

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องวัดความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กชนิดดีซี
DC GAUSS (MAGNETIC FLUX) METER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2550

เครื่องวัดความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กชนิดดีซี
DC GAUSS (MAGNETIC FLUX) METER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2550

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2550

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องวัดความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กชนิดดีซี

DC GAUSS (MAGNETIC FLUX) METER

ผู้จัดทำ นายประเสริฐ ยิ้มม่วง



.....
.....

(รศ.ชนิษฐา แซ่ตั้ง)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เครื่องวัดความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กชนิดดีซี

นาย ประเสริฐ ยิ้มม่วง รหัส 47010430
รศ.ชนิษฐา แซ่ตั้ง อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2550

บทคัดย่อ

เครื่องมือวัดความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กนี้ทำการวัดความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กในหน่วยเกาส์ ตัวตรวจจับเส้นแรงแม่เหล็กเป็นไอซีที่ใช้หลักการปรากฏการณ์ของฮอลล์ตรวจจับเส้นแรงแม่เหล็กแล้วแปลงเป็นสัญญาณทางไฟฟ้าได้ขนาดของความละเอียดสัญญาณ 1.3 มิลลิโวลต์ต่อเกาส์ สัญญาณจากตัวตรวจจับจัดให้เป็นแบบดิฟเฟอเรนเชียล เพื่อให้สามารถวัดเส้นแรงแม่เหล็กได้ทั้งสองขั้ว สัญญาณจะส่งผ่านเข้าวงจรขยายแบบอินสตรูเมนต์ ให้ค่าอัตราขยาย 3 ระดับทำให้สามารถวัดได้ 3 ย่านคือ ย่าน 0-15 เกาส์ ย่าน 15-150 เกาส์ และย่าน 150-1,500 เกาส์ โดยมีไมโครคอนโทรลเลอร์ (PIC) เป็นตัวประมวลผลทั้งหมดแล้วส่งข้อมูลที่วัดได้แสดงออกทางจอแอลซีดี

DC GAUSS (MAGNETIC FLUX) METER

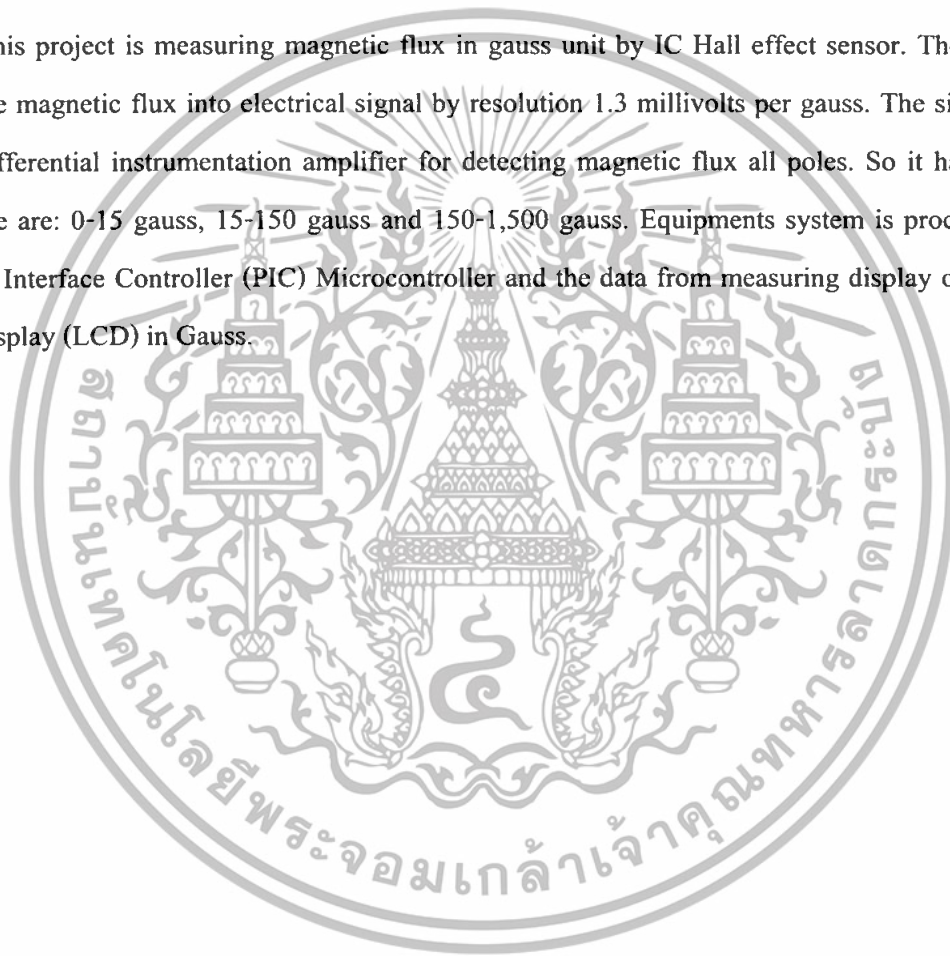
Mr. Prasert Yimmuang ID.47010430

Assoc.Prof. Khanittha Sae-tang Advisor

Educational Year 2007

Abstract

This project is measuring magnetic flux in gauss unit by IC Hall effect sensor. The sensors convert the magnetic flux into electrical signal by resolution 1.3 millivolts per gauss. The signal will send to differential instrumentation amplifier for detecting magnetic flux all poles. So it have three scale range are: 0-15 gauss, 15-150 gauss and 150-1,500 gauss. Equipments system is processed by Peripheral Interface Controller (PIC) Microcontroller and the data from measuring display on Liquid Crystal Display (LCD) in Gauss.



กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีเนื่องด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาที่เป็นประโยชน์อย่างสูงจากท่าน รศ. ขนิษฐา แซ่ตั้ง ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมปริญญาบัตร นอกจากนี้ท่านจะให้ความรู้ด้านวิชาการแล้ว ท่านยังให้แนวคิดในการดำเนินชีวิตอย่างมากมาย ทางผู้จัดทำได้รู้สึกทราบซึ่งในความอนุเคราะห์ที่ดีเยี่ยมจากท่าน

ขอขอบพระคุณครูอาจารย์ทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ในระยะเวลาที่ผ่านมาทางผู้จัดทำจึงรู้สึกทราบซึ่งและภาคภูมิใจ และจะนำความรู้ไปใช้ให้เกิดประโยชน์ต่อประเทศชาติให้มากที่สุด

และสิ่งสำคัญที่จะลืมมิได้ ขอขอบพระคุณพ่อและแม่อันเป็นที่เคารพรักยิ่ง ที่ให้ทุกสิ่งทุกอย่างพร้อมทั้งโอกาสในการศึกษาอย่างเต็มที่ และยังให้กำลังใจ เงินทุนสนับสนุน พร้อมทั้งเอาใจใส่ที่ดีเสมอมาในทุกๆด้าน

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากโครงการนี้ ผู้จัดทำขอขอบให้แก่ผู้มีพระคุณทุกท่านไว้ ณ โอกาสนี้

ผู้จัดทำ

นาย ประเสริฐ ยิ้มม่วง

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูปภาพ	VI
สารบัญตาราง	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีหลักการพื้นฐาน	2
2.1 หลักการพื้นฐาน	2
2.2 ฮอลล์เจเนอเรเตอร์	7
2.3 ชนิดของตัวตรวจจับฮอลล์	8
2.3.1 ฮอลล์ชนิดสวิทช์ (Switch Hall Device)	8
2.3.2 ฮอลล์ชนิดแลตซ์ (Latching Hall Device)	8
2.3.3 ฮอลล์ชนิดเชิงเส้น (Linear Hall Device)	9
บทที่ 3 ความรู้พื้นฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์	11
3.1 ไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC	11
3.1.1 คุณสมบัติของไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC16F876	11
3.1.2 คุณสมบัติทั่วไปของ PIC16F876	12
3.1.3 โครงสร้างของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC	15
3.1.4 หน่วยความจำ	16
3.1.4.1 หน่วยความจำโปรแกรม	16
3.1.4.2 หน่วยความจำข้อมูล	16
3.1.5 ไซเคิลการทำงานของ CPU	17
3.1.6 โมดูล Analog to Digital Converter	18

สารบัญ(ต่อ)

เรื่อง	หน้า
3.2 การแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลแบบซิกเซสซีฟแอ็ปพรีอักษิเมชัน	18
3.2.1 ความเที่ยงตรงของวงจร ADC	21
3.2.2 ค่าเวลาในการแปลงสัญญาณ	22
3.3 การจับ โมดูลแสดงผลแบบผลึกเหลว	22
3.3.1 รายละเอียดเกี่ยวกับ โมดูล LCD	22
3.3.2 โครงสร้างภายในของตัวควบคุม โมดูล LCD	22
3.3.3 โมดูล LCD ขนาด 16 ตัวอักษร 2 บรรทัด (LCD16x2)	24
บทที่ 4 ส่วนประกอบและหลักการทำงาน	26
4.1 หลักการทำงาน	26
4.2 ส่วนของฮาร์ดแวร์	27
4.2.1 วงจรจ่ายกำลังไฟฟ้า (Power Supply)	27
4.2.2 วงจรขยายอินสทรูเมนต์ (Instrument Amplifier IAs)	27
4.2.3 วงจรขยายสัญญาณค่าสัมบูรณ์ (Absolute value Amplifier)	29
4.2.4 วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส (Non inverting Amplifier)	29
4.2.5 จอ โมดูล LCD แบบตัวอักษร 16 ตัวอักษร 2 บรรทัด	30
4.3 ส่วนของโปรแกรมควบคุม	31
บทที่ 5 ผลการทดลอง	35
5.1 การทดสอบวัดค่ากับเครื่องสร้างเส้นแรงแม่เหล็กมาตรฐาน	35
5.2 การทดลองวัดแรงแม่เหล็กเปรียบเทียบกับเกาส์มิเตอร์รุ่น HT20	36
บทที่ 6 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	39
การประยุกต์ใช้งาน	40
เอกสารอ้างอิง	42
ภาคผนวก	43

สารบัญรูปภาพ

เรื่อง	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงปรากฏการณ์ของฮอลล์	2
รูปที่ 2.2 แสดงการทดลองปรากฏการณ์ของฮอลล์ในสารกึ่งตัวนำ	3
รูปที่ 2.3 หลักการของฮอลล์เจเนอเรเตอร์	7
รูปที่ 2.4 การวัดสนามแม่เหล็กด้วยฮอลล์เจเนอเรเตอร์	7
รูปที่ 2.5 ผังการทำงานและกราฟแสดงผลการตอบสนองของฮอลล์ชนิดสวิตช์	8
รูปที่ 2.6 การตอบสนองแรงดันเอาต์พุตกับสนามแม่เหล็กของฮอลล์ชนิดแลตซ์	9
รูปที่ 2.7 กราฟแสดงผลการตอบสนองของฮอลล์ชนิดเชิงเส้น	9
รูปที่ 2.8 แสดงบล็อกไดอะแกรมของฮอลล์ชนิดเชิงเส้น	10
รูปที่ 3.1 แสดงตัวถังของ PIC16F876 และตำแหน่งขาสัญญาณมาตรฐาน	13
รูปที่ 3.2 แสดงโครงสร้างภายในของ PIC16F876	15
รูปที่ 3.3 แสดงไดอะแกรมการทำงานของวงจรของวงจร ADC แบบซิกเซสซีฟแอมป์รีอ็อกซิเมชัน	19
รูปที่ 3.4 แสดงไดอะแกรมเวลาการทำงานของวงจร ADC แบบซิกเซสซีฟแอมป์รีอ็อกซิเมชัน	21
รูปที่ 3.5 แสดงไดอะแกรมการทำงานของโมดูล LCD แบบอักษร	23
รูปที่ 3.6 แสดงรูปร่างและการจัดขาโมดูล LCD แบบอักษร	24
รูปที่ 4.1 แสดงวงจรจ่ายกำลังไฟฟ้า	27
รูปที่ 4.2 วงจรขยายสัญญาณอินสทรูเมนต์แบบใช้ออปแอมป์ 3 ตัว	28
รูปที่ 4.3 วงจรขยายสัญญาณค่าสัมบูรณ์	29
รูปที่ 4.4 วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส (Non inverting Amplifier)	30
รูปที่ 4.5 จอโมดูล LCD แบบตัวอักษรขนาด 16 ตัวอักษร 2 บรรทัด	31
รูปที่ 4.6 แผนภาพแสดงโปรแกรมการทำงานของระบบ	32
รูปที่ 4.7 แสดงวงจรรวมของโครงการ	33
รูปที่ 4.8 แสดงชุดหัววัดของโครงการ	34
รูปที่ 4.9 แสดงชุดโครงสร้างโดยรวมของระบบ	34
รูปที่ 5.1 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างเส้นแรงจากเครื่องกำเนิดกับเส้นแรงจากเกาส์มิเตอร์	36
รูปที่ 5.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณเส้นแรงแม่เหล็กที่วัดได้จากเกาส์มิเตอร์ที่สร้างขึ้น กับเกาส์มิเตอร์รุ่น HT20	37
รูปที่ 5.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณเส้นแรงแม่เหล็กที่วัดได้จากเกาส์มิเตอร์ที่สร้างขึ้น กับเกาส์มิเตอร์รุ่น HT20 ช่วง 0-100 G	38

สารบัญรูปภาพ(ต่อ)

เรื่อง	หน้า
รูปที่ ผ1 เกาส์มิเตอร์มาตรฐานรุ่น HT20	44
รูปที่ ผ2 เครื่องกำเนิดเส้นแรงแม่เหล็ก	45
รูปที่ ผ3 เกาส์มิเตอร์โครงการ	46
รูปที่ ผ4 เอ้าท์พุทของวงจรขยายสัญญาณค่าสัมบูรณ์เมื่อทดลองกับ Sine wave 1KHz	47
รูปที่ ผ5 การวางตำแหน่งเซ็นเซอร์ของหัววัด	48



สารบัญตาราง

เรื่อง	หน้า
ตารางที่ 3.5 แสดงความสัมพันธ์ในการทำงานของขา RS R/W และ E ของโมดูล LCD แบบอักษร	25
ตารางที่ 5.1 ผลการทดลองวัดค่าเส้นแรงเปรียบเทียบกับเครื่องกำเนิดเส้นแรง	35
ตารางที่ 5.2 กราฟผลการทดลองระหว่างเกาส์มิเตอร์มาตรฐานกับเกาส์มิเตอร์ที่สร้างขึ้น	37



บทที่ 1

บทนำ

ปัจจุบัน ได้มีการพัฒนาเครื่องมือเครื่องใช้ต่างๆที่สามารถทำงานได้โดยอัตโนมัติขึ้นมาใช้งานได้อย่างมากมายครอบคลุมงานประเภทต่างๆ ตั้งแต่เครื่องใช้ในชีวิตประจำวัน เช่น เครื่องซักผ้า ตู้เย็น กระจกไฟฟ้า ไปจนถึงเครื่องมือที่ใช้เทคโนโลยีขั้นสูง เช่น หุ่นยนต์ รถยนต์ ดาวเทียม ล้วนแล้วแต่มีส่วนประกอบที่ทำงานโดยอัตโนมัติ ซึ่งส่วนประกอบเหล่านี้ก็สร้างจากวงจรอิเล็กทรอนิกส์ เนื่องจากอิเล็กทรอนิกส์เป็นระบบประสาทและสมองในการทำงานควบคุมกลไกการทำงานต่างๆ

การทำงานโดยอัตโนมัตินั้นจะต้องทำตามเงื่อนไขที่ผู้ออกแบบได้กำหนดไว้ เงื่อนไขของการทำงานอัตโนมัตินั้นเป็นเงื่อนไขที่ใช้สัญญาณทางฟิสิกส์ เช่น ความเข้มแสง อุณหภูมิ แรงดัน หรือความเข้มสนามแม่เหล็ก เป็นต้น ซึ่งการจะใช้สัญญาณแบบไหนก็ขึ้นอยู่กับลักษณะของงานที่ต้องการให้ควบคุม

สนามแม่เหล็กก็เป็นสัญญาณรูปแบบหนึ่งที่สามารถนำมาเป็นสัญญาณควบคุมงานแบบอัตโนมัติต่างๆ เช่น การใช้หัววัดสนามแม่เหล็กเป็นระบบประสาทคอยบอกให้แหล่งจ่ายไฟจ่ายกระแสให้สเตเตอร์ตามจังหวะที่กำหนด ซึ่งจะดีกว่าการใช้แปร่งถ่านที่จะมีข้อเสีย เช่น การเกิดประกายไฟ เนื่องจากการดีซาร์จและการเกิดความร้อน นอกจากนี้การใช้หัววัดสนามแม่เหล็กยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อีกมากมาย

ในโครงการนี้จะเป็นการสร้างเครื่องมือที่ใช้วัดความเข้มสนามแม่เหล็กซึ่งเป็นปริมาณทางฟิสิกส์อย่างหนึ่ง เนื่องจากเครื่องมือวัดพื้นฐานโดยทั่วไปไม่สามารถใช้ในการวัดปริมาณนี้ได้โดยตรงหรืออาจเกิดความยุ่งยากในการใช้งานจึงต้องมีการสร้างเครื่องมือวัดโดยเฉพาะขึ้น เพื่อให้การใช้นั้นสะดวกขึ้น โดยเครื่องมือวัดนี้มีชื่อว่า “เกาส์มิเตอร์” โดยตัวอุปกรณ์ตรวจจับเส้นแรงแม่เหล็กจะวัดการเปลี่ยนแปลงของความเข้มสนามแม่เหล็ก จากนั้นก็แปลงสัญญาณที่ได้เป็นสัญญาณไฟฟ้า จากสัญญาณไฟฟ้า นำไปประมวลผลโดยไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อที่จะแสดงผลตามรูปแบบที่ต้องการ

บทที่ 2

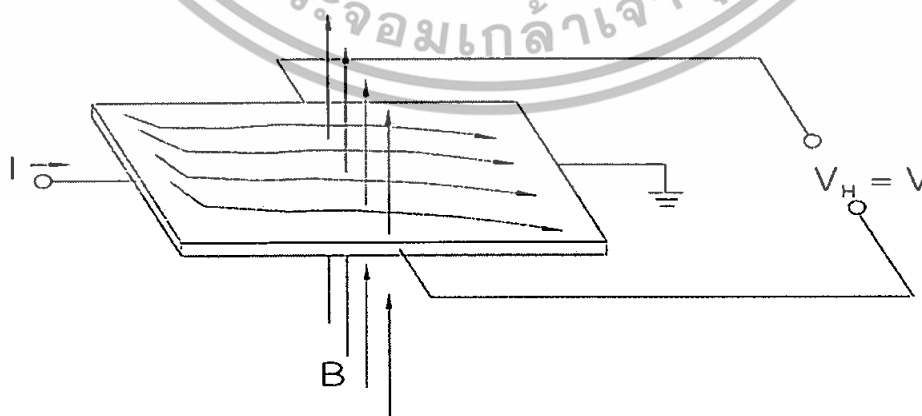
ทฤษฎีและหลักการพื้นฐาน

แม่เหล็ก(Magnet) เป็นสิ่งที่สามารถดูดวัสดุบางชนิดได้ เช่น เหล็ก นิกเกิล โคบอลต์ เป็นต้น การที่แม่เหล็กดูดสารบางอย่างได้ เนื่องจากมีสนามแม่เหล็ก ในบริเวณโดยรอบแม่เหล็กเราสามารถตรวจสอบว่าบริเวณใดมีสนามแม่เหล็กหรือไม่ โดยใช้เข็มทิศแต่เราไม่สามารถทราบได้ว่ามีค่าเท่าใด

นักวิทยาศาสตร์พยายามวัดสนามแม่เหล็กด้วยวิธีการต่างๆ แต่ในปัจจุบันเราสามารถวัดสนามแม่เหล็กได้สะดวกและรวดเร็วโดยใช้ตัวตรวจจับ(ไอซี) แบบเชิงเส้น (Linear Hall sensor) ด้วยปรากฏการณ์ของฮอลล์ การตรวจสอบด้วยปรากฏการณ์ฮอลล์ (Hall Effect) ตัวตรวจจับแบบของฮอลล์เป็นวงจรรวมที่ทำให้เกิดความต่างศักย์ซึ่งเป็นสัดส่วนตรงกับความเข้มของสนามแม่เหล็กที่ผ่านเข้าบริเวณตรวจจับ เมื่อนำตัวตรวจจับแบบของฮอลล์ไปออกแบบระบบตรวจวัดความเข้มของสนามแม่เหล็กแล้วนำไปวางใกล้บริเวณที่มีสนามแม่เหล็กก็จะทำให้ทราบค่าความเข้มของสนามแม่เหล็กได้

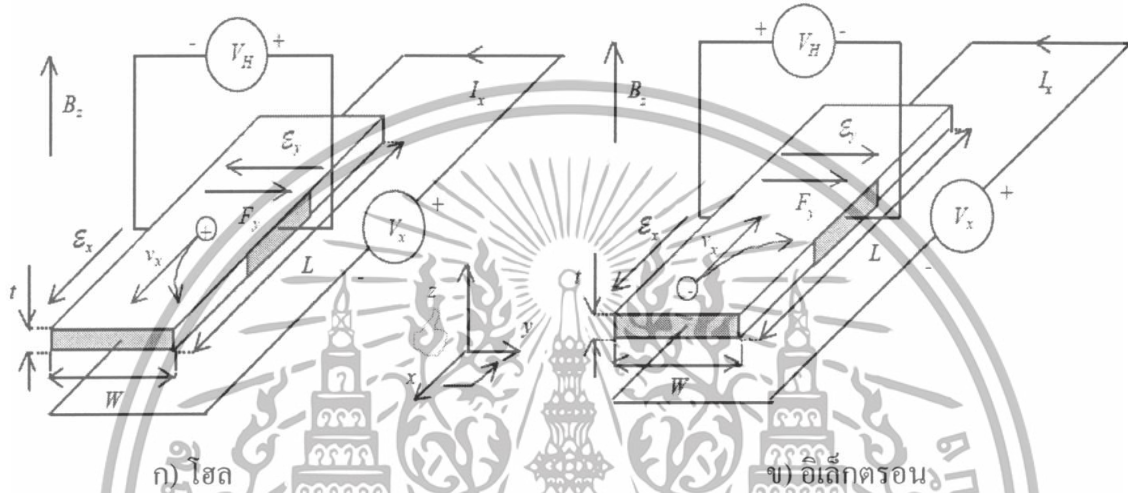
2.1 หลักการพื้นฐาน

ถ้ามีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านแท่งสารกึ่งตัวนำชนิดหนึ่ง และถ้าให้สนามแม่เหล็กทำมุมตั้งฉากกับทิศทางการไหลของกระแส จะทำให้สนามไฟฟ้าเกิดขึ้นในทิศที่ตั้งฉากกับทิศทางของกระแส และทิศทางของสนามแม่เหล็กนั้น ปรากฏการณ์นี้ถูกเรียกว่า “ปรากฏการณ์ของฮอลล์” (Hall Effect)



รูปที่ 2.1 แสดงปรากฏการณ์ของฮอลล์

การทดลองในเรื่องของปรากฏการณ์ฮอลล์ เป็นการยืนยันแนวคิดที่เป็นไปได้เกี่ยวกับชนิดของ ประจุพาหะ (Carrier Charge) ทั้งสองชนิด คือ อิเล็กตรอน และ โฮล ที่มีอยู่จริงในสารกึ่งตัวนำ ผล จากการทดลองในเรื่องนี้ ทำให้สามารถวัดและคำนวณค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของสารกึ่งตัวนำได้ ทั้งยังสามารถนำไปคำนวณหาพารามิเตอร์อื่นๆ ได้อีกด้วย



ก) โฮล

ข) อิเล็กตรอน

รูปที่ 2.2 แสดงการทดลองปรากฏการณ์ของฮอลล์ในสารกึ่งตัวนำ

พิจารณาการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนในสารกึ่งตัวนำชนิดพีดังรูปที่ 2.2 (ข) จะเห็นได้ว่าต่ออยู่กับ แหล่งจ่ายแรงดันที่ค่าความต่างศักย์ V_x ทำให้เกิดความหนาแน่นกระแส (Current density) J_x ไหลในทิศทาง $+x$ และถ้าให้สนามแม่เหล็กที่มีความหนาแน่นฟลักซ์ (Flux density) B_z ตัดผ่าน สารกึ่งตัวนำในทิศ $+z$ โฮลซึ่งเป็นพาหะส่วนมากและมีค่าประจุไฟฟ้าเป็นบวก เมื่อได้รับอิทธิพล จากสนามไฟฟ้าภายใน (Built in electric field) E_x จะทำให้เกิดแรงกระทำต่อโฮล ทำให้โฮล เคลื่อนที่ด้วยความเร็วครีป (Drift velocity) v_{DX} ในทิศทาง $+x$ และเมื่อมีสนาม B_z ตัดผ่านทิศ ตั้งฉากกับกระแส จะทำให้เกิดแรงลอเรนซ์ (Lorentz Force) F_L กระทำต่อโฮลดังสมการ

$$F_L = ev \times B \tag{2.1}$$

เมื่อ F_L คือ แรงลอเรนซ์มีขนาดเป็น

$$|F_L| = F_L = ev_{DX} \times B_z \tag{2.2}$$

และมีทิศทาง $+x$ ดังนั้นจะทำให้โฮลเคลื่อนที่เบี่ยงเบนมาทางแกน $-y$ และสะสมอยู่ที่บริเวณด้านหน้าของแท่งสารกึ่งตัวนำ ด้านตรงกันข้าม (ด้านหลังของแท่งสารกึ่งตัวนำ) จึงมีประจุ ไฟฟ้าลบเกิดขึ้น เนื่องจากโฮลทางด้านหน้ามีจำนวนมาก ในขณะที่ด้านหลังมีจำนวนโฮลน้อยกว่า ทำให้เกิดสนามไฟฟ้าภายใน E_y ในทิศ $+y$ สนามไฟฟ้านี้จะต้านทานการเคลื่อนที่ของโฮลซึ่งถูก

กระทำด้วยแรงลอเรนซ์ในสภาวะสมดุล ซึ่งโฮลสามารถเคลื่อนที่ตรงไปในทิศ $+x$ ได้ แสดงว่าแรงลอเรนซ์ ($e\mathcal{E}_y$) และแรงจากสนามไฟฟ้าภายใน ($e\mathcal{E}$) มีค่าเท่ากันนั่นคือ

$$e\mathcal{E}_y = \mathbf{F}_L = ev_{DX} \times \mathbf{B}_Z \quad (2.3)$$

หรือ
$$\mathcal{E}_y = v_{DX} \times \mathbf{B}_Z \quad (2.4)$$

หาค่า v_{DX} จากสมการ

$$\mathbf{J}_X = epv_{DX} \quad (2.5)$$

ดังนั้น

$$v_{DX} = \frac{\mathbf{J}_X}{ep} \quad (2.6)$$

แทนค่า v_{DX} ลงในสมการที่ (2.4) จะได้

$$\mathcal{E}_y = \frac{\mathbf{J}_X \times \mathbf{B}_Z}{ep} \quad (2.7)$$

ดังนั้นจะได้

$$\frac{\mathcal{E}_y}{\mathbf{J}_X \times \mathbf{B}_Z} = \frac{1}{ep} = R_H \quad (2.8)$$

เมื่อ R_H คือ สัมประสิทธิ์ของฮอลล์ (Hall coefficient)

จากรูป 2.2 เมื่อทำการวัดแรงดันระหว่างด้านหน้า และด้านหลังของแท่งสารกึ่งตัวนำซึ่งมีระยะห่างเท่ากับ W จะได้

$$V_H = \mathcal{E}_y W \quad (2.9)$$

เมื่อ V_H คือ แรงดันฮอลล์ หรือแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างด้านข้างของแท่งสารกึ่งตัวนำ

จากสมการที่ (2.9) เมื่อแทนค่า $\mathbf{J}_X = \frac{I}{Wd}$ และ $\mathcal{E}_y = \frac{V_H}{W}$ ลงในสมการจะได้

$$R_H = \frac{V_H}{W} \frac{Wd}{I} \frac{1}{\mathbf{B}_Z} \quad (2.10)$$

หรือ
$$R_H = \frac{dV_H}{I \cdot \mathbf{B}_Z} = \frac{1}{ep} \quad (2.11)$$

$$\therefore V_H = \frac{I \cdot \mathbf{B}_Z}{epd} \quad (2.12)$$

จากสมการที่ (2.11) จะได้ค่าความหนาแน่นของโฮล คือ

$$\rho = \frac{1}{eR_H} = \frac{I \cdot B_z}{epd} \quad (2.13)$$

และสภาพต้านทานไฟฟ้า (Resistivity) คือ

$$\rho = R \frac{Wd}{L} = \frac{V}{I} = \frac{Wd}{L} \quad (2.14)$$

เนื่องจาก $\rho = \frac{1}{\sigma} = \frac{1}{ep\mu_p}$ ดังนั้นจะได้

$$\mu_p = \frac{1}{ep\rho} = \frac{1}{\rho} = R_H \quad (2.15)$$

จากสมการ (2.13) (2.14) และ (2.15) จะเห็นได้ว่าการทดลองในเรื่องของปรากฏการณ์ฮอลล์ ทำให้เราสามารถหาค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญได้คือ ความหนาแน่นของพาหะ สภาพต้านทานไฟฟ้า และสภาพคล่องได้เป็นอย่างดี

ในการทำงานเดียวกัน ในกรณีที่สารกึ่งตัวนำเป็นชนิดเอ็น รูปที่ 2.2 (ก) แรงดันฮอลล์ (V_H) จะมีค่าตรงกันข้ามกับในกรณีของสารกึ่งตัวนำชนิดพีคือ มีค่าเป็นลบ และจะได้ค่าสัมประสิทธิ์ฮอลล์ (R_H) คือ

$$R_H = -\frac{1}{ne} \quad (2.16)$$

ดังนั้นจะเห็นได้ว่าการวัดแรงดันของฮอลล์ ทำให้สามารถที่บอกชนิดของสารกึ่งตัวนำได้ว่าเป็นสารชนิดเอ็น หรือชนิดพีได้ เมื่อเราพิจารณาสมการที่ (2.12) จะได้ผลตอบสนองของความไว (Sensitivity) คือ

$$S = \frac{V_H}{I \cdot B} = \frac{R_H G}{d} = \frac{Gr_n}{qnd} \quad (2.17)$$

จะเห็นได้ว่าค่าความไวที่สูงขึ้น จะส่งผลให้ความหนาแน่นของประจุมีค่าต่ำลง นอกจากนี้ฮอลล์เพลท จะต้องมีความหนาน้อยๆอีกด้วย ยิ่งไปกว่านั้นเมื่อพิจารณาสนามไฟฟ้าสุทธิในแท่งสารกึ่งตัวนำ ซึ่งเป็นผลจากการรวมเวกเตอร์ของ \mathcal{E} และ \mathcal{E}_y ซึ่งไม่ได้มีทิศทางตรงไปตามแกน $+x$ แต่ทำมุมกับ θ_H กับแกน $+x$ ดังรูป ซึ่งมุม θ_H ที่เกิดขึ้นนี้เรียกว่ามุม “มุมฮอลล์” (Hall angle) ได้สมการคือ

$$\tan \theta_H = \frac{\mathcal{E}_y}{\mathcal{E}_x} \quad (2.18)$$

เมื่อทำการแทนค่า $\mathcal{E}_y = \frac{\mathbf{J}_x \times \mathbf{B}_z}{ep}$ และ $\mathbf{J}_x = \sigma \mathcal{E}_x$ จะได้

$$\tan \theta_H = \frac{\mathbf{J}_x \mathbf{B}_z}{ep} \frac{\sigma}{\mathbf{J}_x} = \frac{\sigma \mathbf{B}_z}{ep} \quad (2.19)$$

หรือ

$$\tan \theta_H = \frac{\sigma \mathbf{B}_z}{pe} = ep \mu_p \frac{\mathbf{B}_z}{ep} = \mu_p \mathbf{B}_z \quad (2.20)$$

$$\frac{\sigma}{ep} = \mu_p \quad (2.21)$$

$$\mu_p = \sigma R_H \quad (2.22)$$

ซึ่งเท่ากับสมการที่ (2.15) นั่นเอง

ในการวิเคราะห์ที่ผ่านมาแล้วนี้ ยังไม่ได้พิจารณาผลของการชนกันระหว่างพาหะกับพาหะ หรือพาหะกับแลตทิซ ดังนั้นค่าที่ได้จึงยังไม่ถูกต้อง ค่าสัมประสิทธิ์ของฮอลล์ในกรณีที่พิจารณาการชนกันระหว่างพาหะกับแลตทิซ (Lattice Scattering) จะได้ว่า

$$R_H = \frac{3\pi}{8} R_H = 1.18 R_H \quad (2.23)$$

และ

$$\tan \theta_H = \frac{3\pi}{8} \mu_p \mathbf{B}_z = \mu_H \mathbf{B}_z \quad (2.24)$$

หรือ

$$\mu_H = \frac{\tan \theta_H}{\mathbf{B}_z} = \frac{3\pi}{8} \mu_p \quad (2.25)$$

เมื่อ μ_p คือ สภาพคล่องของโฮล (Hole mobility)

μ_H คือ สภาพคล่องของฮอลล์ (Hall mobility)

ในกรณีที่พิจารณาการชนกันของพาหะกับอะตอมสารเจือ (Ionized Impurity Scattering) จะได้ว่า

$$R_{H(\text{collision})} = \frac{315\pi}{512} R_H = 1.93 R_H \quad (2.26)$$

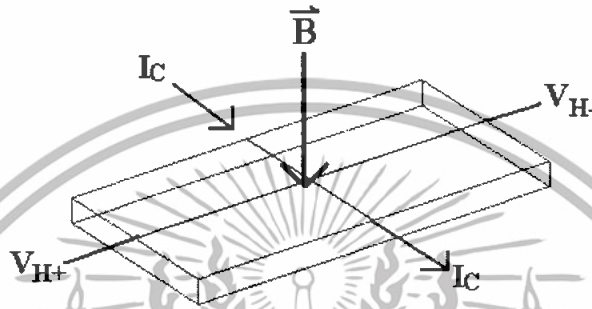
และ

$$\mu_{H(\text{collision})} = \frac{315\pi}{512} \mu_p = 1.93 \mu_p \quad (2.27)$$

ในกรณีที่ต้องการพิจารณาทั้งอิเล็กตรอนและโฮลพร้อมๆกัน จะต้องมีการแก้ไขสมการใหม่ให้ถูกต้อง จากรูป 2.2 สนามไฟฟ้า \mathcal{E} อยู่ในทิศ x และขณะเดียวกันสนามแม่เหล็ก \mathbf{B} อยู่ในทิศ z เนื่องจากสนาม \mathcal{E} จะเกิดกระแส โดยอิเล็กตรอนจะเคลื่อนที่ไปทางซ้าย และโฮลเคลื่อนที่ไปทางขวา การเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนและโฮลในสนามแม่เหล็กนี้จะทำให้เกิดแรงลอเรนซ์และทิศทางการเคลื่อนที่ไปคือ ทั้งอิเล็กตรอนและโฮลเคลื่อนที่ลงไปสู่ผิวด้านล่าง และเกิดการหักล้างกันเกิดขึ้น การ

หักล้างนี้จะไม่หมดไปโดยสิ้นเชิง และทำให้เกิดประจุไฟฟ้าขึ้นที่ผิวด้านล่าง เนื่องจากสารจะต้องเป็นกลางทางไฟฟ้า ดังนั้นจะเกิดประจุตรงกันข้ามขึ้นที่ผิวตอนบน และเกิดสนามไฟฟ้าในแกน y ขึ้นซึ่งเรียกว่า สนามของฮอลล์

2.2 ฮอลล์เจเนอเรเตอร์

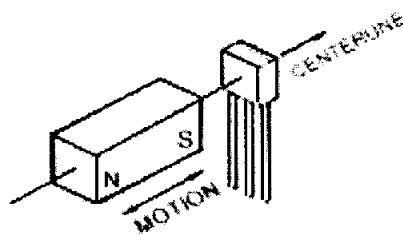


รูปที่ 2.3 หลักการของฮอลล์เจเนอเรเตอร์

จากรูปที่ 2.3 ถ้าให้กระแส I (A) ไหลผ่านไปนในสารกึ่งตัว เช่น เจอร์มาเนียมที่มีความหนา t (m) ซึ่งวางอยู่ในสนามแม่เหล็กที่มีความหนาแน่นฟลักซ์ B (Wb/m²) ในแนวตั้งฉากกับระนาบ (plane) ของสารกึ่งตัวนำ จะทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้า v ขึ้นในแนวตั้งฉากกับ B และ I ตามสมการ

$$v = \frac{\eta I B}{t} \quad (2.28)$$

ปรากฏการณ์เช่นนี้เรียกว่า ปรากฏการณ์ฮอลล์ และ η (m³C) เรียกว่า สัมประสิทธิ์ของฮอลล์ (Hall Coefficient) ถ้าทราบค่า η , I และ t จะสามารถหาค่า B ได้โดยการวัด v ฮอลล์เจเนอเรเตอร์ มีขนาดเล็กมาก (t มีค่าอยู่ประมาณ 0.1 มิลลิเมตร) จนสามารถนำไปวัดความหนาแน่นของฟลักซ์ในที่แคบๆ ได้ ดังแสดงในรูป 2.4 ส่วนความไวสามารถวัดได้ถึงระดับ 10^{-4} (Wb/m²) การเปรียบเทียบสามารถทำได้โดยการวัดแรงเคลื่อนไฟฟ้าของฮอลล์ (Hall Emf) ในความหนาแน่นของสนามแม่เหล็กที่ทราบค่าแล้ว



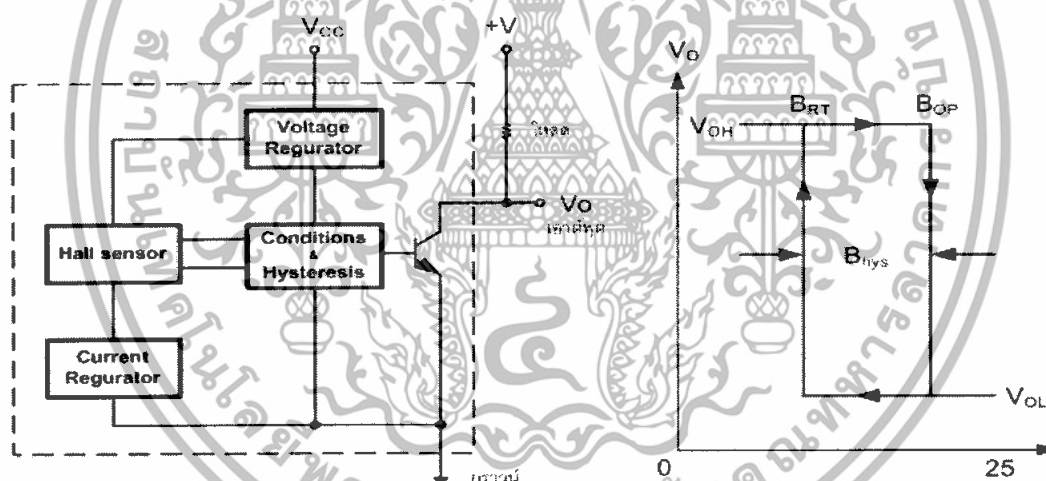
รูปที่ 2.4 การวัดสนามแม่เหล็กด้วยฮอลล์เจเนอเรเตอร์

2.3 ชนิดของตัวตรวจจับฮอลล์

ฮอลล์แบ่งออกเป็นสามชนิด คือ ชนิดเป็นสวิทช์ ชนิดเป็นตัวแลตช์ (Latch) และชนิดเป็นอุปกรณ์เชิงเส้น ชนิดสวิทช์และชนิดแลตช์เป็นอุปกรณ์ทางดิจิทัลคือ จะมีเอาต์พุตเพียงสองสถานะ ไม่เปิดก็ปิด ในขณะที่ฮอลล์แบบเชิงเส้นจะให้แรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงตามขนาดของสนามแม่เหล็ก

2.3.1 ฮอลล์ชนิดสวิทช์ (Switch Hall Device)

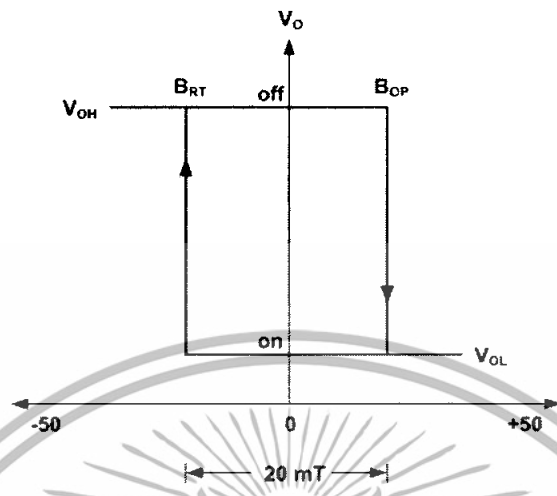
เป็นอุปกรณ์ที่อยู่ในสถานะปกติจะ “ปิด” และจะ “เปิด” เมื่อได้รับสนามแม่เหล็ก และจะปิดเมื่อหยุดให้สนามแม่เหล็ก รูปที่ 2.5 แสดงผังงานของฮอลล์ชนิดสวิทช์ จะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเมื่อเปลี่ยนแปลงสนามแม่เหล็ก เมื่อสนามแม่เหล็กเพิ่มจนถึงค่า B_{RT} แล้วจะได้แรงเคลื่อน V_{OH} สถานะเช่นนี้คือ “เปิด” แต่เมื่อสนามแม่เหล็กลดลงจนถึง B_{OP} จะได้แรงดัน V_{OL} สถานะเช่นนี้คือ “ปิด”



รูปที่ 2.5 ผังการทำงานและกราฟแสดงผลตอบสนองของฮอลล์ชนิดสวิทช์

2.3.2 ฮอลล์ชนิดแลตช์ (Latching Hall Device)

ฮอลล์ชนิดแลตช์ เป็นฮอลล์ที่จะเปิดเมื่อได้รับสนามแม่เหล็กบวก และจะปิดเมื่อได้รับสนามแม่เหล็กลบ ซึ่งต่างจากฮอลล์ชนิดสวิทช์ รูปที่ 2.6 เป็นการตอบสนองของฮอลล์จะเห็นได้ว่าการตอบสนองของฮอลล์จะเปิดเมื่อได้รับสนามแม่เหล็กเพื่อแลตช์เป็น 20 mT และจะปิดเมื่อได้รับสนามแม่เหล็กเป็น -25 mT

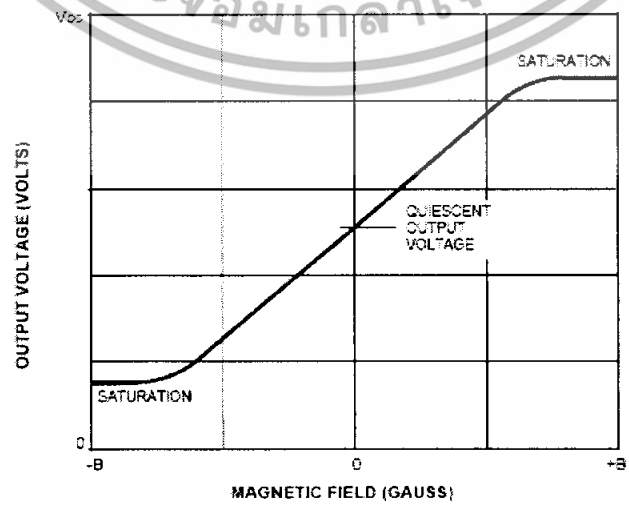


รูปที่ 2.6 การตอบสนองแรงดันเอาต์พุตกับสนามแม่เหล็กของฮอลล์ชนิดแอสตซ์

2.3.3 ฮอลล์ชนิดเชิงเส้น (Linear Hall Device)

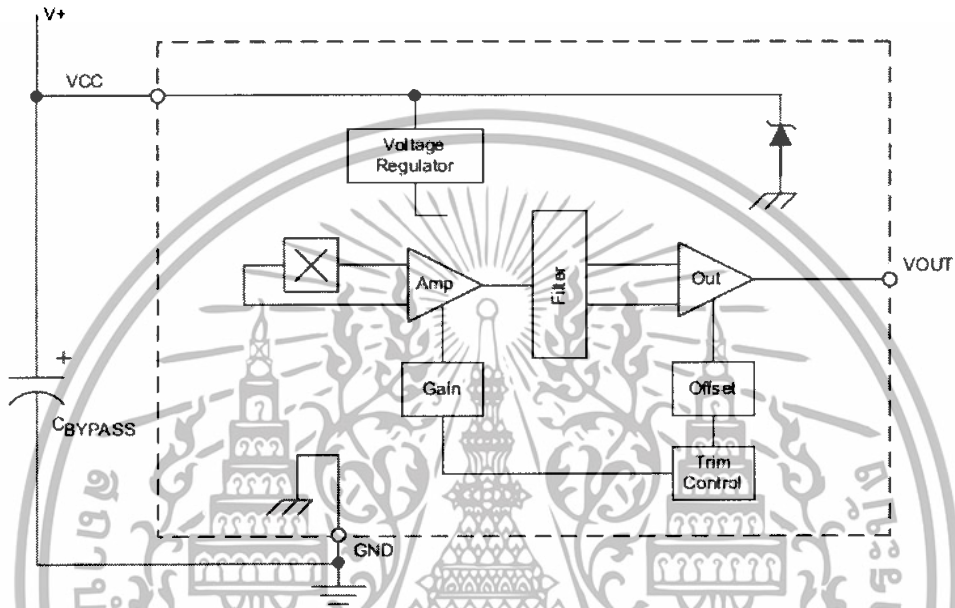
ฮอลล์ชนิดเชิงเส้น เป็นฮอลล์ที่จะไม่เกิดการเปิดหรือปิด แบบฮอลล์ชนิดสวิตช์ กล่าวคือไม่เกิดการฮิสเทอรีซิส ความไวของฮอลล์ชนิดเชิงเส้นมีประมาณ 16 mV/mT ฮอลล์ชนิดนี้สามารถหาช่วงของสนามแม่เหล็ก ได้ถ้ารู้ค่าแรงดันในขณะที่สนามแม่เหล็กเป็นศูนย์ซึ่งเรียกว่า จุดอินเตอร์เซปต์ (Intercept)

หากแรงดันของฮอลล์มีค่ามากกว่าจุดอินเตอร์เซปต์แล้ว แสดงว่าขณะนั้นช่วงของสนามแม่เหล็กเป็นช่วงเหนือ แต่ถ้าแรงดันของฮอลล์น้อยกว่าจุดอินเตอร์เซปต์ แสดงว่าสนามแม่เหล็กในขณะนั้นเป็นช่วงใต้ ซึ่งคุณสมบัติในข้อนี้สามารถนำไปหาตำแหน่งการหมุนของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงได้



รูปที่ 2.7 กราฟแสดงผลตอบสนองของฮอลล์ชนิดเชิงเส้น

รูปที่ 2.7 เป็นกราฟแสดงผลการตอบสนองของฮอลล์ชนิดเชิงเส้นภายในไอซีมีฮอลล์ชนิดเชิงเส้นคอยรับรู้ (Sensor) สนามแม่เหล็ก กระแสที่จ่ายให้แก่ฮอลล์ชนิดเชิงเส้นต้องคงที่ โดยต้องต่อตัวจ่ายกระแสที่ให้แก่ฮอลล์ เอาต์พุตจากฮอลล์ชนิดเชิงเส้นมีค่าต่ำ ดังนั้นจึงต้องขยายเพื่อให้ได้แรงดันสูงพอเมื่อนำไปจะใช้งาน



รูปที่ 2.8 แสดงบล็อกไดอะแกรมของฮอลล์เชิงเส้น

เนื่องจากฮอลล์เป็นอุปกรณ์ที่ทำจากสารกึ่งตัวนำ อุณหภูมิจึงมีผลต่อการทำงานของฮอลล์ภายในไอซีจึงจะต้องมีส่วนชดเชยอุณหภูมิ ฮอลล์ชนิดเชิงเส้นที่ดีจะต้องมีความเที่ยงตรงขณะที่อุณหภูมิสูงขึ้นมากกว่าอุณหภูมิที่ใช้งานปกติ แรงดันที่วัดได้ไม่ควรผิดพลาดเกิน 5 เปอร์เซ็นต์ของแรงดันที่อุณหภูมิปกติ แรงดันของฮอลล์ชนิดเชิงเส้นจะมีค่าน้อยมากเป็นมิลลิโวลต์ ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องขยายเพื่อเพิ่มแรงดันให้สูงขึ้น และถ้าสนามแม่เหล็กมีค่าน้อยแรงดันที่ได้ก็จะมีค่าน้อย แต่ถ้าหากสนามแม่เหล็กมีค่ามาก ค่าของแรงดันก็จะมากขึ้นด้วย

บทที่ 3

ความรู้พื้นฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์

ปัจจุบันความก้าวหน้าทางด้านเทคโนโลยีได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง ในอุตสาหกรรมอิเล็กทรอนิกส์ได้มีการพัฒนาชิ้นส่วนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพและคุณสมบัติต่าง ๆ มากขึ้น เทคโนโลยีทางการผลิตชิปไอซีกำลังเป็นที่นิยมในอุตสาหกรรมอิเล็กทรอนิกส์ ทั้งนี้เป็นเพราะว่าชิปไอซีเหล่านี้สามารถที่จะรวมคุณสมบัติต่างๆ อาทิเช่น การประมวลผลข้อมูล หรือที่เรียกว่า ไมโครโพรเซสเซอร์ (Microprocessor) การกระทำทางลอจิก การเชื่อมต่ออุปกรณ์ภายนอก ซึ่งโดยส่วนใหญ่ทั่วไปแล้วเรานิยมเรียกกันว่า ไอซีไมโครคอนโทรลเลอร์ (IC Microcontroller) หรือเรียกสั้นๆว่า ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller)

ไมโครคอนโทรลเลอร์ได้มีการคิดค้นพัฒนามาอย่างต่อเนื่องจนในปัจจุบันมีไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูลใหม่ๆเกิดขึ้นมามากมาย ล้วนแล้วแต่มีศักยภาพในการทำงานสูงด้วยกันทั้งสิ้น ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล Peripheral Interface Controller (PIC) เป็นของทางบริษัทไมโครชิพ ซึ่งเป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ที่เป็นที่นิยมอย่างแพร่หลาย เนื่องจากเปรียบพร้อมไปด้วยความสามารถ ทรัพยากร หรือฟังก์ชันการใช้งานต่างๆมากมาย เช่น โมดูล Analog to Digital, Timer counter, I²C และอื่นๆ ซึ่งส่วนต่างๆเหล่านี้ถูกรวบรวมอยู่ในชิปเพียงตัวเดียวทำให้สามารถทำงานได้หลายๆอย่างในเวลาเดียวกันและสามารถลดส่วนของฮาร์ดแวร์บางอย่างลง ส่วนในเรื่องของความเร็วชิปตระกูลนี้จะใช้เวลาในการทำคำสั่งต่างๆเพียง 1 หรือ 2 ไชเคิล ต่อคำสั่งเท่านั้นทำให้มีความเร็วในการทำงานมากกว่าชิปทั่วไป

การที่จะนำไมโครคอนโทรลเลอร์ไปประยุกต์ใช้งานในโครงการต่างๆนั้นจะต้องมีความรู้พื้นฐานเสียก่อน ดังนั้นแล้วในบทนี้จะกล่าวถึงความรู้พื้นฐานทางด้านไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยเฉพาะไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC ที่ใช้ในโครงการ การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัล การขับโมดูลแสดงผลแบบฟลิกเกลว (LCD) และทฤษฎีพื้นฐานที่สอดคล้องในโครงการฉบับนี้

3.1 ไมโครคอนโทรลเลอร์ ตระกูล PIC

3.1.1 คุณสมบัติของไมโครคอนโทรลเลอร์ ตระกูล PIC876

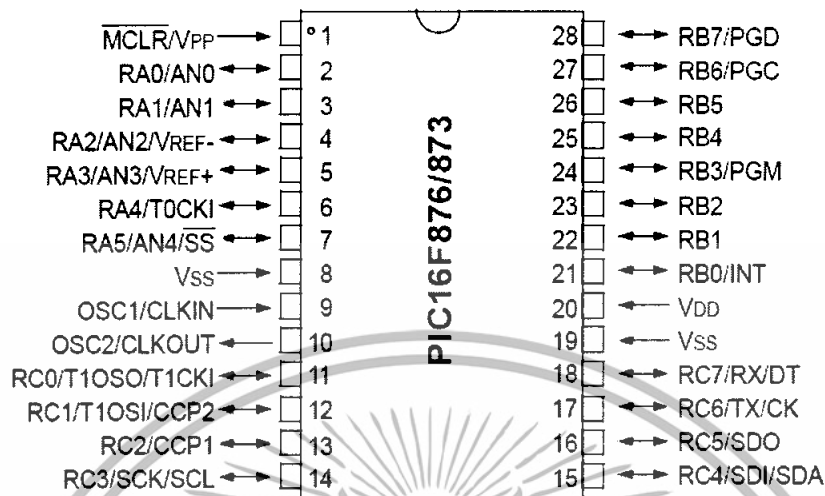
คุณสมบัติของไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC 876 ที่สำคัญๆมีดังนี้

- มี 35 Instruction คำสั่ง

- ในการปฏิบัติงานคำสั่งต่างๆจะใช้ไซเคิลเดียวและสองไซเคิลในคำสั่งที่เป็นการกระโดด
- ความถี่สูงสุดที่ทำงานได้คือ 20 MHz (16F877)
- การทำงานจะเป็นลักษณะ Pipeline ทำให้มีการทำงานเร็วขึ้น
- หน่วยความจำโปรแกรม FLASH Program Memory มีขนาด 8 k (14-Bitword)
- หน่วยความจำข้อมูล(Ram) 368 Bytes
- หน่วยความจำข้อมูล(EEPROM) 256 Bytes
- สามารถตอบสนองการอินเทอร์พได้ถึง 14 แพล่ง
- STACK 8 ระดับ
- เพาเวอร์อนรีเซต(POR) ,เพาเวอร์อัพไทม์เมอร์(PWRT) และ Oscillator Start-Up Timer
- Watchdog Timer
- สามารถเลือกการป้องกันข้อมูลได้(Code Protection)
- โหมดประหยัดพลังงาน (Sleep Mode)
- เลือกโหมดของสัญญาณนาฬิกาได้หลายโหมด
- สามารถโปรแกรมได้โดยใช้แรงดัน 5 โวลท์
- ฟังก์ชันการ โปรแกรมแบบICSP(In-Circuit Serial Programming)
- ทำงานที่ไฟเลี้ยง +2.0 ถึง +5.0 โวลท์
- กระแสทั้งซิงค์และซอร์สของพอร์ตคือ 25 มิลลิแอมป์
- Timer/Counter จำนวน 3 ตัว คือTimer0,Timer1 และ Timer2
- โมดูล Capture/Compare/PWM จำนวนสองชุด
- Analog to Digital Converter ความละเอียด 10 บิต 5 ช่องสัญญาณภายในตัว
- มีโมดูลการสื่อสาร USART
- มีโมดูลการตรวจจับระดับแรงดันไฟเลี้ยง Brown-Out reset (BOR)
- มีพอร์ต I/O 3 พอร์ตประกอบด้วย A,Bและ C

3.1.2 คุณสมบัติทั่วไปของ PIC 16F8XX

ไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC 16F8XX ทุกเบอร์จะมีขาใช้งานพื้นฐานและสถาปัตยกรรมเหมือนกัน ดังแสดงในรูปที่ 3.1 โดยมีรายละเอียดขั้นต้น ดังนี้



รูปที่ 3.1 แสดงตัวถังของ PIC16F876 และตำแหน่งขาสัญญาณมาตรฐาน

ขา V_{DD} ใช้สำหรับต่อไฟเลี้ยง +5 V

ขา V_{SS} เป็นขากราวด์ สำหรับต่อกับกราวด์ของระบบ

ขาพอร์ต A (PA0-PA7) มีขา 6 ขา สามารถกำหนดให้เป็นได้ทั้งอินพุตและเอาต์พุต สำหรับใช้งานทั่วไป ถ้าหากต้องการกำหนดให้ขาพอร์ต A ขาใดขาหนึ่งเป็นอินพุต สามารถทำได้โดยการเขียนข้อมูล “ 1 ” ไปยังแต่ละบิตของพอร์ตที่ต้องการติดต่อกับ ส่งผลให้ขาพอร์ตนั้นมีสถานะปล่อยลอย (float) จึงมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง สามารถใช้งานเป็นขาพอร์ตอินพุต นอกจากนั้นขาพอร์ตนี้ยังถูกใช้งานในการเป็นขาสัญญาณอินพุตนอกอีกด้วย

-RA0/AN0 ขาสัญญาณอินพุต/เอาต์พุตและขาสัญญาณอินพุตนอกAN0

-RA1/AN1 ขาสัญญาณอินพุต/เอาต์พุตและขาสัญญาณอินพุตนอกAN1

-RA2/AN2/VREF- ขาสัญญาณอินพุต/เอาต์พุต ขาสัญญาณอินพุตนอกAN2และขาสัญญาณแรงดันอ้างอิงลบ (-)

-RA3/AN3/VREF+ ขาสัญญาณอินพุต/เอาต์พุต ขาสัญญาณอินพุตนอกAN3และขาสัญญาณแรงดันอ้างอิงบวก (+)

-RA4/T0CKI ขาสัญญาณอินพุต/เอาต์พุต ขาสัญญาณอินพุตสัญญาณนาฬิกาของ Timer0

-RA5/AN4/SS ขาสัญญาณอินพุต/เอาต์พุต ขาสัญญาณอินพุตนอกAN4 และขาสัญญาณ Slave Select ในโหมดการสื่อสารแบบ Synchronous Serial Port

ขาพอร์ต B (PB0-PB7) มีขา 8 ขา แต่ละขาสามารถกำหนดให้เป็นทั้งอินพุตและเอาต์พุตสำหรับใช้งานทั่วไป ถ้าหากต้องการกำหนดให้ขาพอร์ตใดเป็นอินพุต สามารถทำได้โดยการเขียนข้อมูล “1” ไปยังแต่ละบิตของพอร์ตที่ต้องการติดต่อด้วย นอกจากนี้ยังมีการใช้งานเพิ่มเติม ดังนี้

- INT ขาอินพุตสัญญาณอินเตอร์รัพท์ภายนอก
- PGM ขาสัญญาณการโปรแกรมแบบแรงดันต่ำ
- PGC ขาสัญญาณนาฬิกาในโหมดการโปรแกรม
- PGD ขาสัญญาณข้อมูลในโหมดโปรแกรม

ขาพอร์ต C (PC0-PC7) มีขา 8 ขา แต่ละขาสามารถกำหนดให้เป็นได้ทั้งอินพุตและเอาต์พุตสำหรับใช้งานทั่วไป ถ้าหากต้องการกำหนดให้ขาพอร์ตใดเป็นอินพุตสามารถทำได้โดยการเขียนข้อมูล “1” ไปยังแต่ละบิตของพอร์ตที่ต้องการติดต่อด้วย นอกจากนี้ยังมีการใช้งานเพิ่มเติมดังนี้

- T1OSO/T1CKI ขาสัญญาณออสซิลเลเตอร์เอาต์พุต และขาอินพุตสัญญาณนาฬิกาของไทม์เมอร์
- T1OSI/CCP2 ขาสัญญาณอินพุตออสซิลเลเตอร์ไทม์เมอร์1 และเป็นขาสัญญาณ Capture 2 input/Capture 2 output/PWM 2 output
- CCP1 ขาสัญญาณ Capture 1 input/Compare 1 output/PWM 1 output
- SCK/SCL ขาสัญญาณอินพุตสัญญาณนาฬิกาในการสื่อสาร Synchronous ขาสัญญาณนาฬิกาในโหมด I²C และ SPI
- SDI/SDA ขาอินพุตสัญญาณข้อมูลในโหมด SPI ขาอินพุต/เอาต์พุตสัญญาณข้อมูลในโหมด I²C
- SDO ขาเอาต์พุตสัญญาณข้อมูลในโหมด SPI
- TX/CX ขาเอาต์พุตสัญญาณด้านส่งของการสื่อสาร USART ขาสัญญาณนาฬิกาโหมดการสื่อสาร Synchronous
- RX/DX ขาอินพุตสัญญาณด้านรับของการสื่อสาร USART ขาสัญญาณข้อมูลในโหมดการสื่อสาร Synchronous

ขาพอร์ต MCLR/VPP ใช้ในการรีเซ็ตการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์แอสคิท “0” โดยใช้การป้อนสัญญาณเพื่อรีเซ็ตสถานะที่ขา ini ต้องอยู่ในระดับรีเซ็ตอย่างน้อย 2 แมกซ์ซินไซเคล โดยที่วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกายังคงทำงานต่อเนื่องไปอย่างเป็นปรกติ ขารับแรงดันสำหรับการโปรแกรม

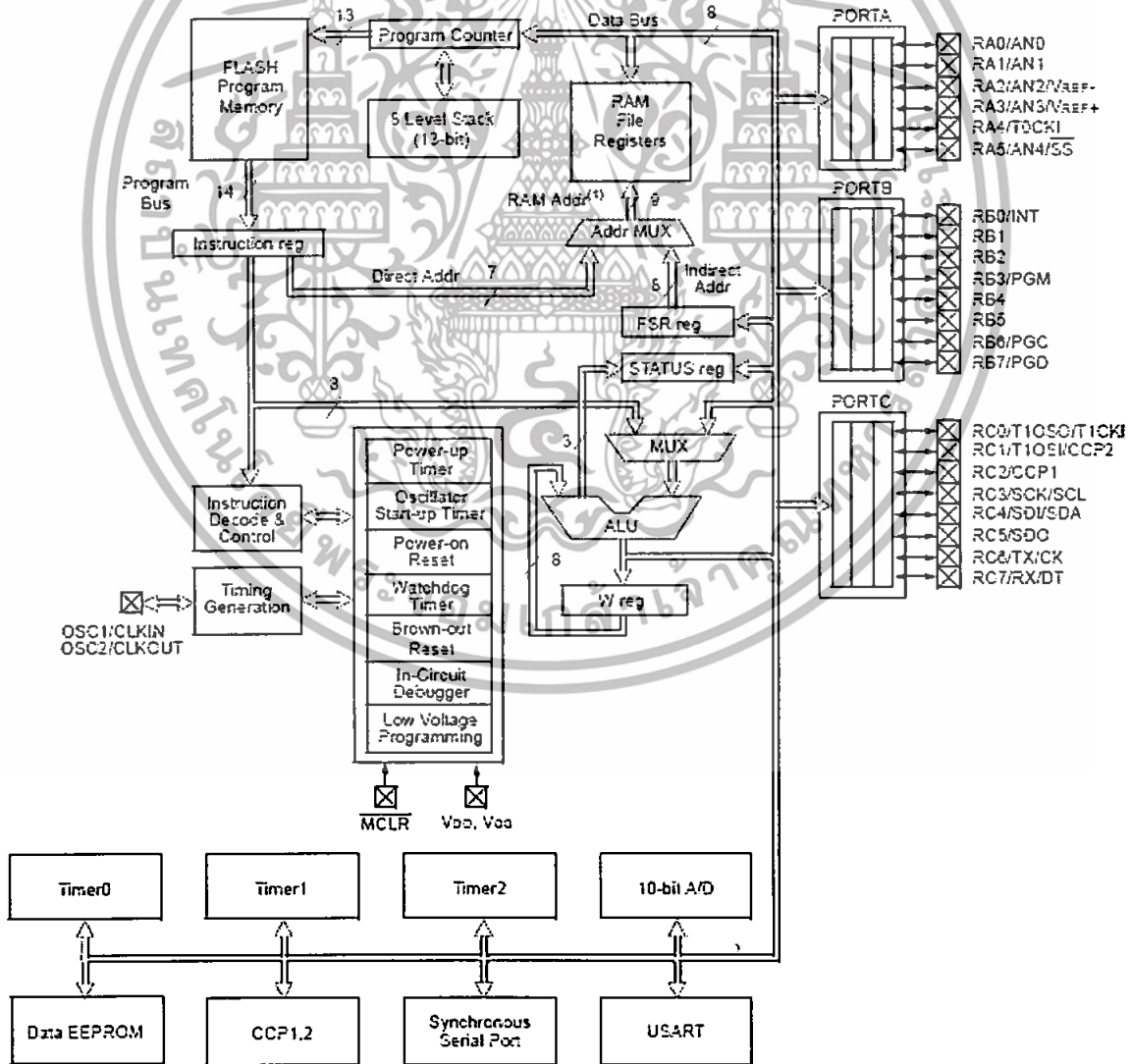
ขา OSC1/CLKIN ขาสัญญาณอินพุตสัญญาณนาฬิกาของ CPU

ขา OSC2/CLKOUT เป็นขาเอาต์พุตของสัญญาณนาฬิกา (1/4 ของ CLKIN) ใช้ต่อร่วมกับขาสัญญาณ OSC1 เพื่อกำเนิดสัญญาณนาฬิกาในกรณีที่ใช้คริสตอลแบบเรโซเนเตอร์หรือวงจร RC ภายนอก

3.1.3 โครงสร้างของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC

ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC มีสมาชิกในตระกูลหลายเบอร์ด้วยกัน แต่ละเบอร์จะมีคุณสมบัติบางอย่างแตกต่างกัน เช่น มีหน่วยความจำภายในสำหรับเก็บโปรแกรมและข้อมูลภายในชิปเพิ่มขึ้น ซึ่งในแต่ละตระกูลก็จะมีคุณสมบัติพิเศษแตกต่างกันออกไป

Device	Program FLASH	Data Memory	Data EEPROM
PIC16F673	4K	192 Bytes	128 Bytes
PIC16F676	8K	368 Bytes	256 Bytes



Note 1: Higher order bits are from the STATUS register.

รูปที่ 3.2 แสดงโครงสร้างภายในของ PIC16F876

3.1.4 หน่วยความจำ

หน่วยความจำเป็นส่วนประกอบที่สำคัญของไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นพื้นที่สำหรับเก็บโค้ดโปรแกรมและข้อมูลอื่นๆซึ่งไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC16F876 จะมีหน่วยความจำภายใน โดยจะแบ่งออกเป็น 3 ส่วนด้วยกัน คือ

- หน่วยความจำโปรแกรม (Program memory)
- หน่วยความจำข้อมูล (Data memory)
- หน่วยความจำ EEPROM

3.1.4.1) หน่วยความจำโปรแกรม

เป็นพื้นที่ในการเก็บซอร์สโปรแกรมโดยโครงสร้างจะเป็นแบบ FLASH Memory จึงสามารถทำการเขียนและลบได้หลายครั้ง ทำให้สะดวกต่อการพัฒนาโปรแกรม โดยจะมีโปรแกรมเคาท์เตอร์ขนาด 13 บิต ซึ่งสามารถอ้างตำแหน่งข้อมูลได้ถึง 8 กิโลเวิร์ด ตั้งแต่แอดเดรส 0000h ถึง 1FFFh

3.1.4.2) หน่วยความจำข้อมูล (Data Memory)

หน่วยความจำข้อมูลนี้จะประกอบไปด้วยพื้นที่ใช้งานทั่วไป (General Purpose Register) มีขนาด 368 ไบท์และพื้นที่ของรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษ (Special Function Register)

รีจิสเตอร์

รีจิสเตอร์เป็นส่วนที่สำคัญในการพัฒนาโปรแกรมซึ่งในการใช้งานฟังก์ชันต่างๆเราจำเป็นต้องรู้จักและเข้าใจรายละเอียดของรีจิสเตอร์ต่างๆที่เกี่ยวข้องนั้นด้วย โดยเราจะแยกรีจิสเตอร์ออกเป็น 2 ส่วน คือรีจิสเตอร์ไฟล์หรือรีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไปและรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษ

รีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไป

เป็นหน่วยความจำใช้งานทั่วไปโดยโครงสร้างจะเป็นหน่วยความชนิด Static Ram สามารถเปลี่ยนแปลงข้อมูลได้ตลอดเวลาและข้อมูลต่างๆจะหายไปเมื่อไม่มีไฟเลี้ยงจ่ายให้กับชิพ หน่วยความจำส่วนนี้ของชิพ PIC16F876 จะมีขนาด 368 ไบท์ ข้อมูลจะเป็นแบบ 8 บิต เหมาะสำหรับการใช้เก็บข้อมูลหรือใช้ตัวแปรต่างๆในการเขียนโปรแกรมโดยจะกระจายอยู่ในแบงก์ต่างๆทั้ง 4 แบงก์

รีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษ

เป็นรีจิสเตอร์ที่ใช้ในการควบคุมการทำงานในฟังก์ชันต่างๆของชิพ โดยจะจัดวางลักษณะเดียวกับรีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไปคือจะอยู่ในแต่ละแบงก์ทั้ง 4 แบงก์ โดยจะแบ่งออกเป็นรีจิสเตอร์หลักและรีจิสเตอร์ที่ใช้งานฟังก์ชันต่างๆซึ่งในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะรีจิสเตอร์หลักเท่านั้น

ฟังก์ชันของตัวควบคุมการอ่าน

รีจิสเตอร์ PCL และ PCLATH

โปรแกรมเคาท์เตอร์(PC) ของซีพียู PIC 16F876 จะมีขนาด 13 บิต โดยจะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ ในส่วนไบท์ล่างจะเป็นรีจิสเตอร์ PCL โดยจะเก็บตำแหน่งของ PC ใน 8 บิตล่าง(PC<7:0>) ซึ่งรีจิสเตอร์ PCL นี้สามารถทำการอ่านและเขียนข้อมูลได้ปกติ ส่วนอีก 5 บิตบน PCH ในรีจิสเตอร์ (PC<12:8>) นั้นไม่สามารถทำการอ่านค่าและเขียนได้โดยตรงซึ่งการอ่านและเขียนข้อมูลในส่วนนี้จะต้องทำผ่านรีจิสเตอร์ PCLATH เมื่อเกิดการรีเซ็ตทุกครั้ง รีจิสเตอร์ PC จะถูกเคลียร์เป็นศูนย์ทั้งหมด ทำให้ตำแหน่งเริ่มต้นที่ซีพียูจะทำงาน(Reset Vector) คือตำแหน่งแอดเดรส 0000h

การเข้าถึงข้อมูลแบบทางอ้อม

การเข้าถึงข้อมูลแบบทางอ้อมนี้จะใช้ในการอ่านเขียนข้อมูลในหน่วยความจำข้อมูล ซึ่งจะใช้รีจิสเตอร์ 2 ตัวทำงานร่วมกันคือ INDF และ FSR โดยรีจิสเตอร์ FSR จะทำหน้าที่ชี้ตำแหน่งแอดเดรสของหน่วยความจำข้อมูลที่ต้องการเข้าถึง ส่วนรีจิสเตอร์ INDF จะทำหน้าที่เก็บข้อมูลในตำแหน่งหน่วยความจำข้อมูลที่ FSR ชี้อยู่ ประโยชน์ของการเข้าถึงข้อมูลแบบทางอ้อมนี้ มักจะใช้ในกรณีที่การอ่านเขียนข้อมูลในหน่วยความจำข้อมูลแบบต่อเนื่องกัน

หน่วยความจำข้อมูล EEPROM

PIC 16F876 มีหน่วยความจำข้อมูลแบบ EEPROM 256 ไบท์โดยสามารถอ่านและเขียนในขณะที่ทำงานปกติได้แต่ต้องไม่มีการ Enable Code Protect Bit โดยการเข้าถึงนั้นจะต้องทำผ่านรีจิสเตอร์พิเศษ (Special Function Register) ซึ่งต้องใช้ถึง 4 ตัวดังนี้

- EECON1 : ควบคุมการเข้าถึงหน่วยความจำ
- EECON2 : จัดลำดับการเขียนข้อมูล
- EEDATA : เป็นบัฟเฟอร์ใช้เก็บข้อมูล 8 บิตสำหรับการอ่านและเขียน
- EEADR : รีจิสเตอร์ที่เก็บแอดเดรส 00h-FFh (256 Bytes)

ข้อมูลที่ถูกเขียนลงในหน่วยความจำ EEPROM จะคงสถานะเดิมอยู่ตลอดแม้จะไม่มีกระแสไฟเลี้ยงให้กับซีพียูแล้วก็ตามซึ่งในการอ่านและเขียนข้อมูลของ EEPROM นี้จะต้องใช้กระบวนการพิเศษ

3.1.5) ไซเคิลการทำงานของ CPU

การทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์หรือไมโครโปรเซสเซอร์ต่างๆจะต้องอาศัยส่วนที่เรียกว่า ออสซิลเลเตอร์ หรือแหล่งกำเนิดสัญญาณนาฬิกาเพื่อใช้ในการกำหนดจังหวะการทำงานของ CPU ในการประมวลผลข้อมูลหากไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวใดสามารถตอบสนองความถี่ของออสซิลเลเตอร์ขนาดสูงๆได้มากเท่าใดการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ก็จะมีความเร็วมาก

เท่านั้น แต่ต้องพิจารณาสัญญาณนาฬิกาหลักด้วย CPU ตระกูล PIC จะประกอบไปด้วยสัญญาณนาฬิกาจากภายนอกจำนวน 4 ไซเคิล ดังนั้นสัญญาณนาฬิกาหลักภายในของ CPU จึงมีค่าเท่ากับสัญญาณนาฬิกาจากภายนอกหารด้วย 4 อาจกล่าวได้ว่าความเร็วในการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ต่อคำสั่งจะมีค่าเป็น $\frac{1}{4}$ เท่าของความถี่ออสซิลเลเตอร์ภายนอก ดังนั้นการประมวลผลของ CPU ตระกูล PIC ที่ได้กล่าวไว้ว่าสามารถประมวลผล 1 clock ต่อ 1 คำสั่งนั้นไม่ได้หมายถึงไซเคิล clock ภายนอกแต่หมายถึง Instruction clock ภายในซึ่งประกอบไปด้วยสัญญาณนาฬิกาจากภายนอก 4 ไซเคิลและสามารถประมวลผล 1 ไซเคิลต่อคำสั่งได้เพราะรูปแบบการประมวลผลเป็นแบบไปป์ไลน์

ลักษณะการทำงานแบบไปป์ไลน์ คือในการประมวลผลคำสั่งของ CPU หนึ่งคำสั่ง จะประกอบด้วยสองขั้นตอนหลักๆคือ

การ Fetch สภาวะที่ CPU ทำการอ่านข้อมูลคำสั่งจากหน่วยความจำโปรแกรมทำการถอดรหัสแล้วนำมาเก็บไว้ในรีจิสเตอร์ Instruction เพื่อรอการประมวลผล

การ Execution การกระทำหรือปฏิบัติการตามคำสั่งที่อยู่ในรีจิสเตอร์ Instruction

3.1.6) โมดูล Analog to Digital Converter

เป็นโมดูลที่อยู่ในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC ซึ่งในเบอร์ 16F876 จะมี 5 แชนเนล แต่ทั้ง 5 แชนเนลนี้ไม่สามารถทำงานพร้อมกันได้ทั้งหมด โดยการทำงานจะเป็นลักษณะมัลติเพล็กซ์ ความละเอียด 10 บิตและยังสามารถเลือกแรงดันอ้างอิงในการแปลงสัญญาณได้ ทั้งจากแรงดันไฟเลี้ยงภายใน CPU หรือแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟภายนอกโค่นผ่านทางขา RA2 หรือ RA3 โมดูล A/D นี้ยังมีลักษณะพิเศษคือ สามารถทำงานได้แม้ว่าจะอยู่ในโหมดประหยัดพลังงาน

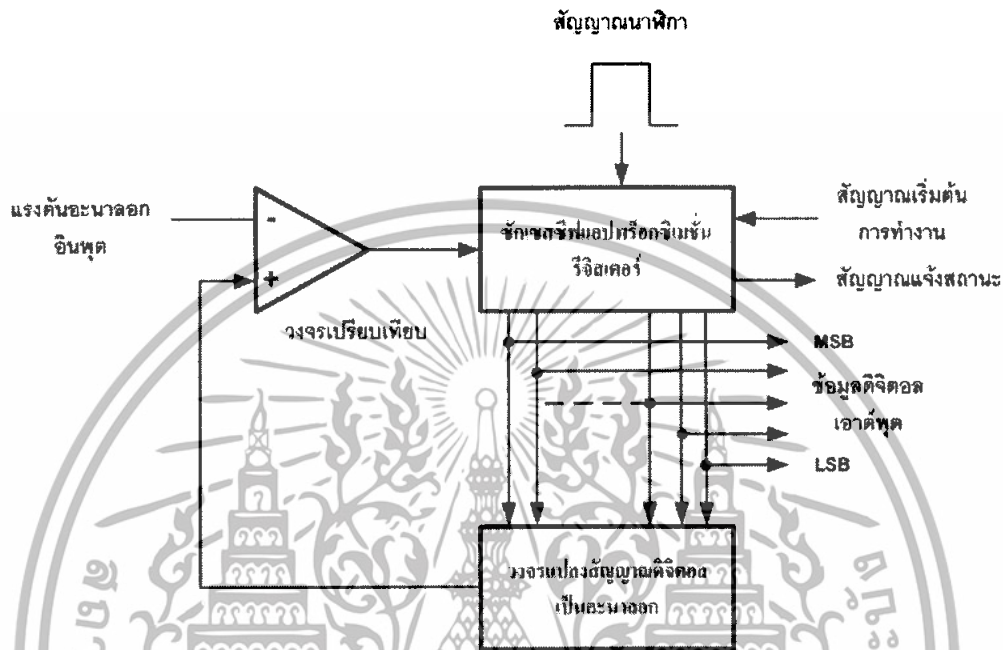
3.2 การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัลแบบซัคเซสซีฟแอปพร็อกซิเมชัน

(Digital to Analog Converters Successive Approximation)

การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัล (ADC) ที่ได้รับความนิยมสูงและมีประสิทธิภาพดีคือ การแปลงแบบซัคเซสซีฟแอปพร็อกซิเมชัน กล่าวคือ เป็นการแปลงแบบประมาณค่าใกล้เคียง โค้ดแอมการการทำงานแสดงในรูป 3.3 ส่วนที่สำคัญหลักคือ วงจรเปรียบเทียบแรงดัน วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก (DAC) สัญญาณนาฬิกา และส่วนควบคุมลอจิก

วงจร ADC แบบซัคเซสซีฟแอปพร็อกซิเมชันนี้จะใช้รีจิสเตอร์เลขฐานสองหรือไบนารีรีจิสเตอร์ในการส่งข้อมูลดิจิทัลของวงจร DAC ภายในแต่ละบิตของรีจิสเตอร์จะเซตและรีเซตโดย

การควบคุมจากวงจรควบคุม การทำงานของ ADC สามารถพิจารณาจากไคอะแกรมดังรูป 3.3 ได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.3 แสดงไคอะแกรมการทำงานของวงจร ADC แบบซิกเซตซีฟแอฟหรือคิมเข้มรีจิสเตอร์

พิจารณาไคอะแกรมการทำงาน กำหนดให้แรงดันแอนะล็อกอินพุต (V_{in}) มีค่า 13.5 V

1. ส่งสัญญาณเริ่มต้นการทำงาน (Start converter) มายังซิกเซตซีฟแอฟหรือคิมเข้มรีจิสเตอร์
2. ขณะนี้สถานะของรีจิสเตอร์ไม่ว่าง (Busy) สัญญาณนาฬิกาถูกแรกถูกส่งเข้ามาเพื่อ กำหนดให้ค่าของรีจิสเตอร์เท่ากับ 0000
3. เอาต์พุตของ DAC จะเป็น 0 V ส่งไปในวงจรเปรียบเทียบ เพื่อเปรียบเทียบ V_{in} ในขณะนี้ จะได้อาต์พุตเท่ากับ -5 V กำหนดเป็นลอจิก “0”
4. เมื่อสัญญาณถูกต่อไปเข้ามา จะทำการเซตบิต MSB ของรีจิสเตอร์เป็น “1”
5. ในกรณีที่ เป็น ADC ขนาด 4 บิต ดังนั้นการที่บิต MSB เซต จะทำให้วงจร DAC แปลงค่าแรงดัน 8 V นำไปเปรียบเทียบวงจรเปรียบเทียบแรงดัน แต่ยังน้อยกว่า V_{in} ดังนั้นเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบแรงดันยังคงเป็น “0” ทำให้รีจิสเตอร์ยังคงค่าบิต MSB ให้เป็น “1” ต่อไป
6. ต่อมาบิต B2 (ถัดจากบิต MSB 1 บิต เนื่องจาก 4 บิต กำหนดบิต MSB = B3) จะเซตซึ่งมีค่าเท่ากับ 4 V นำไปรวมกับค่าของบิต MSB ที่มีอยู่ 8 V เช่น 12 V นำไปเปรียบเทียบ

เทียบกับ V_{in} ก็ยิ่งน้อยกว่า รีจิสเตอร์จึงยังคงค่า B2 ไว้ที่ “ 1 ” เช่นกัน

7. ต่อมา บิตจะเซตทำให้แรงดันเอาต์พุตออกมา DAC กลายเป็น $8+4+2 = 14$ ซึ่งมากกว่า V_{in} ทำให้วงจรเปรียบเทียบเกิดการเปลี่ยนสถานะเป็น “ 1 ” ซึ่งจะส่งสัญญาณมาควบคุมให้ B1 กลายเป็น “ 0 ”
8. เมื่อบิต LSB ถูกเซต จะมีค่าแรงดัน “ 1 ” เข้ามาร่วมกับค่าของ B3 B2 และ B1 เป็น $8+4+0+1 = 13 V$ นำไปเปรียบเทียบกับ V_{in} ปรากฏว่าน้อยกว่า V_{in} ทำให้บิตที่ B0 หรือ LSB มีค่าเป็น “ 1 ”
9. ขณะนี้ทุกบิตในรีจิสเตอร์ถูกนำมาแปลงค่าเรียบร้อยแล้ว ทำให้สถานะของรีจิสเตอร์กลับมาเป็นพร้อมทำงาน (Ready)
10. ข้อมูลดิจิทัลที่ได้จากการ ADC แบบนี้ จะมีค่า 1001_2 หรือ $13 V$ ซึ่งใกล้เคียงกับ V_{in} มากที่สุดถ้าหากรีจิสเตอร์มีจำนวนบิตมากกว่านี้ ความละเอียดของข้อมูลที่แปลงได้จะมีค่าใกล้เคียงมากขึ้น ช่วงเวลาการแปลงสัญญาณ จะเริ่มต้นตั้งแต่สัญญาณนาฬิกาถูกแรกถูกส่งไปเตรียมระบบ จนถึงเมื่อสถานะของรีจิสเตอร์กลับมาเป็นพร้อมทำงานอีกครั้งหนึ่ง ซึ่งจะต้องใช้จำนวนสัญญาณนาฬิกาเท่ากับ $n+1$ พัลส์ โดย n เท่ากับจำนวนบิตของรีจิสเตอร์

ดังนั้นถ้าหาก ADC แบบซิกเซสซีฟแอปพริออกซิเมชันขนาด 4 บิต ใช้สัญญาณนาฬิกาความถี่ 50 kHz เวลาที่ใช้ทั้งหมดในการแปลงสัญญาณจะคำนวณได้ดังนี้

- (1) จำนวนคาบสัญญาณนาฬิกา

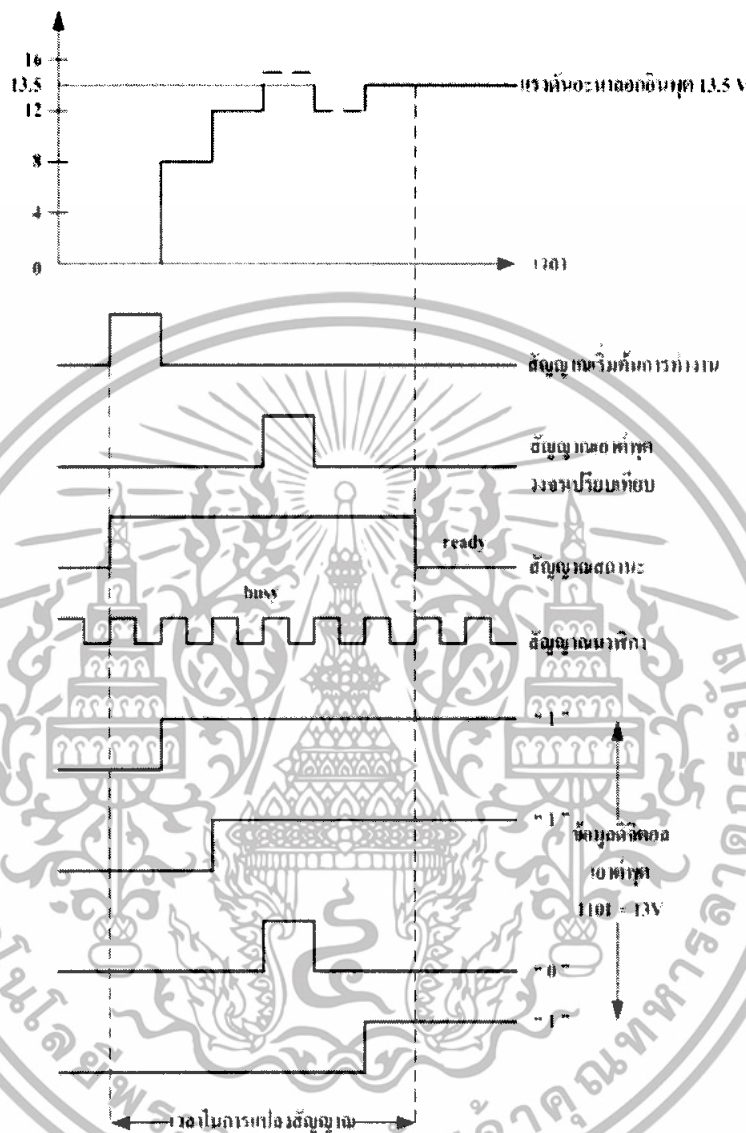
$$f_{clk} = 50 \text{ kHz} = 50 \times 10^3$$

$$T = \frac{1}{50 \times 10^3} = 20 \text{ มิลลิวินาที}$$

- (2) จำนวนสัญญาณนาฬิกาทั้งหมดที่ใช้ในการแปลงเท่ากับ $n+1$ ซึ่ง n มีค่าเท่ากับ 4 เนื่องจากมีจำนวน 4 บิต ดังนั้นจำนวนสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ทั้งหมดจริงเท่ากับ $4+1 = 5$
- (3) เวลาทั้งหมดที่ใช้เท่ากับ $5 \times 20 = 100$ มิลลิวินาที

จะเห็นว่าวงจร ADC แบบซิกเซสซีฟแอปพริออกซิเมชันมีความเร็วในการทำงานสูงพอสมควร เหมาะอย่างยิ่งในการนำไปใช้กับไมโครคอนโทรลเลอร์

แรงดันเอาต์พุตของวงจร DAC (V)



รูปที่ 3.4 แสดงไทม์ไลน์การทำงานของวงจร ADC แบบซิกเซสซีฟแอปพร็อกซิเมชัน

3.2.1 ความเที่ยงตรงของวงจร ADC

ความเที่ยงตรงของวงจร ADC เป็นการแสดงการเปรียบเทียบแรงดันอะนาล็อกของวงจร ADC กับแรงดันที่ควรเกิดขึ้นจริง ยกตัวอย่างที่ข้อมูลดิจิทัลสูงสุดของวงจร ADC ขนาด 8 บิต เมื่อเทียบเป็นแรงดันอะนาล็อกควรมีค่าเท่ากับ 5.0000 V แต่จากการคำนวณส่วนใหญ่แล้วจะได้ค่าประมาณ 4.9804 V นั่นคือเกิดความผิดพลาดไป 0.0195 V หรือ 19.5 mV แต่การบอกค่าความเที่ยงตรงของวงจร ADC มักระบุเป็นจำนวนที่เทียบกับ VLSB ดังนั้นในวงจร ADC ขนาด 8 บิตจึงมีค่าความเที่ยงตรง (หรือบางที่เรียกเป็นค่าความผิดพลาด) เป็น $\pm 1/2\text{LSB}$

3.2.2 ค่าเวลาในการแปลงสัญญาณ (Conversion time)

เป็นค่าของเวลาทั้งหมดที่วงจร ADC แบบวงจรมัลติเพล็กซ์ และ แบบซิงเกิลแชนเนล – ซิมเพิล ใช้ในการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลจนเสร็จสิ้น พารามิเตอร์ตัวนี้มักจะปรากฏในคุณสมบัติของไอซีที่ทำงานเป็นวงจร ADC เมื่อไอซีแปลงสัญญาณเสร็จสิ้นลง จะส่งสัญญาณที่เรียกว่า EOC (End of conversion) ออกมา

ค่าเวลาในการแปลงสัญญาณของวงจร ADC จะขึ้นอยู่กับ จำนวนบิตของวงจร ค่าความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในการแปลงสัญญาณ และขนาดของสัญญาณอนาล็อกอินพุต

3.3 การขับโมดูลแสดงผลแบบผลึกเหลว (LCD model)

การเขียนโปรแกรม PIC เพื่อติดต่อกับภายนอก ปกติจะใช้อุปกรณ์อินพุต และเอาต์พุต อุปกรณ์หนึ่งทีนิยมใช้กันมากคือ LCD เนื่องจากราคาถูก และสามารถแสดงผลได้ทั้งตัวอักษร และ ภาพกราฟิก อุปกรณ์ LCD ที่นิยมจะเป็นขนาด 16×2 (บรรทัดละ 16 ตัวอักษร มีจำนวน 2 บรรทัด) และขนาด 20×2 (บรรทัดละ 20 ตัวอักษร มีจำนวน 2 บรรทัด)

3.3.1 รายละเอียดเกี่ยวกับโมดูล LCD

ในโมดูล LCD จะมีส่วนประกอบหลัก ๆ 3 ส่วน ดังนี้

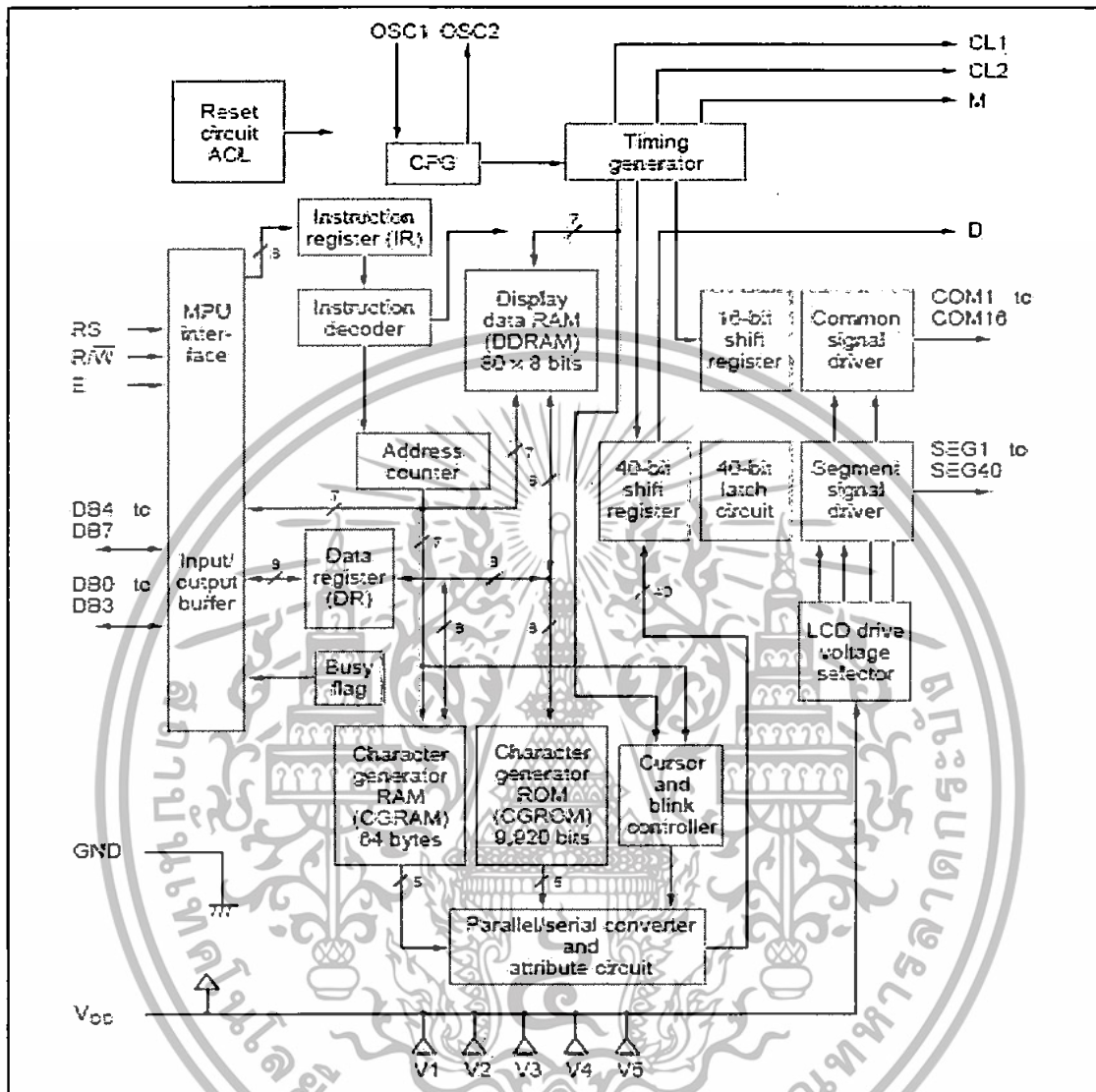
ตัวแสดงผล (Display) ภายในเป็นผลึกเหลวที่สามารถแสดงผลให้เห็น โดยอาศัยแสงจากภายนอก ดังนั้นจึงต้องมีมุมในการมองข้อมูลที่แสดงผลบนจอ LCD

ตัวควบคุม (Control) เป็นตัวรับข้อมูลจากอุปกรณ์ภายนอกมาควบคุมการทำงานของโมดูล LCD เช่น ลบจอภาพ แสดงตัวอักษร หรือเลื่อนเคอร์เซอร์ เป็นต้น ตัวควบคุมนี้นิยมใช้ชิปเบอร์ HD 44780 และ HD61830 โดย HD44180 จะใช้ควบคุม LCD แบบอักขระ ส่วน HD61830 ใช้ควบคุม LCD แบบกราฟิก

ตัวขับ (Driver) เป็นตัวรับสัญญาณจากตัวควบคุมมาขับให้แสดงผลแสดงข้อมูลตามที่กำหนดชิปที่ใช้ทำหน้าที่เป็นตัวขับที่นิยมใช้ในปัจุบันได้แก่ เบอร์ HD44100H และ MSM5259 เป็นต้น

3.3.2 โครงสร้างภายในของตัวควบคุมโมดูล LCD

การใช้งานโมดูล LCD ต้องทำความเข้าใจเกี่ยวกับโครงสร้างและคำสั่งที่ใช้ในการควบคุม จากรูปที่ 3.6 เป็นบล็อกไดอะแกรมภายในของชิปควบคุม LCD เบอร์ HD44780 ซึ่งใช้ในโมดูล LCD แบบอักขระ ประกอบด้วย



รูปที่ 3.5 แสดงไดอะแกรมการทำงานของโมดูล LCD แบบอักษระ

บัฟเฟอร์อินพุตเอาต์พุต เป็นส่วนที่ใช้ในการติดต่อรับส่งข้อมูลกับอุปกรณ์ภายนอก เพื่อที่จะถ่ายทอดข้อมูลเข้าออกภายในตัวควบคุม

รีจิสเตอร์คำสั่ง (Instruction Register : IR) เป็นรีจิสเตอร์ใช้รับข้อมูลคำสั่งจากอุปกรณ์ภายนอกเพื่อนำไปควบคุมการแสดงผล

รีจิสเตอร์ข้อมูล (Data Register : DR) เป็นรีจิสเตอร์ใช้รับข้อมูลคำสั่งจากอุปกรณ์ภายนอกเพื่อถ่ายทอดไปยังหน่วยความจำที่ทำหน้าที่เก็บข้อมูลแสดงผล หรือนำข้อมูลไปสร้างตัวอักษรเพิ่มเติมในแรมเก็บตัวอักษร

แรมเก็บข้อมูลแสดงผล (Display Data Ram : DDRAM) เป็นหน่วยความจำแรมที่ทำหน้าที่เก็บข้อมูลที่มาจากริจิสเตอร์ DR ตัวควบคุมจะนำข้อมูลใน DDRAM นี้ไปเปิดตาราง (Look up-table) ของตัวอักษรที่เก็บไว้ในหน่วยความจำรวมและแรมเก็บตัวอักษร เพื่อนำไปแสดงผลที่ตัวแสดงผล

รวมเก็บตัวอักษร (Character Generator ROM : CGROM) เป็นหน่วยความจำรวมที่ใช้เก็บข้อมูลตัวอักษร หรือสัญลักษณ์ที่สามารถอ่านออกไปแสดงที่ตัวแสดงผลได้ มีขนาด 7,200 บิต โดยจะถูกอ่านด้วยค่าของข้อมูลใน DDRAM

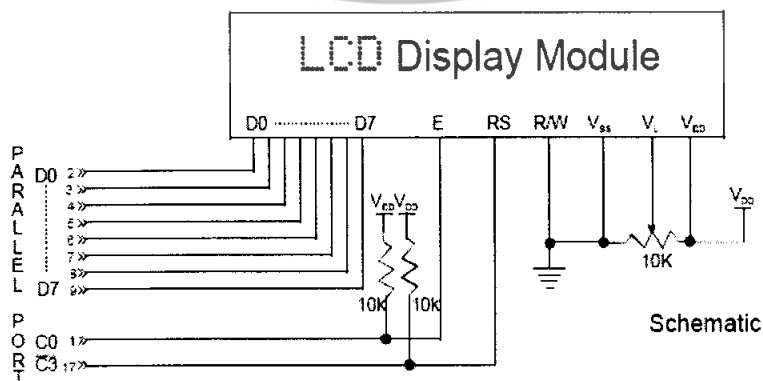
แรมเก็บตัวอักษร (Character Generator RAM : CGRAM) เป็นหน่วยความจำแรมที่ใช้เก็บตัวอักษรที่มีการสร้างเพิ่มเติมขึ้นใหม่ในกรณีที่ตัวอักษรใน CGROM ไม่เพียงพอ มีขนาด 512 บิต การเขียนและอ่านค่าไปใช้นั้น สามารถทำได้เช่นเดียวกับ CGROM คือ เขียนข้อมูลลงใน DDRAM แล้วตัวควบคุม จะอ่านค่ามาจาก CGRAM เอง

แฟลค BUSY เป็นส่วนที่ทำหน้าที่แจ้งสถานะการทำงานของตัวควบคุมให้อุปกรณ์ภายนอกทราบว่าตัวควบคุมข้อมูลพร้อมที่จะรับข้อมูลหรือคำสั่งหรือไม่ ดังนั้น ก่อนการส่งข้อมูลหรือคำสั่งมายังตัวควบคุมจะต้องตรวจสอบสถานะของแฟลค BUSY นี้เสียก่อน

3.3.3 โมดูล LCD ขนาด 16 ตัวอักษร 2 บรรทัด (LCD 16x2)

โมดูล LCD เป็นโมดูลที่มีโครงสร้างเป็นมาตรฐาน มีการระบุเบอร์แตกต่างกันออกไปตามผู้ผลิตเช่น LM020L ของฮิตาชิ DMC-16417A ของคอนเท็กซ์ (Contrex) เป็นต้น อย่างไรก็ตาม คอนโทรลเลอร์ที่นิยมใช้คือเบอร์เดียวกันนั่นเองคือเบอร์ HD44750 ของฮิตาชิ

โมดูล LCD ขนาด 16x2 มีขาต่อใช้งานทั้งสิ้น 14 ขา มีการจัดขาตั้งในรูปแบบที่ 3.7 สำหรับรายละเอียดการทำงานของแต่ละขามีดังนี้



รูปที่ 3.6 แสดงรูปร่างและการจัดขาโมดูล LCD แบบอักษร

V_{ss} (ขา 1) : ต่อกกราวด์

V_{DD} (ขา 2) : ต่อไฟเลี้ยง + 5 โวลต์





V_o (ขา 3) : เป็นขาอินพุตรับแรงดันเพื่อปรับความเข้มของการแสดงผล

RS (ขา 4) : เป็นขาอินพุตใช้ในการแยกชนิดของข้อมูลที่ทำการประมวลผลในขณะนั้นว่าเป็นคำสั่งสำหรับรีจิสเตอร์ IR หรือเป็นข้อมูลสำหรับรีจิสเตอร์ DR โดยถ้าขานี้เป็น “0” ข้อมูลที่ส่งมาจะเป็นคำสั่งแต่ถ้าขาเป็น “1” ข้อมูลที่ส่งมาจะเป็นข้อมูลสำหรับการแสดงผล

R/W (ขา 5) : เป็นขาที่เลือกการอ่านหรือเขียนข้อมูลกับโมดูล LCD ถ้าเป็น “0” เป็นการกำหนดให้เขียนข้อมูล แต่ถ้าเป็น “1” จะเป็นการอ่านข้อมูล

E (ขา 6) : เป็นขาสำหรับสัญญาณพัลส์เอ็นเอเบิล โมดูล LCD ให้ทำงาน

D0 - D7 (ขา 7 - 14) : เป็นขาที่ใช้เป็นทางผ่านของข้อมูล ระหว่าง LCD กับอุปกรณ์ภายนอกขนาด 8 บิต ซึ่งขา RS R/W และขา E จะใช้งานร่วมกันได้ โดยมีความสัมพันธ์แสดงในตารางที่ 3.5 ตารางที่ 3.5 แสดงความสัมพันธ์ในการทำงานของขา RS R/W และ E ของโมดูล LCD แบบอักษร

RS	RW	E	การทำงาน
0	0		เขียนคำสั่ง
0	1		อ่านสถานะของโมดูล LCD
1	0		เขียนข้อมูล
1	1		อ่านข้อมูล

บทที่ 4

ส่วนประกอบและหลักการทำงาน

หลักการสร้างและออกแบบเครื่องวัดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กนี้ ได้แบ่งออกเป็น 2 ส่วนหลักๆ คือ ส่วนของฮาร์ดแวร์ และส่วนของโปรแกรมควบคุม ในส่วนของฮาร์ดแวร์นั้น ยังแบ่งวงจรแยกย่อยลงไปอีก ทั้งนี้เพื่อป้องกันความผิดพลาดที่จะเกิดขึ้น ซึ่งวงจรในส่วนต่างๆ ที่ได้ออกแบบ มีดังนี้

วงจรจ่ายกำลังไฟฟ้า (Power Supply)

วงจรรขยายอินสตรูเมนต์ (Instrumentation Amplifiers)

วงจรรขยายสัญญาณค่าสัมบูรณ์ (Absolute value Amplifier)

วงจรรขยายไม่กลับเฟส (Non inverting Amplifier)

จอโมดูล LCD แบบตัวอักษรขนาด 16 ตัวอักษร 2 บรรทัด

4.1 หลักการทำงาน

หลักการทำงานของระบบ เริ่มจากเมื่อนำแม่เหล็กที่ต้องการวัดค่ามาวางไว้ที่หัววัดซึ่งก็คือฮอลล์เอฟเฟกต์เซ็นเซอร์ เมื่อมีเส้นแรงแม่เหล็กตัดผ่านระนาบของฮอลล์เซ็นเซอร์จะส่งผลให้แรงดันฮอลล์เอฟเฟกต์เกิดการเปลี่ยนแปลง ผลของแรงดันที่เปลี่ยนแปลงนี้จะถูกส่งไปยังวงจรรขยายอินสตรูเมนต์เพื่อทำการขยายสัญญาณและกำจัดสัญญาณรบกวนเนื่องจากทางภาคแสดงผลนั้นข้อมูลที่วัดได้จะต้องถูกนำไปผ่านกระบวนการแปลงข้อมูลจากอนาล็อกเป็นดิจิตอลซึ่งกระบวนการนี้จะรับค่าได้เฉพาะค่าที่เป็นบวกเท่านั้น และเนื่องจากผลความแตกต่างของแรงดันจากฮอลล์เอฟเฟกต์เซ็นเซอร์และวงจรรขยายอินสตรูเมนต์จะมีโอกาสเป็นทั้งค่าบวกและลบ เนื่องจากความแตกต่างของขั้วสนามแม่เหล็กดังนั้นเพื่อให้ค่าที่วัดได้เป็นบวกเพื่อส่งต่อไปยังภาคแสดงผลข้อมูลที่วัดได้จึงต้องถูกส่งต่อไปยังวงจรรขยายสัญญาณค่าสัมบูรณ์ก่อนซึ่งจะให้เอาที่พหุค่าเป็นบวกเท่านั้น จากจุดนี้ข้อมูลจะถูกส่งให้กับวงจรรขยายซึ่งมีอัตราขยายเท่ากับหนึ่งสิบ และร้อย พร้อมๆกัน ดังนั้นข้อมูลจากวงจรรขยายจะมีอยู่ 3 ส่วน ซึ่งจะมีกระบวนการนำข้อมูลไปแสดงผลต่อไป

ในส่วนการแสดงผลนั้นจะมีกระบวนการดังนี้ โดยเริ่มจากไมโครคอนโทรลเลอร์ (PIC) จะนำข้อมูลจากวงจรรขยายส่วนที่แรก (Amp0) มาเปรียบเทียบกับค่าสูงสุดซึ่งในที่นี้มีค่า 4 โวลต์ ถ้าน้อยกว่าก็จะถูกนำไปเข้าสู่กระบวนการแปลงข้อมูลจากอนาล็อกเป็นดิจิตอลแล้วแสดงผลทางจอแอลซีดีต่อไป แต่ถ้าค่าที่ได้มีค่ามากกว่าไมโครคอนโทรลเลอร์ก็จะเลื่อนมารับข้อมูลจากวงจรรขยายส่วนที่

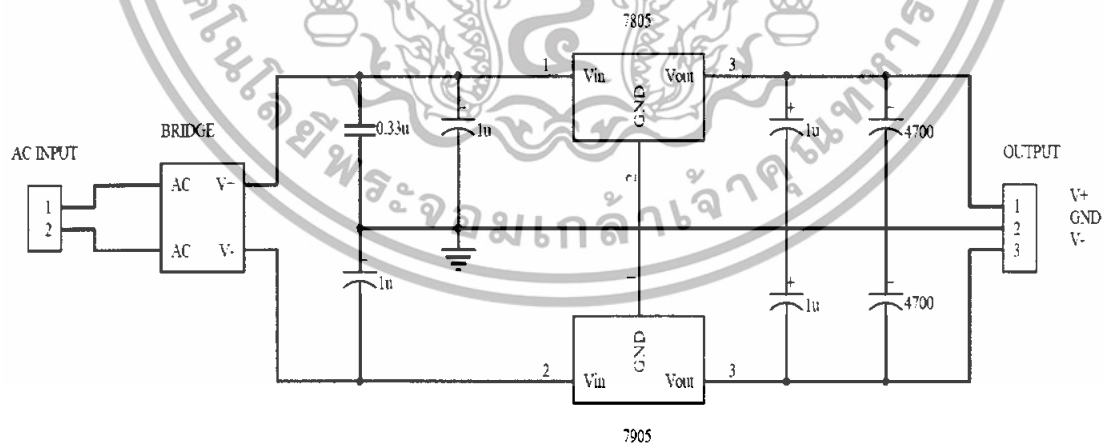
สอง (Amp2) นำข้อมูลมาเปรียบเทียบเช่นเดียวกันจะเอนกระบวนการเช่นนี้ไปจนถึงวงจรรขยายส่วนสุดท้าย ในกรณีที่ค่าข้อมูลมีค่ามากกว่าค่าสูงสุดทุกส่วนของวงจรรขยายตั้งแต่ส่วนที่หนึ่งจนถึงส่วนที่สามไมโครคอนโทรลเลอร์ก็จะสั่งให้แสดงค่า “Over limit”

ในส่วนของการออกแบบย่านการวัดของระบบนั้นจะออกแบบให้มี 3 ย่านการวัดโดยย่านที่หนึ่งจะมีอัตราขยาย 1 เท่าก็คือค่าที่ออกมาจากวงจรรขยายสัญญาณค่าสัมบูรณ์ จากนั้นสัญญาณจะถูกขยายด้วยวงจรรขยายแบบไม่กลับเฟสมีอัตราขยายเท่ากับ 10 เท่า ส่วนสุดท้ายอัตราขยาย 100 เท่าจะได้จากไอซีวงจรรขยายอินสตรูเมนต์ ซึ่งจะเห็นได้ว่าระบบทั้งหมดจะมีสัญญาณจากการขยายแล้ว 3 ย่านตามลำดับของอัตราขยาย ที่กล่าวไป สุดท้ายเป็นการออกแบบให้ระบบสามารถเลือกย่านการวัดได้โดยอัตโนมัติด้วยความสามารถการประมวลผลของไมโครคอนโทรลเลอร์

4.2 ส่วนของฮาร์ดแวร์

4.2.1 วงจรจ่ายกำลังไฟฟ้า (Power Supply)

ส่วนของภาคจ่ายไฟที่ใช้เลี้ยงวงจรมันเป็นส่วนที่ต้องจ่ายไฟให้กับวงจรของไอซีอนาล็อกและดิจิทัลต่างๆ รวมทั้งตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งมีขนาด 5 โวลต์ ดีซี มีพิกัดกระแสประมาณ 500 มิลลิแอมป์ โดยใช้บริดจ์ไดโอด (Bridge Diode) เป็นตัวเรียงกระแส จากนั้นป้อนให้วงจรรักษาระดับแรงดัน (Voltage Regulator) ซึ่งจะได้อะไหล่จ่ายไฟดีซีขนาดประมาณ +5 และ -5 โวลต์



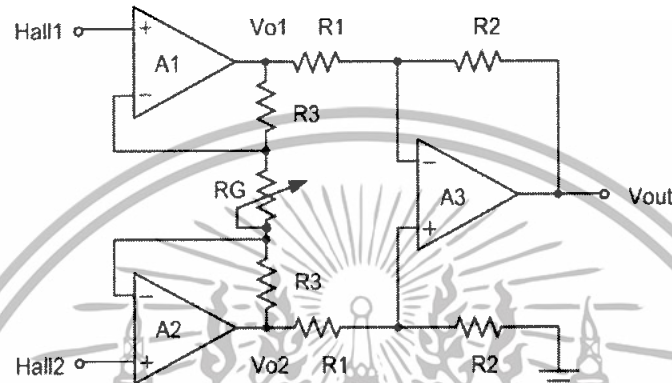
รูปที่ 4.1 แสดงวงจรจ่ายกำลังไฟฟ้า

4.2.2 วงจรรขยายอินสตรูเมนต์ (Instrumentation Amplifiers, IAs)

วงจรรขยายอินสตรูเมนต์ เป็นวงจรทำหน้าที่ขยายสัญญาณผลต่างของสัญญาณอินพุทของวงจร โดยรับสัญญาณอินพุทจากตัวสอลล์ แล้วทำการปรับปรุงให้สมรรถนะของสัญญาณให้ดีขึ้น

นอกจากนี้ยังช่วยในการขจัดสัญญาณรบกวน (Common Mode Rejection Ration, CMRR) ของสัญญาณให้น้อยลง ซึ่งแรงดันเอาต์พุตของวงจรจะมีความสัมพันธ์เป็นไปดังสมการที่ 4.1

$$V_{out} = A(V_2 - V_1) \quad (4.1)$$



รูปที่ 4.2 วงจรขยายสัญญาณอินสตรูเมนต์แบบใช้ออปแอมป์ 3 ตัว

จากรูปที่ 4.2 เป็นวงจรอินสตรูเมนต์แบบใช้ออปแอมป์ 3 ตัว โดยที่ A_1 และ A_2 ทำหน้าที่เป็นวงจรภาคเอาต์พุตส่วนหน้า (first stage หรือ input stage) ขณะที่ออปแอมป์ A_3 จะเป็นวงจรเอาต์พุตส่วนที่สอง (second stage หรือ output stage) ของวงจร ถ้าให้ V_{o1} และ V_{o2} เป็นแรงดันเอาต์พุตของ A_1 และ A_2 ตามลำดับ จะได้สมการแรงดันเอาต์พุตของวงจร V_{out} มีค่าเท่ากับ

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1}(V_{o2} - V_{o1}) \quad (4.2)$$

และเนื่องจากคุณสมบัติของออปแอมป์ ทำให้กระแสที่ไหลผ่าน R_1 และ R_2 มีค่าเท่ากัน ($I_{R3} \cong I_{RG}$) ซึ่งจากกฎของโอห์มจะได้

$$V_{o1} - V_{o2} = (2R_3 + R_G)I_{RG} \quad (4.3)$$

เมื่อ $V_1 = 0$ จะทำให้กระแสที่ไหลผ่าน R_G มีค่าเท่ากับ

$$I_{RG} = \frac{V_1 - V_2}{R_G} \quad (4.4)$$

ทำการแทนค่าสมการที่ (4.3) ลงในสมการที่ (4.2) และ (4.3) จะได้

$$V_{out} = A(V_2 - V_1) \quad (4.4)$$

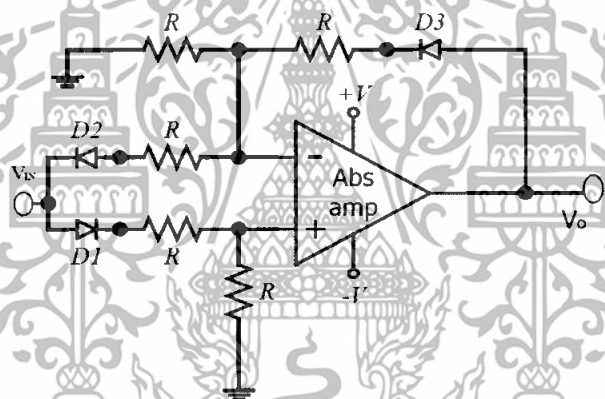
โดยที่

$$A = \left(1 + \frac{2R_3}{R_G}\right) \left(\frac{R_2}{R_1}\right) \quad (4.5)$$

วงจรนี้นั้นถูกใช้งานเพื่อขยายสัญญาณ โดยมีอัตราขยายเท่ากับ 10 เท่าซึ่งใช้งานในส่วนของวงจรจัดย่านการวัด

4.2.3 วงจรขยายสัญญาณค่าสัมบูรณ์ (Absolute value Amplifier)

วงจรขยายสัญญาณค่าสัมบูรณ์เป็นวงจรที่จะให้ค่าเอาต์พุตเป็นบวกเสมอไม่ว่าอินพุตจะเป็นบวกหรือลบหรืออีกนัยหนึ่งก็คือวงจรที่ให้เอาต์พุตตามขนาดอินพุตเท่านั้น วงจรนี้ถูกใช้งานในส่วนของการจัดย่านการวัด โดยจะทำให้ค่าที่วัดได้จากวงจรขยายสัญญาณอินสทรูเมนต์เป็นบวกหรือกล่าวคือเป็นวงจรที่ให้ค่าขนาดของสัญญาณจากการวัดเท่านั้นนั่นคืออัตราขยายเท่ากับหนึ่ง ดังนั้นจะเห็นได้ว่าสุดท้ายค่าที่วัดได้และแสดงผลของเกาส์มิเตอร์ที่สร้างขึ้นนั้นจะเป็นค่าบวกเสมอ



รูปที่ 4.3 วงจรขยายสัญญาณค่าสัมบูรณ์

$$V_{in+} \rightarrow (V_{OUT} - V_{D3}) = (V_{IN} - V_{D1}) \quad (4.6)$$

$$V_{in-} \rightarrow (V_{IN} - V_{D2}) = (-V_{D3} - V_{OUT}) \quad (4.7)$$

$$V_{OUT} = |V_{IN}| \quad (4.8)$$

4.2.4 วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส (Non inverting Amplifier)

วงจรขยายแบบไม่กลับเฟสหรืออนอินเวอร์ตติ้งแอมป์แรงดันอินพุตจะถูกป้อนเข้ามาที่ขาบวก และมี V_A ซึ่งเกิดจากการแบ่งแรงดันเอาต์พุตที่ต่อตัวต้านทาน R_1 จากคุณสมบัติของออปแอมป์ที่ว่าศักดาที่ขั้วอินพุตลบจะถูกบังคับให้มีขนาดเข้าใกล้ศักดาที่ขั้วอินพุตบวกเสมอจะได้ว่า

$$V_{IN} = V_A \quad (4.9)$$

ดังนั้นสามารถเขียนค่าอัตราขยายแรงดัน

$$A_V = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (4.10)$$

และเนื่องจาก V_A เกิดจากการแบ่งแรงดันของ V_{OUT} จะได้

$$V_A = \frac{R_{IN}}{R_{IN} + R_F} * V_{OUT} \quad (4.11)$$

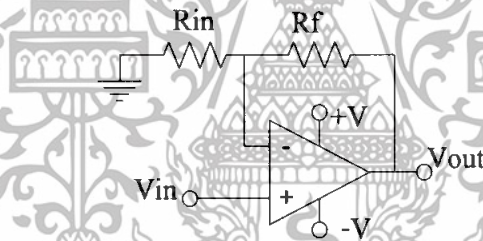
เมื่อจัดสมการใหม่จะได้

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{R_F + R_{IN}}{R_{IN}} \quad (4.12)$$

นั่นคือ

$$V_{OUT} = V_A * \left(\frac{R_F}{R_{IN}} + 1 \right) \quad (4.13)$$

ดังนั้นจะเห็นได้ว่าเอาต์พุตจะมีเฟสเดียวกับอินพุตที่เข้ามา

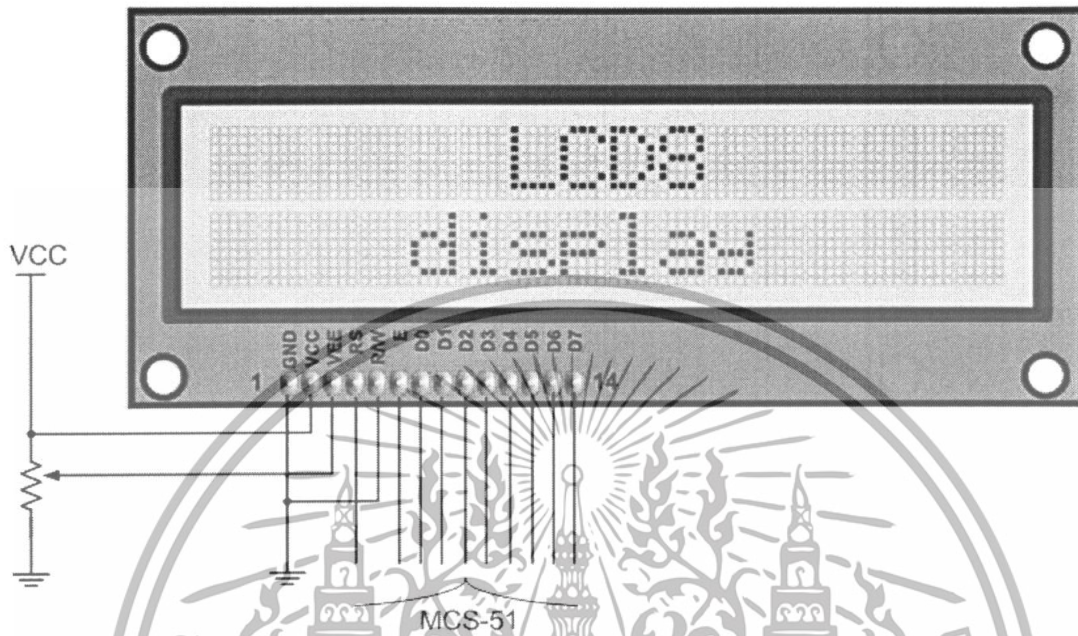


รูปที่ 4.4 วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส (Non inverting Amplifier)

วงจรนี้ถูกใช้งานในส่วนของงานจัดยานการวัดม็อดตราขยาย 10 เท่าโดยจะขยายสัญญาณต่อจากวงจขยายสัญญาณค่าสัมบูรณ์

4.2.5 จอโมดูล LCD แบบตัวอักษรขนาด 16 ตัวอักษร 2 บรรทัด

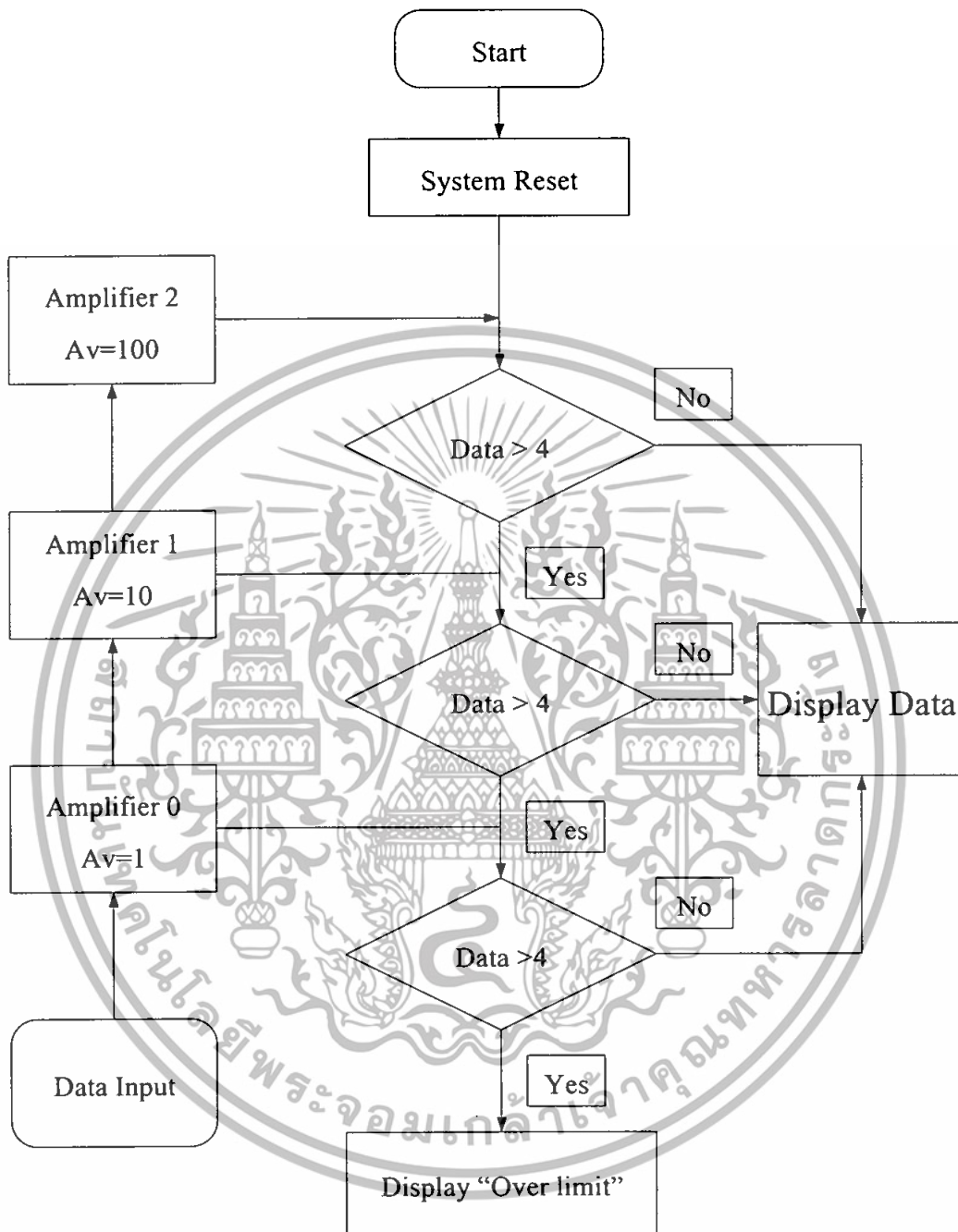
จอโมดูล LCD ถูกนำมาใช้ เพื่อแสดงข้อความเมื่อสามารถตรวจพบความเข้มของสนามแม่เหล็กในส่วนของหลักการทำงานและหลักการใช้โมดูล LCD ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 3 กล่าวคือจะต้องมีการส่งรหัส ควบคุมให้กับ LCD ก่อน แล้วจึงส่งรหัส ASCII ให้ LCD เพื่อแสดงผล



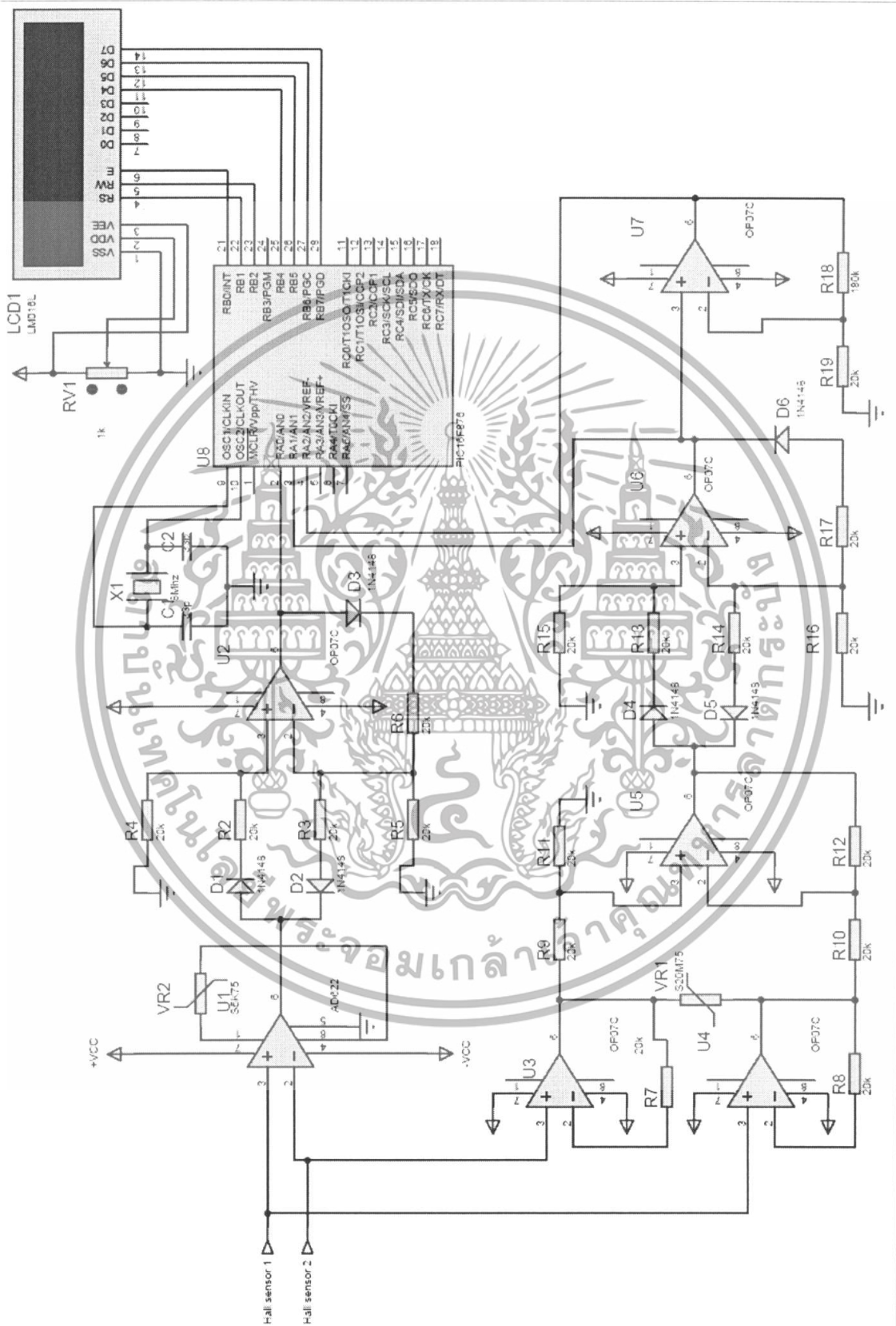
รูปที่ 4.5 จอโมดูล LCD แบบตัวอักษรขนาด 16 ตัวอักษร 2 บรรทัด

4.3 ส่วนของโปรแกรมควบคุม

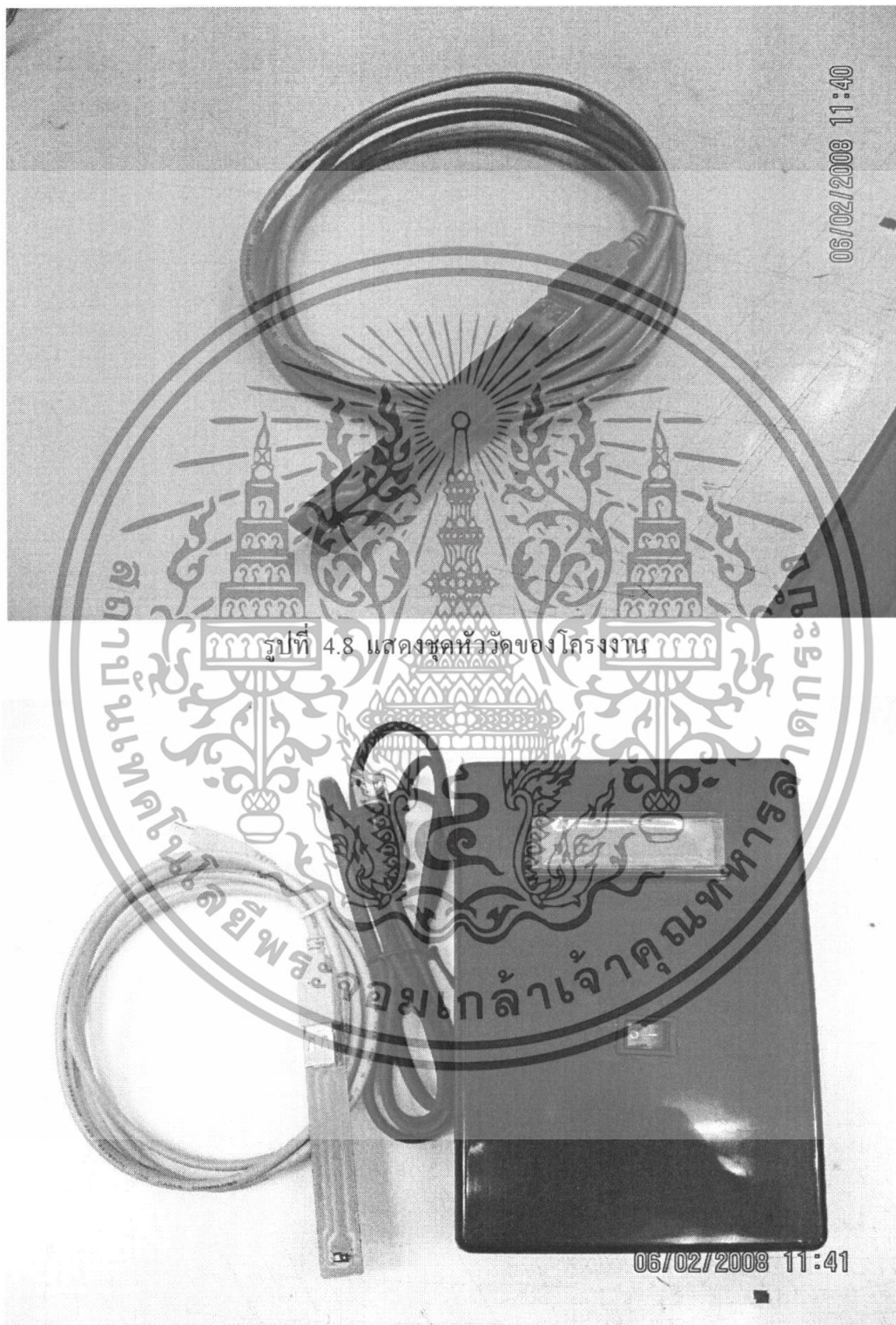
ในส่วนของโปรแกรมควบคุมนั้น มีหลักการทำงานดังที่ได้กล่าวไปแล้วในหัวข้อ 4.1 ซึ่งเงื่อนไขในการทำงานแต่ละขั้นตอนนั้น แสดงดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 แผนภาพแสดงโปรแกรมการทำงานของระบบ



รูปที่ 4.7 แสดงวงจรโดยรวมของโครงการ



รูปที่ 4.8 แสดงชุดหัววัดของโครงการ

รูปที่ 4.9 แสดงชุดโครงสร้างโดยรวมของระบบ

บทที่ 5

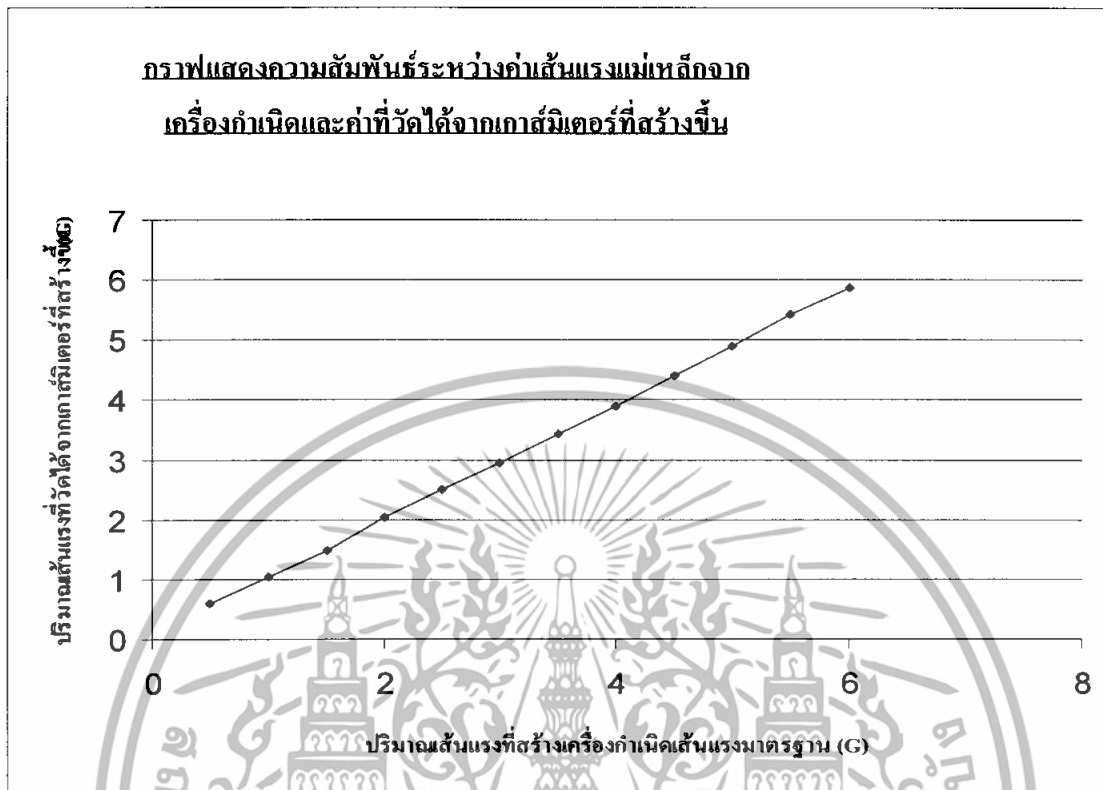
ผลการทดลอง

ในส่วนขั้นตอนการทดลองได้ทำการทดลองโดยเปรียบเทียบค่าที่วัดได้กับเครื่องสร้างเส้นแรงแม่เหล็กมาตรฐานและทดลองวัดแท่งแม่เหล็กเปรียบเทียบกับเกาส์มิเตอร์รุ่น HT20 ได้ผลการทดลองดังต่อไปนี้

5.1 การทดสอบวัดค่ากับเครื่องสร้างเส้นแรงแม่เหล็กมาตรฐาน (Magnetic Flux Generator) โดยวัดเส้นแรงแม่เหล็กที่สร้างจากเครื่องสร้างเส้นแรงแม่เหล็กมาตรฐาน

ตารางที่ 5.1 ผลการทดลองวัดค่าเส้นแรงเปรียบเทียบกับเครื่องกำเนิดเส้นแรง

ครั้งที่	เส้นแรงจากเครื่องสร้างเส้นแรงแม่เหล็ก(G)	เส้นแรงที่วัดได้(G)	Error (%)
1	0.5	0.601	20.2
2	1	1.033	3.3
3	1.508	1.485	-3.3
4	2	2.034	1.7
5	2.504	2.506	0.1
6	2.998	2.951	-1.6
7	3.502	3.44	-1.8
8	4.004	3.895	-2.7
9	4.502	4.401	-2.2
10	5.003	4.891	-2.2
11	5.501	5.426	-1.3
12	6.006	5.875	-2.2
ความคลาดเคลื่อนเฉลี่ย			2.036%



รูปที่ 5.1 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างเส้นแรงจากเครื่องกำเนิดกับเส้นแรงจากเกาส์มิเตอร์

5.2 การทดลองวัดแท่งแม่เหล็กเปรียบเทียบกับเกาส์มิเตอร์รุ่น HT20

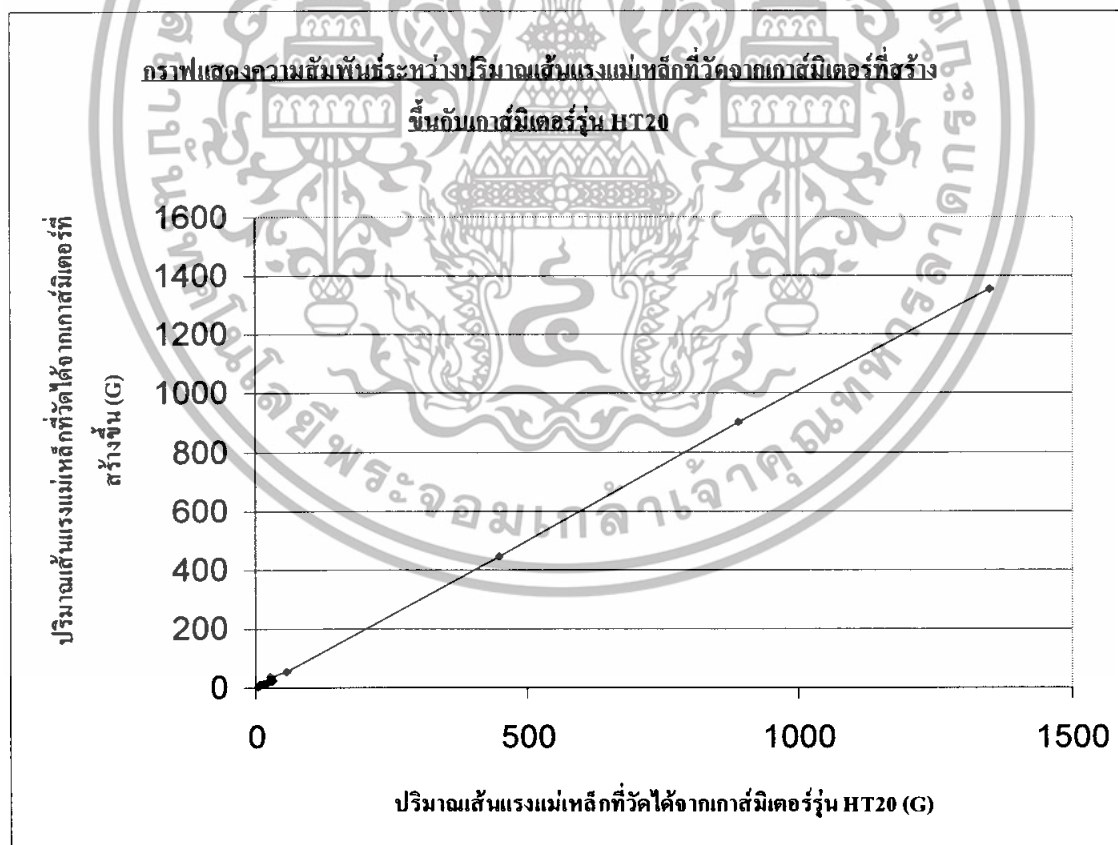
ได้ผลการทดลองดังนี้

ตารางที่ 5.2 ผลการทดลองวัดค่าระหว่างเกาส์มิเตอร์มาตรฐานกับเกาส์มิเตอร์ที่สร้างขึ้น

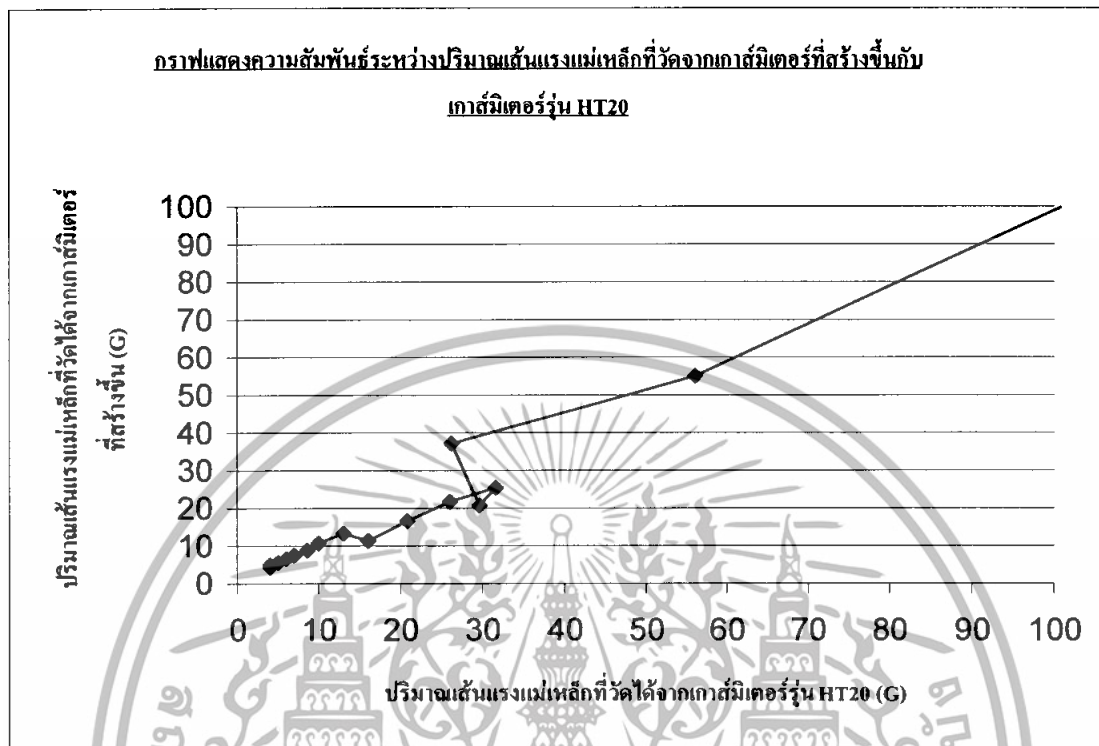
ครั้งที่	วัดจากเกาส์มิเตอร์มาตรฐาน (G)	วัดจากเกาส์มิเตอร์ที่สร้าง (G)	Error (%)
1	4	4.36	9
2	4	4.98	24.5
3	5	5.6	12
4	6	6.58	9.6
5	7	7.54	7.7
6	8.6	8.86	3
7	10	10.76	7.6
8	13	13.32	2.5
9	16	11.38	-28.9
10	20.8	16.6	-20.2

ตารางที่ 5.2 ผลการทดลองวัดค่าระหว่างแก๊สมีเตอร์มาตรฐานกับแก๊สมีเตอร์ที่สร้างขึ้น (ต่อ)

11	26	21.8	-16.2
12	31.6	25.44	-19.5
13	29.6	20.76	-29.9
14	26.2	37.2	-42
15	56	55	-1.8
16	448	446.2	-0.3
17	890	902	1.3
18	1350	1353	0.2
ความคลาดเคลื่อนเฉลี่ย			13.122%



รูปที่ 5.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณเส้นแรงแม่เหล็กที่วัดได้จากแก๊สมีเตอร์ที่สร้างขึ้นกับแก๊สมีเตอร์รุ่น HT20



รูปที่ 5.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณเส้นแรงแม่เหล็กที่วัดได้จากแก๊สเมเตอร์ที่สร้างขึ้นกับแก๊สเมเตอร์รุ่น HT20 ช่วง 0-100 G

บทที่ 6

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

สรุปผลการทดลอง

เครื่องวัดความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กเป็นการนำหัววัดไอซีฮอลล์มาประยุกต์ใช้งานซึ่งจากการทดลองสรุปผลได้ดังนี้

ส่วนที่หนึ่งจากการทดลองวัดความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กเทียบกับเครื่องกำเนิดเส้นแรงมาตรฐานจากการทดลองพบว่าค่าที่วัดได้ใกล้เคียงกันตามตารางผลการทดลองที่ 1 แต่จะมีความคลาดเคลื่อนเกิดขึ้นเฉลี่ยประมาณ 2.036%

อีกส่วนหนึ่งเป็นการทดสอบวัดความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กกับเกาส์มิเตอร์รุ่น HT20 พบว่าค่าที่วัดได้มีค่าใกล้เคียงกันแต่อาจมีความคลาดเคลื่อนเกิดขึ้นเช่นกันมีความคลาดเคลื่อนเฉลี่ยประมาณ 13.122%

วิจารณ์ผลการทดลอง

จากผลการทดลองพบว่าเกิดความคลาดเคลื่อนขึ้นดังจะเห็นได้จากกราฟทุกรูปแต่จะเด่นชัดในรูปที่ 5.3 ช่วง 10-40 เกาต์ เส้นกราฟจะมีความคลาดเคลื่อนมากที่สุดซึ่งอาจจะมากกว่าหรือน้อยกว่าค่าที่ได้จากเครื่องวัดมาตรฐาน HT20 ซึ่งอาจจะเกิดจากตำแหน่งการวางหัววัด ระยะการวางหัววัด รวมถึงความหนาแน่นเส้นแรง ณ จุดที่วัดด้วยดังจะ ได้กล่าวในรายละเอียด

ดังนั้นจะเห็นได้ว่ามีปัญหาความคลาดเคลื่อนเกิดขึ้นกับการทดลองทั้งสองส่วนซึ่งสันนิษฐานว่าอาจเกิดจากหลายปัญหาดังนี้

1. ปัญหาจากการเปรียบเทียบวัด สามารถแบ่งได้สองส่วนดังนี้
 - 1.) ส่วนที่เปรียบเทียบวัดกับเครื่องสร้างเส้นแรงแม่เหล็ก จากการวัดพบว่ามุมระหว่างระนาบฮอลล์ไอซีกับทิศทางของเส้นแรงแม่เหล็กต้องตั้งฉากกันจึงจะวัดขนาดเส้นแรงได้ใกล้เคียงกับขนาดเส้นแรงที่สร้างจากเครื่องกำเนิด ดังนั้นความแม่นยำจากการวัดจะดีขึ้น ถ้าสามารถทำให้ระนาบตรวจจับเส้นแรงของหัววัดให้ตั้งฉากกับทิศทางของเส้นแรงแม่เหล็กได้มากที่สุด
 - 2.) ส่วนที่เปรียบเทียบวัดกับเกาส์มิเตอร์รุ่น HT20 จะเป็นการวัดแท่งแม่เหล็กแท่งเดียวกันที่ระยะห่างค่าต่างๆซึ่งค่าที่วัดได้มีการคลาดเคลื่อน เนื่องมาจากระยะที่วัดจากหัววัดทั้งสอง (จากเกาส์มิเตอร์ที่สร้างขึ้นกับเกาส์มิเตอร์รุ่น HT20) อาจไม่แม่นยำมาก รวมทั้งมุมระหว่างระนาบหัววัดกับทิศทางของเส้นแรงจากแท่ง

แม่เหล็กก็มีผลเช่นกันดังผลการทดลองตอนที่ 1 ค จึงทำให้ค่าที่วัดได้มีการคลาดเคลื่อนไป ดังนั้นการวัดจะดีขึ้นถ้าทำให้ระยะที่วัดมีความแม่นยำมากที่สุด และทิศทางของระนาบรับเส้นแรงต้องตั้งฉากเหมือนกับข้อที่ผ่านมาเช่นเดียวกัน

3.) ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก ณ จุดที่วัดก็มีผลต่อความแม่นยำเช่นกัน ดังรูปที่ 5.3 ช่วง 10-40 เกาต์ เพราะในบางจุดความหนาแน่นเส้นแรงอาจมีการเปลี่ยนแปลง เช่นจากขั้วเหนือเป็นขั้วใต้ จึงทำให้แนวโน้มของกราฟแทนที่จะเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องแต่กลับลดลงแล้วค่อยเพิ่มขึ้น

2. ปัญหาจากความแม่นยำของวงจรถ่ายจากการทดลองพบว่าวงจรถ่ายทุกวงจรถะพบปัญหาความแม่นยำของอัตราขยายแรงดัน เนื่องจากอัตราขยายที่ใช้ขึ้นเกิดจากการใช้ค่าความต้านทานมาต่อเป็นวงจร ซึ่งค่าความคลาดเคลื่อนของอุปกรณ์ย่อมมีขึ้นได้ดังนั้นจึงมีความคลาดเคลื่อนเกิดขึ้นเนื่องจากตัวต้านทานเหล่านั้น และเนื่องจากตัวต้านทานที่ใช้เป็นชนิดที่มีความผิดพลาดน้อยที่สุด (1%) ดังนั้นจึงเป็นความคลาดเคลื่อนของวงจร ส่วนการแก้ไขสามารถแก้ไขโดยปรับที่ค่าความต้านทาน หรือสามารถแก้ไขได้ด้วยการเขียนโปรแกรม

3. ปัญหาความคลาดเคลื่อนจากระนาบสัมผัสเส้นแรง ระนาบสัมผัสการรับเส้นแรงของเกาส์มิเตอร์รุ่น HT20 มีระนาบสัมผัสรับเส้นแรงน้อยกว่าเกาส์มิเตอร์ที่สร้างขึ้นดังนั้นความสามารถในการรับสัญญาณบางจุดจึงอาจคลาดเคลื่อนจากกันเช่นจุดที่เส้นแรงขั้วเดียวกันมาพบกันจะเป็นจุดที่ไม่มีเส้นแรงซึ่งบางครั้งระนาบสัมผัสที่ใหญ่กว่าก็อาจรับสัญญาณได้ขณะที่ระนาบสัมผัสที่เล็กกว่าไม่สามารถรับสัญญาณได้ดังนั้นค่าที่วัดจึงแตกต่างกันที่จุดบางจุดได้

4. ความคลาดเคลื่อนของ ADC เป็นความคลาดเคลื่อนจากการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล เมื่อถูกคูณด้วยค่าความละเอียดก่อนนำค่าไปแสดงผล ก็อาจทำให้เกิดความคลาดเคลื่อน

การประยุกต์นำไปใช้งาน

สนามแม่เหล็กเป็นสัญญาณรูปแบบหนึ่งที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้ในงานต่างๆได้มากมาย ไม่ว่าจะเป็นการเหนี่ยวนำทำให้เกิดพลังงานไฟฟ้าในเจนเนอเรเตอร์ การทำให้มอเตอร์หมุน การควบคุมการทำงานของจอภาพแบบ CRT รวมถึงการใช้อุปกรณ์ต่างๆที่เกี่ยวข้องกับสนามแม่เหล็ก ควบคุมการทำงานแบบอัตโนมัติต่างๆเช่น การใช้หัววัดสนามแม่เหล็กเป็นระบบประสาทคอยบอกให้แหล่งจ่ายไฟจ่ายกระแสให้สเตเตอร์ตามจังหวะที่กำหนด ซึ่งจะดีกว่าการใช้แปร่งถ่านที่จะมีข้อเสีย เช่น การเกิดประกายไฟเนื่องจากการดิสชาร์จและการเกิดความร้อน การใช้หัววัดแบบ

ทิศทาง ช่วยค้นหา ตรวจสอบแหล่งที่มาของสนามแม่เหล็กต้นเหตุของปัญหาสุขภาพและจอภาพ
ต้น , เสี่ยงรบกวนในโทรศัพท์ เช่นเดียวกันการใช้เครื่องวัดความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กยัง
สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อีกมากมายในอนาคต ดังนั้นในการที่เราจะใช้งาน
สนามแม่เหล็กจึงจำเป็นต้องรู้ปริมาณเพื่อที่จะสามารถควบคุมการใช้งานได้ และเนื่องจากราคา
เครื่องวัดความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กในห้องตลาดมีราคาค่อนข้างสูงมาก โครงการนี้จึงเป็น
โครงการที่มีจุดประสงค์ในการที่จะสร้างอุปกรณ์ดังกล่าว และเพื่อเป็นการนำความรู้ทาง
อิเล็กทรอนิกส์มาประยุกต์ใช้อีกทางหนึ่งด้วย

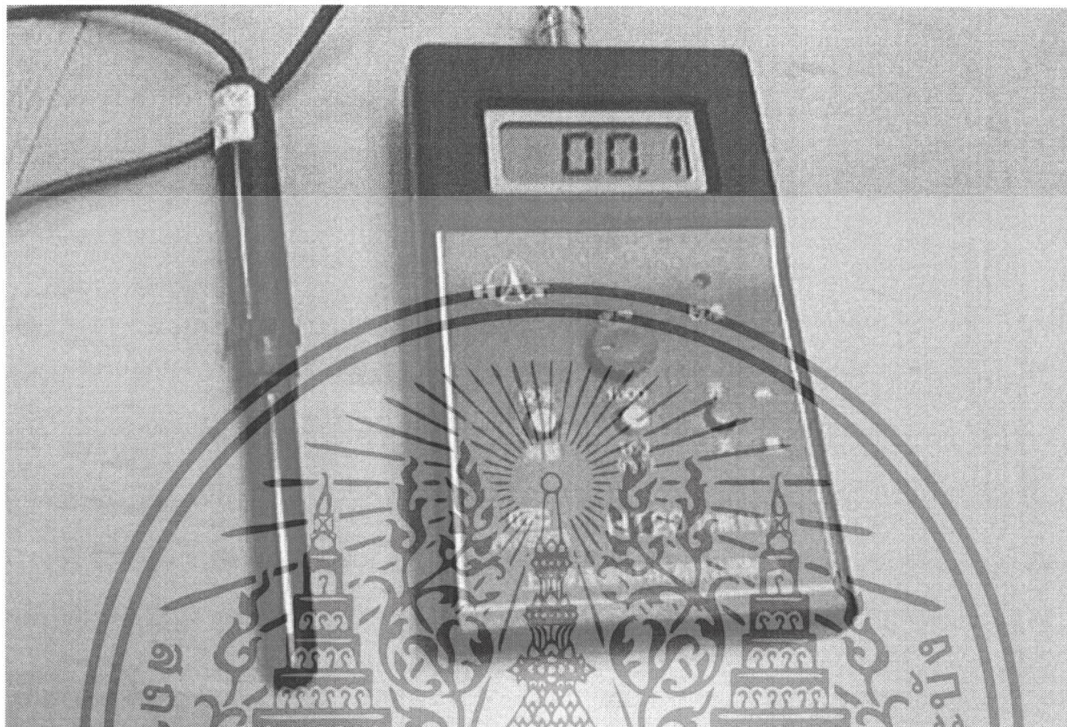


เอกสารอ้างอิง

1. อุดม รานอก, “ภาษา C สำหรับการควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51”,อินโฟเพรส กรุงเทพฯ 2548,หน้า 189-191.
2. สมชาย บรรยงพาณิชย์, “ปรากฏการณ์ทางไฟฟ้าจากสนามแม่เหล็ก”, วารสารเคมีคอนคัคเตอร์ อิเล็กทรอนิกส์, ฉบับที่ 109,2534 ,หน้า 111-117.
3. ผศ.วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์, “ออปแอมป์และการประมวลผลสัญญาณอนาล็อก”, ว.พีเชรสกุล กรุงเทพฯ 2545,หน้า 75-77.
4. วรพจน์ กรแก้ววัฒนกุล และ ชัยวัฒน์ ลิ้มพรจิติวิไล, “เรียนรู้และปฏิบัติการไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51”,อินโนเวตีฟ เอ็ดจิวเรียมেন্ট กรุงเทพฯ 2540, หน้า 236-238,254-256,288-291.
5. ประจัน พลังสันติกุล, “เรียนรู้และใช้งาน CCS C คอมไพเลอร์ เขียนโปรแกรมภาษา C ควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC”,อินโนเวตีฟ เอ็ดจิวเรียมেন্ট กรุงเทพฯ ,หน้า 167-176.
5. Honeywell, “Hall effect sensing and application”,p 8-13.
6. วิชาญ ก่องดาวงษ์, “ห้วัดสนามแม่เหล็ก”,หน้า 1-2,8-9.
7. Microchip PIC16F87X datasheet 28/40 Pin 8 Bit CMOS FLASH Microcontroller 2001 Microchip Technology inc. , DS0292C



ภาคผนวก



รูปที่ ๗1 เกาส์มิเตอร์มาตรฐาน รุ่น HT20

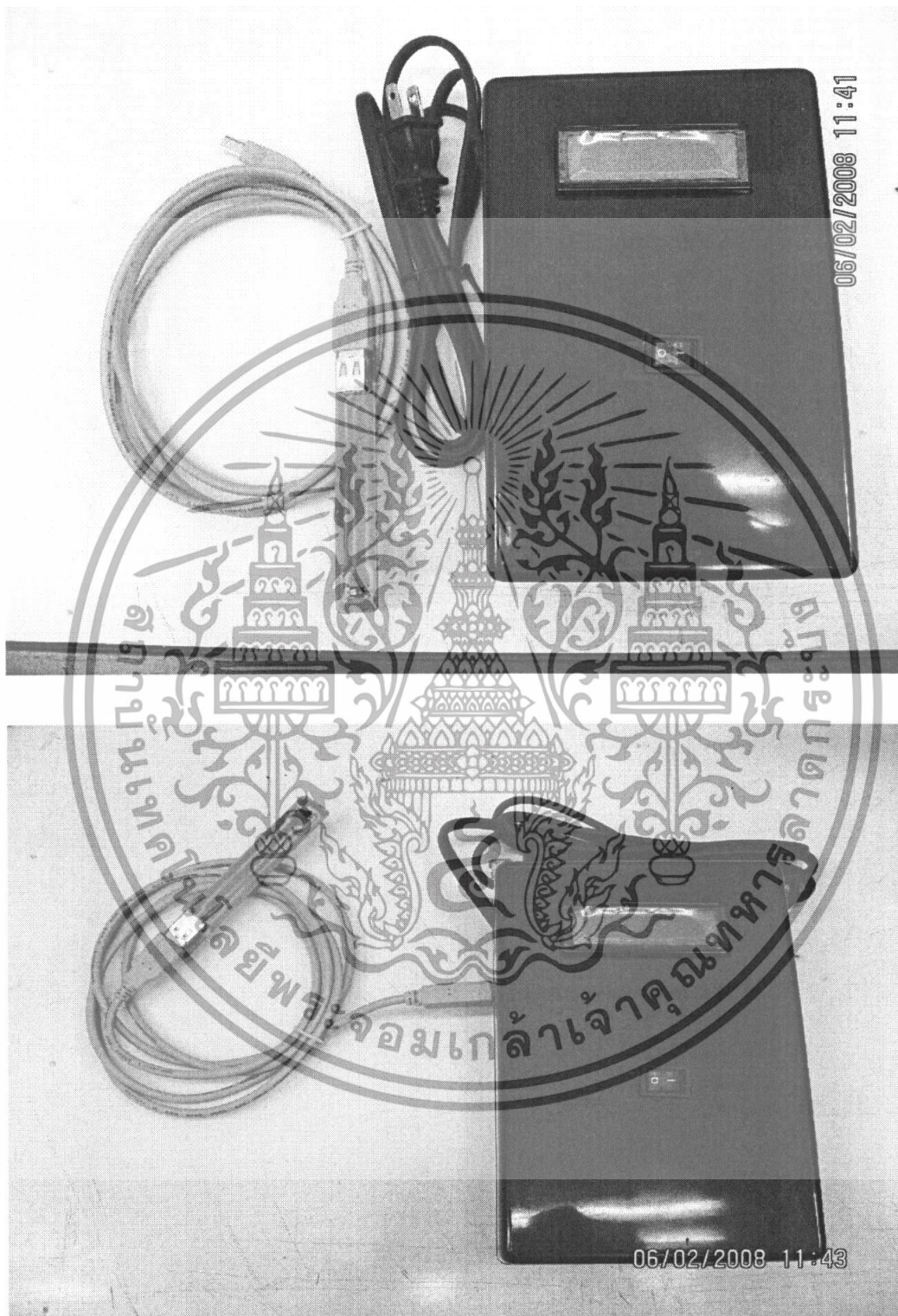
รายละเอียดเกาส์มิเตอร์รุ่น HT20

ประกอบไปด้วย 2 ย่านการวัด

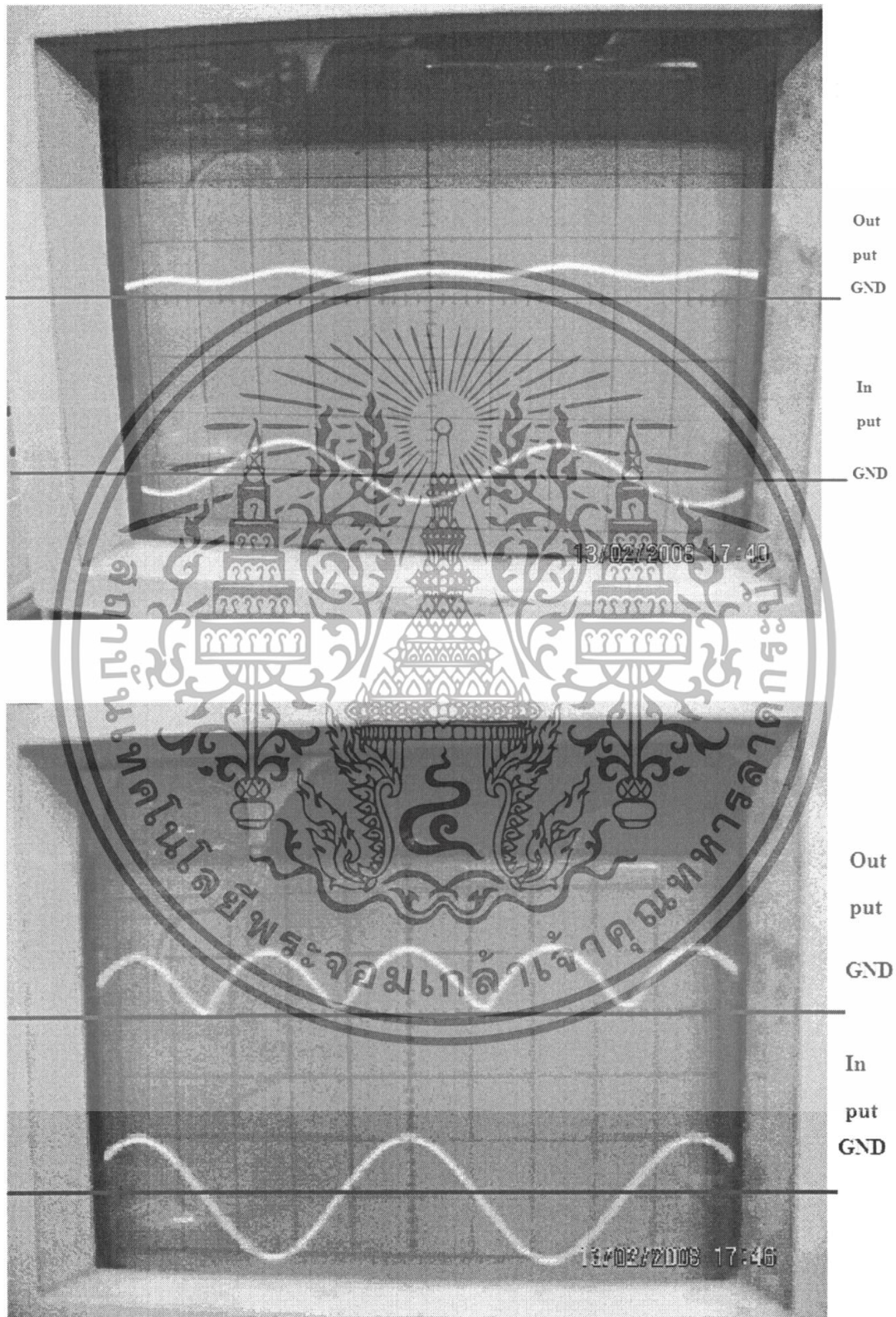
- 1.) 0 – 100mT
- 2.) 100-1000mT



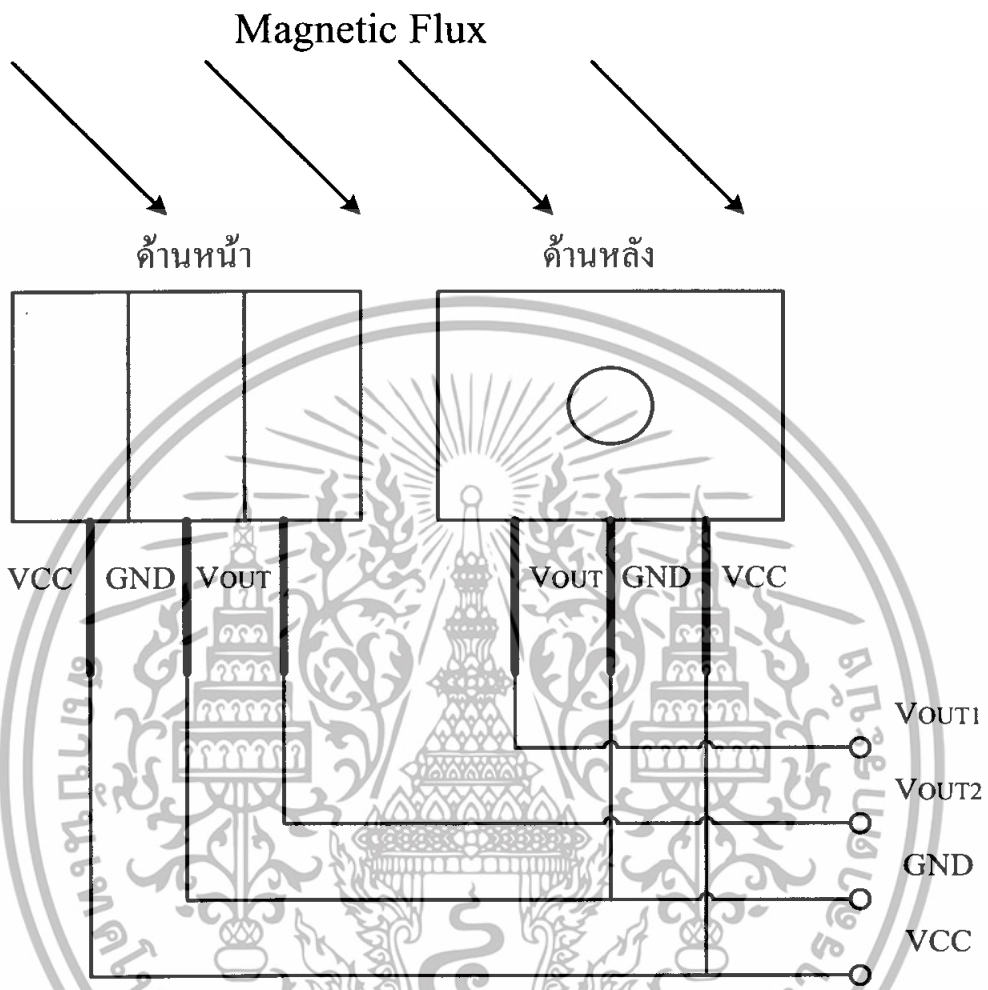
รูปที่ ผ2 เครื่องกำเนิดเส้นแรงแม่เหล็ก



รูปที่ ผ3 เกาส์มีเตอร์โครงการ



รูปที่ ผ4 เอาท์พุทของวงจรขยายสัญญาณค่าสัมบูรณ์เมื่อทดลองกับ Sine wave
 1KHz,50mV|,200mV



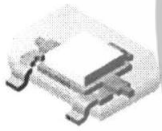
รูปที่ ๗5 การวางตำแหน่งเซ็นเซอร์ของหัววัด

Continuous-Time Ratiometric Linear Hall Effect Sensors

Features and Benefits

- Low-noise output
- Fast power-on time
- Ratiometric rail-to-rail output
- 4.5 to 6.0 V operation
- Solid-state reliability
- Factory-programmed at end-of-line for optimum performance
- Robust ESD performance

Packages: 3 pin SOT23W (suffix LH), and 3 pin SIP (suffix UA)



Not to scale

Description

The A1301 and A1302 are continuous-time, ratiometric, linear Hall-effect sensors. They are optimized to accurately provide a voltage output that is proportional to an applied magnetic field. These devices have a quiescent output voltage that is 50% of the supply voltage. Two output sensitivity options are provided: 2.5 mV/G typical for the A1301, and 1.3 mV/G typical for the A1302.

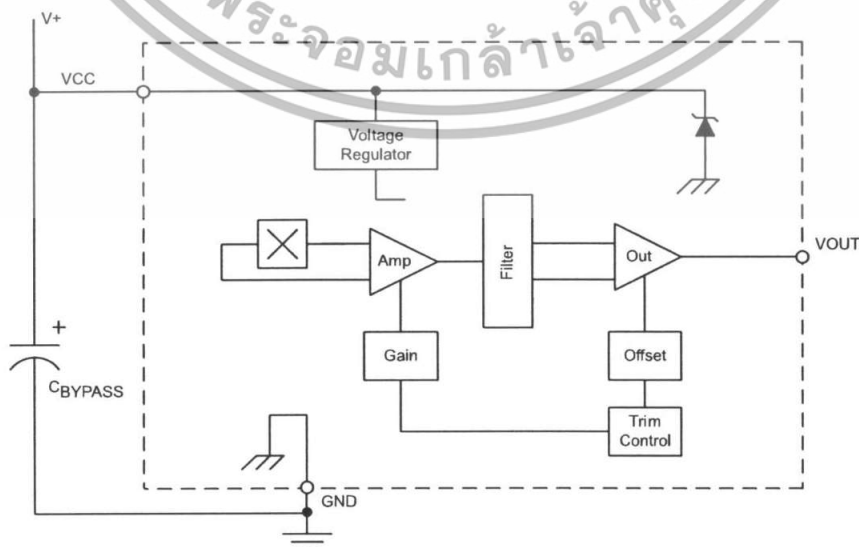
The Hall-effect integrated circuit included in each device includes a Hall sensing element, a linear amplifier, and a CMOS Class A output structure. Integrating the Hall sensing element and the amplifier on a single chip minimizes many of the problems normally associated with low voltage level analog signals.

High precision in output levels is obtained by internal gain and offset trim adjustments made at end-of-line during the manufacturing process.

These features make the A1301 and A1302 ideal for use in position sensing systems, for both linear target motion and rotational target motion. They are well-suited for industrial applications over extended temperature ranges, from -40°C to 125°C .

Two device package types are available: LH, a 3-pin SOT23W type for surface mount, and UA, a 3-pin ultramini SIP for through-hole mount. They are lead (Pb) free (suffix, -T) with 100% matte tin plated leadframes.

Functional Block Diagram



A1301 and A1302

Continuous-Time Ratiometric Linear Hall Effect Sensors

Selection Guide					
Part Number	Pb-free ¹	Packing ²	Package	Ambient, T _A	Sensitivity (Typical)
A1301ELHLT-T	Yes	7-in. tape and reel, 3000 pieces/reel	Surface Mount	-40°C to 85°C	2.5 mV/G
A1301EUA-T	Yes	Bulk, 500 pieces/bag	SIP		
A1301KLHLT-T	Yes	7-in. tape and reel, 3000 pieces/reel	Surface Mount	-40°C to 125°C	
A1301KUA-T	Yes	Bulk, 500 pieces/bag	SIP		
A1302ELHLT-T	Yes	7-in. tape and reel, 3000 pieces/reel	Surface Mount	-40°C to 85°C	1.3 mV/G
A1302EUA-T	Yes	Bulk, 500 pieces/bag	SIP		
A1302KLHLT-T	Yes	7-in. tape and reel, 3000 pieces/reel	Surface Mount	-40°C to 125°C	
A1302KUA-T	Yes	Bulk, 500 pieces/bag	SIP		

0-based variants are being phased out of the product line. Certain variants cited in this footnote are no longer in production. The variants should not be purchased for new design applications. Samples are no longer available. Status change: May 1, 2006. These variants include: A1301ELHLT, A1301EUA, A1301KLHLT, A1301KUA, A1302ELHLT, A1302EUA, A1302KLHLT, and A1302KUA.

Contact Allegro for additional packing options.



Absolute Maximum Ratings

Characteristic	Symbol	Notes	Rating	Units
Supply Voltage	V _{CC}		8	V
Output Voltage	V _{OUT}		8	V
Reverse Supply Voltage	V _{RCC}		-0.1	V
Reverse Supply Voltage	V _{RCC}		-0.1	V
Output Sink Current	I _{OUT}		10	mA
Operating Ambient Temperature	T _A	Range E	-40 to 85	°C
		Range K	-40 to 125	°C
Maximum Junction Temperature	T _{J(max)}		165	°C
Storage Temperature	T _{stg}		-65 to 170	°C

DEVICE CHARACTERISTICS over operating temperature range, T_A , and $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise noted

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Electrical Characteristics						
Supply Voltage	V_{CC}	Running, $T_J < 165^\circ\text{C}$	4.5	–	6	V
Supply Current	I_{CC}	Output open	–	–	11	mA
Output Voltage	$V_{OUT(High)}$	$I_{SOURCE} = -1\text{ mA}$, Sens = nominal	4.65	4.7	–	V
	$V_{OUT(Low)}$	$I_{SINK} = 1\text{ mA}$, Sens = nominal	–	0.2	0.25	V
Output Bandwidth	BW		–	20	–	kHz
Power-On Time	t_{PO}	$V_{CC(min)}$ to $0.95 V_{OUT}$; $B = \pm 1400\text{ G}$; Slew rate = $4.5\text{ V}/\mu\text{s}$ to $4.5\text{ V}/100\text{ ns}$	–	3	5	μs
Output Resistance	R_{OUT}	$I_{SINK} \leq 1\text{ mA}$, $I_{SOURCE} \geq -1\text{ mA}$	–	2	5	Ω
Wide Band Output Noise, rms	V_{OUTN}	External output low pass filter $\leq 10\text{ kHz}$; Sens = nominal	–	150	–	μV
Ratiometry						
Quiescent Output Voltage Error with respect to ΔV_{CC}^1	$\Delta V_{OUTQ(V)}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	–	–	± 3.0	%
Magnetic Sensitivity Error with respect to ΔV_{CC}^2	$\Delta \text{Sens}_{(V)}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	–	–	± 3.0	%
Output						
Linearity	Lin	$T_A = 25^\circ\text{C}$	–	–	± 2.5	%
Symmetry	Sym	$T_A = 25^\circ\text{C}$	–	–	± 3.0	%
Magnetic Characteristics						
Quiescent Output Voltage	V_{OUTQ}	$B = 0\text{ G}$; $T_A = 25^\circ\text{C}$	2.4	2.5	2.6	V
Quiescent Output Voltage over Operating Temperature Range	$V_{OUTQ(\Delta T_A)}$	$B = 0\text{ G}$	2.2	–	2.8	V
Magnetic Sensitivity	Sens	A1301; $T_A = 25^\circ\text{C}$	2.0	2.5	3.0	mV/G
		A1302; $T_A = 25^\circ\text{C}$	1.0	1.3	1.6	mV/G
Magnetic Sensitivity over Operating Temperature Range	$\text{Sens}_{(\Delta T_A)}$	A1301	1.8	–	3.2	mV/G
		A1302	0.85	–	1.75	mV/G

Refer to equation (4) in Ratiometric section on page 4.

Refer to equation (5) in Ratiometric section on page 4.

Characteristic Definitions

Quiescent Output Voltage. In the quiescent state (no significant magnetic field: $B = 0$), the output, V_{OUTQ} , equals one half of the supply voltage, V_{CC} , throughout the entire operating ranges of V_{CC} and ambient temperature, T_A . Due to internal component tolerances and thermal considerations, there is a variance on the quiescent output voltage, ΔV_{OUTQ} , which is a function of both ΔV_{CC} and ΔT_A . For purposes of specification, the quiescent output voltage as a function of temperature, $V_{OUTQ(\Delta T_A)}$, is defined as:

$$\Delta V_{OUTQ(\Delta T_A)} = \frac{V_{OUTQ(T_A)} - V_{OUTQ(25^\circ C)}}{Sens_{(25^\circ C)}} \quad (1)$$

where $Sens$ is in mV/G, and the result is the device equivalent accuracy, in gauss (G), applicable over the entire operating temperature range.

Sensitivity. The presence of a south-polarity (+B) magnetic field, perpendicular to the branded face of the device package, increases the output voltage, V_{OUT} , in proportion to the magnetic field applied, from V_{OUTQ} toward the V_{CC} rail. Conversely, the application of a north polarity (-B) magnetic field, in the same orientation, proportionally decreases the output voltage from its quiescent value. This proportionality is specified as the magnetic sensitivity of the device and is defined as:

$$Sens = \frac{V_{OUT(-B)} - V_{OUT(+B)}}{2B} \quad (2)$$

The stability of the device magnetic sensitivity as a function of ambient temperature, $\Delta Sens_{(\Delta T_A)}$ (%) is defined as:

$$\Delta Sens_{(\Delta T_A)} = \frac{Sens_{(T_A)} - Sens_{(25^\circ C)}}{Sens_{(25^\circ C)}} \times 100\% \quad (3)$$

Ratiometric. The A1301 and A1302 feature a ratiometric output. This means that the quiescent voltage output, V_{OUTQ} , and the magnetic sensitivity, $Sens$, are proportional to the supply voltage, V_{CC} .

The ratiometric change (%) in the quiescent voltage output is defined as:

$$\Delta V_{OUTQ(\Delta V)} = \frac{V_{OUTQ(V_{CC})} / V_{OUTQ(5V)}}{V_{CC} / 5V} \times 100\% \quad (4)$$

and the ratiometric change (%) in sensitivity is defined as:

$$\Delta Sens_{(\Delta V)} = \frac{Sens_{(V_{CC})} / Sens_{(5V)}}{V_{CC} / 5V} \times 100\% \quad (5)$$

Linearity and Symmetry. The on-chip output stage is designed to provide linear output at a supply voltage of 5 V. Although the application of very high magnetic fields does not damage these devices, it does force their output into a nonlinear region. Linearity in percent is measured and defined as:

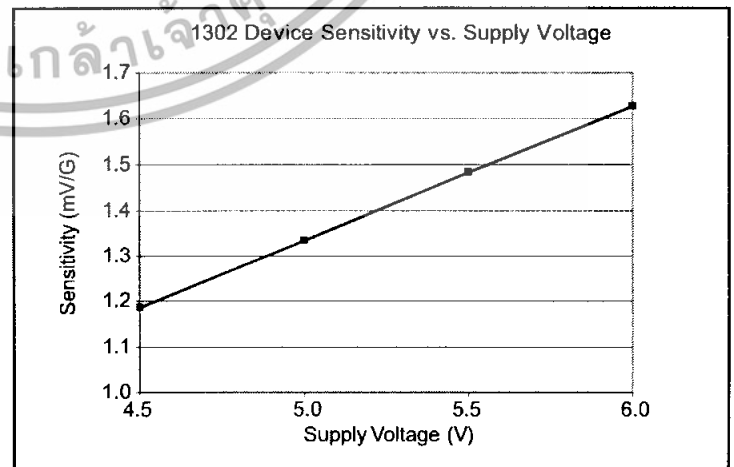
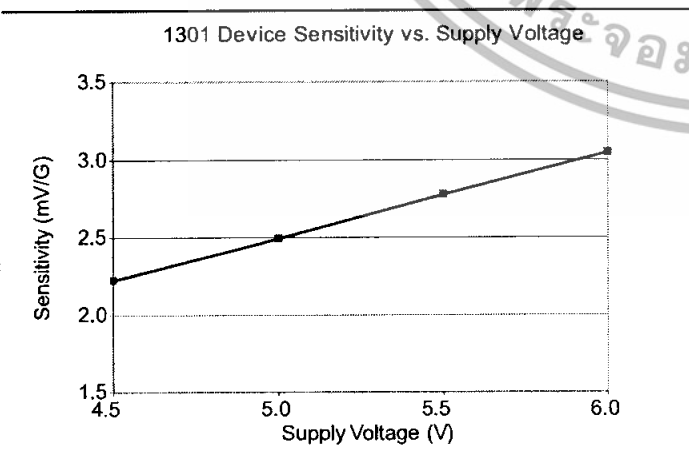
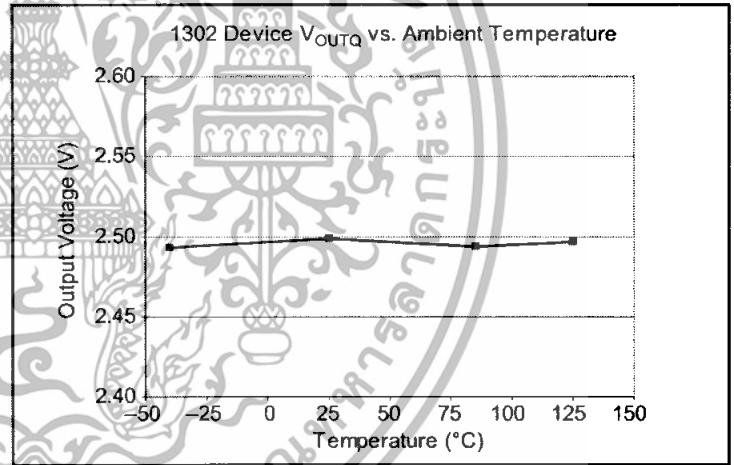
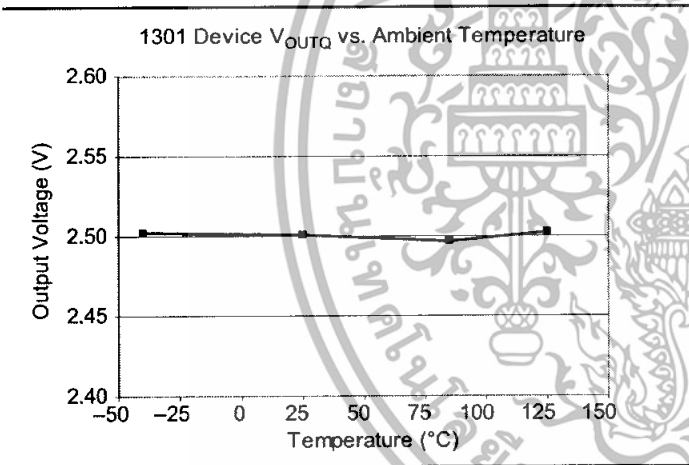
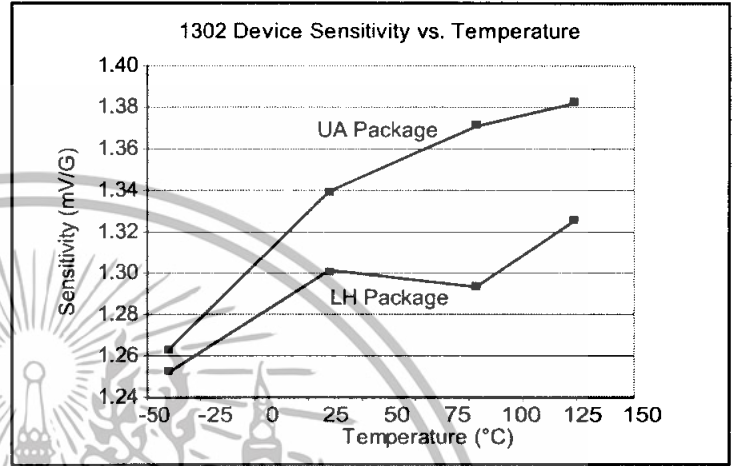
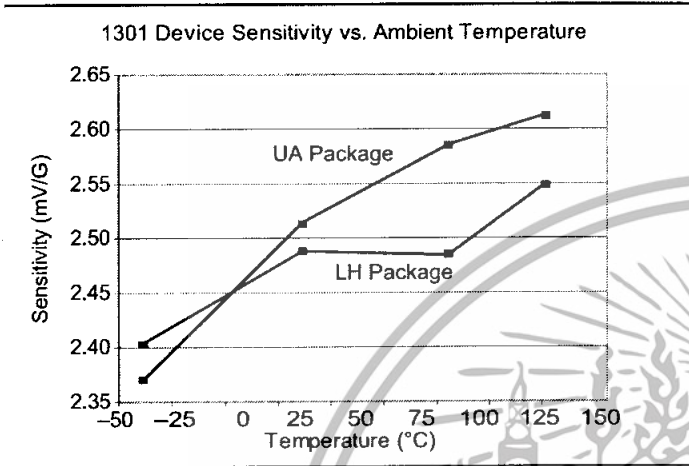
$$Lin+ = \frac{V_{OUT(+B)} - V_{OUTQ}}{2(V_{OUT(+B/2)} - V_{OUTQ})} \times 100\% \quad (6)$$

$$Lin- = \frac{V_{OUT(-B)} - V_{OUTQ}}{2(V_{OUT(-B/2)} - V_{OUTQ})} \times 100\% \quad (7)$$

and output symmetry as:

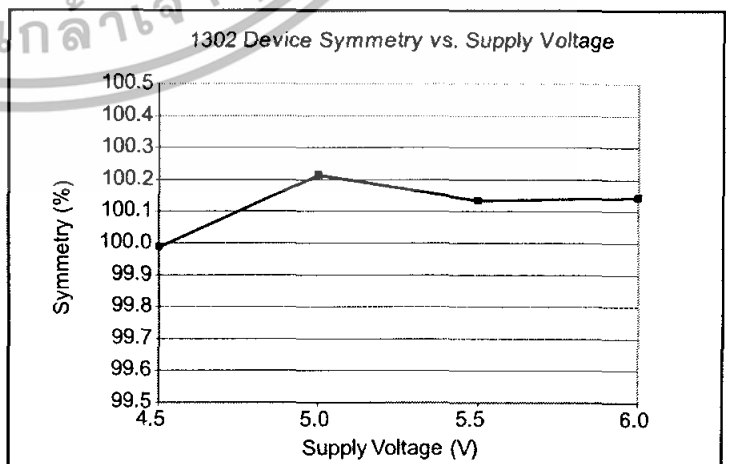
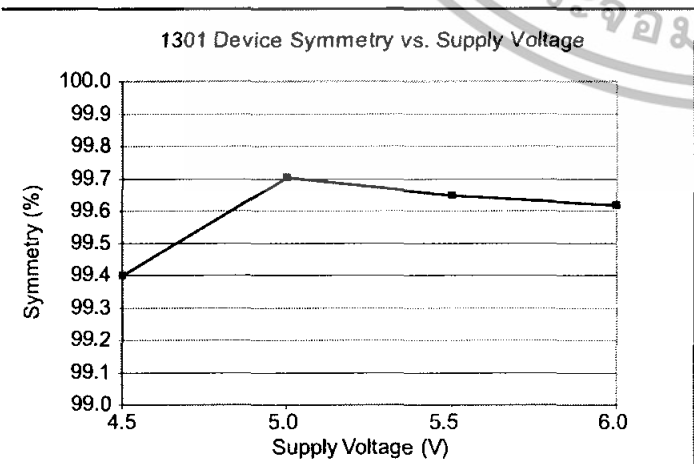
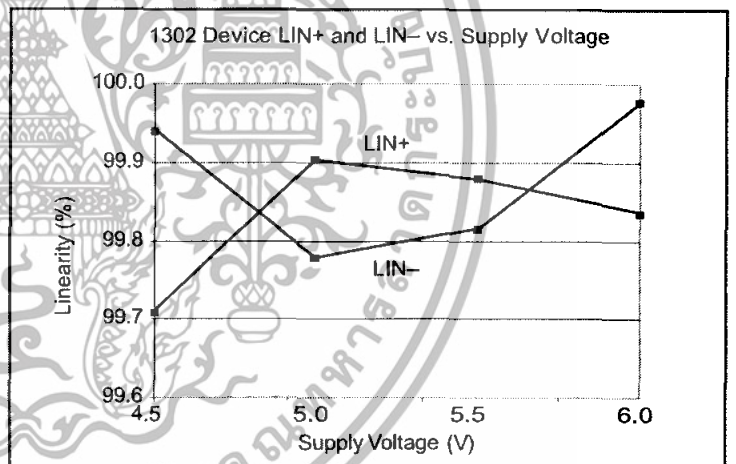
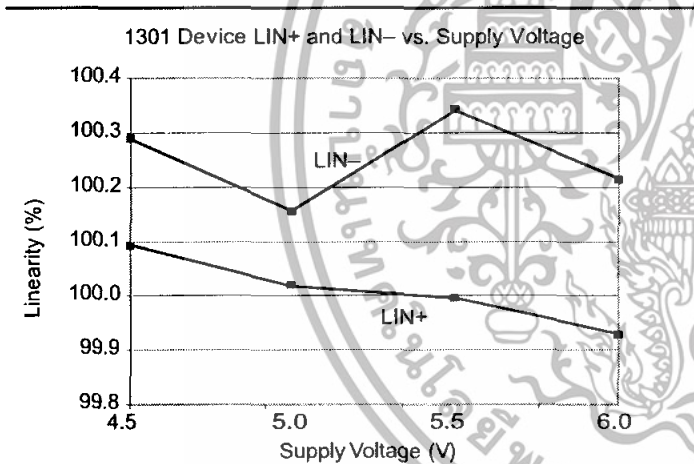
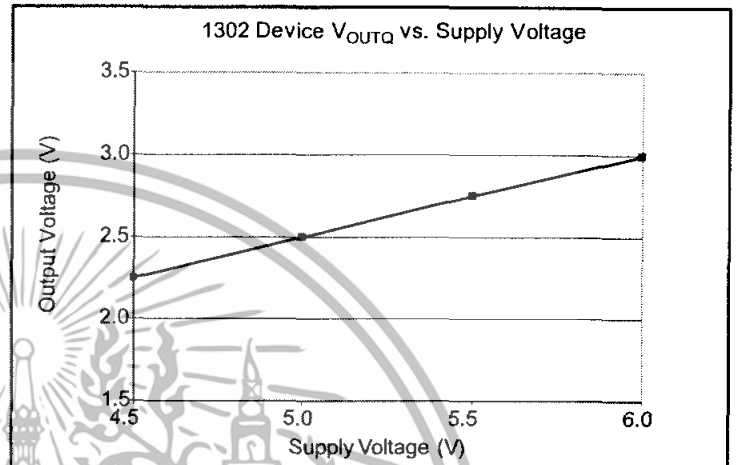
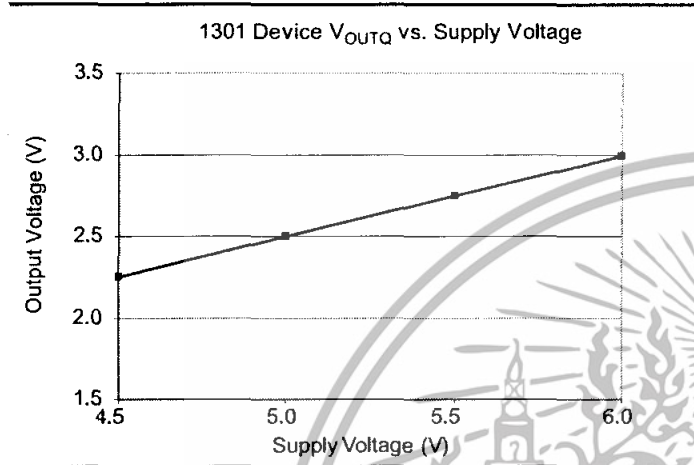
$$Sym = \frac{V_{OUT(+B)} - V_{OUTQ}}{V_{OUTQ} - V_{OUT(-B)}} \times 100\% \quad (8)$$

**Typical Characteristics
(30 pieces, 3 fabrication lots)**

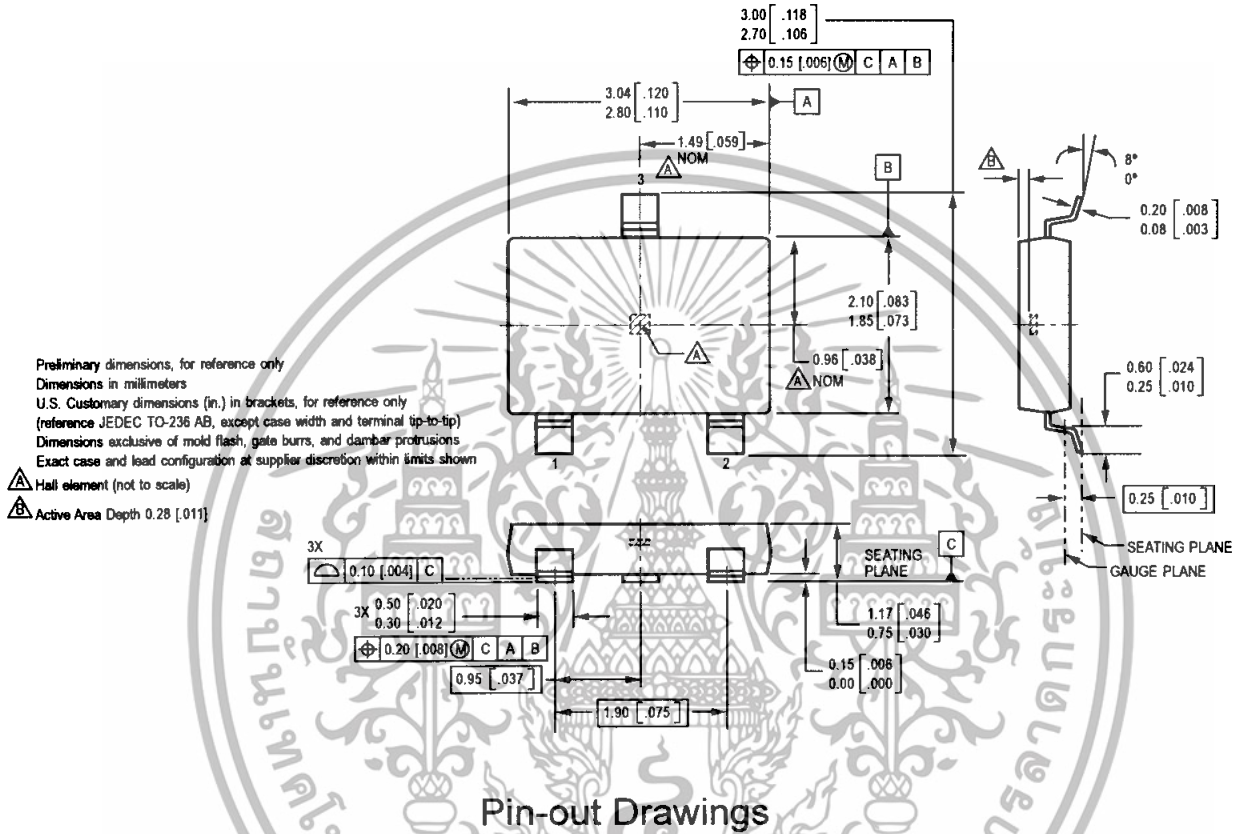


continued on the next page...

Typical Characteristics, continued
(30 pieces, 3 fabrication lots)

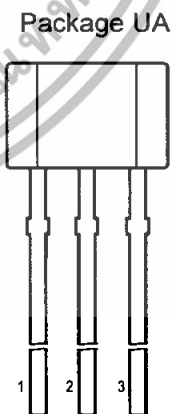
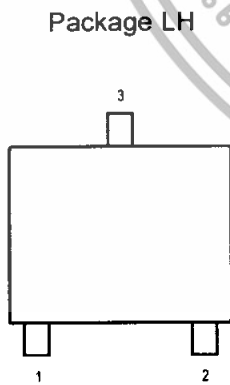


Package LH, 3-Pin; (SOT-23W)



Preliminary dimensions, for reference only
 Dimensions in millimeters
 U.S. Customary dimensions (in.) in brackets, for reference only
 (reference JEDEC TO-236 AB, except case width and terminal tip-to-tip)
 Dimensions exclusive of mold flash, gate burrs, and dambar protrusions
 Exact case and lead configuration at supplier discretion within limits shown

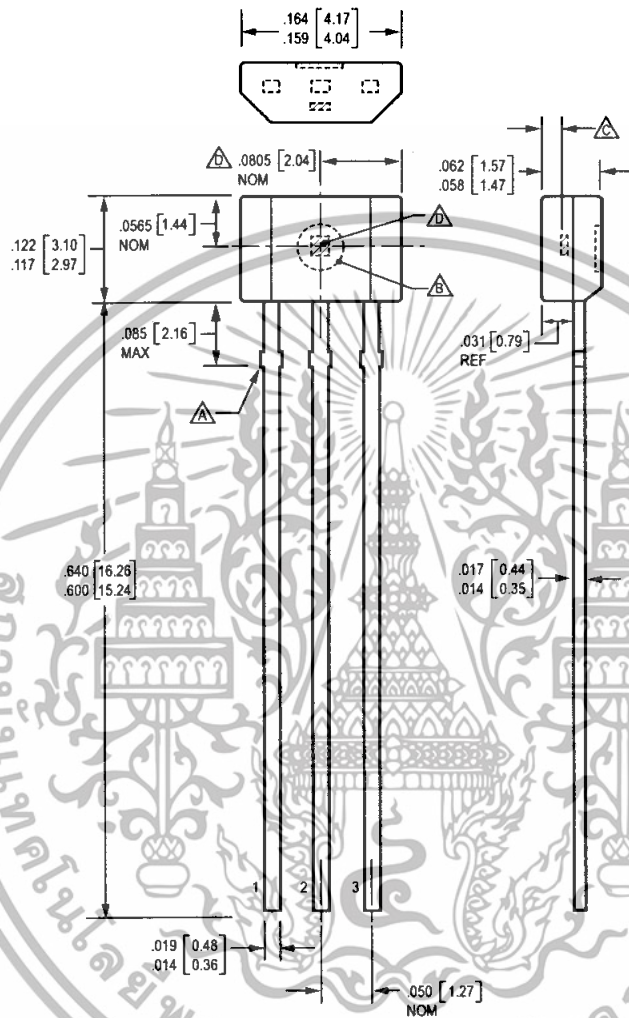
- Hall element (not to scale)
- Active Area Depth 0.28 [011]



Terminal List

Symbol	Number		Description
	Package LH	Package UA	
VCC	1	1	Connects power supply to chip
VOUT	2	3	Output from circuit
GND	3	2	Ground

Package UA, 3-Pin SIP



Dimensions in inches
Metric dimensions (mm) in brackets, for reference only

- Dambar removal protrusion (6X)
- Ejector mark on opposite side
- Active Area Depth .0195 [0.50] NOM
- Hall element (not to scale)

The products described herein are manufactured under one or more of the following U.S. patents: 5,045,920; 5,264,783; 5,442,283; 389,889; 5,581,179; 5,517,112; 5,619,137; 5,621,319; 5,650,719; 5,686,894; 5,694,038; 5,729,130; 5,917,320; and other patents pending.

Allegro MicroSystems, Inc. reserves the right to make, from time to time, such departures from the detail specifications as may be required permit improvements in the performance, reliability, or manufacturability of its products. Before placing an order, the user is cautioned to verify that the information being relied upon is current.

Allegro products are not authorized for use as critical components in life-support devices or systems without express written approval.

The information included herein is believed to be accurate and reliable. However, Allegro MicroSystems, Inc. assumes no responsibility for its use; nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use.

Copyright © 2005, 2006 Allegro MicroSystems, Inc.

FEATURES

- Micropower, 85 μ A max supply current**
- Wide power supply range (+2.2 V to \pm 18 V)**
- Easy to use**
 - Gain set with one external resistor
 - Gain range 5 (no resistor) to 1000
- Higher performance than discrete designs**
- Rail-to-rail output swing**
- High accuracy dc performance**
 - 0.10% gain accuracy ($G = +5$) (AD627A)
 - 10 ppm gain drift ($G = +5$)
 - 125 μ V max input offset voltage (AD627B)
 - 200 μ V max input offset voltage (AD627A)
 - 1 μ V/ $^{\circ}$ C max input offset voltage drift (AD627B)
 - 3 μ V/ $^{\circ}$ C max input offset voltage drift (AD627A)
 - 10 nA max input bias current
- Noise: 38 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ RTI noise @ 1 kHz ($G = +100$)**
- Excellent ac specifications**
 - AD627A: 77 dB min CMRR ($G = +5$)
 - AD627B: 83 dB min CMRR ($G = +5$)
 - 80 kHz bandwidth ($G = +5$)
 - 135 μ s settling time to 0.01% ($G = +5$, 5 V step)

APPLICATIONS

- 4 to 20 mA loop-powered applications
- Low power medical instrumentation—ECG, EEG
- Transducer interfacing
- Thermocouple amplifiers
- Industrial process controls
- Low power data acquisition
- Portable battery-powered instruments

GENERAL DESCRIPTION

The AD627 is an integrated, micropower instrumentation amplifier that delivers rail-to-rail output swing on single and dual (+2.2 V to \pm 18 V) supplies. The AD627 provides excellent ac and dc specifications while operating at only 85 μ A max.

The AD627 offers superior flexibility by allowing the user to set the gain of the device with a single external resistor while conforming to the 8-lead industry standard pinout configuration. With no external resistor, the AD627 is configured for a gain of 5. With an external resistor, it can be set to a gain of up to 1000.

A wide supply voltage range (+2.2 V to \pm 18 V) and micropower current consumption make the AD627 a perfect fit for a wide range of applications. Single-supply operation, low power consumption, and rail-to-rail output swing make the AD627

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

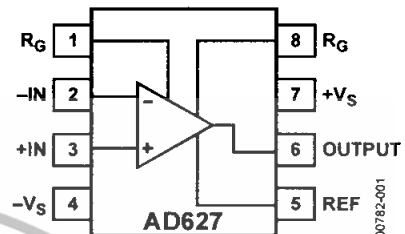


Figure 1. 8-Lead PDIP (N) and SOIC_N (R)

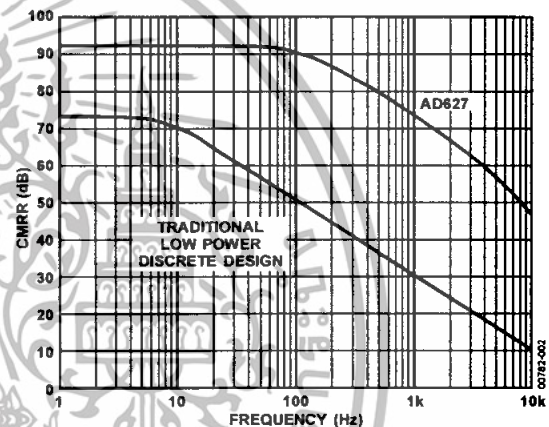


Figure 2. CMRR vs. Frequency, ± 5 Vs, Gain = +5

ideal for battery-powered applications. Its rail-to-rail output stage maximizes dynamic range when operating from low supply voltages. Dual supply operation (± 15 V) and low power consumption make the AD627 ideal for industrial applications, including 4 to 20 mA loop-powered systems.

The AD627 does not compromise performance, unlike other micropower instrumentation amplifiers. Low voltage offset, offset drift, gain error, and gain drift minimize errors in the system. The AD627 also minimizes errors over frequency by providing excellent CMRR over frequency. Because the CMRR remains high up to 200 Hz, line noise and line harmonics are rejected.

The AD627 provides superior performance, uses less circuit board area, and costs less than micropower discrete designs.

Rev. C

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

TABLE OF CONTENTS

Features	1	Reference Terminal	16
Applications.....	1	Input Range Limitations in Single-Supply Applications.....	16
Functional Block Diagram	1	Output Buffering	17
General Description	1	Input and Output Offset Errors.....	17
Revision History	2	Make vs. Buy: A Typical Application Error Budget.....	18
Specifications.....	3	Errors Due to AC CMRR	19
Single Supply	3	Ground Returns for Input Bias Currents	19
Dual Supply	5	Layout and Grounding	20
Dual and Single Supplies	6	Input Protection	21
Absolute Maximum Ratings.....	7	RF Interference	21
ESD Caution.....	7	Applications Circuits.....	22
Pin Configurations and Function Descriptions	8	Classic Bridge Circuit	22
Typical Performance Characteristics	9	4 to 20 mA Single-Supply Receiver.....	22
Theory of Operation	14	Thermocouple Amplifier	22
Using the AD627	15	Outline Dimensions.....	24
Basic Connections	15	Ordering Guide	24
Setting the Gain	15		

REVISION HISTORY

Rev. 05—Rev. B to Rev. C.		Rev. A to Rev. B.	
Updated Format.....	Universal	Changes to Figure 4 and Table I, Resulting Gain column.....	11
Added Pin Configurations and Function Descriptions Section	8	Change to Figure 9	13
Change to Figure 33	13		
Updated Outline Dimensions	24		
Changes to Ordering Guide	24		

SPECIFICATIONS

SINGLE SUPPLY

Typical @ 25°C single supply, $V_S = 3\text{ V}$ and 5 V , and $R_L = 20\text{ k}\Omega$, unless otherwise noted.

Table 1.

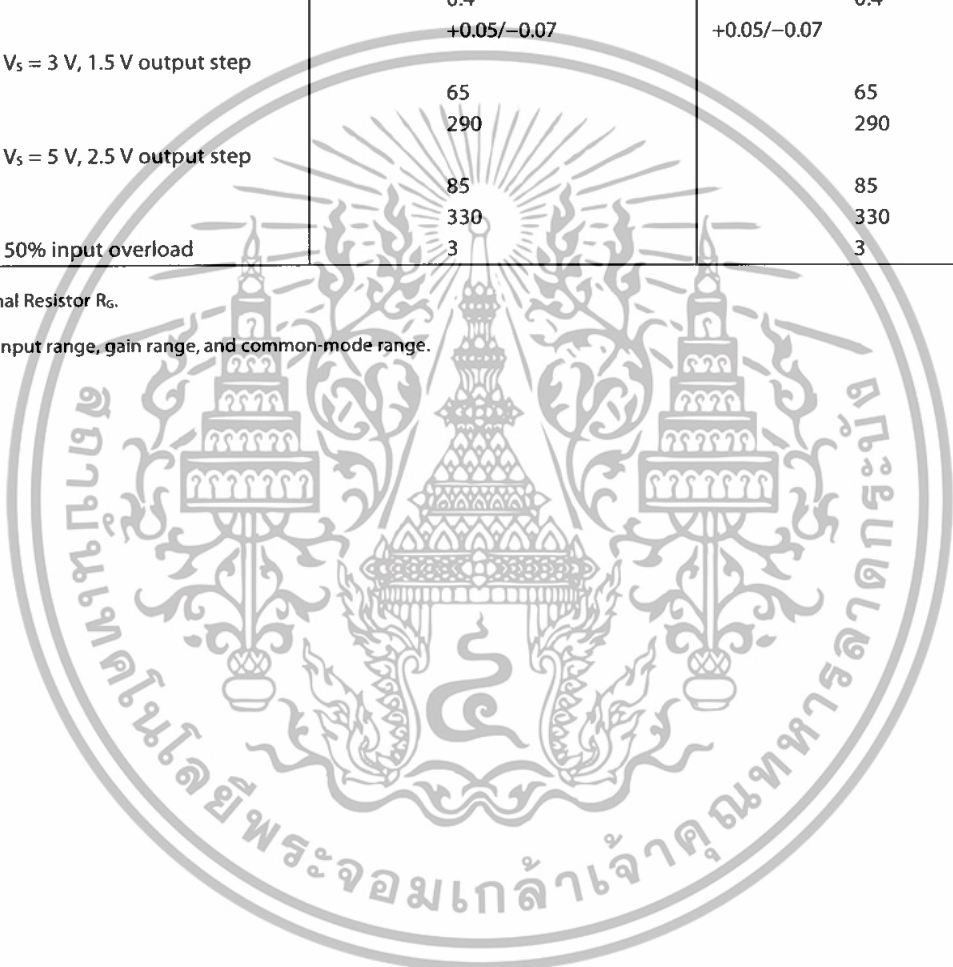
Parameter	Conditions	AD627A			AD627B			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
GAIN	$G = +5 + (200\text{ k}\Omega/R_G)$							
Gain Range		5		1000	5		1000	V/V
Gain Error ¹	$V_{OUT} = (-V_S) + 0.1$ to $(+V_S) - 0.15$							
G = +5			0.03	0.10		0.01	0.06	%
G = +10			0.15	0.35		0.10	0.25	%
G = +100			0.15	0.35		0.10	0.25	%
G = +1000			0.50	0.70		0.25	0.35	%
Nonlinearity								
G = +5			10	100		10	100	ppm
G = +100			20	100		20	100	ppm
Gain vs. Temperature ¹								
G = +5			10	20		10	20	ppm/°C
G > +5			-75			-75		ppm/°C
VOLTAGE OFFSET								
Input Offset, V_{OS1} ²			50	250		25	150	μV
Over Temperature	$V_{CM} = V_{REF} = +V_S/2$			445			215	μV
Average TC			0.1	3		0.1	1	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Output Offset, V_{OS0}				1000			500	μV
Over Temperature				1650			1150	μV
Average TC			2.5	10		2.5	10	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Offset Referred to the Input vs. Supply (PSRR)								
G = +5		86	100		86	100		dB
G = +10		100	120		100	120		dB
G = +100		110	125		110	125		dB
G = +1000		110	125		110	125		dB
INPUT CURRENT								
Input Bias Current			3	10		3	10	nA
Over Temperature				15			15	nA
Average TC			20			20		$\text{pA}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current			0.3	1		0.3	1	nA
Over Temperature				2			2	nA
Average TC			1			1		$\text{pA}/^\circ\text{C}$
INPUT								
Input Impedance								
Differential			20 2			20 2		$\text{G}\Omega \text{pF}$
Common-Mode			20 2			20 2		$\text{G}\Omega \text{pF}$
Input Voltage Range ³	$V_S = 2.2\text{ V}$ to 36 V	$(-V_S) - 0.1$		$(+V_S) - 1$	$(-V_S) - 0.1$		$(+V_S) - 1$	V
Common-Mode Rejection Ratio ³ DC to 60 Hz with 1 k Ω Source Imbalance	$V_{REF} = V_S/2$							
G = +5	$V_S = 3\text{ V}, V_{CM} = 0\text{ V}$ to 1.9 V	77	90		83	96		dB
G = +5	$V_S = 5\text{ V}, V_{CM} = 0\text{ V}$ to 3.7 V	77	90		83	96		dB

Parameter	Conditions	AD627A			AD627B			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Swing	$R_L = 20\text{ k}\Omega$	$(-V_S) + 25$		$(+V_S) - 70$	$(-V_S) + 25$		$(+V_S) - 70$	mV
	$R_L = 100\text{ k}\Omega$	$(-V_S) + 7$		$(+V_S) - 25$	$(-V_S) + 7$		$(+V_S) - 25$	mV
Short-Circuit Current	Short-circuit to ground		± 25			± 25		mA
DYNAMIC RESPONSE								
Small Signal -3 dB Bandwidth			80			80		kHz
G = +5			3			3		kHz
G = +100			0.4			0.4		kHz
G = +1000			+0.05/-0.07		+0.05/-0.07			V/ μs
Slew Rate								V/ μs
Settling Time to 0.01%	$V_S = 3\text{ V}$, 1.5 V output step		65			65		μs
G = +5			290			290		μs
G = +100								
Settling Time to 0.01%	$V_S = 5\text{ V}$, 2.5 V output step		85			85		μs
G = +5			330			330		μs
G = +100								
Overload Recovery	50% input overload		3			3		μs

Does not include effects of External Resistor R_e .

See Table 8 for total RTI errors.

See the AD627 section for input range, gain range, and common-mode range.



DUAL SUPPLY

Typical @ 25°C dual supply, $V_s = \pm 5\text{ V}$ and $\pm 15\text{ V}$, and $R_L = 20\text{ k}\Omega$, unless otherwise noted.

Table 2.

Parameter	Conditions	AD627A			AD627B			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
GAIN	$G = +5 + (200\text{ k}\Omega/R_G)$							
Gain Range		5		1000	5		1000	V/V
Gain Error ¹	$V_{OUT} = (-V_s) + 0.1$ to $(+V_s) - 0.15$							
$G = +5$			0.03	0.10		0.01	0.06	%
$G = +10$			0.15	0.35		0.10	0.25	%
$G = +100$			0.15	0.35		0.10	0.25	%
$G = +1000$			0.50	0.70		0.25	0.35	%
Nonlinearity								
$G = +5$	$V_s = \pm 5\text{ V}/\pm 15\text{ V}$		10/25	100		10/25	100	ppm
$G = +100$	$V_s = \pm 5\text{ V}/\pm 15\text{ V}$		10/15	100		10/15	100	ppm
Gain vs. Temperature¹								
$G = +5$			10	20		10	20	ppm/°C
$G > +5$			-75			-75		ppm/°C
VOLTAGE OFFSET	Total RTI error = $V_{OSI} + V_{OSO}/G$							
Input Offset, V_{OSI} ²	$V_{CM} = V_{REF} = 0\text{ V}$		25	200		25	125	μV
Over Temperature				395			190	μV
Average TC			0.1	3		0.1	1	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Output Offset, V_{OSO}				1000			500	μV
Over Temperature				1,700			1,100	μV
Average TC			2.5	10		2.5	10	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Offset Referred to the Input vs. Supply (PSRR)								
$G = +5$		86	100		86	100		dB
$G = +10$		100	120		100	120		dB
$G = +100$		110	125		110	125		dB
$G = +1000$		110	125		110	125		dB
INPUT CURRENT								
Input Bias Current			2	10		2	10	nA
Over Temperature				15			15	nA
Average TC			20			20		$\text{pA}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current			0.3	1		0.3	1	nA
Over Temperature				5			5	nA
Average TC			5			5		$\text{pA}/^\circ\text{C}$
INPUT								
Input Impedance								
Differential			20 2			20 2		$\text{G}\Omega \text{pF}$
Common Mode			20 2			20 2		$\text{G}\Omega \text{pF}$
Input Voltage Range ³	$V_s = \pm 1.1\text{ V}$ to $\pm 18\text{ V}$	$(-V_s) - 0.1$		$(+V_s) - 1$	$(-V_s) - 0.1$		$(+V_s) - 1$	V
Common-Mode Rejection Ratio ³ DC to 60 Hz with 1 k Ω Source Imbalance								
$G = +5$ to +1000	$V_s = \pm 5\text{ V}, V_{CM} = -4\text{ V}$ to +3.0 V	77	90		83	96		dB
$G = +5$ to +1000	$V_s = \pm 15\text{ V}, V_{CM} = -12\text{ V}$ to +10.9 V	77	90		83	96		dB
OUTPUT								
Output Swing	$R_L = 20\text{ k}\Omega$	$(-V_s) + 25$		$(+V_s) - 70$	$(-V_s) + 25$		$(+V_s) - 70$	mV
	$R_L = 100\text{ k}\Omega$	$(-V_s) + 7$		$(+V_s) - 25$	$(-V_s) + 7$		$(+V_s) - 25$	mV
Short-Circuit Current	Short circuit to ground		± 25			± 25		mA

Parameter	Conditions	AD627A			AD627B			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
DYNAMIC RESPONSE	Small Signal –3 dB Bandwidth		G = +5	80		80		kHz
			G = +100	3		3		
			G = +1000	0.4		0.4		kHz
Slew Rate				+0.05/–0.06		+0.05/–0.06		V/μs
Settling Time to 0.01%	V _S = ±5 V, +5 V output step		G = +5	135		135		μs
			G = +100	350		350		μs
Settling Time to 0.01%	V _S = ±15 V, +15 V output step		G = +5	330		330		μs
			G = +100	560		560		μs
Overload Recovery	50% input overload			3		3		μs

Does not include effects of External Resistor R_G.

See Table 8 for total RTI errors.

See Using the AD627 section for input range, gain range, and common-mode range.

DUAL AND SINGLE SUPPLIES

Table 3.

Parameter	Conditions	AD627A			AD627B			Unit	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
NOISE	Voltage Noise, 1 kHz		$Total\ RTI\ Noise = \sqrt{(e_{ni})^2 + (e_{no}/R_G)^2}$						
				38		38			nV/√Hz
	Input, Voltage Noise, e _{ni}		177		177			nV/√Hz	
	Output, Voltage Noise, e _{no}								
RTI, 0.1 Hz to 10 Hz			G = +5	1.2		1.2		μV p-p	
			G = +1000	0.56		0.56		μV p-p	
Current Noise	f = 1 kHz			50		50		fA/√Hz	
				1.0		1.0		pA p-p	
REFERENCE INPUT	R _G = ∞			125		125		kΩ	
				1		1			
POWER SUPPLY	Operating Range	Dual supply	±1.1		±18		±18	V	
		Single supply	2.2		36		36	V	
Quiescent Current	Over Temperature			60		60		μA	
				200		200		nA/°C	
TEMPERATURE RANGE									
For Specified Performance			–40		+85		–40	+85	°C

See Using the AD627 section for more information on the reference terminal, input range, gain range and common-mode range.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Table 4.

Parameter	Rating
Supply Voltage	$\pm 18\text{ V}$
Internal Power Dissipation ¹	
PDIP (N-8)	1.3 W
SOIC (R-8)	0.8 W
-IN, +IN	$-V_s - 20\text{ V to } +V_s + 20\text{ V}$
Common-Mode Input Voltage	$-V_s - 20\text{ V to } +V_s + 20\text{ V}$
Differential Input Voltage (+IN - (-IN))	$+V_s - (-V_s)$
Output Short Circuit Duration	Indefinite
Storage Temperature Range (N, R)	$-65^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$
Operating Temperature Range	$-40^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering 10 sec)	300°C

¹ Specification is for device in free air:
 8-lead PDIP package: $\theta_{JA} = 90^\circ\text{C/W}$.
 8-lead SOIC_N package: $\theta_{JA} = 155^\circ\text{C/W}$.

Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ESD CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although this product features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



IN CONFIGURATIONS AND FUNCTION DESCRIPTIONS

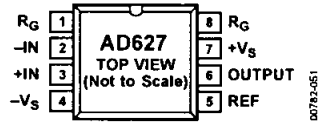


Figure 3. 8-Lead PDIP Pin Configuration



Figure 4. 8-Lead SOIC_N Pin Configuration

Table 5. Pin Function Descriptions

No.	Mnemonic	Description
	R _G	External Gain Setting Resistor. Place gain setting resistor across R _G pins to set the gain.
	-IN	Negative Input.
	+IN	Positive Input.
	-V _S	Negative Voltage Supply Pin.
	REF	Reference Pin. Drive with low impedance voltage source to level shift the output voltage.
	OUTPUT	Output Voltage.
	+V _S	Positive Supply Voltage.
	R _G	External Gain Setting Resistor. Place gain setting resistor across R _G pins to set the gain.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

@ 25°C $V_S = \pm 5\text{ V}$, $R_L = 20\text{ k}\Omega$, unless otherwise noted.

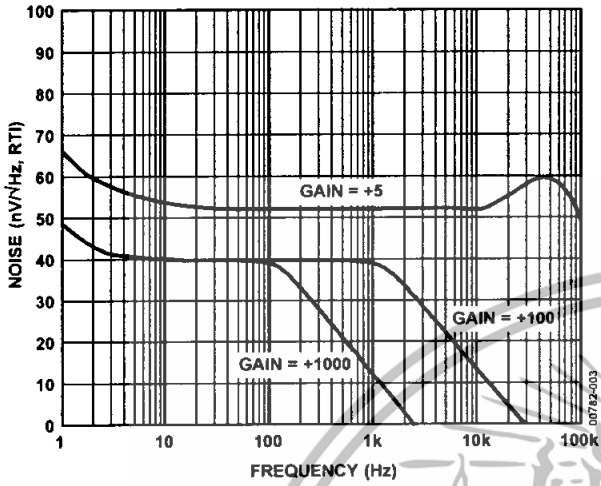


Figure 5. Voltage Noise Spectral Density vs. Frequency

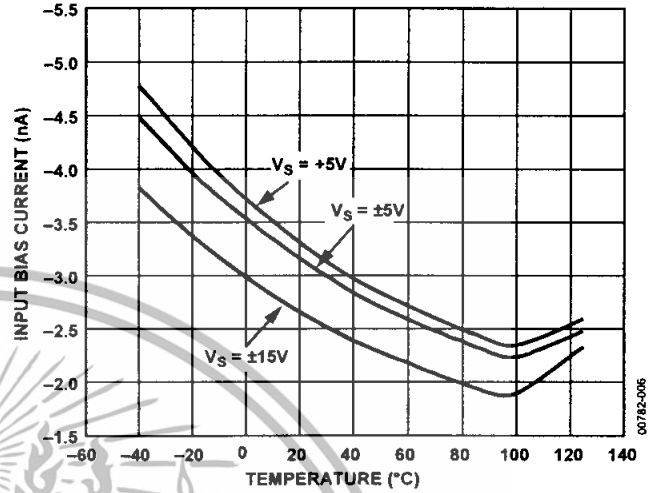


Figure 8. Input Bias Current vs. Temperature

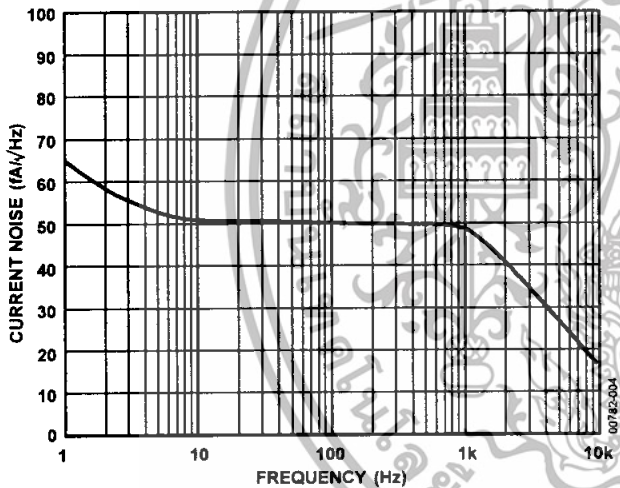


Figure 6. Current Noise Spectral Density vs. Frequency

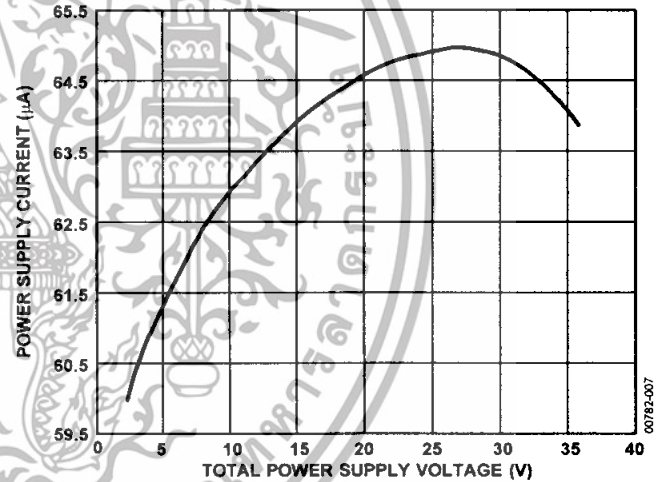


Figure 9. Supply Current vs. Supply Voltage

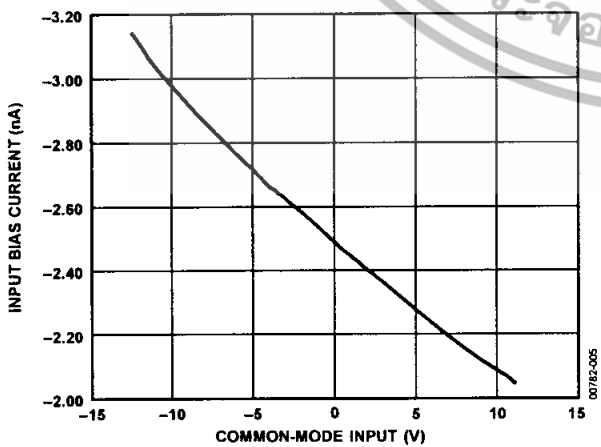


Figure 7. I_{BIAS} vs. CMV , $V_S = \pm 15\text{ V}$

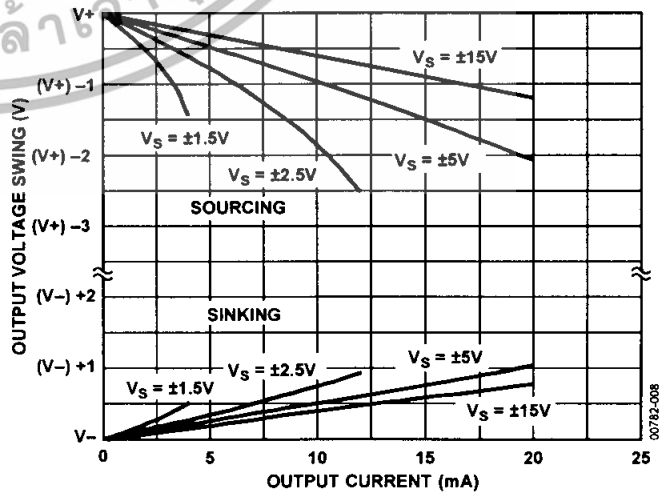


Figure 10. Output Voltage Swing vs. Output Current

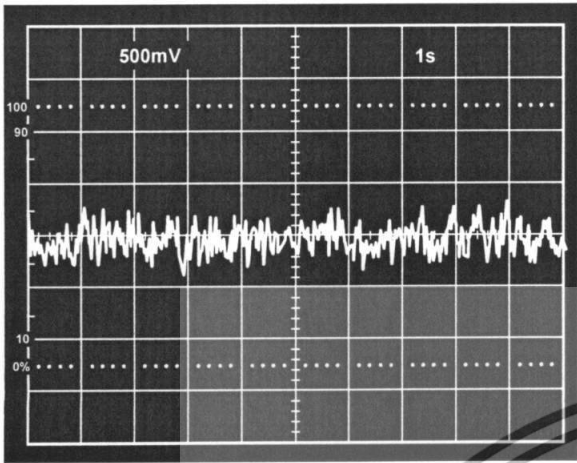


Figure 11. 0.1 Hz to 10 Hz Current Noise (0.71 pA/DIV)

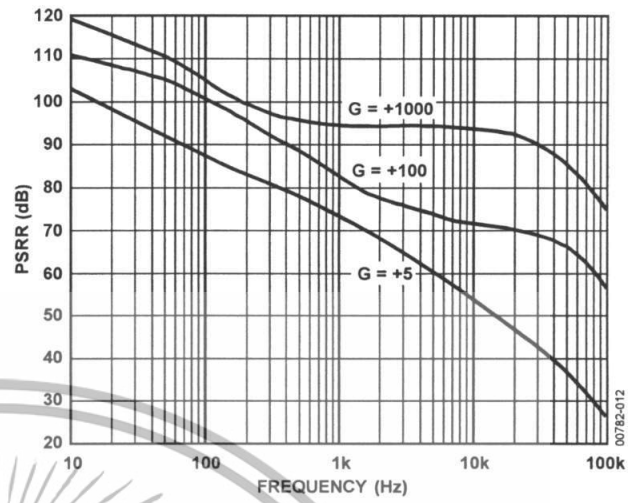


Figure 14. Positive PSRR vs. Frequency, $\pm 5V$

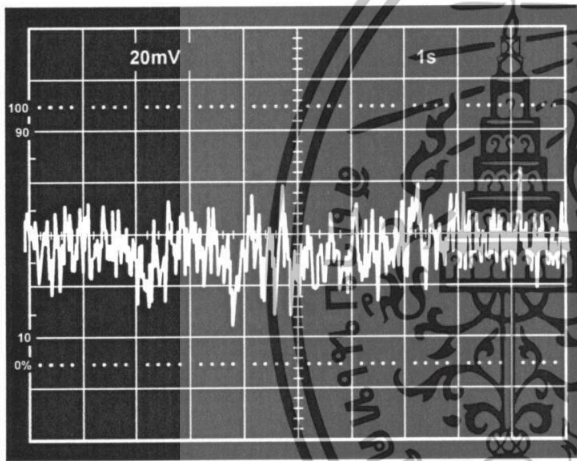


Figure 12. 0.1 Hz to 10 Hz RTI Voltage Noise (400 nV/DIV), $G = +5$

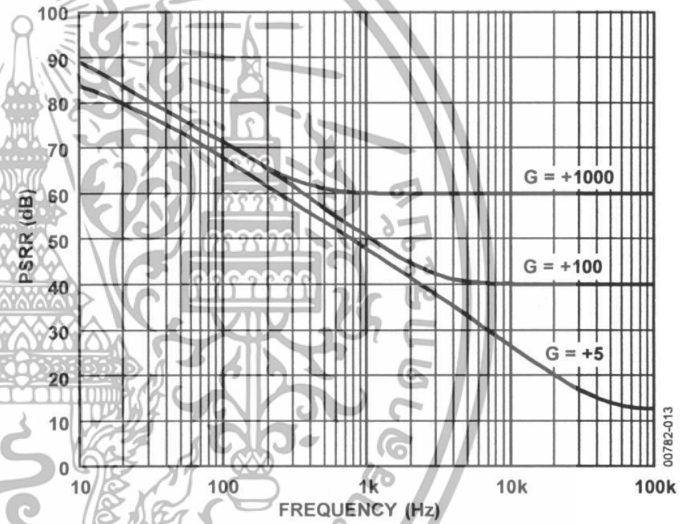


Figure 15. Negative PSRR vs. Frequency, $\pm 5V$

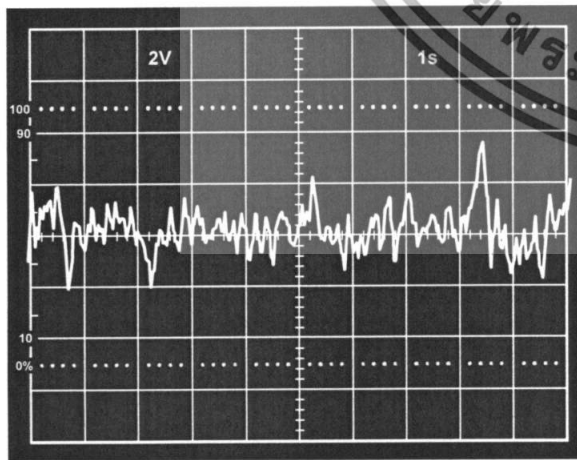


Figure 13. 0.1 Hz to 10 Hz RTI Voltage Noise (200 nV/DIV), $G = +1000$

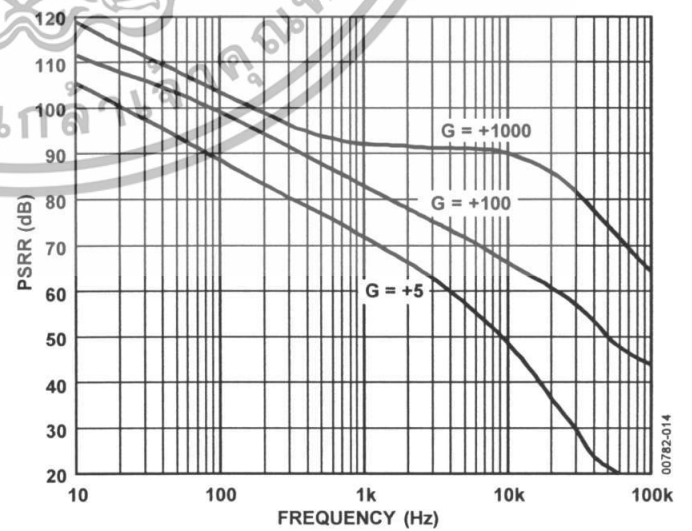


Figure 16. Positive PSRR vs. Frequency ($V_s = 5V, 0V$)

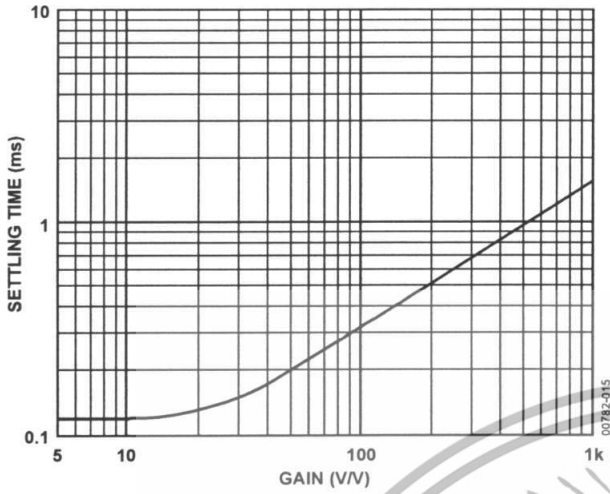


Figure 17. Settling Time to 0.01% vs. Gain for a 5 V Step at Output, $R_L = 20\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$, $V_S = \pm 5\text{ V}$

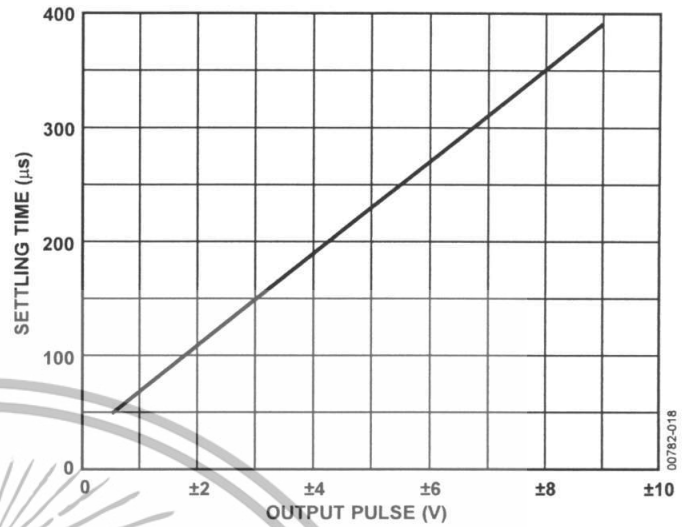


Figure 20. Settling Time to 0.01% vs. Output Swing, $G = +5$, $R_L = 20\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$

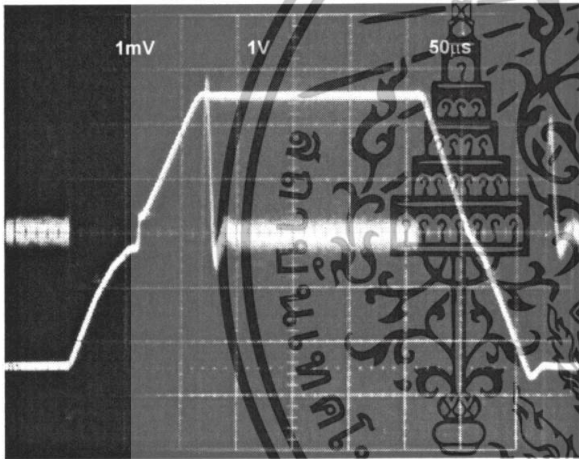


Figure 18. Large Signal Pulse Response and Settling Time, $G = -5$, $R_L = 20\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$ (1.5 mV = 0.01%)

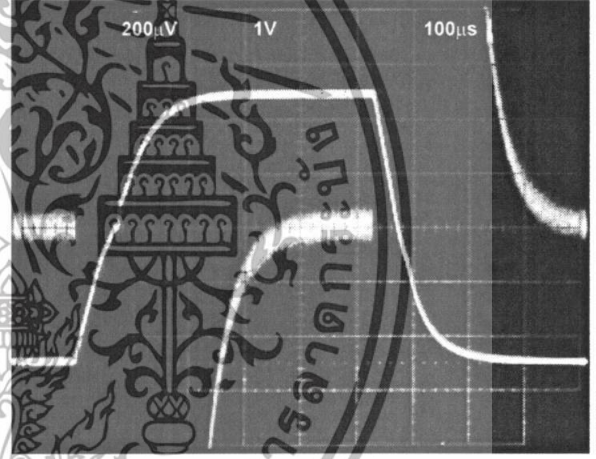


Figure 21. Large Signal Pulse Response and Settling Time, $G = -100$, $R_L = 20\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$ (100 µV = 0.01%)

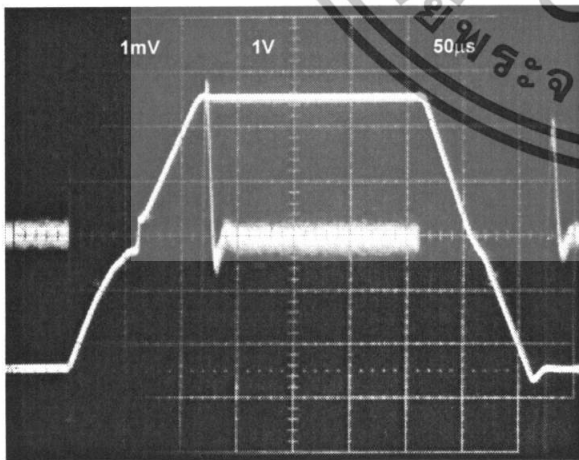


Figure 19. Large Signal Pulse Response and Settling Time, $G = -10$, $R_L = 20\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$ (1.0 mV = 0.01%)

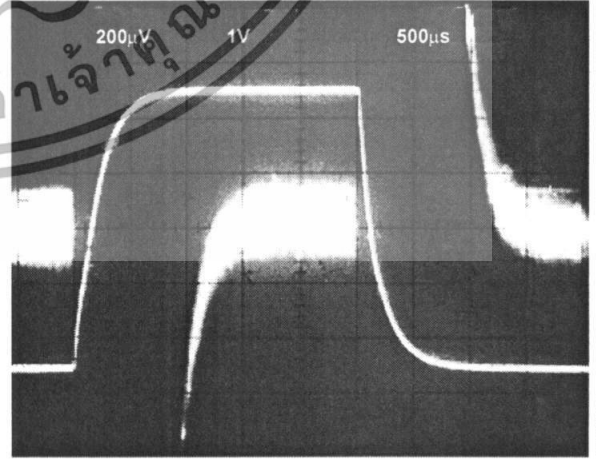


Figure 22. Large Signal Pulse Response and Settling Time, $G = -1000$, $R_L = 20\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$ (10 µV = 0.01%)

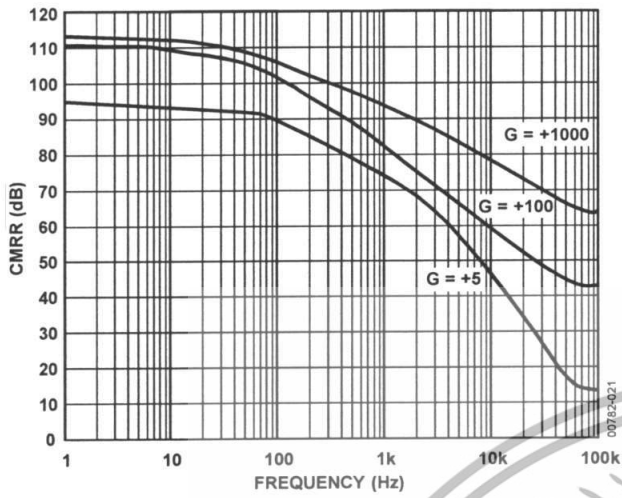


Figure 23. CMRR vs. Frequency, $\pm 5 V_s$, ($CMV = 200 \text{ mV p-p}$)

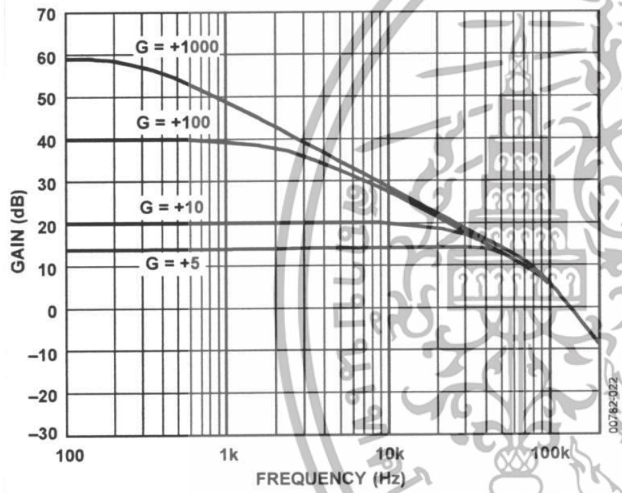


Figure 24. Gain vs. Frequency ($V_s = 5 \text{ V}$, 0 V), $V_{REF} = 2.5 \text{ V}$

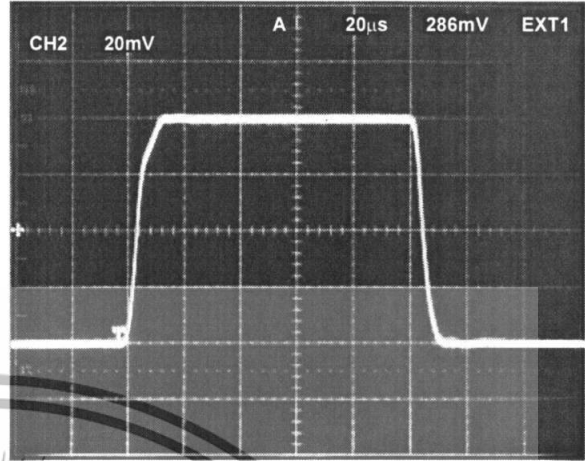


Figure 26. Small Signal Pulse Response, $G = +10$, $R_L = 20 \text{ k}\Omega$, $C_L = 50 \text{ pF}$

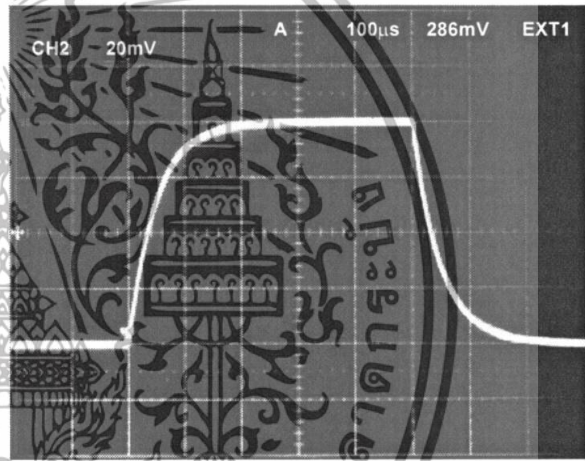


Figure 27. Small Signal Pulse Response, $G = +100$, $R_L = 20 \text{ k}\Omega$, $C_L = 50 \text{ pF}$

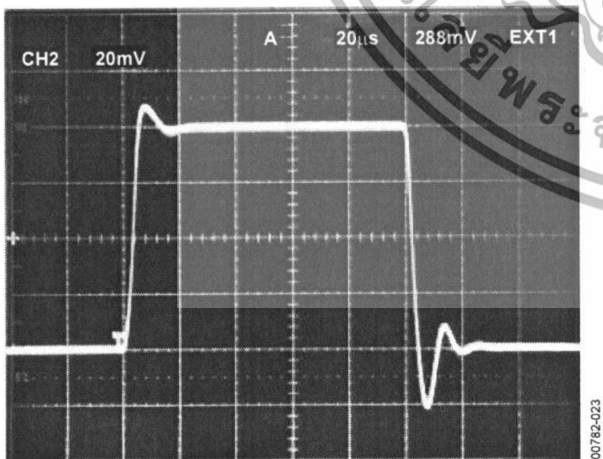


Figure 25. Small Signal Pulse Response, $G = +5$, $R_L = 20 \text{ k}\Omega$, $C_L = 50 \text{ pF}$

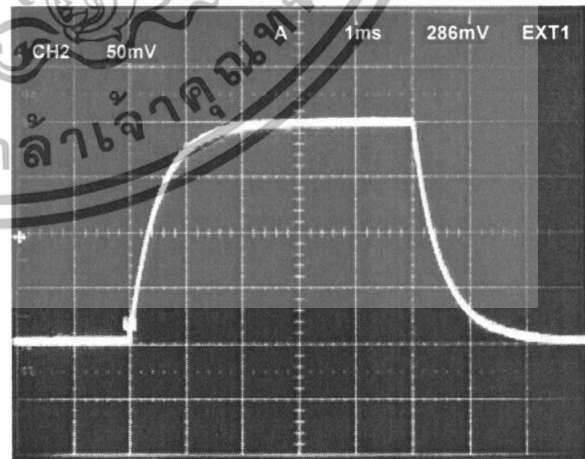


Figure 28. Small Signal Pulse Response, $G = +1000$, $R_L = 20 \text{ k}\Omega$, $C_L = 50 \text{ pF}$

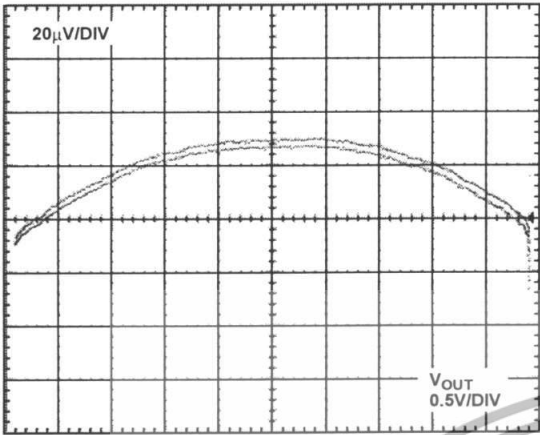


Figure 29. Gain Nonlinearity, $V_s = \pm 2.5 \text{ V}$, $G = +5$ (4 ppm/DIV)

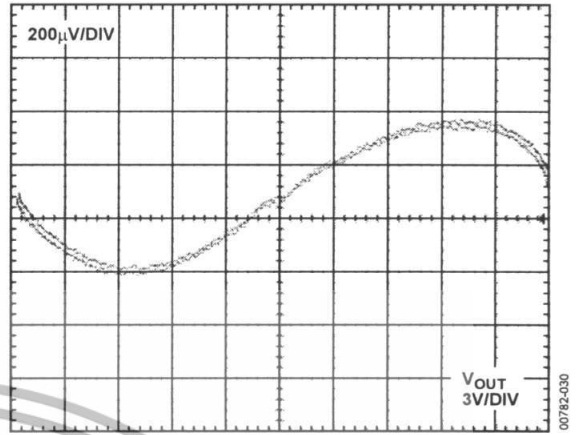


Figure 32. Gain Nonlinearity, $V_s = \pm 15 \text{ V}$, $G = +100$ (7 ppm/DIV)

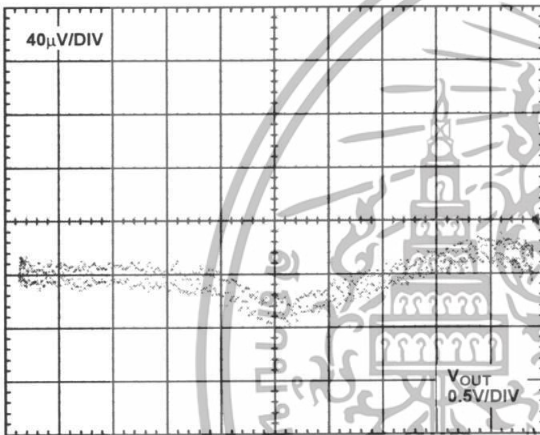


Figure 30. Gain Nonlinearity, $V_s = \pm 2.5 \text{ V}$, $G = +100$ (8 ppm/DIV)

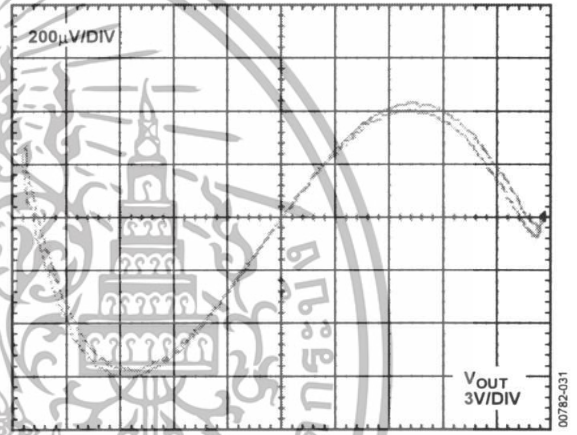


Figure 33. Gain Nonlinearity, $V_s = \pm 15 \text{ V}$, $G = +5$ (7 ppm/DIV)

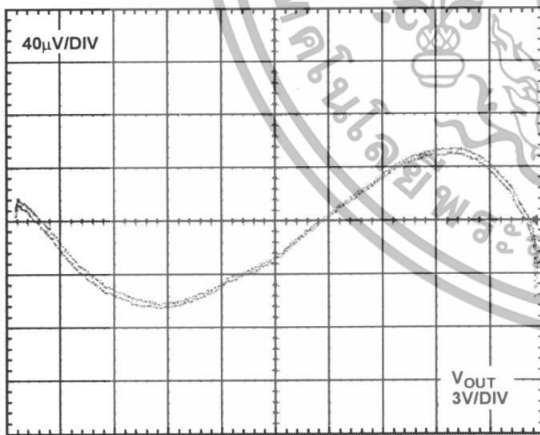


Figure 31. Gain Nonlinearity, $V_s = \pm 15 \text{ V}$, $G = +5$ (1.5 ppm/DIV)

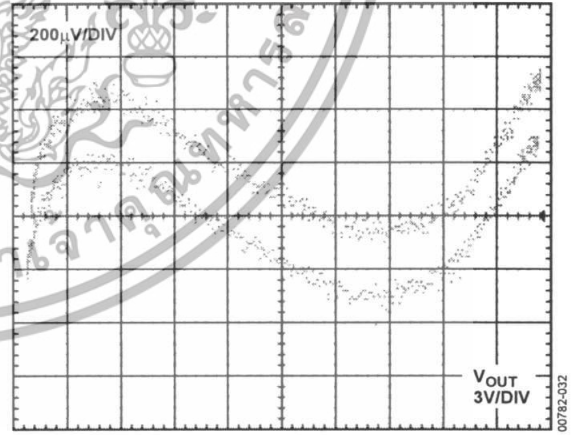


Figure 34. Gain Nonlinearity, $V_s = \pm 15 \text{ V}$, $G = +100$ (7 ppm/DIV)

THEORY OF OPERATION

The AD627 is a true instrumentation amplifier, built using two feedback loops. Its general properties are similar to those of the classic two-op amp instrumentation amplifier configuration, but internally the details are somewhat different. The AD627 uses a modified current feedback scheme, which, coupled with first-stage feedforward frequency compensation, results in a much better CMRR (common-mode rejection ratio) at frequencies above dc (notably the line frequency of 50 Hz to 60 Hz) than might otherwise be expected of a low power instrumentation amplifier.

Figure 35, A1 completes a feedback loop, that in conjunction with V1 and R5, forces a constant collector current in Q1. Assume that the gain-setting resistor (R_G) is not present. Resistor R2 and Resistor R1 complete the loop and force the output of A1 to be equal to the voltage on the inverting terminal with a gain of nearly 1.25. A2 completes a nearly identical feedback loop that forces a current in Q2 that is nearly identical to that in Q1; A2 also provides the output voltage. When both loops are balanced, the gain from the noninverting terminal to the output is equal to 5, whereas the gain from the output of A1 to the output is equal to -4. The inverting terminal gain of A1 (1.25) times the gain of A2 (-4) makes the gain from the inverting and noninverting terminals equal.

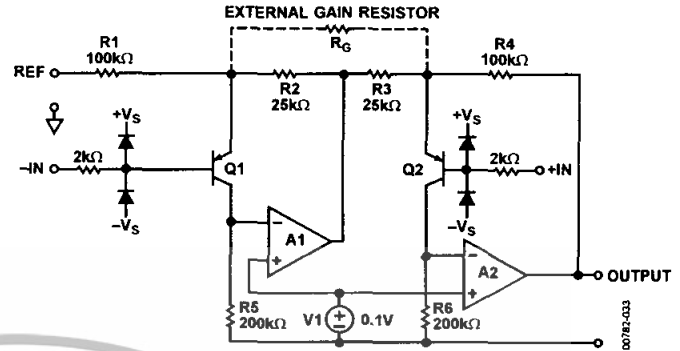


Figure 35. Simplified

The differential mode gain is equal to $1 + R4/R3$, nominally 5, and is factory trimmed to 0.01% final accuracy. Adding an external gain setting resistor (R_G) increases the gain by an amount equal to $(R4 + R1)/R_G$. The output voltage of the AD627 is given by

$$V_{OUT} = [V_{IN(+)} - V_{IN(-)}] \times (5 + 200 \text{ k}\Omega/R_G) + V_{REF}$$

Laser trims are performed on R1 through R4 to ensure that their values are as close as possible to the absolute values in the gain equation. This ensures low gain error and high common-mode rejection at all practical gains.

USING THE AD627

BASIC CONNECTIONS

Figure 36 shows the basic connection circuit for the AD627. The $+V_S$ and $-V_S$ terminals connect to the power supply. The supply can be either bipolar ($V_S = \pm 1.1$ V to ± 18 V) or single supply ($-V_S = 0$ V, $+V_S = +2.2$ V to $+36$ V). Capacitively decouple the power supplies close to the device's power pins. For best results, use surface mount 0.1 μ F ceramic chip capacitors.

The input voltage can be single-ended (tie either $-IN$ or $+IN$ to ground) or differential. The difference between the voltage on the inverting and noninverting pins is amplified by the programmed gain. The gain resistor programs the gain as described in the Setting the Gain and Reference Terminal sections. Basic connections are shown in Figure 36. The output signal appears as the voltage difference between the output pin and the externally applied voltage on the REF pin, as shown in Figure 37.

SETTING THE GAIN

The gain of the AD627 is resistor programmed by R_G , or, more precisely, by whatever impedance appears between Pin 1 and Pin 8.

The gain is set according to the equation

$$\text{Gain} = 5 + (200 \text{ k}\Omega / R_G) \text{ or } R_G = 200 \text{ k}\Omega (\text{Gain} - 5)$$

Therefore, the minimum achievable gain is 5 (for $R_G = \infty$). With an internal gain accuracy of between 0.05% and 0.7%, depending on gain and grade, a 0.1% external gain resistor is appropriate to prevent significant degradation of the overall gain error. However, 0.1% resistors are not available in a wide range of values and are quite expensive. Table 6 shows recommended gain resistor values using 1% resistors. For all gains, the size of the gain resistor is conservatively chosen as the closest value from the standard resistor table that is higher than the ideal value. This results in a gain that is always slightly less than the desired gain thereby preventing clipping of the signal at the output due to resistor tolerance.

The internal resistors on the AD627 have a negative temperature coefficient of -75 ppm/ $^{\circ}$ C max for gains > 5 . Using a gain resistor that also has a negative temperature coefficient of -75 ppm/ $^{\circ}$ C or less tends to reduce the overall gain drift of the circuit.

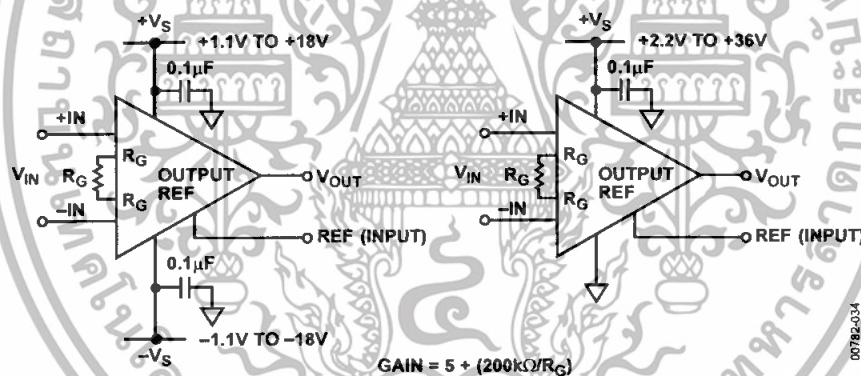


Figure 36. Basic Connections for Single and Dual Supplies

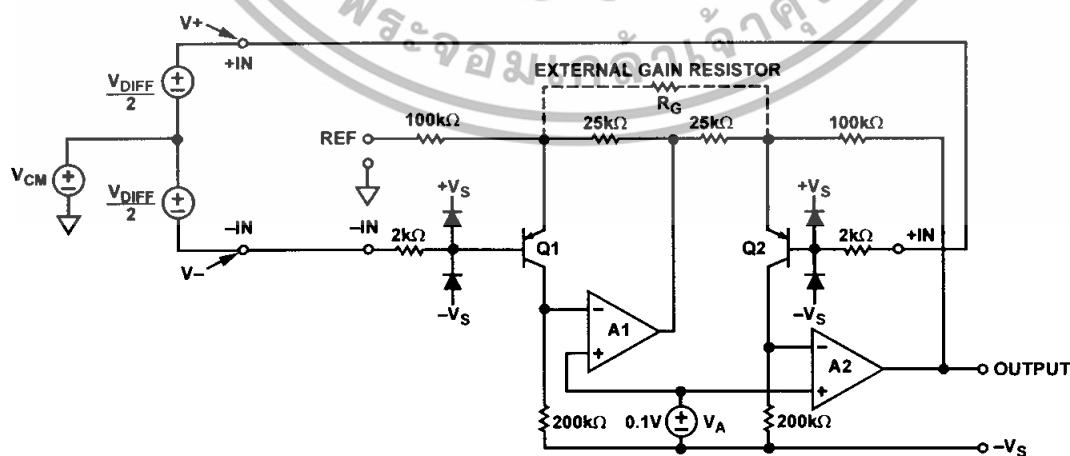


Figure 37. Amplifying Differential Signals with a Common-Mode Component

Table 6. Recommended Values of Gain Resistors

Desired Gain	1% Standard Table Value of R _G	Resulting Gain
	∞	5.00
	200 kΩ	6.00
	100 kΩ	7.00
	68.1 kΩ	7.94
	51.1 kΩ	8.91
	40.2 kΩ	9.98
	20 kΩ	15.00
	13.7 kΩ	19.60
	10 kΩ	25.00
	8.06 kΩ	29.81
	5.76 kΩ	39.72
	4.53 kΩ	49.15
	3.65 kΩ	59.79
	3.09 kΩ	69.72
	2.67 kΩ	79.91
	2.37 kΩ	89.39
10	2.1 kΩ	100.24
100	1.05 kΩ	195.48
1000	412 Ω	490.44
10000	205 Ω	980.61

REFERENCE TERMINAL

The reference terminal potential defines the zero output voltage and is especially useful when the load does not share a precise common ground with the rest of the system. It provides a direct means of setting a precise offset to the output. The reference terminal is also useful when amplifying bipolar signals, because it provides a virtual ground voltage.

The AD627 output voltage is developed with respect to the potential on the reference terminal; therefore, tying the REF pin to the appropriate local ground solves many grounding problems. For optimal CMR, tie the REF pin to a low impedance point.

INPUT RANGE LIMITATIONS IN SINGLE-SUPPLY APPLICATIONS

In general, the maximum achievable gain is determined by the available output signal range. However, in single-supply applications where the input common-mode voltage is nearly or equal to zero, some limitations on the gain can be set. Although the specification pages nominally define the input, output, and reference pin ranges, the voltage ranges on these pins are usually interdependent. Figure 37 shows the simplified schematic of the AD627, driven by a differential voltage (V_{DIFF}) that has a common-mode component, V_{CM}. The voltage on the output amp is a function of V_{DIFF}, V_{CM}, the voltage on the REF pin, and the programmed gain. This voltage is given by

$$V_{A1} = 1.25 (V_{CM} + 0.5 V) - 0.25 V_{REF} + V_{DIFF} (25 \text{ k}\Omega / R_G - 0.625) \quad (1)$$

The voltage on A1 can also be expressed as a function of the actual voltages on the -IN and +IN pins (V₋ and V₊) such that

$$V_{A1} = 1.25 (V_- + 0.5 V) - 0.25 V_{REF} - (V_+ - V_-) 25 \text{ k}\Omega / R_G \quad (2)$$

The output of A1 is capable of swinging to within 50 mV of the negative rail and to within 200 mV of the positive rail. It is clear, from either Equation 1 or Equation 2, that an increasing V_{REF} (while it acts as a positive offset at the output of the AD627) tends to decrease the voltage on A1. Figure 38 and Figure 39 show the maximum voltages that can be applied to the REF pin for a gain of 5 for both the single-supply and dual-supply cases.

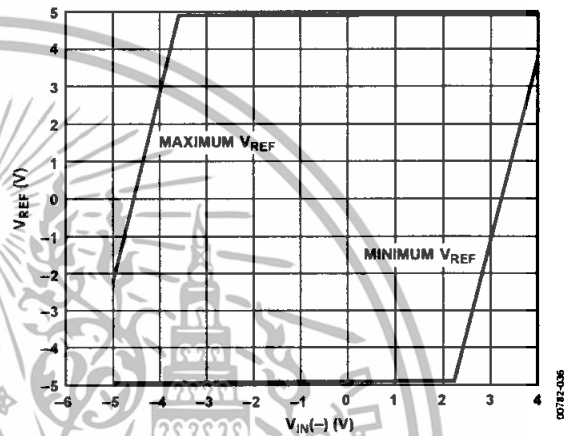


Figure 38. Reference Input Voltage vs. Negative Input Voltage, V_S = ±5 V, G = +5

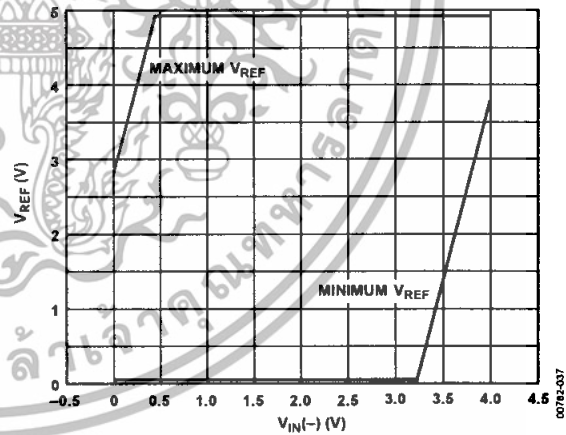


Figure 39. Reference Input Voltage vs. Negative Input Voltage, V_S = 5 V, G = +5

Raising the input common-mode voltage increases the voltage on the output of A1. However, in single-supply applications where the common-mode voltage is low, a differential input voltage or a voltage on REF that is too high can drive the output of A1 into the ground rail. Some low-side headroom is added because both inputs are shifted upwards by about 0.5 V (that is, by the V_{BE} of Q1 and Q2). Use Equation 1 and Equation 2 to check whether the voltage on Amplifier A1 is within its operating range.

Table 7. Maximum Gain for Low Common-Mode, Single-Supply Applications

V_{IN}	REF Pin	Supply Voltage	R_G (1% Tolerance)	Resulting Max Gain	Output Swing WRT 0 V
± 100 mV, $V_{CM} = 0$ V	2 V	5 V to 15 V	28.7 k Ω	12.0	0.8 V to 3.2 V
± 50 mV, $V_{CM} = 0$ V	2 V	5 V to 15 V	10.7 k Ω	23.7	0.8 V to 3.2 V
± 10 mV, $V_{CM} = 0$ V	2 V	5 V to 15 V	1.74 k Ω	119.9	0.8 V to 3.2 V
$V_- = 0$ V, $V_+ = 0$ V to 1 V	1 V	10 V to 15 V	78.7 k Ω	7.5	1 V to 8.5 V
$V_- = 0$ V, $V_+ = 0$ mV to 100 mV	1 V	5 V to 15 V	7.87 k Ω	31	1 V to 4.1 V
$V_- = 0$ V, $V_+ = 0$ mV to 10 mV	1 V	5 V to 15 V	7.87 Ω	259.1	1 V to 3.6 V

Table 8. RTI Error Sources

Gain	Max Total RTI Offset Error (μ V)		Max Total RTI Offset Drift (μ V/ $^{\circ}$ C)		Total RTI Noise (nV/ \sqrt Hz) AD627A / AD627B
	AD627A	AD627B	AD627A	AD627B	
+5	450	250	5	3	95
+10	350	200	4	2	66
+20	300	175	3.5	1.5	56
+50	270	160	3.2	1.2	53
+100	270	155	3.1	1.1	52
+500	252	151	3	1	52
+1000	251	151	3	1	52

Table 7 gives values for the maximum gain for various single-supply input conditions. The resulting output swings refer to 0 V. To maximize the available gain and output swing, set the voltages on the REF pins to either 2 V or 1 V. In most cases, there is no advantage to increasing the single supply to greater than 5 V (the exception is an input range of 0 V to 1 V).

OUTPUT BUFFERING

The AD627 is designed to drive loads of 20 k Ω or greater, but can deliver up to 20 mA to heavier loads at lower output voltage swings (see Figure 10). If more than 20 mA of output current is required at the output, buffer the AD627 output with a precision op amp, such as the OP113. Figure 40 shows this for a single supply. This op amp can swing from 0 V to 4 V on its output while driving a load as small as 600 Ω .

INPUT AND OUTPUT OFFSET ERRORS

The low errors of the AD627 are attributed to two sources, input and output errors. The output error is divided by G when referred to the input. In practice, input errors dominate at high gains and output errors dominate at low gains. The total offset error for a given gain is calculated as

$$\begin{aligned} \text{Total Error RTI} &= \text{Input Error} + (\text{Output Error}/\text{Gain}) \\ \text{Total Error RTO} &= (\text{Input Error} \times G) + \text{Output Error} \end{aligned}$$

RTI offset errors and noise voltages for different gains are listed in Table 8.

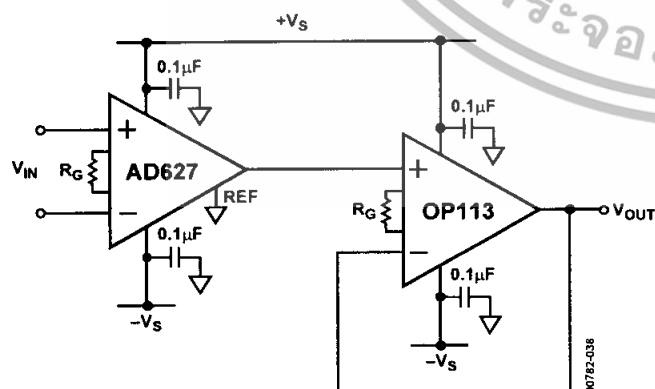


Figure 40. Output Buffering

MAKE VS. BUY: A TYPICAL APPLICATION ERROR BUDGET

The example in Figure 41 serves as a good comparison between the errors associated with an integrated and a discrete in-amp implementation. A ± 100 mV signal from a resistive bridge (common-mode voltage = 2.5 V) is amplified. This example compares the resulting errors from a discrete two-op amp in-amp and the AD627. The discrete implementation uses a four-resistor precision network (1% match, 50 ppm/ $^{\circ}$ C tracking).

The errors associated with each implementation (see Table 9) show the integrated in-amp to be more precise at both ambient

and overtemperature. Note that the discrete implementation is more expensive, primarily due to the relatively high cost of the low drift precision resistor network.

The input offset current of the discrete in-amp implementation is the difference in the bias currents of the two op-amps, not the offset currents of the individual op amps. Also, although the values of the resistor network are chosen so that the inverting and noninverting inputs of each op amp see the same impedance (about 350 Ω), the offset current of each op amp adds another error that must be characterized.

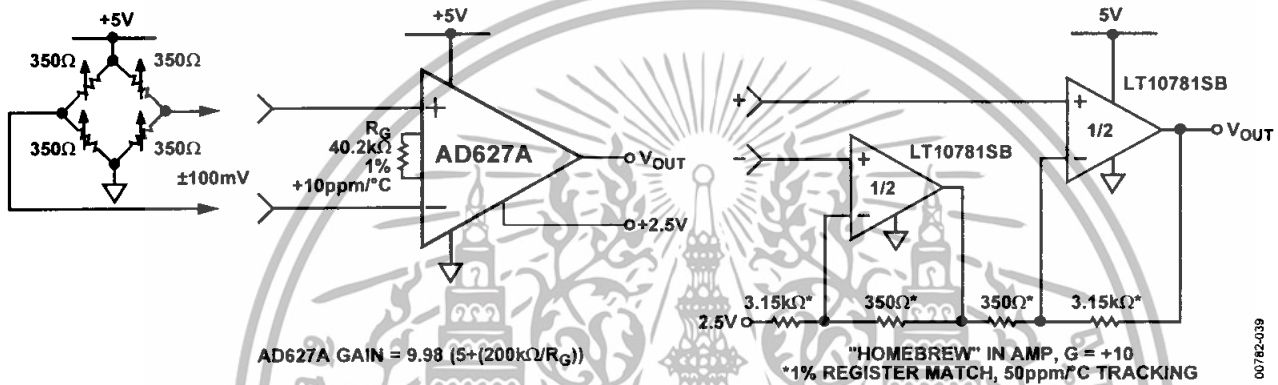


Figure 41. Make vs. Buy

Table 9. Make vs. Buy Error Budget

Error Source	AD627 Circuit Calculation	Homebrew Circuit Calculation	Total Error AD627 (ppm)	Total Error Homebrew (ppm)
ABSOLUTE ACCURACY at T_A = 25$^{\circ}$C				
Total RTI Offset Voltage, mV	$(250 \mu\text{V} + (1000 \mu\text{V}/10)) / 100 \text{ mV}$	$(180 \mu\text{V} \times 2) / 100 \text{ mV}$	3,500	3,600
Input Offset Current, nA	$1 \text{ nA} \times 350 \Omega / 100 \text{ mV}$	$20 \text{ nA} \times 350 \Omega / 100 \text{ mV}$	3.5	70
Internal Offset Current (Homebrew Only)	Not applicable	$0.7 \text{ nA} \times 350 \Omega / 100 \text{ mV}$		2.45
CMRR, dB	77 dB \rightarrow 141 ppm \times 2.5 V / 100 mV	$(1\% \text{ match} \times 2.5 \text{ V}) / 10 / 100 \text{ mV}$	3,531	25,000
Gain	0.35% + 0.1%	1% match	13,500	10,000
		Total Absolute Error	20,535	38,672
SHIFT TO 85$^{\circ}$C				
Gain Drift, ppm/ $^{\circ}$ C	$(-75 + 10) \text{ ppm}/^{\circ}\text{C} \times 60^{\circ}\text{C}$	$50 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C} \times 60^{\circ}\text{C}$	3,900	3,000
Total RTI Offset Voltage, mV/ $^{\circ}$ C	$(3.0 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C} + (10 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}/10)) \times 60^{\circ}\text{C} / 100 \text{ mV}$	$(2 \times 3.5 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C} \times 60^{\circ}\text{C}) / 100 \text{ mV}$	2,600	4,200
Input Offset Current, pA/ $^{\circ}$ C	$(16 \text{ pA}/^{\circ}\text{C} \times 350 \Omega \times 60^{\circ}\text{C}) / 100 \text{ mV}$	$(33 \text{ pA}/^{\circ}\text{C} \times 350 \Omega \times 60^{\circ}\text{C}) / 100 \text{ mV}$	3.5	7
		Total Drift Error	6,504	7,207
		Grand Total Error	27,039	45,879

ERRORS DUE TO AC CMRR

In Table 9, the error due to common-mode rejection results from the common-mode voltage from the bridge 2.5 V. The ac error due to less than ideal common-mode rejection cannot be calculated without knowing the size of the ac common-mode voltage (usually interference from 50 Hz/60 Hz mains frequencies).

A mismatch of 0.1% between the four gain setting resistors determines the low frequency CMRR of a two op amp in-amp. The plot in Figure 42 shows the practical results of resistor mismatch at ambient temperature.

The CMRR of the circuit in Figure 43 (Gain = +11) was measured using four resistors with a mismatch of nearly 0.1% ($R_1 = 9999.5 \Omega$, $R_2 = 999.76 \Omega$, $R_3 = 1000.2 \Omega$, $R_4 = 9997.7 \Omega$). As expected, the CMRR at dc was measured at about 84 dB (calculated value is 85 dB). However, as frequency increases, CMRR quickly degrades. For example, a 200 mV p-p harmonic of the mains frequency at 180 Hz would result in an output voltage of about 800 μ V. To put this in context, a 12-bit data acquisition system, with an input range of 0 V to 2.5 V, has an LSB weighting of 610 μ V.

By contrast, the AD627 uses precision laser trimming of internal resistors, along with patented CMR trimming, to yield a higher dc CMRR and a wider bandwidth over which the CMRR is flat (see Figure 23).

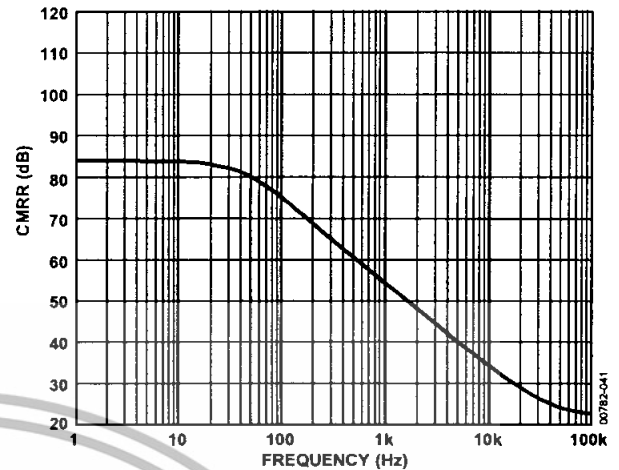


Figure 43. CMRR over Frequency of Discrete In-Amp in Figure 42

GROUND RETURNS FOR INPUT BIAS CURRENTS

Input bias currents are dc currents that must flow to bias the input transistors of an amplifier. They are usually transistor base currents. When amplifying floating input sources, such as transformers, or ac-coupled sources, there must be a direct dc path into each input so that the bias current can flow. Figure 44, Figure 45, and Figure 46 show how to provide a bias current path for the cases of, respectively, transformer coupling, a thermocouple application, and capacitive ac-coupling.

In dc-coupled resistive bridge applications, providing this path is generally not necessary because the bias current simply flows from the bridge supply through the bridge and into the amplifier. However, if the impedance that the two inputs see are large, and differ by a large amount ($>10 \text{ k}\Omega$), the offset current of the input stage causes dc errors compatible with the input offset voltage of the amplifier.

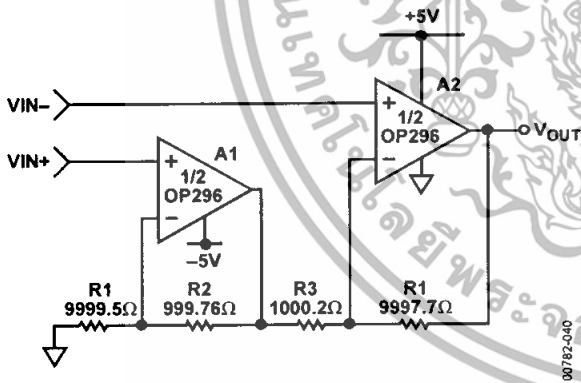


Figure 42. 0.1% Resistor Mismatch Example

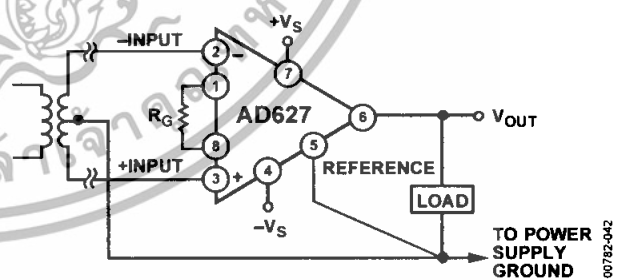


Figure 44. Ground Returns for Bias Currents with Transformer Coupled Inputs

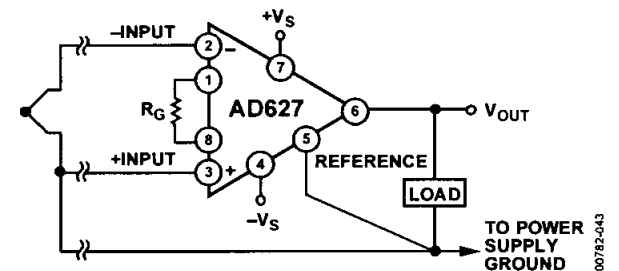


Figure 45. Ground Returns for Bias Currents with Thermocouple Inputs

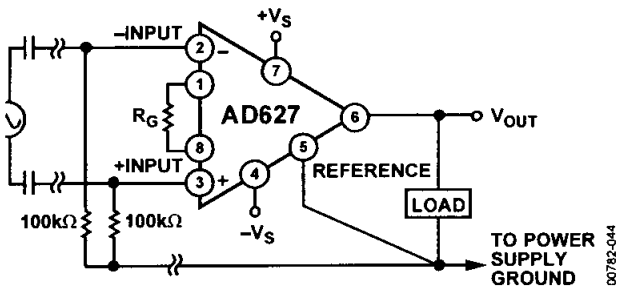


Figure 46. Ground Returns for Bias Currents with AC-Coupled Inputs

LAYOUT AND GROUNDING

The use of ground planes is recommended to minimize the impedance of ground returns (and hence, the size of dc errors). To isolate low level analog signals from a noisy digital environment, many data acquisition components have separate analog and digital ground returns (Figure 47). Return all ground pins from mixed signal components, such as analog-to-digital converters, through the high quality analog ground plane. Digital ground lines of mixed signal components should not be returned through the analog ground plane. This might seem to break the rule of separating analog and digital grounds; however, in general, there is also a requirement to keep the

voltage difference between digital and analog grounds on a converter as small as possible (typically, <0.3 V). The increased noise, caused by the digital return currents of the converter flowing through the analog ground plane, is generally negligible. To maximize isolation between analog and digital, connect the ground planes back at the supplies.

If there is only one power supply available, it must be shared by both digital and analog circuitry. Figure 48 shows how to minimize interference between the digital and analog circuitry. As in the previous case, use separate analog and digital ground planes or use reasonably thick traces as an alternative to a digital ground plane. Connect the ground planes at the ground pin of the power supply. Run separate traces (or power planes) from the power supply to the supply pins of the digital and analog circuits. Ideally, each device should have its own power supply trace, but they can be shared by multiple devices if a single trace is not used to route current to both digital and analog circuitry.

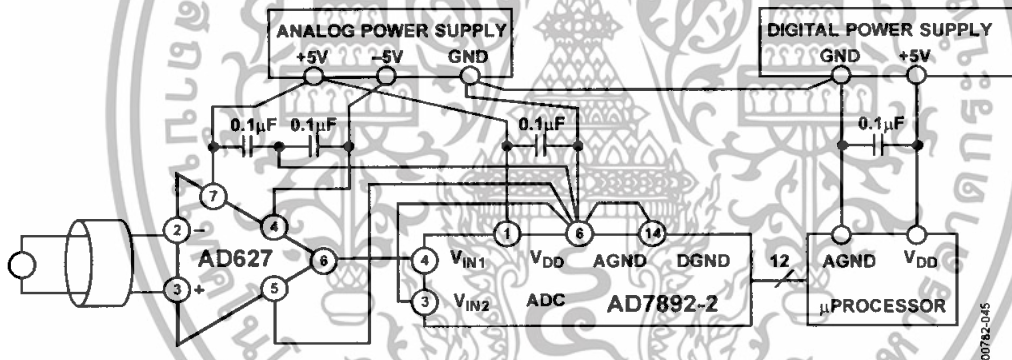


Figure 47. Optimal Grounding Practice for a Bipolar Supply Environment with Separate Analog and Digital Supplies

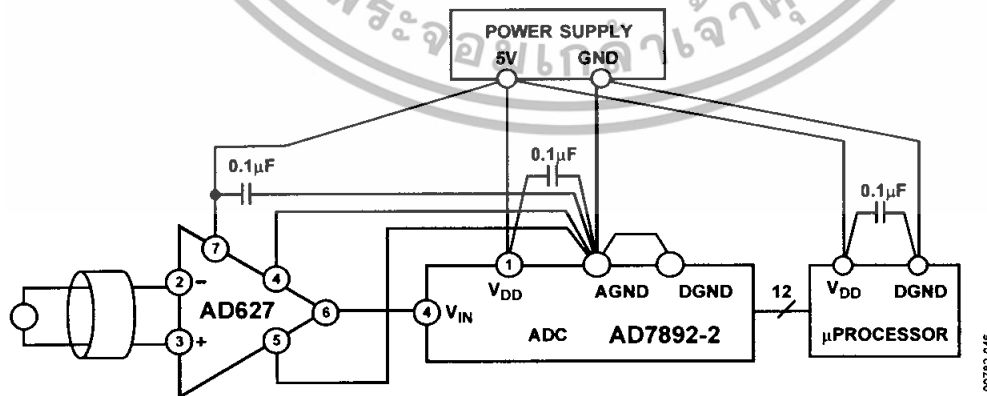


Figure 48. Optimal Ground Practice in a Single-Supply Environment

INPUT PROTECTION

As shown in the simplified schematic (Figure 35), both the inverting and noninverting inputs are clamped to the positive and negative supplies by ESD diodes. In addition, a 2 k Ω series resistor on each input provides current limiting in the event of an overvoltage. These ESD diodes can tolerate a maximum continuous current of 10 mA. So an overvoltage (that is, the amount by which the input voltage exceeds the supply voltage) of ± 20 V can be tolerated. This is true for all gains, and for power on and off. This last case is particularly important because the signal source and amplifier can be powered separately.

If the overvoltage is expected to exceed 20 V, use additional external series current-limiting resistors to keep the diode current below 10 mA.

RF INTERFERENCE

All instrumentation amplifiers can rectify high frequency out-of-band signals. Once rectified, these signals appear as dc offset errors at the output. The circuit in Figure 49 provides good RFI suppression without reducing performance within the pass band of the in-amp. Resistor R1 and Capacitor C1 (and likewise, R2 and C2) form a low-pass RC filter that has a -3 dB BW equal to

$$F = 1/(2\pi(R1 \times C1)).$$

Using the component values shown in Figure 49, this filter has a -3 dB bandwidth of approximately 8 kHz. Resistor R1 and Resistor R2 were selected to be large enough to isolate the circuit input from the capacitors, but not large enough to significantly increase circuit noise. To preserve common-mode rejection in the amplifier pass band, Capacitor C1 and Capacitor C2 must be 5% mica units, or low cost 20% units can be tested and binned to provide closely matched devices.

Capacitor C3 is needed to maintain common-mode rejection at low frequencies. R1/R2 and C1/C2 form a bridge circuit whose output appears across the input pins of the in-amp. Any mismatch between C1 and C2 unbalances the bridge and reduces common-mode rejection. C3 ensures that any RF signals are common mode (the same on both in-amp inputs) and are not applied differentially. This second low-pass network, R1 + R2 and C3, has a -3 dB frequency equal to

$$1/(2\pi((R1 + R2) \times C3))$$

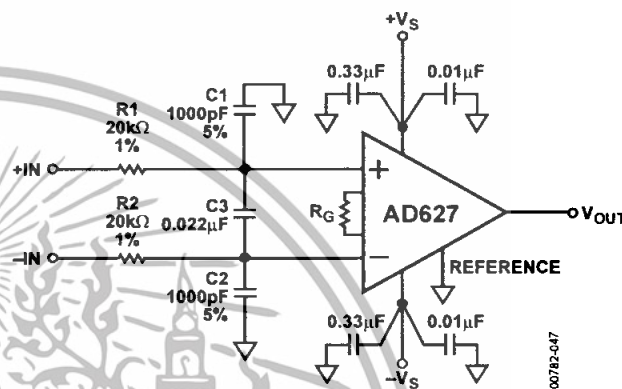


Figure 49. Circuit to Attenuate RF Interference

Using a C3 value of 0.022 μ F, as shown in Figure 49, the -3 dB signal bandwidth of this circuit is approximately 200 Hz. The typical dc offset shift over frequency is less than 1 mV and the RF signal rejection of the circuit is better than 57 dB. To increase the 3 dB signal bandwidth of this circuit, reduce the value of Resistor R1 and Resistor R2. The performance is similar to that when using 20 k Ω resistors, except that the circuitry preceding the in-amp must drive a lower impedance load.

When building a circuit like that shown in Figure 49, use a PC board with a ground plane on both sides. Make all component leads as short as possible. Resistor R1 and Resistor R2 can be common 1% metal film units, but Capacitor C1 and Capacitor C2 must be $\pm 5\%$ tolerance devices to avoid degrading the common-mode rejection of the circuit. Either the traditional 5% silver mica units or Panasonic $\pm 2\%$ PPS film capacitors are recommended.

APPLICATIONS CIRCUITS

CLASSIC BRIDGE CIRCUIT

Figure 50 shows the AD627 configured to amplify the signal from a classic resistive bridge. This circuit works in dual-supply mode or single-supply mode. Typically, the same voltage that powers the in-amp excites the bridge. Connecting the bottom of the bridge to the negative supply of the in-amp (usually 0 V, -5 V, -12 V, or -15 V), sets up an input common-mode voltage that is optimally located midway between the supply voltages. It is also appropriate to set the voltage on the REF pin to midway between the supplies, especially if the input signal is bipolar. However, the voltage on the REF pin can be varied to suit the application. For example: the REF pin is tied to the V_{REF} pin of an analog-to-digital converter (ADC) whose input range is $V_{REF} \pm V_{IN}$. With an available output swing on the AD627 of $(+V_S + 100$ mV) to $(+V_S - 150$ mV), the maximum programmable gain is simply this output range divided by the input range.

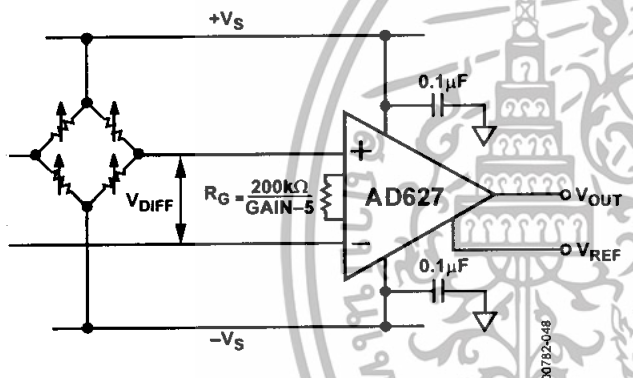


Figure 50. Classic Bridge Circuit

4 TO 20 mA SINGLE-SUPPLY RECEIVER

Figure 51 shows how a signal from a 4 to 20 mA transducer can be interfaced to the ADuC812, a 12-bit ADC with an embedded microcontroller. The signal from a 4 to 20 mA transducer is single ended. This initially suggests the need for a simple shunt resistor, to convert the current to a voltage at the high impedance analog input of the converter. However, any line resistance in the return path (to the transducer) adds a current dependent offset error, therefore, the current must be sensed differentially.

In this example, a 24.9Ω shunt resistor generates a maximum differential input voltage to the AD627 of between 100 mV (for 4 mA in) and 500 mV (for 20 mA in). With no gain resistor present, the AD627 amplifies the 500 mV input voltage by a factor of 5, to 2.5 V, the full-scale input voltage of the ADC. The zero current of 4 mA corresponds to a code of 819 and the LSB size is $610 \mu\text{A}$.

THERMOCOUPLE AMPLIFIER

Because the common-mode input range of the AD627 extends 0.1 V below ground, it is possible to measure small differential signals that have a low, or no, common-mode component.

Figure 51 shows a thermocouple application where one side of the J-type thermocouple is grounded.

Over a temperature range from -200°C to $+200^\circ\text{C}$, the J-type thermocouple delivers a voltage ranging from -7.890 mV to $+10.777$ mV. A programmed gain on the AD627 of 100 ($R_G = 2.1$ k Ω) and a voltage on the AD627 REF pin of 2 V results in the output voltage of the AD627 ranging from 1.110 V to 3.077 V relative to ground. For a different input range or different voltage on the REF pin, it is important to verify that the voltage on Internal Node A1 (see Figure 37) is not driven below ground. This can be checked using the equations in the Input Range Limitations in Single-Supply Applications section.

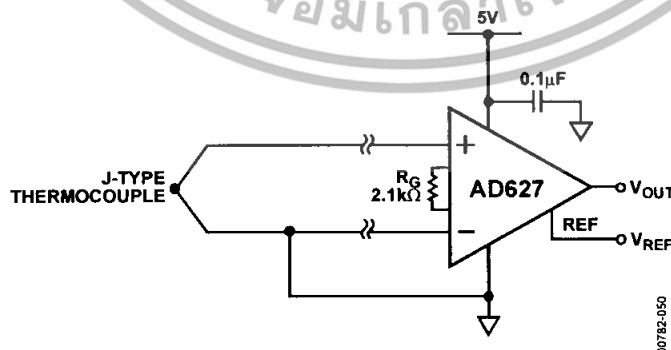


Figure 51. Amplifying Bipolar Signals with Low Common-Mode Voltage

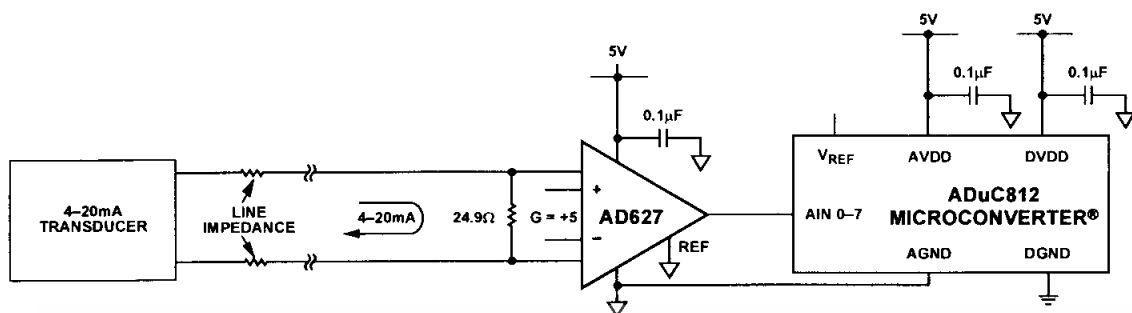
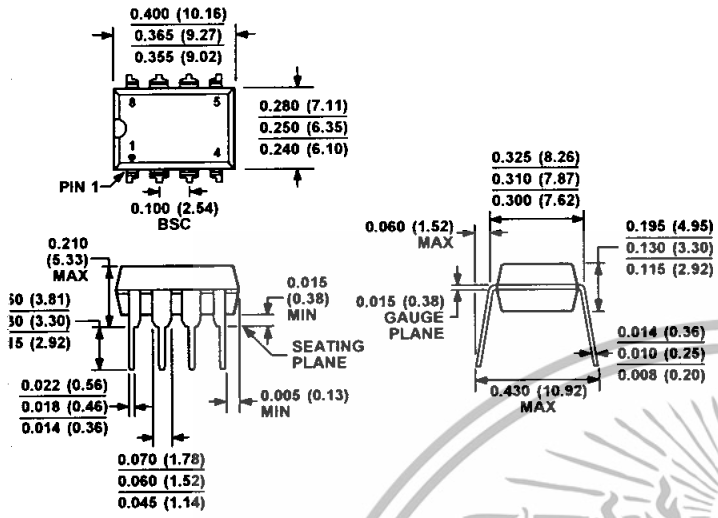


Figure 52. 4 to 20 mA Receiver Circuit

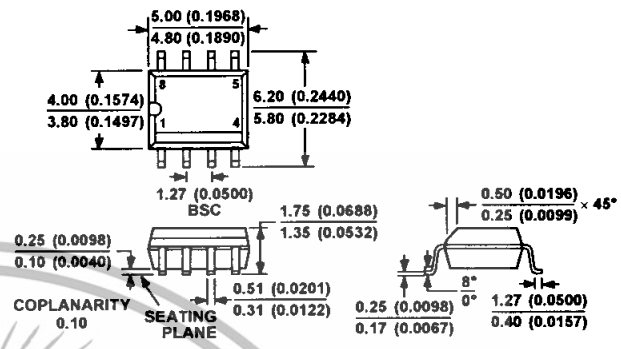


JTLINE DIMENSIONS



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MS-001-BA
 CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN INCHES; MILLIMETER DIMENSIONS (IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF INCH EQUIVALENTS FOR REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN. CORNER LEADS MAY BE CONFIGURED AS WHOLE OR HALF LEADS.

Figure 53. 8-Lead Plastic Dual In-Line Package [PDIP] Narrow Body (N-8)
 Dimensions shown in inches and (millimeters)



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MS-012-AA
 CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS; INCH DIMENSIONS (IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF MILLIMETER EQUIVALENTS FOR REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN

Figure 54. 8-Lead Small Standard Outline Package [SOIC_N] Narrow Body (R-8)
 Dimensions shown in millimeters (and inches)

ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Description	Package Option
0627AN	-40°C to +85°C	8-Lead Plastic Dual In-Line Package [PDIP]	N-8
0627ANZ ¹	-40°C to +85°C	8-Lead Plastic Dual In-Line Package [PDIP]	N-8
0627AR	-40°C to +85°C	8-Lead Small Standard Outline [SOIC_N]	R-8
0627AR-REEL	-40°C to +85°C	8-Lead Small Standard Outline [SOIC_N]	R-8
0627AR-REEL7	-40°C to +85°C	8-Lead Small Standard Outline [SOIC_N]	R-8
0627ARZ ¹	-40°C to +85°C	8-Lead Small Standard Outline [SOIC_N]	R-8
0627ARZ-R7 ¹	-40°C to +85°C	8-Lead Small Standard Outline [SOIC_N]	R-8
0627ARZ-RL ¹	-40°C to +85°C	8-Lead Small Standard Outline [SOIC_N]	R-8
0627BN	-40°C to +85°C	8-Lead Plastic Dual In-Line Package [PDIP]	N-8
0627BNZ ¹	-40°C to +85°C	8-Lead Plastic Dual In-Line Package [PDIP]	N-8
0627BR	-40°C to +85°C	8-Lead Small Standard Outline [SOIC_N]	R-8
0627BR-REEL	-40°C to +85°C	8-Lead Small Standard Outline [SOIC_N]	R-8
0627BR-REEL7	-40°C to +85°C	8-Lead Small Standard Outline [SOIC_N]	R-8
0627BRZ ¹	-40°C to +85°C	8-Lead Small Standard Outline [SOIC_N]	R-8
0627BRZ-RL ¹	-40°C to +85°C	8-Lead Small Standard Outline [SOIC_N]	R-8
0627BRZ-R7 ¹	-40°C to +85°C	8-Lead Small Standard Outline [SOIC_N]	R-8

¹ = Pb-free part.