

เครื่องแปลงสัญญาณความชื้นเป็นสัญญาณไฟฟ้า

HUMIDITY TRANSMITTER



T 0 5 0 2 3 9



นายนาธิป คำนวนสร
นายวิฑูร ราชเจริญกิจ

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน 50239

วัน,เดือน,ปี 2 8 เม.ย. 2547

b.....

i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม

ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ปีการศึกษา 2545

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HUMIDITY TRANSMITTER



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
BACHELOR OF ENGINEERING IN INSTRUMENTATION ENGINEERING
DEPARTMENT OF INSTRUMENTATION ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
2002


ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองปริญญาโท

หัวข้อปริญญาโท เครื่องแปลงสัญญาณความชื้นเป็นสัญญาณไฟฟ้า
HUMIDITY TRANSMITTER
นักศึกษาผู้จัดทำ นายนราธิป คำนวนสร รหัสประจำตัว 43015567
นายวิฑูร ราชเจริญกิจ รหัสประจำตัว 43015586
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมการวัดคุม
ปีการศึกษา 2545

อาจารย์ผู้ควบคุมปริญญาโท	ลายมือชื่อ
รศ.วิริยะ กองรัตน์	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ วันอังคารที่ 25 มีนาคม พ.ศ. 2546
สถานที่สอบ ณ ห้องสอบปริญญาโท ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม

ภาควิชารับรองแล้ว


(ผศ.ประสิทธิ์ จุลเสรีวงศ์)

หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	เครื่องแปลงสัญญาณความชื้นเป็นสัญญาณไฟฟ้า HUMIDITY TRANSMITTER
นักศึกษาผู้จัดทำ	นายนราธิป คำนวนสร นายวิฑูร ราชเจริญกิจ
อาจารย์ที่ปรึกษา	รศ.วิริยะ กองรัตน์
ปีการศึกษา	2545

บทคัดย่อ

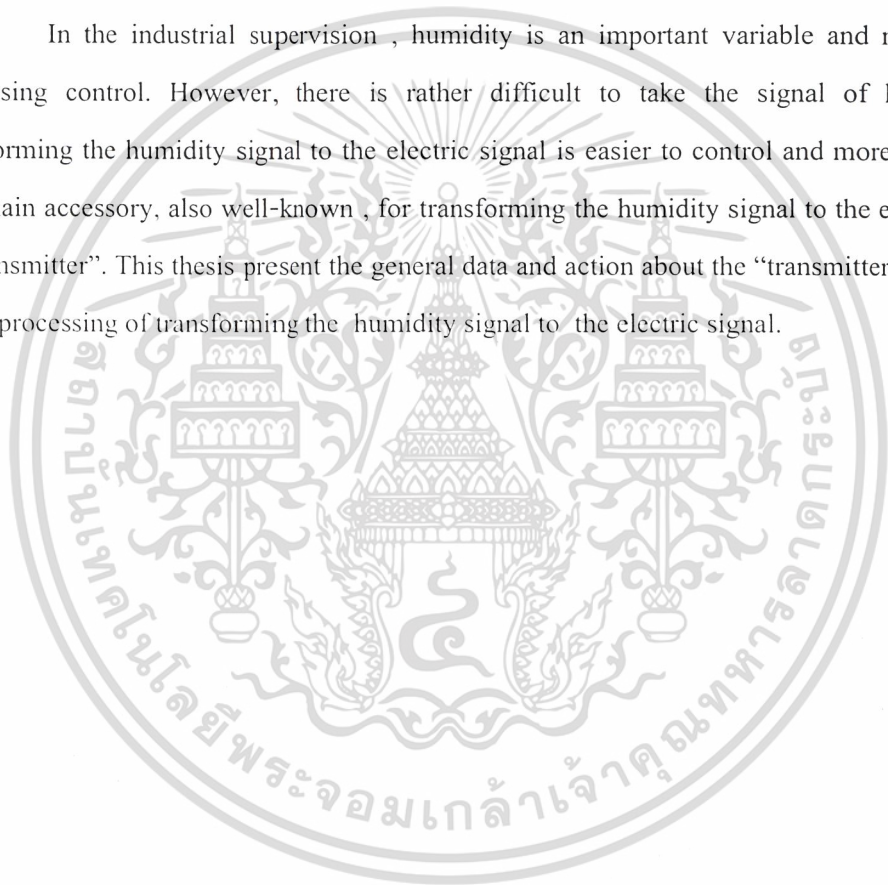
ในงานควบคุมทางอุตสาหกรรม ความชื้นก็เป็นอีกตัวแปรหนึ่งที่มีความสำคัญและจำเป็นจะต้องทำการควบคุมในกระบวนการ แต่การนำสัญญาณในรูปของค่าความชื้นมาควบคุมเป็นเรื่องที่ยาก จึงมีความจำเป็นต้องแปลงสัญญาณในรูปของค่าความชื้นให้เป็นสัญญาณที่สามารถนำมาควบคุมได้ง่ายก่อนเข้าสู่กระบวนการควบคุม สัญญาณที่นิยมใช้ในการควบคุมก็คือสัญญาณทางไฟฟ้า การที่จะแปลงสัญญาณที่อยู่ในรูปของค่าความชื้น ให้อยู่ในรูปของสัญญาณทางไฟฟ้า จำเป็นจะต้องมีอุปกรณ์ที่ใช้ในการแปลงสัญญาณ อุปกรณ์นั้นก็คือ Transmitter นั่นเอง ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ จะนำเสนอเกี่ยวกับอุปกรณ์ Transmitter ที่ใช้ในการแปลงสัญญาณในรูปของค่าความชื้น ให้เป็นสัญญาณทางไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Humidity Transmitter
Authors	Mr. Naratip Khamnuansorn Mr. Witoon Racharoenkij
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Viriya Kongratana
Year	2002

ABSTRACT

In the industrial supervision , humidity is an important variable and necessary for processing control. However, there is rather difficult to take the signal of humidity, so transforming the humidity signal to the electric signal is easier to control and more appropriate. The main accessory, also well-known , for transforming the humidity signal to the electric signal is “transmitter”. This thesis present the general data and action about the “transmitter” that is used to the processing of transforming the humidity signal to the electric signal.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีเพราะได้รับความเมตตาจาก รศ.วิริยะ กองรัตน์ ที่ได้ให้คำแนะนำแก่ผู้วิจัยตลอดมา อีกทั้งยังเอื้อเฟื้ออุปกรณ์และเครื่องมือต่างๆในการทำปริญญาานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ อาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุมทุกท่าน ที่ให้คำแนะนำอันเป็นประโยชน์ต่อการทำปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้

และที่ลืมนึกไม่ได้คือ ขอกราบขอลพระคุณคุณแม่ อันเป็นที่รักยิ่ง ที่สนับสนุนและเป็นแรงบันดาลใจในการทำปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน



คณะผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญภาพ.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและเหตุจูงใจของการวิจัย.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของปริญญาานิพนธ์.....	1
1.3 ขอบเขตของปริญญาานิพนธ์.....	1
1.4 ขั้นตอนการศึกษา.....	1
บทที่ 2 หลักการวัดความชื้นในอากาศ.....	3
2.1 ทฤษฎีความชื้นในบรรยากาศ.....	3
2.1.1 ความชื้นสัมบูรณ์.....	3
2.1.2 ความชื้นสัมพัทธ์.....	3
2.1.3 ความชื้นจำเพาะ.....	3
2.2 หลักการวัดความชื้นในอากาศ.....	4
บทที่ 3 เซนเซอร์ความชื้นแบบค่าความต้านทาน.....	5
บทที่ 4 วงจรเครื่องแปลงสัญญาณความชื้นเป็นสัญญาณไฟฟ้า.....	7
4.1 กล่าวนำ.....	7
4.2 วงจรขยายเชิงลอการิทึม.....	7
4.3 วงจรเครื่องแปลงสัญญาณความชื้นเป็นสัญญาณไฟฟ้า.....	9
4.3.1 ส่วนไบอัสกระแสให้แก่ตัวเซนเซอร์ความชื้น.....	9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ 4.3.2 ส่วนการปรับเชิงเส้นและขยายสัญญาณเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง.....	13
บรรณานุกรม.....	17
ภาคผนวก.....	18



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่

หน้า

5.1 แสดงผลการทดลองวัดความชื้นของเครื่อง Humidity Transmitter.....15



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1 บล็อกไดอะแกรมของการวัดความชื้น.....	4
3.1 ตัวอย่างของ Resistive Humidity Sensors.....	5
3.2 กราฟผลตอบสนองของ Resistive Humidity Sensors.....	5
4.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องแปลงสัญญาณความชื้นเป็นสัญญาณไฟฟ้า.....	7
4.2 แสดงการต่อวงจรลอการิทึมที่อาศัยคุณสมบัติของ Base-Emitter Junction Transistor.....	8
4.3 แสดงวงจรเครื่องแปลงสัญญาณความชื้นเป็นสัญญาณไฟฟ้า.....	9
4.4 แสดงวงจรส่วนไบอัสกระแสเสถียรตัวเซนเซอร์ความชื้น.....	10
4.5 รูปตัวไอซี LOG100	10
4.6 แสดงตำแหน่งขาสัญญาณต่างๆของตัวไอซีเบอร์ LOG100	11
4.7 แสดงวงจรในส่วนของการปรับเชิงเส้นและขยายสัญญาณ	11
4.8 แสดงตำแหน่งการวางอุปกรณ์ภายในกล่อง HUMIDITY TRANSMITTER.....	12
4.9 HUMIDITY TRANSMITTER ที่บรรจุลงในกล่องเรียบร้อย.....	12
5.1 วงจรการทดลองเครื่องแปลงสัญญาณความชื้นเป็นสัญญาณไฟฟ้า	13
5.2 แสดงอุปกรณ์ที่ใช้ภายในห้องสอบเทียบเครื่องมือวัด.....	14
5.3 แสดงอุปกรณ์ที่ใช้ภายในห้องสอบเทียบเครื่องมือวัด (ต่อ).....	14
5.4 กราฟผลการทดลอง	16
5.5 เครื่องแปลงสัญญาณความชื้นเป็นสัญญาณไฟฟ้า.....	16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและเหตุจูงใจของการวิจัย

กระบวนการผลิตของระบบอุตสาหกรรมภายในประเทศปัจจุบัน มีการควบคุมส่วนต่างๆ ในกระบวนการ ให้อยู่ในขอบเขตที่ต้องการ ความชื้นก็เป็นอีกตัวแปรหนึ่งที่มีความสำคัญต่อกระบวนการ และจะต้องมีการควบคุมให้อยู่ภายในขอบเขตที่กำหนด

1.2 วัตถุประสงค์ของปริญญานิพนธ์

ปริญญานิพนธ์นี้จะเป็นการศึกษา และพัฒนาออกแบบสร้างเครื่องแปลงสัญญาณความชื้นเป็นสัญญาณไฟฟ้า(HUMIDITY TRANSMITTER) เนื่องจากค่าในรูปของสัญญาณความชื้นนั้นนำมาควบคุมได้ยาก จึงต้องทำการแปลงรูปสัญญาณให้อยู่ในรูปที่สามารถควบคุมได้ง่ายเสียก่อน สัญญาณที่สามารถนำมาทำการควบคุมได้ง่ายและเป็นที่ยอมรับใช้กันมากก็คือสัญญาณทางไฟฟ้านั่นเอง เมื่อแปลงรูปสัญญาณความชื้นให้เป็นสัญญาณไฟฟ้าแล้ว ก็สามารถนำไปต่อร่วมกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์ หรืออุปกรณ์ไมโครคอมพิวเตอร์เพื่อทำการควบคุมค่าความชื้นให้อยู่ในขอบเขตในกระบวนการต่อไป

1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์

ปริญญานิพนธ์เล่มนี้จะกล่าวถึง การพัฒนาและออกแบบเครื่องแปลงสัญญาณความชื้นเป็นสัญญาณไฟฟ้า โดยใช้ตัวเซนเซอร์ความชื้นแบบค่าความต้านทานไฟฟ้า(RESISTIVE RELATIVE HUMIDITY SENSORS) โดยจะทำการทดลองหาผลตอบสนองของตัวเซนเซอร์ความชื้น ออกแบบสร้างเครื่องแปลงสัญญาณความชื้นเป็นสัญญาณไฟฟ้าให้มีความสอดคล้องกับผลตอบสนองของตัวเซนเซอร์ความชื้น

1.4 ขั้นตอนการศึกษา

การทำโครงการวิจัยในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ มีขั้นตอนการศึกษาเริ่มจากการศึกษาผลตอบสนองต่อความชื้นของตัวเซนเซอร์ความชื้น ว่ามีผลตอบสนองต่อความชื้นได้ดีในช่วงใดบ้าง เพราะธรรมชาติของตัวเซนเซอร์ความชื้นแบบค่าความต้านทานไฟฟ้า (RESISTIVE

RELATIVE HUMIDITY SENSORS) จะมีผลตอบสนองในลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น ศึกษาวงจรเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับว่าไปเผยแพร่ประโยชน์ด้านการค้า ลอการิทึมแอมพลิฟายเออร์(LOGARITHMIC AMPLIFIER) ซึ่งจะช่วยปรับความไม่เป็นเชิงเส้นของไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวเซนเซอร์ความชื้นให้มีความเป็นเชิงเส้นมากยิ่งขึ้น ศึกษาถึงภาพรวมการทำงานของแต่ละภาค
และเมื่อนำมาต่อรวมกัน ปัจจัยที่มีผลกระทบต่อวงจรเครื่องแปลงสัญญาณความชื้นเป็น
สัญญาณไฟฟ้า



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

หลักการวัดความชื้นในอากาศ

ระบบควบคุมในโรงงานอุตสาหกรรม การควบคุมความชื้นนั้น ในบางกระบวนการถือว่ามีความจำเป็นอย่างมาก ในบทนี้จะนำเสนอเกี่ยวกับหลักการวัดความชื้นในอากาศในเบื้องต้นกันก่อน

2.1 ทฤษฎีความชื้นในบรรยากาศ

ความชื้นของอากาศ หมายถึง ปริมาณไอน้ำที่ปะปนอยู่ในอากาศ ได้มาจากแหล่งน้ำต่างๆ ความชื้นในอากาศมี 3 แบบ คือ

- ความชื้นสัมบูรณ์ (Absolute Humidity)
- ความชื้นสัมพัทธ์ (Relative Humidity)
- ความชื้นจำเพาะ (Specific Humidity)

2.1.1 ความชื้นสัมบูรณ์ (Absolute Humidity)

ความชื้นสัมบูรณ์ หมายถึง อัตราส่วนระหว่างมวลของไอน้ำที่มีอยู่จริงในอากาศ กับปริมาตรของอากาศนั้น

$$\text{สูตร ความชื้นสัมบูรณ์} = \frac{\text{มวลของไอน้ำที่มีอยู่จริงในอากาศ}}{\text{ปริมาตรของอากาศ}}$$

โดยมีหน่วยวัดเป็น กรัมต่อลูกบาศก์เมตร

2.1.2 ความชื้นสัมพัทธ์ (Absolute Humidity)

ความชื้นสัมพัทธ์ของอากาศเป็นอัตราส่วนของจำนวนไอน้ำที่มีอยู่ในอากาศ ต่อจำนวนไอน้ำที่อาจมีได้จนอิ่มตัวเต็มที่ในอากาศเดียวกันนั้น ความชื้นสัมพัทธ์จึงกำหนดเป็นเรื่อร้อยโดยให้จำนวนความชื้นที่อิ่มตัวเต็มที่ เป็น 100 ส่วนประเทศไทยตั้งอยู่ในเขตร้อนใกล้เส้นศูนย์สูตรจึงมีอากาศร้อนชื้นปกคลุมเกือบตลอดปี เว้นแต่บริเวณที่อยู่ลึกเข้าไปในแผ่นดินตั้งแต่ภาคกลางขึ้นไป ความชื้นสัมพัทธ์จะลดลงชัดเจนในช่วงฤดูหนาวและฤดูร้อน โดยเฉพาะฤดูร้อนจะเป็นช่วงที่ความชื้นสัมพัทธ์ลดลงต่ำสุดในรอบปี ในบริเวณดังกล่าวมีความชื้นสัมพัทธ์เฉลี่ยตลอดปี 72-74 เปอร์เซ็นต์ และจะลดลงเหลือ 62-69 เปอร์เซ็นต์ในช่วงฤดูร้อนเดียวกัน

$$\text{Relative Humidity} = \frac{\text{Absolute Humidity}}{\text{ความชื้นมากที่สุดที่อากาศจะรับได้ในอุณหภูมิ}} \times 100$$

2.1.3 ความชื้นจำเพาะ (Specific Humidity)

เป็นอัตราส่วนของน้ำหนักกักไอน้ำในอากาศในขณะนั้น มอนูญาติ เป็นกรัมต่อน้ำหนักอากาศ 1 กิโลกรัม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งมอบให้ทางบริษัทฯ ในขณะนั้น มอนูญาติ เป็นกรัมต่อน้ำหนักอากาศ 1 กิโลกรัม

ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{ความชื้นจำเพาะ} = \frac{\text{น้ำหนักไอน้ำในอากาศขณะนั้นเป็น}}{\text{น้ำหนักของอากาศ(รวมไอน้ำ 1 ก.ก.)}}$$

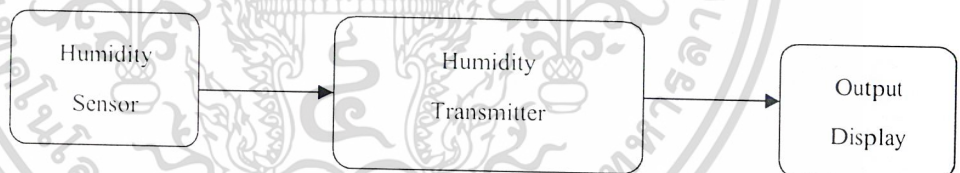
ความชื้นจำเพาะของอากาศจะคงที่เสมอ แม้อุณหภูมิหรือปริมาตรของอากาศเปลี่ยนไป จึงมีประโยชน์ ในการอธิบายลักษณะความชื้นในอากาศของมวลอากาศบนพื้นโลก เช่น อากาศแถบขั้วโลหะเหนือจะมีความชื้นจำเพาะ 0.2 กรัมต่ออากาศ 1 กิโลกรัม

เมื่อความชื้นในอากาศมาก หมายถึง ในอากาศมีไอน้ำมาก สามารถรับไอน้ำได้อีกเล็กน้อยเท่านั้น อากาศก็จะอิ่มตัว ซึ่งจะทำให้น้ำจากที่ต่างๆระเหยได้น้อย รวมทั้งตัวเราด้วย(เหงื่อ) ทำให้รู้สึกอึดอัดและเหนียวตัว ผ่าแห้งช้า โดยจะตรงข้ามกับอากาศแห้ง

2.2 หลักการวัดความชื้นในอากาศ

การวัดความชื้นในอากาศ เป็นการวัดหาปริมาณไอน้ำที่ปนอยู่ในอากาศ ซึ่งหลักการโดยทั่วไปจะประกอบด้วยส่วนต่างๆ ดังนี้

1. เซนเซอร์ตรวจจับความชื้น (Humidity Sensor)
2. ส่วนปรับแต่งสัญญาณ (Humidity Transmitter)
3. ส่วนแสดงผล (Display)



ภาพที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของการวัดความชื้น

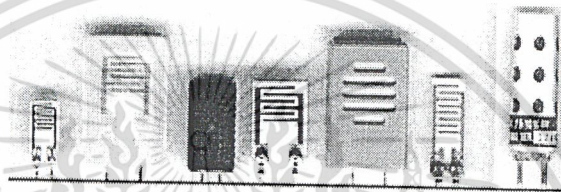
เซนเซอร์ตรวจจับความชื้น (Humidity Sensor) เป็นส่วนที่ทำหน้าที่ตรวจจับความชื้นแล้วแปลงให้อยู่ในรูปของ ความต้านทาน หรือ ค่าความจุไฟฟ้า หรือสัญญาณในรูปอื่นๆเพื่อที่จะนำสัญญาณเหล่านี้มาใช้ในการควบคุมต่อไป ในปริยฐานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้ตัวเซนเซอร์ตรวจจับความชื้นที่แปลงสัญญาณให้อยู่ในรูปของค่าความต้านทานไฟฟ้า (Resistive Humidity Sensor) ส่วนปรับแต่งสัญญาณ (Humidity Transmitter) เป็นส่วนที่ทำหน้าที่แปลงสัญญาณในรูปของความชื้น ให้อยู่ในรูปของสัญญาณไฟฟ้า ซึ่งในปริยฐานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึงส่วนนี้เป็นหลัก

ส่วนแสดงผล (Display) เป็นส่วนที่ทำหน้าที่แสดงผลการทำงานของหน้าเช่น LED หรือจอคอมพิวเตอร์ เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่เห็นชื่อผู้แต่งและผู้เผยแพร่เอกสารนี้โดยไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

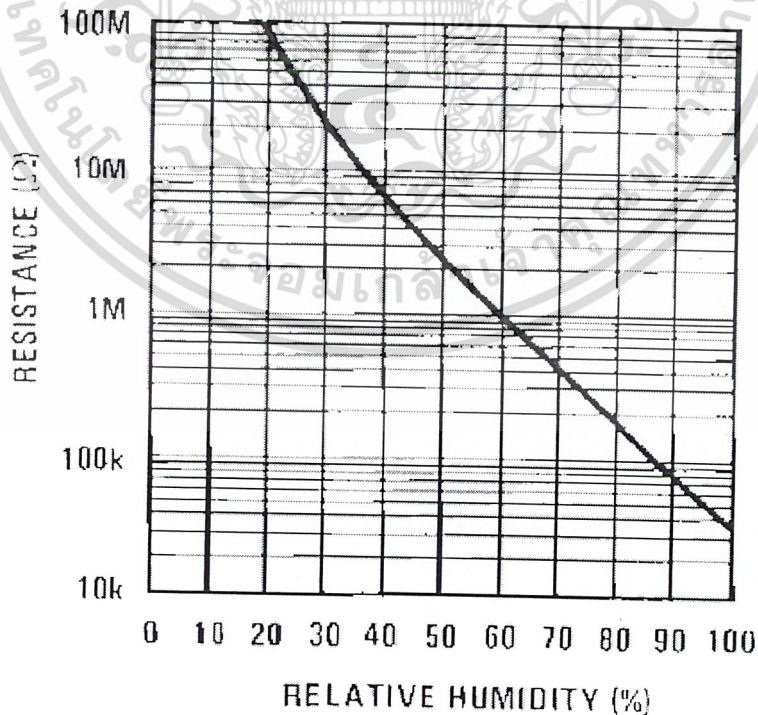
เซนเซอร์ความชื้นแบบค่าความต้านทาน

เซนเซอร์ความชื้นแบบค่าความต้านทาน (Resistive Humidity Sensors) เป็นเซนเซอร์ตรวจวัดความชื้น โดยจะมีคุณสมบัติในการตรวจจับความชื้น และเปลี่ยนค่าความชื้นออกมาเป็นค่าความต้านทานทางไฟฟ้า (ช่วงของค่าความต้านทานจะอยู่ในช่วงระหว่าง 1k ถึง 100 M ใ้ใช้กันไม่ค่อยแพร่หลายนัก แต่ มีข้อดีที่มีราคาค่อนข้างถูก)



ภาพที่ 3.1 ตัวอย่างของ Resistive Humidity Sensors

ผลตอบสนองของ Resistive Humidity Sensor จะไม่เป็นเชิงเส้น โดยผลตอบสนองจะเป็นฟังก์ชันของ ลอการิทึม ดังรูป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นเห็นแจ้งโดยผู้เผยแพร่เอกสาร

ภาพที่ 3.2 กราฟผลตอบสนองของ Resistive Humidity Sensors ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยส่วนใหญ่แล้ว ผลตอบสนองของ Resistive Humidity Sensors ต่อเวลาจะอยู่ในช่วง 10 ถึง 30 วินาที เมื่ออินพุตเป็นสัญญาณ Step ที่ค่าความชื้น 63%

อย่างไรก็ตาม Resistive Humidity Sensors ไม่ได้ให้ผลตอบสนองที่อยู่รูปของค่าความต้านทานแต่เพียงอย่างเดียว แต่ยังมีผลของ ค่าความจุไฟฟ้า รวมอยู่ด้วย

ส่วนใหญ่ในการใช้งาน Resistive Humidity Sensors จะใช้ไฟฟ้ากระแสสลับที่มีความสมมาตรกันที่ 0 โวลต์ โดยที่ไม่มีผลของไฟฟ้ากระแสตรง เพื่อป้องกันการเกิด Polarization ในตัว Sensor โดยความถี่ที่ใช้ในการจับตัวเซนเซอร์ จะใช้ประมาณ 30 Hz ถึง 10 kHz

แต่สุดท้ายแล้วสัญญาณเข้าที่พู่จะต้องทำให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง เพื่อความสะดวกในการนำไปแสดงผล, ขยายสัญญาณ หรือ เปลี่ยนจากอนาล็อกเป็นดิจิทัล เพื่อต่อเข้ากับ Microcontroller เป็นต้น



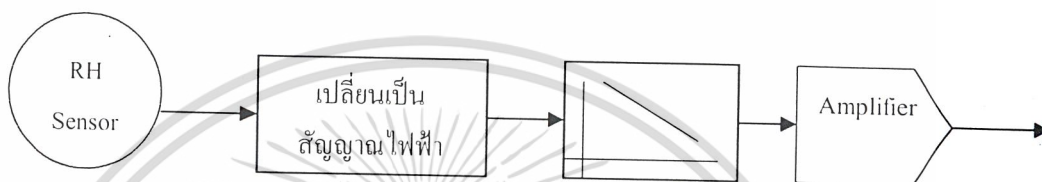
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

วงจรเครื่องแปลงสัญญาณความชื้นเป็นสัญญาณไฟฟ้า

4.1 กล่าวนำ

ในการแปลงรูปสัญญาณจากความชื้นให้อยู่ในรูปของสัญญาณไฟฟ้าเพื่อใช้ในการควบคุม นั้น มีการทำงานดังแสดงในบล็อกไดอะแกรม



ภาพที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องแปลงสัญญาณความชื้นเป็นสัญญาณไฟฟ้า

- บล็อกแรก เป็นส่วนของตัวเซนเซอร์ ทำหน้าที่ตรวจวัดความชื้นและเปลี่ยนให้อยู่ในรูปค่าความต้านทาน
- บล็อกที่สอง เป็นส่วนของการเปลี่ยนเป็นสัญญาณทางไฟฟ้า โดยใช้ไฟฟ้ากระแสสลับที่มีความสมมาตรกันที่ 0 โวลต์ เป็นตัวขับให้ตัวเซนเซอร์ สัญญาณไฟฟ้าที่ได้จากส่วนนี้จะไม่เป็นเชิงเส้น
- บล็อกที่สาม เป็นส่วนของการทำสัญญาณให้เป็นเชิงเส้น
- บล็อกที่สี่ เป็นส่วนของการขยายสัญญาณให้มีความแรงเพียงพอที่จะนำไปประยุกต์ใช้งาน

4.2 วงจรขยายเชิงลอการิทึม

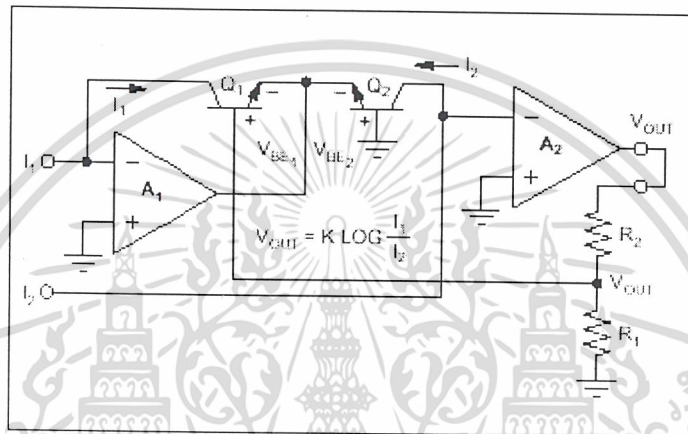
วงจรขยายเชิงลอการิทึม เป็นวงจรขยายที่ทำหน้าที่ในการรับสัญญาณทางด้านอินพุตที่อยู่ในฟังก์ชันลอการิทึมที่เข้ามาและทำการขยาย โดยจะให้เอาต์พุตออกมาอยู่ในรูปสัญญาณที่มีความถี่ และความถี่จะเป็นไปตามสัดส่วนของสัญญาณอินพุต ซึ่งนิยมใช้มากในงานเกี่ยวกับงานอินสตรูเมนต์และทรานส์ดิวเซอร์ โดยจะทำหน้าที่เป็นตัวทำให้สัญญาณอินพุตแกว่ง มีการนิ่งของสัญญาณมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการทํางานของวงจรมหาขยายเชิงลอการิทึม

หลักการทํางานของวงจรมหาขยายเชิงลอการิทึม จะอาศัยวิธีการนำเอาอุปกรณ์ที่จะสามารถแสดงคุณสมบัติในฟังก์ชันลอการิทึม มาต่อเป็นส่วนป้อนกลับสัญญาณของออปแอมป์ ซึ่งจะสามารถทำให้เกิดการตอบสนองในฟังก์ชันลอการิทึมได้ โดยจะทำให้สัญญาณเข้าที่พู่ทที่ออกมาจากวงจรมหาขยายเชิงลอการิทึมเป็นสัดส่วนกับสัญญาณอินพุทที่อยู่ในฟังก์ชันลอการิทึมได้

โดยอุปกรณ์ที่จะสามารถแสดงถึงคุณสมบัติในฟังก์ชันลอการิทึมได้ ได้แก่สารกึ่งตัวนำ P-N Junction ที่อยู่ในตัวไดโอดและ Base-Emitter Junction ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เป็นต้น



ภาพที่ 4.2 แสดงการต่อวงจรลอการิทึมที่อาศัยคุณสมบัติของ Base-Emitter Junction Transistor

วงจรมหาขยายเชิงลอการิทึมโดยอาศัยหลักการทํางานของ Base-Emitter Junction Transistor

$$V_{be} = V_t \ln(I_c/I_s) \quad \text{เมื่อ } V_t = KT/q \quad (1)$$

K = ค่าคงที่ของ Boltzman = 1.381×10^{-23}

T = อุณหภูมิ องศาเคลวิน

q = ค่าของประจุ 1.602×10^{-19} คูลอมป์

I_c = กระแส คอลเลคเตอร์

I_s = กระแสไหลย้อนกลับอิมิตต์

$$\text{จากวงจรมหาขยายเชิงลอการิทึม จะเห็นว่า } V_{out} = V_{be1} - V_{be2} \quad (2)$$

แทนค่าสมการที่ (1) ในสมการที่ (2) จะได้

$$V_{out} = V_{t1} \ln(I_1/I_{s1}) - V_{t2} \ln(I_2/I_{s2}) \quad (3)$$

ในกรณีที่ ทรานซิสเตอร์มีความเหมาะสมกัน และ $V_{t1} = V_{t2}$ ดังนั้นสมการที่ (3) จะกลายเป็น

$$V_{out} = V_t \{ \ln(I_1/I_s) - \ln(I_2/I_s) \} \quad (4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\ln x = 2.3 \log_{10} x \quad (6)$$

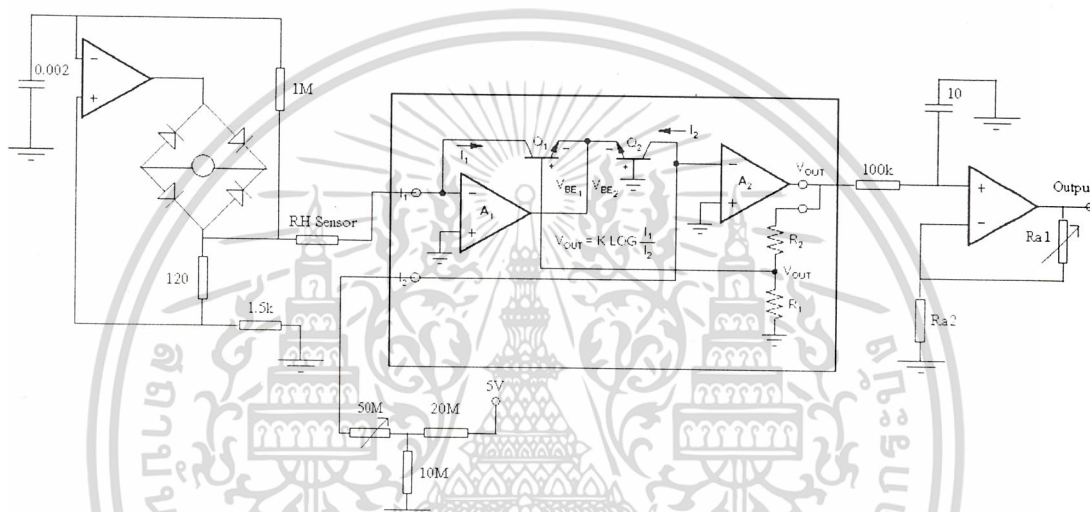
$$V_{out}' = n V_t \log(I_1/I_2) \quad \text{เมื่อ } n = 2.3 \quad (7)$$

$$\text{ดังนั้น } V_{out} = V_{out}' (R_1+R_2)/R_1 \quad (8)$$

$$= (R_1+R_2)/R_1 n V_t \log(I_1/I_2) \quad (9)$$

$$\text{หรือ } V_{out} = K \log(I_1/I_2) \quad (10)$$

4.3 วงจรเครื่องแปลงสัญญาณความชื้นเป็นสัญญาณไฟฟ้า



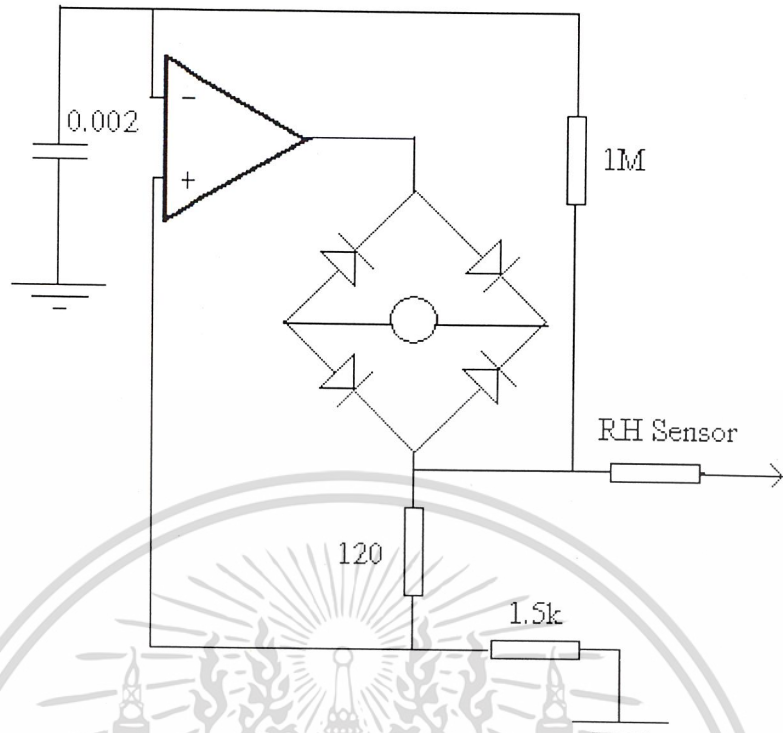
ภาพที่ 4.3 แสดงวงจรเครื่องแปลงสัญญาณความชื้นเป็นสัญญาณไฟฟ้า

จากรูปวงจรสามารถแบ่งส่วนการทำงานออกเป็น 2 ส่วนใหญ่ๆ ได้แก่

4.3.1 ส่วนไบอัสกระแสให้กับตัวเซนเซอร์ความชื้น

เป็นส่วนที่จ่ายกระแสไบอัสแก่ตัวเซนเซอร์ความชื้น ตัวเซนเซอร์ความชื้นแบบค่าความต้านทาน (RESISTIVE HUMIDITY SENSOR) ไม่ควรใช้ไฟฟ้ากระแสตรงไหลผ่านตัวเซนเซอร์ ควรใช้ไฟกระแสสลับที่มีความสมมาตรกันทั้งทางด้านบวกและด้านลบ เพื่อป้องกันการเคลื่อนที่ของ Electrochemical จากรูปวงจรใช้ออปแอมป์ต่อเป็นวงจรผลิตความถี่พัลส์สี่เหลี่ยม ผ่านไดโอดที่ต่อเป็นวงจรบริดจ์เพื่อปรับรูปสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมให้มีความสมมาตรกันทั้งทางด้านบวกและด้านลบ

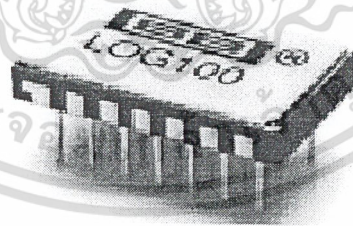
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.4 แสดงวงจรส่วนไบอัสกระแสแก๊ตวเซนเซอร์ความชื้น

4.3.2 ส่วนการปรับเชิงเส้นและขยายสัญญาณ

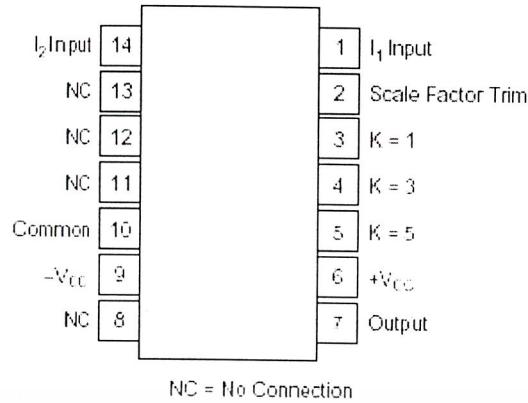
เป็นส่วนที่ทำหน้าที่ปรับความเป็นเชิงเส้นของสัญญาณอินพุต และขยายสัญญาณให้มีความแรงพอที่จะนำไปควบคุมออกที่เอาต์พุตของวงจร การทำงานของวงจรส่วนนี้เป็นหน้าที่ของไอซีลอการิทึมเบอร์ LOG100



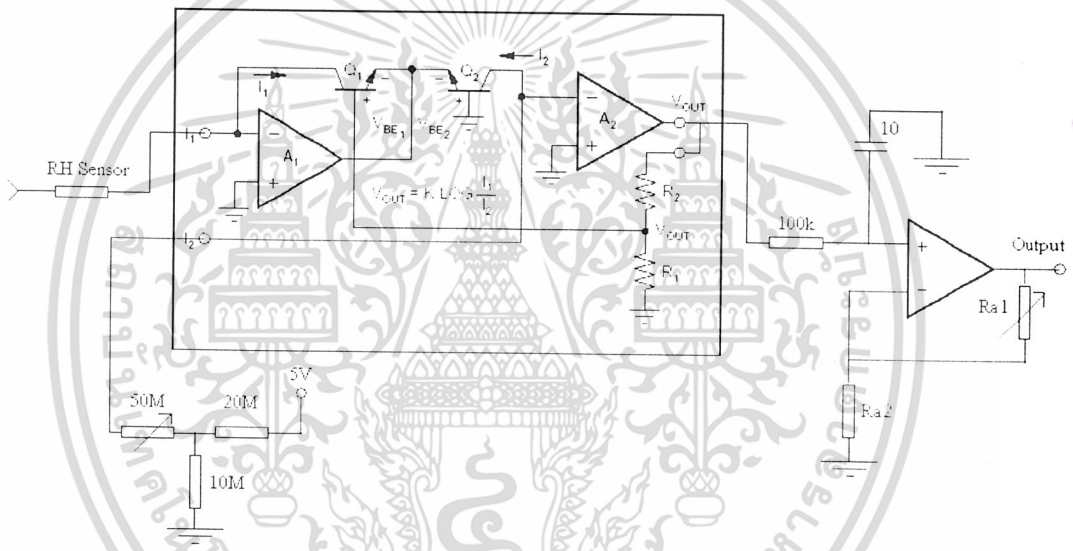
ภาพที่ 4.5 รูปตัวไอซี LOG100

ลักษณะของการทำงานและสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากไอซี LOG100 เป็นไปตามที่คำนวณในหัวข้อ 4.2 ทุกประการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.6 แสดงตำแหน่งขาสัญญาณต่างๆของตัวไอซีเบอร์ LOG100



ภาพที่ 4.7 แสดงวงจรในส่วนของการปรับเชิงเส้นและขยายสัญญาณ

จากรูปวงจรในภาพที่ 4.7 จะเห็นว่าสัญญาณอินพุทของไอซี LOG100 มีกระแส I1 และ I2 โดยกระแส I1 มาจากตัวเซนเซอร์ความชื้น ส่วนกระแส I2 เป็นกระแสอ้างอิงค่าคงที่ โดยมีตัวความต้านทานต่อเป็นวงจรลิมิตกระแสให้มีค่าคงที่ โดยสามารถปรับให้ได้ระดับที่ต้องการได้ สัญญาณที่ออกจากไอซี LOG100 เป็นสัญญาณที่ปรับให้มีความเป็นเชิงเส้นแล้วถูกส่งต่อไปฟิลเตอร์และขยายสัญญาณให้มีความแรงพอที่ภาคขยายสุดท้าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.8 แสดงตำแหน่งการวางอุปกรณ์ภายในกล่อง HUMIDITY TRANSMITTER

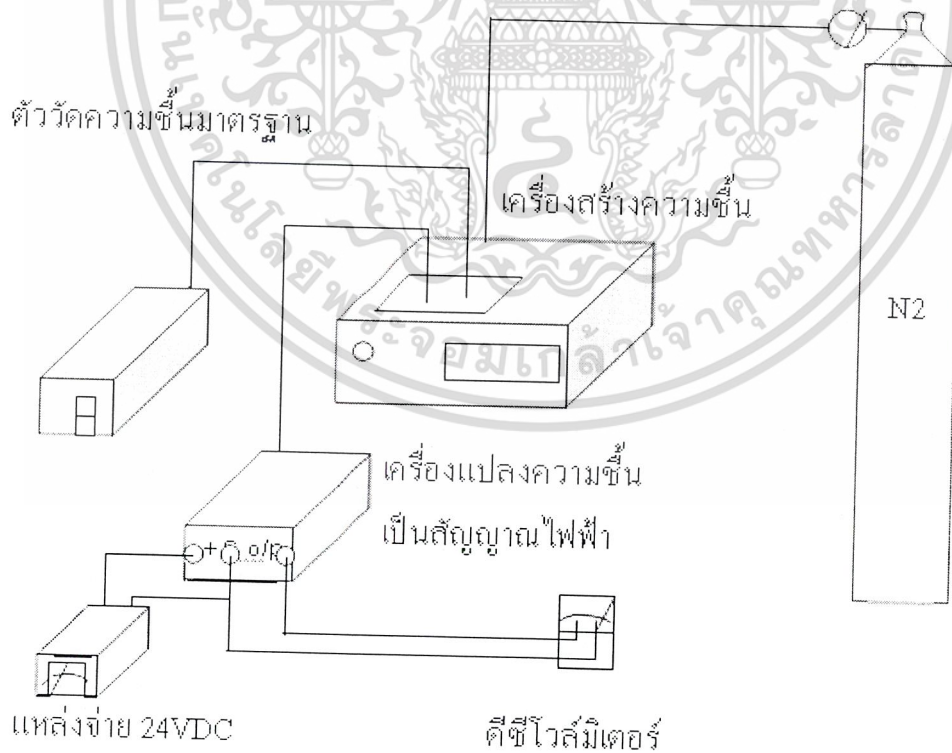
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ภาพที่ 4.9 HUMIDITY TRANSMITTER ที่บรรจุลงในกล่องเรียบร้อยแล้ว
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

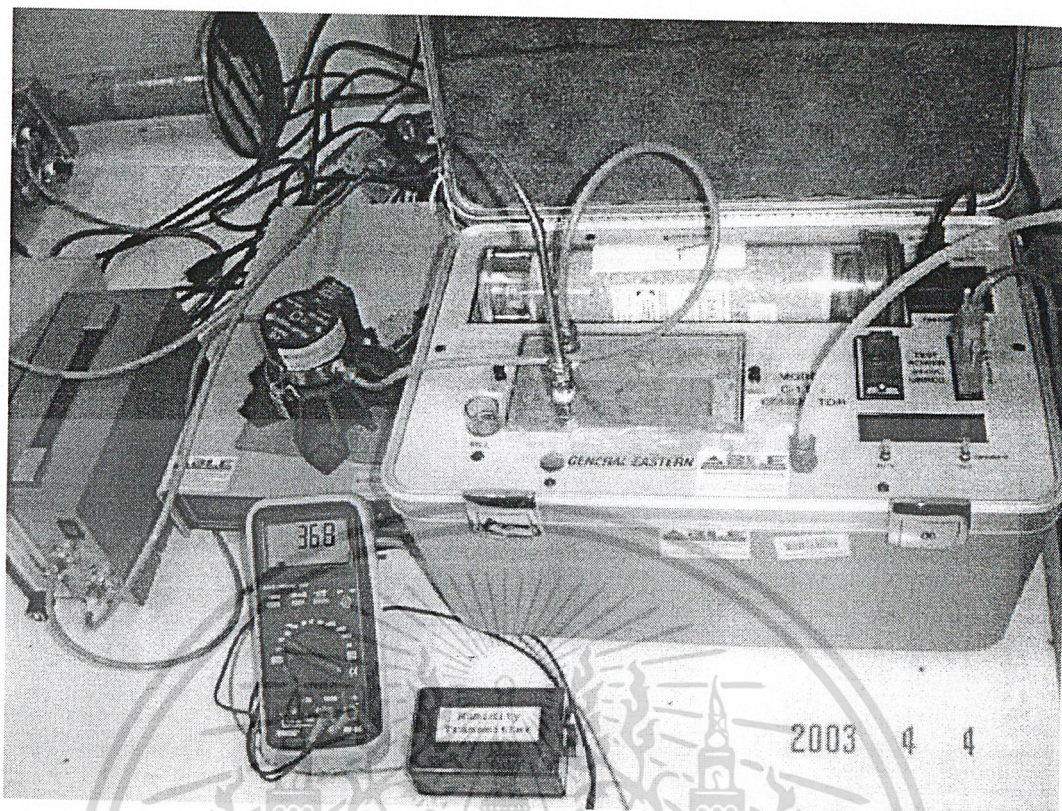
การทดลองและผลการทดลอง

ลำดับขั้นตอนการทดลอง

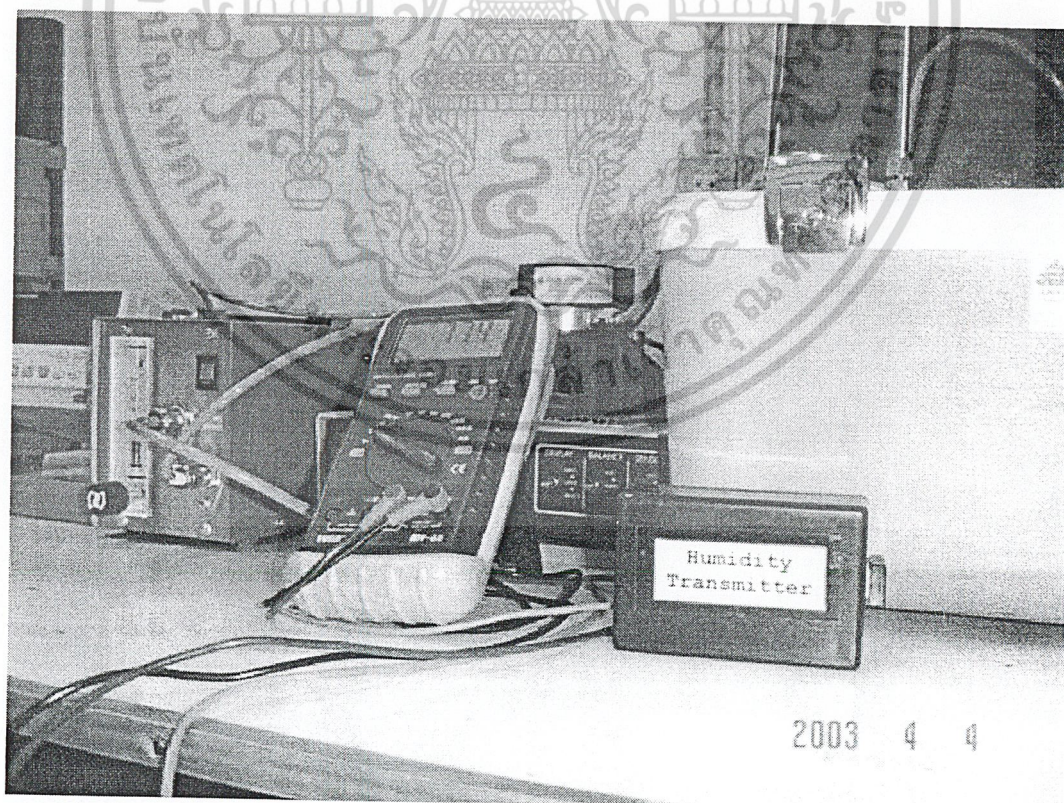
- 1) ต่อดวงจรการทดลองดังรูป
- 2) ทำการปรับค่า Zero โดยตั้งค่าเครื่อง สอบเทียบความชื้นไปที่ 0% RH และปรับค่าแรงดันเอาต์พุตของ Humidity Transmitter ให้ออกมา 0 Volt.
- 3) ทำการตั้งค่า Span โดยตั้งค่าเครื่องสอบเทียบความชื้นไปที่ 100 % RH และปรับค่าแรงดันเอาต์พุตของ Humidity Transmitter ให้ออกมา 10 Volt.
- 4) วัดค่าความชื้นทุก ๆ ช่วง เริ่มตั้งแต่ 0, 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100 % RH และสังเกตค่าแรงดันเอาต์พุตที่ออกมาจาก Humidity Transmitter
- 5) บันทึกผลการทดลอง และสรุปผลการทดลอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ภาพที่ 5.1 วงจรการทดลองเครื่องแปลงสัญญาณความชื้นเป็นสัญญาณไฟฟ้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 5.2 แสดงอุปกรณ์ที่ใช้ภายในห้องสอบเทียบเครื่องมือวัด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับวงราชการซึ่งการเปิดเผยแก่บุคคลอื่นโดยไม่ขออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ภาพที่ 5.3 แสดงอุปกรณ์ที่ใช้ภายในห้องสอบเทียบเครื่องมือวัด (ต่อ)
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง

Date : 11/03/2003

Time : 9.00

Temperature room. : 24 °C

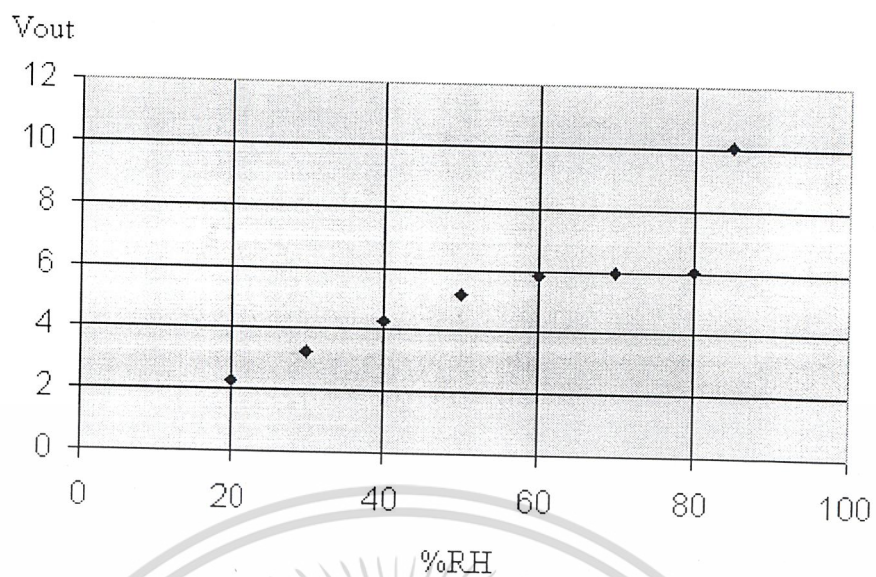
% RH	V out
20	2.25
30	3.26
40	4.30
50	5.20
60	5.85
70	6.00
80	6.03
85	10.07

ตารางที่ 5.1 แสดงผลการทดลองวัดความชื้นของเครื่อง Humidity Transmitter

สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองเมื่อนำไปพลอตกราฟ จะเห็นว่าผลตอบสนองของเครื่องแปลงสัญญาณความชื้นเป็นสัญญาณไฟฟ้าจะตอบสนองได้ดีและมีความเป็นเชิงเส้นในช่วง 20-60 %RH ทั้งนี้เนื่องจากว่าตัวเซนเซอร์ความชื้นตัวนี้ให้ผลการตอบสนองได้ดีในช่วงนี้ เมื่อดูผลตอบสนองในช่วง 20-60 %RH แสดงให้เห็นว่าตัวเซนเซอร์ความชื้นแบบค่าความต้านทานที่มีผลตอบสนองในฟังก์ชันลอการิทึม สามารถแก้ไขให้มีความเป็นเชิงเส้นได้ด้วยวงจรลอการิทึม แอมพลิฟาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 5.4 กราฟผลการทดลอง



ภาพที่ 5.5 เครื่องแปลงสัญญาณความชื้นเป็นสัญญาณไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

ผศ.เกษตร์ สิริสันติสัมฤทธิ์."หลักการของเครื่องมือวัดอุตสาหกรรม"แผนกตำราคณะ
วิศวกรรมศาสตร์,2544

สมศักดิ์ กীরตวิมลเศรษฐ์."หลักการและการใช้งานเครื่องมือวัดอุตสาหกรรม"บ.ดวงกมลจำกัด,2542

David J.Wallkey."The Logarithmic Amplifier and Practical Diode Behaviour"97.398.Physical
Electronic,Lecture2

"UPS-500 Humidity sensor Economical Resistive Element for High Volume Application".Ohmic
Instrument co.,ltd.

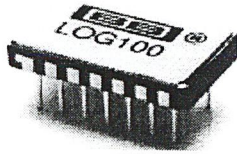
"Circuitry for Inexpensive Relative Humidity" National Semiconductor Application Note 256
August 1987



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



LOG100

Precision LOGARITHMIC AND LOG RATIO AMPLIFIER

FEATURES

- ACCURACY
0.37% FSO max Total Error
Over 5 Decades
- LINEARITY
0.1% max Log Conformity
Over 5 Decades
- EASY TO USE
Pin-selectable Gains
Internal Laser-trimmed Resistors
- WIDE INPUT DYNAMIC RANGE
6 Decades, 1nA to 1mA
- HERMETIC CERAMIC DIP

APPLICATIONS

- LOG, LOG RATIO AND ANTILOG COMPUTATIONS
- ABSORBANCE MEASUREMENTS
- DATA COMPRESSION
- OPTICAL DENSITY MEASUREMENTS
- DATA LINEARIZATION
- CURRENT AND VOLTAGE INPUTS

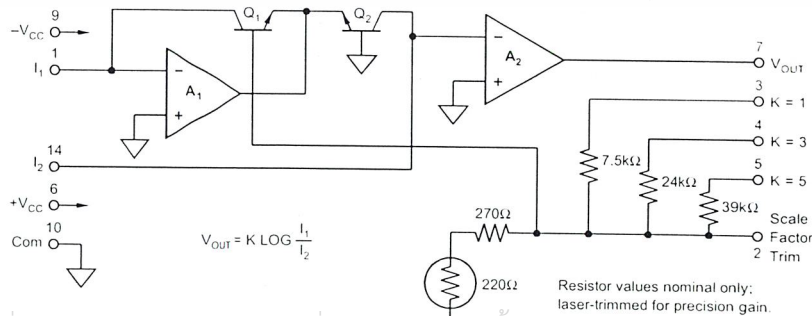
DESCRIPTION

The LOG100 uses advanced integrated circuit technologies to achieve high accuracy, ease of use, low cost, and small size. It is the logical choice for your logarithmic-type computations. The amplifier has guaranteed maximum error specifications over the full six-decade input range (1nA to 1mA) and for all possible combinations of I_1 and I_2 . Total error is guaranteed so that involved error computations are not necessary.

The circuit uses a specially designed compatible thin-film monolithic integrated circuit which contains amplifiers, logging transistors, and low drift thin-film

resistors. The resistors are laser-trimmed for maximum precision. FET input transistors are used for the amplifiers whose low bias currents (1pA typical) permit signal currents as low as 1nA while maintaining guaranteed total errors of 0.37% FSO maximum.

Because scaling resistors are self-contained, scale factors of 1V, 3V or 5V per decade are obtained simply by pin selections. No other resistors are required for log ratio applications. The LOG100 will meet its guaranteed accuracy with no user trimming. Provisions are made for simple adjustments of scale factor, offset voltage, and bias current if enhanced performance is desired.



Resistor values nominal only;
laser-trimmed for precision gain.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11400 • Tucson, AZ 85734 • Street Address: 6730 S. Tucson Blvd. • Tucson, AZ 85706
Tel: (520) 746-1111 • Twx: 910-952-1111 • Cable: BBRCORP • Telex: 066-6491 • FAX: (520) 889-1510 • Immediate Product Info: (800) 548-6132

SPECIFICATIONS

ELECTRICAL

T_A = +25°C and ±V_{CC} = ±15V, after 15 minute warm-up, unless otherwise specified.

PARAMETER	CONDITIONS	LOG100JP			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
TRANSFER FUNCTION			$V_{OUT} = K \text{ Log } (I_1/I_2)$		
Log Conformity Error ⁽¹⁾	Either I ₁ or I ₂				
Initial	1nA to 100µA (5 decades)		0.04	0.1	%
	1nA to 1mA (6 decades)		0.15	0.25	%
Over Temperature	1nA to 100µA (5 decades)		0.002		%/°C
	1nA to 1mA (6 decades)		0.001		%/°C
K Range ⁽²⁾			1, 3, 5		V/decade
Accuracy			0.3		%
Temperature Coefficient			0.03		%/°C
ACCURACY					
Total Error ⁽³⁾	K = 1, ⁽⁴⁾ Current Input Operation				
Initial	I ₁ , I ₂ = 1mA			±55	mV
	I ₁ , I ₂ = 100µA			±30	mV
	I ₁ , I ₂ = 10µA			±25	mV
	I ₁ , I ₂ = 1µA			±20	mV
	I ₁ , I ₂ = 100nA			±25	mV
	I ₁ , I ₂ = 10nA			±30	mV
	I ₁ , I ₂ = 1nA			±37	mV
vs Temperature	I ₁ , I ₂ = 1mA		±0.20		mV/°C
	I ₁ , I ₂ = 100µA		±0.37		mV/°C
	I ₁ , I ₂ = 10µA		±0.28		mV/°C
	I ₁ , I ₂ = 1µA		±0.033		mV/°C
	I ₁ , I ₂ = 100nA		±0.28		mV/°C
	I ₁ , I ₂ = 10nA		±0.51		mV/°C
	I ₁ , I ₂ = 1nA		±1.26		mV/°C
vs Supply	I ₁ , I ₂ = 1mA		+4.3		mV/V
	I ₁ , I ₂ = 100µA		±1.5		mV/V
	I ₁ , I ₂ = 10µA		±0.37		mV/V
	I ₁ , I ₂ = 1µA		±0.11		mV/V
	I ₁ , I ₂ = 100nA		±0.61		mV/V
	I ₁ , I ₂ = 10nA		±0.91		mV/V
	I ₁ , I ₂ = 1nA		±2.6		mV/V
INPUT CHARACTERISTICS (of Amplifiers A ₁ and A ₂)					
Offset Voltage					
Initial			±0.7	±5	mV
vs Temperature			±80		µV/°C
Bias Current					
Initial			1	5 ⁽⁵⁾	pA
vs Temperature					
Voltage Noise	10Hz to 10kHz, RTI		Doubles Every 10°C		
Current Noise	10Hz to 10kHz, RTI		3		µVrms
			0.5		pArms
AC PERFORMANCE					
3dB Response ⁽⁶⁾ , I ₂ = 10µA					
1nA	C _C = 4500pF		0.11		kHz
1µA	C _C = 150pF		38		kHz
10µA	C _C = 150pF		27		kHz
1mA	C _C = 50pF		45		kHz
Step Response ⁽⁶⁾					
Increasing	C _C = 150pF				
1µA to 1mA			11		µs
100nA to 1µA			7		µs
10nA to 100nA			110		µs
Decreasing	C _C = 150pF				
1mA to 1µA			45		µs
1µA to 100nA			20		µs
100nA to 10nA			550		µs
OUTPUT CHARACTERISTICS					
Full Scale Output (FSO)		±10			V
Rated Output					
Voltage	I _{OUT} = ±5mA	±10			V
Current	V _{OUT} = ±10V	±5			mA
Current Limit					
Positive			12.5		mA
Negative			15		mA
Impedance			0.05		Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SPECIFICATIONS (CONT)

ELECTRICAL

$T_A = +25\text{ C}$ and $\pm V_{CC} = \pm 15\text{V}$, after 15 minute warm-up, unless otherwise specified.

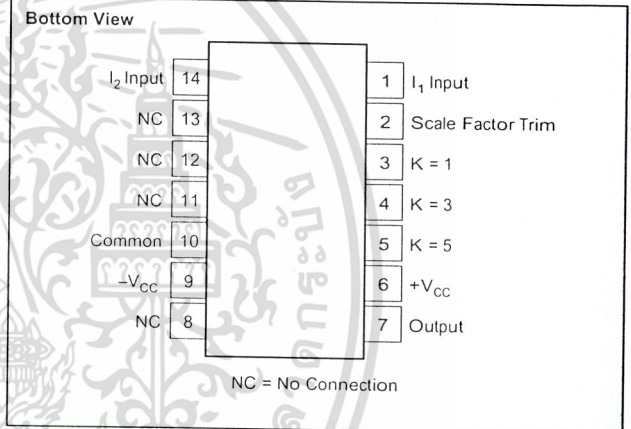
PARAMETER	CONDITIONS	LOG100JP			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
POWER SUPPLY REQUIREMENTS	Derated Performance	± 12	± 15	± 18 ± 9	VDC VDC mA
Rated Voltage					
Operating Range Quiescent Current					
AMBIENT TEMPERATURE RANGE	Derated Performance	0		+70	$^{\circ}\text{C}$
Specification		-25		+85	$^{\circ}\text{C}$
Operating Range		-40		+85	$^{\circ}\text{C}$
Storage					$^{\circ}\text{C}$

NOTES: (1) Log Conformity Error is the peak deviation from the best-fit straight line of the V_{OUT} vs $\text{Log } I_{IN}$ curve expressed as a percent of peak-to-peak full scale output. (2) May be trimmed to other values. See Applications section. (3) The worst-case Total Error for any ratio of I_1/I_2 is the largest of the two errors when I_1 and I_2 are considered separately. (4) Total Error at other values of K is K times Total Error for $K = 1$. (5) Guaranteed by design. Not directly measurable due to amplifier's committed configuration. (6) 3dB and transient response are a function of both the compensation capacitor and the level of input current. See Typical Performance Curves.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply	$\pm 18\text{V}$
Internal Power Dissipation	600mW
Input Current	10mA
Input Voltage Range	$\pm 18\text{V}$
Storage Temperature Range	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$
Lead Temperature (soldering, 10s)	$+300^{\circ}\text{C}$
Output Short-circuit Duration	Continuous to ground
Junction Temperature	175°C

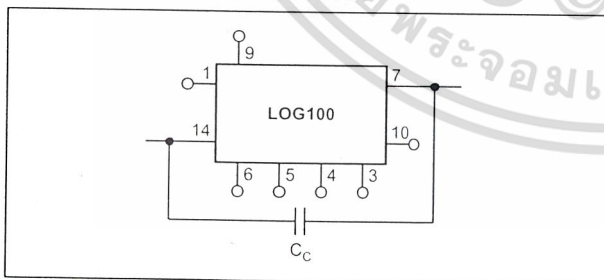
PIN CONFIGURATION



SCALE FACTOR PIN CONNECTIONS

K, V/DECADE	CONNECTIONS
5	5 to 7
3	4 to 7
1.9	4 and 5 to 7
1	3 to 7
0.85	3 and 5 to 7
0.77	3 and 4 to 7
0.68	3 and 4 and 5 to 7

FREQUENCY COMPENSATION



ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

Any integral circuit can be damaged by ESD. Burr-Brown recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet published specifications.

ORDERING INFORMATION

MODEL	PACKAGE	SPECIFIED TEMPERATURE RANGE
LOG100JP	14-Pin Hermetic Ceramic DIP	0°C to $+70^{\circ}\text{C}$

PACKAGE INFORMATION

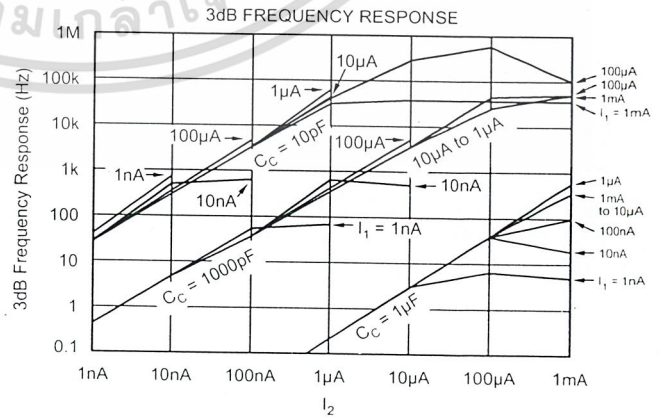
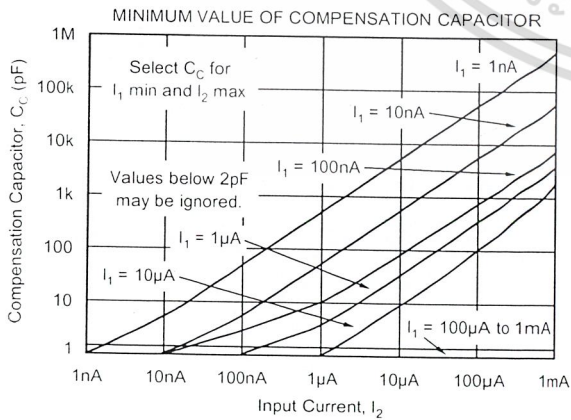
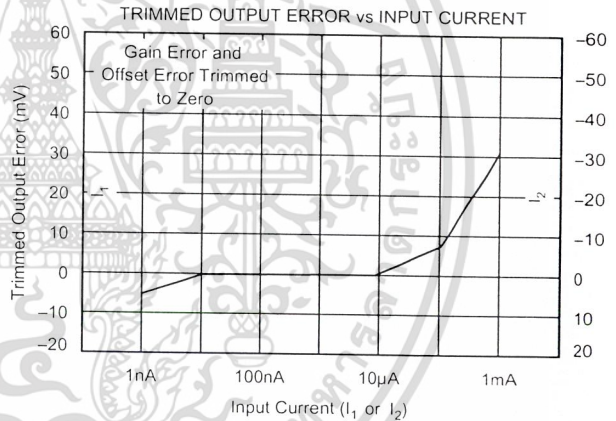
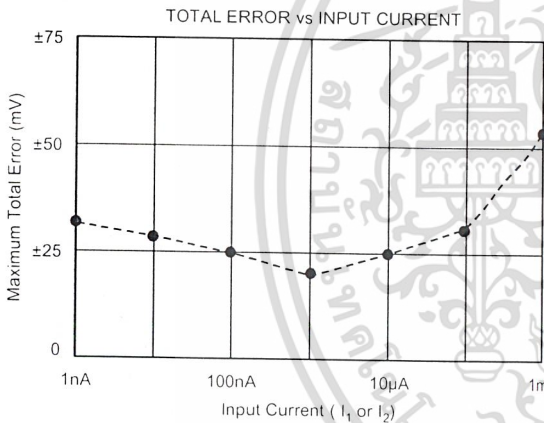
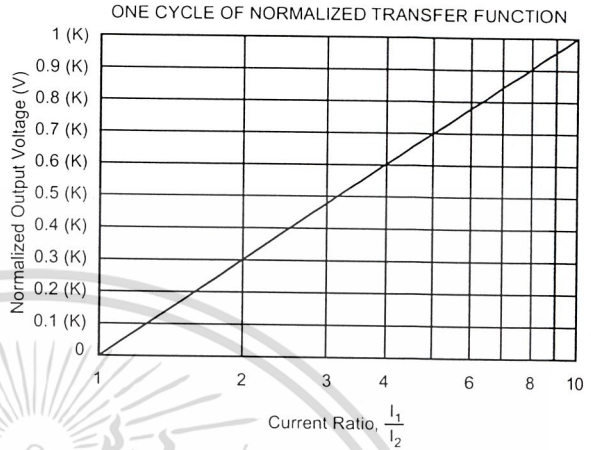
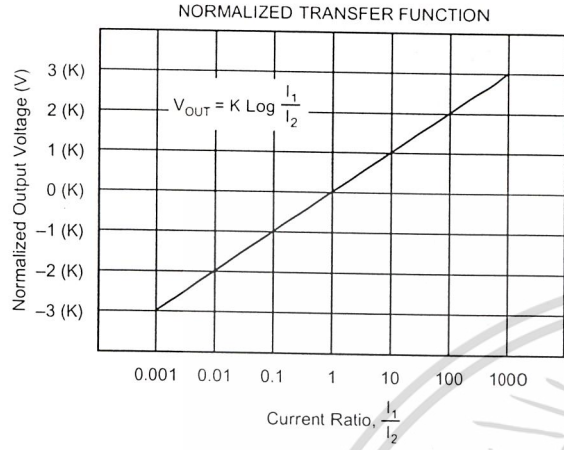
MODEL	PACKAGE	PACKAGE DRAWING NUMBER ⁽¹⁾
LOG100JP	14-Pin Hermetic Ceramic DIP	148 ⁽²⁾

NOTES: (1) For detailed drawing and dimension table, please see end of data sheet, or Appendix D of Burr-Brown IC Data Book. (2) During 1994, the package was changed from plastic to hermetic ceramic. Pinout, model number, and specifications remained unchanged. The metal lid of the new package is internally connected to common, pin 10.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL PERFORMANCE CURVES

$T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = \pm 15\text{VDC}$, unless otherwise noted.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

THEORY OF OPERATION

The base-emitter voltage of a bipolar transistor is

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S} \quad \text{where: } V_T = \frac{KT}{q} \quad (1)$$

K = Boltzman's constant = 1.381×10^{-23}

T = Absolute temperature in degrees Kelvin

q = Electron charge = 1.602×10^{-19} Coulombs

I_C = Collector current

I_S = Reverse saturation current

From the circuit in Figure 1, we see that

$$V_{OUT}' = V_{BE1} - V_{BE2} \quad (2)$$

Substituting (1) into (2) yields

$$V_{OUT}' = V_{T1} \ln \frac{I_1}{I_{S1}} - V_{T2} \ln \frac{I_1}{I_{S2}} \quad (3)$$

If the transistors are matched and isothermal and $V_{T1} = V_{T2}$, then (3) becomes:

$$V_{OUT}' = V_T \left[\ln \frac{I_1}{I_S} - \ln \frac{I_2}{I_S} \right] \quad (4)$$

$$V_{OUT}' = V_T \ln \frac{I_1}{I_2} \quad \text{and since} \quad (5)$$

$$\ln x = 2.3 \log_{10} x \quad (6)$$

$$V_{OUT}' = n V_T \log \frac{I_1}{I_2} \quad (7)$$

where $n = 2.3$

also

$$V_{OUT} = V_{OUT}' \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (9)$$

$$= \frac{R_1 + R_2}{R_1} n V_T \log \frac{I_1}{I_2} \quad (10)$$

or

$$V_{OUT} = K \log \frac{I_1}{I_2} \quad (11)$$

It should be noted that the temperature dependence associated with $V_T = KT/q$ is compensated by making R_1 a temperature sensitive resistor with the required positive temperature coefficient.

DEFINITION OF TERMS

TRANSFER FUNCTION

The ideal transfer function is $V_{OUT} = K \log \frac{I_1}{I_2}$ where:

K = the scale factor with units of volts/decade

I_1 = numerator input current

I_2 = denominator input current.

ACCURACY

Accuracy considerations for a log ratio amplifier are somewhat more complicated than for other amplifiers. The reason is that the transfer function is nonlinear and has two inputs, each of which can vary over a wide dynamic range. The accuracy for any combination of inputs is determined from the total error specification.

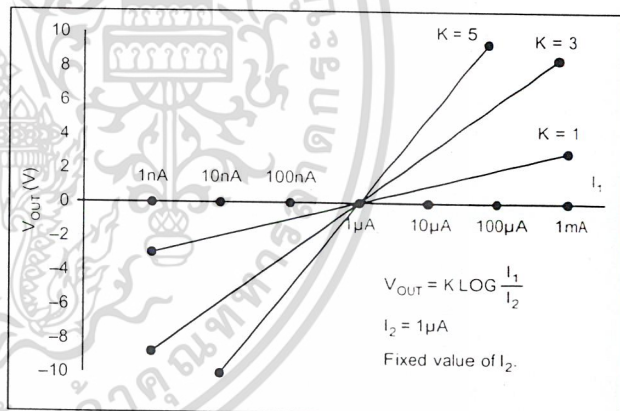


FIGURE 2. Transfer Function with Varying K and I_2 .

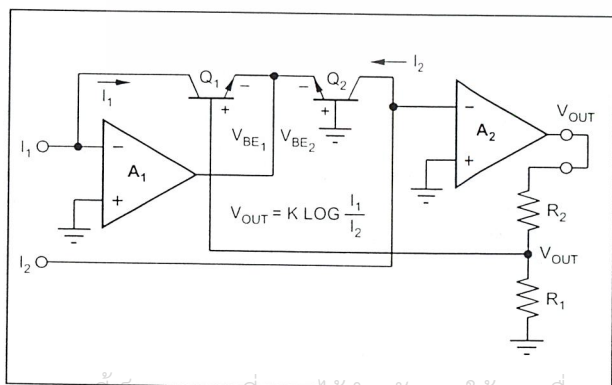


FIGURE 1. Simplified Block Diagram of Log Amplifier.

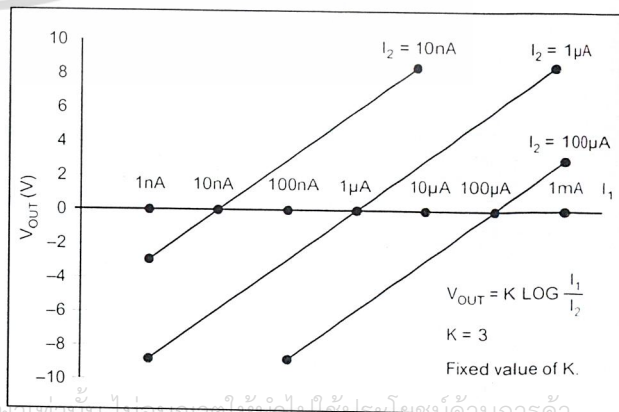


FIGURE 3. Transfer Function with Varying I_2 and I_1 .

TOTAL ERROR

The total error is the deviation (expressed in mV) of the actual output from the ideal output of $V_{OUT} = K \log(I_1/I_2)$. Thus,

$$V_{OUT(ACTUAL)} = V_{OUT(IDEAL)} \pm \text{Total Error.}$$

It represents the sum of all the individual components of error normally associated with the log amp when operated in the current input mode. The worst-case error for any given ratio of I_1/I_2 is the largest of the two errors when I_1 and I_2 are considered separately.

Example:

I_1 varies over a range of 10nA to 1μA and I_2 varies from 100nA to 10μA. What is the maximum error?

Table I shows the maximum errors for each decade combination of I_1 and I_2 .

		I_1 (maximum error) ⁽¹⁾		
		10nA (30mV)	100nA (25mV)	1μA (20mV)
I_2 (maximum error) ⁽¹⁾	100nA (25mV)	0.1 (30mV)	1 (25mV)	10 (25mV)
	1μA (20mV)	0.01 (30mV)	0.1 (25mV)	1 (20mV)
	10μA (25mV)	0.001 (30mV)	0.01 (25mV)	0.1 (25mV)

NOTE: (1) Maximum errors are in parenthesis.

TABLE I. I_1/I_2 and Maximum Errors.

Since the largest value of I_1/I_2 is 10 and the smallest is 0.001, K is set at 3V per decade so the output will range from +3V to -9V. The maximum total error occurs when $I_1 = 10$ nA and is equal to $K \times 30$ mV. This represents a 0.75% of peak-to-peak FSO error $3 \times 0.030 / 12 \times 100\% = 0.75\%$ where the full scale output is 12V (from +3V to -9V).

ERRORS RTO AND RTI

As with any transfer function, errors generated by the function itself may be Referred-to-Output (RTO) or Referred-to-Input (RTI). In this respect, log amps have a unique property:

Given some error voltage at the log amp's output, that error corresponds to a constant percent of the input regardless of the actual input level.

Refer to: Yu Jen Wong and William E. Ott, "Function Circuits: Design & Applications", McGraw-Hill Book, 1976.

LOG CONFORMITY

Log conformity corresponds to linearity when V_{OUT} is plotted versus I_1/I_2 on a semilog scale. In many applications, log conformity is the most important specification. This is true because bias current errors are negligible (1pA compared to input currents of 1nA and above) and the scale factor and offset errors may be trimmed to zero or removed by system calibration. This leaves log conformity as the major source of error.

Log conformity is defined as the peak deviation from the best-fit straight line of the V_{OUT} versus $\log(I_1/I_2)$ curve. This is expressed as a percent of peak-to-peak full scale output. Thus, the nonlinearity error expressed in volts over m decades is

$$V_{OUT(NONLIN)} = K \cdot 2Nm \cdot V \quad (12)$$

where N is the log conformity error, in percent.

INDIVIDUAL ERROR COMPONENTS

The ideal transfer function with current input is

$$V_{OUT} = K \cdot \text{Log} \frac{I_1}{I_2} \quad (13)$$

The actual transfer function with the major components of error is

$$V_{OUT} = K (1 \pm \Delta K) \log \frac{I_1 - I_{B1}}{I_2 - I_{B2}} \pm K \cdot 2Nm \pm V_{OS OUT} \quad (14)$$

The individual component of error is

ΔK = scale factor error (0.3%, typ)

I_{B1} = bias current of A_1 (1pA, typ)

I_{B2} = bias current of A_2 (1pA, typ)

N = log conformity error (0.05%, 0.1%, typ)

$V_{OS OUT}$ = output offset voltage (1mV, typ)

m = number of decades over which N is specified:

0.05% for m = 5, 0.1% for m = 6

Example: what is the error with $K = 3$ when

$I_1 = 1\mu\text{A}$ and $I_2 = 100\text{nA}$

$$V_{OUT} = 3(1 \pm 0.003) \log \frac{10^{-6} - 10^{-12}}{10^{-7} - 10^{-12}} \pm 3(2)(0.0005)5 \pm 1\text{mV} \quad (15)$$

$$\approx 3.009 \log \frac{10^{-6}}{10^{-7}} - 0.015 + 0.001 \quad (16)$$

$$= 3.009(1) + 0.015 - 0.001 \quad (17)$$

$$= 3.025\text{V} \quad (18)$$

Since the ideal output is 3.000V, the error as a percent of reading is

$$\% \text{ error} = \frac{0.025}{3} \times 100\% = 0.83\% \quad (19)$$

For the case of voltage inputs, the actual transfer function is

$$V_{OUT} = K(1 \pm \Delta K) \log \frac{\frac{V_1}{R_1} - I_{B1} \pm \frac{E_{OS1}}{R_1}}{\frac{V_2}{R_2} - I_{B2} \pm \frac{E_{OS2}}{R_2}} \pm K \cdot 2Nm \pm V_{OS OUT} \quad (20)$$

FREQUENCY RESPONSE

The 3dB frequency response of the LOG100 is a function of the magnitude of the input current levels and of the value of the frequency compensation capacitor. See Typical Performance Curves for details.

The frequency response curves are shown for constant DC I_1 and I_2 with a small signal AC current on one of them.

The transient response of the LOG100 is different for increasing and decreasing signals. This is due to the fact that a log amp is a nonlinear gain element and has different gains at different levels of input signals. Frequency response decreases as the gain increases.

GENERAL INFORMATION

INPUT CURRENT RANGE

The stated input range of 1nA to 1mA is the range for specified accuracy. Smaller or larger input currents may be applied with decreased accuracy. Currents larger than 1mA result in increased nonlinearity. The 10mA absolute maximum is a conservative value to limit the power dissipation in the output stage of A_1 and the logging transistor. Currents below 1nA will result in increased errors due to the input bias currents of A_1 and A_2 (1pA typical). These errors may be nulled. See Optional Adjustments section.

FREQUENCY COMPENSATION

Frequency compensation for the LOG100 is obtained by connecting a capacitor between pins 7 and 14. The size of the capacitor is a function of the input currents as shown in the Typical Performance Curves. For any given application, the smallest value of the capacitor which may be used is determined by the maximum value of I_2 and the minimum value of I_1 . Larger values of C_f will make the LOG100 more stable, but will reduce the frequency response.

SETTING THE REFERENCE CURRENT

When the LOG100 is used as a straight log amplifier I_2 is constant and becomes the reference current in the expression

$$V_{\text{OUT}} = K \log \frac{I_1}{I_{\text{REF}}} \quad (21)$$

I_{REF} can be derived from an external current source (such as shown in Figure 4), or it may be derived from a voltage source with one or more resistors.

When a single resistor is used, the value may be quite large when I_{REF} is small. If I_{REF} is 10nA and $+15\text{V}$ is used

$$R_{\text{REF}} = \frac{15\text{V}}{10\text{nA}} = 1500\text{M}\Omega.$$

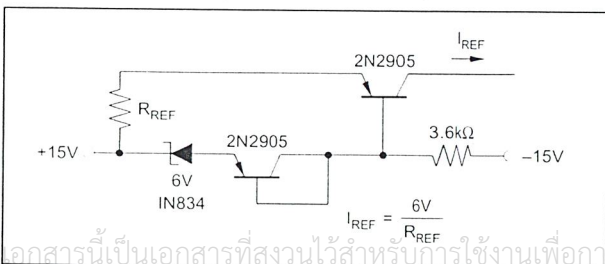


FIGURE 4. Temperature-Compensated Current Reference.

A voltage divider may be used to reduce the value of the resistor. When this is done, one must be aware of possible errors caused by the amplifier's input offset voltage. This is shown in Figure 5.

In this case the voltage at pin 14 is not exactly zero, but is equal to the value of the input offset voltage of A_1 , which ranges from zero to $\pm 5\text{mV}$. V_T must be kept much larger than 5mV in order to make this effect negligible. This concept also applies to pin 1.

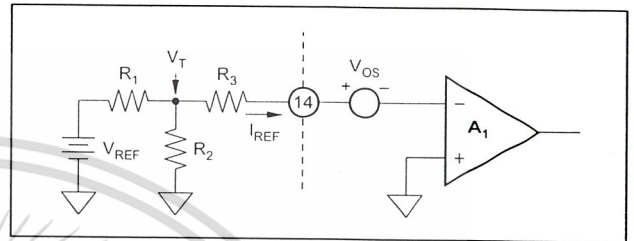


FIGURE 5. "T" Network for Reference Current.

OPTIONAL ADJUSTMENTS

The LOG100 will meet its specified accuracy with no user adjustments. If improved performance is desired, the following optional adjustments may be made.

INPUT BIAS CURRENT

The circuit in Figure 6 may be used to compensate for the input bias currents of A_1 and A_2 . Since the amplifiers have FET inputs with the characteristic bias current doubling every 10°C , this nulling technique is practical only where the temperature is fairly stable.

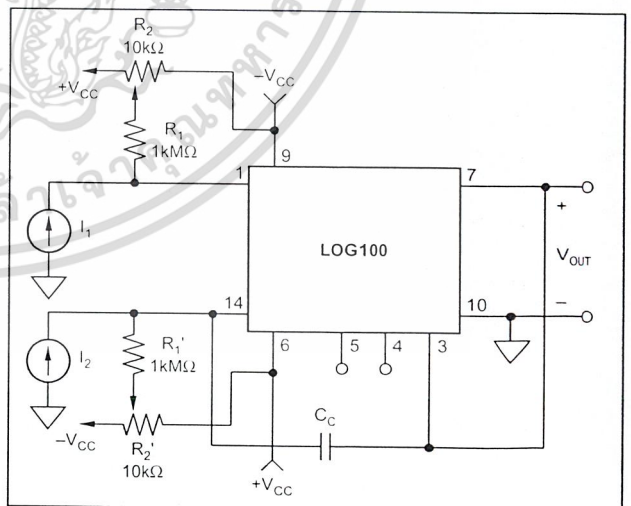


FIGURE 6. Bias Current Nulling.

OUTPUT OFFSET

The output offset may be nulled with the circuit in Figure 7. I_1 and I_2 are set equal at some convenient value in the range of 100nA to $100\mu\text{A}$. R_1 is then adjusted for zero output voltage.

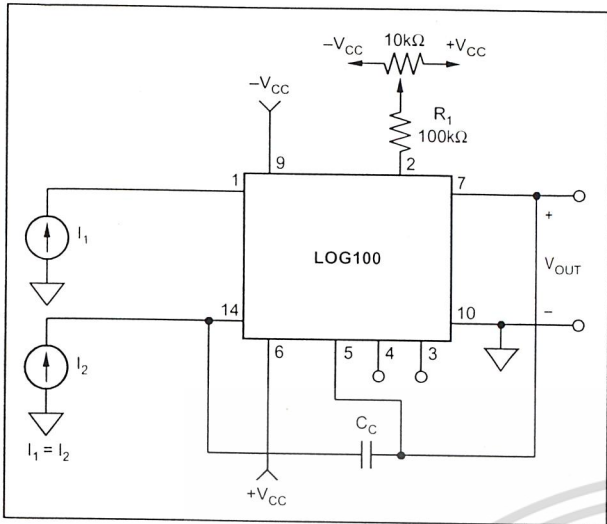


FIGURE 7. Output Offset Nulling.

ADJUSTMENTS OF SCALE FACTOR K

The value of K may be changed by increasing or decreasing the voltage divider resistor normally connected to the output, pin 7. To increase K put resistance in series between pin 7 and the appropriate scaling resistor pin (3, 4 or 5). To decrease K place a parallel resistor between pin 2 and either pin 3, 4 or 5.

APPLICATION INFORMATION

WIRING PRECAUTIONS

In order to prevent frequency instability due to lead inductance of the power supply lines, each power supply should be bypassed. This should be done by connecting a 10μF tantalum capacitor in parallel with a 1000pF ceramic capacitor from the +V_{CC} and -V_{CC} pins to the power supply common. The connection of these capacitors should be as close to the LOG100 as practical.

CAPACITIVE LOADS

Stable operation is maintained with capacitive loads of up to 100pF, typically. Higher capacitive loads can be driven if a 22Ω carbon resistor is connected in series with the LOG100's output. This resistor will, of course, form a voltage divider with other resistive loads.

CIRCUIT PROTECTION

The LOG100 can be protected against accidental power supply reversal by putting a diode (1N4001 type) in series with each power supply line as shown in Figure 8. This precaution is necessary only in power systems that momentarily reverse polarity during turn-on or turn-off. If this protection circuit is used, the accuracy of the LOG100 will be degraded slightly by the voltage drops across the diodes as determined by the power supply sensitivity specification.

The LOG100 uses small geometry FET transistors to achieve the low input bias currents. Normal FET handling

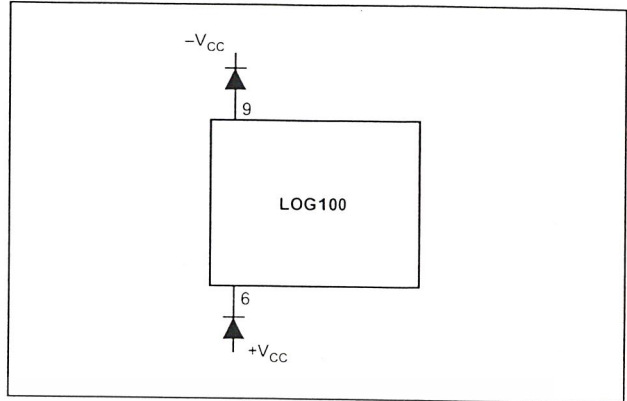


FIGURE 8. Reverse Polarity Protection.

techniques should be used to avoid damage caused by low energy electrostatic discharge (ESD).

LOG RATIO

One of the more common uses of log ratio amplifiers is to measure absorbance. A typical application is shown in Figure 9.

$$\text{Absorbance of the sample is } A = \log \frac{\lambda_1'}{\lambda_1} \quad (22)$$

$$\text{If } \lambda_2 = \lambda_1 \text{ and } D_1 \text{ and } D_2 \text{ are matched } A \propto K \log \frac{I_1}{I_2} \quad (23)$$

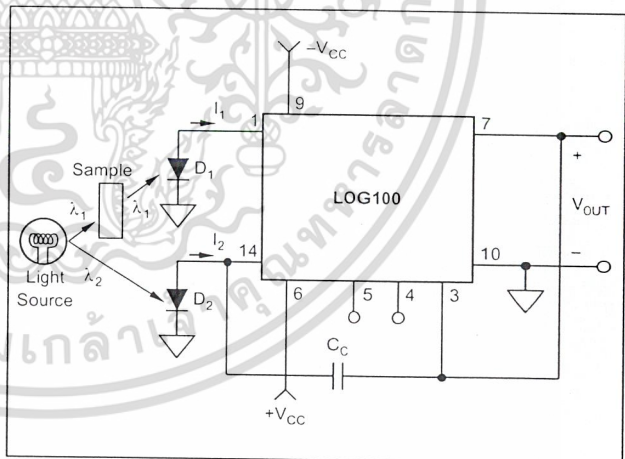


FIGURE 9. Absorbance Measurement.

DATA COMPRESSION

In many applications the compressive effects of the logarithmic transfer function is useful. For example, a LOG100 preceding an 8-bit analog-to-digital converter can produce equivalent 20-bit converter operation.

SELECTING OPTIMUM VALUES OF I₂ AND K

In straight log applications (as opposed to log ratio), both K and I₂ are selected by the designer. In order to minimize errors due to output offset and noise, it is normally best to

scale the log amp to use as much of the $\pm 10V$ output range as possible. Thus, with the range of I_1 from $I_{1\text{ MIN}}$ to $I_{1\text{ MAX}}$:

$$\text{For } I_{1\text{ MAX}} \quad +10V = K \log I_{1\text{ MAX}}/I_2 \quad (24)$$

$$\text{For } I_{1\text{ MIN}} \quad -10V = K \log I_{1\text{ MIN}}/I_2 \quad (25)$$

Addition of these two equations and solving for I_2 shows that its optimum value, $I_{2\text{ OPT}}$, is the geometric mean of $I_{1\text{ MAX}}$ and $I_{1\text{ MIN}}$:

$$I_{2\text{ OPT}} = \sqrt{I_{1\text{ MAX}} \times I_{1\text{ MIN}}} \quad (26)$$

$$K_{\text{OPT}} = \frac{10}{\log \frac{I_{1\text{ MAX}}}{I_{2\text{ OPT}}}} \quad (27)$$

Since K is selectable in discrete steps, use the largest value of K available which does not exceed K_{OPT} .

NEGATIVE INPUT CURRENTS

The LOG100 will function only with positive input currents (conventional current flow into pins 1 and 14). Some current sources (such as photomultiplier tubes) provide negative input currents. In such situations, the circuit in Figure 10 may be used.⁽¹⁾

VOLTAGE INPUTS

The LOG100 gives the best performance with current inputs. Voltage inputs may be handled directly with series resistors, but the dynamic input range is limited to approximately three decades of input voltage by voltage noise and offsets. The transfer function of equation (20) applies to this configuration.

NOTE: (1) More detailed information may be found in "Properly Designed Log Amplifiers Process Bipolar Input Signals" by Larry McDonald, EDN, 5 Oct. 80, pp 99-102.

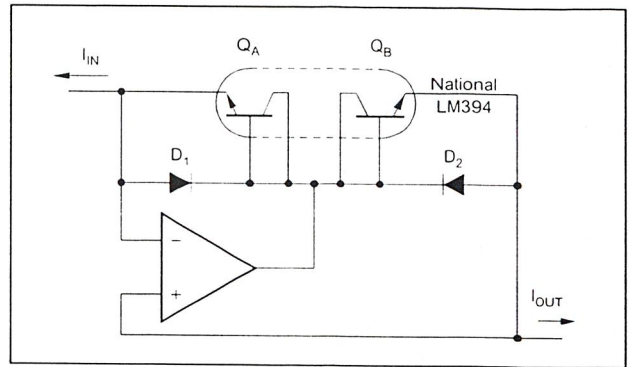


FIGURE 10. Current Inverter.

ANTILOG CONFIGURATION (an implicit technique)

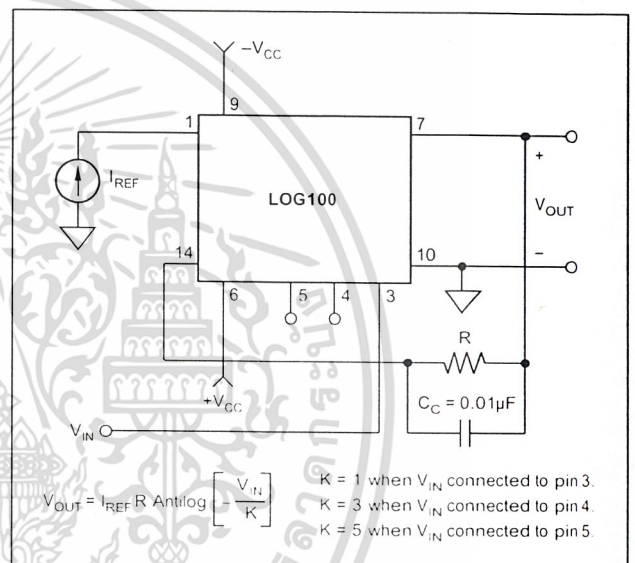


FIGURE 11. Connections for Antilog Function.

The information provided herein is believed to be reliable; however, BURR-BROWN assumes no responsibility for inaccuracies or omissions. BURR-BROWN assumes no responsibility for the use of this information, and all use of such information shall be entirely at the user's own risk. Prices and specifications are subject to change without notice. No patent rights or licenses to any of the circuits described herein are implied or granted to any third party. BURR-BROWN does not authorize or warrant any BURR-BROWN product for use in life support devices and/or systems.

ไม่มีประกันใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นที่ ไม่มีเห็นแต่แบบส่งเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Circuitry for Inexpensive Relative Humidity Measurement

National Semiconductor
Application Note 256
August 1981



Of all common environmental parameters, humidity is perhaps the least understood and most difficult to measure. The most common electronic humidity detection methods, albeit highly accurate, are not obvious and tend to be expensive and complex (See Box). Accurate humidity measurement is vital to a number of diverse areas, including food processing, paper and lumber production, pollution monitoring and chemical manufacturing. Despite these and other applications, little design oriented material has appeared on circuitry to measure humidity. This is primarily due to the small number of transducers available and a generally accepted notion that they are difficult and expensive to signal condition.

Although not as accurate as other methods, the sensor described by the response curve (Figure 1) is inexpensive and provides a direct readout of relative humidity. The curve reveals a close exponential relationship between the sensor and relative humidity spanning almost 4 decades of resistance. Linearization of this curve may be accomplished by taking the logarithm of the resistance value and utilizing breakpoint approximation techniques to minimize the residual non-linearities. A further consideration in signal conditioning is that the manufacturer specifies that no significant DC current component may pass through the sensor. This device must be excited with an unbiased AC waveform to preclude detrimental electrochemical migration. In addition, it has a 0.36 RH unit/°C positive temperature coefficient. The sensor is a chemically treated styrene copolymer which has a surface layer whose resistivity varies with relative humidity. Because the humidity sensitive portion of the sensor is at its surface, time response is reasonably rapid and is on the order of seconds.

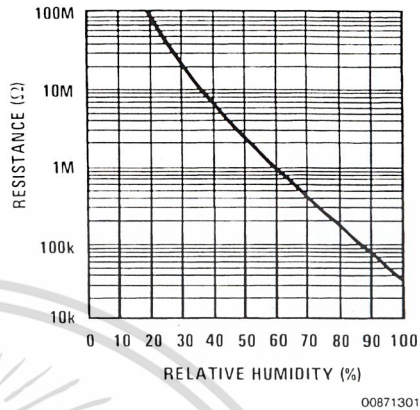


FIGURE 1. Phys-Chemical Research Corp. Model PCRC-55 Humidity Sensor

A block diagram of the concept chosen to instrument the sensor appears in Figure 2. An amplitude stabilized square wave which is symmetrical about zero volts is used to provide a precision alternating current through the sensor, satisfying the requirement for a zero DC component drive. The current through the sensor is fed into a current sensitive (e.g. the input is at virtual ground) logarithmic amplifier, which linearizes sensor response. The output of the logarithmic amplifier is scaled, rectified and filtered to provide a DC output which represents relative humidity. Residual non-linearity due to the sensors non-logarithmic response below RH = 40% is compensated by breakpoint techniques in this final stage.

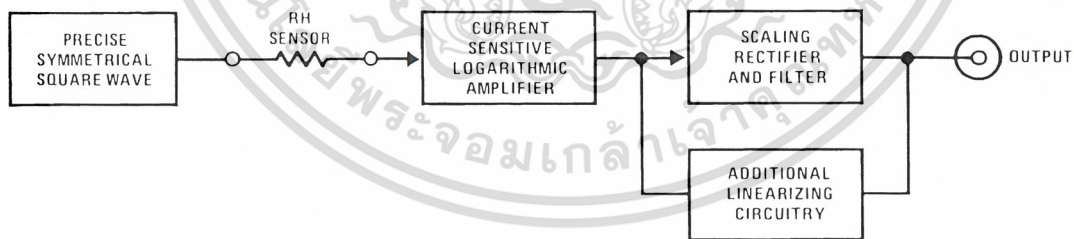


FIGURE 2.

The detailed circuitry appears in Figure 3. It is worth noting that the entire function described in Figure 2 requires a small number of inexpensive ICs. This is accomplished by novel circuitry approaches, especially in the design of the logarithmic amplifier. The stabilized symmetrical square wave is generated by A1, ¼ of an LF347 quad amplifier. A1 is set up in a positive feedback configuration, causing it to oscillate. The output of A1 is current limited and clamped to ground for either polarity output by the LM334 current source diode bridge combination. The LM334 is programmed by the 15Ω resistor to current limit at about 5 mA. This forces the voltage

across the 120Ω–1.5 kΩ resistor string to stabilize at about ±8V. Each time A1's output changes state the charging current into the 0.002 μF capacitor reverses, causing the amplifier to switch again when the capacitor reaches a threshold established by the 120Ω–1.5 kΩ divider (waveforms, Figure 4). This circuit's output is buffered by the A1 follower. The amplitude stability of the waveform is dependent upon the +0.33%/°C temperature coefficient of the LM334. This T.C. has been intentionally designed into the LM334 so that it may be used in temperature sensing and compensation applications. Here, the negative 0.3%/°C tem-

ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

perature dependence of the humidity sensor is reduced by more than an order of magnitude by the LM334's T.C. and thermally induced inaccuracy in the humidity sensor's response drops out as an error term. In practice, the LM334 should be mounted in proximity to the humidity sensor. The residual $-0.03\%/^{\circ}\text{C}$ temperature coefficient is negligibly small compared to the sensors $\pm 1\%$ accuracy specification.

The output square wave is used to drive current through the sensor and into the summing junction of another $1/4$ of A1, which is connected as a logarithmic amplifier. On negative cycles of the input waveform the transistor (Q1) in the feed-

back loop provides logarithmic response, due to the well known relationship between V_{BE} and collector current in transistors. During positive excursions of the input waveform the diode provides feedback to the amplifier's summing junction. In this manner the summing junction always remains at virtual ground while the input current is expressed in logarithmic form by the negative going square wave at the transistor emitter. Since the summing junction is always at ground potential the sensor sees the required symmetrical drive (waveforms, Figure 5).

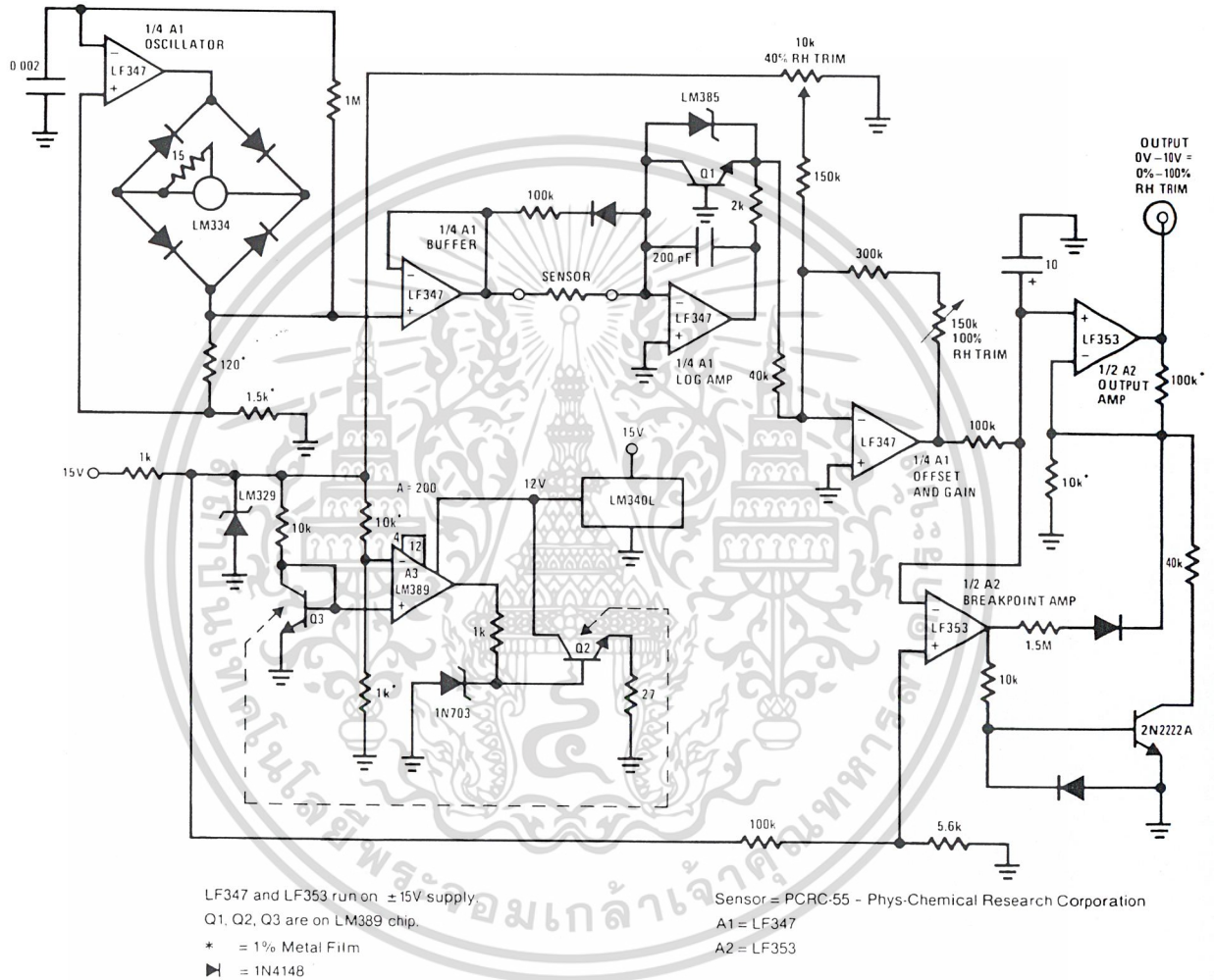


FIGURE 3.

The output of this stage is fed to another $1/4$ of A1. This amplifier is used to sum in the 40% RH trim and provide adjustable gain to set the 100% RH trim. The output is filtered to DC and routed to one half of A2, an LF353, which unloads the filter and provides additional gain and the final output.

The other $1/2$ of A2 is used to compensate the sensor departure from logarithmic conformity below 40% RH (Figure 1). This is accomplished by changing the gain of the output amplifier for RH readings below 40%. The input to the output amplifier is sensed by the breakpoint amplifier. When this input goes below RH = 40% (about 0.36V at the output

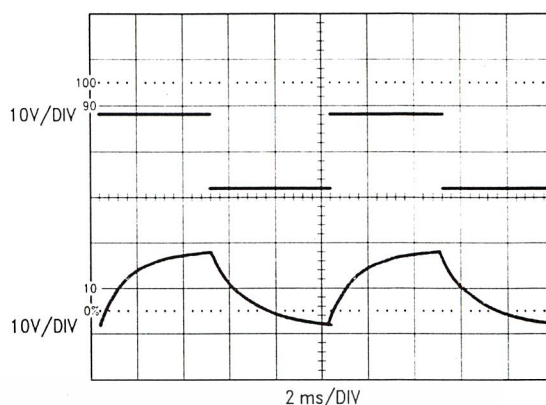
amplifier's "+" terminal) the breakpoint amplifier swings positive. This turns on the 2N2222A, causing the required gain change to occur at the output amplifier. For RH values above 40% the transistor is off and the circuit's linearizing function is determined solely by the logarithmic amplifier.

In logarithmic configurations such as this, Q1's DC operating point will vary wildly with temperature and the circuit normally requires careful attention to temperature compensation, resulting in the expense associated with logarithmic amplifiers. Here, A3, an LM389 audio amplifier IC which also contains three discrete transistors, is used in an unorthodox configuration to eliminate all temperature compensation re-

quirements. In addition, the cost of the log function is reduced by an order of magnitude compared to available ICs and modules. Q3 functions as a chip temperature sensor while Q2 serves as a heater. The amplifier senses the temperature dependent V_{BE} of Q3 and drives Q2 to servo the chip temperature to the set-point established by the $10\text{ k}\Omega$ – $1\text{ k}\Omega$ divider string. The LM329 reference ensures power supply independence of the temperature control. Q1 operates in this tightly controlled thermal environment (typically $50\text{ }^{\circ}\text{C}$) and is immune to ambient temperature shifts. The LM340L 12V regulator ensures safe operation of the LM389, a 12V device. The zener at the base of Q2 prevents servo lock-up during circuit start-up. Because of the small size of the chip, warm-up is quick and power consumption low. Figure 6 shows the thermal servo's performance for a step function of $7\text{ }^{\circ}\text{C}$ change in set-point. The step is shown in trace A while the LM389 output appears in trace B. The output responds almost instantaneously and complete settling to the new set-point occurs within 100 ms.

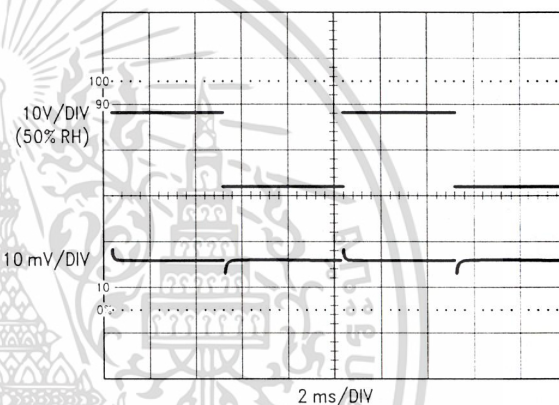
To adjust this circuit, ground the base of Q2, apply circuit power and measure the collector potential of Q3, at known room temperature. Next, calculate what Q3's collector potential will be at $50\text{ }^{\circ}\text{C}$, allowing $-2.2\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$. Select the $1\text{ k}\Omega$ value to yield a voltage close to the calculated $50\text{ }^{\circ}\text{C}$ potential at the LM389's negative input. This can be a fairly loose trim, as the exact chip temperature is unimportant so long as it is stable. Finally, unground Q2's base and the circuit will servo. This may be functionally checked by reading Q3's collector voltage and noting stability within $100\text{ }\mu\text{V}$ ($0.05\text{ }^{\circ}\text{C}$) while blowing on A3.

To calibrate the circuit for RH, place a $35\text{ k}\Omega$ resistor in the sensor position and trim the $150\text{ k}\Omega$ pot for an output of 10V. Next, substitute an $8\text{ M}\Omega$ resistor for the sensor and trim the $10\text{ k}\Omega$ potentiometer for an output of 4V. Repeat this procedure until the adjustments do not interfere with each other. Finally, substitute a $60\text{ M}\Omega$ resistor for the sensor and select the nominal $40\text{ k}\Omega$ value in the breakpoint amplifier for a reading of $\text{RH} = 24\%$. It may be necessary to select the $1.5\text{ M}\Omega$ value to minimize "hop" at the circuit output when the breakpoint is activated. The circuit is now calibrated and will read ambient relative humidity when the PCRC-55 sensor is connected.



00871304

FIGURE 4.



00871305

FIGURE 5.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

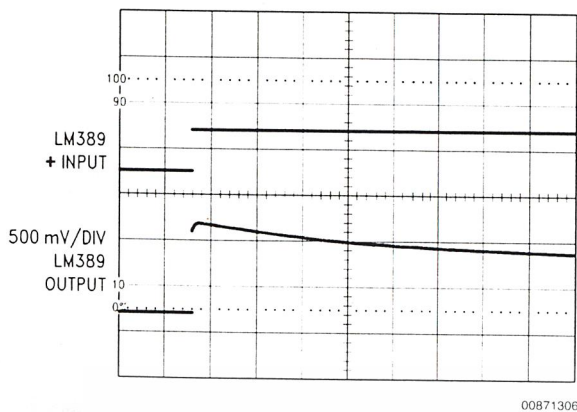


FIGURE 6.

Humidity

Humidity is simply water gas. In air the humidity may vary from zero percent for 90°F dry air to as much as 4.5 percent for heavily water laden air at 90°F. The amount of water air will hold is dependent upon temperature. *Relative* humidity is an expression denoting the ratio of water vapor in the air to the amount possible in saturated air at the same temperature.

Some of the more common ways of expressing humidity related information include wet bulb temperature, dew point and frost point. Wet bulb temperature refers to the minimum temperature reached by a wetted thermometer bulb in a stream of air. The dew point is the point at which water saturation occurs in air. It is evidenced by water condensation. When temperatures below 0°C are required to produce this phenomenon it is called the frost point.

Other measurements and ways of expressing humidity exist and are useful in a variety of applications. For additional information consult the bibliography.

Bibliography

1. "Humidity Sensors"—brochure describing Models PCRC-11 and PCRC-55 Relative Humidity Sensors. Phys-Chemical Research Corp.; New York.
2. "Humidity Measurement"—*Instrumentation Technology*, reprint P. R. Wiederhold. Available from General Eastern Corp.; Watertown, Mass.
3. "Handbook of Transducers for Electronic Measuring Systems"—Norton, Harry N.; Prentice Hall, Inc.; 1969.
4. "Electric Hygrometers"—Wexler, A.; NBS Circular 586; NBS Washington, D.C. 1957.
5. "An elegant 6-IC circuit gauges relative humidity"—Williams, James M.; *EDN Magazine*, June 5, 1980.

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



National Semiconductor
Corporation
Americas
Email: support@nsc.com

National Semiconductor
Europe
Fax: +49 (0) 180-530 85 86
Email: europe.support@nsc.com

National Semiconductor
Asia Pacific Customer
Response Group
Tel: 65-2544466
Fax: 65-2504466
Email: ap.support@nsc.com

National Semiconductor
Japan Ltd.
Tel: 81-3-5639-7560
Fax: 81-3-5639-7507

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำข้อมูลไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
www.national.com

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM134/LM234/LM334

3-Terminal Adjustable Current Sources

General Description

The LM134/LM234/LM334 are 3-terminal adjustable current sources featuring 10,000:1 range in operating current, excellent current regulation and a wide dynamic voltage range of 1V to 40V. Current is established with one external resistor and no other parts are required. Initial current accuracy is $\pm 3\%$. The LM134/LM234/LM334 are true floating current sources with no separate power supply connections. In addition, reverse applied voltages of up to 20V will draw only a few dozen microamperes of current, allowing the devices to act as both a rectifier and current source in AC applications.

The sense voltage used to establish operating current in the LM134 is 64mV at 25°C and is directly proportional to absolute temperature (K). The simplest one external resistor connection, then, generates a current with $\approx +0.33\%/^{\circ}\text{C}$ temperature dependence. Zero drift operation can be obtained by adding one extra resistor and a diode.

Applications for the current sources include bias networks, surge protection, low power reference, ramp generation,

LED driver, and temperature sensing. The LM234-3 and LM234-6 are specified as true temperature sensors with guaranteed initial accuracy of $\pm 3^{\circ}\text{C}$ and $\pm 6^{\circ}\text{C}$, respectively. These devices are ideal in remote sense applications because series resistance in long wire runs does not affect accuracy. In addition, only 2 wires are required.

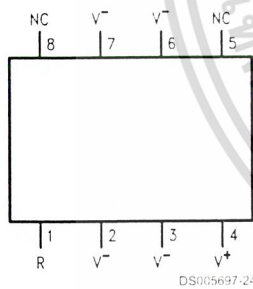
The LM134 is guaranteed over a temperature range of -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$, the LM234 from -25°C to $+100^{\circ}\text{C}$ and the LM334 from 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$. These devices are available in TO-46 hermetic, TO-92 and SO-8 plastic packages.

Features

- Operates from 1V to 40V
- 0.02%/V current regulation
- Programmable from 1 μA to 10mA
- True 2-terminal operation
- Available as fully specified temperature sensor
- $\pm 3\%$ initial accuracy

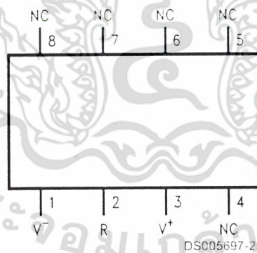
Connection Diagrams

SO-8
Surface Mount Package



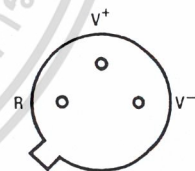
Order Number LM334M or
LM334MX
See NS Package Number M08A

SO-8 Alternative Pinout
Surface Mount Package



Order Number LM334SM or
LM334SMX
See NS Package Number M08A

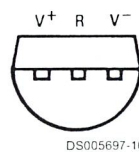
TO-46
Metal Can Package



V⁻ Pin is electrically connected to case.

Bottom View
Order Number LM134H,
LM234H or LM334H
See NS Package
Number H03H

TO-92 Plastic Package



Bottom View

Order Number LM334Z, LM234Z-3 or LM234Z-6
See NS Package Number Z03A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

V^+ to V^- Forward Voltage	
LM134/LM234/LM334	40V
LM234-3/LM234-6	30V
V^+ to V^- Reverse Voltage	20V
R Pin to V^- Voltage	5V
Set Current	10 mA
Power Dissipation	400 mW
ESD Susceptibility (Note 6)	2000V
Operating Temperature Range (Note 5)	
LM134	-55 °C to +125 °C

LM234/LM234-3/LM234-6	-25 °C to +100 °C
LM334	0 °C to +70 °C
Soldering Information	
TO-92 Package (10 sec.)	260 °C
TO-46 Package (10 sec.)	300 °C
SO Package	
Vapor Phase (60 sec.)	215 °C
Infrared (15 sec.)	220 °C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" (Appendix D) for other methods of soldering surface mount devices.	

Electrical Characteristics (Note 2)

Parameter	Conditions	LM134/LM234			LM334			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Set Current Error, $V^+ = 2.5V$, (Note 3)	$10\mu A \leq I_{SET} \leq 1mA$			3			6	%
	$1mA \leq I_{SET} \leq 5mA$			5			8	%
	$2\mu A \leq I_{SET} < 10\mu A$			8			12	%
Ratio of Set Current to Bias Current	$100\mu A \leq I_{SET} \leq 1mA$	14	18	23	14	18	26	
	$1mA \leq I_{SET} \leq 5mA$		14			14		
	$2\mu A \leq I_{SET} \leq 100\mu A$		18	23		18	26	
Minimum Operating Voltage	$2\mu A \leq I_{SET} < 100\mu A$		0.8			0.8		V
	$100\mu A \leq I_{SET} < 1mA$		0.9			0.9		V
	$1mA \leq I_{SET} < 5mA$		1.0			1.0		V
Average Change in Set Current with Input Voltage	$2\mu A \leq I_{SET} \leq 1mA$							
	$1.5 \leq V^+ \leq 5V$		0.02	0.05		0.02	0.1	%/V
	$5V \leq V^+ \leq 40V$		0.01	0.03		0.01	0.05	%/V
	$1mA \leq I_{SET} \leq 5mA$							
	$1.5V \leq V^+ \leq 5V$		0.03			0.03		%/V
	$5V \leq V^+ \leq 40V$		0.02			0.02		%/V
Temperature Dependence of Set Current (Note 4)	$25\mu A \leq I_{SET} \leq 1mA$	0.96T	T	1.04T	0.96T	T	1.04T	
Effective Shunt Capacitance			15			15		pF

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits.

Note 2: Unless otherwise specified, tests are performed at $T_J = 25^\circ\text{C}$ with pulse testing so that junction temperature does not change during test.

Note 3: Set current is the current flowing into the V^+ pin. For the Basic 2-Terminal Current Source circuit shown on the first page of this data sheet, I_{SET} is determined by the following formula: $I_{SET} = 67.7 \text{ mV}/R_{SET}$ ($\approx 25^\circ\text{C}$). Set current error is expressed as a percent deviation from this amount. I_{SET} increases at $0.336\%/^\circ\text{C}$ ($\approx T_J = 25^\circ\text{C}$ (227 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$)).

Note 4: I_{SET} is directly proportional to absolute temperature (K). I_{SET} at any temperature can be calculated from: $I_{SET} = I_0 (T/T_0)$ where I_0 is I_{SET} measured at T_0 (K).

Note 5: For elevated temperature operation, T_J max is:

LM134	150 °C
LM234	125 °C
LM334	100 °C

Thermal Resistance	TO-92	TO-46	SO-8
θ_{JA} (Junction to Ambient)	180 °C/W (0.4" leads) 160 °C/W (0.125" leads)	440 °C/W	165 °C/W
θ_{JC} (Junction to Case)	N/A	32 °C/W	80 °C/W

Note 6: Human body model, 100pF, discharged through a 1.5k Ω resistor.

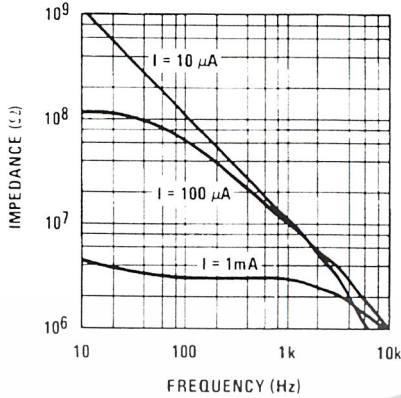
Electrical Characteristics (Note 2)

Parameter	Conditions	LM234-3			LM234-6			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Set Current Error, $V^* = 2.5V$, (Note 3)	$100\mu A \leq I_{SET} \leq 1mA$ $T_J = 25$			± 1			± 2	%
Equivalent Temperature Error				± 3			± 6	C
Ratio of Set Current to Bias Current	$100\mu A \leq I_{SET} \leq 1mA$	14	18	26	14	18	26	
Minimum Operating Voltage	$100\mu A \leq I_{SET} \leq 1mA$		0.9			0.9		V
Average Change in Set Current with Input Voltage	$100\mu A \leq I_{SET} \leq 1mA$ $1.5 \leq V^* \leq 5V$ $5V \leq V^* \leq 30V$		0.02 0.01	0.05 0.03		0.02 0.01	0.01 0.05	%/V %/V
Temperature Dependence of Set Current (Note 4) and Equivalent Slope Error	$100\mu A \leq I_{SET} \leq 1mA$	0.98T	T	1.02T	0.97T	T	1.03T	
Effective Shunt Capacitance			15			15		pF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

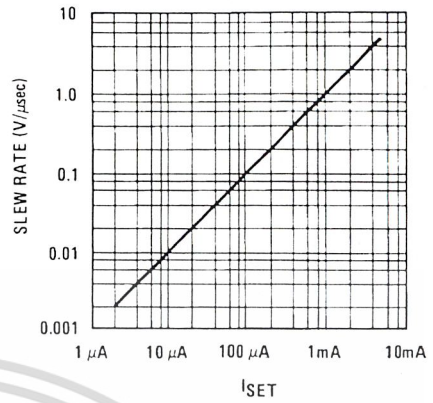
Typical Performance Characteristics

Output Impedance



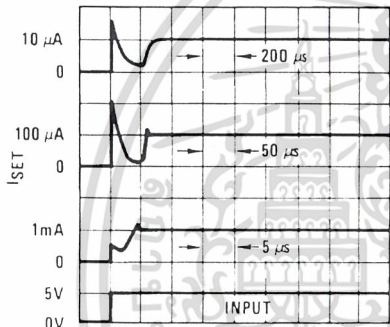
DS005697-30

Maximum Slew Rate
Linear Operation



DS005697-31

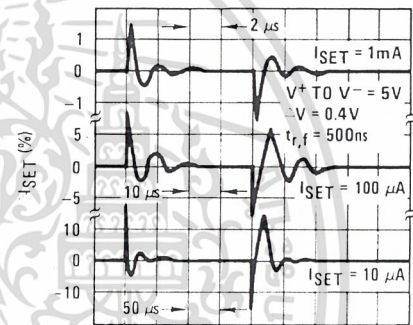
Start-Up



TIME (Note scale changes at each current level)

DS005697-32

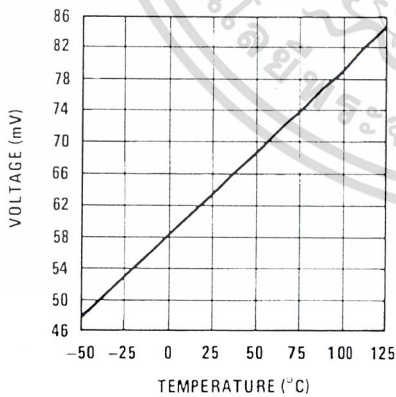
Transient Response



TIME (Note scale changes for each current)

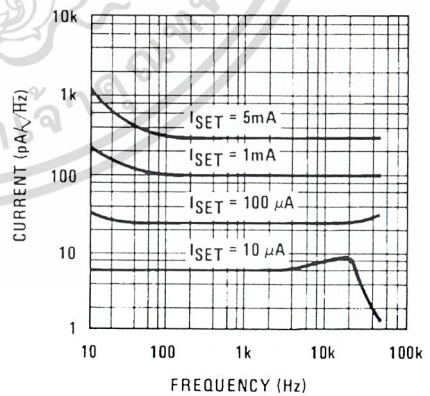
DS005697-33

Voltage Across R_{SET} (V_R)



DS005697-34

Current Noise

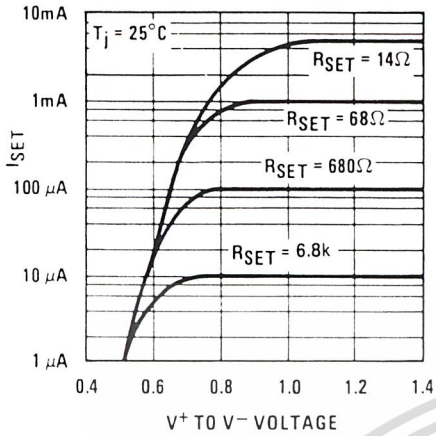


DS005697-35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

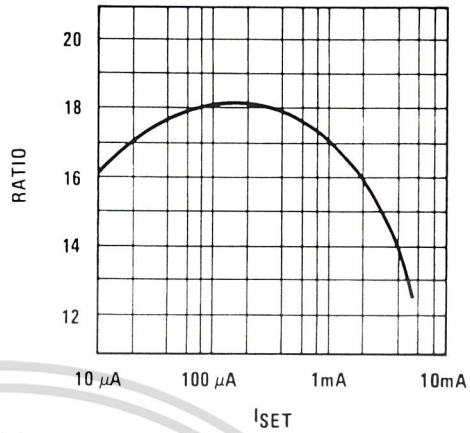
Typical Performance Characteristics (Continued)

Turn-On Voltage



DS005697-29

Ratio of I_{SET} to I_{BIAS}



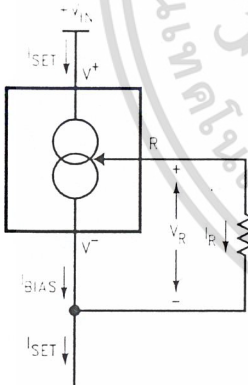
DS005697-3

Application Hints

The LM134 has been designed for ease of application, but a general discussion of design features is presented here to familiarize the designer with device characteristics which may not be immediately obvious. These include the effects of slewing, power dissipation, capacitance, noise, and contact resistance.

CALCULATING R_{SET}

The total current through the LM134 (I_{SET}) is the sum of the current going through the SET resistor (I_R) and the LM134's bias current (I_{BIAS}), as shown in Figure 1.



DS005697-27

FIGURE 1. Basic Current Source

A graph showing the ratio of these two currents is supplied under **Ratio of I_{SET} to I_{BIAS}** in the Typical Performance Characteristics section. The current flowing through R_{SET} is determined by V_R , which is approximately $214 \mu V/K$ ($64 mV/298 K - 214 \mu V/K$).

$$I_{SET} = I_R + I_{BIAS} = \frac{V_R}{R_{SET}} + I_{BIAS}$$

Since (for a given set current) I_{BIAS} is simply a percentage of I_{SET} , the equation can be rewritten

$$I_{SET} = \left(\frac{V_R}{R_{SET}} \right) \left(\frac{n}{n-1} \right)$$

where n is the ratio of I_{SET} to I_{BIAS} as specified in the Electrical Characteristics Section and shown in the graph. Since n is typically 18 for $2 \mu A \leq I_{SET} \leq 1 mA$, the equation can be further simplified to

$$I_{SET} = \left(\frac{V_R}{R_{SET}} \right) (1.059) = \frac{227 \mu V/^{\circ}K}{R_{SET}}$$

for most set currents.

SLEW RATE

At slew rates above a given threshold (see curve), the LM134 may exhibit non-linear current shifts. The slewing rate at which this occurs is directly proportional to I_{SET} . At $I_{SET} = 10 \mu A$, maximum dV/dt is $0.01 V/\mu s$; at $I_{SET} = 1 mA$, the limit is $1 V/\mu s$. Slew rates above the limit do not harm the LM134, or cause large currents to flow.

THERMAL EFFECTS

Internal heating can have a significant effect on current regulation for I_{SET} greater than $100 \mu A$. For example, each $1 V$ increase across the LM134 at $I_{SET} = 1 mA$ will increase junction temperature by $\approx 0.4^\circ C$ in still air. Output current (I_{SET}) has a temperature coefficient of $\approx 0.33\%/^{\circ}C$, so the change in current due to temperature rise will be $(0.4)(0.33) = 0.132\%$. This is a 10:1 degradation in regulation compared to true electrical effects. Thermal effects, therefore, must be taken into account when DC regulation is critical and I_{SET} exceeds $100 \mu A$. Heat sinking of the TO-46 package or the TO-92 leads can reduce this effect by more than 3:1.

SHUNT CAPACITANCE

In certain applications, the $15 pF$ shunt capacitance of the LM134 may have to be reduced, either because of loading problems or because it limits the AC output impedance of the current source. This can be easily accomplished by buffering the LM134 with an FET as shown in the applications. This can reduce capacitance to less than $3 pF$ and improve

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้เพื่อการค้า
 ไม่ควรนำข้อมูลนี้ไปใช้เพื่อการค้า หรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ควรนำข้อมูลนี้ไปใช้เพื่อการค้า หรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต

Application Hints (Continued)

regulation by at least an order of magnitude. DC characteristics (with the exception of minimum input voltage), are not affected.

NOISE

Current noise generated by the LM134 is approximately 4 times the shot noise of a transistor. If the LM134 is used as an active load for a transistor amplifier, input referred noise will be increased by about 12dB. In many cases, this is acceptable and a single stage amplifier can be built with a voltage gain exceeding 2000.

LEAD RESISTANCE

The sense voltage which determines operating current of the LM134 is less than 100mV. At this level, thermocouple or lead resistance effects should be minimized by locating the current setting resistor physically close to the device. Sockets should be avoided if possible. It takes only 0.7Ω contact resistance to reduce output current by 1% at the 1 mA level.

SENSING TEMPERATURE

The LM134 makes an ideal remote temperature sensor because its current mode operation does not lose accuracy over long wire runs. Output current is directly proportional to absolute temperature in degrees Kelvin, according to the following formula:

$$I_{SET} = \frac{(227 \mu V/^{\circ}K)(T)}{R_{SET}}$$

Calibration of the LM134 is greatly simplified because of the fact that most of the initial inaccuracy is due to a gain term (slope error) and not an offset. This means that a calibration consisting of a gain adjustment only will trim both slope and zero at the same time. In addition, gain adjustment is a one point trim because the output of the LM134 extrapolates to zero at 0 K, independent of R_{SET} or any initial inaccuracy.

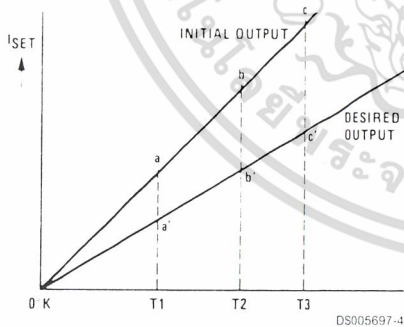


FIGURE 2. Gain Adjustment

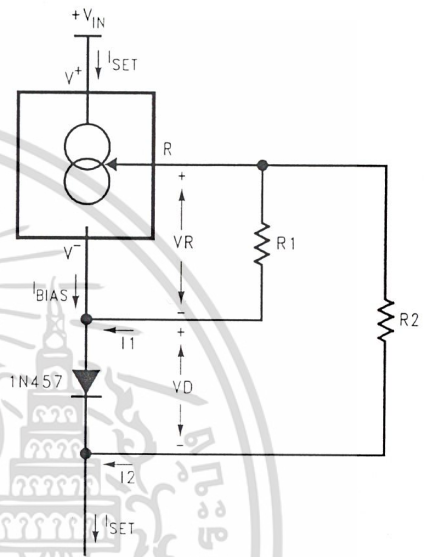
This property of the LM134 is illustrated in the accompanying graph. Line abc is the sensor current before trimming. Line a'b'c' is the desired output. A gain trim done at T2 will move the output from b to b' and will simultaneously correct the slope so that the output at T1 and T3 will be correct. This gain trim can be done on R_{SET} or on the load resistor used to terminate the LM134. Slope error after trim will normally be less than ±1%. To maintain this accuracy, however, a low temperature coefficient resistor must be used for R_{SET} .

A 33 ppm/°C drift of R_{SET} will give a 1% slope error because the resistor will normally see about the same temperature variations as the LM134. Separating R_{SET} from the LM134

requires 3 wires and has lead resistance problems, so is not normally recommended. Metal film resistors with less than 20 ppm/°C drift are readily available. Wire wound resistors may also be used where best stability is required.

APPLICATION AS A ZERO TEMPERATURE COEFFICIENT CURRENT SOURCE

Adding a diode and a resistor to the standard LM134 configuration can cancel the temperature-dependent characteristic of the LM134. The circuit shown in Figure 3 balances the positive tempco of the LM134 (about +0.23 mV/°C) with the negative tempco of a forward-biased silicon diode (about -2.5 mV/°C).



DS005697-28

FIGURE 3. Zero Tempco Current Source

The set current (I_{SET}) is the sum of I_1 and I_2 , each contributing approximately 50% of the set current, and I_{BIAS} . I_{BIAS} is usually included in the I_1 term by increasing the V_R value used for calculations by 5.9%. (See CALCULATING R_{SET} .)

$$I_{SET} = I_1 + I_2 + I_{BIAS}, \text{ where}$$

$$I_1 = \frac{V_R}{R_1} \text{ and } I_2 = \frac{V_R + V_D}{R_2}$$

The first step is to minimize the tempco of the circuit, using the following equations. An example is given using a value of +227 μV/°C as the tempco of the LM134 (which includes the I_{BIAS} component), and -2.5 mV/°C as the tempco of the diode (for best results, this value should be directly measured or obtained from the manufacturer of the diode).

$$I_{SET} = I_1 + I_2$$

$$\frac{dI_{SET}}{dT} = \frac{dI_1}{dT} + \frac{dI_2}{dT}$$

$$\approx \frac{227 \mu V/^{\circ}C}{R_1} + \frac{227 \mu V/^{\circ}C - 2.5 mV/^{\circ}C}{R_2}$$

$$= 0 \text{ (solve for tempco} = 0)$$

$$\frac{R_2}{R_1} \approx \frac{2.5 mV/^{\circ}C - 227 \mu V/^{\circ}C}{227 \mu V/^{\circ}C} \approx 10.0$$

Application Hints (Continued)

With the R_1 to R_2 ratio determined, values for R_1 and R_2 should be determined to give the desired set current. The formula for calculating the set current at $T = 25^\circ\text{C}$ is shown below, followed by an example that assumes the forward voltage drop across the diode (V_D) is 0.6V, the voltage across R_1 is 67.7mV (64 mV + 5.9% to account for I_{BIAS}), and $R_2/R_1 = 10$ (from the previous calculations).

$$\begin{aligned} I_{SET} &= I_1 + I_2 + I_{BIAS} \\ &= \frac{V_R}{R_1} + \frac{V_R + V_D}{R_2} \\ &\approx \frac{67.7 \text{ mV}}{R_1} + \frac{67.7 \text{ mV} + 0.6\text{V}}{10.0 R_1} \\ I_{SET} &\approx \frac{0.134\text{V}}{R_1} \end{aligned}$$

This circuit will eliminate most of the LM134's temperature coefficient, and it does a good job even if the estimates of the diode's characteristics are not accurate (as the following example will show). For lowest tempco with a specific diode at the desired I_{SET} , however, the circuit should be built and tested over temperature. If the measured tempco of I_{SET} is positive, R_2 should be reduced. If the resulting tempco is negative, R_2 should be increased. The recommended diode for use in this circuit is the 1N457 because its tempco is centered at 11 times the tempco of the LM134, allowing $R_2 = 10 R_1$. You can also use this circuit to create a current source with non-zero tempcos by setting the tempco component of the tempco equation to the desired value instead of 0.

EXAMPLE: A 1mA, Zero-Tempco Current Source

First, solve for R_1 and R_2 :

$$\begin{aligned} I_{SET} &\approx 1 \text{ mA} = \frac{0.134\text{V}}{R_1} \\ R_2 &= 134 \Omega = 10 R_1 \\ R_2 &= 1340 \Omega \end{aligned}$$

The values of R_1 and R_2 can be changed to standard 1% resistor values ($R_1 = 133\Omega$ and $R_2 = 1.33k\Omega$) with less than a 0.75% error.

If the forward voltage drop of the diode was 0.65V instead of the estimate of 0.6V (an error of 8%), the actual set current will be

$$\begin{aligned} I_{SET} &= \frac{67.7 \text{ mV}}{R_1} + \frac{67.7 \text{ mV} + 0.65\text{V}}{R_2} \\ &= \frac{67.7 \text{ mV}}{133} + \frac{67.7 \text{ mV} + 0.65\text{V}}{1330} \\ &= 1.049 \text{ mA} \end{aligned}$$

an error of less than 5%.

If the estimate for the tempco of the diode's forward voltage drop was off, the tempco cancellation is still reasonably effective. Assume the tempco of the diode is 2.6mV/ $^\circ\text{C}$ instead of 2.5mV/ $^\circ\text{C}$ (an error of 4%). The tempco of the circuit is now:

$$\begin{aligned} \frac{dI_{SET}}{dT} &= \frac{dI_1}{dT} + \frac{dI_2}{dT} \\ &= \frac{227 \mu\text{V}/^\circ\text{C}}{133\Omega} + \frac{227 \mu\text{V}/^\circ\text{C} - 2.6 \text{ mV}/^\circ\text{C}}{1330\Omega} \\ &= -77 \text{ nA}/^\circ\text{C} \end{aligned}$$

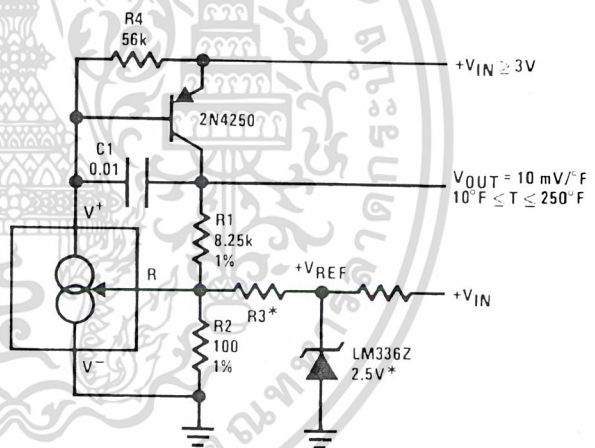
A 1mA LM134 current source with no temperature compensation would have a set resistor of 68 Ω and a resulting tempco of

$$\frac{227 \mu\text{V}/^\circ\text{C}}{68\Omega} = 3.3 \mu\text{A}/^\circ\text{C}$$

So even if the diode's tempco varies as much as $\pm 4\%$ from its estimated value, the circuit still eliminates 98% of the LM134's inherent tempco.

Typical Applications

Ground Referred Fahrenheit Thermometer



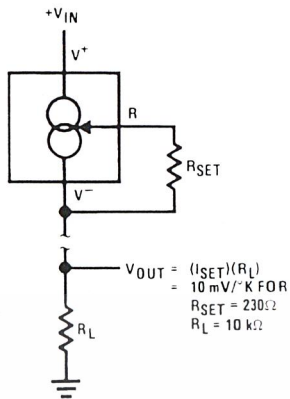
DS005697-15

*Select $R3 = V_{REF}/583\mu\text{A}$. V_{REF} may be any stable positive voltage $\geq 2\text{V}$. Trim $R3$ to calibrate.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

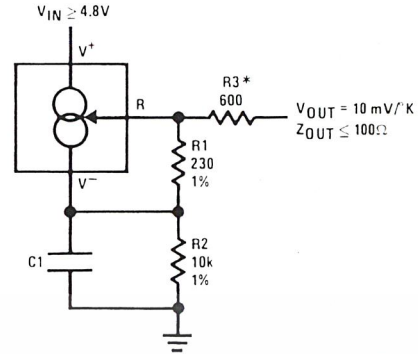
Typical Applications (Continued)

Terminating Sensor for Voltage Output



DS005697-14

Low Output Impedance Thermometer



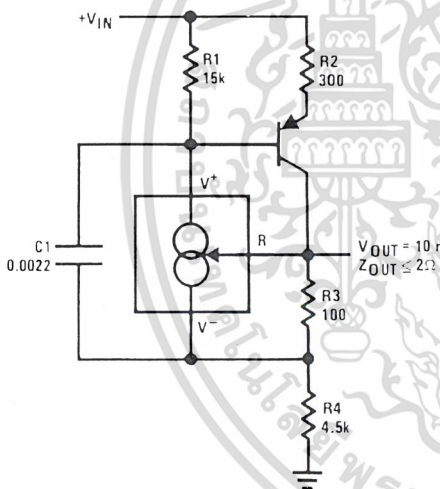
DS005697-6

*Output impedance of the LM134 at the "R" pin is approximately

$$\frac{-R_2}{16}$$

where R_2 is the equivalent external resistance connected from the V^- pin to ground. This negative resistance can be reduced by a factor of 5 or more by inserting an equivalent resistor $R_3 = (R_2/16)$ in series with the output.

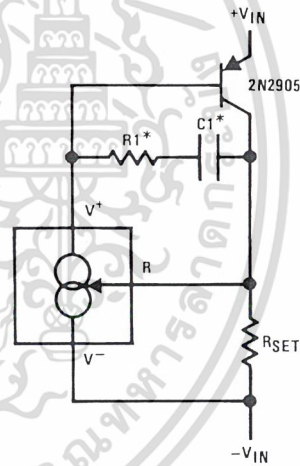
Low Output Impedance Thermometer



DS005697-16

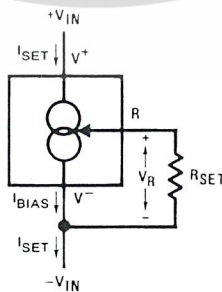
*Select R1 and C1 for optimum stability

Higher Output Current



DS005697-5

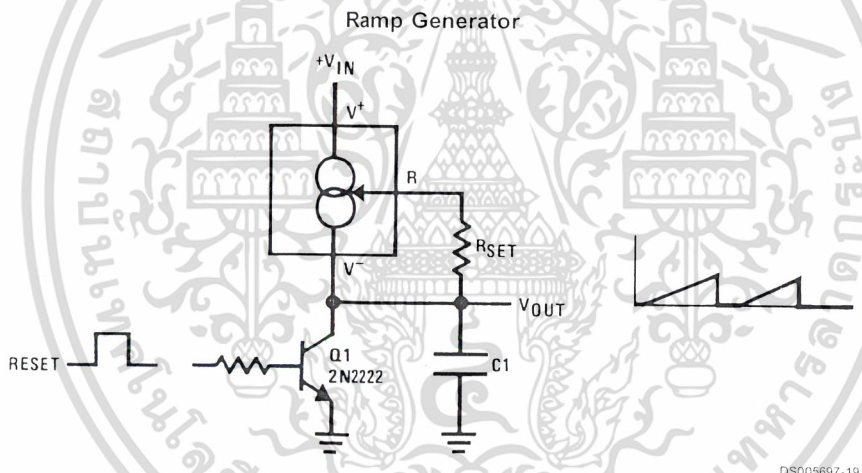
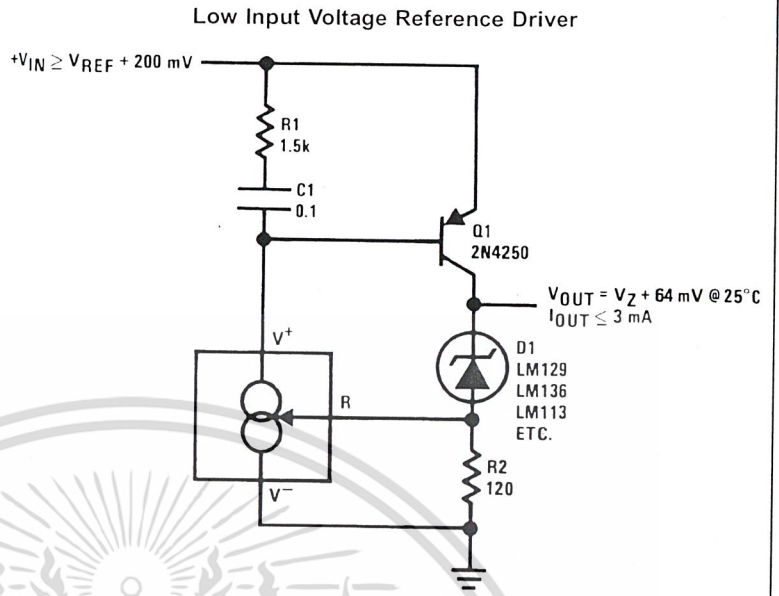
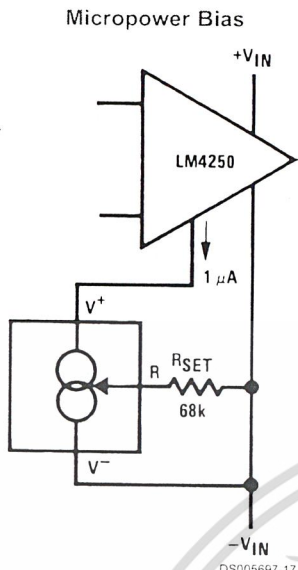
Basic 2-Terminal Current Source



DS005697-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างถึงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

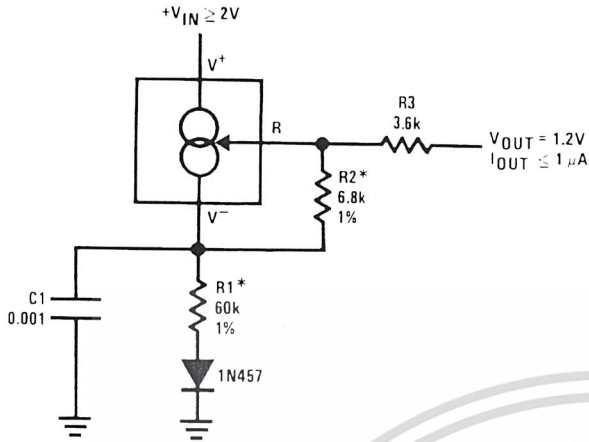
Typical Applications (Continued)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

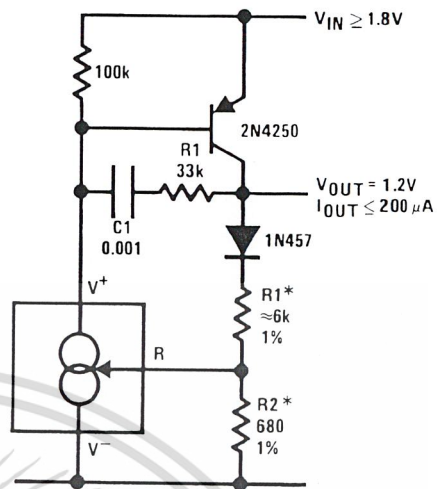
1.2V Reference Operates on 10 μ A and 2V



*Select ratio of R1 to R2 to obtain zero temperature drift

DS005697-20

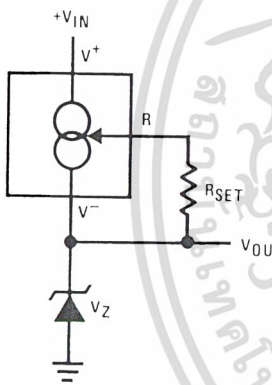
1.2V Regulator with 1.8V Minimum Input



*Select ratio of R1 to R2 for zero temperature drift

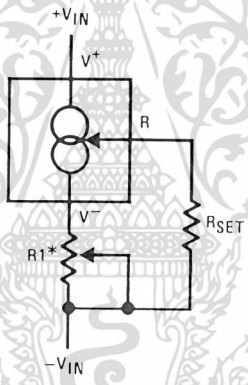
DS005697-7

Zener Biasing



DS005697-49

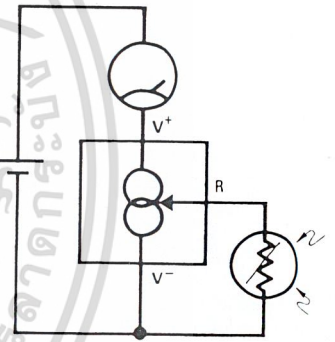
Alternate Trimming Technique



DS005697-50

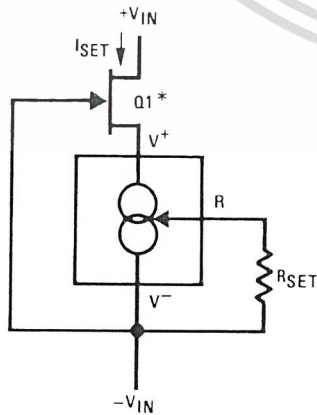
*For $\pm 10\%$ adjustment, select R_{SET} 10% high, and make $R1 = 3 R_{SET}$

Buffer for Photoconductive Cell

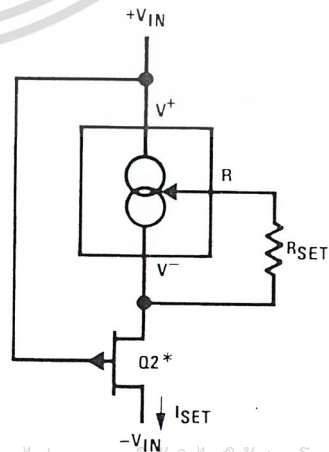


DS005697-51

FET Cascoding for Low Capacitance and/or Ultra High Output Impedance



DS005697-21



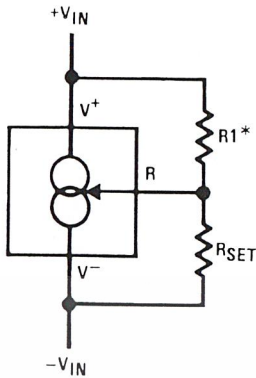
*Select Q1 or Q2 to ensure at least 1V across the LM134. $V_p(1 - I_{SET}/I_{LOSS}) \geq 1.2V$

DS005697-22

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

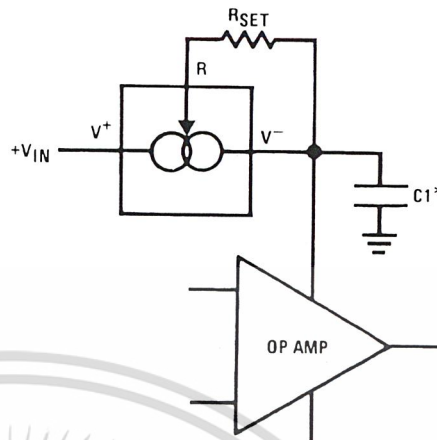
Generating Negative Output Impedance



DS005697-23

$Z_{OUT} = -16 \cdot R1$ ($R1/V_{IN}$ must not exceed I_{SET})

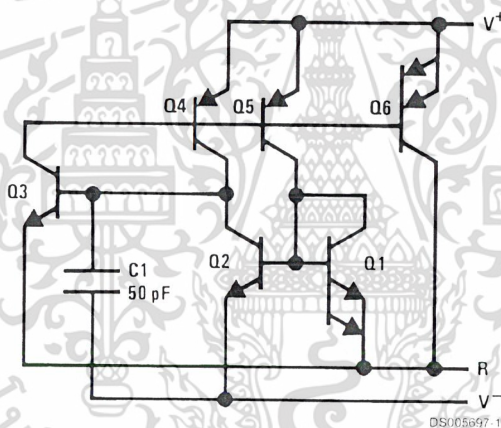
In-Line Current Limiter



DS005697-9

*Use minimum value required to ensure stability of protected device. This minimizes inrush current to a direct short.

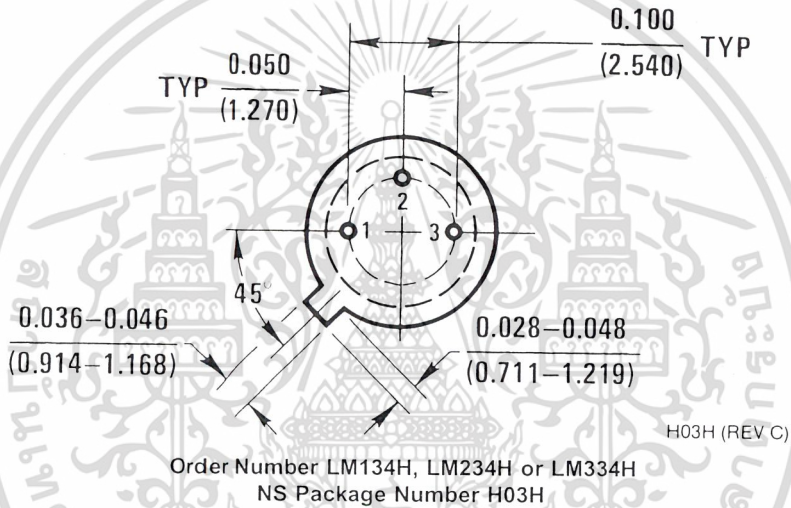
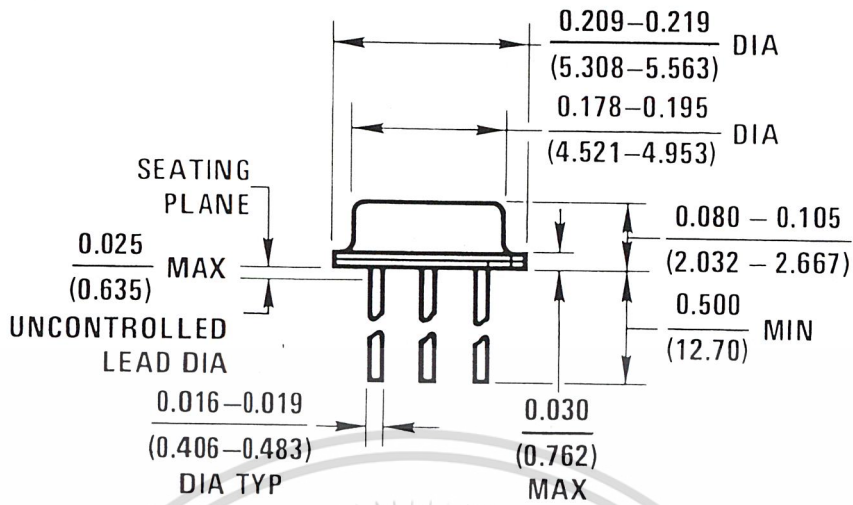
Schematic Diagram



DS005697-11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

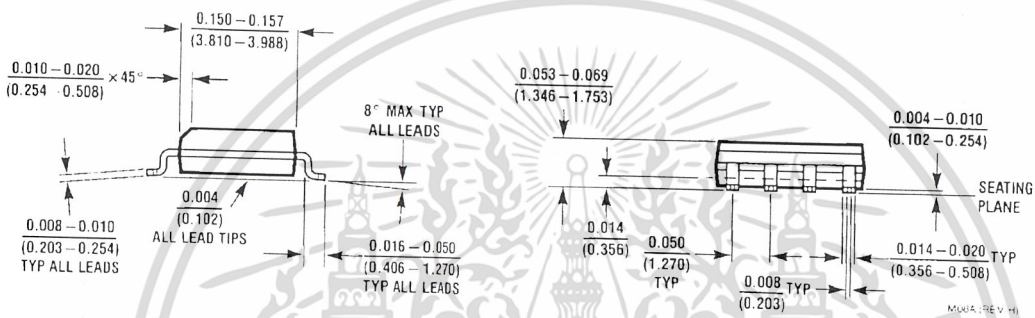
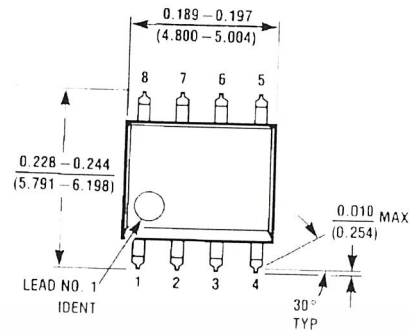
Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



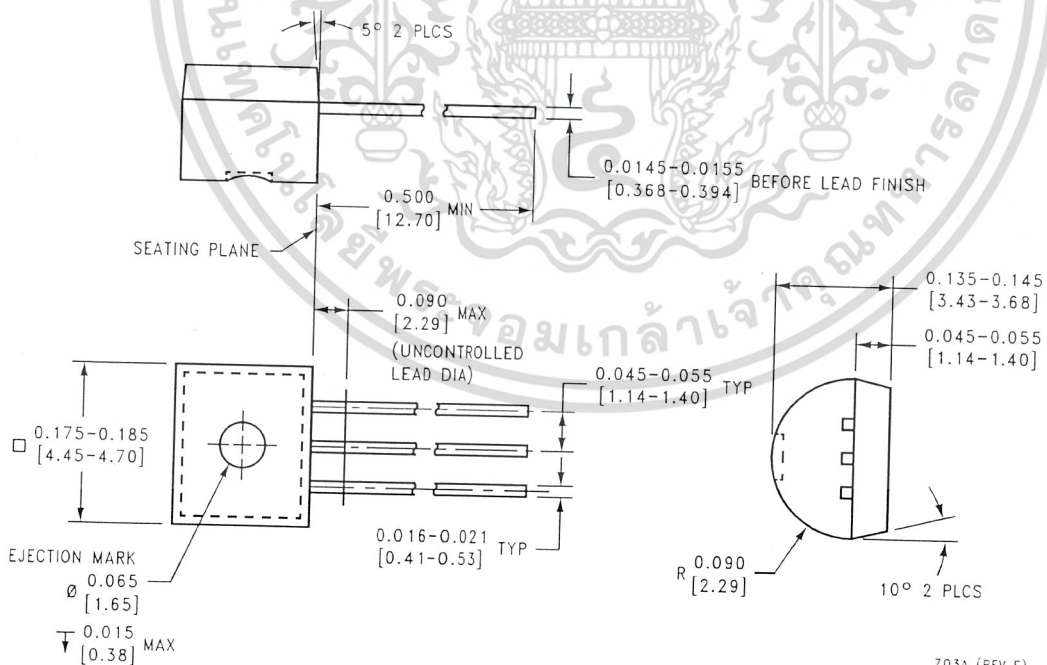
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)

LM134/LM234/LM334



SO Package (M)
 Order Number LM334M, LM334MX,
 LM334SM or LM334SMX
 NS Package Number M08A



Order Number LM334Z, LM234Z-3 or LM234Z-6
 NS Package Number Z03A

Z03A (REV F)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Notes



LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



National Semiconductor Corporation
Americas
Email: support@nsc.com

National Semiconductor Europe
Fax: +49 (0) 180-530 85 86
Email: europe.support@nsc.com
Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208
English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171
Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group
Tel: 65-2544466
Fax: 65-2504466
Email: ap.support@nsc.com

National Semiconductor Japan Ltd.
Tel: 81-3-5639-7560
Fax: 81-3-5639-7507

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ห้ามจำหน่ายหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต
www.national.com

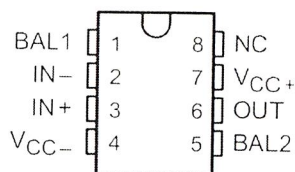
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LF411 JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIER

SLOS011C – MARCH 1987 – REVISED OCTOBER 1997

- Low Input Bias Current, 50 pA Typ
- Low Input Noise Current, $0.01 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ Typ
- Low Supply Current, 2 mA Typ
- High Input impedance, $10^{12} \Omega$ Typ
- Low Total Harmonic Distortion
- Low 1/f Noise Corner, 50 Hz Typ
- Package Options Include Plastic Small-Outline (D) and Standard (P) DIPs

D OR P PACKAGE
(TOP VIEW)



NC – No internal connection

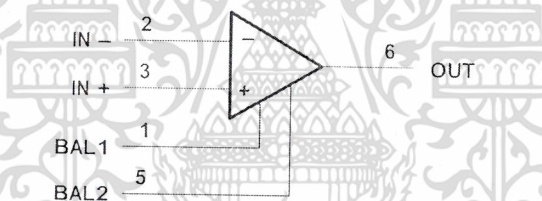
description

This device is a low-cost, high-speed, JFET-input operational amplifier with very low input offset voltage and a maximum input offset voltage drift. It requires low supply current, yet maintains a large gain-bandwidth product and a fast slew rate. In addition, the matched high-voltage JFET input provides very low input bias and offset currents.

The LF411 can be used in applications such as high-speed integrators, digital-to-analog converters, sample-and-hold circuits, and many other circuits.

The LF411C is characterized for operation from 0°C to 70°C. The LF411I is characterized for operation from -40°C to 85°C.

symbol



AVAILABLE OPTIONS

T _A	V _{IO} max AT 25°C	PACKAGE	
		SMALL OUTLINE (D)	PLASTIC DIP (P)
0°C to 70°C	2 mV	LF411CD	LF411CP
-40°C to 85°C	2 mV	LF411ID	LF411IP

The D packages are available taped and reeled. Add the suffix R to the device type (i.e., LF411CDR).



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

 **TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1997, Texas Instruments Incorporated

LF411

JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIER

SLOS011C – MARCH 1987 – REVISED OCTOBER 1997

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, V_{CC+}	18 V
Supply voltage, V_{CC-}	-18 V
Differential input voltage, V_{ID}	± 30 V
Input voltage, V_I (see Note 1)	± 15 V
Duration of output short circuit	Unlimited
Continuous total power dissipation	500 mW
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Note 2): D package	197°C/W
P package	104°C/W
Storage temperature range, T_{stg}	-65°C to 150°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C

- NOTES: 1. Unless otherwise specified, the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.
 2. The package thermal impedance is calculated in accordance with JEDEC 51, except for through-hole packages, which use a trace length of zero.

recommended operating conditions

	C SUFFIX		I SUFFIX		UNIT
	MIN	MAX	MIN	MAX	
Supply voltage, V_{CC+}	3.5	18	3.5	18	V
Supply voltage, V_{CC-}	-3.5	-18	-3.5	-18	V
Operating free-air temperature, T_A	0	70	-40	-85	°C

electrical characteristics over operating free-air temperature range, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V (unless otherwise specified)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_A		MIN	TYP	MAX	UNIT
		LF411C	LF411I				
V_{IO} Input offset voltage	$V_{IC} = 0$, $R_S = 10$ k Ω	25°C	25°C		0.8	2	mV
α_{VIO} Average temperature coefficient of input offset voltage	$V_{IC} = 0$, $R_S = 10$ k Ω				10	20†	μ V/°C
I_{IO} Input offset current‡	$V_{IC} = 0$	25°C	25°C		25	100	pA
		70°C	85°C			2	nA
I_{IB} Input bias current‡	$V_{IC} = 0$	25°C	25°C		50	200	pA
		70°C	85°C			4	nA
V_{ICR} Common-mode input voltage range				± 11	-11.5 to 14.5		V
V_{OM} Maximum peak output-voltage swing	$R_L = 10$ k Ω			± 12	± 13.5		V
A_{VD} Large-signal differential voltage	$V_O = \pm 10$ V, $R_L = 2$ k Ω	25°C	25°C	25	200		V/mV
		0°C to 70°C	-40°C to 85°C	15	200		
r_i Input resistance	$T_J = 25$ °C				1012		Ω
CMR R Common-mode rejection ratio	$R_S \leq 10$ k Ω			70	100		dB
kSVR Supply-voltage rejection ratio	See Note 3			70	100		dB
I_{CC} Supply current					2	3.4	mA

† At least 90% of the devices meet this limit for α_{VIO} .

‡ Input bias currents of an FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive. Pulse techniques must be used that will maintain the junction temperatures as close to the ambient temperature as possible.

NOTE 3: Supply-voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีการเปลี่ยนแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

LF411 JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIER

SLOS011C – MARCH 1987 – REVISED OCTOBER 1997

operating characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
SR	Slew rate		8	13		V/ μ s
B ₁	Unity-gain bandwidth		2.7	3		MHz
V _n	Equivalent input noise voltage	f = 1 kHz, R _S = 20 Ω		18		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
I _n	Equivalent input noise current	f = 1 kHz		0.01		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments and its subsidiaries (TI) reserve the right to make changes to their products or to discontinue any product or service without notice, and advise customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that information being relied on is current and complete. All products are sold subject to the terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgement, including those pertaining to warranty, patent infringement, and limitation of liability.

TI warrants performance of its semiconductor products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are utilized to the extent TI deems necessary to support this warranty. Specific testing of all parameters of each device is not necessarily performed, except those mandated by government requirements.

CERTAIN APPLICATIONS USING SEMICONDUCTOR PRODUCTS MAY INVOLVE POTENTIAL RISKS OF DEATH, PERSONAL INJURY, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE ("CRITICAL APPLICATIONS"). TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS. INCLUSION OF TI PRODUCTS IN SUCH APPLICATIONS IS UNDERSTOOD TO BE FULLY AT THE CUSTOMER'S RISK.

In order to minimize risks associated with the customer's applications, adequate design and operating safeguards must be provided by the customer to minimize inherent or procedural hazards.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used. TI's publication of information regarding any third party's products or services does not constitute TI's approval, warranty or endorsement thereof.

Copyright © 1998, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Choosing a

Humidity Sensor:

A Review of Three Technologies

This discussion of the operating principles of capacitive, resistive, and thermal conductivity humidity sensors also addresses their advantages, disadvantages, and applications.

Denes K. Roveti, Ohmic Instruments Co.

The most important specifications to keep in mind when selecting a humidity sensor are:

- Accuracy
- Repeatability
- Interchangeability
- Long-term stability
- Ability to recover from condensation
- Resistance to chemical and physical contaminants
- Size
- Packaging
- Cost effectiveness

Additional significant long-term factors are the costs associated with sensor replacement, field and in-house calibrations, and the complexity and reliability of the signal conditioning and data acquisition (DA) circuitry. For all these considerations to make sense, the prospective user needs an understanding of the most widely used types of humidity sensors and the general trend of their expected performance. Definitions of absolute humidity, dew point, and relative humidity are provided in the sidebar, "Humidity Basics").

Capacitive Humidity Sensors

Relative Humidity. Capacitive relative humidity (RH) sensors (see Photo 1) are widely used in industrial, commercial, and weather telemetry applications.

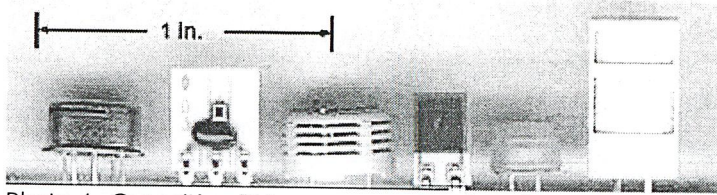
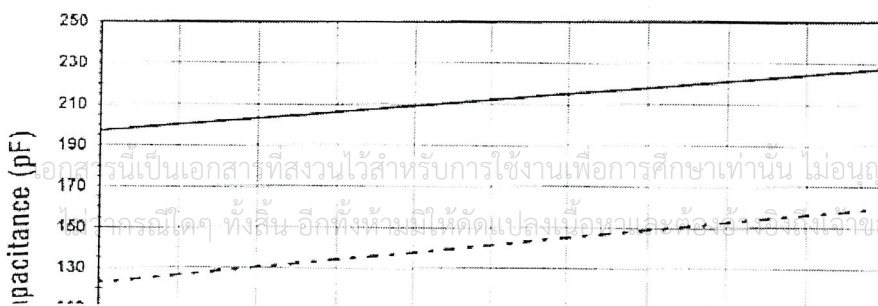


Photo 1. Capacitive RH sensors are produced in a wide range of specifications, sizes, and shapes including integrated monolithic electronics. The sensors shown here are from various manufacturers.

They consist of a substrate on which a thin film of polymer or metal oxide is deposited between two conductive electrodes. The sensing surface is coated with a porous metal electrode to protect it from contamination and exposure to condensation. The substrate is typically glass, ceramic, or silicon. The incremental change in the dielectric constant of a capacitive humidity sensor is nearly directly proportional to the relative humidity of the surrounding environment. The change in capacitance is typically 0.2–0.5 pF for a 1% RH change, while the bulk capacitance is between 100 and 500 pF at 50% RH at 25°C. Capacitive sensors are characterized by low temperature coefficient, ability to function at high temperatures (up to 200°C), full recovery from condensation, and reasonable resistance to chemical vapors. The response time ranges from 30 to 60 s for a 63% RH step change.

State-of-the-art techniques for producing capacitive sensors take advantage of many of the principles used in semiconductor manufacturing to yield sensors with minimal long-term drift and hysteresis. Thin film capacitive sensors may include monolithic signal conditioning circuitry integrated onto the substrate. The most widely used signal conditioner incorporates a CMOS timer to pulse the sensor and to produce a near-linear voltage output (see Figure 1).



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาหรือข้อมูลใดๆเป็นต้นฉบับของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

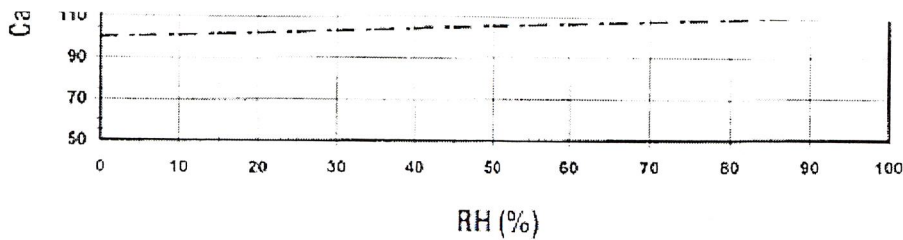


Figure 1. A near-linear response is seen in this plot of capacitance changes vs. applied humidity at 25°C. The term "bulk capacitance" refers to the base value at 0% RH.

The typical uncertainty of capacitive sensors is $\pm 2\%$ RH from 5% to 95% RH with two-point calibration.

Capacitive sensors are limited by the distance the sensing element can be located from the signal conditioning circuitry, due to the capacitive effect of the connecting cable with respect to the relatively small capacitance changes of the sensor. A practical limit is < 10 ft.

Direct field interchangeability can be a problem unless the sensor is laser trimmed to reduce variance to $\pm 2\%$ or a computer-based recalibration method is provided. These calibration programs can compensate sensor capacitance from 100 to 500 pF.

Dew Point. Thin film capacitance-based sensors provide discrete signal changes at low RH, remain stable in long-term use, and have minimal drift, but they are not linear below a few percent RH. These characteristics led to the development of a dew point measuring system incorporating a capacitive sensor and microprocessor-based circuitry that stores calibration data in nonvolatile memory. This approach has significantly reduced the cost of the dew point hygrometers and transmitters used in industrial HVAC and weather telemetry applications.

The sensor is bonded to a monolithic circuit that provides a voltage output as a function of RH. A computer-based system records the voltage output at 20 dew point values over a range of -40°C to 27°C . The reference dew points are confirmed with a NIST-traceable chilled mirror hygrometer. The voltage vs. dew/frost point values acquired for the sensor are then stored in the EPROM of the instrument. The

microprocessor uses these values in a linear regression algorithm along with simultaneous dry-bulb temperature measurement to compute the water vapor pressure.

Once the water vapor pressure is determined, the dew point temperature is calculated from thermodynamic equations stored in EPROM. Correlation to the chilled mirrors is better than $\pm 2^{\circ}\text{C}$ dew point from -40°C to -7°C and $\pm 1^{\circ}\text{C}$ from -7°C to 27°C . The sensor provides long-term stability of better than 1.5°C dew point drift/yr. Dew point meters using this methodology have been field tested extensively and are used for a wide range of applications at a fraction of the cost of chilled mirror dew point meters.

Resistive Humidity Sensors

Resistive humidity sensors (see Photo 2) measure the change in electrical impedance of a hygroscopic medium such as a conductive polymer, salt, or treated substrate.

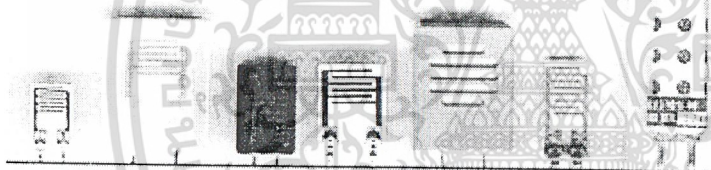
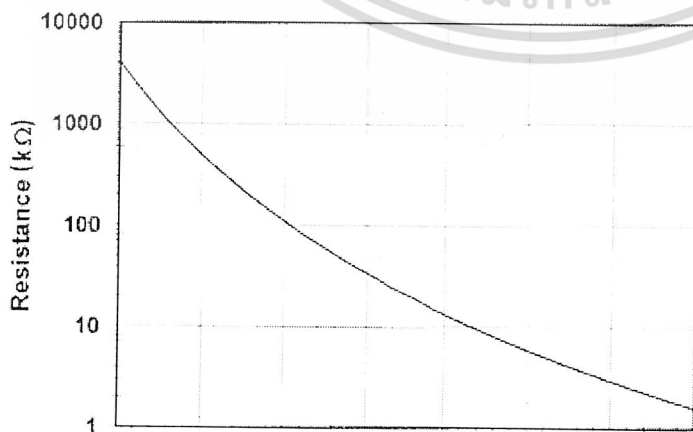


Photo 2. Resistive sensors are based on an interdigitated or bifilar winding. After deposition of a hydroscopic polymer coating, their resistance changes inversely with humidity. The Dunmore sensor (far right) is shown 1/3 size.

The impedance change is typically an inverse exponential relationship to humidity (see Figure 2).



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น 90 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่สามารถนำทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 Figure 2. The exponential response of the resistive sensor, plotted here at 25°C , is linearized by a signal conditioner for

direct meter reading or process control.

Resistive sensors usually consist of noble metal electrodes either deposited on a substrate by photoresist techniques or wire-wound electrodes on a plastic or glass cylinder. The substrate is coated with a salt or conductive polymer. When it is dissolved or suspended in a liquid binder it functions as a vehicle to evenly coat the sensor. Alternatively, the substrate may be treated with activating chemicals such as acid. The sensor absorbs the water vapor and ionic functional groups are dissociated, resulting in an increase in electrical conductivity. The response time for most resistive sensors ranges from 10 to 30 s for a 63% step change. The impedance range of typical resistive elements varies from 1 k Ω to 100 M Ω .

Most resistive sensors use symmetrical AC excitation voltage with no DC bias to prevent polarization of the sensor. The resulting current flow is converted and rectified to a DC voltage signal for additional scaling, amplification, linearization, or A/D conversion (see Figure 3).

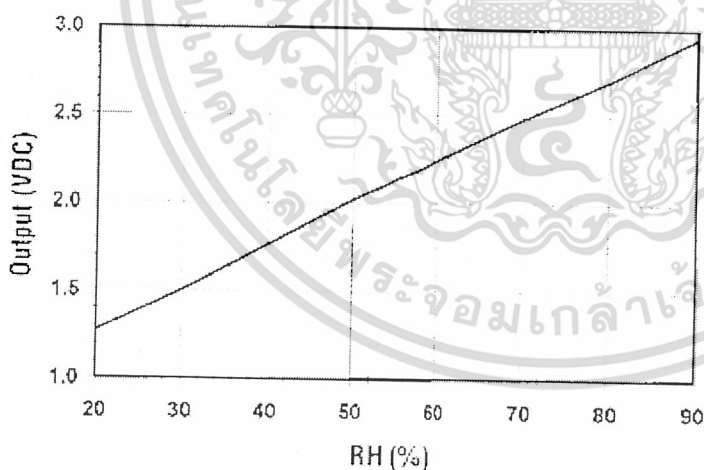


Figure 3. Resistive sensors exhibit a nonlinear response to changes in humidity. This response may be linearized by analog or digital methods. Typical variable resistance extends from a few kilohms to 100 M Ω .

Nominal excitation frequency is from 30 Hz to 10 kHz.

The "resistive" sensor is not purely resistive in that capacitive effects $>10\text{--}100\text{ M}\Omega$ makes the response an impedance measurement. A distinct advantage of resistive RH sensors is their interchangeability, usually

within $\pm 2\%$ RH, which allows the electronic signal conditioning circuitry to be calibrated by a resistor at a fixed RH point. This eliminates the need for humidity calibration standards, so resistive humidity sensors are generally field replaceable. The accuracy of individual resistive humidity sensors may be confirmed by testing in an RH calibration chamber or by a computer-based DA system referenced to standardized humidity-controlled environment. Nominal operating temperature of resistive sensors ranges from -40°C to 100°C .

In residential and commercial environments, the life expectancy of these sensors is $\gg 5$ yr., but exposure to chemical vapors and other contaminants such as oil mist may lead to premature failure. Another drawback of some resistive sensors is their tendency to shift values when exposed to condensation if a water-soluble coating is used. Resistive humidity sensors have significant temperature dependencies when installed in an environment with large ($>10^{\circ}\text{F}$) temperature fluctuations. Simultaneous temperature compensation is incorporated for accuracy. The small size, low cost, interchangeability, and long-term stability make these resistive sensors suitable for use in control and display products for industrial, commercial, and residential applications.

One of the first mass-produced humidity sensors was the Dunmore type, developed by NIST in the 1940s and still in use today. It consists of a dual winding of palladium wire on a plastic cylinder that is then coated with a mixture of polyvinyl alcohol (binder) and either lithium bromide or lithium chloride. Varying the concentration of LiBr or LiCl results in very high resolution sensors that cover humidity spans of 20%–40% RH. For very low RH control function in the 1%–2% RH range, accuracies of 0.1% can be achieved. Dunmore sensors are widely used in precision air conditioning controls to maintain the environment of computer rooms and as monitors for pressurized transmission lines, antennas, and waveguides used in telecommunications.

ผู้จัดทำ: ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล, คณะวิศวกรรมศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
ปีที่พิมพ์: 2564
ลิขสิทธิ์: สงวนลิขสิทธิ์

The latest development in resistive humidity sensors uses a ceramic coating to overcome limitations in environments where condensation occurs. The sensors consist of a ceramic substrate with noble metal electrodes deposited by a photoresist process. The substrate surface is coated with a conductive polymer/ceramic binder mixture, and the sensor is installed in a protective plastic housing with a dust filter.

The binding material is a ceramic powder suspended in liquid form. After the surface is coated and air dried, the sensors are heat treated. The process results in a clear non-water-soluble thick film coating that fully recovers from exposure to condensation (see Figure 4).

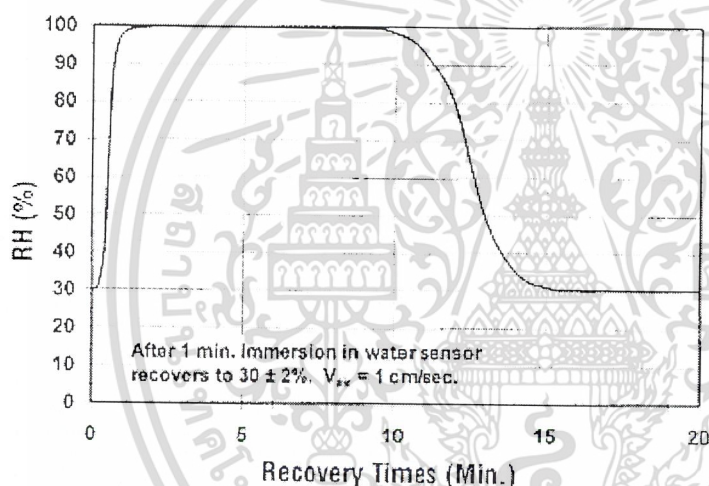


Figure 4. After water immersion, the typical recovery time of a ceramic-coated resistive sensor to its pre-immersion, 30% value is 5-15 min., depending on air velocity.

The manufacturing process yields sensors with an interchangeability of better than 3% RH over the 15%–95% RH range. The precision of these sensors is confirmed to $\pm 2\%$ RH by a computer-based DA system. The recovery time from full condensation to 30% is a few minutes. When used with a signal conditioner, the sensor voltage output is directly proportional to the ambient relative humidity.

Thermal Conductivity Humidity Sensors

These sensors (see Photo 3) measure the absolute humidity by quantifying the difference between the thermal conductivity of dry air and that of air containing water vapor.

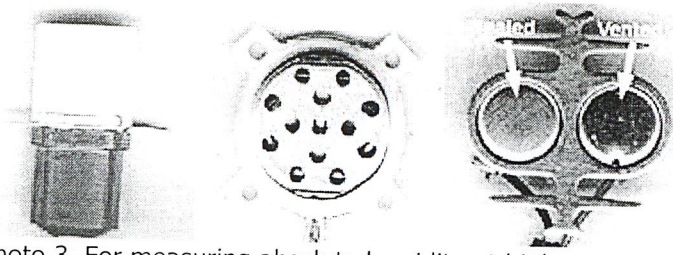


Photo 3. For measuring absolute humidity at high temperatures, thermal conductivity sensors are often used. They differ in operating principle from resistive and capacitive sensors. Absolute humidity sensors are left and center; thermistor chambers are on the right.

When air or gas is dry, it has a greater capacity to “sink” heat, as in the example of a desert climate. A desert can be extremely hot in the day but at night the temperature rapidly drops due to the dry atmospheric conditions. By comparison, humid climates do not cool down so rapidly at night because heat is retained by water vapor in the atmosphere.

Thermal conductivity humidity sensors (or absolute humidity sensors) consist of two matched negative temperature coefficient (NTC) thermistor elements in a bridge circuit; one is hermetically encapsulated in dry nitrogen and the other is exposed to the environment (see Figure 5).

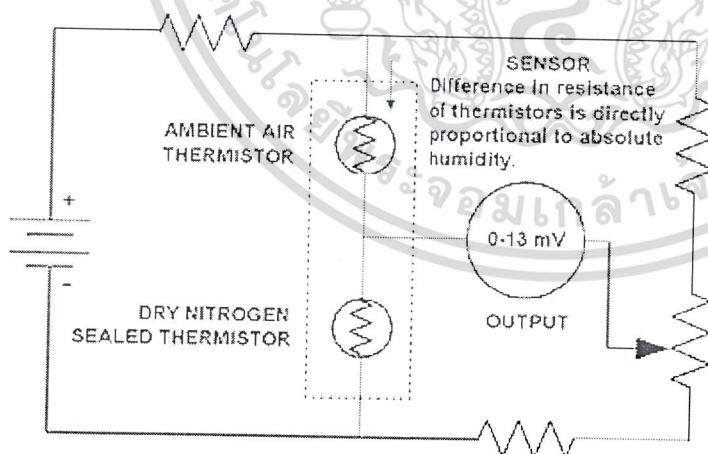


Figure 5. In thermal conductivity sensors, two matched thermistors are used in a DC bridge circuit. One sensor is sealed in dry nitrogen and the other is exposed to ambient. The bridge output voltage is directly proportional to absolute humidity.

When current is passed through the thermistors, resistive heating increases their temperature to $>200^{\circ}\text{C}$. The heat dissipated from the sealed thermistor is

greater than the exposed thermistor due to the difference in the thermal conductivity of the water vapor as compared to dry nitrogen. Since the heat dissipated yields different operating temperatures, the difference in resistance of the thermistors is proportional to the absolute humidity (see Figure 6).

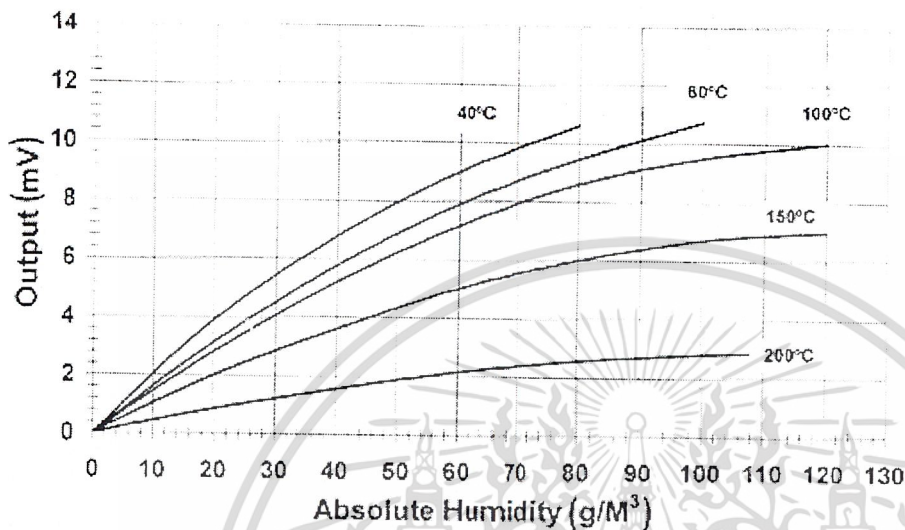


Figure 6. The output signal of the thermal conductivity sensor is affected by the operating temperature. Maximum output is at 60°C; output at 200°C drops by 70%.

A simple resistor network provides a voltage output equal to the range of 0–130 g/m³ at 60°C. Calibration is performed by placing the sensor in moisture-free air or nitrogen and adjusting the output to zero. Absolute humidity sensors are very durable, operate at temperatures up to 575°F (300°C) and are resistant to chemical vapors by virtue of the inert materials used for their construction, i.e., glass, semiconductor material for the thermistors, high-temperature plastics, or aluminum.

An interesting feature of thermal conductivity sensors is that they respond to any gas that has thermal properties different from those of dry nitrogen; this will affect the measurements. Absolute humidity sensors are commonly used in appliances such as clothes dryers and both microwave and steam-injected ovens. Industrial applications include kilns for drying wood; machinery for drying textiles, paper, and chemical solids; pharmaceutical production; cooking; and food dehydration. Since one of the by-products of combustion and fuel cell operation is water vapor,

particular interest has been shown in using absolute humidity sensors to monitor the efficiency of those reactions.

In general, absolute humidity sensors provide greater resolution at temperatures $>200^{\circ}\text{F}$ than do capacitive and resistive sensors, and may be used in applications where these sensors would not survive. The typical accuracy of an absolute humidity sensor is $+3\text{ g/m}^3$; this converts to about $\pm 5\%$ RH at 40°C and $\pm 0.5\%$ RH at 100°C .

Summary

Rapid advancements in semiconductor technology, such as thin film deposition, ion sputtering, and ceramic/silicon coatings, have made possible highly accurate humidity sensors with resistance to chemicals and physical contaminants—at economical prices. No single sensor, however, can satisfy every application. Resistive, capacitive, and thermal conductivity sensing technologies each offer distinct advantages. Resistive sensors are interchangeable, usable for remote locations, and cost effective. Capacitive sensors provide wide RH range and condensation tolerance, and, if laser trimmed, are also interchangeable. Thermal conductivity sensors perform well in corrosive environments and at high temperatures. For most applications, therefore, the environmental conditions dictate the sensor choice.

SIDEBAR:

Humidity Basics

Humidity. Humidity Refers to the water vapor content in air or other gases. Humidity measurements can be stated in a variety of terms and units. The three commonly used terms are absolute humidity, dew point, and relative humidity (RH).

Absolute Humidity. Absolute humidity is the ratio of the mass of water vapor to the volume of air or gas. It is commonly expressed in grams per cubic meter or grains per cubic foot (1 grain = $1/7000$ lb.). It can be calculated from known RH, temperature, or wet bulb, or it can be measured directly.

Refinements in thermistor technology in the 1960s led to the development in the 1980s of a thermal conductivity principle that permits absolute humidity measurements at elevated

system uses two thermistors in a bridge configuration.

Dew Point. Dew point, expressed in $^{\circ}\text{C}$ or $^{\circ}\text{F}$, is the temperature and pressure at which a gas begins to condense into a liquid. Chilled mirror hygrometers have reliably made dew point measurements since the early 1960s, but the development of stable thin film capacitive sensors in the 1980s now allows measurement of dew points as low as -40°F at a fraction of the chilled mirror cost. Calibration data for each specific sensor are stored in nonvolatile memory for improved accuracy. In contrast, chilled mirrors measure dew point in real time and do not require stored data for measurements.

Relative Humidity. Abbreviated as RH, relative humidity refers to the ratio (stated as a percent) of the moisture content of air compared to the saturated moisture level at the same temperature and pressure. In the early 1900s, RH was derived from measuring a physical change that moisture absorption caused in certain natural materials such as silk or human hair. Nylon and other synthetics were subsequently used. Since the 1940s, most mechanical methods have been replaced by electronic RH sensors due to their greater accuracy and dependability and their lower cost. In the fairly recent past, specialized polymer-based resistive and laser-trimmed capacitive sensors with monolithic signal conditioners have been introduced.




For further reading on this and related topics, see these *Sensors* articles.

"A 1-Wire Humidity Sensor," August 2000

"Monitoring, Analyzing, and Improving the Indoor Scene with Environmental Data Loggers," February 2001

"1-Wire Addressable Digital Instruments for Environmental Monitoring," May 2001

 Send this article to a friend

Denes K. Roveti is Technical Director, Ohmic Instruments Co., 508 August St., Easton, MD 21601; 410-820-5111 or 800-626-7713, fax 410-822-9633, ohmic@ohmicinstruments.com.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้