



เครื่องวัดปริมาณการไหลแบบใบพัดหมุน
(FLOW METER)

โดย

นายธานี ดีประเสริฐ 37012092

นายวิภาค มหาปัยศิลป์ 37012110

นายชวาคม ไหลศิริ 37013457

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. ประสิทธิ์ จุลเสรีวงศ์

วัน เดือน ปี.....	29 ฤๅ 2541
เลขทะเบียน.....	038018
เลขเรียกหนังสือ.....	T. 59 09 ๕ ๕๖๓๓

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมการวัดคุม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2539

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2539

ภาควิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

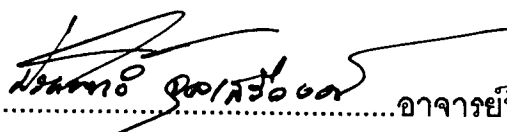
เรื่อง เครื่องวัดปริมาณการไหลแบบใบพัดหมุน

จัดทำโดย

นายชาติรี ตีประเสริฐ 37012092

นายวิภาค มหาปิยศิลป์ 37012110

นายอาคม ให่ศิริ 37013457


.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(อ.ประสิทธิ์ จุลเสีรังค์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องวัดปริมาณการไหลแบบใบพัดหมุน

นายธাত্রี ดีประเสริฐ	37012092
นายวิภาค มหาปิยศิลป์	37012110
นายอุดม ไทศิริ	37013457
อ.ประสิทธิ์ จุลเสวีวงศ์ อาจารย์ที่ปรึกษา ปีการศึกษา 2539	

บทคัดย่อ

ปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการเสนอการนำเอามาตรวัดน้ำต่างๆไป มาประยุกต์ให้ มีสัญญาณเอาต์พุตมาตรฐานแบบอิเล็กทรอนิกส์ เป็นค่ากระแสไฟฟ้าที่มีค่า 4 ถึง 20 มิลลิแอมป์ และให้มีการแสดงผลของปริมาณการไหลและอัตราการไหลของน้ำให้เป็น แบบตัวเลขดิจิทัล โดยใช้ความถี่ของสัญญาณพัลส์ที่ได้จากหรือตสวิทช์เนื่องจากการ หมุนของแม่เหล็กที่ติดอยู่ที่ใบพัดของมาตรวัดน้ำ มาแปลงให้เป็นค่ากระแสไฟฟ้า เอาต์พุตมาตรฐาน ซึ่งเราจะเห็นได้ว่ามาตรวัดน้ำต่างๆไปมีราคาถูกลงมาก ในโครงการ นี้ได้นำเอามาตรวัดน้ำมาพัฒนาและให้มีค่าสัญญาณเอาต์พุตที่สามารถนำไปใช้กับ กระบวนการวัดและควบคุมได้ ซึ่งมีราคาที่ประหยัดต่อการลงทุน

FLOW METER

Thatree Deeprasert 37012092

Wipark Mahapiyasil 37012110

Arkhom Hosiri 37013457

Prasit Julsereewong Advisor 1996

ABSTRACT

This thesis presents the application of water flow meter to its electronics standard output signal is current which have its value is 4 to 20 mA. And show the results of water flow volume and flow rate in the digital numeric. By converts the frequency of pulse signal which get by reed switch owing to the revolves of magnetic which stick with propeller of water flow meter to standard output current. We approve that general flow meter is very sheap. In this project takes the water flow meter to develop it to have standard output signal. It can be use for measurement and control process which its prices is an economical to the invesment.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎี	
- มิเตอร์ปริมาณ	3
- คุณสมบัติของออปแอมป์	10
- วงจรออปแอมป์พื้นฐาน	27
บทที่ 3 ส่วนประกอบของโครงการและหลักการทำงาน	43
- มาตรฐานวัดน้ำ	45
- มิเตอร์วัดปริมาณการไหล	47
- วงจรแปลงความถี่ให้เป็นแรงดัน	51
- วงจรขยายแรงดัน	55
- มิเตอร์วัดอัตราการไหล	57
- วงจรแปลงแรงดันให้เป็นกระแส	63
บทที่ 4 การทดลอง	67
บทที่ 5 ปัญหา สรุปผล และวิจารณ์การทดลอง	69
เอกสารอ้างอิง	71
ภาคผนวก	72

บทที่ 1

บทนำ

การวัดการไหลเป็นสิ่งที่สำคัญอันหนึ่ง ทั้งในห้องปฏิบัติการและในงานทางด้านอุตสาหกรรม ข้อกำหนดในการเลือกมิเตอร์วัดการไหลจะขึ้นอยู่กับธรรมชาติของการไหลและความต้องการของ Plant ตัวอย่างเช่น มิเตอร์วัดน้ำมันเชื้อเพลิงของอากาศยานต้องการความกระตือรือร้น และต้องไม่มีผลกระทบต่อการเปลี่ยนแปลงในทิศทาง แต่ต้องใช้กับของไหลที่สะอาด และไม่กัดกร่อน อีกด้านหนึ่งมิเตอร์วัดการไหลในงานอุตสาหกรรมส่วนใหญ่มีการทำงานกับของไหล ซึ่งอาจมีคุณสมบัติในการกัดกร่อนหรือบรรจุด้วยสารแปลกปลอม แต่เครื่องมือเหล่านี้มีขนาดใหญ่กว่าและเป็นชนิดคงที่ นอกจากนี้ยังมีปัจจัยอื่นๆ ที่ควบคุมการเลือกใช้มิเตอร์วัดการไหล ซึ่งก็คือพารามิเตอร์ถาวรหลายๆอย่าง จำพวกย่านการวัดความเที่ยงตรง ความสามารถในการกระทำซ้ำๆกัน (Repeatability) ความเป็นเชิงเส้น การตอบสนองของทางไดนามิก ชนิดของเอาต์พุตที่อาจเป็นอนาลอกหรือดิจิตอล เป็นต้น ยิ่งไปกว่านั้นความต้องการอื่นๆที่เหลือ อาจเป็นการชี้แสดงผลหรือการบันทึกของอัตราการไหล และการไหลทั้งหมด หรืออาจเป็นทั้งสองอย่าง

มิเตอร์วัดการไหลโดยทั่วไป สามารถแบ่งออกได้เป็นสองประเภทใหญ่ๆ กล่าวคือ อุปกรณ์ปฐมภูมิ (Primary Device) หรือมิเตอร์ปริมาณ (Quantity Meter) และอุปกรณ์ทุติยภูมิ (Secondary Device) ซึ่งมักรู้จักกันในชื่อของมิเตอร์ความเร็ว (Rate Meter) ความแตกต่างระหว่างมิเตอร์ทั้งสองขึ้นอยู่กับลักษณะของอุปกรณ์รับรู้ (Sensing Element) ที่มีปฏิสัมพันธ์กับการไหลของของไหล เอาต์พุตของอุปกรณ์รับรู้จะถูกนำไปปรับปรุงแก้ไขให้เหมาะสมกับการชี้แสดงผลหรือบันทึกผลของของไหลที่ต้องการวัด การวัดปริมาณด้วยมวลหรือปริมาตรโดยปกติ ทำได้โดยการนับส่วนที่ถูกตัด (แยก) อย่างต่อเนื่องเป็นการแสดงจำนวนของของไหลที่ไหลผ่านจุดที่กำหนดในช่วงเวลาที่แน่นอน อัตราการไหลเฉลี่ยหาได้โดยการหารการไหลเชิงปริมาตร หรือเชิงมวลทั้งหมดที่ไหลผ่านเครื่องมือวัดด้วยเวลาทั้งหมดที่กระทำในกระบวนการวัดการไหล ขณะที่การวัดความเร็วจะแสดงผลของอัตราการไหลในรูปของ ความดัน แรง การส่งถ่ายความร้อน พื้นที่การไหล เป็นต้น มิเตอร์ทุติยภูมิหรือมิเตอร์วัดความเร็วจัดอยู่ในประเภทของอุปกรณ์วัดการไหลชนิดวินิจัย (Inferential Type) อันนี้เป็นเพราะว่ามันไม่ได้ทำการวัดการไหลโดยตรง แต่จะวัดบางสิ่งไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บางอย่างที่มีความสัมพันธ์กับการวัดการไหลแทน เครื่องมือเหล่านี้โดยทั่วไปจะอยู่ในรูปของมิเตอร์วัดการไหลชนิดกีดขวาง (Obstruction Type) คำว่า " มิเตอร์ชนิดกีดขวาง" จะใช้กับอุปกรณ์ที่กระทำเหมือนกับการวางสิ่งกีดขวางในช่องทางเดินของของไหล เป็นเหตุให้มีการเปลี่ยนแปลงความเร็วในที่ตั้ง ผลที่ตามมากับการที่ความเร็วมีการเปลี่ยนแปลงจะสอดคล้องกับการเปลี่ยนแปลงของความดันในการไหล การเปลี่ยนแปลงความดันนี้มีความสัมพันธ์กับอัตราการไหลของของไหล มันเป็นที่น่าสังเกตว่าอุปกรณ์เหล่านี้เป็นสาเหตุให้เกิดความผิดพลาดของไหล (Load Error) เพราะการกีดขวางทำให้ค่าความต้านทานในระบบการไหลเพิ่มขึ้น และเป็นผลให้อัตราการไหลลดลงไปเล็กน้อย มันเป็นไปได้ที่จะวัดอัตราการไหลจากมิเตอร์ปริมาณ โดยการเลือกส่วนประกอบที่ได้รับการปรับปรุงอย่างเหมาะสม นอกจากนี้ มันเป็นที่น่าสังเกตว่ามีเตอร์ปริมาณโดยทั่วไปถูกใช้เพื่อการทดสอบมิเตอร์ความเร็ว

บทที่ 2

ทฤษฎี

มิเตอร์ปริมาตร

แทงค์ตวง (Volumetric Tank)

อัตราการไหลของของเหลวที่ไม่ระเหยจำพวกน้ำ สามารถวัดได้ง่าย โดยการวัด ปริมาตรหรือน้ำหนักของของไหลโดยตรง เวลาที่ใช้เพื่อการสะสมจำนวนของของไหลจะถูก หาและอัตราการไหลเฉลี่ยก็สามารถคำนวณได้ การเพิ่มความเที่ยงตรงได้โดยการวัดเวลา อย่างถูกต้องและใช้เวลาที่นานพอสมควร เช่นเดียวกันการวัดปริมาตรหรือน้ำหนักต้องทำ ด้วยความถูกต้องเที่ยงตรงมากๆ เทคนิคการวัดปริมาตรเช่นนี้ มักจะนิยมใช้กัน อย่างกว้างขวาง เพื่อการสอบเทียบมิเตอร์วัดการไหลของน้ำ หรือของไหลอื่นๆ อย่างไรก็ตามมันไม่เหมาะสมสำหรับการวัดการไหลชั่วขณะ (Transient Flow)

POSITIVE DISPLACEMENT METER

มิเตอร์ชนิดนี้เป็นอุปกรณ์วัดการไหลที่มีการออกแบบให้ของไหลที่ต้องการวัด ถูก บรรจุและถูกทำให้ว่างเปล่าจากช่องว่างที่รู้ปริมาตร โดยกระทำซ้ำๆกัน หลักการวัดก็คือ ของเหลวที่ไหลผ่านมิเตอร์จะไปเคลื่อนที่อุปกรณ์วัด ที่กันห้องวัดเป็นตอนๆ แต่ละตอนมี ปริมาตรเท่าๆกัน ห้องวัดแต่ละห้องจะถูกบรรจุด้วยของไหลอย่างต่อเนื่อง จากของไหลที่ ไหลเข้าทางเข้าและว่างเปล่าที่ทางออกของมิเตอร์ อีกอย่างหนึ่งเรากล่าวได้ว่า มิเตอร์ชนิด นี้จะตัดการไหลออกเป็นชิ้นๆที่รูขนาด แล้วนับจำนวนชิ้นของของไหลนั่นเอง มิเตอร์เหล่านี้ ถูกนำไปใช้อย่างกว้างขวาง ใช้ในงานที่ต้องการความเที่ยงตรงสูง และมีความสามารถในการกระทำซ้ำๆกันสูง (High Repeatability) ภายใต้การไหลที่สม่ำเสมอ อย่างไรก็ตาม เพราะว่ามีชิ้นส่วนเคลื่อนที่ในมิเตอร์เหล่านี้ การสึกหรอของชิ้นส่วนเหล่านี้อาจทำให้ความ เที่ยงตรงเปลี่ยนแปลงไป ดังนั้นเครื่องมือเหล่านี้จึงต้องการการสอบเทียบ หรือการปรับ แต่งเมื่อใช้ไปได้ในระยะเวลาหนึ่ง นอกจากนี้มิเตอร์เหล่านี้เป็นอุปกรณ์วัดปริมาณการไหล ทั้งหมด ดังนั้นจึงไม่สามารถแสดงอัตราการไหลชั่วขณะได้ มิเตอร์ชนิด Positive Displacement ส่วนใหญ่นั้น การส่งถ่ายการไหลทำอยู่ในรูปของการเคลื่อนที่แบบหมุนรอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นมิเตอร์เหล่านี้จึงเป็นไฮดรอลิกหรือนิวแมติกมอเตอร์ซึ่ง cycle ของการหมุนรอบถูกบันทึกโดยตัวนับ พลังงานจะถูกดูดออกมาจากการไหลเพื่อขับเคลื่อนมิเตอร์เหล่านี้ทำให้เกิดความสูญเสียความดันในระบบการไหล แต่พลังงานที่ต้องการเพื่อเอาชนะความเสียดทานในระบบนั้นมีน้อยมาก มิเตอร์ชนิดนี้ที่นิยมใช้กันทั่วไปมีดังนี้

1. มิเตอร์จานแกว่งไปมา (Nutating Disc Meter)

มิเตอร์จานแกว่งไปมาถูกใช้อย่างกว้างขวางสำหรับการวัดน้ำสำหรับในที่พักอาศัย แต่ก็ถูกนำไปใช้ในงานด้านอุตสาหกรรมอย่างมากมายเช่นกัน ประกอบด้วย จาน (Disc) ที่กำหนดให้เป็นแฉกถูกยึดติดอยู่บน Ball Bearing ดังแสดงในรูป 1 สลักเพลา (axial pin) อันหนึ่งถูกผูกติดอยู่กับ Ball ซึ่งจะเคลื่อนที่โดยการหมุนเป็นวงกลมและขับเคลื่อนลูกเบี้ยวที่ถูกต่อเข้ากับขบวนเฟือง (Gear Train) และตัวบันทึกผลการไหลทั้งหมด จานจะไหลลงไปพอดิบใน Chamber ที่ใช้ในการวัด ซึ่งจะแบ่ง Chamber ออกเป็นปริมาตรที่มี 4 ส่วน ซึ่ง 2 ส่วนจะอยู่ที่ด้านบนของจานทางด้านขาเข้า และอีก 2 ส่วนที่เหลือจะอยู่ที่ด้านล่างของจานทางด้านขาออก

เมื่อของเหลวไหลผ่านมิเตอร์ ความดันจะตกลงทางขาเข้าไปที่ขาออก เป็นเหตุให้จานมีการเคลื่อนที่ส่ายหรือแกว่งไปมา แต่ครั้งที่จานมีการแกว่ง ปริมาตรที่แน่นอนของของเหลวจะเท่ากับ Chamber ที่ใช้ในการวัดด้วยปริมาตรของส่วนที่เป็นจาน และปริมาตรนี้ก็จะไหลผ่านมิเตอร์ การเคลื่อนที่ของจานจะถูกส่งโดยขบวนเฟืองไปที่ตัวบันทึกผลการไหลทั้งหมด

มิเตอร์วัดการไหลชนิดนี้มีความเที่ยงตรงประมาณ $\pm 1\%$ ถึง $\pm 2\%$ มันถูกติดตั้งในท่อที่มีขนาดเล็กและความจุสูงสุดของมันประมาณ 1500 gpm

ข้อดีของมิเตอร์ชนิดนี้ คือ

1. ราคาถูก เมื่อเปรียบเทียบกับมิเตอร์ชนิดอื่น
2. ใช้ได้กับระบบ batching ของเหลวอัตโนมัติ
3. ความดันสูญเสีย มีขนาดปานกลาง
4. สร้างได้จากวัสดุหลายชนิด

ข้อเสีย คือ

1. จะถูกจำกัดเรื่องขนาดของท่อและความจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ให้ความเที่ยงตรงพอใช้
3. จะต้องใช้กับของไหลที่สะอาด

2. มิเตอร์ชนิดใบพัดหมุน (Rotating Vane Meter)

มิเตอร์ใบพัดหมุนถูกใช้อย่างกว้างขวางในอุตสาหกรรมปิโตรเลียม และถูกใช้เพื่อการวัดน้ำมันเบนซินและน้ำมันดิบ มันประกอบด้วยตัวหมุนทรงกระบอกหนึ่งตัวที่หมุน Ball bearing รอบเพลากลาง (Center shaft) และลูกเบี้ยวที่อยู่กับที่ ดังแสดงในรูป 2 เมื่อของเหลวไหลผ่านใบพัด (Blade) ที่ยื่นออกมาเป็นผลให้มีการหมุนของตัวหมุนและการกระทำของลูกเบี้ยวจะเป็นเหตุให้ใบพัดทำหน้าที่เหมือนกับตัวติดตามลูกเบี้ยว และสร้าง Chamber ห้องวัดเพื่อวัดการไหลผ่านของของไหล การกระทำที่เป็นรูเล็กๆ (Capillary action) ของของไหลที่ถูกวัดจะอุดรูรั่วของใบพัดอย่างได้ผล เพื่อสร้างช่องว่างที่ใช้ในการวัด

มิเตอร์ชนิดนี้จะให้ความเที่ยงตรงมากที่สุด และสามารถนำไปใช้กับท่อที่มีขนาดถึง 400 มม. มันมีความเที่ยงตรงโดยปกติประมาณ $\pm 0.1\%$ ส่วนความเที่ยงตรงประมาณ $\pm 0.05\%$ จะพบในมิเตอร์ที่มีขนาดใหญ่ มิเตอร์เหล่านี้ถูกสร้างขึ้นมาจากวัสดุหลายชนิดและสามารถใช้กับอุณหภูมิและความดันที่สูงพอสมควร ซึ่งจำกัดด้านบนสุดอยู่ที่ประมาณ 177°C และ 1000 psig (6.9 Mpa) มิเตอร์ชนิดนี้สามารถนำไปใช้ในการวัดการไหลของของเหลวที่สะอาด ความหนืดต่ำ ในย่านตั้งแต่ไม่กี่แกลลอนต่ออนาทีไปจนถึง 17500 แกลลอนต่ออนาที (66.5 ลิตรต่ออนาที)

ข้อดีของมิเตอร์ใบพัดหมุนคือ

1. ความดันสูญเสียต่ำ
2. ใช้ได้อย่างกว้างขวางทั้งในแก๊สและของเหลว รวมทั้งของไหลที่มีความหนืด
3. ใช้ได้กับความดันและอุณหภูมิที่สูง เมื่อเปรียบเทียบกับมิเตอร์ชนิดอื่น
4. สร้างได้จากวัสดุหลายชนิด
5. ให้ความเที่ยงตรงสูง

ข้อเสียคือ

1. มีแนวโน้มที่จะมีขนาดใหญ่และน้ำหนักมาก

2. มีราคาแพง เมื่อเปรียบเทียบกับมิเตอร์ชนิดอื่น
3. ง่ายต่อการเสียหายจากไอที่ติดมากับของไหล
4. ความเที่ยงตรงจะลดลงที่อัตราการไหลต่ำ

LOBED - IMPELLER METER

Lobed Impeller meter ถูกใช้อย่างกว้างขวางในการวัดความคุมปิโตรเลียมธรรมชาติและน้ำมันที่กลั่นเสร็จแล้ว ประกอบไปด้วย lobed impeller สองตัวซึ่งขบกันเพื่อรักษาตำแหน่งให้คงที่ เมื่อเทียบเคียงกับอันอื่น และหมุนในทิศทางตรงกันข้ามภายใน housing ดังแสดงในรูป 3 ตัวแสดงอัตราการไหลถูกผูกติดกับ impeller อันใดอันหนึ่งผ่านกลไกที่เป็นขบวนเฟือง ของไหลที่ถูกวัดจะถูกดักอยู่ภายในช่องระหว่าง lobed ทั้งสองและผ่านจากขาเข้าไปที่ขาออก

นอกจากมิเตอร์ชนิดนี้แล้ว เมื่อเร็ว ๆ นี้ได้มีการใช้ตัวหมุนที่เป็นเฟืองรูปวงรี (Oval-gear rotors) แทน lobed rotors ดังแสดงในรูป 4 ซึ่งมีหลักการทำงานเช่นเดียวกับ lobed-impeller มิเตอร์เหล่านี้จะนำไปใช้วัดได้ทั้งของเหลวหรือแก๊ส และโดยทั่วไปถูกติดตั้งไว้ในท่อที่มีขนาดตั้งแต่ 50 ถึง 60 มม. และความจุสูงสุดของมันเริ่มตั้งแต่ 1 ถึง 17,500 gpm (หรือ 3.8 ถึง 66,500 ลิตรต่อนาที) ความเที่ยงตรงของมิเตอร์เหล่านี้มีขอบเขตตั้งแต่ $\pm 0.1\%$ ถึง $\pm 0.5\%$

ข้อดีของ lobed-impeller meter คือ

1. ความเที่ยงตรงจะเพิ่มมากขึ้นที่อัตราการไหลสูงๆ ซึ่งการรั่วหรือลื่นไหล (Slip) จะลดลง
2. สามารถใช้กับของไหลที่มีการกัดกร่อน
3. มีย่านของความจุที่สูง

ข้อเสีย คือ

1. มีราคาแพงเมื่อเปรียบเทียบกับมิเตอร์ชนิดอื่น
2. ต้องการการซ่อมบำรุงชิ้นส่วนที่มีการหมุนบ่อย

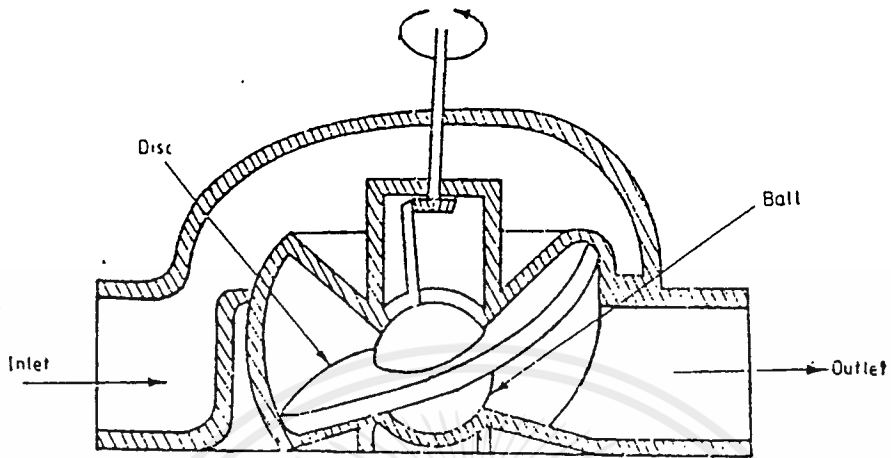
ซึ่งในโครงการนี้เราได้เลือกเอามิเตอร์วัดการไหลแบบใบพัดหมุนมาใช้ในการทำการ

ทดลอง สาเหตุที่เลือกมิเตอร์วัดการไหลแบบใบพัดหมุนมาใช้ทำโครงการก็เพราะว่ามิเตอร์เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

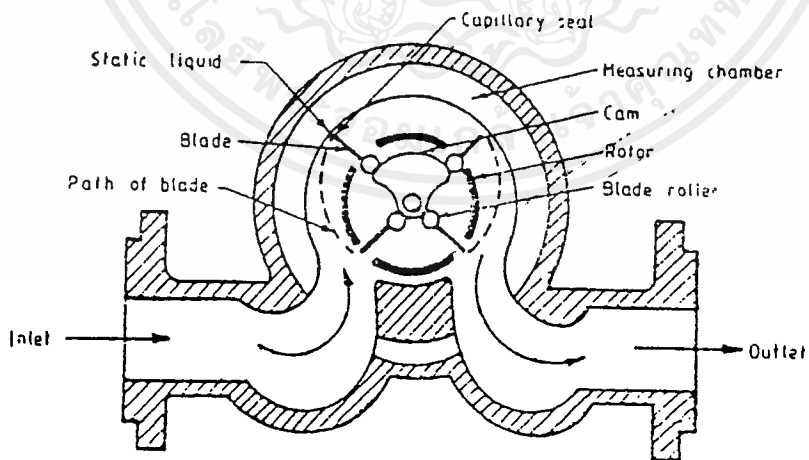
วัดการโหลแบบใบพัดหมุนนั้นใช้ในการซื้อขายระหว่างการประกบกับลูกค้าทั่วประเทศ และมีราคาถูก ซึ่งเราได้นำมาประยุกต์ใช้เพื่อนำมาพัฒนาให้มีสัญญาณมาตรฐานที่สามารถนำไปใช้กับระบบการวัดและควบคุมต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

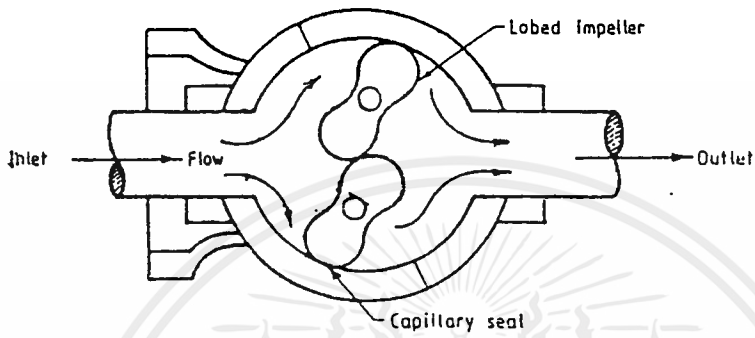


รูป 1 Nutating Disc Meter

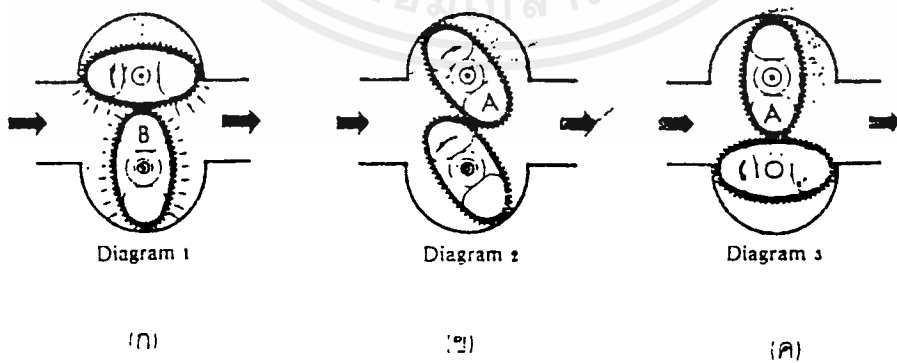


รูป 2 Rotating Vane Meter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3 Lobed Impeller Meter



รูป 4 แสดงตัวหมุนที่เป็นเฟืองรูปวงรี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติของออปแอมป์

ออปแอมป์ คือ อุปกรณ์ชนิดหนึ่งซึ่งถูกออกแบบมาให้สามารถทำงานได้หลายรูปแบบ และยังเน้นความสะดวกในการนำไปใช้งานอีกด้วย โดยสามารถประกอบเป็นวงจรได้ โดยการต่อร่วมกับอุปกรณ์ภายนอกเพียงไม่กี่ตัวเท่านั้น ในอดีตออปแอมป์จะประกอบขึ้นจากอุปกรณ์หลายตัวที่ถูกนำมาบรรจุไว้ในภาชนะขึ้นเดียวกัน ซึ่งนอกจากจะทำให้ออปแอมป์มีขนาดใหญ่แล้ว ยังอาจมีประสิทธิภาพค่อนข้างต่ำด้วย แต่ในปัจจุบัน เราสามารถซื้อออปแอมป์ได้ในรูปแบบของวงจรรวม (IC) ได้ตามท้องตลาด และจากคุณสมบัติ IC ออปแอมป์ที่ได้พัฒนาขึ้นทำให้อุปกรณ์ชนิดนี้เป็นที่รู้จักกันอย่างแพร่หลาย

คุณสมบัติทั่วไป

โดยทั่วไปแล้วเราสามารถกล่าวได้ว่า ไอซีออปแอมป์ คือ อุปกรณ์โซลิดสเตต (SOLID STATE) ชนิดหนึ่ง ซึ่งสามารถตรวจวัดระดับสัญญาณไฟตรง และ ไฟสลับได้ และยังสามารถนำไปขยายสัญญาณได้อีกด้วย ไอซีออปแอมป์พื้นฐานจะต้องประกอบไปด้วยวงจรรายในภาคต่างๆดังนี้ คือ

1. ดิฟเฟอเรนเชียลแอมป์ หรือ วงจรขยายผลต่าง (DIFFERENTIAL AMPLIFIER) ที่มีอินพุทอิมพีแดนซ์สูงมาก

2. วงจรขยายแรงดันซึ่งมีอัตราขยายสูงมาก

3. วงจรขยายภาคเอาต์พุทที่มี เอาต์พุทอิมพีแดนซ์ต่ำมาก

รูป 5 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรรายในภาคต่างๆ ของออปแอมป์ดังกล่าว และจากรูปจะสังเกตว่า แรงดันไฟตรงที่จ่ายให้แก่ออปแอมป์มักประกอบด้วยไฟบวกและลบ เพื่อให้เอาต์พุทสามารถสวิงได้ทั้งซีกบวกและลบเทียบกับกราวด์

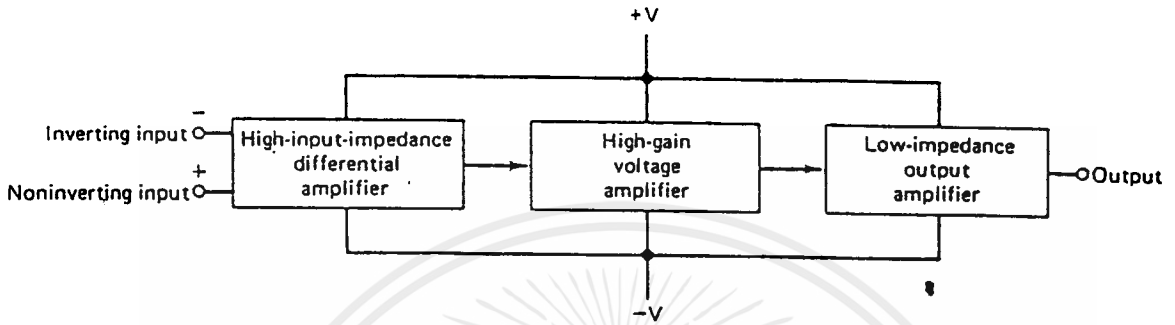
จากคุณสมบัติของออปแอมป์ที่กล่าวมา ทำให้เราสามารถสรุปคุณสมบัติที่สำคัญบางประการของออปแอมป์ในอุดมคติ ดังนี้

1. เนื่องจากอินพุทอิมพีแดนซ์ของออปแอมป์มีค่าสูงเป็นอนันต์ กระแสเข้าที่อินพุทจะต่ำจนเกือบเท่าศูนย์ หรืออีกนัยหนึ่ง ไม่มีกระแสอินพุทเข้าสู่ออปแอมป์เลย

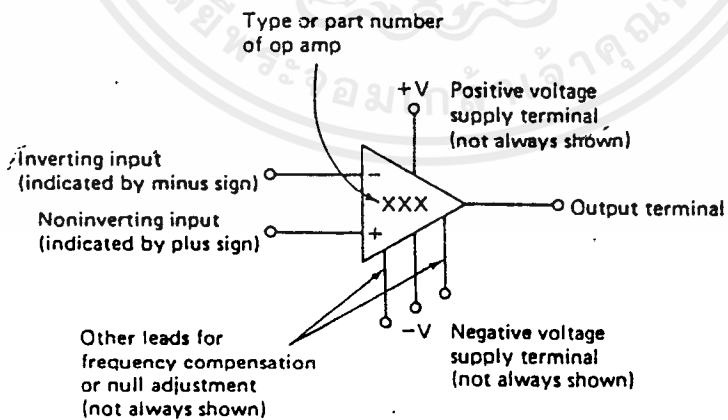
2. อัตราขยายขณะเปิดรูป A (ขณะที่ยังไม่มีการป้อนกลับ) จะมีค่าสูงมาก ซึ่งหมายความว่า แรงดันระหว่างขั้วอินพุทควรมีค่าใกล้ศูนย์ (เนื่องจาก $V_{out} / A = V_{in}$)

3. เอาต์พุทอิมพีแดนซ์มีค่าต่ำมากจนไม่ทำตัวเป็นโหลดต่อภาคเอาต์พุทของวงจรขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 5



รูป 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 6 แสดงสัญลักษณ์ทั่วไปของออปแอมป์ ซึ่งประกอบด้วยขั้วอินพุต 2 ขั้ว ขั้ว สำหรับแหล่งจ่ายไฟ 2 ขั้ว ขั้วเอาต์พุต 1 ขั้ว และขั้วสำหรับปรับออฟเซต หรือการชดเชย ความถี่อีก 2 ขั้ว

ขั้วอินพุตทั้งสองของออปแอมป์มีลักษณะต่างกัันดังนี้ คือ สำหรับขั้วลบ เมื่อป้อน ไฟตรงหรือไฟสลับเข้าไป ในขณะที่ขั้วบวกต่อกับจุดอ้างอิงจุดหนึ่ง สัญญาณที่ออกมาที่ เอาต์พุตจะกลับเฟสกับอินพุต 180° ส่วนการป้อนสัญญาณที่ขั้วบวก เอาต์พุตจะมีเฟสตรง กับอินพุต ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่าเครื่องหมายที่อินพุต คือ การแสดงเฟสของเอาต์พุตเทียบกับ อินพุต ส่วนขั้วสำหรับปรับออฟเซต หรือชดเชยความถี่นั้นโดยมากมักจะไม่ต้องแสดงในวงจร ทั่วไป

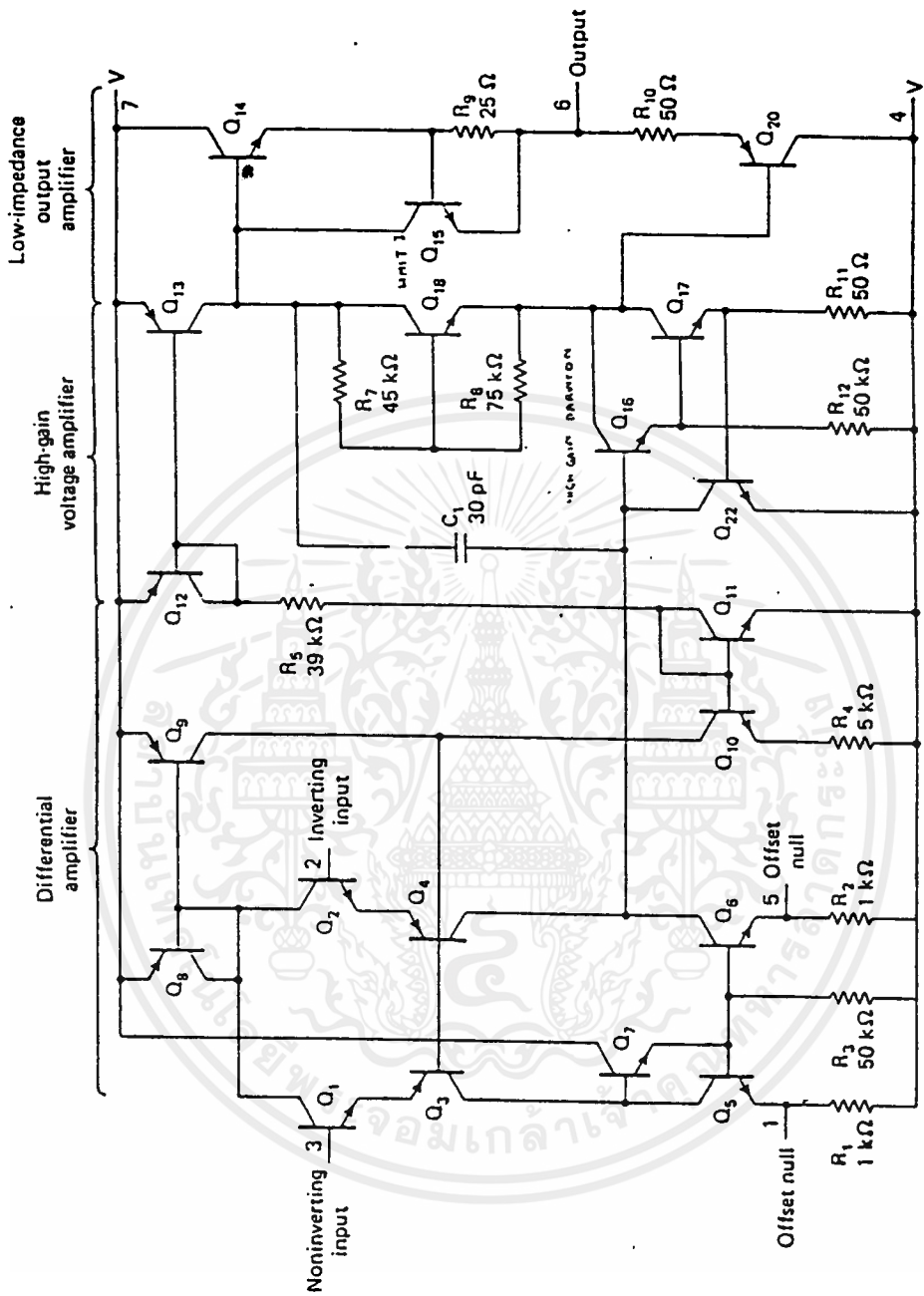
ในการนำออปแอมป์ไปใช้งานจริงนั้น เราอาจไม่จำเป็นต้องศึกษาให้ลึกซึ้งถึงวงจร ภายใน แต่อย่างไรก็ตามในรูป 7 จะแสดงวงจรภายในของออปแอมป์เบอร์ 741 ซึ่งผู้สนใจ สามารถศึกษารายละเอียดเพิ่มเติมจากสเปค หรือ รายละเอียดของผู้ผลิต

จากวงจรในรูป 7 พบว่า ไอซีออปแอมป์จะประกอบด้วยทรานซิสเตอร์หลายตัว และมีตัวเก็บประจุน้อยมาก โดยมีเหตุผลที่ว่า ตัวเก็บประจุจะกินเนื้อที่ค่อนข้างมาก และยังคงกัน ไม่ให้สัญญาณไฟตรงผ่านได้อีกด้วย แต่ตัวเก็บประจุ 30 pF ที่ต่อไว้ในวงจรมัน มีหน้าที่ใน การช่วยชดเชยความถี่เท่านั้น ซึ่งเราจะได้ศึกษาในบทต่อไป

หากนำวงจรในรูป 7 มาเปรียบเทียบกับรูป 5 จะสามารถแยกวงจรออกเป็น 3 ภาค ได้เช่นกัน โดยมีทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ทำหน้าที่เป็นดิฟเฟอเรนเชียลแอมป์ ทรานซิสเตอร์ Q_{16} , Q_{17} ซึ่งถูกต่อแบบดาร์ลิงตันทำหน้าที่เป็นวงจรรขยายแรงดันที่มีอัตรา ขยายสูงมาก ส่วนภาคเอาต์พุตจะประกอบด้วย Q_{14} และ Q_{20} ทรานซิสเตอร์ Q_{15} นั้นมี ไว้สำหรับจำกัดกระแสและป้องกันออปแอมป์เสียหาย เมื่อเอาต์พุตถูกลัดวงจร ส่วนอุปกรณ์ ตัวอื่นๆ จะมีหน้าที่ในการจัดไบอัส และช่วยในการขยายสัญญาณสำหรับออปแอมป์

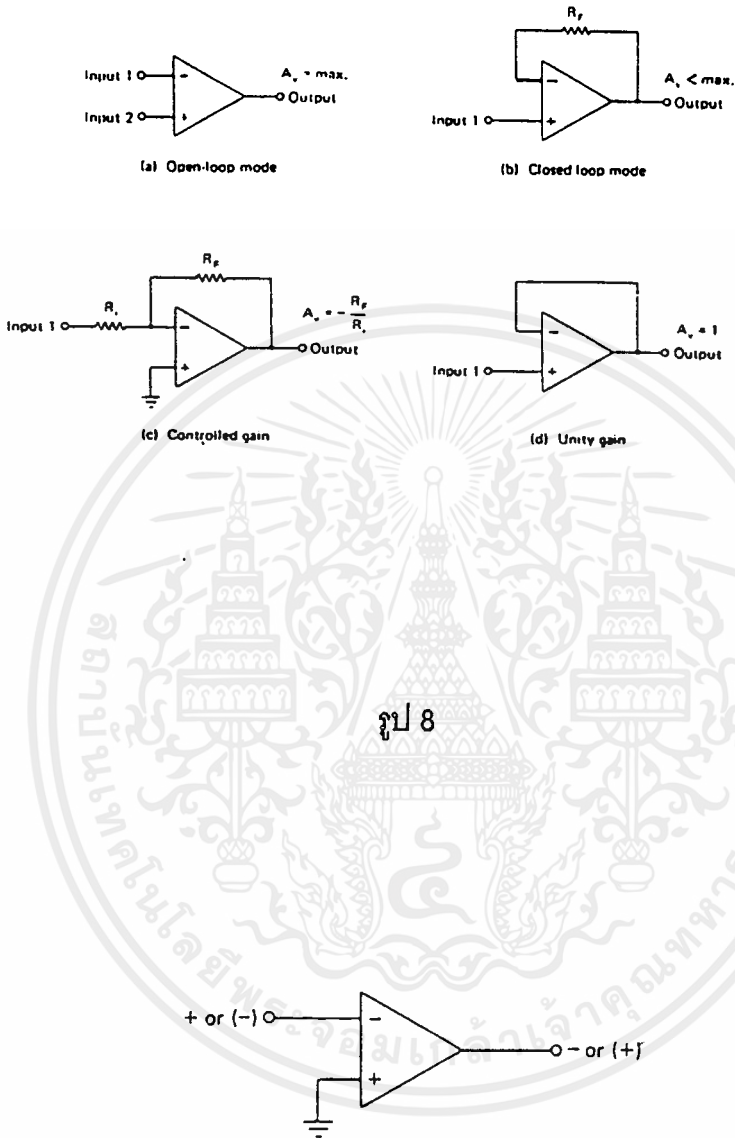
ลักษณะการทำงาน

ออปแอมป์ในอุดมคติจะมีอัตราขยายเป็นอนันต์ แต่ในทางปฏิบัติ อัตราขยายอาจมี ค่าสูงสุดเพียง 1000 หรือ 1000000 เท่านั้น ซึ่งเรียกว่า อัตราขยายขณะเปิดลูป (A_v) ดังรูป 8-a ในขณะที่เกิดความแตกต่างของแรงดันเพียงเล็กน้อยระหว่างขั้วอินพุตทั้งสอง เอาต์พุตจะสามารถให้สัญญาณสูงขึ้นหลายเท่า (ตามค่าของอัตราขยาย A_v) หากแต่จะ ถูกจำกัดด้วยขนาดของแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงที่เราป้อนให้แก่ออปแอมป์ด้วย แต่ถึงเช่นนั้นก็ดี เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปเผยแพร่หรือใช้ในการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอาท์พุทก็จะไม่สามารถมีค่าสูงสุดเท่ากับแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงได้จริง ทั้งนี้เกิดจากแรงดันที่ตกคร่อม Q_{14} , R_9 หรือ R_{10} , Q_{20} ในรูป 7 ทำให้แรงดันเอาท์พุทสูงสุดอาจมีค่าประมาณ 90% ของแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงเท่านั้น

จากคุณสมบัติข้างต้น เราสามารถนำออปแอมป์ในขณะเปิดรูปไปใช้งานเป็นคอมพาราเตอร์ (COMPARATER) หรือวงจรเปรียบเทียบแรงดันได้ โดยเอาท์พุทจะเปลี่ยนทันทีเมื่อมีความแตกต่างของแรงดันเกิดขึ้นระหว่างขั้วอินพุทของออปแอมป์

แต่ทว่า การทำงานของออปแอมป์ยังไม่สิ้นสุดเพียงเท่านั้น นอกจากนี้ จะพบว่าการใช้ออปแอมป์ในลักษณะของรูปปิด (มีการป้อนกลับ) จะทำให้ออปแอมป์มีประโยชน์สูงมากขึ้น ดังรูป 8-b การป้อนกลับในรูปตัวต้าน RF เพียงตัวเดียว ซึ่งมีผลให้วงจรมีเสถียรภาพสูงขึ้น และมีสัญญาณรบกวนน้อยลง ในขณะเดียวกัน อัตราขยายแรงดันจะลดลงด้วย

วงจรในรูป 8-c แสดงการใช้ออปแอมป์โดยมีการป้อนสัญญาณเอาท์พุทกลับมายังอินพุทนอกจากนี้ยังสามารถควบคุมอัตราขยายแรงดัน (ในขณะเปิดรูป) ได้โดยอาศัยตัวต้านทาง 2 ตัวเท่านั้น ทำให้อัตราขยายแรงดัน A_v มีค่าดังสมการ :

$$A_v = - \frac{R_f}{R_i}$$

โดยที่เครื่องหมายลบแสดงถึงการกลับเฟสของเอาท์พุทเทียบกับอินพุท ส่วนวงจร 8-d แสดงการป้อนกลับในกรณีที่ $A_v = 1$ คุณสมบัติที่ได้กล่าวมาทั้งหมดนี้ คือ คุณสมบัติทั่วไปของออปแอมป์ ที่จะนำไปใช้ในบทต่อไป และนอกจากนี้ คุณสมบัติอีกประการที่ควรศึกษา คือ เรื่องความสัมพันธ์ของขั้วต่างๆ ระหว่างอินพุทและเอาท์พุทของออปแอมป์ซึ่งสรุปไว้แล้วในรูป 9

1. ถ้าขั้ว - มีศักดาเป็นบวกสูงกว่าขั้ว + , เอาท์พุทเป็น -
2. ถ้าขั้ว - มีศักดาเป็นบวกต่ำกว่าขั้ว + , เอาท์พุทเป็น +

คุณสมบัติและพารามิเตอร์บางชนิดของออปแอมป์

1. อินพุทอิมพีแดนซ์

ในทางอุดมคติควรมีค่าเท่ากับอนันต์ แต่ในความเป็นจริงอินพุทอิมพีแดนซ์จะมีค่าประมาณ 1 เมกกะโห์ม (1×10^6 โห์ม) ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์นี้ยังมีค่ามากขึ้นเท่าใด ออปแอมป์ตัวนั้นก็ทำงานได้ดียิ่งขึ้น นอกจากนี้ เมื่อนำออปแอมป์ไปใช้งานในย่านความถี่สูงจะเป็นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น เมื่อผู้ดูแลเนื้อหาเปิดระบบอินเทอร์เน็ตการค้นคว้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่สูง ควรระวังผลจากอินพุตคาปาซิแตนซ์ของวงจรมีค่าประมาณ 2 พิโคฟารัด (2×10^{-12} ฟารัด) เมื่อขั้วอินพุตขั้วหนึ่งต่อกับกราวด์

2. เอาท์พุทอิมพีแดนซ์

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่า ออปแอมป์ในอุดมคติจะมีเอาท์พุทอิมพีแดนซ์เป็นศูนย์ แต่ในความเป็นจริงค่านี้อาจมีได้ตั้งแต่ 25 ถึงหลายพันโอห์มขึ้นไป แต่อย่างไรก็ตาม เรามักสมมติให้เอาท์พุทอิมพีแดนซ์ในวงจรมีค่าเป็นศูนย์ เพื่ออำนวยความสะดวก และวิเคราะห์

จากคุณสมบัติของออปแอมป์ที่มีอินพุทอิมพีแดนซ์สูง และมีเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ต่ำ ออปแอมป์จึงเปรียบเสมือนเป็นอุปกรณ์ซึ่งมีคุณสมบัติเป็นอิมพีแดนซ์แมตชิ่ง (IMPEDANCE MATCHING) ที่ดี ตัวหนึ่ง

3. กระแสไบอัสด้านอินพุท

เนื่องจากอินพุทอิมพีแดนซ์ของออปแอมป์ไม่เป็นอนันต์ ดังนั้น จึงมีกระแสน้อยๆ (มีหน่วยเป็น นาโน (10^{-9}) ถึง ไมโคร (10^{-6}) แอมแปร์) ไหลผ่านขั้วอินพุททั้งสอง ซึ่งค่าเฉลี่ยของกระแสดังกล่าวถูกเรียกว่าเป็น " กระแสไบอัสด้านอินพุท " กระแสจะก่อให้เกิดความไม่สมดุลในวงจรมานาน ซึ่งจะเป็นผลกระทบต่อภาคเอาท์พุทด้วย ดังนั้น กระแสนี้ควรถูกกำจัดให้มีค่าต่ำสุด (อาจทำได้โดยการใช้ออปแอมป์ที่มีอินพุทเป็น FET)

4. แรงดันออฟเซต (OFFSET) ที่เอาท์พุท

แรงดันออฟเซตที่เอาท์พุทเกิดขึ้นจากกระแสไบอัสด้านอินพุท ซึ่งในทางอุดมคติเมื่อแรงดันอินพุทระหว่างขั้วทั้งสองมีค่าเท่ากัน แรงดันที่เอาท์พุทควรเป็นศูนย์ แต่โดยทั่วไปมักไม่เป็นเช่นนั้น คือ มักมีแรงค่าหนึ่งปรากฏ ที่เอาท์พุทขณะที่อินพุทเป็นศูนย์ ซึ่งเราสามารถแก้ไขได้โดยการป้อนแรงดันหรือ กระแสออฟเซตที่อินพุทแล้วปรับจนได้ $V_{out} = 0$ โวลต์

5. กระแสออฟเซตที่อินพุท

ในการปรับแรงดันออฟเซตที่เอาท์พุทให้มีค่าเป็นศูนย์ กระแสอินพุททั้งสองขั้วควรมีค่าเท่ากัน แต่ในทางปฏิบัติ จะพบว่า เราต้องจ่ายกระแสให้แก่อินพุทขั้วหนึ่งมากกว่าอีกขั้ว

หนึ่งเสมอ เพื่อให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งกระแสออฟเซ็ทนี้อาจมีค่าประมาณ 20 มิลลิแอมป์

6. แรงดันออฟเซ็ทที่อินพุต

ในอุดมคติ แรงดันเอาต์พุตจะเท่ากับศูนย์ก็ต่อเมื่อแรงดันระหว่างขั้วอินพุตมีค่าเป็นศูนย์เช่นกัน แต่ในทางปฏิบัติ ความไม่สมดุลภายในวงจรมักทำให้เราต้องป้อนแรงดันค่าหนึ่งแก่อินพุตใดๆ เสมอ เพื่อให้แรงดันเอาต์พุตเป็นศูนย์

7. การปรับออฟเซ็ทให้เป็นศูนย์ (OFFSET NULLING)

ในการปรับแรงดันเอาต์พุตให้เป็นศูนย์ หรือ การปรับแรงดันออฟเซ็ทที่อินพุตให้เป็นศูนย์นั้น เราอาจใช้ขั้ว OFFSET NULLING ที่ผู้ผลิตได้เตรียมไว้ให้แล้ว โดยให้ศึกษาข้อมูลรายละเอียดของออปแอมป์เบอร์นั้นๆ รูป 10 แสดงวงจรที่ใช้ในการตั้งค่าศูนย์ให้แก่ออปแอมป์ โดยมีขั้นตอนดังนี้

1. ตรวจสอบวงจรให้เรียบร้อยและเช็คอุปกรณ์ที่ต้องนำมาต่อ
2. ลดระดับสัญญาณอินพุตจนเหลือศูนย์ ถ้ามีตัวต้านทานต่ออนุกรมกับอินพุตอยู่ให้ตรวจสอบดังนี้
 - ก) ถ้าตัวต้านทานนั้นมีค่าสูงกว่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดสัญญาณอินพุตตั้งแต่ 1% ขึ้นไป ปลดตัวต้านทานไว้เช่นเดิม
 - ข) หากตัวต้านทานดังกล่าวมีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากัน ให้นำแหล่งกำเนิดสัญญาณอินพุตนั้นออก แล้วต่อตัวต้านทานที่มีขนาดเท่ากับอินพุตอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดอินพุตเข้าแทน
 - ค) ต่อโหนดเข้ายังขั้วเอาต์พุต
 - ง) ป้อนไฟตรงให้วงจร
 - จ) วัดแรงดันที่เอาต์พุตด้วย โวลท์มิเตอร์ หรือ ออสซิลโลสโคป (แรงดันเอาต์พุตอาจมีค่าต่ำเพียงไม่กี่มิลลิโวลต์ ดังนั้น ควรใช้อุปกรณ์สำหรับวัดที่เหมาะสม)
 - ฉ) ปรับตัวต้านทานชนิดปรับค่าได้จน V_{out} มีค่าเป็นศูนย์
 - ช) ถอดอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้าไป แล้วต่อวงจรดังเดิม แต่ห้ามแตะต้องตัวต้านทานปรับค่าได้



8. ผลของอุณหภูมิ

อุณหภูมิมีผลต่ออุปกรณ์โซลิตสเตททุกชนิด รวมทั้งออปแอมป์ ดังนั้น ผลกระทบจากอุณหภูมิจะทำให้กระแสและแรงดันออฟเซ็ทเปลี่ยนแปลงไป ซึ่งเราเรียกการเปลี่ยนแปลงอันเกิดขึ้นจากอุณหภูมิตัวว่า " ดริฟท์ " ดังนั้น ในขณะที่ทำงาน ควรตรวจสอบด้วยว่าออปแอมป์จะมีเปอร์เซ็นต์การผิดพลาดมากน้อยเพียงใด หากอุณหภูมิเปลี่ยนแปลง

9. การชดเชยความถี่

ปัญหาที่เกิดขึ้นกับออปแอมป์ ที่ใช้ในย่านความถี่สูง ก็คือ การออสซิลเลท (OSCILLATION) ซึ่งเกิดจากอัตราขยายที่มีค่าค่อนข้างสูงของออปแอมป์เอง และยังเกิดจากการเลื่อนเฟส (PHASE SHIFT) ณ จุดต่างๆ ภายในวงจร เป็นผลให้เราไม่สามารถควบคุมอัตราขยายของสัญญาณป้อนกลับได้ วิธีแก้ปัญหาก็คือ ต่อตัวเก็บประจุชดเชยให้แก่วงจร ซึ่งจะทำให้อัตราขยายของออปแอมป์มีขนาดลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้น

10. อัตราสลัวร์ (SLEW RATE)

อัตราสลัวร์ คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงสูงสุดของแรงดันเอาต์พุตเทียบกับเวลา ดังสมการ

$$\begin{aligned} \text{อัตราสลัวร์} &= \frac{\text{การเปลี่ยนแปลงสูงสุดของแรงดันเอาต์พุต}}{\text{การเปลี่ยนแปลงเวลา}} \\ &= \frac{\Delta V_{out} (\text{max})}{\Delta t} \end{aligned}$$

ตัวอย่างเช่น ออปแอมป์เบอร์ 741 ซึ่งมีอัตราสลัวร์เท่ากับ 0.5 โวลต์/ไมโครวินาที แสดงว่าการเปลี่ยนแปลงสูงสุดของแรงดัน เอาต์พุตสำหรับออปแอมป์ตัวนี้มีค่า 0.5 โวลต์ ภายในช่วงเวลา 1×10^6 วินาที โดยมีคาปาซิแตนซ์ของตัวเก็บประจุเป็นตัวจำกัดอัตราสลัวร์ของออปแอมป์ (ตัวเก็บประจุที่ว่านี้อาจเป็นชนิดที่ต่อจากภายนอก หรือตัวเก็บประจุภายใน IC เองก็ได้) อัตราสลัวร์ที่มีค่าต่ำจะเป็นผลให้แรงดันที่เอาต์พุตมีการตอบสนองเปลี่ยนแปลงช้าลง เมื่อเทียบกับอินพุต ดังแสดงในรูป 11 เมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่สูงมากขึ้นเท่าใด อัตราสลัวร์จะมีบทบาทต่อการตอบสนอง ณ เอาต์พุต อย่างเด่นชัดยิ่งขึ้น ซึ่งสามารถสังเกตเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ขึ้นด้านการค้า

ได้จากเอาท์พุทที่จะเพี้ยนมากขึ้น หากอัตราสลับมีค่าน้อย หรืออีกนัยหนึ่ง ออปแอมป์ที่มีอัตราสลับสูงจะมีแบนด์วิดท์กว้างกว่านั่นเอง

11. การตอบสนองของความถี่

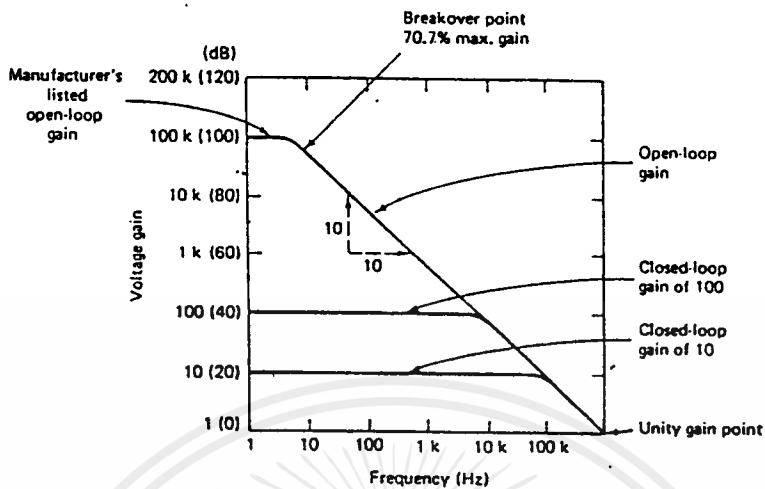
อัตราขยายของออปแอมป์จะลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้น ดังแสดงในรูป 12 จะพบว่า อัตราขยายที่ผู้ผลิตแสดงไว้ในดาต้าชีท (DATA SHEET) จะเป็นอัตราขยายที่ความถี่ 0 เฮิรท์ซ หรือไฟตรง (ซึ่งแสดงให้เห็นความถี่สูงสุดของออปแอมป์) ในการทำงานแบบรูปเปิด จะเห็นได้ว่า วงจรมีเสถียรภาพต่ำมาก นั่นคือ เมื่อความถี่เพิ่มขึ้นสิบเท่า อัตราขยายจะลดลง 10 เท่าทันที

โดยทั่วไป แบนด์วิดท์ของวงจรจะหมายถึงช่วงความถี่ที่อัตราขยายมีค่า 70.7% ของอัตราขยายสูงสุด จากตัวอย่างในรูป แบนด์วิดท์ของออปแอมป์ขณะเปิดรูป จะมีค่าประมาณ 10 เฮิรท์ซ ดังนั้น หากต้องการให้วงจรที่ออกแบบขึ้นสามารถทำงานได้ที่ความถี่อินพุทสูงๆ จะต้องป้อนสัญญาณจากเอาท์พุทกลับมาที่ยังอินพุท (การป้อนกลับแบบลบ) ซึ่งจะทำให้อัตราขยายของรูปปิดลดลง แต่ในขณะเดียวกันความถี่ที่อัตราขยายเท่ากับ 70.7 % ของอัตราขยายสูงสุดก็จะเพิ่มขึ้นด้วยอัตราเท่ากัน ส่วนจุดที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง (UNITY-GAIN POINT) จะแสดงความถี่สูงสุดของออปแอมป์เมื่ออัตราขยายมีค่าเป็นหนึ่ง

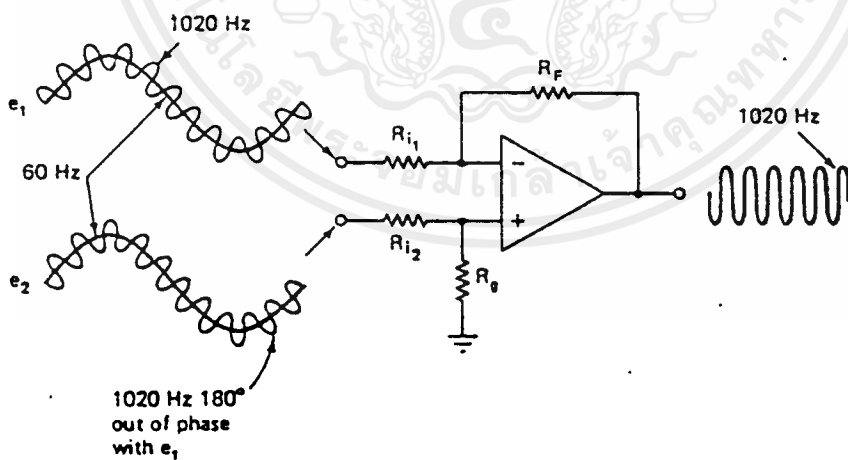
12. ผลคูณของอัตราขยายและแบนด์วิดท์

จากที่ได้อธิบายมาในหัวข้อที่แล้วว่า เมื่ออัตราขยายลดลงเท่าใด ความถี่ก็จะสูงขึ้นด้วยจำนวนเท่าของค่านั้นด้วย ซึ่งแสดงว่า ผลคูณระหว่างอัตราขยายและแบนด์วิดท์จะมีค่าคงที่เสมอไป และเราสามารถหาค่านั้นได้จากจุดซึ่งมีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง (คำนี้นหาได้จากดาต้าชีท) ผลคูณนี้มีประโยชน์อย่างมากในการประมาณความถี่สูงสุดที่วงจรสามารถทำงานได้ ตัวอย่างเช่น หากเราพบว่าความถี่ที่อัตราขยายมีค่าเท่ากับหนึ่ง (หากจาก DATA SHEET) มีค่าเป็น 1 เมกกะเฮิรท์ซ (ดังแสดงในรูป 12) และอัตราขยายของวงจรที่ออกแบบมีค่าเท่ากับ 100 ดังนั้น ความถี่สูงสุดที่เราประมาณไว้ควรมีค่าอยู่ในราว

$$BW (\text{แบนด์วิดท์}) = \frac{1,000,000}{100} = 10 \text{ กิโลเฮิรท์ซ}$$



รูป 12



รูป 13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

13. อัตราการลดสัญญาณชนิดคอมมอนโหมด (CMRR)

COMMON-MODE REJECTION RATIO เป็นคุณสมบัติอย่างหนึ่งของออปแอมป์ที่ได้มาจากภาคอินพุตที่เป็นดิฟเฟอเรนเชียลแอมป์ หมายความว่า หากสัญญาณที่เข้ามายังขั้วอินพุตทั้งสองมีเฟสตรงกัน และยังมีขนาดเท่ากัน (สัญญาณแบบนี้เรียกว่าอยู่ในคอมมอนโหมด) สัญญาณทั้งสองนี้จะถูกกำจัดทิ้งไป ดังนั้น เอาท์พุตจะเป็นศูนย์ ส่วนสัญญาณที่มีขนาดต่างกันและมีเฟสต่างกันจะเรียกว่าอยู่ในดิฟเฟอเรนเชียลโหมด

ตัวอย่างเช่น วงจรในรูป 13 สัญญาณในดิฟเฟอเรนเชียลโหมดสองตัวซึ่งมีความถี่ 1020 เฮิรตซ์ ถูกป้อนเข้าไปยังขั้วอินพุตของออปแอมป์ แต่ในขณะเดียวกัน สัญญาณทั้งสองจะเก็บสัญญาณรบกวน 60 เฮิรตซ์ ขึ้นมาในระหว่างเดินทาง ทำให้เกิดรูปคลื่นดังในภาพ ทว่าเมื่อป้อน สัญญาณเข้าไปแล้ว สัญญาณรบกวนความถี่ 60 เฮิรตซ์ จะถูกกำจัดออกไป เนื่องจากเป็นสัญญาณชนิดคอมมอนโหมด ซึ่งความสามารถในการกำจัดสัญญาณคอมมอนโหมดนี้เราเรียกย่อว่า CMRR หาได้จากสมการ

$$CMRR = \frac{A_d}{A_{cm}}$$

โดย A_d คือ อัตราขยายสำหรับสัญญาณแบบดิฟเฟอเรนเชียล ส่วน A_{cm} คือ อัตราขยายสำหรับสัญญาณคอมมอนโหมด ดังนั้น ยิ่ง CMRR ของออปแอมป์มีค่าสูงเท่าไร หมายความว่า สัญญาณรบกวนจะถูกกำจัดลงมากขึ้นเท่านั้น

14. หน่วยเดซิเบล (dB)

การคำนวณอัตราขยายของวงจรใดๆ สามารถหาได้จากสมการ

$$A_x = \frac{X_{out}}{X_{in}}$$

โดยที่ x อาจเป็นแรงดัน หรือ กระแสก็ได้ และโดยทั่วไปนิยามหาอัตราขยายจากสมการ

$dB = 20 \log A_x$
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าใช้งานต่างๆ ที่ควรเข้าใจ

การนำไอซีออปแอมป์ไปใช้งาน ผู้ใช้ควรศึกษาค่าต่างๆ ของบริษัทผู้ผลิตให้ละเอียดเสียก่อน เพื่อป้องกันออปแอมป์ชำรุด หรือ เสียหาย ค่าต่างๆ ที่ควรรู้ได้แก่

- ก) แรงดันจากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง + V (SUPPLY VOLTAGE)
- ข) กำลังที่สูญเสียในตัวไอซี (POWER DISSIPATION) ซึ่งแสดงกำลังสูงสุดที่อุปกรณ์สามารถปลดปล่อยออกมาโดยที่อุณหภูมิไม่สูง จนทำให้ไอซีพัง
- ค) แรงดันสูงสุดระหว่างขั้วอินพุท (DIFFERENTIAL INPUT VOLTAGE)
- ง) แรงดันสูงสุดที่อินพุทแต่ละขั้ว (INPUT VOLTAGE)
- จ) ความสามารถในการทนภาวะลัดวงจรที่เอาต์พุท (OUTPUT SHORT-CIRCUIT DURATION)
- ฉ) อุณหภูมิที่ใช้งาน (OPERATING TEMPERATURE)
- ช) อุณหภูมิที่ใส่เก็บอุปกรณ์ (STORAGE-TEMPERATURE)
- ณ) อุณหภูมิของขาอุปกรณ์ (LEAD TEMPERATURE) แสดงอุณหภูมิที่ไอซีสามารถทนได้ในขณะที่ถูกบัดกรี

ชนิดของออปแอมป์และภาชนะรูปแบบต่างๆ

ออปแอมป์ได้ถูกค้นพบขึ้นเป็นเวลานานพอสมควรแล้ว แต่ทว่าการนำออปแอมป์ในรูปแบบของไอซี ซึ่งสามารถใช้งานได้ดีนั้นเพิ่งจะเริ่มต้นในปี ค.ศ. 1963 เท่านั้น นำโดยการเสนอออปแอมป์เบอร์ uA 702 ของบริษัท FAIRCHILD SEMICONDUCTOR จนกระทั่งปัจจุบัน ออปแอมป์ได้ถูกพัฒนาขึ้นจนมีความสามารถสูงก็ว่าได้เดิมมาก แต่อย่างไรก็ตาม เรายังสามารถแบ่งชนิดของออปแอมป์ได้เป็นกลุ่มหรือตระกูล ดังตาราง 1-1

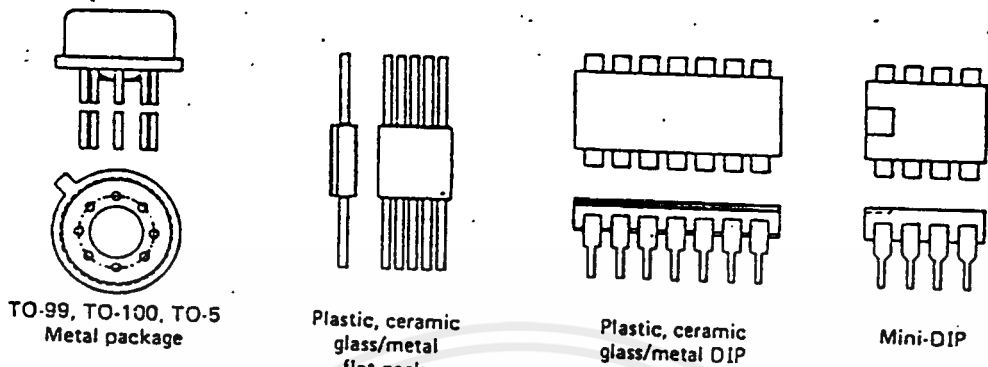
โดยทั่วไปในท้องตลาด เราจะพบภาชนะในการบรรจุออปแอมป์ในลักษณะต่างๆ ดังรูป 14 - a คือ

เป็นแบบภาชนะโลหะ ภาชนะแบบแบน DIP (DUAL - IN - LINE PACKAGE) และ MINI - DIP ส่วนรูป 14 - b แสดงการต่อขาต่างๆ ออกจากภาชนะที่ใช้บรรจุออปแอมป์

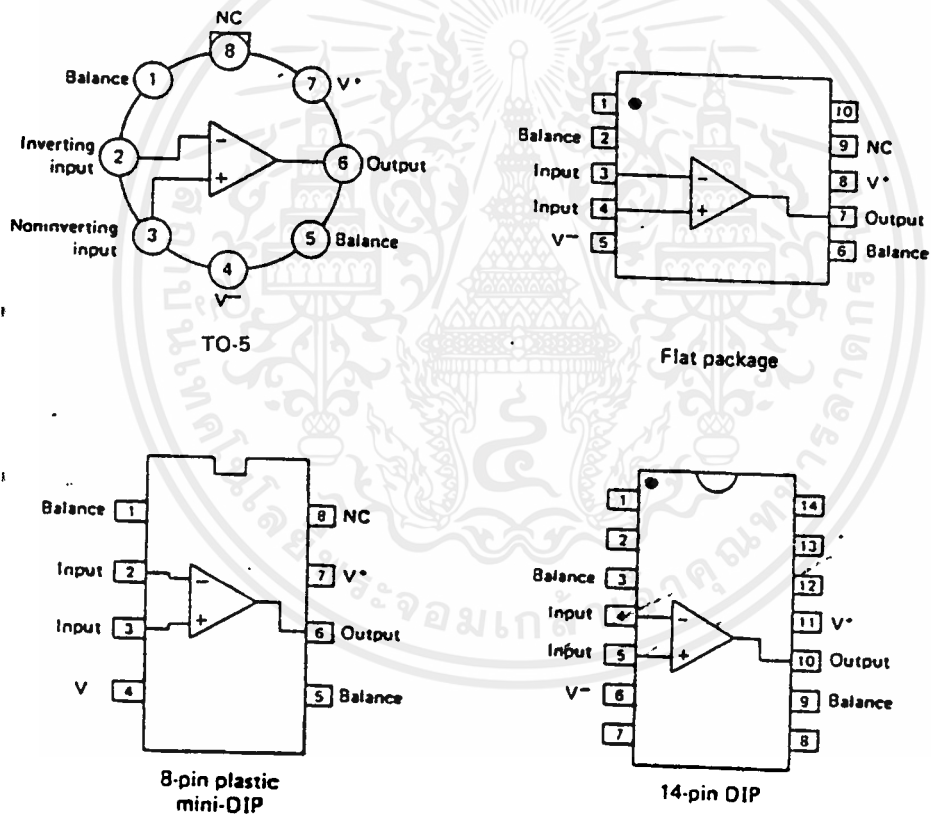
กลุ่ม	ลักษณะการใช้งาน	คุณสมบัติพิเศษ
1	ใช้กับงานทั่วไป	ใช้งานได้ในช่วงความถี่ DC จนถึง 1 เมกกะเฮิรตซ์
2	ใช้กับสัญญาณ DC ได้	มีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์สูงมาก ทำให้กระแสไบอัสมีค่าต่ำ
3	ใช้กับสัญญาณ AC ได้	มีแบนด์วิดท์กว้างมาก และอัตราสູว์สูง
4	ใช้กับแรงดันสูงและวงจรที่ต้องใช้กำลังมาก	สามารถใช้บังคับโหลดได้โดยตรง
5	ชนิดที่มีคุณสมบัติเฉพาะตัว	เช่น ออปแอมป์ชนิดที่สามารถโปรแกรมได้

ตาราง 1-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



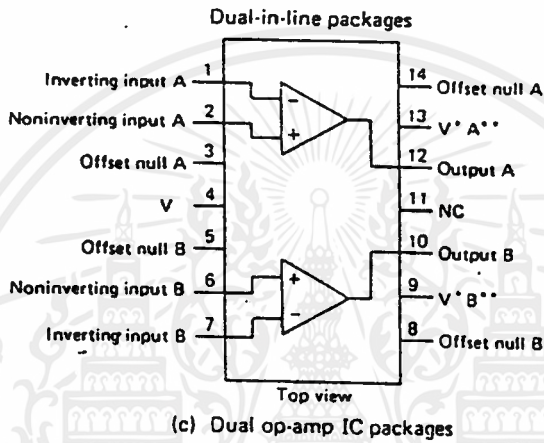
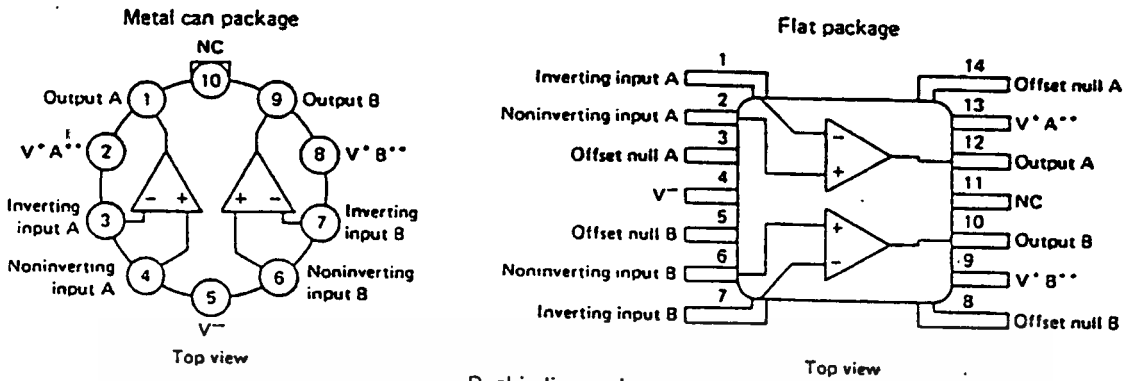
(a) IC packages — Top/bottom and side views



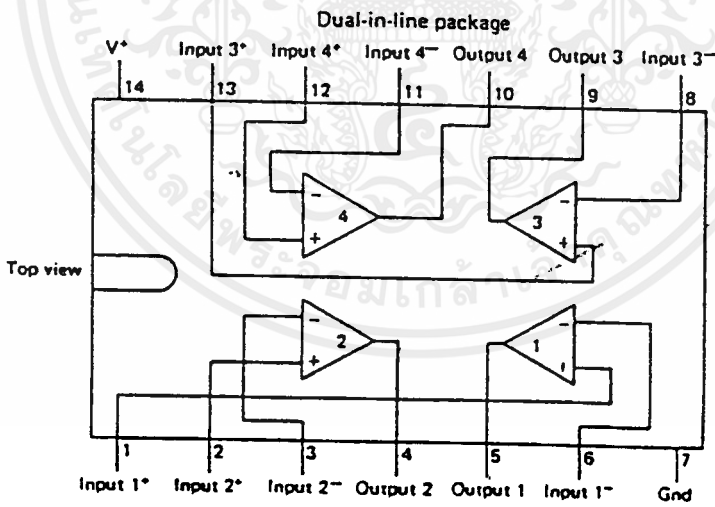
(b) Single op-amp IC packages

รูป 14 -a

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(c) Dual op-amp IC packages



(d) Quad op-amp IC package

รูป 14 -b

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรออปแอมป์พื้นฐาน

ในบทนี้ จะกล่าวถึงวงจรพื้นฐานของการนำออปแอมป์ไปใช้งาน ซึ่งวงจรเหล่านี้จะเป็นพื้นฐานที่ดีในการนำไปประกอบวงจรที่สลับซับซ้อนขึ้นไป โดยจะกล่าวถึงแบบรูปปิด เช่น วงจรขยายแรงดัน เป็นต้น โดยจะใช้ออปแอมป์เบอร์ 741 เป็นตัวอย่าง ซึ่งจะทำให้ง่ายแก่การประกอบวงจรสำหรับศึกษาในทางปฏิบัติต่อไป

วงจรรขยายกลับเฟส (INVERTING AMP)

โดยทั่วไป วงจรรขยายจะหมายความถึงวงจรที่เปลี่ยนสัญญาณอินพุตน้อยๆ มาเป็นสัญญาณเอาต์พุตที่มีขนาดสูงขึ้นกว่าเดิม ซึ่งสัญญาณที่ว่าอาจเป็นได้ทั้งแรงดันหรือกระแส ในลักษณะเดียวกันวงจรรขยายของออปแอมป์ก็คือวงจรที่มีอัตราขยายแรงดันสูงมาก และยังมีลักษณะของการขยายเป็นเส้นตรง นั่นคือ อัตราส่วนระหว่างเอาต์พุตต่ออินพุตจะคงที่เสมอ (ในอุดมคติ) และนอกจากนี้เรายังสามารถควบคุมอัตราขยายของออปแอมป์ได้โดยใช้อุปกรณ์ภายนอกเพียงไม่กี่ตัวดังได้อธิบายมาแล้ว

รูป 15 แสดงวงจรรขยายกลับเฟสแบบมาตรฐาน ซึ่งวิธีที่ใช้เป็นแบบรูปปิด เรียกว่า " การป้อนกลับแบบลบ " โดยนำเอาต์พุตซึ่งกลับเฟสกับอินพุตมาป้อนที่จุดอินพุตอีกที ผลก็คือ วงจรภายในออปแอมป์จะพยายามปรับเอาต์พุตจนกระทั่งความต่างศักย์ระหว่างอินพุตมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ (แต่ต้องเข้าใจว่า แรงดันระหว่างขั้วอินพุตจะต้องไม่เท่ากับศูนย์พอดี มิฉะนั้นเอาต์พุตก็จะเท่ากับศูนย์โวลต์ด้วย กล่าวคือผลต่างระหว่าง V_{in} และบางส่วนของ V_{out} ที่ขั้วอินพุตลบเพียงมีค่าต่ำพอที่จะทำให้เกิดแรงดันเอาต์พุตได้พอดีเท่านั้น)

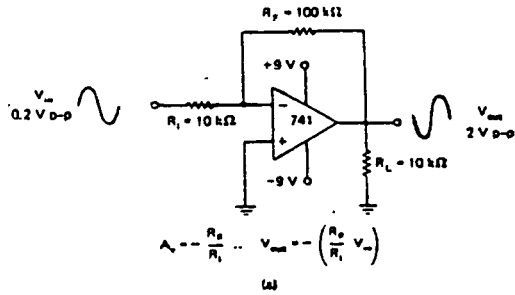
จากสมการของอัตราขยายแรงดัน A_v :

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

• เราจะพิสูจน์ให้เห็นว่า ค่าขยายแรงดัน A_v ของออปแอมป์เมื่อใช้ในโหมดของรูปปิด จะสามารถหาได้ด้วยสมการ

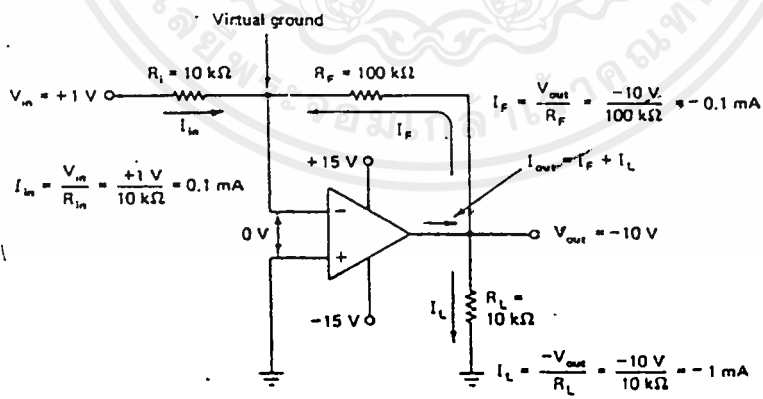
$$A_v = - \frac{R_f}{R_{in}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



V_{in}	V_{out}
+0.3	-3
-0.3	+3
+0.52	-5.2
-0.52	+5.2

รูป 15



รูป 16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาวงจรในรูป 16 (ซึ่งก็คือวงจรเดียวกับรูป 15) และจากข้อกำหนด 2 ข้อที่เราเคยกำหนดมาแล้วในบทที่แล้วคือ :

1. ความต่างศักย์ระหว่างขั้วอินพุตเท่ากับศูนย์
2. กระแสเข้าขั้วอินพุตใดๆ เท่ากับศูนย์

โดยใช้หลักจากข้อกำหนดที่ 1 ซึ่งทำให้ขั้วอินพุตลบลมมีศักดาเทียบเท่ากับกราวด์ (ซึ่งเราเรียกว่า กราวด์เสมือน) เราสามารถเขียนได้ว่า กระแส I_{in} จะมีค่า

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R_{in}} = \frac{1 \text{ โวลต์}}{10 \text{ กิโลโอห์ม}} = 0.1 \text{ มิลลิแอมป์}$$

จากข้อกำหนดที่ 2 เราจะพบว่า กระแสที่ผ่าน R_F ก็จะต้องเท่ากับกระแส I_{in} ดังนั้น เราจึงสามารถหาแรงดันที่เอาต์พุตเทียบกับกราวด์ได้ โดยที่กระแส I_F จะมีค่า

$$I_F = - \frac{V_{out}}{R_F}$$

และเนื่องจาก $I_{in} = I_F$ ดังนั้น

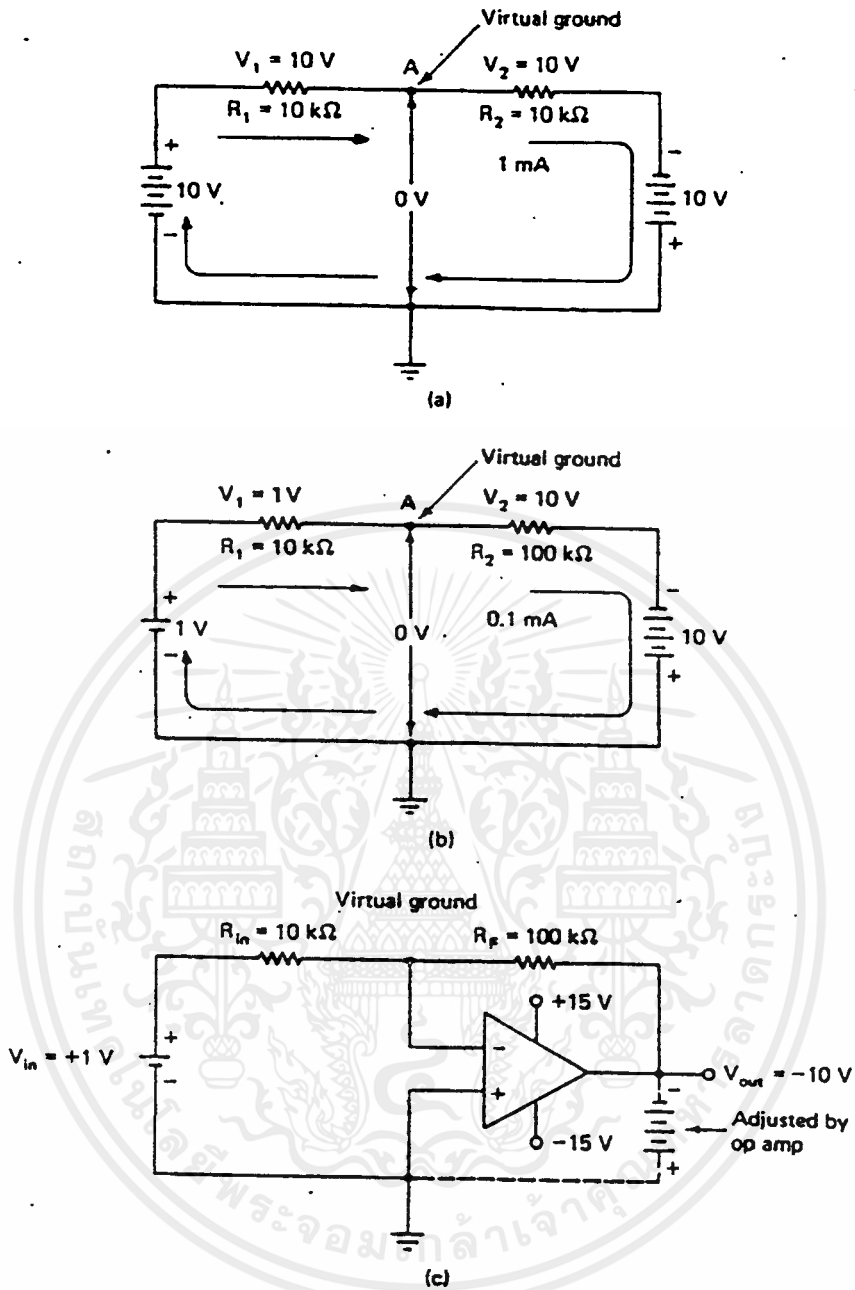
$$\frac{V_{in}}{R_{in}} = - \frac{V_{out}}{R_F}$$

นั่นคือ
$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{R_F}{R_{in}}$$

ดังนั้น ในการหา V_{out} ของวงจรออปแอมป์ เราจะได้

$$V_{out} = A_V V_{in} = - R_F \frac{V_{in}}{R_{in}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่เครื่องหมายแสดงการกลับเฟสของเอาต์พุตเทียบกับอินพุต
กราวด์เสมือน

จากหัวข้อที่แล้ว เราได้ศึกษาเรื่องของกราวด์เสมือน ในหัวข้อนี้จะอธิบายและแสดงตัวอย่างของกราวด์เสมือนเพิ่มเติม โดยพิจารณารูป 17-a

รูป 17-a แสดงวงจรที่ประกอบด้วยแบตเตอรี่ขนาด 10 โวลต์ ซึ่งถูกต้องอนุกรม 2 ตัว โดยมีตัวต้านทานขนาด 10 กิโลโห์มต่ออนุกรมอยู่ด้วย จากกฎของโห์ม ($E = IR$) กระแสที่ไหลในวงจรจะมีค่า 1 มิลลิแอมป์ นั่นคือ จะมีแรงดัน 10 โวลต์ตกคร่อมตัวต้านทานแต่ละตัว ดังนั้น หากพิจารณาศักดาไฟฟ้าของรูปนี้ จะพบว่าจุด A จะมีศักดาเป็นศูนย์ ทั้งๆ ที่จุดนี้มิได้สัมผัสกับกราวด์แต่อย่างใด ซึ่งเราเรียกจุด A นี้ว่า "กราวด์เสมือน" ส่วนวงจรในรูป 17-b แสดงการเกิดกราวด์เสมือนโดยที่แรงดันไม่จำเป็นต้องมีค่าเท่ากันตราบใด ที่อัตราการแบ่งแรงดันระหว่างตัวต้านทานทั้งสองมีขนาดพอดี

วงจร 17-c เป็นการอธิบายกราวด์เสมือนที่เกิดขึ้นจริงในวงจรขยายของออปแอมป์ แรงดัน V_n ซึ่งมีค่าคงที่จะบังคับให้ออปแอมป์ขยายแรงดันอินพุตนี้จนกระทั่งถึง V_{out} ค่าหนึ่งซึ่งทำให้อัตราการแบ่งแรงดันระหว่างตัวต้านทาน R_f และ R_n มีขนาดพอดีที่จะทำให้ขั้วอินพุตลบมีศักดาเป็นศูนย์ นั่นคือ จะเกิดกราวด์เสมือนขึ้น (หลักการมีอยู่ว่า ออปแอมป์จะบังคับตัวเองให้ความต่างศักย์ระหว่างขั้วอินพุตมีค่าเท่ากับศูนย์เสมอต่างกับวงจรในรูป 17- a และ -b ที่เราเป็นคนจัดแรงดันจากแบตเตอรี่ เพื่อให้เกิดกราวด์เสมือนขึ้นเอง)

อินพุตอิมพีแดนซ์ขณะเปิดลูป

ในบทที่แล้ว ได้พูดถึงอินพุตอิมพีแดนซ์ของออปแอมป์ขณะเปิดลูป ซึ่งมีค่าเป็นอนันต์แต่ในขณะทำงานเป็นอินเวอร์ตติ้งแอมป์ อินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_n) ของวงจรจะเปลี่ยนไป โดยที่อินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรในรูป 15 จะมีค่า

$$Z_n = \frac{V_n}{I_n} = R_n$$

นั่นคืออินพุตอิมพีแดนซ์ในรูป 15 จะมีค่าเพียง 10 กิโลโห์มเท่านั้น

วงจรรขยายไม่กลับเฟส (NON - INVERTING AMP)

วงจรรขยายไม่กลับเฟสหรือนันอินเวอร์ตติ้งแอมป์จะแตกต่างกับอินเวอร์ตติ้งแอมป์ ในแง่ของอัตราขยายและเฟสของเอาต์พุต แต่อย่างไรก็ตามอัตราขยายแรงดันของวงจรมันอินเวอร์ตติ้งก็ยังคงถูกควบคุมจากอุปกรณ์ภายนอกเช่นเดิม โดยเราจะวิเคราะห์วงจรเพื่อหาค่าขยายสำหรับวงจรมันนี้

จากรูป 18 แรงดันอินพุตจะถูกป้อนเข้าที่ขั้วบวก (ในขณะที่สัญญาณอินพุตในวงจรมันอินเวอร์ตติ้งจะถูกป้อนเข้าที่ขั้วลบ) และมีแรงดัน V_A ซึ่งเกิดจากการแบ่งแรงดันของเอาต์พุตที่ต่อคร่อมตัวต้านทาน R_f จากคุณสมบัติของออปแอมป์ที่ว่า ศักดาที่ขั้วอินพุตลบจะถูกบังคับให้มีขนาดเข้าใกล้ศักดาที่ขั้วอินพุตบวกเสมอ จะได้ว่า

$$V_{in} = V_A$$

ดังนั้นเราสามารถเขียนค่าขยายแรงดัน A_v ได้เท่ากับ

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_A}$$

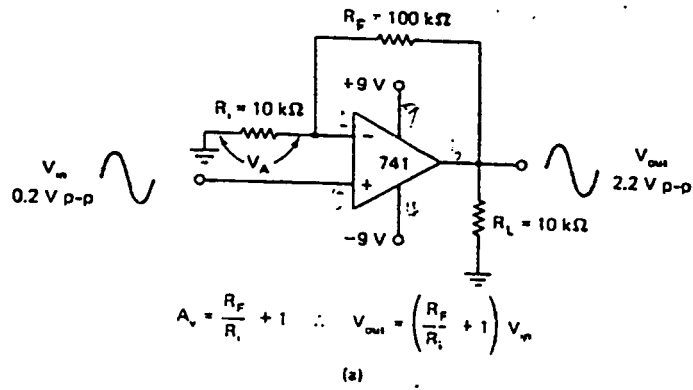
และเนื่องจาก V_A เกิดจากการแบ่งแรงดันของ V_{out} จะได้

$$V_A = \frac{R_{in} * V_{out}}{R_f + R_{in}}$$

เมื่อจัดสมการใหม่จะได้

$$\frac{V_{out}}{V} = \frac{R_f + R_{in}}{R_{in}}$$

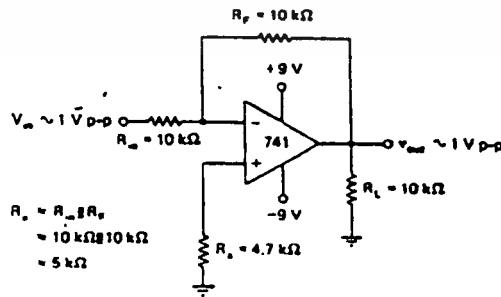
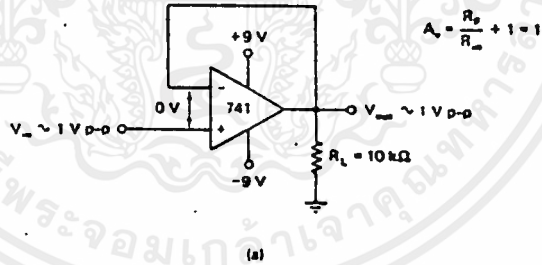
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



V_{in}	V_{out}
+0.3	+3.3
-0.3	-3.3
+0.52	+5.72
-0.52	-5.72

(b)

รูป 18



รูป 19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{หรือ } A_V = \frac{V_{\text{out}}}{V_A} = \frac{R_F + 1}{R_{\text{in}}}$$

$$\text{นั่นคือ } V_{\text{out}} = \frac{[R_F + 1] V_{\text{in}}}{R_{\text{in}}}$$

ตารางในรูป 18-b แสดงตัวอย่างสำหรับ V_{in} และ V_{out} ค่าต่างๆ ของวงจรมอนอินเวอร์ตติ้งแอมป์

วงจรตามแรงดัน (VOLTAGE FOLLOWER)

ในบางครั้ง เราอาจต้องการวงจรรอบแอมป์ซึ่งให้อัตราขยายเท่ากับหนึ่ง เพื่อนำไปใช้เป็นบัฟเฟอร์ ในกรณีนี้สามารถใช้วงจรมอนอินเวอร์ตติ้ง หรือ ชนิดอินเวอร์ตติ้งก็ได้ ดังในรูป 19-a และ 19-b ตามลำดับ ซึ่งจะสามารถอธิบายได้ดังนี้

จากรูป 19-a เมื่อ R_F มีค่าเป็นศูนย์ อัตราขยายแรงดันจะมีค่าเป็น

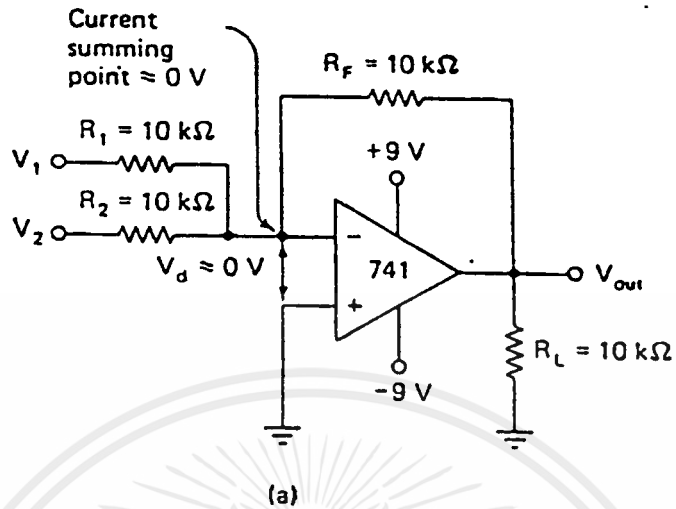
$$A = \frac{R_F + 1}{R_{\text{in}}} = \frac{0 + 1}{R_{\text{in}}} = 1$$

โดยที่แรงดันเอาต์พุตจะมีเฟสตรงกับอินพุต และยังมีขนาดเท่ากับอินพุตอีกด้วย แต่เมื่อใช้วงจรมอนอินเวอร์ตติ้งแอมป์เป็นวงจรตามแรงดันดังรูป 19-b จะพบว่า อัตราขยายมีค่า

$$A = - \frac{R_F}{R_{\text{in}}} = - \frac{10\text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega} = -1$$

นั่นคือ แรงดันเอาต์พุตจะกลับเฟส 180° เทียบกับอินพุต แต่จะมีขนาดเท่ากัน อย่างไรก็ตามข้อเสียของการใช้วงจรมอนอินเวอร์ตติ้ง คือ อินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรจะมีค่าลดลงเหลือเพียงเท่ากับความต้านทานของ R_{in} (10k) ส่วนตัวต้านทาน R_x ที่ขั้วบวกมีไว้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Input voltage		Output voltage
V ₁	V ₂	Algebraic sum
+1	+1	-2
+1	-1	0
+2	+1	-3
-1	+1	0
-1	+2	-1
-2	+1	+1

$$V_{out} = -\frac{R_F}{R_1} V_1 + \frac{R_F}{R_2} V_2 + \dots + \frac{R_F}{R_n} V_n$$

When $R_1 = R_2 = R_F = \dots = R_n$

$$V_{out} = -(V_1 + V_2 + \dots + V_n)$$

(b)

รูป 20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อลดกระแสของฟิเชทที่อินพุท (ทำให้เกิดสมดุลที่ขั้วอินพุททั้งสอง) ค่า R_x นี้ควรมีขนาดประมาณ R_n ชนากับ R_f ($R_n // R_f$)

วงจรประยุกต์ของออปแอมป์

จากหลักการของวงจรพื้นฐานที่กล่าวมาทั้งหมด เราสามารถนำออปแอมป์ไปประยุกต์ใช้งานได้หลายรูปแบบ เช่น เป็นวงจรบวกแรงดัน วงจรขยาย ผลรวมของแรงดัน วงจรลบแรงดัน และวงจรขยายผลต่างของแรงดัน เป็นต้น

รูป 20 แสดงวงจรบวกแรงดัน และตารางตัวอย่าง ส่วนรูป 21 แสดงการวิเคราะห์การทำงานของวงจรชนิดนี้ ซึ่งสามารถอธิบายโดยใช้หลักการที่ว่า ผลรวมเชิงพีชคณิตของกระแส ณ จุดกราวด์เสมือนจะทำให้เกิดแรงดันเอาท์พุทซึ่งมีขนาดเท่ากับผลคูณของ R_f กับผลรวมของกระแสเหล่านี้ ดังนั้น แรงดันเอาท์พุท จึงเปรียบเสมือนผลรวมเชิงพีชคณิตของแรงดันอินพุททั้งหมดด้วย

$$\text{นั่นคือ } V_{\text{out}} = I_f R_f = (I_1 + I_2 + I_3 + \dots + I_n)$$

และเนื่องจาก $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R_f$ จะได้ว่า

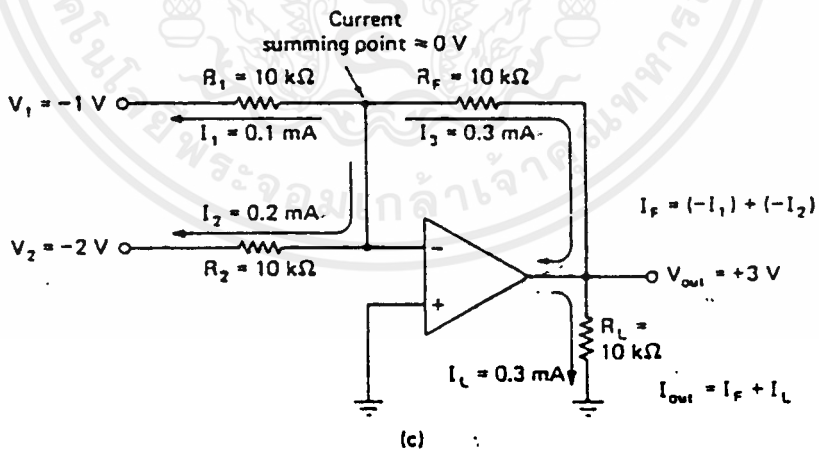
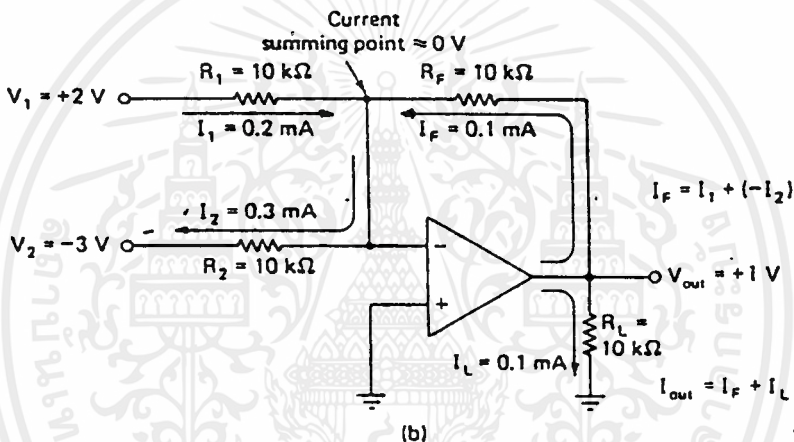
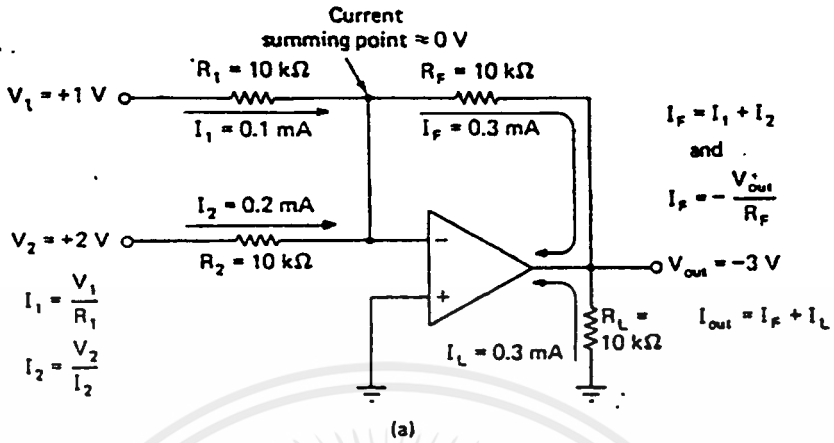
$$V_{\text{out}} = I_1 R_1 + I_2 R_2 + \dots + I_n R_n$$

$$\therefore V_{\text{out}} = V_1 + V_2 + \dots + V_n$$

และในกรณีที่ต้องการให้ผลรวมนี้ถูกขยายด้วยค่าขยายค่าหนึ่ง ก็สามารถทำได้โดยเปลี่ยนความต้านทาน ดังรูป 22 ผลก็คือ อัตราขยายจะเพิ่มขึ้นเป็น 10 เท่า หรือหากต้องการรวมอินพุทหลายๆ ตัว โดยที่อินพุทแต่ละตัวถูกขยายด้วยอัตราขยายต่างกัน ก็สามารถใช้งานในรูป 23

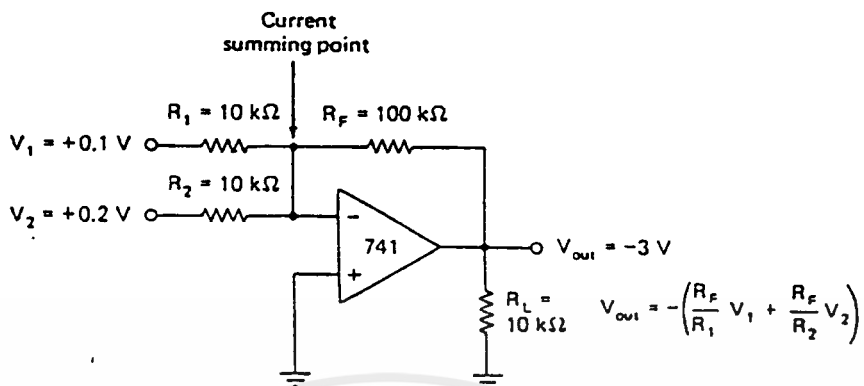
ส่วนวงจรในรูป 24 แสดงการใช้ออปแอมป์เป็นวงจรลบแรงดัน โดยเป็นการรวมวงจรชนิดอินเวอร์ตติ้งแอมป์ และนัอินเวอร์ตติ้งแอมป์เข้าด้วยกัน ผลคือ เกิดการหักล้างกันที่เอาท์พุทขึ้นได้ โดยแรงดันที่ขั้วอินพุทบวกจะเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

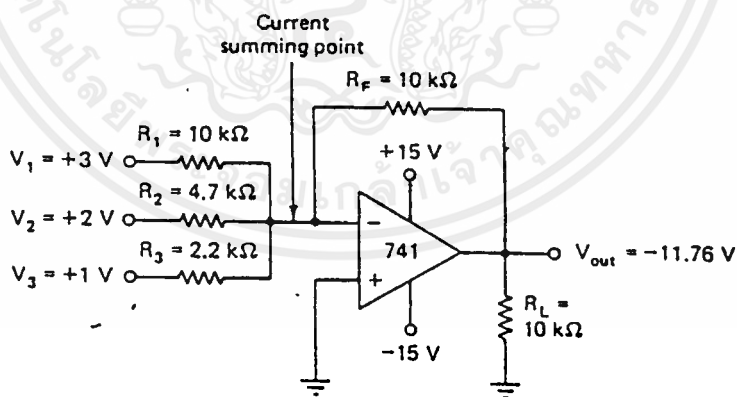


รูป 21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



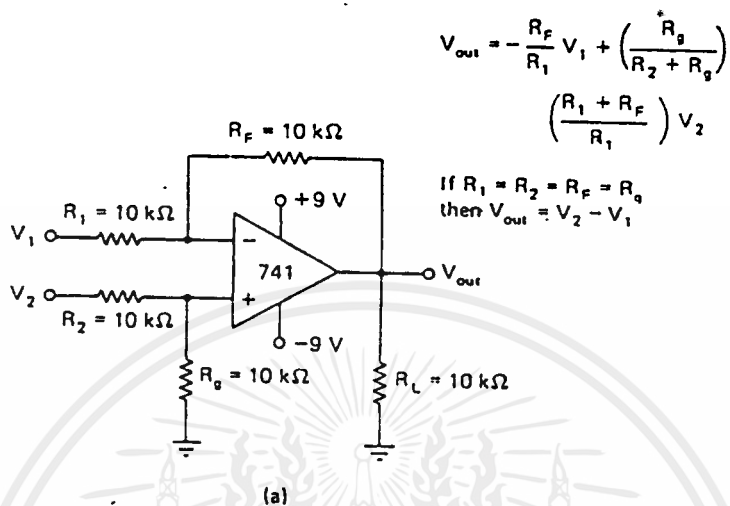
รูป 22



$$V_{\text{out}} = -\left(\frac{R_F}{R_1} V_1 + \frac{R_F}{R_2} V_2 + \frac{R_F}{R_3} V_3\right)$$

รูป 23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Input/voltage		Output/voltage
V_1	V_2	Algebraic difference
+2	+4	+2
+4	+2	-2
+4	-2	-6
-2	+4	+6
-4	+2	+6
+2	-4	-6
-4	-2	+2
-2	-4	-2

(b)

รูป 24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$+V = \frac{R_g \cdot V_2}{R_2 + R_g}$$

และจากการวิเคราะห์วงจรแบบอินเวอร์ตติ้งทั่วไป โดยมี V_+ เป็นแรงดันอ้างอิงที่ขั้วอินพุทบวก จะได้

$$\frac{V_1 - V_+}{R_1} = \frac{-(V_0 - V_+)}{R_F}$$

$$V_0 - V_+ = \frac{-R_F}{R_1} (V_1 - V_+)$$

$$\begin{aligned} V_0 &= \frac{-R_F V_1 + R_F (V_+)}{R_1} + V_+ \\ &= \frac{-R_F V_1 + [R_F + 1] V_+}{R_1} \\ &= \frac{-R_F V_1 + [R_1 + R_1] \frac{R_g}{R_2 + R_g} V_2}{R_1} \end{aligned}$$

และหาก $R_1 = R_2 = R_F = R_g$ จะได้

$$V_{out} = V_2 - V_1$$

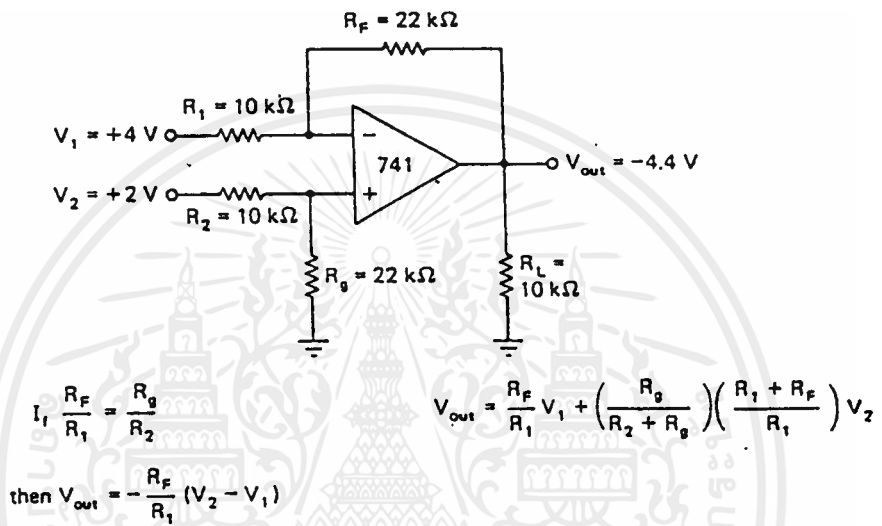
ส่วนวงจร 25 แสดงวงจรลบแรงดันซึ่งมีการขยายสัญญาณที่เอาต์พุตด้วย ซึ่งเรายังสามารถนำสมการของวงจรลบแรงดันมาใช้ได้ และเมื่อ $R_2 = R_1$ จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{\text{out}} = \frac{R_f}{R_1} (V_2 - V_1) \quad .$$

จะสังเกตว่าวงจรนี้ทำหน้าที่คล้ายคอมพาราเตอร์ แต่ต่างกันตรงที่สามารถขยายสัญญาณผลต่างได้ (ในขณะที่วงจรคอมพาราเตอร์เพียงแต่สามารถ " ตรวจจับ " ความแตกต่างเท่านั้น) อย่างไรก็ตาม วงจรนี้มีข้อเสียที่มีอินพุทอิมพีแดนซ์ค่อนข้างต่ำในบางครั้ง จึงอาจจำเป็นต้องใช้วงจรตามแรงดันเป็นบัฟเฟอร์ก่อนเข้าวงจรลบแรงดัน





รูป 25

บทที่ 3

ส่วนประกอบของโครงการและหลักการทำงาน

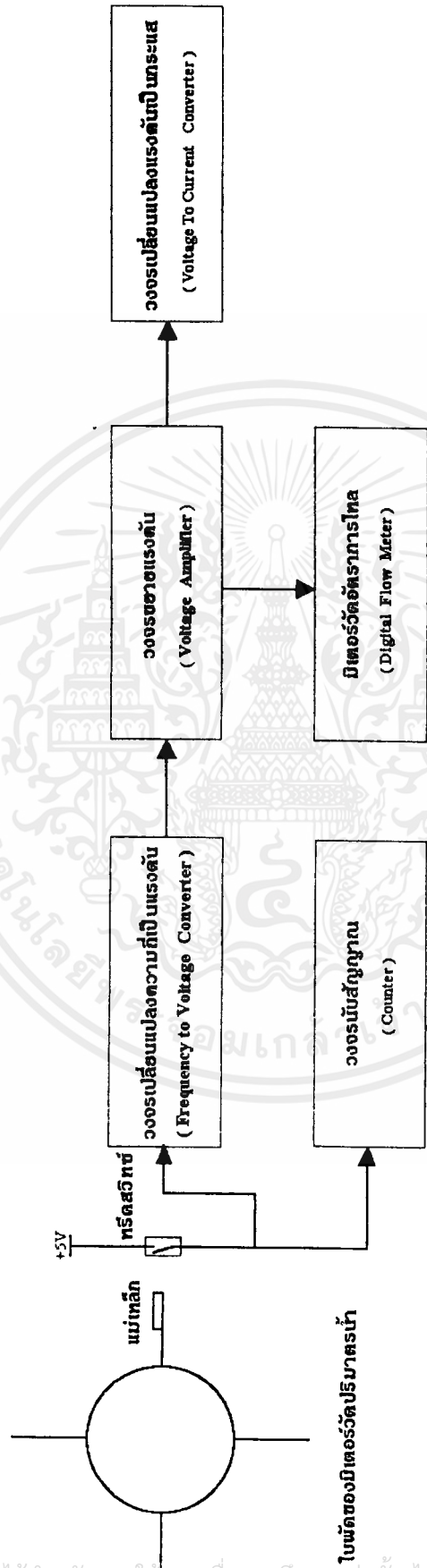
ส่วนประกอบของโครงการ

โครงการเรื่องเครื่องวัดอัตราการไหลแบบใบพัดหมุน มีส่วนประกอบดังนี้

1. มาตรฐานน้ำ (Water Flow Measure)
2. วงจรนับ (Counter) หรือมิเตอร์วัดปริมาณการไหล (Volume Meter)
3. วงจรแปลงความถี่ให้เป็นแรงดัน (Frequency to Voltage Converter)
4. วงจรขยายแรงดัน (Voltage Amplifier)
5. มิเตอร์วัดอัตราการไหล (Digital Flow Meter)
6. วงจรแปลงแรงดันให้เป็นกระแส (Voltage to Current Converter)

หลักการทำงาน

เมื่อมีน้ำไหลผ่านท่อน้ำเข้าสู่มาตรวัดน้ำ จะทำให้ใบพัดของมาตรวัดน้ำหมุน แผ่นแม่เหล็กที่ติดอยู่ที่ใบพัดก็จะเคลื่อนที่ตัดผ่านหรือตัดสวิทช์ซึ่งต่อวงจรไฟเลี้ยง 5 โวลต์เอาไว้ ทำให้หน้าสัมผัสของหรือตัดสวิทช์สัมผัสกัน และทำให้เกิดสัญญาณพัลส์รูปสี่เหลี่ยมที่มีขนาด 5 โวลท์ขึ้นมา ค่าความถี่ของสัญญาณพัลส์จะเท่ากับค่าความเร็วในการหมุนตัดผ่านหรือตัดสวิทช์ของแผ่นแม่เหล็กหรือความเร็วในการหมุนของใบพัด เราย่นำสัญญาณพัลส์ที่ได้ไปเข้าวงจรนับ เพื่อนับจำนวนรอบของการหมุนของใบพัดมาตรวัดน้ำ และนำไปเข้าวงจรแปลงความถี่ให้เป็นแรงดัน จากนั้นนำดิจิตอลมิเตอร์มาวัดค่าแรงดันที่ได้ แล้วหาอัตราส่วนค่าแรงดันที่วัดได้เพื่อกำหนดให้เป็นค่าอัตราการไหลของน้ำ จากนั้นนำค่าแรงดันที่วัดได้มาขยายให้เป็นค่ามาตรฐาน 1 ถึง 5 โวลท์ด้วยวงจรขยายแรงดัน แล้วนำค่าแรงดันมาตรฐานนี้มาแปลงให้เป็นค่ากระแสไฟฟ้ามาตรฐาน 4 ถึง 20 มิลลิแอมป์ด้วยวงจรแปลงแรงดันให้เป็นกระแส เพื่อนำค่ากระแสเอาท์พุทที่ได้ไปใช้ในกระบวนการวัดและควบคุมต่อไป



รูปแสดงส่วนประกอบการทำงานของวงจร

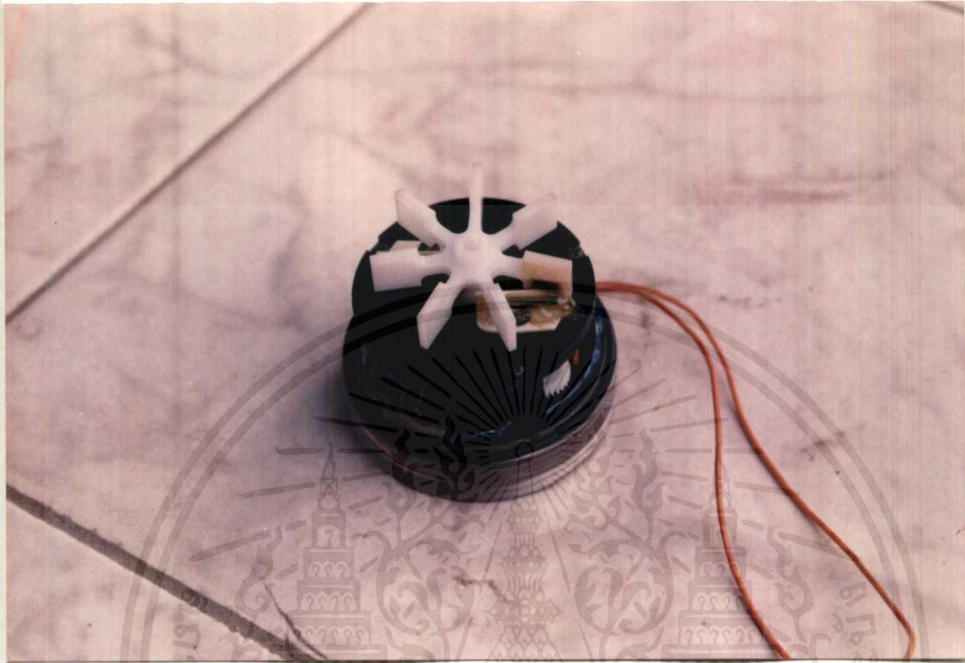
มาตรวัดน้ำ (WATER FLOW MEASURE)

มาตรวัดน้ำที่นำมาใช้ในการทดลองนี้จะเป็นมาตรวัดน้ำแบบใบพัดหมุนที่ใช้ตามบ้านทั่วไป ซึ่งมีค่าของอัตราการไหลสูงสุดอยู่ที่ 50 ลิตรต่ออนาที หรือ 3 ลูกบาศก์เมตรต่อชั่วโมง เรายำมาตรวัดน้ำนี้มาใช้ในการทดลองโดยให้ทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณ (Sensing Element) ซึ่งสัญญาณที่ตรวจจับก็คือค่าอัตราการไหลของน้ำที่ไหลผ่านท่อเข้าสู่มมาตรวัดน้ำ

หลักการทำงานก็คือเมื่อน้ำไหลผ่านท่อน้ำเข้าสู่มาตรวัดน้ำจะทำให้ใบพัดของมาตรวัดน้ำหมุน เส้นแรงแม่เหล็กของแผ่นแม่เหล็กจะทำให้หน้าสัมผัสของหรีดสวิทช์สัมผัสกันเมื่อแผ่นแม่เหล็กเคลื่อนที่เข้ามาใกล้หรีดสวิทช์ที่สุด ทำให้เกิดสัญญาณพัลส์ขึ้นมา โดยค่าความถี่ของสัญญาณพัลส์จะขึ้นอยู่กับค่าความเร็วในการหมุน ซึ่งค่าความเร็วในการหมุนของมาตรวัดน้ำจะขึ้นอยู่กับอัตราการไหลของน้ำที่ไหลผ่านท่อน้ำเข้าสู่มาตรวัดน้ำ นั่นคือเมื่อน้ำที่ไหลผ่านท่อน้ำเข้าสู่มาตรวัดน้ำมีความเร็วสูงขึ้นหรือค่าของอัตราการไหลสูงขึ้นจะทำให้ใบพัดของมาตรวัดน้ำมีความเร็วในการหมุนสูงขึ้น ทำให้ค่าความถี่ของสัญญาณพัลส์สูงขึ้น นั่นคือค่าแรงดันและกระแสเอาท์พุทก็จะมีค่าสูงขึ้นนั่นเอง

วิธีการทำเพื่อใช้ในการตรวจจับจะใช้การฝังแผ่นแม่เหล็กที่ใบพัดของมาตรวัดน้ำ โดยเลื่อยส่วนบนของใบพัดออกเป็นสี่เหลี่ยมจัตุรัสขนาดประมาณ 6 x 6 มิลลิเมตร แล้วฝังแผ่นแม่เหล็กที่มีขนาดเล็กกว่าช่องว่างส่วนที่ถูกตัดเล็กน้อยลงในช่องว่างส่วนที่ถูกตัด จากนั้นใช้กาวอีพอกซีทาปิดทับตรงรอยต่อเพื่อกันไม่ให้แผ่นแม่เหล็กหลุดออกมาจากใบพัด นอกจากนี้ก็ต้องติดหรีดสวิทช์ (Reed Switch) ที่ด้านใต้ของส่วนที่เป็นตัวขับเฟืองและตัวแสดงผล เพื่อใช้เป็นตัวส่งสัญญาณพัลส์ไปให้วงจรนับและวงจรแปลงสัญญาณความถี่ให้เป็นแรงดันอีกทีหนึ่ง โดยจะต้องเจาะรูที่ด้านบนและด้านล่างของส่วนที่เป็นเฟืองและตัวแสดงผล 2 รู แล้วติดหรีดสวิทช์ลงไปแล้วต่อสายไฟออกมาข้างนอกบนจอแสดงผล 2 เส้น จากนั้นก็ทา กาวอีพอกซีปิดตรงรอยรั้วทั้งข้างบนและข้างล่างเพื่อกันไม่ให้น้ำไหลไปถูกสายไฟและป้องกันไม่ให้น้ำไหลออกมาข้างนอก สายไฟที่ต่อออกมาข้างนอกก็จะไปต่อกับแหล่งจ่ายไฟขนาด 5 โวลท์ เพื่อเป็นสัญญาณอินพุทป้อนให้กับวงจรนับและวงจรแปลงสัญญาณความถี่ให้เป็นแรงดันต่อไป

การติดแผ่นแม่เหล็ก หริตสวิทช์ และสายไฟ แสดงดังรูปข้างล่าง



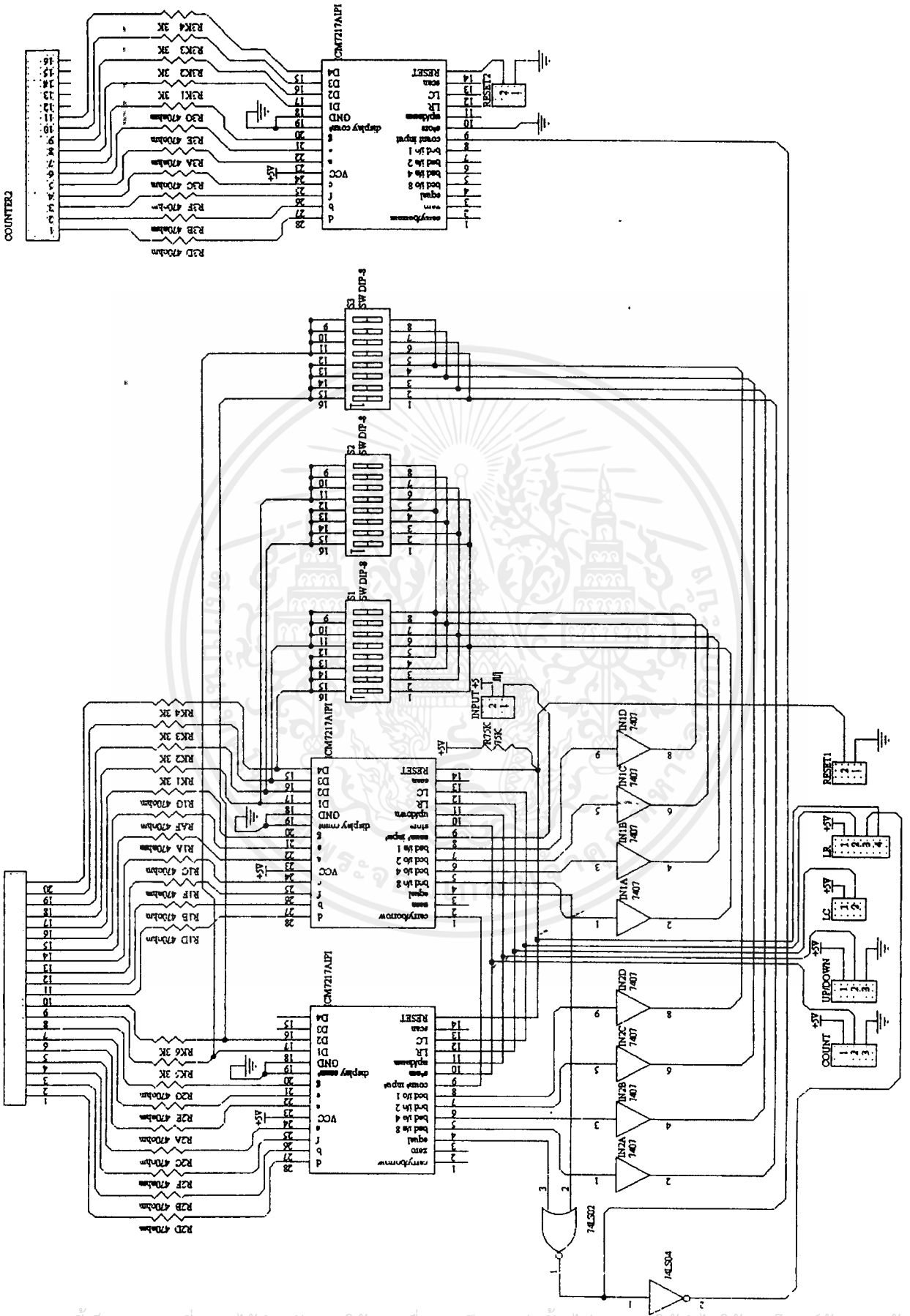
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มิเตอร์วัดปริมาณการไหล (VOLUME METER)

แท้จริงแล้วมิเตอร์วัดปริมาณการไหลก็คือ วงจรนับจำนวนหรือเคาน์เตอร์ (Counter) นั่นเอง ซึ่งเคาน์เตอร์ที่นำมาใช้ในโครงการนี้สามารถจะนำไปสร้างใช้งานได้อย่างง่ายดาย เนื่องจากวงจรเคาน์เตอร์ได้ออกแบบให้ทำงานโดยใช้ IC เพียงตัวเดียวต่อการแสดงผล 4 หลัก ซึ่ง IC ที่นำมาใช้ในโครงการนี้คือ IC เบอร์ ICM 7217 APII ซึ่งมีประสิทธิภาพในการนำไปใช้งานสูง เช่น

1. สามารถต่อเป็นวงจรมับขึ้นหรือนับลงได้โดยง่าย
2. แสดงผลเป็นตัวเลข 4 หลัก ซึ่งอาจขยายให้เป็น 8 หลักก็ได้ โดยการพ่วง IC เข้ามาอีกตัวหนึ่ง
3. ระหว่างทำการนับสามารถหยุดดูตัวเลขได้ โดยที่วงจรมับยังคงนับต่อไปตามปกติ เช่นเดียวกับนาฬิกาจับเวลา
4. สามารถตั้งจำนวนนับให้เริ่มต้นที่ค่าใดก็ได้ตามต้องการ
5. ให้เอาท์พุทสำหรับควบคุมวงจรอื่นๆ เมื่อวงจรมับเป็นศูนย์
6. ให้เอาท์พุทสำหรับควบคุมวงจรอื่นๆ เมื่อวงจรมับไปจนถึงค่าที่กำหนด
7. สามารถทำให้ตัวเลขแสดงผลในหลักต่างๆ แสดงผลเป็น 000 หรือไม่ติดสว่างก็ได้

เอาท์พุทสำหรับขับตัวเลข 7 ส่วนนั้น ออกแบบไว้เป็นแบบไดเร็คไดร้ดแมัลติเพล็กซ์ (Direct Dire Multiplex) ความถี่ในการสแกนขึ้นอยู่กับค่าของตัวเก็บประจุที่ขา 13 ของ IC



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการทํางาน

วงจรมันจะประกอบไปด้วยส่วนที่สำคัญดังนี้

PS 1 - PS 4 ทำหน้าที่เป็นตัวกำหนดค่าตัวเลขสำหรับใช้ในการเริ่มต้น หรือเปรียบเทียบ สวิตช์ที่ใช้เป็นไบนารีสวิตช์ (Binary Switch) ชนิดดิพสวิตช์ (Dip Switch)

สวิตช์ S1 ทำหน้าที่เป็นสวิตช์เลือกหน้าที่ให้วงจรถ้าหน้าที่นับขึ้นหรือนับลง โดยการต่อสวิตช์ให้แรงไฟที่ขา 10 ของ IC เป็นบวกวงจรมันจะนับขึ้น และหากต่อลงกราวด์วงจรมันจะนับลง

สวิตช์ S2 ทำหน้าที่หยุดตัวเลขที่แสดงผลอยู่ชั่วคราว โดยที่วงจรมันยังคงทำงานปรกติ โดยการต่อสวิตช์ให้แรงดันไฟที่ขา 9 เป็นบวก ตัวเลขแสดงผลจะหยุดอยู่ชั่วคราว โดยที่วงจรมันยังคงทำงานปรกติ เมื่อเราต่อสวิตช์ให้ขาที่ 9 ลงกราวด์ ตัวเลขก็จะแสดงผลเป็นค่าที่นับได้จริง ณ ขณะนั้น

สวิตช์ S3 ทำหน้าที่รีเซ็ต (Reset) วงจรให้อยู่ในสภาวะเริ่มต้น โดยการต่อสวิตช์ให้แรงดันไฟที่ขา 14 ให้เป็นศูนย์ (กราวด์)

สวิตช์ S4 ทำหน้าที่เป็นตัวไหลดวงจรเคาน์เตอร์ให้มีค่าเริ่มต้นอยู่ โดยการต่อแรงดันไฟที่ขา 12 ให้เป็นบวก (ค่าเริ่มต้นดังกล่าวได้จากการตั้งที่ PS 1 - PS 4)

สวิตช์ S5 ทำหน้าที่เป็นตัวไหลดวงจรรีจิสเตอร์ (Register) ด้วยค่าที่กำหนดไว้จากสวิตช์ PS 1 - PS 4 ค่าที่ได้นี้จะใช้สำหรับเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากวงจรมัน เมื่อค่าตรงกันจะได้เอาท์พุทเป็นลบบอกที่ขา 3 ของ IC 1 สำหรับใช้ควบคุมวงจรมันได้

จากวงจรมันจะเห็นได้ว่าสัญญาณอินพุทพัลส์จะป้อนเข้ามาที่ขา 5 ของ IC 3 ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรมันบัฟเฟอร์ (Buffer) ได้สัญญาณเอาท์พุทพัลส์เข้าที่ขา 8 ของ IC 1

เอาท์พุทสำหรับขับตัวเลขแสดงผลในแบบไดเรกต์ไดรฟ์มัลติเพล็กซ์

เอาท์พุทที่ขา 3 จะป้อนผ่านวงจรมันอินเวอร์เตอร์ (Inverter) 3 ชุด ไปกระตุ้นให้วงจรมันฟลิปฟลอป (Flip-Flop) ของ IC 4 ให้เปลี่ยนสภาวะในการทำงาน เอาท์พุทจากวงจรมันฟลิปฟลอปจะได้ที่ขา 14 และ 15 โดยที่เอาท์พุททั้งสองจะมีขั้วสัญญาณตรงกันข้าม คือ หากขาที่ 14 เป็นบวก ขาที่ 15 ก็จะเป็นศูนย์ และถ้าหากขาที่ 15 เป็นบวก ขาที่ 14 ก็จะเป็นศูนย์

การรีเซ็ตวงจรฟลิปฟล็อปทำได้โดยการต่อสวิตช์ S3 ลงกราวด์ ทำให้ไดโอด D19 และขาที่ 3 ของ IC 3 เป็นกราวด์

เอาท์พุทที่ได้อีกทางหนึ่งจะได้ที่ขา 2 จะได้เป็นลบ เมื่อวงจรนับแสดงผลเป็น 0000 เอาท์พุทจะป้อนให้กับขา 13 ของ IC 3 ได้เป็นบวกออกที่ขา 12 สำหรับนำไปใช้ในวงจรควบคุมอื่นๆ ได้ดังต้องการ

ที่ขา 1 ของ IC 1 จะทำหน้าที่ต่อพ่วงกับวงจรนับชุดอื่นๆ เพื่อขยายวงจรรับให้นับได้มากกว่า 4 หลัก (เป็น 8 หลัก)

แรงดันไฟที่ได้สำหรับวงจรมีได้จากวงจรแปลงไฟ T 1 , D 17 , D18 และไอซีเรกติฟเลเตอร์ IC 2 จะได้เป็นแรงดันไฟบวก 5 โวลท์ไปเลี้ยง IC

สำหรับแรงดันไฟ 12 โวลท์ ที่ได้ก่อนผ่านไอซีเรกติฟเลเตอร์นั้น เราใช้สำหรับไปขับรีเลย์

หลักการวัดปริมาณการไหลของน้ำ

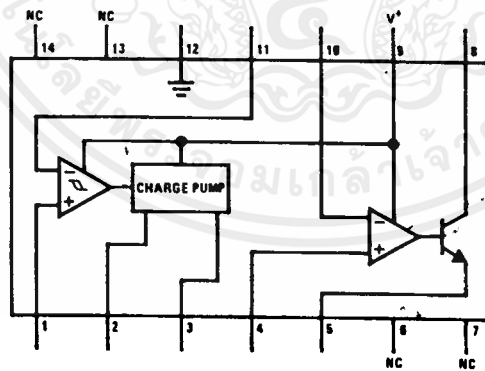
มิเตอร์วัดปริมาณการไหลจะทำการวัดการไหลของน้ำโดยจะนับจำนวนสัญญาณพัลส์ที่ป้อนเข้ามาจากมาตรวัดน้ำ แล้วเมื่อนับจำนวนไปถึงค่าที่ได้ตั้งเอาไว้ก็จะทำการรีเซ็ตเพื่อเริ่มนับใหม่ และส่งสัญญาณไปเข้ามิเตอร์วัดปริมาณการไหล

จากการทดลองจ่ายน้ำจำนวน 1 ลูกบาศก์เมตร จะพบว่าใบพัดของมาตรวัดน้ำจะหมุนประมาณ 34996 รอบหรืออาจจะประมาณว่าเท่ากับ 35000 รอบ นั่นคือจำนวนของสัญญาณพัลส์ที่ป้อนเข้าวงจรมีจำนวน 35000 ครั้งต่อน้ำ 1 ลูกบาศก์เมตร เราจึงเซตค่ารีเซ็ตของวงจรมีไว้ที่ 35000 ดังนั้น เมื่อจำนวนของสัญญาณพัลส์ที่ป้อนเข้ามามีค่าถึง 35000 มันก็จะทำการรีเซ็ต และส่งสัญญาณรีเซ็ตไปเข้าวงจรมีอีกตัวหนึ่งซึ่งวงจรมีตัวนี้ก็คือมิเตอร์วัดปริมาณการไหลนั่นเอง โดยมีเตอร์วัดปริมาณการไหลนี้ จะนับค่าเท่ากับ 1 เมื่อน้ำจำนวน 1 ลูกบาศก์เมตรไหลผ่านท่อน้ำเข้าสู่มาตรวัดน้ำ

วงจรแปลงความถี่ให้เป็นแรงดัน (Frequency to Voltage Converter)

วงจรแปลงความถี่ให้เป็นแรงดันนี้ เราจะใช้ IC เบอร์ LM 2907 เป็นตัวเปลี่ยนสัญญาณจากความถี่ให้เป็นแรงดันไฟฟ้า IC เบอร์ LM 2907 นี้จะถูกออกแบบให้มีอัตราขยายสูง และมีวงจรเปรียบเทียบสำหรับการส่งสัญญาณไปที่รีเลย์ , หลอดไฟ หรือ โหลดอื่นๆ เมื่อความถี่อินพุตมีขนาดเข้าใกล้หรือเกินค่าอัตราที่กำหนด ซึ่งเครื่องวัดความถี่ของ IC ตัวนี้จะใช้เทคนิคการชาร์จปั๊ม (Charge Pump) และมันจะบอกค่าความถี่ที่เพิ่มขึ้นเมื่อมีการกระเพื่อมของสัญญาณขนาดต่ำๆ ข้อได้เปรียบของ IC เบอร์ LM 2907 นี้คือ

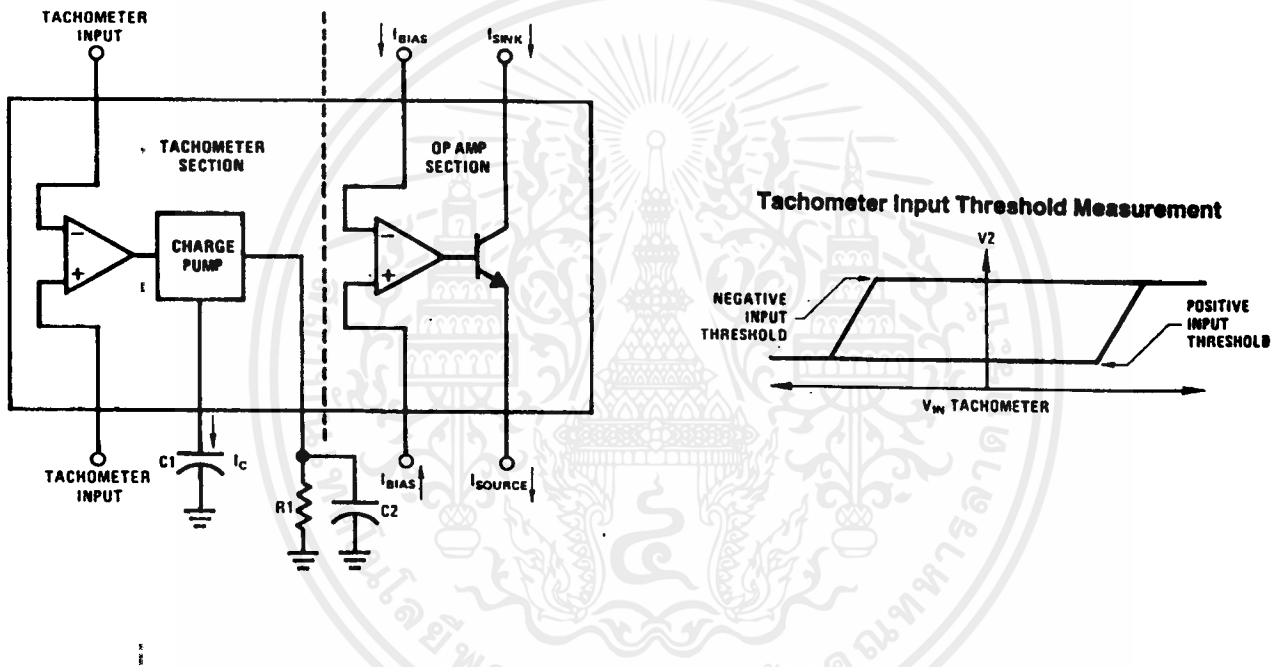
- มีวงจรป้องกันทางด้านอินพุต และค่าเอาต์พุตจะแกว่งเข้าหาค่ากราวด์เมื่อความถี่ทางด้านอินพุตมีค่าเป็นศูนย์
 - ง่ายต่อการใช้งาน
 - คำนวณหาค่าแรงดันได้ง่ายโดย $V_{out} = f_{in} \times V_{cc} \times R1 \times C1$
 - สามารถกำหนดค่าความถี่โดยใช้วงจร RC เพียงวงจรเดียว
- วงจรภายในของ IC เบอร์ LM 2907 แสดงดังรูป



Order Number LM2907N
See NS Package Number N14A

การคำนวณค่าพารามิเตอร์

เมื่อความถี่อินพุตถูกแปลงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแล้ว สัญญาณแรงดันอินพุตก็จะมาอยู่ที่ตัวชาร์จปั๊ม (Charge Pump) จะต้องมีตัวเก็บประจุสำหรับตั้งค่าเวลา (Timing Capacitor) , ตัวต้านทานเอาต์พุต (Output Resistance) และตัวเก็บประจุรวมหรือกรองค่าสัญญาณ (Integrating or Filter Capacitor) เมื่อระยะอินพุตถูกเปลี่ยนสถานะ



รูปวงจรทดสอบและรูปคลื่นสัญญาณ

ของสัญญาณ (เปลี่ยนเป็นค่าศูนย์หรือค่าของแรงดันที่เปลี่ยนแปลงไปของสัญญาณอินพุต) ตัวเก็บประจุตั้งค่าเวลาก็จะทำการชาร์จหรือคายประจุเป็นเส้นตรงระหว่างแรงดันสองค่าซึ่งมีค่าแตกต่างกันเท่ากับ $V_{cc}/2$ ดังนั้นครึ่งไซเคิลหนึ่งของความถี่อินพุตหรือเวลาก็จะเท่ากับครึ่งหนึ่งของความถี่อินพุต (f_{IN}) การเปลี่ยนแปลงในการชาร์จประจุของตัวเก็บประจุตั้งค่าเวลาจะเท่ากับ $V_{cc}/2 \times C1$ ค่าเฉลี่ยของกระแสที่ไหลเข้าสู่หรือไหลออกจากตัวเก็บประจุจะมีค่าเท่ากับ

$$\frac{\Delta Q}{T} = i_{c(AVG)} = C1 \times \frac{V_{cc}}{2} \times (2 f_{IN}) = V_{cc} \times f_{IN} \times C1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรเอาต์พุตแสดงให้เห็นว่ากระแสจะไหลอย่างคงที่ตรงไปในโหลดตัวต้านทาน R_1 ซึ่งต่ออยู่กับกราวด์ ดังนั้นถ้าพัลส์ของกระแสถูกนำมารวมเข้าด้วยกันโดยตัวเก็บประจุรองความถี่ ดังนั้นค่า $V_o = i_c \times R_1$,และสมการรวมทั้งหมดจะมีค่าเป็น

$$V_o = V_{cc} \times f_{in} \times C_1 \times R_1 \times K$$

เมื่อค่า K เป็นค่าคงที่ กำหนดให้มีค่าเป็น 1.0

ขนาดของ C_2 จะขึ้นอยู่กับเพียงแรงดันกระเพื่อม (Ripple Voltage) ที่ยอมได้ และเวลาในการตอบสนองที่ต้องการเท่านั้น

สำหรับการเลือกค่าของตัวต้านทาน R_1 และตัวเก็บประจุ C_1 นั้น ตัวเก็บประจุตั้งค่าเวลาจะถูกจัดเตรียมไว้ชุดหนึ่งในสำหรับซาร์จิม และควรจะมีค่ามากกว่า 500 pF เพื่อการทำงานที่ละเอียดเที่ยงตรง ถ้ามีค่าน้อยกว่านี้จะเป็นเหตุให้เกิดความผิดพลาดของกระแสที่ไหลผ่าน R_1 โดยเฉพาะที่อุณหภูมิต่ำๆ กระแสเอาต์พุตที่ขา 3 จะถูกตั้งค่าไว้ภายใน และดังนั้นค่า V_o/R_1 จะต้องมีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับค่ากระแสที่ตั้งไว้นี้ ถ้า R_1 มีค่ามากเกินไปจะทำให้เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ที่ขา 3 มีค่าลดลงจะทำให้ความเที่ยงตรง (linear) มีค่าลดลง ดังนั้นการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตจะต้องถูกนำมาพิจารณาด้วย และขนาดของ C_2 จะแปรผันตามค่าของ R_1 จำนวนแรงดันกระเพื่อมที่ขา 3 สำหรับการรวม R_1 และ C_2 เข้าด้วยกันจะเป็น

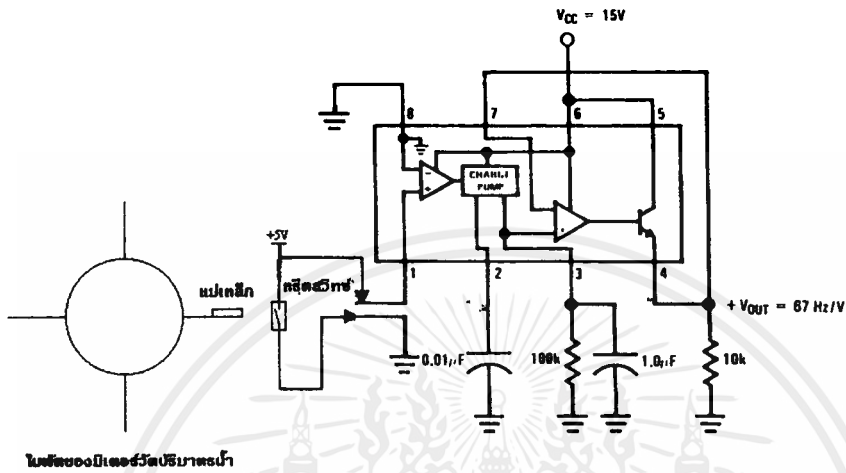
$$V_{\text{RIPPLE}} = \frac{V_{cc} \times C_1 \times (1 - \frac{V_{cc} \times f_{in} \times R_1}{I_2})}{2 \times C_2} \text{ pk-pk}$$

จะเห็นได้ว่า R_1 จะไม่มีผลต่อการกระเพื่อม อย่างไรก็ตามก็ดีสำหรับเวลาในการตอบสนองหรือเวลาที่จะทำให้ V_{out} คงที่ในขณะที่แรงดันใหม่เพิ่มขึ้นเมื่อขนาดของ C_2 มีค่าเพิ่มขึ้น ดังนั้นการเลือกค่ากระเพื่อม , เวลาในการตอบสนอง , และความเที่ยงตรง ควรจะเลือกอย่างระมัดระวัง

และค่าความถี่อินพุตสูงสุดสามารถคำนวณได้โดย

$$f_{\text{MAX}} = I_2 / (C_1 \times V_{cc})$$

รูปวงจรที่ใช้ในโครงการ



ในลักษณะนี้เพื่อความสะดวกในการใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรขยายแรงดัน (Voltage Amplifier)

เนื่องจากแรงดันที่วัดได้จากวงจรแปลงความถี่ให้แรงดันจะมีค่าน้อยกว่า 1 โวลต์ ซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้ไม่เป็นค่ามาตรฐานคือเท่ากับ 1 - 5 โวลต์ ดังนั้นเราจึงต้องขยายแรงดันที่วัดได้ให้อยู่ในช่วง 1 - 5 โวลต์ดังกล่าว เพื่อนำค่าแรงดันที่วัดได้ไปแปลงเป็นกระแสไฟฟ้าที่มีค่าอยู่ในช่วง 4 - 20 มิลลิแอมป์ ซึ่งเป็นสัญญาณมาตรฐานสำหรับนำไปใช้ในระบบการวัดและควบคุมต่อไป โดยเราจะใช้ IC เบอร์ LM 348 เป็นตัวขยายสัญญาณ ซึ่ง IC เบอร์ LM 348 มีลักษณะทั่วไปดังนี้คือ

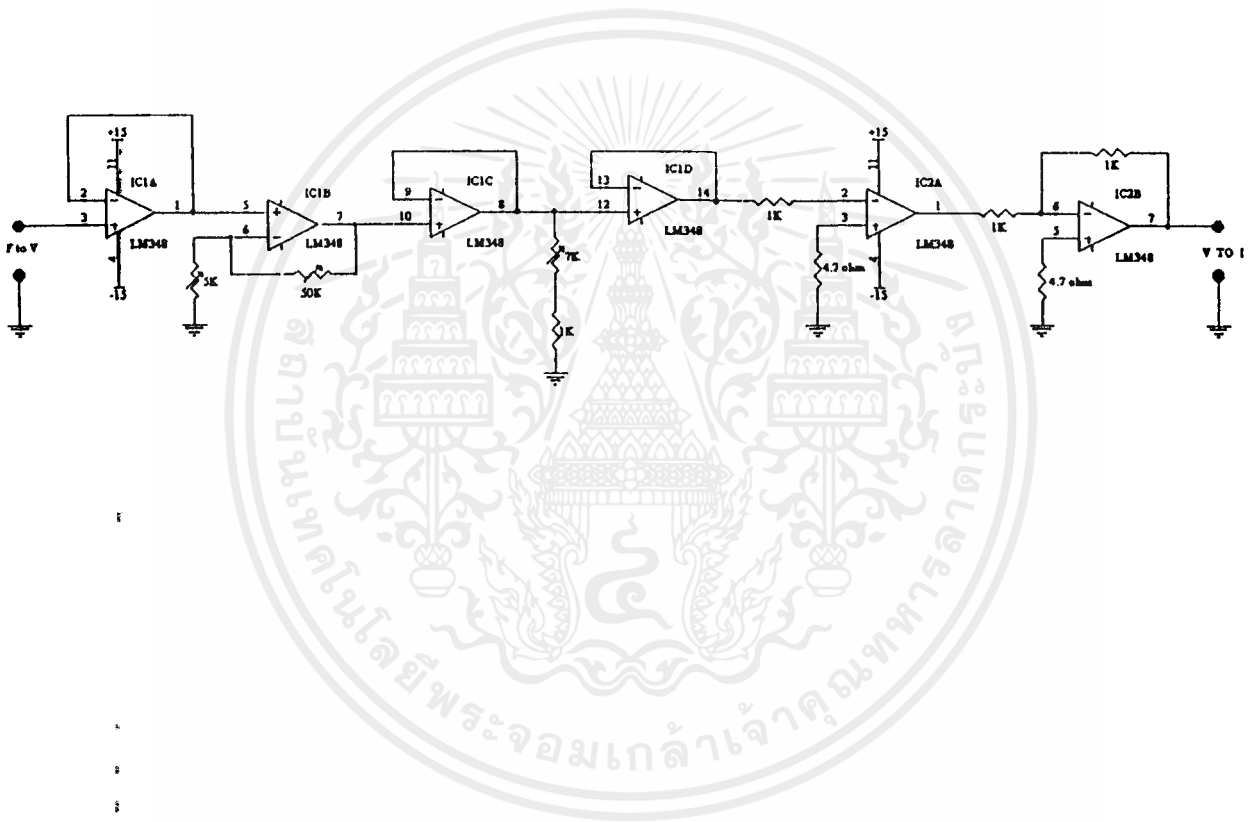
- มีคุณลักษณะเหมือนกับออปแอมป์เบอร์ 741
- กินกระแสต่ำเพียง 0.6 mA/Amplifier
- แรงดันออฟเซ็ทอินพุตต่ำเท่ากับ 1 mV
- กระแสออฟเซ็ทอินพุตต่ำเท่ากับ 4 nA
- กระแสไบอัสอินพุตต่ำเท่ากับ 30 nA
- มีการป้องกัน Overload ทั้งทางด้านอินพุตและเอาต์พุต

จากรูปแสดงวงจรขยายแรงดันอินพุตที่ได้ ให้มีขนาดเป็น 1 - 5 โวลต์ โดยใช้ IC เบอร์ LM 348 ซึ่งวงจรภายในจะประกอบไปด้วยออปแอมป์ที่มีคุณลักษณะเหมือนกับออปแอมป์ 741 ทั้งหมด 6 ตัวด้วยกัน ออปแอมป์ตัวแรกจะทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์ (Buffer) แรงดันเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุต ที่ได้จากวงจรแปลงความถี่ให้เป็นแรงดัน (Frequency to Voltage Converter) แล้วออปแอมป์ตัวที่ 2 จะเป็นตัวขยายสัญญาณเอาต์พุตของออปแอมป์ตัวแรก ให้เป็นแรงดันเท่ากับ 0 - 4 โวลต์ ออปแอมป์ตัวที่ 3 จะเป็นบัฟเฟอร์ป้องกันการแบ่งกระแสเนื่องจากวงจรขยายสัญญาณ สำหรับการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตเพื่อวัดค่าอัตราการไหล ออปแอมป์ตัวที่ 4 เป็นบัฟเฟอร์เช่นเดียวกับตัวที่ 3 ทำหน้าที่ป้องกันกระแสไหลย้อนกลับจากวงจรบวกแรงดันเข้าสู่ไมเตอร์วัดอัตราการไหล ออปแอมป์ตัวที่ 5 เป็นวงจรบวกแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากออปแอมป์ตัวที่ 2 อีก 1 โวลต์ ให้เป็นค่าแรงดันมาตรฐานสำหรับการวัดคือเท่ากับ 1 - 5 โวลต์ แต่เนื่องจากวงจรของออปแอมป์ตัวที่ 5 เป็นวงจรขยายชนิดกลับเฟส (Inverting Amplifier) ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตที่วัดได้จึงมีค่าเป็น (-) 1 - 5 โวลต์ เพราะฉะนั้นจึงต้องแปลงแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากออปแอมป์ตัวที่ 5 ด้วยออปแอมป์ตัวที่ 6 ให้เป็นค่าแรงดันเท่ากับ (+) 1 - 5 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเป็นค่ามาตรฐานสำหรับการวัด เพื่อไปแปลงให้เป็นสัญญาณกระแสไฟฟ้ามาตรฐานที่มีขนาด 4 - 20 มิลลิแอมป์ต่อไป

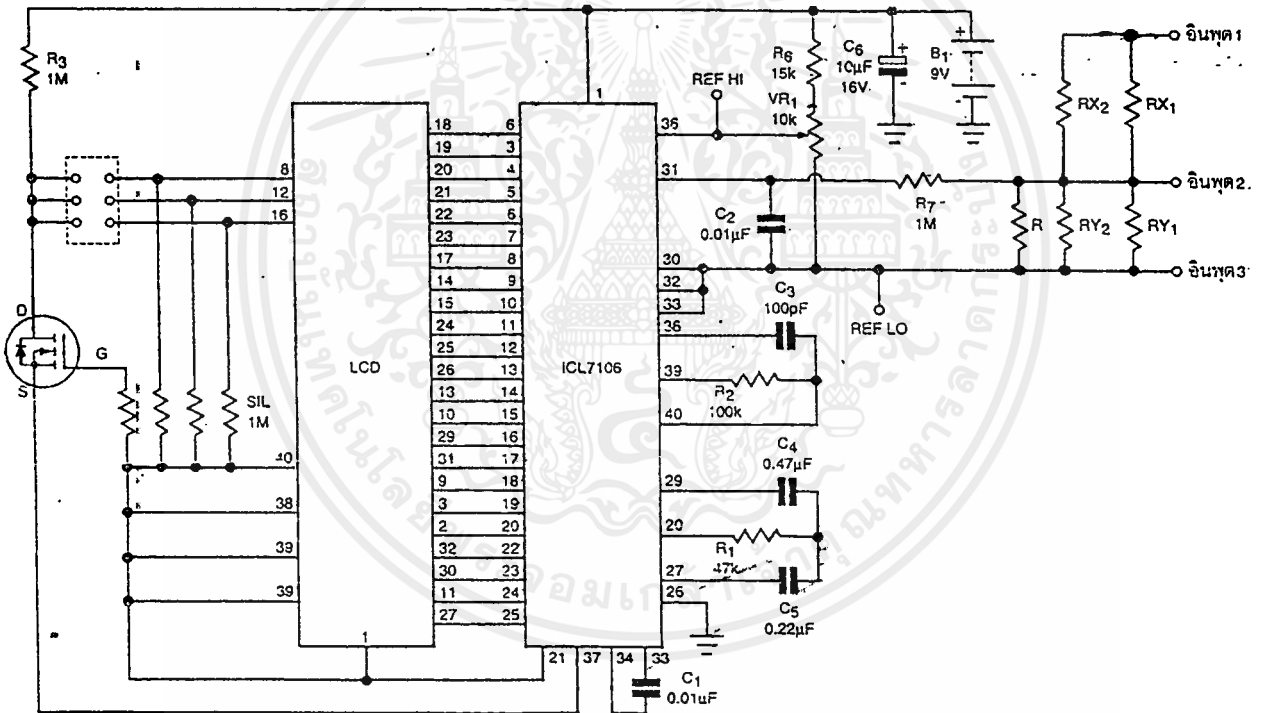
รูปวงจรขยายแรงดัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มิเตอร์วัดอัตราการไหล (Digital Flow Meter)

แท้จริงแล้วมิเตอร์วัดอัตราการไหลก็คือดิจิตอลมิเตอร์นั่นเอง เป็นมิเตอร์ที่สามารถวัดค่าต่างๆ ออกมาได้เที่ยงตรงมาก ดิจิตอลมิเตอร์จะมีส่วนประกอบที่สำคัญคือ IC เบอร์ ICL 7106 CPL ซึ่งความสามารถภายในตัวของมันจะประกอบไปด้วยภาคขับจอแสดงผล LCD ขนาด 3 หลักครึ่ง วงจรผลิตความถี่สัญญาณนาฬิกา วงจรเปรียบเทียบแรงดัน และส่วนของวงจรแปลง สัญญาณอนาลอกไปเป็นสัญญาณดิจิตอล โดยปกติจะใช้วัดแรงดันได้ 2 ช่วงคือ ช่วง 0-200 มิลลิโวลต์ และช่วง 0-2 โวลต์

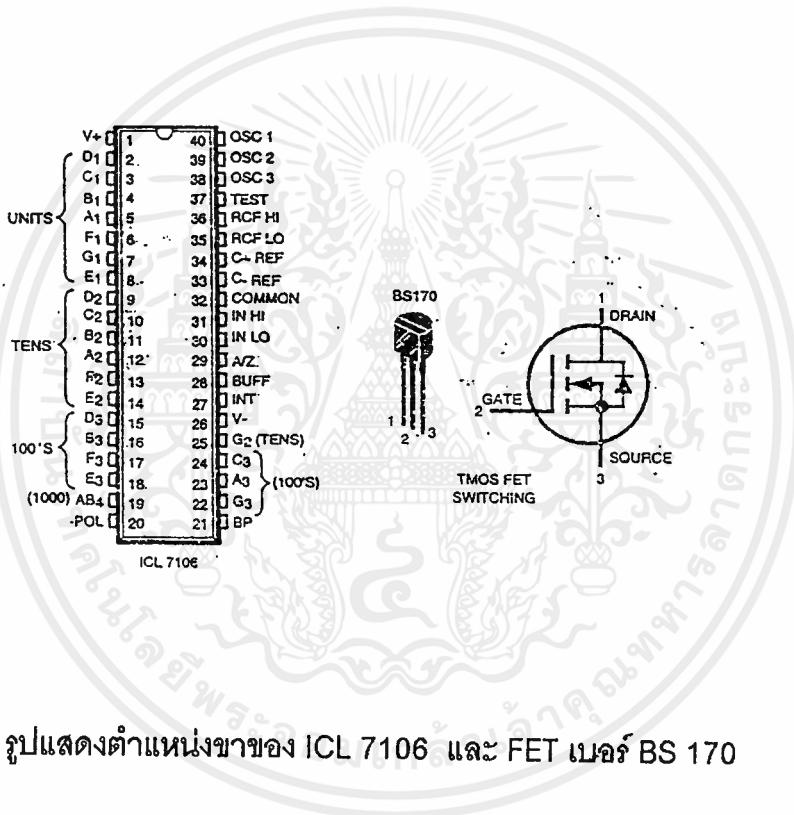


รูปแสดงวงจรการทำงานของดิจิตอลมิเตอร์

หลักการทํางาน

หลักการทํางานของมันก็ไม่มีอะไรมากนัก เนื่องจากส่วนสำคัญทั้งหลายได้ถูกบรรจุอยู่ใน IC เป็นที่เรียบร้อยแล้ว จากวงจรตามรูปข้างล่าง IC 7106 สามารถใช้ขับจอ LCD ได้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยตรง โดยจะมีขา 21 คอยป้อนสัญญาณพัลส์ออกมาให้กับขา COM ของจอ LCD เนื่องจากจอ LCD ไม่สามารถขับให้แสดงผลด้วยไฟตรงได้ โดยที่ขา 8 ขา 12 และขา 16 จะมีจุดจัมพ์อยู่ 3 จุดเข้ากับขา G ของ FET เบอร์ BS 170 เพื่อใช้ต่อเพื่อเลือกการแสดงผลให้เป็น มิลลิโวลต์ โวลต์ หรือ 10 โวลต์ ซึ่งตัว FET เบอร์ BS 170 นั้นจะทำหน้าที่สร้างไฟลบเพื่อใช้ในการขับจุดทศนิยมของจอแสดงผล ส่วนการกำหนดความถี่ในการสุมนั้นจะกำหนดด้วยค่า R2 และ C3



รูปแสดงตำแหน่งขาของ ICL 7106 และ FET เบอร์ BS 170

โดยวงจรนี้จะใช้ความถี่ในการสุมเท่ากับ 48 กิโลเฮิรตซ์ ส่วน R1 และ C4 นั้นจะต้องเปลี่ยนตามย่านการวัด คือย่านวัดที่ 0-200 มิลลิโวลต์ จะใช้ R1 เท่ากับ 47 กิโลโอห์ม และ C4 เท่ากับ 0.47 ไมโครฟารัด ส่วนย่านวัด 0-2 โวลต์ จะใช้ R1 เท่ากับ 470 กิโลโอห์ม และ C4 เท่ากับ 0.047 ไมโครฟารัด

การวัดแรงดันนั้นจะต้องกำหนดแรงดันอ้างอิงที่จะวัดให้กับมัน โดยปรับที่ VR1 โดยปรับแรงดันอ้างอิง 100 มิลลิโวลต์ สำหรับย่านวัด 0-200 มิลลิโวลต์ และแรงดันอ้างอิง 1 โวลต์ สำหรับย่านวัด 0-2 โวลต์ และในส่วนของภาคอินพุทจะมี R7 คอยป้องกันไม่ให้กระแสไหลเข้าไปในตัว IC มากเกินไป จนทำให้เกิดความเสียหายได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบเพื่อเพิ่มย่านการวัด

เราสามารถเพิ่มย่านการวัดได้โดยใช้การต่อดังรูปข้างล่าง ซึ่งเป็นวงจรแรงดัน โดยจะนำค่า R_x และ R_y ได้จาก

$$V_{in} = V_m \times R_y / (R_x + R_y)$$

ส่วนที่เราต้องการหา ก็คือค่าของ R_x และ R_y โดยที่

$$V_{in} = \text{แรงดันเต็มสเกลที่ต้องการวัด}$$

$$V_m = \text{แรงดันสูงสุดที่มีเตอร์วัดได้}$$

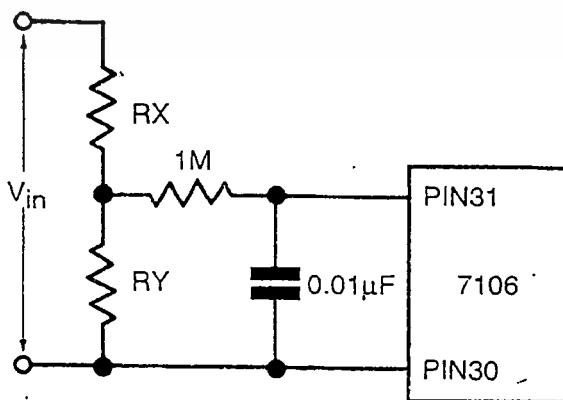
ตัวอย่างการออกแบบ เช่นเราต้องการวัดแรงดันช่วง 0-20 โวลต์ โดยใช้แรงดันเต็มสเกลเท่ากับ 2 โวลต์ แทนค่าลงไปจะได้

$$20 = 2 \times R_y / (R_x + R_y)$$

$$10 = R_y / (R_x + R_y)$$

$R_x + R_y$ จะเป็น 10 เท่าของ R_y เราจะใช้ $R_x + R_y$ เท่ากับ 1 เมกกะโอห์ม เป็น R_x เท่ากับ 900 กิโลโอห์ม และ R_y เท่ากับ 100 กิโลโอห์ม

ถ้าออกแบบแรงดันช่วง 0-200 โวลต์ โดยแรงดันเต็มสเกลเท่ากับ 2 โวลต์ ก็จะสามารถออกมาได้ค่า $R_x + R_y$ เท่ากับ 100 เท่าของ R_y ถ้าใช้ $R_x + R_y$ เท่ากับ 1 เมกกะโอห์ม จะได้ R_y เท่ากับ 10 กิโลโอห์ม เหลือเป็น R_x เท่ากับ 990 กิโลโอห์ม



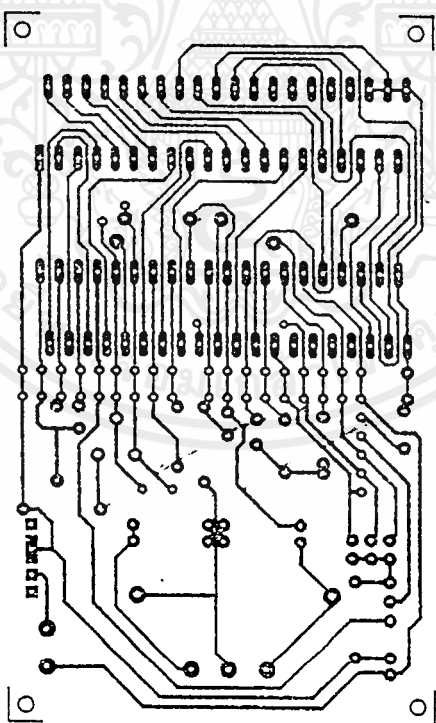
รูปแสดงวงจรต่อเพิ่มเมื่อมีแรงดันอินพุตมากกว่า 2 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การปรับแต่งแรงดันอ้างอิง

ในการวัดช่วงต่างๆ จะต้องเปลี่ยนค่า R ให้เหมาะสมกับย่านวัด และต้องเลื่อนตัวจัมเปอร์ให้ตรง ดังแสดงไว้ในตารางข้างล่าง เมื่อวัดกระแสและแรงดันที่ 0-200 มิลลิโวลต์ และ 0-2 โวลต์ วัดที่อินพุต 3 และอินพุต 2 ในการวัด ส่วนการวัดแรงดันในย่านอื่นๆ จะใช้อินพุตขา 1 และขา 3 ในการวัด

เมื่อเริ่มทำการวัดควรปรับค่าแรงดันอ้างอิงคือตัว VR1 ให้มีค่าเท่ากับแรงดันอ้างอิงที่ต้องการด้วย โดยวัดที่จุด LO และจุด HI แล้วทำการปรับให้ได้ 100 มิลลิโวลต์ และ 1 โวลต์ แล้วแต่ย่านการวัด หรืออีกวิธีก็โดยการใส่แหล่งจ่ายไฟค่าคงที่สักตัวหนึ่ง มาทำการวัดเปรียบเทียบกับที่ปรากฏบนจอ แล้วปรับ VR1 จนค่าที่ปรากฏบนจอมีค่าเท่ากับแรงดันที่จ่ายให้ ก็จะสามารถนำไปใช้งานได้



รูปแสดงลายทองแดงขนาดเท่าของจริง

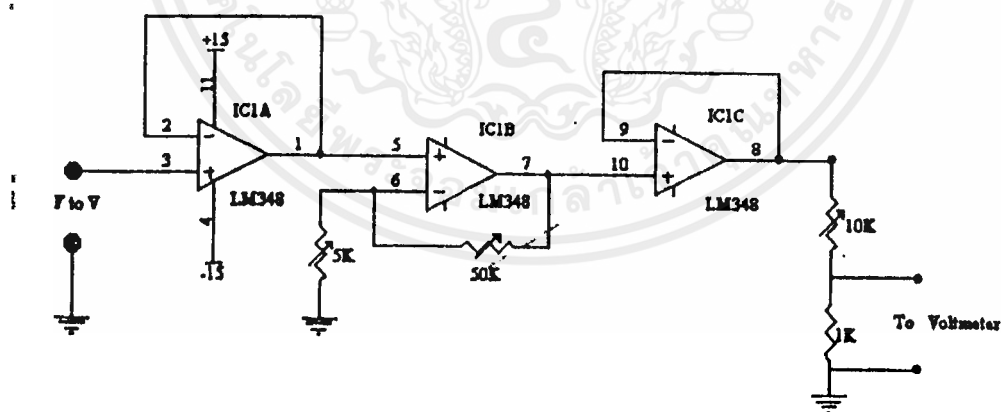
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{R4}{R3 + R4} = \frac{50}{4000} = \frac{1}{80}$$

นั่นคือค่าความต้านทานของ $R3 + R4$ จะมีค่ามากกว่าค่าความต้านทานของ $R4$ เป็นจำนวน 80 เท่า ถ้าค่าความต้านทาน $R4$ มีค่าเท่ากับ 1k โอห์ม ค่าความต้านทาน $R3 + R4$ จะต้องมีค่าเป็น 80k โอห์ม และค่าความต้านทาน $R3$ จะมีค่าเป็น 79k โอห์มเมื่อให้ค่าแรงดันอ้างอิงมีค่าเป็น 100 มิลลิโวลต์

เมื่อเรานำเอาดิจิตอลมิเตอร์มาวัดค่าแรงดันตกคร่อมตัวต้านทาน $R4$ ในขณะที่มีอัตราการไหลสูงสุด โดยปรับค่าแรงดันอ้างอิงให้มีค่าเท่ากับ 100 มิลลิโวลต์และต่อจุดต่อจัมเปอร์ที่ขา 16 ของจอ LCD ให้มีจุดทศนิยมอยู่ที่ตำแหน่งที่ 1 ก็จะได้ค่าที่วัดได้เท่ากับ 50.0 มิลลิโวลต์ ซึ่งค่าที่ได้นั้นก็คือค่าของอัตราการไหลที่มีค่าเท่ากับ 50.0 ลิตรต่อนาทีนั่นเอง

การต่อดิจิตอลมิเตอร์เพื่อวัดอัตราการไหลแสดงดังรูปข้างล่าง



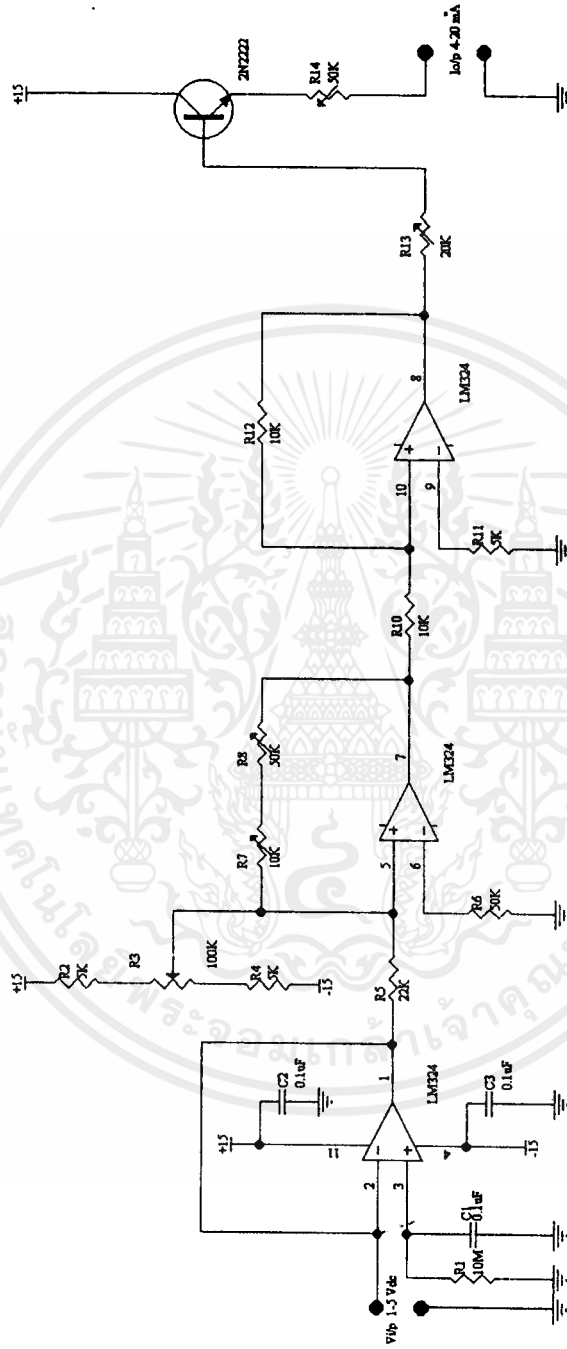
วงจรแปลงแรงดันให้เป็นกระแส (Voltage to Current Converter)

วงจรแปลงแรงดันให้เป็นกระแสจะใช้ไอซีเบอร์ LM 324 เป็นตัวทำหน้าที่แปลงแรงดันให้เป็นกระแส ลักษณะของไอซีเบอร์ LM 324 จะประกอบไปด้วยออปแอมป์ที่มีอัตราขยายสูงจำนวน 4 ตัว ที่เป็นอิสระต่อกัน และมีการชดเชยความถี่ภายในตัวของมันเอง ไอซีเบอร์ LM 324 มีลักษณะต่างๆไปคล้ายกับกับไอซีเบอร์ LM 348 แต่ไอซีเบอร์ LM 324 ก็มีลักษณะเด่นเฉพาะตัวของมันเองบางอย่างคือ

- มีการชดเชยอุณหภูมิของค่าความถี่ในอัตราขยาย
- มีการชดเชยอุณหภูมิในกระแสไบอัสอินพุท
- สามารถทำงานได้โดยแหล่งจ่ายไฟเพียงแหล่งเดียว (3 - 32 โวลท์กับกราวนด์)
หรือมี 2 แหล่งจ่าย ($\pm 1.5 - \pm 16$ โวลท์) ก็ได้
- สามารถตรวจจับค่าแรงดันที่มีค่าเข้าใกล้กราวนด์ได้ และแรงดันเอาต์พุทก็สามารถแกว่งเข้าหาค่ากราวนด์ได้ด้วย
- สามารถใช้ได้กับลอจิกทุกรูปแบบ
- ย่านความแตกต่างสูงสุดของแรงดันอินพุทเท่ากับค่าแรงดันของไฟเลี้ยงวงจร

การทำงานของวงจร

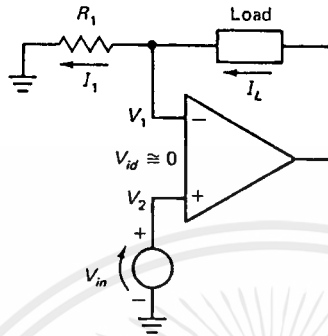
วงจรแปลงแรงดันให้เป็นกระแสจะใช้ออปแอมป์เพียง 3 ตัว มีหลักการทำงานคือ เมื่อมีแรงดันอินพุทขนาด 1 ถึง 5 โวลท์ เข้ามาที่ขาอินพุทลบของออปแอมป์ตัวแรก ออปแอมป์ก็จะลดแรงดันลงให้เหลือ - 0.4 ถึง - 2 โวลท์ เพราะเป็นวงจรขยายแบบกลับเฟส แล้วจากนั้นออปแอมป์ตัวที่สองก็จะกลับเฟสซ้ำของสัญญาณให้เป็น 0.4 ถึง 2 โวลท์ แล้วออปแอมป์ตัวที่สามก็จะทำหน้าที่แปลงแรงดันที่ได้ให้เป็นค่าของกระแสที่มีค่าระหว่าง 4 ถึง 20 มิลลิแอมป์



วงจรแปลงแรงดันให้เป็นกระแส (Voltage to Current Converter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปอธิบายหลักการแปลงแรงดันให้เป็นกระแส



จากรูปวงจรข้างต้นเราจะเห็นว่าค่าของ V_{id} นั้นมีค่าใกล้เคียงค่าศูนย์ และค่ากระแสที่ไหลเข้าขาอินพุทของออปแอมป์ก็มีค่าใกล้เคียงค่าศูนย์ ดังนั้นเราอาจกล่าวได้ว่า

ดังนั้น

$$V_1 = V_2$$

$$V_{R1} = V_{in}$$

จากกฎของโอห์ม

$$I_1 = \frac{V_{in}}{R_1}$$

ซึ่งค่า $I_L = I_1$ เราจะได้ว่า

$$I_L = \frac{V_{in}}{R_1}$$

แทนค่าพารามิเตอร์ลงไปจะได้

$$I_L = \frac{0.4 - 2}{100} \quad \text{แอมป์}$$

$$= 0.004 - 0.020 \quad \text{แอมป์}$$

$$= 4 - 20 \quad \text{มิลลิแอมป์}$$

นั่นคือจะได้ค่ากระแสเอาต์พุตเท่ากับ 4 ถึง 20 มิลลิแอมป์



บทที่ 4

การทดลอง

วิธีการทดลอง

เราจะทดสอบหาค่าอัตราการไหลได้โดยการปล่อยไหลผ่านท่อเข้าสู่วัดน้ำ เมื่อน้ำไหลผ่านมาตรวัดน้ำจะทำให้ใบพัดของมาตรวัดน้ำหมุน แผ่นแม่เหล็กที่ติดอยู่ที่ใบพัดก็จะเคลื่อนที่หรือสวิทช์ซึ่งต่อวงจรไฟเลี้ยง 5 โวลท์เอาไว้ ทำให้น้ำสัมผัสของหรือสวิทช์สัมผัสกันและทำให้เกิดสัญญาณพัลส์ที่มีขนาด 5 โวลท์ขึ้นมา ค่าความถี่ของสัญญาณพัลส์จะเท่ากับค่าความเร็วในการหมุนตัดผ่านหรือสวิทช์ของแผ่นแม่เหล็ก เราย่นำสัญญาณพัลส์ที่ได้ไปเข้าวงจรนับ เพื่อนับจำนวนรอบของการหมุนของใบพัดมาตรวัดน้ำ แล้วนำค่าจำนวนรอบที่วัดได้ไปเปรียบเทียบกับปริมาณการไหลของน้ำที่ไหลผ่านมาตรวัดน้ำ ก็จะได้ค่าจำนวนรอบของการหมุนเทียบต่อปริมาณการไหลของน้ำ และเราก็ทำการจับเวลาในขณะที่น้ำไหลผ่านมาตรวัดน้ำด้วย แล้วนำค่าเวลาที่วัดได้มาเปรียบเทียบกับปริมาณการไหล และค่าจำนวนรอบของการหมุนของมาตรวัดน้ำ ก็จะได้ค่าอัตราการไหลของน้ำและค่าความเร็วในการหมุนของใบพัดของมาตรวัดน้ำ จากนั้นก็นำค่าที่หาได้ทั้งหมดมาเทียบต่อค่าอัตราการไหลสูงสุดของมาตรวัดน้ำ ก็จะได้ค่าพารามิเตอร์ของอัตราการไหลในขณะนั้นออกมา

ผลการทดลอง

จากการทดลองเราไม่สามารถเปิดน้ำประปาให้น้ำไหลผ่านท่อเข้าสู่วัดน้ำที่ค่าอัตราการไหลสูงสุดได้ ดังนั้นค่าของผลการทดลองที่ได้จึงต้องนำไปเปรียบเทียบกับค่าอัตราการไหลสูงสุดของน้ำของมาตรวัดน้ำที่ผู้ผลิตกำหนดมาให้ แล้วจากนั้นก็ป้อนค่าความถี่โดยใช้เครื่องกำเนิดความถี่ตามอัตราส่วนที่คำนวณได้ ก็จะได้ค่าของพารามิเตอร์ที่อัตราการไหลสูงสุดออกมา

จากการทดสอบจะได้ค่าอัตราการไหลของน้ำประปาสูงสุดที่วัดได้เท่ากับ 20 ลิตร ต่อวินาทีหรือเท่ากับ 40 เปอร์เซ็นต์ของค่าอัตราการไหลสูงสุด และได้ค่าความเร็วของการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หมุนของใบพัดมาตรวัดน้ำเท่ากับ 11 รอบต่อวินาทีหรือ 11 เฮิรตซ์ จากนั้นก็นำค่าที่ได้มาเปรียบเทียบกับค่าของอัตราการไหลที่ 0 , 25 , 50 , 75 และ 100 เปอร์เซ็นต์ตามลำดับ จะได้ผลการทดลองดังตารางข้างล่างนี้

อัตราการไหล (ลิตร / นาที)	% อัตราการไหล	ความถี่ (Hz)	กระแสเอาต์พุต (mA)
50	100	25	20
37.5	75	20.62	16
25	50	13.75	12
12.5	25	6.87	8
0	0	0	4

บทที่ 5

ปัญหา สรุปผล และวิจารณ์การทดลอง

ปัญหาในการทำโครงการ

ในการทำโครงการนี้ผู้จัดทำได้ประสบปัญหาหลายอย่าง เช่น

- ผู้จัดทำไม่มีความรู้ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์เพียงพอ จึงต้องเสียเวลาส่วนหนึ่งไปสำหรับการศึกษาการทำงานของอุปกรณ์ และวงจรการทดลอง
- อุปกรณ์บางตัวหาซื้อไม่ได้ จึงต้องใช้อุปกรณ์ตัวอื่นที่มีประสิทธิภาพด้อยกว่าแทน
- ผู้จัดทำไม่มีเครื่องคอมพิวเตอร์เป็นของตัวเอง ต้องไปขอยืมผู้อื่นใช้ จึงทำให้งานเสร็จช้าลง

สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองที่ได้ เราจะเห็นว่าค่าของผลการทดลองที่ได้แทบจะไม่มี ความผิดพลาดเลย ค่าของกระแสเอาต์พุตจะเป็นสัดส่วนกับค่าพารามิเตอร์ทั้งหมดไม่ว่าจะเป็น อัตราการไหล เบอร์เซนส์ของค่าอัตราการไหลสูงสุด ความเร็วรอบของการหมุนของใบพัด และค่าแรงดันมาตรฐาน แต่ค่าที่วัดได้นี้ยังไม่ถูกต้องนักเนื่องจากการทดลองไม่ได้วัดผลจากอัตราการไหลของน้ำที่แท้จริง โดยวัดผลจากค่าความถี่ที่ป้อนให้กับวงจร แต่ผลที่ได้จากการทดลองนี้ก็แสดงให้เห็นว่าเครื่องวัดอัตราการไหลแบบใบพัดหมุนนี้สามารถนำไปใช้งานในกระบวนการวัดและควบคุมได้

วิจารณ์การทดลอง

จากที่ในโครงการนี้เป็น การวัดอัตราการไหลของน้ำ โดยใช้ความถี่ของสัญญาณพัลส์ที่ได้จากการหมุนของใบพัดของมาตรวัดน้ำ มาแปลงเป็นค่ากระแสไฟฟ้าเอาต์พุตมาตรฐานคือ 4 ถึง 20 มิลลิแอมป์ และให้มีการแสดงผลของปริมาณการไหลและอัตราการไหลของน้ำ ให้เป็นแบบตัวเลขดิจิตอลนั้น คณะผู้จัดทำมีความคิดว่าควรจะพัฒนาโครงการให้มีประสิทธิภาพมากกว่านี้ คือ

- ย่อขนาดของกล่องวงจรให้เล็กลงเพื่อให้สามารถนำไปติดตั้งกับมาตรวัดน้ำได้
- ควรให้มีการฝังแผ่นแม่เหล็กที่ใบพัดเพิ่มขึ้นเพื่อให้ค่าพารามิเตอร์ที่วัดได้มีความแน่นอนมากยิ่งขึ้น
- เพิ่มวงจรเพื่อให้สามารถใช้กับสัญญาณอินพุตที่มีรูปคลื่นเป็นแบบชานนั้เวฟได้
- ควรให้มีเอาต์พุตมาตรฐานที่เป็นค่าแรงดันไฟฟ้า 1 ถึง 5 โวลท์หรือสัญญาณดิจิตอลเพิ่มขึ้นอีก เพื่อให้มีขอบเขตการใช้งานที่กว้างขวางยิ่งขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

1. กฤษฎา ใจเย็น , “ ดิจิตอลมิเตอร์ ” , สำนักพิมพ์ซีเอ็ดยูเคชั่น, 2538
2. วารสาร “ HOBBY ELECTRONICS ” , ฉบับที่ 64 , สำนักพิมพ์ซีเอ็ดยูเคชั่น, 2539
3. วารสาร “ HOBBY ELECTRONICS ” , ฉบับที่ 65 , สำนักพิมพ์ซีเอ็ดยูเคชั่น, 2539





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



LM2907/LM2917 Frequency to Voltage Converter

General Description

The LM2907, LM2917 series are monolithic frequency to voltage converters with a high gain op amp/comparator designed to operate a relay, lamp, or other load when the input frequency reaches or exceeds a selected rate. The tachometer uses a charge pump technique and offers frequency doubling for low ripple, full input protection in two versions (LM2907-8, LM2917-8) and its output swings to ground for a zero frequency input.

Advantages

- Output swings to ground for zero frequency input
- Easy to use; $V_{OUT} = f_{IN} \times V_{CC} \times R1 \times C1$
- Only one RC network provides frequency doubling
- Zener regulator on chip allows accurate and stable frequency to voltage or current conversion (LM2917)

Features

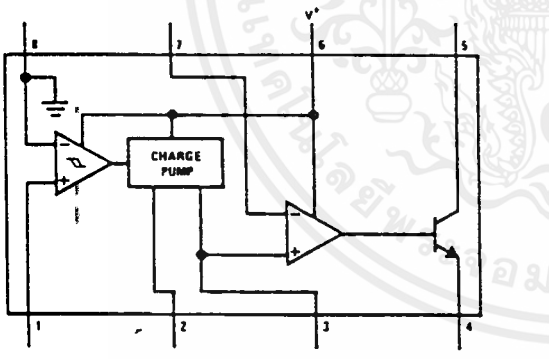
- Ground referenced tachometer input interfaces directly with variable reluctance magnetic pickups
- Op amp/comparator has floating transistor output
- 50 mA sink or source to operate relays, solenoids, meters, or LEDs

- Frequency doubling for low ripple
- Tachometer has built-in hysteresis with either differential input or ground referenced input
- Built-in zener on LM2917
- $\pm 0.3\%$ linearity typical
- Ground referenced tachometer is fully protected from damage due to swings above V_{CC} and below ground

Applications

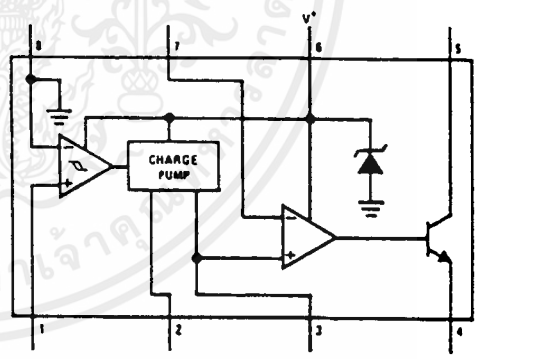
- Over/under speed sensing
- Frequency to voltage conversion (tachometer)
- Speedometers
- Breaker point dwell meters
- Hand-held tachometer
- Speed governors
- Cruise control
- Automotive door lock control
- Clutch control
- Horn control
- Touch or sound switches

Block and Connection Diagrams Dual-In-Line and Small Outline Packages, Top Views



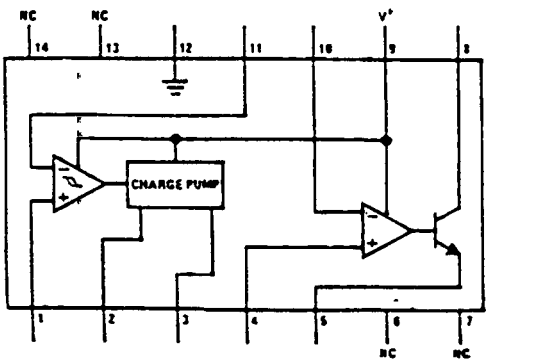
Order Number LM2907N-8
See NS Package Number N08E

TL/H/7942-1



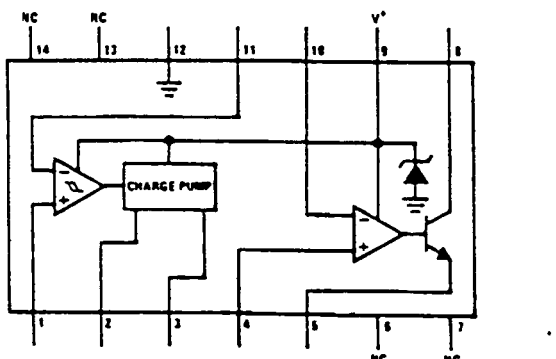
Order Number LM2917N-8
See NS Package Number N08E

TL/H/7942-2



Order Number LM2907N
See NS Package Number N14A

TL/H/7942-3



Order Number LM2917M or LM2917N
See NS Package Number M14A or N14A

TL/H/7942-4

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Supply Voltage	28V
Supply Current (Zener Options)	25 mA
Collector Voltage	28V
Differential Input Voltage	
Tachometer	28V
Op Amp/Comparator	28V
Input Voltage Range	
Tachometer LM2907-8, LM2917-8	$\pm 28V$
LM2907, LM2917	0.0V to +28V
Op Amp/Comparator	0.0V to +28V

Power Dissipation

LM2907-8, LM2917-8	1200 mW
LM2907-14, LM2917-14	1580 mW
(See Note 1)	

Operating Temperature Range	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$
Storage Temperature Range	-65°C to $+150^{\circ}\text{C}$

Soldering Information

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

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

Electrical Characteristics $V_{CC} = 12 V_{DC}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, see test circuit

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
TACHOMETER						
	Input Thresholds	$V_{IN} = 250 \text{ mV}_{p-p} @ 1 \text{ kHz}$ (Note 2)	± 10	± 25	± 40	mV
	Hysteresis	$V_{IN} = 250 \text{ mV}_{p-p} @ 1 \text{ kHz}$ (Note 2)		30		mV
	Offset Voltage LM2907/LM2917 LM2907-8/LM2917-8	$V_{IN} = 250 \text{ mV}_{p-p} @ 1 \text{ kHz}$ (Note 2)		3.5 5	10 15	mV mV
	Input Bias Current	$V_{IN} = \pm 50 \text{ mV}_{DC}$		0.1	1	μA
V_{OH}	Pin 2	$V_{IN} = +125 \text{ mV}_{DC}$ (Note 3)		8.3		V
V_{OL}	Pin 2	$V_{IN} = -125 \text{ mV}_{DC}$ (Note 3)		2.3		V
I_2, I_3	Output Current	$V_2 = V_3 = 6.0V$ (Note 4)	140	180	240	μA
I_3	Leakage Current	$I_2 = 0, V_3 = 0$			0.1	μA
K	Gain Constant	(Note 3)	0.9	1.0	1.1	
	Linearity	$f_{IN} = 1 \text{ kHz}, 5 \text{ kHz}, 10 \text{ kHz}$ (Note 5)	-1.0	0.3	+1.0	%
OP/AMP COMPARATOR						
V_{OS}		$V_{IN} = 6.0V$		3	10	mV
I_{BIAS}		$V_{IN} = 6.0V$		50	500	nA
	Input Common-Mode Voltage		0		$V_{CC} - 1.5V$	V
	Voltage Gain			200		V/mV
	Output Sink Current	$V_C = 1.0$	40	50		mA
	Output Source Current	$V_E = V_{CC} - 2.0$		10		mA
	Saturation Voltage	$I_{SINK} = 5 \text{ mA}$		0.1	0.5	V
		$I_{SINK} = 20 \text{ mA}$			1.0	V
		$I_{SINK} = 50 \text{ mA}$		1.0	1.5	V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics $V_{CC} = 12 V_{DC}$, $T_A = 25^\circ C$, see test circuit (Continued)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
ZENER REGULATOR						
	Regulator Voltage	$R_{DROP} = 470\Omega$		7.56		V
	Series Resistance			10.5	15	Ω
	Temperature Stability			+1		mV/ $^\circ C$
	TOTAL SUPPLY CURRENT			3.8	6	mA

Note 1: For operation in ambient temperatures above $25^\circ C$, the device must be derated based on a $150^\circ C$ maximum junction temperature and a thermal resistance of $101^\circ C/W$ junction to ambient for LM2907-8 and LM2917-8, and $79^\circ C/W$ junction to ambient for LM2907-14 and LM2917-14.

Note 2: Hysteresis is the sum $+V_{TH} - (-V_{TH})$, offset voltage is their difference. See test circuit.

Note 3: V_{OH} is equal to $\frac{3}{4} \times V_{CC} - 1 V_{BE}$, V_{OL} is equal to $\frac{1}{4} \times V_{CC} - 1 V_{BE}$ therefore $V_{OH} - V_{OL} = V_{CC}/2$. The difference, $V_{OH} - V_{OL}$, and the mirror gain, I_2/I_3 , are the two factors that cause the tachometer gain constant to vary from 1.0.

Note 4: Be sure when choosing the time constant $R1 \times C1$ that $R1$ is such that the maximum anticipated output voltage at pin 3 can be reached with $I_3 \times R1$. The maximum value for $R1$ is limited by the output resistance of pin 3 which is greater than $10 M\Omega$ typically.

Note 5: Nonlinearity is defined as the deviation of V_{OUT} (@ pin 3) for $f_{IN} = 5 kHz$ from a straight line defined by the V_{OUT} @ $1 kHz$ and V_{OUT} @ $10 kHz$. $C1 = 1000 pF$, $R1 = 68k$ and $C2 = 0.22 mF$.

General Description (Continued)

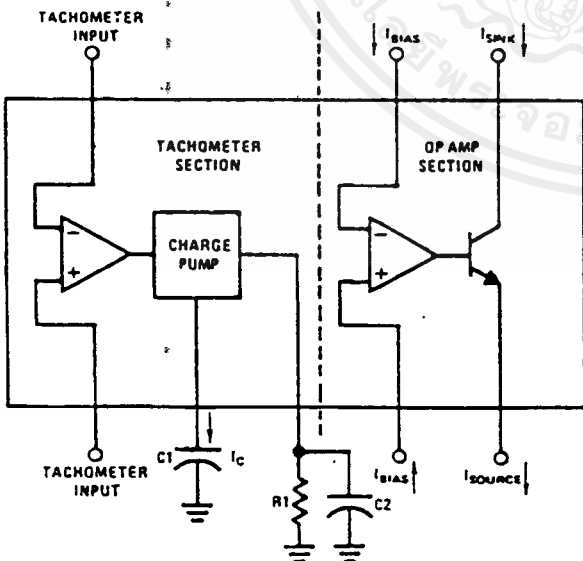
The op amp/comparator is fully compatible with the tachometer and has a floating transistor as its output. This feature allows either a ground or supply referred load of up to 50 mA. The collector may be taken above V_{CC} up to a maximum V_{CE} of 28V.

The two basic configurations offered include an 8-pin device with a *ground referenced tachometer* input and an internal connection between the tachometer output and the op amp non-inverting input. This version is well suited for single speed or frequency switching or fully buffered frequency to voltage conversion applications.

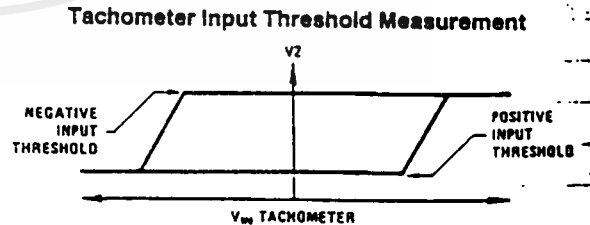
The more versatile configurations provide differential tachometer input and uncommitted op amp inputs. With this version the tachometer input may be floated and the op amp becomes suitable for active filter conditioning of the tachometer output.

Both of these configurations are available with an active shunt regulator connected across the power leads. The regulator clamps the supply such that stable frequency to voltage and frequency to current operations are possible with any supply voltage and a suitable resistor.

Test Circuit and Waveform

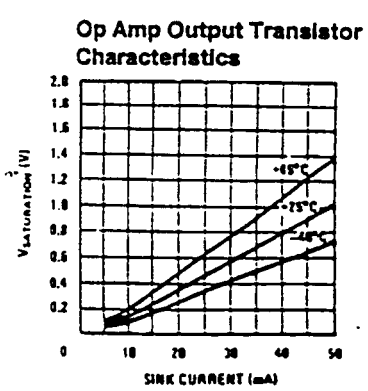
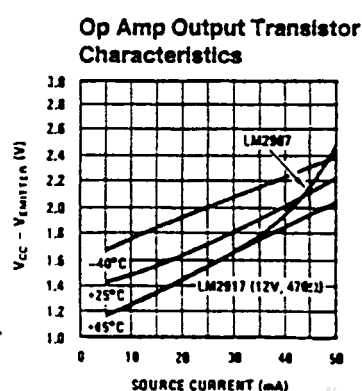
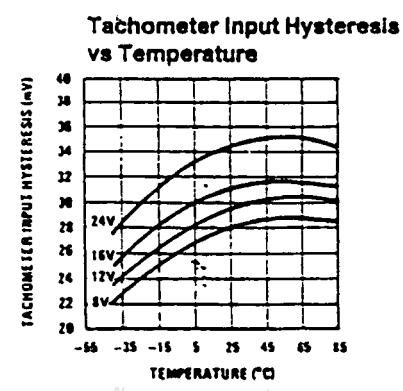
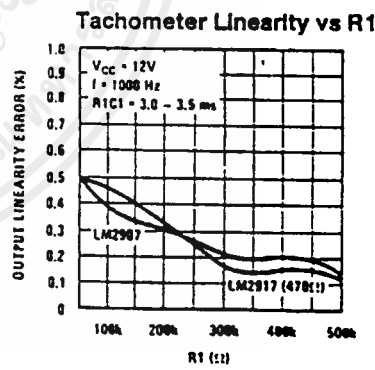
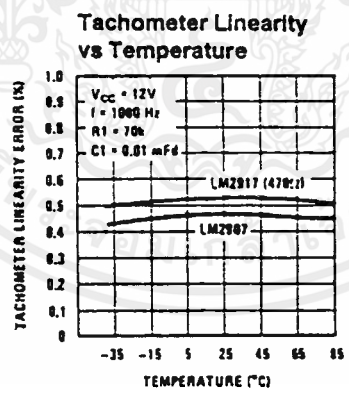
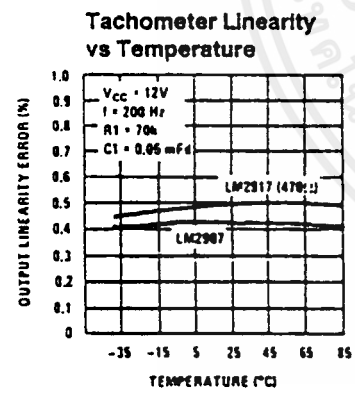
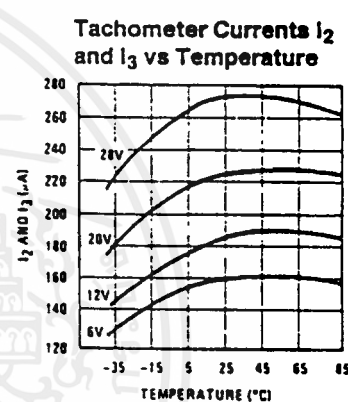
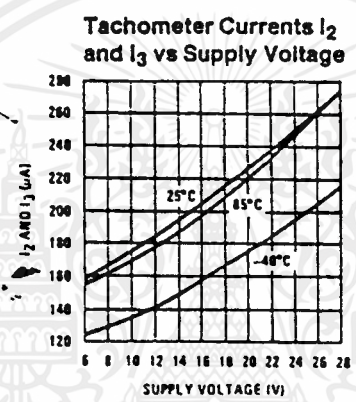
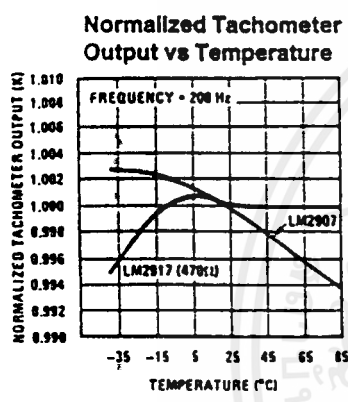
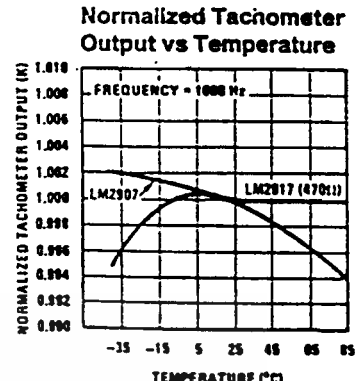
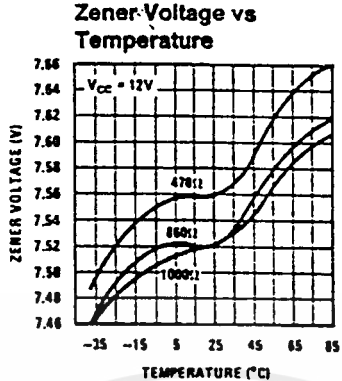
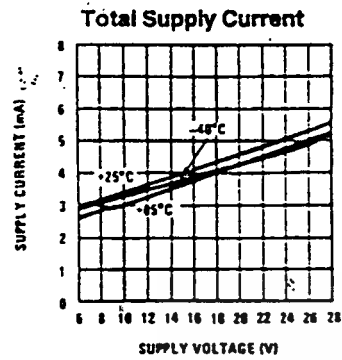


TL/H/7942-6



TL/H/7942-7

Typical Performance Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ใด ๆ TL/H/7942-5

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Applications Information

The LM2907 series of tachometer circuits is designed for minimum external part count applications and maximum versatility. In order to fully exploit its features and advantages let's examine its theory of operation. The first stage of operation is a differential amplifier driving a positive feedback flip-flop circuit. The input threshold voltage is the amount of differential input voltage at which the output of this stage changes state. Two options (LM2907-8, LM2917-8) have one input internally grounded so that an input signal must swing above and below ground and exceed the input thresholds to produce an output. This is offered specifically for magnetic variable reluctance pickups which typically provide a single-ended ac output. This single input is also fully protected against voltage swings to $\pm 28V$, which are easily attained with these types of pickups.

The differential input options (LM2907, LM2917) give the user the option of setting his own input switching level and still have the hysteresis around that level for excellent noise rejection in any application. Of course in order to allow the inputs to attain common-mode voltages above ground, input protection is removed and neither input should be taken outside the limits of the supply voltage being used. It is very important that an input not go below ground without some resistance in its lead to limit the current that will then flow in the epi-substrate diode.

Following the input stage is the charge pump where the input frequency is converted to a dc voltage. To do this requires one timing capacitor, one output resistor, and an integrating or filter capacitor. When the input stage changes state (due to a suitable zero crossing or differential voltage on the input) the timing capacitor is either charged or discharged linearly between two voltages whose difference is $V_{CC}/2$. Then in one half cycle of the input frequency or a time equal to $1/2 f_{IN}$ the change in charge on the timing capacitor is equal to $V_{CC}/2 \times C1$. The average amount of current pumped into or out of the capacitor then is:

$$\frac{\Delta Q}{T} = i_{c(AVG)} = C1 \times \frac{V_{CC}}{2} \times (2f_{IN}) = V_{CC} \times f_{IN} \times C1$$

The output circuit mirrors this current very accurately into the load resistor R1, connected to ground, such that if the pulses of current are integrated with a filter capacitor, then $V_O = i_c \times R1$, and the total conversion equation becomes:

$$V_O = V_{CC} \times f_{IN} \times C1 \times R1 \times K$$

Where K is the gain constant—typically 1.0.

The size of C2 is dependent only on the amount of ripple voltage allowable and the required response time.

CHOOSING R1 AND C1.

There are some limitations on the choice of R1 and C1 which should be considered for optimum performance. The timing capacitor also provides internal compensation for the charge pump and should be kept larger than 500 pF for very accurate operation. Smaller values can cause an error current on R1, especially at low temperatures. Several considerations must be met when choosing R1. The output current at pin 3 is internally fixed and therefore $V_O/R1$ must be less than or equal to this value. If R1 is too large, it can become a significant fraction of the output impedance at pin 3 which degrades linearity. Also output ripple voltage must be considered and the size of C2 is affected by R1. An expression that describes the ripple content on pin 3 for a single R1C2 combination is:

$$V_{RIPPLE} = \frac{V_{CC}}{2} \times \frac{C1}{C2} \times \left(1 - \frac{V_{CC} \times f_{IN} \times C1}{I_2} \right) \text{pk-pk}$$

It appears R1 can be chosen independent of ripple, however response time, or the time it takes V_{OUT} to stabilize at a new voltage increases as the size of C2 increases, so a compromise between ripple, response time, and linearity must be chosen carefully.

As a final consideration, the maximum attainable input frequency is determined by V_{CC} , C1 and I_2 :

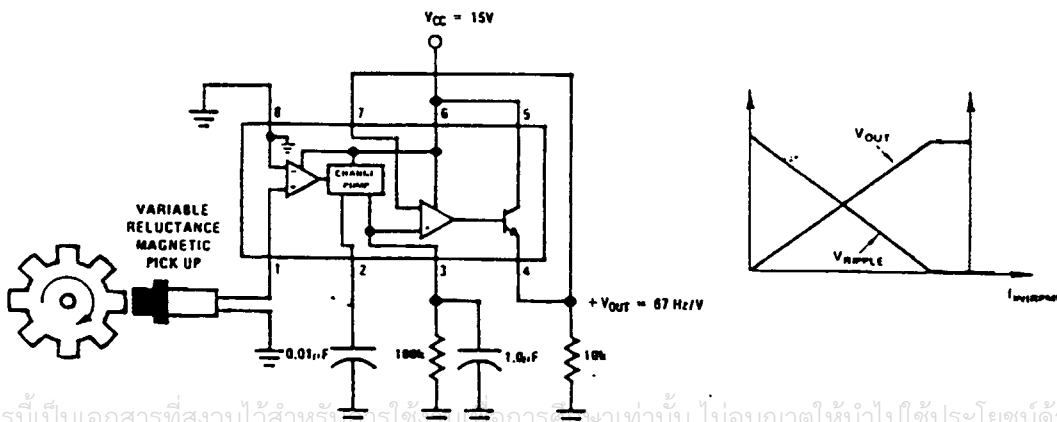
$$f_{MAX} = \frac{I_2}{C1 \times V_{CC}}$$

USING ZENER REGULATED OPTIONS (LM2917)

For those applications where an output voltage or current must be obtained independent of supply voltage variations, the LM2917 is offered. The most important consideration in choosing a dropping resistor from the unregulated supply to the device is that the tachometer and op amp circuitry alone require about 3 mA at the voltage level provided by the zener. At low supply voltages there must be some current flowing in the resistor above the 3 mA circuit current to operate the regulator. As an example, if the raw supply varies from 9V to 16V, a resistance of 470 Ω will minimize the zener voltage variation to 160 mV. If the resistance goes under 400 Ω or over 600 Ω the zener variation quickly rises above 200 mV for the same input variation.

Typical Applications

Minimum Component Tachometer

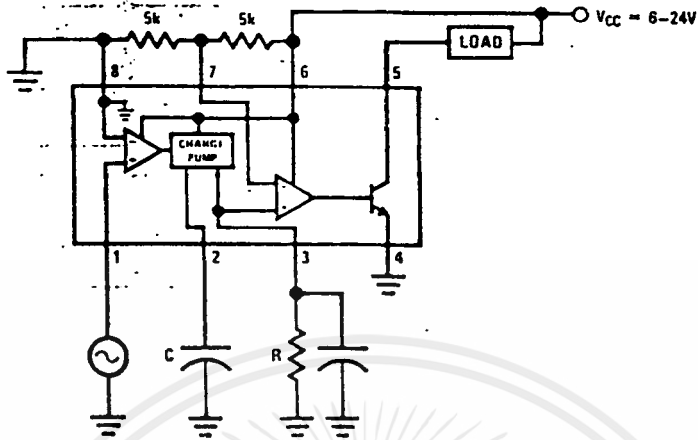


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ใดๆ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

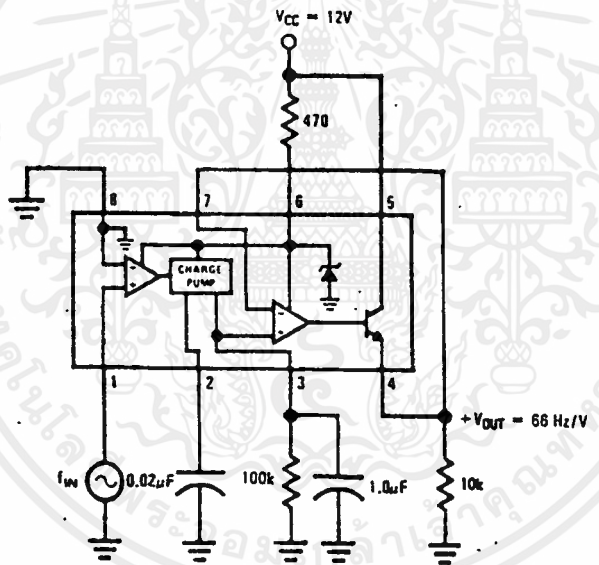
Typical Applications (Continued)

"Speed Switch" Load is Energized When $f_{IN} \geq \frac{1}{2RC}$



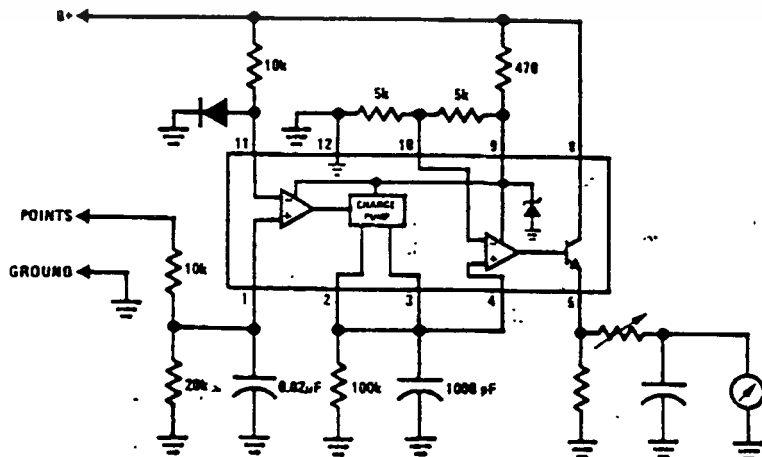
TL/H/7942-9

Zener Regulated Frequency to Voltage Converter



TL/H/7942-10

Breaker Point Dwell Meter

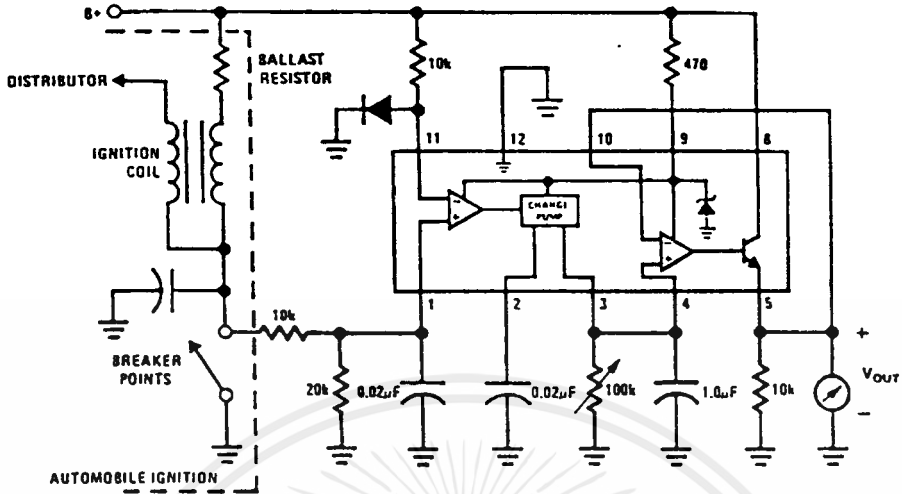


TL/H/7942-11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

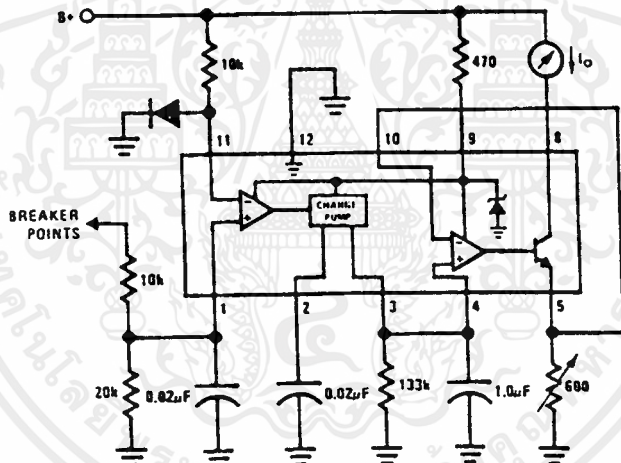
Typical Applications (Continued)

Voltage Driven Meter Indicating Engine RPM
 $V_o = 6V @ 400 \text{ Hz or } 6000 \text{ ERPM (8 Cylinder Engine)}$



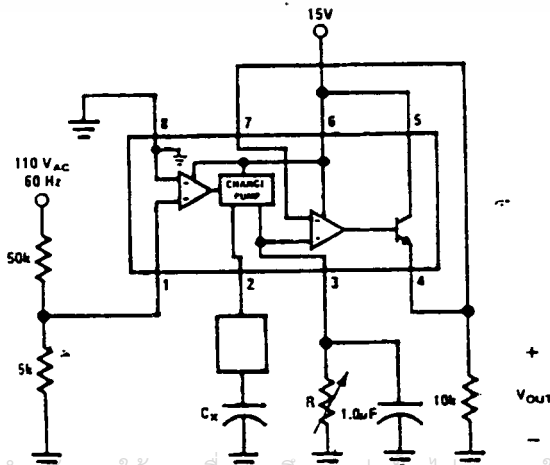
TL/H/7942-12

Current Driven Meter Indicating Engine RPM
 $I_o = 10 \text{ mA @ } 300 \text{ Hz or } 6000 \text{ ERPM (6 Cylinder Engine)}$



TL/H/7942-13

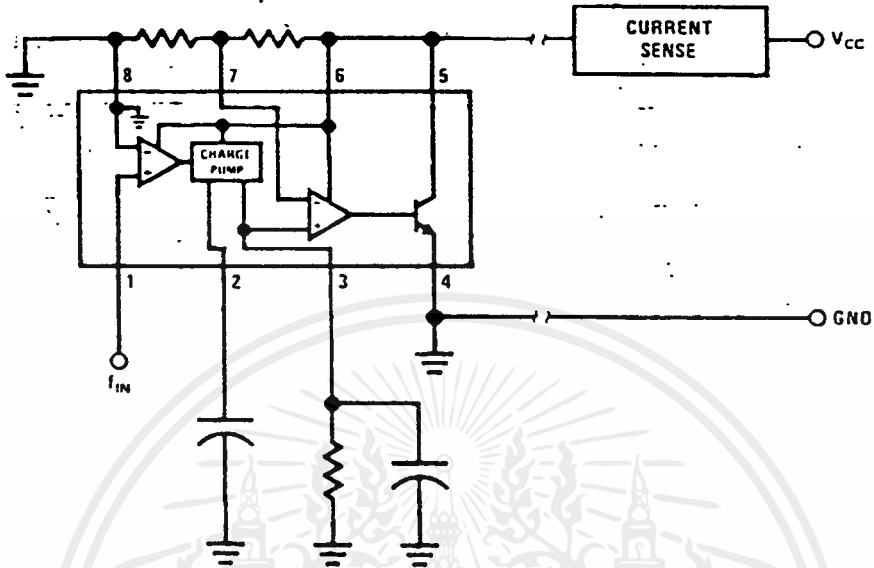
Capacitance Meter
 $V_{OUT} = 1V-10V \text{ for } C_x = 0.01 \text{ to } 0.1 \text{ mFd}$
 $(R = 111k)$



TL/H/7942-14

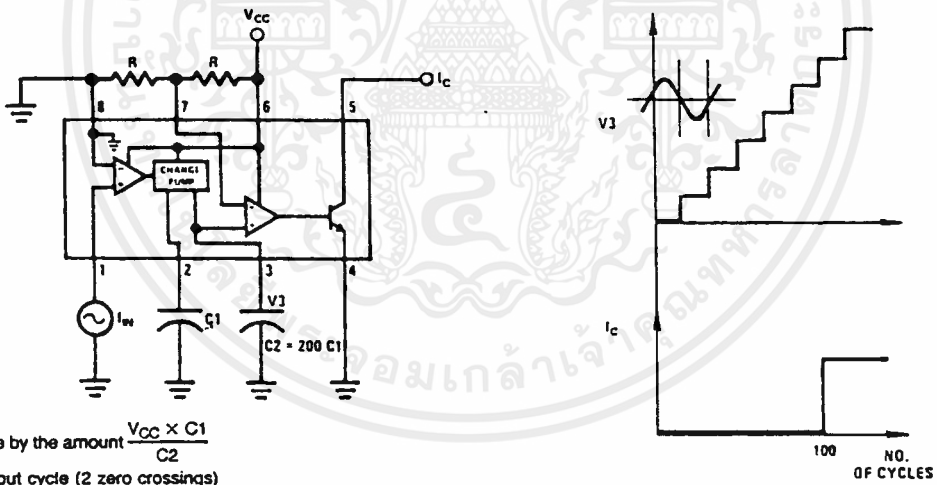
Typical Applications (Continued)

Two-Wire Remote Speed Switch



TL/H/7942-15

100 Cycle Delay Switch



TL/H/7942-16

$$V3 \text{ steps up in voltage by the amount } \frac{V_{CC} \times C1}{C2}$$

for each complete input cycle (2 zero crossings)

Example:

If $C2 = 200 C1$ after 100 consecutive input cycles.

$$V3 = 1/2 V_{CC}$$

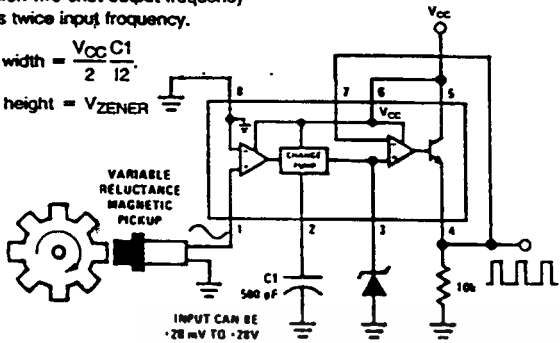
Typical Applications (Continued)

Variable Reluctance Magnetic Pickup Buffer Circuits

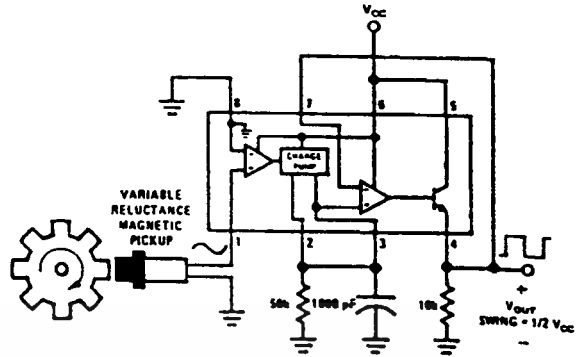
Precision two-shot output frequency equals twice input frequency.

$$\text{Pulse width} = \frac{V_{CC} C_1}{2 I_2}$$

$$\text{Pulse height} = V_{ZENER}$$

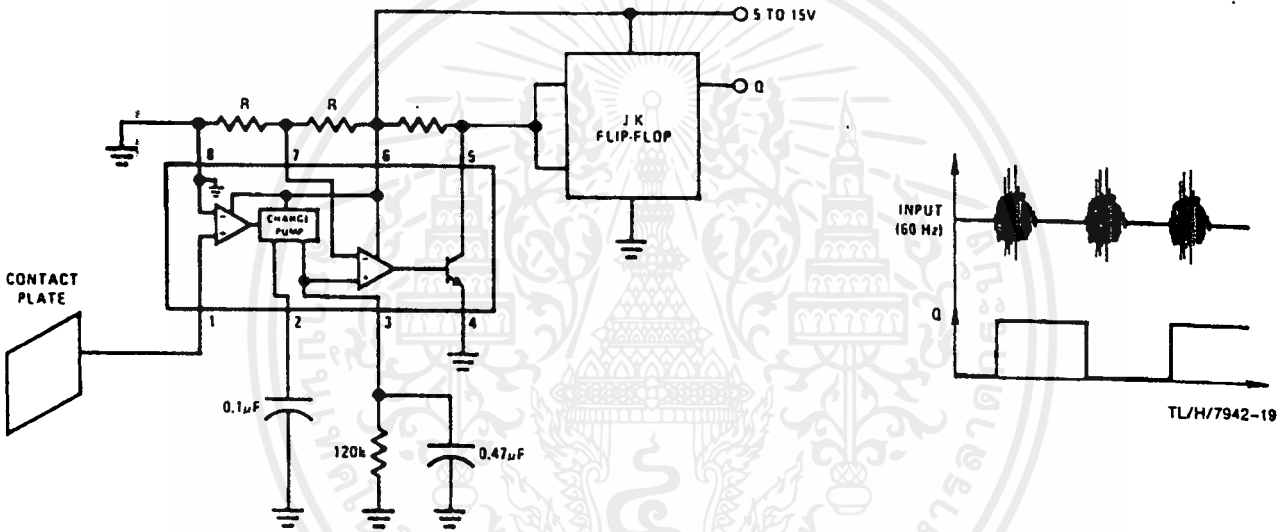


TL/H/7942-15



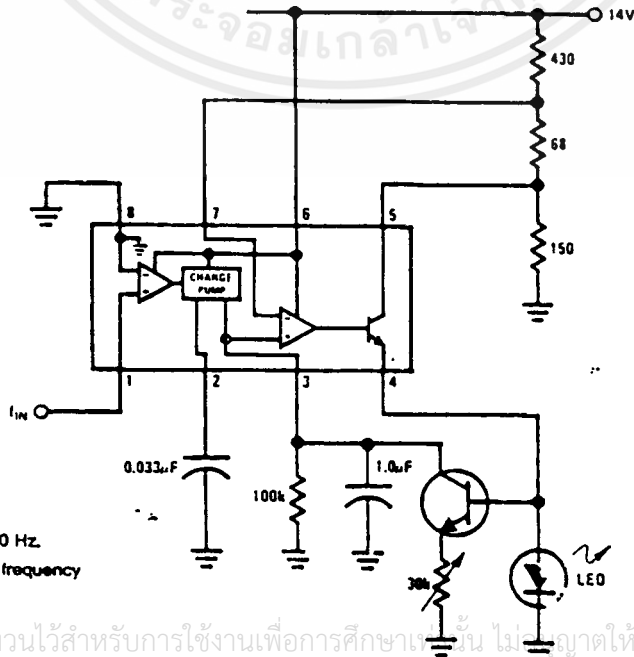
TL/H/7942-17

Finger Touch or Contact Switch



TL/H/7942-18

Flashing LED Indicates Overspeed



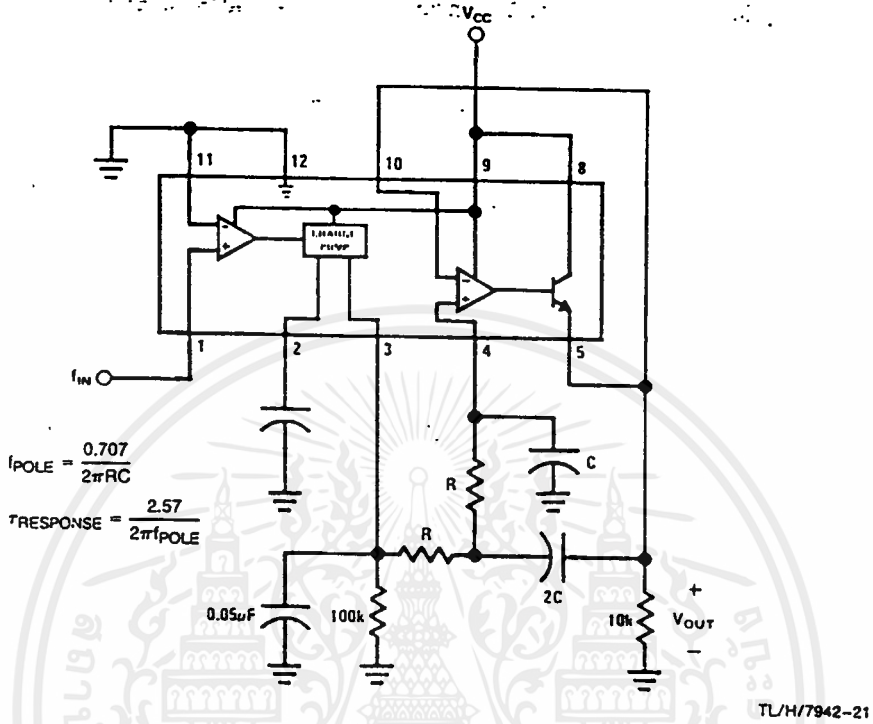
Flashing begins when $f_{IN} \geq 100$ Hz.
Flash rate increases with input frequency increase beyond trip point.

TL/H/7942-20

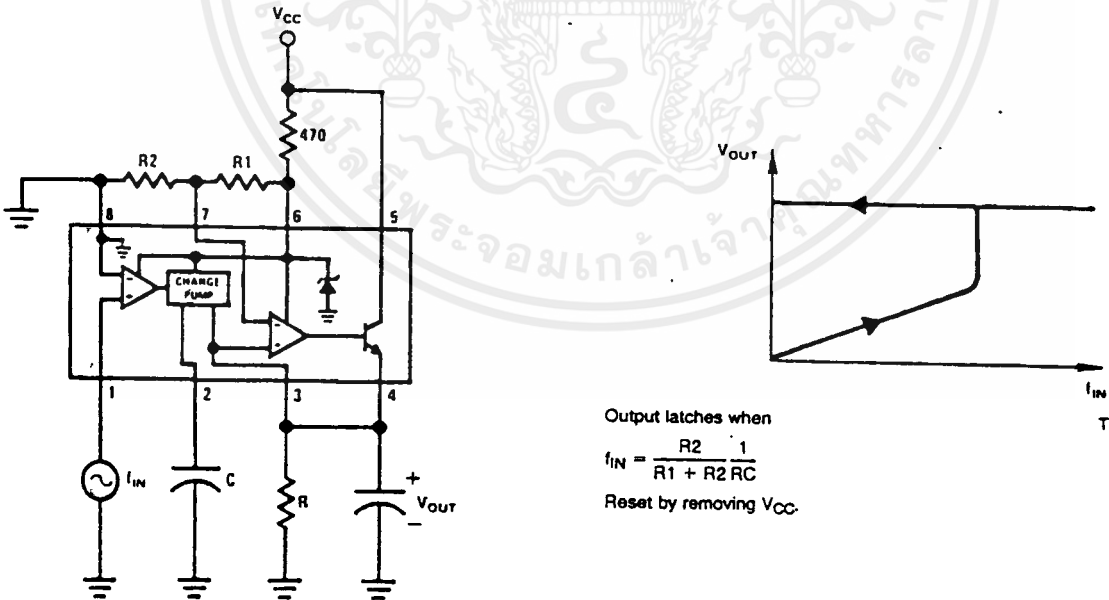
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

Frequency to Voltage Converter with 2 Pole Butterworth Filter to Reduce Ripple



Overspeed Latch

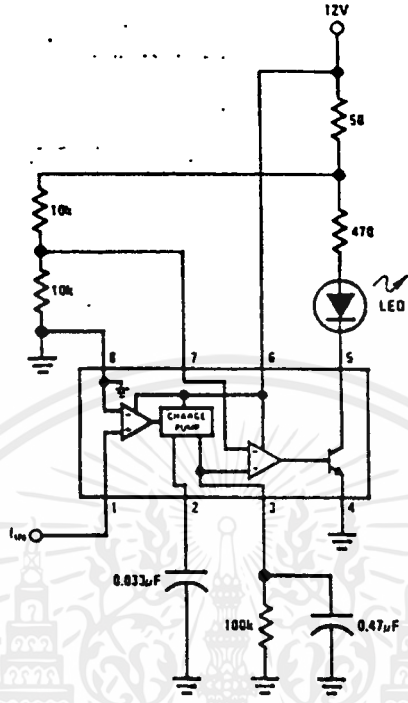


TL/H/7942-23

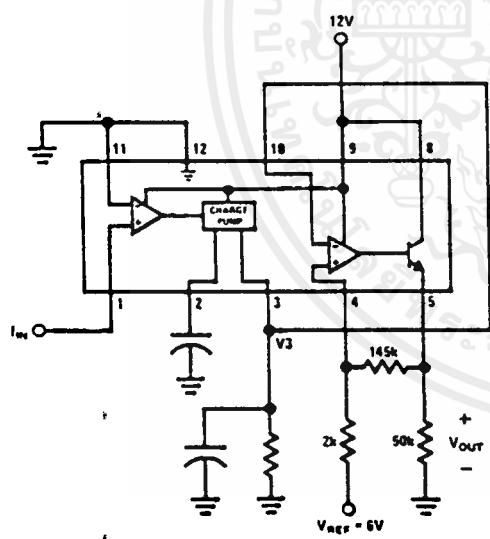
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

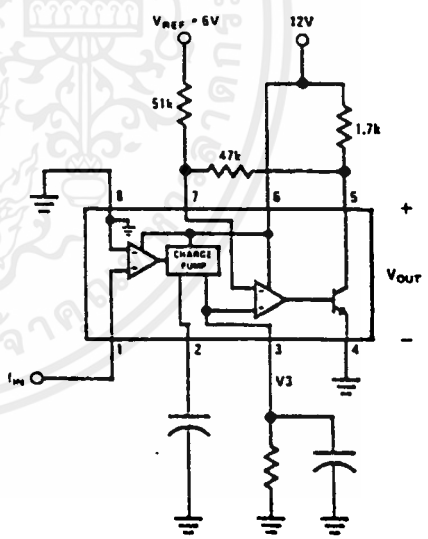
Some Frequency Switch Applications May Require Hysteresis in the Comparator Function Which can be Implemented in Several Ways:



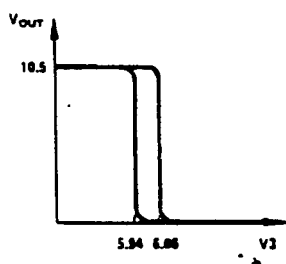
TL/H/7942-24



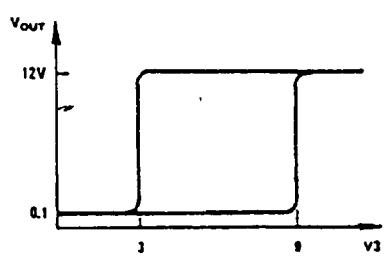
TL/H/7942-25



TL/H/7942-26



TL/H/7942-27

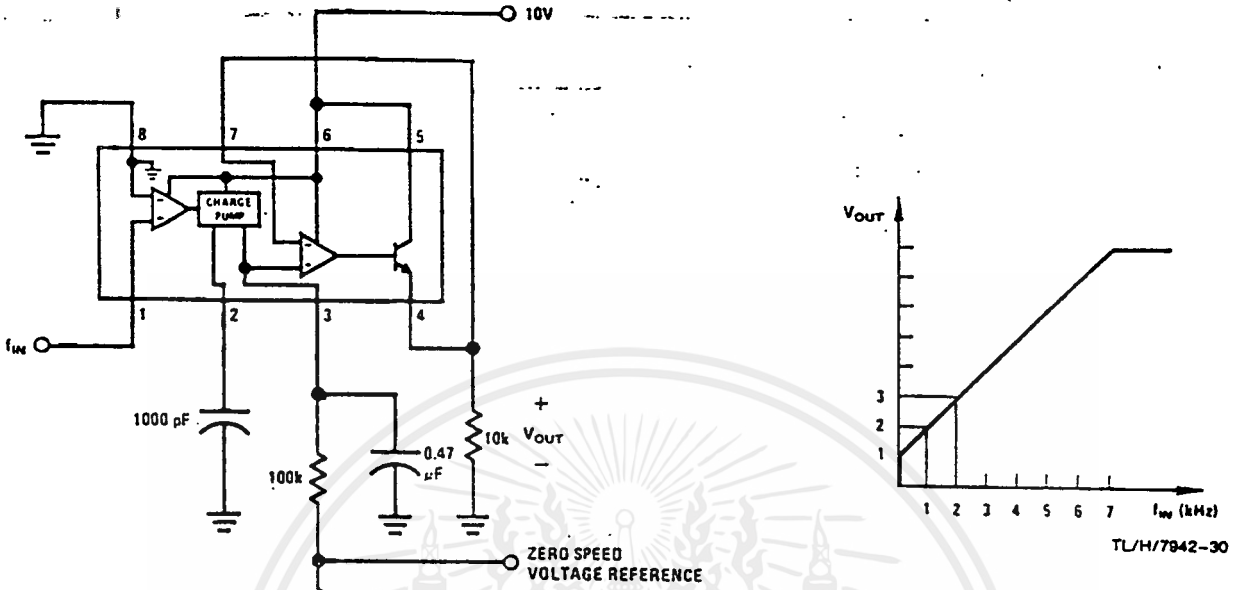


TL/H/7942-26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

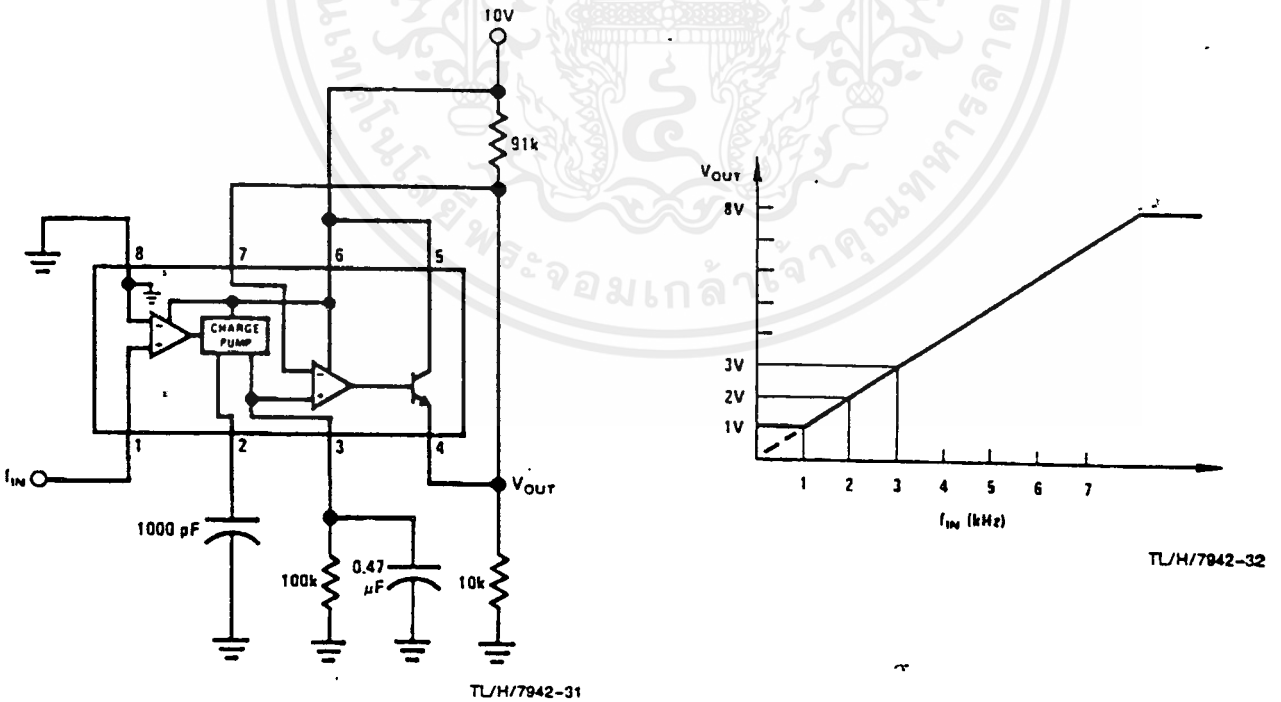
Typical Applications (Continued)

Changing the Output Voltage for an Input Frequency of Zero



TL/H/7942-29

Changing Tachometer Gain Curve or Clamping the Minimum Output Voltage



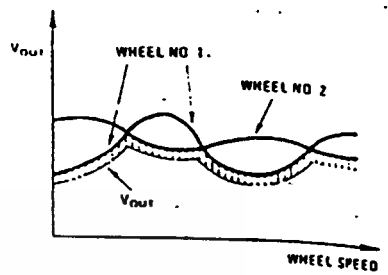
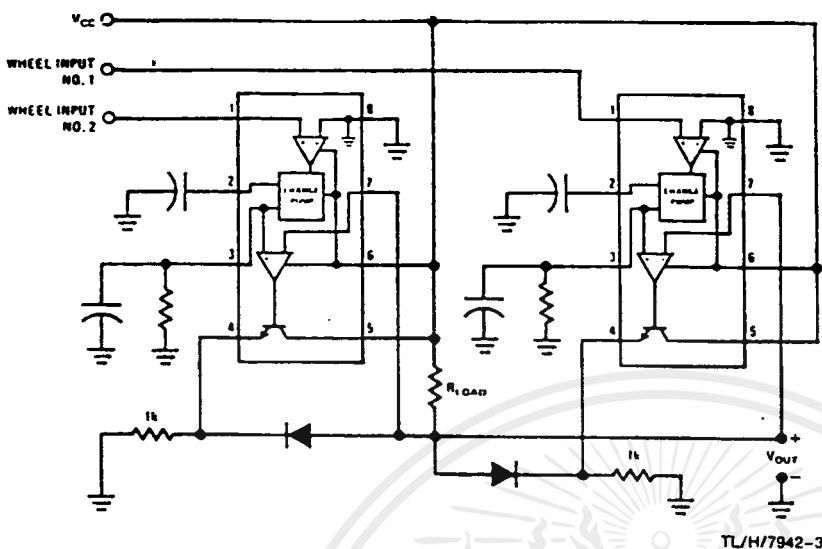
TL/H/7942-31

TL/H/7942-32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Anti-Skid Circuit Functions

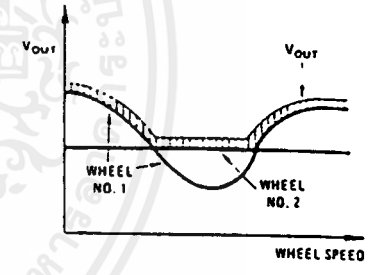
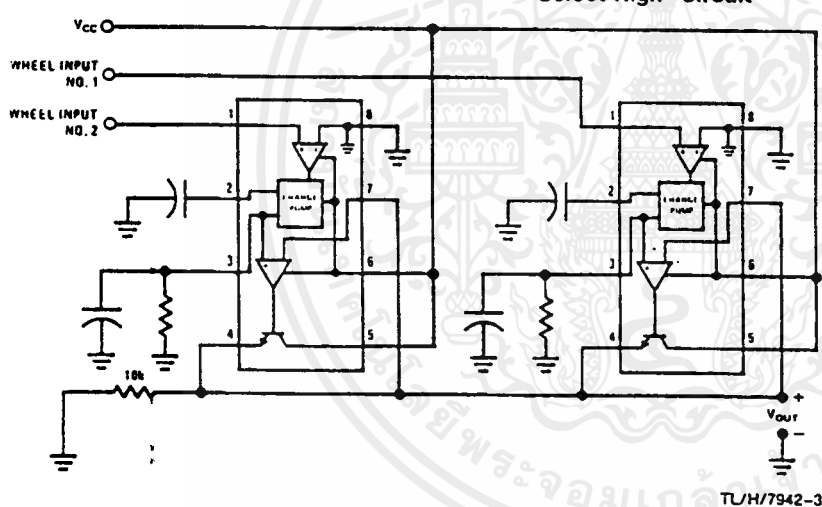
"Select-Low" Circuit



Vout is proportional to the lower of the two input wheel speeds.

TL/H/7942-33

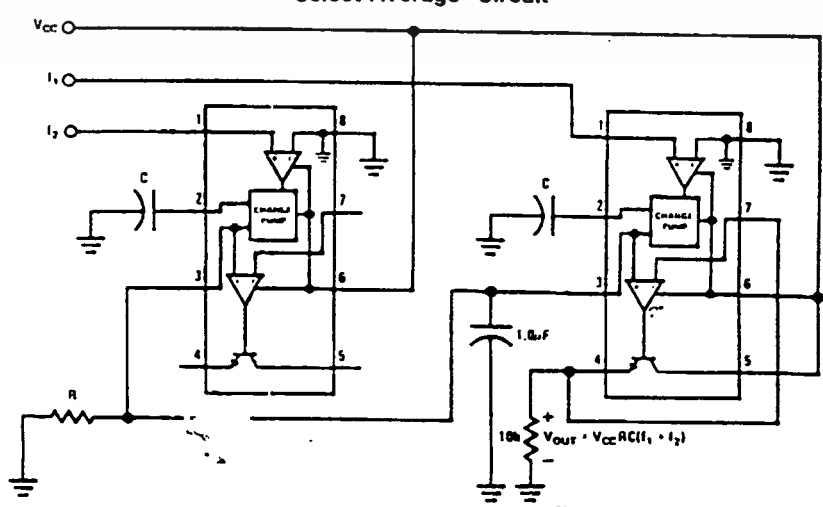
"Select-High" Circuit



Vout is proportional to the higher of the two input wheel speeds.

TL/H/7942-35

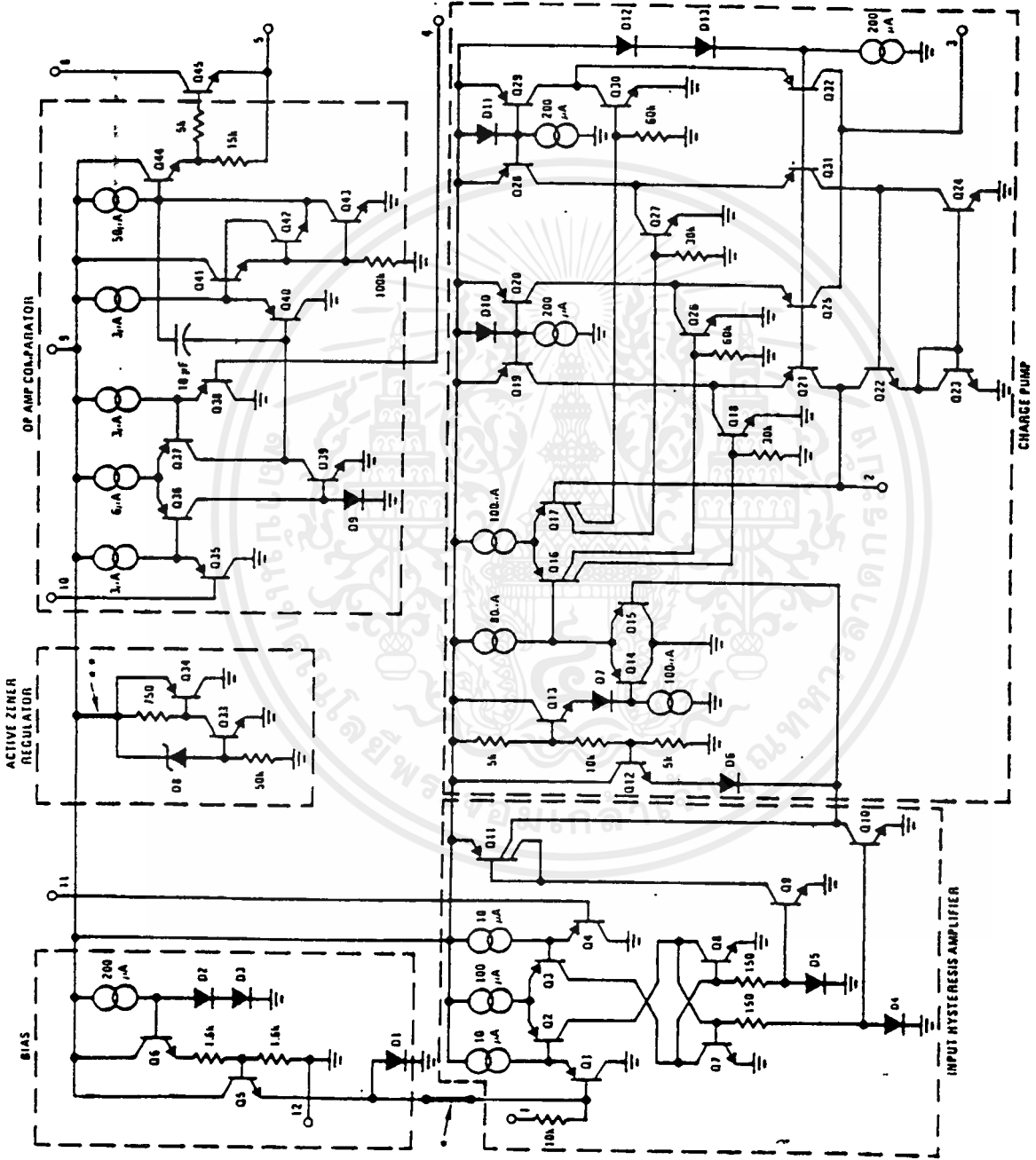
"Select-Average" Circuit



TL/H/7942-37

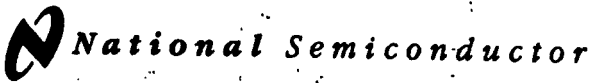
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Equivalent Schematic Diagram



*This connection made on LM2907-8 and LM2917-8 only.
 **This connection made on LM2917 and LM2917-8 only.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่นๆ
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



LM124/LM224/LM324/LM2902 Low Power Quad Operational Amplifiers

General Description

The LM124 series consists of four independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, DC gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM124 series can be directly operated off of the standard +5V power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional $\pm 15V$ power supplies.

Unique Characteristics

- In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage
- The unity gain cross frequency is temperature compensated
- The input bias current is also temperature compensated

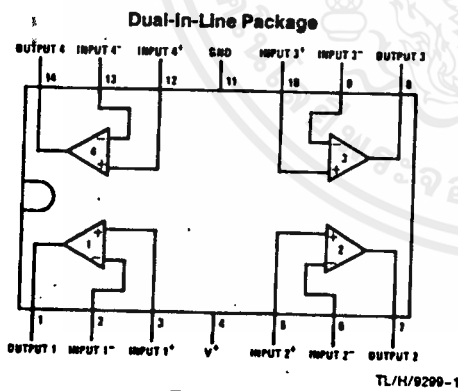
Advantages

- Eliminates need for dual supplies
- Four internally compensated op amps in a single package
- Allows directly sensing near GND and V_{OUT} also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

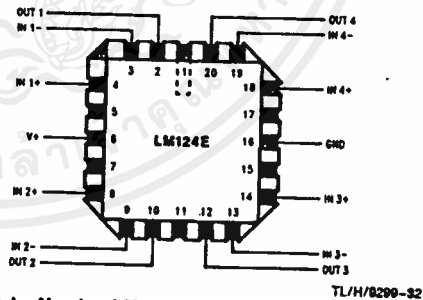
Features

- Internally frequency compensated for unity gain
- Large DC voltage gain 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain) 1 MHz
(temperature compensated)
- Wide power supply range:
Single supply 3V to 32V
or dual supplies $\pm 1.5V$ to $\pm 16V$
- Very low supply current drain (700 μA)—essentially independent of supply voltage
- Low input biasing current 45 nA
(temperature compensated)
- Low input offset voltage 2 mV
and offset current 5 nA
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing $0V$ to $V^+ - 1.5V$

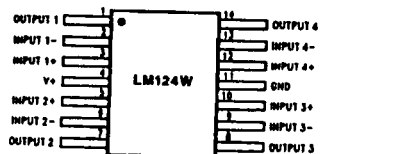
Connection Diagram



Order Number LM124J, LM124AJ, LM124J/883**,
LM124AJ/883*, LM224J, LM224AJ, LM324J, LM324M,
LM324AM, LM2902M, LM324N, LM324AN or LM2902N
See NS Package Number J14A, M14A or N14A



Order Number LM124AE/883 or LM124E/883
See NS Package Number E20A



Order Number LM124AW/883 or LM124W/883
See NS Package Number W14B

*LM124A available per JM38510/11006

**LM124 available per JM38510/11005

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications. (Note 9)

Parameter	LM124/LM224/LM324 LM124A/LM224A/LM324A	LM2902	LM124/LM224/LM324 LM124A/LM224A/LM324A	LM2902
Supply Voltage, V^+	32V	26V	26V	26V
Differential Input Voltage	-0.3V to +32V	-0.3V to +26V	-0.3V to +26V	-0.3V to +26V
Input Voltage	50 mA	50 mA	50 mA	50 mA
Input Current	1130 mW	1130 mW	1130 mW	1130 mW
($V_{IN} < -0.3V$) (Note 3)	1260 mW	1260 mW	1260 mW	1260 mW
Power Dissipation (Note 1)	800 mW	800 mW	800 mW	800 mW
Molded DIP	Continuous	Continuous	Continuous	Continuous
Cavity DIP	0°C to +70°C	-40°C to +85°C	0°C to +70°C	-40°C to +85°C
Small Outline Package	-25°C to +85°C	-25°C to +85°C	-25°C to +85°C	-25°C to +85°C
Output Short-Circuit to GND	-55°C to +125°C	-55°C to +125°C	-55°C to +125°C	-55°C to +125°C
(One Amplifier) (Note 2)				
$V^+ \leq 15V$ and $T_A = 25^\circ C$				
Operating Temperature Range				
LM324/LM324A				
LM224/LM224A				
LM124/LM124A				

Storage Temperature Range -65°C to +150°C
 Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) 260°C
 Soldering Information 260°C
 Dual-In-Line Package
 Soldering (10 seconds) 260°C
 Small Outline Package
 Vapor Phase (60 seconds) 215°C
 Infrared (15 seconds) 220°C
 See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.
 ESD Tolerance (Note 10) 250V

Electrical Characteristics $V^+ = +5.0V$, (Note 4), unless otherwise stated

Parameter	LM124A		LM224A		LM324A		LM124/LM224		LM324		LM2902		Units
	Min Typ	Max	Min Typ	Max	Min Typ	Max	Min Typ	Max	Min Typ	Max	Min Typ	Max	
Input Offset Voltage (Note 5) $T_A = 25^\circ C$	1	2	1	3	2	3	2	5	2	7	2	7	mV
Input Bias Current (Note 6)	20	50	40	80	45	100	45	150	45	250	45	250	nA
Input Offset Current	2	10	2	15	5	30	3	30	5	50	5	50	nA
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	V
Supply Current	Over Full Temperature Range												
Large Signal Voltage Gain	$R_L = \infty$ On All Op Amps												
	1.5	3	1.5	3	1.5	3	1.5	3	1.5	3	1.5	3	mA
	0.7	1.2	0.7	1.2	0.7	1.2	0.7	1.2	0.7	1.2	0.7	1.2	
Common-Mode Reflection Ratio	50	100	50	100	25	100	50	100	25	100	25	100	V/mV
Power Supply Rejection Ratio	70	85	70	85	65	85	70	85	65	85	50	70	dB
	65	100	65	100	65	100	65	100	65	100	65	100	

Electrical Characteristics $V^+ = +5.0V$ (Note 4) unless otherwise stated (Continued)

Parameter	Conditions	LM124A		LM224A		LM324A		LM124/LM224		LM324		LM2902		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Amplifier-to-Amplifier Coupling (Note 8)	$f = 1 \text{ kHz}$ to 20 kHz , $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Input Referred)	-120			-120			-120			-120			dB
Output Current	Source $V_{IN}^+ = 1V$, $V_{IN}^- = 0V$, $V^+ = 15V$, $V_O = 2V$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	20	40		20	40		20	40		20	40		mA
	Sink $V_{IN}^- = 1V$, $V_{IN}^+ = 0V$, $V^+ = 15V$, $V_O = 2V$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	10	20		10	20		10	20		10	20		mA
	$V_{IN}^- = 1V$, $V_{IN}^+ = 0V$, $V^+ = 15V$, $V_O = 200 \text{ mV}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	12	50		12	50		12	50		12	50		μA
Short Circuit to Ground	(Note 2) $V^+ = 15V$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	40	80		40	80		40	80		40	80		mA
Input Offset Voltage	(Note 5)		4			4			7			9		mV
Input Offset Voltage Drift	$R_S = 0\Omega$	7	20		7	20		7	20		7	20		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$, $V_{CM} = 0V$		30			30			100			150		nA
Input Offset Current Drift	$R_S = 0\Omega$	10	200		10	200		10	200		10	200		$\text{pA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$	40	100		40	100		40	300		40	500		nA
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = +30V$ (LM2902, $V^+ = 28V$)	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	V
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = +15V$ (V_O Swing = $1V$ to $11V$)	25			25			25			15			V/mV
	$R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$													
Output Voltage Swing	$V^+ = 30V$ (LM2902, $V^+ = 28V$)	26			26			26			26			V
	$V^+ = 5V$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$	27	28		27	28		27	28		27	28		
		5	20		5	20		5	20		5	20		mV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics $V^+ = +5.0V$ (Note 4) unless otherwise stated (Continued)

Parameter	Conditions	LM124A		LM224A		LM324A		LM124/LM224		LM324		LM2902		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Current	Source	$V_O = 2V$		$V_{IN}^+ = +1V,$ $V_{IN}^- = 0V, V^+ = 15V$		10 20		10 20		10 20		10 20		mA
	Sink	10 15		$V_{IN}^+ = +1V,$ $V_{IN}^- = 0V, V^+ = 15V$		5 8		5 8		5 8		5 8		

Note 1: For operating at high temperatures, the LM324/LM324A/LM2902 must be derated based on a $+125^\circ C$ maximum junction temperature and a thermal resistance of $86^\circ C/W$ which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM224/LM224A and LM124/LM124A can be derated based on a $+150^\circ C$ maximum junction temperature. The deration is the total of all four amplifiers—see external resistors, where possible, to allow the amplifier to saturate to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.

Note 2: Short circuits from the output to V^+ can cause excessive heating and eventual destruction. When considering short circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the op amps to go to the V^+ voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than $-0.3V$ (at $25^\circ C$).

Note 3: These specifications are limited to $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ for the LM124/LM124A. With the LM224/LM224A, all temperature specifications are limited to $-25^\circ C \leq T_A \leq +65^\circ C$, the LM324/LM324A temperature specifications are limited to $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$, and the LM2902 specifications are limited to $-40^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$.

Note 4: $V_O = 1.4V, R_g = 0\Omega$ with V^+ from $5V$ to $30V$; and over the full input common-mode range ($0V$ to $V^+ - 1.5V$) for LM2902, V^+ from $5V$ to $20V$.

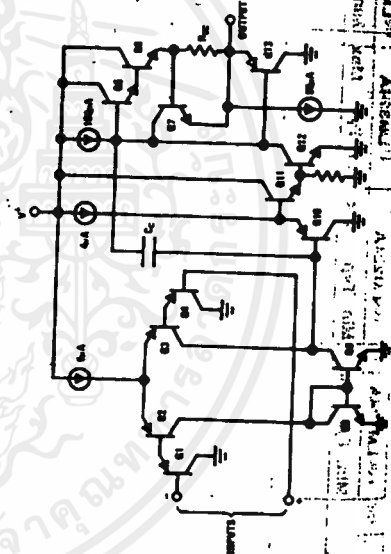
Note 5: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input line. Inputs can go to $+32V$ without damage ($+26V$ for LM2902), independent of the magnitude of V^+ .

Note 6: Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as the type of capacitance increases at higher frequencies.

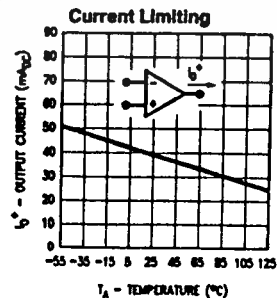
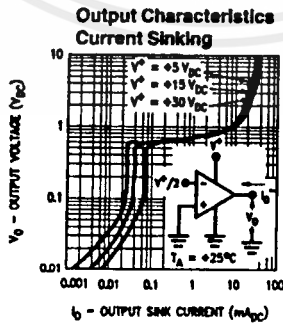
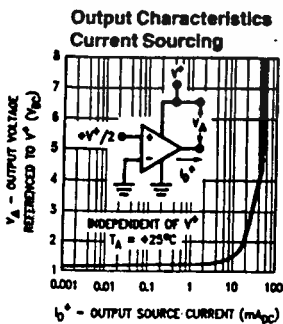
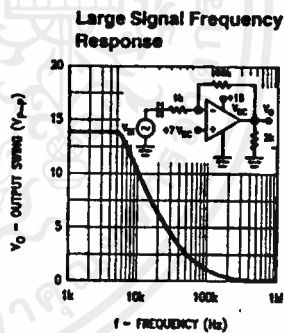
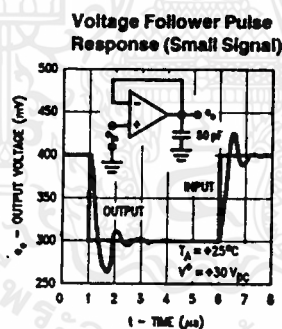
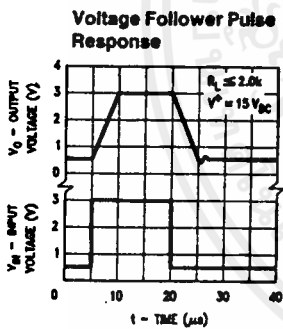
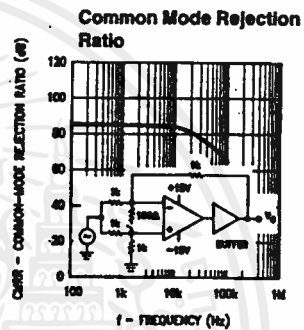
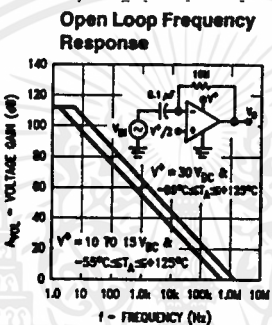
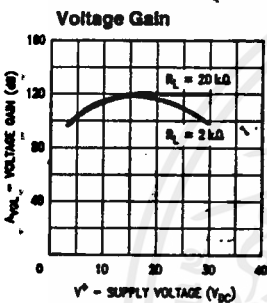
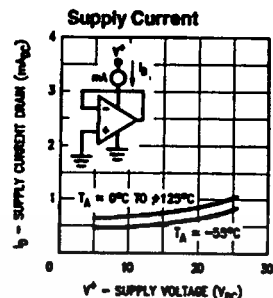
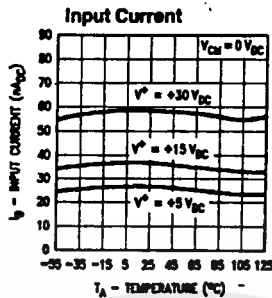
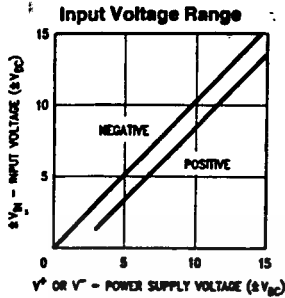
Note 7: Refer to RETS124AX for LM124A military specifications and refer to RETS124X for LM124 military specifications.

Note 8: Human body model, $1.5 k\Omega$ in series with $100 pF$.

Schematic Diagram (Each Amplifier)

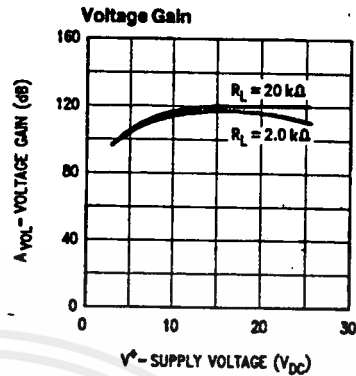
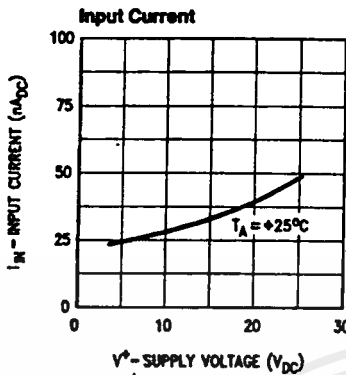


Typical Performance Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (LM2902 only)



Application Hints

The LM124 series are op amps which operate with only a single power supply voltage, have true-differential inputs, and remain in the linear mode with an input common-mode voltage of 0 V_{DC} . These amplifiers operate over a wide range of power supply voltage with little change in performance characteristics. At 25°C amplifier operation is possible down to a minimum supply voltage of 2.3 V_{DC} .

The pinouts of the package have been designed to simplify PC board layouts. Inverting inputs are adjacent to outputs for all of the amplifiers and the outputs have also been placed at the corners of the package (pins 1, 7, 8, and 14). Precautions should be taken to insure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed backwards in a test socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

Large differential input voltages can be easily accommodated and, as input differential voltage protection diodes are not needed, no large input currents result from large differential input voltages. The differential input voltage may be larger than V^+ without damaging the device. Protection should be provided to prevent the input voltages from going negative more than $-0.3 V_{DC}$ (at 25°C). An input clamp diode with a resistor to the IC input terminal can be used.

To reduce the power supply drain, the amplifiers have a class A output stage for small signal levels which converts to class B in a large signal mode. This allows the amplifiers to both source and sink large output currents. Therefore both NPN and PNP external current boost transistors can be used to extend the power capability of the basic amplifiers. The output voltage needs to raise approximately 1 diode drop above ground to bias the on-chip vertical PNP transistor for output current sinking applications.

For ac applications, where the load is capacitively coupled to the output of the amplifier, a resistor should be used, from the output of the amplifier to ground to increase the class A bias current and prevent crossover distortion.

Where the load is directly coupled, as in dc applications, there is no crossover distortion.

Capacitive loads which are applied directly to the output of the amplifier reduce the loop stability margin. Values of 50 pF can be accommodated using the worst-case non-inverting unity gain connection. Large closed loop gains or resistive isolation should be used if larger load capacitance must be driven by the amplifier.

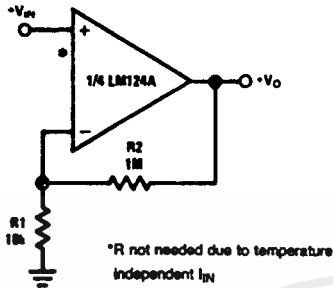
The bias network of the LM124 establishes a drain current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of from 3 V_{DC} to 30 V_{DC} .

Output short circuits either to ground or to the positive power supply should be of short time duration. Units can be destroyed, not as a result of the short circuit current causing metal fusing, but rather due to the large increase in IC chip dissipation which will cause eventual failure due to excessive junction temperatures. Putting direct short-circuits on more than one amplifier at a time will increase the total IC power dissipation to destructive levels, if not properly protected with external dissipation limiting resistors in series with the output leads of the amplifiers. The larger value of output source current which is available at 25°C provides a larger output current capability at elevated temperatures (see typical performance characteristics) than a standard IC op amp.

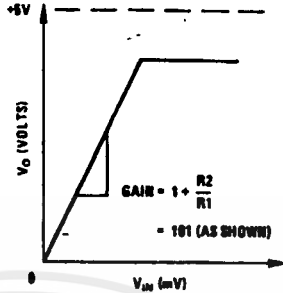
The circuits presented in the section on typical applications emphasize operation on only a single power supply voltage. If complementary power supplies are available, all of the standard op amp circuits can be used. In general, introducing a pseudo-ground (a bias voltage reference of $V^+/2$) will allow operation above and below this value in single power supply systems. Many application circuits are shown which take advantage of the wide input common-mode voltage range which includes ground. In most cases, input biasing is not required and input voltages which range to ground can easily be accommodated.

Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$)

Non-Inverting DC Gain (0V Input = 0V Output)

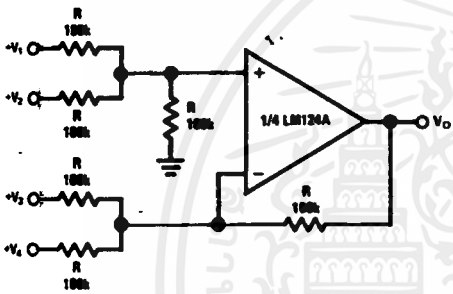


*R not needed due to temperature independent I_{IN}



TL/H/9299-5

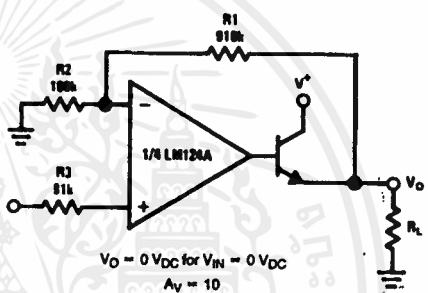
DC Summing Amplifier ($V_{INs} \geq 0 V_{DC}$ and $V_O \geq V_{DC}$)



TL/H/9299-6

Where: $V_O = V_1 + V_2 - V_3 - V_4$
($V_1 + V_2 \geq (V_3 + V_4)$ to keep $V_O > 0 V_{DC}$)

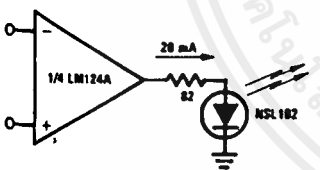
Power Amplifier



$V_O = 0 V_{DC}$ for $V_{IN} = 0 V_{DC}$
 $A_v = 10$

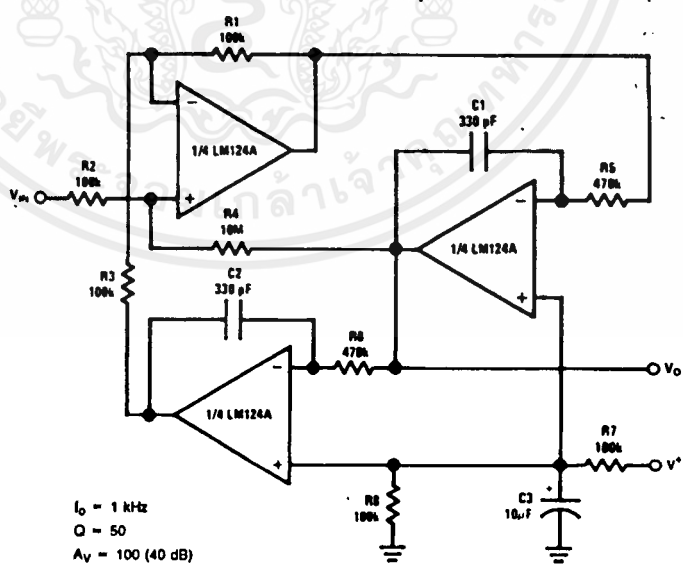
TL/H/9299-7

LED Driver



TL/H/9299-8

"BI-QUAD" RC Active Bandpass Filter

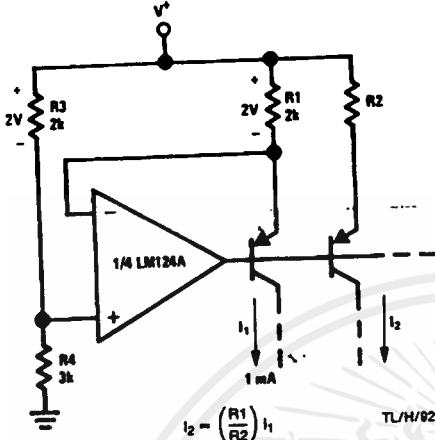


$f_0 = 1 \text{ kHz}$
 $Q = 50$
 $A_v = 100 \text{ (40 dB)}$

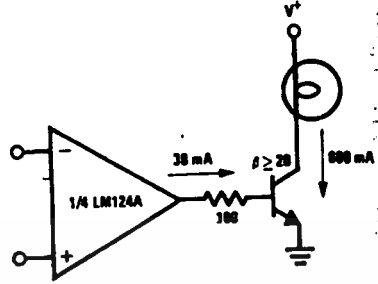
TL/H/9299-9

Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$) (Continued)

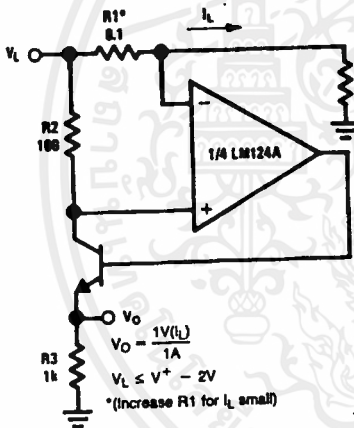
Fixed Current Sources



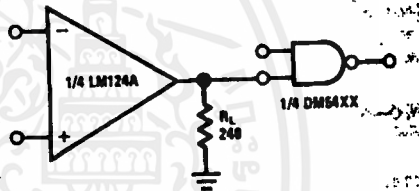
Lamp Driver



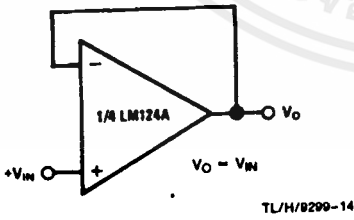
Current Monitor



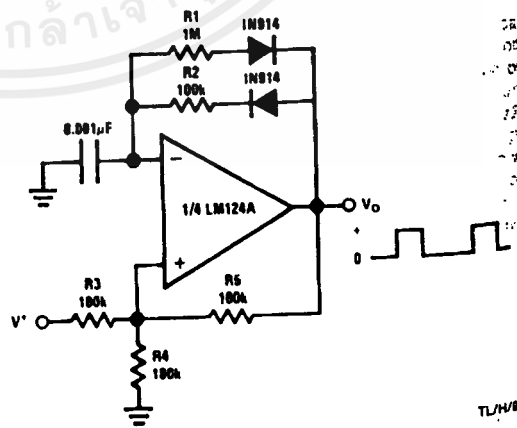
Driving TTL



Voltage Follower

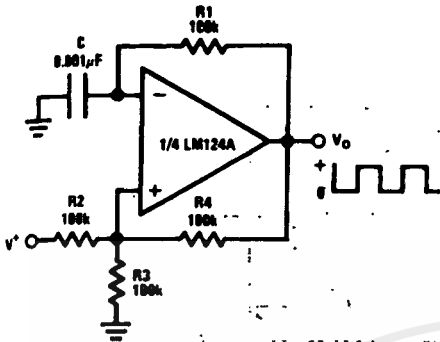


Pulse Generator



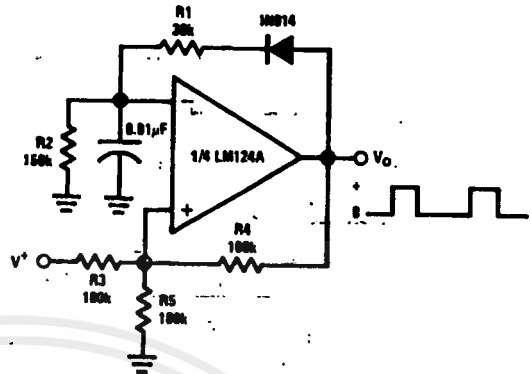
Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0V_{DC}$) (Continued)

Squarewave Oscillator



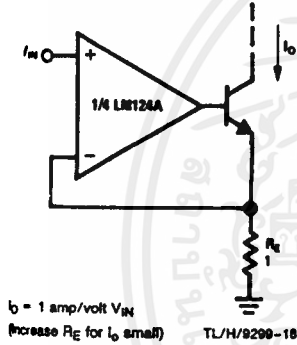
TL/H/9299-16

Pulse Generator



TL/H/9299-17

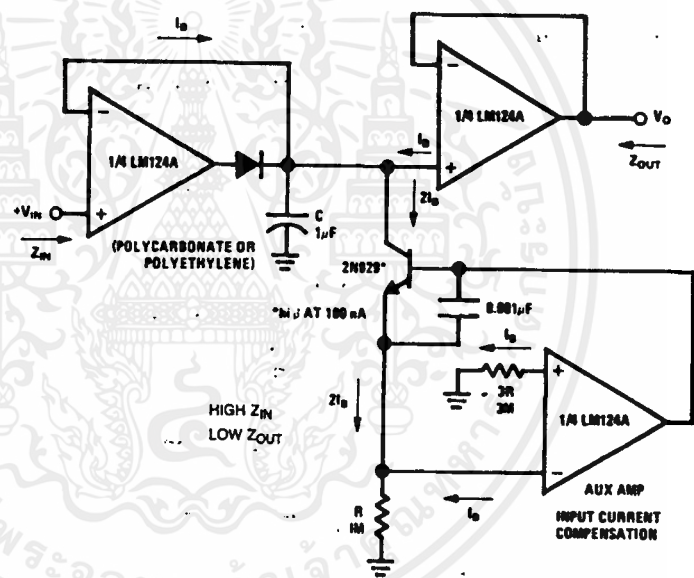
High Compliance Current Sink



$I_o = 1 \text{ amp/volt } V_{IN}$
(Increase R_E for I_o small)

TL/H/9299-18

Low Drift Peak Detector



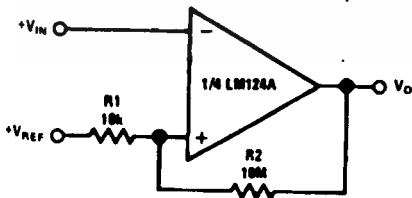
* I_{BIAS} AT 100 nA

HIGH Z_{IN}
LOW Z_{OUT}

AUX AMP
INPUT CURRENT
COMPENSATION

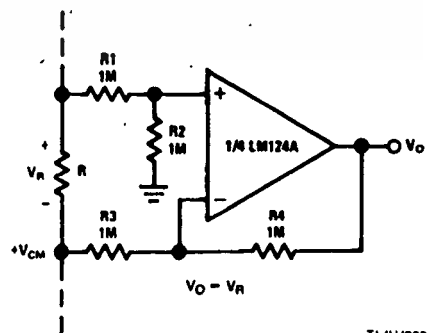
TL/H/9299-19

Comparator with Hysteresis



TL/H/9299-20

Ground Referencing a Differential Input Signal

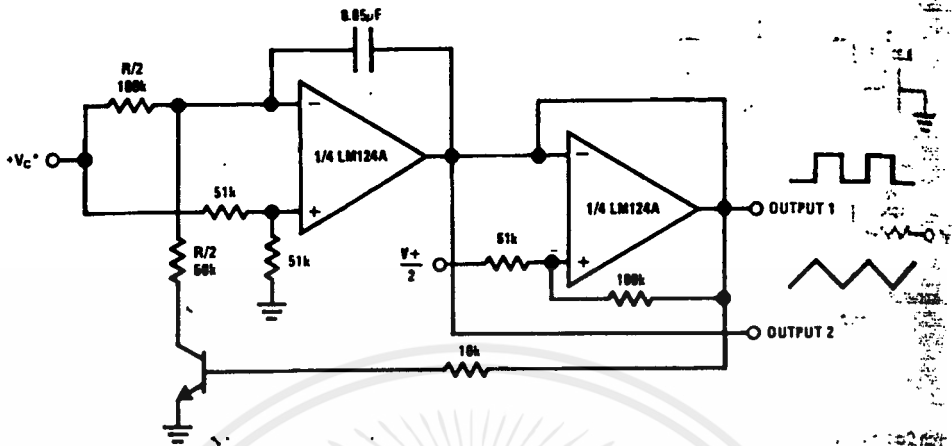


TL/H/9299-21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

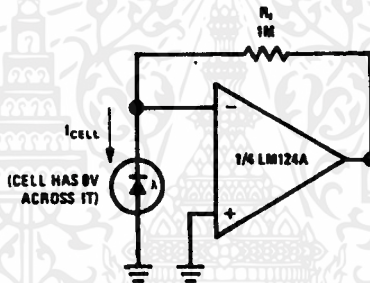
Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$) (Continued)

Voltage Controlled Oscillator Circuit



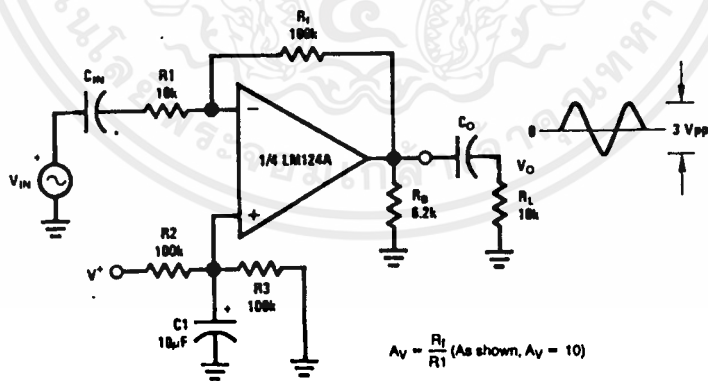
Wide control voltage range: $0 V_{DC} \leq V_C \leq 2(V^+ - 1.5 V_{DC})$

Photo Voltaic-Cell Amplifier



TL/H/8299-23

AC Coupled Inverting Amplifier



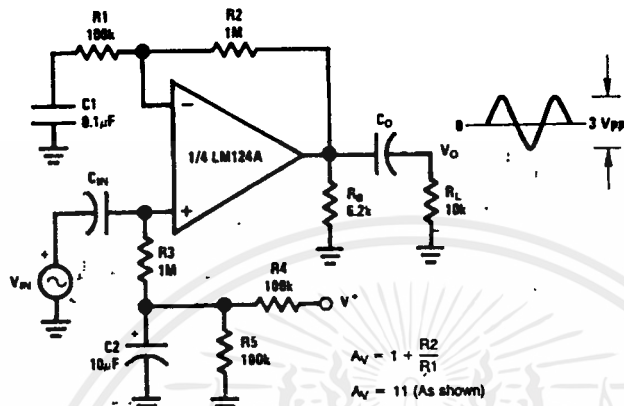
$$A_v = \frac{R_f}{R_1} \text{ (As shown, } A_v = 10 \text{)}$$

TL/H/8299-24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

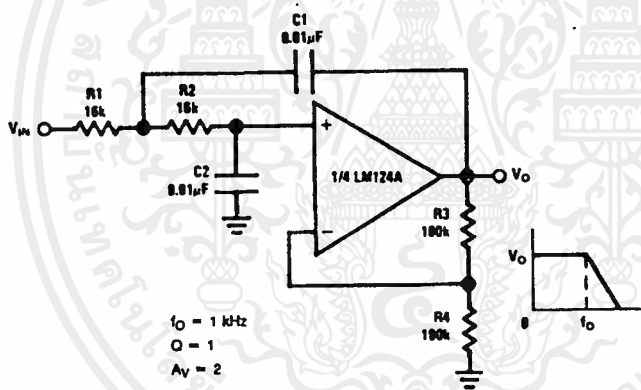
Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$) (Continued)

AC Coupled Non-Inverting Amplifier



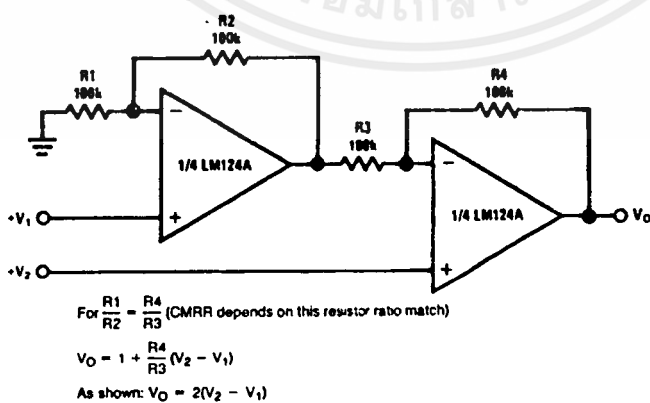
TL/H/0299-25

DC Coupled Low-Pass RC Active Filter



TL/H/0299-26

High Input Z, DC Differential Amplifier

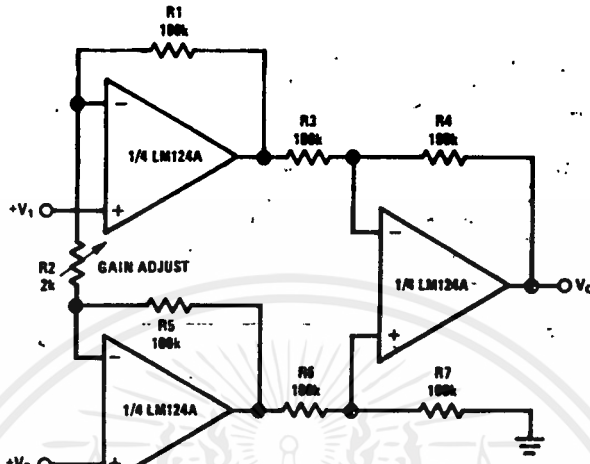


TL/H/0299-27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$) (Continued)

High Input Z Adjustable-Gain DC Instrumentation Amplifier



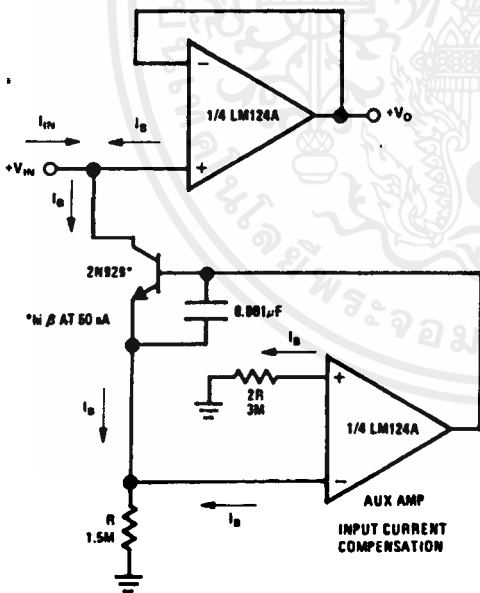
If $R1 = R5$ & $R3 = R4 = R6 = R7$ (CMRR depends on match)

$$V_O = 1 + \frac{2R1}{R2} (V_2 - V_1)$$

As shown $V_O = 101 (V_2 - V_1)$

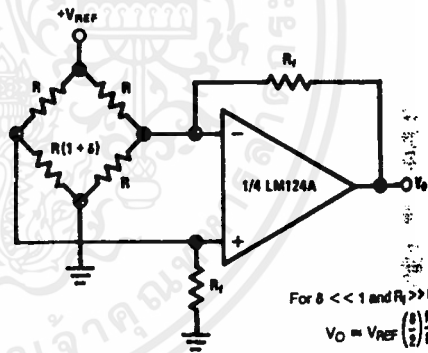
TL/H/0290-28

Using Symmetrical Amplifiers to Reduce Input Current (General Concept)



TL/H/0290-29

Bridge Current Amplifier

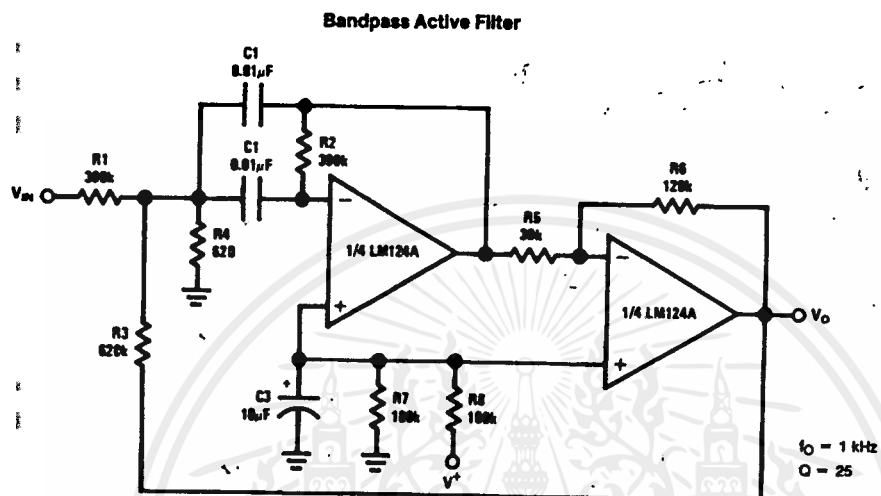


For $\delta \ll 1$ and $R_f \gg R$

$$V_O = V_{REF} \left(\frac{\delta}{2} \right) \frac{R}{R}$$

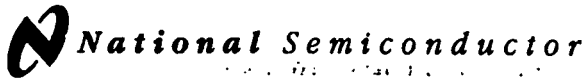
TL/H/0290-3

Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0\text{ V}_{\text{DC}}$) (Continued)



TL/H/9200-31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



LM148/LM149 Series Quad 741 Op Amp

LM148/LM248/LM348 Quad 741 Op Amps

LM149/LM349 Wide Band Decompensated ($A_V(\text{MIN}) = 5$)

General Description

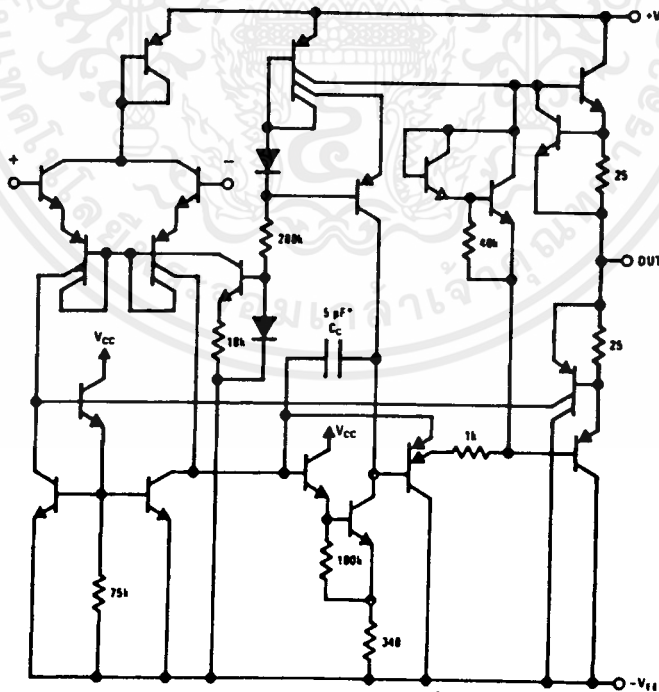
The LM148 series is a true quad 741. It consists of four independent, high gain, internally compensated, low power operational amplifiers which have been designed to provide functional characteristics identical to those of the familiar 741 operational amplifier. In addition the total supply current for all four amplifiers is comparable to the supply current of a single 741 type op amp. Other features include input offset currents and input bias current which are much less than those of a standard 741. Also, excellent isolation between amplifiers has been achieved by independently biasing each amplifier and using layout techniques which minimize thermal coupling. The LM149 series has the same features as the LM148 plus a gain bandwidth product of 4 MHz at a gain of 5 or greater.

The LM148 can be used anywhere multiple 741 or 1558 type amplifiers are being used and in applications where amplifier matching or high packing density is required.

Features

- 741 op amp operating characteristics
- Low supply current drain 0.6 mA/Amplifier
- Class AB output stage—no crossover distortion
- Pin compatible with the LM124
- Low input offset voltage 1 mV
- Low input offset current 4 nA
- Low input bias current 30 nA
- Gain bandwidth product
- LM148 (unity gain) 1.0 MHz
- LM149 ($A_V \geq 5$) 4 MHz
- High degree of isolation between amplifiers 120 dB
- Overload protection for inputs and outputs

Schematic Diagram



*1 pF in the LM149

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

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

(Note 4)

	LM148/LM149	LM248	LM348/LM349
Supply Voltage	±22V	±18V	±18V
Differential Input Voltage	±44V	±36V	±36V
Output Short Circuit Duration (Note 1)	Continuous	Continuous	Continuous
Power Dissipation (P_d at 25°C) and Thermal Resistance (θ_{JA}), (Note 2)			
Molded DIP (N) P_d	—	—	750 mW
θ_{JA}	—	—	100°C/W
Cavity DIP (J) P_d	1100 mW	800 mW	700 mW
θ_{JA}	110°C/W	110°C/W	110°C/W
Maximum Junction Temperature (T_{jMAX})	150°C	110°C	100°C
Operating Temperature Range	-55°C ≤ T_A ≤ +125°C	-25°C ≤ T_A ≤ +85°C	0°C ≤ T_A ≤ +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.) Ceramic	300°C	300°C	300°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.) Plastic			260°C
Soldering Information			
Dual-In-Line Package			
Soldering (10 seconds)	260°C	260°C	260°C
Small Outline Package			
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C	220°C	220°C

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

ESD tolerance (Note 5)

500V

500V

500V

Electrical Characteristics (Note 3)

Parameter	Conditions	LM148/LM149			LM248		LM348/LM349			Units	
		Min	Typ	Max	Min	Max	Min	Typ	Max		
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$		1.0	5.0		1.0	6.0		1.0	6.0	mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		4	25		4	50		4	50	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	100		30	200		30	200	nA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.8	2.5		0.8	2.5		0.8	2.5		M Ω
Supply Current All Amplifiers	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$		2.4	3.6		2.4	4.5		2.4	4.5	mA
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$ $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	50	160		25	160		25	160		V/mV
Amplifier to Amplifier Coupling	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $f = 1\text{ Hz to } 20\text{ kHz}$ (Input Referred) See Crosstalk Test Circuit		-120			-120			-120		dB
Small Signal Bandwidth	LM148 Series $T_A = 25^\circ\text{C}$ LM149 Series		1.0			1.0			1.0		MHz
Phase Margin	LM148 Series ($A_V = 1$) $T_A = 25^\circ\text{C}$ LM149 Series ($A_V = 5$)		60			60			60		degrees
Slew Rate	LM148 Series ($A_V = 1$) $T_A = 25^\circ\text{C}$ LM149 Series ($A_V = 5$)		0.5			0.5			0.5		V/ μs
Output Short Circuit Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		25			25			25		mA
Output Offset Voltage	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$			6.0			7.5			7.5	mV
Output Offset Current				75			125			100	nA
Output Bias Current				325			500			400	nA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Note 3) (Continued)

Parameter	Conditions	LM148/LM149			LM248			LM348/LM349		
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15V, V_{OUT} = \pm 10V, R_L > 2 k\Omega$	25			15			15		
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15V, R_L = 10 k\Omega, R_L = 2 k\Omega$	± 12 ± 10	± 13 ± 12		± 12 ± 10	± 13 ± 12		± 12 ± 10	± 13 ± 12	
Input Voltage Range	$V_S = \pm 15V$	± 12			± 12			± 12		
Common-Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10 k\Omega$	70	90		70	90		70	90	
Supply Voltage Rejection	$R_S \leq 10 k\Omega, \pm 5V \leq V_S \leq \pm 15V$	77	96		77	96		77	96	

Note 1: Any of the amplifier outputs can be shorted to ground indefinitely; however, more than one should not be simultaneously shorted as the maximum junction temperature will be exceeded.

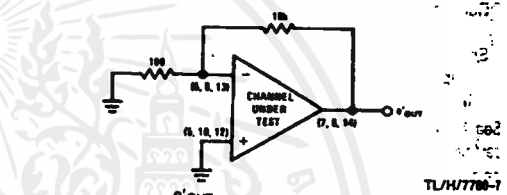
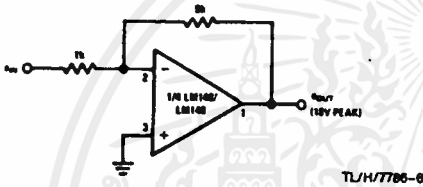
Note 2: The maximum power dissipation for these devices must be derated at elevated temperatures and is dictated by T_{MAX}, θ_{JA} , and the ambient temperature, T_A . The maximum available power dissipation at any temperature is $P_D = (T_{MAX} - T_A)/\theta_{JA}$ or the 25°C $P_{D,MAX}$, whichever is less.

Note 3: These specifications apply for $V_S = \pm 15V$ and over the absolute maximum operating temperature range ($T_L \leq T_A \leq T_H$) unless otherwise noted.

Note 4: Refer to RETS 148X for LM148 military specifications and refer to RETS 149X for LM149 military specifications.

Note 5: Human body model, 1.5 kΩ in series with 100 pF.

Cross Talk Test Circuit



$$\text{Crosstalk} = -20 \log \frac{V_{OUT}}{101 \times V_{IN}} \text{ (dB)}$$

$$V_S = \pm 15V$$

Application Hints

The LM148 series are quad low power 741 op amps. In the proliferation of quad op amps, these are the first to offer the convenience of familiar, easy to use operating characteristics of the 741 op amp. In those applications where 741 op amps have been employed, the LM148 series op amps can be employed directly with no change in circuit performance.

The LM149 series has the same characteristics as the LM148 except it has been decompensated to provide a wider bandwidth. As a result the part requires a minimum gain of 5.

The package pin-outs are such that the inverting input of each amplifier is adjacent to its output. In addition, the amplifier outputs are located in the corners of the package which simplifies PC board layout and minimizes package related capacitive coupling between amplifiers.

The input characteristics of these amplifiers allow differential input voltages which can exceed the supply voltages. In addition, if either of the input voltages is within the operating common-mode range, the phase of the output remains correct. If the negative limit of the operating common-mode range is exceeded at both inputs, the output voltage will be positive. For input voltages which greatly exceed the maximum supply voltages, either differentially or common-mode, resistors should be placed in series with the inputs to limit the current.

Like the LM741, these amplifiers can easily drive a 100 pF capacitive load throughout the entire dynamic output voltage and current range. However, if very large capacitive loads must be driven by a non-inverting unity gain amplifier,

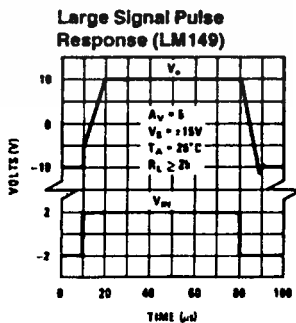
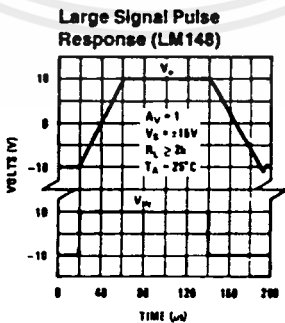
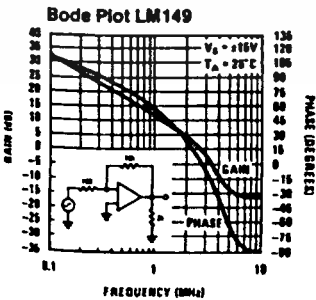
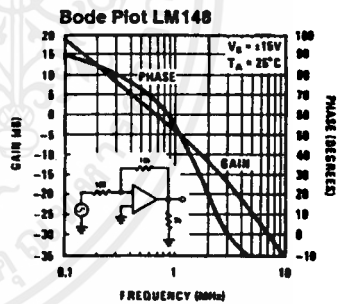
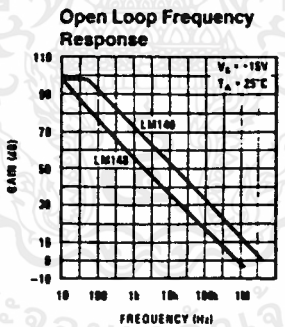
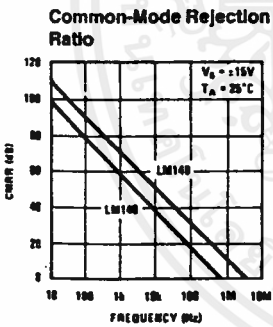
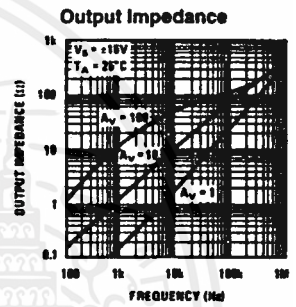
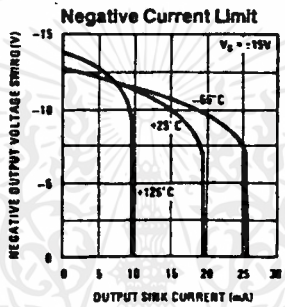
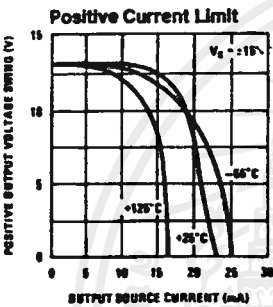
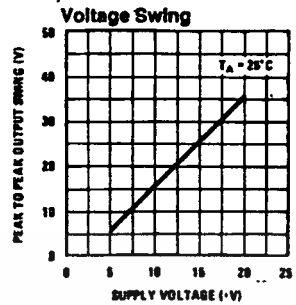
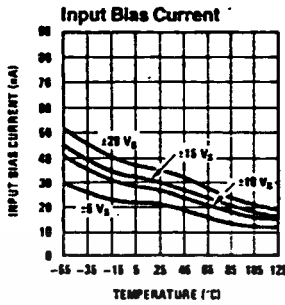
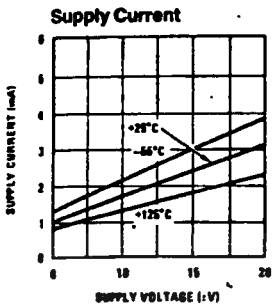
a resistor should be placed between the output (and feedback connection) and the capacitance to reduce the phase shift resulting from the capacitive loading.

The output current of each amplifier in the package is limited. Short circuits from an output to either ground or the power supplies will not destroy the unit. However, if multiple output shorts occur simultaneously, the time duration should be short to prevent the unit from being destroyed as a result of excessive power dissipation in the IC chip.

As with most amplifiers, care should be taken lead dress, component placement and supply decoupling in order to ensure stability. For example, resistors from the output to an input should be placed with the body close to the input to minimize "pickup" and maximize the frequency of the feedback pole which capacitance from the input to ground creates.

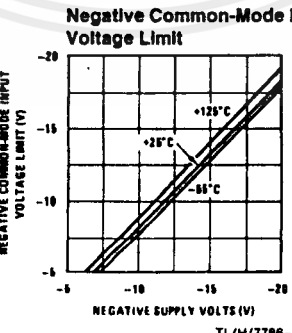
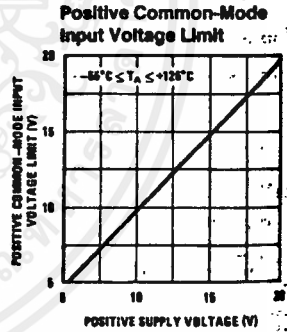
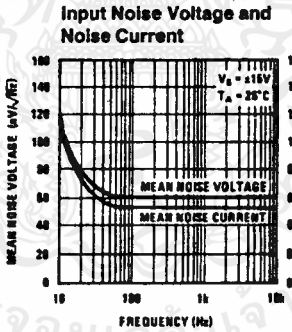
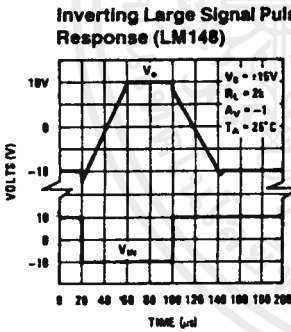
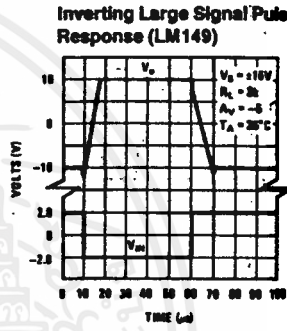
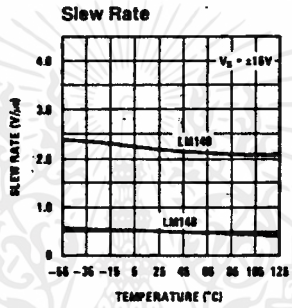
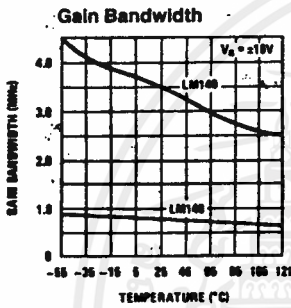
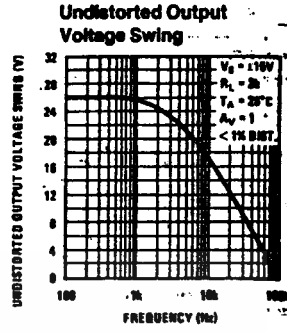
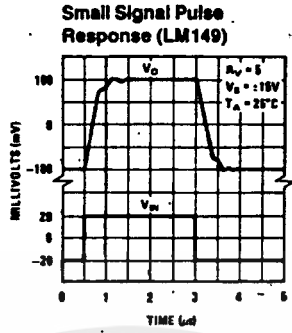
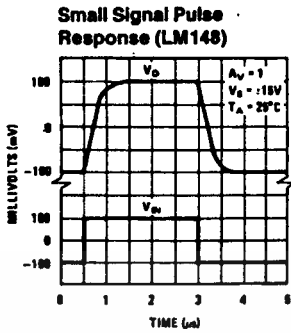
A feedback pole is created when the feedback around any amplifier is resistive. The parallel resistance and capacitance from the input of the device (usually the inverting input) to AC ground set the frequency of the pole. In many instances the frequency of this pole is much greater than the expected 3 dB frequency of the closed loop gain and consequently there is negligible effect on stability margin. However, if the feedback pole is less than approximately six times the expected 3 dB frequency a lead capacitor should be placed from the output to the input of the op amp. The value of the added capacitor should be such that the RC time constant of this capacitor and the resistance it parallels is greater than or equal to the original feedback pole time constant.

Typical Performance Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)

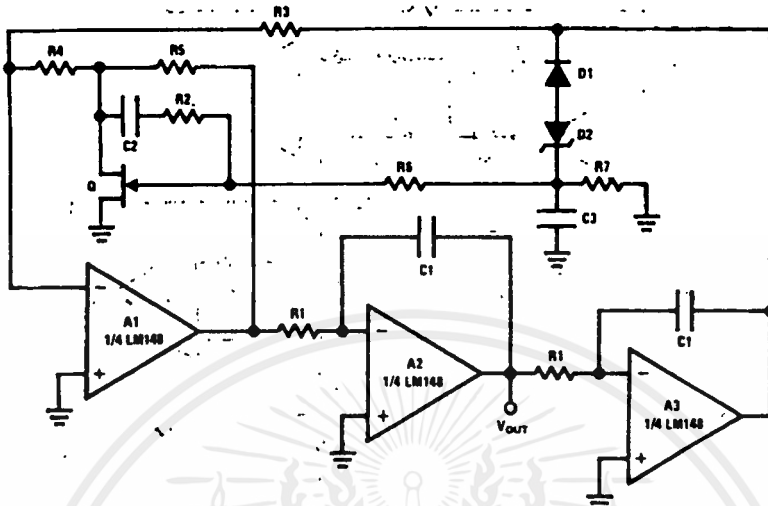


TL/H/7786-5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications—LM148

One Decade Low Distortion Sinewave Generator



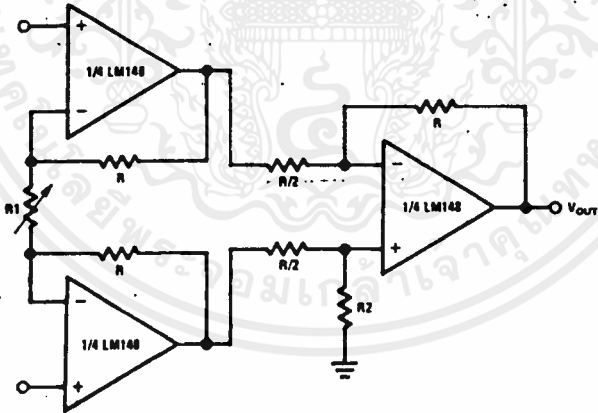
$$f = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \times \sqrt{K}, K = \frac{R_4 R_5}{R_3} \left(\frac{1}{r_{DS}} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} \right), r_{DS} \approx \frac{R_{ON}}{\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2}$$

TL/H/7786-8

f_{MAX} = 5 kHz, THD ≤ 0.03%
 R1 = 100k pot, C1 = 0.0047 μF, C2 = 0.01 μF, C3 = 0.1 μF, R2 = R6 = R7 = 1M,
 R3 = 5.1k, R4 = 12Ω, R5 = 240Ω, Q = NS5102, D1 = 1N914, D2 = 3.6V avalanche diode (ex. LM103), V_S = ±15V

A simpler version with some distortion degradation at high frequencies can be made by using A1 as a simple inverting amplifier, and by putting back to back zeners in the feedback loop of A3.

Low Cost Instrumentation Amplifier



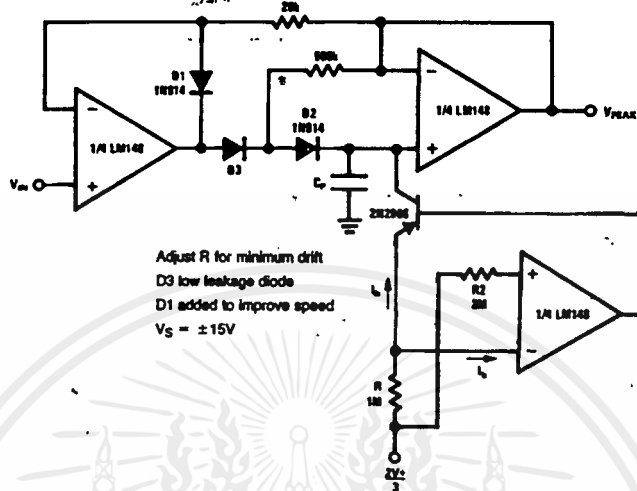
$$V_{OUT} = 2 \left(\frac{2R}{R_1} + 1 \right) \cdot V_S - 3V \leq V_{IN CM} \leq V_S^+ - 3V,$$

V_S = ±15V
 R = R₂, trim R₂ to boost CMRR

TL/H/7786-9

Typical Applications—LM148 (Continued)

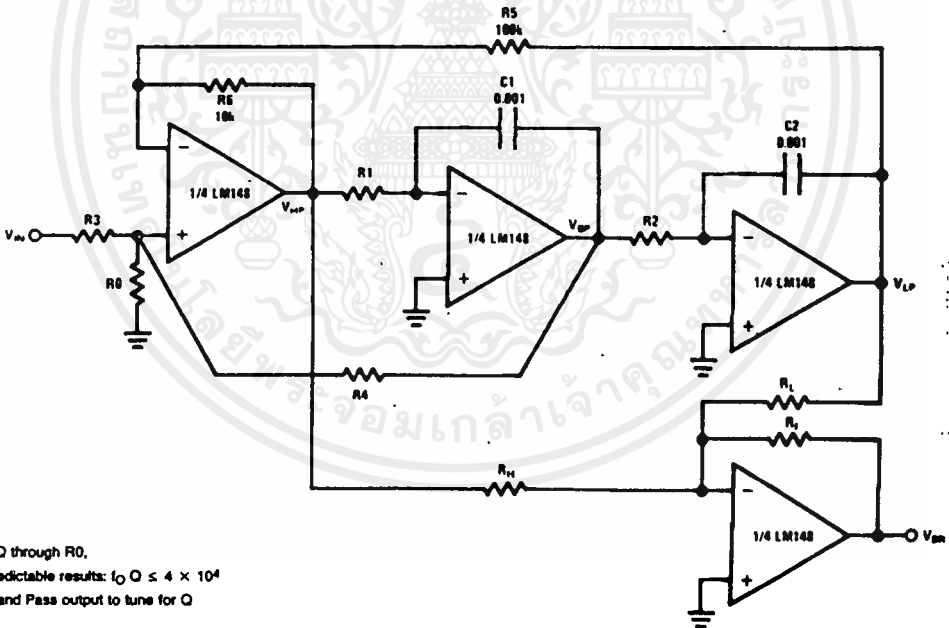
Low Drift Peak Detector with Bias Current Compensation



Adjust R for minimum drift
 D3 low leakage diode
 D1 added to improve speed
 $V_S = \pm 15V$

TL/H/7786-10

Universal State-Variable Filter



tune Q through R0.
 for predictable results: $10^3 Q \leq 4 \times 10^4$
 Use Band Pass output to tune for Q

TL/H/7786-11

$$\frac{f(s)}{N(s)} = \frac{N(s)}{D(s)}, D(s) = s^2 + \frac{S\omega_0}{Q} + \omega_0^2$$

$$N_{HP}(s) = s^2 H_{OHP}, N_{BP}(s) = \frac{-s\omega_0 H_{OHP}}{Q}, N_{LP} = \omega_0^2 H_{OHP}$$

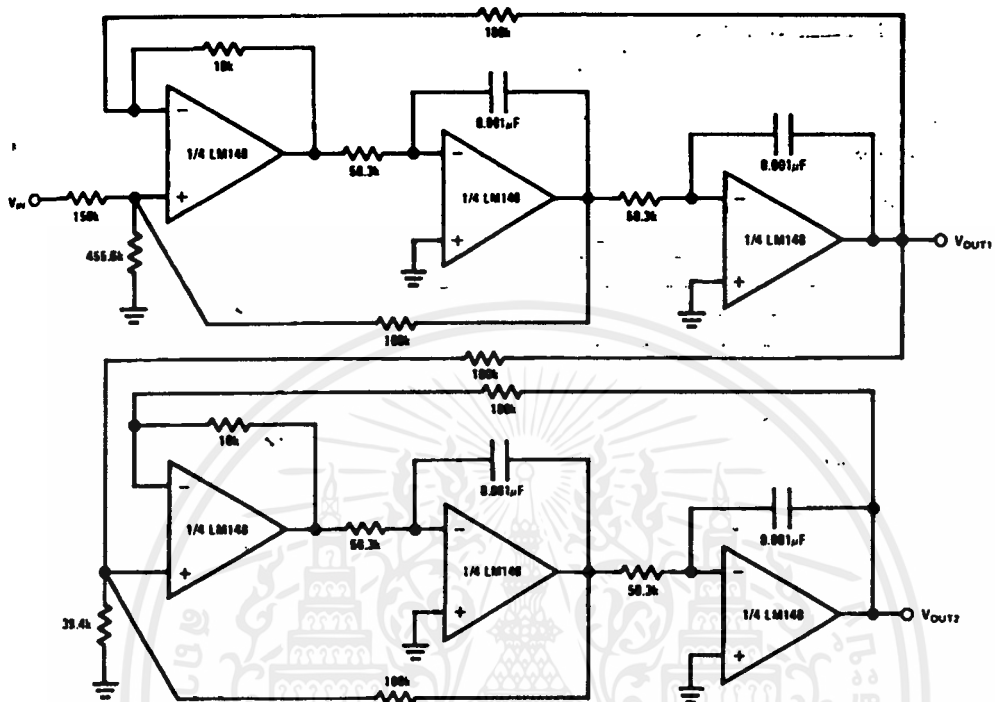
$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_6}{R_5} \sqrt{\frac{1}{1112}}}, f_c = R_6 C_1, Q = \left(\frac{1 + R_4[R_3 + R_4/R_0]}{1 + R_6/R_5} \right) \left(\frac{R_6}{R_5} \frac{1}{f_2} \right)^{1/2}$$

$$f_{NOTCH} = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{R_H}{R_L} \frac{1}{f_2} \right)^{1/2}, H_{OHP} = \frac{1 + R_6/R_5}{1 + R_3/R_0 + R_3/R_4}, H_{BP} = \frac{1 + R_4[R_3 + R_4/R_0]}{1 + R_3/R_0 + R_3/R_4}$$

$$H_{OLP} = \frac{1 + R_5/R_6}{1 + R_3/R_0 + R_3/R_4}$$

Typical Applications—LM148 (Continued)

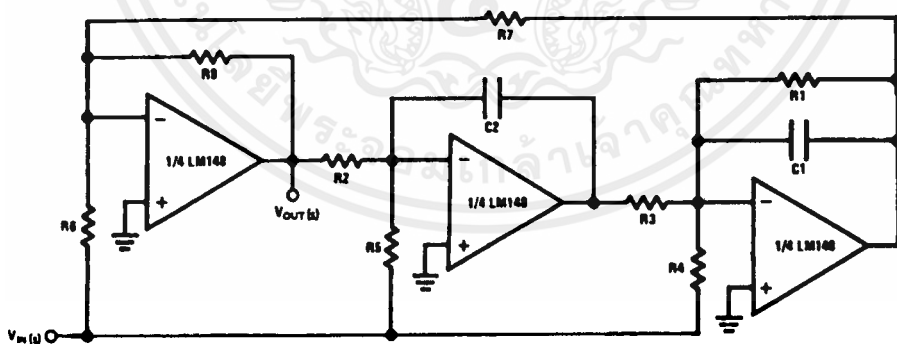
A 1 kHz 4 Pole Butterworth



TL/H/7766-12

Use general equations, and tune each section separately
 $Q_{1stSECTION} = 0.541$, $Q_{2ndSECTION} = 1.306$
 The response should have 0 dB peaking

A 3 Amplifier Bi-Quad Notch Filter



TL/H/7766-13

$$\frac{\sqrt{R6}}{\sqrt{R7}} \times \frac{R1C1}{R3C2R2C1} \cdot f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{\sqrt{R6}}{\sqrt{R7}} \times \frac{1}{R2R3C1C2} \cdot f_{NOTCH} = \frac{1}{2\pi} \frac{\sqrt{R6}}{\sqrt{R3R5R7C1C2}}$$

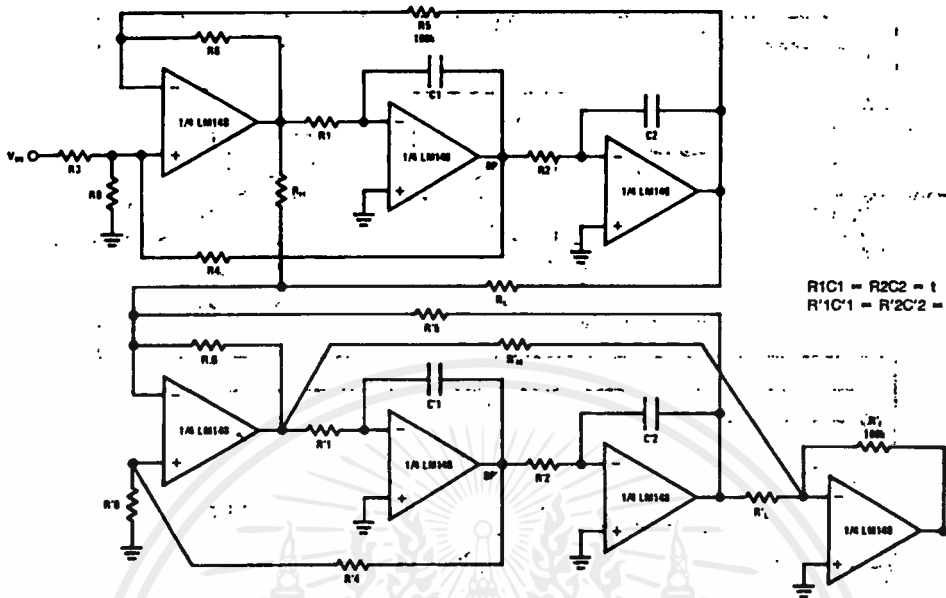
necessary condition for notch: $\frac{1}{R6} = \frac{R1}{R4R7}$

$f_{NOTCH} = 3 \text{ kHz}$, $Q = 5$, $R1 = 270k$, $R2 = R3 = 20k$, $R4 = 27k$, $R5 = 20k$, $R6 = R8 = 10k$, $R7 = 100k$, $C1 = C2 = 0.001 \mu\text{F}$

star noise performance than the state-space approach.

Typical Applications—LM148 (Continued)

A 4th Order 1 kHz Elliptic Filter (4 Poles, 4 Zeros)



$$R1C1 = R2C2 = 1$$

$$R'1C'1 = R'2C'2 = 1$$

TL/H/7786

$f_c = 1 \text{ kHz}$, $f_g = 2 \text{ kHz}$, $f_p = 0.543$, $f_z = 2.14$, $Q = 0.841$, $f'_p = 0.987$, $f'_z = 4.92$, $Q' = 4.403$, normalized to ripple BW

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_6}{R_5}} \times \frac{1}{T}, f_z = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_H}{R_L}} \times \frac{1}{T}, Q = \left(\frac{1 + R_4[R_3 + R_4]R_0}{1 + R_6[R_5]} \right) \times \sqrt{\frac{R_6}{R_5}}, Q' = \sqrt{\frac{R'_6}{R_5} \frac{1 + R'_4[R'_0]}{1 + R'_6[R'_5] + R'_6[R'_p]}}$$

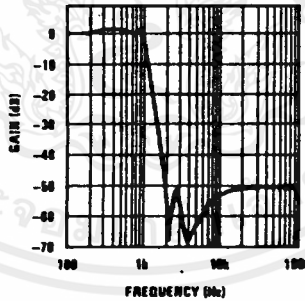
$$R_p = \frac{R_H R_L}{R_H + R_L}$$

Use the BP outputs to tune Q, Q' , tune the 2 sections separately

$R_1 = R_2 = 92.6k, R_3 = R_4 = R_5 = 100k, R_6 = 10k, R_0 = 107.8k, R_L = 100k, R_H = 155.1k,$

$R'_1 = R'_2 = 50.9k, R'_4 = R'_5 = 100k, R'_6 = 10k, R'_0 = 5.78k, R'_L = 100k, R'_H = 248.12k, R'_1 = 100k.$ All capacitors are $0.001 \mu\text{F}.$

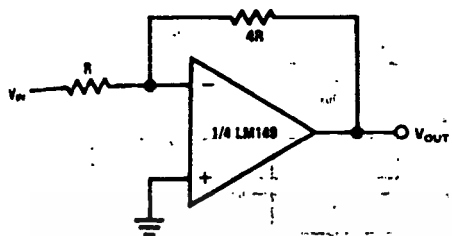
Lowpass Response



TL/H/7786-15

Typical Applications—LM149

Minimum Gain to Insure LM149 Stability

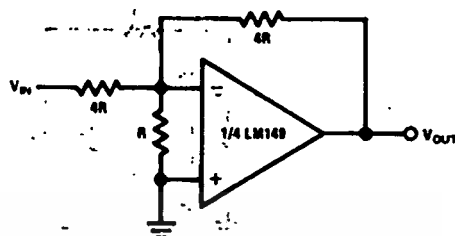


TL/H/7786-16

$$A_{CL}(s) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{-4}{\left(1 + \frac{5}{A_{OL}(s)}\right)} \approx -4$$

$V_{OL} = \pm 5 V_{OS}$
 $V_{IN} = 0$
 Small Signal BW = 40 kHz
 Int'l Signal BW = G BW/5

The LM149 as a Unity Gain Inverter

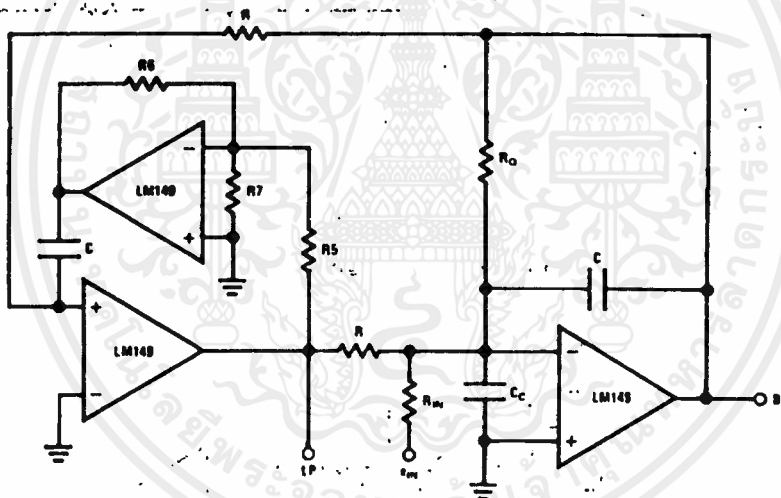


TL/H/7786-17

$$A_{CL}(s) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(\frac{-1}{1 + \frac{6}{A_{OL}(s)}}\right) \approx -1$$

$V_{OL} = \pm 5 V_{OS}$
 $V_{IN} = 0$
 Small Signal BW = G BW/5

Non-inverting-Integrator Bandpass Filter



TL/H/7786-18

For stability purposes: $R7 = R6/4$, $10R6 = R5$, $C_C = 10C$

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \frac{\sqrt{R5}}{\sqrt{R6}} \times \frac{1}{RC}, \quad Q = \frac{R_O}{R} \frac{\sqrt{R5}}{\sqrt{R6}}, \quad H_{OBP} = \frac{R_O}{R_{IN}}$$

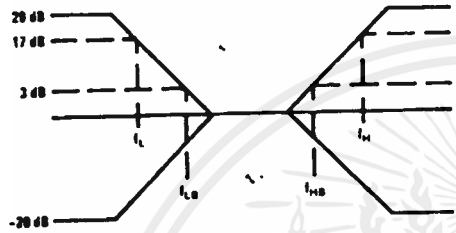
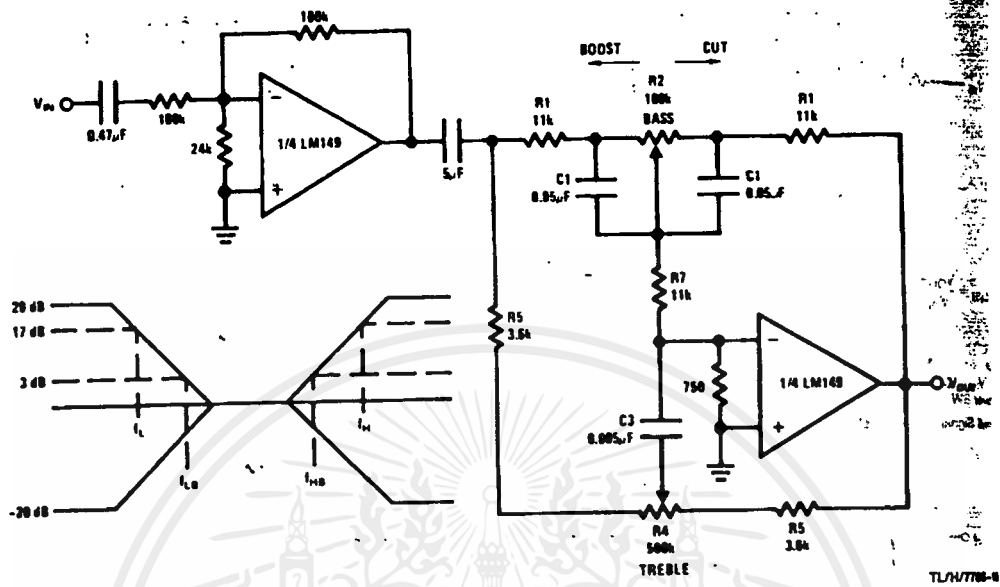
$f_{O(MAX)}, Q_{MAX} = 20 \text{ kHz}, 10$

Better Q sensitivity with respect to open loop gain variations than the state variable filter.

$R7, C_C$ added for compensation

Typical Applications—LM149 (Continued)

Active Tone Control with Full Output Swing (No Slew Limiting at 20 kHz)

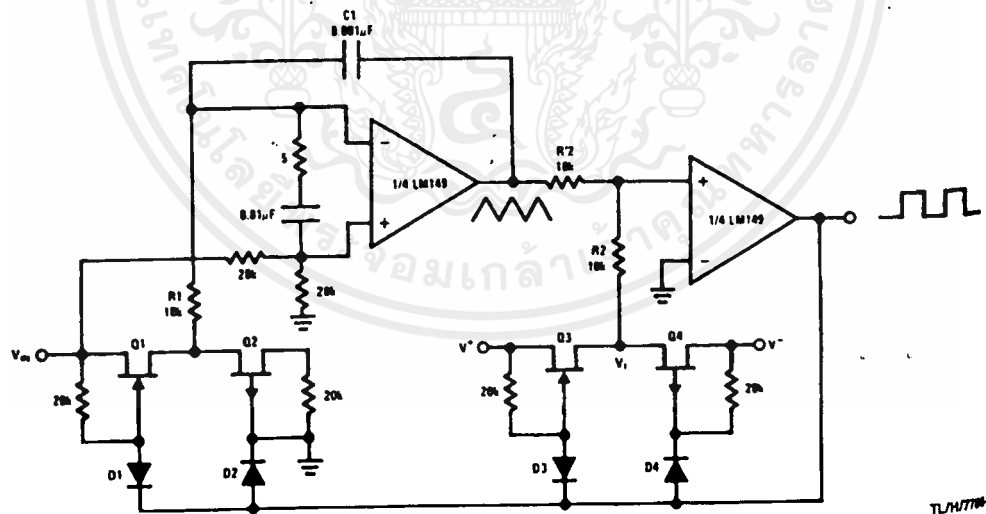


$V_S = \pm 15V, V_{OUT(MAX)} = 0.1 V_{RMS}$
 $f_{MAX} = 20 \text{ kHz}, THD \leq 1\%$
 Duplicate the above circuit for stereo
 $f_L = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}, f_{LB} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_5 C_3}, f_{HB} = \frac{1}{2\pi(R_1 + 2R_7)C_3}$$

Max Bass Gain = $(R_1 + R_2)/R_1$
 Max Treble Gain = $(R_1 + 2R_7)/R_5$
 as shown: $f_L = 32 \text{ Hz}, f_{LB} = 320 \text{ Hz}$
 $f_H = 11 \text{ kHz}, f_{HB} = 1.1 \text{ Hz}$

Triangular Squarewave Generator

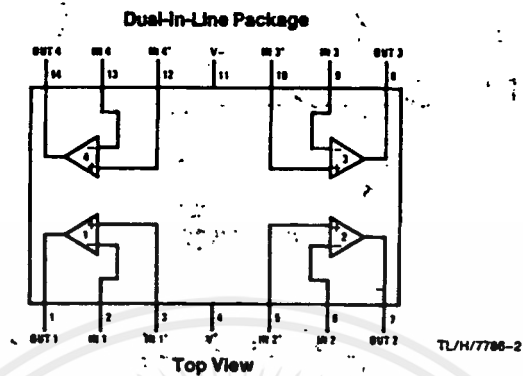


$f = \frac{K \times V_{IN}}{8V^+ C_1 R_1}, K = R_2/R_2', \frac{2V_1}{K} \leq 25V, V^+ = -V^-, V_S = \pm 15V$
 Use LM125 for $\pm 15V$ supply
 The circuit can be used as a low frequency V/F for process control.
 O1, O3: KE4393, O2, O4: P1087E, D1-D4 = 1N914

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Connection Diagram



Order Number LM148J, LM148J/883, LM149J, LM149J/883, LM248J, LM348J, LM348M, LM348N or LM349N
 See NS Package Number J14A, M14A or N14A
 LM148J is available per JM38510/11001



TUH/7786-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้