

10:45

11.05

Handwritten notes in Thai script, including the word "ส่ง" (send) and some illegible characters.



ปีการศึกษา 2531

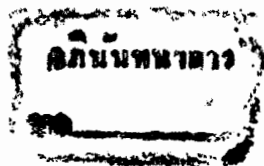
D.C. CONSTANT CURRENT SOURCE FED D.C. MOTOR

โดย

3	ช นิต	ชุตินพงศ์พัฒนกุล	28. 1099
1	ธีรพล	จารุศิริพจน์	28. 1108
2	อรรถกฤษณ์	คิวงฤษดิ์	28. 1315

อาจารย์ที่ปรึกษา

พิชิต ล้ายอง



023252

11. ส.ค. 2532

ปริญญาโทชั้นปีการศึกษา 2531

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

คณะ วิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง D.C. CONSTANT CURRENT SOURCE FED D.C. MOTOR

ผู้จัดทำ

ธนิต	ชุตินพงศ์พัฒนกุล	28. 1099
ธีรพล	จารุศิริพจน์	28. 1108
อรรถกรกฤษณ์	คิวิสฤษดิ์	28. 1315



(พิชิต ล้ายอง)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารนำไปใช้

023252

สารบัญ

	หน้า	
บทคัดย่อ	1	
Abstract	11	
บทที่ 1	บทนำ	1
บทที่ 2	มอเตอร์กระแสตรง	2
	2.1 หลักการของมอเตอร์กระแสตรง	2
	2.2 สมการของแรงบิด	2
	2.3 แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในมอเตอร์	3
	2.4 สมการกระแส	3
	2.5 สมการความเร็ว	4
	2.6 ชนิดของมอเตอร์	4
	2.7 คุณลักษณะประจำของมอเตอร์	4
	2.8 กำลังงานสูญเสีย	5
	2.9 ประสิทธิภาพ	9
บทที่ 3	การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์โดยวิธีชอปเปอร์	10
	3.1 หลักการเบื้องต้นของวงจรชอปเปอร์	10
	3.2 การควบคุมความเร็วมอเตอร์	14
	3.3 วงจรชอปเปอร์แบบ 2 ควอดรันต์	16
บทที่ 4	D.C. CONSTANT CURRENT SOURCE FED D.C. MOTOR	18
	4.1 ส่วนประกอบ	19
	4.2 วงจรหลัก	20

	4.3 วงจรควบคุม	27
	4.4 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	33
	4.5 D.C. TO D.C. CONVERTER	37
บทที่ 5	การสร้างส่วนประกอบและผลการทดลอง	42
	5.1 การทดสอบมอเตอร์กระแสตรงแบบแยกสนามกระตุ้น	42
	5.2 การทดสอบเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	43
	5.3 การทดสอบการทำงานของวงจร	48
บทที่ 6	บทสรุป	57
ภาคผนวก		59
	- รูปวงจรควบคุมและวงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	
	- กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง Field Current & Back emf.	
	- รูปอุปกรณ์ในวงจรต่าง ๆ	
	- 75492	
	- LM 339	
	- K-FET (2SK134)	
	- J-FET (2SJ49)	
	- 4N25	
กิตติกรรมประกาศ		60
หนังสืออ้างอิง		61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

D.C. CONSTANT CURRENT SOURCE FED D.C. MOTOR

ชื่อนิต ชุตินวงศ์พัฒนกุล
ชื่อรพล จารุศิริพจน์
อรรณณกฤษฎณ์ คิวสฤษดี
พินิต ล้ายอง อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2531

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้กล่าวถึงการวิจัยการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์กระแสตรง โดยจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่คงที่ที่สามารถปรับค่ากระแสที่จ่ายให้แก่มอเตอร์ ซึ่งอาศัยการควบคุมแบบป้อนกลับ (Feedback Control) โดยการวัดสัญญาณกระแสที่ไหลในมอเตอร์มาเปรียบเทียบกับสัญญาณกระแสที่ต้องการให้ไหลในมอเตอร์ ทำให้เกิดการสวิชชิงของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (Power transistor) ขึ้น โดยที่การเกิดสวิชชิงนี้เป็นผลทำให้ได้กระแสที่ไหลในมอเตอร์มีค่าตามที่ต้องการ เมื่อต้องการหยุดมอเตอร์ทำได้โดยการให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดทำงาน ในการหยุดทำงานมีการคืนพลังงานให้แก่แหล่งจ่ายไฟฟ้า โดยที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวหนึ่งทำการสวิชชิงในการคืนพลังงาน

D.C. CONSTANT CURRENT SOURCE FED D.C. MOTOR

Tanit	Chuttipongpattanakul	
Teerapol	Jarusiripot	
Atakrit	Siwasarit	
Pichit	Lumyong	Advisor
1988		

Abstract

This thesis is the research of control speed D.C. motor by D.C. constant current source which could variable current. It is based on feedback control. Signal of motor's current, sense by sensor, would be compared with signal of current which wanted to feed D.C. motor. This cause, power transistor operates in switching mode. Because of switching, motor's current values as current which wanted to feed D.C. motor. When we want to stop motor, power transistor will be off. Stopping motor causes motor regenerative power to source by switching the another power transistor.

บทที่ 1
บทนำ

ปัจจุบันความต้องการใช้งานมอเตอร์ที่สามารถปรับความเร็วรอบได้นั้นมีมาก จำเป็นต้องหาวิธีการควบคุมความเร็ว โดยมากแล้วนิยมใช้มอเตอร์กระแสตรงในการใช้งานปรับความเร็วรอบ วิธีหนึ่งที่ใช้ปรับความเร็วรอบมอเตอร์กระแสตรงก็คือการปรับแรงดันที่จ่ายให้กับอาร์มาเจอร์ (Armature) จากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่มีระดับแรงดันคงที่ ซึ่งนิยมใช้วงจรชอปเปอร์ (Chopper) ซึ่งเป็นการเปลี่ยนระดับแรงดันไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่มีระดับแรงดันระดับหนึ่งไปเป็นอีกระดับหนึ่ง โดยทั่วไปแล้วเป็นการเปลี่ยนแปลงของระดับแรงดันไฟฟ้าโดยไม่คำนึงถึงกระแสที่จ่ายให้กับมอเตอร์ซึ่งจะทำให้มอเตอร์นั้นไม่สามารถหมุนด้วยความเร็วรอบที่คงที่ได้ และยังทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของแรงบิด เมื่อมีการเปลี่ยนของกระแส

ดังนั้นโครงการนี้จึงได้ทำการค้นหาวิธีและพัฒนาวงจรชอปเปอร์โดยมีจุดมุ่งหมายให้จ่ายกระแสค่อนข้างคงที่ โดยอาศัยการวัดกระแสที่จ่ายให้มอเตอร์มาเปรียบเทียบกับกระแสที่ตรงการจ่ายให้มอเตอร์ซึ่งผลการเปลี่ยนแปลงกระแสที่ไหลเข้ามอเตอร์ จะทำให้เกิดการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (Power transistor) และเพื่อไม่ให้กระแสไม่ลดลงทันทีที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดทำงาน จึงจำเป็นต้องต่อตัวเหนี่ยวนำ (Inductor) อนุกรมเข้าไปกับมอเตอร์เพื่อให้เกิดการหน่วงของการลดลงของกระแส

สำหรับเนื้อหาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วยเรื่องต่างๆเช่น หลักการของมอเตอร์กระแสตรง การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์กระแสตรงโดยวิธีชอปเปอร์ การคำนวณแหล่งจ่ายไฟ การคำนวณและการสร้างตัวเหนี่ยวนำ สนับเบอร์ (Snubber) ผลการทดลอง สรุป

บทที่ 2 มอเตอร์กระแสตรง

ในบทนี้จะได้กล่าวถึงหลักการโดยทั่วไปทางทฤษฎีเพื่อเป็นพื้นฐานความเข้าใจประกอบกับโครงงานนี้ที่ใช้มอเตอร์กระแสตรงแบบแยกสนามกระตุ้น ดังนั้นต่อไปนี้จะกล่าวถึงหลักการโดยทั่วไปของมอเตอร์กระแสตรง โดยเน้นไปที่คุณลักษณะของมอเตอร์กระแสตรงแบบแยกสนามกระตุ้น ซึ่งจะอธิบายตั้งแต่หลักการของมอเตอร์ (แรงบิด กระแส ความเร็ว) การสูญเสียที่เกิดในมอเตอร์และประสิทธิภาพ

2.1 หลักการของมอเตอร์กระแสตรง (Motor's Principle)

มอเตอร์ก็คือตัวเปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าไปเป็นพลังงานกล เพื่อนำพลังงานกลที่ได้ไปขับเคลื่อนสิ่งต่างๆตามที่ต้องการ อาการทางกลที่เกิดขึ้นก็อาศัยหลักการที่ว่าเมื่อมีกระแสไหลในตัวนำ ซึ่งอยู่ในสนามแม่เหล็กนั้นย่อมทำให้เกิดแรงขึ้นในทิศทางที่หาได้จากกฎมือซ้ายของเฟลมมิ่ง ขนาดของแรงที่เกิดขึ้นนี้ หาได้จาก

$$F = BIL \quad (\text{Newton})$$

เมื่อ F = แรงที่เกิดบนตัวนำ (Newton)

$$B = \text{ความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก} \quad (\text{Tesla})$$

$$I = \text{กระแสที่ไหลในตัวนำ} \quad (\text{Amp})$$

$$L = \text{ความยาวของตัวนำ} \quad (\text{Metre})$$

แรง F ที่เกิดขึ้นจะอยู่ในแนวตั้งฉากกับสนามแม่เหล็ก และกระแสที่ไหลผ่าน

ตัวนำนั้นๆ

2.2 สมการของแรงบิด (Torque Equation)

จากสูตร $F = BIL \quad (\text{Newton})$

ถ้าให้ I_a เป็นกระแสที่ผ่านอาร์มาเจอร์ทั้งหมด

$$I = I_a / \text{จำนวน Path}$$

ให้ Z เป็นจำนวนตัวนำทั้งหมด

r เป็นรัศมี (Effective Radius) ของอาร์มาเจอร์

$$B = \phi * \text{ขั้ว} / 2 \pi r L$$

แรงทั้งหมด $F' = Z * \phi * \text{Pole} * I_a * L / 2 \pi r L * \text{Path}$

จากสูตรแรงบิด $T = F \cdot r$
 $T = \frac{Z \cdot \text{Pole} \cdot \phi \cdot I_a}{2 \text{ Path}} \quad (\text{N.m})$
 $= K_a \cdot \phi \cdot I_a$

โดยที่ $K_a = \frac{Z \cdot \text{Pole}}{2 \pi \text{ Path}}$ เป็นค่าคงที่ของมอเตอร์

หรืออาจกล่าวได้ว่า T แปรผันตามกระแสที่ไหลเข้าสู่อาร์มาเจอร์

2.3 แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในมอเตอร์ (Back E.M.F. of Motor)

ในขณะที่มอเตอร์หมุนนั้นตัวนำในมอเตอร์จะเคลื่อนที่ตัดกับเส้นแรงแม่เหล็กจะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำ (induce) แรงดันไฟฟ้าขึ้น เรียกว่า emf ย้อนกลับ (back emf) ให้สัญลักษณ์คือ E_b ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังนี้

$E_b = K_b \cdot \phi \cdot N$

ϕ = ปริมาณเส้นแรงแม่เหล็กต่อขั้ว

N = ความเร็วรอบของมอเตอร์กระแสตรง (rpm)

$K_b = \frac{Z \cdot \text{Pole}}{\text{Path}} \cdot 60$

ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่า E_b แปรผันตามความเร็วรอบ

2.4 สมการกระแส (Armature Current Equation)

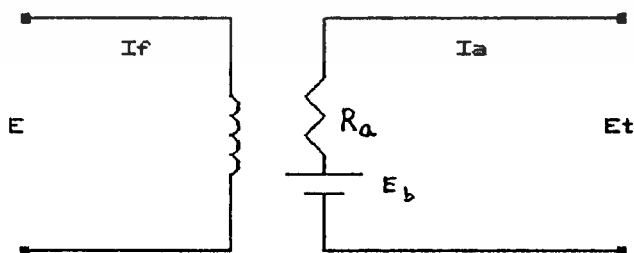
เนื่องจากมอเตอร์จะมี emf. ย้อนกลับ ดังนั้นการคิดหากระแสในวงจรของอาร์มาเจอร์จะต้องคำนึงถึง emf. ย้อนกลับซึ่งมีทิศทางตรงกันข้ามกับแรงดันที่จ่ายให้ด้วย

ถ้าให้ R_a = ความต้านทานของอาร์มาเจอร์

I_a = กระแสที่ไหลผ่านขดของอาร์มาเจอร์

$I_a = \frac{E - E_b}{R_a}$

หรือ $E_b = E - I_a \cdot R_a$



รูปที่ 2.1 แสดงวงจรเสมือนของมอเตอร์แบบแยกสนามกระตุ้น

2.5 สมการของความเร็ว

$$E_b = E - I_a * R_a$$

หรือ $K_b * \omega * N = E - I_a * R_a$

$$N = (E - I_a * R_a) / K_b * \phi \quad (\text{rpm.})$$

2.6 ชนิดของมอเตอร์

มอเตอร์กระแสตรงแบ่งได้เป็น 3 ชนิด ตามลักษณะการ Excited

- มอเตอร์แบบขนาน (Shunt Field Motor)
- มอเตอร์แบบอนุกรม (Serie Field Motor)
- มอเตอร์แบบแยกสนามกระตุ้น (Separate Field Motor)

นอกจากนี้ยังแบ่งชนิดของมอเตอร์ตามลักษณะของการปกปิดมอเตอร์คือ

1. Totally enclose มอเตอร์ชนิดปิดหมดเลย ใช้ในงานที่แช่อยู่ในของเหลว หรือในที่ที่มีความชื้นมาก จึงจำเป็นต้องห่อหุ้มมอเตอร์ให้มิดชิด ไม่ให้ความชื้นเข้าไปทำความเสียหายแก่มอเตอร์
2. Semi enclose มีบางส่วนของมอเตอร์ถูกปิด ทั้งนี้เพื่อที่จะได้อาศัยอากาศเป่า ทำให้มอเตอร์ไม่ร้อนจัด แต่ต้องปิดไว้ไม่ให้ฝุ่นปลิวเข้าไปทำให้สกปรก
3. Totally open ทุกส่วนของมอเตอร์เปิดหมด แบบนี้การทำให้อุณหภูมิเย็นดีกว่าสองแบบแรก แต่สถานที่ใช้จะต้องไม่มีสิ่งที่เป็นอันตรายต่อมอเตอร์

2.7 คุณลักษณะประจำของมอเตอร์ (Motor Characteristics)

คุณลักษณะประจำของมอเตอร์ก็คือ เส้นกราฟที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณต่างๆ ที่มอเตอร์ได้ส่งออกมาหรือได้รับเข้าไป ซึ่งมีทั้งปริมาณไฟฟ้าและปริมาณทางกล ความสัมพันธ์ต่างๆ ที่จะพิจารณามีดังนี้

1. แรงบิดและกระแสอาร์มาเจอร์ คือ การแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับกระแสที่ไหลในอาร์มาเจอร์ นั่นคือคุณลักษณะของ T, I_a คุณลักษณะชนิดนี้รู้จักกันในรูปของคุณลักษณะทางไฟฟ้า
2. ความเร็วกับกระแสอาร์มาเจอร์ คือ ความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วกับกระแสที่ไหลในอาร์มาเจอร์ นั่นคือคุณลักษณะของ N, I_a
3. ความเร็วและแรงบิด คือการแสดงความสัมพันธ์ โดยใช้เส้นกราฟระหว่างความเร็วกับแรงบิด N, T คุณลักษณะเช่นนี้เรียกว่า คุณลักษณะทางกล

2.8 กำลังงานสูญเสีย (Loss)

กำลังงานสูญเสีย คือ กำลังงานที่ไม่ได้ใช้ประโยชน์ แต่เสียไปเป็นความร้อน เป็นส่วนมาก จากกฎของการอนุรักษ์พลังงาน (Law of conservative of energy) กำลังงานที่เกิดขึ้นจะเปลี่ยนแปลงไปเป็นกำลังงานในรูปแบบต่างๆ และถ้ารวมกำลังงานที่เปลี่ยนแปลงในรูปแบบต่างๆแล้วจะเท่ากับกำลังงานที่เกิดขึ้น

เช่นเราเสียกำลังงานทางไฟฟ้าไปจำนวนหนึ่ง ให้แก่มอเตอร์ กำลังงานที่เสียไปนี้ส่วนหนึ่งจะเสียเปล่า เช่น เสียเป็นความร้อนในเส้นลวด I^2R เสียไปในความถี่ ฯลฯ และอีกส่วนหนึ่งจะกลับออกมาที่เพลลาของมอเตอร์ในรูปแบบพลังงานกลซึ่งเราใช้ทำงานได้กำลังงานส่วนนี้เป็นประโยชน์

กำลังงานที่เสียเปล่า เรียกว่า กำลังงานสูญเสีย (Loss)

กำลังงานที่ใช้ทำประโยชน์ได้ เรียกว่า Useful Power

แบ่งกำลังงานสูญเสียออกเป็นพวกใหญ่ๆ ได้ 2 พวก คือ กำลังงานสูญเสียทางกล (Mechanical Loss) และกำลังงานสูญเสียทางไฟฟ้า (Electrical Loss) และพวกใหญ่ๆ นี้ยังแบ่งย่อยลงไปอีก

(ก) กำลังงานสูญเสียทางกล

1. กำลังงานสูญเสียในความถี่ (Friction Loss) เกิดขึ้นที่เพลลาและแบร็ง ที่คอมมิวเตเตอร์และแปรงถ่าน ทั้งสองแห่งนี้มีการขัดสีกันจะต้องใช้พลังงานจำนวนหนึ่งเพื่อเอาชนะความถี่เหล่านี้

ถ้าหากความถี่ระหว่างเพลลากับแบร็งและคอมมิวเตเตอร์กับแปรงถ่านน้อยเพียงใดก็จะลดกำลังงานสูญเสียลงได้มากเพียงนั้น เช่น ที่แบร็งอาจจะใช้แบร็งแบบลูกปืนและคอมมิวเตเตอร์ก็ขัดให้เรียบ เป็นต้น

กำลังงานสูญเสียไปในความถี่นี้ขึ้นอยู่กับความเร็ว N ตามสมการ

$$P_f = K_f * N \quad \text{Watt}$$

2. กำลังงานสูญเสียจากการต้านอากาศ (Windage Loss) เกิดขึ้นเนื่องจากส่วนที่หมุนของเครื่องจักรจะต้านกับอากาศ เช่นที่เพลลามักจะมีใบพัดเพื่อทำให้เครื่องจักรเย็น หรืออาจจะมีท่อระบายอากาศเพื่อเหวี่ยงอากาศออกไปตามท่อเพื่อทำให้เครื่องจักรเย็น ฯลฯ เป็นต้น

ในการนี้จะต้องเสียกำลังงานจำนวนหนึ่ง กำลังงานจำนวนนี้ขึ้นอยู่กับกำลังลมของความเร็ว

$$P_w = K_w * N^3$$

(ข) กำลังงานสูญเสียทางไฟฟ้า (Electrical Loss)

- กำลังสูญเสียจากลวดทองแดง (Copper Loss) คือ $I_a^2 R_a$ และ $I_f V$ ($I_f^2 R_f$)
 I_a คือ กระแสในอาร์มาเจอร์
 R_a คือ ความต้านทานของอาร์มาเจอร์
 I_f คือ กระแสในขดสนามกระตุ้น
 V คือ แรงดัน

ถ้ามีรีโอสแตทอยู่ในวงจรด้วย กำลังสูญเสียดังกล่าวนี้คือ $V I_f$ จะรวมกำลังงานสูญเสียในรีโอสแตทด้วย สำหรับในวงจรของอาร์มาเจอร์ถ้ามีรีโอสแตทและขดลวดสนามกระตุ้นแบบอนุกรมต้องรวมความต้านทานเหล่านี้กับ R_a ด้วย

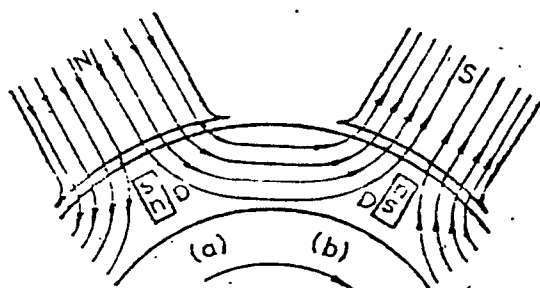
2. กำลังงานสูญเสียตรงหน้าสัมผัสแปรงถ่าน (Brush Contact Loss) ตรงจุดสัมผัสระหว่างแปรงถ่านกับคอมมิวเตเตอร์ จะมีความต้านทานจำนวนหนึ่ง จะมากหรือน้อยขึ้นกับการสัมผัสว่ากดแน่นเพียงใด กำลังงานสูญเสียไปที่ผิวสัมผัสของแปรงถ่านจะเป็นในรูปของความร้อน และจะมีค่าประมาณ $2 * I_a$ วัตต์ คือค่าแรงดันตกที่ผิวสัมผัสของแปรงถ่าน เราประมาณให้เป็น 2 โวลต์ โดยทั่วไป (ซึ่งเป็นค้ำยระหว่างผิวสัมผัสของถ่านกับทองแดง รวมทั้งแรงดันตกในเนื้อถ่านมีค่าระหว่าง 0.5 - 4 โวลต์

3. กำลังงานสูญเสียฮิสเทอรีซิส (Hysterisis Loss) คือกำลังงานที่สูญเสียไปในการเรียงโดเมน (Domain) ของเหล็กกลับไปกลับมาอยู่ตลอดเวลา ดังรูปที่ 2.2 โดยที่ D แทนโดเมนของเหล็กในอาร์มาเจอร์ เมื่อ D อยู่ได้ชั่ว s จะเรียงตัวดังรูป และเมื่อมันมาอยู่ได้ N จะกลับตัวเสียใหม่ดังรูป

การที่โดเมน จะกลับไปกลับมาได้ จะตรงมีกำลังงานจำนวนหนึ่งให้แก่โดเมนนี้ ยิ่งเหล็กที่มีปริมาตรโตก็มีโดเมนมาก จะต้องใช้กำลังงานจำนวนมาก

กำลังงานที่สูญเสียไปขึ้นอยู่กับปริมาตรของเหล็ก ชนิดของเหล็ก อาจดูได้จากวงรอบของฮิสเทอรีซิส (Hysterisis Loop) ถ้าวงรอบนี้โตก็หมายความว่าต้องเสียกำลังงานมาก ค่ากำลังงานสูญเสียขึ้นอยู่กับ B_{max} และยิ่งขึ้นอยู่กับความเร็วของเครื่องจักรด้วย

$$P_h = K_h * N * B_{max}^{1.6} \text{ วัตต์}$$



รูปที่ 2.2 แสดงการเรียงตัวของโดเมนของเหล็กในอาร์มาเจอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. กำลังสูญเสียจากกระแสไหลวน (Eddy Current Loss) ดังรูปที่ 2.3 แสดงให้เห็นว่าเมื่ออาร์มาเจอร์หมุนตัดเส้นแรงแม่เหล็ก อาร์มาเจอร์จะสร้าง emf ขึ้นและครบวงจรในตัวเอง จึงทำให้เกิดกระแสวนอยู่ในเนื้อเหล็ก ซึ่งเรียกว่ากระแสไหลวน (Eddy Current) ถ้าทำอาร์มาเจอร์เป็นแผ่นๆ และกั้นด้วยฉนวนทั้งสองหน้าของแผ่นอาร์มาเจอร์ แล้วนำมาซ้อนกันเป็นแท่งอาร์มาเจอร์จะทำให้กระแสไหลวนนี้น้อยลงได้

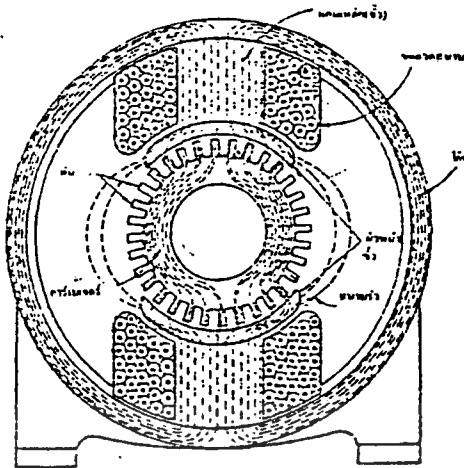


รูปที่ 2.3 แสดงลักษณะกระแสไหลวนในอาร์มาเจอร์

กระแสวนนี้จะเกิดขึ้นเองไม่ได้ จะต้องดึงกำลังที่เราเสียไปส่วนนี้ ส่วนหนึ่งกำลังงานสูญเสียจากกระแสไหลวนนี้ขึ้นอยู่กับความเข้มเส้นแรง (Maximum Flux Density) ยกกำลังสอง กำลังสองของความเร็วรอบและความหนาของแผ่นอาร์มาเจอร์ (t)

$$P_e = K_e * N^2 * B_{max}^2 * t$$

5. กำลังสูญเสียผิวหน้าขั้ว (Pole Face Loss) ที่ผิวหน้าของขั้ว (Pole Face) จะมีการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กอยู่ตลอดเวลา ดังรูป 2.4 เส้นแรงแม่เหล็กจากขั้วมายังอาร์มาเจอร์จะหนาแน่นอยู่ที่ซี่ฟันของอาร์มาเจอร์ เมื่อซี่ฟันเหล่านี้เคลื่อนที่ไปเส้นแรงแม่เหล็กเหล่านี้จะเคลื่อนตามไปซี่ฟันผืนหนึ่ง ก็หมายความว่า จะมีการเคลื่อนที่ของเส้นแรงแม่เหล็กที่ผิวหน้าขั้ว (Pole Face) อยู่ตลอดเวลา ดังนั้นจะเกิดการสูญเสียฮิสเตอรีซิสและกระแสไหลวน เช่นเดียวกับในอาร์มาเจอร์



รูปที่ 2.4 แสดงการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กในมอเตอร์

การที่กระแสไหลวนเกิดที่อาร์มาเจอร์และที่ผิวหน้าของขั้วนี้เอง เราจึงต้องทำอาร์มาเจอร์และขั้วแม่เหล็กเป็นแผ่นๆ (Laminate) แล้วนำมาเรียงเป็นรูปที่หลัง เพื่อจำกัดกระแสไหลวนให้น้อยลง กำลังงานสูญเสียในข้อ 3,4,5 รวมเรียกว่า กำลังงานสูญเสียในคอร์ (Core) หรือ Iron Loss

6. กำลังงานสูญเสียปลิกย่อย (Stray Load Loss) เป็นกำลังงานสูญเสียซึ่งเราไม่สามารถวัดได้ กำลังงานสูญเสียเหล่านี้เสียไปโดยมีเส้นแรงแม่เหล็กรั่ว คือ เสียพลังงานจำนวนหนึ่งจากการสร้างเส้นแรงแม่เหล็กขึ้นมา แต่ไม่ได้ใช้หมด ผลของการเกิดเส้นแรงแม่เหล็กรั่ว คือเมื่อมีปฏิกิริยาอาร์มาเจอร์ สนามแม่เหล็กจะเบนไป (Distort) เส้นแรงแม่เหล็กกระจายไม่เท่ากัน ส่วนหนึ่งบาง ส่วนหนึ่งหนาแน่น ค่าการสูญเสียจากฮิสเตอรีซิสและกระแสไหลวน ที่คิดจากสูตร

$$P_h = K_h * N * B^{1.6} * \omega_{max}$$

และ $P_e = K_e * N^2 * B^2 * \omega_{max}$ จึงไม่

ถูกต้องเพราะ B ไม่เท่ากันตลอดทุกแห่ง นอกจากนั้นยังมีกระแสไหลวนในขดลวดทองแดง ซึ่งไม่ได้ใช้ประโยชน์สิ่งที่กล่าวมานี้เป็นกำลังงานสูญเสียที่คิดไม่ได้ โดยทั่วไปคิด 1% ของกำลังงานที่จ่ายออกมา



7. กำลังงานสูญเสีย (Plant Loss) มีกำลังสูญเสียอยู่พวกหนึ่ง เป็นฟังก์ชันของความเร็วและความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก (Flux Density) ถ้าเราทำงานที่ความเร็วคงที่ และเส้นแรงแม่เหล็กคงที่ กำลังงานสูญเสียเหล่านี้ก็จะคงที่ด้วย เราเรียกกำลังงานสูญเสียเหล่านี้ว่า กำลังงานสูญเสียคงที่ คือ กำลังงานสูญเสียจากฮีสเตอรีซิส กระแสไหลวน ความผิด การต้านลม และกำลังสูญเสียที่ผิวหน้าขั้ว

กำลังงานสูญเสียทั้งหมด คือ $I_a^2 * (R_a + R_s + R_r) + 2I_a + I_f * V + K$
 ไม่คิดกำลังงานสูญเสียปลั๊กย่อย R_s คือ ความต้านทานของขดลวดสนามกระตุ้นแบบอนุกรม ขดคอมมิวเตตติ้ง ขดลวดชดเชย และ R_r คือ ความต้านทานของรีโอสแตท ซึ่งอาจจะมิในวงจรของอาร์มาเจอร์

ถ้าจะให้ถูกต้องแน่นอนต้องกระตุ้นเครื่องจักรที่การกระตุ้นเต็มที่ (full excitation) และใช้แรงดันของอาร์มาเจอร์ต่ำๆ เพื่อให้ได้ความเร็วตามกำหนด แต่อย่างไรก็ตามปฏิกิริยาอาร์มาเจอร์ที่ไม่มีโหลดและที่มีโหลดเต็มที่มีนั้นต่างกันมาก ฉะนั้นผลของเส้นแรงแม่เหล็กขณะไม่มีโหลดและมีโหลดเต็มที่มีจึงต่างกันมากมายน หากเครื่องจักรนั้นมีขดลวดชดเชย (compensating winding) ซึ่งลดปฏิกิริยาอาร์มาเจอร์.

2.9 ประสิทธิภาพ (Efficiency)

ประสิทธิภาพคือ ตัวเลขที่บอกให้ทราบว่าเครื่องจักรทำงานได้ที่เท่าของงานที่เสียไป (หรือกำลังงานเอาต์พุตเป็นกี่เท่าของกำลังงานที่อินพุต) บางทีก็คิดเป็นเปอร์เซ็นต์เทียบกับอินพุต

(1) ประสิทธิภาพ = กำลังงานเอาต์พุต / กำลังงานอินพุต
 และเนื่องจากกำลังงานอินพุต = กำลังงานเอาต์พุต + กำลังงานสูญเสีย
 เราสามารถหาประสิทธิภาพได้อีกวิธีหนึ่ง เรียกว่า Conventional

Efficiency ดังนี้

(2) Conventional Efficiency of Generator
 = Output / (Output + Loss)

(3) Conventional Efficiency of Motor
 = (Input - Loss) / Input

บทที่ 3

การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์โดยวิธีชอปเปอร์

การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์โดยวิธีชอปเปอร์ เป็นการเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่มีแรงดันระดับหนึ่งไปเป็นอีกระดับหนึ่ง การนำไปใช้งานส่วนมากจะเปลี่ยนแรงดัน เพื่อจ่ายให้กับอาร์มาเจอร์ของมอเตอร์กระแสตรง เพื่อใช้ในการเริ่มต้นและควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสตรงและยังสามารถใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่เปลี่ยนระดับแรงดันได้โดยสะดวก

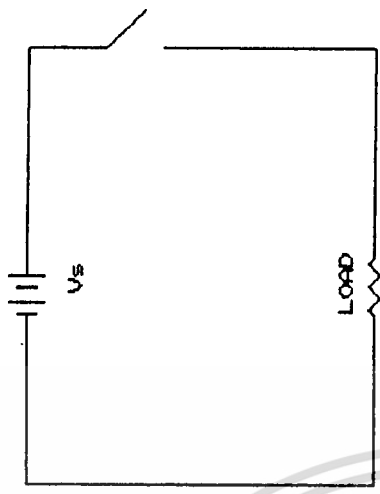
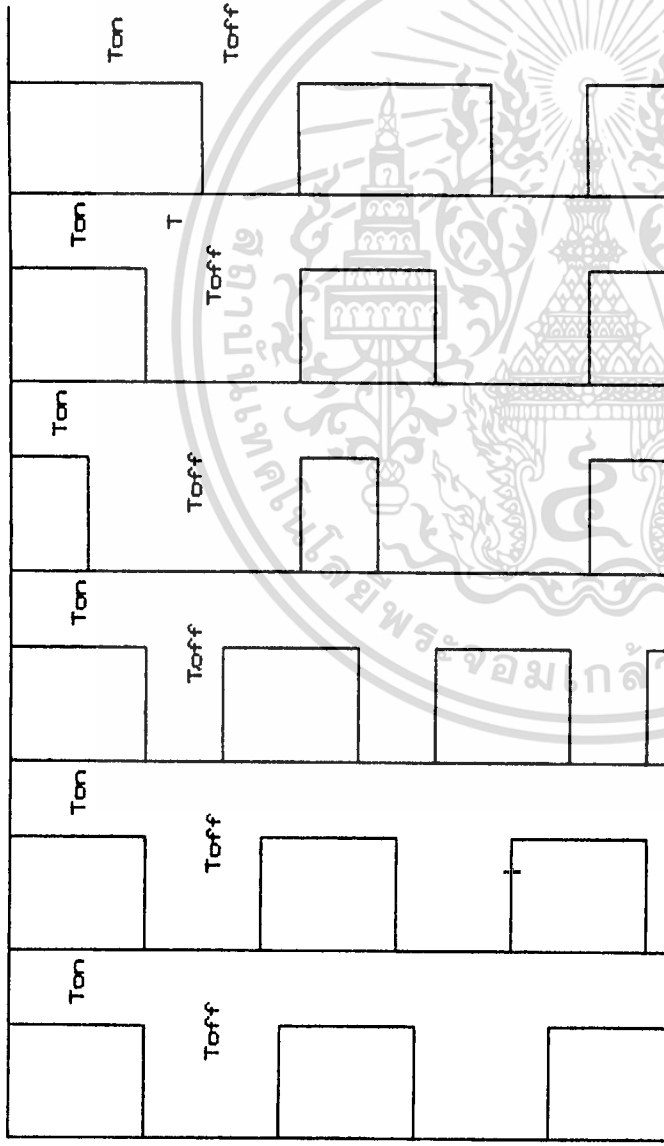
3.1 หลักการเบื้องต้นของวงจรชอปเปอร์

หลักการเบื้องต้นของวงจรชอปเปอร์ สามารถพิจารณาจากวงจรพื้นฐาน ดังแสดงในรูป 3.1 ในวงจรประกอบด้วยแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง สวิตช์ และโหลดเป็นความต้านทาน วงจรที่ใช้งานจริง ๆ จะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ทำหน้าที่แทนสวิตช์

เมื่อปิดสวิตช์ แรงดันที่โหลดจะเท่ากับแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟ เมื่อเปิดสวิตช์แรงดันที่โหลดจะตกลงสู่ศูนย์ แรงดันเฉลี่ยที่โหลดจะเปลี่ยนแปลงตามระยะเวลาที่ปิดสวิตช์และเปิดสวิตช์ จึงเรียกวิธีการนี้ว่า ชอปเปอร์ (Coppers) หรือ d.c. - to - d.c. controllers หรือ Time - ratio controllers

ถ้าช่วงเวลาที่สวิตช์เปิด - ปิด เปลี่ยนแปลงแตกต่างกันก็จะทำให้แรงดันที่โหลด (V_o) และกระแสที่โหลดเปลี่ยนแปลง ซึ่งค่าแรงดันเฉลี่ย (average Voltage) จะมีความสัมพันธ์กับแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟ ดังนี้

$$\begin{aligned}
T_{on} &= \text{ระยะเวลาที่สวิตช์ปิด} \\
T_{off} &= \text{ระยะเวลาที่สวิตช์เปิด} \\
T &= \text{ระยะเวลาในหนึ่งไซเคิล} \\
&= T_{on} + T_{off} \\
V_{o, \text{avg}} &= \frac{1}{T} \int V_L(t) dt \\
&= \frac{1}{T} \int V_s dt \\
&= V_s / T * T_{on} \\
&= V_s * T_{on} / (T_{on} + T_{off})
\end{aligned}$$



รูปที่ 3.1 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรชอปเปอร์

Size Document Number	REV
A	
Date:	March 9, 1989 Sheet of

ลักษณะการเปิด-ปิดสวิตช์ในวงจรชอปเปอร์ขึ้นพื้นฐานในรูป 3.1 สามารถแบ่งได้ 3 ลักษณะ คือ

1) Ton เปลี่ยนแปลง และ Toff เปลี่ยนแปลง แต่ T คงที่ เรียกรการทำงานลักษณะนี้ว่า วิธีการเปลี่ยนแปลงความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulation) รูปร่างของแรงดันเอาต์พุท (output) ดังแสดงในรูป 3.1(ข) แรงดันที่โหลดจะลดลงเมื่อ Ton น้อยลง

2) Ton คงที่ และ Toff เปลี่ยนแปลง และ T เปลี่ยนแปลง เรียกรการทำงานลักษณะนี้ว่า วิธีการเปลี่ยนแปลงความถี่ ดังแสดงรูปร่างของแรงดันเอาต์พุท (Output) ในรูป 3.1(ค) แรงดันที่โหลดจะลดลงเมื่อ Toff มากขึ้น

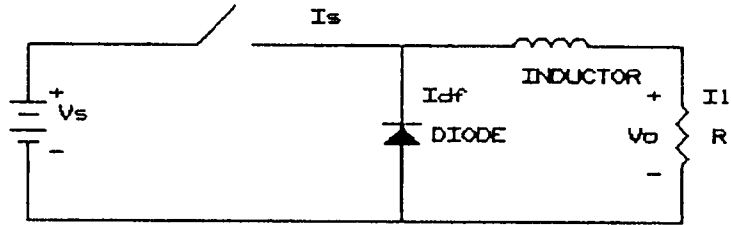
3) เป็นลักษณะการทำงานของวิธีการเปลี่ยนแปลงความกว้างของพัลส์ และเปลี่ยนแปลงความถี่ ซึ่งสามารถแบ่งได้ 2 กรณี คือ

ก) Ton เปลี่ยนแปลง และ Toff คงที่ แต่ T เปลี่ยนแปลง

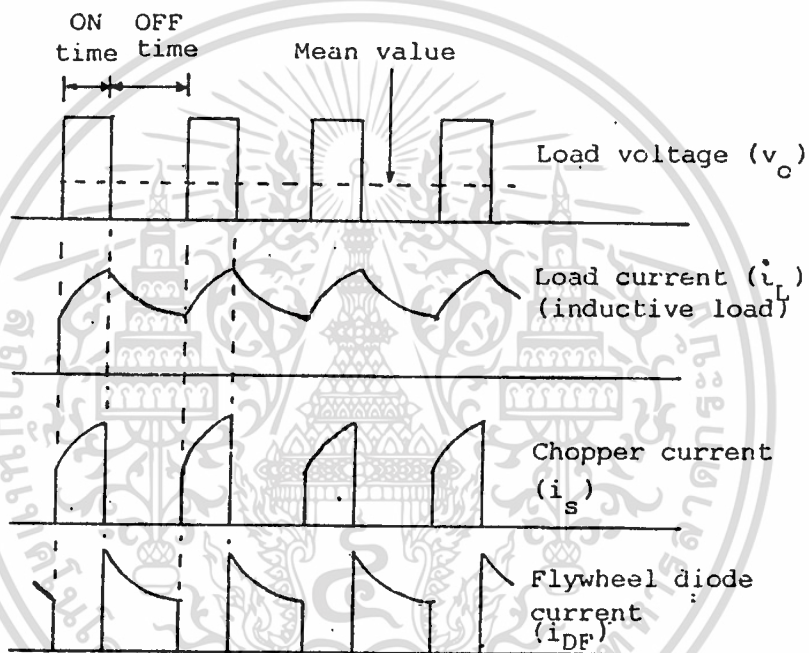
ข) Ton เปลี่ยนแปลง และ Toff เปลี่ยนแปลง และ T เปลี่ยนแปลง

ถ้าวงจรชอปเปอร์มีโหลดเป็นตัวต้านทาน กระแสที่ไหลเข้าโหลดจะมี Waveform รูปร่างเหมือนกับแรงดันที่โหลด ดังแสดงในรูป 3.1 (ข) และ (ค) แต่ถ้าโหลดมีอินดักทีฟโหลด (Inductive Load) กระแสที่ไหลเข้าโหลดจะไหลอย่างต่อเนื่อง โดยต่อ Flywheel - Diode (Df) ดังแสดงในรูป 3.2(ก) ในกรณีที่ต้องการให้แรงดันเอาต์พุท (output) มี ripple น้อยๆ จำเป็นจะต้องมีวงจรฟิลเตอร์

ในรูป 3.2 เป็นวงจรชอปเปอร์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน และอินดักเตอร์ (Lf) และมี Flywheel - Diode (Df) เพื่อให้กระแสที่ไหลในโหลดเรียบขึ้น กระแสจะไหลผ่านไดโอด Df เมื่อสวิตช์ S1 เปิดวงจร อินดักเตอร์จึงมีคุณสมบัติเป็นฟิลเตอร์ ถ้าหากทำการสวิตช์ด้วยความถี่สูงๆ สามารถใช้อินดักเตอร์ ค่าน้อยลงกว่าทำการสวิตช์ที่ความถี่ต่ำ เมื่อสวิตช์ S1 ปิดกระแสไหลจากแหล่งจ่ายไฟเข้าโหลด โดยกระแสจะค่อยๆ เพิ่มขึ้นกระทั่งสวิตช์ S1 เปิด และจะเกิดแรงดันที่โหลดในทิศทางตรงกันข้าม ($V - di/dt$) ทำให้ไดโอด Df ได้รับฟอร์เวอร์ด์ไบอัส นำกระแสจากโหลด ดังแสดงการไหลของกระแสในรูป 3.2(ข)



ก) โหลดเป็นตัวต้านทานและอินดักเตอร์



i_s = กระแสไฟจากแหล่งจ่ายไฟ หรือไหลผ่านสวิตช์

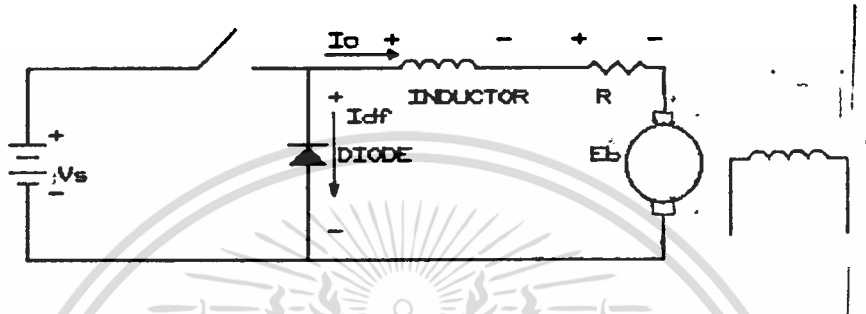
i_{DF} = กระแสไหลกลับไหลผ่าน Flywheel-Diode

ข) แรงดันไฟฟ้าและกระแสที่โหลด

รูปที่ 3.2 แสดงแรงดันไฟฟ้าและกระแสที่ไหลเข้าโหลดที่เป็นอินดักทีฟ

3.2 การควบคุมความเร็วมอเตอร์

วงจรชอปเปอร์นี้สามารถนำมาใช้ควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์กระแสตรง ได้โดยการปรับค่าแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับอาร์มาเจอร์ ดังนั้นจึงมีความสำคัญที่จะต้องกล่าวถึงลักษณะและผลของวงจรชอปเปอร์ที่ต่อกับโหลดที่ประกอบด้วย emf (E_b) ต่ออนุกรมกับตัวต้านทาน และตัวเหนี่ยวนำ ดังรูปที่ 3.3 ส่วนที่เป็นโหลดนั้นเทียบได้กับอาร์มาเจอร์ของมอเตอร์กระแสตรง ซึ่งในที่นี้กำหนดให้ค่า E_b มีค่าคงที่ในการวิเคราะห์



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรชอปเปอร์ที่มีโหลดเป็นมอเตอร์

จากกฎของเคอร์ชอฟ (Kirchoff's voltage law) ที่ลูปของเอาท์พุท

$$R \cdot i_o + L \cdot di_o/dt = V_o - E_b$$

ให้ค่าคงที่เวลา (time constant) $T = L / R$ ดังนั้น

$$T \cdot di_o/dt + i_o = (V_o - E_b) / R$$

สมมติให้ที่ $t = 0$ ค่ากระแส i_o ก็คือค่ากระแสเริ่มต้นกำหนดให้มีค่าเท่ากับ I_{min} โดยที่สวิตช์จะปิดวงจรที่เวลา $t = 0$ จนถึง $t = t_{on}$ ซึ่ง $V_o = V_i$ ณ นั้น กระแส $i_o(t)$ ที่เวลา t มากกว่า ศูนย์ก็คือ

$$i_o(t) = I_{min} \cdot e^{-t/T} + (V_i - E_b) / R \cdot (1 - e^{-t/T})$$

กระแส i_o จะมีค่าเพิ่มขึ้นอย่าง exponential เมื่อเวลาเพิ่มขึ้น

ที่ $t = t_{on}$ สวิตช์จะเปิดวงจรค่าของ i_o ที่ $t = t_{on}$ จะมีค่าเท่ากับ

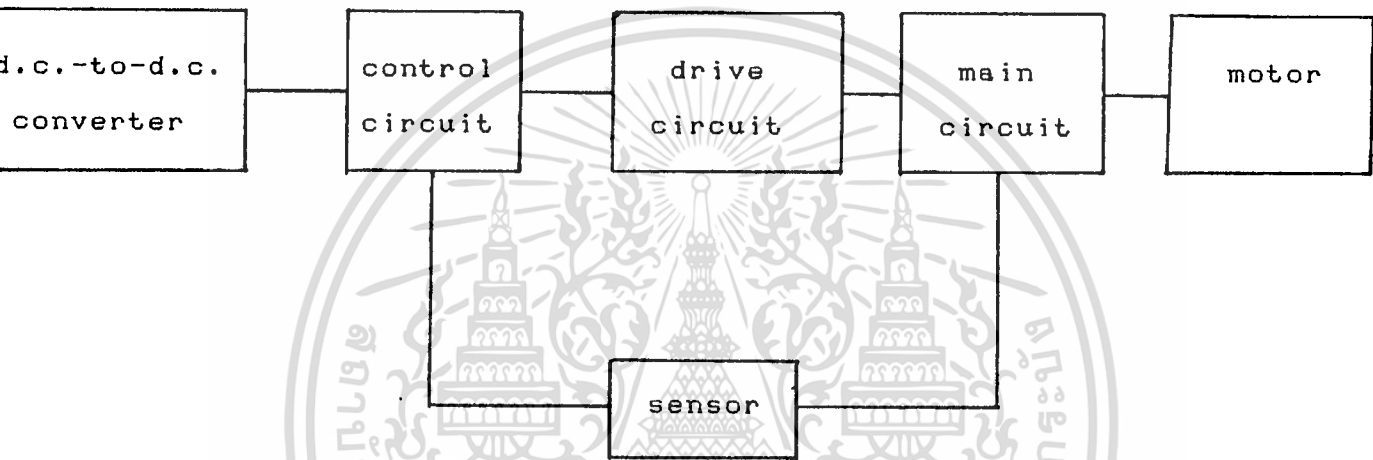
I_{max} ฉะนั้นจะได้ $i_o(t_{on}) = I_{max}$

$$I_{max} = I_{min} \cdot e^{-t_{on}/T} + (V_i - E_b) / R \cdot (1 - e^{-t_{on}/T})$$

บทที่ 4

D.C. CONSTANT CURRENT SOURCE FED D.C. MOTOR

เป็นวิธีการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์กระแสตรงโดยอาศัยการควบคุมแบบป้อนกลับ (Feedback Control) ซึ่งเป็นการควบคุมกระแสที่ไหลในอาร์มาเจอร์กระแสตรง โดยใช้แบตเตอรี่เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง สามารถแยกส่วนประกอบต่างๆที่สำคัญได้ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 แสดง block diagram

จากรูปที่ 4.1 เป็นการแสดงส่วนประกอบของ D.C. CONSTANT CURRENT SOURCE FED D.C. MOTOR ว่าประกอบด้วยส่วนต่างๆที่มีความสัมพันธ์กัน

4.1 ส่วนประกอบของ D.C.CONSTANT CURRENT SOURCE FED D.C. MOTOR

1. การเปลี่ยนระดับศักดาไฟฟ้ากระแสตรงจากแบตเตอรี่ (d.c.-to-d.c. Converter) ทำหน้าที่ลดระดับศักดาไฟฟ้าจากแบตเตอรี่ ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายไฟ เพื่อทำหน้าที่ลดศักดาไฟฟ้าให้กับวงจรควบคุม (Control Circuit) และวงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (Drive Power Transistor)

2. วงจรควบคุม (Control Circuit) เมื่อสัญญาณจากเซนเซอร์ (Sensor) ถูกป้อนกลับมาในรูปของศักดาไฟฟ้าที่มีค่าน้อยๆ จะถูกขยายให้ขนาดของสัญญาณใหญ่ขึ้นแล้วนำไปเปรียบเทียบกับระดับความต่างศักดาที่ทำหน้าที่เปรียบเทียบ สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจะเป็นตัวกำหนดการทำงานเปิดปิดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

3. วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (Drive circuit) สัญญาณที่ออกมาจากวงจรควบคุมยังไม่สามารถที่จะนำไปควบคุมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ เพราะกระแสที่ต้องจ่ายให้ขาเบส (Base) ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก วงจรควบคุมไม่สามารถจ่ายได้ จึงต้องใช้วงจรขับมาช่วยจ่ายกระแสให้กับขาเบสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

4. วงจรหลัก (Main Circuit) ทำหน้าที่จ่ายศักดาไฟฟ้าให้แก่มอเตอร์กระแสตรง โดยมอเตอร์กระแสตรงจะได้รับกระแสจากแบตเตอรี่ตามช่วงจังหวะการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

5. มอเตอร์ (Motor) ทำหน้าที่เป็นโหลดของวงจร ซึ่งจะนำพลังงานกลที่ออกจากมอเตอร์ไปใช้งานอีกที่หนึ่ง เช่น นำไปขับเครื่องกำเนิดไฟฟ้า เป็นเครื่องของรถยนต์ไฟฟ้า

6. เซนเซอร์ (Sensor) ทำหน้าที่วัดกระแสที่ไหลภายในอาร์มาเจอร์ของมอเตอร์กระแสตรง โดยที่จะวัดออกมาในรูปของศักดาไฟฟ้า แล้วนำสัญญาณที่วัดได้ไปป้อนกลับไปสู่วงจรควบคุม ซึ่งตัวเซนเซอร์นี้ใช้ ชันท์แอมป์ (Shunt Amp)

4.2 วงจรหลัก (Main Circuit)

ส่วนประกอบที่สำคัญของโครงงานนี้ ซึ่งเป็นส่วนที่ใช้งานจริงอีกส่วนก็คือ วงจรหลัก ซึ่งประกอบไปด้วยส่วนต่างๆ ดังนี้

4.2.1 แหล่งจ่ายไฟกระแสตรง 36 โวลต์

4.2.2 Smooth Inductor (L)

4.2.3 มอเตอร์กระแสตรงแบบแยกสนามกระตุ้น

4.2.4 ชั้นที่แอมป์

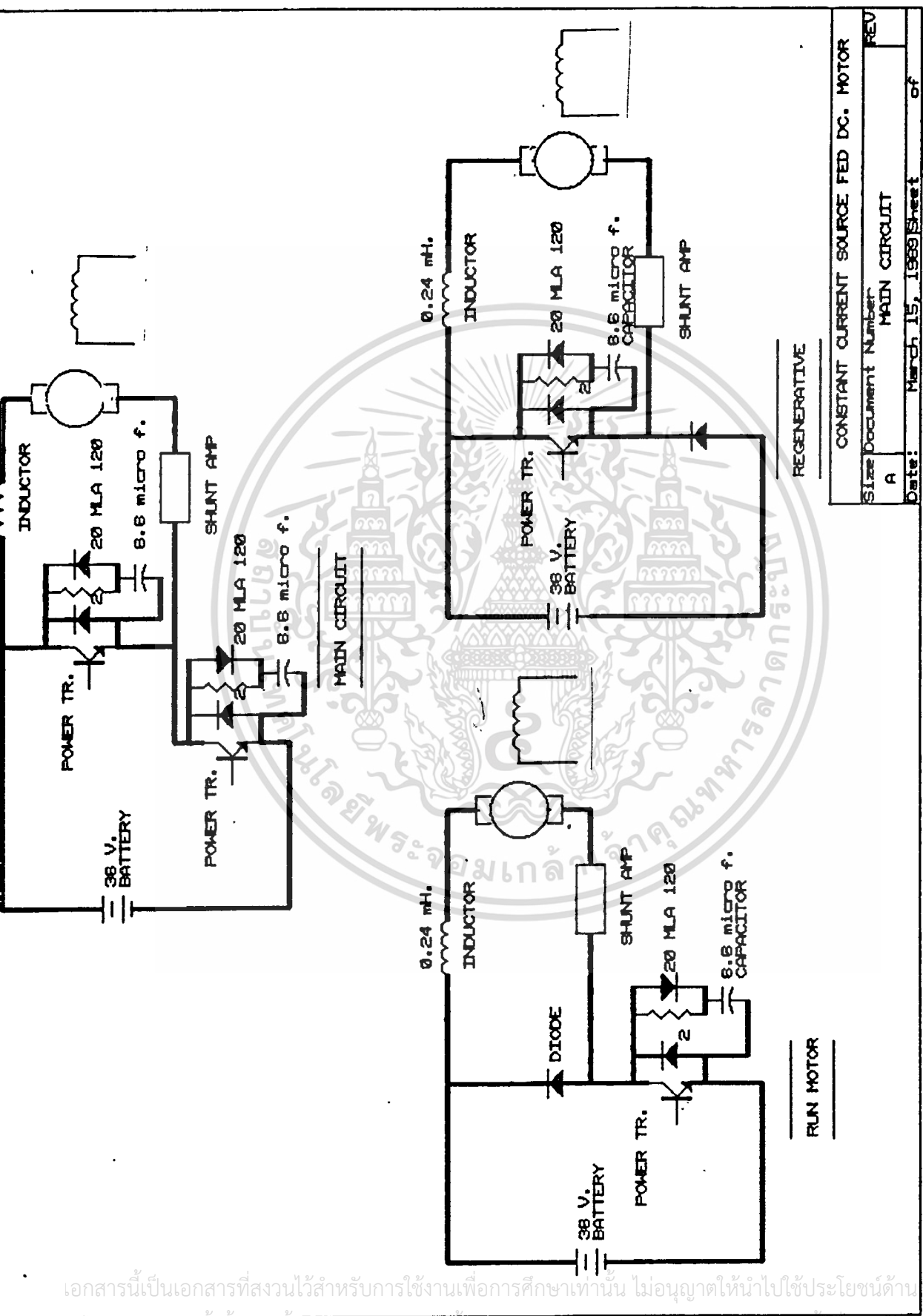
4.2.5 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

4.2.6 สนับเบอร์ (Snubber)

โดยที่อุปกรณ์ต่างๆจะประกอบกันดังรูปที่ 4.2



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



CONSTANT CURRENT SOURCE FED DC. MOTOR	
Size Document Number	REV
A	MAIN CIRCUIT
Date:	March 15, 1969 Sheet of

รูปที่ 4.2 แสดงวงจรหลัก

ในส่วนของอุปกรณ์แต่ละตัวจะมีหน้าที่ดังต่อไปนี้

- แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

การที่โครงการนี้ใช้แบตเตอรี่เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเนื่องมาจาก จะนำไปใช้กับรถไฟฟ้า ซึ่งรถไฟฟ้านี้เป็นระบบที่มีการเคลื่อนที่ ดังนั้นเพื่อความสะดวกจึงต้องหาแหล่งพลังงานซึ่งสามารถบรรทุกไปด้วย ดังนั้นจึงใช้แบตเตอรี่เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง ลักษณะและคุณสมบัติของแบตเตอรี่

Cycle Life เป็นค่าที่แสดงถึงระยะเวลาทั้งหมดที่แบตเตอรี่

สามารถจ่ายพลังงานเพื่อใช้ในระบอบส่งกำลังได้ ซึ่งในช่วงเวลานั้น กำลังงานที่ได้จากการคายประจุจะต้องสูงกว่าหรืออย่างน้อยต้องเท่ากับค่าที่กำหนดไว้ และระดับศักดาที่ขั้วแบตเตอรี่จะต้องไม่ต่ำกว่าค่าที่กำหนดไว้เช่นกัน

แรงดันแบตเตอรี่ เป็นค่าความต่างศักย์ระหว่างขั้วแบตเตอรี่ ค่าความต่างศักย์นี้จะต้องสูงกว่าที่จะใช้ในระบอบขับเคลื่อนได้ ค่าความต่างศักย์ที่ขั้วเซลล์ที่ขณะไร้อโหลด (No Load) (กระแสเป็นศูนย์) จะเป็นฟังก์ชันของการเกิดประจุของแบตเตอรี่ แต่ขณะที่มีโหลด แรงดันไฟฟ้าที่ขั้วจะเป็นฟังก์ชันของกระแสโหลด การเปลี่ยนแปลงระดับศักดาไฟฟ้าของแบตเตอรี่ จะมีผลต่อการควบคุมความเร็วรอบและแรงบิดของมอเตอร์กระแสตรงมาก

ความต้านทานภายในในแบตเตอรี่ มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงระดับศักดาไฟฟ้าที่ขั้วของแบตเตอรี่ขณะมีโหลด ค่าความต้านทานนี้เกิดจากปรากฏการณ์ทางเคมีที่เกิดขึ้นภายในตัวของแบตเตอรี่ ขณะถ่ายเทประจุ เช่น การเกิดโพลาไรเซชันในตะกั่ว-กรด ทำให้เกิดประจุใกล้ผิวอิเล็กโทรดลดลง จึงเสมือนมีความต้านทานภายในเกิดขึ้น

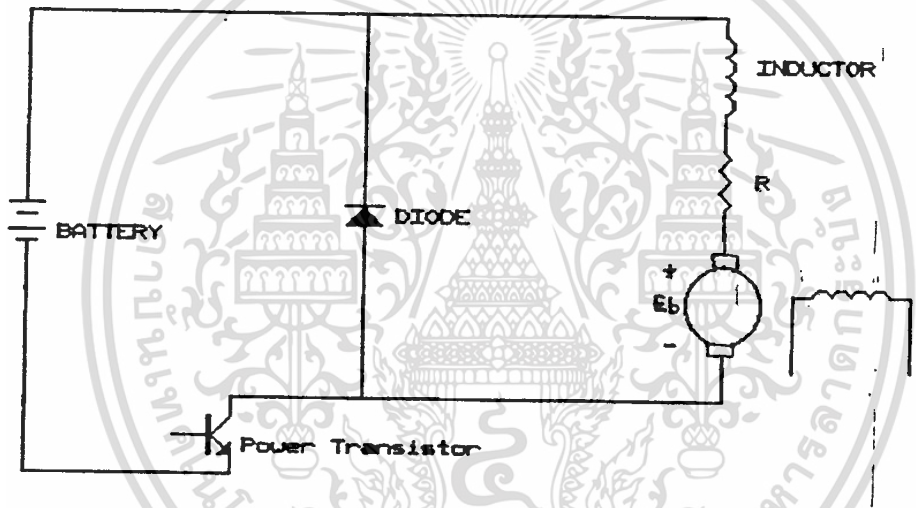
คุณสมบัติของประจุ ภาวะของประจุในแบตเตอรี่แสดงถึงปริมาณพลังงานที่สะสมไว้ในแบตเตอรี่ ซึ่งเป็นภาวะที่อยู่ระหว่างการอัดประจุเต็มที่กับการคายประจุอย่างสมบูรณ์ สิ่งสำคัญที่แสดงคุณสมบัติของประจุในแบตเตอรี่คือระดับของกำลังไฟฟ้าที่แบตเตอรี่สามารถรับการประจุได้ ทั้งนี้เพราะการอัดประจุไม่เหมือนการเติมน้ำมัน ซึ่งต้องเติมขณะรถหยุด แต่แบตเตอรี่อาจมีการอัดประจุ ขณะที่มอเตอร์ทำงาน เป็นไปในรูปของการ Regenerative ได้

คุณสมบัติของอุณหภูมิ อุณหภูมิห้องและอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นในตัวแบตเตอรี่จะมีผลต่อการทำงานของแบตเตอรี่มาก แบตเตอรี่จะต้องทำงานอยู่ในที่มีอุณหภูมิอยู่ในช่วงแคบๆ คืออุณหภูมิไม่เปลี่ยนแปลงมากนัก ดังนั้นแบตเตอรี่ที่ดีจะต้องสามารถทำงานอยู่ในช่วงอุณหภูมิที่กำหนดได้อย่างดี

อายุการใช้งาน แบตเตอรี่จะสามารถใช้งานได้นานเท่าใดนั้นขึ้นอยู่กับ การบำรุงรักษาขณะใช้งาน เช่นตรวจดูความถ่วงจำเพาะของน้ำกรดก่อนเติมน้ำกลั่นเสมอ รักษาอุณหภูมิขณะใช้งานให้อยู่ในระดับที่ผู้ผลิตกำหนด นอกจากนี้การอัดประจุมากหรือน้อยเกินไป จะมีผลต่ออายุการใช้งานคือ ถ้าอัดมากเกินไปทำให้ความร้อนภายในสูงมากอาจทำให้น้ำแตกตัวไฮโดรเจนและออกซิเจนมากเกินไป ก๊าซที่เกิดขึ้นจะไปเกาะบนแผ่นขั้วและลบบของแบตเตอรี่ทำให้เนื้อธาตุหลุดไป เป็นต้น

- Smooth Inductor (L)

ตัวเหนี่ยวนำที่จะต่อเข้ากับวงจรโดยต่ออนุกรมกับมอเตอร์กระแสตรงแบบแยกสนามกระตุ้นนี้ จะมีผลต่ออัตราการเพิ่มและลดของกระแสขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานในลักษณะเปิดหรือปิด ซึ่งสามารถหาค่ากระแสของการเปิดหรือปิดได้ดังนี้



รูปที่ 4.3 แสดงการทำงานช่วง run motor

จากรูป สามารถเขียนสมการได้คือ

$$Ri_o + L*di_o/dt = V_o - E_c$$

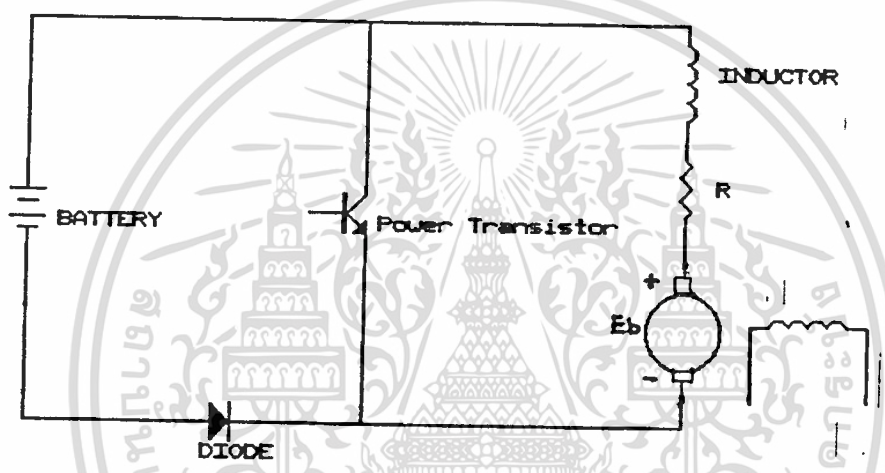
กำหนดให้ $\tau = L/R$

$$di_o/dt + R/L*i_o = (V_o - E_c)/L$$

ดังนั้นเราจะได้สมการของกระแสดังนี้

$$i_o(t) = I_{min} * e^{-t/\tau} + (V_i - E_c) / R * (1 - e^{-t/\tau})$$

จากสมการเราจะเห็นได้ว่าคุณค่า L จะมีผลต่อการเพิ่มและลดของกระแส โดยจะทำให้การเพิ่มหรือลดของกระแสจะเป็นลักษณะ exponential และถ้าค่าของ L มากที่ค่า ΔI เดียวกันความถี่ในการทำงานจะน้อยกว่าที่ค่า L น้อยกว่า ส่วนในช่วง Regenerative จะมีทิศทางของกระแส ดังรูป



รูปที่ 4.4 แสดงการทำงานในช่วง Regenerative

ในช่วงการทำงานแบบ Regenerative นี้ตัวเหนี่ยวนำจะทำหน้าที่จ่ายกระแสให้ไหลกลับไปสู่ แบตเตอรี่

- มอเตอร์กระแสตรง แบบแยกสนามกระตุ้น

การที่เราใช้มอเตอร์กระแสตรงแบบแยกสนามกระตุ้น เนื่องจากเราต้องการควบคุมให้ มอเตอร์ทำงานได้ใน 2 ลักษณะคือ เจนเนอเรทีฟ (Generative) และ รีเจนเนอเรทีฟ (Regenerative) ดังนั้นมอเตอร์แบบแยกสนามกระตุ้นจึงเป็นแบบที่เหมาะสมกว่าแบบอื่น

- ชัณฑ์แอมป์ (Shunt Amp)

ในการตรวจวัดขนาดของกระแสในวงจรหลักนั้น เราไม่สามารถวัดกระแสได้โดยตรงเนื่องจากขนาดของกระแสค่อนข้างสูง ดังนั้นเราจึงต้องใช้ ชัณฑ์แอมป์ในการวัดค่ากระแส โดยที่ตัวชัณฑ์แอมป์นี้จะให้สัญญาณออกมาเป็นค่าศักดาไฟฟ้าต่ำๆ ซึ่งค่าศักดาไฟฟ้านี้จะมีค่าความสัมพันธ์กับกระแสที่วัดแบบแปรผันตรง

$$V \propto I$$

โดยที่ความสัมพันธ์นี้จะมีความถูกต้องในช่วงกระแสตั้งแต่ 0 - 200 แอมป์ โดยศักดาไฟฟ้าที่ออกมาจะอยู่ในช่วง 0 - 60 มิลลิโวลท์

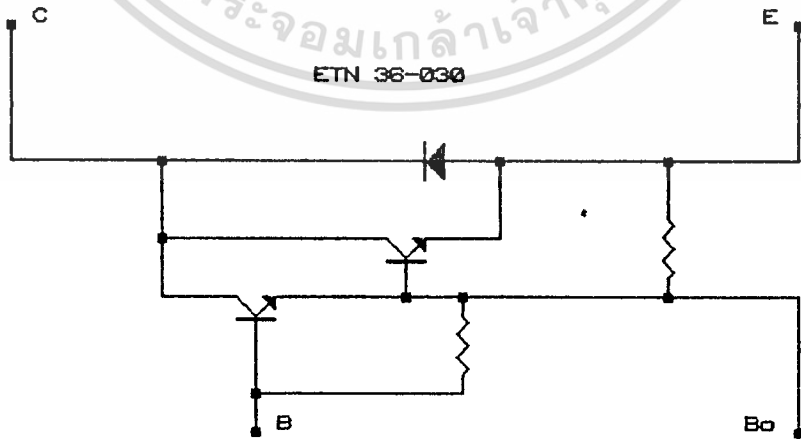
- เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (Power Transister)

เราใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว คือ Tr1 และ Tr2 โดยที่ Tr1 จะใช้งานในช่วง เจนเนอเรทีฟ และ Tr2 จะใช้งานในช่วง รีเจนเนอเรทีฟ

ในการเลือกใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นั้นเราจะต้องเลือกชนิดที่ต้องสามารถทนศักดาไฟฟ้าได้เกิน 2 เท่า แต่ในวงจรของเรามีขนาดศักดาไฟฟ้าต่ำดังนั้นจึงแทบจะไม่ต้องคำนึงถึง

ช่วงเวลาในการทำงานเปิดและปิดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะต้องมากกว่าช่วงเวลาของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ และการระบายความร้อนต้องกำหนดภาวะกระแสให้น้อยกว่าข้อมูลที่ได้จากผู้ผลิต

โดยส่วนใหญ่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ทำหน้าที่เป็นการสวิตชิง (Switching) จะมี Flywheel-Diode ประกอบอยู่ในส่วนของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ โดยทำหน้าที่เป็นทางผ่านให้พลังงานคืนสู่แหล่งจ่ายหรือให้มีการไหลของกระแสข้ามออเตอร์กระแสตรงอย่างต่อเนื่องขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดทำงาน



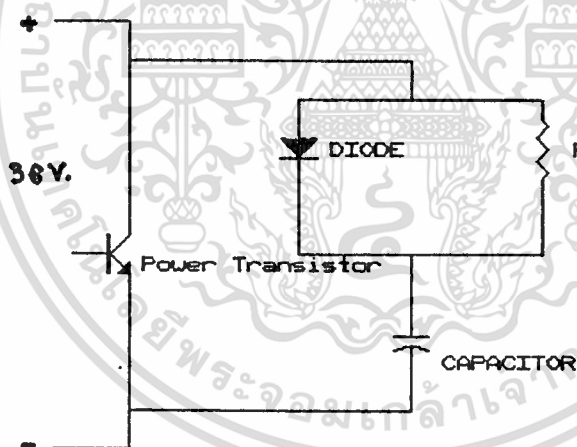
รูปที่ 4.5 แสดงวงจรภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- สับเบอว์ (Snubber)

เนื่องจากในช่วงการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นั้นจะมีผลของสไปค์ (Spike) ซึ่งสไปค์ที่เกิดคร่อมขาคอลเลคเตอร์ (Collector) และอิมิตเตอร์ (Emitter) ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะมีผลทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เสียหายได้ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องลดสไปค์ที่เกิดขึ้นโดยการเพิ่มวงจรสับเบอว์คร่อมขาคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

โดยเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดทำงานจะทำให้ศักดาไฟฟ้าคร่อมขาคอลเลคเตอร์และขาอิมิตเตอร์สูงขึ้น ตัวเก็บประจุจะถูกเก็บประจุโดยผ่านไดโอดซึ่งเป็นชนิด Fast Recovery Diode ดังนั้นพลังงานที่สะสมในรูปสนามแม่เหล็กจะถูกจ่ายมาเก็บในตัวเก็บประจุ และเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานตัวเก็บประจุจะคายประจุผ่านตัวต้านทานที่ต่อขนานกับไดโอดดังรูปที่ 4.6 โดยค่าความต้านทานและค่าตัวเก็บประจุ จะต้องมีความสัมพันธ์กับช่วงเวลาในการทำงานเปิดปิดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์



รูปที่ 4.6 แสดงวงจรสับเบอว์

4.3 วงจรควบคุม (Control Circuit)

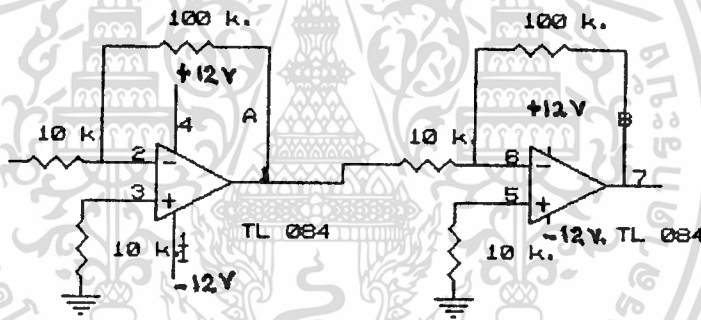
วงจรควบคุมทำหน้าที่ในการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์กระแสตรงโดยทำการควบคุมกระแสที่ไหลเข้าอาร์มาเจอร์ ซึ่งส่วนของวงจรควบคุมทั้งหมดนี้ได้รับแหล่งจ่ายไฟจาก ดีซี ทู ดีซี คอนเวอร์เตอร์ (dc to dc Converter) โดยจ่ายไฟ

12 โวลต์ โดยมีส่วนประกอบ ของวงจรควบคุมดังนี้

- อินเวอร์ตติ้ง แอมป์ไฟเออร์ (Inverting Amplifier)

เนื่องจากสัญญาณที่มาจากเซ็นท์แอมป์เป็นสัญญาณที่มีระดับคักตาไฟฟ้าเป็นมิลลิโวลท์ ซึ่งยังไม่สามารถนำไปใช้งานได้ จึงจำเป็นที่จะต้องขยายสัญญาณให้มีระดับคักตาไฟฟ้าสูงขึ้น

สำหรับวงจรควบคุมนี้ใช้ ไอซี ออปแอมป์ (OP Amp) เบอร์ TL 084 ทำหน้าที่เป็นอินเวอร์ตติ้ง แอมป์ไฟเออร์ โดยทำการขยาย 2 ครั้ง (ขยาย 10 เท่า 2 ครั้ง) เพื่อป้องกันการอิ่มตัว (Saturated) ของ ออปแอมป์ และกันสัญญาณขยายที่จะเพี้ยนไป (Distortion) ลักษณะการต่อ อินเวอร์ตติ้ง แอมป์ไฟเออร์ จะเป็นไปตาม รูป 4.7



รูปที่ 4.7 แสดงการต่อ Inverting Amplifier

การคำนวณค่า ความต้านทานต่างๆ จะเป็นไปตามการขยายของสัญญาณเช่น

$$V_o = -R_2 * V_i / R_1 = -A_{CL} * V_i$$

ในวงจรควบคุมต้องการอัตราขยาย 10 เท่า คือ

$$R_2 / R_1 = 10$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

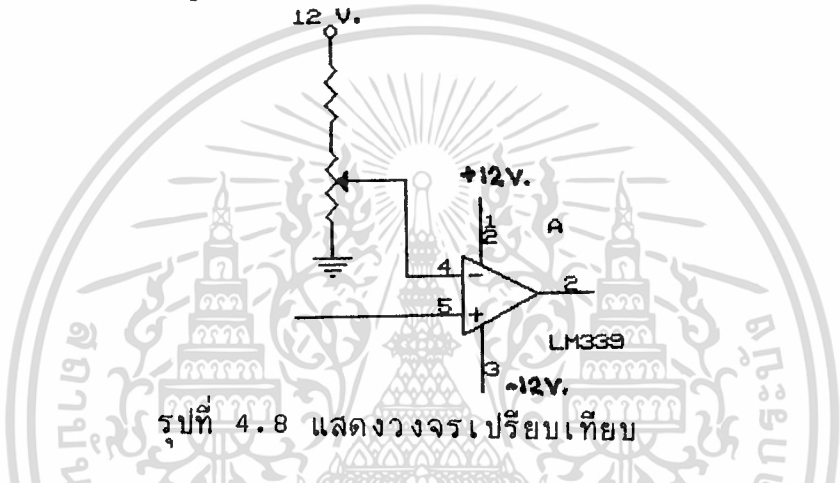
ถ้ากำหนดให้ $R_1 = 10$ กิโลโอห์ม
จะได้ $R_2 = 100$ กิโลโอห์ม

และโดยทั่วไปใน ออปแอมป์ จะมีกระแสไหลภายใน ถึงแม้ว่าจะไม่มีสัญญาณอินพุตเข้ามา ซึ่งจะทำให้มีสัญญาณเอาต์พุตออกมา จึงจำเป็นต้องต่อ R_u ลงกราวด์ เพื่อไม่ให้มีสัญญาณเอาต์พุตออกไปขณะที่ไม่มีสัญญาณอินพุต

- วงจรเปรียบเทียบ (Comparator)

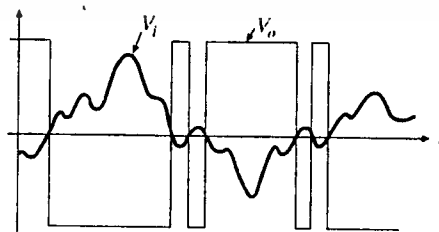
ทำหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณที่มาจากขั้วแอมป์ ที่ผ่านการขยายแล้วกับสัญญาณคิกดาไฟฟ้าที่เราทำการปรับ เพื่อทำให้เกิดการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

รูปวงจรเปรียบเทียบ เป็นดังรูปที่ 4.8



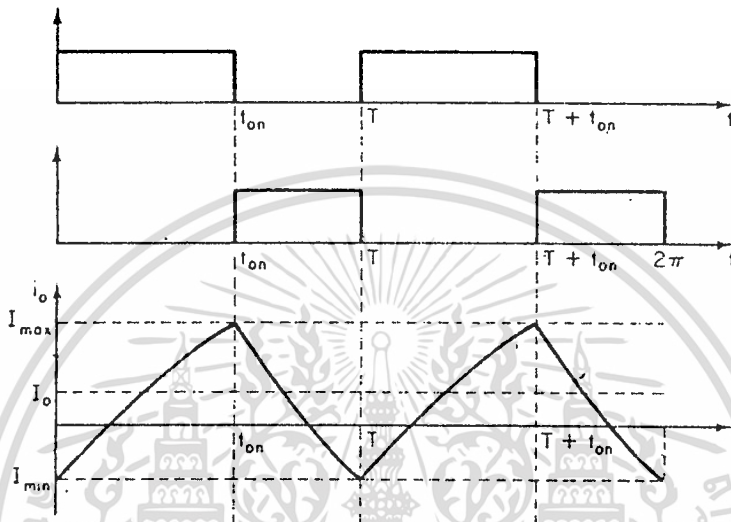
รูปที่ 4.8 แสดงวงจรเปรียบเทียบ

การปรับค่าสัญญาณไฟฟ้านำไปเปรียบเทียบ ก็เปรียบเสมือนว่าเป็นการตั้งค่ากระแสที่ไหลภายในอาร์มาเจอร์ กล่าวคือ ถ้าตั้งระดับคิกดาไฟฟ้าไว้สูงกว่าระดับสัญญาณที่มาจากขั้วแอมป์ ก็จะทำให้สัญญาณเอาต์พุตออกมาเป็น +12 โวลต์ (เมื่อบ็อนไฟเลี้ยงออป แอมป์ +12 โวลต์กับ -12 โวลต์) และเมื่อตั้งระดับคิกดาไฟฟ้าไว้ต่ำกว่าสัญญาณที่มาจากขั้วแอมป์ สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจะเป็น -12 โวลต์ ซึ่งสัญญาณที่ออกมานี้จะไปเป็นสัญญาณที่ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงาน ดังรูปที่ 4.9



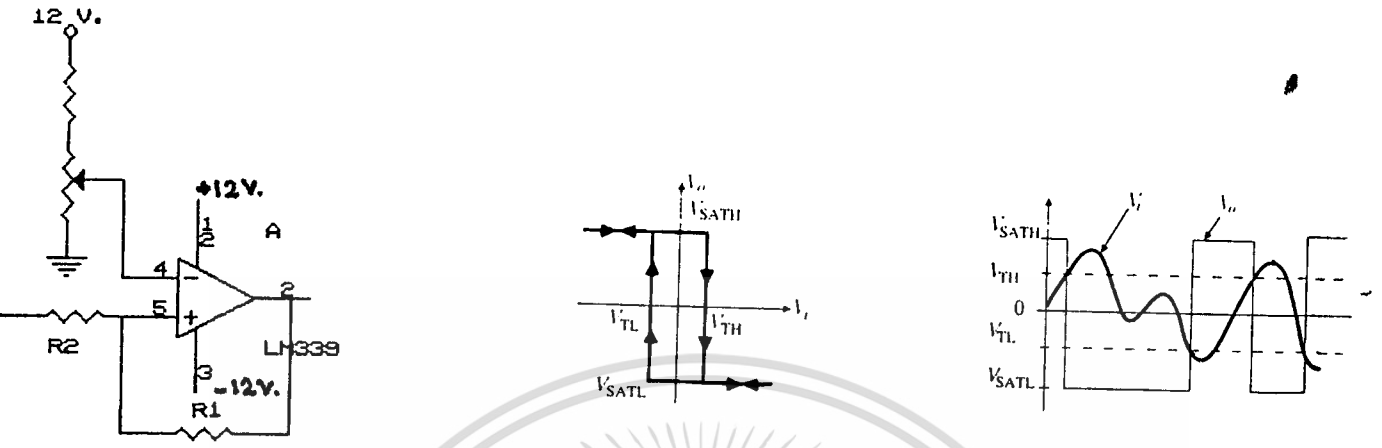
รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณของวงจรเปรียบเทียบ

เนื่องจากมอเตอร์กระแสตรงเป็นโหลดที่มีทั้ง ตัวต้านทาน และตัวเหนี่ยวนำ ลักษณะกระแสจึงเป็นรูปเอกซ์โปเนนเชียล (Exponential) เมื่อระดับสัญญาณที่มาจาก ชันต์แอมป์ถึงระดับคิกคาไฟฟ้านำมาเปรียบเทียบ จะทำให้สัญญาณเอาต์พุตออกมาเป็น -12 โวลต์ ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดทำงานหยุดทำงาน ทำให้กระแสที่ไหลในอาร์มาเจอร์จะค่อยๆลดลง ถึงระดับคิกคาไฟฟ้านำมาเปรียบเทียบก็จะทำให้สัญญาณเอาต์พุตออกมาเป็น +12 โวลต์ ทำให้เกิดการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังรูป 4.10



รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณกระแสจากมอเตอร์ที่ถูกเปรียบเทียบ

ถ้าใช้การเปรียบเทียบโดยวิธีนี้จะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานด้วยความถี่สูงมาก เพราะเมื่อกระแสที่ไหลในอาร์มาเจอร์สูงกว่าที่ตั้งไว้ก็หยุดทำงาน และเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดทำงาน กระแสตกต่ำกว่าที่ตั้งไว้ก็ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานอีก ฉะนั้นถ้าสร้างวงจรเปรียบเทียบที่ให้ระดับสัญญาณที่ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานระดับหนึ่ง และให้หยุดทำงานอีกระดับหนึ่งก็จะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานที่ความถี่ต่ำกว่าที่ควรจะเป็น ดังรูป 4.11 การเปรียบเทียบแบบนี้เรียกว่า ฮิสเทอรีซิส คอมพาราเตอร์ (Hyteresis Comparator) โดยที่ช่วงกว้างของระดับสัญญาณนี้สามารถกำหนดได้ โดยการกำหนดค่าความต้านทาน R_1 , R_2 ดังนี้



รูปที่ 4.11 แสดงวงจรเปรียบเทียบแบบฮิสเตอรีซิสและรูปสัญญาณ

การคำนวณหาช่วงฮิสเตอรีซิส

จากรูป
$$V_1 = V_R + R_2 (V_O - V_R) / (R_1 + R_2)$$

$$V_2 = V_R - R_2 (V_O - V_R) / (R_1 + R_2)$$

$$V_1 - V_2 = 2V_O R_2 / (R_1 + R_2)$$

กำหนดให้
$$V_O = 12 \text{ Volt.}$$

$$V_1 - V_2 = 24R_2 / (R_1 + R_2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า $v_1 - v_2$ คือช่วงผลต่างของกระแสที่ออกแบบไว้ให้ไหลในอาร์มาเจอร์
 ของมอเตอร์ (Δi) ซึ่งจะเห็นได้ว่าคุณค่า R_1 และ R_2
 ถ้าให้ $R_2 = 1$ กิโลโอมห์ เพื่อหา Δi ที่เหมาะสม
 และค่า R_1 ได้ดังตาราง

DESIGN COMPARATOR

Δi (Amp.)	V (mV.)	$v_1 - v_2$ (V.)	R_2 (K.Ohm)	R_1 (K.Ohm)
5.0	1.5	0.15	1.0	159.0
10.0	3.0	0.30	1.0	79.0
15.0	4.5	0.45	1.0	52.3
20.0	6.0	0.60	1.0	39.0
25.0	7.5	0.75	1.0	31.0
30.0	9.0	0.90	1.0	25.6
35.0	10.5	1.05	1.0	21.8
40.0	12.0	1.20	1.0	19.0
45.0	13.5	1.35	1.0	16.7

ตารางที่ 4.1 แสดงการคำนวณค่าความต้านทานในวงจรเปรียบเทียบ

ในโครงการนี้ใช้ค่า

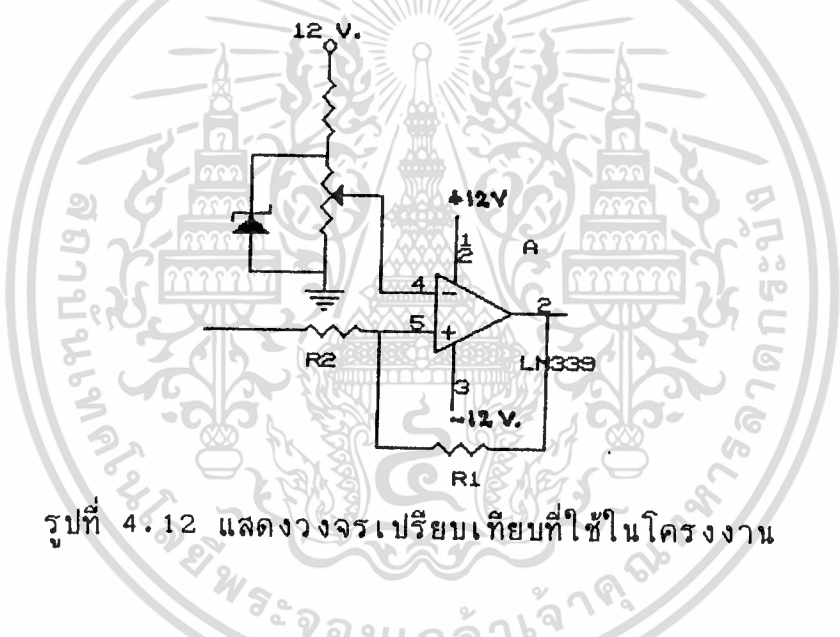
Δi	=	10.0	Amp.
R_1	=	79.0	K.Ohm
R_2	=	1.0	K.Ohm

การกำหนดระดับคัทตาไฟฟ้าเปรียบเทียบ

การเปลี่ยนระดับคัทตาไฟฟ้าเปรียบเทียบที่จะนำมาเปรียบเทียบนี้ใช้ตัวต้านทานที่ปรับค่าได้ และเนื่องจากข้อจำกัดทางฟิสิกส์ของอุปกรณ์ เช่น ฟิสิกส์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ฟิสิกส์ของมอเตอร์ ถ้าไม่มีการจำกัดระดับคัทตาไฟฟ้าเปรียบเทียบจะทำให้กระแสไหลในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ และมอเตอร์สูงเกินฟิสิกส์ เมื่อทำการปรับระดับคัทตาไฟฟ้าเปรียบเทียบสูงเกิน ฉะนั้นจึงจำเป็นต้องจำกัดคัทตาไฟฟ้าเปรียบเทียบ โดยการต่อซีเนอร์ไดโอด (Zener Diode) คร่อมตัวต้านทานที่ปรับค่าได้

ในโครงการนี้ได้กำหนดให้กระแสที่ไหลเข้ามอเตอร์มีค่ามากที่สุดเท่ากับ 100 แอมป์ ซึ่งชั้นต์แอมป์จะอ่านค่าได้ 30 มิลลิโวลต์ เมื่อผ่านการขยายแล้วจะมีระดับสัญญาณเป็น 3 โวลต์ ฉะนั้นจึงใช้ซีเนอร์ไดโอด ขนาด 3 โวลต์

เมื่อทำการออกแบบวงจรเปรียบเทียบสมบูรณ์แล้วจะได้วงจรดังรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 แสดงวงจรเปรียบเทียบที่ใช้ในโครงการ

- ออปโต คัปเปิ้ล (Opto couple)

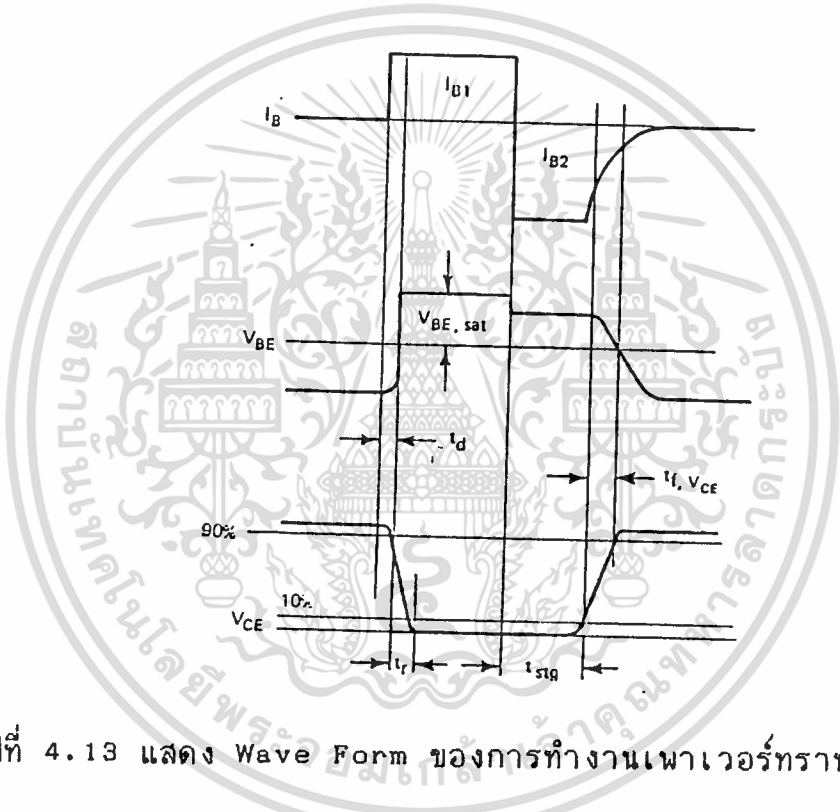
ทำหน้าที่แยกกราวด์ (Ground) ของวงจรควบคุมออกจากวงจรหลัก เนื่องจากในวงจรควบคุมมีการนำสัญญาณที่มาจากวงจรหลัก มาเข้ากับกราวด์ของวงจรควบคุมถ้าไม่มีการแยกกราวด์ ทำให้กระแสที่ไหลในวงจรหลักจะไหลลงกราวด์ซึ่งทำให้วงจรควบคุมเสียหายได้ ในโครงการนี้ใช้เบอร์ 4N 25

- อินเวอร์ตเตอร์ไดรฟ์ (Inverter Drive)

เนื่องจากกระแสที่ออกมาจากออปโต คัปเปิ้ลนั้นไม่เพียงพอในการใช้ขับวงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ และสัญญาณที่ออกมาซึ่งกลับเฟส (Phase) อยู่จึงจำเป็นต้องผ่านอินเวอร์ตเตอร์ไดรฟ์ เพื่อให้สัญญาณที่ออกมาถูกต้องและมีกระแสเพียงพอในการใช้ขับวงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

4.4 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ในวงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์สิ่งสำคัญที่ต้องคำนึงถึงคือ ค่ากระแสเบส (Base Current) และศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมระหว่างขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ ดังแสดงใน รูปที่ 4.13



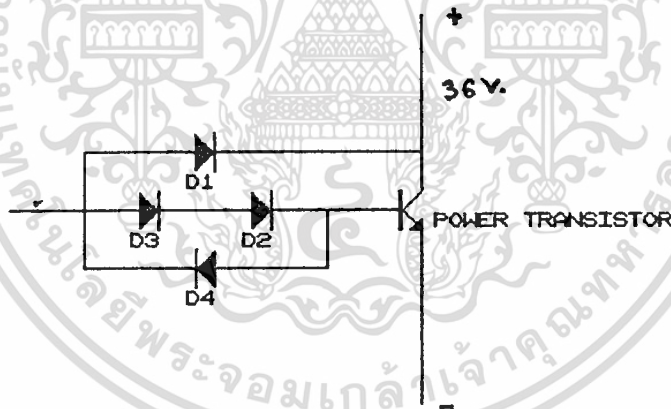
รูปที่ 4.13 แสดง Wave Form ของการทำงานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

- ค่า I คือค่า กระแสเบส (Base Current)
- V_{BE} คือค่า ศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมระหว่างขาเบสกับขาอิมิตเตอร์
- V_{CE} คือค่า ศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมระหว่างขาคอลเลคเตอร์กับขาอิมิตเตอร์

- t_d คือค่า ดีเลย์ไทม์ (Delay time) ซึ่งเป็นช่วงเวลาตั้งแต่มีกระแสเข้าที่ขาเบสจนถึงเวลาที่ V_{ce} ตกลงเหลือ 90%
- t_r คือค่า ไรส์ไทม์ (Rise time) เป็นเวลาในช่วงที่ V_{ce} ตกจาก 90% เหลือ 10%
- $t_{s_{off}}$ คือค่า สตอเรจไทม์ (Storage time) เป็นช่วงเวลาตั้งแต่ได้รับ รีเวอร์สไบอัสจนถึงเวลาที่ค่า $V_{ce} = 10\%$
- t_f คือค่า ฟอลไทม์ (fall time) เป็นช่วงเวลาตั้งแต่ V_{ce} เพิ่มจาก 10% เป็น 90%

ดังนั้นในวงจรขับขาเบสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เราจึงต้องหาค่า I_b ที่เหมาะสมเพื่อให้มีค่าพลังงานสูญเสียอย่างน้อยที่สุด และในขณะที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส จะต้องทำให้ค่า $t_{s_{off}}$ มีค่าน้อยที่สุด เพราะมีผลต่อความเร็วในการทำงาน

ในการลดค่า สตอเรจไทม์ นั้นเราอาจใช้วิธีการป้อนกระแสรีเวอร์สไบอัสแก่ขาเบสมากๆ หรืออาจใช้วิธี แอนติแซททูเรชัน (Antisaturation) ก็ได้ ซึ่งในโครงการนี้เราใช้วิธีการต่อ วงจรแอนติแซททูเรชัน ซึ่งเรียกว่า Baker Clamps ซึ่งลักษณะการต่อดังแสดงใน รูปที่ 4.14



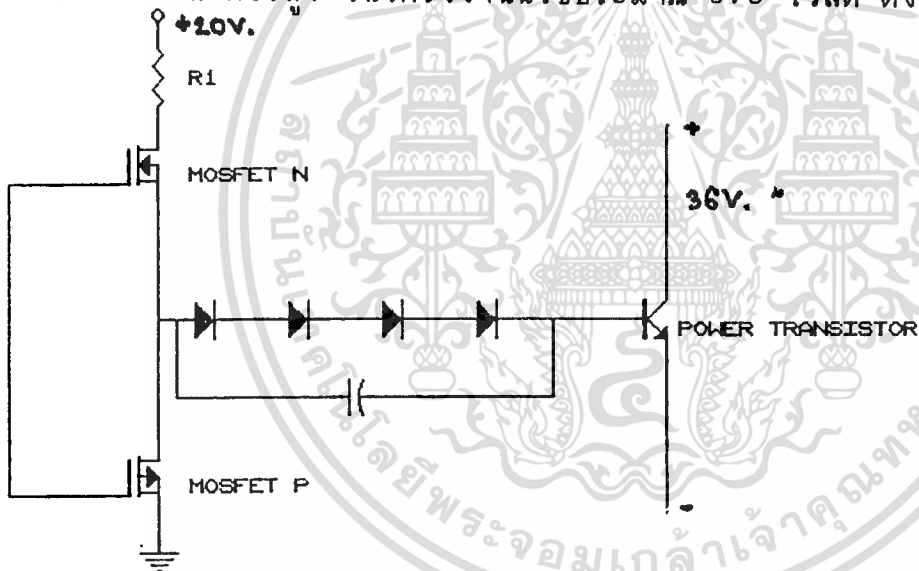
รูปที่ 4.14 แสดงการต่อวงจร Antisaturation

จากการทดลอง ไดโอดที่ใช้ในวงจรเราได้ว่า คัดดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมบนตัวมันแต่ละตัวมีค่าเท่ากับ 0.7 โวลต์ ดังนั้นจากวงจรเราจะเห็นว่าคัทดาไฟฟ้าที่ขาเบสจะต่ำกว่าที่จุดต่อไฟเข้า 1.4 โวลต์ แต่ที่ขาคอลเลคเตอร์มีไดโอด D₁ ต่ออยู่ดังนั้นคัทดาไฟฟ้าที่

ขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์จะสูงกว่าขาเบส 0.7 โวลต์ ดังนั้นจึงไม่เกิดการอิ่มตัว (Saturation) ส่วนไดโอด D_2 จะเป็นทางผ่านของกระแสรีเวอร์สไปอัสขณะที่ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส

เนื่องค่าความถี่ในการทำงานค่อนข้างจะสูงดังนั้นไดโอดที่ใช้แต่ละตัวจะต้องเป็นชนิด Fast Recovery และ ไดโอด D_2 และ D_3 อาจจะมีค่า Reverse Blocking Voltage ต่ำได้ ส่วนของไดโอด D_1 ต้องมีค่าอย่างน้อย $2V_{ce}$

ในการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นั้น ต้องหาค่ากระแสขาเบสที่เหมาะสมในการทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแส เพื่อที่จะทำให้ค่าความสูญเสียที่เกิดจากการอิ่มตัว (Saturation Loss) มีค่าน้อยที่สุด และหาค่ากระแสรีเวิร์สไปอัสที่เหมาะสมในการทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส เพื่อที่จะลดค่า Storage Time และค่าพลังงานที่สูญเสียในการทำงานเปิด ปิด เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ส่วนค่าของศักดาไฟฟ้าที่ใช้ในการรีเวิร์สไปอัสเพื่อให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสควรมีค่าน้อยๆ แต่กระแสสูง ในโครงงานนี้ใช้ประมาณ 3.5 โวลต์ ดังแสดงในรูป ที่ 4.15

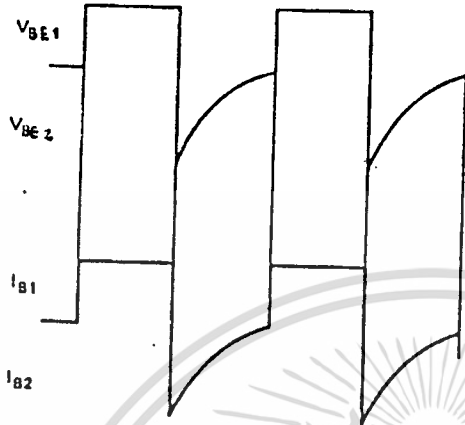


รูปที่ 4.15 แสดงวงจรขับขาเบสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

โดยเมื่อสัญญาณที่มาจากวงจรควบคุมมีค่าเป็น +12 โวลต์ มอสเฟตซ์ตัวบนจะทำงาน ทำให้กระแสไหลผ่าน R_1 ผ่านไดโอด เข้าสู่ขาเบสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงาน โดยที่ค่ากระแสที่ขาเบสจะถูกจำกัดโดยค่า R_1 และจะ

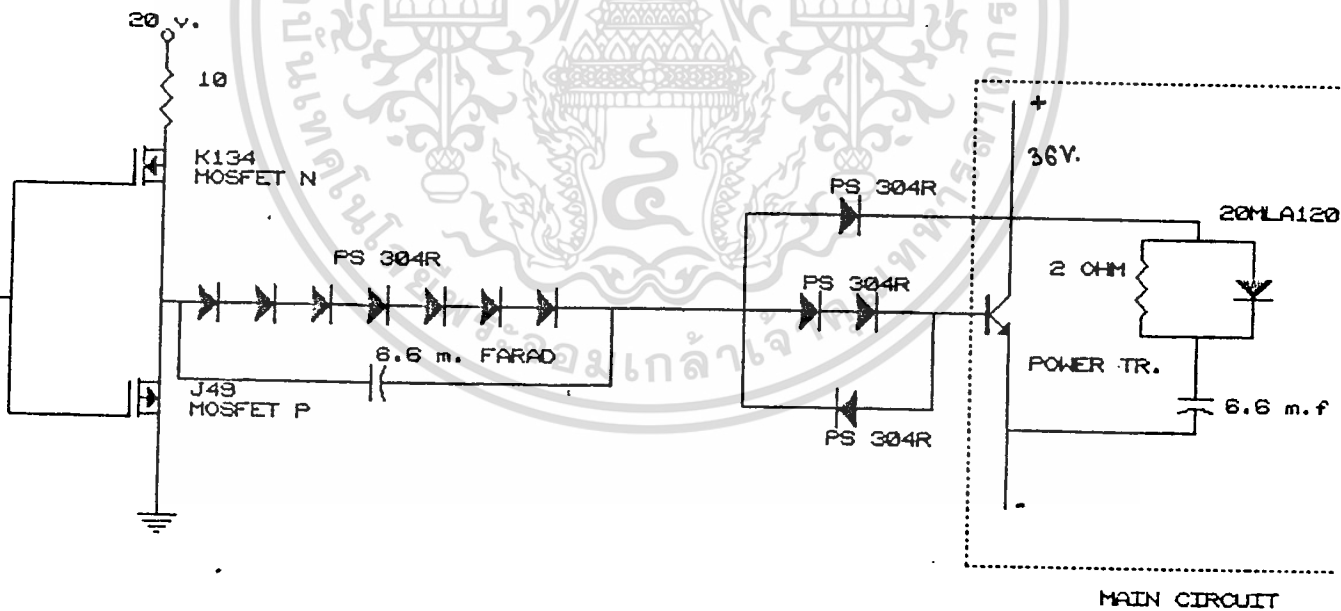
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประจุคาปาซิเตอร์เนื่องจากเกิดคิกตาไฟฟ้าพร้อมที่ไดโอดที่ต่อขนานกับคาปาซิเตอร์
 ใช้ในการรีเวิร์สไบอัส และเมื่อสัญญาณที่ออกมาจากวงจรควบคุมมีค่าเป็น -12 โวลต์
 สเฟทซ์ตัวบนจะหยุดทำงาน และมอสเฟทซ์ตัวล่างจะทำงาน ซึ่งคาปาซิเตอร์จะคาย
 ประจุทำให้มีกระแสรีเวิร์สไบอัสเกิดขึ้น ดังรูปที่ 4.16



รูปที่ 4.16 แสดง Wave Form ของ V_{BE} และ I_B

และวงจร ขาเบสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่สมบูรณ์จะเป็นดังรูปที่ 4.17



รูปที่ 4.17 แสดงวงจรขาเบสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

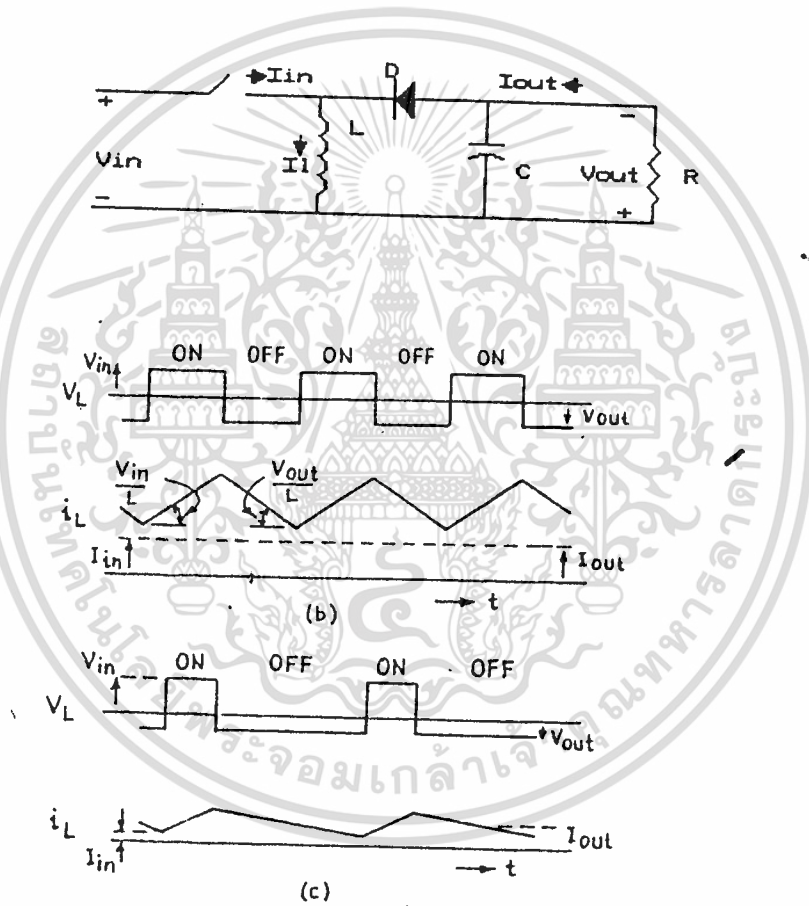
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 D.C. TO D.C. CONVERTOR

มีอยู่ด้วยกัน 3 แบบ คือ

- Flyback Converter หรือ Buck Boost
- Forward Converter
- Push Pull Converter

ซึ่งในโครงการนี้ใช้แบบ Flyback Converter เนื่องจากเราต้องการแหล่งจ่ายไฟหลายระดับ ซึ่งคอนเวอเตอร์ชนิดนี้มีความเหมาะสมและมีโครงสร้างที่ง่ายดังแสดงในรูป 4.18



รูปที่ 4.18 แสดงวงจรเบื้องต้นและ Wave Form ของ flyback Converter

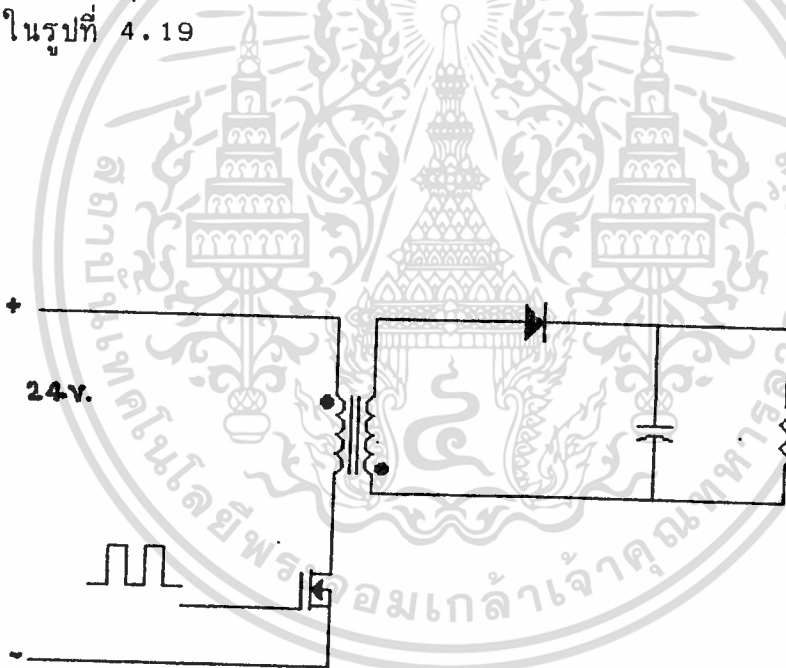
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.18 เมื่อสวิตช์ปิดคิกคาไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายจะตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ ทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ เกิดการสะสมพลังงานขึ้นภายในและเนื่องจากไดโอดได้รับรีเวิร์คไบอัสจึงไม่มีกระแสไหลผ่าน เมื่อสวิตช์เปิดค่าคิกคาไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำจะกลับทิศทาง ทำให้พลังงานที่สะสมอยู่ในถูกจ่ายไปยังคาปาซิเตอร์และโหลดความต้านทาน ซึ่งขนาดของคิกคาไฟฟ้าเอาต์พุตขึ้นอยู่กับช่วงเวลาที่ยุติสวิตช์ปิด (Duty Cycle) ทิศทางของคิกคาไฟฟ้าเอาต์พุตจะตรงข้ามกับคิกคาไฟฟ้าอินพุต และขนาดของคิกคาไฟฟ้าเอาต์พุตแปรผันตามค่าคิกคาไฟฟ้าอินพุต และช่วงเวลาที่ยุติสวิตช์ปิด

$$\frac{V_{OUT}}{V} \propto \delta * V_{IN}$$

= ช่วงเวลาที่ยุติสวิตช์ปิด (Duty Cycle)

เนื่องจากวงจรในรูปที่ 4.18 นั้นในส่วนของอินพุตและเอาต์พุตไม่มีการแยกออกจากกัน (Isolation) จึงไม่เหมาะสมที่จะนำมาใช้งาน ดังนั้นจึงใช้หม้อแปลงในการแยกส่วนอินพุตและเอาต์พุตออกจากกัน ซึ่งหม้อแปลงจะทำหน้าที่เหมือนตัวเหนี่ยวนำในรูปที่ 4.18 ดังแสดงในรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.19 แสดงวงจร Flyback Converter แบบ Isolate

จากรูปที่ 4.19 เมื่อมอสเฟตทำงานจะมีกระแสไหลทางขดปฐมภูมิของหม้อแปลง เกิดการสะสมพลังงานในตัวหม้อแปลง และเนื่องจากขั้วทางขดปฐมภูมิและทางทุติยภูมิของหม้อแปลงมีทิศทางตรงข้ามกันดังนั้นไดโอดจึงได้รับรีเวิร์สไบอัสทำให้ไม่มีการจ่ายพลังงานไปยังทางด้านเอาต์พุต เมื่อมอสเฟตหยุดทำงานคิกคาไฟฟ้าที่ขั้วของหม้อแปลงจะกลับทิศทาง ทำให้ไดโอดนำกระแส ซึ่งจะมีกระแสไหลผ่านโหลดความต้านทาน R_L และมีการอัดประจุคาปาซิเตอร์ จะเห็นได้ว่าหม้อแปลงนั้นจะทำหน้าที่สองอย่างคือ เป็นทั้งหม้อแปลงและตัวเหนี่ยวนำ ทำให้ในส่วนที่เป็นเอาต์พุตนั้นอาจไม่จำเป็นต้องมีฟิลเตอร์ (L Filter) แต่ในทางปฏิบัติ เราจะใส่ตัวเหนี่ยวนำ ระหว่างไดโอดและคาปาซิเตอร์ เพื่อป้องกันสัญญาณรบกวน (Noise) ที่เกิดจากการสวิตชิง

ในการเลือกขนาดของมอสเฟตที่ใช้เป็นอุปกรณ์สวิตชิงนั้นจะต้องสามารถทนคิกคาไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวมันได้ในช่วงหยุดทำงาน และในช่วงที่ทำงานจะต้องทนกระแสที่ไหลผ่านตัวมันได้

สำหรับค่าคิกคาไฟฟ้าที่ตกคร่อมมอสเฟตในช่วงหยุดนำกระแสเป็นตามสมการ

$$V_{MAX} = V_{IN} / (1 - \delta_{MAX})$$

V_{IN} คือ คิกคาไฟฟ้ากระแสตรงที่จ่ายให้ทางอินพุต

δ_{MAX} คือ ช่วงเวลาที่มอสเฟตทำงาน (Maximum Duty Cycle)

$$0 < \delta_{MAX} < 1$$

จากสมการ จะเห็นได้ว่าถ้าค่า δ_{MAX} มีค่ามากจะทำให้ค่าคิกคาไฟฟ้าที่คร่อมตัวมอสเฟตสูงเกินไป ดังนั้นจึงต้องมีการจำกัดค่า δ_{MAX} ให้มีค่าน้อยกว่า 0.5 ส่วนกระแสที่ไหลผ่านตัวมอสเฟต (I_D) นั้นสามารถหาได้ดังนี้

$$P_{OUT} = L * I_D^2 / 2T$$

$$V_{IN} = L * di / dt$$

สมมติให้ $di = I_D$ และ $1/dt = f / \delta_{MAX}$ จะได้

$$V_{IN} = L * I_D * f / \delta_{MAX}$$

$$L = (V_{IN} * \delta_{MAX}) / (I_D * f)$$

แทนค่า L ลงในสมการ จะได้

$$P_{OUT} = (V_{IN} * f * \delta_{MAX} * I_D^2) / 2f I_D$$

$$I_D = 2P_{OUT} / V_{IN} \delta_{MAX}$$

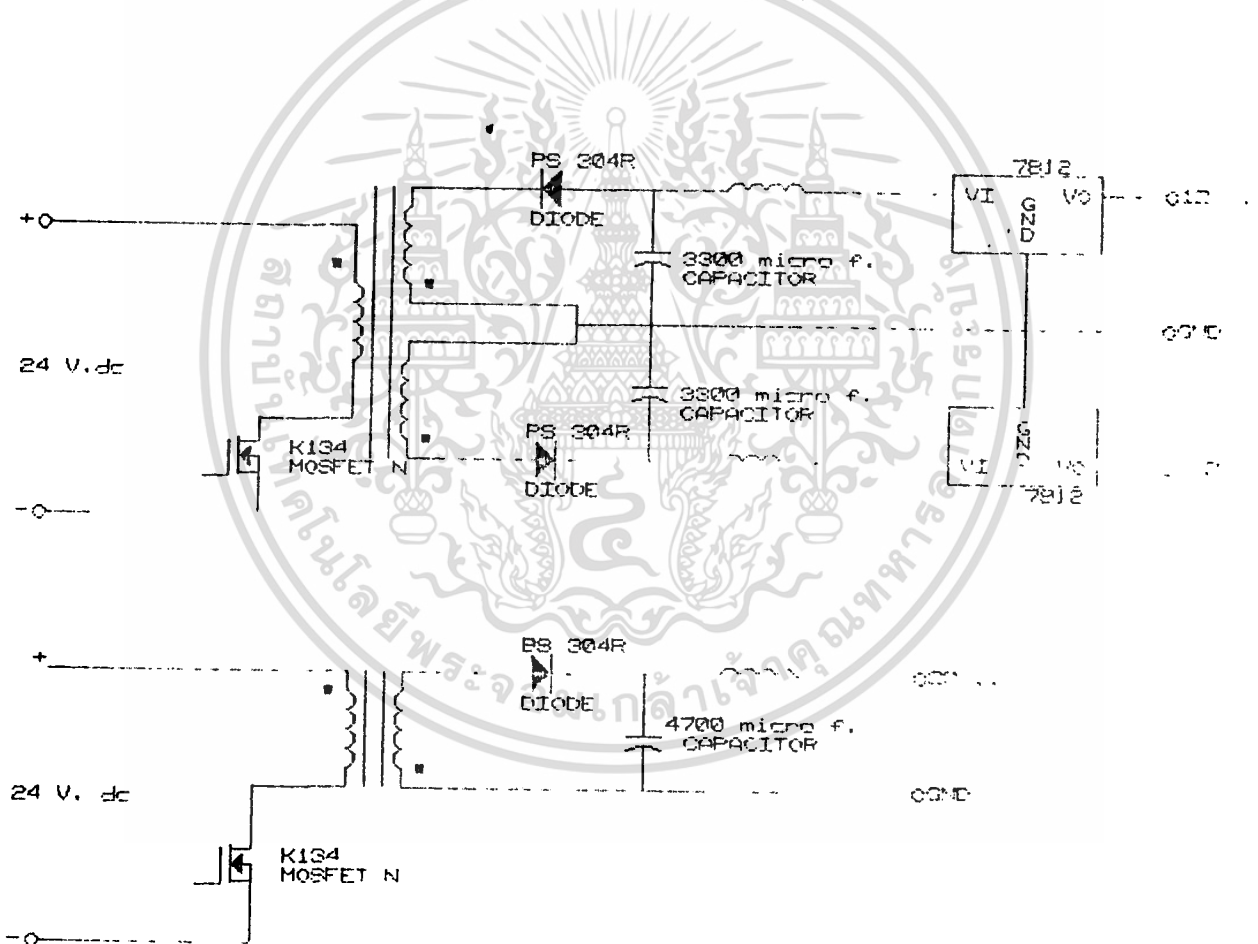
ในส่วนของการออกแบบหม้อแปลงนั้น เราจะคำนวณรอบของขดลวดปฐมภูมิได้

$$\begin{aligned}
 \text{จาก สมการ} \quad V &= 4NfBA \\
 N_p &= V_{IN} / 4fBA
 \end{aligned}$$

และจำนวนรอบขดลวดทุติยภูมิจากสมการ

$$N_p / N_s = V_{IN} * \delta_{MAX} / [(V_{OUT} + V_D)(1 - \delta_{MAX})]$$

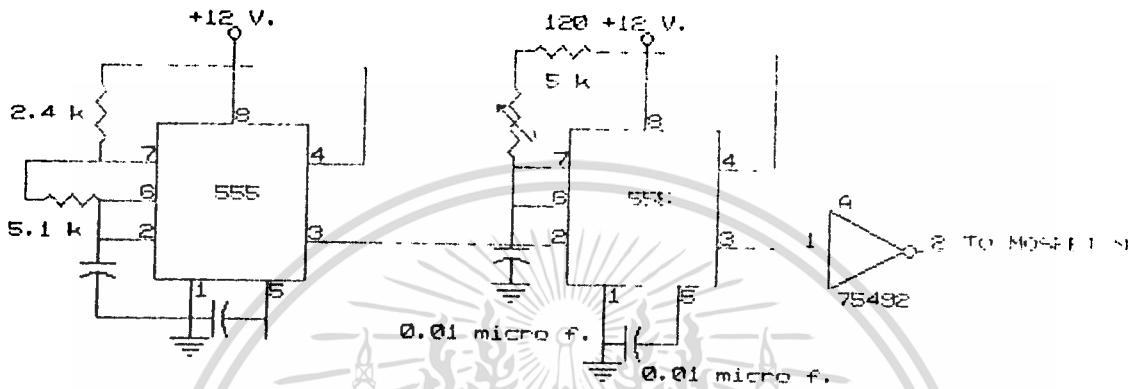
ในโครงงานนี้ เราต้องการสร้างแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่มีขนาด +12 โวลต์และ -12 โวลต์ เพื่อนำไปจ่ายให้แก่วงจรควบคุมและ +20 โวลต์ เพื่อเป็นแหล่งจ่ายไฟให้กับวงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 4.20



รูปที่ 4.20 แสดงวงจร Flyback Converter ที่ใช้ในโครงงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของวงจรที่ใช้ขั้วมอสเฟต ใช้ไอซีเบอร์ 555 2 ตัวในการสร้างสัญญาณพัลส์ ที่ความถี่ประมาณ 20 กิโลเฮิรต แล้วนำไปผ่านตัวอินเวิร์ตเตอร์ไครฟ์ และนำสัญญาณที่ได้ไปขับมอสเฟตดังรูปที่ 4.21



รูปที่ 4.21 แสดงวงจรขับมอสเฟต

จากรูปที่ 4.21 ไอซี 555 ตัวแรกจะเป็นตัวสร้างสัญญาณอะสแตเบิล (Astable) ส่วนไอซี 555 ตัวที่สอง จะทำงานแบบโมโนสแตเบิล (Monostable) เพื่อที่จะได้สามารถปรับช่วงเวลาที่ให้มอสเฟตทำงาน ซึ่งในโครงงานนี้ได้ออกแบบให้ค่า S_{MAX} มีค่าประมาณ 0.5 เท่านั้น

บทที่ 5

การสร้างส่วนประกอบและผลการทดสอบ

ในบทนี้เราจะกล่าวถึง ผลการทดสอบวงจรการใช้งาน ตลอดจนผลการทดสอบ อุปกรณ์ที่จะนำมาใช้ในวงจรด้วย

อุปกรณ์ที่เราได้ทำการทดสอบก่อนที่เราจะนำมาใช้งานในวงจรประกอบด้วย มอเตอร์ และ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

5.1 การทดสอบมอเตอร์กระแสตรงแบบแยกสนามกระตุ้น

เนื่องจาก มอเตอร์ ที่เรานำมาใช้ในโครงงานนี้เราไม่มีข้อมูลของมอเตอร์ ดังนั้นเราจึงต้องทดสอบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของ มอเตอร์ที่เหมาะสม และเนื่องจากการทำงานของโครงงานนี้เราต้องใช้งานในลักษณะ Regenerative ด้วย ดังนั้นเราต้องหาค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแสสนามกระตุ้นกับความเร็วของมอเตอร์และแรงเคลื่อนย้อนกลับ (Back EMF) ด้วย และผลการทดสอบต่าง ๆ ได้ผลดังต่อไปนี้

V (Volt)	2	4	6	8	10	12
I (Amp.)	1	1.8	2.7	3.5	4.4	5

ตารางที่ 5.1 แสดงผลการทดสอบหาค่า Field Resistance

V (Volt)	0.3	0.5	0.7	0.9	1.1
I (Amp.)	4.5	2.6	6.3	8.5	10.0

ตารางที่ 5.2 แสดงผลการทดสอบหาค่า Armature Resistance

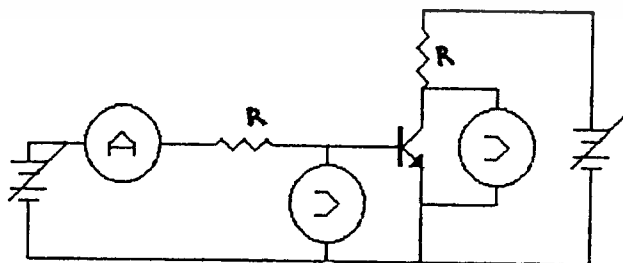
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่เข้ามอเตอร์กับความเร็วรอบที่ภาระโหลดต่าง ๆ

I motor (Amp.)	N (rmp.)	V output (Volt)	I output (Amp.)
15.0	3790	220	0
21.3	3730	210	0.9
27.3	3710	203	1.7
32.7	3685	193	2.5
38.0	3664	183	3.3
43.0	3660	175	3.9
47.7	3650	165	4.6
56.3	3600	145	5.7

5.2 การทดสอบเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ในการนำเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาใช้งานจำเป็นต้องมีการทดสอบว่าทรานซิสเตอร์สามารถทำงานได้ตามพิกัดของทรานซิสเตอร์หรือไม่ โดยเฉพาะในการใช้งานในลักษณะนำทรานซิสเตอร์มาขยายกัน จำเป็นต้องทำการทดสอบเพื่อคัดทรานซิสเตอร์ที่มีค่าต่าง ๆ ใกล้เคียงกัน



รูปที่ 5.1 แสดงวงจรทดสอบเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทดสอบนี้ จะดูผลการไบอัสตัวทรานซิสเตอร์ให้อิ่มตัว (Saturate) แล้วดูคักตาไฟฟ้าคร่อมขา C กับขา E เป็น V_{CE} ดังแสดงในรูปที่ 5.1 โดยทำการบันทึกค่าที่ค่ากระแสเบส (I) กับกระแสที่ไหลผ่านขาคอลเลคเตอร์ (I_C) ว่าจะมีคักตาไฟฟ้าตกคร่อมขา C กับขา E (V_{CE}) เท่าไร เมื่อเปรียบเทียบและคักกลุ่ม และพร้อมกันก็เป็นการทดสอบว่าทรานซิสเตอร์ยังทำงานได้หรือไม่ในตารางที่ 5.4 เป็นตัวอย่างค่าที่ได้จากการทดสอบทรานซิสเตอร์ ตัวที่นำมาใช้งาน

I (แอมป์)	V_{CE} (โวลท์)	I_C (แอมป์)
0.2	0.6	0
	0.6	8.3
	0.8	16.6
	0.8	25.0
	0.8	33.3
	1.0	50.0
	1.2	66.6
	1.5	75.0
0.3	2.0	83.3
	0.7	16.6
	0.8	33.3
	0.8	50.0
	0.82	58.3
	0.9	68.3
	1.0	76.6
	1.1	83.3
	1.3	91.6
	1.7	101.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

I (แอมป์)	V _{CE} (โวลท์)	I _c (แอมป์)

0.4	0.75	28.3
	0.8	50.0
	0.81	58.3
	0.85	66.6
	0.9	75.0
	0.95	85.0
	1.0	93.3
	1.1	100.0
	1.4	108.3
	1.8	116.6

0.5	0.8	26.6
	0.85	50.0
	0.95	66.6
	1.0	83.3
	1.05	91.6
	1.1	100.8
	1.2	110.0
	1.4	118.3

0.6	0.8	25.8
	0.82	50.0
	0.85	68.3
	0.9	80.0
	1.0	92.5
	1.01	100.0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

I (แอมป์)	V _{CE} (โวลท์)	I _c (แอมป์)
--------------	----------------------------	---------------------------

	1.02	108.0
	1.3	125.0
0.6	1.6	133.0
	2.0	140.0

	0.84	25.0
	0.93	50.0
	0.97	66.6
	1.02	83.3
	1.09	100.0
0.7	1.11	108.3
	1.17	116.6
	1.31	125.0
	1.48	133.3
	1.83	141.6
	2.21	150.0

	0.85	39.3
	1.0	75.6
	1.0	95.6
0.8	1.15	115.3
	1.2	133.0
	1.4	152.6
	2.0	171.0

	0.9	37.6
	1.0	77.0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

I (แอมป์)	V _{CE} (โวลต์)	I _c (แอมป์)
--------------	----------------------------	---------------------------

0.9	1.0	96.0
	1.05	116.0
	1.1	133.0
	1.2	145.3
	1.45	162.3
	1.8	171.6
	2.2	180.0

1.0	0.85	37.3
	1.0	77.6
	1.0	97.0
	1.05	117.3
	1.1	134.3
	1.2	154.0
	1.5	172.3
	1.8	181.3
2.3	191.0	

1.1	0.9	59.3
	1.0	96.3
	1.05	116.3
	1.1	135.0
	1.2	154.0
	1.3	165.0
	1.4	174.3
	1.7	183.0
2.8	200.3	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

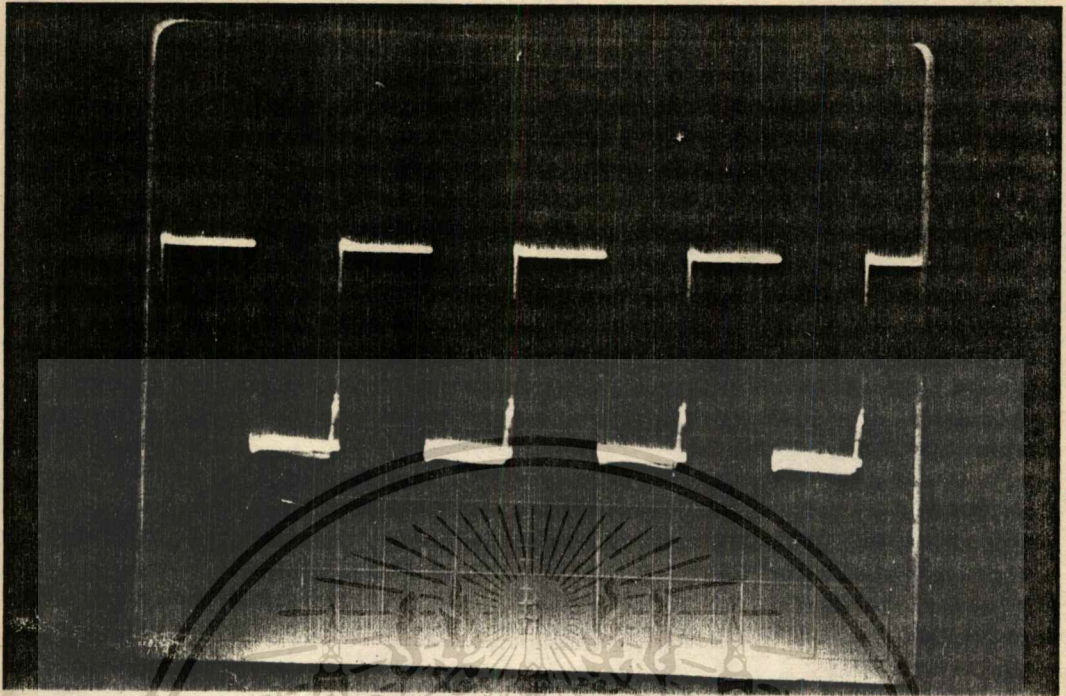
I (แอมป์)	V _{CE} (โวลท์)	I _c (แอมป์)
	0.8	34.0
	0.9	67.6
	1.0	101.6
1.2	1.1	135.0
	1.15	151.6
	1.2	167.0
	1.6	185.6
	2.2	200.3

ตารางที่ 5.4 แสดงผลการทดสอบเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

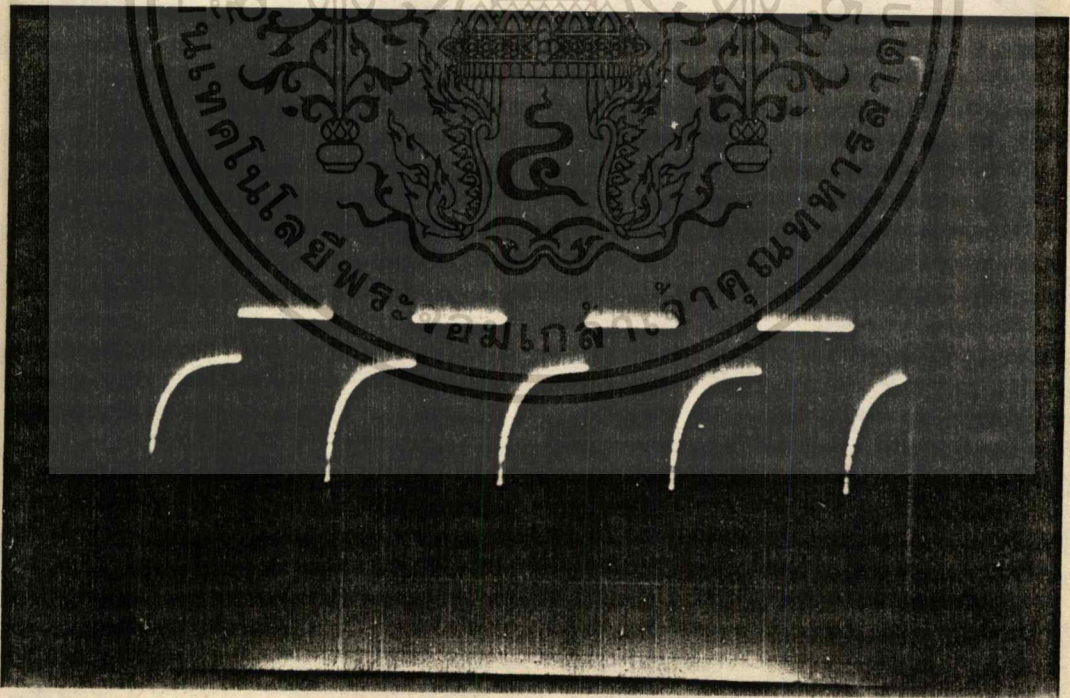
5.3 การทดสอบการทำงานของวงจร

เพื่อที่จะให้ทราบถึงการทำงานของระบบว่าถูกต้องหรือไม่ เราจึงได้ทดสอบจริง และได้วัดสัญญาณไฟฟ้า ณ จุดต่าง ๆ เพื่อดูหาความผิดพลาดต่าง ๆ โดยที่เราได้แบ่งขั้นตอนการทดสอบเป็น 2 ขั้นตอน คือ ขั้นตอนแรกเป็นการทดสอบให้มอเตอร์ทำงานในลักษณะ Generative และ ขั้นตอนที่ 2 เป็นขั้นตอนที่ให้มอเตอร์ทำงานในลักษณะ Regenerative และผลการทดสอบได้สัญญาณ ณ จุดต่างกันไปดังนี้

5.3.1 รูปสัญญาณขณะให้มอเตอร์ทำงานลักษณะ Generative

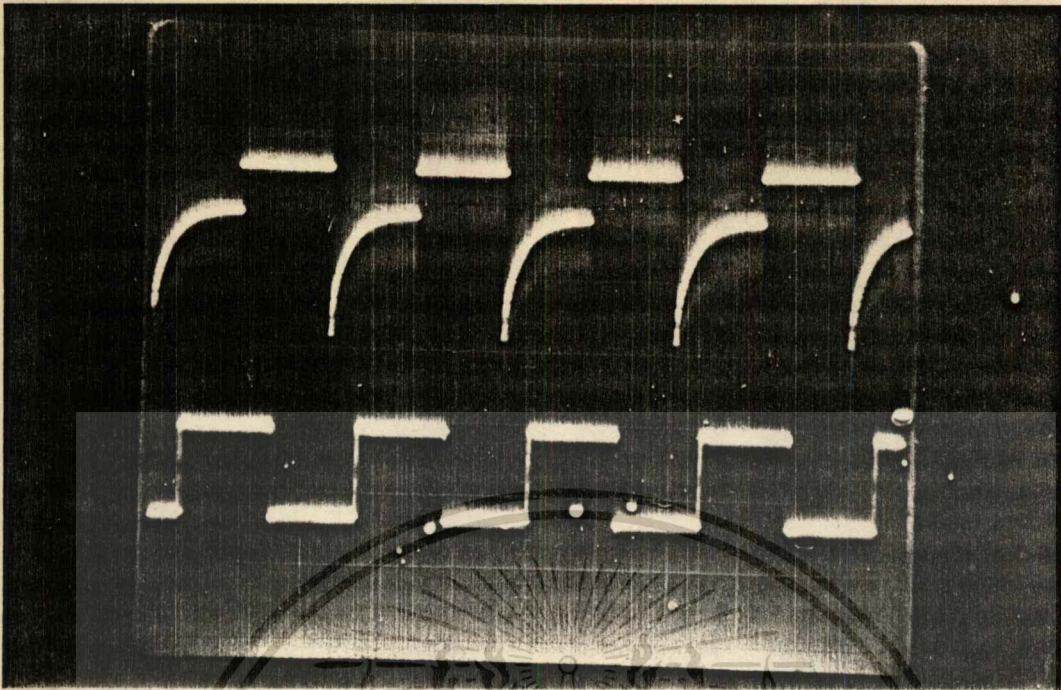


รูปที่ 5.2 แสดงสัญญาณควบคุมที่ออกจาก IC เบอร์ 79492 ซึ่งจะเป็นตัวไปทำหน้าที่ในการสควบคุมสัญญาณที่จะไปทำการสวิชชิงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

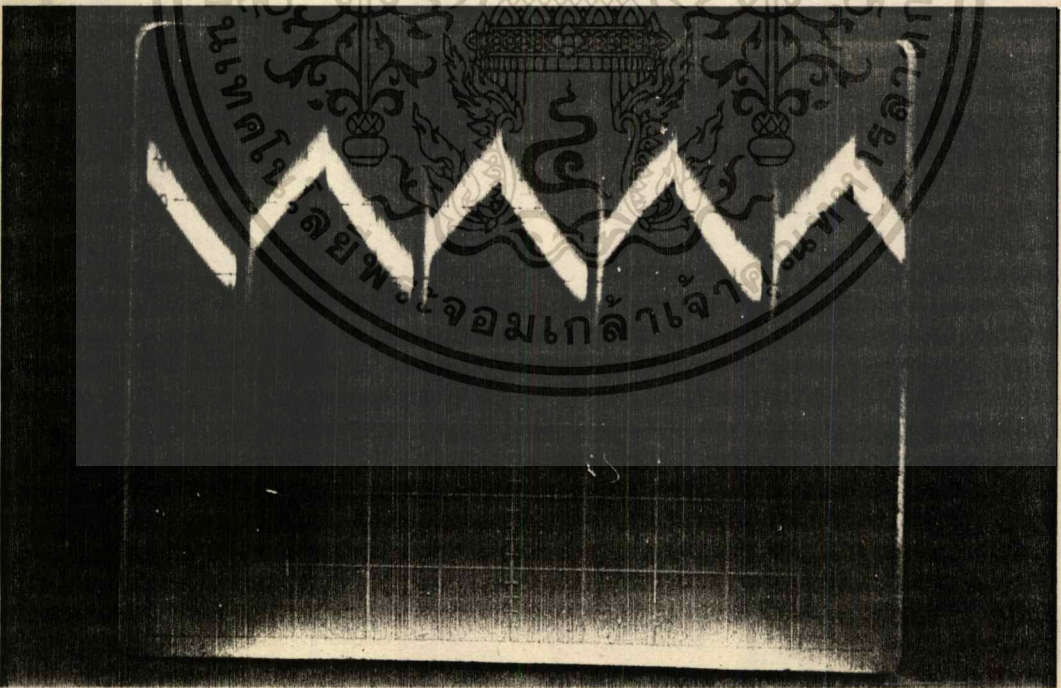


รูปที่ 5.3 แสดงสัญญาณ Voltage คร่อมขา Base กับขา Emitter ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

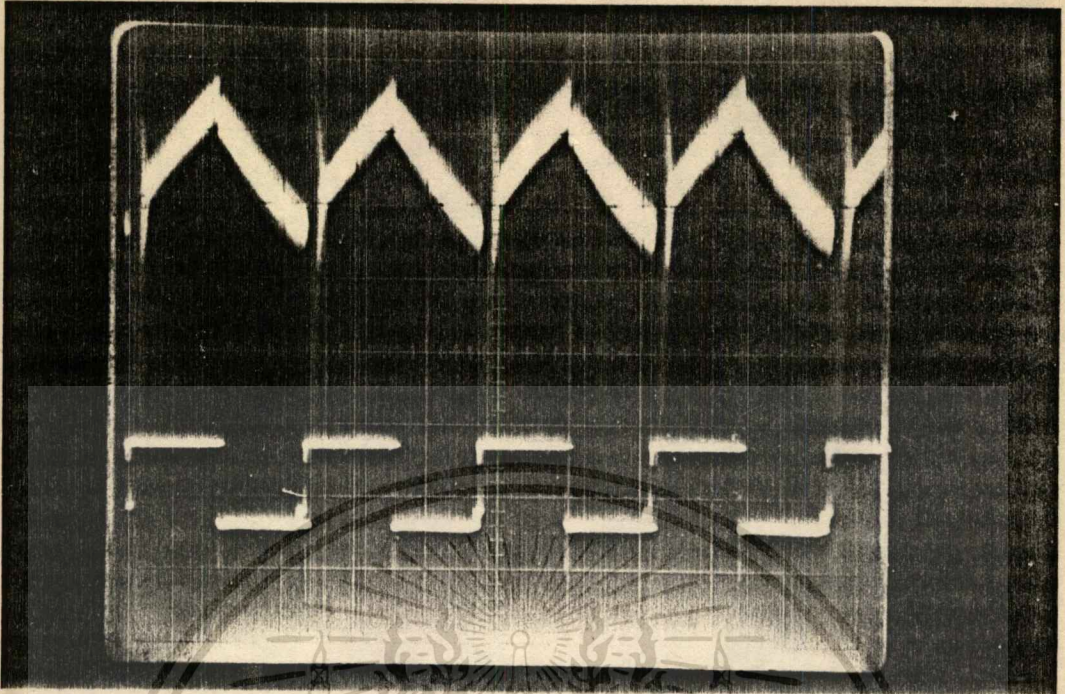


รูปที่ 5.4 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณควบคุมที่จะไปควบคุมการสวิชชิง
 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กับสัญญาณที่คร่อมขา Base กับขา Emitter
 ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

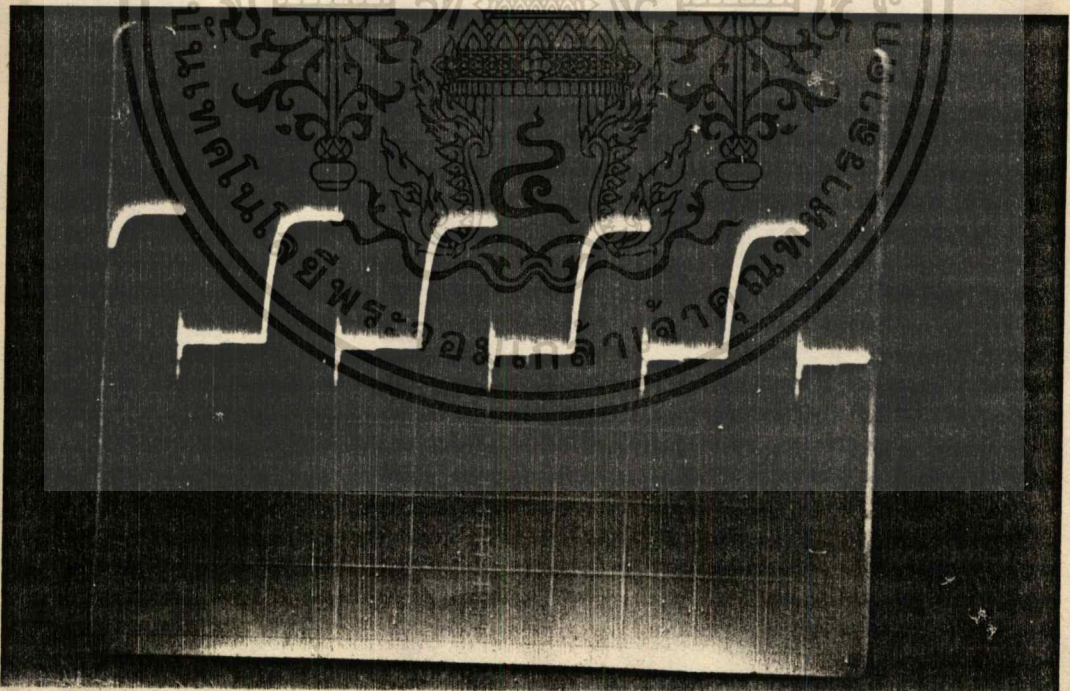


รูปที่ 5.5 แสดงลักษณะการเพิ่มขึ้นหรือลดลงของกระแสที่ไหลผ่าน Motor
 โดยที่เราทำการวัดสัญญาณของกระแสโดยการใส่ Shunt Amp

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

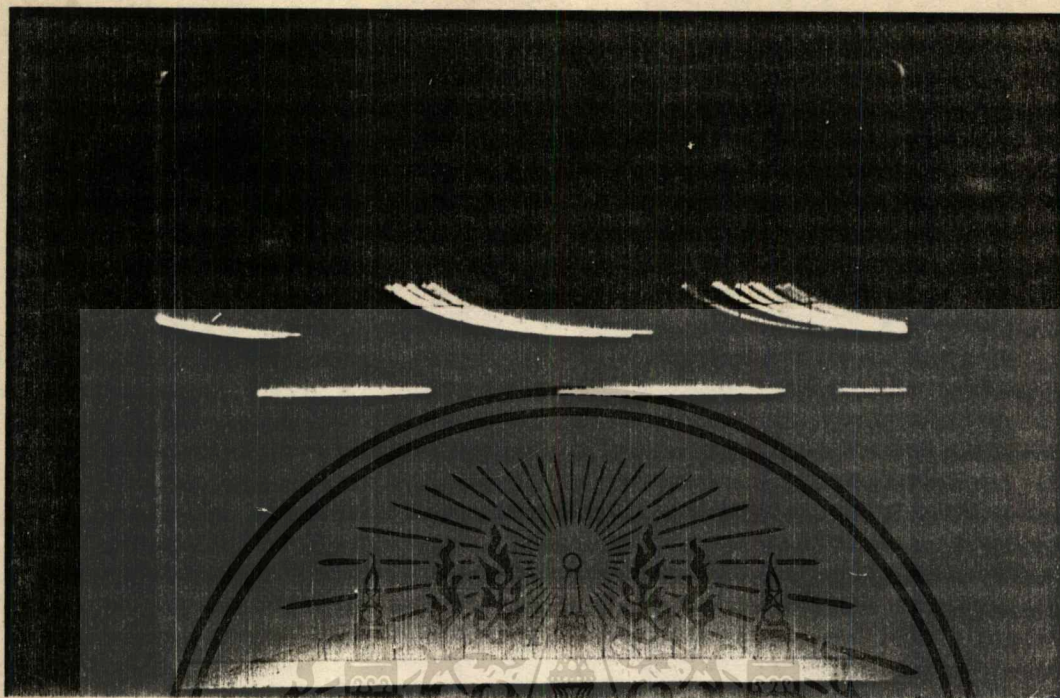


รูปที่ 5.6 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณควบคุมการสวิชชิงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
กับการเพิ่มขึ้นหรือลดลงของกระแส



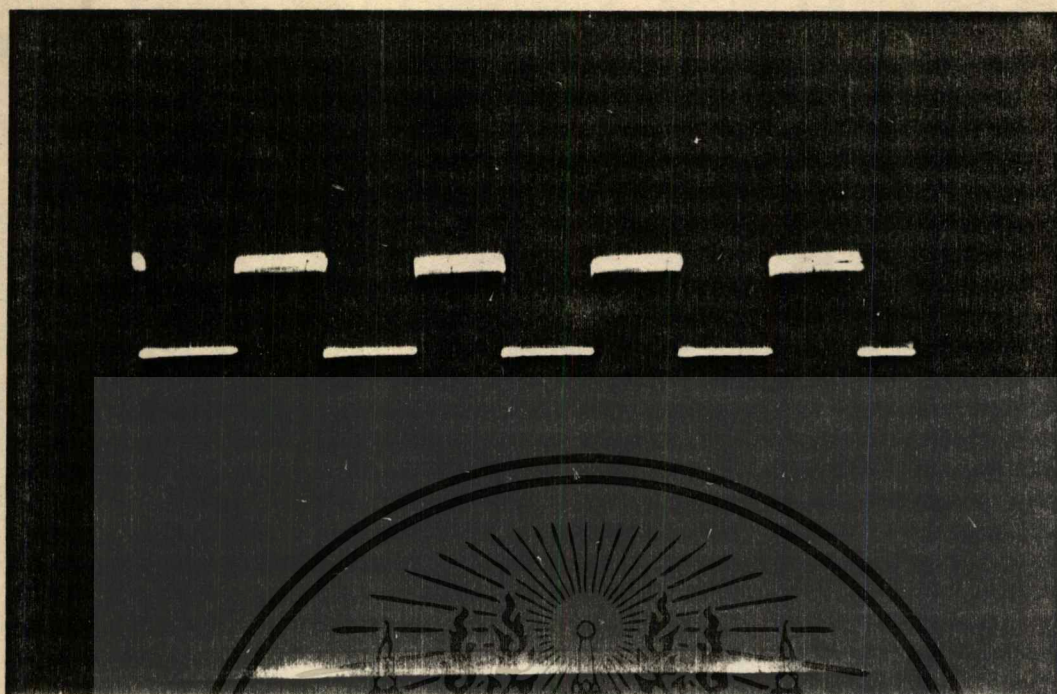
รูปที่ 5.7 แสดงระดับคิกตา ที่คร่อมขา Collector กับขา Emitter ของ
เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (V_{CE})

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

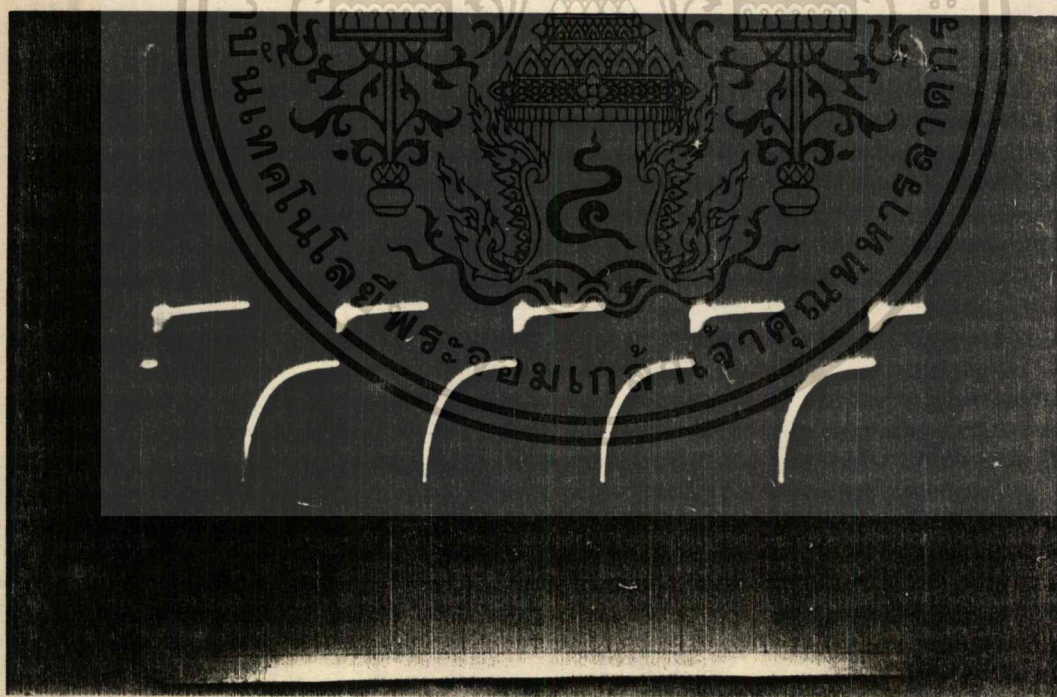


รูปที่ 5.8 แสดงระดับคักดาที่เกิดขึ้นบน Fly Wheel Diodes ซึ่งประกอบอยู่ในตัวทรานซิสเตอร์ตัวที่ 2 ซึ่งเมื่อทรานซิสเตอร์ตัวที่ 1 ซึ่งควบคุมในลักษณะ Generative อยู่ในสภาวะ ON ระดับคักดาของ Fly Wheel Diode ซึ่งอยู่ในทรานซิสเตอร์ตัวที่ 2 จะอยู่ในระดับ High แต่เมื่อทรานซิสเตอร์ตัวที่ 1 อยู่ในสภาวะ OFF Fly Wheel Diode ที่ประกอบอยู่ในทรานซิสเตอร์ตัวที่ 2 จะอยู่ในสภาวะนำกระแสและระดับ Voltages จะ Low

5.3.2 รูปสัญญาณขณะมอเตอร์ทำงานในลักษณะ Regenerative

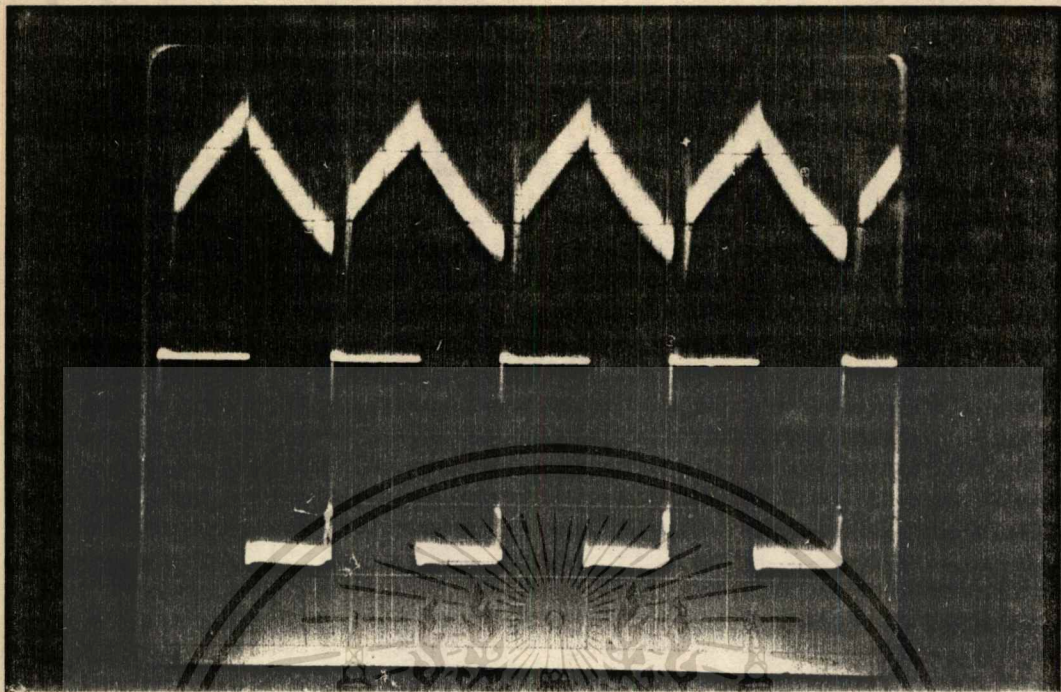


รูปที่ 5.8 แสดงสัญญาณที่ไปควบคุมการสวิชชิงของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
ในสภาวะ Regenerative

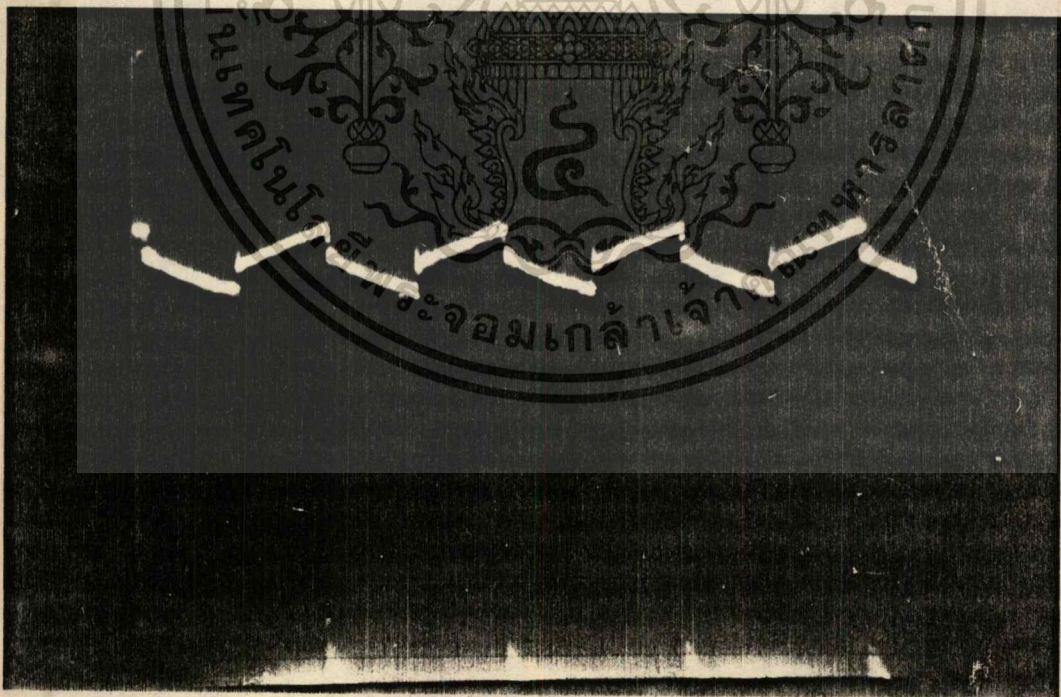


รูปที่ 5.9 แสดงสัญญาณที่คร่อมขา Base กับขา Emitter (V_{BE}) ของ
เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.10 แสดงการเปรียบเทียบระดับของสัญญาณกระแสกับสัญญาณที่ไปควบคุมการสวิชชิงของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในสถานะ Regenerative

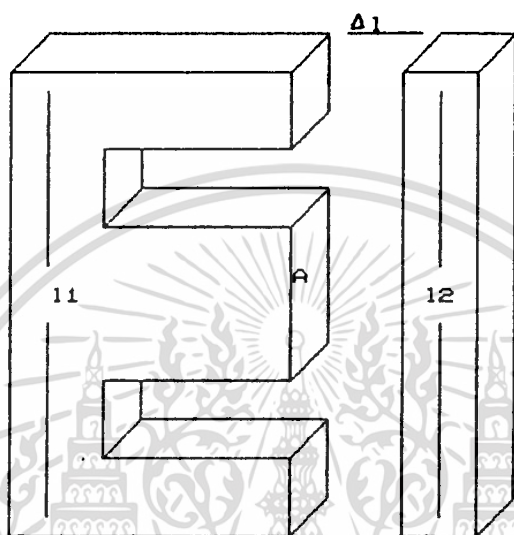


รูปที่ 5.11 แสดงระดับคิกดาที่กิดขึ้นบนตัวเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 การคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำ

ตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในวงจรหลักนี้จะมีผลต่อค่า Time Constant ของวงจรซึ่งจะเป็นผลให้อัตราการเพิ่มขึ้นหรือลดลงของกระแสขณะที่ทรานซิสเตอร์ทำการ ON หรือ OFF เปลี่ยนแปลงไปถ้าค่าของตัวเหนี่ยวนำเปลี่ยนไป ดังนั้นผลอันนี้จะมีผลต่อความถี่ในการสวิตซ์ ซึ่งด้วย ดังนั้นเราจึงต้องใช้ค่าตัวเหนี่ยวนำที่เหมาะสมกับวงจรด้วย และในการคำนวณค่าความเหนี่ยวนำเราคำนวณได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 5.12 แสดงแกนเหล็กของตัวเหนี่ยวนำ

$$\begin{aligned}
 N_i &= H_1 L_1 + H_2 L_2 + 2H_3 \Delta L \\
 &= B l_1 / \mu_r + B l_2 / \mu_r + 2B \Delta l / \mu_0
 \end{aligned}$$

แต่เราทราบแล้วว่าค่าของ μ_r จะมีค่ามากกว่าค่าของ μ_0 มาก ๆ ดังนั้น เราจะได้ว่า

$$\begin{aligned}
 NI &= 2B \Delta l / \mu_0 \\
 db/d(Ni) &= \mu_0 / 2 \Delta l \\
 \text{จาก} \quad L &= N d\phi / di \\
 &= NA * dB / di \\
 &= N^2 A * dB / dNi
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นในการกำหนดค่าความเหนียวน้ำ เราต้องคำนึงถึงความถี่ที่เหมาะสม
ค่าการสูญเสียในตัวเหนียวน้ำเอง ตลอดจนปัจจัยอื่น ๆ เช่น น้ำหนัก และ ขนาด เป็นต้น
และเมื่อเราได้ค่าความเหนียวน้ำที่เหมาะสมแล้ว เราจึงมาคำนวณ และ สร้าง
ตามสมการข้างต้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

บทสรุป

D.C. CONSTANT CURRENT SOURCE FED D.C. MOTOR เป็นโครงการที่มีวัตถุประสงค์ที่จะพัฒนาแหล่งพลังงานที่จ่ายออกไปในลักษณะที่ควบคุมระดับกระแสให้คงที่ และในความคิดพื้นฐาน เรามีจุดประสงค์ที่จะนำไปใช้ในการควบคุมการทำงานของมอเตอร์กระแสตรง เพราะว่าแรงบิดของมอเตอร์จะแปรผันโดยตรงกับกระแสที่ไหลเข้าอาร์มาเจอร์ ดังนั้นเราจึงสามารถควบคุมแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์ได้โดยการควบคุมระดับกระแสที่ไหลเข้าอาร์มาเจอร์

ในโครงการนี้เราจะควบคุมกระแสที่จ่ายออกไปโดยใช้หลักการ D.C. Chopper ซึ่งจะมีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นตัวสวิชชิง ในการสวิชชิงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นั้นเราทำโดยการแปลงระดับกระแสที่ไหลเข้าสู่วงจรถายเป็นระดับคิกดาไฟฟ้า โดยใช้ชั้นต์ แอมป์ แล้วนำระดับคิกดาไฟฟ้านี้ไปเข้าวงจรเปรียบเทียบกับระดับคิกดาไฟฟ้าเปรียบเทียบกับที่เรากำหนด และสัญญาณที่ออกมาจากวงจรเปรียบเทียบ เราจะนำไปเป็นสัญญาณควบคุมการทำงานของวงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกทีหนึ่ง

ความถี่ในการสวิชชิงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นั้น เราต้องเลือกความถี่ในย่านที่เหมาะสมต่อความสามารถในการสวิชชิงของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งปัจจัยที่มีผลต่อความถี่ในการสวิชชิงที่สำคัญ ๆ ก็คือ ค่า Time Constant ของระบบ และค่า Δi ซึ่งค่า Δi นี้เราเป็นค่าที่เรากำหนดให้เป็นช่วงระดับการเปลี่ยนแปลงของกระแส ซึ่งจะไปทำให้เกิดการสวิชชิงของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นค่า Δi ยิ่งมากความถี่ในการสวิชชิงก็ยิ่งต่ำ ซึ่งเป็นผลดี คือ ทำให้ค่าการสูญเสียในการสวิชชิงน้อยลง แต่ก็มีผลเสีย คือ ถ้าค่า Time Constant มากแสดงว่า ค่าความเหนียวน้ำต้องมาก ซึ่งจะทำให้ตัวเหนียวน้ำมีขนาดใหญ่มาก ดังนั้นจึงต้องเลือกขนาดที่เหมาะสมด้วย

ในวงจรควบคุมนั้น แหล่งพลังงานที่ใช้คือ High Frequency Switching Power Supply เหตุที่เราต้องใช้เพราะว่า ระดับคิกดาไฟฟ้าที่เราใช้มีความแตกต่างหลายค่า และที่สำคัญเราต้องแยกกราวด์ออกจากกันด้วย เพราะในระบบ บางวงจรเราไม่สามารถต่อกราวด์ร่วมกันได้ แต่ปัญหาที่ตามมาจากการทำงานจริงของเราพบว่า เรามี Noise เข้ามาจนระบบมาก ดังนั้นในการพัฒนาต่อไปเราควรพิจารณาที่จุดนี้ด้วย

สำหรับโครงการที่เราทำการศึกษาตอนนี้สามารถนำไปพัฒนาใช้ในอุตสาหกรรมได้หลายอย่าง อาทิเช่น เครื่องเชื่อม รถไฟฟ้า เป็นต้น

และอีกส่วนหนึ่งซึ่งเราได้ทำการศึกษา คือการนำพลังงานที่เกิดจากการเบรคมอเตอร์ ซึ่งถ้าเราปล่อยทิ้งไปก็เป็นพลังงานที่สูญเปล่า เราได้นำพลังงานส่วนนั้นมาเก็บไว้ในแบตเตอรี่ได้อีก ซึ่งลักษณะการทำงานต่าง ๆ จะเป็นลักษณะเดียวกับวงจรข้างต้นที่กล่าวมาแล้ว

แต่ในความเป็นจริง เราไม่ค่อยเห็นการนำหลักการนี้มาใช้งานจริง เนื่องจากสาเหตุ ดังนี้

- พลังงานที่ได้มีจำนวนน้อยมาก เมื่อเทียบกับพลังงานช่วง Run Motor
- การเบรคโดยวิธีนี้ไม่สามารถหยุดได้ทันทีทันใด
- วงจรที่ใช้ต้องลงทุนมากพอ ๆ กับวงจรในช่วง Run Motor อีกวงจรหนึ่งทีเดียว ซึ่งไม่คุ้มกับพลังงานที่ได้รับกับคืนมา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก



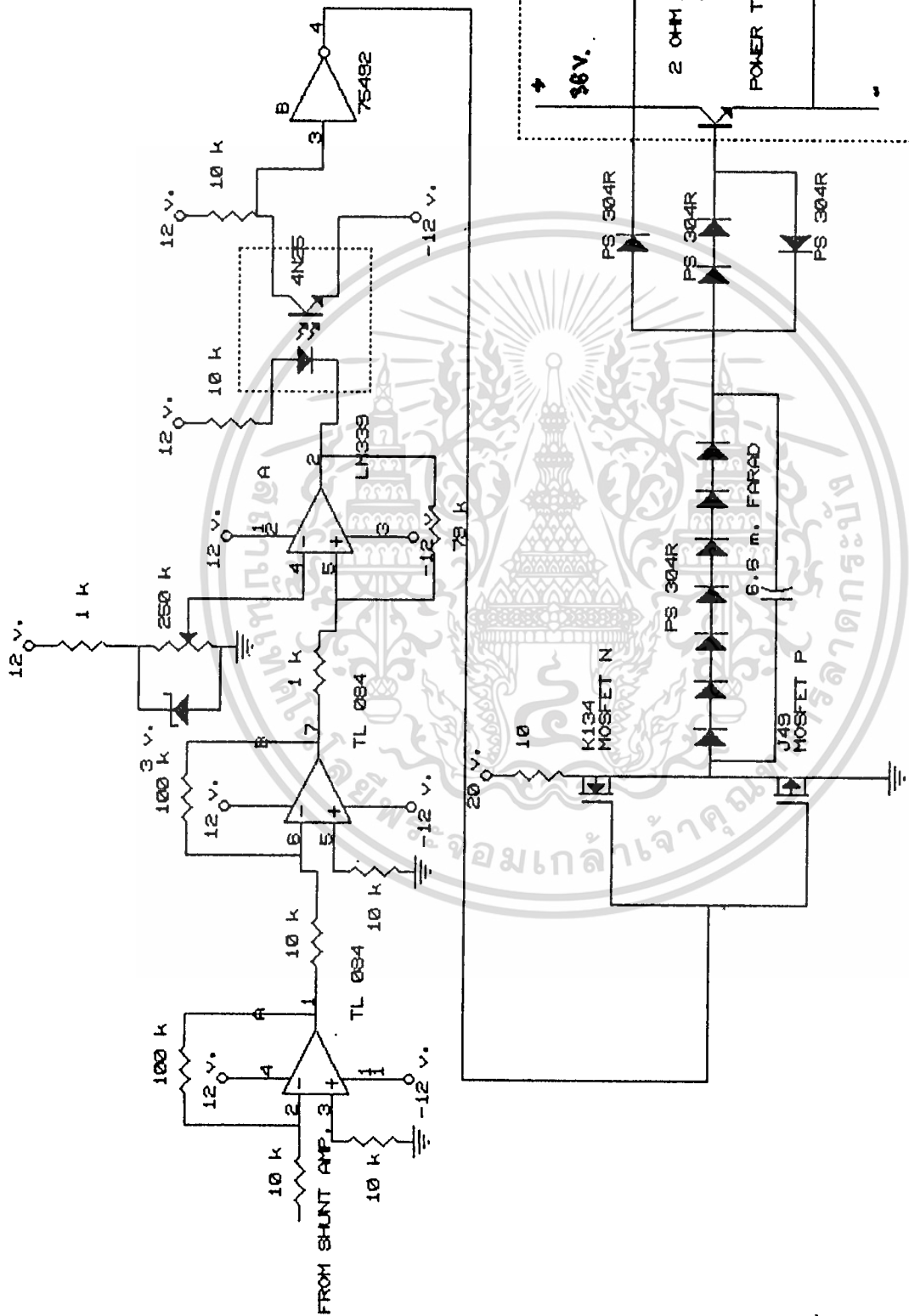
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดี ผู้เขียนขอขอบพระคุณอย่างสูงต่อ อาจารย์ พิชิต ล้ายอง อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้ให้คำแนะนำ และ ให้ความสนับสนุนมาโดยตลอด ขอขอบคุณ อ.จรรุญ ที่ได้ช่วยเหลือมาโดยตลอด และ เพื่อน ๆ รุ่น 24 ที่ให้ความอนุเคราะห์บางประการ จนงานสำเร็จจุล่งไปด้วยดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



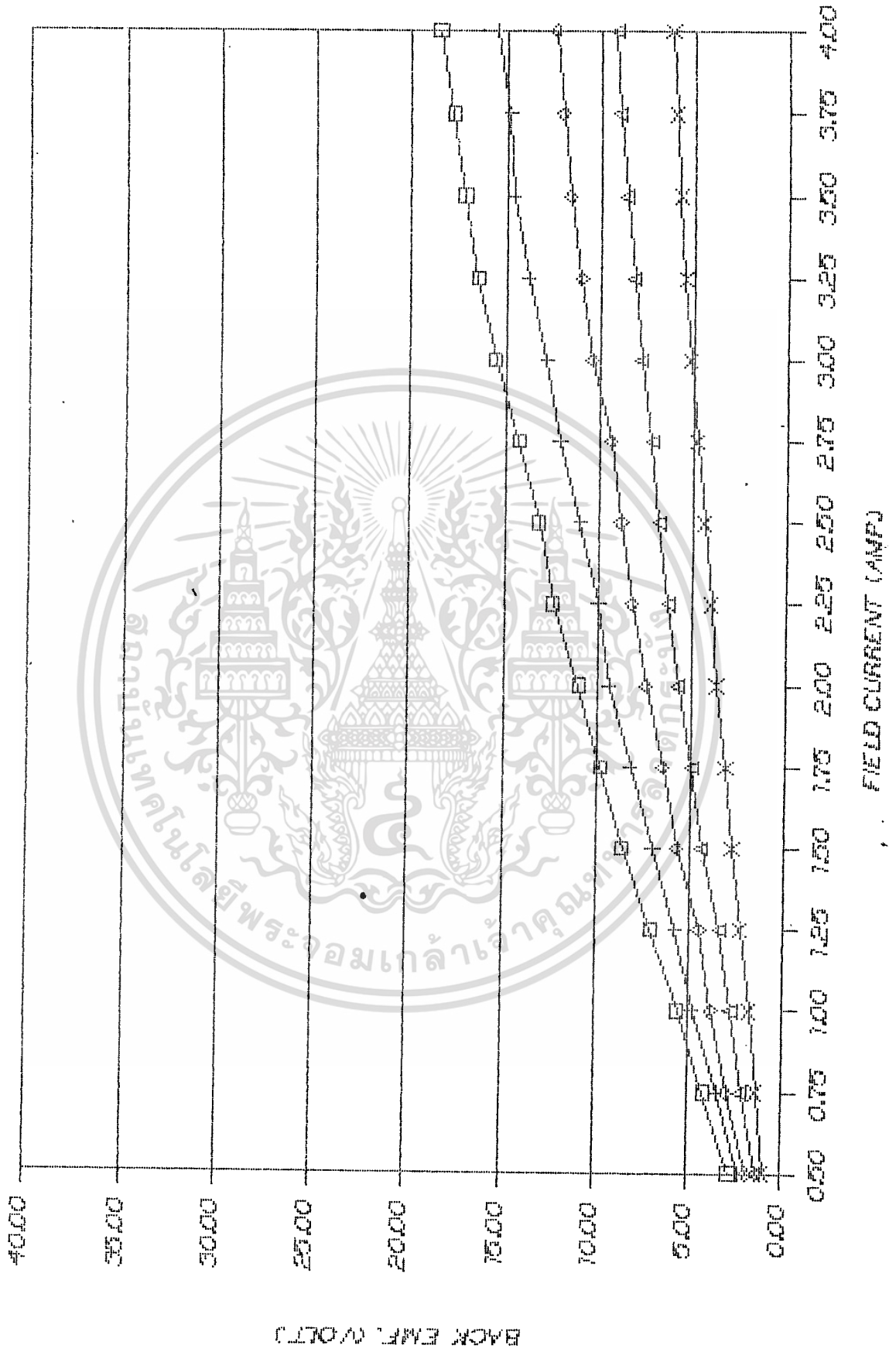
MAIN CIRCUIT

CONSTANT CURRENT SOURCE FED DC. MOTOR

Size Document Number
A CONTROL CIRCUIT

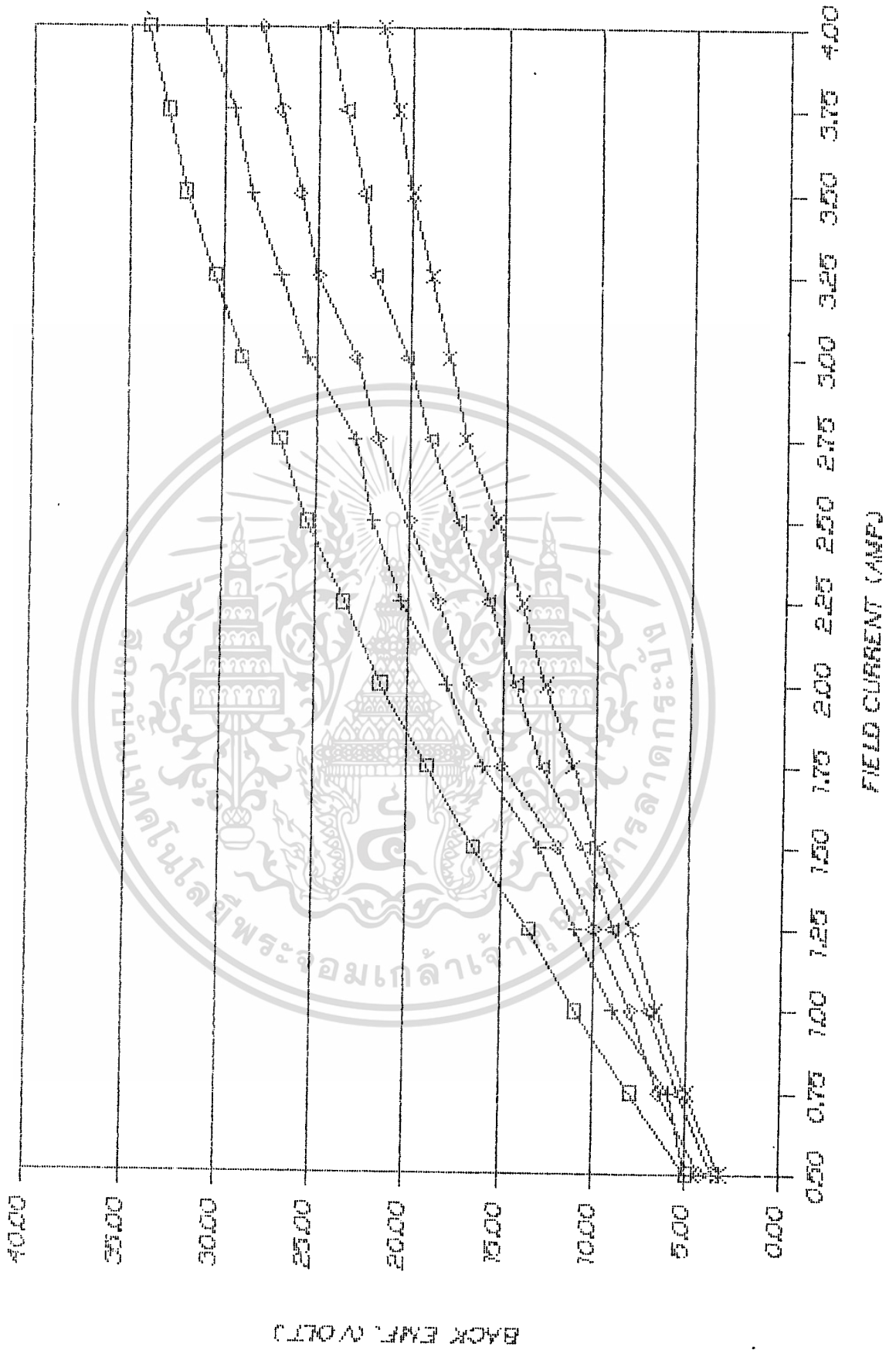
Date: March 15, 1989 Sheet of

RELATION OF FIELD CURRENT AND BACK EMF.

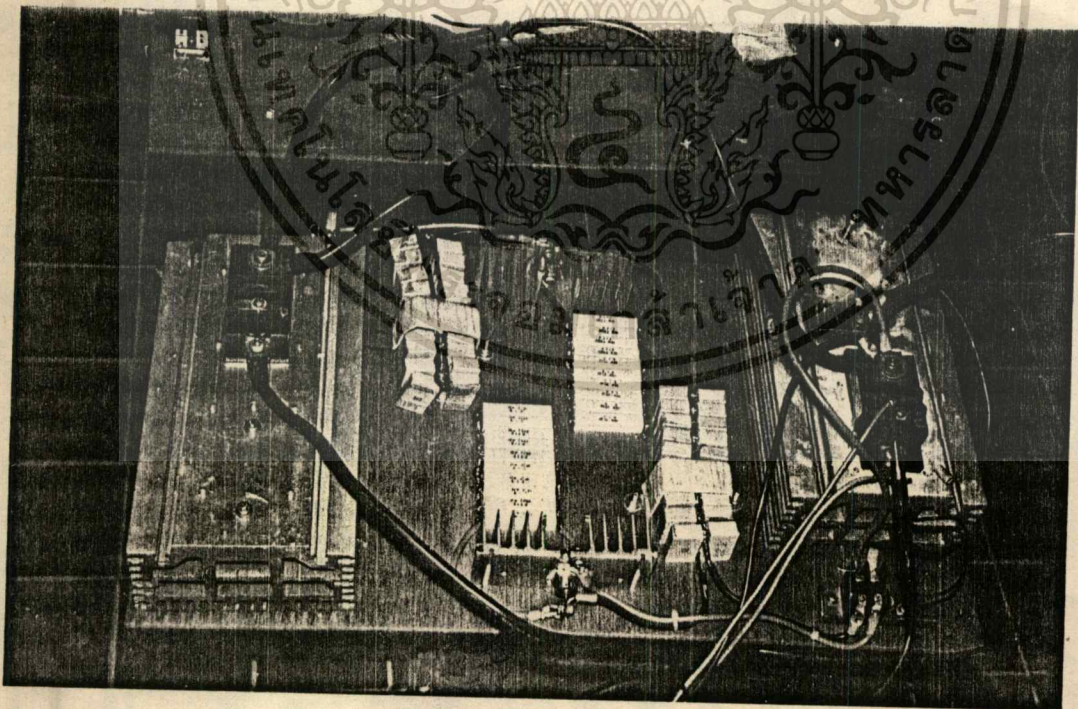
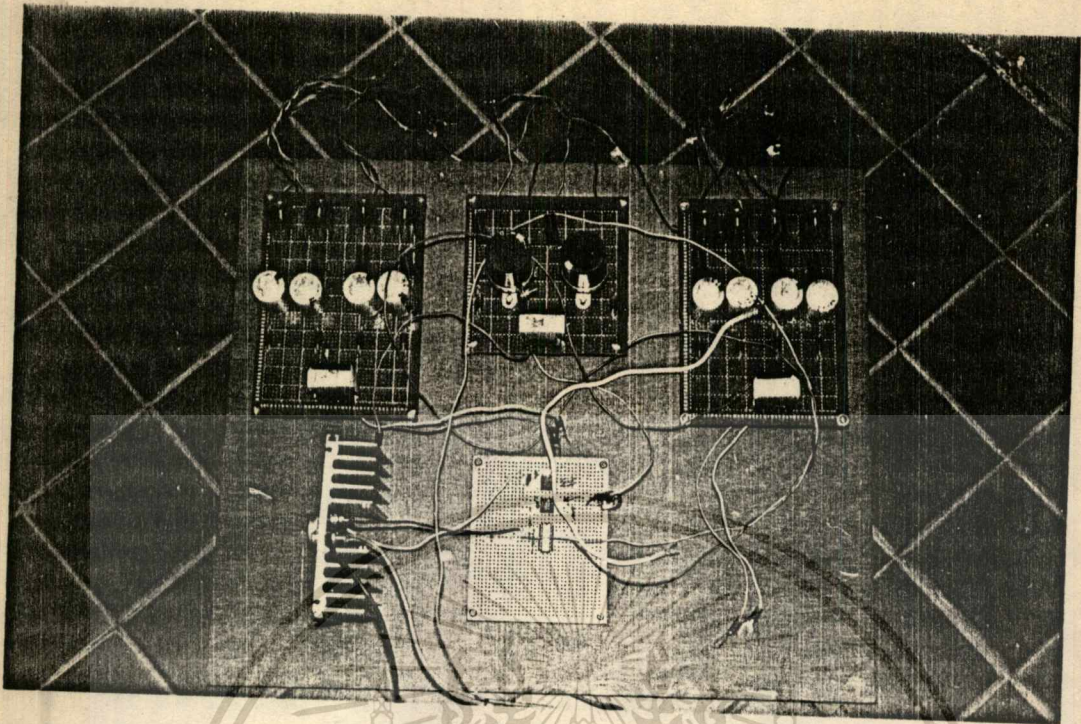


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

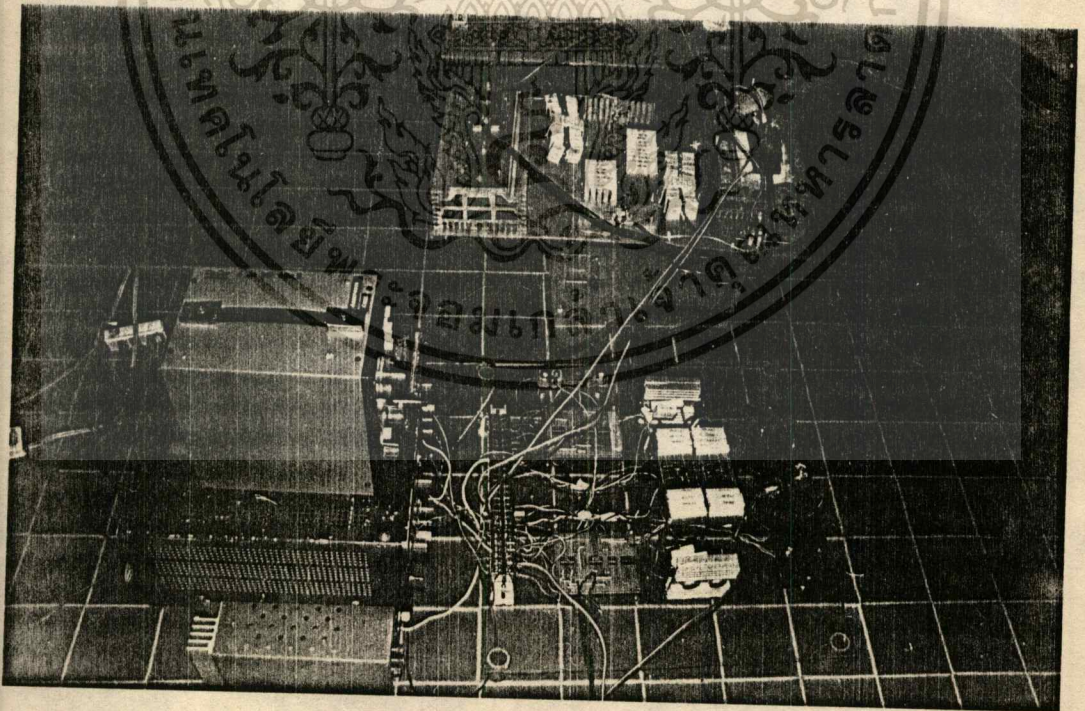
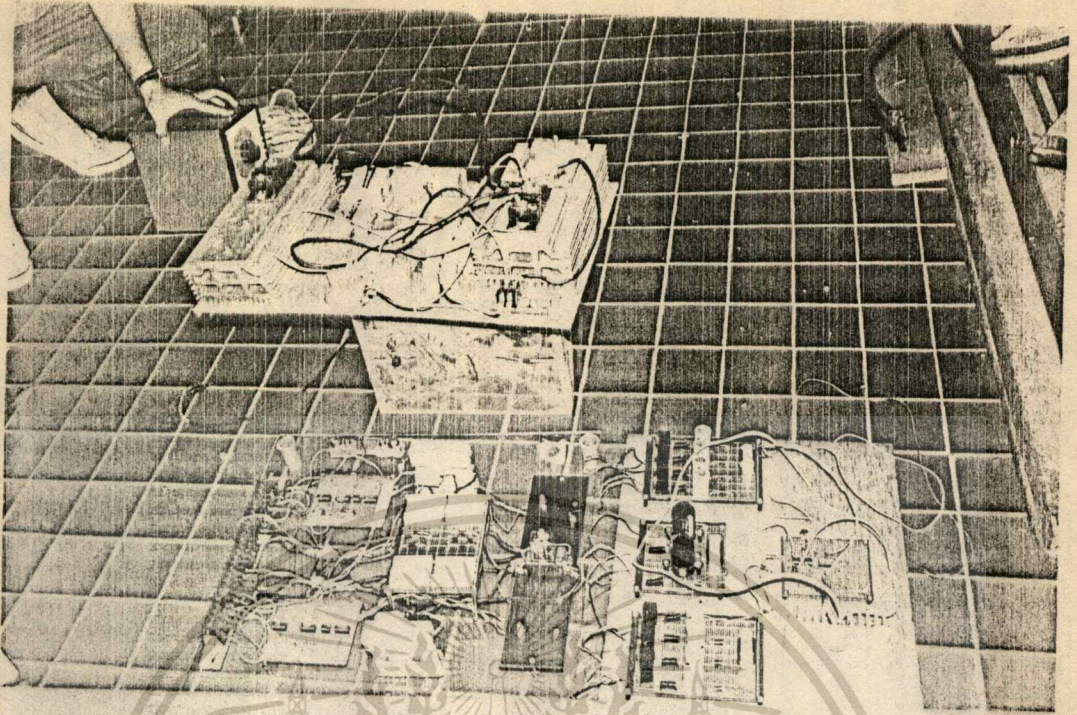
RELATION OF FIELD CURRENT AND BACK EMF.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



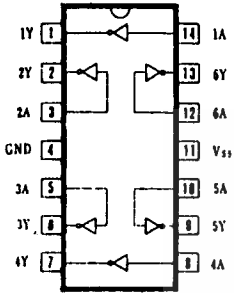
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



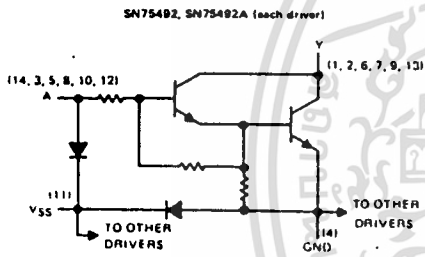
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ex MOS to LED Driver 75492/75492A

ピン接続



★ 250mA シンク



項目	条件	方向	データ			単位	社名	型名
			MIN	TYP	MAX			
V _{ABS,1}	Y-GND				10	V		
	Y-A				(Atype) 20		TI	SN75492
	V _{SS} -all						FC	75492/A
t _{pd}	39Ω + 15pF	L→H		300		ns	NS	DS75492
		H→L		30		ns	MOT	MC75492
P ₀	ABS.				800	mW	Sig	
特性							AMD	
							RAY	
							MMI	
							Intel	
							SPR	
							ITT	
range	ABS.		-5		V _{SS}	V	三 菱	
入力電流 電圧特性	V _I = V _{SS}	75492		2.2	3.3	mA	富士通	
		75492A		4.7	6.5	mA	日 電	
出力電流 電圧特性	V _{OH}	I _{OH} = 250mA		0.9	1.5	V		
	I _{OH}				200	μA		
出力電流 電圧特性	I _O	each (ABS.)			250	mA		
		all (ABS.)			600	mA		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Voltage Comparators

LM139/239/339, LM139A/239A/339A, LM2901, LM3302 Low Power Low Offset Voltage Quad Comparators General Description

The LM139 series consists of four independent precision voltage comparators with an offset voltage specification as low as 2 mV max for all four comparators. These were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage. These comparators also have a unique characteristic in that the input common-mode voltage range includes ground, even though operated from a single power supply voltage.

Application areas include limit comparators, simple analog to digital converters; pulse, squarewave and time delay generators; wide range VCO, MOS clock timers; multivibrators and high voltage digital logic gates. The LM139 series was designed to directly interface with TTL and CMOS. When operated from both plus and minus power supplies, they will directly interface with MOS logic— where the low power drain of the LM339 is a distinct advantage over standard comparators.

Advantages

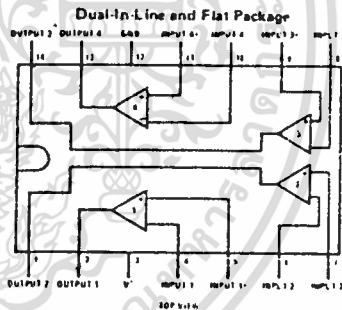
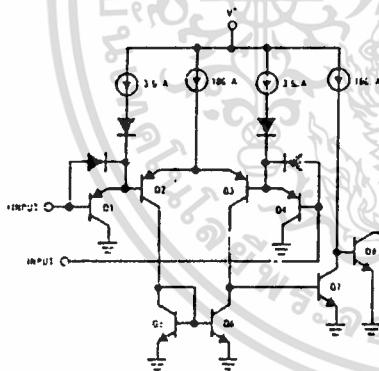
- High precision comparators
- Reduced V_{OS} drift over temperature

- Eliminates need for dual supplies
- Allows sensing near grid
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

Features

- Wide single supply voltage range or dual supplies
 - LM139 series, 2 V_{DC} to 36 V_{DC} or
 - LM139A series, LM2901 : 1 V_{DC} to ±18 V_{DC}
 - LM3302 2 V_{DC} to ±28 V_{DC} or ±1 V_{DC} to ±14 V_{DC}
- Very low supply current drain (0.8 mA) — independent of supply voltage (2 mW comparator at +5 V_{DC})
- Low input biasing current 25 nA
- Low input offset current ±5 nA and offset voltage ±3 mV
- Input common-mode voltage range includes gnd
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Low output saturation voltage 250 mV at 4 mA
- Output voltage compatible with TTL, DTL, ECL, MOS and CMOS logic systems

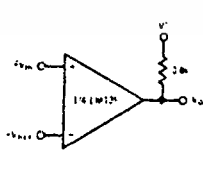
Schematic and Connection Diagrams



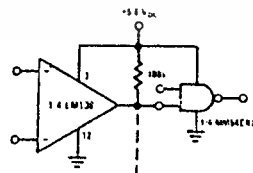
Order Number LM139J, LM139AJ, LM239J, LM239AJ, LM339J, LM339AJ, LM2901J or LM3302J
See NS Package J14A

Order Number LM139N, LM339AN, LM2901N or LM3302N
See NS Package N14A

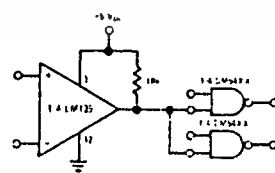
Typical Applications (V⁺ = 5.0 V_{DC})



Basic Comparator



Driving CMOS



Driving TTL

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

LM139/LM239/LM339 -
LM139A/LM239A/LM339A
LM2901

LM3302

Supply Voltage, V^+ 30 VDC or 18 VDC
 Differential Input Voltage 30 VDC
 Input Voltage -0.3 VDC to 1.36 VDC
 Power Dissipation (Note 1) 570 mW
 Molded DIP 900 mW
 Cavity DIP 800 mW
 Flat Pack Continuous
 Output Short Circuit to GND, (Note 2) 50 mA
 Input Current ($V_{IN} < -0.3$ VDC), (Note 3) ---
 Operating Temperature Range
 LM339A 0°C to $+70^\circ\text{C}$
 LM239A -25°C to $+85^\circ\text{C}$
 LM2901 -40°C to $+85^\circ\text{C}$
 LM139A -55°C to $+125^\circ\text{C}$
 Storage Temperature Range -65°C to $+150^\circ\text{C}$
 Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) 300°C

28 VDC or 14 VDC
 28 VDC
 0.3 VDC to 1.28 VDC
 570 mW
 Continuous
 50 mA
 -40°C to $+85^\circ\text{C}$
 -65°C to $+150^\circ\text{C}$
 300°C

Electrical Characteristics ($V^+ = 5$ VDC, Note 4)

PARAMETER	CONDITIONS	LM139A			LM239A, LM339A			LM139			LM239, LM339			LM2901			LM3302			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Note 5)	±1.0	±2.0	±2.0	±1.0	±2.0	±2.0	±2.0	±2.0	±2.0	±2.0	±2.0	±2.0	±2.0	±2.0	±2.0	±2.0	±2.0	±2.0	mVDC
Input Bias Current	$I_{IN(+)} \text{ or } I_{IN(-)}$ with Output in Linear Range, $T_A = 25^\circ\text{C}$, (Note 5)	25	100	25	25	250	25	100	25	100	25	250	25	100	25	250	25	500	500	nADC
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	±3.0	±25	±3.0	±15.0	±25	±3.0	±25	±3.0	±25	±3.0	±25	±3.0	±25	±3.0	±25	±3.0	±25	±25	nADC
Input Common-Mode Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Note 6)	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	VDC
Supply Current	$P_L = 0$ on all Comparators, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_L = \infty$, $V^+ = 30\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	0.8	2.0	0.8	2.0	0.8	2.0	0.8	2.0	0.8	2.0	0.8	2.0	0.8	2.0	0.8	2.0	0.8	2.0	mADC
Voltage Gain	$R_L \geq 15\text{ k}\Omega$, $V^+ = 15\text{ VDC}$ (To Support Large V_O Swing), $T_A = 25^\circ\text{C}$	50	200	50	200	200	200	200	200	200	200	200	200	200	200	200	200	200	200	mADC
Large Signal Response Time	V_{IN} TTL Logic Swing, $V_{REF} = 1.4\text{ VDC}$, $V_{RL} = 5\text{ VDC}$, $R_L = 5.1\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	300	300	300	300	300	300	300	300	300	300	300	300	300	300	300	300	300	300	ns
Response Time	$V_{RL} = 5\text{ VDC}$, $R_L = 5.1\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, (Note 7)	1.3	1.3	1.3	1.3	1.3	1.3	1.3	1.3	1.3	1.3	1.3	1.3	1.3	1.3	1.3	1.3	1.3	1.3	μs
Output Sink Current	$V_{IN(+)} \geq 1\text{ VDC}$, $V_{IN(-)} = 0$, $V_O \leq 1.5\text{ VDC}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	6.0	16	6.0	16	6.0	16	6.0	16	6.0	16	6.0	16	6.0	16	6.0	16	6.0	16	mADC
Saturation Voltage	$V_{IN(+)} \leq 1\text{ VDC}$, $V_{IN(-)} = 0$, $I_{SINK} \leq 4\text{ mA}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	250	400	250	400	250	400	250	400	250	400	250	400	250	400	250	400	250	400	mVDC
Output Leakage Current	$V_{IN(+)} \geq 1\text{ VDC}$, $V_{IN(-)} = 0$, $V_O = 5\text{ VDC}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	nADC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Continued)

PARAMETER	CONDITIONS	LM139A		LM239A, LM339A		LM139		LM239, LM339		LM2901		LM3302		UNITS		
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		MIN	TYP
Input Offset Voltage	(Note 9)		4.0		4.0		9.0		9.0		9		15		40	mVDC
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$		±100		±150		±100		±150		50		200		300	nADC
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$ with Output in Linear Range		300		400		300		400		200		500		1000	nADC
Input Common-Mode Voltage Range		0	$V^+ - 2.0$	0	$V^+ - 2.0$	0	$V^+ - 2.0$	0	$V^+ - 2.0$	0	$V^+ - 2.0$	0	$V^+ - 2.0$	0	$V^+ - 2.0$	VDC
Saturation Voltage	$V_{IN(+)} \geq 1 \text{ VDC}$; $V_{IN(-)} = 0$, $I_{SINK} \leq 4 \text{ mA}$		700		700		700		700		400		700		700	mVDC
Output Leakage Current	$V_{IN(+)} \geq 1 \text{ VDC}$; $V_{IN(-)} = 0$, $V_O = 30 \text{ VDC}$		1.0		1.0		1.0		1.0		1.0		1.0		1.0	μADC
Differential Input Voltage	Keep all $V_{IN} > 0 \text{ VDC}$ (or V^- if used), (Note 8)		36		36		36		36		0		36		28	VDC

Note 1: For operating at high temperatures, the LM339/LM339A, LM2901, LM3302 must be derated based on a 125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 175°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM239 and LM139 must be derated based on a 150°C maximum junction temperature. The low bias dissipation and the "ON-OFF" characteristic of the outputs keeps the chip dissipation very small ($P_D \leq 100 \text{ mW}$), provided the output transistors are allowed to saturate.

Note 2: Short circuits from the output to V^+ can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 20 mA independent of the magnitude of V^+ . Acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the comparators to go to the V^+ voltage level for a time greater than -0.3 VDC (at 25°C).

Note 3: This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby returning to a value greater than -0.3 VDC (at 25°C).

Note 4: These specifications apply for $V^+ = 5 \text{ VDC}$ and $-85^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$, unless otherwise stated. With the LM239/LM239A, all temperature specifications are limited to $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$, the LM339/LM339A temperature specifications are limited to $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$, and the LM2901, LM3302 temperature range is $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$.

Note 5: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the reference or input lines.

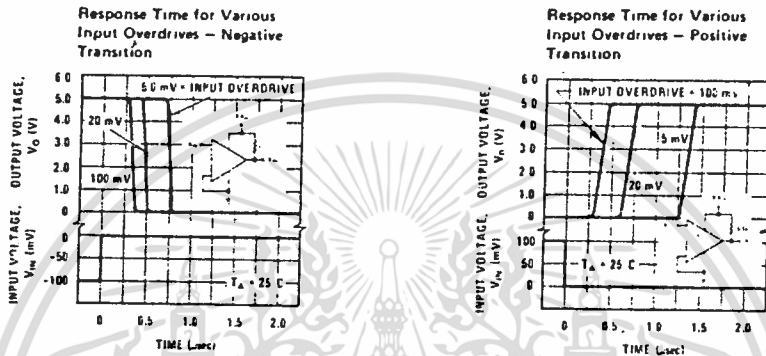
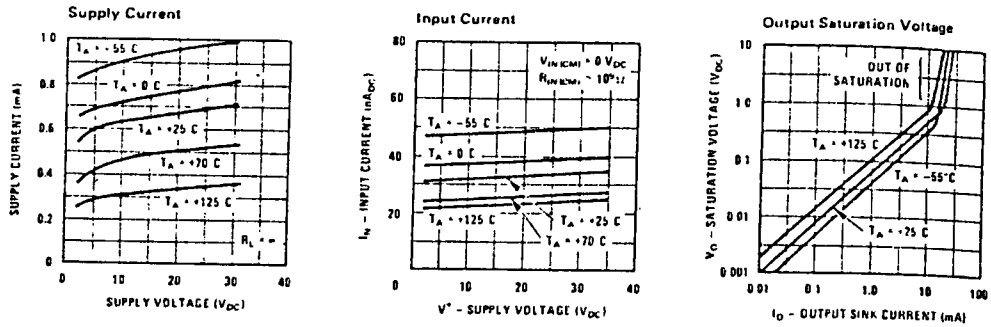
Note 6: The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is $V^+ - 1.5\text{V}$, but either or both inputs can go to +30 VDC without damage (25V for LM3302).

Note 7: The response time specified is a 100 mV input step with 5 mV overdrive. For larger overdrive signals, 300 ns can be obtained, see typical performance characteristics section.

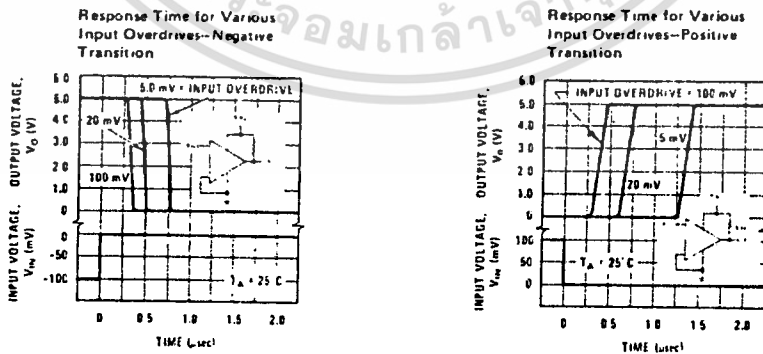
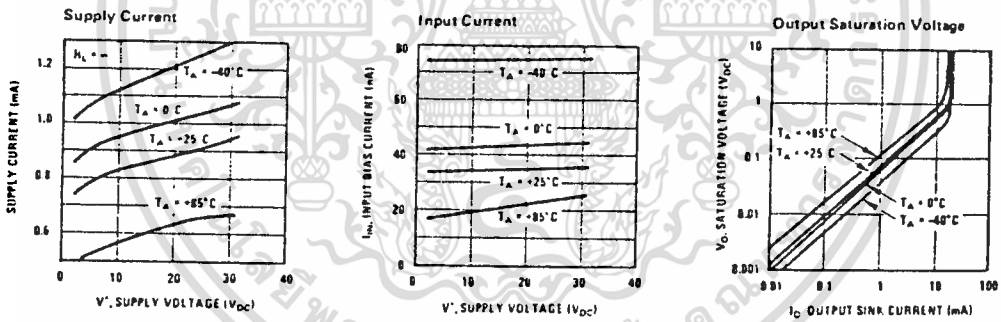
Note 8: Positive excursions of input voltage may exceed the power supply level. As long as the other voltage remains within the common-mode range, the comparator will provide a proper output state. The low input voltage state must not be less than -0.3 VDC for 0.3 VDC below the magnitude of the negative power supply, if used (at 25°C).

Note 9: A* output switch point, $V_O = 1.4 \text{ VDC}$; $R_S = 0\Omega$ with $V^+ = 5 \text{ VDC}$; and over the full input common-mode range (0 VDC to $V^+ - 1.5 \text{ VDC}$).

Typical Performance Characteristics LM139/LM239/LM339, LM139A/LM239A/LM339A, LM3302



Typical Performance Characteristics LM2901



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Application Hints

The LM139 series are high gain, wide bandwidth devices which, like most comparators, can easily oscillate if the output lead is inadvertently allowed to capacitively couple to the inputs via stray capacitance. This shows up only during the output voltage transition intervals as the comparator changes states. Power supply bypassing is not required to solve this problem. Standard PC board layout is helpful as it reduces stray input-output coupling. Reducing the input resistors to $< 10\text{ k}\Omega$ reduces the feedback signal levels and finally, adding even a small amount (1 to 10 mV) of positive feedback (hysteresis) causes such a rapid transition that oscillations due to stray feedback are not possible. Simply socketing the IC and attaching resistors to the pins will cause input-output oscillations during the small transition intervals unless hysteresis is used. If the input signal is a pulse waveform, with relatively fast rise and fall times, hysteresis is not required.

All pins of any unused comparators should be grounded.

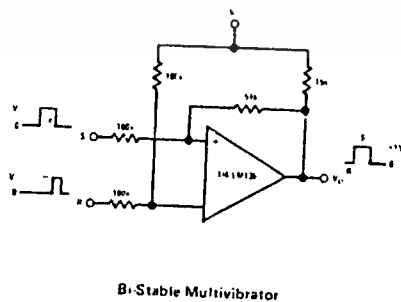
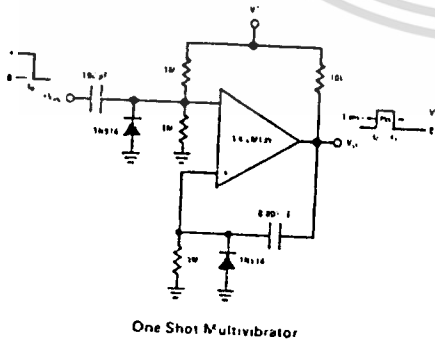
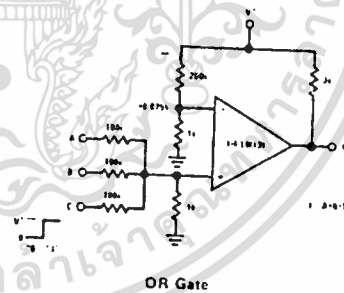
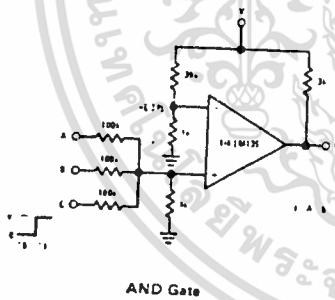
The bias network of the LM139 series establishes a drain current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of from $2 V_{DC}$ to $30 V_{DC}$.

It is usually unnecessary to use a bypass capacitor across the power supply line.

The differential input voltage may be larger than V^+ without damaging the device. Protection should be provided to prevent the input voltages from going negative more than $-0.3 V_{DC}$ (at 25°C). An input clamp diode can be used as shown in the applications section.

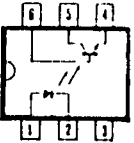
The output of the LM139 series is the uncommitted collector of a grounded-emitter NPN output transistor. Many collectors can be tied together to provide an output OR'ing function. An output pull-up resistor can be connected to any available power supply voltage within the permitted supply voltage range and there is no restriction on this voltage due to the magnitude of the voltage which is applied to the V^+ terminal of the LM139A package. The output can also be used as a simple SPST switch to ground (when a pull-up resistor is not used). The amount of current which the output device can sink is limited by the drive available (which is independent of V^+) and the β of this device. When the maximum current limit is reached (approximately 16 mA), the output transistor will come out of saturation and the output voltage will rise very rapidly. The output saturation voltage is limited by the approximately $60\Omega r_{sat}$ of the output transistor. The low offset voltage of the output transistor (1 mV) allows the output to clamp essentially to ground level for small load currents.

Typical Applications ($V^+ = 15 V_{DC}$)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LED-Transistor with Base Connection
LED-フォト・トランジスタ (ベース端子付き)



型番	社名	最大定格										動作特性										備考
		1次側		2次側		全体						1次側		2次側		1次側		2次側				
		I_f max (mA)	V_a max (V)	P_{tot} max (mW)	V_{CE} max (V) V_{rce}	I_{OL} max (mA)	P_{OL} max (mW)	$BV_{DC/AC}$ min (kV)	T_c min max (°C)	V_f max / I_f (V/mA)	C_j max typ (pF)	t_r max typ (µs)	t_f max typ (µs)	h_{FE} min typ	CTR min / I_f (%/mA)	V_{rce} max / I_c (V/mA, mA)	C_{12} max typ (pF)	t_{pd} max typ (µs)	f_T min typ (MHz)			
4N25	JEDEC	80	3	150	30	-	150	2.5	-55~100	1.5/50	150*	-	-	250*	20/10	0.5/50, 2.0	1.3*	-	0.3			
4N26		"	"	"	"	"	1.5	"	"	"	"	"	"	"	"	"	"	"	"			
4N27		"	"	"	"	"	"	"	"	"	"	"	"	10/10	"	"	"	"	"			
4N28		"	"	"	"	"	0.5	"	"	"	"	"	"	"	"	"	"	"	"			
4N35		60	6	100	"	100	300	3.5	"	1.5/10	100	10	10	100	100/10	0.3/10, 0.5	2.5	-	-			
4N36		"	"	"	"	"	"	2.5	"	"	"	"	"	"	"	"	"	"	"			
4N37		"	"	"	"	"	"	1.5	"	"	"	"	"	"	"	"	"	"	"			
FCD810	FC	60	3	100	20	25	150	1.5*	-55~100	1.5/10	-	4*	4*	50	10/10	0.7/50, 2.6	1.0*	-	-			
FCD820		"	"	"	30	"	"	"	"	1.5/60	-	2.5*	2.5*	100	20/10	0.4/10, 2.0	"	-	-			
FCD825		"	"	"	"	"	"	"	"	-	3.5*	3.5*	"	50/10	"	"	"	-	-			
FCD830		"	"	"	"	20	"	"	"	"	-	2.0	2.0	"	20/10	"	"	-	-			
FCD831		"	"	"	"	"	"	"	"	"	-	"	"	"	10/10	0.5/50, 2.0	"	-	-			
FCD836		"	"	"	20	"	"	"	"	1.5/10	-	2.0	2.0	50	6/10	0.7/50, 2.0	1.0*	-	-			
NCT21E	GI (FC)	60	3	200	30	-	200	0.8*	-55~100	1.5/20	-	-	-	100	20/10	0.4/16, 2.0	1.0*	-	-			
NCT26		"	"	"	"	"	"	"	"	"	-	2.0*	2.0*	"	6/10	0.3/20, 0.25	2.0*	-	-			
NCT210		"	"	"	"	"	"	"	"	"	-	-	-	"	"	"	"	-	-			
H11A1	GE(FC)	60	3	100	30	100	150	2.5	-55~100	1.5/10	-	2.0*	2.0*	-	50/10	0.4/50, 0.5	2.0*	-	-			
H11A2/3		"	"	"	"	"	"	2.5	"	"	-	"	"	-	20/10	"	"	-	-			
H11A4		"	"	"	"	"	"	1.5	"	"	-	"	"	-	10/10	"	"	-	-			
H11D1/2/3		"	"	"	"	300	"	"	"	"	50*	5*	5*	-	20/10	0.4/10, 0.5	1.0*	-	-			
H11D4		"	"	"	"	200	"	"	"	"	"	"	"	-	10/10	"	"	-	-			
T1L11	TI(FC)	100	3	150	30	-	150	1.5	-55~100	1.4/16	-	10*	10*	100	12.5/16	0.4/16, 2.0	1.3	-	-			
T1L12		"	"	"	20	-	"	"	"	1.5/10	-	15*	15*	50	2.0/10	0.5/50, 2.0	2.0	-	-			
T1L14		"	"	"	30	-	"	2.5	"	1.4/16	-	10*	10*	100	12.5/16	0.4/16, 2.0	1.3	-	-			
T1L15		"	"	"	20	-	"	"	"	1.5/10	-	15*	15*	50	2.0/10	0.5/50, 2.0	2.0	-	-			
T1L16		"	"	"	30	-	"	"	"	1.5/60	-	10*	10*	100	20/10	0.4/15, 2.2	1.3	-	-			
T1L17		"	"	"	"	-	"	"	"	1.4/16	-	"	"	200	50/10	0.4/10, 0.5	"	-	-			
T1L18		"	"	"	20	-	"	1.5	"	1.5/10	-	15*	15*	50	10/10	0.5/50, 2.0	2.0	-	-			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดี ผู้เขียนขอขอบพระคุณอย่างสูงต่อ อาจารย์
พิชิต ล้ายอง อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้ให้คำแนะนำ และ ให้ความสนับสนุนมาโดยตลอด
ขอขอบคุณ อ.จรรยา ที่ได้ช่วยเหลือมาโดยตลอด และ เพื่อน ๆ รุ่น 24 ที่ให้ความอนุ
เคราะห์บางประการ จนงานสำเร็จจุล่งไปด้วยดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

- 1) กิตินัดดา ชื่นวนิช และคณะ , " รถไฟฟ้า " , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง , 2525
- 2) อุดมศักดิ์ ชัยยืน , " Power Electronic I " , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า ชนบุรี , 2528
- 3) Davit F. Stout , Milton Kaufman , " Handbook of Operational Amplifier Circuit Design " , McGraw-Hill Book , 1976
- 4) Gorge Chryssis , " High - Frequency Switching Power Supply : Theory And Design " , R.R Donnelley & Sons , 1984
- 5) Fitzgerald, Kingsley, Umans , " Electrical Machinery " , McGraw-Hill Book , 1985
- 6) Cyril W, Lander , " Power Electronic " , McGraw-Hill Book , 1981

