

อุปกรณ์ประหยัดพลังงานและแก้  
เพาเวอร์แฟคเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ  
( ENERGY CONTROLLER AND  
IMPROVE P.F. OF INDUCTION MOTOR )

โดย

นายวิทยา สุกฤตานนท์  
นายวิชาญ เขียวเฉลิมศรี  
นายสมชาติ จิริวิภากร

ปฏิญานีพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญา  
วิศวกรรมบัณฑิต  
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2536

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

T.033129

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2536

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร

ลาดกระบัง

เรื่อง อุปกรณ์ประหยัดพลังงานและแก๊สเพาเวอร์แฟกเตอร์ของมอเตอร์

เหนียวนำ

ผู้จัดทำ

1. นายวิทยา สุกฤตานนท์ 33100347

2. นายวิชาญ เชี่ยวเฉลิมศรี 33100343

3. นายสมชาติ จิริวิภากร 33100392

.....อาจารย์ที่ปรึกษา

( ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# อุปกรณ์ประหยัดพลังงานและแก้เพาเวอร์แฟคเตอร์ ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

วิทยา สุกฤตานนท์  
วิชาญ เชี่ยวเฉลิมศรี  
สมชาติ จิริวิภากร

ผศ.ประภาส ไพรสวรรณา  
ปีการศึกษา 2536

บทคัดย่อ

เนื่องจากในปัจจุบันอุปกรณ์พววมอเตอร์เหนี่ยวนำในขณะตอน no load หรือขณะตอน light load จะมีเพาเวอร์แฟคเตอร์ค่อนข้างต่ำ ดังนั้นจะเป็นการสูญเสียพลังงานโดยเปล่าประโยชน์ เพราะฉะนั้นจึงได้มีการคิดเครื่องสำหรับแก้ไขเพาเวอร์แฟคเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำขึ้นมาเพื่อว่าในขณะมอเตอร์เหนี่ยวนำกำลัง no load หรือ light load จะได้ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ดีขึ้น ทำให้เป็นการประหยัดพลังงานในส่วน reactive power ด้วย หรืออาจกล่าวได้ว่าทำให้มอเตอร์ใช้พลังงานที่เหมาะสมกับโหลดโดยเฉพาะช่วง no load หรือ light load

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# ENERGY CONTROLLER AND APPROVE P.F. OF INDUCTION MOTOR

WITTAYA SUKITTANON

WICHAN CHIEWCHALERMSRE

SOMCHAT JIRIWIBHAKORN

ASSISTANT PROFESSOR PRAPAT PRISUWANNA

1993.

## ABSTRACT

Due to in the no load or light load of an induction motor, it has low power factor. So the reactive power is used in useless value. In this project we make the controller that can check the power factor of the induction motor (3 phase) and deliver the proper power flow into it vary to the load that the motor take. If the power factor of the induction motor is very low, it means that the motor has no load or light load. The power flow into the motor check by the controller is very low when we compare with the motor has nearly full load or full load that it has high power factor. The motor receive low power when it has no load or light load because it has low voltage and low current so the power factor of the motor is made higher when we compare with the motor operates without the controller. We can say that it is one method to save the energy flow into the induction motor.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

1) วัตถุประสงค์และขอบเขตของโครงการ	1
2) บทนำ	2
3) เนื้อเรื่อง	3
โครงสร้างและส่วนประกอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	3
หลักการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	3
ส่วนประกอบและการทำงานของ SCR	17
คุณสมบัติอื่น ๆ ของ SCR	19
การนำไปใช้ในโครงการ	20
4) วัสดุและอุปกรณ์	21
วงจรในการวัดสัญญาณแรงดันและกระแสเพื่อนำมาหาเพาเวอร์แฟคเตอร์ และสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม	21
วงจรในการสร้างสัญญาณ ramp	24
วงจรในการสร้างสัญญาณ Trig SCR	26
5) แบบจำลองของแรงดันเฟสของแหล่งกำเนิดและรูปคลื่นกระแส	29
6) วิธีการและการทดลอง	31
7) ผลการทดลอง	32
8) บทวิจารณ์และบทสรุป	38
9) กิตติกรรมประกาศ	39
10) เอกสารอ้างอิง	40
11) ภาคผนวก	41

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## วัตถุประสงค์และขอบเขตของโครงการ

วัตถุประสงค์ของโครงการนี้จะสรุปได้ดังนี้คือ

1. สร้างอุปกรณ์เพื่อที่จะตรวจสอบการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยพิจารณาค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของตัวมอเตอร์ขณะที่มันกำลังทำงาน และนำสัญญาณที่ได้ไปใช้ในการหามุมทริก SCR ที่เหมาะสมกับการใช้งานจริง ๆ ของมอเตอร์ชนิดนั้น
2. เมื่อมอเตอร์ทำการ operate ที่จุดใหม่ ค่าพลังงานที่จ่ายให้กับมอเตอร์จะสัมพันธ์กับค่าเพาเวอร์ของมอเตอร์นั้น กล่าวคือในขณะที่มอเตอร์ no load หรือ light load อยู่ นั้นพลังงานที่จ่ายให้กับมอเตอร์นั้นก็จะลดลงเมื่อเทียบกับพลังงานที่จ่ายให้กับมอเตอร์ในขณะ full load ดังนั้นพลังงานที่ใช้ไปจึงเหมาะสมกับช่วงสภาวะการทำงานต่าง ๆ ของมอเตอร์ ซึ่งเป็นการประหยัดพลังงานไปด้วยนั่นเอง

เพื่อที่จะสร้างอุปกรณ์ที่ประหยัดพลังงานในขณะที่มอเตอร์เหนี่ยวนำ no load หรือ light load จึงได้พัฒนาอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ขึ้นมาเพื่อตรวจสอบเพาเวอร์แฟคเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำและมีอุปกรณ์ในการ set มุมทริก SCR เพื่อจุดชนวนให้ SCR ทำงานที่จุดใหม่ ซึ่งตรงจุดนี้จะทำให้เพาเวอร์แฟคเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสูงขึ้นโดยที่แรงดันที่จะจ่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำจะสัมพันธ์กับเพาเวอร์แฟคเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำนั้น กล่าวคือ ขณะ no load หรือ light load แรงดันที่จะจ่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำจะน้อยกว่าแรงดันที่พิกัดเมื่อโหลดเพิ่มขึ้นแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์ก็จะมีค่ามากขึ้นตามลำดับ โครงการนี้มีขอบเขตคือการสร้างอุปกรณ์ในการแก้เพาเวอร์แฟคเตอร์ให้อยู่ในช่วงที่เหมาะสมและจัดว่าเป็นอุปกรณ์ในการประหยัดพลังงานอีกด้วย

### บทนำ

ปัจจุบันโรงงานอุตสาหกรรม motor เป็นอุปกรณ์หลักที่ใช้ในการดำเนินกิจกรรมและส่วนใหญ่จะเป็นพวก induction motor ซึ่งในการนำไปใช้จะเกิดสภาวะอยู่ 2 สภาวะคือ

- 1.full load
- 2.no load หรือ light load

ในความเป็นจริงแล้วในกรณี full load และ no load นั้น motor ใช้กระแสไม่แตกต่างกันเลย หรืออาจกล่าวได้ว่าพลังงานที่จ่ายให้แก่มอเตอร์ไม่ว่าจะในภาวะ full load หรือ no load แทบจะไม่ต่างกันมากนัก นั้นหมายความว่าเราจะได้งานหรือไม่ได้งานจากมอเตอร์ และไม่ว่าจะได้งานมากน้อยขนาดไหนก็ตามเราก็ยังคงต้องจ่ายพลังงานให้แก่มอเตอร์ด้วยปริมาณที่ค่อนข้างจะคงที่ การควบคุมการทำงานของมอเตอร์ให้มีประสิทธิภาพที่สุดก็คือการควบคุมพลังงานที่จ่ายให้แก่มอเตอร์ให้มีปริมาณพอเหมาะกับการทำงานจริง ๆ ของมอเตอร์ กล่าวคือ เราจะพิจารณาจากค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์

$$\text{สำหรับมอเตอร์ 3 เฟส } P = \sqrt{3}VLIL\cos\theta$$

ในกรณี full load ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ จะใกล้ค่า 1 มาก และขณะตอน no load ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์จะใกล้ค่า 0 มาก ซึ่งค่า  $\theta$  จะเป็นค่ามุมที่ voltage และ current ของมอเตอร์ที่เกิดการ lead และ lag นั้นเอง ฉะนั้นเราจะสามารถนำเอาเพาเวอร์แฟคเตอร์นี้มาควบคุมมอเตอร์ ซึ่งจะสามารถควบคุมให้มอเตอร์ทำงานเต็มที่ตอน full load และในตอน no load เราจะทำให้ลดการใช้พลังงานลงไป โดยการลดแรงดันที่มาจ่ายให้กับมอเตอร์ จะเห็นว่าในตอน no load นั้นเราจะสูญเสียพลังงานไปโดยไร้ประโยชน์ เพื่อที่จะลดพลังงานที่สูญเสียไปนี้ให้มีค่าน้อยที่สุด จะกระทำได้โดยการมอดิเตอร์ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ ของมอเตอร์ ถ้าในกรณีค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ใกล้ค่า 1 ก็แสดงว่าอยู่ในสภาวะ full load จึงจำเป็นต้องให้มอเตอร์ทำงานเต็มที่ ถ้าค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ใกล้ค่า 0 ก็แสดงว่าอยู่ในสภาวะ no load จำเป็นจะต้องลดค่า line voltage ที่ให้แก่มอเตอร์ลง ทำให้กระแสที่มอเตอร์ใช้ลดลงค่าเพาเวอร์ที่จ่ายให้กับมอเตอร์ก็จะลดลงไปด้วยทำให้ประหยัดพลังงานไฟฟ้าไปได้มากในกรณีที่เกิดสภาวะ no load

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เนื้อเรื่อง

ก่อนอื่นจะได้กล่าวถึงคุณสมบัติทั่ว ๆ ไปของมอเตอร์เหนี่ยวนำและลักษณะการใช้งานตลอดจนหลักการการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสและรวมถึงโครงสร้างและส่วนประกอบดังเนื้อหาที่จะได้บรรยายต่อไปนี้

### 1. โครงสร้างและส่วนประกอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสมีส่วนประกอบเบื้องต้นเหมือนกันคือ ประกอบด้วย ส่วนที่อยู่กับที่ ส่วนที่หมุน และฝาครอบ

- ส่วนที่อยู่กับที่ (stator) ส่วนที่อยู่กับที่เรียกกันทั่วไปว่า สเตเตอร์ สเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสมีหลักการและโครงสร้างเหมือนสเตเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสสามเฟส
- ส่วนที่หมุน (rotor) มักเรียกกันว่าโรเตอร์ โรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบ่งออกได้ 2 แบบคือ

1)แบบโรเตอร์กรงกระรอก (squirrel cage rotor) แกนโรเตอร์ทำด้วยเหล็กแผ่นลามิเนต (laminated sheet steel) เขาะผิวด้านนอกให้เป็นร่องโดยรอบเรียกว่า สล็อต ตรงกลางแผ่นเจาะรูสำหรับสอดเพลลา เมื่อนำแผ่นลามิเนตเหล่านี้มาอัดเข้าด้วยกันจะได้แกนโรเตอร์ เมื่อนำแกนโรเตอร์เข้าไปวางในแบบพิมพ์ (mold) แล้วฉีดอลูมิเนียมเหลวเข้าไป จะได้อลูมิเนียมอัดแน่นอยู่ในร่องสล็อตและมีครีบก้นยื่นออกไปทั้งสองข้างเพื่อใช้เป็นใบพัดระบายความร้อน

2)แบบโรเตอร์พันขดลวด หรือ แบบวาวด์โรเตอร์ (wound rotor) แกนโรเตอร์ทำด้วยเหล็กแผ่นลามิเนตปัดเป็นร่องสล็อตแล้วนำมาอัดติดกันเป็นรูปทรงกระบอก มีขดลวดทองแดงอาบน้ำยาฉนวนไฟฟ้าจำนวน 3 ชุด (3 เฟส) พันอยู่ในร่องสล็อต โดยขดลวดแต่ละเฟสจะพันเรียงห่างกัน 120 องศาไฟฟ้า และต้องพันให้เกิดจำนวนขั้วแม่เหล็กเท่ากับจำนวนขั้วแม่เหล็กบนสเตเตอร์ ปลายสายของขดลวดทั้งสามเฟสจะต่อรวมกันเป็นแบบสตาร์ ปลายสายที่เหลือจะต่อเข้ากับสลีปริง 3 อัน ซึ่งมีแปรงถ่านสัมผัสอยู่ และมีสายต่อจากแปรงถ่านออกไปภายนอกเพื่อต่อเข้ากับความต้านทานที่ปรับค่าได้เพื่อใช้ในการเริ่มเดิน และปรับแต่งความเร็ว

### หลักการการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

1.แบบโรเตอร์กรงกระรอก เมื่อป้อนไฟฟ้าสามเฟสให้กับขดลวดสเตเตอร์จะเกิดสนามแม่เหล็กหมุนขึ้นที่สเตเตอร์เรียกว่าความเร็วซิงโครนัส สนามแม่เหล็กหมุนนี้จะไปเหนี่ยวนำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำและกระแสไฟฟ้าขึ้นที่โรเตอร์เท่านั้น และเกิดสนามแม่เหล็กขึ้นที่โรเตอร์ สนามแม่เหล็กหมุนนี้ทั้งห้ามีให้ตัดแบ่งเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสเตเตอร์จะดึงดูดให้สนามแม่เหล็กจากโรเตอร์หมุนตามไปด้วย คือทำให้โรเตอร์หมุนไปในทิศทางเดียวกันกับสนามแม่เหล็กหมุนจากสเตเตอร์ ซึ่งความเร็วของโรเตอร์นี้จะมีความเร็วต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัสเสมอ

ถ้าหากโรเตอร์หมุนด้วยความเร็วเท่ากับความเร็วซิงโครนัส จะไม่เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นในตัวนำที่โรเตอร์ จะไม่มีกระแสไหล และไม่มีแรงบิดเกิดขึ้นบนโรเตอร์ด้วย ดังนั้นจึงสรุปได้ว่า ความเร็วของโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะต้องต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัสเสมอ

2.แบบโรเตอร์พันขดลวดหรือขดลวดโรเตอร์ เมื่อป้อนไฟฟ้าสามเฟสให้กับขดลวดสเตเตอร์จะเกิดสนามแม่เหล็กหมุนขึ้นที่สเตเตอร์เรียกว่า ความเร็วซิงโครนัส สนามแม่เหล็กหมุนนี้จะไปเหนี่ยวนำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำและกระแสเหนี่ยวนำขึ้นที่โรเตอร์ กระแสเหนี่ยวนำนี้จะไหลผ่านความต้านทานภายนอกที่ต่อร่วมกับขดลวดโรเตอร์เพื่อช่วยในการเริ่มต้นและปรับแต่งความเร็ว ขณะเริ่มต้นต้องปรับค่าความต้านทานภายนอก (ความต้านทานที่ปรับค่าได้ 3 ตัวต่อแบบสตาร์) ไว้ในตำแหน่งที่มีค่าความต้านทานสูงสุดจะมีผลทำให้แรงบิดเริ่มหมุนเพิ่มขึ้น กระแสขณะสตาร์ทจะลดลงเมื่อความเร็วของมอเตอร์สูงขึ้นแล้วจึงค่อย ๆ ลดความต้านทานภายนอกลง ขณะนี้มอเตอร์มีอัตราเร่งเพิ่มขึ้น เมื่อลดความต้านทานภายนอกจนหมด สลิปริงจะถูกตัดวงจรที่จุดต่อสตาร์ของความต้านทานภายนอก มอเตอร์จะหมุนด้วยความเร็วเต็มพิกัด (rated speed) ถ้าต้องการปรับแต่งความเร็วของมอเตอร์แบบนี้ ทำได้โดยเพิ่มหรือลดค่าความต้านทานภายนอก ตามปกติแล้วการปรับความเร็วจะปรับจากความเร็วเต็มพิกัดจนถึงความเร็วต่ำกว่าพิกัด ไม่สามารถปรับให้มีความเร็วสูงกว่าความเร็วเต็มพิกัดได้

ความแตกต่างระหว่างความเร็วซิงโครนัสกับความเร็วโรเตอร์เรียกว่า “ความเร็วสลิป” (slip speed or slip in rpm.) เมื่อจะแสดงค่าสลิปในรูปของ per-unit หรือ เปอร์เซ็นต์ของความเร็ว ซิงโครนัสก็หาได้ดังนี้

$$S = (N_s - N_r) / N_s$$

$$\text{หรือ } \% S = (N_s - N_r) \times 100$$

$$N_s$$

ดังนั้นจากสมการด้านบน จะได้ความเร็วโรเตอร์

$$\text{เมื่อ } S = 1 \text{ จะได้ } N_r = 0$$

$$\text{หรือ } S = 0 \text{ จะได้ } N_r = N_s$$

การเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าเป็นกำลังกลของมอเตอร์ไฟฟ้า จะเกิดขึ้นที่โรเตอร์ในมอเตอร์เหนี่ยวนำกำลังอินพุทของโรเตอร์ไม่ได้เกิดจากการจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโรเตอร์โดยตรง แต่เป็นการถ่ายทอดกำลังผ่านทางช่องอากาศ (air gap) ด้วยการเหนี่ยวนำ ทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้า และความถี่ขึ้นในโรเตอร์ ซึ่งค่าของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำต่อเฟสก็คือ  $E_r = sE_2$  เมื่อ  $E_2$  คือ แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำต่อเฟสที่โรเตอร์ขณะโรเตอร์อยู่กับที่ ถ้าเอาแรงเคลื่อนจำนวนนี้หารด้วยค่าอิมพีแดนซ์ต่อเฟสที่โรเตอร์ ( $Z_2$ ) ก็จะได้กระแสโรเตอร์ต่อเฟส ( $I_2$ ) ไหลอยู่ในโรเตอร์เมื่อมอเตอร์ทำงานอยู่ที่ค่าสลิปใด ๆ ได้ดังนี้

$$I_2 = \frac{sE_2}{Z_2}$$

เมื่อ

$$Z_2 = R_2 + jX_2$$

$$R_2 = \text{ความต้านทานต่อเฟสที่โรเตอร์}$$

$$X_2 = \text{รีแอกแตนซ์ต่อเฟสขณะโรเตอร์อยู่กับที่ (Standstill reactance)}$$

จากสมการกระแสโรเตอร์ต่อเฟส แสดงให้เห็นว่าในวงจรของโรเตอร์ประกอบด้วยความต้านทานที่มีค่าคงที่ และรีแอกแตนซ์ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามสลิป ดังรูปที่ 1 สามารถเปลี่ยนเป็นรูปที่ 2 ได้และหา

กระแสที่ไหลในวงจรของโรเตอร์ได้ดังนี้คือ

$$I_2 = \frac{sE_2}{R_2 + jsX_2}$$

เอาค่าสลิปหารทั้งเศษและส่วนจะได้กระแส  $I_2$  เช่นเดียวกับในรูปที่ 2

$$I_2 = \frac{E_2}{R_2/s + jX_2}$$

ค่าความต้านทาน  $R_2/s$  ในรูปที่ 2 สามารถแยกออกได้เป็น 2 ส่วนคือ

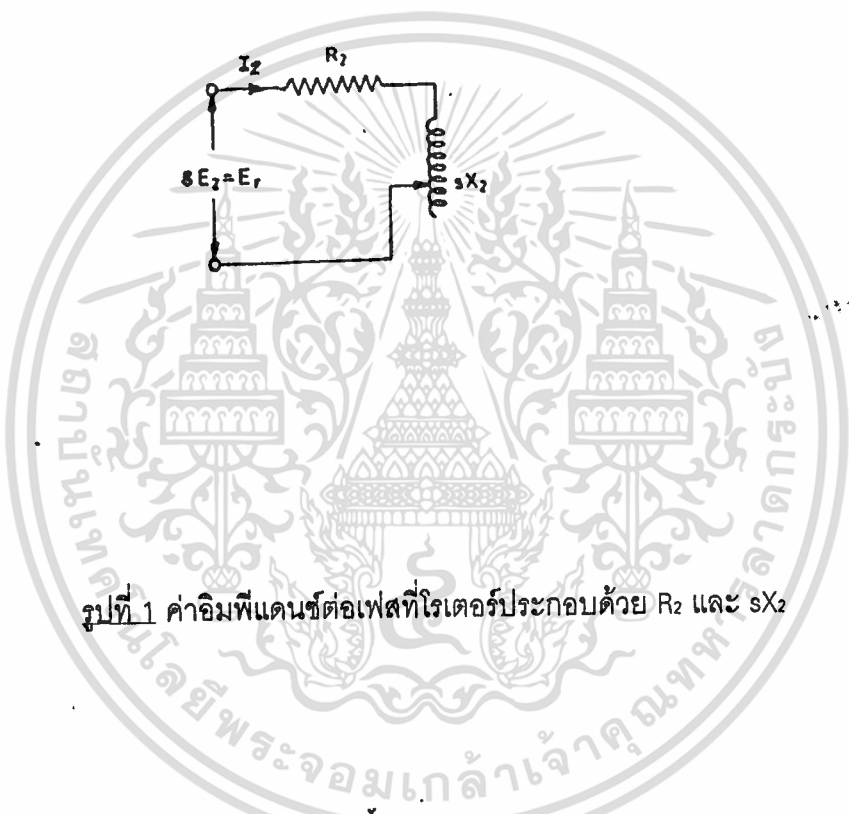
$$R_2/s = R_2 + R_2/s - R_2$$

$$R_2/s = R_2 + R_2(1-s)/s$$

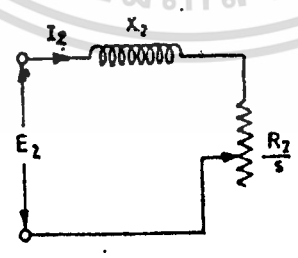
ส่วนที่หนึ่ง คือ  $R_2$  เป็นค่าความต้านทานในวงจรของโรเตอร์ เป็นส่วนที่ทำให้เกิดการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
สูญเสียในขดลวดโรเตอร์ (rotor copper loss)  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อผู้อื่นและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนที่สอง คือ  $R_2(1-s)/s$  เป็นค่าความต้านทานของโหลด ( $R_L$ ) เขียนแทนโหลดทางกล (mechanical load) ของมอเตอร์ หรืออาจกล่าวได้อีกอย่างหนึ่งว่าโหลดทางกลของมอเตอร์ เขียนแทนได้ด้วยค่าความต้านทานที่มีค่า  $R_2(1-s)/s$  และสามารถเขียนวงจรสมมูลย์ของโรเตอร์ เมื่อมีโหลดทางกลได้ดังรูปที่ 3

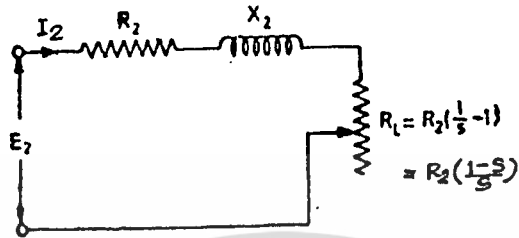


รูปที่ 1 ค่าอิมพีแดนซ์ต่อเฟสที่โรเตอร์ประกอบด้วย  $R_2$  และ  $sX_2$



รูปที่ 2 ค่าอิมพีแดนซ์ต่อเฟสที่โรเตอร์ประกอบด้วย  $R_2/s$  และ  $X_2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้แก้ไขประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3 วงจรสมมูลของโรเตอร์ เมื่อโหลดทางกลเขียนแทนด้วย

$$R_L = R_2(1-s)/s$$

จากรูปที่ 3 เมื่อนำ  $I_2^2$  คูณกับค่าความต้านทานและรีแอกแตนซ์จะได้

$$I_2^2 \cdot R_2 = I_2^2 \cdot R_2 + I_2^2 \cdot R_2(1-s)/s$$

เมื่อ  $I_2^2 \cdot R_2/s$  = กำลังอินพุตของโรเตอร์ต่อเฟส ( $P_2/\text{phase}$ )

$I_2^2 \cdot R_2$  = กำลังสูญเสียในขดลวดโรเตอร์ต่อเฟส ( $p_c/\text{phase}$ )

$I_2^2 \cdot R_2(1-s)/s$  = กำลังไฟฟ้าส่วนที่เปลี่ยนรูปเป็นกำลังกล หรือ อาจจะเรียก

ว่า กำลังกลที่เกิดขึ้น (mechanical power developed) ในโรเตอร์ต่อเฟส ( $P_m/\text{phase}$ )

กำลังอินพุตของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสหมายถึงกำลังไฟฟ้าจากระบบไฟฟ้าสามเฟสที่จ่ายให้ขดลวดสเตเตอร์ คือ

$$P_{in} = \sqrt{3} V_L I_L \cos \theta$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสูญเสียที่สเตเตอร์ประกอบด้วย การสูญเสียในแกนเหล็ก (core loss) ซึ่งหมายถึง eddy current และ hysteresis ที่แกนเหล็กสเตเตอร์ และการสูญเสียเนื่องจาก  $I^2R$  ในขดลวดสเตเตอร์เรียกว่า การสูญเสียในขดลวดสเตเตอร์ (stator copper loss)

กำลังส่วนที่เหลือหลังจากสูญเสียที่สเตเตอร์แล้ว เรียกว่า กำลังเอาต์พุตของสเตเตอร์ (stator power out put)

กำลังเอาต์พุตของสเตเตอร์นี้จะถ่ายทอดกำลังผ่านช่องว่างอากาศไปยังโรเตอร์ โดยอาศัยการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้า ดังนั้นกำลังอินพุตของโรเตอร์ (rotor power input) จึงเท่ากับกำลังเอาต์พุตของสเตเตอร์ (stator power output)

ดังนั้น  $P_2 =$  กำลังเอาต์พุตของสเตเตอร์ = กำลังอินพุตของโรเตอร์

$$P_2 = P_{in} - \text{stator losses}$$

กำลังอินพุตของโรเตอร์จะให้กำลังเอาต์พุตออกมาในรูปของกำลังกล (mechanical power developed) ความแตกต่างระหว่างกำลังอินพุตของโรเตอร์กับกำลังเอาต์พุตของโรเตอร์ คือการสูญเสียในขดลวดโรเตอร์ (rotor copper loss) เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$P_c = P_2 - P_m$$

$$\text{หรือ } P_m = P_2 - P_c$$

กำลังอินพุตของโรเตอร์ ( $P_2$ ) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่ากำลังผ่านช่องว่างอากาศ (Air gap power) ทำให้เกิดแรงบิดเป็นซิงโครนัสวัตต์ หรือ  $T_g$  (gross torque) ขึ้นที่โรเตอร์ ซึ่งจะกล่าวในภายหลัง

ในทำนองเดียวกันกำลังกลเอาต์พุตของโรเตอร์ ( $P_m$ ) คือ กำลังไฟฟ้าส่วนที่เปลี่ยนรูปเป็นกำลังกล ก็ทำให้เกิดแรงบิด  $T_g$  (gross torque) ขึ้นที่โรเตอร์โดยมีค่าเท่ากับ  $T_g$  ที่เกิดจากกำลังอินพุตของโรเตอร์ ( $P_2$ ) เช่นเดียวกัน

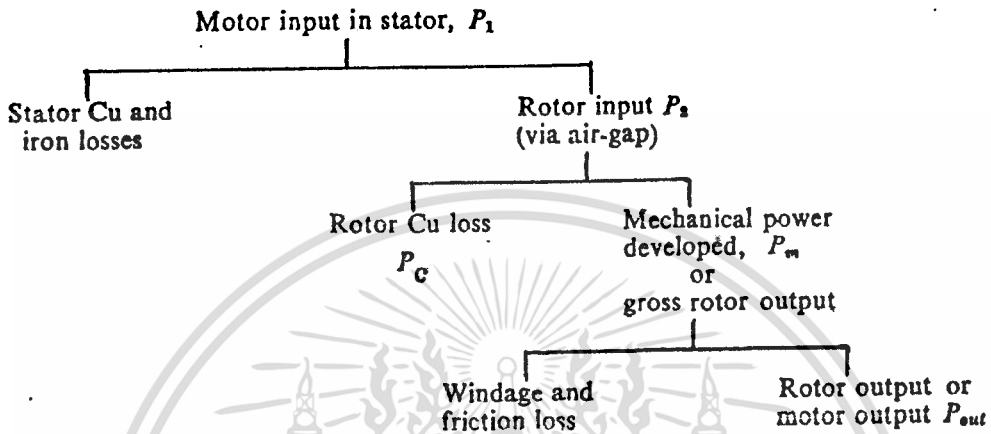
นอกจากนั้นขณะที่โรเตอร์หมุน ยังมีการสูญเสียเนื่องจากความฝืดและแรงต้านจากลม (friction and windage loss) เกิดขึ้นอีกด้วย อันเป็นสาเหตุให้เอาต์พุตของโรเตอร์ ( $P_{out}$ ) ลดลงไปอีกดังสมการ

$$P_{out} = P_m - \text{friction and windage loss}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในวงวิชาการเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้เพื่อการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์  
ปลายนพลา  $T_{sh}$  (shaft torque) เป็นแรงบิดที่ใช้ขับโหลดทางกลที่ต่ออยู่กับเพลา



ของมอเตอร์ กำลังส่วนต่าง ๆ ที่กล่าวมาข้างต้น นำมาเขียนเป็นเพาเวอร์-โฟลว์ ไดอะแกรม (power flow diagram) ได้ดังรูปที่ 4



รูปที่ 4 การสูญเสียและกำลังในส่วนต่าง ๆ ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

ให้  $T_g$  = แรงบิดทั้งหมด (gross torque) เกิดขึ้นที่โรเตอร์ เป็น นิวตัน-เมตร

$N_1$  = ความเร็วซิงโครนัส เป็น รอบต่อนาที

จากสูตร กำลังกล (วัตต์) = แรงบิด(นิวตันเมตร) x ความเร็ว (เรเดียน/วินาที)

ดังนั้นกำลังเอาต์พุตของสเตเตอร์ที่ส่งผ่านช่องว่างอากาศไปยังโรเตอร์ คือ

$$P_2 = 2\pi T_g N_1 \quad \text{จูล/วินาที หรือ วัตต์}$$

ให้  $N_2$  = ความเร็วโรเตอร์ เป็น รอบต่อวินาที

กำลังไฟฟ้าส่วนที่เปลี่ยนรูปเป็นกำลังกลบนโรเตอร์ คือ

$$P_m = 2\pi T_g N_2 \quad \text{จูล/วินาที หรือ วัตต์}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



จาก power flow diagram ในรูปที่ 4

การสูญเสียในขดลวดโรเตอร์ (rotor copper loss)

$$P_c = P_2 - P_m$$

$$= 2\pi T_g (N_1 - N_2)$$

$$P_c/P_2 = (N_1 - N_2)/N_1 = s$$

$$P_c = sP_2$$

จาก power flow diagram

$$P_m = P_2 - P_c$$

$$= P_2 - sP_2$$

$$= P_2(1-s)$$

$$P_m/P_2 = 1-s$$

$$= 1 - (N_1 - N_2)/N_1$$

เพราะฉะนั้น  $\frac{P_m}{P_2} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{\text{ความเร็วโรเตอร์}}{\text{ความเร็วซินโครนัส}}$

เพราะฉะนั้น ประสิทธิภาพของโรเตอร์ (rotor efficiency) =  $\frac{N_2}{N_1}$

$$P_c/P_m = s/(1-s)$$

**ข้อสังเกต** ความสัมพันธ์ระหว่าง  $P_2, P_c$  และ  $P_m$  กับค่าของสลิป  $s$  สามารถนำมาเขียนสมการได้ดังนี้

$$P_2 : P_c : P_m = 1 : s : (1-s)$$

$$\text{จากสมการ } \frac{R_2}{s} = R_2 + R_2(1-s)$$

$s$

$s$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำ  $I_2^2$  คูณทั้งสองข้างของสมการจะได้

$$I_2^2 R_2 = I_2^2 R_2 + I_2^2 R_2 (1-s)$$

$$s$$

เมื่อ  $P_c = I_2^2 R_2$  วัตต์/เฟส

$$P_2 = I_2^2 R_2 \text{ วัตต์/เฟส}$$

$$s$$

$$P_2 = P_c$$

$$s$$

หรือ

$$P_c = s P_2$$

$$P_m = I_2^2 R_2 (1-s)$$

$$s$$

$$= P_c (1-s)$$

$$s$$

เพราะฉะนั้น

$$P_c = \frac{s}{1-s} P_m$$

$$P_m$$

การสูญเสียในขดลวดโรเตอร์ (rotor copper loss) ของทั้ง 3 เฟส

$$P_c = 3I_2^2 R_2 \text{ วัตต์}$$

$$\text{จากสูตร } I_2 = \frac{sE_2}{\sqrt{R_2^2 + (sX_2)^2}}$$

$$P_c = \frac{3s^2 E_2^2 R_2}{R_2^2 + (sX_2)^2} \text{ วัตต์}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะฉะนั้น  $P_2 = \frac{3sE_2^2 R_2}{R_2^2 + (sX_2)^2}$

$$R_2^2 + (sX_2)^2$$

$$\begin{aligned} P_m &= (1-s)P_2 \\ &= \frac{3(1-s)sE_2^2 R_2}{R_2^2 + (sX_2)^2} \quad \text{วัตต์} \end{aligned}$$

จากสมการที่ผ่านมาจะได้ว่า แรงบิดทั้งหมดบนโรเตอร์

$$T_g = \frac{P_m}{2\pi N_2} \quad \text{นิวตัน-เมตร (N<sub>2</sub>=ความเร็วโรเตอร์ เป็นรอบ/วินาที)}$$

$$2\pi N_2$$

แต่  $N_2 = N_r/60$  (เมื่อ  $N_r =$  ความเร็วโรเตอร์ เป็นรอบ/นาที)

$$\begin{aligned} T_g &= \frac{P_m}{2\pi N_r/60} \\ &= \frac{P_m}{2\pi(1-s)N_s/60} \\ &= \frac{1}{2\pi N_s/60} \times \frac{3sE_2^2 R_2}{R_2^2 + (sX_2)^2} \end{aligned}$$

$$\text{หรือ } T_g = \frac{K_1 s E_2^2 R_2}{R_2^2 + (sX_2)^2}$$

เมื่อ  $K_1 = \frac{3 \times 60}{2\pi N_s} =$  ค่าคงที่ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

$$2\pi N_s$$

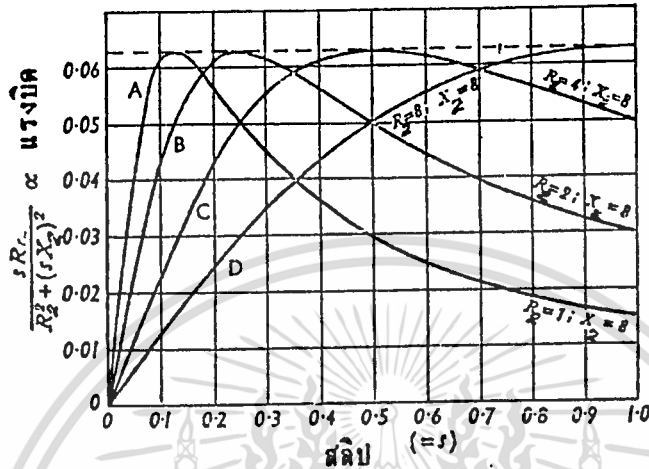
จากสมการของ  $T_g$  ถ้าพิจารณาการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดกับสลิป ดังนั้นค่าอื่น ๆ ให้เป็นค่าคงที่

โดยที่แรงดันที่จ่ายให้มอเตอร์  $V$  มีค่าคงที่  $\phi$  และ  $E_2$  จะมีค่าคงที่ด้วย

$$\text{ดังนั้น } T_g \propto \frac{sR_2}{R_2^2 + (sX_2)^2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการดังกล่าวถ้าเราปรับค่า  $R_2$  โดยกำหนดให้  $X_2$  มีค่าคงที่ 8 โอห์ม/เฟส จะได้กราฟ แสดงสลิบและแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสดังรูปที่ 5



รูปที่ 5 เส้นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับสลิบ เมื่อมีค่าความต้านทานของโรเตอร์ต่าง ๆ กัน

จากเส้นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับสลิบในรูปที่ 5 จะได้ข้อสังเกตคือ

1. แรงบิดสูงสุดที่เกิดขึ้น ไม่ขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานของโรเตอร์ ( $R_2$ ) แต่จะขึ้นอยู่กับคาร์แอดแดนซ์ ( $X_2$ ) ไม่ว่าค่า  $R_2$  จะสูงหรือต่ำจะได้ค่าแรงบิดสูงสุดคงที่
2. แรงบิดเริ่มหมุนจะมีค่าสูงสุด เมื่อค่า  $R_2 = X_2$  ดังเส้นกราฟ D เนื่องจาก  $X_2$  เป็นค่าคงที่ของมอเตอร์ใด ๆ แต่ค่า  $R_2$  เปลี่ยนแปลงได้โดยใช้ความต้านทานภายนอกมาต่อเข้าไปในวงจรของโรเตอร์ เช่น ในมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบวารด์-โรเตอร์

3. มอเตอร์ที่มีค่า  $R_2$  สูงจะมีแรงบิดเริ่มหมุนสูง จะทำงานที่ค่าสลิบสูง คือให้ความเร็วรอบต่ำ และมีสปีดเรกูเรชัน (speed regulation) ไม่ดี พิจารณารูปที่ 6 แรงบิดเริ่มหมุน  $T_s$  คือ แรงบิดของมอเตอร์ขณะมอเตอร์เริ่มหมุนจากลักษณะหยุดนิ่ง ซึ่งค่าสลิบ  $s = 1$  ความเร็วรอบ  $N_r = 0$

แรงบิดเต็มพิกัด (full-load torque) คือแรงบิดของมอเตอร์ขณะเดินเครื่องใช้งาน ขั้วโหลดเต็มพิกัดและความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ค่าแรงบิดนี้เรียกว่าความเร็วรอบเต็มพิกัด (rated speed or full-load speed) ค่าสลิบขณะนี้คือ  $s_f$  หมายถึงค่าสลิบที่โหลดเต็มพิกัด (full-load slip) ไม่ว่าค่าสลิบใด ๆ ทั้งสิ้น ก็ทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

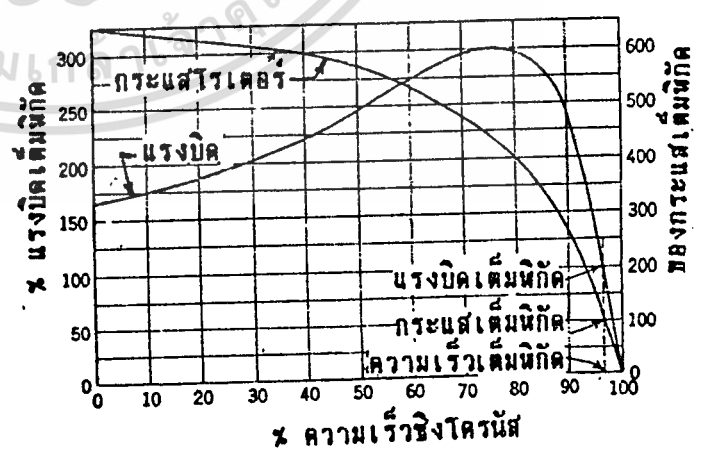
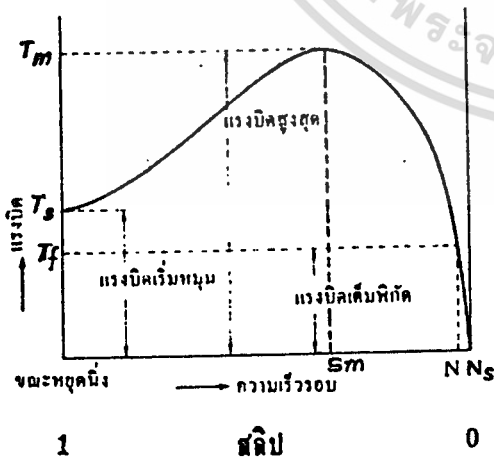
ถ้าเพิ่มโหลดขึ้นไปเรื่อย ๆ จากขณะที่มอเตอร์ขับโหลดเต็มพิกัดจนกระทั่งโหลดมีค่าสูงมาก (over load) ทำให้เกิดแรงบิดที่ต้องการสูงเกินแรงบิดสูงสุด (maximum torque) ของมอเตอร์ มอเตอร์จะลดความเร็วลงอย่างรวดเร็ว เสียสมดุลและหยุดลงในที่สุด ค่าแรงบิดสูงสุดที่ได้ของมอเตอร์นี้เรียกว่า “ค่าแรงบิดสูงสุด”  $T_m$  หรือ  $T_{max}$  (maximum torque หรือ breakdown torque) ซึ่งค่าสลิป ณ จุดนี้คือ  $s_m = R_2$

$$X_2$$

การทำงานตามปกติหลังจากสตาร์ทแล้ว จะอยู่บนเส้นกราฟในช่วงสลิป = 0 ถึง สลิป =  $s_m$  สำหรับเส้นกราฟในช่วงสลิป =  $s_m$  ถึงสลิป = 1 นั้นเป็นบริเวณที่เรียกว่า “unstable region” มอเตอร์ไม่สามารถทำงานโดยมีความเร็วคงที่อยู่ที่ ณ จุดใดจุดหนึ่งในบริเวณนี้ได้ แต่เป็นบริเวณที่มอเตอร์ต้องมีอัตราเร่งเพิ่มขึ้นหรือลดลงอย่างใดอย่างหนึ่ง

พิจารณารูปที่ 6 แรงบิดเริ่มหมุนของมอเตอร์มีค่าประมาณ 170 เปอร์เซ็นต์ของแรงบิดเต็มพิกัด แต่กระแสเริ่มหมุนมีค่าประมาณ 650 เปอร์เซ็นต์ของกระแสเต็มพิกัด แรงบิดสูงสุดเกิดขึ้นที่ค่าความเร็วของโรเตอร์ประมาณ 75 เปอร์เซ็นต์ของความเร็วจินโคโรนัส ค่าแรงบิดสูงสุดเป็น 300 เปอร์เซ็นต์ของแรงบิดเต็มพิกัด

ในส่วนต่อมามีส่วนเกี่ยวข้องกับงานโปรเจกต์โดยตรงกล่าวคือดังที่ได้อธิบายไปแล้วว่ามัมทริก SCR นั้นจะเปลี่ยนไปเมื่อโหลดของมอเตอร์เหนี่ยวนำเปลี่ยนไปหรือค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ของมันเปลี่ยนไปซึ่งจะมีผลต่อแรงดันเฉลี่ยที่จะจ่ายให้กับตัวมอเตอร์ซึ่งจะมีผลต่อค่าแรงบิดและสลิปด้วย



รูปที่ 6 แสดงรูปของ Torque และ สลิป ของมอเตอร์ และการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดและกระแสโรเตอร์เทียบกับความเร็วโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบโรเตอร์กรงกระรอก

ถ้าแรงดัน  $V$  ที่จ่ายให้มอเตอร์เปลี่ยนแปลง จะทำให้  $\phi$  (stator flux) และ  $E_2$  (standstill rotor e.m.f.) เปลี่ยนแปลง เป็นผลให้แรงบิดของมอเตอร์เปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ทั้งแรงบิดเริ่มหมุน และแรงบิดเมื่อมอเตอร์ทำงาน ดังนั้นจากสมการ

$$T_g = \frac{K_1 s E_2^2 R_2}{R_2^2 + (sX_2)^2}$$

$$E_2 \propto \phi \propto V$$

เพราะฉะนั้น  $T_g \propto sV^2$

นั่นคือ แรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ จะแปรค่าโดยตรงกับแรงดันที่จ่ายให้มอเตอร์ ยกกำลังสอง

เมื่อ  $V =$  แรงดันที่จ่ายให้มอเตอร์

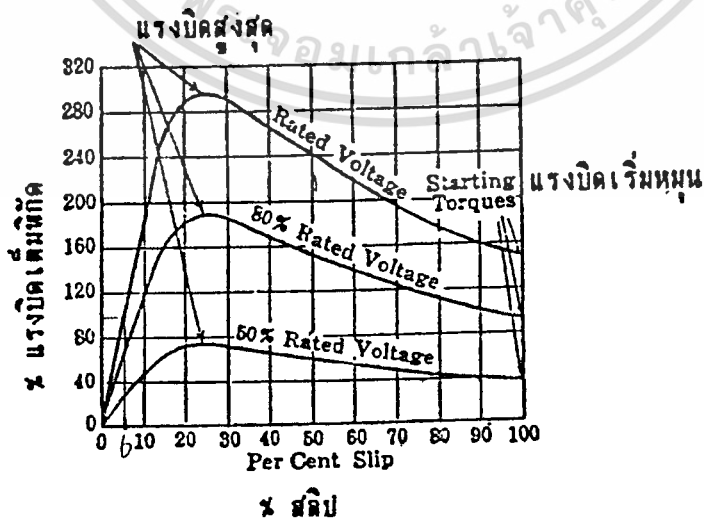
ถ้า  $V$  เปลี่ยนแปลงไปเป็น  $V'$

$s$  เปลี่ยนแปลงไปเป็น  $s'$

$T_g$  เปลี่ยนแปลงไปเป็น  $T_g'$

ดังนั้น

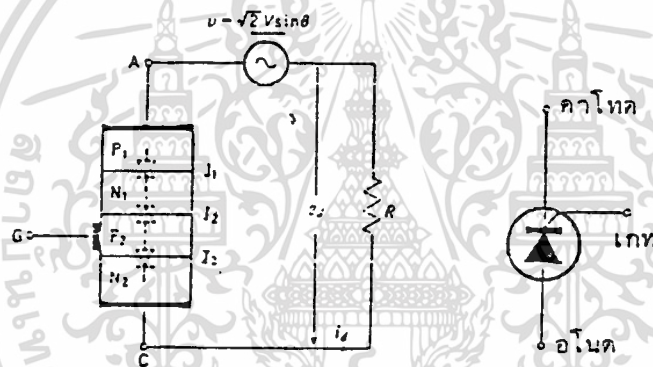
$$T_g/T_g' = sV^2/s'V'^2$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ รูปที่ 7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับสลลิปเมื่อแรงดันที่จ่ายให้มอเตอร์เปลี่ยนแปลงนำไปใช้

จากรูปที่ 7 เมื่อแรงดันที่จ่ายให้มอเตอร์ลดลงจะได้เส้นกราฟของแรงบิดสลิปคล้ายกันแต่ค่าของแรงบิดเริ่มหมุน แรงบิดสูงสุด และแรงบิดเต็มพิกัดจะลดลงโดยทั่วกัน ถ้าพิจารณาเส้นกราฟ 50% ของแรงดันเต็มพิกัด จะพบว่า แรงบิดเริ่มหมุนจะลดลงจาก 150 % เหลือเพียง 40 % ของแรงบิดเต็มพิกัดเท่านั้น ขณะเดียวกันแรงบิดสูงสุดจะลดลงจาก 300 % เหลือเพียง 70 % ของแรงบิดเต็มพิกัด

ต่อมาจะได้กล่าวถึงเนื้อเรื่องในส่วนของอุปกรณ์ในการควบคุมแรงดันที่จะจ่ายให้กับโหลด (induction motor) ซึ่งก็คือ SCR ดังรูปที่ 8



รูปที่ 8 แสดงการทำงานของ SCR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ส่วนประกอบและการทำงานของ SCR

ส่วนประกอบที่สำคัญ คือ แอโนด(anode) แคโทด(cathode) และ เกท(gate) ซึ่งเกิดจากชั้น p1 n1 p2 n2 มาต่อกัน

การทำงาน เมื่อเปรียบเทียบการทำงานระหว่าง ไดโอด(diode) กับ SCR จะพบว่า ในกรณีของไดโอดเมื่อป้อน voltage อยู่ในทิศทาง forward ไดโอดจะอยู่ในสภาวะนำกระแส แต่ถ้าเปลี่ยนทิศทางการป้อน voltage ในทิศทาง reverse ไดโอดก็จะกลับมาอยู่ในสภาวะไม่นำกระแสหรือหยุดนำกระแส

ส่วน SCR สภาวะการนำกระแสจะเกิดขึ้นจะต้องมีองค์ประกอบ 2 อย่างดังนี้

1. มี voltage คร่อมตัว SCR ในทิศทาง forward หรือ forward blocking
2. มีกระแสป้อนเข้าขาเกตของ SCR และเมื่อ SCR นำกระแสแล้วถ้ากระแสในทิศทาง forward

หรือ forward current ยังคงมีขนาดมากกว่าค่าคงที่ค่าหนึ่งคือ holding current สภาวะการนำกระแสก็ยังคงดำเนินต่อไป

การทำให้ SCR เปลี่ยนสภาวะจากสภาวะการไม่นำกระแสไปสู่สภาวะการนำกระแส เรียกว่า การ turn on SCR หรือการทริก (trig)

การที่จะทริก SCR จะมีการกำหนดตำแหน่งของการทริกตามที่ต้องการโดยเป็นลักษณะของมุม เรียกว่า มุมทริก (firing angle  $\alpha$ )

ส่วนสภาวะการหยุดนำกระแสของ SCR จะเกิดขึ้นก็ต่อเมื่อ

1. กระแสในทิศทาง forward มีขนาดต่ำกว่า holding current
2. มี voltage คร่อมตัว SCR ในลักษณะ reverse

การทำให้ SCR เปลี่ยนสภาวะจากสภาวะการนำกระแสไปสู่สภาวะการไม่นำกระแส เรียกว่า การ turn off SCR หรือการดับ

วิธีการพื้นฐานของการทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแสสามารถจัดแบ่งได้ 3 วิธีการ คือ

1. การทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแสโดยแหล่งจ่ายไฟเป็นกระแสลับ ซึ่งเรียกว่า Line commutation หรือ Natural commutation คือแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสลับแรงดันไฟฟ้าจะตกลงเป็นศูนย์ และมีแรงดันไฟฟ้ากลับทิศทาง ซึ่งจะเป็นการจ่ายรีเวอร์สไบอัสแก่เอสซีอาร์ในทุก ๆ ไชเคิล และกระแสที่ไหลผ่านเอสซีอาร์จะตกลงสู่ศูนย์ซึ่งถ้าเป็นเวลานานกว่า turn off time ก่อนที่จะจ่ายแรงดันไฟฟ้า forward อีกครั้งหนึ่ง ซึ่งเป็นวิธีการทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแสในการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง (converters) และการเปลี่ยนแรงดันกระแสลับโดยการควบคุมเฟส

2. การทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแสโดยการจัดโหลดให้เหมาะสม หรือ Load commutation ใช้ในวงจรเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง โดยวิธี- การชอปเปอร์ (Choppers) และวงจรเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสลับ (Inverters) คือเมื่อเอสซีอาร์นำกระแสจะเป็นการสวิตช์ไฟเข้าโหลด ซึ่งประกอบด้วยตัวความต้านทาน, อินดักเตอร์, คาปาซิเตอร์ ที่มีค่าเหมาะสม โดยอยู่ในสภาวะ underdamped กระแสที่ไหลผ่านโหลดจะตกลงสู่ศูนย์โดยธรรมชาติ เมื่อกระแสที่ไหลผ่านเอสซีอาร์ต่ำกว่ากระแสยึด (Holding current) เป็นเวลานานกว่า turn off time จะทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแสได้

3. การทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแสโดยวิธีบังคับ (Forced commutation) เป็นการทำให้กระแสไหลลดลงสู่ศูนย์ซึ่งโดยทั่วไปจะใช้กระแสเนื่องจากการคายประจุของคาปาซิเตอร์ หรือจ่ายรีเวอร์สไบอัสซึ่งประจุในคาปาซิเตอร์ให้แก่เอสซีอาร์

## -คุณสมบัติอื่น ๆ ของเอสซีอาร์

1. เบรกโอเวอร์โวลเตจ (breakover voltage):  $V_{bo}$  เมื่อป้อน voltage  $V$  ในทิศทาง forward ให้แก่ SCR จะมีกระแส leakage  $I$  ในทิศทาง forward เมื่อเพิ่ม  $V$  สูงขึ้น  $I$  ก็จะมีขนาดเพิ่มมากขึ้น ด้วย จนกระทั่ง  $V=V_{bo}$  จะทำให้เกิดการอะวาลันซ์เบรคดาวน์  $I$  จะเพิ่มมากอย่างทันทีทันใด จนเกิดเป็นสภาวะนำกระแส

2. ช่วงเวลาการ turn on:  $T_{on}$  เมื่อ SCR อยู่ในสภาวะการนำกระแส forward voltage ที่คร่อมตัว SCR จะไม่สามารถลดค่าลงเหลือประมาณ 1.5 V ได้ในทันทีทันใดแต่จะต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งซึ่งจะเริ่มนับจากตำแหน่งที่เริ่มป้อนสัญญาณทริกจนกระทั่งถึงตำแหน่งที่ anode voltage มีค่าลดลงเหลือเพียง 10%

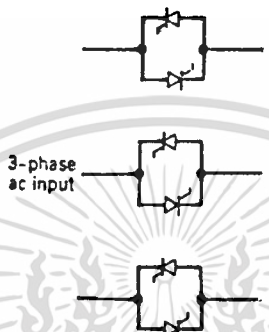
3. reverse voltage recovery time:  $T_r$  เป็นช่วงเวลาเริ่มจากตำแหน่งที่ป้อน reverse voltage จนถึงตำแหน่งที่ SCR เริ่มเข้าสู่สภาวะ OFF ในช่วงนี้ถ้าป้อน forward voltage SCR จะสามารถนำกระแสได้โดยไม่ต้องมีกระแสทริก

4. ช่วงเวลาการ turn off:  $T_{off}$

4. ช่วงเวลาการ turn off:  $T_{off}$  เป็นช่วงเวลาเริ่มจากตำแหน่งที่ป้อน reverse voltage จนเลยช่วงเวลา  $T_r$  และเลยต่อไปจนถึงช่วงที่แม้จะป้อน forward voltage ก็ไม่สามารถทำให้ SCR อยู่ในสภาวะนำกระแสถ้าไม่มีการทริก

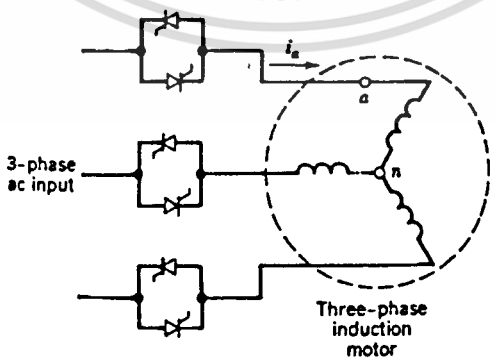
### -การนำไปใช้งานในโครงการ

เราจะนำ SCR มาต่อกลับหัวกันเป็นโมดูลชุดหนึ่งที่สามารถนำไปใช้งานได้โดยป้อนสัญญาณเข้าที่ขาเกตโดย SCR ตัวบนจะทำงานในช่วงไซเคิลบวกและอีกตัวหนึ่งจะทำงานในช่วงไซเคิลลบซึ่งมีลักษณะการทำงานคล้ายไทรแอกสามารถนำกระแสได้สองทิศทางดังแสดงในรูปที่ 9



รูปที่ 9 แสดงการนำ SCR มาใช้งานในโครงการ

เมื่อเรานำชุดโมดูลของ SCR มาต่อเข้ากับแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับและนำไปต่อโหลด 3 เฟสดังรูปที่ 10 เราสามารถที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่จะจ่ายไปยังโหลดได้โดยการเปลี่ยนแปลงมุมทริกของ SCR นั้นเอง



เอกสารรูปที่ 10 แสดงการนำชุดโมดูลของ SCR ไปใช้ในการควบคุมโหลดซึ่งในโครงการโหลดนี้ คือ อิน การค้า ไม่ได้ขึ้นมือเตอร์ 3 เฟสทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## วัสดุและอุปกรณ์

ในโครงการนี้ได้แบ่งวงจรออกเป็น ส่วน ๆ ดังนี้

1. วงจรในการวัดสัญญาณแรงดันและกระแสเพื่อนำมาหาเพาเวอร์แฟคเตอร์และสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อใช้ในการเปรียบเทียบกับสัญญาณ ramp ซึ่งในวงจรนี้จะมีตัวปรับระดับของสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อช่วยในการเปลี่ยนมุมทริกได้คล่องตัวขึ้น

ซึ่งในการทำโครงการนี้จะแบ่งออกเป็น 2 ลักษณะกล่าวคือจะใช้ function gen.เป็นตัวป้อนสัญญาณแทน voltage และใช้วงจร low pass filter ในการ shift phase ซึ่งจะแทนสัญญาณ current และนำสัญญาณทั้งสองผ่านวงจร comparator และเข้าวงจร exclusive-or ซึ่งจะได้สัญญาณพัลส์ซึ่งมีเฉพาะซีกบวก ซึ่งความกว้างของพัลส์จะแปรตามค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์โดยตรง หลังจากนั้นจะนำสัญญาณพัลส์ที่ได้เข้าสู่วงจร low pass filter เพื่อแปลงให้เป็นสัญญาณสามเหลี่ยมต่อไป และนำสัญญาณสามเหลี่ยมที่ได้ผ่านออปแอมป์เพื่อปรับระดับสัญญาณต่อไป แต่ในทางปฏิบัติแล้วจะใช้ PT เป็นตัว sense แรงดัน และใช้ CT เป็นตัว sense กระแส แทนการใช้ function gen.และวงจร low pass filter ตามลำดับ วงจรแสดงในรูปที่ 11 และ 12 ตามลำดับ ซึ่งในรูปที่ 12 ที่ขา 2 และขา 3 ของ LM741 ตัวบนจะต้องทำการต่อซีเนอร์ไดโอดกลับหัวเพื่อเป็นการป้องกัน OVER VOLTAGE ส่วนที่ขา 2 และขา 3 ของ LM741 ตัวล่างจะต้องต่อ R ,C และซีเนอร์ไดโอดต่อกลับหัวเพื่อปรับรูปคลื่นของกระแสให้เป็นรูปไซน์และป้องกัน OVER CURRENT ตามลำดับ

อุปกรณ์ประกอบในวงจรประกอบด้วย

- 1) CT,PT
- 2) LM741
- 3) Diode
- 4) ความต้านทาน
- 5) exclusive-or (CD4030)
- 6) C 1.0  $\mu$ F, 2.2 $\mu$ F
- 7) ความต้านทานที่ปรับค่าได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

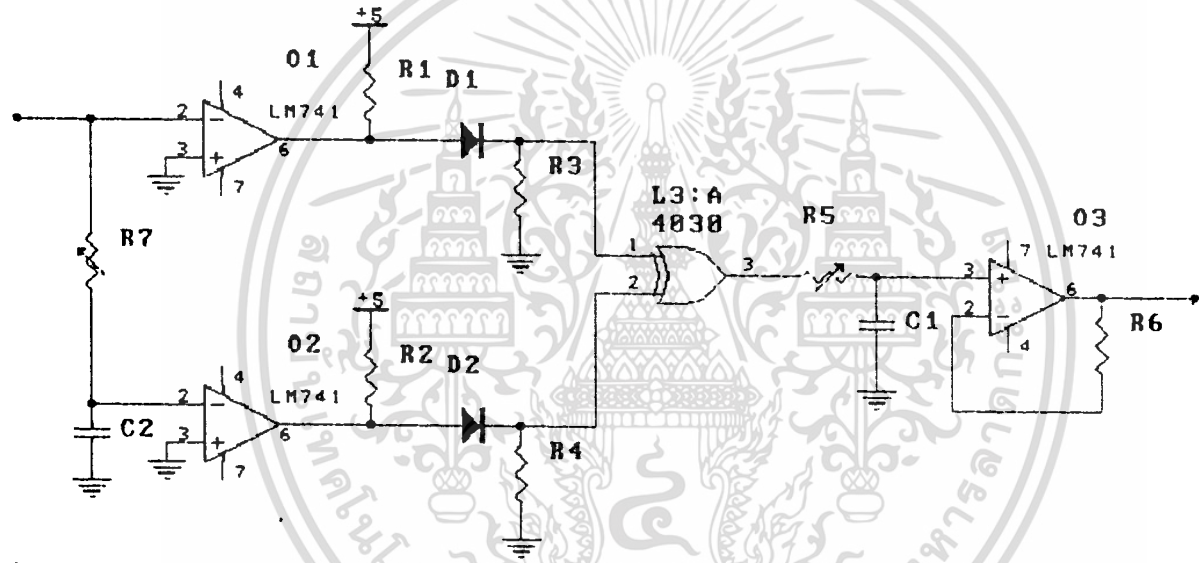


FIGURE 11 TRIANGLE WAVE CIRCUIT

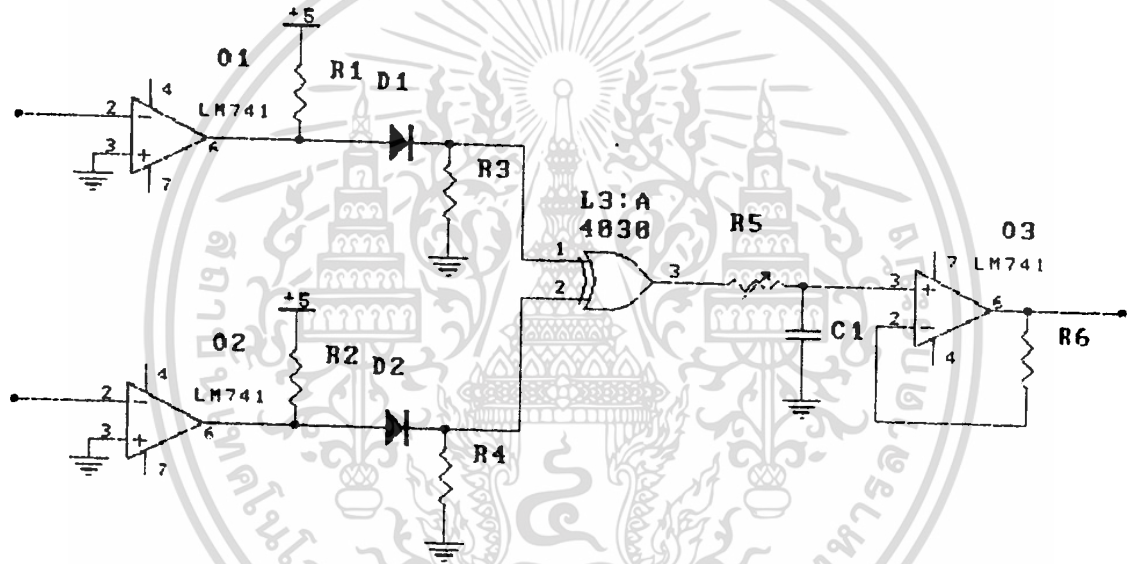


FIGURE 12 TRIANGLE WAVE CIRCUIT

## 2. วงจรในการสร้างสัญญาณ ramp

เราจำเป็นต้องใช้สัญญาณ ramp ที่ได้มาเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมที่ได้มาจากวงจรที่แล้ว เพื่อหาจุด operate ให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำใหม่ซึ่งจะสัมพันธ์กับค่าเพาเวอร์ที่เปลี่ยนไปโดยในวงจรแสดงในรูปที่ 13 ซึ่งมีอุปกรณ์ประกอบด้วย

- 1) LM741
- 2) Diode
- 3) exclusive-or (CD4030)
- 4) C 1.0 $\mu$ F, 4.7 $\mu$ F
- 5) Transistor เบอร์ 2N2222A
- 6) Current source (LM334Z)
- 7) ความต้านทาน
- 8) ความต้านทานที่ปรับค่าได้

ซึ่งสัญญาณ ramp นี้ได้มาจากการใช้ PT เป็นตัวป้อนสัญญาณแรงดันให้กับ comparator และอาศัยวงจร low pass filter ในการ shift phase และนำสัญญาณนี้เป็นตัวป้อนให้กับ comparator อีกตัวหนึ่งและนำสัญญาณทั้งสองผ่าน Diode และผ่าน exclusive-or ตามลำดับและนำสัญญาณที่ได้ไปทริก transistor ซึ่งถ้าใช้ Oscilloscope จับสัญญาณที่ C 4.7 $\mu$ F จะได้สัญญาณ ramp ตามต้องการ และเราสามารถปรับรูปร่างความชันของสัญญาณ ramp ได้โดยอาศัยการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานที่วงจรออปแอมป์ขยายสัญญาณ

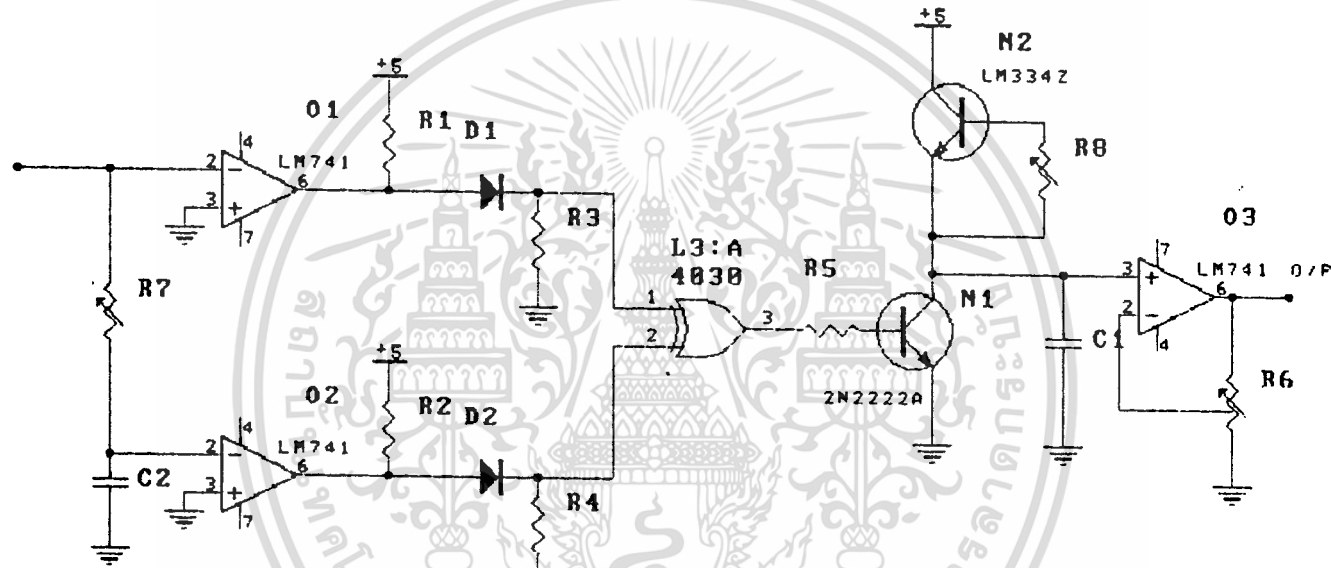


FIGURE 13 RAMP WAVE CIRCUIT

3.เมื่อได้สัญญาณสามเหลี่ยมและสัญญาณ ramp ออกมาแล้วจะนำสัญญาณทั้งสองมาผ่านวงจร comparator เพื่อให้ได้สัญญาณที่เหมาะสมกับโหลด กล่าวคือสัญญาณนี้จะผ่านเข้า monostable 74LS123 เพื่อให้ได้ pulse ที่มีทริก ( $\alpha$ ) ตรงตำแหน่งที่แปรตรงกับสัญญาณที่ผ่าน comparator ออกมาในตำแหน่งขอบขาลง

สัญญาณ pulse ที่ได้จาก monostable 74LS123 ไม่สามารถนำไป turn on SCR ได้ซึ่งระดับสัญญาณที่จะนำไปทริกขาเกตและคาโทดของ SCR จะต้องมึระดับสัญญาณที่เพียงพอคือ 1.2 - 1.5 V และวงจรควบคุมไม่วอร์ที่ต่อตรงกับวงจรที่จ่ายกำลัง โดยในงานโปรเจกต์นี้จะใช้พัลส์ทรานส์ฟอร์มเมอร์เป็นตัวแยกวงจรทั้งสองออกจากกัน และเพื่อป้องกันไม่ให้ pulse transformer เกิดการอิ่มตัวในขณะที่ pulse ที่ออกมาจาก monostable มีความกว้าง 180 องศา ดังนั้นต้องนำสัญญาณ pulse นี้มา modulate กับ pulse ที่มีความถี่สูง (10-30kHz) ซึ่งได้จาก timer 555 ดังรูปที่

14

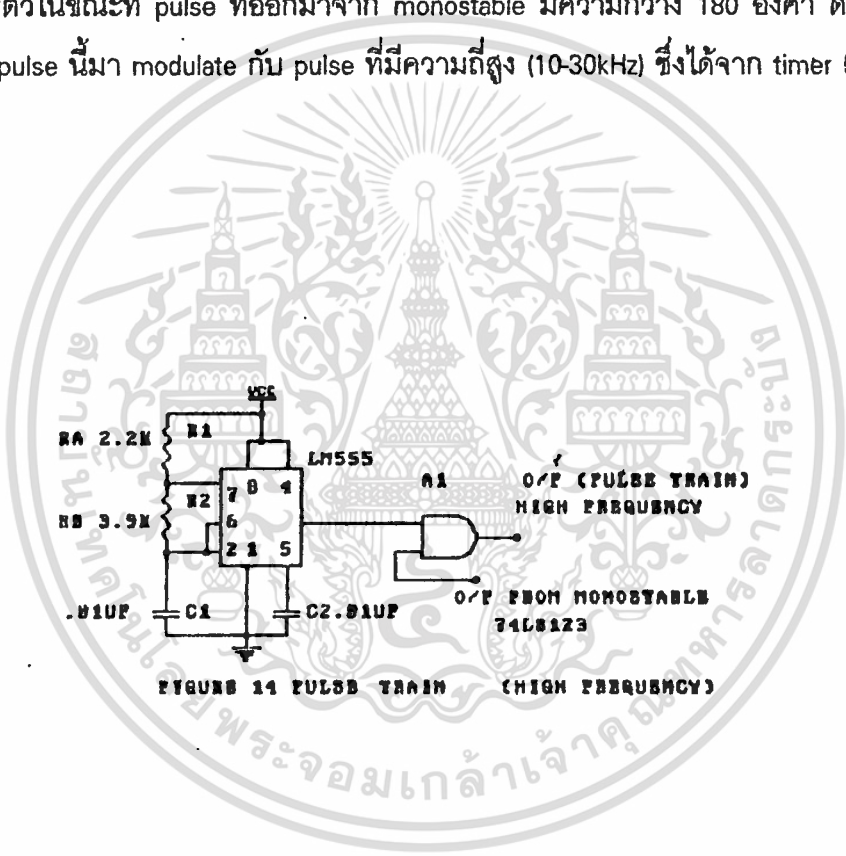


FIGURE 14 PULSE TRAIN (HIGH FREQUENCY)

จากนั้นจะนำสัญญาณ pulse train จากเอาต์พุตของ AND GATE มาขยายสัญญาณโดย  
 ต่อดวงจрдังรูปที่ 15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

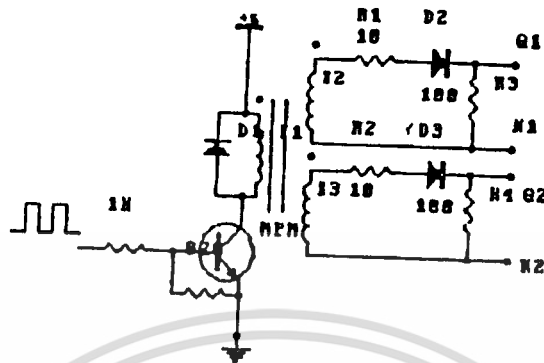


FIGURE 15 TRIG CIRCUIT

สัญญาณที่ออกมาจาก G1K1 และ G2K2 จะมีความเหมาะสมในการนำไปทริก SCR ต่อไป สำหรับสัญญาณ G1K1 และ G2K2 ของเฟส B และ C นี้จะได้รับการนำ pulse ที่ผ่านออกมาจาก monostable 74LS123 ตัวแรกนำไป shift phase 120 และ 240 องศาตามลำดับ โดยอาศัย monostable ตัวที่สองและตัวที่สามตามลำดับโดย แสดงรูปวงจรในรูปที่ 16 หลังจากนั้นก็นำสัญญาณที่ได้ shift phase ไปแล้วนำมา modulate กับ pulse ที่มีความถี่สูง (10-30kHz) ดังรูปที่ 14 และ นำไปขยายสัญญาณดังรูปที่ 15 เพื่อให้สามารถนำไป Trig SCR ในเฟส B และ C ได้

สำหรับรูปที่ 16 ได้มีการนำ Buffer มาต่อระหว่าง monostable ตัวแรกกับตัวที่สองและระหว่างตัวที่สองกับตัวที่สามเพื่อป้องกันไม่ให้สัญญาณที่จะ shift phase ไปนั้นมีการลดระดับสัญญาณลงซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการ

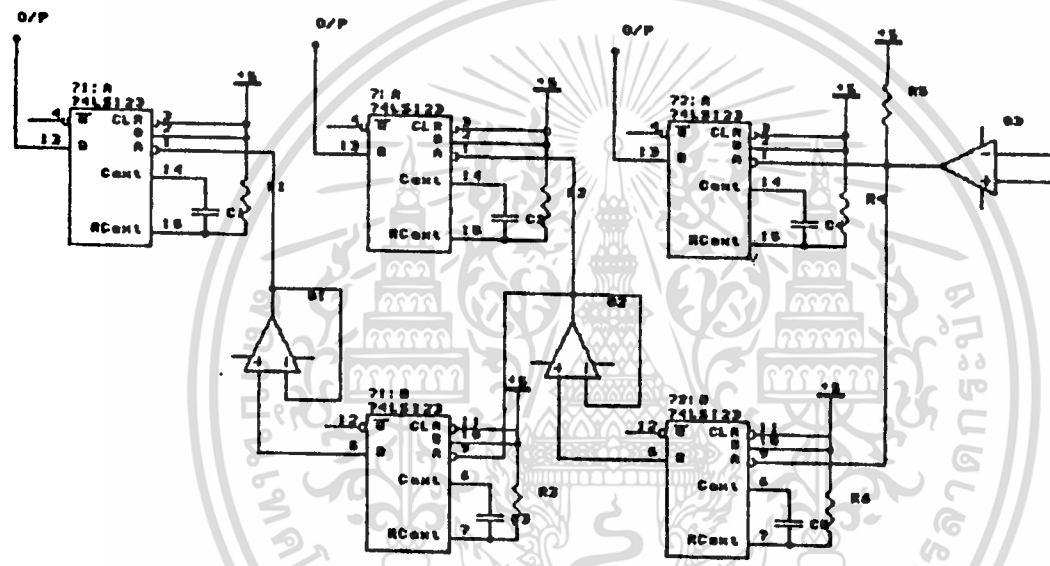
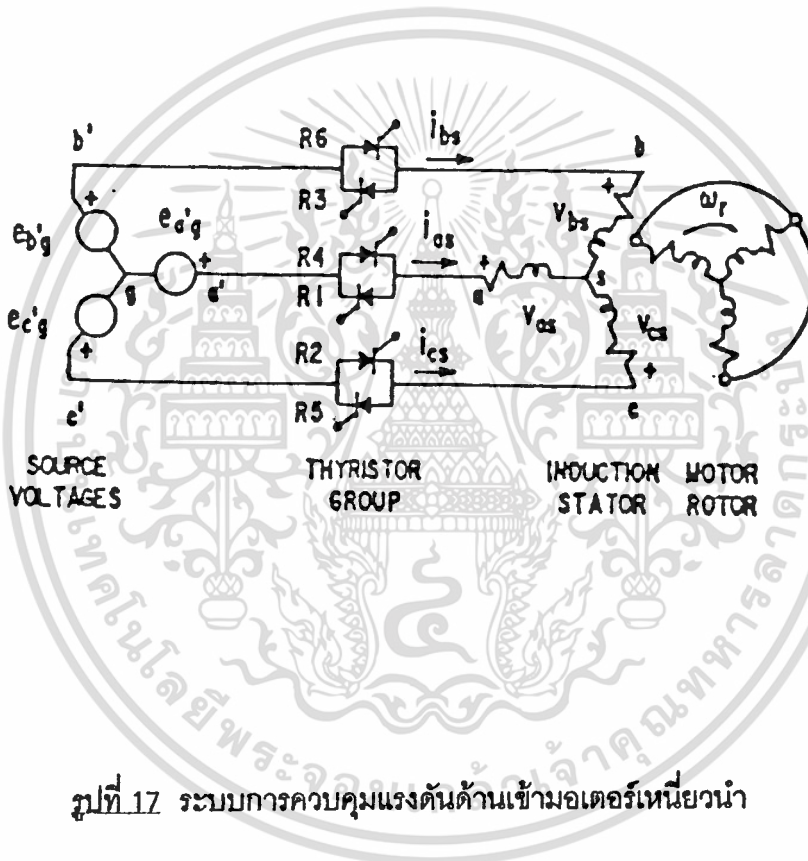


FIGURE 16 3-PHASE PULSE TRIER

## แบบจำลองของแรงดันเฟสของแหล่งกำเนิดและรูปคลื่นกระแส

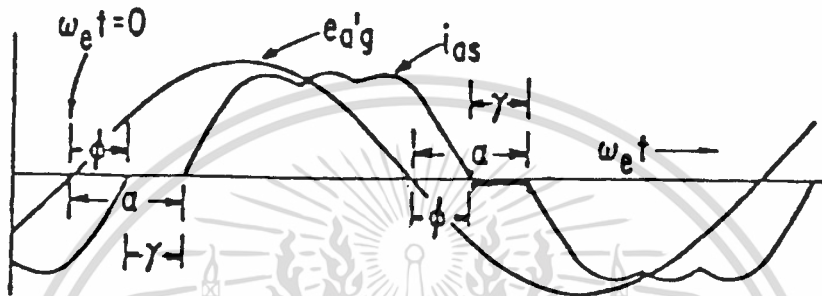
พิจารณาแบบจำลองของแรงดันเฟสของแหล่งกำเนิดแรงดันและรูปคลื่นกระแสในขณะทำงานของ 3 เฟสอินดิคชันมอเตอร์ เพื่อเป็นพื้นฐานในการวิเคราะห์ข้อมูลที่ได้จากการนำวงจรควบคุมมาทดลองเก็บค่าเพื่อทำการวิเคราะห์ข้อมูลต่อไป

รูปที่ 17 แสดงระบบการควบคุมแรงดันด้านเข้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำ



สำหรับรูปที่ 18 แสดงรูปคลื่นแรงดันเฟสของแหล่งกำเนิดและรูปคลื่นกระแสขณะทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 18 รูปคลื่นแรงดันเฟสของแหล่งกำเนิดและรูปคลื่นกระแสในขณะทำงาน

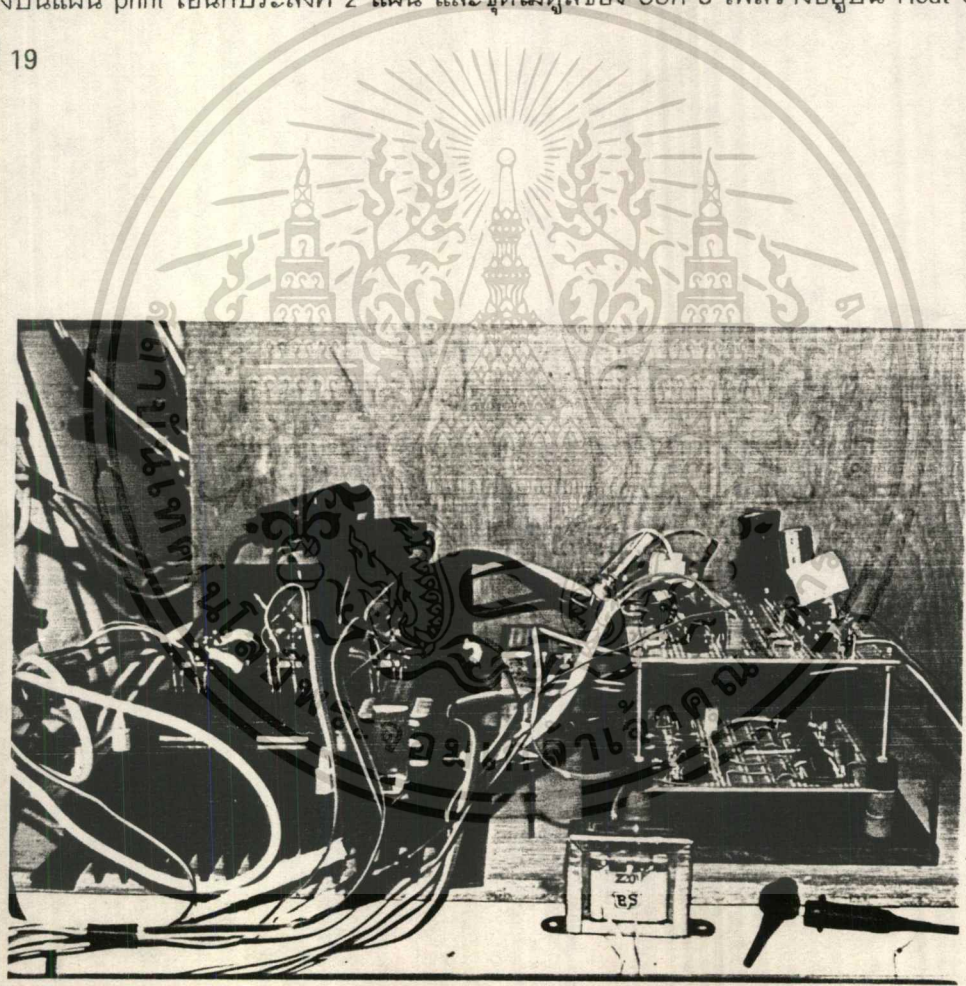
เมื่อ  $\alpha$  คือมุมทริก เริ่มวัดจากจุดที่รูปคลื่นแรงดันตัดแกนศูนย์ไปจนถึงจุดที่จุดชนวน ไทริสเตอร์

$\gamma$  คือช่วงที่กระแสมีค่าเป็นศูนย์เรียกว่า hold-off angle.

$\phi$  คือมุมล่าหลัง ซึ่งเป็นมุมระหว่างจุดที่รูปคลื่นแรงดันตัดแกนศูนย์กับจุดที่รูปคลื่นกระแสตัดแกนศูนย์ ซึ่งโคไซน์ของมุมนี้จะเท่ากับตัวประกอบกำลัง ก็ต่อเมื่อไทริสเตอร์ถูกจุดชนวนให้นำกระแสอย่างต่อเนื่อง

### วิธีการและการทดลอง

เมื่อได้ทำการประกอบวงจรในส่วนต่าง ๆ ทั้งหมดไม่ว่าจะเป็นส่วนสร้างสัญญาณไฟเลี้ยง วงจร, อุปกรณ์รับสัญญาณแรงดัน, อุปกรณ์รับสัญญาณกระแสที่เข้ามอเตอร์, วงจรในส่วนที่นำสัญญาณแรงดันและกระแสมาหามุมจุดชนวนที่เหมาะสมของชุดไมโคร SCR เฟส A,B และ C ตามลำดับและนำสัญญาณนี้ไปอนเข้าขาเกตและคาโทดของชุดไมโคร ซึ่งลำดับเฟสของสัญญาณนี้ มีความสำคัญเป็นอย่างมาก กล่าวคือสัญญาณที่ป้อนเข้าที่ขาเกตและคาโทดนี้จะต้องเรียงลำดับ จาก 0 องศา, 120 องศาและ 240 องศาตามลำดับ สำหรับเฟส A,B และ C ตามลำดับ วงจรที่ได้ นำลงบนแผ่น print เอนกประสงค์ 2 แผ่น และชุดไมโครของ SCR 3 เฟสวางอยู่บน Heat sink ดังรูปที่ 19



รูปที่ 19 แสดงวงจรในการควบคุมการทำงานของมอเตอร์และชุดไมโครของ SCR ซึ่งรวมกันเป็นอุปกรณ์ในการประหยัดพลังงานและแก้เพาเวอร์แฟคเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำวงจรที่ได้มาต่อกับมอเตอร์อินดักชัน 3 เฟสขนาด 5 แรงม้าและเริ่ม run มอเตอร์แบบต่อตรงและทำการเปรียบเทียบค่าของพลังงานที่เข้ามอเตอร์ขณะที่ไม่มีเครื่องและมีเครื่องควบคุมที่เราได้สร้างขึ้นมาเพื่อศึกษาว่าเครื่องควบคุมนี้จะช่วยให้ประหยัดพลังงานในช่วง no load หรือ light load ได้เป็นอย่างไรเมื่อเทียบกับตอนที่ไม่มีเครื่องควบคุมและพิจารณาพลังงานที่เข้ามอเตอร์ในขณะที่ full load ดู โดยให้มอเตอร์จ่ายโหลดที่ค่า ๆ หนึ่งเท่ากันจนถึงที่ full load เพื่อจะได้เปรียบเทียบพลังงานที่เข้ามอเตอร์ดูว่าแตกต่างกันอย่างไรในขณะที่ไม่มีเครื่องควบคุมและมีเครื่องควบคุมดังในตารางที่ 1 และ 2 โดยที่มอเตอร์อินดักชัน 3 เฟสขนาด 5 แรงม้านี้ต่อ coupling อยู่กับ DC Gen. ชนิด separate excite และให้ DC Gen. จ่ายโหลดหลอดไฟ

### ตารางที่ 1

#### ขณะมอเตอร์ไม่มีเครื่องควบคุมพลังงาน

แรงดันดีซี ของขด อาร์มาเจอร์ ของดีซีเจน เนอร์เซเตอร์ (V)	กระแสดีซี ของขด อาร์มาเจอร์ ขณะจ่าย โหลดหลอด ไฟ (A)	กำลังงาน เอาท์พุท ของดีซีเจน เนอร์เซเตอร์ (W)	กำลัง งานอินพุ ทของดีซี เจน เนอร์เซเตอร์ เมื่อ off Gen=80% (W)	แรงดันเฟด A ของขด สเคเตอร์ของ มอเตอร์ เหนี่ยวนำ 3 เฟด (V)	กระแสเฟด A ของขด สเคเตอร์ ของมอเตอร์ เหนี่ยวนำ 3 เฟด (A)	เวลาที่ มอเตอร์ใช้ ในการ ดึงกำลัง งาน 1kWh (ชั่วโมง)	กำลังงาน อินพุทของ มอเตอร์ เหนี่ยวนำ 3 เฟด (W)	ความเร็ว โรเตอร์ของ มอเตอร์ เหนี่ยวนำ 3 เฟด (RPM)	ประสิทธิ ภาพของ มอเตอร์ เหนี่ยวนำ 3 เฟด (%)
200	0	0	0	220	5.18	4.7	400	1490	0
200	2.4	480	600	220	5.37	2.64	950	1470	63
200	3.8	760	950	220	5.51	1.98	1250	1462	76
200	5	1000	1250	220	5.82	1.7	1520	1454	82.2
200	6.6	1320	1650	220	5.94	1.3	1950	1442	84.6
200	8.4	1680	2100	220	6.36	1.2	2450	1428	85.7
200	10.1	2020	2525	220	6.76	0.99	2900	1420	87
200	11.7	2340	2925	220	7.38	0.93	3400	1404	86

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ตารางที่ 2

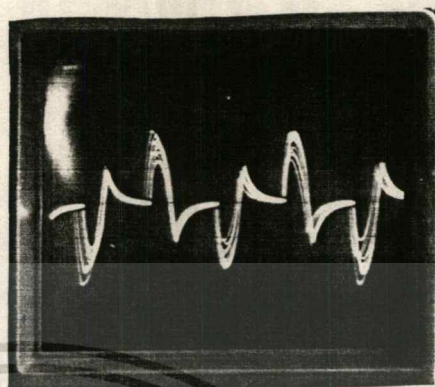
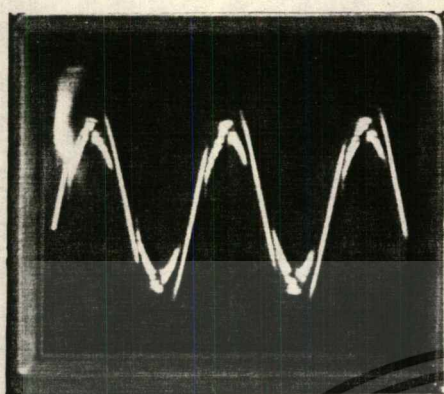
ขณะมีเครื่องควบคุมพลังงาน

แรงดันคีย์ ของขด อาร์มาเจอร์ ของคีย์เงิน เนอโรเตอร์ (V)	กระแสคีย์ ของขด อาร์มาเจอร์ ขณะจ่าย โหลดหลอด ไฟ (A)	กำลังงาน เอาท์พุท ของคีย์เงิน เนอโรเตอร์ (W)	กำลัง งานอินพุท ทของคีย์ เงิน เนอโรเตอร์ เมื่อ off Gen=80% (W)	แรงดันเฟส A ของขด สแตเตอร์ของ มอเตอร์ เหนี่ยวนำ 3 เฟส (V)	กระแสเฟส A ของขด สแตเตอร์ ของมอเตอร์ เหนี่ยวนำ 3 เฟส (A)	เวลาที่ มอเตอร์ใช้ ในการ คิงกำลัง งาน 1kWh (ชั่วโมง)	กำลังงาน อินพุทของ มอเตอร์ เหนี่ยวนำ 3 เฟส (W)	ความเร็ว โรเตอร์ของ มอเตอร์ เหนี่ยวนำ 3 เฟส (RPM)	ประสิทธิ ภาพของ มอเตอร์ เหนี่ยวนำ 3 เฟส (%)
200	0	0	0	155	2.98	16.2	114.3	1483	0
200	2.4	480	600	189	3.99	3.38	741	1461	81
200	3.8	760	950	197	4.39	2.16	1145	1453	83
200	5	1000	1250	202	4.79	1.76	1470	1447	85
200	6.6	1320	1650	208	5.42	1.31	1941	1434	85
200	8.4	1680	2100	209	6.35	1.22	2414	1421	87
200	10.1	2020	2525	210	7.00	0.99	2900	1409	87
200	11.7	2340	2925	213	7.52	0.94	3362	1398	87

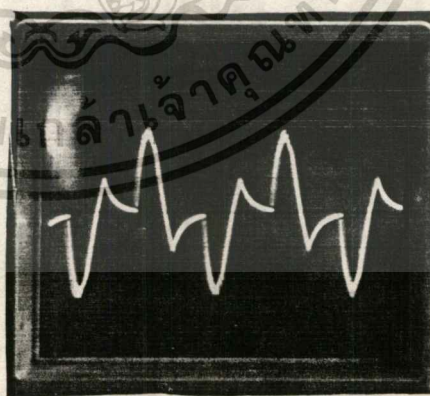
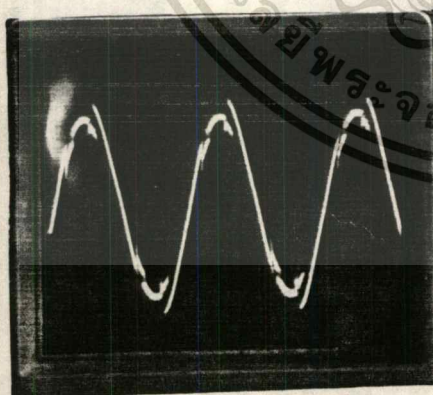
หมายเหตุ กิไลวัตต์อาร์มิเตอร์ที่ใช้พิกัด 1 เฟส 220 V 50 Hz 5(15) A 1200 rev/kWh

ซึ่งเมื่อใช้ Oscilloscope จับสัญญาณแรงดันและกระแสที่เข้าขดสแตเตอร์ของมอเตอร์อิน  
ดัคชั่นที่เฟส A จะได้ดังรูปที่ 20-27

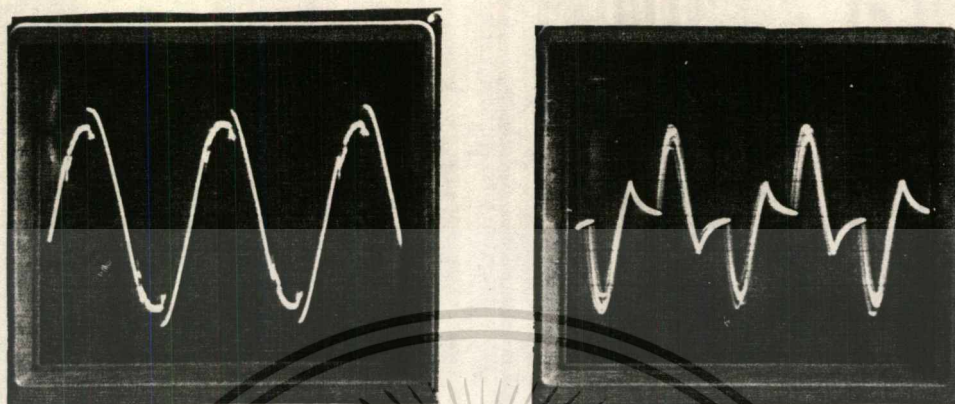
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



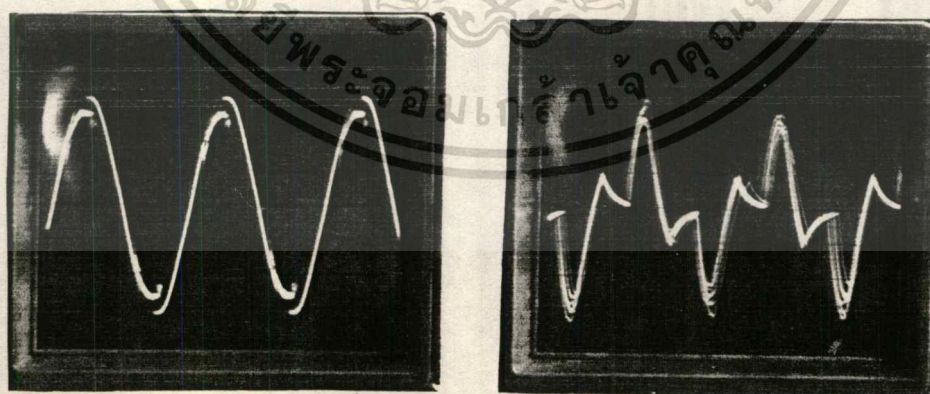
รูปที่ 20 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ขดลวดเตเตอร์เฟส A ขณะ no load



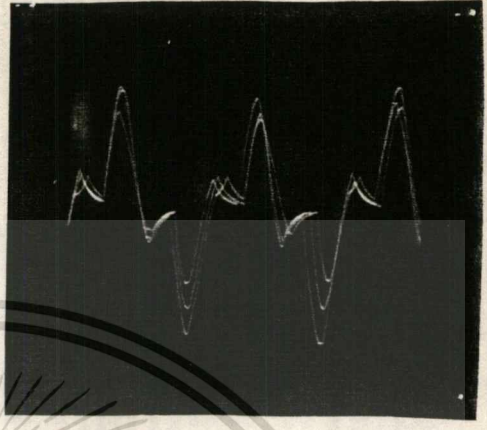
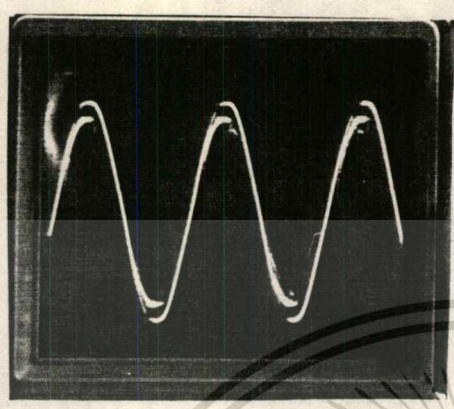
เอกสารนี้เป็นรูปที่ 21 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ขดลวดเตเตอร์เฟส A ขณะจ่ายให้โหลดหลอดไฟในการค่า 600 W ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 22 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ขดลวดเตเตอร์เฟส A ขณะจ่ายโหลดหลอดไฟ 900 W

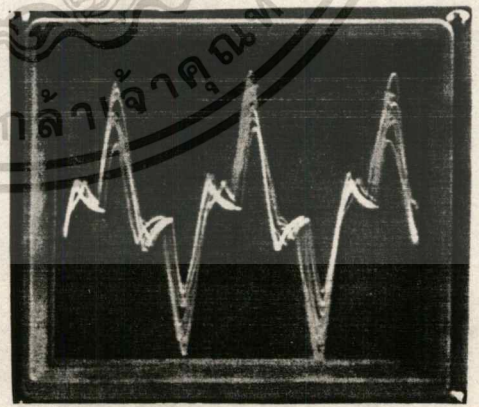
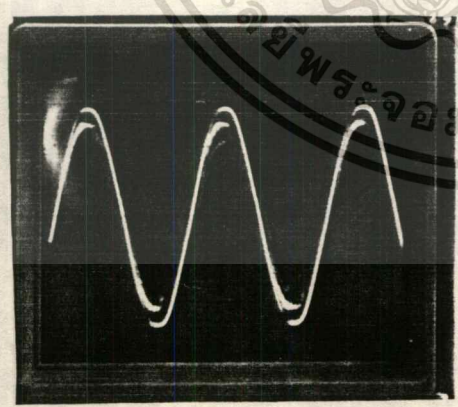


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรรรูปที่ 23 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ขดลวดเตเตอร์เฟส A ขณะจ่ายโหลดหลอดไฟ 1200W ไปใช้

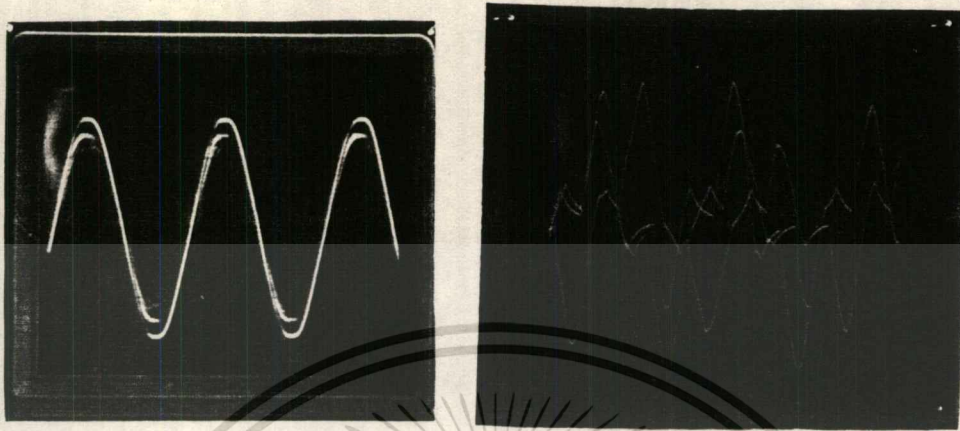


รูปที่ 24 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ขดสแตเตอร์เฟส A ขณะจ่ายโหลดหลอดไฟ

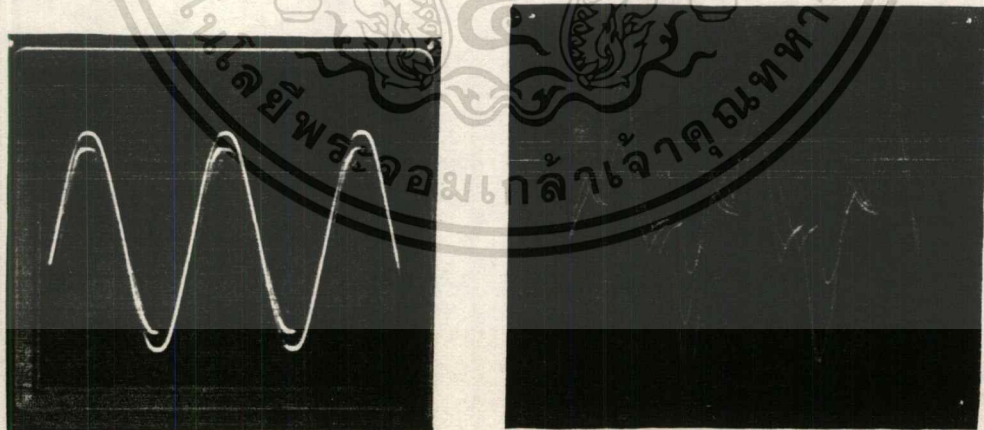
1600 W



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ 25 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ขดสแตเตอร์เฟส A ขณะจ่ายโหลดหลอดไฟในการค้า  
 2000 W นี้ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 26 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ขดสแตเตอร์เฟส A ขณะจ่ายโหลดหลอดไฟ  
2400 W



รูปที่ 27 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ขดสแตเตอร์เฟส A ขณะจ่ายโหลดหลอดไฟ  
2800 W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทวิจารณ์และบทสรุป

จากผลการทดลองในตารางที่ 1 และ 2 สามารถสรุปผลได้ดังนี้

1) เครื่องควบคุมพลังงานและแก้ไขเพาเวอร์แฟคเตอร์นี้จะเหมาะกับงานที่มีช่วง no load หรือ light load มากตัวอย่างเช่นในงานเจียร์, ระบบสายพาน, บันไดเลื่อน เป็นต้นซึ่งเครื่องนี้จะทำให้ประหยัดพลังงานได้มากเมื่อเทียบกับการที่ให้ออเตอร์ run โดยไม่มีเครื่องควบคุม

2) สำหรับในช่วง no load หรือ light load เครื่องควบคุมมอเตอร์นี้ยังช่วยปรับเพาเวอร์แฟคเตอร์ให้ดีขึ้นด้วย เนื่องจากเมื่อกำลังงานเอาต์พุตที่จ่ายโหลดเท่าเดิมแต่เราสามารถลดแรงดันและกระแสลงได้จึงทำให้เพาเวอร์แฟคเตอร์สูงขึ้นได้นั่นเอง และยังช่วยลด Loss ซึ่งเกิดจาก IR ในสายและในมอเตอร์ลงด้วยเนื่องจากกระแสที่ไหลเข้ามอเตอร์ลดลง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิติกรรมประกาศ

งานโปรเจกต์เรื่องอุปกรณ์ประหยัดพลังงานและแก้ไขเพาเวอร์แฟคเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดีต้องขอขอบพระคุณอาจารย์ประภาส ไพรสุวรรณเป็นอย่างยิ่งที่ให้คำปรึกษาและแก้ไขข้อบกพร่องต่าง ๆ ให้ อีกทั้งต้องขอขอบพระคุณท่านต่าง ๆ ดังมีรายนามดังต่อไปนี้คือ

- 1) อาจารย์ศุภกิจ จุตะวิริยะ
- 2) อาจารย์ชินิษฐา แซ่ตั้ง
- 3) คุณมานะชัย เหลืองจารุธร
- 4) คุณอนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ
- 5) พี่ ๆ ที่ศูนย์บริการและพัฒนาวิศวกรรม

ที่ให้คำปรึกษาและให้กำลังใจในการทำงานเป็นอย่างดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

1. ธวัชชัย อัดตวิบูลย์กุล ,เครื่องกลไฟฟ้า 2, กรุงเทพมหานคร,2533.
2. วิริยะ พิเชษฐ์จำเริญ ,สมุด Note วิชา POWER ELECTRONICS, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าลาดกระบัง.
3. ศิริชัย สรานุกูล ,เพาเวอร์แฟคเตอร์คอนโทรล วงจรประหยัดพลังงานไฟฟ้า, วารสารเคมี, กรุงเทพมหานคร หน้า 82-88.
4. อุดมศักดิ์ ยั่งยืน , POWER ELECTRONICS I, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี.
5. M.H.RASHID , POWER ELECTRONICS CIRCUITS,DEVICES,AND APPLICATIONS ,Prentice-Hall International Editions, USA.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TYPES SN54ALS08, SN54AS08, SN74ALS08, SN74AS08 QUADRUPLE 2-INPUT POSITIVE-AND GATES

D2661, APRIL 1982—REVISED DECEMBER 1983

- Package Options Include Both Plastic and Ceramic Chip Carriers in Addition to Plastic and Ceramic DIPs
- Dependable Texas Instruments Quality and Reliability

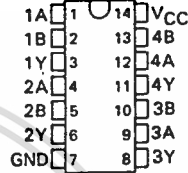
## description

These devices contain four independent 2-input AND gates. They perform the Boolean functions  $Y = A \cdot B$  or  $Y = \overline{A+B}$  in positive logic.

The SN54ALS08 and SN54AS08 are characterized for operation over the full military temperature range of  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $125^{\circ}\text{C}$ . The SN74ALS08 and SN74AS08 are characterized for operation from  $0^{\circ}\text{C}$  to  $70^{\circ}\text{C}$ .

SN54ALS08, SN54AS08 ... J PACKAGE  
SN74ALS08, SN74AS08 ... N PACKAGE

(TOP VIEW)

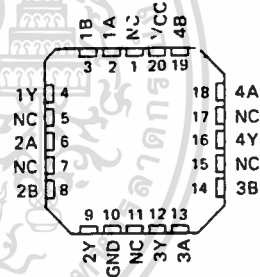


FUNCTION TABLE  
(each gate)

INPUTS		OUTPUT
A	B	Y
H	H	H
L	X	L
X	L	L

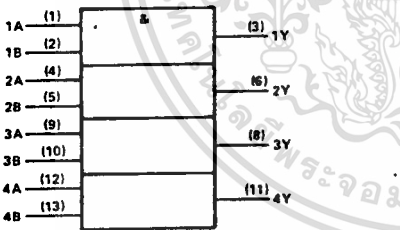
SN54ALS08, SN54AS08 ... FH PACKAGE  
SN74ALS08, SN74AS08 ... FN PACKAGE

(TOP VIEW)



NC—No internal connection

## logic symbol



Pin numbers shown are for J and N packages.

ALS AND AS CIRCUITS 2

# TYPES SN54ALS08, SN74ALS08 QUADRUPLE 2-INPUT POSITIVE-AND GATES

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

Supply voltage, $V_{CC}$ .....	7 V
Input voltage .....	7 V
Operating free-air temperature range: SN54ALS08 .....	-55°C to 125°C
SN74ALS08 .....	0°C to 70°C
Storage temperature range .....	-65°C to 150°C

recommended operating conditions

		SN54ALS08			SN74ALS08			UNIT		
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX			
$V_{CC}$	Supply voltage	4.5	5	5.5	4.5	5	5.5	V		
$V_{IH}$	High-level input voltage	2			2			V		
$V_{IL}$	Low-level input voltage				0.8			V		
$I_{OH}$	High-level output current				-0.4			mA		
$I_{OL}$	Low-level output current				4			mA		
$T_A$	Operating free-air temperature	-55			125			0	70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	SN54ALS08			SN74ALS08			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	MIN	TYP†	MAX	
$V_{IK}$	$V_{CC} = 4.5 V, I_I = -18 mA$				-1.5			V
$V_{OH}$	$V_{CC} = 4.5 V$ to $5.5 V, I_{OH} = -0.4 mA$	$V_{CC} - 2$						V
$V_{OL}$	$V_{CC} = 4.5 V, I_{OL} = 4 mA$	0.25			0.4			V
	$V_{CC} = 4.5 V, I_{OL} = 8 mA$				0.35		0.5	
$I_I$	$V_{CC} = 5.5 V, V_I = 7 V$				0.1			mA
$I_{IH}$	$V_{CC} = 5.5 V, V_I = 2.7 V$				20			μA
$I_{IL}$	$V_{CC} = 5.5 V, V_I = 0.4 V$				-0.1			mA
$I_{O^+}$	$V_{CC} = 5.5 V, V_O = 2.25 V$	-30			-112			mA
$I_{CCH}$	$V_{CC} = 5.5 V, V_I = 4.5 V$				1.3	2.4		mA
$I_{CCL}$	$V_{CC} = 5.5 V, V_I = 0 V$				2.2	4		mA

†All typical values are at  $V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C$ .

‡The output conditions have been chosen to produce a current that closely approximates one half of the true short-circuit output current,  $I_{OS}$ .

switching characteristics (see Note 1)

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	$V_{CC} = 4.5 V$ to $5.5 V,$ $C_L = 50 pF,$ $R_L = 500 \Omega,$ $T_A = \text{MIN to MAX}$				UNIT
			SN54ALS08		SN74ALS08		
			MIN	MAX	MIN	MAX	
$t_{PLH}$	A or B	Y	4	16	4	14	ns
$t_{PHL}$	A or B	Y	3	12	3	10	ns

NOTE 1: For load circuit and voltage waveforms, see page 1-12.

2 ALS AND AS CIRCUITS

# TYPES SN54AS08, SN74AS08 QUADRUPLE 2-INPUT POSITIVE-AND GATES

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

Supply voltage, $V_{CC}$ .....	7 V
Input voltage .....	7 V
Operating free-air temperature range: SN54AS08 .....	-55°C to 125°C
SN74AS08 .....	0°C to 70°C
Storage temperature range .....	-65°C to 150°C

recommended operating conditions

		SN54AS08			SN74AS08			UNIT
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
$V_{CC}$	Supply voltage	4.5	5	5.5	4.5	5	5.5	V
$V_{IH}$	High-level input voltage	2			2			V
$V_{IL}$	Low-level input voltage			0.8			0.8	V
$I_{OH}$	High-level output current			-2			-2	mA
$I_{OL}$	Low-level output current			20			20	mA
$T_A$	Operating free-air temperature	-55		125	0		70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS		SN54AS08			SN74AS08			UNIT
			MIN	TYP†	MAX	MIN	TYP†	MAX	
$V_{IK}$	$V_{CC} = 4.5 V$ ,	$I_I = -18 mA$			-1.2			-1.2	V
$V_{OH}$	$V_{CC} = 4.5 V$ to $5.5 V$ ,	$I_{OH} = -2 mA$	$V_{CC}-2$			$V_{CC}-2$			V
$V_{OL}$	$V_{CC} = 4.5 V$ ,	$I_{OL} = 20 mA$	0.35	0.5		0.35	0.5		V
$I_I$	$V_{CC} = 5.5 V$ ,	$V_I = 7 V$		0.1			0.1		mA
$I_{IH}$	$V_{CC} = 5.5 V$ ,	$V_I = 2.7 V$		20			20		μA
$I_{IL}$	$V_{CC} = 5.5 V$ ,	$V_I = 0.4 V$		-0.5			-0.5		mA
$I_{O\ddagger}$	$V_{CC} = 5.5 V$ ,	$V_O = 2.25 V$	-30	-112		-30	-112		mA
$I_{CCH}$	$V_{CC} = 5.5 V$ ,	$V_I = 4.5 V$		5.8	9.3		5.8	9.3	mA
$I_{CCL}$	$V_{CC} = 5.5 V$ ,	$V_I = 0 V$		14.9	24		14.9	24	mA

†All typical values are at  $V_{CC} = 5 V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ .

‡The output conditions have been chosen to produce a current that closely approximates one half of the true short-circuit output current,  $I_{OS}$ .

switching characteristics (see Note 1)

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	$V_{CC} = 4.5 V$ to $5.5 V$ , $C_L = 50 pF$ , $R_L = 500 \Omega$ , $T_A = MIN$ to $MAX$				UNIT
			SN54AS08		SN74AS08		
			MIN	MAX	MIN	MAX	
$t_{PLH}$	A or B	Y	1	6.5	1	5.5	ns
$t_{PHL}$	A or B	Y	1	6.5	1	5.5	ns

NOTE 1: For load circuit and voltage waveforms, see page 1-12.

ALS AND AS CIRCUITS 2



## LM134/LM234/LM334 3-Terminal Adjustable Current Sources

### General Description

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

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

Applications for the new current sources include bias networks, surge protection, low power reference, ramp generation, LED driver, and temperature sensing. The LM134-3/

LM234-3 and LM134-6/LM234-6 are specified as true temperature sensors with guaranteed initial accuracy of  $\pm 3^{\circ}\text{C}$  and  $\pm 6^{\circ}\text{C}$ , respectively. These devices are ideal in remote sense applications because series resistance in long wire runs does not affect accuracy. In addition, only 2 wires are required.

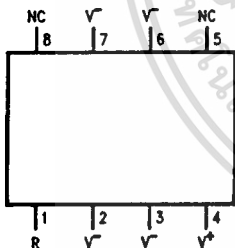
The LM134 is guaranteed over a temperature range of  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $+125^{\circ}\text{C}$ , the LM234 from  $-25^{\circ}\text{C}$  to  $+100^{\circ}\text{C}$  and the LM334 from  $0^{\circ}\text{C}$  to  $+70^{\circ}\text{C}$ . These devices are available in TO-46 hermetic, TO-92 and SO-8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

### Features

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

### Connection Diagrams

SO-8  
Surface Mount Package



TL/H/5697-24

Order Number LM334M  
See NS Package Number M08A

TO-46  
Metal Can Package

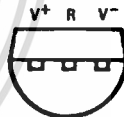


TL/H/5697-12

Bottom View

Pin 3 is electrically connected to case.  
Order Number LM134H, LM134H-3,  
LM134H-6, LM234H, LM234H-3,  
LM234H-6, or LM334H  
See NS Package Number H03H

TO-92  
Plastic Package



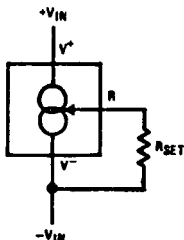
TL/H/5697-10

Bottom View

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

### Typical Application

Basic 2-Terminal Current Source



TL/H/5697-1

## Absolute Maximum Ratings

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

$V^+$ to $V^-$ Forward Voltage	
LM134/LM234	40V
LM334/LM134-3/LM134-6/LM234-3/LM234-6	30V
$V^+$ to $V^-$ Reverse Voltage	20V
R Pin to $V^-$ Voltage	5V
Set Current	10 mA
Power Dissipation	400 mW

### Operating Temperature Range (Note 4)

LM134/LM134-3/LM134-6	-55°C to +125°C
LM234/LM234-3/LM234-6	-25°C to +100°C
LM334	0°C to +70°C

### Soldering Information

TO-92 Package (10 sec.)	260°C
TO-46 Package (10 sec.)	300°C
SO Package	
Vapor Phase (60 sec.)	215°C
Infrared (15 sec.)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" (Appendix D) for other methods of soldering surface mount devices.

## Electrical Characteristics (Note 1)

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

Note 1: Unless otherwise specified, tests are performed at  $T_j = 25^\circ C$  with pulse testing so that junction temperature does not change during test.

Note 2: Set current is the current flowing into the  $V^+$  pin. It is determined by the following formula:  $I_{SET} = 67.7 mV/R_{SET}$  (@  $25^\circ C$ ). Set current error is expressed as a percent deviation from this amount.  $I_{SET}$  increases at  $0.336\%/^\circ C$  @  $T_j = 25^\circ C$ .

Note 3:  $I_{SET}$  is directly proportional to absolute temperature ( $^\circ K$ ).  $I_{SET}$  at any temperature can be calculated from:  $I_{SET} = I_0 (T/T_0)$  where  $I_0$  is  $I_{SET}$  measured at  $T_0$  ( $^\circ K$ ).

Note 4: For elevated temperature operation,  $T_j$  max is:

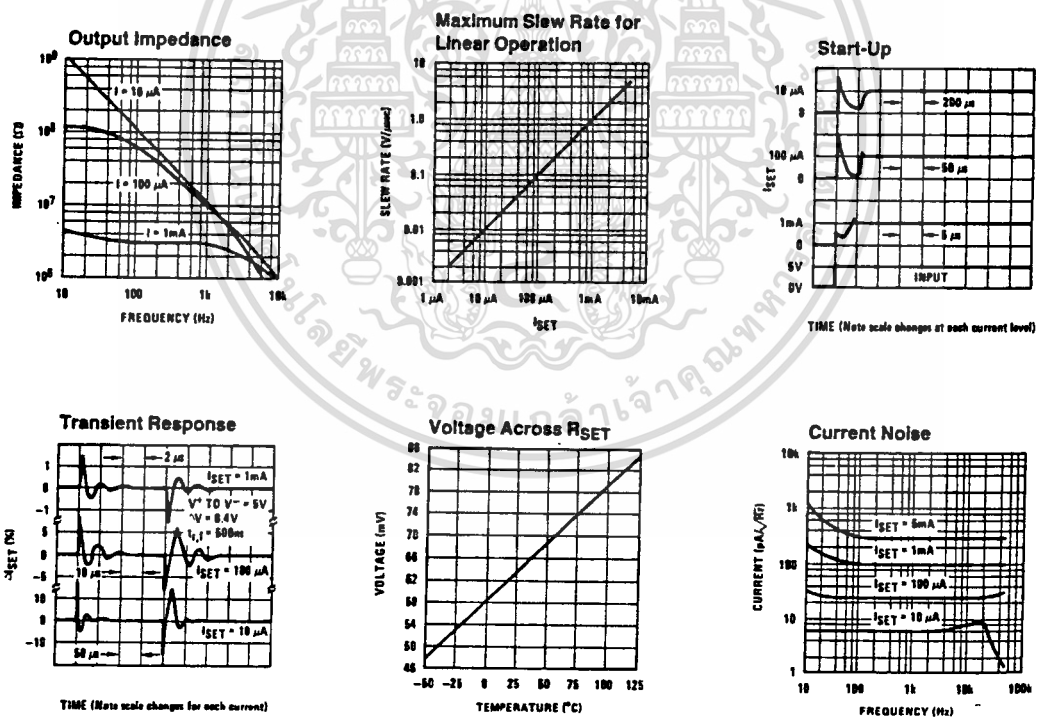
LM134	150°C
LM234	125°C
LM334	100°C

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

## Electrical Characteristics (Note 1) (Continued)

Parameter	Conditions	LM134-3, LM234-3			LM134-6, LM234-6			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Set Current Error, $V^+ = 2.5V$ , (Note 2)	$100 \mu A \leq I_{SET} \leq 1 mA$ $T_J = 25^\circ$			$\pm 1$			$\pm 2$	%
Equivalent Temperature Error				$\pm 3$			$\pm 6$	$^\circ C$
Ratio of Set Current to $V^-$ Current	$100 \mu A \leq I_{SET} \leq 1 mA$	14	18	26	14	18	26	
Minimum Operating Voltage	$100 \mu A \leq I_{SET} \leq 1 mA$		0.9			0.9		V
Average Change in Set Current with Input Voltage	$100 \mu A \leq I_{SET} \leq 1 mA$ $1.5 \leq V^+ \leq 5V$ $5V \leq V^- \leq 30V$		0.02 0.01	0.05 0.03		0.02 0.01	0.01 0.05	%/V %/V
Temperature Dependence of Set Current (Note 3) and	$100 \mu A \leq I_{SET} \leq 1 mA$	0.98T	T	1.02T	0.97T	T	1.03T	
Equivalent Slope Error				$\pm 2$			$\pm 3$	%
Effective Shunt Capacitance			15			15		pF

## Typical Performance Characteristics

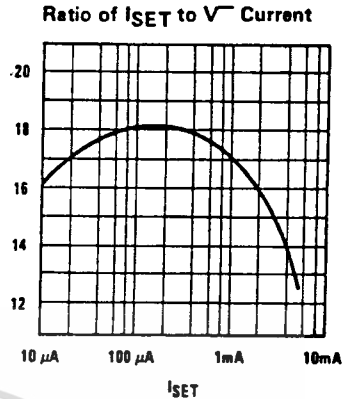
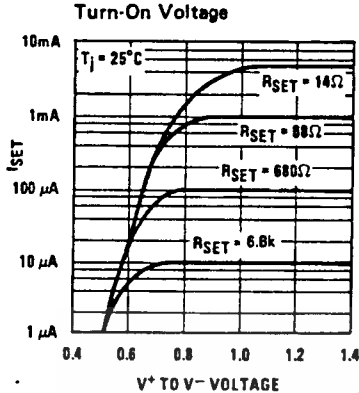


TIME (Note scale changes at each current level)

TIME (Note scale changes for each current)

TL/H/5697-2

## Typical Performance Characteristics (Continued)



TL/H/5697-3

## Application Hints

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

### SLEW RATE

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

### THERMAL EFFECTS

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

### SHUNT CAPACITANCE

In certain applications, the  $15 \text{pF}$  shunt capacitance of the LM134 may have to be reduced, either because of loading problems or because it limits the AC output impedance of the current source. This can be easily accomplished by buffering the LM134 with an FET as shown in the applications. This can reduce capacitance to less than  $3 \text{pF}$  and improve regulation by at least an order of magnitude. DC characteristics (with the exception of minimum input voltage), are not affected.

### NOISE

Current noise generated by the LM134 is approximately 4 times the shot noise of a transistor. If the LM134 is used as an active load for a transistor amplifier, input referred noise

will be increased by about 12 dB. In many cases, this is acceptable and a single stage amplifier can be built with a voltage gain exceeding 2000.

### LEAD RESISTANCE

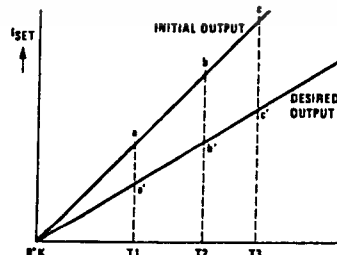
The sense voltage which determines operating current of the LM134 is less than  $100 \text{mV}$ . At this level, thermocouple or lead resistance effects should be minimized by locating the current setting resistor physically close to the device. Sockets should be avoided if possible. It takes only  $0.7\Omega$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

### SENSING TEMPERATURE

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

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

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



TL/H/5697-4

This property of the LM134 is illustrated in the accompanying graph. Line abc is the sensor current before trimming.

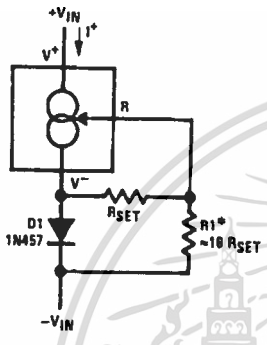
### Application Hints (Continued)

Line a'b'c' is the desired output. A gain trim done at T2 will move the output from b to b' and will simultaneously correct the slope so that the output at T1 and T3 will be correct. This gain trim can be done on R<sub>SET</sub> or on the load resistor used to terminate the LM134. Slope error after trim will normally be less than ± 1%. To maintain this accuracy, however, a low temperature coefficient resistor must be used for R<sub>SET</sub>.

A 33 ppm/°C drift of R<sub>SET</sub> will give a 1% slope error because the resistor will normally see about the same temperature variations as the LM134. Separating R<sub>SET</sub> from the LM134 requires 3 wires and has lead resistance problems, so is not normally recommended. Metal film resistors with less than 20 ppm/°C drift are readily available. Wire wound resistors may also be used where best stability is required.

### Typical Applications (Continued)

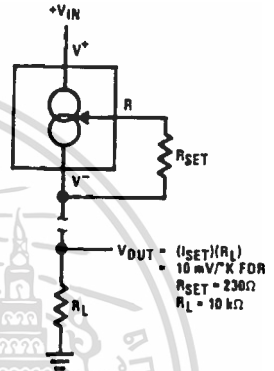
Zero Temperature Coefficient Current Source



\*Select ratio of R1 to R<sub>SET</sub> to obtain zero drift.  $I^* \approx 2 I_{SET}$

TL/H/5697-13

Terminating Remote Sensor for Voltage Output

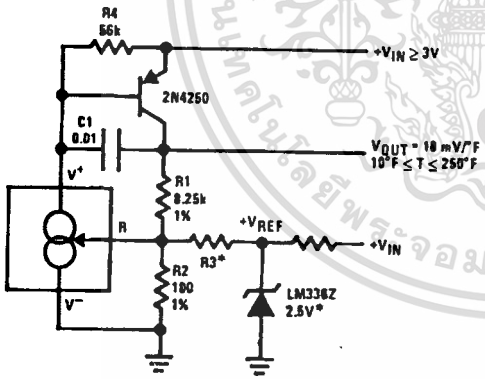


$$V_{OUT} = \frac{I_{SET} R_L}{R_{SET} + R_L}$$

10 mV/°K FOR  
R<sub>SET</sub> = 230Ω  
R<sub>L</sub> = 10 kΩ

TL/H/5697-14

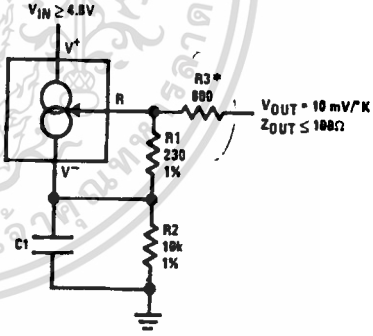
Ground Referred Fahrenheit Thermometer



TL/H/5697-15

\*Select R3 = V<sub>REF</sub>/583 μA. V<sub>REF</sub> may be any stable positive voltage ≥ 2V. Trim R3 to calibrate.

Low Output Impedance Thermometer

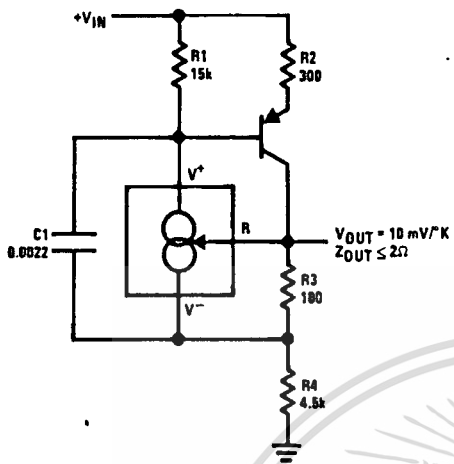


TL/H/5697-6

\*Output impedance of the LM134 at the "R" pin is approximately  $\frac{-R_o \Omega}{16}$  where R<sub>o</sub> is the equivalent external resistance connected to the V- pin. This negative resistance can be reduced by a factor of 5 or more by inserting an equivalent resistor in series with the output.

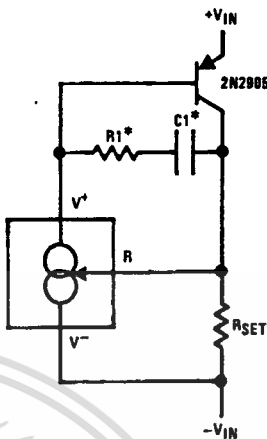
Typical Applications (Continued)

Low Output Impedance Thermometer



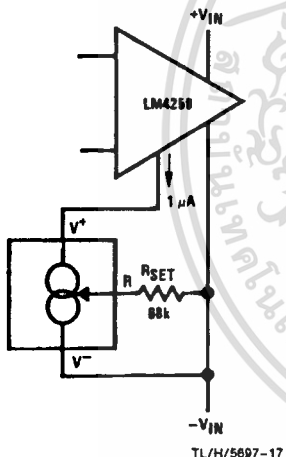
TL/H/5697-16

Higher Output Current



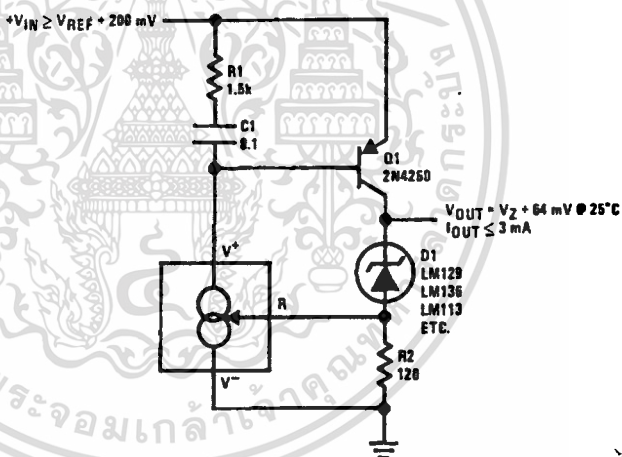
TL/H/5697-5

Micropower Bias



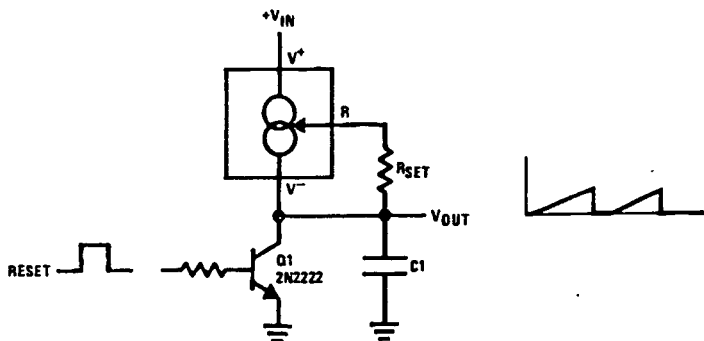
TL/H/5697-17

Low Input Voltage Reference Driver



TL/H/5697-18

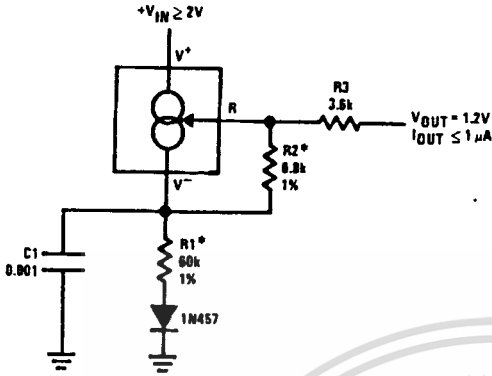
Ramp Generator



TL/H/5697-19

Typical Applications (Continued)

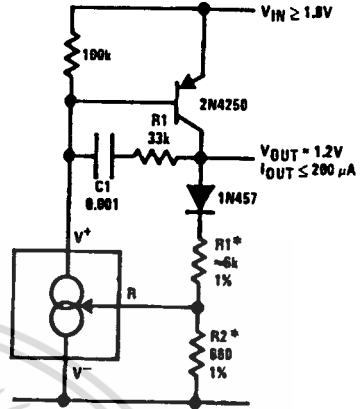
1.2V Reference Operates on 10  $\mu$ A and 2V



TL/H/5697-20

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

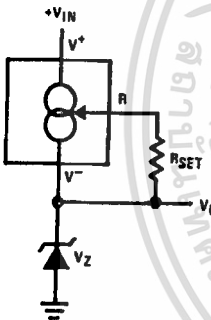
1.2V Regulator with 1.8V Minimum Input



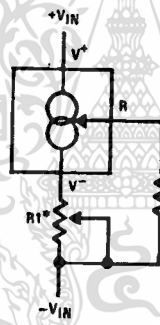
TL/H/5697-7

\*Select ratio of R1 to R2 for zero temperature drift

Zener Biasing

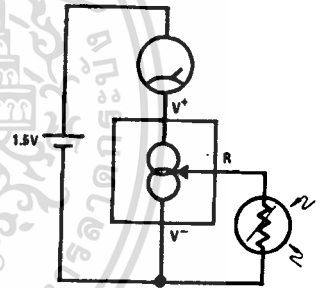


Alternate Trimming Technique



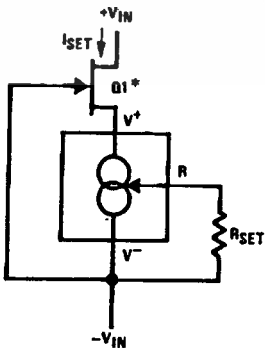
\*For  $\pm 10\%$  adjustment, select RSET 10% high, and make  $R1 \approx 3 RSET$

Buffer for Photoconductive Cell

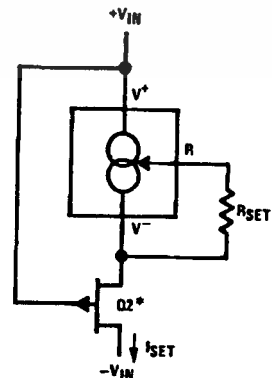


TL/H/5697-8

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



TL/H/5697-21

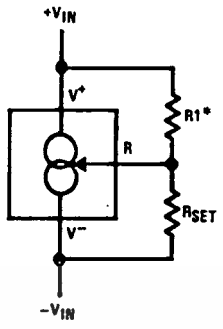


TL/H/5697-22

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

## Typical Applications (Continued)

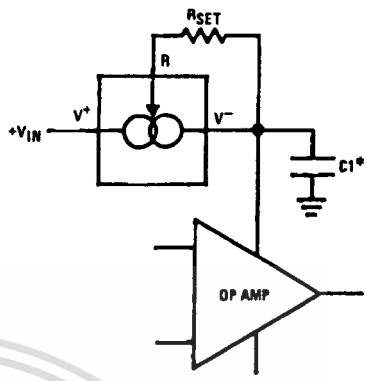
Generating Negative Output Impedance



TL/H/5697-23

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

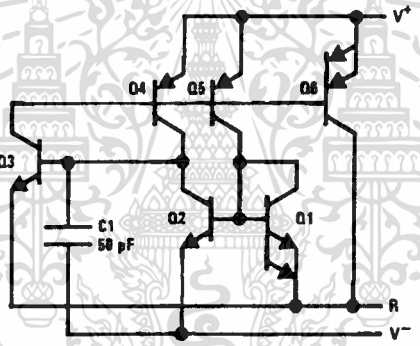
In-Line Current Limiter



TL/H/5697-9

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

## Schematic Diagram



TL/H/5697-11

# SCL4030B



# CMOS QUAD EXCLUSIVE-OR GATE

## FEATURES

- ◆ Buffered Outputs
- ◆ Diode Protection on all Inputs
- ◆ Fully "B"-Series Compatible
- ◆ Balanced Output Drive Current Specifications
- ◆ Pin Compatible with 4070 types, MC14507, 74C86

## DESCRIPTION

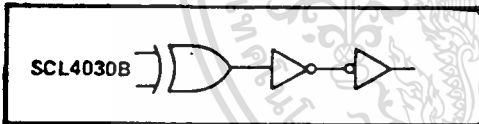
The SCL4030B contains four independent exclusive-OR gates integrated on a single monolithic silicon chip. Each exclusive-OR gate consists of five N-Channel and five P-Channel enhancement-mode transistors, plus output buffering devices.

TRUTH TABLE  
(one of four gates)

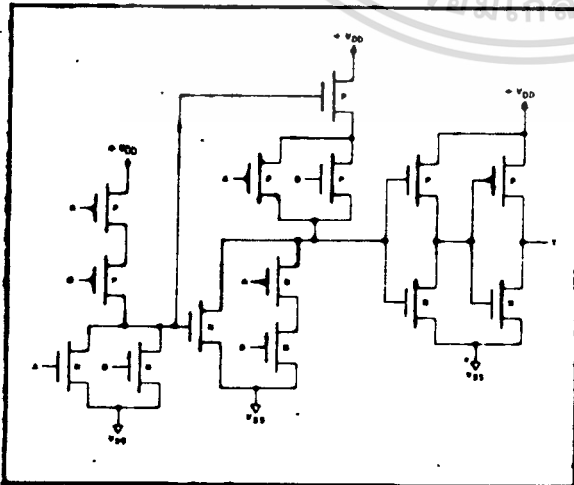
A	B	Y
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	0

Where 1 = High Level  
0 = Low Level

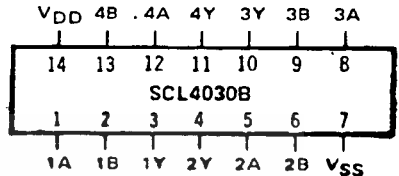
LOGIC DIAGRAM



SCHEMATIC DIAGRAM  
(one of four gates)



CONNECTION DIAGRAM  
(all packages)



Add suffix for package:

- C 14-pin Cerdip
- D 14-pin Ceramic
- E 14-pin Epoxy
- F 14-pin Flat
- H Chip

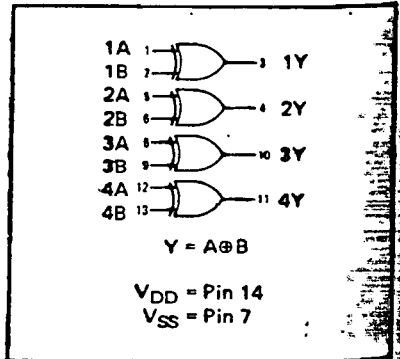
## RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

- DC Supply Voltage  $V_{DD} - V_{SS}$  3 to 15 Vdc
- Operating Temperature  $T_A$  -55 to +125 °C
- C, D, F, H Device -40 to +85 °C
- E Device

Note: The SCL4030B is identical to the SCL4070B, the devices are fully interchangeable in all applications.

FUNCTION DIAGRAM



ELECTRICAL CHARACTERISTICS

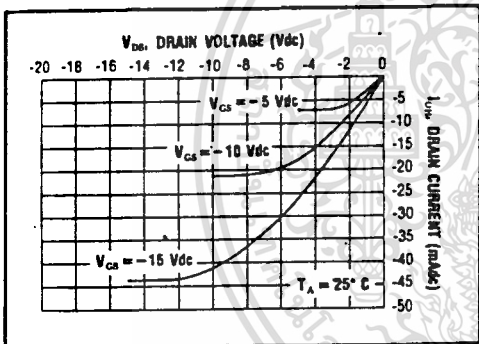
STATIC CHARACTERISTICS <sup>1,3</sup>

PARAMETER	V <sub>DD</sub> (Vdc)	CONDITIONS	T <sub>LOW</sub> <sup>2</sup>		+25°C			T <sub>HIGH</sub> <sup>2</sup>		Units
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I <sub>DD</sub>	V <sub>IN</sub> =V <sub>SS</sub> or V <sub>DD</sub> All valid input combinations	-	0.05	-	0.0005	0.05	-	1.5	μA <sub>dc</sub>
			-	0.10	-	0.001	0.10	-	3.0	
			-	0.20	-	0.002	0.20	-	6.0	

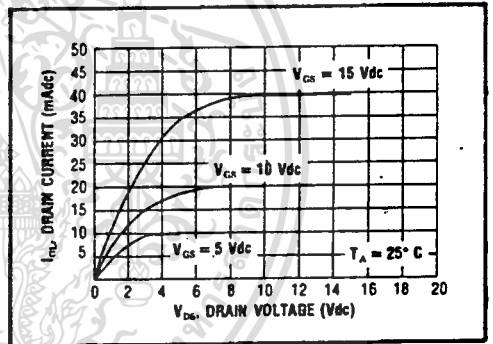
- NOTES: <sup>1</sup> Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".  
<sup>2</sup> T<sub>LOW</sub> = -55°C for C, D, F, H device.  
 = -40°C for E device.  
 T<sub>HIGH</sub> = +125°C for C, D, F, H device.  
 = + 85°C for E device.  
<sup>3</sup> This device has been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

DYNAMIC CHARACTERISTICS (C<sub>L</sub> = 50pF, T<sub>A</sub> = 25°C)

PARAMETER	V <sub>DD</sub> (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units
PROPAGATION DELAY TIME	t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub>	5	175	350	ns
		10	70	140	
		15	50	100	
OUTPUT TRANSITION TIME	t <sub>TLH</sub> , t <sub>THL</sub>	5	100	200	ns
		10	50	100	
		15	40	80	

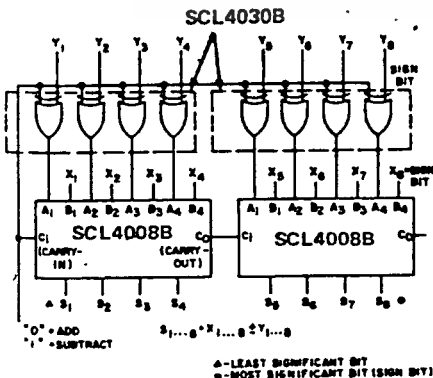


Typical P-Channel Source Current Characteristics



Typical N-Channel Sink Current Characteristics

APPLICATIONS INFORMATION  
8-BIT TWO'S COMPLEMENT ADDER/SUBTRACTOR



X <sub>8</sub>	X <sub>7</sub>	X <sub>6</sub>	X <sub>5</sub>	X <sub>4</sub>	X <sub>3</sub>	X <sub>2</sub>	X <sub>1</sub>	Y <sub>8</sub>	Y <sub>7</sub>	Y <sub>6</sub>	Y <sub>5</sub>	Y <sub>4</sub>	Y <sub>3</sub>	Y <sub>2</sub>	Y <sub>1</sub>	Decimal	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	+1
0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	+2
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	+3
0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	+4
0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	+5
0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	+6
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	+7
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	+8
1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-1
1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-2
1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-3
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-4
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-5
1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-6
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-7
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-8

Two's complement numbers and their equivalent decimal values.

# CD4031BM/CD4031BC 64-Stage Static Shift Register

## general description

The CD4031BM/CD4031BC is an integrated, complementary MOS (CMOS), 64-stage, fully static shift register. Two data inputs, DATA IN and RECIRCULATE IN, and a MODE CONTROL input are provided. Data at the DATA input (when MODE CONTROL is LOW) or data at the RECIRCULATE input (when MODE CONTROL is HIGH), which meets the setup and hold time requirements, is entered into the first stage of the register and is shifted one stage at each positive transition of the CLOCK.

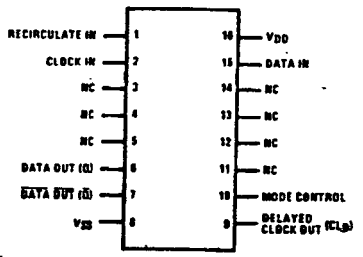
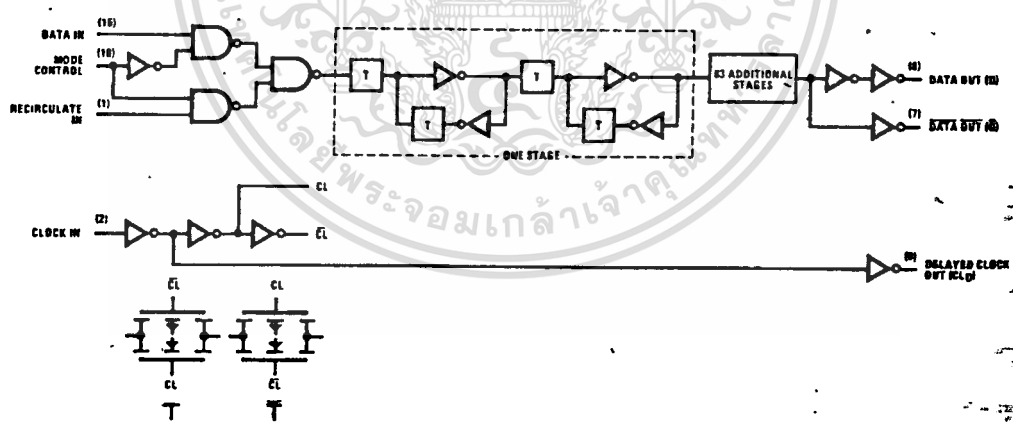
Data output is available in both true and complement forms from the 64th stage. Both the DATA OUT (Q) and DATA OUT ( $\bar{Q}$ ) outputs are fully buffered.

The CLOCK input of the CD4031BM/CD4031BC is fully buffered, and presents only a standard input load capacitance. However, a DELAYED CLOCK OUTPUT (CL<sub>D</sub>) has been provided to allow reduced clock drive fan-out and transition time requirements when cascading packages.

## features

- Wide supply voltage range 3.0V to 15V
- High noise immunity 0.45 V<sub>DD</sub> typ
- Low power TTL compatibility fan out of 2 driving 74L or 1 driving 74LS
- Fully static operation DC to 8 MHz (typical @ V<sub>DD</sub> = 10V)
- Fully buffered clock input 5 pF (typ) input capacitance
- Single phase clocking requirements
- Delayed clock output for reduced clock drive requirements
- Fully buffered outputs
- High Current Sinking Capability, Q Output 1.6 mA @ V<sub>DD</sub> = 5 V and 25°C

## logic and connection diagrams



**absolute maximum ratings** (Notes 1 & 2)

V <sub>DD</sub> Supply Voltage	-0.5 V to +18 V
V <sub>IN</sub> Input Voltage	-0.5 V to V <sub>DD</sub> + 0.5 V
T <sub>S</sub> Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
P <sub>D</sub> Package Dissipation	500 mW
T <sub>L</sub> Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

**recommended operating conditions** (Note 2)

V <sub>DD</sub> Supply Voltage	+3 V to +15 V
V <sub>IN</sub> Input Voltage	0 V to V <sub>DD</sub>
T <sub>A</sub> Operating Temperature Range	-55°C to +125°C
CD4031BM	
CD4031BC	-40°C to +85°C

**dc electrical characteristics** (Note 2) CD4031BM

PARAMETER	CONDITIONS	-55°C		+25°C			+125°C		UNITS
		MIN	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
I <sub>DD</sub> Quiescent Device Current	V <sub>DD</sub> = 5 V		5		0.01	5		150	μA
	V <sub>DD</sub> = 10 V		10		0.01	10		300	μA
	V <sub>DD</sub> = 15 V		20		0.02	20		600	μA
V <sub>OL</sub> Low Level Output Voltage	V <sub>DD</sub> = 5 V	0.05		0		0.05		0.05	
	V <sub>DD</sub> = 10 V	0.05		0		0.05		0.05	
	V <sub>DD</sub> = 15 V	0.05		0		0.05		0.05	
V <sub>OH</sub> High Level Output Voltage	V <sub>DD</sub> = 5 V	4.95		4.95	5		4.95		V
	V <sub>DD</sub> = 10 V	9.95		9.95	10		9.95		V
	V <sub>DD</sub> = 15 V	14.95		14.95	15		14.95		V
V <sub>IL</sub> Low Level Input Voltage	V <sub>DD</sub> = 5 V, V <sub>O</sub> = 0.5 V or 4.5 V	1.5		2.25		1.5		1.5	
	V <sub>DD</sub> = 10 V, V <sub>O</sub> = 1.0 V or 9.0 V	3.0		4.5		3.0		3.0	
	V <sub>DD</sub> = 15 V, V <sub>O</sub> = 1.5 V or 13.5 V	4.0		6.75		4.0		4.0	
V <sub>IH</sub> High Level Input Voltage	V <sub>DD</sub> = 5 V, V <sub>O</sub> = 0.5 V or 4.5 V	3.5		3.5		2.75		3.5	
	V <sub>DD</sub> = 10 V, V <sub>O</sub> = 1.0 V or 9.0 V	7.0		7.0		5.5		7.0	
	V <sub>DD</sub> = 15 V, V <sub>O</sub> = 1.5 V or 13.5 V	11.0		11.0		8.25		11.0	
I <sub>OL</sub> Low Level Output Current, Q Output	V <sub>DD</sub> = 5 V, V <sub>O</sub> = 0.4 V	2.3		1.9		3.8		1.3	
	V <sub>DD</sub> = 10 V, V <sub>O</sub> = 0.5 V	5.1		4.2		8.4		2.8	
	V <sub>DD</sub> = 15 V, V <sub>O</sub> = 1.5 V	10.5		8.8		17		6.1	
I <sub>OL</sub> Low Level Output Current, Q and CL <sub>D</sub> Outputs	V <sub>DD</sub> = 5 V, V <sub>O</sub> = 0.4 V	0.64		0.51		0.88		0.36	
	V <sub>DD</sub> = 10 V, V <sub>O</sub> = 0.5 V	1.6		1.3		2.25		0.9	
	V <sub>DD</sub> = 15 V, V <sub>O</sub> = 1.5 V	4.2		3.4		8.8		2.4	
I <sub>OH</sub> High Level Output Current, All Outputs	V <sub>DD</sub> = 5 V, V <sub>O</sub> = 4.6 V	-0.64		-0.51		-0.88		-0.36	
	V <sub>DD</sub> = 10 V, V <sub>O</sub> = 9.5 V	-1.6		-1.3		-2.25		-0.9	
	V <sub>DD</sub> = 15 V, V <sub>O</sub> = 13.5 V	-4.2		-3.4		-8.8		-2.4	
I <sub>IN</sub> Input Current	V <sub>DD</sub> = 15 V, V <sub>IN</sub> = 0 V	-0.1		-10 <sup>-5</sup>		-0.1		-1.0	
	V <sub>DD</sub> = 15 V, V <sub>IN</sub> = 15 V	0.1		10 <sup>-5</sup>		0.1		1.0	

**truth tables**

**MODE CONTROL** (data selection)

MODE CONTROL	DATA IN	RECIRCULATE IN	DATA INTO FIRST STAGE
0	0	X	0
0	1	X	1
1	X	0	0
1	X	1	1

**EACH STAGE**

D <sub>n</sub>	CL	O <sub>n</sub>
0		0
1		1
X		NC

X = irrelevant  
 NC = no change  
 = Low to High level transition  
 = High to Low level transition

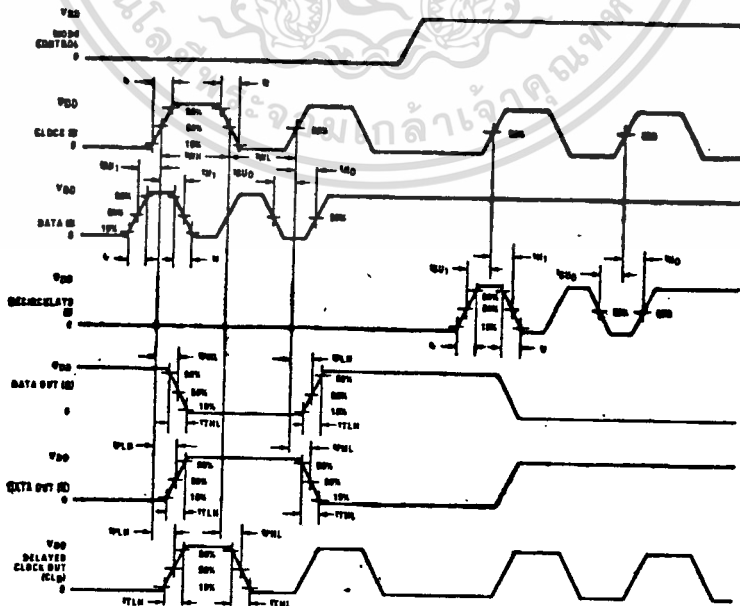
**dc electrical characteristics** (Note 2) CD4031BC

PARAMETER	CONDITIONS	-40°C		+25°C		+85°C		UNITS	
		MIN	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN		MAX
$I_{DD}$ Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		20 40 80		0.01 0.01 0.02	20 40 80		150 300 600	$\mu A$
$V_{OL}$ Low Level Output Voltage	$V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$ } $V_{IH} = V_{DD}, V_{IL} = 0V, I_{O1} < 1\mu A$		0.05 0.05 0.05		0 0 0	0.05 0.05 0.05		0.05 0.05 0.05	V
$V_{OH}$ High Level Output Voltage	$V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$ } $V_{IH} = V_{DD}, V_{IL} = 0V, I_{O1} < 1\mu A$	4.95 9.95 14.95		4.95 9.95 14.95	5 10 15		4.95 9.95 14.95		V
$V_{IL}$ Low Level Input Voltage	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$ or $4.5V$ $V_{DD} = 10V, V_O = 1.0V$ or $9.0V$ $V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$ or $13.5V$ } $I_{O1} < 1\mu A$		1.5 3.0 4.0		2.25 4.5 6.75	1.5 3.0 4.0		1.5 3.0 4.0	V
$V_{IH}$ High Level Input Voltage	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$ or $4.5V$ $V_{DD} = 10V, V_O = 1.0V$ or $9.0V$ $V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$ or $13.5V$ } $I_{O1} < 1\mu A$	3.5 7.0 11.0		3.5 7.0 11.0	2.75 5.5 8.25		3.5 7.0 11.0		V
$I_{OL}$ Low Level Output Current, Q Output	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.4V$ $V_{DD} = 10V, V_O = 0.5V$ $V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$ } $V_{IH} = V_{DD}, V_{IL} = 0V$	1.8 4.0 8.7	1.6 3.5 7.5	3.8 8.4 17		1.3 2.8 6.1		$\mu A$	
$I_{OL}$ Low Level Output Current, Q and $CL_D$ Outputs	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.4V$ $V_{DD} = 10V, V_O = 0.5V$ $V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$ } $V_{IH} = V_{DD}, V_{IL} = 0V$	0.52 1.3 3.6	0.44 1.1 3.0	0.88 2.25 8.8		0.36 0.9 2.4		$\mu A$	
$I_{OH}$ High Level Output Current, All Outputs	$V_{DD} = 5V, V_O = 4.6V$ $V_{DD} = 10V, V_O = 9.5V$ $V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V$ } $V_{IH} = V_{DD}, V_{IL} = 0V$	-0.52 -1.3 -3.6	-0.44 -1.1 -3.0	-0.88 -2.25 -8.8		-0.36 -0.9 -2.4		$\mu A$	
$I_{IN}$ Input Current	$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 0V$ $V_{DD} = 15V, V_{IN} = 15V$		-0.3 0.3		$-10^{-5}$ $10^{-5}$	-0.3 0.3		-1.0 1.0	$\mu A$

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. They are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The tables of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provide conditions for actual device operation.

Note 2:  $V_{GS} = 0V$  unless otherwise specified.

**switching time waveforms**



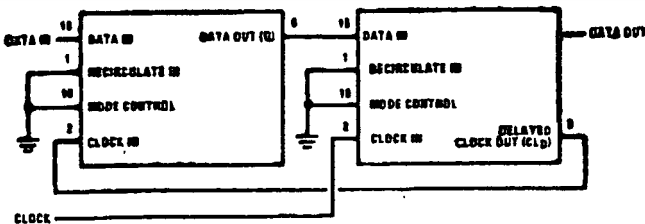
ac electrical characteristics  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $C_L = 50\text{pF}$ ,  $R_L = 200\text{k}\Omega$ ,  $t_r = t_f = 20\text{ns}$ , unless otherwise specified.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$t_{PHL}$ , $t_{PLH}$ Propagation Delay Time, Clock to Q and $\bar{Q}$	$V_{CC} = 5\text{V}$ $V_{CC} = 10\text{V}$ $V_{CC} = 15\text{V}$		300 125 100	600 250 200	ns ns ns
$t_{PHL}$ , $t_{PLH}$ Propagation Delay Time, Clock to $CL_D$	$V_{CC} = 5\text{V}$ $V_{CC} = 10\text{V}$ $V_{CC} = 15\text{V}$		125 60 50	250 125 100	ns ns ns
$t_{THL}$ , $t_{TLH}$ Output Transition Time, All Outputs	$V_{CC} = 5\text{V}$ $V_{CC} = 10\text{V}$ $V_{CC} = 15\text{V}$		100 50 40	200 100 80	ns ns ns
$t_{SU0}$ $t_{SU1}$ Minimum Data Setup Time, DATA IN or RECIRCULATE IN to Clock	$V_{CC} = 5\text{V}$ $V_{CC} = 10\text{V}$ $V_{CC} = 15\text{V}$		100 50 40	200 100 80	ns ns ns
$t_{H0}$ $t_{H1}$ Minimum Data Hold Time, Clock to DATA IN or RECIRCULATE IN	$V_{CC} = 5\text{V}$ $V_{CC} = 10\text{V}$ $V_{CC} = 15\text{V}$		100 50 40	200 100 80	ns ns ns
$t_{WL}$ , $t_{WH}$ Minimum Clock Pulse Width	$V_{CC} = 5\text{V}$ $V_{CC} = 10\text{V}$ $V_{CC} = 15\text{V}$		150 60 50	300 125 100	ns ns ns
$f_{CL}$ Maximum Clock Frequency	$V_{CC} = 5\text{V}$ $V_{CC} = 10\text{V}$ $V_{CC} = 15\text{V}$	1.6 4.0 5.0	3.2 8.0 10		MHz MHz MHz
$t_{RCL}$ , $t_{FCL}$ Maximum Clock Input Rise and Fall Times (Note 3)	$V_{CC} = 5\text{V}$ $V_{CC} = 10\text{V}$ $V_{CC} = 15\text{V}$	15 10 5			$\mu\text{s}$ $\mu\text{s}$ $\mu\text{s}$
$C_{IN}$ Input Capacitance	Any Input		5	7.5	pF

Note 3: When clocking cascaded packages in parallel, one should insure that:  $t_r CL < 2(t_{PD} - t_H)$  where:  $t_{PD}$  = the propagation delay of the driving stage and  $t_H$  = the hold time of the driven stage

## block diagram

cascading packages using DELAYED CLOCK ( $CL_D$ ) output



### 54123/74123 Dual Retriggerable Monostable Multivibrator with Clear

	Schottky TTL				High-Speed TTL				Low-Power Schottky TTL				Standard TTL				Low-Power TTL						
	Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package				
			C	P			M	CF			C	P			M	CF			C	P	M	CF	C
T.I.									SN54LS123		J	Q	WD	SN54LS123		J	Q	WD	SN54LS123		J	Q	WD
FAIRCHILD									SN74LS123		J	Q	ND	SN74LS123		J	Q	ND	SN74LS123		J	Q	ND
MOTOROLA									DM54LS123					MC74123		P	Q		DM74LS123A				
N.S.C.									DM74LS123					DM74123					DM74LS123A				
PHILIPS									N74LS123					N74123									
SIGNETICS														SS4123		F	Q	B	Q	WD			
SIEMENS														N74123		F	Q	B	Q				
FUJITSU									74LS123		M	Q		MB440									
HITACHI									HD74LS123		P	Q		HD74123/HD2516									
MITSUBISHI									M74LS123		P	Q		M53323									
NEC														μPB2123									
TOSHIBA																							

#### Electrical Characteristics SN54LS123/SN74LS123

absolute maximum ratings operating free-air temperature range

Supply voltage, V <sub>CC</sub>	7V	Operating free-air temperature range	SN54LS123	-55°C to 125°C
Input voltage	7V		SN74LS123	0°C to 70°C
		Storage temperature range		-65°C to 150°C

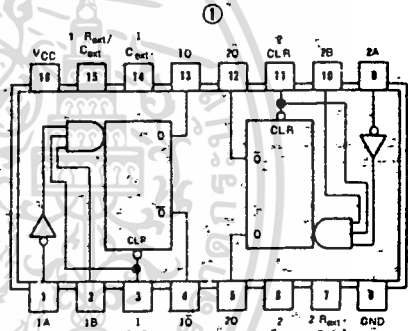
#### recommended operating conditions

	SN54LS123			SN74LS123			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V <sub>CC</sub>	4.5	5	5.5	4.75	5	5.75	V
High-level output current, I <sub>OH</sub>			-400			-400	mA
Low-level output current, I <sub>OL</sub>			4			8	mA
Pulse width, t <sub>p</sub>	50			40			ns
External timing resistance, R <sub>ext</sub>	5	180		5	260		kΩ
External timing capacitance, C <sub>ext</sub>		no restriction			no restriction		μF
Timing capacitor at first terminal		50			50		μF
Operating free-air temperature, T <sub>a</sub>	-55	125	0	70			°C

#### electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range

PARAMETER*	TEST CONDITIONS†	MIN	TYP‡	MAX	UNIT	
V <sub>IH</sub>	High-level input voltage		2		V	
V <sub>IL</sub>	Low-level input voltage			0.8	V	
V <sub>I</sub>	Input clamp voltage	V <sub>CC</sub> = MIN, I <sub>I</sub> = -18mA		-1.5	V	
V <sub>OH</sub>	High-level output voltage	V <sub>CC</sub> = MIN, I <sub>OH</sub> = MAX, See Note 1	2.7	3.5	V	
V <sub>OL</sub>	Low-level output voltage	V <sub>CC</sub> = MIN, I <sub>OL</sub> = 8mA, See Note 1	0.35	0.5	V	
I <sub>I</sub>	Input current at maximum input voltage	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 7V		0.1	mA	
I <sub>IH</sub>	High-level input current	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 2.7V		20	μA	
I <sub>IL</sub>	Low-level input current	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 0.4V		0.4	mA	
I <sub>OS</sub>	Short-circuit output current‡	V <sub>CC</sub> = MAX, See Note 1		100	mA	
I <sub>CC</sub>	Supply current (quiescent or triggered)	V <sub>CC</sub> = MAX, See Notes 2 and 3		12	20	mA
t <sub>PLH</sub>	from A to output Q	V <sub>CC</sub> = 5V, T <sub>A</sub> = 25°C, C <sub>L</sub> = 15pF, R <sub>L</sub> = 2kΩ		22	33	ns
	from B to output Q			23	44	
t <sub>PHL</sub>	from A to output Q			32	45	ns
	from B to output Q			34	56	
t <sub>PHL</sub>	from Clear to output Q			20	27	ns
t <sub>PLH</sub>	from Clear to output Q		28	45	ns	
t <sub>wQ</sub> (min)	from A or B to output Q		116	200	ns	
t <sub>wO</sub>	from A or B to output Q	C <sub>ext</sub> = 1000pF, R <sub>ext</sub> = 10kΩ	4	4.5	5	μs

#### Pin Assignment (Top View)



#### FUNCTION TABLE

123 LS123, L123 (See Note 4)

	INPUTS			OUTPUTS	
	CLEAR	A	B	Q	Q
L	X	X	L	L	H
X	H	X	L	L	H
X	X	L	L	L	H
H	L	L	L	L	H
H	L	H	L	L	H
H	L	H	H	L	H

- NOTES: 1: Ground C<sub>ext</sub> to measure V<sub>OH</sub> at 0, V<sub>OL</sub> at 0, or I<sub>OS</sub> at 0.  
 C<sub>ext</sub> is open to measure V<sub>OH</sub> at 0, V<sub>OL</sub> at 0, or I<sub>OS</sub> at 0.  
 2: Quiescent I<sub>CC</sub> is measured (after clearing) with 2.4V applied to all clear and A inputs, B inputs grounded, all outputs open, C<sub>ext</sub> = 0.02 μF, and R<sub>ext</sub> = 25kΩ.  
 3: I<sub>CC</sub> is measured in the triggered state with 2.4V applied to all clear and B inputs, A inputs grounded, all outputs open, C<sub>ext</sub> = 0.02 μF, and R<sub>ext</sub> = 25kΩ.  
 4: A H = high level (steady state), L = low level (steady state), ↑ = transition from low to high level, ↓ = transition from high to low level, L = one high-level pulse, U = one low-level pulse, X = irrelevant (any input, including transitions).  
 B An external timing capacitor may be connected between and R<sub>ext</sub> C<sub>ext</sub>/C<sub>ext</sub> (positive).  
 C For accurate repeatable pulse widths, connect an external resistor between R<sub>ext</sub>/C<sub>ext</sub> and V<sub>CC</sub> with R<sub>1</sub> open-circuited.  
 D To obtain variable pulse widths, connect external resistance between R<sub>ext</sub> or R<sub>ext</sub>/C<sub>ext</sub> and V<sub>CC</sub>.

† For conditions shown as MIN or MAX, use the value specified under recommended operating conditions.

‡ All typical values are at V<sub>CC</sub> = 5V, T<sub>A</sub> = 25°C.

§ Not more than one output should be shorted at a time.

\* t<sub>PLH</sub> = propagation delay time, low-to-high-level output

† t<sub>PHL</sub> = propagation delay time, high-to-low-level output



**MOTOROLA**

**MC1455**

### Specifications and Applications Information

#### TIMING CIRCUIT

The MC1455 monolithic timing circuit is a highly stable controller capable of producing accurate time delays, or oscillation. Additional terminals are provided for triggering or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For astable operation as an oscillator, the free running frequency and the duty cycle are both accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output structure can source or sink up to 200 mA or drive MTTL circuits.

- Direct Replacement for NE555 Timers
- Timing From Microseconds Through Hours
- Operates in Both Astable and Monostable Modes
- Adjustable Duty Cycle
- High Current Output Can Source or Sink 200 mA
- Output Can Drive MTTL
- Temperature Stability of 0.005% per °C
- Normally "On" or Normally "Off" Output

FIGURE 1 — 22-SECOND SOLID-STATE TIME DELAY RELAY CIRCUIT

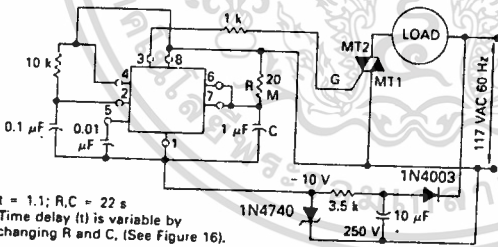
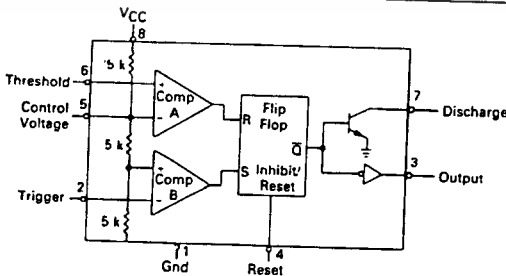


FIGURE 2 — BLOCK DIAGRAM



#### TIMING CIRCUIT

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT



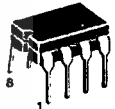
G SUFFIX  
METAL PACKAGE  
CASE 601-04

1. Ground
2. Trigger
3. Output
4. Reset
5. Control Voltage
6. Threshold
7. Discharge
8. VCC



P1 SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 626-05

U SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
CASE 693-02



D SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 751-02  
SO-8



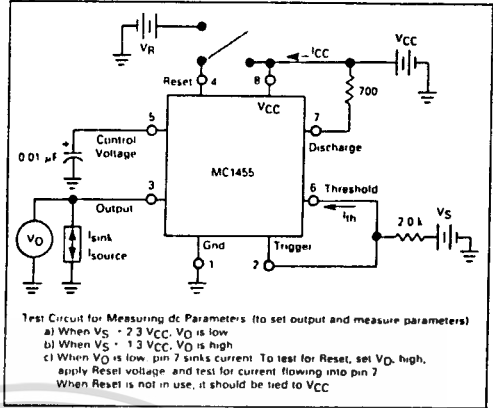
#### ORDERING INFORMATION

Device	Alternate	Temperature Range	Package
MC1455G	—	0°C to +70°C	Metal Can
MC1455P1	NE555V	0°C to +70°C	Plastic DIP
MC1455D	—	0°C to +70°C	SO-8
MC1455U	—	0°C to +70°C	Ceramic DIP
MC1455BP1	—	-40°C to +85°C	Plastic DIP

MAXIMUM RATINGS (T<sub>A</sub> = +25°C unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	+ 18	Vdc
Discharge Current (Pin 7)	I <sub>7</sub>	200	mA
Power Dissipation (Package Limitation)	P <sub>D</sub>		
Metal Can		680	mW
Derate above T <sub>A</sub> = - 25°C		4.6	mW/°C
Plastic Dual In-Line Package		625	mW
Derate above T <sub>A</sub> = + 25°C		5.0	mW/°C
Operating Temperature Range (Ambient)	T <sub>A</sub>		°C
MC1455B		- 40 to + 85	
MC1455		0 to + 70	
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	- 65 to + 150	°C

FIGURE 3 — GENERAL TEST CIRCUIT



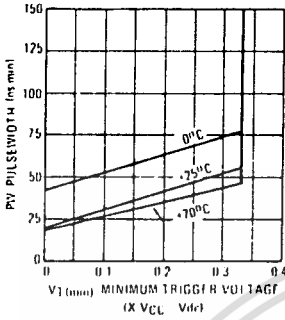
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>A</sub> = +25°C, V<sub>CC</sub> = + 5.0 V to + 15 V unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Operating Supply Voltage Range	V <sub>CC</sub>	4.5	—	16	V
Supply Current V <sub>CC</sub> = 5.0 V, R <sub>L</sub> = ∞ V <sub>CC</sub> = 15 V, R <sub>L</sub> = ∞ Low State, (Note 1)	I <sub>CC</sub>	—	3.0 10	6.0 15	mA
Timing Error (Note 2) R = 1.0 kΩ to 100 kΩ Initial Accuracy C = 0.1 μF Drift with Temperature Drift with Supply Voltage		—	1.0 50 0.1	—	% PPM/°C %/Volt
Threshold Voltage	V <sub>th</sub>	—	2/3	—	xV <sub>CC</sub>
Trigger Voltage V <sub>CC</sub> = 15 V V <sub>CC</sub> = 5.0 V	V <sub>T</sub>	—	5.0 1.67	—	V
Trigger Current	I <sub>T</sub>	—	0.5	—	μA
Reset Voltage	V <sub>R</sub>	0.4	0.7	1.0	V
Reset Current	I <sub>R</sub>	—	0.1	—	mA
Threshold Current (Note 3)	I <sub>th</sub>	—	0.1	0.25	μA
Discharge Leakage Current (Pin 7)	I <sub>dis</sub>	—	—	100	nA
Control Voltage Level V <sub>CC</sub> = 15 V V <sub>CC</sub> = 5.0 V	V <sub>CL</sub>	9.0 2.6	10 3.33	11 4.0	V
Output Voltage Low (V <sub>CC</sub> = 15 V) I <sub>sink</sub> = 10 mA I <sub>sink</sub> = 50 mA I <sub>sink</sub> = 100 mA I <sub>sink</sub> = 200 mA (V <sub>CC</sub> = 5.0 V) I <sub>sink</sub> = 8.0 mA I <sub>sink</sub> = 5.0 mA	V <sub>OL</sub>	—	0.1 0.4 2.0 2.5	0.25 0.75 2.5 —	V
Output Voltage High (I <sub>source</sub> = 200 mA) V <sub>CC</sub> = 15 V (I <sub>source</sub> = 100 mA) V <sub>CC</sub> = 15 V V <sub>CC</sub> = 5.0 V	V <sub>OH</sub>	—	12.5 12.75 2.75	— 13.3 3.3	V
Rise Time of Output	t <sub>OLH</sub>	—	100	—	ns
Fall Time of Output	t <sub>OHL</sub>	—	100	—	ns

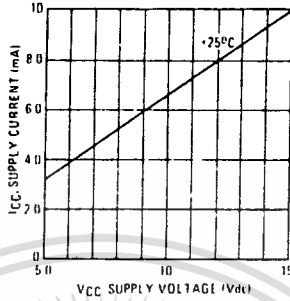
- NOTES:
- Supply current when output is high is typically 1.0 mA less.
  - Tested at V<sub>CC</sub> = 5.0 V and V<sub>CC</sub> = 15 V. Monostable mode
  - This will determine the maximum value of R<sub>A</sub> + R<sub>B</sub> for 15 V operation. The maximum total R = 20 megohms.

**TYPICAL CHARACTERISTICS**  
( $T_A = +25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.)

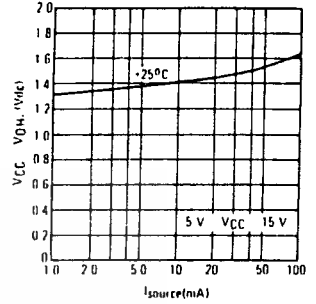
**FIGURE 4 — TRIGGER PULSE WIDTH**



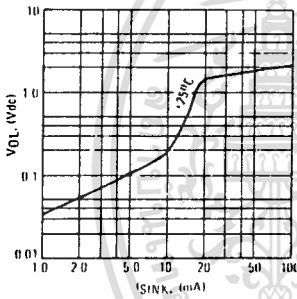
**FIGURE 5 — SUPPLY CURRENT**



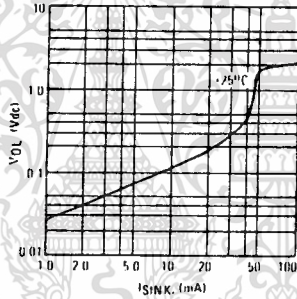
**FIGURE 6 — HIGH OUTPUT VOLTAGE**



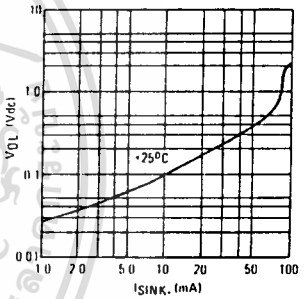
**FIGURE 7 — LOW OUTPUT VOLTAGE @ VCC = 5.0 Vdc**



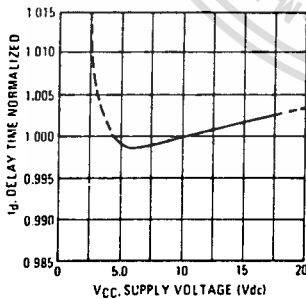
**FIGURE 8 — LOW OUTPUT VOLTAGE @ VCC = 10 Vdc**



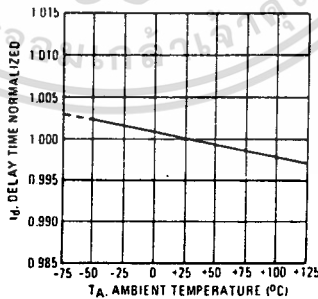
**FIGURE 9 — LOW OUTPUT VOLTAGE @ VCC = 15 Vdc**



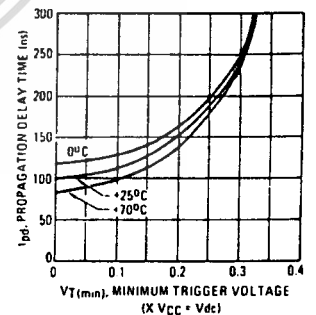
**FIGURE 10 — DELAY TIME versus SUPPLY VOLTAGE**



**FIGURE 11 — DELAY TIME versus TEMPERATURE**

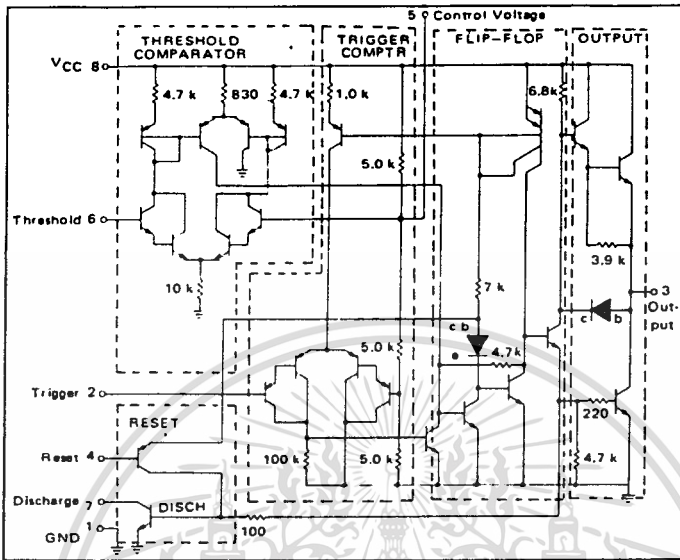


**FIGURE 12 — PROPAGATION DELAY versus TRIGGER VOLTAGE**



11

FIGURE 13 — REPRESENTATIVE CIRCUIT SCHEMATIC



GENERAL OPERATION

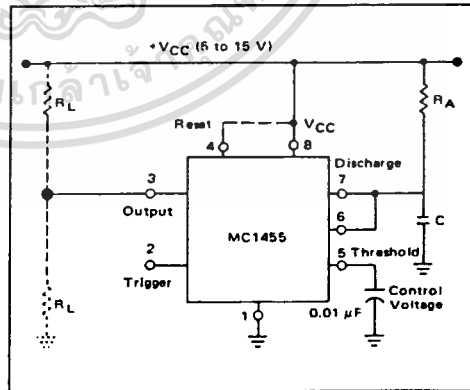
The MC1455 is a monolithic timing circuit which uses as its timing elements an external resistor — capacitor network. It can be used in both the monostable (one-shot) and astable modes with frequency and duty cycle controlled by the capacitor and resistor values. While the timing is dependent upon the external passive components, the monolithic circuit provides the starting circuit, voltage comparison and other functions needed for a complete timing circuit. Internal to the integrated circuit are two comparators, one for the input signal and the other for capacitor voltage; also a flip-flop and digital output are included. The comparator reference voltages are always a fixed ratio of the supply voltage thus providing output timing independent of supply voltage.

A reset pin is provided to discharge the capacitor thus interrupting the timing cycle. As long as the reset pins is low, the capacitor discharge transistor is turned "on" and prevents the capacitor from charging. While the reset voltage is applied the digital output will remain the same. The reset pin should be tied to the supply voltage when not in use.

FIGURE 14 — MONOSTABLE CIRCUIT

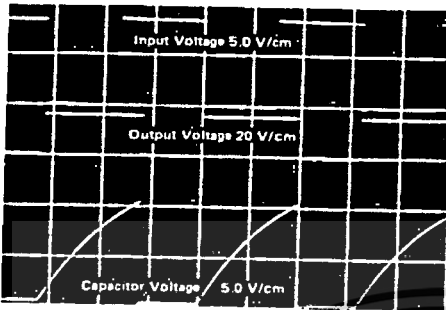
Monostable Mode

In the monostable mode, a capacitor and a single resistor are used for the timing network. Both the threshold terminal and the discharge transistor terminal are connected together in this mode, refer to circuit Figure 14. When the input voltage to the trigger comparator falls below  $1/3 V_{CC}$  the comparator output triggers the flip-flop so that its output sets low. This turns the capacitor discharge transistor "off" and drives the digital output to the high state. This condition allows the capacitor to charge at an exponential rate which is set by the RC time constant. When the capacitor voltage reaches  $2/3 V_{CC}$  the threshold comparator resets the flip-flop. This action discharges the timing capacitor and returns the digital output to the low state. Once the flip-flop has been triggered by an input signal, it cannot be retriggered until the present timing period has been completed. The time that the output is high is given by the equation  $t = 1.1 R_A C$ . Various combinations of R and C and their associated times are shown in Figure 16. The trigger pulse width must be less than the timing period.



GENERAL OPERATION (continued)

FIGURE 15 — MONOSTABLE WAVEFORMS



$t = 50 \mu\text{s/cm}$   
 $(R_A = 10 \text{ k}\Omega, C = 0.01 \mu\text{F}, R_L = 1.0 \text{ k}\Omega, V_{CC} = 15 \text{ V})$

FIGURE 16 — TIME DELAY

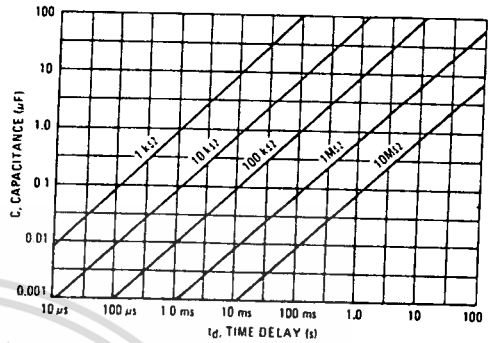


FIGURE 17 — ASTABLE CIRCUIT

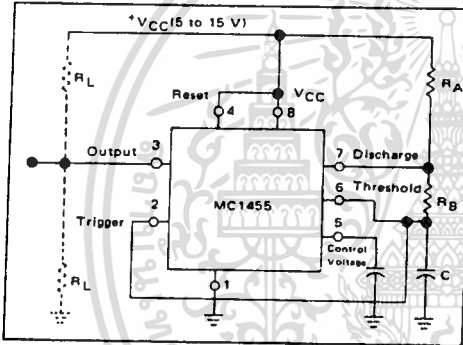
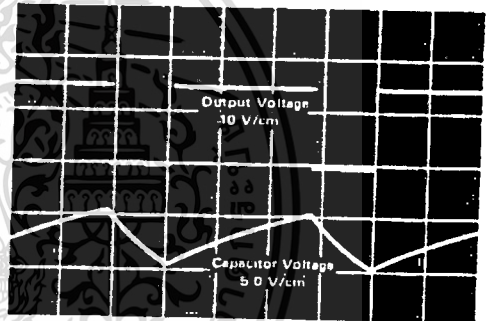


FIGURE 18 — ASTABLE WAVEFORMS



$(R_A = 5.1 \text{ k}\Omega, C = 0.01 \mu\text{F}, R_L = 1.0 \text{ k}\Omega;$   
 $R_B = 3.9 \text{ k}\Omega, V_{CC} = 15 \text{ V})$

Astable Mode

In the astable mode the timer is connected so that it will retrigger itself and cause the capacitor voltage to oscillate between  $1/3 V_{CC}$  and  $2/3 V_{CC}$ . See Figure 17.

The external capacitor charges to  $2/3 V_{CC}$  through  $R_A$  and  $R_B$  and discharges to  $1/3 V_{CC}$  through  $R_B$ . By varying the ratio of these resistors the duty cycle can be varied. The charge and discharge times are independent of the supply voltage.

The charge time (output high) is given by:  $t_1 = 0.695 (R_A + R_B) C$

The discharge time (output low) by:  $t_2 = 0.695 (R_B) C$

Thus the total period is given by:  $T = t_1 + t_2 = 0.695 (R_A + 2R_B) C$

The frequency of oscillation is then:  $f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B) C}$

and may be easily found as shown in Figure 19.

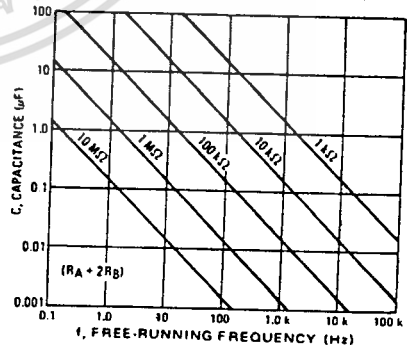
The duty cycle is given by:  $DC = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$

To obtain the maximum duty cycle  $R_A$  must be as small as possible; but it must also be large enough to limit the discharge current (pin 7 current) within the maximum rating of the discharge transistor (200 mA).

The minimum value of  $R_A$  is given by:

$$R_A > \frac{V_{CC} (V_{dc})}{I_7 (A)} > \frac{V_{CC} (V_{dc})}{0.2}$$

FIGURE 19 — FREE-RUNNING FREQUENCY



APPLICATIONS INFORMATION

Linear Voltage Ramp

In the monostable mode, the resistor can be replaced by a constant current source to provide a linear ramp voltage. The capacitor still charges from 0 to  $2/3 V_{CC}$ . The linear ramp time is given by

$$t = \frac{2}{3} \frac{V_{CC}}{I}$$

where  $I = \frac{V_{CC} - V_B - V_{BE}}{R_E}$ . If  $V_B$  is much larger than  $V_{BE}$ , then  $t$  can be made independent of  $V_{CC}$ .

Missing Pulse Detector

The timer can be used to produce an output when an input pulse fails to occur within the delay of the timer. To accomplish this, set the time delay to be slightly longer than the time between successive input pulses. The timing cycle is then continuously reset by the input pulse train until a change in frequency or a missing pulse allows completion of the timing cycle, causing a change in the output level.

FIGURE 20 — LINEAR VOLTAGE SWEEP CIRCUIT

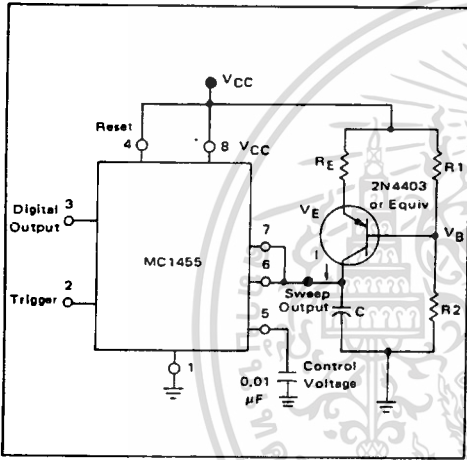


FIGURE 22

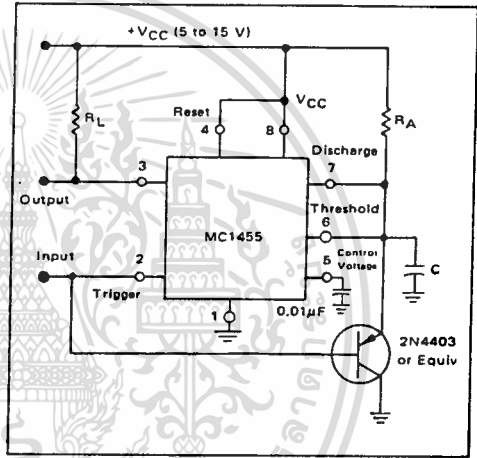
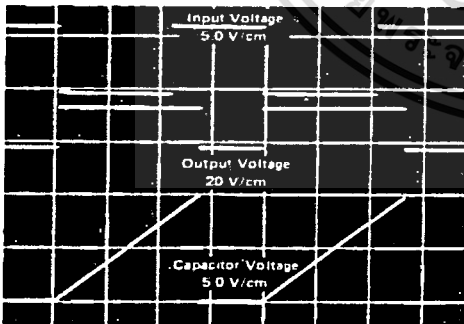


FIGURE 21 — LINEAR VOLTAGE RAMP WAVEFORMS

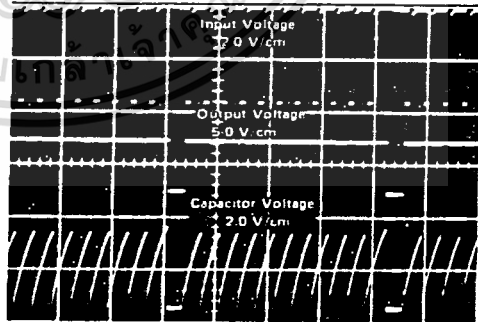
( $R_E = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 39 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 0.01 \text{ }\mu\text{F}$ ,  $V_{CC} = 15 \text{ V}$ )



1 μs/cm

FIGURE 23 — MISSING PULSE DETECTOR WAVEFORMS

( $R_A = 2.0 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 1.0 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$ ,  $V_{CC} = 15 \text{ V}$ )



500 μs/cm

APPLICATIONS INFORMATION (continued)

Pulse Width Modulation

If the timer is triggered with a continuous pulse train in the monostable mode of operation, the charge time of the capacitor can be varied by changing the control voltage at pin 5. In this manner, the output pulse width can be modulated by applying a modulating signal that controls the threshold voltage.

FIGURE 24

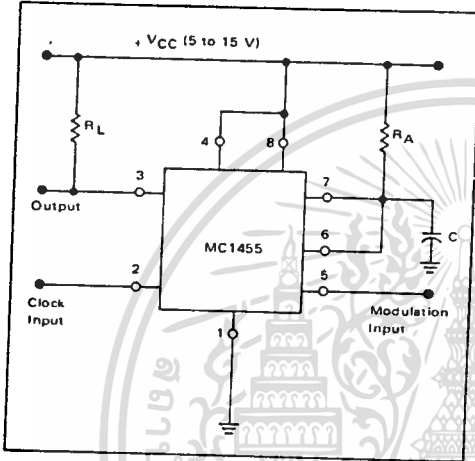
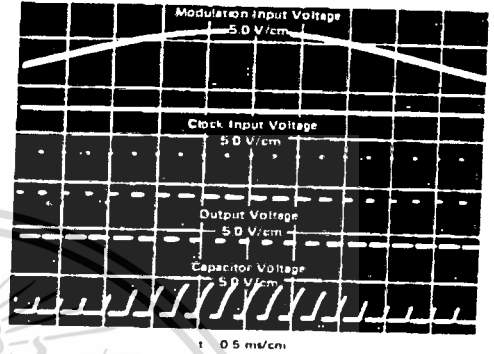


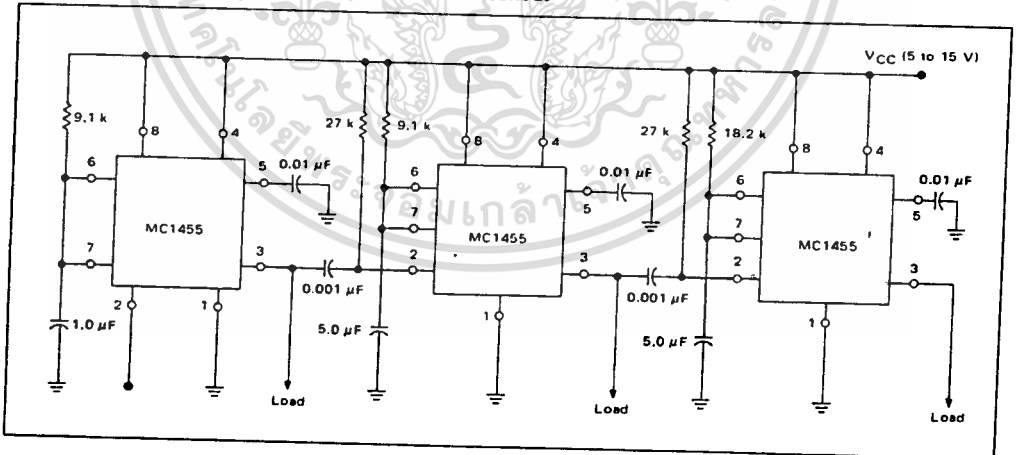
FIGURE 25 — PULSE WIDTH MODULATION WAVEFORMS  
( $R_A = 10\text{ k}\Omega$ ,  $C = 0.02\text{ }\mu\text{F}$ ,  $V_{CC} = 15\text{ V}$ )



Test Sequences

Several timers can be connected to drive each other for sequential timing. An example is shown in Figure 26 where the sequence is started by triggering the first timer which runs for 10 ms. The output then switches low momentarily and starts the second timer which runs for 50 ms and so forth.

FIGURE 26



11

**ORDERING INFORMATION**

Device	Alternate	Temperature Range	Package
MC1741CD	—	0°C to +70°C	SO-8
MC1741CG	LM741CH, $\mu$ A741HC	0°C to +70°C	Metal Can
MC1741CP1	LM741CN, $\mu$ A741TC	0°C to +70°C	Plastic DIP
MC1741CU	—	0°C to +70°C	Ceramic DIP
MC1741G	—	-55°C to +125°C	Metal Can
MC1741U	—	-55°C to +125°C	Ceramic DIP

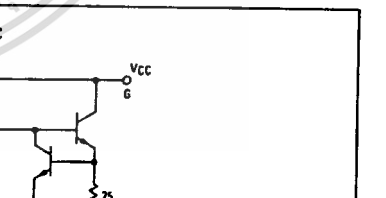
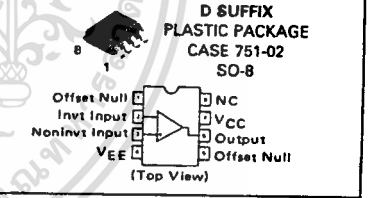
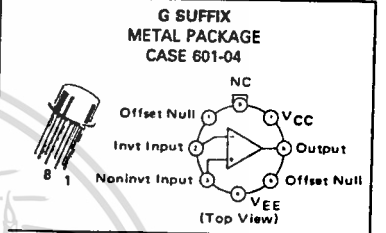
**MC1741**  
**MC1741C**

**INTERNALLY COMPENSATED, HIGH PERFORMANCE OPERATIONAL AMPLIFIERS**

... designed for use as a summing amplifier, integrator, or amplifier with operating characteristics as a function of the external feedback components.

- No Frequency Compensation Required
- Short-Circuit Protection
- Offset Voltage Null Capability
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low-Power Consumption
- No Latch Up

**OPERATIONAL AMPLIFIER**  
**SILICON MONOLITHIC**  
**INTEGRATED CIRCUIT**

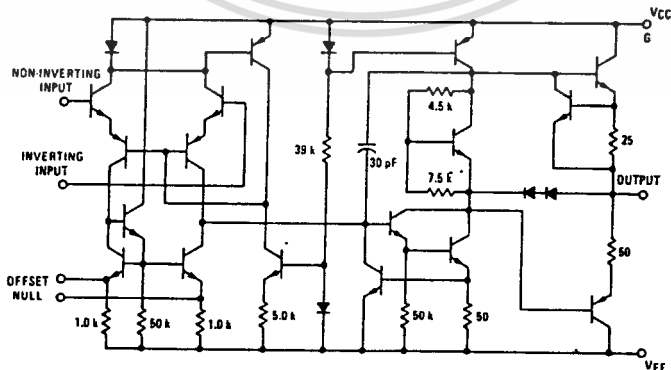


**MAXIMUM RATINGS** ( $T_A = +25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Rating	Symbol	MC1741C	MC1741	Unit
Power Supply Voltage	V <sub>CC</sub> V <sub>EE</sub>	+18 -18	+22 -22	V <sub>d</sub> c
Input Differential Voltage	V <sub>ID</sub>	$\pm 30$		Volts
Input Common Mode Voltage (Note 1)	V <sub>ICM</sub>	$\pm 15$		Volts
Output Short Circuit Duration (Note 2)	t <sub>S</sub>	Continuous		
Operating Ambient Temperature Range	T <sub>A</sub>	0 to +70	-55 to +125	°C
Storage Temperature Range Metal and Ceramic Packages Plastic Packages	T <sub>stg</sub>	-65 to +150 -65 to +125		°C

Note 1. For supply voltages less than +15 V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.  
Note 2. Supply voltage equal to or less than 15 V.

**EQUIVALENT CIRCUIT SCHEMATIC**



# MC1741, MC1741C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_{CC} = +15\text{ V}$ ,  $V_{EE} = -15\text{ V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted).

Characteristic	Symbol	MC1741			MC1741C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage ( $R_S \leq 10\text{ k}$ )	$V_{IO}$	-	1.0	5.0	-	2.0	6.0	mV
Input Offset Current	$I_{IO}$	-	20	200	-	20	200	nA
Input Bias Current	$I_{IB}$	-	80	500	-	80	500	nA
Input Resistance	$r_i$	0.3	2.0	-	0.3	2.0	-	$M\Omega$
Input Capacitance	$C_i$	-	1.4	-	-	1.4	-	pF
Offset Voltage Adjustment Range	$V_{IOR}$	-	$\pm 15$	-	-	$\pm 15$	-	mV
Common Mode Input Voltage Range	$V_{ICR}$	$\pm 12$	$\pm 13$	-	$\pm 12$	$\pm 13$	-	V
Large Signal Voltage Gain ( $V_O = \pm 10\text{ V}$ , $R_L \geq 2.0\text{ k}$ )	$A_v$	50	200	-	20	200	-	V/mV
Output Resistance	$r_o$	-	75	-	-	75	-	$\Omega$
Common Mode Rejection Ratio ( $R_S \leq 10\text{ k}$ )	CMRR	70	90	-	70	90	-	dB
Supply Voltage Rejection Ratio ( $R_S \leq 10\text{ k}$ )	PSRR	-	30	150	-	30	150	$\mu\text{V/V}$
Output Voltage Swing ( $R_L \geq 10\text{ k}$ ) ( $R_L \geq 2\text{ k}$ )	$V_O$	$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 14$ $\pm 13$	-	$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 14$ $\pm 13$	-	V
Output Short-Circuit Current	$I_{OS}$	-	20	-	-	20	-	mA
Supply Current	$I_D$	-	1.7	2.8	-	1.7	2.8	mA
Power Consumption	$P_C$	-	50	85	-	50	85	mW
Transient Response (Unity Gain - Non-Inverting) ( $V_I = 20\text{ mV}$ , $R_L \geq 2\text{ k}$ , $C_L < 100\text{ pF}$ ) Rise Time ( $V_I = 20\text{ mV}$ , $R_L \geq 2\text{ k}$ , $C_L < 100\text{ pF}$ ) Overshoot ( $V_I = 10\text{ V}$ , $R_L \geq 2\text{ k}$ , $C_L < 100\text{ pF}$ ) Slew Rate	$t_{LH}$ $t_{OS}$ SR	-	0.3 15 0.5	-	-	0.3 15 0.5	-	$\mu\text{s}$ % V/ $\mu\text{s}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_{CC} = +15\text{ V}$ ,  $V_{EE} = -15\text{ V}$ ,  $T_A = T_{low}$  to  $T_{high}$  unless otherwise noted).

Characteristic	Symbol	MC1741			MC1741C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage ( $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ )	$V_{IO}$	-	1.0	6.0	-	-	7.5	mV
Input Offset Current ( $T_A = 125^\circ\text{C}$ ) ( $T_A = -55^\circ\text{C}$ ) ( $T_A = 0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$ )	$I_{IO}$	-	7.0 85	200 500	-	-	- 300	nA
Input Bias Current ( $T_A = 125^\circ\text{C}$ ) ( $T_A = -55^\circ\text{C}$ ) ( $T_A = 0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$ )	$I_{IB}$	-	30 300	500 1500	-	-	- 800	nA
Common Mode Input Voltage Range	$V_{ICR}$	$\pm 12$	$\pm 13$	-	-	-	-	V
Common Mode Rejection Ratio ( $R_S \leq 10\text{ k}$ )	CMRR	70	90	-	-	-	-	dB
Supply Voltage Rejection Ratio ( $R_S \leq 10\text{ k}$ )	PSRR	-	30	150	-	-	-	$\mu\text{V/V}$
Output Voltage Swing ( $R_L \geq 10\text{ k}$ ) ( $R_L \geq 2\text{ k}$ )	$V_O$	$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 14$ $\pm 13$	-	-	-	-	V
Large Signal Voltage Gain ( $R_L \geq 2\text{ k}$ , $V_{out} = \pm 10\text{ V}$ )	$A_v$	25	-	-	15	-	-	V/mV
Supply Currents ( $T_A = 125^\circ\text{C}$ ) ( $T_A = -55^\circ\text{C}$ )	$I_D$	-	1.5 2.0	2.5 3.3	-	-	-	mA
Power Consumption ( $T_A = +125^\circ\text{C}$ ) ( $T_A = -55^\circ\text{C}$ )	$P_C$	-	45 60	75 100	-	-	-	mW

\* $T_{high} = 125^\circ\text{C}$  for MC1741 and  $70^\circ\text{C}$  for MC1741C  
 $T_{low} = -55^\circ\text{C}$  for MC1741 and  $0^\circ\text{C}$  for MC1741C

# MC1741, MC1741C

FIGURE 1 – BURST NOISE versus SOURCE RESISTANCE

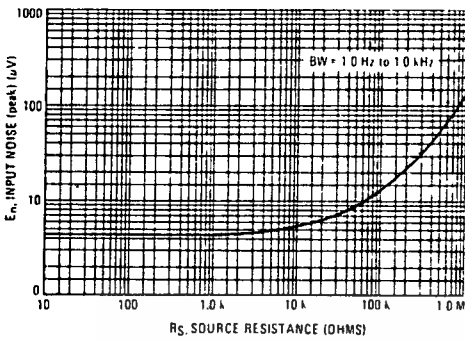


FIGURE 2 – RMS NOISE versus SOURCE RESISTANCE

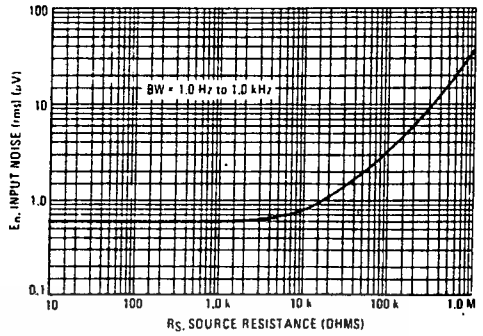


FIGURE 3 – OUTPUT NOISE versus SOURCE RESISTANCE

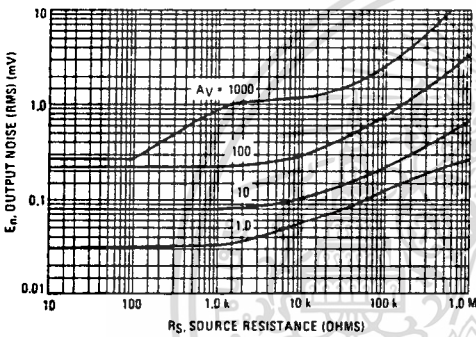


FIGURE 4 – SPECTRAL NOISE DENSITY

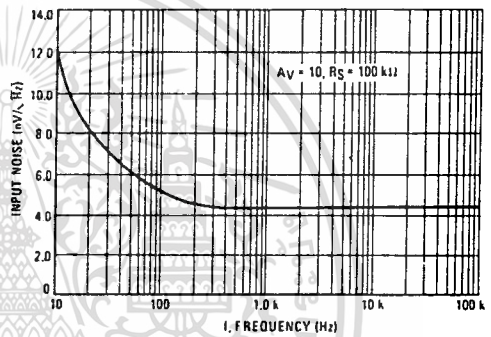
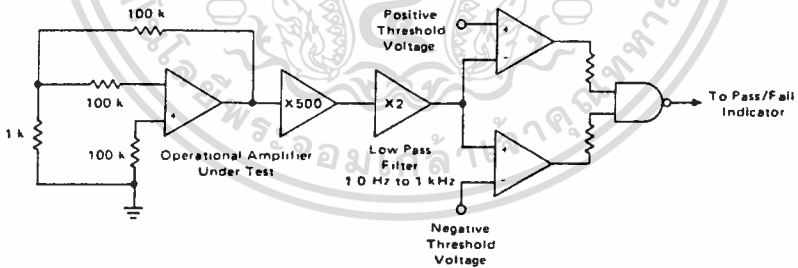


FIGURE 5 – BURST NOISE TEST CIRCUIT



Unlike conventional peak reading or RMS meters, this system was especially designed to provide the quick response time essential to burst (popcorn) noise testing

The test time employed is 10 seconds and the 20  $\mu$ V peak limit refers to the operational amplifier input thus eliminating errors in the closed-loop gain factor of the operational amplifier under test

TYPICAL CHARACTERISTICS

( $V_{CC} = +15 \text{ Vdc}$ ,  $V_{EE} = -15 \text{ Vdc}$ ,  $T_A = +25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

FIGURE 6 - POWER BANDWIDTH  
(LARGE SIGNAL SWING versus FREQUENCY)

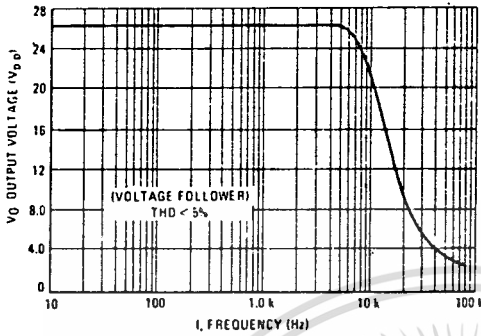


FIGURE 7 - OPEN LOOP FREQUENCY RESPONSE

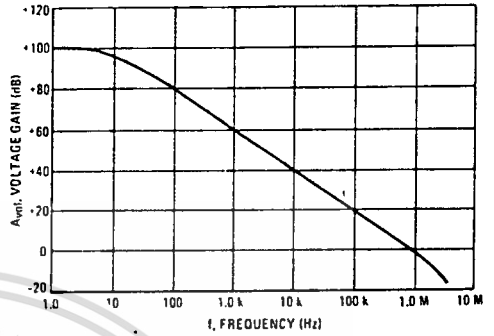


FIGURE 8 - POSITIVE OUTPUT VOLTAGE SWING  
versus LOAD RESISTANCE

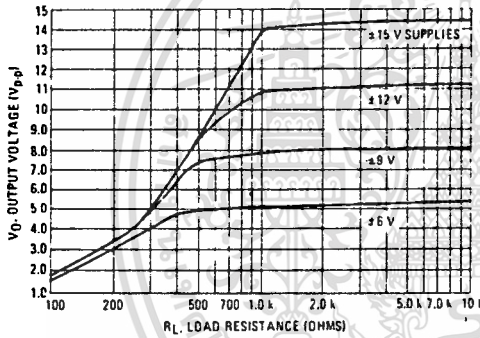


FIGURE 9 - NEGATIVE OUTPUT VOLTAGE SWING  
versus LOAD RESISTANCE

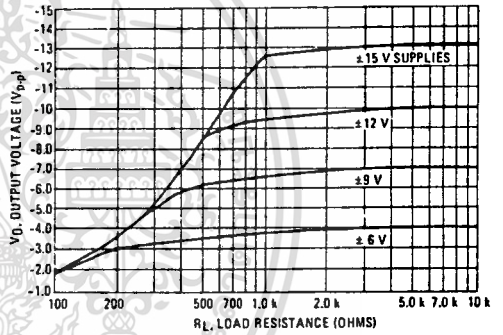


FIGURE 10 - OUTPUT VOLTAGE SWING versus  
LOAD RESISTANCE (Single Supply Operation)

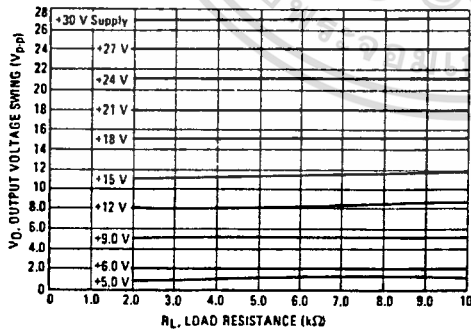


FIGURE 11 - SINGLE SUPPLY INVERTING AMPLIFIER

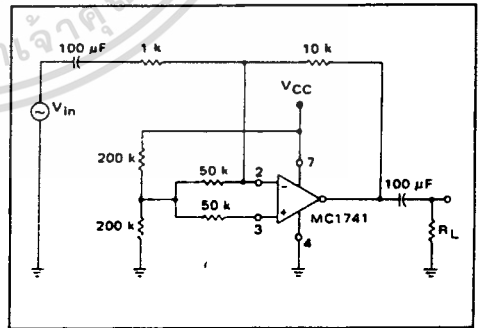


FIGURE 12 — NONINVERTING PULSE RESPONSE

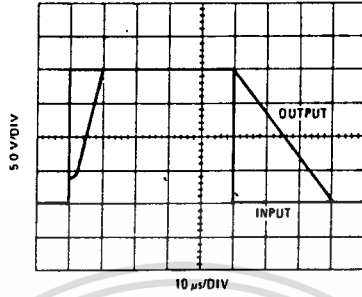


FIGURE 13 — TRANSIENT RESPONSE TEST CIRCUIT

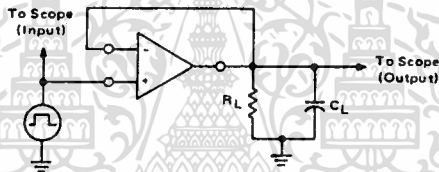
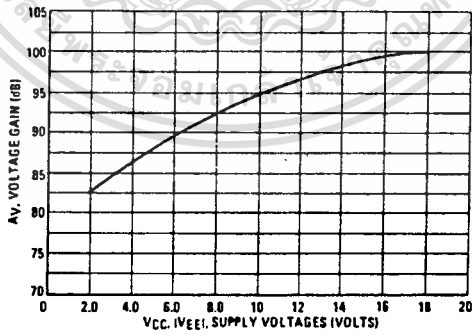


FIGURE 14 — OPEN LOOP VOLTAGE GAIN versus SUPPLY VOLTAGE



**ORDERING INFORMATION**

Device	Temperature Range	Package
MC1741SG	-55°C to +125°C	Metal Can
MC1741SCD	0°C to +70°C	SO-8
MC1741SCG	0°C to +70°C	Metal Can
MC1741SCP1	0°C to +70°C	Plastic DIP

**MC1741S  
MC1741SC**

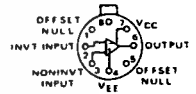
**HIGH SLEW RATE, INTERNALLY COMPENSATED  
OPERATIONAL AMPLIFIER**

The MC1741S/MC1741SC is functionally equivalent, pin compatible, and possesses the same ease of use as the popular MC1741 circuit, yet offers 20 times higher slew rate and power bandwidth. This device is ideally suited for D-to-A converters due to its fast settling time and high slew rate.

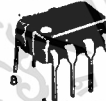
- High Slew Rate – 10 V/μs Guaranteed Minimum (for unity gain only)
- No Frequency Compensation Required
- Short-Circuit Protection
- Offset Voltage Null Capability
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Power Consumption
- No Latch-Up

**OPERATIONAL AMPLIFIER  
SILICON MONOLITHIC  
INTEGRATED CIRCUIT**

**G SUFFIX  
METAL PACKAGE  
CASE 601-04**



(Top View)



**P1 SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 626-05**

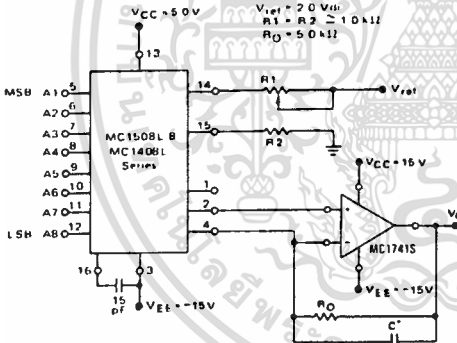


**D SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 751-02  
SO-8**



(Top View)

**TYPICAL APPLICATION OF OUTPUT CURRENT TO  
VOLTAGE TRANSFORMATION FOR A D-TO-A CONVERTER**



Pins not shown are not connected.

Settling time to within 1/2 LSB (±19.5 mV) is approximately 4.0 μs from the time that all bits are switched.

\*The value of C may be selected to minimize overshoot and ringing (C ≈ 150 pF).

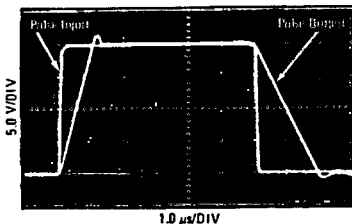
Theoretical  $V_D$

$$V_D = \frac{V_{ref}}{R_1} (R_0) \left[ \frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \frac{A_4}{16} + \frac{A_5}{32} + \frac{A_6}{64} + \frac{A_7}{128} + \frac{A_8}{256} \right]$$

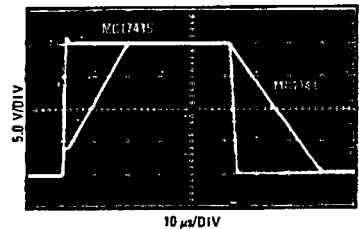
Adjust  $V_{ref}$ ,  $R_1$  or  $R_0$  so that  $V_D$  with all digital inputs at high level is equal to 9.961 volts.

$$V_D = \frac{2V}{1k} (5k) \left[ \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8} + \frac{1}{16} + \frac{1}{32} + \frac{1}{64} + \frac{1}{128} + \frac{1}{256} \right] = 10V \left[ \frac{255}{256} \right] = 9.961V$$

**MC1741S LARGE-SIGNAL TRANSIENT RESPONSE**

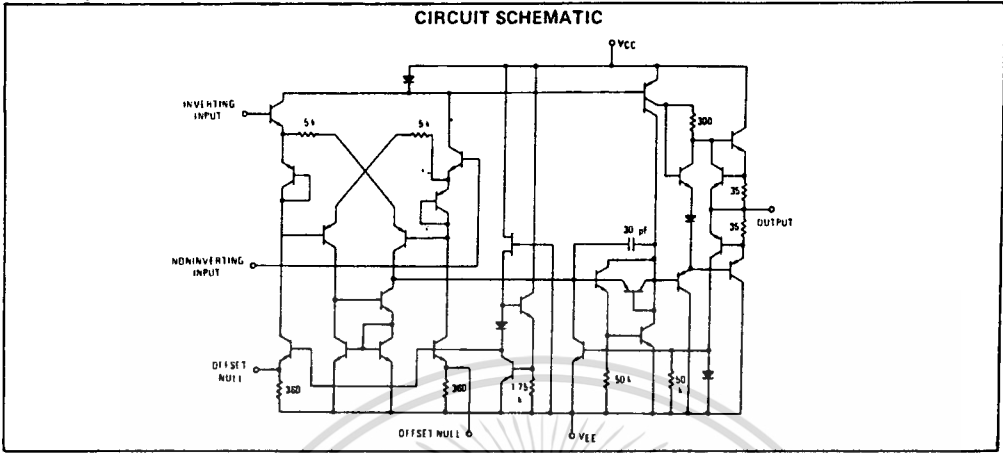


**STANDARD MC1741 versus MC1741S RESPONSE COMPARISON**



# MC1741S, MC1741SC

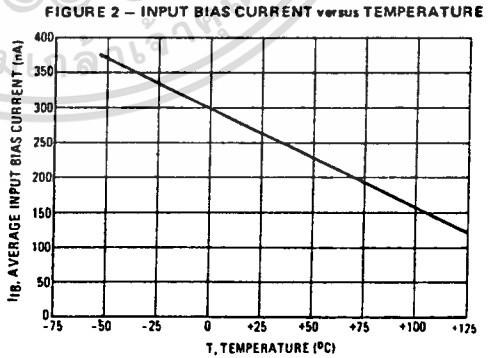
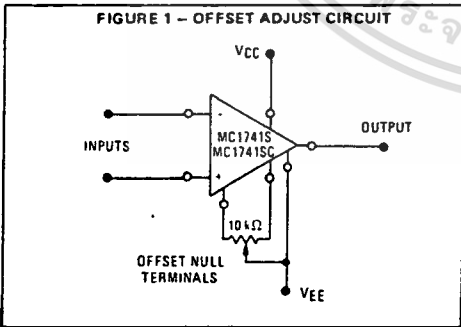
2



MAXIMUM RATINGS ( $T_A = +25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value		Unit
		MC1741SC	MC1741S	
Power Supply Voltage	V <sub>CC</sub> V <sub>EE</sub>	+18 -18	+22 -22	Vdc
Differential Input Signal Voltage	V <sub>ID</sub>	±30		Volts
Common-Mode Input Voltage Swing (See Note 1)	V <sub>ICR</sub>	±15		Volts
Output Short-Circuit Duration (See Note 2)	T <sub>s</sub>	Continuous		
Power Dissipation (Package Limitation)	P <sub>D</sub>			
Metal Package		680		mW
Derate above T <sub>A</sub> = +25°C		4.6		mW/°C
Plastic Dual In-Line Package		625		mW
Derate above T <sub>A</sub> = +25°C		5.0		mW/°C
Operating Ambient Temperature Range	T <sub>A</sub>	0 to +75	-55 to +125	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>			°C
Metal Package		-65 to +150		
Plastic Package		-55 to +125		

Note 1. For supply voltages less than ±15 Vdc, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.  
 Note 2. Supply voltage equal to or less than 15 Vdc.



# MC1741S, MC1741SC

2

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V<sub>CC</sub> = +15 Vdc, V<sub>EE</sub> = -15 Vdc, T<sub>A</sub> = +25°C unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC1741S			MC1741SC			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Power Bandwidth (See Figure 3) A <sub>v</sub> = 1, R <sub>L</sub> = 2.0 kΩ, THD = 5%, V <sub>O</sub> = 20 V(p-p)	BW <sub>p</sub>	150	200	-	150	200	-	kHz
Large-Signal Transient Response Slew Rate (Figures 10 and 11) V(-) to V(+) V(+) to V(-) Settling Time (Figures 10 and 11) (to within 0.1%)	SR  t <sub>settlg</sub>	10 10 -	20 12 3.0	- - -	10 10 -	20 12 3.0	- - -	V/μs μs
Small-Signal Transient Response (Gain = 1, E <sub>in</sub> = 20 mV, see Figures 7 and 8) Rise Time Fall Time Propagation Delay Time Overshoot	t <sub>TLH</sub> t <sub>THL</sub> t <sub>PLH,PHL</sub> OS	- - - -	0.25 0.25 0.25 20	- - - -	- - - -	0.25 0.25 0.25 20	- - - -	μs μs μs %
Short-Circuit Output Currents	I <sub>OS</sub>	±10	-	±35	±10	-	±35	mA
Open-Loop Voltage Gain (R <sub>L</sub> = 2.0 kΩ) (See Figure 4) V <sub>O</sub> = ±10 V, T <sub>A</sub> = +25°C V <sub>O</sub> = ±10 V, T <sub>A</sub> = T <sub>low</sub> * to T <sub>high</sub> *	A <sub>vof</sub>	50,000 25,000	200,000 -	- -	20,000 15,000	100,000 -	- -	-
Output Impedance (f = 20 Hz)	Z <sub>o</sub>	-	75	-	-	75	-	Ω
Input Impedance (f = 20 Hz)	Z <sub>i</sub>	0.3	1.0	-	0.3	1.0	-	MΩ
Output Voltage Swing R <sub>L</sub> = 10 kΩ, T <sub>A</sub> = T <sub>low</sub> to T <sub>high</sub> (MC1741S only) R <sub>L</sub> = 2.0 kΩ, T <sub>A</sub> = +25°C R <sub>L</sub> = 2.0 kΩ, T <sub>A</sub> = T <sub>low</sub> to T <sub>high</sub>	V <sub>O</sub>	±12 ±10 ±10	±14 ±13 -	- - -	±12 ±10 ±10	±14 ±13 -	- - -	V <sub>pk</sub>
Input Common-Mode Voltage Range T <sub>A</sub> = T <sub>low</sub> to T <sub>high</sub> (MC1741S)	V <sub>ICR</sub>	±12	±13	-	±12	±13	-	V <sub>pk</sub>
Common-Mode Rejection Ratio (f = 20 Hz) T <sub>A</sub> = T <sub>low</sub> to T <sub>high</sub> (MC1741S)	CMRR	70	90	-	70	90	-	dB
Input Bias Current (See Figure 2) T <sub>A</sub> = +25°C and T <sub>high</sub> T <sub>A</sub> = T <sub>low</sub>	I <sub>IB</sub>	- -	200 500	500 1500	- -	200 500	500 800	nA
Input Offset Current T <sub>A</sub> = +25°C and T <sub>high</sub> T <sub>A</sub> = T <sub>low</sub>	I <sub>IO</sub>	- -	30 -	200 500	- -	30 -	200 300	nA
Input Offset Voltage (R <sub>S</sub> = < 10 kΩ) T <sub>A</sub> = +25°C T <sub>A</sub> = T <sub>low</sub> to T <sub>high</sub>	V <sub>IO</sub>	- -	1.0 -	5.0 6.0	- -	2.0 -	6.0 7.5	mV
DC Power Consumption (See Figure 9) (Power Supply = ±15 V, V <sub>O</sub> = 0) T <sub>A</sub> = T <sub>low</sub> to T <sub>high</sub>	P <sub>C</sub>	-	50	85	-	50	85	mW
Positive Voltage Supply Sensitivity (V <sub>EE</sub> constant) T <sub>A</sub> = T <sub>low</sub> to T <sub>high</sub> on MC1741S	PSS+	-	2.0	100	-	2.0	150	μV/V
Negative Voltage Supply Sensitivity (V <sub>CC</sub> constant)	PSS-	-	10	150	-	10	150	μV/V

\*T<sub>low</sub> = 0 for MC1741SC  
 = -55 °C for MC1741S  
 T<sub>high</sub> = +70°C for MC1741SC  
 = +125 °C for MC1741S

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



TYPICAL CHARACTERISTICS

(V<sub>CC</sub> = +15 Vdc, V<sub>EE</sub> = -15 Vdc, T<sub>A</sub> = +25°C unless otherwise noted )

FIGURE 9 – POWER CONSUMPTION versus POWER SUPPLY VOLTAGES

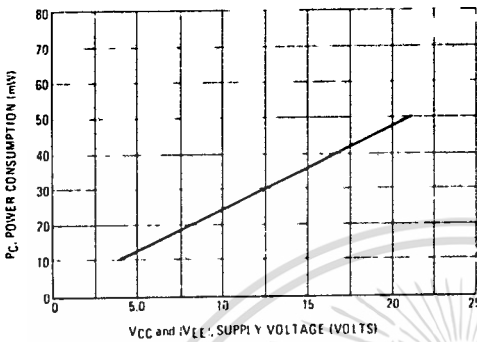


FIGURE 10 – LARGE-SIGNAL TRANSIENT WAVEFORMS

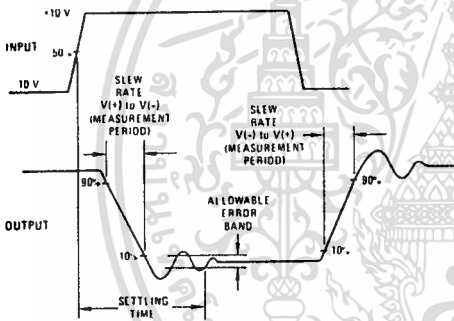
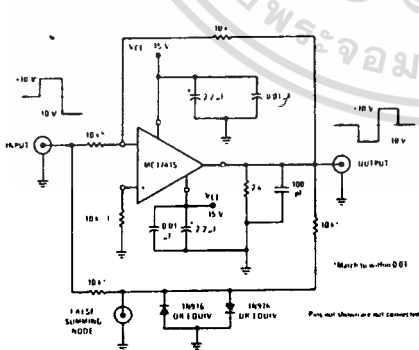


FIGURE 11 – SETTLING TIME AND SLEW RATE TEST CIRCUIT



SETTLING TIME

In order to properly utilize the high slew rate and fast settling time of an operational amplifier, a number of system considerations must be observed. Capacitance at the summing node and at the amplifier output must be minimal and circuit board layout should be consistent with common high-frequency considerations. Both power supply connections should be adequately bypassed as close as possible to the device pins. In bypassing, both low and high-frequency components should be considered to avoid the possibility of excessive ringing. In order to achieve optimum damping, the selection of a capacitor in parallel with the feedback resistor may be necessary. A value too small could result in excessive ringing while a value too large will degrade slew rate and settling time.

SETTLING TIME MEASUREMENT

In order to accurately measure the settling time of an operational amplifier, it is suggested that the "false" summing junction approach be taken as shown in Figure 11. This is necessary since it is difficult to determine when the waveform at the output of the operational amplifier settles to within 0.1% of its final value. Because the output and input voltages are effectively subtracted from each other at the amplifier inverting input, this seems like an ideal node for the measurement. However, the probe capacitance at this critical node can greatly affect the accuracy of the actual measurement.

The solution to these problems is the creation of a second or "false" summing node. The addition of two diodes at this node clamps the error voltage to limit the voltage excursion to the oscilloscope. Because of the voltage divider effect, only one-half of the actual error appears at this node. For extremely critical measurements, the capacitance of the diodes and the oscilloscope, and the settling time of the oscilloscope must be considered. The expression

$$t_{setgl} = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$$

can be used to determine the actual amplifier settling time, where

- t<sub>setgl</sub> = observed settling time
- x = amplifier settling time (to be determined)
- y = false summing junction settling time
- z = oscilloscope settling time

It should be remembered that to settle within ±0.1% requires 7RC time constants.

The ±0.1% factor was chosen for the MC1741S settling time as it is compatible with the ±1/2 LSB accuracy of the MC1508L8 digital-to-analog converter. This D-to-A converter features ±0.19% maximum error.

FIGURE 12 – WAVEFORM AT FALSE SUMMING NODE

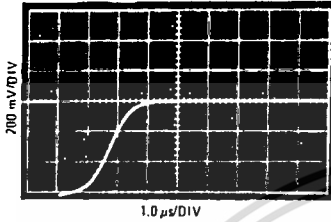
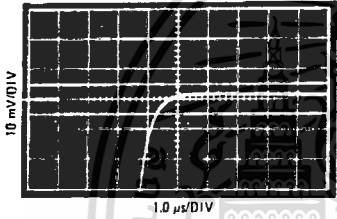


FIGURE 13 – EXPANDED WAVEFORM AT FALSE SUMMING NODE



TYPICAL APPLICATION

FIGURE 14 – 12.5-WATT WIDEBAND POWER AMPLIFIER

