



เครื่องควบคุมความเร็วของมอเตอร์คอมเพรสเซอร์แอร์
AIR COMPRESSOR MOTOR SPEED CONTROL SYSTEM

โดย

นายันทชัย	นาคพันธ์	รหัส 37013250
นายปราธมา	ศรีทับ	รหัส 37013251
นายพงษ์ศักดิ์	ภูมริน	รหัส 37013253

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ จิรวัดน์ ปานกลาง

วัน เดือน ปี.....	-1 ค.ค 2531
เลขทะเบียน.....	038388
เลขเรียกหนังสือ.....	T 39406 ๑๖/๑๒๑

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2539

038388

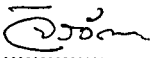
ปริญญาโทชั้นปีการศึกษา 2539

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง เครื่องควบคุมความเร็วของมอเตอร์คอมเพรสเซอร์แอร์

ผู้จัดทำ

1. นายณัฐชัย นาคฉัตรีย์ รหัส 37013250
2. นายปราธนา ศรีทับ รหัส 37013251
3. นายพงษ์ศักดิ์ ภูมริน รหัส 37013253

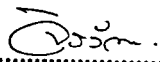

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(อาจารย์ จิรวัดน์ ปานกลาง)

แบบฟอร์มรับรองความพร้อมในการสอบ

ชื่อ โครงการภาษาไทย เครื่องควบคุมการทำงานของคอมเพรสเซอร์แอร์
ชื่อ โครงการภาษาอังกฤษ AIR COMPRESSOR ENERGY SAVE SYSTEM
ชื่อนักศึกษาและเลขประจำตัว

- | | | | |
|----|---------------|------------|----------|
| 1. | นายันทชัย | นาคฉัตรีย์ | 37013250 |
| 2. | นายปราดนา | ศรีทับ | 37013251 |
| 3. | นายพงษ์ศักดิ์ | ภูมริน | 37013253 |

โครงการได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมทั้งจะทำการสอบได้


.....
(อาจารย์จิววัฒน์ ปานกลาง)
อาจารย์ที่ปรึกษา

เครื่องควบคุมความเร็วของมอเตอร์คอมเพรสเซอร์แอร์

นายันทชัย นาคฉัตรีย์

นายปรารถนา ศรีทับ

นายพงษ์ศักดิ์ ภูมริน

อ. จิรวัดน์ ปานกลาง อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2539

บทคัดย่อ (Abstract)

เครื่องควบคุมความเร็วของมอเตอร์คอมเพรสเซอร์แอร์ จะอาศัยหลักการการเปลี่ยนความเร็วรอบของมอเตอร์คอมเพรสเซอร์ โดยการวัดอุณหภูมิภายในห้องแล้วนำไปเปรียบเทียบกับอุณหภูมิที่ผู้ใช้ปรับตั้งไว้ แล้วนำค่าของความแตกต่างที่ได้นี้ไปควบคุมค่าความถี่ไฟฟ้าที่ป้อนให้มอเตอร์คอมเพรสเซอร์ เมื่ออุณหภูมิภายในห้องลดลงใกล้กับระดับอุณหภูมิที่ปรับตั้งไว้ ค่าความถี่ไฟฟ้าที่ป้อนเข้ามอเตอร์คอมเพรสเซอร์จะลดลงเรื่อยๆ ส่งผลให้ความเร็วรอบของมอเตอร์คอมเพรสเซอร์ลดลงด้วยอันเป็นการทำงานอยู่ที่ระดับกำลังต่ำ ซึ่งจะเป็นการประหยัดพลังงานไฟฟ้าที่ใช้กับเครื่องปรับอากาศ

AIR COMPRESSOR MOTOR SPEED CONTROL SYSTEM

Mr. Nuntachai Narkachatee

Mr. Prattana Sritup

Mr. Pongsak Punmarin

Advisor: Mr. Jirawath Panklang

Academic Year 1996

ABSTRACT

AIR COMPRESSOR MOTOR SPEED CONTROL SYSTEM is a principle of changing the speed of the air compressor motor. By sensing the temperature in the room compare to the setting point. Then used the difference to control the frequency of the electrical at the compressor motor. When the temperature in the room reduced to the setting point the speed of the compressor motor be reduced too. In this concept, can save the energy of the compressor motor.

กิตติกรรมประกาศ

ทางคณะผู้จัดทำโครงการนี้ขอขอบคุณ อาจารย์ จีรวัดน์ ปานกลาง ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาโครงการนี้ ที่คอยให้คำแนะนำ ชี้แนะ พร้อมทั้งให้ข้อมูลต่างๆซึ่งมีประโยชน์ในการทำโครงการนี้มาก และอาจารย์ท่านอื่นที่ให้ความกรุณาสละเวลาให้คำปรึกษา

ทางคณะผู้จัดทำจึงหวังเป็นอย่างยิ่งว่าโครงการนี้จะเป็นประโยชน์ต่อท่านผู้ศึกษางานด้านนี้ ความดีที่ได้จากโครงการนี้ขอมอบให้ อาจารย์ จีรวัดน์ ปานกลาง และอาจารย์ทุกท่านที่ให้คำชี้แนะและคำปรึกษาในการแก้ไขปัญหา ทั้งทางทฤษฎีและปฏิบัติ

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อ	
สารบัญ	
สารบัญภาพ	
สารบัญตาราง	
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 เครื่องปรับอากาศระบบอินเวอร์เตอร์	1
1.2 หลักการทำงาน	1
บทที่ 2 ชนิดของอุปกรณ์ตรวจวัดอุณหภูมิ	
2.1 เทอร์โมคัปเปิล (THERMOCOUPLE)	3
2.1.1 ชนิดของเทอร์โมคัปเปิล	3
2.1.2 ลักษณะการเชื่อมจุดต่อเทอร์โมคัปเปิล	4
2.1.3 การขยายตัวและการชดเชยอุณหภูมิในสาย	4
2.2 รีซิสแตนซ์เทมเพอเรเจอร์ดีเทกเตอร์ (Resistance Temperature Detectors)	5
2.2.1 ลักษณะวงจรต่อใช้งานของอาร์ทีดี	5
2.3 คุณสมบัติของความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานและอุณหภูมิ	6
2.3.1 พลาตินัม รีซิสแตนซ์ เทอร์โมมิเตอร์	7
2.3.2 นิกเกิล รีซิสแตนซ์ เทอร์โมมิเตอร์	7
2.3.3 กอปเปอร์ รีซิสแตนซ์ เทอร์โมมิเตอร์	7
2.4 คุณสมบัติในการใช้งานและการทดสอบ	7
2.5 วงจรต่อใช้งานของอาร์ทีดี	8
2.6 เทอร์มิสเตอร์ (THERMISTORS)	11
2.6.1 คุณสมบัติทั่วไปของเทอร์มิสเตอร์	11
2.6.2 วงจรต่อการใช้งานของเทอร์มิสเตอร์	13
2.7 ความผิดพลาดเนื่องจากการวัดอุณหภูมิ	14
2.7.1 ความผิดพลาดเนื่องจากการนำความร้อน	14
2.7.2 ความผิดพลาดของเทอร์โมคัปเปิลตามพิภัก	14

เรื่อง	หน้า
บทที่ 3 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว	
3.1 มอเตอร์ที่แยกเฟสออกจากกัน	16
3.2 มอเตอร์ชนิดเริ่มหมุนด้วยตัวเก็บประจุและวงจรมอเตอร์เหนี่ยวนำ	18
3.3 มอเตอร์ชนิดที่ใช้ตัวเก็บประจุทั้ง ในขณะที่เริ่มหมุนและในขณะที่วิ่ง	19
3.4 มอเตอร์แบบบังขั้ว	20
3.5 มอเตอร์ชนิดใช้การผลึก	23
บทที่ 4 วงจรขยายชนิดคิฟเฟอร์เร็นเรียลอินสตรูเมนเตชันและบริดจ์	
4.1 พื้นฐานของวงจรคิฟเฟอร์เร็นเรียล	28
4.1.1 กล่าวนำ	28
4.1.2 แรงดันแบบคอมมอนโหมค	29
4.2 วงจรคิฟเฟอร์เร็นเรียลเทียบกับวงจรขยายทั่วไป	30
4.2.1 การตรวจจับสัญญาณที่มาจากแหล่งสัญญาณเดียว	30
4.2.2 การตรวจวัดด้วยวงจขยายคิฟเฟอร์เร็นเรียล	31
4.3 การพัฒนาวงจรคิฟเฟอร์เร็นเรียลทั่วไปให้ดีขึ้น	32
4.3.1 เพิ่มความต้านทานด้านอินพุท	32
4.3.2 ค่าอัตราขยายที่ปรับค่าได้	32
4.4 วงจรขยายอินสตรูเมนเตชัน	34
4.4.1 การทำงานของวงจร	34
4.4.2 การใส่แรงดันอ้างอิงเพิ่มเข้าไปโดยให้ปรากฏที่เอาต์พุทของวงจร	35
4.5 วิธีตรวจและวัดสัญญาณโดยใช้วงจขยายอินสตรูเมนเตชัน	36
4.5.1 เทอร์มินัลหรือขาตรวจจับสัญญาณ	36
4.5.2 การวัดแรงดันแตกต่างหรือแรงดันคิฟเฟอร์เร็นเรียล	38
บทที่ 5 การเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่	
5.1 ชาร์ท บาลานท์ คอนเวอร์ชัน	40
5.2 ออปโตคัปเปิล เอาท์พุท	43
5.3 ซิงโครไนซ์ โวลท์เดจ ทู คอนเวอร์ชัน	44
5.4 การประยุกต์ใช้วงจรมัลติไวด์เบรเตอร์	45
5.5 การออกแบบวงจรโดยใช้ไอซีมาตรฐาน	46
5.6 การประยุกต์ใช้งานอื่นๆ	46

บทที่ 6 การออกแบบและผลการทดลอง	48
6.1 ทดสอบตัวตรวจวัดอุณหภูมิ	48
6.2 การทดลองวงจรขยายการตรวจวัด	50
6.3 การทดสอบวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่	53
6.4 การทดสอบวงจรสร้างสัญญาณความถี่	56
6.5 การทดสอบวงจรขับมอเตอร์	59
บทที่ 7 สรุปและวิจารณ์	62

ภาคผนวก

- - วงจรตรวจวัดอุณหภูมิ
- วงจรขยายอินสตรูเมนเตชัน
- วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่
- วงจรสปีด คอนโทรล อินดิคชั่นมอเตอร์
- รายการอุปกรณ์

บรรณานุกรม

สารบัญญัต

รูปที่		หน้า
1.	หลักการทํางานของระบบควบคุมมอเตอร์คอมเพรสเซอร์	2
2.1	ลักษณะวงจรต่อใช้งานของอาร์ทีดี	6
2.2	กราฟแสดงคุณสมบัติการทํางานของอาร์ทีดี	6
2.3	วงจรเวทส โคนบริคซ์	9
2.4	วงจรเวทส โคนบริคซ์ที่ต่อสายเพื่อให้ตัวอาร์ทีดีสามารถนำไปใช้ได้โดยสะดวก	9
2.5	ผลกระทบจากความต้านทานในสาย	9
2.6	การต่ออาร์ทีดีแบบ 3 สาย	10
2.7	การต่ออาร์ทีดีแบบ 4 สาย	10
2.8	การทํางานของอาร์ทีดีแบบดิจิตอลและแบบอนาลอก	11
2.9	ลักษณะของเทอร์มิสเตอร์	12
2.10	กราฟแสดงอุณหภูมิการใช้งานของเทอร์มิสเตอร์	13
2.11	การใช้วงจรโวลต์เดจดีไวเซอร์เพื่อให้เอาต์พุตเป็นเชิงเส้น	13
3.1.1	มอเตอร์ที่แยกเฟสออกจากกัน	17
3.1.2	วงจรของมอเตอร์ที่แยกเฟสออกจากกัน	18
3.2	มอเตอร์ชนิดเริ่มหมุนด้วยตัวเก็บประจุและวิ่งด้วยการเหนี่ยวนำ	19
3.3	มอเตอร์ชนิดที่ใช้ตัวเก็บประจุทั้งในขณะที่เริ่มหมุนและในขณะที่วิ่ง	20
3.4.1	มอเตอร์แบบบังขั้ว	20
3.4.2	แสดงขั้วแม่เหล็กของมอเตอร์แบบบังขั้ว	21
3.4.3	การเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าในขดเคดคิ่ง	22
3.5.1	แสดงแท่งถ่านสำหรับลัดวงจร	24
3.5.2	อาการที่เกิดขึ้นของมอเตอร์ชนิดหลักเมื่อแปรงถ่านอยู่ที่ตำแหน่งต่างๆ	24
3.5.3	สัญลักษณ์แทนมอเตอร์ชนิดหลักจริงๆ	25
3.5.4	แสดงความสัมพันธ์ของเส้นแรงแม่เหล็กและแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในมอเตอร์ชนิดหลัก	26
4.1	พื้นฐานของวงจรดิเฟอเรนเชียล	28
4.2	อัตราขยายแรงคั้นแบบคอมมอนโหมดที่ถูกต้อง	30
4.3	แรงคั้นสัญญาณรบกวนจะเสมือนกับต่ออนุกรมกับสัญญาณอินพุต E_i	31

รูปที่	หน้า	
4.4	วงจรถิฟเฟอร์เรนเชียลที่ทำให้สัญญาณรบกวนเป็นแรงดันคอมมอนโหมดและไม่ถูกรบกวนไปขยาย	31
31 4.5	การพัฒนาวงจรถิฟเฟอร์เรนเชียลทั่วไปให้ดีขึ้น	
	(ก) วงจรถิฟเฟอร์เรนเชียลที่ให้เอาต์พุตเป็นแรงดันดิฟเฟอเรนเชียล โดยด้านหน้าของวงจรถิฟเฟอร์เรนเชียลเป็นวงจรถิฟเฟอร์	32
	(ข) การดัดแปลงวงจรถิฟเฟอร์เรนเชียล (ก) ให้สามารถปรับอัตราขยายได้	33
4.6	วงจรถิฟเฟอร์เรนเชียลอินสตรูเมนเตชัน	35
4.7	แรงดันเอาต์พุตของวงจรถิฟเฟอร์เรนเชียลอินสตรูเมนเตชัน	
	(ก) เมื่อนำแรงดันอ้างอิงมาต่ออนุกรมกับออปแอมป์ตัวที่ 3	35
	(ข) แหล่งสร้างแรงดันอ้างอิงตามภาคปฏิบัติ	36
4.8	การต่อขาตรวจจับและขาอ้างอิงออกไปไกลๆแต่ต่อเข้ากับโหนดโดยตรง	37
5.1	วงจรวอลต์เดจูรีแควนซ์ที่ คอนเวอร์เตอร์ แบบชาร์ท บาลานซ์	41
5.2	รูปสัญญาณจากวงจรวอลต์เดจูรีแควนซ์ที่ คอนเวอร์เตอร์	41
5.3	วงจรวอลต์เดจูรีแควนซ์ที่ คอนเวอร์เตอร์ กับวงจรถื่อมโยงทางแสง	44
5.4	วงจรถรสอบอุณหภูมิโดยใช้วงจรถิฟเฟอร์เรนเชียลเป็นความถี่จากไอซี เอซี 537	45
5.5	วงจรวอลต์เดจูรีแควนซ์ที่ ที่สร้างจากไอซีมาตรฐาน	47
5.6	การส่งข้อมูลผ่านทางอุปกรณ์เชื่อมโยงทางแสง	47
5.7	วงจรถิฟเฟอร์เรนเชียล คอนเวอร์เตอร์ ความละเอียดสูงสร้างจากวงจรถิฟเฟอร์เรนเชียลเป็นความถี่และวงจรถิฟเฟอร์เรนเชียล	47
6.1	แสดงวงจรถรสอบตัวเทอร์มิสเตอร์	48
6.2	แสดงวงจรถรตรวจวัด	49
6.3	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันทางอินพุตของวงจรถิฟเฟอร์เรนเชียลการตรวจวัด	50
6.4	วงจรถิฟเฟอร์เรนเชียลเป็นความถี่	51
6.5	วงจรถิฟเฟอร์เรนเชียลสัญญาณควมคุม	53
6.6	แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรถิฟเฟอร์เรนเชียลเป็นความถี่	55
	(ก) ความแตกต่างของแรงดันอินพุตของวงจรถรตรวจวัดเป็น 4 โวลต์	
	(ข) ความแตกต่างของแรงดันอินพุตของวงจรถรตรวจวัดเป็น 5 โวลต์	
6.7	วงจรถิฟเฟอร์เรนเชียลสัญญาณควมคุม	56

รูปที่	หน้า
6.8	58
<p>สัญญาณเอาต์พุตของวงจรสร้างสัญญาณควบคุมทั้ง 4 สัญญาณ</p> <p>(ก) สัญญาณที่จะไปควบคุมเบส 1 เทียบกับสัญญาณที่จะไปควบคุมเบส 2</p> <p>(ข) สัญญาณที่จะไปควบคุมเบส 1 เทียบกับสัญญาณที่จะไปควบคุมเบส 3</p> <p>(ค) สัญญาณที่จะไปควบคุมเบส 1 เทียบกับสัญญาณที่จะไปควบคุมเบส 4</p>	
6.9	59
<p>แสดงวงจรขับมอเตอร์</p>	
6.10	60
<p>แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 40 เฮิรท์</p> <p>เมื่อใช้ความต้านทาน 2 KΩ เป็นโหลด</p>	
6.11	61
<p>แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์</p> <p>เมื่อใช้ความต้านทาน 2 KΩ เป็นโหลด</p> <p>(ก) ที่ความถี่ 50 เฮิรท์</p> <p>(ข) ที่ความถี่ 60 เฮิรท์</p>	

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 ตารางการเปรียบเทียบเทอร์โมคัปเปิลและอาร์ทีดี	15
6.1 ตารางแสดงผลการทดสอบตัวเทอร์มิสเตอร์	49
6.2 ตารางแสดงผลการทดสอบวงจรขยายการตรวจวัด	52
6.3 ตารางแสดงผลการทดสอบวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่	54

บทที่ 1

บทนำ

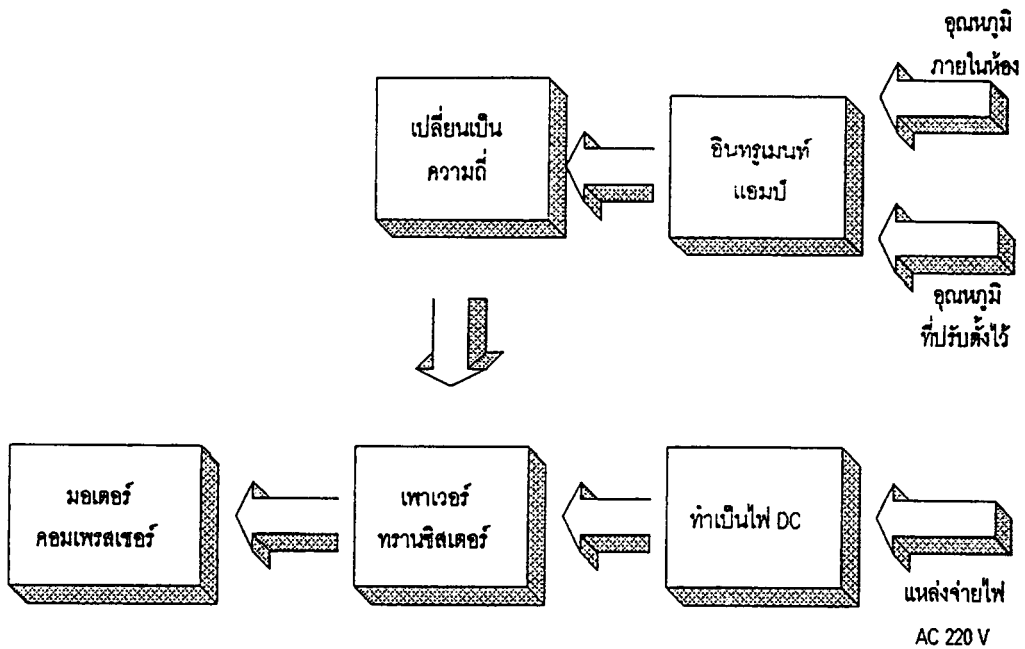
1.1 เครื่องปรับอากาศระบบอินเวอร์เตอร์

เครื่องปรับอากาศรุ่นใหม่ในปัจจุบันได้นำเอาระบบอินเวอร์เตอร์ (inverter) มาใช้เพื่อการประหยัดพลังงานไฟฟ้าลง โดยนำเอาความรู้ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์มาใช้ในการควบคุมการทำงานของระบบเครื่องปรับอากาศ ให้ทำงานได้โดยอัตโนมัติและมีประสิทธิภาพสามารถควบคุมการทำความเย็นโดยปรับอุณหภูมิภายในห้องให้คงที่มากที่สุด ระบบอินเวอร์เตอร์จะมีวงจรตรวจสอบอุณหภูมิภายในห้องแล้วนำมาเป็นเงื่อนไขในการเปลี่ยนแปลงความถี่ของแรงดันไฟฟ้าจะป้อนให้กับมอเตอร์คอมเพรสเซอร์ เมื่ออุณหภูมิของห้องลดลงเข้าใกล้อุณหภูมิที่ปรับตั้งไว้ จะทำให้ความเร็วรอบของมอเตอร์คอมเพรสเซอร์ลดลงส่งผลให้การควบแน่นในระบบน้อยลง การกินไฟของมอเตอร์คอมเพรสเซอร์ก็จะลดลงด้วย

ขณะที่ระบบเริ่มทำความเย็น เครื่องปรับอากาศจะทำงานเต็มที่ (full power) ทำให้อากาศภายในห้องลดลงอย่างรวดเร็ว และเมื่ออุณหภูมิของห้องลดลงใกล้กับอุณหภูมิที่ปรับตั้งไว้ ความถี่ของแรงดันไฟฟ้าจะป้อนให้กับมอเตอร์คอมเพรสเซอร์จะลดลงเรื่อยๆ อันเป็นการทำงานอยู่ที่ระดับกำลังต่ำ การควบคุมอุณหภูมิโดยวิธีนี้นอกจากจะเป็นการประหยัดค่าไฟฟ้าแล้วอุณหภูมิของอากาศภายในห้องก็เกือบจะคงที่ตามที่ปรับตั้งไว้ เพราะมอเตอร์คอมเพรสเซอร์จะทำงานอยู่ตลอดเวลาด้วยความเร็วรอบที่ช้าลง ซึ่งต่างจากระบบที่ใช้เทอร์โมสแตตเป็นตัวควบคุมการทำงานของมอเตอร์คอมเพรสเซอร์ เมื่ออุณหภูมิของอากาศภายในห้องลดลงต่ำลงถึงเกณฑ์ที่ปรับตั้งไว้ และมีอุณหภูมิช่วงพักเครื่องซึ่งจะมีอุณหภูมิแตกต่างกันอยู่บ้าง ระหว่างจุดที่มอเตอร์คอมเพรสเซอร์หยุดทำงานและจุดที่เริ่มทำงาน

1.2 หลักการทำงานของระบบควบคุมมอเตอร์คอมเพรสเซอร์

จากรูปที่ 1 ไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิรตซ์ จะถูกแปลงให้เป็นไฟกระแสตรงเข้าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเป็นตัวผลิตไฟกระแสสลับที่มีความถี่อยู่ในช่วง 10 - 50 เฮิรตซ์ โดยมีวงจรอินทลูเมนท์แอมพลิไฟเออร์ (instrument amplifier) ทำการวัดอุณหภูมิภายในห้องเปรียบเทียบกับค่าอุณหภูมิที่ปรับตั้งไว้ซึ่งผลต่างจะอยู่ในรูปของแรงดันไฟฟ้า นำผลของความแตกต่างที่ได้นี้ไปทำการขยายเพื่อให้ได้ค่าแรงดันที่เหมาะสม การเปลี่ยนแปลงของแรงดันทางด้านเอาท์พุทของวงจรอินทลูเมนท์แอมพลิไฟเออร์ จะถูกนำไปเปลี่ยนเป็นความถี่ (V/F convertor) แล้วนำสัญญาณที่ได้ไปควบคุมการสวิทช์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่มีความถี่ต่างๆกัน เพื่อใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์คอมเพรสเซอร์อีกทีหนึ่ง



รูปที่ 1 หลักการทำงานของระบบควบคุมมอเตอร์คอมเพรสเซอร์

มอเตอร์คอมเพรสเซอร์ของเครื่องปรับอากาศระบบอินเวอร์เตอร์จะเป็นมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ โดยมีตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ผลิตไฟฟ้ากระแสสลับจากไฟฟ้ากระแสตรง เพื่อป้อนให้มอเตอร์คอมเพรสเซอร์อีกทีหนึ่ง การผลิตไฟฟ้ากระแสสลับของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้หลักการสวิชชิงและความถี่ที่ได้จะขึ้นอยู่กับอุณหภูมิของห้องว่าแตกต่างกับอุณหภูมิที่ปรับตั้งไว้มากน้อยเพียงใด

บทที่ 2

ชนิดของอุปกรณ์ตรวจวัดอุณหภูมิ

2.1 เทอร์โมคัปเปิล (THERMOCOUPLE)

ความหมาย เมื่อนำลวดโลหะ 2 เส้นที่ทำด้วยโลหะต่างชนิดกันมาเชื่อมปลายทั้งสองเข้าด้วยกันถ้าปลายจุดต่อทั้งสองมีอุณหภูมิที่ต่างกันจะมีกระแสไฟฟ้าไหลในวงจรเส้นลวดทั้งสอง ปริมาณการไหลของกระแสไฟฟ้าจะเปลี่ยนแปลงไปตามผลต่างของอุณหภูมิที่ปลายจุดต่อทั้งสอง และถ้าเปิดปลายจุดต่อด้านหนึ่งออก จะทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเกิดขึ้นที่ปลายด้านเปิดโดยแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจะเป็นสัดส่วนกับผลต่างของอุณหภูมิที่จุดต่างทั้งสอง

2.1.1 ชนิดของเทอร์โมคัปเปิล

1 ชนิด บี (TYPE B Pt 30 %Rh/Pt 6&Rh) 0 - 1700 °C

เทอร์โมคัปเปิลแบบนี้จะให้แรงเคลื่อนต่ำกว่าแบบ S,R แต่คุณสมบัติที่เด่นกว่าก็คือแข็งแรงและทนทานกว่า สามารถใช้งานได้ที่อุณหภูมิสูง 1704 °C ในสภาวะที่เป็น Oxide หรือ inert แต่ไม่เหมาะกับการใช้งาน

2 ชนิด อาร์ (TYPE R Pt 13 %Rh) ในงานที่เป็นของโลหะและอโลหะ Pt 0 - 1600 °C

เทอร์โมคัปเปิลนี้เหมาะกับการใช้งานอย่างต่อเนื่อง ในสภาวะที่เป็นออกซิไดซ์ และ inert ที่อุณหภูมิสูงถึง 1600 °C หรือกับการใช้ในระยะเวลาสั้นๆจนถึง 1600 °C ไม่เหมาะกับการใช้งานในสภาวะสภาพที่เป็นไอของโลหะแต่ถ้ามีความจำเป็นต้องป้องกันด้วย protection tube แบบอโลหะ

3 ชนิด เอส (TYPE S Pt 10 %Rh/Pt) 0 - 1600 °C

เทอร์โมคัปเปิลนี้สามารถวัดอุณหภูมิได้สูงถึง 1400 °C หรือใช้กับงานระยะสั้นๆ ได้สูงถึง 1482 °C ซึ่งคุณสมบัติโดยทั่วไปเหมือนกับ R TYPE R

4 ชนิด เค โครเมล และอลูเมล (TYPE K CHROMEL / ALUMEL) -20 TO 1250 °C

เทอร์โมคัปเปิลแบบนี้สามารถวัดอุณหภูมิได้สูงกว่าแบบ J และมีราคาถูกกว่า สามารถใช้งานได้ในสภาวะงานที่เป็นออกซิไดซ์(oxidizing),และงานที่ใช้วัสดุอุปกรณ์เฉพาะอย่าง (inert) ได้ดีกว่าแบบอื่น สามารถทนอุณหภูมิได้สูงถึง 1250 °C และที่อุณหภูมิต่ำถึง -250 °C ในสภาพงานที่ต้องรับการแผ่รังสีโดยตรงจากสิ่งกำเนิดความร้อน

5 ชนิด อี ทองแดง (TYPE E COPPER) -200 to 900 °C

เทอร์โมคัปเปิลชนิดนี้อุณหภูมิปกติที่ใช้งานอยู่ในช่วงระหว่าง -250 to 871 °C เหมาะกับสภาพงานที่เป็น oxidizing คุณสมบัติเหมือนกับแบบ K

6 ชนิด เจ เหล็ก (TYPE J IRON) 0 - 750 °C

เทอร์โมคัปเปิลชนิดนี้เหมาะสำหรับสภาพงานที่เป็นการอัดตัว(vacuum), oxidizing , reducing or inert ที่อุณหภูมิไม่เกิน 760 °C เหมาะสำหรับงานที่มีอุณหภูมิต่ำกว่า 0 °C และที่อุณหภูมิสูงกว่า 538 °C สายที่เป็นเหล็กจะเกิด oxidization

7 ชนิด ที ทองแดง (TYPE T COPPER) -200 to 350 °C

เทอร์โมคัปเปิลแบบนี้เหมาะสำหรับการวัดอุณหภูมิต่ำกว่าจุดเยือกแข็งของน้ำ ปกติสามารถวัดอุณหภูมิได้ถึง -184 °C แต่อุณหภูมิมัดได้ต่ำกว่าแบบอื่นๆ คือประมาณ 370 °C เท่านั้น เพราะอัตราการเกิดออกไซด์ของโลหะเพิ่มมากขึ้นเป็นแบบที่ทนทานการกัดกร่อนในบรรยากาศความชื้นได้ดีเป็นพิเศษ และสามารถใช้งานในสภาพที่เป็น vacuum , oxidizing , reducing or inert ได้

8 ชนิด เอ็น (TYPE N) 0 - 1300 °C

เทอร์โมคัปเปิลแบบนี้สามารถให้อายุงานที่นานกว่าและมีเสถียรภาพที่ดีกว่าแบบ เค (K)

2.1.2 ลักษณะการเชื่อมจุดต่อเทอร์โมคัปเปิล

1. จุดต่อแบบเปลือย (Exposed junction) เหมาะสำหรับงานแบบสแตติก หรือวัดอุณหภูมิของอากาศกร่อนต้องการให้ผลการวัดที่ไวที่สุดแต่มีข้อเสียคือ ชำรุดง่าย ไม่เหมาะกับสภาพความดันสูง

2. จุดต่อแบบไม่เชื่อมต่อกับตัวยึดหรือกราวด์ ground (Ungrounded junction) สำหรับงานแบบสแตติกของของเหลว (fluid) ที่เป็นสารกัดกร่อน แบบนี้จะให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าได้ถูกต้องสามารถทนต่อสภาพที่มีความดันสูงได้ มีอายุการใช้งานที่ยาวนานที่สุด ข้อเสียคือ ให้ผลการวัดซ้ำเหมาะกับงานที่อุณหภูมิไม่ค่อยเปลี่ยนแปลง มีราคาสูง

2.1.3 การขยายตัวและการชดเชยอุณหภูมิในสาย

(EXTENSION & COMPENSATING CABLES)

เนื่องจากการใช้งานจริงระหว่างอุปกรณ์ที่จะทำการวัด(Measuring)และการเปรียบเทียบต่างระหว่างจุดต่อ Reference Junction บางครั้งอยู่ห่างกัน สายเทอร์โมคัปเปิลมีราคาแพงมากจึงต้องหา

สายมาต่อในช่วงนี้ที่มีราคาถูกกว่าสายเทอร์โมคัปเปิลและมีคุณสมบัติทางการกำเนิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าตามอุณหภูมิต่ำ (thermoelectric) เหมือนกับเทอร์โมคัปเปิลในช่วงอุณหภูมิไม่สูงนักสูงสุดของบรรยากาศ ที่จะเป็นไปได้ สายชนิดนี้เรียกว่าสายที่สามารถขยายอุณหภูมิภายในสายได้ (extension wire) ซึ่งมี 2 แบบ คือแบบที่ 1 ทำจากสารประเภทเดียวกับตัวเทอร์โมคัปเปิล และแบบที่ 2 ทำจากโลหะต่างชนิดกับตัวเทอร์โมคัปเปิล

2.2 วิธีสแตนด์เทมเพอเรเจอร์ดีเทกเตอร์ (อาร์ทีดี)

RESISTANCE TEMPERATURE DETECTORS (RTD)

ความหมาย RTD (RESISTANCE TEMPERATURE DETECTORS) ค่าความต้านทานของลวดโลหะก็จะเปลี่ยนแปลงตาม ได้มีการทดลองใช้ลวดพลาทินัมซึ่งสามารถใช้เป็นตัวกลางวัดอุณหภูมิได้ตั้งแต่จุดแข็งตัวของออกซิเจน (-182.96 C) ไปจนถึงจุดของแอนติโมนี (630.74 C)

คุณสมบัติ RTD ถูกนำมาใช้ในอุตสาหกรรมกันอย่างแพร่หลายซึ่งคุณลักษณะที่ดีก็คือ

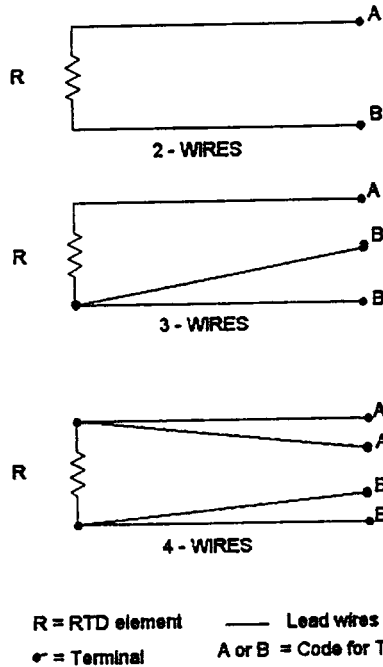
1. ให้ผลการวัดที่ไวมาก (Good sensitivity)
2. มีความเที่ยงตรงและส่งผ่านสัญญาณ ดีมาก (Stability and Reproducibility)
3. ให้ความถูกต้องแม่นยำสูง (High accuracy)

2.2.1 ลักษณะวงจรต่อใช้งานของ RTD

3 สาย (Three-Wire) เป็นแบบมาตรฐานที่นิยมใช้กันมากที่สุดในการอุตสาหกรรมโดยทั่วไป สายทั้งสามที่ต่อเข้าวงจรบริดจ์จะต้องมีขนาดความยาวเท่ากันและอยู่ในบรรยากาศที่มีอุณหภูมิเดียวกันตลอดเพื่อให้ค่าความต้านทานของทั้งสามสายเปลี่ยนแปลงไปในทิศทางเดียวกันตลอด เป็นการชดเชยความผิดพลาดอันเกิดจากการลากสายตัวนำยาวในสภาวะที่หลีกเลี่ยงไม่ได้

4 สาย (Four-Wire) สายที่ต่อกันทั้ง 4 สายจะต้องอยู่ในสภาวะเดียวกันตลอดเหมือนการต่อแบบ 3 สายแต่วิธีนี้ให้ความถูกต้องสูงกว่า เหมาะกับการวัดแบบไม่ต่อเนื่อง ลักษณะการต่อวงจรเป็นแบบ 3 สาย มีสวิตช์สำหรับการโยกสลับสายเพื่อหาค่าเฉลี่ย ในการวัดครั้งหนึ่งๆ ทำการอ่านค่าได้ทั้ง 2 ครั้ง เพื่อลดความคลาดเคลื่อนจากวิธี 3 สายเนื่องจากค่าความต้านทานของสายอาจไม่เท่ากันได้

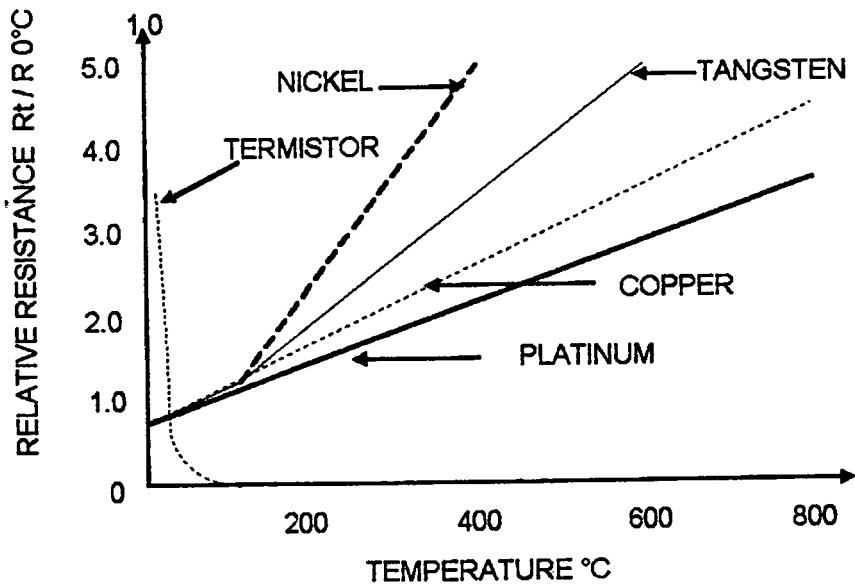
2 สาย (Two-Wire) การต่อวงจรแบบนี้มีราคาถูกกว่าแบบอื่นๆ ซึ่งไม่แนะนำให้มีการใช้งานในการวัดที่ต้องการความแม่นยำสูง แต่จุดเด่นคือตัวอุปกรณ์ (element) มีขนาดเล็ก



รูปที่ 2.1 ลักษณะวงจรต่อใช้งานของ อาร์ทีดี (RTD)

2.3 คุณสมบัติของความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานและอุณหภูมิ

(Resistance-temperature characteristics of thermoresistive materials at elevated temperatures.)



รูปที่ 2.2 กราฟแสดงคุณสมบัติการทำงานของอาร์ทีดี

2.3.1 พลาตินัม ริซิสแตนซ์ เทอร์โมมิเตอร์ (Platinum Resistance Thermometer)

เป็นโลหะที่นิยมมาใช้ทำเป็น RTD มากที่สุด เพราะมีย่านการวัดอุณหภูมิกว้างและทนสภาวะการใช้งานในบรรยากาศต่างๆ ได้ดี พลาตินัมที่ผลิตในทางการค้าจะมีประสิทธิภาพด้านทานไฟฟ้าต่ออุณหภูมิ $\alpha = 0.00385 \Omega/\Omega/^{\circ}\text{C}$ (0-100°) ซึ่งเป็นมาตรฐานที่ใช้ในอุตสาหกรรมในอังกฤษและยุโรปตะวันตก พลาตินัมเป็นโลหะที่มีคุณสมบัติที่ทำให้เครื่องมือวัดอุณหภูมิมีความเที่ยงตรงสูง (Precision laboratory standard thermometer) จึงนิยมใช้เป็นเครื่องมือสอบเทียบค่ากับอุปกรณ์วัดอุณหภูมิอื่นๆ

2.3.2 นิกเกิล ริซิสแตนซ์ เทอร์โมมิเตอร์ (Nickel Resistance Thermometer)

สำหรับงานอุตสาหกรรมแบบนี้ จะใช้ในการวัดอุณหภูมิช่วง -70 ถึง 150°C ในการผลิต RTD ที่ทำด้วยนิกเกิล ยังไม่เป็นมาตรฐานมีผู้ผลิตที่เลือกสัมประสิทธิ์ความต้านทานต่ออุณหภูมิใช้ค่าต่างๆกัน ทำให้เลือกใช้อุปกรณ์ลำบากไม่เหมาะสม ไม่สามารถใช้แทนกับยี่ห้ออื่นได้ในขนาดเดียวกันจะให้สัมประสิทธิ์ความต้านทานไฟฟ้าต่ออุณหภูมิสูงประมาณ $0.0066 \Omega/\Omega/^{\circ}\text{C}$

2.3.3 คอปเปอร์ ริซิสแตนซ์ เทอร์โมมิเตอร์ (Copper Resistance Thermometer)

แบบทองแดงเป็นแบบที่ให้ลิเนียร์ดีในการวัดดีที่สุด แต่ย่านการใช้งานแคบประมาณ -200 ถึง +150°C ปกติที่ผลิตจะมีค่าความต้านทาน 10 และ 25 โอห์ม

2.4 คุณสมบัติในการใช้งานและการทดสอบ

(PERFORMANCE CHARACTERISTIC AND TESTING PROCEDURES)

บริษัทผู้ผลิตทั้งหลายที่ผลิต RTD ออกมาขาย พยายามที่จะหากรรมวิธีเป็นมาตรฐานในการผลิตและทดสอบ ด้วยการทดสอบในเรื่องต่างๆด้วยกันคือ accuracy, stability, repeatability, time reponse, self-heating effect, insulation resistance, และ Vibration เป็นต้น

1 ความผิดพลาด (Accuracy) ในการทดสอบในเรื่องความถูกต้องของการเปลี่ยนแปลงความต้านทานต่ออุณหภูมิ เช่น ด้วยวิธีการเปรียบเทียบกับเครื่องมือวัดอุณหภูมิที่ได้รับการรับรองหรือเทียบกับจุดสถานะคงที่ของคามที่ IPTS-68 ด้วยกัน 5 จุด

2.เสถียรภาพ (Stability) เป็นสิ่งที่ต้องคำนึงถึงความเชื่อถือได้ในการใช้งาน ในที่นี้เป็นการทดสอบค่า Drift คือ การเปลี่ยนแปลงไปตามอายุการใช้งาน โดยตรวจสอบด้วยการนำ RTD ไปอยู่ในอุณหภูมิ 0°C ประมาณ 24-28 ชม. แล้วนำมาไว้ที่อุณหภูมิห้องแล้วนำไปที่อุณหภูมิ 0°C อีก ตรวจสอบค่าความต้านทานว่ามีการเปลี่ยนแปลงหรือไม่ ค่าการเปลี่ยนหรือ 0.05 (หรือทำให้การจัดผิดไม่น้อยกว่า 0.25°F)

3.ความเชื่อถือได้ (Repeatability) เป็นวิธีการที่คล้ายกับ Stability ด้วยการวัดอุณหภูมิ 100°F ทำหลายๆครั้ง ค่าการเปลี่ยนแปลงแต่ละครั้งรวมแล้วต้องไม่เบี่ยงเบนไปเกิน 0.02

4.การตอบสนองทางเวลา (Response Time) คือ การตรวจสอบความไวในการวัดในรูปของ Time Constant (T) เป็นเวลาดังแต่ Step Change อุณหภูมิไปจนอ่านค่าที่ 63.2% ของอุณหภูมิที่ Step Change ไป ในการทดสอบนี้เริ่มจากอุณหภูมิ 0°C เปลี่ยนแบบ Step Change ไปที่ 50°C ค่า Time Constant ต้องมีค่าน้อยกว่า 6 วินาทีจึงอยู่ในกำหนด

5.การรักษาอุณหภูมิ (Self-Heating) เป็นสิ่งที่ต้องคำนึงถึงเป็นอันมากในการใช้งานเนื่องจากอาร์ทีดีจำเป็นต้องมีกระแสไฟฟ้าเลี้ยงตัวมันเองจำนวนหนึ่งซึ่งกระแสที่ไหลผ่านตัวมันนี้ ทำให้เกิดความร้อนขึ้นและความร้อนอันนี้ทำให้ค่าความต้านทานไฟฟ้าในตัวอาร์ทีดีเปลี่ยนเพิ่มขึ้นซึ่งไม่ใช่เป็น ความต้านทานไฟฟ้าที่เกิดจากอุณหภูมิที่เราจะวัด ซึ่งความร้อน Self-heating นี้จะมีค่าเท่ากับ I^2R ผลเนื่องมาจากSelf-heating นี้ จะส่งผลทำให้เกิดความผิดพลาดในการวัดแตกต่างกันไปตามลักษณะโครงสร้างและตัวกลางที่วัดอีกด้วย (I ไม่ควรเกิน 2 mA)

ในการทดสอบค่า Self-heating Error นี้ เหน่า RTD ไปจุ่มในน้ำอุณหภูมิ 28°C ที่มีกระแสไหลผ่านด้วยอัตรา 1 ฟุต/วินาที ด้วยการป้อนกระแสไฟฟ้าเข้าไปในวงจร RTD ตั้งแต่ 0-10 มิลลิแอมป์ แล้วค่า Self-heating error ต้องมีค่าน้อยกว่า 0.10C

6.ความต้านทานของฉนวนกันไฟฟ้า (Insulation Resistance) เป็นการตรวจสอบความต้านทานของฉนวนระหว่างตัว RTD กับส่วนประกอบร่วม (Sheath, thermowell, terminal และ Connecting Head) ซึ่งในสภาวะการทำงานปกติต้องมีค่าเป็น infinite ในขั้นตอนการผลิตต้องมีการตรวจสอบในเรื่องของ

1. ความบกพร่องหรือตำหนิของโครงสร้าง
2. การ Leakage ของ conducting medium เช่น Sheath
3. การที่ Sheath เกิด mechanical deformation
4. การป้องกันความชื้นภายในโครงสร้างภายใน Sheath

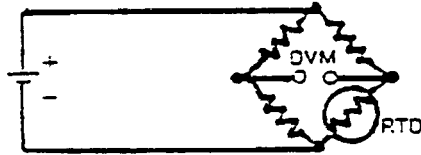
การทดสอบค่าความต้านทาน ป้อน Voltage สูงถึง 300 Vdc และต่ำสุด 1.5 Vdc ขึ้นอยู่กับแต่ละตัวที่สร้าง insulation resistance ระหว่าง Lead wire กับ Sheath ต้องมีค่ามากกว่า 100 M ที่ 72°F และ 1 M ที่ 1000°F

2.5 วงจรต่อใช้งานของอาร์ทีดี

(RESISTANCE THERMOMETER MEASURING METHODS)

วงจรต่อใช้งานพื้นฐานของอาร์ทีดีคือ Wheatstone Bridge ตัว RTD จะติดตั้งอยู่ในจุดที่

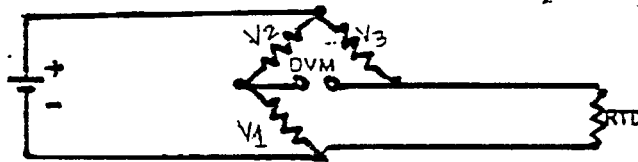
ต้องการวัดอุณหภูมิ ซึ่งอยู่บนแขนหนึ่งของวงจรถบรีดจ์ ส่วนความต้านทานอื่นๆ อีก 3 ตัว จะมีค่าความต้านทานคงที่ เมื่อที่ RTD มีอุณหภูมิ 0°C จะทำให้วงจรถบรีดจ์สมดุลย์ DVM วัดได้ 0 Volt.



รูปที่ 2.3 วงจร เวทสโตนบรีดจ์

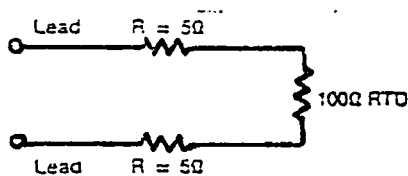
และเมื่ออุณหภูมิที่อาร์ทีดีเพิ่มขึ้น จะทำให้ค่าความต้านทานที่อาร์ทีดีเพิ่มขึ้นตาม ทำให้วงจรถบรีดจ์เกิดไม่สมดุลย์ แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ DVM วัดได้จะสัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานของอาร์ทีดีต่ออุณหภูมิ ซึ่งสามารถต่อไปแสดงยังเครื่องอ่านค่าออกมาเป็นอุณหภูมิได้

แต่วงจรดังรูปที่แล้วยังไม่เหมาะที่จะนำไปใช้ต้องต่อสายเพื่อให้ตัวอาร์ทีดีสามารถนำไปใช้ได้สะดวก เป็นวงจรแบบ 2 สาย



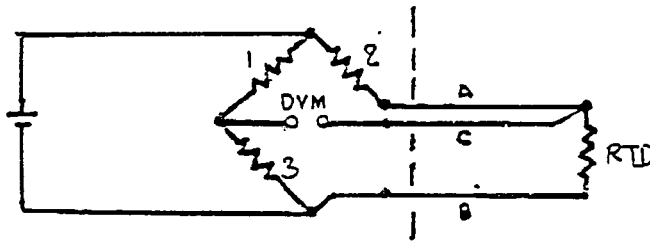
รูปที่ 2.4 วิสโตนบรีดจ์ที่ต่อสายเพื่อให้ตัวอาร์ทีดีสามารถนำไปใช้ได้สะดวก

1 วงจรแบบ 2 สาย สามารถใช้งานกรณีที่มีสายระหว่างอาร์ทีดีกับวงจรถบรีดจ์ไม่ยาวมากนัก แต่ถ้าสายต่อยาวมาก ค่าอุณหภูมิที่วัดได้จากการไม่สมดุลย์ของวงจรถบรีดจ์อาจจะไม่ได้เกิดจากค่าความต้านทานของอาร์ทีดีเพียงอย่างเดียว แต่อาจจะมีผลเนื่องจากอุณหภูมิที่ทำให้ค่าความต้านทานในสายทั้งสองเส้นที่ลากไปยังอาร์ทีดีได้ ดังกรณีที่มีความต้านทานในสายเปลี่ยนไปข้างละ 5 โอห์ม จะทำให้ค่าอุณหภูมิที่วัดผิดไปถึง 260°C



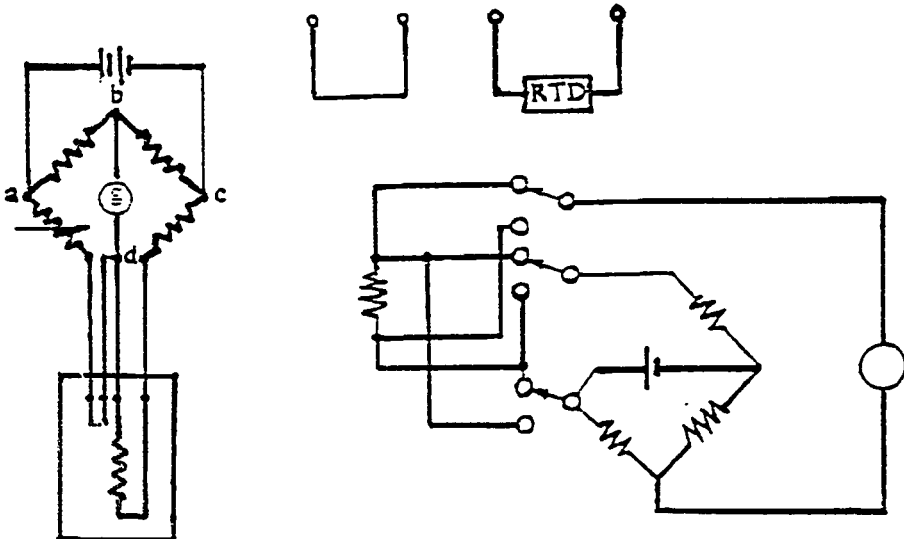
รูปที่ 2.5 ผลกระทบจากความต้านทานในสาย (EFFECT OF LEAD RESISTANCE)

2 การต่อแบบ 3 สาย เป็นแบบมาตรฐานที่นิยมใช้กันมากในวงการอุตสาหกรรม สายทั้ง 3 เส้น จากอาร์ทีดีมายังวงจรบริดจ์ จะต้องมีขนาดและความยาวเท่ากันและอยู่ในอุณหภูมิเดียวกันตลอด เพื่อให้ความต้านทานของสายทั้งสามสายเปลี่ยนแปลงไปในขนาดและทิศทางเดียวกันตลอด และเป็นการชดเชยปัญหาความผิดพลาดที่เกิดจากสายต่อนี้



รูปที่ 2.6 แสดงการต่ออาร์ทีดีแบบ 3 สาย

3 การต่อแบบ 4 สาย ใช้ในกรณีที่ต้องการความถูกต้องสูงสุด ต้องการทราบอุณหภูมิละเอียดเป็นจุด ไม่ต้องการวัดค่าแบบต่อเนื่อง เช่น ในห้องปฏิบัติการ ลักษณะการต่อวงจรเป็นแบบ 3 สายมีสวิตช์โยกสลับคู่สายเพื่อหาค่าเฉลี่ยในการวัดอุณหภูมิค่าหนึ่งๆต้องทำการวัด 2 ครั้งตามตำแหน่งสวิตช์เพื่อลดความคลาดเคลื่อนอันเกิดจากวิธีการวัดแบบ 3 สาย



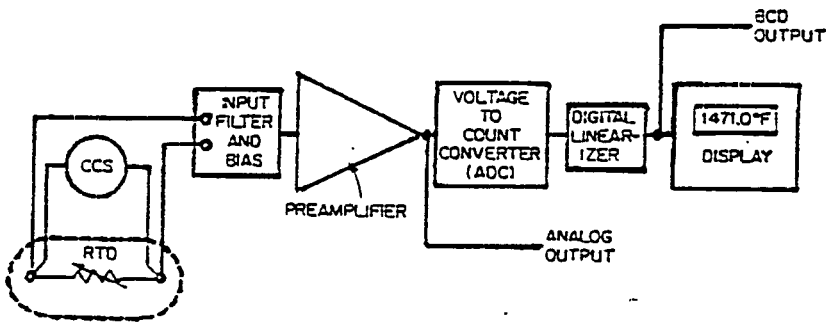
รูปที่ 2.7 แสดงการต่ออาร์ทีดีแบบ 4 สาย

**ข้อควรระวัง ในการต่อใช้งานของ RTD ต้องหมั่นตรวจสอบจุดต่อระหว่างสายต่อกับอาร์ทีดีให้แน่นเพื่อป้องกันในเรื่องแบดคอนแทค (Bad Contact) ที่จุดต่อ

เมื่อไม่นานมานี้ อุตสาหกรรมทางอิเล็กทรอนิกส์ได้ผลิตวงจรจ่ายกระแสไฟฟ้าที่มีความถูกต้องและมีความแม่นยำสูง (highly stable constant current source) ที่มีราคาถูกลงได้สำเร็จ ทำให้สามารถนำมาใช้กับวงจรบริดจ์และเครื่องวัดอุณหภูมิแบบอาร์ทีดีทีวัดได้มากกว่า 100 ตัวที่มีระยะไกลต่างๆกันได้

การต่อใช้งานพื้นฐานด้วย แหล่งจ่ายกระแสแบบคงที่ (Constant Current Source ,CCS) โดยต่อเข้ากับขาทั้ง 2 ข้างของอาร์ทีดี เมื่อความต้านทานเปลี่ยนแปลงทำให้ได้แรงเคลื่อนไฟฟ้าตกคร่อมอาร์ทีดีเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย

ในกรณีของอาร์ทีดีที่ทำจากทองแดง (Copper) จะให้ความสัมพันธ์ของความต้านทานต่ออุณหภูมิออกมาเป็นเส้นตรง ดังนั้นแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ตกคร่อมอาร์ทีดีก็จะเป็นเชิงเส้น Linear เช่นกัน ส่วนกรณีของ Platinum ความสัมพันธ์อันนี้จะเป็นแบบไม่เชิงเส้น Nonlinear ดังนั้นจึงต้องมีวงจรแบบเชิงเส้น linearizer มาแก้ไข เพื่อให้สเกลของเครื่องอ่านเท่ากัน



รูปที่ 2.8 แสดงการทำงานของอาร์ทีดีแบบดิจิทัลและแบบอนาล็อก

2.6 THERMISTORS

เป็นสารกึ่งตัวนำ (Semiconductors) ซึ่งทำงานด้วยหลักการของการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานไฟฟ้าเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลง ปกติแล้วทั่วไปเทอร์มิสเตอร์จะมีสัมประสิทธิ์ความต้านทานไฟฟ้าต่ออุณหภูมิเป็นลบ (Negative temperature coefficient of resistance) และมีค่าสูง (large temperature coefficient) เหมาะสำหรับใช้วัดอุณหภูมิในย่านแคบๆ ประมาณเช่น -100°C ถึง 300°C และแบบที่สร้างเป็นพิเศษในงานบางชนิด อาจมีย่านการวัดต่ำตั้งแต่ -200°C จนถึง 600°C ก็มี

1 คุณสมบัติทั่วไปของเทอร์มิสเตอร์

1. มีค่าความต้านทานปกติสูงมาก
2. การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานต่ออุณหภูมิมีค่ามาก = 3-5% ต่อ 0C
3. เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น ความต้านทานจะน้อยลง
4. มีสัมประสิทธิ์ความต้านทานต่ออุณหภูมิเป็น nonlinear

ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานกับอุณหภูมิ จะได้ดังสมการ

$$R_t = R_0 \exp B (1/T - 1/T_0)$$

where R_0 = ค่าความต้านทานที่ผลต่างของอุณหภูมิ T_0 °K

R_t = ค่าความต้านทานที่อุณหภูมิ T °K

$B \cong E/K$

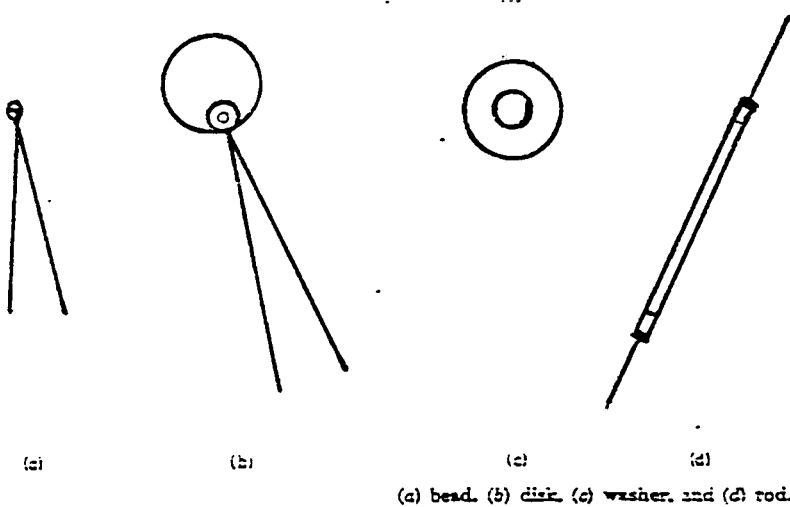
E = ระดับพลังงาน (electron volt energy level)

K = ค่าคงที่ของโบลทซ์มันน์ (boltzmann 's constant (8.625×10^{-5} eV/ °K))

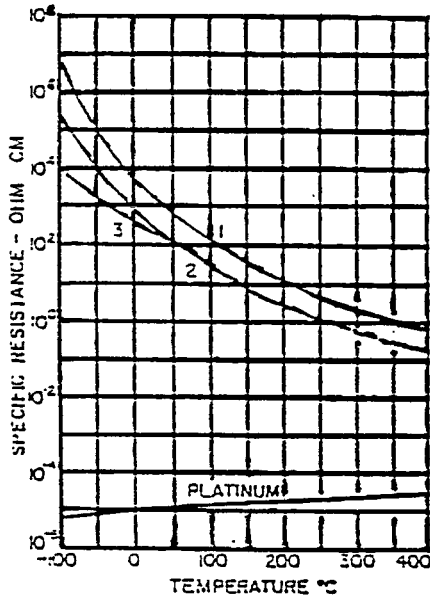
- ปัญหาเรื่องความร้อนในตัวอุปกรณ์(self-Heat Problem) ปัญหาเรื่องของการเกิดความร้อนเนื่องจากไฟฟ้าที่เลี้ยงตัวเทอร์มิสเตอร์ เพื่อให้เกิดความผิดพลาดน้อยที่สุด ต้องให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าต่ำที่สุดให้เหมาะสมกับความต้านทานของเทอร์มิสเตอร์ เพราะเทอร์มิสเตอร์ประติษฐ์ที่ค่าความต้านทานต่างๆกันมาก

- ค่าความผิดพลาด เทอร์มิสเตอร์จะให้ความถูกต้องแน่นอน นานเท่าานเมื่อใช้อยู่ในย่านอุณหภูมิใช้งาน

เทอร์มิสเตอร์ที่ผลิตในงานอุตสาหกรรมมีหลายชนิดและขนาด และมีค่าความต้านทานหลายค่าให้เลือกใช้



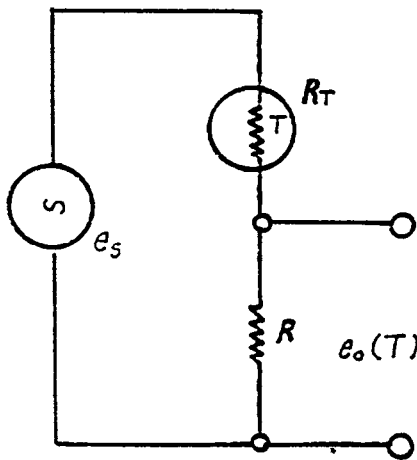
รูปที่ 2.9 แสดงลักษณะของเทอร์มิสเตอร์



รูปที่ 2.10 กราฟแสดงอุณหภูมิการใช้งานของเทอร์มิสเตอร์

2.6.2 วงจรต่อการใช้งานของเทอร์มิสเตอร์ (Thermistor readout instrumentation)

วงจรการต่อใช้งานของเทอร์มิสเตอร์ เพื่อแก้ไขให้ค่า Output Voltage เป็น linear กับ อุณหภูมิที่วัดแก้ปัญหาเนื่องจากคุณสมบัติของค่าความต้านทานต่ออุณหภูมิของเทอร์มิสเตอร์ที่เป็น nonlinear วงจรแบบง่ายๆ ของวงจร linearizing ระหว่างโวลต์เตจกับอุณหภูมิคือ ใช้วงจร Voltage divider



รูปที่ 2.11 แสดงการใช้วงจรโวลต์เตจดิไวเดอร์เพื่อให้เอาต์พุตเป็นเชิงเส้น (Voltage divider circuit for linearizing thermistor output)

จำกรุปที่ 2.14

$$\begin{aligned}
 e_o/e_i &= 1/[1+(R_f/R)] \\
 &= 1/[1+(R_{T0}R_T/RR_{T0})] \\
 &= 1/[1+sr(T)] \\
 &= F(T)
 \end{aligned}$$

- เมื่อ
- R = ความต้านทานค่าคงที่ (fixed resistor)
 - R_T = ความต้านทานของเทอร์มิสเตอร์ (resistance of themistor)
 - R_{T0} = ความต้านทานที่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ (resistance of themistor at reference temperature)
 - s = R_{T0}/R (ค่าคงที่)
 - r(T) = R_T/R_{T0}

เทอร์มิสเตอร์นอกจากจะใช้เป็นตัววัดอุณหภูมิแล้ว ยังใช้เป็นตัวชดเชยในการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ที่มีผลกระทบจากอุณหภูมิให้ทำงานได้ดีอีกด้วยเช่น ใช้เป็นวงจรชดเชย Reference Junction ในวงจรเทอร์โมคัปเปิล เป็นต้น

2.7 ความผิดพลาดเนื่องจากการวัดอุณหภูมิ

2.7.1 ความผิดพลาดเนื่องจากการนำความร้อน (CONDUCTION ERRORS IN TC)

ในการใช้เทอร์โมคัปเปิลวัดอุณหภูมิในช่วงต่ำจาก 0 C to 150 C จำเป็นต้องใส่เทอร์โมคัปเปิลเข้าไปสัมผัสอยู่กับ fluid นั้น สัมผัสสมควรเพราะถ้าไม่สัมผัส จะได้ค่าอุณหภูมิต่ำกว่าความเป็นจริงเนื่องจากการนำความร้อนออกสู่ภายนอกของตัวเทอร์โมคัปเปิลเองสายเทอร์โมคัปเปิลขนาดเล็กจะให้ผลถูกต้องมากกว่าเพราะมีค่าการนำความร้อนออกน้อยกว่าสายขนาดใหญ่

2.7.2 ค่าผิดพลาดของเทอร์โมคัปเปิลตามทฤษฎี

เพื่อให้ผลการวัดอุณหภูมิถูกต้องควรเลือกชนิด ขนาด และย่านการใช้งานให้เหมาะสมกับสภาพของงาน

ความผิดพลาดในการวัดอุณหภูมิด้วยเทอร์โมคัปเปิลอาจเกิดได้หลายแห่ง เช่น extension wire จุดต่อต่างๆในการต่อคู่สาย extension wire จะต้องระวังมิให้ผิดพลาดโดยการสลัดสายทั้งที่ตัวเทอร์โมคัปเปิลและอุปกรณ์อ่านค่ามิลลิโวลต์ หรือตัวทรานสมิตเตอร์ สาย shield รอบ extension wire ก็จะต้องได้รับการต่อลง ground อย่างถูกวิธี เพราะค่าแรงเคลื่อนที่เกิดจากเทอร์โมคัปเปิลมีค่าน้อยอยู่ในย่านมิลลิโวลต์เท่านั้นและถ้าลากสาย extension wire ยาวขึ้นโอกาสที่

จะได้รับการเหนี่ยวนำสายไฟฟ้าอื่น ๆ ที่มีกระแสสลับไหลอยู่ก็มีมากขึ้นจะทำให้เกิดค่าผิดพลาดขึ้นได้ ตามจุดต่อต่างๆ ต้องให้มีน้อยจุดที่สุดและเป็นวัสดุที่เลือกตามข้อแนะนำของทางบริษัทผู้ผลิต

ตารางที่ 3 การเปรียบเทียบเทอร์โมคัปเปิลและอาร์ทีดี

	เทอร์โมคัปเปิล	อาร์ทีดี
Repeatability	2°F to 15°F	0.05°F to 0.1°F
เสถียรภาพการใช้งานที่อาจเปลี่ยนแปลงได้	1° to 2° ต่อปี	น้อยกว่า 0.10% ภายใน 5 ปี
ความไวในการวัด	10 - 50 V/°C	0.2 to 10 V/°C
interchangability	+ 0.75%	+ 0.5%
ช่วงอุณหภูมิการวัด	-300°F to 3100°F	-200 to 1600°F
สัญญาณเอาต์พุต	0 - 60 mV.	1 - 6V
Power (For load 100)	1.6 x 10 Watt	4 x 10 Watt
ลิเนียร์ดี	ดี	ดี
ลักษณะของ โดยทั่วไป	ประหยัดที่สุด ย่านการใช้งานสูงสุด	Accuracy ดีมีเสถียรภาพการใช้งานดีที่สุด

บทที่ 3

มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

(Single - Phase Induction Motors)

มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว (Single - Phase Induction Motors) เป็นมอเตอร์ที่มีโครงสร้างและหลักการทำงานในการที่ทำให้มันหมุนได้คล้ายกับมอเตอร์เหนี่ยวนำหลายเฟส จะแตกต่างกันก็ตรงที่ตัวอยู่ที่มีการขดลวดเป็นแบบเฟสเดียวและได้รับไฟจากเฟสเดียวด้วย ดังนั้นจึงทำให้เกิดสนามแม่เหล็กสลับกันไปมาขึ้นที่ตัวอยู่กับที่ซึ่งไม่ใช่สนามแม่เหล็กหมุนที่ความเร็วซิงโครนัส (synchronous) เหมือนอย่างกับพวกที่มีการพันแบบสองเฟสหรือสามเฟส จากเหตุผลนี้จึงทำให้เส้นแรงที่สลับเส้นแรงที่สลับไปมานี้ไม่สามารถที่จะทำให้เกิดแรงบิดหมุนขึ้นได้ในขณะที่ตัวหมุนยังหยุดอยู่ นี่ก็คือสาเหตุว่าทำไมมอเตอร์เฟสเดียวจึงไม่มีแรงบิดเริ่มแรกในตัวของมันเอง

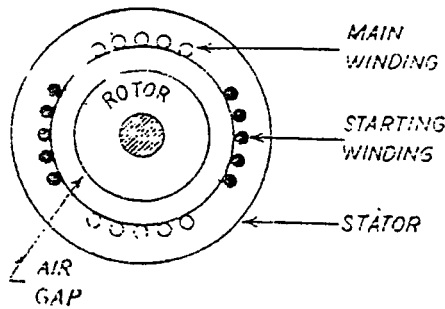
อย่างไรก็ดีถ้าหากว่าตัวหมุนถูกทำให้หมุนไปด้วยมือหรือวิธีใดวิธีหนึ่งในทิศทางใดทิศทางหนึ่งแล้ว ย่อมทำให้เกิดแรงบิดและอัตราการเร่งเกิดขึ้นกับมอเตอร์นั้นจนกระทั่งมีความเร็วเต็มที่

ตัวหมุน (rotor) ของมอเตอร์แบบนี้ส่วนใหญ่เป็นแบบกรงกระรอก (Squirrel cage) ส่วนทางด้านตัวอยู่กับที่นั้นมีการพันขดลวดตัวนำผิดแผกแตกต่างกันไปบ้างแล้วแต่ชนิดของมอเตอร์ ทรที่กล่าวว่ามีมอเตอร์เฟสเดียวมีโครงสร้างและหลักการทำงานในการที่ทำให้มันหมุนได้คล้ายกับมอเตอร์เหนี่ยวนำหลาย เฟสนั้นหมายความว่ามอเตอร์แบบนี้มีทั้งตัวอยู่กับที่และตัวหมุน โดยที่ตัวอยู่กับที่นั้นจะมีการพันขดลวดเพื่อทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนในช่วงขณะเริ่มแรกหรือมีอยู่ตลอดไปก็ได้โดยอาศัยอุปกรณ์ช่วยอื่น ๆ เช่น ขดเริ่มทำให้หมุน (starting winding) หรือตัวประจุ (capacitor) ต่อร่วมกับขดทำให้หมุน หรืออาจทำให้เกิดสนามแม่เหล็กเลื่อนหรือเคลื่อนที่ไปรอบหรือเกิดสนามแม่เหล็กโดยอาศัยคุณสมบัติของตัวหมุนและตัวอยู่กับที่ร่วมกันได้ ส่วนตัวหมุนนั้นก็อาจเป็นแบบโครงสร้างกระรอกหรืออาจไม่เป็นก็ได้แต่ก็ต้องเป็นตัวที่จะทำให้เกิดมีการเหนี่ยวนำขึ้นในตัวมันเพื่อทำให้เกิดแรงบิดขึ้นได้เมื่อมีสนามแม่เหล็กหมุนหรือเลื่อนได้หมุนผ่านตัวมัน ซึ่งจะกล่าวแยกเป็นเรื่อง ๆ ไปตามชนิดของมอเตอร์แบบต่าง ๆ

3.1 มอเตอร์ที่แยกเฟสออกจากกัน (Split - Phase Motor) โครงสร้างของมอเตอร์ประกอบด้วย

1. ตัวอยู่กับที่ (stator) มีขดลวดอยู่ 2 ชุด ชุดหนึ่งมีไว้สำหรับใช้งานตามปกติ เรียกว่าชุดสำหรับวิ่ง (running winding หรือ main winding) ชุดขดลวดชุดนี้มีความต้านทานค่า reactance สูงกว่าชุดสำหรับทำให้มอเตอร์เริ่มหมุน โดยที่มีขนาดเส้นลวดใหญ่กว่าชุดหมุน ชุดสำหรับวิ่งหรือใช้งานนี้เป็นชุดหลักที่มีไฟผ่านอยู่ตลอดเวลา ไม่ว่าจะป็นขณะเริ่มหมุนที่แรกหรือว่าขณะที่ทำงาน

ปกติ ชุดที่สองเป็นชุดสำหรับเริ่มทำให้หมุน (starting winding) ชุดขดลวดนี้พันไว้ที่ตัวอยู่กับที่เช่นกัน แต่ว่าให้ลงในช่อง (slot) เป็นมุมห่างไปจากชุดหลัก 90 องศา ไฟฟ้า ทั้งนี้เพื่อทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนขึ้นในขณะเริ่มแรกชุดนี้มีความต้านทานของลวดตัวนำสูงแต่ค่าของรีแอกแตนซ์ (reactance) ต่ำและเส้นลวดมีขนาดเล็กขดลวดชุดนี้ต่ออนุกรมกับสวิตซ์หนีศูนย์กลาง (centrifugal switch) แล้วจึงนำไปต่อขนานกับชุดสำหรับวิ่ง ถ้าไม่ใช้สวิตซ์หนีศูนย์กลางก็อาจใช้ relay เป็นตัวตัดชุดเริ่มทำให้หมุนหรือชุดช่วยให้หมุน (starting winding or auxiliary winding) ก็ได้ ดังเช่นที่ใช้กับมอเตอร์อัดน้ำยา (compressor) ของตู้เย็นหรือเครื่องปรับอากาศก็ได้ โดยปกติแล้วมอเตอร์ที่ใช้อัดน้ำยาของตู้เย็นหรือเครื่องปรับอากาศที่ใช้กับไฟเฟสเดียวนั้นจะใช้ตัวประจูด้อยคู่ด้วย ซึ่งจะได้อีกกล่าวถึงอีกทีหนึ่ง

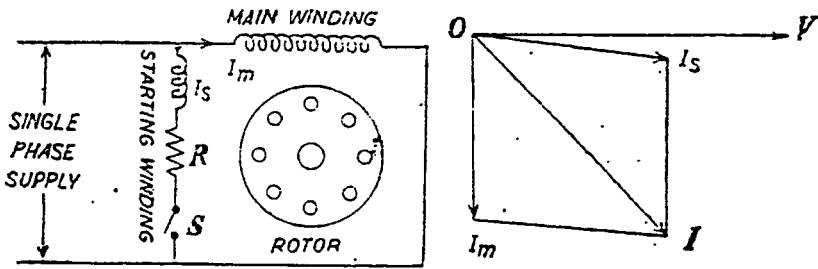


รูปที่ 3.1.1 มอเตอร์ที่แยกเฟสออกจากกัน (Split - Phase Motor)

2. ตัวหมุน (rator) เป็นแบกรงกระรอกธรรมดาซึ่งอาจจะมี 2 กรง ซ้อนกันหรือกรงเดียวก็ได้แล้วแต่จุดประสงค์ของการใช้งาน ตัวนำที่ฝังอยู่ในตัวหมุนเป็นรูปทรงกระรอกนี้อาจจะฝังเฉียง ๆ (skew) ก็ได้ ที่แกนของตัวหมุน มีสวิตซ์หนีศูนย์กลางติดอยู่ด้วย ทั้งนี้เพื่อตัดชุดเริ่มทำให้หมุนออกไปหลังจากที่มอเตอร์มีความเร็วประมาณ 75% ของซิงโครนัส รูปตัดและวงจรของมอเตอร์ชนิดนี้ดูได้จากรูป 3.1.1 และ 3.1.2 จากรูป 3.1.2 พบว่ามีความต้านทานที่มีค่าสูงอีก 1 ตัวต่ออนุกรมเข้ากับชุดทำให้หมุน (starting winding) ความต้านทานนี้อาจไม่ต้องใช้ก็ได้ ถ้าหากว่าความต้านทานของชุดเริ่มทำให้หมุนมีค่าสูงพอ

จากคุณสมบัติของขดลวดทั้งสองที่กล่าวมาแล้ว จึงทำให้กระแส I_s และ I_m มีมุมต่างกันเกือบ 90 องศา ดังรูป 4.1.2 กระแส I_s มาทีหลัง (lag) แรงเคลื่อนไฟ V ไปเป็นมุมเล็กน้อย ทั้งนี้เพราะค่าความต้านทานสูงกว่าค่ารีแอกแตนซ์ มาก ฉะนั้นจึงทำให้กระแส I_s มีความต้านทาน ต่ำ

แต่รีแอคแตนซ์สูง ดังนั้นจึงทำให้ I_m มาทีหลัง V เกือบ 90 องศา เมื่อเป็นเช่นนั้นจึงทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนขึ้น เพื่อใช้ในการเริ่มหมุนของมอเตอร์ ส่วนสวิทช์หนีศูนย์กลาง S นี้ จะทำหน้าที่ตัดไปของขดเริ่มหมุน (starting winding) ออกไป หลังจากทีมอเตอร์วิ่งได้เกือบใกล้ความเร็วพิกัด หรือประมาณที่ 75 % ของความเร็วที่ซิงโครนัส



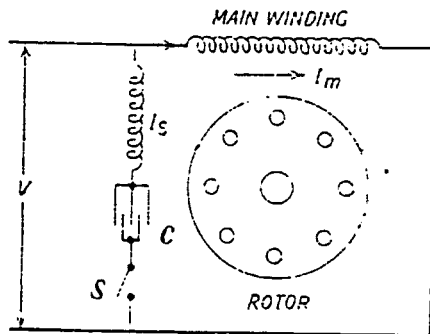
รูปที่ 3.1.2 วงจรของมอเตอร์ที่แยกเฟสออกจากกัน (Split - Phase Motor)

มอเตอร์แบบนี้มีแรงบิดเริ่มแรกประมาณ 1 ถึง 2 เท่าของแรงบิดที่พิกัด โดยใช้กระแสเริ่มแรกตั้งแต่ 5 ถึง 7 เท่าของกระแสที่พิกัดจึงทำให้เหมาะสมในการใช้งานกับเครื่องกลชนิดเล็ก ตัวแยกโดยอาศัยแรงหนีศูนย์กลาง (centrifugal separators) และตัวเป่า (blowers) เหล่านี้เป็นต้น

ทิศทางการหมุนของมอเตอร์เหล่านี้มักกลับทิศได้โดยการสลับขั้วต่อไฟของขดใดขดหนึ่งจาก 2 ขุดนั้น (แต่ไม่สลับทั้ง 2 ขุด) หลังจากนั้นจึงจ่ายไฟให้กับขดทั้งสอง ก็จะทำให้มอเตอร์หมุนกลับทิศ มอเตอร์แบบนี้บางทีก็เรียกว่า “มอเตอร์ที่เริ่มหมุนโดยใช้ความต้านทาน” นอกจากมอเตอร์แบบที่กล่าวข้างบนแล้ว ยังมีมอเตอร์แบบแยกเฟสที่อาศัยตัวเก็บประจุ เป็นตัวแยกเฟสอีก 2 แบบคือ แบบ เริ่มหมุนด้วยตัวประจุและวิ่งด้วยการเหนี่ยวนำ (capacitor - start induction run) และ capacitor - start capacitor run ดังนั้นเพื่อแยกให้เห็นถึงความแตกต่างของมอเตอร์ทั้ง 2 ชนิดจึงแยกได้ดังต่อไปนี้

3.2 มอเตอร์ชนิดเริ่มหมุนด้วยตัวประจุและวิ่งด้วยการเหนี่ยวนำ (Capacitor Start Induction - Run Motor) มอเตอร์แบบนี้ก็มีโครงสร้างคล้ายกันแบบ 3.1 ต่างกันที่ว่ามอเตอร์แบบนี้ทำให้กระแส I_s และ I_m มีเฟสแยกกันโดยใช้ตัวประจุหรือตัวควบแน่น (capacitor or condenser) ต่ออนุกรมเข้ากับขดเริ่มทำให้หมุน (starting winding) ดังรูป 3.2 ตัว ประจุไฟฟ้า ที่ใช้นี้เป็นชนิดสารละลาย (electrolytic) ดังนั้นจึงต้องต่อขั้วบวกและลบให้ถูกต้อง

ด้วยตัวประจุนี้จะโค่นตัดออกไปโดยอัตโนมัติศูนย์กลางหลังจากที่มันมีความเร็วประมาณ 75% ของความเร็วที่ซิงโครนัส ตัวประจุนี้ติดอยู่ที่เปลือกหรือแยกออกต่างหากจากตัวมอเตอร์ก็ได้



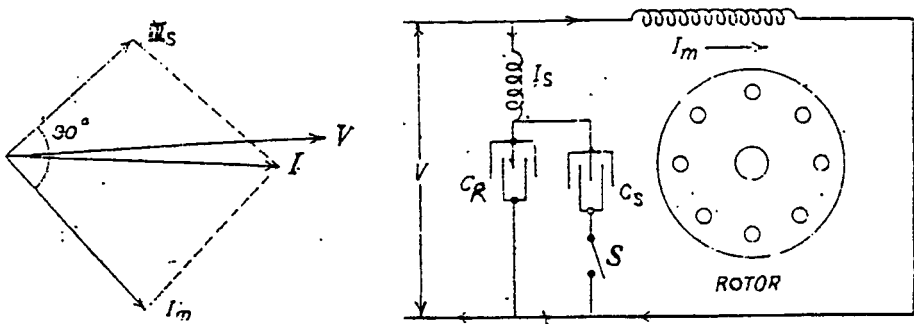
รูปที่ 3.2 มอเตอร์ชนิดเริ่มหมุนด้วยตัวประจุและวงค์ช่วยการเหนี่ยวนำ (Capacitor Start Induction - Run Motor)

กระแส I_m นี้มาทีหลัง V เป็นมุมใหญ่มุมหนึ่ง ในขณะที่เดียวกัน I_s มาก่อน V เป็นมุมหนึ่งเช่นกัน ดังนั้นจึงทำให้ได้กระแสลัพท์ I ซึ่งเกือบจะเท่ากับ V ดังนั้นจึงทำให้แรงบิดเริ่มแรกสูง ซึ่งทำให้เหมาะสมที่จะนำไปอัดขับตัวอัด (compressor) ปั้น เครื่องผสมเหนียว (dough mixers) และอื่น ๆ

3.3 มอเตอร์ชนิดที่ใช้ตัวประจุทั้งในขณะที่หมุนเริ่มและในขณะที่วิ่งหรือทำงานตามปกติ (Capacitor-Start Capacitor-Run Motor) มอเตอร์แบบนี้มีประจุไฟ 2 ตัวคือ C_s และ C_r รูป 3.3.1 ตัว C_s ซึ่งใช้เป็นตัวทำให้มอเตอร์เริ่มหมุนนี้ มีความจุเกือบ 3 เท่าของ C_r ซึ่งใช้สำหรับวิ่งและเป็นตัวประจุแบบชนิด paper (กระดาษ) ตัว C_s นี้จะโค่นตัดออกไปโดยอัตโนมัติ หลังจากที่มีมอเตอร์หมุนได้ใกล้เคียงความเร็วเต็มที่พิกัด ในการตัด C_s นี้ นอกจากใช้สวิตซ์หนีศูนย์กลางเป็นตัวตัดแล้ว ก็อาจใช้ current coil relay เป็นตัวตัดก็ได้ ส่วนใหญ่ในปัจจุบันนี้นิยมใช้ current coil relay เป็นตัวตัด โดยการใช้ C_r ที่เหมาะสมจึงทำให้กระแส I_s และ I_m แยกต่างกันอย่างเกือบ 90 องศา ซึ่งทำให้เหมือนกับว่ามอเตอร์นั้นได้รับไฟจากไฟ 2 เฟส ซึ่งทำให้เหมือนกับว่ามอเตอร์นั้นได้รับไฟจากไฟ 2 เฟส

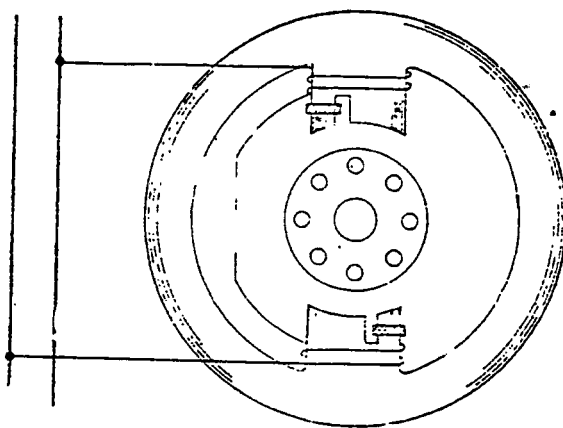
ข้อดีของการต่อตัวประจุขนาดเล็กไว้ในวงจรของมอเตอร์ก็คือ

- (1) ทำให้สามารถทนโอเวอร์โหลด(over - load) ได้ดีขึ้น
- (2) มีตัวประกอบกำลัง (p.f) สูงขึ้นกว่าเดิม
- (3) ทำให้วิ่งได้เร็วกว่าซึ่งเป็นสิ่งที่ปรารถนามากในการใช้ในห้องทดลองหรือสำนักงาน



รูปที่ 3.3 มอเตอร์ชนิดที่ใช้ตัวประจุทั้งในขณะที่หมุนเริ่มและในขณะที่วิ่งหรือทำงานตามปกติ (Capacitor-Start Capacitor-Run Motor)

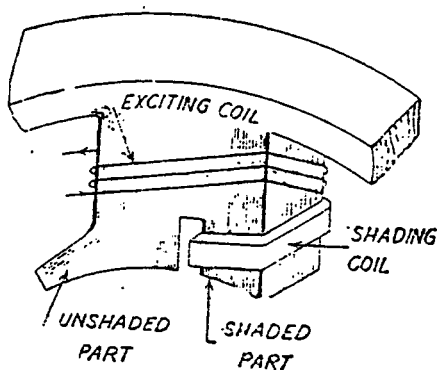
3.4มอเตอร์แบบบังขั้ว(Shaded - Pole Single -Phase Motors) มอเตอร์แบบนี้แยกเฟสได้โดยการเหนี่ยวนำ มอเตอร์แบบ Salient pole โดยเรียกชื่อเป็นภาษาไทยว่ามอเตอร์แบบบังขั้ว



รูปที่ 3.4.1 มอเตอร์แบบบังขั้ว(Shaded - Pole Single -Phase Motors)

ซึ่งชื่อที่เรียกนี้ก็แสดงความหมายในตัวของมันเองอยู่แล้ว นั่นก็คือว่ามีขั้วส่วนหนึ่งถูกบังไป ตัวที่บังขั้วนี้ก็คือทองแดงหรือขดตัวนำที่ครบวงจรในตัวของมันเองอยู่แล้ว และนำไปบังขั้วดังกล่าวเสีย 1/3 ของขั้วทั้งหมด และส่วนที่บังขั้วบนล่างนั้นจะอยู่เยื้องกันไปดังรูป 3.4.1

รูปที่ 3.4.2 แสดงขั้วแม่เหล็กเพียงขั้วหนึ่งเท่านั้น ขั้วแม่เหล็กซึ่งเป็นแผ่นเหล็กอาบน้ำยาแน่นติดกันนี้ ทำเป็นช่องประมาณ 1/3 ของความยาวขั้วปลายทางด้านหนึ่ง นั่นคือในหนึ่งขั้วแม่เหล็กโคนแบ่งออกเป็น 2 ส่วน ส่วนหนึ่งยาวประมาณ 1/3 ของทั้งหมด ออกส่วนหนึ่งยาว 2/3 ส่วนที่ยาว 1/3 นี้ใส่ขดลวดทองแดงที่มีขนาดใหญ่และลัดวงจรไปล้อมรอบที่ส่วนนี้ดังรูป 3.4.2 ขดลวดทองแดงลัดวงจรที่ใส่ไปนี้เรียกว่า "Shading coil" ส่วนนี้จึงเรียกว่าส่วนที่เป็น shaded (บังไว้) อีกส่วนหนึ่งนั้นก็จะเป็น unshaded (ไม่บัง)

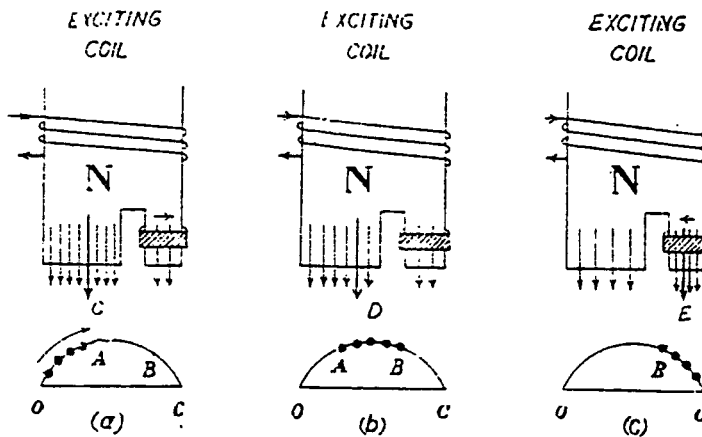


รูปที่ 3.4.2 แสดงขั้วแม่เหล็กของมอเตอร์แบบบังขั้ว

เมื่อมีกระแสไหลผ่านขดกระตุ้น (exciting coil) ซึ่งพันอยู่รอบ ๆ ขั้วแม่เหล็กทั้งนั้นย่อมทำให้แกนของขั้วแม่เหล็กเลื่อนจากส่วนที่ unshaded ไปยังส่วนที่ shaded จากการที่แกนของขั้วแม่เหล็กเคลื่อนที่ไปนี้จึงเป็นผลทำให้คล้ายกับว่ามีขั้วแม่เหล็กเคลื่อนที่ไปจริง ดังนั้นจึงทำให้ตัวหมุนเริ่มต้นหมุนไปในทิศทางของการเคลื่อนที่นี้ นั่นคือเคลื่อนที่จากส่วนยังไม่ได้บังขั้ว (unshaded) ไปยังส่วนที่บังขั้วแล้ว (shaded)

การเคลื่อนที่หรือเลื่อนของแกนขั้วแม่เหล็กนี้เกิดจากหลักการที่ว่า ขด shading นั้นมี inductive สูงมาก ดังนั้นเมื่อมีไฟสลั้วงผ่านขดกระตุ้นไปในทางที่สูงขึ้นย่อมทำให้เกิดการเหนี่ยวนำในขด shading ซึ่งมีทิศทางสวนกันกับการเพิ่มจากขดกระตุ้นนั่นเองซึ่งเป็นไปตามหลักการของ หม้อแปลง เมื่อเป็นเช่นนั้นย่อมทำให้ความหนาแน่นของเส้นแรงในส่วนที่เป็น shaded ลดลงไป

เมื่อกระแสกระตุ้นเพิ่มขึ้นในทำนองกลับกันเมื่อกระแสในขดกระตุ้นลดลงก็ย่อมทำให้ความหนาแน่นของสนามแม่เหล็กในส่วน shaded เพิ่มขึ้น (โดยที่สมมติกระแสกระตุ้นนั้นเป็นลูกคลื่น sine)



รูปที่ 3.4.3 การเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟในขดเซดคิง(shading)

จากรูป 3.4.3 (a) กระแสกระตุ้นเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วตาม OA (ส่วนที่เป็นจุดๆ) ซึ่งทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟในขด shading แรงเคลื่อนนี้ทำให้เกิดกระแสจำนวนมากไหลในขด shading ที่มีค่าความต้านทานต่ำไปในทิศทางเดียวกับแรงเคลื่อนที่เกิดกระแสนี้ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กสวนกับสนามแม่เหล็กที่เกิดจากขดกระตุ้น (ตามกฎของ Lenz) ฉะนั้นจึงทำให้สนามแม่เหล็กส่วนใหญ่เกิดขึ้นที่ส่วน unshaded นั่นคือ แกนแกนของสนามแม่เหล็กก็อยู่ที่กึ่งกลางของส่วนนี้นั่นคือ ตามแนว NC

เมื่อพิจารณาต่อไปก็เห็นได้ว่ากระแสในขดกระตุ้นเกือบถึงค่าสูงสุดอยู่แล้วนั่นคือจาก A ไป B (รูป 3.4.3 (b)) ที่จุดนี้การเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กช้ามาก นั่นคือไม่มีการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟขึ้นที่ขด shading ฉะนั้นจึงไม่มีกระแสไหลในขด shading ย่อมทำให้เส้นแรงแม่เหล็กมีค่าสูงสุด (ไม่มีเส้นแรงสวนจากขด shading) และกระจายไปทั้งขั้วที่ผิว เพราะฉะนั้นจึงทำให้แกนขั้วแม่เหล็กเคลื่อนมาอยู่ที่ศูนย์กลางของทั้งขั้วนั่นคือ ND

จากรูป 3.4.3 (c) พบว่ากระแสในขดกระตุ้นลดลงอย่างรวดเร็วจาก B ไป C ฉะนั้นจึงทำให้เกิดกระแสเหนี่ยวนำขึ้นในขด shading ซึ่งมีทิศทางตรงกันข้ามกับการลดของกระแสกระตุ้นจึงทำให้มีเส้นแรงแม่เหล็กเพิ่มขึ้นในส่วนที่เป็น shading ฉะนั้นจึงทำให้แกนเส้นแรงแม่เหล็กเคลื่อนไปอยู่ที่ศูนย์กลางของขด shading นั่นคือ ตามแนว NE

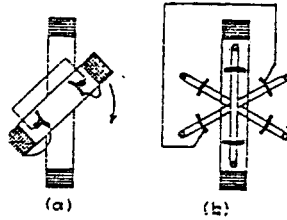
ดังนั้นจึงพบว่าในช่วงเวลาครึ่งคลื่นของกระแสไฟที่เป็นบวกของกระแสกระตุ้นนั้นทำให้ขั้วเหนือแม่เหล็กขั้วหนึ่งเลื่อนจากส่วนที่เป็น unshaded ไปยังส่วนที่เป็น shaded ของขั้วแม่เหล็กนั้นๆ สำหรับในช่วงครึ่งหลังที่เป็นลบนั้นทำให้เกิดขั้วได้ขึ้นไปในทิศทางที่ทำให้สนามแม่เหล็กวิ่งจากส่วน unshaded ไปยังส่วนที่เป็น shaded เท่านั้นโดยที่มีเส้นแรงแม่เหล็กกลับทิศกับขั้ว N ผลที่เกิดขึ้นคล้ายกับว่ามีขั้วแม่เหล็กดาวอยู่ในอากาศโดยที่เคลื่อนที่จากซ้ายไปขวา ฉะนั้นจึงทำให้ทิศทางการเคลื่อนที่ของตัวหมุนวิ่งจากส่วนที่เป็น unshaded ไปยังส่วนที่เป็น shaded หรือว่าวิ่งจากส่วนที่ไม่มีวงแหวนล้อมรอบไปยังส่วนที่มีวงแหวนล้อมรอบที่ฝังอยู่ใน $1/3$ ของขั้วแม่เหล็ก นั้นๆ

3.5 มอเตอร์ชนิดใช้การผลัก (Repulsion Motors) มอเตอร์ชนิดนี้เป็น single phase commutator motors ชนิดหนึ่ง ซึ่งจดทะเบียนลิขสิทธิ์ในปี ค.ศ. 1887 ในสหรัฐอเมริกาโดย Elihu Thomson ที่ตัวอยู่กับที่มีการพันขดลวดเป็นแบบไฟเฟสเดียว ส่วนที่ตัวหมุนนั้นก็จะเป็นแบบไฟตรงธรรมดาที่มี commutator และมีแท่งถ่านสำหรับลัดวงจรดังรูป 3.5.1 (a) ซึ่งเป็นมอเตอร์ผลักเบื้องต้นของ Elihu Thomson ส่วนรูป 3.5.1 (b) นั้นก็ขยายเพิ่มเติมมาจากรูป (a) โดยที่มีวงจรรทางอาร์มาเจอร์ของแต่ละขดเปิดวงจร ในการที่มอเตอร์หมุนได้นั้นเกิดขึ้นจากการลัดวงจรของอาร์มาเจอร์จากแปรงถ่านคู่หนึ่งซึ่งมีแนวแกนแยกออกไปจากแนวแกนของขดลวดที่ตัวอยู่กับที่ ในกรณีที่ตำแหน่งแปรงถ่านที่ถูกลัดวงจรนี้อยู่ในแนวแกนเดียวหรือต่างกัน 90° กับแนวแกนขดลวดที่พันอยู่ที่ตัวอยู่กับที่นั้นจะทำให้มอเตอร์ไม่มีการหมุน ทั้งนี้เพราะไม่มีแรงผลัก มันจะหมุนได้ก็ต่อเมื่อแปรงถ่านอยู่ระหว่างตำแหน่ง 0 กับ 90°

มอเตอร์แบบนี้แตกต่างกับมอเตอร์กระแสสลับแบบเซอร์รีย์ (A.C. series motor) ก็ตรงที่ว่าไม่มีกระแสจากวงจรภายนอกส่งผ่านเข้าไปในอาร์มาเจอร์ ทั้งนี้เพราะแท่งถ่านโคจรลัดวงจรไว้ดังรูป 3.5.2 เราลองมาพิจารณากันว่าเมื่อแปรงถ่านที่ลัดวงจรเปลี่ยนไปตั้งไว้ที่ต่างๆแล้วจะมีอะไรเกิดขึ้นบ้าง ในที่นี้จะพิจารณามอเตอร์ผลักที่มีแม่เหล็ก 2 ขั้วที่ได้รับสนามกระตุ้นจากไฟสลับโดยมีอาร์มาเจอร์เป็นแบบไฟตรงธรรมดา จากรูป 3.5.2(a) ให้ตำแหน่งของแปรงถ่านที่ลัดวงจรมีแนวแกนตั้งฉากกับแนวแกนของสนามกระตุ้น ω ตำแหน่งนี้ทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟขึ้นในแต่ละครึ่งของขดลวดที่พันอาร์มาเจอร์ในทิศทางตรงกันข้าม (จากทฤษฎีของสนามแม่เหล็กหมุน 2 อัน) ซึ่งทำให้หักล้างกันหมดไปเมื่อเป็นเช่นนั้นย่อมไม่ทำให้เกิดกระแสไหลในอาร์มาเจอร์และทำให้ไม่มีแรงบิดเกิดขึ้น

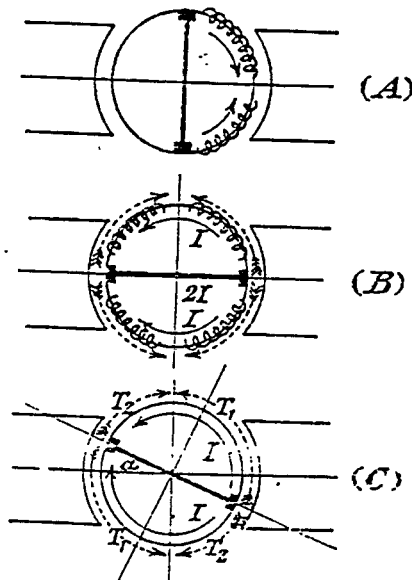
จากรูป 3.5.2 (b) ตำแหน่งแปรงถ่านเลื่อนไปอยู่ในแนวแกนสนามแม่เหล็กที่เกิดจากตัวอยู่กับที่ ω ตำแหน่งนี้ทำให้เกิดกระแส I ไหลในอาร์มาเจอร์ของแต่ละครึ่งซึ่งมีทิศทางสวนกัน

กระแสเหล่านี้ทำให้เกิดแรงบิดขึ้น 4 ส่วนดังลูกศรที่เป็นจุด จากรูป 3.5.2 (b) นี้ซึ่งทำให้แรงทั้งหมดหักล้างกันไป ดังนั้นจึงทำให้แรงบิดเป็นศูนย์อีก



รูป 3.5.1 แสดงแรงแท่งด้านสำหรับลวดวงจร

จากรูป 3.5.2 (c) ตำแหน่งแปร่งด้านเลื่อนไประหว่างแนวแกนที่ตั้งฉากกันของทั้งสองแกน ให้นำแนวแกนของแปร่งด้านทำมุมเอียงกับแนวแกนของสนามแม่เหล็กจากตัวอยู่กับที่ไปเป็นมุม และให้แรงบิดที่เกิดขึ้นเป็น T_1 , T_2 ตามรูป 3.5.2 (c)



รูปที่ 3.5.2 อากักรที่เกิดขึ้นของมอเตอร์ชนิดลัดกเมื่อแปร่งด้านอยู่ที่ตำแหน่งต่างๆ

$$\text{แรงบิดลัพธ์ } T = 2(T_1 - T_2)$$

T กระแสระหว่างแปรงถ่าน x ส่วนของเส้นแรงจากตัวอยู่กับที่ซึ่งอยู่ในแนวตั้งฉากกับแปรงถ่าน

แต่กระแสระหว่างแปรงถ่าน \propto ส่วนของเส้นแรงจากตัวอยู่กับที่ซึ่งอยู่ในแนวเดียวกับแนวแกนของแปรงถ่าน

$$\propto \phi \cos \alpha$$

$$T \propto \phi \cos \alpha \phi \sin \alpha$$

$$\propto \phi \sin \alpha \phi \cos \alpha$$

$$\propto \sin \alpha \cos \alpha$$

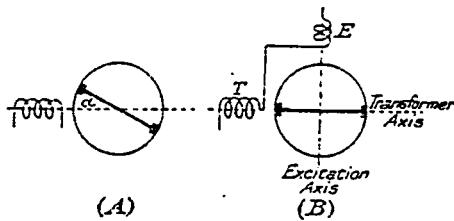
$$\propto \sin 2\alpha$$

ดังนั้น T มีค่าสูงสุดเมื่อ $2\alpha = 90^\circ$ นั่นคือ $\alpha = 45^\circ$

รูป 3.5.3 (a) นั้นเป็นรูปที่ใช้ เขียนแทนมอเตอร์ผลัดจริง ๆ ซึ่งเขียนแทนได้โดยรูป 3.5.3(b) รูป b นี้แยกสนามลัพท์ที่เกิดขึ้นบนตัวอยู่กับที่ออกเป็นส่วนตัวตั้งฉากกันคือ ในแนวแกนของแปรงถ่าน เรียกว่าแกนของหม้อแปลง (transformer axis) กับอีกแกนหนึ่งซึ่งตั้งฉากกับแกนนี้เรียกว่าแกนของการกระตุ้น (excitation axis) ฉะนั้นถ้ามีจำนวนขดลวดทั้งหมดของสนามแม่เหล็กเป็น T_f แล้วจะได้ว่า

$$\text{จำนวนรอบของขดลวด} \quad T = T_f \cos \alpha$$

$$\text{จำนวนรอบของขดลวด} \quad E = T_f \sin \alpha$$



รูปที่ 3.5.3 สัญลักษณ์แทนมอเตอร์ผลัดจริง ๆ

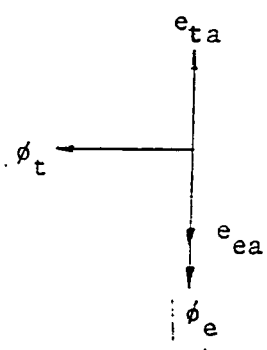
ขดลวด E นี้จะไม่มีการแสดงออกของการเกิดการเหนี่ยวนำจากหม้อแปลง (no transformer action) ขึ้นที่อาร์มาเจอร์ทั้งนี้เพราะขดลวดของอาร์มาเจอร์กับ E ตั้งฉากซึ่งกันและกัน ยกเว้นแต่พวกขดลวดที่โคนลัควงจรที่ความกว้างของแปรงถ่านเท่านั้น ดังนั้นจึงทำให้ขดลวด E ไม่

อาจส่งพลังงานไปยังอาร์มาเจอร์ได้ หน้าที่ของ E ก็คือเป็นตัวจ่ายการกระตุ้นอย่างเดียว ในขณะที่มอเตอร์กำลังหมุนอยู่นั้นได้รับพลังงานมาจากขด T ซึ่งอยู่ที่ตัวอยู่กับที่ ในขณะที่เดียวกันเส้นแรงแม่เหล็กของขด T ก็ทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนสถิตย์ (static emf) ขึ้นที่ขด T ด้วยโดยที่แรงเคลื่อนนี้มีเฟสต่างไปจากเส้นแรงแม่เหล็กของขด T (ϕ_t) เป็นมุม 90° แต่ ϕ_t มีมุมต่างกับสนามแม่เหล็กกระตุ้น $\phi_e = 90^\circ$ ดังนั้น จึงทำให้มอเตอร์มีสนามแม่เหล็กเป็น

- a) สนามแม่เหล็กหมุนเป็นวงกลมเท่ากับถ้าเส้นแรงจากแกนทั้งสองเท่ากัน ($\phi_t = \phi_e$)
- b) สนามแม่เหล็กหมุนเป็นรูปวงรีถ้าเส้นแรงมีขนาดต่างกัน ($\phi_t \neq \phi_e$)

ในอาร์มาเจอร์มีแรงเคลื่อนไฟสถิตย์ที่เกิดจากปฏิกิริยาของหม้อแปลง (transformer action) อยู่ในแนวแกนของขด T ซึ่งตั้งฉากกับ ϕ_t แต่ ϕ_t ตั้งฉากกับ ϕ_e และ ϕ_e นี้ทำให้เกิดแรงเคลื่อนพลศาสตร์ (dynamic emf) ขึ้นในอาร์มาเจอร์ซึ่ง inphase กันกับ ϕ_e ดังนั้นแรงเคลื่อนพลศาสตร์นี้จึงมีเฟสต่างกับแรงเคลื่อนสถิตย์ 180° ดังรูป 3.5.4 ผลต่างที่ได้จากแรงเคลื่อนทั้งสอง (e_{ta} กับ e_{ea}) นี้คือแรงเคลื่อนตกคร่อม IR แต่ถ้าสมมติว่าไม่มีความต้านทานในอาร์มาเจอร์ นั่นคือ $e_{ta} = e_{ea}$

- ให้ $\phi_t =$ เส้นแรงสูงสุดของขด T
- $\phi_e =$ เส้นแรงสูงสุดของขด E
- $T_a =$ จำนวนรอบของอาร์มาเจอร์



รูปที่ 3.5.4 แสดงความสัมพันธ์ของเส้นแรงแม่เหล็กและแรงเคลื่อนไฟที่เกิดขึ้นในมอเตอร์ผลึก

แรงเคลื่อนพลศาสตร์ $E_d \propto \phi_e T_a NP$ (3.5-1)

และ แรงเคลื่อนสถิตย์ $E_s \propto \phi_t T_a f$ (3.5-2)

เมื่อ N และ P เป็นความเร็วและจำนวนขั้วแม่เหล็ก

แต่ $E_d = E_s$

$$\phi_e NP = \phi_t f$$

$$\begin{aligned} \text{ถ้า } N_s &= 120f/p \\ f &\propto NP \\ \phi_s NP &= \phi_s N_s P \\ \phi_s / \phi_s &= N/N_s \end{aligned}$$

ดังนั้นสนามแม่เหล็กทั้งสองจะเท่ากันที่ความเร็ว synchronous เท่านั้น ณ ที่ความเร็ว N_s นี้ สนามแม่เหล็กที่ได้ก็เป็นสนามแม่เหล็กหมุนอย่างแท้จริงอันหนึ่ง

ที่ความเร็วต่ำกว่า N_s ได้ $\phi_s < \phi_s$

ที่ความเร็วสูงกว่า N_s ได้ $\phi_s > \phi_s$

ฉะนั้นภายใต้สภาพเหล่านี้ย่อมทำให้สนามแม่เหล็กหลักเป็นวงรีโดยที่แกนสำคัญ (major axis) มีความเร็วต่ำกว่า N_s กลายเป็นแกนนอน (minor axis) ซึ่งมีความเร็วสูงกว่า แต่ที่ความเร็ว synchronous นั้นอาร์มาเจอร์และสนามแม่เหล็กหมุนมีความเร็วเท่ากัน ดังนั้นจึงไม่มีการสูญเสียในแกนเหล็กของอาร์มาเจอร์(ไม่มีความถี่ที่อาร์มาเจอร์) พร้อมกันนี้ก็ไม่มีกระแสไหลวนในขดลวดที่อยู่ภายใต้แปรงถ่าน ที่ความเร็วสูงกว่า synchronous ทำให้ ϕ_s สูงขึ้นอย่างมากจึงทำให้เกิดการสูญเสียในแกนเหล็กของอาร์มาเจอร์เป็นจำนวนมากและยังทำให้เกิดประกายไฟแลบขึ้นระหว่าง commutator กับแปรงถ่านทั้งนี้เพราะมีกระแสลัดวงจรไหลวนระหว่างซี่ commutator กับแปรงถ่านที่ไปลัดวงจรของขดลวดบางขดสภาพเหล่านี้จึงเป็นตัวจำกัดความเร็วของมอเตอร์ให้มีความเร็วใกล้เคียงกับความเร็วที่ synchronous แต่ถ้าต้องการให้มีความเร็วสูงนั้นต้องทำให้ ϕ_s ลดลงไป

บทที่ 4

วงจรรขยายชนิดดิฟเฟอเรนเชียลเฟอเรนเชียลอินสตรูเมนเตชัน และบริดจ์

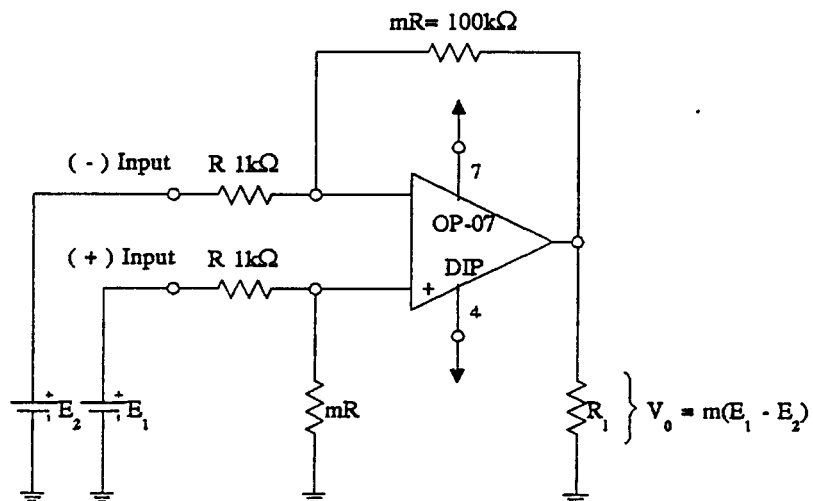
วงจรรขยายที่ใช้สำหรับตรวจวัดเป็นเครื่องมือหรือใช้สำหรับควบคุมที่ดี จะเป็นวงจรรขยายอินสตรูเมนเตชัน (Instrumentation Amplifier) ซึ่งองค์ประกอบของวงจรมีออปแอมป์และตัวต้านทานค่าที่ตรงสูงหลายตัว และเนื่องจากวงจรมีประสิทธิภาพดี และมีคุณภาพในการทำงานที่สูง ไอซี(IC)และมอดูลชิป(ModuleShip)ต่าง ๆ ที่ทำสำเร็จรูปเป็นวงจรรขยายอินสตรูเมนเตชันชนิดนี้จึงมักมีราคาแพง

วงจรรที่ราคาถูกลงและอยู่ในตระกูลเดียวกับวงจรรขยายอินสตรูเมนเตชันก็คือ วงจรรขยายดิฟเฟอเรนเชียล (Differential Amplifier) หรือวงจรรขยายค่าแตกต่าง (ของแรงดัน) ซึ่งในบทนี้เราจะเริ่มกล่าวถึงวงจรรชนิดนี้กันก่อน มีการแสดงแอปพลิเคชัน(Application)ต่าง ๆ ที่เหมาะกับวงจรรชนิดนี้จากนั้นก็จะมีอธิบายวิธีการนำวงจรรราคาถูกนี้มาดัดแปลงเป็นวงจรรขยายอินสตรูเมนเตชันอีกที สำหรับส่วนสุดท้ายของบทก็จะเป็นเรื่องเกี่ยวกับวงจรรขยายแบบบริดจ์ ซึ่งเกี่ยวข้องกับทั้งวงจรรอินสตรูเมนเตชันและดิฟเฟอเรนเชียล

4.1 พื้นฐานของวงจรรดิฟเฟอเรนเชียล

4.1.1 กล่าวนำ

วงจรรดิฟเฟอเรนเชียลนี้จะนำมาใช้ในการตรวจวัดก็ได้หรือจะนำมาใช้ในการขยายสัญญาณก็ได้ โดยสัญญาณขนาดเล็กนี้หมายถึงแรงดันที่มีขนาดน้อยกว่า 10 มิลลิโวลต์ (milliVolt) ลงไป สำหรับหัวข้อนี้จะพูดถึงการสร้างและวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรร



รูปที่ 4.1 แสดงพื้นฐานของวงจรรดิฟเฟอเรนเชียล

ในรูปที่ 4.1 ตัวต้านทาน(Resistor)ที่มีค่าคลาดเคลื่อนน้อยมาก (1เปอร์เซ็นต์) ต่อเข้ากับออปแอมป์ (Opamp)เพื่อทำเป็นวงจรคิฟเฟอเรนเชียลหรือวงจรรขยายค่าแตกต่าง ถ้า E_1 ถูกแทนด้วยการลัดวงจร วงจรจะเป็นวงจรรขยายแบบอินเวอร์ตติ้ง(Inverting Amplifier)ซึ่งจะให้ค่าขยายเท่ากับ $-m$ เท่ากับ แรงดัน E_2 หรือ $-mE_2$ แต่ในกรณีที่ E_2 ถูกแทนด้วยการลัดวงจร แรงดัน E_1 จะถูกแบ่งโดย R และ mR จนเหลือเพียง $E_1 / (m+1)$ ที่ขาบวกของออปแอมป์ เมื่อมองวงจรเป็นวงจรรขยายแบบนอนอินเวอร์ตติ้ง(Noninverting Amplifier) เราจะได้ค่าขยายเท่ากับ $(m+1)$ เท่าของแรงดัน E_1 หรือประมาณเท่ากับ mE_1 ดังนั้นถ้าทั้ง E_1 และ E_2 ปะการกอยู่ที่ขาทั้งสองของออปแอมป์ ค่าแรงดันเอาต์พุตจะเท่ากับ $V_o = mE_1 - mE_2$ หรือเป็นดังสมการที่ (4.1)

$$V_o = mE_1 - mE_2 = m(E_1 - E_2) \tag{4.1}$$

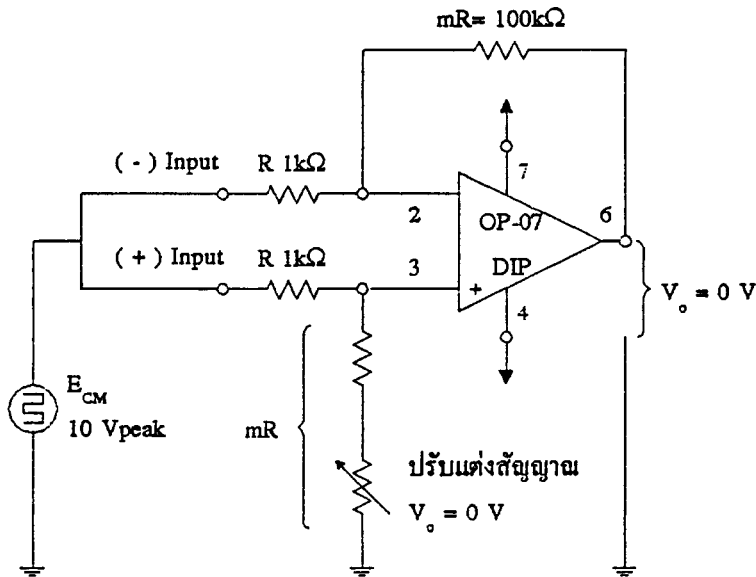
จากสมการที่ (4.1) นี้ที่ทำให้สรุปได้ว่า แรงดันเอาต์พุต(Output Voltage) สำหรับวงจรคิฟเฟอเรนเชียลหรือ V_o จะเป็นค่าแรงดันแตกต่าง(Differiential Voltage)ที่ป้อนเข้าสู่ที่ขาบวกและลบของออปแอมป์ คูณกับค่าอัตราขยาย (Differential Gain) ซึ่งถูกกำหนดขึ้นโดยตัวต้านทาน

จากสมการที่ (4.1) และข้อสมมติที่เราได้คิดขึ้น เราจะพบได้ว่าเมื่อแรงดันอินพุตทั้งสองมีค่าเท่ากัน จะทำให้แรงดันคิฟเฟอเรนเชียลหรือแรงดันค่าแตกต่างนี้มีค่าเป็นศูนย์เหมือนกัน ซึ่งในหัวข้อถัดไปเราจะมาดูรายละเอียดในเรื่องนี้ให้มากขึ้น

4.1.2 แรงดันแบบคอมมอนโหมด

แรงดันเอาต์พุตของออปแอมป์ควรจะเป็น 0 โวลต์เมื่อ $E_1 = E_2$ วิธีการที่จะทำให้แรงดันอินพุตทั้งสองเท่ากันได้ง่ายที่สุดก็คือ การรวบปลายอินพุตทั้งสองเข้าด้วยกัน (ดูรูปที่ 4.2) โดยแรงดันอินพุตนี้เราจะเรียกว่า E_{cm} หรือแรงดันอินพุตแบบคอมมอนโหมด (Common-mode Input Voltage) อนึ่งเพื่อง่ายต่อการสังเกตและต่อการจดจำคำว่า “คอมมอนโหมด” คำคำนี้มีความหมายในภาษาอังกฤษว่า “คนสามัญ , ทั่วไป หรือไม่มีชั้นชั้น” ไม่มีความแตกต่างระหว่างกันซึ่งนั่นจึงทำให้เราผูกรวบขาอินพุตทั้งสองเข้าด้วยกันเพื่อไม่ให้มีความแตกต่าง หรือมีการแบ่งชนชั้นนั่นเอง ดังนั้นแรงดัน V_o ควรจะมีค่าเป็นศูนย์ถ้าอัตราส่วนระหว่างตัวต้านทานเท่ากัน (ระหว่างอัตราขยายชนิดอินเวอร์ตติ้งที่มาจากค่าของ mR และ R กับเนตเวิร์กการแบ่งแรงดันที่เกิดจากค่า mR และ R) ซึ่งผลคังกล่าวควรจะเป็นศูนย์เสมอทำให้เกิดอัตราขยายแรงดันแบบคอมมอนโหมด หรือ V_o / E_{cm} (Common-mode Voltage Gain)ที่มีค่าเท่ากับศูนย์ อนึ่งในทางปฏิบัติเพื่อที่จะให้ได้ค่าที่ถูกต้องสัดส่วนของตัวต้านทานสองชุดนี้ควรจะต้องเท่ากัน ซึ่งเรายากที่จะทราบค่าที่แท้จริงได้ ดังนั้นเราจึงใช้ค่าตัวต้านทานที่สามารถปรับค่าได้หนึ่งตัว ณ ตำแหน่ง mR เพื่อใช้ในการปรับค่าจนกว่าจะเท่ากับ ศูนย์โวลต์ซึ่งตรงนี้เองที่เป็นคุณสมบัติของวงจรรขยายคิฟเฟอเรนเชียลที่ดีซึ่งจะทำให้สามารถ

ตรวจจับผลความแตกต่างของสัญญาณแรงที่มีค่าน้อย ๆ มีหน่วยเป็นมิลลิโวลต์



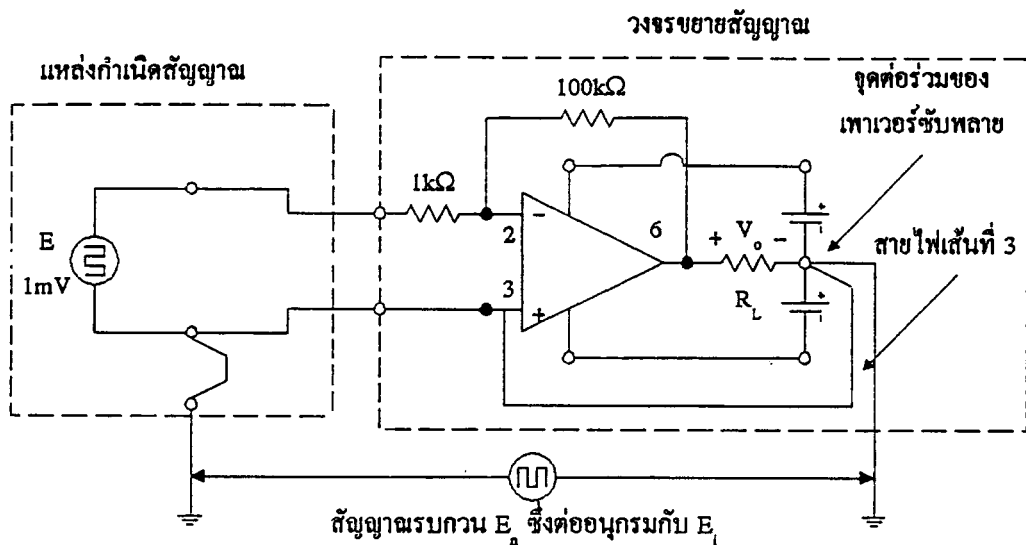
รูปที่ 4.2 อัตรขยายแรงดันแบบคอมมอนโหมดที่ถูกต้อง

4:2 วงจรดิฟเฟอเรนเชียลเทียบกับวงจรขยายทั่วไป

4.2.1 การตรวจจับสัญญาณที่มาจากแหล่งสัญญาณเดียว

การต่อวงจรขยายอินเวอร์ตซึ่งง่ายที่สุดจะเป็นได้ดังรูปที่ 8.3 แหล่งจ่ายไฟฟ้าจะมีการป้อนเข้าตรงกลางตัวออปแอมป์ โดยที่ปลาย R_2 จะเป็นการต่อกราวด์ลงดินไว้ (อาจต่อลงดินโดยผ่านท่อประปาเหล็ก) และที่ตัวถังของแหล่งสัญญาณจะมีการต่อลงกราวด์ ก็เป็นไปได้ที่จะมีการรั่วของตัวต้านทานหรือตัวเก็บประจุ (Capacitance) ที่ต่อลงกราวด์ของแหล่งจ่ายสัญญาณเอง ทำให้เกิดกราวด์ลูป (ground loop) ดังรูปที่ 8.3 ซึ่งทำให้เกิดกระแสและแรงดันสัญญาณรบกวน (noise) ค่าหนึ่ง โดยในรูปเราจะแทนด้วยค่า E_n

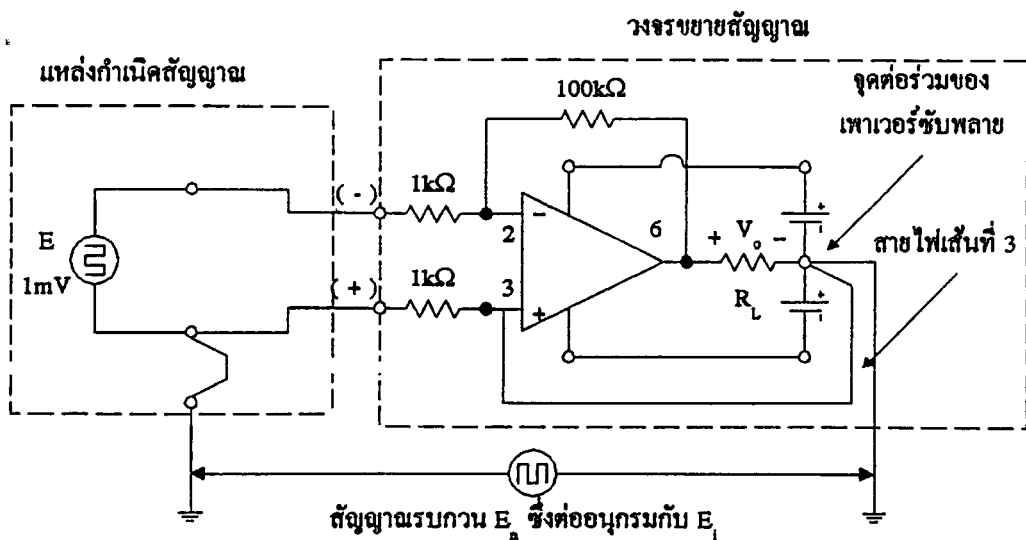
ค่า E_n นี้จะต่ออนุกรมกับค่า E_1 ซึ่งแรงดันทั้งสองนี้จะถูกขยายด้วย -100 เท่า ซึ่งเป็นไปได้ที่บางทีค่าของ E_n จะมีค่ามากกว่าค่าของ E_1 (ในขณะที่ก่อนป้อนเข้าสู่ออปแอมป์) เช่น ในกรณีที่วัดแรงดันของหัวใจซึ่งมีแรงดันประมาณ 1 มิลลิโวลต์เท่านั้น ในขณะที่แรงดันรบกวนที่มาจากร่างกายคนอาจจะมีมากกว่า 10 เท่าของแรงดัน 1 มิลลิโวลต์ก็ได้ ดังนั้นค่าที่ต้องการวัดอาจจะมีผลผิดพลาดและไม่ถูกต้องก็ได้



รูปที่ 4.3 แรงดันสัญญาณรบกวนจะเสมือนกับต่ออนุกรมกับสัญญาณอินพุต E_1 ซึ่งเมื่อแรงดันทั้งสองถูกนำไปขยายด้วยอัตราส่วนเท่าๆกัน เราอาจจะไม่สามารถตรวจวัดสัญญาณที่ต้องการได้

4.2.2 การตรวจวัดด้วยวงจขยายดิฟเฟอเรนเชียล

การใช้วงจขยายทั่วไปในการตรวจจับสัญญาณขนาดเล็กดังกล่าวจึงเป็นเรื่องที่ไม่เหมาะสม วิธีการแก้ปัญหาก็คือการต่อวงจรดังรูปที่ 4.4 ซึ่งจะทำให้สัญญาณรบกวนกลายเป็นแรงดันคอมมอนโหมด (แรงดันรบกวนที่ปรากฏที่ขาบวกของออปแอมป์ ก็จะปรากฏเช่นเดียวกันที่ขาลบด้วย) และไม่ถูกนำไปขยาย ดังนั้นเฉพาะแรงดัน E_1 เท่านั้นที่ถูกขยาย



รูปที่ 4.4 วงจรดิฟเฟอเรนเชียลจะทำให้สัญญาณรบกวนกลายเป็นแรงดันคอมมอนโหมด และไม่ถูกนำไปขยาย ดังนั้นเฉพาะแรงดัน E_1 เท่านั้นที่ถูกขยาย

4.3 การพัฒนางจรดิฟเฟอเรนเชียลทั่วไปให้ดีขึ้น

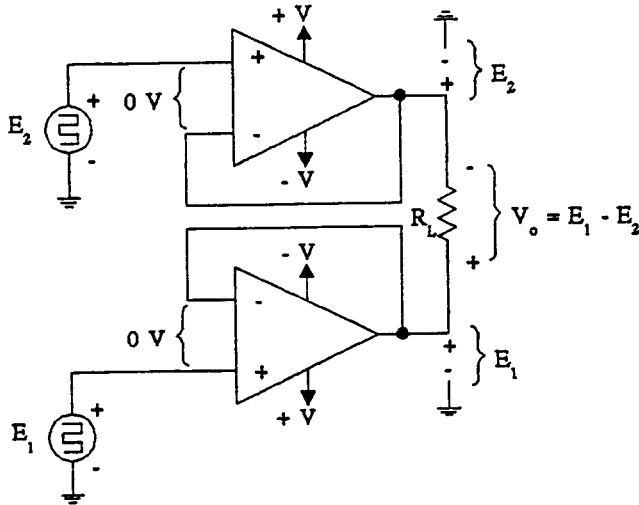
4.3.1 เพิ่มความต้านทานด้านอินพุต

มีข้อเสียอยู่สองประการของวงจรขยายดิฟเฟอเรนเชียลทั่วไปที่เราได้ศึกษามาก่อนหน้านี้ แล้วยังมันมีความต้านทานอินพุตที่ต่ำ และการปรับเปลี่ยนอัตราขยายก็เกินไปโดยยาก ทั้งนี้เพราะอัตราส่วนของตัวต้านทานทั้งด้านขาลบและขาบวกของออปแอมป์จะต้องมีสัดส่วนที่เท่ากันให้มากที่สุด

สำหรับวิธีการแก้ปัญหาในกรณีแรก เราสามารถแก้ไขได้โดยการใส่บัฟเฟอร์(Buffer)เข้าที่อินพุตของวงจร (วงจรบัฟเฟอร์หรือวงจรตามแรงดันจะเป็นวงจรที่มีความต้านทานอินพุตสูงมาก) โดยวงจรดังกล่าวจะประกอบด้วยออปแอมป์ 2 ตัวดังรูปที่ 4.5 (ก) เอาต์พุตของออปแอมป์ A_1 จะมีค่าเป็น E_1 และเอาต์พุตของออปแอมป์ A_2 จะมีค่าเป็น E_2 เมื่อเทียบกับกราวด์ สำหรับแรงดัน V_o ที่ตกคร่อม R_L จะเป็นแรงดันที่เกิดจากความแตกต่างระหว่าง E_1 และ E_2 ซึ่งเป็นแรงดันที่เราต้องการวัดนั่นเอง

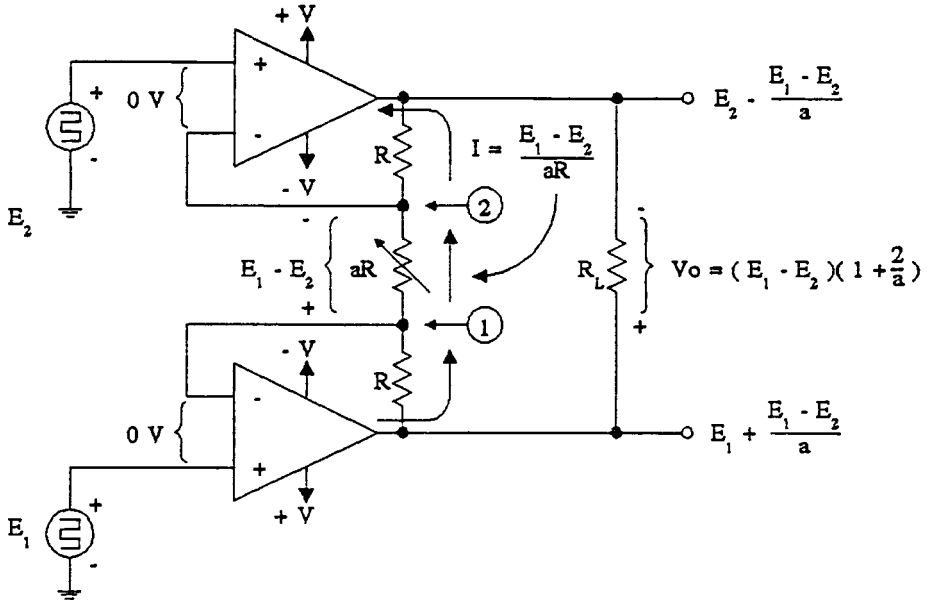
4.3.2 ค่าอัตราขยายที่ปรับค่าได้

สำหรับข้อเสียประการที่สองของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลคือการที่วงจรชนิดนี้ไม่สามารถปรับเปลี่ยนอัตราขยายได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ปัญหานี้เราสามารถแก้ไขได้โดยการใช้ตัวต้านทานเพียง 3 ตัวเท่านั้น โดยการใช้วงจร



รูปที่ 4.5 การพัฒนางจรขยายดิฟเฟอเรนเชียลทั่วไปให้ดีขึ้น

(ก) วงจรขยายที่ให้เอาต์พุตเป็นแรงดันดิฟเฟอเรนเชียล โดยด้านหน้าของวงจรหรือที่อินพุตเป็นวงจรบัฟเฟอร์



รูปที่ 4.5 การพัฒนาวงจรขยายดิฟเฟอเรนเชียลทั่วไปให้ดีขึ้น (ต่อ)

(ข) การตัดแปลงวงจรในรูป (ก) ให้สามารถปรับอัตราขยายได้

จากรูปที่ 4.5 (ก) มาต่อตัวต้านทานเพิ่มดังรูปที่ 4.5 (ข) เนื่องจากแรงดันที่ขาบวกและลบของออปแอมป์จะมีค่าเท่ากันเสมอ แรงดันที่จุด 1 และ 2 (เมื่อเทียบกับกราวด์) ก็จะมีค่าเป็น E_1 และ E_2 ตามลำดับ และนั่นทำให้แรงดันตกคร่อมตัวต้านทาน aR (อาจแทนด้วยตัวต้านทานที่ปรับค่าได้หรือไม่ก็ได้) มีค่าเท่ากับ $E_1 - E_2$ ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านจะมีค่าดังสมการที่ (4.2)

$$I = (E_1 - E_2) / aR \quad (4.2)$$

เมื่อ E_1 มีค่ามากกว่า E_2 ทิศทางไหลของกระแสไฟฟ้จะเป็นดังรูปที่ 4.5 (ข) ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อมที่ตัวต้านทานทั้งสามจะมีค่าเท่ากับ

$$V_o = (E_1 - E_2)(1 + 2/a) \quad (4.3)$$

เมื่อ $a = aR/R$

สรุป การที่จะเปลี่ยนอัตราขยายของวงจรนี้ได้ จะทำได้โดยการปรับค่าของตัวต้านทาน aR นั้นเอง อย่างไรก็ตาม วงจรนี้ยังมีข้อเสียอยู่ประการหนึ่งก็คือ วงจรบัฟเฟอร์จะใช้ได้ดีกับโหลดลอยด์เหนือกราวด์ (floating load) เท่านั้น ถ้าต้องการออกแบบวงจรให้มีโหลดเอาต์พุตเป็นตัวต้านทานถูกต่อเข้ากับกราวด์หรือที่เรียกว่า grounded load วงจรนี้จะต้องมีการเพิ่มวงจรอินเวอร์ตติ้งแอมป์เข้าไปอีกชั้นหนึ่งดังที่เรากำลังจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป ซึ่งเป็นวงจรที่เราเรียกว่า วงจรขยายเพื่อการเป็นเครื่องตรวจวัด (instrumentation amplifier)

4.4 วงจรขยายอินสตรูเมนเตชัน

4.4.1 การทำงานของวงจร

คั้งที่ได้กล่าวมาตั้งแต่ต้นแล้วว่าวงจรขยายอินสตรูเมนเตชันเป็นวงจรที่มีประสิทธิภาพสูง คั้งนั้นราคาจึงค่อนข้างจะแพงกว่าวงจรปกติทั่วไป (อาจเป็นเพราะต้องใช้ออปแอมป์จำนวนมาก กว่า และออปแอมป์ที่นำมาใช้ตลอดจนตัวต้านทานต้องเป็นชนิดที่มีค่าผิดพลาดต่ำมาก ๆ) อนึ่งในปัจจุบันชิปไอซีประเภทแสวงหาข้อมูล (data acquisition) จะมีการนำวงจรชนิดนี้มาประยุกต์ใช้ภายในทุกตัวอย่างน้อย 1 วงจรเสมอ

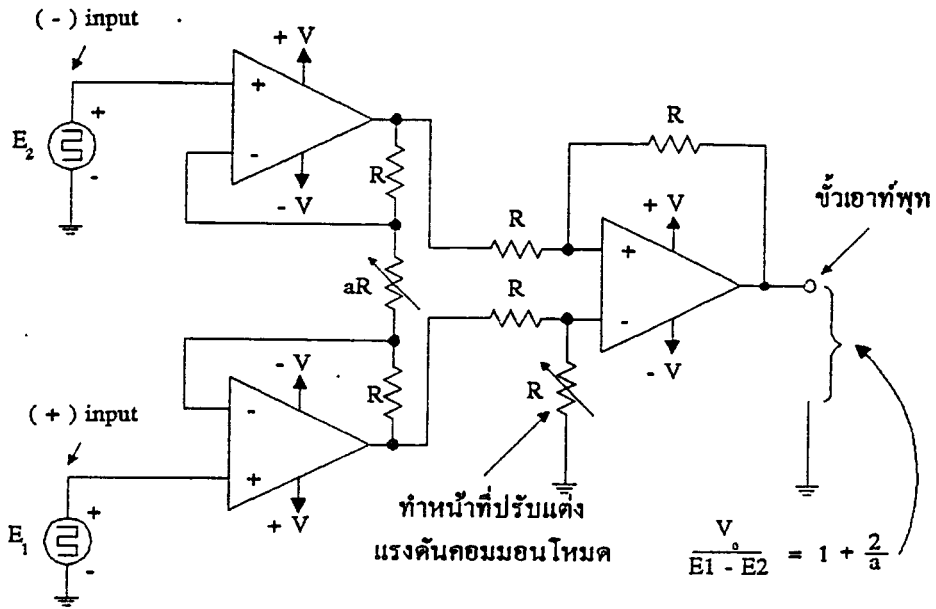
จริง ๆ แล้วเราสามารถนำออปแอมป์ 3 ตัวมาต่อกันเป็นวงจรขยายอินสตรูเมนเตชันชนิดนี้ก็ได้คั้งรูปที่ 4.6 (แม้จะไม่ดีเท่ากับไอซีหรือชิปที่ออกแบบมาเพื่อใช้กับงานนี้โดยเฉพาะ) การออกแบบตัววงจรจะเป็นการออกแบบเพิ่มจากวงจรในรูปที่ 4.5 (ข) โดยนำวงจรในรูปที่ 4.1 มาต่อเพิ่ม ข้อสังเกตที่สำคัญก็คือ ก่อนที่จะมีการนำวงจรในส่วนเป็นของรูปที่ 4.5 (ข) มาต่อเข้ากับวงจรในรูปที่ 4.1 ซึ่งมีอัตราขยายเท่ากับ 1 เท่า เราควรมีการปรับค่าวงจรในรูปที่ 4.1 ที่แรงดันคอมมอนจนกระทั่งได้แรงดันเอาต์พุตเป็น 0 โวลต์ก่อน(โดยหมุนปรับค่าที่ R) รายละเอียดวิธีการปรับค่าแรงดันคอมมอนจะเป็นคั้งหัวข้อที่ 4.1.2 ที่ผ่านมาแล้ว สำหรับสมการที่ (4.3) เราจะนำมาเขียนใหม่ให้สะดวกขึ้นคั้งนี้

$$V_o/(E_1 - E_2) = 1 + (2/a) \tag{4.4}$$

เมื่อ $a = aR / R$

และเมื่อ E_1 ถูกป้อนเข้าที่ขาบวกของออปแอมป์ ในขณะที่ E_2 ป้อนเข้าที่ขาลบ เราจะได้คุณสมบัติโดยย่อของวงจรขยายอินสตรูเมนเตชันคั้งนี้

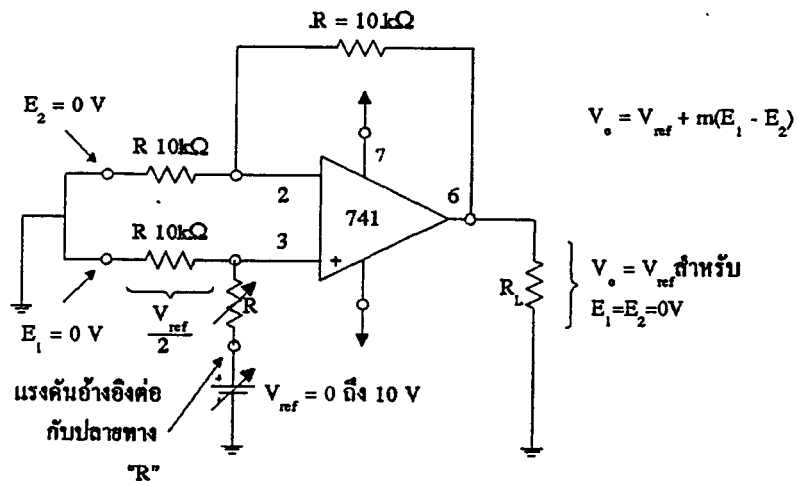
1. อัตราขยายแรงคั้งซึ่งจะนำมาคูณกับค่า $E_1 - E_2$ จะกำหนดได้โดยตัวต้านทานเพียงตัวหนึ่ง
2. ความต้านทานทางคั้งอินพุตจะมีค่าสูงมาก และ ไม่เปลี่ยนแปลงตามอัตราขยาย ในขณะที่ออปแอมป์ธรรมดาทั่วไป จะมีการเปลี่ยนแปลงในกรณีเสมอ
3. V_o ไม่ขึ้นอยู่แรงคั้งคอมมอนที่มาจากทั้ง E_1 และ E_2 เลย แต่จะเป็นผลที่ขึ้นกับค่าของความแตกต่างหรือแรงคั้งดิฟเฟอเรนเชียลนั้น



รูปที่ 4.6 วงจรขยายอินสตรูเมนเตชัน

4.4.2 การใส่แรงดันอ้างอิงเพิ่มเข้าไปโดยให้ปรากฏที่เอาต์พุตของวงจร

ในบางวงจรที่เราจะนำมาประยุกต์อาจต้องให้มีแรงดันสักค่าหนึ่งเป็นแรงดันขึ้นพื้นเอาไว้ จากนั้นจึงคอยให้แรงดันเปลี่ยนแปลงที่เกิดจากค่าอินพุตปรากฏโดยการชี้แรงดันพื้นฐานนี้อีกทีหนึ่ง ไม่ใช่ปรากฏที่ตำแหน่ง 0 โวลต์ เหมือนกับวงจรที่แล้ว เราก็สามารถจะทำได้โดยการใส่แรงดันอิงที่ขาของออปแอมป์ตัวที่ 3 (เมื่อเทียบกับวงจรรูปที่แล้ว) ดังรูปที่ 4.7 (ก)

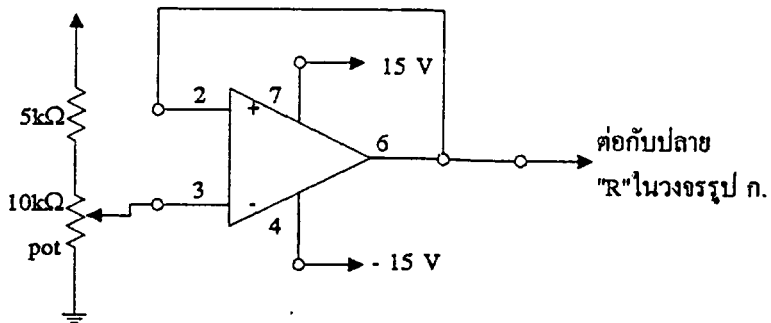


รูปที่ 4.7 แสดงแรงดันเอาต์พุตของวงจรขยายอินสตรูเมนเตชัน

(ก) เมื่อเรานำแรงดันอ้างอิงมาต่ออนุกรมที่ขาบวกของออปแอมป์ตัวที่ 3 ดังรูป เราจะได้แรงดันเอาต์พุตที่มีค่าแรงดันออฟเซตหรือแรงดันชดเชยส่วนหนึ่งด้วย

ข้อสังเกต อย่าปรับตัวต้านทานในวงจรของออปแอมป์ A_2 ให้แรงดันคอมมอนจนมีค่าเป็น 0 โวลต์ก่อน

เมื่อตัวต้านทานที่ปรับค่าได้มีค่าเท่ากับ $R = 10\text{ k}\Omega$ และเมื่อ $E_1 = E_2 = 0\text{ V}$ (ซึ่งอาจจะเกิดขึ้นจากการที่เราป้อนค่าทั้งสองที่ตัวออปแอมป์ A_1 และ A_2 ในรูปที่ 4.6 ด้วยกราวด์) เราจะได้ว่าวงจรอนอินเวอร์ตอิมพีแดนซ์จะให้อัตราขยายเท่ากับ 2 เท่า แต่เนื่องจากแรงดันที่ขาบวกของออปแอมป์มีค่าเท่ากับ $V_{cc}/2$ ดังนั้น V_o จึงเท่ากับ V_{cc} นั่นเอง อนึ่งสำหรับวงจรสร้างแรงดันอ้างอิง อาจจะต้องวงจรให้เหมือนดังรูปที่ 4.7 (ข) ก็ได้



รูปที่ 4.7 แสดงแรงดันเข้าที่พุทของวงจรขยายอินสตรูเมนเตชัน (ต่อ)

(ข) แหล่งสร้างแรงดันอ้างอิงตามภาคปฏิบัติจะสามารถต่อวงจรได้ดังรูป ซึ่งจะให้ค่าอินพีแคนซ์ที่เอาต์พุตน้อยมาก ๆ ซึ่งเป็นเรื่องดีสำหรับการเป็นวงจรจ่ายแรงดันที่ดี

จากรูปที่ 4.7 แรงดันเอาต์พุตของวงจรขยายอินสตรูเมนเตชันจะมีค่าแรงดันออฟเซตรอไว้แล้วค่าหนึ่ง ซึ่งแรงดันเปลี่ยนแปลงที่เอาต์พุตใด ๆ ที่เกิดจากแรงดันอินพุตของ E_1 และ E_2 จะเป็นแรงดันที่มาซึ่งแรงดันอ้างอิงหรือแรงดันออฟเซตนี้เอง

4.5 วิธีตรวจและวัดสัญญาณโดยใช้วงจรขยายอินสตรูเมนเตชัน

4.5.1 เทอร์มินัลหรือขาตรวจจับสัญญาณมีความสำคัญ

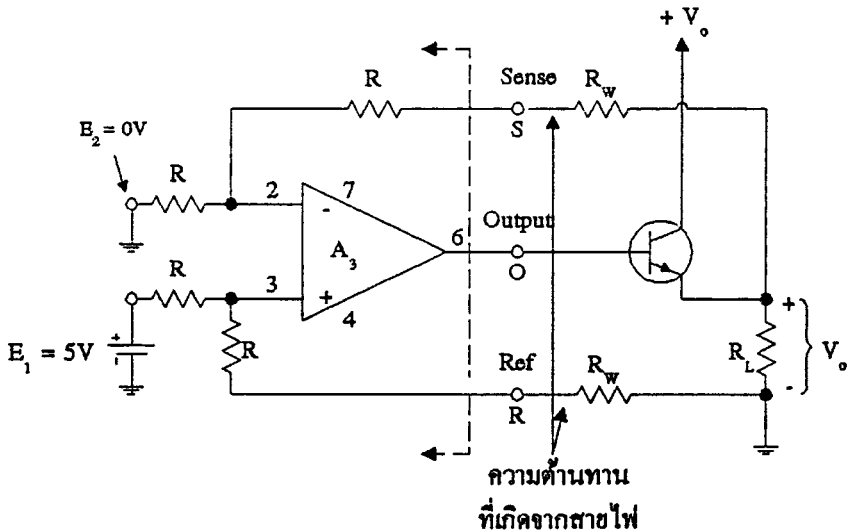
เราได้มีการอธิบายการสร้างวงจรขยายอินสตรูเมนเตชัน และคุณสมบัติของวงจรชนิดนี้กันไปบ้างแล้ว หลายคนอาจสงสัยว่าเราเรียนรู้วงจรชนิดนี้ไปทำไม? คำตอบก็คือ ในการปฏิบัติงานทางอิเล็กทรอนิกส์แล้ว เป็นสิ่งหลีกเลี่ยงไม่ได้ที่จะต้องมีการตรวจวัดแรงดัน ตรวจจับสัญญาณหรือการนำแรงดันจากวงจรหนึ่ง ๆ ไปสู่วงจรอื่น ๆ การเรียนรู้วิธีการใช้อุปกรณ์ในการตรวจจับสัญญาณ การรู้จักองค์ประกอบของเครื่องมือซึ่งในที่นี้ก็คือวงจรอินสตรูเมนเตชันหรือวิธีการนำ

วงจรชนิดนี้มาต่อวัตถุประสงค์จึงเป็นเรื่องที่เรานำมาให้ศึกษาในที่นี้

ดังที่เรากล่าวในตอนต้นแล้วว่า วงจรขยายอินสตรูเมนต์ชั้นมีประสิทธิภาพในการทำงานสูง สามารถตรวจจับสัญญาณได้อย่างละเอียด อย่างไรก็ตาม ถ้าในการวัดเราไม่มีวิธีการวัดอย่างถูกต้อง หรือตำแหน่งการวัดไม่ถูกต้อง ผลที่ได้จากการตรวจจับสัญญาณก็ผิดพลาดได้เช่นกัน ซึ่งกลายเป็นว่าวงจรอินสตรูเมนต์ชั้นไม่ได้มีประโยชน์เพิ่มขึ้นเท่าไรจากวงจรปกติเลย

สำหรับตัวอย่างที่เรานำมาเสนอ ณ ที่นี้ เป็นกรณีที่เราต้องการตรวจวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ไม่ได้อยู่ที่ขาเอาต์พุตของออปแอมป์ดังรูปที่ 4.8 วิธีการก็คือ เราต้องออกแบบวงจรโดยมีการแยกวงจรฟีดแบ็กชนิดลบ (negative feedback) ออกจากกัน ซึ่งทำให้ได้ปลายเทอร์มินัลหรือจุดต่อเชื่อมหรือขาออกมาเป็น 3 ขาดังรูปที่ 4.8

ขาทั้งสามจะได้แก่ ขาเอาต์พุต O (ย่อมาจากคำว่า output) ขาตรวจจับ S (ย่อมาจากคำว่า sense) และขาอ้างอิง R (ย่อมาจากคำว่า reference)



รูปที่ 4.8 การต่อขาตรวจจับและขาอ้างอิงออกไปไกล ๆ แต่ต่อเข้ากับโหนดโดยตรง จะทำให้ค่า V_o ขึ้นอยู่กับค่าของอัตราขยายของออปแอมป์และแรงดันอินพุตเท่านั้น ไม่ได้ขึ้นอยู่กับกระแสโหนดหรือความต้านทานของตัวโหนด

ข้อเสียของวงจรลักษณะนี้ก็คือ (สมมติเราจำเป็นต้องออกแบบวงจรในลักษณะนี้) ถ้ายังสายไฟที่ลากเชื่อมระหว่างออปแอมป์ไปยังโหนดยาวเท่าไร หรือในกรณีที่มีการนำทรานซิสเตอร์มาช่วยเพิ่มกระแส (current-boost transistor) มากขึ้นเท่าไร ก็จะทำให้แรงดันสัญญาณที่ต้องการวัดถูกลดทอนไป (ทั้งนี้เนื่องจากความต้านทานภายในตัวสายไฟตัวเอง ของตัวทรานซิสเตอร์เอง และที่เกิดจากรอยเชื่อมต่อระหว่างสายไฟกับสายไฟด้วย)

การแก้ไขปัญหาที่เกิดจากการลากสายไฟยาว ซึ่งทำให้เกิดค่าความต้านทานขึ้นมากำหนด (ในที่นี้เราให้เป็น R_w) เราคงจะไม่สามารถแก้ไขได้ แต่เราสามารถทำให้วงจรยังคงมีประสิทธิภาพในการตรวจวัดสัญญาณอย่างคิเหมือนเดิม โดยการลากสายไฟจากขาตรวจจับและขาอ้างอิงเข้ากับที่ตัวโหนดโดยตรง วิธีจะทำให้ตัวต้านทานที่เกิดขึ้นจากสายไฟที่ขาตรวจจับและขาอ้างอิงมีค่าใกล้เคียงกันมาก ที่สำคัญไปกว่านั้นก็คือ ถ้าหากมีการตรวจจับสัญญาณตกคร่อมที่ตัวโหนดที่ไม่ได้ต่อโดยตรงกับตัวออปแอมป์ของระบบ ระบบการพีคแม็จะช่วยให้แรงดันโหนดมีค่าคงที่มากขึ้น โดยแรงดันจะไม่มี ความแตกต่างกันเลขระหว่างสถานะที่นำแฉีกของโวลต์มิเตอร์มาตรวจจับ กับสถานะที่ไม่มีแฉีกมิเตอร์ต่อตรวจจับอยู่

ถ้าวงจรนี้ในส่วนท้ายเป็นการนำวงจรคิฟเฟอเรนเชียลพื้นฐานมาใช้ ก็จะได้แรงดันเอาต์พุตคิงสมการที่(4.1) โดย $m = 1$ แต่ถ้าเป็นวงจรขยายอินสทรูเมนเตชัน แรงดันเอาต์พุตจะเป็นไปตามสมการที่ (4.4) อนึ่งเทคนิคที่เราได้กล่าวมานี้ เราอาจจะเรียกว่า การตรวจจับแรงดันจากระยะไกลก็ได้ (remote voltage sensing)

4.5.2 การวัดแรงดันแตกต่างหรือแรงดันคิฟเฟอเรนเชียล

ปัจจุบันได้มีการออกแบบวงจรขยายแบบอินสทรูเมนเตชันนี้ให้อยู่ภายในชิป หรือเป็นไอซีเฉพาะงานกันมากมาย โดยส่วนใหญ่่วงจรประเภทนี้จะอยู่ในไอซีประเภทแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณคิจิตอลบ้าง วงจรประเภทแสวงหาข้อมูลบ้าง (data acquisition) ซึ่งทำให้เราสะดวกในการนำวงจรคิงกล่าวมาประยุกต์ใช้กับงานตรวจวัดสัญญาณต่าง ๆ ได้เป็นอย่างดี สะดวกประหยัด มีประสิทธิภาพคิดีกว่า และง่ายกว่าการนำออปแอมป์และตัวต้านทานหลาย ๆ ตัวมาต่อกันคิงวงจรต่าง ๆ ที่เราได้สาธิตไปแล้วในหัวข้อคิง ๆ คิงนั้นในหัวข้อนี้จึงขอยกตัวอย่างการนำไอซีหรือชิปประเภทนี้มาใช้ในการตรวจจับสัญญาณแรงดัน

ชิปประเภทนี้เราอาจจะแทนด้วยสัญลักษณ์อิล็กทรอนิกส์สมัยใหม่ (schematic drawing) ซึ่งมีหน้าคาคล้าขอยออปแอมป์ที่มีกลายขาคิงรูปที่ 4.9 ในจำนวนนี้จะมีขาคิงจำนวน 5 ขาคิงให้ผู้ใช้เลือกเกนหรืออัตราขยายได้คิงตั้งแต่ 1, 10, 100, 1000 เท่า โดยเพียงการต่อเชื่อมสายระหว่างขาเข้าคิงด้วยกัน (สำหรับกรณีที่ต้องการอัตราขยายมากกว่านี้ หรือคิงต้องการรู้ว่าขาคิงที่เหลืออีก 3 ขาคิงอยู่ที่คิงตำแหน่งคิงใด มีวิธีการใช้ไอซีชนิดนี้ หรือมีไอซีประเภทนี้คิงรุ่นอื่นหรือไม่ คิงได้จากคู่มือไอซีแสวงหาข้อมูล หรือที่เรียกว่า Data Acquisition Handbook Vol. 1) สำหรับในรูปที่ 4.9 (ก) นี้ การที่ไม่มีคิงการเชื่อมสายไฟที่ระหว่างขา 3 และขา 6 จะทำให้ได้เกนหรืออัตราขยายเท่ากับ $V_o/(E_1 - E_2) = 1$

โดยปกติทั่วไปแล้ววิธีการวัดแรงดัน VCE ด้วยมิเตอร์โดยตรง เราจะวัดโดยการ

1. วัดแรงดันระหว่างขาคิงออกเลกเตอร์กับกราวด์
2. วัดแรงดันระหว่างขาคิงอิมิตเตอร์กับกราวด์

3. จากนั้นนำแรงดันทั้งสองค่ามาหักลบกันอีกที (การวัดแรงดัน VCE โดยต่อมิเตอร์คร่อมขามิเตอร์และคอลลเลกเตอร์เลขนั้นจะให้ค่าที่ไม่ถูกต้อง) อย่างไรก็ตาม ด้วยชิปวงจรรินสตรูเมนเตชัน เราจะสามารถตรวจจับแรงดันตกคร่อมขาทรานซิสเตอร์ได้โดยตรงและเพียงขั้นตอนเดียว โดยเมื่อ $E1 = V_{\text{collector}}$ และ $E2 = V_{\text{emitter}}$ เราจะได้

$$V_o = (1)(E1 - E2) = V_{CE} \quad \text{.....(4.5)}$$

บทที่ 5

วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่

ซึ่งเกิ้ลชิฟหรือไอซีที่ใช้ในการแปลงแรงดันเป็นความถี่ ได้แก่ VFC32, VFC62, VFC320, LM131, LM331 เป็นต้นซึ่งวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่นี้ จะรวบรวมคุณสมบัติเด่นหลายประการ เช่น คุณภาพของวงจร, ความง่ายในการออกแบบ ที่ไม่คำนึงถึงเรื่องความเร็วในการทำงานมากนัก วงจรยังสามารถใช้แยกวงจร 2 ส่วนออกจากกัน เช่น แยกวงจรกราวด์ลูปออกจากกัน และยังใช้ในงานด้านอุปกรณ์การแพทย์โดยเอาท์พุทของวงจรนี้เป็นแบบอนุกรมทำให้สามารถส่งข้อมูลทางเอาท์พุทออกทางสายสัญญาณเพียง 2 เส้น หรือออกทางเส้นใยแสงได้ หรือถ้าหากเป็นข้อมูลที่มีการอ่านค่านานๆ เช่น อัตราการไหล, ภาควัดชีพจรหรืออื่นๆสามารถหาผลรวมโดยการนับพัลส์ที่ออกมาทางเอาท์พุท

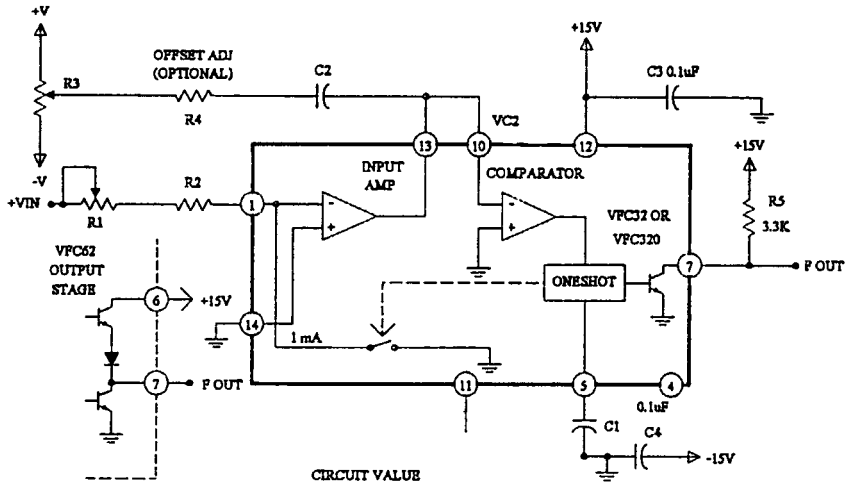
ในปัจจุบัน ไอซีที่ใช้เปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่ ลักษณะคุณสมบัติต่างๆที่มีอยู่ในตัวไอซีมีความง่ายต่อการออกแบบและประยุกต์ใช้งานด้วยตัวเอง

5.1 ชาร์จ บาลานซ์ คอนเวอร์ชัน (Charge Balance conversion)

รูปที่ 5.1 แสดงวงจร V/F อย่างง่ายๆ โดยใช้ไอซีเบอร์ VFC 32 ของเบอร์บราวน์ไอซีตัวนี้สามารถทำงานที่ความถี่สูงถึง 500 KHz ค่าลิเนียร์ดี 0.005 % ที่ 16 KHz, 0.025% ที่ 160 KHz และ 0.05% ที่ 500 KHz ลิเนียร์ดี (Linearity) จะเป็นตัวบอกถึงประสิทธิภาพของตัวเปลี่ยนสัญญาณนั้นและเป็นฟังก์ชันของความถี่สูงสุด (Full scale Frequency) f_{fs} ซึ่งมันคือ ค่าความเบี่ยงเบนสูงสุดของทรานเฟอร์ฟังก์ชันจากเส้นตรงที่ลากอยู่ระหว่าง 90% และ 0.1% ของความถี่สูงสุด f_{fs} อินพุทของวงจรขยายคือขา 1 ของไอซีซึ่งจัดวงจรเป็นแบบวงจร อินเวอร์ตติ้งอินทิเกรเตอร์ R_3 และ R_4 จะเป็นตัวปรับค่าการประจุหรือคายประจุจาก C_2 เมื่อแรงดัน V_{in} เป็นศูนย์

ถ้าแรงดัน V_{in} เป็นศูนย์ จะไม่มีผลอะไรเกิดขึ้นกับวงจร แต่ถ้าหากอินพุทมีแรงดันเป็นบวก กระแสทางด้านอินพุทจะเท่ากับ

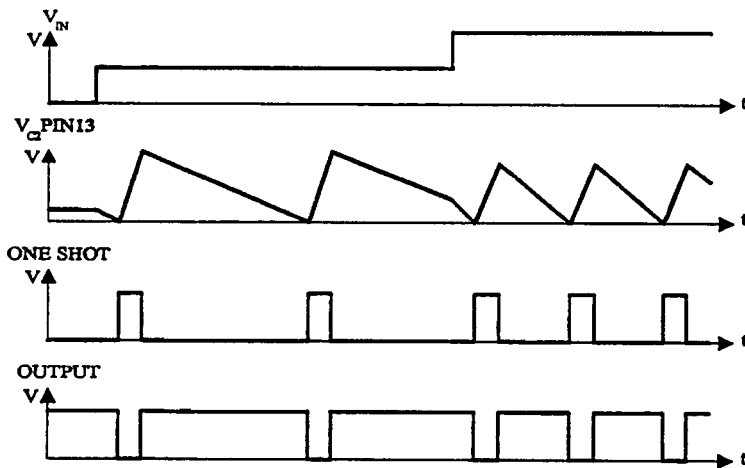
$$I = \frac{V_{in}}{(R_1 + R_2)}$$



CIRCUIT VALUE

FULL-SCALE INPUT	FULL-SCALE FREQUENCY	C1	C2	R1 (Ω)	R2 (Ω)
1V	10KHz	3300pF	0.01uF	1K	3K
10V	10KHz	3300pF	0.01uF	10K	30K
1V	100KHz	300pF	0.001uF	1K	3K
10V	100KHz	300pF	0.001uF	10K	30K

รูปที่ 5.1 วงจร V/F Converter แบบ Charge-Balance ใช้ไอซี VFC32
 ประจุบวกจาก 1 mA จะสมดุลย์กับประจุทางลบที่มาจากอินพุท



รูปที่ 5.2 รูปสัญญาณจากวงจร V/F Converter ในรูปที่ 5.1

เมื่อ C2 ทำการประจุที่ขา 13 จะเกิดคลื่นแรมพ์ เมื่อแรงดันที่ C2 ตกมาเป็นศูนย์วงจรเปรียบเทียบจะทำงานส่งสัญญาณไปทรiggerวงจร โมโนสเตเบิล (One Shot) กำเนิดพัลส์ออกไปทางเอาต์พุท ขณะเดียวกันก็จะไปทำให้ S1 ปิดวงจรทำให้กระแสอ้างอิง 1mA จากอินพุทของวงจรอินทิเกรทไฮล C2 จะถูกประจุกลับทิศทางกันทำให้รีเซ็ตแรงดันที่ขา 13 เพื่อจะรับอินพุทใหม่เข้ามา

ถ้า V_{in} เพิ่มขึ้นคลื่นแรมพ์ก็จะลดลงอย่างรวดเร็ว ซึ่งเป็นส่วนการเกิดความถี่ของพัลส์ กระแสทาง
 ด้านอินพุตสูงสุดต้องไม่เกิน 1 mA ซึ่งในใบาคำชี้ที่กำหนดไว้ว่าค่า 0.25 mA เป็นค่าที่ให้ลิเนียร์ดีที่
 สุด (ถ้าหากความถี่อินพุตสูงกว่า 200 KHz จะต้องเพิ่มกระแสอินพุตเป็น 0.5 mA เพื่อชดเชยเสถียร
 ภาพทางด้านอุณหภูมิ) ถ้าแรงดันอินพุตตกเหลือศูนย์ ประจุของคาปาซิเตอร์ก็จะรอประจุใหม่ทำให้ไม่
 มีพัลส์ออกทางเอาต์พุต

การทำงานของวงจร Charge-Balance ก็คือประจุทางบวกจะมาจากแหล่งจ่าย 1 mA ซึ่ง
 สมดุลกับประจุทางลบที่มาจากอินพุต ใน 1 รอบของการประจุ ค่าของประจุสุทธิของ C_2 จะต้อง
 มีค่าเดิม

จาก
$$Q = I * T$$

ไซเคิลของการประจุที่สมบูรณ์ประจุที่เกิดจากกระแสอินพุตจะเท่ากับประจุที่เกิดจาก
 กระแสอ้างอิง 1 mA ถ้า T คือคาบของ 1 ไซเคิล และ T_{os} คือคาบของวงจรโมโนสเตเบิลแล้ว

$$Q = [\frac{V_{in}}{(R_1 + R_2)}] * T = 1 \text{ mA} * T_{os}$$

หรือ

$$T = [\frac{1 \text{ mA} (R_1 + R_2)}{V_{in}}] * T_{os}$$

ความถี่ของวงจรคือ

$$f = 1/T = \frac{V_{in}}{1 \text{ mA} (R_1 + R_2) * T_{os}}$$

โดย T_{os} มีค่าเท่ากับ

$$\frac{7.5V * (C_1 + 30PF)}{1mA}$$

ค่า 30 PF ที่แสดงอยู่เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ที่อยู่ในตัวไอซี และ 7.5 V คือแรงดัน
 อ้างอิงภายในตัวไอซี ค่าคือไซเคิล 25% หรือต่ำกว่านี้จะให้ค่าลิเนียร์ดีได้ดีที่สุด และจะตอบสนองได้
 ดีที่กระแสอินพุตสูงสุดค่า 0.25 mA

คาปาซิเตอร์ที่ตั้งอยู่ทางภายนอกของวงจรโมโนสเตเบิลเป็นตัวกำหนดความกว้างของ
 พัลส์ทางเอาต์พุต และยังขึ้นอยู่กับค่าความถี่สูงสุด f_{fs} ตามสมการต่อไปนี้

$$C_1(PF) = \frac{33 * 10^6}{f_{max} - 30}$$

สำหรับ C_1 ใช้ในการหาวงจรนี้ควรใช้เป็นแบบ NPO เซรามิก

ค่าของ C₂ ไม่มีผลต่อความถี่แต่ควรเลือกค่าแรงดันให้เหมาะสมกับแรงดันที่ขา 13 โดยค่าคาปาซิแตนซ์ตามที่โรงงานกำหนดมา ถ้าความถี่ต่ำกว่า 100 KHz

$$C = \frac{(100)}{f_{max}} \mu F$$

หรือ

0.001μF เมื่อความถี่สูงกว่า 100 KHz โดยใช้คาปาซิเตอร์แบบไม่ล้าร์

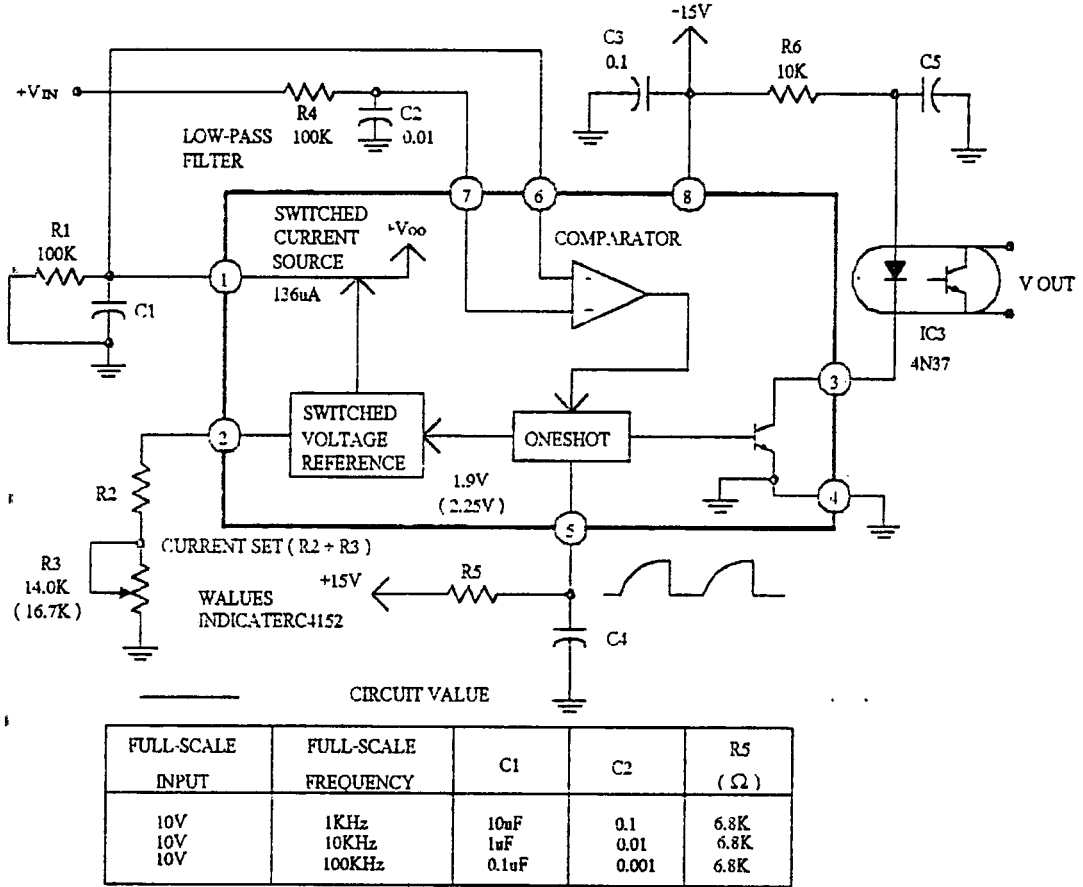
ไอซีจาก Burr-Brown เบอร์ VFC62 และ VFC320 VFC62 การใช้งานที่ขาต่างๆเหมือนกับ VFC32 แต่มันจะเพิ่มทรานซิสเตอร์ Active-pullup ดังแสดงในรูปที่ 5.1 มันจะช่วยให้วงจรทำงานความถี่สูงขึ้น 1 MHz และมีเสถียรภาพทางอุณหภูมิได้ดีกว่า และมีค่าลิเนียร์ที่ดีกว่าเล็กน้อยเมื่อใช้ Active-pullup, ที่ขา 6 จะต้องต่อแรงดัน+15 V เข้าไป ซึ่งในวงจร VFC32 (ขา 6 ไม่ใช้) จะมีความต้านทาน pullup R_s ซึ่งทำหน้าที่คล้ายกัน สำหรับเบอร์ MVFC 320 มีคุณสมบัติที่ปรับปรุงแก้ไขจากเบอร์ VFC62 แต่การวางขาและวงจรทางด้านเอาต์พุตเหมือนกับ VFC32

5.2 ออปโตคัปเปิล เอาต์พุต (Opto coupled Output)

ไอซีเบอร์ RC 4151 ซึ่งพัฒนามาจากเบอร์ XR 4151 ของ National Semiconductor โดยขาของ RC 4151 จะเหมือนกับเบอร์ LM 131 ซึ่งไอซีเบอร์ LM 131 จะคล้ายกันกับเบอร์ VFC32 แต่มีข้อบกพร่องที่ออปแอมป์ทางอินพุต โดยจะต้องใช้ออปแอมป์จากภายนอกมาใช้ร่วมด้วยจึงจะทำงานได้เช่นเดียวกับ VFC32 ซึ่งในความเป็นจริงแล้วในการใช้งานระดับทั่วไปแล้วมันมีข้อได้เปรียบคือสามารถเลือกวงจรขยายจากภายนอกที่มีคุณภาพที่ดีเข้ามาใช้งานร่วมกันได้

ในรูปที่ 5.3 แสดงถึงการใช้งานแบบง่ายๆของไอซี RC4151 ค่าต่างๆในวงจรแสดงให้เห็นแล้ว ดังรูป แหล่งจ่ายกระแสจะถูกจ่ายออกโดยวงจรโมโนสเตเบิลสำหรับใช้ในงานประจวบ C₁ ในระหว่างพัลส์ C₁ คายประจุผ่าน R₁ ในขณะที่แรงดันตกคร่อมที่ C₁ มีค่าต่ำกว่า V_{in} วงจร โมโนสเตเบิลจะถูกทริกทำให้เกิดพัลส์ไปทำการประจุให้กับ C₁ อีก ทำให้ทางเอาต์พุตได้พัลส์ที่เป็นสัดส่วนกับ V_{in}

ในการใช้งานแบบนี้เอาต์พุตจะถูกต่อกับอุปกรณ์เชื่อมต่อ โยงทางแสงทำให้ทางด้านอินพุตและเอาต์พุตถูกแยกออกจากกันหรือจะใช้วงจรเดียวกันนี้ต่อเข้ากับ LED เป็นอินพุตให้กับสายไฟเบอร์ออปติก เมื่อวงจร โมโนสเตเบิลทำงานขา 3 จะมีแรงดันต่ำลง คาปาซิเตอร์ C_s ทำการประจวบระหว่างพัลส์เพื่อป้องกันกระแสไหลผ่าน LED มากเกินไป



รูปที่ 5.3 V/F Converter กับวงจรเชื่อมโยงทางแสง

วงจรนี้มีความเป็นเชิงเส้นน้อยกว่าวงจรที่ใช้ออปแอมป์อินทิเกรเตอร์ และข้อกำหนดทางด้านอินพุตจะเป็นศูนย์ไม่ได้ ซึ่งจะอยู่ประมาณ 0.01 - 10 V และความถี่เอาต์พุตสูงสุดคือ 10 KHz ค่าลิเนียร์ที่อยู่ประมาณ 1 %

5.3 ซิงโครไนซ์ โวลต์ต่อ ทุ คอนเวอร์ชัน (Synchronized V / F Conversion)

จากวงจรที่เราเห็นนั้นจะขึ้นอยู่กับวงจรโมโนสเตเบิล และ คาปาซิเตอร์ ที่ใช้สำหรับ Charge - Balance ความกว้างของพัลส์ ถ้าคาบเวลาของวงจรโมโนสเตเบิลเปลี่ยนเนื่องจากอุณหภูมิหรือจากสาเหตุใดก็ตามก็จะทำให้ Conversion Factor เปลี่ยนตามไปด้วย

จากวงจรไอซี ถ้าไอซีนั่นถูกทำให้ซิงค์กับสัญญาณนาฬิกาจากภายนอก เช่น สัญญาณนาฬิกาแบบใช้คริสตัลค่าผิดพลาดต่าง ๆ ของวงจรก็จะถูกกำหนด โดยค่าความต้านทานทางด้านอินพุต และ

แหล่งจ่าย 1mA ชนิดที่คุณภาพดีที่สุด จะมีวงจรช่วยรักษาเสถียรภาพทางอุณหภูมิของวงจรคือ 25 ppm ต่อ °C ที่ 1 MHz และ 50 ppm ต่อ °C ที่ 4 MHz ค่าลิเนียร์ดี 0.02 % ที่ 4 MHz

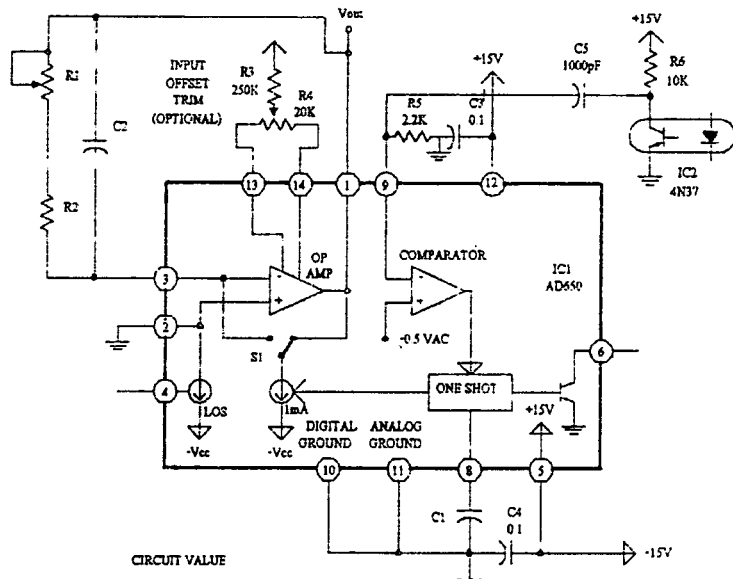
วงจรภายในไอซีซึ่งมีส่วนต่างๆ เหมือนกับไอซีตัวอื่น แต่จะเพิ่มวงจรทางด้านลอจิกระหว่างวงจรเปรียบเทียบและวงจรโมโนสเตเบิล ถ้าเอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบเป็น High และเอาท์พุทของฟลิปฟลอป # 2 เป็น High NAND เกททางเอาท์พุทก็จะเป็น High ด้วยเช่นกัน

วงจรโมโนสเตเบิล (One Shot) ใช้สำหรับควบคุมความกว้างของพัลส์ซึ่งไม่มีผลอะไรกับ Conversion Factor

อินพุทจากโพเทนชิโอมิเตอร์ R7 มีประโยชน์หลายอย่างในการวัดค่าต่างๆ โดยสามารถนำมาเป็นอินพุทที่นำมาจากภายนอกสามารถนำมาเป็นเครื่องวัดความดัน เครื่องชั่งน้ำหนักได้

5.4 การประยุกต์ใช้วงจรมัลติไวเบรเตอร์

จากวงจรในรูปที่ 5.4 เป็นการใช้งานไอซี AD537 ทำงานเป็นวงจรตรวจสอบอุณหภูมิส่งผ่านสายสัญญาณสองเส้นโดยใช้มัลติไวเบรเตอร์ขยายทางอินพุทจะเข้ามาควบคุมทรานส์ซิสเตอร์ 3 ตัวที่ทำงานเป็นวงจร Current - Mirror โดยทรานส์ซิสเตอร์ 2 ตัวจะใช้ในการควบคุมกระแสของการประจุของ C1 ขณะที่ทรานส์ซิสเตอร์อีกตัวทำหน้าที่ควบคุมการไบอัสของวงจรนี้ จากวงจรก็คือ วงจรเปลี่ยนกระแสเป็นความถี่โดยมีค่าตั้งแต่ 0.1µA ถึง 2mA แต่วงจรจะทำงานได้คืออยู่ในช่วงกระแสอินพุทสูงสุดประมาณ 1 mA และ ไอซีจะทำงานที่ความถี่สูงสุด 100 KHz



FULL-SCALE FREQUENCY	FULL-SCALE OUTPUT	C1	C2	R1 (Ω)	R2 (Ω)
10KHz	1V	3300pF	3.3nF	1K	3.6K
10KHz	10V	3300pF	0.33nF	10K	36.3K
100KHz	1V	680pF	0.33nF	500	1.52K
100KHz	10V	680pF	3300pF	5K	15.2K
1MHz	1V	47pF	3300pF	500	1.33K
1MHz	10V	47pF	1000pF	5K	13.3K

รูปที่ 5.4 วงจรตรวจสอบอุณหภูมิโดยใช้วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่จากไอซี AD537

เพราะว่าวงจรนี้ใช้มัลติไวเบรเตอร์แทนวงจรถอดอินทิเกรเตอร์ ทำให้เอาต์พุตของวงจรนี้เป็นสี่เหลี่ยม (ควัตซ์ไซเคิล = 50 %) ที่ 1 mA เอาต์พุตจะมีความถี่ $f = 0.1/C$ เมื่อ f มีหน่วยเป็นกิโลเฮิรต์ (KHz) และ C เป็นไมโครฟารัด (μF)

ไอซี AD537 จะมีระดับแรงดันทางเอาต์พุตจาก 2 แหล่งคือ อันแรกจะคงที่ค่า 1 โวลต์ อันที่ 2 มาจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ (1 มิลลิโวลต์ต่อองศาเซลเซียส ซึ่ง 1 องศาเซลเซียส เท่ากับ $^{\circ}C + 273.15$) จากวงจรในรูปที่ 5.4 จะใช้แรงดันจาก 2 แหล่งนี้มากำหนดค่าทางเอาต์พุตเป็นความถี่ 10 Hz ต่อองศาเซลเซียส ($10 \text{ Hz} / ^{\circ}C$)

เหลือ 273 mV กระแสที่ R_4 และ R_5 จะเป็นศูนย์ เป็นผลทำให้เอาต์พุตเป็นศูนย์ แต่เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น กระแสก็จะเพิ่มขึ้นประมาณ $0.4 \text{ mA} / ^{\circ}C$ ทำให้ความถี่ทางเอาต์พุตเป็น $10 \text{ Hz} / ^{\circ}C$

สัญญาณที่ออกทางสายสองเส้นจะไหลผ่าน R_7 และ R_8 แล้วผ่านไปยัง C_2 เข้าไปที่วงจรนับความถี่ หรือวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน (F/V) เหมือนในรูปที่ 5.4

การปรับแต่งวงจรนี้จะต้องวัดอุณหภูมิห้อง (T) เสียก่อน และแรงดันที่ขา 6 (V_6) ทำให้แรงดันออฟเซ็ท (V_{os}) สามารถคำนวณได้จาก

$$V_{os} = V_6 * \frac{273.15}{T(^{\circ}C) + 273.15}$$

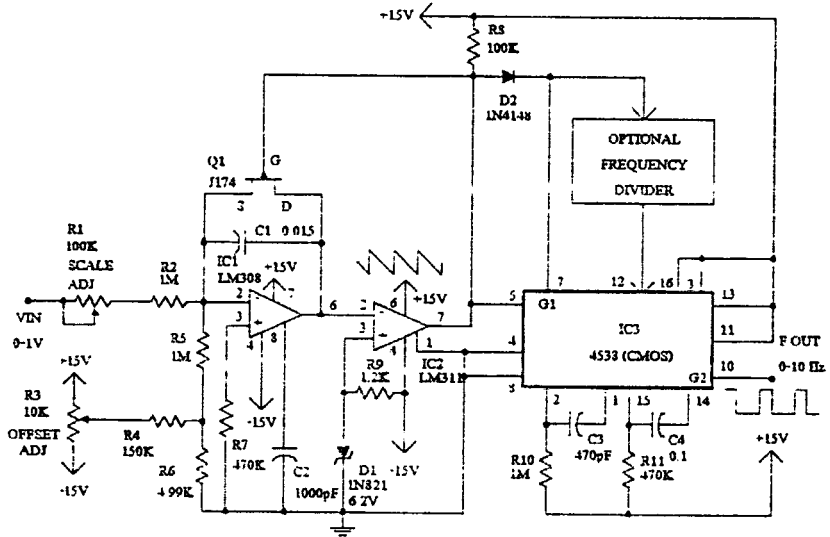
ทำการถอด R_5 ออก แล้วปรับ R_1 จะกระทั่งแรงดันตกคร่อม R_3 เท่ากับ V_{os} แล้วใส่ R_5 กลับที่เดิม แล้วปรับ R_4 ให้ความถี่ทางเอาต์พุตถูกต้องที่ $10 \text{ Hz} / ^{\circ}C$ เช่นถ้าอุณหภูมิห้องเท่ากับ $25^{\circ}C$ จะต้องปรับให้ได้ความถี่ 250 Hz

5.5 การออกแบบวงจรโดยใช้ไอซีมาตรฐาน

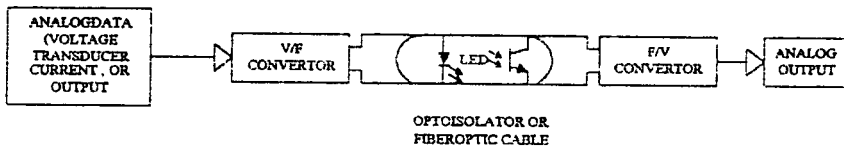
เราสามารถออกแบบวงจร V/F โดยไม่ต้องใช้ไอซีสำเร็จรูปก็ได้ดังแสดงในรูปที่ 5.5 ซึ่งจะมีความยุ่งยากในการออกแบบและหาอุปกรณ์มาใช้งาน และตอบสนองความถี่ได้ต่ำกว่าวงจรที่ใช้ไอซีสำเร็จรูป

5.6 การประยุกต์ใช้งานอื่นๆ

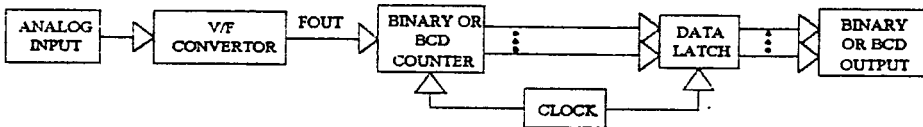
จากรูปที่ 5.6 เราสามารถนำเอาวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่ และเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน ใช้สำหรับการส่งข้อมูลลงในสายไฟเบอร์ออปติก หรือใช้อุปกรณ์เชื่อมโยงทางแสงเพื่อแยกวงจร 2 วงจร ออกจากกัน หรือแยกส่วนควบคุมออกจากวงจรกำลัง



รูปที่ 5.5 วงจร V/F ที่สร้างจากไอซีมาตรฐาน



รูปที่ 5.6 การส่งข้อมูลผ่านทางอุปกรณ์เชื่อม โขงทางแสง



รูปที่ 5.7 วงจร A/D Converter ความละเอียดสูงสร้างจาก วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่ และ วงจรนับ

จากรูปที่ 5.7 เป็นการใช่วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่ให้เป็นวงจร V/F Converter ที่มีความละเอียดสูงโดยการนับพัลส์จากเอาต์พุตของ V/F ซึ่งคาบเวลาของการนับพัลส์จะถูกกำหนดโดยสัญญาณนาฬิกา (Clock)

บทที่ 6

การออกแบบและผลการทดลอง

6.1 ทดสอบตัวตรวจวัดอุณหภูมิ

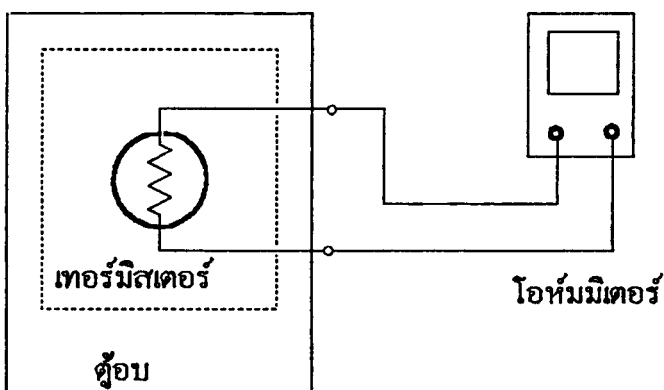
วงจรรูปที่ 6.3 จะเป็นวงจรขยายการตรวจวัด แบบที่สามารถปรับอัตราขยายได้ วงจรจะใช้เทอร์มิสเตอร์ (thermistors) เป็นตัวตรวจวัดอุณหภูมิ ขั้นแรกจะทำการทดสอบตัวเทอร์มิสเตอร์ เพื่อที่จะทราบว่า ณ ที่อุณหภูมิค่าต่างๆนั้นค่าความต้านทานทางไฟฟ้าของตัวเทอร์มิสเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงไปอย่างไร

เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

1. ตัวเทอร์มิสเตอร์
2. โอห์มมิเตอร์
3. ตู้อบ

วิธีการทดสอบ

1. ใส่ตัวเทอร์มิสเตอร์เข้าไปในตู้อบ โดยต่อสายออกมาภายนอกเพื่อต่อเข้ากับโอห์มมิเตอร์
2. ทำการปรับอุณหภูมิภายในตู้อบ เพื่อดูการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของตัวเทอร์มิสเตอร์
3. อ่านค่าความต้านทานที่ได้จากโอห์มมิเตอร์ บันทึกผลที่ได้ลงในตารางที่ 6.1

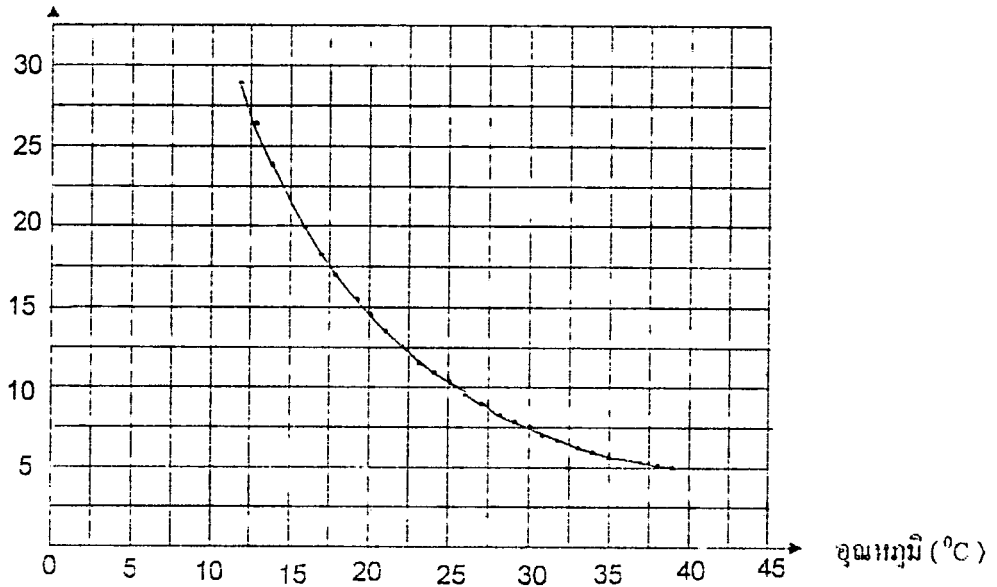


รูปที่ 6.1 แสดงวงจรการทดสอบตัวเทอร์มิสเตอร์

ตารางที่ 6.1 แสดงการทดสอบตัวเทอร์มิสเตอร์

อุณหภูมิ(°C)	ความต้านทาน(KΩ)
12	29
13	28
14	27
15	21
16	20
17	17.5
18	17
19	15
20	14
21	13
22	12.5
23	12
24	10.5
25	10
26	10
27	9
32	7
33	6.5
34	6.5
35	6.0
37	5.5
38	5.1
39	5.0
41	4.5

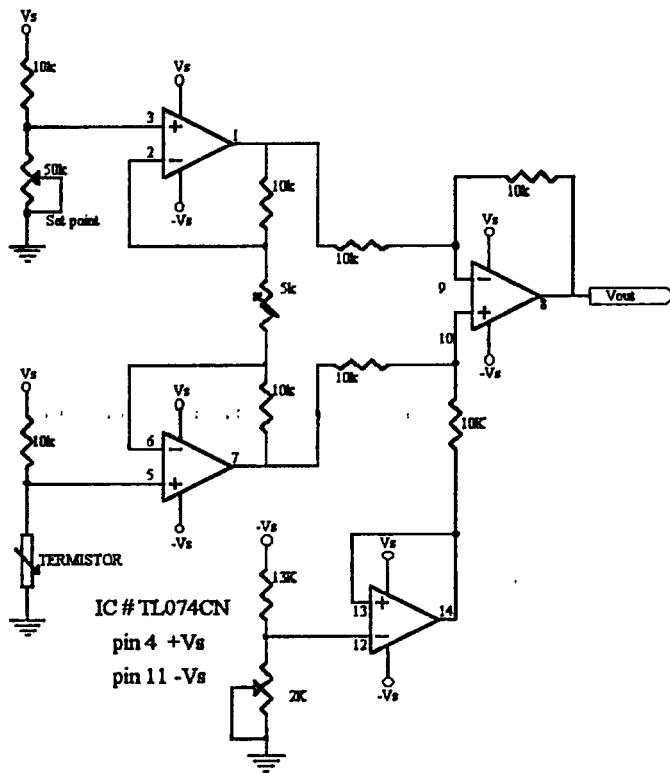
ความต้านทาน (K Ω)



รูปที่ 6.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานและอุณหภูมิของเทอร์มิสเตอร์

6.2 การทดลองวงจรขยายการตรวจวัด

เมื่อทราบค่าความต้านทานของตัวเทอร์มิสเตอร์ก็นำค่าที่ได้เป็นค่าอ้างอิงในการออกแบบวงจรตรวจวัดอุณหภูมิ



วงจรรูปที่ 6.3 วงจรขยายการตรวจวัด

หลักการของวงจรตรวจวัดอุณหภูมิ

วงจรตรวจวัดอุณหภูมิจะใช้วงจรขยายการตรวจวัด แบบที่สามารถปรับอัตราขยายได้ดังแสดงในรูปที่ 6.3 จากวงจรแรงดัน Eb ที่ขา 5 ของไอซี TL 074CN ของวงจรจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามค่าความต้านทานของตัวเทอร์มิสเตอร์ แต่ในการทดลองนี้จะใช้ค่าความต้านทานปรับค่าได้แทนตัวเทอร์มิสเตอร์ ในการปรับค่าความต้านทานนั้นจะเอาค่าความต้านทานของตัวเทอร์มิสเตอร์เมื่ออุณหภูมิของห้องมีค่าเปลี่ยนแปลงไปจากตารางที่ 6.1 ส่วนแรงดัน Ea ที่ขา 3 ของไอซี TL 074CN จะใช้เป็นแรงดันอ้างอิง ซึ่งในการใช้งานจริงนั้นการปรับแรงดัน Ea ก็จะเป็นมาจากการปรับตั้งอุณหภูมิภายในห้อง

วงจรมีจะต้องให้มีแรงดันสัปดาห์หนึ่งเป็นแรงดันขึ้นพื้นเอาไว้ จากนั้นจึงค่อยให้แรงดันเปลี่ยนแปลงที่เกิดจากอินพุทปรากฏโดยการขึ้นแรงดันพื้นฐานนี้อีกทีหนึ่ง ไม่ใช่ปรากฏที่ตำแหน่ง 0 โวลต์ เราสามารถทำได้โดยใส่แรงดันอ้างอิงที่ขา 12 ของ TL 074 CN

เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

1. แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงปรับค่าได้
2. มัลติมิเตอร์
3. ตัวต้านทานปรับค่าได้

วิธีการทดสอบ

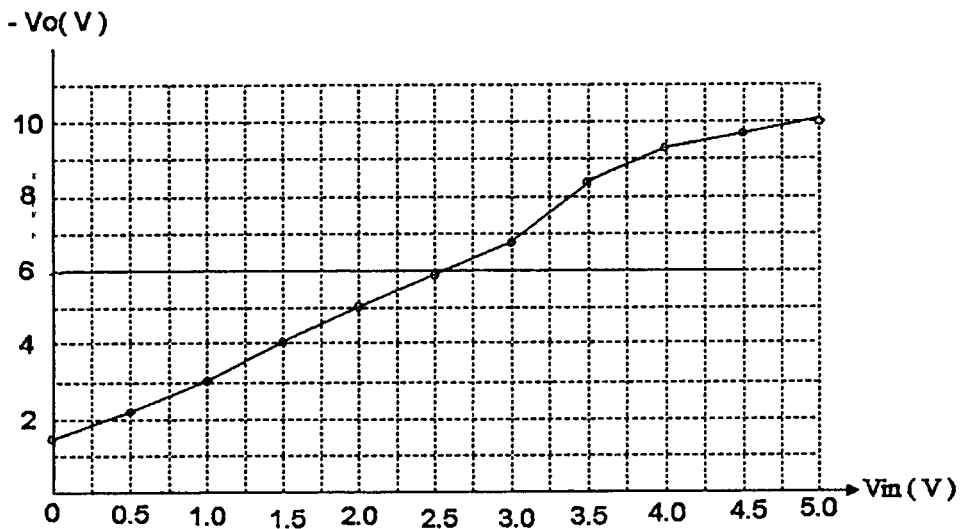
1. ต่อวงจรขยายการตรวจวัดอุณหภูมิตามรูปที่ 6.3 โดยต่อตัวต้านทานปรับค่าได้เข้าไปในวงจรแทนตัวเทอร์มิสเตอร์
2. ปรับค่าความต้านทานที่ต่ออยู่ที่ขา 3 ของ TL 074CN เพื่อให้ได้ค่าความแตกต่างของแรงดันทางด้านอินพุทของวงจรให้มีค่าอยู่ในช่วง 0 - 5 โวลต์ โดยที่จะคงค่าแรงดันที่ขา 5 ของ TL 074CN เอาไว้ เพื่อให้ง่ายแก่การทดสอบ
3. ขณะที่แรงดันอินพุทมีค่าเป็น 0 โวลต์ ปรับ V_R 2 k Ω เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุทที่ขา 8 ของ TL 074CN มีค่าเริ่มต้นที่ -1.4 โวลต์
4. ปรับเกนส์การขยายของวงจร (V_R 5 k Ω) เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุทอยู่ในช่วง -1.4 โวลต์ ถึง -10 โวลต์ บันทึกผลที่ได้ลงในตารางที่ 6.2

ตารางที่ 6.2 ผลการทดลองวงจรขยายการตรวจวัด

ΔV_{IN} (Volts)	V_o (Volts)
0	-1.4
0.5	-2.2
1.0	-3.0
1.5	-4.0
2.0	-5.0
2.5	-5.8
3.0	-6.6
3.5	-7.6
4.0	-8.4
4.5	-9.4
5.0	-10

ΔV_{IN} คือความแตกต่างของแรงดันที่ขา 3 กับ ขา 5 ของไอซี TL 074 CN

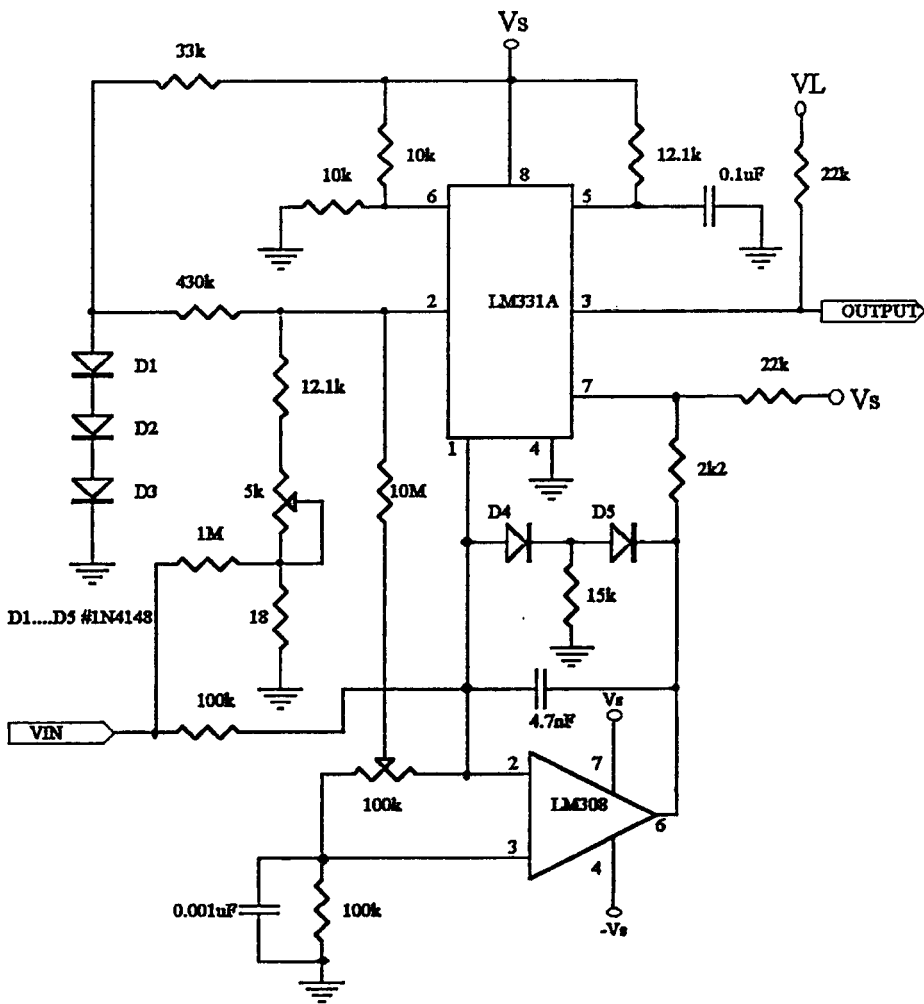
V_o คือแรงดันที่ขา 8 ของไอซี TL 074 CN



รูปที่ 6.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันทางอินพุตของวงจรขยายการตรวจวัด

6.3 การทดสอบวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่

วงจรในรูปที่ 6.5 จะทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตของวงจรมหาภาคการตรวจวัดให้อยู่ในรูปของความถี่เพื่อนำไปสร้างสัญญาณควบคุมการสวิตช์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต่อไป สำหรับการออกแบบวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่นั้น เราจะออกแบบให้ได้สัญญาณเอาต์พุตที่มีความถี่อยู่ในช่วงประมาณ 100 เฮิรตซ์ ถึง 550 เฮิรตซ์ ในขณะที่ได้รับแรงดันทางอินพุตมีค่า -1.4 โวลต์ ถึง -10 โวลต์



V/F converter nonlinearity

รูปที่ 6.5 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่

เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

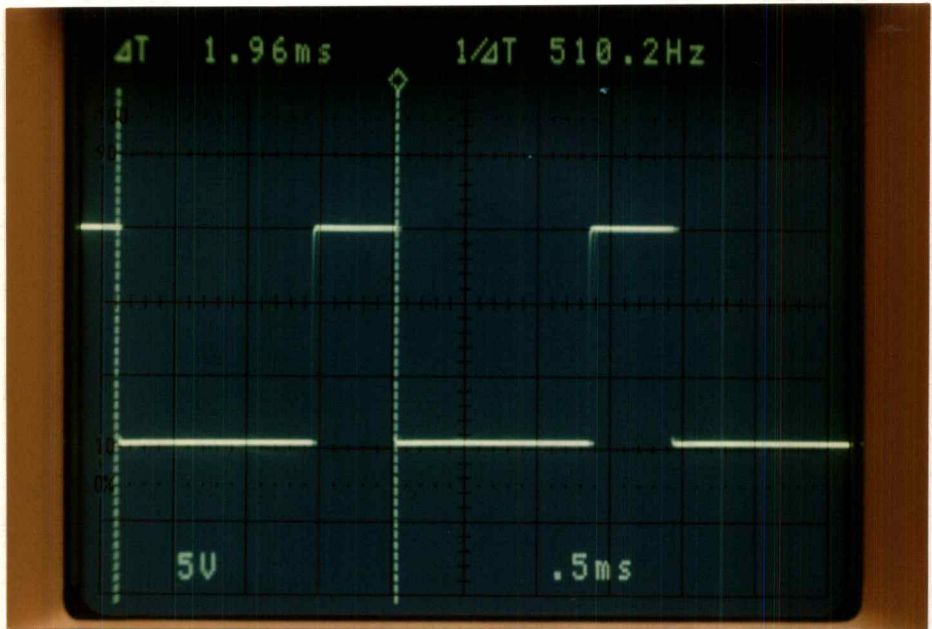
1. ออสซิลโลสโคป
2. แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบปรับค่าได้
3. มัลติมิเตอร์

วิธีการทดสอบ

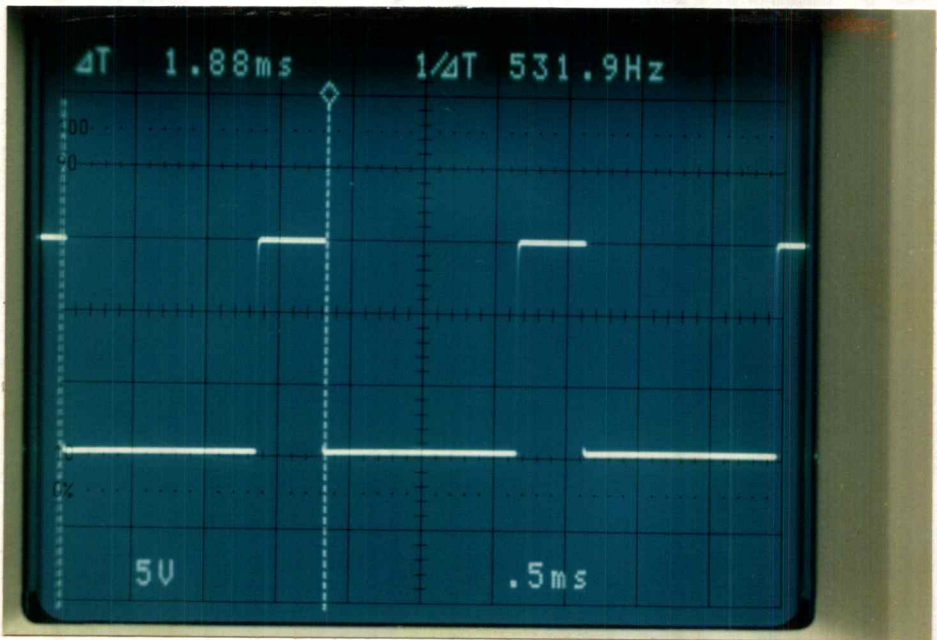
1. ต่อบางจรตามรูปที่ 6.5
2. ใช้แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากวงจรขยายการตรวจวัด (จากขา 8 ของไอซี TL 074 CN) ซึ่งมีค่าต่างๆ ตามตารางที่ 6.2 ป้อนเป็นแรงดันอินพุตให้กับวงจรในรูปที่ 6.5
3. บันทึกค่าความถี่ของรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 3 ของไอซี LM 331A พร้อมทั้งบันทึกรูปสัญญาณที่ได้

ตารางที่ 6.3 แสดงผลการทดสอบวงจรเบี่ยงแรงดันเป็นความถี่

แรงดันอินพุต V_{in} (โวลต์)	ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต(เฮิรต์)
-1.4	99.2
-2.2	225.2
-3.0	300
-4.0	365
-5.0	410
-5.8	438.8
-6.6	467.2
-7.6	500
-8.4	520.8
-9.4	537.6
-10.0	549.4



(ก)

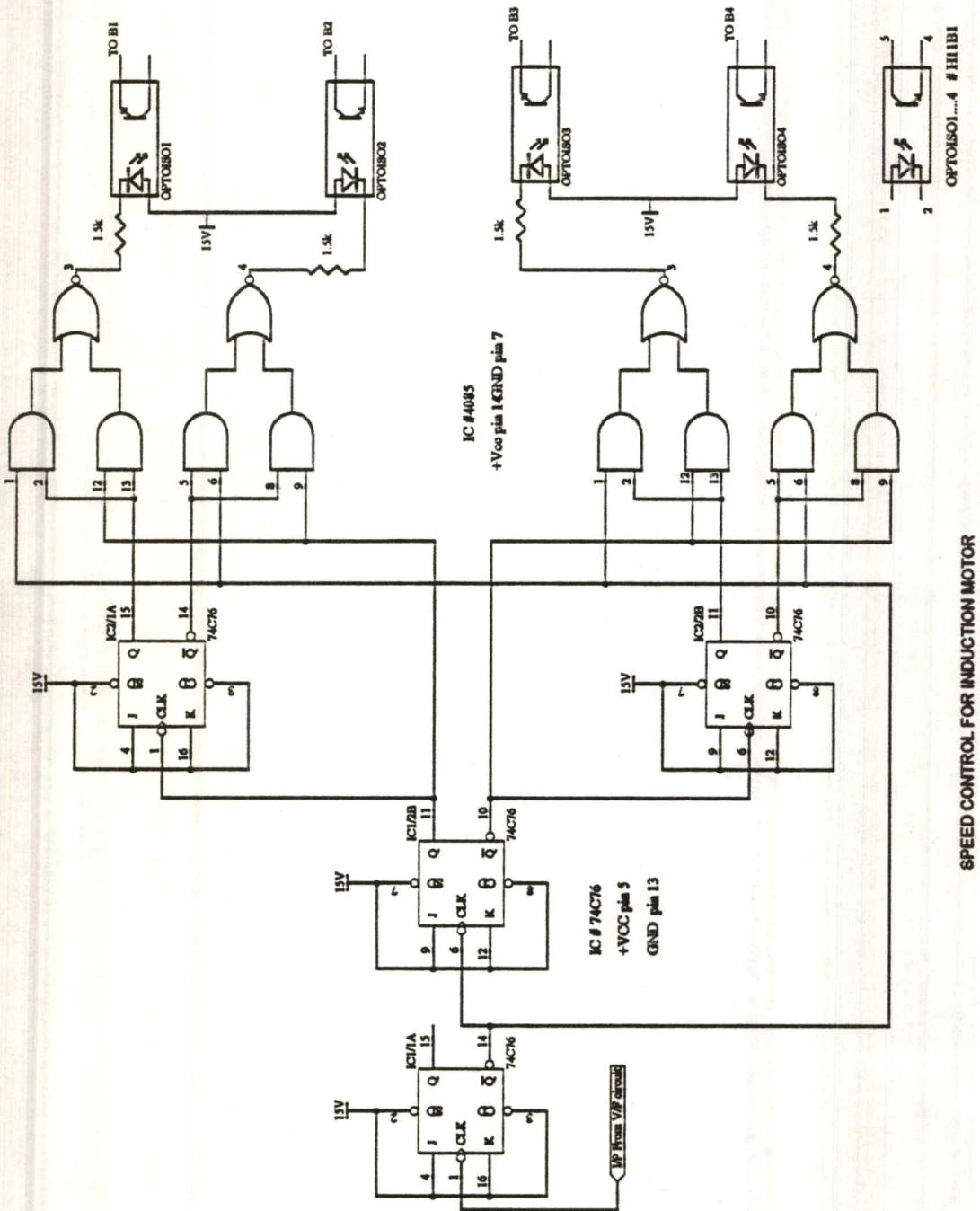


(ข)

รูปที่ 6.6 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่ (ก) ความแตกต่างของแรงดันอินพุตของวงจรตรวจวัดเป็น 4 โวลต์ (ข) ความแตกต่างของแรงดันอินพุตของวงจรตรวจวัดเป็น 5 โวลต์

6.4 การทดสอบวงจรสร้างสัญญาณควบคุม

วงจรสร้างสัญญาณควบคุมจะอาศัยสัญญาณอินพุตจากวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่มาสร้างสัญญาณดิจิทัลเพื่อใช้ในการควบคุมสวิตช์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ โดยต่อวงจรควบคุมตามรูปที่ 6.7 แล้วใช้ออสซิลอ스코ป วัดสัญญาณเอาต์พุตทั้ง 4 แชนแนล



รูปที่ 6.7 วงจรสร้างสัญญาณควบคุม

เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

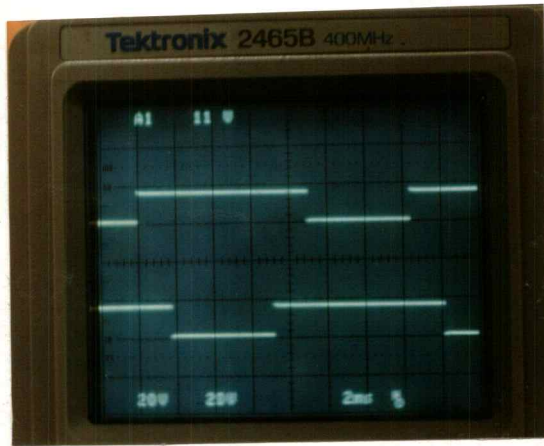
1. ออสซิลโลสโคป
2. แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบปรับค่าได้
3. มัลติมิเตอร์

วิธีการทดสอบ

1. ต่อบางจรตามรูปที่ 6.7
2. ใช้สัญญาณพัลส์ที่ได้จากวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่ ที่มีค่าตามตารางที่ 6.3 ป้อนเป็นสัญญาณนาฬิกาให้กับวงจรสร้างสัญญาณควบคุม
3. ใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ทั้ง 4 สัญญาณ คือที่ขา 3 และขา 4 ของไอซีเบอร์ 4085 ทั้งสองตัว บันทึกรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ เพื่อดูความแตกต่างและศึกษาการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณควบคุม

ตารางที่ 6.4 ผลการทดสอบวงจรสร้างสัญญาณควบคุม

ความถี่ของสัญญาณอินพุต (เฮิรต์)	ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต (เฮิรต์)
99.2	12.4
225.2	28.15
300	37.5
365	45.6
410	51.2
438.8	54.8
467.2	58.4
500	62.5
520.8	65.1
467.2	58.4
500	62.5
520.8	65.1
537.6	67.2
549.4	68.8



(ก)



(ข)



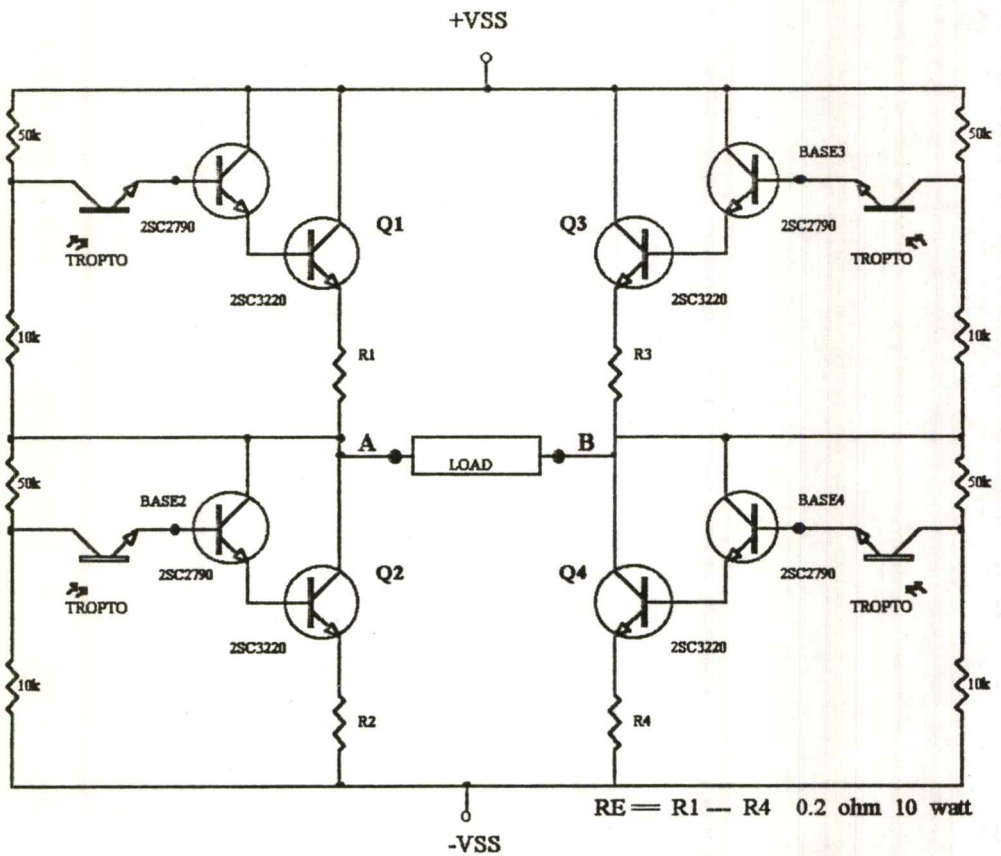
(ค)

รูปที่ 6.8 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรสร้างสัญญาณควบคุมทั้ง 4 สัญญาณ (ก) สัญญาณที่จะไปควบคุมเบส 1 เทียบกับสัญญาณที่จะไปควบคุมเบส 2 (ข) สัญญาณที่จะไปควบคุมเบส 1 เทียบกับสัญญาณที่จะไปควบคุมเบส 3 (ค) สัญญาณที่จะไปควบคุมเบส 1 เทียบกับสัญญาณที่จะไปควบคุมเบส 4

6.5 การทดสอบวงจรขับมอเตอร์

เมื่อได้สัญญาณควบคุมที่มีความถี่เปลี่ยนไปตามความแตกต่างของแรงดันอินพุทของวงจรตรวจวัดอุณหภูมิ เราก็นำสัญญาณที่ได้นี้ไปควบคุมขาเบสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทั้ง 4 ตัว โดยที่ทรานซิสเตอร์ค่อเป็นวงจรบริจจ์อินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะทำการสวิทช์ให้ได้อาท์พุทเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ ที่มีความถี่เปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณควบคุมที่ขาเบสซึ่งจะออกแบบให้มีความถี่ในช่วงประมาณ 20 - 70 เฮิรท์ ซึ่งแรงดันส่วนนี้จะใช้ขับมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ในการนำสัญญาณเอาท์พุทไปควบคุมการสวิทช์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จำเป็นต้องแยกส่วนระหว่างแรงดันไฟสูงกับแรงดันไฟต่ำ เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดความเสียหายกับวงจรชุดควบคุม และป้องกันไม่ให้เกิดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการสวิทช์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ไปรบกวนชุดควบคุมเพราะอาจทำให้เกิดความผิดพลาดได้ โดยใช้ช้อปโต้ไดโอดไอโซเลเตอร์ (Optoisolator)



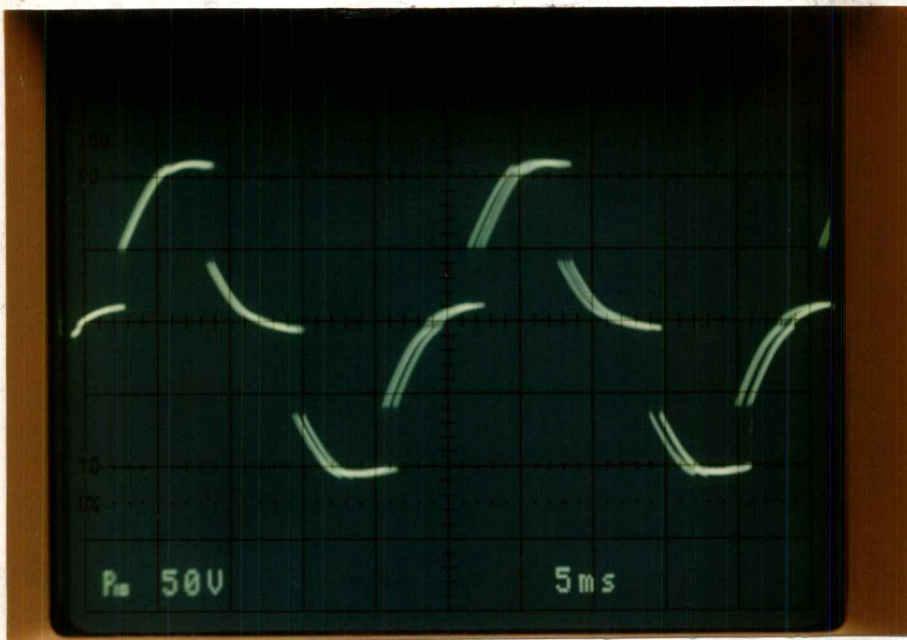
รูปที่ 6.9 แสดงวงจรขับมอเตอร์

เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

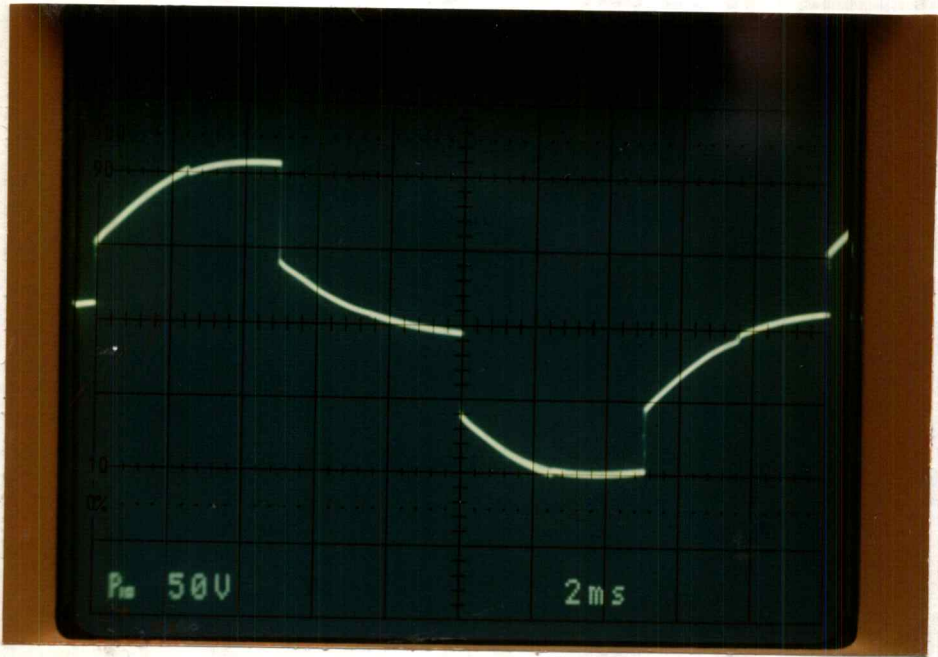
1. ออสซิลโลสโคป
2. มัลติมิเตอร์
3. ตัวต้านทานวัตต์สูง ที่จะใช้ต่อเป็นโหลด
4. แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

วิธีการทดสอบ

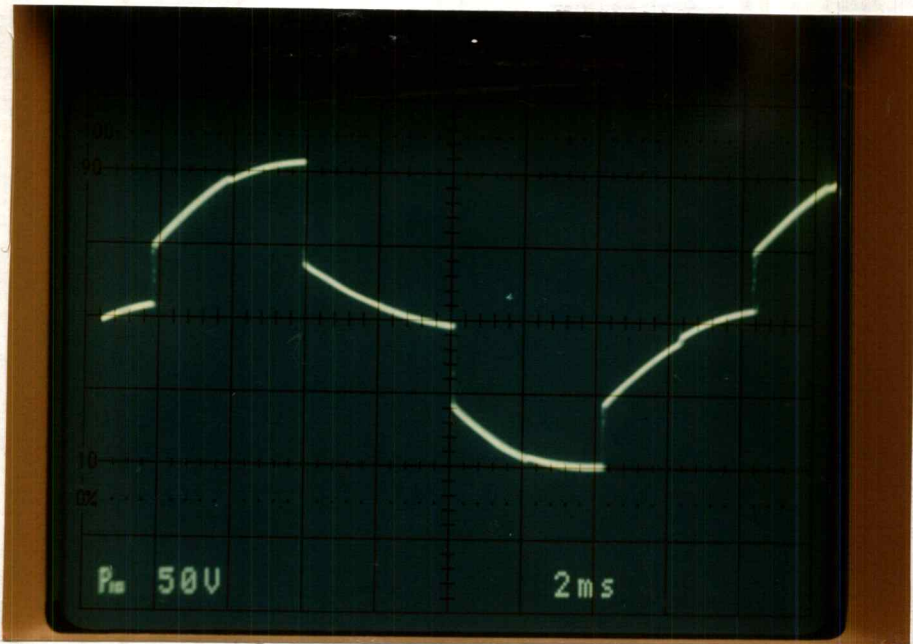
1. ต่อวงจรตามรูปที่ 6.9
2. ใช้สัญญาณที่ได้จากวงจรสร้างสัญญาณควบคุมตามรูปที่ 6.7 ทั้ง 4 สัญญาณต่อให้กับขาเบสของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC2790 ทั้ง 4 ตัว
3. ใช้ตัวต้านทาน $2\text{ K}\Omega$ 10 วัตต์ ต่อเป็นโหลดให้กับวงจร แล้วใช้ออสซิลโลสโคปวัดรูปคลื่นที่ตกคร่อมตัวต้านทาน บันทึกรูปสัญญาณที่ได้
4. ทดลองปรับความถี่ของสัญญาณที่จะควบคุมขาเบสให้มีค่าเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง 15 เฮิรท์ ถึง 68 เฮิรท์ เพื่อสังเกตการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่คร่อมโหลดตัวต้านทาน



รูปที่ 6.10 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 40 เฮิรท์เมื่อใช้ความต้านทาน $2\text{ K}\Omega$ เป็นโหลด



(ก)



(ข)

รูปที่ 6.11 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรถบรีดจ์อินเวอร์เตอร์ เมื่อใช้ความต้านทาน $2\text{K}\Omega$ เป็นโหลด รูป (ก) ที่ความถี่ 50 เฮิรตซ์ รูป (ข) ที่ความถี่ 60 เฮิรตซ์

บทที่ 7

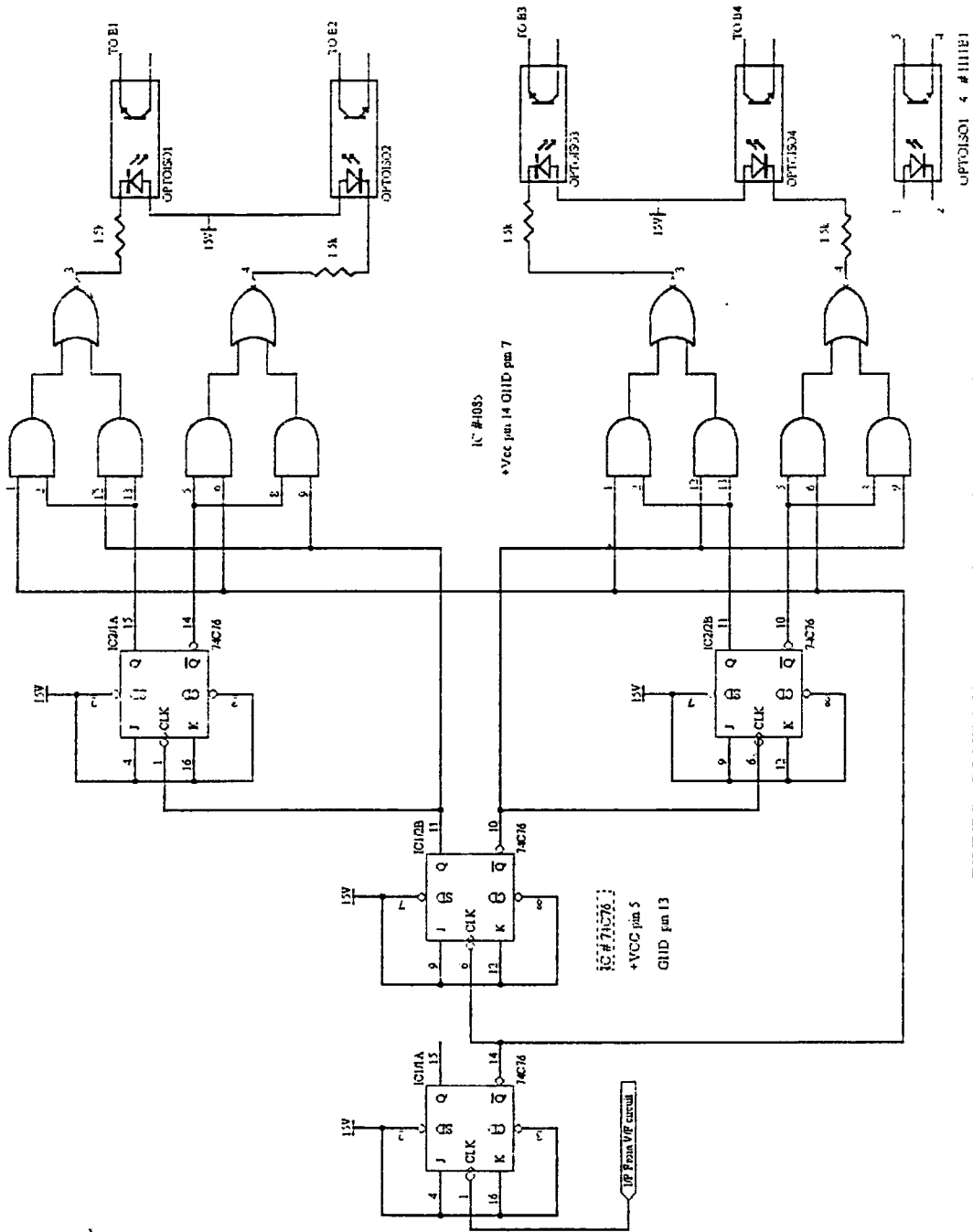
สรุปและวิจารณ์

จากการทดลองในส่วนของวงจรตรวจวัดอุณหภูมิ โดยตอนแรกจะทำการทดสอบตัวเทอร์มิสเตอร์ ณ อุณหภูมิต่างๆ และใช้ข้อมูลที่ได้ก็นำไปสร้างวงจรตรวจวัดอุณหภูมิ วงจรที่ใช้สำหรับตรวจวัดเป็นเครื่องมือหรือสำหรับควบคุมที่ดี จะเป็นวงจรชนิดอินทรมนเดชัน องค์ประกอบของวงจรจะมืออปแอมป์และตัวต้านทานค่าที่ขงตรงสูงหลายตัวจึงทำให้วงจรมีประสิทธิภาพสูงแต่มีราคาแพง วงจรที่ราคาถูกลงและอยู่ในตระกูลเดียวกับวงจรรขยายอินทรมนเดชันก็คือ วงจรรขยายคิฟเฟอเรนเชียล (Differential Amplifier) จริงๆ แล้วเราสามารถนำออปแอมป์มาต่อเป็นวงจรชนิดอินทรมนเดชันได้ ดังวงจรในรูปที่ 6.3 แม้จะไม่ใช่เท่ากับ ไอซีหรือชิปที่ออกแบบมาเพื่อใช้กับงานนี้โดยเฉพาะ

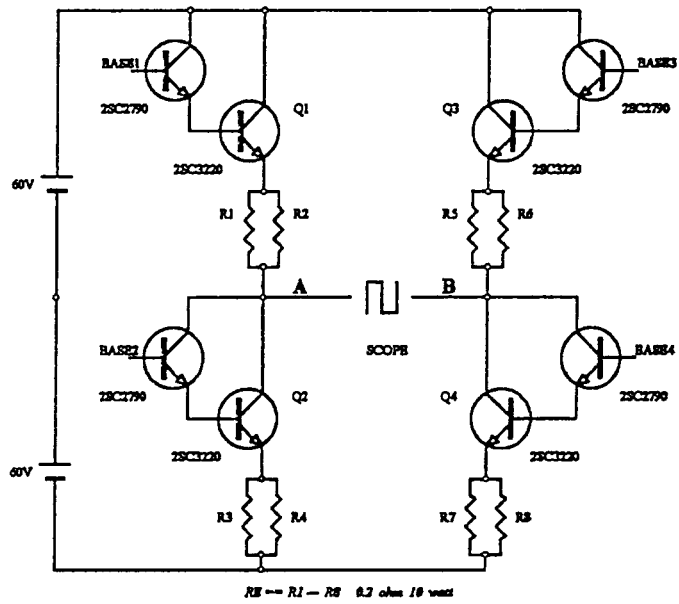
แรงดันเอาต์พุตของวงจรรขยายอินทรมนเดชัน จะถูกนำไปเปลี่ยนเป็นความถี่ โดยใช้ไอซีเบอร์ LM 331 ซึ่งความถี่ที่ได้นี้จะถูกนำไปสร้างเป็นสัญญาณควบคุม ในการสร้างสัญญาณควบคุม จะต้องสร้างสัญญาณทั้งหมด 4 เฟส ที่แตกต่างกัน เพื่อนำไปควบคุมขาเบสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งต่ออยู่ในลักษณะบริจอินเวอร์เตอร์ ซึ่งเราจะใช้วงจรมี่ทำหน้าที่ในการขับมอเตอร์

จากการทดลองในส่วนของวงจรขับมอเตอร์ ยังมีประสิทธิภาพไม่ดีพอ เพราะใช้สัญญาณควบคุมที่เป็นลักษณะสัญญาณสี่เหลี่ยมทำให้กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นที่ทรานซิสเตอร์มีค่าสูง และการออกแบบวงจรควบคุมขาเบสยังได้กระแสไม่พอที่จะขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้ทำงานอยู่ในลักษณะของสวิทช์ได้ จึงไม่สามารถนำไปใช้งานได้จริงๆ ในการทดลองทำได้เพียงแค่ศึกษาการทำงานของวงจร โดยใช้ตัวต้านทานเป็นโหลดและ พบว่าวงจรยังจ่ายกระแสได้ต่ำมาก ถ้าจะออกแบบให้วงจรสามารถนำไปใช้งานได้คาดว่าจะต้องมีการปรับปรุงในส่วนของการจัดไบอัสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้มีกระแสเบสมากพอที่จะทำให้งานได้เต็มที่และต้องมีการระบายความร้อนที่เพียงพอ

ภาคผนวก



SPEED CONTROL FOR INDUCTION MOTOR



ชุดวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์

รายการอุปกรณ์ชุดวงบริดจ์อินเวอร์เตอร์

POWER TRANSISTOR	2SC2790	4	ตัว
	2SC3220	4	ตัว
RESISTOR	0.2 Ω 10 WATT	8	ตัว

รายการอุปกรณ์ชุดอินทราเมนต์ แอมป์ไฟเออร์

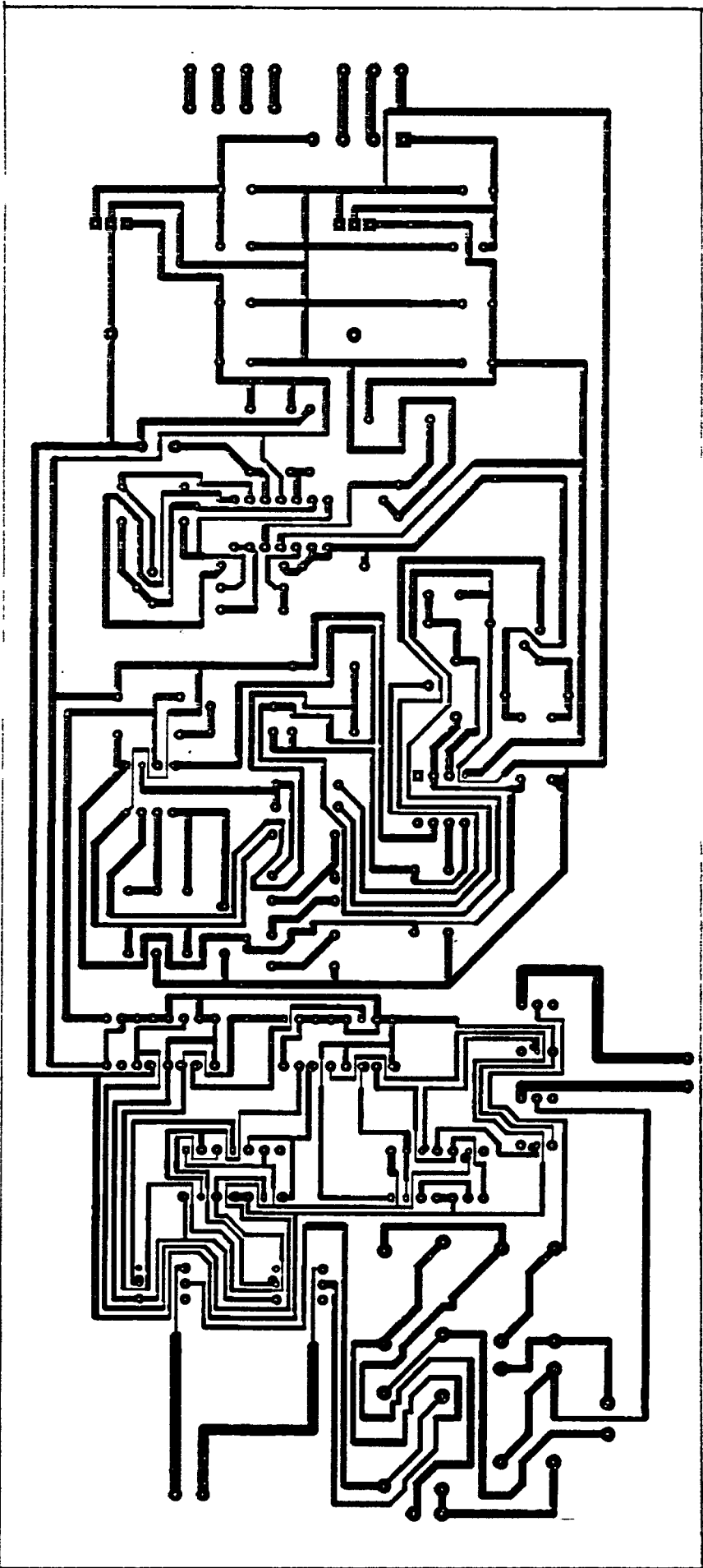
IC #TL074CN		1	ตัว
TERMISTOR		1	ตัว
VARIABLE RESISTOR	2 K	1	ตัว
	5 K	1	ตัว
	50 K	1	ตัว
RESISTOR	2 K	1	ตัว
	10 K	7	ตัว
	13 K	1	ตัว

รายการอุปกรณ์ชุดสปีด คอนโทรล อินดักชั่นมอเตอร์

IC #4085		2	ตัว
IC #74C76		2	ตัว
IC #C60B	OPTO	5	ตัว

รายการอุปกรณ์ชุด V/F

IC	LM 331A	1	ตัว	
IC	LM308	1	ตัว	
R	33 K	1	ตัว	
	10 K	2	ตัว	
	12.1 K	2	ตัว	
	22 K	2	ตัว	
	2.2 K	1	ตัว	
	15 K	1	ตัว	
	1 M	1	ตัว	
	10 M	1	ตัว	
	10	1	ตัว	
	430 K	1	ตัว	
	100 K	2	ตัว	
VR	100 K	1	ตัว	
	5 K	1	ตัว	
C	0.0056 uF	1	ตัว	POLYSTYRENE
	4.7 nF	1	ตัว	
	0.001 uF	1	ตัว	
	100 PF	1	ตัว	
	DIODE 1N457 or 1N484	5	ตัว	



V/F Converter ICs Handle Frequency-to-Voltage Needs

National Semiconductor
Appendix C
Robert A. Pease



Simplify your F/V converter designs with versatile V/F ICs. Starting with a basic converter circuit, you can modify it to meet almost any application requirement. You can spare yourself some hard labor when designing frequency-to-voltage (F/V) converters by using a voltage-to-frequency IC in your designs. These ICs form the basis of a series of accurate, yet economical, F/V converters suiting a variety of applications.

Figure 1 shows an LM331 IC (or LM131 for the military temperature range) in a basic F/V converter configuration (sometimes termed a stand-alone converter because it requires no op amps or other active devices other than the IC). (Comparable V/F ICs, such as RM4151, can take advantage of this and other circuits described in this article, although they might not always be pin-for-pin compatible).

This circuit accepts a pulse-train or square wave input amplitude of 3V or greater. The 470 pF coupling capacitor suits negative-going input pulses between 80 μ s and 1.5 μ s, as well as accommodating square waves or positive-going pulses (so long as the interval between pulses is at least 10 μ s).

IC Handles the Hard Part

The LM331 detects an input-signal change by sensing when pin 6 goes negative relative to the threshold voltage at pin 7, which is nominally biased 2V lower than the supply voltage. When a signal change occurs, the LM331's input comparator sets an internal latch and initiates a timing cycle. During this cycle, a current equal to V_{REF}/R_S flows out of pin 1 for

a time $t = 1.1 R_T C_T$. The 1 μ F capacitor filters this pulsating current from pin 1, and the current's average value flows through load resistor R_L . As a result, for a 10 kHz input, the circuit outputs 10 V_{DC} across R_L with good (0.06% typical) nonlinearity.

Two problems remain, however: the output at V1 includes about 13 mVp-p ripple, and it also lags 0.1 second behind an input frequency step change, settling to 0.1% of full-scale in about 0.6 second. This ripple and slow response represent an inherent tradeoff that applies to almost every F/V converter.

The Art of Compromise

Increasing the filter capacitor's value reduces ripple but also increases response time. Conversely, lowering the filter capacitor's value improves response time at the expense of larger ripple. In some cases, adding an active filter results in faster response and less ripple for high input frequencies.

Although the circuit specifies a 15V power supply, you can use any regulated supply between 4 V_{DC} and 40 V_{DC} . The output voltage can extend to within 3 V_{DC} of the supply voltage, so choose R_L to maintain that output range.

Adding a 220 k Ω /0.1 μ F postfilter to the circuit slows the response slightly, but it also reduces ripple to less than 1 mVp-p for frequencies from 200 Hz to 10 kHz. The reduction in ripple achieved by adding this passive filter, while not as good as that obtainable using an active filter, could suffice in some applications.

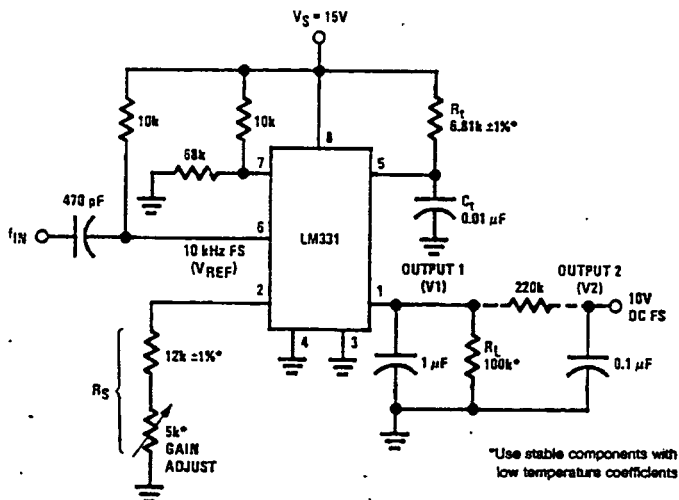


FIGURE 1. A Simple Stand-Alone F/V Converter Forms the Basis for Many Other Converter-Circuit Configurations

TL/H/8741-1

Improving the Basic Circuit

Further modifications and additions to the basic F/V converter shown in Figure 1 can adapt it to specific performance requirements. Figure 2 shows one such modification, which improves the converter's nonlinearity to 0.006% typical.

Reconsideration of the basic stand-alone converter shows why its nonlinearity falls short of this improved version's. At low input frequencies, the current source feeding pin 1 in the LM331 is turned off most of the time. As the input frequency increases, however, the current source stays on more of the time, and its own impedance attenuates the output signal for an increasing fraction of each cycle time. This disproportionate attenuation at higher frequencies causes a parabolic change in full-scale gain rather than the desired linear one.

In the improved circuit, on the other hand, the PNP transistor acts as a cascade, so the output impedance at pin 1 sees a constant voltage that won't modulate the gain. Also, with an alpha ranging between 0.998 and 0.990, the transistor exhibits a temperature coefficient of between 10 ppm/°C and 40 ppm/°C—a fairly minor effect. Thus, this circuit's

nonlinearity does not exceed 0.01% maximum for the 10V output range shown and is normally not worse than 0.01% for any supply voltage between 4V and 40V.

Add an Output Buffer

The circuit in Figure 3 adds an output buffer (unity-gain follower) to the basic single-supply F/V converter. Either an LM324 or LM358 op amp functions well in a single-supply circuit because these devices' common-mode ranges extend down to ground. But if a negative supply is available, you can use any op amp; types such as the LF351B or LM308A, which have low input currents, provide the best accuracy.

The output buffer in Figure 3 also acts as an active filter, furnishing a 2-pole response from a single op amp. This filter provides the general response

$$V_{OUT}/I_{OUT} = R_L / (1 + K_1p + K_2p^2)$$

(p is the differential operator d/dt.) As shown, R_L controls the filter's DC gain. The high frequency response rolls off at 12 dB/octave. Near the circuit's natural resonant frequency, you can choose the damping to give a little overshoot—or none, as desired.

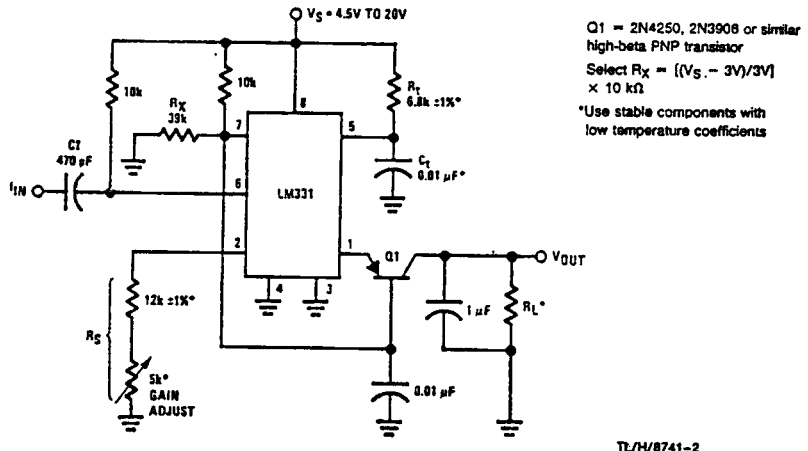


FIGURE 2. Adding a Cascade Transistor to the LM331's Output Improves Nonlinearity to 0.006%

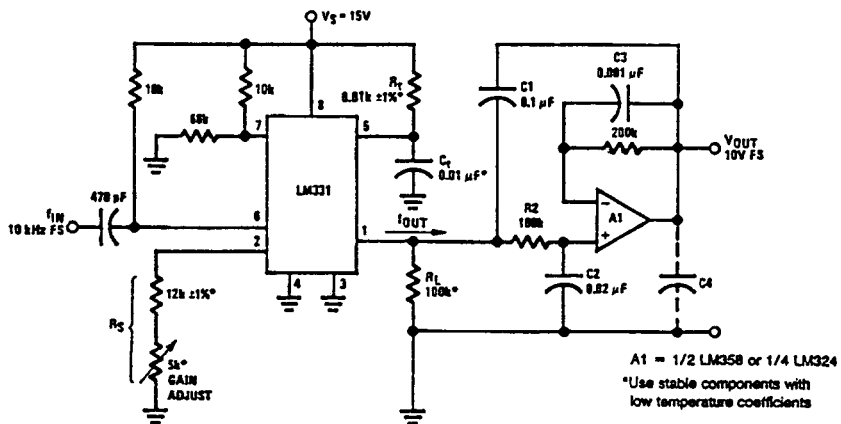


FIGURE 3. The Op Amp on This F/V Converter's Output Acts as a Buffer as Well as a 2-Pole Filter

Versatile Monolithic V/Fs Can Compute as Well as Convert with High Accuracy

National Semiconductor
Appendix D
Robert A. Pease



The best of the monolithic voltage-to-frequency (V/F) converters have performance that's so good it equals or exceeds that of modular types. Some of these ICs can be designed into quite a variety of circuits because they're notably versatile. Along with versatility and high performance come the advantages that are characteristic of all V/F converters, including good linearity, excellent resolution, wide dynamic range, and an output signal that's easy to transmit as well as couple through an isolator.

One of the recently introduced monolithic types, the LM131, has both high performance and a design that's rather flexible. For instance, it can compute and convert at the same time; the computation is a part of the conversion. Among other functions, it can provide the product, ratio and square root of analog inputs.

This IC has an internal reference for its conversion circuitry that's also brought out to a pin, so it's available to external circuits associated with the converter. Not surprisingly, it turns out that any deviations of the reference, due to process variations and temperature changes have equal and opposite effects on the scale factors of the converter and the external circuitry. (This presumes, of course, that the scale factor of the external circuitry is a linear function of voltage.)

PRECISION RELAXATION OSCILLATOR

Before looking at some applications, quickly take a look at the basic circuit of an LM131 V/F converter (Figure 1). Basically, this IC, like any V/F converter, is a precision relaxation oscillator that generates a frequency linearly proportional to

the input voltage. As might be expected, the circuit has a capacitor, C_L , with a sawtooth voltage on it. Generally speaking, the circuit is a feedback loop that keeps this capacitor charged to a voltage very slightly higher than the input voltage, V_{IN} . If V_{IN} is high, C_L discharges relatively quickly through R_L , and the circuit generates a high frequency. If V_{IN} is low, C_L discharges slowly, and the converter puts out a low frequency.

When C_L discharges to a voltage equal to the input, the comparator triggers the one-shot. The one-shot closes the current switch and also turns on the output transistor. With the switch closed, current from the current source recharges C_L to a voltage somewhat higher than the input. Charging continues for a period determined by R_T and C_T . At the end of this period, the one-shot returns to its quiescent state and C_L resumes discharging.

Resistor R_S sets the amount of current put out by the current source. In fact, the current in pin 1, with the switch on, is identical to the current in pin 2. The latter pin is at a constant voltage (nominally 1.90V), so a given resistor value can set the operating currents. When connected to a high impedance buffer, this pin provides a stable reference for external circuits.

The open-collector output at pin 3 permits the output swing to be different from the converter's supply voltage, if the load circuit requires. The supplies don't have to be separate, however, and both the converter and its load can use the same voltage:

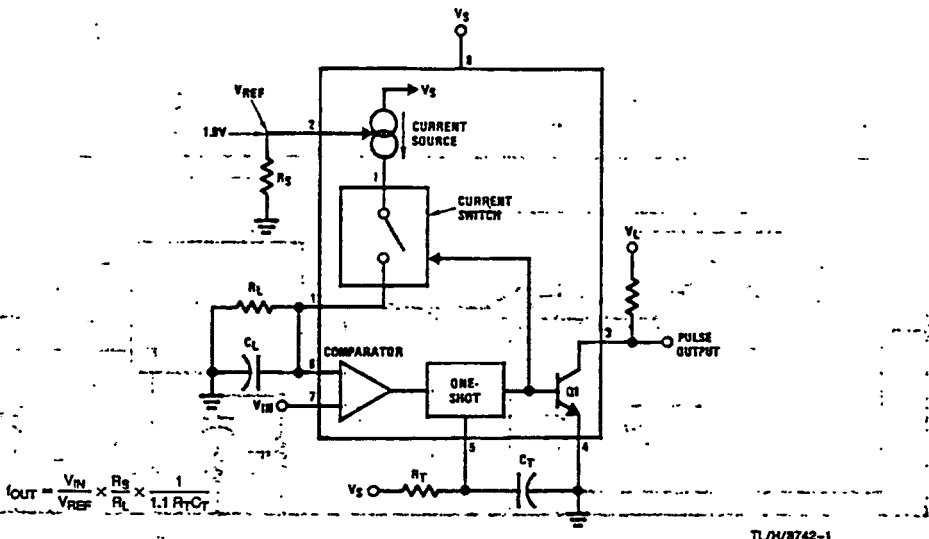
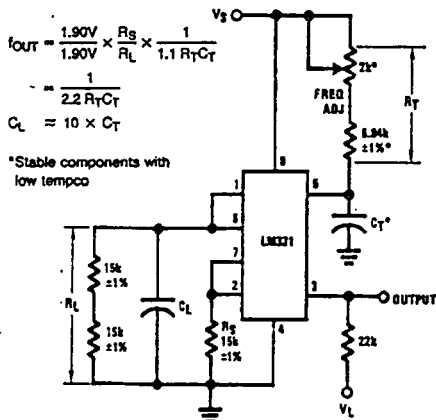


FIGURE 1. A voltage-to-frequency converter such as this is a relaxation oscillator with a frequency proportional to the input voltage. Current pulses keep C_L 's average voltage slightly greater than the input voltage.

Reprinted from ELECTRONIC DESIGN—December 6, 1976 © 1979 Hayden Publishing Co., Inc.

STEADY AS SHE GOES

By far the simplest of the circuits that make use of the reference output voltage from the LM131 is one that simply ties this output pin right back to the signal input. This connection is just a V/F converter with a constant input, which makes it a constant-frequency oscillator. Even with this simple circuit (Figure 2), variations in the reference voltage have two opposite effects that cancel each other out, so the circuit is particularly stable. In this type of circuit, the temperature-dependent internal delays tend to cancel as well, which isn't true of relaxation oscillators based on op amps or comparators.



TL/H/8742-2

FIGURE 2. A V/F converter is a stable-frequency oscillator if its input is connected to its reference output. If the reference voltage changes, the effects of the change cancel out, so the frequency doesn't change. With low tempco devices for R_T and C_T , frequency stability vs temperature can be as good as ± 25 ppm/ $^{\circ}$ C.

Resistors R_L and R_5 are best taken from the same batch. (R_L must be larger than R_5 , so it's made up of two resistors.) By doing this, the tempco tracking, which is the critical parameter, is five to ten times better than it would be if R_L were a single 30.1 k Ω resistor.

Although the reference output, pin 2, can't be loaded without affecting the converter's sensitivity, the comparator input, pin 7, has a high impedance so this connection does no harm.

Frequency stability is typically ± 25 ppm/ $^{\circ}$ C, even with an LM331, which as a V/F converter is specified only to 150 ppm/ $^{\circ}$ C maximum. From 20 Hz to 20 kHz, stability is excellent, and the circuit can generate frequencies up to 120 kHz.

Although the simplest way of using the reference output is to tie it back to the input, the reference can also be buffered and amplified to supply such external circuitry as a resistive transducer, which might be a strain gauge or a pot (Figure 3). As in the stable oscillator already described, deviations of the internal reference voltage from the ideal cause the transducer's and the converter's sensitivities to change equally in opposite directions, so the effects cancel.

In this circuit, op amp A2 buffers and amplifies the constant voltage at pin 2 of the converter to provide the 5V excitation for the strain gauge. Amplifier A1, connected as an instrumentation amplifier, raises the output of the strain gauge to a usable level while rejecting common-mode pickup.

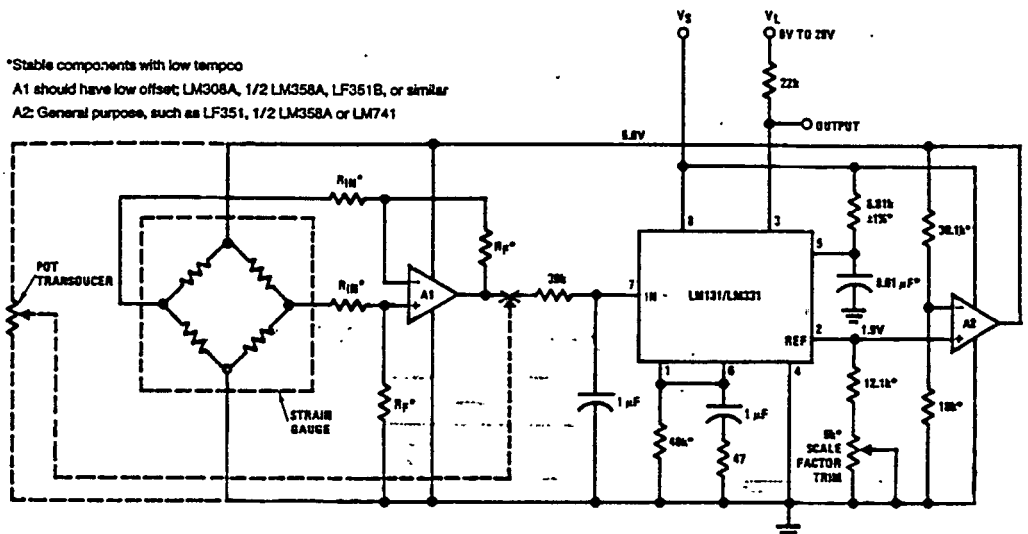
A potentiometer-type transducer works just as well with this circuit. Its wiper output takes the place of A1's output as shown at the X.

The reference terminal is both a constant voltage output and a current programming input. So far, it's been shown simply with one or two resistors going to ground. It is, however, a full-fledged signal input that accepts a signal from a current source quite well.

*Stable components with low tempco

A1 should have low offset; LM308A, 1/2 LM358A, LF351B, or similar

A2: General purpose, such as LF351, 1/2 LM358A or LM741



TL/H/8742-3

FIGURE 3. In this strain-to-frequency converter, the converter's reference excites the strain gauge (or the optional pot) through buffer amp A2. This makes the circuit insensitive to changes in the reference voltage.

This extra input is what enables the LM131 to compute while converting. For instance, it will convert the ratio of two voltages to a frequency proportional to the ratio (Figure 4). The circuit is still a V/F converter, but has two signal inputs, both of them going to rather unorthodox places at that. The inputs, shown as voltages, are converted to currents by two current pumps (voltage-to-current converters). Of course, if currents of the proper ranges are available, the current pumps aren't needed. The left current pump, which includes Q1 and A1, determines how fast capacitor C_L discharges between output pulses. The other pump sets the current in the reference circuit to control the amount of recharge current when the one-shot fires. Tying the comparator input, pin 7, to the reference pin sets the comparator's trip point at a constant voltage.

*Stable components with low tempco

A1, A2 should have low offset and low bias current: LM351B, LM358A, LF353B, or similar
Q1, Q2: 2N3565, 2N2484, or similar high β

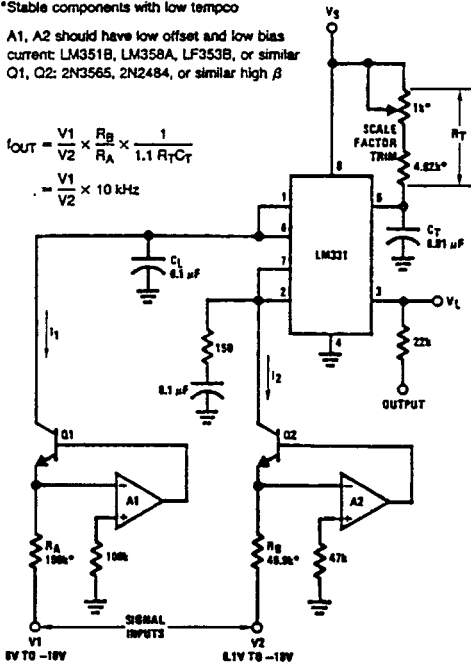
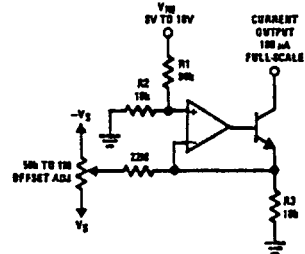


FIGURE 4. This circuit converts the ratio of two voltages to an equivalent frequency without a separate analog divider. Full-scale output is 15 kHz. The two op amp circuits convert the inputs to proportional currents.

To get an idea of how the circuit works, consider first the effect of, for instance, tripling the input voltage, V_1 . This makes C_L discharge to the comparator trip point three times as fast, so the frequency triples. Next, consider a given change, such as doubling the voltage at the other input, V_2 . This doubles the recharge current to C_L during the fixed-width output pulse, which means C_L 's voltage increases twice as much during recharging. Since the discharge into Q1 is linear (for V_1 constant), it takes twice as long for C_L to discharge—the frequency becomes half of what it was before.

Although the current pumps in Figure 4 must have negative inputs, rearranging the op amps according to Figure 5 makes them accept positive inputs instead. Trimming out the offset in the op amp gives the ratio converter better

linearity and accuracy. The trim circuit in Figure 5a needs stable positive and negative supplies for the offset trimmer, while the one in Figure 5b needs only a stable positive supply. Unmarked components in Figure 5b are the same as in Figure 5a.



R1, R2, R3: Stable components with low tempco
Q1: $\beta \geq 330$

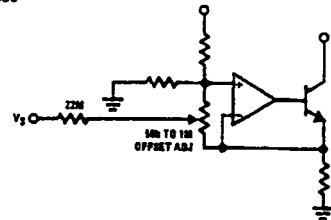
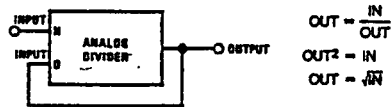


FIGURE 5. These current pumps adapt the converter circuits in Figures 4 and 6 to positive input voltages. Optional offset trimming improves linearity and accuracy, especially with input signals that have a wide dynamic range.

Note that the full-scale range of the current pumps can be changed by varying the value of the input resistor(s). If either of these pump circuits is used with a single positive supply, the op amp should be a type such as 1/2 LM358 or 1/4 LM324, which has a common-mode range that includes the negative-supply bus.

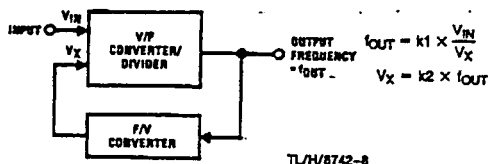
COMPUTING SQUARE ROOTS IMPLICITLY

An analog divider computes the square root of a signal when the signal is fed to the divider's numerator input, and the output is fed back to the divider's denominator input.



This type of computation is called implicit, because the end result of the computation is only implied, not explicitly stated by the equation that defines the computation.

In the implicit square root computing loop described in the text, a V/F converter serves as a divider. Since it's a converter, its inputs are voltages (or currents), but its output is a frequency. To connect its output back to one of its inputs so it will compute a square root means that its output frequency must be converted back to a voltage. This is taken care of by the frequency-to-voltage converter.



Doing some algebraic substitution shows that

$$f_{OUT} = k_3 \times \sqrt{V_{IN}}$$

where

$$k_3 = \sqrt{k_1/k_2}$$

IT'LL TAKE RECIPROCALLS

Taking the ratio of two inputs—in other words, doing division—is only one of the mathematical operations that can be combined with converting. Another one is a special case of division, which is taking reciprocals. In this instance, the numerator (V_1 in *Figure 4*) is held constant, and the denominator, V_2 , changes over a wide range such as one or two decades. In this case, since the frequency is the reciprocal of the input, the period of the output is proportional to the input. When operated this way, the V_2 current pump should have an offset trimmer. A constant current circuit is still needed to discharge capacitor C_L .

Nonlinearity (that is, deviation from the ideal law) with an LM331 is a little better than 1% for 10 kHz full-scale. Increasing C_T to 0.1 μF reduces the nonlinearity to below 0.2% while decreasing full-scale output to 1 kHz.

Two inputs can also be multiplied while converting to a frequency. The multiplying converter circuit (*Figure 6*) that

does this has a more elaborate current pump than the ratio circuit of *Figure 4*. This pump is really two cascaded circuits; it includes op amps A2 and A3 as well as transistors Q2 and Q3. Current from this pump goes to pin 5 to control the one-shot's pulse width. (This current ranges from 13.3 μA to 1.33 mA.)

As in the ratio circuit, the left current pump controls the discharge rate of C_L . The other pump, however, controls the one-shot's pulse width to vary the amount that C_L charges during the pulse. If the V_2 input is close to zero, the current from the pump into pin 5 is small, and the one-shot develops a wide pulse. This allows C_L to charge quite a bit. It takes a relatively long time for C_L to discharge to the comparator threshold, so the resulting frequency is low. As V_2 goes negative (a greater absolute magnitude), the output frequency rises. Op amp A3 must have a common-mode range that extends to the positive supply voltage, which the specified types do.

Multiplying, dividing and converting can all be done at the same time by combining the V_2 input current pump of *Figure 4* with the circuit of *Figure 6*. If a scale-factor trimmer is needed, R4 in *Figure 6* is a good choice, better than input resistors such as R1 or R2. Using the latter as trimmers would make the input impedance of the circuit change with trim setting.

Two V/F converter ICs along with some extra circuitry will take the square root of a voltage input. Square root functions are used mostly to simulate natural laws, but also to linearize functions that have a natural square-law relationship. One of the latter is converting differential pressure to flow, where flow is proportional to the square root of differential pressure.

*Stable components with low tempco

$$f_{OUT} = \frac{V_1}{10V} \times \frac{V_2}{10V} \times 10 \text{ kHz}$$

$V_S = 15V$, regulated and stable

$$R_3 = \left(\frac{15.00V}{+V_S} \times 750\Omega \right) \text{ with } \pm 1\% \text{ tolerance}$$

A1, A2: Each is 1/2 LM158/LM358A or 1/2 LF353B

A3: LM301A, LM307, or LF13741 only

Q1, Q2: High β such as 2N2484, 2N3565 or similar

Q3: High β such as 2N4250, 2N3906 or similar

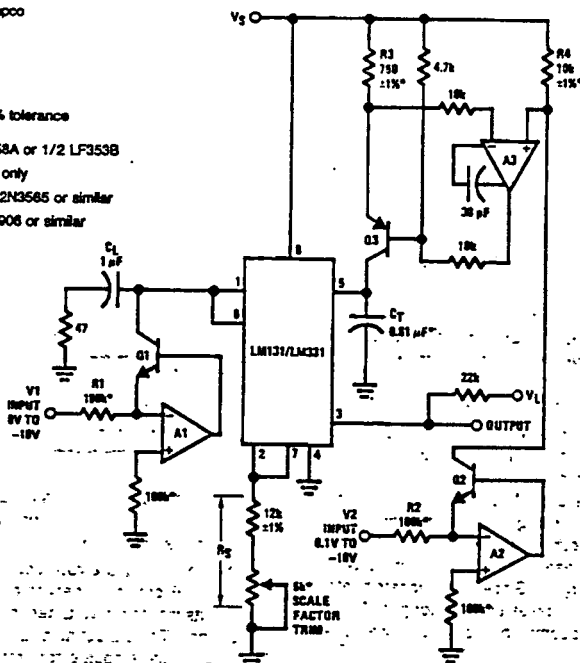


FIGURE 6. The product of two input voltages becomes an equivalent frequency in this converter. A current pump that includes op amps A2 and A3 controls the pulse duration of the converter's internal one-shot.

TL/H/8742-9

Detect Frequencies Accurately

Using an F/V converter combined with a comparator as a frequency detector is an obvious application for these devices. But when the F/V converter is utilized in this way, its output ripple hampers accurate frequency detection, and the slow filter frequency response causes delays.

If a quick response is not important, though, you can effectively utilize an LM331-based F/V converter to feed one or more comparators, as shown in Figure 6. For an input frequency drop from 1.1 kHz to 0.5 kHz, the converter's output

responds within about 20 ms. When the input falls from 9 kHz to 0.9 kHz, however, the output responds only after a 600 ms lag, so utilize this circuit only in applications that can tolerate F/V circuits' inherent delays and ripples.

Author's Biography

Bob Pease is a staff scientist in the Advanced Linear Integrated Circuit Group at National Semiconductor Corp., Santa Clara, CA. Holder of four patents, he earned a BSEE from MIT. Bob lists tracking abandoned railroad roadbeds and designing V/F converters as hobbies.

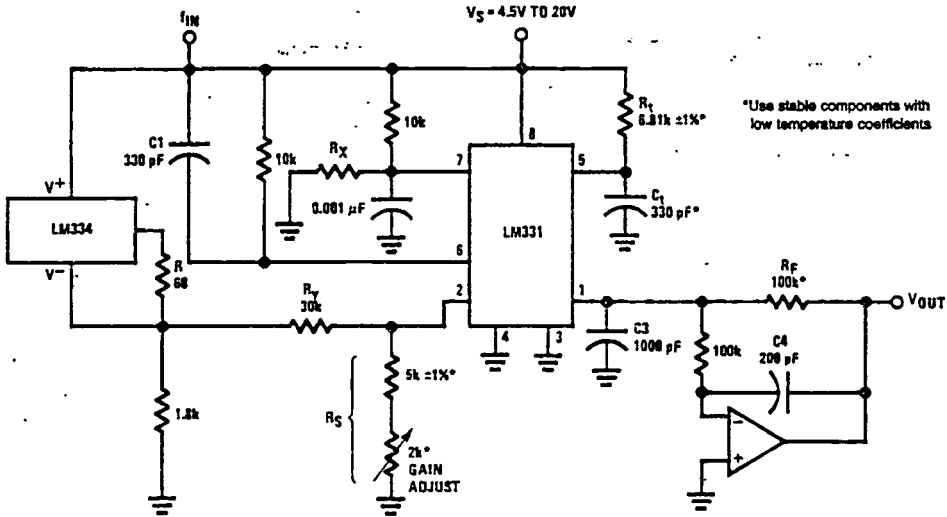


FIGURE 5. An LM334 Temperature Sensor Compensates for the F/V Circuit's Temperature Coefficient

TL/H/8741-9

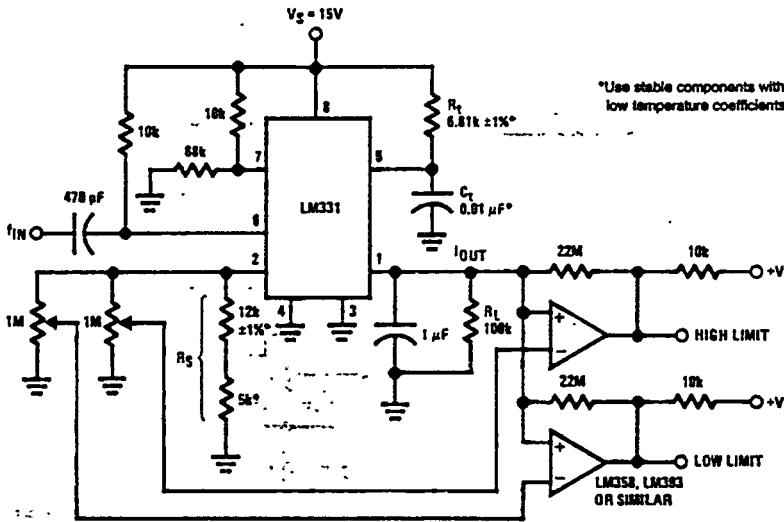


FIGURE 6. Combining a V/F IC with Two Comparators Produces a Slow-Response Frequency Detector

TL/H/8741-10

ROOT LOOP COMPUTES

The circuit in *Figure 7* is an implicit loop (see "Computing Square Roots Implicitly") that uses IC1 as a voltage-to-frequency converter and divider, and IC2 as a frequency-to-voltage converter. The F/V converter, IC2, and the current pump that includes A1 and the transistor return the output of IC1 to its denominator input. A relatively elaborate feedback circuit like this is needed to convert IC1's frequency output back to a current for its denominator input.

Looking at the circuit in more detail, IC1 puts out a frequency proportional to V_{IN} divided by the feedback voltage, V_X . The current I_1 is generated by a current pump that has V_X as its input (*Figure 5a*). To develop the feedback IC2 converts the pulse output from IC1 into standard width precision current pulses that charge capacitor C1. This capacitor integrates them into the voltage V_X , thus closing the loop.

Op amp A2, serving as a comparator, ensures that the circuit will always start and continue running. If V_{IN} suddenly jumps to a higher voltage, one pulse from the one-shot in IC1 may not be enough to recharge C_L to a voltage higher than the input. In such a case, the IC's internal logic keeps its internal current switch turned on, and the voltage on C_L ramps up until it exceeds the input. During this time, however, IC1's output hasn't changed state. (Such a temporary hang-up isn't unique to this circuit, and equivalent things happen to other V/Fs besides the LM131/LM331.) What is worse here, though, is that the lack of pulses to IC2 means that V_X and I_1 decay. The recharging current, I_2 , is the same as I_1 , so it not only becomes progressively harder for the voltage on C_L to catch up with the input, it may even fail to catch up entirely if $(I_2 \times R_L)$ is less than the input voltage.

As a sign of this condition, when the converter hangs up, the one-shot's timing node, pin 5, continues to charge well beyond its normal peak of $2/3 V_S$. As soon as the comparator A2 detects this rise, it pulls up voltage V_X , current I_1 increases, and the loop catches its breath again.

After all these nonlinear computations, this last circuit is about as linear as it can be. It's a precision, ultralinear V/F converter based on an LM331A (*Figure 8*) that has several detail refinements over previous V/F converter circuits. Choosing the proper components and trimming the tempo give less than 0.02% error and 0.003% nonlinearity for a $\pm 20^\circ\text{C}$ range around room temperature.

This circuit has an active integrator, which includes the op amp and the integrating feedback capacitor, C_F . The integrator converts the input voltage, which is negative, into a positive-going ramp. When the ramp reaches the converter IC's comparator threshold, the one-shot fires and switches a pulse of current to the integrator's summing junction. This current makes the integrator's output ramp down quickly. When the one-shot times out, the cycle repeats.

There are several reasons this converter circuit gives high performance:

- A feedback limiter prevents the op amp from driving pin 7 of the LM331A negative. The limiter circuit arrangement bypasses the leakage through CR5 to ground via R5, so it won't reach the summing junction. Bypassing leakage this way is especially important at high temperatures.
- The offset trimming pot is connected to the stable 1.9V reference at pin 2 instead of to a power supply bus that might be unstable and noisy.

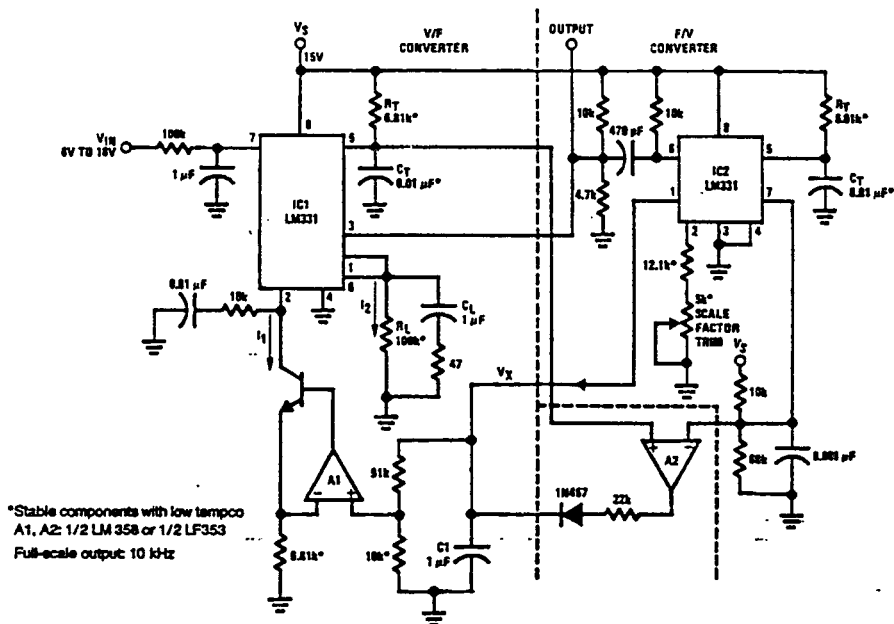
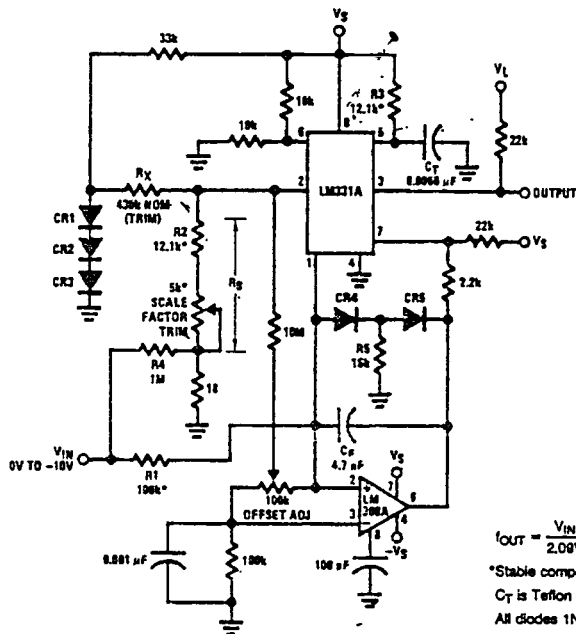


FIGURE 7. Two converter ICs generate an output frequency proportional to the square root of the input voltage. The circuit is an implicit loop in which IC1 serves as a divider and V/F converter. This IC's output goes back to its denominator input through F/V converter IC2 to make the circuit output equal the input's square root.



$$I_{OUT} = \frac{V_{IN}}{2.09V} \times \frac{R_3}{R_1} \times \frac{1}{R_3 C_T} \quad \text{Full-scale output 10 kHz}$$

*Stable components with low tempco; see text

C_T is Teflon or Polystyrene

All diodes 1N457, 1N484, or FD333 (low-leakage silicon)

TL/H/8742-12

FIGURE 8. An ultraprecision V/F converter, capable of better than 0.02% error and 0.003% nonlinearity for a $\pm 20^\circ\text{C}$ range about room temperature, augments the basic converter with an external integrator.

- A small fraction (180 μV , full-scale) of the input voltage goes via R_4 to the R_5 network, which improves the nonlinearity from 0.004% to 0.002%.
- Resistors R_2 and R_3 are the same value, so that resistors such as Allen-Bradley type CC metal-film types can provide excellent tempco tracking at low cost. (This tracking is very good when equal values come from the same batch.) Resistor R_1 should be a low tempco metal-film or wirewound type, with a maximum tempco of $\pm 10 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ or $\pm 25 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

In addition, C_T should be a polystyrene or Teflon type. Polystyrene is rated to 80°C , while Teflon goes to 150°C . Both types can be obtained with a tempco of $-110 \pm 30 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. Choosing this tempco for C_T makes the tempco, due to C_T , of the full-scale output frequency 110 $\text{ppm}/^\circ\text{C}$.

Using tight tolerance components results in a total tempco between 0 $\text{ppm}/^\circ\text{C}$ and 220 $\text{ppm}/^\circ\text{C}$, so the tempco will never be negative. The voltage at CR1 and R_X has a tempco of $-6 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, which can be used to compensate the tempco of the rest of the circuit. Trimming R_X compensates for the tempco of the V/F IC, the capacitor, and all the resistors.

A good starting value for selecting R_X is 430 k Ω , which will give the 135 μA flowing out of pin 2 a slope of 110 $\text{ppm}/^\circ\text{C}$. If the output frequency increases with temperature, a little more conductance should be added in parallel with R_X .

When doing a second round of trimming, though, note that a resistor of, say, 4.3 M Ω , has about the same effect on tempco when shunted across a 220 k Ω resistor that it does when shunted across one of 430 k Ω , namely, $-11 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. This technique can give tempcos below $\pm 20 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ or even $\pm 10 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

Some precautions help this procedure converge:

1. Use a good capacitor for C_T . The cheapest polystyrene capacitors will shift in value by 0.05% or more per temperature cycle. The actual temperature sensitivity would be indistinguishable from the hysteresis, and the circuit would never be stable.
2. After soldering, bake and/or temperature-cycle the circuit (at a temperature not exceeding 75°C if C_T is polystyrene) for a few hours, to stabilize all components and to relieve the strains from soldering.
3. Don't rush the trimming. Recheck the room temperature value, before and after the high temperature data are taken, to ensure that hysteresis per cycle is reasonably low.
4. Don't expect a perfect tempco at -25°C if the circuit is trimmed for $\pm 5 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ between 25°C and 60°C . If it's been trimmed for zero tempco while warm, none of its components will be linear to much better than 5 $\text{ppm}/^\circ\text{C}$ or 10 $\text{ppm}/^\circ\text{C}$ when it's cold.

The values shown in this circuit are generally optimum for $\pm 12\text{V}$ to $\pm 16\text{V}$ regulated supplies but any stable supplies between $\pm 4\text{V}$ and $\pm 22\text{V}$ would be usable, after changing a few component values. *

APPENDIX E: Standard Resistance Values

The standard 1% (and 1/2%) resistor values are recommended for ease of design and for best availability when designing precision analog circuits.

Standard Resistance Values for the 10-to-100 Decade

Resistance Tolerance (+ %)																	
0.1			0.1			0.1			0.1			0.1			0.1		
0.25	1	2	0.25	1	2	0.25	1	2	0.25	1	2	0.25	1	2	0.25	1	2
0.5		5	0.5		5	0.5		5	0.5		5	0.5		5	0.5		5
10.0	10.0	10	14.7	14.7	—	21.5	21.5	—	31.6	31.6	—	46.4	46.4	—	68.1	68.1	68
10.1	—	—	14.9	—	—	21.8	—	—	32.0	—	—	47.0	—	47	69.0	—	—
10.2	10.2	—	15.0	15.0	15	22.1	22.1	22	32.4	32.4	—	47.5	47.5	—	69.8	69.8	—
10.4	—	—	15.2	—	—	22.3	—	—	32.8	—	—	48.1	—	—	70.6	—	—
10.5	10.5	—	15.4	15.4	—	22.6	22.6	—	33.2	33.2	33	48.7	48.7	—	71.5	71.5	—
10.6	—	—	15.6	—	—	22.9	—	—	33.6	—	—	49.3	—	—	72.3	—	—
10.7	10.7	—	15.8	15.8	—	23.2	23.2	—	34.0	34.0	—	49.9	49.9	—	73.2	73.2	—
10.9	—	—	16.0	—	16	23.4	—	—	34.4	—	—	50.5	—	—	74.1	—	—
11.0	11.0	11	16.2	16.2	—	23.7	23.7	—	34.8	34.8	—	51.1	51.1	51	75.0	75.0	75
11.1	—	—	16.4	—	—	24.0	—	24	35.2	—	—	51.7	—	—	75.9	—	—
11.3	11.3	—	16.5	16.5	—	24.3	24.3	—	35.7	35.7	—	52.3	52.3	—	76.8	76.8	—
11.4	—	—	16.7	—	—	24.6	—	—	36.1	—	36	53.0	—	—	77.7	—	—
11.5	11.5	—	16.9	16.9	—	24.9	24.9	—	36.5	36.5	—	53.6	53.6	—	78.7	78.7	—
11.7	—	—	17.2	—	—	25.2	—	—	37.0	—	—	54.2	—	—	79.6	—	—
11.8	11.8	—	17.4	17.4	—	25.5	25.5	—	37.4	37.4	—	54.9	54.9	—	80.6	80.6	—
12.0	—	12	17.6	—	—	25.8	—	—	37.9	—	—	56.6	—	—	81.6	—	—
12.1	12.1	—	17.8	17.8	—	26.1	26.1	—	38.3	38.3	—	56.2	56.2	56	82.5	82.5	82
12.3	—	—	18.0	—	18	26.4	—	—	38.8	—	—	56.9	—	—	83.5	—	—
12.4	12.4	—	18.2	18.2	—	26.7	26.7	—	39.2	39.2	39	57.6	57.6	—	84.5	84.5	—
12.6	—	—	18.4	—	—	27.1	—	27	39.7	—	—	58.3	—	—	85.6	—	—
12.7	12.7	—	18.7	18.7	—	27.4	27.4	—	40.2	40.2	—	59.0	59.0	—	86.6	86.6	—
12.9	—	—	18.9	—	—	27.7	—	—	40.7	—	—	59.7	—	—	87.6	—	—
13.0	13.0	13	19.1	19.1	—	28.0	28.0	—	41.2	41.2	—	60.4	60.4	—	88.7	88.7	—
13.2	—	—	19.3	—	—	28.4	—	—	41.7	—	—	61.2	—	—	89.8	—	—
13.3	13.3	—	19.6	19.6	—	28.7	28.7	—	42.2	42.2	—	61.9	61.9	62	90.9	90.9	91
13.5	—	—	19.8	—	—	29.1	—	—	42.7	—	—	62.6	—	—	92.0	—	—
13.7	13.7	—	20.0	20.0	20	29.4	29.4	—	43.2	43.2	43	63.4	63.4	—	93.1	93.1	—
13.8	—	—	20.3	—	—	29.8	—	—	43.7	—	—	64.2	—	—	94.2	—	—
14.0	14.0	—	20.5	20.5	—	30.1	30.1	30	44.2	44.2	—	64.9	64.9	—	95.3	95.3	—
14.2	—	—	20.8	—	—	30.5	—	—	44.8	—	—	65.7	—	—	96.5	—	—
14.3	14.3	—	21.0	21.0	—	30.9	30.9	—	45.3	45.3	—	66.5	66.5	—	97.6	97.6	—
14.5	—	—	21.3	—	—	31.2	—	—	45.9	—	—	67.3	—	—	98.8	—	—

Standard Resistance Values are obtained from the Decade Table by multiplying by multiples of 10. As an example, 12.1 can represent 1.21Ω, 12.1Ω, 121Ω, 1.21 kΩ, etc.

บรรณานุกรม

1. Technological Promotion Association (Thai - Japan)
Temperature Masuring Instrument Calibration
100 หน้า
2. รศ. สัมพันธ์ หาญชเล “เครื่องกลไฟฟ้า 2 “ ภาควิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
กรุงเทพมหานคร, 188 หน้า 2534
3. Walter G. Jung “IC Op-Amp Cookbook”, Howard W. Sams & Co., Inc
4300 West 62ND st. Indianapolis, Indiana 46268 USA.
4. คอมพิวเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ ฉบับที่ 135 124 หน้า 2535