป็นตัวสร้างแอมพลิฟายเออร์ของเอาต์พุต วงจรนี้สามารถสร้างเอาต์พุตระหว่าง 10 Hz และ 10 kHz โดยมีค่าผิดเพี้ยนน้อยเพียง 5% การป้องกันการลดลงของการออสซิลเลตนั้นจะทำให้ วงจรมีค่าอิมพีแดนซ์อินพุตสูง และจะถูกใช้เป็นสถานบัฟเฟอร์ระหว่างเอาต์พุต และโหลด

2.4.2.2 การออสซิลเลตแบบ Quadrature

ระบบปกติที่ใช้ในงานสื่อสารจะใช้สัญญาณ 2 สัญญาณ ที่ 90 องศา มีการกลับเฟส เช่น คลื่นรูปไซน์ และโคไซน์ของสัญญาณเอาต์พุต สำหรับ สัญญาณแถบเดี่ยว (Signal-Side Band ,SSB) และการส่งแบบมอดูเลต ความถี่ช่วงแคบ ๆ (Narrow-Band Frequency Modulate ,NBFM) ของ ข้อมูล ซึ่งจะใช้รูปคลื่นที่ได้จากการออสซิลเลตแบบ QUADRATURE

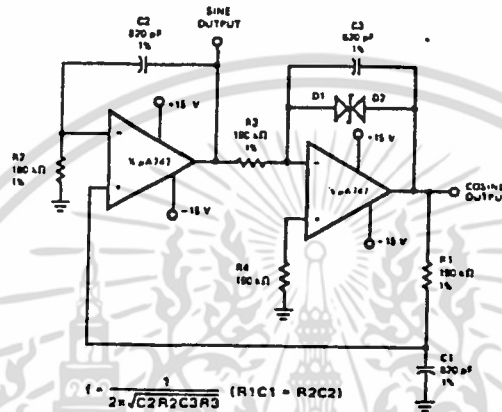


รูปที่ 2.26 แสดงวงจรอินทิเกรตพื้นฐานโดยใช้ออปแอมป์

เมื่อใช้ออสซิลเลตแบบ QUADRATURE ทำงานโดยใช้วงจรอินทิเกรเตอร์ ในตอนแรกวงจรอินทิเกรเตอร์จะให้คลื่นรูปโคไซน์ที่อินพุต และให้คลื่นไซน์ทาง ลบที่เอาต์พุต โดย $e_o = - \sin X = \int \cos X dX$ ดังรูปที่ 2.26 จะ แสดงวงจรอินทิเกรเตอร์ของออปแอมป์พื้นฐานโดยใช้ตัวต้านทานเป็นตัวป้อนกลับ อัตราขยายของวงจรอินทิเกรเตอร์แสดงได้โดย

$$A = -Z_F/R_1 = -j/\omega C/R_1 = +j/\omega CR_1 \quad (44)$$

ผลของตัวเก็บประจุสำหรับอัตราขยายจะไปเพิ่มสัญญาณอินพุทโดย j คูณกับค่าคงที่ คลื่นรูปโคไซน์ที่อินพุทจะทำให้คลื่นรูปไซน์ทางด้านเอาต์พุทเป็นลบ (พิจารณาตัวเก็บประจุจะเลื่อนสัญญาณโคไซน์ทางด้านอินพุทไป 90 องศา)

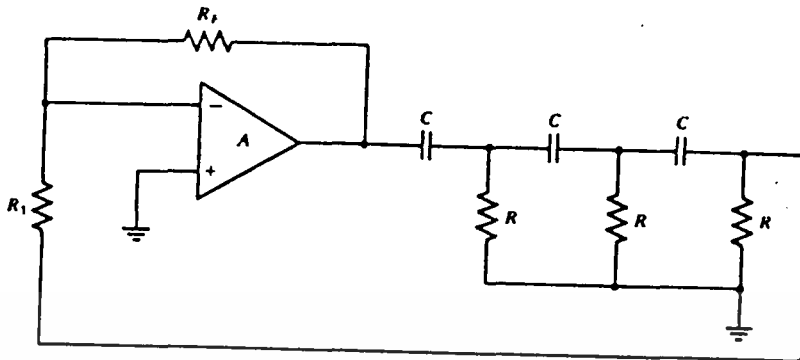


รูปที่ 2.27 แสดงการออสซิลเลตแบบ QUADRATURE โดยใช้อปแอมป์ 747 คู่

การออสซิลเลตแบบ QUADRATURE จะมีการสร้างมาจากวงจรถินทิเกเตอร์ 2 ตัว รูปที่ 2.27 แสดงวงจรของการออสซิลเลตแบบ QUADRATURE ซึ่งจะให้รูปคลื่นไซน์ที่เอาต์พุทของอินทิเกรเตอร์ตัวที่ 1 และรูปคลื่นโคไซน์ที่เอาต์พุทตัวที่ 2

2.4.2.3 การออสซิลเลตแบบ RC PHASE SHIFT

รูปแบบง่าย ๆ ของการออสซิลเลตแบบ RC แสดงดังรูปที่ 2.28 ซึ่งเรียกว่าการออสซิลเลตแบบการเลื่อนเฟสของ RC ค่าสัญญาณเอาต์พุทจะเป็นการป้อนกลับให้กับอินพุทตลอดวงจร RC ค่า R และ C และจำนวนของส่วนของ RC ที่เลือกจะต้องทำให้มีการเลื่อนเฟสเป็น 180 องศา วงจรจะใช้เพียงออปแอมป์ตัวเดียว และมีราคาถูก



รูปที่ 2.28 วงจรของการออสซิลเลตแบบ PHASE-SHIFT

วงจร RC CASCADE จะถูกพิจารณาแบบการแบ่งแรงดันอย่างง่าย ๆ ถ้าตัดโหนดของส่วนของ RC ส่วนหนึ่ง อีก 3 ส่วนที่เหมือนกันจะถูกใช้ ซึ่งแต่ละส่วนจะมีค่าเป็น 60 องศา เพื่อจะทำมีการเลื่อนเฟสเป็น 180 องศา โดยความถี่ของการออสซิลเลตเป็น

$$f = 1 / (2\pi RC\sqrt{6}) \quad (\text{Hz}) \quad (45)$$

2.4.3 แรงดันควบคุมการออสซิลเลต

การออสซิลเลตที่มีการพิจารณาก่อนหน้านี้ จะมีความถี่ที่เปลี่ยนเพียงอย่างเดียว โดยการเปลี่ยนแปลงค่าค่าเดียวของส่วนของการป้อนกลับทั้งหมด ซึ่งหมายถึงไม่เพียงทางกายภาพ (ทางกลศาสตร์) ที่มีการเปลี่ยนแปลงส่วนประกอบทั้งหมด แต่จะมีการเปลี่ยนท้ายสุดจากการทำงาน ข้อเสีย (พิจารณาความเร็วทางกลศาสตร์ในการกำหนดความถี่ และค่าที่ต้องการในการเปลี่ยนแปลงท้ายสุด) ที่เห็นชัดคือ จะใช้ความเร็วสูงในระบบทางไฟฟ้าแบบใหม่ ซึ่งกำหนดการเปลี่ยนแปลงที่แทนที่ออตโนมติ และความเร็วในการตอบสนองต่อสัญญาณทางไฟฟ้า VCO ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่มีประสิทธิภาพ

การออสซิลเลตนั้นความถี่จะถูกควบคุม โดยสัญญาณแรงดันที่เรียกว่า แรงดันควบคุมการออสซิลเลต (VOLTAGE-CONTROLLED OSCILLATOR, VCO) ใน VCO จะมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ซึ่งเป็นสัดส่วนโดยตรงกับระดับของแรงดัน อินพุตที่มีการแสดงการใช้ VCO ในระบบ FM ได้โดยแอมพลิจูดของสัญญาณจะไป ควบคุมความถี่พาหะ และ PHASE-LOCK-LOOP (PLL)

วงจรพื้นฐานของการทำงาน VCO จะเป็นการออสซิลเลตของคลื่นรูป ซายน์ ซึ่งส่วนของการป้อนกลับจะมีการเปลี่ยนแปลง โดยจะเป็นผลของการ เปลี่ยนความถี่ของเอาต์พุต วิธีที่สองของ VCO จะเป็นการสร้างคลื่นสี่เหลี่ยม ทั้งหมดที่มากกว่าคลื่นซายน์ โดยคลื่นสี่เหลี่ยมซึ่งประกอบด้วยฮาร์โมนิกที่สัมพันธ์ กับคลื่นซายน์ จะมีการกรองความถี่ที่ไม่ต้องการออกจากค่าที่ต้องการเพียง ค่าเดียว โดยการเปลี่ยนความถี่ของคลื่นสี่เหลี่ยมจะทำให้มีการเปลี่ยนแปลง เอาต์พุต ซึ่งวิธีนี้เราจะพิจารณาต่อไป

2.4.3.1 แรงดันเป็นพัลส์

จากสถานะที่กล่าวมา คลื่นสี่เหลี่ยมจะถูกพิจารณาว่าเป็นส่วนประกอบ ของฮาร์โมนิกที่สัมพันธ์กับคลื่นซายน์ ซึ่งจะมีค่าแอมพลิจูดที่ต่างกัน และความถี่ จะเป็นจำนวนเลขคี่ไปคูณกับค่าความถี่มูลฐานของคลื่นสี่เหลี่ยมจึงมีการวิเคราะห์ โดยใช้ FOURIER ซึ่งเป็นวิธีทางคณิตศาสตร์ที่จะพิจารณาคลื่นที่เป็นคาบเหมือน การรวมคลื่นซายน์และโคซายน์ โดยความถี่จะไปเปลี่ยนการเพิ่มค่าความถี่ มูลฐาน ในการวิเคราะห์ FOURIER ของคลื่นสี่เหลี่ยมจะเป็น

$$E_{\omega} = \text{แรงดันคลื่นสี่เหลี่ยม } V \text{ ที่ความถี่มูลฐาน } f_1 \quad (46)$$

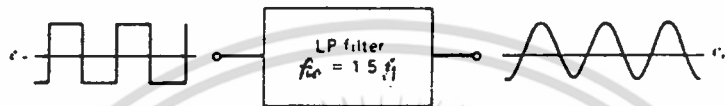
$$= 4V/\pi(\sin \omega_1 t + (\sin \omega_1 t)/3 + (\sin \omega_1 t)/5$$

$$+ \dots (\sin \omega_1 t)/n)$$

เมื่อ V เป็น PEAK ของแอมพลิจูดของคลื่นสี่เหลี่ยม

ค่าความถี่มูลฐานของคลื่นสี่เหลี่ยม จะเป็นความถี่ในเทอมแรกของอนุกรม

ความถี่ฮาร์โมนิกที่ 1 (f_1) จะเรียกว่ามูลฐาน ค่าความถี่อื่นๆ นั้นจะเป็นจำนวนเต็มทีไปเพิ่มความถี่มูลฐานที่เรียกว่าฮาร์โมนิก หมายถึง สำหรับคลื่นสี่เหลี่ยม จะมีเพียงฮาร์โมนิกที่เป็นจำนวนคี่และจะมีเฟสที่ตรงกับค่ามูลฐานที่ $t=0$ คลื่นที่คาบอื่นๆ จะมีการกำหนดสัมพันธ์ (แอมพลิจูด) และฮาร์โมนิกที่ต่างกันไป

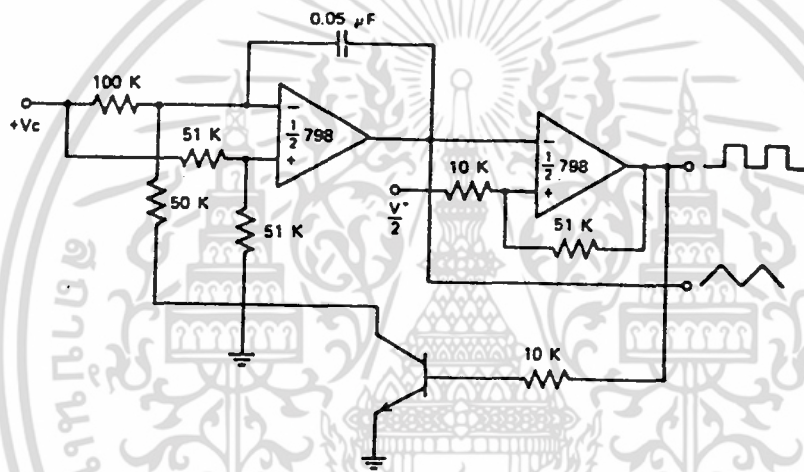


รูปที่ 2.29 แสดงสัญญาณอินพุตที่เป็นคลื่นสี่เหลี่ยมที่ใช้ LP Filter แบบอุดมคติ

ถ้าผ่านคลื่นสี่เหลี่ยมผ่านตัวกรองชนิดที่มีการกรองความถี่ต่ำผ่าน (LOW-PASS ; LP) โดยความถี่ cutoff ระหว่าง f_1 และ f_2 จะปรากฏเพียงฮาร์โมนิกที่ต่ำที่สุดที่เอากำพุท ความถี่อื่นๆทั้งหมดจะลดลง จากรูปที่ 2.29 จะแสดงบล็อกไดอะแกรม ที่มีคลื่นสี่เหลี่ยมที่อินพุตผ่านตัวกรองแบบ LP ซึ่งความถี่คัทออฟ (f_{c0}) จะมีค่าอยู่ระหว่างความถี่ฮาร์โมนิกของค่ามูลฐาน และในลำดับที่ 2 จะได้ $f_{c0} = 1.5 f_1$ เอากำพุทจะเป็นคลื่นสี่เหลี่ยมซึ่งความถี่จะเป็นความถี่มูลฐาน

ถึงแม้ว่าคลื่นสี่เหลี่ยมที่กล่าวมาเหมือนกับแหล่งกำเนิดศักย์ของคลื่นไซน์ที่มีคลื่นที่เป็นคาบ โดยสามารถแยกเป็นการรวมของคลื่นรูปไซน์โดยใช้การวิเคราะห์ FOURIER เมื่อคลื่นถูกสร้างและความถี่ถูกควบคุมโดยแรงดันที่มีการกรองสัญญาณจากตัวกรองอย่างเหมาะสมกับคลื่นไซน์ที่ต้องการคลื่นรูปไซน์จริง จะมีการผิดเพี้ยน (ฮาร์โมนิกที่ไม่ต้องการ) ที่จะเปลี่ยนไปโดยสัมพันธ์กับความเฉียบของตัวกรองในการตัดฮาร์โมนิกที่ไม่ต้องการ

วงจรของ VCO โดยใช้ออปแอมป์ 798 คู่ จะแสดงดังรูปที่ 2.30 ออปแอมป์ตัวแรกจะเป็นอินทิเกรเตอร์ที่เหมือนกับมีอินพุต 2 ตัว ที่มีแรงดันคงที่ ซึ่งจะได้เอาต์พุตที่เป็น RAMP ซึ่งความชันจะกำหนดจากจุดปลายจะมีค่า (+) หรือ (-) เมื่อมีแรงดันอินพุตเป็นบวกเมื่อลาดลงเป็นลบ ถ้าแรงดันเป็น (-) ที่จุดปลาย e^- จะเป็นบวกมากกว่าแรงดันที่เป็น (+) ที่จุดปลาย e^+ และ VICE-VERSA ในการสลับกันอย่างต่อเนื่องของแรงดันที่ปลายด้าน (-) มากกว่าและต่ำกว่าที่ปลายด้านลบ จะมีการสร้างคลื่นสามเหลี่ยมที่เอาต์พุตของอินทิเกรเตอร์ (เอาต์พุต 2)



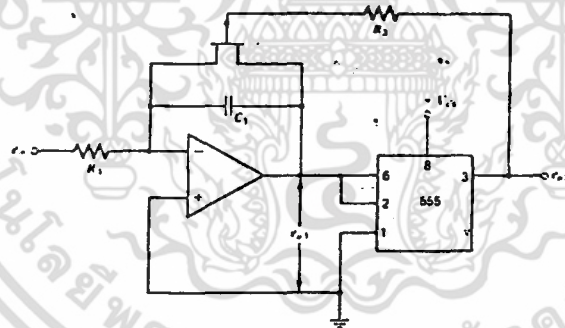
รูปที่ 2.30 แสดง VCO ที่ใช้ออปแอมป์ 798 คู่

ออปแอมป์ตัวที่สองจะเป็นตัวเปรียบเทียบค่าเอาต์พุตที่มีแรงดันที่มีค่าเป็นบวกหรือลบนั้นจะถูกกำหนดจากปลายด้าน (+) หรือ (-) ที่มีแรงดันมากกว่าค่าเอาต์พุตที่เป็นลบ เมื่อแรงดันทางปลายด้าน (-) มีค่ามากกว่าแรงดันทางปลายด้าน (+)

การทำงานของ VCO มีดังนี้ ถ้ามีการสันนิษฐานค่าเอาต์พุตของการเปรียบเทียบต่ำสุดเป็น high

1. ระดับเอาต์พุตที่มีค่า high จะมีผลจากทรานซิสเตอร์ที่ต่อมีการ "ON" (อิมิตัว)

2. เหตุผลนี้แรงดันของอินทิเกรเตอร์ปลายด้าน (-) จะทำให้ e^- เท่ากับ $V_c/3$ โดย V_{ce} (SAT) ออก
3. แรงดันที่ปลายด้าน (+) ของอินทิเกรเตอร์จะกำหนดโดยให้ e^+ เท่ากับ $V_c/2$ ทำให้ได้ค่าที่มากกว่า e^-
4. อินพุตที่เป็นบวกจะเป็นผลให้เอาต์พุตของอินทิเกรเตอร์เป็นบวก และ จะเกิด RAMP ที่เอาต์พุต 2
5. เมื่ออินพุตของอินทิเกรเตอร์ใหญ่กว่าแรงดันที่ปลายด้าน (+) ของตัว เปรียบเทียบ ค่าเอาต์พุตจะต่ำลงและทำให้ทรานซิสเตอร์ "oof"
6. ค่า e^- นั้นขณะนี้เท่ากับ V_c และจะมีค่ามากกว่า $e^+ = V_c/2$ ซึ่งจะมีการสร้างแรมป์ทางลบ (ที่เอาต์พุต 2)
7. เมื่อเอาต์พุตอินทิเกรเตอร์ต่ำกว่าแรงดันที่ปลายด้าน (+) ของตัว เปรียบเทียบ ค่าเอาต์พุตของมันมีค่า high และจะเริ่มรอบใหม่จะมีผลทำให้เกิดคลื่นสามเหลี่ยมที่สร้างจากเอาต์พุต 2



รูปที่ 2.31 แสดง VCO ที่ใช้ออปแอมป์และวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา

555

ที่ปลายทางด้าน (+) ของตัวเปรียบเทียบจะมีแรงดันที่อินพุตที่กำหนดโดย $V_c/2$ และ e_c โดยค่า e_c จะเปลี่ยนแปลงระหว่างค่า 2 ค่า ดังนั้น จึงมีการเปรียบเทียบแรงดันที่ปลายด้าน (+) ขึ้น ถ้าไม่มีการเปลี่ยนแปลงเหมือน

กับแรงดันของ RAMP ที่เปลี่ยน จะเป็นผลให้ตัวเปรียบเทียบมีการเปลี่ยนแปลงอีก ที่สำคัญนั้นในการควบคุมความถี่ของสัญญาณเอาต์พุท โดย V_c จะต้องมากกว่าคาบของคลื่นสามเหลี่ยมและความถี่ของมัน และการเปรียบเทียบของเอาต์พุทจะถูกกำหนดโดยค่าของ V_c การเปลี่ยนแปลงค่าต่างๆและความถี่เอาต์พุทนั้นจะทำให้ V_c สามารถเปลี่ยนระหว่าง 0 v และ $2(V_T - 1.5V)$ และจะสร้างความถี่ที่กว้างๆ ผลของคลื่นสี่เหลี่ยมของเอาต์พุทจะถูกกรองและความถี่ที่ไม่ต้องการจะถูกตัดทิ้ง (จากรูปที่ 2.29) รูปที่ 2.31 จะแสดง VCO ที่ใช้ออปแอมป์ และวงจรถ่าย timer 555L IC ที่สร้างคลื่นสี่เหลี่ยม ในวงจรมีออปแอมป์จะต่อกับอินทิเกรเตอร์ สำหรับแรงดันอินพุทที่มีค่าคงที่จะทำให้อินพุทของมัน e_{i1} เป็นลบ e_{i2} จะเป็นแรงดันของแรมพ์ที่เป็นบวก ค่าเอาต์พุทจะใช้เป็นอินพุทของวงจรถ่าย timer 555 ผ่านขา 1, 2 และ 6 จะขึ้นอยู่กับระดับของแรงดันอินพุท โดยที่เอาต์พุทของวงจรถ่าย timer 555 จะทำให้ e_{o2} จะมีค่าเป็น high (เท่ากับ V_{cc}) หรือ LOW (เท่ากับ 0 V) วงจรจะทำงานดังนี้

1. สถานะท้ายสุด เอาต์พุทของวงจรถ่าย Timer 555 จะเป็น high ค่าเอาต์พุทของอินทิเกรเตอร์ e_{o1} จะเป็น 0 v และจะมีผลกับ FIELD EFFECT TRANSISTOR (FET) คร่อม e_1 เป็น "OFF"
2. ค่าแรงดันอินพุททางลบที่มีผลมาจากเอาต์พุทของอินทิเกรเตอร์จะเพิ่มขึ้นในทางบวก
3. เมื่อค่าเอาต์พุทของอินทิเกรเตอร์มีค่าถึง $2V_{cc}/3$, 555 จะถูกทริกจะมีผลให้เอาต์พุทเป็น LOW
4. เมื่อ FET กลับไป "on" อีกครั้ง โดยจะมีการ SHORT ตัวเก็บประจุทำให้เกิดการคายประจุ
5. เมื่อตัวเก็บประจุมีการคายประจุด้วย $V_{cc}/3$ 555 จะถูกทริกใหม่โดยเอาต์พุทจะเป็น high
6. เมื่อ FET กลับไป "off" e_1 จะมีการเก็บประจุใหม่ และเริ่ม

ทำรอบซ้ำใหม่ การควบคุมความถี่จะทำได้โดยการปรับค่า e_{in} ซึ่งจะแสดง
เอาต์พุตของอินทิเกรเตอร์สำหรับ แรงดันคงที่ (ด้านลบ) e_{in} โดย

$$e_{o1} = e_{in}(t/R_1C_1) + e_o \quad (**)$$

โดยที่ t คือเวลาที่วัดจากตัวอย่างของเอาต์พุตของที่เพิ่มขึ้น และ e_o
เป็นค่าแรงดันท้ายสุดของตัวเก็บประจุ

ถ้าวงจร timer 555 ถูกทริกที่ $e_{o1} = 2 V_{cc}/3$ ทำให้ได้ค่า
เป็นบวก สำหรับ e_{o1} ที่มีค่าถึงค่าจาก $e_o = V_{cc}/3$ จะได้

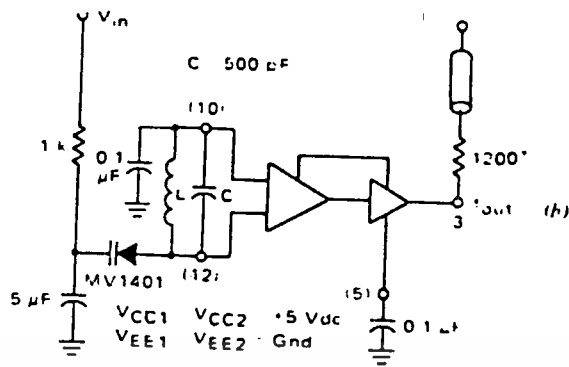
$$e_{o1} = (2V_{cc}/3) = (t/R_1C_1)e_{in} + V_{cc}/3 \quad (46...a)$$

ถ้ามีการสันนิษฐานเวลาที่ตัวเก็บประจุคายประจุสั้น เมื่อเปรียบเทียบกับ
กับความถี่ จะประมาณค่าของความถี่เอาต์พุตโดย

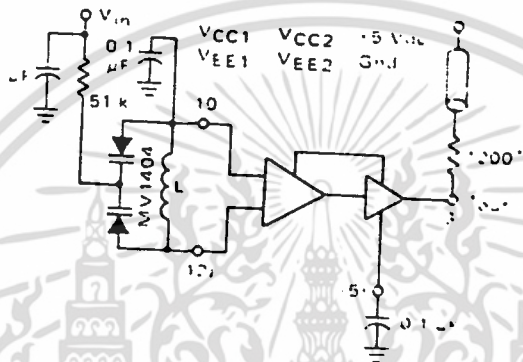
$$t_o = (2V_{cc}R_1C_1)/3e_{in} \quad (46...b)$$

วงจรที่กล่าวมาจะเป็นการใช้โอปแอมป์ในการควบคุมความถี่ที่เอาต์พุต
ใน LIC ทั่วไป ซึ่งจะเป็นวงจรที่สมบูรณ์โดยจะมีการควบคุมเพียงแรงดันเฉพาะ
ทางด้านปลายของอินพุต ซึ่ง LIC นี้จะเป็นส่วนหนึ่งของระบบ PHASE-LOCK-
LOOP (PLL) และมีการออกแบบอย่างพื้นฐาน

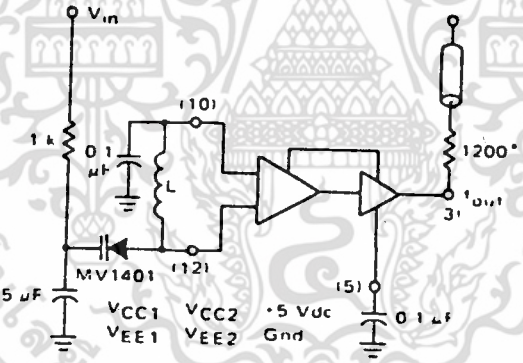
จากรูปที่ 2.32(a), 2.32 (b) และ 2.32 (c) จะแสดงวงจรที่ใช้
MC 1648 เป็น VCO ส่วนประกอบภายนอกจะประกอบด้วยแท่งค้ของวงจร
และไดโอดเบอร์ MV 1401 ส่วนประกอบท้ายสุดที่จะเป็นลักษณะของการเปลี่ยน
แปลงที่จุดเชื่อมของตัวเก็บประจุ เมื่อมีการไบอัสแรงดันกลับ



(a)



(b)



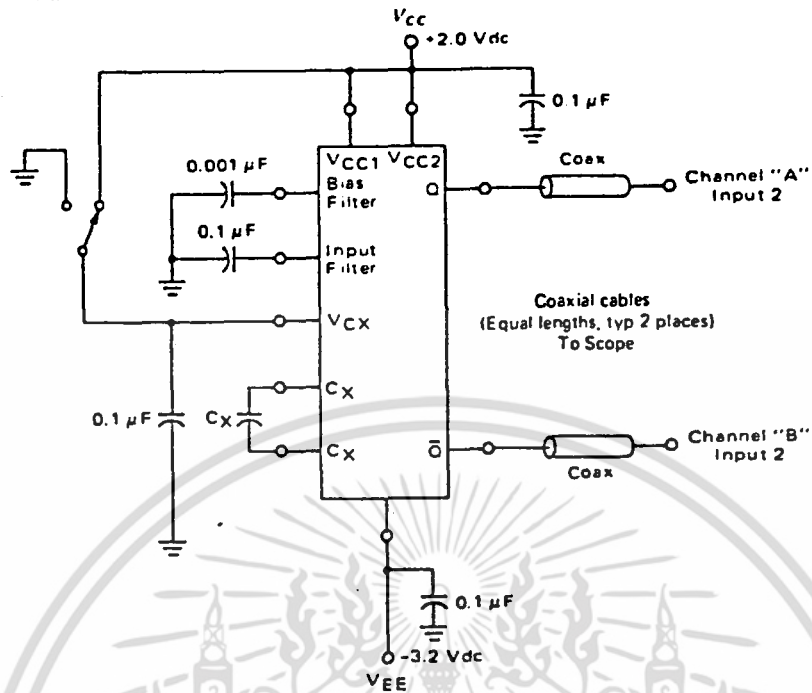
(c)

รูปที่ 2.32 วงจร VCO ทั่วๆ ไป โดยการใช LIC เบอร์ MC 1648

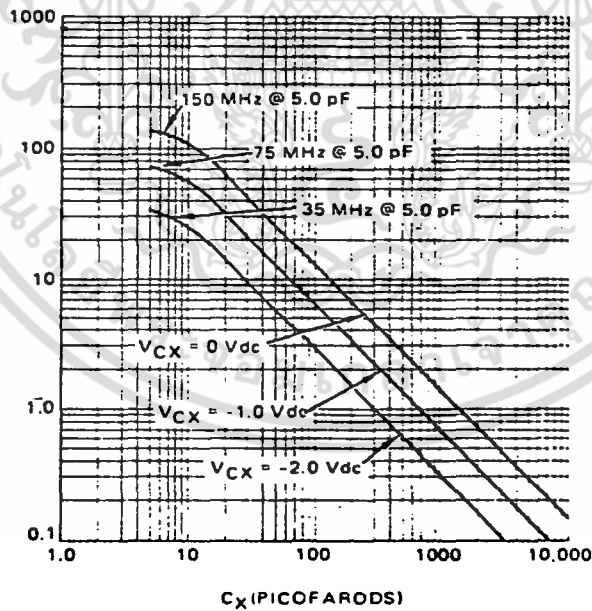
2.4.3.2 แรงดันควบคุมมัลติไวเบรเตอร์

ลักษณะต่างๆที่จะกล่าวถึงหัวข้อนี้ของ VCO จะใช้ MC 1658 และ MC 4324 ซึ่งในส่วนนี้จะเป็แรงดันที่ใช้ควบคุมมัลติไวเบรเตอร์ (VCM) ค่าตัวเก็บประจุ C_x จะสร้างค่าความถี่ได้หลายค่า เมื่อตัวเก็บประจุ C_x ถูกเลือก

ค่าแรงดันจะเป็นตัวกำหนดความถี่



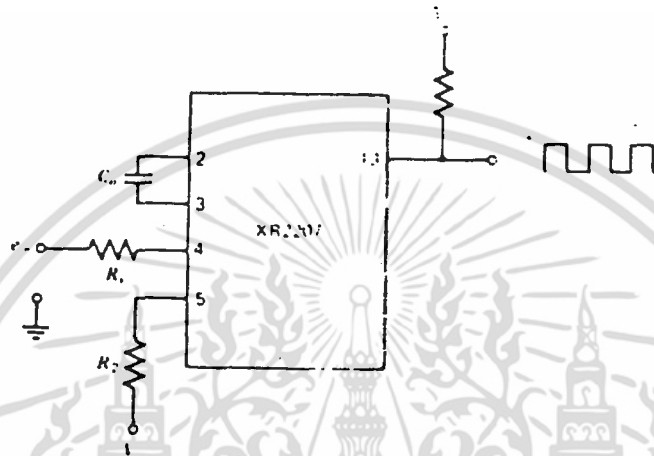
รูปที่ 2.33 แสดง VCO ที่ใช้ LIC เบอร์ MC 1658



รูปที่ 2.34 แสดงกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่, ตัวเก็บประจุ และแรงดันที่อินพุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรที่ใช้ MC 1658 จะแสดงดังรูปที่ 2.33 ในขณะที่ รูปที่ 2.34 จะแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง C_x และแรงดันอินพุตที่กำหนดความถี่ วงจรนี้จะให้อัตราส่วนในการปรับ 4.5-1 สำหรับสัญญาณ 90 MHz ซึ่ง MC 4324 จะมีลักษณะคล้ายๆกัน แต่จะมีอัตราในการปรับ 3.5-1 ความถี่สูงสุดจะมีค่า 25 MHz



รูปที่ 2.35 การต่อภายนอกของ XR 2207 สำหรับควบคุมความถี่เอาต์พุต

LIC ที่จะกล่าวต่อไปจะเป็นการพิจารณา XR 2207 VCO ค่าเอาต์พุตของตัวนี้จะมีระดับของความเสถียรภาพสูง โดยมีช่วงของการกวาดความถี่มีค่าเป็น 3000-1 รูปที่ 2.35แสดงการต่อลักษณะภายนอกของ XR 2207 เป็น VCO ความถี่พื้นฐานของเอาต์พุต f_0 จะถูกเซตโดย R_2 และ C_0 มีการควบคุมความถี่เอาต์พุตโดย

$$f = f_0 \left((1 + (R_2 V_u) / R_1 V) \right) \quad (47...a)$$

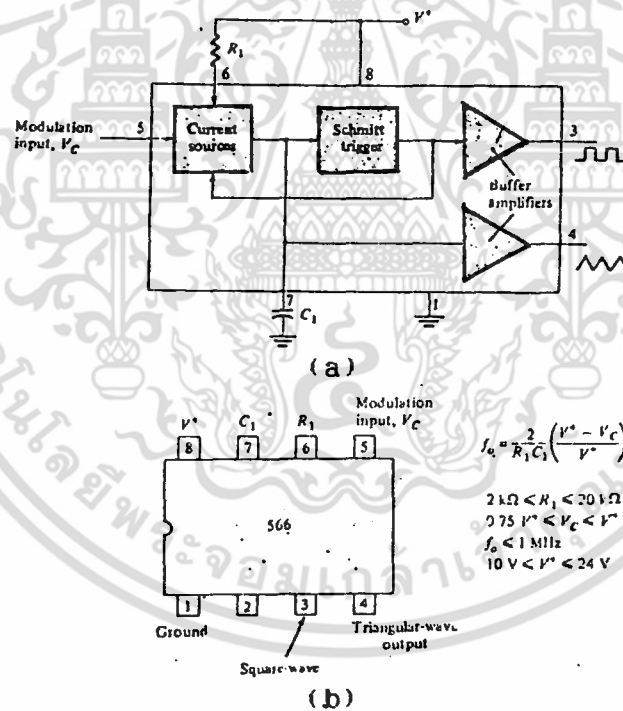
ความถี่ต่ำสุด f_0 จะเกิดขึ้นเมื่อ $V_u = 0$ v จะได้

$$f_0 = 1 / R_1 C_1 \quad (47...b)$$

ในส่วนนี้จะมีการพิจารณาวงจร และอุปกรณ์ที่มีการเปลี่ยนสัญญาณความถี่ที่เอาท์พุท ซึ่งจะถูกรควบคุมโดยสัญญาณแรงดันที่อินพุท VCO ส่วนมากจะให้ค่าความถี่คลื่นสี่เหลี่ยม หรือคลื่นสามเหลี่ยมหลายๆค่า โดยตัวกรองสามารถทำการกรองให้เป็นคลื่นรูปไซน์ได้ ถ้าเอาท์พุทไม่สมมาตร (เกิดฟันเลื่อยหรือพัลส์) เกิดขึ้นจะใช้วงจรที่ต่างจากนี้

2.4.4 แรงดันควบคุมการออสซิลเลตที่ใช้ในโครงการพิเศษ

จากวงจรที่ใช้เราจะใช้ VCO ซึ่งจะให้สัญญาณออสซิลเลตที่เอาท์พุท (ซึ่งเป็นสัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยม) สามารถปรับช่วงของความถี่โดยค่าแรงดันไฟตรง ยกตัวอย่าง VCO ที่ใช้ ไอซีเบอร์ 566 ซึ่งจะมีวงจรที่จะสร้างสัญญาณที่เป็นทั้งคลื่นรูปสี่เหลี่ยม และคลื่นรูปสามเหลี่ยม ซึ่งจะเซตความถี่โดยตัวต้านทานภายนอก และตัวเก็บประจุ และเปลี่ยนแปลงค่าโดยแรงดัน dc



รูปที่ 2.36 แสดงฟังก์ชันของ IC 566 (a) บล็อกไดอะแกรม

(b) โครงสร้างของขาต่างๆ และการรวมการทำงานของ

ข้อมูล

แหล่งกำเนิดกระแสภายในของ 566 แสดงดังรูปที่ 2.36 (a) โดยเก็บและคายประจุของตัวเก็บประจุภายนอก (C_1) มีอัตราการเซตโดยตัวต้านทานภายนอก (R_1) และมีการมอดูเลตของแรงดัน (ที่อินพุทวงจรมิกทริกเกอร์ จะถูกใช้เป็นสวิทช์ของแหล่งกำเนิดระหว่างการเก็บ และการคายประจุของตัวเก็บประจุ) และจะมีแรงดันที่เป็นคลื่นสามเหลี่ยมคร่อมตัวเก็บประจุและคลื่นสี่เหลี่ยมจากวงจรมิกทริกเกอร์จะให้เอาท์พุทผ่านไปยังวงจรมอดูเลต

การต่อขาต่าง ๆ ของ ไอซีเบอร์ 566 แสดงดังรูปที่ 2.36(b) การมอดูเลตจะถูกสร้างขึ้นในช่วงความถี่ที่มากกว่า 10-1 โดยการเลือกคุณสมบัติของตัวต้านทานและตัวเก็บประจุภายนอก และมีการมอดูเลตผ่านความถี่มีมากกว่า 10-1 โดยการควบคุมแรงดัน (V_c)

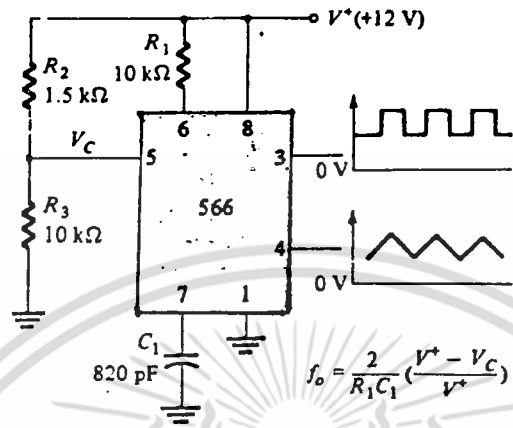
ความถี่อิสระหรือความถี่ของการทำงานของศูนย์กลาง (f_o) จะคำนวณได้จาก

$$f_o = (2/R_1 C_1) ((V^+ - V^-) / V^+) \quad (48)$$

ซึ่งค่าต่าง ๆ ต้องมีลักษณะดังนี้

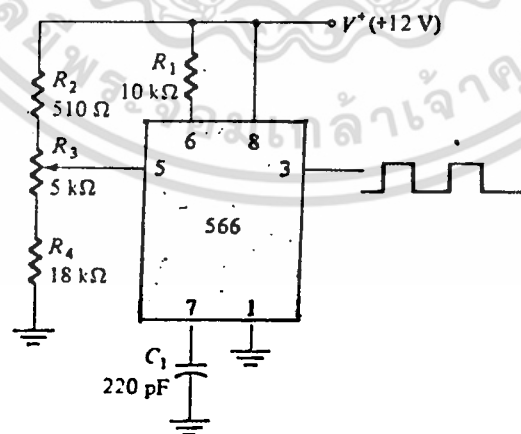
1. R_1 ควรจะมีค่าอยู่ในช่วง $2K \leq R_1 \leq 20K$
2. V_c ควรจะมีค่าอยู่ในช่วง $(3/4)V^+ \leq V_c \leq V^+$
3. f_o ควรมีค่าต่ำกว่า 1 MHz
4. V^+ ควรจะมีค่าระหว่าง 10 v - 24v

ตัวอย่างการทำงานของฟังก์ชันไอซีเบอร์ 566 แสดงดังรูปที่ 2.37 โดยจะให้ทั้งสัญญาณที่เป็นคลื่นสี่เหลี่ยมและคลื่นสามเหลี่ยม โดยมีการกำหนดความถี่โดย R_1, C_1 และ V_c ค่า R_2 และ R_3 จะเซตแรงดันมอดูเลตที่เป็นไฟตรงจากค่าที่กำหนด



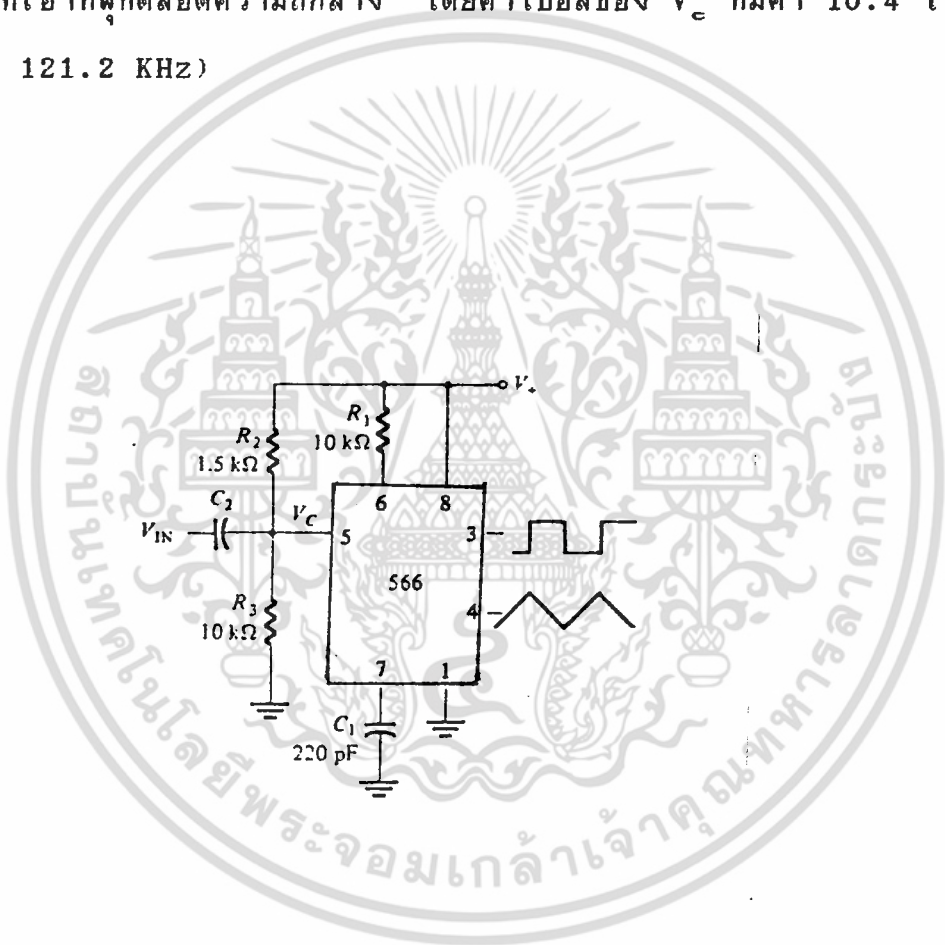
รูปที่ 2.37 การต่อไอซีเบอร์ 566 เป็น VCO ให้คลื่นทั้งคลื่นสามเหลี่ยม และคลื่นสี่เหลี่ยม

ความถี่ของคลื่นสี่เหลี่ยมที่เอาท์พุท แสดงดังรูปที่ 2.38 โดยสามารถปรับค่าได้ โดยใช้แรงดันที่อินพุท (V_C) ในการเปลี่ยนสัญญาณความถี่ ตัวต้านทานปรับค่าได้ (R_0) จะเป็นตัวเปลี่ยนค่า V_C ประมาณ 9-12 โวลต์ ในย่านความถี่ที่มากกว่า 10-1



รูปที่ 2.38 แสดงการต่อไอซีเบอร์ 566 เป็น VCO ที่ให้คลื่นสี่เหลี่ยม

เมื่อมีการปรับตัวต้านทานปรับค่าได้ จะเป็นการเปลี่ยนแปลงค่า V_c ซึ่งค่าแรงดันของการมอดดูเลตที่อินพุท V_{in} แสดงดังรูปที่ 2.39 โดยมีการเซตค่าที่แบ่งแรงดัน V_c ประมาณ 10.4 โวลต์ ค่าแรงดัน ac ที่อินพุทจะประมาณ 1.4 โวลต์ จะมี PEAK ที่ป้อนให้กับ V_c ที่จุดไบอัสที่มีแรงดันระหว่าง 9-11.8 โวลต์ ซึ่งเป็นผลที่ทำให้ค่าความถี่เอาท์พุทเปลี่ยนแปลงได้ในช่วงที่มากกว่า 10-1 สัญญาณอินพุท (V_{in}) นั้นจะมีความถี่มอดดูเลตแรงดันที่เอาท์พุทตลอดความถี่กลาง โดยค่าไบอัสของ V_c ที่มีค่า 10.4 โวลต์ ($f_o = 121.2 \text{ KHz}$)



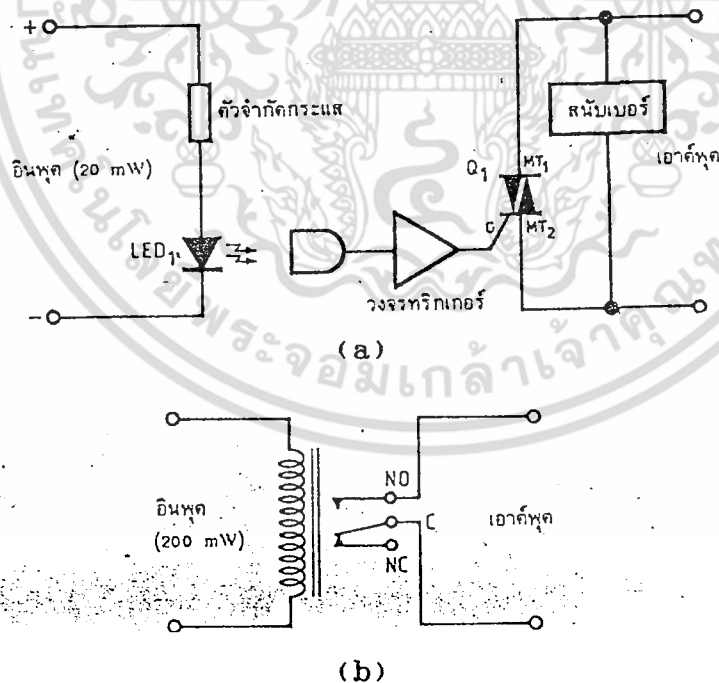
รูปที่ 2.39 แสดงการทำงานของ VCO กับการมอดดูเลตความถี่ที่อินพุท

2.5. โพลิตสเตรรี่เลย์

ปกติแล้วจะมีการนำเอารีเลย์ไฟฟ้ากลหรือ EMR (ELECTROMECHANICAL RELAY) มาใช้งานในการสวิตช์กำลังไฟฟ้าในงานที่ต้องการจะแยกกันทางไฟฟ้า (ELECTRICAL ISOLATION) ระหว่างวงจรควบคุมกับวงจรกำลัง จึงได้มีการพัฒนาโพลิตสเตรรี่เลย์ขึ้นมาในการทำงานร่วมกับวงจรตรรกศาสตร์และไมโคร-โพรเซสเซอร์ได้โดยตรง ซึ่งจะใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำมาสร้างเป็นโพลิตสเตรรี่เลย์ โดยจะใช้เป็นสวิตช์แทนจะทำให้มีความเร็วสูงและป้องกันเสียงรบกวนได้

2.5.1 นิยาม

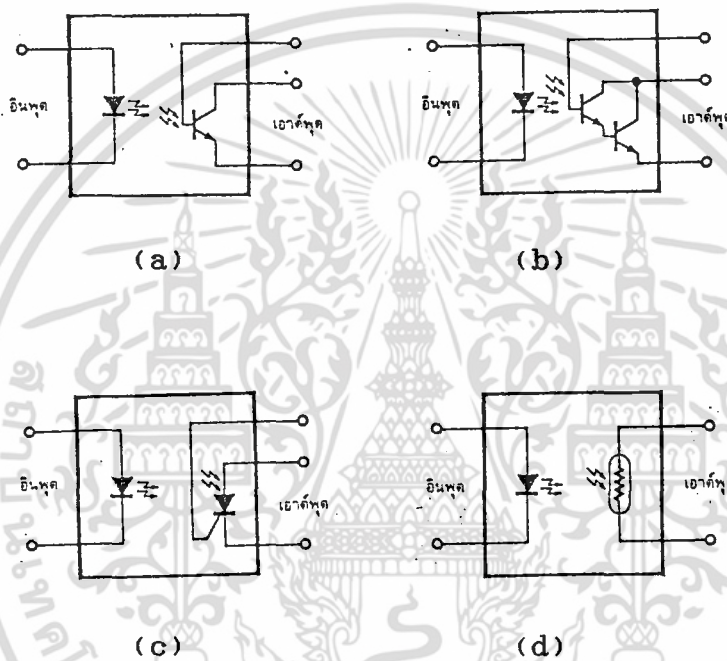
โพลิตสเตรรี่เลย์ (Solid-State Relay; SSR) เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ทำหน้าที่เหมือนรีเลย์ไฟฟ้ากล โดยไม่ต้องมีการกระทำเชิงกล โดยพื้นฐานแล้วโพลิตสเตรรี่เลย์จะมีขั้วอินพุตและเอาต์พุตอย่างละสองขั้ว ที่ขั้วอินพุตจะป้อนสัญญาณควบคุมหรือสัญญาณกระตุ้น เพื่อบังคับให้สวิตช์ทางด้านเอาต์พุตปิดหรือเปิด โดยจะมีการแยกสัญญาณระหว่างขั้วเอาต์พุตกับขั้วอินพุต ซึ่งมักจะใช้การเชื่อมโยงด้วยแสง (opto coupling) แสดงดังรูปที่ 2.40



รูปที่ 2.40 แสดงหลักการทำงานของโพลิตสเตรรี่เลย์

2.5.2 ส่วนประกอบและการทำงาน

โซลิตสเตรรี่เลย์ส่วนใหญ่จะเป็นชนิดที่สวิตซ์ทางเอาต์พุตเป็นแบบขั้วเดียว โดยปกติจะเป็นแบบเปิด ภาวะการนำกระแสและภาวะไม่นำกระแสของโซลิตสเตรรี่เลย์นั้นจะหมายถึงภาวะที่ด้านอินพุตถูกกระตุ้น (energized) และไม่ถูกกระตุ้น (deenergized) ซึ่งจะอ้างอิงเฉพาะแบบเปิดเท่านั้น ในส่วนแบบปิดจะมีความหมายตรงข้ามกัน



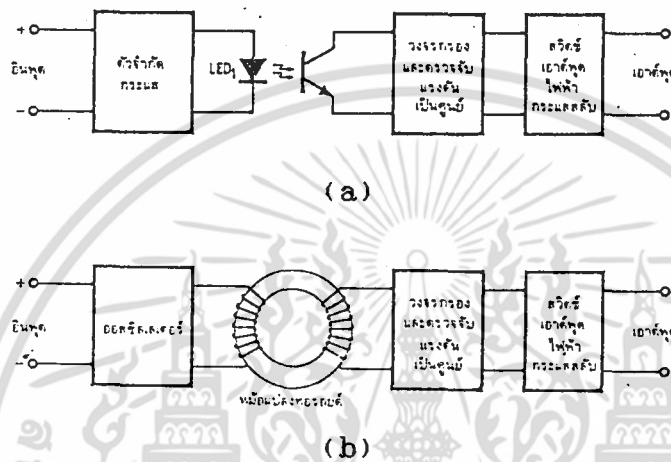
รูปที่ 2.41 แสดงตัวรับแสงแบบต่างๆ ของโซลิตสเตรรี่เลย์

(a) โฟโตทรานซิสเตอร์ (b) โฟโตดาร์ลิ่งตันทรานซิสเตอร์

(c) โฟโตเอสซีอาร์ (d) โฟโตรีซิสเตอร์

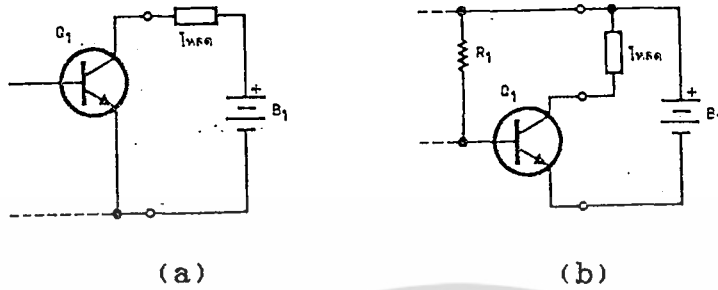
ในโซลิตสเตรรี่เลย์จะมีการเชื่อมโยงด้วยแสง วงจรทางด้านอินพุตของตัวรับแสง LED ชนิดแกลเลียมอาร์เซไนด์ (GaAs) และตัวรับแสงอาจเป็นโฟโตทรานซิสเตอร์, โฟโตเอสซีอาร์, โฟโตไดรแอค หรือ โฟโตรีซิสเตอร์ แสดงดังรูปที่ 2.41 ซึ่งได้แสดงให้เห็นถึงตัวรับแสงแบบต่างๆ ของโซลิตสเตรรี่เลย์ที่ใช้แสงเป็นตัวเชื่อมโยงระหว่างอินพุตและเอาต์พุต นอกจากนี้ยังมีการ

เชื่อมโยงด้วยหม้อแปลงแสดงดังรูปที่ 2.42 ซึ่งในการเชื่อมโยงด้วยหม้อแปลง (TRANSFORMER COUPLING) จะมีการนำสัญญาณอินพุตที่เป็นกระแสตรงมาแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับก่อน หรือนำสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับป้อนเข้าได้โดยตรง ซึ่งจะไม่ใช้สัญญาณจากระบบไฟฟ้ากำลัง (POWER LINE) แต่จะใช้สัญญาณที่มีความถี่สูง เพื่อจะทำให้หม้อแปลงมีขนาดเล็ก ปกติจะนิยมใช้แบบแสงมากกว่า

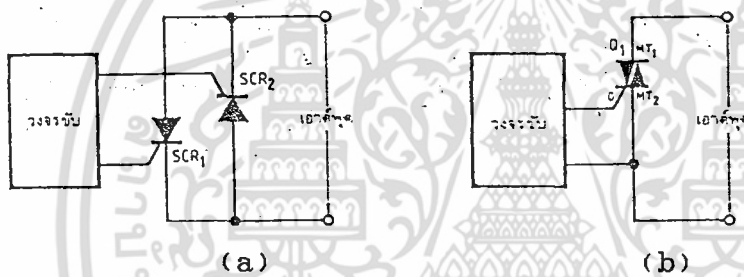


รูปที่ 2.42 การเชื่อมโยงด้วยแสงและด้วยหม้อแปลงในโซลิตส เตอร์ เลย์
(a) การเชื่อมโยงด้วยแสง (b) การเชื่อมโยงด้วยหม้อแปลง

โซลิตส เตอร์ เลย์ โดยทั่วไปจะใช้อินพุตกระแสตรง แต่ถ้าแบบที่ต้องใช้อินพุตเป็นไฟฟ้ากระแสสลับจะต้องมีวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นและมีวงจรกรองต่อเข้าทางด้านอินพุตเพื่อจัดให้ไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง ถ้าต้องการเปลี่ยนจากชนิดอินพุตไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นชนิดอินพุตไฟฟ้ากระแสสลับโดยการเพิ่มวงจรเรียงกระแสและวงจรกรองเข้าทางด้านอินพุต ต้องระวังให้มีสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงจากวงจรเรียงกระแสเรียบพอควร แรงดันที่ขณะใดขณะหนึ่งต้องไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันสูงที่สุดที่มีนำกระแส (Maximum Turn-on Voltage) ของโซลิตส เตอร์ เลย์ปกติมีค่า 3 โวลต์ และในชนิดที่มีอินพุตเป็นกระแสตรงจะต้องมีแรงดันอินพุตระหว่าง 3 ถึง 32 โวลต์ เพื่อกระตุ้นให้ทำงาน แต่ชนิดนี้ต้องการอินพุตที่เป็นไฟฟ้ากระแสสลับนั้นจะมีแรงดันระหว่าง 90 ถึง 280 V_{rms}



รูปที่ 2.43 แสดงสวิตช์ในโซลิตสเตตรีเลย์เอาท์พุทไฟฟ้ากระแสตรงโดย
ใช้ทรานซิสเตอร์แบบ NPN (a) แบบสองขั้ว (b) แบบสามขั้ว



รูปที่ 2.44 แสดงสวิตช์ในโซลิตสเตตรีเลย์เอาท์พุทไฟฟ้ากระแสสลับ โดย
ใช้เอสซีอาร์และไทรแอก (a) เอสซีอาร์ (b) ไทรแอก

โซลิตเตตรีเลย์ชนิดเอาท์พุทไฟฟ้ากระแสตรงมักใช้สวิตช์ทางด้านเอาท์พุท
เป็นทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์หรือมอสเฟต ส่วนในชนิดเอาท์พุทไฟฟ้ากระแส
สลับสวิตช์ทางด้านเอาท์พุทมักจะเป็นเอสซีอาร์ซึ่งต่อแบบขนานกลับขั้ว หรือเป็น
ไทรแอก แสดงด้วรูปที่ 2.43 และ 2.44 ตามลำดับ

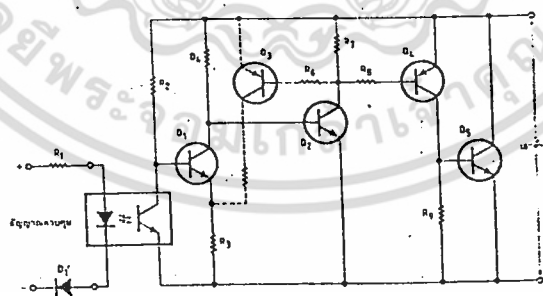
ในโซลิตเตตรีเลย์เอาท์พุทไฟฟ้ากระแสสลับบางชนิดจะมีวงจรบังคับการ
สวิตช์เข้าสู่ภาว่นำกระแสของรีเลย์ให้เกิดขึ้นที่จุดที่มีแรงดันกระแสสลับมีค่าใกล้
ศูนย์ การทำงานของวงจรในลักษณะนี้เรียกว่าการสวิตช์แบบตัดข้ามศูนย์
(ZERO VOLTAGE SWITCHING หรือ ZERO CROSSING) แสดงดังรูปที่ 2.42

เมื่อทำการสวิตช์แรงดันกระแสสลับจะสวิตช์ที่จุดที่แรงดันมีค่าไม่เกิน +15 โวลต์ จากยอดเมื่อมีการทำงานแบบตัดข้ามศูนย์ ข้อดีของการทำงานแบบนี้คือทำให้ กำลังไฟฟ้าที่โหลดได้รับไม่เพิ่มขึ้นทันทีทันใด ซึ่งทำให้เกิดคลื่นรบกวนแม่เหล็ก ไฟฟ้า (EMI) น้อยลงมาก

นอกจากนั้นยังช่วยลดขนาดของกระแสพุ่งเข้า (INRUSH CURRENT) ซึ่ง มักมีค่าสูงในโหลดแบบไส้ (INCANDESCENT LAMP)

การสวิตช์เข้าสู่ภาวะไม่นำกระแสของไทรลิตส เตตริ์ เลย์ชนิด เอาก์พุทไฟฟ้า กระแสสลับจะเป็นไปที่จุดซึ่งกระแสไหลเป็นศูนย์เสมอ เนื่องจากคุณสมบัติ ของเอสซีอาร์ (หรือไตรแอก) จะหยุดนำกระแสเอง เมื่อกระแสที่ไหลผ่านตัว เองมีค่าต่ำกว่ากระแสยึด (HOLDING CURRENT) การทำงานในลักษณะนี้จะ ช่วยกำจัดแรงดันเหนี่ยวนำกลับ (INDUCTIVE VOLTAGE KICKBACK) ซึ่งจะ ทำให้ไทรลิตส เตตริ์ เลย์ เสียได้

วงจรไทรลิตส เตตริ์ เลย์ชนิด เอาก์พุทและอินพุทไฟฟ้ากระแสตรงแสดงดังรูป ที่ 2.45 จะมีตัวต้านทาน R_1 ทางด้านอินพุทมีไว้จำกัดกระแสใน LED ส่วน ไดโอด D_1 มีไว้เพื่อป้องกัน LED ในกรณีสัญญาณอินพุทกลับขั้วโดยจะมีการ ทำงานคือ ในภาวะที่ไม่ป้อนสัญญาณควบคุมทางด้านอินพุท (หมายถึง ขั้วบวก ของอินพุทต่อลงกราวนด์ หรือปลั๊กขลอย) โฟโตทรานซิสเตอร์จะอยู่ในภาวะไม่นำ

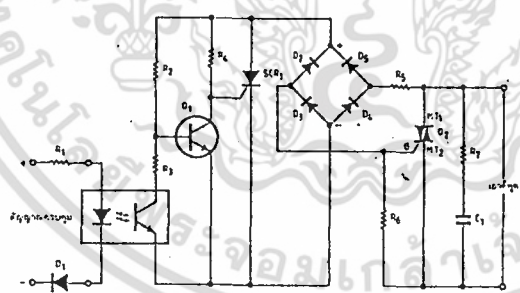


รูปที่ 2.45 วงจรแบบหนึ่งของไทรลิตส เตตริ์ เลย์ เอาก์พุทไฟฟ้ากระแสตรง

กระแสทำให้ Q_1 ถูกไบอัสให้อยู่ในภาวะนำกระแสจะทำให้ Q_2 ถึง Q_5 อยู่ในภาวะไม่นำกระแส ทำให้ไทรลิตส เตตริ์ เลย์อยู่ในภาวะไม่นำกระแสด้วย

เช่นกัน เมื่อมีการป้อนสัญญาณที่มีขนาดแรงดันสูงพอ เข้าทางด้านอินพุท โฟโตทรานซิสเตอร์จะเข้าสู่สภาวะนำกระแส ซึ่งจะทำให้ Q_1 อยู่ในภาวะไม่นำกระแส Q_2 ถึง Q_5 และตัวรีเลย์นั้นก็จะอยู่ในภาวะนำกระแส ทรานซิสเตอร์ Q_3 จะเป็นตัวป้อนกลับเพื่อช่วยเร่งการสวิตช์จากภาวะนำกระแส หรือกลับกันอย่างรวดเร็ว ในกรณีที่มีสัญญาณควบคุมเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ เพื่อให้ ทรานซิสเตอร์ทางด้านเอาต์พุท Q_5 ไม่ต้องทำงานในพื้นที่แอคทีฟ (ACTIVE REGION) นานเกินไปในระหว่างการสวิตช์

โซลิตส เตตริ เลย์ ชนิด เอาท์พุท ไฟฟ้ากระแสสลับ แสดงดังรูปที่ 2.46 R_1 และ D_1 ทางด้านอินพุททำหน้าที่ป้องกัน LED เช่นเดียวกับรูปที่ 2.45 การทำงานของวงจรในรูปที่ 2.46 เป็นดังนี้คือ เมื่อไม่มีสัญญาณอินพุทโฟโตทรานซิสเตอร์จะอยู่ในภาวะไม่นำกระแส ทำให้ Q_1 อิ่มตัวและนำกระแส ดังนั้นจึงไม่มีสัญญาณให้ SCR ทำให้ SCR ไม่นำกระแสและแรงดันคร่อม R_2 จะต่ำจนไม่พอที่จะทำให้ไตรแอคทางด้านเอาต์พุททำงาน ดังนั้นโซลิตส เตตริ เลย์ จะอยู่ในภาวะไม่นำกระแส ในทางกลับกันเมื่อมีสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่เหมาะสม เข้าทางด้านอินพุท โฟโตทรานซิสเตอร์จะเปลี่ยนไปอยู่ในภาวะนำกระแส



รูปที่ 2.46 แสดงวงจรโซลิตส เตตริ เลย์ เอาท์พุท ไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งทำงานแบบตัดข้ามศูนย์

การออกแบบค่า R_2 และ R_3 จะทำให้ Q_1 นำกระแสอยู่ต่อไปจนกว่าแรงดันจากทางด้านโพลดซึ่งเป็นแรงดันกระแสสลับจะมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ที่จุดเวลาถัดไปที่แรงดันนี้จะมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ การนำกระแสของโฟโตทรานซิสเตอร์

จะทำให้ Q_1 เข้าสู่ภาวะหยุดนำกระแสชั่วคราว แต่ก็นานเพียงพอที่จะทำให้ SCR_1 ถูกทริกจนเข้าสู่ภาวะนำกระแส ขณะนี้ทางด้านเอาต์พุตจะถูกลัดวงจร ซึ่งจะ ทำให้ SCR_1 หยุดนำกระแสจนกว่ากระแสไหลกลับเป็นศูนย์ ที่จุดไตรแอกนั้นจะหยุดนำกระแสและถูกจุดชนวนให้นำกระแสใหม่อีกทันที ซึ่งจะทำซ้ำทุกๆครึ่งคาบของไฟฟ้ากระแสสลับ R_7 และ C_1 ทางด้านเอาต์พุตคือวงจรสแน็บเบอ (SNUBBER) ที่มีเพื่อป้องกันไม่ให้อัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันต่อการเปลี่ยนแปลงของเวลา (dV/dt) ที่ไตรแอกมีค่าสูงเกินไป และยังช่วยป้องกันแรงดันกระชากด้วย ในการใช้งานต้องติดตั้งบนแผ่นระบายความร้อนเพราะจะมีการสูญเสียทางด้านเอาต์พุต

2.5.3 คุณสมบัติทางด้านเอาต์พุต

กระแสไหลสูงสุด (Maximum Load Current) กระแสสูงสุดที่โซลิตสเตตริ์เลย์สามารถทนได้ ขึ้นอยู่กับความสามารถในการระบายความร้อนคือ กระแสที่ทนได้อาจต่ำกว่าค่าที่กำหนด โดยจะขึ้นอยู่กับแผ่นระบายความร้อนที่เลือกใช้

กระแสไหลต่ำสุด (Minimum Load Current) กระแสไหลต้องมีค่าไม่ต่ำกว่านี้ซึ่งโซลิตสเตตริ์เลย์จะทำงานได้ ค่านี้จะขึ้นอยู่กับค่ากระแสยึดของเอสซีอาร์ หรือไตรแอกทางด้านเอาต์พุต

แรงดันทรานเซียนเกิน (Transient Over Voltage) หมายถึงแรงดันกระชากชั่วคราวที่โซลิตสเตตริ์เลย์สามารถทนได้ในขณะที่อยู่ในภาวะไม่นำกระแส โดยไม่ทำให้เกิดความเสียหายหรือทำงานผิดพลาด แรงดันที่สูงกว่าค่านี้อาจทำให้วงจรสวิตช์จากภาวะไม่นำกระแสไปสู่ภาวะนำกระแสเองได้ระยะชั่วคราวนี้จะสามารถทนต่อแรงดันนี้ได้มากโดยจะมีค่าประมาณ 2 - 3 วินาที

กระแสกระชากสูงสุด (ไม่ต่อเนื่อง) (Maximum Surge Current) เป็นกระแสกระชากสูงสุดที่โซลิตสเตตริ์เลย์สามารถทนได้โดยไม่เกิดความเสียหายในเวลาที่กำหนด (มักจะเป็น 1 คาบของไฟฟ้ากระแสสลับ) ค่าที่ระบุมักจะเป็นค่า PEAK ซึ่งไม่ใช่ค่าอาร์เอ็มเอส ขณะที่ถูกรบกวนด้วยกระแสกระชากไม่เกินค่านี้

กระแสเกินสูงสุด(ไม่ต่อเนื่อง) (Maximum Over Current) มี
ความหมายคล้ายๆ กับค่ากระแสกระชากสูงสุด(ไม่ต่อเนื่อง) แต่กำหนดเป็น
ค่าอาร์เอ็มเอส 1 วินาที ซึ่งจะไม่ทำให้โซลิดสเตตรีเลย์เสียหาย ก็ต่อเมื่อ
กระแสไม่เกิดขึ้นซ้ำอีกในระยะเวลาใกล้เคียงกัน

แรงดันสูงสุดที่จุดศูนย์ที่ทำให้นำกระแส (Maximum Zero-Voltage
TURN ON) หมายถึงค่าแรงดันสูงสุด (ค่า peak) ที่ด้านเอาต์พุตขณะที่
โซลิดสเตตรีเลย์อยู่ในภาว่นำกระแสครั้งแรกภายหลังที่เริ่มได้รับสัญญาณกระตุ้น
สิ่งให้นำกระแส ค่านี้เป็นตัวบอกว่าการสวิตช์ครั้งแรกของรีเลย์จะเบี่ยงเบน
ไปจากจุดตัดข้ามศูนย์มากน้อยเพียงใด

แรงดันสูงสุดแบบต่อเนื่องที่ทำให้นำกระแส (Maximum Peak
Sensitivity Turn-on Voltage) เหมือนกับค่าที่กล่าวไปก่อนหน้านี้แล้ว
แต่เป็นค่าชั่วขณะหนึ่งก่อนการสวิตช์เข้าสู่ภาว่นำกระแสครั้งต่อไปในแต่ละครั้ง
คาบต่อมา ในขณะที่โซลิดสเตตรีเลย์ยังคงได้รับสัญญาณกระตุ้นอยู่ค่านี้จะกำหนด
จาก Data Sheet

อัตราการเปลี่ยนแรงดันต่อเวลาต่ำสุดที่ยังไม่นำกระแส(คงที่) (Minimum
off-Stage dv/dt) เป็นค่าอัตราการเพิ่มแรงดันที่ด้านเอาต์พุตของโซลิด
สเตตรีเลย์เอาต์พุตไฟฟ้ากระแสสลับ โดยไม่ทำให้ตัวรีเลย์สวิตช์เข้าสู่ภาว
การนำกระแสเองทั้งที่ยังไม่ได้รับสัญญาณกระตุ้น ค่านี้จะถูกกำหนดโดยคอมมิว
เตตติ้ง (COMMUTATING) dv/dt ของไดรแอกที่ด้านเอาต์พุต

2.5.4 คุณสมบัติทางด้านอินพุต

ช่วงแรงดันควบคุม (Control Voltage Range) คือช่วงแรงดัน
ด้านอินพุตที่สามารถรักษาโซลิดสเตตรีเลย์ให้อยู่ส่นภาว่นำกระแส ผู้ผลิตจะ
ระบุไว้ด้วยเสมอว่าเป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรง หรือ ไฟฟ้ากระแสสลับ

แรงดันย้อนกลับสูงสุด (Maximum Reverse Voltage) เป็น
ค่าแรงดันกลับขั้วสูงสุดทางด้านอินพุตที่โซลิดสเตตสามารถทนได้ ค่านี้เป็นค่า
สูงสุดของช่วงแรงดันควบคุมจะเป็นตัวกำหนดขีดจำกัดล่างและบน ตามลำดับของ
แรงดันอินพุตที่ตัวรีเลย์ยอมรับได้โดยไม่เกิดการเสียหาย

แรงดันต่ำสุดที่ยังไม่น่ากระแส (Minimum Turn-off Voltage) ค่านี้บางทีก็เรียกว่าแรงดันตกคร่อม (Drop out Voltage) จะดูได้จาก Data Sheet ว่าถ้าป้อนแรงดันอินพุตเท่ากับหรือน้อยกว่าค่านี้แล้ว ไชลิสเตอร์รีเลย์ต้องสวิทช์เข้าสู่ภาวะไม่น่ากระแส อาจถือได้ว่าค่านี้เป็นค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวนทางด้านอินพุตที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ โดยที่รีเลย์ทำงานไม่ผิดพลาด

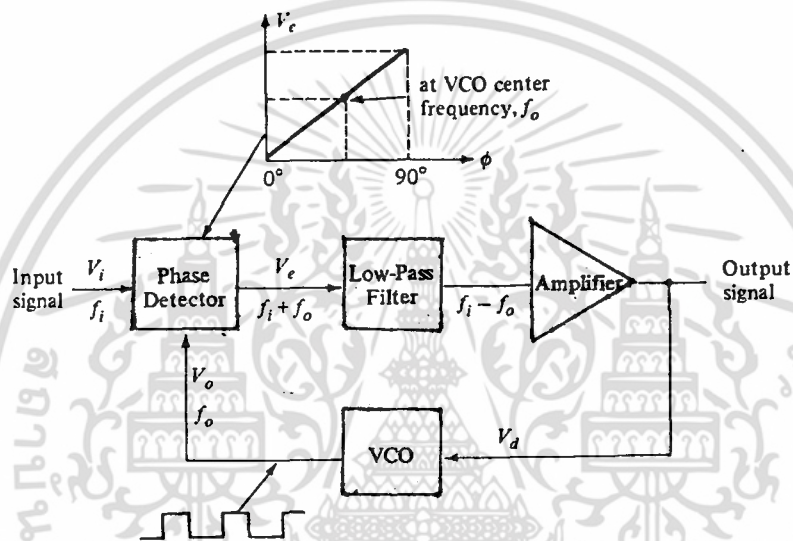
เวลาสูงสุดที่ใช้ในการนำกระแสหรือไม่น่ากระแส (Maximum Turn-on (Turn-off) TIME) หมายถึงค่าหน่วงเวลา (Time Delay) สูงสุดที่เกิดขึ้น ก่อนที่ไชลิสเตอร์รีเลย์จะเข้าสู่ภาวะนำกระแส (หรือไม่น่ากระแส) ที่นับจากเวลาที่ได้รับสัญญาณกระตุ้น

2.6 เฟสล็อกลูป

เฟสล็อกลูป (PHASE - LOCKED LOOP , PLL) เป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ประกอบไปด้วยตัวตรวจสอบเฟส , ตัวกรองความถี่ต่ำ และแรงดันควบคุมการออสซิลเลต แสดงดังรูปที่ 2.47 ในการประยุกต์ใช้งาน PLL นั้นปกติจะใช้เป็น (1) เครื่องสังเคราะห์ความถี่ ที่จะทำให้อาศัยสัญญาณความถี่อ้างอิงได้หลายค่า (ยกตัวอย่างความถี่พาหะสำหรับหลายๆ channel ของ CITIZEN BAND (CB) หรือแถบความถี่ที่ใช้ติดต่อทางทะเล ซึ่งสามารถจะสร้างได้โดยใช้คริสตัลควบคุมความถี่ และค่าที่มีหลายๆค่า จะใช้ PLL) (2) โครงสร้างของการดีมอดดูเลตสัญญาณ FM สำหรับการทำงานของ FM ด้วยค่าที่เป็นเชิงเส้นอย่างสมบูรณ์ ระหว่างสัญญาณความถี่อินพุต และแรงดันที่เอาต์พุต (3) การดีมอดดูเลตในการส่งข้อมูล 2 ค่า หรือความถี่พาหะในการส่งข้อมูลดิจิทัล โดยใช้การทำงานของ FREQUENCY - SHIFT KEYING (FSK) และ (4) การเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้างๆของพื้นที่ทั้งหมดในโมเดม เช่น ตัวรับของเครื่องวัดระยะของวัตถุที่อยู่ห่างจากผู้สังเกต และตัวส่ง, ตัวถอดรหัสเสียง , ตัวตรวจรับสัญญาณ FM และตัวกรองสัญญาณที่เป็นแถบ

สัญญาณอินพุต (V_1) และที่มาจาก VCO V_0 นั้นจะถูกนำมาเปรียบเทียบกับวงจรเปรียบเทียบกับเฟส (จากรูปที่ 2.47) จะให้แรงดันที่

เอาท์พุท V_o ซึ่งจะแสดงความแตกต่างของเฟสระหว่างสัญญาณ 2 สัญญาณ แรงดันนี้จะป้อนให้ตัวกรองความถี่ต่ำผ่านที่จะให้แรงดันเอาท์พุท (จะมีการขยายถ้าจำเป็น) ซึ่งจะเป็นแรงดันเอาท์พุทจาก PLL และจะถูกใช้เป็นแรงดันท้ายสุดเพื่อจะมอดดูเลตความถี่ของ VCO ในการทำงานแบบลูปปิดของวงจรจะทำให้ได้ความถี่ของ VCO มีค่าเปลี่ยนไปกับความถี่อินพุท



รูปที่ 2.47 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกกลูอย่างพื้นฐาน

2.6.1 การทำงานของ PLL

พื้นฐานการทำงานของวงจรในรูปที่ 2.47 จะอ้างอิงถึง ชั้นแรกนั้น ต้องพิจารณาการทำงานของลูปที่เกิดการล็อก (ความถี่ของสัญญาณอินพุทและความถี่ของ VCO จะมีความถี่เดียวกัน) เมื่อสัญญาณความถี่ที่อินพุทมีค่าเหมือนกับความถี่จาก VCO ไปที่ตัวเปรียบเทียบ แรงดัน V_d เป็นค่าเอาท์พุทที่มีค่าที่ต้องการ เพื่อคงให้ VCO ยังมีการล็อกด้วยสัญญาณอินพุท จากนั้น VCO จะให้เอาท์พุทของสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีแอมพลิจูดที่คงที่ที่ความถี่ของอินพุท การทำงานที่ดีที่สุดจะเกิดขึ้นเมื่อความถี่กลางของ VCO (f_c) ถูกตั้งด้วยค่ากลางของแรงดันไฟตรง ในช่วงที่มีการทำงานเชิงเส้นการขยายนั้นจะปรับที่

แรงดันไฟตรงจากเอาต์พุตของวงจรรองความถี่ เมื่อเกิดการล็อกสัญญาณ 2 สัญญาณ ที่ตัวเปรียบเทียบซึ่งจะมีความถี่เดียวกัน ความแตกต่างของเฟสที่คงที่ระหว่างสัญญาณ 2 สัญญาณ จะเป็นผลมาจากการกำหนดแรงดันไฟตรงจะทำให้ VCO ในช่วงความถี่ที่การยึดและล็อกนั้น แรงดันนี้จะให้ความถี่ที่ VCO ที่ตรงกับอินพุต

เมื่อลูปพยายามที่จะทำการล็อกนั้น จะมีการเปรียบเทียบค่าเอาต์พุตโดยตัวเปรียบเทียบเฟส ดังนั้นลูปจึงมีการล็อกระหว่างสัญญาณอินพุตและ VCO

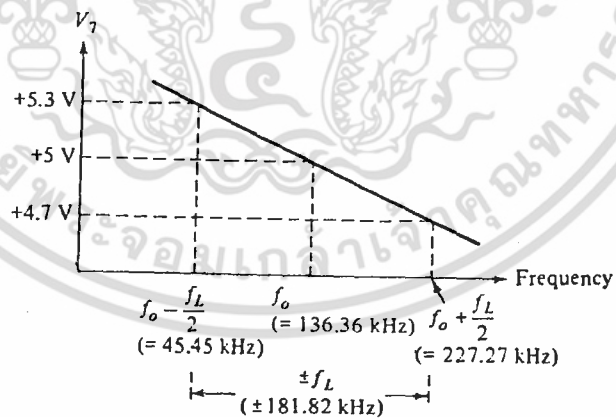
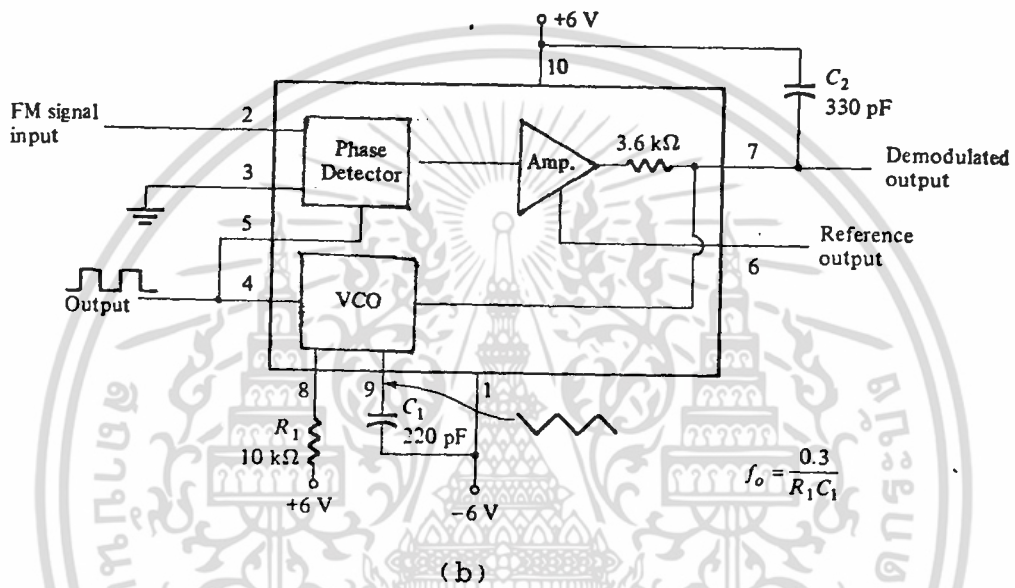
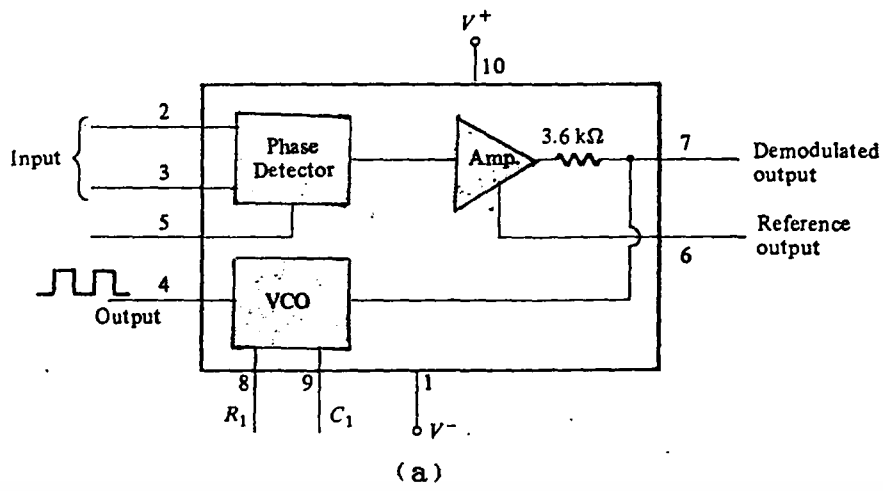
2.6.2 การประยุกต์

PLL นั้นจะมีการประยุกต์ใช้งานได้หลายแบบในช่วงกว้างๆ ปกติจะนิยมประยุกต์ใช้งานเป็น (1) การดีมอดดูเลตความถี่ (2) เครื่องส่งเคราะห์ความถี่ (3) ตัวถอดรหัส FSK ซึ่งจะอธิบายได้ดังนี้

2.6.2.1 การดีมอดดูเลตความถี่

การดีมอดดูเลต FM หรือการตรวจสอบนั้นสามารถทำได้โดยตรง ถ้าความถี่ศูนย์กลางที่ถูกเลือกหรือออกแบบให้มีค่าเท่ากับความถี่พาหะของ FM , ตัวกรอง หรือแรงดันเอาต์พุตในวงจรรูปที่ 2.48 ซึ่งจะถูกลูกเลือกใช้เป็นแรงดันของความถี่ของสัญญาณ วงจร PLL นั้นจะทำงานเป็น IF STRIP (INTERMEDIATE - FREQUENCY STRIP) , LIMITER และตัวดีมอดดูเลตที่ใช้เป็นตัวรับของสัญญาณ FM

PLL ที่นิยมใช้กันคือ 565 (แสดงดังรูปที่ 2.48 (a)) ใน 565 จะประกอบไปด้วย ตัวตรวจเฟส , ตัวขยาย และ VCO ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุภายนอก R_1 และ C_1 จะถูกใช้เป็นตัวเซทอย่างอิสระ หรือเป็นความถี่ศูนย์กลางของ VCO ตัวเก็บประจุภายนอกอื่นๆนั้นจะใช้ C_2 เป็นตัวตั้งตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน และเอาต์พุตของ VCO จะต้องต่อกับด้านหลังของอินพุตเป็นตัวตรวจสอบเฟส เพื่อจะทำให้ PLL ทำงานเป็นลูปปิด สำหรับชนิด 565 นี้จะใช้แหล่งจ่าย 2 ตัว คือ V^+ และ V^-



รูปที่ 2.48 แสดงเฟสล็อกที่ใช้ 565 (a) วงจรภายในของ 565 (b) การต่อวงจรใช้งาน (c) กราฟแสดงการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PLL เบอร์ 565 ที่ต่อเป็นตัวดีมอดดูเลตสัญญาณ FM แสดงดังรูปที่ 2.48 นั้น ตัวต้านทาน R_1 และตัวเก็บประจุ C_1 จะตั้งไว้ที่ความถี่อิสระ f_o โดยที่

$$f_o = 0.3 / (R_1 C_1) \quad (49)$$

โดย $2 \text{ k ohm} \leq R_1 \leq 30 \text{ k ohm}$ ช่วงของการล็อกจะเป็น

$$f_L = \pm 8 f_o / V \quad (50)$$

สำหรับแรงดันของแหล่งจ่ายที่ $V = 6 \text{ v}$ ช่วงของการล็อกจะเป็น

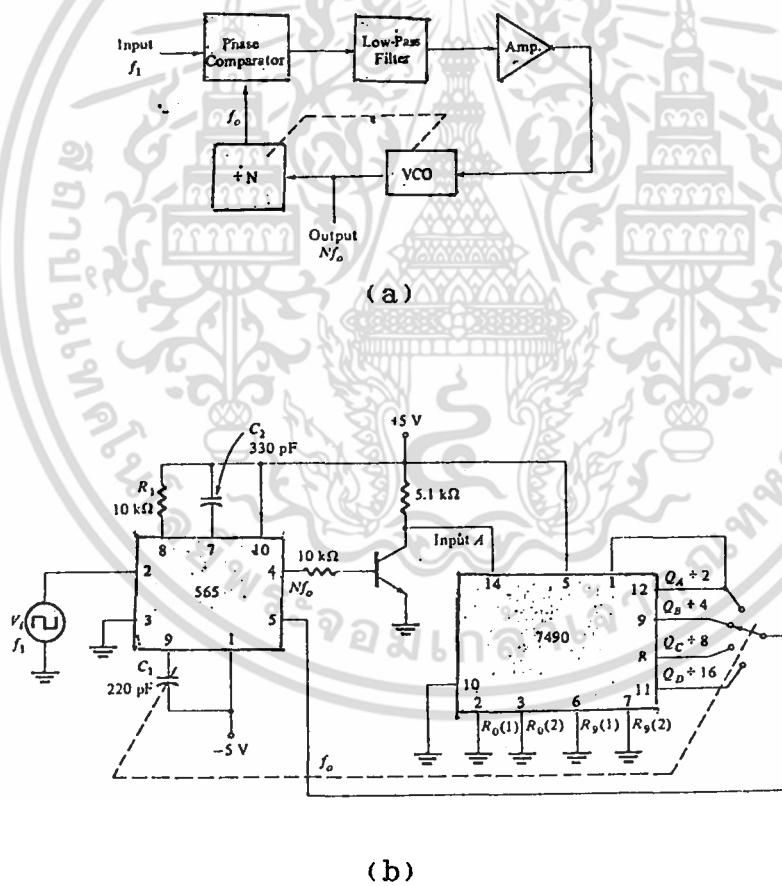
$$f_o = \pm (1/2\pi) \sqrt{(2\pi f_L) / (R_2 C_2)} \quad (51)$$

สัญญาณที่ขา 4 จะเป็นคลื่นรูปสี่เหลี่ยม อินพุตนั้นจะเป็นผลกับแรงดันเอาต์พุตที่ขา 7 ที่จะเปลี่ยนไปกับระดับแรงดันไฟตรงที่ตั้งไว้กับสัญญาณอินพุตที่ f_o รูปที่ 2.48 จะแสดงเอาต์พุตที่ขา 7 ที่เป็นฟังก์ชันของสัญญาณความถี่ที่อินพุตของแรงดันไฟตรงที่ขา 7 ซึ่งจะเป็นความสัมพันธ์เชิงเส้นกับความถี่ของสัญญาณอินพุตแรงดันเอาต์พุตจะถูกดีมอดดูเลตสัญญาณที่เปลี่ยนไปกับความถี่ช่วงของการทำงาน

2.6.2 การสังเคราะห์ความถี่

การสังเคราะห์ความถี่สามารถสร้างได้จาก PLL ดังรูปที่ 2.49 ตัวแบ่งความถี่จะเป็นค่าระหว่างเอาต์พุตของ VCO และตัวเปรียบเทียบเฟส ดังนั้นสัญญาณของลูปที่เปรียบเทียบจะเป็นความถี่ที่ f_o เมื่อเอาต์พุต VCO เป็น Nf_o เอาต์พุตจะเป็นการล็อกความถี่อินพุตของลูปหลายๆค่าสัญญาณอินพุตสามารถถูกทำให้เกิดเสถียรภาพโดยคริสตัลที่ f_1 สำหรับผลของเอาต์พุต VCO ที่ Nf_1 เมื่อลูปถูกตั้งไว้ให้ล็อกที่ความถี่มูลฐาน (เมื่อ $f_1 = f_o$) รูปที่ 2.49 จะแสดงถึงตัวอย่างของการใช้ PLL เบอร์ 565 ซึ่งเป็นความถี่

หลายๆค่า และใช้ 7490 เป็นตัวแบ่งอินพุท V_1 ที่ความถี่ f_1 จะถูกเปรียบเทียบกับอินพุท (ความถี่ f_0) ที่ขา 5 ค่าเอาต์พุทที่ $Nf_0 < 4f_0$ ในตัวอย่างที่แสดงนั้นจะต่อผ่านวงจรรีโวลูเตอร์เพื่อจ่ายอินพุทที่ขา 14 ของ 7490 สัญญาณที่ขา 4 ของ PLL จะมีค่าเป็นสัดส่วนของความถี่เมื่อลูบยังล็อกอยู่ เมื่อ VCO สามารถเปลี่ยนได้เพียงอย่างเดียวตลอดช่วงที่จำกัด จากความถี่ศูนย์กลาง ซึ่งอาจจะจำเป็นต้องเปลี่ยนความถี่ VCO เมื่อค่าในการแบ่งถูกเปลี่ยน วงจร PLL จะล็อกความถี่เอาต์พุท VCO ได้เป็น N เท่าของความถี่อินพุท จึงจำเป็นต้องมีการปรับ f_0 ใหม่เพื่อให้อยู่ในช่วงล็อกและยึด ลูปที่ปิดนี้จะเป็นผลให้เอาต์พุทของ VCO เป็น Nf_1 ที่มีการล็อก

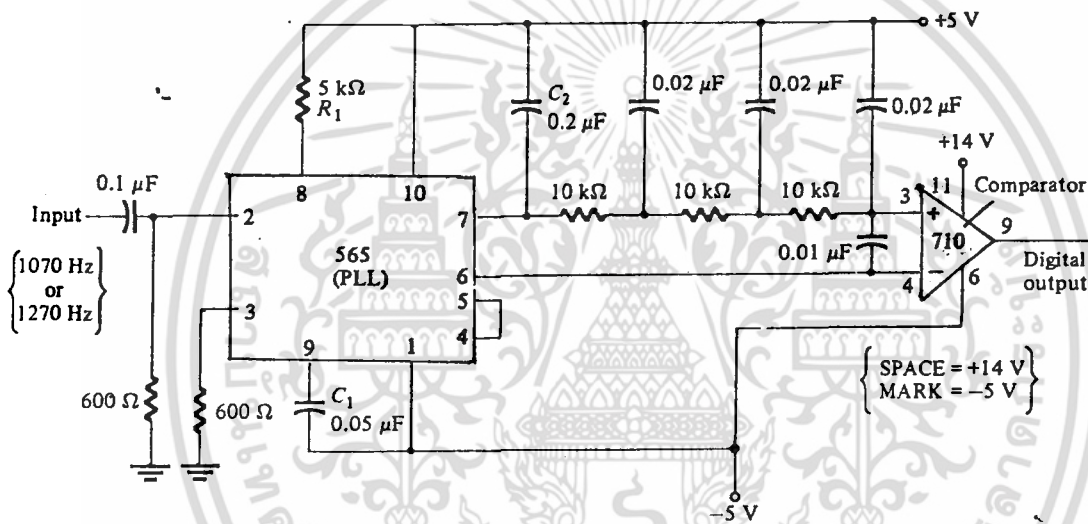


รูปที่ 2.49 แสดงตัวสังเคราะห์ความถี่ (a) บล็อกไดอะแกรม (b) ใช้

PLL 565

2.6.3 ตัวถอดรหัส FSK

ตัวถอดรหัส FSK (Frequency - Shift Key) สามารถใช้ 565 ต่อเป็นวงจรได้ดังรูปที่ 2.50 ตัวถอดรหัสนี้จะรับสัญญาณพาหะความถี่ 1 ค่าจากที่ส่งมา 2 ค่า คือ 1270 Hz หรือ 1070 Hz แสดงได้จากระดับลอจิกที่ระดับต่ำ (-5 โวลต์) หรือระดับสูง (+14 โวลต์) สัญญาณที่ปรากฏที่อินพุตนั้นจะทำให้ลูบมีการลื่นความถี่และทำการแตร็ก (track) ค่าความถี่ระหว่างค่าทั้ง 2 ค่านั้น ซึ่งจะขึ้นกับสัญญาณไฟตรงที่เลื่อนไป



รูปที่ 2.50 แสดงการต่อ 565 เป็นตัวถอดรหัส FSK

ตัวกรองแบบ RC แลตเตอร์ (ส่วนของ $C = 0.02 \mu\text{F}$ และ $R = 10 \text{ k ohm}$) จะเป็นตัวเลื่อนผลของความถี่ทั้งหมด โดยจะมีการปรับความถี่อิสระด้วย R_1 ดังนั้นระดับแรงดันไฟตรงที่เอาท์พุท (ขา 7) จะเหมือนกับที่ขา 6 จากนั้นอินพุทที่ความถี่ 1070 Hz จะเป็นตัวขับแรงดันที่เอาท์พุทของตัวถอดรหัสให้มีระดับเป็นบวกที่มากขึ้น และจะขับสัญญาณที่ดิจิตอลที่เอาท์พุทให้มีระดับที่สูง (เป็นศูนย์ หรือ +14 โวลต์) และอินพุทที่ความถี่ 1270 Hz นั้นจะขึ้นกับการขับเอาท์พุทของสัญญาณไฟตรงของ 565 ที่มีค่าเป็นบวกน้อยกว่ากับสัญญาณดิจิตอลที่เอาท์พุทซึ่งมีการหยุดและมีระดับต่ำ (เป็นลบ หรือ -5 โวลต์)

บทที่ 3

การทำงานของเครื่องควบคุมทางสายไฟกระแสสลับ

เครื่องควบคุมทางสายไฟกระแสสลับที่สร้างขึ้นนี้มีส่วนประกอบหลักอยู่ 2 ส่วน คือ ส่วนส่งสัญญาณควบคุม (TRANSMITTER) และส่วนรับสัญญาณเพื่อทำการควบคุม (RECEIVER AND CONTROLLER)

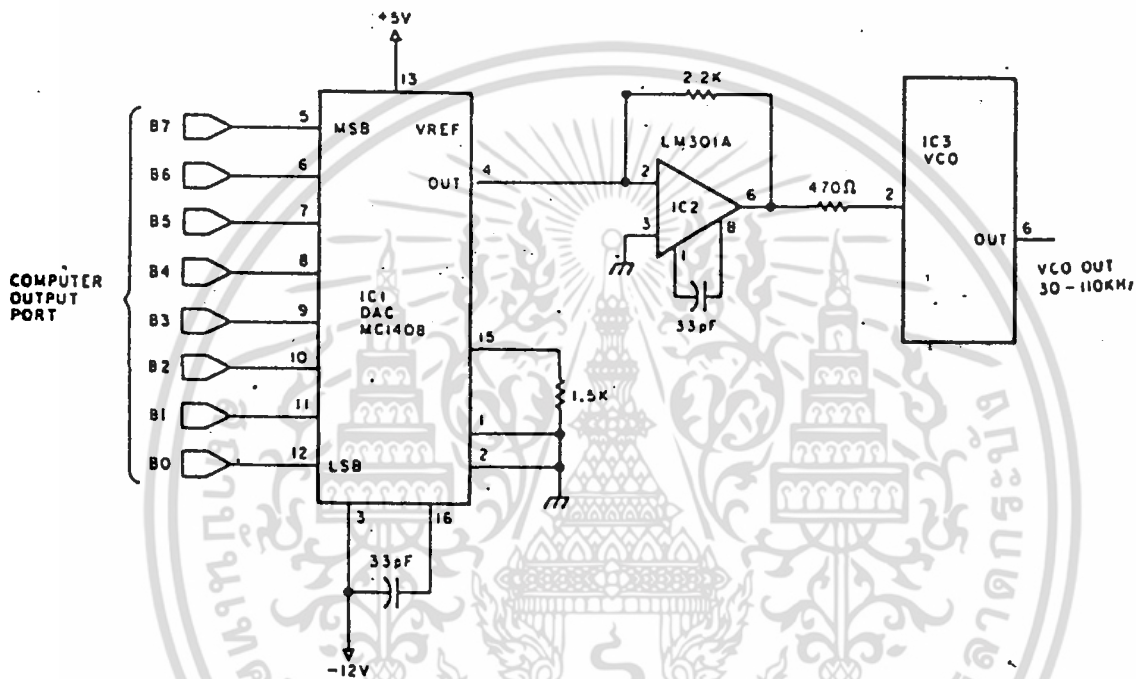
3.1 ส่วนส่งสัญญาณควบคุม (TRANSMITTER)

วิธีที่ใช้ในการส่งสัญญาณควบคุมคือระบบการควบคุมกระแสพาร์ท ในการออกแบบโดยใช้ความถี่ 2 ค่า สำหรับแต่ละช่องควบคุมโดยความถี่แรกทำให้อุปกรณ์เปิด และความถี่ที่ต่างกันใช้ในการปิดอุปกรณ์ แบนวิดท์ (BANWIDTH) ของแต่ละช่องควบคุมประมาณ 8 kHz ดังนั้นถ้าตัวส่งมีช่วงความถี่อยู่ระหว่าง 30 kHz ถึง 110 kHz ซึ่งมีช่องกว้างเท่ากับ 80 kHz เมื่อเอา 80 kHz ทหารด้วย 8 kHz จะเท่ากับ 10 ช่องสัญญาณควบคุมที่เป็นอิสระจากกัน จากนั้นเอา 8 kHz มาจัดเป็น 2 ช่วงความถี่ที่แยกจากกัน โดยช่วงความถี่แรกทำให้อุปกรณ์เปิด และช่วงความถี่ที่สองทำให้อุปกรณ์ปิด ตัวอย่างเช่น ถ้าให้ช่องควบคุมที่ 1 มีความถี่ 35 kHz ถึง 43 kHz เราจะแบ่งช่วงความถี่นี้ออกเป็น 2 ส่วน และเลือกความถี่กลางของแต่ละส่วนเพื่อใช้ในการเปิดและปิดอุปกรณ์ของช่องควบคุมที่ 1 ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ 35 kHz และ 39 kHz ตามลำดับ ช่องควบคุมต่อไปจะมีความถี่อยู่ในช่วง 43 kHz ถึง 51 kHz ซึ่งความถี่กลางในการควบคุมการเปิดและปิดอุปกรณ์จะมีค่าเป็น 43 kHz และ 47 kHz ตามลำดับ ในขณะที่ตัวรับแต่ละตัวตรวจจับความถี่แยกจากกัน 4 kHz 2 ความถี่ นั่นคือตัวรับจะต้องแยกความถี่ได้อย่างน้อย 4 kHz ในกรณีที่ช่องควบคุมมีมากกว่า 2 ช่อง ตัวรับก็ควรจะสามารถในการแยกความถี่ได้ดียิ่งขึ้น ในระบบที่ใช้ 2 ช่องควบคุมควรเลือกช่วงความถี่ที่ห่างกันมากๆ เพื่อความปลอดภัย นั่นคือช่องควบคุมที่ 1 ควรใช้ช่วง 35 kHz ถึง 43 kHz และช่องควบคุมที่ 2 ควรเลือกช่วง 83 kHz ถึง 91 kHz (โดยส่งความถี่ 83 kHz และ 87 kHz ออกไป) ในการสร้างเครื่องส่งสัญญาณในการควบคุมครั้งนี้ได้ออกแบบให้มีการควบคุมเป็น 2 ประเภท คือ ควบคุมด้วยคอมพิวเตอร์ (COMPUTER CONTROL) ควบคุมโดยตรง (MANUAL CONTROL)

(โดยส่งความถี่ 83 kHz และ 87 kHz ออกไป) ในการสร้างเครื่องส่งสัญญาณในการควบคุมครั้งนี้ ได้ออกแบบให้มีการควบคุมเป็น 2 ประเภท คือ ควบคุมด้วยคอมพิวเตอร์ (COMPUTER CONTROL) ควบคุมโดยตรง (MANUAL CONTROL)

3.1.1 โหมดของการควบคุม

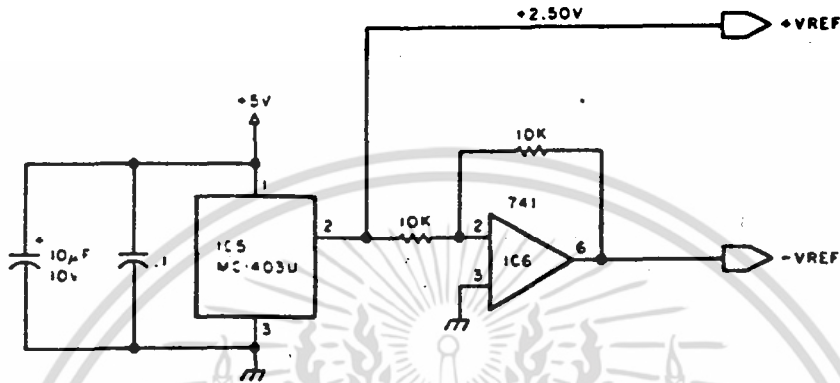
3.1.1.1 การควบคุมด้วยคอมพิวเตอร์



รูปที่ 3.1 แสดงวงจรสร้างสัญญาณควบคุมทางสายไฟกระแสสลับที่มีการควบคุมด้วยคอมพิวเตอร์

ในการควบคุมการปิดเปิดอุปกรณ์ที่ใช้การควบคุมด้วยคอมพิวเตอร์นี้ ส่วนของการสร้างสัญญาณ จะใช้หลักการของการออสซิลเลตควบคุมด้วยแรงดันไฟฟ้า สร้างเป็นแหล่งกำเนิดความถี่โปรแกรมได้ แสดงดังรูปที่ 3.1 โดย IC₁, IC₂ และ IC₃ เป็นอุปกรณ์หลักของวงจรออสซิลเลตควบคุมด้วยแรงดัน (VCO) เมื่อ IC₁ คือตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก (DIGITAL TO ANALOG CONVERTER, DAC) แบบ 8 บิต ที่ให้กระแสเอาต์พุตที่สัมพันธ์กับข้อมูลดิจิทัลที่อินพุต จากนั้นกระแสเอาต์พุตจะถูกแปลงเป็นแรงดัน โดย

IC₂ เพื่อจ่ายให้กับอินพุทของ IC₃ ซึ่งเป็นแหล่งกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน (VCO) ที่ความถี่เอาต์พุทของมันจะสัมพันธ์กับแรงดันอินพุท



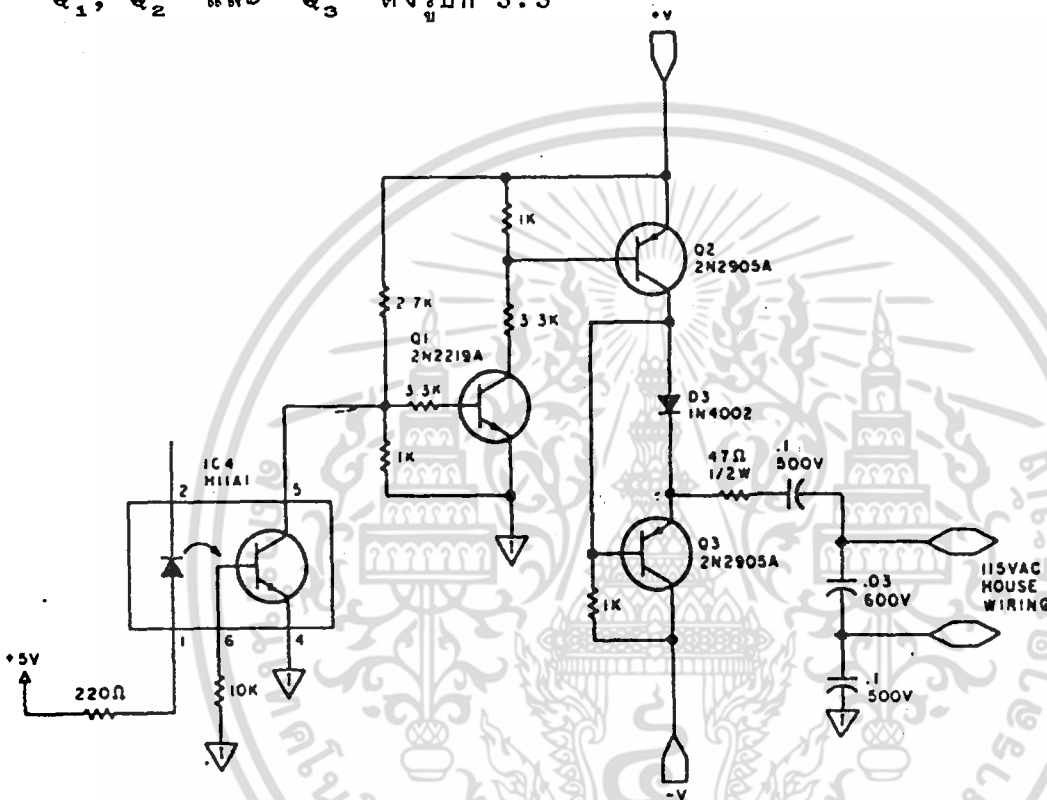
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรแหล่งจ่ายแรงดันอ้างอิง + 2.50 V สำหรับวงจรในรูปที่ 3.1

เนื่องจากแหล่งกำเนิดความถี่แบบอนาลอกนี้มักจะมีปัญหาด้านเสถียรภาพ นั่นคือปัญหาเสถียรภาพของความถี่ แต่ก็ยังมีวิธีแก้ปัญหานี้ได้โดยการใช้แรงดันอ้างอิง และองค์ประกอบในการกำหนดคาบเวลาของการสั่น โดยใช้ IC₅ และ IC₆ สร้างแรงดันอ้างอิงดังรูป 3.2 และใช้ตัวเก็บประจุชนิดโพลีสไตรีน (polystyrene) ความคลาดเคลื่อนต่ำในส่วนของแรงดันควบคุมการออสซิลเลตก็สามารถแก้ปัญหานี้ได้

จากแหล่งกำเนิดความถี่โปรแกรมได้ เมื่อเราเลือกความถี่อยู่ในช่วง 30kHz ถึง 110kHz การเปลี่ยนความถี่ที่เอาต์พุททำได้ง่าย ๆ โดยการเปลี่ยนรหัสของตัวเปลี่ยนสัญญาณจากดิจิทัลเป็นอนาลอก ช่วงความถี่ 80kHz ของ VCO จะมีความถี่เพิ่มขึ้นแบบไม่ต่อเนื่อง 256 ค่า โดยสันนิษฐานว่าอินพุทและเอาต์พุทเป็นเชิงเส้นซึ่งกันและกัน ซึ่งแต่ละค่าที่เพิ่มขึ้นจะมีค่า

80000/256 หรือประมาณ 300 Hz นั้นหมายถึง ถ้าค่ารหัสดิจิตอลแบบ ไบนารีของอินพุต 00000000 ให้เอาท์พุทเป็นความถี่ 30,000 Hz ดังนั้น ถ้าอินพุตเป็น 00000001 เอาท์พุทจะเปลี่ยนไปเป็น 30,300 Hz

เมื่อได้ความถี่ที่ต้องการส่งแล้ว สิ่งที่จะกล่าวถึงต่อไปคือ การส่งสัญญาณ ที่สร้างขึ้นนี้เข้าไปในสายไฟกระแสสลับ ในส่วนของการส่งจะประกอบด้วย IC₄, Q₁, Q₂ และ Q₃ ดังรูปที่ 3.3



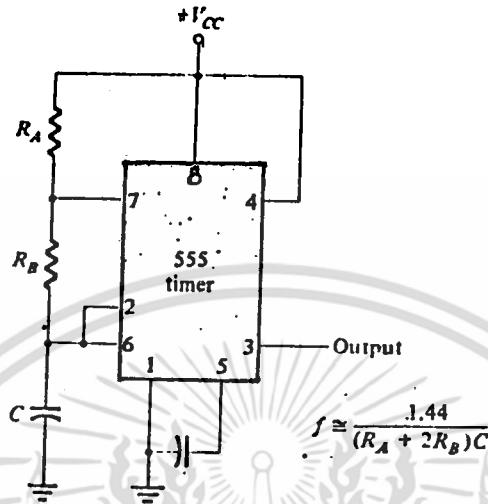
รูปที่ 3.3 แสดงการส่งสัญญาณควบคุมเข้าไปในสายไฟกระแสสลับ

ทรานซิสเตอร์ทั้ง 3 จะเป็นตัวขยายกำลัง โดยกำลังที่ได้จะเพียงพอที่จะครอบคลุมพื้นที่ทั้งหมดภายในบ้านพักอาศัย โดยใช้การแบ่งแยกด้วยแสง (OPTO ISOLATE) จะช่วยป้องกันความเสียหายของส่วนสร้างความถี่อื่นเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงอย่างกะทันหันของแรงดันไฟสลับ

3.1.1.2 การควบคุมโดยตรง

การควบคุมโดยตรงจะใช้อุปกรณ์ที่มีเสถียรภาพค่อนข้างสูง คือใช้ไอซีฐานเวลา 555 (TIMER IC 555) ในการสร้างความถี่ที่จะใช้ในการควบคุม

การปิด เปิดอุปกรณ์ โดยแต่ละช่องควบคุมจะใช้วงจรฐานเวลาที่สร้างควมถี่ต่างกัน 2 วงจร ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรฐานเวลาของไอซี 555 ที่ใช้สร้างควมถี่ในการควบคุมการปิดเปิดอุปกรณ์

การควบคุมโดยวิธีนี้ทำได้ง่าย ๆ คือการกดสวิตช์เพื่อจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงให้กับวงจรฐานเวลาที่กำหนดให้สร้างควมถี่ที่ต้องการ ตัวอย่างเช่น ช่องควบคุมที่ 1 ให้ควมถี่ 35 kHz และ 39 kHz ควบคุมการเปิดและปิดอุปกรณ์ตามลำดับ ดังนั้นวงจรฐานเวลาที่ให้สร้างสัญญาณในการควบคุมในช่องควบคุมที่ 1 จะต้องสร้างควมถี่ 35 kHz และ 39 kHz ในแต่ละวงจรของวงจรทั้งสองในรูปที่ 3.4 นั้นเช่นกัน

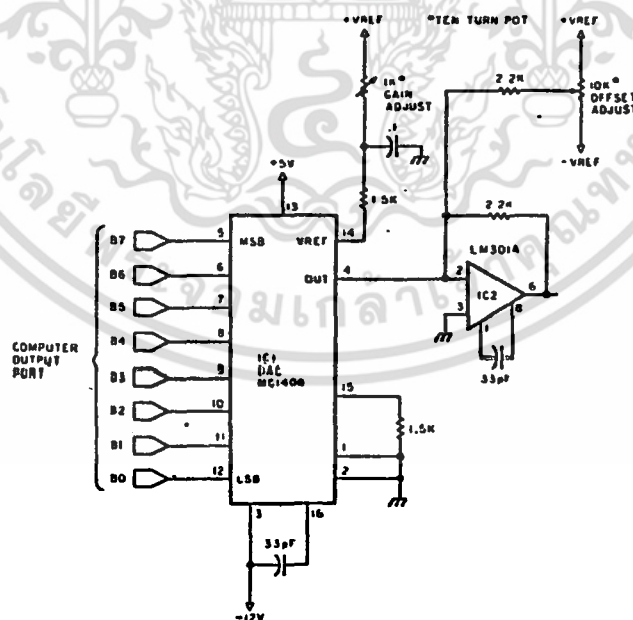
เมื่อได้สัญญาณควมถี่จากวงจรฐานเวลาตามที่ต้องการแล้ว ก็จะทำการคัปปลิงสัญญาณนั้นด้วยอุปกรณ์การแบ่งแยกทางแสง (IC₄ ในรูปที่ 3.4) เช่นเดียวกับกรณีควบคุมด้วยคอมพิวเตอร์ เพื่อทำการขยายกำลังและส่งเข้าไปในสายไฟกระแสสลับต่อไป

3.1.2 การสร้างและทดสอบการทำงาน

3.1.2.1 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก

ในส่วนของการแปลงสัญญาณควบคุมจากดิจิทัลเป็นอนาลอกนั้น จะใช้ไอซีเบอร์ MC 1408 DAC ซึ่งมีอินพุทเป็นข้อมูลดิจิทัลแบบ 8 บิต ข้อมูลส่วนนี้จะได้มาจากเอาต์พุทพอร์ทของคอมพิวเตอร์ ต่อวงจรดังรูปที่ 3.5 ทดลองวัดกระแสเอาต์พุทโดยการเปลี่ยนแปลงข้อมูลดิจิทัลที่อินพุท จากนั้นนำเอาต์พุทของ MC 1408 ทำการขยายสัญญาณและปรับออฟเซต (offset adjust) ด้วยออปแอมป์เบอร์ LM 301A โดยขณะที่ข้อมูลดิจิทัลมีข้อมูลน้อยที่สุดเป็น 00000000 ให้ปรับออฟเซตแอตจัสต์เพื่อให้แรงดันเอาต์พุทเป็น 8.5 โวลต์ และขณะที่ข้อมูลดิจิทัลมีค่าสูงสุดให้ปรับเกนแอตจัสต์ เพื่อให้แรงดันเอาต์พุทเป็น 11.5 โวลต์ ทั้งนี้เพื่อให้เหมาะสมที่จะจ่ายให้กับวงจรในส่วนต่อไป คือวงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่ ซึ่งจะกล่าวต่อไปในหัวข้อ

3.1.2.2 ทดลองเปลี่ยนข้อมูลดิจิทัลที่อินพุทของ MC 1408 แล้วดูเอาต์พุทของขา 6 ของ LM 301A ว่ามีค่าเปลี่ยนแปลงขึ้นเองตามค่าของข้อมูลดิจิทัลหรือไม่

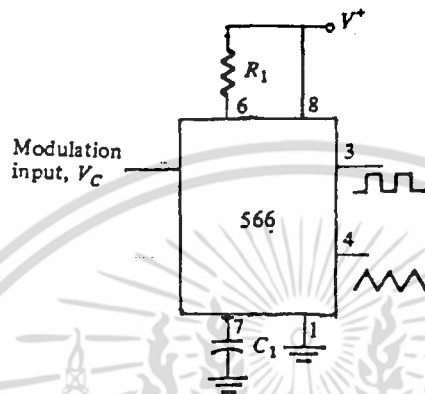


รูปที่ 3.5 แสดงการต่อวงจร

แปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก

3.1.2.2 วงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่

ในส่วนของการแปลงแรงดันอนาล็อกเป็นความถี่นี้ใช้ไอซีเบอร์ LM 566 เนื่องจากเป็นไอซีที่ใช้งานง่าย และสามารถสร้างความถี่ได้ในช่วงที่ต้องการต่อวงจรดังรูปที่ 3.6



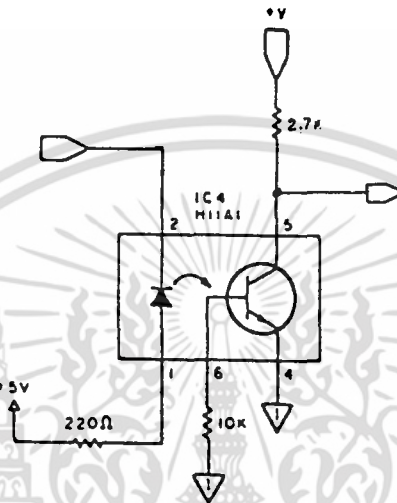
รูปที่ 3.6 แสดงวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นความถี่ โดยใช้ไอซีเบอร์ LM 566

การเลือกค่าของวงจรและขนาดของแรงดันไฟเลี้ยงให้เหมาะสม เพื่อให้ได้ให้ความถี่ในช่วงที่ต้องการจะคำนวณได้จากสูตรที่ให้ไว้ในบทที่ 2 ในที่นี้ยังต้องการความถี่ในช่วง 30 kHz - 110 kHz ดังนั้นเราจะเลือกค่าอุปกรณ์ และขนาดของไฟเลี้ยงดังรูปที่ 3.6 ทดลองป้อนแรงดันค่าต่างๆ เข้าที่อินพุทของวงจร แล้วใช้ออสซิลโลสโคปจับสัญญาณดูที่เอาต์พุทว่ามีการสร้างความถี่เกิดขึ้นหรือไม่ ถ้ามีความถี่เหล่านั้นเปลี่ยนแปลงขึ้นลงตามค่าแรงดันอินพุทหรือไม่

3.1.2.3 การคัปปลิงสัญญาณ

ในการส่งผ่านสัญญาณความถี่จากส่วนของวงจรสร้างความถี่ จากแรงดันไฟฟ้า ซึ่งต้องมีการติดต่อกับคอมพิวเตอร์กับส่วนของการส่งสัญญาณเข้าไปในสายไฟกระแสสลับ ซึ่งเป็นส่วนแรงดันสูง (high voltage) นั้นจะต้อง

คำนึงถึงความปลอดภัยของวงจร กล่าวคือจะต้องแยกสองส่วนนี้ออกจากกัน โดยเด็ดขาด ในที่นี้จึงใช้การส่งผ่านด้วยแสง หรือออปโตคัปปลิง (Opto Coupling) โดยใช้ออปโตคัปเปลอร์ (Opto Coupler) เบอร์ 4N27 ที่มีอินพุทเป็นโฟโตไดโอด และเอาท์พุทเป็นโฟโตทรานซิสเตอร์ แสดงการต่อวงจรใช้งานดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 แสดงการคัปปลิงสัญญาณด้วยแสงโดยใช้ออปโตคัปเปลอร์เบอร์ 4N27

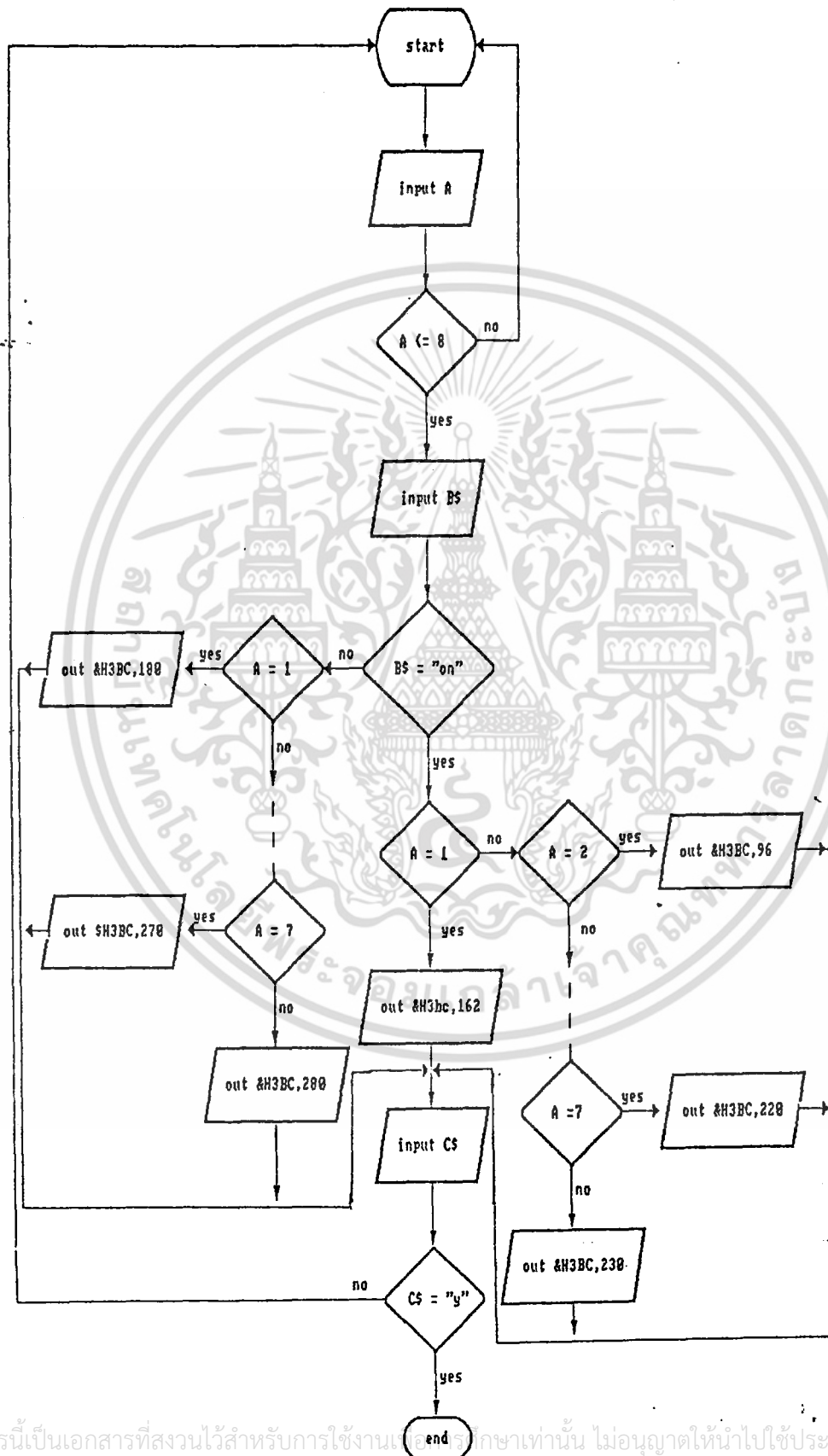
ทดลองป้อนสัญญาณความถี่อินพุทด้วยแหล่งกำเนิดความถี่ (Function Generator) และใช้ออสซิลโลสโคปตรวจสอบดูว่ามีสัญญาณส่งผ่านมาหรือไม่ ข้อสังเกต เนื่องจากออสซิลโลสโคปใช้ระบบกราวด์ร่วมนทั้ง 2 channel และเราจะใช้วงจรนี้เพื่อแยกกราวด์ของวงจร ดังนั้นจึงไม่ควรวัดสัญญาณอินพุทและเอาท์พุทโดยใช้ 2 channel ในเวลาเดียวกัน

3.1.2.4 วงจรขยายและส่งสัญญาณเข้าสายไฟกระแสสลับ

ต่อวงจรดังรูปที่ 3.8 โดยยังไม่ต้องการต่อกับกระแสไฟสลับ ทดลองป้อนสัญญาณด้วยแหล่งกำเนิดความถี่เข้าที่อินพุท แล้วตรวจสอบเอาท์พุทด้วยออสซิลโลสโคป

3.1.3 โปรแกรมสำหรับการควบคุมด้วยคอมพิวเตอร์

3.1.3.1 แผนผังแสดงการควบคุมด้วยคอมพิวเตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน (เอกสาร) ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.3.2 โปรแกรมควบคุม

```
10 CLS
20 PRINT "*****"
30 PRINT "*          AC LINE REMOTE CONTROL          *"
40 PRINT "* Special Project by:                      *"
50 PRINT "*      Viboonrattana To-sanguan            *"
60 PRINT "*      Somchai Songsangtum                    *"
70 PRINT "*          Applied Physic KMITL                *"
80 PRINT "*****"
100 PRINT " "
120 PRINT "WHICH CHANNEL DO YOU WANT TO CONTROL? (1-8) "
140 INPUT A
160 REM A IS THE NUMBER OF THE CHANNEL THAT YOU WANT TO CONTROL
180 IF A <= 8 GOTO 220
200 GOTO 10
220 REM THIS ROUTINE FOR CHECK THE NUMBER OF THE CHANNEL
240 PRINT "DO YOU WANT TO TURN CHANNEL ON OR OFF? (ON/OFF) "
260 INPUT B$
280 REM B$ IS "ON" OR "OFF" CHANNEL THAT YOU WANT TO CONTROL
270 IF B$ = "ON" GOTO 320
300 IF B$ = "OFF" GOTO 460
310 GOTO 580
320 REM THIS ROUTINE TURN CHANNEL A ON
360 REM THIS CONTROLLER IS ATTACHED TO PRINTER PORT
380 REM 162 IS THE DECIMAL ON CODE FOR CHANNEL 1
390 REM 96 IS THE DECIMAL ON CODE FOR CHANNEL 2
```

```

400 IF A = 1 THEN OUT &H3BC ,162
425 IF A=2 THEN OUT &H3BC , 96
430 IF A=3 THEN OUT &H3BC , 170
450 IF A=4 THEN OUT &H3BC , 180
460 IF A=5 THEN OUT &H3BC , 190
480 IF A=6 THEN OUT &H3BC , 200
500 IF A=7 THEN OUT &H3BC , 210
520 IF A=7 THEN OUT &H3BC , 220
540 OUT &H3BC , 230
560 GOTO 580
570 REM THIS ROUTINE TURN CHANNEL A OFF
580 IF A = 1 THEN OUT &H3BC ,180
590 REM THE CONTROLLER IS ATTACHED TO PRINTER PORT
600 REM 180 IS THE DECIMAL OFF CODE FOR CHANNEL 1
610 REM 118 IS THE DECIMAL OFF CODE FOR CHANNEL 2
620 IF A=2 THEN OUT &H3BC , 118
640 IF A=3 THEN OUT &H3BC , 230
660 IF A=4 THEN OUT &H3BC , 240
680 IF A=5 THEN OUT &H3BC , 250
700 IF A=6 THEN OUT &H3BC , 260
720 IF A=7 THEN OUT &H3BC , 270
740 OUT &H3BC , 280
760 PRINT "DO YOU WANT TO CONTROL ANOTHER CHANNEL? (Y/N)"
770 INPUT C$
780 REM C$ IS "YES" OR "NO" FOR CONTROL ANOTHER CHANNEL
790 IF C$ = "Y" GOTO 10
800 END

```

3.2 ส่วนรับสัญญาณเพื่อทำการควบคุม

3.2.1 การรับและการตรวจจับสัญญาณควบคุม

แบ่งการทำงานออกเป็น 3 ส่วน คือ

- ส่วนกรองสัญญาณอินพุท (INPUT FILTER)
- ส่วนตรวจจับสัญญาณควบคุม (TONE DETECTION)
- ส่วนคงค่าเอาต์พุท (OUTPUT LATCH)

3.2.1.1 ส่วนกรองสัญญาณอินพุท

ตัวรับแต่ละตัวจะถูกออกแบบให้อยู่ในช่วงที่จะรับความถี่ 2 ค่า จากตัวส่งค่าหนึ่งใช้ในการเปิดอุปกรณ์และอีกค่าหนึ่งใช้ในการปิดอุปกรณ์ ซึ่งค่าทั้งสองจะต้องใกล้เคียงกันที่จะผ่านส่วนของตัวกรองเดียวกันได้ แต่ต้องไม่ใกล้เคียงจนเกิดการรบกวนกัน เนื่องจากช่วงแบนวิดธ์ของแต่ละช่องควบคุมมีค่า 8 kHz ดังนั้นทั้งสองค่าจะต้องไม่ใกล้กันเกิน 4 kHz พิงก์ชั่นของอินพุทฟิลเตอร์นั้นจะไม่ยอมรับค่าความถี่ไลน์ 50 Hz และทุกๆค่ายกเว้นค่าแบนด์ของแต่ละช่วงที่เท่ากับ 4 kHz ค่าแอมพลิจูดของแต่ละความถี่ที่เปลี่ยนไปจะมีผล เมื่อผ่านฟิลเตอร์แล้ว ค่า 60 Hz นี้ความจริงยังใช้ได้อยู่ และถ้ามีค่าพาสแบนด์จาก 35 kHz ถึง 43 kHz ซึ่งความถี่นี้จะทำให้มีแอมพลิจูดสูงสุด โดยสามารถเลือกสเปกตรัมที่มีแอมพลิจูดสูงสุดได้โดยการปรับค่าของวงจร LC ซึ่งจะเรียกว่าวงจรแบนด์พาส (BANDPASS) ค่าความถี่กลางของวงจร LC ควรจะตั้งไว้ตรงกลางค่าพาสแบนด์ที่ต้องการ เช่นในกรณีพาสแบนด์มีค่า 35 - 43 kHz อินดิเคเตอร์และคาปาซิเตอร์จะถูกเลือกให้ผลิตเรโซแนนซ์ที่ 39 kHz ผลคือได้เป็นพาสซีฟฟิลเตอร์ (PASSIVE FILTER)

การใช้วงจรฟิลเตอร์ LC นั้น จะต้องมีการเปลี่ยนแปลงค่าต่างๆตามตัวส่งในช่วง 30 kHz ถึง 110 kHz รูปที่ 3.10 แสดงลักษณะของวงจรรวม LC และการคำนวณ

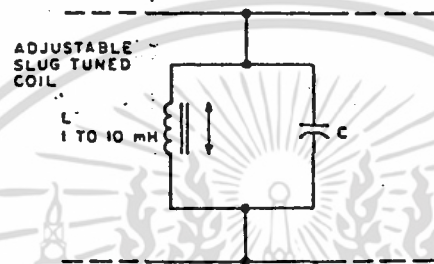
$$f_0 = 1/(2\pi \sqrt{LC})$$

เมื่อ $f_o =$ ความถี่กลาง

L = Henries

C = farads

$2\pi = 6.28$



รูปที่ 3.10 การคำนวณค่าของอินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์ ในวงจรจูนแบบด์ฟาสฟิลเตอร์ที่ใช้ในส่วนอินพุทของตัวรับ

ตัวอย่างการคำนวณเมื่อต้องการ $f_o = 35 \text{ kHz}$

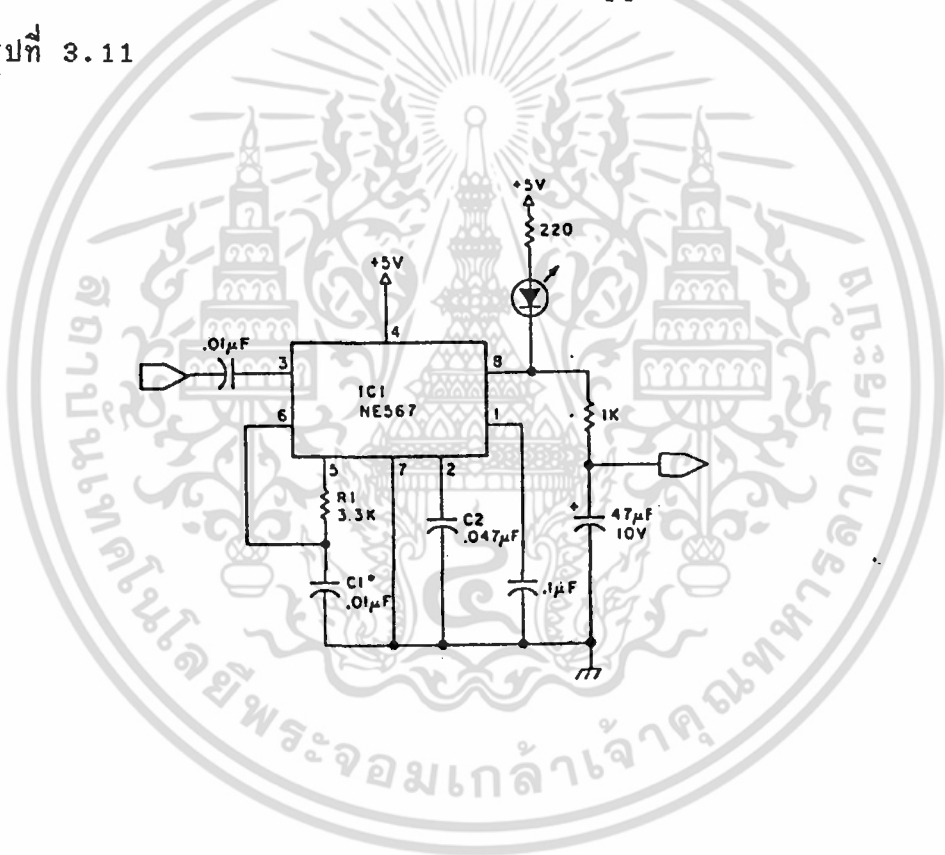
และให้ $C = .01 \mu\text{F}$

ดังนั้น $L = 2 \text{ mH}$

ในการปรับค่าให้ได้ผลดีที่สุด จะต้องเลือกค่าต่างๆของส่วนประกอบตามสมการ ทดลองโดยใช้ออสซิลโลสโคปวัดแรงดันคร่อมวงจร LC แล้วค่อยๆปรับสลักจูนคอยล์ (SLUG-TUNED COIL) จนได้ค่าแรงดันสูงสุดที่ความถี่ที่ต้องการ ซึ่งค่านี้ไม่สามารถวัดได้ด้วยโวลต์มิเตอร์ธรรมดา จะต้องใช้ออสซิลโลสโคปที่มีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์สูง

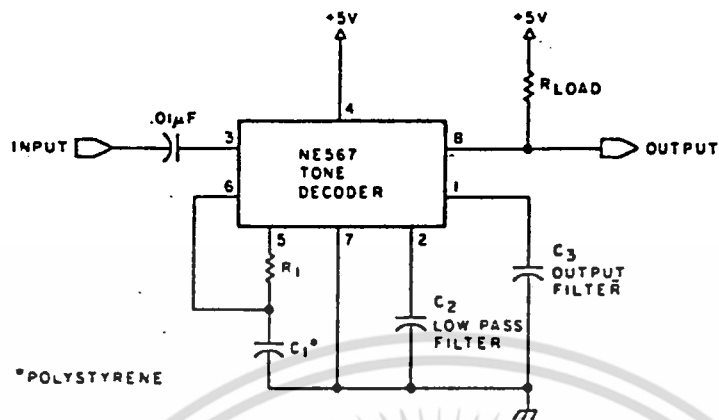
3.2.1.2 ส่วนตรวจจับสัญญาณควบคุม

หัวใจของตัวรับคือตัวตรวจสอบความถี่ 2 ตัว คือ IC₁ และ IC₂ ซึ่งจะปรับให้มีค่าเฉพาะในแต่ละตัว หรือเป็นไปตามแบนด์วิธของช่องควบคุม เช่น สำหรับความถี่ในช่องควบคุมที่ 1 (35 kHz - 43 kHz) โดยจะเลือกให้ IC₁ ตรวจสอบค่าความถี่ที่ประมาณ 35 kHz หรือคือเป็นตัวรับสัญญาณควบคุมการเปิดอุปกรณ์ และ IC₂ จะตั้งให้มากกว่า 4 kHz คือที่ 39 kHz คือเป็นตัวรับสัญญาณควบคุมการปิดอุปกรณ์ LED ที่ต่ออยู่ที่ขา 8 ของไอซีแต่ละตัวใช้เป็นตัวแสดงผลว่ามีการตรวจสอบพบสัญญาณที่ต้องการแล้ว แสดงวงจรดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 แสดงการต่อวงจรตรวจจับความถี่โดยใช้ไอซี 567

ในลักษณะเดียวกับวงจรอินพุทฟิลเตอร์ วงจรตรวจจับความถี่นี้ก็จะเป็นวงจรแบบจูนเช่นกัน นั่นคือจะต้องมีการเลือกค่าของอุปกรณ์ที่เหมาะสมในแต่ละช่องควบคุมต่างๆ กัน



รูปที่ 3.12 แสดงการต่อวงจรตรวจจับความถี่โดยใช้ไอซี 567

จากรูปที่ 3.12 เราสามารถคำนวณหาค่าของอุปกรณ์ต่างๆ ที่มีผลต่อการตรวจจับความถี่ได้ดังนี้คือ

1. เลือกค่า R_1

$$f_o = 1.1 / (R_1 C_1)$$

เมื่อ $f_o =$ ความถี่ที่จะตรวจสอบ (Hz)

$$R_1 = \text{ohms } (1 \text{ k} \leq R_1 \leq 20 \text{ k})$$

$$C_1 = \text{farads}$$

2. เลือกแบนด์วิธให้ต่ำกว่า 2 kHz ของแต่ละความถี่ สำหรับอินพุตที่แอมพลิจูดมากกว่าหรือเท่ากับ 200 mV

$$BW = f_o C_2$$

เมื่อ $f_o =$ ความถี่ตรวจสอบ (Hz)

$$C_2 = \mu F$$

BW = แบนด์วิธ (Hz)

$$3. C_3 = 2C_2 \text{ minimum}$$

ตัวอย่างการคำนวณ

สำหรับ $R_1 = 3.3 \text{ k}$ และ $C_1 = .01 \mu F$

จะได้

$$f_o = 33.3 \text{ kHz}$$

ถ้าให้ $C_2 = .047 \mu F$

จะได้

$$\text{Bandwidth} = 1600 \text{ Hz}$$

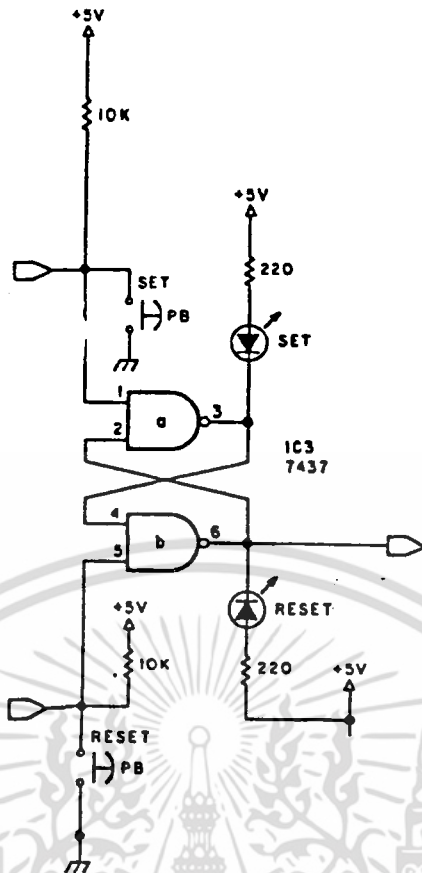
และ

$$C_3 = .1 \mu F$$

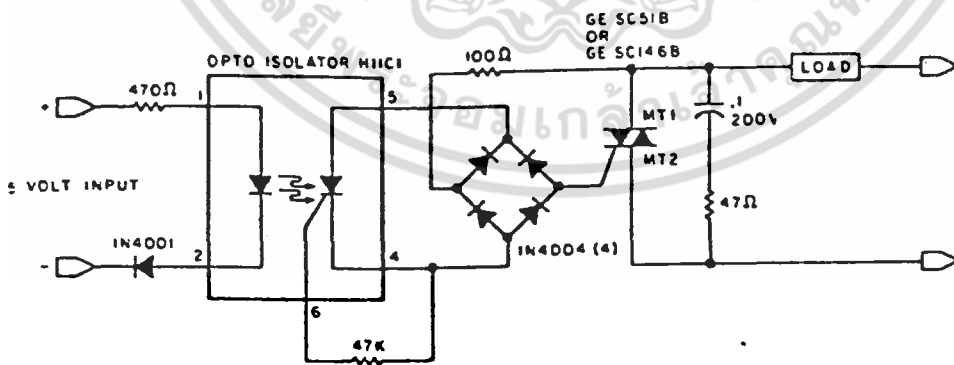
3.2.1.3 ส่วนคงค่าเอาท์พุท

จากวงจรตรวจสอบจับความถี่ในหัวข้อ 3.2.2 เอาท์พุทที่ได้จะถูกส่งต่อให้ กับเซต รีเซตฟลิปฟลอป (SR-FLIPFLOP) ซึ่งสร้างขึ้นจากแนนด์เกต (NAND GATE) 2 ตัว ดังรูปที่ 3.13

ถ้าปุ่มสวิตช์เซตถูกกดหรือ IC_1 ได้รับสัญญาณที่ถูกต้องกรณีใดกรณีหนึ่ง ฟลิปฟลอปจะอยู่ในสถานะเซต และอุปกรณ์เอาท์พุทก็จะทำงาน ซึ่งจะคงอยู่ในสถานะนี้ตลอดไปจนกว่าปุ่มสวิตช์รีเซตจะถูกกด หรือ IC_2 ได้รับสัญญาณรีเซตกรณีใดกรณีหนึ่ง



รูปที่ 3.13 แสดงการต่อเซตรีเซ็ตผลิผลจากแหนด์เกต 2 ตัว เพื่อ
ทำเป็นส่วนแลทซ์เอาก์พุท



รูปที่ 3.14 แสดงโซลิตสเตอร์เลย์แบบเอาก์พุทไฟสลบ 1000 วัตต์

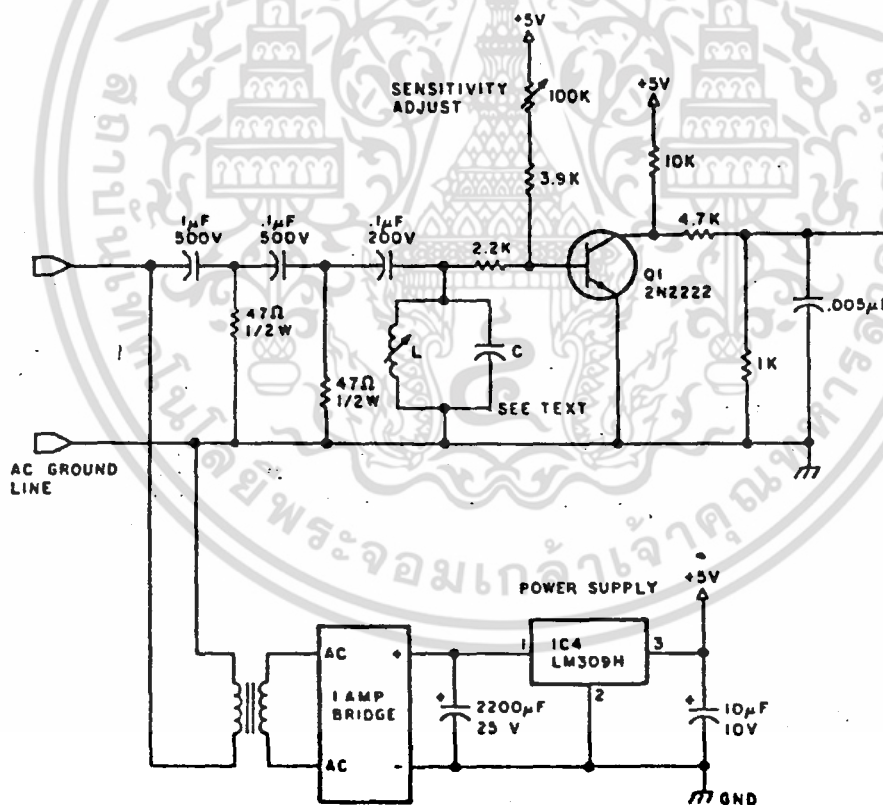
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โซลิตสเตตรีเลย์คืออุปกรณ์เลือกใช้ในการเปิดปิดอุปกรณ์ เนื่องจากมีข้อดีกว่ารีเลย์ทางกลหลายประการ แสดงการสร้างโซลิตสเตตรีเลย์ดังรูปที่ 3.9 ซึ่งเป็นแบบเอาท์พุทไฟสลัป ทนกำลังได้ 1000 วัตต์

3.2.2 การสร้างและทดสอบการทำงาน

3.2.2.1 วงจรอินพุทฟิลเตอร์

เป็นส่วนอินพุทของภาครับสัญญาณควบคุม โดยจะรับเอาสัญญาณความถี่ต่างๆที่ถูกนำมาโดยไฟฟ้ากระแสสลับ (220 v 50 Hz) ซึ่งในความถี่เหล่านั้นจะมีช่องความถี่หนึ่งที่ใช้ควบคุมการเปิด ปิดอุปกรณ์ วงจรอินพุทฟิลเตอร์จะทำหน้าที่กรองเอาความถี่ในช่วงอื่นๆ ที่ไม่ใช่ช่องความถี่สัญญาณควบคุมออกไป พร้อมทั้งจัดรูปร่างและขนาดของสัญญาณให้ดีขึ้น

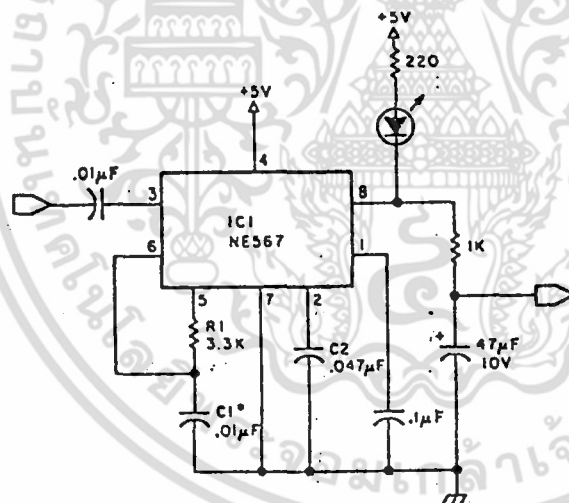


รูปที่ 3.15 แสดงวงจรอินพุทฟิลเตอร์ของเครื่องรับ

ทำการต่อวงจรดังรูปที่ 3.15 โดยยังไม่ต้องต่ออินพุทของวงจรเข้ากับสายไฟกระแสสลับ ทำการป้อนสัญญาณด้วยแหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่ เข้าที่อินพุทของวงจร ใช้ออสซิลโลสโคปตรวจสอบดูสัญญาณเอาต์พุท ทดลองปรับความถี่ของแหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่ แล้วดูเอาต์พุทของวงจรจากออสซิลโลสโคป ต่อจากนั้นให้ทำการทดลองร่วมกับตัวส่งสัญญาณควบคุม โดยใช้แหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่แทนในส่วนของวงจรสร้างความถี่ที่ควบคุมด้วยแรงดัน แล้วทำการทดลองเหมือนเดิม

3.2.2.2 วงจรตรวจจับสัญญาณควบคุม

การตรวจจับความถี่ของสัญญาณควบคุมนั้น จะใช้หลักของเฟสล็อกคูล (Phase Lock Loop, PLL) ในที่นี้จะใช้ไอซีเบอร์ LM 567 ทำการต่อวงจรดังรูปที่ 3.16



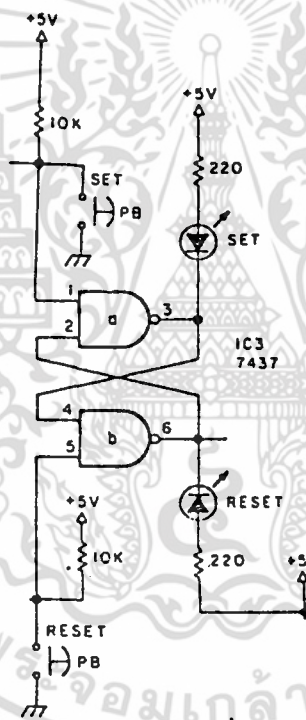
รูปที่ 3.16 แสดงวงจรตรวจจับความถี่โดยใช้ไอซี เฟสล็อกคูลเบอร์ LM 567

ทดลองใช้แหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่ป้อนความถี่ให้กับอินพุทของวงจรในรูปที่ 3.16 โดยให้แอมพลิจูดของสัญญาณต้องไม่มากไปกว่า 1 V_{rms} ปรับ

ความถี่ของแหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่เงิน LED ติดสว่าง อ่านค่าความถี่ที่ใช้
 เปรียบเทียบกับความถี่ที่ได้จากการคำนวณ ทดลองเปลี่ยนค่าของอุปกรณ์ที่
 มีผลต่อการล็อกความถี่ คำนวณค่าความถี่ที่ล็อกได้เปรียบเทียบกับความถี่
 จากแหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่ที่ทำให้ LED ติดสว่าง

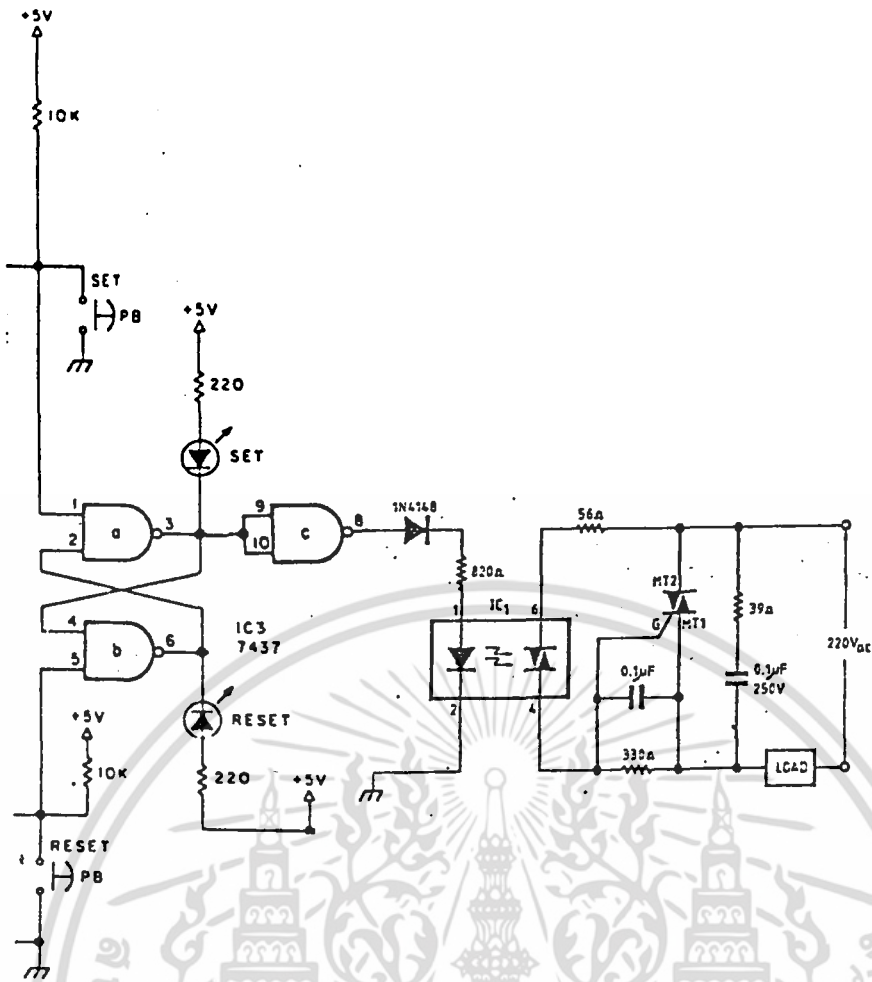
3.2.2.3 วงจรคงค่าเอาท์พุท

เมื่อมีการตรวจจับสัญญาณควบคุมได้แล้ว จะต้องมีการรักษาผลของ
 การรับสัญญาณว่าเป็นคำสั่งสำหรับควบคุมให้อุปกรณ์เปิดหรือปิด ซึ่งเรามักจะ
 นำหลักการทำงานของกรเซท รีเซทฟลิปฟลอป (RS - Flip - Flop)
 มาประยุกต์ใช้ โดยสร้างจากแชนด์เกต 2 ตัว ต่อวงจรดังรูปที่ 3.17



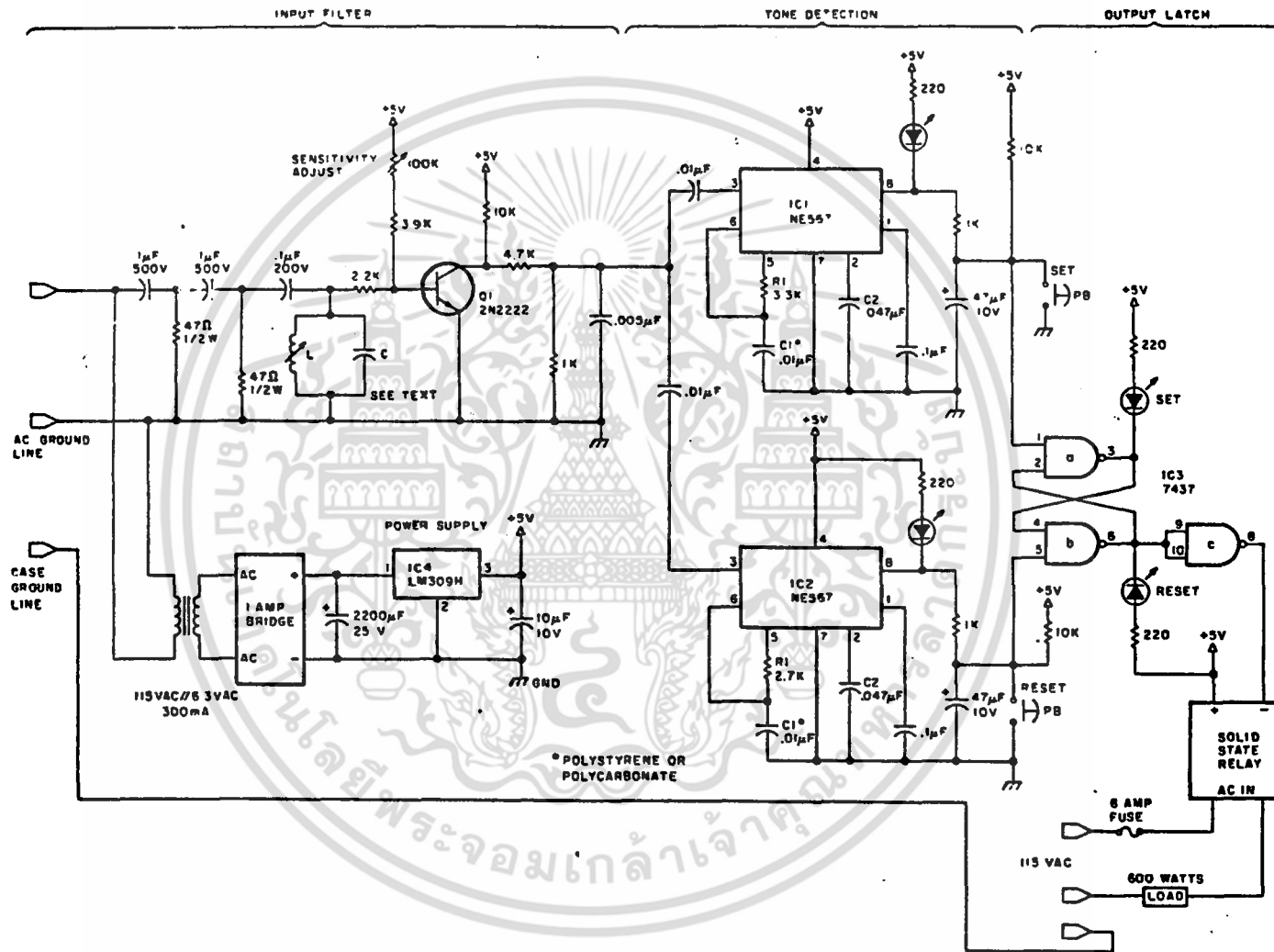
รูปที่ 3.17 แสดงวงจรการคงค่าเอาท์พุทของเครื่องรับสัญญาณควบคุม

ทดลองกดสวิตซ์ เซทและรีเซทสลับไปมา สังเกตผลจากการติดสว่างของ
 LED แต่ละตัว โดยกำหนดให้สวิตซ์ เซทเป็นสวิตซ์สำหรับเปิดอุปกรณ์ และ
 สวิตซ์รีเซทเป็นสวิตซ์สำหรับปิดอุปกรณ์ ต่อวงจรโซลิดสเตตรีเลย์ที่กำหนดให้
 ติดสว่างสัมพันธ์กับสวิตซ์ เซทและรีเซทดังรูปที่ 3.18



รูปที่ 3.18 แสดงวงจรโซลิตสเตรียเออท์พุทกระแสสลับ ต่อร่วมกับวงจรคงค่าเอาท์พุท

ทดลองใช้หลอดไฟเป็นโหลดของวงจร กดสวิตช์ เซทและรีเซทสลับไปมา สังเกตผลการปิด เปิดของหลอดไฟ ต่อวงจรสมบูรณ์ของเครื่องรับสัญญาณควบคุมทางสายไฟกระแสสลับดังรูปที่ 3.19 ทำการทดลองร่วมกับเครื่องส่งสัญญาณควบคุม โดยให้เครื่องรับตอบสนองต่อช่วงความถี่ 35 kHz - 43 kHz สำหรับควบคุมการเปิดหลอดไฟ และความถี่ 39 kHz สำหรับควบคุมการปิดหลอดไฟ สังเกตการเปิด ปิดของหลอดไฟที่ตอบสนองต่อความถี่ควบคุมนี้ๆ



รูปที่ 3.19 แสดงวงจรของเครื่องรับสัญญาณควบคุมทางสายไฟกระแสสลับ

บทที่ 4

ทดสอบการทำงานของเครื่องควบคุมทางสายไฟกระแสสลับ

4.1 เครื่องส่งสัญญาณควบคุม

การทดสอบการทำงานของเครื่องส่งสัญญาณควบคุมทางสายไฟกระแสสลับ ได้แยกการทดสอบออกเป็นขั้นตอน ตามลำดับ คือ

4.1.1 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก

จากการทดสอบวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอก จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณดิจิทัลและสัญญาณอนาลอก ซึ่งมีการจัดออฟเซตเพื่อให้เหมาะสมกับวงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่ (วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน, VCO) แสดงดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก

ข้อมูลดิจิทัล			ข้อมูลอนาลอก
ฐานสิบ	ฐานสิบหก	ฐานสอง	(โวลต์, V)
0	00	00000000	7.00
5	05	0000101	7.08
10	0A	00001010	7.16
15	0F	00001111	7.25
20	14	00010100	7.34
25	19	00011001	7.45
30	1E	00011110	7.55
35	23	00100011	7.63

ตารางที่ 4.1 (ต่อ) แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง อินพุท และ เอาท์พุทของวงจร
แปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาลอก

ข้อมูลดิจิตอล			ข้อมูลอนาลอก (โวลต์, V)
ฐานสิบ	ฐานสิบหก	ฐานสอง	
40	28	00101000	7.73
45	2D	00101101	7.83
50	32	00110010	7.92
55	37	00110111	8.01
60	3C	00111100	8.10
65	41	01000001	8.20
70	46	01000110	8.26
75	4B	01001011	8.36
80	50	01010000	8.46
85	55	01010101	8.54
90	5A	01011010	8.63
95	5F	01011111	8.73
100	64	01100100	8.83
105	69	01101001	8.92
110	6E	01101110	9.01
115	73	01110011	9.10
120	78	01111000	9.20
125	7D	01111101	9.29
130	82	10000010	9.39

ตารางที่ 4.1 (ต่อ) แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง อินพุท และ เอาท์พุทของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก

ข้อมูลดิจิทัล			ข้อมูลอนาลอก (โวลต์, V)
ฐานสิบ	ฐานสิบหก	ฐานสอง	
135	87	10000111	9.48
140	8C	10001100	9.57
145	91	10010001	9.65
150	96	10010110	9.73
155	9B	10011011	9.81
160	A0	10100000	9.89
165	A5	10100101	9.94
170	AA	10101010	9.99
175	AF	10101111	10.04
180	B4	10110100	10.10
185	B9	10111001	10.17
190	BE	10111110	10.25
195	C3	11000011	10.34
200	C8	11001000	10.42
205	CD	11001101	10.50
210	D2	11010010	10.58
215	D7	11010111	10.65
220	DC	11011100	10.74
225	E1	11100001	10.85

ตารางที่ 4.1 (ต่อ) แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง อินพุท และเอาต์พุทของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก

ข้อมูลดิจิทัล			ข้อมูลอนาลอก (โวลต์, V)
ฐานสิบ	ฐานสิบหก	ฐานสอง	
230	E6	11100110	10.94
235	EB	11101011	11.01
240	F0	11110000	11.09
245	F5	11110101	11.17
250	FA	11111010	11.24
255	FF	11111111	11.32

4.1.2 วงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่

จากการทดสอบวงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่ จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เอาต์พุท และแรงดันอินพุท แสดงดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 แสดงความสัมพันธ์ของอินพุทและเอาต์พุทของวงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่

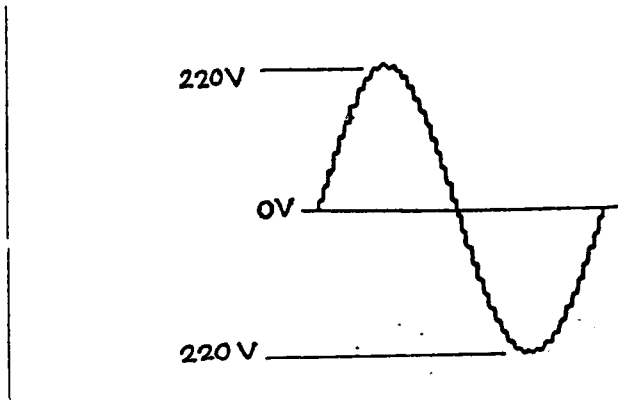
แรงดันอินพุท (โวลต์)	ความถี่เอาต์พุท (กิโลเฮิรตซ์)
8.5	111.11
8.7	106.38
8.9	102.04
9.1	96.15

ตารางที่ 4.2 (ต่อ) แสดงความสัมพันธ์ของอินพุตและเอาต์พุตของวงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่

แรงดันอินพุต (โวลต์)	ความถี่เอาต์พุต (กิโลเฮิรตซ์)
9.3	89.28
9.5	83.33
9.7	76.92
9.9	71.43
10.1	64.52
10.3	58.82
10.5	52.63
10.7	45.45
10.9	38.46
11.1	31.25
11.3	22.72
11.5	14.70

หมายเหตุ ผลการทดลองที่ได้นี้ ได้จากการเลือกให้ $V^+ = 12$ โวลต์ และ $R_1 = 6.7 \text{ k}$, $C_1 = 820 \text{ pF}$

4.1.3 การตีปปลิงและส่งสัญญาณควบคุมเข้าทางสายไฟกระแสสลับ
จากสัญญาณความถี่ที่ได้จากการแปลงแรงดันเป็นความถี่ จะใช้การตีปปลิงสัญญาณด้วย Opto Isolator นำสัญญาณเอาต์พุตมาขยายกำลังแล้วต่อเข้ากับสายไฟกระแสสลับ ใช้ออสซิลโลสโคปตรวจสอบสัญญาณที่ส่งออกไปจากสายไฟกระแสสลับจะได้สัญญาณดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณควบคุมที่ถูกพาไปโดยไฟกระแสสลับ

4.2 เครื่องรับสัญญาณควบคุม

ในส่วนของเครื่องรับสัญญาณควบคุมนี้ ได้ทำการทดสอบเป็นขั้นตอนดังนี้

4.2.1 วงจรตรวจจับความถี่ควบคุม

การทดสอบวงจรตรวจจับความถี่ควบคุม โดยใช้แหล่งกำเนิดความถี่ป้อนสัญญาณความถี่ให้กับอินพุทของวงจร จะได้ค่าของอุปกรณ์ต่างๆที่มีผลต่อการตรวจจับความถี่ของแต่ละความถี่ของสัญญาณความถี่ควบคุม ดังตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.3 แสดงการเลือกค่าของวงจรตรวจจับความถี่ของแต่ละสัญญาณควบคุม

ช่องควบคุมที่		R_1 (ohms)	C_1 (farad)
1	ON	3.3 k	.01 μ
	OFF	920	.03 μ
2	ON	1.2 k	.01 μ
	OFF	390	.03 μ

4.2.2 วงจรตรวจจับความถี่ร่วมกับวงจรคงค่าเอาต์พุตและโซลิด

สเตตริเลย์

เมื่อสามารถกำหนดความถี่ในการตรวจจับเครื่องรับได้แล้ว ทำการต่อวงจรคงค่าเอาต์พุตและโซลิดสเตตริเลย์โดยใช้หลอดไฟเป็นโพลด เมื่อทำการทดลองโดยใช้แหล่งกำเนิดความถี่ส่งความถี่ควบคุมการเปิดให้กับอุปกรณ์ ก็จะ สามารถเปิดหลอดไฟได้ ในทำนองเดียวกันถ้าส่งความถี่ควบคุมการปิดอุปกรณ์ ให้กับวงจรก็สามารถจะปิดหลอดไฟได้

4.3 ระบบควบคุมทางสายไฟกระแสสลับ

จากหัวข้อที่ 4.1 แสดงให้เห็นว่าเราสามารถส่งสัญญาณควบคุมเข้าไปทางสายไฟกระแสสลับได้แล้ว ต่อไปเมื่อทดลองเอาเครื่องรับสัญญาณจากสายไฟกระแสสลับที่ส่วนใดส่วนหนึ่งของห้องที่ทดสอบโดยใช้หลอดไฟเป็นโพลด เมื่อทดลองส่งสัญญาณด้วยความถี่ที่ใช้ควบคุมการเปิดอุปกรณ์ก็สามารถจะเปิดอุปกรณ์ได้ และปิดหลอดไฟได้โดยการส่งสัญญาณที่มีความถี่ที่ใช้ในการควบคุมการปิดอุปกรณ์ จากนั้นเมื่อทดลองเอาเครื่องรับไปรับสัญญาณจากสายไฟกระแสสลับที่ห้องอื่นๆภายในตัวอาคารเดียวกัน ก็จะได้ผลการทดลองเช่นเดียวกับที่รับสัญญาณภายในห้องเดียวกัน

บทที่ 5

บทสรุปและวิจารณ์

บทสรุป

โครงการเครื่องควบคุมทางสายไฟกระแสสลับนี้ เป็นการเพิ่มประโยชน์การใช้งานของสายไฟกระแสสลับและเครื่องคอมพิวเตอร์ โดยนำไปใช้ในการควบคุมการเปิด-ปิดอุปกรณ์ไฟฟ้า จากการทดสอบการทำงานของระบบที่สร้างขึ้น ซึ่งประกอบด้วยเครื่องส่งสัญญาณควบคุม 1 เครื่อง และเครื่องรับสัญญาณเพื่อทำการควบคุม 2 เครื่อง (2 ช่องควบคุม) โดยใช้สัญญาณความถี่ 35 kHz และ 39 kHz ในช่องควบคุมที่ 1 สำหรับเปิดและปิดอุปกรณ์ตามลำดับ และใช้สัญญาณความถี่ 91 kHz และ 95 kHz สำหรับเปิดและปิดอุปกรณ์ในช่องควบคุมที่ 2 ตามลำดับ ผลการทดลองที่ได้คือสามารถส่งและรับสัญญาณควบคุมการเปิดและปิดอุปกรณ์ไฟฟ้าได้ตามต้องการ

สรุปได้ว่าเราสามารถให้สายไฟกระแสสลับในการส่งสัญญาณความถี่ เพื่อควบคุมการเปิดและปิดอุปกรณ์ไฟฟ้าได้ ถ้าสายไฟกระแสสลับนั้นมีการต่อถึงกัน โดยไม่ผ่านหม้อแปลงใดๆ

ปัญหาและข้อเสนอแนะ

เนื่องจากเป็นการใช้ความถี่เป็นสัญญาณในการควบคุม_และใช้เฟสล็อคคู่ในการตรวจจับสัญญาณความถี่นั้น ทำให้มีย่านการใช้งานหรือจำนวนช่องควบคุมน้อยถ้าวงจรเฟสล็อคคู่ที่ใช้มีข้อจำกัดในการเซตแบนด์วิดท์ กล่าวคือความกว้างของแบนด์วิดท์เป็นตัวกำหนดจำนวนช่องควบคุม ข้อเสนอแนะสำหรับกรณีนี้คือ ควรเลือกไอซีเฟสล็อคคู่ที่สามารถเซตแบนด์วิดท์ได้แคบที่สุดเท่าที่จะทำได้ นอกจากนี้ถ้าใช้ความถี่สูงกว่า 100 kHz กำลังของสัญญาณจะลดลงทำให้ส่งสัญญาณได้ไม่ไกลเท่าที่ควร แนวทางแก้ไขคือใช้สัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณควบคุมแทนสัญญาณความถี่ซึ่งเป็นสัญญาณแบบอนาลอก ก็จะสามารถขยายจำนวนช่องควบคุม และเพิ่มระยะทางในการส่งสัญญาณได้

การดำเนินงานในขั้นนี้ เป็นเพียงการศึกษาถึงความเป็นไปได้ของการใช้สายไฟกระแสสลับในการส่งสัญญาณความถี่สำหรับควบคุมการเปิด และปิดอุปกรณ์ไฟฟ้า ในการนำไปใช้งานจริงปัญหาใหญ่ที่จะเกิดขึ้นคือสัญญาณรบกวนที่เกิดจาก

อุปกรณ์ไฟฟ้าบางประเภทซึ่งเป็นปัญหาที่แก้ได้ยาก

โดยอาศัยโครงการที่สร้างขึ้นนี้ เราสามารถเพิ่มความสามารถในการใช้งานจากการควบคุมการเปิดและปิดอุปกรณ์ไฟฟ้า ให้สามารถตั้งเวลาเปิดและปิดอุปกรณ์ด้วยการพัฒนาซอฟต์แวร์ควบคุมระบบ หรือนำไปเชื่อมต่อกับโครงการเครื่องควบคุมทางโทรศัพท์





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1408
MC1508

**EIGHT-BIT MULTIPLYING
 DIGITAL-TO-ANALOG CONVERTER**

designed for use where the output current is a linear product of an eight-bit digital word and an analog input voltage.

- Eight-Bit Accuracy Available in Both Temperature Ranges
 Relative Accuracy: $\pm 0.19\%$ Error maximum
 (MC1408LB, MC1408PB, MC1508LB)
- Seven and Six-Bit Accuracy Available with MC1408 Designated by 7 or 6 Suffix after Package Suffix
- Fast Settling Time - 300 ns typical
- Noninverting Digital Inputs are MTTL and CMOS Compatible
- Output Voltage Swing - +0.4 V to -5.0 V
- High-Speed Multiplying Input
 Slew Rate 4.0 mA/ μ s
- Standard Supply Voltages: +5.0 V and -5.0 V to -15 V

**EIGHT-BIT MULTIPLYING
 DIGITAL-TO-ANALOG
 CONVERTER**

**SILICON MONOLITHIC
 INTEGRATED CIRCUIT**



**L SUFFIX
 CERAMIC PACKAGE
 CASE 620**

**P SUFFIX
 PLASTIC PACKAGE
 CASE 648**



FIGURE 1 - D-to-A TRANSFER CHARACTERISTICS

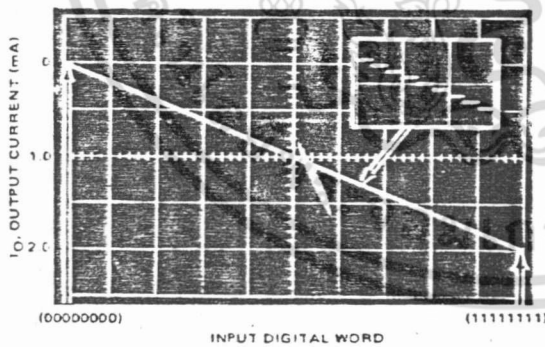
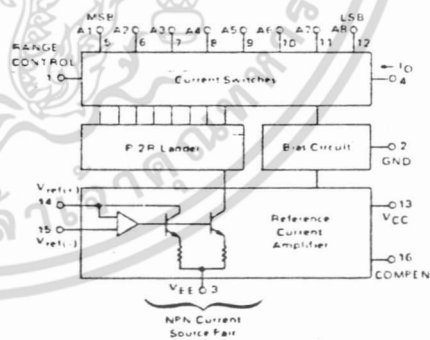


FIGURE 2 - BLOCK DIAGRAM



TYPICAL APPLICATIONS

- Tracking A-to-D Converters
- Successive Approximation A-to-D Converters
- 2 1/2 Digit Panel Meters and DVM's
- Waveform Synthesis
- Sample and Hold
- Peak Detector
- Programmable Gain and Attenuation
- CRT Character Generation
- Audio Digitizing and Decoding
- Programmable Power Supplies
- Analog Digital Multiplication
- Digital-Digital Multiplication
- Analog Digital Division
- Digital Addition and Subtraction
- Speech Compression and Expansion
- Stepping Motor Drive

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1408, MC1508

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

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V _{CC} V _{EE}	+5.5 -16.5	V _{dc}
Digital Input Voltage	V ₅ thru V ₁₂	0 to +5.5	V _{dc}
Applied Output Voltage	V _O	+0.5, -5.2	V _{dc}
Reference Current	I ₁₄	5.0	mA
Reference Amplifier Inputs	V ₁₄ , V ₁₅	V _{CC} , V _{EE}	V _{dc}
Operating Temperature Range MC1508 MC1408 Series	T _A	-55 to +125 0 to +75	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = +5.0 V_{dc}, V_{EE} = -15 V_{dc}, $\frac{V_{ref}}{R_{14}} = 2.0$ mA, MC1508LB, T_A = -55°C to +125°C, MC1408L Series, T_A = 0 to +75°C unless otherwise noted. All digital inputs at high logic level.)

Characteristic	Figure	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Relative Accuracy (Error relative to full scale I _O) MC1508LB, MC1408LB, MC1408PB MC1408P7, MC1408L7, See Note 1 MC1408P6, MC1408L6, See Note 1	4	E _r	-	-	±0.19 ±0.39 ±0.78	%
Settling Time to within ±1/2 LSB (includes t _{PLH}) (T _A = +25°C) See Note 2	5	t _S	-	300	-	ns
Propagation Delay Time T _A = +25°C	5	t _{PLH} , t _{PHL}	-	30	100	ns
Output Full Scale Current Drift		TCI _O	-	-20	-	PPM/°C
Digital Input Logic Levels (MSB) High Level, Logic "1" Low Level, Logic "0"	3	V _{IH} V _{IL}	2.0 -	-	- 0.8	V _{dc}
Digital Input Current (MSB) High Level, V _{IH} = 5.0 V Low Level, V _{IL} = 0.8 V	3	I _{IH} I _{IL}	- -	0 -0.4	0.04 -0.8	mA
Reference Input Bias Current (Pin 15)	3	I ₁₅	-	-1.0	-5.0	μA
Output Current Range V _{EE} = -5.0 V V _{EE} = -15 V, T _A = 25°C	3	I _{OR}	0 0	2.0 2.0	2.1 4.2	mA
Output Current V _{ref} = 2.000 V, R ₁₄ = 1000 Ω	3	I _O	1.9	1.99	2.1	mA
Output Current (All bits low)	3	I _{O min}	-	0	4.0	μA
Output Voltage Compliance (E _r ≤ 0.19% at T _A = +25°C) Pin 1 grounded Pin 1 open, V _{EE} below -10 V	3	V _O	-	-	-0.55, +0.4 -5.0, +0.4	V _{dc}
Reference Current Slow Rate	6	SR I _{ref}	-	4.0	-	nA/μs
Output Current Power Supply Sensitivity		PSRRI(-)	-	0.3	2.7	μA/V
Power Supply Current (All bits low)	3	I _{CC} I _{EE}	-	+13.5 -7.5	+22 -13	mA
Power Supply Voltage Range (T _A = +25°C)	3	V _{CCR} V _{VEER}	+4.5 -4.5	+5.0 -15	+5.5 -16.5	V _{dc}
Power Dissipation All bits low V _{EE} = -5.0 V _{dc} V _{EE} = -15 V _{dc} All bits high V _{EE} = -5.0 V _{dc} V _{EE} = -15 V _{dc}	3	P _D	-	105 190 90 160	170 305 -	mW

Note 1. All current switches are tested to guarantee at least 50% of rated output current.

Note 2. All bits switched.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1408, MC1508

TEST CIRCUITS

FIGURE 3 - NOTATION DEFINITIONS TEST CIRCUIT

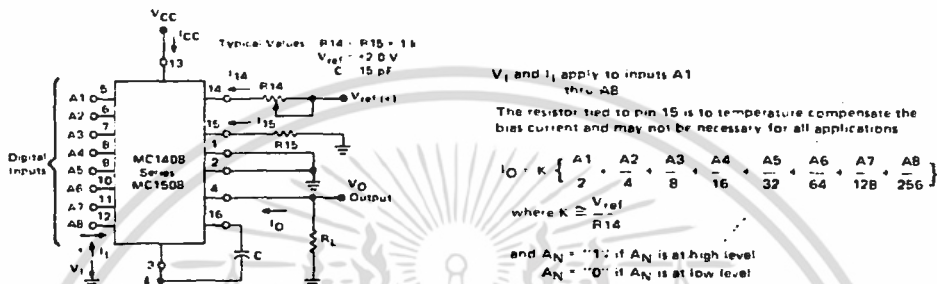


FIGURE 4 - RELATIVE ACCURACY TEST CIRCUIT

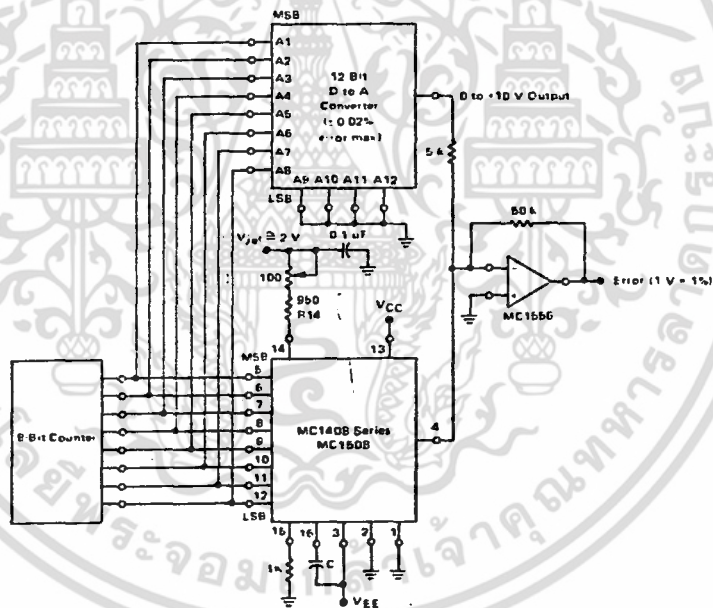
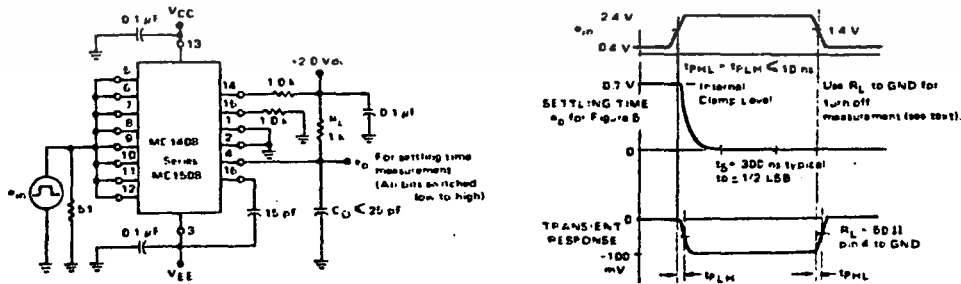


FIGURE 5 - TRANSIENT RESPONSE and SETTLING TIME



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1408, MC1508

TEST CIRCUITS (continued)

FIGURE 6 - REFERENCE CURRENT SLEW RATE MEASUREMENT

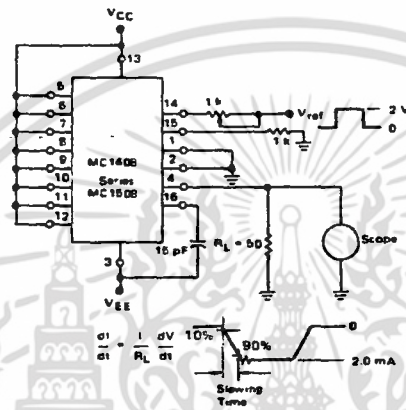


FIGURE 7 - POSITIVE V_{ref}

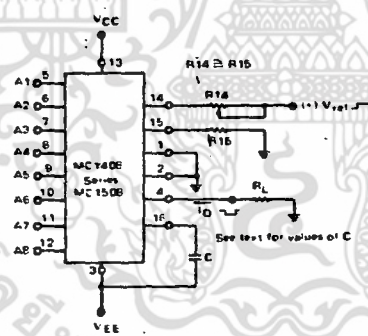
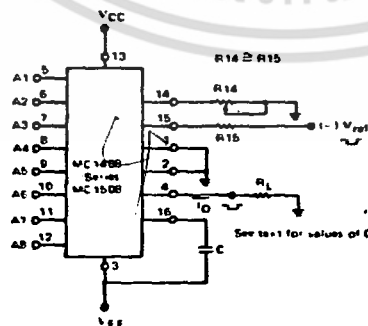


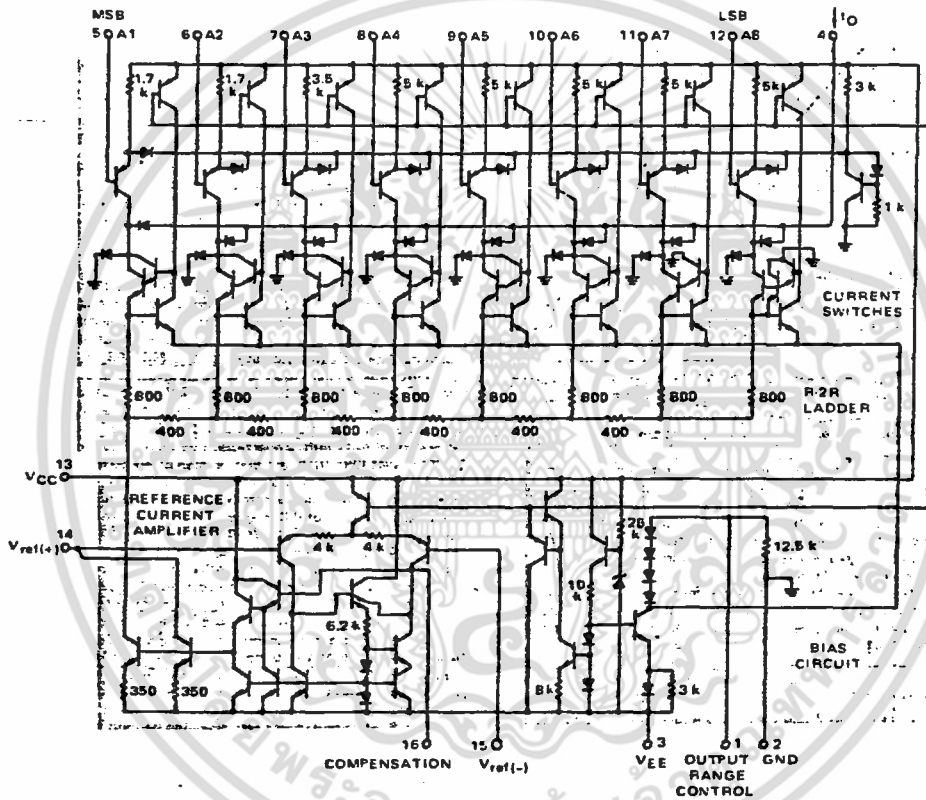
FIGURE 8 - NEGATIVE V_{ref}



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1408, MC1508

FIGURE 9 - MC1408, MC1508 SERIES EQUIVALENT
CIRCUIT SCHEMATIC
DIGITAL INPUTS



CIRCUIT DESCRIPTION

The MC1408 consists of a reference current amplifier, an R-2R ladder, and eight high-speed current switches. For many applications, only a reference resistor and reference voltage need be added.

The switches are noninverting in operation, therefore a high state on the input turns on the specified output current component. The switch uses current steering for high speed, and a termination amplifier consisting of an active load gain stage with unity gain feedback. The termination amplifier holds the parasitic capacitance of the ladder at a constant voltage during switching, and provides

a low impedance termination of equal voltage for all legs of the ladder.

The R-2R ladder divides the reference amplifier current into binarily-related components, which are fed to the switches. Note that there is always a remainder current which is equal to the least significant bit. This current is shunted to ground, and the maximum output current is 255/256 of the reference amplifier current, or 1.992 mA for a 2.0 mA reference amplifier current if the NPN current source pair is perfectly matched.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1408, MC1508

GENERAL INFORMATION

Reference Amplifier Drive and Compensation

The reference amplifier provides a voltage at pin 14 for converting the reference voltage to a current, and a turn-around circuit or current mirror for feeding the ladder. The reference amplifier input current, I14, must always flow into pin 14 regardless of the setup method or reference voltage polarity.

Connections for a positive reference voltage are shown in Figure 7. The reference voltage source supplies the full current I14. For bipolar reference signals, as in the multiplying mode, R15 can be tied to a negative voltage corresponding to the minimum input level. It is possible to eliminate R15 with only a small sacrifice in accuracy and temperature drift. Another method for bipolar inputs is shown in Figure 25.

The compensation capacitor value must be increased with increases in R14 to maintain proper phase margin, for R14 values of 1.0, 2.5 and 5.0 kilohms, minimum capacitor values are 15, 37, and 75 pF. The capacitor should be tied to VEE as this increases negative supply rejection.

A negative reference voltage may be used if R14 is grounded and the reference voltage is applied to R15 as shown in Figure 8. A high input impedance is the main advantage of this method. Compensation involves a capacitor to VEE on pin 16 using the values of the previous paragraph. The negative reference voltage must be at least 3.0 volts above the VEE supply. Bipolar input signals may be handled by connecting R14 to a positive reference voltage equal to the peak positive input level at pin 15.

When a dc reference voltage is used, capacitive bypass to ground is recommended. The 5.0-V logic supply is not recommended as a reference voltage. If a well regulated 5.0-V supply which drives logic is to be used as the reference, R14 should be decoupled by connecting it to +5.0 V through another resistor and bypassing the junction of the two resistors with 0.1 μ F to ground. For reference voltages greater than 5.0 V, a clamp diode is recommended between pin 14 and ground.

If pin 14 is driven by a high impedance such as a transistor current source, none of the above compensation methods apply and the amplifier must be heavily compensated, decreasing the overall bandwidth.

Output Voltage Range

The voltage on pin 4 is restricted to a range of -0.55 to +0.4 volts at +25°C, due to the current switching methods employed in the MC1408. When a current switch is turned "off", the positive voltage on the output terminal can turn "on" the output diode and increase the output current level. When a current switch is turned "on", the negative output voltage range is restricted. The base of the termination circuit Darlington transistor is one diode voltage below ground when pin 1 is grounded, so a negative voltage below the specified safe level will drive the low current device of the Darlington into saturation, decreasing the output current level.

The negative output voltage compliance of the MC1408 may be extended to -5.0 V volts by opening the circuit at pin 1. The negative supply voltage must be more negative than -10 volts. Using a full scale current of 1.992 mA and load resistor of 2.5 kilohms between pin 4 and ground will yield a voltage output of 256 levels between 0 and -4.980 volts. Floating pin 1 does not affect the converter speed or power dissipation. However, the value of the load resistor determines the switching time due to increased voltage swing. Values of R_L up to 500 ohms do not significantly affect performance, but a 2.5 kilohm load increases "worst case" settling time to 1.2 μ s (when all bits are switched on).

Refer to the subsequent text section on Settling Time for more details on output loading.

If a power supply value between -5.0 V and -10 V is desired, a voltage of between 0 and -5.0 V may be applied to pin 1. The value of this voltage will be the maximum allowable negative output swing.

Output Current Range

The output current maximum rating of 4.2 mA may be used only for negative supply voltages typically more negative than -8.0 volts, due to the increased voltage drop across the 350-ohm resistors in the reference current amplifier.

Accuracy

Absolute accuracy is the measure of each output current level with respect to its intended value, and is dependent upon relative accuracy and full scale current drift. Relative accuracy is the measure of each output current level as a fraction of the full scale current. The relative accuracy of the MC1408 is essentially constant with temperature due to the excellent temperature tracking of the monolithic resistor ladder. The reference current may drift with temperature, causing a change in the absolute accuracy of output current. However, the MC1408 has a very low full scale current drift with temperature.

The MC1408/MC1508 Series is guaranteed accurate to within $\pm 1/2$ LSB at +25°C at a full scale output current of 1.992 mA. This corresponds to a reference amplifier output current drive to the ladder network of 2.0 mA, with the loss of one LSB = 8.0 μ A which is the ladder remainder shunted to ground. The input current to pin 14 has a guaranteed value of between 1.9 and 2.1 mA, allowing some mismatch in the NPN current source pair. The accuracy test circuit is shown in Figure 4. The 12-bit converter is calibrated for a full scale output current of 1.992 mA. This is an optional step since the MC1408 accuracy is essentially the same between 1.5 and 2.5 mA. Then the MC1408 circuits' full scale current is trimmed to the same value with R14 so that a zero value appears at the error amplifier output. The counter is activated and the error band may be displayed on an oscilloscope, detected by comparators, or stored in a peak detector.

Two 8-bit D-to-A converters may not be used to construct a 16-bit accurate D-to-A converter. 16-bit accuracy implies a total error of $\pm 1/2$ of one part in 65,536, or $\pm 0.00076\%$, which is much more accurate than the $\pm 0.1\%$ specification provided by the MC1408x8.

Multiplying Accuracy

The MC1408 may be used in the multiplying mode with eight-bit accuracy when the reference current is varied over a range of 256:1. The major source of error is the bias current of the termination amplifier. Under "worst case" conditions, these eight amplifiers can contribute a total of 1.6 μ A extra current at the output terminal. If the reference current in the multiplying mode ranges from 16 μ A to 4.0 mA, the 1.6 μ A contributes an error of 0.1 LSB. This is well within eight-bit accuracy referenced to 4.0 mA.

A monotonic converter is one which supplies an increase in current for each increment in the binary word. Typically, the MC1408 is monotonic for all values of reference current above 0.5 mA. The recommended range for operation with a dc reference current is 0.5 to 4.0 mA.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1408, MC1508

GENERAL INFORMATION (Continued)

Settling Time

The "worst case" switching condition occurs when all bits are switched "on", which corresponds to a low-to-high transition for all bits. This time is typically 300 ns for settling to within $\pm 1/2$ LSB for 8-bit accuracy, and 200 ns to 1/2 LSB for 7 and 6 bit accuracy. The turn off is typically under 100 ns. These times apply when $R_L \leq 500$ ohms and $C_O \leq 25$ pF.

The slowest single switch is the least significant bit, which turns "on" and settles in 250 ns and turns "off" in 80 ns. In applications where the D-to-A converter functions in a positive-going ramp mode, the "worst case" switching condition does not occur, and a settling time of less than 300 ns may be realized. Bit A7 turns "on" in 200 ns and "off" in 80 ns, while bit A6 turns "on" in 150 ns and "off" in 80 ns.

The test circuit of Figure 5 requires a smaller voltage swing for the current switches due to internal voltage clamping in the MC1408. A 1.0-kilohm load resistor from pin 4 to ground gives a typical settling time of 400 ns. Thus, it is voltage swing and not the output RC time constant that determines settling time for most applications.

Extra care must be taken in board layout since this is usually the dominant factor in satisfactory test results when measuring settling time. Short leads, 100 μ F supply bypassing for low frequencies, and minimum scope lead length are all mandatory.

TYPICAL CHARACTERISTICS

($V_{CC} = +5.0$ V, $V_{EE} = -15$ V, $T_A = +25^\circ$ C unless otherwise noted)

FIGURE 10 - LOGIC INPUT CURRENT versus INPUT VOLTAGE

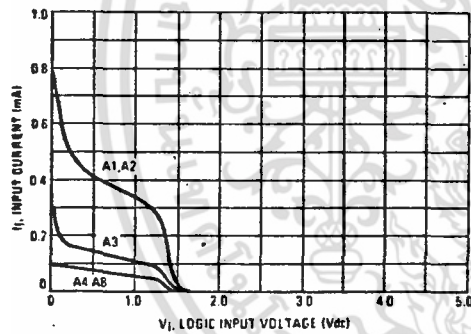


FIGURE 11 - TRANSFER CHARACTERISTIC versus TEMPERATURE (A5 thru A8 thresholds lie within range for A1 thru A4)

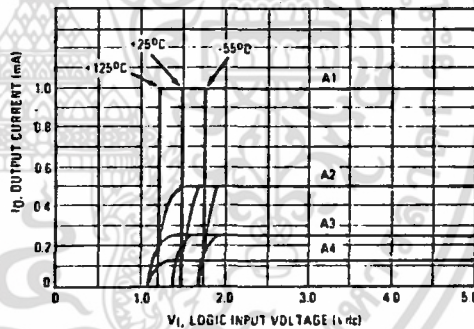


FIGURE 12 - OUTPUT CURRENT versus OUTPUT VOLTAGE (See text for pin 1 restrictions)

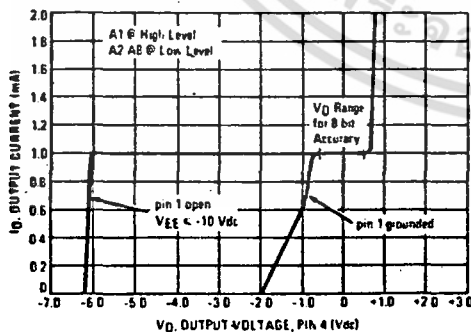
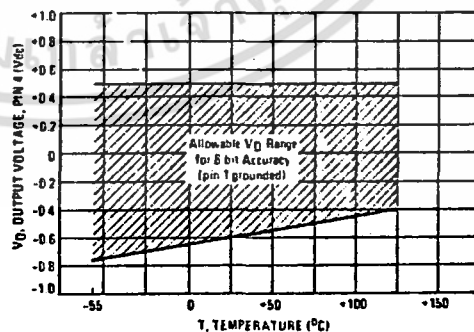


FIGURE 13 - OUTPUT VOLTAGE versus TEMPERATURE (Negative range with pin 1 open is -5.0 Vdc over full temperature range)

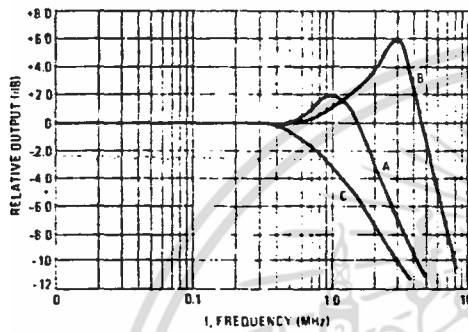


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1408, MC1508

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)
 $V_{CC} = +5.0\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

FIGURE 14 - REFERENCE INPUT FREQUENCY RESPONSE



Unless otherwise specified:
 $R_{14} = R_{15} = 1.0\text{ k}\Omega$
 $C = 15\text{ pF}$, pin 16 to V_{EE}
 $R_1 = 50\ \Omega$, pin 4 to GND

- Curve A Large Signal Bandwidth
Method of Figure 7
 $V_{ref} = 2.0\text{ V}$ (p-p offset: 1.0 V above GND)
- Curve B Small Signal Bandwidth
Method of Figure 7, $R_L = 250\ \Omega$
 $V_{ref} = 50\text{ mV}$ (p-p) offset: 200 mV above GND
- Curve C Large and Small Signal Bandwidth
Method of Figure 25 (no op. amp), $R_L = 50\ \Omega$
 $R_S = 50\ \Omega$
 $V_{ref} = 2.0\text{ V}$
 $V_S = 100\text{ mV}$ (p-p) centered at 0 V

FIGURE 15 - TYPICAL POWER SUPPLY CURRENT versus TEMPERATURE (all bits low)

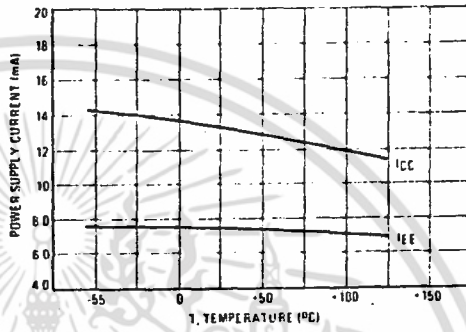
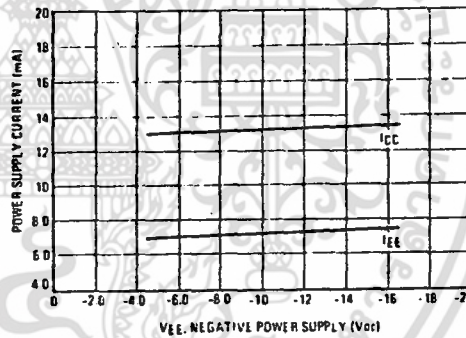
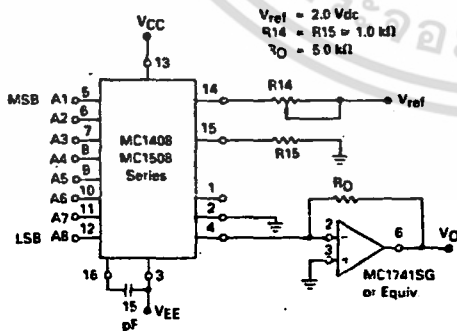


FIGURE 16 - TYPICAL POWER SUPPLY CURRENT versus V_{EE} (all bits low)



APPLICATIONS INFORMATION

FIGURE 17 - OUTPUT CURRENT TO VOLTAGE CONVERSION



$V_{ref} = 2.0\text{ Vdc}$
 $R_{14} = R_{15} = 1.0\text{ k}\Omega$
 $R_0 = 50\text{ k}\Omega$

Theoretical V_O

$$V_O = \frac{V_{ref}}{R_{14}} (R_0) \left[\frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \frac{A_4}{16} + \frac{A_5}{32} + \frac{A_6}{64} + \frac{A_7}{128} + \frac{A_8}{256} \right]$$

Adjust V_{ref} , R_{14} or R_0 so that V_O with all digital inputs at high level is equal to 9.961 volts.

$$V_O = \frac{2\text{ V}}{1\text{ k}} (5\text{ k}) \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8} + \frac{1}{16} + \frac{1}{32} + \frac{1}{64} + \frac{1}{128} + \frac{1}{256} \right]$$

$$= 10\text{ V} \left[\frac{255}{256} \right] = 9.961\text{ V}$$

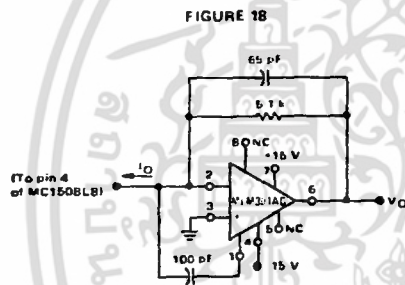
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1408, MC1508

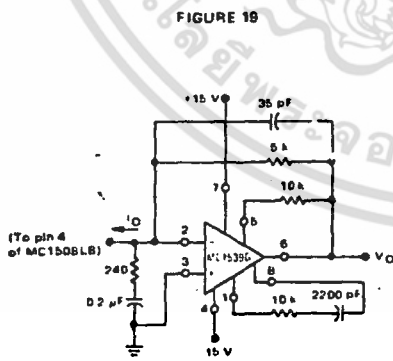
APPLICATIONS INFORMATION (continued)

Voltage outputs of a larger magnitude are obtainable with this circuit which uses an external operational amplifier as a current to voltage converter. This configuration automatically keeps the output of the MC1408 at ground potential and the operational amplifier can generate a positive voltage limited only by its positive supply voltage. Frequency response and settling time are primarily determined by the characteristics of the operational amplifier. In addition, the operational amplifier must be compensated for unity gain, and in some cases overcompensation may be desirable.

Note that this configuration results in a positive output voltage only, the magnitude of which is dependent on the digital input. The following circuit shows how the MLM301AG can be used in a feedforward mode resulting in a full scale settling time on the order of 2.0 μ s.

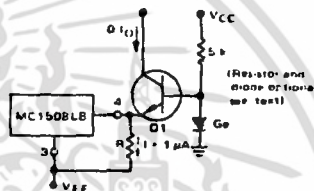


An alternative method is to use the MC1539G and input compensation. Response of this circuit is also on the order of 2.0 μ s. See Motorola Application Note AN-459 for more details on this concept.



The positive voltage range may be extended by cascading the output with a high beta common base transistor, Q1, as shown.

FIGURE 20 - EXTENDING POSITIVE VOLTAGE RANGE



The output voltage range for this circuit is 0 volts to BVC_{BO} of the transistor. If pin 1 is left open, the transistor base may be grounded, eliminating both the resistor and the diode. Variations in beta must be considered for wide temperature range applications. An inverted output waveform may be obtained by using a load resistor from a positive reference voltage to the collector of the transistor. Also, high-speed operation is possible with a large output voltage swing, because pin 4 is held at a constant voltage. The resistor (R) to V_{EE} maintains the transistor emitter voltage when all bits are "off" and insures fast turn-on of the least significant bit.

Combined Output Amplifier and Voltage Reference

For many of its applications the MC1408 requires a reference voltage and an operational amplifier. Normally the operational amplifier is used as a current to voltage converter and its output need only go positive. With the popular MC1723G voltage regulator both of these functions are provided in a single package with the added bonus of up to 150 mA of output current. See Figure 21. The MC1723G uses both a positive and negative power supply. The reference voltage of the MC1723G is then developed with respect to the negative voltage and appears as a common-mode signal to the reference amplifier in the D-to-A converter. This allows use of its output amplifier as a classic current-to-voltage converter with the non-inverting input grounded.

Since ± 15 V and ± 5.0 V are normally available in a combination digital to analog system, only the -5.0 V need be developed. A resistor divider is sufficiently accurate since the allowable range on pin 5 is from -2.0 to -8.0 volts. The 5.0 kilohm pull-down resistor on the amplifier output is necessary for fast negative transitions.

Full scale output may be increased to as much as 32 volts by increasing R_O and raising the $+15$ V supply voltage to 35 V maximum. The resistor divider should be altered to comply with the maximum limit of 40 volts across the MC1723G. C_O may be decreased to maintain the same $R_O C_O$ product if maximum speed is desired.

MC1408, MC1508

APPLICATIONS INFORMATION (continued)

Programmable Power Supply

The circuit of Figure 21 can be used as a digitally programmed power supply by the addition of thumbwheel switches and a BCD-to-binary converter. The output voltage can be scaled in several ways, including 0 to +25.5 volts in 0.1-volt increments, ± 0.05 volt; or 0 to 5.1 volts in 20 mV increments, ± 10 mV.

FIGURE 21 - COMBINED OUTPUT AMPLIFIER and VOLTAGE REFERENCE CIRCUIT

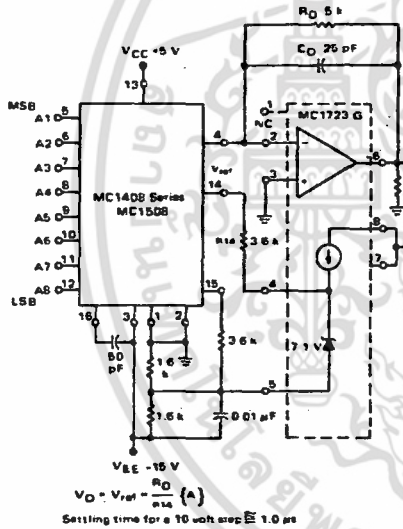


FIGURE 22 - BIPOLAR OR NEGATIVE OUTPUT VOLTAGE CIRCUIT

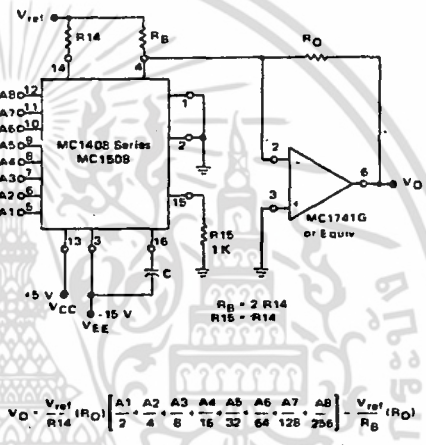
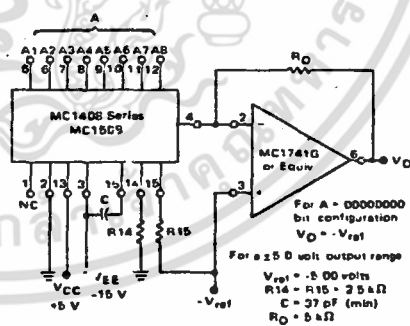


FIGURE 23 - BIPOLAR OR INVERTED NEGATIVE OUTPUT VOLTAGE CIRCUIT



Bipolar or Negative Output Voltage

The circuit of Figure 22 is a variation from the standard voltage output circuit and still produce bipolar output signals. A positive current may be sourced into the summing node to offset the output voltage in the negative direction. For example, if approximately 1.0 mA is used a bipolar output signal results which may be described as a 6-bit "1's" complement offset binary. V_{ref} may be used as this auxiliary reference. Note that R_0 has been doubled to 10 kilohms because of the anticipated 20 V(pp) output range.

Decrease R_0 to 2.5 k Ω for a 0 to -5.0 volt output range. This application provides somewhat lower speed, as previously discussed in the Output Voltage Range section of the General Information.

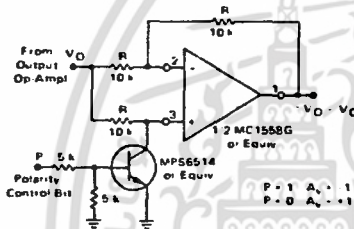
MC1408, MC1508

APPLICATIONS INFORMATION (continued)

Polarity Switching Circuit, 8-Bit Magnitude Plus Sign D to A Converter

Bipolar outputs may also be obtained by using a polarity switching circuit. The circuit of Figure 24 gives 8-bit magnitude plus a sign bit. In this configuration the operational amplifier is switched between a gain of +1.0 and -1.0. Although another operational amplifier is required, no more space is taken when a dual operational amplifier such as the MC1558G is used. The transistor should be selected for a very low saturation voltage and resistance.

FIGURE 24 - POLARITY SWITCHING CIRCUIT (8-Bit Magnitude Plus Sign D-to-A Converter)



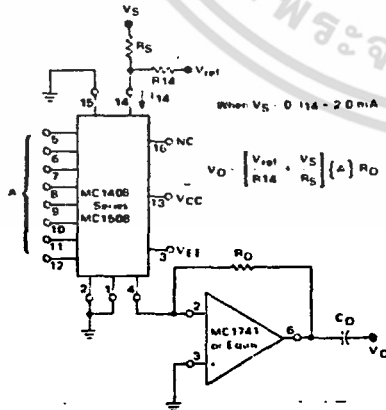
Programmable Gain Amplifier or Digital Attenuator

When used in the multiplying mode the MC1408 can be applied as a digital attenuator. See Figure 25. One advantage of this technique is that if $R_S = 50$ ohms no compensation capacitor is needed. The small and large signal bandwidths are now identical and are shown in Figure 14.

The best frequency response is obtained by not allowing I_{14} to reach zero. However, the high impedance node, pin 16, is clamped to prevent saturation and insure fast recovery when the current through R_{14} goes to zero. R_S can be set for a ± 1.0 mA variation in relation to I_{14} . I_{14} can never be negative.

The output current is always unipolar. The quiescent dc output current level changes with the digital word which makes ac coupling necessary.

FIGURE 25 - PROGRAMMABLE GAIN AMPLIFIER OR DIGITAL ATTENUATOR CIRCUIT



Panel Meter Readout

The MC1408 can be used to read out the status of BCD or binary registers or counters in a digital control system. The current output can be used to drive directly an analog panel meter. External meter shunts may be necessary if a meter of less than 2.0 mA full scale is used. Full scale calibration can be done by adjusting R_{14} or V_{ref} .

FIGURE 26 - PANEL METER READOUT CIRCUIT

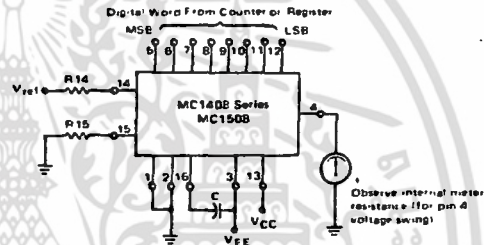
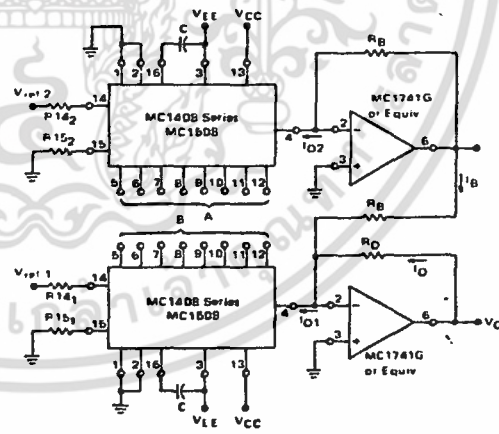


FIGURE 27 - DC COUPLED DIGITAL ATTENUATOR and DIGITAL SUBTRACTION



V_{ref1} V_{ref2} V_{ref1} V_{ref2}
 R_{141} R_{142} R_{141} R_{142}
 Digital Subtraction: $V_{ref1} - V_{ref2}$
 Let $R_{151} = R_{141}$ $R_{152} = R_{142}$
 Programmable Amplifier: Connect Digital inputs to A, B

$$V_O = \frac{V_{ref1}}{R_{141}} R_O \left[\{A\} - \{B\} \right]$$

$$V_O = \{A\} \left[\frac{V_{ref1}}{R_{141}} - \frac{V_{ref2}}{R_{142}} \right]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

MC1403,A
MC1503

LOW VOLTAGE REFERENCE

A precision band-gap voltage reference designed for critical instrumentation and D/A converter applications. This unit is designed to work with Motorola MC1508 and MC3510 D/A converters, and MC14433 A/D systems. Low temperature drift is a prime design consideration.

- Output Voltage: $2.5\text{ V} \pm 25\text{ mV}$
- Input Voltage Range: 4.5 V to 40 V
- Quiescent Current: 1.2 mA Typ
- Output Current: 10 mA
- Temperature Coefficient: 10 ppm/°C Typ
- Guaranteed Temperature Drift Specification
- Equivalent to AD580
- Standard 8-Pin DIP, and 8-Pin SOIC Package

Typical Applications

- Voltage Reference for 8-12 Bit D/A Converters
- Low T_C Zener Replacement
- High Stability Current Reference
- Voltmeter System Reference

MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Input Voltage	V_I	40	V
Storage Temperature	T_{stg}	-65 to 150	°C
Junction Temperature	T_J	+175	°C
Operating Ambient Temperature Range	T_A	-55 to +125	°C
MC1503		0 to +70	°C
MC1403,A			

PRECISION LOW VOLTAGE REFERENCE

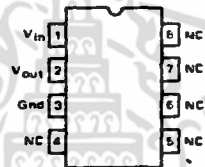
LASER TRIMMED SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT



U SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 693



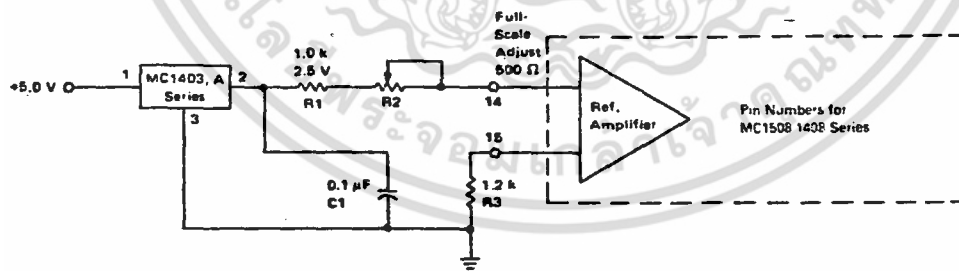
D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751 (SO-8)



ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
MC1503U	-55 to +125 °C	Ceramic DIP
MC1403D		SO-8
MC1403U	0 to +70 °C	Ceramic DIP
MC1403AU		Ceramic DIP

FIGURE 1 - A REFERENCE FOR MOTOROLA MONOLITHIC D/A CONVERTERS



PROVIDING THE REFERENCE CURRENT FOR MOTOROLA MONOLITHIC D/A CONVERTERS

The MC1403 1503 makes an ideal reference for the Motorola monolithic D/A converters. The MC1408 1508 converter requires a stable current reference of nominally 2.0 mA. This can be easily obtained from the MC1403 1503 with the addition of a series resistor, R1. A variable resistor, R2, is recommended to provide means for full-scale adjust on the D/A converter.

The resistor R3 improves temperature performance by matching the impedance on both inputs of the D/A reference amplifier. The capacitor decouples any noise present on the reference line. It is essential if the D/A converter is located any appreciable distance from the reference.

A single MC1403 1503 reference can provide the required current input for up to five of the monolithic D/A converters.

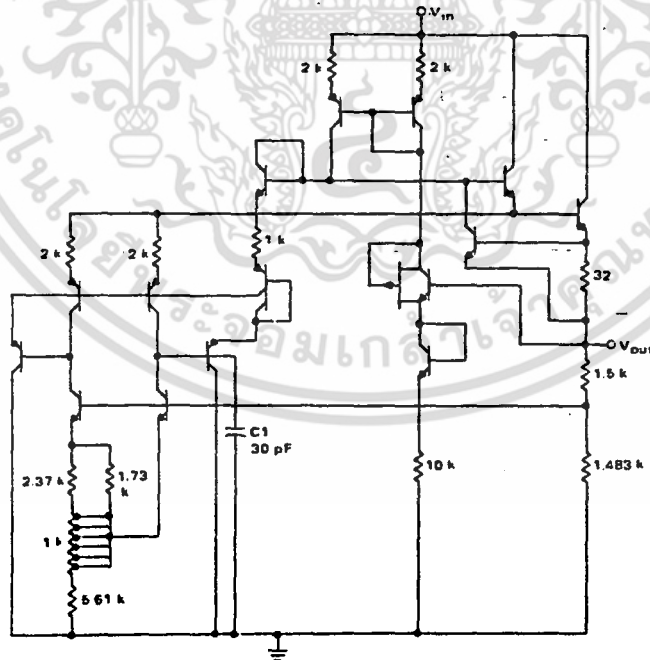
MC1403,A, MC1503

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 15\text{ V}$, $T_A = 25\text{ C}$ unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage ($I_O = 0\text{ mA}$)	V_{OUT}	2.475	2.5	2.525	V
Temperature Coefficient of Output Voltage	$\Delta V_O / \Delta T$	—	—	55	ppm °C
MC1503		—	10	40	
MC1403*		—	10	25	
MC1403A		—	10	25	
Output Voltage Change (over specified temperature range)	ΔV_O	—	—	—	mV
MC1503 -55°C to +125°C		—	—	25	
MC1403* 0°C to +70°C		—	—	7.0	
MC1403A 0°C to +70°C		—	—	4.4	
Line Regulation ($I_O = 0\text{ mA}$) (15 V = $V_I = 40\text{ V}$) (4.5 V = $V_I = 15\text{ V}$)	Reg _{line}	—	1.2 0.6	4.5 3.0	mV
Load Regulation (0 mA < I_O < 10 mA)	Reg _{load}	—	—	10	mV
Quiescent Current ($I_O = 0\text{ mA}$)	I_Q	—	1.2	1.5	mA

*This test is not applicable to the MC1403D surface mount device

FIGURE 2 — MC1403/1503 SCHEMATIC



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1403,A, MC1503

FIGURE 3 - TYPICAL CHANGE IN V_{out} versus V_{in}
(NORMALIZED TO $V_{in} = 15\text{ V}$ @ $T_C = 25^\circ\text{C}$)

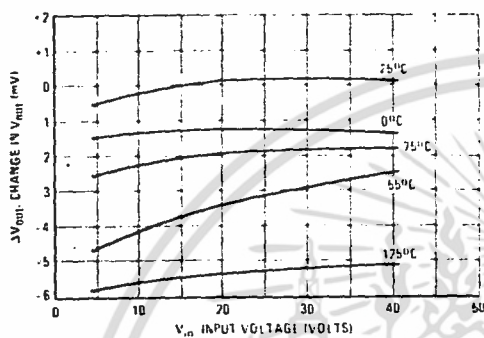


FIGURE 4 - CHANGE IN OUTPUT VOLTAGE
versus LOAD CURRENT
(NORMALIZED TO V_{out} @ $V_{in} = 15\text{ V}$, $I_{out} = 0\text{ mA}$)

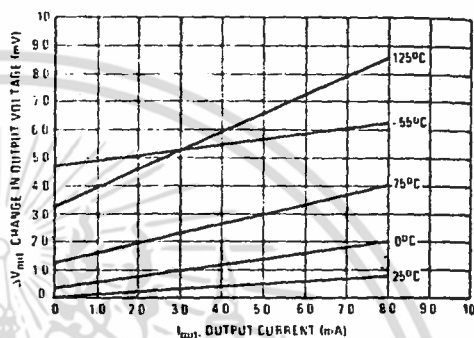


FIGURE 5 - QUIESCENT CURRENT versus TEMPERATURE
($V_{in} = 15\text{ V}$, $I_{out} = 0\text{ mA}$)

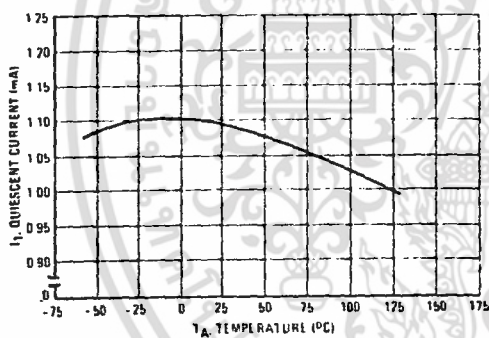


FIGURE 6 - CHANGE IN V_{out} versus TEMPERATURE
(NORMALIZED TO V_{out} @ $V_{in} = 15\text{ V}$)

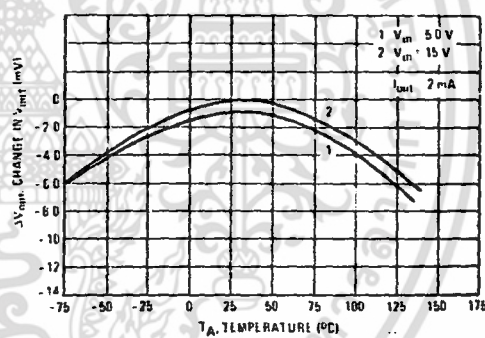
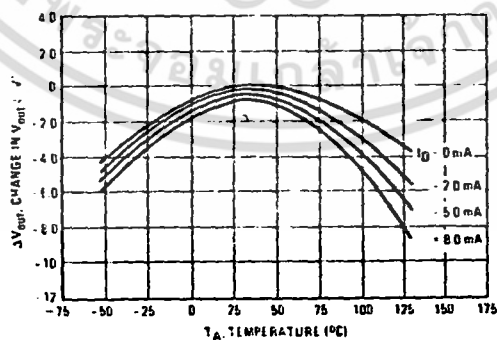


FIGURE 7 - CHANGE IN V_{out} versus TEMPERATURE
(NORMALIZED TO $T_A = 10^\circ\text{C}$, $V_{in} = 15\text{ V}$, $I_{out} = 0\text{ mA}$)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM555/LM555C Timer

General Description

The LM555 is a highly stable device for generating accurate time delays or oscillation. Additional terminals are provided for triggering or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For astable operation as an oscillator, the free running frequency and duty cycle are accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output circuit can source or sink up to 200 mA or drive TTL circuits.

- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200 mA
- Output and supply TTL compatible
- Temperature stability better than 0.005% per °C
- Normally on and normally off output

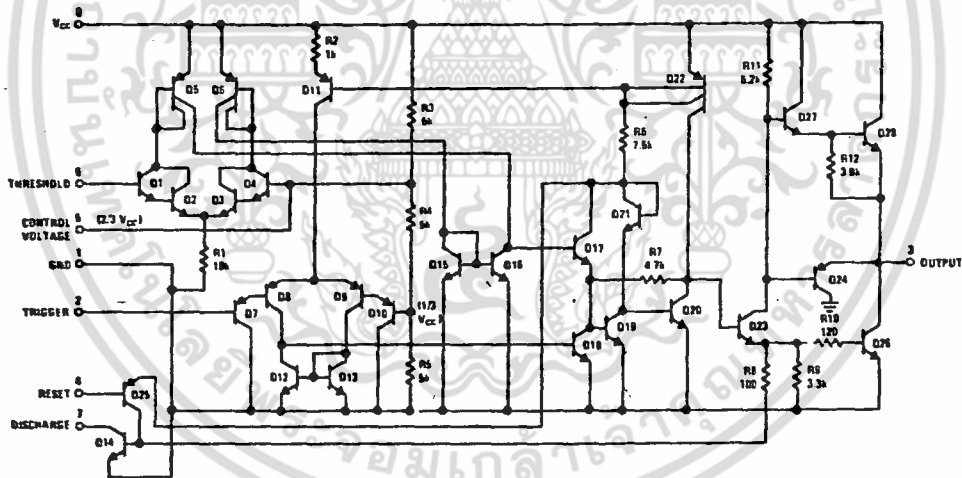
Applications

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Linear ramp generator

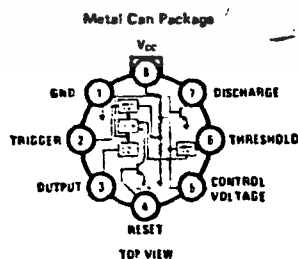
Features

- Direct replacement for SE555/NE555
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes

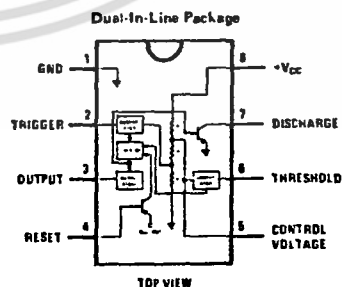
Schematic Diagram



Connection Diagrams



Order Number LM555H, LM555CH
See NS Package M08C



Order Number LM555CN
See NS Package N08B
Order Number LM555J or LM555CJ
See NS Package J08A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	+18V
Power Dissipation (Note 1)	600 mW
Operating Temperature Ranges	
LM555C	0°C to +70°C
LM555	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Electrical Characteristics (T_A = 25°C, V_{CC} = +5V to +15V, unless otherwise specified)

PARAMETER	CONDITIONS	LIMITS						UNITS
		LM555			LM555C			
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Supply Voltage		4.5		18	4.5		16	V
Supply Current	V _{CC} = 5V, R _L = ∞ V _{CC} = 15V, R _L = ∞ (Low State) (Note 2)		3 10	5 12		3 10	6 15	mA mA
Timing Error, Monostable								%
Initial Accuracy			0.5			1		%
Drift with Temperature	R _A , R _B = 1k to 100k, C = 0.1μF, (Note 3)		30			50		ppm/°C
Accuracy over Temperature			1.5			1.5		%
Drift with Supply			0.05			0.1		%/V
Timing Error, Astable								%
Initial Accuracy			1.5			2.25		%
Drift with Temperature			90			150		ppm/°C
Accuracy over Temperature			2.5			3.0		%
Drift with Supply			0.15			0.30		%/V
Threshold Voltage			0.667			0.667		± V _{CC}
Trigger Voltage	V _{CC} = 15V V _{CC} = 5V	4.8 1.45	5 1.67	5.2 1.9		5 1.67		V V
Trigger Current			0.01	0.5		0.5	0.9	μA
Reset Voltage		0.4	0.5	1	0.4	0.5	1	V
Reset Current			0.1	0.4		0.1	0.4	mA
Threshold Current	(Note 4)		0.1	0.25		0.1	0.25	μA
Control Voltage Level	V _{CC} = 15V V _{CC} = 5V	9.6 2.9	10 3.33	10.4 3.8	9 2.6	10 3.33	11 4	V V
Pin 7 Leakage: Output High			1	100		1	100	nA
Pin 7 Set (Note 5)								
Output Low	V _{CC} = 15V, I _T = 15 mA		150			180		mV
Output Low	V _{CC} = 4.5V, I _T = 4.5 mA		70	100		80	200	mV
Output Voltage Drop (Low)	V _{CC} = 15V I _{SINK} = 10 mA I _{SINK} = 50 mA I _{SINK} = 100 mA I _{SINK} = 200 mA V _{CC} = 5V I _{SINK} = 8 mA I _{SINK} = 5 mA		0.1 0.4 2 2.5	0.15 0.5 2.2		0.1 0.4 2 2.5	0.25 0.75 2.5	V V V V
Output Voltage Drop (High)	I _{SOURCE} = 200 mA, V _{CC} = 15V I _{SOURCE} = 100 mA, V _{CC} = 15V V _{CC} = 5V	13 3	12.5 13.3 3.3		12.75 2.75	12.5 13.3 3.3		V V V
Rise Time of Output			100			100		ns
Fall Time of Output			100			100		ns

Note 1: For operating at elevated temperatures the device must be derated based on a +150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of +45°C/W junction to case for TO-5 and +150°C/W junction to ambient for both packages.

Note 2: Supply current when output high typically 1 mA less at V_{CC} = 5V.

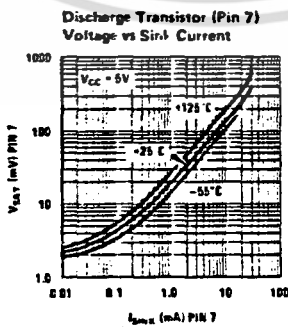
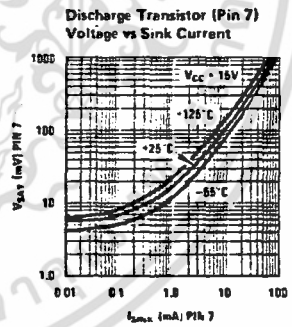
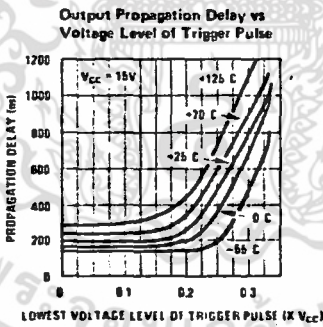
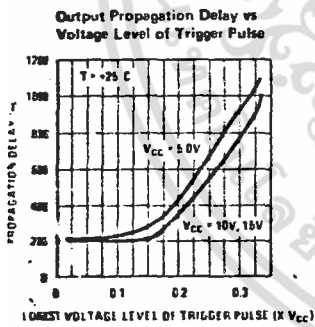
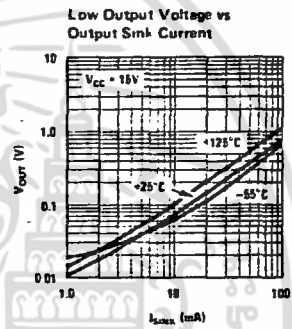
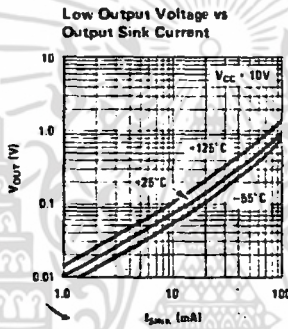
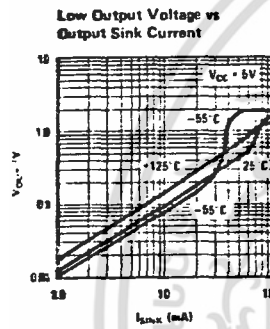
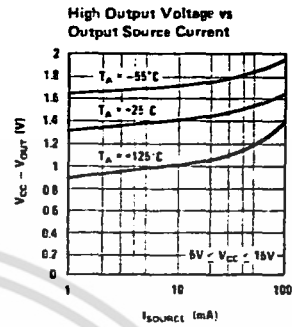
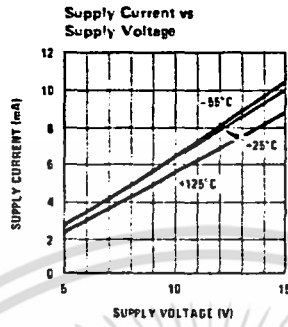
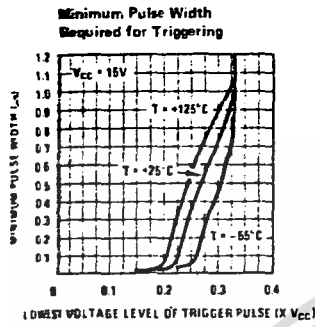
Note 3: Tested at V_{CC} = 5V and V_{CC} = 15V.

Note 4: This will determine the maximum value of R_A + R_B for 15V operation. The maximum total (R_A + R_B) is 20 MΩ.

Note 5: No protection against excessive pin 7 current is necessary providing the package dissipation rating will not be exceeded.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Applications Information

MONOSTABLE OPERATION

In this mode of operation, the timer functions as a one-shot (Figure 1). The external capacitor is initially held discharged by a transistor inside the timer. Upon application of a negative trigger pulse of less than $1/3 V_{CC}$ to pin 2, the flip-flop is set which both releases the short circuit across the capacitor and drives the output high.

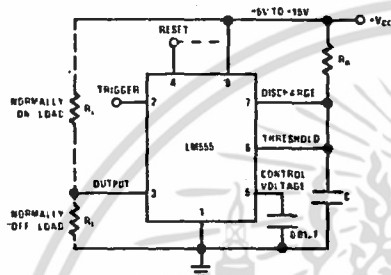


FIGURE 1. Monostable

The voltage across the capacitor then increases exponentially for a period of $t = 1.1 R_A C$, at the end of which time the voltage equals $2/3 V_{CC}$. The comparator then resets the flip-flop which in turn discharges the capacitor and drives the output to its low state. Figure 2 shows the waveforms generated in this mode of operation. Since the charge and the threshold level of the comparator are both directly proportional to supply voltage, the timing interval is independent of supply.



$V_{CC} = 5V$
 TIME = 0.1 ms/DIV
 $R_A = 0.1k\Omega$
 $C = 0.01\mu F$
 Top Trace: Output 5V/Div
 Middle Trace: Output 5V/Div
 Bottom Trace: Capacitor Voltage 20V/Div

FIGURE 2. Monostable Waveforms

During the timing cycle when the output is high, the further application of a trigger pulse will not effect the circuit. However the circuit can be reset during this time by the application of a negative pulse to the reset terminal (pin 4). The output will then remain in the low state until a trigger pulse is again applied.

When the reset function is not in use, it is recommended that it be connected to V_{CC} to avoid any possibility of false triggering.

Figure 3 is a nomograph for easy determination of R, C values for various time delays.

NOTE: In monostable operation, the trigger should be driven high before the end of timing cycle.

ASTABLE OPERATION

If the circuit is connected as shown in Figure 4 (pins 2 and 6 connected) it will trigger itself and free run as a

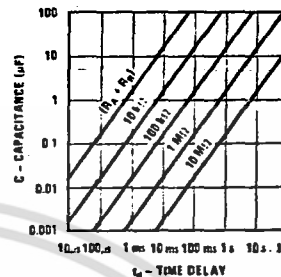


FIGURE 3. Time Delay

multivibrator. The external capacitor charges through $R_A + R_B$ and discharges through R_B . Thus the duty cycle may be precisely set by the ratio of these two resistors.

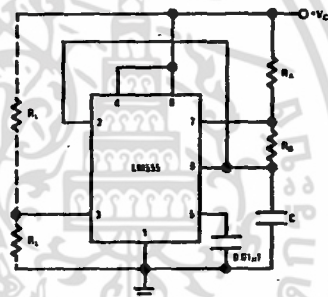
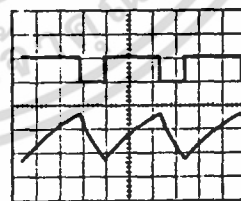


FIGURE 4. Astable

In this mode of operation, the capacitor charges and discharges between $1/3 V_{CC}$ and $2/3 V_{CC}$. As in the triggered mode, the charge and discharge times, and therefore the frequency are independent of the supply voltage.

Figure 5 shows the waveforms generated in this mode of operation.



$V_{CC} = 5V$
 TIME = 20 us/DIV
 $R_A = 3.9k\Omega$
 $R_B = 3.9k\Omega$
 $C = 0.01\mu F$
 Top Trace: Output 5V/Div
 Bottom Trace: Capacitor Voltage 1V/Div

FIGURE 5. Astable Waveforms

The charge time (output high) is given by:

$$t_1 = 0.693 (R_A + R_B) C$$

And the discharge time (output low) by:

$$t_2 = 0.693 (R_B) C$$

Thus the total period is:

$$T = t_1 + t_2 = 0.693 (R_A + 2R_B) C$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Applications Information (Continued)

The frequency of oscillation is:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C}$$

Figure 6 may be used for quick determination of these RC values.

The duty cycle is:
$$D = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$$

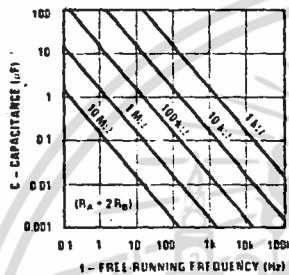


FIGURE 6. Free Running Frequency

FREQUENCY DIVIDER

The monostable circuit of Figure 1 can be used as a frequency divider by adjusting the length of the timing cycle. Figure 7 shows the waveforms generated in a divide by three circuit.

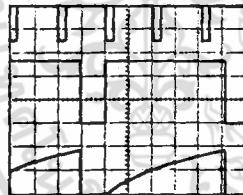


FIGURE 7. Frequency Divider

PULSE WIDTH MODULATOR

When the timer is connected in the monostable mode and triggered with a continuous pulse train, the output pulse width can be modulated by a signal applied to pin 5. Figure 8 shows the circuit, and in Figure 9 are some waveform examples.

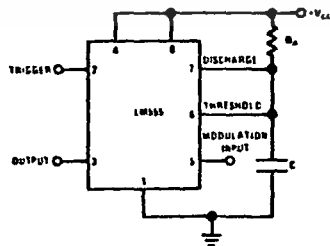


FIGURE 8. Pulse Width Modulator

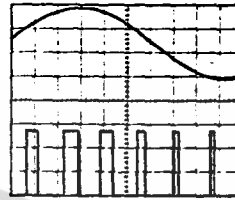


FIGURE 9. Pulse Width Modulator

PULSE POSITION MODULATOR

This application uses the timer connected for astable operation, as in Figure 10, with a modulating signal again applied to the control voltage terminal. The pulse position varies with the modulating signal, since the threshold voltage and hence the time delay is varied. Figure 11 shows the waveforms generated for a triangle wave modulation signal.

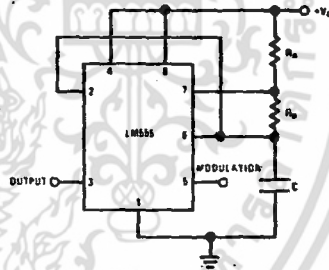


FIGURE 10. Pulse Position Modulator

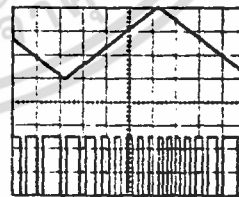


FIGURE 11. Pulse Position Modulator

LINEAR RAMP

When the pullup resistor, R_A , in the monostable circuit is replaced by a constant current source, a linear ramp is

Applications Information (Continued)

generated. Figure 12 shows a circuit configuration that will perform this function.

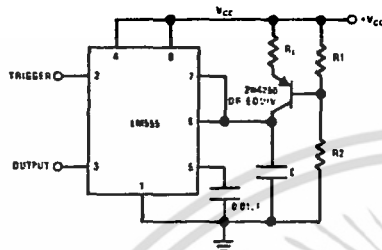


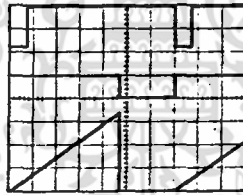
FIGURE 12.

Figure 13 shows waveforms generated by the linear ramp.

The time interval is given by:

$$T = \frac{2/3 V_{CC} R_E (R_1 + R_2) C}{R_1 V_{CC} - V_{BE} (R_1 + R_2)}$$

$V_{BE} \approx 0.6V$



$V_{CC} = 5V$
 TIME = 20µs/DIV
 $R_1 = 47k\Omega$
 $R_2 = 100k\Omega$
 $R_E = 2.7k\Omega$
 $C = 0.01\mu F$

FIGURE 13. Linear Ramp

50% DUTY CYCLE OSCILLATOR

For a 50% duty cycle, the resistors R_A and R_B may be connected as in Figure 14. The time period for the out-

put high is the same as previous, $t_1 = 0.693 R_A C$. For the output low it is $t_2 =$

$$[(R_A R_B)/(R_A + R_B)] C \ln \left[\frac{R_B - 2R_A}{2R_B - R_A} \right]$$

Thus the frequency of oscillation is $f = \frac{1}{t_1 + t_2}$

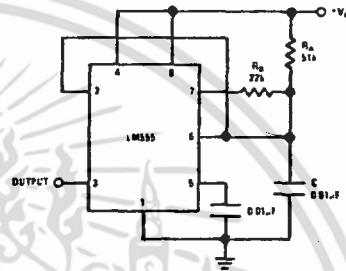


FIGURE 14. 50% Duty Cycle Oscillator

Note that this circuit will not oscillate if R_B is greater than $1/2 R_A$ because the junction of R_A and R_B cannot bring pin 2 down to $1/3 V_{CC}$ and trigger the lower comparator.

ADDITIONAL INFORMATION

Adequate power supply bypassing is necessary to protect associated circuitry. Minimum recommended is $0.1\mu F$ in parallel with $1\mu F$ electrolytic.

Lower comparator storage time can be as long as $10\mu s$ when pin 2 is driven fully to ground for triggering. This limits the monostable pulse width to $10\mu s$ minimum.

Delay time reset to output is $0.47\mu s$ typical. Minimum reset pulse width must be $0.3\mu s$, typical.

Pin 7 current switches within 30 ns of the output (pin 3) voltage.

LM566/LM566C Voltage Controlled Oscillator

General Description

The LM566/LM566C are general purpose voltage controlled oscillators which may be used to generate square and triangular waves, the frequency of which is a very linear function of a control voltage. The frequency is also a function of an external resistor and capacitor.

The LM566 is specified for operation over the -55°C to +125°C military temperature range. The LM566C is specified for operation over the 0°C to +70°C temperature range.

Features

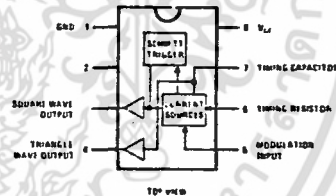
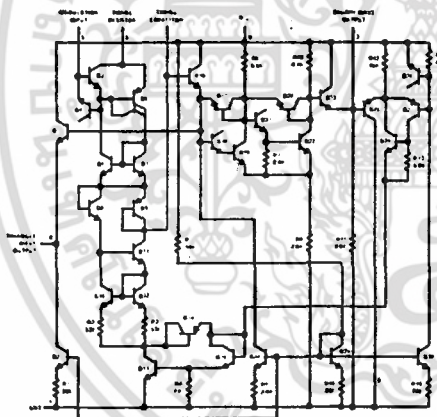
- Wide supply voltage range: 10 to 24 volts
- Very linear modulation characteristics

- High temperature stability
- Excellent supply voltage rejection
- 10 to 1 frequency range with fixed capacitor
- Frequency programmable by means of current, voltage, resistor or capacitor.

Applications

- FM modulation
- Signal generation
- Function generation
- Frequency shift keying
- Tone generation

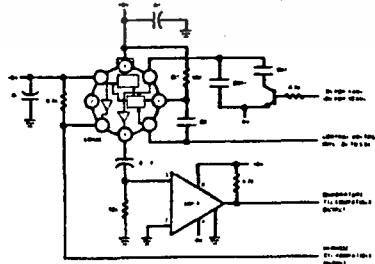
Schematic and Connection Diagrams



Order Number LM566CN
See NS Package ND88

Typical Application

1 kHz and 101 Hz TTL Compatible Voltage Controlled Oscillator



Applications Information

The LM566 may be operated from either a single supply as shown in this test circuit, or from a split (±) power supply. When operating from a split supply, the square wave output (pin 4) is TTL compatible (2 mA current sink) with the addition of a 4.7 kΩ resistor from pin 3 to ground.

A .001 μF capacitor is connected between pins 5 and 6 to prevent parasitic oscillations that may occur during VCO switching.

$$f_o = \frac{2(V^+ - V_5)}{R_1 C_1 V^+}$$

where

$$2K < R_1 < 20K$$

and V_5 is voltage between pin 5 and pin 1

Absolute Maximum Ratings

Power Supply Voltage	26V
Power Dissipation (Note 1)	300 mW
Operating Temperature Range	-55° C to +125° C
LM566	0° C to 70° C
LM566C	300° C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300° C

Electrical Characteristics $V_{CC} = 12V, T_A = 25^\circ C, AC$ Test Circuit

PARAMETER	CONDITIONS	LM566			LM566C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Maximum Operating Frequency	$R_D = 2k$ $C_O = 2.7 pF$		1		1			MHz
Input Voltage Range Pin 5		$3/4 V_{CC}$		V_{CC}	$3/4 V_{CC}$		V_{CC}	
Average Temperature Coefficient of Operating Frequency			100		200			ppm/°C
Supply Voltage Rejection	10 20V		0.1	1	0.1	2		%/V
Input Impedance Pin 5		0.5	1		0.5	1		MΩ
VCO Sensitivity	For Pin 5, From 8-10V, $f_O = 10 kHz$	6.4	6.6	6.8	6.0	6.6	7.2	kHz/V
FM Distortion	±10% Deviation		0.2	0.75	0.2	1.5		%
Maximum Sweep Rate		800	1		500	1		MHz
Sweep Range			10:1		10:1			
Output Impedance								
Pin 3			50		50			Ω
Pin 4			50		50			Ω
Square Wave Output Level	$R_{L1} = 10k$	5.0	5.4		5.0	5.4		Vp-p
Triangle Wave Output Level	$R_{L2} = 10k$	2.0	2.4		2.0	2.4		Vp-p
Square Wave Duty Cycle		45	50	55	40	50	50	%
Square Wave Rise Time			20		20			ns
Square Wave Fall Time			50		50			ns
Triangle Wave Linearity	+1V Segment at $1/2 V_{CC}$		0.2	0.75	0.5	1		%

Note 1: The maximum junction temperature of the LM566 is 150° C, while that of the LM566C is 100° C. For operating at elevated junction temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150° C/W. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100° C/W.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM567/LM567C Tone Decoder

General Description

The LM567 and LM567C are general purpose tone decoders designed to provide a saturated transistor switch to ground when an input signal is present within the passband. The circuit consists of an I and Q detector driven by a voltage controlled oscillator which determines the center frequency of the decoder. External components are used to independently set center frequency, bandwidth and output delay.

- High rejection of out of band signals and noise
- Immunity to false signals
- Highly stable center frequency
- Center frequency adjustable from 0.01 Hz to 500 kHz

Features

- 20 to 1 frequency range with an external resistor
- Logic compatible output with 100 mA current sinking capability
- Bandwidth adjustable from 0 to 14%

Applications

- Touch tone decoding
- Precision oscillator
- Frequency monitoring and control
- Wide band FSK demodulation
- Ultrasonic controls
- Carrier current remote controls
- Communications paging decoders

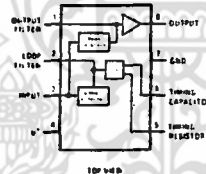
Schematic and Connection Diagrams

Metal Can Package

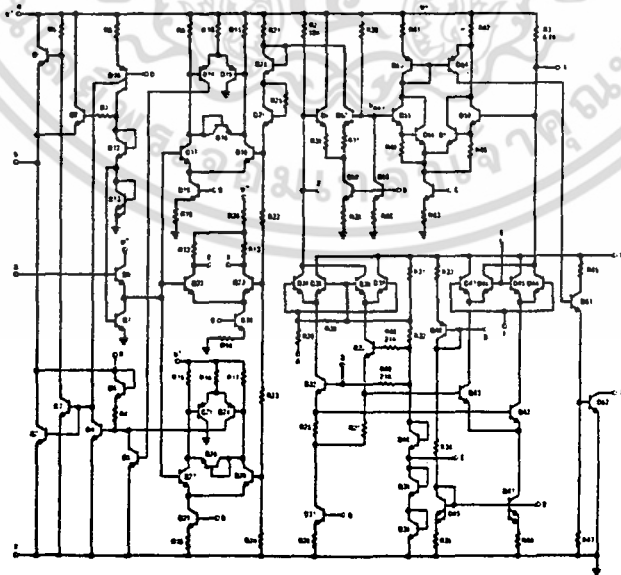


Order Number LM567H or LM567CH
See NS Package H08C

Dual-In-Line Package



Order Number LM567CN
See NS Package N08B



Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage Pin	10V
Power Dissipation (Note 1)	300 mW
V_B	15V
V_3	-10V
V_3	$V_B + 0.5V$
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

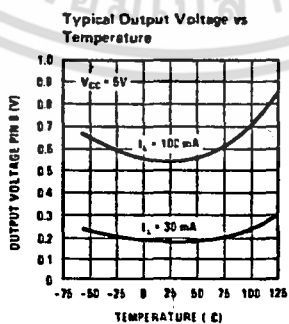
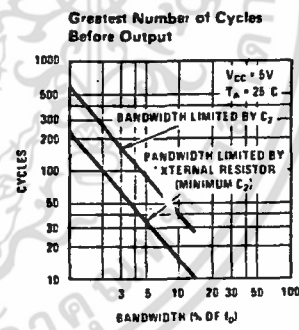
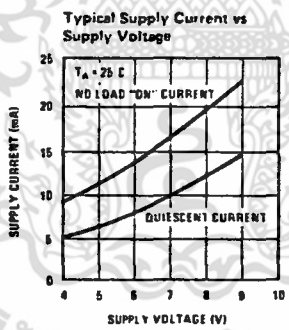
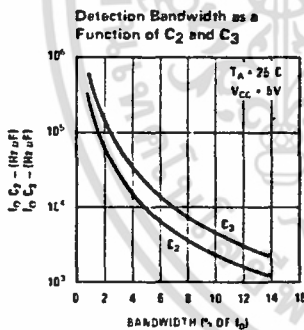
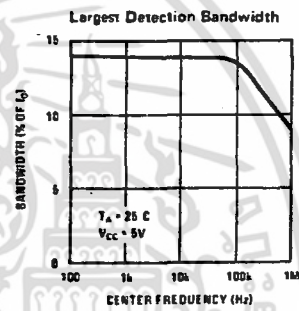
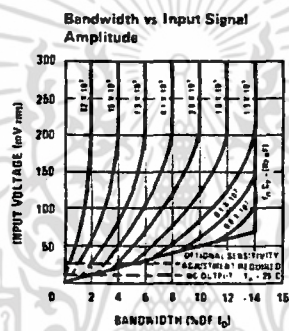
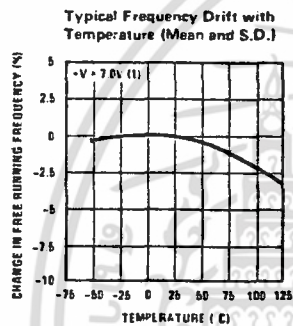
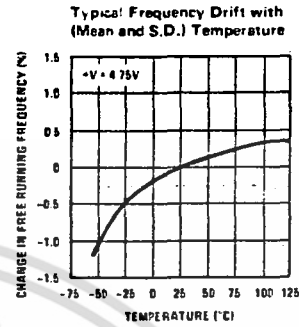
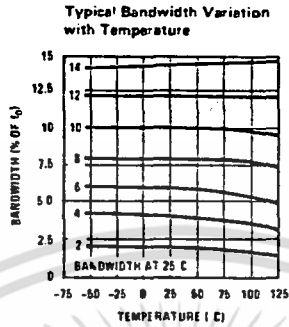
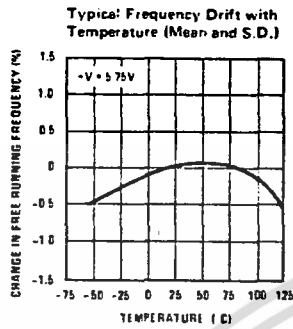
Electrical Characteristics (AC Test Circuit, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_C = 5V$)

PARAMETERS	CONDITIONS	LM567			LM567C LM567CN			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Power Supply Voltage Range		4.75	5.0	9.0	4.75	5.0	9.0	V
Power Supply Current	$R_L = 20k$							
Quiescent			6	8		7	10	mA
Power Supply Current	$R_L = 20k$							
Activated			11	13		12	15	mA
Input Resistance		18	20	22	15	20	25	k Ω
Smallest Detectable Input Voltage	$I_C = 100\text{ mA}$, $f_c = f_o$		20	25		20	25	mVrms
Largest No Output Input Voltage	$I_C = 100\text{ mA}$, $f_c = f_o$	10	15		10	15		mVrms
Largest Simultaneous Outband Signal to Inband Signal Ratio			6			6		dB
Minimum Input Signal to Wideband Noise Ratio	$B_n = 140\text{ kHz}$		-6			-6		dB
Largest Detection Bandwidth		12	14	16	10	14	18	% of f_o
Largest Detection Bandwidth Skew			1	2		2	3	% of f_o
Largest Detection Bandwidth Variation with Temperature			± 0.1	0.25		± 0.1	0.5	%/°C
Largest Detection Bandwidth Variation with Supply Voltage	4.75V - 6.75V		± 1	± 2		± 1	± 5	%/V
Highest Center Frequency		100	500		100	500		kHz
Center Frequency Stability	$0 < T_A < 70$		35	60		35	60	ppm/°C
	$-55 < T_A < +125$		35	140		35	140	ppm/°C
Center Frequency Shift with Supply Voltage	4.75V - 6.75V		0.5	1.0		0.4	2.0	%/V
Fastest ON-OFF Cycling Rate			$f_o/20$			$f_o/20$		
Output Leakage Current	$V_B = 15V$		0.01	25		0.01	25	μA
Output Saturation Voltage	$e_i = 25\text{ mV}$, $I_B = 30\text{ mA}$		0.2	0.4		0.2	0.4	V
	$e_i = 25\text{ mV}$, $I_B = 100\text{ mA}$		0.6	1.0		0.6	1.0	
Output Fall Time			30			30		ns
Output Rise Time			150			150		ns

Note 1: The maximum junction temperature of the LM567 is 150°C, while that of the LM567C and LM567CN is 100°C. For operating at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W, junction to ambient or 45°C/W, junction to case. For the DIP the device must be derated based on a thermal resistance of 187°C/W, junction to ambient.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

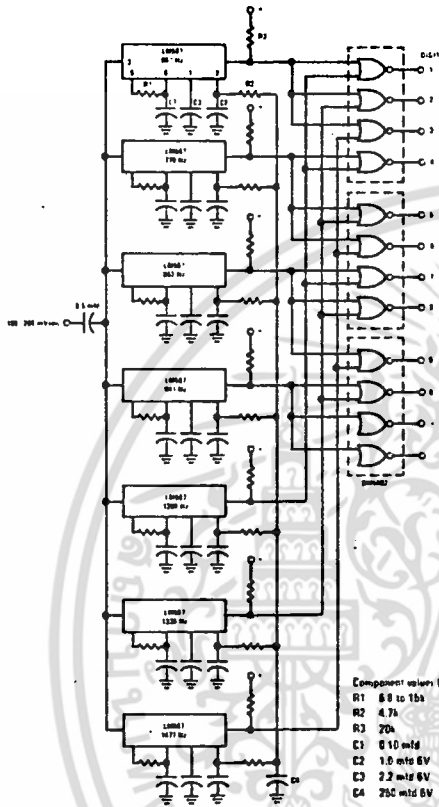
Typical Performance Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

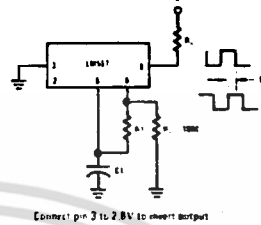
Typical Applications

Touch Tone Decoder



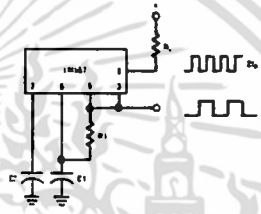
Component values (typ)
 R1 6.8 to 15k
 R2 4.7k
 R3 20k
 C1 0.10 mfd
 C2 1.0 mfd 5V
 C3 2.2 mfd 5V
 C4 250 mfd 5V

Oscillator with Quadrature Output

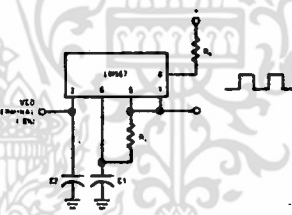


Connect pin 3 to 2.8V to invert output

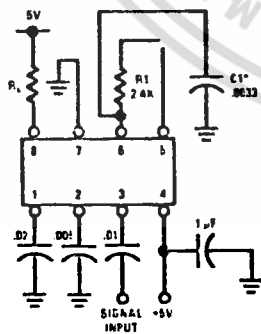
Oscillator with Double Frequency Output



Precision Oscillator Drive 100 mA Loads



AC Test Circuit



$f_0 = 100 \text{ kHz} \pm 5\%$
 *Note: Adjust for $f_0 = 100 \text{ kHz}$

Applications Information

The center frequency of the tone decoder is equal to the free running frequency of the VCO. This is given by

$$f_0 \cong \frac{1}{1.1R_1C_1}$$

The bandwidth of the filter may be found from the approximation

$$BW = 1070 \sqrt{\frac{V_1}{f_0 C_2}} \text{ in \% of } f_0$$

Where:

V_1 = Input voltage (volts rms), $V_1 \leq 200 \text{ mV}$

C_2 = Capacitance at Pin 2 (μF)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

1. Arpad Barna, Dan L. Porat, Integrated Circuit in Digital Electronics, pp. 281-305, John Wiley & Sons Inc, 1987
2. Arthur H. Seidman, Phar Institute, InteGrate Circuits Application Handbook, pp. 398-450, John Wiley & Sons Inc, 1983
3. Robert Boylested, Louise Nashelsky, Electronic Device and Circuit Theory, pp. 727-733, Prentice-Hall of India Private Limited, 1989
4. Sergio Franco, Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits, pp. 207-217, Mc Graw-Hill Book Company, 1988
5. Thomas Young, Linear Integrated Circuit, pp. 169-195, John Wiley & Sons Inc, 1981
6. ยืน ภู่วรวรรณ, ทฤษฎีและการทำงานของวงจรรวม เล่ม 2, หน้า 33-40, 2532
7. ชัชวาล โชติวารินทร์, "การออกแบบวงจรรวมความถี่", เซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์, 96(2532):241-244
8. ปราโมทย์ จุฑาพร, "เข้าใจและใช้งานโซลิตัสเตตรีเลย์ ตอนที่ 1", เซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์, 107(2534): 92-97
9. เปรมจิตร วิสุทธีศิริ, "พื้นฐานวงจรรวมเอ(1)", เซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์, 102(2534): 272-279
10. อภิชาติ ศิริบุญกุล, "วงจรรวมความถี่", เซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์, 96(2532): 241-244

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นางสาววิบูลย์รัตน์ โตสงวน เกิดวันที่ 5 มีนาคม พ.ศ. 2514
สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนต้นและระดับมัธยมศึกษาตอนปลายจาก
โรงเรียนสตรีวิทยา 2 และเข้าศึกษาต่อระดับปริญญาตรีสาขาฟิสิกส์ประยุกต์
คณะวิทยาศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง
และสำเร็จการศึกษาในปีการศึกษา 2534

นายสมชาย ทรงแสงธรรม เกิดวันที่ 3 มกราคม พ.ศ. 2512
สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนต้นและระดับมัธยมศึกษาตอนปลายจาก
โรงเรียนชลราษฎรอำรุง และเข้าศึกษาต่อระดับปริญญาตรีสาขาฟิสิกส์ประยุกต์
คณะวิทยาศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง
และสำเร็จการศึกษาในปีการศึกษา 2534

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้