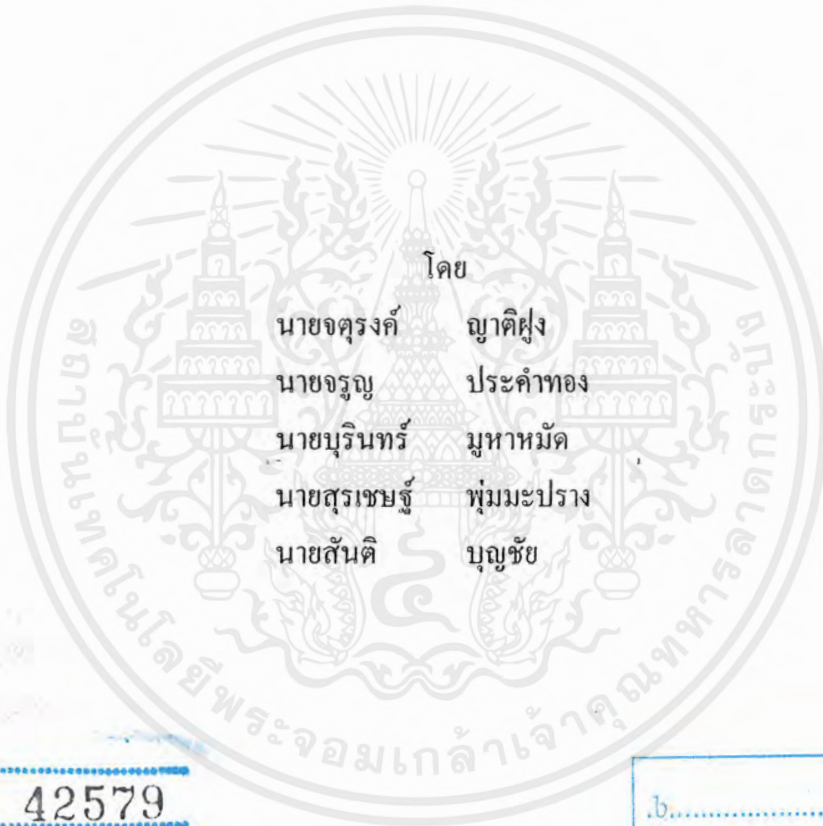


รถตุ๊กตุ๊กไฟฟ้า  
ELECTRIC TUKTUK



โดย  
นายจตุรงค์ ญาศิริ  
นายจรรยา ประคำทอง  
นายบูรินทร์ มุหาหมัด  
นายสุรเชษฐ์ พุ่มมะปราง  
นายสันติ บุญชัย

เลขหน้.....  
เลขทะเบียน 4 42579  
วัน, เดือน, ปี 4 ส.ค. 2545

b.....  
i.....

ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

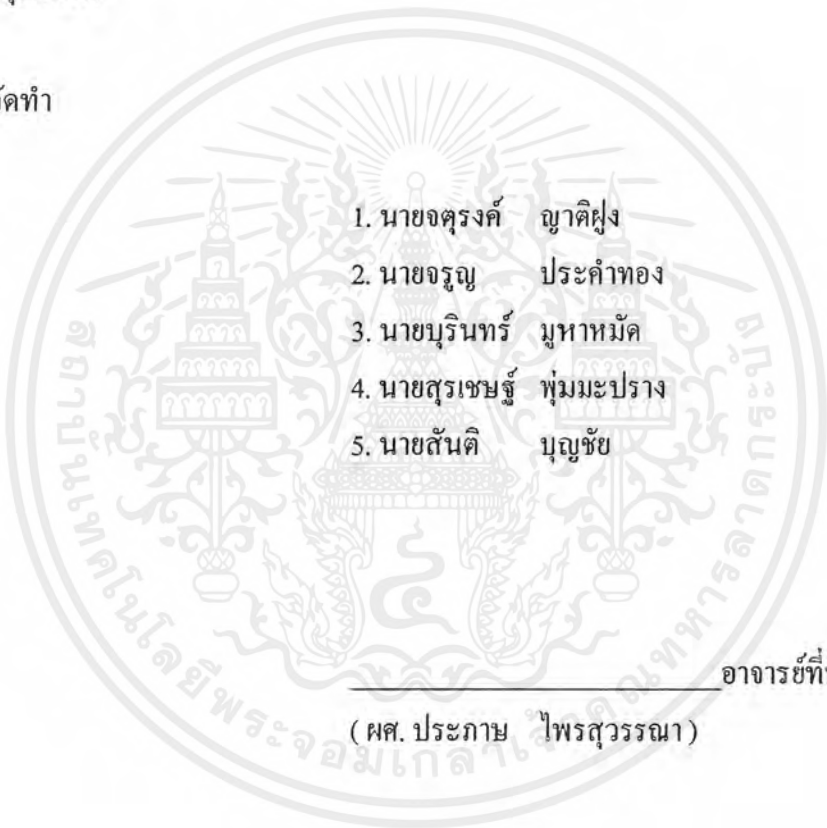
ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2543

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง รถตุ๊กตุ๊ก ไฟฟ้า

ผู้จัดทำ

- 
1. นายจตุรงค์ ญาติฟูง
  2. นายจรูญ ประคำทอง
  3. นายนรินทร์ มุหาหมัด
  4. นายสุรเชษฐ์ พุ่มมะปราง
  5. นายสันติ บุญชัย

อาจารย์ที่ปรึกษา

( ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณ )

อาจารย์ที่ปรึกษา

( อ. สุรินทร์ คำฝอย )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

|  | หน้า |
|--|------|
| บทคัดย่อ   | I    |
| ABSTRACT   | II   |
| สารบัญภาพ  | IV   |
| สารบัญตาราง  | VI   |
| บทที่ 1 บทนำ   | 1    |
| บทที่ 2 ทฤษฎีที่ใช้อ้างอิงในการทำโครงการ             | 3    |
| 2.1 เครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรง                       | 3    |
| 2.2 การคำนวณหาพิกัดกำลังของมอเตอร์                   | 5    |
| 2.3 วิธีการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์               | 6    |
| 2.4 ทฤษฎีเบื้องต้นของวงจรควบคุมความเร็ว              | 8    |
| 2.5 มอสเฟตกำลัง                                      | 15   |
| 2.6 หลักการทำงานของเฟต                               | 19   |
| 2.7 ข้อดีของการใช้มอสเฟต                             | 22   |
| บทที่ 3 หลักการที่นำมาใช้                            | 24   |
| 3.1 การคำนวณหาขนาดของมอเตอร์                         | 24   |
| 3.2 การควบคุมความเร็วของรถ ( ควบคุมความเร็วมอเตอร์ ) | 24   |
| บทที่ 4 วงจรควบคุมความเร็วมอเตอร์                    | 33   |
| 4.1 ชุดกำเนิดสัญญาณควบคุม TL 494                     | 33   |
| 4.2 ชุดขับนำเกต                                      | 37   |
| 4.3 ส่วนของอุปกรณ์สวิตซ์ ( การขนานมอสเฟต )           | 40   |
| บทที่ 5 ผลการทดลอง                                   | 43   |
| บทที่ 6 วิจารณ์                                      | 51   |
| 6.1 ปัญหาที่ได้ประสบมา                               | 51   |
| 6.2 ข้อเสนอแนะ                                       | 51   |
| ภาคผนวก ก  |      |
| ภาคผนวก ข  |      |
| กิตติกรรมประกาศ                                      |      |
| เอกสารอ้างอิง  |      |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญภาพ

|   | หน้า |
|---|------|
| รูปที่ 2.1 แสดงวงจรสมมูลของ compound dc motor                         | 3    |
| รูปที่ 2.2 แสดงการเปรียบเทียบคุณสมบัติของ serie motor และ shunt motor | 4    |
| รูปที่ 2.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ความเร็ว กับ แรงบิดของมอเตอร์      | 8    |
| รูปที่ 2.4 แสดงวงจร step down และค่า เอาต์พุต โวลต์                   | 9    |
| รูปที่ 2.5 แสดงการทำงานแบบ pulse width control                        | 10   |
| รูปที่ 2.6 แสดงการนำกระแสต่อเนื่องของวงจร                             | 12   |
| รูปที่ 2.7 แสดงค่ากระแสเอาต์พุตเฉลี่ย                                 | 13   |
| รูปที่ 2.8 แสดงการนำกระแสไม่ต่อเนื่องของวงจร                          | 14   |
| รูปที่ 2.9 แสดงคุณลักษณะของ step down chopper ทั้ง 2 แบบ              | 15   |
| รูปที่ 2.10 แสดงประเภทของเฟต  | 16   |
| รูปที่ 2.11 แสดงลักษณะโครงสร้างของเฟตชนิด PN                          | 17   |
| รูปที่ 2.12 แสดงโครงสร้างของเฟตที่เกิดมีลนวนกัน                       | 18   |
| รูปที่ 2.13 แสดงโครงสร้างของเจฟตและมอสเฟต                             | 18   |
| รูปที่ 2.14 แสดงโครงสร้างของ mode การทำงาน                            | 19   |
| รูปที่ 2.15 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $V_{DS}$ และ $I_D$                | 20   |
| รูปที่ 2.16 แสดงโครงสร้างของเฟตแบบ Enhancement                        | 21   |
| รูปที่ 2.17 แสดงการขนานมอสเฟต   | 23   |
| รูปที่ 3.1 แสดงการจัดโครงสร้างภายในของ ไอซี TL 494                    | 25   |
| รูปที่ 3.2 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494                       | 26   |
| รูปที่ 3.3 แสดงลักษณะการเลือกใช้อาต์พุตของ TL 494                     | 27   |
| รูปที่ 3.4 แสดงวงจรพื้นฐานที่ใช้ไอซีทำหน้าที่ขับนำเกต                 | 29   |
| รูปที่ 3.5 แสดงวงจรพื้นฐานที่ใช้ไอซีทำหน้าที่ขับนำเกต                 | 29   |
| รูปที่ 3.6 แสดงลักษณะทางกายภาพและไดอะแกรมของ TLP 250                  | 31   |
| รูปที่ 4.1 วงจรชุดกำเนิดสัญญาณควบคุม                                  | 34   |
| รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณควบคุมที่ Duty = 20 %                            | 35   |
| รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณควบคุมที่ Duty = 50 %                            | 35   |
| รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณควบคุมที่ Duty = 70 %                            | 36   |
| รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณควบคุมที่ Duty = 93 %                            | 36   |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

|  | หน้า |
|--|------|
| รูปที่ 4.6 แสดงวงจรชุดขับนำเกต                           | 37   |
| รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณขับนำเกตที่ Duty = 20 %             | 38   |
| รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณขับนำเกตที่ Duty = 50 %             | 38   |
| รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณขับนำเกตที่ Duty = 70 %             | 39   |
| รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณขับนำเกตที่ Duty = 93 %            | 39   |
| รูปที่ 4.11 แสดงการขนานมอสเฟต                            | 40   |
| รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณขับมอสเฟตที่ Duty = 20 %           | 41   |
| รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณขับมอสเฟตที่ Duty = 30 %           | 41   |
| รูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณขับมอสเฟตที่ Duty = 54.6 %         | 42   |
| รูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณขับมอสเฟตที่ Duty = 72 %           | 42   |
| รูปที่ 5.1 แสดงวงจรการทดลอง                              | 43   |
| รูปที่ 5.2 กราฟแสดงอัตราการสิ้นเปลืองกำลังงานต่อความเร็ว | 46   |
| รูปที่ 5.3 กราฟแสดงอัตราการสิ้นเปลืองพลังงานต่อระยะทาง   | 47   |
| รูปที่ 5.4 กราฟแสดงอัตราเร่ง                             | 48   |
| รูปที่ 5.5 กราฟแสดงแรงบิดที่ความเร็วต่างๆ                | 50   |

## สารบัญตาราง

|   | หน้า |
|---|------|
| ตารางที่ 3.1 คุณลักษณะที่สำคัญของ ไอซีทีที่ใช้ในวงจรขั้วนำเกต | 30   |
| ตารางที่ 5.1 ตารางบันทึกผลการทดลองที่ 3                       | 45   |
| ตารางที่ 5.2 ตารางบันทึกผลการทดลองที่ 4                       | 47   |
| ตารางที่ 5.3 ตารางบันทึกผลการทดลองที่ 5                       | 48   |
| ตารางที่ 5.4 ตารางบันทึกผลการทดลองที่ 6                       | 49   |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

ในปัจจุบันนี้ประชาชนโดยทั่วไปเริ่มให้ความสนใจต่อการหาแหล่งพลังงานสะอาดเพื่อทดแทนพลังงานน้ำมันที่มีราคาแพงและมีปริมาณลดลงเรื่อยๆ ประกอบกับประเทศไทยต้องเสียเงินตราไปแต่ละปีเป็นจำนวนมากในการซื้อน้ำมันจากต่างประเทศ จึงทำให้เกิดแนวความคิดที่จะสร้างรถที่ไม่ต้องใช้น้ำมันเป็นเชื้อเพลิง เพื่อเป็นการประหยัดทรัพยากรที่มีอยู่จำกัดจึงหันมาให้ความสนใจกับพลังงานไฟฟ้าซึ่งเป็นพลังงานที่สะอาดไม่ก่อให้เกิดมลภาวะดังน้ำมันเป็นการช่วยรักษาสิ่งแวดล้อม โดยใช้มอเตอร์เป็นตัวขับเคลื่อนแทนเครื่องยนต์ที่ใช้น้ำมันเป็นเชื้อเพลิง รถพลังงานไฟฟ้าจึงได้รับความสนใจและได้ทำการวิจัยหาหลายปีแล้วแต่ก็ยังมีประสิทธิภาพการใช้งานไม่เป็นที่น่าพอใจนักและมีข้อบกพร่องอยู่มาก

โครงการนี้จึงได้นำเสนอการทำรถไฟฟ้าโดยใช้รถตุ๊กตุ๊กที่ใช้เครื่องยนต์มาดัดแปลงทำเป็นรถตุ๊กตุ๊กไฟฟ้า ที่เลือกรถตุ๊กตุ๊กเนื่องจากรถตุ๊กตุ๊กเป็นรถที่ใช้งานกันอยู่อย่างแพร่หลายในบ้านเรา และเป็นเอกลักษณ์อย่างหนึ่งของประเทศไทยที่ชาวต่างชาติให้ความสนใจ ดังนั้นรถตุ๊กตุ๊กจึงควรที่จะได้มีการพัฒนาให้มีจุดที่น่าสนใจเพิ่มมากขึ้น เพื่อเป็นการช่วยส่งเสริมการท่องเที่ยว และเป็น การประหยัดพลังงานน้ำมัน ลดมลภาวะบนท้องถนน

จากที่ผ่านมารถไฟฟ้าที่ได้ทำวิจัยกันมานั้นจะเป็นการทำโครงสร้างรถขึ้นมาเองทำให้ยากต่อการนำไปประยุกต์ใช้งานได้จริง โครงการนี้จึงได้นำรถที่มีใช้กันอยู่แล้ว ทำการถอดเครื่องยนต์ ออกแต่โครงสร้างรถได้ดัดแปลงเพียงเล็กน้อย ได้นำมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเข้าไปใช้ในการขับเคลื่อนแทนเครื่องยนต์แล้วอาศัยพลังงานจากแบตเตอรี่จ่ายพลังงานให้แก่มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง เพื่อเป็นการนำเสนอแนวความคิดที่จะเปลี่ยนจากรถยนต์ที่ใช้กันอยู่โดยทั่วไปให้สามารถเปลี่ยนมาเป็นรถไฟฟ้าได้โดยเพียงแค่ถอดเครื่องยนต์เดิมออกแล้วดัดแปลงโครงสร้างเพียงเล็กน้อยเพื่อนำมอเตอร์ไปใช้แทน หาค่าแห่งวางแบตเตอรี่และชุดควบคุมความเร็วมอเตอร์ โดยที่ระบบอื่นๆยังคงใช้ระบบเดิมอยู่เพียงเท่านี้ก็เปลี่ยนจากรถยนต์ที่ใช้น้ำมันมาเป็นรถไฟฟ้าได้

ขอบเขตในการทำโครงการนี้ จะเป็นการทำรถไฟฟ้าที่ใช้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงซึ่งให้แรงบิดสูงและควบคุมได้ง่าย ขนาด 4.5 kW 23 Volt เป็นต้นกำลังในการขับเคลื่อน โดยรับพลังงานไฟฟ้าจากแบตเตอรี่ขนาด 12 Volt 85 Ah จำนวน 6 ลูก ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงนั้นจะมีชุดควบคุมความเร็วของมอเตอร์อยู่ชุดหนึ่งโดยอาศัยหลักการ Chopper ปรับเปลี่ยนระดับพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงโดยการควบคุม Duty cycle ซึ่งใช้มอเตอร์ เป็นอุปกรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สวิตซ์ ที่ความถี่ 2.7 kHz ความเร็วสูงสุดของรถไฟฟ้านี้ได้ทำในครั้งนีสามารถทำได้ที่ 60 กม. / ชม. ระยะทางที่รถสามารถวิ่งได้โดยประมาณ 60 – 70 กม. แล้วเมื่อวิ่งตามสภาพการใช้งานจริงที่จะต้องมีการเพิ่มความเร็วลดความเร็วตลอดนั้นจะสามารถวิ่งได้ต่อเนื่องประมาณ 1 ชั่วโมง ถึง 1 ชั่วโมงครึ่ง ซึ่งรายละเอียดเนื้อหาต่างๆ ของปริญญาโทฉบับนี้ประกอบด้วย

บทที่ 2 จะเป็นการกล่าวถึงทฤษฎีเบื้องต้นที่จะต้องจำเป็นศึกษาเพื่อใช้ในการทำโครงการนี้ เช่น ทฤษฎีมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง , หลักการเบื้องต้นของวงจร Chopper , การคำนวณหาขนาดมอเตอร์ , คุณสมบัติต่างๆ ของ มอสเฟต

บทที่ 3 จะเป็นการกล่าวถึงหลักการที่นำมาใช้ วิธีการคำนวณหาขนาดมอเตอร์ทฤษฎีของไอซีกำเนิดสัญญาณควบคุม ( ไอซี TL 494 ) , ทฤษฎีของวงจรขับนำกศด้วยไอซี TLP 250

บทที่ 4 จะเป็นการกล่าวถึงวงจรที่ใช้ในโครงการทั้งหมด หลักการทำงานของวงจรอย่างละเอียด ผลของสัญญาณที่ได้จากวงจร

บทที่ 5 จะเป็นการกล่าวถึงการทดสอบสมรรถนะของรถไฟฟ้านี้ เช่นการทดสอบความเร็วสูงสุด , การทดสอบหาอัตราเร่ง , การทดสอบหาอัตราการเดินทางต่อระยะทาง

บทที่ 6 จะเป็นการวิจารณ์โครงการที่ได้ทำในครั้งนี กล่าวถึงปัญหาต่างๆ ที่ได้ประสบมา

## บทที่ 2

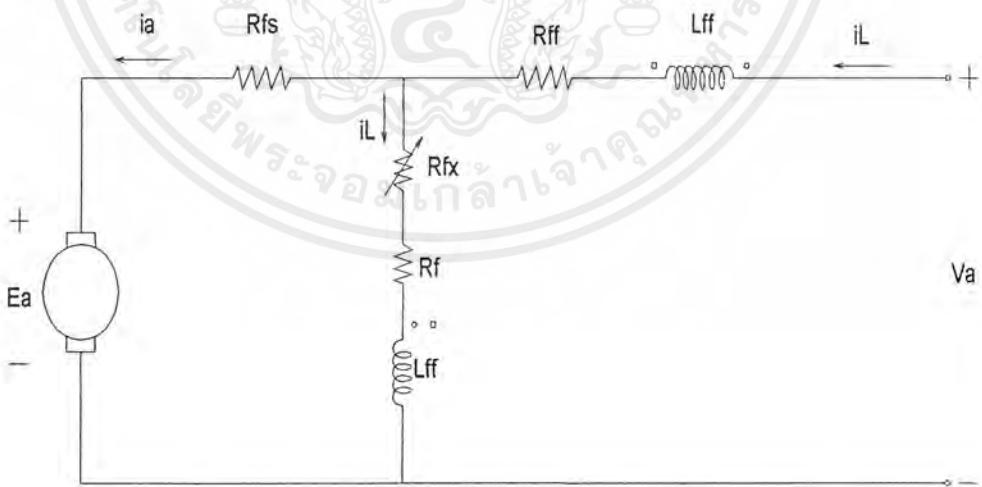
# ทฤษฎีที่ใช้อ้างอิงในการทำโครงการงาน

### 2.1 เครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรง

เครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรงเป็นเครื่องจักรที่ทำหน้าที่แปลงรูปพลังงานระหว่างพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงกับพลังงานกล โดยที่เครื่องจักรทำงานโดยการหมุนตัวหมุนเมื่อเครื่องจักรแปลงรูปพลังงานกลเป็นพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงเรียกว่า เครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรง ( DC Generator ) และถ้าเครื่องจักรแปลงรูปพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงเป็นพลังงานกลเรียกว่า มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ( DC Motor )

#### 2.1.1 Compounded dc motor

เป็นการนำข้อดีของมอเตอร์แบบ Shunt และ แบบ Serie มาประยุกต์ใช้ร่วมกันโดยข้อดีของมอเตอร์แบบ Shunt คือ ให้ความเร็วรอบที่คงที่แม้โหลดจะเปลี่ยนแปลงไปเล็กน้อยเท่าไร ความเร็วรอบจะเปลี่ยนแปลงน้อยมาก ส่วนข้อดีของมอเตอร์แบบ Serie คือ จะให้แรงบิดในการออกตัวได้ดีกว่าแบบอื่นๆ



- เครื่องหมาย  หมายถึง การต่อขดลวดสนามแบบ cumulative compound  
 หมายถึง การต่อขดลวดแบบ differentially compound

#### รูปที่ 2.1 แสดงวงจรสมมูลของ compound dc motor แบบ short shunt

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการที่ใช้อธิบาย compound dc motor ในสภาวะ steady - state

$$V_a = E_a + (r_a + r_{fs})I_a = R_f I_f \quad (2.1)$$

$$I_L = I_a + I_f \quad (2.2)$$

$$I_a = I_{fs} \quad (2.3)$$

$$F_t = F_{sh} \pm F_{sc} - F_{ar} \quad (2.4)$$

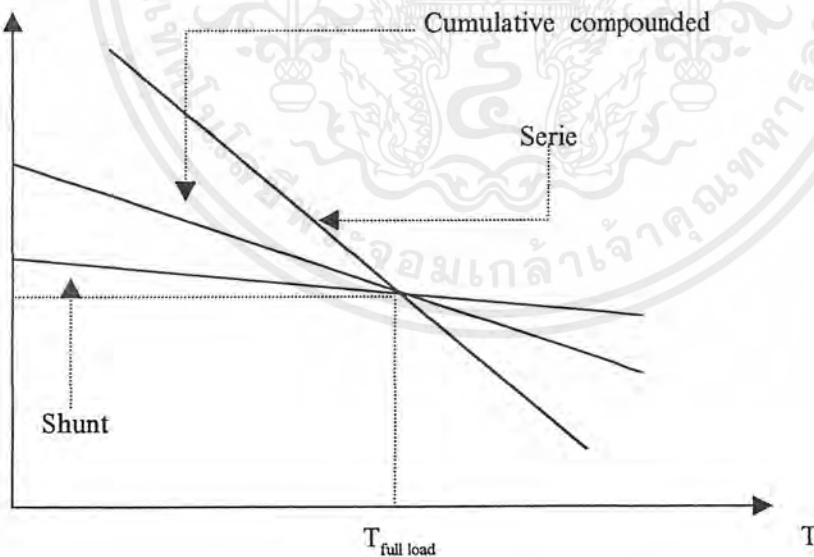
$$I_f' = I_f \pm (N_{fs}/N_f) I_a - (F_{ar}/N_f) \quad (2.5)$$

เครื่องหมาย (+ , -) หน้าเทอมที่ 2 ในสมการ (2.4) และ (2.5) แสดงให้เห็นถึงลักษณะการต่อขดลวดสนามแบบ cumulative (+) และ differential (-)

ดังนั้นในกรณีที่ compound dc motor เปลี่ยนการทำงานเป็น compound dc generator กระแสอาร์เมเจอร์  $I_a$  (และ  $I_{fs}$ ) จะกลับทิศทางไหลแต่กระแสใน shunt field winding ไม่เปลี่ยนทิศทาง จึงทำให้ จาก cumulative เป็น differential หรือจาก differentially เป็น cumulatively

เนื่องจากฟลักซ์  $\phi_f$  ใน compounded dc motor เกิดจากกระแสในวงจรรอาร์เมเจอร์ (แปรผันตามโหลด) และจากกระแสใน shunt field winding (ซึ่งคงที่ในกรณีที่  $V_a$  คงที่) ดังนั้น compound dc motor จึงมีคุณสมบัติอยู่ระหว่าง serie motor กับ shunt motor ดังแสดงในรูป

Speed (rpm)



รูปที่ 2.2 แสดงการเปรียบเทียบคุณสมบัติของ serie , cumulative compound และ shunt motor

### 2.1.2 คุณสมบัติของมอเตอร์ดีซี แบบคอมปาวด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอเตอร์ดีซีซึ่งอาศัยการทำงานร่วมของขดลวด Serie ( ให้ torque ขณะเริ่มเดินเครื่องสูง ) และขดลวดแบบ Shunt ( ให้ความเร็วรอบเกือบคงที่ ) ในอัตราส่วนที่เหมาะสม คือ มอเตอร์แบบ Cumulative Compound มอเตอร์ชนิดนี้จะให้กระแสจำนวนมากไหลผ่านขดลวด Serie ในช่วงเริ่มเดินเครื่องจึงให้คุณสมบัติในช่วงของมอเตอร์แบบ Serie เมื่อมอเตอร์เดินเครื่องที่ความเร็วรอบสูงขึ้นเรื่อยๆกระแส  $I_a$  ซึ่งไหลผ่านขดลวด Serie จะน้อยลงเรื่อยๆทำให้คุณสมบัติของขดลวด Serie ที่แสดงออกลดน้อยลง ในช่วงการทำงานนี้จะแสดงคุณสมบัติที่ใกล้เคียงกับมอเตอร์ดีซีแบบ Shunt กล่าวคือให้ความเร็วรอบที่เกือบคงที่

และจาก

$$E_a = K_a \phi \omega_m \quad (2.6)$$

$$\tau = K_a \phi I_a \quad (2.7)$$

$\omega_m$  = ความเร็วของอาเมเจอร์ , rad / sec

$\tau$  = แรงบิดที่สร้างโดยมอเตอร์ , N - m

$K_a$  = ค่าคงที่

$\phi$  = flux per pole , Webers

ซึ่ง  $\tau$  คือ แรงบิดที่เกิดจากกระแสไหลในขดลวดอาเมเจอร์ ซึ่งอยู่ในสนามแม่เหล็ก

( เรียกว่า induced torque )

จากสมการข้างต้น จะ ได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด ,  $\tau$  กับความเร็วรอบ ,  $\omega_m$  ดังนี้

$$\omega_m = V_a / K_a \phi - r_a / (K_a \phi)^2 \tau \quad (2.8)$$

## 2.2 การคำนวณหาพิกัดกำลังของมอเตอร์

ตัวแปรที่เกี่ยวข้องกับการคำนวณหาพิกัดมอเตอร์เพื่อใช้ในการขับเคลื่อนรถไฟฟ้ามีดังนี้

$W$  = น้ำหนักของรถ ( kg )

$V$  = อัตราการเปลี่ยนแปลงของความเร็ว ( m / s )

$\mu$  = สัมประสิทธิ์ความเสียดทาน

$\eta_m$  = ประสิทธิภาพของมอเตอร์

$\eta$  = ประสิทธิภาพของระบบส่งกำลัง

$P_m$  = ค่าขนาดกำลังของมอเตอร์

เมื่อทราบค่าตัวแปรทั้งหมดแล้วสามารถหาขนาดมอเตอร์ได้จากสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_m = \{(\mu W V) / 102\} * (100 / \eta) \text{ kW} \quad (2.9)$$

ในการกำหนดค่า  $V$  กำหนดจากอัตราความเร็วสูงสุดของรตไฟฟ้าที่ต้องการให้สามารถวิ่งได้ (max speed)

### 2.3 วิธีการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์

ความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วและแรงบิดของมอเตอร์กระแสตรงตามสมการที่ 2.8 แสดงว่าเราสามารถควบคุมความเร็วได้ 3 วิธี ดังนี้คือ

1. การควบคุมแรงดันอาเมเจอร์ (Armature Voltage Control)
2. การควบคุมฟลักซ์สนาม (Field Flux Control)
3. การควบคุมความต้านทานอาเมเจอร์ (Armature Resistance Control)

#### 2.3.1 Armature Voltage Control

ถ้าแรงดันอาเมเจอร์ของ separated excited หรือ serie dc motor ที่กำลังวิ่งอยู่ที่ สภาวะคงที่ ถูกลดลงกระแสอาเมเจอร์จะลดลงเป็นผลให้แรงบิดของมอเตอร์ลดลงด้วย ในขณะที่แรงบิดของมอเตอร์น้อยกว่าแรงบิดที่โหลดต้องการมอเตอร์จะเกิดความหน่วง เป็นสาเหตุให้ความเร็วและ back emf ลดลงเรื่อยๆ จนกระทั่งแรงบิดของมอเตอร์เท่ากับแรงบิดที่โหลดต้องการถ้าแรงดันอาเมเจอร์ของมอเตอร์ถูกลดเป็นปริมาณมากๆ ซึ่งอาจจะน้อยกว่า back emf จุดนี้จะทำให้กระแสอาเมเจอร์ไหลกลับทาง ในขณะนี้จะทำงานเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า (Generator) สร้างแรงบิดที่ตรงข้าม จนกระทั่งความเร็วของมอเตอร์ตกลงถึงค่าที่ทำให้ back emf เสมอภาคกับแรงดันอาเมเจอร์

ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอาเมเจอร์ของมอเตอร์กระแสตรงที่กำลังวิ่งอยู่ ณ สถานะคงที่ที่ถูกเพิ่มขึ้น มอเตอร์จะเกิดอัตราเร่งทำให้ความเร็วของมอเตอร์ และ back emf เพิ่มขึ้น จนกระทั่งไปสู่จุดสมดุลใหม่ คือ แรงบิดของมอเตอร์เท่ากับแรงบิดที่โหลดต้องการ ที่ความที่สูงกว่าเดิม ขณะที่เพิ่มความเร็ว แรงดันอาเมเจอร์ควรจะเปลี่ยนทีละน้อยๆ เพราะการเปลี่ยนแรงดันอาเมเจอร์ทีละมากานั้น เป็นสาเหตุให้กระแสไหลผ่านอาเมเจอร์เป็นปริมาณมาก ซึ่งจุดนี้อาจจะทำความเสียหายให้กับคอมมิวเตเตอร์หรือลวดอายุการใช้งานของมอเตอร์ลงได้

#### 2.3.2 Field Flux Control

ถ้า field ของ separate หรือ serie motor ที่กำลังวิ่งอยู่ ณ ความเร็วหนึ่งอ่อนตัวลงจะทำให้ induced emf ลดลง และเนื่องจากความต้านทานอาเมเจอร์มีค่าต่ำจึงทำให้กระแสเพิ่มขึ้นเป็นปริมาณมากกว่าการลดลงของ field flux เป็นผลทำให้แรงบิดของมอเตอร์เพิ่มขึ้นเป็นปริมาณมากด้วย ซึ่งจะมากกว่าแรงบิดที่โหลดต้องการ ทำให้มอเตอร์เร่งความเร็วและ back emf เพิ่มขึ้น จนกระทั่งมอเตอร์จะมาถึงจุดสมดุลที่ความเร็วใหม่ที่สูงกว่าเดิม ที่ค่าแรงบิดของมอเตอร์เท่ากับที่

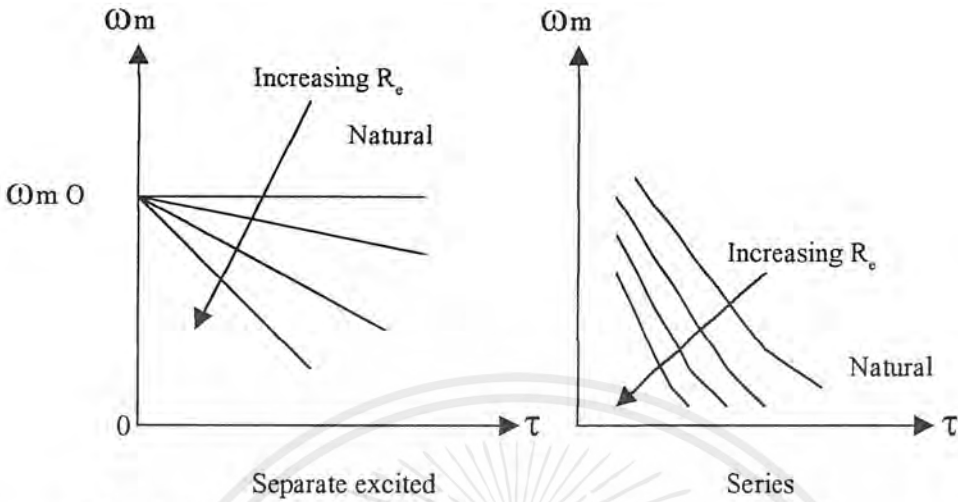
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหลดต้องการอีกครั้ง การที่ field ของ separately excited motor เพิ่มขึ้น induced emf จะเพิ่มขึ้นและเป็นธรรมชาติที่จะเกินแรงดันที่จ่าย เป็นเหตุให้กระแสอาเมเจอร์ไหลกลับทาง นั่นคือ มอเตอร์จะทำงานในลักษณะที่เป็น Generator และป้อนพลังงานกลับสู่ระบบของแหล่งจ่าย พลังงานนี้ได้มาจากพลังงานจลน์ของเครื่องจักรและโหลด เนื่องจากความเร็วลดลงอย่างรวดเร็ว จนกระทั่งมอเตอร์เข้ามาสู่จุดสมดุลที่ ความเร็วใหม่ ซึ่งน้อยกว่าเก่า ที่ซึ่งแรงบิดของมอเตอร์เท่ากับแรงบิดที่โหลดต้องการ ในกรณีของ serie motor การเพิ่ม field จะทำให้กระแสอาเมเจอร์ลดลงอย่างมาก (แต่ไม่กลับทิศ) เพราะว่าแรงบิดของมอเตอร์ต่ำกว่าแรงบิดที่โหลดต้องการ มอเตอร์จึงเกิดความหน่วง ความเร็วจะลดลง จนกระทั่งแรงบิดของมอเตอร์เท่ากับแรงบิดที่โหลดต้องการ

ในกรณีของ shunt motor ความเร็วจะต่ำที่สุดเมื่อ full field โดยไม่มีความต้านทานภายนอกมาต่ออยู่ที่วงจร field ในกรณีของ separate excited motor ความเร็วต่ำสุดจะถูกจำกัด โดยความร้อนของ field coils และการอิ่มตัวของวงจรแม่เหล็ก เพราะว่าที่ full excitation นั้นรูปแบบของเครื่องจักรปกติจะทำงานที่จุดอิ่มตัวของวงจรแม่เหล็ก ดังนั้นความเร็วสามารถปรับให้ลดลงกว่า natural speed torque characteristic เพียงเล็กน้อยเท่านั้น ความเร็วสูงสุดถูกจำกัดโดยความไม่มีเสถียรภาพของมอเตอร์ ที่เกิดจากผลกระทบของการสูญเสียรูปของสนามแม่เหล็กในปฏิกิริยา armature reaction ภายใต้การอ่อนตัวของ field และ โครงสร้างทางกลศาสตร์ของมอเตอร์ ปกติแล้วมอเตอร์กระแสตรงได้การออกแบบให้ สามารถเร่งความเร็วได้ถึง 1.5 ถึง 2 เท่าของความเร็วที่พิกัด field control ของ shunt และ separate excited motor ใช้ในการควบคุมชนิดของ constant power control เพราะว่าความสามารถในการจ่ายกำลังสูงสุดเกือบจะคงที่ ตลอดจนการปรับความเร็ว ใน separate excited motor เราสามารถควบคุม flux โดยการปรับแรงดันตกคร่อมสนาม อาจจะใช้ controlled rectifier หรือ chopper ขึ้นกับแหล่งจ่ายว่าเป็น AC หรือ DC เครื่องจักรขนาดเล็กที่ใช้ Shunt motor เราสามารถปรับ flux โดยการแทรกตัวต้านทานปรับค่าได้ในวงจรสนาม สำหรับใน serie motor นั้น เราควบคุม flux โดยต่อ diverter resistance ครอบ field winding ซึ่งใน serie motor บางชนิด จะมี tap บน field winding มอเตอร์จำพวกนี้ เราสามารถควบคุมโดยการเปลี่ยนจำนวนรอบของ field winding ได้

### 2.3.3 Armature Resistance control

Speed – torque characteristic ของ separate excited หรือ shunt และ serie motor เมื่อปรับค่าความต้านทานภายนอก  $R_c$  ที่ต่ออนุกรมกับอาเมเจอร์แสดงดังรูป



รูปที่ 2.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง speed – torque ของมอเตอร์กระแสตรงที่ควบคุมโดยใช้วิธี armature resistance control

ข้อเสียที่สำคัญของการควบคุมความเร็วด้วยวิธีนี้คือ มีประสิทธิภาพต่ำมาก ๆ ตัวอย่างเช่น เมื่อโหลดเป็นชนิด constant torque power input จะคงที่ โดยมีกำลังส่วนหนึ่งจ่ายให้กับโหลด และอีกส่วนหนึ่งสูญเสียที่  $R_a$  เราจะเห็นว่ากำลังที่จ่ายให้กับโหลดจะต้องลดลงตามความเร็วที่ลดลง ดังนั้นประสิทธิภาพของมอเตอร์จะแปรผันตามความเร็ว โดยอาจจะเทียบกับเปอร์เซ็นต์ของความเร็วกักก็ได้ เช่น ที่ 10% ของความเร็วกัก มอเตอร์จะมีประสิทธิภาพ 10% ของที่กัก

รูปที่ 2.3 แสดงถึง armature resistance control จะเปลี่ยนลักษณะของ speed – torque characteristic ของ separately excited หรือ shunt motor จากที่ว่าการควบคุมที่ตลอดช่วงแรงบิด ไปเป็นคุณสมบัติการปรับความเร็วก็ได้ และเพราะมีความเร็วที่ต้องการในช่วงเวลาสั้น ๆ ซึ่งประสิทธิภาพทั้งหมดของระบบลดลงไม่มากนัก เนื่องจากวิธีนี้เป็นวิธีที่ง่ายและราคาต่ำ เพื่อความสะดวกและประหยัด จึงอาจเห็นวิธีนี้ใช้ใน serie motor ขับเคลื่อนแบบ intermittent duty

## 2.4 ทฤษฎีเบื้องต้นของวงจรควบคุมความเร็ว

### 2.4.1 วงจรเบื้องต้นของ step down (buck) Converter

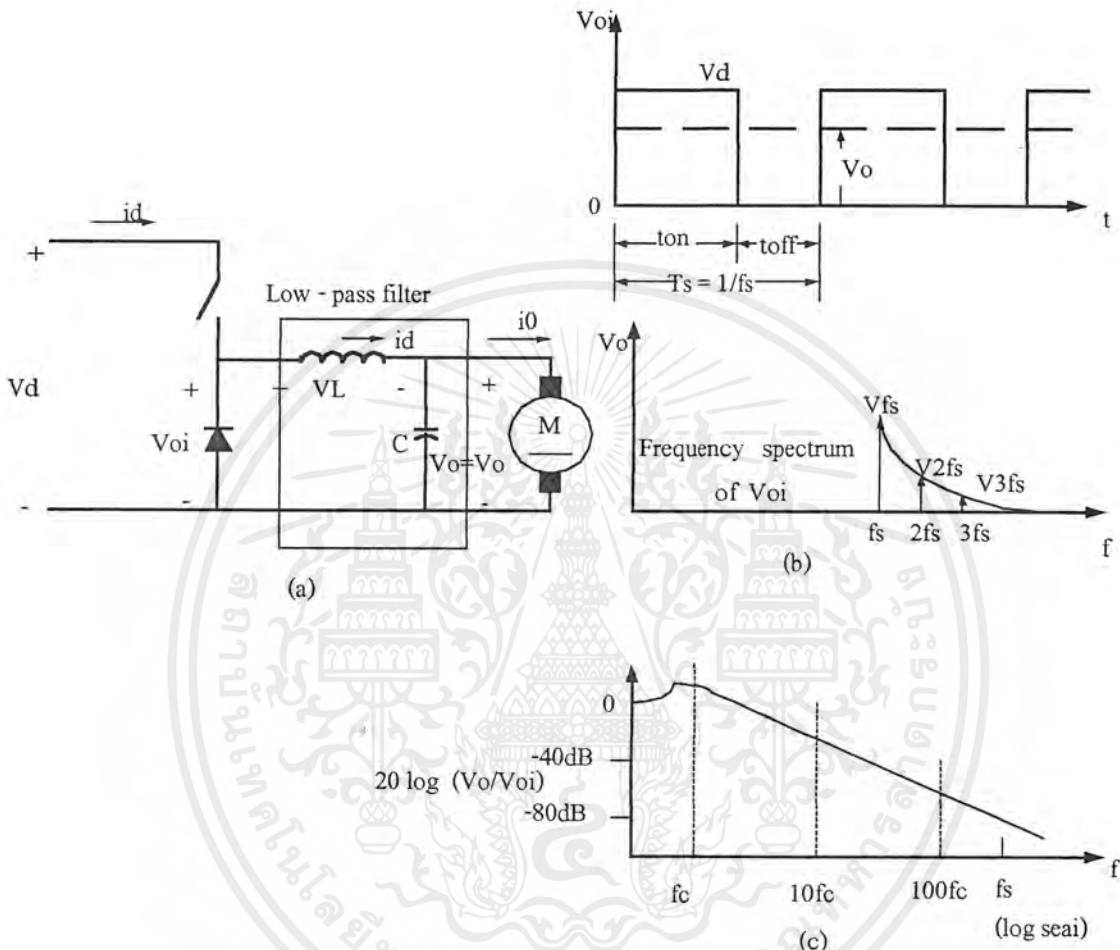
stepdown chopper จะให้ average output ที่ต่ำกว่า DC output voltage  $V_a$  การประยุกต์ใช้หลักๆ ก็คือ ใช้ใน DC power supply และใช้ในการควบคุมความเร็วของ motor

ตามรูปที่ 2.4 จะเป็น step down chopper กับ load motor ค่า output voltage ที่เกิดขึ้นจะขึ้นอยู่กับ การสับสวิตซ์เราสามารถคำนวณ output voltage เล็กๆ ในรูปของ switch duty ratio ดังนี้

$$V_o = (1/T_s) \int V_o(t) dt = (1/T_s) (\int V_a dt + \int 0 dt)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $D = \text{Duty ratio}$



รูปที่ 2.4 แสดงวงจร step down และค่า output voltage

**2.4.2 เทคนิคในการควบคุม Chopper มี 2 วิธี**

1. Time Ratio Control ( TRC ) วิธีนี้รู้จักในชื่อของ Pulse width modulation control ซึ่งเทคนิคการควบคุมแบบ TRC ยังแบ่งได้เป็น 2 ชนิดย่อยๆ คือ

ก. Constant frequency TRC : คาบการทำงาน  $T_s$  คงที่แต่จะปรับช่วง on ของ switch เพื่อควบคุม duty ratio  $D$

ข. Variable frequency TRC : จะปรับ duty ratio  $D$  โดย

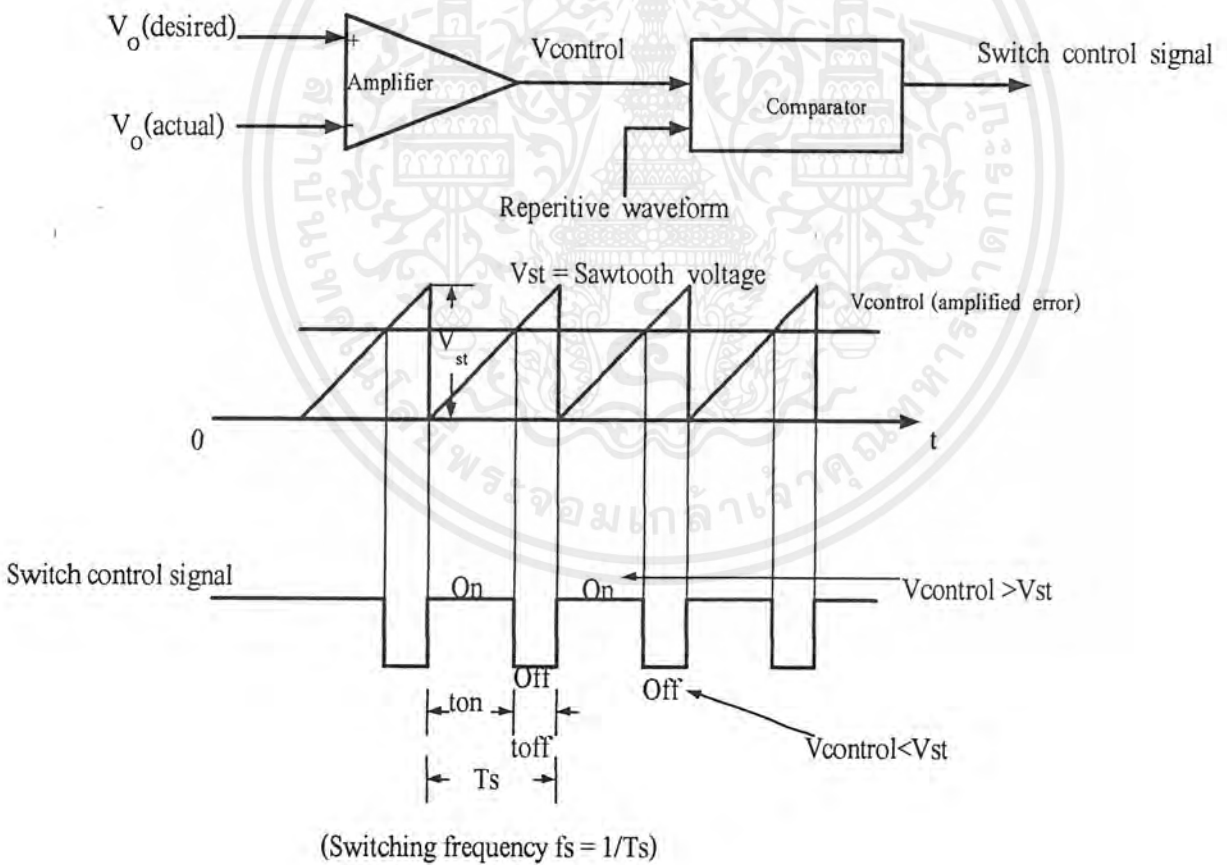
- ให้  $T_{on}$  คงที่ ปรับ  $T_s$
- ปรับทั้ง  $T_{on}$  และ  $T_s$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการควบคุมแบบ variable frequency โดยให้  $T_{on}$  คงที่นั่นจะได้ output voltage คงที่ frequency การทำงานของ chopper ใน mode chopper ที่ความถี่ต่ำมากๆ จึงไม่ดี นอกจากนั้นการทำงานของ chopper ใน mode variable frequency ยังทำให้ออกแบบ input filter ยากอีกด้วยเพราะฉะนั้น variable frequency control จึงไม่เป็นที่นิยม

2. Current Limit Control ( CLC ) วิธีนี้เรียกอีกอย่างว่า point by point control เราจะควบคุม duty ratio โดยควบคุม load current ให้อยู่ระหว่างค่า min กับ max ที่เรากำหนดเมื่อ load current ขึ้นไปถึงค่า max switch จะ off และ on อีกทีเมื่อ load current ลงมาสู่ค่า min

2.4.3 เทคนิคการควบคุมแบบ Constant frequency TRC



รูปที่ 2.5 แสดงการทำงานแบบ Pulse width control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.5 ในการทำงานแบบ Pulse width control นั้นสัญญาณการควบคุม switch ซึ่งจะควบคุมการ on , off ได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณควบคุม  $V_{control}$  กับ waveform รูปฟันเลื่อยซึ่ง  $V_{control}$  ได้จากการขยายค่าแตกต่างระหว่าง  $V_o$  ( actual ) กับ  $V_o$  ที่ต้องการ ความถี่ของคลื่นรูปฟันเลื่อยจะเป็นตัวกำหนดความถี่ของการ switching ซึ่งในการควบคุมแบบ Pulse width ความถี่การ switching จะคงที่ และมักมีค่าตั้งแต่ 1 KHz ถึง 100 KHz ความสัมพันธ์ในการทำงานคือ

เมื่อ  $V_{control} > V_{st}$  switch control signal จะ high ทำให้ switch on

เมื่อ  $V_{control} < V_{st}$  switch control signal จะ low ทำให้ switch off

ซึ่งเราจะได้ duty ratio ดังนี้

$$D = (t_{on} / T_s) = (V_{control} / V_{st})$$

โดยที่  $V_{st}$  = peak value ของคลื่นรูปฟันเลื่อย

ฉะนั้นจะเห็นได้ว่าการปรับค่า  $T_{on} / T_s$  ก็สามารถควบคุม  $V_o$  ได้ จากรูปที่ 2.4 เราต่อ diode เข้าไปเพื่อให้เป็นทางไหลของ load current ในช่วงที่ switch off และ load current ไหลเองจากพลังงานสะสมใน L ซึ่งเราเรียก diode นี้ว่า freewheel diode ส่วน L และ C นั้นเป็น low pass filter มีประโยชน์คือ ขจัด ripple เนื่องจาก harmonic ลำดับสูงๆ ออก ซึ่ง  $V_{out}$  ซึ่งเป็นอินพุตของ low pass filter ค่า corner frequency ( $f_c$ ) ของ filter จะต้องต่ำกว่า  $f_s$  มากๆ เพื่อที่จะกำจัด switch frequency ripple ใน output voltage

ในการวิเคราะห์ทาง steady state ถือว่าตัว C ใน low pass filter มีค่ามากพอที่จะทำให้  $V_o(t) = V_o$  และกระแสเฉลี่ยของ inductor จะเท่ากับ output current เฉลี่ย  $I_o$  โดยที่กระแส capacitor เฉลี่ยในช่วง steady state เป็นศูนย์

#### 2.4.4 การวิเคราะห์การนำกระแสอย่างต่อเนื่อง

รูปที่ 2.6 แสดงถึง waveform สำหรับกรณีช่วงเวลาที่ต่อเนื่อง โดยที่ inductor current ไหลอย่างต่อเนื่อง ( $i_L(t) > 0$ ) เมื่อ switch on : ในช่วง  $t_{on}$  inductor current จะไหลผ่านสวิตช์และ diode ได้รับ reverse biased ซึ่งทำให้  $V_1 = V_d - V_o$  ซึ่ง  $V_1$  คือ voltage คร่อม inductor รูปที่ 2.6 (a)  $V_1$  นี้จะทำให้เกิดการเพิ่มของกระแส inductor  $I_L$  อย่าง linear เมื่อ switch off :  $I_L$  ยังคงไหลต่อเนื่องจากพลังงานสะสมใน L คราวนี้กระแสจะไหลผ่าน diode และขณะนั้น  $V_1 = -V_o$  ในรูป 2.6 (b)

เนื่องจาก แรงดันเฉลี่ยคร่อม L ในช่วงคาบเวลาทำงานเป็นศูนย์เพราะฉะนั้น

$$\int V_1 dt = \int V_1 dt + \int V_1 dt = 0$$

$$(V_d - V_o)T_{on} = V_o(T_s - T_{on}) \quad \text{หรือ}$$

$$V_o / V_d = t_{on} / T_s = D = \text{duty ratio} \quad (2.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นใน mode การทำงานอย่างต่อเนื่องแรงดันเอาต์พุต จะแปรอย่าง linear ตาม duty ratio เราสามารถ derive ความสัมพันธ์ตามสมการที่ 2.10 ได้อีกแบบโดยเฉลี่ยค่า  $V_{on}$  ในรูป 2.4 (b) และใช้ หลักว่า voltage เฉลี่ยคร่อม inductor ในสภาวะ steady state เป็นศูนย์

$$(V_d T_{on} + 0 t_{off}) / T_s = V_o \quad \text{หรือ}$$

$$V_o / V_d = t_{on} / T_s = D$$

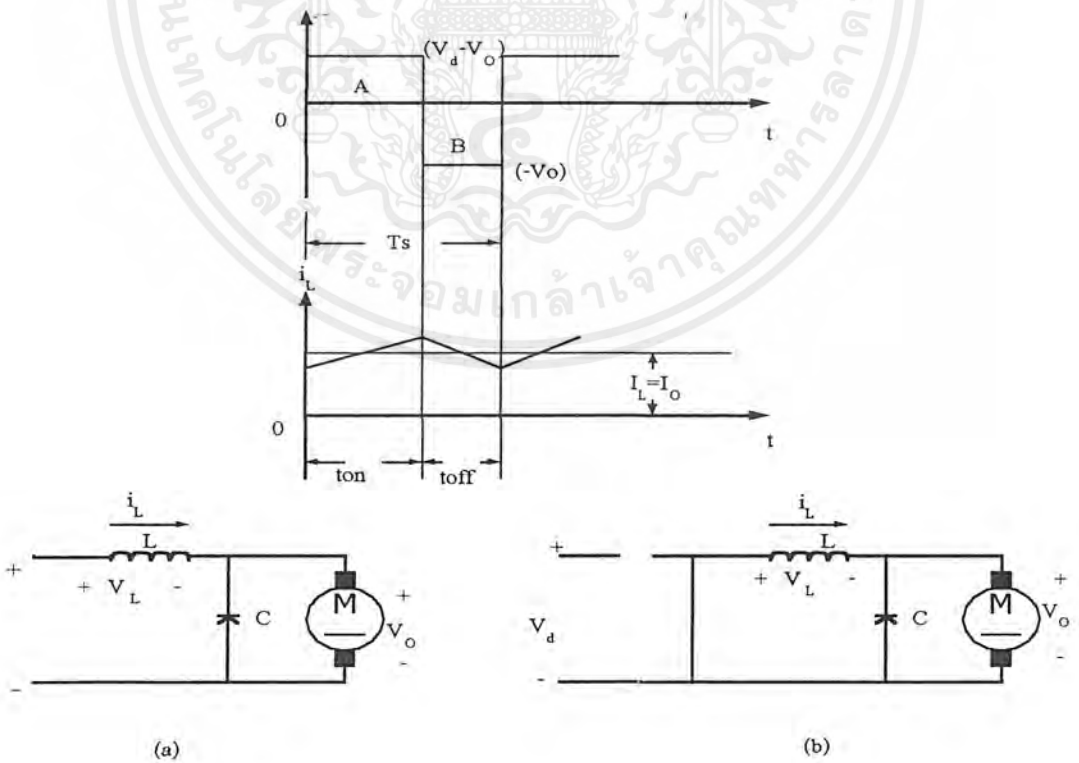
โดยที่ไม่คิด power loss ใดๆ ที่เกี่ยวกับวงจร Input power  $P_d$  จะเท่ากับ output power  $P_o$ .

$$P_d = P_o$$

ดังนั้น  $V_d I_d = V_o I_o$

$$I_o / I_d = V_d / V_o = D$$

ดังนั้นใน mode การทำงานต่อเนื่องนี้ step down converter จะทำงานเสมือน DC transformer โดยที่สามารถควบคุม turn ratio ได้ในย่าน 0 ถึง 1 โดยการควบคุม duty ratio ของ switch เรายังพบอีกว่าถึงแม้ input current เฉลี่ย  $I_d$  จะเป็นไปตามความสัมพันธ์ของ transformer แต่ waveform ของ input current จะกระโดดจากค่า peak ลงสู่ศูนย์ทุกครั้งที่ switch off ดังนั้นการใส่ filter ที่เหมาะสมทางด้าน input จะช่วยกำจัดผลจาก current harmonic



รูปที่ 2.6 แสดงการนำกระแสต่อเนื่องของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.5 ขอบเขตระหว่างการนำแบบต่อเนื่องกับไม่ต่อเนื่อง

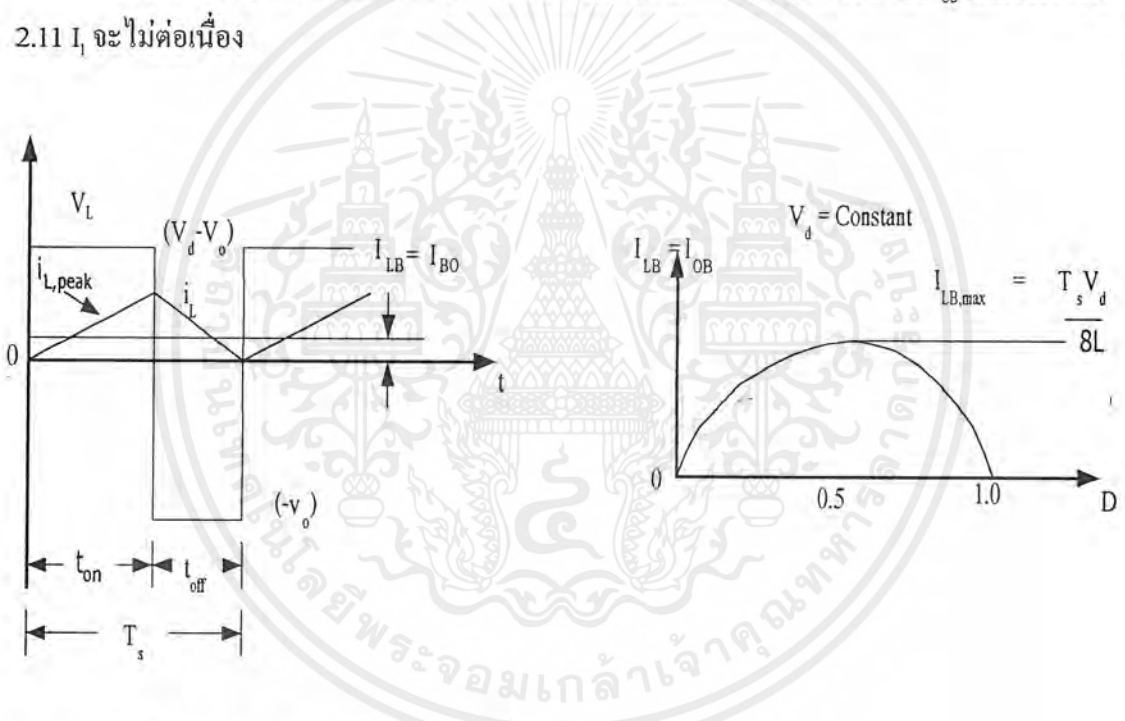
ในส่วนนี้เราจะหาสมการเพื่อแสดงถึงความเกี่ยวข้องกันของ parameter ต่างๆ ใน mode การนำของ inductor current ( ต่อเนื่องหรือไม่ต่อเนื่อง ) รูปที่ 2.7 แสดงถึง waveform  $V_L$  ;  $I_L$  ของการทำงานที่ขอบของการนำกระแสต่อเนื่องกับไม่ต่อเนื่องขอบเขตระหว่าง mode ต่อเนื่องกับไม่ต่อเนื่อง คือ  $I_L$  จะเป็น 0 ที่จุดจบของ off period

ที่ขอบเขตนี้ถ้าเราให้ subscript B แทนขอบเขตค่า inductor current เฉลี่ยคือ

$$I_{Lb} = \frac{1}{2} I_{L,peak} = (t_{on}/2L) (V_d - V_o) = I_{ob} \quad (2.11)$$

ดังนั้นถ้า output current เฉลี่ย ( หรือ inductor current เฉลี่ย ) มีค่าน้อยกว่า  $I_{ob}$  ตามสมการที่

2.11  $I_L$  จะไม่ต่อเนื่อง



รูปที่ 2.7 แสดงค่า output current เฉลี่ย

2.4.6 การคำนวณ output current และ voltage เปรียบเทียบกันระหว่าง mode การนำกระแสต่อเนื่องกับไม่ต่อเนื่อง

ก. mode กระแสต่อเนื่อง

จาก  $V_o = DV_d$  ค่า inductor current เฉลี่ยตามสมการที่ 2.11 คือ

$$I_{Lb} = T_s V_d / 2LD(1 - D) \quad (2.12)$$

โดยใช้สมการนี้เราพบว่ารูปที่ 2.7 (b) แสดงถึงการ plot  $I_{Lb}$  ซึ่งเป็นฟังก์ชันของ D โดยให้  $V_d$

และ parameter อื่นคงที่ที่จะเห็นว่า output current ที่ต้องการสำหรับ mode การนำกระแสต่อเนื่องจะ

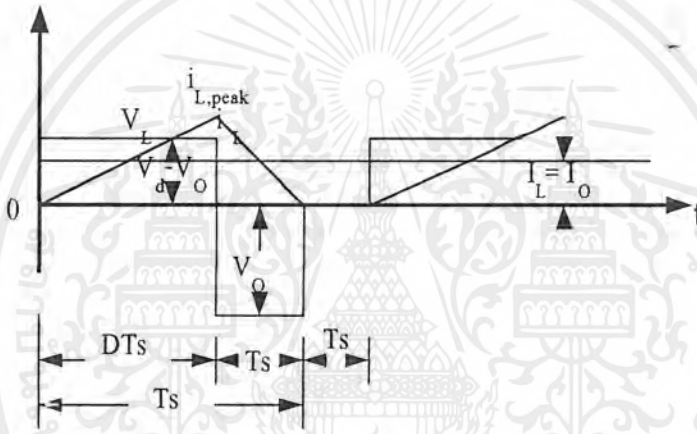
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถึงค่าสูงสุดที่  $D = 0.5$

$$I_{lb,max} = T_s V_d / 8L \tag{2.13}$$

ข. mode กระแสไม่ต่อเนื่อง

เราจะหา  $V_o / V_d$  ใน mode ไม่ต่อเนื่องดังรูป 2.7 (a) โดยกำหนดค่า  $T_s, L, V_d$  และ  $D$  ค่าหนึ่งถ้า parameter ต่างๆ ถูกกำหนดให้คงที่ และ output load power ลดลง ( โดย load resistance เพิ่มขึ้น ) ดังนั้น inductor current เหลือจะลดลงดังในรูปที่ 2.8 จะทำให้  $V_o$  เพิ่มขึ้นและเป็นผลให้ inductor current ไม่ต่อเนื่อง



รูปที่ 2.8 แสดงการนำกระแสไม่ต่อเนื่องของวงจร

ในระหว่างช่วง  $\Delta_2 T_s$  ซึ่ง inductor current เป็นศูนย์ power ที่จ่ายให้ load motor ถูกจ่ายโดย filter capacitor ,C เพียงอย่างเดียวค่า inductor voltage , $V_1$  ระหว่างช่วงนี้จะเป็นศูนย์

$$(V_d - V_o)DT_s + (-V_o)\Delta_1 T_s = 0 \tag{2.14}$$

$$V_o / V_d = D / (D + \Delta_1) \tag{2.15}$$

โดยที่  $D + \Delta_1 < 1$

$$I_{L,peak} = V_o \Delta_1 T_s \tag{2.16}$$

$$I_o = I_{L,peak} (D + \Delta_1) / 2 \tag{2.17}$$

$$= V_o T_s / 2LD \Delta_1 \text{ (โดยใช้สมการ 2.14)} \tag{2.18}$$

$$= V_d T_s / 2LD \Delta_1 \text{ (โดยใช้สมการ 2.11)} \tag{2.19}$$

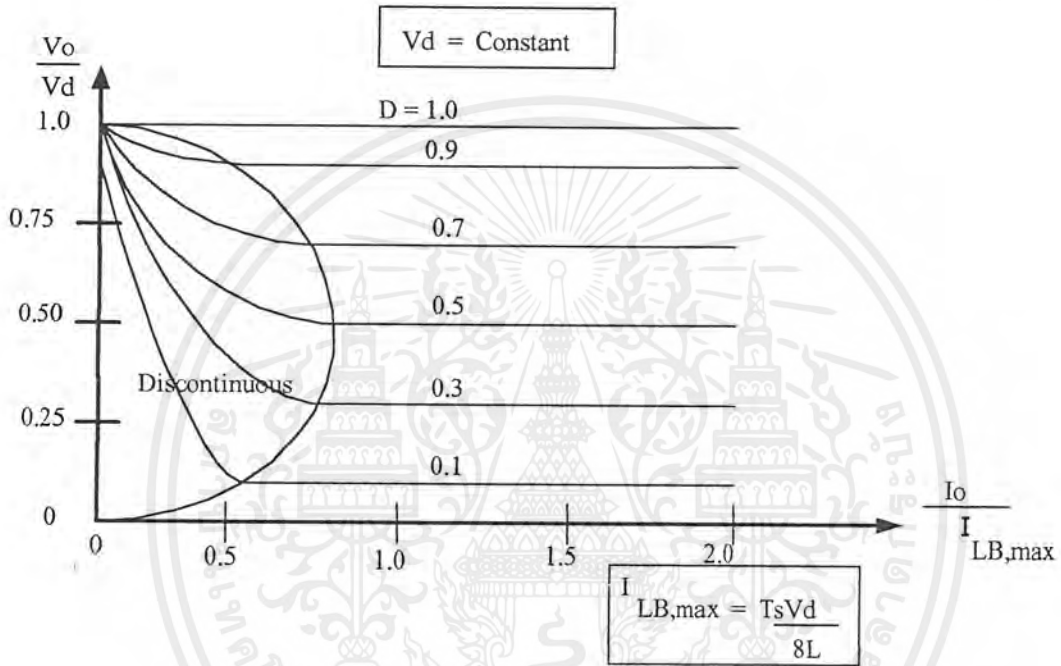
เพราะฉะนั้น  $\Delta_1 = I_o / (4I_{lb,max} D) \tag{2.20}$

จากสมการ 2.14 และ 2.19

$$V_o / V_d = D^2 / [D^2 + 1/4 (I_o / I_{lb,max})] \tag{2.21}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.9 แสดงคุณลักษณะของ Step down chopper ทั้ง 2 mode โดยที่  $V_d$  คงที่ค่า ( $V_o / V_d$ ) ถูก plot เป็น function ของ  $I_o / I_{LB,max}$  โดย plot ที่ค่า D หลายค่าโดยใช้สมการ 2.6 และ 2.21 ขอบเขตระหว่าง mode ต่อเนื่องกับไม่ต่อเนื่องแสดงโดย curve เส้นประซึ่งจากสมการ 2.6 และ 2.12



รูปที่ 2.9 แสดงคุณลักษณะของ Step down chopper ทั้ง 2 mode

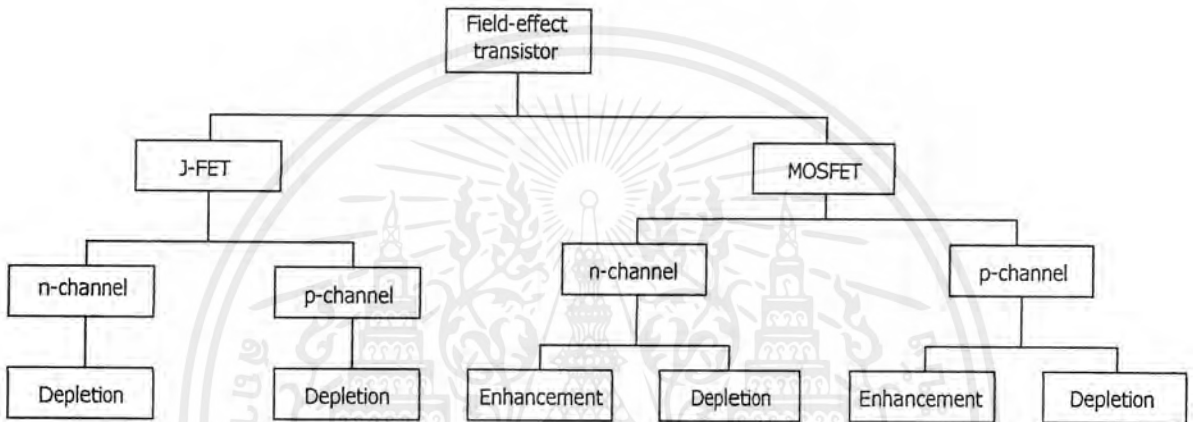
## 2.5 มอสเฟตกำลัง (POWER MOSFET)

Field - Effect transistor หรือที่เรียกสั้น ๆ ว่า FET มีลักษณะการทำงานที่คล้ายกับทรานซิสเตอร์มากแต่ก็มีข้อแตกต่างกันอยู่บ้างโดยที่ เฟต ( FET ) เป็นสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำชนิดยูนิโพลาร์ (unipolar) แตกต่างจากทรานซิสเตอร์ที่เป็นชนิดไบโพลาร์ (bipolar) ซึ่งทรานซิสเตอร์ทำงานได้โดยอาศัยการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนอิสระและโฮลเราจึงเรียกว่าทรานซิสเตอร์ว่าเป็นสิ่งประดิษฐ์ ขั้วไฟฟ้า 2 ขั้ว หรือ ไบโพลาร์ ส่วนเฟต จะทำงานมีกระแสไหลเนื่องจากประจุเพียงชนิดเดียวเท่านั้น คือ อิเล็กตรอนอิสระหรือโฮล อย่างใดอย่างหนึ่งเท่านั้น จึงได้รับการขนานนามว่า เป็นสิ่งประดิษฐ์ขั้วไฟฟ้าเดียวหรือยูนิโพลาร์นั่นเอง

ทรานซิสเตอร์สนามไฟฟ้าแบ่งออกเป็น 2 ชนิดคือ ทรานซิสเตอร์สนามไฟฟ้าชนิดรอย

ต่อ (Junction Field Effect Transistor หรือเจฟต (J-FET) และทรานซิสเตอร์สนามไฟฟ้าชนิดโลหะ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออกไซด์ - สารกึ่งตัวนำ Metal- oxide - semiconductor เฟต หรือมอสเฟต (MOSFET) ทรานซิสเตอร์สนามไฟฟ้าชนิดรอยต่อมีแต่แบบดีพลีชัน (Depletion Mode) เท่านั้น และมีทั้งแบบ P-Channel และ N-Channel ส่วนทรานซิสเตอร์สนามไฟฟ้าชนิดโลหะออกไซด์นั้น มีทั้งแบบดีพลีชันและเอ็นฮานซ์เมนต์ (Enhancement Mode) และมีทั้งแบบ P - Channel และ N - Channel ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 ประเภทของ เฟต

### 2.5.1 การทำให้ มอสเฟตกำลัง นำกระแส (Turn - on)

วงจรที่ใช้ไคร์ฟมอสเฟตจะต้องมีค่าศักดาเกิน threshold Voltage ( ค่าแรงไฟฟ้าต่ำสุดที่สามารถทำให้มอสเฟตนำกระแสได้ ) และกระแสของวงจรไคร์ฟจะต้องมีค่าเพียงพอที่จะชาร์จ Input Capacitance ของมอสเฟตได้ในช่วงเวลาที่ต้องการ

$$C_{iss} = C_{GD} + C_{GS}$$

$C_{iss}$  = Input Capacitance ของมอสเฟต

$C_{GD}$  = ค่า Capacitance ที่อยู่ระหว่างขาเกต และขาเดรน

$C_{GS}$  = ค่า Capacitance ที่อยู่ระหว่างขาเกต และขาซอร์ท

ดังนั้นวงจรไคร์ฟจึงต้องมี output Impedance ต่ำพอที่จะรับพลังงานจากการคายประจุของ ค่า C และทันกับความเร็วในการสวิตชิง

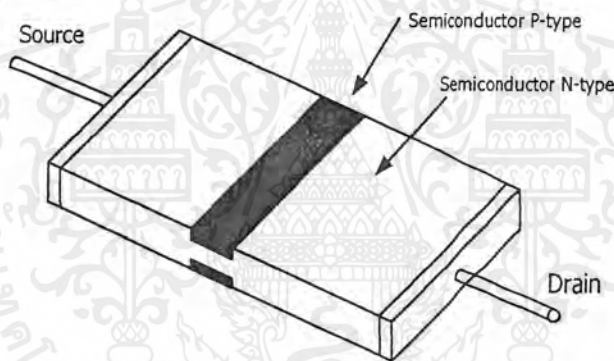
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.2 การทำให้ มอสเฟตกำลัง หยุดนำกระแส (Turn-off)

มอสเฟตเป็นสารกึ่งตัวนำประเภทเมเจอร์ริตี้แครีเออร์ เพียงแค่ไม่มี  $V_{GS}$  มอสเฟตก็สามารถหยุดนำกระแสได้เพราะเสมือนกับว่ามีค่าความต้านทานสูงมากระหว่างขาเดรนกับขาซอร์ทซึ่งเป็นการบล็อกกระแสไม่ให้ไหลได้

2.5.3 ลักษณะโครงสร้างและการทำงานของ เฟต ชนิดมีหัวต่อ P - N

โครงสร้างของ เฟต ชนิดนี้ เริ่มจากการนำเอาแท่งของสารกึ่งตัวนำมาสร้างเป็นตัว เฟต แท่งสารกึ่งตัวนำตัวนี้จะมีคุณสมบัติ เหมือนเป็นตัวต้านตัวหนึ่ง โดยมีปลายข้างหนึ่งคือเป็นขั้ว เรียกว่า ซอร์ท (Source) ส่วนอีกปลายหนึ่งเรียกว่า เดรน



รูปที่ 2.11 ลักษณะโครงสร้างของ FET ชนิดหัวต่อ PN

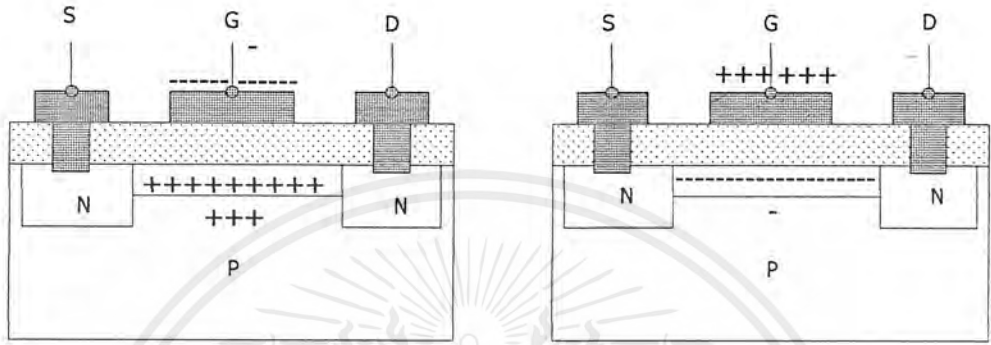
และสิ่งหนึ่งที่ทำให้เข้าใจการทำงานของ เฟต ดีขึ้นก็คือ กระแสที่ไหลผ่านแท่งสารนี้จะเป็น กระแสโฮล (ในกรณีที่เป็นสารชนิด P) หรือกระแสอิเล็กตรอน (ในกรณีที่เป็นสารชนิด N) เท่านั้นเมื่อเพิ่มเกตให้กับแท่งสารกึ่งตัวนำ ซึ่งทำมาจากสารชนิด P จะทำให้เกิดเป็นช่องว่างระหว่างรอยต่อ PN ดังนั้นกระแสจะต้องไหลผ่านช่องว่างนี้ และถ้าเราสามารถควบคุมให้ขนาดของช่องว่างนี้เพิ่มขึ้นหรือลดลงก็จะทำให้ค่าความต้านทานระหว่างปลายทั้งสองข้างของแท่งสาร เกิดการเปลี่ยนแปลงไปการนำเอาสารชนิด P และ N มาต่อให้เกิดเป็นบริเวณรอยต่อที่เรียกว่า ดีพลีชัน (Depletion) และถ้าเรานำการไบอัสกลับระหว่างรอยต่อนี้ ช่วงรอยต่อดีพลีชัน จะยังมีค่ามากขึ้น ทำให้เป็นการยากที่ อิเล็กตรอนอิสระหรือ โฮลจะทำการเคลื่อนที่ข้ามรอยต่อไปได้

2.5.4 ลักษณะโครงสร้างและการทำงานของ เฟต (FET) ชนิดที่เกตมีฉนวนกัน

มี เฟต อีกแบบหนึ่งที่ถูกนิยมนำมาใช้กันเป็นอย่างมาก โดยเฟตชนิดนี้จะใช้โลหะออกไซด์มาเคลือบที่ผิวส่วนบน ในบางครั้งเรียกสิ่งประดิษฐ์นี้ว่า มอสเฟต (MOSFET) ซึ่งย่อมาจาก Metal

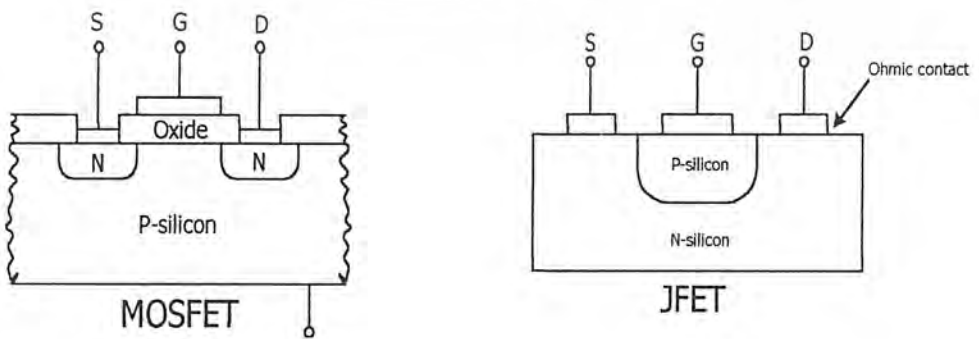
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

oxide semiconductor field Effect transistor ลักษณะเด่นของ มอสเฟต คือ คุณสมบัติ ในเรื่องความต้านทานที่เกิดสูงมากเหมือนหลอดสูญญากาศ โครงสร้างของ มอสเฟต ดังรูป 2.12



รูปที่ 2.12 โครงสร้างของ เฟต ที่เกิดมีฉนวนกัน

จากรูปจะเห็นว่า มอสเฟต ต่างกับ เฟต ตรงที่บริเวณขั้วเกตจะมีฉนวนกันกลางโดยไม่ให้ขั้วเกตถูกค้ำกับสารกึ่งตัวนำ แต่ลักษณะการทำงานก็เหมือนกับ เฟต ทั่วไป ส่วนของฉนวนที่กันที่บริเวณเกตเป็นสารจำพวกออกไซด์ของซิลิกอน การทำงานของ มอสเฟต พิจารณาได้จากรูป โดยปกติส่วนของสัปสเตรทจะต่อถึงกับซอร์ซหรือมิฉะนั้นจะต่อกับกราวด์ ส่วนของประจุบวกจะเกิดขึ้นและจะเหนี่ยวนำทำให้เกิดประจุซึ่งทำให้เกิดช่องทางของกระแสได้ ข้อแตกต่างระหว่าง เจเฟต และ มอสเฟต ความแตกต่างทางด้าน โครงสร้าง ดังรูปที่ 2.13



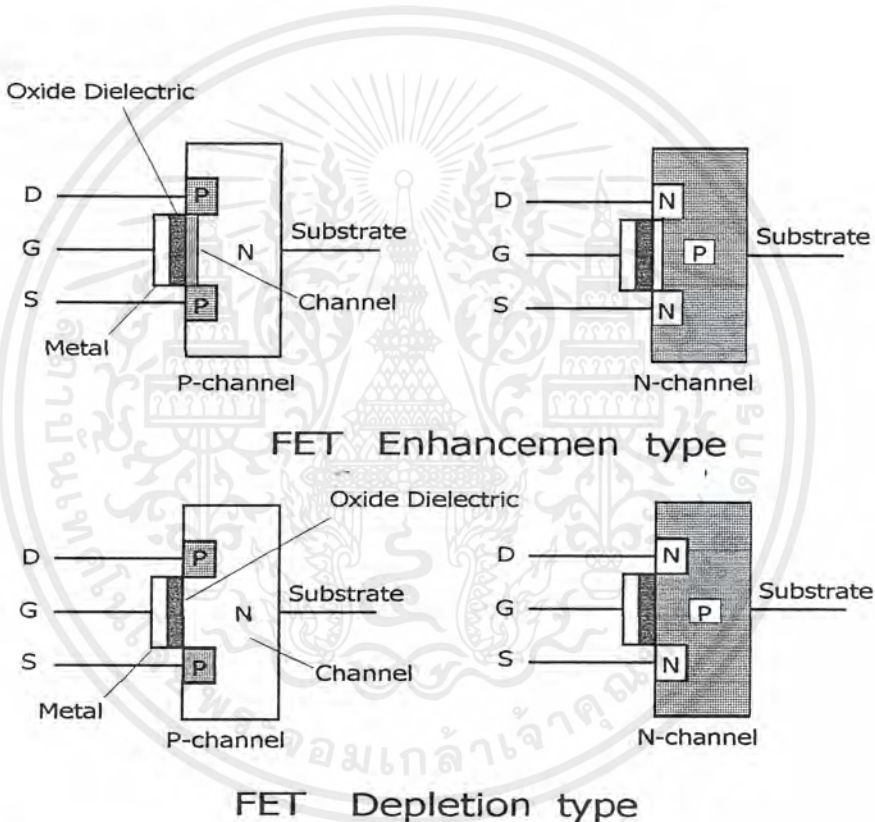
รูปที่ 2.13 โครงสร้างของ เจเฟต และ มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขาคัดของ เจเฟต จะติดกับเนื้อสาร ส่วนขาคัดของมอสเฟต จะถูกแยกออกจากเนื้อสารด้วยฉนวน เจเฟต นั้นมีแค่ Depletion Mode ส่วนมอสเฟต มีทั้ง Depletion Mode และ Enhancement Mode

### 2.6 หลักการทำงานของ เฟต

เฟต สามารถแบ่งการทำงานออกเป็น ได้ Mode โดยถูกแบ่งออกเป็น 2 Mode คือ Depletion Mode และ Enhancement Mode ลักษณะ โครงสร้างของ Mode การทำงานดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 แสดงโครงสร้างของ Mode การทำงาน

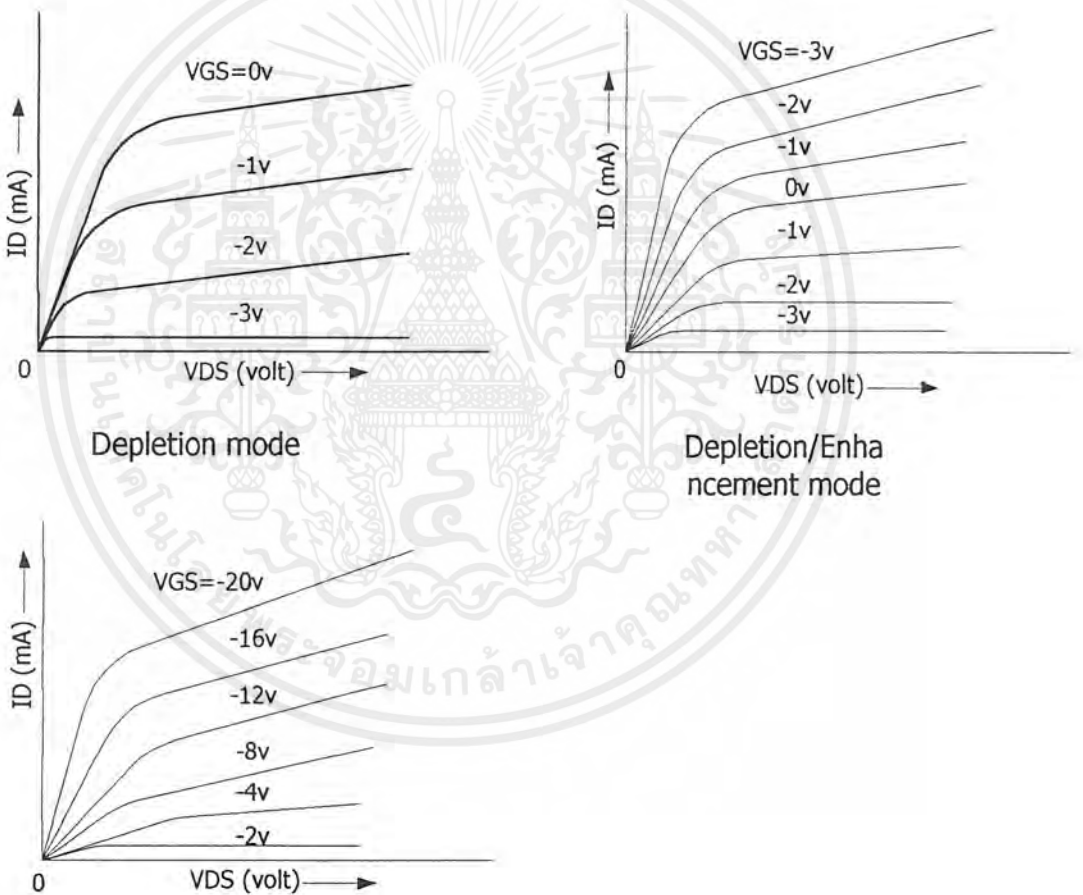
#### 2.6.1 Depletion Mode

เฟต ใน Depletion Mode นี้ ในสภาวะปกติจอนำกระแสถ้าไม่ได้ทำการไบแอส  $V_{GS}$  ซึ่งถ้า 'ไม่มีการไบแอส เฟต จะทำหน้าที่เหมือนกับ ไดโอด คือจะยอมให้กระแสไหลผ่านในทิศทางเดียวกันเท่านั้น แต่เมื่อทำการไบแอสค่า  $V_{GS}$  จะทำให้กระแสของ เฟตลดลง จะลดลงมากหรือน้อยเพียงใดขึ้นอยู่กับค่าแรงดัน  $V_{GS}$  ที่ไบแอสอยู่

### 2.6.2 Enhancement Mode

เฟต ใน Depletion Mode นี้จะมีลักษณะการทำงานตรงกันข้ามกับแบบ Depletion Mode กล่าวคือในสภาวะปกติ(ไม่มีการไบแอส)FETจะไม่ทำงานซึ่งมีลักษณะคล้าย ทรานซิสเตอร์ แต่เมื่อเราทำงานไบแอส  $V_{GS}$  เฟต ก็จะเริ่มนำกระแส และค่า  $V_{GS}$  ที่ใช้จะเป็นบวก หรือ ลบนั้นขึ้นอยู่กับว่าเฟต เป็น N - channel หรือ P - channel

ความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{DS}$  และกระแสเดรน ( $I_D$ ) ของการทำงานของ เฟต ทั้งแบบ Depletion Mode และแบบ Enhancement Mode ดังรูปที่ 2.15

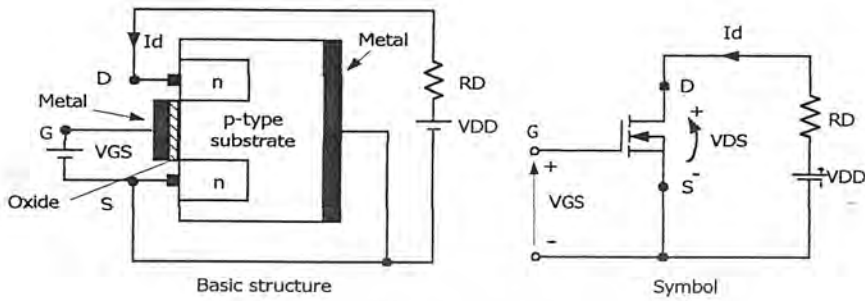


รูปที่ 2.15 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{DS}$  และ  $I_D$

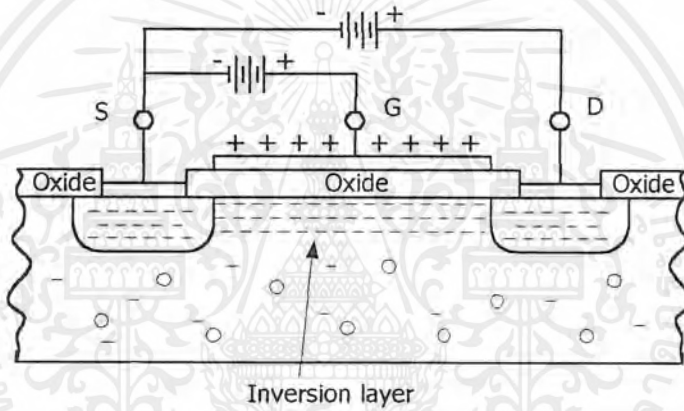
เนื่องด้วยในโครงการนี้ได้ใช้ มอสเฟต แบบ Enhancement Mode N-channel ดังนั้นจึงขออธิบายในส่วนนี้เท่านั้น

#### โครงสร้างพื้นฐานดังรูปที่ 2.16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) n-channel enhancement type MOSFET



รูปที่ 2.16 แสดงโครงสร้างของ เฟต แบบ Enhancement

จากรูปสามารถอธิบายการทำงานได้ ดังนี้คือ ในสภาวะปกติขณะที่ยังไม่มีกระแสไหลใน channel ของ เฟต ส่วนที่ติดกับออกไซด์จะไม่มีอิเล็กตรอนอิสระอยู่เลย (อาจจะมีแต่น้อยมาก) ในสภาวะนี้ FET จะไม่สามารถนำกระแสได้ แต่เมื่อทำการไบอัส ที่เป็นบวกที่ขาเกตของ มอสเฟต ศักย์ไฟฟ้าที่เป็นบวกจะดึงเอาอิเล็กตรอนมาที่ channel ตรงส่วนที่ใกล้กับออกไซด์ ในสภาวะเช่นนี้ เฟต จะสามารถนำกระแสได้ เมื่อมีการป้อนแรงดัน คร่อมขาคอนและซอร์ท ( $V_{DS}$ )

การทำงานของ MOSFET จะเห็นว่าที่ขาเกตและซอร์ทเสมือนมี capacitance อยู่เมื่อมีการป้อนศักยคร่อมขาคอนและซอร์ท ก็จะเป็นการ charge capacitor ทั้งนี้ความเร็วในการ สวิตซ์ของ มอสเฟต จึงขึ้นกับค่า capacitance นี้ คือถ้าค่า capacitance มีค่ามากก็จะทำให้การ สวิตซ์ ช้า แต่โดยปกติแล้วค่า capacitance นี้จะมีค่าน้อยอยู่แล้ว จึงทำให้ เฟต ตอบสนองความถี่ได้สูงมาก

การที่ เฟต สามารถตอบสนองความถี่ได้สูงมากนี้ เป็นข้อได้เปรียบของ เฟต ที่มีการต่อรวมกับ อุปกรณ์สวิตซิ่ง

## 2.7 ข้อดีของการใช้มอสเฟต

### 2.7.1 ความเร็ว

มอสเฟตมีความสามารถในการสวิตซิ่งด้วยความเร็วโดยปราศจากการสะสมประจุอย่างไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ดังนั้นจึงไม่คิดช่วงเวลาสะสมจึงทำให้มอสเฟตมีความเร็วกว่าทรานซิสเตอร์ในการสวิตซิ่ง ความเร็วของมอสเฟตขึ้นอยู่กับการอัดและคายประจุของตัวเก็บประจุภายใน

### 2.7.2 อินพุต

ขาเกตของมอสเฟตนั้นถูกแยก(isolate)จากแหล่งจ่ายด้วยชั้นออกไซด์ที่ทำให้เกิดความต้านทานกระแสตรงสูงมาก มอสเฟตสามารถถูกไบอัสด้วยแรงดันประมาณ 10 Volt ด้วยค่าแรงดันขนาดนี้จึงสามารถทำการขับมอสเฟตได้ด้วย IC,TTL,CMOS ได้โดยตรงทำให้ลดความยุ่งยากของวงจร

### 2.7.3 ย่านความปลอดภัย

ขอบเขตย่านปลอดภัยของมอสเฟตได้ถูกกำหนดด้วยพิกัดกระแสสูงสุด แรงดันเบรคดาวน์ ขอบเขตของย่านความปลอดภัยจะกว้างเนื่องจากไม่เกิดการเบรคดาวน์ทางด้าน(Breakdown Secondary) ซึ่งบางทีอาจจะไม่จำเป็นต้องใช้วงจรสับเบอร์ก็ได้

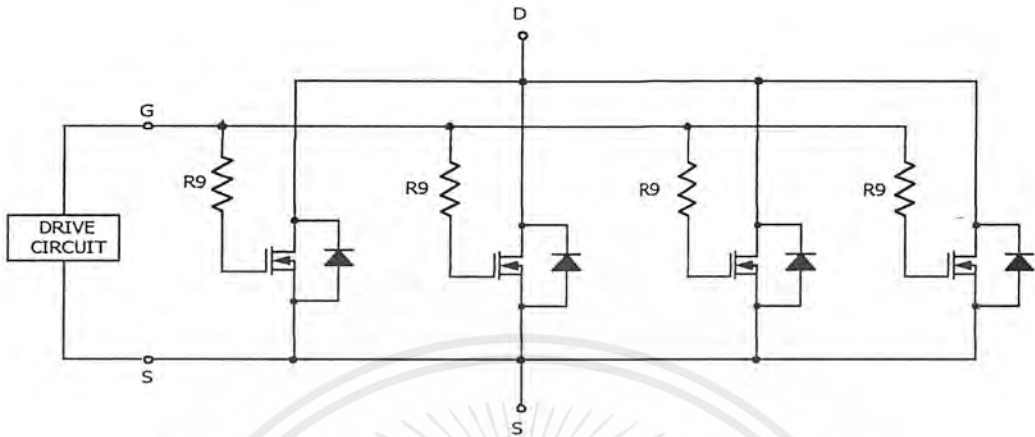
### 2.7.4 อุณหภูมิ

สัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิของมอสเฟตมีค่าตรงข้ามกับทรานซิสเตอร์ กล่าวคือ เมื่ออุณหภูมิในตัวมอสเฟตสูงขึ้นกระแสครนจะมีค่าน้อยลง ดังนั้นการทำงานของมอสเฟตจึงไม่มีเหตุเกิดขึ้นเนื่องจากการเพิ่มหนีของอุณหภูมิ (thermal runaway)

### 2.7.5 แรงดัน

แรงดันต่ำสุดของมอสเฟตกำลัง หาได้จากความต้านทานของอุปกรณ์  $R_{DS}$  สำหรับอุปกรณ์แรงดันต่ำค่าของ  $R_{DS}$  จะต้องมีค่าต่ำสุดสำหรับแรงดันสูง ค่า  $R_{DS}$  ต้องมีค่าสูงขึ้น เนื่องจากสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของ  $R_{DS}$  เป็นบวกเพิ่มกำลังได้

มอสเฟต สามารถเพิ่มกำลังของการ switching ได้โดยการนำเอามอสเฟตมาต่อขนานกัน ได้หลาย ๆ ตัวดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 แสดงการขนานมอสเฟต

ค่า  $R_g$  จะป้องกันการ ออสซิลเลต ที่อาจเกิดจากค่าอินดักแตนซ์ที่แฝงในขาเกรน และค่าคาปาซิแตนซ์ระหว่างขาเกิดกับขาเกรนในมอสเฟต สำหรับการสวิตซ์ที่ความถี่สูง ๆ ค่าความต้านทานที่ใช้ควรมีค่าน้อยที่สุด

อย่างไรก็ตาม มอสเฟต ก็มีข้อเสียเช่นกัน คือว่า  $R_{DS}$  ในมอสเฟตกำลัง สูงกว่าในทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์ ดังนั้น การใช้งานที่ความถี่ต่ำ ซึ่งค่าความสูญเสียขณะนำกระแสในอุปกรณ์สวิตซ์กำลัง เป็นสิ่งสำคัญ จึงไม่ควรใช้มอสเฟตกำลังที่ความถี่ต่ำ

## บทที่ 3

### หลักการที่นำมาใช้

#### 3.1 การคำนวณหาขนาดมอเตอร์

จากการพิจารณาขอบเขตการใช้งานของโครงงานรถไฟฟ้านี้ ทำให้ได้ข้อมูลนำมาคำนวณหาขนาดพิกัดของมอเตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนดังนี้

$$W = \text{น้ำหนักของรถ (kg)} = 550 \text{ kg (น้ำหนักบรรทุก+ตัวรถ)}$$

$$V = \text{อัตราการเปลี่ยนแปลงของความเร็ว (m/s)}$$

ในที่นี้คิดที่อัตราเร็ว 60 km/hr (16.6 m/s)

$$\mu = \text{สัมประสิทธิ์ความเสียดทาน 0.04 - 0.06}$$

ในที่นี้เลือกใช้ค่า 0.04 เนื่องจากเป็นรถ 3 ล้อ

$$\eta_m = \text{ประสิทธิภาพของมอเตอร์ 80 \%}$$

$$\eta = \text{ประสิทธิภาพของระบบส่งกำลัง 90 \%}$$

จากสมการ

$$P_m = \{ (\mu W V / 102) \} * (100 / \eta_m) \quad \text{kW}$$

$$P_m = \{ (0.04 * 550 * 16.6) / 102 \} * (100 / 90) \quad \text{kW}$$

$$P_m = 3.97 \text{ kW}$$

$$P = P_m / \eta = 3.97 / 90$$

$$P = 4.97 \text{ kW}$$

จากข้อมูลที่ได้สามารถนำไปทำการเลือกขนาดของมอเตอร์ได้ โดยจากค่าที่ได้โครงงานนี้จึงได้เลือกใช้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสม (compound dc motor) ขนาด 4.5 kW

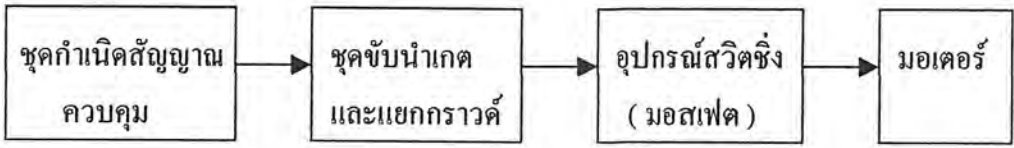
เนื่องจากคุณสมบัติทางด้านแรงบิดในการขับโหลดมีค่าใกล้เคียงกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม (serie dc motor) อาจจะดีกว่าบ้างเล็กน้อยแต่ก็เพียงพอที่จะใช้ขับโหลดรถไฟฟ้าในครั้งนี้ได้ และที่สำคัญมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม หาได้ยากมาก

#### 3.2 การควบคุมความเร็วของรถ (ควบคุมความเร็วมอเตอร์)

ในส่วนของการปรับเปลี่ยนความเร็วรถไฟฟ้าในโครงงานนี้อาศัยการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง โดยอาศัยหลักการ chopper ปรับเปลี่ยนค่า Duty cycle เพียงอย่างเดียว

ให้ความถี่ในการสวิตซ์คงที่ หลักการแสดงได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

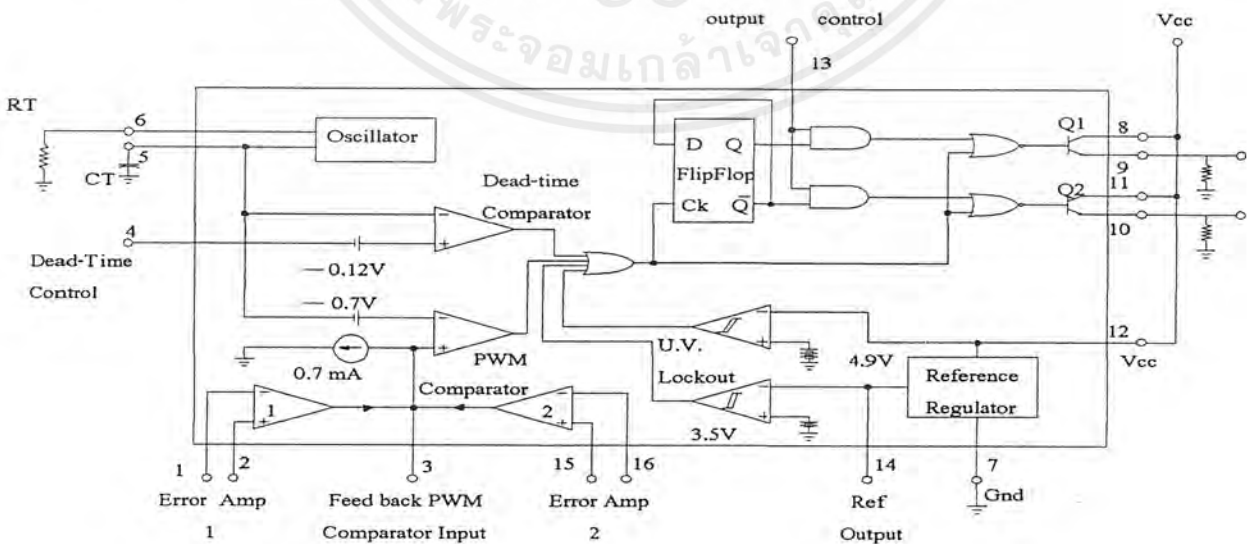


**หลักการทำงานโดยรวม**

ชุดกำเนิดสัญญาณควบคุม จะเป็นชุดที่สร้างสัญญาณควบคุม(พัลส์)ขึ้นมาที่ความถี่คงที่ ค่าหนึ่ง สามารถปรับขนาดความกว้างของสัญญาณควบคุม(พัลส์) ได้โดยการปรับ Duty cycle เอาต์พุตของชุดกำเนิดของสัญญาณควบคุมจะถูกส่งไปยังชุดขั้บนำเกด เพื่อทำการแยกกราวด์ของวงจรทางด้านชุดควบคุม (control) กับชุดกำลัง (power) ออกจากกันโดยผ่าน opto แล้วทำการขยายกระแสเพื่อให้เพียงพอต่อความต้องการของอุปกรณ์สวิตซิ่ง (มอสเฟต) เพื่อให้อุปกรณ์สวิตซิ่งสามารถทำงานนำกระแส (ON) และหยุดนำกระแส (OFF) ได้ตามสัญญาณควบคุมที่ส่งมา เพื่อไปทำการขับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

**3.2.1 ชุดกำเนิดสัญญาณควบคุม**

ในส่วนของชุดกำเนิดสัญญาณควบคุมนั้นจะใช้ไอซีกำเนิดสัญญาณควบคุมเบอร์ TL 494 ไอซีเบอร์ TL 494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานด้วยโหมดควบคุมจากแรงดัน ซึ่งจะได้นำมาใช้สำหรับวงจรควบคุมด้วยวิธีควบคุมจากแรงดัน โครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494 แสดงในรูปที่ 3.1 การทำงานของไอซีจะเป็นดังนี้



**รูปที่ 3.1 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494 (ที่มา : Motorola )**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนเวสสำหรับวิชาการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**การกำหนดคาบเวลาในการทำงาน**

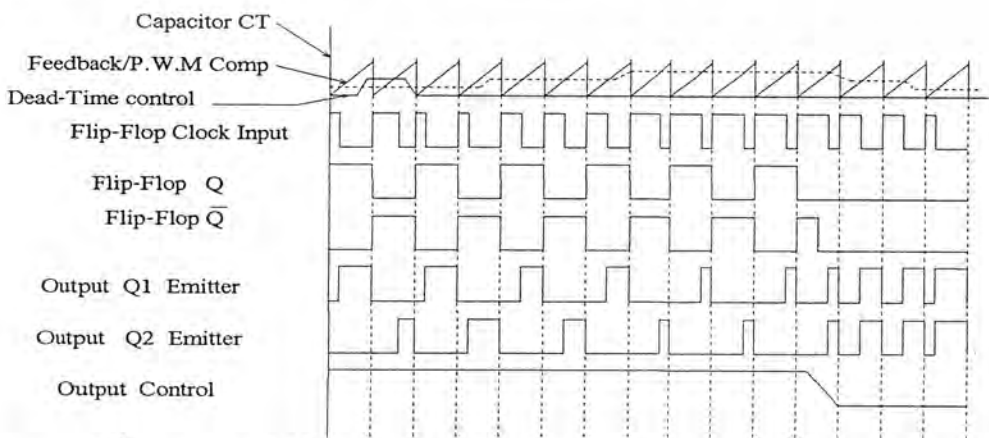
วงจรของ TL 494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์ กำหนดโดยค่าของ  $R_T$  และ  $C_T$  จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี ค่าคาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก

$$T = (R_T C_T) / 1.1 \tag{3.1}$$

**การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์**

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา S กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง (Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR เกตที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q1 และ Q2 จะทำงานก็ต่อเมื่อขา  $C_k$  ของ Flip-Flop อยู่ในสถานะ “Low” เท่านั้น ซึ่ง  $C_k$  จะเป็น “Low” ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะลดลง ในทางกลับกัน แรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลง ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีนีสามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโหมด ตั้งแต่  $-0.3$  ถึง  $(V_{CC}-2)$  โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้ง 2 ตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ “High” (Active high) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non – inverting ของ PWM Comparator การต่อกันในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี



**รูปที่ 3.2 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494**

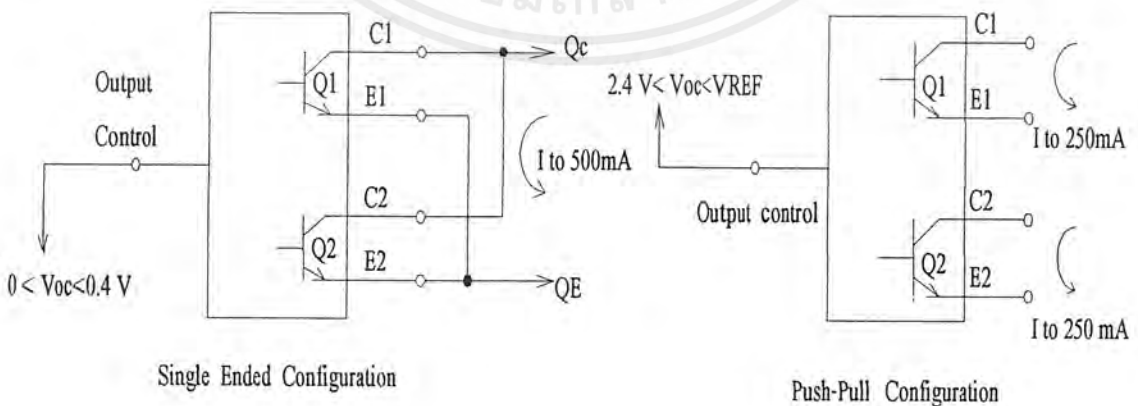
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### การกำหนดค่าเวลาเมื่อ $T_D$

TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเวลาเมื่อ  $t_D$  ของวงจรถัดเอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตาม หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเมื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา  $t_{ON}$  สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (output control) เข้ากับขา 14 (+5  $V_{ref}$ ) และมีค่าเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

### การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่เอาต์พุตของไอซี

เอาต์พุต Q1 และ Q2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกัน หรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (output control) โดยขณะที่  $C_T$  ดิสชาร์จเอาต์พุตของ Dead-Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา  $C_x$  จะมีสถานะเป็น "High" และหยุดการทำงานของ Q1 และ Q2 ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น "High" โดยการต่อเข้ากับขา 4 (+5  $V_{ref}$ ) Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้ขับคอนเวอร์เตอร์แบบ พุช-พูล ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณพื้นฐานของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น "Low" โดยการต่อลงกราวด์ (ยกเลิก Flip-Flop) Q1 และ Q2 จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน Q1 และ Q2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณพื้นฐานของไอซี (ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96% ของคาบเวลา)



Single Ended Configuration

Push-Pull Configuration

### รูปที่ 3.3 แสดงลักษณะการเลือกใช้อาต์พุตของ TL 494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรรเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL 494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง  $7 \leq V_{CC} \leq 40$  โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน  $V_{ref} = 5$  โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง  $\pm 1.5\%$  ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์เมื่อทำงานในช่วง  $0$  ถึง  $70^{\circ}\text{C}$

### 3.2.2 การขั้วนำเกตของมอสเฟต

ในคุณลักษณะการทำงานทางไฟฟ้ากระแสตรงของมอสเฟต ไม่ต้องการกระแสเกตเนื่องจากการทำงานของมอสเฟต จะต้องอาศัยแรงดันเป็นตัวควบคุมการทำงาน แต่การนำกระแสหรือไม่นำกระแสของมอสเฟต ในระยะเวลาช่วงสั้นๆ ยังต้องอาศัยสัญญาณกระแสพัลส์ที่เกิดจากการเก็บประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุอินพุต

การให้ MOSFET ไม่นำกระแสที่กระทำได้โดยการใช้สัญญาณควบคุมแบบกลับ (พัลส์ลบ) หรือกำหนดแรงดันระหว่างเกต กับ ซอร์ซ เท่ากับซูน (ZERO) โดยปกติทั่วไปแล้วประโยชน์ที่จะได้จากการควบคุมการทำงานของมอสเฟต นั้นจะได้อาจจากการกำหนดให้แรงดันระหว่างเกตกับซอร์ซ เป็นลบ ซึ่งจะทำให้เกิดการชดเชยการทำงานของ มอสเฟต

วงจรที่ใช้ในการขั้วนำเกต ของ มอสเฟต มีอยู่ด้วยกัน 3 ชนิด

1. วงจรขั้วนำเกต โดยใช้ไอซี
2. วงจรขั้วนำเกต โดยทรานซิสเตอร์ต่อแบบคอมพลิเมนต์ารี (complementary)
3. วงจรขั้วนำเกต โดยวิธีบูทแสตรป

โดยในโครงการนี้ได้เลือกใช้วิธีขั้วนำเกต โดยใช้วงจรขั้วนำเกต โดยใช้ไอซี ซึ่งรายละเอียดได้กล่าวถึงในตอนต้นแล้ว

#### 3.2.2.1 วงจรขั้วนำเกต โดยใช้ไอซี

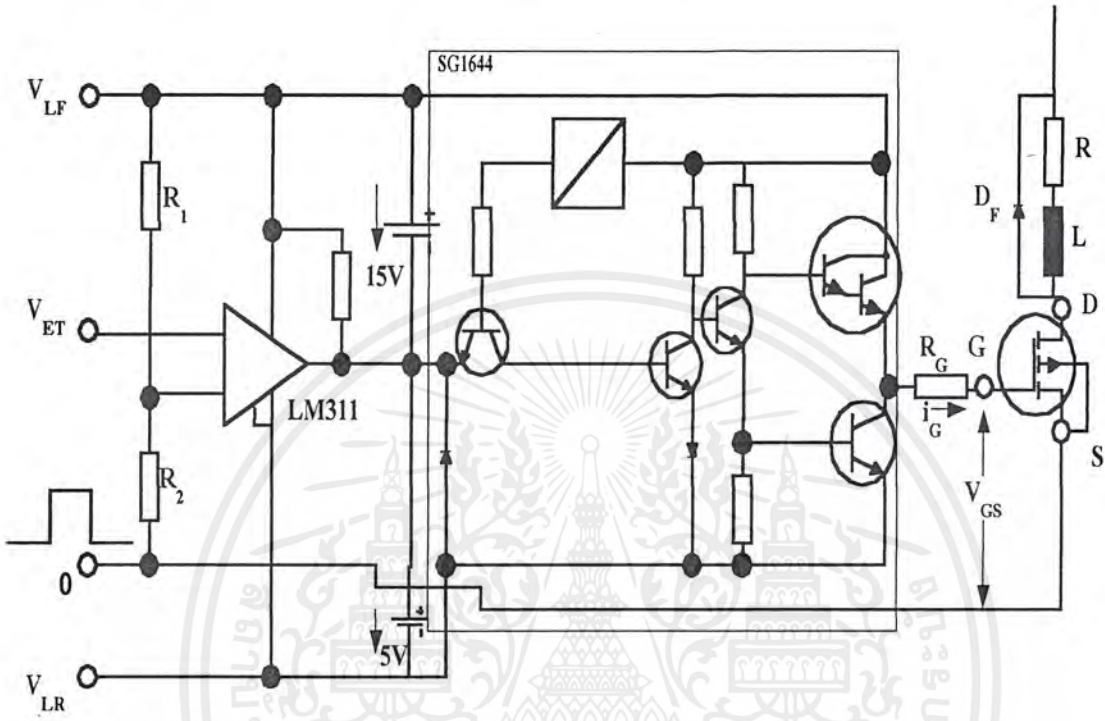
ความสัมพันธ์ของค่ากระแสต่างๆ ทำให้กำลังงานที่ปรากฏที่ขาเกต มีค่าต่ำด้วย เมื่อ มอสเฟต ไม่นำกระแสที่แรงดันไม่มีโหลด  $V_{LR}$  จะมีแรงดันจาก 5 ถึง 10 V จะทำให้เกิดแรงดันลบปรากฏที่ขาเกต ของ มอสเฟต ดังนั้นถ้าใช้ มอสเฟต มาทำหน้าที่ควบคุมจะต้องมีแหล่งจ่ายแรงดัน  $V_{CC}$  มีความสัมพันธ์กับแรงดันเมื่อไม่มีโหลดสำหรับพัลส์บวกหรือพัลส์ลบที่จะใช้ขั้วนำเกตของมอสเฟต คือ

$$V_{CC} \geq V_{LF} + V_{LR} \quad (3.2)$$

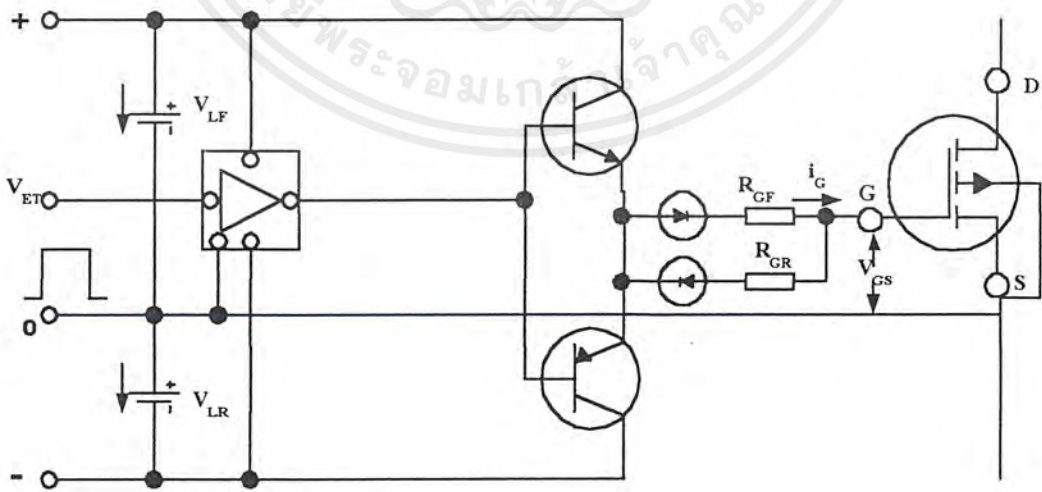
ตารางที่ 3.1 จะสรุปลักษณะการใช้งานในวงจรควบคุม โดยใช้ IC ตามวัตถุประสงค์ซึ่งจะ

ไม่เพิ่มขึ้นจนถึงค่าที่ถูกจำกัดของกระแสสูงสุด ทางเอาต์พุตของ IC วงจรพื้นฐานที่ใช้ไอซีทำหน้าที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้วนำเกตที่เกตของมอสเฟต แสดงได้ดังรูปที่ 3.4 และ รูปที่ 3.5



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรพื้นฐานที่ใช้ไอซีทำหน้าที่ขั้วนำเกต



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรพื้นฐานที่ใช้ไอซีในการขั้วนำเกต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 คุณลักษณะที่สำคัญของ ไอซี ที่ใช้ในวงจรขั้วนำเกต

| เบอร์<br>บริษัทผู้ผลิต            | Vcc | I <sub>GM</sub> | จำนวนวงจร<br>ขั้วนำเกต |
|-----------------------------------|-----|-----------------|------------------------|
| UC 1709<br>Unitride               | 40  | 1.5             | 2                      |
| SG 1644<br>Silicon General        | 22  | 3.0             | 2                      |
| TDA 1410<br>Telefunken Electronic | 36  | 3.5             | 1                      |
| SI 9950 DY<br>Siliconix           | 50  | 10              | 1                      |
| IR2110                            | 20  | 2               | 1                      |
| IR2130                            | 20  | 0.2             | 6                      |
| International Rectifier           |     |                 |                        |
| EXB850 EXB851                     | 20  | 5               | 1                      |
| EXB540 EXB541                     | 20  | 10              | 1                      |
| Fuji                              |     |                 |                        |

### 3.2.2.2 การขั้วนำเกต ด้วยไอซี เบอร์ TLP 250

ปัจจุบันมอสเฟตยังคงเป็นที่นิยมในการใช้เป็นสวิตช์กำลังสูง ในระบบการควบคุมทั้งอินเวอร์เตอร์ และคอนเวอร์เตอร์ การควบคุมมอเตอร์ และ ระบบจ่ายกำลังสำรอง (UPS)

MOSFET ต้องการแรงดันมาขั้วเกตเพื่อให้สามารถทำงานในสถานะนำกระแส (ON) และหยุดนำกระแส (OFF) ได้ ในระบบที่เหมาะสมตามคุณสมบัติของมอสเฟต ซึ่ง IC ขั้วนำเกต เบอร์ TLP250 จัดเป็นอุปกรณ์ไฮบริดจ์ ได้ถูกออกแบบมาสำหรับขั้วนำเกต ของไอจีบีที และ มอสเฟต ลักษณะโดยรวมเป็นวงจรสำเร็จรูปรวมอยู่ในชุดเดียว ไฟเลี้ยง TLP250 เป็นแบบ Single supply สัญญาณอินพุตกับเอาต์พุต โดยแยกออกจากกันด้วยตัว optocouple ภายใน ทำให้ช่วยลดปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวนในระบบควบคุม TLP250 และ TLP250 สามารถทำงานในย่านความถี่ สูงได้

(TLP250)

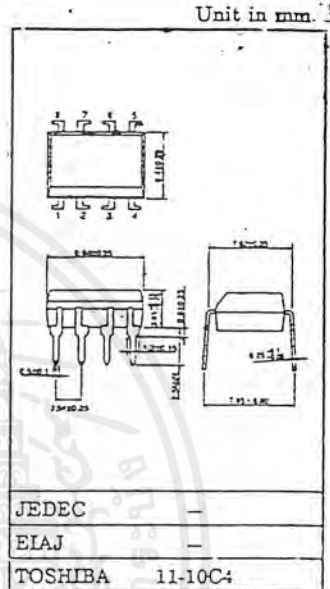
TRANSISTOR INVERTER  
 INVERTER FOR AIR CONDITIONOR  
 IGBT GATE DRIVE  
 POWER MOS FET GATE DRIVE

The Toshiba TLP250 consists of a GaAs light emitting diode and a integrated photodetector.  
 This unit is 8-lead DIP package.  
 TLP250 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

- Input Threshold Current :  $I_F = 5\text{mA}$  (Max.)
- Supply Current ( $I_{CC}$ ) :  $11\text{mA}$  (Max.)
- Supply Voltage ( $V_{CC}$ ) :  $10\text{-}35\text{V}$
- Output Current ( $I_O$ ) :  $\pm 0.5\text{A}$  (Min.)
- Switching Time ( $t_{pLH}/t_{pHL}$ ) :  $0.5\mu\text{s}$  (Max.)
- Isolation Voltage :  $2500\text{V}_{\text{rms}}$  (Min.)
- UL Recognized : UL1577, File No.E67349
- Option (D4) type  
 VDE Approved : DIN VDE0884/06.92, Certificate No.76823  
 Maximum Operating Insulation Voltage :  $630\text{V}_{\text{PK}}$   
 Highest Permissible Over Voltage :  $4000\text{V}_{\text{PK}}$

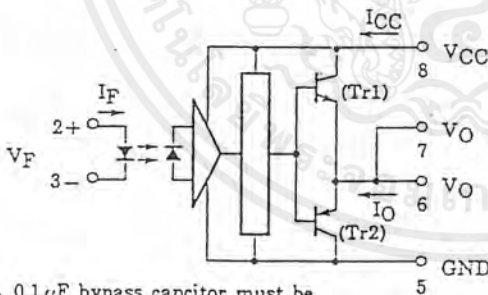
(Note) When a VDE0884 approved type is needed, please designate the "Option (D4)"

- Creepage Distance :  $6.4\text{mm}$  (Min.)
- Clearance :  $6.4\text{mm}$  (Min.)



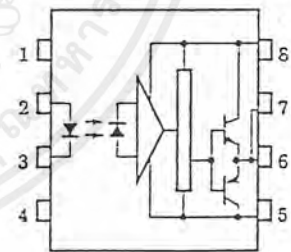
Weight : 0.54g

SCHMATIC



A  $0.1\mu\text{F}$  bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5 (See more 5).

PIN CONFIGURATION (TOP VIEW)



- 1 : N.C.
- 2 : ANODE
- 3 : CATHODE
- 4 : N.C.
- 5 : GND
- 6 :  $V_O$  (OUTPUT)
- 7 :  $V_O$
- 8 :  $V_{CC}$

TRUTH TABLE

|           | Tr1 | Tr2 |     |
|-----------|-----|-----|-----|
| Input LED | ON  | ON  | OFF |
|           | OFF | OFF | ON  |

รูปที่ 3.6 แสดงลักษณะทางกายภาพและบด็อกโคดแกรมของ TLP 250

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.2.3 บล็อกไดอะแกรม (Block diagram) ของ TLP250

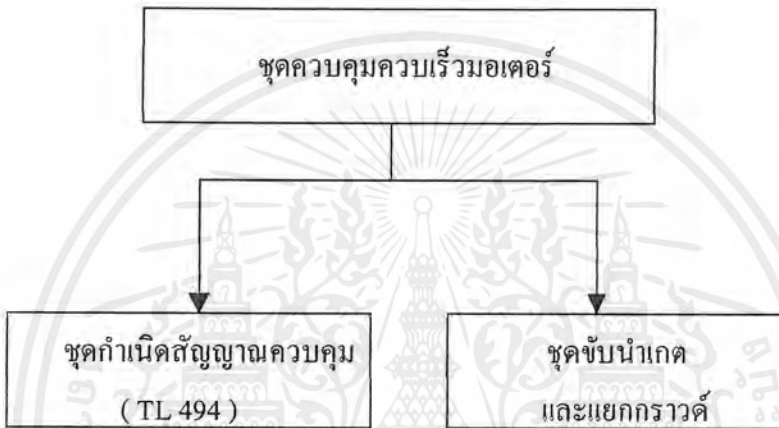
จากภาพบล็อกไดอะแกรมของ TLP250 แสดงถึง รายละเอียดต่างๆ ภายในไอซี และแสดง การต่อใช้งานของ ไอซี โดยอินพุตของ ไอซี TLP250 เป็น PN photodiode และเอาต์พุตของ TLP250 เป็น NPN , PNP ต่อแบบคอมพลิเมนทารี ( complementary ) ดังภาพของ บล็อกไดอะแกรมของ TLP250 ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จึงมีลักษณะเป็นไปตามสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา แต่ MOSFET เป็นอุปกรณ์สวิทช์กำลังที่ต้องการแรงดันในการควบคุมให้ MOSFET ทำงาน ดังนั้น สัญญาณที่มาควบคุมจะต้องเป็นสัญญาณพัลส์ที่สามารถทำให้ MOSFET ทำงาน “ON” และ “OFF” ได้รวดเร็วตามความต้องการซึ่งจะต้องเป็นสัญญาณพัลส์แบบสี่เหลี่ยม ( square wave )

ในการที่จะให้ TLP250 เป็นตัวขับนำ GATE ให้ MOSFET ทำงานตามความต้องการนั้น ก็ จะต้องมียุโรปกรณ์ที่สามารถกำเนิดสัญญาณพัลส์เพื่อเป็นสัญญาณอินพุต ( input signal ) อันเป็น สัญญาณพัลส์แบบสี่เหลี่ยม ( square wave ) ดังนั้นในการกำเนิดสัญญาณพัลส์ป้อนให้ TLP250 จึง เลือกใช้ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ TL494 ด้วยคุณสมบัติทางด้านการควบคุมที่มีสำเร็จรูปอยู่ในไอซีตัว เดียว อีกทั้งยังช่วยให้วงจรการทำงานและระบบควบคุมนั้นเก๋กลงด้วย

## บทที่ 4

# วงจรควบคุมความเร็วมอเตอร์

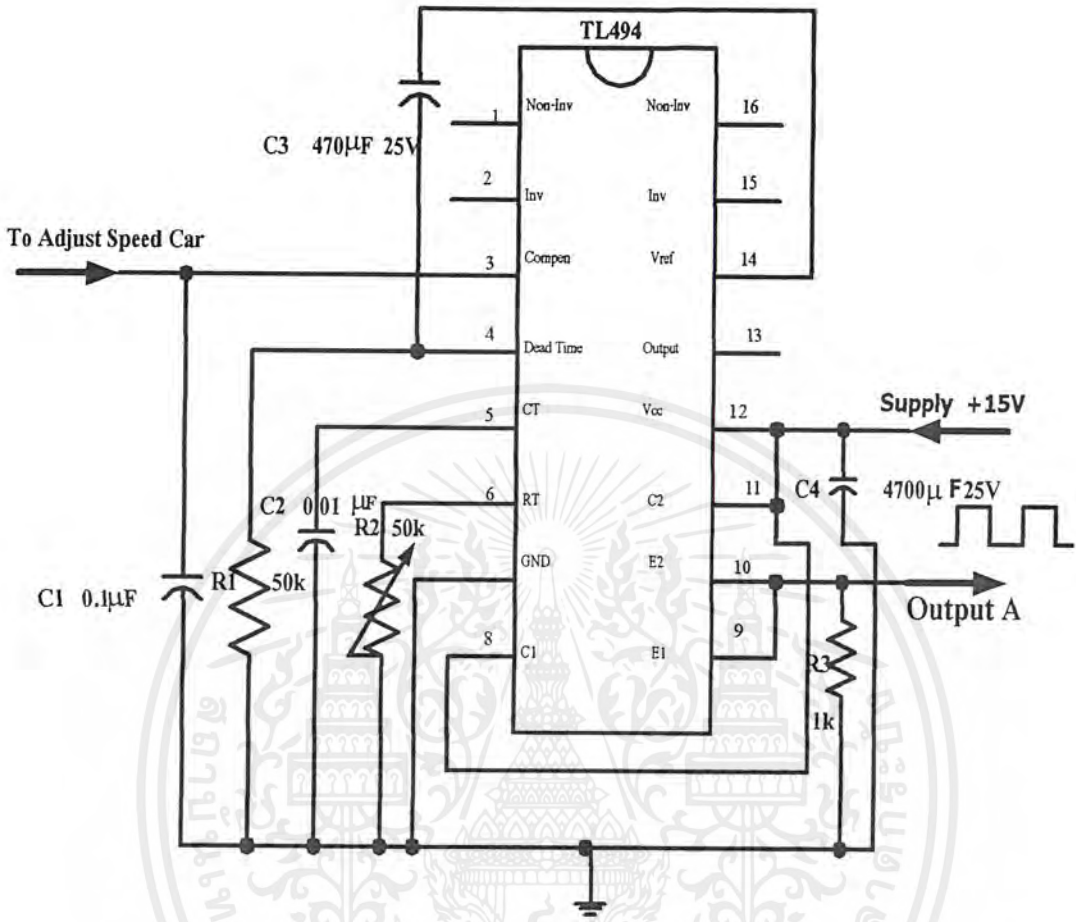
ในส่วนของการควบคุมความเร็วมอเตอร์นั้นอาศัยวงจรในการควบคุมอยู่ 2 ส่วน



การควบคุมความเร็วมอเตอร์จะอาศัยการควบคุมระดับสัญญาณพัลส์ที่จ่ายให้กับมอเตอร์ ด้วยการปรับ Duty cycle ของพัลส์ โดยที่ความถี่ในการสวิตช์คงที่ที่ 2.7 kHz เนื่องจากที่ความถี่เท่านี้เป็นจุดที่เหมาะสมในการขับเคลื่อนมอเตอร์ในครั้งนี้ ถ้าหากใช้ความถี่ในการสวิตช์สูงเกินกว่านี้จะทำให้เกิดการสูญเสียในการสวิตช์ซึ่งมาก ทำให้เกิดความร้อนที่อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งสูงจนทำให้อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งเสียหาย ประกอบกับมอเตอร์ที่ใช้ในโครงการนี้เป็นมอเตอร์ที่กระแสสูงมาก เวลาที่ทำการควบคุมความเร็วโดยการใช้ความถี่ในการสวิตช์สูงๆ ย่อมเกิดปัญหามากกว่ามอเตอร์ที่ใช้กระแสต่ำๆ

### 4.1 ชุดกำเนิดสัญญาณควบคุม ( TL 494 )

ในส่วนของชุดกำเนิดสัญญาณควบคุมนั้นเลือกใช้ ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ TL 494 เนื่องจากเป็นไอซีที่สามารถสร้างสัญญาณควบคุมได้ โดยเป็นไอซีที่สร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมและสัญญาณรูปฟันเลื่อยได้ในตัวเอง



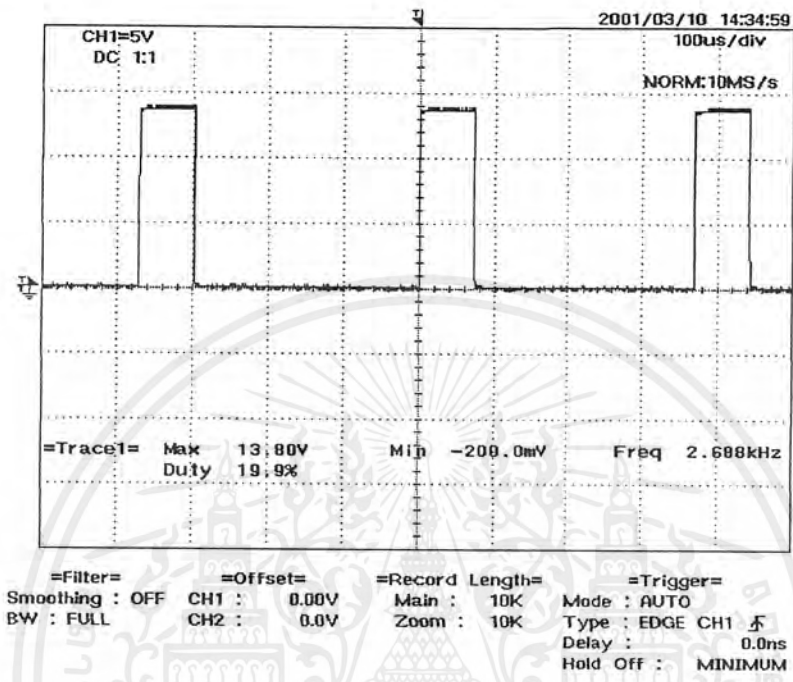
รูปที่ 4.1 วงจรชุดกำเนิดสัญญาณควบคุม

หลักการการทำงานของชุดกำเนิดสัญญาณควบคุม

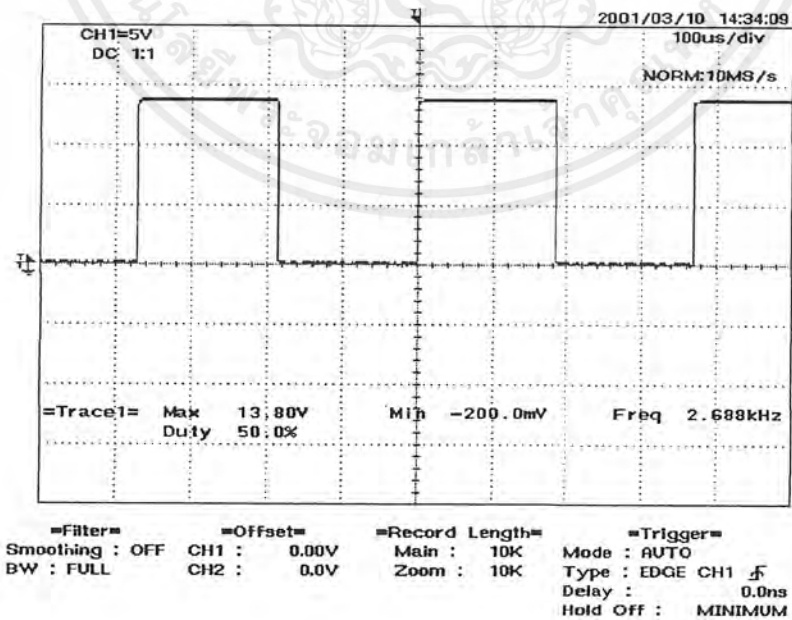
ไอซีเบอร์ TL 494 ต้องการไฟเลี้ยง +15 โวลต์ ที่ขา 8 , 11 , 12 เพื่อให้ไอซีสามารถทำงานได้ตามคุณสมบัติ โดยที่มี คาปาซิเตอร์ขนาด 4700 uF กรองสัญญาณรบกวน และที่ขา 3 ก็จะได้รับไฟ + 15 โวลต์โดยที่มีตัวต้านทานปรับค่าได้ขนาด 50 kΩ เป็นตัวปรับแรงดันไฟที่ตกคร่อมที่ขา 3 , ขา 3 นี้เป็นขา คอมเพนเซชัน ( compensation ) คือเป็นขาที่ควบคุม Duty cycle ของสัญญาณควบคุมได้ตั้งแต่ 0 – 93 % แล้ว C2 และ R2 ที่ต่ออยู่ที่ขา 5 และ 6 ตามลำดับทำหน้าที่ปรับระดับความถี่ของสัญญาณควบคุมจาก  $T = (R_T C_T / 1.1)$  ;  $R_2 = R_T$  ,  $C_2 = C_T$  โดยที่เลือกใช้ความถี่ที่ 2.7 kHz โดยอาศัยข้อมูลจากกราฟเป็นข้อมูลอ้างอิง และในวงจรได้มีการส่วนของ การ ซอฟตาร์ท ( soft start ) โดยเลือกใช้ คาปาซิเตอร์ขนาด 470 uF ต่อระหว่างขา 4 กับ 14 เอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะจ่ายออกทางขา 9 กับขา 10 โดยสามารถปรับ Duty cycle ได้ 0 – 93 % ที่ความถี่ 2.7 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง สัญญาณควมคุมที่เินจากชุดกำเนิดสัญญาณควมคุม

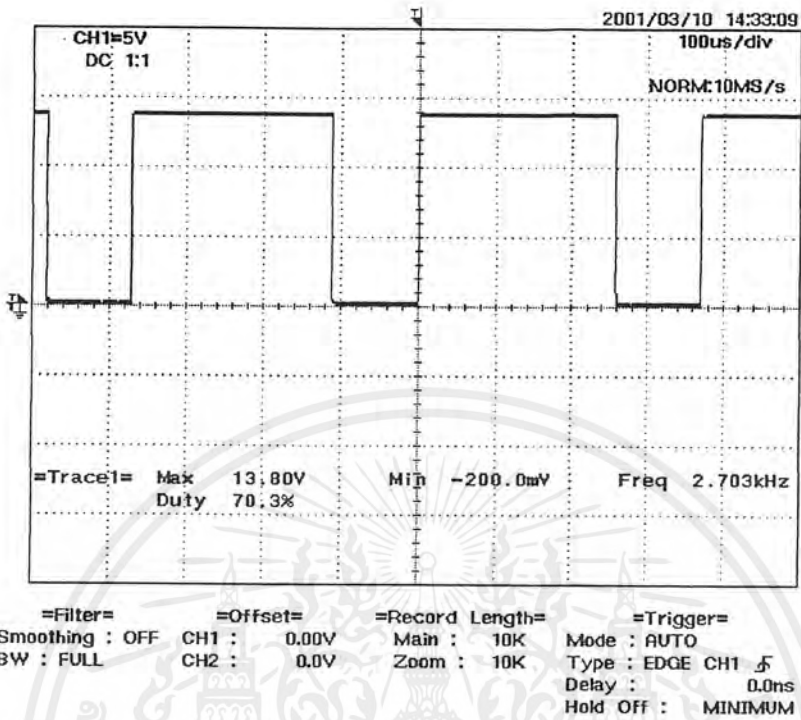


รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณควมคุมที่ Duty = 20 %

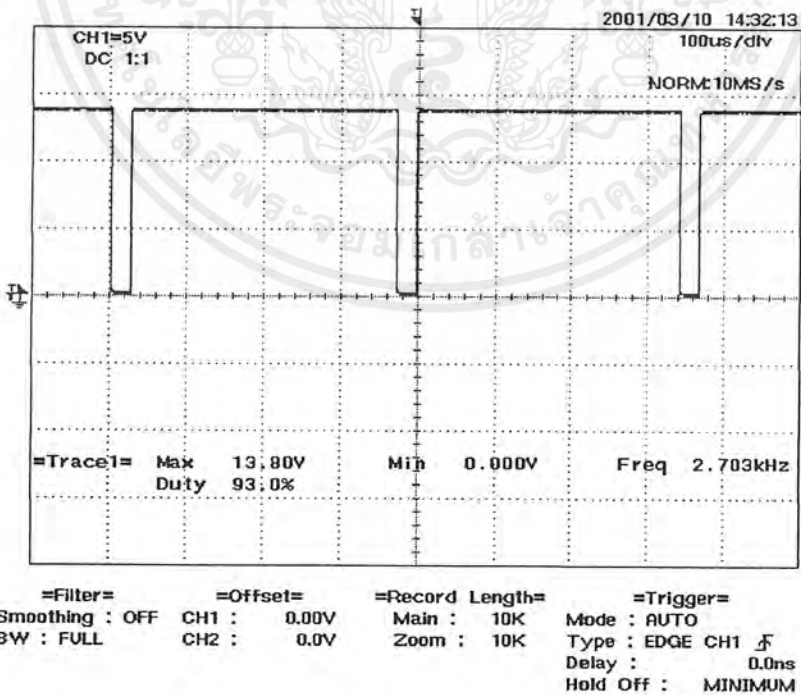


รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณควมคุมที่ Duty = 50 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



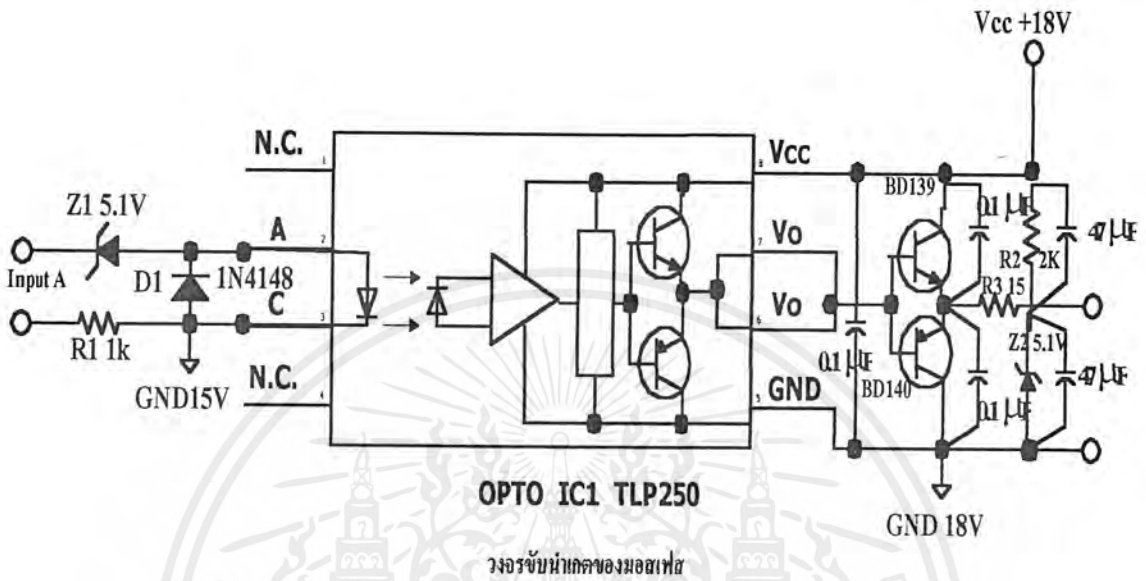
รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณควมคุมที่ Duty cycle = 70 %



รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณควมคุมที่ Duty = 93 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.2 ชุดขับนำเกต

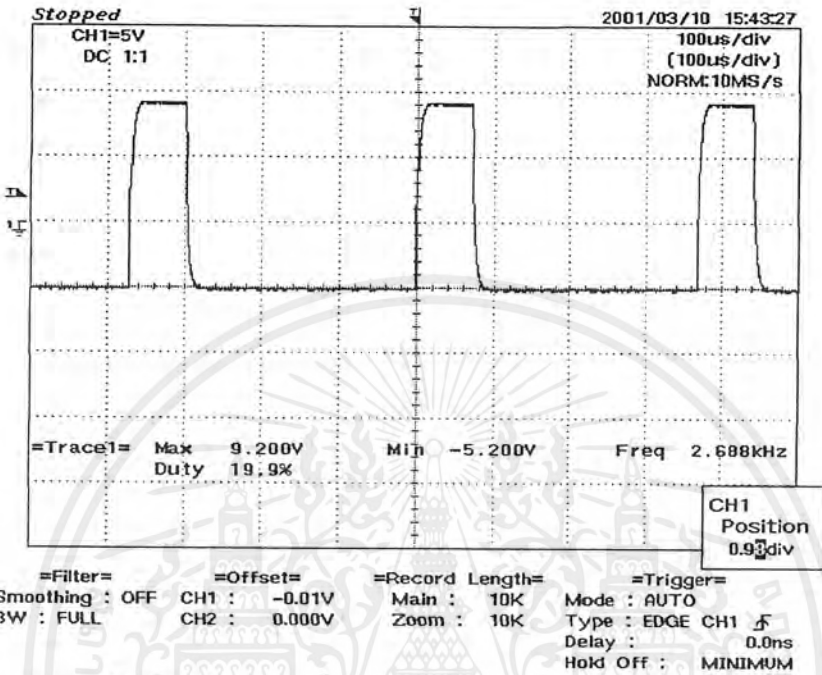


รูปที่ 4.6 แสดงวงจรถับนำเกต

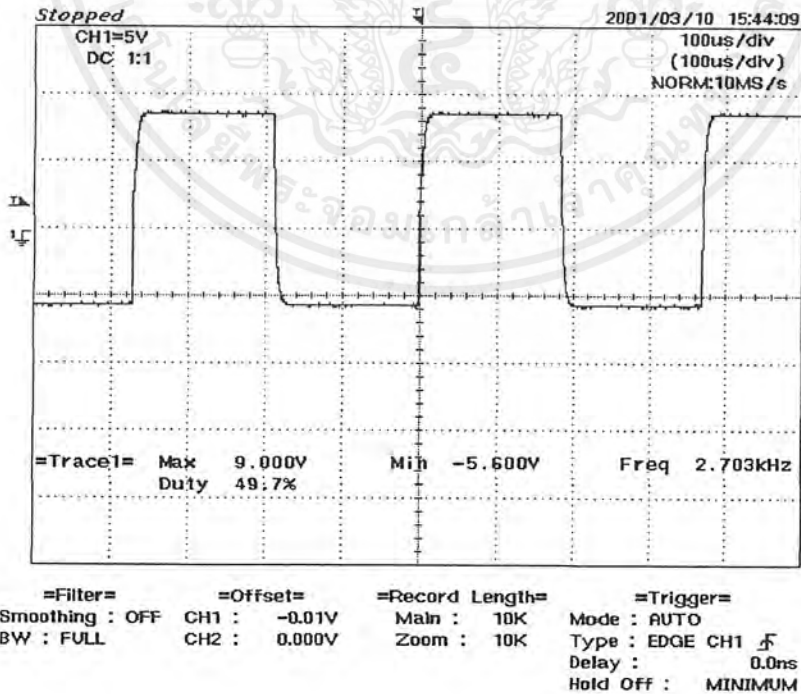
### หลักการทํางานของชุดขับนำเกต

เมื่อสัญญาณที่ได้จาก ไอซี TL 494 ส่งผ่านเข้ามาทาง Z1 ทำให้ไอซี TLP 250 ทํางานและสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จาก TLP 250 นั้นจะได้ตามคุณของไอซี TLP 250 คือ ไอซี TLP 250 ต้องการไฟเลี้ยง + 18 โวลต์ที่ขา 8 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้ออกมาที่ขา 6 และ ขา 7 ของไอซี เมื่อเทียบกับกราวด์ที่ ขา 5 สัญญาณที่ได้ออกมาจะเป็นพัลส์ที่มีระดับของสัญญาณอยู่ที่ 18 โวลต์ ตามแหล่งจ่ายไฟตรงที่ป้อนให้กับไอซี และความถี่ที่ได้จะเท่ากับความถี่ที่สร้างขึ้นมาจาก ไอซี TL 494 หรือสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับ TLP 250 แต่เนื่องจากโครงการนี้มีการขนานมอสเฟตถึง 28 ตัวทำให้กระแสที่ ไอซี TLP 250 สามารถจะจ่ายได้ไม่เพียงพอต่อความต้องการของมอสเฟตจึงใช้ทรานซิสเตอร์ เบอร์ BD 139 และ BD 140 ทำการต่อแบบ คอมพลิเมนทารี (complementary) เพื่อช่วยในการจ่ายกระแสในการ ทริก ขา เกตของมอสเฟต ให้เพียงพอทั้ง 28 ตัว แต่เมื่อวัดระดับสัญญาณที่ได้ที่ขาเกตและซอร์คของมอสเฟต จะได้ระดับสัญญาณที่ 12 โวลต์ โดยระดับของสัญญาณที่ออกมาจะถูกควบคุมโดย Z2 ซึ่งระดับของสัญญาณที่ได้นี้เหมาะสมกับความต้องการของมอสเฟตที่จะสามารถทํางานเป็นสวิตช์ได้

ผลของสัญญาณขั้วนำเกิดเมื่อวัดที่ขาเกิดกับขอร์ดของมอสเฟต

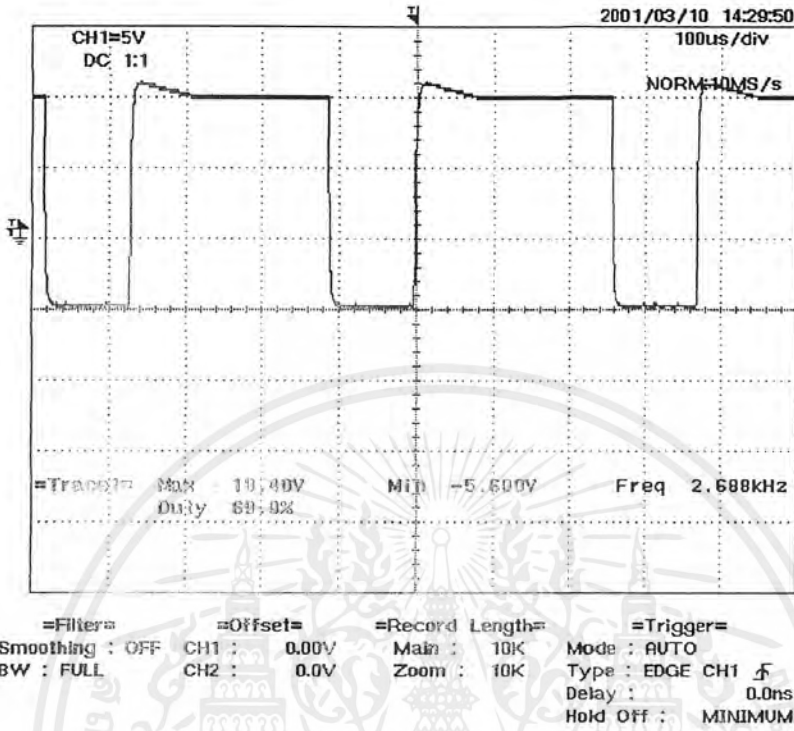


รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณขั้วนำเกิดที่ Duty = 20 %

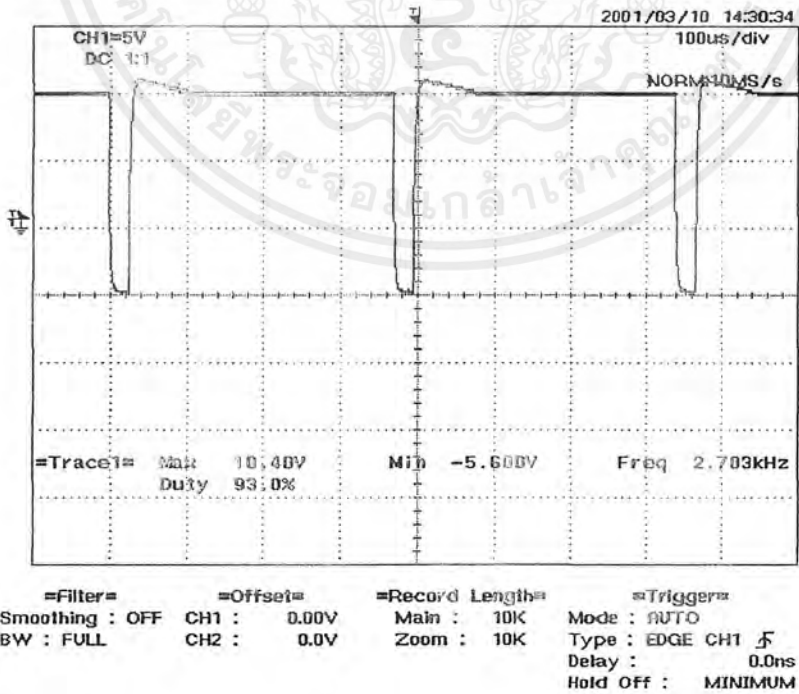


รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณขั้วนำเกิดที่ Duty = 50 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณขั้วเบดที่ Duty = 70 %

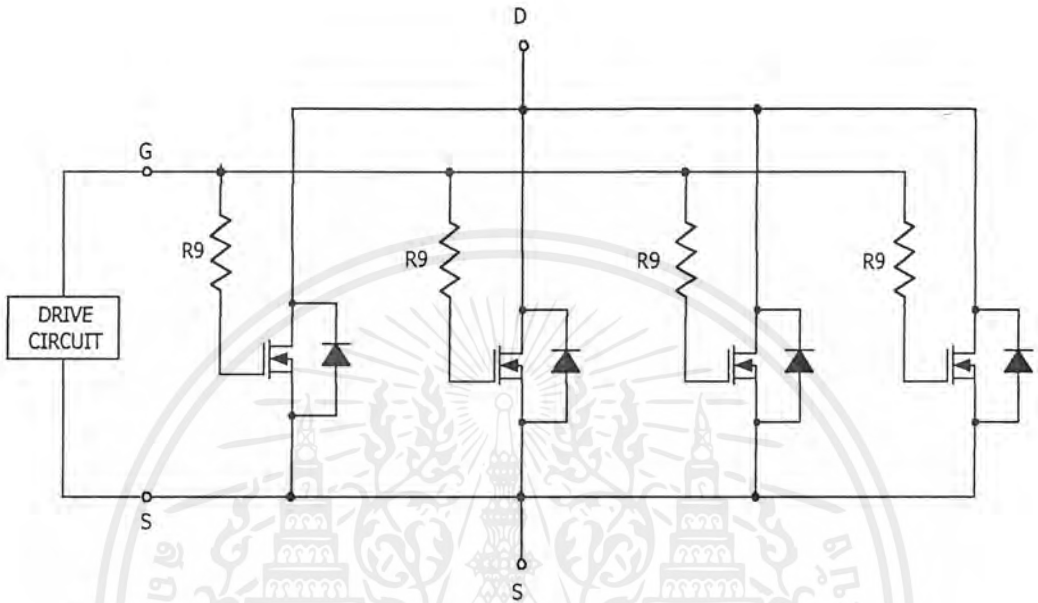


รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณขั้วเบดที่ Duty = 93 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของบริษัทฯ เพื่อการศึกษายกเว้นนั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



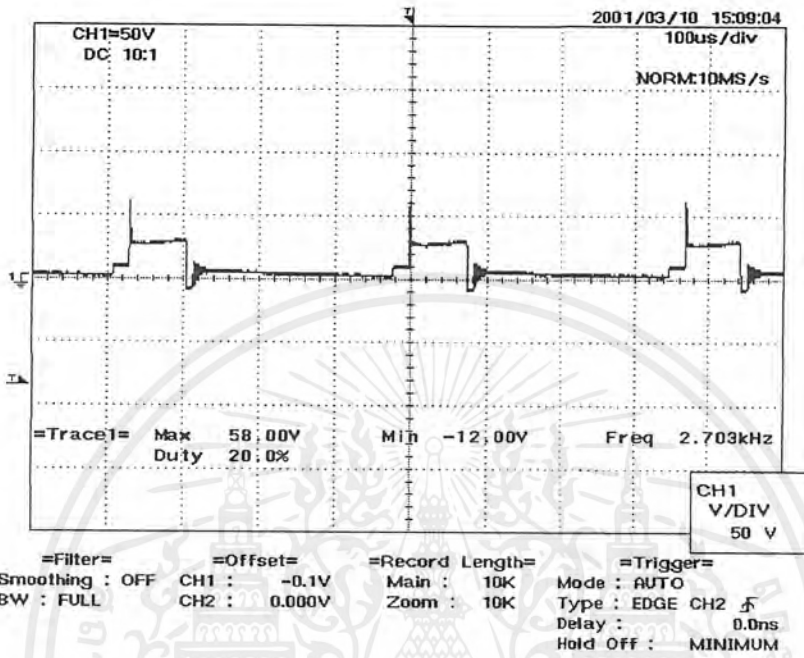
### 4.3 ส่วนของอุปกรณ์สวิตช์ ( การขนานมอสเฟต )



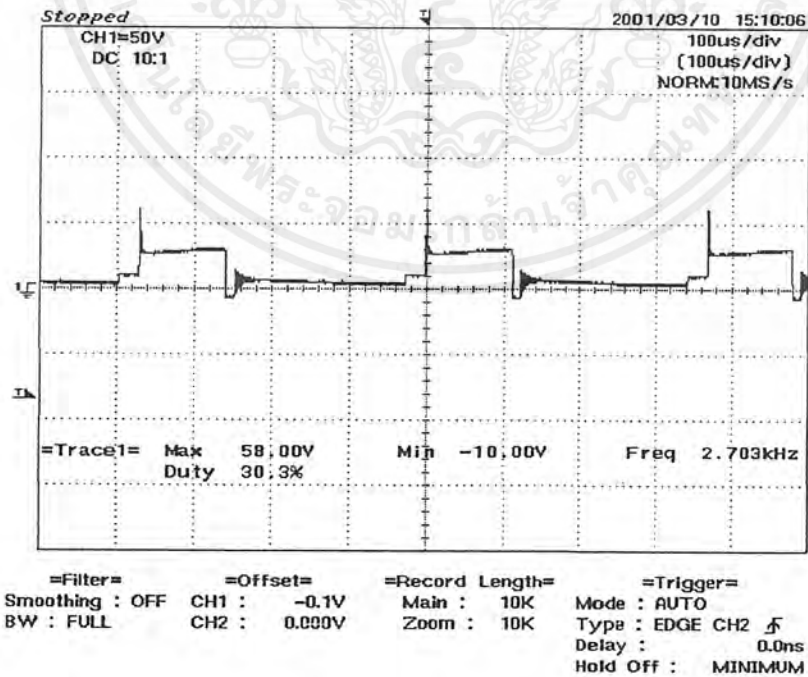
รูปที่ 4.11 แสดงการขนานมอสเฟต

ในโครงการนี้เลือกใช้มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ในการสวิตช์เนื่องจากราคาถูกและการสูญเสียสวิตซ์ต่ำ โดยใช้การขนานหรือเพิ่มพิกัดในการรับกระแสที่ต้องรับกระแสให้ได้สูงถึง 400 – 500 แอมป์ เนื่องจากมอเตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนรถไฟในครั้งนี้เป็นมอเตอร์ที่แรงดันต่ำ 23 โวลต์ ต้องการกระแสในขณะสตาร์ทสูงมาก ( จากการทดสอบโดยการสตาร์ทมอเตอร์โดยไม่ได้ผ่านชุดควบคุมต้องการกระแสสตาร์ทถึง 520 แอมป์ )

ผลของสัญญาณที่ได้เมื่อทำการขับมอเตอร์โดยวัดที่ขั้วของมอเตอร์

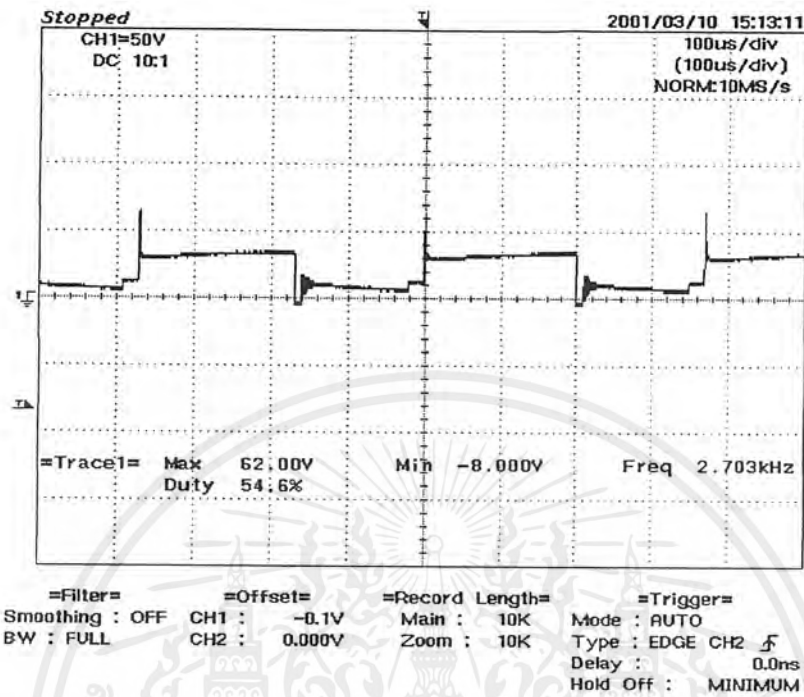


รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณขับมอเตอร์ที่ Duty = 20 %

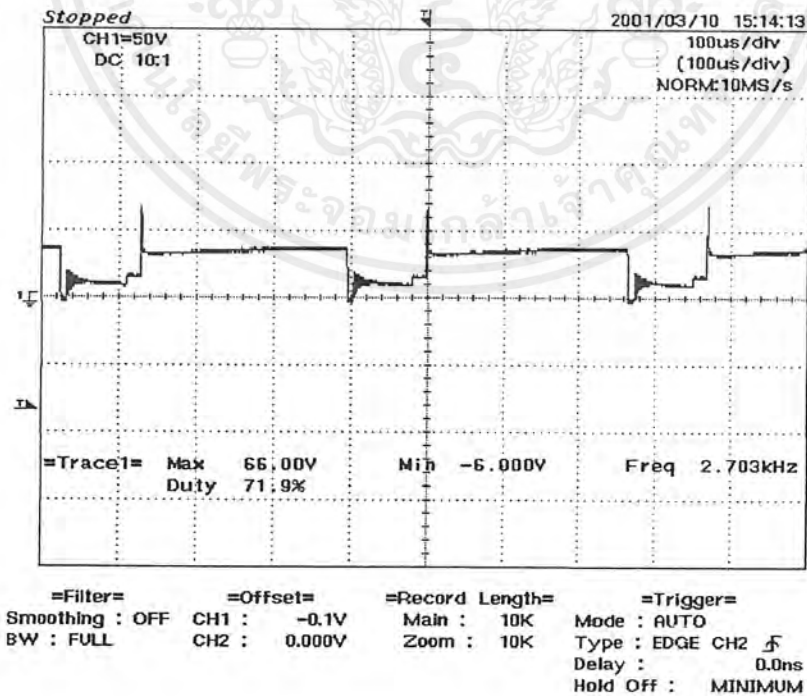


รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณขับมอเตอร์ที่ Duty = 30 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณขับมอเตอร์ที่ Duty = 54.6%



รูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณขับมอเตอร์ที่ Duty = 72 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### ผลการทดลอง

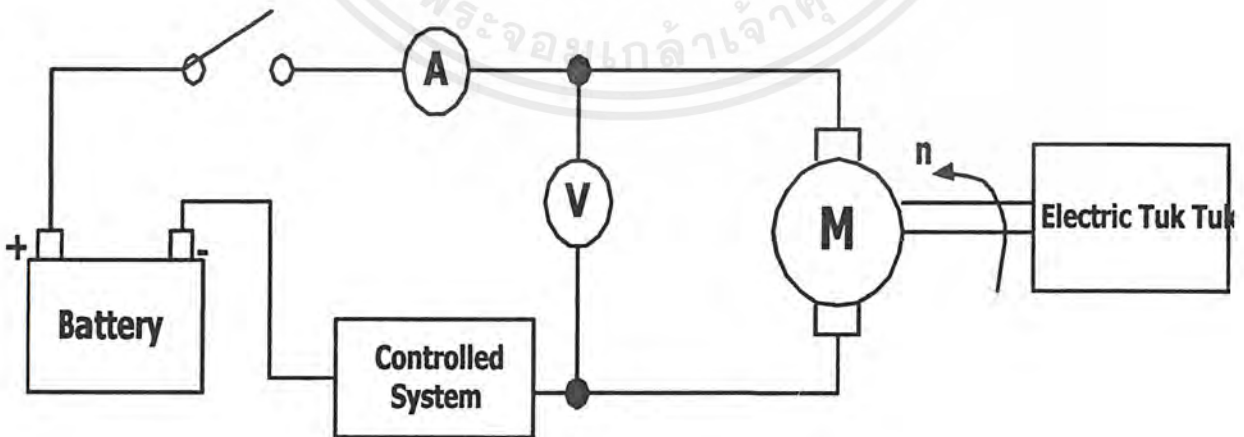
#### วัตถุประสงค์ในการทดลอง

1. เพื่อทำการทดสอบหาอัตราการสิ้นเปลืองกำลังไฟฟ้าต่อความเร็วของรถที่วิ่ง
2. เพื่อทำการทดสอบหาอัตราการสิ้นเปลืองพลังงานไฟฟ้าต่อระยะทางที่รถวิ่ง
3. เพื่อทดสอบหาอัตราเร่งของรถ
4. เพื่อทำการทดสอบหาความเร็วสูงสุดของรถและระยะเวลาที่รถสามารถวิ่งได้

#### อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. โวลต์มิเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง
2. แอมป์มิเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง
3. อุปกรณ์วัดความเร็ว
4. อุปกรณ์วัดระยะทาง
5. นาฬิกาจับเวลา

#### วงจรการทดลอง



รูปที่ 5.1 วงจรการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ขั้นตอนการทดลองที่ 1 ทดสอบหาความเร็วสูงสุด

1. ทำการตรวจสอบสภาพรถว่าอยู่ในสภาพพร้อมใช้งานหรือไม่ ทำการชาร์จแบตเตอรี่ทั้งหมดให้เต็ม
2. เตรียมอุปกรณ์เครื่องมือวัดต่างๆ ให้พร้อม อุปกรณ์วัดความเร็ว
3. ขับรถไฟฟ้าโดยการบิดคันเร่งจนกระทั่งไม่สามารถเพิ่มความเร็วขึ้นได้อีกแล้วทำการวัดความเร็วในขณะนั้น
4. จดบันทึกค่า

### ผลการทดลองที่ 1

ความเร็วสูงสุดที่สามารถทำได้ 60 กม./ชม.

### สรุปผลการทดลองที่ 1

จากการทดสอบหาความเร็วสูงสุดของรถไฟฟ้าในครั้งนี้อัตราความเร็วสูงสุดที่สามารถทำได้ในครั้งนี้ได้ผลที่น่าพอใจในระดับหนึ่ง แต่ความเร็วสูงสุดของรถน่าจะทำได้มากกว่านี้อีกเล็กน้อยถ้าหากโครงสร้างโครงรถมีความสมดุลและช่วงล่างได้ทำการปรับตั้งศูนย์ล้อให้ดีกว่านี้

### ขั้นตอนการทดลองที่ 2 การทดสอบหาระยะเวลาที่รถสามารถวิ่งใช้งานได้

1. ทำการตรวจสอบสภาพรถให้เรียบร้อย ทำการชาร์จแบตเตอรี่ให้เต็มทั้งหมดทุกลูก
2. เตรียมอุปกรณ์เครื่องมือวัดให้พร้อม นาฬิกาจับเวลา
3. ทำการขับรถไฟฟ้าให้เหมือนกับสภาพการใช้งานจริงโดยการขับที่ความเร็วไม่คงที่ มีการจอดรถและออกตัวใหม่ แล้วทำการจับเวลาเฉพาะช่วงที่รถวิ่ง
4. ขับรถไปจนกว่าแบตเตอรี่จะหมดไม่สามารถจ่ายพลังงานได้
5. จดบันทึกเวลาที่ทำได้

### ผลการทดลองที่ 2

จากการทดสอบหาระยะเวลาที่รถสามารถวิ่งใช้งานได้

เวลาที่ทำได้ประมาณ 1 ชั่วโมง

## สรุปผลการทดลองที่ 2

จากการทดสอบหาระยะเวลาที่รถสามารถวิ่งใช้งานได้นั้นระยะเวลาที่รถสามารถจะวิ่งได้เมื่อเทียบกับระยะเวลาในการชาร์จแบตเตอรี่ที่ต้องใช้เวลาในการชาร์จประมาณ 4 – 7 ชั่วโมงนั้นยังถือว่าระยะเวลาที่รถวิ่งได้นั้นยังไม่ดีเท่าที่ควรหากสามารถลดเวลาในการชาร์จแบตเตอรี่ให้ลดลงหรือว่ามีอุปกรณ์ที่ช่วยจ่ายพลังงานร่วมกับแบตเตอรี่ได้ก็จะทำให้รถสามารถนำไปใช้งานได้จริงบนท้องถนน อุปกรณ์ที่สามารถช่วยจ่ายพลังงานได้ก็คือ Solarcell หากมีการติดตั้งเข้าไปแทนหลังคารถเพื่อช่วยเสริมพลังงานได้บ้างในบางเวลา ไม่ใช่คิดเพื่อบังแดดก็จะทำให้รถสามารถวิ่งได้นานขึ้น

## ขั้นตอนการทดลองที่ 3 ทดสอบหาอัตราการสิ้นเปลืองกำลังไฟฟ้าต่อความเร็วรถ

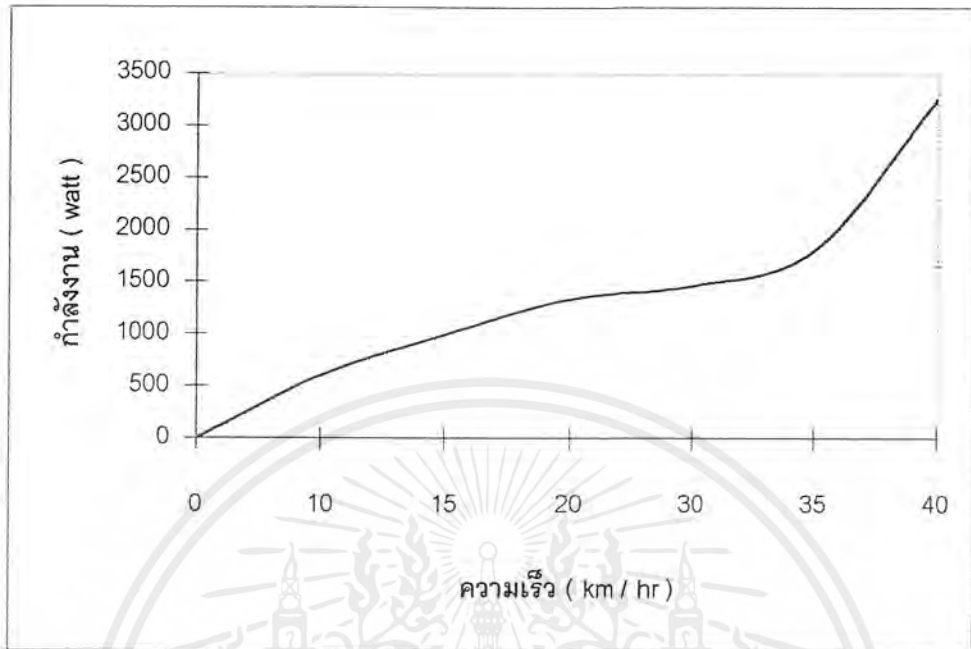
1. ทำการตรวจสอบสภาพรถและทำการชาร์จแบตเตอรี่ให้เต็มทุกถุก
2. เตรียมเครื่องมือวัดให้พร้อม โวลต์มิเตอร์, แอมป์มิเตอร์, อุปกรณ์วัดความเร็ว
3. ขับรถไฟฟ้าที่ความเร็วต่างๆ แล้วทำการจดบันทึกค่ากระแสและแรงดันที่ความเร็วนั้นๆ
4. ทำการคำนวณหาค่ากำลังงานที่ความเร็วต่างๆ ออกมาจาก  $W = V \cdot I$

## ผลการทดลองที่ 3

| ความเร็วรถ<br>( km / hr ) | ค่าแรงดัน ( V ) | ค่ากระแส ( A ) | ค่ากำลังงาน ( W )<br>$W = V \cdot I$ |
|---------------------------|-----------------|----------------|--------------------------------------|
| 10                        | 7.44            | 81             | 602.64                               |
| 15                        | 9.8             | 101            | 989.8                                |
| 20                        | 11.29           | 118            | 1332.22                              |
| 30                        | 11.76           | 124            | 1458.24                              |
| 35                        | 12.5            | 144            | 1800                                 |
| 40                        | 18.6            | 175            | 3255                                 |

ตารางที่ 5.1 ตารางบันทึกผลการทดลองที่ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 กราฟแสดงอัตราการสิ้นเปลืองกำลังงานต่อความเร็ว

### สรุปผลการทดลองที่ 3

จากผลการทดลองในเรื่องของการสิ้นเปลืองกำลังงานต่อความเร็วจะเห็นได้ว่าช่วงต้นๆที่ความเร็ว 0 – 20 กม. / ชม. จะค่อยๆใช้กำลังงานเพิ่มขึ้น และในช่วงความเร็ว 20 – 35 กม. / ชม. จะเห็นได้ว่าการใช้กำลังงานนั้นแทบจะไม่แตกต่างกันมาก แต่อัตราการใช้กำลังงานไฟฟ้าจะเพิ่มขึ้นอย่างมากเมื่อใช้ความเร็วสูงกว่า 35 กม. / ชม. ดังนั้นช่วงความเร็วในการขับขี่ที่เหมาะสมในการใช้งานความจะใช้ความเร็วในช่วง 20 – 35 กม. / ชม. เนื่องจากในช่วงนี้อัตราการใช้กำลังงานเกือบจะคงที่

### ขั้นตอนการทดลองที่ 4 การทดสอบหาอัตราการสิ้นเปลืองพลังงานต่อระยะทาง

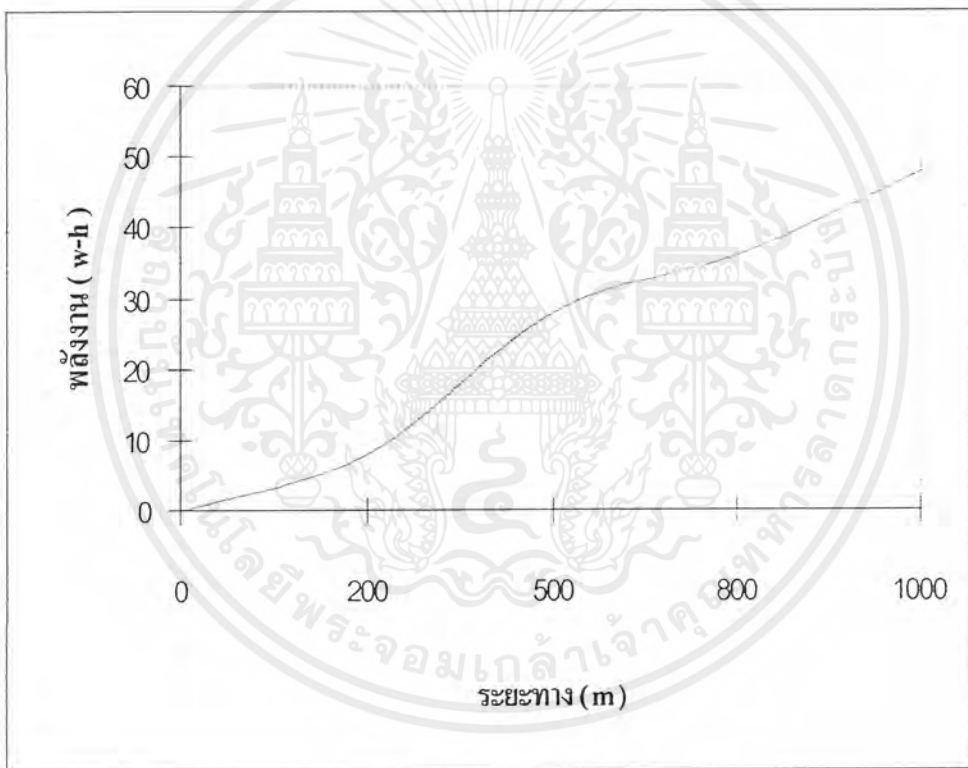
1. ทำการตรวจสอบสภาพรถให้เรียบร้อยทำการชาร์จแบตเตอรี่ให้เต็มทุกถุก
2. เตรียมเครื่องมือวัด โวลต์มิเตอร์, แอมป์มิเตอร์, อุปกรณ์วัดระยะทาง, นาฬิกาจับเวลา
3. กำหนดระยะทางที่จะให้รถวิ่งตามระยะทางต่างๆ ที่ต้องการ ขับรถให้ได้ระยะทางที่ต้องการจับเวลาที่ใช้ ทำการวัดค่าแรงดันและกระแสในขณะรถวิ่ง

### ผลการทดลองที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| ระยะทาง ( m ) | เวลา ( sec ) | แรงดัน ( V ) | กระแส ( A ) | พลังงาน ( w - h ) |
|---------------|--------------|--------------|-------------|-------------------|
| 200           | 20           | 12.5         | 115         | 7.986             |
| 500           | 70           | 12.5         | 115         | 27.95             |
| 800           | 90           | 12.5         | 115         | 35.93             |
| 1000          | 120          | 12.5         | 115         | 47.92             |

ตารางที่ 5.2 ตารางบันทึกผลการทดลองที่ 4



รูปที่ 5.3 กราฟแสดงอัตราการสิ้นเปลืองพลังงานต่อระยะทาง

#### สรุปผลการทดลองที่ 4

จากการทดสอบหาอัตราการสิ้นเปลืองพลังงานต่อระยะทางจะเห็นได้ว่าอัตราการสิ้นเปลืองที่เพิ่มขึ้นตามระยะทางนั้นเกือบจะเป็นเส้นตรง โดยเฉลี่ยแล้วอัตราการสิ้นเปลืองพลังงานจะอยู่ที่ประมาณ 40 W-h ต่อ 1 กิโลเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

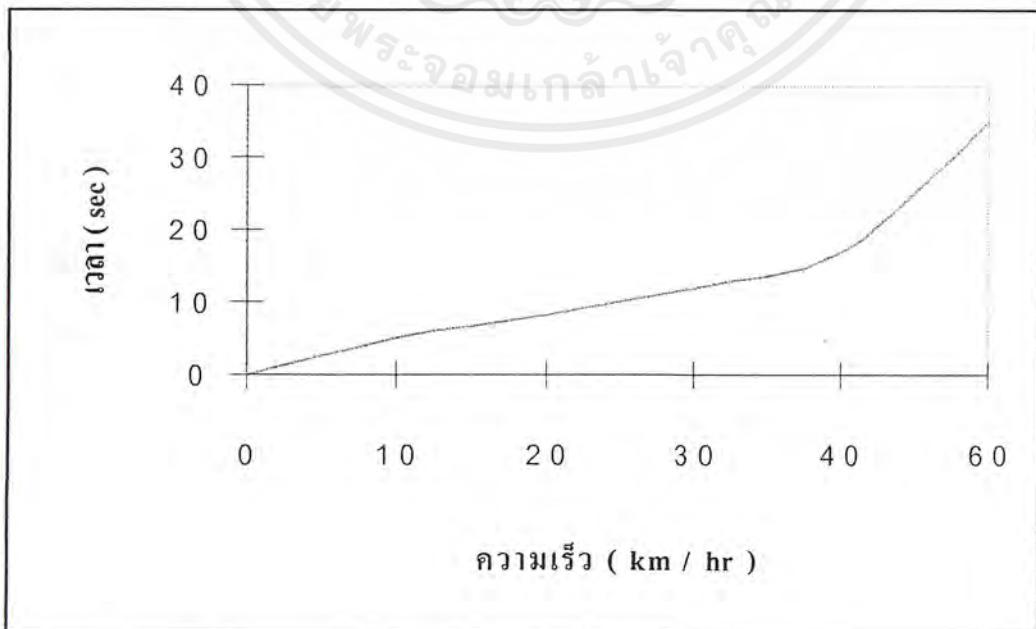
### ขั้นตอนการทดลองที่ 5 การทดสอบหาอัตราเร่งของรถ

1. ทำการตรวจสอบสภาพรถให้เรียบร้อย ชาร์จแบตเตอรี่ให้เต็มทุกลูก
2. เตรียมเครื่องมือวัดความเร็ว , นาฬิกาจับเวลา
3. ขับรถโดยการบิดคันเร่งให้สุดตั้งแต่ช่วงออกตัวจับเวลาตั้งแต่รถเริ่มจะออกตัวจนกระทั่งถึงความเร็วที่ต้องการ
4. บันทึกผลการทดลองที่ได้

### ผลการทดลองที่ 5

| ความเร็ว ( km / hr ) | เวลา ( sec ) |
|----------------------|--------------|
| 0 - 10               | 5            |
| 0 - 20               | 8            |
| 0 - 30               | 12           |
| 0 - 40               | 17           |
| 0 - 60               | 35           |

ตารางที่ 5.3 ตารางบันทึกผลการทดลองที่ 5



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 5.4 กราฟแสดงอัตราเร่งงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### สรุปผลการทดลองที่ 5

|                                      |   |                          |
|--------------------------------------|---|--------------------------|
| อัตราเร่งที่ได้ในช่วง 0 – 10 km / hr | = | 0.55 m / s <sup>2</sup>  |
| อัตราเร่งที่ได้ในช่วง 0 – 20 km / hr | = | 0.694 m / s <sup>2</sup> |
| อัตราเร่งที่ได้ในช่วง 0 – 30 km / hr | = | 0.694 m / s <sup>2</sup> |
| อัตราเร่งที่ได้ในช่วง 0 – 40 km / hr | = | 0.653 m / s <sup>2</sup> |
| อัตราเร่งที่ได้ในช่วง 0 – 60 km / hr | = | 0.476 m / s <sup>2</sup> |

จากการทดสอบในส่วนของอัตราเร่งของรถในครั้งนี้จะได้อัตราเร่งจากความเร็วเริ่มต้นจนถึงความเร็วสูงสุดของรถที่ประมาณ 60 กม. / ชม. นั้นอยู่ที่ 35 วินาที โดยที่อัตราเร่งในช่วงความเร็วต่ำๆ นั้นการเพิ่มขึ้นของความเร็วจะใช้เวลาน้อย แต่พอถึงช่วงที่ใกล้จะได้ความเร็วสูงสุดตั้งแต่ความเร็ว 40 กม. / ชม. เป็นต้นไปจะได้อัตราการเพิ่มขึ้นของความเร็วต่อเวลาลดลงมากเนื่องมาจากผลของคุณสมบัติของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่ แรงบิดจะลดลงเมื่อความเร็วเพิ่มขึ้น

### ขั้นตอนการทดลองที่ 6 การทดสอบหาแรงบิด

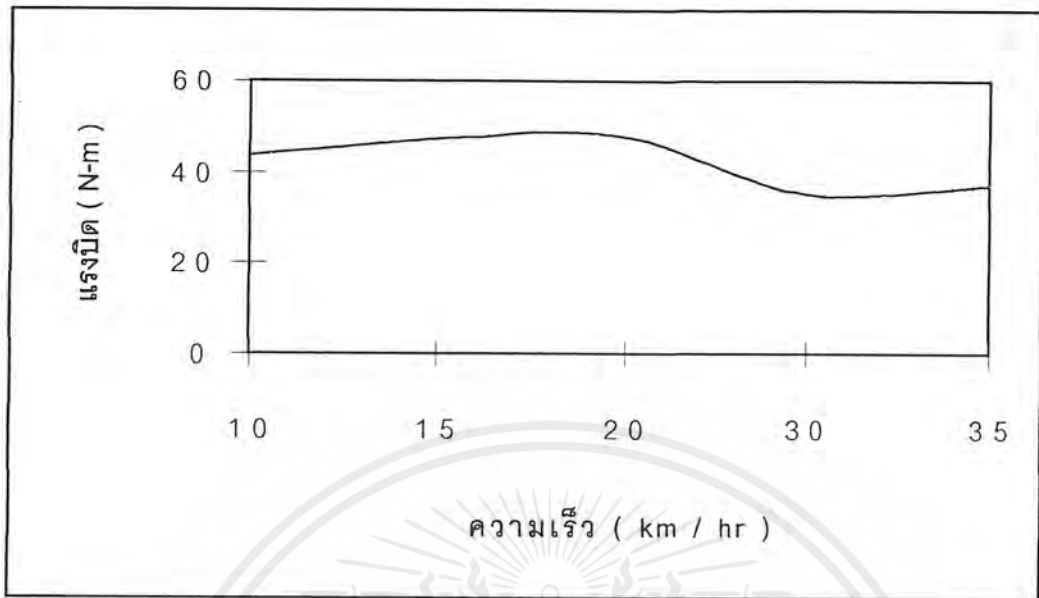
1. ทำการตรวจสอบสภาพรถให้เรียบร้อย ชาร์จแบตเตอรี่ให้เต็ม
2. เตรียมเครื่องมือวัดความเร็ว , โวลต์มิเตอร์ , แอมป์มิเตอร์
3. ขับรถไฟฟ้าที่ความเร็วต่างๆ แล้วทำการจดบันทึกค่ากระแสและแรงดัน
4. ทำการคำนวณหาแรงบิดจาก  $\tau = P / \omega$  โดยที่  $\omega = \{ 1000 / (r * 3600) \} * S$   
 $r =$  รัศมีของล้อรถ ( 0.2 เมตร ) ,  $S =$  ความเร็ว km / hr

### ตารางบันทึกผลการทดลองที่ 6

| ความเร็วรถ<br>( km / hr ) | ค่ากำลังงาน ( P ) | $\omega$ | แรงบิด ( $\tau$ )<br>N-m |
|---------------------------|-------------------|----------|--------------------------|
| 10                        | 602.64            | 13.88    | 43.42                    |
| 15                        | 959.8             | 20.83    | 47.51                    |
| 20                        | 1332.22           | 27.77    | 47.97                    |
| 30                        | 1458.24           | 41.67    | 35                       |
| 35                        | 1800              | 48.61    | 37.03                    |

ตารางที่ 5.4 ตารางบันทึกผลการทดลองที่ 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5 กราฟแสดงแรงบิดที่ความเร็วค่าต่างๆ

### สรุปผลการทดลองที่ 6

จากการทดสอบหาแรงบิดที่ค่าความเร็วต่างๆนั้นจะได้ค่าแรงบิดสูงสุดที่ความเร็วรถ 20 km/hr มีค่าเท่ากับ 47.97 N-m ซึ่งความเร็วขนาดนี้เป็นช่วงความเร็วที่เหมาะสมในการใช้งานเนื่องจากให้แรงบิดได้สูงที่สุด

### สรุปประสิทธิภาพของระบบโดยรวม

ประสิทธิภาพของระบบโดยรวมเมื่อคิดที่ความเร็วเฉลี่ยที่ 40 km / hr นั้นสามารถหาประสิทธิภาพของระบบได้จาก

ที่ความเร็ว 40 km / hr จากการทดสอบได้  $V = 18.6$  โวลต์ ,  $I = 175$  แอมป์ , เมื่อได้ทำการวัดแรงดันตกคร่อมชุดอุปกรณ์สวิตซ์ทั้ง 28 ตัวนั้นมีแรงดันตกคร่อมอยู่ 4 โวลต์

เพราะฉะนั้นได้กำลังงานสูญเสียในชุดอุปกรณ์สวิตซ์  $P = 4 * 175 = 700$  วัตต์

กำลังไฟฟ้าอินพุต =  $18.6 * 175 = 3255$  วัตต์ , กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต =  $3255 - 700 = 2555$  วัตต์

ประสิทธิภาพรวมของระบบ =  $(2555 / 3255) * 100 = 78.5 \%$

## บทที่ 6

### วิจารณ์

#### 6.1 ปัญหาต่างๆ ที่ได้ประสบมา

จากการที่ได้ทำโครงการรถตุ๊กตุ๊กไฟฟ้ามานั้น ปัญหาต่างๆ นั้นมีหลายด้านดังนี้

- การหาโครงรถ เนื่องจากรถที่จะนำมาดัดแปลงเป็นรถไฟฟ้าในครั้งนี้เป็นรถตุ๊กตุ๊ก ซึ่งมีใช้กันในบางพื้นที่เท่านั้นในเขตกรุงเทพและปริมณฑล ทำให้การหาโครงรถเก่านั้นค่อนข้างยาก
- การหามอเตอร์ มอเตอร์ที่ใช้ในโครงการเป็นมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง จริงๆแล้วมอเตอร์ที่เหมาะสมในการใช้เป็นต้นกำลังของรถไฟฟ้าจำเป็นต้องเป็นแบบอนุกรมแต่มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงในบ้านเรานั้นไม่มีขายตามท้องตลาดโดยทั่วไปและมีราคาสูงมาก จึงเสียเวลาในการหามอเตอร์นั้นนานมากทำให้เสียเวลาและมอเตอร์ที่ได้มานั้นเป็นแบบคอมพาวด์คุณสมบัติจึงดีน้อยกว่าแบบอนุกรมบ้างในเรื่องแรงบิดแต่โซลิตีที่มอเตอร์ตัวนี้มีพิคกิ้งกำลังสูง และก็มีผลเสียตามมาในเรื่องการควบคุมความเร็วมอเตอร์เพราะมอเตอร์ตัวนี้ใช้กระแสสูงมาก
- การดัดแปลงโครงรถ โครงรถที่หามาได้นั้นแทบจะเป็นซากรถใช้ได้เฉพาะช่วงล่างจึงต้องทำการต่อโครงรถ,ทำสี,หลังคา,เบาะ,ระบบไฟฟ้า, ทำให้เสียเวลาในส่วนนี้นานมาก
- การออกแบบชุดควบคุมความเร็วมอเตอร์ เนื่องจากมอเตอร์ที่หามาได้นั้นเป็นมอเตอร์ที่ใช้กระแสสูงจึงทำให้เกิดปัญหายุ่งยากในการทำชุดควบคุมความเร็วมอเตอร์มาก อุปกรณ์การสวิตซ์เลือกใช้มอสเฟตถึง 28 ตัวทำให้เกิดปัญหามากเพราะมอสเฟตทุกตัวจะต้องนำกระแสพร้อมกันและคุณสมบัติภายในจะต้องใกล้เคียง

#### 6.2 ข้อเสนอแนะ

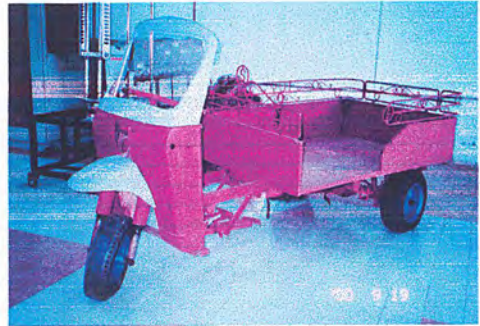
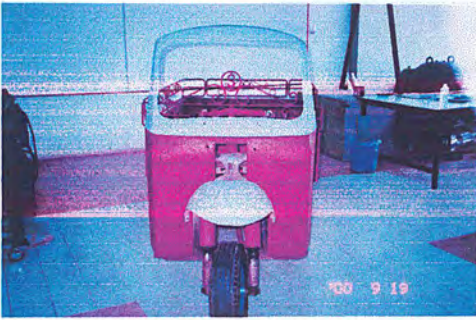
- มอเตอร์ ควรจะใช้มอเตอร์ที่แรงดันสูงกว่าตัวนี้เพื่อจะได้ลดกระแสที่มอเตอร์ต้องการลง
- อุปกรณ์สวิตซ์ ควรจะใช้ IGBT โมดูลที่ทนกระแสได้สูงเพราะจะได้ลดปัญหาในการขนานอุปกรณ์สวิตซ์จะทำได้ทำให้การควบคุมที่ประสิทธิภาพดีขึ้น
- ด้านพลังงาน ควรจะหาแหล่งพลังงานเสริมที่จะช่วยจ่ายพลังงานร่วมกับแบตเตอรี่ เช่น Sollarcell จะทำให้รถสามารถใช้งานได้นานขึ้นจะสามารถจะวิ่งได้จริงบนท้องถนน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# ภาคผนวก ก

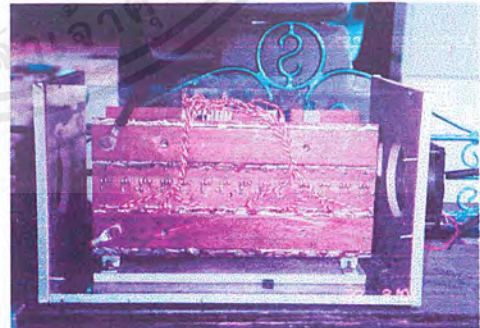
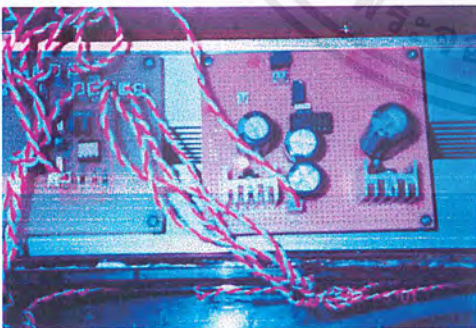
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปแสดง โครงสร้างตัวรถตอนเริ่มทำในช่วงแรก



รูปแสดง โครงสร้างตัวรถที่เสร็จแล้ว

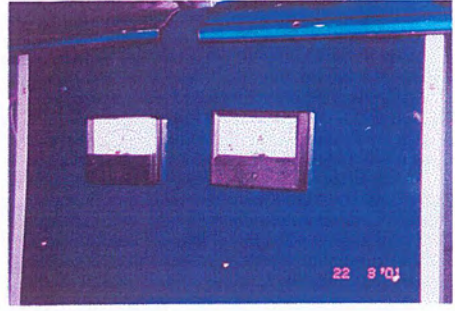


รูปแสดงชุดควบคุมความเร็วมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปแสดงมอเตอร์ขณะทำการบำรุงรักษา



รูปแสดงเครื่องวัด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# ภาคผนวก ข

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(TLP250)

**TRANSISTOR INVERTER  
INVERTER FOR AIR CONDITIONOR  
IGBT GATE DRIVE  
POWER MOS FET GATE DRIVE**

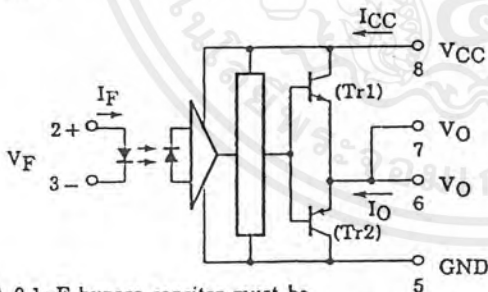
The Toshiba TLP250 consists of a GaAlAs light emitting diode and a integrated photodetector.  
This unit is 8-lead DIP package.  
TLP250 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

- Input Threshold Current :  $I_F = 5\text{mA}$  (Max.)
- Supply Current ( $I_{CC}$ ) :  $11\text{mA}$  (Max.)
- Supply Voltage ( $V_{CC}$ ) :  $10\text{-}35\text{V}$
- Output Current ( $I_O$ ) :  $\pm 0.5\text{A}$  (Min.)
- Switching Time ( $t_{pLH}/t_{pHL}$ ) :  $0.5\mu\text{s}$  (Max.)
- Isolation Voltage :  $2500\text{V}_{\text{rms}}$  (Min.)
- UL Recognized : UL1577, File No:E67349
- Option (D4) type  
 VDE Approved : DIN VDE0884 / 06.92, Certificate No.76823  
 Maximum Operating Insulation Voltage :  $630\text{V}_{\text{PK}}$   
 Highest Permissible Over Voltage :  $4000\text{V}_{\text{PK}}$

(Ncte) When a VDE0884 approved type is needed, please designate the "Option (D4)"

- Creepage Distance :  $6.4\text{mm}$  (Min.)
- Clearance :  $6.4\text{mm}$  (Min.)

**SCHEMATIC**

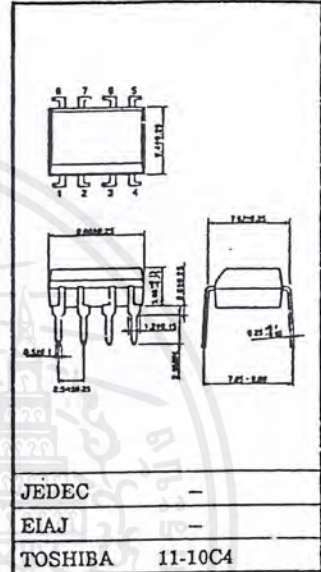


A  $0.1\mu\text{F}$  bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5 (See more 5).

**TRUTH TABLE**

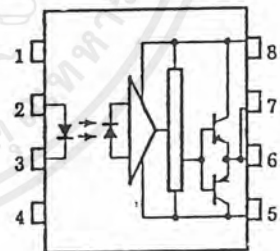
|           |     | Tr1 | Tr2 |
|-----------|-----|-----|-----|
| Input LED | ON  | ON  | OFF |
|           | OFF | OFF | ON  |

Unit in mm



Weight : 0.54g

**PIN CONFIGURATION (TOP VIEW)**



- 1 : N.C.
- 2 : ANODE
- 3 : CATHODE
- 4 : N.C.
- 5 : GND
- 6 :  $V_O$  (OUTPUT)
- 7 :  $V_O$
- 8 :  $V_{CC}$

(TLP250)  
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Ta = 25°C)

| CHARACTERISTIC  |   | SYMBOL                | RATING           | UNIT  |   |
|---|---|-----------------------|------------------|-------|---|
| LED   | Forward Current   | I <sub>F</sub>        | 20               | mA    |   |
|   | Forward Current Derating (Ta ≥ 70°C)                                | ΔI <sub>F</sub> /ΔTa  | -0.36            | mA/°C |   |
|   | Peak Transient Forward Current (Note 1)                             | I <sub>FPT</sub>      | 1                | A     |   |
|   | Reverse Voltage   | V <sub>R</sub>        | 5                | V     |   |
|   | Junction Temperature  | (T <sub>j</sub> )     | 125              | °C    |   |
| DETECTOR  | "H" Peak Output Current (P <sub>W</sub> ≤ 2.5μs, f ≤ 15kHz)(Note 2) | I <sub>OPH</sub>      | -1.5             | A     |   |
|   | "L" Peak Output Current (P <sub>W</sub> ≤ 2.5μs, f ≤ 15kHz)(Note 2) | I <sub>OPL</sub>      | +1.5             | A     |   |
|   | Output Voltage  | V <sub>O</sub>        | (Ta ≤ 70°C)      | 35    | V |
|   |   |                       | (Ta = 85°C)      | 24    |   |
|   | Supply Voltage  | V <sub>CC</sub>       | (Ta ≤ 70°C)      | 35    | V |
|   |   |                       | (Ta = 85°C)      | 24    |   |
|   | Output Voltage Derating (Ta ≥ 70°C)                                 | ΔV <sub>O</sub> /ΔTa  | -0.73            | V/°C  |   |
|   | Supply Voltage Derating (Ta ≥ 70°C)                                 | ΔV <sub>CC</sub> /ΔTa | -0.73            | V/°C  |   |
| Junction Temperature  | (T <sub>j</sub> )   | 125                   | °C               |       |   |
| Operating Frequency (Note 3)                                  | f   | 25                    | kHz              |       |   |
| Operating Temperature Range                                   | T <sub>opr</sub>  | -20~85                | °C               |       |   |
| Storage Temperature Range                                     | T <sub>stg</sub>  | -55~125               | °C               |       |   |
| Lead Solder Temperature (10s)                                 | T <sub>sol</sub>  | 260                   | °C               |       |   |
| Isolation Voltage (AC, 1min., R.H. ≤ 60%, Ta = 25°C) (Note 4) | BV <sub>S</sub>   | 2500                  | V <sub>rms</sub> |       |   |

- Note 1 : Pulse width P<sub>W</sub> ≤ 1μs, 300pps
- Note 2 : Exponential Waveform
- Note 3 : Exponential Waveform, I<sub>OPH</sub> ≤ -1.0A (≤ 2.5μs), I<sub>OPL</sub> ≤ +1.0A (≤ 2.5μs)
- Note 4 : Device considered a two terminal device : pins 1,2,3 and 4 shorted together, and pins 5, 6, 7 and 8 shorted together.
- Note 5 : A ceramic capacitor (0.1μF) should be connected from pin 8 to pin 5 to stabilize the operation of the high gain linear amplifier. Failure to provide the bypassing may impair the switching property. The total lead length between capacitor and coupler should not exceed 1cm.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

| CHARACTERISTIC        | SYMBOL                             | MIN. | TYP. | MAX. | UNIT |    |
|-----------------------|------------------------------------|------|------|------|------|----|
| Input Current, ON     | I <sub>F</sub> (ON)                | 7    | 8    | 10   | mA   |    |
| Input Voltage, OFF    | V <sub>F</sub> (OFF)               | 0    | —    | 0.8  | V    |    |
| Supply Voltage        | V <sub>CC</sub>                    | 15   | —    | 30   | 20   | V  |
| Peak Output Current   | I <sub>OPH</sub> /I <sub>OPL</sub> | —    | —    | ±0.5 | A    |    |
| Operating Temperature | T <sub>opr</sub>                   | -20  | 25   | 70   | 85   | °C |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(M.P.250)

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_a = -20 \sim 70^\circ\text{C}$ , Unless otherwise specified)

| CHARACTERISTIC                             | SYMBOL                    | TEST CIRCUIT | TEST CONDITION   | MIN.   | TYP.*  | MAX.  | UNIT                 |    |
|--|---------------------------|--------------|--|--|--|-------|----------------------|----|
| Input Forward Voltage                      | $V_F$                     | —            | $I_F = 10\text{mA}$ , $T_a = 25^\circ\text{C}$                     |  | 1.6  | 1.8   | V                    |    |
| Temperature Coefficient of Forward Voltage | $\Delta V_F / \Delta T_a$ | —            | $I_F = 10\text{mA}$  | —  | -2.0   | —     | mV/ $^\circ\text{C}$ |    |
| Input Reverse Current                      | $I_R$                     | —            | $V_R = 5\text{V}$ , $T_a = 25^\circ\text{C}$                       |  | —  | 10    | $\mu\text{A}$        |    |
| Input Capacitance                          | $C_T$                     | —            | $V = 0$ , $f = 1\text{MHz}$ , $T_a = 25^\circ\text{C}$             | —  | 45   | 250   | pF                   |    |
| Output Current                             | "H" Level                 | $I_{OPH}$    | 3  | $V_{CC} = 30\text{V}$<br>(*1)  | $I_F = 10\text{mA}$<br>$V_{8-6} = 4\text{V}$ | -0.5  | -1.5                 | A  |
|  | "L" Level                 | $I_{OPL}$    | 2  |  | $I_F = 0$<br>$V_{6-5} = 2.5\text{V}$         | 0.5   | 2                    |    |
| Output Voltage                             | "H" Level                 | $V_{OH}$     | 4  | $V_{CC1} = +15\text{V}$ , $V_{EE1} = -15\text{V}$<br>$R_L = 200\Omega$ , $I_F = 5\text{mA}$  | 11   | 12.8  | —                    | V  |
|  | "L" Level                 | $V_{OL}$     | 5  | $V_{CC1} = +15\text{V}$ , $V_{EE1} = -15\text{V}$<br>$R_L = 200\Omega$ , $V_F = 0.8\text{V}$ | —  | -14.2 | -12.5                |    |
| Supply Current                             | "H" Level                 | $I_{CCH}$    | —  | $V_{CC} = 30\text{V}$ , $I_F = 10\text{mA}$<br>$T_a = 25^\circ\text{C}$                      | —  | 7     | —                    | mA |
|  | "L" Level                 | $I_{CCL}$    | —  | $V_{CC} = 30\text{V}$ , $I_F = 10\text{mA}$  | —  | —     | 11                   |    |
|  |                           |              |  | $V_{CC} = 30\text{V}$ , $I_F = 0\text{mA}$<br>$T_a = 25^\circ\text{C}$                       | —  | 7.5   | —                    |    |
|  |                           |              |  | $V_{CC} = 30\text{V}$ , $I_F = 0\text{mA}$   | —  | —     | 11                   |    |
| Threshold Input Current                    | "Output L→H"              | $I_{FLH}$    | —  | $V_{CC1} = +15\text{V}$ , $V_{EE1} = -15\text{V}$<br>$R_L = 200\Omega$ , $V_O > 0\text{V}$   | —  | 1.2   | 5                    | mA |
| Threshold Input Voltage                    | "Output H→L"              | $V_{FHL}$    | —  | $V_{CC1} = +15\text{V}$ , $V_{EE1} = -15\text{V}$<br>$R_L = 200\Omega$ , $V_O < 0\text{V}$   | 0.8  | —     | —                    | V  |
| Supply Voltage                             | $V_{CC}$                  | —            |  |  | 10   | —     | 35                   | V  |
| Capacitance (Input-Output)                 | $C_S$                     | —            | $V_S = 0$ , $f = 1\text{MHz}$<br>$T_a = 25^\circ\text{C}$          | —  | 1.0  | 2.0   | pF                   |    |
| Resistance (Input-Output)                  | $R_S$                     | —            | $V_S = 500\text{V}$ , $T_a = 25^\circ\text{C}$<br>R.H. $\leq 60\%$ | $5 \times 10^{10}$   | $10^{14}$                                    | —     | $\Omega$             |    |

\* All typical values are at  $T_a = 25^\circ\text{C}$  (\*1) : Duration of  $I_O$  time  $\leq 50\mu\text{s}$ 

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(TLP250)

SWITCHING CHARACTERISTICS ( $T_a = -20 \sim 70^\circ\text{C}$ , Unless otherwise specified)

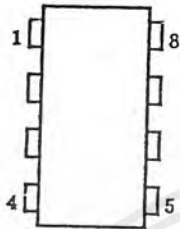
| CHARACTERISTIC                                      |     | SYMBOL    | TEST CIR-CUIT | TEST CONDITION  | MIN.  | TYP.* | MAX. | UNIT                     |
|---|-----|-----------|---------------|---|-------|-------|------|--------------------------|
| Propagation Delay Time                              | L→H | $t_{pLH}$ | 6             | $I_F = 8\text{mA}$<br>$V_{CC1} = +15\text{V}$ , $V_{EE1} = -15\text{V}$<br>$R_L = 200\Omega$    | —     | 0.15  | 0.5  | $\mu\text{s}$            |
|   | H→L | $t_{pHL}$ |               |   | —     | 0.15  | 0.5  |                          |
| Output Rise Time                                    |     | $t_r$     |               |   | —     | —     | —    |                          |
| Output Fall Time                                    |     | $t_f$     |               |   | —     | —     | —    |                          |
| Common Mode Transient Immunity at High Level Output |     | $C_{MH}$  | 7             | $V_{CM} = 600\text{V}$ , $I_F = 8\text{mA}$<br>$V_{CC} = 30\text{V}$ , $T_a = 25^\circ\text{C}$ | -5000 | —     | —    | $\text{V} / \mu\text{s}$ |
| Common Mode Transient Immunity at Low Level Output  |     | $C_{ML}$  | 7             | $V_{CM} = 600\text{V}$ , $I_F = 0\text{mA}$<br>$V_{CC} = 30\text{V}$ , $T_a = 25^\circ\text{C}$ | 5000  | —     | —    | $\text{V} / \mu\text{s}$ |

\* All typical values are at  $T_a = 25^\circ\text{C}$ 

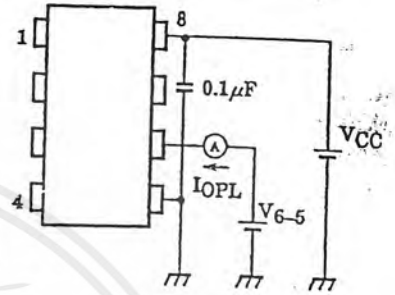
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(TUP250)

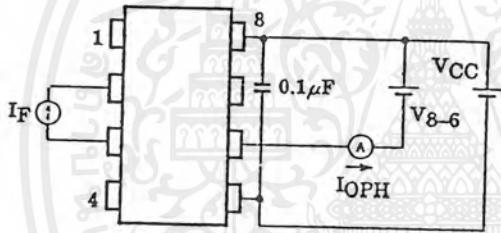
TEST CIRCUIT 1 :



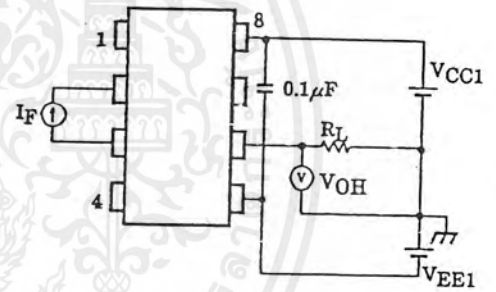
TEST CIRCUIT 2 : IOPL



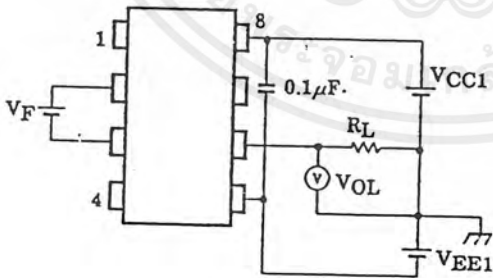
TEST CIRCUIT 3 : IOPH



TEST CIRCUIT 4 : VOH



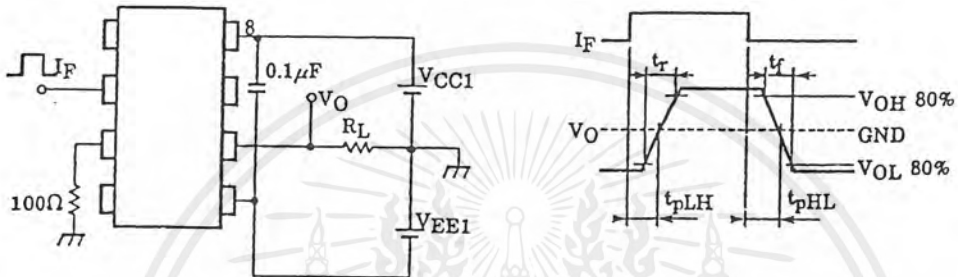
TEST CIRCUIT 5 : VOL



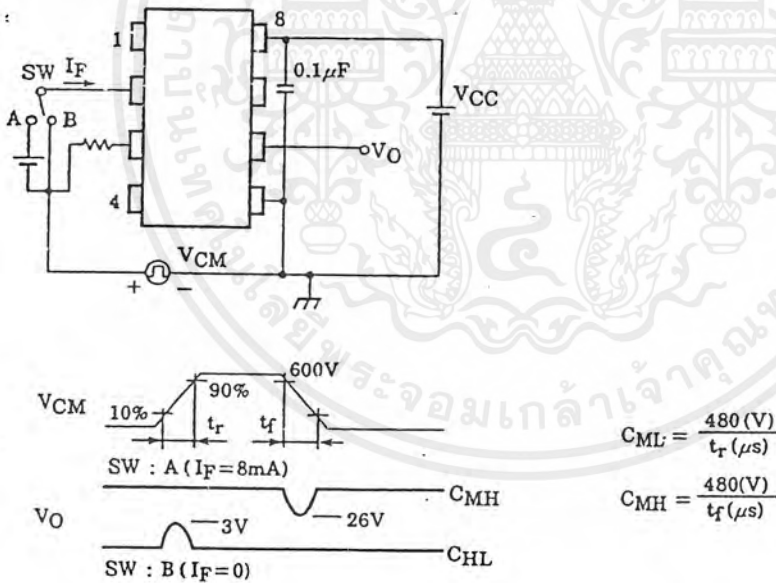
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(TLP250)

TEST CIRCUIT 6 :  $t_{pLH}$ ,  $t_{pHL}$ ,  $t_r$ ,  $t_f$

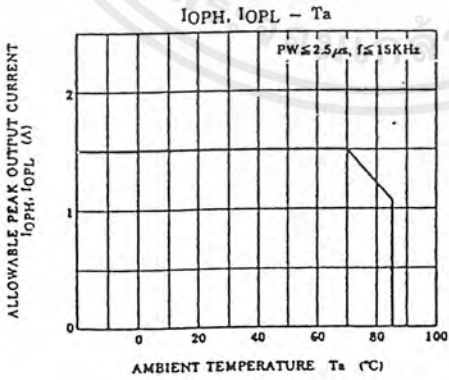
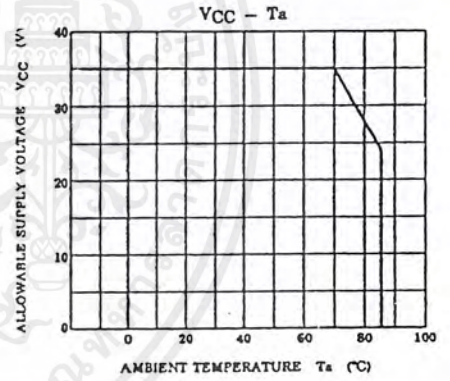
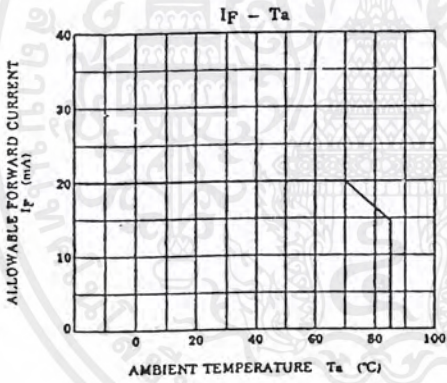
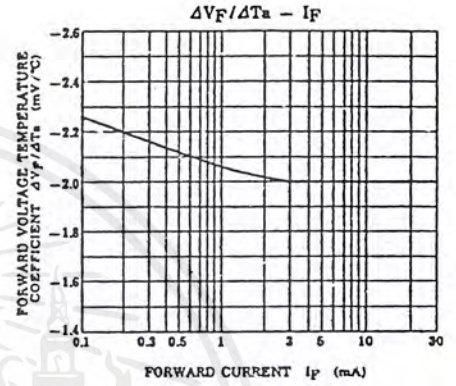
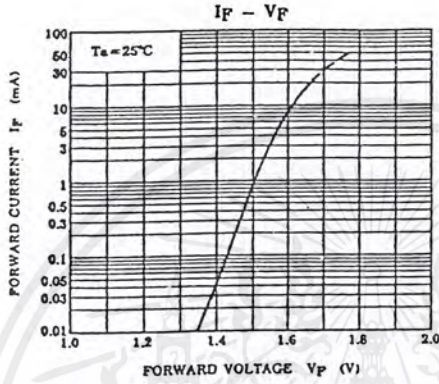


TEST CIRCUIT 7 :  $C_{MH}$ ,  $C_{ML}$



$C_{ML}$  ( $C_{MH}$ ) is the maximum rate of rise (fall) of the common mode voltage that can be sustained with the output voltage in the low (high) state.

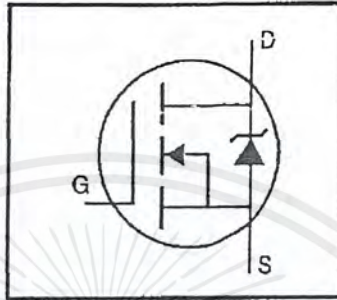
(TLP250)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$$V_{DSS} = 100V$$

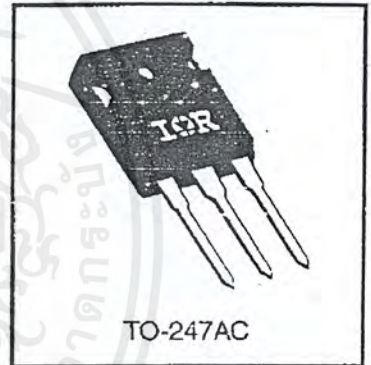
$$R_{DS(on)} = 0.055\Omega$$

$$I_D = 41A$$

### Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.



### Absolute Maximum Ratings

|                           | Parameter  | Max.                  | Units |
|---------------------------|--|-----------------------|-------|
| $I_D @ T_C = 25^\circ C$  | Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$        | 41                    | A     |
| $I_D @ T_C = 100^\circ C$ | Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$        | 29                    |       |
| $I_{DM}$                  | Pulsed Drain Current ①                           | 160                   |       |
| $P_D @ T_C = 25^\circ C$  | Power Dissipation                                | 230                   | W     |
|                           | Linear Derating Factor                           | 1.5                   | W/°C  |
| $V_{GS}$                  | Gate-to-Source Voltage                           | $\pm 20$              | V     |
| $E_{AS}$                  | Single Pulse Avalanche Energy ②                  | 830                   | mJ    |
| $I_{AR}$                  | Avalanche Current ①                              | 41                    | A     |
| $E_{AR}$                  | Repetitive Avalanche Energy ①                    | 19                    | mJ    |
| dv/dt                     | Peak Diode Recovery dv/dt ③                      | 5.5                   | V/ns  |
| $T_J$<br>$T_{STG}$        | Operating Junction and Storage Temperature Range | -55 to +175           | °C    |
|                           | Soldering Temperature, for 10 seconds            | 300 (1.6mm from case) |       |
|                           | Mounting Torque, 6-32 or M3 screw                | 10 lbf•in (1.1 N•m)   |       |

### Thermal Resistance

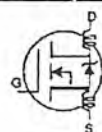
|                 | Parameter                           | Min. | Typ. | Max. | Units |
|-----------------|-------------------------------------|------|------|------|-------|
| $R_{\theta JC}$ | Junction-to-Case                    | —    | —    | 0.65 | °C/W  |
| $R_{\theta CS}$ | Case-to-Sink, Flat, Greased Surface | —    | 0.24 | —    |       |
| $R_{\theta JA}$ | Junction-to-Ambient                 | —    | —    | 40   |       |

# IRFP150



## Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

|                                 | Parameter                            | Min. | Typ. | Max.  | Units    | Test Conditions   |
|---------------------------------|--------------------------------------|------|------|-------|----------|---|
| $V_{(BR)DSS}$                   | Drain-to-Source Breakdown Voltage    | 100  | —    | —     | V        | $V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$   |
| $\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$ | Breakdown Voltage Temp. Coefficient  | —    | 0.14 | —     | V/°C     | Reference to $25^\circ\text{C}$ , $I_D=1mA$                         |
| $R_{DS(on)}$                    | Static Drain-to-Source On-Resistance | —    | —    | 0.055 | $\Omega$ | $V_{GS}=10V, I_D=25A$ ④   |
| $V_{GS(th)}$                    | Gate Threshold Voltage               | 2.0  | —    | 4.0   | V        | $V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$                                       |
| $g_{fs}$                        | Forward Transconductance             | 13   | —    | —     | S        | $V_{DS}=25V, I_D=25A$ ④   |
| $I_{DSS}$                       | Drain-to-Source Leakage Current      | —    | —    | 25    | $\mu A$  | $V_{DS}=100V, V_{GS}=0V$  |
|                                 |                                      | —    | —    | 250   |          | $V_{DS}=80V, V_{GS}=0V, T_J=150^\circ\text{C}$                      |
| $I_{GSS}$                       | Gate-to-Source Forward Leakage       | —    | —    | 100   | nA       | $V_{GS}=20V$  |
|                                 | Gate-to-Source Reverse Leakage       | —    | —    | -100  |          | $V_{GS}=-20V$   |
| $Q_g$                           | Total Gate Charge                    | —    | —    | 140   | nC       | $I_D=41A$   |
| $Q_{gs}$                        | Gate-to-Source Charge                | —    | —    | 29    |          | $V_{DS}=80V$  |
| $Q_{gd}$                        | Gate-to-Drain ("Miller") Charge      | —    | —    | 68    |          | $V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④                                    |
| $t_{d(on)}$                     | Turn-On Delay Time                   | —    | 16   | —     |          | $V_{DD}=50V$  |
| $t_r$                           | Rise Time                            | —    | 120  | —     |          | $I_D=41A$   |
| $t_{d(off)}$                    | Turn-Off Delay Time                  | —    | 60   | —     | ns       | $R_G=6.2\Omega$   |
| $t_f$                           | Fall Time                            | —    | 81   | —     |          | $R_D=1.2\Omega$ See Figure 10 ④                                     |
| $L_D$                           | Internal Drain Inductance            | —    | 5.0  | —     | nH       | Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact |
| $L_S$                           | Internal Source Inductance           | —    | 13   | —     |          |   |
| $C_{iss}$                       | Input Capacitance                    | —    | 2800 | —     | pF       | $V_{GS}=0V$   |
| $C_{oss}$                       | Output Capacitance                   | —    | 1100 | —     |          | $V_{DS}=25V$  |
| $C_{rss}$                       | Reverse Transfer Capacitance         | —    | 280  | —     |          | $f=1.0MHz$ See Figure 5   |



## Source-Drain Ratings and Characteristics

|          | Parameter                              | Min.  | Typ. | Max. | Units   | Test Conditions  |
|----------|--|---|------|------|---------|--|
| $I_S$    | Continuous Source Current (Body Diode) | —   | —    | 41   | A       | MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. |
| $I_{SM}$ | Pulsed Source Current (Body Diode) ①   | —   | —    | 160  |         |  |
| $V_{SD}$ | Diode Forward Voltage                  | —   | —    | 2.5  | V       | $T_J=25^\circ\text{C}, I_S=41A, V_{GS}=0V$ ④                   |
| $t_{rr}$ | Reverse Recovery Time                  | —   | 220  | 330  | ns      | $T_J=25^\circ\text{C}, I_F=41A$                                |
| $Q_{rr}$ | Reverse Recovery Charge                | —   | 1.9  | 2.9  | $\mu C$ | $di/dt=100A/\mu s$ ④   |
| $t_{on}$ | Forward Turn-On Time                   | Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S+L_D$ ) |      |      |         |  |

Notes:

① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)

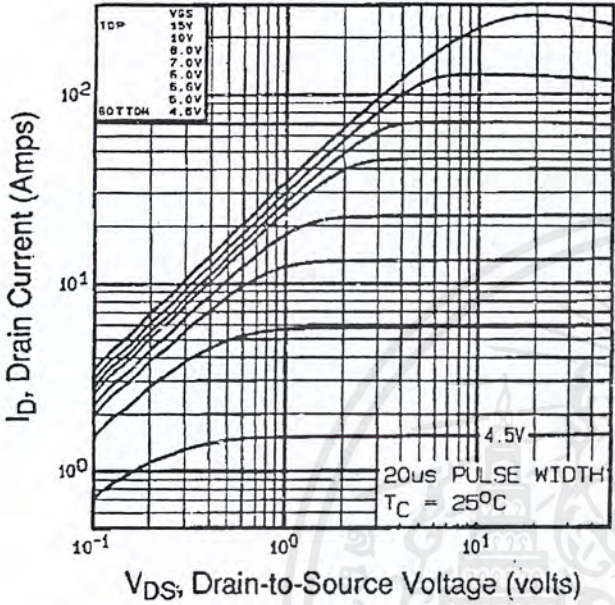
③  $I_{SD} \leq 41A, di/dt \leq 300A/\mu s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq 175^\circ\text{C}$

④  $V_{DD}=25V, \text{ starting } T_J=25^\circ\text{C}, L=740\mu H, R_G=25\Omega, I_{AS}=41A$  (See Figure 12)

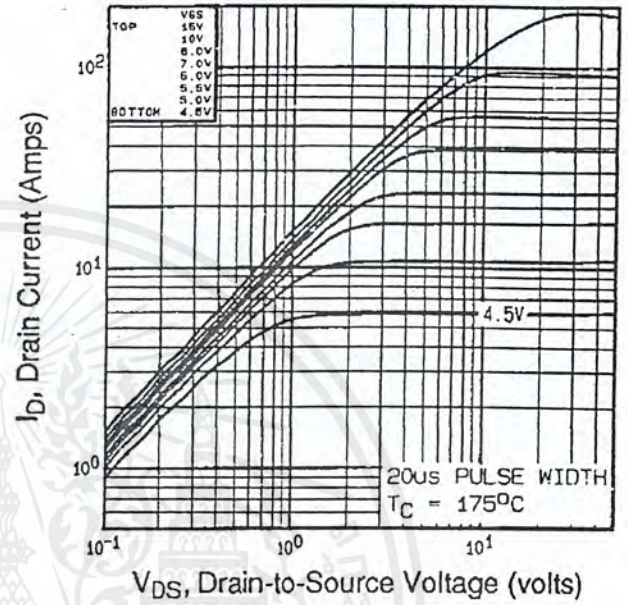
④ Pulse width  $\leq 300\mu s$ ; duty cycle  $\leq 2\%$ .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

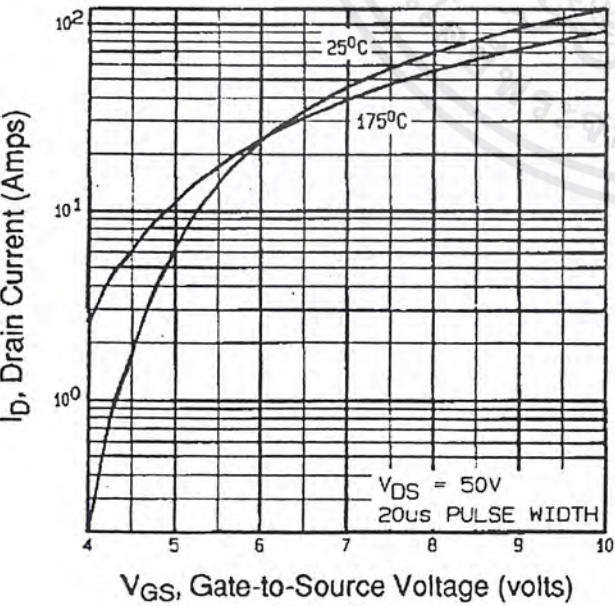
การนำเอกสารไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจะถือว่าผิดกฎหมายและต้องแจ้งเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



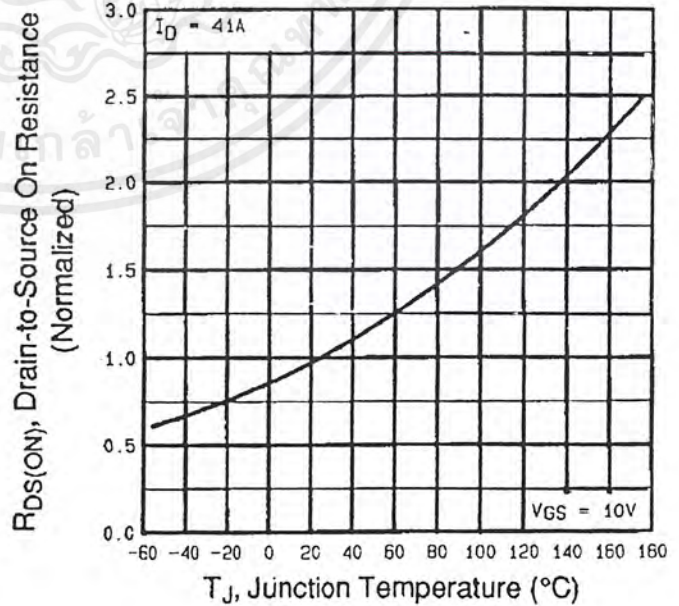
**Fig 1.** Typical Output Characteristics,  $T_C=25^\circ\text{C}$



**Fig 2.** Typical Output Characteristics,  $T_C=175^\circ\text{C}$



**Fig 3.** Typical Transfer Characteristics



**Fig 4.** Normalized On-Resistance Vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญูดเห็นาไปไซ่ประโชยณดานการค้  
ไม่วากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

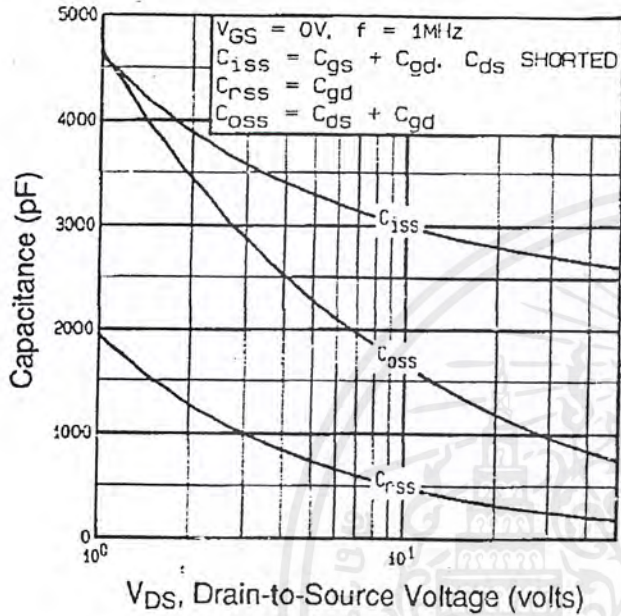


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

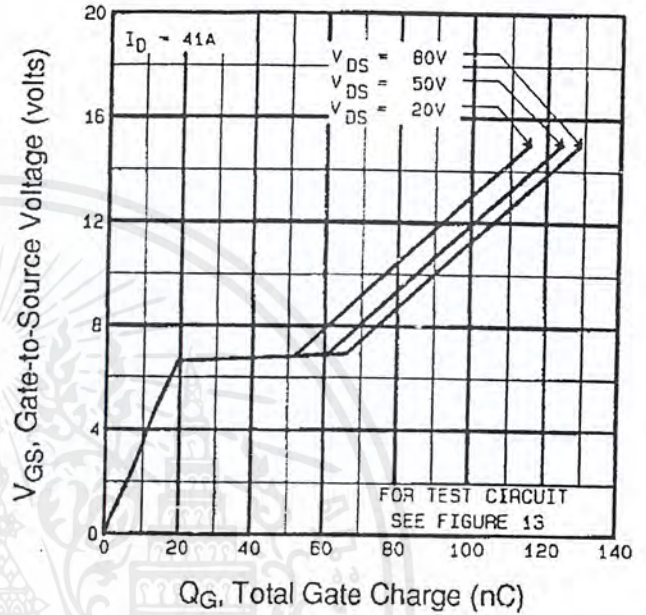


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

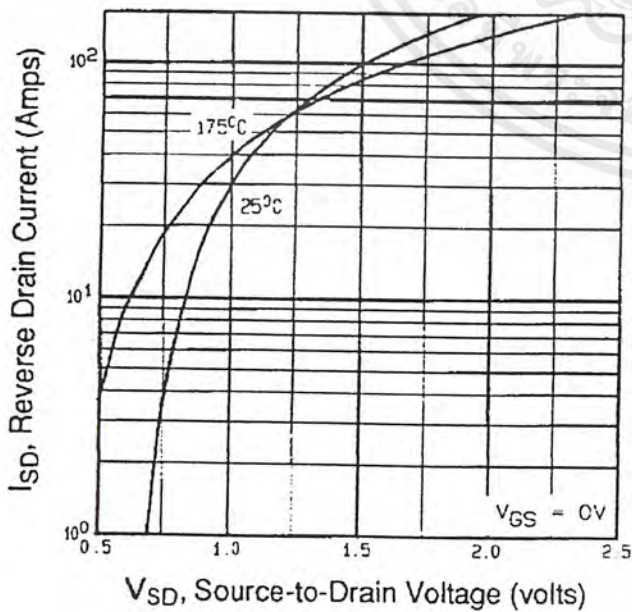


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

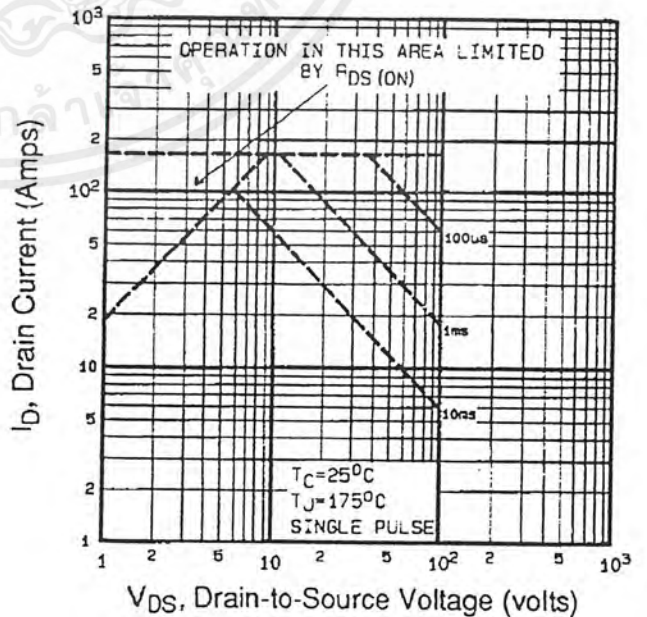
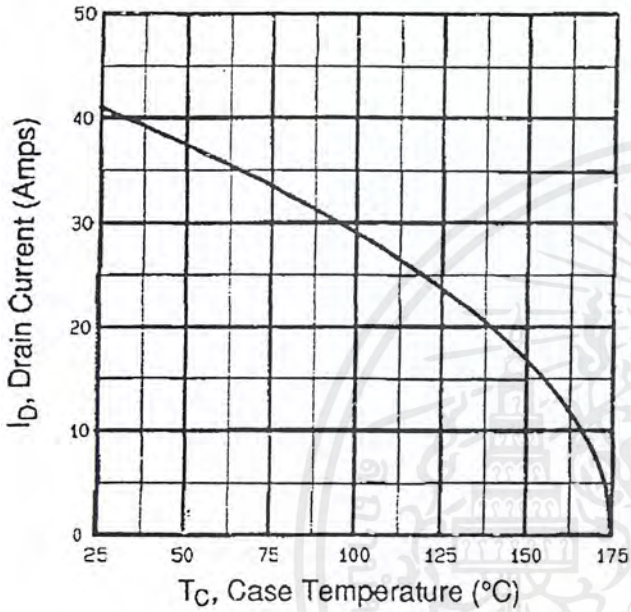
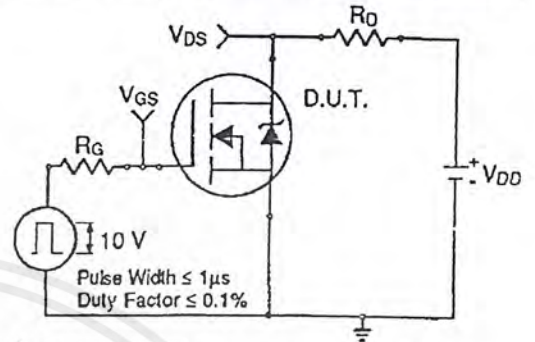


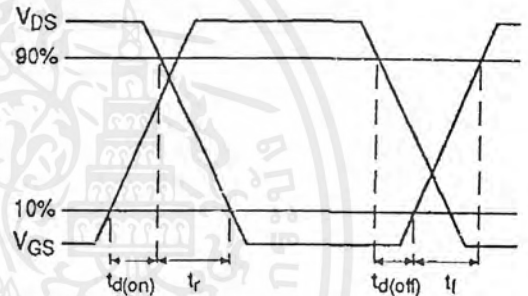
Fig 8. Maximum Safe Operating Area



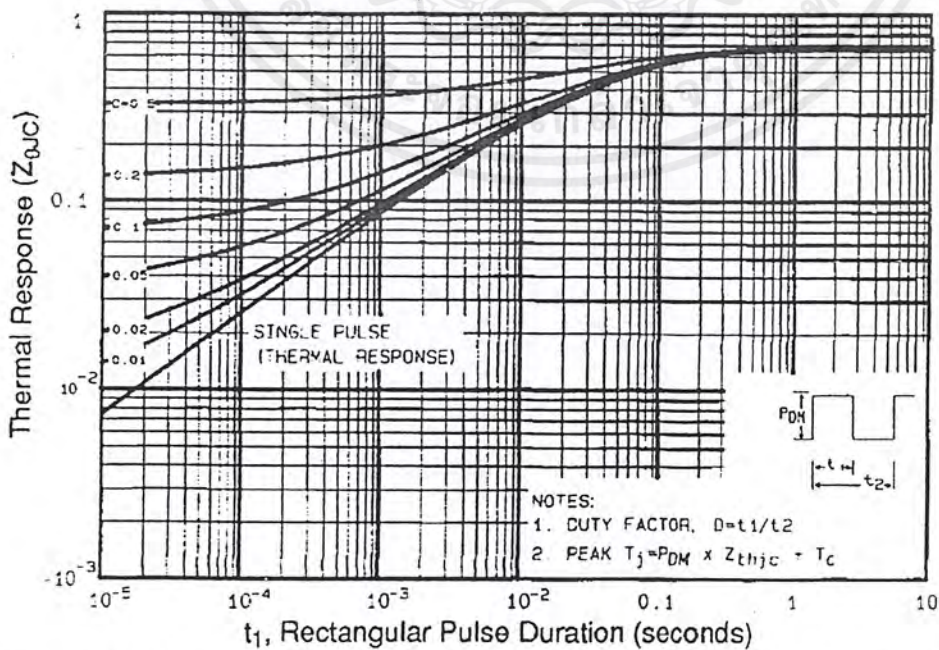
**Fig 9.** Maximum Drain Current Vs. Case Temperature



**Fig 10a.** Switching Time Test Circuit



**Fig 10b.** Switching Time Waveforms



**Fig 11.** Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เป็นการเป็นเอกสารทางเทคนิคของบริษัท IRF ซึ่งเป็นการเปิดเผยข้อมูลทางเทคนิคโดยไม่มีการรับประกันการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

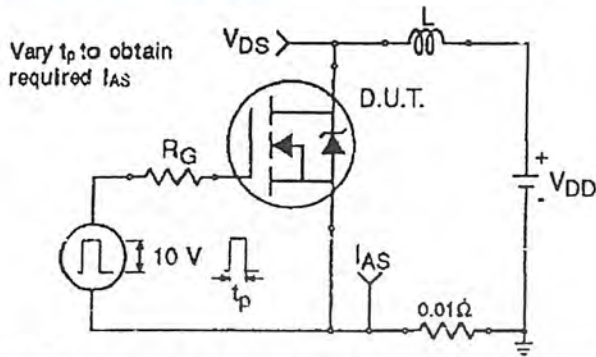


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

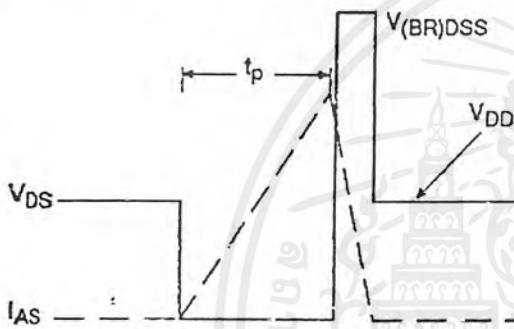


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

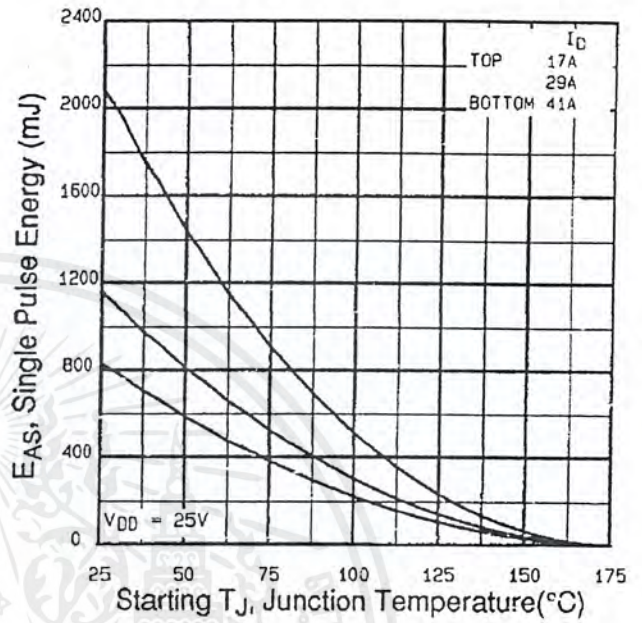


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

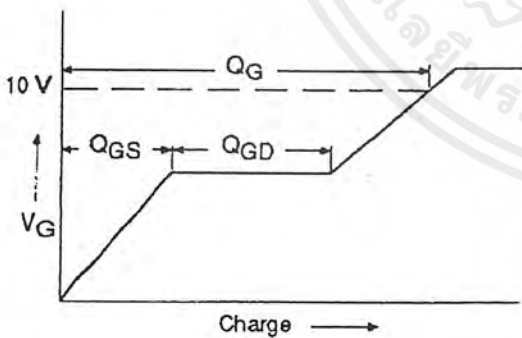


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

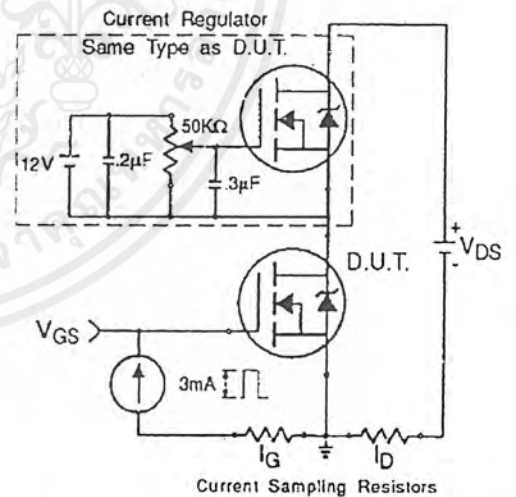


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery  $dv/dt$  Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517



# TL494

## SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for Switchmode power supply control. This device features:

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator With Master Or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5 Volt Reference
- Adjustable Dead-Time Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source Or Sink
- Output Control For Push-Pull Or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout

## SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

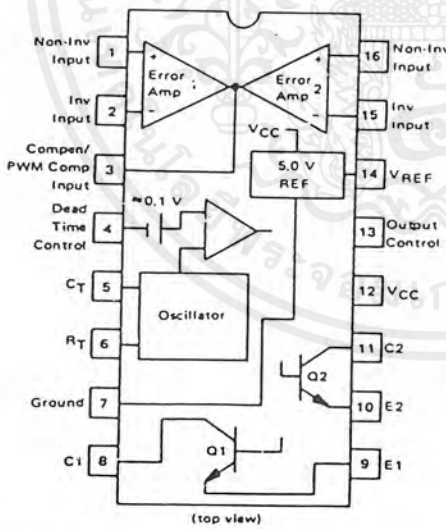
SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS



J SUFFIX CERAMIC PACKAGE CASE 620-10



N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648-08



(top view)

The TL494C is specified over the commercial operating range of 0°C to 70°C. The TL494I is specified over the industrial range of -25°C to 85°C. The TL494M is specified over the full military range of -55°C to 125°C.

### ORDERING INFORMATION

| Device  | Temperature Range | Package     |
|---------|-------------------|-------------|
| TL494CN | 0° to +70°C       | Plastic DIP |
| TL494CJ | 0° to +70°C       | Ceramic DIP |
| TL494IN | -25° to +85°C     | Plastic DIP |
| TL494IJ | -25° to +85°C     | Ceramic DIP |
| TL494MJ | -55° to +125°C    | Ceramic DIP |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL494

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM

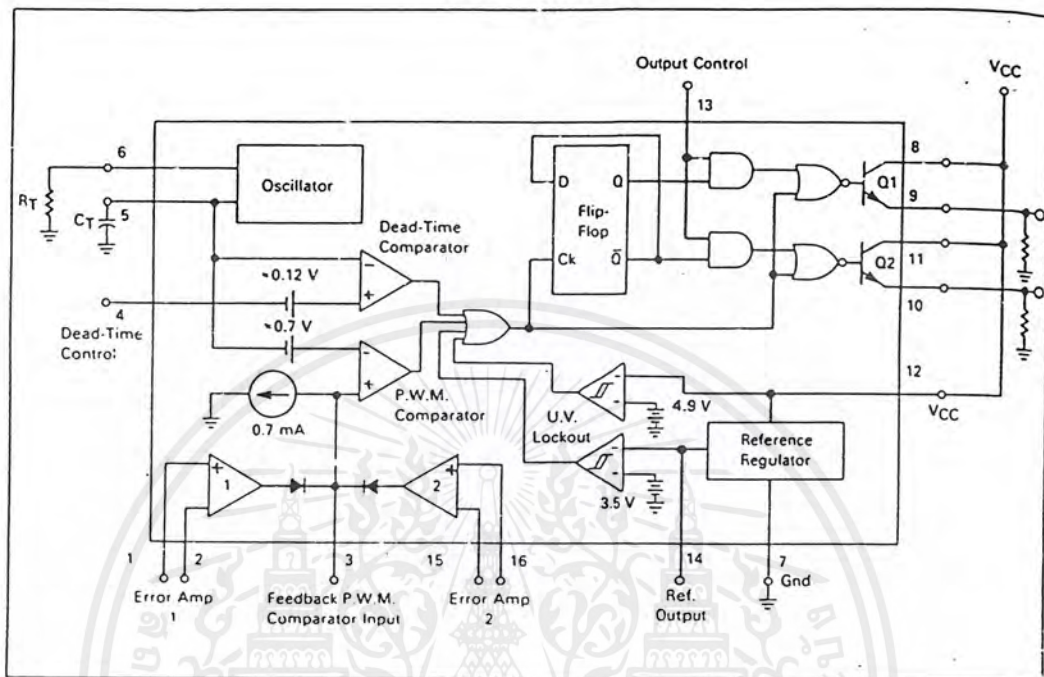
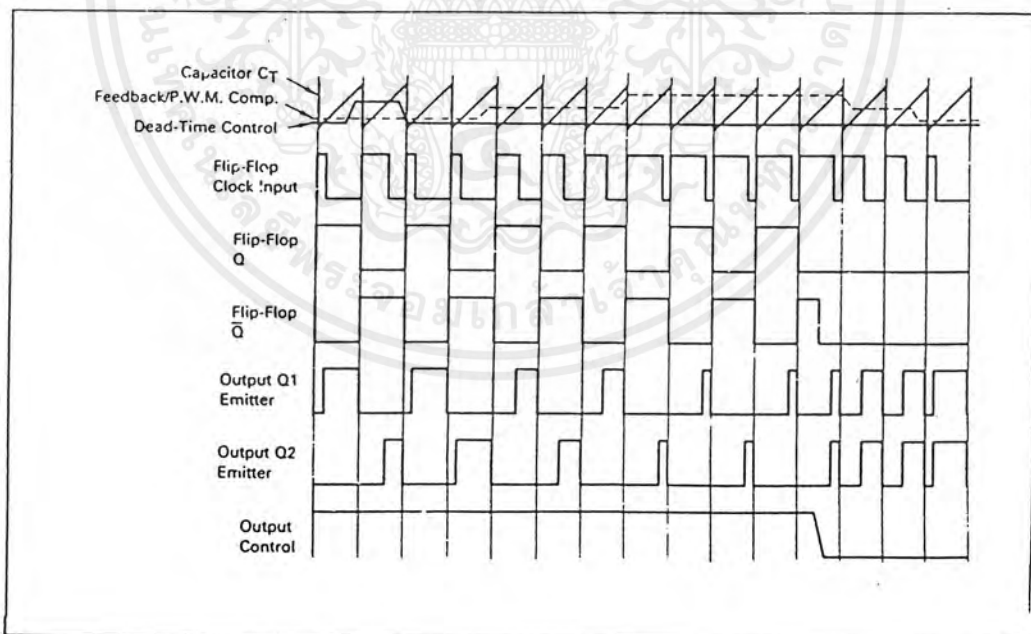


FIGURE 2 — TIMING DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TL494

MAXIMUM RATINGS (Full operating ambient temperature range applies unless otherwise noted)

| Rating  | Symbol           | TL494C          | TL494I     | TL494M     | Unit             |                  |
|---|------------------|-----------------|------------|------------|------------------|------------------|
| Power Supply Voltage                            | $V_{CC}$         | 42              | 42         | 42         | V                |                  |
| Collector Output Voltage                        | $V_{C1}, V_{C2}$ | 42              | 42         | 42         | V                |                  |
| Collector Output Current (each transistor) (1)  | $I_{C1}, I_{C2}$ | 500             | 500        | 500        | mA               |                  |
| Amplifier Input Voltage Range                   | $V_{IR}$         | -0.3 to 42      | -0.3 to 42 | -0.3 to 42 | V                |                  |
| Power Dissipation @ $T_A \leq 45^\circ\text{C}$ | $P_D$            | 1000            | 1000       | 1000       | mW               |                  |
| Operating Junction Temperature                  | $T_J$            | Plastic Package | 125        | 125        | —                | $^\circ\text{C}$ |
|   |                  | Ceramic Package | 150        | 150        | 150              | $^\circ\text{C}$ |
| Operating Ambient Temperature Range             | $T_A$            | 0 to 70         | -25 to 85  | -55 to 125 | $^\circ\text{C}$ |                  |
| Storage Temperature Range                       | $T_{stg}$        | Plastic Package | -55 to 125 | -55 to 125 | —                | $^\circ\text{C}$ |
|   |                  | Ceramic Package | -65 to 150 | -65 to 150 | -65 to 150       | $^\circ\text{C}$ |

NOTE 1: Maximum thermal limits must be observed.

### THERMAL CHARACTERISTICS

| Characteristics                         | Symbol          | N Suffix Plastic Package | J Suffix Ceramic Package | Unit               |
|---|-----------------|--------------------------|--------------------------|--------------------|
| Thermal Resistance, Junction to Ambient | $R_{\theta JA}$ | 80                       | 100                      | $^\circ\text{C/W}$ |
| Derating Ambient Temperature            | $T_A$           | 45                       | 50                       | $^\circ\text{C}$   |

### RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

| Condition/Value                            | Symbol           | TL494  |       |                | Unit          |
|--|------------------|--------|-------|----------------|---------------|
|  |                  | Min    | Typ   | Max            |               |
| Power Supply Voltage                       | $V_{CC}$         | 7.0    | 15    | 40             | V             |
| Collector Output Voltage                   | $V_{C1}, V_{C2}$ | —      | 30    | 40             | V             |
| Collector Output Current (each transistor) | $I_{C1}, I_{C2}$ | —      | —     | 200            | mA            |
| Amplifier Input Voltage                    | $V_{in}$         | -0.3   | —     | $V_{CC} - 2.0$ | V             |
| Current Into Feedback Terminal             | $I_{fb}$         | —      | —     | 0.3            | mA            |
| Reference Output Current                   | $I_{ref}$        | —      | —     | 10             | mA            |
| Timing Resistor                            | $R_T$            | 1.8    | 30    | 500            | k $\Omega$    |
| Timing Capacitor                           | $C_T$            | 0.0047 | 0.001 | 10             | $\mu\text{F}$ |
| Oscillator Frequency                       | $f_{osc}$        | 1.0    | 40    | 200            | kHz           |

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_{CC} = 15\text{ V}$ ,  $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ ,  $R_T = 12\ \text{k}\Omega$  unless otherwise noted.)

For typical values  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , for min/max values  $T_A$  is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

| *Characteristic | Symbol | TL494C,I |     |     | TL494M |     |     | Unit |
|-----------------|--------|----------|-----|-----|--------|-----|-----|------|
|                 |        | Min      | Typ | Max | Min    | Typ | Max |      |

### REFERENCE SECTION

|   |              |      |     |      |      |     |      |    |
|---|--------------|------|-----|------|------|-----|------|----|
| Reference Voltage<br>( $I_O = 1.0\ \text{mA}$ )                   | $V_{ref}$    | 4.75 | 5.0 | 5.25 | 4.75 | 5.0 | 5.25 | V  |
| Line Regulation<br>( $V_{CC} = 7.0\ \text{V}$ to $40\ \text{V}$ ) | $Reg_{line}$ | —    | 2.0 | 25   | —    | 2.0 | 25   | mV |
| Load Regulation<br>( $I_O = 1.0\ \text{mA}$ to $10\ \text{mA}$ )  | $Reg_{load}$ | —    | 3.0 | 15   | —    | 3.0 | 15   | mV |
| Short-Circuit Output Current<br>( $V_{ref} = 0\ \text{V}$ )       | $I_{SC}$     | 15   | 35  | 75   | 15   | 35  | 75   | mA |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL494

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $V_{CC} = 15\text{ V}$ ,  $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ ,  $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ ) unless otherwise noted.)

For typical values  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , for min/max values  $T_A$  is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

| Characteristic   | Symbol       | TL494C,I |     |      | TL494M |     |      | Unit          |
|--|--------------|----------|-----|------|--------|-----|------|---------------|
|  |              | Min      | Typ | Max  | Min    | Typ | Max  |               |
| <b>OUTPUT SECTION</b>  |              |          |     |      |        |     |      |               |
| Collector Off-State Current<br>( $V_{CC} = 40\text{ V}$ , $V_{CE} = 40\text{ V}$ )                           | $I_{C(off)}$ | —        | 2.0 | 100  | —      | 2.0 | 100  | $\mu\text{A}$ |
| Emitter Off-State Current<br>( $V_{CC} = 40\text{ V}$ , $V_C = 40\text{ V}$ , $V_E = 0\text{ V}$ )           | $I_{E(off)}$ | —        | —   | -100 | —      | —   | -150 | $\mu\text{A}$ |
| Collector-Emitter Saturation Voltage (2)<br>Common-Emitter<br>( $V_E = 0\text{ V}$ , $I_C = 200\text{ mA}$ ) | $V_{SAT(C)}$ | —        | 1.1 | 1.3  | —      | 1.1 | 1.5  | V             |
| Emitter-Follower<br>( $V_C = 15\text{ V}$ , $I_E = -200\text{ mA}$ )   | $V_{SAT(E)}$ | —        | 1.5 | 2.5  | —      | 1.5 | 2.5  | V             |
| Output Control Pin Current<br>Low State<br>( $V_{OC} \leq 0.4\text{ V}$ )                                    | $I_{OCL}$    | —        | 10  | —    | —      | 10  | —    | $\mu\text{A}$ |
| High State<br>( $V_{OC} = V_{ref}$ )   | $I_{OCH}$    | —        | 0.2 | 3.5  | —      | 0.2 | 3.5  | $\text{mA}$   |
| Output Voltage Rise Time<br>Common-Emitter (See Figure 13)   | $t_r$        | —        | 100 | 200  | —      | 100 | 200  | ns            |
| Emitter-Follower (See Figure 14)   |              | —        | 100 | 200  | —      | 100 | 200  | ns            |
| Output Voltage Fall Time<br>Common-Emitter (See Figure 13)   | $t_f$        | —        | 25  | 100  | —      | 25  | 100  | ns            |
| Emitter-Follower (See Figure 14)   |              | —        | 40  | 100  | —      | 40  | 100  | ns            |

| Characteristic   | Symbol    | TL494                     |      |      | Unit          |
|--|-----------|---------------------------|------|------|---------------|
|  |           | Min                       | Typ  | Max  |               |
| <b>ERROR AMPLIFIER SECTIONS</b>  |           |                           |      |      |               |
| Input Offset Voltage<br>( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)   | $V_{IO}$  | —                         | 2.0  | 10   | mV            |
| Input Offset Current<br>( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)   | $I_{IO}$  | —                         | 5.0  | 250  | nA            |
| Input Bias Current<br>( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)   | $I_{IB}$  | —                         | -0.1 | -1.0 | $\mu\text{A}$ |
| Input Common-Mode Voltage Range<br>( $V_{CC} = 40\text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ )                                   | $V_{ICR}$ | -0.3 to<br>$V_{CC} - 2.0$ | —    | —    | V             |
| Open-Loop Voltage Gain<br>( $\Delta V_O = 3.0\text{ V}$ , $V_O = 0.5$ to $3.5\text{ V}$ ,<br>$R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ ) | $A_{VOL}$ | 70                        | 95   | —    | dB            |
| Unity-Gain Crossover Frequency<br>( $V_O = 0.5$ to $3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )                          | $f_C$     | —                         | 350  | —    | kHz           |
| Phase Margin at Unity-Gain<br>( $V_O = 0.5$ to $3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )                              | $\phi_m$  | —                         | 65   | —    | deg.          |
| Common-Mode Rejection Ratio<br>( $V_{CC} = 40\text{ V}$ )  | CMRR      | 65                        | 90   | —    | dB            |
| Power Supply Rejection Ratio<br>( $\Delta V_{CC} = 33\text{ V}$ , $V_O = 2.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )     | PSRR      | —                         | 100  | —    | dB            |
| Output Sink Current<br>( $V_O$ (Pin 3) = 0.7 V)  | $I_{O-}$  | 0.3                       | 0.7  | —    | $\text{mA}$   |
| Output Source Current<br>( $V_O$ (Pin 3) = 3.5 V)  | $I_{O+}$  | -2.0                      | -4.0 | —    | $\text{mA}$   |

NOTE 2: Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient temperatures as possible.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TL494

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $V_{CC} = 15\text{ V}$ ,  $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ ,  $R_T = 12\ \text{k}\Omega$  unless otherwise noted.)

For typical values  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , for min/max values  $T_A$  is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

| Characteristic   | Symbol                       | TL494   |            |          | Unit          |
|--|------------------------------|---------|------------|----------|---------------|
|  |                              | Min     | Typ        | Max      |               |
| <b>PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 12)</b>   |                              |         |            |          |               |
| Input Threshold Voltage<br>(Zero duty cycle)   | $V_{TH}$                     | —       | 3.5        | 4.5      | V             |
| Input Sink Current<br>( $V_{Pin\ 3} = 0.7\ \text{V}$ )   | $I_{I-}$                     | 0.3     | 0.7        | —        | mA            |
| <b>DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 12)</b>  |                              |         |            |          |               |
| Input Bias Current (Pin 4)<br>( $V_{Pin\ 4} = 0\ \text{to}\ 5.25\ \text{V}$ )  | $I_{IB}\ (DT)$               | —       | -2.0       | -10      | $\mu\text{A}$ |
| Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode<br>( $V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$ , $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ )<br>( $V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$ , $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ ) | $DC_{max}$                   | 45<br>— | 48<br>45   | 50<br>50 | %             |
| Input Threshold Voltage (Pin 4)<br>(Zero Duty Cycle)<br>(Maximum Duty Cycle)   | $V_{TH}$                     | —<br>0  | 2.8<br>—   | 3.3<br>— | V             |
| <b>OSCILLATOR SECTION</b>  |                              |         |            |          |               |
| Frequency<br>( $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )   | $f_{osc}$                    | —       | 40         | —        | kHz           |
| Standard Deviation of Frequency*<br>( $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )  | $\sigma f_{osc}$             | —       | 3.0        | —        | %             |
| Frequency Change with Voltage<br>( $V_{CC} = 7.0\ \text{V}\ \text{to}\ 40\ \text{V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ )  | $\Delta f_{osc}\ (\Delta V)$ | —       | 0.1        | —        | %             |
| Frequency Change with Temperature<br>( $\Delta T_A = T_{low}\ \text{to}\ T_{high}$ )<br>( $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ )   | $\Delta f_{osc}\ (\Delta T)$ | —       | —          | 12       | %             |
| <b>UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION</b>  |                              |         |            |          |               |
| Turn-On Threshold ( $V_{CC}$ Increasing, $I_{ref} = 1.0\ \text{mA}$ )  | $V_{th}$                     | 5.5     | 6.43       | 7.0      | V             |
| <b>TOTAL DEVICE</b>  |                              |         |            |          |               |
| Standby Supply Current<br>(Pin 6 at $V_{ref}$ , All Other Inputs and Outputs Open)<br>( $V_{CC} = 15\ \text{V}$ )<br>( $V_{CC} = 40\ \text{V}$ )   | $I_{CC}$                     | —<br>—  | 5.5<br>7.0 | 10<br>15 | mA            |
| Average Supply Current<br>( $V_{Pin\ 4} = 2.0\ \text{V}$ ) (See Figure 12)<br>( $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ , $V_{CC} = 15\ \text{V}$ )   | —                            | —       | 7.0        | —        | mA            |

\*Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula,  $\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (x_n - \bar{x})^2}{N - 1}}$

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (x_n - \bar{x})^2}{N - 1}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY versus TIMING RESISTANCE

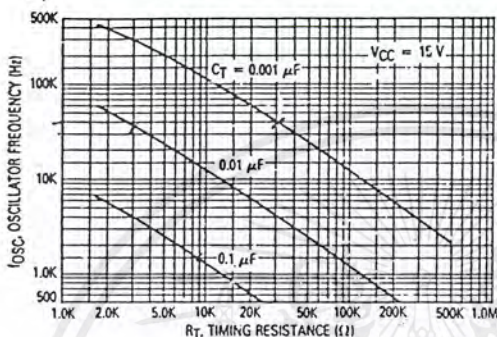


FIGURE 5 — OPEN-LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE versus FREQUENCY

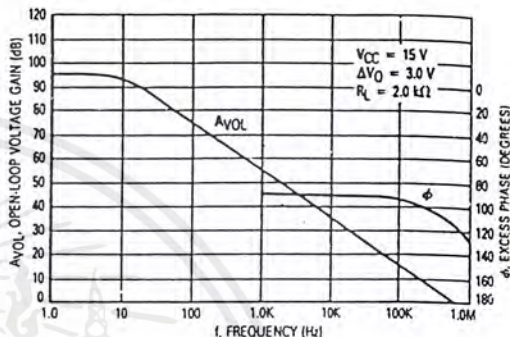


FIGURE 6 — PERCENT DEAD-TIME versus OSCILLATOR FREQUENCY

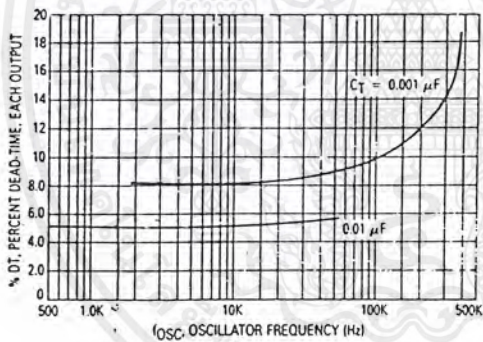


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

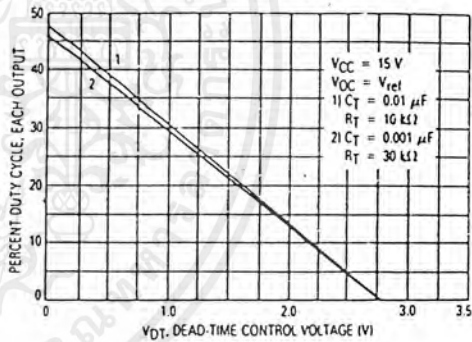


FIGURE 8 — EMITTER FOLLOWER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus EMITTER CURRENT

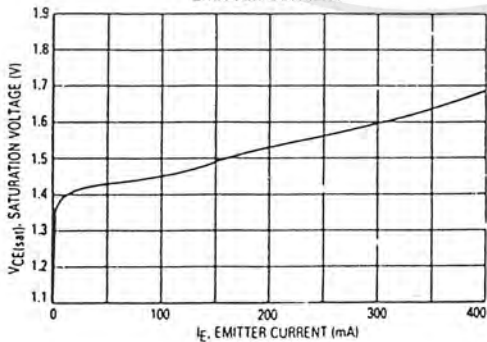
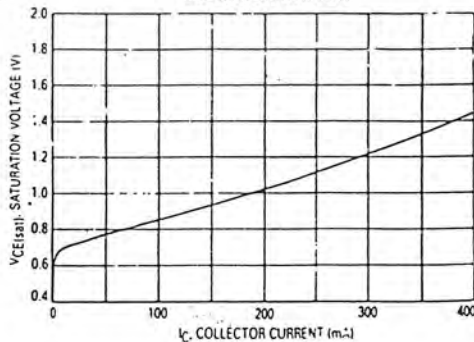


FIGURE 9 — COMMON EMITTER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus COLLECTOR CURRENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL494

FIGURE 10 — STANDBY SUPPLY CURRENT versus SUPPLY VOLTAGE

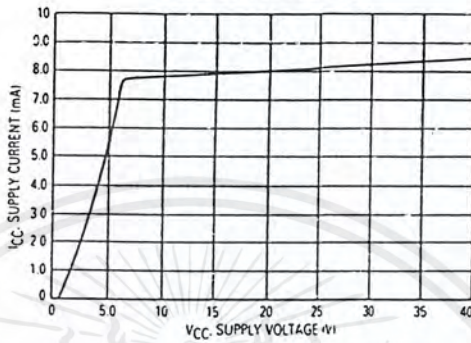


FIGURE 11 — ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

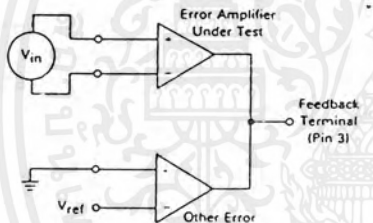


FIGURE 12 — DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL TEST CIRCUIT

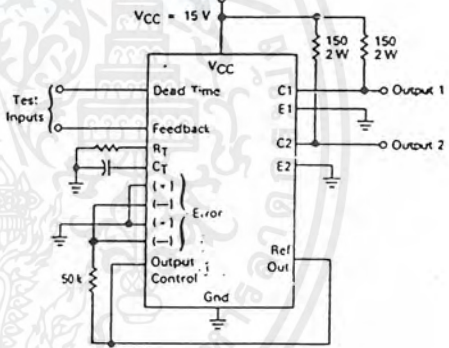


FIGURE 13 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

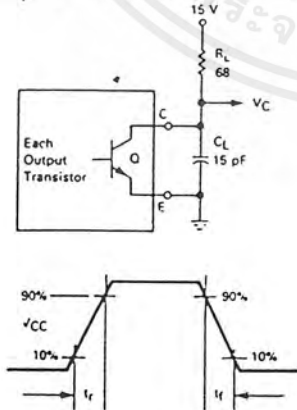
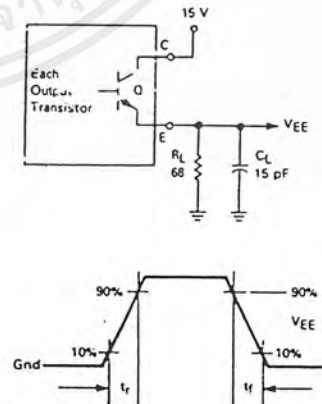


FIGURE 14 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL494

FIGURE 15 — ERROR-AMPLIFIER SENSING TECHNIQUES

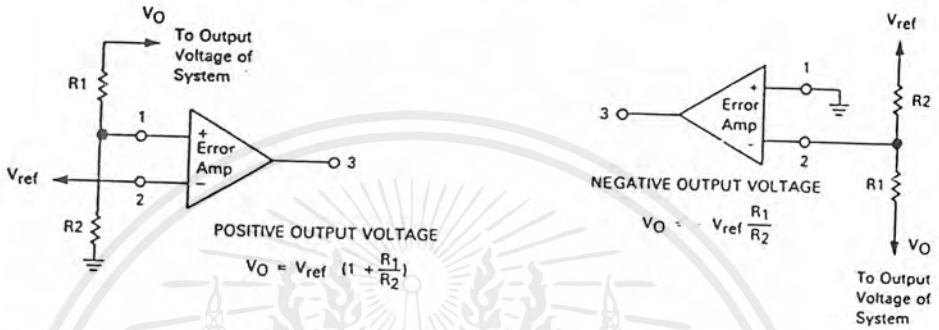


FIGURE 16 — DEAD-TIME CONTROL CIRCUIT

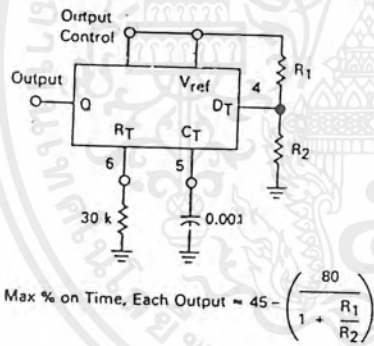


FIGURE 17 — SOFT-START CIRCUIT

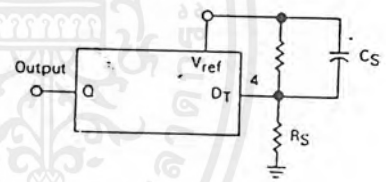
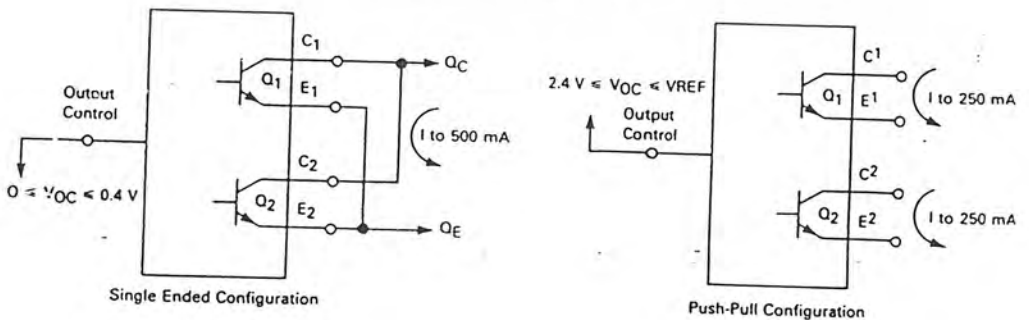


FIGURE 18 — OUTPUT CONNECTIONS FOR SINGLE-ENDED AND PUSH-PULL CONFIGURATIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TL494

FIGURE 19 — SLAVING TWO OR MORE CONTROL CIRCUITS

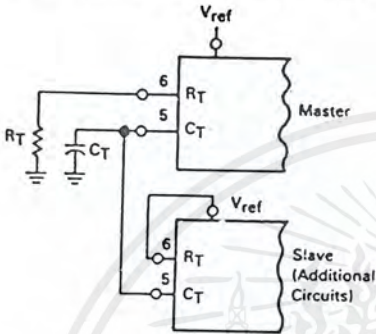


FIGURE 20 — OPERATION WITH  $V_{IN} > 40$  V USING EXTERNAL ZENER

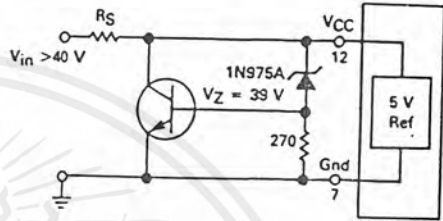
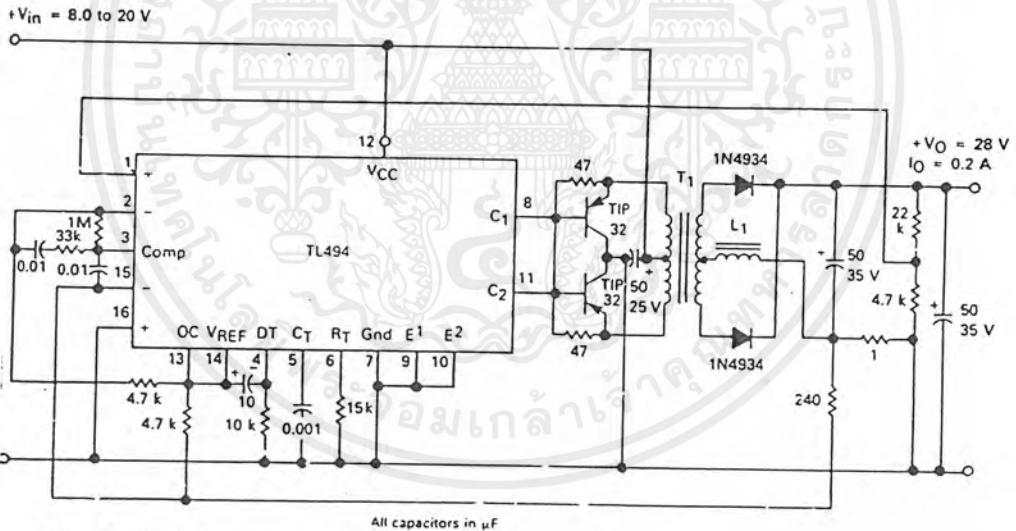


FIGURE 21 — PULSE-WIDTH MODULATED PUSH-PULL CONVERTER



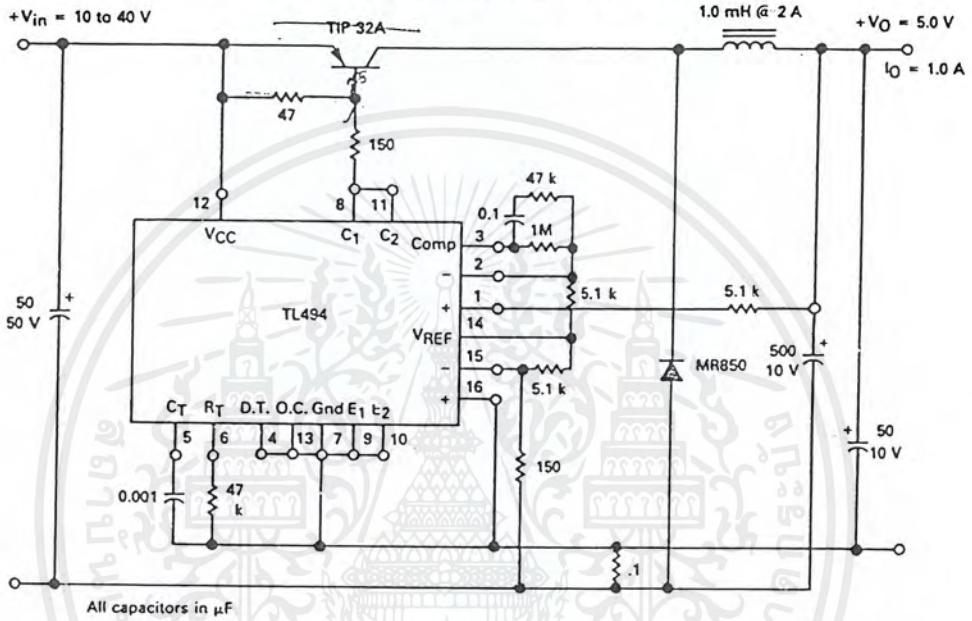
L1 — 3.5 mH @ 0.3 A  
 T1 — Primary: 2CT C.T. #26 AWG  
 Secondary: 120T C.T. #36 AWG  
 Core: Ferroxcube 1408P-L00-3C8

| TEST                  | CONDITIONS                            | RESULTS            |
|-----------------------|---------------------------------------|--------------------|
| Line Regulation       | $V_{in} = 10$ V to 40 V               | 14 mV 0.28%        |
| Load Regulation       | $V_{in} = 28$ V, $I_O = 1$ mA to 1 A. | 3.0 mV 0.06%       |
| Output R.ripple       | $V_{in} = 28$ V, $I_O = 1.0$ A        | 65 mV P-P P.A.R.D. |
| Short Circuit Current | $V_{in} = 28$ V, $R_L = 0.1 \Omega$   | 1.6 amps           |
| Efficiency            | $V_{in} = 28$ V, $I_O = 1$ A          | 71%                |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TL494

FIGURE 22 — PULSE-WIDTH MODULATED STEP-DOWN CONVERTER



| TEST                  | CONDITIONS  | RESULTS            |
|-----------------------|---|--------------------|
| Line Regulation       | $V_{in} = 8.0 \text{ to } 40 \text{ V}$                           | 3.0 mV 0.01%       |
| Load Regulation       | $V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 0.2 \text{ to } 200 \text{ mA}^*$ | 5.0 mV 0.02%       |
| Output Ripple         | $V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$                   | 40 mV p-P P.A.R.D. |
| Short Circuit Current | $V_{in} = 12.6 \text{ V}, R_L = 0.1 \Omega$                       | 250 mA             |
| Efficiency            | $V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_C = 200 \text{ mA}$                   | 72%                |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TL494

ption

TL494 is a fixed-frequency pulse width modulation control circuit, incorporating the primary building block required for the control of a switching power supply. (See Figure 1.) An internal linear sawtooth oscillator, frequency-programmable by two external components,  $R_T$  and  $C_T$ . The approximate oscillator frequency is determined by:

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R_T \cdot C_T}$$

For more information refer to Figure 4.

It pulse width modulation is accomplished by comparison of the positive sawtooth waveform across capacitor  $C_T$  to either of two control signals. The NOR gates, which drive output transistors Q1 and Q2, are enabled only when the flip-flop clock-input line is in its state. This happens only during that portion of time when the sawtooth voltage is greater than the control signals. Therefore, an increase in control-signal amplitude causes a corresponding linear decrease of output pulse width. (Refer to the timing diagram shown in Figure 3.)

These control signals are external inputs that can be fed to the dead-time control, the error amplifier inputs, and the feedback input. The dead-time control comparator has an effective 120 mV input offset which limits minimum output dead time to approximately the 4% of the sawtooth-cycle time. This would result in maximum duty cycle on a given output of 96% with feedback control grounded, and 48% with it connected to the reference line. Additional dead time may be imposed on the output by setting the dead time-control input to a fixed voltage, ranging between 0 to 3.3 V.

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the dead time control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 to 3.5 V. Both error amplifiers have a common-mode input range from  $-0.3$  V to  $(V_{CC} - 2)$  V, and may be used to sense power-supply output voltage and current. The error-amplifier outputs are active high and are ORed together at the non-inverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

When capacitor  $C_T$  is discharged, a positive pulse is generated on the output of the dead-time comparator, which clocks the pulse-steering flip-flop and inhibits the output transistors, Q1 and Q2. With the output-control signal connected to the reference line, the pulse-steering flip-flop directs the modulated pulses to each of the two output transistors alternately for push-pull operation. The output frequency is equal to half that of the oscillator. Output drive can also be taken from Q1 or Q2, when single-ended operation with a maximum on-time of less than 50% is required. This is desirable when the output transformer has a ringback winding with a catch diode used for snubbing. When higher output-drive currents are required for single-ended operation, Q1 and Q2 may be connected in parallel, and the output-mode pin must be tied to ground to disable the flip-flop. The output frequency will now be equal to that of the oscillator.

The TL494 has an internal 5 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an internal accuracy of  $\pm 1.5\%$  with a typical thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0 to 70°C.

FIGURE 3 — FUNCTIONAL TABLE

| Input          | Output Function                  | $f_{out} = f_{osc}$ |
|----------------|----------------------------------|---------------------|
| Output Control |                                  |                     |
| Grounded       | Single-ended P.W.M. at Q1 and Q2 | 1                   |
| At $V_{ref}$   | Push-pull operation              | 0.5                 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**MOTOROLA**  
**SEMICONDUCTOR**  
TECHNICAL DATA

**BD135,-6,-10,-16**  
**BD137,-6,-10,-16**  
**BD139,-6,-10,-16**

PLASTIC MEDIUM POWER  
SILICON NPN TRANSISTOR

... designed for use as audio amplifiers and drivers utilizing complementary or quasi complementary circuits.

- Available in  $h_{FE}$  groups -6, -10, -16
- DC Current Gain— $h_{FE} = 40$  (Min) @  $I_C = 0.15$  A dc
- BD 135, 137, 139 are complementary with BD 136, 138, 140

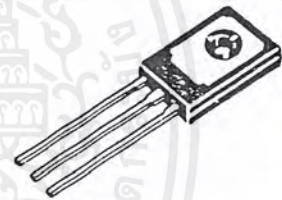
1.5 AMPERE  
POWER TRANSISTOR

NPN SILICON

45, 60, 80 VOLTS  
10 WATTS

MAXIMUM RATINGS

| Rating  | Symbol         | Type                       | Value           | Unit                 |
|---|----------------|----------------------------|-----------------|----------------------|
| Collector-Emitter Voltage                           | $V_{CEO}$      | BD 135<br>BD 137<br>BD 139 | 45<br>60<br>80  | Vdc                  |
| Collector-Base Voltage                              | $V_{CBO}$      | BD 135<br>BD 137<br>BD 139 | 45<br>60<br>100 | Vdc                  |
| Emitter-Base Voltage                                | $V_{EBO}$      |                            | 5               | Vdc                  |
| Collector Current                                   | $I_C$          |                            | 1.5             | A dc                 |
| Base Current  | $I_B$          |                            | 0.5             | A dc                 |
| Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ | $P_D$          |                            | 1.25            | Watts                |
| Derate above $25^\circ\text{C}$                     |                |                            | 10              | mW/ $^\circ\text{C}$ |
| Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ | $P_D$          |                            | 12.5            | Watt                 |
| Derate above $25^\circ\text{C}$                     |                |                            | 100             | mW/ $^\circ\text{C}$ |
| Operating and Storage Junction Temperature Range    | $T_J, T_{stg}$ |                            | -55 to +150     | $^\circ\text{C}$     |



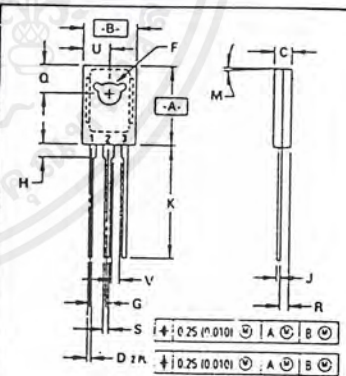
THERMAL CHARACTERISTICS

| Characteristic                          | Symbol        | Max | Unit               |
|---|---------------|-----|--------------------|
| Thermal Resistance, Junction to Case    | $\theta_{JC}$ | 10  | $^\circ\text{C/W}$ |
| Thermal Resistance, Junction to Ambient | $\theta_{JA}$ | 100 | $^\circ\text{C/W}$ |

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_C = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

| Characteristic   | Symbol        | Type                       | Min            | Max       | Unit             |
|--|---------------|----------------------------|----------------|-----------|------------------|
| Collector-Emitter Sustaining Voltage*<br>( $I_C = 0.03$ A dc, $I_B = 0$ )  | $BV_{CEO}$    | BD 135<br>BD 137<br>BD 139 | 45<br>60<br>80 | —         | Vdc              |
| Collector Cutoff Current<br>( $V_{CB} = 30$ Vdc, $I_E = 0$ )<br>( $V_{CB} = 30$ Vdc, $I_E = 0$ , $T_C = 125^\circ\text{C}$ )       | $I_{CBO}$     |                            | —              | 0.1<br>10 | $\mu\text{A}$ dc |
| Emitter Cutoff Current<br>( $V_{BE} = 5.0$ Vdc, $I_C = 0$ )  | $I_{EBO}$     |                            | —              | 10        | $\mu\text{A}$ dc |
| DC Current Gain<br>( $I_C = 0.005$ A, $V_{CE} = 2$ V)<br>( $I_C = 0.15$ A, $V_{CE} = 2$ V)<br><br>( $I_C = 0.5$ A, $V_{CE} = 2$ V) | $h_{FE}$      |                            | 25<br>40       | —<br>250  | —                |
| Collector-Emitter Saturation Voltage*<br>( $I_C = 0.5$ A dc, $I_B = 0.05$ A dc)  | $V_{CE(sat)}$ |                            | —              | 0.5       | Vdc              |
| Base-Emitter On Voltage*<br>( $I_C = 0.5$ A dc, $V_{CE} = 2.0$ Vdc)  | $V_{BE(on)}$  |                            | —              | 1         | Vdc              |

\* Pulse Test: Pulse Width  $\leq 300$   $\mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2.0\%$



- NOTES:  
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.  
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

| DIM | MILLIMETERS |       | INCHES    |       |
|-----|-------------|-------|-----------|-------|
|     | MIN         | MAX   | MIN       | MAX   |
| A   | 10.80       | 11.04 | 0.425     | 0.435 |
| B   | 7.50        | 7.74  | 0.295     | 0.305 |
| C   | 2.42        | 2.66  | 0.095     | 0.105 |
| D   | 0.51        | 0.66  | 0.020     | 0.026 |
| F   | 2.93        | 3.17  | 0.115     | 0.125 |
| G   | 2.39 BSC    |       | 0.094 BSC |       |
| H   | 1.27        | 2.41  | 0.050     | 0.095 |
| J   | 0.29        | 0.53  | 0.015     | 0.025 |
| K   | 14.61       | 16.63 | 0.575     | 0.655 |
| M   | 3 TYP       |       | 3 TYP     |       |
| Q   | 3.76        | 4.01  | 0.148     | 0.158 |
| R   | 1.15        | 1.39  | 0.045     | 0.055 |
| S   | 0.64        | 0.88  | 0.025     | 0.035 |
| U   | 3.69        | 3.93  | 0.145     | 0.155 |
| V   | 1.02        | —     | 0.040     | —     |

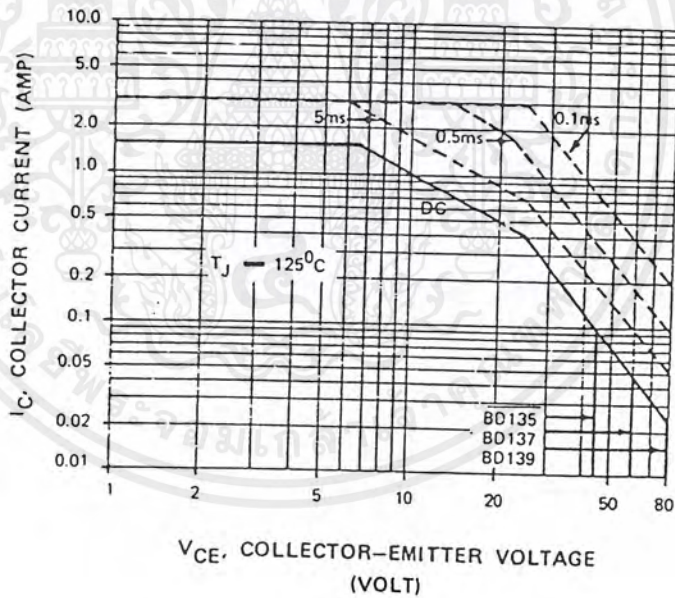
STYLE 1:  
PIN 1: EMITTER  
2: COLLECTOR  
3: BASE

CASE 77-06  
TO-225AA TYPE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BD135,-6,-10,-16, BD137,-6,-10,-16, BD139,-6,-10,-16

FIGURE 1 - ACTIVE REGION SAFE OPERATING AREA



| Available in HFE groups                           | Min. | Max. |
|---|------|------|
| (At $I_C = 0.15$ A, $V_{CE} = 2$ V) HFE group: -6 | 40   | 100  |
| -10   | 63   | 160  |
| -16   | 100  | 250  |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**MOTOROLA**  
**SEMICONDUCTOR**  
TECHNICAL DATA

**BD136,-6,-10,-16**  
**BD138,-6,-10,-16**  
**BD140,-6,-10,-16**

PLASTIC MEDIUM POWER  
SILICON PNP TRANSISTOR

... designed for use as audio amplifiers and drivers utilizing complementary or quasi complementary circuits.

- Available in HFE groups -6, -10, -16
- DC Current Gain— $h_{FE} = 40$  (Min) @  $I_C = 0.15$  Adc
- BD 136, 138, 140 are complementary with BD 135, 137, 139

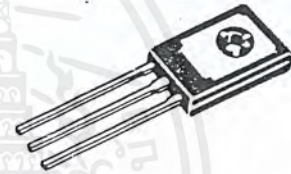
1.5 AMPERE  
POWER TRANSISTOR

PNP SILICON

45, 60, 80 VOLTS  
10 WATTS

MAXIMUM RATINGS

| Rating   | Symbol         | Type   | Value       | Unit  |
|--|----------------|--------|-------------|-------|
| Collector-Emitter Voltage  | $V_{CEO}$      | BD 136 | 45          | Vdc   |
|  |                | BD 138 | 60          |       |
|  |                | BD 140 | 80          |       |
| Collector-Base Voltage   | $V_{CBO}$      | BD 136 | 45          | Vdc   |
|  |                | BD 138 | 60          |       |
|  |                | BD 140 | 100         |       |
| Emitter-Base Voltage   | $V_{EBO}$      |        | 5           | Vdc   |
| Collector Current  | $I_C$          |        | 1.5         | A dc  |
| Base Current   | $I_B$          |        | 0.5         | A dc  |
| Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$<br>Derate above $25^\circ\text{C}$ | $P_D$          |        | 1.25        | Watts |
|  |                |        | 10          | mW/°C |
| Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$<br>Derate above $25^\circ\text{C}$ | $P_D$          |        | 12.5        | Watt  |
|  |                |        | 100         | mW/°C |
| Operating and Storage Junction<br>Temperature Range                                    | $T_J, T_{stg}$ |        | -55 to +150 | °C    |



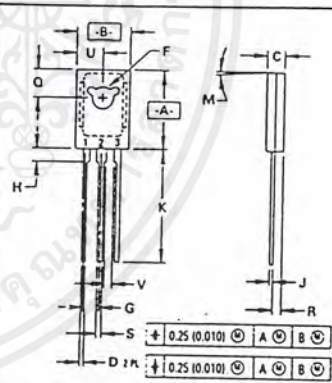
THERMAL CHARACTERISTICS

| Characteristic                          | Symbol        | Max | Unit |
|---|---------------|-----|------|
| Thermal Resistance, Junction to Case    | $\theta_{JC}$ | 10  | °C/W |
| Thermal Resistance, Junction to Ambient | $\theta_{JA}$ | 100 | °C/W |

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_C = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

| Characteristic   | Symbol        | Type   | Min | Max | Unit             |
|--|---------------|--------|-----|-----|------------------|
| Collector-Emitter Sustaining Voltage*<br>( $I_C = 0.03$ Adc, $I_B = 0$ )   | $V_{CEO}$     | BD 136 | 45  | —   | Vdc              |
|  |               | BD 138 | 60  | —   |                  |
|  |               | BD 140 | 80  | —   |                  |
| Collector Cutoff Current<br>( $V_{CB} = 30$ Vdc, $I_E = 0$ )<br>( $V_{CB} = 30$ Vdc, $I_E = 0$ , $T_C = 125^\circ\text{C}$ ) | $I_{CBO}$     |        | —   | 0.1 | $\mu\text{A dc}$ |
|  |               |        | —   | 10  |                  |
| Emitter Cutoff Current<br>( $V_{BE} = 5.0$ Vdc, $I_C = 0$ )  | $I_{EBO}$     |        | —   | 10  | $\mu\text{A dc}$ |
| DC Current Gain<br>( $I_C = 0.005$ A, $V_{CE} = 2$ V)<br>( $I_C = 0.15$ A, $V_{CE} = 2$ V)                                   | $h_{FE}$      |        | 25  | —   | —                |
|  |               |        | 40  | 250 |                  |
| ( $I_C = 0.5$ A, $V_{CE} = 2$ V)   |               |        | 25  | —   |                  |
| Collector-Emitter Saturation Voltage*<br>( $I_C = 0.5$ Adc, $I_B = 0.05$ Adc)  | $V_{CE(sat)}$ |        | —   | 0.5 | Vdc              |
| Base-Emitter On Voltage*<br>( $I_C = 0.5$ Adc, $V_{CE} = 2.0$ Vdc)   | $V_{BE(on)}$  |        | —   | 1   | Vdc              |

\* Pulse Test: Pulse Width  $\leq 300$   $\mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 20\%$ .



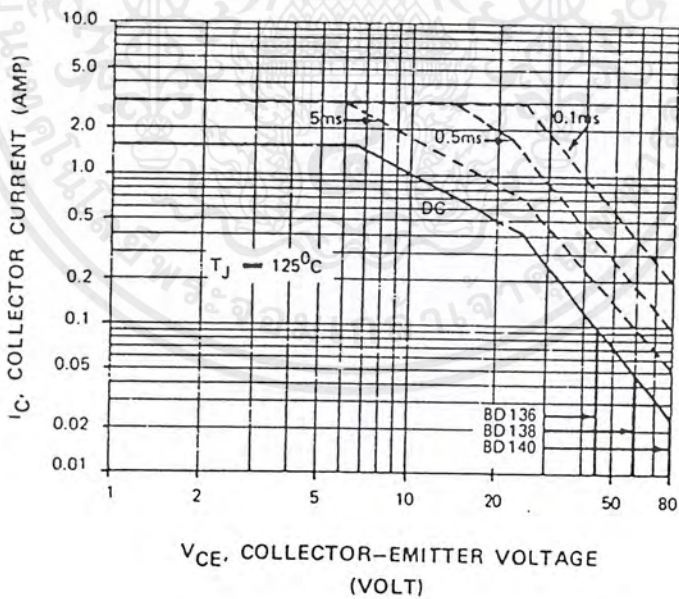
- NOTES:  
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.  
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

| DIM | MILLIMETERS         |       | INCHES              |       | STYLE 1:<br>PIN 1: EMITTER<br>2: COLLECTOR<br>3: BASE |
|-----|---------------------|-------|---------------------|-------|---|
|     | MIN                 | MAX   | MIN                 | MAX   |   |
| A   | 10.80               | 11.04 | 0.425               | 0.435 | CASE 77-06<br>TO-225AA TYPE                           |
| B   | 7.50                | 7.74  | 0.295               | 0.305 |   |
| C   | 2.42                | 2.66  | 0.095               | 0.105 |   |
| D   | 0.51                | 0.66  | 0.020               | 0.026 |   |
| F   | 2.93                | 3.17  | 0.115               | 0.125 |   |
| G   | 2.39 BSC            |       | 0.094 BSC           |       |   |
| H   | 1.27                | 2.41  | 0.050               | 0.095 |   |
| J   | 0.39                | 0.63  | 0.015               | 0.025 |   |
| K   | 14.61               | 16.63 | 0.575               | 0.655 |   |
| M   | 3 <sup>rd</sup> TYP |       | 3 <sup>rd</sup> TYP |       |   |
| O   | 3.76                | 4.01  | 0.148               | 0.158 |   |
| R   | 1.15                | 1.39  | 0.045               | 0.055 |   |
| S   | 0.64                | 0.88  | 0.025               | 0.035 |   |
| U   | 3.69                | 3.93  | 0.145               | 0.155 |   |
| V   | 1.02                | —     | 0.040               | —     |   |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BD136,-6,-10,-16, BD138,-6,-10,-16, BD140,-6,-10,-16

FIGURE 1 — ACTIVE REGION SAFE OPERATING AREA



| Available in HFE groups<br>(at $I_C = 0.15\text{ A}$ , $V_{CE} 2\text{ V}$ ) HFE group: | Min. | Max. |
|---|------|------|
| -6  | 40   | 100  |
| -10   | 63   | 160  |
| -16   | 100  | 250  |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้ที่สำเร็จลุล่วงมาได้เป็นอย่างดีต้องขอขอบคุณผู้มีอุปการะคุณดังต่อไปนี้  
ผศ.ประภาส ไพรสุวรรณ ที่ให้ความกรุณาช่วยเหลือทางด้านคำปรึกษา เงินทุน และ  
อุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการวิจัย

อ. สุรินทร์ คำฝอย ที่ให้คำปรึกษาด้านต่างๆ

พี่ตัวเล็ก ที่อำนวยความสะดวกในการยืมอุปกรณ์ต่างๆ และ ขอในบางอย่าง

เพื่อนๆ ที่คอยถามไถ่ให้คำปรึกษา ให้ยืมอุปกรณ์ต่างๆ ตลอดจนช่วยทำโครงการทั้งที่ไม่  
ใช่โครงการของตัวเองขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ที่ จรูญ ที่คอยอำนวยความสะดวกทั้งทางด้านเงินทุน ช่วยแสวงหาอุปกรณ์ต่างๆ ตลอดจน  
ได้ร่วมลงมือลงแรงช่วยกันทำโครงการจนสำเร็จออกมา ขอขอบคุณครับ

ขอขอบคุณอีกครั้ง สำหรับรายชื่อที่กล่าวมาแล้ว ถ้ามีรายชื่อท่านใดที่ไม่ได้กล่าวถึง ณ ที่นี้ ต้องขอ  
อภัยเป็นอย่างสูง

## เอกสารอ้างอิง

- [1] โกวิท มาศรัตน์, “เครื่องจักรกลไฟฟ้า”, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ วิทยาลัยมหานคร, 2535
- [2] พิเชิต ถ้ายอง, “เครื่องจักรกลไฟฟ้า 1 ,” คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2537
- [3] สุวัฒน์ ตัน, “สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย,” ฝ่ายวิจัยและพัฒนา บริษัทเอนเทลไทย จำกัด, 2538
- [4] มงคล เคชนครินทร์,ชาตรี ศรีไพพรรณ, “อิเล็กทรอนิกส์,” คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2521
- [5] Mogan, Ned and Undeland, Tore, “Power Electronics,” John wiley and Sons, Inc., USA., 1989
- [6] Rashid M.H.,; “Power Electronics,” Pentice – Hall, Inc., USA., 1988