

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

โมดูลปรับสภาพสัญญาณ



นางสาว ศิริรัตน์ อาชามงคล  
นาย ดำรงค์ ประเทืองสุขพงษ์

ร/พ.

๑๕๘๘  
๒๕๓๕

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน.....  
วันเดือนปี.....

๖๑๒๕๕๔๖๐๑

โครงการพิเศษนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิทยาศาสตรบัณฑิต

ภาควิชา ฟิลิกส์ประยุกต์

คณะวิทยาศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา ๒๕๓๕

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Signal Conditioning Module**

**Ms. Sirinan Achamongkol**

**Mr. Damrong Prathuengsukphong**



**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 อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อโครงการพิเศษ

โมดูลปรับสภาพสัญญาณ

โดย

นางสาว ศิริรัตน์ อาชามงคล

นาย ดำรงค์ ประเทืองสุขพงษ์

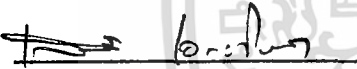
ภาควิชา

อิเล็กทรอนิกส์ประยุกต์

อาจารย์ที่ปรึกษา


วิจิต ศิริโชติ

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
อนุมัติให้นำโครงการพิเศษฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร  
วิทยาศาสตร์บัณฑิต  
ลายเซ็นต์

  
(ดร. เสน่ห์ เอกะวิภาต)

หัวหน้าภาค

คณะกรรมการโครงการพิเศษ

  
(ผศ. สุวรรณ คูสำราญ)

ประธานกรรมการ

  
(อ. วิจิต ศิริโชติ)

กรรมการ

  
(รศ. สุรพล รักวิชัย)

กรรมการ

ลิขสิทธิ์ของภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อโครงการพิเศษ โหมดูลปรับสภาพสัญญาณ  
นักศึกษา นางสาว ศิรินันท์ อาชามงคล  
นาย ดำรงค์ ประเทืองสุขพงษ์  
อาจารย์ที่ปรึกษา วิชิต ศิริโชติ  
ภาควิชา ฟิสิกส์ประยุกต์  
ปีการศึกษา 2534

บทคัดย่อ

ในโครงการพิเศษฉบับนี้ได้จัดสร้างชุดโหมดูลปรับสภาพสัญญาณเพื่อแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นอนาลอกที่มีความถูกต้องสูง เพื่อที่จะป้องกันสัญญาณรบกวน เราจะใช้วิธีการที่ว่าสัญญาณอนาลอกที่เป็นแรงดันไฟฟ้าจากทรานสดิวเซอร์จะถูกเปลี่ยนให้เป็นขบวนของพัลส์ที่มีความถี่แปรผันตรงกับแรงดันที่เข้ามาทางอินพุท ขบวนของพัลส์(หรือความถี่) จะถูกแบ่งแยกกราวนด์โดยออปโตคัปเปิลเลอร์ (optical coupler) และจะถูกแปลงกลับเป็นแรงดันไฟฟ้าดั้งเดิมโดยวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า

Special Project Title           Signal Conditioning Module

Name                               Ms. Sirinan Achamongkol  
  Mr. Damrong Prathuengsukphong

Special Project Advisor       Mr. Wichit Sirichote

Department                    Applied Physics

Academic Year                 1991

Abstract

This special project concerns the construction of a signal conditioning module for high resolution analog to analog converter. To provide the high noise immunity need, we can use techniques that the analog voltage from the transducer is converted to the pulse train at a precisely proportional frequency to the applied input voltage. Output pulse train (or frequency) are isolated by optical coupler, and then it must be converted back into voltage by Frequency to Voltage Converter (FVC).

## กิติกรรมประกาศ

โครงการพิเศษนี้สำเร็จลุล่วงไปได้เนื่องด้วยความอนุเคราะห์ของ  
บุคคลหลายฝ่าย

อ. วิชิต ศิริโชติ อาจารย์ที่ปรึกษา และได้ให้คำชี้แนะในการทำ  
โครงการพิเศษ ช่วยชี้แนะแนวทางแก้ปัญหาต่าง ๆ ตลอดจนช่วยตรวจรายงาน  
โครงการพิเศษ

อ. เกียรติศักดิ์ คมวัชระ ที่ได้ดูแลและให้คำแนะนำที่เป็นประโยชน์  
คุณไพบุลย์ ศิระพัฒน์ ที่คอยห่วงใย สอบถาม และให้คำแนะนำ  
ที่เป็นประโยชน์

คุณชายแดน ทองช้อย ที่ได้ช่วยในการค้นหาข้อมูลเพิ่มเติม  
คุณวีระรัตน์ ไทยอุบุญ ที่ได้เอื้อเฟื้อเครื่องพิมพ์  
เพื่อน ๆ ที่คอยให้กำลังใจในการทำงาน  
ท้ายที่สุดนี้ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ และคุณแม่ ที่ให้การสนับสนุน  
และเป็นกำลังใจในการทำงาน

นาย ดำรงค์ ประเทืองสุขพงษ์  
นางสาว ศิริรัตน์ อาชามงคล

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อโครงการงานพิเศษภาษาไทย	ก
บทคัดย่อโครงการงานพิเศษภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญตาราง	ง
สารบัญรูป	จ
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 โมดูลปรับสภาพสัญญาณ	4
2.1 การขยายสัญญาณ	4
2.1.1 วงจรขยายแบบกลับเฟส	4
2.1.2 วงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส	5
2.2 การปรับความชันและจุดตัดแกน $y$ ของกราฟ	6
2.3 การเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าไปเป็นกระแสไฟฟ้า	8
2.3.1 โหลดลอย	9
2.3.2 โหลดต่อลงกราวด์	13
2.4 การเปลี่ยนกระแสไฟฟ้าเป็นแรงดัน	15
2.5 หลักการแบ่งแยกสัญญาณ	18
2.5.1 วงจรขยายสัญญาณแบบคัปปลิ่งด้วยหม้อแปลง	18
2.5.2 วงจรขยายสัญญาณแบบคัปปลิ่งด้วยแสง	20
2.5.3 การคัปปลิ่งด้วยแสงสำหรับการ ON/OFF	22
2.6 การแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นความถี่	23
2.7 คุณสมบัติของ VFC	25
2.8 ชนิดของ VFC	29
2.8.1 แบบมัลติไวเบรเตอร์	29
2.8.2 แบบใช้สมดุลย์ของประจุ	30
2.9 การประยุกต์ VFC ในการแบ่งแยกสัญญาณ	36

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า	
2.10	การทำงานของ LM 331	37
2.10.1	โครงสร้างของ LM 331	37
2.10.2	การทำงานของ LM 331 ในภาค VFC	39
2.10.3	การทำงานของ LM 331 ในภาค FVC	42
2.11	ปัญหาเนื่องจากกราวด์ลูป	43
บทที่ 3	วงจรโมดูลปรับสภาพสัญญาณ	45
3.1	วงจรขยายสัญญาณไฟตรง	46
3.2	วงจรเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าเป็นความถี่	47
3.3	วงจรแบ่งแยกสัญญาณ	50
3.4	วงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า	51
3.5	แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจร	52
บทที่ 4	การทดสอบการทำงาน	54
4.1	ขั้นตอนในการทดสอบ	55
บทที่ 5	สรุปผลการศึกษาและข้อเสนอแนะ	62
5.1	สรุปผลการทำงาน	62
5.2	การใช้งาน	62
5.3	ข้อเสนอแนะ	62
ภาคผนวก		
เอกสารอ้างอิง		

## สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 2.1	เปรียบเทียบระหว่างการคัปล้างด้วยหม้อแปลงและการคัปล้างด้วยแสง	-----20
--------------	--	---------



## สารบัญรูป

		หน้า
รูปที่ 1.1	แผนภาพแสดงองค์ประกอบหลักของโครงงานพิเศษ -----	1
รูปที่ 2.1	วงจรขยายแบบกลับเฟส -----	5
รูปที่ 2.2	วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส -----	5
รูปที่ 2.3	การปรับความชันและจุดตัดแกน $y$ ของกราฟ -----	6
รูปที่ 2.4	วงจรที่ใช้ในการปรับความชันและจุดตัดแกน $y$ (a)แผนภาพ (b) สมการ $mx + b$ -----	8
รูปที่ 2.5	วงจรเปลี่ยนสัญญาณแรงดันเป็นกระแสไฟฟ้าอย่างง่าย -----	9
รูปที่ 2.6	วงจรเปลี่ยนสัญญาณแรงดันเป็นกระแสที่ปรับปรุ้งแล้ว -----	10
รูปที่ 2.7	วงจรเปลี่ยนสัญญาณแรงดันเป็นกระแสแบบปรับ span และ zero -----	11
รูปที่ 2.8	วงจรเปลี่ยนสัญญาณแรงดันเป็นกระแสแบบโหลดต่อลงกราวนด์ ---	13
รูปที่ 2.9	วงจรสมมูลของรูปที่ 2.8 -----	14
รูปที่ 2.10	วงจรที่มีการปรับความชันและจุดตัดแกน $y$ -----	15
รูปที่ 2.11	วงจรเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดันเมื่อโหลดต่อลงกราวนด์ -----	16
รูปที่ 2.12	วงจรเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดันเมื่อโหลดลอย -----	17
รูปที่ 2.13	สัญลักษณ์ของวงจรขยายที่มีการแบ่งแยกแบบคัปปลิ่งด้วยหม้อ แปลง -----	19
รูปที่ 2.14	แผนภาพแสดงวงจรขยายที่มีการแบ่งแยกแบบคัปปลิ่งด้วยหม้อ แปลง -----	19
รูปที่ 2.15	แผนภาพแสดงวงจรขยายที่มีการแบ่งแยกแบบคัปปลิ่งด้วยแสง ----	21
รูปที่ 2.16	TIL112 ออปโตคัปเปลอร์ -----	22
รูปที่ 2.17	ตัวอย่างการส่งผ่านข้อมูลที่เป็นดิจิตอล -----	23
รูปที่ 2.18	แสดงลักษณะนอนลิเนียร์ิตี -----	27

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2.19 แสดงค่าออฟเซ็ทของ VFC -----	28
รูปที่ 2.20 VFC แบบใช้มีลติไวเบรเตอร์ -----	29
รูปที่ 2.21 แผนภาพของ VFC แบบสมดุลย์ของประจุ -----	30
รูปที่ 2.22 แสดงการทำงานของวงจร -----	32
รูปที่ 2.23 แสดงพารามิเตอร์ของ VFC เพื่อให้เลือกในการใช้งาน -----	34
รูปที่ 2.24 การตอบสนองของวงจรมัลติเพล็กซ์ที่เป็นฟังก์ชันของความถี่ -----	36
รูปที่ 2.25 การประยุกต์ VFC ในการส่งสัญญาณ -----	37
รูปที่ 2.26 แสดงโครงสร้างอย่างสมบูรณ์ของ LM 331 -----	38
รูปที่ 2.27 การทำงานในภาค VFC -----	39
รูปที่ 2.28 รูปคลื่นแสดงการทำงาน -----	40
รูปที่ 2.29 แสดงการทำงานในภาค VFC -----	42
รูปที่ 2.30 ปัญหาเนื่องจากกราวนด์ลูป -----	44
รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างของโครงงานพิเศษ -----	45
รูปที่ 3.2 วงจรที่ใช้เป็นวงจรขยายสัญญาณ -----	46
รูปที่ 3.3 วงจรที่ใช้เป็นวงจรเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าเป็นความถี่ -----	48
รูปที่ 3.4 วงจรที่ใช้เป็นวงจรแบ่งแยกสัญญาณ -----	50
รูปที่ 3.5 วงจรที่ใช้ในการเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า -----	51
รูปที่ 3.6 วงจรแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรขนาด +15 V และ +15 V -----	53
รูปที่ 4.1 วงจรจ่ายแรงดันสำหรับใช้ในโครงงานพิเศษ -----	54
รูปที่ 4.2 กราฟแสดงผลการทดลองของวงจรขยายโดยใช้ XY-RECORDER เมื่อให้อัตราขยายเป็น 1 -----	57
รูปที่ 4.3 กราฟแสดงผลการทดลองของวงจรขยายโดยใช้ XY-RECORDER เมื่อให้อัตราขยายเป็น 10 -----	58
รูปที่ 4.4 กราฟแสดงผลการทดลองของวงจรขยายโดยใช้ XY-RECORDER เมื่อให้อัตราขยายเป็น 100 -----	59

สารบัญรูป (ต่อ)

หน้า

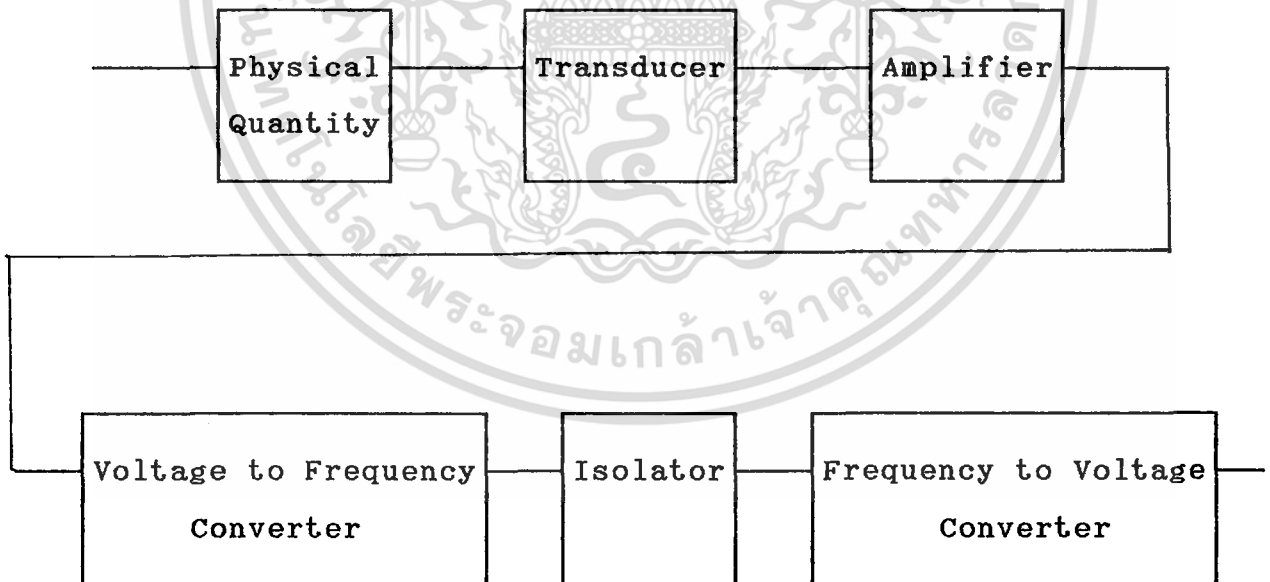
รูปที่ 4.5	กราฟแสดงผลการทดลองของวงจรโมดูลปรับสภาพสัญญาณโดยใช้ XY-RECORDER เมื่อให้อัตราขยายเป็น 1	----- 60
รูปที่ 4.6	กราฟแสดงผลการทดลองของวงจรโมดูลปรับสภาพสัญญาณโดยใช้ XY-RECORDER เมื่อให้อัตราขยายเป็น 10	----- 61



## บทที่ 1 บทนำ

ปัจจุบันวงการอุตสาหกรรมส่วนใหญ่นั้น จะมีการใช้ทรานสดิวเซอร์ (transducer) เป็นจำนวนมาก ซึ่งสามารถจะเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ใน ขบวนการทางอุตสาหกรรมที่เราสนใจไปเป็นสัญญาณทางไฟฟ้าได้ บางครั้งสัญญาณทางไฟฟ้าที่ได้นั้นมีขนาดเล็กเกินไป ได้ค่าสัญญาณไม่ตรงตามต้องการ มีค่า ดี.ซี.ออฟเซต (DC off set) ที่ไม่ต้องการ หรือเป็นสัญญาณที่มีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear) ดังนั้นจึงต้องมีการปรับสภาพสัญญาณ (signal conditioning) เพื่อให้ได้สัญญาณเป็นไปตามต้องการ

โครงการพิเศษนี้มีองค์ประกอบหลักดังแสดงในรูป



รูปที่ 1.1 แผนภาพแสดงองค์ประกอบหลักของโครงการพิเศษ

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตเห็นาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปพบว่า โครงการพิเศษนี้สามารถแบ่งออกได้เป็น 4 ส่วนสำคัญดังนี้

1. วงจรขยายสัญญาณ (Amplifier)

จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่า บางครั้งสัญญาณที่ได้จากทรานสดิวเซอร์มีขนาดเล็กเกินไป จึงต้องมีการขยายสัญญาณให้เหมาะสม โดยจะสร้างวงจรขยายสัญญาณที่มีกำลังขยายขนาด 1, 10 และ 100 เท่า ซึ่งเป็นการขยายแบบไม่กลับเฟส (noninverting amplifier)

2. วงจรเปลี่ยนแรงดันทางไฟฟ้าเป็นความถี่ (Voltage to Frequency Converter, VFC)

เป็นการนำสัญญาณที่ได้จากวงจรขยายซึ่งเป็นสัญญาณแรงดันทางไฟฟ้ามาทำการแปลงเป็นความถี่ วงจร VFC นี้จะรับอินพุตแบบอนาลอก และให้เอาต์พุตเป็นความถี่แบบพัลส์ โดยความถี่จะเป็นสัดส่วนกับแรงดันทางอินพุต จะใช้ LM 331 ซึ่งรับอินพุตตั้งแต่ 0-10 V และให้เอาต์พุต 0-10 KHz

3. วงจรแบ่งแยกสัญญาณ (Isolator)

หากทางอินพุตและเอาต์พุตมีการต่อกราวด์ร่วมกันแล้ว ถ้าทางอินพุตเกิดความเสียหายขึ้นมาจะส่งผลให้ทางด้านเอาต์พุตเสียหายด้วย ดังนั้นเพื่อแก้ปัญหานี้ จึงทำการแบ่งแยกวงจรโดยใช้วงจรแบ่งแยกสัญญาณ

4. วงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดันทางไฟฟ้า (Frequency to Voltage Converter, FVC)

จะนำความถี่ที่ได้หลังจากการแบ่งแยกสัญญาณ แล้วเปลี่ยนกลับเป็นสัญญาณแรงดันทางไฟฟ้า โดยใช้ LM 331

วัตถุประสงค์ในการทำโครงการพิเศษ

1. ศึกษาเกี่ยวกับการปรับสภาพสัญญาณแบบต่าง ๆ
2. จัดสร้างเครื่องมือเพื่อใช้ในการปรับสภาพสัญญาณ
3. ทดสอบการทำงานของเครื่องมือ โดยใช้สัญญาณจากทรานสดิวเซอร์ หรือ แหล่งกำเนิดสัญญาณอื่น ๆ

### ขั้นตอนการดำเนินงาน

1. ศึกษาการปรับสภาพสัญญาณ
2. สร้างวงจรขยาย
3. สร้างวงจรเปลี่ยนแรงดันทางไฟฟ้าไปเป็นความถี่ที่อินพุต 0-10 V และให้เอาต์พุต 0-10 KHZ
4. สร้างวงจรเปลี่ยนความถี่ไปเป็นแรงดันทางไฟฟ้า
5. ทดสอบการทำงาน
6. สรุปผลการทดลองและเขียนรายงาน

### ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ทราบถึงหลักการปรับสภาพสัญญาณ
2. สามารถออกแบบและสร้างเครื่องมือเพื่อใช้ในการปรับสภาพสัญญาณได้



## บทที่ 2 โมดูลปรับสภาพสัญญาณ

สัญญาณธรรมชาติที่ได้จากการตรวจวัด หรือทรานสดิวเซอร์มักจะอยู่ในรูปของแรงดันทางไฟฟ้าหรือกระแสไฟฟ้า ซึ่งเป็นสัญญาณแบบอนาลอกที่เป็นค่าที่ต่อเนื่อง โดยการที่จะนำเอาสัญญาณอนาลอกนี้มาใช้งานนั้นจำเป็นต้องจะมีการปรับแต่งสัญญาณให้เหมาะสม ซึ่งก็คือการปรับสภาพสัญญาณนั่นเอง

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีเบื้องต้นที่เกี่ยวข้องในการปรับสภาพสัญญาณ

### 2.1 การขยายสัญญาณ

ในการขยายสัญญาณนั้นมียุทธวิธีอยู่หลายวิธี แต่จะขอกกล่าวเพียงการขยายสัญญาณ โดยใช้อุปกรณ์ที่เรียกว่า โอเปอเรชันแนล แอมพลิไฟเออร์ (Operation Amplifier) หรือนิยมเรียกกันว่าออปแอมป์ (Op-amp) เนื่องจากในทางปฏิบัติแล้วการใช้ออปแอมป์จะมีความสะดวกในการออกแบบ และได้วงจรที่มีประสิทธิภาพสูง โดยจะขอกกล่าวแต่เพียงวงจรขยายแบบกลับเฟส และวงจรขยายแบบไม่กลับเฟสเท่านั้น

#### 2.1.1 วงจรขยายแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier)

จากรูปที่ 2.1 ออปแอมป์จะมีการต่อเป็นวงจรขยายแบบกลับเฟส เนื่องจากว่าสัญญาณอินพุตถูกป้อนเข้าออปแอมป์ทางขาลบ (-) โดยผ่านความต้านทาน  $R_1$  และมีความต้านทาน  $R_2$  ใช้ในการป้อนสัญญาณกลับ สำหรับวงจรขยายแบบกลับเฟสจะมีแรงดันทางเอาต์พุตเป็นไปตามสมการ

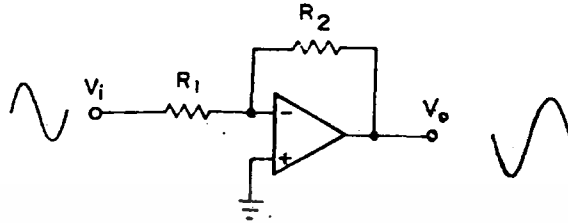
$$V_o = -(R_2/R_1)V_i$$

เครื่องหมายลบ (-) ในสมการข้างบน แสดงให้เห็นว่าสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตมีเฟสตรงกันข้าม กล่าวคือถ้าอินพุตเป็นบวกแล้วจะทำให้เอาต์พุตเป็นลบ หรือในทางกลับกัน และมีอัตราขยายแรงดัน ซึ่งก็คืออัตราส่วนแรงดันทางเอาต์พุตต่อแรงดันทางอินพุต ดังนี้

$$A = V_o/V_i$$

$$= -(R_2/R_1) \quad (2.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 วงจรขยายแบบกลับเฟส

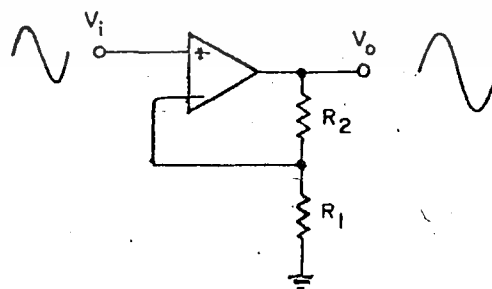
### 2.1.2 วงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส (Noninverting Amplifier)

จากรูปที่ 2.2 ออปแอมป์มีการต่อเป็นวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส เนื่องจากว่าสัญญาณอินพุตถูกป้อนเข้าออปแอมป์ทางขาบวก (+) สำหรับแรงดันทางเอาต์พุตจะเป็นไปตามสมการ

$$V_o = [1 + (R_2/R_1)]V_i$$

และมีอัตราขยายแรงดัน ดังนี้

$$A = 1 + (R_2/R_1) \quad \text{----- (2.2)}$$

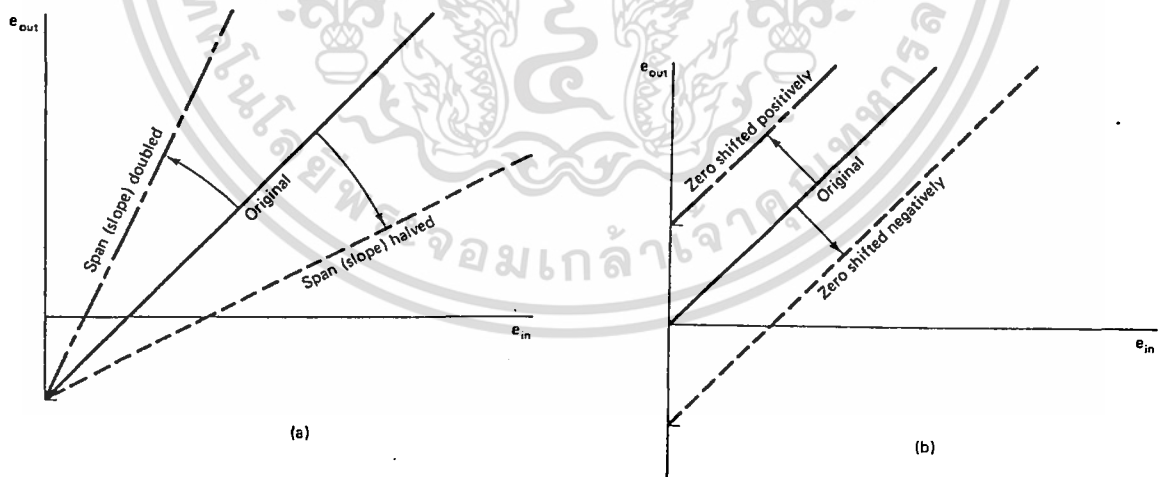


รูปที่ 2.2 วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลเห็นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.2 การปรับความชันและจุดตัดแกน $y$ ของกราฟ

ในการนำสัญญาณจากธรรมชาติที่มีการแปลงผ่านทรานสดิวเซอร์ไปใช้ในงานการควบคุมหรือการแสดงผลนั้น จะพบว่าเอาต์พุตที่ได้จากทรานสดิวเซอร์ส่วนใหญ่จะให้ระดับแรงดันหรือกระแสไม่เป็นไปตามต้องการหรือไม่เหมาะสมที่จะนำไปใช้งาน ตัวอย่างเช่นในระบบการวัดอุณหภูมิหนึ่งจำเป็นจะต้องใช้ไอซีตรวจวัดอุณหภูมิเพื่อทำการเปลี่ยนอุณหภูมิไปเป็นแรงดันทางไฟฟ้า และนำแรงดันทางไฟฟ้าที่ได้ซึ่งเป็นสัญญาณอนาล็อกเปลี่ยนต่อไปเป็นสัญญาณดิจิทัล โดยผ่านวงจร ADC (วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล) แต่ปัญหามีอยู่ว่าไอซีตรวจวัดอุณหภูมินี้จะให้เอาต์พุตเป็นแรงดันมีค่าอยู่ในช่วง 2.48 ถึง 3.90 V แต่วงจร ADC ต้องการสัญญาณอินพุตอยู่ในช่วง 0 ถึง 5 V แต่โชคดีที่ปัญหาดังกล่าวนี้เราสามารถแก้ไขได้ด้วยการปรับความชันและจุดตัดแกน  $y$  ของกราฟ โดยการปรับความชันหรือเรียกว่า span และการปรับจุดตัดแกน  $y$  หรือเรียกว่า zero จะทำให้เราได้สัญญาณเป็นไปตามต้องการ



รูปที่ 2.3 การปรับความชันและจุดตัดแกน  $y$  ของกราฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.3(a) จะแสดงการปรับความชันของกราฟ ซึ่งจะสามารรถปรับให้มีความชันได้ทั้งเพิ่มขึ้นหรือลดลง ส่วนรูปที่ 2.3(b) เป็นการปรับจุดตัดแกน  $y$  ของกราฟ จะพบว่ากราฟที่ปรับไปแล้วจะขนานกับกราฟรูปเดิม

การปรับความชันและจุดตัดแกน  $y$  ของกราฟสามารถใช้วงจรดังรูปที่ 2.4 ซึ่งเป็นวงจรอินเวอร์ตติ้ง ซัมเมอร์ (inverting summer) โดยมีเอาต์พุตจาก  $U_1$  ดังนี้

$$e_{u1} = -(R_f/R_1)e_{in} - (R_f/R_{os})V$$

-1 ดังนั้น

จากนั้นสัญญาณจะผ่านวงจรขยายกลับเฟสที่มีอัตราขยายแรงดันเป็น

$$e_{uz} = (R_f/R_1)e_{in} + (R_f/R_{os})V \quad \text{----- (2.3)}$$

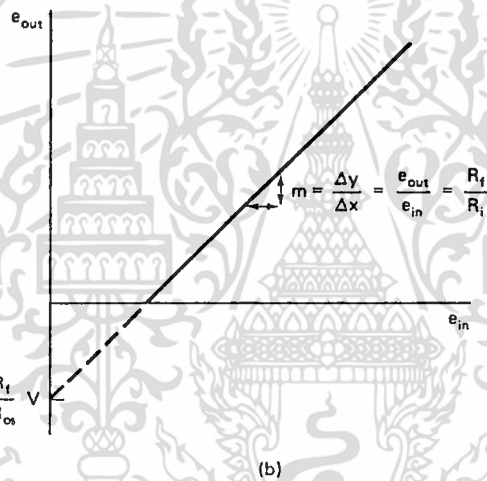
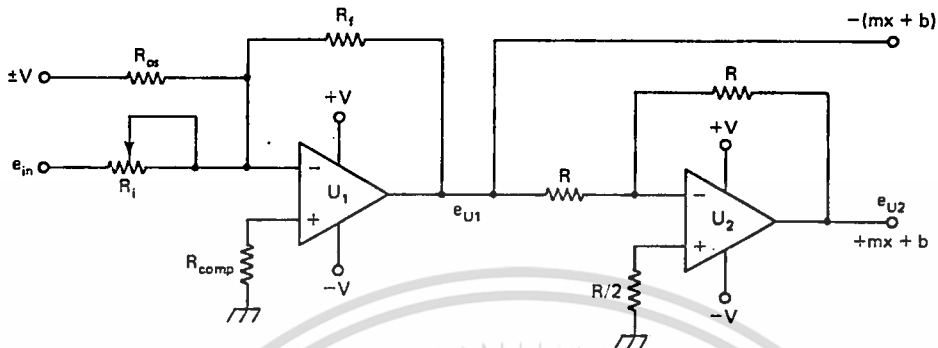
เปรียบเทียบกับสมการเชิงเส้น

$$y = mx + b$$

จะพบว่าความชันของกราฟ (span) :  $m = (R_f/R_1)$

และจุดตัดแกน  $y$  ของกราฟ (zero) :  $b = (R_f/R_{os})V$

หากเราต้องการปรับความชันก็สามารถปรับได้จาก  $R_1$  และจะปรับจุดตัดแกน  $y$  ได้จากการเปลี่ยนแปลงค่า  $V$



รูปที่ 2.4 วงจรที่ใช้ในการปรับความชันและจุดตัดแกน y

(a) แผนภาพ (b) สมการ  $mx + b$

### 2.3 การเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าไปเป็นกระแสไฟฟ้า (Voltage to Current Conversion)

เนื่องจากกระแสไฟฟ้าจะมีค่าเท่า ๆ กันภายในวงรอบ (loop) ที่มีความต้านทานต่ออนุกรมกัน ดังนั้นในการแปลงสัญญาณแรงดันให้เป็นกระแสไฟฟ้าแล้วทำการส่งผ่านไป จะทำให้เราแน่ใจได้เลยว่า โหลดจะได้รับสัญญาณ (กระแสไฟฟ้า) นั้นเท่ากับที่เราส่งไป

ดังนั้นจึงมีการเปลี่ยนสัญญาณแรงดันให้เป็นกระแสไฟฟ้า ชนิดของการเปลี่ยนสัญญาณแรงดันให้เป็นกระแสไฟฟ้านั้นจะขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานของโหลดว่าลอยอยู่ (floating load) หรือโหลดนั้นถูกต่อลงกราวนด์ (ground load) จึงสามารถแบ่งชนิดของการเปลี่ยนสัญญาณแรงดันให้เป็นกระแสไฟฟ้าได้ 2 ชนิด ดังนี้

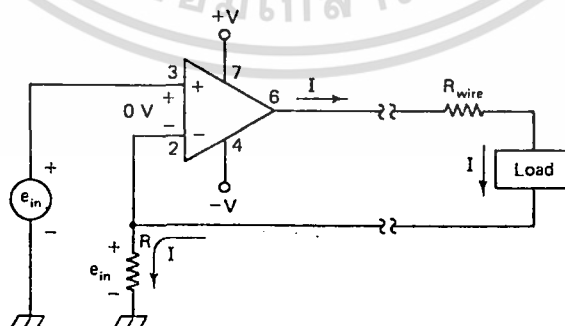
### 2.3.1 โหลดลอย (Floating load)

วงจรง่าย ๆ ของการเปลี่ยนสัญญาณแรงดันเป็นกระแสไฟฟ้าแบบโหลดลอยนั้นได้แสดงดังรูปที่ 2.5 ซึ่งเป็นวงจรรขยายแบบไม่กลับเฟส ทำการวิเคราะห์วงจรเมื่อออปแอมป์มีวงรอบปิด (closed loop) ดังนั้นจึงมีกระแสไหลผ่านความต้านทาน R เท่ากับ

$$I = e_{in} / R \quad \text{----- (2.4)}$$

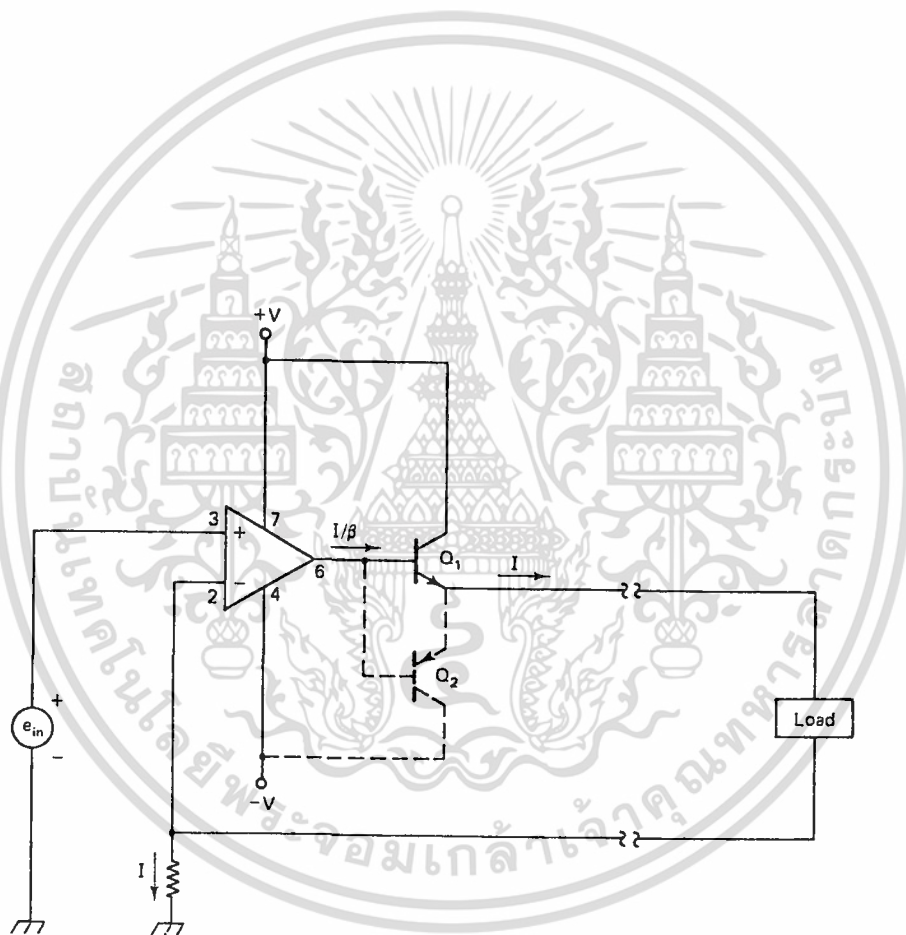
และเนื่องจากว่าไม่มีกระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าและออกจากออปแอมป์ ฉะนั้นกระแสไฟฟ้านี้จึงเป็นกระแสที่ไหลในวงรอบปิดด้วย ซึ่งจะสังเกตเห็นว่าความต้านทานในวงรอบปิด ( $R_{loop} = R_{wire} + R_{load}$ ) จะไม่มีผลใด ๆ กับกระแสไฟฟ้าที่ไหลอยู่ภายในเลย แต่แรงดันเอาต์พุตของออปแอมป์จะขึ้นอยู่กับ  $R_{loop}$  ดังนี้

$$V_{out} = [1 + (R_{loop} / R)] e_{in} \quad \text{----- (2.5)}$$



รูปที่ 2.5 วงจรเปลี่ยนสัญญาณแรงดันเป็นกระแสไฟฟ้าอย่างง่าย

ส่วนใหญ่ในการส่งสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่เป็นมาตรฐานนั้น จะต้อง  
 การกระแสขนาด 20 mA หรือ 60 mA ซึ่งกระแสขนาดนี้จะเกินขีดความ  
 ารถของออปแอมป์ปกติ แต่อย่างไรก็ตามเราสามารถที่จะใช้ทรานซิสเตอร์  
 ( $Q_1$ ) ช่วยแก้ปัญหานี้ได้ ดังรูปที่ 2.6 เนื่องจากทรานซิสเตอร์จะช่วยลดกระ  
 แสที่ออกจากเอาต์พุตของออปแอมป์ได้เป็นจำนวน  $\beta$  เท่า ส่วนในกรณีที่สัญญาณ  
 $e_{in}$  มีค่าได้ทั้งเป็นบวกและลบเราจะเพิ่มทรานซิสเตอร์  $Q_2$  แบบพีเอ็นพีเข้าไป



รูปที่ 2.6 วงจรเปลี่ยนสัญญาณแรงดันเป็นกระแสที่ปรับปรุงแล้ว



วนลูปจาก  $e_{in}$  ไปจนถึง  $e_{ref}$  จะได้

$$e_{in} - I_{in}(1\text{ M}\Omega) - I_{in}(1\text{ M}\Omega) - e_{ref} = 0$$

แก้สมการหาค่า  $I_{in}$  จะได้

$$I_{in} = (e_{in} - e_{ref}) / 2\text{ M}\Omega$$

วนลูปจาก  $e_{in}$  ไปยัง  $V_x$  จะได้

$$e_{in} - I_{in}(1\text{ M}\Omega) - V_x = 0$$

$$\begin{aligned} V_x &= e_{in} - [(e_{in} - e_{ref}) / 2](1\text{ M}\Omega) \\ &= (e_{in} + e_{ref}) / 2 \end{aligned} \quad \text{----- (2.7)}$$

แทนสมการ (2.7) ลงใน (2.6) จะได้

$$I_L = (e_{in} + e_{ref}) / 2R = e_{in} / 2R + e_{ref} / 2R \quad \text{----- (2.8)}$$

เทียบกับสมการเชิงเส้นจะได้ความชัน (span) คือ  $1/2R$  และจุดตัดแกน  $y$  (zero) คือ  $e_{ref} / 2R$  นั่นคือเราสามารถปรับความชันและจุดตัดแกน  $y$  ได้โดยปรับ  $R$  และ  $e_{ref}$  ตามลำดับ

การหา  $R$  และ  $e_{ref}$  เมื่อมีเงื่อนไขจะสามารถทำได้ดังนี้

ที่จุด A

$$I(A) = (e(A) + e_{ref}) / 2R$$

ที่จุด B

$$I(B) = (e(B) + e_{ref}) / 2R$$

แก้สมการจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ 12-ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$2RI(B) = e(B) + e_{ref} \quad \text{----- (2.9)}$$

$$2RI(A) = e(A) + e_{ref} \quad \text{----- (2.10)}$$

ลบสมการ (2.9) ด้วย (2.10) จะได้

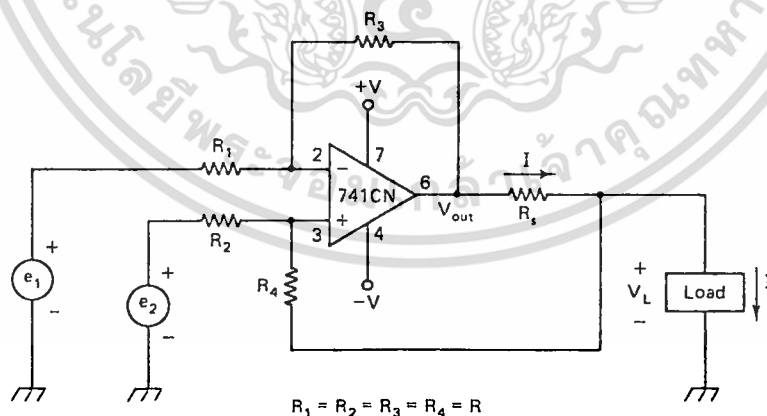
$$2R[I(B) - I(A)] = e(B) - e(A)$$

หรือ 
$$R = [e(B) - e(A)] / 2[I(B) - I(A)]$$

ส่วน  $e_{ref}$  หาได้จากการแทนค่า  $R$  ลงในสมการ (2.9) หรือ (2.10) แล้วหา  $e_{ref}$

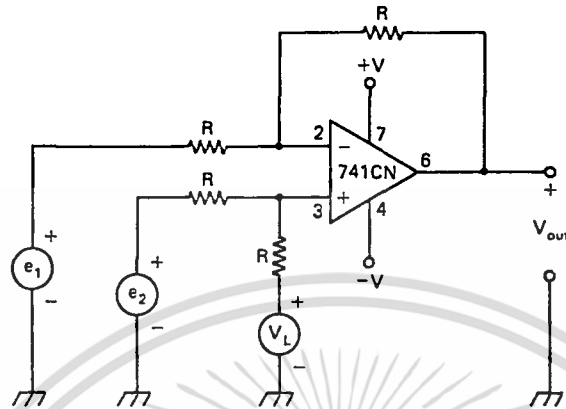
### 2.3.2 โหลดต่อลงกราวนด์ (Grounded Load)

ถ้าต้องการจะส่งกระแสไปยังโหลดที่ถูกต่อลงกราวนด์ดังแสดงในรูปที่ 2.8 กำหนดให้ความต้านทาน  $R_1, R_2, R_3,$  และ  $R_4$  มีค่าเท่ากัน



รูปที่ 2.8 วงจรเปลี่ยนสัญญาณแรงดันเป็นกระแสแบบโหลดต่อลงกราวนด์

จากรูปที่ 2.8 จะมีวงจรสมมูลดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 วงจรสมมูลของรูปที่ 2.8

จากรูปที่ 2.9 วิเคราะห์วงจรโดยใช้ทฤษฎีการวางซ้อน (Superposition Theorem) จะได้

$$V_{out} = V_L + e_2 - e_1$$

แรงดันตกคร่อม  $R_{\Sigma}$  คือ

$$\begin{aligned} V_{R_{\Sigma}} &= V_{out} - V_L \\ &= e_2 - e_1 \end{aligned}$$

กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน  $R_{\Sigma}$  คือ

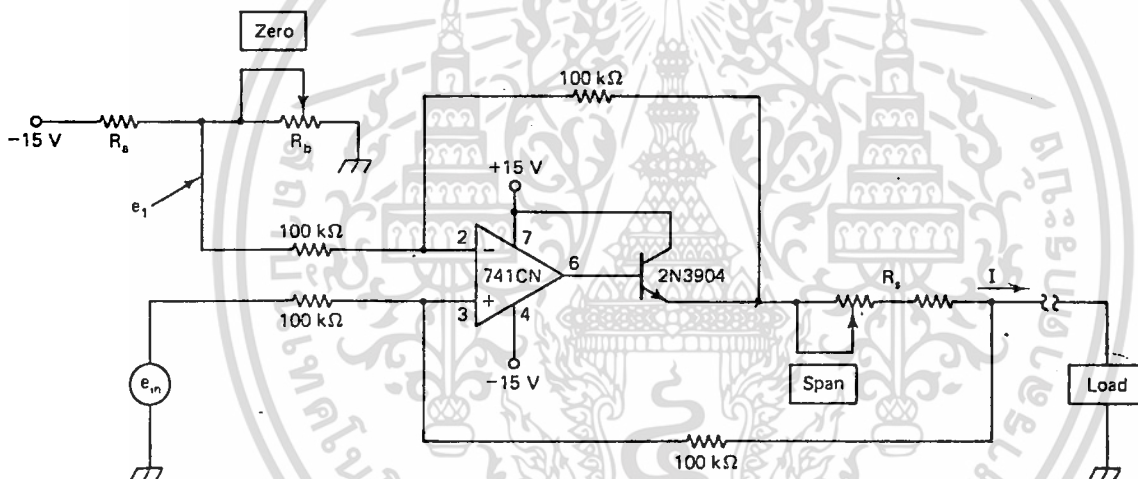
$$I_{R_{\Sigma}} = V_{R_{\Sigma}} / R_{\Sigma}$$

และ 
$$I_L = I_{R_{\Sigma}} = (e_2 - e_1) / R_{\Sigma} \quad \text{----- (2.11)}$$

จากสมการ (2.11) จะพบว่ากระแสไหลลัดนั้นจะถูกกำหนดโดยค่าความแตกต่างระหว่าง  $e_1$  และ  $e_2$  และความต้านทาน  $R_L$  ถ้าแทน  $e_2$  ด้วย  $e_{in}$  จะได้สมการดังนี้

$$I_L = (e_{in}/R_u) - (e_1/R_u)$$

เทียบกับสมการเชิงเส้นจะได้ความชัน (span) คือ  $1/R_u$  และจุดตัดแกน  $y$  (zero) คือ  $(-e_1/R_u)$  ดังนั้นเราสามารถปรับความชันและจุดตัดแกน  $y$  ได้โดยการปรับ  $R_u$  และ  $e_1$  ตามลำดับ ซึ่งมีวงจรดังรูปที่ 2.10



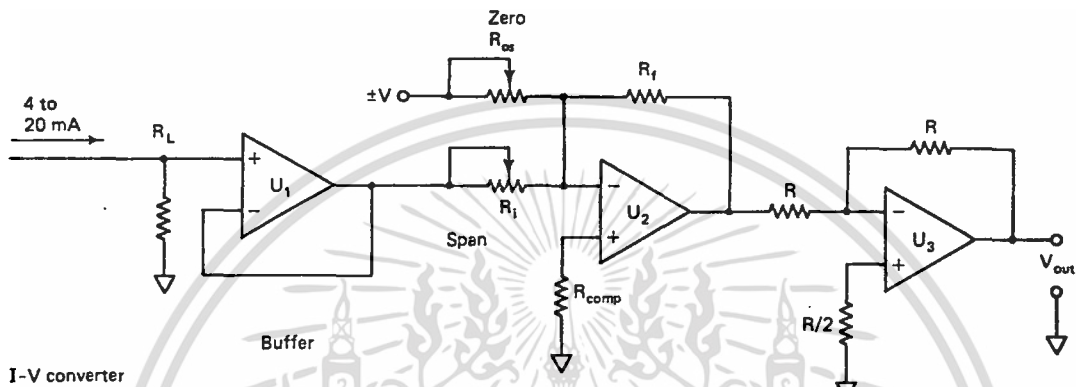
รูปที่ 2.10 วงจรที่มีการปรับความชันและจุดตัดแกน  $y$

#### 2.4 การเปลี่ยนกระแสไฟฟ้าเป็นแรงดัน (Current to Voltage conversion)

เมื่อเราทำการเปลี่ยนสัญญาณแรงดัน ให้เป็นสัญญาณกระแสแล้ว เราจำเป็นต้องเปลี่ยนสัญญาณกระแสที่กลับคืนเป็นแรงดันดั้งเดิม จากรูปที่ 2.11 สำหรับโหลดที่ต่อลงกราวด์ กระแสที่ถูส่งมาจะเปลี่ยนไปเป็นแรงดันที่ความต้านทาน  $R_L$  อย่างไรก็ตามแรงดันที่ได้นั้นไม่เป็นไปตามเงื่อนไขที่เราต้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ 15-ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การ จึงต้องมีการปรับค่าความชันและจุดตัดแกน  $y$  โดยใส่ออฟแอมป์  $U_z$  และ  $U_0$  เข้าไป ส่วน  $U_1$  ใส่เข้าไปเพื่อใช้เป็นบัฟเฟอร์แยก  $R_L$  ออกจาก  $R_1$

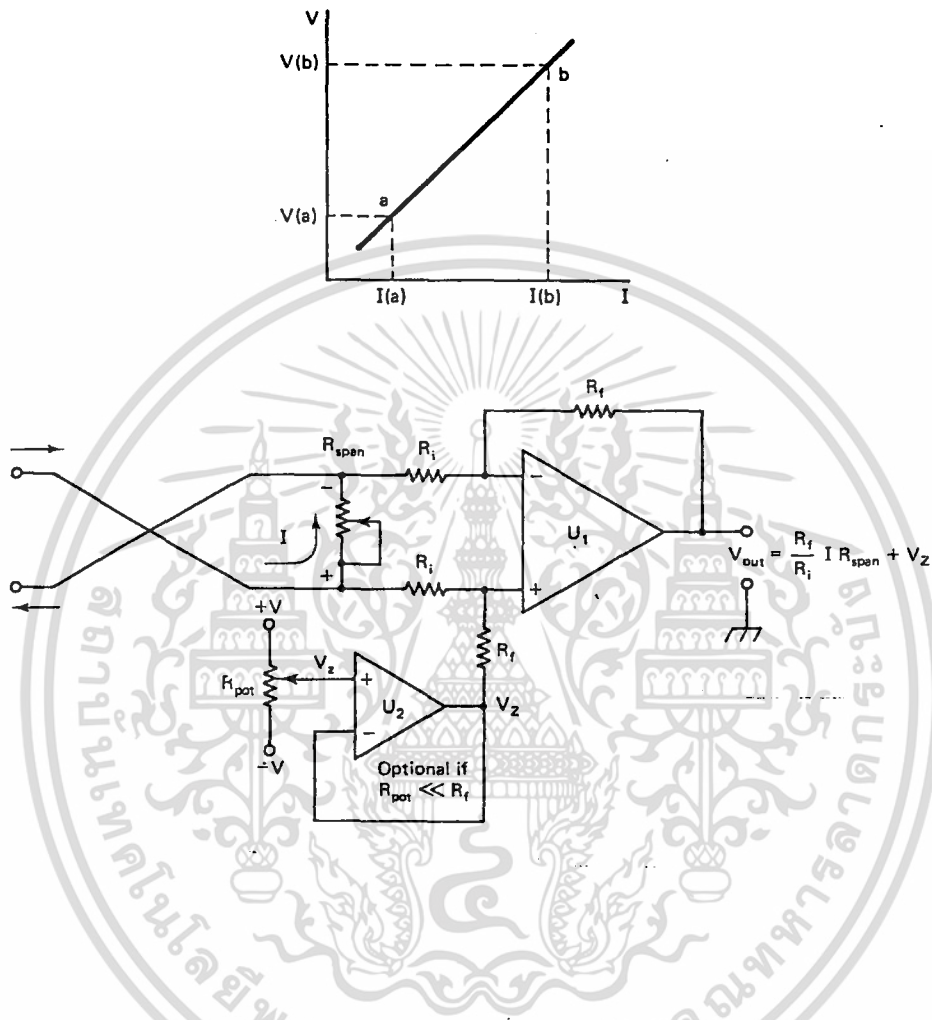


รูปที่ 2.11 วงจรเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดันเมื่อโหลดต่อลงกราวด์

ในกรณีที่ต้องการแรงดันที่ได้มาจากโหลดที่ลอย จะมีวงจรการเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดันดังรูปที่ 2.12 โดยกระแสที่รับเข้ามาจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันที่ตัวต้านทาน  $R_{span}$  จากรูป 2.12 จะให้เอาท์พุทดังนี้

$$V_{out} = (R_f/R_1)IR_{span} + V_z \quad \text{----- (2.12)}$$

เทียบกับสมการเชิงเส้นจะได้ความชัน (span) คือ  $(R_f/R_1)R_{span}$  และจุดตัดแกน  $y$  (zero) คือ  $V_z$  ดังนั้นเราสามารถปรับความชันและจุดตัดแกน  $y$  ได้โดยการปรับ  $R_{span}$  และ  $R_{pot}$  ( $V_z$  จะมีความสัมพันธ์กับการปรับค่า  $R_{pot}$ )



รูปที่ 2.12 วงจรเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดันเมื่อโหลดลอย

ส่วนการหา  $R_{span}$  และ  $V_z$  เมื่อมีเงื่อนไขสามารถทำได้ดังนี้

ที่จุด (a)  $V_{(a)} = (R_f/R_i) I_{(a)} R_{span} + V_z$  ----- (2.13)

ที่จุด (b)  $V_{(b)} = (R_f/R_i) I_{(b)} R_{span} + V_z$  ----- (2.14)

นำสมการ (2.14) ลบออกด้วย (2.13) จะได้

$$\begin{aligned}V_{(b)} - V_{(a)} &= (R_f/R_1)I_{(b)}R_{span} - (R_f/R_1)I_{(a)}R_{span} \\ &= (R_f/R_1)R_{span}[I_{(b)} - I_{(a)}]\end{aligned}$$

หาค่า  $R_{span}$  จะได้

$$R_{span} = (V_{(b)} - V_{(a)}) / [(R_f/R_1)(I_{(b)} - I_{(a)})]$$

แก้สมการ (2.13) เพื่อหา  $V_z$  จะได้

$$V_z = V_{(a)} - (R_f/R_1)I_{(a)}R_{span}$$

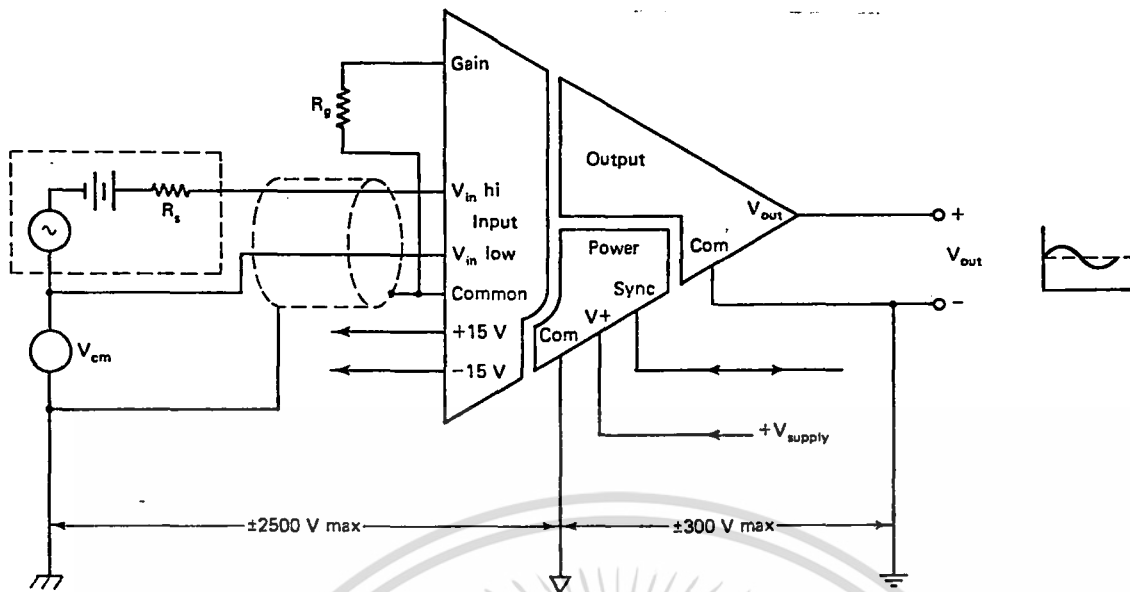
## 2.5 หลักการแบ่งแยกสัญญาณ (Isolation)

การแบ่งแยกสัญญาณจะใช้ในการแก้ปัญหากราวด์ร่วม ค่าแรงดัน common-mode ที่สูงเกินไป และความต้องการกระแสที่ผิดพลาดต่ำ ๆ

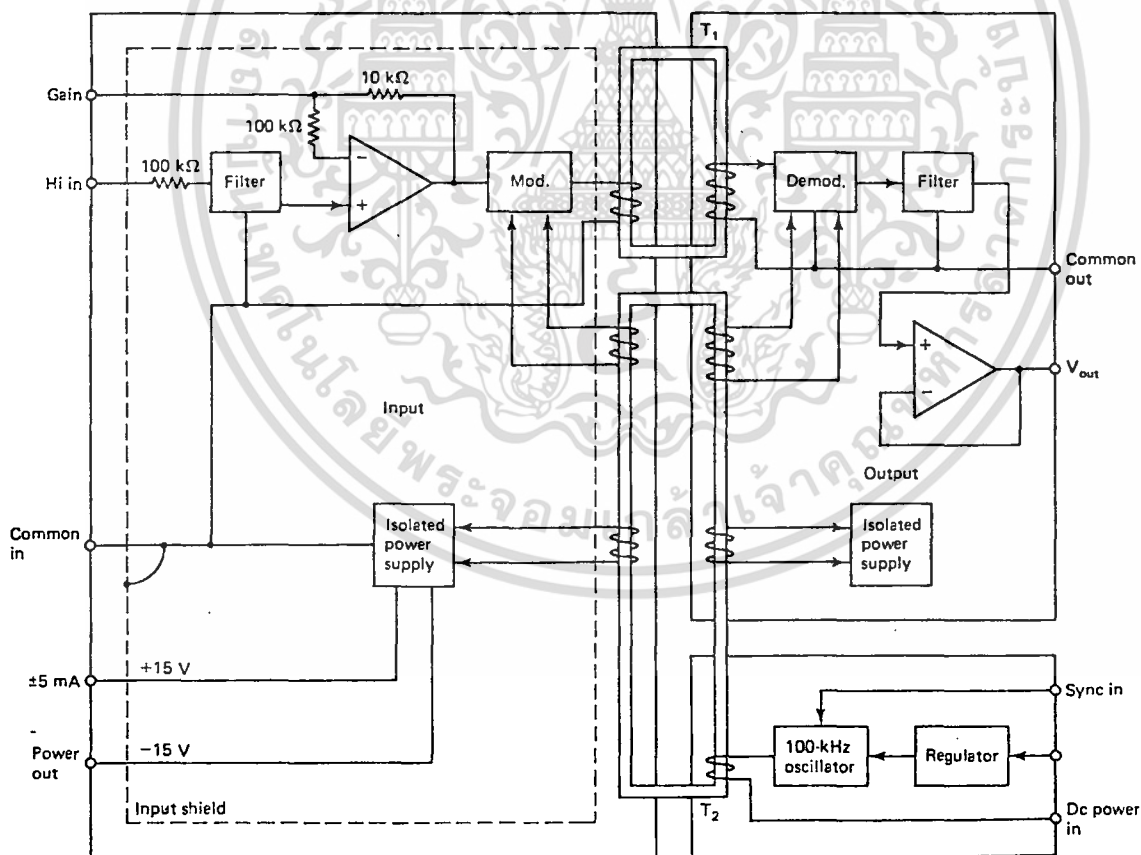
### 2.5.1 วงจรขยายสัญญาณแบบคัปปลิ่งด้วยหม้อแปลง (Transformer-Coupled Amplifiers)

สัญลักษณ์ของวงจรขยายที่มีการแบ่งแยกแบบคัปปลิ่งด้วยหม้อแปลง (transformer-coupled isolation amplifier) แสดงดังรูปที่ 2.13 ซึ่งถูกแบ่งออกเป็น 3 ส่วนด้วยกัน โดยพลังงานและสัญญาณในแต่ละส่วนจะถูกต่อถึงกันด้วยหม้อแปลงหลาย ๆ ตัว ซึ่งไม่ต้องการที่จะต่อร่วมของแต่ละส่วน ในส่วนของแหล่งจ่ายไฟจะต่อพลังงานไปยังส่วนอินพุทและเอาต์พุท

แผนภาพของวงจรขยายที่มีการแบ่งแยกแบบคัปปลิ่งด้วยหม้อแปลง ได้แสดงดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.13 สัญลักษณ์ของวงจรขยายที่มีการแบ่งแยกแบบคัปปลิงด้วยหม้อแปลง



รูปที่ 2.14 แผนภาพวงจรขยายที่มีการแบ่งแยกแบบคัปปลิงด้วยหม้อแปลง

## 2.5.2 วงจรขยายสัญญาณแบบคัปปลิงด้วยแสง (Optically Coupled Amplifiers)

วงจรขยายที่มีการแบ่งแยกแบบคัปปลิงด้วยหม้อแปลงนั้นมีข้อเสียคือ มีราคาแพง มีขนาดใหญ่ (เมื่อเทียบกับอุปกรณ์ IC อื่น ๆ) จะทำให้เกิดการรบกวนจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI) ถ้าใช้งานที่ความถี่สูง และจะถูกจำกัดแบนด์วิธของการขยายและอัตราการตอบสนองถ้าใช้งานที่ความถี่ต่ำ วงจรขยายที่มีการแบ่งแยกแบบคัปปลิงด้วยแสง (Optically coupled isolation amplifiers) จะถูกนำมาใช้แทนหม้อแปลงด้วย LED (ไดโอดเปล่งแสง) และโฟโตไดโอด (photodiode) 1 คู่ ซึ่งการรบกวนจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกจำกัดและการตอบสนองความถี่จะลดลง ตารางที่ 2.1 จะเปรียบเทียบคุณสมบัติระหว่างหม้อแปลงกับทางแสงโดยวงจรขยายสัญญาณแบบคัปปลิงด้วยหม้อแปลงจะมีความไม่เป็นเชิงเส้นมากกว่า แต่จะมีคุณสมบัติการแบ่งแยกที่ดีกว่า อย่างไรก็ตามวงจรขยายสัญญาณแบบคัปปลิงด้วยแสงจะมีการตอบสนองความถี่ได้ดีกว่า เกิดสัญญาณรบกวนน้อย มีความไวกว่า มีขนาดเล็ก และราคาต่ำ

ตารางที่ 2.1 เปรียบเทียบระหว่างการคัปปลิงด้วยหม้อแปลงกับการคัปปลิงด้วยแสง

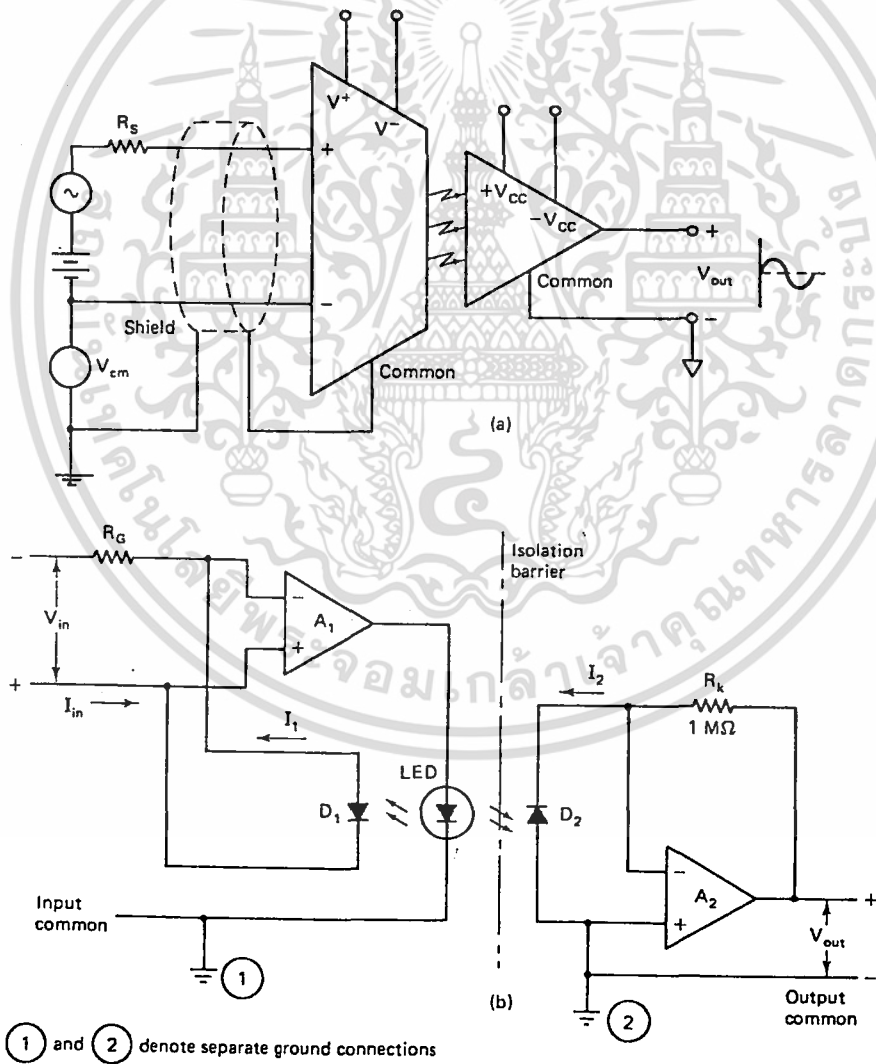
Characteristic	Transformer coupling		Optical coupling
	Amplitude modulation	Pulse-width modulation	Light-intensity modulation
Nonlinearity, max. (%)	0.03–0.3	0.005–0.025 <sup>a</sup>	0.05–0.2 <sup>a</sup>
Isolation voltage, test (kV)	Up to 7.5	Up to 5	Up to 5
Isolation-mode rejection, at 60 Hz and unity gain (dB)	Up to 120	Up to 120	100
Frequency response (kHz)	2.5	2.5	10–30
Emi generated	Low, if shielded	Low, if shielded	None
High-frequency susceptibility	High	Low	Very low
Size (in. <sup>3</sup> )	5–10	6	Less than 0.5
Price in lots of 100	From \$41	From \$90	From \$26 <sup>b</sup>

<sup>a</sup> Burr-Brown products measured at full output-voltage swing.

<sup>b</sup> Without input power supply.

Source: Burr-Brown.

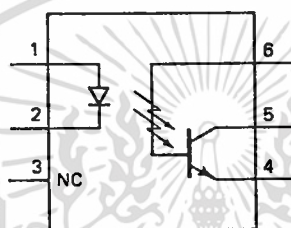
สัญลักษณ์ของวงจรขยายสัญญาณแบบคัปปลิงด้วยแสง แสดงดังรูปที่ 2.15a ให้สังเกตว่าไม่ได้มีการแบ่งแยกส่วนที่เป็นแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง ซึ่งต้องจัดหามาจากภายนอก แหล่งจ่ายไฟที่แยกกันนี้จะต้องจ่ายให้ส่วนที่เป็นอินพุตและเอาต์พุต ส่วนรูป 2.15b จะแสดงแผนภาพอย่างง่ายของวงจรขยายสัญญาณแบบคัปปลิงด้วยแสง แรงดันอินพุต ( $V_{in}$ ) จะก่อให้เกิดกระแสไหลผ่านไปยัง LED และแสงที่เกิดจาก LED จะแปรผันตรงกับกระแส  $I_2$  ที่ไหลผ่าน  $D_2$  แต่โชคไม่ดีที่อัตราส่วนของ LED/ $D_2$  นี้มีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น เพื่อให้ได้มาเพื่อความเป็นเชิงเส้นจึงใส่ไดโอด  $D_1$  เพื่อเป็นการป้อนกลับแบบลบ (negative feedback) ซึ่งคุณสมบัติของ  $D_1$  และ  $D_2$  ต้องเหมือนกันเพื่อแสงจาก LED จะเป็นสาเหตุทำให้เกิดกระแส  $I_1$  และ  $I_2$  ได้เท่ากัน



รูป 2.15 แผนภาพวงจรขยายที่มีการแบ่งแยกแบบคัปปลิงด้วยแสง

### 2.5.3 การคัปปลิงด้วยแสง (Optical Coupling) สำหรับการ ON/OFF

ถ้าข้อมูลถูกเปลี่ยนไปให้อยู่ในรูปของดิจิทัลแล้วจะช่วยให้การแบ่งแยกสัญญาณมีราคาถูก ออปโตคัปเปิลเลอร์ (optical couple) จะประกอบด้วย LED และโฟโตทรานซิสเตอร์ ตัวอย่างเช่น TIL112 ดังแสดงในรูปที่ 2.16 เมื่อไดโอดเปล่งแสงได้รับการไบแอสให้ "ON" แสงจะเปล่งออกมาภายในชิปไปยังโฟโตทรานซิสเตอร์ เป็นผลให้กระแสไหลผ่านชาคอลลาคเตอร์ เมื่อขาเบสถูกปล่อยลอย



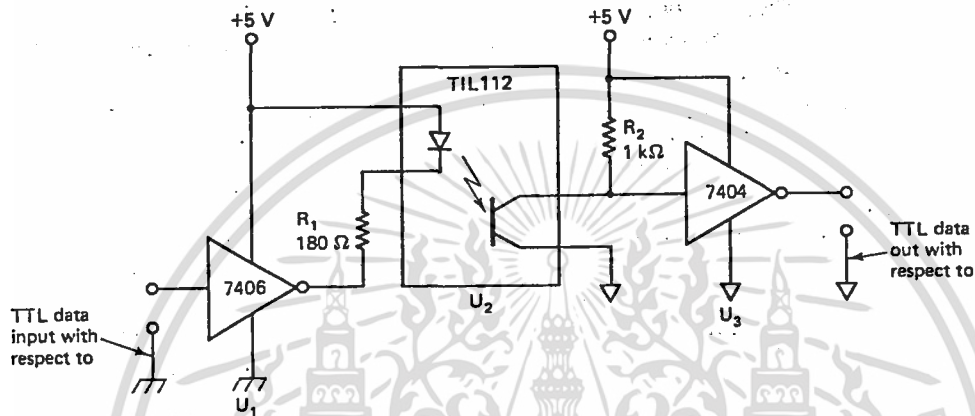
$I_F \text{ diode} \leq 100 \text{ mA}$   
 $P_{\text{diode}} \leq 150 \text{ mW}$   
 $P_{\text{transistor}} \leq 150 \text{ mW}$

รูป 2.16 TIL112 ออปโตคัปเปิลเลอร์

กระแสในโฟโตทรานซิสเตอร์จะแปรผันกับกระแสใน LED แต่โชคไม่ดีที่ความสัมพันธ์ภายในชิปมีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นจึงไม่สามารถจะส่งผ่านข้อมูลที่เป็นอนาลอกผ่านออปโตคัปเปิลเลอร์ได้อย่างถูกต้อง อย่างไรก็ตามเราสามารถส่งผ่านข้อมูลแบบดิจิทัลได้โดยอาศัยคุณสมบัติที่ดีกว่าเมื่อไม่มีกระแสไหลผ่าน LED แล้ว โฟโตทรานซิสเตอร์ก็จะ "OFF" แต่เมื่อ LED มีกระแสไหลผ่านอย่างน้อยที่สุด 20 mA ก็จะทำให้โฟโตทรานซิสเตอร์ "ON" ได้

แผนภาพของการใช้งานได้แสดงดังรูปที่ 2.17 ให้สังเกตว่าทางอินพุทและเอาต์พุทมีการต่อกราวด์ร่วมกัน เมื่ออินพุทของ  $U_1$  อยู่ในสถานะ "HIGH" ทำให้เอาต์พุทอยู่ในสถานะ "LOW" และจะส่งผลให้ LED อยู่ในสถานะ "ON" แสงที่เปล่งออกจาก LED ที่เพียงพอจะทำให้ทรานซิสเตอร์มีสถานะอิ่มตัว (saturated) ทำให้อินพุทของ  $U_2$  มีค่าประมาณ 0.2 V ซึ่ง

ก็คือสภาวะ "LOW" ในที่สุดเอาท์พุทของ  $U_2$  ก็จะอยู่ในสภาวะ "HIGH" แต่ในทางกลับกันถ้า LED เกิด "OFF" ทำให้ทรานซิสเตอร์มีสภาวะคัตออฟ (cutoff) และมีแรงดันที่ขา CE สูง จึงส่งผลให้เอาท์พุทของ  $U_2$  อยู่ในสภาวะ "LOW"



รูปที่ 2.17 ตัวอย่างการส่งผ่านข้อมูลที่เป็นดิจิทัล

## 2.6 การแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นความถี่ (Voltage to Frequency Conversion, VFC)

วงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นความถี่ (VFC) คือวงจรที่รับสัญญาณอนาลอกที่เป็นแรงดันไฟฟ้าหรือกระแสไฟฟ้าแล้วให้เอาท์พุทเป็นพัลส์ (หรือคลื่นสี่เหลี่ยม) ซึ่งมีคาบเวลาเป็นสัดส่วนผกผันกับค่าเฉลี่ยของสัญญาณอินพุท หรือกล่าวคือที่สัญญาณอินพุทค่าหนึ่ง จำนวนพัลส์ต่อเวลาหนึ่งวินาที (หรือความถี่) จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับสัญญาณอินพุทนั้น ๆ ดังนั้นข้อมูลที่เป็นดิจิทัลที่ได้จากวงจรซึ่งนับจำนวนพัลส์จาก VFC และอ่านค่าในช่วงเวลาที่กำหนดจะได้ค่าที่สอดคล้องกับค่าสัญญาณอนาลอกทางอินพุท และเมื่อใช้การป้อนกลับแบบลูปที่เหมาะสม วงจร VFC จะสามารถใช้แปลงสัญญาณความถี่กลับเป็นแรงดันไฟฟ้าได้ (Frequency to Voltage Converter, FVC)

VFC เป็นอุปกรณ์ที่ใช้ประโยชน์ได้อย่างมากมาย ในการประยุกต์ ชั้นพื้นฐานจะใช้การวัดความถี่ที่ได้จากการให้สัญญาณอินพุทเป็นแรงดันไฟฟ้า สามารถใช้เป็นวงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัลอย่างง่ายได้ และมีราคาถูก ในบรรดาอุปกรณ์แบบอินทิเกรต VFC โวลต์มิเตอร์ได้รับการรับประกันว่ามี คุณสมบัติที่เป็นโมนोटอนิกซิตี้ (monotonicity) ที่ดี มีความละเอียดสูง และมี สัญญาณรบกวนต่ำ เวลาที่ใช้ในการแปลงสัญญาณอนาลอก (แรงดันไฟฟ้า) เป็น ค่าดิจิทัลมีความสัมพันธ์ขึ้นอยู่กับความถี่เต็มสเกลของ VFC และความละเอียด ในการวัดที่ต้องการ

โดยทั่วไปแล้ว VFC ที่ใช้เป็นวงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัล จะทำงานช้ากว่าแบบประมาณค่า (Successive Approximation) และ แบบแฟลช (Flash) แต่เมื่อเปรียบเทียบความเร็วกับแบบที่ใช้วิธีการอินทิเกรต เช่น แบบสโลปคู่ (Dual Slope) จะมีความเร็วใกล้เคียงกัน VFC โวลต์มิเตอร์มีคุณสมบัติการใช้งานที่วงจรแปลงสัญญาณแบบอื่นไม่มี นั่นคืออัตราเร็วในการแปลงสัญญาณเปลี่ยนแปลงตามความละเอียดที่ต้องการวัดและสามารถใช้วงจร VFC กับวงจรนับความถี่ที่ควบคุมโดยใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ นอกจากนี้ VFC ยังสามารถให้ความละเอียดในการวัดมากกว่าแบบอื่นๆ มาก ความละเอียดของ VFC โดยหลักการแล้วสามารถเพิ่มได้อย่างไม่จำกัดขึ้นอยู่กับการใช้เวลาในการนับจำนวนพัลส์ที่เหมาะสม

ตัวอย่างเช่น VFC เบอร์ AD650 ของบริษัท Analog Device ทำงานที่ความถี่เต็มสเกล 1 MHz ให้ความละเอียด 18 บิต โดยการใช้เวลาในการนับพัลส์มากกว่า 1/4 วินาทีเล็กน้อย ความละเอียดในการใช้งานสูงสุดของ VFC โวลต์มิเตอร์จะถูกจำกัดโดยสัญญาณรบกวน

วงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นความถี่ สามารถใช้เป็นวงจร DAC (วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก) ที่มีความละเอียดสูงได้ โดยการให้ VFC ในลักษณะที่เป็น FVC ซึ่งจะเปลี่ยนข้อมูลในรูปของดิจิทัลซึ่งถูกแทนในรูป ขบวนการพัลส์หรือคลื่นสี่เหลี่ยมให้เป็นแรงดันทางไฟฟ้า การประยุกต์ใช้งาน DAC อย่างง่ายเช่นใช้เป็นเครื่องวัดอัตราเร็วรอบ (Tachometer) วงจรในลักษณะนี้ใช้ประโยชน์ในงานที่ใช้ความเร็วต่ำ เช่นการแสดงผลทางหน้าปัด หรือควบคุมกำลังที่จ่ายให้กับมอเตอร์หรือเครื่องทำความร้อน ที่ความถี่คงที่ค่าหนึ่ง ๆ แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุทไม่ได้มีลักษณะที่เป็น DC อย่างเดียว แต่จะมีการกระเพื่อมที่

ความถี่เท่ากับทางอินพุต แต่ค่าโดยเฉลี่ยแล้วจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่อินพุต และสามารถใช่วงจรกรอง (filter) เพื่อลดสัญญาณกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตได้ แต่จะทำให้เวลาเซตลิ่ง (setling time) มากขึ้น การนำ FVC ที่สัญญาณกระเพื่อมและเวลาเซตลิ่งที่เหมาะสมไปใช้งานนั้นสามารถที่จะทำได้โดยการให้ FVC ที่เป็น PLL (Phase Locked Loop) สำหรับ PLL ความถี่ที่อินพุตจะถูกนำมาเปรียบเทียบกับความถี่ที่สร้าง โดย VFC และสัญญาณที่ส่งให้ VFC จะถูกปรับจนกระทั่งความถี่ทั้งสองมีค่าเท่ากัน สัญญาณซึ่งได้สัดส่วนกับความถี่จาก VFC ก็คือแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต วงจรลักษณะนี้จะมีเวลาเซตลิ่งเร็ว และแรงดันเอาต์พุตมีสัญญาณกระเพื่อมต่ำ

นอกจากนี้ VFC อาจนำไปประยุกต์ใช้ในลักษณะอื่นได้อีก นอกเหนือจากตัวอย่างที่กล่าวมาแล้วทั้งสองแบบ เช่นการประยุกต์ใช้ VFC ในการส่งสัญญาณอนาล็อก ที่มีความถูกต้องสูงในย่านสภาพแวดล้อมที่มีสัญญาณรบกวนสูงได้โดยไม่ถูกรบกวน โดยการให้ VFC แปลงสัญญาณอนาล็อกให้เป็นพัลส์ของความถี่ที่แปรผันตรงกับสัญญาณอินพุตแล้วส่งสัญญาณความถี่นี้ออกไป สัญญาณความถี่ที่ส่งออกไปจะเป็นข้อมูลแบบดิจิทัลซึ่งทนต่อสัญญาณรบกวนได้ดีกว่าสัญญาณอนาล็อก ที่ตัวรับสัญญาณก็จะแปลงสัญญาณกลับเป็นสัญญาณอนาล็อกอีกครั้งหนึ่ง

## 2.7 คุณสมบัติของ VFC

วงจรมแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นความถี่ เป็นอุปกรณ์ที่ตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตโดยให้เอาต์พุตเป็นความถี่ สัญญาณอินพุตสามารถใช้เป็นแรงดันไฟฟ้าหรือกระแสก็ได้ ซึ่งในทางทฤษฎีแล้ว ความถี่เอาต์พุตจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับสัญญาณอินพุตดังสมการ

$$f_{out}/f_{FS} = V_{in}/V_{FS} \quad \text{----- (2.15)}$$

เมื่อ  $f_{out}$  เป็นความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต  $V_{in}$  เป็นแรงดันไฟฟ้าอินพุต  $f_{FS}$  และ  $V_{FS}$  เป็นค่าเต็มสเกลมีค่าคงที่และใช้เป็นค่าคงที่การส่งผ่าน (Transfer constant)

$$f_{out} = GxV_{in} \quad \text{----- (2.16)}$$

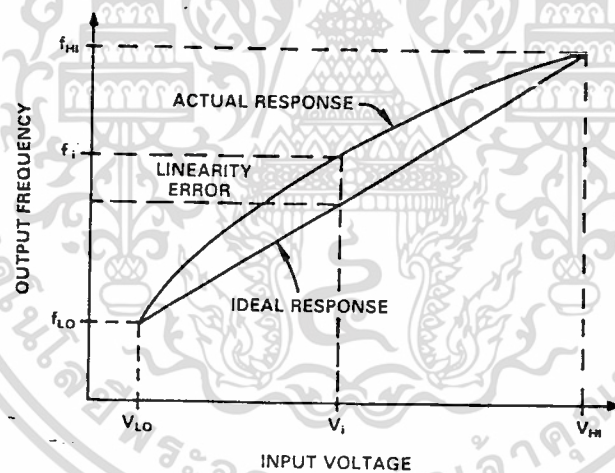
เมื่อ  $G$  เป็นอัตราขยายของ VFC หน่วยเป็นเฮิร์ตซ์ต่อโวลต์

อุปกรณ์ที่ใช้งานจริง ๆ แล้ว จะมีฟังก์ชันส่งผ่าน (Transfer Function) ที่มีเส้นตรง (linearity) ไม่สมบูรณ์ และจะเกิดค่าผิดพลาดได้ เช่น ค่าผิดพลาดออฟเซต อัตราขยายผิดพลาด มี nonlinearity เกิดขึ้น ซึ่งความผิดพลาดที่เป็น nonlinearity มีความสำคัญมาก เนื่องจากมีลักษณะทางต้นทาง (primary) ของอุปกรณ์ VFC และเป็นค่าความผิดพลาดที่ไม่สามารถทำให้ลดลงได้ ซึ่งความผิดพลาดอื่น ๆ สามารถทำให้น้อยลงได้ที่อุณหภูมิหนึ่ง ๆ โดยการปรับแต่ง ส่วนความผิดพลาดออฟเซต คือการที่สัญญาณอินพุตเป็นศูนย์แล้ว VFC ยังคงสร้างพัลส์ออกมาที่ความถี่ค่าหนึ่ง หรือความถี่ที่เป็นศูนย์ทางเอาต์พุตไม่ได้เกิดจากแรงดันอินพุตที่เป็นศูนย์ ค่าความผิดพลาดออฟเซตของ VFC ที่อุณหภูมิต่างกันจะไม่เป็นปัญหามากเนื่องจากสามารถทำให้น้อยลงได้ด้วยการใช้วงจรภายนอกมาทำการชดเชย

ค่าไดนามิกเรนจ์ (dynamic range) ของระบบจะใช้ในการปรับค่าออฟเซตที่เลื่อนไป ค่าไดนามิกเรนจ์ในช่วง  $1 \times 10^5$  ถึง 1 หมายความว่า VFC ที่ยอมรับสัญญาณอินพุตได้เต็มสเกล 10 V ควรจะรับสัญญาณขนาด  $10 \mu V$  และสร้างความถี่เอาต์พุต 1 MHz อย่างไรก็ตามถ้าออฟเซต VFC ฟังก์ชันส่งผ่านเลื่อนไปจากค่าที่ตั้งไว้ให้เท่ากับศูนย์ จะเกิดค่าผิดพลาดของอัตราส่วนของความถี่ที่ได้จากสัญญาณ  $10 \mu V$  และ 10 V ตัวอย่างเช่น ถ้าออฟเซตเลื่อนไป  $+5 \mu V$  จะต้องลดอินพุตจาก  $10 \mu V$  ให้เหลือ  $5 \mu V$  และจะได้อัตราส่วนของความถี่เป็น  $2 \times 10^5$  แต่ในทางตรงกันข้าม ถ้าเลื่อนไป  $-5 \mu V$  จะต้องเพิ่มอินพุตให้เป็น  $15 \mu V$  และอัตราส่วนจะเป็น  $(2/3) \times 10^5$

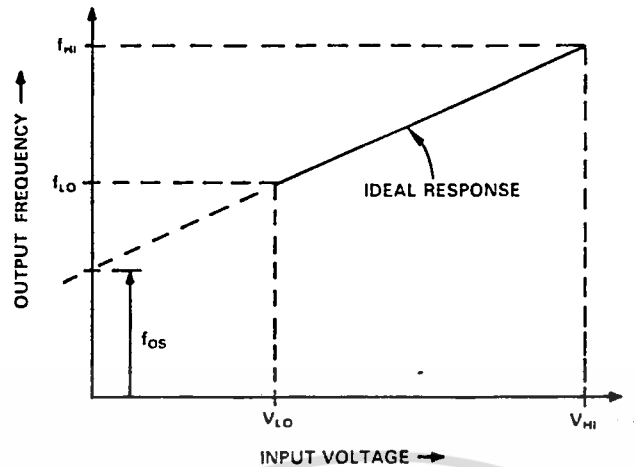
ความผิดพลาดเชิงเส้นของ VFC หาได้โดยใช้วิธี End-Point ซึ่งค่าความผิดพลาดนี้จะสามารถอธิบายได้ในเทอมของการเบี่ยงเบนออกจากค่าความสัมพันธ์การส่งผ่านแรงดันไฟฟ้าไปเป็นความถี่ (Voltage to Frequency Transfer Relation) หลังจากทำการปรับวงจร VFC ไว้ที่ค่าเต็มสเกล และที่ค่าศูนย์ โดยปกติผู้ผลิตจะบอกค่าความผิดพลาดเชิงเส้นมาให้ใน Data Sheet ด้วย

รูปที่ 2.18 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าและความถี่พร้อมกับค่าอนลิเนียร์ตี ในการหาลักษณะอนลิเนียร์ตีทำได้โดยการลากเส้นตรงเชื่อมจุด 2 จุดในช่วงไดนามิกเรนจ์ที่เป็นจุดสูงสุดและต่ำสุด (เช่น 10 mV กับ 10V) เส้นตรงที่ได้นี้จะเป็นความสัมพันธ์ในทางทฤษฎี จากนั้นจึงหาค่าที่แตกต่างจากค่าที่หาได้จากเส้นตรงนี้กับค่าที่ได้จริงจากวงจรที่มีความถี่อื่นภายในช่วงไดนามิกเรนจ์นี้ (โดยทั่วไปจะหาไว้ 10 ค่า) ผลต่างของค่าที่ได้จริงกับค่าทางทฤษฎีคือความผิดพลาดของความถี่ที่เกิดขึ้นมีหน่วยเป็นเฮิร์ตซ์ แล้วนำเอาค่าผิดพลาดของความถี่มาทำการนอร์มอลไลซ์ (normalize) กับค่าความถี่เต็มสเกล ซึ่งแสดงในหน่วย ppm (part per million) หรือ 1 ใน 100(%) ของค่าเต็มสเกล ตัวอย่างเช่น ถ้าความถี่เต็มสเกล 100 KHz มีค่าความถี่ผิดพลาดสูงสุด 5 เฮิร์ตซ์ เมื่อทำการนอร์มอลไลซ์แล้วจะระบุได้เป็น 50 ppm หรือ 0.005% และความชันของเส้นตรงที่ได้นี้ก็คืออัตราขยายของ VFC



รูปที่ 2.18 แสดงลักษณะอนลิเนียร์ตี

ออฟเซตของความสัมพันธ์ของการส่งผ่านแรงดันไฟฟ้าไปเป็นความถี่ (voltage to frequency transfer) หาได้จากการลากต่อเส้นตรงที่ได้จากการเชื่อมจุด 2 จุดที่ได้จากรูปที่ 2.18 ให้ไปตัดกับแกนความถี่ (แกน y) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.19 แต่ถ้าเส้นที่ลากต่อนั้นไปตัดแกนแรงดัน (แกน x) ก็จะเป็นออฟเซตในทางแรงดัน



รูป 2.19 แสดงค่าออฟเซตของ VFC

ค่า gain tempco คือความผิดพลาดเต็มสเกลต่ออุณหภูมิสามารถวัดได้จากการเปลี่ยนแปลงของความถี่จุด 2 จุด เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนไป ตัวอย่างเช่น ถ้าความถี่เต็มสเกล 1 MHz ความผิดพลาดทางลิเนียร์ที่ +150 ppm และมีค่า gain tempco เป็น +15 ppm/°C ด้วยอินพุต 10 V เต็มสเกล ค่า nonlinearity 150 ppm จะยอมให้มีการวัดอย่างถูกต้องที่ 1.5 mV อย่างไรก็ตาม gain tempco จะทำให้มีความผิดพลาดถ้าอุณหภูมิเปลี่ยนไป 10°C

ค่า Power Supply Rejection Ratio (PSRR) เป็นการระบุอัตราขยายของ VFC เมื่อแรงดันของแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงเปลี่ยนแปลง ค่า PSRR จะอธิบายในหน่วยของอัตราขยายหนึ่งในล้านต่ออัตราขยายเปลี่ยนแปลงเป็นเปอร์เซ็นต์ของแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง (ppm/%) ตัวอย่างเช่น พิจารณา VFC ที่มีอินพุต 10 V และให้เอาต์พุตเป็นความถี่ 100 KHz ใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง +15V เมื่อแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงเปลี่ยนเป็น +12.5 ซึ่งก็คือเปลี่ยนไป 5 ต่อ 30V หรือคิดเป็นเปอร์เซ็นต์เท่ากับ 16.7% ถ้าความถี่เอาต์พุตเปลี่ยนไป 99.9 KHz อัตราขยายจะเปลี่ยนไป 0.1% หรือ 1000 ppm ทหารด้วย 16.7% ซึ่งเท่ากับ 60 ppm/% หรือจะอธิบาย PSRR ได้อีกรูปหนึ่งคืออัตราการเปลี่ยนแปลงเป็นเปอร์เซ็นต์ของอัตราขยายต่ออัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันของแหล่งจ่าย หน่วยเป็นเปอร์เซ็นต์ต่อโวลต์

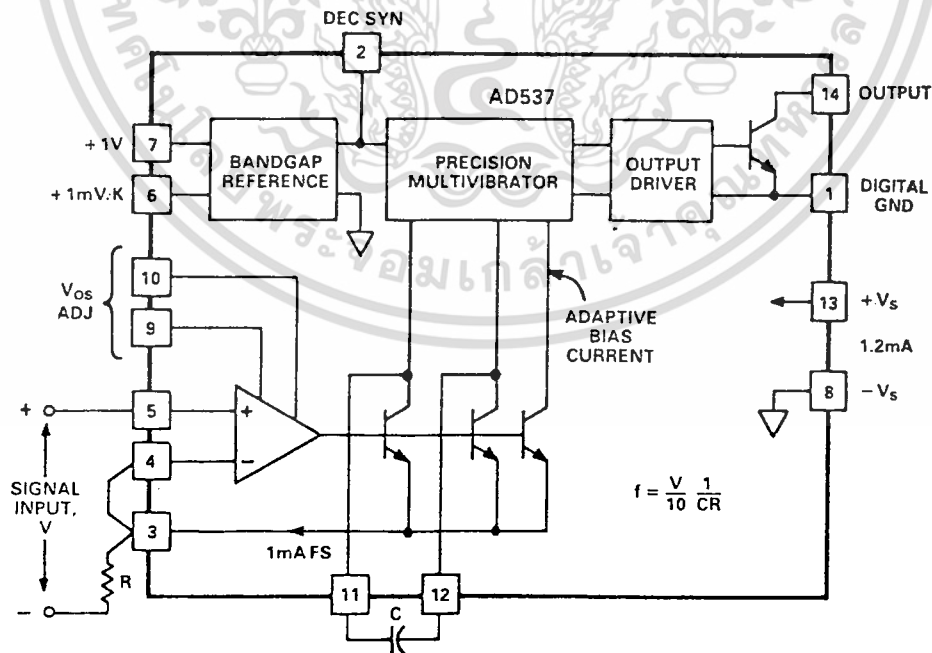
## 2.8 ชนิดของ VFC

วงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นความถี่มีด้วยกันหลายชนิด แต่ละชนิดมีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกันไป ซึ่งจำเป็นจะต้องรู้ก่อนที่จะนำไปใช้งาน ในที่นี้จะกล่าวถึงวงจรพื้นฐานของ VFC 2 แบบ คือ แบบมัลติไวเบรเตอร์ และแบบสมดุลย์ของประจุ (Charge Balance)

### 2.8.1 แบบมัลติไวเบรเตอร์ (Multivibrator type)

รูปที่ 2.20 แสดง VFC ที่ออกแบบโดยใช้มัลติไวเบรเตอร์ที่ควบคุมด้วยกระแส (Current Controlled Multivibrator) ออกแบบจะเปลี่ยนสัญญาณแรงดันทางไฟฟ้าทางอินพุตให้เป็นกระแส โดยกระแสที่ได้นี้จะเป็นตัวกำหนดอัตราการประจุตัวเก็บประจุ (C) ที่ต่ออยู่ภายนอก ซึ่งเป็นตัวกำหนดความถี่ของมัลติไวเบรเตอร์

ความถี่เอาต์พุตจะส่งออกมาทางทรานซิสเตอร์ที่มีการต่อแบบคอลเลคเตอร์เปิด (open collector) จะเห็นว่าสัญญาณกระแสถูกส่งผ่านไปยังมัลติไวเบรเตอร์ จากทางด้านอินพุตของวงจรขยายผ่านทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นพีเอ็น ซึ่งหมายถึงว่ามีกระแสเพียงชั่วเดี๋ยวเท่านั้นที่สามารถส่งไปให้ตัวเก็บประจุที่กำหนดเวลาของมัลติไวเบรเตอร์ ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าอินพุตจึงต้องเป็นบวกเสมอ



รูปที่ 2.20 VFC แบบใช้มัลติไวเบรเตอร์

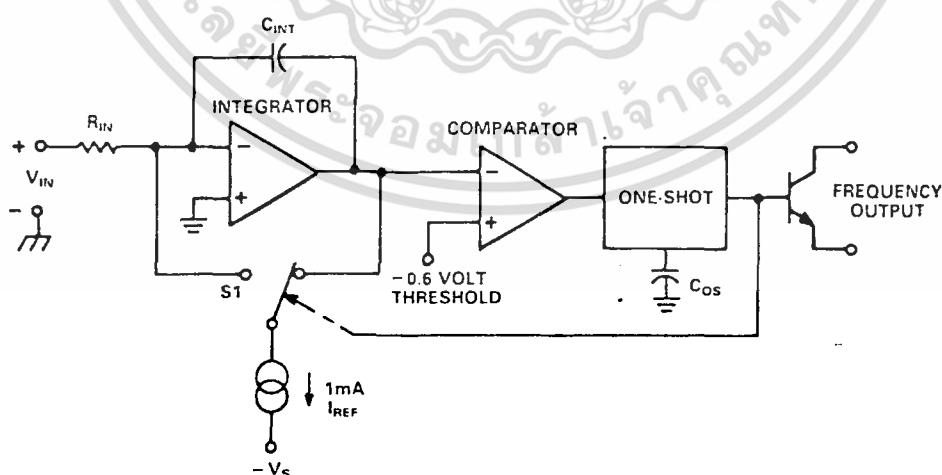
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ 29-ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีสัญญาณอินพุตมีขนาดเล็กที่มีสัญญาณรบกวนมาก แรงดันไฟฟ้าที่ขณะหนึ่งอาจเป็นลบ ซึ่งต้องการกระแสที่มีขั้วตรงกันข้าม แต่อย่างไรก็ตาม วงจรนี้ไม่สามารถให้กระแสแบบไบโพลาร์ (Bipolar) ได้ เพราะจะทำให้วงจรขยายอยู่ในสภาวะอิ่มตัว และการอินทิเกรตสัญญาณอินพุตจะหยุด ซึ่งหมายความว่าสัญญาณรบกวนทางบวกจะไปเพิ่มการประจุของกระแส แต่สัญญาณรบกวนทางลบไม่สามารถที่จะไปลดกระแสให้ต่ำกว่าศูนย์ได้ ดังนั้นการตัดสัญญาณรบกวนออกจากวงจรนี้จึงไม่ดีเท่ากับแบบสมดุลย์ของประจุ แต่ VFC แบบมัลติไวเบรเตอร์ก็มีข้อดีคือ ใช้แหล่งจ่ายไฟน้อยกว่าแบบสมดุลย์ของประจุ ตัวอย่างเช่น AD 537 จะใช้แหล่งไฟเลี้ยงที่ต่ำกว่า +4.5 V และใช้กระแสต่ำกว่า 2.5 mA สามารถให้ความถี่เอาต์พุตเต็มสเกล 100 KHz และมีความนอนลิเนียร์ดี 0.1% (1000 ppm)

### 2.8.2 แบบใช้สมดุลย์ประจุ (Charge Balance type)

คุณสมบัติที่สำคัญของ VFC แบบนี้คือ มีความเร็วสูง มีลิเนียร์ดีสูง และทนต่อสัญญาณรบกวนได้ดี

จากรูปที่ 2.21 แสดง VFC แบบสมดุลย์ของประจุซึ่งประกอบด้วย วงจรอินทิเกรเตอร์ แหล่งจ่ายกระแส สวิตช์ไฟฟ้า วงจรเปรียบเทียบ (comparator) วงจรโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ (one-shot) และเอาต์พุตทรานซิสเตอร์แบบคอลเลคเตอร์เปิด



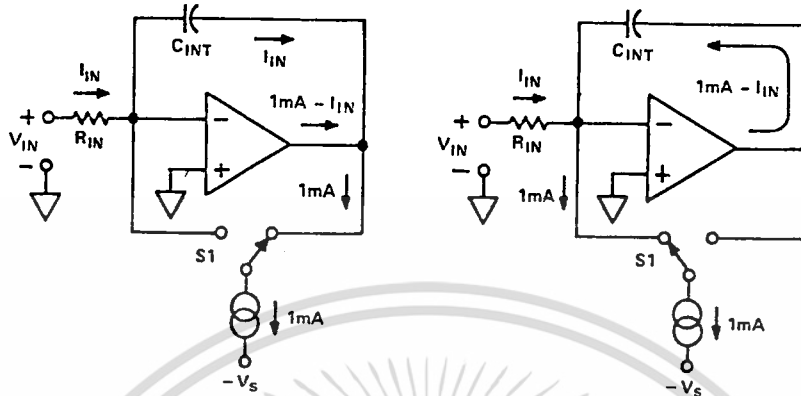
รูปที่ 2.21 แผนภาพของ VFC แบบสมดุลย์ของประจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ 30-ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

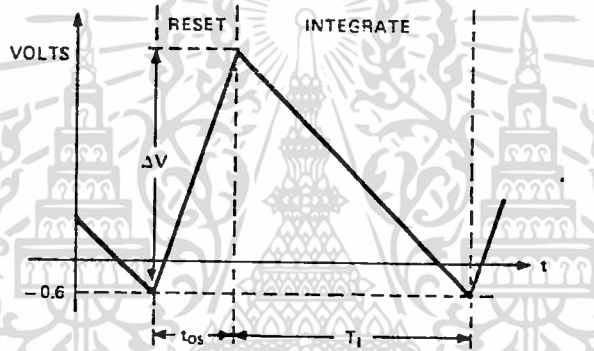
วงจรอินทิเกรเตอร์มีการต่อป้อนกลับโดยใช้ตัวเก็บประจุ  $C_{INT}$  เมื่อมีสัญญาณแรงดันอินพุตป้อนเข้ามาตกรวม  $R_{IN}$  เป็นอินพุตโวลเตจ  $V_{IN}$  หรือเมื่อมีกระแส  $I_{IN}$  สมดุลย์กับกระแสที่ป้อนกลับจากเอาต์พุตของออปแอมป์ ผ่านตัวเก็บประจุ ประจุทั้งหมดจะถูกสะสมใน  $C_{INT}$  และเอาต์พุตของวงจรอินทิเกรเตอร์จะนำไปเปรียบเทียบกับวงจรเปรียบเทียบ ซึ่งมีระดับแรงดันอ้างอิง (threshold) อยู่ เมื่อเอาต์พุตของอินทิเกรเตอร์ต่ำกว่าระดับอ้างอิง แสดงว่าประจุที่สะสมที่อินพุตมากกว่าประจุที่สะสมจากการป้อนกลับ วงจรเปรียบเทียบจะเปลี่ยนสถานะและกระตุ้นให้วงจรโมโนสเตเบิลส่งพัลส์ออกมาทางเอาต์พุต

เมื่อเอาต์พุตของวงจรโมโนสเตเบิลมีค่าเป็น "LOW" สวิตช์  $S_1$  จะทำให้เบนไปทางขวาเพื่อรับกระแสจากทางเอาต์พุตของออปแอมป์ โดยไม่มีผลกระทบต่ออัตราการสะสมประจุของตัวเก็บประจุ การทำงานในช่วงนี้เรียกว่า ช่วงการอินทิเกรต (Integration Period (รูปที่ 2.22a)) แต่เมื่อโมโนสเตเบิลถูกทริกและมีเอาต์พุตเป็น "HIGH" สวิตช์จะถูกผลักไปทางซ้ายด้านอินพุตของออปแอมป์ ซึ่งช่วงนี้เรียกว่า ช่วงการรีเซ็ต (Reset Period (รูป 2.22b)) รูปที่ 2.22a และ b แสดงการไหลของกระแสและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของการทำงานทั้งสองช่วง ให้สังเกตว่ากระแสที่ได้จากออปแอมป์จะคงเหมือนเดิมไม่ว่าจะเป็นช่วงการอินทิเกรต หรือการรีเซ็ต (ช่วงการอินทิเกรต กระแสจากแหล่งจ่ายกระแสจะไหลมาจากเอาต์พุตของออปแอมป์โดยตรง ส่วนช่วงการรีเซ็ต กระแสจะไหลผ่านตัวเก็บประจุ) แรงดันไฟฟ้าอินพุตที่เป็นบวกจะให้กระแสอินพุต ( $I_{IN} = V_{IN}/R_{IN}$ ) ซึ่งทำการประจุให้กับตัวเก็บประจุ  $C_{INT}$  แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของอินทิเกรเตอร์จะลดลงจนกระทั่งแรงดันไฟฟ้ามีค่าเท่ากับระดับที่เป็นกราวนด์ เมื่อแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของอินทิเกรเตอร์ตกรวมวงจรเปรียบเทียบที่มีระดับอ้างอิง  $-0.6\text{ V}$  ต่อไว้ เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบจะทริกวงจรโมโนสเตเบิล (จุดเริ่มต้นของช่วงการรีเซ็ต) ให้ทำการรีเซ็ตตัวเองเพื่อคายประจุ  $C_{INT}$  เวลาช่วงการรีเซ็ตของโมโนสเตเบิล ( $t_{\text{off}}$ ) กำหนดได้จากค่าตัวเก็บประจุ  $C_{\text{off}}$  ของวงจรโมโนสเตเบิล (รูปที่ 2.21) วงจรอินทิเกรเตอร์จะให้เอาต์พุตเพิ่มขึ้นทางบวกในช่วงเวลา  $t_{\text{off}}$  ดังนี้

$$\begin{aligned} \Delta V &= t_{os} (dV/dt) \\ &= t_{os} (1mA - I_{IN}) / C_{INT} \quad \text{----- (2.17)} \end{aligned}$$



a. INTEGRATION portion of cycle.      b. RESET portion of cycle.



c. Waveform for high input voltage.

รูปที่ 2.22 แสดงการทำงานของวงจร

เมื่อสิ้นสุดช่วงเวลาในการรีเซ็ต ก็จะเริ่มต้นทำการอินทิเกรตสัญญาณอีกครั้งหนึ่ง ดังรูปที่ 2.22 แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตจะลาดลงอีกครั้งหนึ่ง เวลาที่ใช้ ( $T_1$ ) จากตอนเริ่มอินทิเกรตจนถึงระดับแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงของวงจรเปรียบเทียบกับจะเป็นดังนี้

$$\begin{aligned} T_1 &= \Delta V (dV/dt) \\ &= t_{os} [(1mA - I_{IN}) / C_{INT}] [1 / (I_{IN} / C_{INT})] \\ &= t_{os} (1mA - I_{IN}) / I_{IN} \quad \text{----- (2.18)} \end{aligned}$$

ดังนั้นความถี่เอาต์พุตที่ได้มีค่า

$$\begin{aligned}
 f_{OUT} &= 1/(t_{os}+T_1) = I_{IN}/(t_{os}\times 1mA) \\
 &= (V_{IN}/R_{IN})(1/(t_{os}\times 1mA)) \text{ -----(2.19)}
 \end{aligned}$$

จากสมการจะเห็นว่า  $C_{INT}$  (ตัวเก็บประจุของวงจรรีเลย์อินทิเกรเตอร์) ไม่มีผลต่อความถี่ที่ได้ แพลตเตอร์ที่มีความสำคัญต่อวงจรคือ  $t_{os}$  ซึ่งเป็นเวลาของโมนอสเตเบิล ช่วงเวลานี้แบ่งออกได้เป็น 2 ช่วงคือ ช่วงหน่วงเวลา (propagation delay) มีค่าประมาณ 300 ns และช่วงเวลาการรีเซ็ตของ  $C_{os}$  ที่ระดับแรงดันไฟฟ้า -3.4 V โมนอสเตเบิลจะทำการรีเซ็ตตัวเองเพื่อเริ่มทำการแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นความถี่อีกครั้งหนึ่ง (เป็นการจบการทำงานใน 1 คาบ และจะเริ่มทำซ้ำอย่างนี้เรื่อยไป) ช่วงเวลาที่ได้จากโมนอสเตเบิลจะนำไปดังสมการ

$$t_{os} = \Delta V(C_{os}/I) + T_{delay} \text{ -----(2.20a)}$$

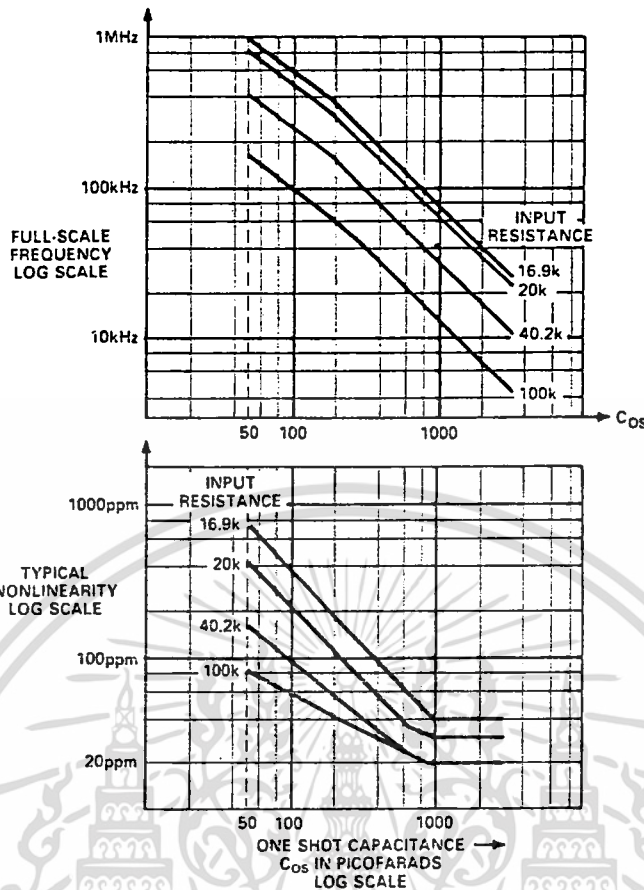
แทนค่า  $V = 3.4$ ,  $I = 0.5$  mA (แหล่งจ่ายกระแส)

$$t_{os} = 3.4V(C_{os}/0.5mA) + 300ns \text{ -----(2.20b)}$$

ดังนั้น

$$\begin{aligned}
 F_{OUT} &= [V_{IN}/R_{IN}][1/2(C_{os}\times 3.4V + 300ns\times 0.5mA)] \\
 &\text{-----(2.21)}
 \end{aligned}$$

จากสมการพบว่า  $R_{IN}$  และ  $C_{os}$  เป็นพารามิเตอร์เพียง 2 ตัวเท่านั้นที่ใช้ในการกำหนดความถี่เต็มสเกล และช่วงแรงดันไฟฟ้าอินพุตที่ใช้งานซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่จำเป็น ในการออกแบบมักนิยมให้มาในรูปแบบของกราฟดังรูปที่ 2.23 แสดงค่า  $R_{IN}$  และ  $C_{os}$  ที่ใช้ในช่องต่าง ๆ



รูปที่ 2.23 แสดงพารามิเตอร์ของ VFC เพื่อใช้เลือกในการใช้งาน

ในการเลือกค่า  $R_{IN}$  และ  $C_{OS}$  จะมีผลต่อค่าลิเนียร์ตีของ VFC โดยทั่วไปแล้ว ถ้า  $C_{OS}$  มีค่ามากและค่ากระแสอินพุตเต็มสเกลมีค่าน้อย (คือ  $R_{IN}$  มีค่ามาก) จะทำให้ลิเนียร์ตีดีขึ้น การเลือกค่า  $C_{INT}$  ขึ้นอยู่กับการใช้งาน VFC ว่าใช้แรงดันไฟฟ้าอินพุตช่วงใด และต้องการความถี่เอาท์พุทช่วงใด ถ้าหากแรงดันไฟฟ้าอินพุตเป็นสัญญาณแบบ Steady State ที่ไม่มีสัญญาณรบกวน ค่า  $C_{INT}$  หาได้จาก

$$C_{INT} = (100\mu F/s) / (f_{MAX} \text{ Hz}) \quad \mu F \quad \text{----- (2.22)}$$

ค่า  $C_{INT}$  ที่ต่ำที่สุดคือ 1000 pF

ข้อดีของวงจรแปลงสัญญาณแบบใช้อินทิเกรต (เช่น VFC แบบใช้ สมดุลย์ของประจุ) คือสามารถลดสัญญาณรบกวนได้ โดยการอินทิเกรตสัญญาณอินพุตและสัญญาณรบกวน ถ้าสัญญาณรบกวนมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ ผลจากการวัดจะสามารถตัดสัญญาณรบกวนออกไปได้ ในการแปลงสัญญาณโดยใช้ VFC จะใช้เวลาในการนับพัลส์จากเอาต์พุตของ VFC โดยมีช่วงเวลาในการเกต (gate time) คงที่ค่าหนึ่ง วงจรแปลงสัญญาณแบบอินทิเกรตจะมีลักษณะคล้ายกับวงจรกรองที่มีฟังก์ชันส่งผ่าน ดังนี้

$$H(f) = (\sin \pi f T) / \pi f T \quad \text{----- (2.23)}$$

เมื่อ  $f$  คือ ความถี่ของสัญญาณอินพุต  
 $T$  คือ เวลาที่ใช้เปิดเกตเพื่อให้วงจรนับทำงาน

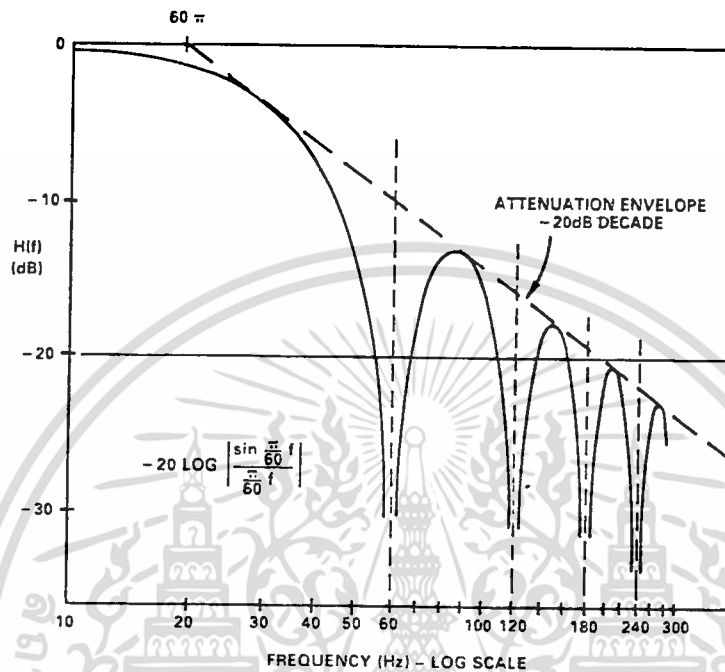
สำหรับความถี่ที่ต่ำมาก ๆ  $H(f)$  จะมีค่าเท่ากับหนึ่ง ซึ่งหมายถึงสัญญาณอินพุตเป็น dc อย่างไรก็ตามเมื่อความถี่อินพุตมีค่าเท่ากับเวลาที่ใช้ในการเปิดเกตเพื่อให้วงจรนับทำงานและฮาร์โมนิคของมัน ค่าฟังก์ชันส่งผ่านจะมีค่าเป็นศูนย์ นั่นคือสัญญาณรบกวนที่แทรกเข้ามาจะถูกตัดออกไปเหลือแต่เพียงความถี่ที่เราต้องการเท่านั้น ดังนั้นการเลือกใช้เวลาในการเปิดเกตเพื่อนับสัญญาณความถี่ จึงสามารถใช้เป็นส่วนที่ช่วยในการขจัดสัญญาณรบกวนได้

รูปที่ 2.24 แสดงกราฟที่เขียนระหว่าง  $H(f)$  กับความถี่ โดยใช้สเกล  $\log$  ใน  $H(f)$  และทำการนอร์มอลไลซ์ที่ความถี่ 60 Hz จะสังเกตเห็นว่าความถี่ไม่ได้มีความสัมพันธ์ในตัวเองเดียวกันกับเวลาที่ใช้ในการเปิดเกต กล่าวคือเมื่อความถี่สูงขึ้น  $H(f)$  ในบางช่วงมีค่าลดลง แต่ในบางช่วงมีค่าเพิ่มขึ้น เนื่องจากพัลส์ของความถี่เอาต์พุตของ VFC ถูกรวมเข้าไปในเวลาเกต ( $T$ ) ด้วย ดังนั้นอัตราการสุ่มตัวอย่าง (sampling rate) ของสัญญาณอินพุต กำหนดโดย

$$f_s = 1/T \quad \text{----- (2.24)}$$

เมื่อ  $f_u$  คืออัตราการสุ่มตัวอย่าง

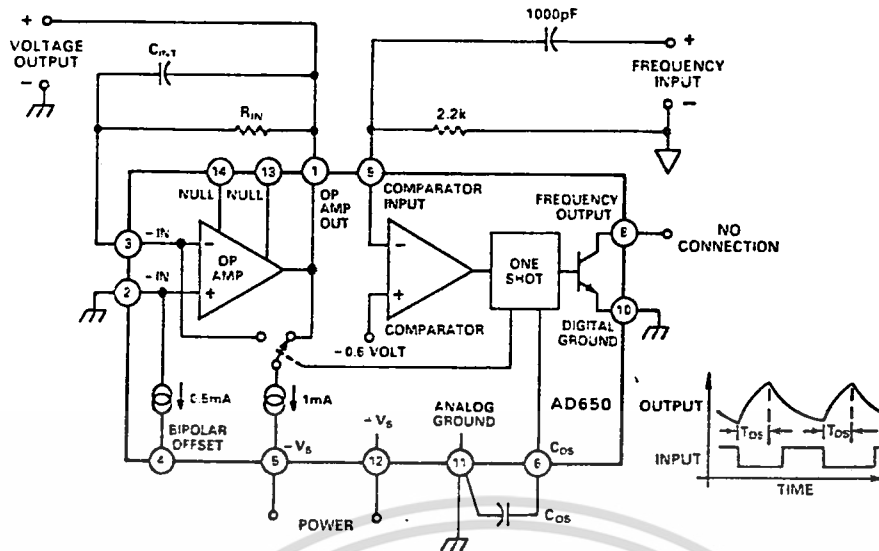
$T$  คือเวลาที่ใช้เปิดเกตเพื่อให้วงจรนับทำงาน



รูปที่ 2.24 การตอบสนองของวงจรกรองที่เป็นฟังก์ชันของความถี่

## 2.9 การประยุกต์ใช้ VFC ในการแบ่งแยกสัญญาณ

การประยุกต์ใช้ VFC ที่สำคัญคือ การแบ่งแยกสัญญาณที่เป็นสัญญาณอนาล็อก ซึ่งก็คือการส่งผ่านสัญญาณอนาล็อกผ่านรอยต่อ (barrier) ที่มีความถูกต้องสูง สัญญาณอนาล็อกจะถูกเปลี่ยนให้อยู่ในรูปชบวนของพัลส์ความถี่ที่แปรผันโดยตรงกับสัญญาณอินพุท ชบวนของพัลส์นี้จะเคลื่อนที่ผ่านรอยต่อและจะถูกแปลงกลับเป็นสัญญาณอนาล็อกดั้งเดิม รอยต่อนี้อาจจะเป็นรอยต่อทางฟิสิกส์ (เช่น ระยะเวลา) หรือทางไฟฟ้า (เช่น การส่งข้อมูลผ่านบริเวณที่มีศักย์ไฟฟ้าแตกต่างกันมาก ๆ) สัญญาณที่ส่งผ่านข้ามรอยต่อนี้จะสามารถผ่านไปได้อย่างถูกต้องโดยปราศจากสัญญาณรบกวน รูปที่ 2.25 เป็นการใช้ VFC ในการส่งสัญญาณผ่านเคเบิลสายคู่ที่ยาว 100 ฟุต



รูปที่ 2.25 การประยุกต์ VFC ในการส่งสัญญาณ

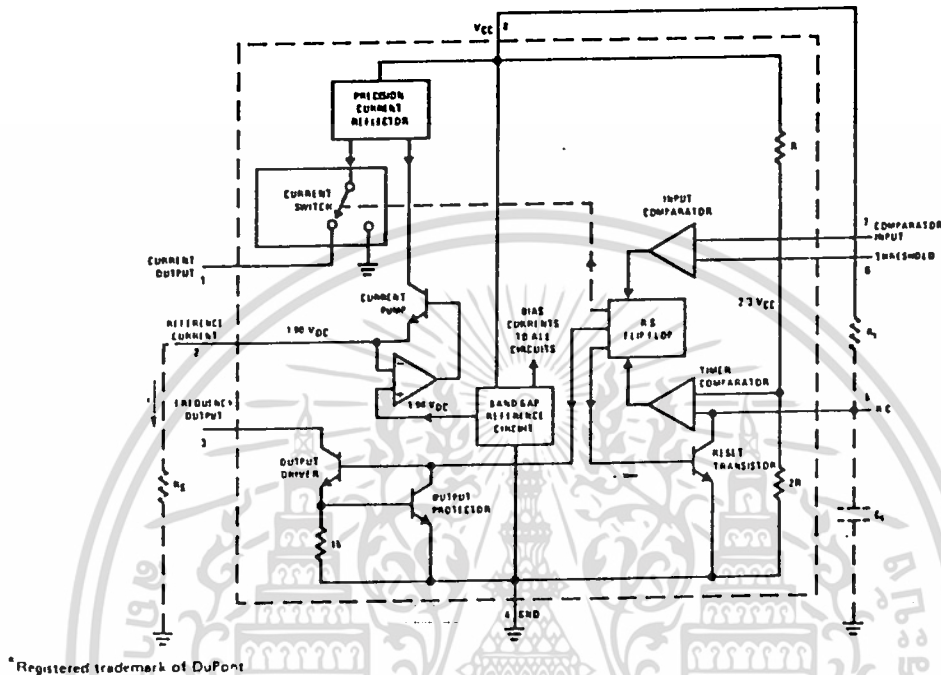
## 2.10 การทำงานของ LM 331

LM 331 เป็น IC ที่ผลิตจากบริษัท National Semiconductor สามารถนำมาประยุกต์ใช้เป็นตัวแปลงแรงดันให้เป็นความถี่ หรือเป็นตัวแปลงความถี่ให้เป็นแรงดันและต่อกับอุปกรณ์ภายนอกบ้างเล็กน้อยในราคาที่ถูกลง

### 2.10.1 โครงสร้างของ LM 331

แผนภาพแสดงโครงสร้างอย่างสมบูรณ์แสดงดังรูปที่ 2.26 มีแบนด์แกปอ้างอิง (band gap reference) เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่ให้แรงดันเอาท์พุทที่มีค่าคงที่เท่ากับ  $1.9 V_{DC}$  โดยจะให้แรงดัน  $1.9 V_{DC}$  ได้ดี ถ้า  $V_{cc}$  อยู่ในย่านระหว่าง  $3.9 V$  ถึง  $40 V$  ซึ่งจะให้แรงดันที่มีค่าสม่ำเสมอ มี ส.ป.ส. ของอุณหภูมิ (temperature coefficient) ต่ำ (จะมีการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันน้อยกว่า  $0.5\%$  เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนไป  $100^{\circ}C$ ) วงจร current pump จะบังคับให้แรงดันที่ขา 2 เป็น  $1.9 V$  ด้วย และเป็นสาเหตุให้เกิดกระแส  $i = 1.9V/R_{\mu}$  ไหลผ่านในกรณีที่  $R_{\mu} = 14 k\Omega$  จะได้  $i = 135 \mu A$  ดังนั้น current reflector ก็จะจัดหากระแสที่เท่ากับ  $i$  ไปยังสวิตช์ไฟฟ้า สวิตช์ไฟฟ้านี้จะสลับเปลี่ยนไปทางขา 1 หรือกราวด์นั้น ขึ้นอยู่กับสถานะของฟลิปฟล็อปแบบ RS แรงดัน  $1.9 V_{DC}$  ที่ขา 2 จะเสถียรอยู่ได้สำหรับค่ากระแส  $i$  ที่อยู่ระหว่าง  $10 \mu A$  ถึง  $500 \mu A$  คุณสามารถใช้แรงดันที่จุดนี้อ้างอิงให้กับส่วน

อื่น ๆ ได้ แต่ต้องแน่ใจเสียก่อนว่าส่วนนั้นจะไม่ดึงกระแสออกไปจากขา 2 ซึ่งจะเป็นสาเหตุในการลดความถูกต้องของการแปลงสัญญาณ



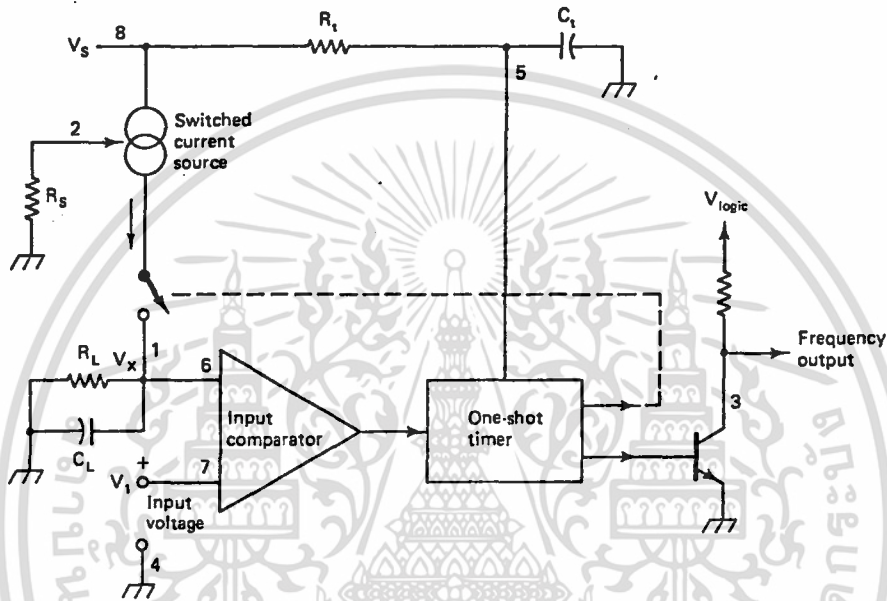
รูปที่ 2.26 แสดงโครงสร้างอย่างสมบูรณ์ของ LM 331

ฟังก์ชันของเวลาจะประกอบด้วยฟลิปฟลอป และวงจรเปรียบเทียบ (time comparator) ที่ต่ออยู่กับวงจร  $R_C C_C$  ภายนอก เมื่อวงจรเปรียบเทียบได้รับค่าแรงดันที่ขา 7 สูงกว่าขา 6 ก็จะเปิดให้ฟลิปฟลอป "ON" เพื่อเปิดสวิตช์ไฟฟ้าและขับทรานซิสเตอร์ให้ส่งเอาต์พุตออกมา แต่เมื่อแรงดันที่ขา 5 ชัยขึ้นไปถึง  $(2/3)V_{CC}$  วงจรเปรียบเทียบเวลาจะเป็นสาเหตุให้ฟลิปฟลอปทำการรีเซ็ตทรานซิสเตอร์ก็จะไม่ส่งพัลส์ออกมาทางเอาต์พุตและสวิตช์ไฟฟ้าจะ "OFF" อย่างไรก็ตามถ้าวงจรเปรียบเทียบทางอินพุตได้รับแรงดันที่ขา 7 สูงกว่าขา 6 แต่ขา 5 ยังคงมีระดับแรงดัน  $(2/3)V_{CC}$  ฟลิปฟลอปในกรณีนี้จะยังไม่รีเซ็ต และกระแสที่ขา 1 ก็ยังคงไหลอย่างต่อเนื่อง เงื่อนไขโดยปกติจะใช้ในการ start-up หรือในกรณีที่เกิดแรงดันเกิน (overload) ที่สัญญาณอินพุตเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์ที่ขา 3 จะทำงานได้เมื่อกระแสอินพุตต่อน้อยกว่า 50 mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน -38- ตรีศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.10.2 การทำงานของ LM 331 ในภาค VFC

แผนภาพของ LM 331 ที่เป็น VFC แสดงดังรูปที่ 2.27 ซึ่งประกอบด้วยวงจรเปรียบเทียบ เกือบ วงจรโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ แหล่งจ่ายกระแส ทรานซิสเตอร์ ส่วนความต้านทาน ( $R_x$ ) และตัวเก็บประจุ ( $C_x$ ) ซึ่งอยู่ภายนอกชิป จะใช้ในการกำหนด timer ของวงจร



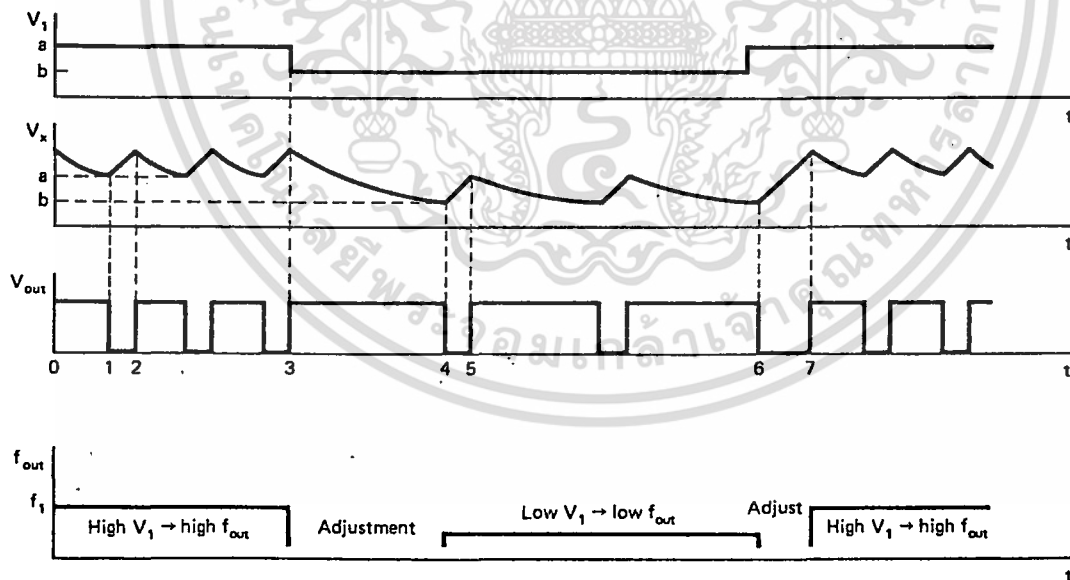
รูปที่ 2.27 การทำงานในภาค VFC

เพื่อที่จะเข้าใจว่าความถี่แปรผันตรงกับแรงดันอินพุตได้อย่างไรนั้น จะต้องสังเกตข้อเท็จจริง 2 ข้อคือ การประจุของตัวเก็บประจุ ( $C_L$ ) จะเกิดเนื่องจากแหล่งจ่ายกระแสซึ่งสร้างการเพิ่มขึ้นของ  $V_x$  ให้คงที่โดยไม่ขึ้นกับแรงดันของตัวเก็บประจุ และอัตราการคายประจุของ  $C_L$  แปรผันตรงกับค่าของแรงดัน  $V_x$  กล่าวคือถ้าแรงดัน  $V_x$  มีค่ามาก อัตราการคายประจุผ่าน  $R_L$  ก็ จะเร็ว (ทำให้ความถี่เอาต์พุตมีค่าสูง) แต่ถ้า  $V_x$  มีค่าน้อย อัตราการคายประจุก็จะช้า (ทำให้ความถี่เอาต์พุตมีค่าต่ำ) โดยการคายประจุผ่าน  $R_L$  นี้เป็นการคายประจุผ่านวงจร RC อย่างง่าย

ตัวเก็บประจุ  $C_L$  จะถูกประจุจากแหล่งจ่ายกระแส โดยใช้เวลาในการประจุมีค่าคงที่ซึ่งถูกกำหนดโดยค่า  $R_L$  และ  $C_L$  (คาบเวลาที่ใช้ในการ

ประจุเป็น  $1.1R_L C_L$ ) ในช่วงเวลานี้กระแส (i) จะไหลออกจากแหล่งจ่ายกระแสเพื่อที่จะมาประจุในตัวเก็บประจุ ( $C_L$ ) เท่ากับ  $Q = ixt$  เมื่อสวิทช์ได้ "OFF" และ  $C_L$  คายประจุผ่าน  $R_L$  จนกระทั่งแรงดัน  $V_x$  มีค่าต่ำกว่า  $V_1$  จะส่งผลให้วงจรเปรียบเทียบทำการทริกวงจรมอนอสเตเบิลมีลติไวเบรเตอร์อีกครั้งหนึ่ง ดังนั้นทรานซิสเตอร์ก็จะ "ON" (ให้ความถี่เอาต์พุตออกเป็น "LOW") และต่อแหล่งจ่ายกระแสให้ประจุ  $C_L$  จนกระทั่งเวลาผ่านไปเท่ากับ  $1.1R_L C_L$  แหล่งจ่ายกระแสก็จะ "OFF" (ให้ความถี่เอาต์พุตออกเป็น "high") และ  $C_L$  คายประจุผ่าน  $R_L$  อีกครั้ง โดยจะทำงานเป็นวงจรรอบแบบนี้เรื่อยไป

ให้พิจารณาแผนภาพในรูปที่ 2.28 ที่เวลา 0 แรงดันของ  $C_L$  ได้ถูกประจุให้มีค่าสูงขึ้นเป็น  $V_x$  แล้ว ซึ่งจะให้อาท์พุท "HIGH" และ  $C_L$  จะคายประจุผ่าน  $R_L$  จนกระทั่ง  $V_x$  มีค่าเท่ากับ a ที่เวลา 1 (ช่วงการคายประจุจนถึงเวลา 1 เอาท์พุทยังคง "HIGH" อยู่) วงจรเปรียบเทียบจะทริกวงจรมอนอสเตเบิล ซึ่งส่งผลให้อาท์พุทมีค่าต่ำและ  $C_L$  จะคายประจุด้วยอัตราที่คงที่สำหรับช่วงเวลาที่คงที่ จนกระทั่งถึงเวลาที่ 2 วงจรมอนอสเตเบิลจะ "OFF" และจะเป็นเช่นนี้เรื่อยไป ซึ่งจะเป็นการสร้างควมถี่  $f_1$



รูปที่ 2.28 รูปคลื่นแสดงการทำงาน

ที่เวลา 3 สัญญาณอนาลอกอินพุทมีค่าลดลงมาครั้งหนึ่ง (ตกมาอยู่ที่ระดับ b) ตัวเก็บประจุยังคงคายประจุอย่างต่อเนื่องผ่าน  $R_L$  จนกระทั่งแรง

ต้นตมมาถึงระดับ b (เวลาที่ 4) วงจรเปรียบเทียบกับจะทริกวงจรมอนอสเตเบิลอีกครั้ง และตัวเก็บประจุก็จะประจุโดยแหล่งจ่ายกระแส ซึ่งมีอัตราการประจุและเวลาที่ใช้ในการประจุจะยังคงเท่ากับเวลาในช่วงที่ใช้ระหว่าง 1 ถึง 2 จนกระทั่งเวลาที่ 5 วงจรมอนอสเตเบิลจะ "OFF" ตัวเก็บประจุ  $C_L$  ก็จะคายประจุด้วยอัตราที่คงที่แต่เป็นอัตราที่ช้ากว่าช่วงก่อนเนื่องจากว่ามีค่า  $V_x$  ที่ต่ำกว่าเป็นผลให้มีความถี่ที่น้อยกว่า แต่ถ้าแรงดันอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้น (ที่เวลา 6) เป็นสาเหตุให้วงจรเปรียบเทียบกับจะทริกวงจรมอนอสเตเบิลใหม่ ซึ่งเป็นช่วงการ start-up โดยจะให้ความถี่ที่เป็นศูนย์ ซึ่งจะประจุให้  $C_L$  มีค่าเท่ากับ  $V_1$  ก่อน แล้วจึงจะคิดเวลา  $1.1R_C C_L$

ความต้านทาน  $R_C$  และตัวเก็บประจุ  $C_L$  จะกำหนดเวลาของวงจรมอนอสเตเบิลในการ "ON" ซึ่งเป็นเวลาที่เอาท์พุทมีค่าต่ำ ซึ่งจะต้องกำหนดให้  $t_{low}$  มีค่าน้อยกว่าคาบของความถี่เอาท์พุทที่มากที่สุด

$$t_{low} = 1.1R_C C_L \quad \text{----- (2.25)}$$

ขนาดของแหล่งจ่ายกระแสจะถูกกำหนดโดยความต้านทาน  $R_C$

$$i = 1.9V/R_C < 200 \mu A \quad \text{----- (2.26)}$$

จะมีกระแสไหลอย่างต่อเนื่องไปประจุให้กับ  $C_L$  เท่ากับ

$$I_{AVE} = ix(1.1R_C C_L)xf \quad \text{----- (2.27)}$$

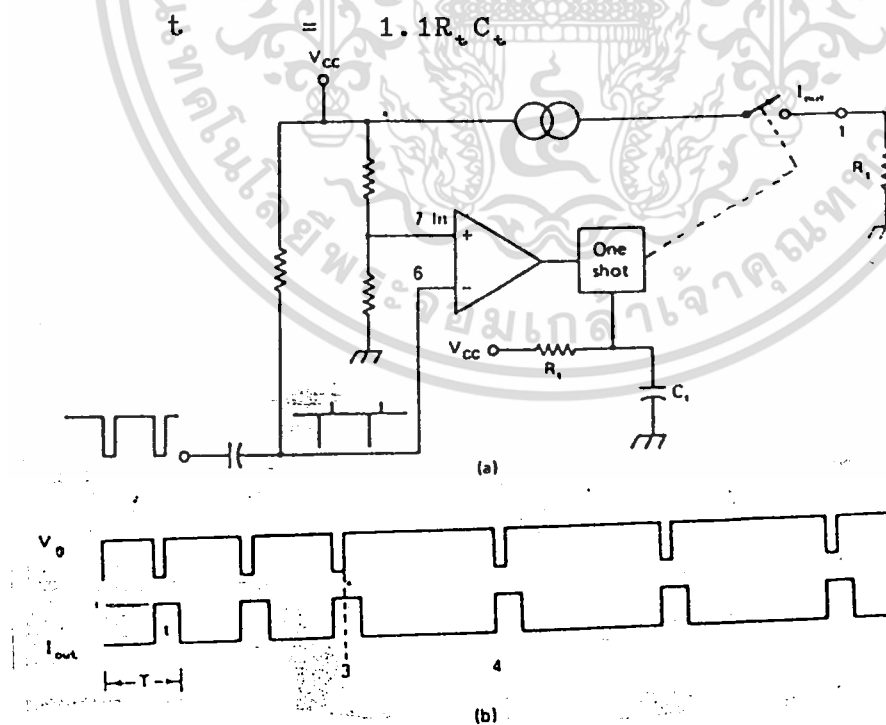
กระแสที่ไหลออกจาก  $C_L$  จะเท่ากับ

$$V_x/R_L \cong V_{IN}/R_L \quad \text{----- (2.28)}$$

### 2.10.3 การทำงานของ LM 331 ในภาค FVC

LM 331 ยังคงสามารถใช้ในการแปลงความถี่ทางอินพุตไปเป็นสัญญาณแรงดันทางเอาต์พุต แผนภาพของ LM 331 ที่ใช้เป็น FVC แสดงดังรูปที่ 2.29 แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง การต่อกราวด์ วงจร timing และแหล่งจ่ายกระแสจะต่อเหมือนกับ VFC ขาคความถี่ทางเอาต์พุต (เอาต์พุตของทรานซิสเตอร์แบบคอลเลคเตอร์เปิด) จะใช้ไม่ได้ ดังนั้นจะถูกลดลงกราวด์เพื่อให้สัญญาณรบกวนน้อยที่สุด แรงดันเอาต์พุตจะได้มาจากแหล่งจ่ายกระแส  $I_{OUT}$  ขาบวกทางอินพุตของวงจรเปรียบเทียบกับระดับสัญญาณอ้างอิง ส่วนขาลบจะได้รับสัญญาณมาจากความถี่ทางอินพุต

ที่ขา 7 ซึ่งเป็นขาบวกของวงจรเปรียบเทียบกับจะมีแรงดันไฟฟ้าอยู่ค่าหนึ่ง ส่วนแรงดันไฟฟ้าอินพุตจะเข้ามาทางขา 6 ซึ่งเป็นขาลบ ถ้าแรงดันที่ขา 6 มากกว่าที่ขา 7 แล้ว วงจรโมโนสเตเบิลจะ "OFF" และให้  $I_{OUT}$  ออกมาเท่ากับศูนย์ แต่เมื่อแรงดันอินพุตตกลงเป็น "LOW" วงจรโมโนสเตเบิลก็จะ "ON" และจะปิดสวิตช์เพื่อให้แหล่งจ่ายกระแสจ่ายกระแสเอาต์พุต  $I_{OUT}$  เป็นเวลาเท่ากับ



รูปที่ 2.29 แสดงการทำงานในภาค FVC

เมื่อหมดช่วงเวลาคงที่  $t$  แล้ว วงจรโหม่งเตเบิลและสวิทช์ไฟฟ้าก็จะ "OFF" และคอยสำหรับการทริกพัลส์ลูกต่อไป ผลก็คือจะได้ชบวนของกระแสที่ผ่านไปยัง  $R_L$  ด้วยความกว้างของพัลส์ที่คงที่ และมีความถี่เท่ากับความถี่ทางอินพุท

ค่าเฉลี่ย (dc) ของกระแสเอาต์พุทจะแปรผันกับพื้นที่ภายใต้กราฟ ซึ่งจะได้ว่า

$$I_{ave} = (1.9V \times 1.1R_c C_c \times f_{in}) / R_g$$

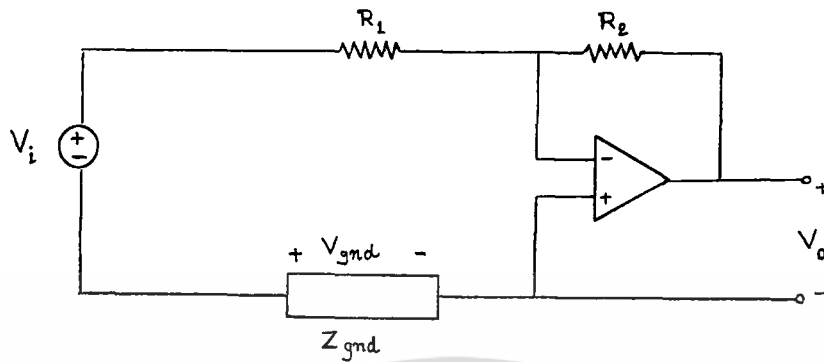
แต่

$$\begin{aligned} V_{ave} &= I_{ave} R_L \\ &= 1.9V \times 1.1R_c C_c \times f_{in} \times R_L / R_g \quad \text{----- (2.29)} \end{aligned}$$

## 2.11 ปัญหาเนื่องจากกราวนด์ลูป (Ground Loop)

ในทางปฏิบัติจริง ๆ นั้น ส่วนใหญ่แล้วแหล่งกำเนิดสัญญาณทางไฟฟ้ และวงจรที่ต้องการแรงดันไฟฟ้านั้นไปใช้งาน จะอยู่ห่างกันและมีส่วนของกราวนด์ร่วมกัน ในสายสัญญาณของส่วนกราวนด์จะมีการกระจายของค่าความต้านรวมมีค่าเท่ากับ  $Z_{ground}$  ในขณะที่มีการไหลของกระแสในสายสัญญาณ จะทำให้เกิดค่าความต่างศักย์ขึ้นระหว่างจุดสองจุด

จากรูปที่ 2.30 จะเกิดความต่างศักย์ขึ้นระหว่างจุดกราวนด์ของแหล่งกำเนิดกับจุดกราวนด์ของวงจรขยายสัญญาณ



รูปที่ 2.30 ปัญหาเนื่องจากกราวนด์ลูป

สัญญาณแรงดันไฟฟ้าอินพุต ( $V_1$ ) จะถูกขยายสัญญาณโดยวงจรขยายแบบกลับเฟส โดยวงจรนี้จะขยายสัญญาณส่วนของอินพุตอนุกรมกับแรงดันระหว่างจุดกราวนด์ของแหล่งกำเนิดกับจุดกราวนด์ของวงจรขยายสัญญาณ ( $V_{gnd}$ ) ค่าแรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุตจะมีค่าประมาณ

$$V_o = -(R_2/R_1) \times (V_1 + V_{gnd}) \quad \text{----- (2.30)}$$

ซึ่งเทอม  $V_{gnd}$  จัดได้ว่าเป็นส่วนของสัญญาณเนื่องจากกราวนด์ลูป โดยจะมีผลไปลดคุณภาพของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ต้องการ โดยเฉพาะในกรณีค่าแรงดันไฟฟ้าที่อินพุตมีค่าน้อยกว่า เทอมของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากกราวนด์ลูป

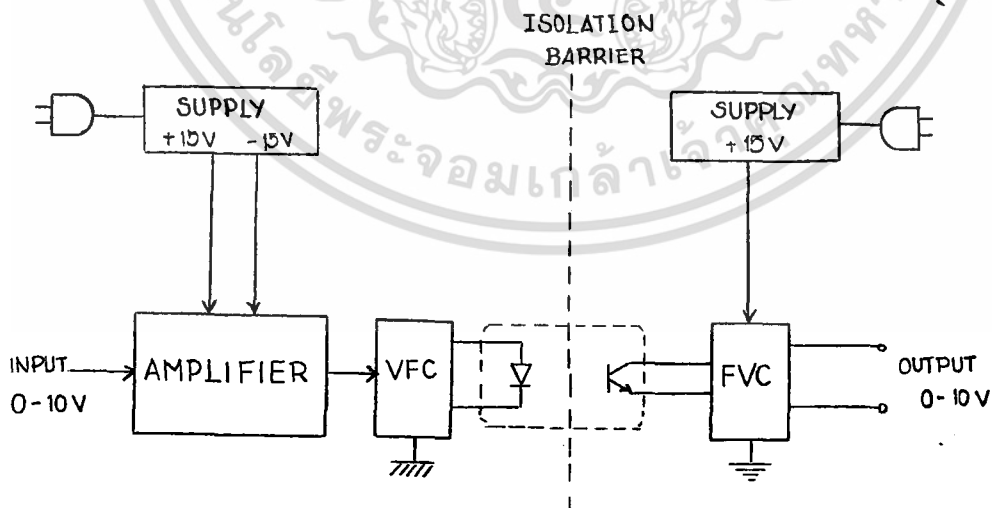
### บทที่ 3 วงจรโมดูลปรับสภาพสัญญาณ

ในโครงการพิเศษนี้ได้ทำการส่งสัญญาณอนาล็อกผ่านไป โดยให้ความถูกต้องสูงโดยอาศัยการเปลี่ยนสัญญาณอนาล็อกไปเป็นความถี่ และทำการแบ่งแยกสัญญาณเพื่อป้องกันสัญญาณรบกวน แล้วจึงเปลี่ยนความถี่กลับเป็นแรงดันดั้งเดิม

วงจรที่ได้สร้างขึ้น แบ่งเป็นส่วนต่าง ๆ ได้ดังนี้

1. วงจรขยายสัญญาณไฟตรงให้สามารถเลือกอัตราขยายได้เท่ากับ 1, 10 และ 100 เท่า
2. วงจรเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าเป็นความถี่
3. วงจรแบ่งแยกสัญญาณ
4. วงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า
5. แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรจำนวน 2 จุด โดยชุดแรกสามารถจ่ายไฟเลี้ยงได้ +15 V และชุดที่สองจ่ายไฟเลี้ยงได้ +15 V

โดยจะทำการเชื่อมต่อวงจรทั้งหมดนี้ ดังรูปที่ 3.1

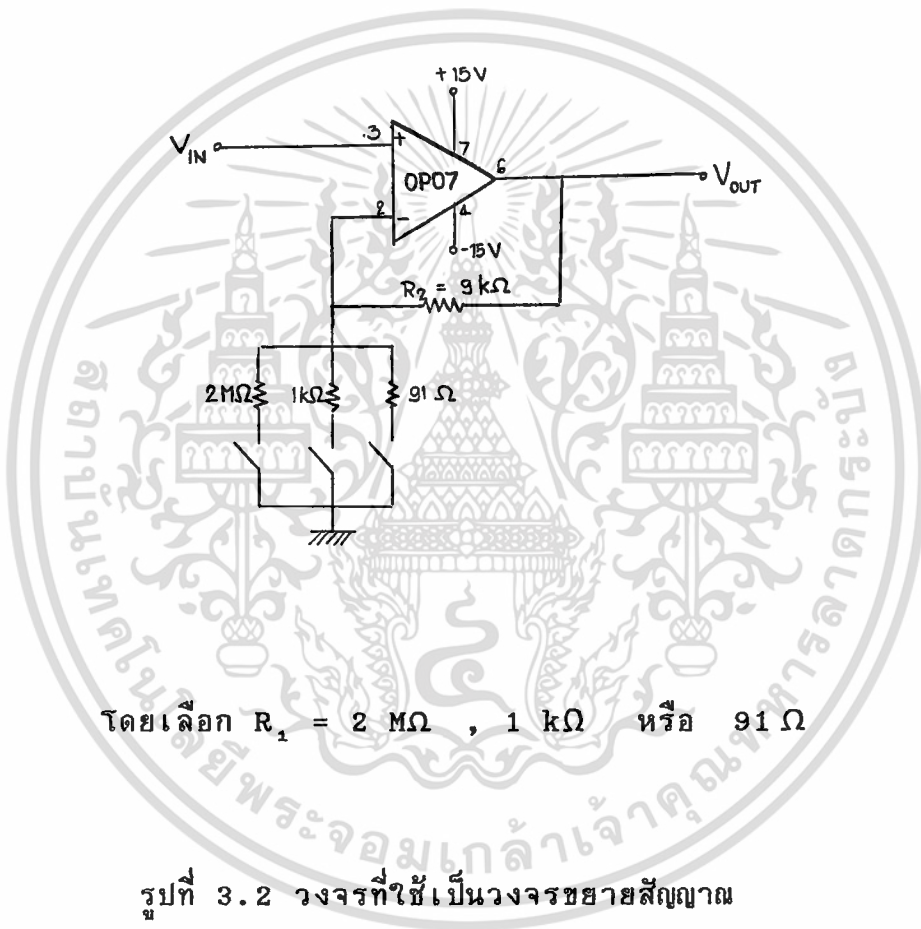


รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างของโครงการพิเศษนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สร้างขึ้นไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1 วงจรขยายสัญญาณไฟตรง (DC amplifier)

ได้ออกแบบวงจรที่สามารถเลือกอัตราขยายได้ 1, 10 และ 100 เท่า ดังนั้นจะใช้อปแอมป์เป็นอุปกรณ์หลัก เนื่องจากง่ายในการออกแบบใช้งาน และจะใช้วงจรที่เรียกว่าวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส (non-inverting amplifier) วงจรที่ใช้แสดงดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 วงจรที่ใช้เป็นวงจรขยายสัญญาณ

จากรูป เป็นวงจรขยายแบบไม่กลับเฟสที่มีอัตราขยายแรงดันดังนี้

$$A_v = 1 + (R_2/R_1) \quad \text{----- (3.1)}$$

โดย  $R_1$  เป็นความต้านทานต่อกับขาลบของวงจรไม่กดเบส สามารถเลือกค่า  
เป็น 2 M, 1 k หรือ 91 ก็ได้

$R_2$  เป็นความต้านทานที่ใช้ในการป้อนกลับมีค่าเป็น 9 k

เลือก  $R_1 = 2 \text{ M}\Omega$

$$\begin{aligned} A_v &= 1 + (9 \times 10^3 / 2 \times 10^6) \\ &= 1 + 0.0045 \\ &\approx 1 \end{aligned}$$

เลือก  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$

$$\begin{aligned} A_v &= 1 + (9 \times 10^3 / 1 \times 10^3) \\ &= 1 + 9 \\ &= 10 \end{aligned}$$

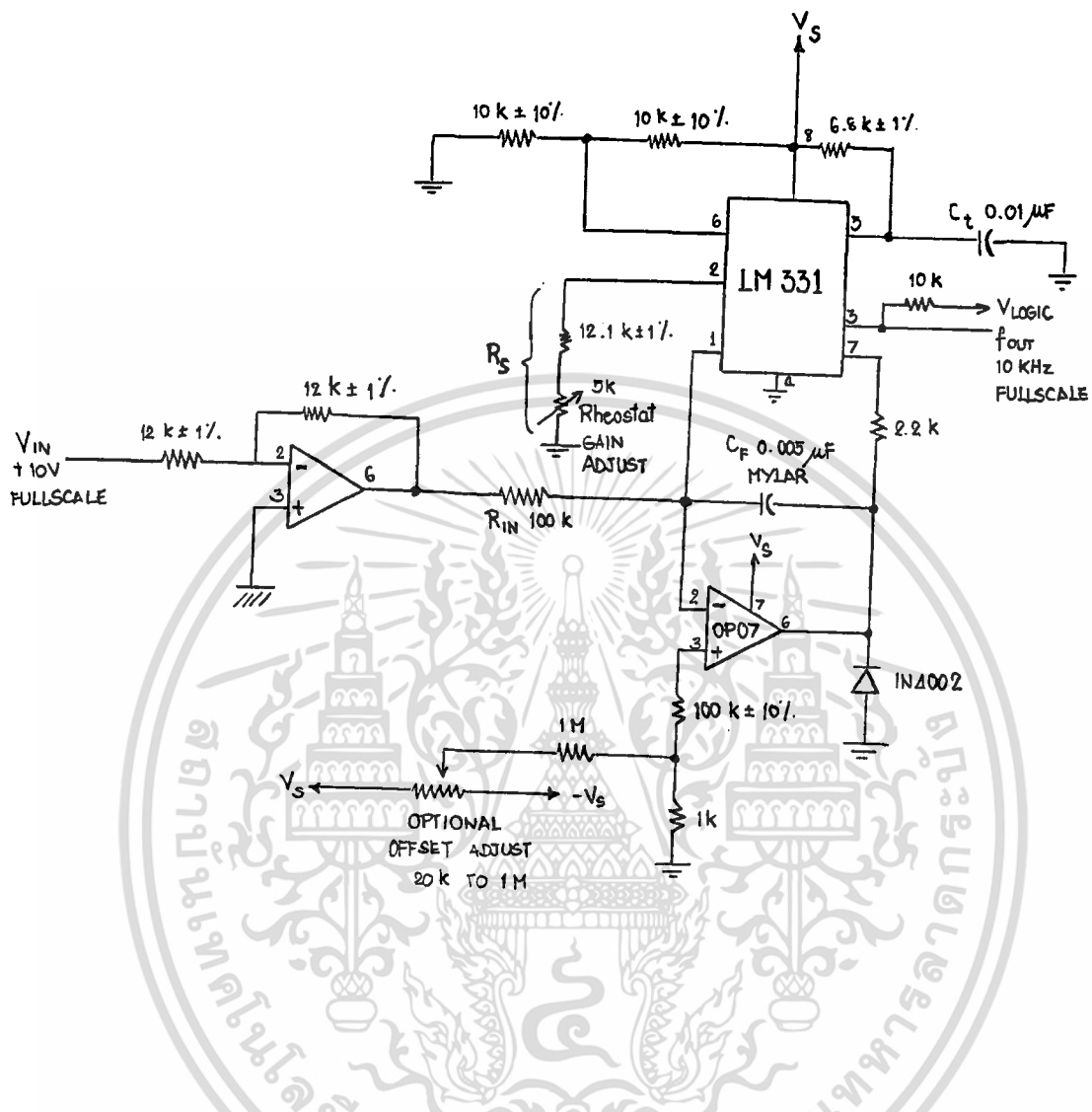
เลือก  $R_1 = 91 \Omega$

$$\begin{aligned} A_v &= 1 + (9 \times 10^3 / 91) \\ &= 1 + 98.9 \\ &= 99.9 \\ &\approx 100 \end{aligned}$$

ดังนั้นวงจรนี้จะสามารถเลือกอัตราขยายให้เป็น 1, 10 และ 100  
ได้ โดยเลือกความต้านทาน  $R_1$  เป็น 2 M $\Omega$  , 1 k $\Omega$  และ 91  $\Omega$  ตามลำดับ

### 3.2 วงจรเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าเป็นความถี่

จะใช้วงจรเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าเป็นความถี่ ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรที่ใช้เป็นวงจรเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าเป็นความถี่

วงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นความถี่มีคุณสมบัติดังนี้

1. มีความเป็นเชิงเส้น  $\pm 0.01\%$  สูงสุด
2. มีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิ  $\pm 50 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  สูงสุด
3. มีราคาถูก

วงจรนี้จะรับอินพุตเข้ามาจากวงจรขยายและจะนำสัญญาณที่รับได้ มาเข้าวงจรเพื่อกลับเฟส โดยใช้วงจรขยายแบบกลับเฟสที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง และส่งสัญญาณต่อไปยังวงจรอินทิเกรเตอร์ที่มีตัวเก็บประจุ  $C_F$  เป็นตัวป้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน -48- ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณกลับ วงจรอินทิเกรเตอร์นี้จะสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อป้อนให้กับอินพุทขา 7 ของ LM 331 เมื่อเอาต์พุทของอินทิเกรเตอร์ผ่านระดับอ้างอิงที่ขา 6 ของ LM 331 ก็จะเป็นช่วงเริ่มต้นการทำงาน กระแสเฉลี่ยที่จ่ายเข้าไปให้ออปแอมป์ที่ขา 2 คือ  $i_x(1.1R_c C_c) \times f$  ซึ่งจะสมมูลย์กับ  $-(V_{IN}/R_{IN})$  ในวงจรนี้แรงดันออฟเซ็ทของ LM 331 จะไม่มีผลกระทบต่อค่าออฟเซ็ทหรือความถูกต้องของวงจร VFC วงจรนี้จะใช้ได้ดีและมีความถูกต้องสูงสำหรับสัญญาณอินพุทเล็ก ๆ โดยจะตอบสนองทันทีกับทุก ๆ การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณอินพุท ดังนั้นความถี่เอาต์พุทจะมีความถูกต้องตาม  $V_{IN}$

ความต้านทาน  $R_{IN} = 100 \text{ k}\Omega \pm 1\%$  จะใส่ไว้ที่ขา 7 เพื่อเป็นการจำกัดกระแสไบแอสที่ขา 7 โดยจะป้องกันผลของกระแสไบแอสที่ขา 6 และจะทำให้เกิดความถี่ออฟเซ็ทน้อยที่สุด

ความต้านทาน  $R_s$  ที่ขา 2 ประกอบด้วยความต้านทาน  $12 \text{ k}\Omega$  อนุกรมกับ  $5 \text{ k}\Omega$  ใช้ในการปรับอัตราขยาย ส่วนความต้านทานทางขา 3 ของ OP07 จะใช้ในการปรับค่าเริ่มต้น (zero adjust)

วงจรนี้จะให้ความถี่เอาต์พุทเป็นไปตามสมการ

$$f_{OUT} = \frac{(V_{IN}/2.09V)(R_s/R_{IN})(1/R_c C_c)}{\dots} \quad (3.2)$$

เมื่อแทนค่า  $R_s = 14.21 \text{ k}\Omega$

$R_{IN} = 100 \text{ k}\Omega$

$R_c = 6.8 \text{ k}\Omega$

$C_c = 0.01 \mu\text{F}$

จะได้

$$f_{OUT} = V_{IN} \times 10^3 \quad (3.3)$$

ซึ่งสามารถอธิบายได้ว่าความถี่เอาต์พุทในหน่วย KHz จะเท่ากับแรงดันอินพุทในหน่วยโวลต์

### 3.3 วงจรแบ่งแยกสัญญาณ

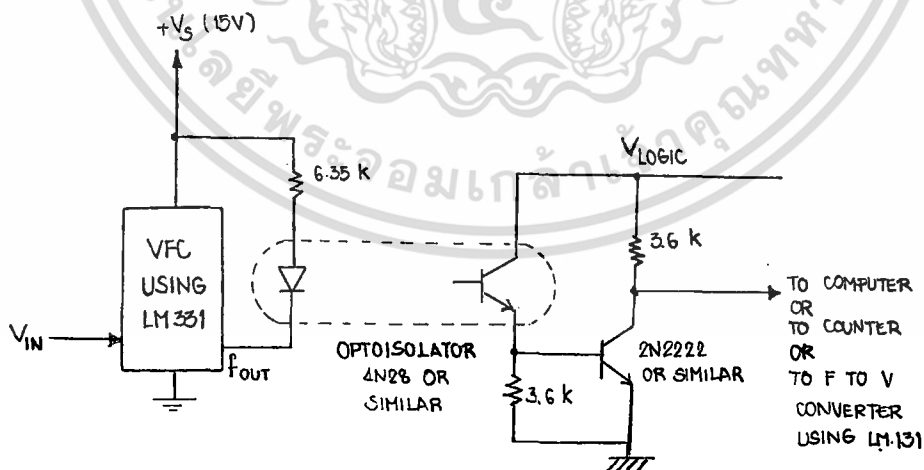
ในโครงการพิเศษนี้ได้เลือกใช้ออปโตคัปเปิลเลอร์เป็นอุปกรณ์ในการแยกส่วน เนื่องจากว่าออปโตคัปเปิลเลอร์มีคุณสมบัติ ดังนี้

1. ความเร็วสูง (ใช้คัปปลิ่งสัญญาณที่ความถี่สูงได้)
2. อายุการใช้งานยาวนาน
3. มีอัตราการส่งผ่านกระแสสูง

ออปโตคัปเปิลเลอร์จะใช้ลำแสงอินฟราเรดเป็นตัวกลางส่งผ่านสัญญาณจากวงจรส่วนหนึ่งไปยังวงจรอีกส่วนหนึ่งโดยที่ไม่ต้องมีการเชื่อมโยงทางไฟฟ้า (เช่น กราวนด์ร่วม) ถึงกันเลย

ส่วนประกอบของออปโตคัปเปิลเลอร์จะแบ่งเป็นสองส่วน ส่วนหนึ่งจะเป็นตัวกำเนิดแสงอินฟราเรดเป็นส่วนอินพุต กับอีกส่วนหนึ่งเป็นตัวตรวจจับหรือรับแสงเพื่อเปลี่ยนเป็นสัญญาณไฟฟ้า

ในโครงการพิเศษนี้จะใช้อุปกรณ์ออปโตคัปเปิลเลอร์เบอร์ 4N28 ที่ใช้ไดโอดเปล่งแสงหรือ LED เป็นตัวกำเนิดแสงอินฟราเรด และใช้ตัวตรวจจับในรูปของโฟโตทรานซิสเตอร์ วงจรที่ใช้งานแสดงดังรูปที่ 3.4



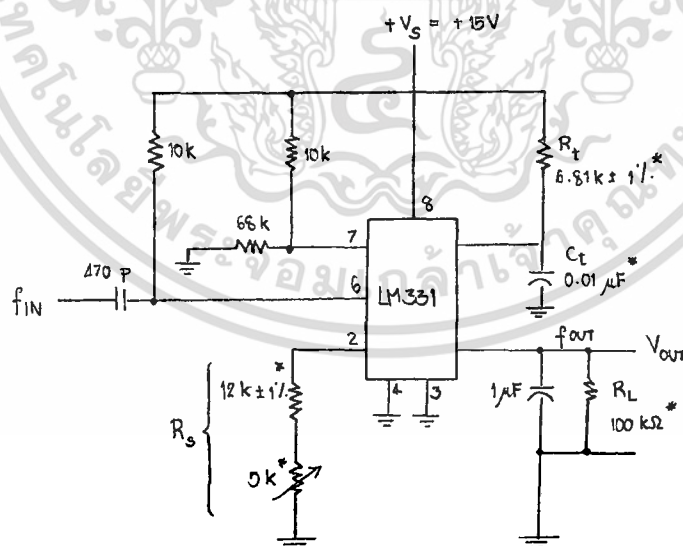
รูปที่ 3.4 วงจรที่ใช้เป็นวงจรแบ่งแยกสัญญาณ

ความต้านทาน  $1\text{ k}\Omega$  ทางขา 1 ของ 4N28 จะใช้ในการจำกัดกระแสที่ไหลผ่าน LED เอาท์พุทของออปโตคัปเปลอร์จะต่อกับทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 แบบอิมิตเตอร์ร่วม (common emitter) เพื่อทำการขยายแรงดัน โดยจะรับอินพุทเป็นความถี่จากวงจรเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าเป็นความถี่มาเข้าขา 1 ซึ่งเป็นขั้วคาโธดของ LED

ถ้าความถี่อินพุทมีค่าเป็น "LOW" จะทำให้ LED นำกระแส โดยจะทำให้โพโตทรานซิสเตอร์ทางด้านรับทำงาน และมีกระแสไฟไบแอสขาเบสของ 2N2222 ส่งผลให้ 2N2222 ทำงาน ซึ่งจะมีแรงดันตกคร่อมขาคอลเลคเตอร์-อิมิตเตอร์ ( $V_{CE}$ ) มีค่าน้อย จึงทำให้เอาท์พุทเป็น "LOW" ตามอินพุทและในทำนองเดียวกัน ถ้าอินพุทเป็น "HIGH" ก็จะทำให้  $V_{CE}$  มีค่าสูงและจะส่งผลให้เอาท์พุทเป็น "HIGH"

### 3.4 วงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า

หลังจากทำการแบ่งแยกสัญญาณแล้ว ก็ให้นำเอาท์พุทจากวงจรแบ่งแยกสัญญาณ ซึ่งเป็นความถี่มาเข้าวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า ดังรูปที่ 3.5



\*Use stable components with low temperature coefficients.

รูปที่ 3.5 วงจรที่ใช้ในการเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่-51-ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร FVC นี้จะมีความทำงานที่คล้ายกันกับ VFC วงจร FVC นี้จะให้เอาต์พุตที่เป็นกระแสไฟฟ้าเท่ากับ  $I_{out} = i_x(1.1R_c C_c)xf$  และจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟฟ้าเมื่อผ่าน  $R_L$  ทางด้านเอาต์พุตจะเป็นวงจร RC ฟิลเตอร์ ซึ่งให้  $R_L = 100 \text{ k}\Omega$  และค่าตัวเก็บประจุ  $1 \mu\text{F}$

โดยมีคุณสมบัติดังนี้

1. มีริปลเปิล (ripple) น้อยกว่า 10 mV
2. มีความถูกต้อง 0.1%

แต่จะมีข้อเสียคือ มีการตอบสนองที่ช้า คือมีเวลาดังที่ (time constant) 0.1 วินาที

ซึ่งจะให้แรงดันเอาต์พุตเป็นตามสมการ

$$V_{out} = f_{in} \times 2.09 \times (R_L / R_s) \times (R_c C_c) \text{ ----- (3.4)}$$

เมื่อแทนค่า

$$R_s = 14.21 \text{ k}\Omega$$

$$R_L = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_c = 6.8 \text{ k}\Omega$$

$$C_c = 0.01 \mu\text{F}$$

จะได้

$$V_{out} = f_{in} \times 10^{-3} \text{ ----- (3.5)}$$

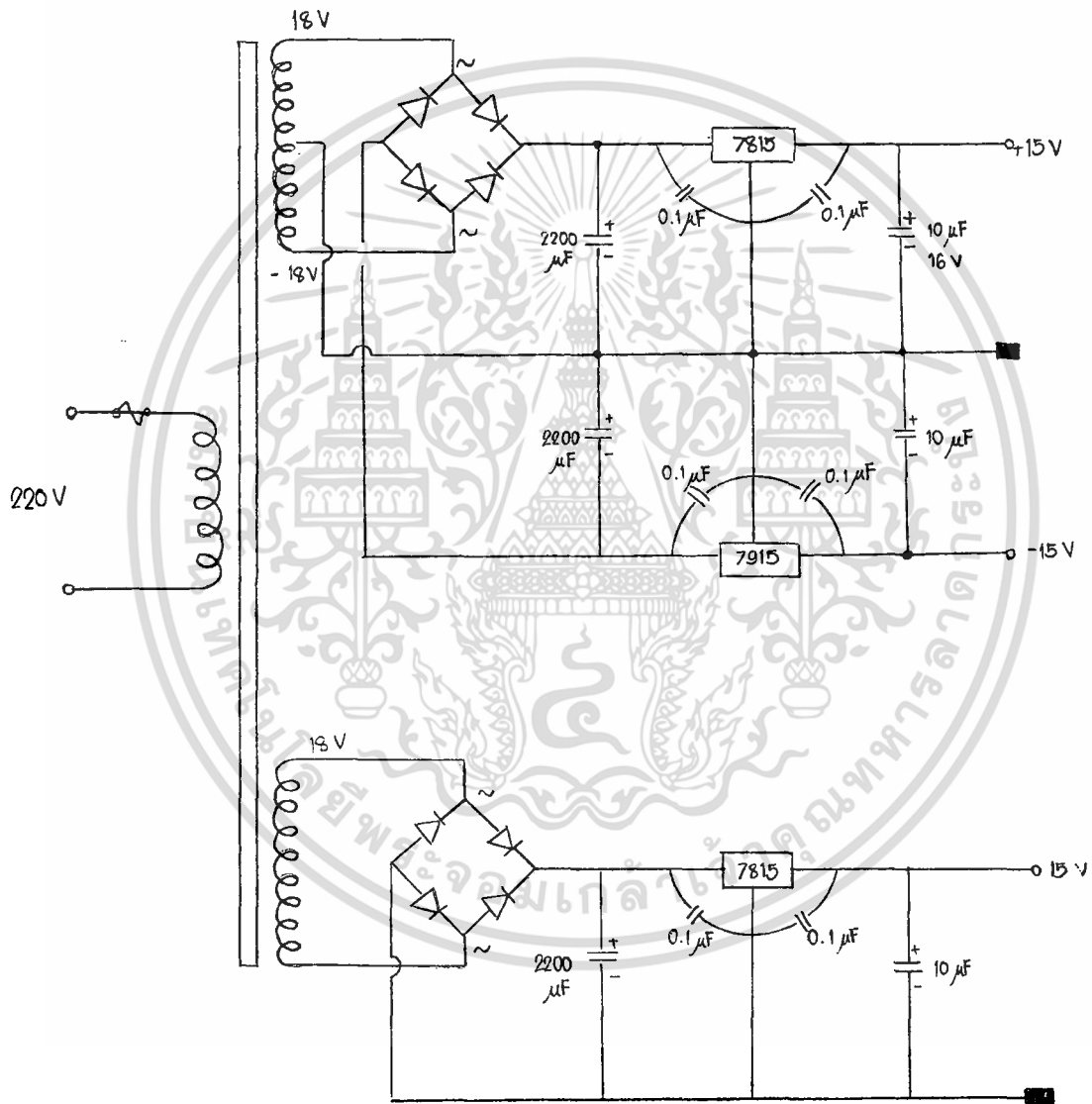
นั่นคือ แรงดันเอาต์พุตในหน่วยโวลต์จะมีค่าเท่ากับความถี่อินพุตในหน่วย KHz

### 3.5 แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจร

แรงเคลื่อนไฟฟ้าไฟตรงที่ใช้ในโครงการพิเศษนี้จำเป็นต้องใช้ไฟเลี้ยงวงจร 2 ชุด คือขนาด  $\pm 15 \text{ V}$  และ  $+15 \text{ V}$  แรงเคลื่อนไฟฟ้าไฟตรงขนาด  $\pm 15 \text{ V}$  ใช้ป้อนให้วงจรขยาย วงจรเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าเป็นความถี่ และส่วนอินพุตของออปโตคัปเปิลอร์ ส่วนแรงเคลื่อนไฟฟ้าไฟตรงขนาด  $+15 \text{ V}$  ใช้ป้อนให้กับส่วนเอาต์พุตของออปโตคัปเปิลอร์ และวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน

ไฟฟ้า

แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงทั้ง 2 ชุดนี้จะใช้หม้อแปลงชุดเดียวกัน ดังแสดง  
ในรูปที่ 3.6



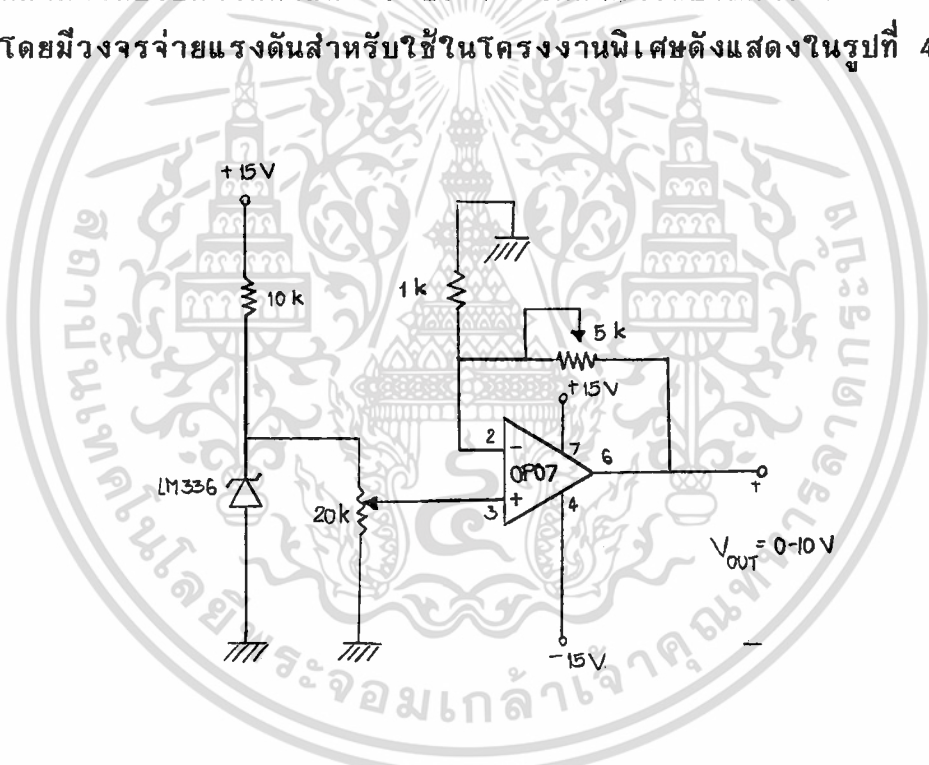
รูปที่ 3.6 วงจรแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรขนาด  $\pm 15$  V และ +15 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### บทที่ 4 การทดสอบการทำงาน

จากรายละเอียดการทำงานภาคต่าง ๆ ในหัวข้อที่ผ่านมา จะทำให้สามารถทราบการทำงานเบื้องต้นได้ โดยในบทนี้จะกล่าวถึงการทดสอบการทำงานของโครงการพิเศษ

เนื่องจากในโครงการพิเศษนี้จะรับสัญญาณอินพุตที่เป็นแรงดันเข้ามาในลักษณะสัญญาณอนาล็อก และจะให้เอาต์พุตที่มีลักษณะเป็นสัญญาณอนาล็อกเช่นเดียวกัน ดังนั้นในการทดสอบการทำงานนี้จำเป็นต้องสร้างวงจรจ่ายแรงดันที่สามารถปรับค่าได้ตั้งแต่ 0-10 V ให้สามารถปรับค่าเพิ่มได้ในหน่วย mV โดยมีวงจรจ่ายแรงดันสำหรับใช้ในโครงการพิเศษดังแสดงในรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 วงจรจ่ายแรงดันสำหรับใช้ในโครงการพิเศษ

จากวงจร LM 336 จะให้แรงดันทางด้านขาเอาต์พุตที่เท่ากับ 2.5 V ซึ่งแรงดัน 2.5 V นี้จะถูกแบ่งจ่ายเข้าทางด้านขาบวก (non-inverting) ของวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส ความต้านทาน 20 k $\Omega$  เป็นความต้านทานชนิดที่สามารถปรับค่าได้ ซึ่งสามารถหมุนปรับได้ 15 รอบ ถ้ากำหนดให้ R เป็นความต้านทานของ 20 k $\Omega$  ในขากลาง (ขาบวกของออปแอมป์) กับกราวด์ จะได้แรงดันที่จ่ายให้ออปแอมป์คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V = 2.5 R/20 \text{ k}\Omega \quad \text{----- (4.1)}$$

จะพบว่าถ้าปรับความต้าน  $R$  ให้มีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 20  $\text{k}\Omega$  ก็จะทำให้สามารถจ่ายแรงดันให้ออปแอมป์ได้ตั้งแต่ 0 ถึง 2.5 V โดยมีความละเอียดขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของความต้านทาน 20  $\text{k}\Omega$

OP07 เป็นวงจรขยายแบบไม่กลับเฟสที่มีแรงดันเอาต์พุท คือ

$$\begin{aligned} V_o &= (1 + R_2/R_1)V_1 \\ &= (1 + R_2/1\text{k}\Omega)V_1 \quad \text{----- (4.2)} \end{aligned}$$

เมื่อ  $R_2$  เป็นความต้านทานแบบปรับค่าได้ ซึ่งหมุนได้ 15 รอบขนาด 5  $\text{k}\Omega$  จะพบว่าถ้าปรับ  $R_2$  ให้มีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 5  $\text{k}\Omega$  จะได้อัตราขยายที่เปลี่ยนแปลงได้มีค่าตั้งแต่ 1 ถึง 6 เท่า โดยมีความละเอียดขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของความต้านทาน 5  $\text{k}\Omega$

เมื่อ  $V_1$  สามารถมีค่าได้ตั้งแต่ 0 ถึง 2.5 V และออปแอมป์มีอัตราขยาย 1-6 เท่า ดังนั้นแรงดันเอาต์พุทก็สามารถมีค่าได้ตั้งแต่ 0 ถึง 15 V โดยสามารถเพิ่มค่าได้ครั้งละ mV

#### 4.1 ขั้นตอนในการทดสอบ

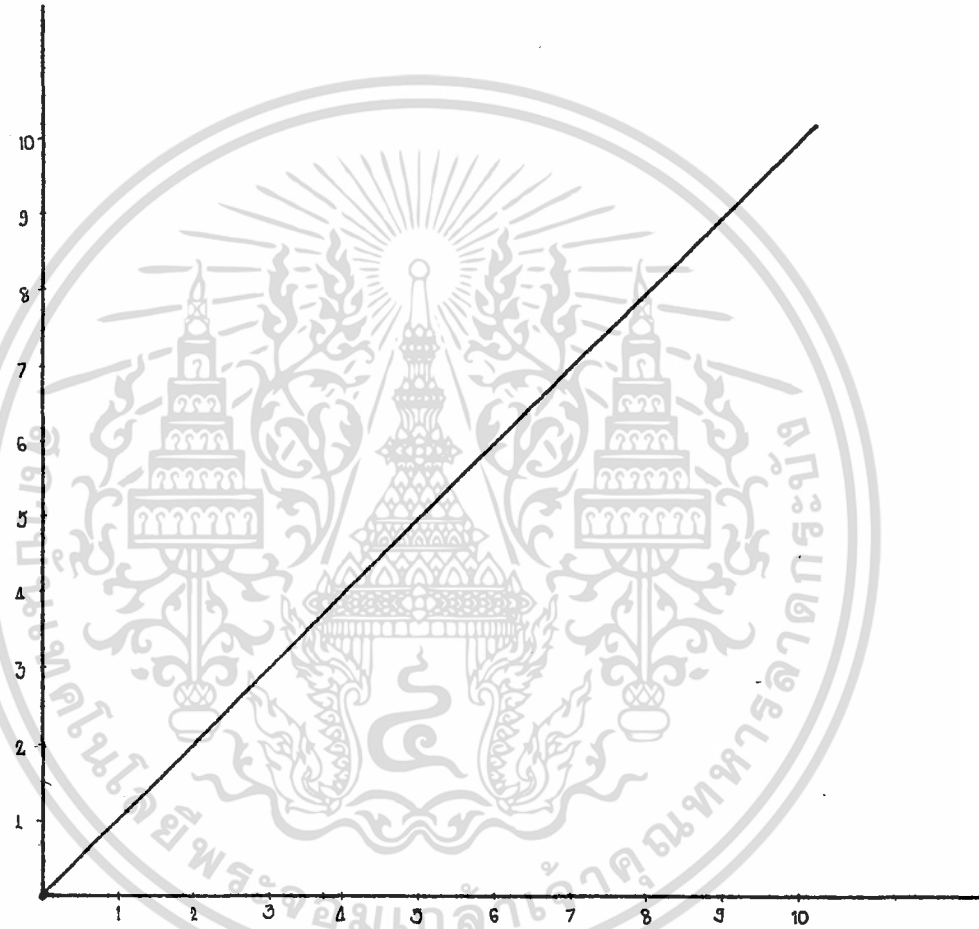
1. ทำการทดสอบวงจรรขยายแรงดันโดยจะป้อนแรงดันจากรวงจรจ่ายแรงดันตั้งแต่ 0 ถึง 10 V ในการทดสอบจะใช้ XY-RECORDER เป็นอุปกรณ์ในการบันทึกผล โดยป้อนแรงดันอินพุทของวงจรรขยายเข้าทางด้าน X ของเครื่องบันทึกผล และให้ด้าน Y จับเอาต์พุทของวงจรรขยาย โดยทดสอบวงจรรขยายที่มีอัตราขยาย 1, 10 และ 100

2. ทดสอบวงจรเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าเป็นความถี่ วงจรแบ่งแยกสัญญาณ และวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า ซึ่งก็คือวงจรที่รับสัญญาณอนาลอกและให้เอาต์พุทเป็นอนาลอก โดยป้อนแรงดันจากรวงจรแหล่งจ่ายแรงดันตั้งแต่ 0 ถึง 10 V ทำการบันทึกผลโดยใช้ XY-RECORDER เมื่อให้แรงดันอินพุทเป็นแกน X และแรงดันเอาต์พุทเป็นแกน Y

จากการทดสอบทั้ง 2 ตอนนี้ ให้สังเกตว่ากราฟที่ได้จากเครื่องบันทึกผลมีลักษณะเป็นเชิงเส้นหรือไม่ และมีค่าเอาก์พุตตรงตามอินพุตหรือไม่



OUTPUT (V)



INPUT (V)

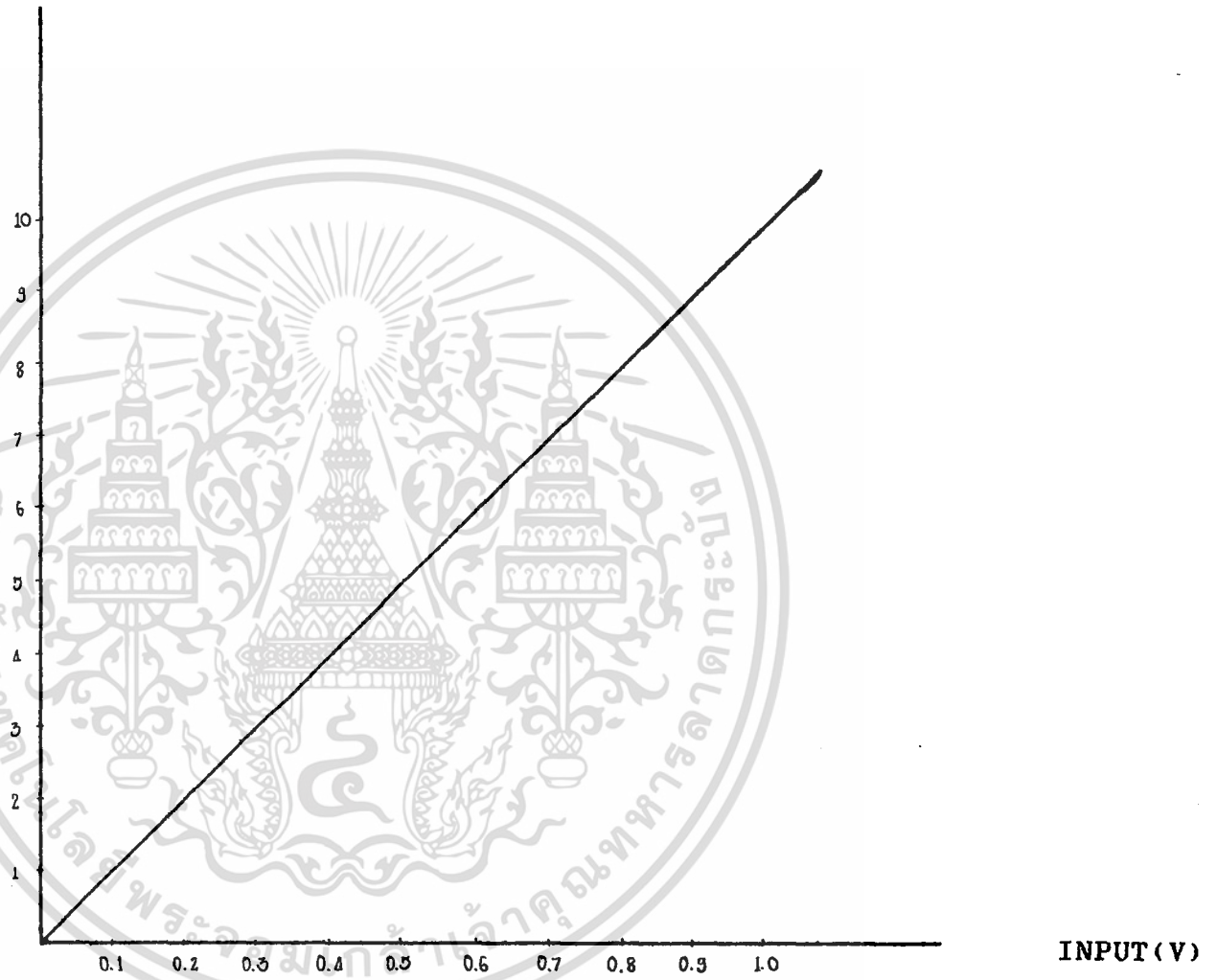
GAIN = 1 , X = 1 V/cm  
Y = 1 V/cm

รูปที่ 4.2 กราฟแสดงผลการทดลองของวงจรขยายโดยใช้XY-RECORDER เมื่อให้อัตราขยายเป็น 1

OUTPUT (V)

-58-

GAIN = 10 , X = 0.1 V/c  
Y = 1 V/c

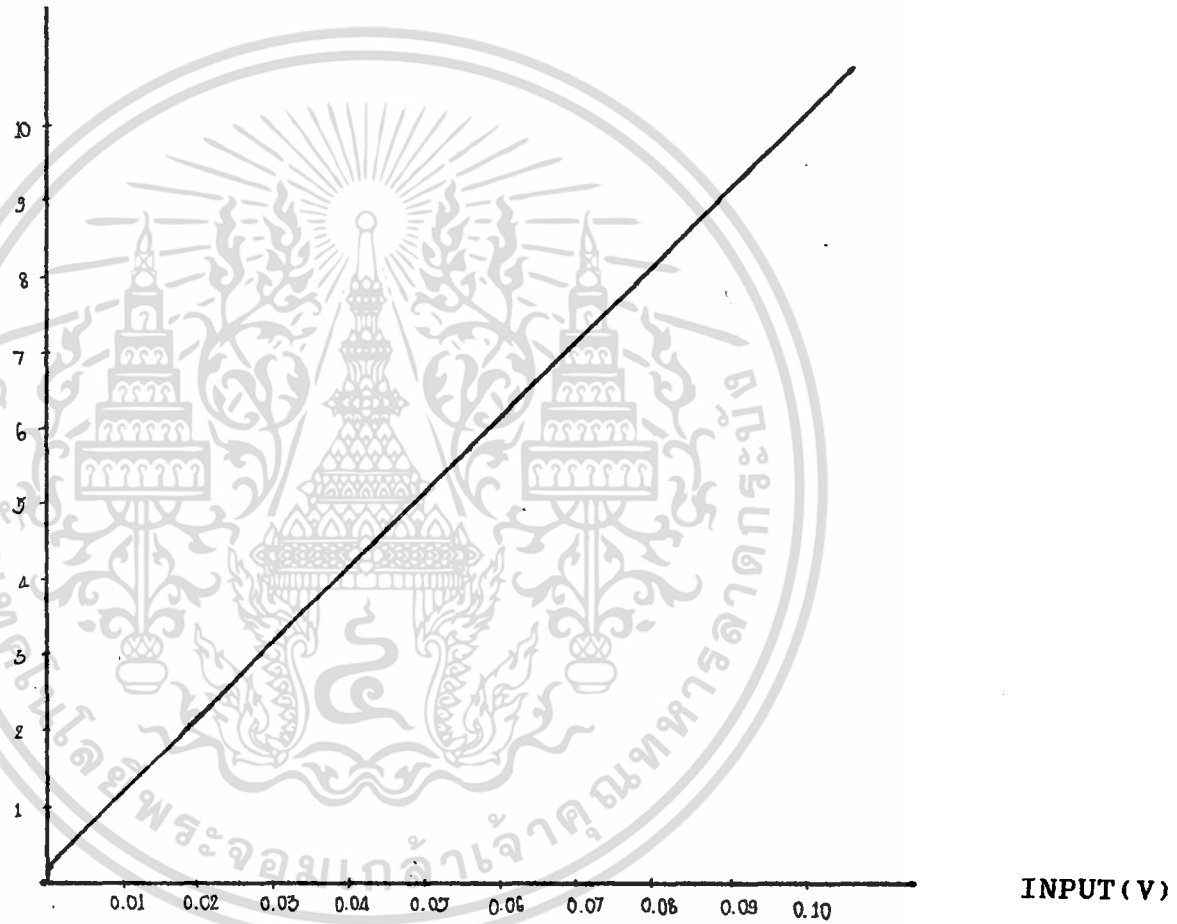


รูปที่ 4.3

กราฟแสดงผลการทดลองของวงจรขยายโดยใช้ XY-RECORDER เมื่อให้อัตราขยายเป็น 10

OUTPUT (V)

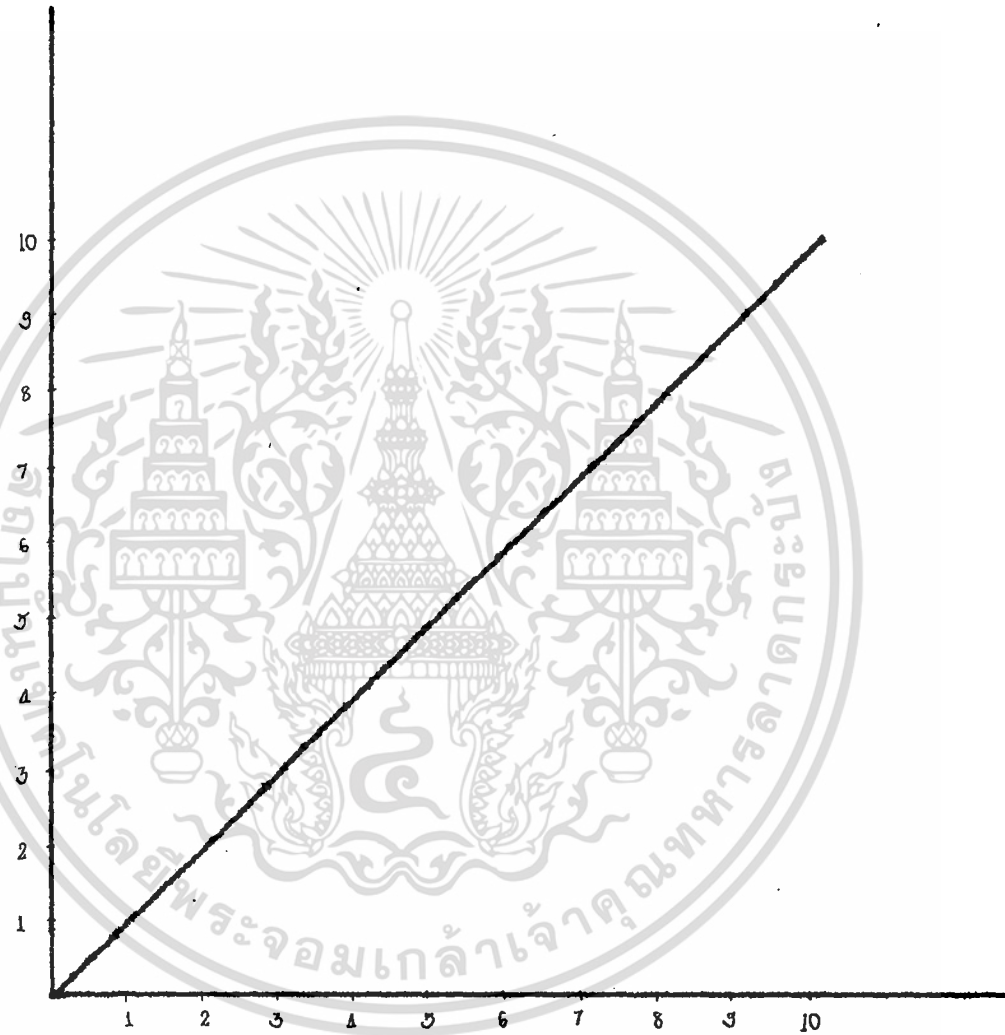
GAIN = 100 , X = 10 mV/cm  
Y = 1 V/cm



รูปที่ 4.4 กราฟแสดงผลการทดลองของวงจรขยายโดยใช้ XY-RECORDER เมื่อให้อัตราขยายเป็น 100

OUTPUT (V)

GAIN = 1 , X = 1 V/cm  
Y = 1 V/cm

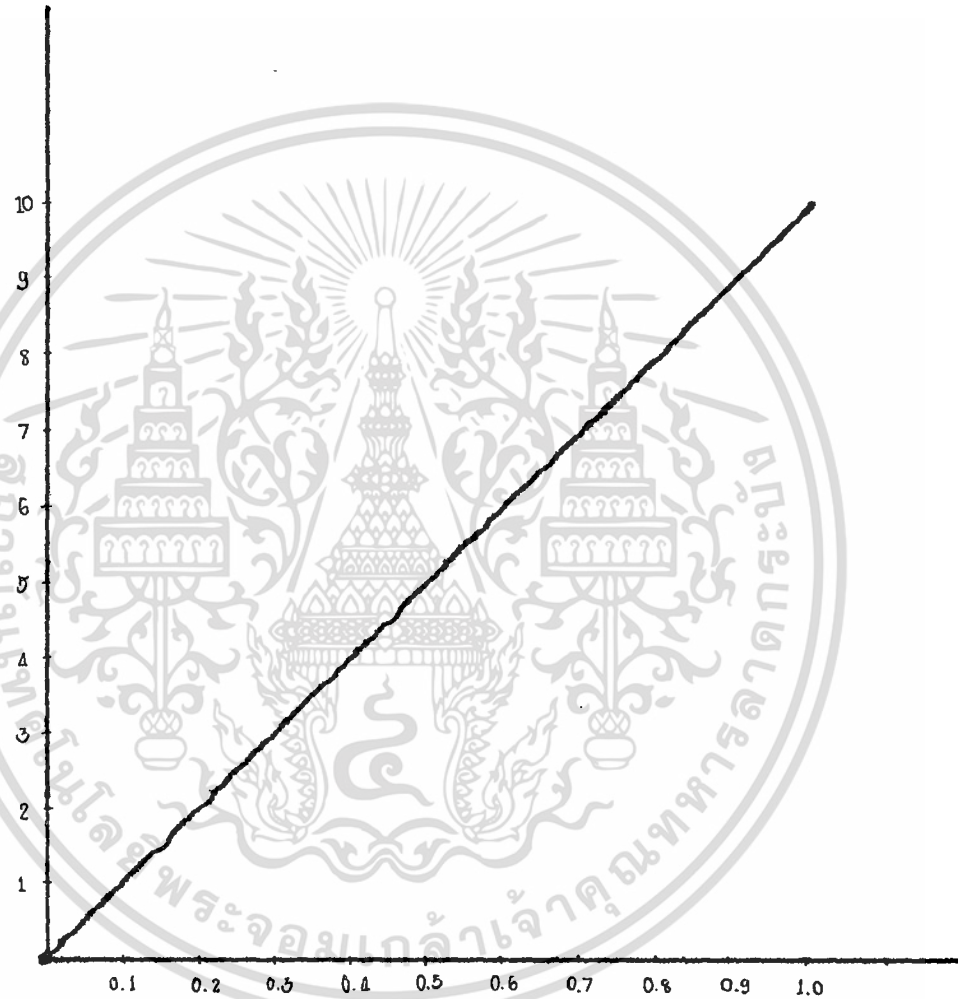


INPUT (V)

รูปที่ 4.5 กราฟแสดงผลการทดลองของวงจรโมดูลปรับสภาพสัญญาณโดยใช้ XY-RECORDER เมื่อให้อัตราขยายเป็น 1

OUTPUT (V)

GAIN = 10 , X = 0.1 V/cm  
Y = 1 V/cm



INPUT (V)

รูปที่ 4.6 กราฟแสดงผลการทดลองของวงจรโมดูลปรับสภาพสัญญาณโดยใช้ XY-RECORDER เมื่อให้อัตราขยายเป็น 10

## บทที่ 5 สรุปผลการศึกษาและข้อเสนอแนะ

### 5.1 สรุปผลการทำงาน

โครงการพิเศษนี้ เป็นการสร้างชุดโมดูลปรับสภาพสัญญาณเพื่อรับข้อมูลในรูปของสัญญาณอนาลอกที่เป็นแรงดันไฟฟ้าและให้เอาต์พุตที่เป็นอนาลอกเช่นเดียวกัน ซึ่งแรงดันทางเอาต์พุตที่ได้รับ เข้ามานี้จะถูกนำมาขยายโดยสามารถเลือกอัตราขยายได้เป็น 1, 10 หรือ 100 เท่า เพื่อส่งต่อไปยังวงจรเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าเป็นความถี่ และจะทำการแบ่งแยกสัญญาณโดยใช้ออปโตคัปเปิลเลอร์ ต่อจากนั้นออปโตคัปเปิลเลอร์ก็จะส่งความถี่ที่รับได้ไปให้กับวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า ซึ่งจะให้อาต์พุตออกมาเป็นสัญญาณอนาลอกเปลี่ยนแปลงตามอินพุต โดยมีคุณสมบัติคือจะรับแรงดันได้ในช่วงตั้งแต่ 0-10 V

### 5.2 การใช้งาน

โมดูลปรับสภาพสัญญาณนี้สามารถนำไปใช้ในการแบ่งแยกสัญญาณที่เป็นอนาลอก ซึ่งสามารถป้องกันความเสียหายของวงจรในส่วนอื่น ๆ ที่เกิดจากการลัดวงจรถึงกันได้ และสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานอื่น ๆ อีกได้

### 5.3 ข้อเสนอแนะ

โครงการพิเศษนี้จะพบว่ามีส่วนที่ต้องใช้อุปกรณ์ที่เป็นออปแอมป์อยู่หลายตัวซึ่งจะมีค่าแรงดันออฟเซตอยู่ จึงมีผลทำให้ค่าที่ได้ทางเอาต์พุตเทียบ กับทางอินพุตไม่ถูกต้องสมบูรณ์เท่าที่ควร ถึงแม้ว่าจะใช้ออปแอมป์ที่มีค่าแรงดันออฟเซตต่ำ ๆ ก็ตาม ดังนั้นหากต้องการให้มีความถูกต้องมากกว่านี้จะต้องมีการปรับค่าออฟเซตของออปแอมป์แต่ละตัว

### ข้อเสนอแนะในแต่ละส่วน

1. ในวงจรขยายสัญญาณจะพบว่า ได้ทำการออกแบบวงจรขยายสัญญาณที่มีอัตราขยาย 1, 10 และ 100 โดยประมาณเท่านั้น มิได้มีอัตราขยายเป็น 1, 10 และ จริง ๆ สาเหตุที่เป็นเช่นนี้เนื่องมาจากค่าความผิดพลาดของความต้านทานและค่าออฟเซตของออปแอมป์

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา -62- ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. วงจรเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าเป็นความถี่ หากเปลี่ยนเป็นวงจรที่รับอินพุตเป็นแรงดัน 0-10 V และให้เอาต์พุตเป็น 0-100 KHz จะทำให้มีความถูกต้องเพิ่มขึ้นซึ่งก็ต้องเปลี่ยนวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดันให้สามารถรับอินพุตเป็นความถี่ 0-100 KHz และให้เอาต์พุต 0-10 V แต่จะมีข้อเสียคือต้องใช้ใช้ออปโตคัปเปิลอร์ที่สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง

3. ให้สังเกตทางด้านเอาต์พุตของวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า จะพบว่าเป็นพาสซีฟฟิลเตอร์ (passive filter) แบบ RC หากเปลี่ยนมาใช้แอคทีฟฟิลเตอร์ (active filter) โดยใช้ออปแอมป์ จะทำให้มีริบเบิลน้อยลง ซึ่งจะส่งผลให้มีความถูกต้องเพิ่มขึ้น





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**LM131A/LM131, LM231A/LM231, LM331A/LM331  
Precision Voltage-to-Frequency Converters**

**General Description**

The LM131/LM231/LM331 family of voltage-to-frequency converters are ideally suited for use in simple low-cost circuits for analog-to-digital conversion, precision frequency-to-voltage conversion, long-term integration, linear frequency modulation or demodulation, and many other functions. The output when used as a voltage-to-frequency converter is a pulse train at a frequency precisely proportional to the applied input voltage. Thus, it provides all the inherent advantages of the voltage-to-frequency conversion techniques, and is easy to apply in all standard voltage-to-frequency converter applications. Further, the LM131A/LM231A/LM331A attains a new high level of accuracy versus temperature which could only be attained with expensive voltage-to-frequency modules. Additionally the LM131 is ideally suited for use in digital systems at low power supply voltages and can provide low-cost analog-to-digital conversion in microprocessor-controlled systems. And, the frequency from a battery powered voltage-to-frequency converter can be easily channeled through a simple photoisolator to provide isolation against high common mode levels.

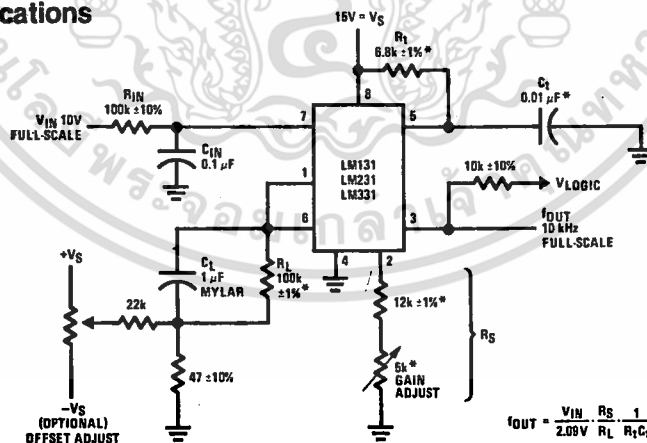
The LM131/LM231/LM331 utilizes a new temperature-compensated band-gap reference circuit, to provide excellent accuracy over the full operating temperature range, at power supplies as low as 4.0V. The precision timer circuit has low bias currents without degrading

the quick response necessary for 100 kHz voltage-to-frequency conversion. And the output is capable of driving 3 TTL loads, or a high voltage output up to 40V, yet is short-circuit-proof against VCC.

**Features**

- Guaranteed linearity 0.01% max
- Improved performance in existing voltage-to-frequency conversion applications
- Split or single supply operation
- Operates on single 5V supply
- Pulse output compatible with all logic forms
- Excellent temperature stability,  $\pm 50$  ppm/ $^{\circ}$ C max
- Low power dissipation, 15 mW typical at 5V
- Wide dynamic range, 100 dB min at 10 kHz full scale frequency
- Wide range of full scale frequency, 1 Hz to 100 kHz
- Low cost

**Typical Applications**



\*Use stable components with low temperature coefficients. See Typical Applications section.

**FIGURE 1. Simple Stand-Alone Voltage-to-Frequency Converter with  $\pm 0.03\%$  Typical Linearity ( $f = 10$  Hz to 11 kHz)**

### Absolute Maximum Ratings

	LM131A/LM131	LM231A/LM231	LM331A/LM331
Supply Voltage	40V	40V	40V
Output Short Circuit to Ground	Continuous	Continuous	Continuous
Output Short Circuit to V <sub>CC</sub>	Continuous	Continuous	Continuous
Input Voltage	-0.2V to +V <sub>S</sub>	-0.2V to +V <sub>S</sub>	-0.2V to +V <sub>S</sub>
Operating Ambient Temperature Range	T <sub>MIN</sub> T <sub>MAX</sub> -55°C to +125°C	T <sub>MIN</sub> T <sub>MAX</sub> -25°C to +85°C	T <sub>MIN</sub> T <sub>MAX</sub> 0°C to +70°C
Power Dissipation (P <sub>D</sub> at 25°C) and Thermal Resistance (θ <sub>J-A</sub> )	(H Package) P <sub>D</sub> θ <sub>J-A</sub> 670 mW 150°C/W	(N Package) P <sub>D</sub> θ <sub>J-A</sub> 570 mW 150°C/W	(N Package) P <sub>D</sub> θ <sub>J-A</sub> 500 mW 155°C/W

### Electrical Characteristics T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise specified. (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
VFC Non-Linearity (Note 2)	4.5V ≤ V <sub>S</sub> ≤ 20V		±0.003	±0.01	% Full-Scale
	T <sub>MIN</sub> ≤ T <sub>A</sub> ≤ T <sub>MAX</sub>		±0.006	±0.02	% Full-Scale
In Circuit of Figure 1	V <sub>S</sub> = 15V, f = 10 Hz to 11 kHz		±0.024	±0.14	% Full-Scale
Conversion Accuracy Scale Factor (Gain)	V <sub>IN</sub> = -10V, R <sub>S</sub> = 14 kΩ				
LM131, LM131A, LM231, LM231A		0.95	1.00	1.05	kHz/V
LM331, LM331A		0.90	1.00	1.10	kHz/V
Temperature Stability of Gain	T <sub>MIN</sub> ≤ T <sub>A</sub> ≤ T <sub>MAX</sub> , 4.5V ≤ V <sub>S</sub> ≤ 20V				
LM131/LM231/LM331			±30	±150	ppm/°C
LM131A/LM231A/LM331A			±20	±50	ppm/°C
Change of Gain with V <sub>S</sub>	4.5V ≤ V <sub>S</sub> ≤ 10V		0.01	0.1	%/V
	10V ≤ V <sub>S</sub> ≤ 40V		0.006	0.06	%/V
Rated Full-Scale Frequency	V <sub>IN</sub> = -10V	10.0			kHz
Overrange (Beyond Full-Scale) Frequency	V <sub>IN</sub> = -11V	10			%
<b>INPUT COMPARATOR</b>					
Offset Voltage			±3	±10	mV
LM131/LM231/LM331	T <sub>MIN</sub> ≤ T <sub>A</sub> ≤ T <sub>MAX</sub>		±4	±14	mV
LM131A/LM231A/LM331A	T <sub>MIN</sub> ≤ T <sub>A</sub> ≤ T <sub>MAX</sub>		±3	±10	mV
Bias Current			-80	-300	nA
Offset Current			±8	±100	nA
Common-Mode Range	T <sub>MIN</sub> ≤ T <sub>A</sub> ≤ T <sub>MAX</sub>	-0.2		V <sub>CC</sub> -2.0	V
<b>TIMER</b>					
Timer Threshold Voltage, Pin 5		0.63	0.667	0.70	x V <sub>S</sub>
Input Bias Current, Pin 5	V <sub>S</sub> = 15V				
All Devices	0V ≤ V <sub>PIN 5</sub> ≤ 9.9V		±10	±100	nA
LM131/LM231/LM331	V <sub>PIN 5</sub> = 10V		200	1000	nA
LM131A/LM231A/LM331A	V <sub>PIN 5</sub> = 10V		200	500	nA
V <sub>SAT</sub> PIN 5 (Reset)	I = 5 mA		0.22	0.5	V

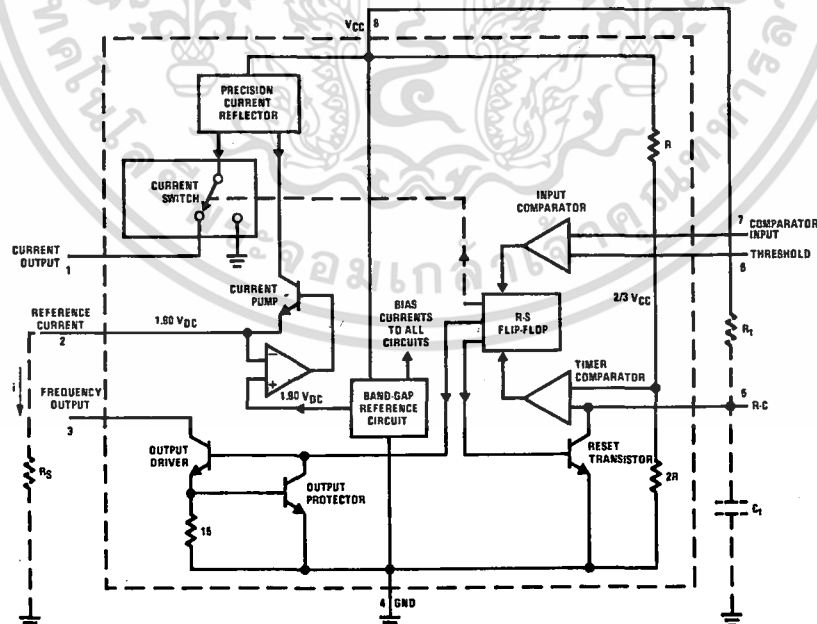
**Electrical Characteristics** (Continued)  $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>CURRENT SOURCE (Pin 1)</b>					
Output Current	$R_S = 14\text{ k}\Omega, V_{PIN\ 1} = 0$	126	135	144	$\mu\text{A}$
LM131, LM131A, LM231, LM231A LM331, LM331A		116	136	156	$\mu\text{A}$
Change with Voltage	$0\text{V} \leq V_{PIN\ 1} \leq 10\text{V}$		0.2	1.0	$\mu\text{A}$
Current Source OFF Leakage			0.01	1.0	nA
LM131, LM131A			0.02	10.0	nA
LM231, LM231A, LM331, LM331A			2.0	50.0	nA
All Devices	$T_A = T_{MAX}$				nA
Operating Range of Current (Typical)			(10 to 500)		$\mu\text{A}$
<b>REFERENCE VOLTAGE (Pin 2)</b>					
LM131, LM131A, LM231, LM231A LM331, LM331A		1.76	1.89	2.02	VDC
		1.70	1.89	2.08	VDC
Stability vs Temperature			$\pm 60$		ppm/ $^\circ\text{C}$
Stability vs Time, 1000 Hours			$\pm 0.1$		%
<b>LOGIC OUTPUT (Pin 3)</b>					
VSAT	$I = 5\text{ mA}$		0.15	0.50	V
	$I = 3.2\text{ mA}$ (2 TTL Loads), $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$		0.10	0.40	V
OFF Leakage			$\pm 0.05$	1.0	$\mu\text{A}$
<b>SUPPLY CURRENT</b>					
LM131, LM131A, LM231, LM231A	$V_S = 5\text{V}$	2.0	3.0	4.0	mA
	$V_S = 40\text{V}$	2.5	4.0	6.0	mA
LM331, LM331A	$V_S = 5\text{V}$	1.5	3.0	6.0	mA
	$V_S = 40\text{V}$	2.0	4.0	8.0	mA

Note 1: All specifications apply in the circuit of Figure 3, with  $4.0\text{V} \leq V_S \leq 40\text{V}$ , unless otherwise noted.

Note 2: Nonlinearity is defined as the deviation of  $f_{OUT}$  from  $V_{IN} \times (10\text{ kHz}/-10\text{ V}_{DC})$  when the circuit has been trimmed for zero error at 10 Hz and at 10 kHz, over the frequency range 1 Hz to 11 kHz. For the timing capacitor,  $C_T$ , use NPO ceramic, Teflon\*, or polystyrene.

**Functional Block Diagrams**



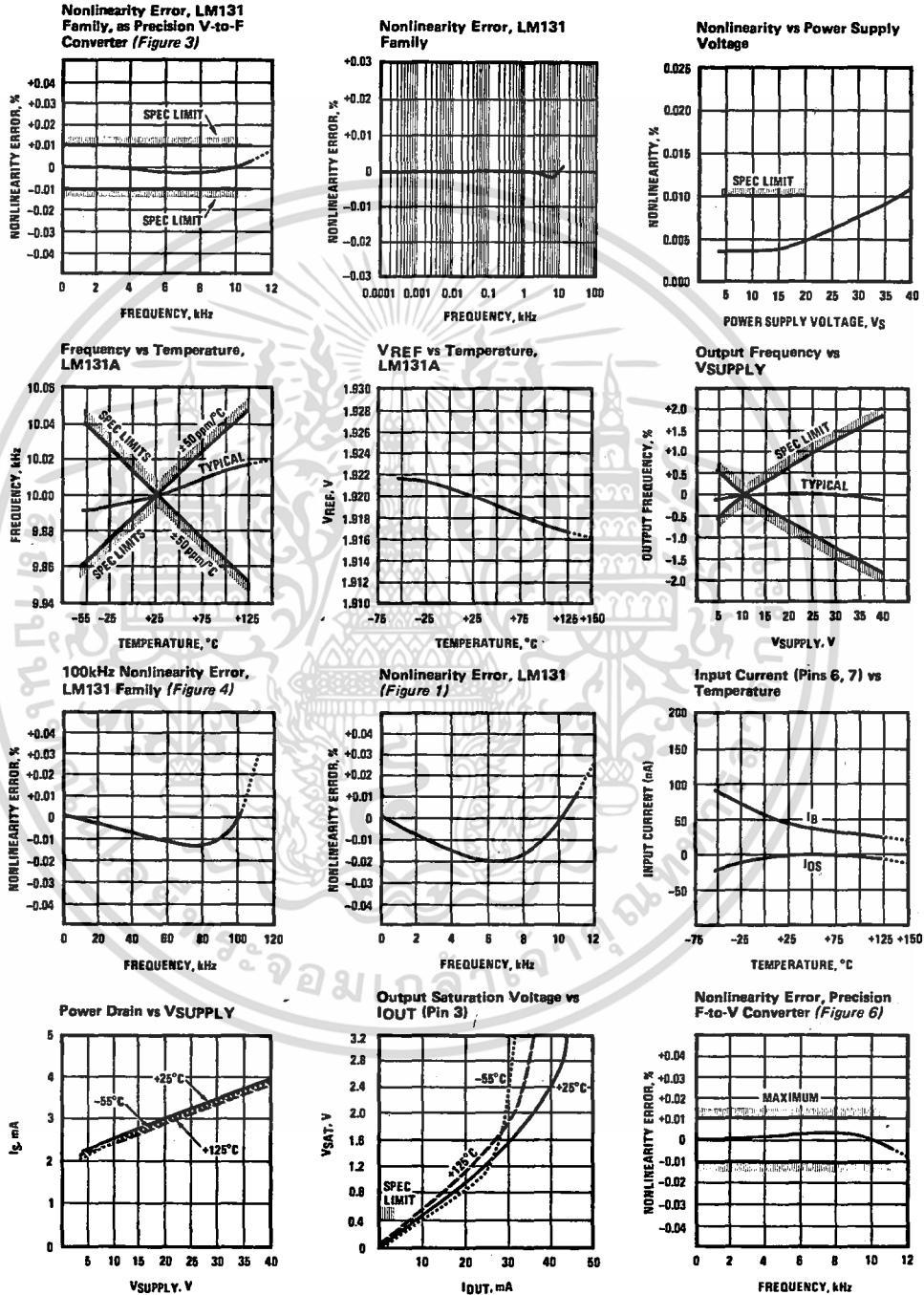
\*Registered trademark of DuPont

FIGURE 1a

8-253

## Typical Performance Characteristics

(All electrical characteristics apply for the circuit of *Figure 3*, unless otherwise noted.)



## Typical Applications (Continued)

### PRINCIPLES OF OPERATION OF A SIMPLIFIED VOLTAGE-TO-FREQUENCY CONVERTER

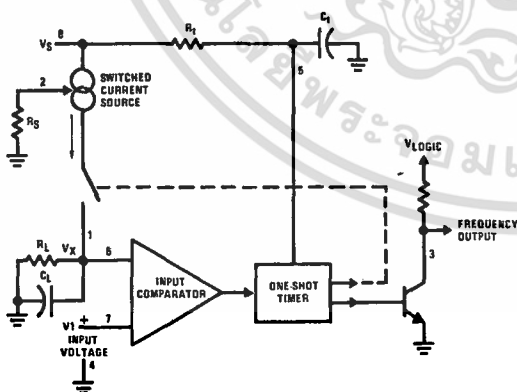
The LM131 is a monolithic circuit designed for accuracy and versatile operation when applied as a voltage-to-frequency (V-to-F) converter or as a frequency-to-voltage (F-to-V) converter. A simplified block diagram of the LM131 is shown in Figure 2 and consists of a switched current source, input comparator, and 1-shot timer.

The operation of these blocks is best understood by going through the operating cycle of the basic V-to-F converter, Figure 2, which consists of the simplified block diagram of the LM131 and the various resistors and capacitors connected to it.

The voltage comparator compares a positive input voltage,  $V_1$ , at pin 7 to the voltage,  $V_x$ , at pin 6. If  $V_1$  is greater, the comparator will trigger the 1-shot timer. The output of the timer will turn ON both the frequency output transistor and the switched current source for a period  $t = 1.1 R_T C_T$ . During this period, the current  $i$  will flow out of the switched current source and provide a fixed amount of charge,  $Q = i \times t$ , into the capacitor,  $C_L$ . This will normally charge  $V_x$  up to a higher level than  $V_1$ . At the end of the timing period, the current  $i$  will turn OFF, and the timer will reset itself.

Now there is no current flowing from pin 1, and the capacitor  $C_L$  will be gradually discharged by  $R_L$  until  $V_x$  falls to the level of  $V_1$ . Then the comparator will trigger the timer and start another cycle.

The current flowing into  $C_L$  is exactly  $I_{AVE} = i \times (1.1 \times R_T C_T) \times f$ , and the current flowing out of  $C_L$  is exactly  $V_x / R_L \cong V_{IN} / R_L$ . If  $V_{IN}$  is doubled, the frequency will double to maintain this balance. Even a simple V-to-F converter can provide a frequency precisely proportional to its input voltage over a wide range of frequencies.



**FIGURE 2. Simplified Block Diagram of Stand-Alone Voltage-to-Frequency Converter Showing LM131 and External Components**

### DETAIL OF OPERATION, FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM (FIGURE 1a)

The block diagram shows a band gap reference which provides a stable 1.9 V<sub>DC</sub> output. This 1.9 V<sub>DC</sub> is well regulated over a  $V_s$  range of 3.9V to 40V. It also has a flat, low temperature coefficient, and typically changes less than 1/2% over a 100°C temperature change.

The current pump circuit forces the voltage at pin 2 to be at 1.9V, and causes a current  $i = 1.90V/R_s$  to flow. For  $R_s = 14k$ ,  $i = 135 \mu A$ . The precision current reflector provides a current equal to  $i$  to the current switch. The current switch switches the current to pin 1 or to ground depending on the state of the  $R_s$  flip-flop.

The timing function consists of an  $R_s$  flip-flop, and a timer comparator connected to the external  $R_T C_T$  network. When the input comparator detects a voltage at pin 7 higher than pin 6, it sets the  $R_s$  flip-flop which turns ON the current switch and the output driver transistor. When the voltage at pin 5 rises to  $2/3 V_{CC}$ , the timer comparator causes the  $R_s$  flip-flop to reset. The reset transistor is then turned ON and the current switch is turned OFF.

However, if the input comparator still detects pin 7 higher than pin 6 when pin 5 crosses  $2/3 V_{CC}$ , the flip-flop will not be reset, and the current at pin 1 will continue to flow, in its attempt to make the voltage at pin 6 higher than pin 7. This condition will usually apply under start-up conditions or in the case of an overload voltage at signal input. It should be noted that during this sort of overload, the output frequency will be 0; as soon as the signal is restored to the working range, the output frequency will be resumed.

The output driver transistor acts to saturate pin 3 with an ON resistance of about 50Ω. In case of overvoltage, the output current is actively limited to less than 50 mA.

The voltage at pin 2 is regulated at 1.90 V<sub>DC</sub> for all values of  $i$  between 10 μA to 500 μA. It can be used as a voltage reference for other components, but care must be taken to ensure that current is not taken from it which could reduce the accuracy of the converter.

### PRINCIPLES OF OPERATION OF BASIC VOLTAGE-TO-FREQUENCY CONVERTER (FIGURE 1)

The simple stand-alone V-to-F converter shown in Figure 1 includes all the basic circuitry of Figure 2 plus a few components for improved performance.

A resistor,  $R_{IN} = 100 k\Omega \pm 10\%$ , has been added in the path to pin 7, so that the bias current at pin 7 (-80 nA typical) will cancel the effect of the bias current at pin 6 and help provide minimum frequency offset.

The resistance  $R_s$  at pin 2 is made up of a 12 kΩ fixed resistor plus a 5 kΩ (cermet, preferably) gain adjust rheostat. The function of this adjustment is to trim out the gain tolerance of the LM131, and the tolerance of  $R_T$ ,  $R_L$  and  $C_T$ . For best results, all the components

### Typical Applications (Continued)

should be stable low-temperature-coefficient components, such as metal-film resistors. The capacitor should have low dielectric absorption; depending on the temperature characteristics desired, NPO ceramic, polystyrene, Teflon\* or polypropylene are best suited.

A capacitor is added from pin 7 to ground to act as a filter for  $V_{IN}$ . A value of  $0.01 \mu\text{F}$  to  $0.1 \mu\text{F}$  will be adequate in most cases; however, in cases where better filtering is required, a  $1 \mu\text{F}$  capacitor can be used. When the RC time constants are matched at pin 6 and pin 7, a voltage step at  $V_{IN}$  will cause a step change in  $f_{OUT}$ . If  $C_{IN}$  is much less than  $C_L$ , a step at  $V_{IN}$  may cause  $f_{OUT}$  to stop momentarily.

A  $47\Omega$  resistor, in series with the  $1 \mu\text{F}$   $C_L$ , is added to give hysteresis effect which helps the input comparator provide the excellent linearity (0.03% typical).

#### DETAIL OF OPERATION OF PRECISION V-TO-F CONVERTER (FIGURE 3)

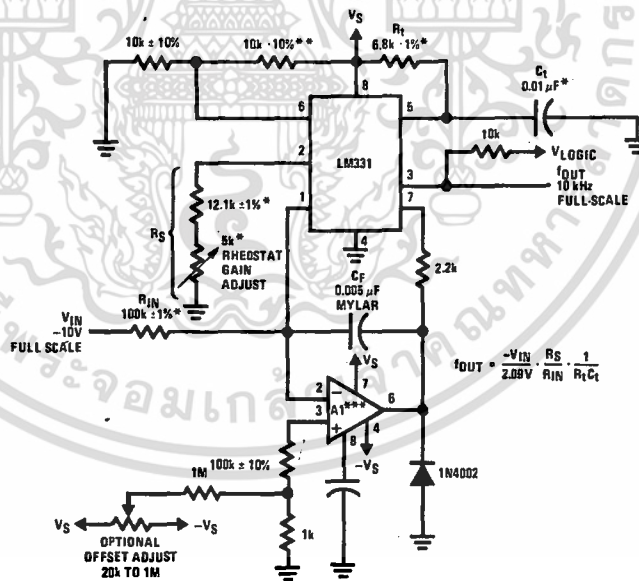
In this circuit, integration is performed by using a conventional operational amplifier and feedback capacitor,  $C_f$ . When the integrator's output crosses the nominal threshold level at pin 6 of the LM131, the timing cycle is

initiated. The average current fed into the op amp's summing point (pin 2) is  $i \times (1.1 R_1 C_f) \times f$  which is perfectly balanced with  $-V_{IN}/R_{IN}$ . In this circuit, the voltage offset of the LM131 input comparator does not affect the offset or accuracy of the V-to-F converter as it does in the stand-alone V-to-F converter; nor does the LM131 bias current or offset current. Instead, the offset voltage and offset current of the operational amplifier are the only limits on how small the signal can be accurately converted. Since op amps with voltage offset well below 1 mV and offset currents well below 2 nA are available at low cost, this circuit is recommended for best accuracy for small signals. This circuit also responds immediately to any change of input signal (which a stand-alone circuit does not) so that the output frequency will be an accurate representation of  $V_{IN}$ , as quickly as 2 output pulses' spacing can be measured.

In the precision mode, excellent linearity is obtained because the current source (pin 1) is always at ground potential and that voltage does not vary with  $V_{IN}$  or  $f_{OUT}$ . (In the stand-alone V-to-F converter, a major cause of non-linearity is the output impedance at pin 1 which causes  $i$  to change as a function of  $V_{IN}$ ).

The circuit of Figure 4 operates in the same way as Figure 3, but with the necessary changes for high speed operation.

\*Registered trademark of DuPont



\*Use stable components with low temperature coefficients. See Typical Applications section.

\*\*This resistor can be  $6 \text{ k}\Omega$  or  $10 \text{ k}\Omega$  for  $V_S = 8 \text{ V}$  to  $22 \text{ V}$ , but must be  $10 \text{ k}\Omega$  for  $V_S = 4.5 \text{ V}$  to  $8 \text{ V}$ .

\*\*\*Use low offset voltage and low offset current op amps for A1: recommended types LM108, LM308A, LF351B

FIGURE 3. Standard Test Circuit and Applications Circuit, Precision Voltage-to-Frequency Converter

**Typical Applications (Continued)**

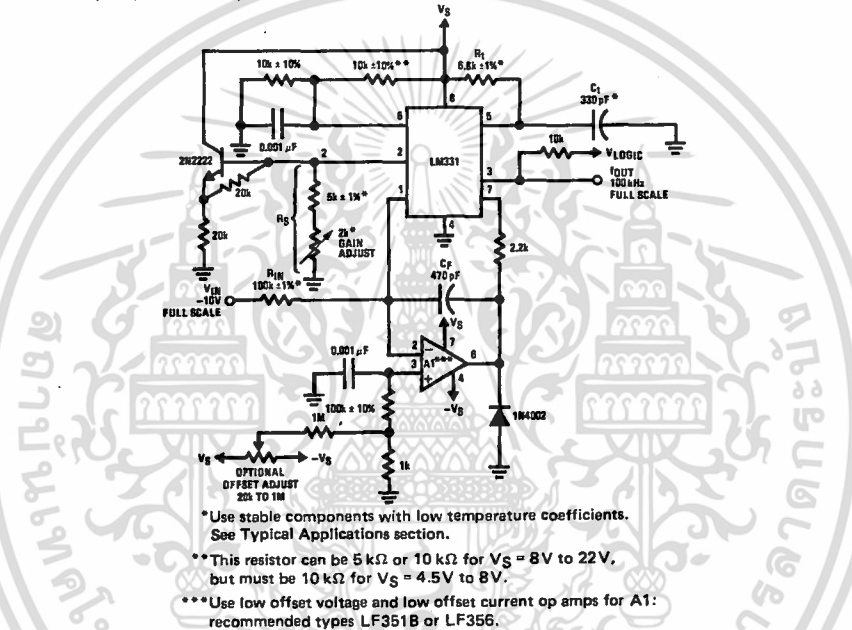
**DETAILS OF OPERATION, FREQUENCY-TO-VOLTAGE CONVERTERS (FIGURES 5 AND 6)**

In these applications, a pulse input at  $f_{IN}$  is differentiated by a C-R network and the negative-going edge at pin 6 causes the input comparator to trigger the timer circuit. Just as with a V-to-F converter, the average current flowing out of pin 1 is  $I_{AVERAGE} = i \times (1.1 R_T C_T) \times f$ .

In the simple circuit of Figure 5, this current is filtered in the network  $R_L = 100 \text{ k}\Omega$  and  $1 \mu\text{F}$ . The ripple will be less than 10 mV peak, but the response will be slow,

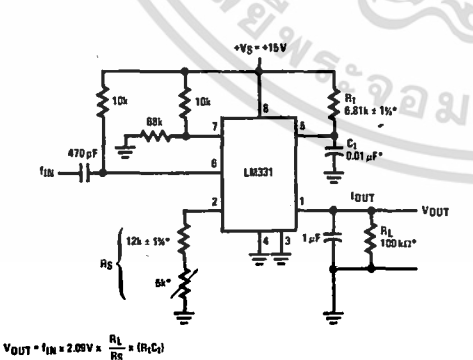
with a 0.1 second time constant, and settling of 0.7 second to 0.1% accuracy.

In the precision circuit, an operational amplifier provides a buffered output and also acts as a 2-pole filter. The ripple will be less than 5 mV peak for all frequencies above 1 kHz, and the response time will be much quicker than in Figure 5. However, for input frequencies below 200 Hz, this circuit will have worse ripple than Figure 5. The engineering of the filter time-constants to get adequate response and small enough ripple simply requires a study of the compromises to be made. Inherently, V-to-F converter response can be fast, but F-to-V response can not.



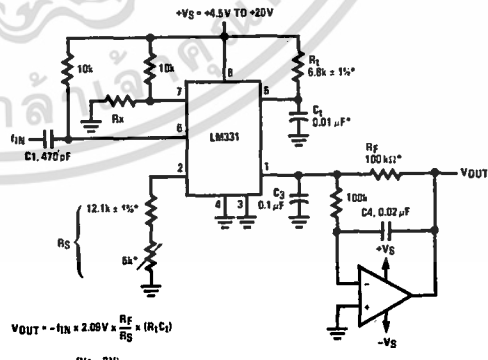
\*Use stable components with low temperature coefficients. See Typical Applications section.  
\*\*This resistor can be 5 kΩ or 10 kΩ for  $V_S = 8\text{V}$  to  $22\text{V}$ , but must be 10 kΩ for  $V_S = 4.5\text{V}$  to  $8\text{V}$ .  
\*\*\*Use low offset voltage and low offset current op amps for A1: recommended types LF351B or LF356.

**FIGURE 4. Precision Voltage-to-Frequency Converter, 100 kHz Full-Scale, ±0.03% Non-Linearity**



$$V_{OUT} = f_{IN} \times 2.05V \times \frac{R_L}{R_S} \times (R_T C_T)$$

\*Use stable components with low temperature coefficients.  
**FIGURE 5. Simple Frequency-to-Voltage Converter, 10 kHz Full-Scale, ±0.06% Non-Linearity**



$$V_{OUT} = -f_{IN} \times 2.05V \times \frac{R_F}{R_S} \times (R_T C_T)$$

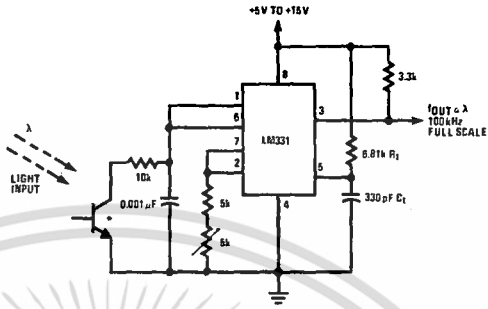
$$\text{SELECT } R_x = \frac{(V_S - 2V)}{0.2 \text{ mA}}$$

\*Use stable components with low temperature coefficients.  
**FIGURE 6. Precision Frequency-to-Voltage Converter, 10 kHz Full-Scale with 2-Pole Filter, ±0.01% Non-Linearity Maximum**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่สามารถแก้ไข ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

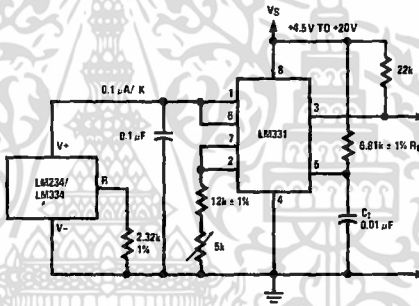
**Typical Applications (Continued)**

**Light Intensity to Frequency Converter**

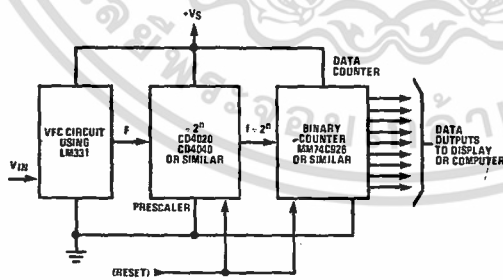


\*L14F-1, L14G-1 or L14H-1, photo transistor (General Electric Co.) or similar

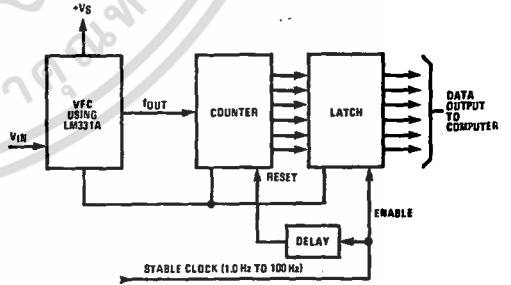
**Temperature to Frequency Converter**



**Long-Term Digital Integrator Using VFC**



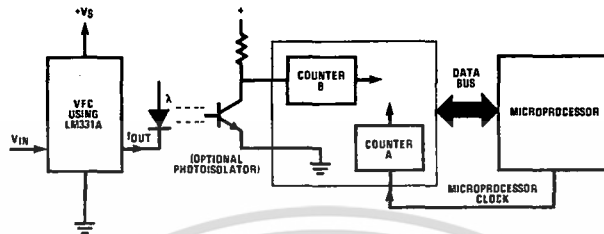
**Basic Analog-to-Digital Converter Using Voltage-to-Frequency Converter**



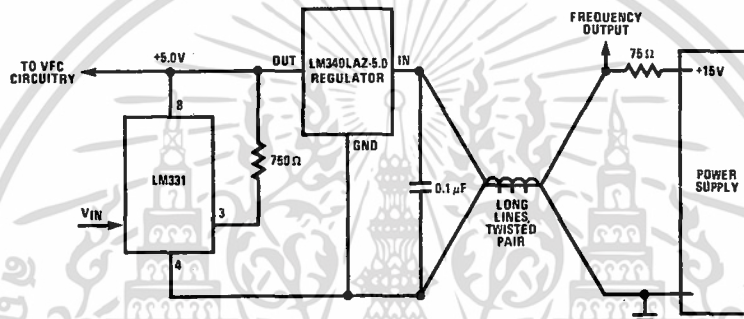
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

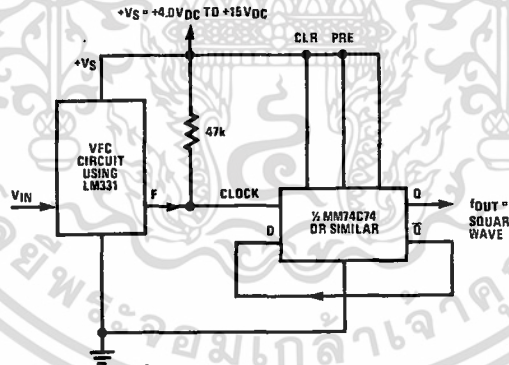
Analog-to-Digital Converter with Microprocessor



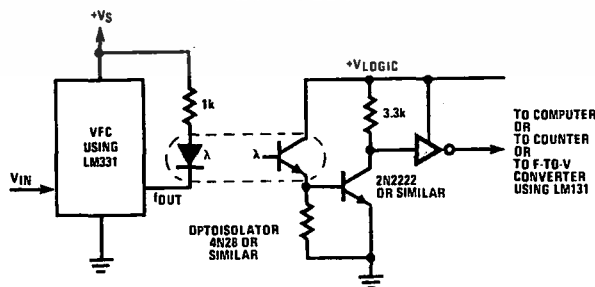
Remote Voltage-to-Frequency Converter with 2-Wire Transmitter and Receiver



Voltage-to-Frequency Converter with Square-Wave Output Using ÷2 Flip-Flop



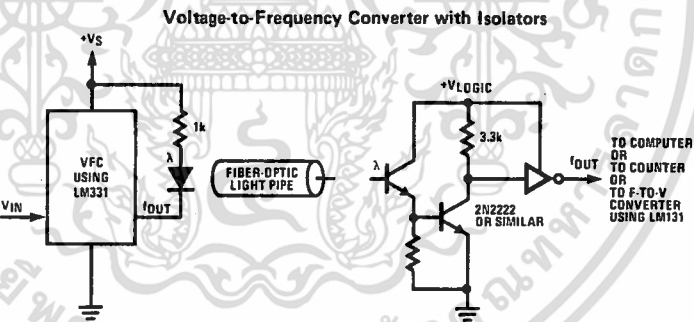
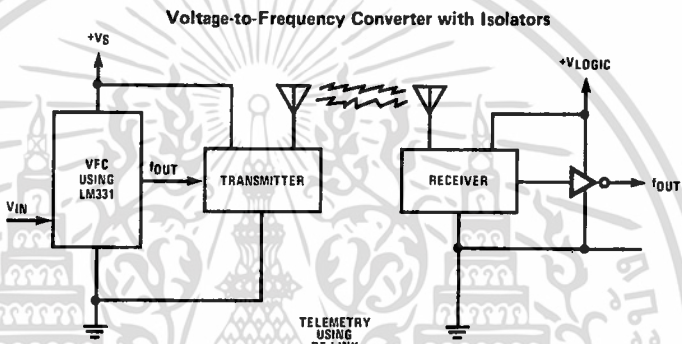
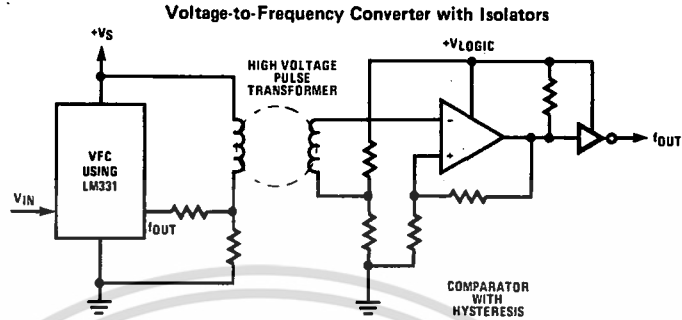
Voltage-to-Frequency Converter with Isolators



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

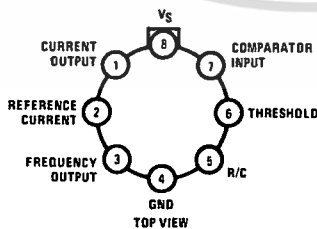
LM131A/LM131,  
LM231A/LM231, LM331A/LM331

Typical Applications (Continued)



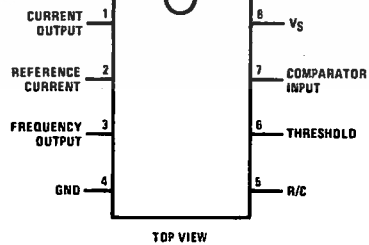
Connection Diagrams

Metal Can Package



Order Number LM131AH, LM131H, LM231AH,  
LM231H, LM331AH or LM331H  
See NS Package H08C

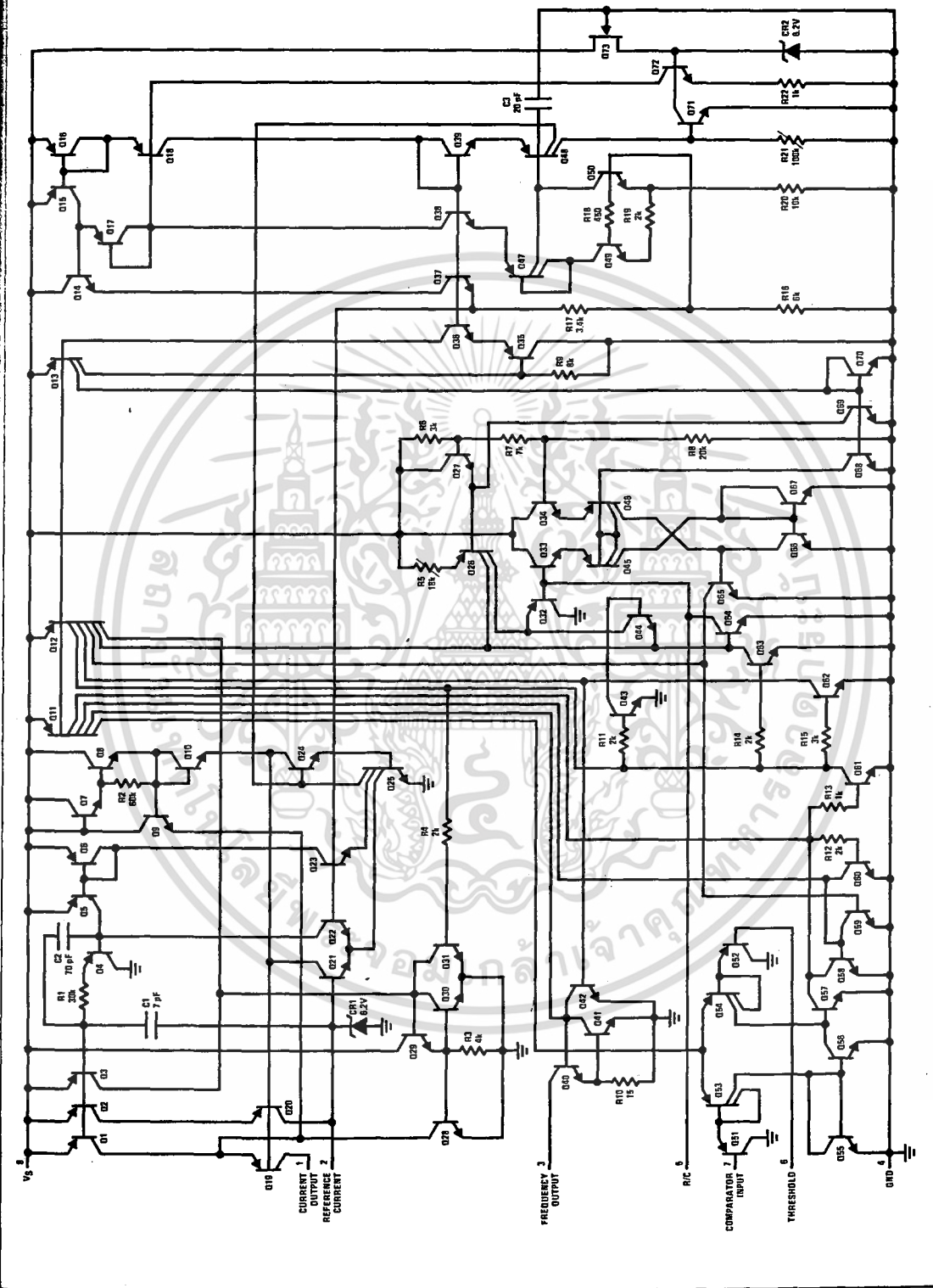
Dual-In-Line Package



Order Number LM231AN, LM231N, LM331AN,  
or LM331N  
See NS Package N08B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Schematic Diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่สามารถใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# OP-07

## ULTRA-LOW OFFSET VOLTAGE OPERATIONAL AMPLIFIER

Precision Monolithics Inc.

### FEATURES

- Low  $V_{os}$  .....  $25\mu V$  Max
- Low  $V_{os}$  Drift .....  $0.6\mu V/^\circ C$  Max
- Ultra-Stable vs Time .....  $1.0\mu V$ /Month Max
- Low Noise .....  $0.6\mu V_{p-p}$  Max
- Wide Input Voltage Range .....  $\pm 14V$
- Wide Supply Voltage Range .....  $\pm 3V$  to  $\pm 18V$
- Fits 725, 108A/308A, 741, AD510 Sockets
- $125^\circ C$  Temperature-Tested Dice

### ORDERING INFORMATION†

$T_A = 25^\circ C$ $\Delta V_{os} \text{ MAX}$ ( $\mu V$ )	PACKAGE				OPERATING TEMPERATURE RANGE
	TO-99	CERDIP	PLASTIC	LCC	
25	OP07AJ*	OP07AZ*	—	—	MIL
75	OP07EJ	OP07EZ	OP07EP	—	COM
75	OP07J*	OP07Z*	—	OP07RC/883	MIL
150	OP07CJ	OP07CZ	OP07CP	—	COM
150	—	—	OP07CS††	—	COM
150	OP07DJ	—	OP07DP	—	COM

\* For devices processed in total compliance to MIL-STD-883, add /883 after part number. Consult factory for 883 data sheet.

† Burn-in is available on commercial and industrial temperature range parts in cerdip, plastic dip, and TO-can packages. For ordering information, see 1988 Data Book, Section 2.

†† For availability and burn-in information on SO and PLCC packages, contact your local sales office.

### GENERAL DESCRIPTION

The OP-07 has very low input offset voltage ( $25\mu V$  max for OP-07A) which is obtained by trimming at the wafer stage. These low offset voltages generally eliminate any need for external nulling. The OP-07 also features low input bias current ( $\pm 2nA$  for OP-07A) and high open-loop gain ( $300V/mV$  for OP-07A). The low offsets and high open-loop gain make the OP-07 particularly useful for high-gain instrumentation applications.

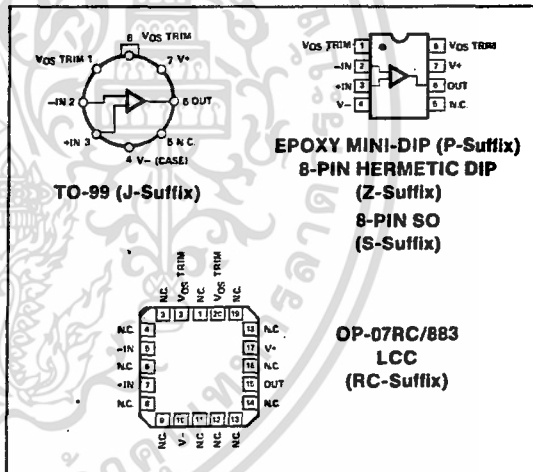
The wide input voltage range of  $\pm 13V$  minimum combined with high CMRR of 110dB (OP-07A) and high input impedance provides high accuracy in the noninverting circuit configuration. Excellent linearity and gain accuracy can be maintained even at high closed-loop gains.

Stability of offsets and gain with time or variations in temperature is excellent. The accuracy and stability of the OP-07, even at high gain, combined with the freedom from external nulling have made the OP-07 a new industry standard for instrumentation and military applications.

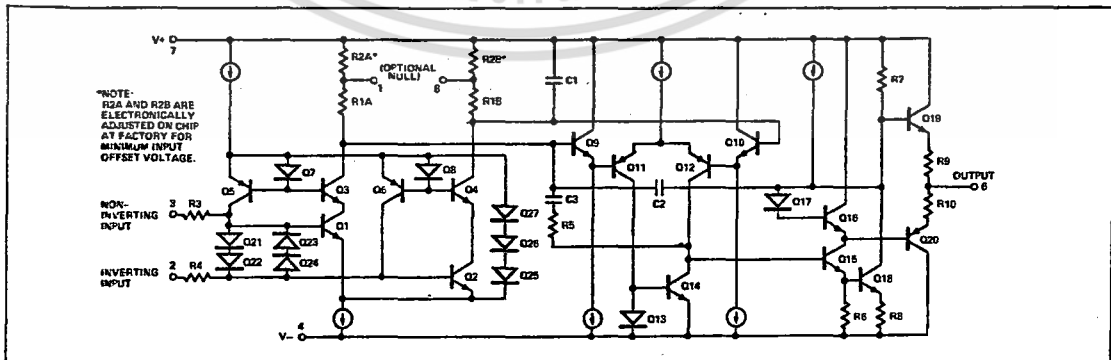
The OP-07 is available in five standard performance grades. The OP-07A and the OP-07 are specified for operation over the full military range of  $-55^\circ C$  to  $+125^\circ C$ ; the OP-07 E, C, and D are specified for operation over the  $0^\circ C$  to  $+70^\circ C$  range.

The OP-07 is available in hermetically-sealed TO-99 metal can or ceramic 8-pin Mini-DIP, and in epoxy 8-pin Mini-DIP. It is a direct replacement for 725, 108A, and OP-05 amplifiers; 741-types may be directly replaced by removing the 741's nulling potentiometer. The OP-207, a dual OP-07, is available for applications requiring close matching of two OP-07 amplifiers. For improved specifications, see the OP-77.

### PIN CONNECTIONS



### SIMPLIFIED SCHEMATIC



OPERATIONAL AMPLIFIERS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**PMI** OP-07 ULTRA-LOW OFFSET VOLTAGE OPERATIONAL AMPLIFIER

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 2)**

Supply Voltage .....	±22V
Internal Power Dissipation (Note 1) .....	500mW
Differential Input Voltage .....	±30V
Input Voltage (Note 3) .....	±22V
Output Short-Circuit Duration .....	Indefinite
Storage Temperature Range	
J, RC and Z Packages .....	-65°C to +150°C
P Package .....	-65°C to +125°C
Operating Temperature Range	
OP-07A, OP-07, OP-07RC .....	-55°C to +125°C
OP-07E, OP-07C, OP-07D .....	0°C to +70°C
Lead Temperature Range (Soldering, 60 sec) .....	300°C
DICE Junction Temperature (T <sub>j</sub> ) .....	-65°C to +150°C

**NOTES:**

1. See table for maximum ambient temperature rating and derating factor.

PACKAGE TYPE	MAXIMUM AMBIENT TEMPERATURE FOR RATING	DERATE ABOVE MAXIMUM AMBIENT TEMPERATURE
TO-99 (J)	80°C	7.1mW/°C
8-Pin Hermetic DIP (Z)	75°C	6.7mW/°C
8-Pin Plastic DIP (P)	36°C	5.6mW/°C
LCC (RC)	72°C	7.8mW/°C

2. Absolute maximum ratings apply to both packaged parts and DICE, unless otherwise noted.

3. For supply voltages less than ±22V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS at V<sub>S</sub> = ±15V, T<sub>A</sub> = 25°C, unless otherwise noted.**

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-07A			OP-07			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	V <sub>OS</sub>	(Note 1)	—	10	25	—	30	75	μV
Long-Term Input Offset Voltage Stability	ΔV <sub>OS</sub> /Time	(Note 2)	—	0.2	1.0	—	0.2	1.0	μV/Mo
Input Offset Current	I <sub>OS</sub>		—	0.3	2.0	—	0.4	2.8	nA
Input Bias Current	I <sub>B</sub>		—	±0.7	±2.0	—	±1.0	±3.0	nA
Input Noise Voltage	e <sub>np-p</sub>	0.1Hz to 10Hz (Note 3)	—	0.35	0.6	—	0.35	0.6	μV <sub>p-p</sub>
Input Noise Voltage Density	e <sub>n</sub>	f <sub>O</sub> = 10Hz (Note 3)	—	10.3	18.0	—	10.3	18.0	nV/√Hz
		f <sub>O</sub> = 100Hz (Note 3)	—	10.0	13.0	—	10.0	13.0	
		f <sub>O</sub> = 1000Hz (Note 3)	—	9.6	11.0	—	9.6	11.0	
Input Noise Current	i <sub>np-p</sub>	0.1Hz to 10Hz (Note 3)	—	14	30	—	14	30	pA <sub>p-p</sub>
Input Noise Current Density	i <sub>n</sub>	f <sub>O</sub> = 10Hz (Note 3)	—	0.32	0.80	—	0.32	0.80	pA/√Hz
		f <sub>O</sub> = 100Hz (Note 3)	—	0.14	0.23	—	0.14	0.23	
		f <sub>O</sub> = 1000Hz (Note 3)	—	0.12	0.17	—	0.12	0.17	
Input Resistance — Differential-Mode	R <sub>IN</sub>	(Note 4)	30	80	—	20	60	—	MΩ
Input Resistance — Common-Mode	R <sub>INCM</sub>		—	200	—	—	200	—	GΩ
Input Voltage Range	IVR		±13	±14	—	±13	±14	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	V <sub>CM</sub> = ±13V	110	126	—	110	126	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	V <sub>S</sub> = ±3V to ±18V	—	4	10	—	4	10	μV/V
Large-Signal Voltage Gain	A <sub>VO</sub>	R <sub>L</sub> ≥ 2kΩ, V <sub>O</sub> = ±10V	300	500	—	200	500	—	V/mV
		R <sub>L</sub> ≥ 500Ω, V <sub>O</sub> = ±0.5V, V <sub>S</sub> = ±3V (Note 4)	150	400	—	150	400	—	
Output Voltage Swing	V <sub>O</sub>	R <sub>L</sub> ≥ 10kΩ	±12.5	±13.0	—	±12.5	±13.0	—	V
		R <sub>L</sub> ≥ 2kΩ	±12.0	±12.8	—	±12.0	±12.8	—	
		R <sub>L</sub> ≥ 1kΩ	±10.5	±12.0	—	±10.5	±12.0	—	
Slew Rate	SR	R <sub>L</sub> ≥ 2kΩ (Note 3)	0.1	0.3	—	0.1	0.3	—	V/μs
Closed-Loop Bandwidth	BW	A <sub>VCL</sub> = +1 (Note 3)	0.4	0.6	—	0.4	0.6	—	MHz
Open-Loop Output Resistance	R <sub>O</sub>	V <sub>O</sub> = 0, I <sub>O</sub> = 0	—	60	—	—	60	—	Ω
Power Consumption	P <sub>d</sub>	V <sub>S</sub> = ±15V, No Load	—	75	120	—	75	120	mW
		V <sub>S</sub> = ±3V, No Load	—	4	6	—	4	6	
Offset Adjustment Range		R <sub>P</sub> = 20kΩ	—	±4	—	—	±4	—	mV

**NOTES:**

- OP-07A grade V<sub>OS</sub> is measured approximately one minute after application of power. For all other grades V<sub>OS</sub> is measured approximately 0.5 seconds after application of power.
- Long-Term Input Offset Voltage Stability refers to the averaged trend line of V<sub>OS</sub> vs. Time over extended periods after the first 30 days of operation.

Excluding the initial hour of operation, changes in V<sub>OS</sub> during the first 30 operating days are typically 2.5μV — refer to typical performance curves. Parameter is sample tested.

- Sample tested.
- Guaranteed by design.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



### OP-07 ULTRA-LOW OFFSET VOLTAGE OPERATIONAL AMPLIFIER

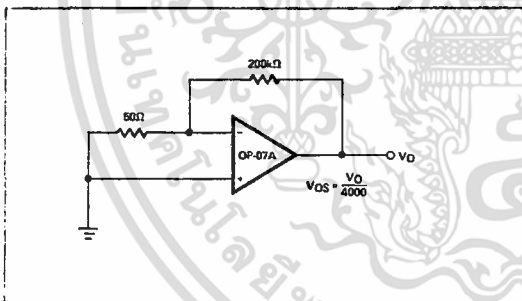
ELECTRICAL CHARACTERISTICS at  $V_S = \pm 15V$ ,  $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ , unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-07A			OP-07			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$V_{OS}$	(Note 1)	—	25	60	—	60	200	$\mu V$
Average Input Offset Voltage Drift Without External Trim	$TCV_{OS}$	(Note 2)	—	0.2	0.6	—	0.3	1.3	$\mu V/^\circ C$
With External Trim	$TCV_{OSn}$	$R_P = 20k\Omega$ (Note 3)	—	0.2	0.6	—	0.3	1.3	$\mu V/^\circ C$
Input Offset Current	$I_{OS}$		—	0.8	4	—	1.2	5.6	nA
Average Input Offset Current Drift	$TCI_{OS}$	(Note 2)	—	5	25	—	8	50	$pA/^\circ C$
Input Bias Current	$I_B$		—	$\pm 1$	$\pm 4$	—	$\pm 2$	$\pm 6$	nA
Average Input Bias Current Drift	$TCI_B$	(Note 2)	—	8	25	—	13	50	$pA/^\circ C$
Input Voltage Range	IVR		$\pm 13$	$\pm 13.5$	—	$\pm 13$	$\pm 13.5$	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 13V$	106	123	—	106	123	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 3V$ to $\pm 18V$	—	5	20	—	5	20	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	$A_{VO}$	$R_L \geq 2k\Omega$ , $V_O = \pm 10V$	200	400	—	150	400	—	V/mV
Output Voltage Swing	$V_O$	$R_L \geq 2k\Omega$	$\pm 12$	$\pm 12.6$	—	$\pm 12$	$\pm 12.6$	—	V

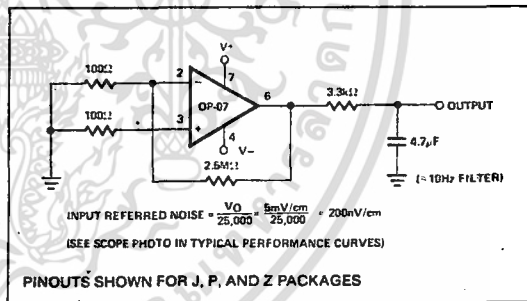
#### NOTES:

- OP-07A grade  $V_{OS}$  is measured approximately one minute after application of power. For all other grades  $V_{OS}$  is measured approximately 0.5 seconds after application of power.
- Sample tested.
- Guaranteed by design.

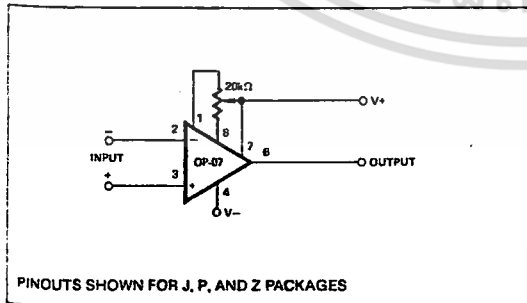
#### TYPICAL OFFSET VOLTAGE TEST CIRCUIT



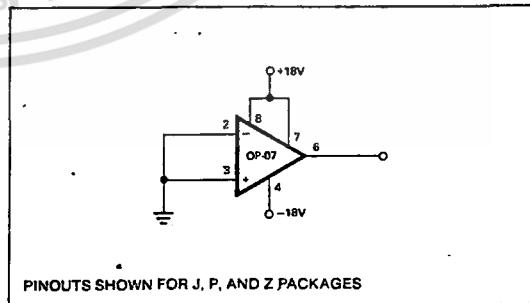
#### TYPICAL LOW-FREQUENCY NOISE TEST CIRCUIT



#### OPTIONAL OFFSET NULLING CIRCUIT



#### BURN-IN CIRCUIT



OPERATIONAL AMPLIFIERS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**PMI** OP-07 ULTRA-LOW OFFSET VOLTAGE OPERATIONAL AMPLIFIER

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** at  $V_S = \pm 15V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-07E			OP-07C			OP-07D			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$V_{OS}$	(Note 1)	—	30	75	—	60	150	—	60	150	$\mu V$
Long-Term $V_{OS}$ Stability	$V_{OS}/Time$	(Note 2)	—	0.3	1.5	—	0.4	2.0	—	0.5	3.0	$\mu V/Mo$
Input Offset Current	$I_{OS}$		—	0.5	3.8	—	0.8	6.0	—	0.8	6.0	nA
Input Bias Current	$I_B$		—	$\pm 1.2$	$\pm 4.0$	—	$\pm 1.8$	$\pm 7.0$	—	$\pm 2.0$	$\pm 12$	nA
Input Noise Voltage	$e_{np-p}$	0.1Hz to 10Hz (Note 3)	—	0.35	0.6	—	0.38	0.65	—	0.38	0.65	$\mu V_{p-p}$
Input Noise Voltage Density	$e_n$	$f_O = 10Hz$	—	10.3	18.0	—	10.5	20.0	—	10.5	20.0	$nV/\sqrt{Hz}$
		$f_O = 100Hz$ (Note 3)	—	10.0	13.0	—	10.2	13.5	—	10.3	13.5	
		$f_O = 1000Hz$	—	9.6	11.0	—	9.8	11.5	—	9.8	11.5	
Input Noise Current	$i_{np-p}$	0.1Hz to 10Hz (Note 3)	—	14	30	—	15	35	—	15	35	$pA_{p-p}$
Input Noise Current Density	$i_n$	$f_O = 10Hz$	—	0.32	0.60	—	0.35	0.80	—	0.35	0.80	$pA/\sqrt{Hz}$
		$f_O = 100Hz$ (Note 3)	—	0.14	0.23	—	0.15	0.27	—	0.15	0.27	
		$f_O = 1000Hz$	—	0.12	0.17	—	0.13	0.18	—	0.13	0.18	
Input Resistance — Differential-Mode	$R_{IN}$	(Note 4)	15	50	—	8	33	—	7	31	—	M $\Omega$
Input Resistance — Common-Mode	$R_{INCM}$		—	160	—	—	120	—	—	120	—	G $\Omega$
Input Voltage Range	IVR		$\pm 13$	$\pm 14$	—	$\pm 13$	$\pm 14$	—	$\pm 13$	$\pm 14$	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 13V$	106	123	—	100	120	—	94	110	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 3V$ to $\pm 18V$	—	5	20	—	7	32	—	7	32	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	$A_{VO}$	$R_L \geq 2k\Omega$ , $V_O = \pm 10V$ $R_L \geq 500\Omega$	200	500	—	120	400	—	120	400	—	V/mV
		$V_O = \pm 0.5V$ $V_S = \pm 3V$ (Note 4)	150	400	—	100	400	—	—	400	—	
Output Voltage Swing	$V_O$	$R_L \geq 10k\Omega$	$\pm 12.5$	$\pm 13.0$	—	$\pm 12.0$	$\pm 13.0$	—	$\pm 12.0$	$\pm 13.0$	—	V
		$R_L \geq 2k\Omega$	$\pm 12.0$	$\pm 12.8$	—	$\pm 11.5$	$\pm 12.8$	—	$\pm 11.5$	$\pm 12.8$	—	
		$R_L \geq 1k\Omega$	$\pm 10.5$	$\pm 12.0$	—	—	$\pm 12.0$	—	—	$\pm 12.0$	—	
Slew Rate	SR	$R_L \geq 2k\Omega$ (Note 3)	0.1	0.3	—	0.1	0.3	—	0.1	0.3	—	V/ $\mu s$
Closed-Loop Bandwidth	BW	$A_{VCL} = +1$ (Note 5)	0.4	0.6	—	0.4	0.6	—	0.4	0.6	—	MHz
Open-Loop Output Resistance	$R_O$	$V_O = 0, I_O = 0$	—	60	—	—	60	—	—	60	—	$\Omega$
Power Consumption	$P_d$	$V_S = \pm 15V$ , No Load	—	75	120	—	80	150	—	80	150	mW
		$V_S = \pm 3V$ , No Load	—	4	6	—	4	8	—	4	8	
Offset Adjustment Range		$R_P = 20k\Omega$	—	$\pm 4$	—	—	$\pm 4$	—	—	$\pm 4$	—	mV

**NOTES:**

- Input Offset Voltage measurements are performed by automated test equipment approximately 0.5 seconds after application of power.
- Long-Term Input Offset Voltage Stability refers to the averaged trend line of  $V_{OS}$  vs. Time over extended periods after the first 30 days of operation. Excluding the initial hour of operation, changes in  $V_{OS}$  during the first 30 operating days are typically  $2.5\mu V$  — refer to typical performance curves. Parameter is sample tested.
- Sample tested.
- Guaranteed by design.
- Guaranteed but not tested.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



OP-07 ULTRA-LOW OFFSET VOLTAGE OPERATIONAL AMPLIFIER

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at  $V_S = \pm 15V$ ,  $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$ , unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-07E			OP-07C			OP-07D			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$V_{OS}$	(Note 1)	—	45	130	—	85	250	—	85	250	$\mu V$
Average Input Offset Voltage Drift Without External Trim	$TCV_{OS}$	(Note 3)	—	0.3	1.3	—	0.5	1.8	—	0.7	2.5	$\mu V/^\circ C$
With External Trim	$TCV_{OSn}$	$R_p = 20k\Omega$ (Note 3)	—	0.3	1.3	—	0.4	1.6	—	0.7	2.5	$\mu V/^\circ C$
Input Offset Current	$I_{OS}$		—	0.8	5.3	—	1.6	8.0	—	1.6	8.0	nA
Average Input Offset Current Drift	$TCI_{OS}$	(Note 2)	—	8	35	—	12	50	—	12	50	$pA/^\circ C$
Input Bias Current	$I_B$		—	$\pm 1.5$	$\pm 5.5$	—	$\pm 2.2$	$\pm 8.0$	—	$\pm 3.0$	$\pm 14$	nA
Average Input Bias Current Drift	$TCI_B$	(Note 2)	—	13	35	—	18	50	—	18	50	$pA/^\circ C$
Input Voltage Range	IVR		$\pm 13.0$	$\pm 13.5$	—	$\pm 13.0$	$\pm 13.5$	—	$\pm 13.0$	$\pm 13.5$	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 13V$	103	123	—	97	120	—	94	106	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 3V$ to $\pm 18V$	—	7	32	—	10	51	—	10	51	$\mu V/V$
Large Signal Voltage Gain	$A_{VO}$	$R_L \geq 2k\Omega$ $V_O = \pm 10V$	180	450	—	100	400	—	100	400	—	V/mV
Output Voltage Swing	$V_O$	$R_L \geq 2k\Omega$	$\pm 12$	$\pm 12.6$	—	$\pm 11$	$\pm 12.6$	—	$\pm 11$	$\pm 12.6$	—	V

NOTES:

- 1 Input offset voltage measurements are performed by automated test equipment approximately 0.5 seconds after application of power.
- 2 Sample tested.
- 3 Guaranteed by design.

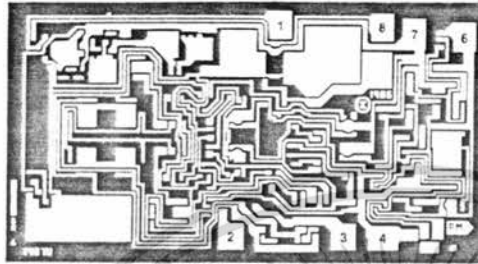


OPERATIONAL AMPLIFIERS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## DICE CHARACTERISTICS (125°C TESTED DICE AVAILABLE)

DIE SIZE 0.100 x 0.055 inch, 5500 sq. mils  
(2.54 x 1.40 mm, 3.56 sq. mm)

1. BALANCE
2. INVERTING INPUT
3. NONINVERTING INPUT
4. V-
6. OUTPUT
7. V+
8. BALANCE

For additional DICE ordering information, refer to 1988 Data Book, Section 2.

WAFER TEST LIMITS at  $V_S = \pm 15V$ ,  $T_A = 25^\circ C$  for OP-07N, OP-07G and OP-07GR devices;  $T_A = 125^\circ C$  for OP-07NT and OP-07GT devices, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-07NT LIMIT	OP-07N LIMIT	OP-07GT LIMIT	OP-07G LIMIT	OP-07GR LIMIT	UNITS
Input Offset Voltage	$V_{OS}$		140	40	210	80	150	$\mu V$ MAX
Input Offset Current	$I_{OS}$		4.0	2.0	5.6	2.8	6.0	nA MAX
Input Bias Current	$I_B$		$\pm 4$	$\pm 2$	$\pm 6$	$\pm 3$	$\pm 7$	nA MAX
Input Resistance Differential-Mode	$R_{IN}$	Note 2	—	20	—	20	8	M $\Omega$ MIN
Input Voltage Range	IVR		$\pm 13$	$\pm 13$	$\pm 13$	$\pm 13$	$\pm 13$	V MIN
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 13V$	100	110	100	110	100	dB MIN
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 3V$ to $\pm 18V$	20	10	20	10	30	$\mu V/V$ MAX
Output Voltage Swing	$V_O$	$R_L = 10k\Omega$ $R_L = 2k\Omega$ $R_L = 1k\Omega$	$\pm 12.0$	$\pm 12.5$ $\pm 12.0$ $\pm 10.5$	$\pm 12.0$	$\pm 12.0$ $\pm 11.5$ $\pm 10.5$	$\pm 12.0$ $\pm 11.5$	V MIN
Large-Signal Voltage Gain	$A_{VO}$	$R_L = 2k\Omega$ $V_O = \pm 10V$	200	200	150	120	120	V/V MIN
Differential Input Voltage			$\pm 30$	$\pm 30$	$\pm 30$	$\pm 30$	$\pm 30$	V MAX
Power Consumption	$P_d$	$V_{OUT} = 0V$	—	120	—	120	150	mW MAX

## NOTES:

1. For  $25^\circ C$  characteristics of OP-07NT and OP-07GT, see OP-07N and OP-07G characteristics, respectively.

2. Guaranteed by design.

Electrical tests are performed at wafer probe to the limits shown. Due to variations in assembly methods and normal yield loss, yield after packaging is not guaranteed for standard product dice. Consult factory to negotiate specifications based on dice lot qualification through sample lot assembly and testing.

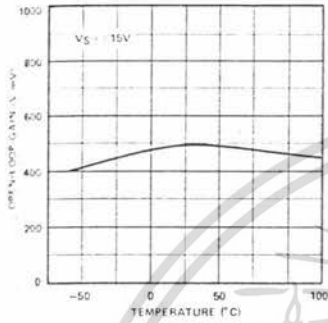
TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS at  $V_S = \pm 15V$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-07NT TYPICAL	OP-07N TYPICAL	OP-07GT TYPICAL	OP-07G TYPICAL	OP-07GR TYPICAL	UNITS
Average Input Offset Voltage Drift	$TCV_{OS}$	$R_S = 50\Omega$	0.2	0.2	0.3	0.3	0.7	$\mu V/^\circ C$
Nullled Input Offset Voltage Drift	$TCV_{OSn}$	$R_S = 50\Omega$ , $R_P = 20k\Omega$	0.2	0.2	0.3	0.3	0.7	$\mu V/^\circ C$
Average Input Offset Current Drift	$TCI_{OS}$		5	5	8	8	12	pA/°C
Slew Rate	SR	$R_L \geq 2k\Omega$	0.3	0.3	0.3	0.3	0.3	V/ $\mu s$
Closed-Loop Bandwidth	BW	$A_{VCL} = +1$	0.6	0.6	0.6	0.6	0.6	MHz

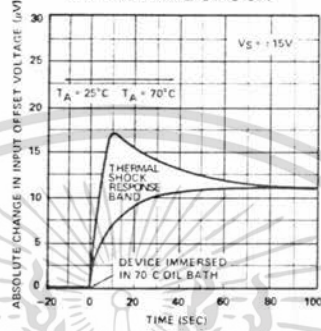
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

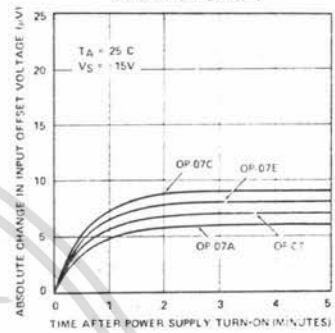
OPEN-LOOP GAIN vs TEMPERATURE



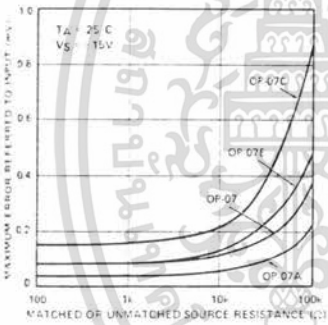
OFFSET VOLTAGE CHANGE DUE TO THERMAL SHOCK



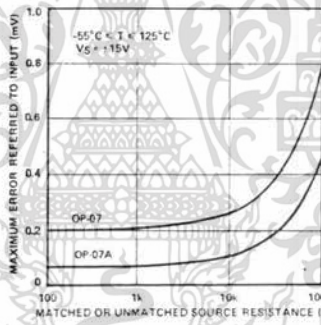
WARM-UP DRIFT



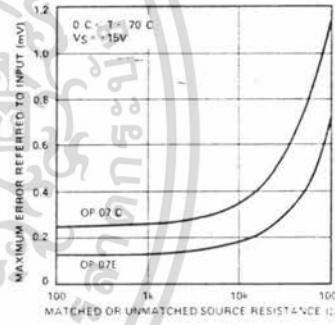
MAXIMUM ERROR vs SOURCE RESISTANCE



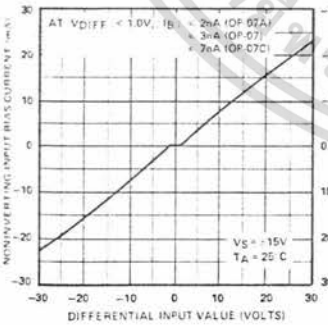
MAXIMUM ERROR vs SOURCE RESISTANCE



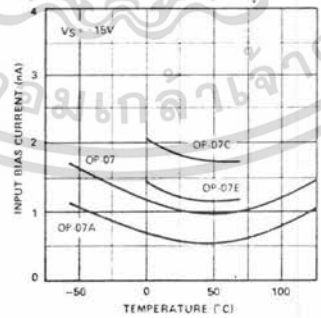
MAXIMUM ERROR vs SOURCE RESISTANCE



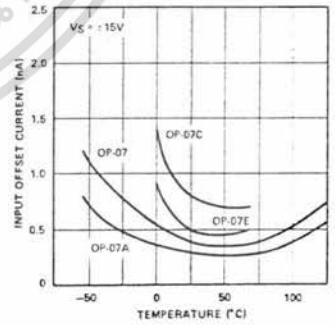
INPUT BIAS CURRENT vs DIFFERENTIAL INPUT VOLTAGE



INPUT BIAS CURRENT vs TEMPERATURE



INPUT OFFSET CURRENT vs TEMPERATURE



5

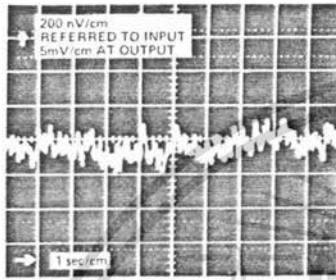
OPERATIONAL AMPLIFIERS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

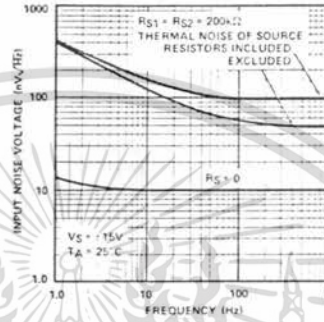


TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

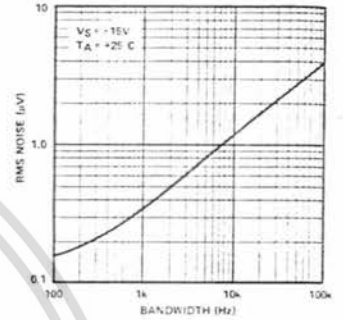
OP-07 LOW FREQUENCY NOISE



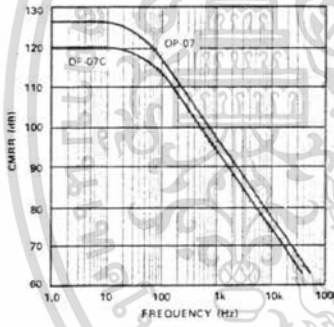
TOTAL INPUT NOISE VOLTAGE vs FREQUENCY



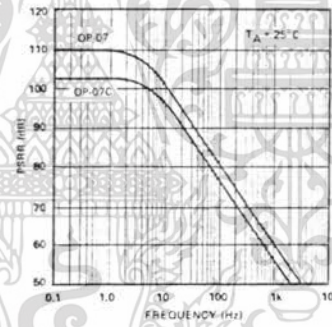
INPUT WIDEBAND NOISE vs BANDWIDTH (0.1Hz TO FREQUENCY INDICATED)



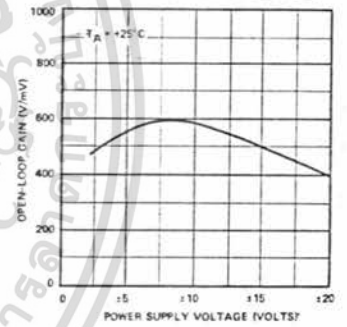
CMRR vs FREQUENCY



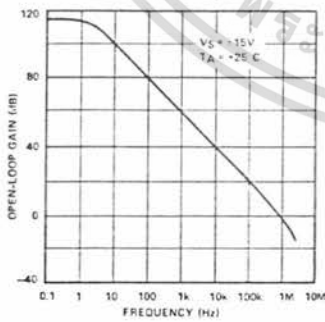
PSRR vs FREQUENCY



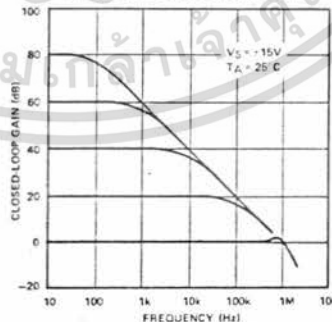
OPEN-LOOP GAIN vs POWER SUPPLY VOLTAGE



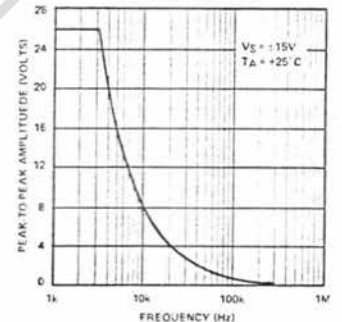
OPEN-LOOP FREQUENCY RESPONSE



CLOSED-LOOP RESPONSE FOR VARIOUS GAIN CONFIGURATIONS



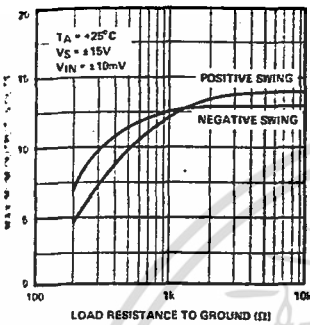
MAXIMUM OUTPUT SWING vs FREQUENCY



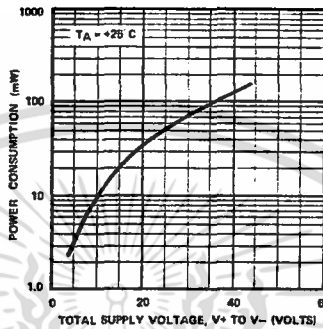
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

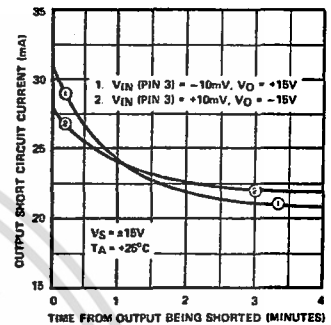
MAXIMUM OUTPUT VOLTAGE vs LOAD RESISTANCE



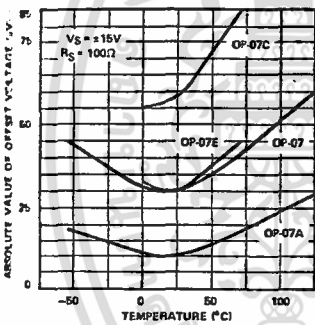
POWER CONSUMPTION vs POWER SUPPLY



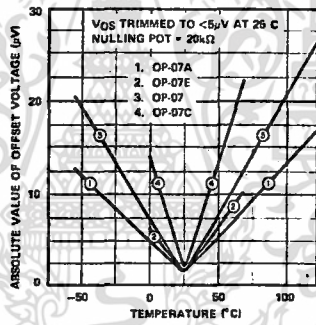
OUTPUT SHORT-CIRCUIT CURRENT vs TIME



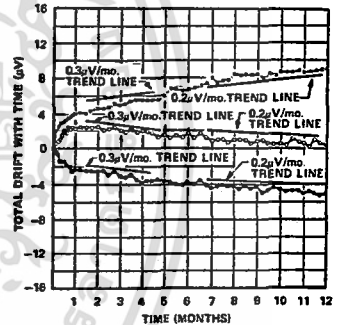
UNTRIMMED OFFSET VOLTAGE vs TEMPERATURE



TRIMMED OFFSET VOLTAGE vs TEMPERATURE

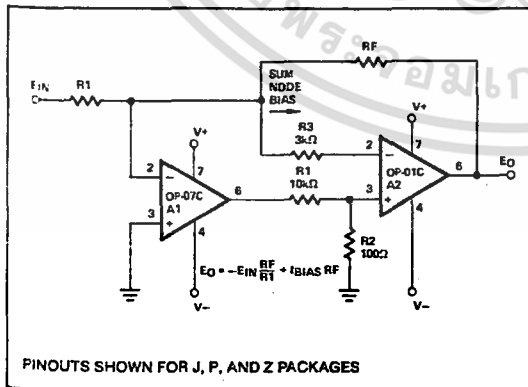


OFFSET VOLTAGE STABILITY vs TIME

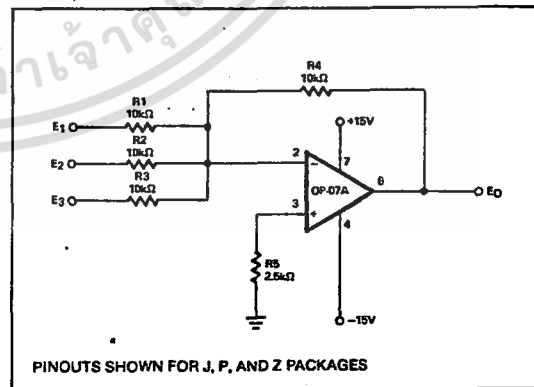


TYPICAL APPLICATIONS

HIGH SPEED, LOW VOS COMPOSITE AMPLIFIER



ADJUSTMENT-FREE PRECISION SUMMING AMPLIFIER

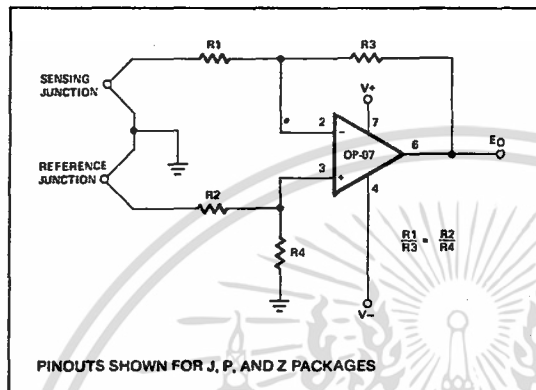


OPERATIONAL AMPLIFIERS

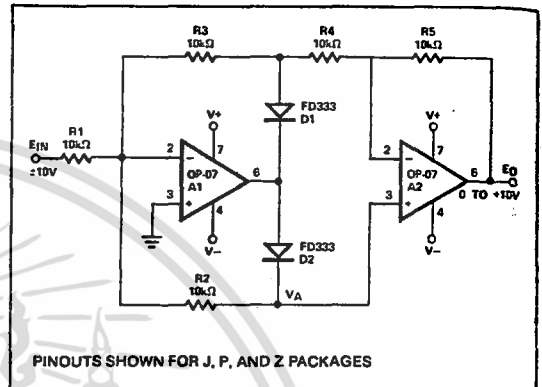
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL APPLICATIONS

HIGH-STABILITY THERMOCOUPLE AMPLIFIER



PRECISION ABSOLUTE-VALUE CIRCUIT



APPLICATIONS INFORMATION

OP-07 series units may be substituted directly into 725, 108A/308A\* and OP-05 sockets with or without removal of external compensation or nulling components. Additionally, the OP-07 may be used in unnullified 741-type sockets. However, if conventional 741 nulling circuitry is in use, it should be modified or removed to enable proper OP-07 operation. OP-07 offset voltage may be nulled to zero through use of a potentiometer (see offset nulling circuit diagram).

The OP-07 provides stable operation with load capacitance of up to 500pF and  $\pm 10V$  swings; larger capacitances should be decoupled with a 50 $\Omega$  decoupling resistor.

Stray thermoelectric voltages generated by dissimilar metals at the contacts to the input terminals can degrade drift performance. Therefore, best operation will be obtained when both input contacts are maintained at the same temperature, preferably close to the package temperature.

\*TO-99 Package only



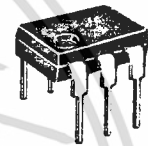
**4N25, 4N25A  
4N26  
4N27  
4N28**

**OPTO-  
COUPLER/ISOLATOR**  
**TRANSISTOR OUTPUT**

**NPN PHOTOTRANSISTORS AND  
PN INFRARED EMITTING DIODES**

... gallium arsenide LED optically coupled to silicon phototransistors designed for applications requiring electrical isolation, high-current transfer ratios, small package size and low cost; such as interfacing and coupling systems, phase and feedback controls, solid-state relays and general-purpose switching circuits.

- High Isolation Voltage —  $V_{ISO} = 7500$  V (Min)
- High Collector Output Current @  $I_F = 10$  mA —  $I_C = 5.0$  mA (Typ) — 4N25,A,4N26 2.0 mA (Typ) — 4N27,4N28
- Economical, Compact, Dual-In-Line Package
- Excellent Frequency Response — 300 kHz (Typ)
- Fast Switching Times @  $I_C = 10$  mA  $t_{on} = 0.87$   $\mu$ s (Typ) — 4N25,A,4N26 2.1  $\mu$ s (Typ) — 4N27,4N28  $t_{off} = 11$   $\mu$ s (Typ) — 4N25,A,4N26 5.0  $\mu$ s (Typ) — 4N27,4N28
- 4N25A is UL Recognized File Number E54915



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

Rating	Symbol	Value	Unit
--------	--------	-------	------

**INFRARED-EMITTING DIODE MAXIMUM RATINGS**

Reverse Voltage	$V_R$	3.0	Volts
Forward Current — Continuous	$I_F$	80	mA
Forward Current — Peak Pulse Width = 300 $\mu$ s, 2.0% Duty Cycle	$I_F$	3.0	Amp
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Negligible Power in Transistor Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	150	mW
		2.0	mW/ $^\circ\text{C}$

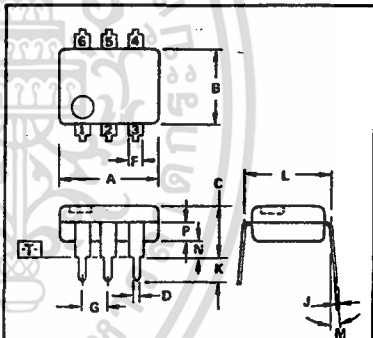
**PHOTOTRANSISTOR MAXIMUM RATINGS**

Collector-Emitter Voltage	$V_{CEO}$	30	Volts
Emitter-Collector Voltage	$V_{ECO}$	7.0	Volts
Collector-Base Voltage	$V_{CBO}$	70	Volts
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Negligible Power in Diode Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	150	mW
		2.0	mW/ $^\circ\text{C}$

**TOTAL DEVICE RATINGS**

Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	$P_D$	250	mW
Equal Power Dissipation in Each Element Derate above $25^\circ\text{C}$		3.3	mW/ $^\circ\text{C}$
Junction Temperature Range	$T_J$	-55 to +100	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-55 to +150	$^\circ\text{C}$
Soldering Temperature (10 s)		260	$^\circ\text{C}$

\*Indicates JEDEC Registered Data.



- STYLE 1:  
PIN 1. ANODE  
2. CATHODE  
3. NC  
4. EMITTER  
5. COLLECTOR  
6. BASE

- NOTES:  
1. DIMENSIONS A AND B ARE DATUMS.  
2. [ ] IS SEATING PLANE.  
3. POSITIONAL TOLERANCES FOR LEADS:  
 $\varnothing \pm 0.13$  (0.005) T | A @ B @  
4. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.  
5. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5, 1973.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	6.13	6.69	0.320	0.350
B	6.10	6.60	0.240	0.260
C	2.92	5.08	0.115	0.200
D	0.41	0.51	0.016	0.020
F	1.02	1.78	0.040	0.070
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
J	0.20	0.30	0.008	0.012
K	2.54	3.61	0.100	0.150
L	7.62 BSC		0.300 BSC	
M	00	150	00	150
N	0.38	2.54	0.015	0.100
P	1.27	2.03	0.050	0.080

CASE 730A-01

FIGURE 1 — MAXIMUM POWER DISSIPATION

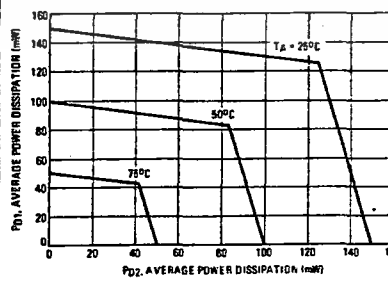


Figure 1 is based upon using limit values in the equation:  
 $T_{J1} - T_A = R_{\theta JA} (P_{D1} + K_{\theta} P_{D2})$   
where:  
 $T_{J1}$  Junction Temperature ( $100^\circ\text{C}$ )  
 $T_A$  Ambient Temperature  
 $R_{\theta JA}$  Junction to Ambient Thermal Resistance ( $500^\circ\text{C}/\text{W}$ )  
 $P_{D1}$  Power Dissipation in One Chip  
 $P_{D2}$  Power Dissipation in Other Chip  
 $K_{\theta}$  Thermal Coupling Coefficient (20%)  
Example:  
With  $P_{D1} = 90$  mW in the LED @  $T_A = 50^\circ\text{C}$ , the transistor  $P_{D2}$  must be less than 50 mW.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4N25, 4N25A, 4N26, 4N27, 4N28

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
*Reverse Leakage Current ( $V_R = 3.0\text{ V}$ , $R_L = 1.0\text{ M ohms}$ )	$I_R$	—	0.005	100	$\mu\text{A}$
*Forward Voltage ( $I_F = 10\text{ mA}$ )	$V_F$	—	1.2	1.5	Volts
Capacitance ( $V_R = 0\text{ V}$ , $f = 1.0\text{ MHz}$ )	$C$	—	40	—	pF

### PHOTOTRANSISTOR CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ and $I_F = 0$ unless otherwise noted)

*Collector-Emitter Dark Current ( $V_{CE} = 10\text{ V}$ , Base Open)	4N25, A, 4N26, 4N27 4N28	$I_{CEO}$	—	3.5	50	nA
*Collector-Base Dark Current ( $V_{CB} = 10\text{ V}$ , Emitter Open)		$I_{CBO}$	—	—	20	nA
*Collector-Base Breakdown Voltage ( $I_C = 100\ \mu\text{A}$ , $I_E = 0$ )		$V_{(BR)CBO}$	70	—	—	Volts
*Collector-Emitter Breakdown Voltage ( $I_C = 1.0\text{ mA}$ , $I_B = 0$ )		$V_{(BR)CEO}$	30	—	—	Volts
*Emitter-Collector Breakdown Voltage ( $I_E = 100\ \mu\text{A}$ , $I_B = 0$ )		$V_{(BR)ECO}$	7.0	8.0	—	Volts
DC Current Gain ( $V_{CE} = 5.0\text{ V}$ , $I_C = 500\ \mu\text{A}$ )		$h_{FE}$	—	325	—	—

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

*Collector Output Current (1) ( $V_{CE} = 10\text{ V}$ , $I_F = 10\text{ mA}$ , $I_B = 0$ )	4N25, A, 4N26 4N27, 4N28	$I_C$	2.0 1.0	5.0 2.0	—	mA
Isolation Surge Voltage (2, 5) (60 Hz Peak ac, 5 Seconds) (60 Hz Peak) (60 Hz RMS for 1 Second) (3)	*4N25, A *4N26, 4N27 *4N28 *4N25A	$V_{ISO}$	7500 2500 1500 500 1775	— — — — —	— — — — —	Volts
Isolation Resistance (2) ( $V = 500\text{ V}$ )		—	—	$10^{11}$	—	Ohms
*Collector-Emitter Saturation ( $I_C = 2.0\text{ mA}$ , $I_F = 50\text{ mA}$ )		$V_{CE(\text{set})}$	—	0.2	0.5	Volts
Isolation Capacitance (2) ( $V = 0$ , $f = 1.0\text{ MHz}$ )		—	—	0.5	—	pF
Bandwidth (4) ( $I_C = 2.0\text{ mA}$ , $R_L = 100\text{ ohms}$ , Figure 11 (2))		—	—	300	—	kHz

### SWITCHING CHARACTERISTICS

Delay Time ( $I_C = 10\text{ mA}$ , $V_{CC} = 10\text{ V}$ )	4N25, A, 4N26 4N27, 4N28	$t_d$	—	0.07 0.10	—	$\mu\text{s}$
Rise Time (Figures 6 and 8)	4N25, A, 4N26 4N27, 4N28	$t_r$	—	0.8 2.0	—	$\mu\text{s}$
Storage Time ( $I_C = 10\text{ mA}$ , $V_{CC} = 10\text{ V}$ )	4N25, A, 4N26 4N27, 4N28	$t_s$	—	4.0 2.0	—	$\mu\text{s}$
Fall Time (Figures 7 and 8)	4N25, A, 4N26 4N27, 4N28	$t_f$	—	8.0 8.0	—	$\mu\text{s}$

\* Indicates JEDEC Registered Data

(1) Pulse Test: Pulse Width = 300  $\mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2.0\%$ .

(2) For this test LED pins 1 and 2 are common and phototransistor pins 4, 5, and 6 are common.

(3) RMS Volts, 60 Hz. For this test, pins 1, 2, and 3 are common and pins 4, 5, and 6 are common.

(4)  $I_F$  adjusted to yield  $I_C = 2.0\text{ mA}$  and  $I_C = 2.0\text{ mA p-p}$  at 10 kHz.

(5) Isolation Surge Voltage,  $V_{ISO}$ , is an internal device dielectric breakdown rating.

### DC CURRENT TRANSFER CHARACTERISTICS

FIGURE 2 — 4N25, A, 4N26

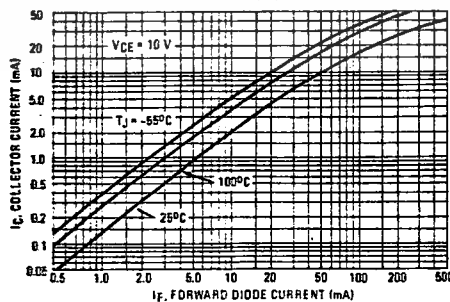
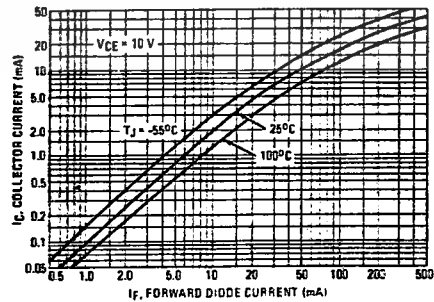


FIGURE 3 — 4N27, 4N28



# 4N25, 4N25A, 4N26, 4N27, 4N28

## TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

FIGURE 4 - FORWARD CHARACTERISTICS

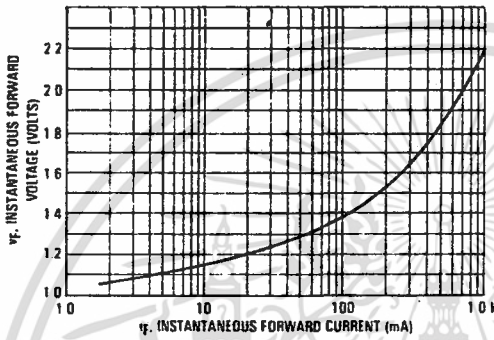


FIGURE 5 - COLLECTOR SATURATION VOLTAGE

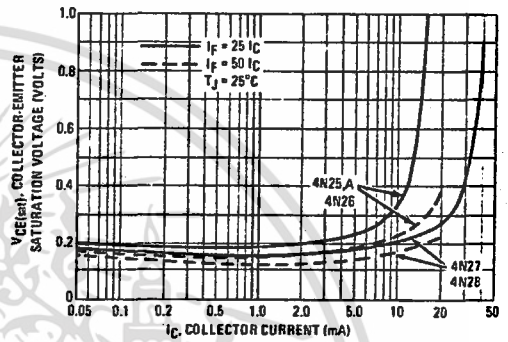


FIGURE 6 - TURN-ON TIME

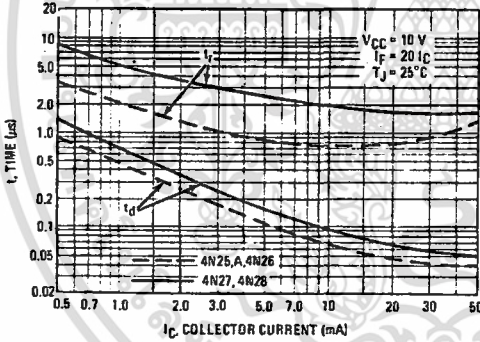


FIGURE 7 - TURN-OFF TIME

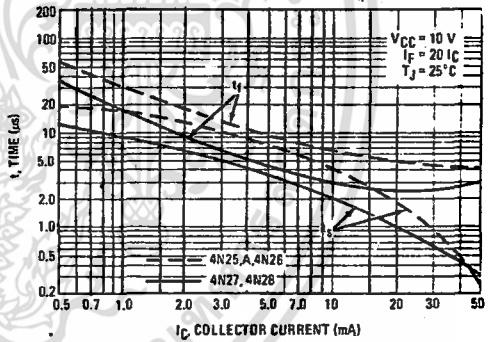


FIGURE 8 - SATURATED SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

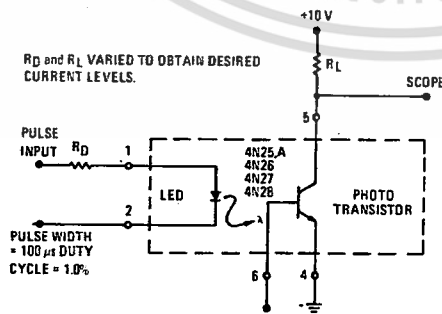
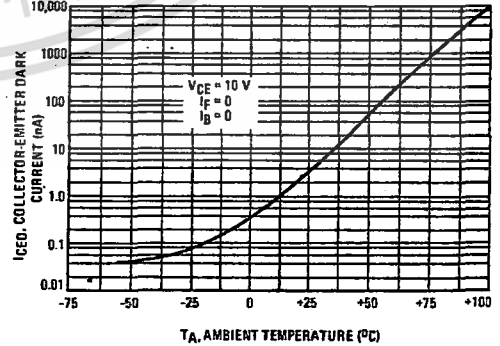


FIGURE 9 - DARK CURRENT versus AMBIENT TEMPERATURE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# 4N25, 4N25A, 4N26, 4N27, 4N28

3

FIGURE 11 - FREQUENCY RESPONSE TEST CIRCUIT

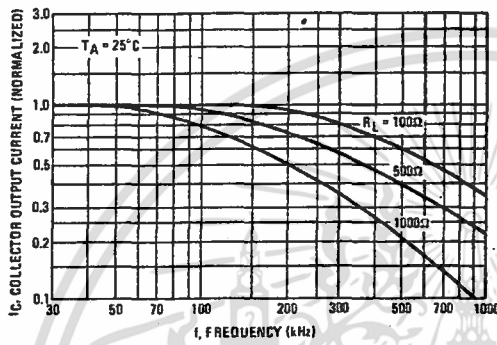
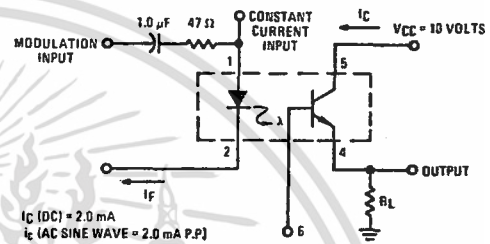


FIGURE 10 - FREQUENCY RESPONSE



## TYPICAL APPLICATIONS

FIGURE 12 - ISOLATED M TTL TO MOS (P-CHANNEL) LEVEL TRANSLATOR

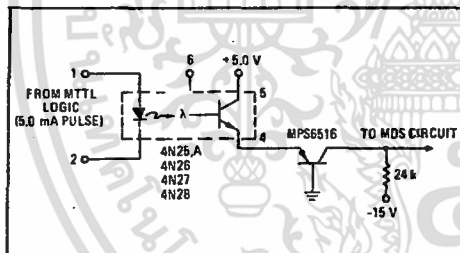


FIGURE 13 - COMPUTER/PERIPHERAL INTERCONNECT

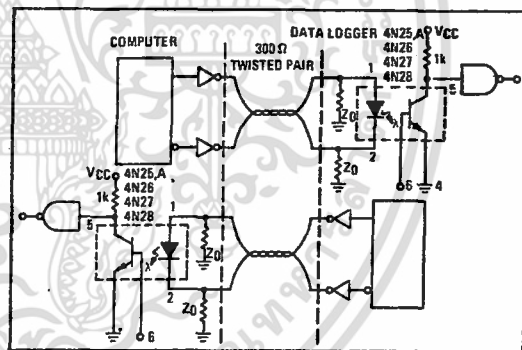


FIGURE 14 - POWER AMPLIFIER

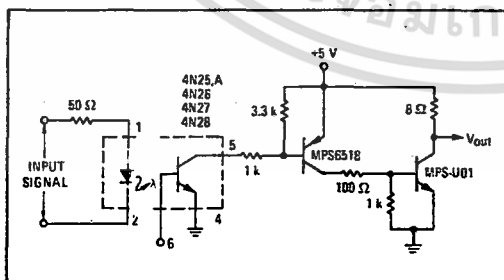
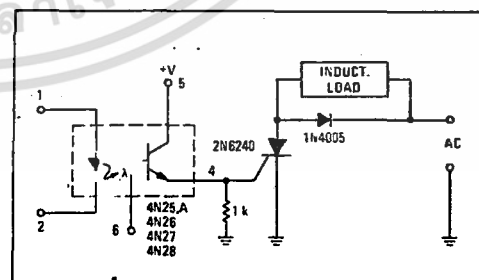


FIGURE 15 - INTERFACE BETWEEN LOGIC AND LOAD



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

1. J. Michael Jacob Industrial control electronics application and design pp. 198-274, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1988.
2. The Engineering Staff of Analog Devices, Inc. Analog-Digital Conversion Handbook (Daniel H. Sheingold ed.), 3rd ed., pp. 473-509, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1986.
3. Howard M. Berlin Design Op-Amp Circuit with experiments 3rd ed., pp. 51-78, Howard W. Sams & Co., Inc., Indiana. 1980.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้