



ปีการศึกษา 2537

การทดสอบหาคุณสมบัติของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว  
และเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรง

A SINGLE PHASE INDUCTION MOTOR AND  
DC MACHINE CHARACTERISTIC TESTER



อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2537

ภาควิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การทดสอบหาคุณสมบัติของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวและเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรง

ผู้จัดทำ

1. นายชัชวัฒน์ แซ่จิ่ง

35.103267

2. นายฟูเกียรติ เจริญเกียรติ

35.103283



.....อาจารย์ที่ปรึกษา

( อ.สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดสอบหาคุณสมบัติของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว  
และเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรง

นาย ชัชวัฒน์ แต้จิ่ง  
นาย พเกียรติ เจริญเกียรติ  
อ.สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์  
ปีการศึกษา 2537

บทคัดย่อ

ปริยญาณพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอชุดทดสอบหาคุณสมบัติของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวและเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรง โดยที่ค่าแรงบิดและค่าความเร็วรอบถูกแสดงค่าโดยชุดแสดงผลแบบ แอล อี ดี ซึ่งค่าที่แสดงจะเป็นค่าแรงดันมาตรฐาน 0-10 โวลท์ หรือแสดงค่าแรงบิดได้ 0-2.94 นิวตัน-เมตร โครงสร้างของชุดทดสอบคุณสมบัติของเครื่องจักรกลไฟฟ้านี้ประกอบด้วยมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว โดยเพลาดัดเชื่อมโดยตรงด้วยข้อต่อกับเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรง หน้าปัดแสดงผลรวมจะประกอบไปด้วยส่วนแสดงค่ากระแส, แรงดัน, แรงบิด และความเร็วรอบ ชุดทดสอบคุณสมบัติของเครื่องจักรกลไฟฟ้านี้สามารถทดสอบหลักการแปลงรูปพลังงานได้สะดวก และทำให้ผู้ทดลองเข้าใจได้ง่าย

A SINGLE PHASE INDUCTION MOTOR AND DC MACHINE  
CHARACTERISTIC TESTER

CHATCHAWAT SAEJUNG

FUKEAT CHERDCHAYKEAT

SINGTHONG PATTANASATTANON ADVISOR

1994

ABSTRACT

A single phase induction motor and DC machine characteristic tester set is presented. Torque versus speed is shown by LED display, which selected in standard voltage (0-10 Volts) or in dynamic force (0-2.94 N-m). The tester set consist of a single phase induction motor and a DC machine, both of which coupling a sharp with coupling joint, A panel displays show voltage, current, torque and speed. An energy conversion concept able to have all examination. All experimentally result has been shown.

## สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎี และหลักการ	3
2.2 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	6
2.3 เครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรง	19
2.4 เกจความเครียด	37
2.5 วงจรขยายอินสตรูเมนต์เตชั่น	46
2.6 อินกรีเมนต์เอนโคดเดอร์	52
บทที่ 3 ขั้นตอนการทำงานและการสร้าง	58
3.1 ทำการติดตั้งมอเตอร์	58
3.2 ทดสอบการหมุน	59
3.3 ติดตั้งเกจความเครียด	59
3.4 เครื่องวัดความเร็วรอบ	60
3.5 เพาเวอร์ซัพพลายสำหรับชุดทดลอง	66
3.6 ดิจิตอลดีซีโวลท์มิเตอร์	67
3.7 วงจรอินสตรูเมนต์เตชั่นแอมป์รีไฟเออร์	69
3.8 การคำนวณหาแรงบิดด้านทางกลที่เกิดขึ้น ที่สเตเตอร์ของดีซีมอเตอร์	72
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	74
4.1 การทดสอบหาค่าคุณสมบัติของสปลิตเฟสมอเตอร์	74
4.2 การทดสอบหาค่าคุณสมบัติของดีซีมอเตอร์	78
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	89
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	

## บทที่ 1

### บทนำ

#### ความเป็นมาของโครงการ

ในโรงงานอุตสาหกรรม และตามบ้านเรือนจะมีเครื่องจักรกลไฟฟ้าต่างๆ โดยเฉพาะมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงและกระแสสลับใช้กันทั่วไป ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องศึกษาคุณสมบัติของมอเตอร์ เพื่อที่จะนำไปใช้กับงานต่างๆ ได้อย่างถูกต้อง

ดังนั้นโครงการนี้จึงได้ทดลองและสร้างชุดทดสอบแรงบิดต้านที่เกิดขึ้นจากตัวสเตเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง (direct current motor) เพื่อที่จะหาคุณสมบัติของมอเตอร์เหนี่ยวนำ แบบที่แยกเฟสออกจากกัน (split phase motor) หรือแบบอื่นๆในการศึกษาในห้องทดลอง

#### วัตถุประสงค์

1. ศึกษาคุณสมบัติของแรงบิดกับกระแส และแรงดัน ของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบแยกเฟสออกจากกัน (split phase motor) ณ ระดับโหลดต่างๆ
2. ศึกษาถึงการใช้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง เป็นโหลดเบรกแบบแม่เหล็ก (load magnetic break) เพื่อหาคุณสมบัติของ มอเตอร์แบบแยกเฟสออกจากกัน
3. ศึกษาอากัปกรณ์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง (DC motor) เมื่อนำมาใช้เป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรง (DC generator)

#### ขอบเขตของงาน

1. สร้างชุดขับ (drive) DC motor โดยใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำ แบบแยกเฟสออกจากกัน (split phase motor) เป็นตัวขับ (drive)
2. สร้างชุดทดสอบวัดแรงบิดต้านที่เกิดขึ้นจากตัว stator ของ DC motor โดยใช้ชุดเกจความเครียดแบบบริดจ์ (strain gages)

3. ออกแบบและสร้างวงจรขยาย instrumentation amplifier เพื่อขยายสัญญาณที่ได้จากเกจความเครียดให้เป็นสัญญาณมาตรฐาน 0-10 V
4. สร้างชุดแสดงผล (display) ของค่าที่ได้จากชุดของเกจวัดความเครียด
5. สร้างชุดวัดความเร็วรอบของมอเตอร์

### ขั้นตอนการดำเนินงาน

1. ศึกษาคุณสมบัติของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบ split phase motor และมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง (DC motor)
2. ศึกษาคุณสมบัติของตัว strain gages และลักษณะการจัดวาง strain gages
3. ศึกษา และออกแบบลักษณะการติดตั้งของ DC motor เพื่อให้สแตเตอร์ของ DC motor อยู่ในลักษณะเคลื่อนไหวได้
4. ศึกษาประยุกต์ใช้ DC motor เป็น magnetic break ให้กับ split phase motor
5. ติดตั้ง split phase motor เพื่อขับ DC motor
6. ประกอบชุด strain gages เข้ากับ สแตเตอร์ ของ DC motor
7. สร้างชุดขยาย (amplifier) และชุดแสดงผล เพื่อแสดงค่าที่วัดได้จากชุดเกจความเครียด (strain gages)
8. สร้างชุดวัดความเร็วรอบของมอเตอร์
9. ทดสอบการทำงาน และแก้ไข

### ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. เป็นชุดทดลองที่ใช้ในห้องทดลอง
2. เพื่อเป็นแนวทางในการใช้ DC motor แทน magnetic break
3. สามารถหาคคุณลักษณะของมอเตอร์เหนี่ยวนำ (induction motor) ชนิดอื่นๆได้โดยใช้ DC motor เป็นตัว magnetic break
4. สามารถศึกษาและเข้าใจคุณลักษณะและอาการปฏิกิริยาของ DC motor เมื่อ

ถูกนำมาใช้เป็น DC generator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### ทฤษฎี

#### 2.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว (single phase induction motor)

เป็นมอเตอร์ที่มีโรเตอร์เป็นแบบกรงกระรอก เช่นเดียวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสแบบกรงกระรอก แรงดันที่จ่ายให้มอเตอร์ จะจ่ายให้กับขดลวดสเตเตอร์ สำหรับโรเตอร์รับกำลังไฟฟ้าได้ โดยอาศัยการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้ามอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบ่งออกได้ 3 แบบ

2.1.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบ สปลิตเฟส (split-phase induction motor)

2.1.2 มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบ คาปาซิเตอร์ (capacitor type-induction motor)

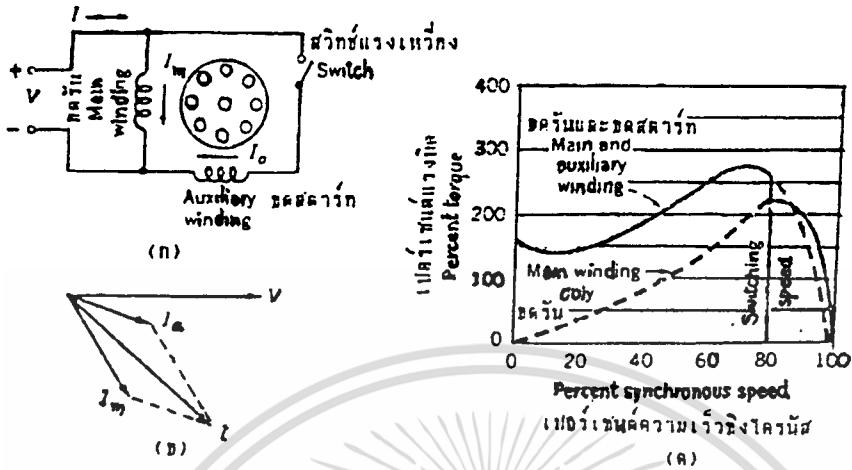
2.1.3 มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบ เช็ดเดดโพล (shaded pole motor)

หมายเหตุ      โครงการนี้ใช้      มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบ สปลิตเฟส

#### 2.1.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบสปลิตเฟส หรือ แบบแยกขด ส่วนประกอบ      มีส่วนประกอบที่สำคัญดังนี้

สเตเตอร์ จะประกอบด้วยขดลวด 2 ชุด ซึ่งได้แก่ ขดลวดสตาร์ท (starting winding or auxiliary winding) และขดลวดหลักหรือขดรัน (running winding or main winding) ขดลวดสตาร์ทใช้ลวดที่มีขนาดเล็กกว่าและพันจำนวนรอบน้อยกว่าขดรันจึงมีค่าความต้านทานสูง แต่จะมีค่าของรีแอกแตนซ์ต่ำ และเนื่องจากพันทับขดรันทำให้อยู่ส่วนบนของร่องซึ่งอยู่ใกล้ช่องว่างอากาศจึงทำให้มีค่าอินดักแตนซ์ต่ำ ส่วนขดรันใช้ลวดที่มีขนาดใหญ่กว่าและพันจำนวนรอบมากกว่าขดสตาร์ทจึงมีค่าความต้านทานต่ำ แต่มีค่ารีแอกแตนซ์สูง เนื่องจากพันอยู่ด้านล่างของร่องซึ่งมีแกนเหล็กล้อมรอบมากทำให้มีค่าอินดักแตนซ์สูง ขดลวดทั้งสองชุดถูกพันให้เรียงห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า โดยขดสตาร์ทต่ออนุกรมกับสวิตช์แรงเหวี่ยง (centrifugal switch) แล้วต่อขนานกับขดรัน

ตั้งวางจรรยาบรรณที่ 2.1.1 ก.



รูปที่ 2.1.1 (ก) การต่อวงจร (ข) เวกเตอร์ไดอะแกรมของแรงบิด-ความเร็ว  
(ค) เส้นกราฟคุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็ว

โรเตอร์ เป็นแบบกรงกระรอกธรรมดา อาจจะมี 2 กรงซ้อนกันหรือเป็นแบบกรงเดี่ยวก็ได้แล้วแต่จุดประสงค์ของการใช้งาน ตัวหน้าที่ฝังอยู่ในตัวหมุนซึ่งเป็นกรงกระรอกนี้จะฝังเฉียง (skew) ก็ได้ ที่แกนของตัวหมุนนั้นจะมีสวิทช์หนัศูนย์กลางติดอยู่ด้วย ทั้งนี้เพื่อตัดขดสตาร์ทออก เมื่อมอเตอร์หมุนมีความเร็วประมาณ 75% ของความเร็วเต็มพิกัด (synchronous speed)

ฝาครอบ หรือ ฝาปิดหัวท้าย (end plate) ยึดติดกับสเตเตอร์ด้วยสกรูและโบลท์ หน้าที่หลักของฝาครอบก็คือ รองรับเพลลาของโรเตอร์ด้วยแปรงให้หมุนอยู่ในแนวศูนย์กลาง

สวิทช์แรงเหวี่ยง (centrifugal switch) ทำหน้าที่ตัดขดสตาร์ทออกจากวงจรเมื่อมอเตอร์หมุนมีความเร็วประมาณ 75% ของความเร็วพิกัด

**หลักการทํางาน**

เมื่อป้อนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้กับขดลวดสเตเตอร์ กระแสจะแยกไหลในขดลวดแต่ละชุด เนื่องจากขดลวดทั้งสองชุดมีค่ารีแอคแตนซ์ต่างกันดัง

เอกสารได้กล่าวแล้ว ดังนั้นกระแสไฟฟ้าในขดลวดแต่ละชุดจึงต่างเฟสกันด้วย (out of phase) ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

phase) โดยกระแสในขดรีน ( $I_m$ ) จะล่าหลังแรงดันป้อน ( $V$ ) เกือบ  $90^\circ$  ทางไฟฟ้า แต่กระแสที่ในขดสตาร์ท ( $I_a$ ) เกือบจะอินเฟส (inphase) กับแรงดันป้อน ดังเวกเตอร์ไดอะแกรมในรูปที่ 1.1.1 ข

การต่างเฟสกันของกระแสในขดลวดทั้ง 2 ชุด ทำให้มีสนามแม่เหล็กหมุนเกิดขึ้นที่สเตเตอร์ หมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนัส สนามแม่เหล็กหมุนจากสเตเตอร์นี้จะตัดกับตัวนำโรเตอร์ ทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ และมีกระแสไฟฟ้าในโรเตอร์ทำให้มีสนามแม่เหล็กขึ้นที่โรเตอร์ การดึงดูดและผลักกันระหว่างสนามแม่เหล็กทั้งสองแท่ง ทำให้เกิดแรงบิดที่โรเตอร์ทำให้โรเตอร์หมุนได้และไปในทิศทางเดียวกับสนามแม่เหล็กหมุน เมื่อโรเตอร์หมุนไปได้ความเร็วประมาณ 75% ของความเร็วเต็มพิกัด สวิตช์แรงเหวี่ยงจะเปิดวงจรขดสตาร์ท มอเตอร์ก็จะทำงานต่อไปโดยอาศัยขดรีนเพียงชุดเดียว

### คุณลักษณะและการนำไปใช้

มอเตอร์แบบสปลิทเฟส มีการออกแบบไว้เป็น 2 ลักษณะ คือ

ก. แบบใช้งานทั่วไป (general purpose) มีขนาดพิกัดกำลังตั้งแต่  $1/20 - 3/4$  hp มีแรงบิดเริ่มหมุนประมาณ 90-200 % ของแรงบิดเต็มพิกัด และแรงบิดสูงสุดประมาณ 185-250% ของแรงบิดเต็มพิกัด มีค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์และประสิทธิภาพเมื่อโหลดเต็มพิกัดประมาณ 56-65% และ 62-76% ตามลำดับ เหมาะกับงานประเภท พัดลม โบลวเวอร์ เครื่องถ่ายเอกสาร เครื่องบดเนื้อ เครื่องบดน้ำแข็ง และโหลดอื่นๆที่มีแรงเฉื่อย (low inertia loads) โหลดที่ต้องการแรงบิดเริ่มหมุนต่ำหรือปานกลาง และโหลดที่ต้องทำงานอย่างต่อเนื่องเป็นเวลานานๆ

ข. แบบให้แรงบิดสูง (high torque) มีขนาดพิกัดกำลังตั้งแต่  $1/6 - 1/3$  hp มีแรงบิดเริ่มหมุนประมาณ 200-275% ของความเร็วเต็มพิกัด แรงบิดสูงสุดสูงถึง 350% ของแรงบิดเต็มพิกัด มีค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์และประสิทธิภาพเมื่อเต็มพิกัดประมาณ 50-62% และ 46-61% ตามลำดับ เหมาะกับงานประเภทเครื่องชักผ้า สูบน้ำระดับตื้นๆ เตาน้ำมัน หินเจียร และโหลดอื่นๆที่ต้องการแรงบิดเริ่มหมุนสูง และปานกลาง

มอเตอร์แบบนี้ต้องการกระแสขณะสตาร์ทค่อนข้างสูงคือประมาณ 500-600% ของกระแสเต็มพิกัด การกลับทางหมุนทำได้ โดยสลับปลายสายของขดลวดขดสตาร์ทหรือขดรีนอย่างใดอย่างหนึ่ง

## 2.2 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

### 2.2.1 หลักการทำงานของมอเตอร์ (motor principle)

มอเตอร์ คือ ตัวเปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าให้เป็นพลังงานกล เพื่อนำพลังงานกลไปขับเคลื่อนสิ่งต่างๆตามต้องการ อาการทางกลที่เกิดขึ้นนี้อาศัยหลักการที่ว่า เมื่อมีกระแสไหลในตัวนำซึ่งอยู่ในสนามแม่เหล็กนั้นย่อมทำให้เกิดแรงขึ้นในทิศทางที่หาได้จากกฎมือซ้ายของเฟลมมิ่งขนาดของแรงที่เกิดขึ้น หาได้จาก

$$F = Bil \quad (\text{นิวตัน})$$

เมื่อ  $F$  คือ แรงที่เกิดขึ้นบนตัวนำหนึ่งตัว (นิวตัน)

$B$  คือ ความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก (เวเบอร์/ตารางเมตร)

$i$  คือ กระแสที่ไหลในตัวนำ (แอมป์)

$l$  คือ ความยาวของตัวนำ (เมตร)

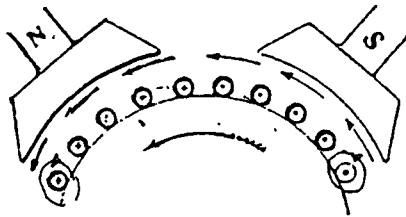
แรง  $F$  ที่เกิดขึ้น จะอยู่ในแนวที่ตั้งฉากกับสนามแม่เหล็กและกระแสที่ไหลผ่านในตัวนำนั้นๆ

เครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรงนี้ โดยหลักการขั้นพื้นฐานของโครงสร้างของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า และมอเตอร์นั้น ไม่มีความแตกต่างกันในโครงสร้างเลย นั่นก็คือ เครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรงเครื่องเดียวกันนี้ สามารถที่จะนำไปใช้งานสลับกันได้

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงคล้ายกับเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรง นั่นก็คือ มีเครื่องแบบ shunt wound หรือ series wound หรือ compound wound เช่นกัน

ตามรูปที่ 2.2.1-1 แสดงส่วนหนึ่งของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่มีหลายขั้วแม่เหล็กเมื่อจ่ายไฟเข้าไปที่สนามกระตุ้น ย่อมทำให้เกิดอำนาจแม่เหล็กขึ้นที่ขั้วแม่เหล็ก และเมื่อป้อนกระแสให้ไหลผ่านในตัวนำที่อาร์เมเจอร์ก็จะทำให้เกิดแรงขึ้นในตัวนำที่อยู่ในสนามแม่เหล็ก นั่นคือ ทำให้อาร์เมเจอร์หมุน

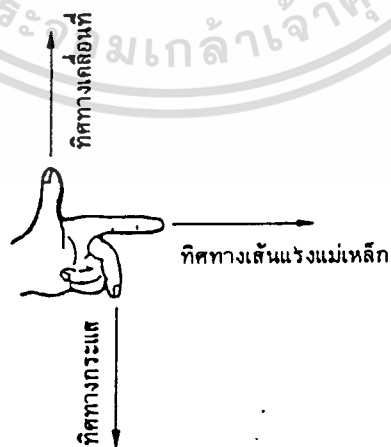
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2.1-1 หลักการของมอเตอร์

ในที่นี้ได้กำหนดให้กระแสที่ไหลเข้าไปภายในตัวนำของอาร์เมเจอร์ที่อยู่ภายใต้ขั้วเหนือ N มีทิศทางของกระแสพุ่งเข้าไปข้างในดังหางลูกศรที่เป็นภาพวาด ส่วนตัวนำที่อยู่ภายใต้ขั้วใต้นั้นให้กระแสพุ่งออกมาข้างนอกดังหัวลูกศรที่เป็นจุด เมื่อเป็นเช่นนี้จึงจะหาทิศทางการเคลื่อนที่ของตัวนำทุกๆตัวภายในขั้วแม่เหล็กทั้ง N และ S ได้โดยใช้กฎมือซ้ายของเฟลมมิ่ง

วิธีหาคือ กางมือซ้ายออก โดยให้นิ้วหัวแม่มือ นิ้วชี้ และนิ้วกลาง ตั้งฉากซึ่งกันและกัน ดังรูปที่ 2.2.1-2



รูปที่ 2.2.1-2 กฎมือซ้าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะพบว่า แรงที่เกิดขึ้นบนตัวนำทุกๆตัวภายใต้ขั้วแม่เหล็กเดียวกัน มีทิศทางไปในทางเดียวกัน และอยู่ในแนวสัมผัสกับเส้นรอบของอาร์มาเจอร์นั้นๆ และพบว่าแรงที่เกิดขึ้นภายใต้ขั้วแม่เหล็กทุกๆขั้วที่สลับกันไปในนั้นมีทิศทางไปในทางเดียวกันทั้งสิ้น โดยแต่ละแรงจะอยู่ในแนวสัมผัสกับเส้นรอบของอาร์มาเจอร์ นั่นคือ ภายใต้ขั้วแม่เหล็กแต่ละขั้วจะเกิดแรงลัพท์ขึ้นแรงหนึ่ง ฉะนั้นเมื่อมีหลายขั้วก็มีหลายแรง และทุกๆแรงต่างก็รวมกันเป็นแรงบิดขึ้นมาแรงหนึ่ง ดังนั้นจึงทำให้มอเตอร์หมุนไปได้จากแรงที่เกิดขึ้นนี้

ข้อที่ควรสังเกตข้อหนึ่ง คือ commutator เป็นตัวทำหน้าที่เช่นเดียวกับที่ทำหน้าที่ในเครื่องกำเนิดไฟฟ้า นั่นคือ เป็นตัวทำให้กระแสที่ไหลผ่านตัวนำไปในทิศทางเดียวกันตลอดเวลาภายใต้ขั้วแม่เหล็กแต่ละขั้วซึ่งช่วยให้เกิดแรงบิดไปในทิศทางเดียวกันอย่างต่อเนื่อง

### 2.2.2 การเปรียบเทียบอาภักปกริยาของ เครื่องกำเนิดไฟฟ้า และ มอเตอร์ (comparison of generator and motor)

เครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรงเครื่องเดียวกันนี้ สามารถใช้เป็นมอเตอร์ไฟฟ้าหรือเครื่องผลิตไฟฟ้าก็ได้ นั่นคือ เมื่อทำงานเป็นมอเตอร์นั้น ก็จำเป็นต้องใส่พลังงานไฟฟ้าเข้าไปเพื่อให้ได้พลังงานกลออกมา และเมื่อนำมาใช้ทำงานเพื่อผลิตกระแสไฟฟ้านั้น ก็จำเป็นต้องใส่พลังงานกลเข้าไปขับให้ตัวหมุนเคลื่อนที่เพื่อให้ได้พลังงานไฟฟ้าออกมาตามที่ต้องการ

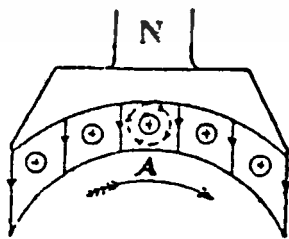
จากที่กล่าวมาแล้วข้างบนนี้ เราลองมาพิจารณาการทำงานของเครื่องผลิตไฟฟ้าว่าทำอย่างไรจึงทำให้เปลี่ยนพลังงานกลมาเป็นพลังงานไฟฟ้าได้ ทั้งนี้เพื่อใช้เปรียบเทียบอาภักปกริยาของภายในอาร์มาเจอร์ของมอเตอร์ที่เกิดขึ้น

ตามรูปที่ 2.2.2-1(a) แสดงให้เห็นเพียงส่วนหนึ่งของเครื่องผลิตไฟฟ้า โดยการหมุนอาร์มาเจอร์ซึ่งมีตัวนำวิ่งตัดผ่านสนามแม่เหล็กหลักที่ขั้ว N หรือขั้ว S ก็ตามแต่ในที่นี้ได้ทำการพิจารณาเฉพาะตัวนำ A ที่อยู่บนอาร์มาเจอร์จะวิ่งผ่านขั้ว N ในทิศตามเข็มนาฬิกา จากกฎมือขวาของเฟรมมิ่งก็พบว่ามีแรงเคลื่อนไฟฟ้าพุ่งเข้าไป ดังแสดงในรูปที่ 2.2.2-1(a) เมื่อเครื่องผลิตไฟฟ้าจ่ายกระแสไฟฟ้าออกไปให้กับภาระ (load) จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กขึ้นรอบๆตัวนำทุกตัว แต่ในที่นี้จะพิจารณาเฉพาะตัวนำ A เท่านั้น ดังนั้นเมื่ออาร์มาเจอร์

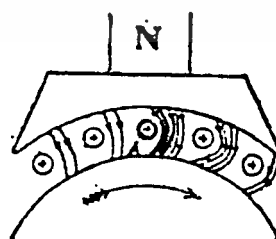
ยังถูกขับให้หมุนไปทางเดิม (ตามเข็มนาฬิกา) โดยพลังงานกลภายนอกอยู่ด้วยถ้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ลึงแรงเท่าเดิมอยู่จะทำให้มีความรู้สึกว่า เครื่องกำเนิดไฟฟ้านั้น เริ่มหมุนช้าลงไป ที่เป็นเช่นนี้เพราะมีแรงสวนแม่เหล็ก (counter electro-motive force) คอยต้านการเคลื่อนที่ของตัวขั้วนั่นเอง อาจปฏิกิริยาหรืออาการที่เกิดขึ้นเช่นนี้นั้น สามารถมองให้เห็นชัด หรือเข้าใจได้ง่ายดังรูปที่ 2.2.2-1(b) ซึ่งแสดงให้เห็นว่า เส้นแรงทางด้านขวาของตัวนำ A ที่อยู่ในทิศทางของการเคลื่อนที่ของ อาร์มาเจอร์นั้น มีจำนวนเส้นแรงแม่เหล็กมากกว่าทางด้านซ้ายทั้งนี้เพราะเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนตัวนำ A ของทางขวามือนั้น ไปอัดหรือรวมกับเส้นแรงแม่เหล็กสำคัญ N ส่วนข้างซ้ายนั้นจะไปแยกตัวกับแม่เหล็กฉะนั้นทางด้านซ้ายจึงมีความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กน้อยกว่า การเกิดเส้นแรงแม่เหล็กบนตัวนำ A นี้หาได้โดยใช้ Cork's Screw Rule เพื่อให้ง่ายแก่การเข้าใจ จึงอาจเปรียบได้ว่า เส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้นในกิริยาอาการต่างๆ เหล่านี้ต่างก็เปรียบเสมือนเส้นยางหรือหนังสติ๊กที่ใช้ยิงนกโดยมี A ซึ่งเป็นตัวนำนั้นเปรียบเสมือนว่าเป็นลูกหิน ฉะนั้นยังมีเส้นแรงเกิดขึ้นทางขวามากขึ้นเท่าไรก็จะทำให้เกิดแรงต้านเกิดขึ้นบนอาร์มาเจอร์มากขึ้น หรืออาจพูดว่า เมื่อยังดึงหนังสติ๊กให้ยืดไกลออกไปเท่าไรก็ย่อมจะทำให้เครื่องหมุนช้าลงทุกทีถ้าหากว่าตัวที่หมุนอาร์มาเจอร์ยังมีแรงจุดเท่าเดิม ฉะนั้นเพื่อที่จะทำให้เครื่องผลิตไฟวิ่งด้วยความเร็วเท่าเดิมได้จึงจำเป็นต้องเพิ่มพลังกลขึ้นเช่นเดียวกัน สำหรับตัวนำอื่นๆ ของอาร์มาเจอร์ ก็จะมีอาการปฏิกิริยาที่เกิดขึ้นเช่นเดียวกับตัวนำ A ไม่ว่าตัวนำเหล่านั้นจะอยู่ภายใต้ขั้ว S หรือขั้ว N นั่นคือ แรงต้านจะเกิดจากทุกๆ ตัวนำรวมกันตาม vector จะเป็นแรงลัพธ์แรงหนึ่งที่คอยต้านการหมุนของอาร์มาเจอร์ในทิศสวนเข็มนาฬิกา ตลอดเวลาที่เครื่องกำลังจ่าย Load



(a)

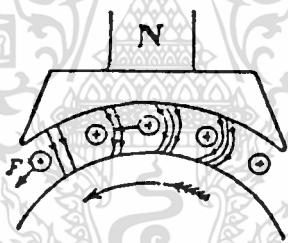


(b)

เอกสารนี้เป็นรูปที่ 2.2.2-1 ก่อปฏิกิริยาของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเมื่อได้รับ load

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมมติว่า เครื่องเดียวกันนี้ถอดเอาตัวต้นกำลัง (primover) ที่ใช้หมุนเครื่องกำเนิดไฟฟ้าออกไป จากนั้นก็ใส่ไฟเข้ามาโดยให้กระแสผ่านเข้าไปภายใต้ขั้ว  $N$  ดังรูปที่ 2.2.2-2 เมื่อมีกระแสไหลผ่านตัวนำในอาร์มาเจอร์ซึ่งอยู่ภายใต้สนามแม่เหล็กของขั้ว  $N$  ก็ย่อมเกิดเส้นแรงแม่เหล็กขึ้นในตัวนำต่างๆ บนอาร์มาเจอร์นั้น นั่นก็คือ เกิดแรงบิด (torque) ขึ้นบนอาร์มาเจอร์ในทิศสวนเข็มนาฬิกา อากัปกริยานี้ก็เกิดขึ้นเช่นเดียวกับอากัปกริยาที่เกิดขึ้นในขณะที่เครื่องเป็นเครื่องผลิตไฟฟ้าเช่นกัน แรงบิดที่เกิดขึ้นนี้หาทิศของการเคลื่อนที่ได้โดยใช้กฎมือซ้ายของเฟลมมิ่ง นั่นคือขณะนี้เครื่องได้ทำหน้าที่เป็นมอเตอร์ไปแล้ว จะสังเกตเห็นว่า เมื่อกระแสที่ไหลในตัวนำยังอยู่ที่ทิศทางเดิมจะทำให้มีการเคลื่อนที่ไปในทิศทางสวนเข็มนาฬิกาเช่นเดิม ซึ่งตรงกันข้ามกับทิศของตัวต้นกำลัง (primover) ที่ใช้ขับเคลื่อนเครื่องกำเนิดไฟฟ้า เมื่อเครื่องทำหน้าที่เป็นตัวผลิตไฟฟ้า (generator)



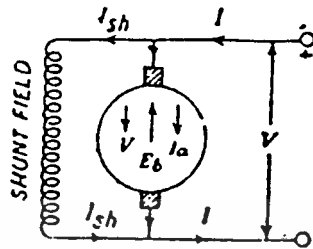
รูปที่ 2.2.2-2 อากัปกริยาของมอเตอร์

จากที่กล่าวมาแล้วข้างบนพบว่า ในการเปลี่ยนรูปของพลังงานนั้นย่อมมีแรงต้านเกิดขึ้น คือ สำหรับเครื่องผลิตไฟฟ้านั้นจะเกิดแรงต้านทางกลหรือแรงแม่เหล็กลาก (magnetic drag) ขึ้นในทิศที่ตรงข้ามกับแรงที่ใส่เข้าไป ฉะนั้นจึงต้องใส่กำลังกลเข้าไปให้มากกว่าแรงลากที่เกิดขึ้นนี้ จึงจะได้กำลังไฟฟ้าออกมาจ่ายให้กับภาระไฟฟ้าตามต้องการได้ นั่นคือ เครื่องผลิตไฟฟ้ายังคงหมุนด้วยความเร็วที่ค่าๆหนึ่งบางที่อาจจะให้หมุนที่ความเร็วเดิม หรือน้อยกว่าก็ได้ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับว่า จะให้ voltage ที่ขั้วที่จ่ายไปให้ภาระทางไฟฟ้า (load) นั้นมีค่าคงที่หรือว่าใกล้เคียงกับตอนไม่มีภาระไฟฟ้า ส่วนมอเตอร์นั้นก็ย่อมจะมีแรงต้านเกิดขึ้นเช่นเดียวกัน คือ แรงเคลื่อนไฟสวน (back e.m.f.) ำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทั้งมอเตอร์และเครื่องกำเนิดไฟฟ้าต่างก็เกิดอาการปฏิกิริยาของมอเตอร์ และการผลิตไฟฟ้าขึ้นในเครื่องเดียวกัน นั่นคือ เมื่อเป็นมอเตอร์ก็เกิดอาการของมอเตอร์ (motor action) ขึ้นก่อน แล้วจึงเกิดอาการของเครื่องกำเนิด (generator action) ขึ้นมาทันทีที่มีการหมุน (back e.m.f.) ส่วนของเครื่องกำเนิดไฟฟ้านั้น จะเกิดอาการของการกำเนิดไฟฟ้าขึ้นก่อน และจึงเกิดอาการของมอเตอร์ (motor action) ขึ้นก็ต่อเมื่อเครื่องต้องจ่ายภาระไฟฟ้าออกไป ตัวต้านก็ย่อมจะเป็นปริมาณทางไฟฟ้าแทนที่จะเป็นปริมาณทางกล ทั้งนี้เพราะมอเตอร์ได้รับไฟเข้าไปเพื่อเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าให้เป็นกำลังกล ฉะนั้นตัวต้านย่อมเป็นปริมาณทางไฟฟ้า และย่อมเกิดขึ้นภายในมอเตอร์

จากที่กล่าวมาข้างบนพบว่า เมื่อใส่กระแสเข้าไปในตัวนำ ย่อมทำให้เกิดการเคลื่อนที่ นั่นคืออาเมเจอร์ของมอเตอร์เริ่มหมุน เมื่อตัวนำวิ่งตัดผ่านสนามแม่เหล็กย่อมทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นในตัวนำ ตามหลักการของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซึ่งหาได้โดยใช้กฎมือขวาของเฟลมมิ่ง แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจะมีทิศทางสวนหรือตรงกันข้ามกับแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ใส่เข้าไปให้กับมอเตอร์ ดังรูปที่ 2.2.2-3 ฉะนั้นจึงเรียกแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นนี้ว่า "แรงเคลื่อนสวน = back e.m.f." แรงเคลื่อนไฟสวน  $E_b$  นี้ขึ้นอยู่กับเส้นแรงแม่เหล็กต่อหัวจำนวนตัวนำทั้งหมดที่ต่ออนุกรมกัน ความเร็วที่มอเตอร์หมุนไปจำนวนหัวแม่เหล็กที่มีอยู่ภายใน และจำนวนแฉก (path) ที่ขนานกัน แรงเคลื่อนไฟฟ้านี้ก็มีขนาดเช่นเดียวกับแรงเคลื่อนที่เกิดจากการหมุน (motional e.m.f.) นั่นเอง

ปกติแล้วค่าต่างๆที่ทำให้ขนาดแรงเคลื่อนเปลี่ยนไปนี้มีค่าคงที่ ยกเว้นเส้นแรงแม่เหล็กต่อหัว และความเร็วที่ทำให้มีการเปลี่ยนแปลงได้ ฉะนั้นเมื่อมีแรงเคลื่อนไฟสวนเกิดขึ้นตามที่กล่าวมาแล้ว ย่อมจะต้องทำให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ใส่เข้าไปให้กับเครื่องนั้นเอาชนะแรงเคลื่อนสวนให้ได้ ทั้งนี้เพราะต้องบังคับกระแสให้ไหลผ่านไปทิศทางที่สวนกันกับแรงเคลื่อนไฟสวน (back e.m.f.) นั่นคือ กำลังในส่วนที่ใส่เข้าไปนี้สามารถเอาชนะกำลังไฟสวนได้ ฉะนั้นจึงทำให้ได้กำลังทางกลออกทางมอเตอร์ และเห็นได้ชัดว่า ถ้าแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ใส่เข้าไปนี้ไม่สามารถชนะแรงเคลื่อนไฟสวนได้ ก็ไม่อาจที่จะมีกำลังทางกลออกมาได้

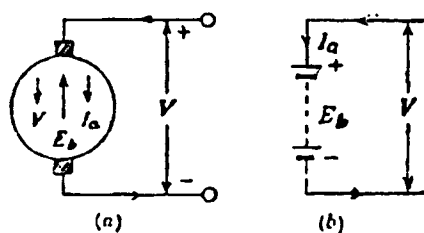


รูปที่ 2.2.2-3 แสดงทิศของแรงเคลื่อนไฟฟ้าและกระแสที่เกิดขึ้นในมอเตอร์

สรุป จะเห็นได้ว่าแรงต้านที่เกิดขึ้นนั้นเป็นแรงชนิดเดียวกับแรงที่ใส่เข้าไป นั่นคือ ถ้าเป็นเครื่องผลิตไฟฟ้าก็จะเกิดแรงต้านทางกลขึ้น เพราะใส่แรงทางกลเข้าไป และถ้าเป็นมอเตอร์ก็จะเกิดแรงต้านทางไฟฟ้าขึ้น เพราะใส่แรงเคลื่อนไฟฟ้าเข้าไป

### 2.2.3 ความสำคัญของแรงเคลื่อนไฟสวน (significance of the back E.M.F.)

จากที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 2.2.2 เมื่ออาเมเจอร์เริ่มหมุนจะทำให้ตัวนำที่อยู่ในอาเมเจอร์หมุนตัดกับเส้นแรงแม่เหล็กที่มาจากสนามแม่เหล็กหลัก นั่นคือ เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นบนตัวนำภายในอาเมเจอร์ ซึ่งเป็นไปตามกฎการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนแม่เหล็กไฟฟ้า แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นนี้หาทิศทางของแรงเคลื่อนไฟฟ้าได้โดยใช้กฎมือขวาของเฟลมมิ่ง และพบว่ามิติศสวนกับแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ได้ใส่เข้าไปให้กับมอเตอร์ ดังนั้นจึงเรียก แรงเคลื่อนที่เกิดขึ้นนี้ว่า "แรงเคลื่อนไฟสวน" (back e.m.f. =  $E_b$ ) ดังรูปที่ 2.2.3-1(a)



รูป 2.2.3-1(a) วงจรของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

(b) วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์ที่เขียนแทน

แรงเคลื่อนไฟสวนได้ด้วยแบตเตอรี่  $E_b$

จากการที่เกิด  $E_b$  ขึ้นนี้จึงเขียนวงจรสมมูลย์ของมอเตอร์ได้ ดังรูปที่ 2.2.3-1(b) ซึ่งเหมือนกับว่ามีแบตเตอรี่  $E_b$  ต่อคร่อมอยู่แรงเคลื่อนไฟฟ้า ( $V$ ) ที่จ่ายให้กับมอเตอร์ นั่นคือ ในการที่จะให้  $I_a$  ไหลได้ในอามะเจอร์นั้นต้องมีกำลังที่สวนนี้ได้ คือ  $E_a I_a$

ในกรณีที่เป็นแหล่งจ่ายหรือแบตเตอรี่นั้น กำลังที่เอาชนะการสวนนี้ ก็คือ กำลังที่เปลี่ยนไปเป็นกำลังงานทางเคมี แต่ในมอเตอร์นั้นกำลังเอาชนะการสวนนี้ ก็คือ กำลังที่เป็นกำลังกลนั่นเอง

$$\begin{aligned}
 \text{นั่นคือ กระแส } I_a \text{ จะมีค่า} &= \frac{\text{แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ในวงจร}}{\text{ค.ต.ท. ในวงจรของอามะเจอร์}} \\
 &= \frac{\text{net voltage}}{\text{armature circuit resistance}} \\
 &= \frac{V - E_b}{R_a}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามที่ได้กล่าวมาในตอนต้นแล้วว่า แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้น จากการหมุนของตัวนำในสนามแม่เหล็กมีค่า  $E = \frac{\phi ZSP}{60a}$  ดังนั้น  $E_b = \frac{\phi ZSP}{60a}$

และพบว่า  $E_b$  ขึ้นอยู่กับตัวประกอบต่างๆ เช่น  $Z, S, P$  และ  $a$  แต่เนื่องจากว่า  $Z, P/a$  เป็นค่าคงที่ในการพันอแม่เจอร์ของแต่ละเครื่องที่แตกต่างกัน ดังนั้นจึงได้

$$E_b = K_u \phi S$$

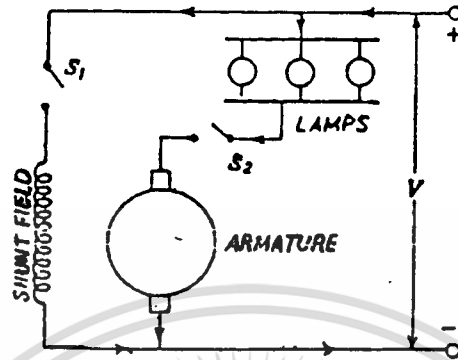
เมื่อ  $K_u = \text{ค่าคงที่ทางไฟฟ้า} = \frac{ZP}{60a}$

$S = \text{ความเร็วเป็น r.p.m.}$

$\phi = \text{เส้นแรงแม่เหล็กต่อขั้ว (Wb)}$

จากสมการ  $E_b$  ที่กล่าวมานี้ พบว่า  $E_b$  จะมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับค่า  $I_a$  และ  $S$  ฉะนั้นเมื่อให้  $I_a$  คงที่จึงพบว่า  $E_b$  เป็นสัดส่วนโดยตรงความเร็ว นั่นคือ  $S$  มีค่ามาก จะทำให้  $E_b$  มีค่ามาก และย่อมทำให้  $I_a$  มีค่าน้อย (เมื่อ  $V$  คงที่ นั่นคือผลต่างของ  $V$  กับ  $E_b$  มีค่าน้อย เมื่อ  $R_a = \text{ค่าคงที่}$ ) จึงทำให้แรงบิดที่มอเตอร์จ่ายออกมามีค่าน้อยด้วยเช่นเดียวกัน เมื่อ  $S$  มีค่าน้อย ย่อมทำให้  $I_a$  มีค่ามาก ผลที่ได้ก็คือ เกิดแรงบิดขึ้นมาจากมอเตอร์ (ซึ่งจะกล่าวต่อไปข้างหน้าเกี่ยวกับแรงบิด) ดังนั้นจะพบว่า  $E_b$  เป็นตัวที่ควบคุมการไหลของกระแส  $I_a$  ในอแม่เจอร์นั่นเอง นั่นคือ  $E_b$  เป็นตัวทำให้มอเตอร์มีการควบคุมอยู่ในตัวของมันเอง โดยการดึงกระแสเท่าที่จำเป็นต้องใช้ เพื่อให้มอเตอร์หมุนได้ในภาวะที่ต้องการ เพื่อให้เกิดการสมดุลย์ตามกฎการทรงมวลนั่นเอง

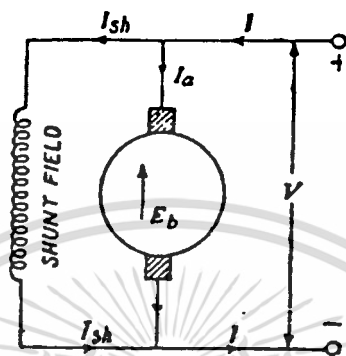
เพื่อพิสูจน์ให้เห็นว่า มีแรงเคลื่อนไฟสวน  $E_b$  เกิดขึ้นจริงในมอเตอร์ จึงทำให้เห็นได้โดยการทดลองดังรูปที่ 2.2.3-2



รูปที่ 2.2.3-2 การทดลองหาแรงเคลื่อนไฟสวนในมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

จากรูปนี้ พบว่า มีหลอดไฟ 3 หลอดต่อขนานกันเอง หลอดไฟทั้ง 3 นี้ต่ออนุกรมกับสวิตช์  $S_2$  ซึ่งต่ออนุกรมกับอาร์เมเจอร์อีกทีหนึ่ง วิธีการทดลองทำได้โดย การใส่ไฟ  $V$  เข้าไปให้กับมอเตอร์ จากนั้นต่อสวิตช์  $S_1$  เข้ากับวงจรเพื่อให้ shunt field มีกระแสไหลเต็ม นั่นคือ มีเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด จากนั้นให้ต่อสวิตช์  $S_2$  เข้ากับอาร์เมเจอร์ จะพบว่าหลอดไฟทั้ง 3 สว่างมากเมื่อมอเตอร์เริ่มหมุน และจะค่อยๆ มีความสว่างน้อยลงเมื่อมอเตอร์เริ่มหมุนเร็วขึ้น นั่นก็หมายความว่า  $E_b$  เพิ่มขึ้น แต่  $I_a$  ลดลง และย่อมทำให้แรงเคลื่อนไฟที่ตกคร่อมหลอดไฟน้อยลง หลอดไฟนี้จะหรี่มากเมื่อความเร็วของมอเตอร์มากขึ้นเต็มที่ (full speed) เมื่อต้องการให้หลอดไฟสว่างขึ้น ก็ทำได้โดยการทำให้ความเร็วของมอเตอร์ลดลง นั่นคือ เพิ่ม load ให้กับมอเตอร์ซึ่งเป็นเหตุให้ความเร็วลดลง เมื่อความเร็วลดลง  $I_a$  ก็จะเพิ่มขึ้นแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ตกคร่อมหลอดไฟก็จะเพิ่ม ดังนั้นหลอดไฟก็จะสว่างขึ้น (ในทางปฏิบัติไม่อาจเปิดสวิตช์  $S_1$  ในขณะที่มีไฟใส่เข้าไปในวงจรอาร์เมเจอร์ เพราะจะทำให้ความเร็ววิ่งเข้าสู่อนันต์ (infinity) ไม่ว่ามอเตอร์จะอยู่นิ่งหรือกำลังหมุนอยู่ก็ตาม)

### 2.2.4 สมการแรงเคลื่อนไฟฟ้าของ motor (voltage equation of motor)



shunt field resistance

รูปที่ 2.2.4-1 วงจร shunt motor

จากกฎของ Kirchoff ได้

$$V = E_b + I_a R_a$$

$E_b$  = แรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับ (back e.m.f.) โวลต์

$V$  = แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ขั้วมอเตอร์ โวลต์

จากสมการข้างบนได้

$$VI_a = I_a E_b + I_a R_a$$

จากรูปที่ 2.2.4-1 ได้

$VI_a$  = ไฟที่จ่ายให้อาเมเจอร์ วัตต์

$E_b I_a$  = กำลังที่เกิดขึ้นในอาเมเจอร์ วัตต์

$I_a R_a$  = การสูญเสียกำลังงานอันเนื่องมาจากค่า วัตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับคณาจารย์ในอาเมเจอร์ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.5 ภาวะที่มีกำลังสูงสุด (condition for maximum power =  $P_{max}$ ) กำลังทางกลที่เกิดขึ้นมาในอานาเมเจอร์

$$P_m = VI_u - I_u R_u$$

$P_{max}$  จะเกิดขึ้นได้เมื่อ  $dP_m/dI_u = 0$

$$dP_m/dI_u = V - 2I_u R_u = 0$$

$$I_u R_u = V/2$$

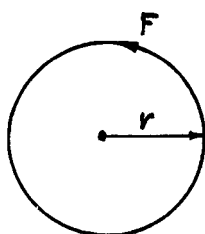
ขณะที่  $V = E_b + I_u R_u$  และ  $I_u R_u = V/2$

$$V = E_b + v/2 \quad \text{นั่นคือ } E_b = V/2 \quad \text{ด้วย}$$

ดังนั้น  $P_{max}$  เมื่อ  $E_b = V/2$  ในภาวะเช่นนี้ไม่มีจริงๆ ในทางปฏิบัติ เพราะจะทำให้กระแสมีค่ามากเกินไปกว่าค่าของกระแสตามปกติในมอเตอร์ (ดูจากสมการ  $I_u = v/2 * R_u$ ) ยิ่งกว่านั้น input ที่ใส่เข้าไปเพียงครึ่งเดียวก็จะทำให้เกิดการสูญเสียไปในรูปของความร้อน และยังรวมทั้งการสูญเสียอย่างอื่นที่เกิดขึ้นอีกซึ่งต้องนำมาพิจารณาด้วย ฉะนั้นประสิทธิภาพจะมีค่าต่ำกว่า 50%

### 2.2.6 แรงบิด (torque)

คือ การหมุนหรือการบิดของโมเมนต์ของแรงๆหนึ่งที่ทำรอบแกนอันหนึ่ง วัดได้จากผลคูณของแรงกับรัศมี ณ ที่จุดแรงไปกระทำ



พิจารณาวงล้อที่มีรัศมี  $r$  เมตรมีแรง  $F$  นิวตันกระทำบนวงล้อนี้ จึงทำให้เกิดการหมุนด้วยความเร็ว  $S$  รอบ/วินาที

$$\text{แรงบิด} = F * r \quad N \cdot m$$

งานที่ทำได้หนึ่งรอบจากแรงนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถเผยแพร่โดยไม่ขออนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= F \cdot 2 \cdot 22/7 \cdot r && \text{จูลล์} \\
 \text{งานที่ทำต่อวินาที} & W = F \cdot 2 \cdot 22/7 \cdot r \cdot S \\
 \text{แต่} & 2 \cdot 22/7 \cdot S = \text{มุมเป็น } ^\circ \text{ เรเดียนต่อวินาที} \\
 & F \cdot r = \text{แรงบิด (T)}
 \end{aligned}$$

### 2.2.7 แรงบิดที่เกิดขึ้นที่แกนและในอาร์มาเจอร์ (shaft and armature torque of motor)

แรงบิดที่แกน ( $T_{sh}$ )

$$B.H.P. = [T_{sh} \cdot (2 \cdot 22/7 \cdot S)] / 746$$

$$T_{sh} = [746 \cdot B.H.P.] / (2 \cdot 22/7 \cdot S) \quad N-m$$

แรงบิดที่อาร์มาเจอร์ ( $T_m$ )

$$\text{จาก } P_m = T_m \cdot (2 \cdot 22/7 \cdot S) \quad \text{วัตต์} \dots (1)$$

$$P_m = E_b I_a \quad \text{วัตต์} \dots (2)$$

$$(1) = (2) \quad T_m \cdot (2 \cdot 22/7 \cdot S) = E_b I_a$$

$$E_b = ZS (P/a) = K_a \cdot S$$

$$T_m = K_t \cdot I_a$$

เมื่อ  $K_t = K_a / (2 \cdot 22/7) = \text{ค่าคงที่แรงบิด}$

$S = \text{ความเร็ว (r.p.s.)}$

$$T_m = 0.159 K_a \cdot I_a \quad N-m$$

$$= 0.0162 K_a \cdot I_a \quad kg-m$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายใน (1 กิโลกรัม-นาโน.น. = 9.81 นิวตัน) ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $K_u = ZP =$  ค่าคงที่ทางไฟฟ้า และ  $T_m = T \propto \phi I_m$

$$T = \frac{1}{2 \times 22/7} * E_b I_m / S \quad \text{N-m}$$

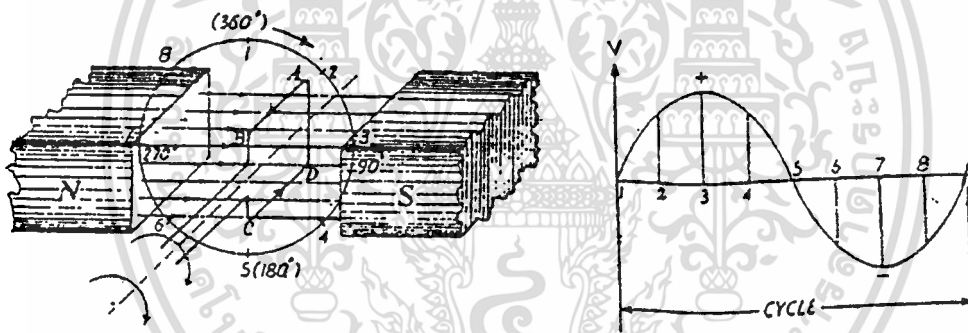
$$= 0.159 E_b I_m / S \quad \text{N-m}$$

$$= 0.0162 E_b I_m / S \quad \text{kg-m}$$

เมื่อ S เป็นความเร็ว (r.p.s.)

### 2.3 เครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรง (direct current generator)

#### 2.3.1 การทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

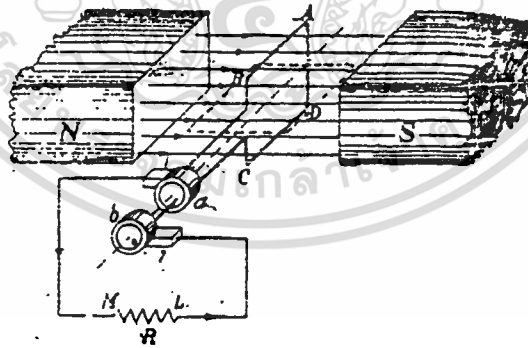


รูปที่ 2.3.1-1

รูปที่ 2.3.1-2

ดูรูปที่ 2.3.1-1 เมื่อตัวนำ AB วิ่งตามเข็มนาฬิกาจากตำแหน่ง 1 ไปยัง 3 นั้น ทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าเกิดขึ้นจากค่าที่ต่ำสุดหรือศูนย์จนกระทั่งถึงค่าสูงสุดที่จุด 1 นี้ อัตราการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กต่อหนึ่งหน่วยเวลาเท่ากับศูนย์ หรือพูดง่าย ๆ ว่า ตัวนำนั้นวิ่งขนานกับเส้นแรงแม่เหล็ก จึงไม่เกิดการตัดกันระหว่างตัวนำกับเส้นแรงแม่เหล็กทั้งๆที่ตำแหน่งนี้เป็นตำแหน่งที่มีเส้นแรงมาคล้องตัวนำมากที่สุด นั่นก็คือ แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เหนี่ยวนำมีค่าเป็นศูนย์ แต่ที่ตำแหน่ง 3 นั้นตรงกันข้ามกับตำแหน่ง 1 ทั้งนี้เพราะที่จุดนี้มีเส้นแรงมาคล้องต่ำที่สุดหรือเท่ากับศูนย์ แต่กลับการตัดของเส้นแรงกับตัวนำมากที่สุด นั่นก็คือ มีการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าเกิดขึ้นในตัวนำ AB มีค่าสูงสุดดัง

รูปที่ 2.3.1-2 นี้ เมื่อตัวนำเคลื่อนจาก 3 ผ่าน 4 ไปยัง 5 นั้น ก็ทำให้การเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าจะค่อยๆลดลงจนกระทั่งเป็นศูนย์ เมื่ออยู่ที่ตำแหน่ง 5 จากตำแหน่งที่เริ่มต้นที่ 1 แล้วหมุนตามเข็มนาฬิกาเรื่อยๆจนกระทั่งตัวนำ AB มาอยู่ตำแหน่งสุดท้ายที่ 5 นั้น เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าวิ่งจาก A ไปยัง B แต่เมื่อตัวนำหมุนต่อไปจาก 5 จนกระทั่งกลับไปตำแหน่งเริ่มต้น 1 ในใหม่นั้น จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่มีหลักการแบบเดียวกับเมื่อเคลื่อนจาก 1 ไปยัง 5 แต่ทว่าทิศทางของแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เหนี่ยวนำขึ้นใน AB หมุนไปหนึ่งรอบนั้น ทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เป็นทั้งลบและบวกขึ้นในตัวมันนั้นก็คือ เป็นกระแสไฟสลับ แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ได้ออกมาจากตัวนำ AB นี้จะเป็นลูกคลื่น sine wave ก็ต่อเมื่อสนามแม่เหล็กที่ตัวนำวิ่งผ่านนั้น เป็นสนามแม่เหล็กที่ต้องมีความสม่ำเสมอเป็นอันหนึ่งอันเดียวกันทุกๆแห่ง (uniform magnetic field) ฉะนั้นถ้าเอาปลอกทองเหลือง หรือปลอกโลหะ (slip ring) อันหนึ่งมาสวมทับที่ปลายของขดลวด AB (ที่ต่อออกมาภายนอก) โดยให้ปลายของขดลวด AB สัมผัสกับภายในของปลอกทองเหลืองอยู่ตลอดเวลา ก็จะทำให้ได้กระแสไฟสลับออกมาที่ปลอกทองเหลืองนั้น ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.3.1-3

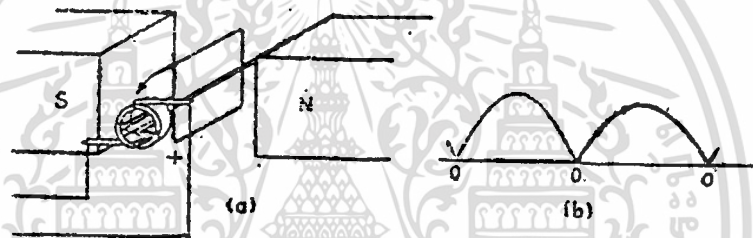


รูปที่ 2.3.1-3

จะเห็นได้ว่าปรากฏการณ์ต่างๆ ของการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นบนตัวนำ AB นั้นก็จะเกิดขึ้นบนตัวนำ CD เช่นเดียวกัน ในทุกๆขณะที่มีการหมุนขดลวดด้วยแต่ว่าจะมีทิศทางของแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในทางตรงกันข้ามกับ AB นั่นคือเมื่อ AB เริ่มมีทิศทางของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเกิดขึ้นเป็นบวกก็

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ตัวนำ CD ขึ้นเป็นลบในขณะเดียวกันหรือพร้อมกัน  
ไปเช่นนี้ตลอดเวลาที่มีการเคลื่อนที่ของตัวนำผ่านสนามแม่เหล็ก นั่นก็คือ จะได้  
กระแสไฟสลับออกมาที่ปลอกทองเหลืองทั้งสอง (ดูรูป 2.3.1-3) แต่ถ้าต้องการ  
ให้ได้กระแสไฟตรงนั้น ก็ทำได้โดยใช้ปลอกทองเหลือง 1 วง แล้วผ่าซีกแบ่ง  
เป็น 2 ส่วน โดยให้ขดลวดนำ AB และ CD สัมผัสอยู่ภายในของวงแหวนผ่าซีก  
ทั้งสองนั้นสลับกันไปมาตลอดเวลาที่มีการหมุนของตัวนำทั้งสองดังรูปที่ 2.3.1-4  
(a) สำหรับรูปที่ 2.3.1-4(b) นั้นเป็น wave form ที่ได้จากตัวนำทั้งสอง  
(1 รอบ) ที่ rectify แล้ว โดยผ่านวงแหวนผ่าซีกหรือ commutator



รูปที่ 2.3.1-4 (a) ตัวนำ 1 ขดหมุนผ่านสนามแม่เหล็กที่สม่ำเสมอ และต่อ  
ไปยังลู่วงแหวนผ่าซีก 2 ชิ้น

(b) แรงเคลื่อนไฟตรงที่เป็น pulse ซึ่งได้มาจากลู่วงแหวน  
ทั้ง 2 ที่ต่อกับตัวนำ 1 รอบ

ฉะนั้นจึงสรุปได้ว่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในตัวนำหนึ่ง ๆ นั้นเป็น  
แรงเคลื่อนไฟฟ้าสลับเสมอ ส่วน output นั้น จะเป็นไฟฟ้ากระแสสลับหรือ  
ไฟฟ้ากระแสตรงก็ขึ้นอยู่กับตัวที่นำไฟออกมาจากตัวนำเหล่านั้น นั่นคือ ขึ้นอยู่  
กับว่าเราต้องการไฟสลับหรือไฟตรง ถ้าต้องการไฟสลับก็ให้ใช้ slip-ring  
(วงแหวนทองเหลือง) แต่ถ้าต้องการไฟตรงก็ให้ใช้ commutator (ซึ่งทอง  
แดงหลายๆชิ้นที่นำมาต่อกันเป็นรูปทรงกระบอก โดยที่ซี่ต่อซี่ของมันมีฉนวนเป็นตัว  
กั้น) มาต่อเข้ากับตัวนำเหล่านั้นที่ติดสนามแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.2 ทิศทางของแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดจากการเหนี่ยวนำ (direction of induced electromotive force)

การหาทิศทางนี้หาได้โดยใช้กฎมือขวาของแฟลมมิ่ง (Flemming's fight hand rule) กฎนี้ใช้สำหรับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเท่านั้น วิธีการหา มีดังนี้ ให้กางนิ้วหัวแม่มือ นิ้วชี้ และนิ้วกลางออก โดยให้ทั้ง 3 นิ้วต่างก็ตั้งฉากซึ่งกันและกันกำหนดให้นิ้วชี้ๆไปตามทิศทางของสนามแม่เหล็ก (จาก N-S) และให้หัวแม่มือชี้ๆไปตามทิศทางของการเคลื่อนที่ของตัวนำ ณ ที่แห่งนั้นๆ ที่ผ่านในสนามแม่เหล็ก ก็จะได้นิ้วกลางชี้ทิศทางของแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นภายในตัวนำของตัวนำนั้น (รูปที่ 2.3.2)



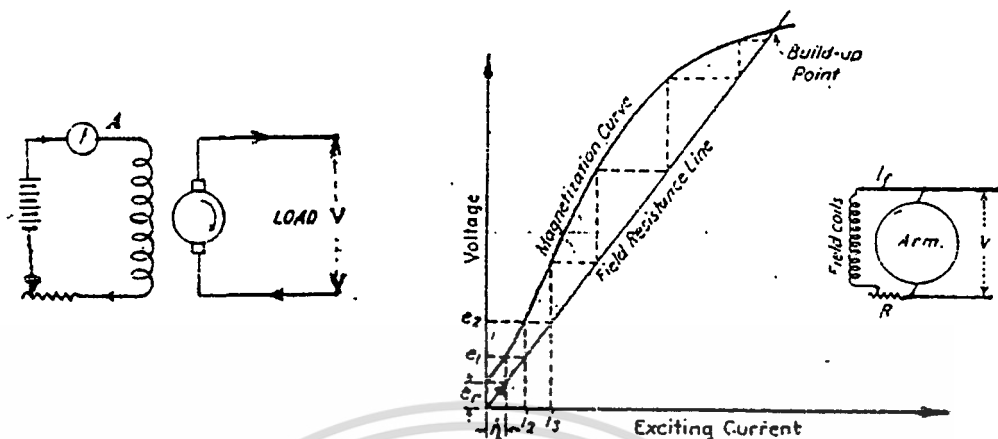
รูปที่ 2.3.2 การใช้กฎมือขวาของแฟลมมิ่ง เพื่อหาทิศทางของการเคลื่อนที่ของแรงเคลื่อนไฟฟ้า

### 2.3.3 เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบต่างๆ (types of generators)

ปกติแล้วเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบ่งไปตามชนิดของการใช้สนามแม่เหล็กที่นำมากระตุ้น (exciting field) โดยแบ่งได้เป็น 2 แบบ คือ

a) สนามแม่เหล็กกระตุ้นที่อยู่แยกกับตัวอาร์มาเจอร์ (separately excited) แบบนี้เป็นแบบที่สนามแม่เหล็กกระตุ้น (excited field) ได้รับความไวไฟมาจากวงจรภายนอกโดยอิสระ ดังรูปที่ 2.3.3-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3.3-1

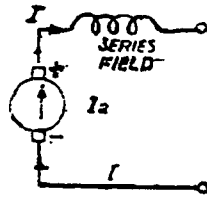
รูปที่ 2.3.3-2

b) สนามแม่เหล็กกระตุ้นโดยตัวมันเอง (self-excited) แบบนี้ได้รับกระแสจากอาร์มาเจอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจากตัวของมันเอง การเกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่จุดแรกนั้น เกิดจากเส้นแรงแม่เหล็กที่ยังเหลือค้างอยู่ (residual magnetism) ที่สนามแม่เหล็กกระตุ้นนั้น ฉะนั้นเมื่ออาร์มาเจอร์หมุนก็เริ่มเกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นที่อาร์มาเจอร์ก่อน และแรงเคลื่อนไฟฟ้านี้ก็จ่ายไปยังสนามกระตุ้นที่ต่อคร่อมอยู่กับอาร์มาเจอร์ทันเอง ฉะนั้นจึงทำให้มีกระแสไฟในขดลวดของสนามแม่เหล็กเพิ่มมากขึ้น นั่นคือ ทำให้มีเส้นแรงแม่เหล็กเพิ่มขึ้น ดังนั้นจึงทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าสูงขึ้นจากเดิมอีก แรงเคลื่อนไฟฟ้านี้ก็จะส่งต่อไปยังสนามแม่เหล็กกระตุ้นเพิ่มขึ้นอีก จึงทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่อาร์มาเจอร์เพิ่มขึ้นอีก เป็นเช่นนี้เรื่อยไป ดังรูปที่ 2.3.3-2

เครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการต่อแบบ self-excited นี้ แบ่งออกตามลักษณะการต่อ field ได้เป็น 3 อย่าง คือ

1. การต่อแบบขนาน (shunt wound) การต่อแบบนี้มีขดลวดของสนามแม่เหล็กต่อคร่อม หรือขนานกันกับตัวนำของอาร์มาเจอร์โดยที่มีแรงเคลื่อนไฟฟ้าจากเคลื่อนกำเนิดตกคร่อมขดลวดสนามแม่เหล็ก ดังรูปที่ 2.3.3-2 ขดลวดที่ใช้พันแกนของขั้วแม่เหล็กนี้เป็นเส้นเล็กๆ ที่มีจำนวนรอบมากและมีค่าความต้านทานสูงกว่าค่าความต้านทานที่อาร์มาเจอร์มาก เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบนี้

เอกสารนี้เป็นที่นิยมใช้กันทั่วไปสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3.3-3

2. การต่อแบบอนุกรม (series wound) การต่อแบบนี้มีขดลวดที่พันรอบแกนขั้วแม่เหล็กต่ออนุกรมกับตัวนำของอาร์มาเจอร์ ดังรูปที่ 2.3.3-3

ขดลวดที่ใช้พันรอบแกนขั้วแม่เหล็กมีความต้านทานต่ำและมีขนาดใหญ่ แต่จะมีจำนวนรอบเพียงเล็กน้อย ทั้งนี้เพราะต้องทนกระแสไฟฟ้าได้เต็มที่ในขณะที่เครื่องกำเนิดไฟฟ้าจ่ายกระแส นั่นคือ ต้องทนกระแสไฟฟ้าได้พอๆกับกระแสที่ไหลในอาร์มาเจอร์ทั้งหมด เครื่องกำเนิดไฟชนิดนี้มักไม่ค่อยใช้ ยกเว้นในกรณีพิเศษเท่านั้น เช่นเป็นตัวเสริมแรงเคลื่อนไฟฟ้า (booster) เป็นต้น

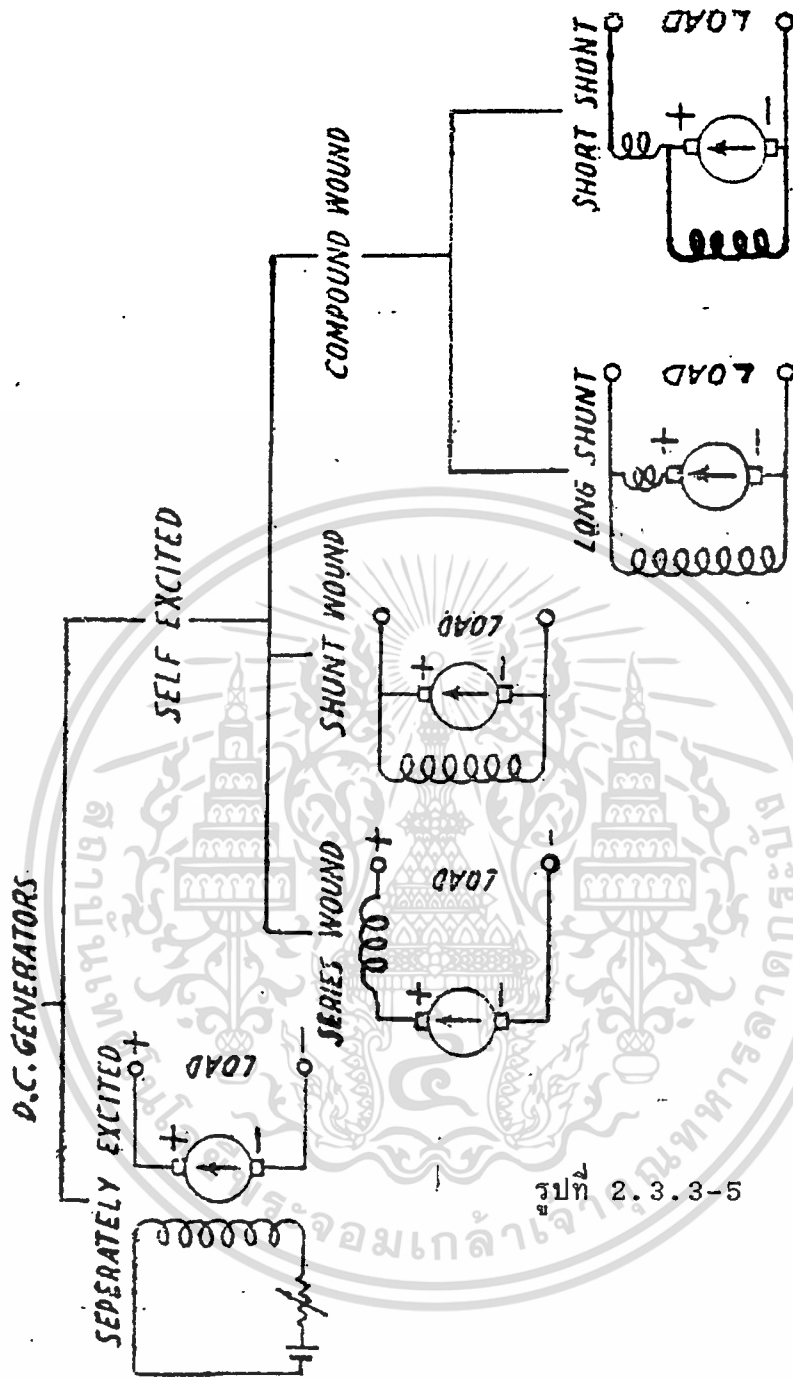


รูปที่ 2.2.3-4

3. การต่อแบบผสม (compound wound) ก็คือการต่อขดลวดที่ใช้พันแกนขั้วแม่เหล็กของสนามแม่เหล็ก โดยต่อขดลวดสนามแม่เหล็กนั้นขนานและอนุกรมกับอาร์มาเจurnั้นเอง การต่อแบบนี้ยังแบ่งการต่อได้เป็นอีก 2 แบบคือแบบ short shunt และ long shunt ดังรูปที่ 2.3.3-4(a) และ (b) ตามลำดับ สำหรับเครื่องกำเนิดกระแสไฟฟ้าตรงแบบต่างๆนั้น ได้แสดงไว้ใน

รูปที่ 2.3.3-5 แล้ว

เอกสารฉบับนี้เป็นเอกสารเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3.3-5

2.3.4 การสูญเสียในแกนเหล็กของอาร์มาเจอร์ (iron loss in armature) เนื่องจากแกนเหล็กของอาร์มาเจอร์จะต้องหมนอยู่ในสนามแม่เหล็กของขั้วแม่เหล็กที่อยู่รอบๆ ดังนั้นจึงมีการสูญเสียอย่างต่อเนื่องเกิดขึ้นในอาร์มาเจอร์ ซึ่งเรียกว่า "iron loss หรือ core loss" สิ่งทีสูญเสียนี้ประกอบด้วย

2.3.4-1 hyseresis loss

2.3.4-2 eddy Current loss

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้ภายในสำนักงานการไฟฟ้าส่วนภูมิภาคเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.4-1 hysteresis loss ( $W_h$ ) เกิดจากการกลับขั้วอำนาจของเส้นแรงแม่เหล็กบนอาร์มาเจอร์โดยที่อาร์มาเจอร์ได้หมุนผ่านจากภายใต้อิทธิพลของขั้วเหนือแล้วเปลี่ยนไปยังขั้วใต้ และจากขั้วใต้นี้ก็กลับไปยังขั้วเหนือเช่นเดิมอีก เช่นนี้เรื่อยไปตลอดที่มีการหมุนของอาร์มาเจอร์ ดังนั้นจึงทำให้แกนเหล็กได้รับการกลับขั้วของเส้นแรงแม่เหล็กครบหนึ่งรอบพอดี เมื่อมันหมุนผ่านขั้วแม่เหล็กไป 1 คู่ นั่นเอง ถ้า P เป็นจำนวนขั้วแม่เหล็ก และ S เป็นความเร็วของการหมุนในหน่วยรอบต่อนาทีแล้ว จะได้ว่าจำนวนความถี่ (f) ของการกลับเส้นแรงแม่เหล็กคือ

$$f = \frac{PS}{120}$$

การสูญเสียนี้ขึ้นอยู่กับ ปริมาตร และเกรดของเหล็กที่ใช้ทำแกนความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่สูงสุด (maximum flux density =  $B_m$ ) และความถี่ของการกลับเส้นแรงแม่เหล็ก Hysteresis นี้ หาได้จากสูตรของ Stein-metz ดังนี้

$$W_h = n B_{max} fV \text{ joules/sec or wats.}$$

เมื่อ

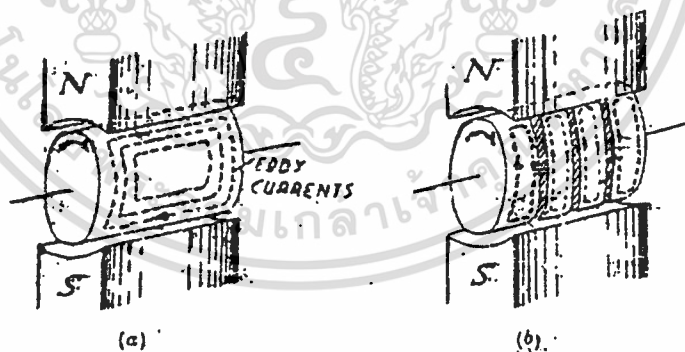
$$V = \text{ปริมาตรของแกนเหล็ก เมตร}^3$$

$$n = \text{สัมประสิทธิ์ของ Steinmetz}$$

ค่าของ n สำหรับเครื่องไฟฟ้าที่ตี ซึ่งใช้ sheet steel = 502.4 และ silicon steel = 191

2.3.4-2 การสูญเสียเนื่องจากกระแส eddy (eddy current loss =  $W_e$ ) เมื่ออาร์มาเจอร์หมุนตัดเส้นแรงแม่เหล็ก ก็จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นภายในแกนเหล็กตามกฎของการเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้า แม้ว่าจะเกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นเป็นจำนวนเล็กน้อยภายในแกนเหล็กก็ตาม แต่ก็ทำให้เกิดกระแสไหลจำนวนมากภายในแกนนี้ได้ ทั้งนี้เพราะแกนเหล็กมีความต้านทานต่ำนั่นเอง กระแสที่เกิดขึ้นเรียกว่า "eddy current" กำลังงานที่สูญเสียไปเนื่องจากการไหลของกระแสนี้เรียกว่า "eddy current loss" การสูญเสียชนิดนี้เกิดขึ้นได้มากกับเหล็กตันที่เป็นท่อนเดี่ยวกันตลอดจนยู ซึ่งจะทำให้เกิดความการคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ร้อนขึ้นอันเนื่องมาจากการสูญเสีย นั้น เพื่อลดการสูญเสีย และความร้อนที่เกิดขึ้น จึงทำได้โดยการทำแกนเหล็กให้เป็นแผ่นเหล็กบางๆ ที่ยังคงรูปร่างเป็นรูปของอาร์มาเจอร์ตัวเดิมอีก แต่ว่าแผ่นเหล็กบางๆที่ใช้จะต้องอาบฉนวนบางๆด้วย ทั้งนี้เพื่อกันไม่ให้กระแสไหลต่อเนื่องจากแต่ละแผ่น แผ่นเหล็กบางๆเหล่านี้ นำมาซ้อนหรืออัดด้วยหมุด โดยให้อยู่ในลักษณะที่ตั้งฉากกับการไหลของ eddy current จากผลของการทำเช่นนี้ทำให้กระแส eddy ลดลง ดังรูปที่ 2.3.4-2(a) และ 2.3.4-2(b) นั้น แสดงให้เห็นการไหลของกระแส eddy มีจำนวนมากเมื่อแกนเหล็กที่ใช้เป็นแท่งเหล็กอันเดียวกันตลอด กระแสนี้จะมากขึ้นเมื่อพื้นที่หน้าตัดของแกนเหล็กใหญ่ขึ้น ทั้งนี้เพราะแกนเหล็กมีความต้านทานลดลงไปนั่นเอง รูปที่ 2.3.4-2(b) นั้น แสดงให้เห็นว่าแกนเหล็กที่ใช้ขนาดเดียวกันนี้มีกระแส eddy ลดลงไปเป็นจำนวนมาก เมื่อนำแกนเหล็กนั้นมาหั่นให้เป็นแผ่นบางๆตามพื้นที่หน้าตัด โดยที่มีฉนวนคั่นอยู่ระหว่างแผ่นเหล่านั้น จะเห็นได้ชัดจากรูปนี้ว่า ทางเดินของกระแสในแต่ละแผ่นนั้นถูกลดลงอย่างมาก ทั้งนี้เพราะมีความต้านทานสูงมาก ดังนั้นจึงทำให้กระแส eddy ลดลงไปเป็นจำนวนมากมาย ซึ่งทำให้ eddy current loss ลดลงไปตามด้วย



รูปที่ 2.3.4-2 (a)

รูปที่ 2.3.4-2 (b)

การหา eddy current loss หาได้จากสูตรดังนี้

$$W_e = k B_{max}^2 f^2 t^2 v \quad \text{Watts}$$

เมื่อ $B_{max}$	= ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด	line/cm <sup>2</sup>
$f$	= ความถี่ของการกลับเส้นแรงแม่เหล็ก	c/s
$t$	= ความหนาของแผ่นเหล็กแต่ละแผ่น	cm.
$V$	= ปริมาตรของแกนเหล็ก	cm <sup>3</sup>
$k$	= ค่าคงที่ในการเกิด eddy current	
	= 13.5 watt/c.c. (P.237, E.Tech by H.Cotton)	

จากสมการพบว่า การสูญเสียเปลี่ยนแปลงไปกับความหนากำลังสองของแผ่นเหล็ก ดังนั้นจึงต้องทำให้แผ่นเหล็กบางที่สุดเท่าที่จะทำได้

ดังได้กล่าวมาตอนต้นแล้วว่า การสูญเสียในแกนเหล็กนั้นไม่เพียงแต่ทำให้ประสิทธิภาพลดลงไปเท่านั้น แต่ยังทำให้เกิดความร้อนขึ้นอีก โดยเฉพาะเมื่อเครื่องกลไฟฟ้ามี output ที่ถูกจำกัดจากปริมาณความร้อนที่สูงขึ้น ฉะนั้นจึงต้องพยายามลดการสูญเสียให้น้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้

แม้ว่ากระแส eddy จะทำการลดได้โดยใช้แกนเหล็กเป็นแผ่นเหล็กบางๆก็ตาม แต่ว่า hysteresis ไม่อาจแก้ได้โดยวิธีนี้ วิธีแก้ก็คือใช้เหล็กที่มีสัมประสิทธิ์ของ hysteresis ต่ำๆ (Low hysteresis coefficient) โดยทั่วไปมักใช้เหล็ก silicon ชนิดพิเศษเช่น stalloys ซึ่งมีค่าสัมประสิทธิ์ของ hysteresis ต่ำแต่ต้องมีสภาพความต้านทานทางไฟฟ้าสูง

### 2.3.5 ตัวประกอบที่มีผลต่อการทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้า (factor affecting build-up of voltage)

แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เครื่องกำเนิดไฟฟ้าสร้างขึ้นนั้น อาจจะมีค่าหนึ่งหรือไม่มีเลยก็ได้ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับเหตุผลหลายประการด้วยกัน โดยเฉพาะแบบที่เป็นเครื่องที่ทำการสร้างแรงเคลื่อนด้วยตัวมันเอง (self excited) นั้นจะมี

เอกสารนี้เป็นที่สำคัญต่างๆ ดังนั้นการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ก. การต่อขั้วของสนามแม่เหล็กกลับจากทิศเดิม
- ข. ความต้านทานในวงจรสนามแม่เหล็ก (field circuit resistance) มีค่าสูงมากเกินไป
- ค. แปรปร่งถ่านอยู่ห่างจากตำแหน่งสะเทินมากเกินไป
- ง. ความเร็วของเครื่องตัดไป
- จ. เส้นแรงแม่เหล็กที่หลงเหลืออยู่มีค่าต่ำไปหรือไม่พอเพียง

ในการต่อสนามกระตุ้นเข้ากับอาร์มาเจอร์นั้นทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆโดยตัวของมันเอง ดังที่กล่าวในหัวข้อที่ 2.3.4 (b) ฉะนั้นเมื่อเกิดการต่อสนามกระตุ้นกลับทิศจากเดิมจะทำให้เส้นแรงแม่เหล็กที่หลงเหลือ (residual flux) อยู่บนขั้วแม่เหล็กหลักหมดไปทีเดียวในครั้งแรกที่ต่อผิด ดังนั้นมันจึงไม่อาจสร้างแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้วยตัวของมันเองได้ วิธีแก้ก็คือ ให้แยกการต่อสนามกระตุ้นออกจากอาร์มาเจอร์ แล้วใส่ไฟเข้าไปที่สนามกระตุ้นใหม่จนทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นที่อาร์มาเจอร์มากพอ ในขณะที่ความเร็วคงที่ หรือ ฉะนั้นก็ใส่แรงเคลื่อนไฟฟ้าเข้าที่สนามกระตุ้น ตามพิกัดที่สนามกระตุ้นสามารถรับไฟได้ แล้วปล่อยให้ไว้สัก 2-3 นาที จึงค่อยเอาไฟที่ใส่ออกไป ซึ่งก็ทำให้แก้ความผิดพลาดของข้อ ก. ได้

สำหรับข้อ ข. นั้นเมื่อวงจรสนามกระตุ้นมีค่าความต้านทานสูงมากเกินไปก็ทำให้ไม่เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้น ดังนั้นต้องลดหรือตัดความต้านทานที่ต่ออยู่ในวงจรของสนามกระตุ้นออก สาเหตุที่ทำให้ความต้านทานในวงจรนี้สูง อาจเนื่องมาจากลิมิตความต้านทานที่ต่ออยู่ในวงจรหรือเกิดจากการต่อที่มีการสัมผัสที่ไม่ดีหรือเลว หรือเกิดจากการสัมผัสที่เลวระหว่างแปรงถ่านกับคอมมิวเตเตอร์ หรือเนื่องจากหน้าสัมผัสของแปรงถ่านยังสึกไม่พอที่จะสัมผัสกับคอมมิวเตเตอร์ได้ทั้งหมด หรือเนื่องจากคอมมิวสกรปรก หรือแป้อนจารบี จากสาเหตุเหล่านี้ก็จะทำให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าไม่อาจสร้างขึ้นมาได้หรือสร้างได้บ้าง แต่ก็มีค่าเพียงเล็กน้อยที่ต่ำกว่าปกติ

ในกรณีข้อ ค. ซึ่งเกิดจากแปรงถ่านอยู่ไกลจากจุดสะเทินเกินไปนั้นทำให้เกิดการสะเทินของแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นแต่ละแฉง (path) ของอาร์มาเจอร์ ทั้งนี้ เพราะตัวนำตัดเส้นแรงแม่เหล็กที่หลงเหลืออยู่ภายใต้ขั้วที่มีทิศตรงกันข้ามนั่นเอง ซึ่งทำให้เกิดการลดแรงเคลื่อนในตัวนำนั้นลงไป ฉะนั้นจึงทำให้ไม่มีหรือจำกัดการสร้างแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนข้อ ง. นั้น เนื่องจากแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เหนี่ยวนำขึ้นอยู่กับความเร็วและเส้นแรงแม่เหล็ก ดังนั้นถ้าหากว่าเครื่องกำเนิดไฟฟ้าได้รับความเร็วต่ำจะทำให้เกิดการจำกัดของแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้น เหมือนกับว่าถ้าเส้นแรงแม่เหล็กที่เหลือน้อยนั้นน้อยกว่าที่ต้องการก็อาจทำให้ไม่เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าได้หรือเกิดขึ้นเล็กน้อยเท่านั้น ฉะนั้นเพื่อที่จะให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าเกิดขึ้นเมื่อเริ่มแรกมีค่าสูงพอจึงอาจต้องทำให้เครื่องวิ่งเร็วกว่าปกติไปก่อน ทั้งนี้เพื่อชดเชยกับเส้นแรงแม่เหล็กที่น้อยไป หลังจากที่มีการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนขึ้นแล้วจึงค่อยลดความเร็วของเครื่องลงไปตามปกติ ที่กล่าวมาในย่อหน้านั้นก็เป็นกรณีของข้อ ง. และ จ. นั่นเอง

ตามที่กล่าวมาข้างบนนี้ เป็นการสร้างแรงเคลื่อนไฟฟ้า ในขณะที่ไม่มีภาระไฟฟ้าหรือวงจรเปิด ฉะนั้นถ้าหากว่า ปิดวงจรหรือเครื่องต้องจ่ายไฟออกไปอาจทำให้เกิดความเสียหายขึ้นที่ภาระ (load) และอาจทำให้ไม่มีการสร้างแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นก็ได้ทั้งนี้เพราะเกิดแรงเคลื่อนตกคร่อม (voltage drop) ขึ้นภายในอาร์มาเจอร์ ซึ่งทำให้ไปลดกระแสที่จะจ่ายให้กับสนามกระตุ้น นั่นคือไม่มีการสร้างเส้นแรงแม่เหล็กเพิ่มขึ้น ฉะนั้นจึงไม่มีแรงเคลื่อนไฟฟ้าเพิ่มขึ้น หรือเกิดจากการที่กระแสไหลผ่านอาร์มาเจอร์ก็ทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กที่ไปลดจำนวนเส้นแรงแม่เหล็กที่เหลือน้อยเดิมให้น้อยลงไปอีก อันเนื่องมาจากปฏิกิริยาของอาร์มาเจอร์ที่เกิดขึ้นในขณะที่กำลังสร้างแรงเคลื่อนขึ้นพอดี นั่นคือ ไม่มีไฟจ่ายออก ฉะนั้นในทางปฏิบัติแล้วต้องให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าสร้างขึ้นมาจนถึงพิกัดก่อน แล้วจึงใส่ภาระไฟฟ้า (load) เข้าไป

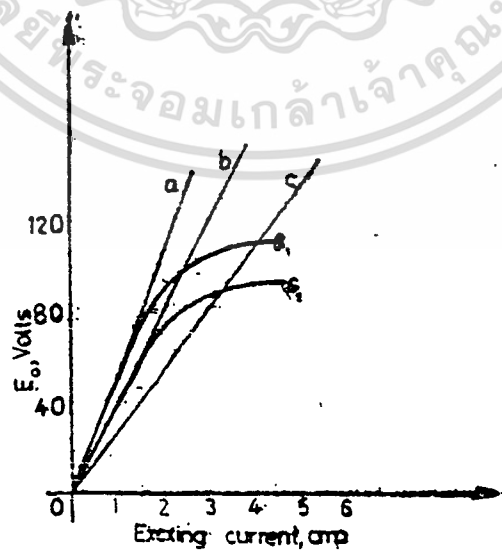
ในทางปฏิบัตินั้น โดยปกติแล้วต้องการให้เครื่องกำเนิดมีขั้วไฟ (polarity) ถูกต้องเพื่อจ่ายกระแสออกไปภายนอกในทิศทางเดิม ดังนั้นถ้าหากว่าเกิดอุบัติเหตุ ทำให้เกิดการจ่ายไฟกลับทิศทาง เราก็อาจต้องกลับการหมุนหรือกลับการต่อขั้วของทั้งอาร์มาเจอร์และสนามกระตุ้น เพื่อนำไปต่อกับขั้วที่ต่อออกไปยัง bus bar ซึ่งต้องเป็นบวกและลบในทิศทางเดิม หรือถ้ากลับการหมุนไม่สะดวกเราก็ทำได้โดยการกลับทิศของเส้นแรงแม่เหล็กที่เหลืออยู่ให้ไปในทิศทางตรงข้าม นั่นคือ ต้องใส่ไฟเข้าไปที่สนามกระตุ้นในทิศทางตรงข้ามกับขั้วที่มันกลับอยู่

### 2.3.6 การค่อยๆ สร้างแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นมาจากในของตัวเครื่อง (building up of voltage)

การสร้างแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นมานี้ เป็นการทำงานชนิดหนึ่งของเครื่อง  
 เอกสารกำเนิดไฟฟ้าที่ค่อยๆ สร้างแรงเคลื่อนไฟฟ้าให้สูงขึ้นมาจากค่าที่ต่ำที่สุด  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าตรงแบบที่กระตุ้นด้วยตัวมันเอง (self-excitation) แรงเคลื่อนไฟฟ้านี้เกิดขึ้นที่อาร์มาเจอร์ของเครื่องนั้นเอง ดังรูปที่ 2.3.6-2 การสร้างแรงเคลื่อนไฟฟ้านี้ เริ่มจากค่าของสนามแม่เหล็กที่เหลือ (residual flux) อยู่ที่สนามกระตุ้นนั่นเอง แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดจากสนามแม่เหล็กค้าง (residual flux) ที่เกิดขึ้นที่แรกนี้เรียกว่า แรงเคลื่อนไฟค้าง (residual voltage) จากค่านี้ก็ค่อยๆมีแรงเคลื่อนเพิ่มมากขึ้นจนกระทั่งถึงพิกัดของตัวมันเอง หรืออาจสูงกว่าค่าที่พิกัดบ้างเล็กน้อยทั้งนี้ขึ้นอยู่กับความเร็ว และค่าความต้านทานของสนามกระตุ้นด้วย

ในการอธิบายการสร้างแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นมาด้วยตัวมันเองนี้มีความจำเป็นต้องกล่าวถึงความต้านทานของสนามกระตุ้น (field resistance) ซึ่งเป็นตัวที่มีอิทธิพลต่อการเกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้ามากนั่นคือ ถ้าค่าความต้านทานของสนามกระตุ้นสูงเกินไป ก็อาจทำให้ไม่มีการสร้างแรงเคลื่อนขึ้นมา หรือมีค่าน้อยไป แต่ถ้าความต้านทานต่ำไปอาจทำให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ได้รับสูงไป ค่าความต้านทานของสนามกระตุ้นแต่ละเส้นนั้น หาได้จากสัดส่วนของแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ตกคร่อมสนามกระตุ้นต่อกระแสที่ไหลผ่านตัวมัน รูปที่ 2.3.6-1 แสดงให้เห็นถึงความต้านทานของสนามกระตุ้นที่ค่าต่างๆ โดยมี a, b, c เป็นเส้นความต้านทานของสนามกระตุ้นที่มีค่าจากมากไปหาน้อยตามลำดับ

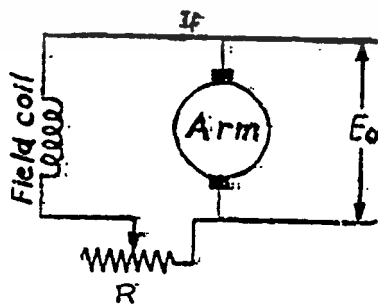


รูปที่ 2.3.6-1 เส้นความต้านทานของสนามกระตุ้นที่ความเร็วต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อประโยชน์แก่การศึกษาเท่านั้น มิได้อยู่ในเชิงพาณิชย์ การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย หากมีข้อสงสัยหรือต้องการข้อมูลเพิ่มเติม กรุณาติดต่อฝ่ายวิชาการ โทร. 0-2254-3000 หรือทางเว็บไซต์ [www.iti.ac.th](http://www.iti.ac.th)

จากรูปที่ 2.3.6-1 นี้ เส้นที่มีความต้านทานสูงสุด คือ เส้นที่มีความชัน (slope) มากที่สุดเส้นนั้นคือเส้น a ถัดลงไปก็คือเส้น b และ c ตามลำดับ เส้น  $S_1$  และ  $S_2$  นั้นก็คือ เส้นที่แสดงการเกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ความเร็วคงที่ของแต่ละความเร็ว นั่นคือ ที่ความเร็ว  $S_1$  และ  $S_2$  โดยที่  $S_1$  มีความเร็วมากกว่า  $S_2$

ในกรณีที่สนามกระตุ้นมีความต้านทานเป็นเส้น b โดยให้เครื่องกำเนิดไฟฟ้านี้วิ่งด้วยความเร็ว  $S_2$  คงที่ตลอด ก็พบว่าจะไม่มีการสร้างแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นที่ขั้วของอาร์มาเจอร์ แต่ถ้าเส้นความต้านทานของสนามกระตุ้นมีค่าน้อยกว่า b คือ มีค่าเป็นเส้น c ทำให้เกิดการสร้างแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้น ดัง curve  $S_2$  ซึ่งนั่นคือ b เป็น critical resistance ของ curve  $S_2$  ที่ความเร็ว  $S_2$  เช่นเดียวกัน  $S_2$  ก็เป็น critical speed ของเส้น b นั่นก็คือว่า ถ้าเครื่องกำเนิดไฟฟ้ามีค่าต่ำกว่า  $S_2$  ก็ไม่เกิดการสร้างแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้น แต่เมื่อความเร็วเพิ่มขึ้นเป็น  $S_1$  ซึ่งมากกว่า  $S_2$  ก็จะทำให้เกิดการสร้างแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นดังเส้น  $S_1$  ทั้งนี้โดยมี b เป็นเส้นความต้านทานของสนามกระตุ้น แต่ถ้าเพิ่มความต้านทานในสนามกระตุ้นให้มากขึ้นเป็นเส้น a ก็ไม่ทำให้เกิดการสร้างแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นอีก นั่นคือ a เป็น critical resistance เมื่อความเร็ว  $S_1$  ส่วน c นั้นเป็นค่าความต้านทานของสนามกระตุ้นที่น้อยกว่าเส้น a และ b นั่นคือ เกิดการสร้างแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นที่ขั้วอาร์มาเจอร์เสมอไม่ว่าความเร็วจะเป็น  $S_1$  หรือ  $S_2$  ก็ตาม แต่ว่าแรงเคลื่อนที่จุดตัดของ  $S_1$  กับ  $S_2$  ต่างกัน นั่นคือ เมื่อ  $S_2$  ต่ำกว่า  $S_1$  ก็ทำให้ได้แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ชั่วขณะที่มีความเร็วเป็น  $S_2$  ต่ำกว่า  $S_1$  ด้วย



รูปที่ 2.3.6-2 กรรมวิธีในการสร้างแรงเคลื่อนไฟฟ้าของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบขนานตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรรมวิธีในการสร้างแรงเคลื่อนไฟฟ้านี้ เกิดจากอาร์มาเจอร์วงตัดสนามแม่เหล็กที่ยังมีเหลือค้าง (residual) อยู่ที่ขั้วแม่เหล็กของสนามกระตุ้นด้วยความเร็วคงที่ค่าหนึ่ง ฉะนั้นจึงทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นมา  $E_r$  ที่ขั้วของอาร์มาเจอร์ แรงเคลื่อนไฟ  $E_r$  นี้มากพอทำให้เกิดกระแส  $I_1$  ไหลผ่านสนามกระตุ้น (field coil) จึงทำให้เส้นแรงแม่เหล็กเกิดขึ้นมากกว่าเส้นแรงที่เหลือค้างอยู่เดิม เมื่อเป็นเช่นนั้นก็ทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ขั้วอาร์มาเจอร์เพิ่มขึ้นเป็น  $E_1$  อันเนื่องมาจาก  $I_1$  ค่า  $E_1$  นี้ ตกคร่อมสนามกระตุ้น ทำให้กระแสไหลผ่านสนามกระตุ้นมากขึ้นกลายเป็น  $I_2$  นั่นคือเส้นแรงแม่เหล็กเพิ่มขึ้นอีก แล้วจึงทำให้แรงเคลื่อนเพิ่มขึ้นจาก  $e_1$  ไปเป็น  $E_2$  อีกดังรูปที่ 2.3.6-2  $E_2$  นี้ทำให้กระแสผ่านสนามกระตุ้นเพิ่มขึ้นกลายเป็น  $I_3$  แล้วก็เพิ่มขึ้นเรื่อยไปจนกระทั่งถึงจุดตัดระหว่าง magnetisation curve กับ field resistance line ที่จุด Build-up point แล้วก็จะไม่มีการสร้างแรงเคลื่อนเพิ่มขึ้นอีกต่อไป โดยที่จุดที่ต่ำกว่าจุดตัดนี้ เป็นส่วนที่ไม่มีเสถียรภาพ (unstable) ทั้งนี้เพราะที่ทุกๆค่าของกระแสที่เกิดขึ้นในสนามกระตุ้นนั้นทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าสูงขึ้นเรื่อยๆ ฉะนั้นจึงไม่อาจหยุดยั้งการเพิ่มของกระแสที่เพิ่มตามขึ้นมาด้วย ส่วนจุดที่อยู่เหนือจุดตัดนี้ ดูคล้ายกับว่าจะไม่มีเสถียรภาพเช่นกัน แต่เนื่องจากว่าแรงเคลื่อนที่จุดตัดนี้ มีค่าไม่มากพอที่จะทำให้กระแสในสนามกระตุ้นเพิ่มขึ้นอีก ฉะนั้นจึงทำให้กระแสหยุดอยู่ที่จุดตัดนี้ นั่นคือ ไม่มีการสร้างแรงเคลื่อนไฟฟ้าเพิ่มขึ้นอีกต่อไป จุดตัดนี้อาจเลื่อนให้สูงขึ้นได้ในช่วงจำกัดช่วงหนึ่ง โดยการลดความต้านทานที่ใส่เข้าที่สนามกระตุ้นในรูปที่ 2.3.6-2 (b) นั่นคือจุดตัดจะเลื่อนไปได้โดยดูจากการเปลี่ยน slope ในรูปที่ 2.3.6-1

**2.3.7 การสูญเสียทั้งหมดในเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรง (total loss in DC generator)** การสูญเสียต่างๆที่เกิดขึ้นในเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรงแบ่งได้ดังนี้

ก) การสูญเสียที่ขดลวดทองแดง (copper losses) แบ่งเป็น

1) การสูญเสียที่ขดลวดทองแดงของอาร์มาเจอร์  $I_a R_a$  (ซึ่งไม่ใช่  $E_r I_a$ )

เมื่อ  $R_a$  เป็นความต้านทานของอาร์มาเจอร์ interpole, series field winding และอื่นๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารการสูญเสียชนิดนี้มีค่าประมาณ 30-40% ของ  $\text{full load losses}$  การคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) การสูญเสียที่ขดลวดของสนามกระตุ้นนี้ ถ้าเป็นเครื่องแบบขนานก็มีค่าคงที่ คือ  $I_{sh}R_{sh}$  (หรือ  $VI_{sh}$ ) ส่วนในกรณีที่เป็นเครื่องที่มีสนามกระตุ้นต่ออนุกรมนี้มีค่าการสูญเสียเป็น  $I_a R_a$  ที่มีค่าไฟดงที่ในเมื่อ

$E$  = แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เหนี่ยวนำขึ้นภายในอาร์มาเจอร์

$I_{sh}$  = กระแสที่ไหลผ่านสนามกระตุ้นที่ต่อขนานกับอาร์มาเจอร์ (แอมป์)

$I_a$  = กระแสที่ไหลผ่านสนามกระตุ้นที่ต่ออนุกรมกับอาร์มาเจอร์ (แอมป์)

$R_{sh}$  = ความต้านทานของสนามกระตุ้นที่ต่อขนานกับอาร์มาเจอร์

$R_a$  = ความต้านทานของสนามกระตุ้นที่ต่ออนุกรมกับอาร์มาเจอร์

ข) การสูญเสียเนื่องจากความเป็นแม่เหล็ก (magnetic losses) หรือการสูญเสียที่แกนเหล็กซึ่งมี

1) hysteresis loss ( $W_h \propto B_{max} f$ )

2) Eddy current loss ( $W_e \propto B_{max}^2 f^2$ )

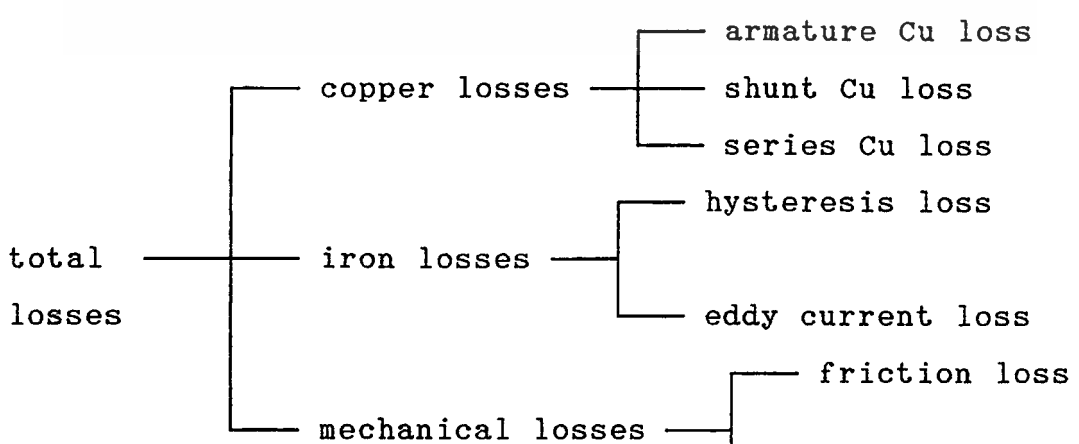
การสูญเสียทั้งสองอย่างนี้ ในทางปฏิบัติแล้วถือว่าคงที่ สำหรับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่เป็นแบบขนานและแบบผสม ทั้งนี้เพราะกระแสที่ผ่านสนามกระตุ้นมีค่าเกือบคงที่ การสูญเสียทั้งสองแบบนี้ มีทั้งหมดประมาณ 20 ถึง 30% ของ full load losses

ค) การสูญเสียทางกล (mechanical losses) ประกอบด้วย

1. การเสียดทานที่ลูกปืน (bearing) และตัวแปลงให้เป็นไฟตรง (commutator)

2. ความเสียดทานเนื่องจากแรงลมที่กระทำกับอาร์มาเจอร์ที่หมุนไป การสูญเสียพวกนี้ประมาณ 10 ถึง 20% ของ full load losses

การสูญเสียต่างๆ ทั้งหมดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรงสรุปได้ดังนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ขออนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

stray losses ก็คือ การสูญเสียอันเนื่องมาจาก magnetic กับ mechanical losses ร่วมกัน ซึ่งปกติแล้วเป็นค่าคงที่

การสูญเสียต่างๆที่เกิดขึ้นทั้งหมดในเครื่องกำเนิดกระแสไฟตรง ยังแยกออกได้เป็นพวกใหญ่ๆ 2 พวก คือ

1. พวกที่การสูญเสียที่มีค่าคงที่ ได้แก่ stray losses รวมกับ Cu losses อันเนื่องจาก shunt field ของเครื่องแบบขนานและแบบผสม

2. พวกที่สูญเสียไม่คงที่ พวกนี้ได้แก่ พวกสูญเสียที่เกิดกับวงจรความต้านทานของอาร์มาเจอร์ (  $I_a (R_a + R_{sc})$  )

เพราะฉะนั้นการสูญเสียทั้งหมดของเครื่องแบบขนานและผสม ก็คือ

$$\begin{aligned} \text{power losses} &= I_a (R_a + R_{sc}) + \text{การสูญเสียคงที่} \\ &= I_a (R_a + R_{sc}) + \text{stray losses} \end{aligned}$$

2.3.8 ขั้นต่างๆ ของกำลัง (power stages) ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรง แสดงได้ดังข้างล่างนี้



จากขั้นต่างๆของกำลังที่หาได้นี้จึงสามารถหาค่าประสิทธิภาพตามส่วนต่างๆ ได้ดังนี้

1) ประสิทธิภาพทางกล (mechanical efficiency)

$$\begin{aligned} \eta_m &= \frac{\text{ข}}{\text{ก}} = \frac{\text{กำลังไฟฟ้าเป็นวัตต์ทั้งหมดที่เกิดขึ้นในอาร์มาเจอร์}}{\text{กำลังทางกลที่ใส่เข้าไปให้กับเครื่อง}} \\ &= \frac{E I_a}{\text{B.H.P.} \times 735.5} \end{aligned}$$

2) ประสิทธิภาพทางไฟฟ้า (electrical efficiency)

$$n_e = \frac{ค}{ข} = \frac{\text{กำลังที่ได้รับที่ load (กำลังไฟฟ้าที่จ่ายออกไป)}}{\text{กำลังไฟทั้งหมดที่เกิดขึ้นที่อาร์มาเจอร์}}$$

3) ประสิทธิภาพทั้งหมดหรือประสิทธิภาพทางการค้า (overall of commercial efficiency)

$$n_c = \frac{ค}{ก} = \frac{\text{กำลังไฟฟ้าได้รับที่ load}}{\text{กำลังทางกลที่ใส่เข้าไป}} = \frac{VI}{B.H.P. \times 735.5}$$

จะเห็นได้ชัดว่าประสิทธิภาพทั้งหมด  $n_c = n_m \times n_e$  สำหรับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ดีนั้น ประสิทธิภาพอาจจะสูงถึง 95% สำหรับประสิทธิภาพที่ใช้กันอยู่ทั่วไป คือ  $n_c$  นอกจากนี้จะกล่าวถึงไปว่าเป็นประสิทธิภาพแบบอะไรที่ต้องการกล่าวถึง

## 2.4 เกจความเครียด (strain gages)

### 2.4.1 เกจความเครียด (strain gages)

ทรานสดิวเซอร์ชนิดนี้อยู่บนพื้นฐานที่ว่า ถ้าตัวนำไฟฟ้าอันหนึ่งถูกดึงหรือถูกอัดตัว ทำให้ค่าความต้านทานของมันจะเปลี่ยนแปลง เพราะผลของการเปลี่ยนแปลงในค่า ความยาว พื้นที่ และ พิกัดความต้านทาน (resistivity) ของมัน ค่าความต้านทาน  $R$  ของตัวนำไฟฟ้าอันหนึ่งมีพื้นที่หน้าตัด  $A$  ความยาว  $l$  และทำด้วยพิกัดความต้านทานของวัสดุ (material of resistivity)  $\rho$  ก็คือ

$$R = \rho l / A$$

เกจแพดเตอร์  $F$  ของตัวนำไฟฟ้าถูกจำกัดความเหมือนกับ

$$F = (\Delta R / R) / (\Delta L / L) = (\Delta R / R) / \Delta L / L$$

$\Delta R$  เป็นการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทาน  $R$  อันเนื่องมาจากความเครียด & ซึ่งก็คือ

$$\Delta L / L$$

ในทางปฏิบัติตัวนำไฟฟ้าที่ถูกใช้อยู่ในรูปของเส้นลวดบางๆ หรือแผ่นโลหะบาง ทรานสดิวเซอร์ เกจความเครียดมีอยู่ด้วยกัน 2 ชนิด คือ

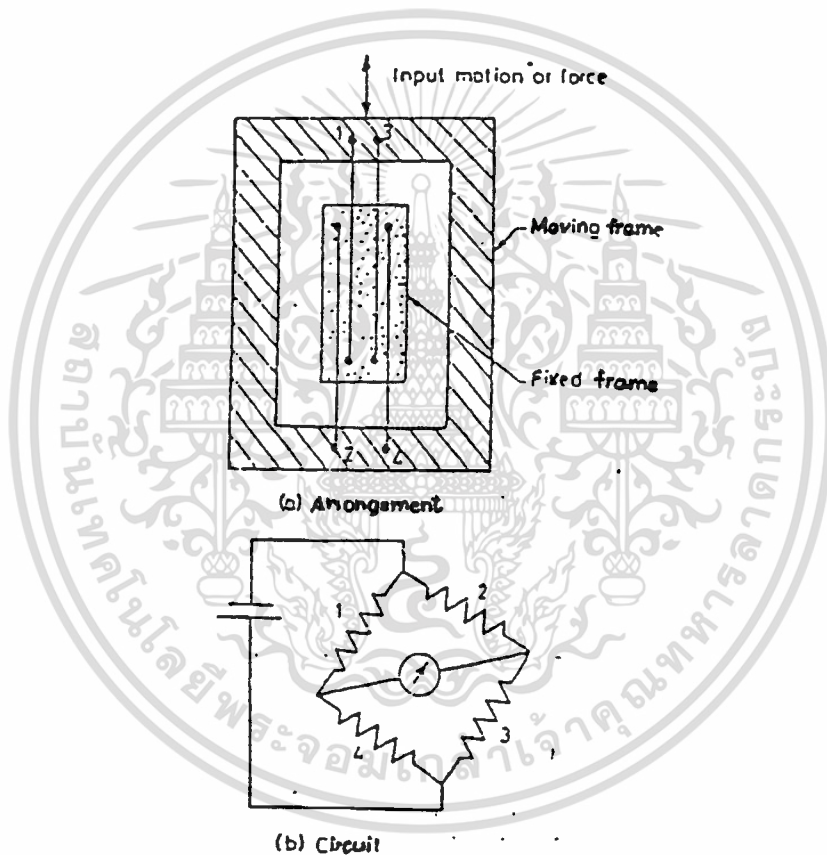
2.4.1-1 เกจความเครียดชนิดไม่ยึดติด

2.4.1-2 เกจความเครียดชนิดยึดติด

2.4.1-1 เกจความเครียดชนิดไม่ยึดติด ในเกจชนิดนี้เส้นลวดค่าความต้านทานอันหนึ่งจะถูกขึงให้ตึงระหว่างเฟรม เฟรมอันหนึ่งเป็นเฟรมเคลื่อนที่ ในขณะที่อีกอันหนึ่งอยู่กับที่ดังแสดงในรูปที่ 2.4.1-1 ขนาดของเส้นลวดตามปกติแล้วมีความยาว 25 mm. และเส้นผ่าศูนย์กลาง 25  $\mu$ m. โดยเพลทที่โค้งจะกระทำเหมือนสปริงระหว่างเฟรม ขดลวดที่อยู่ภายใต้การป้อนโหลดอันใหม่ซึ่งมากกว่าโหลดที่มีการอัดตัวที่กำหนดไว้แต่แรก การเคลื่อนที่อันพุทเหมือนกับที่แสดงในรูปที่

2.4.1-1 จะขึงเส้นลวดเส้นที่ 1 และ 3 ให้ตึงนี้ ในขณะที่เดียวกันก็จะลดความตึงการคำนวณค่า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่เส้นลวดเส้นที่ 2 และ 4 การเคลื่อนที่ไปในทิศทางที่ตรงกันข้าม ก็จะทำให้ผลที่ตรงกันข้ามด้วยเช่นกัน เส้นลวดนั้นจะถูกนำมาต่อเข้ากับ วงจร วัตซ์โทนบริดจ์ (wheatstone bridge) เหมือนแสดงดังรูปที่ 2.4.1-1(b) ทรานสดิวเซอร์ชนิดนี้สามารถวัดการเคลื่อนที่ที่มีขนาดเล็กมากๆถึง  $50 \mu\text{m}$ . และแรงที่มีขนาดเล็กมากๆด้วย ทรานสดิวเซอร์เหล่านี้ อาจนำมาใช้เพื่อการวัดแรง ความดัน ความเร่ง และอื่นๆ เป็นต้น



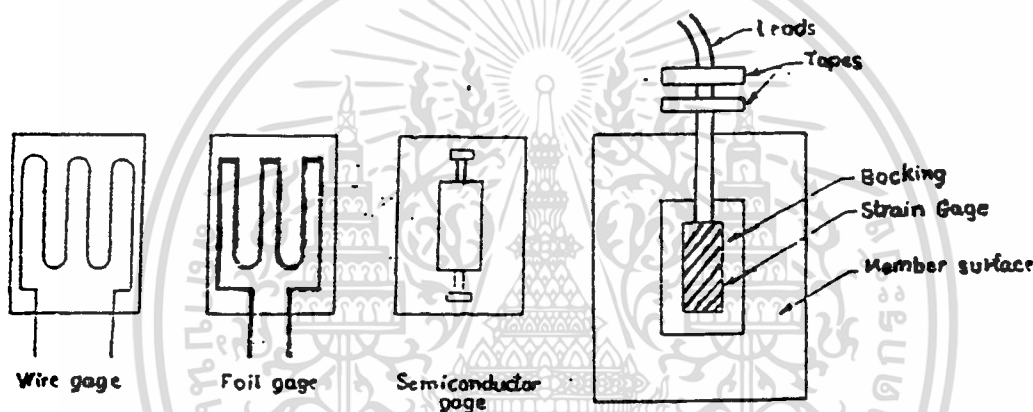
รูปที่ 2.4.1-1 เกจความเครียดชนิดไม่ยึดติด

2.4.1-2 เกจความเครียดชนิดยึดติด ทรานสดิวเซอร์ที่ใช้เกจค่าความต้านทานชนิดนี้ถูกนำมาใช้อย่างกว้างขวางเพื่อวัดสิ่งที่แปรเปลี่ยนได้ทางกายภาพ จำพวก ความเครียด แรง แรงบิด ความดัน การสั่นสะเทือน เป็นต้น เกจเหล่านี้

เอกสารนี้จะทำด้วยวัสดุพวกโลหะหรือพวกกึ่งตัวนำคืออยู่ในรูปของเกจเส้นลวด (เส้นกริด) ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผ่าศูนย์กลาง 25  $\mu\text{m}$ .) หรือโลหะแผ่นบางๆ หรือแท่งเล็กๆ (ในกรณีของเกจที่  
 ทำจากสารกึ่งตัวนำ) ดังแสดงในรูปที่ 2.4.1-2 เกจเหล่านี้มีกระดามหรือวัสดุ  
 บางชนิดหนูนอยู่ด้านหลังเพื่อยึดกับพื้นผิวที่ต้องการวัด ดังแสดงในรูปที่ 2.4.1-2  
 (b) ครั้นได้ยึดติดแล้ว เกจจะได้รับความเครียดเหมือนกับความเครียดที่อยู่ในพื้น  
 ผิวนั้นมันมีความไวสูงมาก และเมื่อนำไปใช้ร่วมกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ความ  
 เครียดที่ต่ำราว  $10^{-7}$  อาจถูกวัดได้

กระแสเกจตามปกติจะถูกจำกัดที่ 10-30 mA โดยขึ้นอยู่กับระยะเวลา  
 ที่ทดสอบเพื่อป้องกันความเสียหายที่ขดลวด



รูปที่ 2.4.1-2(a) ชนิดของค่า  
 ความต้านทานเกจความเครียด

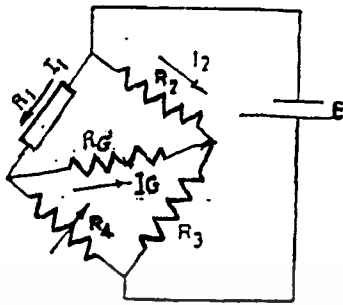
รูปที่ 2.4.1-2(b) เกจความเครียด  
 ในตำแหน่งที่ถูกยึดติด

2.4.2 บริดจ์ของค่าความต้านทานเกจความเครียด

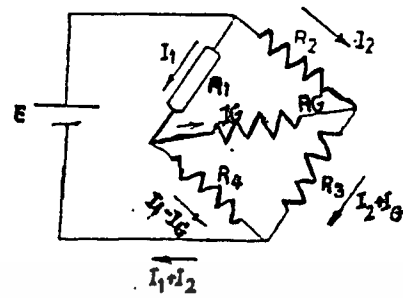
ค่าความต้านทานเกจความเครียด ตามปกติแล้วจะถูกทำให้เป็นส่วน  
 หนึ่งของวิทซ์โตนบริดจ์ เพื่อว่าการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของมันอันเนื่อง  
 จากความเครียดสามารถที่จะวัดได้ หรือทำให้ได้เอาท์พุทที่สามารถนำไปใช้ หรือ  
 บันทึกผลได้มี 2 ชนิดของการจัดบริดจ์ที่ถูกใช้เพื่อจุดประสงค์อันนี้

2.4.2-1 สมดุลย์บริดจ์ (balanced bridge)

2.4.2-2 ไม่สมดุลย์บริดจ์ (unbalanced bridge)



รูปที่ 2.4.2-1 สมดุลย์บริดจ์ของ  
เกจความเครียด



รูปที่ 2.4.2-2 ไม่สมดุลย์บริดจ์ของ  
เกจความเครียด

จากรูปที่ 2.4.2-1, 2.4.2-2 เป็นรูปการจัดวางบริดจ์ทั้งสองชนิด จะเห็นว่าตัวต้านทานเกจความเครียด  $R_1$  ทำเป็นแขนข้างหนึ่งของสวิทช์โตนบริดจ์ ขณะที่แขนที่เหลือมีค่าความต้านทาน  $R_2$ ,  $R_3$ , และ  $R_4$  เป็นส่วนของวงจรบริดจ์ บริดจ์จะถูกกระตุ้นด้วยแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงด้วยแรงเคลื่อนไฟฟ้า  $E$  และ  $R_0$  เป็นค่าความต้านทานของกัลวานมิเตอร์บริดจ์กล่าวได้ว่า สมดุลย์ เมื่อไม่มีกระแสไหลผ่านกัลวานมิเตอร์ เงื่อนไขของการสมดุลย์เป็นที่รู้จักกันดี นั่นคือ

$$R_1/R_4 = R_2/R_3$$

ในการจัดวางบริดจ์ไม่สมดุลย์ที่แสดงดังรูปที่ 2.4.2-2 กระแสที่ไหลผ่านกัลวานมิเตอร์ หรือแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ตกคร่อมถูกใช้เพื่อแสดงความเครียดในเกจความเครียดอันนี้ สามารถใช้เพื่อการวัดความเครียดทางไดนามิคได้ดี เพื่อแสดงถึงการได้มาของความสัมพันธ์ ระหว่างกระแสทางเอาท์พุทที่ไม่สมดุลย์กับการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานเกจ  $R_1$  ซึ่งจะได้ค่าสมการหาค่าของกระแส  $I_0$  โดยใช้กฎของ kirchoff ได้ดังนี้

$$I_0 = \frac{E(R_2R_4 - R_1R_3)}{[R_2(R_1+R_4)(R_0+R_3+R_4)+R_1R_3R_4-R_2(R_4)^2+R_0R_3(R_1+R_4)]}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการข้างบนค่ากระแสไม่สมดุลย์  $I_a$  สามารถคำนวณได้สำหรับการเปลี่ยนแปลงใดๆในค่าความต้านทานเกจความเครียด  $R_1$  ในกรณีที่เมื่อ  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$  และถ้าเมื่อ  $R_1$  เปลี่ยนแปลงเป็น  $R_1 + \Delta R_1$  จะได้

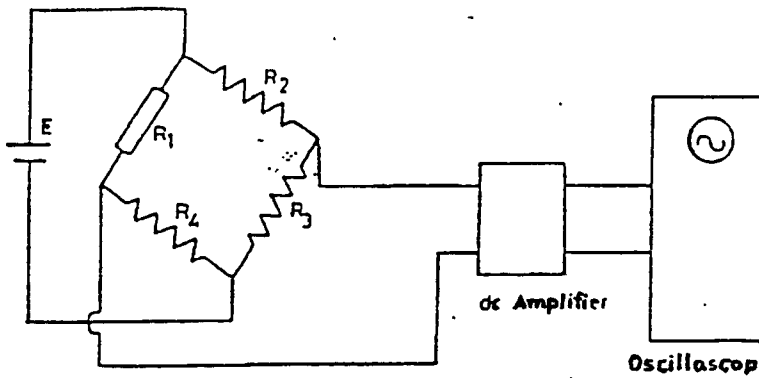
$$I_a = \frac{-ER_1}{4R_1(R_1 + R_a)}$$

(เมื่อ  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ )

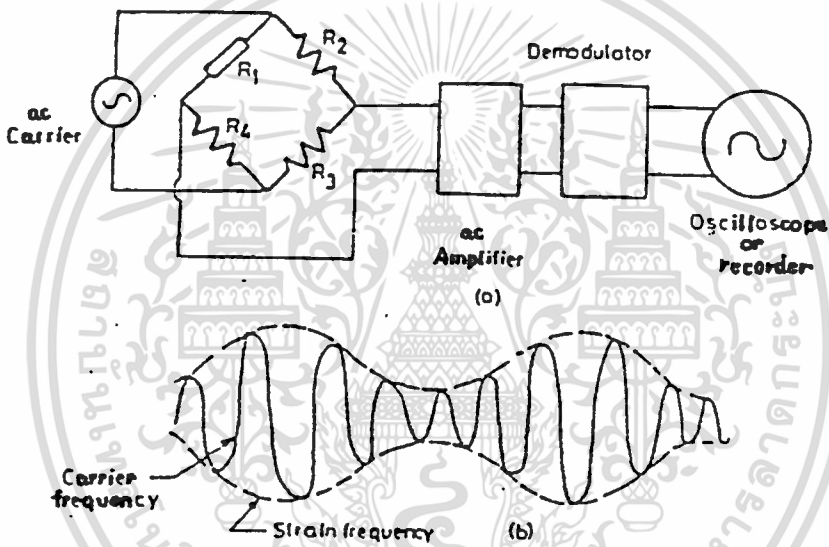
ในทำนองเดียวกัน ถ้าทั้งสี่แขนของบริดจ์มีเกจความเครียดต่ออยู่ ซึ่งการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของมันเนื่องมาจากความเครียด ก็จะสามารถแสดงได้ ดังสมการข้างล่างนี้

$$I_a = \frac{E}{4(R_1 + R_a)} \left[ \frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{\Delta R_2}{R_2} - \frac{\Delta R_3}{R_3} + \frac{\Delta R_4}{R_4} \right]$$

การกระตุ้นบริดจ์อาจจะทำด้วยแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงหรือกระแสสลับ ซึ่งวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 2.4.2-3 และ 2.4.2-4 ในแต่ละกรณีตัวขยายเป็นสิ่งที่ต้องการเพื่อการคัพปลิง ในกรณีของเอซีบริดจ์สัญญาณ ก็คือ แอมพลิฟายด์มอดูเลทเหมือนแสดง ดังรูปที่ 2.4.2-4 ดังนั้นการคัพปลิงมอดูเลท จึงเป็นสิ่งต้องการเพื่อการกรองความถี่พาหะ เอาท์พุทที่กำลังถูกบันทึกจะเหมือนความเครียดที่กำลังถูกวัด โดยทั้งสองชนิดของบริดจ์นี้ เอซีบริดจ์จะปราศจากการเปลี่ยนแปลง และสัญญาณรบกวนที่ไม่ต้องการ ซึ่งปกติแล้วจะปรากฏในดีซีบริดจ์ แต่อย่างไรก็ตาม เอซีบริดจ์มีราคาแพงมาก และการตอบสนองความถี่สูงของมันถูกจำกัดประมาณ 1 ใน 5 ของความถี่พาหะที่ถูกใช้



รูปที่ 2.4.2-3 ดีซีบริดจ์



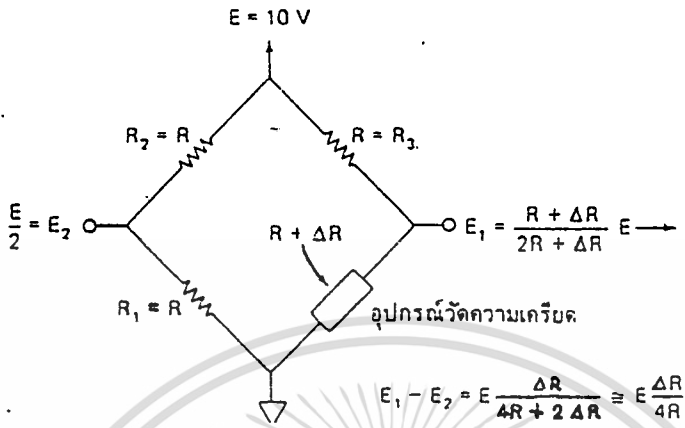
รูปที่ 2.4.2-4 เอซีบริดจ์

### 2.4.3 ผลของความร้อนที่มีต่อภาวะสมดุลของวงจรวัด

ทั้งนี้เนื่องจาก อุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย ก็จะมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงความเครียดของวัตถุ และบางทีผลของอุณหภูมิอาจจะกลายเป็นมีค่ามากกว่าผลที่เกิดจากเปลี่ยนแปลงความเครียดในตัววัตถุเสียด้วยซ้ำ

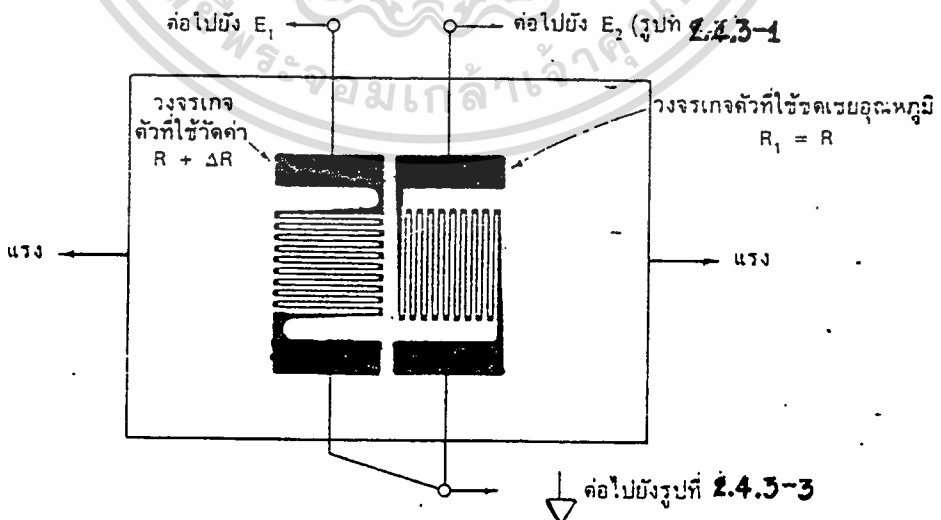
วิธีการแก้ไขก็คือ การใช้สเตรนเกจอีกตัวต่อเข้ากับวงจรวัด โดยเกจตัวนี้ควรจะวางอยู่ในตำแหน่งใกล้ๆกับเกจตัวเดิม ทั้งนี้เพื่อที่จะได้รับความร้อนในสภาพแวดล้อมเดียวกัน ดังนั้นเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิก็จะทำให้ค่าความต้านทานของเกจทั้งสองเพิ่มในสัดส่วนที่เท่ากัน ซึ่งนั่นเป็นการชดเชยการเปลี่ยนแปลงความต้านทานโดยอัตโนมัติ ทำให้วงจรวัดอยู่ในภาวะสมดุลได้ต่อไปวงจรนี้เราอาจจะเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า วงจรเกชชนิดชดเชยอุณหภูมิ (temperature-compensated strain gauge circuit) ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ature-compensatingages) ก็ได้



รูปที่ 2.4.3-1 เมื่อป้อนแรงดัน E ให้กับวงจรบริดจ์ที่ใช้ตัวต้านทานและสเตรนเกจ เป็นส่วนประกอบวงจรที่จะคอยวัดค่า R แล้วแปลงเป็นแรงดัน  $E_1 - E_2$

สำหรับเกจตัวที่สองนี้เราจะใช้แทน  $R_1$  ในรูปที่ 2.4.3-1 และวางในลักษณะกลับทิศแกนกับเกจตัวแรกดังรูปที่ 2.4.3-2 ทั้งนี้เพื่อที่จะได้วัดแรงในระนาบเดียวได้อย่างถูกต้องมากขึ้น บริษัทผู้ผลิตเกจบางแห่งจะมีการขายเกจในลักษณะรูปที่ 2.4.3-2 ด้วย



รูปที่ 2.4.3-2 วงจรงเคจชนิดชดเชยอุณหภูมิจะเป็นตัวสร้างความสมดุล

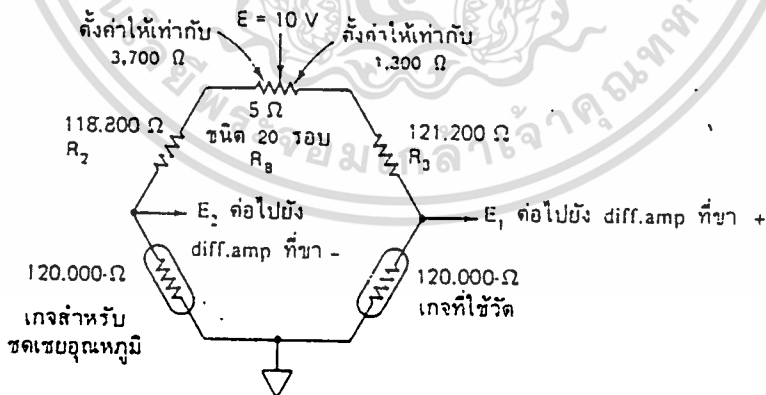
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับให้กับวงจรเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลงไป อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.4.4 วิธีสมดุลวงจรสะพานบริดจ์

#### 2.4.4-1 เทคนิคที่น่าสนใจ

วงจรในรูปที่ 2.4.4-1 ถ้าวงจรได้ใช้สเตรนเกจ 2 ตัวที่มีค่าเท่ากันคือ 120 โอห์ม มีค่าผิดพลาดไม่เกิน 1 มิลลิโอห์ม และใช้ตัวต้านทานที่มีค่าผิดพลาด +1 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งนั่นอาจหมายความว่าตัวต้านทานตัวหนึ่งอาจจะมีค่าความผิดพลาดสูงสุด +1 เปอร์เซ็นต์ หรือ 121.200 โอห์ม ในขณะที่อีกตัวหนึ่งมีค่าผิดพลาด -1 เปอร์เซ็นต์ หรือมีค่า 118.800 โอห์ม สถานการณ์ดังกล่าวเป็นไปได้ที่ผู้อ่านอาจจะพบเจอเอง ซึ่งเราสามารถที่จะสมดุลวงจรบริดจ์ได้โดยการใส่ตัวต้านทานที่ปรับค่าได้ 5 โอห์ม (เป็นชนิดที่สามารถปรับค่าความละเอียดได้ 20 รอบ) โดยเมื่อมีการสมดุลวงจรแล้ว ตัวต้านทานแต่ละด้านจะมีค่าเป็น 122.500 โอห์ม

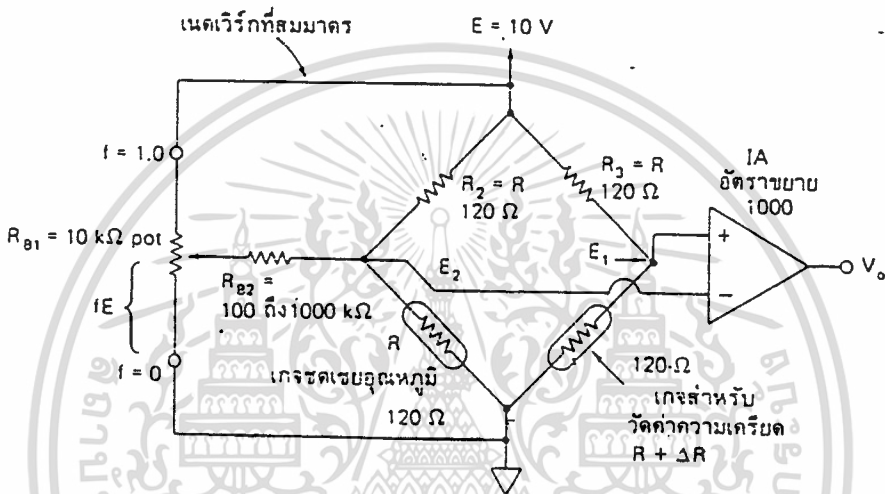
เมื่อเราต้องการการวัดค่าแรงดันที่เปลี่ยนแปลงไป วิธีการต่อไปก็คือ การนำวงจรขยายอินสตรูเมนต์ขึ้นซึ่งมีอัตราขยายเท่าใดก็ได้เข้ามาต่อกับวงจรในรูปที่ 2.4.4-1



รูปที่ 2.4.4-1

### 2.4.4-2 เทคนิคที่ดีกว่า

เราอาจจะใช้วงจรดังรูปที่ 2.4.4-2 เพื่อใช้แก้ปัญหาความไม่สมดุลของวงจรบริดจ์ในรูปที่ 2.4.4-1 โดยจากรูปสมมติว่าค่า  $R_2$  และ  $R_3$  มีค่าเท่ากันแล้ว



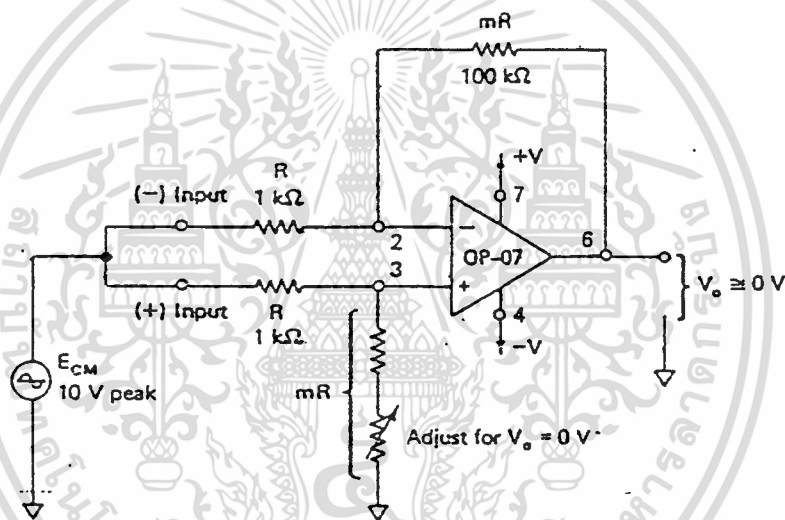
รูปที่ 2.3.4-2 วิธีพัฒนาดัดแปลงวงจรให้สามารถปรับค่า  $V_o$  ให้มีค่าเป็น 0 โวลต์ได้

ค่าตัวต้านทาน  $R_{B1}$  เป็นชนิดเก็อกม้าที่สามารถปรับค่าได้ 3/4 รอบ โดยจะมีค่าน้อยกว่าค่า  $R_{B2} = 10$  เท่าหรือน้อยกว่านี้เช่น 100 เท่า แรงดัน  $fE$  จะขึ้นกับค่าแรงดัน  $E$  โดยตรง จากรูปเราจะใช้  $R_{B1} = 10 \text{ k}$ ,  $R_{B2} = 100 \text{ k}$  ด้วยค่าความต้านทานดังกล่าว เมื่อเราปรับค่าตัวต้านทาน  $R_{B1}$  ให้มีค่า  $f > 0.5$  จะทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าจำนวนน้อยๆค่าหนึ่งไหลเข้าไปชดเชยให้  $E_2$  มีค่าบวกมากขึ้น ในขณะที่ปรับค่า  $f < 0.5$  จะทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าจำนวนหนึ่งไหลเข้าจาก  $E_2$  ทำให้  $E_2$  มีค่าเป็นลบมากขึ้น ด้วยวิธีการนี้เองที่จะทำให้เราสามารถปรับค่าความต้านทานของวงจรให้เข้าสู่ความสมดุลได้

## 2.5 วงจรขยายอินสตรูเมนต์เด็คซ์ (instrumentation amplifier)

วงจร instrumentation amplifier มีความสำคัญมากในการที่ขยายสัญญาณที่ได้จาก transducer ที่มีขนาดสัญญาณน้อยๆ ซึ่งปัจจุบันมีชิพไอซีสำเร็จรูปให้ใช้อยู่ทั่วไปแต่จะมีราคาค่อนข้างสูง ในโครงงานนี้ใช้ Op-amp มาประกอบเป็นวงจร instrumentation amplifier โดยจะพิจารณาเป็นส่วนๆ ต่อไป

### 2.5.1 differential amplifier



รูปที่ 2.5.1 basic differential amplifier

จากรูปเป็นวงจร basic differential amp ซึ่งอินพุตจะถูกป้อนเข้าที่ขา (-) และ (+) ถ้าเราลัดวงจรที่สัญญาณอินพุต  $E_1$  จะเห็นว่ามันคือวงจร inverting amp โดยสัญญาณอินพุต  $E_2$  จะป้อนให้กับขา inverting ซึ่งมี gain เท่ากับ  $-mE_2$  ในทางตรงกันข้ามถ้าหากลัดวงจรสัญญาณอินพุต  $E_2$  แล้ว จะเห็นว่า  $E_1$  จะถูกแบ่งแรงดัน (divider) ออกระหว่าง  $R$  และ  $mR$  ดังนั้นที่ขา non-inv (+) จะมีแรงดันที่ป้อนให้กับวงจร noninverting amp จะเท่ากับ  $mE_1/(1+m)$  โดยที่วงจรมี gain เท่ากับ  $(1+m)$  ดังนั้นเอาท์พุทที่ได้จะเท่ากับ  $mE_1$  เมื่อป้อนอินพุตทั้งสองให้แก่วงจรพร้อมกัน เอาท์พุทที่ได้จะ

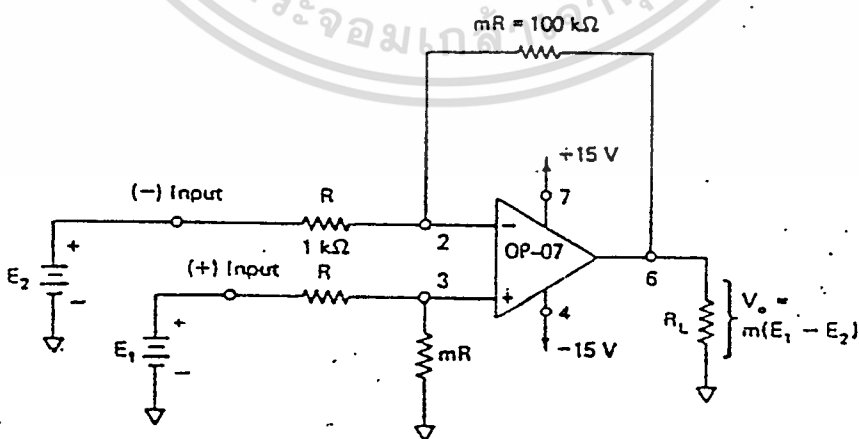
เอกลเท่ากับ  $mE_1 - mE_2$  หรือรับการจ้างงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

จากสมการที่ 1 แสดงเอาต์พุตของวงจร differential amp ซึ่งจะขยายสัญญาณที่แตกต่างกันของสัญญาณอินพุตที่ขา (-) และ (+) โดยมี gain เท่ากับ  $m$  หรือเรียกว่า differential gain ซึ่งสามารถเช็คค่าอัตราขยายได้ที่  $mR$  จะเห็นว่าเมื่อป้อนอินพุตทั้งสองเท่ากัน เอาต์พุตจะเป็น 0 หรือที่เรียกว่า common mode voltage

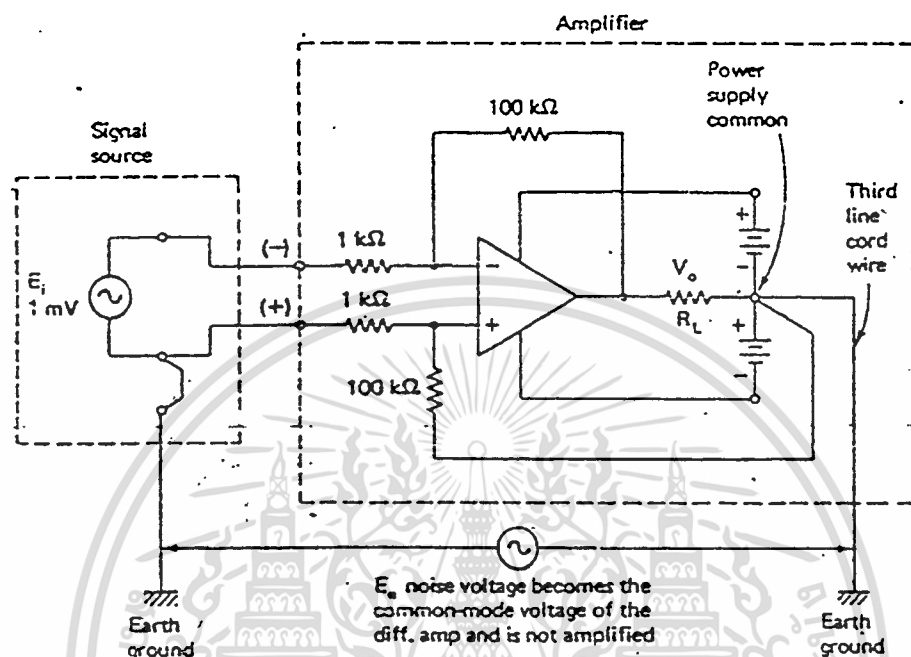
### 2.5.2 common mode voltage

จากที่กล่าวมาเอาต์พุตของ differential amp เป็น 0 V เมื่อ  $E_1$  เท่ากับ  $E_2$  ในรูปที่ 2.5.1 จะเห็นว่าสัญญาณอินพุตถูกต่อร่วมกันอยู่เรียกว่า common mode input voltage หรือ  $E_{cm}$  ดังนั้น  $V_o$  เป็น 0 V เมื่อ  $mR$  และ  $R$  ที่เป็น inverting gain มีค่าเท่ากับ  $mR$  และ  $R$  ของ voltage divider network ในทางปฏิบัติจะต่อความต้านทานปรับค่าได้ออนุกรม ที่  $mR$  ของ voltage divider ดังรูปที่ 2.5.1 และจะปรับค่าความต้านทานนี้จนกระทั่ง  $V_o = 0$  V ซึ่งจะทำให้ common mode voltage gain ( $V_o/E_{cm}$ ) มีค่าเป็น 0 นั่นเป็น characteristic ของวงจร differential amp ที่ยอมให้สัญญาณอินพุตที่มีขนาดต่างๆผ่านเข้าวงจรได้ แต่จะกำจัดสัญญาณที่มีขนาดสูงออกไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนรูปที่ 2.5.2 common mode voltage gain ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.5.3 การสร้างวงจร measurement โดยใช้ differential amplifier



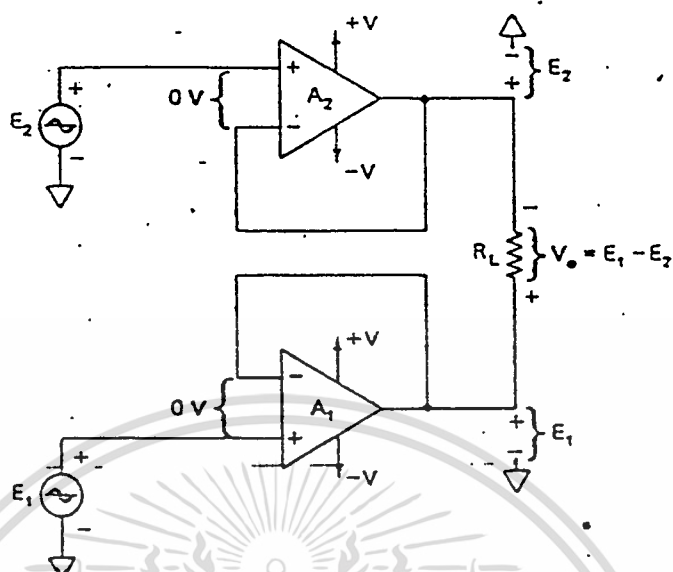
รูปที่ 2.5.3 การกำจัดสัญญาณรบกวน

amplifier ในรูปที่ 2.5.3 สัญญาณอินพุต  $E_1$  ต่อเข้ากับขา (+) และ (-) ของวงจร differential amp ซึ่งมีอัตราขยายเท่ากับ  $-100$  สัญญาณรบกวนซึ่งอาจเกิดจาก leakage resistance, capacitance coupling ลงกราวด์ หรือกราวด์ลูปเหล่านี้จะกลายเป็น common mode input ของ differential amp ดังนั้นสัญญาณรบกวนเหล่านี้จะไม่ถูกขยายออกไป

### 2.5.4 การปรับปรุงวงจร differential amplifier

ในวงจร differential amp จะมีความต้านทานทางด้านอินพุตค่อนข้างต่ำ และการเปลี่ยนแปลงอัตราขยายนั้นยุ่งยากมาก เพราะค่า resistance ratio จะต้องสัมพันธ์กันในการปรับปรุงวงจรนี้ จึงพิจารณาที่สิ่งเหล่านี้ การเพิ่มความต้านทานทางด้านอินพุตนั้นสามารถทำได้โดย เพิ่ม buffer ให้แก่อินพุตของวงจร โดยใช้ Op-amp ดังรูปที่ 2.5.4 จะเห็นว่า  $V_o$  ที่  $R_1$  ได้รับจะเท่ากับ  $E_1 - E_2$  เหมือนเดิม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบุคคลที่มีความรู้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5.4-1 buffer differential-input to differential-output amplifier

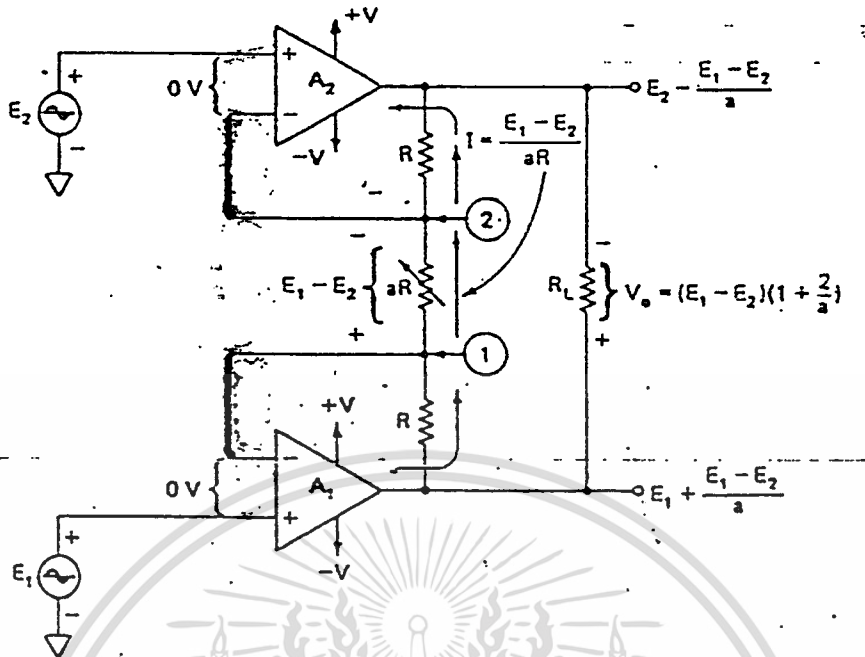
การปรับอัตราขยายของวงจรสามารถทำได้โดย เพิ่ม R ให้แก่ วงจร buffer ดังแสดงในรูปที่ 2.5.4-2 จะเห็นว่า differential input voltage ของ Op-amp แต่ละตัวมีค่าเป็น 0 V แรงดันที่จุด 1 และ 2 ในรูปจะเทียบกับ  $E_1$  และ  $E_2$  ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อม  $aR$  จะเท่ากับ  $E_1 - E_2$  ซึ่งเราจะนำเอา  $aR$  นี้มาใช้ในการปรับค่าอัตราขยายของวงจร กระแสที่ผ่าน  $aR$  จะได้เป็น

$$I = (E_1 - E_2) / aR$$

เมื่อ  $E_1$  มีค่าเป็นบวกมากกว่า  $E_2$  ทิศทางของกระแสจะไหลดังรูปที่ 2.5.4-2 โดยผ่าน R ทั้งสามตัวและแรงดันที่ตกคร่อม R ทั้งสาม ก็คือ  $V_o$  นั่นเอง ดังนั้นเราสามารถปรับอัตราขยายของวงจรได้ที่  $aR$  จะได้ว่า

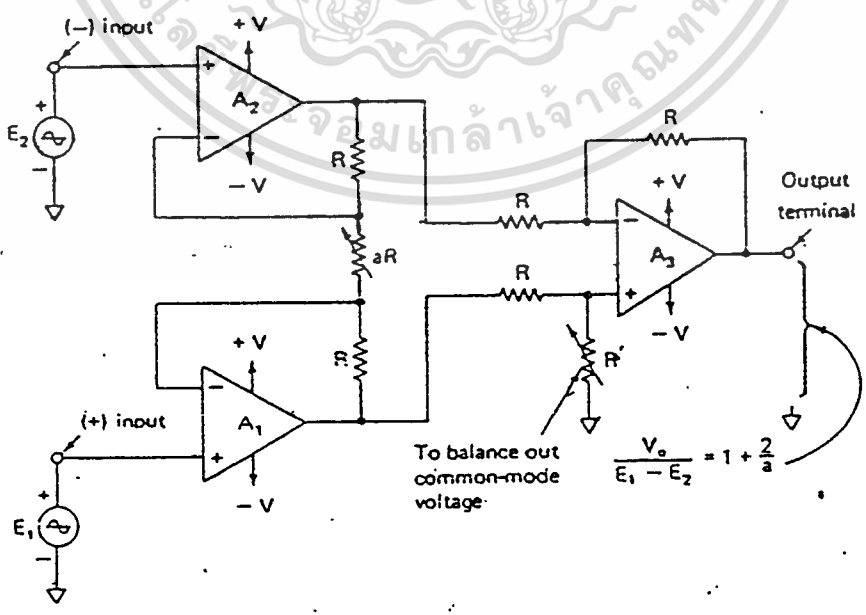
$$V_o = (E_1 - E_2) (1 + 2/a)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5.4-2 buffer differential-input to differential output amplifier with adjustable gain

2.5.5 การออกแบบวงจร instrumentation amplifier



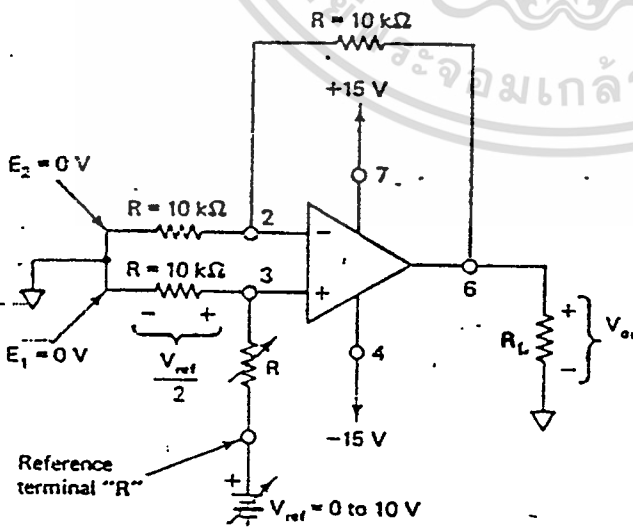
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูผู้สอนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 รูปที่ 2.5.5 instrumentation amplifier  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปเป็น วงจร instrumentation amplifier โดยนำเอา ส่วนต่างๆ ที่กล่าวมาแล้วข้างต้นมาประกอบกัน โดยให้ R มีค่าเท่ากัน จะเห็น ว่าที่  $A_0$  มี R ซึ่งใช้ในการปรับให้ common mode input voltage มีค่า เป็น 0 V และมี  $aR$  ใช้ในการปรับอัตราขยายของวงจร เราสามารถ สรุปคุณสมบัติของวงจรได้คือ

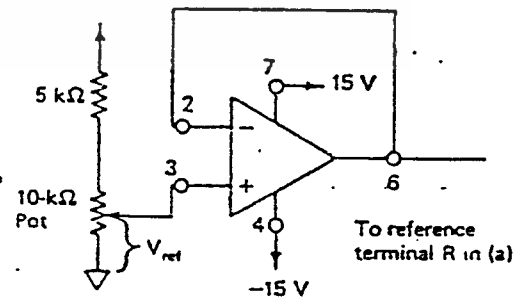
- (1) voltage gain ที่ได้จาก difference input ( $E_1-E_2$ ) ต่อ single ended output สามารถปรับได้ที่  $aR$
- (2) VP จะไม่ขึ้นอยู่กั voltage common ของ  $E_1$  และ  $E_2$  ต่อ จะขึ้นอยู่กั differential voltage
- (3) มีค่าความต้านทานทางด้านอินพุตสูง

**2.5.6 การอ้างอิงแรงดันเอาต์พุต**

ในการปรับให้เอาต์พุตของวงจร ที่มีระดับแรงดันอ้างอิงมีค่ามากกว่า 0V สามารถทำได้โดยการเพิ่มแรงดันอ้างอิง ( $V_{ref}$ ) ต่ออนุกรมเข้ากับวงจร basic differential amp ดังรูป 2.5.6-1 สมมุติว่า  $E_1$  และ  $E_2$  เป็น 0 V เอาต์พุตของ  $A_1$  และ  $A_2$  จะเป็น 0 V และเมื่อเพิ่มแรงดันอ้างอิง ( $V_{ref}$ ) ให้แก่วงจรโดยป้อนให้แก่ขา (+) ของ buffer ในรูปที่ 2.8 และเอาต์พุต ของ buffer ในรูปที่ 2.5.6-2 และเอาต์พุตของ buffer ต่อเข้ากับ terminal R จะได้ว่า



รูปที่ 2.5.6-1  $V_o=0$



รูปที่ 2.5.6-2  $V_{ref}$  ที่ป้อนที่ terminal R

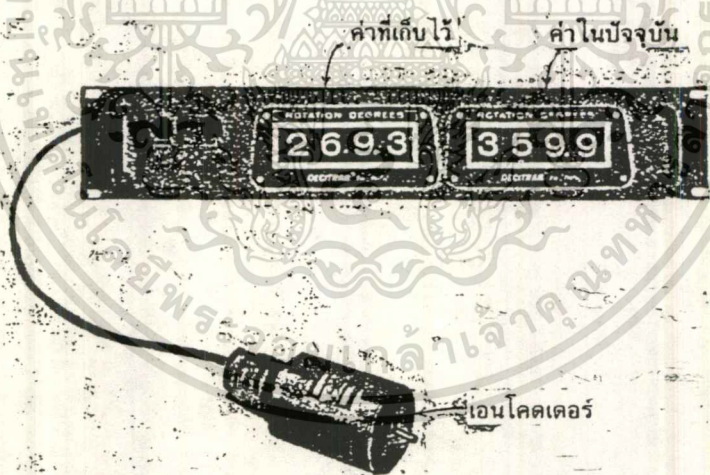
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต หรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = V_{\text{ref}} + m (E_1 - E_2)$$

แต่  $E_1$  เท่ากับ  $E_2$  ดังนั้น  $V_o = V_{\text{ref}}$  จะเห็นได้ว่าเมื่อป้อน  $V_{\text{ref}}$  ให้แก่วงจรที่ค่าใด ก็จะเป็นการปรับ offset ให้กับเอาต์พุตของวงจร เท่ากับค่า  $V_{\text{ref}}$  นั้นนั่นเอง

## 2.6 อินคริเมนต์เอนโคดเดอร์

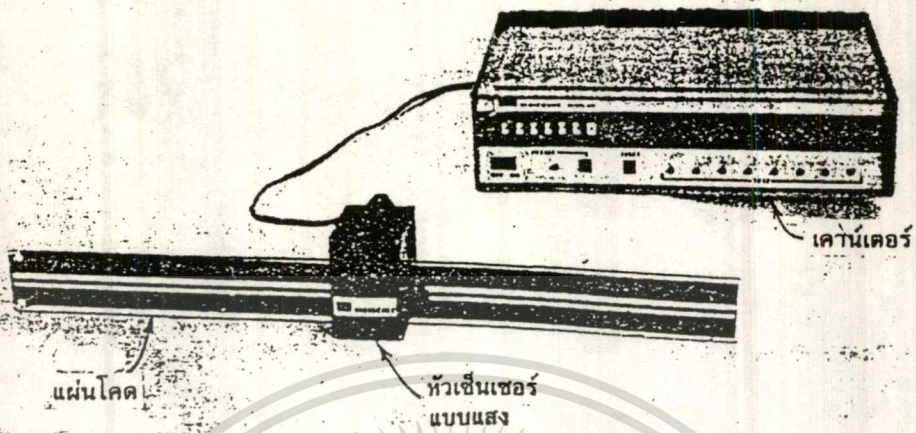
ในระบบการบังคับตำแหน่ง หรือความเร็วของมอเตอร์ต้องใช้อินคริเมนต์เอนโคดเดอร์ หรือเอนโคดเดอร์สำหรับรักษาตำแหน่ง และสำหรับสร้างสัญญาณป้อนกลับ โดยที่ตัวเอนโคดเดอร์จะสร้างสัญญาณพัลส์ที่แปรผันตรงกับการหมุนของเพลลา ซึ่งสามารถนำไปใช้ในการรับรู้ความเร็วของเพลลามอเตอร์ในรูปของอัตราจำนวนพัลส์ได้ ในรูปที่ 2.6-1 และ 2.6-2 แสดงรูปลักษณะของอินคริเมนต์เอนโคดเดอร์แบบโรตารี และแบบลิเนียร์



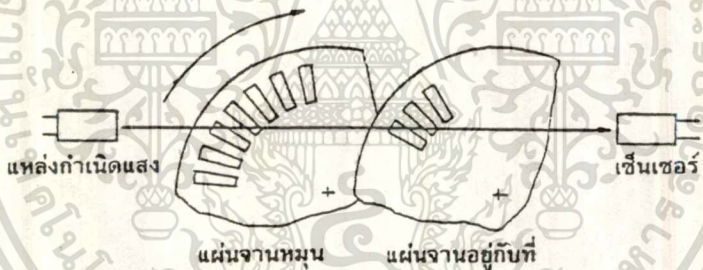
รูป 2.6-1 ระบบเอนโคดเดอร์แบบโรตารี

อินคริเมนต์เอนโคดเดอร์ ประกอบด้วยส่วนที่สำคัญคือ ตัวกำเนิดแสงจานหมุน (rotary disk) จานอยู่กับที่ และตัวเซ็นเซอร์บนแผ่นจานหมุนทำเป็นช่องโดยรอบดังแสดงในรูปที่ 2.6-3 และบนแผ่นอยู่กับที่จะมีช่องสำหรับให้แสงผ่านตรงข้ามไปยังตัวเซ็นเซอร์ถ้าเป็นเอนโคดเดอร์ที่ใช้ความเร็วต่ำไม่จำเป็นต้องมีแผ่นอยู่กับที่ก็ได้ ส่วนตัวกำเนิดแสงอาจจะเป็นหลอดไฟ หรือ LED ก็ได้

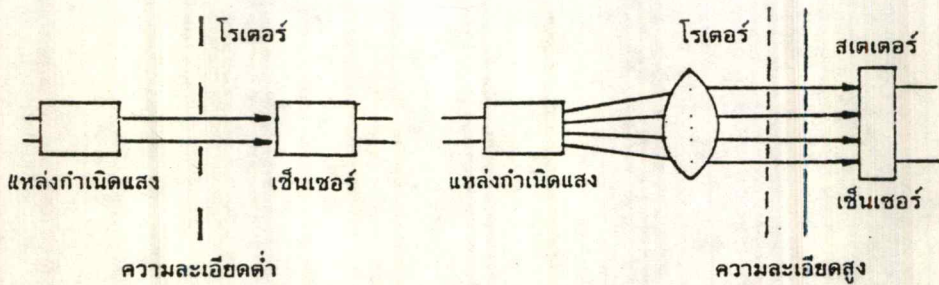
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6-2 อินทรีเม้นท์เอนโคดเดอร์แบบลิเนียร์



รูปที่ 2.6-3 ตัวอย่างกลไกของออฟโตอินทรีเม้นท์



รูปที่ 2.6-4 แสดงถึงตัวเซ็นเซอร์แบบมีช่องปิดเปิดให้แสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการผ่านได้ช่องทางเดียวและแบบมีหลายช่อง ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

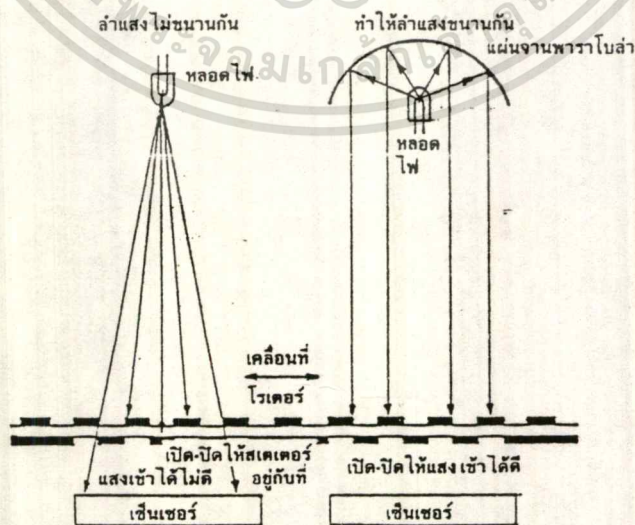
### ความละเอียดของอินกรีเมนต์โคดเดอร์

ความละเอียดของเอนโคดเดอร์ คือจำนวนคาบเวลาของสัญญาณทางเอาต์พุตต่อการหมุนของเพลลาใน 1 รอบ ซึ่งบวกเป็นจำนวนพัลส์ต่อรอบ หรือจำนวนไซเกิลต่อ  $360^\circ$  มุมทางเชิงกล หรือไซเกิลต่อองศา เอนโคดเดอร์ที่ใช้กันทั่วไป มีค่าความละเอียดตั้งแต่ 15 ถึง 10,000 พัลส์ต่อรอบ

ในทางปฏิบัติ เนื่องจากแสงที่ออกจากแหล่งกำเนิดเป็นลำแสงเดี่ยวยถ้าเราต้องการให้แสงที่ผ่านช่องไปยังเซ็นเซอร์เป็นเส้นตรงพร้อมๆกัน (collimation) ก็สามารถทำได้โดยใช้เลนส์ หรือพาราโบลิกรีเฟลคเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 2.6-5

จำนวนพัลส์ต่อ 1 รอบของสัญญาณที่เอนโคดเดอร์สร้างออกมาจะเท่ากับจำนวนช่องว่างบนแผ่นจานหมุน และความกว้างของช่องว่างกับความกว้างของแถบที่บระหว่างช่องว่างจะเท่ากัน เพราะฉะนั้นเราสามารถคำนวณหาความกว้างของช่องว่าง ( $w$ ) ได้จาก

$$w = \frac{\pi D}{2N}$$



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 2.6-5 แสดงถึงผลของแสงที่เดินในแนวเดียวกันและแสงที่แตกกระจาย  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $D$  = เส้นผ่าศูนย์กลางเฉลี่ยของแผ่นจาน  
 $N$  = จำนวนของความละเอียดเป็นพัลซ์ต่อรอบ  
 $w$  = ความกว้างของช่องว่าง

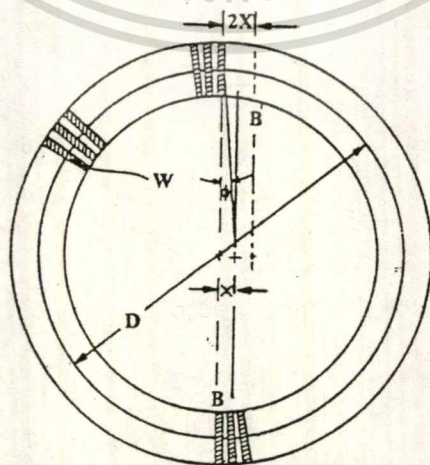
ค่าของตัวแปรของสมการนี้หาได้จากรูปที่ 2.5-6 ถ้าให้  $D$  เป็นเส้นผ่าศูนย์กลางของแผ่นหมุนของเอนโคดเดอร์ ค่าประมาณที่ใกล้เคียงมากของค่าความกว้างของช่องว่าง แสดงได้ดังนี้

$$w = \frac{0.75\pi D}{2N}$$

ตัวอย่าง ถ้าแผ่นหมุนของเอนโคดเดอร์มีเส้นผ่าศูนย์กลาง 2 นิ้ว ต้องการค่าความละเอียด 200 พัลซ์ต่อรอบ ซึ่งจะได้ความกว้างของช่องว่างมีค่าเท่ากับ 0.002356 นิ้ว

#### เอาท์พุทของเอนโคดเดอร์

โดยทั่วไปแล้ว สัญญาณเอาท์พุทที่ออกจากเอนโคดเดอร์โดยตรงจะมีระดับที่ไม่เพียงพอในการควบคุม หรือสำหรับประมวลสัญญาณ ดังนั้นจึงต้องมีวงจรขยาย และแปลงรูปร่างลูกคลื่นสัญญาณต่อไว้ในตัวเอนโคดเดอร์ด้วยเสมอ สัญญาณลูกคลื่นที่ได้จากตัวเซ็นเซอร์ปกติแล้วจะเป็นรูปสัญญาณสามเหลี่ยม หรือรูปสัญญาณซายน์ขึ้นอยู่กับความละเอียดที่ต้องการรูปสัญญาณเหล่านี้สามารถให้เป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมได้ โดยการต่อตัวคอมพาราเตอ์เข้ากับลิเนียร์แอมพลิไฟของเอนโคดเดอร์ก็จะได้เอาท์พุทเป็นลูกคลื่นสี่เหลี่ยมตามต้องการ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับเออร์เรอร์จะเป็นลิเนียร์นี้  $= 2X/w$  ตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $W = \pi D / \text{ความละเอียด} = \text{ความกว้างของพัลส์}$

$X = \text{ความแตกต่างไปจากศูนย์กลาง (ดูจากรูป)}$

$2X = \text{ผลรวมคาบเวลาของเออร์เรอร์ในช่วงการหมุน } 180^\circ$

$D = \text{เส้นผ่าศูนย์กลางเฉลี่ยของแผ่นจาน}$

รูปที่ 2.5-6 ความสัมพันธ์ระหว่างความเป็นลิเนียร์กับความไม่ได้ศูนย์กลาง



(a)

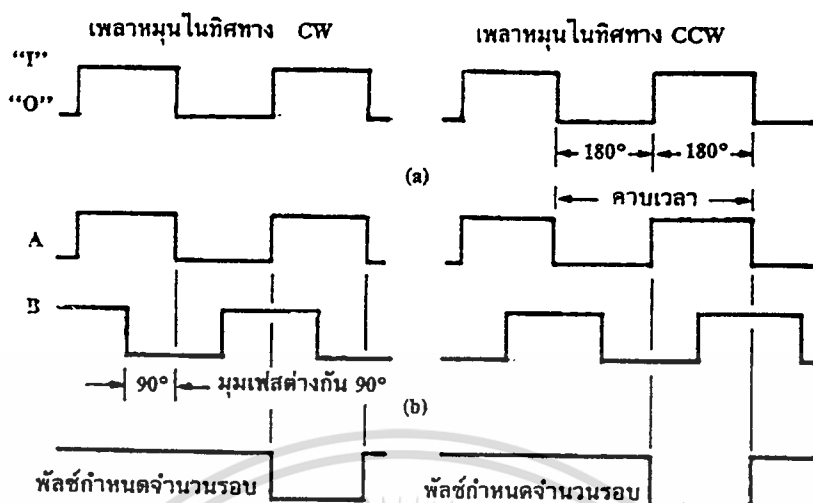
(b)

รูปที่ 2.6-7 โรตารีเอนโคเดอร์ที่มีเอาต์พุตเป็นไบนารี (a) ลักษณะตัวอย่างแบบหนึ่ง (b) แผ่นจานภายใน

ตัวอย่างในรูปที่ 2.6-7 แผ่นจานภายในที่ประกอบด้วยข้อมูลไบนารีแสดงสัญญาณ 2 ชุดที่ได้จากเอนโคเดอร์ชนิด 2 ช่องนี้ จะต่างกัน  $90^\circ$  ทางไฟฟ้า เราเรียกสัญญาณ 2 ช่องนี้ว่าเป็น "ควอดราเจอร์" (quadrature) ซึ่งเหมาะที่จะใช้ในการรับรู้ทิศทางการหมุนของเพลลา และยังใช้ควบคุมระบบที่ซับซ้อนอื่นๆ จากสัญญาณในรูป 2.5-8 (ข) จะเห็นได้ว่าสัญญาณทั้ง 2 ช่องจะเริ่มจาก 0 ถึง 1 และ 1 ถึง 0 โดยขึ้นอยู่กับทิศทางการหมุนของแผ่นหมุนของเอนโคเดอร์

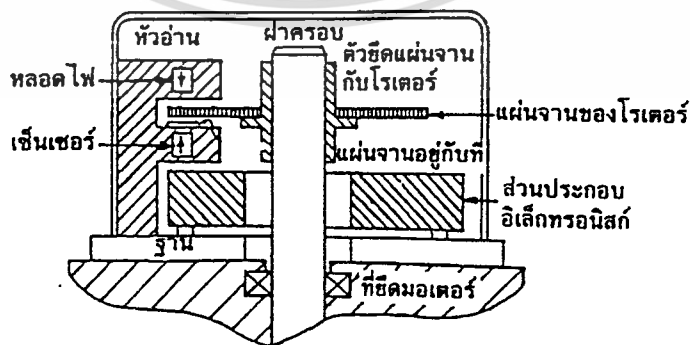
รูปที่ 2.6-8 (a) แสดงถึงคลื่นเอาต์พุตสี่เหลี่ยมของเอนโคเดอร์ชนิด 1 ช่องไม่ว่าเพลลาจะหมุนไปในทิศทางใดก็ได้สัญญาณออกมาเหมือนกัน จึงเหมาะที่จะใช้กับงานที่ไม่กำหนดทิศทางเท่านั้น ส่วนในรูปที่ 2.6-8 (b) การ

เอกสารหมื่นกลับทิศทางกันจะได้สัญญาณที่ไม่เหมือนกัน จึงสามารถกำหนดทิศทางได้ นี่ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6-8 (a) ตัวอย่างลูกคลื่นเอาต์พุตรูปสี่เหลี่ยมของอุปกรณ์เอนโคดเดอร์ช่องเดียว (ไบไดเร็คชั่น)  
 (b) ตัวอย่างสัญญาณเอนโคดเดอร์ 2 ช่อง มีมุมเฟสต่างกัน  $90^\circ$  (สองทิศทาง)

ในอินกรีเมนต์ที่เอนโคดเดอร์บางชนิด จะมีพัลส์ที่แสดงถึงจำนวนรอบของการหมุนสำหรับใช้เป็นศูนย์ในการอ้างอิงพัลส์ที่ชี้แสดงจำนวนรอบนี้ จะเกิดขึ้น 1 พัลส์ต่อ 1 รอบ โดยทั่วไปใช้บอกถึงตำแหน่งเชิงกล หรือใช้เป็นสัญญาณเคลียร์จำนวนที่นับไว้ในหน่วยเก็บข้อมูล



รูปที่ 2.6-9 ตัวอย่างส่วนประกอบของเอนโคดเดอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

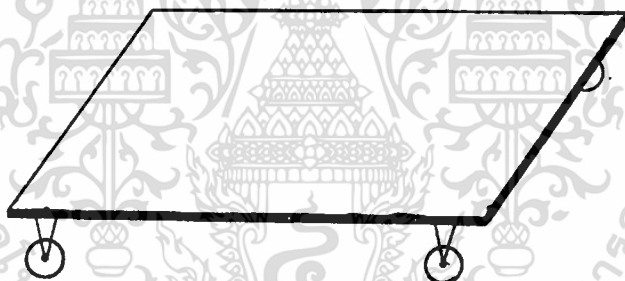
### บทที่ 3

#### การคำนวณและการสร้าง

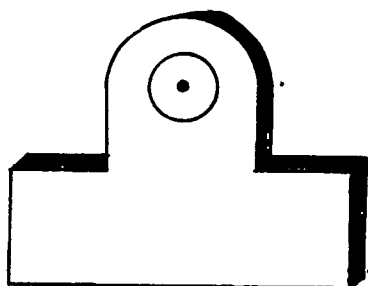
##### ขั้นตอนการทำงาน

3.1 ทำการติดตั้งมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว (split phase motor) เพื่อเป็นตัวต้นกำลังขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง (DC motor)

3.1.1 ทำฐานที่ตั้งมอเตอร์ทั้งสองตัว โดยใช้เหล็กแผ่นขนาด 42.5 cm\*85cm. หนา 10 mm. และติดตั้งล้อเลื่อนเพื่อสะดวกต่อการเคลื่อนย้าย

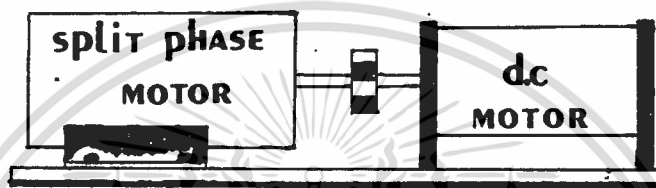


3.1.2 ทำบุท (boot) ครอบลูกปืนตลับ (bearing) ที่ยึดจับแกนของตัวมอเตอร์ทั้ง 2 ด้านเข้ากับฐานเหล็ก เพื่อที่จะให้ตัวสเตเตอร์ (stator) ของตัวมอเตอร์สามารถเคลื่อนที่ได้สะดวก โดยใช้เหล็กหนาประมาณ 25 mm. เจาะทำร่องบุทสำหรับใส่ลูกปืนตลับที่มีขนาด 16\*46 mm. หนา 18 mm. และมีขายื่นออกมายึดกับฐานเหล็ก จะทำให้ตัวตัวมอเตอร์ลอยอยู่ได้ ดังรูปข้างล่างนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.3 ยกระดับแกนของมอเตอร์ทั้งสองตัว ให้อยู่ในระดับเดียวกัน โดยเสริมฐานที่ตัวมอเตอร์เหนียวน่าให้สูงขึ้น ทำให้ระดับแกนเท่ากับระดับแกนของดีซีมอเตอร์ที่ถูกยกให้ลอย จากนั้นจึงใช้ตัวคัปปลิง (coupling) เป็นตัวเชื่อมแกนของมอเตอร์ทั้งสองตัวเข้าด้วยกัน ดังรูปที่ 3.1.3



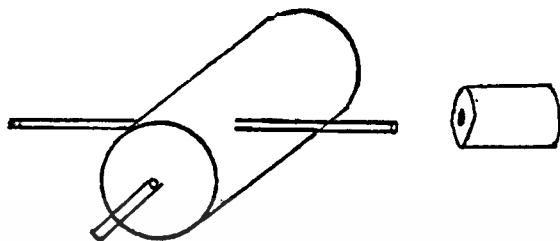
รูปที่ 3.1.3 แสดงการติดตั้งมอเตอร์เพื่อการทดสอบ

3.1.4 ทำแผงเลียบแฉัด (jack) เพื่อสะดวกในการใช้งาน การเปลี่ยนแปลงทิศทางการหมุนของมอเตอร์เหนียวน่า การวัดแรงเคลื่อนไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้แก่มอเตอร์เหนียวน่า การวัดแรงเคลื่อนไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่จ่ายออกจากดีซีมอเตอร์

3.2 ทดสอบการหมุน โดยจ่ายโหลดความต้านทาน (resistance load) ในระดับค่าความต้านทานต่างๆกัน ทั้งในลักษณะที่ตัวสเตเตอร์ (stator) ของตัวดีซีมอเตอร์ถูกยึดให้คงที่และไม่ถูกยึด

3.3 ติดตั้งเกจความเครียด (strain gages) ที่ใช้วัดระยะแรงต้านทางกลที่เกิดขึ้นระยะการเคลื่อนที่ที่ stator ของดีซีมอเตอร์ เนื่องจากปฏิกิริยาของดีซีมอเตอร์ เมื่อนำมาใช้เป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรง (DC generator)

### 3.3.1 ทำแขนยื่นออกจากสเตเตอร์ของดีซีมอเตอร์ทั้ง 2 ข้าง



รูปที่ 3.3.1 แขนยื่นออกจากสเตเตอร์ของดีซีมอเตอร์ทั้ง 2 ข้าง

โดยที่แขนข้างหนึ่งใช้ยึดเกจความเครียด (strain gages) กำหนดให้ ระยะรัศมีจากกึ่งกลางเพลลาของมอเตอร์ ถึง จุดวัดที่จะยึดเกจความเครียด มีค่า  $r=10$  cm พอดี เพื่อสะดวกต่อการคำนวณหาแรงบิดต้านทางกลที่เกิดขึ้นที่ สเตเตอร์ (stator) ของตัวดีซีมอเตอร์ (DC motor) เมื่อนำมาทำเป็นตัวจ่ายไฟ (generator) และแขนอีกข้างหนึ่งจะไว้ใส่ตุ้มน้ำหนักที่สามารถเลื่อนระยะได้ เพื่อจะให้สเตเตอร์ของดีซีมอเตอร์หยุดนิ่ง เนื่องจากแรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางของมอเตอร์ ในขณะไม่มีโหลด (load) และเพื่อให้บริดจ์เกิดความสมดุลย์ และต้องทำให้สามารถเปลี่ยนข้างได้ทั้งของบริดจ์และตุ้มน้ำหนัก ฉะนั้นแขนทั้งสองที่ยื่นออกจากตัวดีซีมอเตอร์จะต้องสมดุลย์ (balance) กัน

3.3.2 เลือกเกจความเครียดชนิดที่เหมาะสมกับงานและทำวงจรขยาย (amplifier) สำหรับขยายสัญญาณที่ได้จากเกจความเครียดให้สูงขึ้น ได้เป็นสัญญาณมาตรฐาน 0-10 V

## 3.4 เครื่องวัดความเร็วรอบ

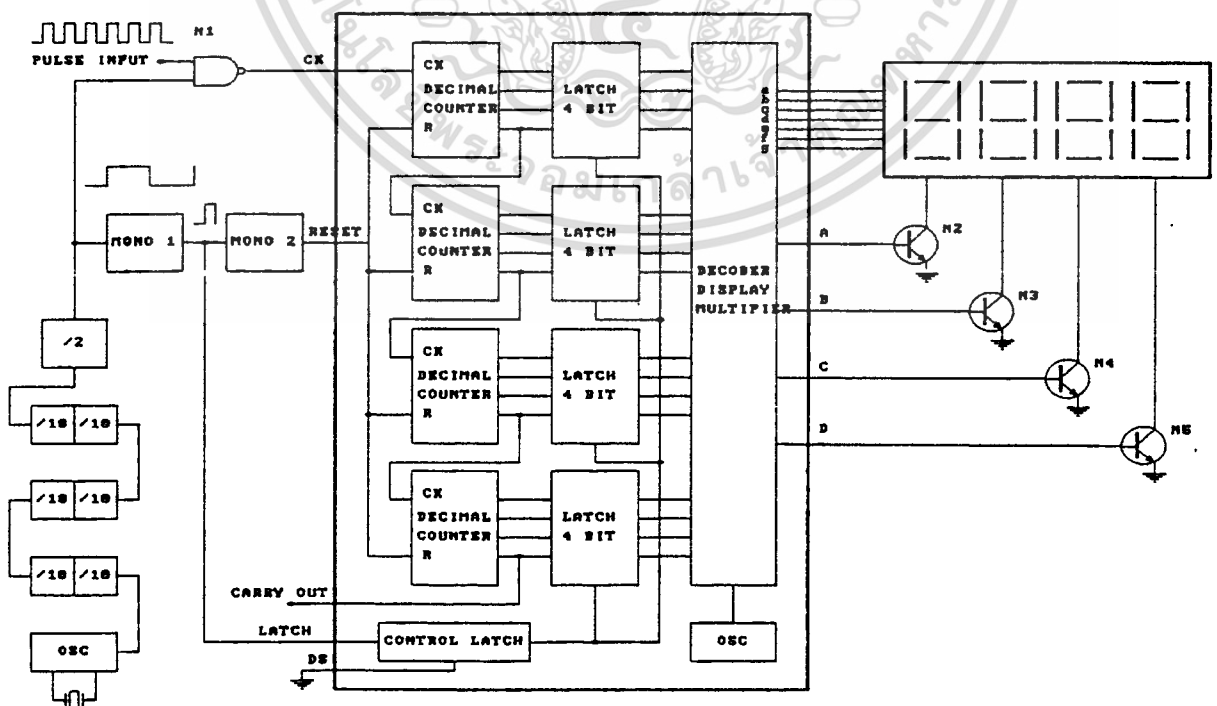
### 3.4.1 พื้นฐานของการวัดความถี่

ก่อนอื่นขอให้มาทำความเข้าใจเกี่ยวกับการวัดความถี่กันก่อน เพราะเป็นพื้นฐานของเครื่องมือวัดโดยทั่วไป และการได้เข้าใจพื้นฐานนี้ยังสามารถนำเอกลมาดัดแปลงไปใช้วัดค่าต่างๆ เช่น ค่าบเวลา การนับ ความเร็วรอบ เป็นต้น การคำนวณไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการง่ายของการวัดความถี่เริ่มจากรูปที่ 3.4-1 ใช้ NAND เกท เป็นตัวปิด-เปิดสัญญาณเปิดเกท ถ้าป้อนความถี่เข้าที่ขา A และปิด-เปิดเกทด้วย เวลา 1 วินาทีแล้วจะได้ "จำนวนพัลส์ที่เอาท์พุท (Y) เท่ากับความถี่ที่ป้อนเข้า" ตัวอย่างเช่น ถ้าขา A ป้อนความถี่ 1 kHz และขา B ป้อนสัญญาณเปิดเกทนาน 1 วินาที จะได้จำนวนพัลส์เป็น 1000 ลูก เมื่อนำจำนวนพัลส์ที่ขา Y ไปเข้า วงจรนับก็จะแสดงผลเป็นเลข 1000 คือ ค่าของความถี่ที่วัดได้

ดังนั้นความถูกต้องของการวัด จึงขึ้นอยู่กับคาบเวลาของสัญญาณเปิด เกทโดยทั่วไปนำมาจากการหารความถี่สูงๆลงมา เพื่อให้เกิดความผิดพลาดน้อยที่สุด ตัวอย่างเช่นความถี่ 1 MHz จากคริสตอลมาหารด้วย 10 จำนวน 6 ครั้ง จะได้ความถี่ 1 Hz ซึ่งมีช่วงเวลาเปิดเกทเพียง 0.5 วินาที จึงต้องนำมาหาร ด้วย 2 อีกครั้ง เพื่อให้ได้ 1 วินาที จากหลักการนี้ถ้าหากเปิดเกทด้วยเวลา เพียง 0.1 วินาที (5Hz) จะได้จำนวนพัลส์เป็น 1/10 ของความถี่ที่ต้องการวัด

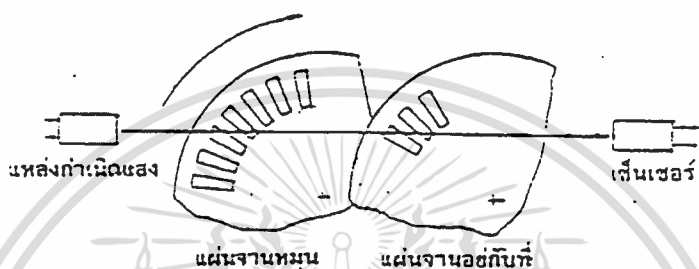
นอกจาก NAND เกทและสัญญาณเปิดเกทมาตรฐานแล้ว ยังต้องอาศัย วงจรนับจำนวนพัลส์และแสดงผลอีกด้วย ในที่นี้ขอแสดงในวงจรส่วนนี้ด้วยชิพไอซี CMOS สำเร็จรูปเบอร์ 74C926 เพราะเป็นไอซีที่ใช้งานได้ง่ายและมีขนาดเล็ก เพียง 18 ขา และถ้าหากใช้ไอซี TTL ธรรมดา จะต้องใช้จำนวนไอซีหลายสิบ ตัวอันเป็นการสิ้นเปลืองทั้งเนื้อที่ ราคา และกำลังไฟฟ้า



รูปที่ 3.4.1 การใช้สัญญาณฐานเวลาเปิดเกททำให้ได้จำนวนพัลส์ตามค่าความถี่  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

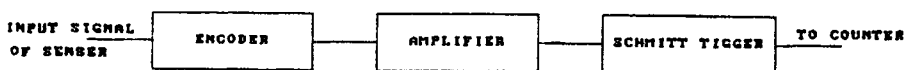
### 3.4.2 การวัดความเร็วรอบ

อาศัยหลักการพื้นฐานของวัดความถี่ โดยจะเป็นการนับพัลส์ที่ได้จาก อินคริเมนต์เอนโคดเดอร์ซึ่งมีจำนวนร่องต่อ 1 รอบเท่ากับ 240 ร่อง ดังรูปที่ 3.4.2-1



รูปที่ 3.4.2-1 อินคริเมนต์เอนโคดเดอร์ 240 ร่อง/รอบ

แผนผังการทำงานในรูปที่ 3.4-2 นี้ยังมีขีดจำกัดทางด้านของความถี่ที่จะวัดอีกด้วย เนื่องจากความถี่ที่จะวัดถูกป้อนเข้าขาของ NAND เกทโดยตรง ซึ่งต้องมีระดับแรงดันอยู่ในช่วง 0-2 V. ขึ้นไปจึงจะวัดได้ และยังวัดความถี่ของรูปคลื่นชาน์ไฟสลัปโดยตรงไม่ได้อีกด้วย ดังนั้นในวงจรที่ใช้งานจริงๆ จึงต้องมีภาคปริแอมป์ทำหน้าที่ขยายสัญญาณให้สูงขึ้นและภาคชมิทท์ทริกเกอร์ทำหน้าที่แปลงสัญญาณรูปคลื่นต่างๆ ให้เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ซึ่งแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรม ดังรูปที่ 3.4.2-2



รูปที่ 3.4.2-2 บล็อกไดอะแกรมแสดงขั้นตอนการขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า และการปรับแต่งสัญญาณ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

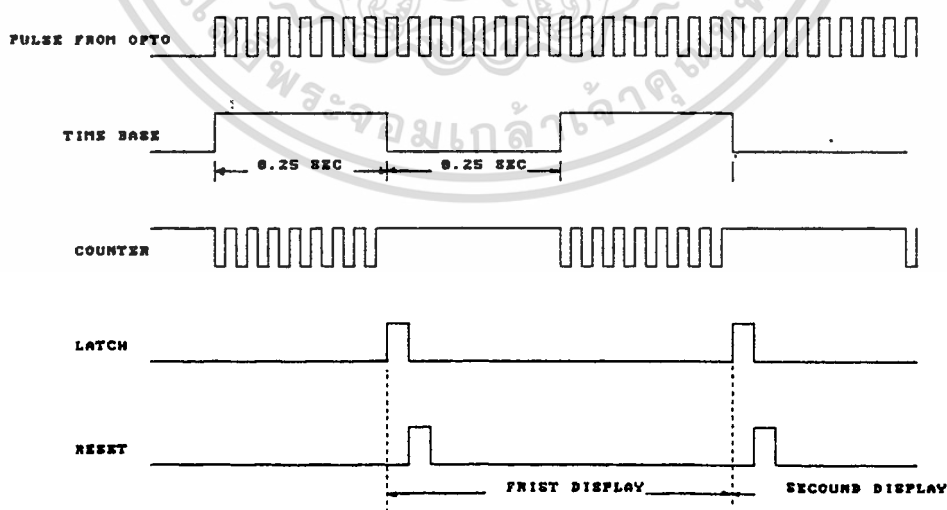
เนื่องจากการวัดความเร็วรอบ ที่วัดมีหน่วยเป็นรอบต่อนาที (rpm) จึงต้องคำนวณช่วงเวลาเปิดเกต โดยใช้อินทรีเมนต์เอนโคดเดอร์ 240 รอบต่อรอบ ดังนั้นจะต้องคำนวณหาค่าเวลาฐานที่จะทำให้เกิดการนับเพียง 1 รอบต่อรอบ เพราะถ้าใช้เวลาสุ่ม 60 วินาทีจะได้พัลส์จากการสุ่มเกินอยู่ถึง 240 เท่า ฉะนั้น จึงต้องลดเวลาในการสุ่มลงถึง 240 เท่า เพื่อให้ได้ความเร็วรอบที่ถูกต้องมีหน่วยเป็นรอบต่อนาที (rpm)

$$T_b = 60 \text{ วินาที} / 240 \text{ รอบต่อรอบ}$$

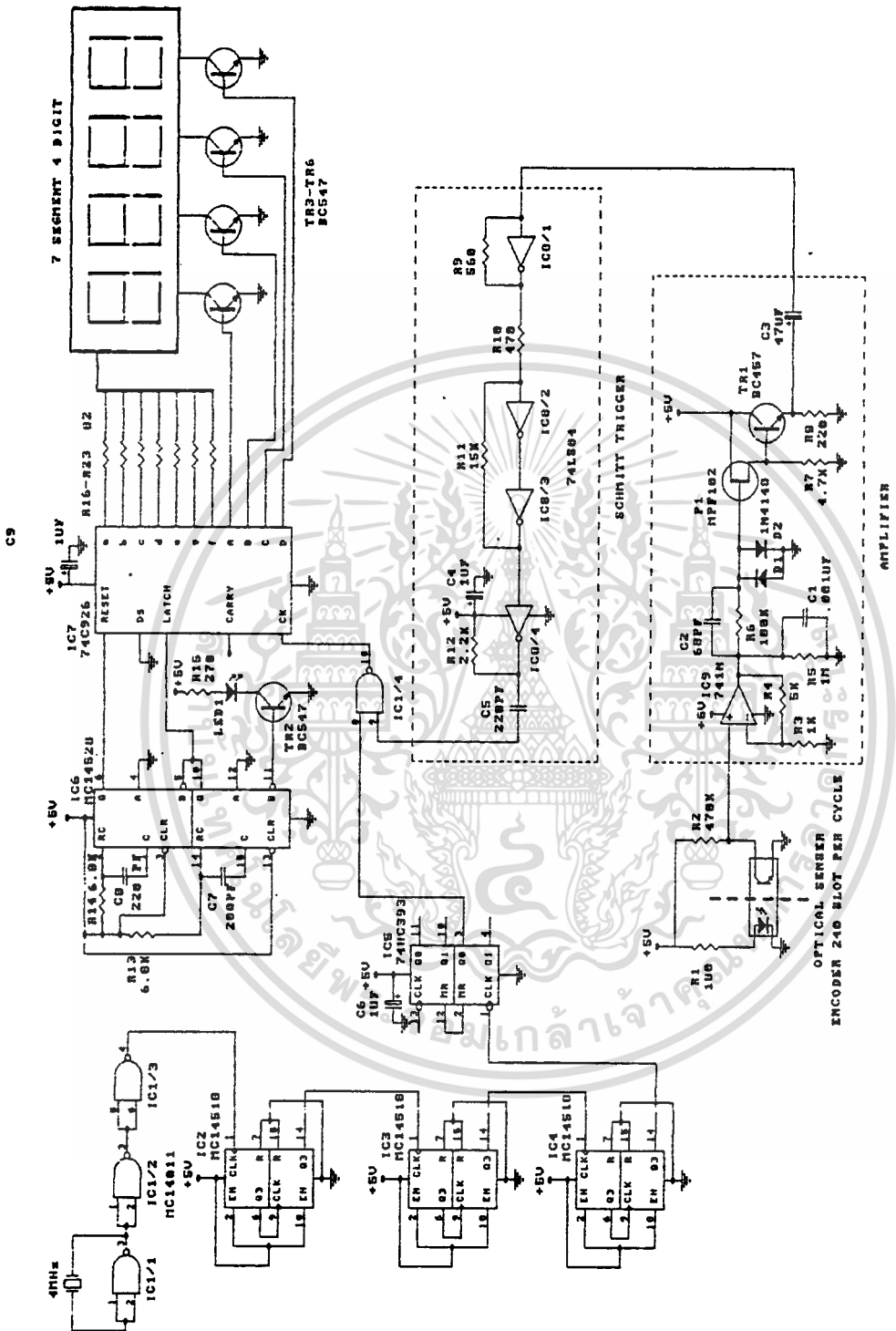
$$= 0.25 \text{ วินาที}$$

$$\text{จะได้ความถี่ฐาน } f_b = 1/T_b * 2 = 1/0.25 * 2 = 2 \text{ Hz}$$

เพราะฉะนั้นในการวัดความเร็วรอบ (rpm) ที่ใช้อินทรีเมนต์เอนโคดเดอร์แบบนี้ ต้องใช้ช่วงเวลาฐานเพื่อการเปิดเกตเท่ากับ 0.25 วินาที โดยแสดงค่าเวลาต่างๆ (timing diagram) ดังรูปที่ 3.4.2-3



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ 3.4.2-3 TIMING DIAGRAM ของการวัดระยะโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



G.P.M. Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สรุปที่ 3.4.2-4 ังวงจรมบรณของเครองวัดควมเร็ววรอบ  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.4.2-4 เครื่องวัดความเร็วรอบมีหลักการทำงานดังนี้ เมื่อแผ่นอินคริเมนต์เอนโคเดเตอร์หมุนตัดผ่านตัวออบติเคอร์เซ็นเซอร์ ทำให้เกิดเป็นพัลส์ขึ้นจะมีความถี่มากหรือน้อยขึ้นอยู่กับความเร็วในการตัด พัลส์นี้จะถูกส่งเข้าวงจรขยายและปรับแต่งรูปร่าง แล้วนำไป NAND กับเวลาฐานที่ได้จากตัวคริสตรอนและวงจรรหาร จากนั้นก็นำสัญญาณที่ NAND กันแล้ว ไปเข้าวงจรรนับ (74HC926) แสดงผลออกมาเป็นตัวเลข จะมีวงจรถ LATCH และ RESET เพื่อให้มีการนับใหม่

### 3.4.3 หลักการทำงาน

ที่กล่าวมาทั้งหมดเป็นพื้นฐานของวงจรที่จะกล่าวถึงในรูปที่ 3.4.2-4 ซึ่งเป็นวงจรที่ใช้งานได้จริงๆ มีแต่รายละเอียดปลีกย่อยที่เพิ่มเติมเข้ามาเท่านั้น เช่น ต้องมีสวิทช์เลือกการวัด, ย่านการวัดและเบอร์ไอซีที่ใช้

เริ่มด้วย IC<sub>1/1</sub> (MC4011) ทำการกำเนิดความถี่จากคริสตอลค่า 4 MHz โดยมี IC<sub>1/2</sub>, IC<sub>1/3</sub> เป็นบัฟเฟอร์ ซึ่งความถี่ 4 MHz นี้จะถูกป้อนเข้า IC<sub>2</sub> ถึง IC<sub>4</sub> (MC14518) ทำการหาร 10 จำนวน 6 ครั้ง โดยที่ IC<sub>2</sub> ถึง IC<sub>4</sub> เลือกใช้เบอร์ MC14518 เพราะมีวงจรรหาร 10 จำนวน 2 ชุดในตัว ความถี่ที่ได้จาก IC<sub>4</sub> คือ 40 Hz และ 4 Hz จากนั้นนำความถี่ 4 Hz ผ่านเข้า IC<sub>5</sub> (74HC393) ซึ่งมีวงจรถ 16 (2,4,8,16) อยู่ 2 ชุด ในที่นี้จะใช้เพียงชุดเดียวทำหน้าที่หาร 2 เท่านั้น ในที่นี้ป้อนความถี่เข้าที่ขา B<sub>in</sub> จะได้ออกที่พุทออกทาง Q<sub>A</sub> หรือ Q<sub>B</sub> ถ้าเลือก Q<sub>A</sub> ก็จะเป็นการหาร 2 แต่ถ้าเป็น Q<sub>B</sub> เป็นการหาร 4 การเลือก Q<sub>A</sub> หรือ Q<sub>B</sub> ก็ขึ้นอยู่กับความถี่ของคริสตอลที่ใช้ ในที่นี้ให้เลือก Q<sub>A</sub> เพราะจะต้องหาร 2 เพื่อให้ได้ความถี่ 2 Hz ซึ่งตรงกับเวลาในการเปิดเกตเป็น 0.25 วินาทีพอดี เป็นฐานเวลาที่ป้อนเข้า NAND เกต IC<sub>1/4</sub> ในส่วนของวงจรถโมโนสเตเบิลเพื่อสร้างสัญญาณแลทช์และรีเซทนั้น ใช้ IC<sub>6</sub> (MC14528) ซึ่งมีโมโนสเตเบิล 2 ชุดโดยต่อให้ทำงานที่ขอบขาลงทั้ง 2 ชุด สำหรับ Q<sub>1</sub> ทำหน้าที่ขับกระแสให้ LED<sub>1</sub> แสดงสถานะการเปิดเกต โดย IC<sub>7</sub> (74HC926) ทำหน้าที่ในส่วนนับสัญญาณจากเอาต์พุทของ NAND เกต IC<sub>1/4</sub> และแสดงผลทั้งหมดดังที่กล่าวมาแล้ว โดยใช้ตัวเลข 7 ส่วนชนิดคอมมอนคาโทด เนื่องจาก IC<sub>7</sub> แสดงผลในลักษณะมัลติเพล็กซ์จึงต่อขาเซกเมนต์ a ถึง f ของทุกหลักขานานทั้งหมดและใช้ R<sub>9</sub> ถึง R<sub>6</sub> เป็นตัวจำกัดกระแส ส่วน Q<sub>1</sub> ถึง Q<sub>4</sub> ทำหน้าที่ขับกระแสของแต่ละหลัก

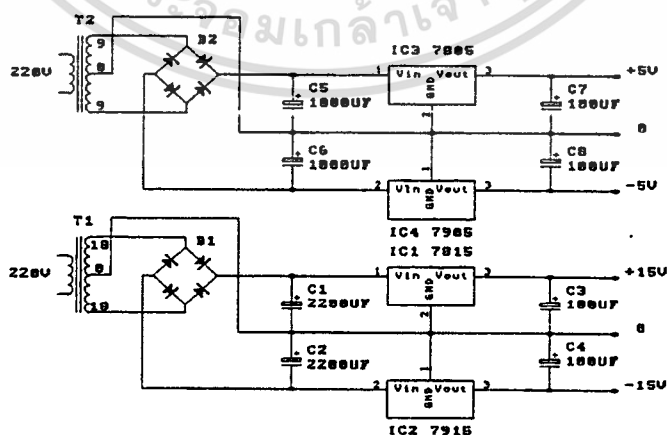
ในส่วนของภาคปริแอมป์ใช้ IC<sub>0</sub> (741), Q<sub>5</sub>, Q<sub>6</sub> เป็นตัวขยายสัญญาณ เนื่องจาก Q<sub>5</sub> เป็นทรานซิสเตอร์ชนิด FET จึงทำให้ไม่เกิดการโหลดสัญญาณอินพุท สำหรับ D<sub>1</sub> และ D<sub>2</sub> ป้องกันแรงดันอินพุทของ Q<sub>5</sub> ไม่ให้เกิน 0.7 V แม้ว่า สัญญาณที่จะวัด จะมีแรงดันสูงมากก็ตาม แต่ถึงอย่างไรก็ตาม สัญญาณอินพุทต้องมีขนาดไม่น้อยกว่า 200 mV เพราะฉะนั้นจึงต้องใช้ IC<sub>0</sub> มาขยายสัญญาณทางอินพุทให้มีแรงดันสูงมากกว่า 200 mV ก่อน แล้วจึงส่งไปที่ Q<sub>5</sub> อีกที่ สัญญาณที่ถูกขยายแล้วส่งผ่าน C<sub>4</sub> เข้า IC<sub>9/1</sub> (74LS04) ถึง IC<sub>9/4</sub> ซึ่งต่อกันเป็นวงจรมิททริกเกอร์ ทำหน้าที่แปลงสัญญาณรูปคลื่นต่างๆ เช่น รูปซายน์, รูปสามเหลี่ยม เป็นต้น ให้เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมก่อนที่จะป้อนเข้า NAND เกท IC<sub>1/4</sub>

โดยปกติภาคแสดงผลแสดงตัวเลข 4 หลักตั้งแต่ 0000-9999 เมื่อใช้วัดความถี่โดยตรงจะมีย่านสูงสุดเพียง 9999 รอบเท่านั้น

### 3.5 เพาเวอร์ซัพพลายสำหรับชุดทดลอง

#### คุณสมบัติทางเทคนิค

มีเอาต์พุท 4 แบบ คือ แบบคงที่ +5V, -5V, +15V, -15V จ่ายกระแสได้ 1 A แสดงวงจรตามรูปที่ 3.5



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้รูปที่ 3.5 วงจรแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง (power supply) ด้านการคำนวณ  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.6 ดิจิตอลดีซีโวลต์มิเตอร์ (digital DC voltmeter)

#### 3.6.1 การกำหนดย่านวัดสูงสุด

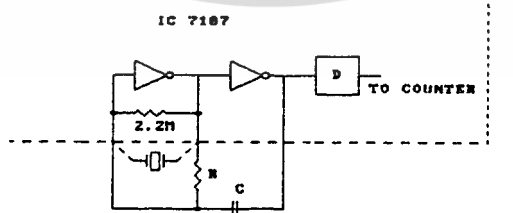
ค่าแรงดันไฟฟ้าอินพุตที่จะวัดได้สูงสุดนั้น จะมีค่าเท่ากับ 2 เท่าของแรงดันไฟฟ้า  $V_{ref}$

นั่นคือ หากเราต้องการวัดสัญญาณอินพุตที่มีความแรงเต็มย่านวัด 200 มิลลิโวลต์แล้วละก็ เราจะต้องปรับให้  $V_{ref}$  มีค่าเท่ากับ 100 มิลลิโวลต์ หรือหากต้องการย่านวัดสูงสุด 2 โวลต์ เราจะต้องปรับให้  $V_{ref}$  เท่ากับ 1 โวลต์

#### 3.6.2 วงจรรักษาเนตสัญญาณคล็อก

หัวใจในการทำงานของวงจรถิดิจิตอลคือสัญญาณคล็อก สำหรับวงจรมีความถี่ที่เหมาะสมสำหรับการใช้งานคือ 48 KHz และ 40 KHz ซึ่งวงจรรักษาเนตสัญญาณคล็อกอาจทำได้หลายรูปแบบ เช่น นำสัญญาณจากวงจรรักษาเนตความถี่จากภายนอกมาต่อเข้ากับขา 40 โดยตรงหรืออาจใช้คริสตรอนค่าความถี่ที่ต้องการต่อคร่อมระหว่างขา 39-40 ก็ได้ ส่วนวิธีที่ง่ายที่สุดคือ การต่อเป็นวงจร R-C ออสซิลเลเตอร์ดังรูปที่ 3.6.2 และสามารถคำนวณค่า R-C ได้จาก

$$F = 0.45/RC$$



รูปที่ 3.6.2-1 แสดงวงจรรักษาเนตสัญญาณคล็อก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

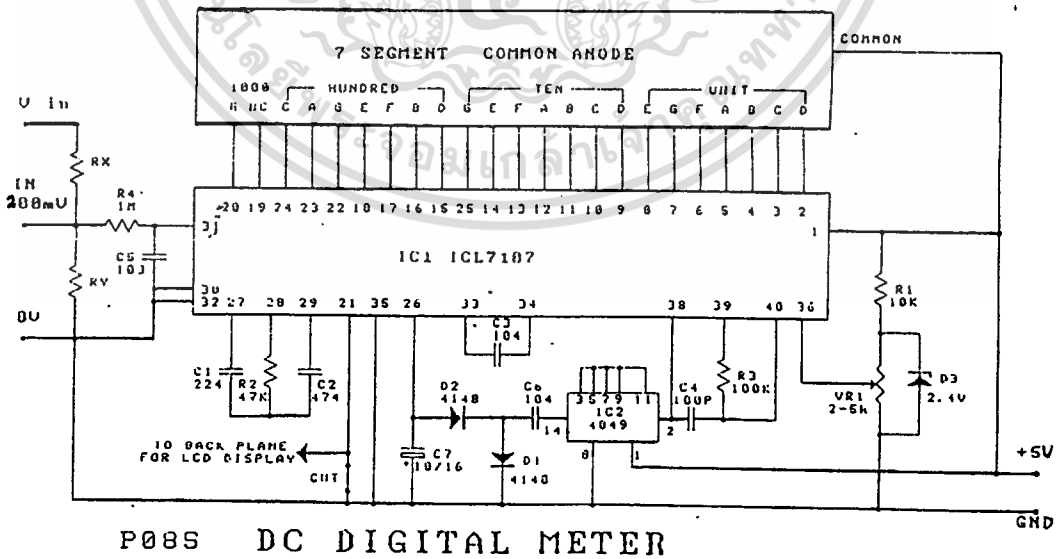
ในการคำนวณเราอาจเปลี่ยนแปลงค่าให้ได้ความถี่ที่ต้องการได้ โดยกำหนดค่ารีซิสเตอร์ = 100K เท่านั้น และที่ความถี่ 48 KHZ จะได้ค่า C เท่ากับ 100 PF

เราเพอเรนซ์คาพาซิเตอร์ (Cref) ที่ต่ออยู่ระหว่างขา 33-34 นั้น เราใช้ค่า 0.1 MF เป็นอย่างน้อย

อินทิเกรตริงรีซิสเตอร์ (Rint.) ซึ่งต่อที่ขา 28 นั้น จะต้องใช้ค่าที่เหมาะสม ขึ้นอยู่กับย่านวัดสูงสุดที่ต้องการ เช่นที่ย่านวัด 2 โวลต์ เราให้ค่า R = 470K และในวงจรของเราที่กำหนดย่านวัดสูงสุด 200 มิลลิโวลต์ จะได้ค่า R เท่ากับ 47K

อินทิเกรตคาพาซิเตอร์ (C int.) ในกรณีที่ เราใช้ความถี่คล็อก 48 KHz. นั้นควรใช้ค่า 0.22 MF

ออโตซีโวลคาพาซิเตอร์ (Autozero) เป็นคาพาซิเตอร์ที่ทำหน้าที่ให้วงจรแสดงผลเป็นศูนย์ ในขณะที่ไม่มีสัญญาณอินพุท การกำหนดค่า C ขึ้นอยู่กับย่านวัด เช่นย่านวัด 2 โวลต์ เราใช้ค่า 0.047 MF และที่ย่านวัด 200 มิลลิโวลต์ เราใช้ค่า 0.47MF

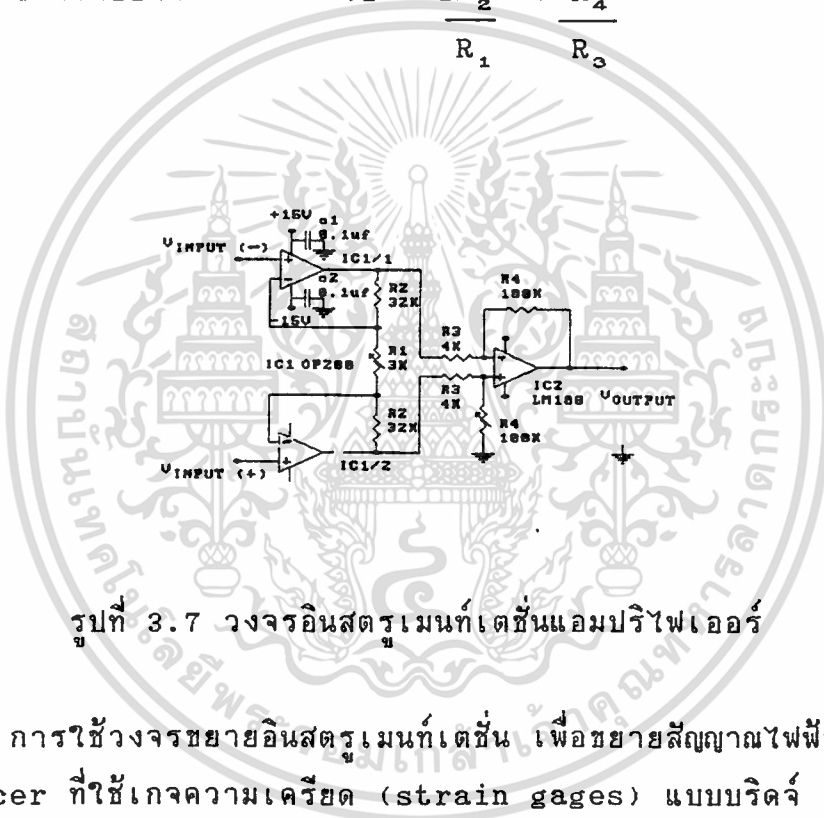


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รูปที่ 3.6.2-2 แสดงวงจร DC DIGITAL METER ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.7 วงจรอินสตรูเมนต์เตชั่นแอมป์รีไฟเออร์

เพื่อขยายสัญญาณที่ได้จากตัว strain gages ขนาด 0-3 Kg ให้ได้เป็นสัญญาณแรงดันไฟฟ้ามาตรฐาน 0-10 volt ซึ่งลักษณะของวงจรขยายอินสตรูเมนต์เตชั่นแอมป์รีไฟเออร์ได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.7-1 และอัตราขยายของวงจรสามารถคำนวณได้จากสมการข้างล่างนี้

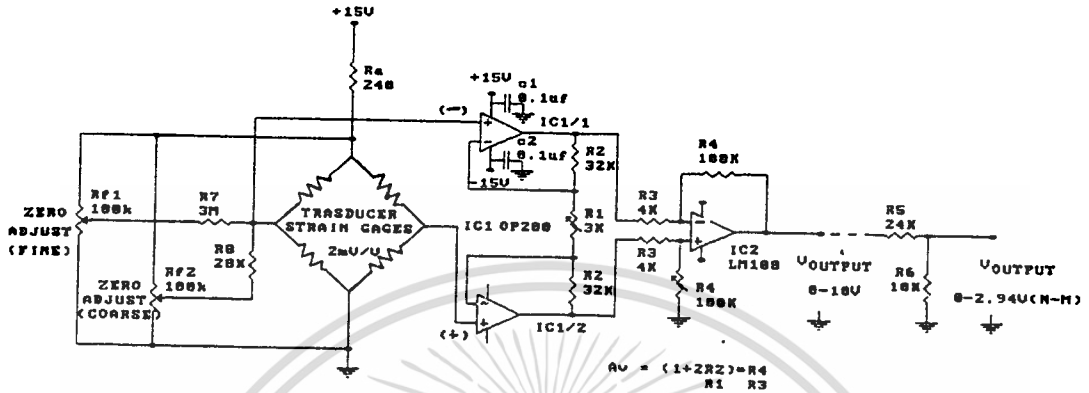
$$\text{อัตราขยาย (AV)} = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) * \frac{R_4}{R_3}$$



รูปที่ 3.7 วงจรอินสตรูเมนต์เตชั่นแอมป์รีไฟเออร์

การใช้วงจรขยายอินสตรูเมนต์เตชั่น เพื่อขยายสัญญาณไฟฟ้าที่ได้จาก transducer ที่ใช้เกจความเครียด (strain gages) แบบบริดจ์ จะต้องมีการปรับแต่งค่าต่างๆที่ตัวเกจความเครียด เช่น การจำกัดกระแสไฟฟ้าที่ป้อนให้เกจ เพื่อป้องกันการไหม้ของตัวความต้านทานภายในของเกจความเครียดเนื่องจากได้รับกระแสไฟฟ้ามากเกินไป การจำกัดแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้กับเกจเพื่อให้ได้สัญญาณไฟฟ้าที่ออกจากเกจความเครียดเมื่อเกจได้รับความเครียดถูกต้องและเที่ยงตรงเพราะสัญญาณไฟฟ้าที่ออกมาเป็นสัดส่วนกับแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้เกจ การทำให้วงจรบริดจ์ภายในตัวเกจเกิดความสมดุล เพื่อให้เกิดความแม่นยำและถูกต้องในการวัด นอกจากนี้ยังต้องมีการปรับแต่งค่าออฟเซตภายในวงจรขยายเองด้วย เนื่องจากชิปไอซีที่ใช้ในวงจรขยายมีของค่าแรงดันอินพุทออฟเซต ซึ่งจะทำให้ค่าที่วัดได้นั้นไม่ถูกต้องด้วย

ในรูปที่ 3.7-2 แสดงการใช้วงจรขยายอินสตรูเมนต์เตชั่น ในการขยายสัญญาณไฟฟ้าที่ได้จากเกจความเครียดและการปรับแต่งค่าต่างๆ



รูปที่ 3.7-2 วงจรวัดความเครียด (แรงบิด) ที่ตัวสเตอร์ของ ดีซีมอเตอร์ โดยได้เอาที่พบเป็นสัญญาณแรงดันไฟฟ้า 0-10 โวลต์ หรือ 0-2.94 โวลต์ (นิวตัน-เมตร)

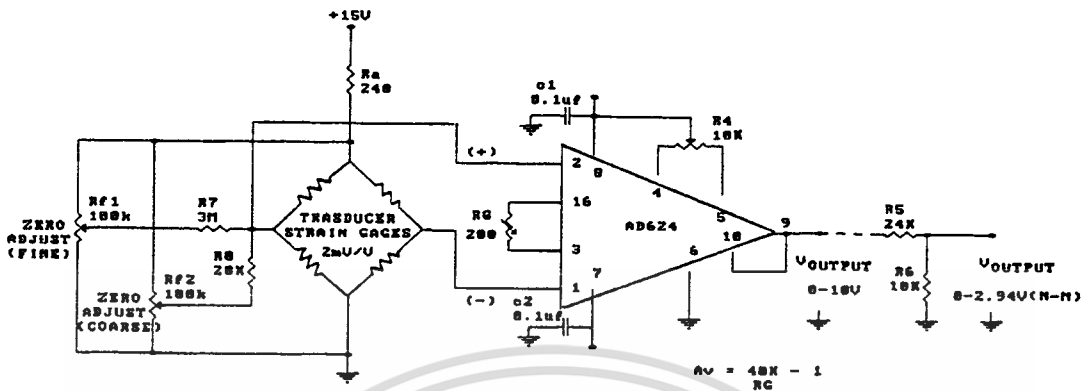
การปรับแต่งค่าจะมีกระบวนการดังนี้

1. การจำกัดค่ากระแสและแรงดันที่ป้อนให้ strain gages โดยใช้ค่าความต้านทาน  $R_u$  ที่เหมาะสม
2. ทำให้วงจรบริดจ์เกิดการสมดุล ทำได้โดยการปรับค่าความต้านทาน  $R_{f1}$  เป็นการปรับแบบละเอียด และ  $R_{f2}$  เป็นการปรับแบบหยาบ
3. การปรับค่าออฟเซต โดยการปรับค่าความต้านทาน  $R_4$
4. ตัวต้านทานสำหรับอัตราขยาย โดยการปรับค่าความต้านทาน  $R_1$  ซึ่งอัตราสามารถคำนวณได้สูตรข้างล่างนี้

$$AV = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) * \frac{R_4}{R_3}$$

ในรูปที่ 3.7-3 เราจะใช้ชิปไอซีอินสตรูเมนต์เตชั่นออปแอมป์เบอร์ AD624 ต่ออยู่กับเกจความเครียดแบบบริดจ์ และเปรียบเทียบกับการใช้วงจรขยายอินสตรูเมนต์เตชั่นในรูปที่ 3.7-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7-3 ออปแอมป์ AD624 ถูกนำมาใช้เพื่อขยายแรงดัน  
เอาต์พุตของเกจความเค้นแบบบริดจ์

การปรับแต่งค่าจะมีกระบวนการดังนี้

1. การจำกัดค่ากระแสและแรงดันที่ป้อนให้ strain gages โดยใช้ค่าความต้านทาน  $R_a$  ที่เหมาะสม
2. ทำให้วงจรบริดจ์เกิดการสมดุล ทำได้โดยการปรับค่าความต้านทาน  $R_{f1}$  เป็นการปรับแบบละเอียด และ  $R_{f2}$  เป็นการปรับแบบหยาบ
3. การปรับค่าออฟเซต โดยการปรับค่าความต้านทาน  $R_9$
4. ตัวต้านทานสำหรับอัตราขยาย โดยการปรับค่าความต้านทาน  $R_4$  ซึ่งอัตราสามารถคำนวณได้สูตรข้างล่างนี้

$$A_v = \frac{40000 - 1}{R_4}$$

### 3.8 การคำนวณหาแรงบิดที่เกิดที่สเตเตอร์ของดีซีมอเตอร์

คำนวณหาแรงบิดด้านทางกลที่เกิดขึ้นที่สภาวะ load ต่างๆ จากรูปที่ 3.8 ค่าแรงดันไฟฟ้าที่วัดได้จากเอาท์พุทของวงจรมหาขยอินสตรูเมนต์เดซีนั้นจะแปรผันโดยตรงกับน้ำหนักที่กระทำ (ดึง-กด) บนตัวเกจความเครียด (strain gages)

ในโครงการนี้กำหนดให้สัญญาณแรงดันไฟฟ้ามาตรฐาน 0-10 โวลต์แปรผันโดยตรงกับน้ำหนัก 0-3 กิโลกรัม และรัศมี (r) ของแขนที่กระทำบนตัวเกจความเครียด (strain gages) เท่ากับ 0.1 เมตร

สมการหาน้ำหนัก (m) จากค่าแรงดันไฟฟ้าที่วัดได้ (V) ณ สภาวะ load ต่างๆ

$$m = (V/10)*3$$

กิโลกรัม

สมการหาแรงบิด (T) หาได้จาก

$$T = F*r \quad ; \quad r = 0.1 \text{ เมตร}$$

แต่ F เป็นแรงที่กระทำต่อตัว strain gages ในแนวตั้ง

$$F = m*g \quad ; \quad g = 9.81 \text{ เมตร/วินาที}^2$$

ดังนั้นแรงบิดด้านทางกล ( $T_L$ ) ที่เกิดขึ้น หาได้จาก

$$T_L = m*g*r$$

$$= (V/10)*3*9.81*0.1$$

$$= 0.2943*V$$

$$\sim 0.294 * V$$

นิวตัน-เมตร

โดย  $V$  = ค่าของแรงดันไฟฟ้าที่วัดได้ ณ สภาวะ load ต่างๆ (โวลต์)

หมายเหตุ ถ้าต้องการให้แสดงผลเป็นแรงบิดด้านทางกล ( $T_L$ ) ให้วัดที่(เลื่อนสวิทช์ไปที่) เอาท์พุทของวงจรถยายอินสตรูเมนต์เตชันที่จุดแสดงค่า  $V_{OUTPUT} = 0-2.94 \text{ V (N-m)}$  ดังในรูปที่ 3.7-2 และ 3.7-3



## บทที่ 4

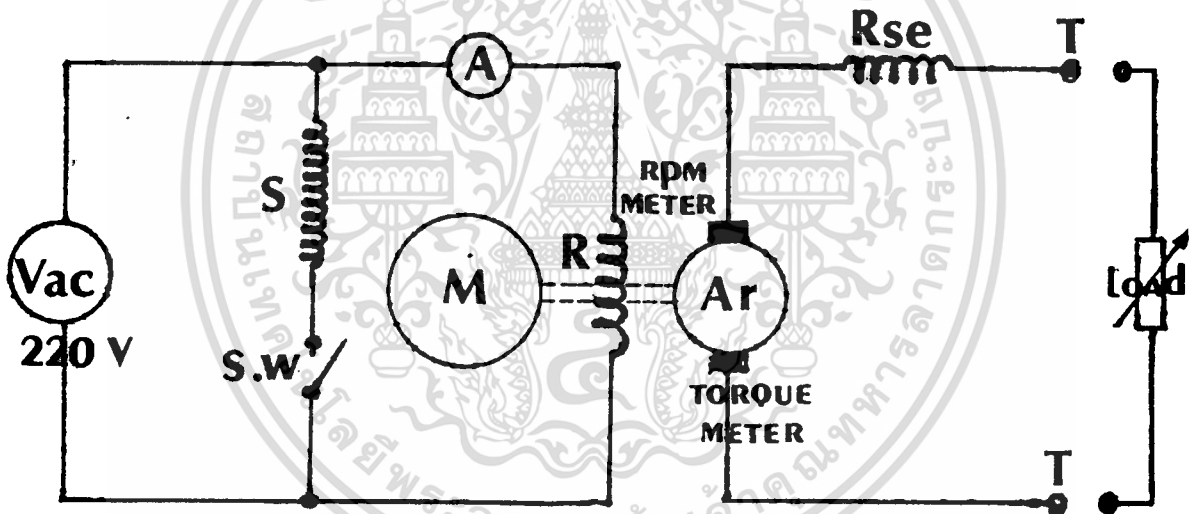
### การทดลองและผลการทดลอง

#### 4.1 การทดสอบหาคุณสมบัติของสปลิตเฟสมอเตอร์

วัตถุประสงค์ เพื่อศึกษาคุณสมบัติต่างๆของสปลิตเฟสมอเตอร์ 1  $\phi$  ขนาด 1/4 แรงม้า

#### การทดลอง

1. ต่อดังตามรูปที่ 4.1 และทำการเดิน split phase motor โดยค่อยๆเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้า โดยเพิ่มจาก 0-220 V<sub>ac</sub>



รูปที่ 4.1-1 วิธีการทดสอบคุณสมบัติของสปลิตเฟสมอเตอร์

2. ทำการต่อ load ที่ TT วัดค่า กระแส ( $I_R$ ), กำลังไฟฟ้า ( $P_{in}$ ), ความเร็วรอบ speed (rpm), แรงบิด (torque) ขณะที่ค่อยๆ เปลี่ยน load ไปทีละ step การเปลี่ยนค่าโหลดอย่าทำให้เกิน rated current ของ split phase motor

#### ผลการทดลอง

1. วัดค่า กระแสไฟฟ้า ( $I_R$ ), กำลังไฟฟ้า ( $P_{in}$ ), ความเร็วรอบ speed (rpm), แรงบิด (torque) ขณะที่ค่อยๆ เปลี่ยน load ไปทีละ step บันทึกผลลงในตารางที่ 1 งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

load	$I_R$	Torque	Speed	Wattmeter
no load	2.44	0.20	1489	175
1 หลอด	2.45	0.42	1485	195
2 หลอด	2.46	0.62	1480	215
3 หลอด	2.47	0.79	1478	235
4 หลอด	2.48	0.91	1472	255
5 หลอด	2.49	1.03	1467	275
6 หลอด	2.50	1.12	1463	295
7 หลอด	2.51	1.23	1458	315
8 หลอด	2.52	1.33	1455	335
9 หลอด	2.53	1.42	1450	355
10 หลอด	2.6	1.66	1439	415
11 หลอด	2.72	1.90	1421	475

ตารางที่ 1

หมายเหตุ load ที่ใช้เป็นหลอดไฟ โดยที่ 1 - 9 เป็นหลอดขนาด 40 W  
10-11 เป็นหลอดขนาด 100 W

จากตารางที่ 1 ที่จุด no load การเกิดแรงบิดขึ้นนั้นก็เนื่องมาจาก  
ความฝืด (friction torque) ที่ดีซีมอเตอร์

2. นำผลที่ได้จากตารางที่ 1 มาทำการคำนวณหา กำลังไฟฟ้าทาง  
ด้านเอาต์พุต ( $P_{out}$ ) ค่าสลิป (%S) และประสิทธิภาพ ( $\eta$ ) จากสูตรข้าง  
ล่างนี้

$$P_{out} = 2\pi N_r T$$

60

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\%S = \frac{N_s - N_r}{N_s}$$

โดยที่  $N_s = 120f/p = 120*50/4 = 1500 \text{ rpm}$

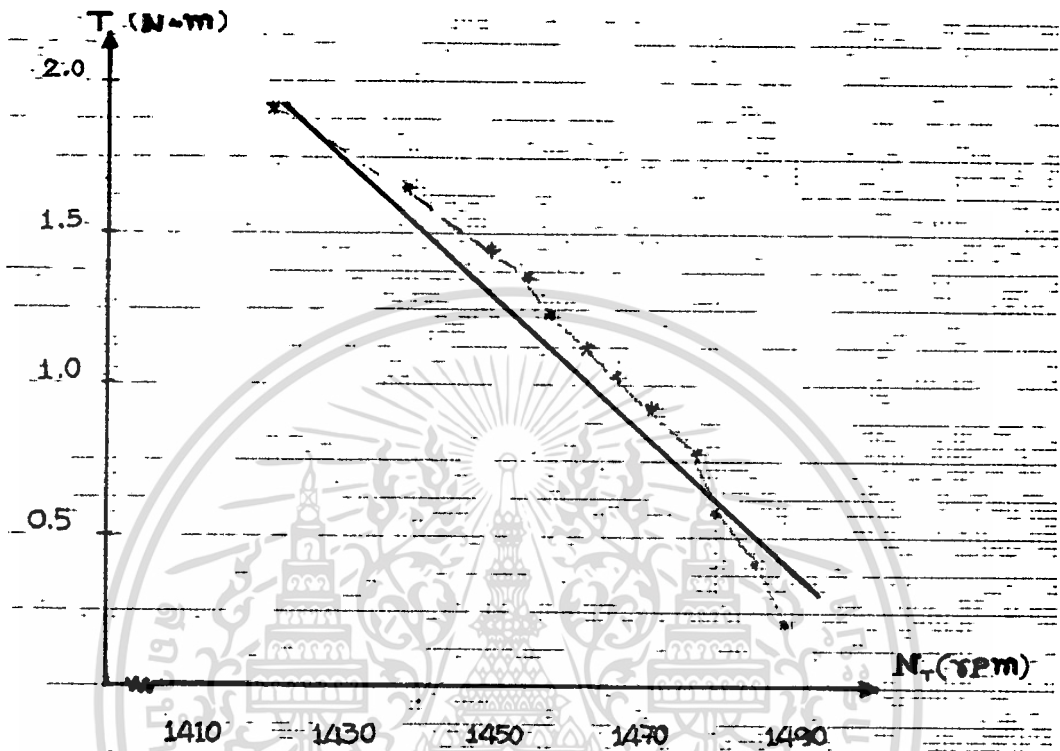
$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} * 100\%$$

$P_{in}$	Torque	Speed	$P_{out}$	%Slip	% $\eta$
175	0.20	1489	31.8	0.73	18.2
195	0.42	1485	65.3	1.00	33.5
215	0.62	1480	96.1	1.33	44.7
235	0.79	1478	122.5	1.47	52.2
255	0.91	1472	140.5	1.87	55.1
275	1.03	1467	159.0	2.20	57.8
295	1.12	1463	172.3	2.47	58.3
315	1.23	1458	187.8	2.80	59.6
335	1.33	1455	202.9	3.00	60.5
355	1.42	1450	215.9	3.30	60.8
295	1.66	1439	250.4	4.06	60.3
315	1.90	1421	283.0	5.26	59.5

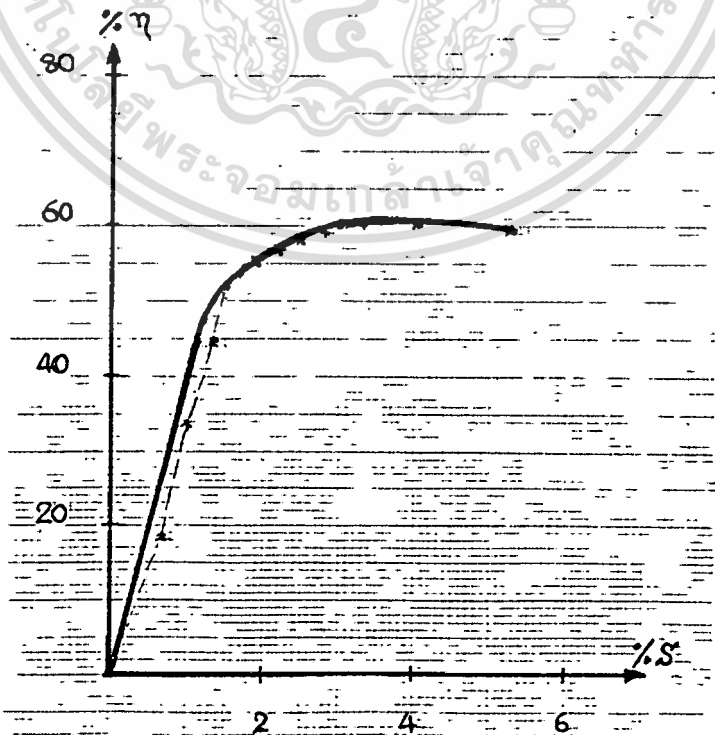
ตารางที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. จงเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ของ แรงบิด (T) กับความเร็วรอบ ( $N_r$ ) ค่าเปอร์เซ็นต์สลิป (%S) กับประสิทธิภาพ ( $\eta$ )



รูปที่ 4.1-2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็วรอบ



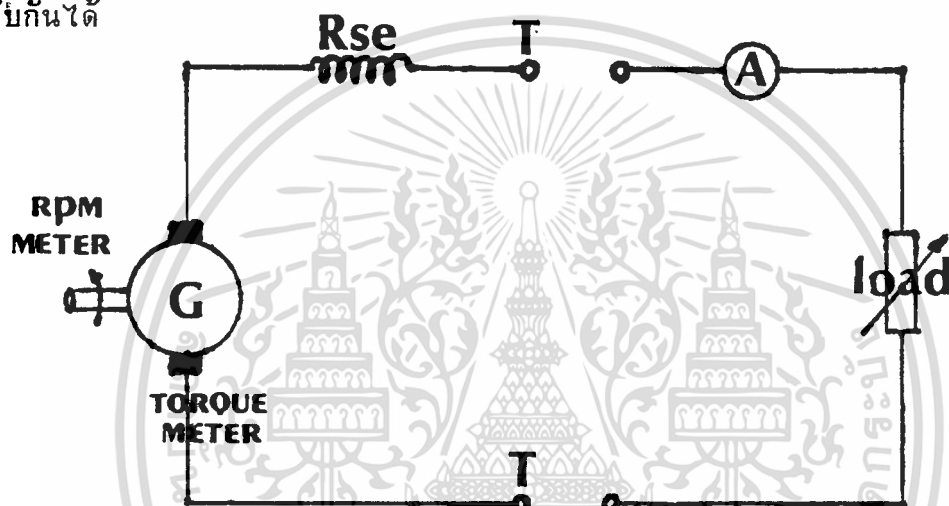
รูปที่ 4.1-3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าสลิปกับประสิทธิภาพ

## 4.2 การทดสอบหาคณสมบัติของดีซีมอเตอร์

### 4.2.1 การนำดีซีมอเตอร์มาทำเป็นดีซีเจนเนอเรเตอร์

วัตถุประสงค์ เพื่อศึกษาคณสมบัติของ ดีซีเจนเนอเรเตอร์

ทฤษฎี เครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรงนี้ โดยหลักชั้นพื้นฐานของโครงสร้างของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและมอเตอร์นั้น ไม่มีความแตกต่างกันในโครงสร้างเลย นั่นก็คือ เครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรงเครื่องเดียวกันนี้ สามารถที่จะนำไปใช้งานสลับกันได้



รูปที่ 4.2.1-1 การใช้ดีซีมอเตอร์เป็นเจนเนอเรเตอร์

$$E_g = K\phi N$$

โดย  $E_g$  = voltage ที่ generator ตอน no-load

$K$  = ค่าคงที่

$\phi$  = webers of flux per pole

$N$  = rpm.

### การทดลอง

1. ต่อดวงจรตามรูปที่ 4.2.1 โดยที่จุด TT นำ load มาต่อ ก่อน  
 ต่อปรับ  $I_a$  จนวัด voltage ที่ TT = 140 V.DC ค่อยๆเปลี่ยนค่า load  
 จน  $I_a$ ,  $E_g$  เปลี่ยน ระวังอย่าให้  $I_a$  เกิน rated current ขณะทำการ  
 ต่อ load speedไว้และ  $I_a$  ใ้คงที่ บันทึกค่าลงในตารางที่ 1 หน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

load	กระแส $I_L$	แรงเคลื่อนไฟฟ้า $E_o$
no	0	140
1	0.15	140
2	0.25	140
3	0.4	139
4	0.52	139
5	0.64	135

ตารางที่ 1

หมายเหตุ load ที่ใช้เป็นหลอดไฟฟ้านาต 40 W

ผลการทดลอง

- คำนวณ voltage regulation จากตารางที่ 1 จากสูตร

$$\text{voltage regulation} = \frac{\Delta V}{V}$$

$$\text{no load voltage} = 140 \text{ V.}$$

$$\text{load voltage} = 139 \text{ V. (load=3)}$$

$$\text{voltage regulation} = \frac{140-139}{140}$$

$$= 0.007$$

$$= 0.7 \%$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

noload voltage = 140 V.

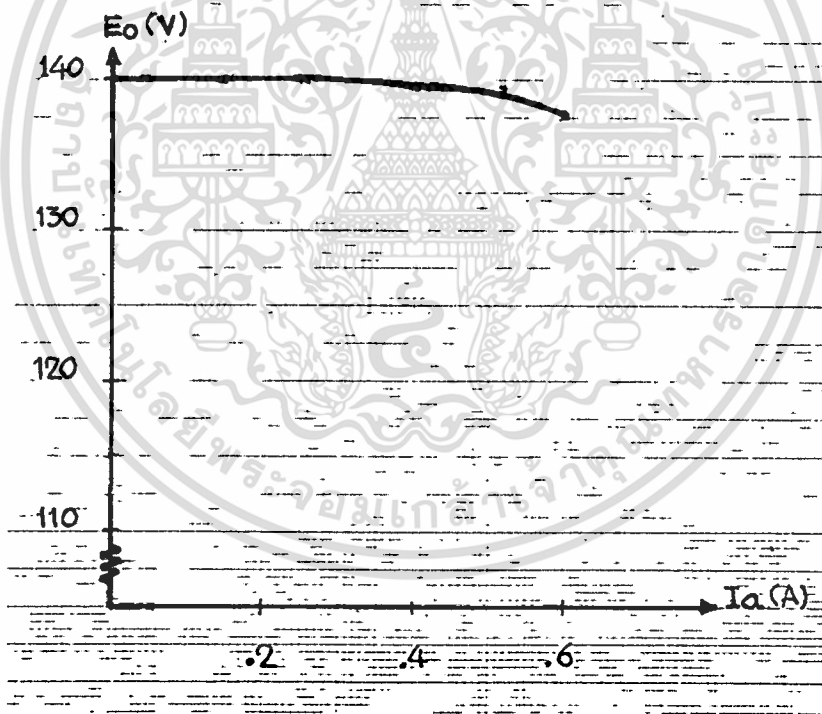
load voltage = 135 V. (load=5)

$$\text{voltage regulation} = \frac{140-135}{140}$$

$$= 0.035$$

$$= 3.5 \%$$

2. Plot กราฟ ที่ 1



รูปที่ 4.2.1-2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงดันไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. วัดค่าแรงบิดด้านทางกลที่เกิดขึ้นที่สเตเตอร์ของดีซีมอเตอร์ ( $T_m$ ) ความเร็วรอบ (N) กระแส ( $I_m$ ) และแรงดันไฟฟ้า (V) เมื่อ load เปลี่ยนแปลง บันทึกค่าลงในตารางที่ 2

load	แรงต้าน ( $T_m$ )	ความเร็ว (N)	กระแส ( $I_m$ )	แรงดัน (V)
noload	0.20	1489	0	140
1 หลอด	0.42	1485	0.15	140
2 หลอด	0.62	1480	0.25	140
3 หลอด	0.79	1478	0.40	139
4 หลอด	0.91	1472	0.52	139
5 หลอด	1.03	1467	0.64	135
6 หลอด	1.12	1463	0.75	130
7 หลอด	1.23	1458	0.90	130
8 หลอด	1.33	1455	1.00	130
9 หลอด	1.42	1450	1.10	130
10หลอด	1.66	1439	1.30	130
11หลอด	1.90	1421	1.49	130

ตารางที่ 2

หมายเหตุ load ที่ใช้เป็นหลอดไฟ โดยที่ 1 - 9 เป็นหลอดขนาด 40 W  
10-11 เป็นหลอดขนาด 100 W

5. คำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเนื่องจากแรงบิดด้านทางกล ( $P_m$ ) กำลังไฟฟ้าที่จ่ายออก ( $P_{out}$ ) และประสิทธิภาพ (%) จากสูตรข้างล่างนี้โดยใช้ค่าในตารางที่ 2 แล้วบันทึกลงในตารางที่ 3

$$P_{in} = \frac{2\pi NT_{in}}{60}$$

$$P_{out} = VI_{in}$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} * 100\%$$

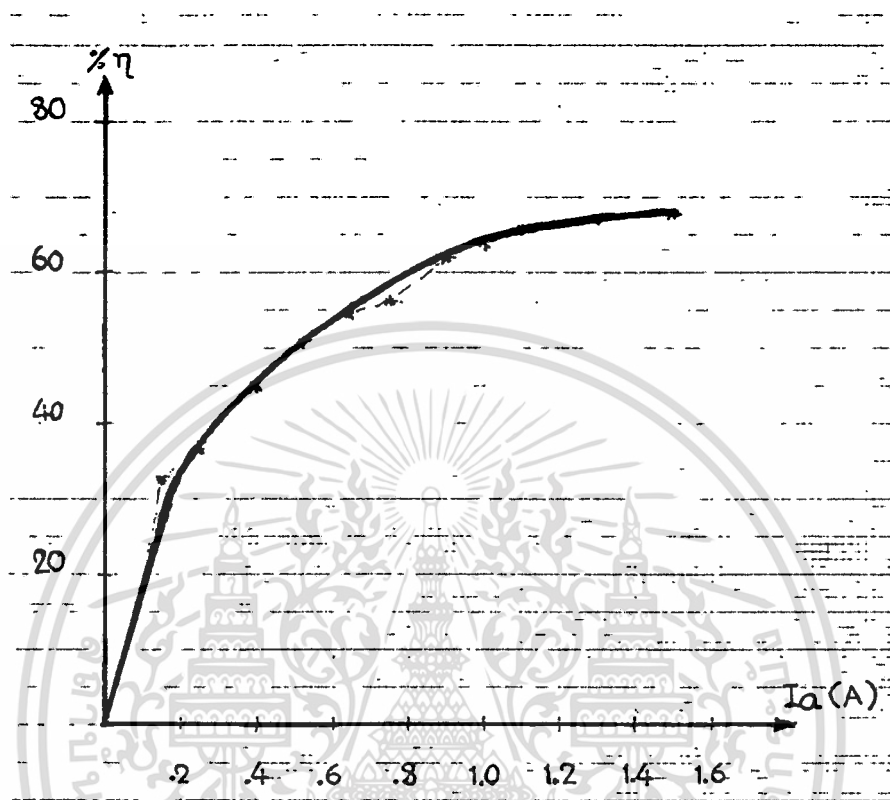
กำลังเนื่องจากแรงต้าน ( $P_{in}$ )	กำลังที่จ่ายออก ( $P_{out}$ )	ประสิทธิภาพ ( $\eta$ )
31.8	0	0
65.3	21.0	32.15
96.1	35.0	36.42
122.5	55.6	45.38
140.5	72.3	51.46
159.0	86.4	54.34
172.3	97.5	56.58
187.8	117.0	62.30
202.9	130.0	64.07
215.9	143.0	66.23
250.4	169.0	67.49
283.0	193.7	68.44

ตารางที่ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. เขียนกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง กระแส ( $I_a$ ) กับประสิทธิภาพ

(๓)

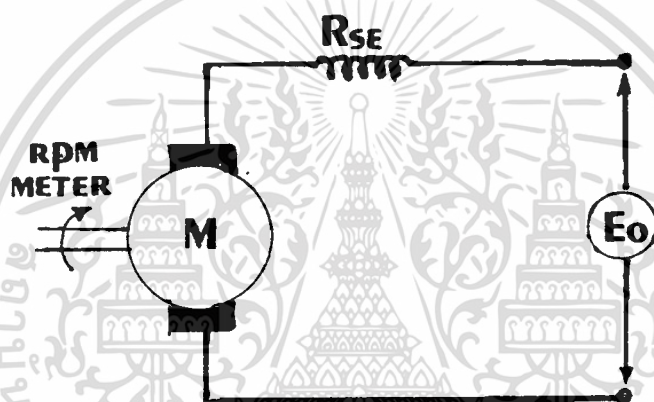


รูปที่ 4.2.1-3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับประสิทธิภาพ

#### 4.2.2 การวัดค่าโวลต์เตจคงที่ (back e.m.f. constant, $k_u$ )

##### ทฤษฎี

การวัดค่าแบ็ค-อีเอ็มเอฟ คอนสแตนต์ ( $K_u$ ) เรากระทำได้โดยขับมอเตอร์ที่ต้องการทดสอบให้หมุนเหมือนเป็นเอนเนอเรเตอร์ด้วยมอเตอร์อีกหนึ่งตัวหนึ่ง และวัดค่าโวลต์เตจที่เกิดขึ้นในตัวมอเตอร์ที่ทดสอบ ( $E_o$ ) ขณะเดียวกันก็วัดความเร็วของแกนมอเตอร์ ( $N$ ) ด้วย ตัวอย่างของวงจรที่ใช้ในการทดลองนี้แสดงได้ในรูปที่ 4.2.2



รูปที่ 4.2.2 วิธีการวัดค่าแบ็ค-อีเอ็มเอฟ คอนสแตนต์ ของดีซีมอเตอร์

เราหาค่าแบ็ค-อีเอ็มเอฟคอนสแตนต์ของมอเตอร์ได้จากสัมพันธ์ดังต่อไปนี้ :

$$K_u = \frac{E_o}{N}$$

ตัวอย่าง ถ้าเราวัดโวลต์เตจของมอเตอร์ได้ 7 โวลต์ ในขณะที่ความเร็วรอบเท่ากับ 1000 rpm.

เราหาแบ็ค-อีเอ็มเอฟ คอนสแตนต์ ของมอเตอร์ได้

$$K_u = \frac{7 \text{ V}}{1000 \text{ rpm}} = 0.007 \text{ V/rpm}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ 1000 rpm นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าเราใช้หน่วยของ SI  $K_u$  จะมีค่าเท่ากับ

$$K_u = 9.5493 * 0.007 = 0.06685 \text{ volt} \\ \text{rad/sec}$$

ค่าแบ็ค-อีเอ็มเอฟ คอนสแตนต์ ( $K_u$ ) จะมีความสัมพันธ์กับค่าทอร์ค คอนสแตนต์ ( $K_t$ ) ดังนี้

$$K_u = K_t [ \text{N-m/A} ; \text{V/rads}^{-1} ] \\ K_u = 9.5493 \times 10^{-3} K_t [ \text{N-m/A} ; \text{V/krpm} ] \\ K_u = 1.3524 K_t [ \text{oz-in/A} ; \text{V/krpm} ]$$

จากสมการข้างบน เราจะได้

$$K_u = 0.06685 \text{ Newton-meter/ampere}$$

การทดลองหาค่าโวลต์เตจคงที่ ( $K_u$ )

1. ต่อบังคับตามรูปที่ 4.3

2. บันทึกค่าโวลต์เตจ ( $E_o$ ) และความเร็วรอบ (N) ที่วัดได้จาก มอเตอร์ แล้วคำนวณหาค่าโวลต์เตจคงที่ (back e.m.f. constant,  $K_u$ )

จากสูตร

$$K_u = \frac{E_o}{N}$$

แรงดัน ( $E_o$ )	ความเร็วรอบ (N)	โวลต์เตจคงที่ ( $K_u$ )
140	1488	0.094

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### การหาค่าทอร์คคงที่ ( $K_u$ )

เนื่องจากค่าค่าทอร์คคอนสแตนต์ ( $K_u$ ) นั้น มีความสัมพันธ์กับค่าของ แบ็ค-อีเอ็มเอฟ คอนสแตนต์ ( $K_b$ ) จึงสามารถหาค่า  $K_u$  ได้จากสูตร

$$K_u = 9.5493 \cdot 10^{-3} K_b \quad [ \text{N-m/A} ; \text{V/krpm} ]$$

ค่าของ  $K_u$  ที่ได้จากการทดลอง มีค่าเท่ากับ 0.094 V/rpm หรือเท่ากับ 94 V/krpm

$$K_u = 9.5493 \cdot 10^{-3} * 94 = 0.8976 \quad \text{N-m/A}$$

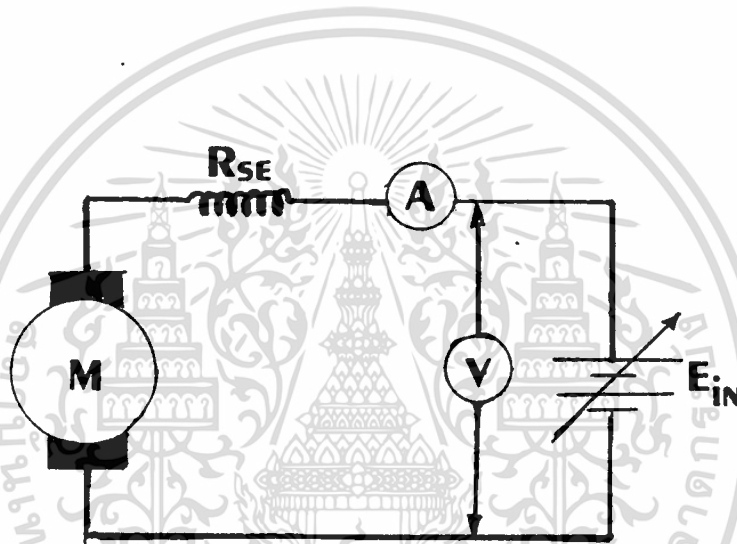


#### 4.2.3 การทดลองหาค่าความต้านทานรวม ( $R_T$ )

**ทฤษฎี** ความต้านทานรวม คือ ค่าความต้านทานที่วัดได้ที่ขั้วของมอเตอร์ ซึ่งประกอบด้วย ความต้านทานของแปรงถ่าน คอมมิวเตเตอร์ ความต้านทานของอาร์เมเจอร์และความต้านทานของขดลวดอนุกรม ทั้งหมดรวมกัน

#### การทดลอง

1. ต่อดังวงจรตามรูปที่ 4.2.3



รูปที่ 4.2.3 การหาค่าความต้านทานอนุกรม

2. วัดค่ากระแสและโวลต์เตจอย่างรวดเร็ว เพื่อหลีกเลี่ยงผลของความร้อนที่เกิดจากกระแสอาร์เมเจอร์วัดขณะที่มอเตอร์ถูกขับให้หมุนด้วยความเร็วต่ำๆอย่าให้กระแสมีค่าเกิน  $1/4$  ของค่าอัตรากระแสที่ใช้งาน
3. ทำการวัดค่ากระแสและโวลต์เตจหลายๆค่า ณ ที่ตำแหน่งมุมของเพลาลาหลายๆจุด
4. แล้วนำค่า  $R_T$  กับตำแหน่งมุมของเพลาลาหลายๆจุด

ตำแหน่งเพลลา	แรงดันไฟฟ้า (V)	กระแสไฟฟ้า (A)	$R_T (\Omega)$
1	1.4	0.17	8.23
2	2.0	0.225	8.89
3	1.9	0.24	7.92
4	1.3	0.16	8.25

ตารางที่ 1

$$\text{ความต้านทานเฉลี่ย} = \frac{8.23 + 8.89 + 7.92 + 8.25}{4}$$

$$R_T = 8.32 \Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

#### สรุป

โครงการงานภายในปริณญาณิพนธ์นี้ เป็นการศึกษาและทดสอบหาคูณสมบัติต่างๆของมอเตอร์ไฟฟ้า โดยแบ่งออกเป็น 2 ส่วนด้วยกัน คือ

1. การทดสอบหาคูณสมบัติของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับแบบสปลิทเฟส ขนาด 1/4 แรงม้า โดยสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่าง แรงบิด, กระแสไฟฟ้า ความเร็วรอบ, ค่าเปอร์เซ็นต์สลลิปและประสิทธิภาพของมอเตอร์ ณ สภาวะโหลดต่างๆ ได้
2. ทำการทดสอบหาคูณสมบัติของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม ขนาด 1 แรงม้า โดยสามารถหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆของมอเตอร์ไฟฟ้า ได้แก่ ค่าความต้านทานรวม ค่าโวลท์เตจคงที่ ค่าเทอร์คคงที่ ค่าฟริคชันทอร์ค และแรงบิดต้านทางกลที่เกิดขึ้นเมื่อได้รับโหลดในสภาวะต่างๆ ได้

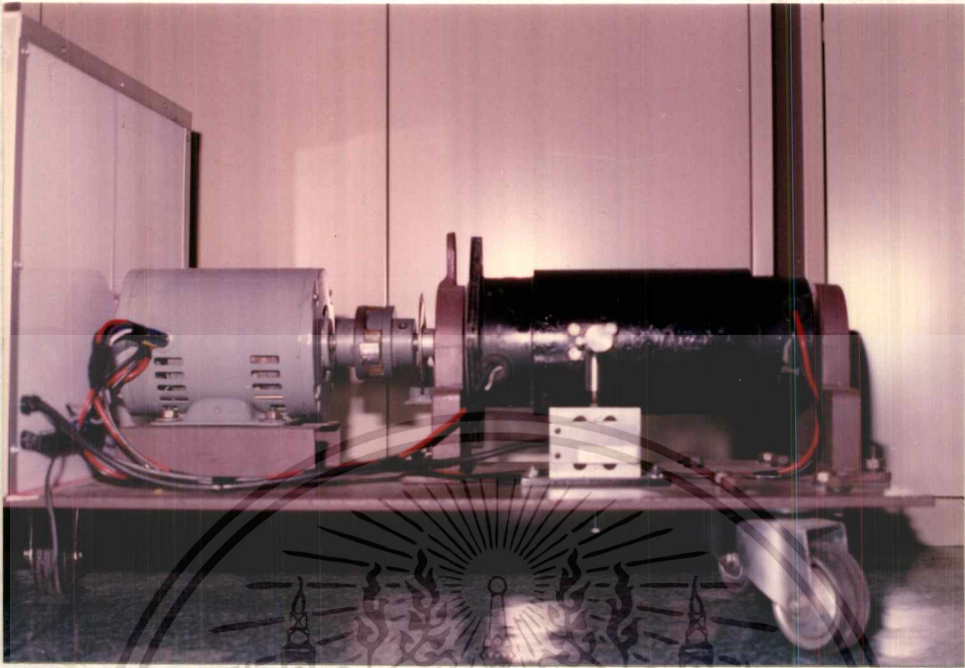
#### วิจารณ์ผลการทดลอง

ในการศึกษาและทดสอบหาคูณสมบัติต่างๆของมอเตอร์ไฟฟ้านั้นจำเป็นที่จะต้องวัดค่าตัวแปรต่างๆเพื่อนำมาใช้ในการคำนวณซึ่งได้แก่ การวัดค่ากระแสและแรงดันไฟฟ้า การวัดค่าความเร็วรอบ การวัดค่าแรงบิด

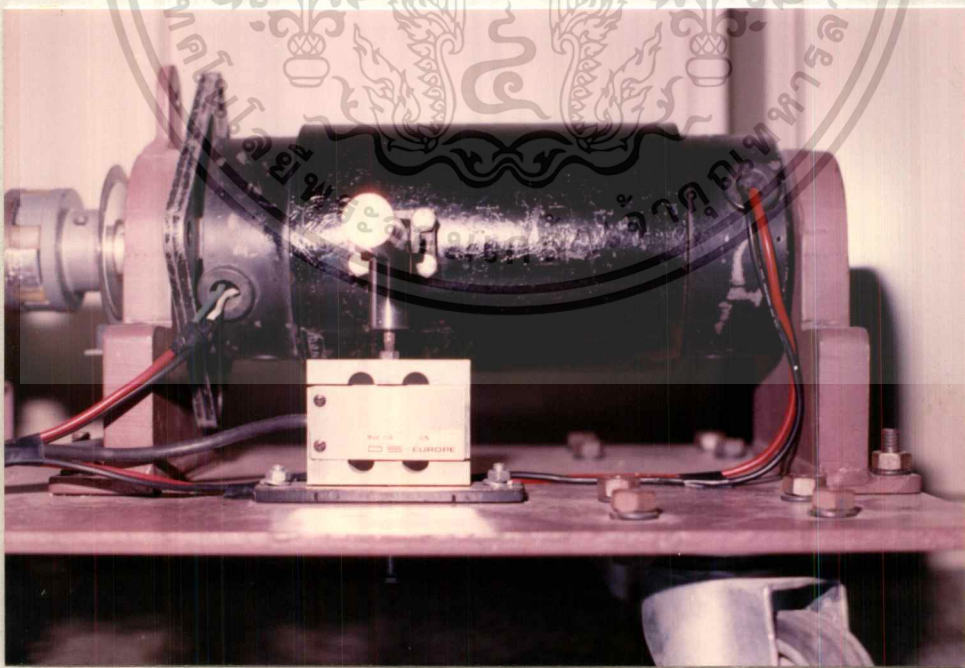
ในการวัดค่าของกระแสและแรงดันไฟฟ้ายังไม่สามารถวัดค่าได้อย่างละเอียด ส่วนการวัดค่าความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าสามารถใช้งานได้ดี มีค่าผิดพลาดน้อยมากเมื่อเทียบกับเครื่องมือวัดมาตรฐาน และในการวัดค่าแรงบิดนั้น ได้นำเอาเครื่องมือวัด ประเภทเกจความเครียด โดยได้ปรับแต่งค่าตามที่บริษัทผู้ผลิตกำหนดไว้ในคู่มือการใช้งาน ซึ่งสามารถวัดและแสดงค่าแรงบิดได้ แต่ไม่สามารถเปรียบเทียบค่าความถูกต้องได้ เนื่องจากไม่สามารถหาเครื่องมือวัดแรงบิดที่เป็นมาตรฐานมาทดสอบเปรียบเทียบกับเครื่องมือวัดที่สร้างขึ้น แต่ก็คิดว่าเพียงพอแล้วสำหรับการศึกษาและทดลองวัดค่าแรงบิดของมอเตอร์ไฟฟ้าในขณะทำงาน



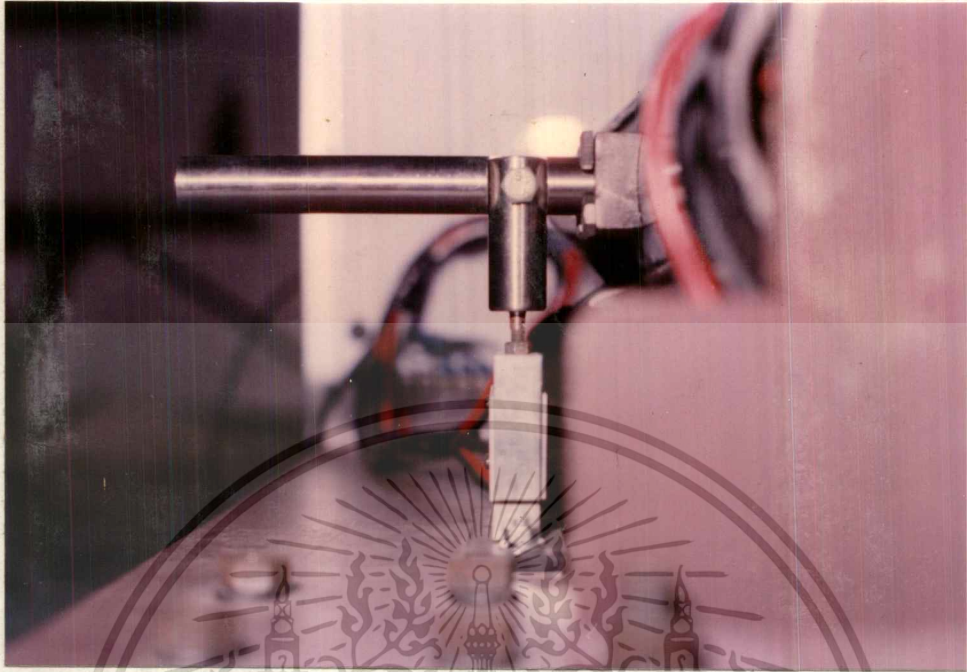
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



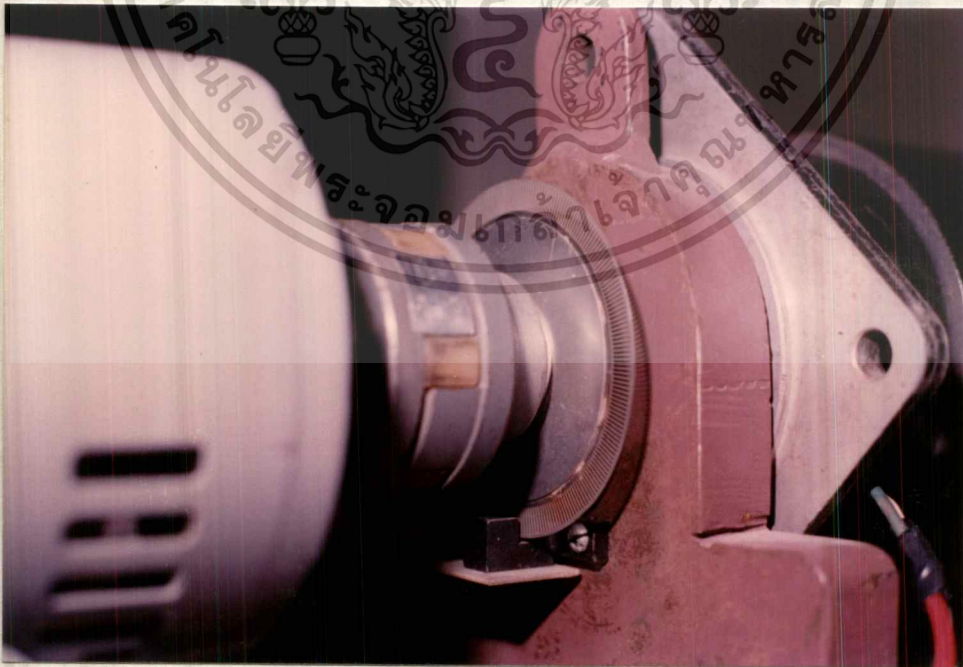
รูปที่ 1 ภาพแสดงลักษณะการติดตั้งมอเตอร์ โดยที่เฟลาของมอเตอร์ทั้งสอง ถูกเชื่อมต่อกัน



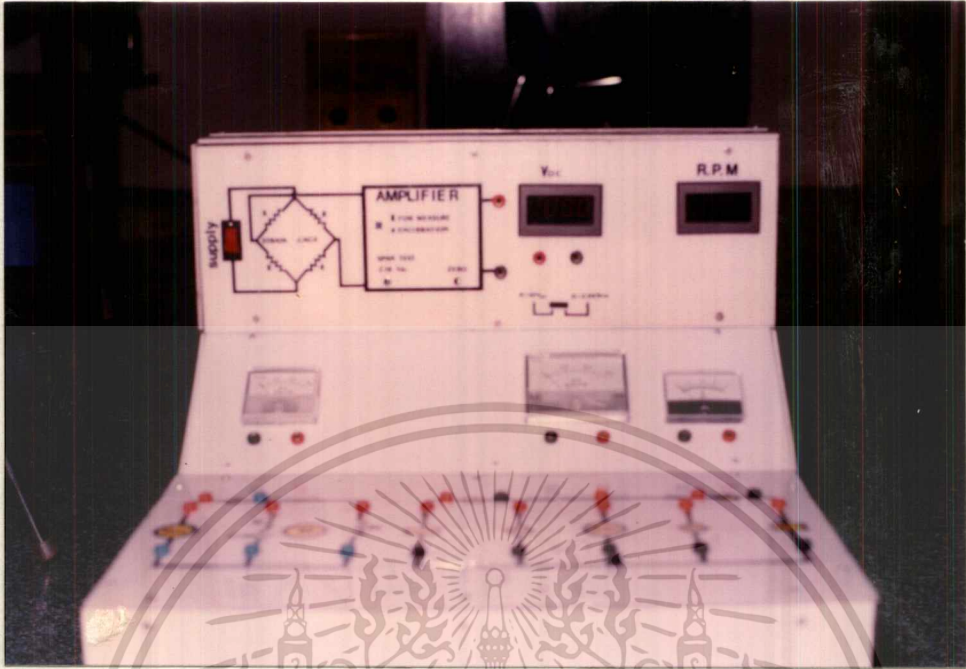
รูปที่ 2 ภาพแสดงการติดตั้งเกจความเครียด เข้ากับแขนที่ยื่นออกมาจาก เอกสารนี้เป็นเอกสาร สแตเตอร์ของดีซีมอเตอร์ การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3 ภาพแสดงระยะรัศมีจากตัววัดซีมอเตอร์ถึงจุดที่ติดตั้งเกจความเครียด สำหรับการวัดแรงบิดที่สเตเตอร์



รูปที่ 4 ภาพแสดงชุดอินกรีเมนต์เอ็นโคดเตอร์กับตัวออฟติคอลลเซนเซอร์ที่ติดตั้งเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
อยู่บนเพลลาของมอเตอร์  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

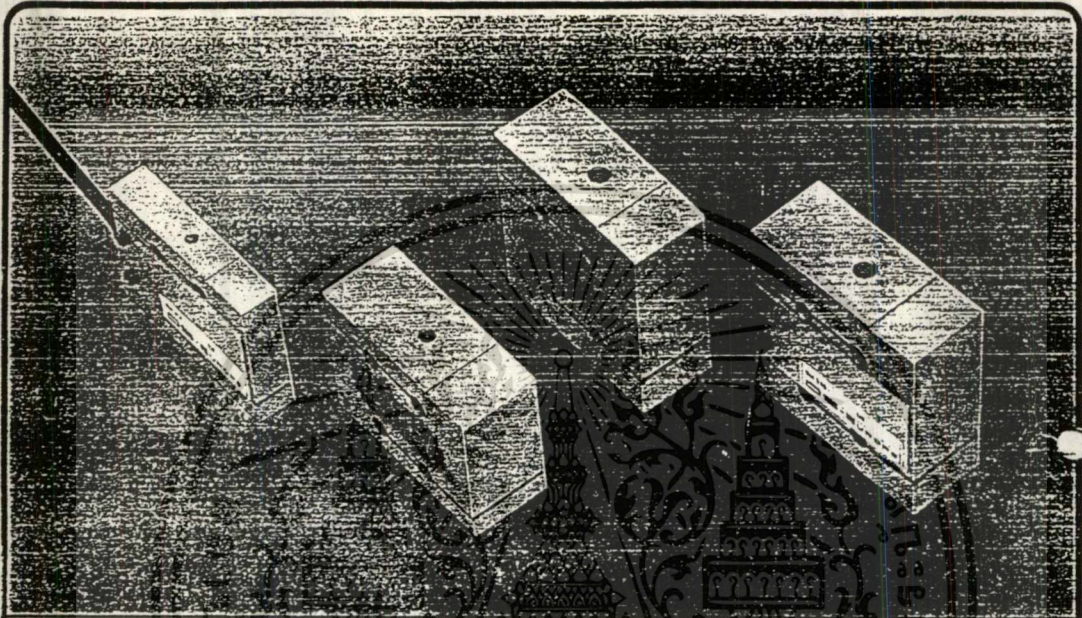


รูปที่ 5 ภาพแสดงแผงวงจรเสียบสำหรับการทดสอบและหน้าปัดแสดงผลค่ากระแสไฟฟ้า, แรงดันไฟฟ้า, แรงบิดและความเร็วรอบของมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Z-FOLDED LOAD CELLS

EUROPE SERIES 500 QD



Mod. 514 QD  
Ranges: 0 + 2 - 3 kg  
Max error class: C3=3000 intervals  
Material: aluminium

Mod. 535 QD  
Ranges: 0 + 5 - 12 - 25 kg  
Max error class: C3=3000 intervals  
Material: aluminium

Mod. 546 QD  
Ranges: 0 + 60 - 110 - 220 - 330 kg  
Max error class: C1,5 = 1500 intervals  
Material: aluminium

Mod. 546 QD  
Ranges: 0 + 550 - 1000 kg  
Max error class: C1,5 = 1500 intervals  
Material: steel

TESTED: 1 MILLIARD CYCLES

FLEXING PARALLELOGRAM

## TECHNICAL SPECIFICATIONS

Measuring ranges: 0 + 2 - 3 - 6 - 12 - 25 - 60 - 110 - 220 - 330 - 550 - 1000 Kg.

Sensitivity: 2mV/V. FS (= full scale), typical.

Maximum error: (non-linearity + hysteresis + temperature effect on sensitivity):  
for mod. 514QD - 535QD: C3 = 3000 intervals:  $\leq \pm 0,023\%$  FS; for 546QD: C1,5 = 1500 intervals:  $\leq \pm 0,046\%$  FS.

Repeatability error:  $\leq \pm 0,033\%$  FS. For all the models is valid the class C3.

Temperature effect error: on zero output within 5° K: for models C3:  $\leq \pm 0,023\%$  FS; for models C1,5:  $\leq \pm 0,046\%$  FS.

Creep error: within 8 hours test at FS (EEC-73/360): for models C3:  $\leq \pm 0,033\%$  FS; for models C1,5:  $\leq \pm 0,066\%$  FS.

Zero output return error: after 30 min. at FS (EEC-73/360): for models C3:  $\leq \pm 0,016\%$  FS; for mod. C1,5  $\leq \pm 0,033\%$  FS.

Effect of barometric pressure: zero for all the models.

Dead load: (EEC-73/360)  $\leq 20$  intervals for capacity up to 200 Kg;  $\leq 50$  intervals for capacity over 200 Kg.

Zero unbalance:  $\leq \pm 2\%$  FS.

Bridge impedance: output: 350 ohms; inout: 400 ohms, typical.

Insulation resistance: > 5000 Mohms.

Excitation: recommended: up to 10 Vdc/ac; maximum: 20 Vdc/ac.

Maximum deflection at FS: for model 514 QD:  $\leq 0,8$  mm; for models 535 QD:  $\leq 0,6$  mm; for models 546 QD:  $\leq 0,3$  mm, typical.

Safe load limit: 50% over FS.

Ultimate load limit: about 3 times FS with load on weighing axis.

Electrical connection: by cable 1.5 m long. Excitation: + red - black. Output: + green - white. Calibration: yellow with green.

Temperature limits: (OIML-60) compensated:  $-10 + - 40^\circ$  C; operating:  $-15 + - 75^\circ$  C;

Rh  $\leq 95\%$  (NBS-44).

Terminology: as for OIML, Rec. N°60 of 10-1984; EEC legislation: 73/360; US-NBS Handbook 44-1986.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

• for heavy dynamic applications • for general static use

2 ÷ 1000 kg fs

DS EUROPE

**APPLICATIONS AND COSTRUCTIVE FEATURES**

The cells 500QD are the result of many improvements compared to the previous series 500Q as regards their possibility to support heavy dynamic (=D) industrial loads.

Alloys with special treatments set up to increase the toughness and the resistance to the fatigue, internal artifices of design and of layout allowed to samples taken from the normal production to support, without damages, one milliard cycles in dynamic tests between the positive and the negative full scales (details of the tests in "DS Europe information" dated Sept 29, 1989)

The overlisted peculiarities have to be added to the great resistance to support aggressive industrial environmental conditions, thanks to the stuffing of the electrical circuits by water-repellent and high insulating silicon filler and to external silicon rubber walls.

The degree of protection is IP65 as for DIN 40050 designation.

For these features the cells 500QD are advisable for heavy duty dynamic applications in machine controls and feedback but also in scales, in automatic weighing systems, in static weighings and for general purpose.

The operating principal is based on a flexing of a parallelogram where the weighing pan moves parallel to itself, as in the QB700 series.

This principle gives an accuracy and an insensitivity to off-centre loads impossible to reach in z-folded beam cells similar to 500QD but working in a different principle (shear).

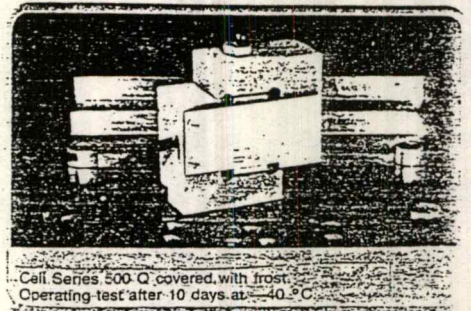
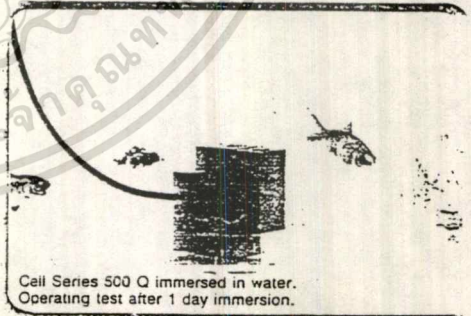
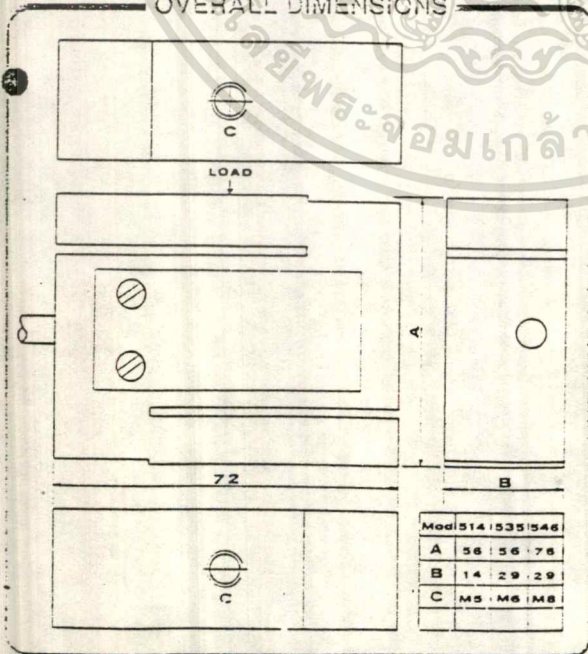
Off-centres of the load application of 5 + 10 cm can be acceptable.

The electrical bridge is complete with a balanced thermal compensation for the sensitivity and with a calibration circuit, needed during the field installations or when units of the measuring chain have to be substituted.

The calibration value is listed in the final test certificate enclosed with the cell.

■ COAXIAL CLAMPING HOLES ■ SEALED IP65 ■ VERY ACCURATE

**OVERALL DIMENSIONS**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# CERTIFICATE OF CALIBRATION

Model: 5140


S/N: 9025

Rated capacity (=FB): 3 Kgf (bars for pressure transducers)  
Test: in compression  
Sensitivity: -1.86125E-03 V/V/FG  
Calibration equivalent load value: 2.15439087 Kg (bars for pressure transducers)  
short-circuit as underlisted  
Testing temperature: 26 Centigrades  
Testing voltage: 10 V

## Code of connections.

\* cable : for series LC108 - AP8000 - AP9000 - LP600  
Code of color: Supply: + red, -black; Signal: + green, -white  
Calibration: yellow (with green).  
\* Connector: for series LC107 - LC108C - AP8000C - AP9000C  
Supply: + 1, - 4; Signal: + 2, - 3; Calibration: 5 (with 2)  
for series LP600  
Supply: + A, - E; Signal: + C, - R; Calibration: F (with C)  
for series LP650  
Supply: + 3, - 0; Signal: + 1, - 2; Calibration: by magnet  
for series QB700  
Supply: + 2, - 4; Signal: + 1, - 3; Calibration: 5 (with 1)

Signature:  .....

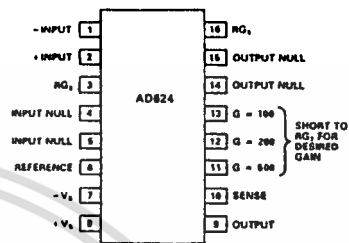
DS EUROPE  Via P.Filargo 26 20143 Milano (Italy)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### FEATURES

**Low Noise:**  $0.2\mu\text{V}$  p-p 0.1Hz to 10Hz  
**Low Gain TC:** 5ppm max ( $G = 1$ )  
**Low Nonlinearity:** 0.001% max ( $G = 1$  to 200)  
**High CMRR:** 130dB min ( $G = 500$  to 1000)  
**Low Input Offset Voltage:**  $25\mu\text{V}$ , max  
**Low Input Offset Voltage Drift:**  $0.25\mu\text{V}/^\circ\text{C}$  max  
**Gain Bandwidth Product:** 25MHz  
**Pin Programmable Gains of 1, 100, 200, 500, 1000**  
**No External Components Required**  
**Internally Compensated**

### CONNECTION DIAGRAM



FOR GAIN OF 1000 SHORT RG, TO PIN 12 AND PINS 11 AND 13 TO RG.

### PRODUCT DESCRIPTION

The AD624 is a high-precision low noise instrumentation amplifier designed primarily for use with low level transducers, including load cells, strain gauges and pressure transducers. An outstanding combination of low noise, high gain accuracy, low gain temperature coefficient and high linearity make the AD624 ideal for use in high resolution data acquisition systems.

The AD624C has an input offset voltage drift of less than  $0.25\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ , output offset voltage drift of less than  $10\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ , CMRR above 80dB at unity gain (130dB at  $G = 500$ ) and a maximum nonlinearity of 0.001% at  $G = 1$ . In addition to these outstanding dc specifications the AD624 exhibits superior ac performance as well. A 25MHz gain bandwidth product,  $5\text{V}/\mu\text{s}$  slew rate and  $15\mu\text{s}$  settling time permit the use of the AD624 in high speed data acquisition applications.

The AD624 does not need any external components for pre-trimmed gains of 1, 100, 200, 500 and 1000. Additional gains such as 250 and 333 can be programmed within one percent accuracy with external jumpers. A single external resistor can also be used to set the 624's gain to any value in the range of 1 to 10,000.

### PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD624 offers outstanding noise performance. Input noise is typically less than  $4\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  at 1kHz.
2. The AD624 is a functionally complete instrumentation amplifier. Pin programmable gains of 1, 100, 200, 500 and 1000 are provided on the chip. Other gains are achieved through the use of a single external resistor.
3. The offset voltage, offset voltage drift, gain accuracy and gain temperature coefficients are guaranteed for all pre-trimmed gains.
4. The AD624 provides totally independent input and output offset nulling terminals for high precision applications. This minimizes the effect of offset voltage in gain ranging applications.
5. A sense terminal is provided to enable the user to minimize the errors induced through long leads. A reference terminal is also provided to permit level shifting at the output.

# AD624 — SPECIFICATIONS (@ $V_S = \pm 15V$ , $R_L = 2k\Omega$ and $T_A = +25^\circ C$ unless otherwise specified)

Model	AD624A			AD624B			AD624C			AD624S			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
<b>GAIN</b>													
Gain Equation (External Resistor Gain Programming)	$\left[ \frac{40,000}{R_G} + 1 \right] \pm 20\%$			$\left[ \frac{40,000}{R_G} + 1 \right] \pm 20\%$			$\left[ \frac{40,000}{R_G} + 1 \right] \pm 20\%$			$\left[ \frac{40,000}{R_G} + 1 \right] \pm 20\%$			
Gain Range (Pin Programmable)	1 to 1000			1 to 1000			1 to 1000			1 to 1000			
Gain Error													
G = 1			$\pm 0.05$			$\pm 0.03$			$\pm 0.02$			$\pm 0.05$	%
G = 100			$\pm 0.25$			$\pm 0.15$			$\pm 0.1$			$\pm 0.25$	%
G = 200, 500			$\pm 0.5$			$\pm 0.35$			$\pm 0.25$			$\pm 0.5$	%
G = 1000			$\pm 1.0$			$\pm 1.0$			$\pm 1.0$			$\pm 1.0$	%
Nonlinearity													
G = 1			-0.005			$\pm 0.003$			$\pm 0.001$			$\pm 0.005$	%
G = 100, 200			-0.005			$\pm 0.003$			$\pm 0.001$			$\pm 0.005$	%
G = 500, 1000			-0.005			-0.005			-0.005			$\pm 0.005$	%
Gain vs. Temperature													
G = 1			5			5			5			5	ppm/C
G = 100, 200			10			10			10			10	ppm/C
G = 500, 1000			25			15			15			15	ppm/C
<b>VOLTAGE OFFSET (May be Nullified)</b>													
Input Offset Voltage			200			75			25			75	$\mu V$
vs. Temperature			2			0.5			0.25			2.0	$\mu V/C$
Output Offset Voltage			5			3			2			3	mV
vs. Temperature			50			25			10			50	$\mu V/C$
Offset Referred to the Input vs. Supply													
G = 1	70			75			80			75			dB
G = 100, 200	95			105			110			105			dB
G = 500, 1000	100			110			115			110			dB
<b>INPUT CURRENT</b>													
Input Bias Current			$\pm 50$			$\pm 25$			$\pm 15$			$\pm 50$	nA
vs. Temperature			-50			-50			-50			-50	pA/C
Input Offset Current			$\pm 35$			$\pm 15$			$\pm 10$			$\pm 35$	nA
vs. Temperature			20			20			20			20	pA/C
<b>INPUT</b>													
Input Impedance													
Differential Resistance			$10^6$			$10^6$			$10^6$			$10^6$	$\Omega$
Differential Capacitance			10			10			10			10	pF
Common-Mode Resistance			$10^6$			$10^6$			$10^6$			$10^6$	$\Omega$
Common-Mode Capacitance			10			10			10			10	pF
Input Voltage Range <sup>1</sup>													V
Max Differ. Input Linear ( $V_{DI}$ )			$\pm 10$			$\pm 10$			$\pm 10$			$\pm 10$	V
Max Common-Mode Linear ( $V_{CM}$ )			$12V - \left(\frac{G}{2} \times V_D\right)$			$12V - \left(\frac{G}{2} \times V_D\right)$			$12V - \left(\frac{G}{2} \times V_D\right)$			$12V - \left(\frac{G}{2} \times V_D\right)$	V
Common-Mode Rejection dc to 60Hz with 1k $\Omega$ Source Imbalance													
G = 1	70			75			80			70			dB
G = 100, 200	100			105			110			100			dB
G = 500, 1000	110			120			130			110			dB
<b>OUTPUT RATING</b>													
$V_{OUT}, R_L = 2k\Omega$			$\pm 10$			$\pm 10$			$\pm 10$			$\pm 10$	V
<b>DYNAMIC RESPONSE</b>													
Small Signal - 3dB													
G = 1			1			1			1			1	MHz
G = 100			150			150			150			150	kHz
G = 200			100			100			100			100	kHz
G = 500			50			50			50			50	kHz
G = 1000			25			25			25			25	kHz
Slew Rate			5.0			5.0			5.0			5.0	V/ $\mu s$
Settling Time to 0.01%, 20V Step													
G = 1 to 200			15			15			15			15	$\mu s$
G = 500			35			35			35			35	$\mu s$
G = 1000			75			75			75			75	ns
<b>NOISE</b>													
Voltage Noise, 1kHz													
R.T.I.			4			4			4			4	$nV/\sqrt{Hz}$
R.T.O.			75			75			75			75	$nV/\sqrt{Hz}$
R.T.I., 0.1 to 10Hz													
G = 1			10			10			10			10	$\mu V$ p-p
G = 100			0.3			0.3			0.3			0.3	$\mu V$ p-p
G = 200, 500, 1000			0.2			0.2			0.2			0.2	$\mu V$ p-p
Current Noise													
0.1Hz to 10Hz			60			60			60			60	pA p-p
<b>SENSE INPUT</b>													
$R_{IN}$	8	10	12	8	10	12	8	10	12	8	10	12	k $\Omega$
$I_{IN}$			30			30			30			30	$\mu A$
Voltage Range			$\pm 10$			$\pm 10$			$\pm 10$			$\pm 10$	V
Gain to Output			1			1			1			1	%
<b>REFERENCE INPUT</b>													
$R_{IN}$	16	20	24	16	20	24	16	20	24	16	20	24	k $\Omega$
$I_{IN}$			10			10			10			10	$\mu A$
Voltage Range			$\pm 10$			$\pm 10$			$\pm 10$			$\pm 10$	V
Gain to Output			1			1			1			1	%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Model	AD624A		AD624B		AD624C		AD624S		Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	
TEMPERATURE RANGE	25		25		-25		-55		°C
	65		65		-65		-65		
Specified Performance Storage	+85		+85		+85		+125		°C
	+150		+150		+150		+150		
POWER SUPPLY	±6		±6		±6		±6		V
	±15		±15		±15		±15		
Power Supply Range	±18		±18		±18		±18		mA
Quiescent Current	3.5		3.5		3.5		3.5		
PACKAGE OPTION <sup>2</sup>	AD624A1)		AD624B1)		AD624C1)		AD624S1)		Chips Available
Ceramic (D-16)	AD624AChips		AD624BChips		AD624CChips		AD624SChips		

NOTES

<sup>1</sup>V<sub>DI</sub> is the maximum differential input voltage at G = 1 for specified nonlinearity. V<sub>DI</sub> at other gains = 10V/G. V<sub>D</sub> = actual differential input voltage. Example: G = 10, V<sub>D</sub> = 0.50.

V<sub>CM</sub> = 12V - (10/2 × 0.50V) = 9.5V

<sup>2</sup>For outline information see Package Information section.

Specifications subject to change without notice.

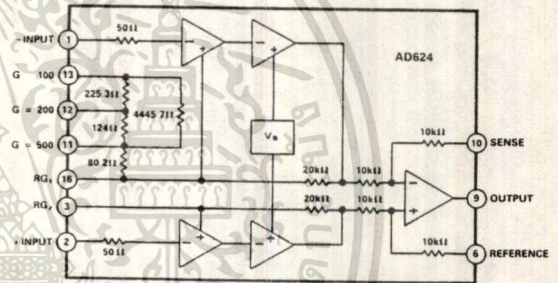
Specifications shown in boldface are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS\*

- Supply Voltage . . . . . ±18V
- Internal Power Dissipation . . . . . 420mW
- Input Voltage . . . . . ±V<sub>S</sub>
- Differential Input Voltage . . . . . ±V<sub>S</sub>
- Output Short Circuit Duration . . . . . Indefinite
- Storage Temperature Range . . . . . -65°C to +150°C
- Operating Temperature Range
- AD624A/B/C . . . . . -25°C to +85°C
- AD624S . . . . . -55°C to +125°C
- Lead Temperature (Soldering, 60secs) . . . . . +300°C

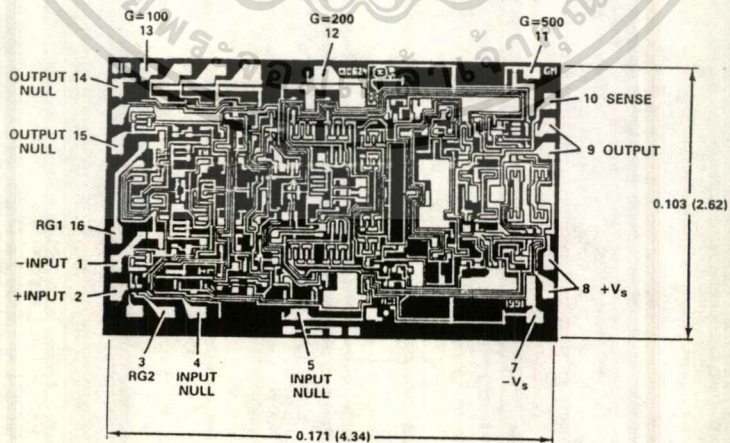
\*Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure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

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



METALIZATION PHOTOGRAPH

Contact factory for latest dimensions.  
Dimensions shown in inches and (mm).



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# AD624—Typical Characteristics

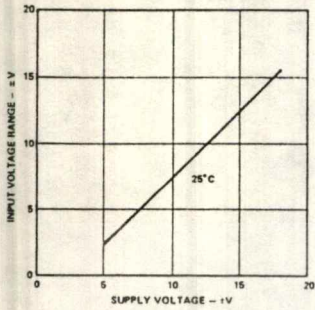


Figure 1. Input Voltage Range vs. Supply Voltage,  $G = 1$

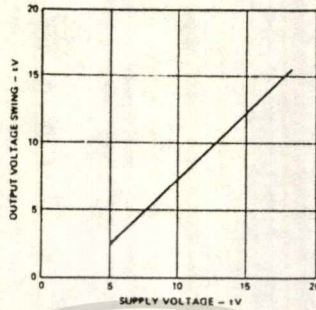


Figure 2. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage

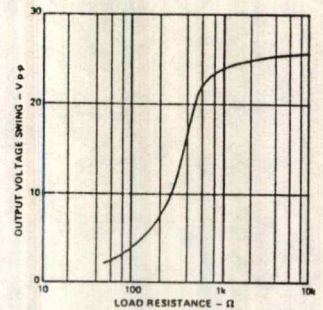


Figure 3. Output Voltage Swing vs. Load Resistance

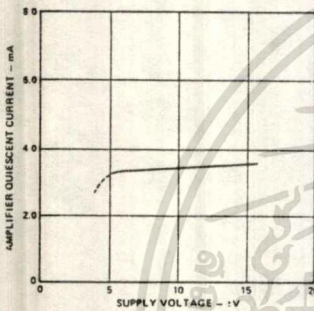


Figure 4. Quiescent Current vs. Supply Voltage

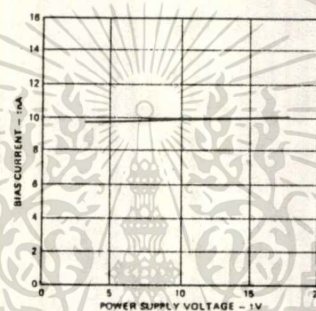


Figure 5. Input Bias Current vs. Supply Voltage

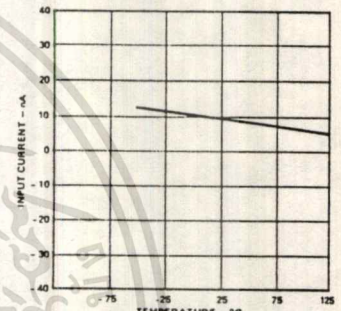


Figure 6. Input Bias Current vs. Temperature

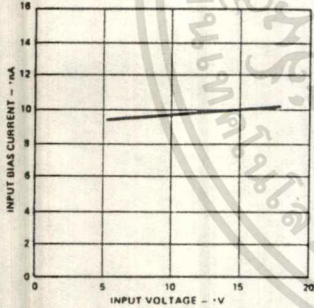


Figure 7. Input Bias Current vs. CMV

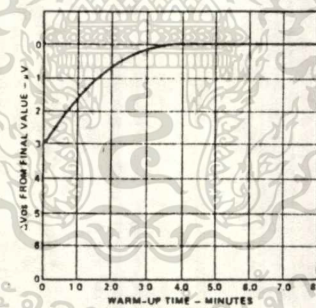


Figure 8. Offset Voltage, RTI, Turn On Drift

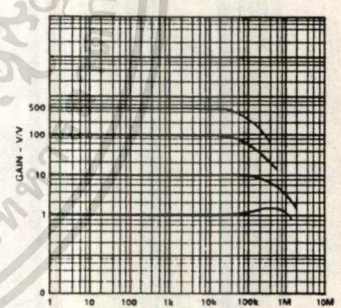


Figure 9. Gain vs. Frequency

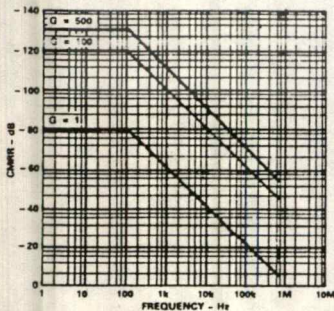


Figure 10. CMRR vs. Frequency RTI, Zero to 1k Source Imbalance

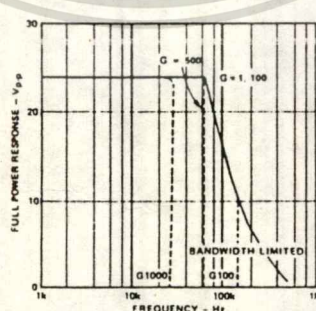


Figure 11. Large Signal Frequency Response

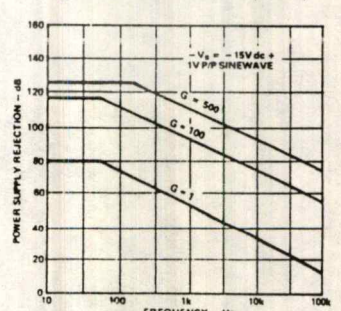


Figure 12. Positive PSRR vs. Frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

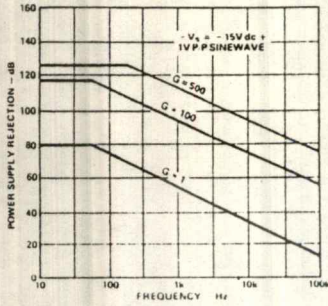


Figure 13. Negative PSRR vs. Frequency

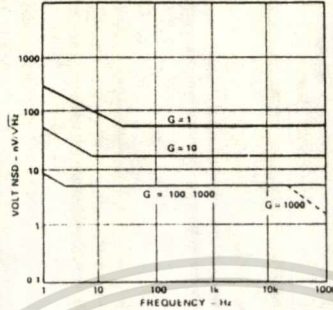


Figure 14. RTI Noise Spectral Density vs. Gain

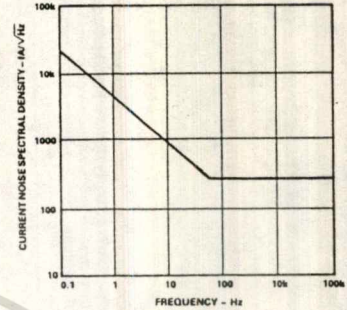


Figure 15. Input Current Noise

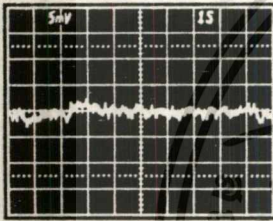


Figure 16. Low Frequency Voltage Noise - G = 1 (System Gain = 1000)

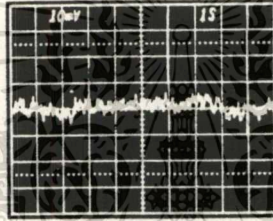


Figure 17. Low Frequency Voltage Noise - G = 1000 (System Gain = 100,000)

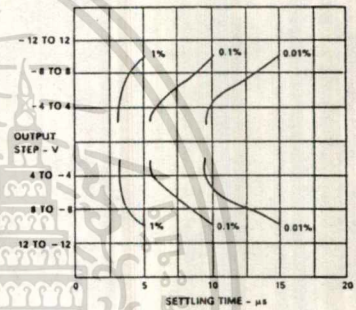


Figure 18. Settling Time Gain = 1

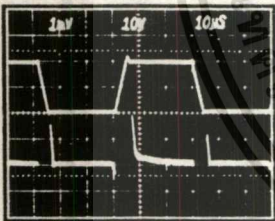


Figure 19. Large Signal Pulse Response and Settling Time - G = 1

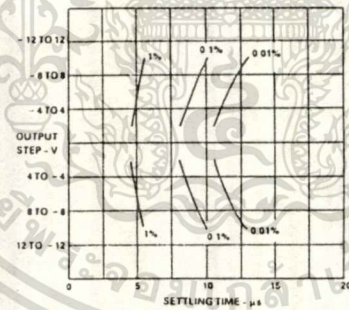


Figure 20. Settling Time Gain = 100

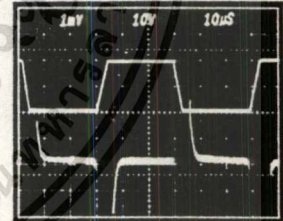


Figure 21. Large Signal Pulse Response and Settling Time G = 100

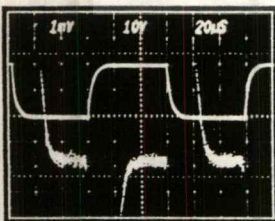


Figure 22. Range Signal Pulse Response and Settling Time G = 500

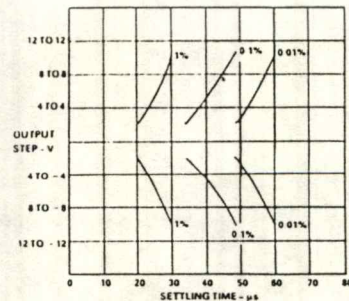


Figure 23. Settling Time Gain = 1000

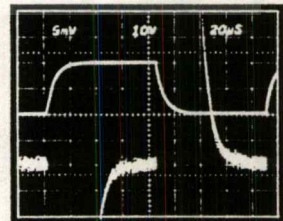


Figure 24. Large Signal Pulse Response and Settling Time G = 1000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# AD624

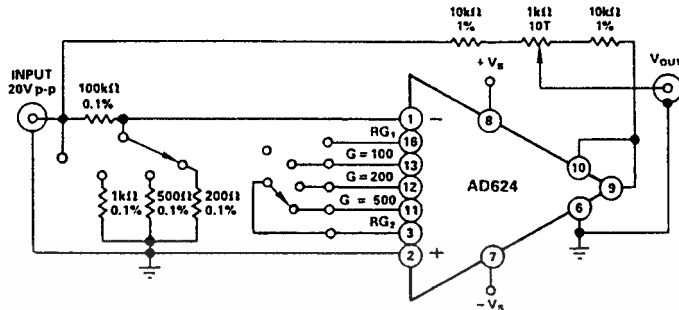


Figure 25. Settling Time Test Circuit

## Theory of Operation

The AD624 is a monolithic instrumentation amplifier based on a modification of the classic three-op-amp instrumentation amplifier. Monolithic construction and laser-wafer-trimming allow the tight matching and tracking of circuit components and the high level of performance that this circuit architecture is capable of.

A preamp section (Q1-Q4) develops the programmed gain by the use of feedback concepts. Feedback from the outputs of A1 and A2 forces the collector currents of Q1-Q4 to be constant thereby impressing the input voltage across  $R_G$ .

The gain is set by choosing the value of  $R_G$  from the equation,  $\text{Gain} = \frac{40k}{R_G} + 1$ . The value of  $R_G$  also sets the transconductance of the input preamp stage increasing it asymptotically to the transconductance of the input transistors as  $R_G$  is reduced for larger gains. This has three important advantages. First, this approach allows the circuit to achieve a very high open loop gain of  $3 \times 10^8$  at a programmed gain of 1000 thus reducing gain related errors to a negligible 3ppm. Second, the gain bandwidth product which is determined by C3 or C4 and the input transconductance, reaches 25MHz. Third, the input voltage noise reduces to a value determined by the collector current of the input transistors for an RTI noise of  $4nV/\sqrt{\text{Hz}}$  at  $G \geq 500$ .

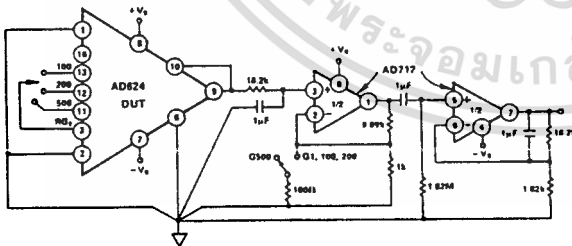


Figure 26. Noise Test Circuit

### INPUT CONSIDERATIONS

Under input overload conditions the user will see  $R_G + 100\Omega$  and two diode drops ( $\sim 1.2V$ ) between the plus and minus inputs, in either direction. If safe overload current under all conditions is assumed to be 10mA, the maximum overload voltage is  $\pm 2.5V$ . While the AD624 can withstand this continuously, momentary overloads of  $\pm 10V$  will not harm the device. On the other hand the inputs should never exceed the supply voltage.

The AD524 should be considered in applications that require protection from severe input overload. If this is not possible, external protection resistors can be put in series with the inputs of the AD624 to augment the internal (50Ω) protection resistors. This will most seriously degrade the noise performance. For this reason the value of these resistors should be chosen to be as low as possible and still provide 10mA of current limiting under maximum continuous overload conditions. In selecting the value of these resistors, the internal gain setting resistor and the 1.2 volt drop need to be considered. For example, to protect the device from a continuous differential overload of 20V at a gain of 100, 1.9kΩ of resistance is required. The internal gain resistor is 40kΩ; the internal protect resistor is 100Ω. There is a 1.2V drop across D1 or D2 and the base-emitter junction of either Q1 and Q3 or Q2 and Q4 as shown in Figure 27, 1400Ω of external resistance would be required (700Ω in series with each input). The RTI noise in this case would be  $\sqrt{4KTR_{ext.} + (4nV/\sqrt{\text{Hz}})^2} = 6.2nV/\sqrt{\text{Hz}}$ .

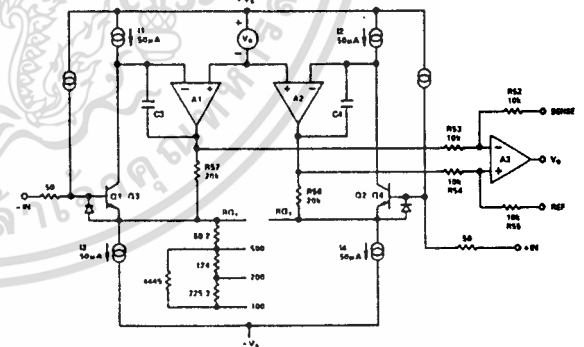


Figure 27. Simplified Circuit of Amplifier; Gain is Defined as  $((R_{S6} + R_{S7})/R_G) + 1$ . For a Gain of 1,  $R_G$  is an Open Circuit.

### INPUT OFFSET AND OUTPUT OFFSET

Voltage offset specifications are often considered a figure of merit for instrumentation amplifiers. While initial offset may be adjusted to zero, shifts in offset voltage due to temperature variations will cause errors. Intelligent systems can often correct for this factor with an auto-zero cycle, but there are many small-signal high-gain applications that don't have this capability.

Voltage offset and offset drift each have two components; input and output. Input offset is that component of offset that is

## Applying the AD624

ctly proportional to gain i.e., input offset as measured at the put at  $G = 100$  is 100 times greater than at  $G = 1$ . Output set is independent of gain. At low gains, output offset drift is ninant, while at high gains input offset drift dominates. erefore, the output offset voltage drift is normally specified drift at  $G = 1$  (where input effects are insignificant), while ut offset voltage drift is given by drift specification at a high a (where output offset effects are negligible). All input-related mbers are referred to the input (R.T.I.) which is to say that the set on the output is "G" times larger. Voltage offset vs. power ply is also specified at one or more gain settings and is also I.

separating these errors, one can evaluate the total error inde- dent of the gain setting used. In a given gain configuration th errors can be combined to give a total error referred to the ut (R.T.I.) or output (R.T.O.) by the following formula:

$$\begin{aligned} \text{Total Error R.T.I.} &= \text{input error} + (\text{output error}/\text{gain}) \\ \text{Total Error R.T.O.} &= (\text{Gain} \times \text{input error}) + \text{output error} \end{aligned}$$

an illustration, a typical AD624 might have a  $+250\mu\text{V}$  output set and a  $-50\mu\text{V}$  input offset. In a unity gain configuration, total output offset would be  $200\mu\text{V}$  or the sum of the two. a gain of 100, the output offset would be  $-4.75\text{mV}$  or:  $250\mu\text{V} + 100(-50\mu\text{V}) = -4.75\text{mV}$ .

AD624 provides for both input and output offset adjustment. his optimizes nulling in very high precision applications and iminizes offset voltage effects in switched gain applications. In ch applications the input offset is adjusted first at the highest ogrammed gain, then the output offset is adjusted at  $G = 1$ .

### AIN

AD624 includes high accuracy pre-trimmed internal gain sistors. These allow for single connection programming of ins of 1, 100, 200 and 500. Additionally, a variety of gains cluding a pre-trimmed gain of 1000 can be achieved through ries and parallel combinations of the internal resistors. Table 1 ows the available gains and the appropriate pin connections id gain temperature coefficients.

he gain values achieved via the combination of internal resistors e extremely useful. The temperature coefficient of the gain is pendent primarily on the mismatch of the temperature coeffi- ents of the various internal resistors. Tracking of these resistors extremely tight resulting in the low gain TC's shown in ble 1.

'the desired value of gain is not attainable using the internal sistors, a single external resistor can be used to achieve any ain between 1 and 10,000. This resistor connected between

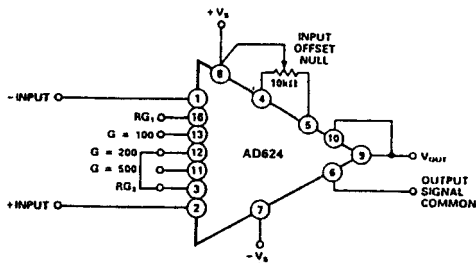


Figure 28. Operating Connections for  $G = 200$

Gain (Nominal)	Temperature Coefficient (Nominal)	Pin 3 to Pin	Connect Pins
1	-0ppm/°C	-	-
100	-1.5ppm/°C	13	-
125	-5ppm/°C	13	11 to 16
137	-5.5ppm/°C	13	11 to 12
186.5	-6.5ppm/°C	13	11 to 12 to 16
200	-3.5ppm/°C	12	-
250	-5.5ppm/°C	12	11 to 13
333	-15ppm/°C	12	11 to 16
375	-0.5ppm/°C	12	13 to 16
500	-10ppm/°C	11	-
624	-5ppm/°C	11	13 to 16
688	-1.5ppm/°C	11	11 to 12; 13 to 16
831	+4ppm/°C	11	16 to 12
1000	0ppm/°C	11	16 to 12; 13 to 11

Table 1.

pins 3 and 16 programs the gain according to the formula

$$R_G = \frac{40k}{G - 1} \quad (\text{see Figure 29}). \text{ For best results } R_G \text{ should be a}$$

precision resistor with a low temperature coefficient. An external  $R_G$  affects both gain accuracy and gain drift due to the mismatch between it and the internal thin-film resistors  $R_{56}$  and  $R_{57}$ . Gain accuracy is determined by the tolerance of the external  $R_G$  and the absolute accuracy of the internal resistors ( $\pm 20\%$ ). Gain drift is determined by the mismatch of the temperature coefficient of  $R_G$  and the temperature coefficient of the internal resistors ( $-15\text{ppm}/^\circ\text{C}$  typ), and the temperature coefficient of the internal interconnections.

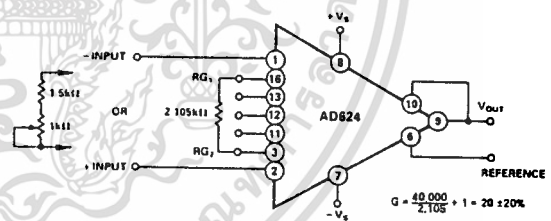


Figure 29. Operating Connections for  $G = 20$

The AD624 may also be configured to provide gain in the output stage. Figure 30 shows an H pad attenuator connected to the reference and sense lines of the AD624. The values of  $R_1$ ,  $R_2$  and  $R_3$  should be selected to be as low as possible to minimize the gain variation and reduction of CMRR. Varying  $R_2$  will precisely set the gain without affecting CMRR. CMRR is determined by the match of  $R_1$  and  $R_3$ .

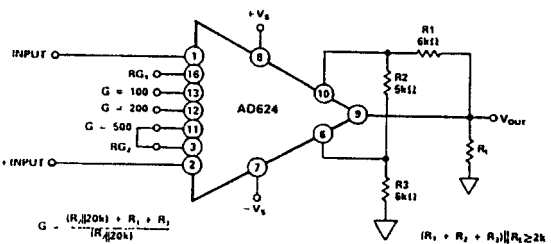


Figure 30. Gain of 2500

# AD624

## NOISE

The AD624 is designed to provide noise performance near the theoretical noise floor. This is an extremely important design criteria as the front end noise of an instrumentation amplifier is the ultimate limitation on the resolution of the data acquisition system it is being used in. There are two sources of noise in an instrument amplifier, the input noise, predominantly generated by the differential input stage, and the output noise, generated by the output amplifier. Both of these components are present at the input (and output) of the instrumentation amplifier. At the input, the input noise will appear unaltered; the output noise will be attenuated by the closed loop gain (at the output, the output noise will be unaltered; the input noise will be amplified by the closed loop gain). Those two noise sources must be root sum squared to determine the total noise level expected at the input (or output).

The low frequency (0.1 to 10Hz) voltage noise due to the output stage is  $10\mu\text{V p-p}$ , the contribution of the input stage is  $0.2\mu\text{V p-p}$ . At a gain of 10, the RTI voltage noise would be  $1\mu\text{V p-p}$ ,  $\sqrt{\left(\frac{10}{G}\right)^2 + (0.2)^2}$ . The RTO voltage noise would be  $10.2\mu\text{V p-p}$ ,  $\sqrt{10^2 + (0.2(G))^2}$ . These calculations hold for applications using either internal or external gain resistors.

## INPUT BIAS CURRENTS

Input bias currents are those currents necessary to bias the input transistors of a dc amplifier. Bias currents are an additional source of input error and must be considered in an total error budget. The bias currents when multiplied by the source resistance imbalance appear as an additional offset voltage. (What is of concern in calculating bias current errors is the change in bias current with respect to signal voltage and temperature.) Input offset current is the difference between the two input bias currents. The effect of offset current is an input offset voltage whose magnitude is the offset current times the source resistance.

Although instrumentation amplifiers have differential inputs, there must be a return path for the bias currents. If this is not provided, those currents will charge stray capacitances, causing the output to drift uncontrollably or to saturate. Therefore, when amplifying "floating" input sources such as transformers and thermocouples, as well as ac-coupled sources, there must still be a dc path from each input to ground, (see Figure 31).

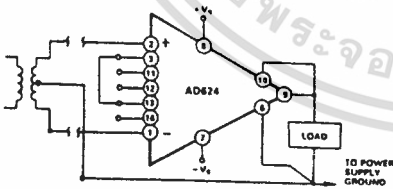


Figure 31a. Transformer Coupled

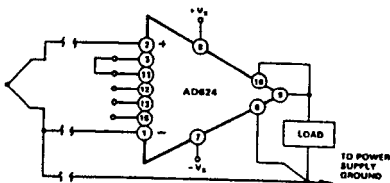


Figure 31b. Thermocouple

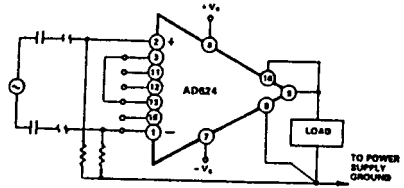


Figure 31c. AC Coupled

Figure 31. Indirect Ground Returns for Bias Currents

## COMMON-MODE REJECTION

Common-mode rejection is a measure of the change in output voltage when both inputs are changed by equal amounts. These specifications are usually given for a full-range input voltage change and a specified source imbalance. "Common-Mode Rejection Ratio" (CMRR) is a ratio expression while "Common-Mode Rejection" (CMR) is the logarithm of that ratio. For example, a CMRR of 10,000 corresponds to a CMR of 80dB.

In an instrumentation amplifier, ac common-mode rejection is only as good as the differential phase shift. Degradation of ac common-mode rejection is caused by unequal drops across differing track resistances and a differential phase shift due to varied stray capacitances or cable capacitances. In many applications shielded cables are used to minimize noise. This technique can create common-mode rejection errors unless the shield is properly driven. Figures 32 and 33 shows active data guards which are configured to improve ac common-mode rejection by "bootstrapping" the capacitances of the input cabling, thus minimizing differential phase shift.

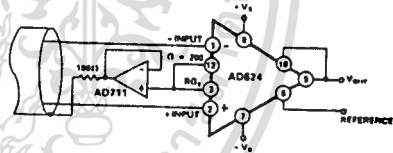


Figure 32. Shield Driver,  $G > 100$

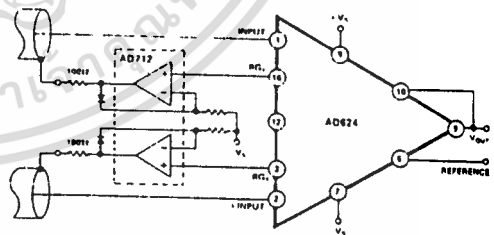


Figure 33. Differential Shield Driver

## GROUNDING

Many data-acquisition components have two or more ground pins which are not connected together within the device. These grounds must be tied together at one point, usually at the system power supply ground. Ideally, a single solid ground would be desirable. However, since current flows through the ground wires and etch stripes of the circuit cards, and since these paths have resistance and inductance, hundreds of millivolts can be generated between the system ground point and the data acquisition components. Separate ground returns should be provided to

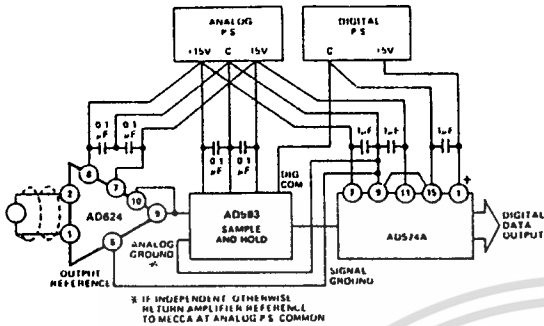


Figure 34. Basic Grounding Practice

minimize the current flow in the path from the most sensitive points to the system ground point. In this way supply currents and logic-gate return currents are not summed into the same return path as analog signals where they would cause measurement errors (see Figure 34).

Since the output voltage is developed with respect to the potential on the reference terminal an instrumentation amplifier can solve many grounding problems.

**SENSE TERMINAL**

The sense terminal is the feedback point for the instrument amplifier's output amplifier. Normally it is connected to the instrument amplifier output. If heavy load currents are to be drawn through long leads, voltage drops due to current flowing through lead resistance can cause errors. The sense terminal can be wired to the instrument amplifier at the load thus putting the  $I_xR$  drops "inside the loop" and virtually eliminating this error source.

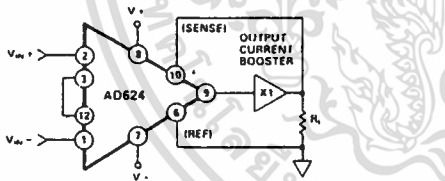


Figure 35. AD624 Instrumentation Amplifier with Output Current Booster

Typically, IC instrumentation amplifiers are rated for a full  $\pm 10$  volt output swing into  $2k\Omega$ . In some applications, however, the need exists to drive more current into heavier loads. Figure 35 shows how a current booster may be connected "inside the loop" of an instrumentation amplifier to provide the required current without significantly degrading overall performance. The effects of nonlinearities, offset and gain inaccuracies of the buffer are reduced by the loop gain of the IA output amplifier. Offset drift of the buffer is similarly reduced.

**REFERENCE TERMINAL**

The reference terminal may be used to offset the output by up to  $\pm 10V$ . This is useful when the load is "floating" or does not share a ground with the rest of the system. It also provides a direct means of injecting a precise offset. It must be remembered that the total output swing is  $\pm 10$  volts, from ground, to be shared between signal and reference offset.

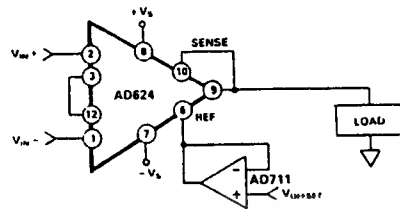


Figure 36. Use of Reference Terminal to Provide Output Offset

When the IA is of the three-amplifier configuration it is necessary that nearly zero impedance be presented to the reference terminal. Any significant resistance, including those caused by PC layouts or other connection techniques, which appears between the reference pin and ground will increase the gain of the noninverting signal path, thereby upsetting the common-mode rejection of the IA. Inadvertent thermocouple connections created in the sense and reference lines should also be avoided as they will directly affect the output offset voltage and output offset voltage drift.

In the AD624 a reference source resistance will unbalance the CMR trim by the ratio of  $10k\Omega/R_{REF}$ . For example, if the reference source impedance is  $1\Omega$ , CMR will be reduced to 80dB ( $10k\Omega/1\Omega = 80dB$ ). An operational amplifier may be used to provide that low impedance reference point as shown in Figure 36. The input offset voltage characteristics of that amplifier will add directly to the output offset voltage performance of the instrumentation amplifier.

An instrumentation amplifier can be turned into a voltage-to-current converter by taking advantage of the sense and reference terminals as shown in Figure 37.

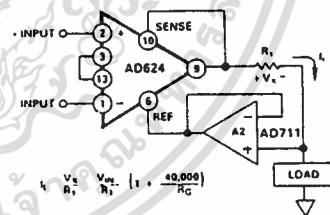


Figure 37. Voltage-to-Current Converter

By establishing a reference at the "low" side of a current setting resistor, an output current may be defined as a function of input voltage, gain and the value of that resistor. Since only a small current is demanded at the input of the buffer amplifier  $A_2$ , the forced current  $I_L$  will largely flow through the load. Offset and drift specifications of  $A_2$  must be added to the output offset and drift specifications of the IA.

**PROGRAMMABLE GAIN**

Figure 38 shows the AD624 being used as a software programmable gain amplifier. Gain switching can be accomplished with mechanical switches such as DIP switches or reed relays. It should be noted that the "on" resistance of the switch in series with the internal gain resistor becomes part of the gain equation and will have an effect on gain accuracy.

# AD624

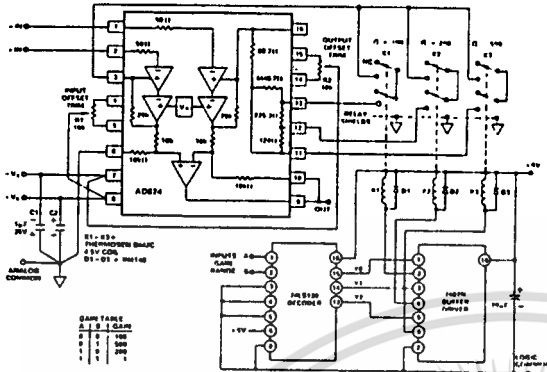


Figure 38. Gain Programmable Amplifier

A significant advantage in using the internal gain resistors in a programmable gain configuration is the minimization of thermocouple signals which are often present in multiplexed data acquisition systems.

If the full performance of the AD624 is to be achieved, the user must be extremely careful in designing and laying out his circuit to minimize the remaining thermocouple signals.

The AD624 can also be connected for gain in the output stage. Figure 39 shows an AD547 used as an active attenuator in the output amplifier's feedback loop. The active attenuation presents a very low impedance to the feedback resistors therefore minimizing the common-mode rejection ratio degradation.

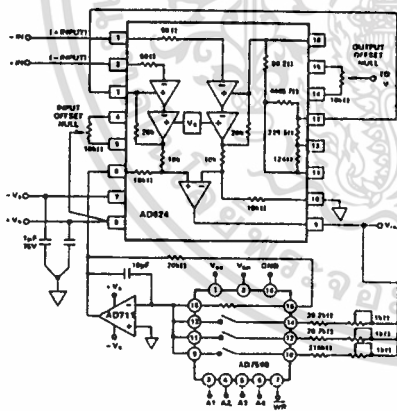


Figure 39. Programmable Output Gain

Another method for developing the switching scheme is to use a DAC. The AD7528 dual DAC which acts essentially as a pair of switched resistive attenuators having high analog linearity and symmetrical bipolar transmission is ideal in this application. The multiplying DAC's advantage is that it can handle inputs of either polarity or zero without affecting the programmed gain. The circuit shown uses an AD7528 to set the gain (DAC A) and to perform a fine adjustment (DAC B).

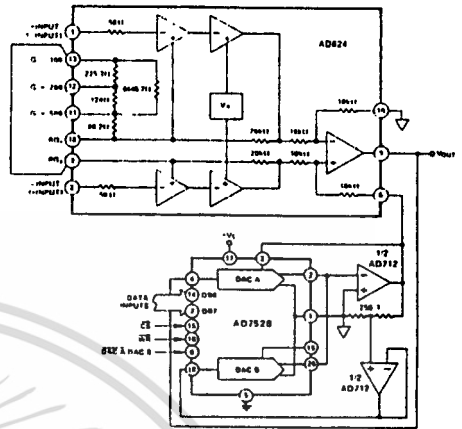


Figure 40. Programmable Output Gain Using a DAC

## AUTO-ZERO CIRCUITS

In many applications it is necessary to provide very accurate data in high gain configurations. At room temperature the offset effects can be nulled by the use of offset trim pots. Over the operating temperature range, however, offset nulling becomes a problem. The circuit of Figure 41 shows a CMOS DAC operating in the bipolar mode and connected to the reference terminal to provide software controllable offset adjustments.

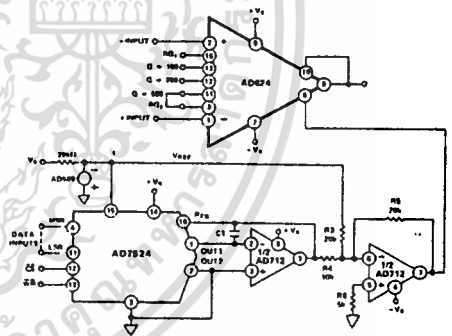


Figure 41. Software Controllable Offset

In many applications complex software algorithms for auto-zero applications are not available. For these applications Figure 42 provides a hardware solution.

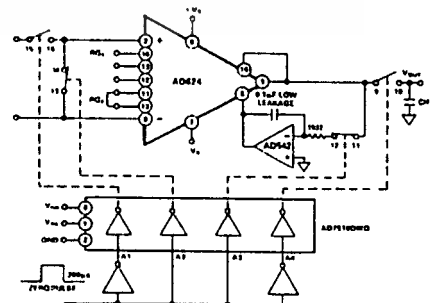


Figure 42. Auto-Zero Circuit

The microprocessor controlled data acquisition system shown in Figure 43 includes both auto-zero and auto-gain capability. By dedicating two of the differential inputs, one to ground and one to the A/D reference, the proper program calibration cycles can eliminate both initial accuracy errors and accuracy errors over temperature. The auto-zero cycle, in this application, converts a number that appears to be ground and then writes that same number (8 bit) to the AD7524 which eliminates the zero error since its output has an inverted scale. The auto-gain cycle converts the A/D reference and compares it with full scale. A multiplicative correction factor is then computed and applied to subsequent readings.

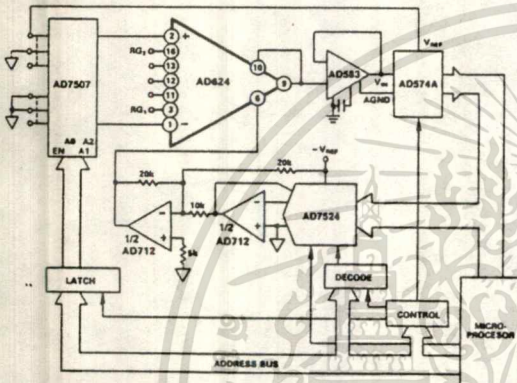


Figure 43. Microprocessor Controlled Data Acquisition System

**WEIGH SCALE**

Figure 44 shows an example of how an AD624 can be used to condition the differential output voltage from a load cell. The 10% reference voltage adjustment range is required to accommodate the 10% transducer sensitivity tolerance. The high linearity and low noise of the AD624 make it ideal for use in applications of this type particularly where it is desirable to measure small changes in weight as opposed to the absolute value. The addition of an auto gain/auto tare cycle will enable the system to remove offsets, gain errors, and drifts making possible true 14-bit performance.

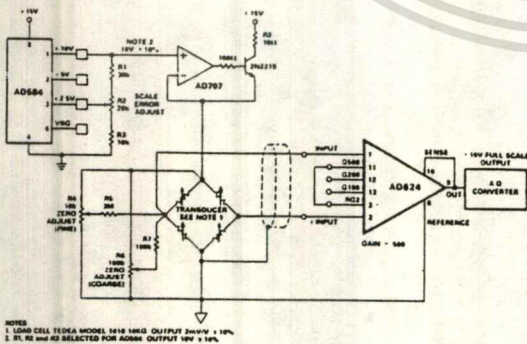


Figure 44. AD624 Weigh Scale Application

**AC BRIDGE**

Bridge circuits which use dc excitation are often plagued by errors caused by thermocouple effects, 1/f noise, dc drifts in the electronics, and line noise pick-up. One way to get around these problems is to excite the bridge with an ac waveform, amplify the bridge output with an ac amplifier, and synchronously demodulate the resulting signal. The ac phase and amplitude information from the bridge is recovered as a dc signal at the output of the synchronous demodulator. The low frequency system noise, dc drifts, and demodulator noise all get mixed to the carrier frequency and can be removed by means of a low pass filter. Dynamic response of the bridge must be traded off against the amount of attenuation required to adequately suppress these residual carrier components in the selection of the filter.

Figure 45 is an example of an ac bridge system with the AD630 used as a synchronous demodulator. The oscilloscope photograph shows the results of a 0.05% bridge imbalance caused by the 1Meg resistor in parallel with one leg of the bridge. The top trace is the amplified bridge output, the lower-middle trace is the output of the synchronous demodulator and the bottom trace is the filtered dc system output.

This system can easily resolve a 0.5ppm change in bridge impedance. Such a change will produce a 6.3mV change in the low pass filtered dc output, well above the RTO drifts and noise.

The AC-CMRR of the AD624 decreases with the frequency of the input signal. This is due mainly to the package-pin capacitance associated with the AD624's internal gain resistors. If AC-CMRR is not sufficient for a given application, it can be trimmed by using a variable capacitor connected to the amplifier's RG<sub>2</sub> pin as shown in Figure 45.

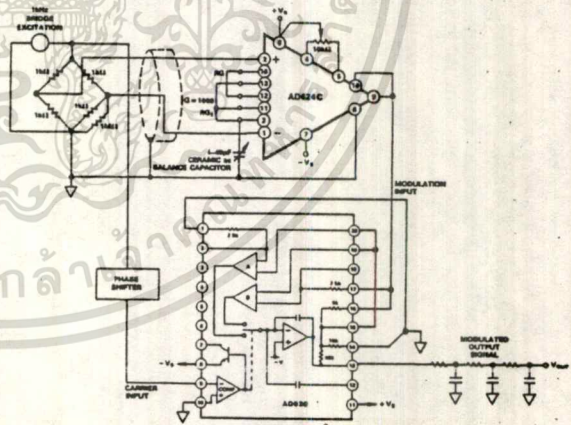


Figure 45. AC Bridge

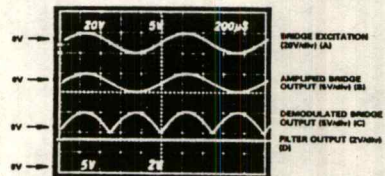


Figure 46. AC Bridge Waveforms

REV. A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# AD624

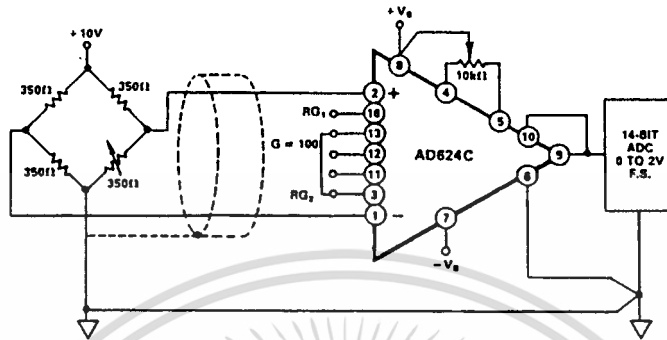


Figure 47. Typical Bridge Application

## ERROR BUDGET ANALYSIS

To illustrate how instrumentation amplifier specifications are applied, we will now examine a typical case where an AD624 is required to amplify the output of an unbalanced transducer. Figure 47 shows a differential transducer, unbalanced by  $\approx 5\Omega$ , supplying a 0 to 20mV signal to an AD624. The output of the IA feeds a 14-bit A to D converter with a 0 to 2 volt input voltage range. The operating temperature range is  $-25^{\circ}\text{C}$  to  $+85^{\circ}\text{C}$ . Therefore, the largest change in temperature  $\Delta T$  within the operating range is from ambient to  $+85^{\circ}\text{C}$  ( $85^{\circ}\text{C} - 25^{\circ}\text{C} = 60^{\circ}\text{C}$ ).

In many applications, differential linearity and resolution are of prime importance. This would be so in cases where the absolute value of a variable is less important than changes in value. In these applications, only the irreducible errors (20ppm = 0.002%) are significant. Furthermore, if a system has an intelligent processor monitoring the A to D output, the addition of an auto-gain/auto-zero cycle will remove all reducible errors and may eliminate the requirement for initial calibration. This will also reduce errors to 0.002%.

Error Source	AD624 Specifications	Calculation	Effect on Absolute Accuracy at $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	Effect on Absolute Accuracy at $T_A = 85^{\circ}\text{C}$	Effect on Resolution
Gain Error	$\pm 0.1\%$	$\pm 0.1\% = 1000\text{ppm}$	1000ppm	1000ppm	-
Gain Instability	10ppm	$(10\text{ppm}/^{\circ}\text{C})(60^{\circ}\text{C}) = 600\text{ppm}$	-	600ppm	-
Gain Nonlinearity	$\pm 0.001\%$	$\pm 0.001\% = 10\text{ppm}$	-	-	10ppm
Input Offset Voltage	$\pm 25\mu\text{V}$ , RTI	$\pm 25\mu\text{V}/20\text{mV} = \pm 1250\text{ppm}$	1250ppm	1250ppm	-
Input Offset Voltage Drift	$\pm 0.25\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$	$(\pm 0.25\mu\text{V}/^{\circ}\text{C})(60^{\circ}\text{C}) = 15\mu\text{V}$ $15\mu\text{V}/20\text{mV} = 750\text{ppm}$	-	750ppm	-
Output Offset Voltage <sup>1</sup>	$\pm 2.0\text{mV}$	$\pm 2.0\text{mV}/20\text{mV} = 1000\text{ppm}$	1000ppm	1000ppm	-
Output Offset Voltage Drift <sup>1</sup>	$\pm 10\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$	$(\pm 10\mu\text{V}/^{\circ}\text{C})(60^{\circ}\text{C}) = 600\mu\text{V}$ $600\mu\text{V}/20\text{mV} = 300\text{ppm}$	-	300ppm	-
Bias Current - Source Imbalance Error	$\pm 15\text{nA}$	$(\pm 15\text{nA})(5\Omega) = 0.075\mu\text{V}$ $0.075\mu\text{V}/20\text{mV} = 3.75\text{ppm}$	3.75ppm	3.75ppm	-
Offset Current - Source Imbalance Error	$\pm 10\text{nA}$	$(\pm 10\text{nA})(5\Omega) = 0.050\mu\text{V}$ $0.050\mu\text{V}/20\text{mV} = 2.5\text{ppm}$	2.5ppm	2.5ppm	-
Offset Current - Source Resistance - Error	$\pm 10\text{nA}$	$(10\text{nA})(175\Omega) = 1.75\mu\text{V}$ $1.75\mu\text{V}/20\text{mV} = 87.5\text{ppm}$	87.5ppm	87.5ppm	-
Offset Current - Source Resistance - Drift	$\pm 100\text{pA}/^{\circ}\text{C}$	$(100\text{pA}/^{\circ}\text{C})(175\Omega)(60^{\circ}\text{C}) = 1\mu\text{V}$ $1\mu\text{V}/20\text{mV} = 50\text{ppm}$	-	50ppm	-
Common Mode Rejection 5V dc	115dB	$115\text{dB} = 1.8\text{ppm} \times 5\text{V} = 9\mu\text{V}$ $9\mu\text{V}/20\text{mV} = 444\text{ppm}$	450ppm	450ppm	-
Noise, RTI (0.1-10Hz)	$0.22\mu\text{V}$ p-p	$0.22\mu\text{V}$ p-p/20mV = 10ppm	-	-	10ppm
<b>Total Error</b>			<b>3793.75ppm</b>	<b>5493.75ppm</b>	<b>20ppm</b>

<sup>1</sup>Output offset voltage and output offset voltage drift are given as RTI figures.

Table II. Error Budget Analysis of AD624CD in Bridge Application

For a comprehensive study of instrumentation amplifier design and applications, refer to the Instrumentation Amplifier Application Guide, available free from Analog Devices.



## MM74C925, MM74C926, MM74C927, MM74C928 4-Digit Counters with Multiplexed 7-Segment Output Drivers

### general description

These CMOS counters consist of a 4-digit counter, an internal output latch, NPN output sourcing drivers for a 7-segment display, and an internal multiplexing circuitry with four multiplexing outputs. The multiplexing circuit has its own free-running oscillator, and requires no external clock. The counters advance on negative edge of clock. A high signal on the Reset input will reset the counter to zero, and reset the carry-out low. A low signal on the Latch Enable input will latch the number in the counters into the internal output latches. A high signal on Display Select input will select the number in the counter to be displayed; a low level signal on the Display Select will select the number in the output latch to be displayed.

The MM74C925 is a 4-decade counter and has Latch Enable, Clock and Reset inputs.

The MM74C926 is like the MM74C925 except that it has a display select and a carry-out used for cascading counters. The carry-out signal goes high at 6000, goes back low at 0000.

The MM74C927 is like the MM74C926 except the second most significant digit divides by 6 rather than 10. Thus, if the clock input frequency is 10 Hz, the display would read tenths of seconds and minutes (i.e., 9:59.9).

The MM74C928 is like the MM74C926 except the most significant digit divides by 2 rather than 10 and the

carry-out is an overflow indicator which is high at 2000, and it goes back low only when the counter is reset. Thus, this is a 3 1/2-digit counter.

### features

- Wide supply voltage range 3V to 6V
- Guaranteed noise margin 1V
- High noise immunity 0.45 V<sub>CC</sub> typ
- High segment sourcing current 40 mA @ V<sub>CC</sub> = 1.6V, V<sub>CC</sub> = 5V
- Internal multiplexing circuitry

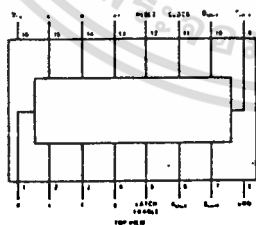
### design considerations

Segment resistors are desirable to minimize power dissipation and chip heating. The DM75492 serves as a good digit driver when it is desired to drive bright displays. When using this driver with a 5V supply at room temperature, the display can be driven without segment resistors to full illumination. The user must use caution in this mode however, to prevent overheating of the device by using too high a supply voltage or by operating at high ambient temperatures.

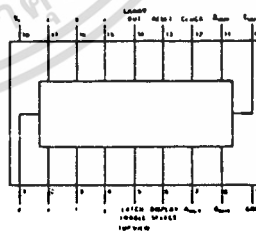
The input protection circuitry consists of a series resistor, and a diode to ground. Thus input signals exceeding V<sub>CC</sub> will not be clamped. This input signal should not be allowed to exceed 15V.

### connection diagrams

Dual-In-Line Package  
MM74C925



Dual-In-Line Package  
MM74C926, MM74C927 and MM74C928



### functional description

- Reset - Asynchronous, active, high
- Display Select - High, displays output of counter  
Low, displays output of latch
- Latch Enable - High, flow through condition  
Low, latch condition
- Clock - Negative edge sensitive

- Segment Output - Current sourcing with 80 mA @ V<sub>OUT</sub> = V<sub>CC</sub> - 1.6V typical. Also, sink capability = 2 LTTL loads
- Digit Output - Current sourcing with 1 mA @ V<sub>OUT</sub> = 1.75V. Also, sink capability = 2 LTTL loads
- Carry-out - 2 LTTL loads. See carry-out waveforms.

**absolute maximum ratings** (Note 1)

Voltage at Any Output Pin	Gnd - 0.3V to $V_{CC} + 0.3V$
Voltage at Any Input Pin	Gnd - 0.3V to +15V
Operating Temperature Range ( $T_A$ )	-40°C to +85°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Package Dissipation	Refer to $P_{D(MAX)}$ vs $T_A$ Graph
Operating $V_{CC}$ Range	3V to 6V
$V_{CC}$	6.5V
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

**dc electrical characteristics** Min/max limits apply at  $-40^\circ C \leq T_J \leq +85^\circ C$ , unless otherwise noted.

PARAMETER		CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>CMOS TO CMOS</b>						
$V_{IN(1)}$	Logical "1" Input Voltage	$V_{CC} = 5.0V$	3.5			V
$V_{IN(0)}$	Logical "0" Input Voltage	$V_{CC} = 5.0V$			1.5	V
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage (Carry-out and Digit Output Only)	$V_{CC} = 5.0V, I_O = -10\mu A$	4.5			V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	$V_{CC} = 5.0V, I_O = 10\mu A$			0.5	V
$I_{IN(1)}$	Logical "1" Input Current	$V_{CC} = 5.0V, V_{IN} = 15V$		0.005	1.0	$\mu A$
$I_{IN(0)}$	Logical "0" Input Current	$V_{CC} = 5.0V, V_{IN} = 0V$	-1.0	-0.005		$\mu A$
$I_{CC}$	Supply Current	$V_{CC} = 5.0V$ , Outputs Open Circuit, $V_{IN} = 0V$ or 5V		20	1000	$\mu A$
<b>CMOS/LPTTL INTERFACE</b>						
$V_{IN(1)}$	Logical "1" Input Voltage	$V_{CC} = 4.75V$	$V_{CC} - 1.5$			V
$V_{IN(0)}$	Logical "0" Input Voltage	$V_{CC} = 4.75V$			0.8	V
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage (Carry-Out and Digit Output Only)	$V_{CC} = 4.75V$ , $I_O = -360\mu A$	2.4			V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	$V_{CC} = 4.75V$ , $I_O = 360\mu A$			0.4	V
<b>OUTPUT DRIVE</b>						
$V_{OUT}$	Output Voltage (Segment Sourcing Output)	$I_{OUT} = -65 mA, V_{CC} = 5V, T_J = 25^\circ C$ $I_{OUT} = -40 mA, V_{CC} = 5V$ $\begin{cases} T_J = 100^\circ C \\ T_J = 150^\circ C \end{cases}$	$V_{CC} - 1.6$ $V_{CC} - 2$	$V_{CC} - 1.3$ $V_{CC} - 1.2$ $V_{CC} - 1.4$		V
$R_{ON}$	Output Resistance (Segment Sourcing Output)	$I_{OUT} = -65 mA, V_{CC} = 5V, T_J = 25^\circ C$ $I_{OUT} = -40 mA, V_{CC} = 5V$ $\begin{cases} T_J = 100^\circ C \\ T_J = 150^\circ C \end{cases}$		20 30 35	40 50	$\Omega$
	Output Resistance (Segment Output) Temperature Coefficient			0.6	0.8	$\%/^\circ C$
$I_{SOURCE}$	Output Source Current (Digit Output)	$V_{CC} = 4.75V, V_{OUT} = 1.75V, T_J = 150^\circ C$	-1	-2		mA
$I_{SOURCE}$	Output Source Current (Carry-out)	$V_{CC} = 5V, V_{OUT} = 0V, T_J = 25^\circ C$	-1.75	-3.3		mA
$I_{SINK}$	Output Sink Current (All Outputs)	$V_{CC} = 5V, V_{OUT} = V_{CC}, T_J = 25^\circ C$	1.75	3.6		mA
$\theta_{JA}$	Thermal Resistance	MM74C925 (Note 4) MM74C926, MM74C927, MM74C928		75 70	100 90	$^\circ C/W$

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Except for "Operating Range" they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: Capacitance is guaranteed by periodic testing.

Note 3:  $C_{PD}$  determines the no load ac power consumption of any CMOS device. For complete explanation see 54C/74C Family Characteristics application note, AN-90.

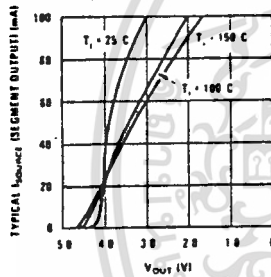
Note 4:  $\theta_{JA}$  measured in free-air with device soldered into printed circuit board.

ac electrical characteristics  $T_j = 25^\circ\text{C}$ ,  $C_L = 50\text{ pF}$ , unless otherwise specified

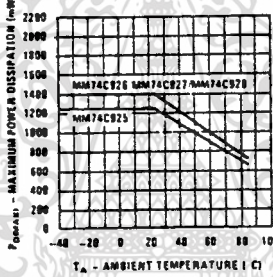
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
$f_{MAX}$	Maximum Clock Frequency	$V_{CC} = 5.0\text{V}$ , Square Wave Clock	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $T_j = 100^\circ\text{C}$	2 1.5	4 3	MHz
$t_r, t_f$	Maximum Clock Rise or Fall Time	$V_{CC} = 5.0\text{V}$		15		$\mu\text{s}$
$t_{WM}$	Reset Pulse Width	$V_{CC} = 5.0\text{V}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $T_j = 100^\circ\text{C}$	250 320	100 125	ns
$t_{WLE}$	Latch Enable Pulse Width	$V_{CC} = 5.0\text{V}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $T_j = 100^\circ\text{C}$	250 320	100 125	ns
$t_{SET(CK,LE)}$	Clock to Latch Enable Set-Up Time	$V_{CC} = 5.0\text{V}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $T_j = 100^\circ\text{C}$	2500 3200	1250 1600	ns
$t_{LM}$	Latch Enable to Reset Wait Time	$V_{CC} = 5.0\text{V}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $T_j = 100^\circ\text{C}$	0 0	100 100	ns
$t_{SET(R,LE)}$	Reset to Latch Enable Set-Up Time	$V_{CC} = 5.0\text{V}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $T_j = 100^\circ\text{C}$	320 400	160 200	ns
$f_{MUX}$	Multiplexing Output Frequency	$V_{CC} = 5.0\text{V}$			1000	Hz
$C_{IN}$	Input Capacitance	Any Input (Note 2)			5	pF

typical performance characteristics

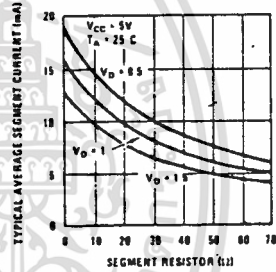
Typical Segment Current vs Output Voltage



Maximum Power Dissipation vs Ambient Temperature

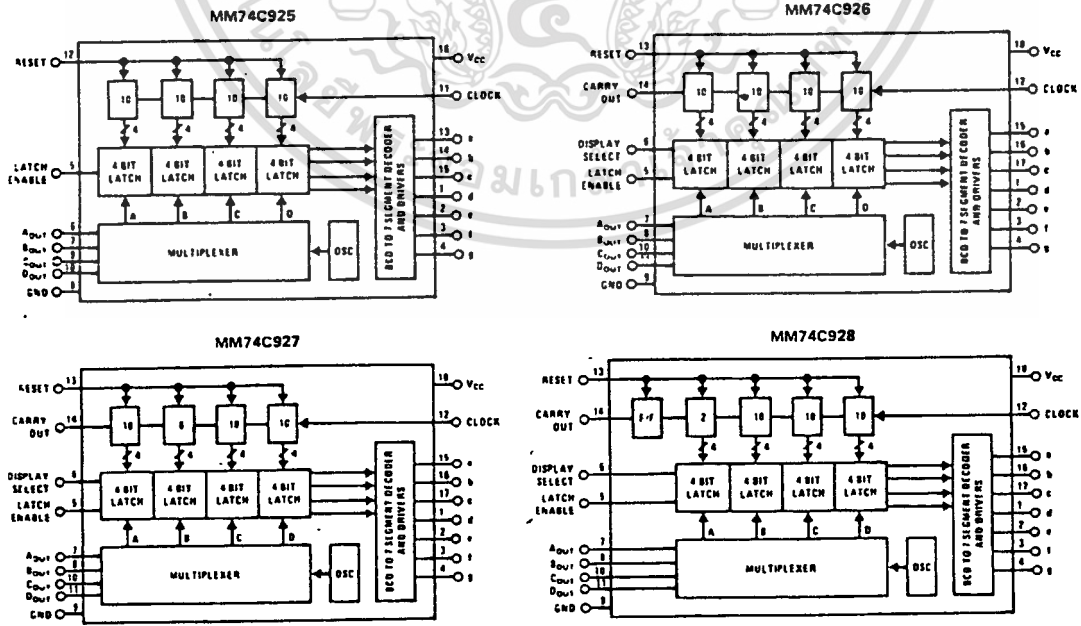


Typical Average Segment Current vs Segment Resistor Value

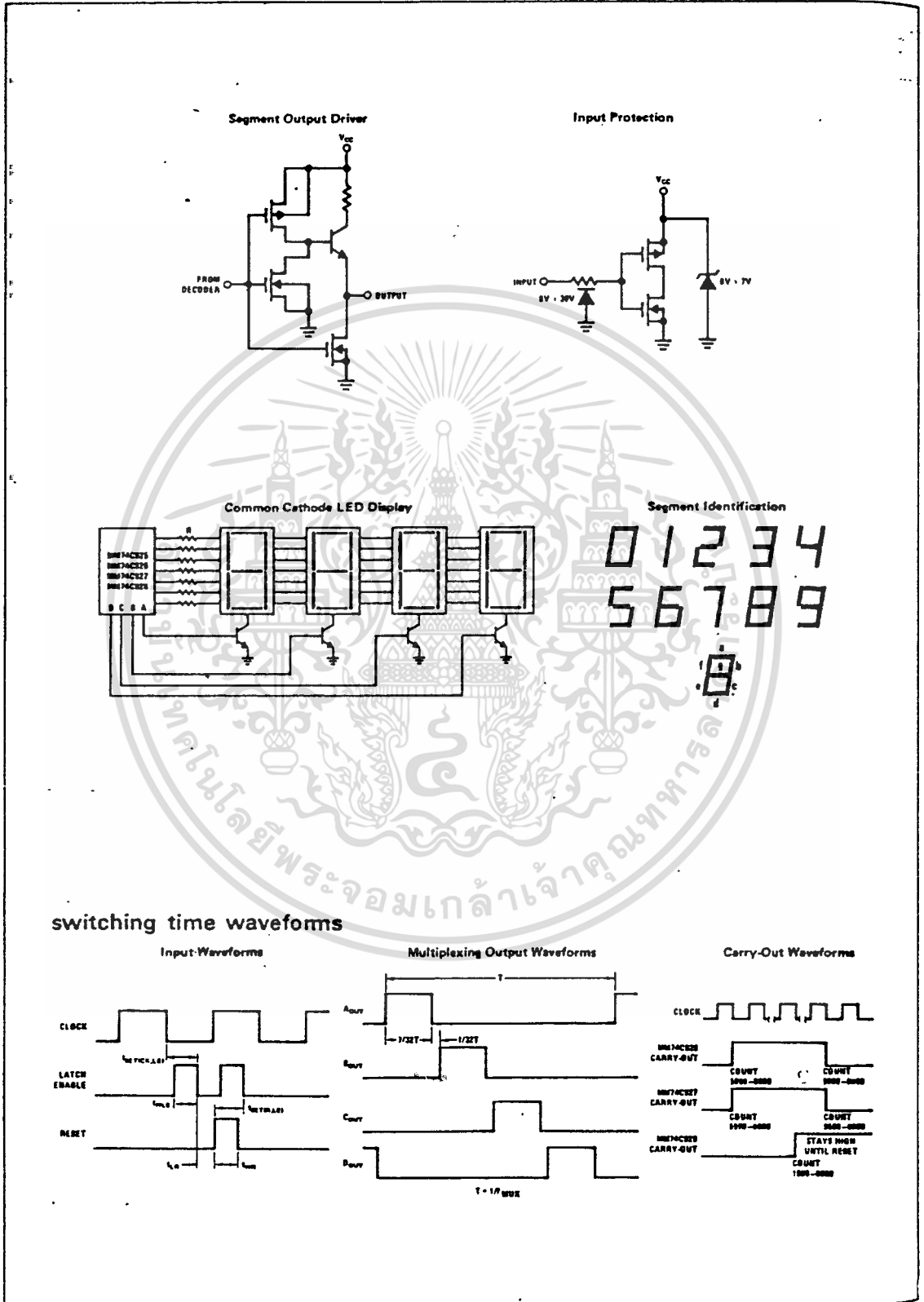


Note.  $V_D$  = Voltage across digit driver.

logic and block diagrams



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยความช่วยเหลือจากหลายท่านโดยผู้จัดทำขอขอบคุณ อ.สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์ อาจารย์ที่ปรึกษาที่ให้คำแนะนำให้คำปรึกษา และให้ความรู้ในการจัดทำมาโดยตลอด ขอขอบคุณพ่อและแม่ของผู้จัดทำที่คอยให้กำลังใจและทุนทรัพย์ในการจัดทำ สุดท้ายนี้ขอขอบคุณอาจารย์ทุกท่านและเพื่อนทุกคนที่ให้คำปรึกษาจนทำให้โครงการสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี จึงขอขอบคุณมา ณ โอกาสนี้ด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## หนังสืออ้างอิง

- สัมพันธ์ หาญชล. เครื่องกลไฟฟ้า 1. กรุงเทพมหานคร: ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี, 2530.
- สัมพันธ์ หาญชล. เครื่องกลไฟฟ้า 2. กรุงเทพมหานคร: ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี, 2530.
- ทวีชัย อรรถวิบูลย์กุล เครื่องกลไฟฟ้า 2. ศูนย์ส่งเสริมอาชีพ: แผนกวิชาช่างไฟฟ้ากำลัง วิทยาลัยช่างกลปทุมวัน, 2527.
- เกษตร ศิริสันติสัมฤทธิ์. Process Instrument. ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุมทางอุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าลาดกระบัง.
- วิโรจน์ อัครรังสี, มีชวัลย์ เต็มฤทธิ์วงศ์ และ กรชูลี ใช้สภิตย์. การใช้งานออปแอมป์และลิเนียร์ไอซี
- โยธิน เปรมปราณี. ระบบเซอร์โวและอิเล็กทรอนิกส์คอนโทรลมอเตอร์ ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า ลาดกระบัง.