



ปีการศึกษา 2530

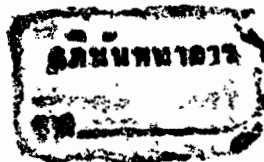
AUTOMOBILE MEASURING SYSTEM

โดย

นาย ชีรพงษ์ เย็นน้ำ เลขประจำตัว 296108
นาย กิตติศิลป์ แตระกุล เลขประจำตัว 296301

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ ไพฑูรย์ ชาญวิวัฒนา



ปริญญาโทปีการศึกษา 2530

เรื่อง AUTOMOBILE MEASURING SYSTEM

ผู้จัดทำ

- 1. นายธีรพงษ์ เย็นฉ่ำ เลขประจำตัว 296108
- 2. นายกิตติศิลป์ แตระกุล เลขประจำตัว 296301

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
 (.....อ.ไพฑูรย์ ชาญวิวัฒนา)



บทคัดย่อ

โครงการพัฒนาระบบคอมพิวเตอร์เข้ากับระบบเครื่องวัดในรถยนต์ (COMPUTERIZED AUTOMOBILE MEASURING SYSTEM) นี้ จะแบ่งออกเป็น 4 คือ ส่วนระบบวัดในรถยนต์ (AUTOMOBILE MEASURING), ส่วนที่เป็นหน่วยประมวลผลกลาง (CENTRAL PROCESSING UNIT หรือ CPU), ส่วนแสดงผลแบบกราฟิก (GRAPHIC DISPLAY SYSTEM) และส่วนที่เป็นหน่วยสังเคราะห์เสียงพูด (SPEECH SYNTHESIZER) โดยปริญาณิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนที่เกี่ยวกับการวัดในส่วนแรก กล่าวถึงหลักการวัดค่าตัวแปรทางฟิสิกส์ต่างๆในรถยนต์ การเลือกและการออกแบบวงจรวัดกับตัวเซ็นเซอร์ วิธีการติดต่อข้อมูลส่งไปให้หน่วยประมวลผลกลาง รวมถึงการคาลิเบรทและการติดตั้งตัวเซ็นเซอร์เข้ากับรถยนต์ให้ได้ค่าวัดที่ถูกต้องที่สุด

ผู้จัดทำหวังเป็นอย่างยิ่งว่า โครงการนี้จะสร้างแนวความคิดและนำไปสู่การพัฒนาปรับปรุงให้ดียิ่งขึ้น



Abstract

The adaptive Computerized Measuring System project is divided to 4 parts that are Automobile measuring system, Central processing unit, Graphic display system and Speech synthesizer unit.

This thesis is Automobile measuring system section that it is the first part of the overall project. This section said about how to measure the physics variables of the engine, how to select and design the sensors and the measuring circuits, the methods of data sensing to CPU and addition to the calibration and installation of the sensors in the automobile for the correct measuring values

We hope this project make the good idea to you and get it into the good adaption



	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 โครงการระบบคอมพิวเตอร์ในรถยนต์	1
1.2 ระบบอิเล็กทรอนิกส์ในรถยนต์	1
รายละเอียดของโครงการ	4
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	6
2.1 ระบบเครื่องวัดในรถยนต์ทั่วไป	6
2.2 หลักการทำงานของเครื่องวัดแต่ละตัว	6
2.2.1 เครื่องวัดความเร็วและระยะทาง	6
2.2.2 เครื่องวัดความเร็วรอบ	8
2.2.3 เครื่องวัดอุณหภูมิน้ำระบายความร้อน	9
2.2.4 เครื่องวัดความดันน้ำมันหล่อลื่น	10
2.2.5 เครื่องวัดระดับน้ำมันเชื้อเพลิง	11
2.2.6 เครื่องวัดอัตราการประจุกระแสของแบตเตอรี่	12
2.3 ชนิดของมาตรวัดที่ใช้ในรถยนต์	13
2.4 การประยุกต์ใช้อิเล็กทรอนิกส์เข้ากับระบบเครื่องมือวัดในรถยนต์	15
2.5 ระบบเครื่องมือวัดใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ควบคุมการทำงาน	15
2.6 การแปลงกลับสัญญาณ	17
2.7 หลักการวัดความเร็วรอบแบบอิเล็กทรอนิกส์	20
2.8 หลักการวัดความเร็วรถแล่นแบบอิเล็กทรอนิกส์	21
2.9 หลักการวัดอุณหภูมิแบบอิเล็กทรอนิกส์	24
2.10 หลักการวัดความดันแบบอิเล็กทรอนิกส์	24
2.11 หลักการวัดระดับน้ำมันแบบอิเล็กทรอนิกส์	25
2.12 หลักการวัดแรงดันและกระแสแบบอิเล็กทรอนิกส์	26
2.13 ระบบการตรวจจับสภาวะการทำงานของหลอดไฟต่างๆ	27
2.14 ตัวเชื่อมโยงทางแสง	28
2.15 ทฤษฎีออปติคัลพื้นฐาน	32
2.15.1 วงจรขยายแบบอินเวอร์ตติ้ง	33
2.15.2 วงจรขยายแบบนอน-อินเวอร์ตติ้ง	35
2.15.3 วงจรเปรียบเทียบแรงดัน	36
2.15.4 วงจรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียล	38

2.16	ทฤษฎีและการนำไปใช้งาน ไอ.ซี. LM 324	41
2.17	ทฤษฎีและการใช้งานไอ.ซี. เปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน เบอร์ LM 2907 และ 2917	43
2.18	ทฤษฎีการใช้งาน ไอ.ซี. วัดอุณหภูมิเบอร์ LM 335	46
2.19	ทฤษฎีการใช้งาน ไอ.ซี. โวลต์เตจเร็กกูเลเตอร์ เบอร์ LM 7805-7808	48
2.20	ทฤษฎีหลักการทำงาน-การใช้งานไอ.ซี. เปลี่ยนนาฬิกาเป็นดิจิตอลเบอร์ ADC0809	50
บทที่ 3	การคำนวณและการสร้าง	57
3.1	การคำนวณและการสร้างวงจรวัดความเร็วรถแล่น	57
3.2	การคำนวณและการสร้างวงจรวัดความเร็วรอบ	60
3.3	การคำนวณและการสร้างวงจรวัดอุณหภูมิ	63
3.4	การคำนวณและการสร้างวงจรวัดระดับน้ำมันเชื้อเพลิง	66
3.5	การคำนวณและการสร้างวงจรตรวจจับความดันน้ำมันเครื่อง	67
3.6	การคำนวณและการสร้างวงจรวัดกระแสและแรงดัน	68
3.7	การคำนวณและการสร้างวงจรตรวจจับสภาวะหลอดไฟต่างๆ	71
3.8	การต่อวงจรวัดส่วนต่างๆร่วมกับ ADC 0809	78
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	79
4.1	การทดลองวงจรวัดความเร็วรถ	79
4.2	การทดลองวงจรวัดความเร็วรอบ	81
4.3	การทดลองวงจรวัดอุณหภูมิ	82
4.4	การทดลองวงจรวัดความดัน	84
4.5	การทดลองวงจรวัดระดับ	84
4.6	การทดลองวงจรวัดกระแสและแรงดัน	86
4.7	การทดลองวงจรตรวจจับสภาวะหลอดไฟ	88
บทที่ 5	การวิจารณ์และสรุปผล	90
ภาคผนวก	91
กิตติกรรมประกาศ	92
หนังสืออ้างอิง	93

บทที่ 1

บทนำ

1.1 โครงงานระบบคอมพิวเตอร์ในรถยนต์

รถยนต์ที่กัวนี้มีความสัมพันธ์ใกล้ชิดกับตัวเรามาก จนกล่าวได้ว่ามันเป็นปัจจัยที่ 5 ของมนุษย์ รถยนต์ในยุคแรกเริ่มใช้พลังไอน้ำมาดันทกลสบททำให้รถเคลื่อนที่ ต่อมาก็พัฒนามาเรื่อยๆจนเป็นเครื่องยนต์ที่ใช้หลักการสันดาปภายใน ใช้น้ำมันเชื้อเพลิงเป็นพลังงาน ซึ่งในระยะแรกยังให้กำลังงานน้อยมากเพียง 2 แรงม้าเท่านั้น และการสิ้นเปลืองพลังงานยังสูงอยู่ แต่ได้ปรับปรุงจนมีประสิทธิภาพดีขึ้น และการสิ้นเปลืองพลังงานน้อยลง

ช่วงทศวรรษที่ผ่านมา ได้เกิดวิกฤตการณ์ทางด้านพลังงาน ซึ่งมีอยู่จำกัด ทำให้มีราคาแพงทุกประเทศจึงพยายามใช้พลังงานอย่างประหยัดและคุ้มค่า และรถยนต์ก็เป็นตัวการเผาผลาญพลังงานที่สำคัญตัวหนึ่ง นอกจากนี้ยังเป็นแหล่งกำเนิดมลภาวะ อากาศเสีย อากาศเป็นพิษ แหล่งใหญ่ของโลก การออกแบบผลิตรถยนต์ปัจจุบัน รวมถึงในอนาคต จึงยึดหลักการประหยัดพลังงานและลดมลภาวะเป็นสิ่งสำคัญ ซึ่งอาจทำได้หลายวิธี เช่น การปรับปรุงประสิทธิภาพวงจรจุดระเบิด ปรับปรุงระบบการจ่ายน้ำมันให้อัตราส่วนการผสมถูกต้องทุกสภาวะการใช้งาน ซึ่งสามารถทำได้โดยใช้เทคโนโลยีด้านอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์เข้ามาช่วย หรืออาจออกแบบเครื่องยนต์ชนิดใหม่ให้ใช้พลังงานชนิดใหม่ เช่น ไฟฟ้า แก๊ส ลิเทียม ฯลฯ ซึ่งคิดว่าหาง่ายกว่า ประหยัดพลังงานและลดมลภาวะได้ดี กว่าแบบเดิม

1.2 ระบบอิเล็กทรอนิกส์ในรถยนต์

อิเล็กทรอนิกส์เป็นเทคโนโลยีที่ก้าวหน้ารวดเร็วมาก ในแทบทุกวงการมักมีอิเล็กทรอนิกส์แทรกอยู่ด้วยเสมอ โดยมากมักอยู่ในรูปของเครื่องมือและอุปกรณ์การวัดค่า การประมวลค่า และการแสดงผล หรืออาจเป็นตัวควบคุม หรือสนับสนุนการทำงานของระบบอีกทีหนึ่ง เช่น ในเครื่องซักผ้า , กล้องถ่ายรูป , เครื่องมือแพทย์ต่างๆ ฯลฯ

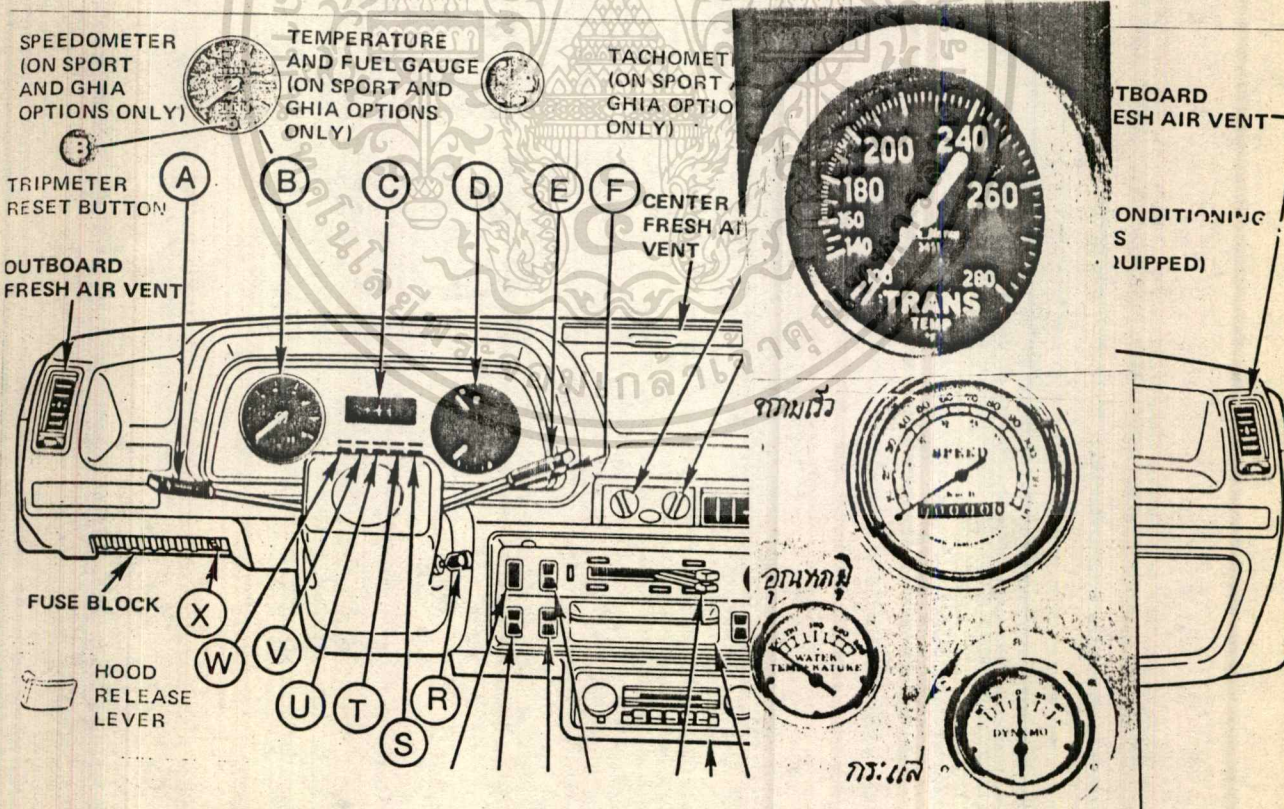
ในรถยนต์ก็เช่นกัน อิเล็กทรอนิกส์มาช่วยอำนวยความสะดวก ช่วยเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของเครื่องยนต์ เช่น วงจรจุดระเบิดอิเล็กทรอนิกส์, วงจรกันขโมย, รวมทั้งระบบการวัดค่าและแสดงค่าตัวพารามิเตอร์ต่างๆที่สำคัญต่อสมรรถนะเครื่องยนต์, ระบบเตือนภัยเมื่อมีการผิดปกติใดๆ เกิดขึ้น ต่อเครื่องยนต์ หรือระบบไฟฟ้าในรถยนต์ ทั้งในขณะขับขี่ และก่อนจะขับขี่ ซึ่งอาจเป็นอันตรายต่อรถยนต์ หรือต่อคนขับได้ ซึ่งจะมีประโยชน์ในด้านความสะดวก ความปลอดภัย การประหยัดพลังงาน และประสิทธิภาพการใช้งานที่สูงสุดของรถยนต์นั้นๆ

การขับขี่รถยนต์ให้มีสมรรถนะ ปลอดภัย สะดวก และประหยัดพลังงานที่สุดนั้นขึ้นอยู่กับปัจจัยประกอบหลายอย่าง รถยนต์ที่ดีจะมีเครื่องมือแสดงสภาวะของตัวแปรที่เป็นพารามิเตอร์แสดงสภาวะการทำงานของเครื่องยนต์ หรือระบบไฟฟ้าในรถยนต์ที่สำคัญตลอดเวลา เช่น อุณหภูมิของน้ำระบายความร้อนเครื่องยนต์ในขณะนั้น, ค่าความดันน้ำมันหล่อลื่นของเครื่องยนต์, ความเร็วรอบของเพลาค้อเหวี่ยง (crank shaft) และความเร็วมอเตอร์วาล์วนั้น, แรงดันและกระแส-

ของการประจุกระแสของแบตเตอรี่ หรือระดับปริมาณเชื้อเพลิงที่เหลืออยู่ในถัง รวมทั้งสภาพการทำงานของระบบไฟฟ้า หรือระบบการส่องสว่างที่สำคัญๆ ต่อการขับขี่เช่น แตร ไฟหน้า ไฟท้าย ไฟเลี้ยว ไฟเบรก ฯลฯ ค่าตัวแปรและสภาวะต่างๆ ที่แสดงให้ทราบมานี้ล้วนเป็นเครื่องอำนวยความสะดวกแก่คนที่ขับรถที่ชาญฉลาดซึ่งนำข้อมูลต่างๆ ที่ได้ มาใช้เพื่อการขับขี่ที่มีสมรรถนะ ความปลอดภัย การประหยัดพลังงานสูงสุด

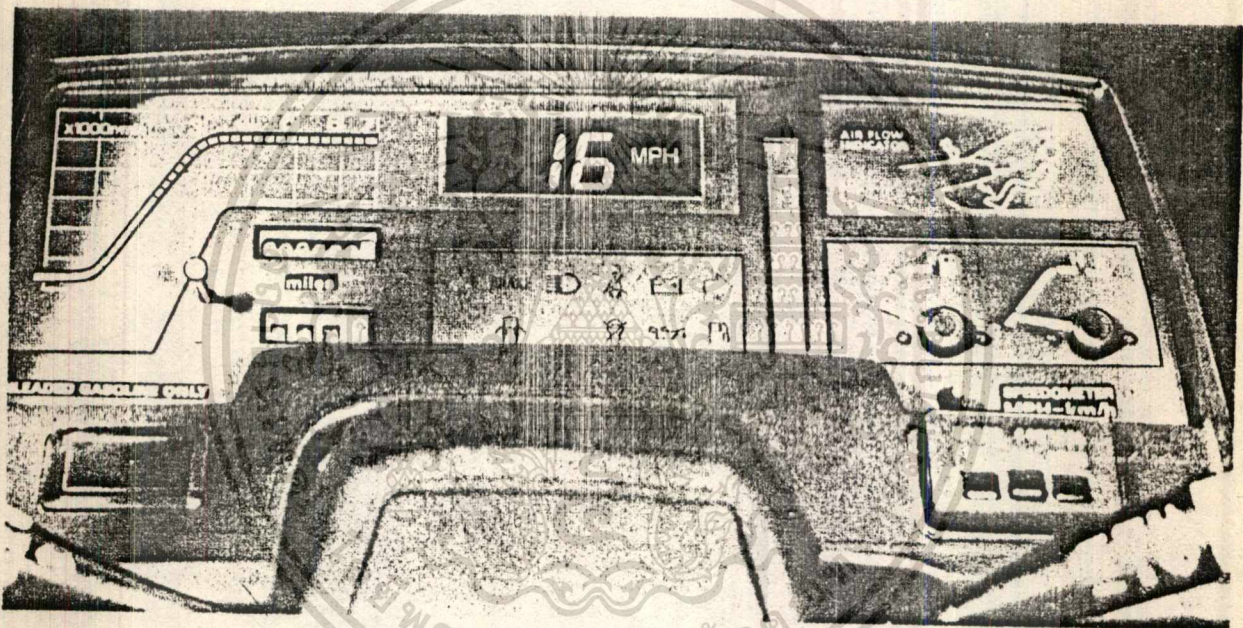
เนื่องจากสามารถอ่านค่าต่างๆ เหล่านี้ แล้วตีความหมายออกมาว่า ขณะนี้รถมีสภาพการขับช้อย่างไร เช่น เครื่องร้อนไป ถ้าเข็มชี้เลยขีดแดงบนหน้าปัดเครื่องวัดอุณหภูมิ คนขับก็จะต้องจอดรถดูน้ำในหม้อน้ำ ถ้าแห้งต้องรีบเติม มิฉะนั้นเครื่องจะพังแน่นอน หรือระบบการประจุแบตเตอรี่มีการประจุ มากหรือน้อยเกินไป ก็ต้องตรวจดูแบตเตอรี่ ว่าเสื่อมหรือไม่ ก่อนที่แบตเตอรี่จะพังหรือระบบไฟของเราจะพังทั้งระบบหรือทราบว่่าที่ความเร็วรอบเท่านี้ เป็นจุดที่ควรเปลี่ยนเกียร์แล้วให้กำลังสูงสุด และกินน้ำมันน้อยที่สุด หรือเกียร์ที่จะให้กำลังในการเร่งเพื่อแข่งได้ดี และปลอดภัย ประหยัด เหล่านี้เป็นต้น ฯลฯ

แต่อย่างไรก็ตามที่กล่าวมานี้ต้องอาศัยคนที่มีความรู้ ประสบการณ์มากพอสมควร จึงทำให้มีการสำรวจของบริษัทผู้ผลิตรถยนต์ทั้งหลายและพบว่า คนที่ซื้อรถนั้นน้อยคนนักที่จะอ่านข้อมูลจากเครื่องวัดต่างๆ เหล่านี้ได้อย่างแท้จริง เนื่องจากไม่มีความรู้พื้นฐานทางด้านเครื่องยนต์มาก่อน และการแสดงค่าวัดต่างๆ มักเป็นแบบเข็มชี้ตัวเลขต่างๆ บนหน้าปัดมั่งงาภาพที่ 1.2 ก



ภาพที่ 1 ก หน้าปัดแบบคลาสสิก

ซึ่งสื่อความหมายได้ไม่ชัดเจน และส่วนใหญ่ไม่ค่อยเที่ยงตรงด้วย นอกจากนี้จะมีค่าคลาดเคลื่อนไปเมื่อใช้ไปนานๆ เพราะอายุการใช้งานหรือเพราะสภาพของรถต้องมีการสิ้นเปลืองอะไหล่ก่อนข้างสูงๆ และรถยนต์แต่เดิมนั้นจนถึงปัจจุบันส่วนใหญ่ก็ยังเป็นแบบนี้อยู่ เพราะราคาถูก แต่ในรถยนต์ใหม่หลายรุ่น หรือแนวโน้มในอนาคตที่ได้นำเอาไมโครคอมพิวเตอร์มาควบคุมการทำงานของเครื่องยนต์ เช่น โตโยต้ารุ่นซอโรว์ ได้เปลี่ยนการแสดงผลแบบที่เป็นหน้าปัดเข็มและเข็มชี้ ไปเป็นจอแสดงผลแบบผลึกเหลว(Liquid crystal display: LCD) เป็นตัวเลขและกราฟฟิกหลากสี ทำให้นอกจากจะดูสวยงามและทันสมัยแล้ว ยังอ่านง่าย ดูได้สะดวกสบายเพราะจะมีตัวอักษรอธิบายสภาวะตัวแปรแต่ละตัวตลอดเวลา และเมื่อมีการผิดปกติเกิดขึ้น ณ.ตำแหน่งใด ก็จะมีสัญญาณเตือนทั้งภาพและเสียงใ้คนขับได้รับรู้ และแจ้งสาเหตุที่ขัดข้องพร้อมทั้งการแก้ไขด้วย ดังแสดงในภาพที่ 1.2 ข



ภาพที่ 1ข หน้าปัดแบบคอมพิวเตอร์

แนวความคิดดังกล่าวนี้สำหรับในประเทศไทย ยังมิได้มีผู้ใดกระทำอย่างจริงจังเพราะไม่ได้ผลิตรถยนต์ใช้เอง โครงการงาน AUTOMOTIVE COMPUTERIZED MEASURING SYSTEM นี้จึงมีจุดประสงค์ปรับปรุงระบบเครื่องวัดต่างๆ ในรถยนต์ที่มีใช้ทั่วไปให้มีคุณสมบัติตามที่กล่าวแล้วในตอนต้นๆ ให้ได้ตามมีมากที่สุด และเนื่องจากว่าเป็นระบบใหญ่และต้องมีการประมวลผลด้วยไมโครโปรเซสเซอร์มีการส่งข้อมูลแบบดิจิตอล ภาคแสดงผลเป็นระบบดิจิตอล มีการส่งสัญญาณเตือนทั้งภาพ แสง และเสียง จึงแบ่งโครงการงานออกเป็น 4 ส่วน คือ

1. MEASURING SYSTEM : ทำหน้าที่ตรวจวัดค่าตัวแปรสถานะต่างๆ ของเครื่องยนต์และระบบไฟฟ้าที่สำคัญในรถยนต์ แล้วปรับระดับสัญญาณเหล่านั้นให้เป็นมาตรฐานเดียวกัน พร้อมทั้งทำการแปลงข้อมูลซึ่งเป็นแบบอนาล็อก ให้เป็นดิจิตอลที่ถูกต้องแก่ ไมโครโปรเซสเซอร์จะส่งสัญญาณบางอย่างที่จำเป็นเพื่อการทำงานที่สมบูรณ์, พิจารณาการเลือกใช้เซ็นเซอร์ที่เหมาะสมแก่ระบบ , ปรับเทียบมาตรฐานการวัด ฯลฯ
2. CENTRAL PROCESSING UNIT : เป็นหน่วยประมวลผลกลางทำหน้าที่รวบรวมข้อมูลและสัญญาณจาก MEASURING SYSTEM แล้วมาประมวลผลโดย โปรแกรมในหน่วยความจำแล้วส่งข้อมูลที่เป็นดิจิตอลแก่หน่วยแสดงผลและหน่วยสังเคราะห์เสียงพูดต่อไป
3. MONITOR DISPLAY : ทำหน้าที่รับข้อมูลที่จัดการโดยซี.พี.ยู มาเก็บไว้ในหน่วยความจำสำรองชั่วคราว แล้วประมวลผลเหล่านั้นแก่หน่วยความจำของดิสเพลย์ เพื่อกำเนิดเป็นภาพของข้อมูลที่เป็นตัวเลข, ข้อความ และภาพกราฟฟิกต่างๆ ที่เปลี่ยนแปลงสอดคล้องกับข้อมูลที่วัดมาจาก MEASURING SYSTEM
4. SPEECH SYNTHESIZER : ทำหน้าที่รับข้อมูลที่จัดการโดยซี.พี.ยู ให้ทำการสังเคราะห์ให้เป็นสัญญาณเสียงส่งออกลำโพง เพื่อเป็นสัญญาณเตือนรูปแบบต่างๆ เช่นบอกข้อความเตือน หรือแนะนำ ที่จำเป็นแก่คนขับได้รับทราบและปฏิบัติตาม เพื่อความถูกต้องและปลอดภัยต่อไป

ดังนั้น 4 ส่วนนี้จึงมีผู้จัดทำ 4 กลุ่ม แยกกันทำคนละส่วน . โดยมีเป้าหมายหลักเดียวกัน เสร็จแล้วนำมาต่อเชื่อมกันภายหลัง โดยแต่ละกลุ่มต้องอ้างอิงข้อมูลซึ่งกันและกัน เพื่อให้ได้ผลตามวัตถุประสงค์หลักดังกล่าว

ปฏิญญาพันธบัตรนี้ เป็นส่วนหนึ่งของระบบการวัดเท่าสิ้น วัตถุประสงค์รวมถึงทุกสิ่งทั้งหมด ดังที่กล่าวในหัวข้อ 1 ข้างต้น และก่อนที่จะกล่าวถึงหลักการวิธีการและวงจรใช้งานโดยละเอียด จำเป็นที่จะต้องอ้างถึงทฤษฎีพื้นฐานของระบบเครื่องมือวัดในรถยนต์ทั่วไป โดยคร่าวๆ ในแง่- ความจำที่ต้องมีการวัด, วิธีการวัด และอุปกรณ์การวัด



บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

2.1 ระบบเครื่องวัดในรถยนต์ทั่วไป

ระบบเครื่องวัดในรถยนต์ (AUTOMOTIVE INSTRUMENTATION) หมายถึงเครื่องมือและอุปกรณ์ซึ่งทำการวัดค่าปริมาณของตัวแปรทางฟิสิกส์ต่างๆที่เกี่ยวกับเครื่องยนต์ และระบบไฟฟ้าในรถยนต์ เช่น

เครื่องวัดความเร็วรถ (SPEEDOMETER), เครื่องวัดความเร็วรอบ (TACHOMETER หรือ-RPM METER), เครื่องวัดอุณหภูมิระบายความร้อนของเครื่องยนต์ (COOLANT TEMPERATURE GAUGE), เครื่องวัดความดันน้ำมันเครื่อง (OIL PRESSURE GAUGE), เครื่องวัดปริมาณน้ำมันเชื้อเพลิง (FUEL LEVEL GAUGE), เครื่องวัดอัตราการประจุไฟแบตเตอรี่ (BATTERY CHARGING-RATE GAUGE) และเครื่องวัดแรงดันแบตเตอรี่ (VOLTMETER)

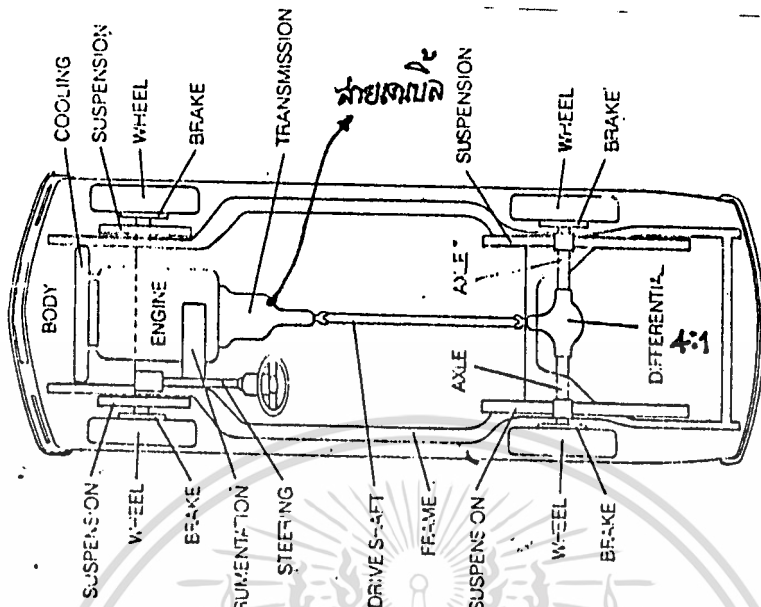
อุปกรณ์เหล่านี้จะบอกให้ทราบว่าเครื่องยนต์กำลังทำงานในสภาพปกติหรือไม่ มีอุปกรณ์ชิ้นใดในเครื่องยนต์ชำรุดเสียหายบ้าง จึงต้องติดตั้งไว้บนหน้าปัดตรงหน้าคนขับให้สามารถมองอ่านสะดวก

2.2 เครื่องวัดแต่ละตัวมีหลักการทำงานดังนี้

2.2.1 เครื่องวัดความเร็วและระยะทาง (SPEEDOMETER & ODOMETER)

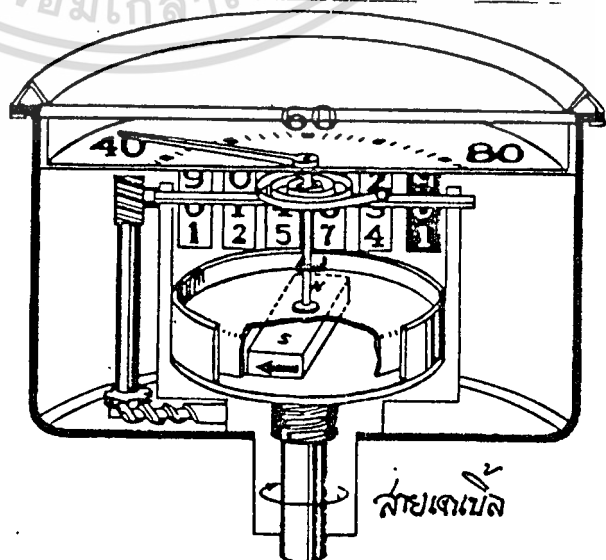
ความเร็วรถในที่นี้คืออัตราเร็วของรถที่แล่นไป มีหน่วยเป็น กิโลเมตรต่อชั่วโมงหรือไมล์ต่อชั่วโมง ส่วนโอดีมิเตอร์เป็นเครื่องวัดระยะทางที่รถวิ่งมาได้ตั้งแต่เริ่มขับครั้งแรกจนถึงขณะนี้ขับอยู่ในปัจจุบัน

เครื่องวัดความเร็วรถจะประกอบด้วยมาตรวัดแบบเข็มชี้ (PIONTER) และสายเคเบิลแบบฟลักซิเบิล (FLEXIBLE CABLE) ซึ่งต่อมาจากชุดทรานสมิชั่น (TRANSMISSION) อีกทีหนึ่ง-แรงบิด (TORQUE) และความเร็วรอบของเพลลาข้อเหวี่ยงที่ได้จากเครื่องยนต์ จะถูกถ่ายทอดและ-ทอดรอนลงผ่านชุด เฟืองเกียร์ต่างๆใน กระจุกเกียร์ (GEARBOX) แล้วผ่านเพลลาส่ง (TRANSMISSION SHAFT) ไปยังเพลลาขับ (DRIVE SHAFT) เพื่อส่งต่อไปยังเฟืองท้ายและล้อหลังทั้ง 2 ข้าง เพื่อให้ล้อวิ่งได้ โดยเฟืองท้ายจะลดทอนลงอีกประมาณ 4 เท่า ก่อนส่งถึงล้อ ดังนั้นความเร็ว-ของรถที่ต้องการวัดจึงเป็นส่วนสัดส่วนกับความเร็วรอบของเพลลา ทรานสมิชั่น ดังภาพที่ 2.2.1 ก.



ภาพที่ 2.2.1 ก. ระบบการวัดความเร็วรถยนต์

เฟล็กซีเบิลเคเบิลจะถ่ายทอดความเร็วการหมุนจากทรานสมิชั่น มายังชุดมาตรวัดดังภาพที่ 4 ถ้ารถวิ่งเร็ว สายเคเบิลจะหมุนเร็วตาม แม่เหล็กซึ่งติดกับเคเบิลก็จะหมุนด้วย ทำให้เกิดแรงเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนมากกระทำต่อ ถ้วยโลหะ (METALLIC CUP) ให้เบี่ยงเบนไปทำให้เข็มชี้ (PIONTER) ซึ่งยึดติดกับถ้วยโลหะเบี่ยงเบนไปตามขนาดของความเร็วแต่ละค่า ส่วนที่เป็นโอโดมิเตอร์จะ ใช้การหมุนของสายเคเบิล ไปขับเคลื่อนเฟือง เพื่อหมุนวงแหวนตัวเลขซึ่งวางเรียงกันเป็นหลักาแบบเลขฐานสิบ ดังภาพ 2.2.1 ข.

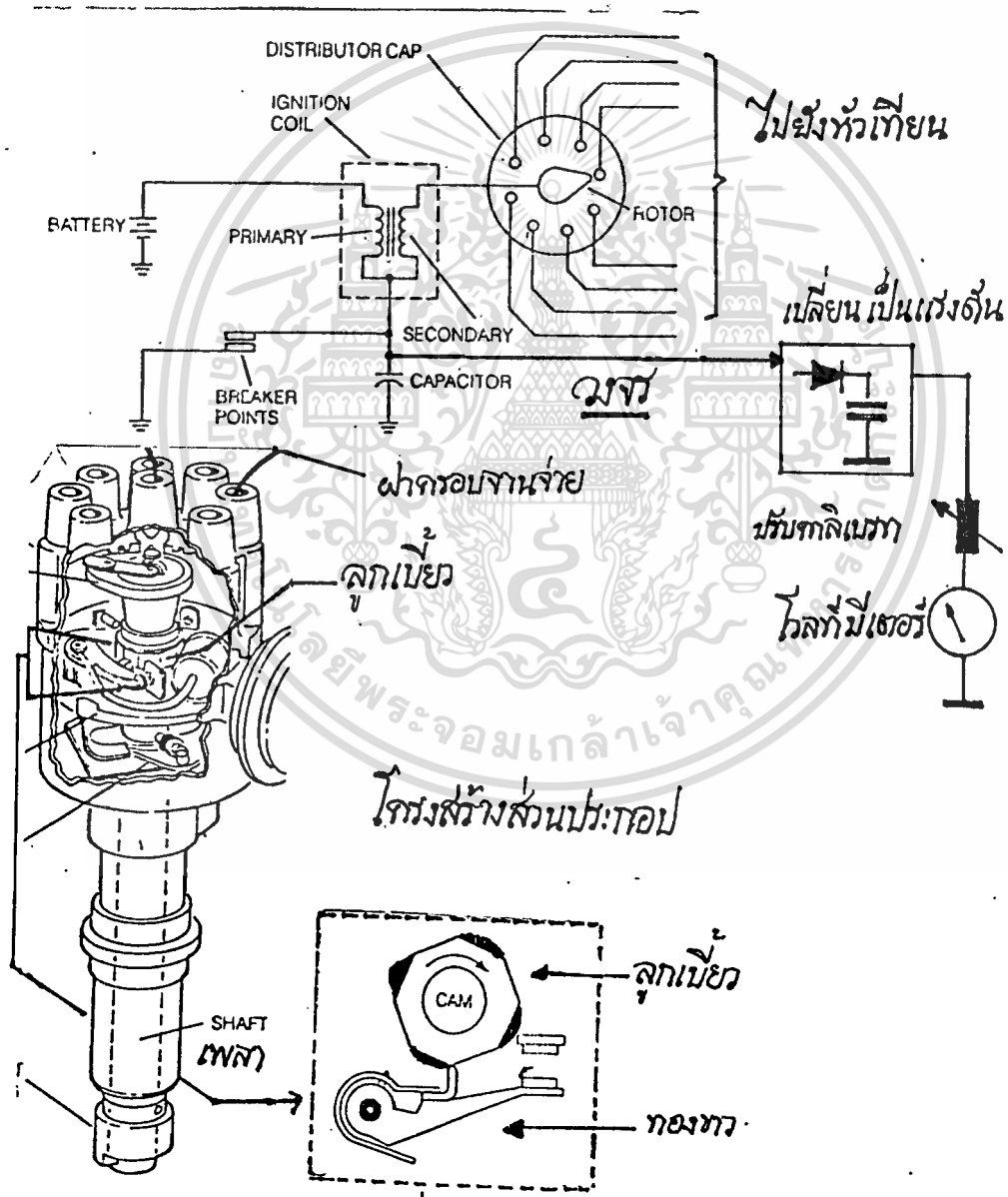


ภาพที่ 2.2.1 ข.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ 7-กรศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2 เครื่องวัดความเร็วรอบ (TACHOMETER)

แรงบิดของเครื่องยนต์ จะมีค่าแปรตามความเร็วรอบของเพลาค้อเหียง (CRANK-SHAFT) ถ้าเราเปลี่ยนเกียร์ ณ. ความเร็วรอบที่ถูกต้องตามที่ระบุไว้ในสเป็คของรถ จะให้สมรรถนะที่ดีที่สุดและประหยัดน้ำมันที่สุด ซึ่งปกติจะอยู่ราวๆ 2500-3000rpm (round per minute หรือ รอบต่อนาที) หรือที่ค่าอื่นๆตามที่ระบุในสเป็คของรถแต่ละคัน สำหรับรถยนต์ที่ใช้เครื่องยนต์เบนซิน ความเร็วรอบจะมีความสัมพันธ์กับจังหวะการเปิด-ปิดของหน้าทองขาว (CONTACTOR) - จึงต้อง-เปลี่ยนการเปิด-ปิดนี้ให้เป็นสัญญาณแรงดันไฟฟ้า แล้วใช้โวลท์มิเตอร์มาวัดและปรับคาลิเบรท-เป็นความเร็วรอบ ดังภาพที่ 2.2.2 ส่วนรายละเอียดจะกล่าวทีหลัง



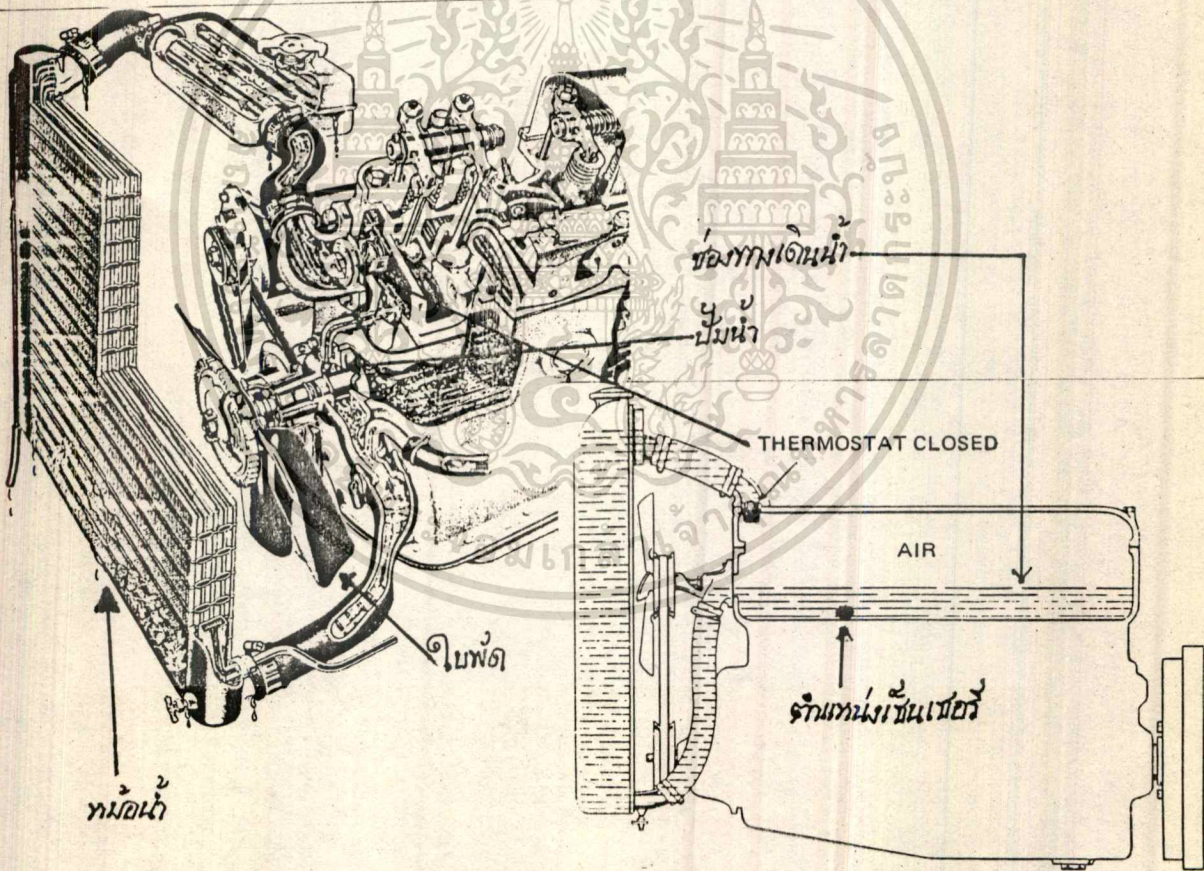
ภาพที่ 2.2.2 ทองขาว จำหน่าย



2.2.3 เครื่องวัดอุณหภูมิระบายความร้อนของเครื่องยนต์ (COOLANT TEMPERATURE)

ในกระบอกสูบของเครื่องยนต์ปกติ จะเกิดความร้อนสูงเนื่องจากการจุดระเบิดประมาณ 4500 °F หรือ 2500 °C ความร้อนนี้ 25% ถูกใช้เป็นการทำงานในการขับเคลื่อนรถยนต์, 35% สูญเสียไปในระบบไอเสีย, 10% สูญเสียไปกับความเสียดทานภายในและให้ความร้อนแก่น้ำมันหล่อลื่น ส่วนที่เหลือ 35% จะถูกดูดกลืนไปในผนังเสื้อสูบ, ลูกสูบ และกระบอกสูบ ถ้าความร้อนนี้สูงกว่า 200 องศาเซลเซียสก็จะทำให้น้ำหล่อลื่นเสื่อมคุณสมบัติการหล่อลื่นจนเครื่องพัง จึงต้องมีการออกแบบให้มีการระบายความร้อน เพื่อถ่ายเทความร้อน 35% นี้สู่ภายนอกคืออากาศ

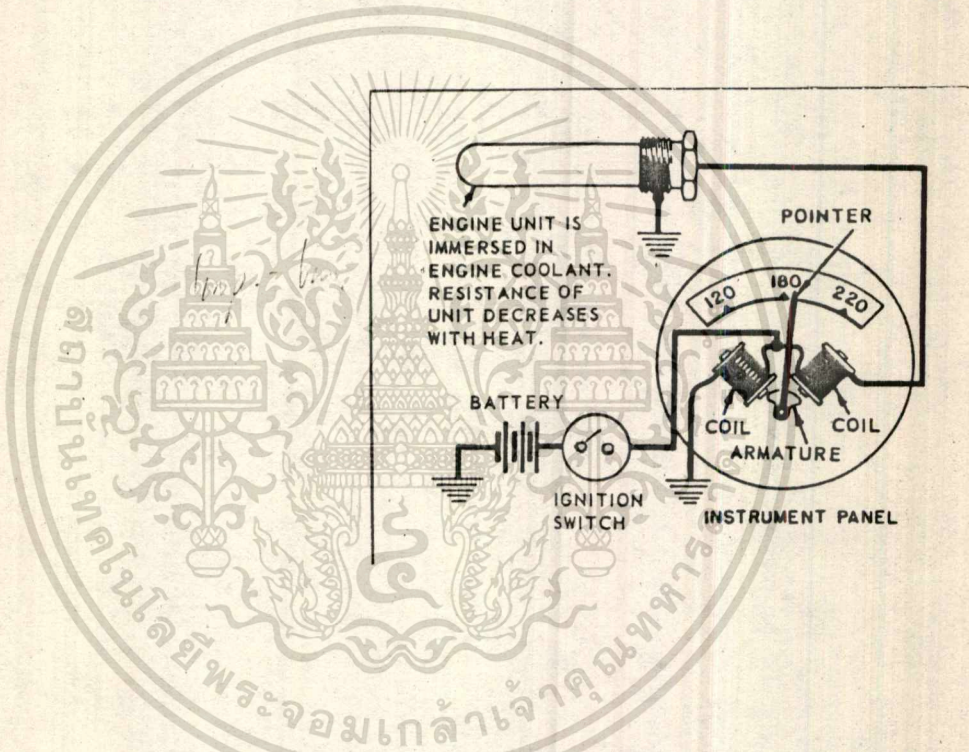
แต่เครื่องยนต์ถ้าเย็นเกินไปจะประสิทธิภาพต่ำ เช่น ขณะเมื่อเครื่องติดใหม่ๆ ต้องมีการปิดทางระบายความร้อนโดยอัตโนมัติเพื่อให้เครื่องยนต์ร้อนขึ้นอย่างรวดเร็วจนกว่าจะถึงอุณหภูมิทำงานปกติคือประมาณ 80-90 °C ระบบจึงจะเปิดทำการระบายความร้อนได้ รถยนต์ทั่วไปใช้น้ำเป็นตัวระบายความร้อน โดยเสื้อสูบจะมีช่องเป็นทางสำหรับน้ำผ่านเต็มไปหมด เพื่อถ่ายเทความร้อนจากเสื้อสูบผ่านน้ำไปยังอากาศภายนอกดังภาพที่ 2.2.3 ก



ภาพที่ 2.2.3 ก การระบายความร้อน

ระบบจะประกอบด้วย หม้อน้ำ ปั้มน้ำ ไบพัต เทอร์โมสแตด ทางระบายความร้อน และ- เครื่องวัดอุณหภูมิ น้ำระบายความร้อนจากเครื่องจะไหลผ่านเทอร์โมสแตดเข้าไปพักในหม้อน้ำ- ความร้อนจากน้ำจะถ่ายเทไปยังครีบบของหม้อน้ำ ขณะเดียวกันไบพัตจะหมุนและดูดอากาศผ่านครีบบ เป็นการถ่ายเทความร้อนออกไปยังอากาศ น้ำตอนล่างจึงมีอุณหภูมิต่ำลงและจะถูกปั้มน้ำดูดเข้าไป ในเครื่องเพื่อระบายความร้อนต่อจนครบวงจร ในกรณีที่เครื่องเย็น เทอร์โมสแตดจะปิดทางไม่ให้น้ำไหลไปยังหม้อน้ำ แต่จะถูกปั้มกลับเข้าเครื่องจนกว่าเครื่องจะร้อนพอ

ส่วนเครื่องวัดอุณหภูมินั้นจะมีตัวเซ็นเซอร์ ซึ่งมักจะเป็นเทอร์มิสเตอร์ชนิดติดกับเสื้อสูบและสัมผัสกับน้ำระบายความร้อนเพื่อตรวจวัดค่าอุณหภูมิ แล้วส่งค่ามาแสดงผลยังมาตรวัดซึ่งเป็นแบบเข็ม ชนิดชดลวดสมดุลย์(BALANCING COIL)ดังภาพที่ 2.2.3 ข

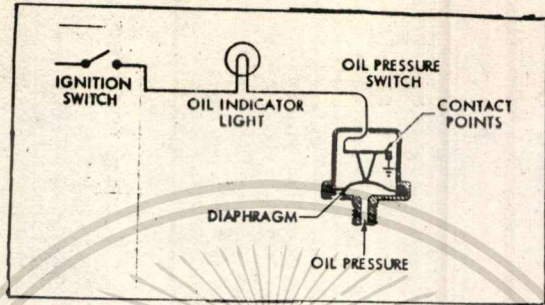


ภาพที่ 2.2.3 ข การวัด-มาตรวัดความร้อนเก่า

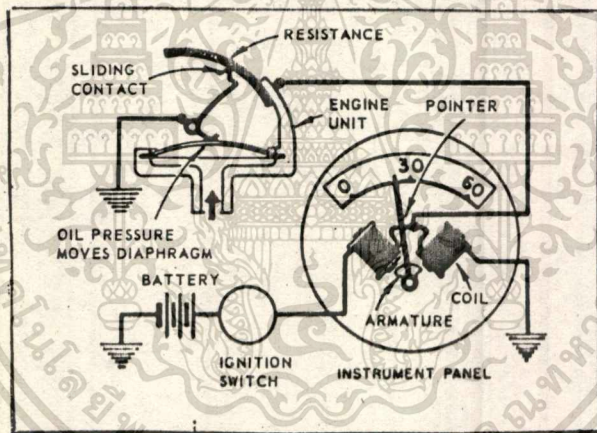
2.2.4 เครื่องวัดความดันน้ำมันหล่อลื่นของเครื่องยนต์(COIL PRESSURE GAUGE)

ในรถยนต์ทั่วไป บริษัทผู้ผลิตจะมีให้แต่หลอดไฟเตือนความดันน้ำมันเครื่องเท่านั้น เมื่อถึง- ความดันค่าหนึ่งหลอดจะดับเพื่อบอกว่าขณะนี้เริ่มมีน้ำมันมาหล่อลื่นเครื่องยนต์แล้ว แต่ถ้าเป็นมาตร- วัดแบบมีเข็มชี้ค่าความดัน เราก็จะสามารถรู้สภาพเครื่องว่าเป็นอย่างไร เช่น ถ้าความดันอ่าน- ได้ต่ำกว่า 20 psi (ปอนด์ต่อตารางนิ้ว) แสดงว่าเครื่องเริ่มหลวมหรือน้ำมันเครื่องสกปรก ขณะ- รถวิ่งปกติควรมีความดันประมาณ 45-60 psi แต่ถ้าติดเครื่องจอดอยู่กับที่ควรมีค่า 20-25 psi ถ้าต่ำกว่านี้ควรจอดตรวจสภาพน้ำมันเครื่องก่อนที่เครื่องจะพัง ระบบการวัดความดันประ-

ประกอบด้วย ส่วนเซนเซอร์และส่วนแสดงผล รถที่ใช้ระบบหลอดไฟเต็อน ตัวเซนเซอร์จะมีโครงสร้างเป็นแผ่นไดอะแฟรม และ สวิตช์หน้าสัมผัส(contact switch) เรียกว่า สวิตช์ความดันน้ำมันเครื่อง(oil pressure switch) ดังภาพที่ 2.2.4 ก ตัวแสดงผลคือหลอดไฟสีแดง แต่แบบเข็มชี้อ่านค่าความดัน ตัวเซนเซอร์จะมีโครงสร้างเป็นไดอะแฟรมยึดติดกับตัวต้านทานเปลี่ยนค่าได้(variable-resistor): ซึ่งต่อกับมาตรวัดแบบขดลวดสมดุบลย์ ดังภาพที่ 2.2.4 ข



ภาพ 2.2.4 ก วงจรวัดความดันแบบ ออน-ออฟ

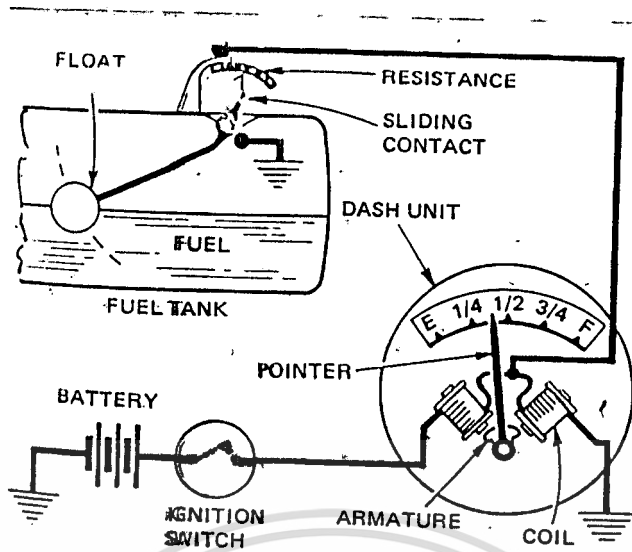


ภาพที่ 2.2.4 ข แบบมาตรวัด

2.2.5 เครื่องวัดระดับน้ำมันเชื้อเพลิง (FUEL LEVEL GAUGE)

เป็นตัวบอกระดับน้ำมันเชื้อเพลิงที่เหลืออยู่ในถัง(fuel tank) ประกอบด้วย ชุดเซ็นเซอร์แบบลูกลอย และมาตรวัดแบบขดลวดสมดุบลย์ ตัวเซ็นเซอร์จะติดตั้งในถังน้ำมันมีโครงสร้างเป็นลูกลอยพลาสติกยึดติดกับแกนปรับค่าความต้านทานของวาริเอเบิลรีซิสเตอร์ ดังภาพที่ 2.2.5

เมื่อระดับน้ำมันลดลงตามการใช้งาน ลูกลอยจะลดตัวต่ำลงตาม ทำให้ค่าความต้านทานของตัวเซ็นเซอร์ลดลงตามไปด้วย ความต้านทานนี้เมื่อต่อกับขดลวดสมดุบลย์ของมาตรวัดจะทำให้ความเข็มสนามแม่เหล็กขด F ต่ำลง ทำให้เข็มชี้(pointer) ชี้ค่าตามสเกลต่ำลงมาจากเครื่องหมาย EMPTY ถ้าระดับน้ำมันสูง ลูกลอยจะลอยตัวขึ้นสูง ทำให้ความต้านทานมีค่ามากขึ้น มีผลให้ความเข็มสนามแม่เหล็กขด F มากขึ้น เข็มชี้ก็จะเบี่ยงเบนชี้ค่าบนสเกลไปทางเครื่องหมาย FULL-



ภาพที่ 2.2.5 วงจรและโครงสร้างลูกลอยวัดระดับน้ำมันเชื้อเพลิง

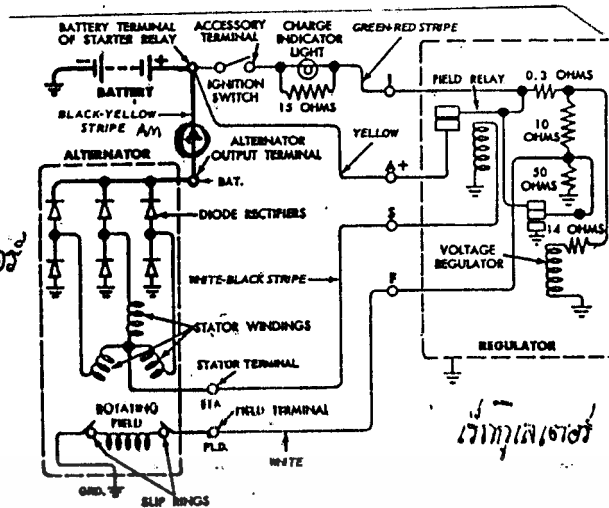
มากขึ้น ค่าตัวเลขบนสเกลมักบอกเศษส่วนเช่น 1/2, 1/4, 3/4 และ EMPTY กับ FULL

2.2.6 เครื่องวัดอัตราการประจุของกระแส (BATTERY CHARGING-RATE GAUGE)

แบตเตอรี่ในรถยนต์นั้นมีหน้าที่จ่ายพลังงานไฟฟ้าแก่มอเตอร์สตาร์ท(starter) และวงจรจุดระเบิดในการสตาร์ทเครื่องยนต์ นอกจากนี้ยังต้องจ่ายให้กับอุปกรณ์ไฟฟ้าอื่นๆทุกในรถ เมื่อใช้ไปนานๆ พลังงานซึ่งมีอยู่จะกุดย่อมหมดไป จึงจำเป็นต้องมีการประจุไฟให้แก่มันใหม่ โดยใช้วงจรประจุแบตเตอรี่(charging system) ซึ่งประกอบด้วยอัลเทอร์เนเตอร์, เรกกูเลเตอร์, หลอดไฟแสดงการประจุ และ แอมมิเตอร์วัดกระแสไฟฟ้า ดังภาพที่ 2.2.6 ก

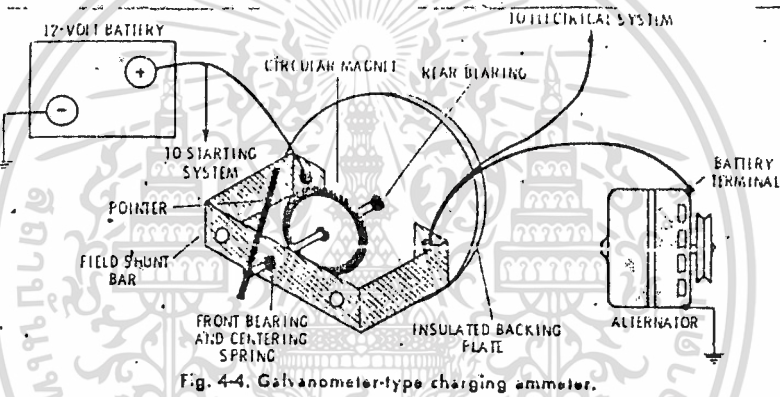
แอมมิเตอร์จะทำหน้าที่แสดงสภาพการทำงานของระบบประจุไฟ โดยตัวมันมีโครงสร้างคล้าย-กัลวาโนมิเตอร์(Galvanometer)แบบ กระแสสูง(Hi-current)ดังภาพที่ 2.2.6 ข ประกอบด้วยชิ้นบาร์(SHUNT BAR)ซึ่งทำด้วย ทองเหลือง , แม่เหล็กรูปโค้ง และ สปริงศูนย์-กลาง ฯลฯ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านแอมมิเตอร์จะไหลผ่านชิ้นบาร์ และสร้างสนามแม่เหล็กมาก-กระทำต่อแม่เหล็กโค้งให้เบี่ยงเบนไป ในขนาดและทิศทางหนึ่งๆ ขึ้นอยู่กับทิศทางและปริมาณ-การไหลของกระแสไฟฟ้า เข็มชี้ซึ่งยึดติดกับแม่เหล็กโค้งย่อมจะเบี่ยงเบนตามกันไปบนสเกลเพื่อแสดงขนาดและทิศทางของการประจุไฟแบตเตอรี่ให้เราทราบตลอดเวลา .

อัลเทอร์เนเตอร์



เว้าทุเลเตอร์

ภาพที่ 2.2.6 ก วงจรการประจุไฟ



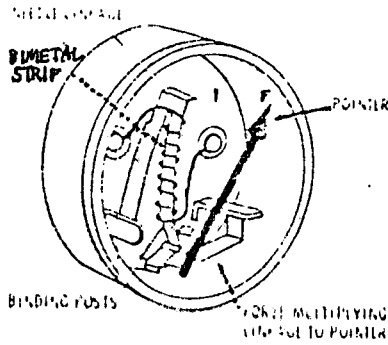
ภาพที่ 2.2.6 ข โครงสร้างกัลวานอมิเตอร์

2.3 ชนิดของระบบเครื่องวัดที่ใช้ในรถยนต์

โดยทั่วไปแล้วมี 2 ชนิด คือ

2.3.1 Bimetallic gauging: อาศัยหลักการเคลื่อนที่เนื่องจากการขยายตัวของโลหะคู่ต่างชนิดกันซึ่งประกบกันอยู่ การขยายตัวเกิดจากได้รับความร้อนจากขดลวดความร้อน (heater) - เนื่องจากมีกระแสไฟไหลผ่าน แล้วส่งผลให้เข็มชี้ซึ่งต่อกับโลหะนั้น เบี่ยงเบนไปตามขนาดความร้อนอันเนื่องมาจากกระแสไฟฟ้านั้น ดังภาพที่ 2.3.1 ก

กระแสไฟนี้มาจากการต่อขดลวดความร้อน อนุกรมกับเซ็นเซอร์ต่างๆ ดังภาพที่ 2.3.1 ข แบบแรกไม่ค่อยมีใช้แล้ว ส่วนใหญ่จะหันไปใช้แบบที่ 2



ภาพที่ 2.3.1 ก โครงสร้างมาตรวัดแบบความร้อน

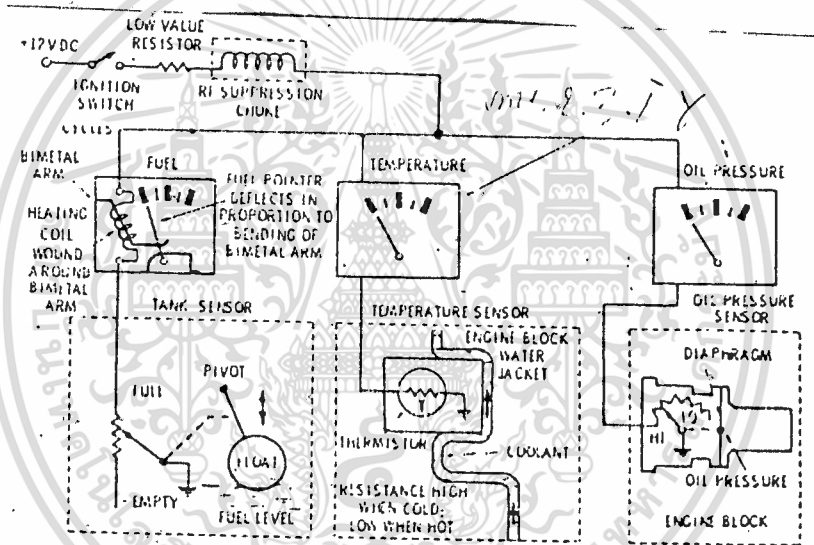
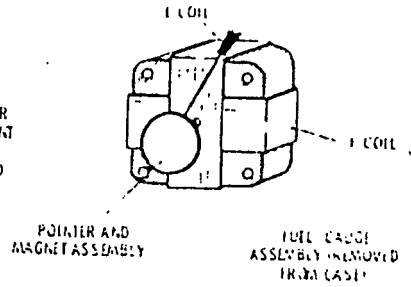
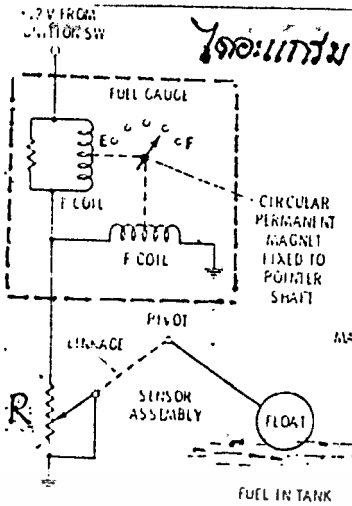
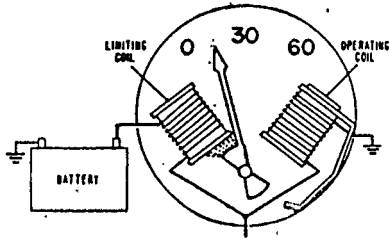


Fig. 4-1. Bimetallic gauge system.

ภาพที่ 2.3.1 ข การต่อวงจรหัววัด

2.3.2 Electromagnetic gauging: เครื่องวัดชนิดนี้ใช้หลักการเดียวกับกัลวาโนมิเตอร์ คือ ความเข้มของสนามแม่เหล็กอันเนื่องมาจากกระแสไหลผ่านขดลวดภายใน จะเกิดแรงผลักต่อขดแม่เหล็กถาวรกับเข็มชี้ ทำให้เข็มเบี่ยงเบนไปบนสเกลในระยะทางที่เป็นสัดส่วนกับปริมาณกระแสไฟฟ้าที่ได้รับจากตัวเซ็นเซอร์ทั้งหลาย เครื่องวัดแบบนี้ยังนิยมใช้กันทั่วไปในปัจจุบันดังภาพที่ 2.3.2

ทอมส์



ทอมส์

ภาพที่ 2.3.2 การวัดแบบแม่เหล็ก

2.4 การประยุกต์อิเล็กทรอนิกส์เข้ากับระบบเครื่องมือวัดในรถยนต์

ระบบเครื่องมือวัดในรถยนต์ทั่วไปดังที่เคยกล่าวมาทั้งหมดนั้น ยังขาดคุณสมบัติของ เครื่องวัดที่ดีอีกมากมาย คือยังมีความไว ความเที่ยงตรง และความแม่นยำไม่เพียงพอ ยิ่งไปกว่านั้น การแสดงผลการวัดด้วยเข็มชี้บนสเกลที่มีแต่ตัวเลขและขีดต่างๆมากมาย ย่อมให้ค่าที่ไม่ละเอียด มีความคลาดเคลื่อนจากการอ่านสูง

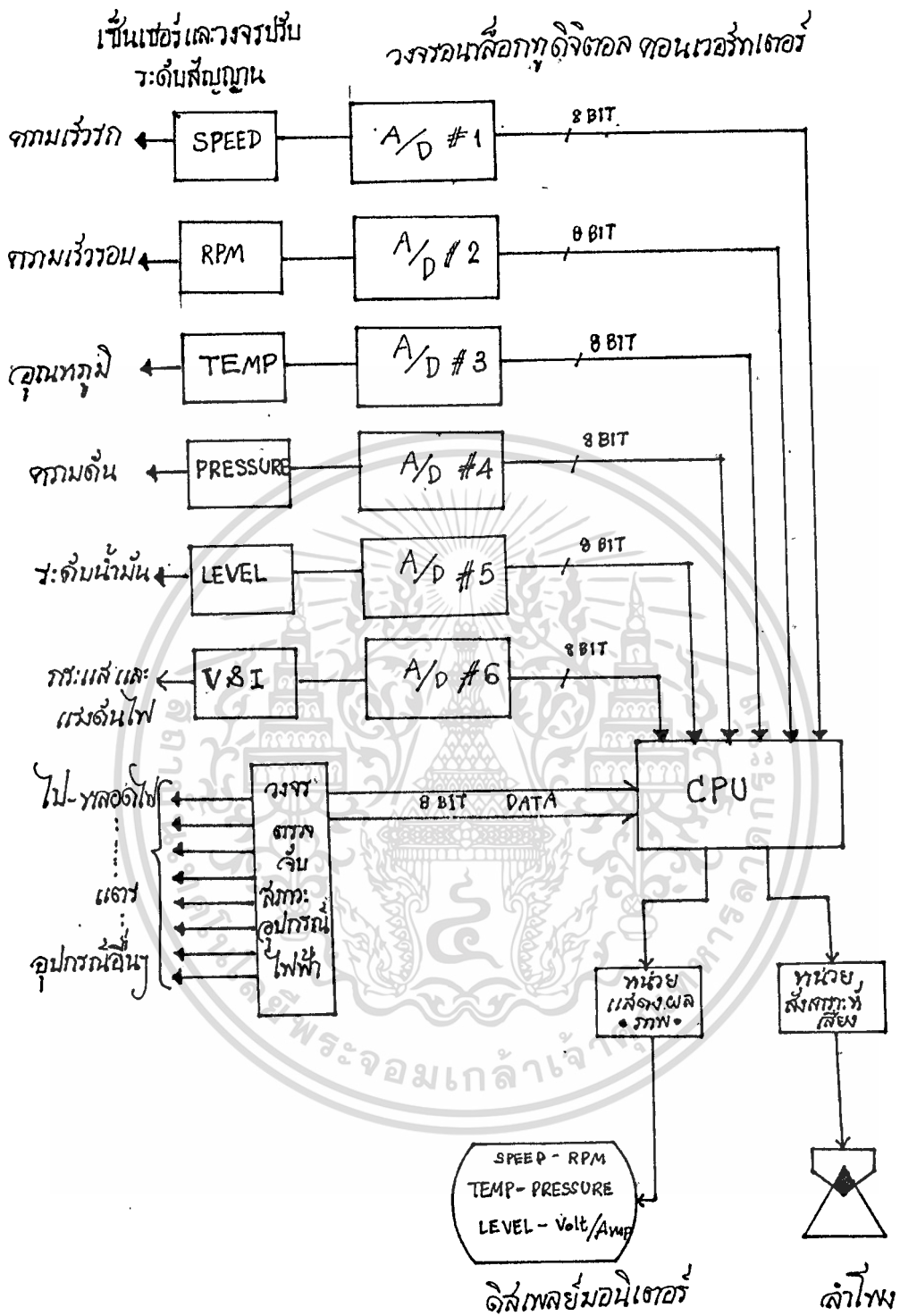
ปัจจุบันวิทยาการและเทคโนโลยีการผลิตทางด้านโซลิดสเตทอิเล็กทรอนิกส์ เช่นการสร้างอุปกรณ์พวกตัวเซ็นเซอร์ มีความก้าวหน้าสูงมาก ประกอบกับอุปกรณ์ประเภทอินทิเกรตเทรเซอร์กิต (INTEGRATED CIRCUIT (I.C.)) ทั้งแบบ ลินีเยร์ และ ดิจิตอล ตลอดจนไมโครโปรเซสเซอร์ ก็พัฒนาจนมีคุณสมบัติดีเยี่ยม แต่ราคากลับถูกลง จนสามารถนำมาประยุกต์ใช้ร่วมกันเป็นระบบเครื่องมือวัดสำหรับรถยนต์ได้ดี

2.5 ระบบเครื่องมือวัดในรถยนต์รุ่นใหม่

ระบบเครื่องมือวัดในรถยนต์รุ่นใหม่ที่ใช้ ไมโครโปรเซสเซอร์ (microprocessor) มาเป็นตัวควบคุมการทำงานนั้นมิได้โครงสร้างดังภาพ 2.5 ประกอบด้วยส่วนต่างๆ 3 ส่วนคือ ตัวเซ็นเซอร์ (sensor) หรือทรานสดิวเซอร์ (transducer) ต่างๆ, ส่วนซิกแนลโปรเซสซิ่ง (signal processing), ไมโครโปรเซสเซอร์ (microprocessor) และส่วนแสดงผล (display monitor)

ตัวเซ็นเซอร์หรือทรานสดิวเซอร์นั้นทำหน้าที่เปลี่ยนปริมาณทางฟิสิกส์โดยที่วัดได้จากเครื่องยนต์ให้เป็นปริมาณทางไฟฟ้าที่สอดคล้องกันเช่นตัวเทอร์มิสเตอร์ (thermistor) จะเปลี่ยนความร้อนให้เป็นความต้านทานทางไฟฟ้า

ส่วนซิกแนลโปรเซสซิ่งจะจัดการสัญญาณต่างๆที่รับมาจากตัวเซ็นเซอร์ ให้เป็นสัญญาณที่เหมาะสมที่จะป้อนแก่ ไมโครโปรเซสเซอร์ เช่น เปลี่ยนความต้านทานของ เทอร์มิสเตอร์ ให้-



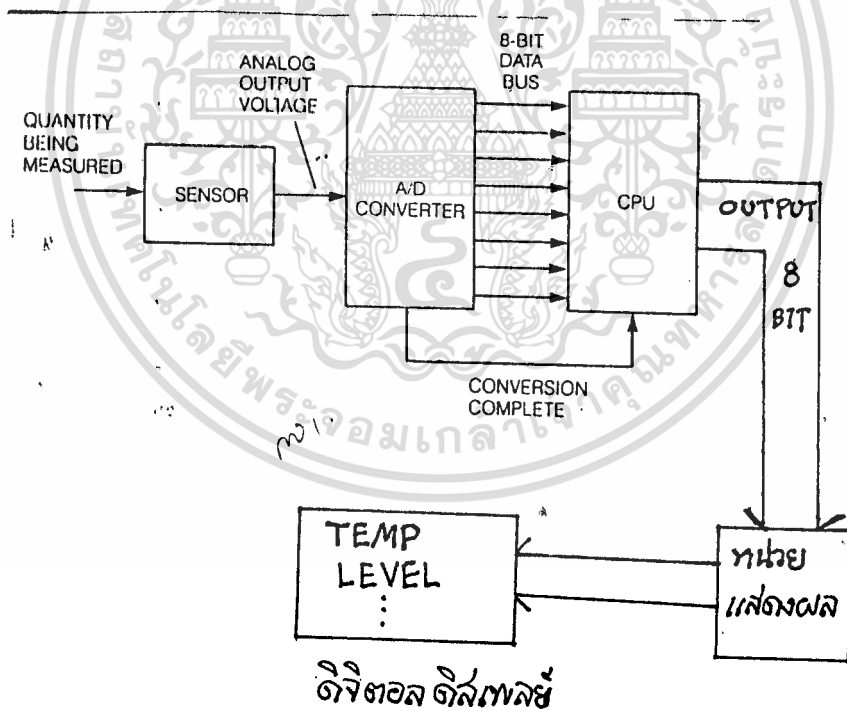
ภาพ 2.5 แสดงแนวความคิด

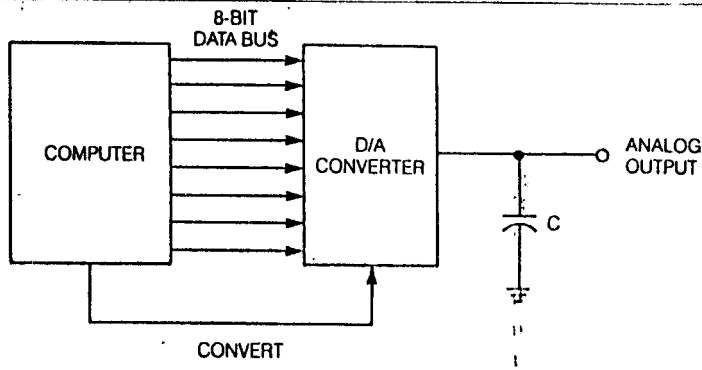
เช่น แรงดัน แลวเปลี่ยนแปลงแรงดันเช่น สัญญาณแอนาล็อกเช่นสัญญาณแรงดัน ความร้อนนั้น

ไมโครโปรเซสเซอร์ จะรับสัญญาณจาก ชิกลเนลโปรเซสซึ่ง มาประมวลผลโดยโปรแกรมที่ เก็บไว้ในหน่วยความจำ แล้วส่งผลลัพธ์มาแสดงผลที่หน่วยแสดงผล(Display monitor) ต่อไป
หน่วยแสดงผล: จะรับข้อมูลจาก ไมโครโปรเซสเซอร์มาทำการแสดงผล ซึ่งอาจแสดงผล ในรูปข้อมูลตัวเลขและภาพแบบกราฟฟิคมบนจอคอมพิวเตอร์ หรือบอกเป็นสัญญาณเตือนต่างๆก็ได้

2.6 การแปลงกลับสัญญาณอินพุตเอาท์พุท (INPUT/OUTPUT SIGNAL CONVERSION)

เนื่องจากสัญญาณที่ได้รับจากตัว เซ็นเซอร์ ทั้งหลายเป็นสัญญาณแอนาล็อกทั้งสิ้น ซึ่งคอมพิวเตอร์ไม่สามารถนำเอาไปประมวลผลได้ จึงต้องทำการแปลงสัญญาณแอนาล็อกเหล่านี้ให้เป็นสัญญาณดิจิทัลเสียก่อน โดยใช้อุปกรณ์เปลี่ยนสัญญาณแอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล (ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER) หรือ ADC มาจัดการ กระบวนการแปลงกลับสัญญาณจะต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งซึ่งจะมากน้อยเท่าใดขึ้นอยู่กับชนิดของ ADC และเมื่อแปลงสัญญาณเสร็จแล้ว ADC จะต้องส่งสัญญาณบอกแก่ ซี.พี.ยู ให้มารับข้อมูลไปเก็บไว้ใน รีจิสเตอร์ เพื่อประมวลผลส่งไปให้แก่ภาคแสดงผลต่อไป ในกรณีที่ภาคแสดงผลแบบดิจิทัลข้อมูลสามารถส่งไปได้โดยตรง แต่ถ้าหากเป็นแบบแอนาล็อกดิสเพลย์ จะต้องแปลงกลับให้เป็นแอนาล็อกอีกที่ดังภาพ 2.6

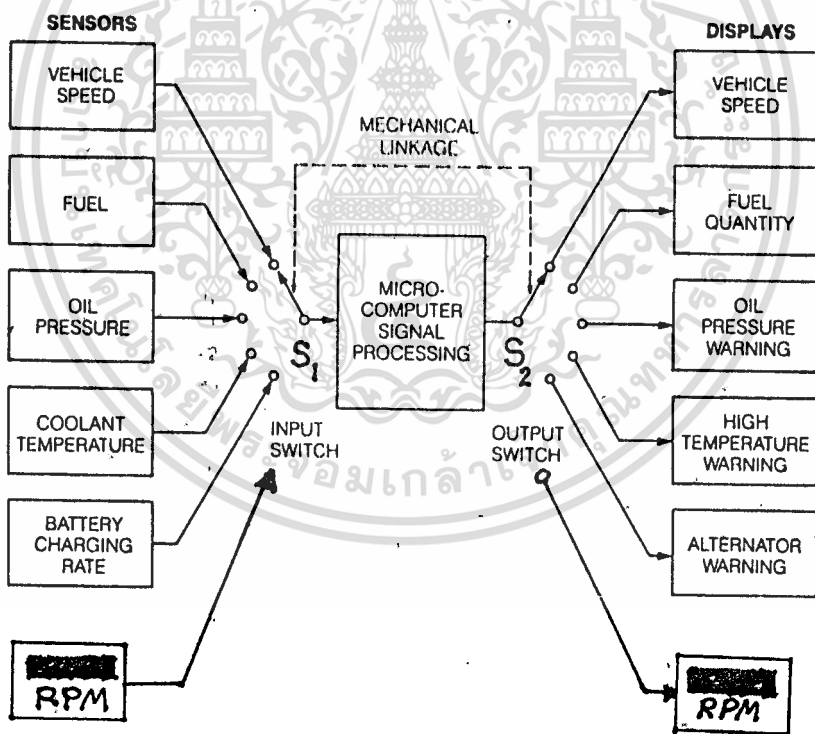




ภาพ 2.6 การแปลงกลับสัญญาณ A/D และ D/A

2.6.1 แนวความคิดในการใช้หลักการสวิตชิง

จากความจริงที่ว่าตัวเซ็นเซอร์ที่ใช้วัดตัวแปรในรถยนต์นั้นมีหลายตัว แต่ซี.พี.ยู มีเพียงตัวเดียว จึงต้องหลักการสวิตชิง (switching) ให้เซ็นเซอร์และดิสเพลย์แต่ละตัวสามารถใช้ซี.พี.ยู ร่วมกันได้ โดยการแบ่งเวลาใช้งานกันให้เหมาะสม ซึ่งแนวความคิดนี้แสดงได้ดังภาพ 2.6.1



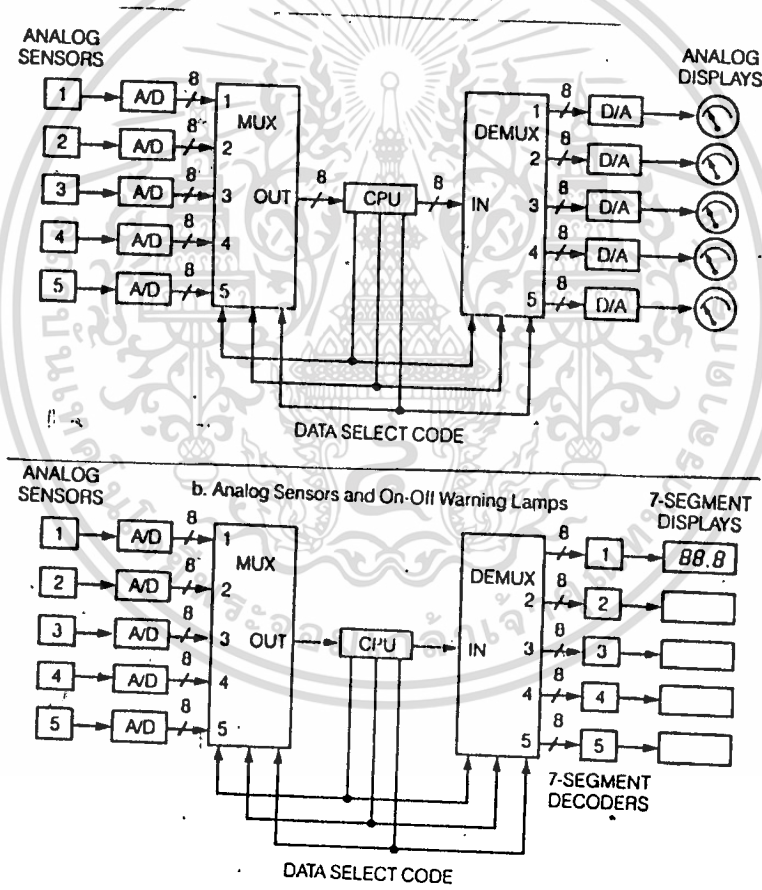
ภาพ 2.6.1 แนวความคิดสวิตชิง

ตำแหน่งจนครบทุกตัวจะกลับมาเริ่มการสแกนใหม่นับเรื่อยๆ ด้วยความเร็วสูง เราจะสามารถอ่านข้อมูลของเซ็นเซอร์แต่ละตัวจาก ดิสเพลย์ได้พร้อมๆกัน

2.6.2 การใช้งานสวิตช์ในทางปฏิบัติ

ในทางปฏิบัติเราจะใช้อุปกรณ์ดาต้ามัลติเพล็กซ์เซอร์ (data multiplexer) ทำงานแทนสวิตช์ s1 และ ดาต้ามัลติเพล็กซ์เซอร์แทนสวิตช์ s2 ดังภาพ 2.6.2

จากแนวความคิดและหลักการการสวิตช์ซึ่งกับอุปกรณ์ ADC ดังกล่าวทั้งหมดข้างต้นสามารถทำให้ง่ายและสะดวกขึ้นได้ โดยการใช้ไอ.ซี.เบอร์ ADC๐๘๐๑ ซึ่งเป็นชนิดแอล.เอส.ไอ (LSI: Large scale integrated circuit) มีคุณสมบัติ เป็นอุปกรณ์ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล ที่มีวงจรสวิตช์ซึ่งภายในตัวถึง 8 ช่องอยู่ภายในชิพเดียวกัน ดังนั้นอุปกรณ์ต่างๆในบล็อกไดอะแกรมภาพ 2.6. สามารถขยับมาใช้ไอ.ซี.เบอร์นี้เพียงตัวเดียวเท่านั้น ทำให้ลดความยุ่งยากในส่วนนี้ลงไปได้มาก

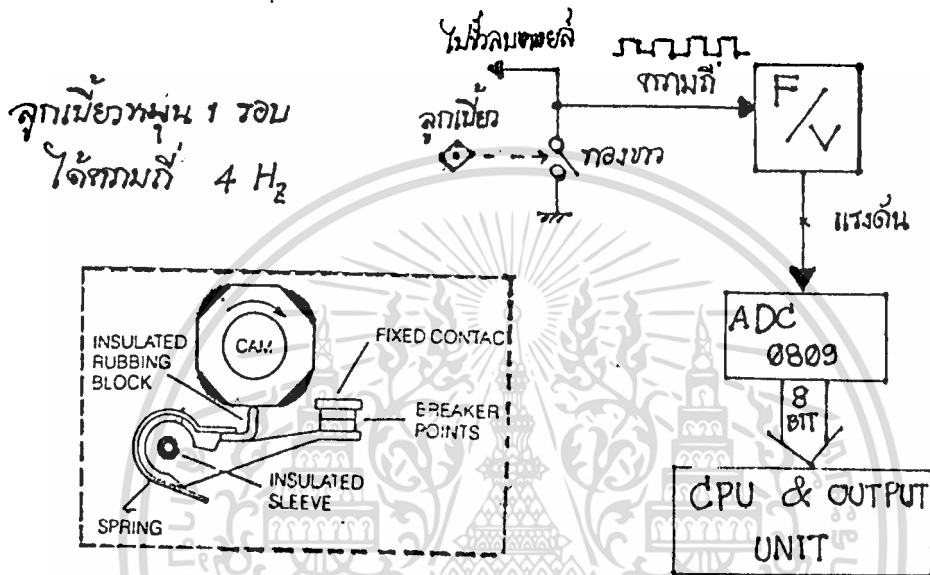


ภาพ 2.6.2 ดาต้ามัลติเพล็กซ์เซอร์ (MUX-DEMUX)

นอกจากนี้ ADC 0809 ยังมีขนาดความถี่ต่างๆหลายค่า ที่ช่วยให้สามารถติดต่อกับระบบไมโครโปรเซสเซอร์ได้สะดวก ซึ่งจะมีการแสดงรายละเอียดโครงสร้างและการใช้งานต่อไป

2.7 หลักการวัดความเร็วรอบแบบอิเล็กทรอนิกส์ (RPM tachometer)

ความเร็วรอบของเพลาค้อนเหวี่ยงนั้นสามารถที่จะวัดได้โดยการนับความถี่ของพัลส์ที่หน้าทองขาว (contactor) เพราะการหมุนของเพลาค้อนเหวี่ยงมีความสัมพันธ์กับการหมุนของเพลาลูกเบี้ยว (cam shaft) ที่อยู่ในเรือนจ่ายจ่าย (distributor) ดังภาพที่ 2.7



ภาพ 2.7 วงจรวัดความเร็วรอบระบบอิเล็กทรอนิกส์

สำหรับเครื่องยนต์แกสโซลีน 4 สูบ 4 จังหวะ เมื่อเพลาค้อนเหวี่ยงหมุนไป 2 รอบ จะทำให้ เพลาลูกเบี้ยว หมุนไป 1 รอบ และหน้าทองขาวจะเปิด-ปิด 4 ครั้ง (คือ เปิด-ปิด, เปิด-ปิด, เปิด-ปิด และเปิด-ปิด) นั่นคือเกิด พัลส์บวก (positive pulse) เท่ากับ 4 pps (หรือ Hz) สำหรับเครื่องยนต์แกสโซลีนแบบอื่นสามารถหาได้จากสูตร

$$P = (n * c) / (60 * a)$$

เมื่อ P = ความถี่ของพัลส์หน้าทองขาว (Hz: Hertz หรือ PPS: Pulse Per Second)
 n = ความเร็วรอบเพลาค้อนเหวี่ยง (RPM: round per minute)
 c = จำนวนลูกสูบ

a=1 ; สำหรับเครื่อง 2 จังหวะ
 =2 ; สำหรับเครื่อง 4 จังหวะ

รูปค็อกซ์และรอกแก้งของปั๊มปกติเป็นเครื่อง 4 สูบ 4 จังหวะ ดังนั้น

$$P=(n*4)/(60*2)$$

$$=n/30$$

หรือ $30P=n$

หมายความว่า เมื่อเพลาช้อเหวี่ยงหมุนไปด้วยความเร็ว 1 รอบต่อนาที จะทำให้หน้าต่าง
 ขาวผลิตพัลส์ออกมาด้วยความถี่ 30 PPS หรือ 30 Hertz

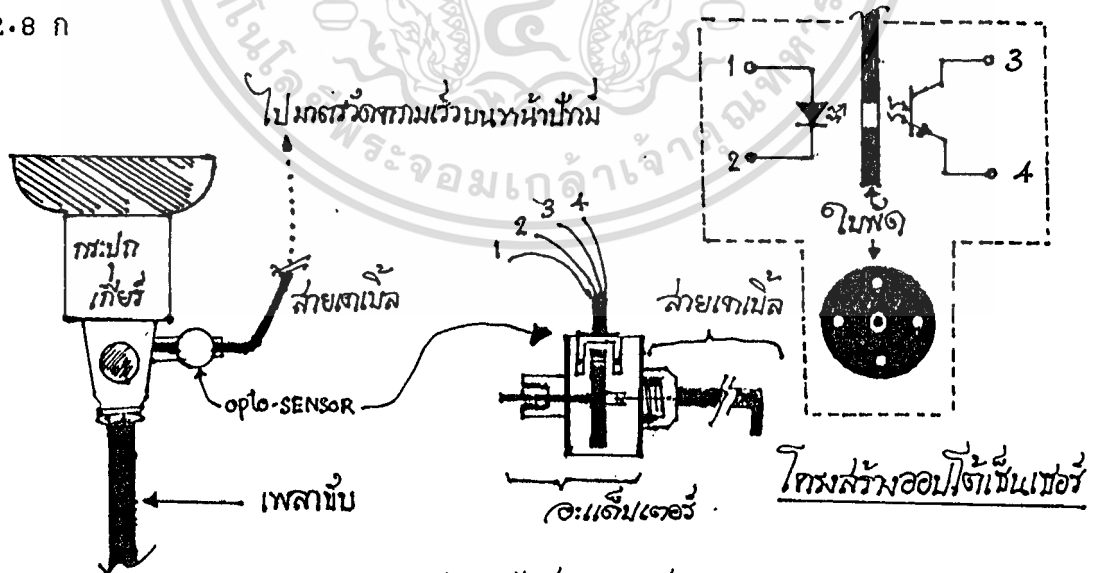
ความถี่นี้จะต้องถูกเปลี่ยนให้เป็นแรงดันไฟฟ้าที่เหมาะสมซึ่งสอดคล้องกัน โดยใช้วงจรอิ-
 เลคทรอนิกส์ที่เรียกว่าวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน(Frequency to voltage converter)
 มาทำการแปลง

2.8 หลักการวัดความเร็วรถแล่นระบบอิเล็กทรอนิกส์ (speedometer)

เครื่องวัดความเร็วและวัดระยะทางนั้นแต่เดิมใช้ระบบกลไกล้วนๆ ซึ่งมีปัญหาเกี่ยวกับการ
 สั่นสะเทือน ทำให้กลไกชำรุดเสียหาย และการวัดความเร็วผิดพลาดไป

การเปลี่ยนระบบมาเป็นแบบอิเล็กทรอนิกส์นั้น สามารถทำได้ โดยขั้นแรกต้องหาตัว เซ็น-
 เซอร์ที่เหมาะสมมาตรวจจับอัตราการความเร็วของล้อแล้วใช้วงจร เปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน(F/V
 converter)ทำการเปลี่ยนความเร็วหรือความถี่การหมุนของล้อให้เป็นแรงดัน ไฟฟ้าที่สอดคล้อง
 กัน ซึ่งการวัดและคำนวณหาความเร็วของล้อก็มีหลายวิธี เช่น การวัดอัตราการหมุนของเพลาช้อ
 (drive shaft) ด้วยตัวเซ็นเซอร์แบบแม่เหล็ก หรือการวัดความเร็วการหมุนของสายเคเบิล
 อ่อน(flexible cable) ด้วยตัวเซ็นเซอร์แบบ ออปโตเซ็นเซอร์ (opto-sensor) ดังภาพ

2.8 ก

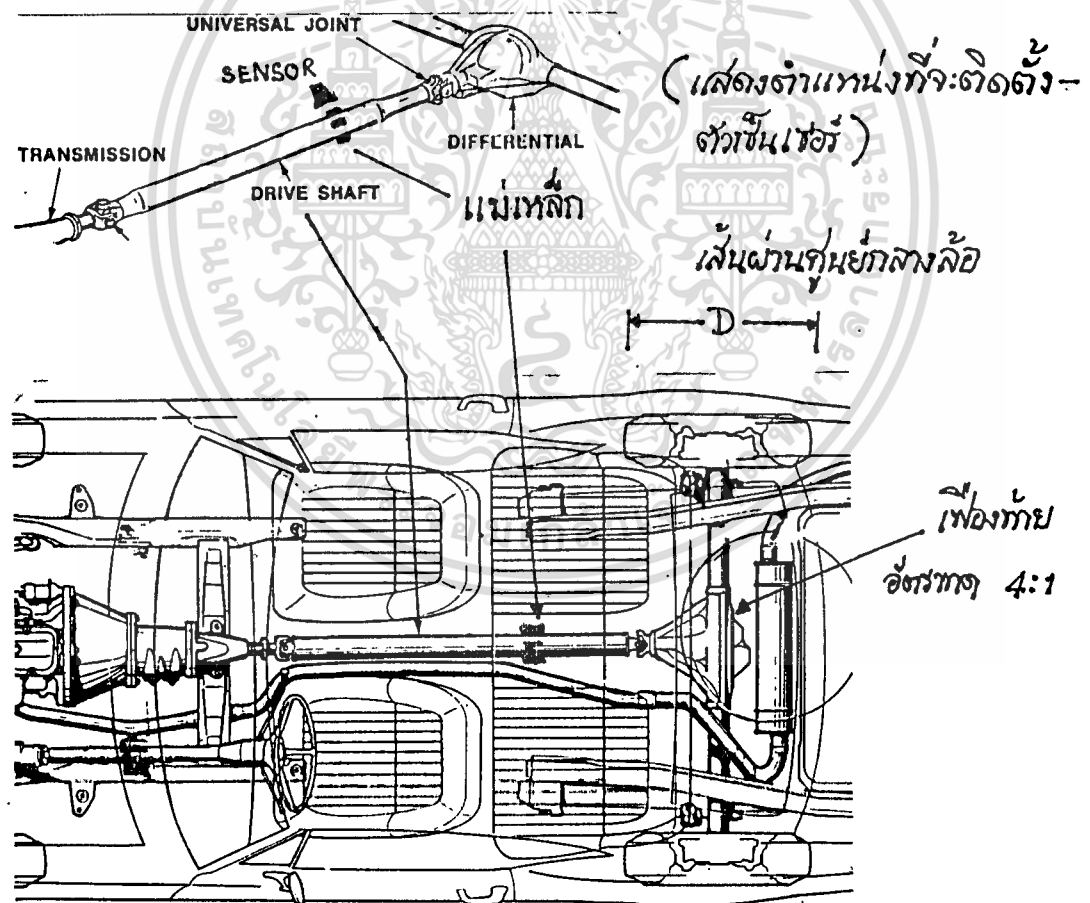


ภาพ 2.8 ก การต่อสายไมล์ กับเกียร์ และเพลาช้อ

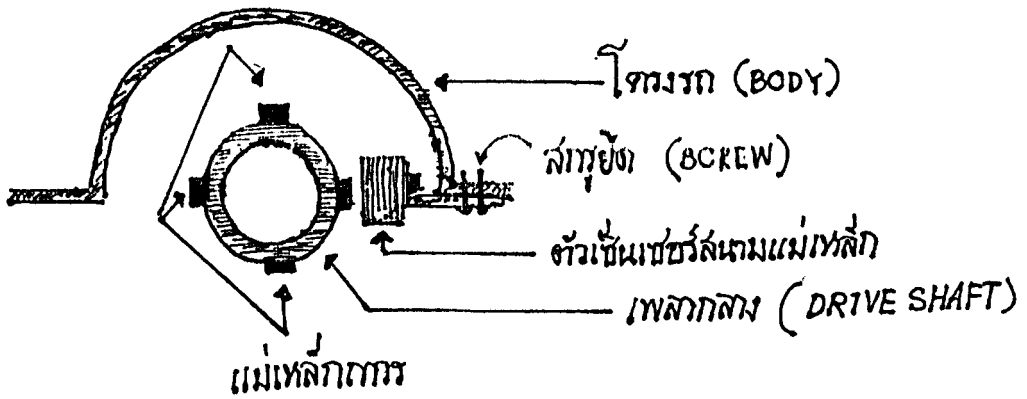
การติดตั้งตัวเซ็นเซอร์ตรวจจับความเร็วล้อเป็นลดยุ่งยากและไม่สะดวก ในขณะติดตั้งตรวจจับการหมุนของสายเคเบิลก็ต้องใช้ตัวเซ็นเซอร์แบบพิเศษซึ่งเป็นออปโตเซ็นเซอร์ที่มีปลายข้างหนึ่งเป็นเกลียวสำหรับขันติดกับกระปุกเกียร์และปลายอีกข้างหนึ่งเป็นสกรูที่สามารถขันกับสายเคเบิลสั่นได้ และยังต้องห้อยอย่างต่ำให้ปลอดภัยจากฝาแผลง โคนซึ่งจะมียางที่แกว่งแสงของเซ็นเซอร์ นอกจากนี้อัตราการทำงานของชุดทรานสมิชั่นกับ มาตรการวัดความเร็วของรถแต่ละคันก็ไม่เท่ากัน ทำให้ยุ่งยากในการคาลิเบรท

การตรวจจับที่เพลากลางหรือเพลาชับน่าจะเป็นวิธีที่ดีกว่า เพราะว่า ตัวตรวจจับแบบแม่เหล็ก (picked-up coil sensor) และแม่เหล็กถาวรสามารถสร้างง่าย หาซื้อได้ง่าย ราคาไม่แพง การติดตั้งง่ายกว่าแบบอื่นๆ การปรับตั้งก็ง่าย ทำให้สะดวกกว่าเพราะอัตราทดของเฟืองท้ายรถทุกคันประมาณ 1:4 จึงสามารถคำนวณความเร็วล้อได้แม่นยำกว่า

วิธีวัด เราจะยึดแม่เหล็กถาวรกับเพลาชับให้แน่นด้วยกาวอีพ็อกซี แล้วยึด ตัวตรวจจับแม่เหล็ก กับตัวถังในตำแหน่งใกล้ๆกับแม่เหล็กดังภาพ 2.8 ข

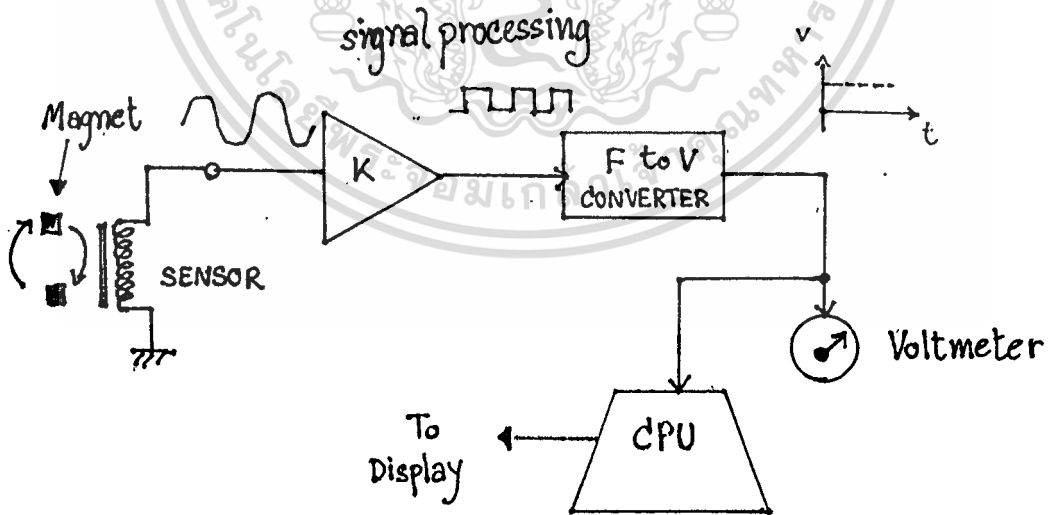


ภาพ 2.8 ข การติดตั้งแม่เหล็ก



ภาพ 2.8 ข (ต่อ) การติดตั้งแม่เหล็ก

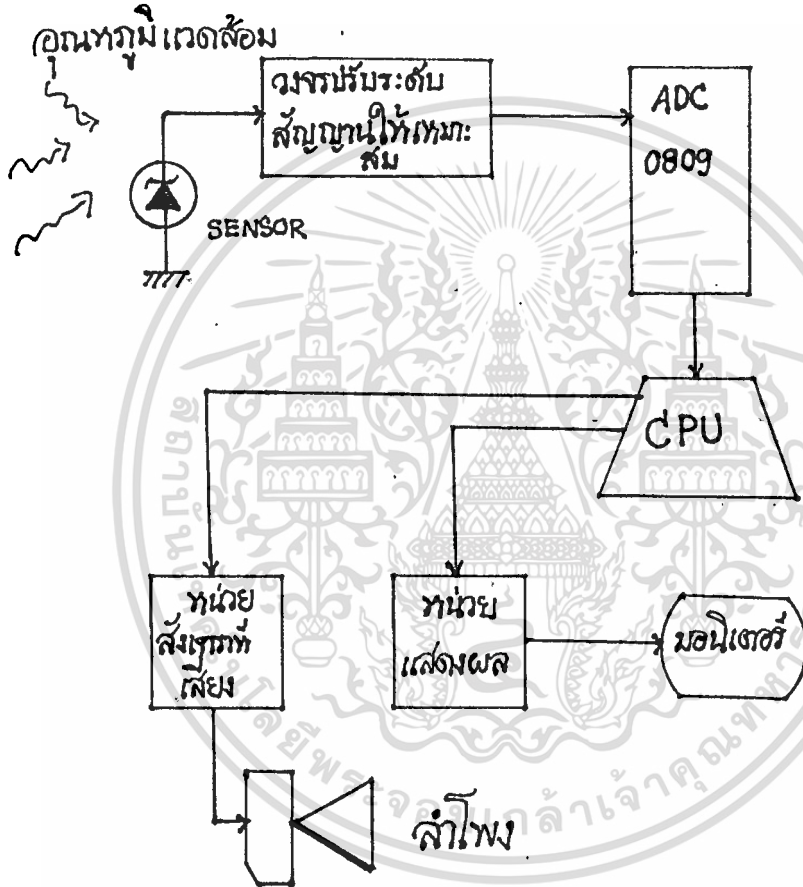
ตัวตรวจจับแม่เหล็กนั้นเป็นเซ็นเซอร์ที่มีหลักการคล้ายเอนเนอเรเตอร์(generator)คือใช้ขดลวดพันบนแกนเหล็กหรือวัสดุสารแม่เหล็ก(magnetic material) อื่นๆ วางใกล้กับสนามแม่เหล็กที่มีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา เฟลาที่หมุนด้วยความเร็วค่าหนึ่งจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนตัดกับขดลวดตัวนำและเหนี่ยวนำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ(emf) ที่ปลายทั้งสองของขดลวด โดยขึ้นขนาดและความถี่เกี่ยวกับความเข้มของสนามแม่เหล็ก และความเร็ววอยบของเฟลา แล้วจึงแปลงความถี่นี้เป็นสัญญาณแรงดันที่เหมาะสมโดยวงจรในภาพ 2.8 ค



ภาพ 2.8 ค แสดงการเปลี่ยนความถี่แม่เหล็กเป็นแรงดัน

2.9 หลักการวัดอุณหภูมิระบบอิเล็กทรอนิกส์

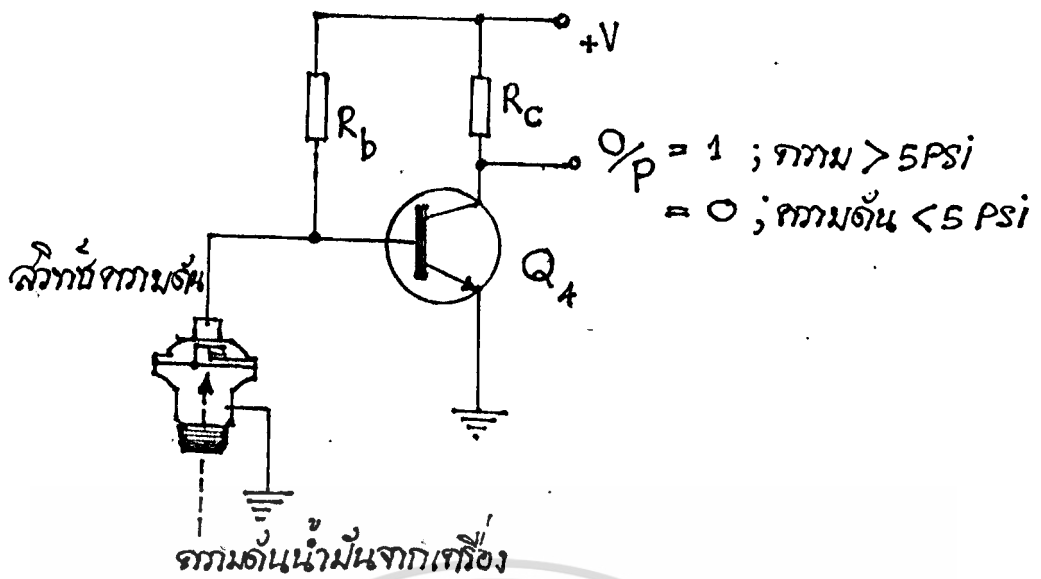
การวัดอุณหภูมิในปกติใช้เทอร์มิสเตอร์เป็นตัวเซ็นเซอร์ แต่ถ้านำมาใช้ร่วมกับวงจรวัดแบบอิเล็กทรอนิกส์จะมีปัญหาในการเปรียบเทียบ เนื่องจากเทอร์มิสเตอร์มีคุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้นต่ออุณหภูมิเท่าที่ควร จึงเปลี่ยนมาเป็นเซ็นเซอร์สารกึ่งตัวนำ ที่ผลิทยอกมาเป็นแรงดัน ไอ.ซี.ต่างๆ ซึ่งมีความเป็นเชิงเส้นดีมาก มีความไว ความน่าเชื่อถือได้สูง การต่อใช้งานร่วมกับวงจรทำได้ง่ายที่เลือกใช้สำหรับโครงการนี้คือเบอร์ LM35 ของบริษัท เนชันแนลเซมิคอนดักเตอร์ ซึ่งจะให้อ่านค่าที่ออกมาเป็นแรงดันโดยตรง จากนั้นก็ออกแบบวงจรปรับระดับให้สัญญาณที่ได้มีค่าเหมาะสมที่จะต่อกับ ADC 0809 ดังภาพ 2.9



ภาพ 2.9 การวัดอุณหภูมิระบบอิเล็กทรอนิกส์

2.10 หลักการวัดความดันน้ำมันระบบอิเล็กทรอนิกส์

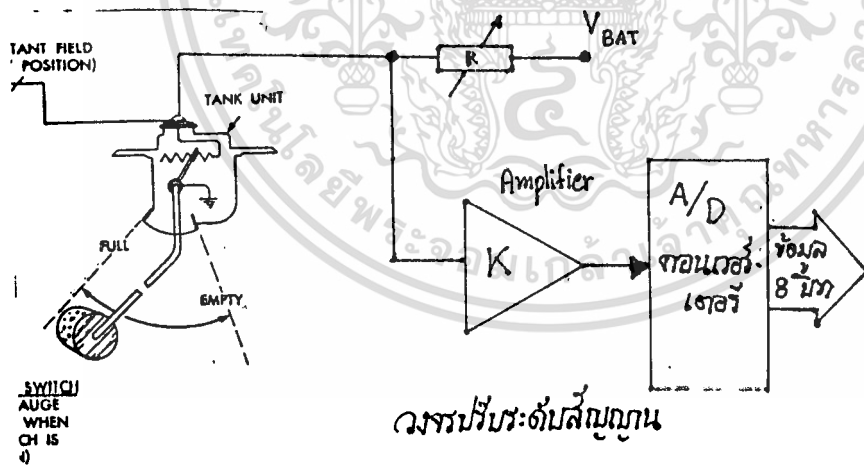
การวัดแรงดันในที่นี้จะวัดเพียง 2 ระดับ คือ สูงกว่าและต่ำกว่า 5 ปอนด์ต่อตารางนิ้ว โดยเซ็นเซอร์ที่เรียกว่า สวิทช์ความดัน วงจรที่ใช้จึงเป็นเพียงวงจรสวิทช์ซึ่งซึ่งอาจทำได้โดยทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียว ดังภาพ 2.10



ภาพ 2.10 การวัดความดันระบบอิเล็กทรอนิกส์

2.11 หลักการวัดระดับน้ำมันเชื้อเพลิงระบบอิเล็กทรอนิกส์

การวัดระดับน้ำมันเชื้อเพลิงในถัง มีหลายวิธี แต่ที่สะดวกและประหยัด คือการใช้ลูกลอยซึ่งมีอยู่แล้ว ในรถทุกคันและมีคุณสมบัติเปลี่ยนค่าความต้านทานตามระดับ แล้วนำมาต่อรวมวงจรรีเลย์อิเล็กทรอนิกส์ เพื่อเปลี่ยนความต้านทานไปเป็นแรงดัน โดยใช้หลักการการแบ่งแรงดันและวงจรรขยายสัญญาณธรรมดา ดังภาพ 2.11

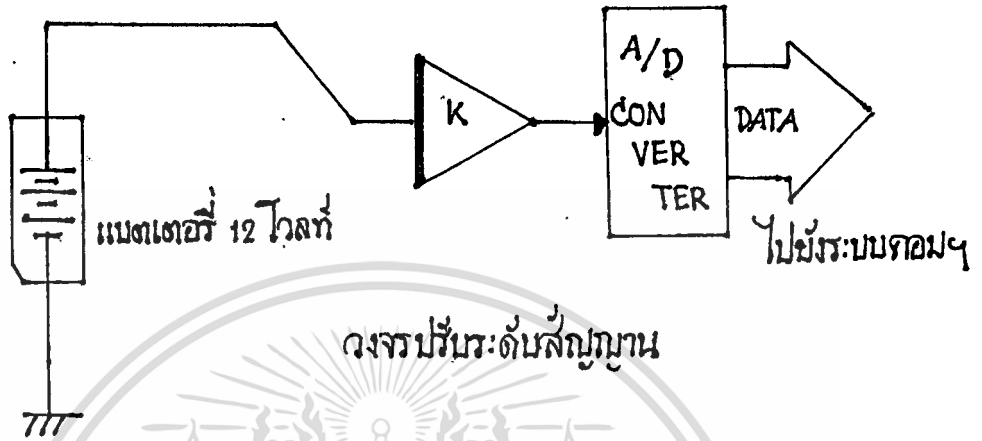


วงจรวัดระดับสัญญาณ

ภาพ 2.11 การวัดระดับระบบอิเล็กทรอนิกส์

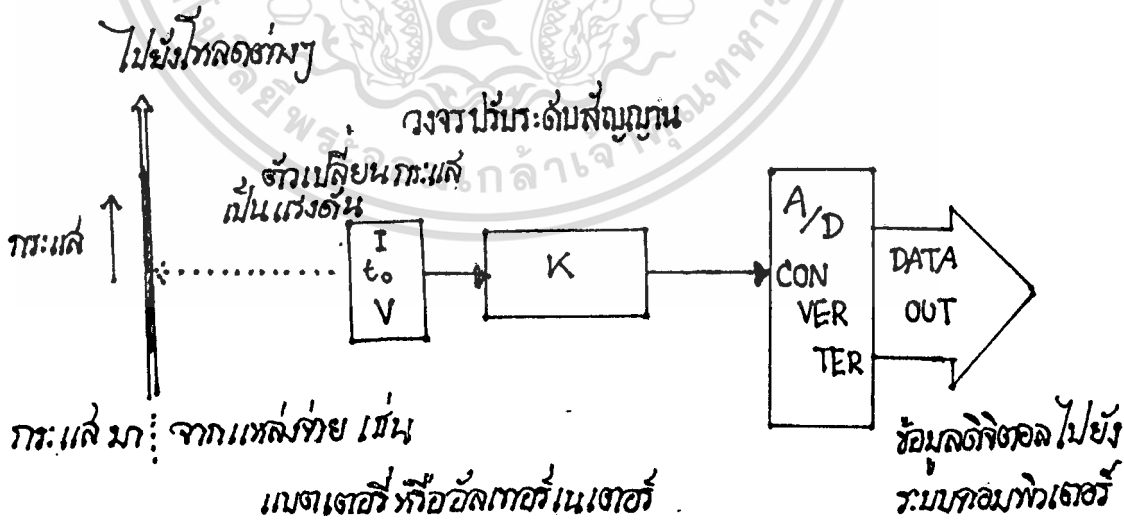
2.12 หลักการวัดกระแสและแรงดันแบบเดอวีด้วยระบบอิเล็กทรอนิกส์

สำหรับการวัดแรงดันนั้นสามารถวัดได้ง่ายเพราะสามารถต่อกับ ADC0809 ได้เลย แต่ต้องปรับระดับลงก่อนให้เหมาะสม ดังภาพ 2.12 ก



ภาพ 2.12 ก การวัดแรงดัน

ส่วนการวัดกระแส นั้นไม่สามารถใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ไปวัดโดยตรงได้ เนื่องจากขนาดสูงมาก ประมาณ 30-50 แอมแปร์ จึงต้องเปลี่ยนกระแสให้เป็นแรงดันเสียก่อนแล้วจึงปรับขนาดแรงดันที่ได้ให้เหมาะสมที่จะไปเปลี่ยนเป็นสัญญาณดิจิทัลโดย ADC 0809 ดังภาพ 2.12 ข



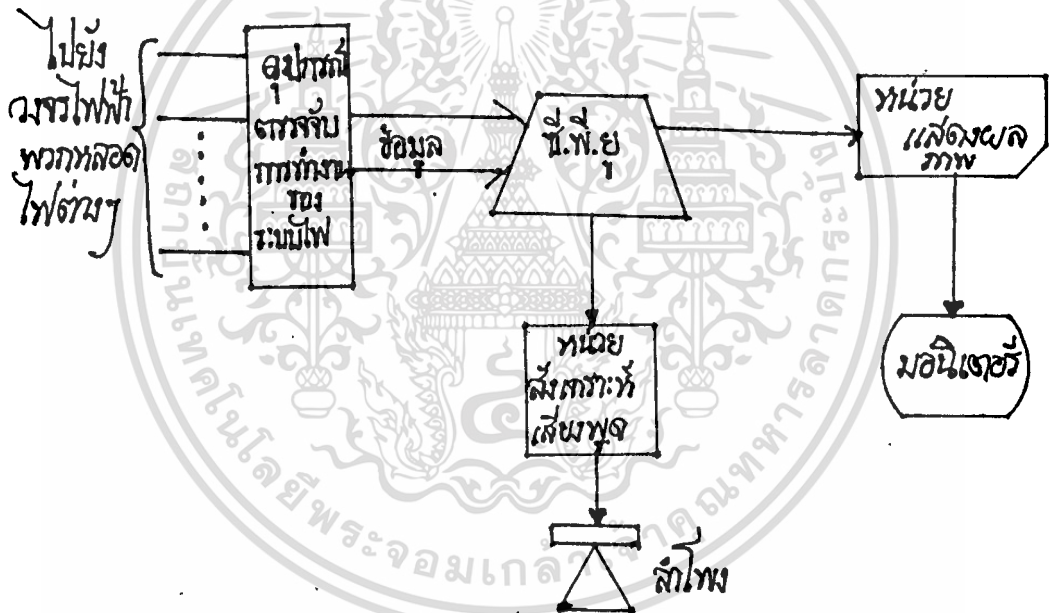
ภาพ 2.12 ข การวัดกระแสระบบอิเล็กทรอนิกส์

2.13 ระบบการตรวจจับสถานะการทำงานหลอดไฟต่างๆ

ในการขับขี่ยานพาหนะต่างๆ ในท้องถนน ความปลอดภัยเป็นสิ่งที่สำคัญมาก อันตรายที่เกิดขึ้นกับผู้ขับขี่นอกจากจะเกิดจากสาเหตุเครื่องยนต์กลไกขัดข้องแล้ว ความบกพร่องของระบบสัญญาณไฟต่างๆ เช่น ไฟเบรก ไฟเลี้ยว หรือไฟส่องสว่าง ฯลฯ ก็เป็นตัวการให้เกิดอุบัติเหตุได้ โดยเฉพาะเวลากลางคืน

ระบบไฟสัญญาณและไฟเตือนบางอย่างเมื่อมันขัดข้องหรือเสีย จะสังเกตด้วยตัวเองได้ยาก เช่นพวกไฟเบรก และไฟถอยหลัง ถ้าหลอดไฟขาดคนขับจะไม่ทราบเลย จนกว่าจะมีคนอื่นมาบอกหรือโดนตำรวจปรับถึงได้รู้

เพื่อการขับขี่ที่ปลอดภัยอย่างสมบูรณ์แบบ นอกจากจะมีระบบวัดการทำงานเครื่องยนต์ที่ดีแล้ว ยังจำเป็นต้องมีเครื่องมือตรวจสอบระบบไฟสัญญาณและไฟส่องสว่างตลอดเวลาที่ใช้รถ และเมื่อพบจุดเสียที่ใด ก็ส่งสัญญาณเตือนทั้งภาพและเสียง เพื่อแจ้งให้คนขับทราบตำแหน่งที่เสียทันที ซึ่งแนวความคิดนี้แสดงให้เห็นดังภาพ 2.13 ก



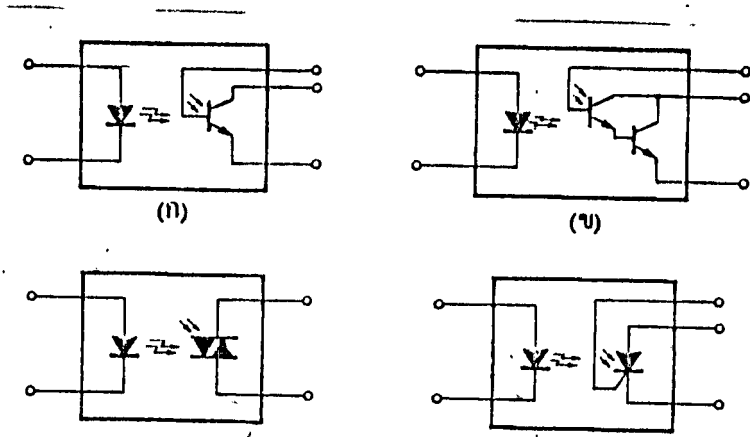
ภาพ 2.13 ก หลักการตรวจสอบระบบไฟต่างๆ ในรถด้วยระบบคอมพิวเตอร์

จากภาพเมื่อเปิดไฟสัญญาณใดๆ ถ้าระบบไฟนั้นหรือหลอดไฟนั้นปกติมอนิเตอร์จะแสดงสถานะการทำงานให้เห็น แต่ถ้าระบบบกพร่อง เช่น ไล่หลอดขาด สายไฟขาด หรือสวิตช์เสีย จะมีเสียงและภาพบอกให้ทราบถึงจุดเสียนั้น (โดยการจัดการของ CPU , GRAPHIC MONITOR และ SPEECH SYNTHESIZER)

ระบบไฟฟ้าในรถยนต์ประกอบด้วย ส่วนที่เป็นวงจรจุดระเบิด วงจรสตาร์ท วงจรประจุ-กระแส วงจรเครื่องมือวัด และวงจรไฟสัญญาณและไฟส่องสว่างต่างๆ โดยได้รับพลังงานจาก-แบตเตอรี่และอัลเทอร์เนเตอร์(Alternator). ส่วนที่เราจะตรวจจับเพื่อให้รู้ สภาพการทำงาน ในขณะที่ใช้รถอยู่คือ วงจรไฟสัญญาณและไฟส่องสว่าง ซึ่งเป็นองค์ประกอบสำคัญในการขับขี่รถให้ปลอดภัยอย่างสมบูรณ์วงจรไฟสัญญาณนั้น นอกจากจะหมายถึงสัญญาณไฟเบรก ไฟเลี้ยว ฯลฯ แล้ว ยังรวมถึงสัญญาณแตรอีกด้วยส่วนวงจรส่องสว่างคือไฟหน้าทั้ง 2 ดวง ไฟให้แสงสว่างในห้องแก๊ง หรือไฟที่มีวัตถุประสงค์ให้แสงสว่างอื่นๆซึ่งเจ้าของรถอาจนำมาติดตั้งภายหลัง เช่นไฟสปอร์ตไลท์ เป็นต้น ระบบไฟฟ้าทั้งหมดที่กล่าวถึงแสดงดังภาพ 2.13 ข

2.14 ตัวเชื่อมโยงทางแสง(opto-coupler)

ตัวเชื่อมโยงทางแสง(opto-coupler)บางครั้งก็เรียกว่าตัวแยกโดยใช้แสง(opto - isolator) เป็นอุปกรณ์เดี่ยวที่ประกอบด้วยแหล่งกำเนิดแสงและตัวตรวจรับแสง โดยที่ทั้งสอง-ชิ้นส่วนนี้แยกจากกันและกัน โดยมีฉนวนโปร่งใสคั่นกลาง และชิ้นส่วนทั้งหมดจะบรรจุในตัวถังหีบ-แสง แหล่งกำเนิดแสงสำหรับตัวเชื่อมโยงทางแสงส่วนมากจะใช้ไดโอดเปล่งแสงอินฟราเรด- (Infrared Emitting Diode) ที่ทำจากสาร แกลเลียมอาร์เซไนด์(Gallium Arsenide: GaAs) ส่วนตัวตรวจรับหรืออุปกรณ์ภาคเอาท์พุทอาจจะเป็นโฟโตทรานซิสเตอร์(photo - transistor), โฟโตดาร์ลิ่งตัน(photo-darlington), สวิตช์แบบสองทาง(bidirectional switch) ที่ทำงานเมื่อมีแสงมากระตุ้นและ เลเซอร์. ซี.อาร์. ที่ทำงานด้วยการกระตุ้นของแสง (LASER) ในรูปที่ 2.14 ก แสดงสัญญาณวงจรชนิดต่างๆที่พบเห็นบ่อยๆ สัญญาณจะถูกส่งผ่าน-ระหว่างชิ้นส่วนทั้งสองที่แยกจากกันทางไฟฟ้า โดยอยู่ในรูปของสัญญาณแสง และชิ้นส่วนทั้งสองนี้-ไม่สามารถทำงานสลับหน้าที่กันได้ไม่มีการเชื่อมโยงทางไฟฟ้าระหว่างทั้งสอง สัญญาณที่ส่งผ่านจึงมิ-ได้ทิศทางเดียวเท่านั้น



ภาพ 2.14 ก สัญลักษณ์และโครงสร้างของตัวเชื่อมโยงทางแสง

คุณสมบัติต่างๆที่ควรทราบ

เพื่อที่จะประสบความสำเร็จในการออกแบบโดยใช้ตัวเชื่อมโยงทางแสง จึงต้องทำความเข้าใจตั้งแต่แปรต่างๆที่สำคัญ เนื่องจากเราสนใจเฉพาะวงจรความถี่ต่ำ จึงจะจำกัดวงเฉพาะตัวแปรทางด้านไฟฟ้ากระแสตรงของอุปกรณ์เหล่านี้

แรงดันตกคร่อมไดโอดเมื่อได้รับไบแอสตรง (V_F) และแรงดันสูงสุดที่ทนได้เมื่อได้รับไบแอสกลับ (V_R) ดังแสดงในรูปที่ 2.14 ข



ภาพ 2.14 ข การไบแอสส่วนอินพุทของตัวเชื่อมโยงทางแสง

เนื่องจากตัวแปรเอาต์พุททางด้านไฟฟ้ากระแสตรงและตัวแปรส่งถ่าย (transfer - parameter) นั้น จะแตกต่างกันโดย ขึ้นอยู่กับชนิดของชิ้นส่วนที่เป็นตัวตรวจรับที่ใช้ในตัวเชื่อมโยงทางแสง ในที่นี้จะแจกแจงรายละเอียดและกำหนดความหมายของมันต่างหากทั้งนี้ขึ้นอยู่กับตัวตรวจรับนั้นๆ

ตัวเชื่อมโยงทางแสงที่ใช้ไฟโอดีทรานซิสเตอร์และไฟโอดีตาร์ลิ่งต้นนั้นมีหลักการทำงานเหมือนกัน ขารอยต่อระหว่างคอลเลคเตอร์กับขาเบสถูกทำให้กว้างขึ้น แสงที่ตกกระทบรอยต่อจะทำให้เกิดคู่อิเล็กตรอนและโฮลขึ้นมา เกิดการนำกระแสได้ ตัวแปรสำหรับตัวเชื่อมโยงทางแสงชนิดไฟโอดีทรานซิสเตอร์และไฟโอดีตาร์ลิ่งต้น มีดังนี้

I_c : เป็นกระแสสูงสุดที่ไหลต่อเนื่องผ่านซาคอลเลคเตอร์ (เอาท์พุท)

$V_{(br)cbo}$: เป็นแรงดันพังทลายสูงสุดจากซาคอลเลคเตอร์ไปยังซาเบส

$V_{(br)ceo}$: เป็นแรงดันพังทลายสูงสุดจากซาคอลเลคเตอร์ไปยังซาอีมิเตอร์

เมื่อต้องการให้วงจรทางด้านดิจิตอลรับสัญญาณอินพุทจากอุปกรณ์ภายนอก ซึ่งมีค่าแค้นสูงจึงจำเป็นต้องเปลี่ยนระดับของแรงดันสัญญาณให้เข้าในระดับลอจิก 5 โวลต์ ถ้าสัญญาณอินพุทเป็นสัญญาณไฟตรง ก็สามารถเชื่อมต่อกับวงจรลอจิกได้โดยใช้ตัวเชื่อมโยงทางแสง ดังภาพที่ 2.14 ค เป็นการใช้งานกับอินพุทที่เป็นแรงดันไฟตรงขนาด 12 โวลต์

เมื่อสัญญาณขนาด 12 โวลต์ถูกป้อนเข้าสู่อินพุท จะเกิดกระแสไหลผ่าน R_1 และไดโอดเปล่งแสงอินฟราเรด แสงนี้จะทำให้ไดโอด เปล่งแสงอินฟราเรดออกมากระทบรอยต่อคอลเลคเตอร์และเบสของไฟโตรีทรานซิสเตอร์ให้มันนำกระแส ทำให้แรงดันเอาท์พุทมีระดับลอจิก "1" ซึ่งสามารถนำไปขับลอจิกเกตต่างๆได้ เมื่อเอาแรงดัน 12 โวลต์ออกจะทำให้ไฟโตรีทรานซิสเตอร์หยุดทำงาน เอาท์พุทจะมีค่าเป็น "0" (ไม่ว่าจะสว่างหรือมืดก็ตาม) ซาเบสที่เป็นอินพุทของไฟโตรีทรานซิสเตอร์ ปกติไม่ได้ต่อใช้งานเว้นแต่ในงานที่ต้องการความเร็วสูง)

ในการออกแบบวงจรนั้น ค่าของ R_2 จะถูกกำหนดด้วยตัวแปรทางอินพุททางอินพุทคือ

$$R_2 < V_{i1} / I_{i1}$$

เมื่อ V_{i1} เป็นค่าแรงดันของเกตที่ระดับลอจิก "0"

I_{i1} เป็นกระแสเกตเมื่ออินพุทอยู่ในลอจิก "0" เช่นกัน

ค่าของ R_1 สามารถหาจากสมการ

$$I_c = V_{ih} / R_2$$

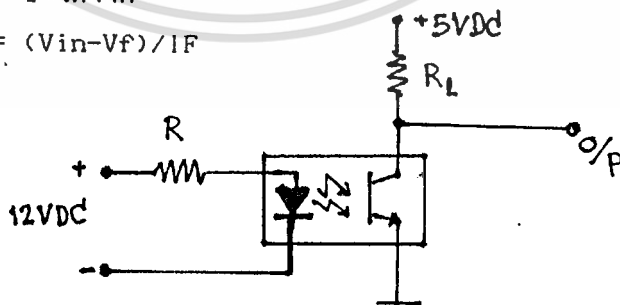
เมื่อ V_{ih} เป็นระดับแรงดันเอาท์พุทที่ลอจิก "1" เพื่อป้อนเข้าสู่เกต

จากนั้นก็หากระแสของ ไดโอด เมื่อได้รับไบแอสตรง (IF)

$$I_F = I_c / n$$

เมื่อ n คืออัตราการส่งผ่านกระแสของตัวเชื่อมโยงทางแสง และสามารถหาค่า R_1 ได้จาก

$$R_1 = (V_{in} - V_f) / I_F$$

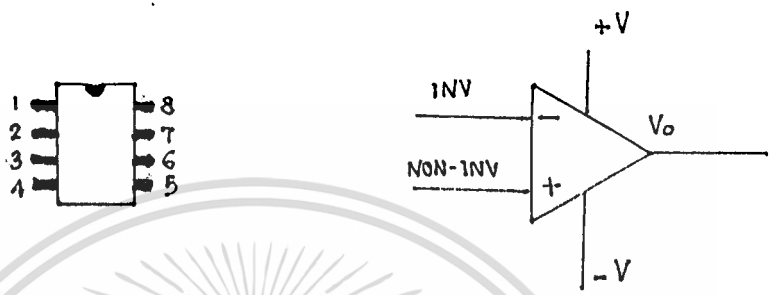


ภาพที่ 2.14 ค การต่อเชื่อมกับแรงดัน 12 โวลต์

2.15 ทฤษฎีออปแอมป์ (op-amp) พื้นฐาน

ออปแอมป์แต่เดิมเป็นวงจรที่ทำหน้าที่เป็นตัวกระทำทางคณิตศาสตร์ต่างๆ ในระบบอนาล็อกคอมพิวเตอร์ แต่ปัจจุบันนำมาใช้ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ทั่วไป เช่น วงจรขยายสัญญาณไฟตรงและไฟสลับ วงจรสำหรับเครื่องมือวัด ฯลฯ

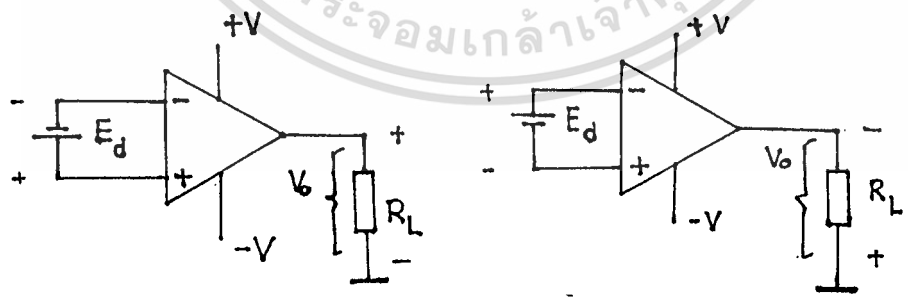
ออปแอมป์ประกอบด้วยอุปกรณ์ ทรานซิสเตอร์, เฟท, ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ ประกอบกันเป็นวงจรขยายสัญญาณที่มีคุณสมบัติดีกว่าวงจรขยายธรรมดา คือ มีอัตราขยายและความต้านทานทางอินพุตสูงมาก มีสัญลักษณ์ใช้งานดังภาพ 2.15 ก



ภาพ 2.15 ก รูปและสัญลักษณ์ของออปแอมป์

ขาสัญญาณเข้า

ขาสัญญาณเข้าของออปแอมป์จะมี 2 ขา คือ ขาแอน-อินเวอร์ตติ้ง (non-inverting) แทนด้วยเครื่องหมายบวก (+) และขาอินเวอร์ตติ้ง (inverting) แทนด้วยเครื่องหมายลบ (-) ภาคอินพุตของออปแอมป์มักเป็นวงจรขยายผลต่างแรงดัน (differential amplifier) เพื่อให้มีอัตราการบั่นทอนไหม้ตรงร่วมสูง ๆ เครื่องหมาย (+) และ (-) มีความหมายดังนี้ ในกรณีที่ขา (+) มีคักค่าสูงกว่าขา (-) สัญญาณออกจะมีคักค่าเป็นบวกหรือสูงกว่ากราวด์ ในทางตรงข้าม ถ้าขา (-) มีค่าสูงกว่าขา (+) สัญญาณจะออกมามีคักค่าเป็นลบดังภาพ 2.15 ข



ภาพ 2.15 ข แสดงเอาท์พุทต่อความต่างของแรงดันทางอินพุต

E_d เป็นค่าแรงดันสัญญาณเข้าแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมด มีค่าเท่ากับ

$$E_d = \text{แรงดันเข้าที่ขาบวก} - \text{แรงดันเข้าที่ขาลบ}$$

คุณสมบัติที่สำคัญของขาสัญญาณทั้งสองคือ อินพุทอิมพีแดนซ์ (Zin) ระหว่างขาทั้งสอง จะมีค่าสูงมาก ๆ นั่นคือกระแสไหลเข้าขาอินพุททั้งสองจะมีค่าต่ำมาก ๆ จนถือว่าเป็น ศูนย์ ในกรณีที่ไม่มีกรบ้อนกลับจากเอาต์พุตมายังอินพุตดังภาพเราจะได้

$$V_o = E_d * A_{o1}$$

เมื่อ A_{o1} คืออัตราขยายแรงดันแบบลูเปิด (Open Loop Voltage Gain) เป็นค่าขยายแรงดันของผลต่างของสัญญาณเข้า โดยไม่มีการบ้อนกลับ A_{o1} มักมีค่าสูง (ประมาณ 200,000 เท่า) ดังนั้นถ้า E_d มีค่าเพียงไม่กี่ไมโครโวลท์ก็ที่จะทำให้แรงดันทางด้านเอาต์พุทอิมตัวทางบวกหรือทางลบได้

วงจรใช้งานที่สำคัญ

ประโยชน์ที่สำคัญของออปแอมป์คือเป็นตัวขยายสัญญาณที่มีอัตราขยายสูงมากและมี ความต้านทานทางอินพุทสูงมากด้วย วงจรขยายจะต้องมีการบ้อนกลับสัญญาณจากเอาต์พุทเข้ามายังขาอินพุท(-) ซึ่งการบ้อนกลับแบบนี้เรียกว่าการบ้อนกลับแบบลบ (Negative Feedback) เพื่อจุดประสงค์ให้คุณสมบัติของวงจรรวมไม่ขึ้นอยู่กับอัตราขยายแบบเปิดลูป แต่มาขึ้นกับคุณสมบัติของวงจรบ้อนกลับแทนและเรียกอัตราขยายที่ได้ว่าอัตราขยายแบบลูปิด (Closed loop voltage gain)

สำหรับวงจรบ้อนกลับในวงจรขยายแรงดันไฟตรง จะใช้เฉพาะตัวต้านทานเท่านั้น ถ้าตัวต้านทานมีค่าความเที่ยงตรง 1% อัตราขยายก็จะมีค่าความเที่ยงตรง 1% ด้วยโดยที่อัตราขยายลูเปิดจะมีค่าเท่าไรก็ได้

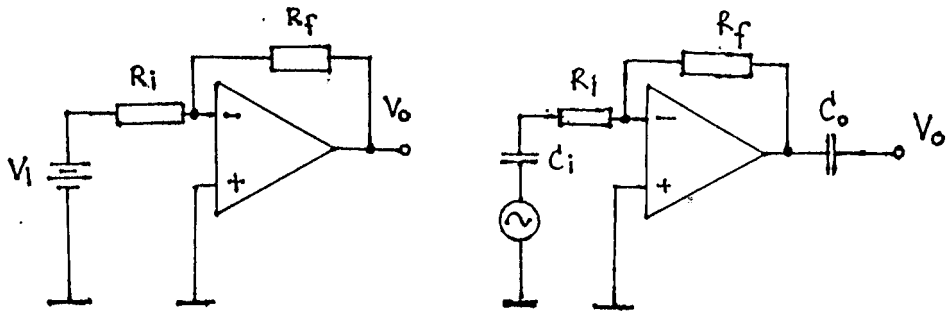
2.15.1 วงจรขยายแรงดันไฟตรงแบบกลับสัญญาณอินเวอร์ตติ้งแอมป์ (INVERTING AMP.)

แสดงดังภาพ 2.15.1 ก ค่าอัตราขยายของวงจรขึ้นอยู่กับอัตราส่วนความต้านทาน R_i และ R_f และถ้าเป็นการขยายสัญญาณไฟสลับจะมีค่าปาสีเตอร์ (capacitor) ต่อที่อินพุทและเอาต์พุทด้วยดังภาพ 2.15.1 ข

เพื่อความเข้าใจในการทำงานจะสมมติให้

1. แรงดัน E_d มีค่าน้อยมาก ประมาณเท่ากับศูนย์
2. กระแสไฟที่ไหลเข้าอินพุททั้งสองนั้นมีค่าน้อยมากจนถือว่าเป็นศูนย์ เนื่องจากความต้านทานด้านอินพุทมีค่าสูงมาก

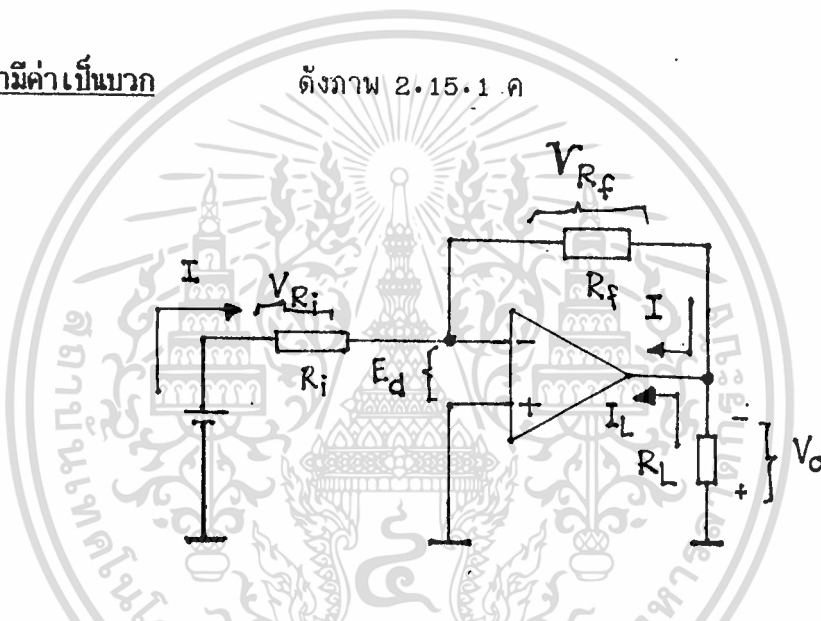
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพ 2.15.1 ก, ข วงจรขยายไม่กลับสัญญาณ ดี.ซี.และเอ.ซี.

กรณีสัญญาณเข้ามีค่าเป็นบวก

ตั้งภาพ 2.15.1 ค



ภาพ 2.15.1 ค อินเวอร์ตติ้งแอมป์เมื่ออินพุทเป็นบวก

จะเกิดกระแสจำนวนหนึ่งคือ I ไหลผ่าน R_1 มีค่าเท่ากับ

$$I = (E_i - E_d) / R_i = E_i / R_i \quad ; \text{ เพราะ } E_d = 0$$

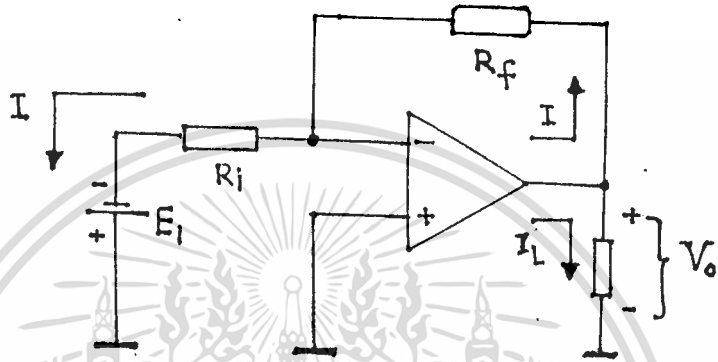
กระแส I นี้ไหลเข้าขา (-) ของออปแอมป์ได้น้อยมากเนื่องจากความต้านทานขาเข้าที่สูงมาก ดังนั้นกระแสทั้งหมดส่วนใหญ่จึงไหลผ่าน R_f แทน ทำให้มีแรงดันตกคร่อม R_f เท่ากับ $V_{Rf} = I * R_f = E_i * R_f / R_i$

จากภาพจะเห็นว่าขาข้างหนึ่งของ R_f ต่อกับเอาต์พุทของออปแอมป์ ส่วนอีกข้างหนึ่งต่อกับขา (-) ซึ่งมีค่าศักดาของแรงดันเสมือนกับกราวด์ (virtual ground) เนื่องจาก E_d ค่าเป็นศูนย์ และขา (+) ของออปแอมป์ต่อกับกราวด์ ทิศทางของกระแส I จะบังคับให้แรงดันเอาต์พุท- V_o มีค่าเป็นลบเทียบกับกราวด์ ดังนั้น

$V_o = -[R_f/R_i] * E_1$ หรือ $V_o I = V_o/E_1 = -R_f/R_i$

โดยเครื่องหมายลบแสดงให้ทราบว่าสัญญาณเข้ากับสัญญาณออกจะมีคัสดาตรงข้ามกันเสมอ กระแส I_L ซึ่งไหลผ่านโหลด R_L สามารถหาจากสมการ $I_L = V_o/R_L$

กรณีสัญญาณเข้ามีค่าเป็นลบ ดังภาพ 2.15.1 ง

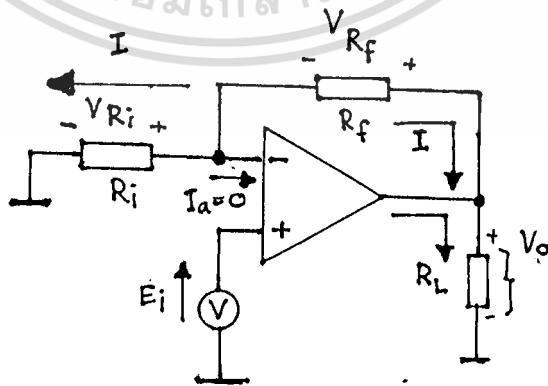


ภาพ 2.15.1 ง อินเวอร์ตติ้งแอมป์เมื่ออินพุตเป็นลบ

การพิจารณาค่ายกับแบบสัญญาณเข้าเป็นบวก เพียงแต่ทิศทางกระแสจะกลับกัน ดังนั้น V_o มีค่าเป็นบวก นั่นคือสัญญาณออกจะมีคัสดาตรงข้ามกับสัญญาณเข้าเสมอตามสมการ

$V_o = -(R_f/R_i) * E_1$

2.15.2 วงจรขยายแบบไม่กลับสัญญาณ หรือ แอน-อินเวอร์ตติ้งแอมป์ (Non-Inverting Amplifier)



ภาพ 2.15.2 แสดงวงจรอินเวอร์ตติ้งแอมป์

ภาพ 2.15.2 แสดงวงจรขยายแบบไม่กลับสัญญาณ คือสัญญาณเข้าและสัญญาณออกจะมีทิศทางเหมือนกัน จากภาพเนื่องจากเราสมมติให้ E_d มีค่าน้อยมากจนเป็นศูนย์ แรงดันที่ตกคร่อม R_1 จึงมีค่าเท่ากับ E_i และกระแสที่ไหลผ่าน R_1 สามารถหาจากสมการ

$$I = E_i / R_1$$

กระแสที่ไหลเข้าขา(-) ของออปแอมป์มีค่าน้อยมาก ($I_a = 0$) ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่าน R_f คือกระแส I นั้นเอง ทำให้ $V_{rf} = I * R_f$

$$\begin{aligned} \text{และ } V_o &= V_{rf} + E_d + E_i \\ &= V_{rf} + E_i \\ &= (I * R_f) + E_i \\ &= [(E_i / R_1) * R_f + E_i] \end{aligned}$$

$$V_o = (R_f / R_i + 1) * E_i$$

และกระแสผ่านโหลด $I_L = V_o / R_L$

2.15.3 วงจรเปรียบเทียบแรงดันของสัญญาณ (VOLTAGE COMPARATOR)

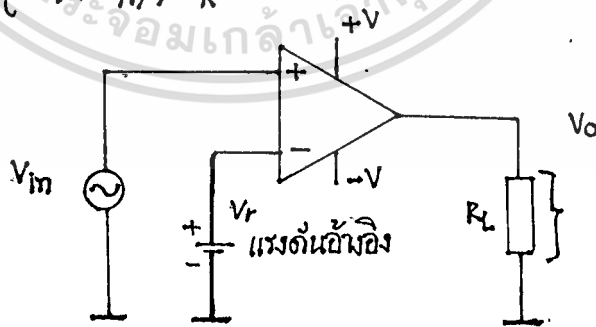
จะทำหน้าที่เปรียบเทียบระดับแรงดันของสัญญาณระหว่างขาอินพุตทั้งสองของออปแอมป์ ซึ่งระดับแรงดันที่จะเปรียบเทียบจะมีค่าเป็นบวก ลบ หรือศูนย์ ก็ได้

การเปรียบเทียบแรงดันแบบบวก

ออปแอมป์จะต่อในลักษณะลูปเปิด ขาอินพุต(-) จะต่อกับระดับแรงดันอ้างอิงไว้เป็นระดับ- สำหรับเปรียบเทียบ ส่วนขาอินพุต(+) จะต่อกับสัญญาณแรงดันอินพุตที่จะมาเปรียบเทียบ ดังภาพ

2.15.3 ก

$$\begin{aligned} V_o &= -V_{sat} \quad \text{ที่ } V_{in} < V_R \\ V_o &= +V_{sat} \quad \text{ที่ } V_{in} > V_R \end{aligned}$$



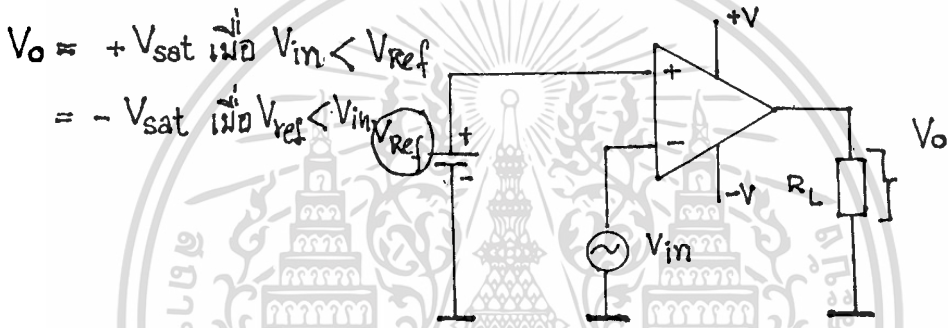
ภาพ 2.15.3 ก วงจรเปรียบเทียบระดับแรงดันอ้างอิงไว้เป็นระดับบวก

เนื่องจากอัตราการผลิตของออปแอมป์มีค่าสูงมาก ดังนั้นในทางปฏิบัติเมื่อระดับแรงดัน-
ของ V_{in} ที่ขา(+) มีระดับต่ำกว่าค่าแรงดัน V_{ref} ที่ขา(-) เพียงเล็กน้อย เช่น 50 ไมโคร-
โวลต์ ก็จะทำให้แรงดันด้านเอาต์พุตมีการอิ่มตัวทางลบคือ $-V_{sat}$ ทันที

ในทางกลับกัน ถ้าค่าแรงดัน V_{in} มีค่าสูงกว่าค่าแรงดัน V_{ref} เพียงเล็กน้อย ก็จะทำให้-
เอาต์พุตของออปแอมป์อิ่มตัวทางบวก($+V_{sat}$) ทันทีเช่นกัน หลักการนี้มีประโยชน์ในการออก-
แบบวงจรออสซิลเลเตอร์แบบต่างๆ และการตรวจจับระดับสัญญาณใดๆ

การเปรียบเทียบแรงดันแบบลบ

แรงดันอ้างอิง V_{ref} จะต่อที่ขาอินพุท(+) ของออปแอมป์ ส่วนสัญญาณแรงดันที่จะมา
เปรียบเทียบจะต่อเข้าที่อินพุท(-) ดังภาพ 2.15.3 ข

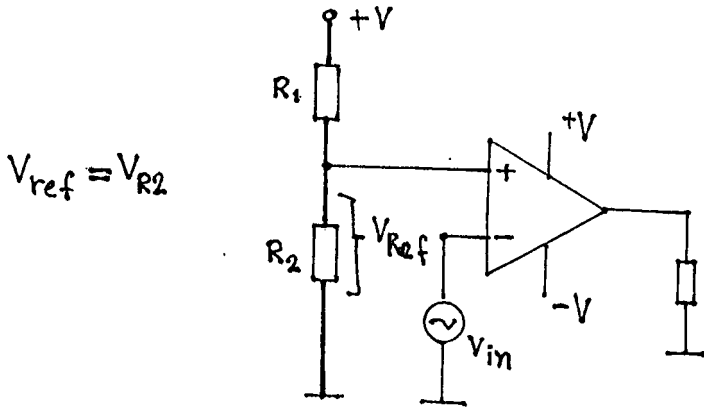


ภาพ 2.15.3 ข การเปรียบเทียบระดับแรงดันอ้างอิงไว้เป็นระดับลบ

ถ้าระดับแรงดันของ V_{in} ต่ำกว่าระดับแรงดันอ้างอิง V_{ref} แรงดันเอาต์พุตของ ออป-
แอมป์จะอิ่มตัวทางบวก($+V_{sat}$) แต่ถ้าระดับ V_{in} สูงกว่า V_{ref} เอาต์พุตก็จะอิ่มตัวทางลบ-
($-V_{sat}$)

สำหรับวงจรเปรียบเทียบในทางปฏิบัติ แรงดันอ้างอิง V_{ref} จะต้องมีการควบคุมให้มีค่า-
คงที่ที่ค่าหนึ่งๆตามที่กำหนดไว้ โดยอาจใช้อุปกรณ์รักษาระดับแรงดัน เช่น ซีเนอร์ไดโอด, ไอ.ซี.
โวลต์เตจเรกูเลเตอร์ หรืออาจใช้วงจรแบ่งแรงดัน(Voltage Divider) ต่อจากแหล่งจ่าย
เดิมของออปแอมป์ดังภาพ 2.15.3 ค

$$V_{ref} = R_2 / (R_1 + R_2) * V$$



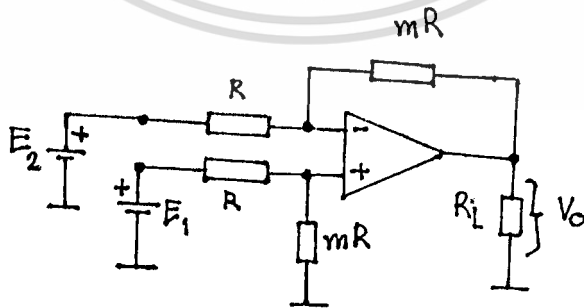
ภาพ 2.15.3 ค การใช้ตัวต้านทานแบ่งแรงดัน

2.15.4. วงจรขยายสัญญาณแบบดิฟเฟอเรนเชียล (Differential Amplifier) และแบบอินสตรูเมนเตชัน (Instrumentation Amplifier)

วงจรถ่ายที่มีประโยชน์มากที่สุดในการวัดค่าต่างๆในเครื่องมือวัด และระบบควบคุมทั้งหลายคือ วงจรถ่ายแบบอินสตรูเมนเตชันซึ่งอาจจะประกอบด้วยออปแอมหลายตัว ร่วมกับความต้านทานแบบเที่ยงตรง ทำให้วงจรถ่ายมีประสิทธิภาพสูง แต่วงจรถ่ายแบบอินสตรูเมนเตชันที่มีขายลักษณะวงจรร่วมมีราคาแพง เราอาจใช้วงจรถ่ายอีกแบบหนึ่งคือวงจรถ่ายแบบดิฟเฟอเรนเชียลที่มีคุณสมบัติคล้ายกัน

วงจรถ่ายแบบดิฟเฟอเรนเชียลแบบพื้นฐาน

คุณสมบัติประการสำคัญของดิฟเฟอเรนเชียลแอมป์ คือ สามารถที่จะวัดหรือขยายสัญญาณระดับต่ำ ซึ่งป้อนอยู่ในสัญญาณรบกวนที่มีระดับสูงกว่าได้ มีวงจรพื้นฐานดังภาพ 2.15.4 ก ประกอบ



ภาพ 2.15.4 ก วงจรดิฟเฟอเรนเชียลแอมป์

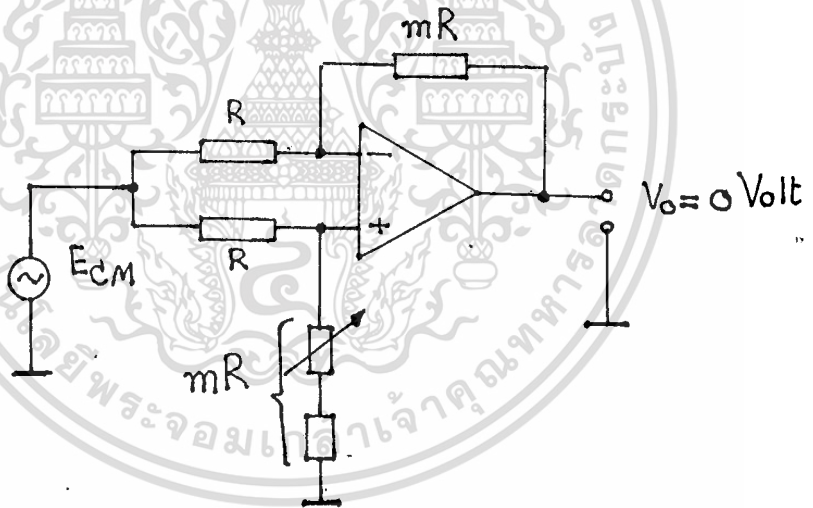
ด้วยออปแอมหนึ่งตัวและความต้านทานค่าแน่นอน 4 ตัว จะเห็นว่า มีจุดสัญญาณเข้าสองจุดคือเข้าทางขา(+)และขา(-) ดังนั้นถ้าเราลัดวงจรแหล่งจ่ายสัญญาณ E_1 ทำให้ E_2 เป็นสัญญาณเข้าของวงจรขยายสัญญาณแบบเวอร์ที่ตึงที่มีค่าอัตราขยายเท่ากับ m หรือแรงดันออกมีค่าเท่ากับ $-mE_2$ แต่ในทางตรงข้ามถ้าเราลัดวงจรทางด้าน E_2 ก็จะทำให้ E_1 เป็นสัญญาณเข้าของวงจรขยายแรงดันแบบนอนอินเวอร์ที่ตึง ที่อัตราการขยายเท่ากับ $(m+1)$ และให้สัญญาณออกเท่ากับ $E_1m/(m+1)*(m+1)$ หรือเท่ากับ mE_1 เมื่อรวม สัญญาณทั้งสองเข้าด้วยกันจะได้สัญญาณออก V_o เท่ากับ

$$V_o = mE_1 - mE_2 = m(E_1 - E_2)$$

หมายความว่าสัญญาณออกของดิฟเฟอแอมจะแปรผันตรงกับผลต่างของสัญญาณเข้าที่ขา(+) และขา(-) ตัวคูณ m เป็นอัตราการขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียลที่ กำหนดโดยอัตราส่วนความต้านทานของวงจร

สัญญาณแบบคอมมอนโหมด

สัญญาณออกของออปแอมเมื่อสัญญาณทั้งสองมีค่าเท่ากันจะเท่ากันศูนย์ ดังแสดงในภาพ - 2.15.4 ข



ภาพ 2.15.4 ข แสดงคอมมอนโหมด

สัญญาณเข้าในลักษณะเช่นนี้ เรียกว่าสัญญาณเข้าแบบคอมมอนโหมด (Common - Mode input -voltage; ECM) สัญญาณออกจะเป็นศูนย์ก็ต่อเมื่ออัตราส่วนของความต้านทานคู่บนและคู่ล่างเท่ากันพอดี ในทางปฏิบัติเราอาจปรับค่าความคลาดเคลื่อนของอัตราส่วนความต้านทานทั้งคู่ได้โดยใช้ไปเทนซีโอมิเตอร์ที่ต่ออนุกรมกับความต้านทาน mR ตัวใดตัวหนึ่งดังภาพ. 2.15.4 ข และควรจะปรับให้สัญญาณออกเท่ากับศูนย์มากที่สุด ดังนั้นอัตราการขยายคอมมอนโหมด (V_o/E_{cm}) - จะมีค่าใกล้เคียงกับศูนย์ด้วย สมบัตินี้เป็นคุณสมบัติที่สำคัญของดิฟเฟอแอม ซึ่งจะทำให้สามารถเลือก-

ขยายสัญญาณระดับต่ำ ซึ่งยังอยู่ในสัญญาณระดับสูงได้ ถ้าสัญญาณระดับต่ำ ที่ปรากฏที่จุดสัญญาณเข้าทั้งสอง เป็นสัญญาณแบบดิฟเฟอเรนเชียล โหมดส่วนสัญญาณระดับสูง เป็นแบบคอมมอนโหมด ซึ่งจะยังผลให้สัญญาณออกเป็นค่าการขยายแรงดันของสัญญาณเข้าแบบดิฟเฟอเรนเชียล โหมดเท่านั้น

พารามิเตอร์ของออปแอมป์

ออปแอมป์ในทางอุดมคติจะมีความต้านทานอินพุตสูง เป็นอินฟินิตี้และความต้านทานทางเอาต์พุตต่ำ เป็นศูนย์ ภัตราขยายและแอมพลิฟายิ่งเกนเป็นอินฟินิตี้ด้วย แต่ในกรณีใช้งานจริง ๆ ในทางปฏิบัติออปแอมป์มีอัตราขยายอันจำกัด รวมทั้งแบนวิดท์และอื่นๆด้วย ดังนั้นจึงต้องมีพารามิเตอร์แสดงสมรรถนะต่างๆของออปแอมป์อยู่ด้วย เพื่อเป็นตัวบอกว่าออปแอมป์ที่ใช้ดี-เลวอย่างไร พารามิเตอร์ที่สำคัญมีดังนี้

1. อัตราขยายลูปเปิด (open loop voltage gain: A_o)

เป็นอัตราขยายทางแรงดัน ที่ทำการวัดโดยตรงระหว่างจุดอินพุตกับเอาต์พุตแบบที่ไม่มีการป้อนกลับ อาจแสดงหน่วยเป็นจำนวนเท่าหรือดีบี (dB) ก็ได้ เช่น 100,000 เท่า หรือ 100 ดีบี

2. อิมพีแดนซ์อินพุต (Z_{in})

เป็นการวัดอิมพีแดนซ์โดยมองตรงเข้าไปทางอินพุตของออปแอมป์ ปกติแสดงในรูปความต้านทานเพียงอย่างเดียว ส่วนใหญ่มีค่าประมาณ 1 เมกกะโอห์ม

3. เอาต์พุตอิมพีแดนซ์

เป็นการวัดอิมพีแดนซ์ที่เอาต์พุตของออปแอมป์แบบพื้นฐาน ปกติแสดงในรูปความต้านทานเพียงอย่างเดียว มักมีค่าประมาณ 100-200 โอห์ม

4. กระแสไบอัสทางอินพุต (Input bias current: i_b)

ออปแอมป์ส่วนใหญ่ใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เป็นภาคอินพุต จึงดึงกระแสไบอัสเล็กน้อย ประมาณ 200 นาโนแอมป์

5. ย่านของแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง (supply voltage range: V_s)

ปกติจะใช้แหล่งจ่าย 2 ชุด และต้องมีค่าอยู่ในย่านที่กำหนดสูงสุดและต่ำสุดด้วย เพราะถ้าไฟจ่ายสูงเกินไปออปแอมป์อาจจะเสียหายได้ แต่ถ้าต่ำเกินไปก็จะทำงานผิดพลาด ย่านไฟเลี้ยงที่กำหนดปกติมีค่าระหว่าง 3-15 โวลท์

6. ย่านแรงดันทางด้านเอาต์พุต

ถ้าออปแอมป์ถูกขับเกินขนาดเอาต์พุตของมันจะอิ่มตัว โดยถูกกำหนดไว้ด้วยขนาดไฟเลี้ยง ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตสูงสุดโดยปกติจะมีค่าต่ำกว่าไฟเลี้ยงประมาณ 1-3 โวลท์

7. ความต่างศักย์ที่ดิฟเฟอเรนเชียลอินพุต (Differential input offset voltage)

ภัตราการทนสูงสุด (maximum rating)

ภัตราการทนสูงสุด ที่กำหนดไว้ในข้อมูลของออปแอมป์ หมายถึงอัตราที่ออปแอมป์จะปลอดภัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

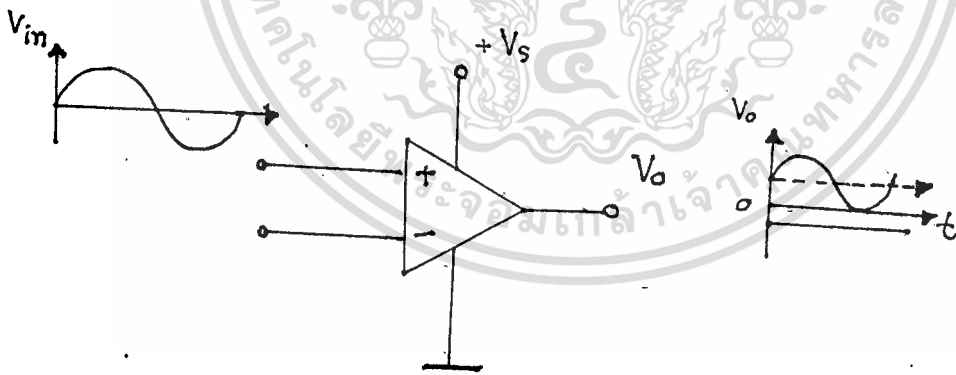
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภัยจากการถูกทำลายให้เสียหาย

1. ไฟเลี้ยงวงจร - เป็นแรงดันบวก-ลบ สูงสุดที่สามารถใช้ได้กับออปแอมป์
2. กำลังสูญเสียภายใน (internal power dissipation: P_d)
เป็นกำลังงานสูงสุดซึ่งสูญเสียภายในออปแอมป์ ที่ตัวมันยังทนได้ ณ. อุณหภูมิแวดล้อมที่กำหนด เช่น 50°C มิลลิวัตต์ ที่อุณหภูมิต่ำกว่า 75 องศาเซลเซียสลงไป
3. แรงดันสูงสุดที่ป้อนแอกติฟเฟอร์เรนเซียลอินพุท (V_{id})
เป็นแรงดันสูงสุดที่สามารถป้อนแอกติฟเฟอร์ทรงทั้งสอง โดยที่ออปแอมป์ไม่เสียหาย
4. แรงดันโหมตร่วมสูงสุด (V_{icm})
เป็นแรงดันอินพุทสูงสุดที่สามารถป้อนให้อินพุททั้งสองกับกราวด์ในเวลาเดียวกัน ที่เรียกว่า commonmode voltage โดยปกติแรงดันสูงสุดนี้จะเท่ากับไฟเลี้ยง
5. อุณหภูมิแวดล้อมขณะใช้งาน (T_a)
คือย่านอุณหภูมิแวดล้อมที่มันสามารถทำงานอยู่ได้ปกติ ภายในข้อกำหนดของผู้ผลิต

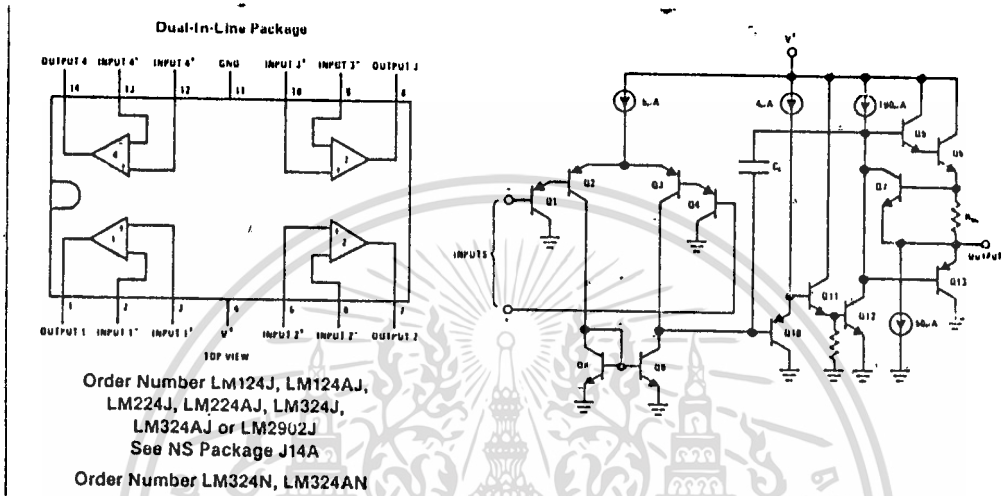
2.16 ลิเนียร์อินทิเกรตเซอร์กิต เบอร์ LM 324

ลักษณะที่สำคัญคือเป็นออปแอมป์แบบใช้แหล่งจ่ายชุดเดียว (Single supply operational Amplifier) เป็นแบบที่ไม่ต้องใช้แหล่งจ่ายไฟลบ แต่ต้องทำงานกับแรงดันไฟบวกทั้งด้านเอาต์พุทและอินพุท สำหรับอินเวอร์ตติ้ง-แอมป์ จะต้องมีกรต่อแรงดันไฟบวกค่าคงที่ดังแสดงในภาพ 2.16 ก ซึ่งเกิ้ลชันหลาย ออป-แอมป์จะทำงานได้ดีมากกับ อินพุทหรือเอาต์พุทโวลท์เตจ ที่ต่ำเข้าใกล้ระดับกราวด์ มาก ๆ (ราวๆ 2-3 mV) นอกจากนี้มันยังใช้กับแหล่งจ่ายไฟ 2 ชุด บวก-ลบแบบทั่วๆไปได้เช่นกัน



ภาพ 2.16 ก ออปแอมป์แบบใช้แหล่งจ่ายชุดเดียว

LM 324 ประกอบด้วยออปแอมป์ 4 ชุด ที่อัตราขยายสูงและมีการชดเชยทาง-
 ความถี่ภายในและมีการออกแบบพิเศษสามารถใช้กับแหล่งจ่ายไฟย่านแรงดันกว้าง เพียงชุดเดียว-
 และในลิเนียร์โหมด(linear mode)นั้น ย่านแรงดันโหมดร่วมทางอินพุท(input common -
 mode voltage range) จะรวมกราวด์(ground)ด้วย และแรงดันเอาท์พุทสามารถสวิงลงถึง
 กราวด์ได้ แม้จะใช้แหล่งจ่ายไฟชุดเดียว LM 324 บรรจุในแพคเกจพลาสติก 14 ขา ดังแสดง-
 ในภาพ 2.16 ข



ภาพ 2.16 ข แพคเกจ LM324

ข้อมูลแนะนำการใช้งาน

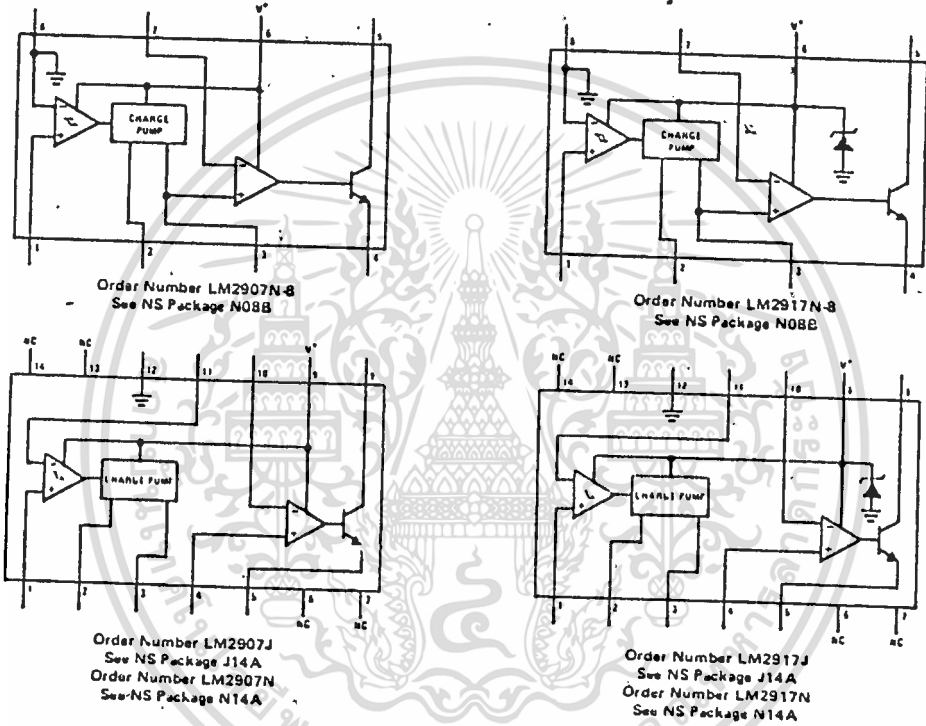
LM324 สามารถทำงานด้วยแหล่งจ่ายแรงดันย่านกว้างเพียงชุดเดียว แอ.อ.แอมป์มี-
 25 องศาเซลเซียสของการใช้งานจะโหลดแหล่งจ่ายมากที่สุด 2,3 โวลท์แรงดันโหมดร่วมทาง-
 ด้านอินพุทหรือสัญญาณแรงดันด้านอินพุทไม่ควรจะเป็นลบมากกว่า 0.3 โวลท์ ค่าสูงสุดของ ย่าน-
 แรงดันโหมดร่วม คือ $V_s - 1.5V$ แต่อินพุทสามารถรับสูงถึง +32 โวลท์โดยไม่เสียหาย ถ้าขาอิน-
 พุทขาใดขาหนึ่งได้รับแรงดันลบ ($V_{in} < -0.3$) รอยต่อคอลเลคเตอร์-เบส(collector-base-
 junction)ของทรานซิสเตอร์ พี.เอ็น.พี.อินพุทจะได้รับ ฟอว์เวิร์ดไบอัส(forward bias)
 ซึ่งทำให้แรงดันเอาท์พุทออกมาเท่ากับระดับบวกของแหล่งจ่าย (หรือระดับกราวด์ กรณีการขับที่-
 มากเกินไป(large overdrive)) แต่ไม่ได้ทำให้ ไอ.ซี เสียหาย มันจะทำงานใหม่อีกครั้ง-
 ถ้าอินพุทกลับมามีค่าเป็นบวก($V_{in} > -0.3$) ภาคเอาท์พุทนั้นถูกออกแบบให้ขยายได้ทั้งแบบกระแส
 ซิ่งค์และกระแสซอร์ส

การลัดวงจรทางด้านเอาท์พุทลงกราวด์ หรือ ลัดวงจรกับไฟบวกของแหล่งจ่าย แม้จะช่วง
 เวลาสั้นๆ ออปแอมป์ชุดนั้นก็อาจเสียหายได้ เนื่องจากเป็นการเพิ่มการสูญเสียทางด้านกำลัง-
 (power dissipation) แก่ไอ.ซี. ทำให้แอมป์ที่วอยต่อเพิ่มขึ้นอย่างมาก

2.17 ไอ.ซี. เปลี่ยนความถี่เป็นแรงดันเบอร์ LM 2907-LM2917

เป็นอุปกรณ์โมโนลิธิคที่ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณความถี่เป็นแรงดันประกอบด้วย ตัวขยาย/เปรียบเทียบเกนสูง(High Gain Op Amp/comparator) ที่ถูกออกแบบให้ขับรีเลย์, หลอดไฟ, แอล.อี.ดี. หรือโหลดอื่นๆ ให้ทำงานเมื่อความถี่อินพุตมากกว่าหรือเท่ากับอัตราที่ตั้งไว้ ส่วนทาคอไมเตอร์นั้น ใช้เทคนิคการชาร์จจัม(Charge Pump)และการทวีความถี่ที่มีรีเฟล็กซ์ มีวงจรป้องกันอินพุตและเอาท์พุทจะสวิงลงสู่กราวด์เมื่อความถี่อินพุตเป็นศูนย์

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



ภาพ 2.17 ก ขั้ว ภายใน LM2917-2907

ข้อดี

- เอาท์พุทสวิงลงกราวด์ที่ความถี่อินพุตเป็นศูนย์ความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นตาม

สมการ

$$V(\text{out}) = F(\text{in}) * V_{\text{cc}} * R1 * C1$$

- ใช้ วงจรเน็ตเวอร์คแบบอาร์-ซี เพียงชุดเดียวสำหรับวงจรทวีความถี่

ข้อเด่น

- อินพุทของทาคอไมเตอร์เป็นแบบ อ่างอิงแรงดันที่ระดับกราวด์ สามารถใช้

กับรีลัคแตนซ์แม็กเนติกพิกคอัพ(Reluctance magnetic picked up) ได้โดยตรง

- ออปแอมป์และคอมพาราเตอร์จะมีที่รานซิสเตอร์ต่อลอยไว้
- มีความเป็นเชิงเส้น ๐.๓%

- ระดับกราวด์อ้างอิงของทาคอไมเตอร์ จะการป้องกันความเสียหายจากการสวิงเหนือและต่ำกว่ากราวด์ของอินพุท

การใช้งาน

การตรวจจับความเร็ว ที่สูงหรือต่ำกว่ากำหนด

การเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน(Tachometer)

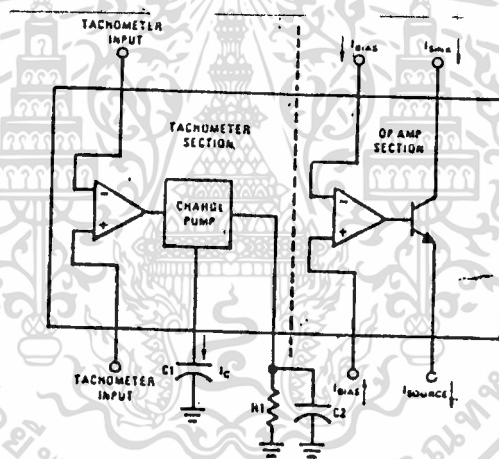
มาตรวัดความเร็วรถยนต์(Speedometer)

ระบบควบคุมการลื้อคปรตุรถยนต์

ระบบควบคุมคลัท

ควบคุมแตร

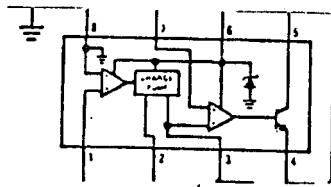
สวิตช์ล้มล้มหรือสวิตช์เสียง



ภาพ 2.17 ข ส่วนประกอบโครงสร้างภายในของไอ.ซี.เบอร์ LM 2907

ส่วนชุด ออป-แอมป์และคอมพาราเตอร์(OP-AMP/COMPARATOR) จะสอดคล้องกับส่วนทาคอไมเตอร์ และจะมีที่รานซิสเตอร์ ต่อลอยไว้ที่เอาท์พุทของมัน ซึ่งจะทำให้มีกระแสไหลจาก Vcc ไปโหลด 50 mA ที่ Vcc สูงสุด 28 โวลท์

I.C.#LM2907, #LM2917 จะมีอยู่ 2 แบบคือ ดิฟ 8 ขาและ ดิฟ 16 ขา แต่เบอร์ #LM 2917 นี้จะมี ซีเนอร์ไดโอด ต่ออยู่ในตัวเพื่อ เรกกูเลทแล้วดังภาพที่ 2.17 ค.



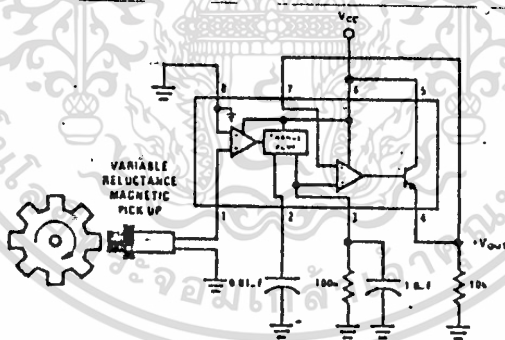
ภาพ 2.17 ค ซีเนอร์ในซีพ

ผลกการทางานและการนาขงนาขง

วงจรถาโคมิเตอร์ ของ LM2907 ได้รับการออกแบบให้มีการต่อขึ้นส่วนอุปกรณ์ภายนอกให้น้อยที่สุด และให้มีประโยชน์ใช้งานมากที่สุด แบ่งการพิจารณาเป็นส่วนดังนี้

สเตรจแรกจะเป็นดิฟเฟอเรนเชียลแอมป์ (differential amp.) ซึ่งจะรับวงจรถลิปฟลอปที่มีการบ้อนกลับแบบบวก แรงดันเทรชโฮลด์ด้านอินพุต (input threshold voltage) คือ ค่าความแตกต่างของแรงดันอินพุตที่ทำให้เอาต์พุตเปลี่ยนสภาวะได้ IC.LM 2907 และ LM2917 แบบ 8 ขา นั้นจะมีขาอินพุตขาหนึ่งต่อลงกราวด์อยู่ภายในตัวไอ.ซี แล้ว

ทำให้สัญญาณอินพุตที่เข้าอีกขาหนึ่งต้องสวิงเหนือและต่ำกว่ากราวด์ และค่าต้องสูงแรงดันเทรชโฮลด์จะทำให้มีเอาต์พุตออกมาได้ ภาคเอาต์พุตนี้จะมีการป้องกันแรงดันที่สวิงถึง ± 28 โวลต์ ส่วนแบบ 14 ขานั้นขาอินพุตทั้ง 2 ต่อลอยไว้ เราจึงสามารถเลือกระดับอ้างอิงไว้ที่ค่าใดก็ได้ตามต้องการ ดังภาพที่ 2.17 ง



ภาพ 2.17 ง วงจรใช้งานเทียบกราวด์

สเตรจที่ 2 ต่อจากอินพุตสเตรจ คือ ชาร์จบัม ซึ่งเป็นที่ที่ความถี่อินพุตถูกเปลี่ยนไปเป็นแรงดันไฟตรง ส่วนนี้ต้องต่ออุปกรณ์ภายนอกช่วย 3 ตัว คือ ไทม์มิงคาปาซิเตอร์ (timing - capacitor) 1 ตัว , รีซิสเตอร์ 1 ตัว และ อินทิเกรตติ้ง หรือ ฟิลเตอร์คาปาซิเตอร์อีก 1 ตัว เมื่อ อินพุตสเตรจ เปลี่ยนสภาวะ (อันเนื่องมาจากสัญญาณความถี่ที่เข้ามาทางขาอินพุต (ขา 1))

โคมิ่งคาปาซิเตอร์ จะถูกประจุและคายประจุ อย่างเป็นเชิงเส้นระหว่างแรงดัน 2 ค่า ซึ่งแรงดันทั้งสองนี้แตกต่างกันอยู่ $V_{cc}/2$ ฉะนั้นในครึ่งไซเคิลของความถี่อินพุทหรือของเวลาจะเท่ากับ $1/2F(in)$ วินาที ทำให้เกิดอัตราการเปลี่ยนแปลงของประจุ (dQ/dt) เท่ากับ $V_{cc}/2 * C_1$ ค่าเฉลี่ยของกระแสที่ป้อนไปบน คาปาซิเตอร์จะคำนวณได้ตามสมการ

$$dQ/T = i(AVG) = C_1 * V_{cc} / 2 * 2(Fin) = V_{cc} * Fin * C_1$$

วงจรเอาท์พุทจะสะท้อนกระแสเป็นอย่างดีถูกต้องไปยัง ตัวต้านทาน R_1 ลงกราวด์ แล้วพัลส์ของกระแสจะถูก อินทิเกรท โดย ฟิลเตอร์ คาปาซิเตอร์แล้วจะได้

$$V_{out} = i_c * R_1$$

หรือ

$$V_o = V_{cc} * Fin * C_1 * R_1$$

ส่วนค่าของ C_2 ขึ้นอยู่กับค่าของแรงดันรีฟเฟิล ที่สามารถยอมรับได้ กับเวลาการตอบสนองที่ต้องการ

การเลือกค่า C_1 และ R_1

มีข้อจำกัดหลายอย่างในการพิจารณาเลือกค่า C_1 และ R_1 เพื่อสมรรถนะวงจรที่ดีที่สุด โคมิ่งคาปาซิเตอร์นั้นต้องใช้ชนิดเซรามิกในภาคซาร์จัมด้วย จึงควรมีค่ามากกว่า $100pF$ เพราะค่าที่น้อยเกินไปอาจทำให้เกิดกระแสคลาดเคลื่อนใน R_1 โดยเฉพาะที่อุณหภูมิต่ำๆ แล้วยังขึ้นกับการเลือกค่า R_1 อีกด้วย

กระแสที่ออกจากขา 3 จะถูกทำให้คงที่ ดังนั้น V_o/R_1 จะต้องน้อยกว่าหรือเท่ากับกระแสค่านี้ ถ้า R_1 มากเกินไป จะลดความเป็นเชิงเส้นลง

ค่าแรงดันรีฟเฟิลทางเอาท์พุท ก็ต้องพิจารณาด้วยเหมือนกัน เพราะค่า C_2 มีผลต่อ R_1 ด้วย สมการที่จะอธิบายรีฟเฟิล ที่ขา 3 กับ C_2 คือ

$$V_{ripple} = V_{cc} / 2 * C_1 / C_2 * (1 - (V_{cc} * Fin * C_1) / i_2) \quad \text{peak-to-peak}$$

จะเห็นว่าการเลือก R_1 ขึ้นอยู่กับค่ารีฟเฟิล ด้วย แต่อย่างไรก็ตามเวลาตอบสนองวงจรจะเพิ่มขึ้นตามค่า C_2 ที่เพิ่มขึ้น การเลือกเอาท์พุท รีฟเฟิล, การตอบสนอง และความเป็นเชิงเส้น จะต้องเลือกอย่างระมัดระวัง

สิ่งสุดท้ายที่ต้องพิจารณาคือ ความถี่สูงสุดที่จะตอบสนองได้ ซึ่งถูกจำกัดโดย V_{cc} , C_1 และ I_2 ตามสมการ

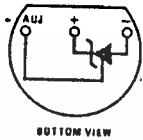
$$f_{max} = I_2 / (C_1 * V_{cc})$$

2.18 ไอ.ซี.วัตต์อเนกมิ เบอร์ LM 335

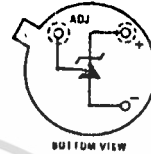
LM 335 เป็นเทรานส์ดิเวอร์สำหรับวัตต์อเนกมิแบบ อินทิเกรทเตดเซอร์กิต ที่มีความแม่นยำในการวัด และการคาลิเบรทง่าย การทำงานคล้ายกับ ซีเนอร์ไดโอดแบบ 2 ขา ที่ให้แรงดันเอาท์พุทเปลี่ยนแปลง 10 mV ต่อองศาเคลวิน สามารถใช้กับกระแส่านกว้างตั้งแต่ $400\mu A$ -

5mA โดยที่สมรรถนะไม่เปลี่ยนแปลง ที่ต่างจากเซ็นเซอร์อื่นๆคือให้เอาท์พุทที่เป็นเชิงเส้น
 อุณหภูมิใช้งานสำหรับเบอร์ LM 335 คือ -40 ถึง 100 องศาเซลเซียส และบรรจุในตัว
 ถังแบบทรานซิสเตอร์ TO-46 และ TO-92

TO-92
Plastic Package



TO-46
Metal Can Package*



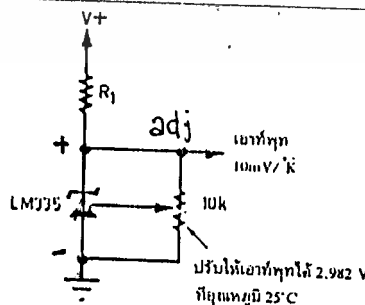
ภาพ 2.18 ก แพคเกจแบบตัวถังพลาสติกและกระป๋องโลหะ

ลักษณะเด่น

- คาลิเบรทเป็นองศาเคลวินโดยตรง
- ความแม่นยำ 1°C เป็นอย่างต่ำ
- ใช้กับอุณหภูมิย่านกว้าง ใช้ได้สูงสุดถึง 200 °C
- ราคาถูก

การคาลิเบรท

LM335 สามารถคาลิเบรทให้มีความเที่ยงตรงสูงได้ง่าย โดยการต่อโปเทนชิโอมิเตอร์ (Potentiometer) ค่าประมาณ 10 กิโลโอห์ม @ คร่อมระหว่างขา adj กับกราวด์ ดังภาพ 2.18 ข



ภาพ 2.18 ข การคาลิเบรทโดยการต่อโปเทนชิโอมิเตอร์

$$V_{out}(T) = V_{out}(T_0) * T / T_0$$

เมื่อ T เป็นอุณหภูมิที่ไม่ทราบค่า

และ T_0 เป็นอุณหภูมิอ้างอิง (องศาเซลเซียส)

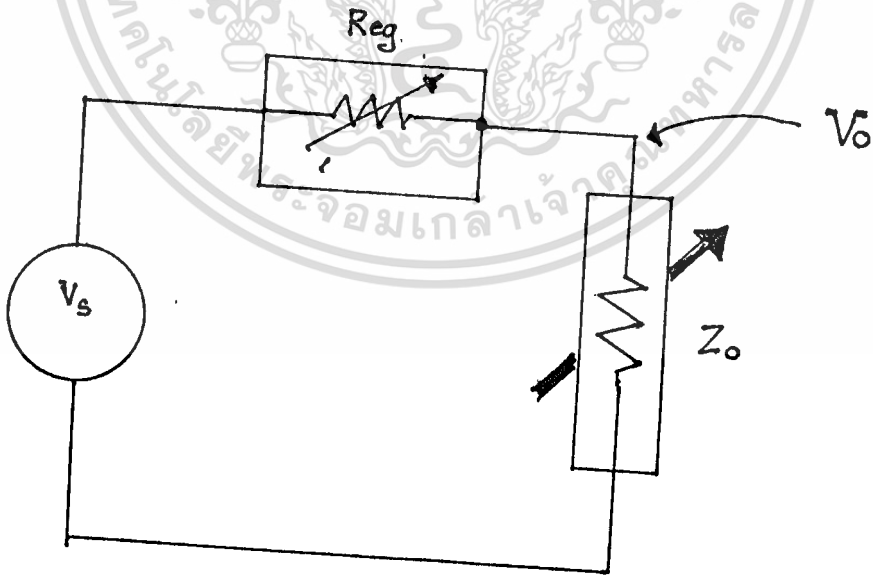
เนื่องจากอุปกรณ์นี้มีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้น ดังนั้นถ้าคาลิเบรทได้ที่อุณหภูมิค่าหนึ่งอย่างถูกต้อง ย่อมมีความถูกต้องตลอดช่วงด้วย ในการที่จะแน่ใจว่าการวัดนั้นมีความถูกต้องนั้น ต้องมีการใช้งานอย่างระมัดระวังเช่นเดียวกับตัวเซ็นเซอร์อุณหภูมิชนิดอื่น การเกิดความร้อนสะสมในตัว-เอง สามารถจะลดความแม่นยำลงได้

LM 335 ควรจะใช้งานที่ค่ากระแสต่ำสุดสำหรับการใช้งานนั้น และกระแสนี้จะต้องมากพอที่จะทำให้มันทำงานได้ด้วย

2.19 ไอ.ซี. โวลต์เตจเรกกูเลเตอร์ (IC. VOLTAGE REGULATORS)

ระบบไฟฟ้าในรถยนต์จะใช้แรงดันประมาณ 12-14 โวลต์จากแบตเตอรี่ แต่วงจรเครื่องมื่อวดีอิเล็กทรอนิกส์-คอมพิวเตอร์ จะต้องใช้กับแรงดัน 5 โวลต์กับ 8 โวลต์ที่คงที่เท่านั้น จึงต้องมีวงจรรักษาระดับแรงดันมาควบคุมแรงดันให้มีค่าคงที่ตลอดเวลาไม่ว่าโหลดจะดึงกระแสมากน้อยเพียงใดก็ตาม

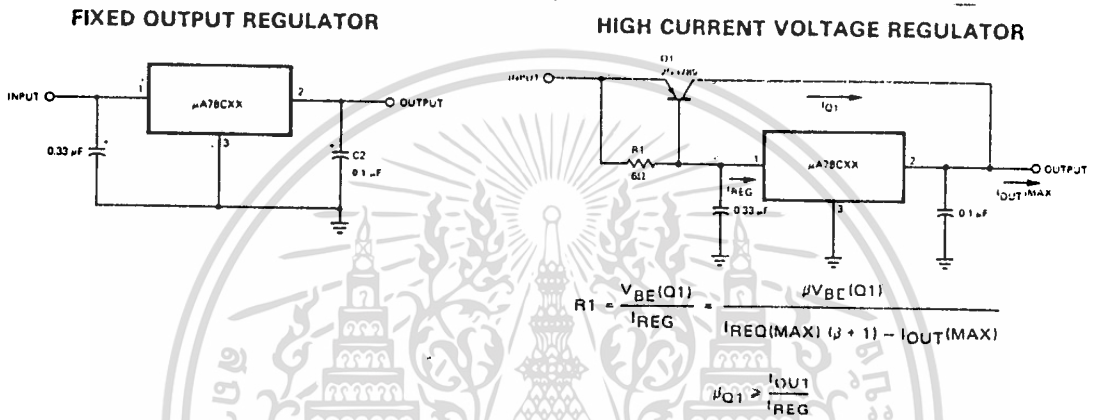
หน้าที่หลักของ โวลต์เตจเรกกูเลเตอร์คือ ให้แรงดันเอาต์พุตคงที่เที่ยงตรงภายใต้สภาวะที่โหลดเปลี่ยนแปลงไปมา, มีอุณหภูมิรบกวน และแรงดันอินพุตที่เปลี่ยนแปลงด้วย ในทางอุดมคติเอาต์พุตของ โวลต์เตจ เรกกูเลเตอร์ จะต้องมี เสถียรภาพที่แน่นอน เป็นศูนย์เหมือนแบตเตอรี่ อย่างไรก็ตามในความเป็นจริง เราสามารถเขียนวงจรสมมูลย์ของเรกกูเลเตอร์ ด้วย - โวลต์เตจซอร์ส, V ต่ออนุกรมกับ โพลซีตีฟเอาต์พุตอิมพีแดนซ์, Z_o ดังภาพ 2.19 ก



ภาพ 2.19 ก ไอเดียเรกกูเลเตอร์

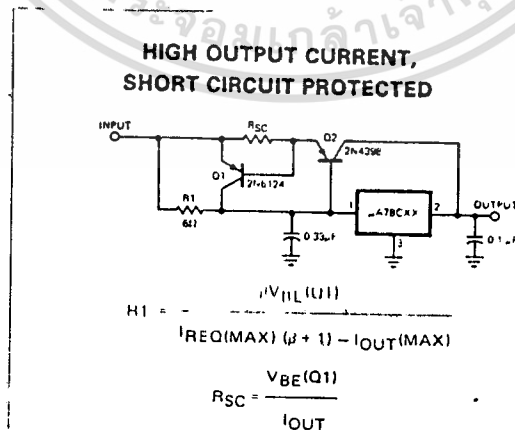
เราสามารถใช้อิ.ซี.เรกกูเลเตอร์แบบ 3 ขาเบอร์ LM 7805 และ LM 7808 มาทำหน้าที่นี้ได้ตามต้องการ ดังภาพที่ 2.19 ข

สำหรับ LM 7805 และ 7808 ในการใช้งานจริงนั้นคาปาซิเตอร์เพื่อชดเชยนั้นไม่จำเป็น แต่อย่างไรก็ตามกว่าที่งานแบบเวกคูไลซ์ที่ ทลอสเตียนของแรงดันเอาพุตและกระแสเอาพุต จึงจำเป็นต้องบายพาสอินพุตและเอาพุตด้วย คาปาซิเตอร์ค่า .33 μ F และ .1 μ F สำหรับการบายพาสทางอินพุตจำเป็นในกรณีที่เรกกูเลเตอร์ ติดตั้งอยู่ไกลจากฟิลเตอร์คาปาซิเตอร์ของ เพาเวอร์ซัพพลายมาก และการบายพาสทางเอาพุต จะช่วย



ภาพ 2.19 ข ใช้อิ.ซี. เป็นเรกกูเลเตอร์

ทำให้การตอบสนองทรานเซียนของ เรกกูเลเตอร์ดีขึ้น ดังภาพที่ 2.19 ค



ภาพ 2.19 ค การต่อใช้งาน 7805-7808

การใช้งานที่มีการสิ้นเปลืองกำลังงานสูง

เมื่อจำเป็นต้องใช้เรกกูเลเตอร์เบอร์ 7805 กับเพาเวอร์ซัพพลายที่สูงๆ จะต้องต่อตัวต้านทานเอกรวมเข้าทางอินพุท เพื่อแบ่งเสียดกำลังการสูญเสียกันระหว่างตัวต้านทานกับเรกกูเลเตอร์ โดยที่ค่าความต้านทาน $R1$ คำนวณได้จากสูตร

$$R1 = [V_{in(min)} - V_{out} - 2.0] / [I_L(max) + I_Q]$$

เมื่อ I_Q เป็นกระแสที่ไหลผ่านตัว เรกกูเลเตอร์

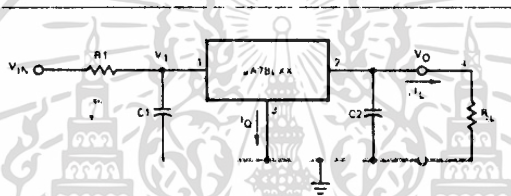
ดังนั้นกำลังสูญเสียของเรกกูเลเตอร์ ณ. แรงดันอินพุทสูงสุดและกระแสไหลสูงสุดหาจาก

สูตร

$$P_d(max) = [(V_{in} - V_{out}) * I_L(max) + (V_1 * I_Q)]$$

เมื่อ

$$V_1 = V_{in(max)} - [I_L(max) + I_Q] * R1$$

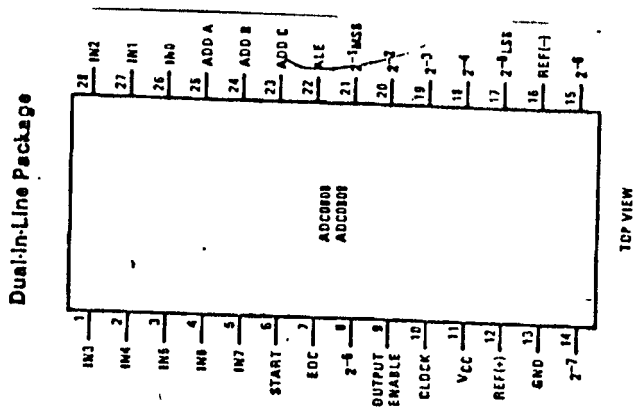


ภาพ 2.19 ง การใช้งานเรกกูเลเตอร์แบบกินกำลังไฟฟ้าสูง

2.20 ตัวเปลี่ยนสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอล(analog to digital converters:ADC)

2.20.1 ADC แบบซัดเซสซีฟ แอ็พพร็อกซิเมชัน (successive approximation)

เทคนิคของ ซัดเซสซีฟ แอ็พพร็อกซิเมชัน เป็นวิธีหนึ่งที่ใช้กันกว้างขวางในการเปลี่ยนสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอล ใช้หลักการ เปรียบเทียบสัญญาณแอนะล็อกอินพุทที่ไม่ทราบค่ากับเอาท์พุทจากชุด D/A คอนเวอร์เตอร์ที่อยู่ภายใน โดยสัญญาณดิจิตอลอินพุทของ D/A คอนเวอร์เตอร์ กำเนิดจากวงจรภายใน เมื่อค่าเอาท์พุทของ DAC (ตัวเปลี่ยนสัญญาณดิจิตอลเป็นแอนะล็อก) มีค่าเท่ากับแรงดันแอนะล็อกทางอินพุท แหล่งกำเนิดสัญญาณควบคุมภายในจะจัดการดิจิตอลอินพุทของ DAC ให้กลายเป็นดิจิตอลเอาท์พุทของ ADC ไป



ADC เบอร์นี้ไม่จำเป็นต้องมีการปรับ ซีโรว์ และ ฟูลสเกล (zero and full scale) ภายนอกเลย และสามารถที่จะอินเตอร์เฟสเข้ากับไมโครโปรเซสเซอร์ได้ง่าย โดยวงจรแลทช์, ดีโคด มัลติเพล็กซ์เซอร์ (latch, decoded multiplexer) และวงจรแลทช์ ทางเอาต์พุตซึ่งเป็นแบบ ไตร-สเตท (tri-state)

ADC0809 ถูกออกแบบให้มีความสามารถสูงสุดรวบรวมข้อดีของเทคนิคการคอนเวอร์ชัน หลายแบบ จึงมีความเร็วสูง, ความเที่ยงตรงสูง, ผลทางอุณหภูมิต่ำ และกินไฟต่ำด้วย ซึ่งข้อดีเหล่านี้ทำให้เหมาะที่จะนำไปใช้งานด้าน โปรเซส (process) และแมชชีนคอนโทรล (machine control) ต่างๆ รวมทั้งการใช้งานด้าน อิเล็กทรอนิกส์ ในรถยนต์ด้วย

รายละเอียดการทำงาน

มัลติเพล็กซ์เซอร์:

ภายใน ADC 0809 จะมีวงจร มัลติเพล็กซ์เซอร์ แบบ 8 ช่อง ทำหน้าที่รับเอาสัญญาณอินพุตแบบอนาล็อก 8 สัญญาณซึ่งเป็นอิสระต่อกัน เข้ามาทำการเลือกทีละช่องโดยวงจรแอดเดรส ดีโคดเดอร์ (address decoder) เพื่อเอาสัญญาณไปแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลตารางที่ แสดงสถานะทางอินพุตของแอดเดรสไลน์ ในการเลือกช่อง

SELECTED ANALOG CHANNEL	ADDRESS LINE		
	C	B	A
IN0	L	L	L
IN1	L	L	H
IN2	L	H	L
IN3	L	H	H
IN4	H	L	L
IN5	H	L	H
IN6	H	H	L
IN7	H	H	H

ตาราง สถานะการเลือกอินพุตแชนแนล

คอนเวอร์เตอร์ :

หัวใจการทำงานของระบบการแปลงสัญญาณคือ คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งถูกออกแบบให้มีความเร็ว, ความเที่ยงตรง และความสามารถในการแปลงสัญญาณเข้าได้ ตลอดย่านกว้างของอนุภูมิคอนเวอร์เตอร์ แบ่งเป็น 3 ส่วนใหญ่ๆคือ .

256R แลด์เดอร์ เน็ทเวอร์ค(Ladder network)

ซัคเซสซีฟ แอพพรอกซิเมชัน รีจิสเตอร์(successive approximation register : SAR)

และคอมพาราเตอร์

256R แลด์เดอร์เน็ทเวอร์ค จะต่างจากเน็ทเวอร์คแบบ R/2R แลด์เดอร์ทั่วไป เพราะว่าโมโนโทนิคิตี(monotonicity)ภายในชั้นนั้นได้รับการรับรองว่าให้รหัสดิจิตอลที่ไม่ผิดพลาด - โมโนโทนิคิตี คือส่วนที่สำคัญในระบบ ความคุมที่มีการบ่อนกลับแบบลูปปิด ความสัมพันธ์แบบ นอน-โมโนโทนิค(non-monotonic)นั้นอาจเป็นสาเหตุให้เกิดการออสซิลเลเตอร์ ในระบบได้ ดังนั้น 256R เน็ทเวอร์ค จึงไม่ทำให้เกิดโหลดวาริเอชัน(load variation)บนสัญญาณแรงดันอ้างอิง

ตัวต้านทานที่อยู่ล่างสุดและบนสุดของแลด์เดอร์เน็ทเวอร์ค ในรูปที่ 2.20.2 ข นั้นจะมีค่าไม่เท่ากันกับตัวต้านทานส่วนที่เหลือ ในเน็ทเวอร์คซึ่งความแตกต่างอันนี้ทำให้เอาท์พุทชารคเตอร์ริสติก สมมาตรกันระหว่างจุดซีโรว์และฟูลลเกลสของทรานสเฟอร์เคิร์ฟ(transfer curve)

ซัคเซสซีฟ แอพพรอกซิเมชัน รีจิสเตอร์(SAR) จะถูกรีเซ็ตที่ขอบบวก(positive edge)ของสตาร์ทคอนเวอร์ชันพัลส์(start conversion pulse: SC)และจะเริ่มการคอนเวอร์ชันที่ ขอบขาลงของสตาร์ท คอนเวอร์ชัน ขบวนการคอนเวอร์ชัน จะถูกอินเทอร์รัพท์ ทุกครั้งที่ได้รับสตาร์ทคอนเวอร์ชันพัลส์

การคอนเวอร์ชัน แบบต่อเนื่องอาจทำได้โดยการต่อขา EOC เข้ากับขา SC ซึ่งในโหมดนี้ พัลส์ SC จากภายนอก จะถูกนำมาใช้หลังจากเพาเวอร์อันแล้ว OEC จะเป็น '0' ระหว่าง คล็อกพัลส์ ลุกที่ 0 และ หลังจากขอบขาขึ้นของ พัลส์ SC

ส่วนที่สำคัญที่สุดของ A/D คอนเวอร์เตอร์ คือ คอมพาราเตอร์ ซึ่งเป็นส่วนท้ายสุดที่จะตอบสนองกับความเที่ยงตรงของ คอนเวอร์เตอร์ ทั้งหมด นั้นกล่าวรวมถึง คอมพาราเตอร์ ดริฟ ที่มีอิทธิพลอย่างมากต่อรีพีทอริบิลิตี(repeatability) ของอุปกรณ์ จึงเลือกใช้คอมพาราเตอร์แบบ ซอปเปอร์-สเตบิลไลซ์ คอมพาราเตอร์(chopper-stabilized comparator)ซึ่งเป็นวิธีที่ได้ผลดีที่สุด

ซอปเปอร์-สเตบิลไลซ์ คอมพาราเตอร์จะทำการเปลี่ยนสัญญาณไฟดิ.ซี. ให้เป็น เอ.ซี. แล้วส่งผ่านสัญญาณนี้ไปยัง เอ.ซี. แอมพลิฟายเออร์ซึ่งมีอัตราขยายสูงและมีการเก็บระดับ ดิ.ซี. ไว้ด้วย เทคนิคอันนี้จะจำกัด ดริฟ คอมโปเนนท์(drift component)ของ แอมพลิฟายเออร์ เนื่องจากดริฟ เป็น ส่วนประกอบของดิ.ซี. ที่ไม่สามารถผ่าน เอ.ซี.แอมพลิฟายเออร์ได้ จึงทำให้

A/D คอนเวอร์เตอร์ ทั้งหมดไม่ว่าต่ออนุกรม, ต่อ ลอนเทอม ดริฟ(long term drift)และ ต่อความคลาดเคลื่อนทางอินพุท

ADC ๐๘๐๙ ถูกออกแบบมาให้เป็น ดาต้าแอกควิสชันซิสเต็ม (DAS) ที่ สมบูรณ์แบบสำหรับระบบการ คอนเวอร์ชันแบบเรโซเมตริก(ratiometric)ตัวแปรทางฟิสิกส์ จะถูกวัดให้เป็นสัดส่วนของค่า พูลสเกลซึ่งไม่จำเป็นต้องมีความสัมพันธ์กับ แอปโซลูท สแตนดาร์ด (Absolute standard) แรงดันที่เข้าไปยัง ADC๐๘๐๙ จะถูกกำหนดโดยสมการ

$$V_{in}/(V_{fs}-V_z)=D_x/(D_{max}-D_{min})$$

V_{in} =แรงดันอินพุทที่ป้อนแก่ ADC ๐๘๐๙

V_{fs} = แรงดันพูลสเกล ของ ADC ๐๘๐๙

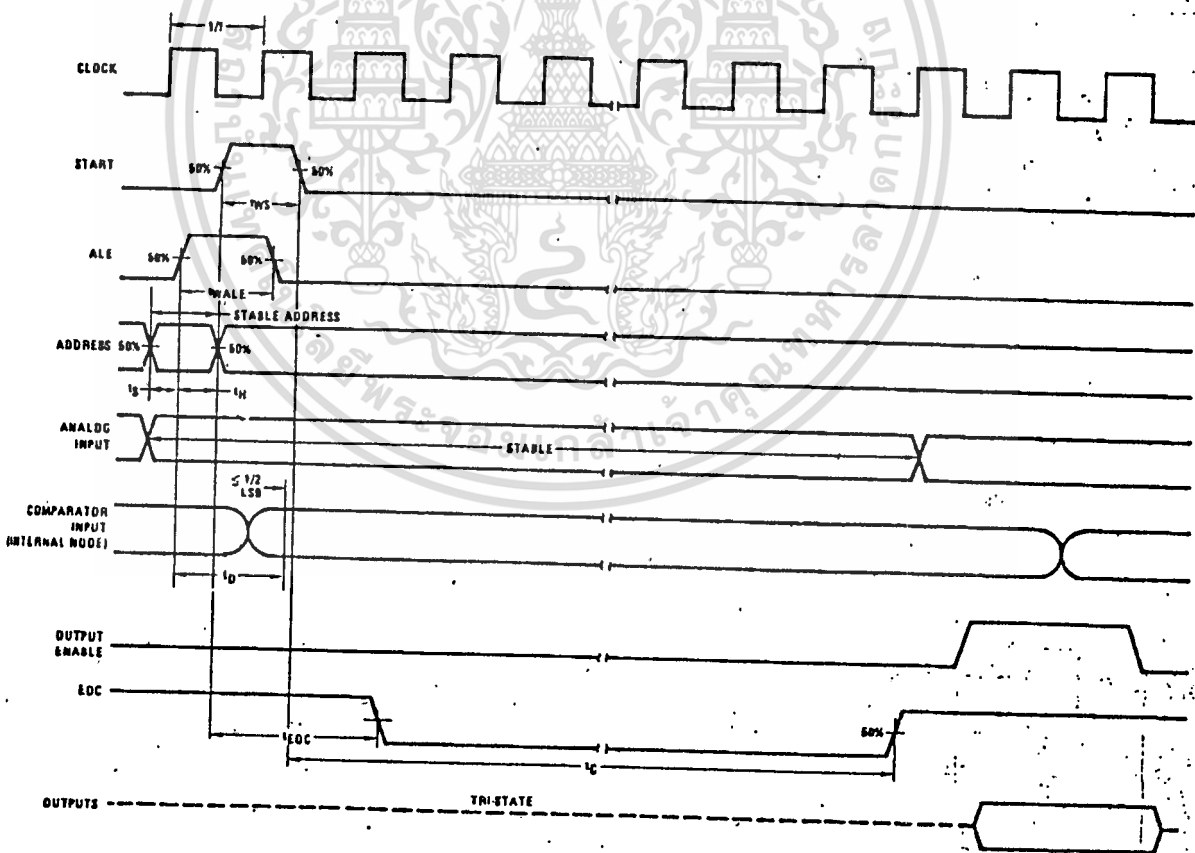
V_z = แรงดันซีโรไวร์ของ ADC ๐๘๐๙

D_x = ค่าข้อมูลทางดิจิตอลที่แปลงได้ของ ADC ๐๘๐๙

D_{max} = ค่าข้อมูลดิจิตอลสูงสุดที่สามารถจะแปลงได้ของ ADC ๐๘๐๙

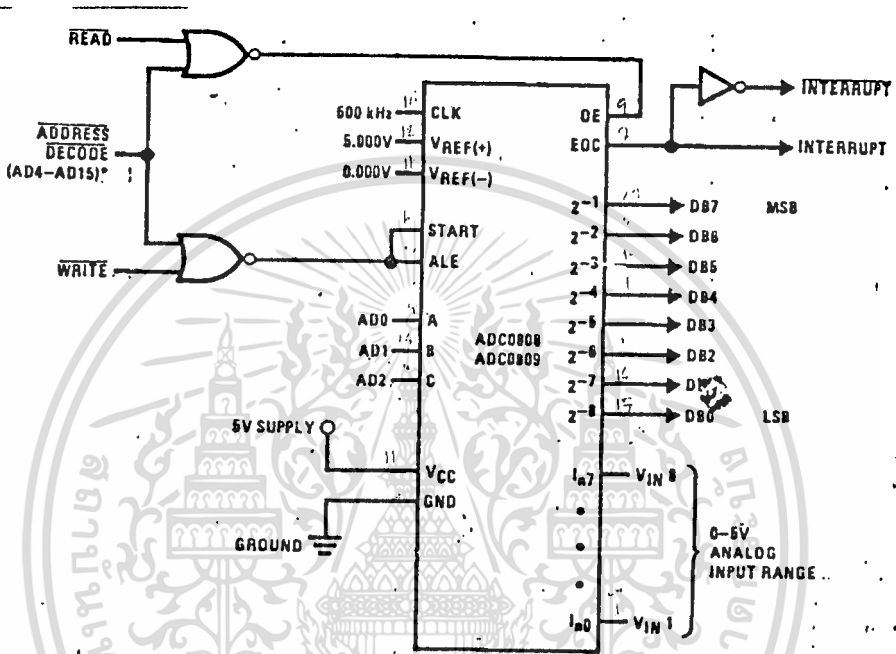
D_{min} = ค่าข้อมูลดิจิตอลต่ำสุดที่สามารถจะแปลงได้ของ ADC ๐๘๐๙

Timing Diagram



ภาพ 2.2๐.2 ค ไทม์มิ่งไดอะแกรมการทำงานของ ADC๐๘๐๙

ตัวอย่างวงจรการต่อใช้งานร่วมกับ ซี.พี.ยู. และตารางสภาวะควบคุมต่างๆ ใน การอินเตอร์เฟส แสดงดังภาพ 2.20.2 ง



* Address latches needed for 8085 and SC/MP interfacing the ADC0808 to a microprocessor

MICROPROCESSOR INTERFACE TABLE

PROCESSOR	READ	WRITE	INTERRUPT (COMMENT)
8080	$\overline{\text{MEMR}}$	$\overline{\text{MEMW}}$	INTR (Thru RST Circuit)
8085	$\overline{\text{RD}}$	$\overline{\text{WR}}$	INTR (Thru RST Circuit)
Z-80	$\overline{\text{RD}}$	$\overline{\text{WR}}$	$\overline{\text{INT}}$ (Thru RST Circuit, Mode 0)
SC/MP	NRDS	NWDS	SA (Thru Sense A)
6800	VMA*2:R/W	VMA*2:R/W	IRQA or IRQB (Thru PIA)

ภาพ 2.20.2 ง ตัวอย่างวงจรการต่อใช้งานร่วมกับ ซี.พี.ยู.

บทที่ 3. การคำนวณและการสร้าง

3.1 วิจารณ์ส่วนความเร็วรถเล่น

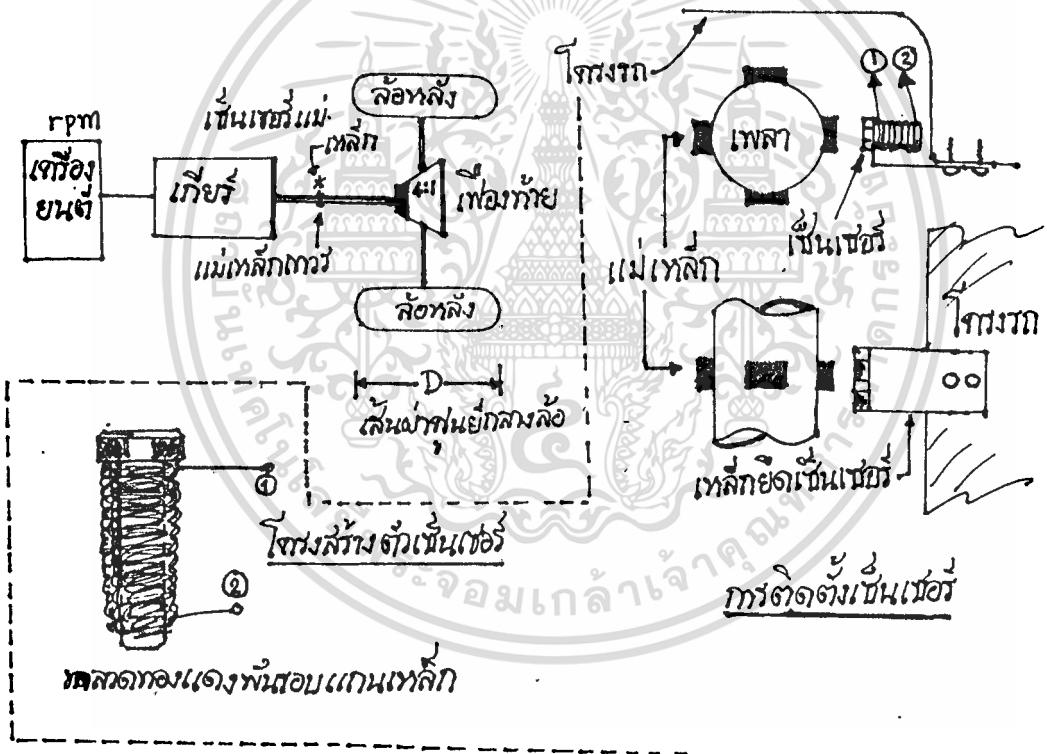
จากหลักการวัดและการคำนวณหาความเร็วรถเล่นในหัวข้อ 2.8 เราพบว่ามีความสัมพันธ์กับขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางล้อ, อัตราทดของเฟืองท้าย และความเร็วการหมุนของเพลากลาง

การคำนวณหาความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรถและความถี่ที่ได้จากเซ็นเซอร์

จากภาพ แม่เหล็กจะยึดที่เพลากลาง 4 ตัว ส่วนเซ็นเซอร์จะยึดติดกับโครงรถใกล้กับแม่เหล็กและต้องเป็นจุดที่ตรวจจับความเข้มสนามแม่เหล็กได้ดีที่สุด

กำหนดให้ความเร็วรอบการหมุนของเพลากลาง คือ N มีหน่วยเป็นรอบต่อวินาที (rps) และให้ความถี่ของตัวเซ็นเซอร์ คือ F หน่วยเป็นเฮิรตซ์ เมื่อเพลากลาง 1 รอบ จะเกิดสัญญาณที่เซ็นเซอร์ 4 ไซเคิล ดังนั้น F มีค่าเป็น 4 เท่าของ N ตามสมการ

$$F = 4N$$



ภาพ 3.1 ก การติดตั้งเซ็นเซอร์กับเพลากลางและภาพสัญญาณ

เนื่องจากความเร็วรอบจากเพลากลางนั้นก่อนจะส่งไปยังล้อหลังทั้งสอง จะถูกทดรอบลงโดยเฟืองท้าย (Differential) ด้วยอัตราทดประมาณ 4:1 นั่นคือ ความเร็วที่ล้อหรือ n จะน้อยกว่าความเร็วที่เพลากลาง 4 เท่าเสมอ ตามสมการ

$$n = N/4$$

ล้อรถที่มีเส้นผ่าศูนย์กลางเท่ากับ D เมตร เมื่อหมุนไป 1 รอบจะได้ระยะทางจากจุดเริ่มถึงจุดปลาย เท่ากับขนาดความยาวเส้นรอบวงล้อนั้น

นั่นคือ ล้อหมุน 1 รอบได้ระยะทางเท่ากับ $\pi * D$ เมตร

ถ้าล้อหมุนด้วยความเร็ว $N/4$ รอบต่อวินาทีจะได้อัตราเร็วล้อ $N/4 * \pi * D$ เมตรต่อวินาที

เมื่อ π (พาย) เป็นค่าคงที่มีค่าเท่ากับ 3.1415

เนื่องจาก 1 เมตรเท่ากับ 1/1000 กิโลเมตร

และความเร็ว 1 รอบ/ชั่วโมงเท่ากับ 3600 รอบ/วินาที

$$\begin{aligned} \text{ดังนั้น ความเร็วล้อรถเป็นกิโลเมตร/ชั่วโมง} &= 3600 * (N/4) * \pi * (D/1000) \\ &= (3600/4000) * 3.14 * D * N \\ &= 2.82 * D * N \end{aligned}$$

ถ้ากำหนดเส้นผ่าศูนย์กลางล้อ = 0.5 เมตร

$$\text{ความเร็ว (กม./ชม.)} = 1.41 * N$$

นั่นคือ

$$\begin{aligned} \text{ความเร็วรถแล่น (กิโลเมตรต่อชั่วโมง)} &= k * \text{ความเร็วเพลากลาง (รอบ/วินาที)} \\ &= k * 1/4 \text{ เท่าของความถี่จากตัวเซ็นเซอร์} \\ &= k * N \\ &= K * F/4 \end{aligned}$$

เมื่อ k คือค่าคงที่ ในกรณีนี้ = 1.41

การคำนวณ ค่า R, C ในวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน

ไอ.ซี. เปลี่ยนความถี่เป็นแรงดันเบอร์ LM 2907 หรือ 2917 จะแปลงความถี่ใดๆ ที่เข้าทางอินพุทให้เป็นแรงดันไฟกระแสตรงที่สอดคล้องกับความถี่นั้นอย่างเป็นเชิงเส้นตามสมการ

$$V_{out} = R_1 * C_1 * V_r * F_{in}$$

เรากำหนดค่าสูงสุดของ V_{out} ได้ คือ เท่ากับ 5 โวลต์

เมื่อ ความถี่เข้า F_{in} เท่ากับ 510 เฮิร์ต และ V_r เท่ากับ $V_{CC} - 0.8$ โวลต์ (เฉพาะเบอร์ 2907 เท่านั้น ถ้าเป็น 2917, V_r เท่ากับ 5.6 โวลต์ตามแรงดันซีเนอร์ภายในชิป) แล้วเลือกค่า C_1 เท่ากับ 0.01 ไมโครฟารัด ดังนั้นสามารถคำนวณหาค่า R_1 ได้

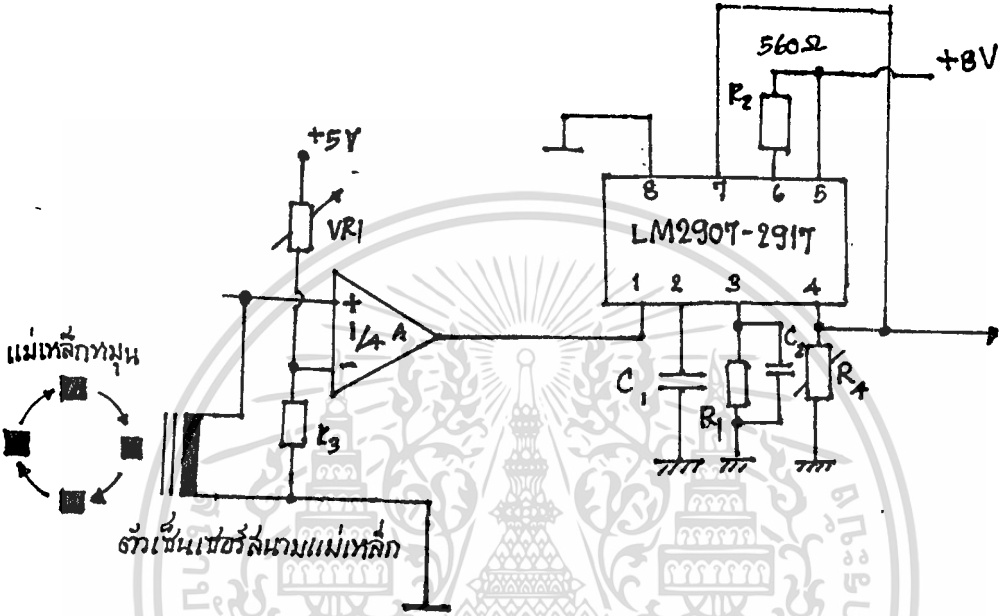
$$\begin{aligned} R_1 &= 5 / [510 * 8 * 0.01 * 0.000001] \\ &= 122 \text{ กิโลโอห์ม} \end{aligned}$$

เราได้ความสัมพันธ์เอาท์พุทกับอินพุท $V_{out} = K_1 * F_{in}$

เมื่อ

$$\begin{aligned} K_1 &= R_1 * C_1 * V_r \\ &= 8 * 0.01 * 0.000001 * 122 * 1000 \\ &= 0.00976 \end{aligned}$$

ส่วน C2 ให้เลือกใช้ค่าตามคู่มือสเปคของผู้ผลิตที่มีในภาคผนวกคือ 1 ไมโครฟารัด ถ้าทดลองวงจรแล้วปรากฏว่าผลตอบสนองต่อความถี่ช้าเกินไป ให้ลองเปลี่ยนค่า C2 ลดลงจากเดิมดู แต่ถ้าลดมากเกินไป แรงดันเอาต์พุทจะไม่เรียบ มีริ้วเพี้ยนมาก จึงต้องลองจนกว่าจะได้ผลดีที่สุด



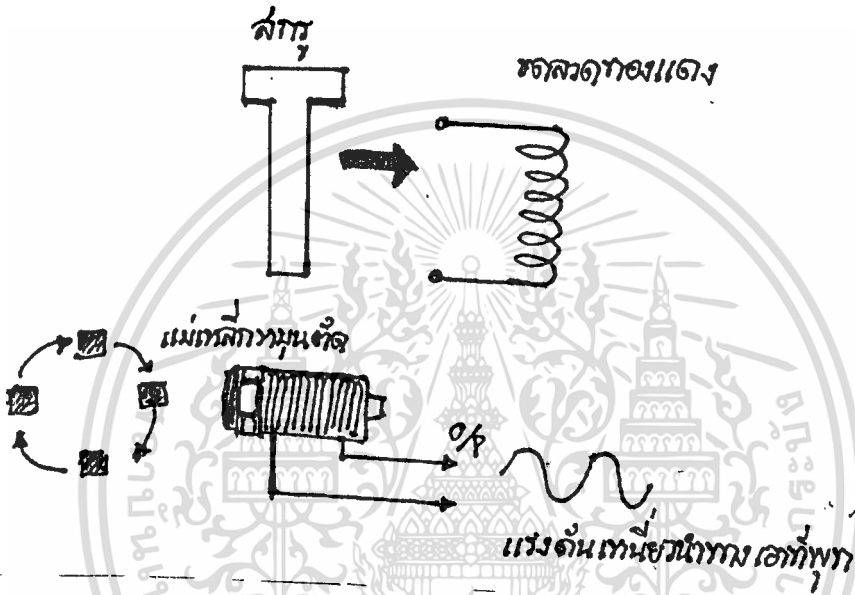
ภาพ 3.1 ข วงจรใช้งานจากการคำนวณ

3.1.1 การทำงานของวงจร

จากภาพ จะเห็นว่าตัวเซ็นเซอร์สนามแม่เหล็กจะติดตั้งใกล้แท่งแม่เหล็กถาวรบนเพลลาขับเคลื่อนตัวเซ็นเซอร์จะมีโครงสร้างเป็นขดลวดพันเรียงกันบนแกนเหล็กซึ่งเป็นวัสดุสารแม่เหล็ก ดังนั้นเมื่อเพลลาหมุนด้วยความเร็วค่าหนึ่ง แม่เหล็กจะหมุนตัดขดลวดด้วยความเร็วเท่ากัน และทำให้เกิดแรงดันเหนี่ยวนำบนเพลลาทั้ง 2 ของขดลวดด้วยขนาดและความถี่แปรตามความเร็วเพลลาสัญญาณนี้จะผ่าน IC1/4 A ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรเปรียบเทียบแรงดัน ที่มีแรงดันอ้างอิงระดับโวลต์ที่ขา(+) ของออปแอมป์ โดยมี VR1 เป็นตัวปรับระดับอ้างอิง เอาต์พุทของวงจรเปรียบเทียบจะสวิงจาก 0 ถึง 5 โวลต์และมีความถี่เท่ากับทางอินพุท ความถี่จากเอาต์พุทของวงจรเปรียบเทียบจะถูกบ่อนเข้าอินพุทของไอ.ซี. เบอร์ LM2907 เพื่อเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน โดยมี R1, C1 เป็นตัวกำหนดความสัมพันธ์ระหว่างความถี่อินพุทกับแรงดันเอาต์พุทและ C2 กำหนดค่าแรงดันริ้วเพี้ยน R4 เป็นตัวปรับละเอียดแรงดันเอาต์พุทให้มีความถูกต้องตามต้องการ

3.1.2 การสร้างและติดตั้งอุปกรณ์วัด

วงจรส่วนวัดความเร็วรถประกอบด้วยส่วนเซ็นเซอร์และส่วนวงจรซิกแนลโปรเซสซึ่ง ตัวเซ็นเซอร์อาจสร้างขึ้นเองได้ โดยใช้ลวดทองแดงขนาดเล็กมาพันบนแกนเหล็กตัน เช่น สกรู ดังภาพ 3.1.2 นอกจากนี้ยังต้องมีแม่เหล็กถาวรนำมายึดติดกับเพลลาขับให้แน่น แล้วยึดตัวเซ็นเซอร์กับตัวถังรถจุดที่ใกล้ๆแม่เหล็กแล้วรับสัญญาณได้ติดตั้ง



X ภาพ 3.1.2 การเจาะสกรู และการติดตั้งกับเครื่องยนต์.

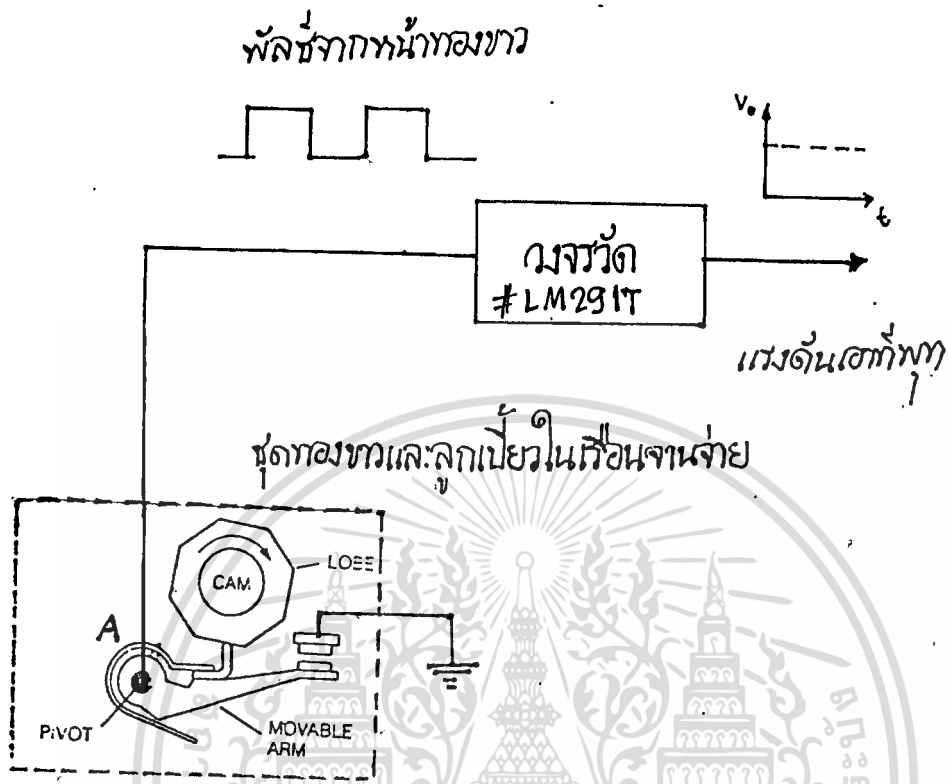
สายสัญญาณจากตัวเซ็นเซอร์ควรเป็นสายชีลด์เพื่อป้องกันการรบกวนจากแหล่งกำเนิดต่างๆ เช่น หน้าทองขาว หัวเทียน ฯลฯ

3.2 วงจรส่วนวัดความเร็วรอบ

หลักการ

เนื่องจากหน้าทองขาวต่อกับวงจรไฟฟ้า จึงมีพัลส์ความถี่ทางไฟฟ้าออกมาที่จุด A ดังภาพ 3.2 ก

ความถี่นี้จะถูกแปลงให้เป็นแรงดัน โดยใช้ไอ.ซี. เปลี่ยนความถี่เป็นแรงดันเบอร์ LM 2917 เช่นเดียวกับวงจรวัดความเร็วล้อ ปกติรถยนต์ทั่วไปจะมีย่านความเร็วรอบตั้งแต่ 0-6000 รอบต่อนาที



ภาพ 3-2 ก วงจรการวัดพัลส์จากหน้าทองขาว

ความถี่พัลส์มีความสัมพันธ์กับความถี่รอบเพลาคือ $P = n/30$

$$P = n/30$$

เมื่อ n คือ ความถี่รอบที่ต้องการทราบ (รอบ/นาที)

P คือ ความถี่พัลส์หน้าทองขาว (เฮิรต์)

และกำหนดให้ย่านความถี่รอบสูงสุดของเครื่องที่จะวัดคือ 0-6000 รอบ/นาที

จากสมการก็จะได้ความถี่ที่หน้าทองขาวสูงสุดที่จะเข้าไปแปลงใน LM2917 คือ

$$P = 6000/30$$

$$= 200 \text{ เฮิรต์}$$

เพราะฉะนั้นย่านความถี่อินพุทของวงจรคือ 0-200 เฮิรต์

และ V_{out} มีค่าเปลี่ยนแปลงตามความถี่นี้เท่ากับ 0-5 โวลท์

การคำนวณค่า R_1, C_1 ของไอ.ซี. LM 2917 ในวงจรวัดความถี่รอบ
จากสูตร

$$V_{out} = R_1 * C_1 * V_r * F_{in}$$

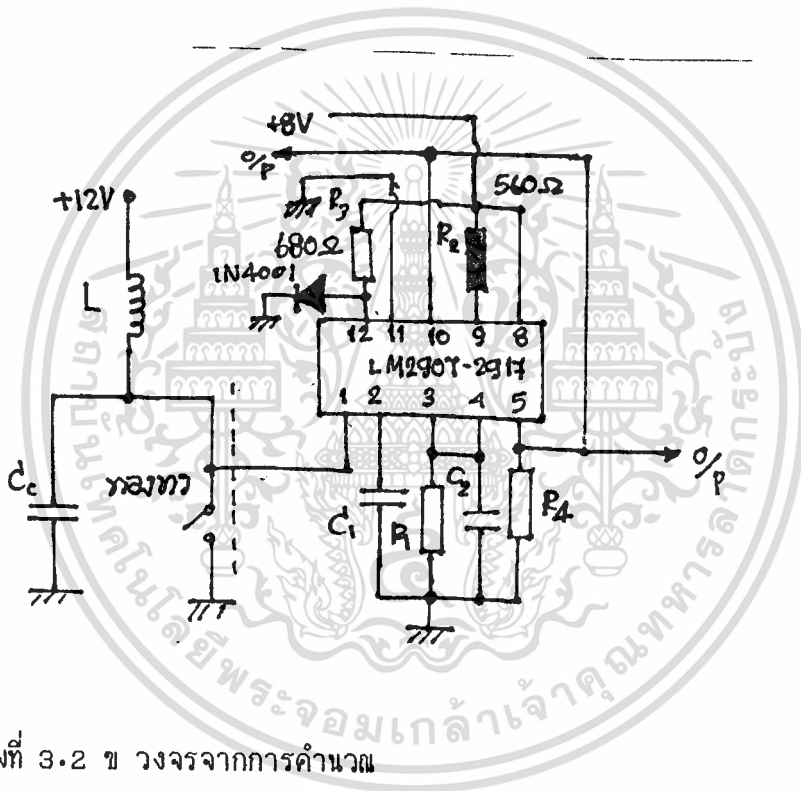
แทนค่า $V_{out} = 5$ โวลต์, $F_{in} = 200$ เฮิรต์, $V_r = 5.6$ โวลต์ และ $C_1 =$ ไมโครฟารัด
 จะได้ $R_1 = 5 / (5.6 \times 200 \times 0.01 \times 10^{-6})$
 $= 446.4$ กิโลโอห์ม

และได้ $V_{out} = K_2 * F_{in}$

เมื่อ $K_2 = 0.025$

ส่วน C_2 ให้ทำตามหัวข้อแรกทุกประการ

ความเร็วรอบของ เครื่องยนต์มีความสัมพันธ์กับความถี่จังหวะการเปิด-ปิดของ



ภาพที่ 3.2 ข วงจรจากการคำนวณ

การทำงานของวงจร

พัลส์ความถี่จากหน้าทองขาวจะมีลักษณะดังภาพ 3.2 ค ช่วงขอบขาขึ้นจะมีการออสซิลเลชันเล็กน้อย เนื่องจากการชาร์จและดิสชาร์จของ C_c และ L ของคอยล์ไฟแรงสูง ในทางปฏิบัติจึงต้องระวังความถี่อาร์โมนิคเหล่านี้ไปปรบกวานทำให้การวัดผิดพลาด มีทางป้องกันได้ คือ ใช้วงจรโมโนสเตเบิลต่อดักหน้าวงจรวัดเพื่อกำจัดความถี่ที่ไม่ต้องการออกไป หรืออาจใช้วิธีการปรับชดเชยด้วย R_1, C_1 หรือ R_4 ก็ได้เพื่อให้ค่าวัดออกมาถูกต้องตามค่าที่อ้างอิงไว้ซึ่งจะกล่าวในตอนการทดลองและการคาลิเบรท

ความถี่นี้จะถูกป้อนเข้าขา 1 ซึ่งเป็นขาอินพุทของไอ.ซี LM2917 เพื่อแปลงเป็นแรงดันที่-

มีค่าสอดคล้องกัน ออกมาทางเอาท์พุท โดยมี R4 เป็นตัวช่วยปรับชดเชยให้ได้ค่าที่ถูกต้อง คือ ต้องได้ 5 โวลท์ ที่ความถี่เข้า 200 เฮิรท์ แล้วนำสัญญาณนี้ไปเข้าขาน IN4 (ขาที่ 2) ของ ไอ.ซี. ADC 0809 ต่อไป

การสร้างและการติดตั้งอุปกรณ์ต่างๆที่จำเป็น

การวัดความเร็วรอบสำหรับเครื่องยนต์แกสโซลีนนั้น เราวัดความถี่สัญญาณไฟฟ้าที่หน้าของ ขาวซึ่งมีอยู่ในเรือนจ่ายจ่ายอยู่แล้ว จึงสามารถต่อสายสัญญาณจากหน้าของขาวเข้าไปในกล่อง- วงจรรวมได้ทันที ในทางปฏิบัติ จุดที่สะดวกคือ ขั้วลบของคอยล์ไฟแรงสูงซึ่งมีขั้วต่อให้อยู่แล้วดัง- ภาพ 3.2 ก สายที่ใช้ควรเป็นสายซิลด์เพื่อกันความถี่สูงที่เกิดจากการสปาร์คของหัวเทียน

3.3 วงจรส่วนวัดอุณหภูมิของน้ำระบายความร้อน

หลักการ

การแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับเอาท์พุทของวงจรวัด

อุณหภูมิทำงานของเครื่องหรือของน้ำระบายความร้อนนั้น อยู่ในช่วง 80-90 องศาเซลเซียส แต่วงจรวัดจะตั้งย่านวัดครอบคลุมตั้งแต่ 0-100 องศาเซลเซียสอย่างต่อเนื่อง โดยใช้ ไอ.ซี. LM335 เป็นตัวเซ็นเซอร์ จากทฤษฎีและหลักการของการวัดอุณหภูมิด้วย ไอ.ซี. กระทบอง โลหะ 3 ขาเบอร์ LM335 มีคุณสมบัติให้ความเป็นเชิงเส้นดี และการคาลิเบรทง่ายเราสามารถ นำมาใช้วัดอุณหภูมิของน้ำระบายความร้อนในรถยนต์ได้ ซึ่งมีคุณสมบัติให้อเอาท์พุทตอบสนองต่ออุณหภูมิ องศาเซลวินเป็นแรงดันไฟตรงโดยตรง แต่ในทางปฏิบัติเราจะคุ้นเคยการอ่านอุณหภูมิเป็นองศาเซลเซียส ดังนั้นวงจรต้องคาลิเบรทเทียบเป็นองศาเซลเซียสด้วย

การคำนวณ

$$\text{อุณหภูมิองศาเซลเซียส} = \text{อุณหภูมิองศาเซลวิน} - 273$$

$$^{\circ}\text{C} = ^{\circ}\text{K} - 273$$

$$\text{ดังนั้น } 0^{\circ}\text{C} = 273^{\circ}\text{K}$$

$$\text{และ } 100^{\circ}\text{C} = 373^{\circ}\text{K}$$

ตัวเซ็นเซอร์ LM335 ให้อเอาท์พุทออกมาเท่ากับ 10 มิลลิโวลท์/องศาเซลวิน

ดังนั้น ที่ 0°C หรือ 273°K มีแรงดันที่เอาท์พุทเท่ากับ 2.73 โวลท์

และที่ 100°C หรือ 373°K จะมีแรงดันเอาท์พุทเท่ากับ 3.73 โวลท์

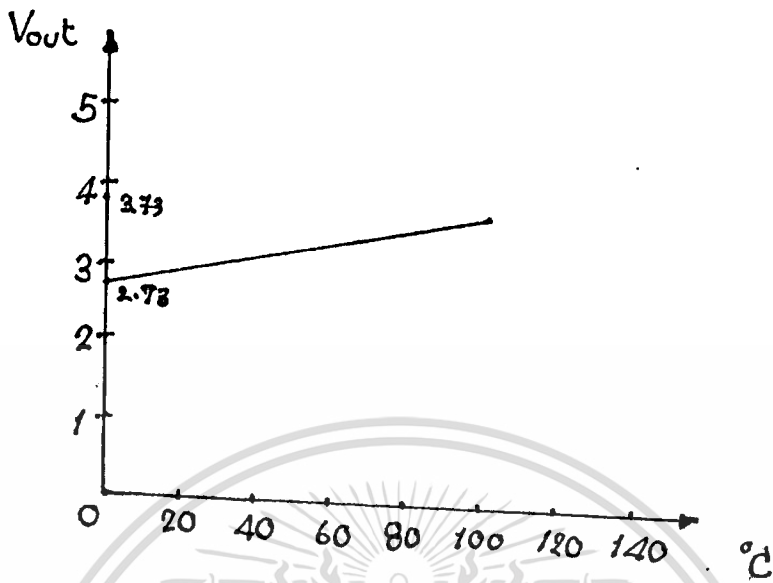
เมื่อได้ค่าแรงดันและอุณหภูมิทั้งหมดแล้ว นำมาพล็อตเป็นกราฟดังภาพ

หาลสมการเชิงเส้นของกราฟได้จากสมการเส้นตรง

$$y = mx + b$$

$$V_{out} = (3.73 - 2.73)/100 * ^{\circ}\text{C} + 2.73$$

$$= ^{\circ}\text{C}/100 + 2.73$$



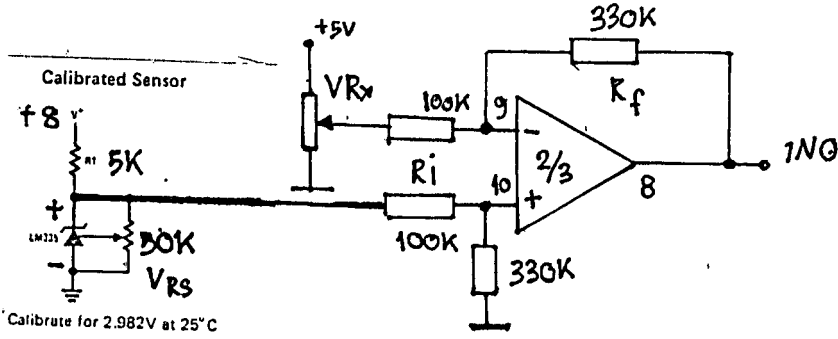
ภาพที่ 3.3 ก กราฟความสัมพันธ์แรงดัน-อุณหภูมิ

$$\text{หรือ } ^\circ\text{C} = (\text{Vout} - 2.73) * 100$$

เมื่อ Vout คือเอาต์พุตจากไอ.ซี. LM335

เราสามารถสร้างวงจรตามลการสุดท้ายโดยใช้อปแอมป์ ต่อเป็นวงจรขยายสัญญาณความต่างหรือดิฟแอมป์ ได้ค่าแรงดันออกมาเท่าใดนำมาคูณกับค่าคงที่ 100 (ซึ่งทำได้โดยการเขียนเป็นโปรแกรมในหน่วยความจำอันเป็นที่ของ ซี.พี.ยู.)แล้วจะได้ผลลัพธ์เป็นค่าอุณหภูมิองศาเซลเซียสโดยตรง

โดยเหตุที่ว่า ไอ.ซี. ADC 0809 จะรับอินพุตขนาดตั้งแต่ 0-5 โวลท์ แต่เอาต์พุตของดิฟแอมป์ v_o มีค่า 0-1 โวลท์ (แปรตามอุณหภูมิ 0-100 $^\circ\text{C}$) ดังนั้นจึงต้องมีการขยายแรงดันเพิ่มขึ้นอีก 5 เท่าโดยวงจรอน-อินเวอร์ที่ตังแอมป์ และเปลี่ยนตัวคูณค่าคงที่ในโปรแกรมเป็น 20 ($5 * 20 = 100$ ดังนั้นค่าจะเท่าเดิมไม่เปลี่ยน) แต่จากคุณสมบัติตามรายละเอียดทางเทคนิคมันจะให้แรงดันเอาต์พุตตอบสนองต่ออุณหภูมิองศาเซลวินคือ 10 mV/ $^\circ\text{K}$

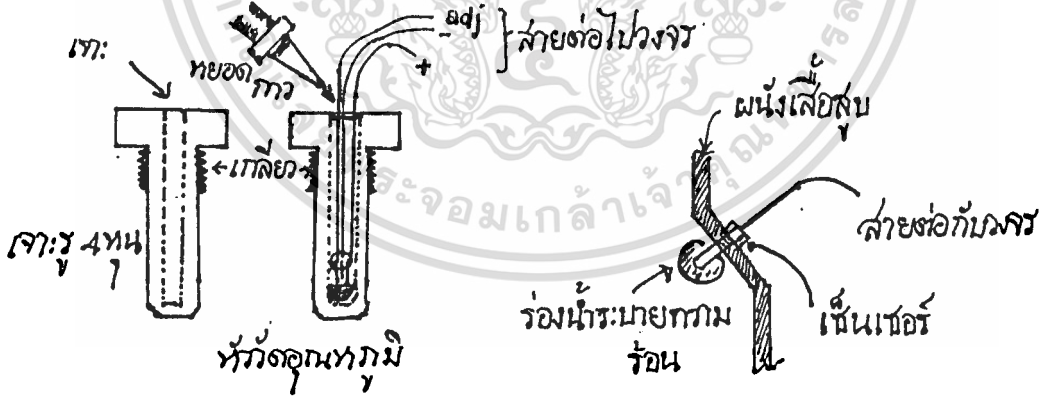


ภาพที่ 3.3 ข วงจรวัดอุณหภูมิที่ได้จากการคำนวณ

การทำงานของวงจร

การสร้างและการติดตั้งอุปกรณ์ต่างๆที่จำเป็น

ปกติในการวัดอุณหภูมิ จะมีรูเกลียวที่เสื่อสุบรูหนึ่ง สำหรับสอดหัววัดอุณหภูมิเข้าไป ให้ปลายหัววัดจุ่มในช่องทางน้ำ เพื่อสัมผัสกับความร้อนของน้ำได้เต็มที่ แล้วขันเกลียวยึดให้แน่น แต่ในกรณีนี้เรา เปลี่ยนจากหัววัดแบบเทอร์มิสเตอร์มาเป็นแบบไอ.ซี.3 ขาดตัวถังกระป๋องโลหะกลมดิงภาพ จึงต้องดัดแปลงหัวสกรูที่มีขนาดเกลียวสามารถขันเข้ารูเกลียวนี้ได้ และมีความยาวพอที่ปลายของมันสัมผัสกับน้ำในช่องทางน้ำ ได้อย่างดี จากนั้นก็ใช้ส่วขนาดประมาณ 4 มม เจาะหัวสกรู ลึกลงไปจนเกือบทะลุ แล้วบัดกรีสายสัญญาณ 3 สาย (ควรเป็นสายซิลด์) กับขาทั้ง 3 ของไอ.ซี. ใช้ฉนวนหุ้มแยกกัน ให้เรียบร้อยเสร็จแล้วลองต่อวงจรทดสอบการทำงานดู ถ้าใช้ได้ให้สอดไอ.ซี. เข้าไปในรูที่เจาะไว้ในหัวสกรูให้ลึกสุด ทดสอบการทำงานอีกครั้ง แล้วหยอดกาวหรืออีพ็อกซีลงในรูเพื่อซิลด์ให้แน่นหนา ดังภาพที่ 3.3 ค เมื่อแห้งแล้วให้ทดสอบอีกครั้งให้แน่ใจว่าใช้งานได้ดี

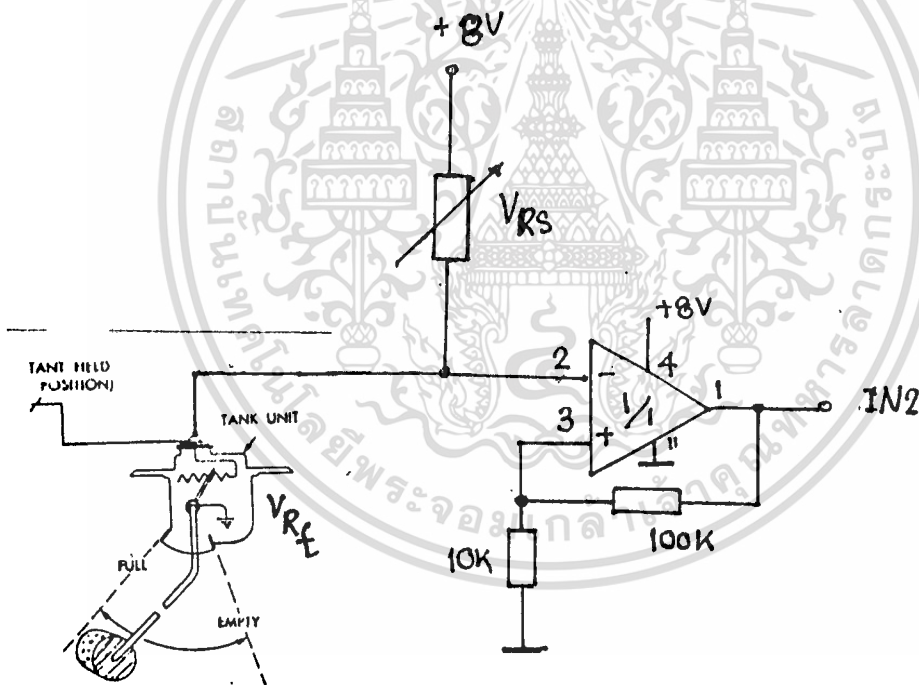


ภาพที่ 3.3 ค การสร้างและติดตั้งตัวเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิ

3.4 วงจรส่วนวัดระดับน้ำมันเชื้อเพลิง

หลักการ

ในหัวข้อ 2.11 การวัดความระดับน้ำมันเชื้อเพลิงในถัง ใช้หลักการเคลื่อนที่ของลูกลอยไปเปลี่ยนค่าความต้านทานของตัวต้านทานปรับค่าได้ และโดยใช้หลักการแบ่งแรงดันของตัวต้านทานดังภาพ 3.4 เราสามารถเปลี่ยนความต้านทานที่แปรค่าตามระดับน้ำมัน ไปเป็นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าได้ แต่เนื่องจากความต้านทานของลูกลอยในรถยนต์แต่ละคันมีค่าต่ำมากคือประมาณ 50-150 โอห์มเท่านั้น ดังนั้นถ้าหากตัวต้านทานที่มอดูมคือ R_s มีค่าน้อยเกินไป จะทำให้กระแสไหลผ่านความต้านทานลูกลอยมากเกินไป และอาจทำให้ลวดความต้านทานร้อนจนเป็นสาเหตุให้เชื้อเพลิงลวกไหม้ได้ จึงต้องใช้ตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ค่าสูงๆ เช่น 5- 10 กิโลโอห์ม เพื่อปรับแบ่งแรงดันให้ตกคร่อมความต้านทานลูกลอยประมาณ 0 - 50 มิลลิโวลต์ เมื่อลูกลอยเคลื่อนที่ตั้งแต่ต่ำสุดจนถึงสูงสุด และค่าแรงดันนี้ จะถูกขยายเพิ่ม 100 เท่า เพื่อให้แรงดันเอาท์พุทมีค่าตั้งแต่ 0- 5 โวลต์



ภาพ 3.4 วงจรวัดระดับน้ำมันจากการคำนวณ

การทำงานของวงจร

แรงดันที่ตกคร่อม R_t (ความต้านทานของลูกลอย) จะแปรตามระดับน้ำมันอย่างเป็นเชิงเส้น และโดยการปรับของ R_s จะได้ V_{Rt} ระหว่าง 0-50 มิลลิโวลต์ ที่ตำแหน่งต่ำสุดและ-

สูงสุดของลูกลอย ออปแอมป์ IC 1/1 ซึ่งต่อเป็นวงจรขยายแบบนอน-อินเวอร์ตติง จะทำการขยายสัญญาณเพิ่ม 100 เท่า กำหนดโดยค่าความต้านทาน R_f, R_i

$$\text{จากสูตร } V_{out} = (R_f/R_i + 1) * V_{in}$$

เรากำหนด $R_i = 1$ กิโลโอห์ม และ $R_f = 100$ กิโลโอห์ม ตามลำดับ แรงดันจากเอาต์พุตของออปแอมป์จะถูกป้อนเข้าขา IN2 (ขาที่ 28) ของไอ.ซี. ADC 0809

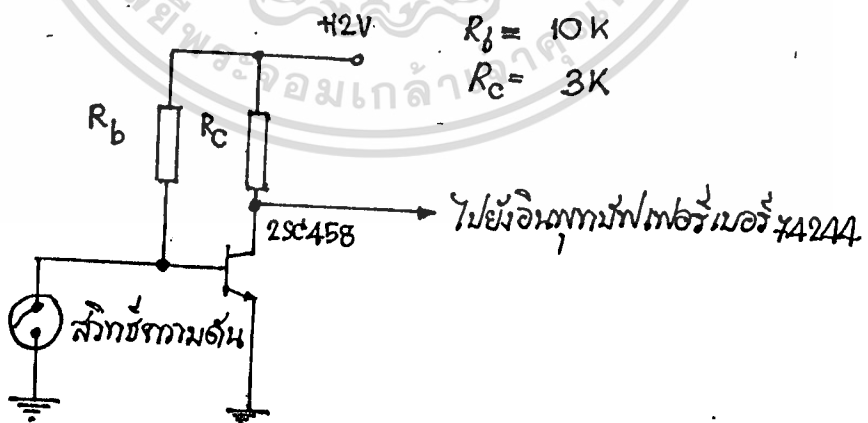
การสร้างและการติดตั้งอุปกรณ์ต่างๆที่จำเป็น

การวัดระดับน้ำมักทำให้ลูกลอยเป็นหลักซึ่งปกติที่มีประจุไฟแรงตกค้างอยู่แล้ว เราสามารถต่อสายสัญญาณจากขั้วต่อสายที่ลูกลอยบนถังมาเข้าวงจรวัดได้เลยแต่สายที่ใช้ควรเป็นสายชิลด์เพราะสัญญาณรบกวนในเครื่องยนต์มีมาก อาจมีผลให้วงจรวัดผิดพลาดได้

3.5 วงจรส่วนวัดความดันน้ำมันเครื่อง

หลักการ

จากที่กล่าวมาแล้วเซ็นเซอร์แบบอนาล็อกมีราคาแพง จึงหันมาใช้ตัวตรวจจับความดันแบบ 2 สถานะ ที่เรียกว่า สวิตช์ความดันหรือเพรสเชอร์สวิตช์แทน เพราะมีราคาถูกกว่ามากหาซื้อง่าย และมีใช้อยู่ในรถยนต์ทั่วไป หลักการทำงานคือ ถ้าเครื่องยนต์ทำงาน น้ำมันเครื่องจะถูกปั๊มจนมีความดันสูงขึ้น และไปดันแผ่นไดอะแฟรมให้ฟลักคอนแทคสวิตช์ให้เปิดออก แต่ถ้าความดันต่ำไปจะไม่สามารถผลักคอนแทคให้อ้าออก ฉะนั้นเราสามารถนำเอาการเปิด-ปิดของคอนแทคมาต่อกับวงจรทรานซิสเตอร์สวิตช์ซึ่งให้มีค่าแรงดัน 0 โวลต์แทนการเปิด และ 5 โวลต์แทน การปิดของคอนแทคได้ดังภาพ 3.5



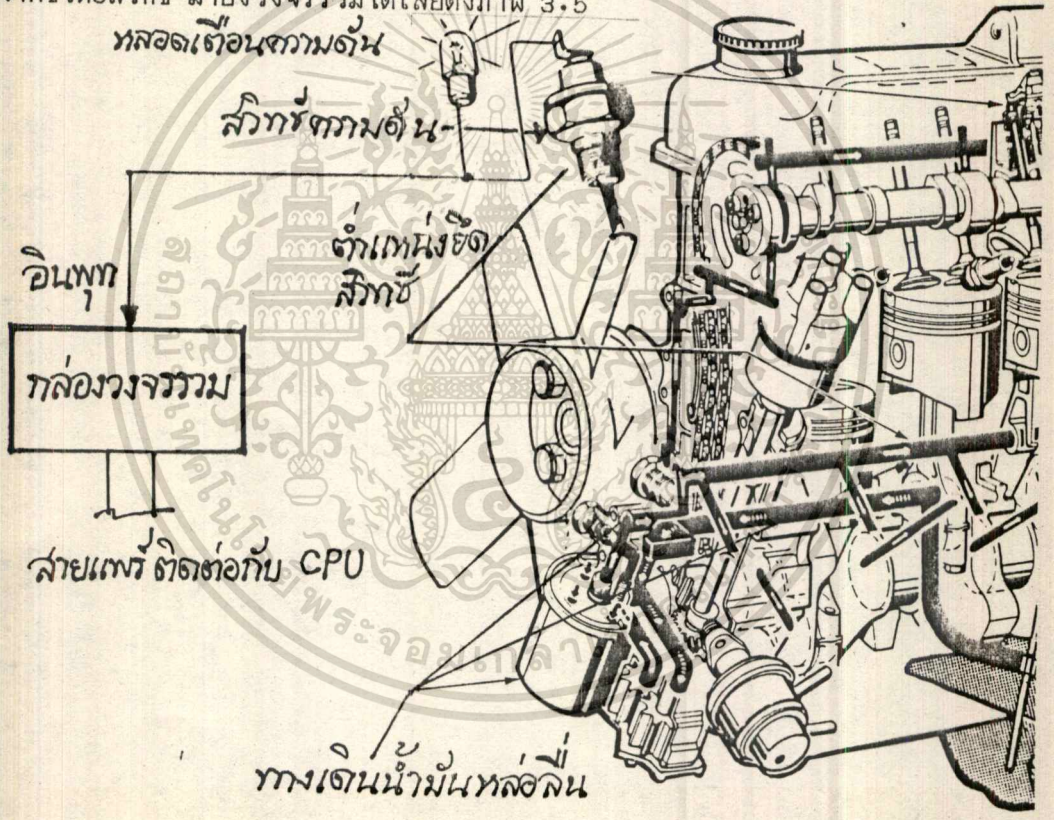
ภาพที่ 3.5 วงจรจากการคำนวณ

การทำงานของวงจร

ทรานซิสเตอร์ Q1 ทำหน้าที่เป็นสวิตช์โดยมีตัวต้านทาน Rb, Rc ทำการไบอัสให้ทรานซิสเตอร์นำกระแส เนื่องจากคอนแทกเปิดจึงมีกระแสไหลผ่าน Rc เข้าขาเบสลงกราวด์ กรณีนี้นี้แสดงว่ามีการปั้มน้ำมันไปหล่อลื่นชิ้นส่วนต่างๆถูกต้องเป็นปกติ และเมื่อคอนแทกปิด จะลัดวงจรขาเบสลงกราวด์ ดังนั้นทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแส กรณีนี้นี้แสดงว่าเมื่อสตาร์ทเครื่องติดแล้วไม่มีการปั้มน้ำมัน หรือ อาจปั้มแล้วแต่ความดันต่ำกว่า 5 ปอนด์ต่อตารางนิ้ว อันเนื่องมาจากน้ำมันเสื่อมคุณภาพแล้ว

แรงดัน ๒ โวลต์และ 5 โวลต์นี้ จะถูกส่งไปยังขา ของไอ.ซี. ADC ๐8๐9 ต่อไป การสร้างและการติดตั้งอุปกรณ์ต่างๆที่จำเป็น

รถยนต์ทั่วไปจะมีสวิตช์ความดันขึ้นเตีตอยู่บนเสื่อสับเครื่องยนต์อยู่แล้ว เราสามารถต่อสายซีลด์จากขั้วต่อสวิตช์ มาโยงวงจรรวมได้เลยดังภาพ 3.5



ภาพที่ 3.5 การต่อสายจากเซ็นเซอร์มายังวงจรรวม

3.6 วงจรส่วนวัดกระแสและแรงดันไฟฟ้า

หลักการ

จากหัวข้อ 2.12 เรื่องการวัดแรงดันและอัตราการประจุของแบตเตอรี่ เราทราบว่าแบตเตอรี่จะถูกประจุโดยอัลเทอร์เนเตอร์ในขณะที่ยังวิ่งอยู่ ซึ่งควบคุมการประจุโดยเรกกูเล-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตอร์ประจำรถยนต์แต่ละคัน ทำให้แบตเตอรี่มีค่าแรงดันอยู่ระหว่าง 13-15 โวลต์ ตลอดเวลา-
ที่ใช้งานเป็นปกติ

ส่วนกระแสในการประจุแบตเตอรี่นั้นจะมีค่ามากน้อยตามสภาพการใช้ไฟฟ้าขณะนั้น
เช่น เปิดไฟหน้า เปิดแอร์ เปิดไฟเลี้ยว ฯลฯ นอกจากนี้กระแสนี้ยังมีการไหล 2 ทิศทาง คือ-
ในการดีการชาร์จหรือประจุแบตเตอรี่ กระแสจะไหลจากอัลเทอร์เนเตอร์ไปยังแบตเตอรี่และ-
อุปกรณ์ไฟฟ้าอื่นทั้งหมด และกรณีการดีสชาร์จหรือการคายประจุ กระแสจะไหลจากแบตเตอรี่ไป
ยังอุปกรณ์อื่นๆแทนอัลเทอร์เนเตอร์ เพราะอัลเทอร์เนเตอร์ถูกเรกกูเลเตอร์ตัดจากระบบ เนื่อง
จากประจุกระแสจนแรงดันในแบตเตอรี่สูงถึง 15 โวลต์แล้ว นั่นคือแรงดันแบตเตอรี่มีค่าสูงสุด
15 โวลต์ และกระแสปกติมีค่าไม่เกิน +-50 แอมแปร์ (ยกเว้นกรณีที่สตาร์ททรุด จะดึงกระแส
จากแบตเตอรี่ประมาณ 200 แอมแปร์)

เราสามารถให้หลักการวัดโดยการใช้อุปกรณ์วัดความแตกต่างแบบเกนลด มาใช้-
วัดค่าแรงดันแบตเตอรี่ได้ตั้งแต่ 0-15 โวลต์ แล้วให้มีเอาต์พุตออกมาตั้งแต่ 0-5 โวลต์

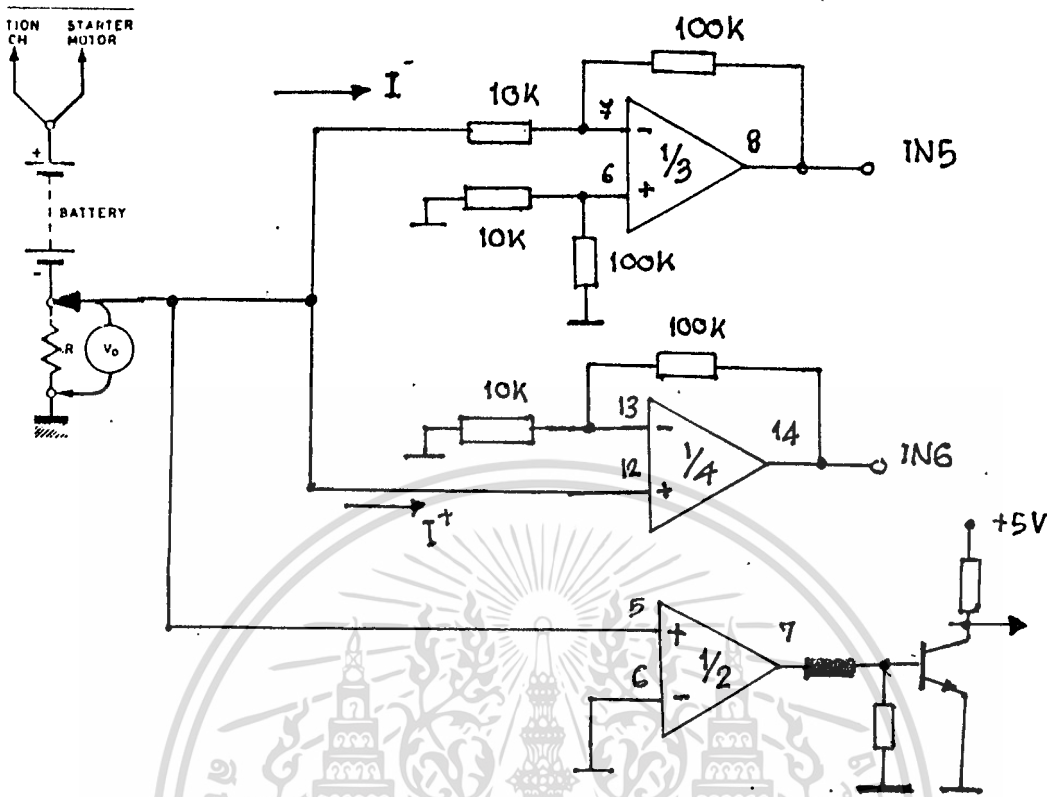
ส่วนการวัดกระแส เราไม่สามารถวัดโดยตรงได้ เนื่องจากกระแสมีค่าสูงมากจึง
อาศัยการวัดแรงดันคร่อมชิ้นที่ตัวหนึ่งซึ่งมีความต้านทานต่ำๆพอเหมาะค่าหนึ่ง ซึ่งมีใช้ในรถ
ยนต์ทั่วไปอยู่แล้ว ในที่นี้หมายถึงสายดินที่ต่อจากขั้วลบแบตเตอรี่ไปยังตัวถังนั่นเอง เพราะว่ามันมี
คุณสมบัติเป็นสายขนาดใหญ่ ที่มีค่าความต้านทานต่ำมาก เราสามารถเลือกเก็บค่าออกมาซึ่งมีค่า
ความต้านทานประมาณ .001 โอห์ม ดังนั้นเมื่อมีกระแสสูงสุดไหลจากอัลเทอร์เนเตอร์มายังแบตเตอรี่
และครบวงจรที่กราวด์ มีค่าเท่ากับ 50 แอมแปร์ ก็จะมีแรงดันคร่อมสายดินประมาณ 50
มิลลิโวลต์ เมื่อนำมาขยายเพิ่ม 100 เท่า ก็จะได้แรงดันเอาต์พุตเต็มสเกลเท่ากับ 5 โวลต์พอดี

แต่ถ้ากระแสไหลออกจากแบตเตอรี่ แรงดันคร่อมสายจะเป็นลบเมื่อเทียบกับกราวด์
ที่ตัวถัง ดังนั้นต้องมีการขยาย 100 เท่า และมีการกลับขั้วสัญญาณด้วย ซึ่งสามารถทำได้โดยใช้-
วงจรอินเวอร์ทติ้งแอมป์ และยังต้องมีวงจรนิเคซ จับทิศทางกระแสไหลของกระแส เพื่อบอกให้
CPU ทราบ ให้แสดงผลให้ถูกต้องชัดเจน ดังภาพ 3.6 ก
การทำงานของวงจร

วงจรวัดแรงดันให้ R_i ค่า = 10 K และ R_f ค่า 30 K ต่อกันเพื่อกำหนดอัตรา
ขยายแก่ IC 2/4 ตามสมการ

$$V_o = V_{bat} * (R_f / R_i) \\ = V_{bat} / 3$$

นั่นคือถ้าแรงดันแบตเตอรี่สูงสุด 15 โวลต์ จะได้แรงดัน V_o เท่ากับ 5 โวลต์พอดี
เข้าขา IN1 (ขาที่ 27) ของ ADC 0809



ภาพที่ 3.6 ก วงจรจากการคำนวณ

ส่วนวงจรวัดกระแสในเราวัดแรงดันคร่อมขึ้นที่ตัวหนึ่งคือสายดิน ซึ่งมีค่าความต้านทานประมาณ 0.001 โอห์ม ถ้ากระแสเป็นกระแสประจุ แรงดันจะมีค่าบวก และจะถูกขยาย 100 เท่า โดย IC1/4 ซึ่งเป็นวงจขยายแบบไม่กลับสัญญาณ ให้เอาที่นุกออกทางขา 14 ไปยังขา IN6 (ขาที่ 4) ของ ADC0809

ส่วน IC 1/3 เนื่องจากเป็น ไอ.ซี. แบบแหล่งจ่ายเดี่ยวและต่อเป็นวงจรถกลับสัญญาณ จึงให้แรงดันเอาที่นุกเท่ากับศูนย์โวลท์

ขณะเดียวกัน IC 1/2 ซึ่งทำหน้าที่เปรียบเทียบแรงดันเพื่อตรวจจับทิศทางของกระแส จะให้เอาที่นุกที่ขา 7 อ้อมตัวทางบวก และไปไบอัสให้ทรานซิสเตอร์ Q 1 ในกระแส และส่งค่าแรงดัน 0 โวลท์ไปแจ้งแก่ CPU ให้ทราบว่ากระแสที่วัดได้ขณะนี้เป็นกระแสการประจุ

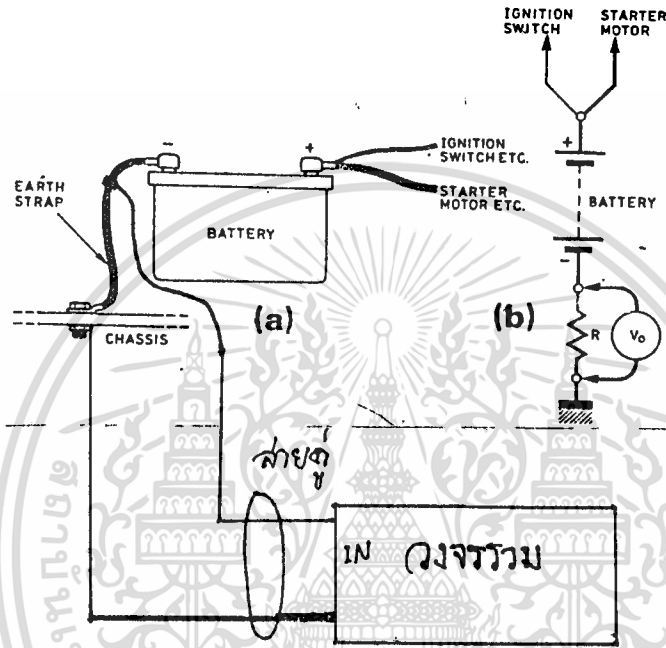
เช่นเดียวกันถ้าเป็นกระแสไหลจากแบตเตอรี่ แรงดันคร่อมขึ้นก็จะเป็นลบเมื่อเทียบกับกราวด์ เอาที่นุกของ IC1/4 จะเป็นศูนย์โวลท์ แต่ IC 1/3 จะขยายสัญญาณเพิ่ม 100 เท่า พร้อมทั้งกลับสัญญาณให้เป็นบวกออกทางขา 8 แล้วส่งเข้าขา IN5 (ขาที่ 3) ของ ADC0809 ขณะเดียวกันแรงดันที่ขา 5 ของ IC1/2 จะมีค่าต่ำกว่าขา 7 ทำให้เอาที่นุกมีค่าเป็นศูนย์โวลท์ ทรานซิสเตอร์ Q จะหยุดนำกระแส และส่งแรงดันเอาที่นุก 5 โวลท์ให้แก่ CPU ให้รับรู้ว่ากระแสที่วัดได้ขณะนี้เป็นกระแสดีสชาร์จซึ่งจ่ายโดยแบตเตอรี่

การสร้างและการติดตั้งอุปกรณ์ต่างๆที่จำเป็น

แรงดันแบตเตอรี่นั้นสามารถวัดได้หลายจุดในรถยนต์เช่น ที่ปลั๊กจุดบุหรี่ จึงเป็นการสะดวกที่จะเดินสายจากจุดนี้ ไปหาวงจรวัดในกล่องวงจรรวมได้

ส่วนการวัดกระแส นั้น ต้องเดินสายซีลด์คร่อมสายดินและตัวถัง เข้ามาหาวงจรวัด

ภาพ 3.6 ข



ภาพ 3.6 ข การเดินสายจากจุดวัดเข้าวงจรรวม

3.7 วงจรส่วนตรวจจับสภาวะการทำงานของระบบวงจร ไฟฟ้ารถยนต์

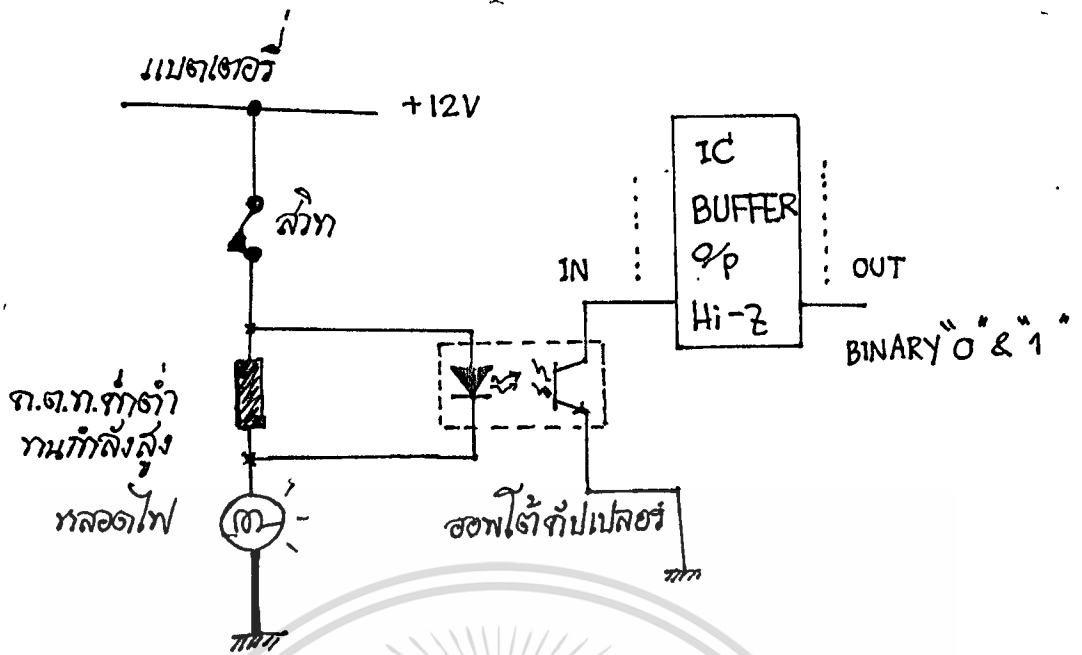
หลักการ

จากแนวความคิดในหัวข้อ 2.13 เราประยุกต์ใช้ อุปกรณ์ ออปโต-คัปเปิลอร์ และ ตัวต้านทานค่าต่ำที่เหมาะสม รวมทั้งทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิทช์และ ไอ.ซี. บัฟเฟอร์ต่างๆ มาทำงานร่วมกัน เป็นวงจรตรวจจับสภาวะการทำงานของหลอดไฟส่องสว่างและ ไฟสัญญาณต่างๆ ได้ดังภาพ 3.7 ก

การคำนวณ

แต่หลอดไฟแต่ละหลอดที่มีหน้าที่ต่างกัน ก็ย่อมมีขนาดกำลังส่องสว่างต่างกันด้วยจึงแบ่งขนาดหลอดไฟออกเป็น 4 กลุ่ม เพื่อแยกคำนวณค่าตัวต้านทานที่เหมาะสมดังนี้

1. หลอดไฟขนาด 45-60 วัตต์ ใช้กับไฟหน้า (HEAD LIGHT) เท่านั้น



ภาพที่ 3.7 ก

2. หลอดไฟขนาด 21-25 วัตต์ ใช้ในไฟเลี้ยว ไฟเบรก และไฟถอย ฯลฯ
3. หลอดไฟขนาด 8-10 วัตต์ ใช้ในไฟหรี่ และไฟส่องป้าย
4. หลอดไฟขนาด 3-5 วัตต์ ใช้ไฟในแก๊ง และไฟในแผงหน้าปัด

แนวความคิดหลักการหาค่าความต้านทานของทรานซิสเตอร์

จากที่กล่าวมาแล้วในเรื่องการใช้งานตัวเชื่อมโยงทางแสง กำหนดว่า ขนาดแรงดันต่ำสุดที่ทำให้ตัวมันทำงาน คือ 1.5 โวลท์ และสูงไม่เกิน 2 โวลท์ และในเรื่องวงจรประจุไฟ แบตเตอรี่ในระหว่างใช้งานจะถูกชาร์จจนมีแรงดันประมาณ 13-15 โวลท์ นั้นหมายความว่า ในทางปฏิบัติอุปกรณ์ไฟฟ้าทุกชิ้นในรถยนต์จะได้รับแรงดันสูงกว่าที่กำหนดบนสเปค 2-3 โวลท์โดยไม่เสียหาย เช่นหลอดไฟต่างๆ ที่ระบุที่ตัวหลอดว่า 12 โวลท์ 25 วัตต์ หมายความว่า เมื่อจ่ายแรงดัน 12 โวลท์แก่หลอดจะให้ความเข้มการส่องสว่าง เท่ากับ 25 วัตต์

ถือว่าแรงดันเฉลี่ยที่ระบบได้รับจากแบตเตอรี่ตลอดการใช้งานเท่ากับ $(13+15)/2 = 14$ โวลท์ จากภาพ 3.7 ก เราขอมให้มีแรงดันตกคร่อมไปในหลอดไฟ 2 โวลท์ ดังนั้นจะเหลือไปจ่ายแก่หลอด 12 โวลท์ซึ่งเพียงพอที่ให้มันสว่างตามสเปคถึง 25 วัตต์ จากนั้นนำค่ากำลังส่องสว่างและแรงดันซึ่งกำหนดบนตัวหลอดทุกดวง มาคำนวณหาค่า กระแสที่ไหลผ่านไส้หลอดโดย

ใช้กฎของโอห์ม

$$P = V * I$$

$$\text{หรือ } I = P / V$$

P คือกำลังวัตต์ , V คือ แรงดันตามสเปคหลอด และ I คือกระแสที่จะหา
จากนั้นนำค่ากระแสที่ได้มาคำนวณหาค่าความต้านทานหลอดไฟตามกฎของโอห์ม

$$R = .V / I$$

$$\text{แทนค่า } I = P / V$$

$$\text{จะได้ } R = V / (P / V)$$

$$R = V * V / P$$

เนื่องจากต้องเอาดริอ์ปิ้งรีซิสเตอร์มาอนุกรมกับความต้านทานหลอดไฟและ
ต่อกับแบตเตอรี่ที่สภาวะแรงดันใช้งานเฉลี่ย 14 โวลต์ จึงต้องคำนวณกระแสในวงจรใหม่โดย-
ใช้สมการ

$$V_n = I_n * R + I_n * R_d$$

V_n คือแรงดันแบตเตอรี่ค่าใหม่ เท่ากับ 14 โวลต์

I_n คือกระแสในวงจรค่าใหม่ เนื่องจากการเพิ่ม R_d เข้าในวงจร

R คือความต้านทานหลอดไฟที่คำนวณได้ตอนแรก.

R_d คือความต้านทานของดริอ์ปิ้งรีซิสเตอร์ที่ต้องคำนวณหา

ค่าแรงดันที่ยอมให้ตกคร่อมบน R_d เท่ากับ 2 โวลต์ ฉะนั้นจะเหลือแรงดันที่หลอด
ไฟ 12 โวลต์

$$\text{กระแส } I_n = V_n / R$$

V_d คือแรงดันคร่อมหลอด เท่ากับ 12 โวลต์

และ

$$R_d = V_d / I_n$$

R_d คือค่าความต้านทานที่จะหา

V_d คือแรงดันคร่อมที่กำหนดให้คร่อม $R_d = 2$ โวลต์

และ I_n คือกระแสที่คำนวณได้ครั้งแรก

การคำนวณในกลุ่มที่ 1 กับหลอดไฟขนาด 5 วัตต์ ซึ่งใช้เป็นไฟหลังคาในแก๊ง

$$I_1 = P / V$$

$$= 5 / 12$$

$$= .416 \text{ แอมแปร์}$$

$$\text{และ } R_1 = V * V / P$$

$$= 12 * 12 / 5$$

$$= 28.8 \text{ โอห์ม}$$

$$\begin{aligned} \text{กระแส } I_{n1} &= 14/28.8 \\ &= 0.486 \text{ แอมแปร์} \\ R_{d1} &= 2/0.486 \\ &= 4.11 \text{ โอห์ม} \end{aligned}$$

การคำนวณในกลุ่มที่ 2 กับหลอดไฟขนาด 10 วัตต์ ซึ่งใช้เป็นหลอดไฟส่องป้าย

$$\begin{aligned} I &= P/V \\ I_2 &= 10/12 \\ &= .833 \text{ แอมแปร์} \\ \text{และ } R_2 &= V^2/P \\ &= 12^2/10 \\ &= 14.4 \text{ โอห์ม} \\ \text{กระแส } I_{n2} &= 14/14.4 \\ &= 0.972 \text{ แอมแปร์} \\ R_{d2} &= 2/0.972 \\ &= 2.05 \text{ โอห์ม} \end{aligned}$$

การคำนวณในกลุ่มที่ 3 กับหลอดไฟขนาด 25 วัตต์ ซึ่งใช้เป็นหลอดไฟเบรก, ตรี, ถอย และ เลี้ยว

$$\begin{aligned} I_3 &= P/V \\ &= 25/12 \\ &= 2.08 \text{ แอมแปร์} \\ \text{และ } R_3 &= V^2/P \\ &= 12^2/25 \\ &= 5.76 \text{ โอห์ม} \\ I_{n3} &= 14/5.76 \\ &= 2.43 \text{ แอมแปร์} \\ R_{d3} &= 2/2.43 \\ &= .823 \text{ โอห์ม} \end{aligned}$$

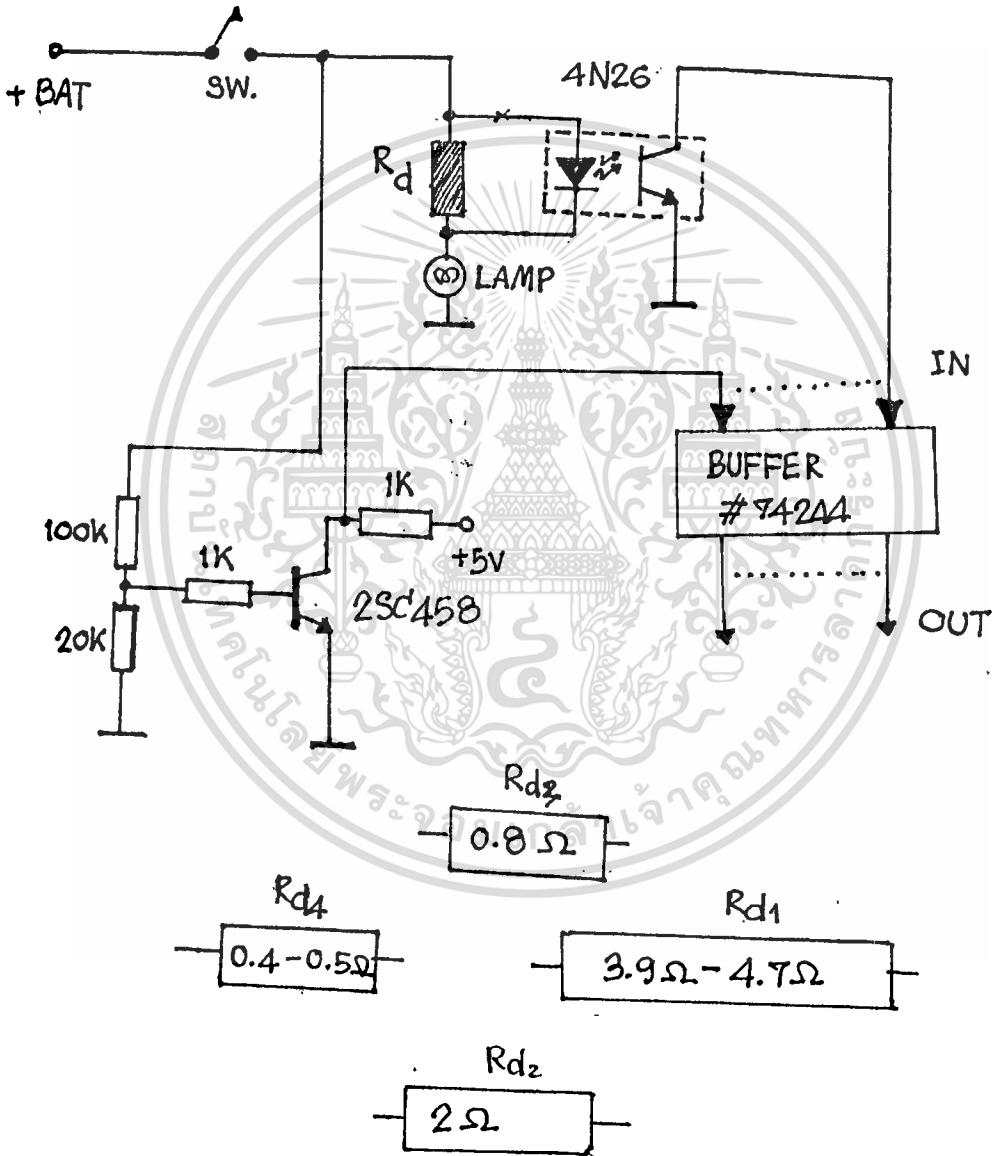
การคำนวณในกลุ่มที่ 4 กับหลอดไฟขนาด 50 วัตต์ ซึ่งใช้เป็นหลอดไฟหน้าทั้งไฟสูงและต่ำ

$$\begin{aligned} I_4 &= P/V \\ &= 50/12 \\ &= 4.16 \text{ แอมแปร์} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{และ } R_4 &= V^*V/P \\ &= 12*12/50 \\ &= 2.88 \text{ โอห์ม} \end{aligned}$$

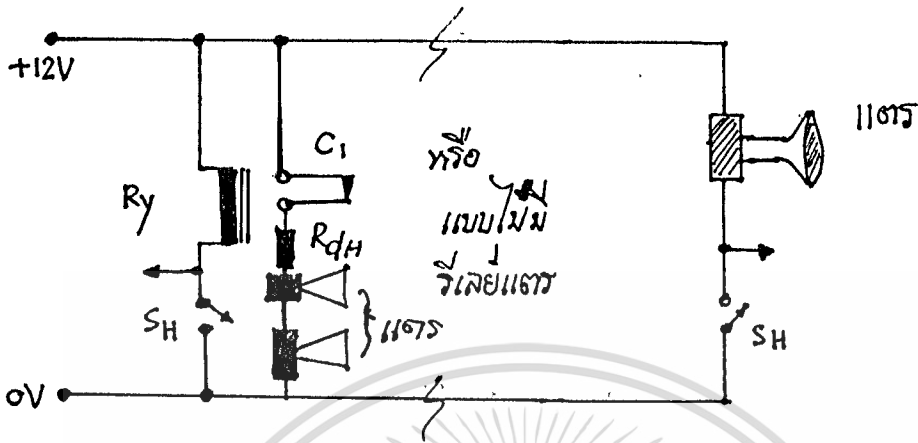
$$\begin{aligned} I_{in} &= 14/2.88 \\ &= 4.86 \text{ แอมแปร์} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_{d4} &= 2/4.86 \\ &= 0.411 \text{ โอห์ม} \end{aligned}$$



ภาพที่ 3.7 ข แสดงวงจรที่ได้จากการคำนวณแต่ละส่วน

สำหรับการตรวจจับสภาวะการทำงานของแตร (HORN) จะต่างกับของหลอดไฟ เล็กน้อยดังภาพ ที่ 3.7 ค



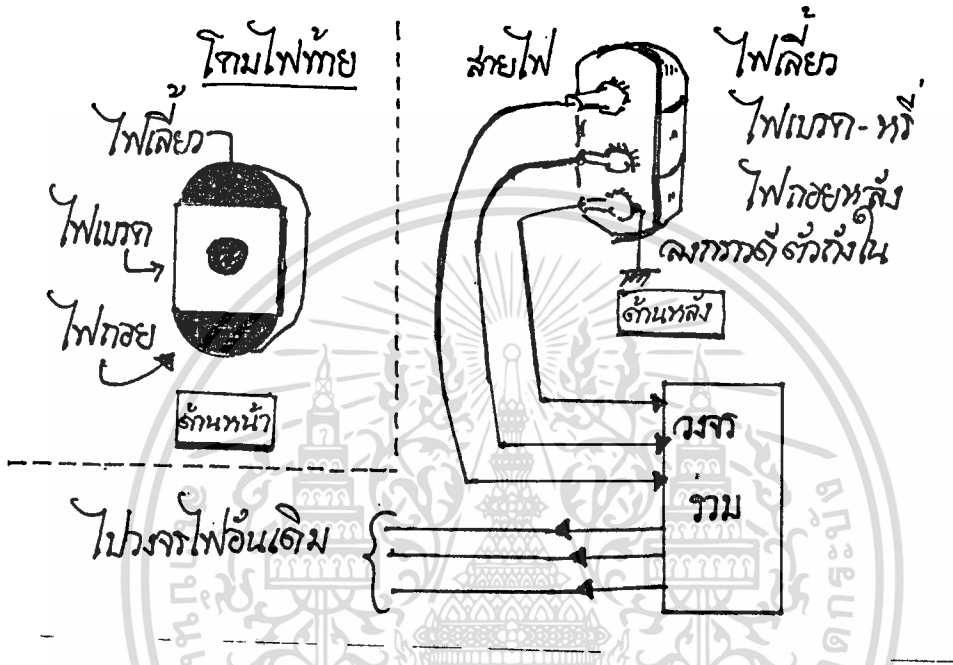
ภาพที่ 3.7 ค วงจรตรวจสอบแตร

จากภาพเมื่อกดสวิทช์แตรแล้ว ถ้าแตรยังสภาพดีอยู่ แตรก็จะดัง กรณีนี้คนขับสามารถทราบเองได้ แต่ถ้าแตรไม่ดังสาเหตุส่วนใหญ่ก็เป็นไปได้ 2 กรณีคือแตรเสียกับรีเลย์แตร (HORN RELAY) เสีย เราต้องตรวจสอบเฉพาะเจาะจงให้ทราบว่าอุปกรณ์ตัวใดที่เสีย โดยการรับข้อมูลการกด S_H และการทำงานของ OPTO 1 มาเปรียบเทียบกันแล้วประมวลผล เพื่อตัดสินใจว่าจุดใดเสีย แล้วแจ้งให้คนขับทราบ

ค่าความต้านทานของไดรฟ์รีซิสเตอร์ที่ได้จากการคำนวณทั้งหมด จะมีค่าละเอียดเป็นจุดทศนิยมหลายตำแหน่ง ซึ่งหาซื้อไม่ได้ จึงต้องใช้ค่าใกล้เคียงที่มีขายในท้องตลาดแทน

และการตรวจวัดสภาวะการทำงานของหลอดไฟด้วยวิธีนี้จำเป็นต้องตัดแปลงวงจรไฟฟ้าในรถยนต์ใหม่ คือต้องตัดวงจรสายไฟส่วนที่จะเข้าหาหลอดไฟออก แล้วเอาตัวต้านทานที่คำนวณได้ออก-กรวมแทรกเข้าไป ตามไดอะแกรมนี้

ในทางปฏิบัติต้องดูแผนการเดินสายไฟของรถยนต์ยี่ห้อนั้นมาประกอบด้วย เพื่อให้ทราบตำแหน่ง ลีของสายไฟที่ต้องตัดต่อใหม่ เมื่อตัดแล้วอาจต่อสายไฟคู่จากแต่ละจุดแล้วเดินเข้าไปหาชุดเซ็นเซอร์ซึ่งอยู่ในกล่องวงจรรวม ดังภาพที่ 3.7 จ.



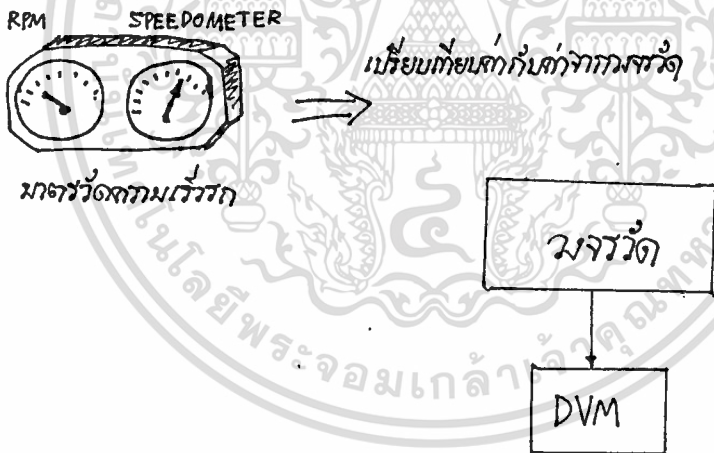
ภาพที่ 3.7 จ ตัวอย่างการตัดต่อ-ติดตั้งรีโมทบั้งรีซิสเตอร์

ความถี่อินพุท (เฮิรตซ์)	แรงดันเอาต์พุท (โวลต์)	ความเร็วที่มีค่าแรงดันได้จากสูตร (กิโลเมตร/ชั่วโมง)
0	0	0
100		35.3
200		70.6
300		106
400		141.2
500		176.5

ตาราง 4.1.1

ผลทดลองชิ้นแรกในตาราง 4.1.1 แสดงให้ทราบว่าตัววงจรสามารถวัดความเร็วได้ถูกต้อง ถ้าผลมีความคลาดเคลื่อนไป ให้ค่านวนค่า R1, C1 ใหม่ แล้วทดลองซ้ำอีกครั้ง และปรับความต้านทาน R4 ให้เอาท์พุทถูกต้องที่สุด

การทดลองต่อไปเป็นการทดลองเมื่อวงจรเสร็จสมบูรณ์ มีการติดตั้งเซ็นเซอร์สนามแม่เหล็ก และแม่เหล็กถาวรที่ตัวถังและเพลลาขับ การทดลองขั้นนี้ต้องใช้แม่แรงยกล้อหลังให้ลอยขึ้นจากพื้น แล้วติดเครื่องเข้าเกียร์ 2 ลองเร่งความเร็วประมาณ 5 ค่าดูจากหน้าปัดไมล์เดิมดังภาพ 4.1.2 พร้อมทั้งวัดเอาท์พุทและค่านวนเหมือนตอนแรกแล้วเปรียบเทียบความเร็วที่ได้



ภาพ 4.1.2 การทดลองวัดความเร็วรถจริง

ผลการทดลองนี้ ค่าที่ได้จากการวัดด้วยวงจรวัดอิเล็กทรอนิกส์และจากหน้าปัดระบบเก่าจะต้องเท่ากันโดยประมาณ หากค่าวัดจากวงจรถ่างกันมากแสดงว่าค่าคงที่ในสูตรความสัมพันธ์ความเร็วเพลากับความเร็วล้อผิดไป คือเส้นผ่าศูนย์กลางล้อและอัตราทดเฟืองท้ายที่กำหนด ไม่ถูกต้อง ต้องปรับ R1, C1 และ R4 ซด.เซย์ให้ค่าในตารางเท่ากัน การปรับส่วนนี้จึงจะเสร็จสมบูรณ์

4.2 การทดลองวงจรวัดความเร็วรอบ

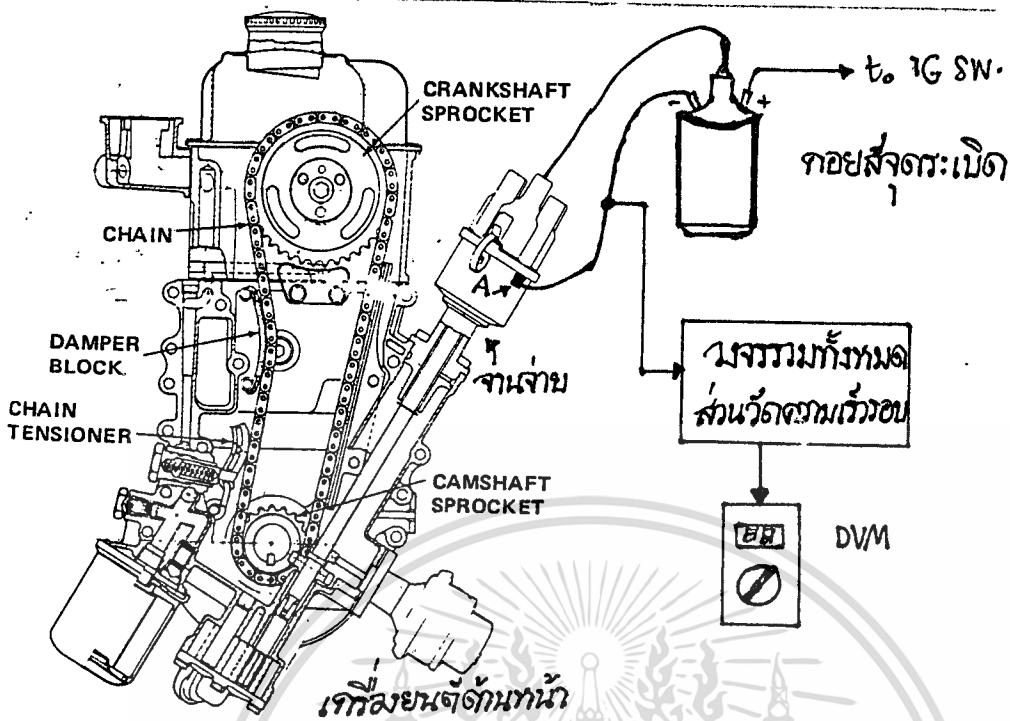
การทดสอบส่วนนี้สามารถทดลองวัดความถี่พัลส์จากหน้าทองขาวได้เลย โดยเมื่อประกอบวงจรตามการคำนวณข้อ 3.2 เสร็จแล้ว ให้ต่อวงจรวัดเพื่อทดลองดังภาพ 4.2.1 แล้วติดเครื่องและเร่งเครื่องที่ความเร็วรอบต่างๆ ประมาณ 5 ค่า โดยอ่านจากมาตรวัดความเร็วรอบที่แผงหน้าปัดของรถ พร้อมทั้งวัดแรงดันเอาต์พุทของไอ.ซี. LM 2907 มาคำนวณเทียบหาค่าความเร็วรอบ จากสูตร

$$RPM = 30 * f$$

$$\text{และ ความเร็วรอบ} = \text{แรงดันเอาต์พุท} * 0.000833$$

แล้วบันทึกผลที่ได้ทั้งหมดลงในตาราง 4.2.1.

ความเร็วรอบจากมาตรวัด (รอบต่อนาที)	แรงดันเอาต์พุท (โวลท์)	ค่าความเร็วรอบจากการคำนวณ (รอบต่อนาที)
0	—	—
1000	0.833	1000
2000	1.666	2000
3000	2.5	3000
3500	2.9	3500
4000	3.3	4000



ภาพ 4.2.1 การทดลองวัดความเร็วรอบ

ความเร็วรอบจากมาตรวัด (รอบต่อนาที)	แรงดันเอาท์พุท (โวลท์)	ค่าความเร็วรอบจากการคำนวณ (รอบต่อนาที)
0	0	0
50	1.25	50
100	2.5	100
150	3.75	150
200	5	200

ตาราง 4.2.1

ผลการทดลองในตาราง พบว่าค่าจากทั้ง 2 ส่วน เท่ากันโดยประมาณ หากค่าต่างกันมาก แสดงว่าหน้าทองขาวของรตคันนั้นมีการรบกวนด้านความถี่สูงมาก เนื่องจากทองขาวใหม่ ใช้การไม่ได้แล้ว ต้องทำการเปลี่ยนอันใหม่ก่อน จึงกลับมาทดลองซ้ำอีกครั้ง

หากค่ายังต่างกัน ให้ปรับ R1, R4 จนกว่าค่าที่ได้จะเท่ากันทุกค่าตาม ผลการทดลอง

4.3 การทดลองวงจรวัดอุณหภูมิ

การทดสอบวงจรวัดอุณหภูมิ ในเครื่องยนต์โดยตรงทำได้ยาก เพราะอุณหภูมิทำงานมีช่วงแคบ คือ 80-90 องศาเซลเซียส จึงไม่สามารถลองวัดตลอดย่าน 0-100 องศาได้ แต่เราอาจ

หาเทอร์โมมิเตอร์ที่มีความเที่ยงตรงเชื่อถือได้ มาเป็นตัวอ้างอิงในการเปรียบเทียบ ดังภาพ 4.3.1

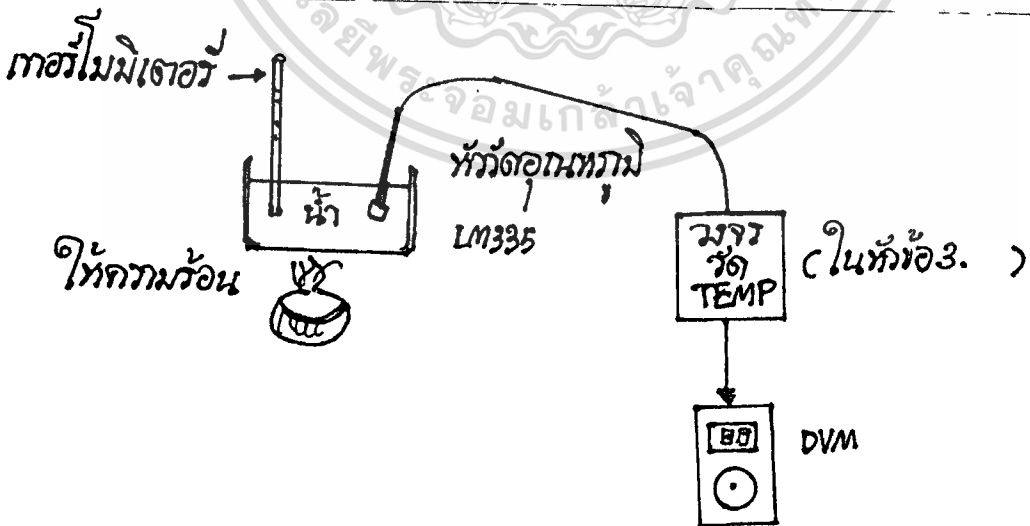
เริ่มแรกให้ต้มน้ำให้ร้อน แล้วเอาเทอร์โมมิเตอร์และหัววัดอุณหภูมิซึ่งคือตัวไอ.ซี.เบอร์-LM335 จุ่มลงในน้ำพร้อมกัน สังเกตและอ่านค่าการเพิ่มของอุณหภูมิที่เทอร์โมมิเตอร์และการเพิ่มของแรงดันเอาท์พุทของวงจรวัดที่ละ 10 องศา คำนวณแรงดันที่ได้ให้เป็นค่าอุณหภูมิตามสมการ

$$\text{อุณหภูมิองศาเซลเซียส} = \text{แรงดันเอาท์พุท} \times 0.05$$

แล้วบันทึกผลที่ได้ทั้งหมดเปรียบเทียบกันในตาราง 4.3.1

ผลการทดลองตาราง 4.3.1

อุณหภูมิจากเทอร์โมมิเตอร์ (องศาเซลเซียส)	แรงดันเอาท์พุท (โวลท์)	อุณหภูมิจากการคำนวณ (องศาเซลเซียส)
10	0.5	10
20	1	20
30	1.5	30
40	2	40
50	2.5	50
60	3	60
70	3.5	70
80	4	80
90	4.5	90
100	5	100



ภาพ 4.3.1 การทดลองการวัดอุณหภูมิ

ปรับแต่งวงจร

จากผลการทดลองในตาราง ค่าแรงดันจากคานาแผนการจดด้วยเทอร์โมมิเตอร์ต้องเท่า-
กัน หากต่างกันให้ปรับ VRx จนแรงดันคร่อมขา(+) ของ IC 2/3 มีค่าเท่ากับ 2.98 โวลต์-
และเอาท์พุทต้องมีค่าตามสมการ แรงดันอ้างอิงที่ขา(-) ของ IC 2/3 จะต้องมีค่าเท่ากับ โวลต์
โดยการปรับ VRs

4.4 การทดลองวงจรวัดความดันน้ำมันเครื่อง

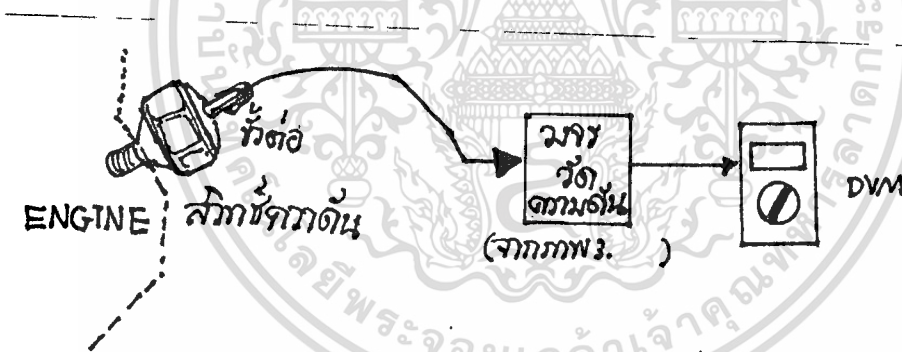
การทดลองวัดความดันสามารถทำได้ที่เครื่องยนต์โดยตรง ดังภาพ 4.4.1

เมื่อต่อวงจรทดลองตามภาพเสร็จแล้ว ให้บิดสวิตช์กุญแจมาที่ตำแหน่ง IG แล้ววัด แรงดัน
ที่ขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q บันทึกลงในตาราง 4.4.1 เสร็จแล้วสตาร์ทเครื่องยนต์
และวัดแรงดันนี้อีกครั้งแล้วบันทึกลงในตารางด้วย

ผลการทดลอง ตาราง 4.4.1

ตำแหน่งสวิตช์กุญแจ	ค่าแรงดันที่ขาคอลเลคเตอร์
IG	0 โวลต์
ST	5 โวลต์

ผลการทดลองถ้าไม่ได้ตามตารางแสดงว่า สวิตช์ความดันเสียหรือ น้ำมันเครื่องอาจเสื่อม
คุณภาพแล้ว ต้องเปลี่ยนใหม่ก่อนแล้วมาทดลองใหม่ ให้ได้ผลตามตาราง



ภาพ 4.4.1 การทดลองการวัดความดัน

4.5 การทดลองวงจรวัดระดับน้ำมันเชื้อเพลิงในถัง

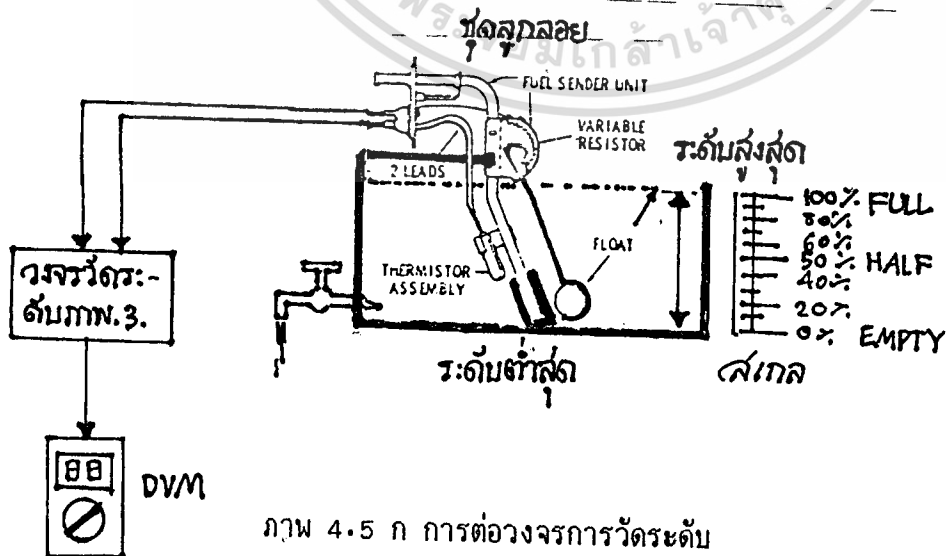
การทดลองวงจรวัดระดับน้ำมันเชื้อเพลิง ต้องเตรียมการอุปกรณ์ทดลองภายนอกถัง เนื่องจาก
จากไม่สะดวกที่จะคาลิเบรทโดยการ เติมน้ำมันในถังน้ำมันแล้ววัดค่าทุกๆระดับไปมาหลายครั้งได้
ซึ่งจำเป็นต้องถอดชุดลูกลอยจากถังจริงมายึดติดตั้งชั่วคราวกับถังจำลอง ซึ่งต้องมีขนาดเหมาะสม
กับขนาดของลูกลอยให้สามารถกวาดได้รัศมีจากระดับต่ำสุดถึงสูงสุดได้สะดวก แล้วแบ่งสเกล
ที่ข้างถังเป็น 10 ส่วนเท่าๆกัน โดยอาจแบ่งเป็นเศษส่วนหรือเปอร์เซ็นต์ก็ได้ จากนั้นเริ่มการทดลอง
ต่อวงจรดังภาพ 4.5 ก

เตรียมรางแรงดันลูกลอยลอยตัวสูงสุดและตอง เช่นจุดเคียวลมจุดสูงสุดหภาพการแนว
สเกลไว้ สังเกตการเปลี่ยนแปลงด้านเอาท์พุทของวงจร ปรับ V_{rx} ให้ได้แรงดันคร่อมความต้าน
ทานลูกลอยเท่ากับ 0.5 โวลท์ที่ระดับน้ำสูงสุด จากนั้นปล่อยน้ำออกข้างสังเกตและบันทึกผลลงใน
ตาราง 4.5 ควรทำการทดลองซ้ำหลายครั้งให้แน่ใจว่าวงจรมีความแม่นยำสม่ำเสมอ

ระดับน้ำในถัง	เอาท์พุท (โวลท์)	ระดับน้ำที่ได้โดยการคำนวณ
100%	5	100%
90%	4.5	90%
80%	4	80%
70%	3.5	70%
60%	3	60%
50%	2.5	50%
40%	2	40%
30%	1.5	30%
20%	1	20%
10%	0.5	10%
0	0	0

ตารางการทดลองที่ 4.5

เมื่อทดลอง ได้ผลดีที่สุดแล้ว ถอดลูกลอยไปประกอบในถังจริงตามเดิม ขณะนี้วงจร-
สามารถใช้งานจริงได้แล้ว



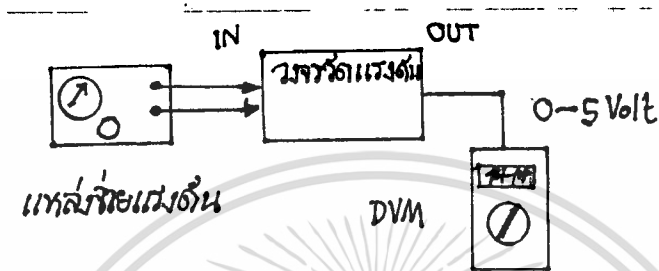
ภาพ 4.5 ก การต่อวงจรการวัดระดับ

4.6 การทดลองวัดกระแสและแรงดัน

การทดลองวงจรวัดแรงดันสามารถทำได้โดยการใช้แหล่งจ่ายไฟตรงปรับค่าได้ตั้งแต่ ๐ ถึง 15 โวลต์เป็นอย่างน้อยมาบ่อนแก้อินพุทของวงจรวัด โดยเริ่มจากค่า ๐ โวลต์ เพิ่มทีละ 3- โวลต์ แล้ววัดผลทางเอาท์พุทแต่ละครั้ง นำมาคำนวณหาเป็นค่าแรงดันอินพุท โดยใช้สมการ

$$\text{แรงดันอินพุท} = \text{แรงดันเอาท์พุท} * 3$$

ผลที่ได้จะเปรียบเทียบในตาราง 4.6 และภาพ 4.6 ก



ภาพ 4.6 ก การทดลองการวัดแรงดัน

แรงดันอินพุท (โวลต์)	แรงดันเอาท์พุทของวงจร (โวลต์)	ค่าที่ได้โดยการคำนวณ (โวลต์)
0	0	0
3	1	3
6	2.08	6.24
9	3.02	9.06
12	4.04	12.12
15	4.98	14.94

ผลการทดลองตาราง 4.6

ถ้าผลการทดลองไม่ได้ตามตาราง ให้ปรับอัตราขยายของ IC 2/3 ที่ R จนกว่าจะได้ค่าถูกต้อง

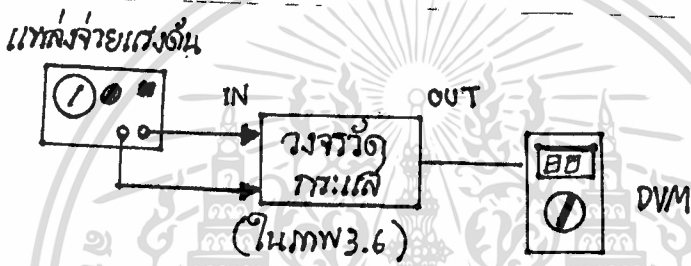
ส่วนการวัดกระแสเป็นการทดลองขั้นแรกไม่สามารถวัดกับแบตเตอรี่ในรถยนต์โดยตรงได้ ต้องทดลองด้วยการบ่อนแรงดัน 5 ค่าขนาดเล็กเป็นมิลลิโวลต์แก่วงจรวัดกระแสดังภาพ 4.6 ข แล้ววัดผลทางเอาท์พุท นำมาคำนวณหาค่าเทียบเป็นกระแสโดยใช้สมการ

จากนั้นบันทึกผลในตาราง 4.6

กระแสเทียบเท่า แรงดันที่บ่อนตามค่ากระแส แรงดันเอาท์พุท ค่ากระแสที่ได้จากการคำนวณ (แอมแปร์) (มิลลิโวลท์) (โวลท์) (แอมแปร์)

(แอมแปร์)	(มิลลิโวลท์)	(โวลท์)	(แอมแปร์)
0	0	0	0
10	0.01	1	10
20	0.02	2	20
30	0.03	3	30
40	0.04	4	40
50	0.05	5	50

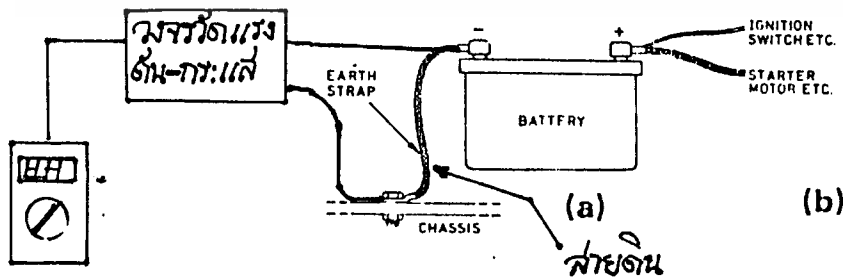
ผลการทดลองตาราง 4.6



ภาพ 4.6 ข. การทดลองวัดกระแส

การคาลิเบรทและปรับตั้งวงจร

ผลที่ได้ในตารางกระแสเทียบเท่า (โดยการบ่อนแรงดันแทน) ต้องได้เท่ากับกระแสจากการคำนวณ ถ้าได้ค่าต่างกันอย่างมาก ต้องทำการปรับเกนการขยายของ IC 2/4 จนได้ค่าถูกต้องเมื่อทดลองได้ผลดีแล้ว ให้ลองกับวงจรในรถจริงดังภาพ 4.6 ค.



ภาพ 4.6 ค. การวัดกระแสจริง

แล้วทำการทดลองเหมือนข้างบน แต่เป็นการทดลองเทียบกับกระแสจริง โดยใช้แอมมิเตอร์แบบเที่ยงตรงเป็นมาตรฐานอ้างอิง การปรับโหลดกระแสทำได้โดยการทดลองเปิดอุปกรณ์ไฟฟ้าทีละอย่าง ทั้งขนาดและติดเครื่องยนต์ เช่น เปิดไฟหน้า ไฟเลี้ยว แอร์ กดแตร เพื่อสังเกตและบันทึกผลในตาราง 4.6 จ

สภาวะการใช้โหลด	กระแสที่อ่านจากมิเตอร์ (แอมแปร์)	เอาท์พุทจากเครื่องวัด (โวลท์)	กระแสที่คำนวณ (แอมแปร์)
เปิดไฟเลี้ยว	5	0.5	0.5
เปิดไฟหน้า	7.5	0.76	0.75
กดแตร	5	0.5	0.5
ฯลฯ			

ตาราง 4.6 จ

จะเห็นว่าถ้าการทดลองชิ้นแรกได้ผลถูกต้อง การต่อวัดในการใช้งานจริงก็ไม่มีปัญหาไว้ในบางกรณี ที่เราเก็บเลือกค่าความต้านทานของขั้วหรือสายดินไม่ถูกต้อง ซึ่งต้องแก้ไขใหม่เสียก่อน จึงมาทดลองกันใหม่

4.7 การทดลองการตรวจจับสภาวะการทำงานของหลอดไฟต่างๆ

การทดลองวงจรส่วนนี้จำเป็นต้องทดลองภายนอกให้ถูกต้องที่สุดจริงๆ เสียก่อนที่จะนำไปใช้งานในรถจริงๆ เพราะต้องมีการตัดแปลงวงจรไฟฟ้าในรถยนต์หลายส่วน คือต้องตัดต่อเอาตัวต้านทานทั้งหลายที่คำนวณได้ในหัวข้อ 3.7 แทรกในวงจรหลอดไฟต่างๆ ซึ่งจำเป็นต้องมีลายวงจรการเดินสายไฟของรถยนต์คันนั้นประกอบด้วย เพื่อป้องกันการผิดพลาด

การทดลองเริ่มด้วยการนำหลอดไฟขนาด 3, 8, 25 และ 45 วัตต์มาต่อกับวงจรตรวจจับดังภาพ 4.7 ก แล้วทดลองเปิด-ปิดสวิตช์ สังเกตผลการสว่างและดับของหลอดประกอบกับสภาวะเอาท์พุทของวงจรแล้ว บันทึกผลในตาราง 4.7 ก

ตาราง 4.7 ก

ขนาดหลอด (วัตต์)	เอาท์พุทเมื่อสวิตช์ on / off (โวลท์)
3	0 / 5
8	0 / 5
25	0 / 5
45	0 / 5

ถ้าทดลองแล้วได้ผลตามตารางแสดงว่าวงจรทำงานถูกต้องต่อไปเป็นการทดสอบการทำงานวงจรเมื่อหลอดขาด ซึ่งอาจหาหลอดที่เสียแล้วมาทดลองหรือ

อาจจำลองการขาดหลอดไฟ โดยการปลดหลอดจากวงจรไฟ แล้วทดลองซ้ำแบบเดิม บันทึกผลใน ตาราง 4.7 ข

ขนาดหลอดไฟที่ขาด	เอาที่นุท เมื่อสวิตช์ on / off
3	5 / 5
10	5 / 5
25	5 / 5
45	5 / 5

ผลการทดลองตาราง 4.7 ข

ผลที่ได้จากการทดลองนี้ แสดงถึงความสามารถในการตรวจจับสภาพหลอดไฟ ถ้ามีผลตามนี้หมายถึง วงจรมีการทำงานถูกต้องทุกประการ และนำค่าความต้านทานที่คำนวณได้ไปติดตั้ง ใน วงจรไฟฟ้ารถ ตามไดอะแกรมการเดินสายไฟดังกล่าว



บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป

เนื่องโครงการนี้เป็นโครงย่อยของโครงการ COMPUTERIZED MEASURING SYSTEM ซึ่งแบ่งเป็น 4 กลุ่ม ดังนั้นการกำหนดรายละเอียดต่างๆ เกี่ยวการออกแบบวงจรวัด เช่น ย่านการวัด, รูปแบบของสัญญาณที่จะใช้, หลักการและวิธีการวัดต่างๆ รวมถึงแบบและชนิดของอุปกรณ์ที่จะใช้สร้างและออกแบบวงจร จึงไม่สามารถทำได้โดยอิสระ ต้องรอความความเห็นหรือ ความต้องการของอีก 3 กลุ่มที่เหลืออยู่เสมอ ทำให้การลงมือทำงานล่าช้า ประกอบกับเครื่องมือเครื่องใช้คุณภาพดีมีจำกัด แต่ความต้องการใช้มีมากหลายกลุ่มรวมถึงอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ในท้องตลาดคุณภาพยังไม่ดีนัก และมักเป็นเหตุให้วงจรทำงานได้คลาดเคลื่อนจากการคำนวณตามทฤษฎีและโดยเฉพาะโครงการนี้เป็นเรื่องเกี่ยวกับการสร้างระบบและเครื่องมือวัด ซึ่งมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่ต้องใช้อุปกรณ์ที่มีคุณภาพดีเยี่ยมและยังต้องมีการปรับเทียบกับเครื่องมือวัดมาตรฐานที่มีคุณภาพดีเท่านั้น จึงจะทำให้วงจรมีคุณสมบัติของเครื่องมือวัดที่ดี มีความเที่ยงตรงและแม่นยำในการวัดสูง นอกจากนี้ยังต้องมีการทดสอบวงจรที่ออกแบบ กับรถยนต์จริงอยู่บ่อยครั้ง เพื่อศึกษาข้อมูลเพิ่มเติมไปปรับปรุงแก้ไขวงจรให้ใช้งานได้ดีขึ้นเรื่อยๆ ซึ่งการนี้ได้รับความเอื้อเฟื้อจากอาจารย์ที่ปรึกษาให้ ใช้รถส่วนตัวของอาจารย์เองใช้ในการทดลองได้ตามโอกาสที่ร่วว่าง ทำให้วงจรที่ออกแบบมามีความคลาดเคลื่อนอยู่ ซึ่งแก้ไขได้โดยการ เลือกใช้อุปกรณ์เกรดสูงกว่าที่ขายทั่วไปซึ่งมีราคาแพงมาก นอกจากนี้ปัญหาที่พบคือรถยนต์แต่ละคันก็มีรายละเอียดทางเทคนิคต่างกันอยู่บ้าง เช่น อัตราทดเกียร์และเฟืองท้าย ทำให้ต้องมีการปรับวงจรทุกครั้งสำหรับรถแต่ละคัน (แม้ว่าจะสามารถเปลี่ยนที่โปรแกรมได้เช่นกัน แต่ก็ควรมีการทดสอบปรับเทียบเพื่อความถูกต้องอย่างแท้จริง) โครงการนี้ผู้ทำคิดว่าเหมาะต่อการนำไปศึกษาค้นคว้าพัฒนาต่อมากกว่าจะนำไปใช้งานจริงเพราะเมื่อเทียบราคาการสร้างทั้งหมด 4 ส่วนแล้วสูงเกินกว่าประโยชน์ที่จะได้รับเพียงความสะดวกในการอ่านค่าวัดแบบเข็มมาเป็นแบบตัวเลข หรือเสียงพูดอีกประการหนึ่งเทคโนโลยีการนำระบบคอมพิวเตอร์มาใช้ในรถนี้ที่ต่างประเทศ เช่น อเมริกา ญี่ปุ่น นั้นมีมานานแล้ว และมีสมรรถนะสูงกว่านี้มาก สามารถวัดและควบคุมตัวแปรได้ทุกตัวอัตโนมัติ มีระบบนำทางโดยใช้ดาวเทียม ฯลฯ แต่อย่างไรก็ตามสิ่งเหล่านี้ต้องใช้เทคโนโลยีและเงินทุนในการค้นคว้าสูงมากซึ่งเรายังไม่พร้อมทั้งสองประการ โครงการนี้นับเป็นเบื้องต้นสำหรับการก้าวไปสู่จุดนั้น และหวังว่าในอนาคตเราจะมีรถคอมพิวเตอร์ที่สมบูรณ์แบบกว่านี้

LM124/LM224/LM324, LM124A/LM224A/LM324A, 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 15 V_{DC} power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional ±15 V_{DC} power supplies.

Unique Characteristics

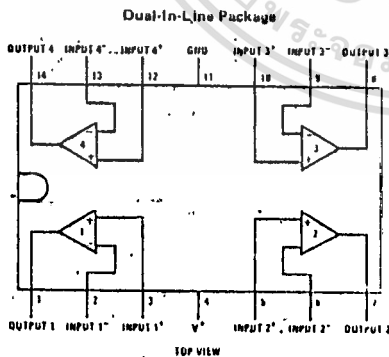
- In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.
- The unity gain cross frequency is temperature compensated.
- The input bias current is also temperature compensated.

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

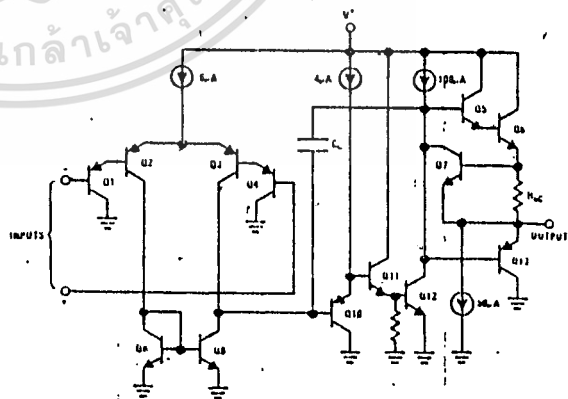
Features

- 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 3 V_{DC} to 30 V_{DC}
or dual supplies ±1.5 V_{DC} to ±15 V_{DC}
- Very low supply current drain (800μA) – essentially independent of supply voltage (1 mA/op amp at 15 V_{DC})
- Low input biasing current 45 nA_{DC}
(temperature compensated)
- Low input offset voltage 2 mV_{DC}
and offset current 5 nA_{DC}
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage 0 V_{DC} to V⁺ - 1.5 V_{DC}
swing

Connection Diagram


Order Number LM124J, LM124AJ,
LM224J, LM224AJ, LM324J,
LM324AJ or LM2902J
See NS Package J14A

Order Number LM324N, LM324AN
or LM2902N
See NS Package N14A

Schematic Diagram (Each Amplifier)


Absolute Maximum Ratings

PARAMETER	LM124/LM224/LM324	LM2902	LM124/LM224/LM324	LM2902
Supply Voltage, V^+	32 VDC or ±16 VDC	±5 VDC or ±13 VDC	50 mA	50 mA
Differential Input Voltage	±32 VDC	-0.3 VDC to +28 VDC	0°C to +70°C	-40°C to +85°C
Input Voltage	-0.3 VDC to +28 VDC	570 mW	-25°C to +55°C	
Power Dissipation (Note 1)	900 mW	570 mW	-55°C to +125°C	
Volled DIP	800 mW	570 mW	-35°C to +150°C	
Cavity DIP	Continuous	570 mW	300°C	
Flat Pack	Continuous	570 mW		
Output Short-Circuit to GND (One Amplifier at a Time)	$V^+ \leq 15$ VDC and $T_A = 25^\circ\text{C}$	Continuous		

Electrical Characteristics ($V^+ = +5.0$ VDC, Note 4)

PARAMETER	CONDITIONS	LM124	LM224	LM324	LM124/LM224	LM324	LM2902	UNITS
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Note 5)	1	3	2	2	2	2	mVDC
Input Bias Current	$I_{IN(+)} \text{ or } I_{IN(-)}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	20	50	45	45	45	45	nADC
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	2	3	5	5	5	5	nADC
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = 30$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	0	$V^+ - 1.5$	$V^+ - 1.5$	$V^+ - 1.5$	$V^+ - 1.5$	$V^+ - 1.5$	VDC
Supply Current	$R_L = \infty$, $V_{CC} = 32$ V, (LM2902 $V_{CC} = 28$ V) $R_L = \infty$ On All 28 Amps Over Full Temperature Range	1.5	3	1.5	1.5	1.5	1.5	mADC
Large Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2$ k Ω , $T_A = 25^\circ\text{C}$	0.7	1.2	0.7	0.7	0.7	0.7	mADC
Output Voltage Swing	$V^+ = 15$ VDC (For Large VO Swing) $R_L \geq 2$ k Ω , $T_A = 25^\circ\text{C}$ (LM2902 $R_L \geq 10$ k Ω)	50	100	25	100	100	100	V/mV
Common Mode Rejection Ratio	DC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	70	85	65	85	85	85	VDC
Power Supply Rejection Ratio	DC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	65	100	65	100	100	100	dB
Amplifier-to-Amplifier Coupling (Non 9)	$f = 1$ kHz to ∞ Hz, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Input Referred)	-120	-120	-120	-120	-120	-120	dB
Output Current Source	$V_{IN} = 1$ VDC, $V_{IN} = 0$ VDC, $V^+ = 15$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	20	40	20	40	20	40	mADC
Sink	$V_{IN} = 1$ VDC, $V_{IN} = 0$ VDC, $V^+ = 15$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	10	20	10	20	10	20	mADC
Short Circuit to Ground	$V_{IN} = 1$ VDC, $V_{IN} = 0$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 200$ mVDC	12	50	12	50	12	50	μ ADC

LM124/LM224/LM324, LM124A/
LM224A/LM324A, LM2902



Electrical Characteristics (Continued)

PARAMETER	CONDITIONS	LM124A	LM224A	LM324A	LM124/LM224	LM324	LK-2932	UNITS
Input Offset Voltage (Note 5)	$R_S = 0\Omega$	4	4	5	MIN TYP MAX	MIN TYP MAX	MIN TYP MAX	mVDC
Input Offset Voltage Drift		7 20	7 20	7 30	7	7	7	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current	$ I_{IN(+)} - I_{IN(-)} $	30	30	75				nADC
Input Offset Current Drift		10 200	10 200	10 300	10	10	10	nADC/ $^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$ I_{IN(+)} $ or $ I_{IN(-)} $	40 100	40 100	40 200	40	40	40	nADC
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = 30\text{VDC}$	0 $V^+ - 2$	0 $V^+ - 2$	0 $V^+ - 2$	0 $V^+ - 2$	0 $V^+ - 2$	0 $V^+ - 2$	VDC
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = +15\text{VDC}$ (For Large V_O Swings) $R_L \geq 2\text{k}\Omega$	25	25	15	25	25	15	V/mV
Output Voltage Swing								
V _{OH}	$V^+ = +30\text{VDC}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$ $R_L \geq 10\text{k}\Omega$	26 27 28	26 27 25	26 27 28	26 27 25	26 27 28	22 23 24	VDC
V _{OL}	$V^+ = 5\text{VDC}$, $R_L \leq 10\text{k}\Omega$	5 20	5 20	5 20	5 20	5 20	5 100	mVDC
Output Current								
Source	$V_{IN}^+ = +1\text{VDC}$, $V_{IN}^- = 0\text{VDC}$, $V^+ = 15\text{VDC}$	10 20	10 20	10 20	10 20	10 20	10 20	mADC
Sink	$V_{IN}^- = +1\text{VDC}$, $V_{IN}^+ = 0\text{VDC}$, $V^+ = 15\text{VDC}$	10 15	5 8	5 8	5 8	5 8	5 8	mADC
Differential Input Voltage (Note 7)		32	32	32	32	32	25	VDC

Note 1: For operating at high temperatures, the LM324/LM224A/LM2902 must be derated based on a $+125^\circ\text{C}$ maximum junction temperature and a thermal resistance of $175^\circ\text{C}/\text{W}$ which exists 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 $+150^\circ\text{C}$ maximum junction temperature. The dissipation is the total of all four amplifiers—use external resistors, where possible, to allow the amplifier to saturate or 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. The maximum output current is approximately 40 mA, independent of the magnitude of V^+ . At values of supply voltage in excess of +15 VDC, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers acting as input diode 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 amp 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 stages will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than -0.3VDC (at 25°C).

Note 3: These specifications apply for $V^+ = +5\text{VDC}$ and $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ and over the full input common-mode range (0 VDC to $V^+ - 1.5\text{VDC}$).

Note 4: These specifications apply for $V^+ = +5\text{VDC}$ and $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$, unless otherwise stated. With the LM224/LM224A, all temperature specifications are limited to $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq -55^\circ\text{C}$, the LM324/LM324A temperature specifications are limited to $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$, and the LM2902 specifications are limited to $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$.

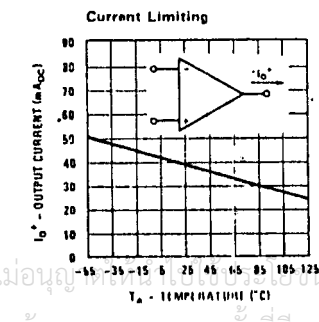
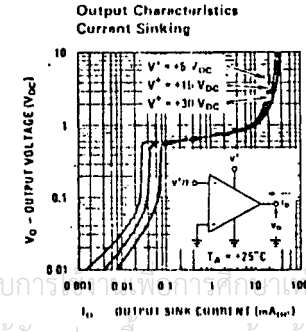
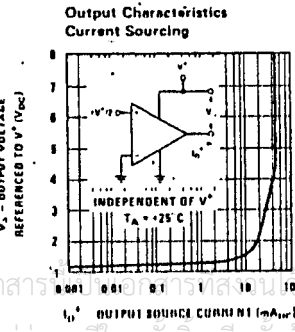
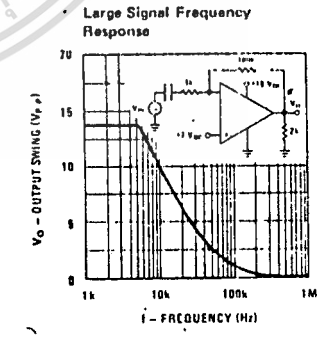
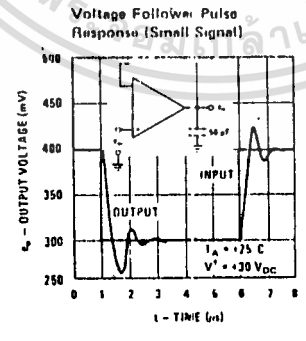
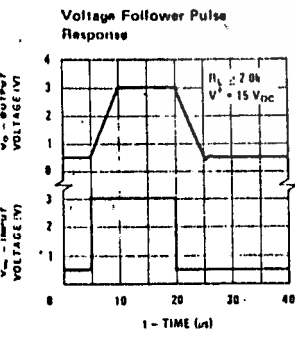
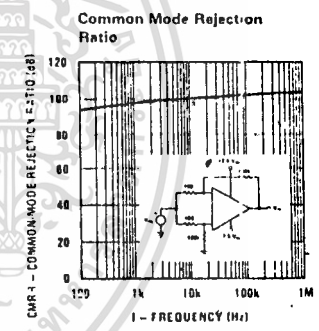
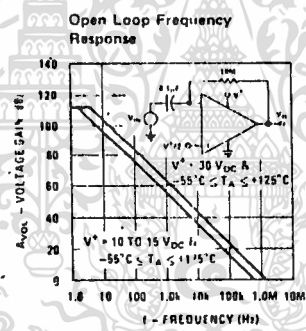
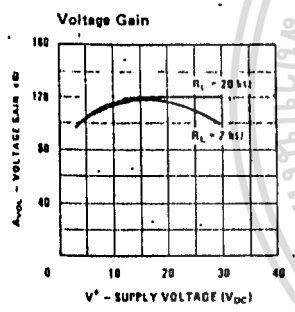
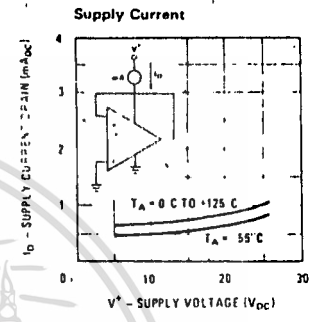
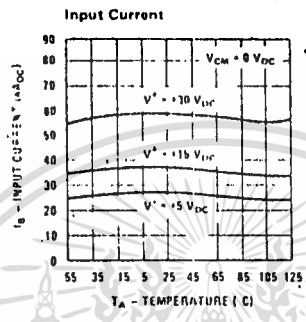
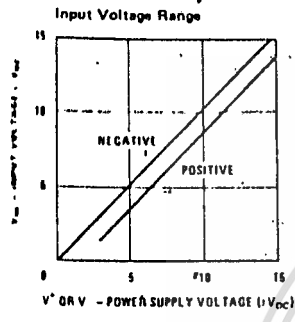
Note 5: $V_O \approx 1.4\text{VDC}$, $R_S = 0\Omega$ with V^+ from 5 VDC to 35 VDC; and over the full input common-mode range (0 VDC to $V^+ - 1.5\text{VDC}$).

Note 6: 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 lines; either or both inputs can go to +32 VDC without damage (1-25 VDC for LM2902).

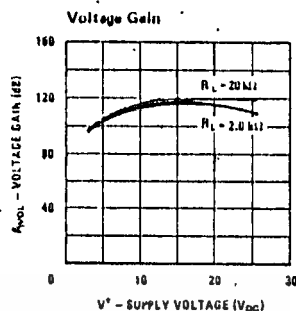
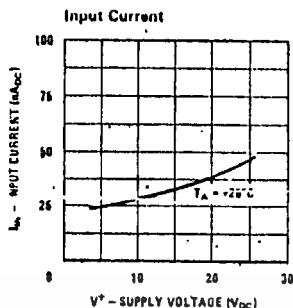
Note 7: Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitive increases at higher frequencies.



Typical Performance Characteristics



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 current 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.

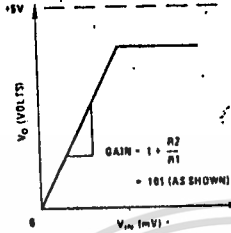
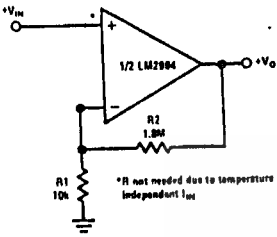
The bias network of the LM124 establishes a drain current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of from 3 V_{DC} to 30 V_{DC}.

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.

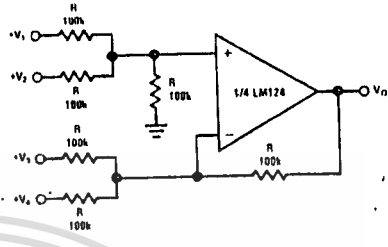
The circuits presented in the section on typical applications emphasize operation on only a single power supply voltage. If complementary power supplies are available, all of the standard op amp circuits can be used. In general, introducing a pseudo-ground (a bias voltage reference of V⁺/2) will allow 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)

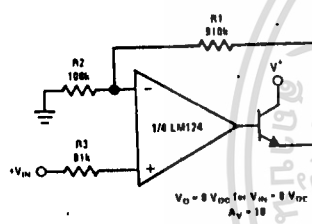


DC Summing Amplifier ($V_{IN'S} \geq 0 V_{DC}$ AND $V_O \geq 0 V_{DC}$)

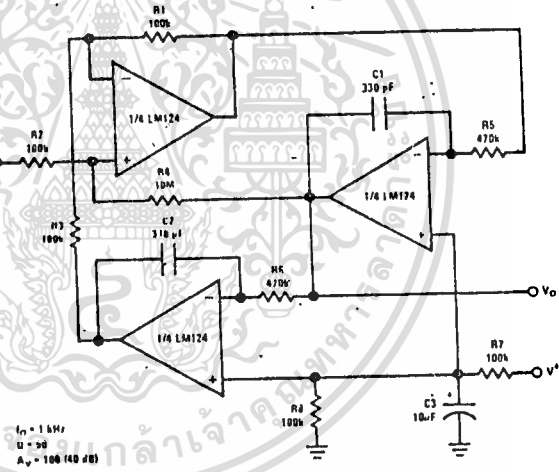


Where: $V_O = V_1 + V_2 + V_3 + V_4$
($V_1 + V_2 + V_3 + V_4$) to keep $V_O < 0 V_{DC}$

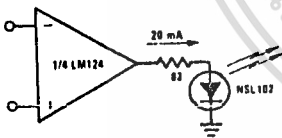
Power Amplifier



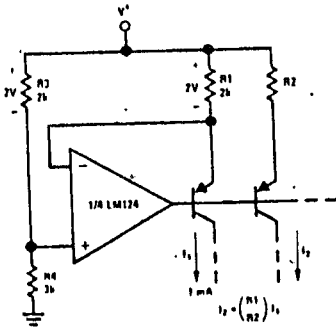
"BI-QUAD" RC Active Bandpass Filter



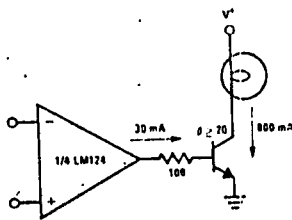
LED Driver



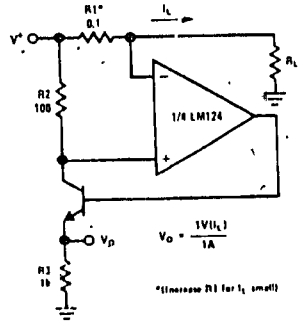
Fixed Current Sources



Lamp Driver



Current Monitor

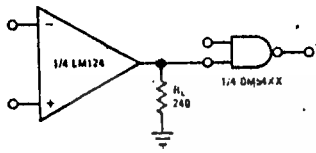


LM124/LM224/LM324, LM124A/
LM224A/LM324A, LM2902

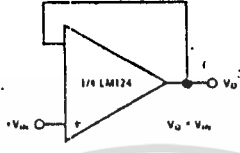


Typical Single-Supply Applications (Continued) ($V^+ = 5.0 V_{DC}$)

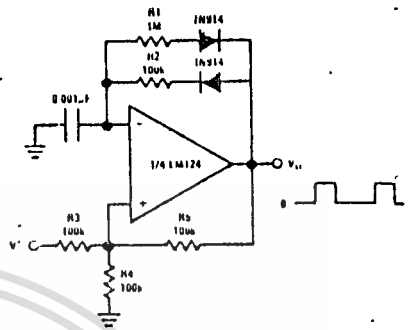
Driving TTL



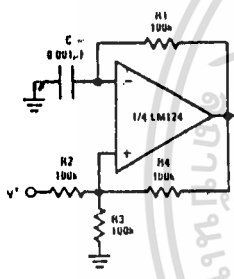
Voltage Follower



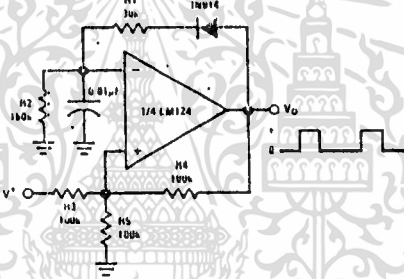
Pulse Generator



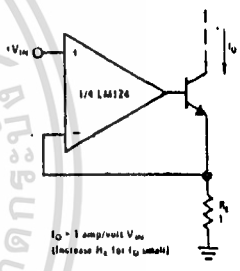
Squarewave Oscillator



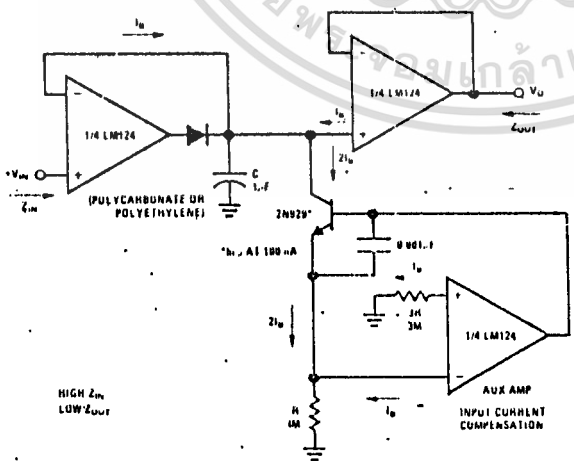
Pulse Generator



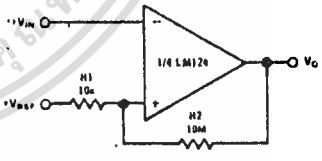
High Compliance Current Sink



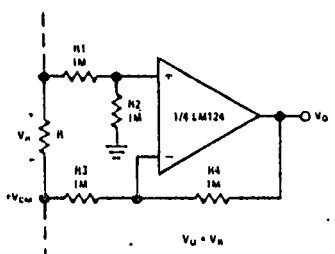
Low Drift Peak Detector



Comparator with Hysteresis



Ground Referencing A Differential Input Signal



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

Voltage Controlled Oscillator Circuit

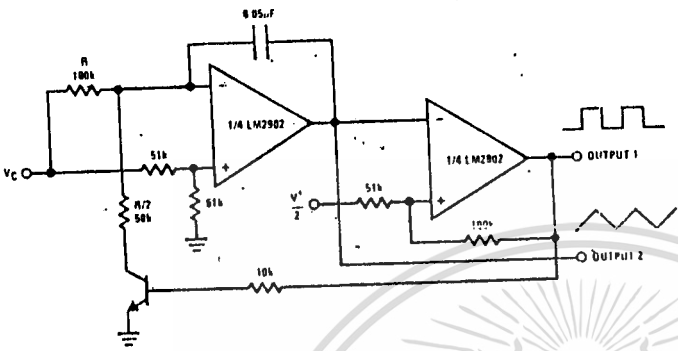
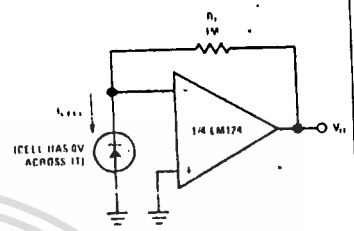
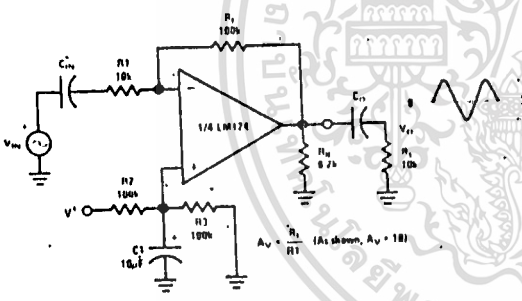


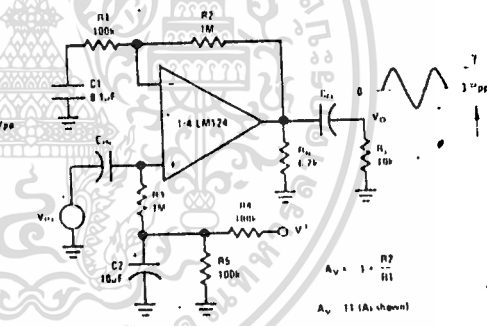
Photo Voltic Cell Amplifier



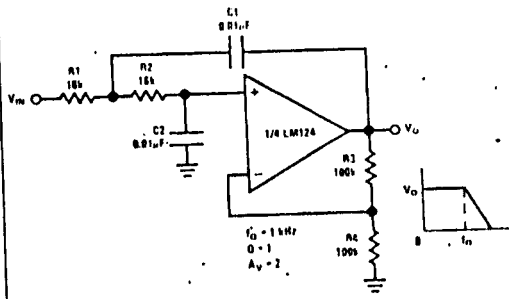
AC Coupled Inverting Amplifier



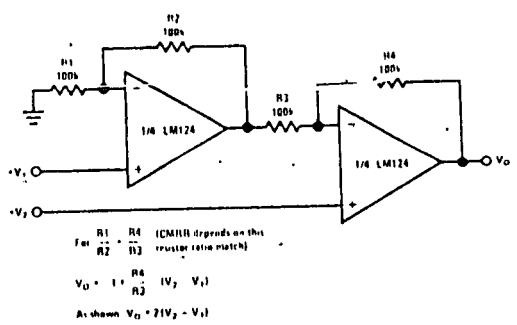
AC Coupled Non-Inverting Amplifier



DC Coupled Low-Pass RC Active Filter

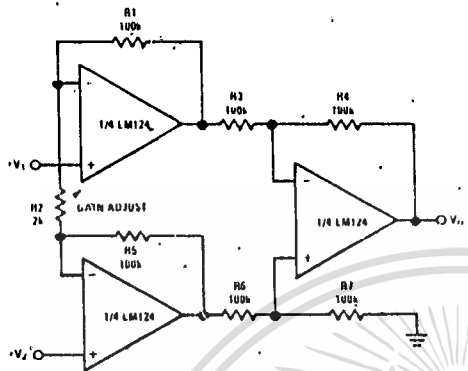


High Input Z, DC Differential Amplifier



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

High Input Z Adjustable-Gain
DC Instrumentation Amplifier

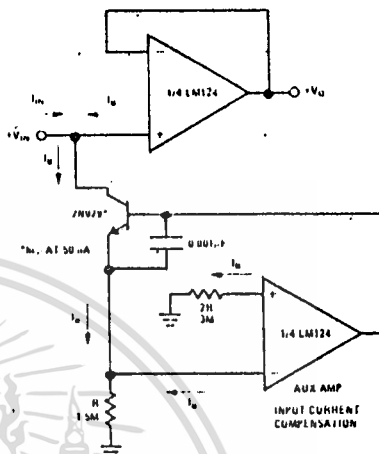


If $R1 = R5$ & $R3 = R4 = R7$ (CMRR depends on match)

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

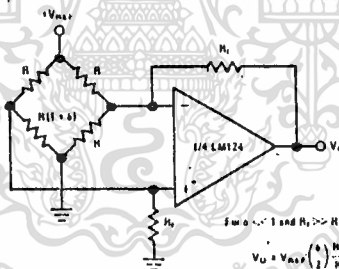
As shown $V_o = 101 (V_2 - V_1)$

Using Symmetrical Amplifiers to
Reduce Input Current (General Concept)



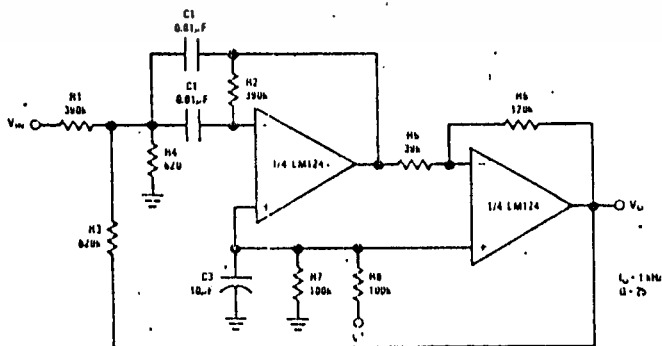
AUX AMP
INPUT CURRENT
COMPLETION

Bridge Current Amplifier



For $N=1$ and $R_2 \gg R$
 $V_o = V_{max} \left(\frac{R_1}{R} \right)$

Bandpass Active Filter



ADC0808, ADC0809 8-Bit μ P Compatible A/D Converters With 8-Channel Multiplexer

General Description

The ADC0808, ADC0809 data acquisition component is a monolithic CMOS device with an 8-bit analog-to-digital converter, 8-channel multiplexer and microprocessor compatible control logic. The 8-bit A/D converter uses successive approximation as the conversion technique. The converter features a high impedance chopper stabilized comparator, a 256 Ω voltage divider with analog switch tree and a successive approximation register. The 8-channel multiplexer can directly access any of 8 single-ended analog signals.

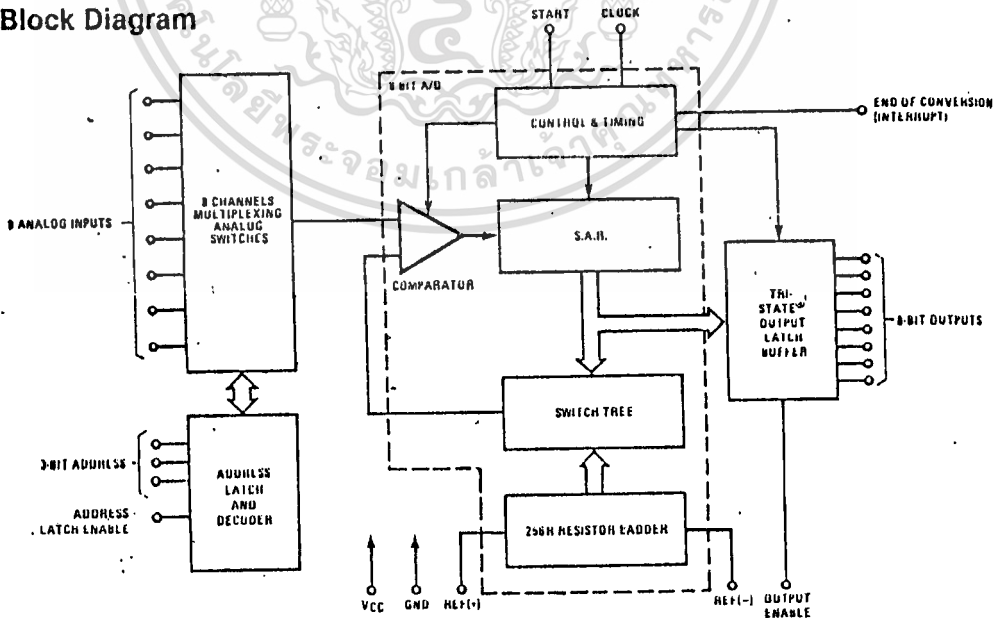
The device eliminates the need for external zero and full-scale adjustments. Easy interfacing to microprocessors is provided by the latched and decoded multiplexer address inputs and latched TTL TRI-STATE[®] outputs.

The design of the ADC0808, ADC0809 has been optimized by incorporating the most desirable aspects of several A/D conversion techniques. The ADC0808, ADC0809 offers high speed, high accuracy, minimal temperature dependence, excellent long-term accuracy and repeatability, and consumes minimal power. These features make this device ideally suited to applications from process and machine control to consumer and automotive applications. For 16-channel multiplexer with common output (sample/hold port) see ADC0816 data sheet. (See AN-247 for more information.)

Features

- Resolution — 8-bits
- Total unadjusted error — $\pm 1/2$ LSB and ± 1 LSB
- No missing codes
- Conversion time — 100 μ s
- Single supply — 5 V_{DC}
- Operates ratiometrically or with 5 V_{DC} or analog span adjusted voltage reference
- 8-channel multiplexer with latched control logic
- Easy interface to all microprocessors, or operates "stand alone"
- Outputs meet T²L voltage level specifications
- 0V to 5V analog input voltage range with single 5V supply
- No zero or full-scale adjust required
- Standard hermetic or molded 28-pin DIP package
- Temperature range — -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$ or -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$
- Low power consumption — 15 mW
- Latched TRI-STATE[®] output

Block Diagram



TRI-STATE[®] is a registered trademark of National Semiconductor Corp.

Absolute Maximum Ratings (Notes 1 and 2)

Supply Voltage (V _{CC}) (Note 3)	6.5V
Voltage at Any Pin	-0.3V to (V _{CC} + 0.3V)
Control Inputs	-0.3V to +15V
Control Inputs	-0.3V to +15V
Control Inputs	-0.3V to +15V
Operating Temperature Range	-85°C to +150°C
Power Dissipation at T _A = 25°C	875 mW
Storage Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Operating Ratings (Notes 1 and 2)

Temperature Range (Note 1)	T _{MIN} ≤ T _A ≤ T _{MAX} -55°C ≤ T _A ≤ +125°C
ADC0808CJ	
ADC0808CCJ, ADC0808CCN, ADC0809CCN	-40°C ≤ T _A ≤ +85°C
Range of V _{CC} (Note 1)	4.5 V _{DC} to 6.0 V _{DC}

Electrical Characteristics

Converter Specifications: V_{CC} = 5 V_{DC} = V_{REF(+)}, V_{REF(-)} = GND, T_{MIN} ≤ T_A ≤ T_{MAX} and f_{CLK} = 640 kHz unless otherwise stated.

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
ADC0808 Total Unadjusted Error (Note 5)	25°C T _{MIN} to T _{MAX}			± 1/2 ± 3/4	LSB LSB
ADC0809 Total Unadjusted Error (Note 5)	0°C to 70°C T _{MIN} to T _{MAX}			± 1 ± 1 1/4	LSB LSB
Input Resistance	From Ref(+) to In(-)	1.0	2.5		kΩ
Analog Input Voltage Range	(Note 4) V(+) or V(-)	GND-0.10		V _{CC} +0.10	V _{DC}
V _{REF(+)} Voltage, Top of Ladder	Measured at Ref(+)		V _{CC}	V _{CC} +0.1	V
V _{REF(+)} +V _{REF(-)} 2 Voltage, Center of Ladder	Measured at Ref(+)	V _{CC} /2-0.1	V _{CC} /2	V _{CC} /2+0.1	V
V _{REF(-)} Voltage, Bottom of Ladder	Measured at Ref(-)	-0.1	0		V
Comparator Input Current	I _C = 640 kHz, (Note 6)	-2	± 0.5	2	μA

Electrical Characteristics

Digital Levels and DC Specifications: ADC0808CJ 4.5V ≤ V_{CC} ≤ 5.5V, -55°C ≤ T_A ≤ +125°C unless otherwise noted
ADC0808CCJ, ADC0808CCN, and ADC0809CCN 4.75 ≤ V_{CC} ≤ 5.25V, -40°C ≤ T_A ≤ +85°C unless otherwise noted

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
ANALOG MULTIPLEXER					
V _{OFF(+)} OFF Channel Leakage Current	V _{CC} = 5V, V _{IN} = 5V, T _A = 25°C T _{MIN} to T _{MAX}		10	200 1.0	nA μA
V _{OFF(-)} OFF Channel Leakage Current	V _{CC} = 5V, V _{IN} = 0, T _A = 25°C T _{MIN} to T _{MAX}	-200 -1.0	-10		nA μA
CONTROL INPUTS					
V _{INH(1)} Logical "1" Input Voltage			V _{CC} -1.5		V
V _{INH(0)} Logical "0" Input Voltage				1.5	V
I _{INH(1)} Logical "1" Input Current (The Control Inputs)	V _{IN} = 15V			1.0	μA
I _{INH(0)} Logical "0" Input Current (The Control Inputs)	V _{IN} = 0	-1.0			μA
I _{CC} Supply Current	f _{CLK} = 640 kHz		0.3	3.0	mA

Electrical Characteristics (Continued)

Digital Levels and DC Specifications: ADC0808CJ $4.5V \leq V_{CC} \leq 5.5V$, $-55^{\circ}C \leq T_A \leq +125^{\circ}C$ unless otherwise noted
 ADC0808CCJ, ADC0808CCN, and ADC0809CCN $4.75 \leq V_{CC} \leq 5.25V$, $-40^{\circ}C \leq T_A \leq +85^{\circ}C$ unless otherwise noted

Parameter		Conditions	Min	Typ	Max	Units
DATA OUTPUTS AND EOC (INTERRUPT)						
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	$I_O = -360 \mu A$	$V_{CC}-0.4$			V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	$I_O = 1.6 \text{ mA}$			0.45	V
$V_{OUT(EO)}$	Logical "0" Output Voltage EOC	$I_O = 1.2 \text{ mA}$			0.45	V
I_{OUT}	TRI-STATE [®] Output Current	$V_O = 5V$ $V_O = 0$	-3		3	μA

Electrical Characteristics

Timing Specifications: $V_{CC} = V_{IL(F+)} = 5V$, $V_{IL(F-)} = GND$, $t_r = t_f = 20 \text{ ns}$ and $T_A = 25^{\circ}C$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
t_{WS}	Minimum Start Pulse Width	(Figure 5)		100	200	μs
t_{WALE}	Minimum ALE Pulse Width	(Figure 5)		100	200	μs
t_s	Minimum Address Set-Up Time	(Figure 5)		25	50	μs
t_H	Minimum Address Hold Time	(Figure 5)		25	50	μs
t_d	Analog MUX Delay Time From ALE	$R_S = 0\Omega$ (Figure 5)		1	2.5	μs
t_{OH}, t_{HO}	OE Control to Q Logic State	$C_L = 50 \text{ pF}$, $R_L = 10k$ (Figure 8)		125	250	μs
t_{OH}, t_{OH}	OL Control to III-Z	$C_L = 10 \text{ pF}$, $R_L = 10k$ (Figure 8)		125	250	μs
t_c	Conversion Time	$f_c = 640 \text{ kHz}$, (Figure 5) (Note 7)	90	100	110	μs
f_c	Clock Frequency		10	640	1280	μs
t_{EOC}	EOC Delay Time	(Figure 5)	0		$8 + 2 \mu s$	μs
C_{IN}	Input Capacitance	At Control Inputs		10	15	μF
C_{OUT}	TRI-STATE [®] Output Capacitance	At TRI-STATE [®] Outputs, (Note 12)		10	15	μF

Note 1: Absolute maximum ratings are those values beyond which the life of the device may be impaired.

Note 2: All voltages are measured with respect to GND, unless otherwise specified.

Note 3: A zener diode exists, internally, from V_{CC} to GND and has a typical breakdown voltage of 7 VDC.

Note 4: Two on-chip diodes are tied to each analog input which will forward conduct for analog input voltages one diode drop below ground or one diode drop greater than the V_{CC} supply. The spec allows 100 mV forward bias of either diode. This means that as long as the analog V_{IN} does not exceed the V_{CC} voltage by more than 100 mV, the output code will be correct. To achieve an absolute 0 VDC to 5 VDC input voltage range will therefore require a minimum supply voltage of 4.900 VDC over temperature variations, initial tolerance and loading.

Note 5: Total unadjusted error includes offset, full-scale, linearity, and multiplexer errors. See Figure 3. None of these A/Ds requires a zero or full-scale adjustment. However, if an all zero code is desired for an analog input other than 0.0V, or if a narrow full-scale span exists (for example: 0.5V to 4.5V full-scale) the reference voltages can be adjusted to achieve this. See Figure 13.

Note 6: Comparator input current is a bias current into or out of the chopper stabilized comparator. The bias current varies directly with clock frequency and has little temperature dependence (Figure 6). See paragraph 4.0.

Note 7: The outputs of the data register are updated one clock cycle before the rising edge of EOC.

Functional Description

Multiplexer: The device contains an 8-channel single-pole analog signal multiplexer. A particular input channel is selected by using the address decoder. Table I shows the input states for the address lines to select any channel. The address is latched into the decoder on the rising-to-high transition of the address latch enable signal.

TABLE I

SELECTED ANALOG CHANNEL	ADDRESS LINE		
	C	B	A
IN0	L	L	L
IN1	L	L	H
IN2	L	H	L
IN3	L	H	H
IN4	H	L	L
IN5	H	L	H
IN6	H	H	L
IN7	H	H	H

CONVERTER CHARACTERISTICS

Converter: The heart of this single chip data acquisition system is its analog-to-digital converter. The converter is designed to give fast, accurate, and repeatable conversions over a wide range of temperatures. The converter is partitioned into 3 major sections: the 256R ladder network, the successive approximation register, and the comparator. The converter's digital outputs are positive true.

The 256R ladder network approach (Figure 1) was chosen over the conventional R/2R ladder because of its inherent monotonicity, which guarantees no missing digital codes. Monotonicity is particularly important in closed loop feedback control systems. A non-monotonic relationship can cause oscillations that will be catastrophic for the system. Additionally, the 256R network does not cause load variations on the reference voltage.

The bottom resistor and the top resistor of the ladder network in Figure 1 are not the same value as the remainder of the network. The difference in these resistors causes the output characteristic to be symmetrical with the zero and full-scale points of the transfer curve. The first output transition occurs when the analog signal has reached + 1/2 LSB and succeeding output transitions occur every 1 LSB later up to full-scale.

The successive approximation register (SAR) performs 8 iterations to approximate the input voltage. For any SAR type converter, n-iterations are required for an n-bit converter. Figure 2 shows a typical example of a 3-bit converter. In the ADC0808, ADC0809, the approximation technique is extended to 8 bits using the 256R network.

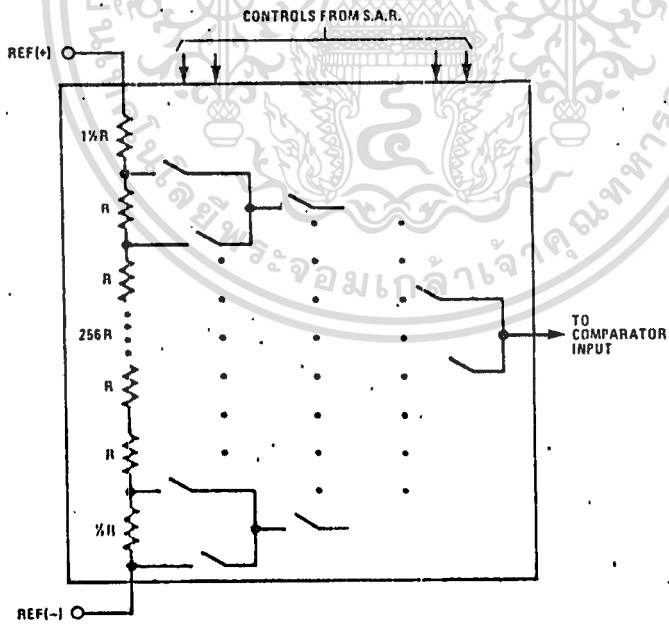


FIGURE 1. Resistor Ladder and Switch Tree

Functional Description (Continued)

The A/D converter's successive approximation register (SAR) is reset on the positive edge of the start conversion (SC) pulse. The conversion is begun on the falling edge of the start conversion pulse. A conversion in process will be interrupted by receipt of a new start conversion pulse. Continuous conversion may be accomplished by tying the end-of-conversion (EOC) output to the SC input. If used in this mode, an external start conversion pulse should be applied after power up. End-of-conversion will go low between 0 and 8 clock pulses after the rising edge of start conversion.

The most important section of the A/D converter is the comparator. It is this section which is responsible for the ultimate accuracy of the entire converter. It is also the

comparator drift which has the greatest influence on the repeatability of the device. A chopper-stabilized comparator provides the most effective method of satisfying all the converter requirements.

The chopper-stabilized comparator converts the DC input signal into an AC signal. This signal is then fed through a high gain AC amplifier and has the DC level restored. This technique limits the drift component of the amplifier and the drift is a DC component which is not passed by the amplifier. This makes the entire A/D converter extremely insensitive to temperature, long term drift and input errors.

Figure 4 shows a typical error curve for the ADC0808, measured using the procedures outlined in AN-179.

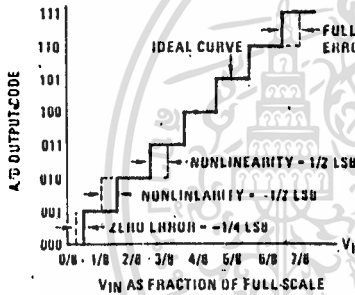


FIGURE 2. 3-BIT A/D Transfer Curve

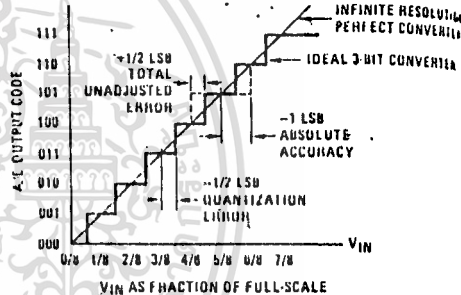


FIGURE 3. 3-Bit A/D Absolute Accuracy Curve

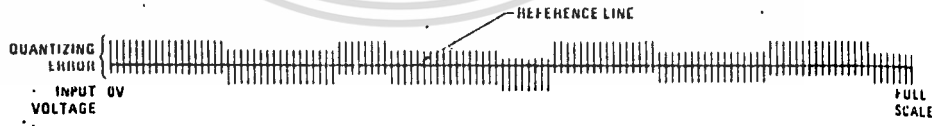
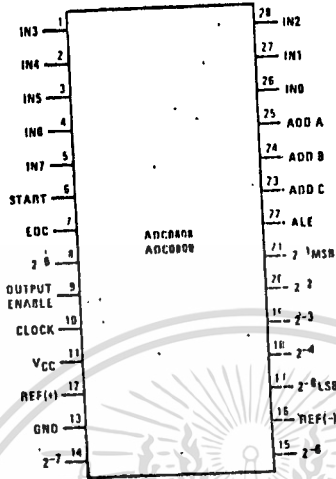


FIGURE 4. Typical Error Curve

Dual-In-Line Package



TOP VIEW

Timing Diagram

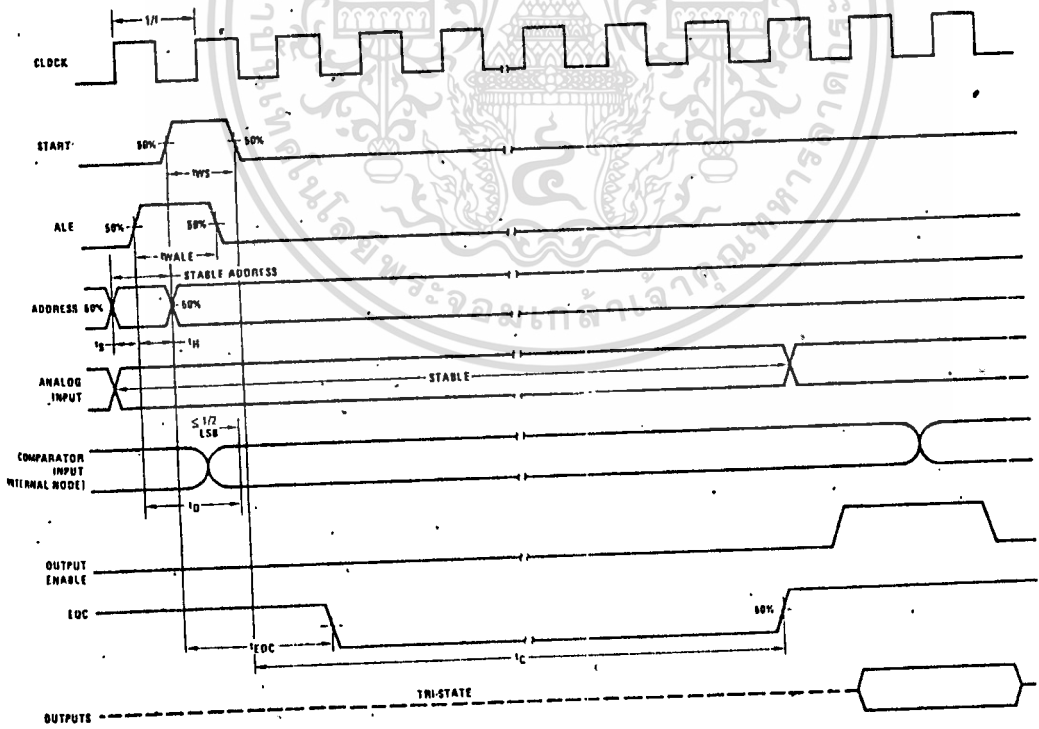


FIGURE 5

Typical Performance Characteristics

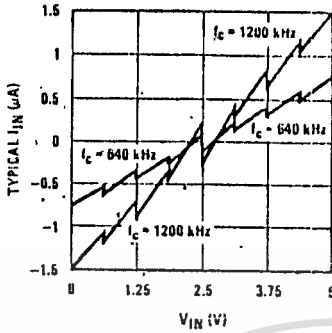


FIGURE 6. Comparator I_{IN} vs V_{IN}
($V_{CC} = V_{REF} = 5V$)

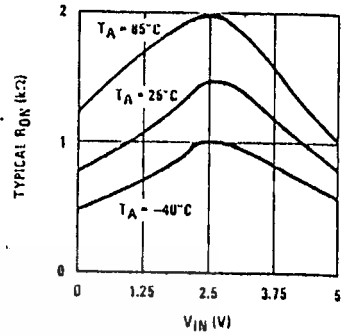


FIGURE 7. Multiplexer R_{ON} vs V_{IN}
($V_{CC} = V_{REF} = 5V$)

TRI-STATE® Test Circuits and Timing Diagrams

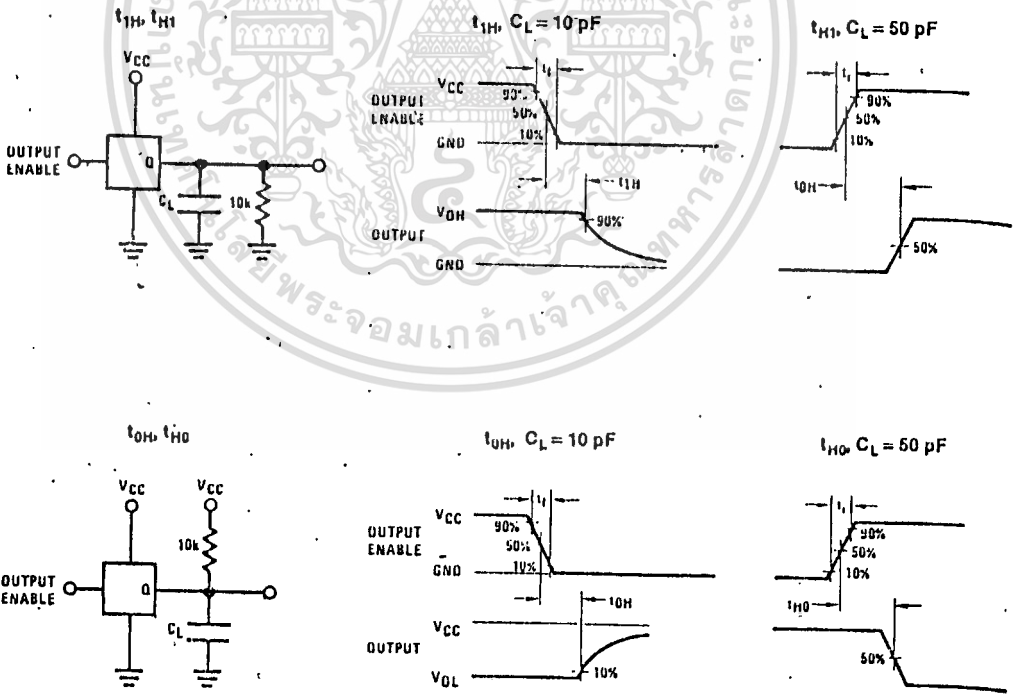


FIGURE 8

Applications Information

OPERATION

Ratiometric Conversion

ADC0808, ADC0809 is designed as a complete Data Acquisition System (DAS) for ratiometric conversion systems. In ratiometric systems, the physical variable being measured is expressed as a percentage of full-scale voltage which is not necessarily related to an absolute standard. The voltage input to the ADC0808 is expressed by the equation

$$\frac{V_{IN} - V_Z}{V_H - V_Z} = \frac{D_X}{D_{MAX} - D_{MIN}} \quad (1)$$

- V_{IN} = Input voltage into the ADC0808
- V_H = Full-scale voltage
- V_Z = Zero voltage
- D_X = Data point being measured
- D_{MAX} = Maximum data limit
- D_{MIN} = Minimum data limit

Good example of a ratiometric transducer is a potentiometer used as a position sensor. The position of the wiper is directly proportional to the output voltage which is a ratio of the full-scale voltage across it. Since the data is represented as a proportion of full-scale, reference requirements are greatly reduced, eliminating a large source of error and cost for many applications. A major advantage of the ADC0808, ADC0809 is that the input voltage range is equal to the supply range so the transducers can be connected directly across the supply and their outputs connected directly into the multiplexer (Figure 9).

Ratiometric transducers such as potentiometers, strain gauges, thermistor bridges, pressure transducers, etc., are suitable for measuring proportional relationships; however, many types of measurements must be referred to an absolute standard such as voltage or current. This means a system reference must be used which relates the full-scale voltage to the standard volt. For example, if $V_{CC} = V_{REF} = 5.12V$, then the full-scale range is divided into 256 standard steps. The smallest standard step is 1 LSB which is then 20 mV.

2.0 Resistor Ladder Limitations

The voltages from the resistor ladder are compared to the selected input 8 times in a conversion. These voltages are coupled to the comparator via an analog switch tree which is referenced to the supply. The voltages at the top, center and bottom of the ladder must be controlled to maintain proper operation.

The top of the ladder, Ref(+), should not be more positive than the supply, and the bottom of the ladder, Ref(-), should not be more negative than ground. The center of the ladder voltage must also be near the center of the supply because the analog switch tree changes from N-channel switches to P-channel switches. These limitations are automatically satisfied in ratiometric systems and can be easily met in ground referenced systems.

Figure 10 shows a ground referenced system with a separate supply and reference. In this system, the supply must be trimmed to match the reference voltage. For instance, if a 5.12V is used, the supply should be adjusted to the same voltage within 0.1V.

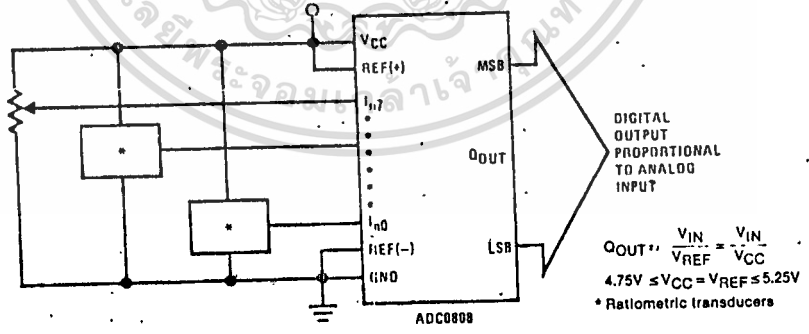


FIGURE 9. Ratiometric Conversion System

Applications Information (Continued)

The ADC0808 needs less than a millamp of supply current so developing the supply from the reference is readily accomplished. In Figure 11 a ground referenced system is shown which generates the supply from the reference. The buffer shown can be an op amp of sufficient drive to supply the millamp of supply current and the desired bus drive, or if a capacitive bus is driven by the output, a large capacitor will supply the transient supply current as shown in Figure 12. The LM301 is overcompensated to insure stability when loaded by the 10 μ F output capacitor.

The top and bottom ladder voltages cannot exceed V_{CC} and ground, respectively, but they can be symmetrically less than V_{CC} and greater than ground. The center of ladder voltage should always be near the center of supply. The sensitivity of the converter can be increased (i.e., size of the LSB steps decreased) by using a symmetrical reference system. In Figure 13, a 2.5V reference is symmetrically centered about $V_{CC}/2$ since the current flows in identical resistors. This system with a 2.5V reference allows the LSB bit to be half the size of a 5V reference system.

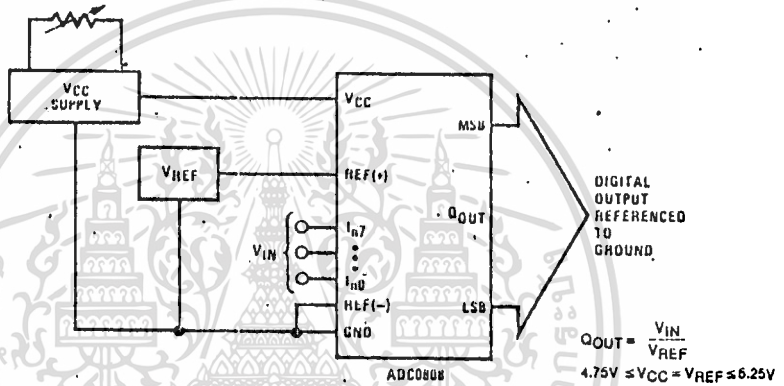


FIGURE 10. Ground Referenced Conversion System Using Trimmed Supply

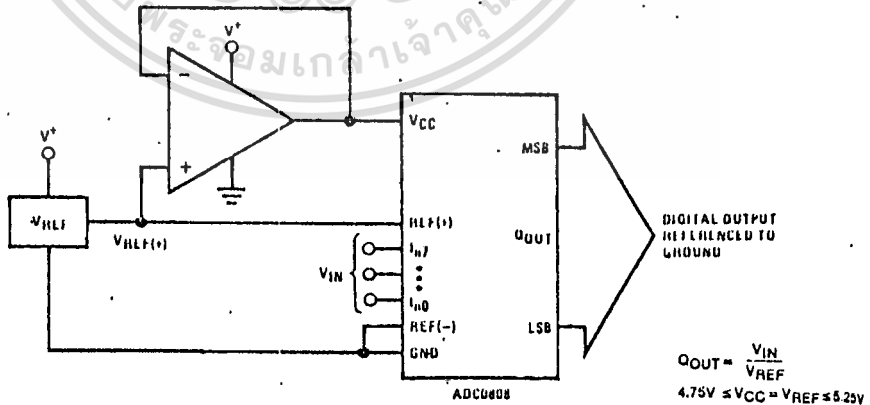


FIGURE 11. Ground Referenced Conversion System with Reference Generating V_{CC} Supply

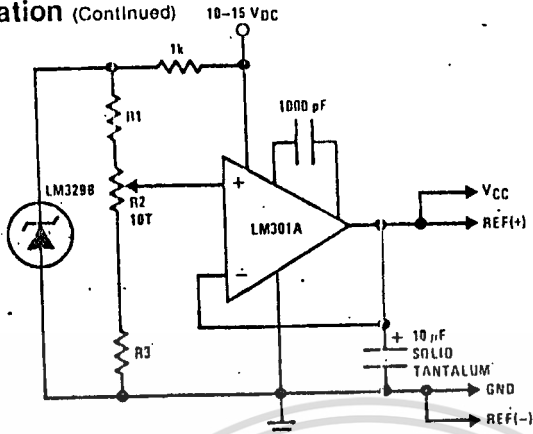


FIGURE 12. Typical Reference and Supply Circuit

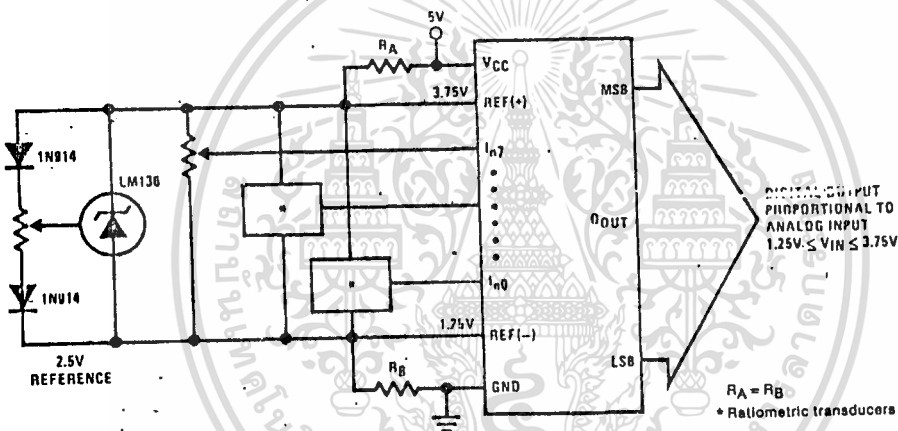


FIGURE 13. Symmetrically Centered Reference

10 Converter Equations

The transition between adjacent codes N and N + 1 is given by:

$$V_{IN} = \left[(V_{REF(+)} - V_{REF(-)}) \left[\frac{N}{256} + \frac{1}{512} \right] \pm V_{TUE} \right] + V_{REF(-)} \quad (2)$$

The center of an output code N is given by:

$$V_{IN} = \left[(V_{REF(+)} - V_{REF(-)}) \left[\frac{N}{256} \right] \pm V_{TUE} \right] + V_{REF(-)} \quad (3)$$

The output code N for an arbitrary input and the integers within the range:

$$N = \frac{V_{IN} - V_{REF(-)}}{V_{REF(+)} - V_{REF(-)}} \times 256 \pm \text{Absolute Accuracy} \quad (4)$$

where: V_{IN} = Voltage at comparator input

$V_{REF(+)}$ = Voltage at Ref(+)

$V_{REF(-)}$ = Voltage at Ref(-)

V_{TUE} = Total unadjusted error voltage (typically $V_{REF(+)} + 512$)

4.0 Analog Comparator Inputs

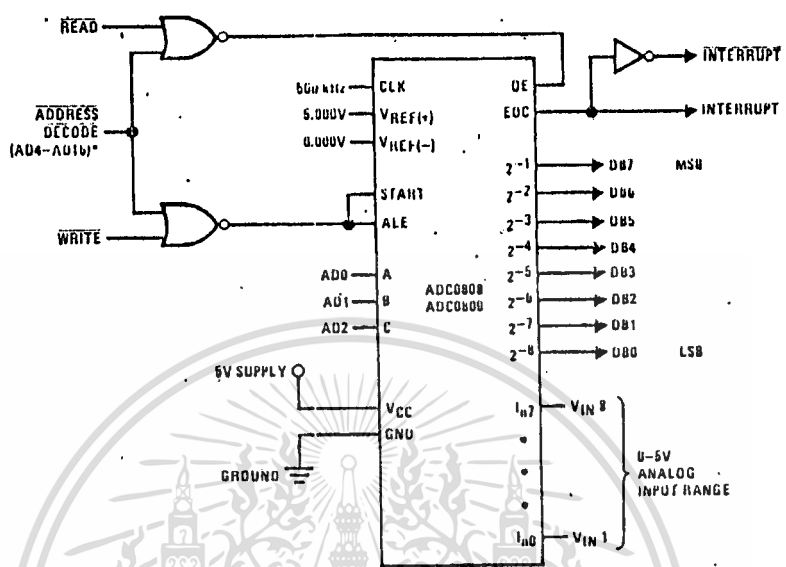
The dynamic comparator input current is caused by the periodic switching of on-chip stray capacitances. These are connected alternately to the output of the resistor ladder/switch tree network and to the comparator input as part of the operation of the chopper stabilized comparator.

The average value of the comparator input current varies directly with clock frequency and with V_{IN} as shown in Figure 6.

If no filter capacitors are used at the analog inputs and the signal source impedances are low, the comparator input current should not introduce converter errors, as the transient created by the capacitance discharge will die out before the comparator output is strobed.

If input filter capacitors are desired for noise reduction and signal conditioning they will tend to average out the dynamic comparator input current. It will then take on the characteristics of a DC bias current whose effect can be predicted conventionally.

Typical Application



* Address latches needed for 8035 and SC/MP Interfacing the ADC0808 to a microprocessor

MICROPROCESSOR INTERFACE TABLE

PROCESSOR	READ	WRITE	INTERRUPT (COMMENT)
8080	MEMR	MEMW	INTN (Thru RST Circuit)
8085	RD	WR	INTN (Thru RST Circuit)
Z-80	RD	WR	INT (Thru RST Circuit, Mody 0)
SC/MP	NRDS	NWDS	SA (Thru Sense A)
6800	VMA+2-R/W	VMA+2-R/W	IRQA or IRQB (Thru-PIA)

Ordering Information

TEMPERATURE RANGE		- 40°C to + 85°C		- 55°C to + 125°C
Error	± 1/2 Bit Unadjusted	ADC0808CCN	ADC0808CCJ	ADC0808CJ
	± 1 Bit Unadjusted	ADC0809CCN		
Package Outline		N28A Molded DIP	J28A Hermetic DIP	J28A Hermetic DIP

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.

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

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)

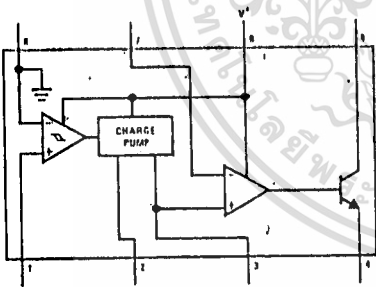
Features

- 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

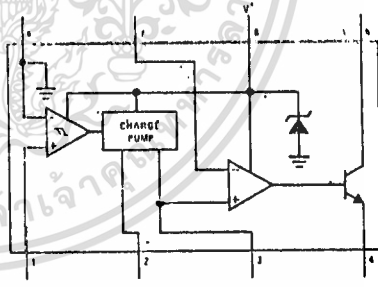
Applications

- 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

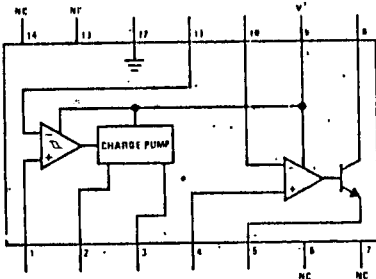
Block and Connection Diagrams Dual-In-Line Packages, Top Views



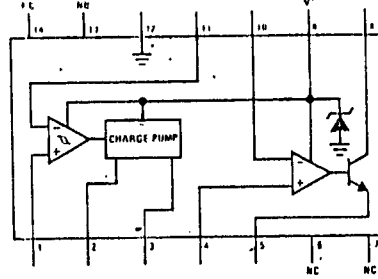
Order Number LM2907N-8
See NS Package N08B



Order Number LM2917N-8
See NS Package N08B



Order Number LM2907J
See NS Package J14A
Order Number LM2907N
See NS Package N14A



Order Number LM2917J
See NS Package J14A
Order Number LM2917N
See NS Package N14A

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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-B, LM2917-B	0.0V to +28V
LM2907, LM2917	0.0V to +28V
Op Amp/Comparator	500 mV
Power Dissipation	
Operating Temperature Range	-40°C to +85°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	350°C

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

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
TACHOMETER					
Input Thresholds	$V_{IN} = 250 \text{ mV}_{p-p} @ 1 \text{ kHz (Note 2)}$	± 10	± 15	± 40	mV
Hysteresis	$V_{IN} = 250 \text{ mV}_{p-p} @ 1 \text{ kHz (Note 2)}$		30		mV
Offset Voltage	$V_{IN} = 250 \text{ mV}_{p-p} @ 1 \text{ kHz (Note 2)}$				mV
LM2907/LM2917			3.5	10	mV
LM2907-B/LM2917-B			5	15	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}	$V_{IN} = -125 \text{ mV}_{DC}$ (Note 3)		2.3		V
Output Current: I_2, I_3	$V_2 = V_1 = 0.0V$ (Note 4)	140	160	240	μA
Leakage Current: I_3	$I_2 = 0, V_3 = 0$			0.1	μA
Gain Constant, K	(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}	$V_{IN} = 0.0V$		3	10	mV
I_{BIAS}	$V_{IN} = 0.0V$		50	500	μA
Input Common-Mode Voltage		0		$V_{CC} - 1.5V$	V
Voltage Gain			200		V/V
Output Sink Current	$V_C = 1.0$	40	60		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
ZENER REGULATOR					
Regulator Voltage	$H_{DROP} = 470\Omega$		7.56		V
Series Resistance			10.5	15	Ω
Temperature Stability			+1		%
TOTAL SUPPLY CURRENT			3.8	6	mA

Note 1: For operation in ambient temperatures above 25°C, the device must be derated based on a 160°C maximum junction temperature and thermal resistance of 176°C/W junction to ambient for package 22 and 16 or a thermal resistance of 187°C/W junction to ambient for package 18.

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 $3/4 \times V_{CC} - 1 V_{BE}$, V_{OL} is equal to $1/4 \times V_{CC} - 1 V_{BE}$ therefore $V_{OH} - V_{OL} = V_{CC}/2$. The difference, V_C , 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.

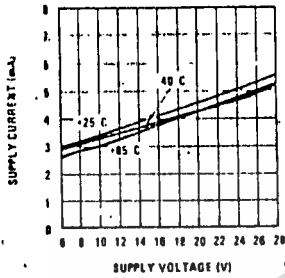
Note 4: Be sure when choosing the time constant $R1 \times C1$ that $R1$ is such that the maximum anticipated output voltage at pin 3 can be achieved with $I_3 \times R1$. The maximum value for $R1$ is limited by the output resistance of pin 3 which is greater than 10 M Ω typically.

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

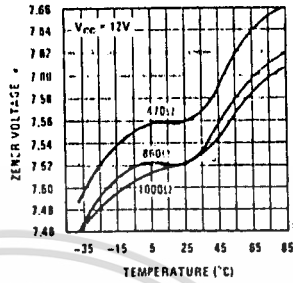
ical Performance Characteristics

LM2907, LM2917

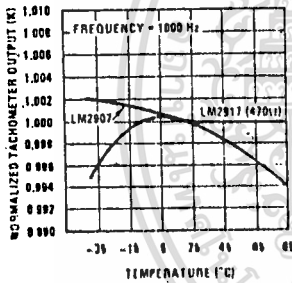
Total Supply Current



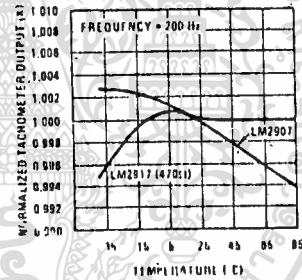
Zener Voltage vs Temperature



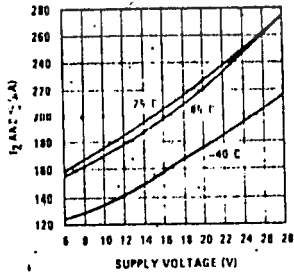
Normalized Tachometer Output vs Temperature



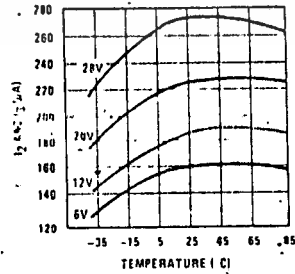
Normalized Tachometer Output vs Temperature



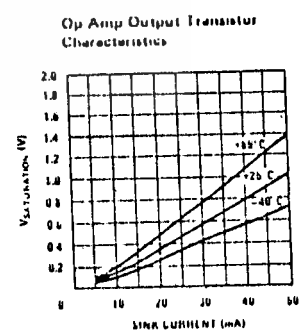
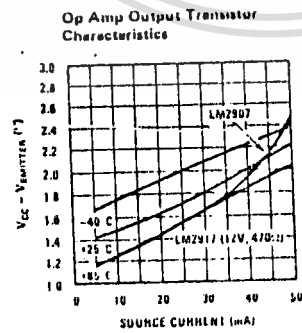
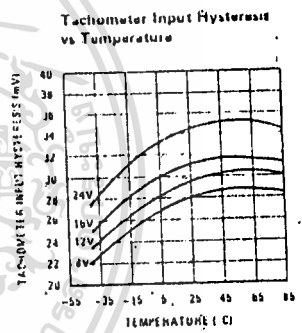
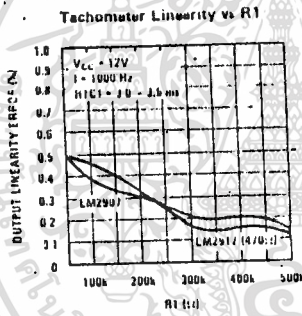
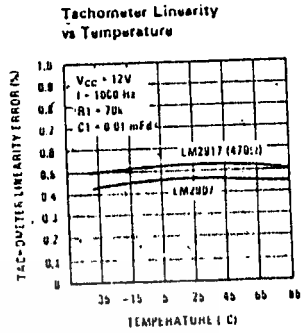
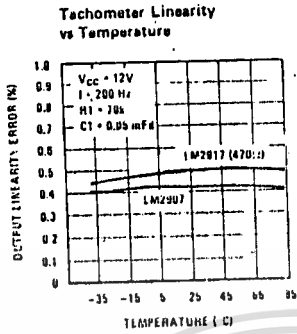
Tachometer Currents I_2 and I_3 vs Supply Voltage



Tachometer Currents I_2 and I_3 vs Temperature



Typical Performance Characteristics (Continued)



General Description (Continued)

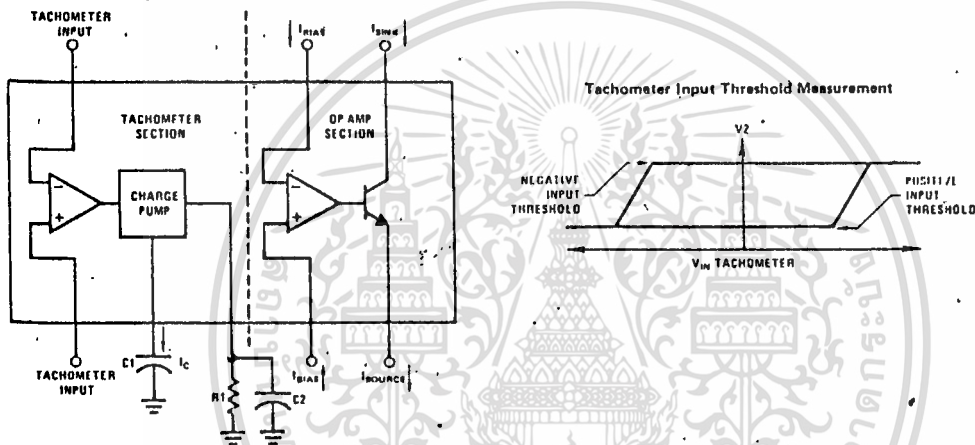
The op amp/comparator is fully compatible with the tachometer and has a floating transistor as its output. This feature allows either a ground or supply referred load of up to 50 mA. The collector may be taken above V_{CC} up to a maximum V_{CE} of 28V.

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



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.

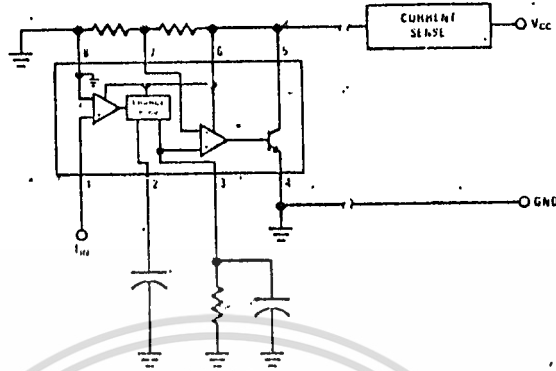
Following the input stage is the charge pump where the input frequency is converted to a dc voltage. To do this requires one timing capacitor, one output resistor, and an integrating or filter capacitor. When the input stage changes state (due to a suitable zero crossing or differential voltage on the 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 $1/2 f_N$ 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:

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

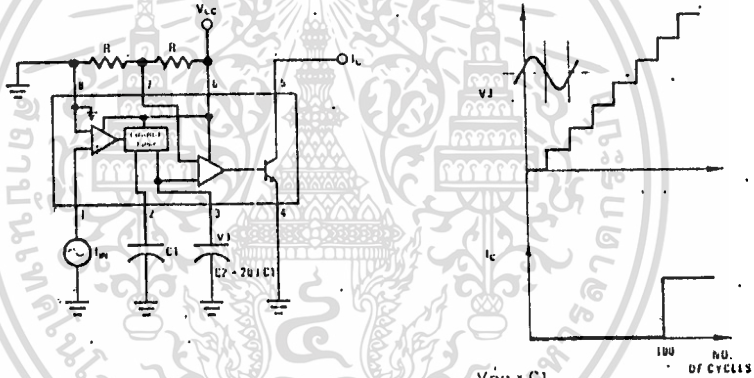
The output circuit mirrors this current very accurately into the load resistor $R1$, connected to ground, such that if the pulses of current are integrated with a filter

Typical Applications (Continued)

Two Wire Remote Speed Switch



100 Cycle Delay Switch



$$V_J \text{ steps up in voltage by the amount } \frac{V_{CC} \times C_1}{C_2}$$

for each complete input cycle (2 zero crossings)

Example

If $C_2 = 70 C_1$ after 100 consecutive input cycles.

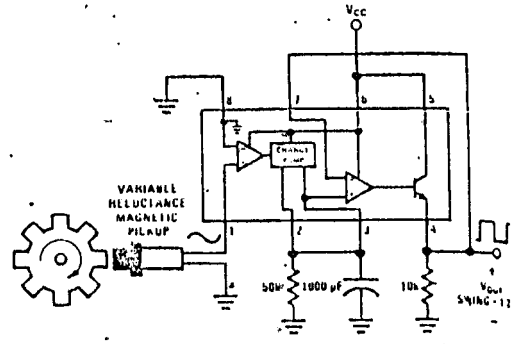
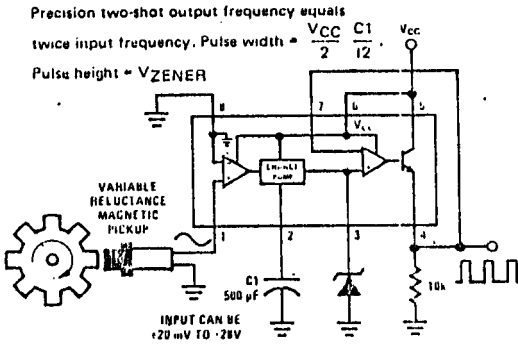
$$V_J = 1/2 V_{CC}$$

Variable Reluctance Magnetic Pickup Buffer Circuits

Precision two-shot output frequency equals

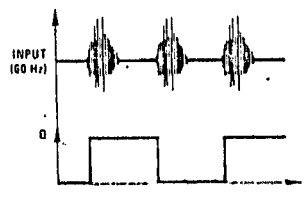
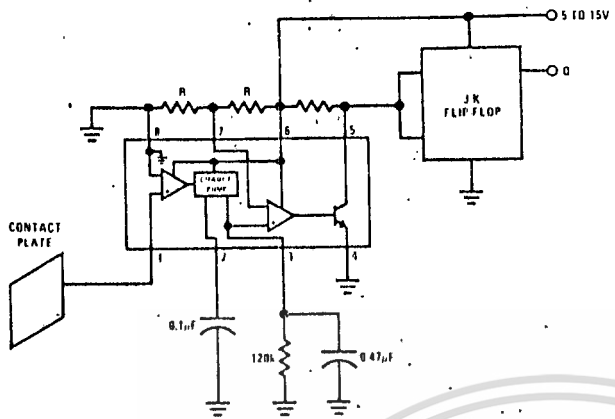
$$\text{twice input frequency. Pulse width} = \frac{V_{CC}}{2} \frac{C_1}{I_2}$$

Pulse height = V_{ZENER}

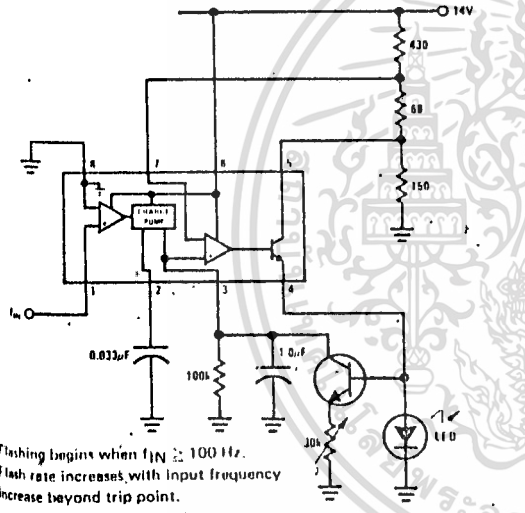


Typical Applications (Continued)

Finger Touch or Contact Switch

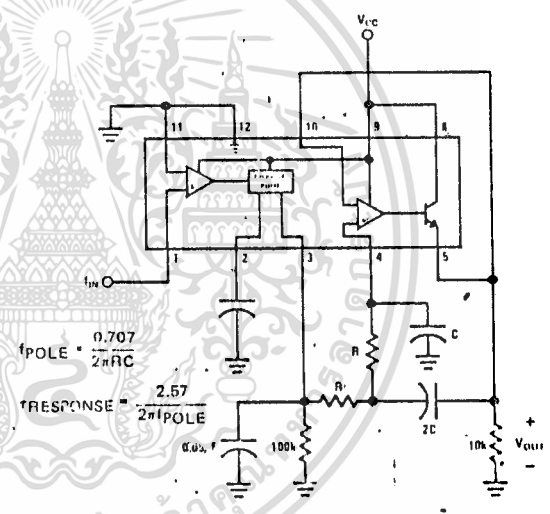


Flashing LED Indicates Overspeed



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

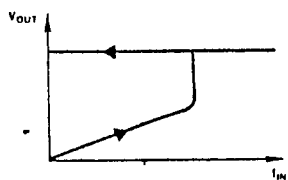
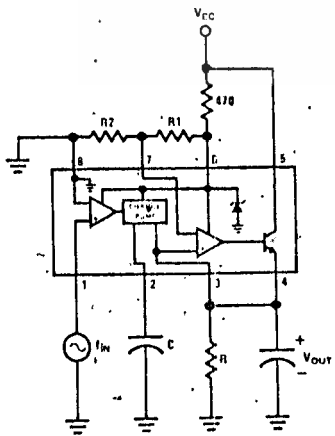
Frequency to Voltage Converter with 2 Pole Butterworth Filter to Reduce Ripple



$$f_{POLE} = \frac{0.707}{2\pi RC}$$

$$f_{RESPONSE} = \frac{2.57}{2\pi f_{POLE}}$$

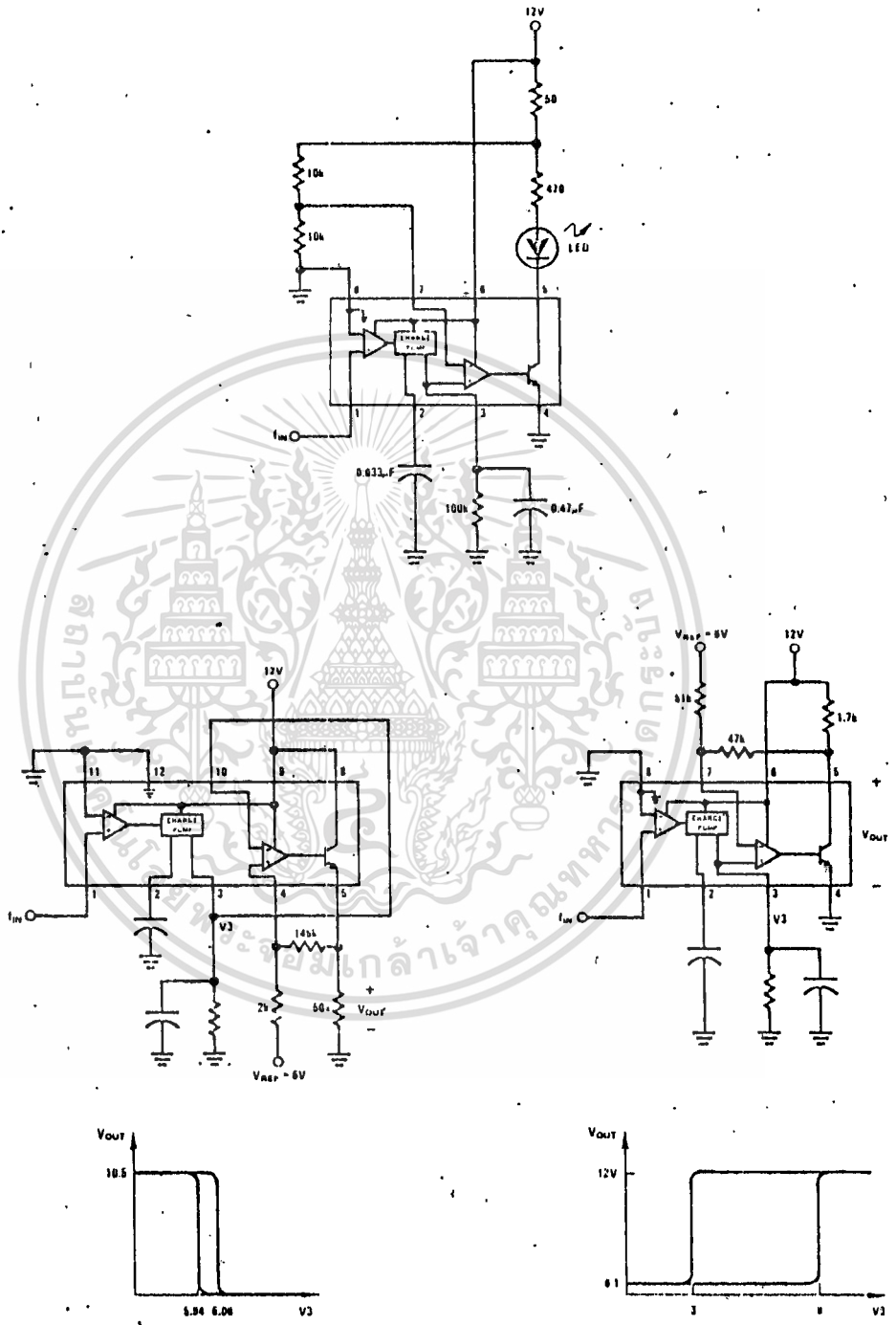
Overspeed Latch



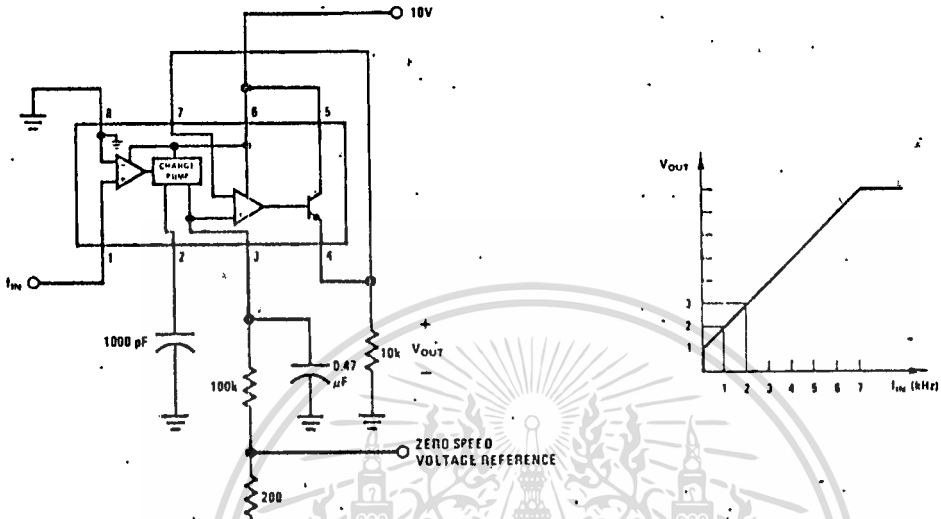
Output latches when
 $f_{IN} = \frac{R2}{R1 + R2} \cdot \frac{1}{RC}$
 Reset by removing VCC.

Typical Applications (Continued)

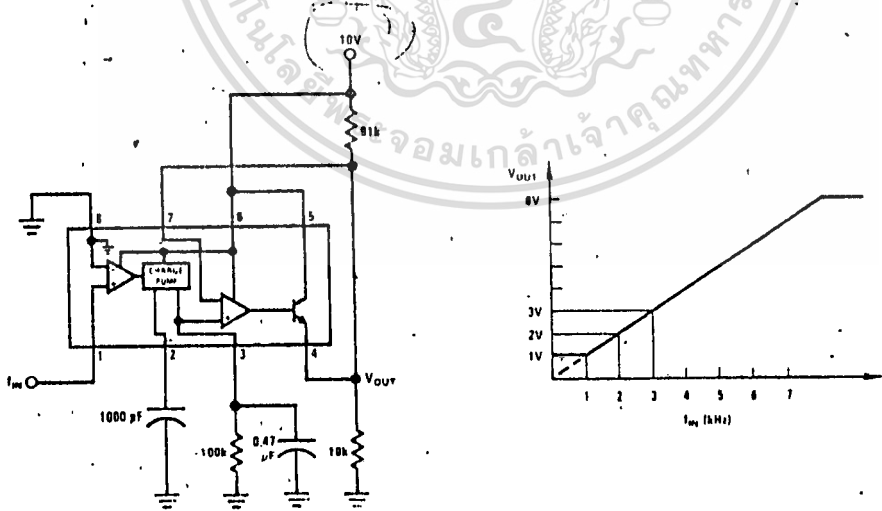
Some Frequency Switch Applications May Require Hysteresis in the Comparator Function Which Can Be Implemented in Several Ways:



Changing the Output Voltage for an Input Frequency of Zero

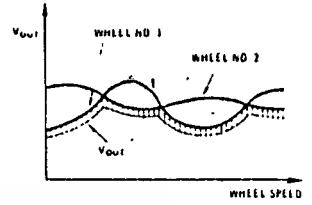
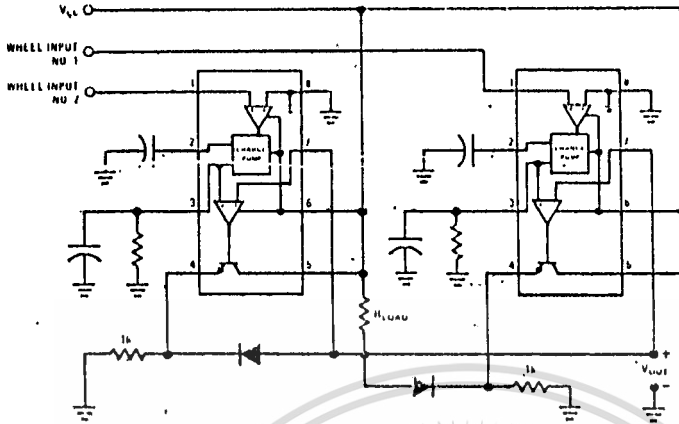


Changing Tachometer Gain Curve or Clamping the Minimum Output Voltage



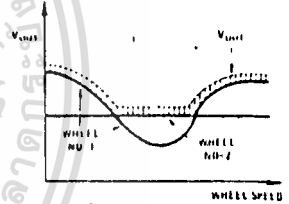
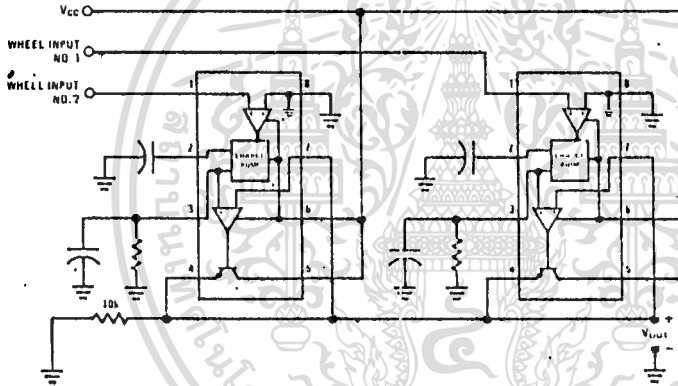
Anti-Skid Circuit Functions

"Select-Low" Circuit



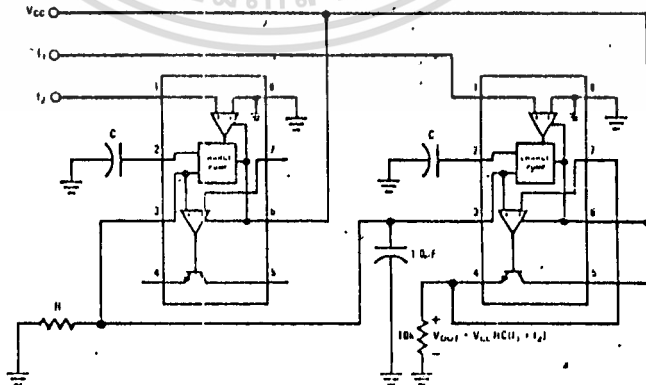
V_{OUT} is proportional to the lower of the two input wheel speeds.

"Select-High" Circuit



V_{OUT} is proportional to the higher of the two input wheel speeds.

"Select-Average" Circuit



Absolute Maximum Ratings

Output Voltage		30V
$V_O = 5V$		35V
$V_O = 12V$ to $15V$		
Maximum Power Dissipation (Note 1)	Internally Limited	
Operating Temperature Range	$0^\circ C$ to $+70^\circ C$	
Maximum Junction Temperature	$125^\circ C$	
Storage Temperature Range		
Metal Can (H Package)	$-65^\circ C$ to $+150^\circ C$	
Molded TO-92 (Z Package)	$-55^\circ C$ to $+150^\circ C$	
Soldering Temperature (Soldering, 10 seconds)	$300^\circ C$	

LM78LXXAC Electrical Characteristics

Typical $T_J = 0^\circ C$ to $125^\circ C$, $I_O = 40mA$, $C_{IN} = 0.33\mu F$, $C_O = 0.1\mu F$ (unless noted)

LM78LXXAC OUTPUT VOLTAGE		5V			12V			15V			UNITS	
OUTPUT VOLTAGE (unless otherwise noted)		10V			18V			23V				
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
Output Voltage (Note 4)	$T_J = 25^\circ C$	4.8	5	5.2	11.5	12	12.5	14.4	15	15.6	V	
	$1mA < I_O < 70mA$	4.75		5.25	11.4		12.6	14.25		15.75	V	
	$1mA < I_O < 40mA$ and $V_{MIN} < V_{IN} < V_{MAX}$	4.75		5.25	11.4		12.6	14.25		15.75	V	
			$(7 < V_{IN} < 20)$			$(14.5 < V_{IN} < 27)$			$(17.5 < V_{IN} < 30)$			V
Line Regulation	$T_J = 25^\circ C$		10	54		20	110		25	140	mV	
			$(8 < V_{IN} < 20)$			$(16 < V_{IN} < 27)$			$(20 < V_{IN} < 30)$			V
			18	75		30	180		37	250	mV	
		$(7 < V_{IN} < 20)$			$(14.5 < V_{IN} < 27)$			$(17.5 < V_{IN} < 30)$			V	
Load Regulation	$T_J = 25^\circ C$, $1mA < I_O < 40mA$		5	30		10	50		12	75	mV	
	$T_J = 25^\circ C$, $1mA < I_O < 100mA$		20	60		30	100		35	150	mV	
Long Term Stability			12			24			30		mV/1000 h-s	
Quiescent Current	$T_J = 25^\circ C$		3	5		3	5		3	5	mA	
	$T_J = 125^\circ C$			4.7			4.7			4.7		
Quiescent Current Change	$1mA < I_O < 40mA$			0.1			0.1			0.1	mA	
	$V_{MIN} < V_{IN} < V_{MAX}$			1.0			1.0			1.0	mA	
				$(8 < V_{IN} < 20)$			$(16 < V_{IN} < 27)$			$(20 < V_{IN} < 30)$		
Output Noise Voltage	$T_J = 25^\circ C$, (Note 3) $f = 10Hz - 10kHz$		40			80			90		μV	
Line Regulation Ripple Rejection	$f = 120Hz$	47	62		40	54		37	51		dB	
		$(8 < V_{IN} < 16)$			$(15 < V_{IN} < 25)$			$(18.5 < V_{IN} < 28.5)$			V	
Input Voltage Required to Maintain Line Regulation	$T_J = 25^\circ C$	7			14.5			17.5			V	

- Note 1: Thermal resistance of the Metal Can Package (H) without a heat sink is $15^\circ C/W$ junction to case and $140^\circ C/W$ junction to ambient. Thermal resistance of the TO-92 package is $180^\circ C/W$ junction to ambient with 0.4" leads from a PC board and $160^\circ C/W$ junction to ambient with 0.125" lead length to a PC board.
- Note 2: The maximum steady state usable output current and input voltage are very dependent on the heat sinking and/or lead length of the package. The data above represent pulse test conditions with junction temperatures as indicated at the initiation of test.
- Note 3: Recommended minimum load capacitance of $0.01\mu F$ to limit high frequency noise bandwidth.
- Note 4: The temperature coefficient of V_{OUT} is typically within $\pm 0.01\% V_O/^\circ C$.

Absolute Maximum Ratings

Input Voltage	
$V_O = 5V$	30V
$V_O = 12V$ to 15V	35V
Internal Power Dissipation (Note 1)	Internally Limited
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
Maximum Junction Temperature	125°C
Storage Temperature Range	
Metal Can (H Package)	-65°C to +150°C
Molded TO-92	-55°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

LM78LXXC Electrical Characteristics

(Note 2) $T_J = 0^\circ\text{C}$ to 125°C , $I_O = 40\text{mA}$, $C_{IN} = 0.33\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\mu\text{F}$ (unless noted)

LM78LXXC OUTPUT VOLTAGE			5V			12V			15V			UNITS
INPUT VOLTAGE (unless otherwise noted)			10V			18V			23V			
PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_O Output Voltage (Note 4)	$T_J = 25^\circ\text{C}$		4.6	5	5.4	11.1	12	12.9	13.8	15	16.2	V
		$1\text{mA} < I_O < 70\text{mA}$ or $1\text{mA} < I_O < 40\text{mA}$ and ΔV_{IN}	4.5	5.5		10.8	13.2		13.5	16.5		V
			(7 < V_{IN} < 20)			(14.5 < V_{IN} < 27)			(18 < V_{IN} < 30)			V
ΔV_O Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$			10	150		20	200		25	250	mV
			(8 < V_{IN} < 20)			(16 < V_{IN} < 27)			(20 < V_{IN} < 30)			V
			16	200		30	250		30	300		mV
			(7 < V_{IN} < 20)			(14.5 < V_{IN} < 27)			(18 < V_{IN} < 30)			V
ΔV_O Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $1\text{mA} < I_O < 40\text{mA}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$, $1\text{mA} < I_O < 100\text{mA}$		5	30		10	50		12	75		mV
			20	60		30	100		35	150		mV
ΔV_O Long Term Stability				12			24			30		mV/1000 hrs
I_Q Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 125^\circ\text{C}$		3	6		3	6.5		3.1	6.5		mA
				5.5			6			6		mA
ΔI_Q Quiescent Current Change	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $1\text{mA} < I_O < 40\text{mA}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$			0.2			0.2			0.2		mA
				1.5			1.5			1.5		mA
			(8 < V_{IN} < 20)			(16 < V_{IN} < 27)			(20 < V_{IN} < 30)			V
V_n Output Noise Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$, (Note 3) $f = 10\text{Hz} - 10\text{kHz}$			40			80			90		μV
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$ Ripple Rejection	$f = 125\text{Hz}$		40	60		30	52		33	49		dB
			(8 < V_{IN} < 18)			(15 < V_{IN} < 25)			(18.5 < V_{IN} < 28.5)			V
Input Voltage Required to Maintain Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$			7			14.5			18		V

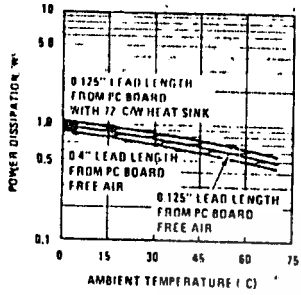
Note 1: Thermal resistance of the Metal Can Package (H) without a heat sink is $15^\circ\text{C}/\text{W}$ junction to case and $140^\circ\text{C}/\text{W}$ junction to ambient. Thermal resistance of the TO-92 package is $180^\circ\text{C}/\text{W}$ junction to ambient with 0.4" leads from a PC board and $160^\circ\text{C}/\text{W}$ junction to ambient with 0.125" lead length to a PC board.

Note 2: The maximum steady state usable output current and input voltage are very dependent on the heat sinking and/or lead length of the package. The data above represent pulse test conditions with junction temperatures as indicated at the initiation of test.

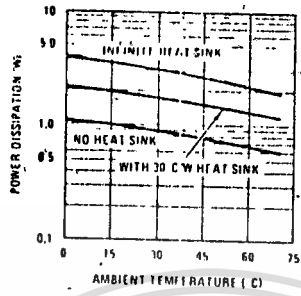
Note 3: Recommended minimum load capacitance of $0.01\mu\text{F}$ to limit high frequency noise bandwidth.

Note 4: The temperature coefficient of V_{OUT} is typically within $\pm 0.01\%$, $V_O/^\circ\text{C}$.

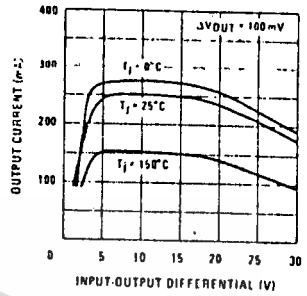
Maximum Average Power Dissipation (Plastic Package)



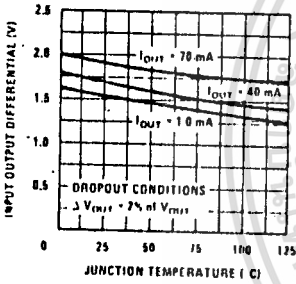
Maximum Average Power Dissipation (Metal Can Package)



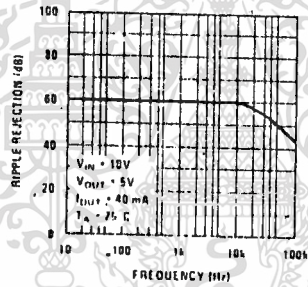
Peak Output Current



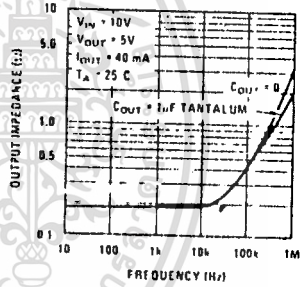
Dropout Voltage



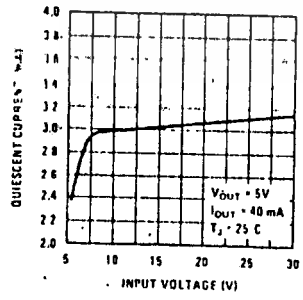
Ripple Rejection



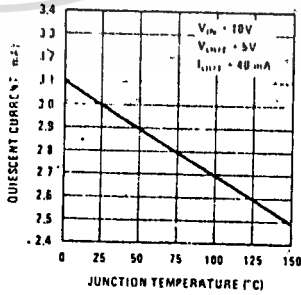
Output Impedance



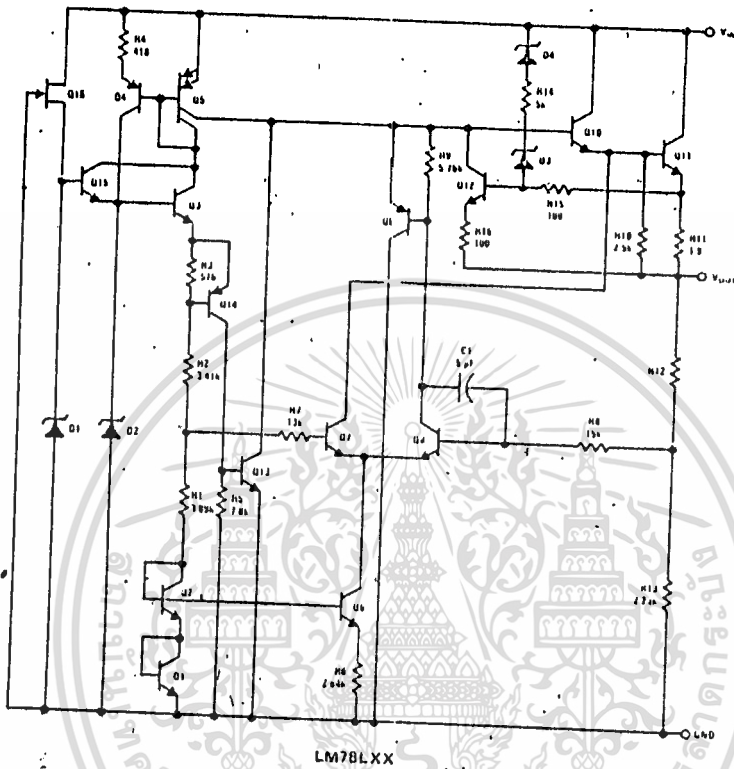
Quiescent Current



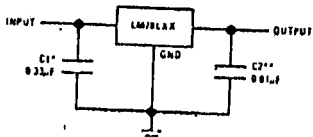
Quiescent Current



Equivalent Circuit

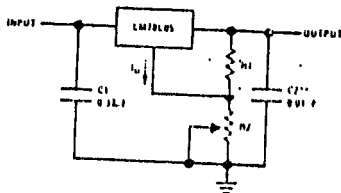


Typical Applications



*Required if the regulator is located far from the power supply filter.
 **See Note 3 in the mechanical characteristics table.

Fixed Output Regulator

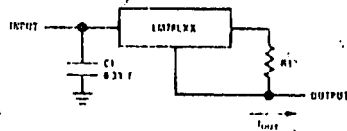


$$V_{OUT} = 5V + (V_{IN} - 5V) \frac{R1}{R1 + R2}$$

5V/R1 = 3µA, load regulation (L₂) = (R1/R2)R1(ΔI_L) of LM78L05

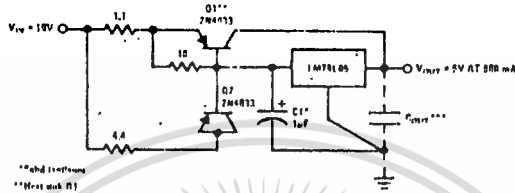
Adjustable Output Regulator

Typical Applications (Continued)



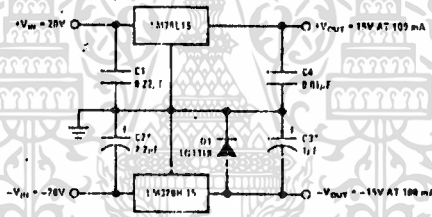
$I_{load} = I_{reg} + I_L$
 $\Delta I_L = 1.5 \text{ mA per line and load change}$

Current Regulator

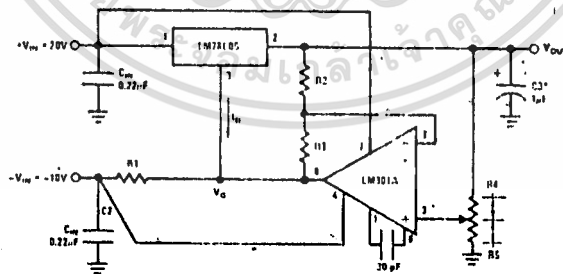


*Solder terminals
 **Not a stock item
 ***Optional. Improves ripple rejection and response to noise
 Load Regulation = 0.5% @ $I_L = 250 \text{ mA}$ and $V_{in} = 50 \text{ mA}$

5V, 500 mA Regulator with Short Circuit Protection



15V, 100 mA Dual Power Supply



*Solder terminals.
 $V_{out} = V_{in} \cdot \frac{R2 \cdot R3}{R2 \cdot R3 + R1 \cdot R3 + R1 \cdot R2}$
 $V_{out} = 5V \cdot \frac{R2 \cdot R3}{R2 \cdot R3 + R1 \cdot R3 + R1 \cdot R2}$
 A 0.5V output will correspond to $R2/R4 = 0.1$, $R3/R4 = 0.8$

Variable Output Regulator 0.5V ~ 18V

กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้เสร็จสมบูรณ์ตามวัตถุประสงค์ทุกประการ เนื่องจากได้รับคำแนะนำจากอาจารย์ไพฑูรย์ ชาญวัญญา และอาจารย์ในภาควิชาฯรวมทั้งผู้เกี่ยวข้องทุกคน โดยเฉพาะคุณแสวงชัย พรศิริปิยะกุล ผู้จัดการห้างหุ้นส่วนจำกัด ชัยพานิชกลการ ซึ่งได้เอื้อเพื่อให้มีอะไหล่รถยนต์ที่ต้องใช้ในการทำโครงการ ทางกลุ่มผู้จัดทำขอขอบคุณในความอนุเคราะห์ของทุกท่านมา ณ. โอกาสนี้ด้วย

นายธีรพงษ์ เย็นน้ำ

นายกิตติศิลป์ แตระกุล



หนังสืออ้างอิง

1. William D. Ribbons., Norman P. Mansour, "Understanding Automotive Electronics", Texas Instrument Learning Center, 1982

2. Rudolf F. Graf, George J. Whalen, "Automotive Electronics", Haward W. Sam & Co, Inc , 1971

3. Leo Simpson, John Clarke, "Car Computer", "Electronics Australia" pp.60-69, September 1982

4. ดร.สิทธิชัย โกโคยอุดม, วุฒิสก สุกำพลธร, "วงจรรขยายสัญญาณ โอเปอร์เรชันแนล" บริษัทสำนักพิมพ์ดวงกมล จำกัด, พ.ศ.2523

5. ชัชวาลย์ โชติวารินทร์, "ออปโต คัปเปเลอร์ ตัวเชื่อมโยงทางแสง", เซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ ฉบับที่ 68, หน้า 143-150, พ.ศ.2529

6. อำนาจ เพิ่มชาติ, "เครื่องวัดความเร็วรอบแบบ LED", เซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ ฉบับที่ 59 , พ.ศ.2528

7. ผ.ศ.อำพล ชื้อตรง, "เครื่องทดสอบสมรรถภาพรถยนต์", สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า พระนครเหนือ , พ.ศ.2527