

สามเฟสอินเวอร์เตอร์
THREE - PHASE INVERTER



บริษัทยาพันธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาคามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
ภาควิชา เทคโนโลยีการควบคุมทางอุตสาหกรรม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2536

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

083125

ภาควิชา เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบัน เทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง THREE-PHASE INVERTER

ผู้จัดทำ

นายจรรยศักดิ์

พันเลิศชอคมัย

33100048

นายราชวัติ

คารารจน์

33100316

.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์สิงห์ทอง พันเศษฐานนท์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามเฟสอินเวอร์เตอร์
THREE-PHASE INVERTER

โดย นายจรูญศักดิ์ พันเลิศผดียง 33100048

นายราชวัติ คารจน์ 33100316

นักศึกษาภาควิชาเทคโนโลยีการควบคุมทาง

อุตสาหกรรม

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์

บทคัดย่อ

โครงการนี้ได้เสนอแนวการออกแบบและหลักการสร้างอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ขนาด 1 KVA สำหรับควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส โดยการเปลี่ยนค่าความถี่ของการสวิตช์ โครงการนี้ประกอบด้วยส่วนหลักคือ เรคติฟายเออร์, ดีซีลิงค์, อินเวอร์เตอร์แบบบันได 6 ขั้นโดยใช้ SCR เป็นอุปกรณ์การสวิตช์ วงจรนี้สามารถสร้างเฟสลับสามเฟส 3 เฟสและสามารถปรับความถี่ได้ตั้งแต่ 10-60 Hz ซึ่งการปรับความถี่และโวลต์เตจจะเป็นอิสระจากกัน โครงการนี้มีข้อดีหลายประการ เช่น มีโครงสร้างง่าย ความเชื่อถือได้สูง ทนทาน และควบคุมง่าย

ABSTRACT

In this project ,present the basics concept and designing to crete the 1 KVA 3 ϕ inverter for controls velcoity of 3 ϕ induction motor by varying of switching.It has main components such a rectifier, dc link , six-step inverter and control circuit by using SCR to be switching devices which crete AC voltage and able to adjust from 10 Hz to 60 Hz . Adjusting of frequency and voltage is independent . It has alot of advantage for example , simple construction , high reliability , rugged , and simple control.

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทที่	1	บทนำ	1
บทที่	2	คุณสมบัติของ SCR	13
บทที่	3	ทฤษฎีของวงจรอินเวอร์เตอร์	27
บทที่	4	การสร้างวงจรหลักของอินเวอร์เตอร์	47
บทที่	5	วงจรทริกเกอร์	52
บทที่	6	การควบคุมระดับแรงดันไฟกระแสตรงให้คงที่	70
บทที่	7	การป้องกันวงจรควบคุม	73
บทที่	8	การขับกระแสเบส	77
บทที่	9	ระบบวงจรหลัก	80
บทที่	10	ผลการทดลอง	85
บทที่	11	สรุปผลการทดลองและบทวิจารณ์	99

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

ภาค ก

ภาค ข

กิตติกรรมประกาศ

หนังสืออ้างอิง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

หลักการขับเคลื่อนมอเตอร์ 3 เฟสด้วยการแปลงความถี่

หลักการควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสสลับ เพื่อจุดประสงค์ในการใช้งานที่จำเป็นจะต้องแปลงความเร็วรอบในการควบคุมระบบต่าง ๆ ที่จำเป็นต้องใช้มอเตอร์เป็นตัวต้นกำลัง ระบบขับเคลื่อนจะต้องมีประสิทธิภาพในการทำงานสูง ค่าใช้จ่ายในการทำงานต่ำและราคาของระบบควบคุมต้องราคาถูก โดยทั่วไประบบการขับเคลื่อนจะแบ่งเป็นสองลักษณะตามลักษณะของมอเตอร์ คือ ระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสสลับ และการขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรง ซึ่งทั้งสองระบบมีข้อดีข้อเสียโดยสังเขปดังนี้

ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรง

ข้อดี

1. การควบคุมทำได้ง่ายไม่สลับซับซ้อนมาก
2. ความแม่นยำ ทolerance เล็กมีรบกวนสูง
3. ช่วงของการควบคุมความเร็วทำได้กว้าง
4. ราคาของระบบควบคุมต่ำเมื่อเทียบกับระบบควบคุมที่ใช้มอเตอร์กระแสสลับ
5. สามารถคืนพลังงานกลับเข้าสู่ระบบได้โดยตรงทำให้ลดการสูญเสีย
6. สามารถควบคุมได้ในย่านกำลังม้ามอเตอร์สูง ๆ

ข้อเสีย

1. ราคาของ MG. SET นั้นมีราคาสูง
2. เครื่องสร้างยุ่งยากต้องมี commutator และแปรงถ่าน
3. ยุ่งยากในการบำรุงรักษาและค่าใช้จ่ายในการบำรุงรักษาสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่นำค่าให้ดูและนำให้นักมศึกษา เมื่อเทียบกับมอเตอร์กระแสสลับ โยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. มีปัญหาในการบำรุงรักษามากหากใช้งานในระบบที่มีฝุ่นละออง จำนวนมาก

ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสสลับ

ข้อดี

1. ราคาของมอเตอร์กระแสสลับมีราคาไม่แพงมากนัก เมื่อเทียบกับมอเตอร์กระแสตรง
2. มีโครงสร้างที่แข็งแรงและแข็งแกร่ง
3. ค่าใช้จ่ายในการบำรุงรักษาต่ำ
4. มีขนาดและน้ำหนักเบากว่ามอเตอร์กระแสตรง ที่มีกำลังม้าเท่ากัน
5. ในการใช้งานในระบบที่มีฝุ่นละอองมาก ๆ มอเตอร์กระแสสลับใช้ได้ดีกว่ามอเตอร์กระแสตรง

ข้อเสีย

1. ระบบควบคุมยุ่งยากซับซ้อนมากหากให้ได้เสถียรภาพที่ดี
2. ช่วงของการควบคุมความเร็วทำได้แคบ
3. ราคาของระบบควบคุมยังมีราคาสูงกว่าระบบมอเตอร์กระแสตรง
4. ยังมีปัญหาเนื่องจากข้อจำกัดทางด้านอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ในการควบคุมในย่านกำลังม้าสูง

อีกทั้งมอเตอร์ในระบบควบคุมที่แตกต่างกัน แบบ Change pole การควบคุมทำได้แคบและมอเตอร์มีขนาดใหญ่ ต้องมีขดลวดสเตเตอร์ตามจำนวนของ Pole ที่ต้องการ จะเปลี่ยนความเร็ว ส่วนการควบคุม Phase นั้นจะต้องมีการระบายความร้อนที่ดีเพราะความสูญเสียในรูปของความร้อนมีมาก สำหรับการควบคุมแบบเปลี่ยนความถี่และรักษาอัตราส่วนของ V/f หนึ่งที่จะสามารถลดขนาดของมอเตอร์ให้เหลือเล็กลง

การควบคุมในส่วนนี้ของ คี.ซี. มอเตอร์ที่นำมาแสดงเป็นแบบดั้งเดิม H.G. SET ทำให้ต้องเพิ่มค่าใช้จ่ายในการบำรุงรักษาและยุ่งยากมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำซึ่งประกอบไปด้วยส่วนสำคัญ 2 ส่วน คือ ส่วนที่อยู่กับที่ (stator) และส่วนที่หมุน (rotor) การทำงานเมื่อจ่ายกระแสไฟฟ้าให้กับสเตเตอร์ ขดลวดสเตเตอร์จะสร้างสนามแม่เหล็กหมุนขึ้นค่าหนึ่งงานของแอร์แก๊ป ซึ่งอยู่ระหว่างสเตเตอร์และโรเตอร์ และสนามแม่เหล็กหมุนจะมีความเร็วคงสมการ

$$N_s = 120f/p$$

โดยที่

N_s = ความเร็วเชิงครนัล

f = ความถี่ที่ขดลวดสเตเตอร์ได้รับ

p = จำนวนขั้วแม่เหล็กของสเตเตอร์

จากผลของการเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นในแอร์แก๊ป ทำให้เกิดกระแสไหลในโรเตอร์ซึ่งมีความถี่เกี่ยวข้องกับแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าขณะที่โรเตอร์มีความเร็วรอบ N_r ใดที่มีความแตกต่างจากความเร็ว N_s ทำให้เกิดสลิปและแรงบิดขึ้นโดยเป็นไปตามความสัมพันธ์ดังนี้

$$S = N_s - N_r / N_s$$

เมื่อ

$$S = \text{slip}$$

และจะได้สมการความเร็วรอบของมอเตอร์ว่า

$$N_r = (1-s)N_s \quad \text{R.P.M.}$$

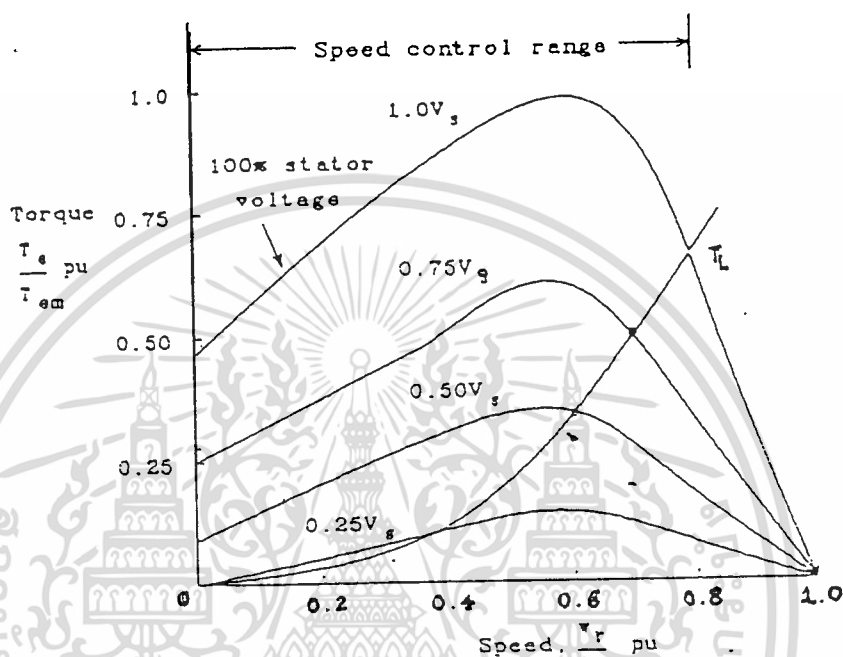
หรือ

$$N_r = (1-s)120f/p$$

จะเห็นได้ว่าการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ทำได้โดยการควบคุมความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ หรือ เปลี่ยนแปลงจำนวนขั้วแม่เหล็กของสเตเตอร์และความคุมสลิปของโรเตอร์ ซึ่งสามารถแบ่งการควบคุมได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. การควบคุมแรงบิดของสเตเตอร์ (stator voltage control) โดย การควบคุมการจ่ายแรงบิดให้กับสเตเตอร์ การควบคุมจะทำได้ในช่วงแคบไม่เหมาะกับงานที่ ต้องการแรงบิดเริ่มต้นสูง



รูปที่ 1.1 ความสัมพันธ์ระหว่าง TORQUE - SPEED

จากรูปเราสามารถรับความสำคัญของมอเตอร์โดยการปรับแรงบิดที่ป้อนเข้ามอเตอร์ เพื่อให้จุดตัดระหว่างเส้นกราฟ TORQUE - SPEED ของมอเตอร์กับเส้นกราฟ TORQUE - SPEED ของโหลดที่ความเร็วหรือสลิปที่ต้องการ ซึ่งหลักการควบคุมวิธีนี้ทำได้โดยการควบคุมที่เฟสของโวลต์ในแต่ละเฟสจากการสูญเสียในโรเตอร์จะเพิ่มขึ้นตามค่าสลิป โดยเฉพาะที่ความเร็วรอบต่ำ เพราะมอเตอร์ต้องทำงานที่ค่าสลิปสูง อีกทั้งทำให้เกิดฮาร์มอนิกส์ และเพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบ

ลดลงตามความเร็วของมอเตอร์

2. การควบคุมสลิปของเพาเวอร์

วิธีการนี้สามารถควบคุมได้จากแรงบิดของแหล่งจ่ายไฟหรือควบคุมกำลังสูญเสียในโรเตอร์ ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างเอาต์พุต (P_{mach}) กำลังการสูญเสียในโรเตอร์ (P_e) กับกำลังที่ส่งผ่านจากสเตเตอร์ไปยังโรเตอร์ (AIR GAP POWER, P_g) ซึ่งแสดงได้ดังนี้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 P_{mach} &= (1 - s)P_g \\
 P_e &= sP_g \\
 P_e/P_{mach} &= s/(1 - s)
 \end{aligned}$$

จะเห็นว่าสามารถควบคุมอัตราส่วนระหว่าง การสูญเสียในโรเตอร์กับกำลังเอาต์พุตของมอเตอร์ที่ได้จากการควบคุมสลิปของโรเตอร์ได้ เช่น กรณีของวาว์โรเตอร์อินดักชันมอเตอร์ การควบคุมสลิปสามารถทำได้โดย การปรับค่าความต้านทานที่ต่อเข้ากับโรเตอร์การควบคุมวิธีนี้ทำได้ง่ายแต่จะมีข้อเสียเช่น ประสิทธิภาพของระบบโดยเฉพาะที่ความเร็วรอบต่ำหรือที่ค่าสลิปสูง จะเห็นได้จากสมการ โรเตอร์เพาเวอร์เรโซ (rotor power ratio)

$$\text{rotor power ratio} = P_{mach}/P_g = 1 - s$$

3. การควบคุมแบบไซโครคอนเวอร์เตอร์ (cycro-converter) ซึ่งมีหลักการคือการเปลี่ยนความถี่จากแหล่งจ่ายเฟสสลิปจากความถี่หนึ่งไปยังอีกความถี่หนึ่งโดยปรับได้โดยตรง โดยทั่วไปความถี่เอาต์พุตจะต่ำกว่าความถี่อินพุต อยู่ในช่วง $0 - 1/3 \text{ Hz}$ ของความถี่อินพุต ซึ่งส่วนใหญ่จะใช้งานที่ต้องการความเร็วรอบต่ำ และกำลังงานสูง การควบคุมทำได้ในช่วงความถี่ที่จำกัด อินพุตเพาเวอร์เฟคเตอร์มีค่าต่ำ และเอาต์พุตโวลต์เทจจะมีฮาร์มอนิกส์ปะปนอยู่มาก

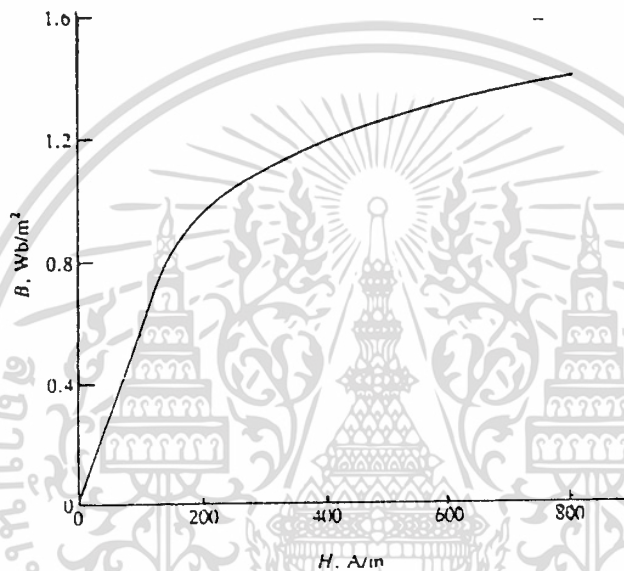
4. การควบคุมโดยการเปลี่ยนปลงความถี่และควบคุมอัตราส่วนระหว่างโวลต์เทจต่อความถี่ (V/F) การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์โดยการเปลี่ยนความถี่ที่ป้อนให้กับมอเตอร์ แต่การเปลี่ยนแปลงความถี่จะทำให้สนามแม่เหล็ก หรือ (ϕ) ในช่องอากาศมีค่าที่เปลี่ยนแปลง ซึ่งจะเป็นผลให้แรงบิดของมอเตอร์เปลี่ยนแปลง ดังนั้นจึงต้องการควบคุมฟลักซ์แม่เหล็กให้คงที่ซึ่งสามารถควบคุมได้จากอัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่ให้คงที่ตลอดย่านการควบคุม ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$V = Nd\phi/dt = nd/dt \phi_m \cos wt$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับอาจารย์เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\phi_m = V/f \cdot K_1 \quad \text{เมื่อ } K_1 = 1/k$$

โฆษณาก็จะออกแบบให้ฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าอยู่ตรงส่วนเข้าโค้ง (Knee Point) ของเส้นโค้งลักษณะสมบัติการทำให้เป็นแม่เหล็ก (Magnetization Curve)

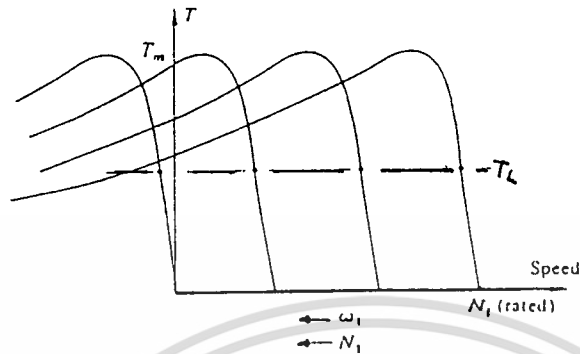


รูปที่ 1.2 B-H Curve

ถ้ามีการลดความถี่ลงโฆษณาก็ได้ลดระดับแรงดันตามไปด้วย จะทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าที่สูงขึ้น และเข้าสู่บริเวณย่านอิ่มตัว (Saturation region) ทำให้เกิดการสูญเสียในแกนเหล็ก (Iron Loss) เพิ่มขึ้น ในทางตรงกันข้ามถ้าเพิ่มความถี่ที่บ่อยเข้ามอมอเตอร์ที่สูงขึ้นโฆษณาก็เพิ่มระดับแรงดันแล้วจะทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กลดลง มีผลทำให้แรงบิดของมอเตอร์ลดลงถึงความสัมพันธ์ของทอร์ก (Torque) ดังนี้คือ

$$T = K\phi I_2 \cos \theta_2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า จึงต้องการเพิ่มระดับแรงดันให้สูงขึ้นเพื่อที่จะรักษาฟลักซ์แม่เหล็กและแรงบิดให้คงที่ ไม่วามารถใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.3 ความสัมพันธ์ระหว่าง ทอร์ก - ความเร็ว กรณีรับโหลด/ความถี่คงที่

การควบคุมความถี่

ความถี่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ จะขึ้นอยู่กับอัตราจำนวนครั้งที่ใช้ในการทริกเทรริสเคอร์ร่าห์นากระแส โดยกำหนดอัตราจำนวนพัลส์ที่ทริกจากออสซิลเลเตอร์ซึ่งมีหน้าที่สร้างชุดพัลส์พัลส์โดยพัลส์เหล่านี้จะถูกควบคุมโดยวงจรลอจิก เพื่อต่อไปยังวงจรขับเกทเพื่อทริกเทรริสเคอร์แต่ละตัว

การควบคุมแรงบิด

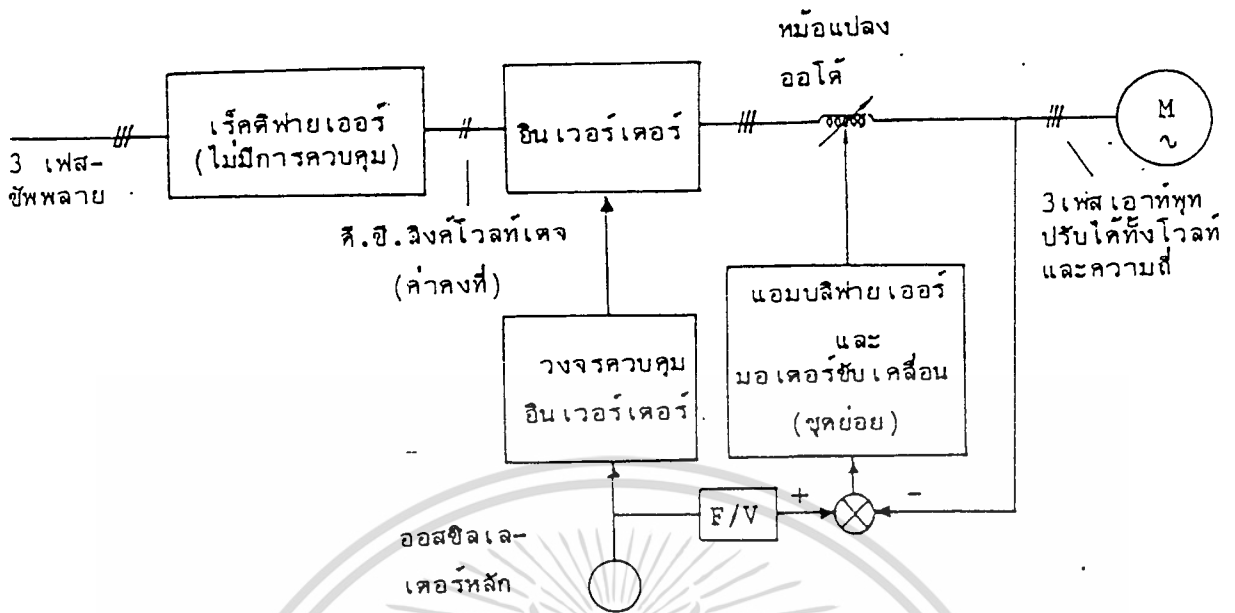
การปรับแรงบิดเพื่อให้อัตราส่วนของ V/f คงที่นั้นสามารถทำได้โดยอาศัยวิธีการวิเคราะห์การหนึ่งจากหลักการต่อไปนี้

1. ปรับ เอช วี แรงบิดแรง (AC voltage) ทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์
2. ปรับแรงดันกระแสตรงทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์
3. อาศัยเทคนิคการสวิตช์ ปิค-เปิด ภายในวงจรอินเวอร์เตอร์
1. การควบคุมแรงดันกระแสสลับทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ เป็นวิธี

การควบคุมแรงดันอินเวอร์เตอร์ จะป้อนกำลังไฟฟ้าให้กับมอเตอร์กระแสสลับโดยผ่านทาง

หม้อแปลงออร์คที่สามารถปรับเลื่อนจุดเทปได้โดยอัตโนมัติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.4 การควบคุมแรงดันด้วยหม้อแปลงอัตโนมัติเคลื่อนจุดแท็ปได้

ข้อดีของระบบนี้คือ คลื่นเอาต์พุทจะมีลักษณะเหมือนเดิมตลอดช่วงความถี่ที่เปลี่ยนแปลง วงจรส่วนของการเรกติฟายเออร์ซึ่งใช้ไดโอด ทำให้เพาเวอร์แฟกเตอร์ทางด้านอินพุทมีค่าสูง นอกจากนี้ ยังสามารถสตาร์ทมอเตอร์จากสภาวะหยุดนิ่งได้อีกด้วย โดยการปรับอัตราส่วนสโตร์เมอร์ไว้ในตำแหน่งความถี่และแรงดันที่ต่ำ ๆ

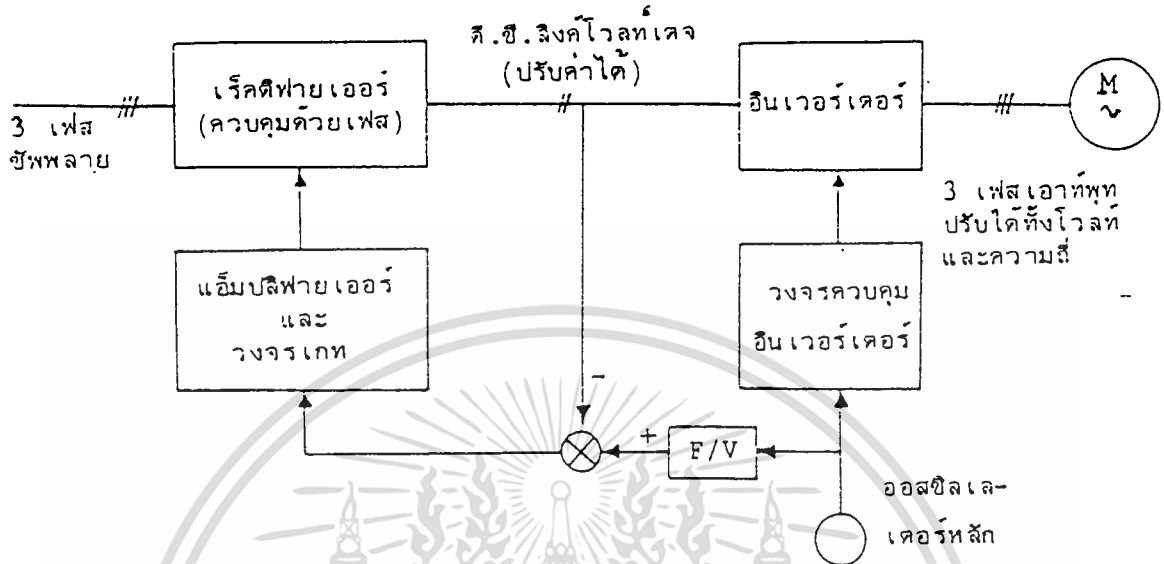
ข้อเสียของระบบนี้คือ กรณีต้องการปรับความเร็วในช่วงกว้างแล้วหม้อแปลงจะมีขนาดใหญ่มากมีข้อจำกัดค่าต่ำสุดประมาณการทำงานในช่วงความถี่ต่ำ ซึ่งปกติมีค่าต่ำสุดประมาณ 10-15 เฮิรตซ์เท่านั้น นอกจากนี้การทำงานในการเคลื่อนจุดแท็ปของหม้อแปลงต้องใช้เวลาในเกณฑ์ของวินาทีทำให้มีผลตอบสนองเชิงไดนามิกส์ไม่ดีเท่าที่ควร

2. การควบคุม ดีซีแรงดันทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์เนื่องจากเอซีเอาต์พุทแรงดันจากอินเวอร์เตอร์ จะมีขนาดแปรผันตาม ดีซีอินพุทแรงดัน จากดีซีลิงค์เราจึงสามารถใช้วิธีการควบคุมดีซีลิงค์แรงดันนี้ได้ สามารถทำได้หลายวิธีดังนี้

2.1 ใช้วิธีการปรับเลื่อนจุดแท็ปของหม้อแปลง ลักษณะคล้ายกับการเลื่อนจุดแท็ปของหม้อแปลงอัตราทางด้านเอาต์พุทของ อินเวอร์เตอร์

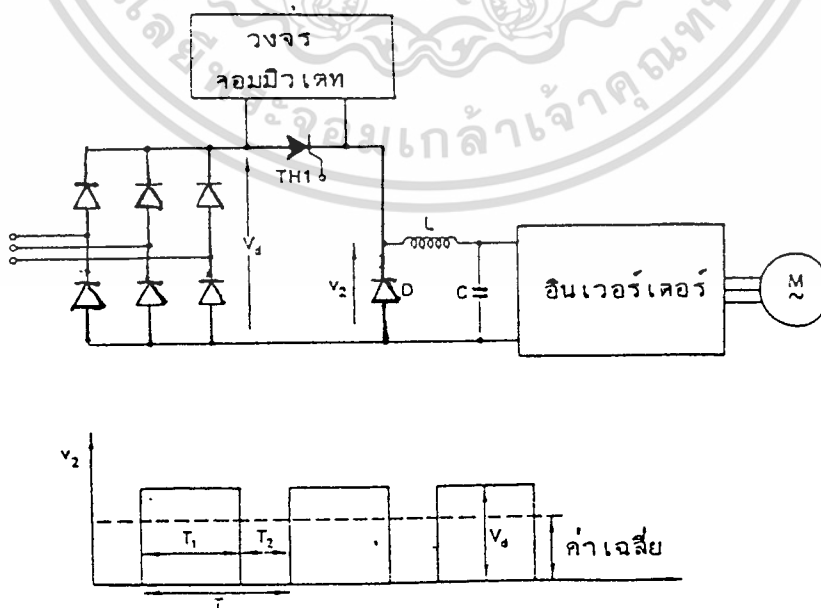
2.2 ใช้วิธีควบคุมเฟสของเรกติฟายเออร์ทางด้านอินพุท เป็นการปรับดีซีลิงค์แรงดันให้ผลการตอบสนองรวดเร็วการทำงานจะใช้วิธีปรับควบคุมเฟสของวงจรเรกติฟายเออร์ แต่มีข้อเสียที่แรงดันต่ำ เพาเวอร์แฟกเตอร์ทางด้านอินพุทจะต่ำ และมีองค์ประกอบของฮาร์โมนิกต่างๆสูง อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนักเรียนเปลี่ยนเอาต์พุตมาก จึงต้องฟิลส์เตอร์ให้เรียบก่อนป้อนเข้าอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 1.5 เฟสบริดจ์เรกติฟายเออร์ชนิดควบคุมเฟสและการควบคุม ดีซีลิงค์โวลท์เดจ

2.3 ใช้วงจรเรกติฟายเออร์ร่วมกับ คีชีช็อบเบอร์เป็นวิธีที่ใช้เรกติฟายเออร์ที่ไม่ต้องควบคุมเฟส แปลงไฟเอซีเป็นดีซี แล้วนำป้อนผ่านวงจรคีชีช็อบเบอร์ จากนั้นหาหารฟิลส์เตอร์ให้เป็นดีซีที่เรียบและสามารถปรับระดับได้ แล้วนำป้อนให้อินเวอร์เตอร์

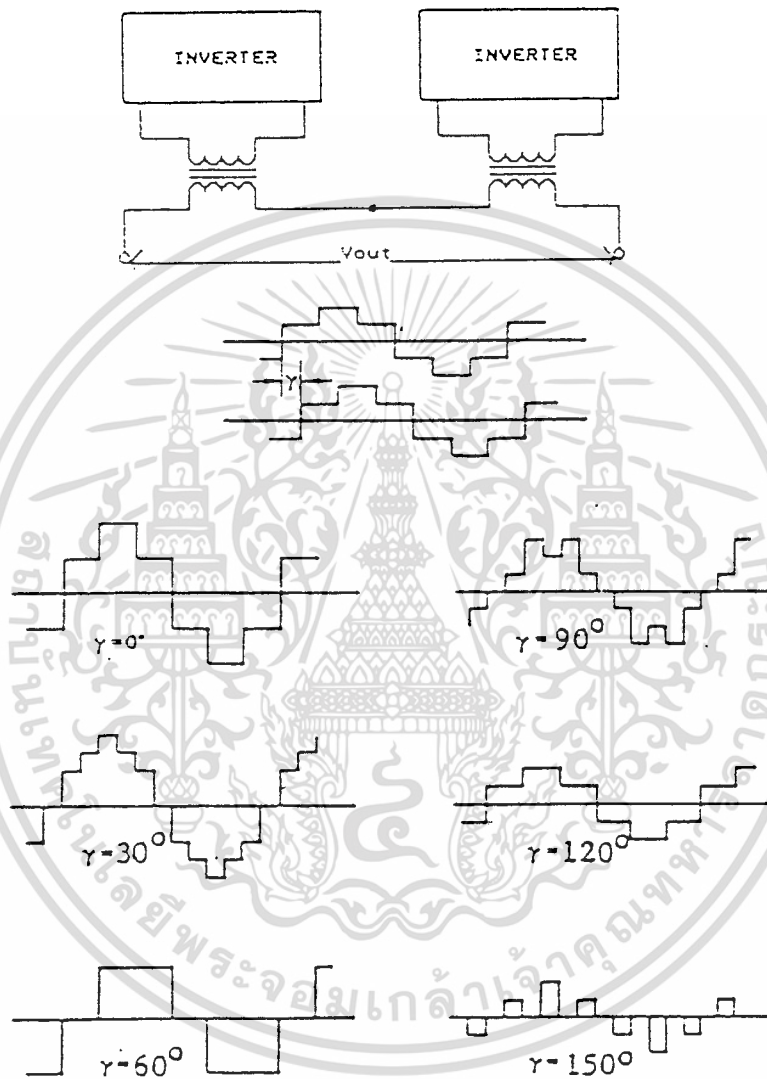


รูปที่ 1.6 วงจรเรกติฟายเออร์ใช้ร่วมกับ คีชีช็อบเบอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับอาจารย์และบุคลากรในหน่วยงานเท่านั้น ไม่สามารถนำออกเผยแพร่ได้โดยไม่ได้รับอนุญาต

3. การควบคุมโดยการใส่เทคนิคการสวิตช์ปิด - เปิดภายในวงจรอินเวอร์เตอร์ องค์ประกอบพันคาเมนทอลของวอลท์เทจทางคานเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์สามารถปรับเปลี่ยนได้ด้วยการ เปลี่ยนรูปลักษณะของคลื่นเอาต์พุตโดยอาศัยเทคนิคการสวิตช์ปิด-เปิดภายในวงจรอินเวอร์เตอร์ แต่โดยทั่วไปเมื่อทำการปรับเพื่อลดขนาดเอาต์พุตวอลท์เทจให้ต่ำลง องค์ประกอบของฮาร์มอนิกก็จะมีปริมาณเพิ่มขึ้น ซึ่งสามารถทำได้โดยวิธีดังต่อไปนี้

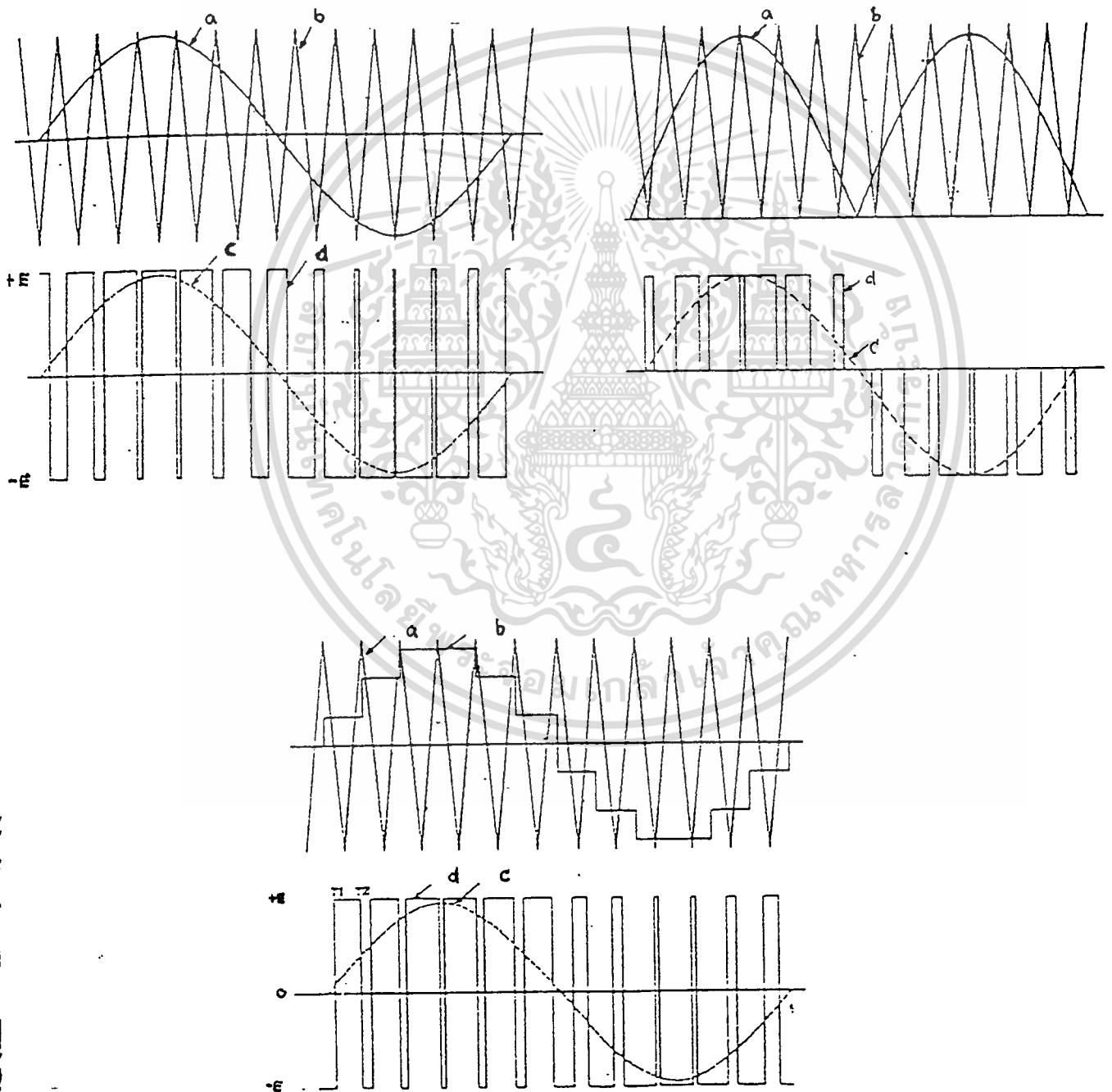
3.1 การควบคุมโดยการเลื่อนเฟส เป็นการใช้อินเวอร์เตอร์ 2 ชุดซึ่งจ่ายความถี่เอาต์พุตจากคิซึซัพพลายชุดเดียวกัน แล้วใช้หม้อแปลงทาสหน้าทีรวมเอาต์พุตจากอินเวอร์เตอร์เข้าด้วยกัน การควบคุมทำได้โดยการเลื่อนเฟสของ เอาต์พุตชุดหนึ่งให้ต่างจากของอีกชุดหนึ่ง โดยกำหนดสัญญาณของเกทพัลส์ที่ป้อนให้อินเวอร์เตอร์เมื่อเฟสต่างกันเป็นมุม φ เอาต์พุตวอลท์เทจจะลดลงด้วยตัวคูณของ $\cos(\varphi/2)$ และเมื่อเฟสต่างกัน 180° องศา เอาต์พุตวอลท์เทจ จะเป็นศูนย์ขนาดของเอาต์พุตวอลท์เทจสามารถเปลี่ยนได้โดยการปรับมุม φ ซึ่งที่ $\varphi=0^\circ$ จะได้เอาต์พุตวอลท์เทจสูงสุด และลดลงไปเรื่อยๆสำหรับฮาร์มอนิกที่ถูกกำจัดไปในการรวมเอาต์พุตวอลท์เทจนี้ ก็จะไม่ปรากฏที่เอาต์พุตวอลท์เทจที่จะนำไปจ่ายให้โหลดด้วย



รูปที่ 1.7 การควบคุมโวลต์เตจระดุมการรวมโวลต์เตจจาก อินเวอร์เตอร์ 2 ชุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 ethodวิธีพัลส์วิกรมอดูละชั้น (PWM) ethodการควบคุมพัลส์จากพัลส์ส่วนของการมอดูละชั้น การควบคุมพัลส์ที่ตรง ทำให้พัลส์การปรับความกว้างของพัลส์ ซึ่งในการใช้งานการปรับความกว้างของพัลส์จะถูกปรับไปบนลักษณะของไซน์ ซึ่งจะทำให้มีฮาร์มอนิกเกิดขึ้นเพียงเล็กน้อยเท่านั้น การสร้างคลื่นในลักษณะเช่นนี้ทำได้โดยการนำเอาคลื่นสามเหลี่ยมความถี่สูงผสมกับคลื่นไซน์ความถี่ต่ำ ซึ่งรูปการมอดูละชั้นมีด้วยกันหลายวิธีดังแสดงในรูป



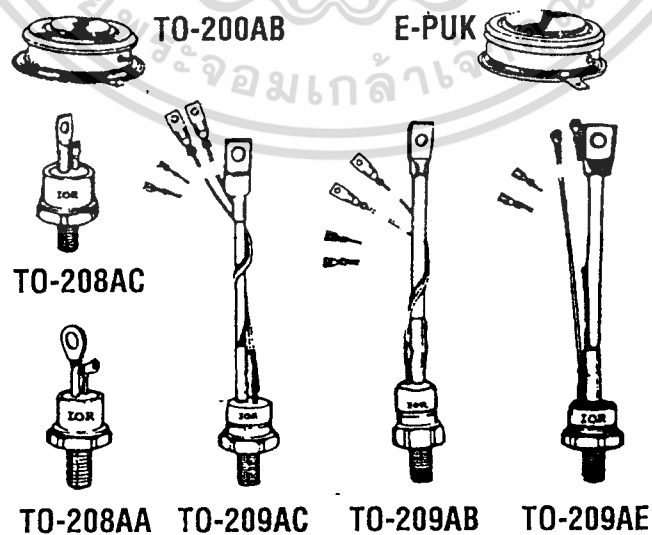
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 1.8 แสดงการมอดูละชั้นโดยวิธีการนำสัญญาณ 2 สัญญาณมารวมกัน
ไม่ว่ากรณีใดๆ หวังสัน อักทิงห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

คุณสมบัติของ SCR

เอสซีอาร์ (SCR)

เอสซีอาร์ประกอบด้วยสารกึ่งตัวนำ 4 ชั้น P, N, P, N ต่อกันดังรูป 2.1 แต่
 ทว่ามีขั้วออกมาภายนอกเพียง 3 ขั้ว คือ ขั้วแอโนด, แคโทดและเกต สัญญาลักษณ์ของเอส
 ซีอาร์ได้แสดงในรูป 2.1

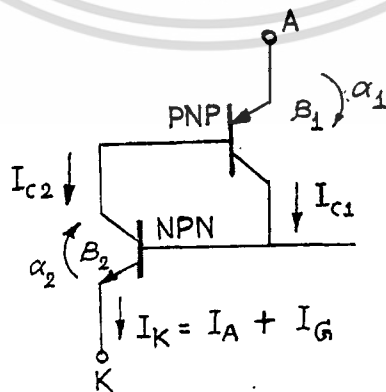


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานรูปที่ 2.2 เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 2.2 แสดงให้เห็นรูปร่างภายนอกของเอสซีอาร์แบบ stud - type และแบบ disk-type ซึ่งมีรูปร่างคล้ายกับไดโอดที่แสดงในรูป แต่จะสังเกตเห็นความแตกต่างกัน คือ เอสซีอาร์จะมีขั้วเพิ่มขึ้นอีก 1 ขั้วเป็นขั้วที่เรียกว่าเกต (gate) สำหรับแบบ stud-type ด้านล่างจะมีเกลียวสำหรับขันน๊อตติดกับแผ่นระบายความร้อนและจะเป็นขั้วแอโนดและมีขั้วแคโทดอยู่ด้านบนและขั้วเกตจะอยู่ใกล้กับขั้วแคโทดแต่จะมีขนาดเล็กและสั้นกว่าแบบ stud-type ที่หน้ากระแสได้สูงกว่า ดังแสดงในส่วนกลางของรูป 2.2 ขั้วแคโทดจะเป็นสายตีเกลียวที่มีขนาดใหญ่และมีสายเล็กกว่า อีกสองสายอีกสายหนึ่ง จะเป็นขั้วเกตและอีกสายหนึ่งเป็นขั้วแคโทด สายเล็กทั้งสองสายนี้จะเป็นสายสำหรับต่อเข้ากับวงจรทริกเกอร์ ส่วนแบบ disk-type จะเห็นแตกต่างกับไดโอดที่มีสายเล็กกว่า สองสายเป็นขั้วแคโทดและเกตสำหรับต่อเข้ากับวงจรทริกเกอร์

การทำงานของเอสซีอาร์

พิจารณาโครงสร้างของเอสซีอาร์เป็นทรานซิสเตอร์ PNP และ NPN ต่อกันดังแสดงในรูป 2.3 ขาอีมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 (PNP) จะเป็นขั้วแอโนด ขาอีมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_2 (PNP) จะเป็นขั้วแคโทด และขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 (PNP) จะต่อร่วมกับขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q_2 (NPN) เป็นขั้วเกต



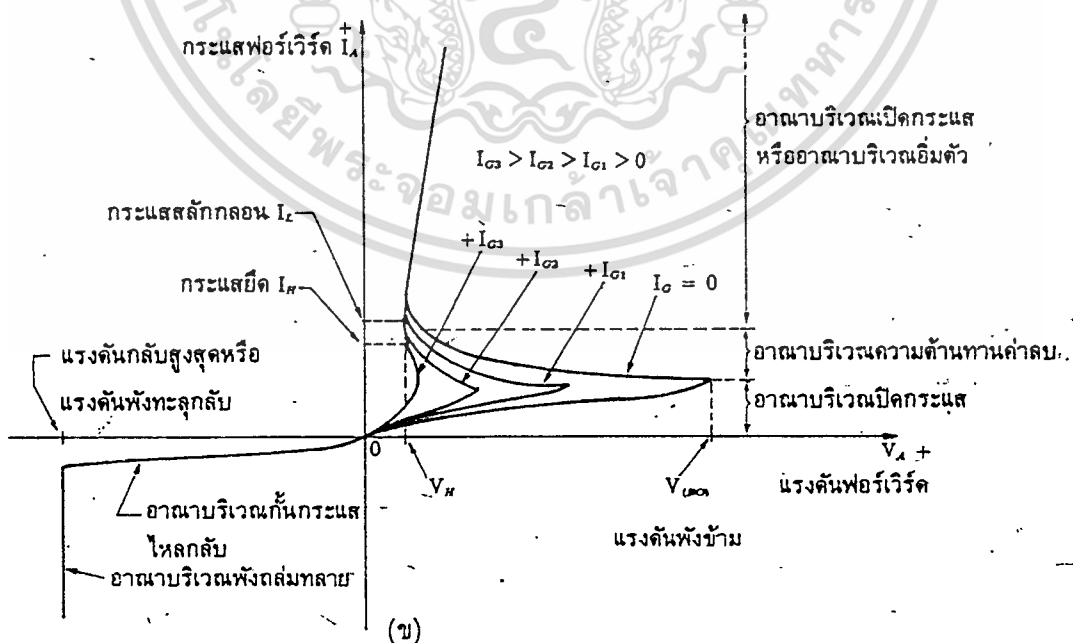
รูปที่ 2.3 โครงสร้างของเอสซีอาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรอใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตอร์ลู่อิมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_2 (NPN) ครบวงจรที่ขั้วลบของ V_A และกระแสเบส (i_{b1}) จะทำให้มีกระแส i_{c1} ไหลจากอิมิเตอร์เข้าสู่คอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 เท่ากับ β_1 เท่าของ i_{b1} กระแส i_{b2} จะเท่ากับ i_{c1} รวมกับ I_G จนานที่สุกทรานซิสเตอร์ทั้งสองนำกระแส หรือเรียกกันว่าเอสซีอาร์นำกระแสคือ ความต้านทานระหว่างขั้วแอโนดและแคโทดของเอสซีอาร์มีค่าต่ำมาก แรงดันไฟฟ้าเกือบทั้งหมดจะตกคร่อมโหลด R_L โดยมีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมเอสซีอาร์น้อยมาก จะเห็นว่าสามารถใช้กระแสจ่ายเข้าเกตเพียงเล็กน้อยก็สามารถจะทำให้เอสซีอาร์นำกระแสได้ และเมื่อจ่ายกระแสเข้าเกตเพียงชั่วครู่แล้วหยุดจ่ายกระแสเข้าเกต กระแส i_{b2} จะเท่ากับ i_{c1} เอสซีอาร์ก็จะยังนำกระแสอยู่ กล่าวสรุปได้ว่า เมื่อทำการทริกให้เอสซีอาร์นำกระแสแล้ว เอสซีอาร์จะยังคงนำกระแสต่อไป แม้จะนำกระแสทริกออกแล้ว

คุณสมบัติของ เอสซีอาร์

ในรูปที่ 2.5 แสดงคุณสมบัติของเอสซีอาร์ในสภาวะ steady-state ระหว่างแรงดันคร่อมตัวเอสซีอาร์และกระแสที่ผ่าน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.5 คุณสมบัติของเอสซีอาร์ในสภาวะ steady-state
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อจ่ายแรงดัน V_{AA} ในลักษณะฟอร์เวิร์ดไบอัส (forward bias) คือ แอนดได้รับแรงดันบวกเมื่อเทียบกับคาทรอค และไม่มีกระแสเกท (I_G) ถ้ามีแรงดันน้อยจะมีเพียงกระแสรั่วไหล (leakage current) เพียงเล็กน้อยไหลผ่านเมื่อเพิ่มแรงดัน V_{AA} มากขึ้นจนถึงแรงดันพังทลายทางด้านฟอร์เวิร์ด (forward breakover voltage- V_{BO}) และมีการเส้าไหลเกินกระแสค้าง (Latching current- I_L) เอสซีอาร์จะอยู่ในสภาวะนำกระแส (conduction) คือแรงดันที่คร่อมแอนดและคาทรอคของเอสซีอาร์จะตกลงสู่แรงดัน forward voltage drop- V_F มีค่าประมาณ 0.7-4 โวลท์กระแสที่ไหลผ่านเอสซีอาร์จะเท่ากับ $V_{AA}-V_F/R_L$ ถ้ากระแสที่ไหลผ่านเกินพิกัด (rated) ของเอสซีอาร์ก็จะทำให้เอสซีอาร์เสียหายได้

โดยทั่วไปการนำเอสซีอาร์ไปใช้งาน แรงดัน V_{AA} ที่จ่ายให้กับวงจรจะต่ำกว่าแรงดันพังทลายทางด้านฟอร์เวิร์ด และจะควบคุมการนำกระแสของ เอสซีอาร์โดยอาศัยสัญญาณทริกเกอร์ที่มีแรงดันที่เกท (V_G) เป็นบวกเมื่อเทียบกับคาทรอค ซึ่งมีขนาดแรงดันระดับ 1-5 โวลท์ และกระแสเกทระดับ 1-500 มิลลิแอมป์ด้วยระยะเวลาเป็นไมโครวินาที ถ้ากระแสที่ไหลผ่านมากกว่ากระแสค้าง (Latching current) ก็จะทำให้เอสซีอาร์ อยู่ในสภาวะนำเอสซีอาร์ แต่เมื่อเอสซีอาร์นำกระแสอยู่แล้วจะทำให้หยุดนำกระแส จะต้องทำให้กระแสไหลผ่านตัวเอสซีอาร์ต่ำกว่ากระแสยึด (Holding current, I_H) คุณสมบัติโดยทั่วไปกระแสค้างมีค่าประมาณ 2 เท่าของกระแสยึด

เมื่อจ่ายแรงดัน V_{AA} ในลักษณะรีเวิร์ดไบอัส (reverse bias) คือ แอนดได้รับแรงดันลบเมื่อเทียบกับคาทรอค เอสซีอาร์จะไม่นำกระแสถึงแม้จะมีสัญญาณทริกเกอร์ที่เกทของเอสซีอาร์เมื่อจ่ายแรงดันพังทลายทางด้านรีเวิร์ด (Reverse breakover voltage- V_{RBO}) จะทำให้สารกึ่งตัวนำ (PNPN) เสียหายได้

ระยะเวลาของสัญญาณทริกเกอร์

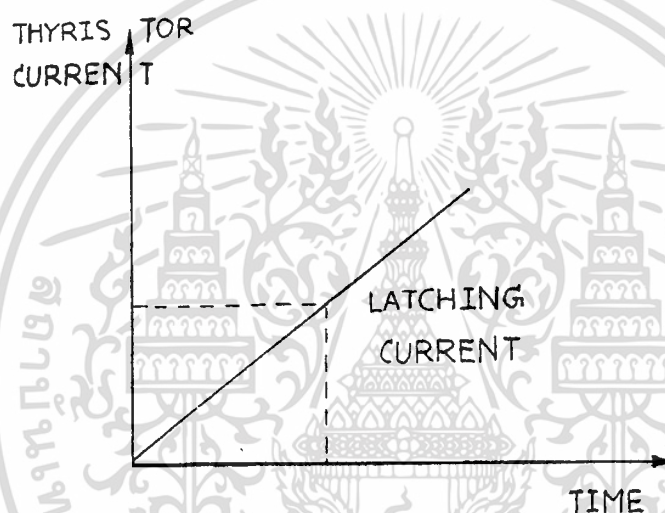
ในการทำให้เอสซีอาร์นำกระแสโดยสัญญาณทริกเกอร์นั้น สัญญาณทริกเกอร์จะต้องมีระยะเวลาจนกระทั่งกระแสผ่านเอสซีอาร์มากกว่ากระแสค้าง (Latching current)

ดังรูป 2.6 ถ้าสัญญาณทริกเกอร์สิ้นสุดก่อนที่กระแสผ่านเอสซีอาร์มากกว่ากระแสค้าง จะทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแสเมื่อสัญญาณทริกเกอร์สิ้นสุดลง ฉะนั้นสัญญาณทริกเกอร์จะต้องมีระยะเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้วยวิธีการใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลำนานจนกระทั่งกระแสผ่านเอสซีอาร์มากกว่ากระแสค้าง จึงจะทำให้เอสซีอาร์นำกระแสต่อไป
 ุ่ช้สามารถนำสัญญาณทริกเกอร์ออก เอสซีอาร์ก็จะมีค้งนนำกระแสต่อไปในรูป 2.6 แสดง
 เวลำน้อยสุด (t_{min}) ที่จะต้องรักษาสัญญาณทริกเกอร์ไว้

านกรณีที่โหลดเป็นอินคักติฟ กระแสที่ไหลผ่านเอสซีอาร์สู่อินคักติฟโหลดจะค่อยๆ
 เพิ่มขึ้น ฉะนั้นระยะเวลาของสัญญาณทริกเกอร์จะต้องนานจนกระทั่งกระแสไหลมากกว่ากระแส
 ค้าง เอสซีอาร์จึงจะนำกระแสต่อไปได้



รูปที่ 2.6 แสดงเวลำน้อยที่สุด ที่จะต้องรักษาสัญญาณทริกเกอร์

วิธีการทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแส

ทรานซิสเตอร์สามารถทำให้หยุดนำกระแสโดยการหยุดจ่ายกระแสเข้าเบสแต่สำหรับเอสซีอาร์จะไม่หยุดนำกระแสโดยหยุดจ่ายกระแสเข้าเกตเอสซีอาร์ เอสซีอาร์จะหยุดนำกระแสเมื่อลดกระแสที่ไหลผ่านเอสซีอาร์ลงต่ำกว่ากระแสยึด (Holding current) เป็นเวลานานกว่า $t_{turn-off-time}$ (t_q) ซึ่งเป็นคุณสมบัติของเอสซีอาร์

วิธีการทำให้กระแสไหลผ่านเอสซีอาร์ลงต่ำกว่ากระแสยึด สามารถทำได้โดยการลดแรงคร่อมเอสซีอาร์ ลงสู่ศูนย์ หรือจ่ายแรงดันรีเวอร์สไบอัสให้เอสซีอาร์ วิธีการพื้นฐานของการทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแสสามารถจัดแบ่งได้ 3 วิธีการ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. การทำให้เอสซีอาร์หยุดนากระแสโดยแหล่งจ่ายไฟเป็นกระแสกลับซึ่งเรียกกันว่า Line commutation หรือ Natural Commutation คือ แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสกลับ แรงดันไฟฟ้าจะตกลงสู่ศูนย์ และมีแรงดันไฟฟ้ากลับทิศทาง ซึ่งจะเป็นการจ่ายรีเวอร์คไบอัส แก่เอสซีอาร์ในทุกาไซเคิล และกระแสที่ไหลผ่านเอสซีอาร์จะตกลงสู่ศูนย์ ซึ่งถ้าเป็นเวลานานกว่า turn-off-time (t_q หรือ t_{off}) ก่อนที่จะจ่ายแรงดันไฟฟ้าฟอร์เวิร์คอีกครั้งหนึ่ง ซึ่งเป็นวิธีการทำให้เอสซีอาร์หยุดนากระแสโดยการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสกลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง (converters) และการเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสกลับโดยการควบคุมเฟส

2. การทำให้เอสซีอาร์หยุดนากระแสโดยการจัดรโหลดที่เหมาะสม (Load commutation) ใช้ในวงจรเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงโดยวิธีการชอปเปอร์ (Choppers) และวงจรเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสกลับ (Inverters) คือ เมื่อเอสซีอาร์นา กระแสจะเป็นการสวิตช์ไฟเข้าโหลด ซึ่งประกอบด้วยตัวความต้านทาน อินดักเตอร์ คาปาซิเตอร์ ที่มีค่าเหมาะสม โดยอยู่ในสภาวะ under-damped กระแสที่ไหลผ่านโหลดจะตกลงสู่ศูนย์ โดยธรรมชาติเมื่อกระแสที่ไหลผ่านเอสซีอาร์ต่ำกว่ากระแสยิกเป็นเวลานานกว่า turn-off-time จะทำให้เอสซีอาร์หยุดนากระแสได้

3. การหาเอสซีอาร์หยุดนากระแสโดยวิธีการบังคับ (Forced commutation) เป็นการทำให้กระแสไหลลดลงสู่ศูนย์ซึ่ง โดยทั่วไปจะใช้กระแสเนื่องจากการคายประจุของ คาปาซิเตอร์ หรือจ่ายรีเวอร์คไบอัสซึ่งประจุในคาปาซิเตอร์ให้แก่ เอสซีอาร์

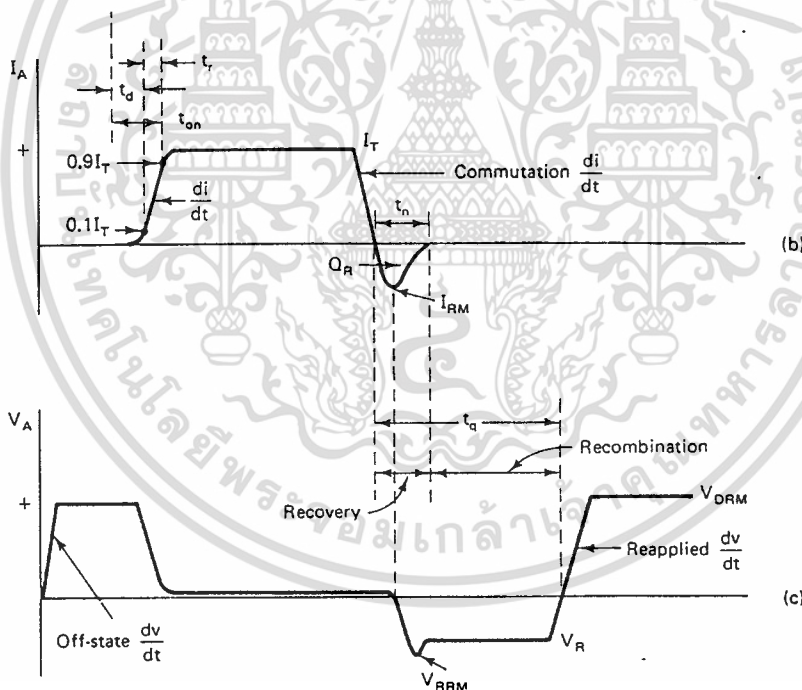
Turn - off time ของเอสซีอาร์

Turn-off time (t_q หรือ t_{off}) ของเอสซีอาร์ เป็นระยะเวลาตั้งแต่ การทำให้กระแสที่ไหลผ่านเอสซีอาร์ไหลย้อนกลับ แล้วกลับสู่ศูนย์ (ช่วงเวลาเอสซีอาร์กลับคืน สภาวะใหม่ที่เราเรียกว่า reverse recovery time - t_{rr} จนถึงเวลาที่สามารถจ่าย แรงดันฟอร์เวิร์คไบอัสอีกครั้ง โดยไม่ทำให้เอสซีอาร์นากระแสได้

Turn-off time เป็นค่าที่บอกไว้ใน data sheet โดยมีข้อกำหนดของอุณหภูมิที่ junction, I_T , $(-dI/dt)R$, V_R และ dV/dt ดังเช่นที่แสดงในหัวข้อ "switching states" ของ data sheet $I_F = 150\text{ A}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$, $di/dt = 50\text{ A}/\mu\text{sec}$ $dV/dt = 20\text{ V}/\mu\text{sec}$ linear to. 8 V $T_{off} = 60\mu\text{sec}$ ซึ่งหมายถึง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้โดยไม่ขออนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความว่า ช่วงเวลาก่อนที่เอสซีอาร์จะหยุดนำกระแส (turn-off) กระแสที่ไหลผ่านเอสซีอาร์ในทางฟอร์เวิร์ด (I_F) จะต้องไม่เกิน 150 A อุณหภูมิ junction T_j ไม่เกิน 125°C และอัตราการลดลงของกระแสฟอร์เวิร์ดต้องไม่น้อยกว่า $50 \text{ A}/\mu\text{sec}$, แล้วเอสซีอาร์ยังคงรักษาสภาวะหยุดนำกระแสเป็นเวลานานอีก $60 \mu\text{sec}$ จึงเริ่มจ่ายแรงดันฟอร์เวิร์ดอีกครั้งด้วยอัตราการเพิ่มที่ไม่เกิน $20 \text{ V}/\mu\text{sec}$ โดยเพิ่มขึ้นอย่างค่อเนื่อง (linear) สู่อำนาจ $0.8 V_{\text{DRM}}$ (V_{FB} = Forward breakdown voltage) เมื่อมีค่าอันใดมากกว่าค่าดังกล่าว turn-off time จะมากกว่า $60 \mu\text{sec}$ และสามารถแสดงให้เห็นชัดเจนขึ้นโดยรูป 2.7 Simplified thyristor current and voltage curves showing turn-off time. The period of thyristor turn-off is called the commutation interval.



รูป 2.7 แสดง turn-off time ของเอสซีอาร์

ดังนั้นวงจรที่จะทำให้อเอสซีอาร์หยุดนำกระแส (Commutation circuit) จะต้องรักษาข้อกำหนดดังกล่าวเป็นเวลานานกว่า turn-off time ของเอสซีอาร์

เอสซีอาร์จะแบ่งเป็น 2 ชนิดตามคุณสมบัติของ turn-off time คือ phase control SCR'S ซึ่งมี turn-off time ระหว่าง $50-250 \mu\text{sec}$ ซึ่งใช้ในวงจรเปลี่ยนไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไฟกระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง และวงจรเปลี่ยนระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับโดยการควบคุมเฟส และ Fast switching SCR'S หรือเรียกว่า Inverter SCR'S ซึ่งมี turn-off time ระหว่าง 5-50 μsec ซึ่งใช้ในวงจรเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง โดยวิธีการชอปเปอร์ (chopper) และวงจรเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ (Inverters)

สำหรับเอสซีอาร์ที่มี turn-off time = 60 μsec สามารถใช้ในวงจร phase control ซึ่งมีแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับที่มีความถี่สูงสุด (f_{max}) = $\frac{1}{120 \times 10^{-6}}$

= 8333 Hz

ขีดจำกัดทางด้านแรงดันไฟฟ้าของเอสซีอาร์

ขีดจำกัดของเอสซีอาร์อยู่ในเทอมของ แรงดัน, กระแส, กำลัง, อุณหภูมิ, dV/dt , di/dt และเวลาในการให้เอสซีอาร์นำกระแสและหยุดกระแส ซึ่งจะเป็นคุณสมบัติของเอสซีอาร์ที่ผู้ผลิตแนะนำไว้ การเลือกใช้ต้องดูขีดจำกัดของแรงดัน และกระแสสูงสุดและชนิดของเอสซีอาร์

สัญลักษณ์รวมทั่วใบที่ใช้สำหรับกระแส และแรงดันไฟฟ้า ซึ่งแสดงโดย subscripts ตัวที่ 1 เป็นการแสดงทิศทางหรือสภาวะต่างๆ คือ

- D = ไม่นำกระแสขณะได้รับฟอร์เวิร์ด
- F = ฟอร์เวิร์ด (Forward)
- R = รีเวิร์ด (Reverse)
- T = นำกระแส (on-state)

subscripts ตัวที่ 2 แสดงขีดจำกัดในสภาวะต่างๆคือ

- w = ค่าขณะอยู่ในสภาวะตาม subscripts ตัวที่ 1
- R = การเกิดขึ้นซ้ำ (Repetitive)
- S = ไม่ได้เกิดขึ้นซ้ำ (Non-repetitive)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

subscripts ตัวที่ 3 เป็นอักษร M แสดงค่าสูงสุด

แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ บางครั้งจะมี transient เกิดขึ้น ดังแสดงในรูป

2.8 เป็นการยากที่จะพบเห็น transient ในจอกออสซิลอสโคป เพราะ transient เกิดขึ้นในเวลาสั้นกว่าขีดพิคกของแรงดันไฟฟ้าที่จะไม่ทำให้เอสซีอาร์นำกระแสโดยไม่มีความผิดปกติ เกอร์ จะแสดงในหนังสือคู่มือของเอสซีอาร์ ดังนี้

V_{DWM} และ V_{RWM} = แรงดันทางค่านฟอร์เวิร์ดและรีเวอร์สสูงสุด ของแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ ($\sqrt{2} V_{rms}$) ที่จ่ายให้เอสซีอาร์ และ เอสซีอาร์จะไม่นำกระแส โดยไม่มีสัญญาณทริกเกอร์ โดยไม่คิด transient ที่เกิดขึ้นซ้ำ และซ้ำ (repititive and non-repititive) ในคู่มือจะเขียนว่า Working Peak off-state and reverse-voltage

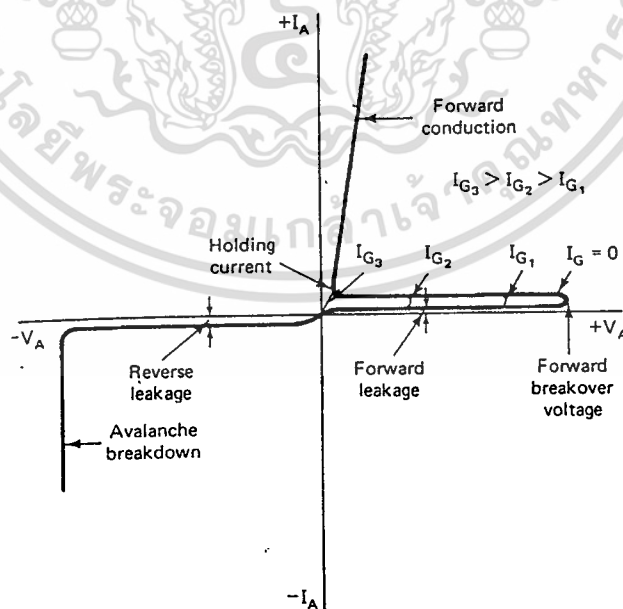
V_{DRM} และ V_{RRM} = แรงดัน transient ถ้าไม่เกินกำหนดทางค่านฟอร์เวิร์ด และรีเวอร์คที่เกิดขึ้นซ้ำ ในทุกวัฏจักรของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ (ไม่รวมถึงแรงดัน transient ที่เกิดขึ้นไม่ซ้ำ) จะไม่ทำให้เอสซีอาร์นำกระแส โดยไม่มีสัญญาณทริกเกอร์ ในคู่มือ จะเขียนว่า Repetitive Peak off-state and reverse voltage หรือ Repetitive peak forward and reverse blocking voltage

V_{DSM} และ V_{RS} หรือ (V_{FBT} และ V_{RBT}) = แรงดัน transient ทางค่านฟอร์เวิร์ด และรีเวอร์คที่เกิดขึ้นไม่ซ้ำ ในทุกวัฏจักร ของแหล่งจ่ายไฟ แล้วจะไม่ทำให้เอสซีอาร์นำกระแส โดยไม่มีสัญญาณทริกเกอร์ ในคู่มือจะเขียนว่า Non-Repetitive Peak off-state and reverse voltage หรือ Non-Repetitive Transient Peak Forward and

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V_T = แรงดันที่คร่อมระหว่างแอโนด และคาโทดขณะที่ที่นากระแส
ฟอร์เวิร์ด และมีอุณหภูมิที่ junction ที่กำหนดนั้นคือ

dv/dt = อัตราการเพิ่มขึ้นของแรงดันที่คร่อมแอโนด และคาโทดสูงสุด
ที่จะไม่ทำให้เอสซีอาร์นากระแส โดยไม่มีสัญญาณทริกเกอร์
เอสซีอาร์ ซึ่งประกอบด้วยสาร PNPN มีคุณสมบัติของ
คาปาซิเตอร์ระหว่างแอโนดและคาโทด กระแสที่ไหลผ่าน
เอสซีอาร์เท่ากับ $c (dv/dt)$ ดังนั้นเมื่อแรงดันระหว่าง
แอโนดและคาโทดเปลี่ยนแปลง ด้วยอัตราที่สูงจะทำให้มี
กระแสไหลผ่านเอสซีอาร์ ซึ่งถ้ามีกระแสไหลผ่าน เอสซีอาร์
มากกว่ากระแสฮิลด์เอสซีอาร์ก็จะนากระแสได้ ดังนั้นเมื่อเกิด
transient ทำให้อัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันคร่อม
แอโนดและคาโทดสูง จะทำให้เอสซีอาร์นากระแสได้โดย
ไม่มีสัญญาณทริกเกอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาและเพื่อวัตถุประสงค์ในการใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.8 ชีตจากคิกของแรงดันไฟฟ้าของเอสซีอาร์
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขีดจำกัดทางด้านการรั่วไหลผ่านเอสซีอาร์

- I_{DRM} และ I_{RRM} = กระแสรั่วไหลผ่านเอสซีอาร์เมื่อได้รับแรงดันสูงสุด ทางด้านฟอร์เวิร์ดและรีเวิร์ก (Peak Forward and Reverse leakage current)
- $I_{T(rms)}$ = กระแสเอสซีอาร์สูงสุดที่ไหลผ่านเอสซีอาร์ ทางด้านฟอร์เวิร์ดที่อุณหภูมิไม่สูงกว่ากำหนด แล้วจะไม่ทำให้เอสซีอาร์เสียหาย (Max.rms forward current)
- $I_{T(ave)}$ = กระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไหลผ่านเอสซีอาร์ทางด้านฟอร์เวิร์ด แล้วจะไม่ทำให้เอสซีอาร์เสียหาย (Surge on-state current)
- I_{TSM} หรือ I_{FM} = กระแส surge สูงสุดที่เกิดขึ้นในเวลาสั้น ซึ่งแสดงในคู่มือ ถ้ากระแส surge เกินที่กำหนด หรือเกิดขึ้นนานกว่าที่กำหนด จะทำให้เอสซีอาร์เสียหายได้ (Surge on-state current)
- I^2t = เป็นค่ากระแสยกกำลังสองคูณกับเวลา ซึ่งจะต้องไม่เกินที่กำหนดในคู่มือจึงจะไม่ทำให้เอสซีอาร์เสียหายได้ ซึ่งค่านี้จะเป็นคุณสมบัติของฟิวส์จำพวก semiconductor fuse จึงต้องเลือกฟิวส์ให้เหมาะสม ในการใช้ฟิวส์ป้องกันไม่ให้เอสซีอาร์เสียหาย พลังงานที่ทำให้ฟิวส์ขาด $= I^2Rt : I^2t$
- di/dt = อัตราการเพิ่มขึ้นของกระแสผ่านเอสซีอาร์ที่เกิดขึ้นชั่วขณะหลังจากทำการทริกเกอร์ให้เอสซีอาร์ สามารถนำกระแสได้สูงสุดตามกำหนดในคู่มือ เมื่อกระแสไหลผ่านพื้นที่ทั้งหมดของสารกึ่งตัวนำ P N P N ที่ปะกบกันอยู่แต่ทว่าเมื่อ เอสซีอาร์ถูกทริกเกอร์ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

าให้เริ่มนำกระแส สารกึ่งตัวนำที่อยู่ใกล้ เกทของ เอสซีอาร์จะ
นำกระแส ซึ่งมีพื้นที่เล็กกว่า ก่อนแล้วค่อยๆกระจายไปพื้นที่ทั้ง
หมดของสารกึ่งตัวนำ เพราะฉะนั้นถ้าอัตราการเพิ่มขึ้นของ
กระแสต่อเวลา (di/dt) สูงกว่าที่กำหนด อาจจะเป็นสา
เหตุทำให้เกิดความร้อนเฉพาะจุด (hot spots) ที่junc
tion และทำให้เอสซีอาร์เสียหายได้ในการลดอัตราการเพิ่ม
ขึ้นของกระแสต่อเวลาจะทำได้โดยการต่อ inductance อนุ
กรมกับเอสซีอาร์

I_L = กระแสค้าง (Latching current) เป็นค่าของกระแสต่ำ
สุดที่ต้องรักษา เพื่อให้เอสซีอาร์นำกระแสหลังจากพัลส์ที่ทริก
เอสซีอาร์ถูกนำออกไปจาก เกทของ เอสซีอาร์

I_H = กระแสยึด (Holding current) เป็นค่าของกระแสต่ำที่
สุดที่จะต้องลดลงได้ต่ำกว่า เพื่อให้เอสซีอาร์เปลี่ยนสภาวะนา
กระแสเป็นหยุดนำกระแส กระแสยึด เกิดขึ้นเมื่อกระแสไหลผ่าน
เอสซีอาร์ในสภาวะนำกระแสลดลงจนกระทั่ง เอสซีอาร์หยุดนา
กระแส แต่กระแสค้าง เกิดขึ้นเมื่อเอสซีอาร์อยู่ในสภาวะนำนา
กระแสไปสู่อุณหภูมิเริ่มคั่นนำกระแส

พิกจำกัคทางค้ำวนอุณหภูมิ

T_j = อุณหภูมิ Junction ของสารกึ่งตัวนำ P N P N ซึ่งไม่สา
มารณ จะตรวจสอบและวัดด้วย เครื่องวัดไฟฟ้าได้

T_{stg} = Storage temperature เป็น $^{\circ}C$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

R_{je} = ความต้านทานอุณหภูมิจาก junction กับ case มีหน่วยเป็น $^{\circ}\text{C}/\text{watt}$

R_{cs} = ความต้านทานอุณหภูมิจาก case กับ Heat sink มีหน่วยเป็น $^{\circ}\text{C}/\text{watt}$

ขีดจำกัดของเกท (gate ratings)

I_{GT} = กระแสเกทที่จะทริกให้เอสซีอาร์นำกระแส เมื่อมีแรงดันคร่อมเอสซีอาร์ และมีอุณหภูมิจาก junction ตามที่กำหนด

V_{GT} = แรงดันที่จ่ายให้เกทกับคาร์ทรคของเอสซีอาร์เพื่อให้เอสซีอาร์นำกระแส เมื่อมีแรงดันคร่อมเอสซีอาร์ และอุณหภูมิจาก junction ตามที่กำหนด

I_{FGM} หรือ I_{GTM} = กระแสเกทสูงสุดทางด้านฟอร์เวิร์ด (Peak forward gate current)

I_{GRM} = กระแสเกทสูงสุดทางด้านรีเวิร์ด (Peak Reverse gate current)

P_{GM} = กำลังสูงสุดที่เกททนได้ (Peak gate power)

$P_{G(av)}$ = กำลังเฉลี่ยที่เกททนได้ (Average gate power)

t_q = turn-off time

t_{on} = turn-on time

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

ทฤษฎีวงจรอินเวอร์เตอร์

วงจรอินเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่เปลี่ยนไฟกระแสตรงให้เป็นไฟกระแสสลับที่ปรับได้ทั้งความถี่และโวลต์เตจ ซึ่งสามารถปรับได้ให้เอาต์พุตในลักษณะที่หาให้อัตราส่วนโวลต์เตจต่อความถี่คงที่ สำหรับนำไปควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยให้แรงบิดของมอเตอร์คงที่ตลอดช่วงการควบคุมความเร็ว

ส่วนประกอบของวงจรอินเวอร์เตอร์

วงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งทำหน้าที่จ่ายพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับจะประกอบด้วยส่วนสำคัญ 2 ส่วน คือ วงจรหลัก (main circuit) และวงจรทริกเกอร์ (trigger circuit)

1. วงจรหลัก ทำหน้าที่เปลี่ยนพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับในวงจรหลักจะประกอบด้วยเอสซีอาร์ (หรือไทรสเตอร์), ไครอค และอุปกรณ์ สำหรับการคอมมิวเตท (commutate) เอสซีอาร์ เช่น อินคัทเตอร์, คาปาซิเตอร์, เอสซีอาร์, ไครอค

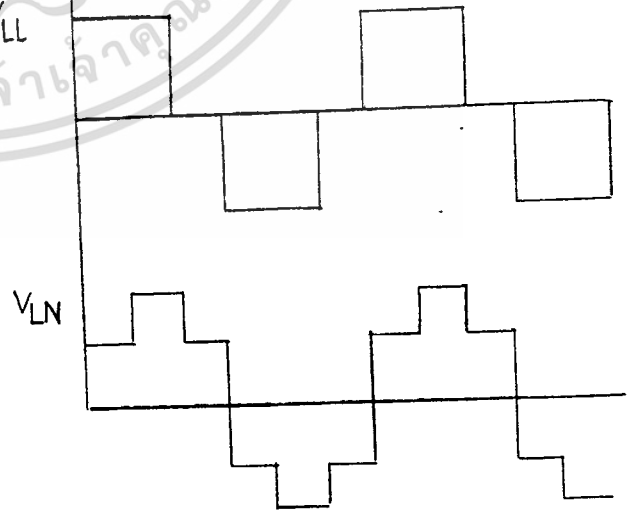
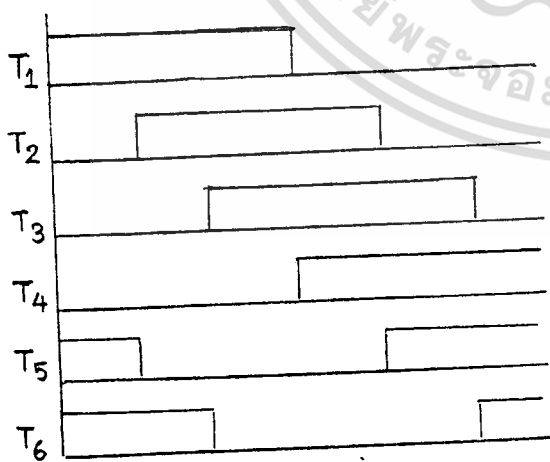
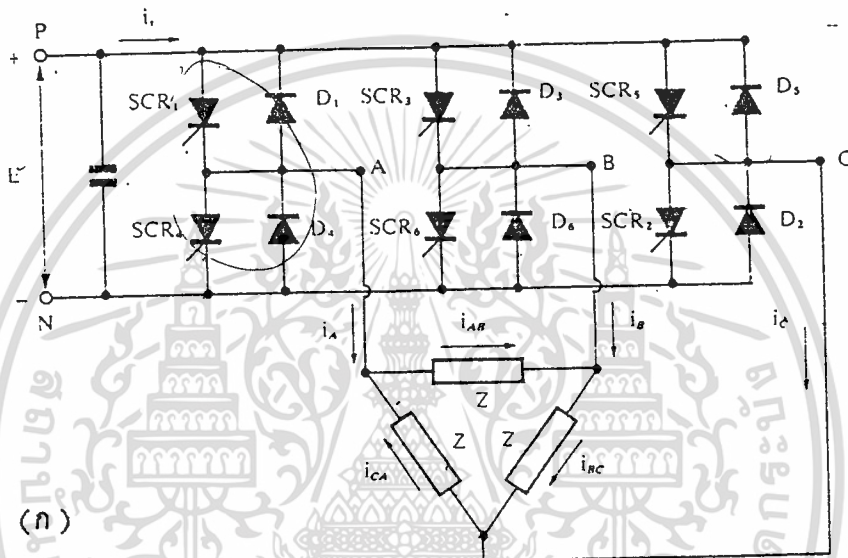
2. วงจรทริกเกอร์ ทำหน้าที่ควบคุมให้เอสซีอาร์แต่ละตัวในวงจรหลักทำงานตามลำดับ (sequence) ที่กำหนดไว้โดยวงจรทริกเกอร์สร้างสัญญาณกระตุ้น (trigger signal) สำหรับเอสซีอาร์แต่ละตัวและมีลำดับของสัญญาณเป็นไปตามที่เรากำหนดเอาไว้แล้วป้อนเข้าที่ขาเกตของ เอสซีอาร์ ซึ่งจะทำให้เอสซีอาร์ทำงานเป็นไปตามลำดับที่เราต้องการ

วงจรอินเวอร์เตอร์พื้นฐาน

วงจรอินเวอร์เตอร์พื้นฐานสามเฟสที่ใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดสามเฟสแบบที่นิยมมาใช้ คือ วงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสแบบบริดจ์ (three-phase bridge inverter circuit) ดังรูปที่ 3.1 (ก) ซึ่งไม่ได้เขียนวงจรคอมมิวเตท ทั้งนี้เพื่อให้เห็นเฉพาะวงจรหลักอย่างชัดเจน วงจรคอมมิวเตทที่ใช้ในโครงงานนี้ จะได้กล่าวรายละเอียดในหัวข้อต่อไป วงจรอินเวอร์เตอร์ที่แสดงในรูป 3.1 (ก) ให้ประกอบด้วยเอสซีอาร์ 6 ตัว

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัว , feedback หรือ free wheeling diode 6 ตัว, ต่อกับโหลด (load) สมดุลย์ สามเฟส แหล่งจ่ายไฟกระแสตรง (V_d) ป้อนไฟกระแสตรงผ่านคิตซ์บัส (DC. Bus) P และ N ขั้วเอาต์พุต R , S และ T สามารถต่อเข้ากับขั้วบวกและลบของคิตซ์บัสสลับไปมาโดยการนำกระแสของเอสซีอาร์ซึ่งจะถูกกระตุ้นให้ทำงานกระแสเป็นช่วงๆ ดังรูป 3.1 (ข) ทำให้ได้เอาต์พุตไฟกระแสสลับสามเฟสดังรูป 3.1 (ค)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 (ข) **รูปที่ 3.1** (ค)
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลำดับการนำกระแสของเอสซีอาร์จะเริ่มจาก SCR1, SCR2, SCR3.....จนถึง SCR6 เป็น การครบ 1 วัฏจักรของเอาต์พุต เราอาจเรียกวงจรอินเวอร์เตอร์นี้ว่า six-step inverter circuit เอาต์พุตโวลต์เทจของอินเวอร์เตอร์ สามารถเปลี่ยนความถี่ได้โดยการปรับ ความถี่ของสัญญาณกระตุ้น

ลักษณะ Voltage Waveforms แสดงได้ด้วย Fourier analysis

$$V_{RS} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_d (\sin wt - \frac{1}{5} \sin 5wt - \frac{1}{7} \sin 7wt + \frac{1}{11} \sin 11wt + \dots)$$

$$\text{R.M.S. Value} = 0.816 V_d$$

ความถี่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะขึ้นกับอัตราการทริกที่เอสซีอาร์นำกระแส อัตราการทริกนี้สามารถปรับได้จากภาคออสซิลเลเตอร์ ซึ่งทำหน้าที่ส่งสัญญาณคล็อกไปทางวงจรเกท (gate) ของเอสซีอาร์เพื่อควบคุมการสร้างพัลส์ (pulse) ที่ใช้ในการทริกเอสซีอาร์แต่ละตัว ในวงจรหลักที่เป็นไปตามซีเควนซ์ การทำงานของอินเวอร์เตอร์และสัญญาณคล็อกยังสามารถ ควบคุมวงจรเพินออฟ (turn off circuit) ได้ด้วย เนื่องจากความถี่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ขึ้นกับความถี่ของออสซิลเลเตอร์เพียงอย่างเดียว โดยไม่ขึ้นกับช่วง transient ของโหลด ดังนั้นความถี่เอาต์พุตก็就会有ความถูกต้องและแน่นอน ซึ่งจะมี ความถูกต้องแน่นอนเพียงใดขึ้นกับชนิดของออสซิลเลเตอร์ที่ใช้

การควบคุมโวลต์เทจ

เมื่อความถี่ของแหล่งจ่ายไฟเปลี่ยนไป โวลต์เทจที่เอาต์พุตจะต้อง เปลี่ยนไปด้วย เพื่อให้ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก (flux density) ในแกนคงที่ ดังนั้น static inverter ต้องจ่ายโวลต์เทจในลักษณะที่ทำให้อัตราส่วนโวลต์เทจกับความถี่คงที่ ทาได้ 3 วิธี คือ

1. การควบคุมเอาต์พุตโวลต์เทจทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

2. การควบคุมอัตราส่วนโวลต์เทจทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
- 13 - Auto transformer
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-Phase -controlled rectifier input

-Rectifier and d.c. shopper

3.การควบคุมโดยการ switching ภายในวงจรอินเวอร์เตอร์

-Phase-shift voltage control

-Pulse width modulation

วงจรอินเวอร์เตอร์

SCR สามารถนำกระแสได้ด้วยการป้อนสัญญาณกระตุ้น แต่เมื่อ SCR นำกระแสแล้วไม่สามารถที่จะหยุดนำกระแสได้ด้วยตัวมันเองเหมือนอย่าง Transistor จึงจำเป็นต้องมีวงจรคอมมิวเตทเพื่อทำให้หยุดนำกระแส

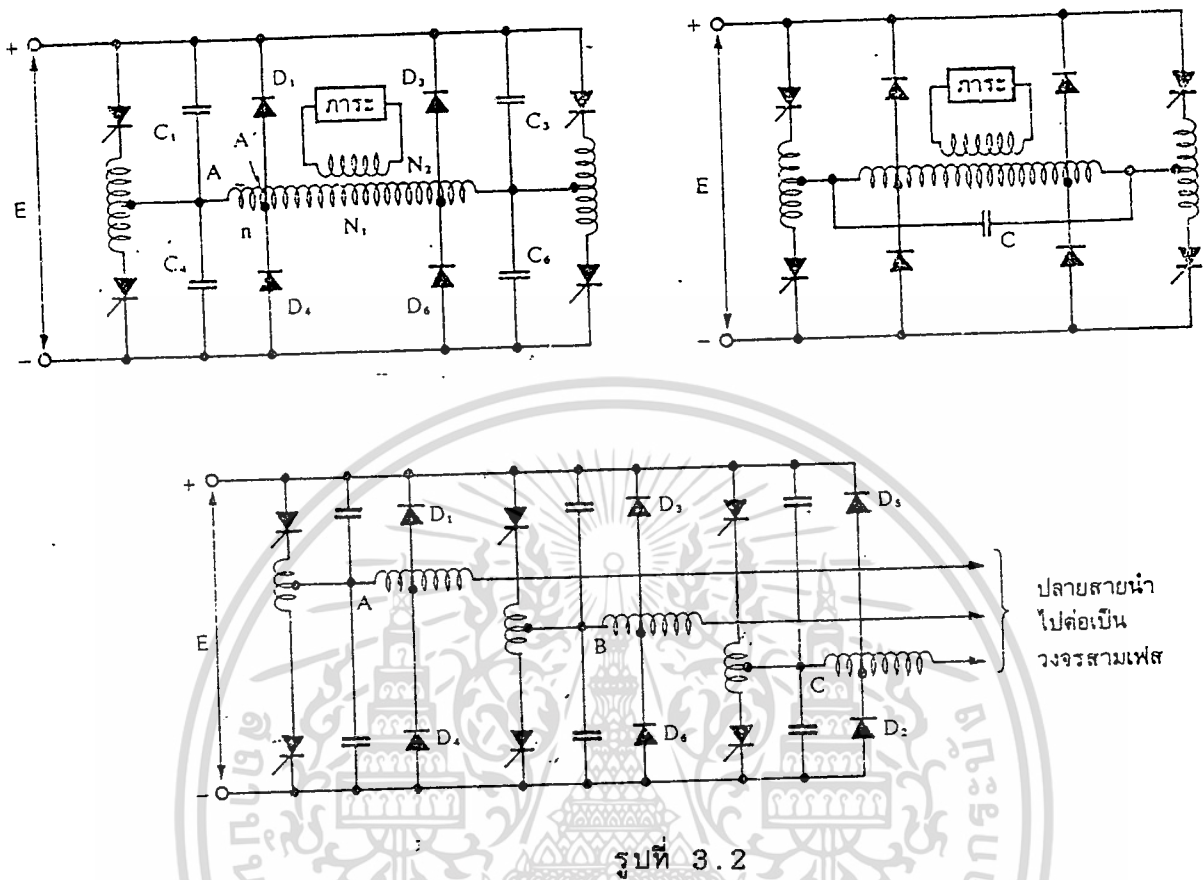
วงจรคอมมิวเตทที่นิยมใช้กันเป็นแบบ force commutation ซึ่งมี 3 ลักษณะคือ

1. Voltage commutation ทำให้ SCR หยุดนำกระแสโดยป้อน reverse voltage ากับ SCR

2. Current commutation ทำให้ SCR หยุดนำกระแสโดยป้อน reverse current ากับ SCR เพื่อให้กระแสที่ไหลผ่าน SCR เป็นศูนย์

3. Input-circuit commutation วงจรคอมมิวเตทจะอยู่ข้างหน้าวงจรหลักแบบนี้ เมื่อถึงเวลาคอมมิวเตท SCR ทุกตัวในวงจรหลักจะหยุดนำกระแสทั้งหมด วิธีการคอมมิวเตทอาจใช้แบบ 1 และ 2

ในโครงการนี้ได้เลือกวงจรอินเวอร์เตอร์ของ McMurray-Bedford ซึ่งเป็นวงจรที่มีการคอมมิวเตทแบบ Voltage commutation ที่แสดงในรูป 3.2



วงจร McMurray bedford

วงจร McMurray bedford วงจรนี้มีหลักการเบื้องต้นที่ใช้เอสซีอาร์แบบกระแสคู่กันอีกตัวหนึ่งทำหน้าที่ปิดกระแสเอสซีอาร์ที่กำลังเปิดกระแสอยู่ โดยหลักการปิดกระแสชั้น ค. ดังแสดงในรูปที่ 3.3

ซึ่งแสดงเพียงขาหนึ่งของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสะพานโพลีเฟสที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำตัวเล็ก ๆ ซึ่งมีแท็บกลาง โดยต้องออกแบบให้ขดลวดแต่ละครึ่งของตัวเหนี่ยวนำมีการคับปลิงแน่น (tight coupling) ต่อกัน ทั้งนี้เพื่อใช้ในการปิดกระแส และเรียกวงจรปิดกระแสและเรียกวงจรปิดแบบ McMurray bedford ซึ่งการปิดกระแสจะเริ่มขึ้นด้วยการจุดชนวนเอสซีอาร์ตัวที่แบกกระแสคู่กันให้เปิดกระแส แสดงรูปคลื่นของแรงดันและกระแสสำหรับกรณีที่ภาระมีตัวประกอบกำลังตามหลัง โดยในช่วงของปิดกระแสช่วง ๆ ได้ขยายให้กว้างออกเกินความเป็นจริงเพื่อให้มองเห็นได้ชัดและสะดวกต่อการอธิบาย ซึ่งจะได้อธิบายช่วงของการทำงานในครึ่งวัฏจักรหนึ่งตามลำดับต่าง ๆ ต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วง ก เริ่มต้นรอยาห์ SCR_1 เปิดกระแสซึ่งจะหาหัทมีกระแสไหลจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าคืสมาตามสายไฟฟ้าบวกผ่าน SCR_1 เข้าสู่ภาระ เนื่องจากภาระมีค่าเชิงเหนี่ยวนาค่อนข้างสูง จะหาหัทกระแสภาระที่กาลังไหลอยู่มือัตราการเปลี่ยนแปลงน้อย เป็นผลหาหัทแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนา L_1 มีค่าน้อยมากเมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันของแหล่งจ่ายไฟฟ้า E เพราะฉะนั้นแรงดันของชั่ว A ของภาระมีค่าเกือบเท่ากับค่าแรงดันของสายไฟบวก P และเราอาจถือได้ว่าแรงดันของชั่ว A มีค่าเท่ากับ $+E$ ซึ่งในขณะที่เดียวกันนี้จะมีแรงดันตกคร่อม C_1 เท่ากับศูนย์และมีการประจุ C_4 หัทมีแรงดันเท่ากับ E และในระหว่างนั้น กระแสภาระไหลอยู่มืค่าเท่ากับ I

ช่วง ข เมื่อถึงจังหวะที่ SCR_1 จะต้อง เปิดกระแสก็จะมีารจุขนวนาหัท SCR_4 เปิดกระแสเป็นผลหาหัทจุด Y มีแรงดันตกลงและเข้าค่อติดกับสายไฟลบของแหล่งจ่ายไฟฟ้าคืเนื่องจากแรงดันคร่อม C_1 และ C_4 ไม่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าอย่างรวดเร็วดั ดังนั้นศักย์ $+E$ บน C_4 จะเข้าไปต่อคร่อม L_4 เป็นผลหาหัทมีการเหนี่ยวนาขึ้นระหว่าง L_1 กับ L_4 จึงหาหัทเกิดมีแรงดันเหนี่ยวนาเกิดขึ้นบน L_1 มีค่าเท่ากับ E ซึ่งเป็นผลหาหัทจุด x มีศักย์สูงถึงค่า $+2E$ เทียบกับสายไฟลบ แรงดันที่จุด X นี้จะหาหัท SCR_1 ถูกใบแอสกลับด้วยค่าแรงดัน E เป็นผลหาหัท SCR_1 ปิดกระแสอย่างเฉียบพลัน แต่เนื่องจากตัวเหนี่ยวนา L_1, L_4 มีคับบลิงแน่นจะรักษาลักษณะสมมูลของแอมแปร์-รอบา์คงที่ดัเป็นอยาห์ดี จึงหาหัทมีการเหนี่ยวนาหัทมีกระแสไหล I ไหลใน L_4 และไหลผ่าน SCR_4 ผสมกับกระแสที่ไหลมาจาก C_4 กลายเป็นกระแส i_4 สำหรับกระแสภาระ I จะยังคงไหลด้วยค่าคงที่เนื่องจากจากภาระมีค่าเหนี่ยวนาค่อนข้างสูงภาระจึงกระแสส่วนหนึ่งมาจาก C_4 และคือีกส่วนหนึ่งมาจาก C_1 ซึ่งกระแสส่วนที่ไหลผ่าน C_1 จะหาหัทนำที่ประจุ C_1 หัทมีแรงดันสูงขึ้นเข้าสู่ค่าแรงดันของแหล่งจ่ายไฟฟ้าคื

ขณะที่ C_4 กาลังถ่ายประจุออกแรงดันที่บ่อนเข้าคร่อม L_4 จะลดค่าลงเป็นผลหาหัทแรงดันเหนี่ยวนาใน L_1 ลดค่าลงและเป็นผลหาหัทแรงดันที่จุด X ลดลงจากค่า $+2E$ ตามเส้นประที่เขียนา์วนรูปแรกขอรูบที่ 3.3 ซึ่งในการวิเคราะห์ของหัทข้อรอยาห์ $L_1 = L_4 = L$ และ $C_1 = C_4 = C$ จะหาหัทผลว่า รูบคัสนที่จุด x เป็นส่วนหนึ่งของคลื่นขายนัที่มีคาบ $2\pi\sqrt{2LC}$ ขอหา์เราสังเกตว่า ในขณะที่เดียวกันนั้น c_1 จะถูกประจุหัทมีแรงดันสูงขึ้นเรื่อยา์ ในไม่ช้าก็มืค่าสูงกว่าค่าแรงดันที่จุด X เป็นผลหาหัทแรงดันผลลัหะา์ปรากฏคร่อม SCR_1 ในทิศหอรเวิร์คเตรียมพร้อมที่จะเปิดกระแส รอยการเตรียมพร้อมที่จะเปิดกระแสนี้กินเวลา t_c ซึ่งเรียกว่าเวลาปิด

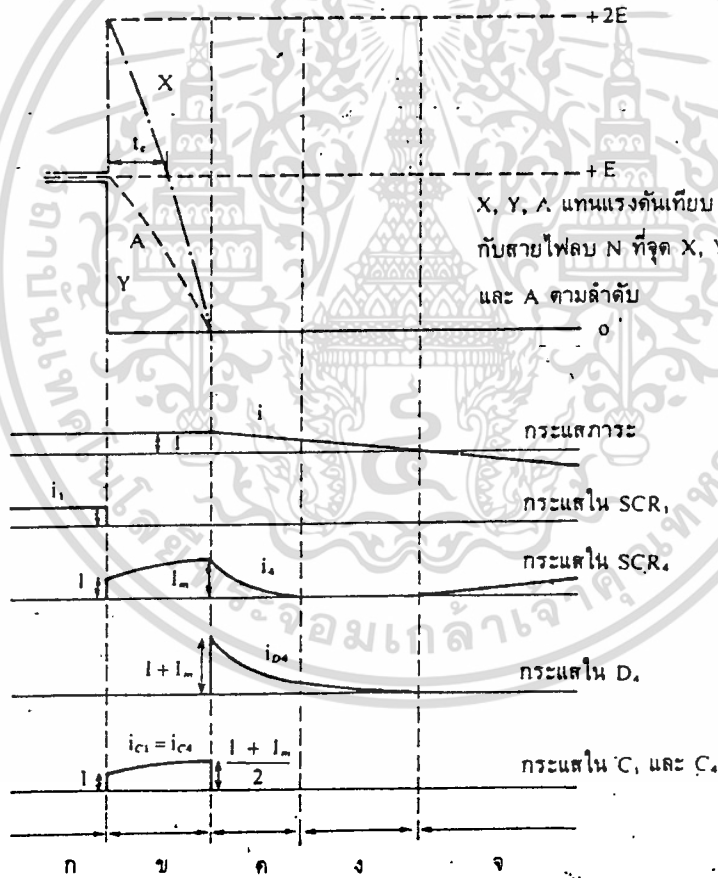
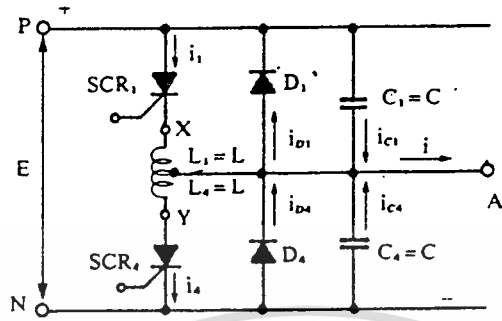
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
กรรมสิทธิ์ในเอกสารนี้ ห้ามนำไปดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระหว่างช่วงของการเปิดกระแส ทาหน้าทีรองรับแรงดันจาก C_4 เป็นสาเหตุให้กระแส i_4 ที่ไหลใน L_4 มีค่าเพิ่มขึ้นจากค่าเริ่มแรก I เข้าสู่ค่าสูงสุด I_m โดยในขณะนั้นแรงดันบน C_4 ลดค่าลงเข้าสู่ศูนย์

ช่วง ค ถึงจังหวะช่วงนี้ C_1 จะได้รับประจุที่มีแรงดันเท่ากับ E ส่วน C_4 มีแรงดันเท่ากับศูนย์ สำหรับกระแสการะ i จะยังคงไหลต่อไปเนื่องจากคุณสมบัติเหนี่ยวนำของภาระ โดยกระแส i จะหาทางไหลผ่านไดโอดย้อนกลับหรือเอสซีอาร์ที่กาสัง เปิดกระแสไหลอยู่ในขาอื่น แล้ววนกลับผ่านมาทางไดโอดย้อนกลับ D_4 (พร้อมกับ i ค่อย ๆ ลดค่าลง) เป็นผลทำให้ตัว A ของภาระเข้าต่อติดกับสายเพลบของแหล่งจ่ายไฟฟ้าในขณะที่เดียวกันนี้ L_4 จะถ่ายพลังงานที่กักเก็บเอาไว้ ออกให้เป็นกระแสไหลวนและทำให้พลังงานสูญเสียกระจายหายไปในความต้านทานที่อยู่ในส่วนต่าง ๆ ภายในวงจรที่ประกอบด้วย L_4 , SCR_4 , และ D_4 โดยตามปกติการออกแบบวงจรนี้ให้เหมาะสมที่สุด อาจทำได้ด้วยการหาวิธีลดพลังงานกักเก็บเอาไว้ให้มีค่าน้อยที่สุดและการนำเอาความต้านทานภายนอกเข้าต่อเพิ่มเป็นอนุกรมกับไดโอด เพื่อเร่งให้กระแสไหลวนลดค่าเข้าสู่ศูนย์ให้เร็วขึ้น ซึ่งเป็นผลทำให้ช่วยลดอัตรากระแสปกติของ เอสซีอาร์และของไดโอดให้น้อยลง ในตอนปลายของช่วง ค. พลังงานที่กักเก็บไว้จะถ่ายออกหมดและ i_4 จะหยุดไหลเป็นผลทำให้ SCR_4 อาจจะเปิดกระแสซึ่งเป็นการสิ้นสุดกระบวนการเปิดกระแส

ช่วง ง ถึงแม้ว่ากระแสไหลวน i_4 จะหยุดไหลแล้วแต่กระแสการะเชิงเหนี่ยวนำ i ยังคงไหลผ่าน D_4 อยู่อีกต่อไปแต่ค่อย ๆ ลดค่าลงเข้าสู่ศูนย์

ช่วง จ เมื่อกระแสการะลดค่าลงเท่ากับศูนย์แล้ว ก็เป็นการพร้อมที่จะทำงานในครึ่งวัฏจักรต่อไปกระแสการะจะไหลในทิศที่กลับทางกับทิศเดิมผ่าน ภาระ L_4 และ SCR_4 โดยเพิ่มค่าจากศูนย์เข้าสู่ค่า I ซึ่งเราอาจต้องจุดชนวน SCR_4 ขึ้นใหม่ถ้า SCR_4 ได้เปิดกระแสเสร็จสิ้นไปแล้ว เมื่อถึงจังหวะเวลานี้ก็จะเป็นการรอนย้ายหน้าที่แบกกระแสจาก SCR_1 ส่งให้กับ SCR_4 เสร็จสิ้นสมบูรณ์แล้ว



รูปที่ 3.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์วงจร McMurray Bedford

การวิเคราะห์นี้จะทำในช่วงเวลา t ซึ่งเริ่มขึ้นเมื่อ SCR_1 ถึงจังหวะที่จะต้องปิดกระแสการเริ่มจุดชนวนให้กับ SCR_4 ซึ่งทำให้เราได้เงื่อนไขเริ่มแรกดังนี้

$$I_1(0^-) = I_4(0^-) = I \quad \dots\dots\dots 3.1$$

และ

$$V_{c1}(0^-) = 0 ; V_{c4}(0^-) = E \quad \dots\dots\dots 3.2$$

ถ้าเราเลือกค่า $L_1 = L_4 = L$ และ $C_1 = C_4 = C$ เราสามารถเขียนความสัมพันธ์ต่าง ๆ ได้ดังต่อไปนี้

$$i_{c1} + i_{c4} - i_4 = I \quad \dots\dots\dots 3.3$$

$$\frac{1}{C} \int i_{c1} dt + L \frac{di_4}{dt} = E \quad \dots\dots\dots 3.4$$

$$\frac{1}{C} \int i_{c1} dt - \frac{1}{C} \int i_{c4} dt = E \quad \dots\dots\dots 3.5$$

โดยใช้การเปลี่ยนแปลง Laplace เข้าคำนวณกับสมการที่ 3.3 ถึง 3.5 เราจะได้ผลดังต่อไปนี้ตามลำดับ

$$I_{c1}(s) + I_{c2}(s) - I_4(s) = \frac{1}{s} \quad \dots\dots\dots 3.6$$

$$\frac{1}{Cs} I_{c2}(s) + Ls I_4(s) - LI = \frac{E}{s} \quad \dots\dots\dots 3.7$$

$$\frac{1}{Cs} I_{c1}(s) - \frac{1}{Cs} I_{c4}(s) = \frac{E}{s} \quad \dots\dots\dots 3.8$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการที่ 3.8 แสดงว่า

$$I_{c1}(s) = I_{c4}(s) \quad \dots\dots\dots 3.9$$

ซึ่งทำให้เราได้ว่า

$$i_{c1}(t) = i_{c4}(t) \quad \dots\dots\dots 3.10$$

นำสมการที่ 3.9 และ 3.7 แทนค่าลงในสมการ 3.6 เราจะได้

$$I_4(s) = \frac{E}{L(s^2 + \frac{1}{2LC})} + \frac{sI}{(s^2 + \frac{1}{2LC})} - \frac{I}{2LCs(s^2 + \frac{1}{2LC})} \quad \dots\dots\dots 3.11$$

ทฤษฎีการแปลง Laplace กลับ เราจะได้

$$i_4(t) = \frac{E}{\omega L} \sin \omega t + I(2 \cos \omega t - 1) \quad \dots\dots\dots 3.12$$

เมื่อ

$$\omega = \frac{1}{\omega 2LC} \quad \dots\dots\dots 3.13$$

ซึ่งทำให้เราได้ค่า

$$T = 2\pi\sqrt{2LC} \quad \dots\dots\dots 3.14$$

นำสมการที่ 3.9 แทนค่าลงในสมการที่ 3.6 เราจะได้

$$I_{c1}(s) = \frac{1}{2s} [1 + I_4(s)] \quad \dots\dots\dots 3.15$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยการแปลง Laplace กลับ เราจะได้

$$i_{c1}(t) = \omega CE \sin \omega t + I \cos \omega t \quad \dots\dots\dots 3.16$$

เนื่องจาก

$$V_{c1}(s) = \frac{1}{Cs} I_{c1}(s) + \frac{1}{s} V_{c1}(0^-) \quad \dots\dots\dots 3.17$$

หาให้เราได้ผลเป็น

$$V_{c1}(t) = E(1 - \cos \omega t) + \frac{I}{\omega C} \sin \omega t \quad \dots\dots\dots 3.18$$

เนื่องจาก

$$V_{c4}(s) = -\frac{1}{Cs} I_{c4}(s) + \frac{1}{s} V_{c4}(0^-) \quad \dots\dots\dots 3.19$$

หาให้เราได้ผลเป็น

$$V_{c4}(t) = E \cos \omega t - \frac{I}{\omega C} \sin \omega t \quad \dots\dots\dots 3.20$$

และเนื่องจาก

$$V_x(t) = V_{c4}(t) + L_1 \frac{di}{dt} \quad \dots\dots\dots 3.21$$

หาให้เราได้แรงดันที่จุด X (ซึ่งเป็นค่าแรงดันที่แคโทดของ SCR₁) ดังนี้

$$V_x(t) = 2(E \cos \omega t - \frac{I}{\omega C} \sin \omega t) \quad \dots\dots\dots 3.22$$

เวลาสิ้นสุดของช่วง ข. จะเกิดขึ้นเมื่อแรงดันที่จุด X ไล่ลงต่ำลงเท่ากับศูนย์ ซึ่งจากสมการที่ 3.22 นี้หาให้เราได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\tan \omega t_B = \frac{E\omega C}{I} \quad \dots\dots\dots 3.23$$

หรือ

$$t_B = \sqrt{2LC} \tan^{-1} x \quad \dots\dots\dots 3.24$$

เมื่อ t_B เป็นสัญลักษณ์แทนความยาวของช่วงเวลาของช่วง ข.

X เป็นสัญลักษณ์แทนอัตราส่วนของภาระอิมพีแดนซ์ซึ่งขณะในช่วงเวลาปิดกระแส (E/I) คือ อิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติ (characteristic impedance = $2L/C$) ของวงจรปิดกระแสซึ่งมีค่า

$$X = \frac{E}{I} \sqrt{\frac{C}{2L}} \quad \dots\dots\dots 3.25$$

เราสามารถหาค่ากระแสสูงสุด I_m ของกระแส i_4 ตรงเวลาสิ้นสุดของช่วง ข. นี้ได้

โดยนำ $t = t_B$ แทนค่าลงในสมการ 3.12 เราจะได้

$$I_m = 2 \sqrt{\frac{C}{2L} E^2 + I^2} - I \quad \dots\dots\dots 3.26$$

ซึ่งเมื่อนำเอา I หารสมการที่ 3.26 ตลอดทั้งบรรทัด และอาศัยสมการที่ 3.25

เราสามารถจัด I_m/I ให้เป็นฟังก์ชัน $f(x)$ ดังต่อไปนี้

$$\frac{I_m}{I} = f(x) = 2 \sqrt{x^2 + 1} - 1 \quad \dots\dots\dots 3.27$$

เราสามารถคำนวณหาเวลาปิดกระแสของวงจร t_c ได้โดยอาศัยหลักการที่เวลานี้เป็นเวลาตรงจุดที่มีแรงดันกลับเข้าต่อคร่อม SCR_1 ซึ่งจะเกิดเมื่อ $V_x(t)$ ลดค่าลงมาเท่ากับ E จากสมการที่ 3.22 เราจะได้

$$E = 2(E \cos \omega t_c - \frac{I}{\omega C} \sin \omega t_c) \quad \dots\dots\dots 3.28$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแก้สมการที่ 3.28 และอาศัยนิยามในสมการที่ 3.25 เราจะได้

$$\sin \omega t_c = \frac{x}{\sqrt{x^2 + 1}} \cdot \frac{\sqrt{3x^2 + 4}}{\sqrt{x^2 + 1}} - \frac{1}{\sqrt{x^2 + 1}} \cdot \frac{x}{2\sqrt{x^2 + 1}} \dots 3.29$$

โดยให้ $\theta_1 = \tan^{-1} x$ และ $\theta_2 = \tan^{-1} \frac{x}{\sqrt{3x^2 + 4}}$ เราสามารถเขียนสมการที่

3.29 ใหม่ได้เป็น

$$\frac{t_c}{\sqrt{2LC}} = g(x) = \sin^{-1} \frac{x}{\sqrt{x^2 + 1}} - \sin^{-1} \frac{x}{2\sqrt{x^2 + 1}} \dots 3.30$$

ภายหลังการปิดกระแส ตัวเหนี่ยวนำ L มีพลังงานเก็บกัก W เท่ากับ

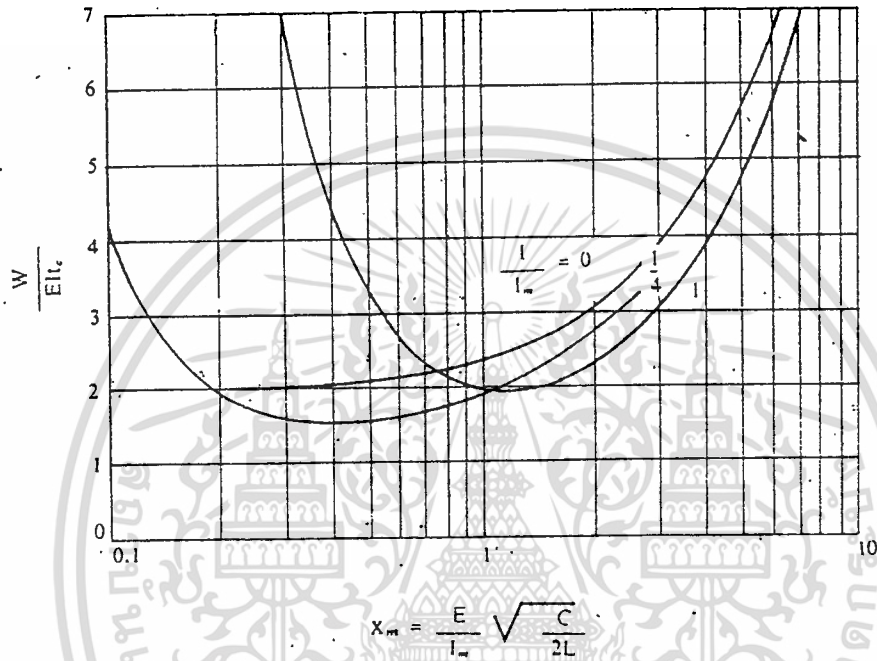
$$W = \frac{1}{2} LI_m^2 = \frac{1}{2} LI^2 [f(x)]^2 \dots 3.31$$

ซึ่งทำให้เราได้

$$\begin{aligned} \frac{W}{EI t_c} &= h(x) = \frac{[f(x)]^2}{4xg(x)} \\ &= \frac{(2\sqrt{x^2 + 1} - 1)^2}{4x(\sin^{-1} \frac{x}{\sqrt{x^2 + 1}} - \sin^{-1} \frac{x}{2\sqrt{x^2 + 1}})} \dots 3.32 \end{aligned}$$

ขอให้สังเกตว่าในสมการ 3.32 นี้ ปริมาณ EIt_c เป็นค่าพลังงานซึ่งเบี่ยงเบนออกมาไหลผ่าน SCR_1 ในระหว่างช่วงเวลาที่เอสซีอาร์ถูกไบแอสกลับในขณะเมื่อ W เป็นพลังงานรวมทั้งหมดที่เกิดเนื่องจากอิมพัลส์ที่เกิดขึ้นในระหว่างปิดกระแส เมื่อนำค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่นิยามเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นสมการ 3.27, 3.30, 3.32 เขียนเป็นเส้นกราฟ เราจะได้รูปของเส้นกราฟที่แสดง
 านรูป 3.4 และการวิเคราะห์ข้างบน สามารถใช้ได้อย่างทั่วป สำหรับภาระเชิงเหี่ยว
 น้า หรือภาระความต้านทาน



รูป 3.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ที่ใช้ในการปัดกระแสบแบบ
 McMurray Bedford

การปัดกระแสบเชิงภาระ

นกรณีอื่นเวอร์เคอร์ไรภาระ สามารถเขียนสมการอธิบายถึงช่วงการปัดกระแสบได้จาก
 สมการสำหรับกรณีภาระเชิงเหี่ยวน้า รอยจำกัด $I = 0$ หรือจำกัด $x = \infty$ ทำให้สมการที่
 3.12 กลายเป็น

$$i_4(t) = \frac{E}{\omega L} \sin \omega t \quad \dots\dots\dots 3.33$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$t_B = \frac{\pi}{2} \sqrt{2LC} \quad \dots\dots\dots 3.34$$

$$t_C = \frac{\pi}{3} \sqrt{2LC} = \frac{2}{3} t_B \quad \dots\dots\dots 3.35$$

$$I_m = \frac{E \sqrt{2C}}{L} \quad \dots\dots\dots 3.36$$

และ

$$W = CE^2 \quad \dots\dots\dots 3.37$$

สามารถใช้สมการข้างบน ไม่เพียงแต่กรณีเร้าระเท่านั้น แต่ยังสามารถใช้กับภา
ระกรณีอื่นที่กระแสการมีค่าเป็นศูนย์ชั่วขณะในระหว่างช่วงกระแส ตัวอย่างเช่น กรณีการระ
ความต้านทานและม้วนจรกรงคลื่น LC ต่ออนุกรมกับภาระ วิทยจุณ (tuned) ำที่กระแสคลื่น
ขายน้องค์ประกอบพื้นฐานไหลผ่าน ซึ่งกรณีเช่นนี้กระแสคลื่นขายนีจะมีเฟสของแรงดันเอซีของค์
ประกอบพื้นฐาน เพราะฉะนั้นกระแสจะมีค่าเท่ากับศูนย์ขณะที่แรงดันเอซีมีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งเป็น
กรณีระหว่างปิดช่วงกระแส

การเลือกค่าของตัวเก็บประจุของตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในการปิดกระแส

การปิดกระแสกรณีที่รุนแรงมากจะเกิดขึ้นเมื่อกระแสการค่าสูงสุด I_m ไหลผ่าน
เอสซีอาร์ก่อนที่จะมีการปิดกระแสเล็กน้อยถ้ามีการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันเลี้ยงวงจร เราต้องพิ
จารณาถึงค่าแรงดันที่ทำการปิดกระแสได้ยาก ซึ่งเป็นค่าแรงดันเลี้ยงวงจรที่มีค่าลดต่ำลงน้อยที่
สุดเท่ากับ E_m นอกจากนี้ต้องพิจารณาถึงเวลาปิดกระแสของวงจรต้องมีค่าไม่น้อยกว่าเวลาปิด
กระแสใหญ่สุดของเอสซีอาร์ คือ $t_{cm} > t_q$ และผู้ออกแบบควรเลือกใช้ค่าอัตราส่วน X ใน
สมการที่ 3.25 ำที่มีค่าน้อยที่สุดซึ่งเขียนแทนด้วยสัญลักษณ์ x_m แล้วนำค่าเหล่านี้แทนค่าลงในสม
การที่ 3.30 และหาหั่ง่ายลง เราสามารถเขียนสมการของตัวเก็บประจุ C และตัวเหนี่ยวน
ำ L ที่ใช้ในการปิดกระแสได้ดังนี้

$$\frac{C E_m}{I_m t_{cm}} = \frac{X_m}{g(X_m)} \quad \dots\dots\dots 3.38$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L \frac{I_m}{E_m t_{cm}} = \frac{1}{2X_m g(x_m)} \quad \dots\dots\dots 3.39$$

ขอให้เราสังเกตว่า ในการเลือกค่าเก็บประจุที่ค่าเล็กที่สุด เราจะต้องระวังว่า ตัวเก็บประจุนั้นต้องสามารถให้กระแสมีค่าเป็นสองเท่านั้นตลอดช่วงเวลาที่เกิดกระแส ซึ่งในช่วงเวลานี้ตัวเก็บประจุจะถ่ายเทพะจุออกจากค่าแรงดัน E ลดค่าลงศูนย์การเพิ่มค่ากระแสขึ้นนี้จะช่วยเพิ่มกระแสขึ้นในตัวเหนี่ยวนำในระหว่างช่วงเวลาเกิดกระแส ถ้าเราใช้ตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าเล็กลง ก็อาจจะช่วยเพิ่มอัตรากระแสให้มากขึ้นได้ แต่เราต้องเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีค่าใหญ่ขึ้น ทางที่ดีในการเลือกค่า C และ L ให้เหมาะสม เราควรเลือกค่า x_m ให้เหมาะสม

ค่า x_m ที่เหมาะสมที่สุดที่จะเกิดขึ้นที่พลังงานกักเก็บในตัวเหนี่ยวนำ L ภายหลังจากการเกิดกระแสน้อยที่สุด (เขียนแทนด้วยสัญลักษณ์ w_m) ทั้งนี้เพราะว่าพลังงานนี้จะทำให้อัตราการมีพลังงานสูญเสียเพิ่มขึ้น เราจึงต้องพยายามให้มีค่าน้อยที่สุด และนอกจากนี้พลังงานกักเก็บ w จะทำหน้าที่กำหนดขนาดของตัวเหนี่ยวนำด้วย จากกราฟที่ 3.5 เราจะเห็นได้ว่าพลังงานกักเก็บที่มีค่าน้อยที่สุด x_m เกิดที่ $x_m = 1.15$ เพราะฉะนั้นเราเขียนในสมการที่ 3.32 ได้ใหม่เป็น

$$\frac{w_m}{E_m I_m t_{cm}} = h(x_m) = 1.947 \quad \dots\dots\dots 3.40$$

อย่างไรก็ตาม การเลือกค่า x_m ไม่ได้เป็นการลดพลังงานกักเก็บ w ให้มีค่าน้อยลงที่สุดเสมอไปซึ่งจะต้องขึ้นสำหรับกรณีที่กระแสภาระตรง เวลาที่มีการเกิดกระแส I มีค่าน้อยกว่าและกระแสภาระค่าสูงสุด I_m เช่น ในกรณีที่เราทำให้เราเขียนสมการที่ 3.32 ใหม่ได้ จากข้อ 3.37 ได้เป็น

$$\frac{w_m}{E_m I_m t_{cm}} = \frac{x_m}{g(x_m)} \quad \dots\dots\dots 3.41$$

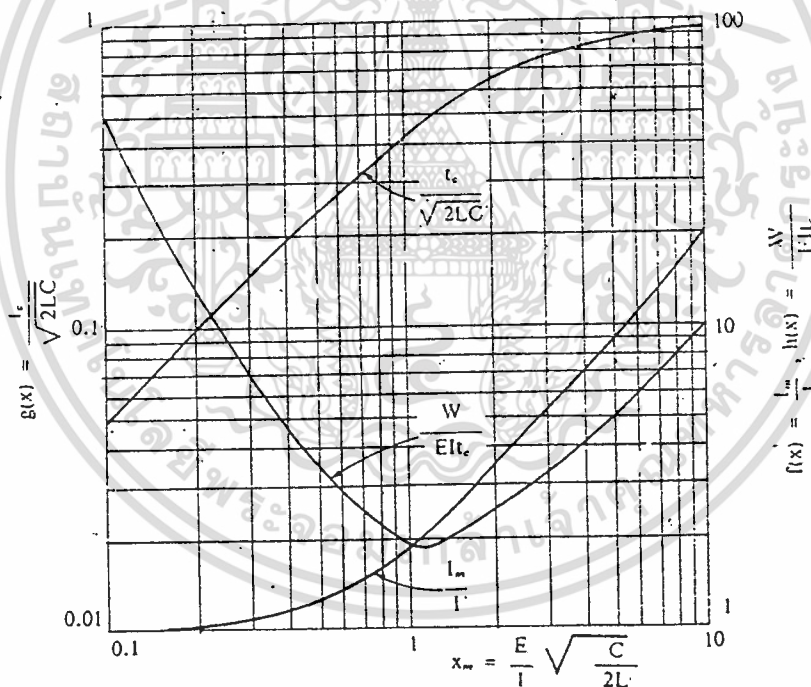
ซึ่งสมการนี้เป็นสมการเดียวกับสมการที่ (3.32) จะมีค่าน้อยที่สุดเมื่อ x_m มีค่าน้อยที่สุดสำหรับกรณีที่ภาระมีค่าปานกลาง จากข้อ 3.31 และ 3.41 เราจะเขียนความสัมพันธ์ของสมการ 3.32 ใหม่เป็น

$$\frac{W}{E_m I_m t_m} = h(x_m) \frac{W}{W_m} = h(x_m) \left[\frac{I f(x)}{I_m f(x_m)} \right]^2 = h(x_m) \left[\frac{x_m f(x)}{x f(x_m)} \right]^2$$

.....3.42

จากสมการที่เราหาไปเขียนเส้นกราฟแสดงค่า $\frac{W}{E_m I_m t_m}$ มีค่าเปลี่ยนแปลงไป

ตามค่า X_m ใกล้เคียงรูปที่ 3.5 ซึ่งแสดงเส้นกราฟต่างๆ สำหรับกรณีที่มีเงื่อนไข ดังนี้



รูปที่ 3.5

(1) กรณีภาระสูงสุด สมการที่ 3.40 $I = I_m$, $X = X_m$

(2) กรณีภาระปานกลาง สมการที่ 3.42 $I = I_m / 4$, $X = 4X_m$

(3) กรณีไร้ภาระ สมการที่ 3.41 $I = 0$, $X = \infty$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยการสังเกตจากรูปที่ 3.4 เราจะเห็นว่า ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงค่าของภา-
 ะนาบที่ x_m มีค่าอยู่ระหว่าง 0.75 ถึง 1.15 จะทำให้ พ เปลี่ยนแปลงค่าเพียงเล็กน้อย
 และมีค่าอยู่ใกล้เคียงกับค่าน้อยที่สุด ดังนั้นในการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์แบบนี้ เราควรพิ-
 จารณาเลือกค่า $x_m = 1$ ว่าเป็นค่าเหมาะสมมากที่สุด ซึ่งในกรณีเช่นนี้ จากสมการที่ 3.30
 เราจะได้ค่า $g(I) = 0.424031$ เพราะฉะนั้นจากสมการที่ 3.38 และ 3.39 เราจะได้ค่า
 C และ L ที่เหมาะสมที่สุด มีค่าดังนี้

$$C = \frac{I_m t_{cm}}{0.424 E_m} \dots\dots\dots 3.43$$

$$L = \frac{E_m t_{cm}}{0.848 I_m} \dots\dots\dots 3.44$$

นอกจากนี้เราต้องนำเอา dv/dt อัตราการเพิ่มค่าแรงดันที่สวิตช์เวิร์ดที่บ่อนเข้า
 เอสซีอาร์ช้าจากหลังจากปิดกระแสแล้ว มาใช้ในการออกแบบ ซึ่งเราจะต้องนำมาหาค่านี้สูงกว่า
 ค่า dv/dt ที่ยอมให้ได้ที่บริษัทผู้ผลิตกำหนดไว้ว่าในสมมุติเมื่อระยะเวลาที่ dv/dt มีค่าสูงสุดเกิดขึ้น
 เมื่อ $I = I_m$ ดังนั้นแรงดันฟอร์เวิร์ดจะบ่อนเข้าเอสซีอาร์ช้าอีกในเวลา

$$t_{BM} - t_{CM} = \left[\frac{\tan^{-1} x_m}{g(x_m)} - 1 \right] t_{cm} \dots\dots\dots 3.45$$

$$= 0.852 t_{cm} \quad \text{เมื่อ } x_m = 1$$

เพราะฉะนั้น ค่า dv/dt เฉลี่ย มีค่า

$$\frac{dv}{dt} = \frac{E}{0.852 t_{cm}} \dots\dots\dots 3.46$$

โครอคบ้อนกลับ

เราอาจออกแบบได้ L และ C มีขนาดลดลงได้โดยใช้โครอคบ้อนกลับ ซึ่งจะเป็นการช่วยบ้อนกำลังที่ยังคงมีเหลืออยู่ทางด้านเอซิกกลับเข้าสู่ด้านที่เข้าได้อีกด้วย ซึ่งควรจะเป็นโครอคแบบ fast recovery

ข้อได้เปรียบและเสียเปรียบของวงจร McMurray-Bedford

วงจรแบบนี้มีข้อได้เปรียบ คือ

- 1) วงจรแบบนี้ใช้เอสซีอาร์มีจำนวนน้อยกว่าวงจรแบบ McMurray ครึ่งหนึ่ง โดยสามารถลดจำนวนเอสซีอาร์จากแปดตัวเหลือเพียงสี่ตัวสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบสะพานเฟสเต็ม และลดลงจากสิบสองตัวเหลือเพียงหกตัวสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบสะพานสามเฟส และการทำงานแต่ละขาของอินเวอร์เตอร์เป็นอิสระต่อกัน
- 2) วงจรจุดชนวนของวงจรแบบนี้จะง่ายกว่าของแบบ McMurray โดยไม่ต้องต่อวงจรจุดชนวนเอสซีอาร์ช่วย SCR₁/ ถึง SCR₆/
- 3) ที่ความถี่ต่ำวงจรแบบนี้ทำงานได้ผลดีเป็นที่น่าพอใจ โดยมีเวลาปิดกระแสของวงจรยาวนานกว่าเวลาปิดกระแสของเอสซีอาร์มาก เช่น ที่ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์จะมีคาบของวัฏจักรยาวประมาณ 960 เท่าของเวลาปิดกระแสของเอสซีอาร์ทั่ว ๆ ไป วงจรแบบนี้จึงทำงานได้ผลดี
- 4) อินเวอร์เตอร์ขนาดเล็ก (เช่น ขนาด 1 K V A หรือต่ำกว่า) เราอาจไม่ต้องใช้แท็บบนหม้อแปลงกำลังแต่ใช้ตัวต้านทานเข้าต่ออนุกรมกับโครอคบ้อนกลับเพื่อจำกัดกำลังกักเก็บมาสู่อุปกรณ์ที่ตัวต้านทานนี้

วงจรแบบนี้มีข้อเสียเปรียบ คือ

- 1) วงจรแบบนี้มีพลังกักเก็บค่าใหญ่ และมีกระแสไหลวนค่าสูง เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรอินเวอร์เตอร์แบบอื่น
- 2) ที่ความถี่สูงโดยเริ่มที่ค่าประมาณความถี่ 400 เฮิร์ตซ์ ซึ่งมีคาบของวัฏจักรยาวประมาณ 120 เท่าของเวลาปิดกระแสของเอสซีอาร์ทั่ว ๆ ไป อินเวอร์เตอร์อาจมีปัญหาเกี่ยวกับพลังงานกักเก็บ และถ้าอินเวอร์เตอร์ที่วงจรปิดกระแสแบบนี้ทำงานที่ความถี่สูงถึง 1 กิโลเฮิร์ตซ์ จะมีปัญหาเกี่ยวกับพลังงานกักเก็บมากยิ่งขึ้นจนกระทั่งเป็นปัญหายิ่งยากซึ่งไม่สามารถแก้ไขได้ทั้งหมดอีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีเช่นนี้ ควรเลือกใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบอื่นจะดีกว่า



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การสร้างวงจรหลักของอินเวอร์เตอร์

แนวความคิด

จุดประสงค์ของโครงการนี้ต้องการสร้างอินเวอร์เตอร์ขึ้นมาให้ได้สำหรับการควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสสลับและให้แรงบิดคงที่ตลอดช่วงการควบคุมความเร็ว ดังนั้นโครงการนี้ จะต้องสร้างอินเวอร์เตอร์ที่ทำให้อาห์พุทที่มีการเปลี่ยนแปลงทั้งความถี่และแวลต์ เองโดยเปลี่ยนแปลงในลักษณะที่ทำให้อัตราส่วนแวลต์ต่อเฮิรตซ์คงที่

วิธีการที่ทำให้อาห์พุทเปลี่ยนแปลงมีหลายวิธีดังที่กล่าวไว้แล้วในบทที่ 2 โครงการนี้ได้เลือกใช้วิธีการควบคุมดีซีแวลต์ เองทางอินพุทของอินเวอร์เตอร์ เพื่อให้ได้อาห์พุทที่เปลี่ยนแปลงเราทราบมาแล้วว่าพลังงานที่ใช้ในการคอมมิวเตท SCR เริ่มต้นที่คาปาซิเตอร์ ดังนั้นคาปาซิเตอร์จะต้องมีขนาด (F) ใหญ่พอที่จะสามารถคอมมิวเตทกระแสที่ความถี่อาห์พุทค่าสุดซึ่งแวลต์ เองที่คี่ขั้วบัสค่าสุด จากสมการ 3.27 จะได้ค่า C ที่ใช้ในการคอมมิวเตทใหม่คือ

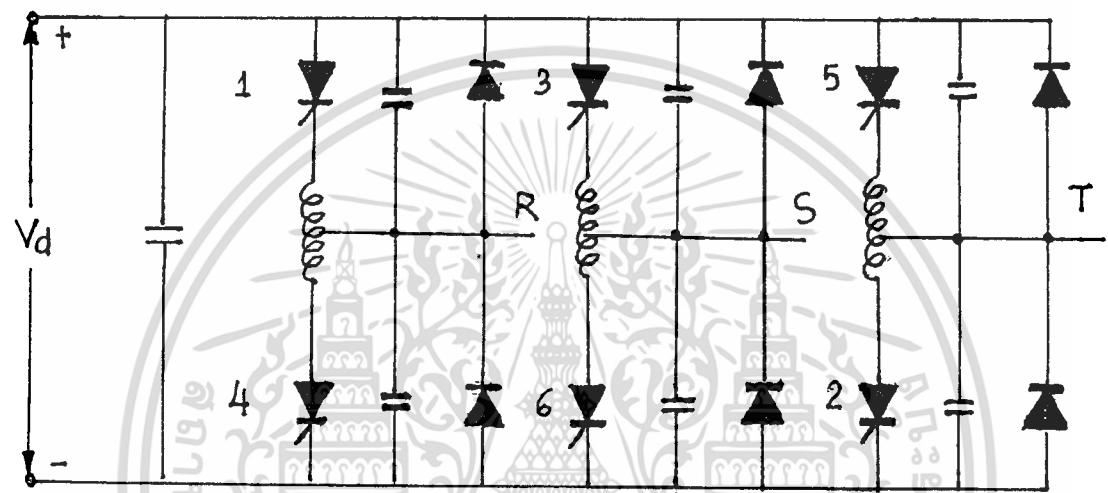
$$C = \frac{I_{m1} t_{on} F}{0.424 E_m}$$

ที่ความถี่อาห์พุทสูงพลังงานการคอมมิวเตทในแต่ละครั้งจะมีค่าสูง เพราะแวลต์ เองที่คี่ขั้วบัสมีค่าสูงขึ้นและอัตราการคอมมิวเตทจะมากกว่า พลังงานสูญเสียจึงมากกว่า เมื่อเปรียบเทียบกับความถี่อาห์พุทต่ำ ดังนั้นจึงควรออกแบบให้มีการคอมมิวเตทมีประสิทธิภาพสูงสุดที่ความถี่อาห์พุทสูงสุด (50) Hz เพื่อให้ประสิทธิภาพตลอดย่านการควบคุมความถี่มีค่าไม่แตกต่างกันนัก

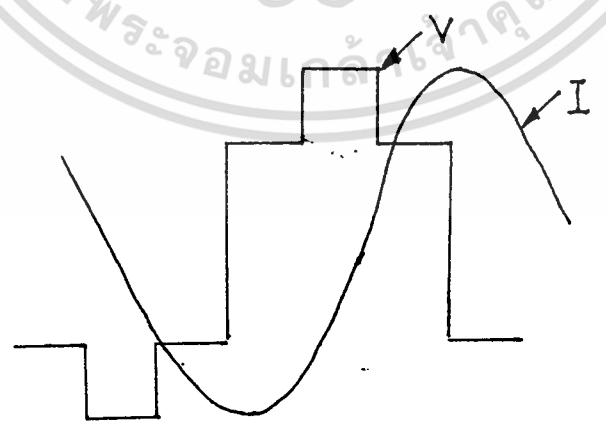
การคำนวณออกแบบค่าอุปกรณ์

เราต้องการสร้างอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ขนาด 1.2 KVA , 220 VOLT เพื่อใช้ควบคุมมอเตอร์ 3 เฟส วงจรอินเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้น ก็คือ วงจรในรูปที่ 3.1 การคำนวณหาค่าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

L และ C ซึ่งเป็นอุปกรณ์ในการคอมมิวเทต SCR จะคงค้างนิ่งถึงสภาวะที่เลวร้ายที่สุดของวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วยคือเมื่อโหลดเป็น pure inductance ด้วยซึ่งกระแสจะตามหลังแรงดัน 90 องศา



รูปที่ 4.1 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.2 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อโหลดเป็น pure inductance

การคำนวณ

เราสมมติให้มีค่าตัวประกอบกำลังต่ำสุดเป็น 0.60

กระแสภาระตามอัตราปกติมีค่า

$$\begin{aligned}
 I &= \frac{\text{KVA}}{\sqrt{3} V \cos \theta} \\
 &= \frac{1200}{\sqrt{3} * 220 * 0.60} \\
 &= 5.2 \text{ Amp}
 \end{aligned}$$

เนื่องจากเราใช้มอเตอร์รับภาระเกินได้สองเท่า ดังนั้นเราจะใช้กระแส I ในการออกแบบมีค่า

$$\begin{aligned}
 I_m &= 2 * 5.2 \\
 &= 10.4 \text{ Amp}
 \end{aligned}$$

ค่าแรงดันเลียงวงจรคำนวณได้จาก

$$\begin{aligned}
 E &= \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} * 220 \\
 &= 270 \text{ Volt}
 \end{aligned}$$

ดังนั้น ที่ความถี่เอ๊าท์พุทของอินเวอร์เตอร์ 50 Hz ที่ซีบัสวอลต์เตจจะมีค่าเท่ากับ

$$= 270 \text{ Volt}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น ที่ความถี่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ 20 Hz คีชีปัสวอลต์เตจจะมีค่าเท่ากับ

$$E_{cm} = \frac{220 * 20}{0.816 * 50}$$

$$= 108 \text{ Volt}$$

ในโครงงานนี้เราได้เลือกใช้ SCR ที่มีค่า turn-off time = 90 μ s

จากสมการ 3.43

$$C = \frac{I_m t_{off}}{0.424 * E_{cm}}$$

ค่า C ที่คำนวณได้ในการออกแบบ

$$C = \frac{10.4 * 180 * 10^{-6}}{0.424 * 108}$$

$$= 41 * 10^{-6} \text{ F}$$

เลือกใช้ 50 μ F

จากสมการ 3.44

$$L = \frac{E_m t_{off}}{0.848 * I_m}$$

ค่า L ที่คำนวณได้ในการออกแบบ

$$L = \frac{108 * 180 * 10^{-6}}{0.848 * 10.4}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 2.3 \text{ mH}$$

เลือกใช้ 2.5 mH

การเลือกไดโอด เลือก 1.5 เท่าของ I_m ได้ไดโอดขนาด 16 A แรงดัน 800 V

การเลือก SCR ในวงจรงานนี้ใช้ขนาด 100 Amp 1200 Volt $t_{off} = 90 \mu s$

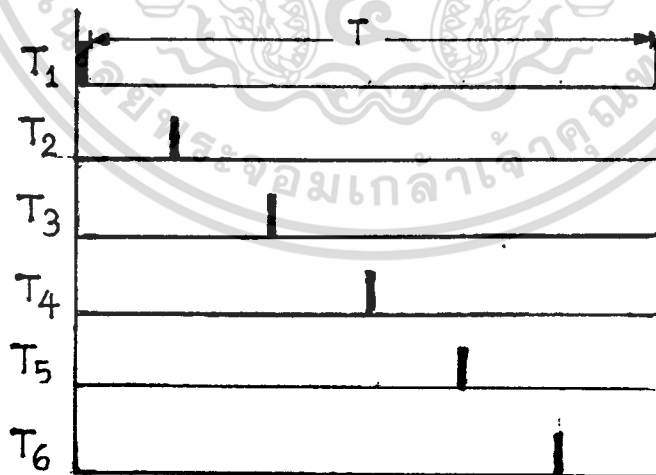


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

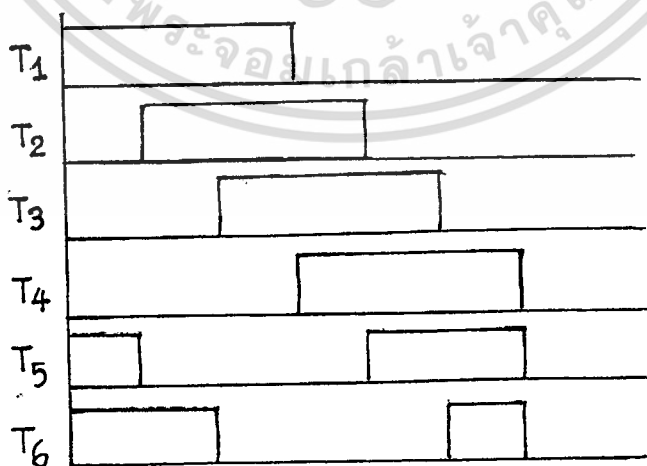
วงจรทริกเกอร์

วงจรทริกเกอร์ (Trigger circuit) มีความสำคัญมากเพราะจะควบคุมการทำงานของเอสซีอาร์ทุกตัวในวงจรหลักให้เป็นไปตาม sequence การทำงานของมันจะผิดพลาดไม่ได้ เพราะถ้าเกิดการผิดพลาดแล้ว นอกจากวงจรหลักจะไม่ได้เอาท์พุทเป็นไปตามความต้องการแล้ว ยังเกิดการลัดวงจรอย่างรุนแรงทำให้เกิดความเสียหายแก่อุปกรณ์ต่าง ๆ โดยเฉพาะ เอสซีอาร์ และไครอค ดังนั้นวงจรทริกเกอร์จะต้องมีการทำงานที่แน่นอน เชื่อถือได้สูง (high reliability) วงจรทริกเกอร์ควบคุมการทำงานของเอสซีอาร์ได้โดยป้อนสัญญาณทริก ลักษณะพัลส์ (pulse) เข้าที่ขาเกต (gate) ของเอสซีอาร์ตัวที่ต้องการให้ทำงาน กระแสจากซีเควนซ์การทำงาน (หรือหน้าต่างกระแส) ของเอสซีอาร์ลักษณะของสัญญาณทริกเกอร์ ควรเป็นดังรูปที่ 5.1 ซึ่งเราสามารถปรับความถี่เอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ได้โดยการเปลี่ยนแปลงคาบเวลา (period)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 5.1 แสดงลักษณะของสัญญาณทริกเกอร์
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อศึกษาถึงการทำงานของวงจรหลักในรูปที่ 3.2 และจาก waveform ในรูปที่ 3.3 พบว่าเมื่อเราป้อนสัญญาณทริกให้แก SCR4 ที่เวลา t_0 เพื่อให้ SCR4 นำกระแส นั้นจะเป็นผลทำให้เกิดการคอมมิวเทต (commutation) SCR1 หยุดนำกระแส กระแสออสซิลเลทที่เกิดขึ้น จะเพิ่มจากค่าเริ่มต้น I_0 จนกระทั่งถึงค่าสูงสุด I_m จากนั้นก็มีการคายพลังงาน $(1/2 L I_m^2)$ ออกมาในรูปความร้อน โดยกระแสไหลผ่าน loop $L_4, SCR4, D_4$ เมื่อกระแสส่วนนี้ลดลงเป็นศูนย์ก็จะทำให้ SCR4 หยุดนำกระแสเนื่องจากกระแสที่ไหลผ่าน คิวมันต่ำกว่า Holding Current เมื่อเวลาผ่านไประยะหนึ่งกระแสไหล i_0 (ซึ่งยังคงมีทิศ การไหลทางเดิมแม้ว่า SCR1 จะหยุดนำกระแสไปแล้ว) จะเริ่มลดลงเป็นศูนย์และเริ่มกลับทิศ มาไหลผ่าน SCR4 ดังนั้น เราจะพบว่าถ้าป้อนสัญญาณทริกที่เวลา t_0 โดยสัญญาณทริกมีช่วง เวลาไม่นานพอ จนกระทั่งกระแสไหล i_0 เริ่มกลับทิศมาไหลผ่าน SCR4 แล้ววงจรหลักก็ จะไม่สามารถทำงานต่อไปได้ ปัญหาต่อไปก็คือ สัญญาณทริกควรมีช่วงเวลาานเท่าไร จึงจะ เพียงพอเราพบว่าช่วงเวลาที่เราให้กระแส i_0 เริ่มกลับทิศมาไหลผ่าน SCR4 นั้นขึ้นอยู่กับโหลดด้วย ว่าเป็นอินดักแทนซ์ (inductance) มากน้อยเพียงใดจากเหตุผลที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ช่วงเว ลาของสัญญาณทริก SCR4 ควรมีระยะเวลาานเท่ากับช่วงที่ SCR4 นำกระแส ซึ่งเมื่อพิจารณา ซีเควนซ์ การนำกระแสของเอสซีอาร์จะพบว่าไม่เป็นปัญหาต่อการทำงานของวงจรหลักแต่ประ การาค ดังนั้น เราจะได้ลักษณะของสัญญาณทริกเกอร์ใหม่ ดังรูปที่ 5.2

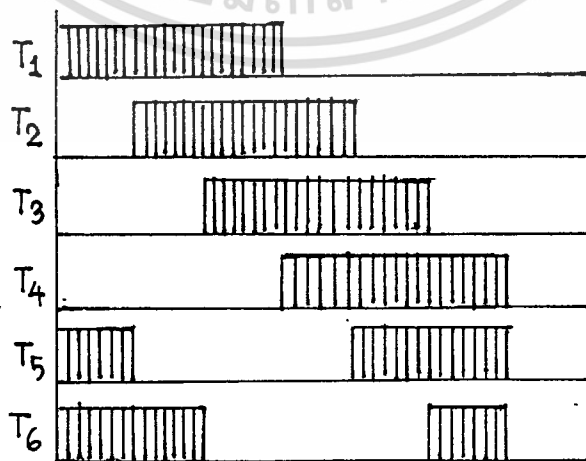


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 5.2 แสดงลักษณะของสัญญาณทริกเกอร์ใหม่
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การนำสัญญาณทริกเกอร์ที่ได้จากวงจรทริกเกอร์ไปทริกเอสซีอาร์โดยตรงนั้น อาจทำให้เกิดอันตรายต่อวงจรทริกเกอร์ได้ เพราะว่าวงจรหลักมีวอลต์เตจและกระแสสูง ดังนั้นจึงต้องมีการ Isolate ระหว่างวงจรหลักกับวงจรทริกเกอร์ โดยการนำสัญญาณทริกเกอร์ผ่านทรานส์ฟอร์มเมอร์ก่อนที่จะป้อนสู่ขาเกทของเอสซีอาร์ ข้อดีของการใช้ Isolator อีกประการหนึ่งคือ ทาห์กราวด์ (ground) ของสัญญาณทริกเกอร์ของเอสซีอาร์แต่ละตัวแยกเป็นอิสระจากกันอย่างเด็ดขาด มิฉะนั้นวงจรหลักจะทำงานไม่ได้เนื่องจากเกิดการลัดวงจรผ่านกรานต์ของสัญญาณทริกเกอร์ที่มีกราวด์ร่วมกัน

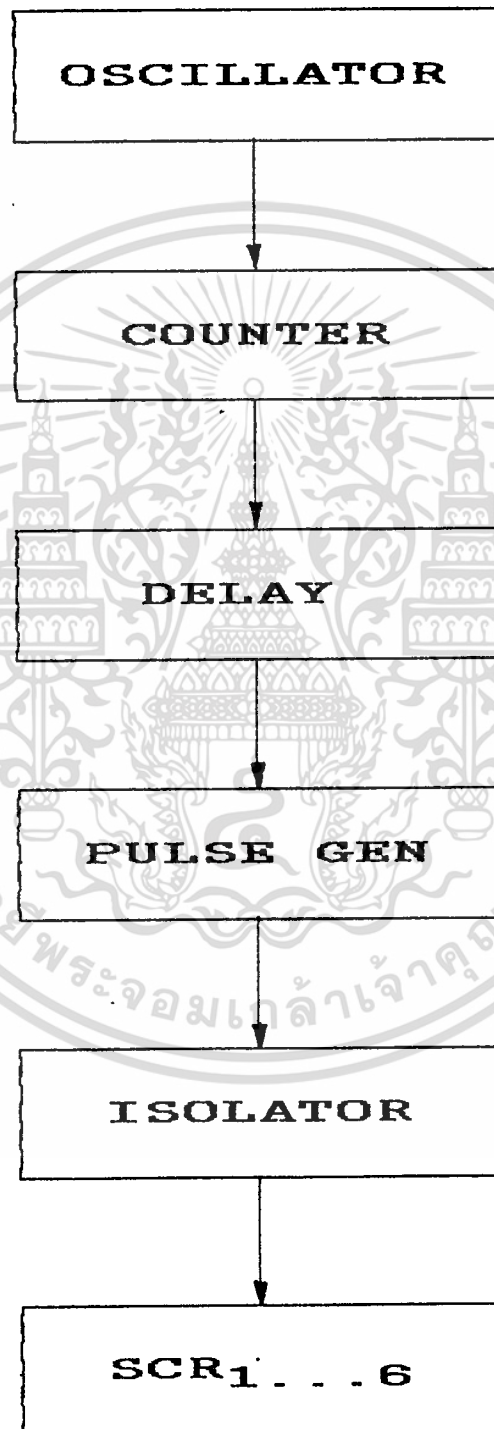
ถ้าอินเวอร์เตอร์มีความถี่เอาต์พุตเท่ากับ 20 Hz ดังนั้นสัญญาณทริกเกอร์เอสซีอาร์แต่ละตัวจะต้องมีช่วงเวลาเท่ากับ 25 ms จะเห็นว่าจะต้องใช้ทรานส์ฟอร์มเมอร์ในภาค Isolator ที่มีขนาดใหญ่มากเพื่อให้สัญญาณทริกเกอร์ลักษณะพัลส์ (pulse) ที่ยาวผ่านไปได้โดยไม่เกิดการอิ่มตัว (Saturation) ขึ้นที่แกนของทรานส์ฟอร์มเมอร์ เพื่อที่จะลดขนาดของทรานส์ฟอร์มเมอร์ให้เล็กที่สุด สัญญาณทริกเกอร์แต่ละสัญญาณจะต้องประกอบด้วยสัญญาณพัลส์ที่สั้นหรืออีกนัยหนึ่งคือ จะต้องประกอบด้วยสัญญาณพัลส์ความถี่สูง เช่น 20 kHz ดังนั้นลักษณะของสัญญาณทริกเกอร์ที่สมบูรณ์จริงๆ ควรเป็นดังรูปที่ 5.3 ซึ่งเป็นการยกตัวอย่าง เพียงลักษณะของสัญญาณทริกเกอร์ของ SCR1 และ SCR2

ความกว้างของพัลส์โดยทั่วไปควรมีค่ามากกว่า $5 \mu s$ ขึ้นไป มิฉะนั้นเอสซีอาร์จะไม่สามารถนำกระแสได้ เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านเอสซีอาร์ยังเพิ่มไม่ถึงค่า latching current [6]



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 5.3 แสดงลักษณะสัญญาณทริกเกอร์ที่ประกอบไปด้วย pulse สั้นๆ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

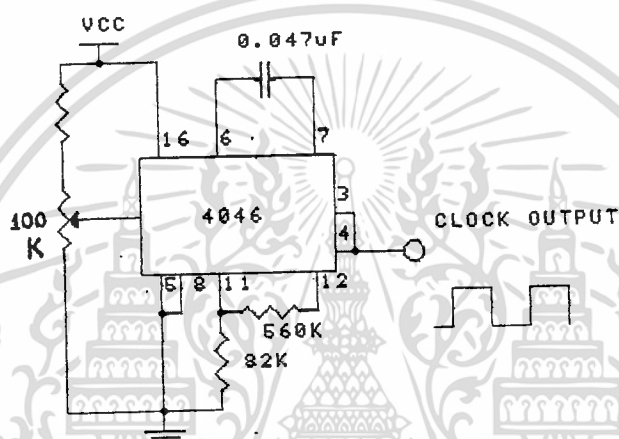
จากเหตุผลต่างๆ ที่กล่าวมาในหัวข้อที่แล้ว จะสามารถออกแบบวงจรทรานซิสเตอร์ให้เป็นไปตามความต้องการได้ดัง Block Diagram ในรูปที่ 5.4



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

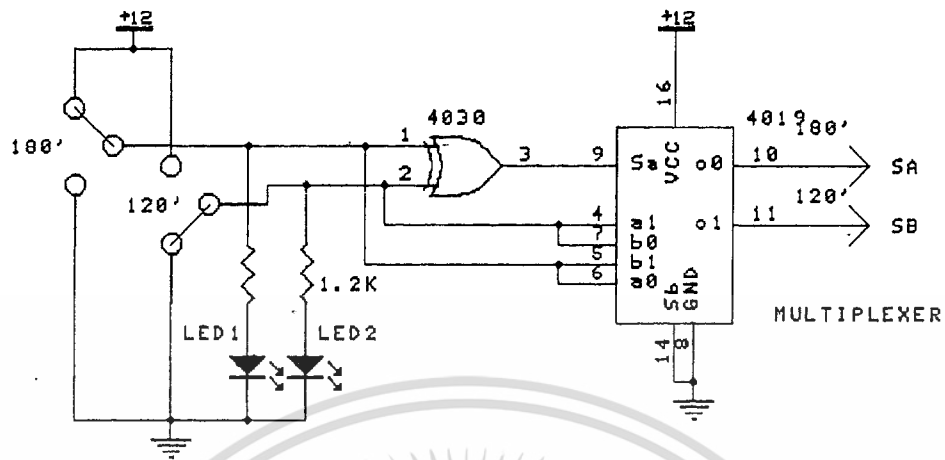
การสร้างวงจรทริกเกอร์

Oscillator เลือกใช้อิซีเบอร์ 4046 มาเป็นตัวกำเนิดสัญญาณ clock โดยสามารถปรับความถี่จาก ความต้านทานปรับค่าได้ ซึ่งสามารถผลิตความถี่ตั้งแต่ 60-360 HZ ดังรูปที่ 5.5 ซึ่งจะนำไปเป็น clock ให้กับ flib-flob

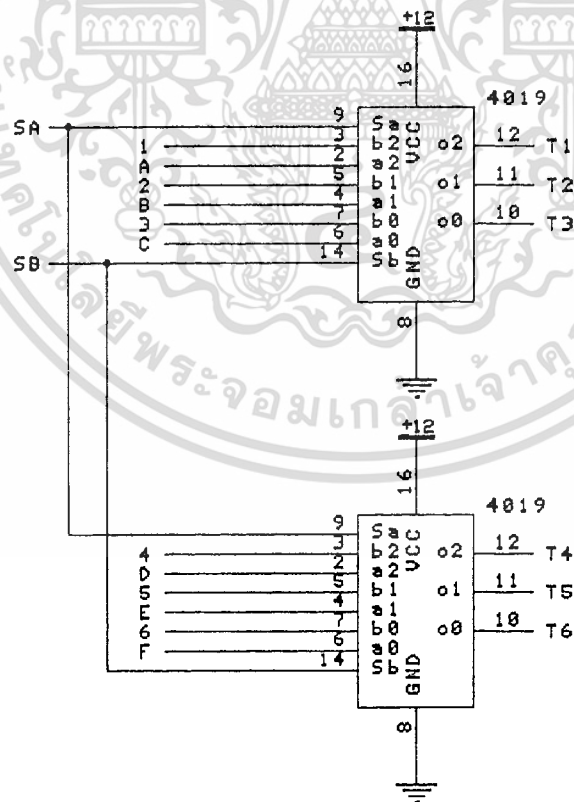


รูปที่ 5.5 แสดงวงจร oscillator

Counter เป็นวงจรนับ 6-Ring Counter ที่สร้างจาก JK Flib Flob 2 ตัวผลิตสัญญาณออกมาเป็น Sequence โดยการป้อนสัญญาณ Clock จาก Oscillator ก็จะได้สัญญาณ ดังวงจรรูป 5.6 ซึ่งจะนำสัญญาณ 180° สร้างขึ้นจาก cmos เบอร์ 4027 2 ตัวและเบอร์ 4011

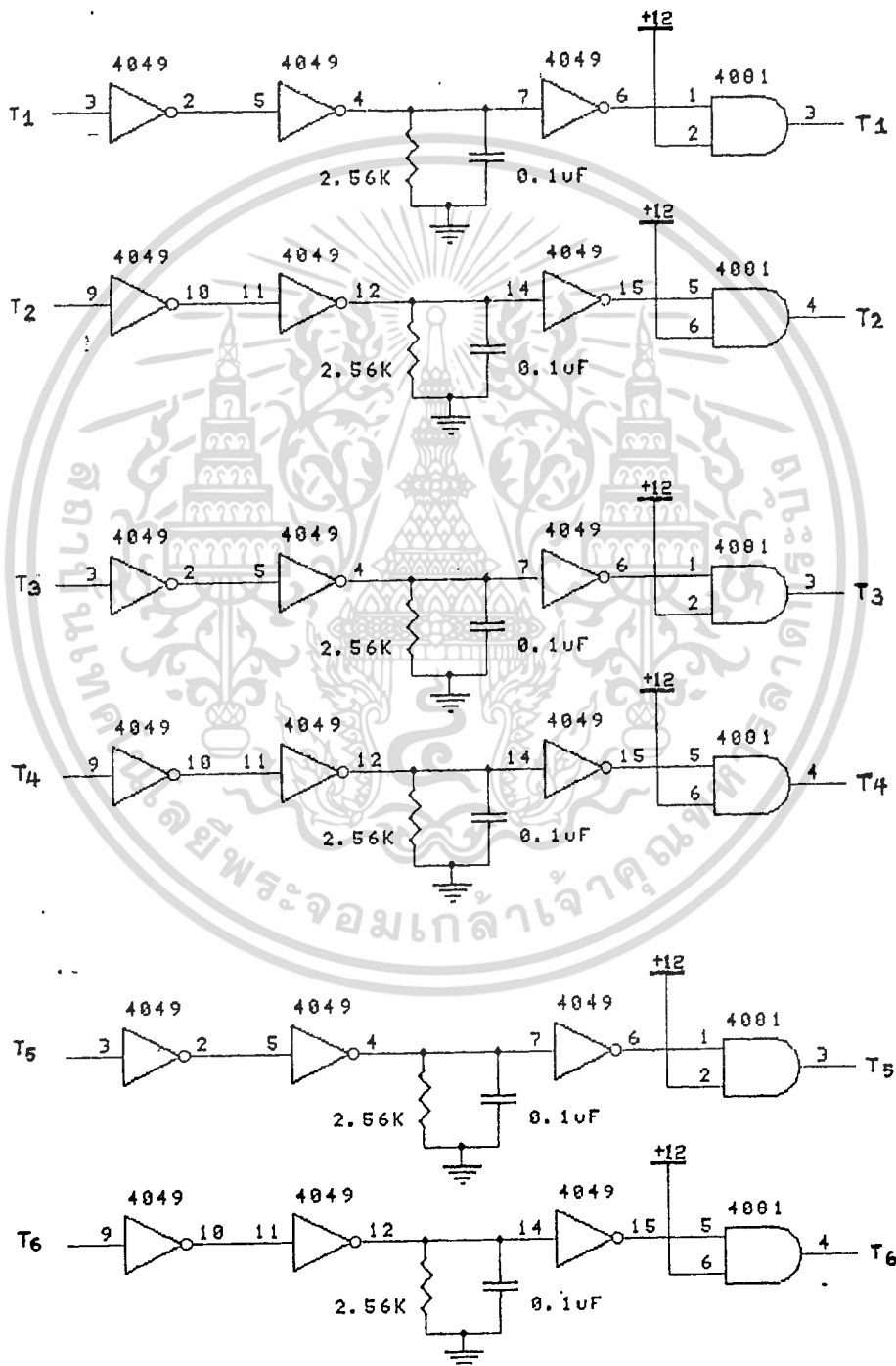


SELECTOR 180' OR 120'



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 5.8 แสดงวงจร selector
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Delay เป็นวงจรที่สร้างขึ้นเพื่อให้สัญญาณ Sequence ต่างๆ มีการ delay ออก
 ามเพื่อมาทำ on-off พร้อมกัน วิชาใช้ R และ C เป็นตัวตั้งค่า time delay ทั้งวงจร
 านรูปที่ 5.9



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 5.9 แสดงวงจร delay

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Pulse Generator จะประกอบด้วย 2 ส่วน คือ ส่วนอะอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ และส่วนขยาย

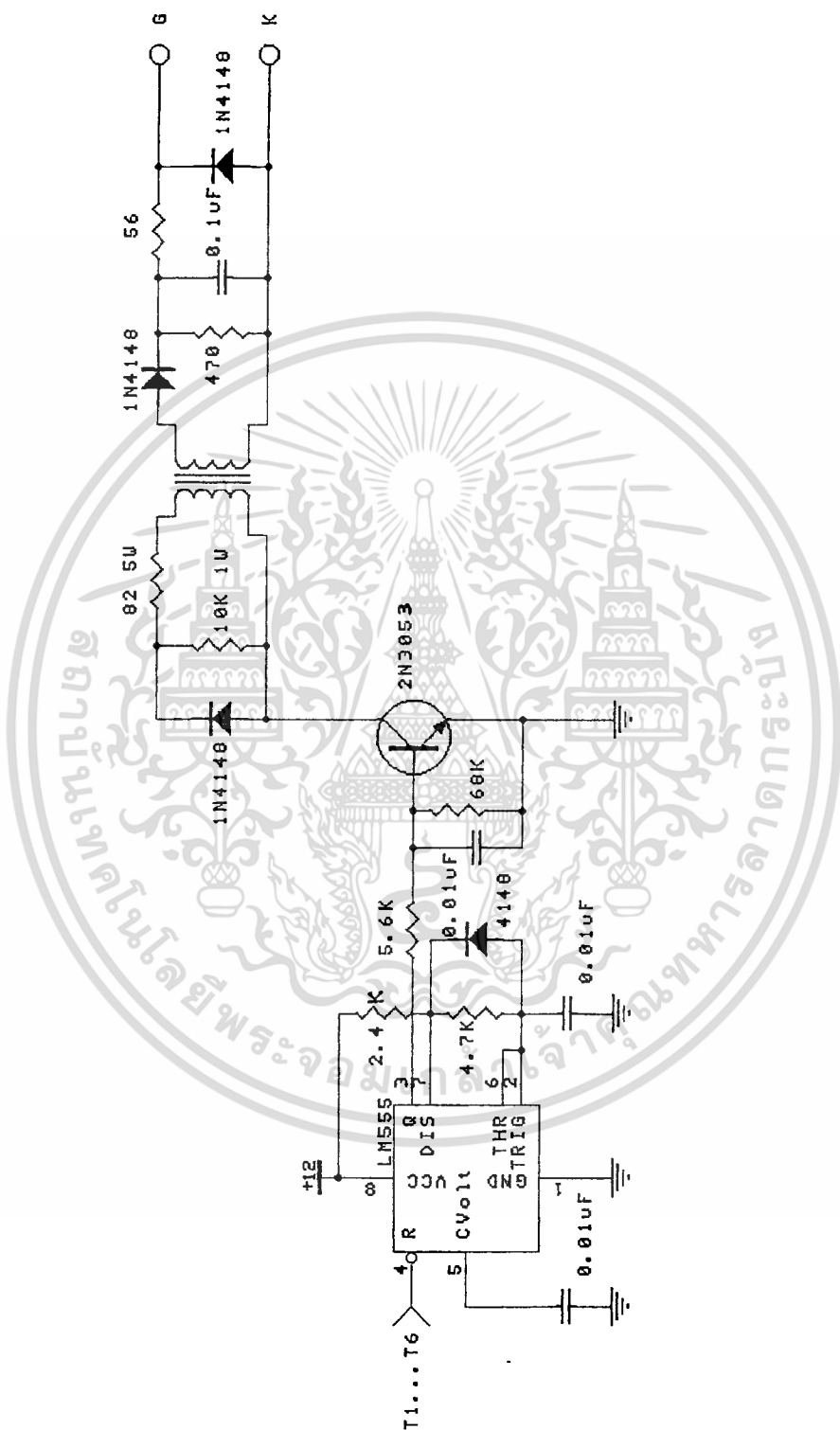
ส่วนอะอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ นาไอซี 555 เบอร์ยอคนิยมมาใช้งานทางงานจะคล้ายกับการทำงานในภาค Oscillator ต่างกันตรงที่ช่วงการประจุ (charge) คาพาซิเตอร์ C จะประจุผ่าน R_A ส่วนคายประจุ (discharge) จะคายประจุผ่าน R_B ทำให้เราสามารถควบคุม Duty cycle ของช่วงสูง (high level) ได้ ซึ่งจะเป็นผลทำให้เราสามารถควบคุมกำลัง (power) ที่ป้อนให้แก่ขาเกทของเอสซีอาร์ที่อยู่ในช่วงที่เหมาะสมแก่การทริกได้ ง่าย ส่วนอะอสเตเบิลนี้จะถูกควบคุมโดยภาค Hold ผ่านทางขาซีเซ็ท (ขา 4) สัญญาณเอาต์พุตจากส่วนอะอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ ซึ่งเป็นสัญญาณความถี่สูง 20 KHz จะป้อนเข้าสู่ส่วนขยายโดยมีทรานซิสเตอร์ 2N2222A เป็นตัวขยายกำลัง ทรานซิสเตอร์ของภาค Pulse Generator เป็นพัลส์ทรานส์ฟอร์มเมอร์ (pulse transformer) ซึ่งมีลักษณะเป็นอินดักแตนซ์ (inductance) ดังนั้นจึงต้องมีตัวชดเชยหรือชดเชยไว้เพื่อป้องกันไม่ให้ทรานซิสเตอร์เสียหายเนื่องจากเกิดแรงดันย้อนกลับ (back emf.) จากทรานซิสเตอร์หยุดนากระแสดภาค pulse generator นี้สามารถจ่ายกระแสได้สูงสุดประมาณ 500 mA นั่นคือแหล่งจ่ายไฟของส่วนขยายจะใช้คนละชุดกับภาคที่อยู่ข้างหน้า ทรานซิสเตอร์ขนาดแรงดันเป็น 24 โวลต์จุดประสงค์ก็เพื่อต้องการให้ได้กำลังที่สูงเพียงพอที่จะส่งผ่านพัลส์ทรานส์ฟอร์มเมอร์ ไปทริกให้เอสซีอาร์นากระแสได้ เพื่อป้องกันการรบกวนภาคลอจิก (logic) ซึ่งจะทำงานผิดพลาดไม่ได้ ประการสุดท้ายเพื่อให้เป็นมาตรฐานเดียวกันกับการใช้งานในวงการเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ทั่วความถี่ของสัญญาณพัลส์ที่ผลิตขึ้นหาได้จาก

$$f = \frac{1}{0.693 (R_A + 2R_B)C} \quad \dots\dots(5.1)$$

จากการทดลองทริก เอสซีอาร์ให้หน้ากระแสพบว่า duty cycle ของช่วงสูง (high level) ควรมีค่าประมาณ 33%

$$\text{Duty cycle} = \frac{R_A}{R_A + 2R_B} \quad \dots\dots(5.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.10 แสดงวงจร pulse generator

Isolator เป็นพัลส์ทรานส์ฟอร์มเมอร์ (pulse transformer) ทำหน้าที่

- แยกวงจรไฟฟ้าของวงจรทรานส์ฟอร์มเมอร์ออกจากวงจรหลัก เพื่อไม่ให้แรงดันสูง

จากวงจรหลัก เข้ามายังวงจรทรานส์ฟอร์มเมอร์ได้

- เป็นตัวทำให้สัญญาณจากวงจรทรานส์ฟอร์มเมอร์มีค่าพอเหมาะที่จะป้อนให้กับเกต (gate)

ของ เอสซีอาร์ ในวงจรหลัก

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

ทฤษฎีเบื้องต้นเกี่ยวกับหม้อแปลง

กระแสที่ไหลผ่านขดลวด จะทำให้เกิดฟลักซ์ ถ้าเส้นแรงแม่เหล็กไหลผ่านแกน
โดยตลอด เมื่อนำขดลวดมาพันในแกนตรงข้าม ก็จะทำให้เหนี่ยวนำให้เกิดแรงดัน และมีกระแสไหล
เช่นเดียวกัน ถ้าหากว่าหม้อแปลงมีประสิทธิภาพสูงแล้ว

$$N_p / N_s = V_p / V_s \dots\dots (5.3)$$

จะเพิ่มหรือลดแรงดันขึ้นอยู่กับขดลวดว่าจะต้องการ แรงดันเอาต์พุตค่าหรือสูงกว่า
แรงดันอินพุต โดยที่ศักดาไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะสัมพันธ์กับสมการ

$$E = N A_E (dB/dt) 10^{-6} \dots\dots (5.4)$$

ถ้าหากว่าหม้อแปลงทำงานในช่วงลิเนียร์ จะได้สมการ

$$B_{max} = V_p \times (10^8) / K f N_p A_E \dots\dots (5.5)$$

โดยที่ค่า

$$K = 4.44 \text{ ถ้าเป็นคลื่นไซน์}$$

$$K = 4.0 \text{ ถ้าเป็นคลื่นสี่เหลี่ยมระโยชน์ด้านการค้า}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่าย
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบหม้อแปลงจะเลือก B_{max} ในช่วงลิเนียร์ของ B-H curve โดยที่

$$B_{max} = B_{sat}/2 \quad \dots\dots(5.6)$$

$$\text{จะได้ว่า } N_p = (V_p) \times 10^8 / 4fB_{max}A_E \quad \dots\dots(5.7)$$

พารามิเตอร์ที่ต้องการออกแบบ จะสำคัญมากในการเลือกขนาดของแกนที่เหมาะสม พารามิเตอร์เหล่านั้นได้แก่

1. บริเวณเนื้อที่ของแกนที่จะพันขดลวด ซึ่งต้องเลือกให้ใหญ่พอดีที่จะพันตามขนาดขดลวด เพื่อที่จะทำให้เกิดการสูญเสียน้อยที่สุด

2. ขนาดของแกนที่เหมาะสม

พารามิเตอร์ทั้งสองตัวนี้ มีความสัมพันธ์กันตามสมการ

$$P_{out} = (1.16B_{max}fA_eA_c)10^{-9} \quad \dots\dots(5.8)$$

d : ความหนาแน่นกระแสของลวด (แอมป์/ตารางเมตร)

P : ความสามารถในการรับพลังงานของลวด (วัตต์)

B : ความเข้มสนามแม่เหล็ก (Gauss)

A_E : พื้นที่เอ็ฟเฟคทีฟ (ตารางเซนติเมตร)

A_c : พื้นที่ของบ็อบบิน (ตารางเซนติเมตร)

วัสดุที่ใช้ทำแกนและการเลือก

สารแม่เหล็กเกือบทุกชนิด สามารถที่จะเลือกมาออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงได้ แต่แกน Ferrite เป็นที่นิยมาใช้ในการออกแบบมากในอินเวอร์เตอร์รุ่นใหม่

คุณสมบัติของแกนเฟอร์ไรท์

- ไม่ต้องการทางานที่ B สูงว ($B_{sat} = 3000-5000 \text{ G}$:ของ Ferrite)
- ค่าความสูญเสียในแกนต่ำมากที่ความถี่สูงว
- ง่ายต่อการประกอบ

ขั้นตอนการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

สุดจริงว

1. เลือกแกนเฟอร์ไรท์
2. เลือก B_{max} ที่ศักค่าต่ำสุดจากตารางโดยประมาณ จะเป็นครึ่งหนึ่งของค่าสูง
3. หาค่ากระแส I_p โดยคำนวณจากศักค่าต่ำสุด และจะต้องเป็นศักค่าไฟตรง

$$I_p = 3P_{out}/V_{in} \dots\dots(5.9)$$

4. หาขนาดของแกน และบ็อบบิน

$$A_c A_e = (0.68 P_{out} D / f B_{max}) 10^3 \dots\dots(5.10)$$

D : เซอร์คิวลาร์มิล/แอมป์

แล้วเลือกค่า A_e , A_c จากตารางให้เหมาะสมควรมากกว่า 50% ขึ้นไปของค่าที่คำนวณได้

5. คำนวณขนาดของลวดทางด้านปฐมภูมิ

เมื่อเราทราบ D ทราบ I_p

เราทราบ $D I_p$ จะเป็นค่า C, m/A นำไปเลือกขนาดของลวด

เมื่อทราบขนาดของบ็อบบิน จะทราบจำนวนรอบที่พัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$N_p = V_p \times 10^8 / 4fB_{\max}A_E \quad \dots\dots(5.11)$$

สมมุติพันทางด้านปรุมภูมิใบ 30% ของเนื้อที่ จะได้จำนวนรอบที่ควรพันได้จากการคำนวณ เช่น 100% 180 รอบ 30% ควรจะ 60 รอบ

กรณีที่พันจริงได้ 60 รอบหรือน้อยกว่านี้แสดงว่าเลือกแกนและบิ๊อบบิ้นได้ถูกต้องหากว่าได้มากกว่านี้ ต้องเลือกและคำนวณใหม่

6.ตรวจสอบค่าความเข้มสนามแม่เหล็กสูงสุด ที่ค่าแรงดันบิ๊อบบิ้นเข้าสูงสุด

หาค่าแรงดันบิ๊อบบิ้นเข้าสูงสุด

$$B_{\max} = V_p \times 10^8 / KfN_p A_c \quad \dots\dots(5.12)$$

7.คำนวณจำนวนชั้นของด้านปรุมภูมิ

หาขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของขดลวด

8.คำนวณจำนวนรอบ ด้านทุติยภูมิ

$$N_s = N_p V_s / V_p \quad \dots\dots(5.13)$$

9.คำนวณขนาดขดลวดและจำนวนชั้นของด้านทุติยภูมิ

10.ตรวจสอบว่าทั้งด้านปรุมภูมิและทุติยภูมิ รวมกันแล้วหนา เกินบิ๊อบบิ้นหรือ เปล่า

สิ่งที่ต้องคำนึงถึงในทางปฏิบัติ

เมื่อทดสอบหม้อแปลงจริงว การพันแบบละเอียดจะดีกว่า แม้ว่าหม้อแปลงส่วนใหญ่ จะพันขดลวดหนึ่งหับกับอีกขดหนึ่ง การที่จะลดลึกเกจอินคักแคนซ์ที่อาจ เกิดขึ้นให้น้อยลงโดยการพันแบบแซนควิช

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบ pulse transformer

คุณสมบัติ

- อินดักแตนซ์ค้ำานปฐมภูมิ 2.2 mH
- ความต้านทานค้ำานปฐมภูมิ 4 ohms
- ความต้านทานค้ำานทุติยภูมิ 0.6 ohms
- อัตราทนกระแสค้ำานทุติยภูมิ 0.8 แอมป์ ที่ 1:3 duty cycle
- อัตราส่วนจนวนรอบค้ำานปฐมภูมิต่อทุติยภูมิเท่ากับ 3 ต่อ 1

การสร้าง

เนื่องจากสัญญาณทริก เกอร์ประกอบด้วยพัลส์ความถี่สูงดังนั้นจึงเลือกใช้แกนเฟอร์ไรท์ (ferite) แบบตัว E, I ขนาดพื้นที่หน้าตัด 1 ตร.ซม.

$$\text{แกน ferite มี } \mu_r = 1,400$$

$$\text{magnetic circuit path} = 2 \times 2.2 + 2 \times 1$$

$$= 6.4 \text{ ซม.}$$

$$\text{พื้นที่หน้าตัด} = 1 \text{ cm}^2$$

$$\text{เลือกค่า } L = 30 \text{ mH}$$

$$\text{จาก } L = \frac{\mu_0 \mu_r N^2 A}{l} \dots (5.14)$$

$$N = 102$$

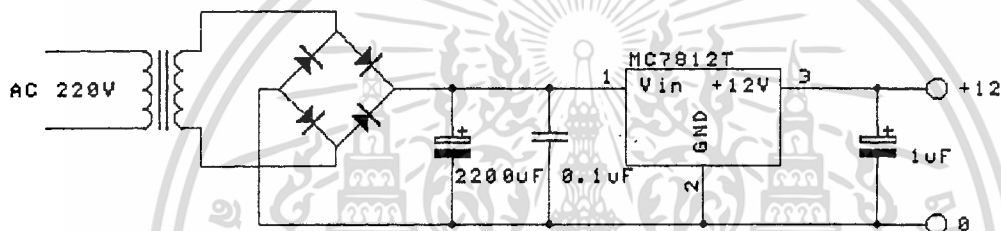
$$n_1 = 150 \text{ รอบ}$$

$$n_2 = 50 \text{ รอบ}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคจ่ายไฟเลี้ยงวงจรทรานซิสเตอร์ มี 2 ชุด

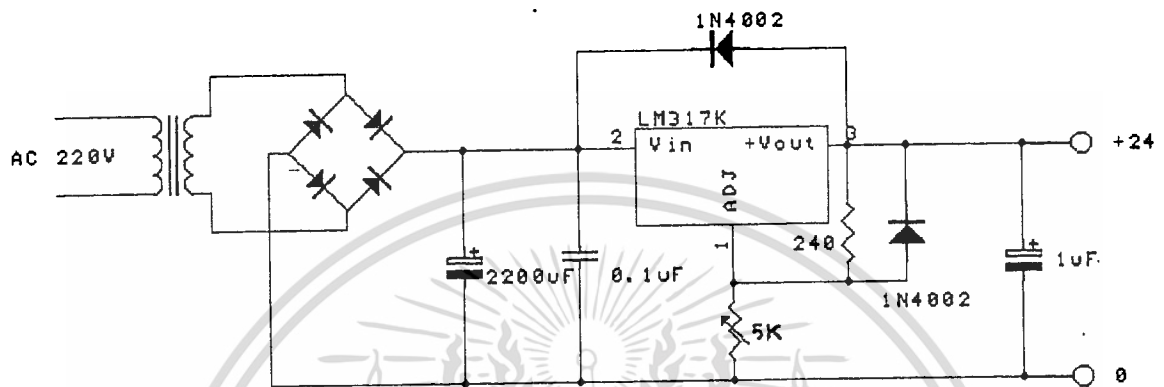
ชุดแรงดันเอาต์พุต 12 volt สำหรับจ่ายให้กับภาค pulse generator สำหรับ
จ่ายให้กับภาค logic ดังรูปที่ 5.11



รูปที่ 5.11แสดงวงจร power supply 12 Volt

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชุดแรงดันเอาต์พุต 24 volt สำหรับจ่ายให้วงจรขยายกำลัง



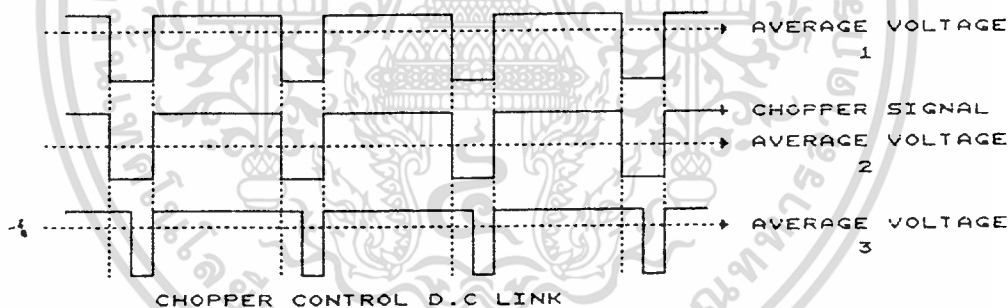
รูปที่ 5.12 แสดงวงจร POWER SUPPLY 24 Volt

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

การควบคุมระดับแรงดันไฟกระแสตรงที่วงจรกำลังไฟคงที่

การรักษาระดับแรงดันไฟกระแสตรงให้คงที่ ใช้หลักการในการนำระดับแรงดันไฟกระแสตรงที่ผ่านการเรียงกระแสจากวงจร DIODE BRIDGE RECTIFIER มาแบ่งออกเป็นพัลส์ย่อย ๆ ที่มีความถี่คงที่โดยอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เมื่อแรงดันไฟกระแสตรงเปลี่ยนแปลงไป จะทำให้คาบเวลาของพัลส์มีค่าคงที่ ทำให้ระดับแรงดันไฟกระแสตรงเอาต์พุตคงที่ ดังแสดงในรูป



รูปที่ 6.1 รูปที่ 1 แสดงระดับแรงดันไฟกระแสตรงด้วยเส้นโซ่ปลา ณ สภาวะปกติ

รูปที่ 2 แสดงระดับแรงดันไฟกระแสตรงที่ลดลง เนื่องจากแรงดันตกคร่อมโหลดมากขึ้น

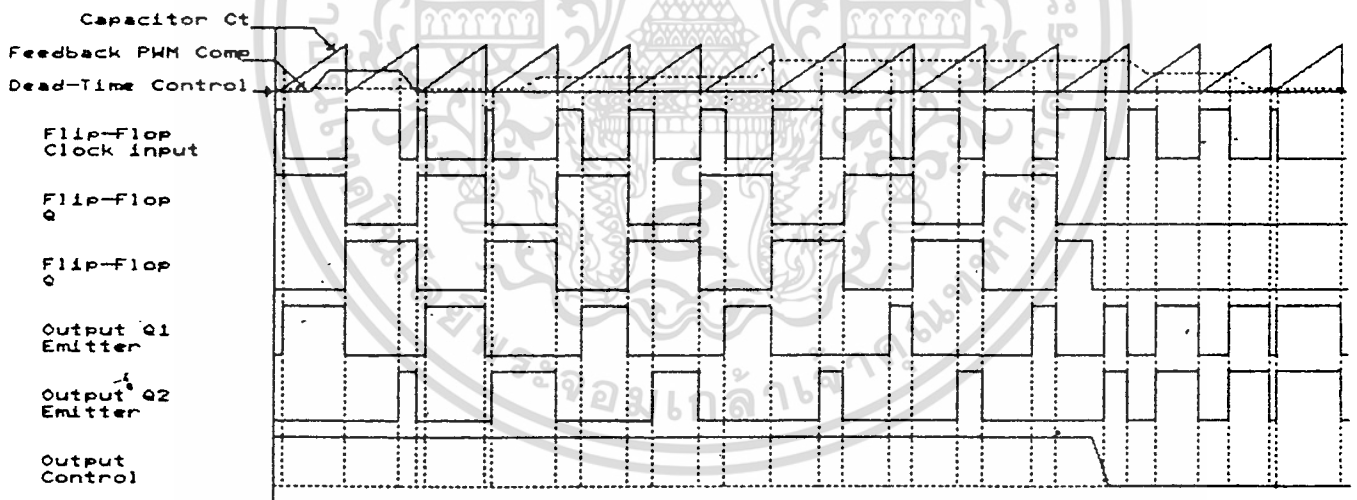
รูปที่ 3 แสดงเนื้อพัลส์ที่เพิ่มขึ้นเพื่อเพิ่มระดับแรงดันไฟกระแสตรงให้กลับสู่สภาวะปกติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการสร้างสัญญาณพัลส์เพื่อควบคุมการสวิทช์ซิงของ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อรักษาระดับแรงดันไฟกระแสตรงนั้นให้ TL494 SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT เป็นตัวสร้างสัญญาณ ภูเขาฟันเลื่อย (SAWTOOTH) เปรียบเทียบกับระดับแรงดันไฟกระแสตรงอ้างอิง ดังในรูปเพื่อสร้างพัลส์ที่มีความถี่คงที่และรูปแสดงวงจร ความถี่ของการสวิทช์ในวงจรชอปเปอร์สามารถคำนวณได้จากค่า R_t และ C_t จากสมการ

$$f = 1.1/R_t C_t$$

ส่วน duty cycle ก็จะสามารถปรับได้อย่างอิสระนอกจากรูปนี้ในไอซียังสามารถสร้างการสวิตช์ได้อย่างนุ่มนวล



รูปที่ 6.2 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณเพื่อสร้างพัลส์

บทที่ 7

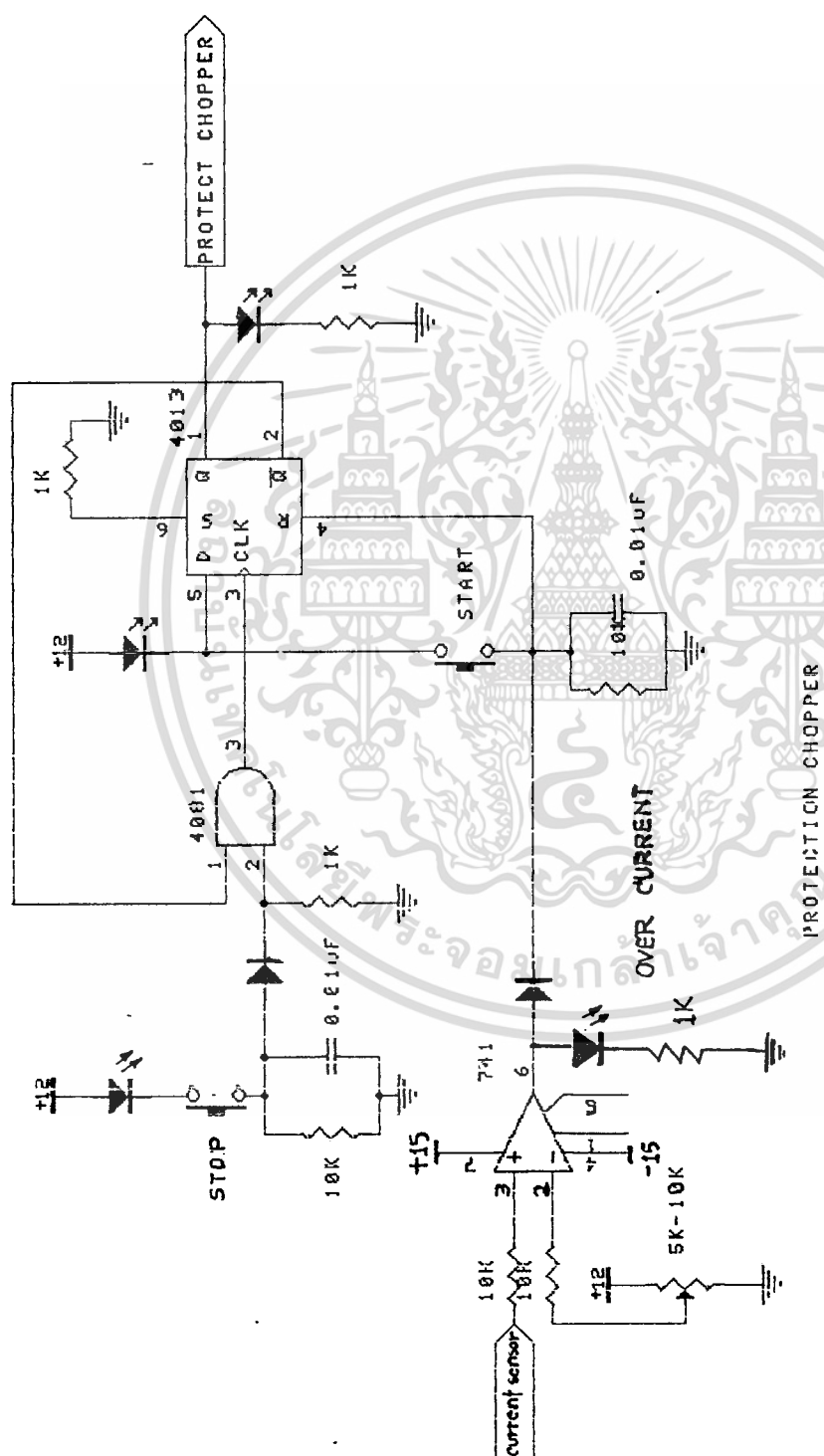
การป้องกันวงจรควบคุม

วงจรส่วนนี้จะทำหน้าที่ป้องกันส่วนสร้างสัญญาณควบคุมโดยมีหลักการทางานที่สำคัญคือ เมื่อวงจรป้องกันตรวจพบความผิดพลาดจากส่วนกำลัง (MAIN) เนื่องจากกระแสในวงจรส่วนกำลังสูงผิดปกติหรือมีขนาดเกินระดับอ้างอิงที่กำหนดไว้วงจรป้องกันก็จะส่งสัญญาณที่มีค่าทางตรรกะเป็น LOW ไปทำการหยุดสัญญาณควบคุม

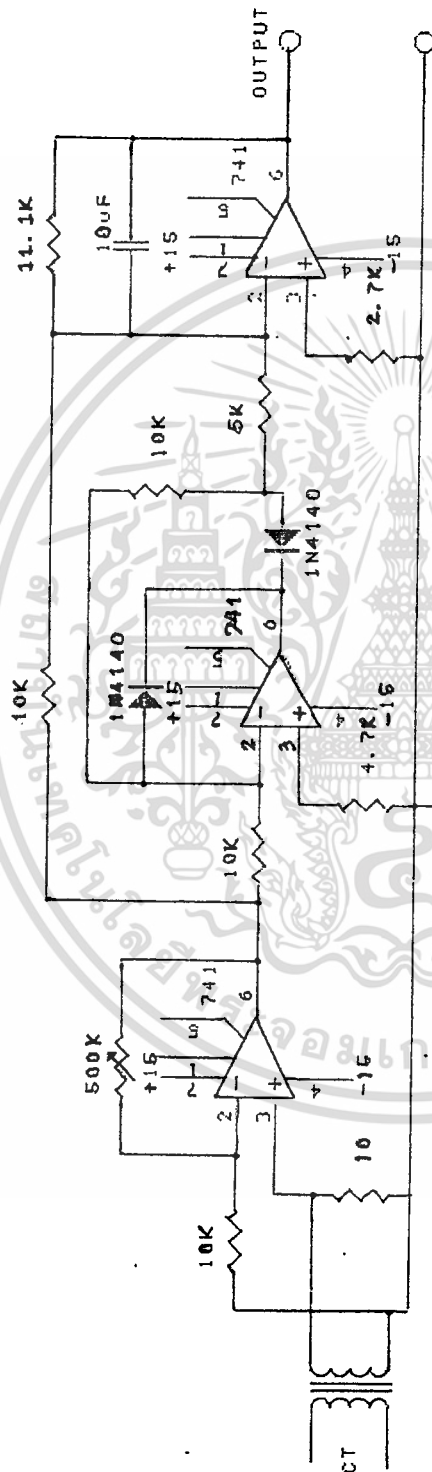
การตรวจความผิดพลาดของกระแสทำได้โดยใช้ CURRENT TRANSFORMER เป็นอุปกรณ์เซ็นเซอร์ (SENSOR) ในการลดขนาดของกระแสลงด้วยอัตราส่วนของจำนวนรอบระหว่างขดปฐมภูมิ ขนาดของกระแสที่ลดลงแล้วจะถูกส่งผ่าน DIODE BRIDGE RECTIFIER เพื่อแปลงเป็นไฟกระแสตรง และเปลี่ยนเป็นแรงดันโดยความต้านทานก่อนจะเข้าวงจรเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงหรือระดับอ้างอิง เมื่อเกิดความผิดพลาดเนื่องจากกระแส วงจรเปรียบเทียบกับจะส่งสัญญาณมีค่าทางตรรกะเป็น HIGH ให้ง่ายวงจรป้องกันเพื่อส่งสัญญาณมีค่าเป็น LOW ไปหยุดสัญญาณควบคุมก่อนส่งไปยัง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดการสวิตช์ซึ่ง ทำให้การกระแสภายในวงจรกำลังหยุดไหล วงจรทั้งระบบจึงหยุดทางาน

นอกจากนี้วงจรป้องกันวงจรควบคุม ยังมีสวิตช์เปิดและปิดเพื่อควบคุมสัญญาณ PWM โดยใช้หลักการเดียวกันกับส่วนตรวจเช็คความผิดพลาดของวงจรกำลัง โดยสวิตช์เปิดวงจรจะทำการสร้างสัญญาณผิดพลาดปลอมขึ้น เพื่อให้วงจรป้องกันวงจรควบคุมทำการหยุดสัญญาณควบคุมในการ

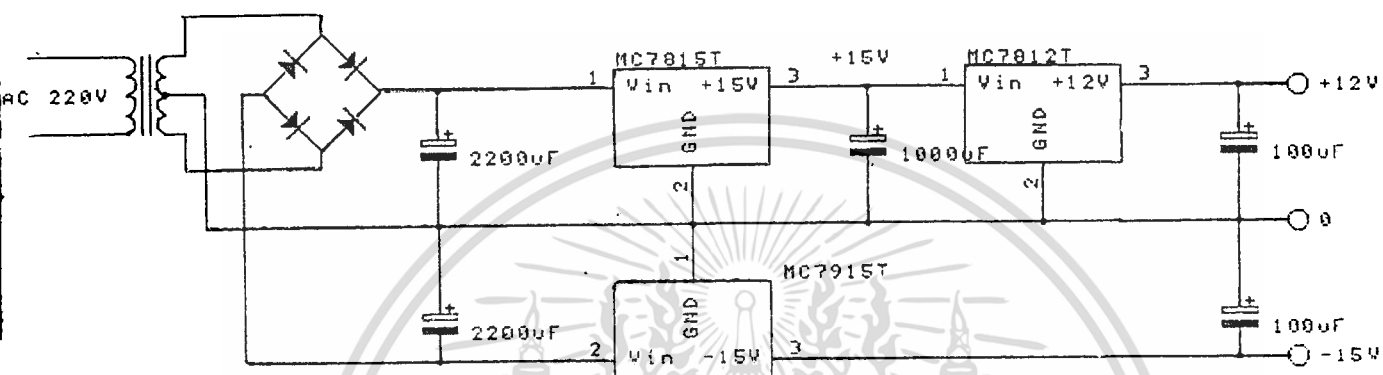
ที่สวิตช์ปิดวงจรควบคุม จะส่งสัญญาณไปทำการรีเซ็ต (RESET) วงจรป้องกันวงจรควบคุมเพื่อเริ่มการทางานของวงจรควบคุมใหม่อีกครั้งหนึ่ง



รูปที่ 7.1 แสดงวงจรส่วนป้องกัน



รูปที่ 7.2 แสดงวงจรป้องกันกระแสเกิน



รูปที่ 7.3 แสดงวงจร POWER SUPPLY +15 V , -15 V , +12 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

การขับเคลื่อนกระแส

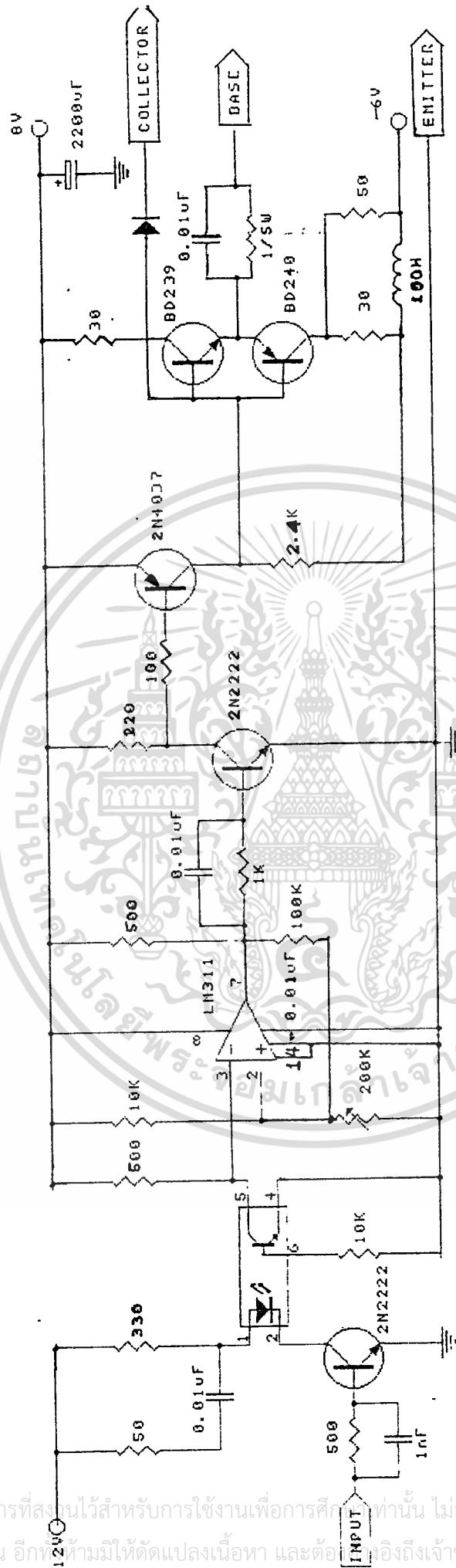
การขับเคลื่อนกระแส

สัญญาณ PWM จากวงจรส่วนสร้างสัญญาณควบคุมจะถูกป้อนให้กับวงจรขับเคลื่อน เพื่อขยายกระแสขับเคลื่อนให้มากเพียงพอที่จะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อิ่มตัวได้ ณ จุดการทำงานที่เหมาะสม โดยสัญญาณ PWM ที่ออกจากวงจรขับเคลื่อนจะมีการสวิตช์ด้านบวก 8 จวล์ และด้านลบ 6 จวล์ การสวิตช์ทางด้านบวกจะเป็นการไบอัสข้างหน้า (FORWARD BIAS) ซึ่งจะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแส การสวิตช์ทางด้านลบจะเป็นการไบอัสกลับทาง (REVERSE BIAS) ซึ่งจะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสทันที

วงจรขับเคลื่อนจะใช้ออปโตไอโซเลเตอร์ (OPTO-ISOLATOR) เบอร์ 4N25 เป็นตัวแยกวงจรส่วนควบคุมกับส่วนกำลังออกจากกันเพื่อป้องกันการทางสนธิผลจากของส่วนควบคุม อันเนื่องจากการรบกวนของส่วนกำลังและจากมอเตอร์ที่เข้ามาทางสายกราวด์ ดังรูปแสดงวงจรขับเคลื่อน

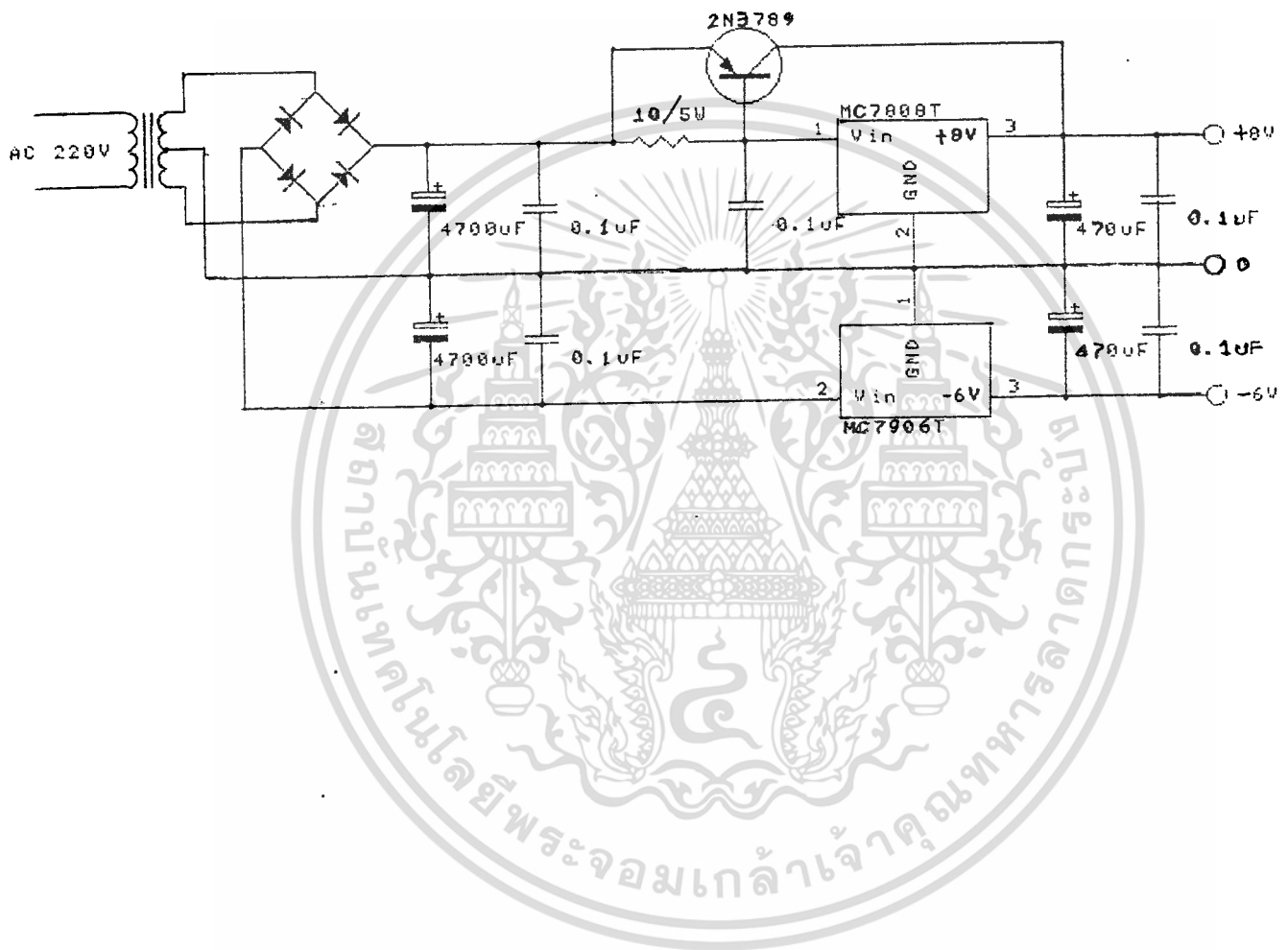
เมื่อนำสัญญาณจากวงจรขับเคลื่อนไปต่อเข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะทำให้ระดับสัญญาณสวิตช์ทางด้านบวกลดลงเหลือประมาณ 1.2 จวล์ และทางด้านลบเหลือประมาณ 4 จวล์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้มีวงจรภายในต่อแบบ DARLINGTON ทำให้ใช้กระแสขับเคลื่อนน้อย



รูปที่ 8.1 แสดงวงจรรับเบส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องแจ้งถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



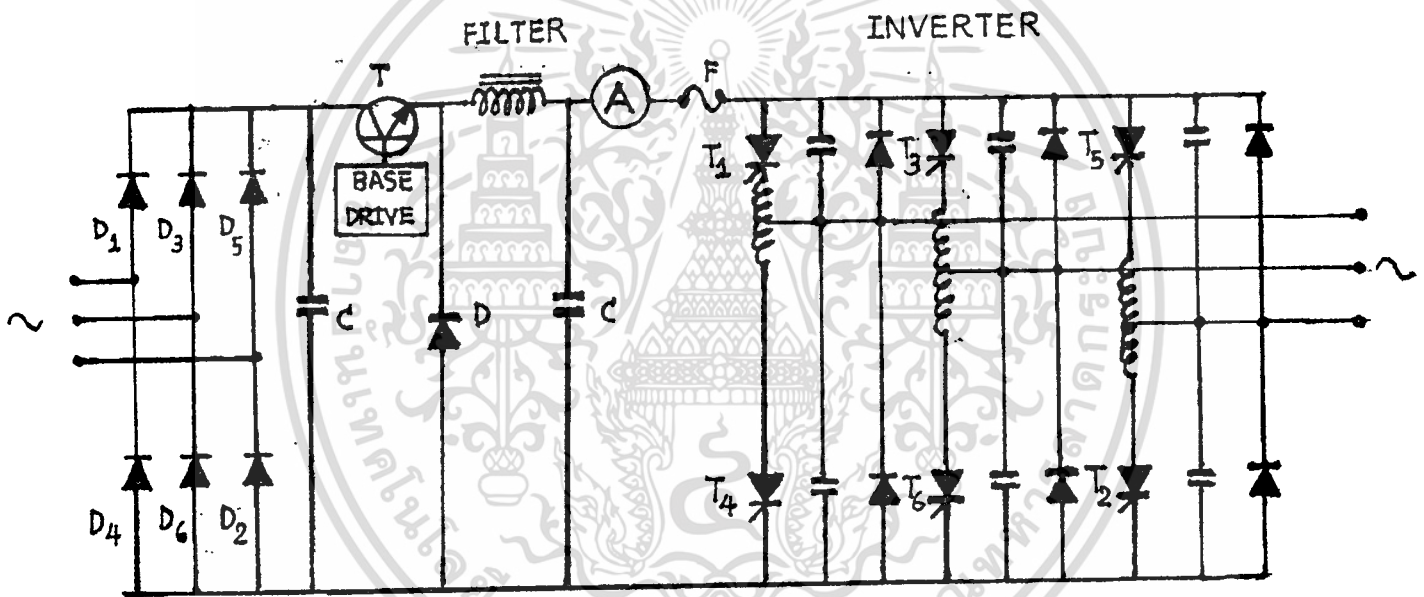
รูปที่ 8.2 แสดงวงจร POWER SUPPLY ที่จ่ายให้กับวงจรขับเบส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 9

ระบบวงจรหลัก

งานบทนี้จะกล่าวถึงวงจรกำลังทั้งหมด ซึ่งประกอบไปด้วยส่วนเรกติไฟเออร์ , ฟิลเตอร์ชอปเปอร์และอินเวอร์เตอร์เพื่อนำไปใช้กับอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายด้วยแรงดัน



รูปที่ 9.1 แสดงวงจรกำลัง

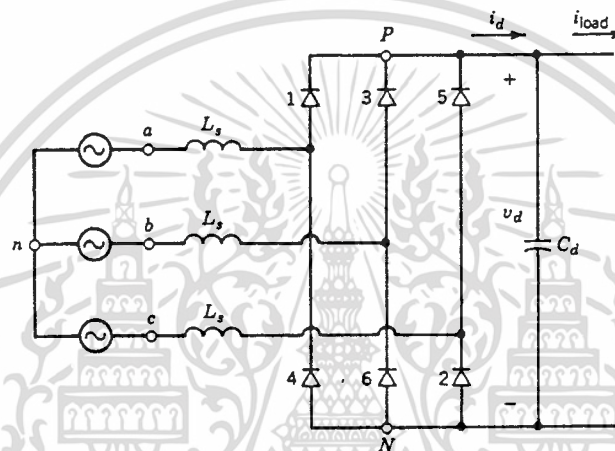
วงจรกำลังตามรูปที่ 9.1 ประกอบไปด้วยส่วนสำคัญดังนี้

1. วงจรส่วนแปลงไฟกระแสสลับ 3 เฟส เป็นกระแสตรง และฟิลเตอร์
2. วงจรส่วนCHOPPER
3. วงจรส่วนกรองกระแสตรง ทางค่านอินพุตอินเวอร์เตอร์
4. อินเวอร์เตอร์สามเฟส ชนิดใช้ SCR
5. วงจรป้องกันระบบ

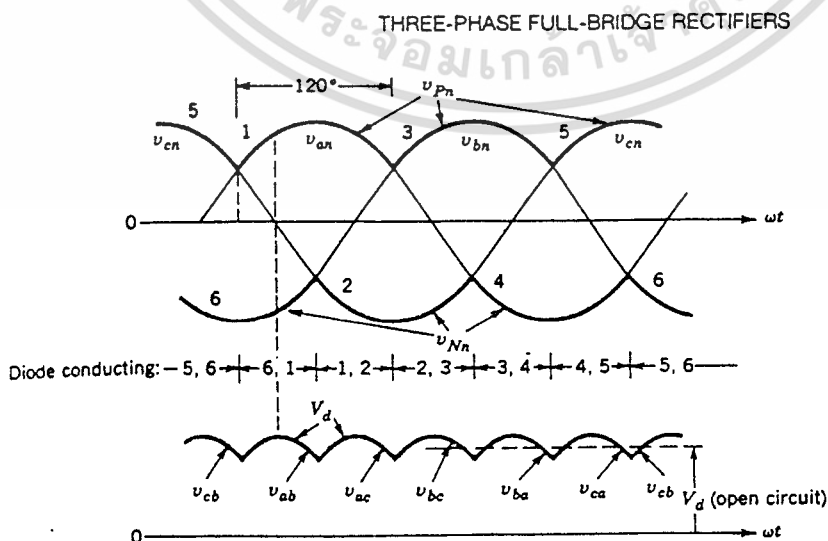
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรหลัก

1. วงจรส่วนแปลงไฟกระแสสลับ 3 เฟส ให้เป็นไฟกระแสตรงและฟิลเตอร์
วงจรส่วนนี้ประกอบด้วย ไลโคด 6 ตัวต่อกันแบบ full bridge ทาหน้าที่รับไฟ ac 3 เฟส แล้วเปลี่ยนเป็นไฟกระแสตรงที่มีรีเบิลก่อนเข้าสู่ฟิลเตอร์เพื่อกรองให้เรียบ



รูปที่ 9.2 แสดง Three -phase diode bridge rectifier

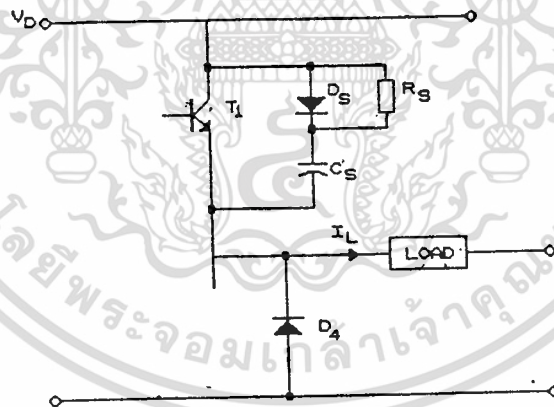


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์อื่นใด
รูปที่ 9.3 แสดง voltage waveforms โดยไม่มีฟิลเตอร์และ i_d เข้าใกล้ศูนย์
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระบบที่ใช้ไครโอดเป็นเรกติไฟเออร์ จะทำให้ค่า power factor ทางด้านอินพุตขึ้นและมีค่าไม่สูงมากนัก เมื่อเทียบกับเรกติไฟเออร์ที่สามารถควบคุมได้ (controlled rectifier) โดยวงจรนี้เราออกแบบมาใช้ไครโอดแพคซึ่งมีไครโอดต่อภายใน 2 ตัว ขนาด 100 amp 1200 volt 13 แพคมาต่อกันเป็นเรกติไฟเออร์ โดยมี C ฟิลเตอร์ ขนาด 7200 μF ต่อขนานอยู่ ซึ่งจะกรองให้เรียบออกมาเป็นไฟ DC

วงจรส่วน CHOPPER

โดยวงจรนี้ใช้ power transistor เพียงตัวเดียว ทำหน้าที่เป็น DC to DC converter ควบคุมแรงดันโดยการปรับเปลี่ยน duty cycle ของวงจรควบคุมชอปเปอร์โดยใช้ไอซี TL 494 เป็นตัวควบคุม โดยมีการต่อ snubber เข้าไปเป็นตัวป้องกันไม่ให้ฟิสิกส์และแรงดันเกินค่าพิกัดโดยไม่มีผลกระทบต่อวงจรหลักโดยได้ใช้ snubber แบบขนานเข้ามาต่อ



รูปที่ 9.4 แสดงวงจร snubber ที่ใช้

ค่าที่ใช้ คือ $R = 22 \text{ ohm } 10 \text{ watt}$

$C = 0.33 \mu\text{F}$

$D = \text{fast recovery ขนาด } 10 \text{ amp}$

power transistor เป็น power pack ขนาด 70 amp 1000 volt

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรส่วนกรองกระแสตรงให้เรียบ

โดยหลังจากผ่านการ chopper แล้วไฟ DC จะถูกทำให้เป็น pulse ที่มีความถี่สูง ดังนั้นจึงต้องมี LC filter เข้ามากรองอีกครั้ง โดยถ้าใช้ค่า L มากจะไม่มี ริปเปิลของกระแสแต่จะทำให้แรงดัน DC ตกไปในขณะที่ถ้าตัวเก็บประจุ C มากจะทำให้ voltage regulation ดี ซึ่งไม่ทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดัน แต่ในการชาร์จประจุจะถึงกระแสในช่วงแรกมาก ดังนั้นในระบบอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดันจึงควรมีค่า C ขนาดใหญ่เพียงพอและทนแรงดันได้สูง เพื่อจะได้มั่นใจว่าจะไม่เกิดการริปเปิล

โดยค่า L และ C คำนวณได้จาก

$$L = \frac{2 V_o}{I} t_{off}$$

$$V_o = 75 \text{ V} \quad I = 10 \text{ Amp} \quad t_{off} = 0.04 \text{ ms}$$

$$L = 0.7 \text{ mH}$$

โดย L ที่ใช้จะเป็นแกน ferrite เนื่องจากความถี่สูง

$$C \text{ เลือกใช้จากการทดลองได้ค่า} = 2000 \mu\text{F}$$

โดยมี C ขนาด $0.1 \mu\text{F}$ ต่อคร่อมเพื่อผ่านสัญญาณความถี่สูงลงกราวด์
เนื่องจากการสวิตช์

วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

จะเป็นวงจรที่สำคัญที่สุด เพราะทำหน้าที่เปลี่ยนไฟกระแสตรงเป็นกระแสสลับโดยสามารถปรับเปลี่ยนแรงดันและความถี่ได้ โดยวงจรที่ออกแบบได้กล่าวถึงไว้แล้วในบทที่ 4

วงจรป้องกันวงจรหลัก

ความปลอดภัยที่สุดของวงจรนั้น จะต้องมียังวงจรป้องกันกระแสเกินและแรงดันเกิน โดยโครงงานนี้ได้มีการติดตั้ง circuit breaker ไว้ตรงทางเข้าไฟ ac 3 เฟส นอกจากนี้ ยังมียังมีการใช้เอช CT เป็นตัวตรวจจับกระแสก่อนต่อเข้าโหลด และฟิวส์ก่อนเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อสามารถป้องกันระบบให้ปลอดภัย



บทที่ 10

ผลการทดลอง

ผลการทดลองของวงจรส่วนทริกเกอร์

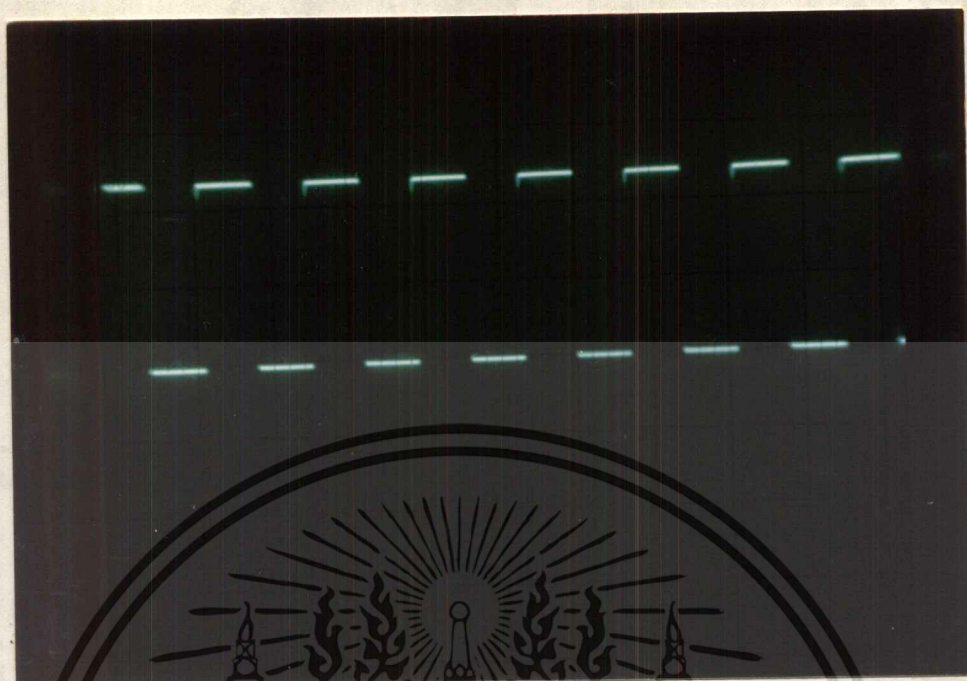
จากการที่เราได้สร้างวงจรขึ้นมานั้น ให้นำไปทดลองทริก SCR เพื่อจะนำวงจรนี้ไปควบคุมการนำกระแสของ SCR โดยสัญญาณทริกเกอร์นั้นควรจะมีขนาดแรงดันและกระแสของเอาต์พุตของวงจรทริกเกอร์ จะต้องไม่เกินพิกัดของเกทของ SCR ตัวนั้น และไม่ค่าเกินไปจนไม่สามารถทริกให้ SCR นำกระแสได้

รูปต่อไปนี้จะ เป็นรูปสัญญาณต่าง ๆ จากวงจรทริกเกอร์ทั้งหมด

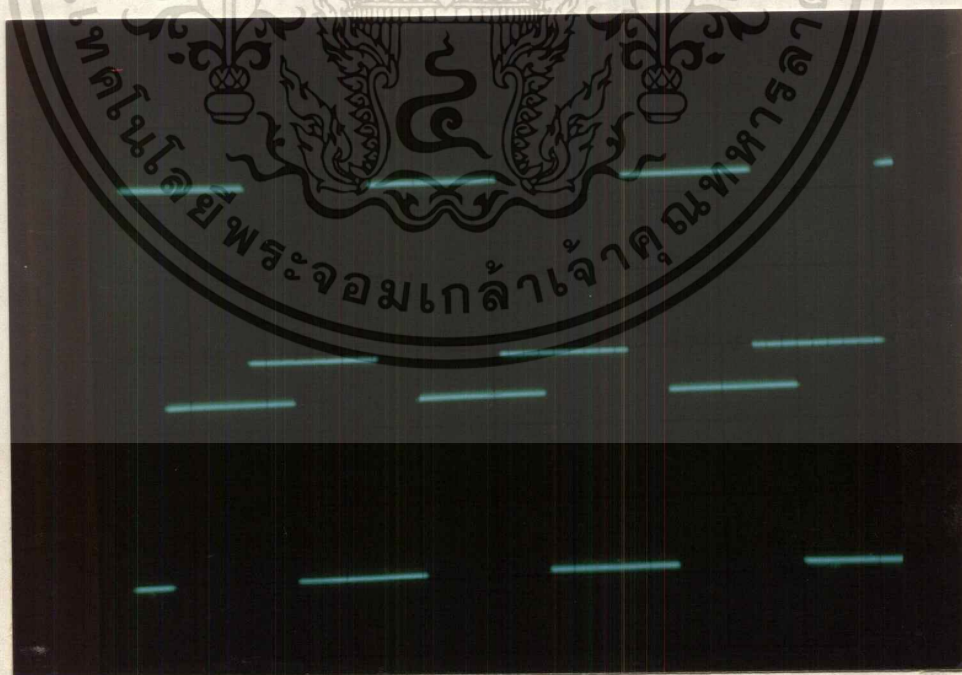


รูปที่ 10.1 แสดงสัญญาณที่ออกจาก oscillator ของ 4046 ที่เป็น clock 1 kHz
flib flob ที่ ความถี่ 60 Hz 10 ms /d 5 V /d

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

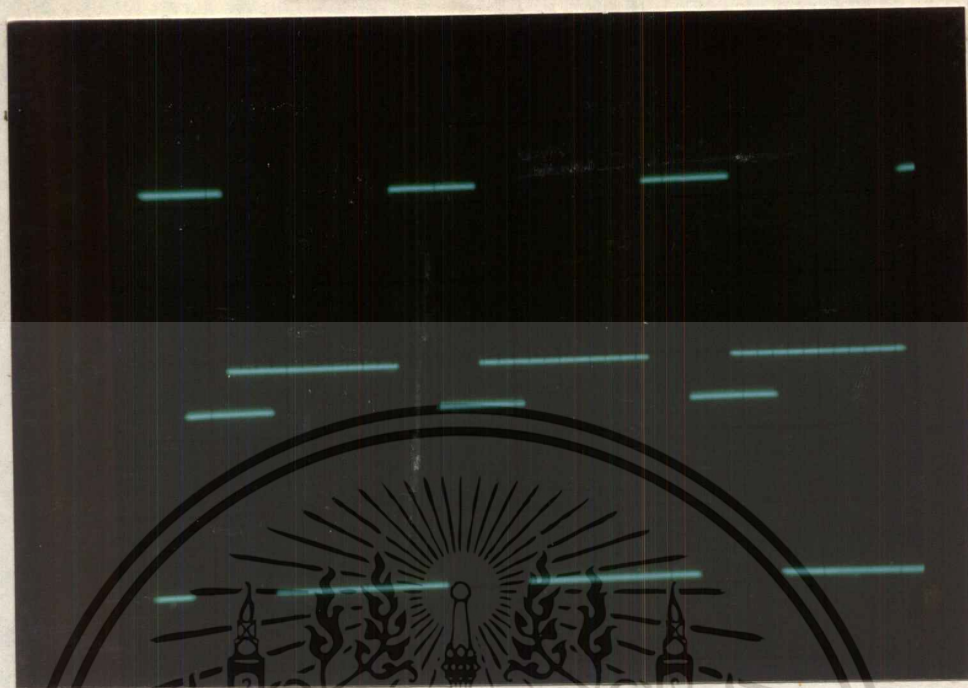


รูปที่ 10.2 แสดงสัญญาณที่ออกจาก oscillator ของ 4046 ที่เป็น clock ทั่วแก่
flib flob ที่ความถี่ 360 Hz 2 ms/d 5 V/d



รูปที่ 10.3 แสดงสัญญาณทริกเกอร์ที่มุมทริก 180 ° 5 ms/d 5 V/d

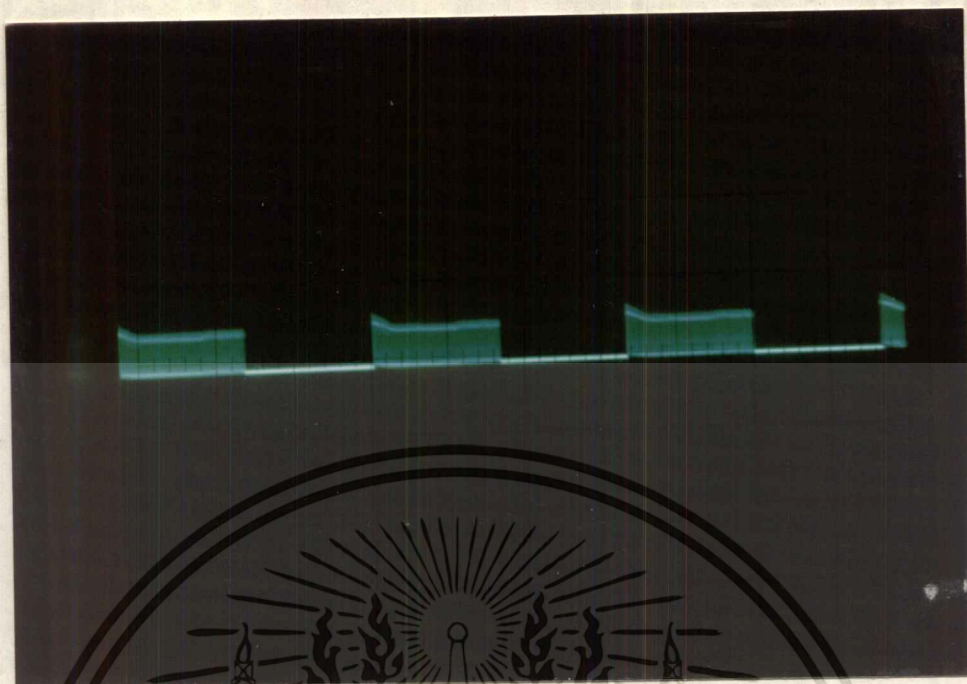
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 10.4 แสดงสัญญาณทริก เกอร์ที่มุมทริก 120 ° 5 ms /d 5 V /d



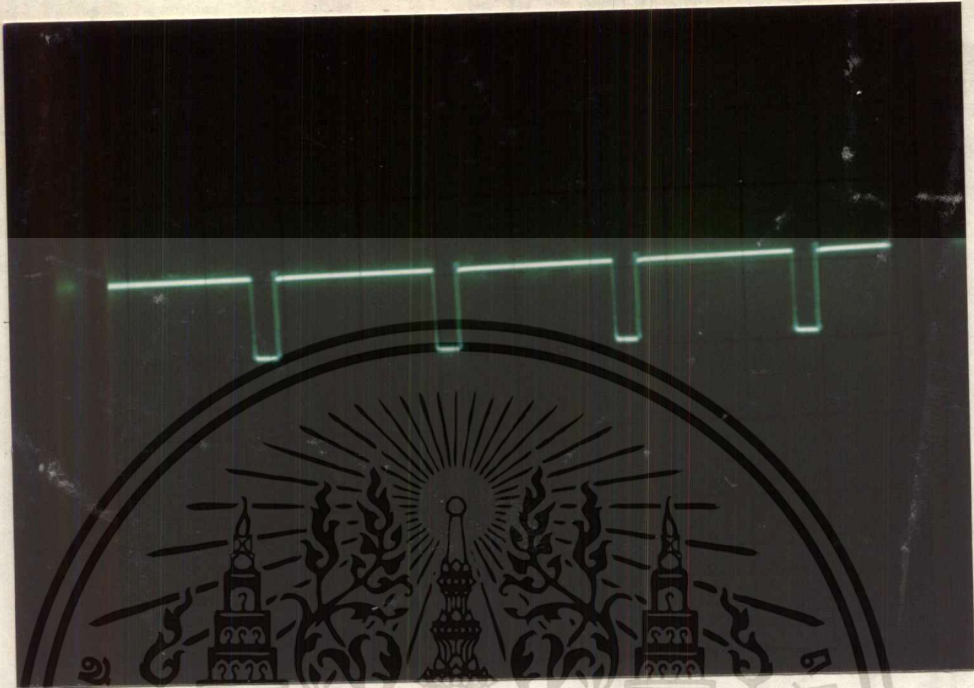
รูปที่ 10.5 แสดงสัญญาณ pulse generator ที่ออกจาก 555 ที่ประกอบด้วย pulse เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการเรียนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ความถี่สูง 20 KHz ที่มุมทริก 180 ° 0.1 ms /d 5 V /d
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



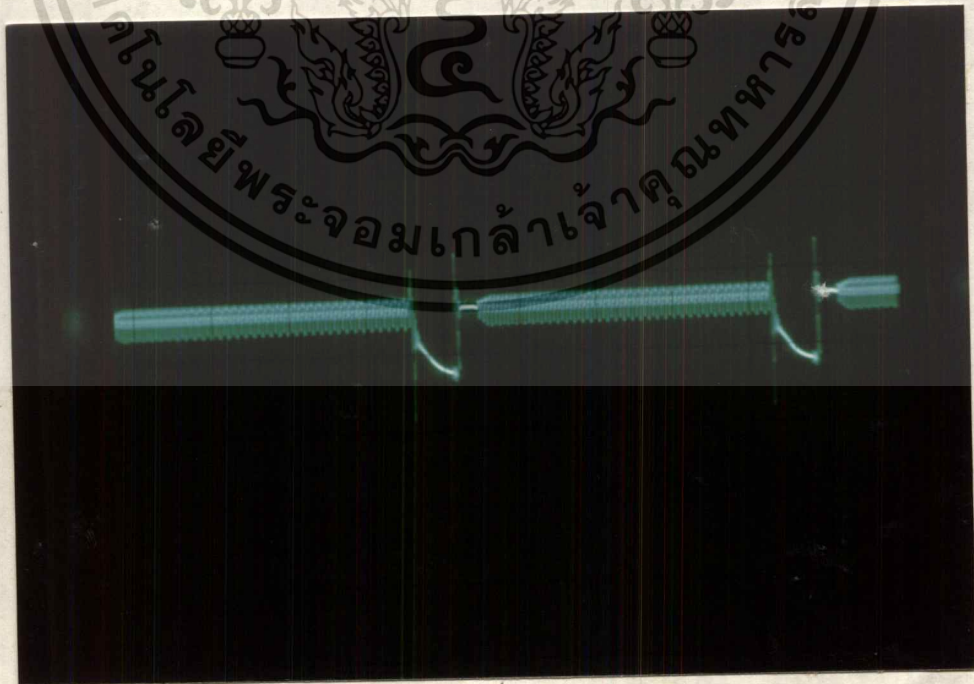
รูปที่ 10.6 แสดงสัญญาณที่ออกจาก pulse transformer ที่จะนำปทรึก SCR
 10 ms /d 5 V /d

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

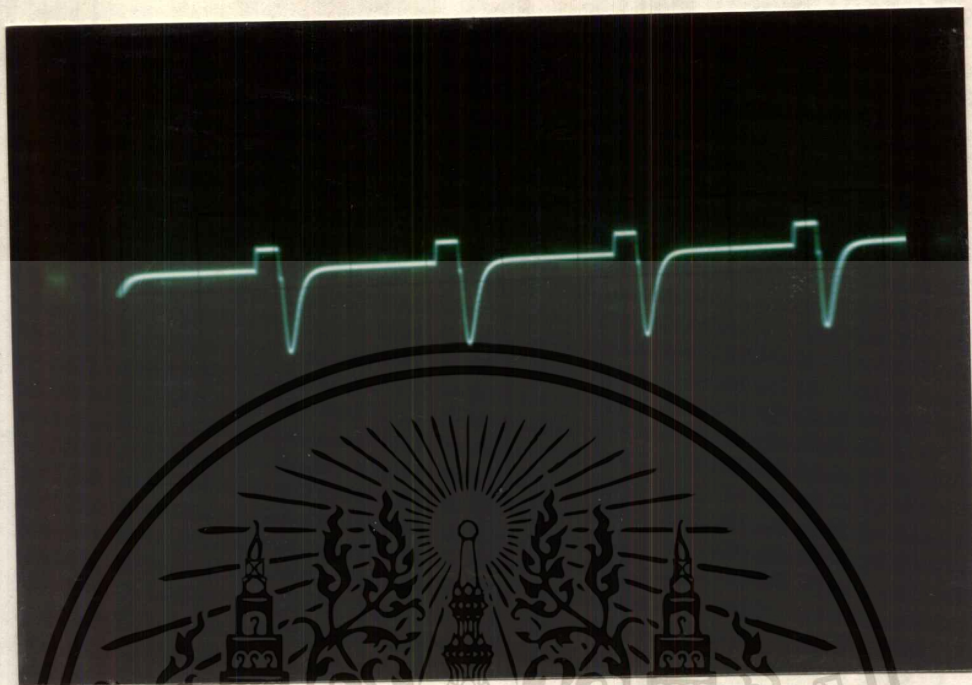
ผลการทดลองของวงจร CHOPPER



รูปที่ 10.7 แสดงสัญญาณ PWM ที่ออกจาก TL 494 20 μ s /d 10 V /d



รูปที่ 10.8 แสดงสัญญาณขับเบสที่ออกจากวงจร BASE DRIVE 10 μ s /d 5V /d
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เฉพาะเพื่อตรวจสอบเท่านั้น ไม่ให้นำไปใช้ประโยชน์อื่น
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 10.9 แสดงสัญญาณที่ออกจาก 4N25 ที่แยกกราวด์กันระหว่างสัญญาณ PWM กับ
วงจรขับเบส 20 $\mu\text{s}/\text{d}$ 10 V/d

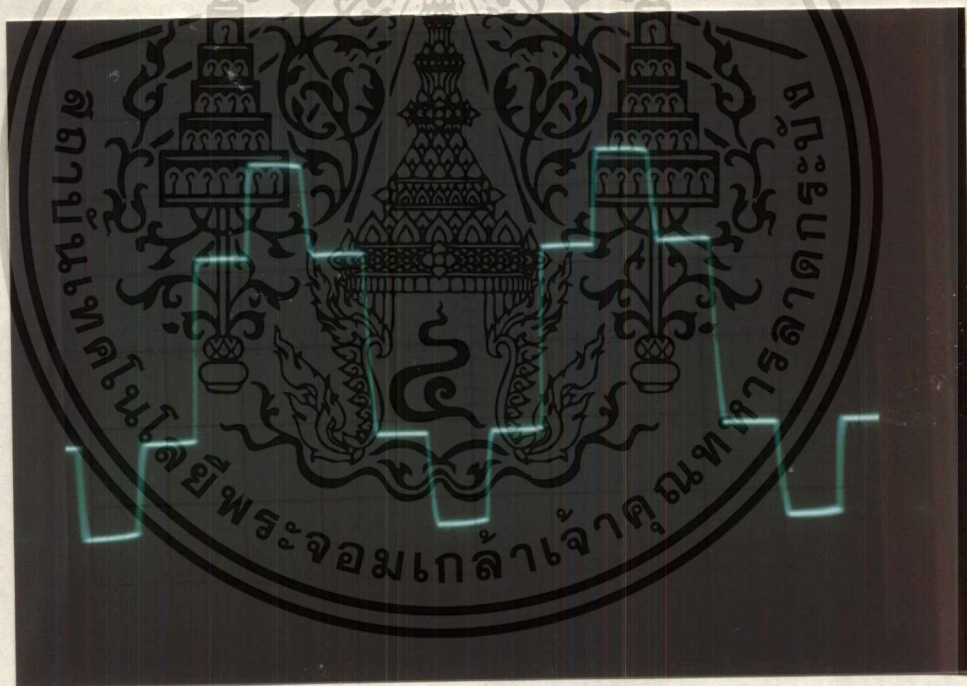
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองของวงจรอินเวอร์เตอร์

ได้มีการนำ LOAD มาต่อแบบ Δ และ Y โดยได้มีการบันทึกผลการทดลองไว้ดังแสดงต่อไปนี้

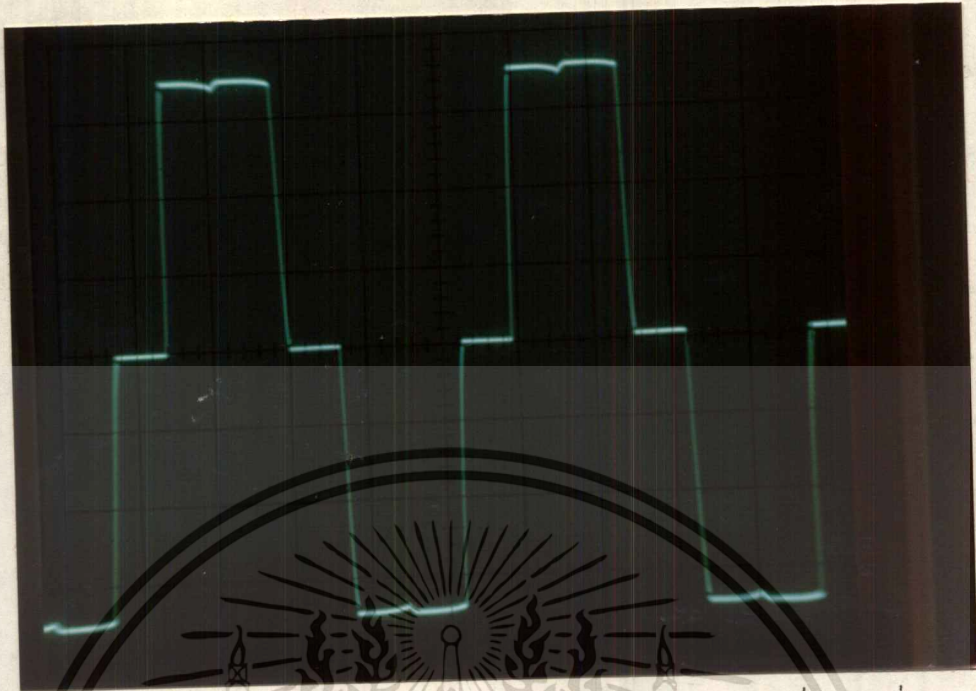
LOAD เป็นหลอดไฟ ขนาด 100 W

LOAD ต่อแบบ Y ที่ความถี่ 20 Hz



รูปที่ 10.10 แสดงสัญญาณ Voltage V_{LN} คร่อม LOAD ที่ความถี่ 20 Hz
 $V_{in} = 70 \text{ V}$ $V_{LN} = 46 \text{ V}_{p-p}$ $I_{in} = 0.4 \text{ A}$ 20 V/d 10 ms/d

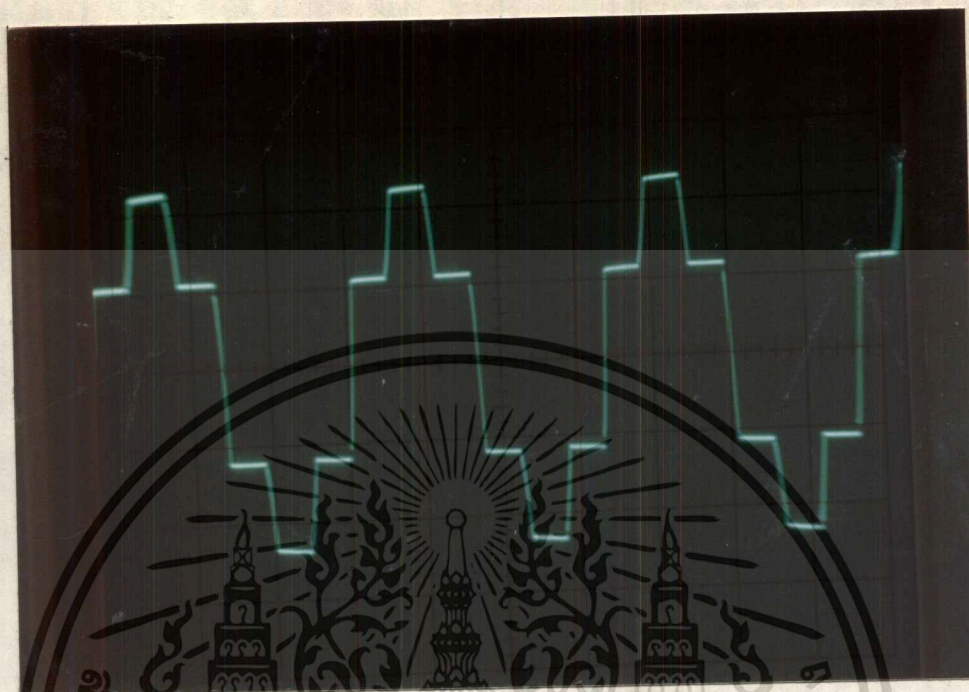
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



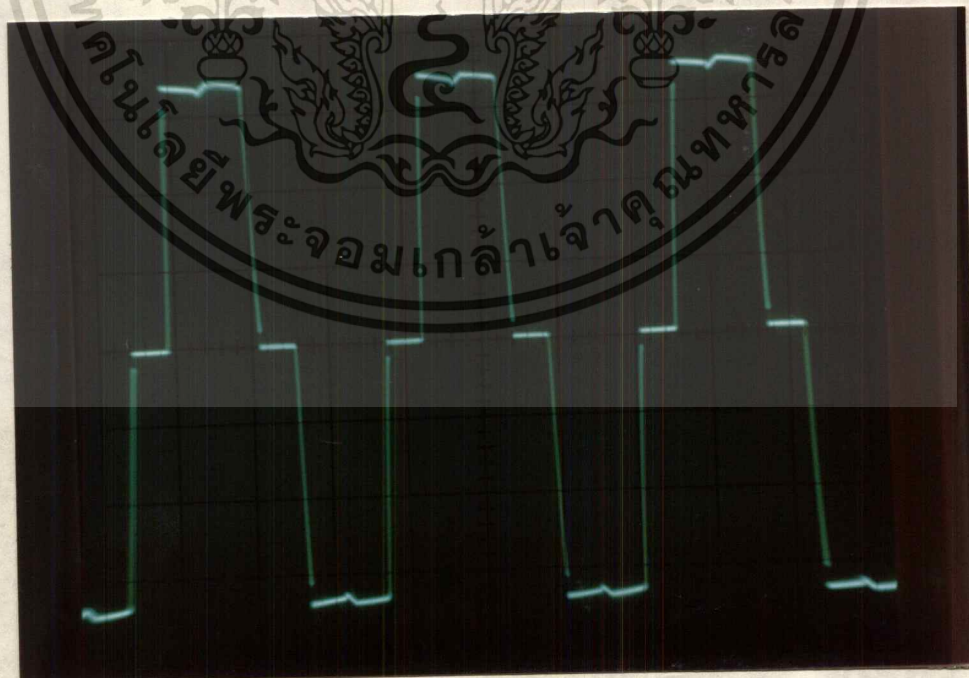
รูปที่ 10.11 แสดงสัญญาณ Voltage V_{LL} ครอบ LOAD ที่ความถี่ 20 Hz
 $V_{in} = 70$ V $V_{LL} = 70$ V P-P $I_{in} = 0.4$ A 20 V/d 10 ms/d

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LOAD ต่อแบบ Y ที่ความถี่ 60 Hz

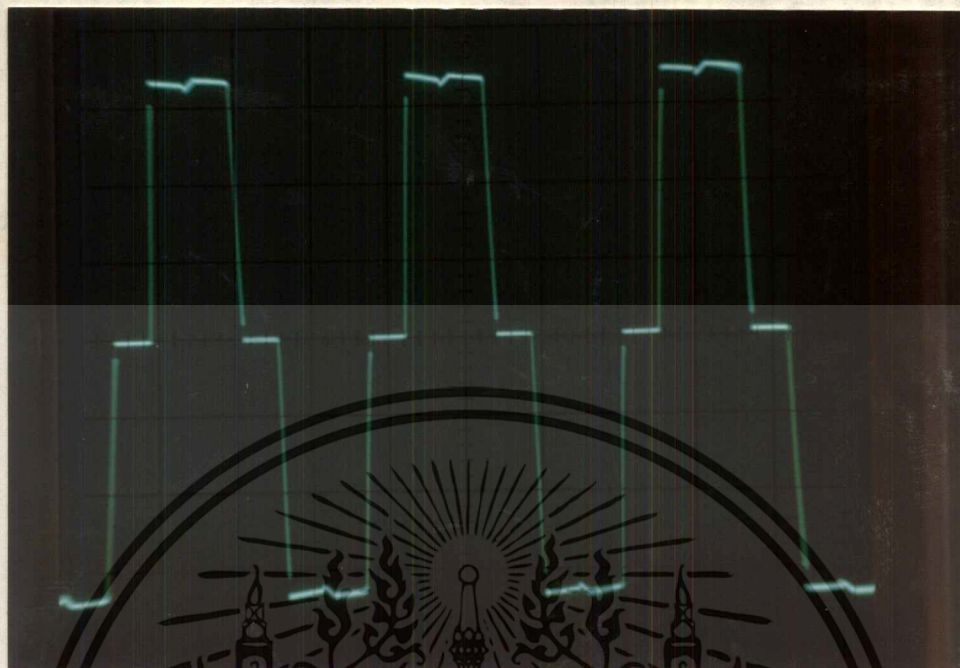


รูปที่ 10.12 แสดงสัญญาณ Voltage V_{LN} ครอบ LOAD ที่ความถี่ 60 Hz
 $V_{in} = 70 \text{ V}$ $V_{LN} = 46 \text{ V}_{p-p}$ $I_{in} = 1.2 \text{ A}$ 20 V/d 5 ms/d

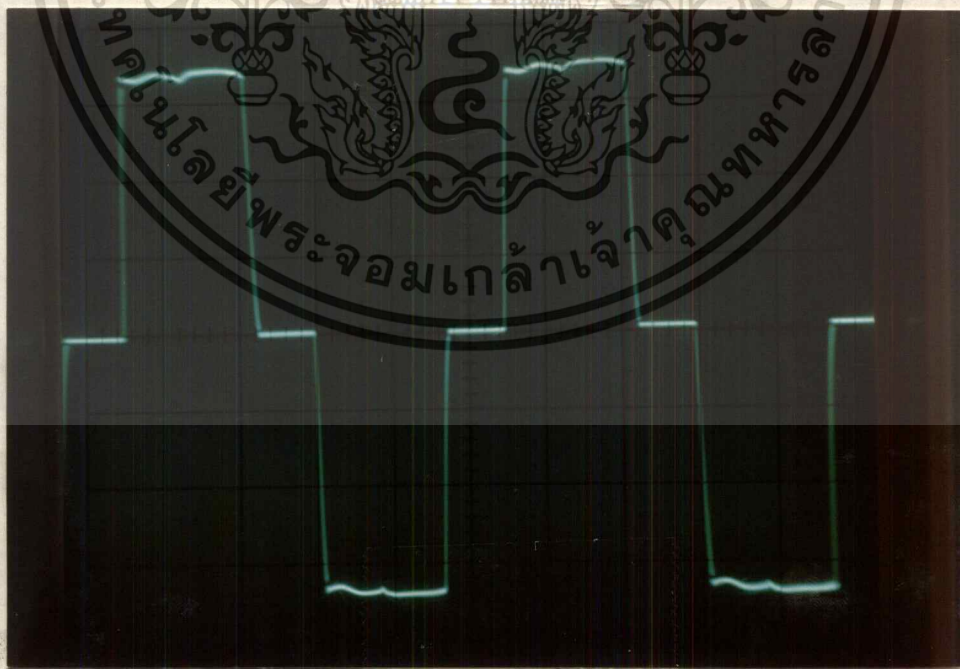


รูปที่ 10.13 แสดงสัญญาณ Voltage V_{LL} ครอบ LOAD ที่ความถี่ 60 Hz
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 $V_{in} = 70 \text{ V}$ $V_{LL} = 70 \text{ V}_{p-p}$ $I_{in} = 1.2 \text{ A}$ 20 V/d 5 ms/d
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LOAD คอแบบ Δ



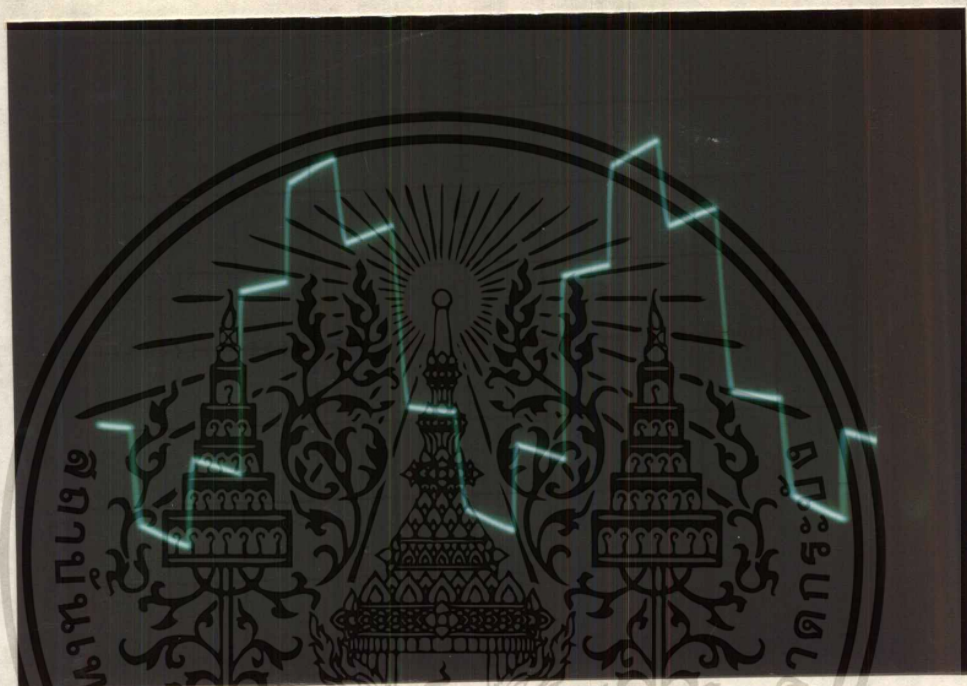
รูปที่ 10.14 แสดงสัญญาณ Voltage V_{LL} ครอบ LOAD ที่ความถี่ 20 Hz
 $V_{in} = 70 \text{ V}$ $V_{LL} = 70 \text{ V}_{P-P}$ $V_{I_{in}} = 1 \text{ A}$ 20 V/d 10 ms/d



รูปที่ 10.15 แสดงสัญญาณ Voltage V_{LL} ครอบ LOAD ที่ความถี่ 60 Hz
 $V_{in} = 70 \text{ V}$ $V_{LL} = 70 \text{ V}_{P-P}$ $V_{I_{in}} = 1.6 \text{ A}$ 20 V/d 5 ms/d
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

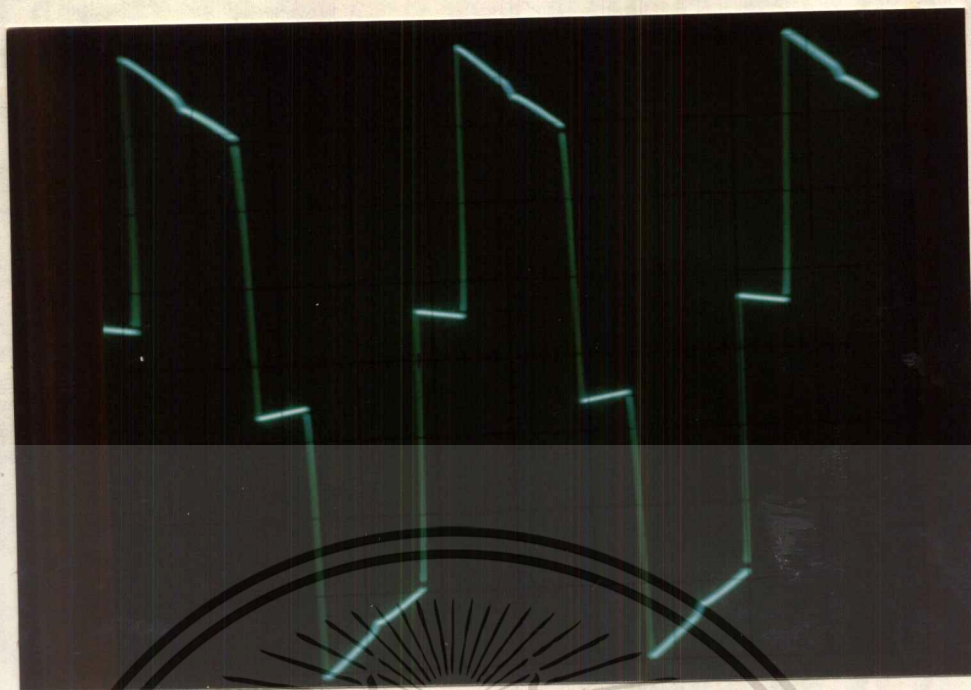
LOAD เป็นความต้านทาน = 1 K ohm

LOAD ต่อแบบ Y ที่ความถี่ 20 Hz



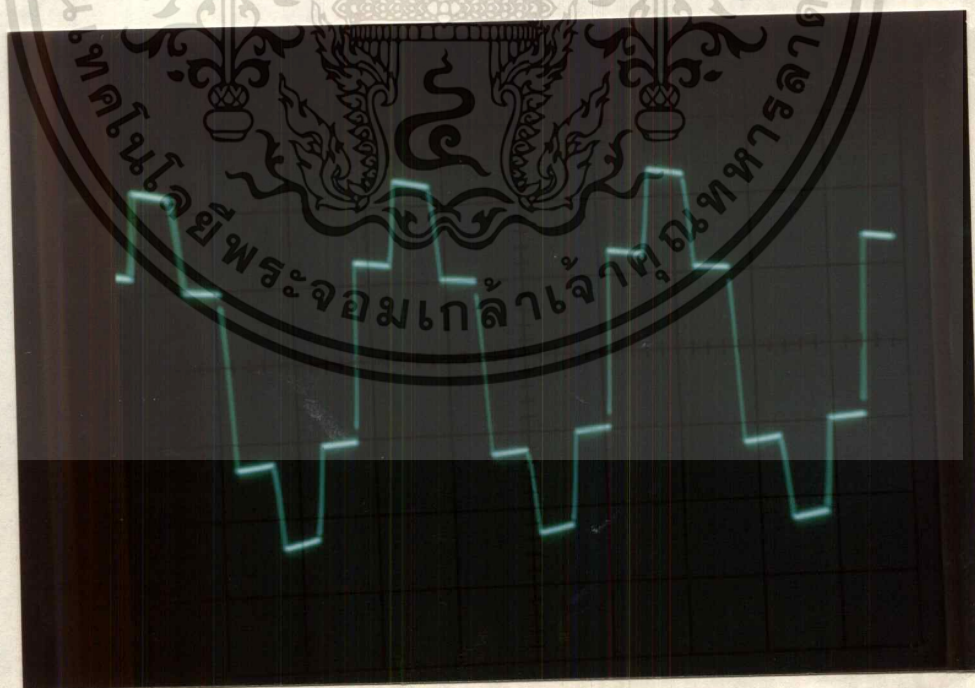
รูปที่ 10.16 แสดงสัญญาณ Voltage V_{LN} ครอบคลุม LOAD ที่ความถี่ 20 Hz
 $V_{in} = 70 \text{ V}$ $V_{LN} = 70 \text{ V}_{P-P}$ $I_{in} = 0.4 \text{ A}$ 20 V/d 10 ms/d

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



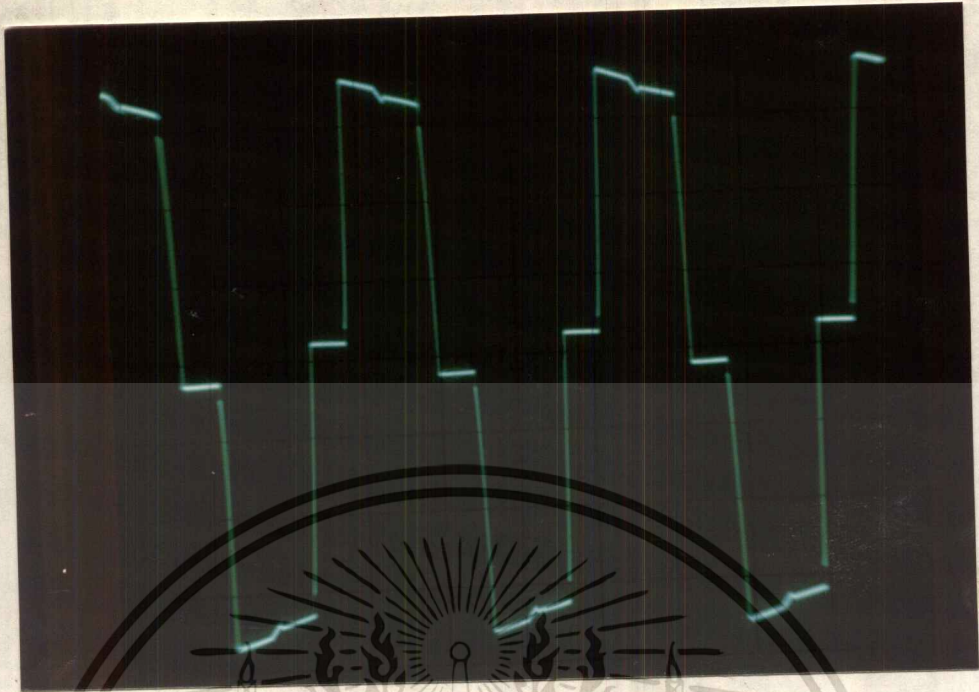
รูปที่ 10.17 แสดงสัญญาณ Voltage V_{LL} ครอบ LOAD ที่ความถี่ 20 Hz
 $V_{in} = 70$ V $V_{LL} = 46$ V P_P V $I_{in} = 0.4$ A 20 V/d 10 ms/d

LOAD ต่อแบบ Y ที่ความถี่ 60 Hz



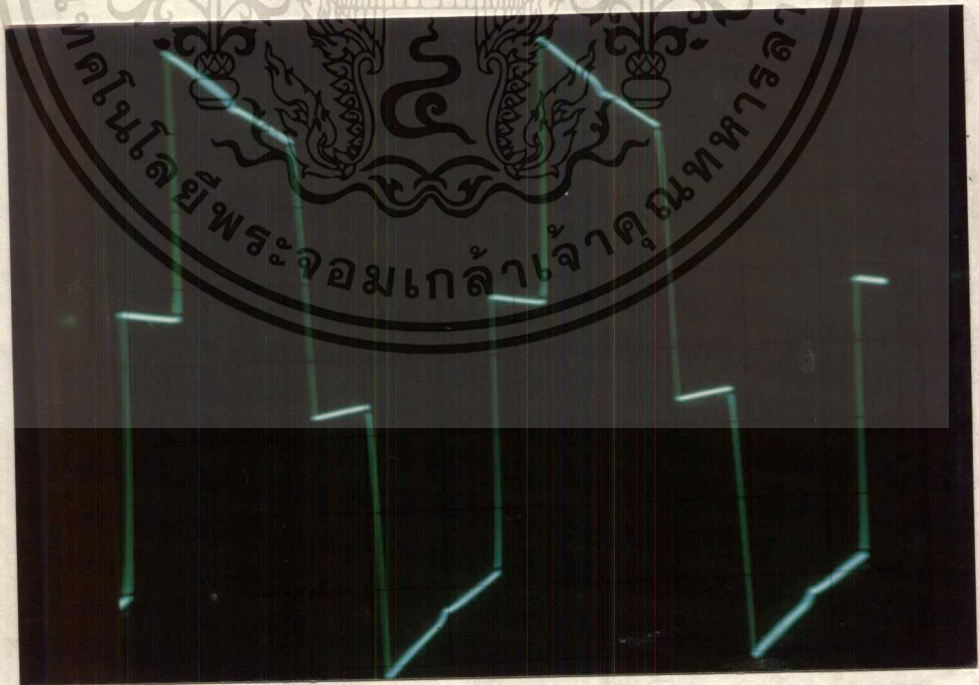
รูปที่ 10.18 แสดงสัญญาณ Voltage V_{LN} ครอบ LOAD ที่ความถี่ 60 Hz
 $V_{in} = 70$ V $V_{LN} = 70$ V P_P V $I_{in} = 0.8$ A 20 V/d 5 ms/d

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 ไม่ควรนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



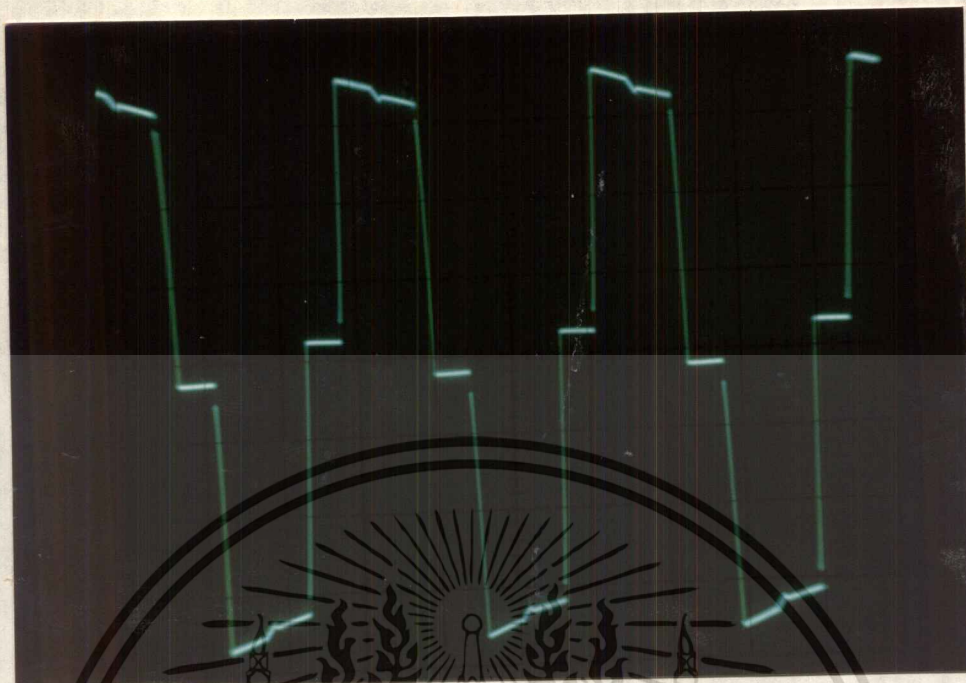
รูปที่ 10.19 แสดงสัญญาณ Voltage V_{LL} ครอบคลุม LOAD ที่ความถี่ 60 Hz
 $V_{in} = 70$ V $V_{LL} = 46$ V V_{P-P} V $I_{in} = 0.8$ A 20 V/d 5 ms/d

LOAD คือแบบ Δ

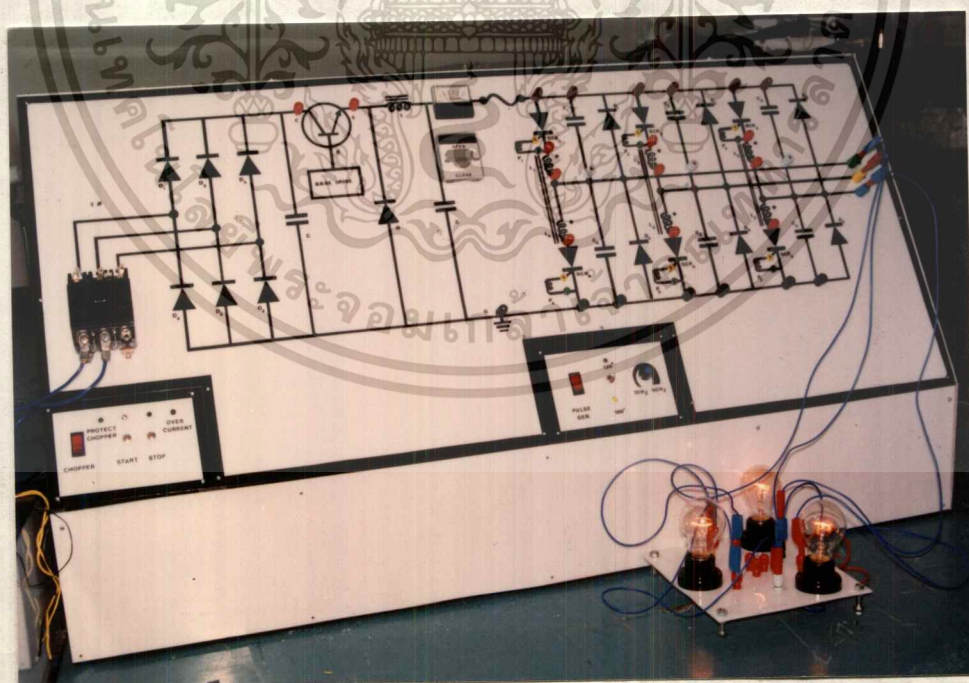


รูปที่ 10.20 แสดงสัญญาณ Voltage V_{LL} ครอบคลุม LOAD ที่ความถี่ 20 Hz
 $V_{in} = 70$ V $V_{LL} = 70$ V V_{P-P} V $I_{in} = 0.4$ A 20 V/d 10 ms/d

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 10.21 แสดงสัญญาณ Voltage V_{LL} ครอบคลุม LOAD ที่ความถี่ 60 Hz
 $V_{in} = 70$ V $V_{LL} = 70$ Vp_p V $I_{in} = 0.8$ A 20 V / d 5 ms / d



รูปที่ 21 แสดงภาพจากการทดลองกับหลอดไฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 11

สรุปผลการทดลองและบทวิจารณ์

โครงงานนี้ได้เสนอวิธีการคำนวณและออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ดีที่สุด ทำให้สามารถสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์ขึ้นมาใช้งานได้

ถึงแม้โครงงานนี้จะไม่ได้ค้นหาใช้ขั้วมอเตอร์ก็ตาม แต่ก็ค้นหาทดลองกับ LOAD ที่เป็นความต้านทานได้โดยนำ LOAD มาทดลองต่อเป็นแบบ Y และ Δ ซึ่งจากการทดลองเราก็สามารถวัดค่า Voltage ไม่ว่าจะเป็น Voltage line to line , Voltage line to neutral ได้ตามทฤษฎีจริง

เนื่องจากเราใช้การ commutated แบบ McMurray-bedford ไม่ว่าเราจะใช้มุมทริก 180° 120° ก็ตาม waveform ของแรงดันจะเหมือนกัน เพราะจากทฤษฎีนั้นการที่ SCR ในกิ่งเดียวกันนั้นจะถูกทำให้ปิดกระแสได้นั้น SCR แลวกิ่งอื่นอีกตัวจะต้องทำให้เปิดกระแสขึ้นมาก่อน ดังนั้นมุมทริก 120° จึงได้รูป waveform เหมือนกับ 180°

พิจารณาจากผลการทดลองจากการต่อ LOAD นั้น ได้พบปัญหาจากการทดลองคือ ถ้าเกิดสายใดสายหนึ่งเกิดหลุดจะทำให้ short circuit ได้ทำให้ fuse ขาดได้ ดังนั้นจึงต้องต่อสายอย่างแน่นหนา

โครงงานนี้ เราสามารถจะพัฒนาต่อไปได้ โดยการควบคุมแรงดันและความถี่ให้คงที่ตลอดการปรับความถี่ เพื่อให้การควบคุมดีที่สุด ตลอดจนเพิ่มวงจร close loop control ซึ่งจะเพิ่มประสิทธิภาพได้มาก

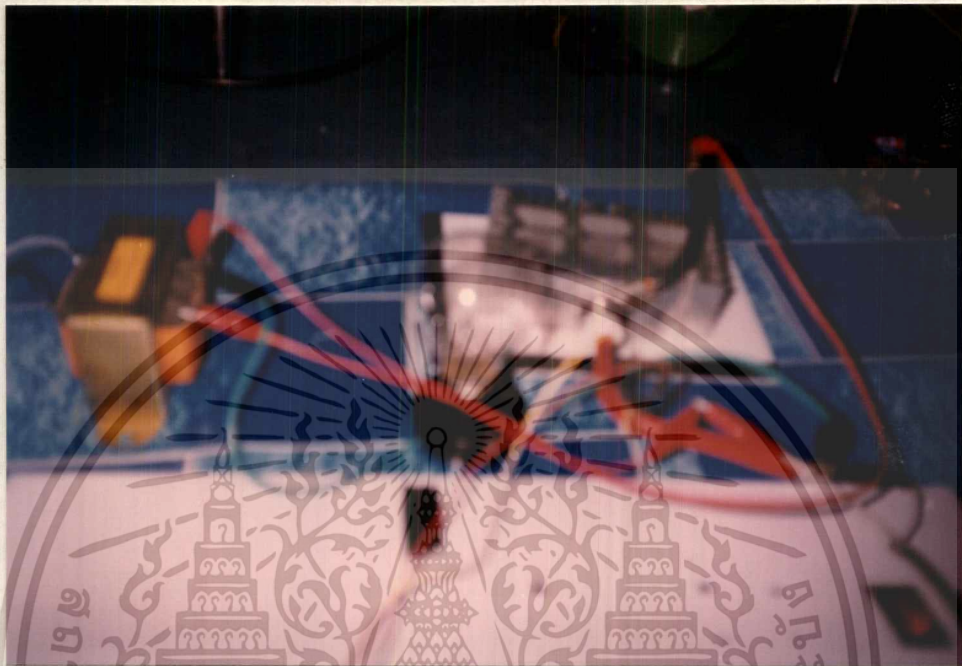


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

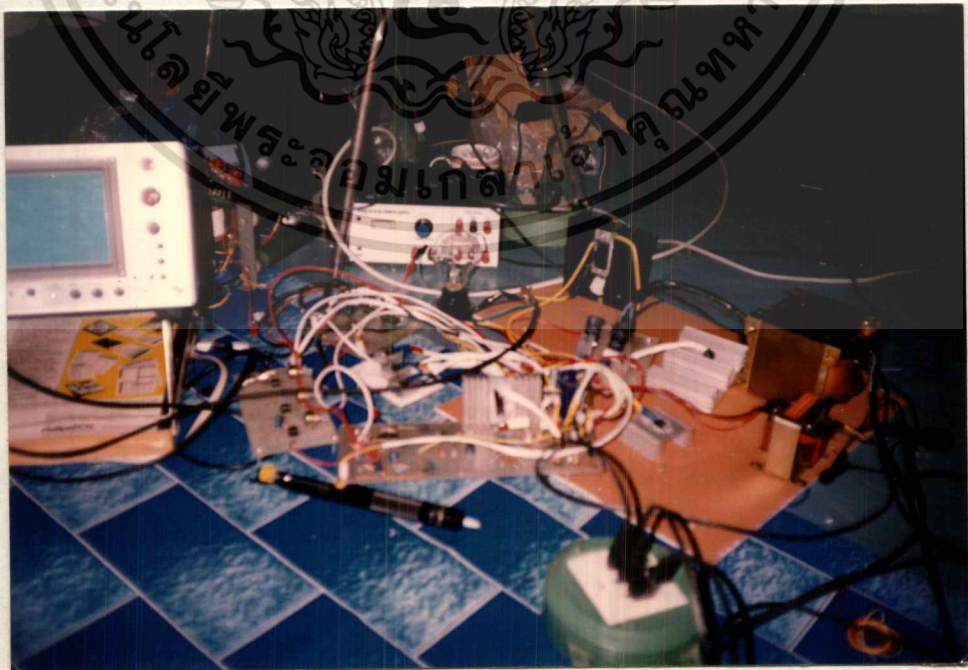


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงภาพถ่ายการทดลองทริก SCR กับ ไฟ ac

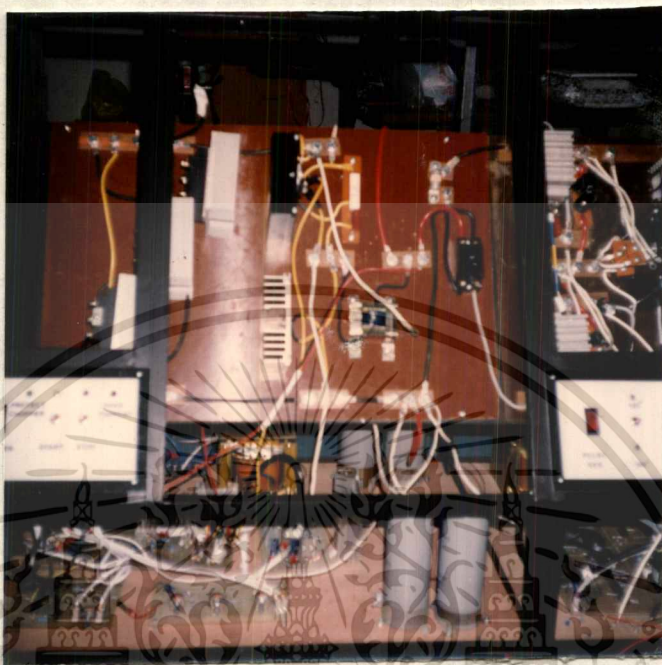


แสดงภาพถ่ายการทดลองของวงจรขับเบส

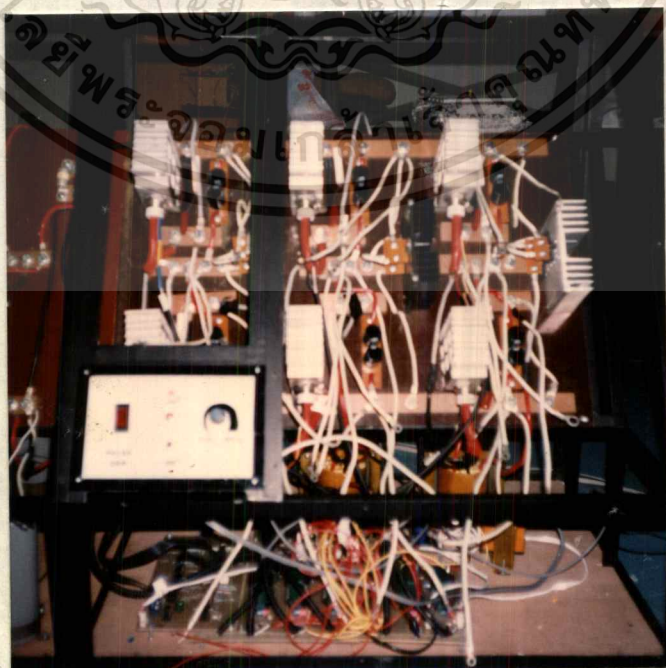


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงภาพถ่ายด้านหน้าของวงจรส่วนเรคตีฟายเออร์ ขอบเปอร์ วงจรขับเบส วงจรป้องกัน

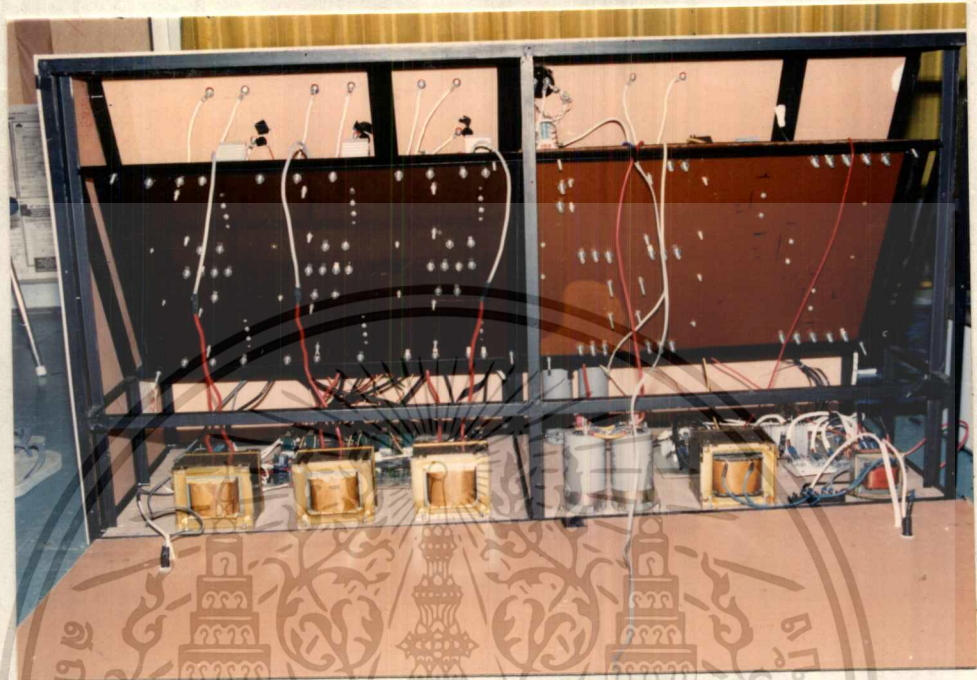


แสดงภาพถ่ายด้านหน้าของวงจรส่วนอินเวอร์เตอร์ วงจรทริกเกอร์

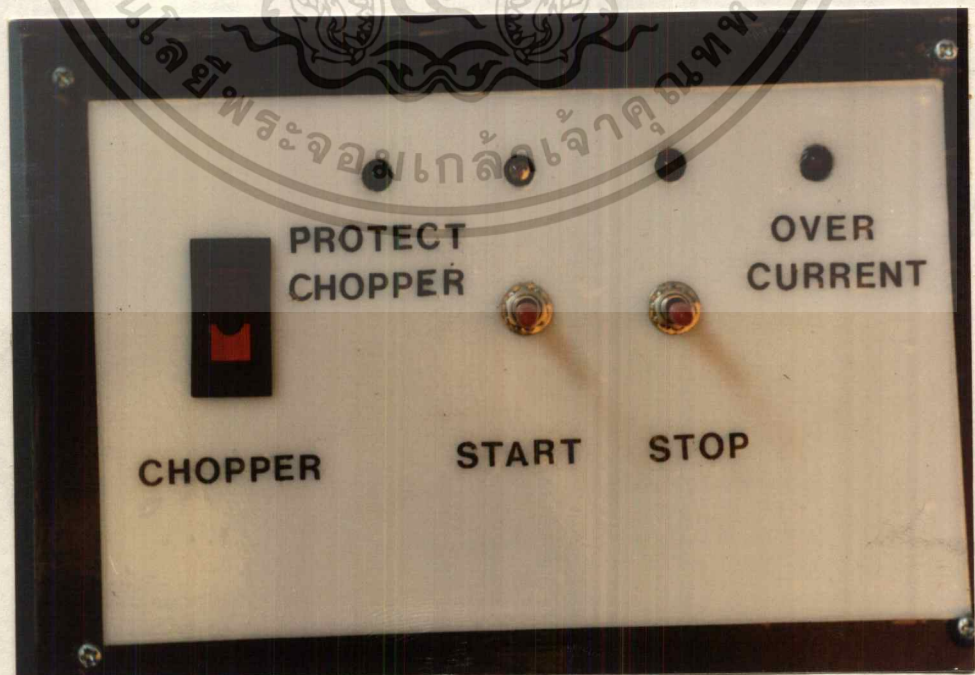


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจะถือว่าผิดกฎหมาย
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงภาพถ่ายด้านหลังของโครงงาน

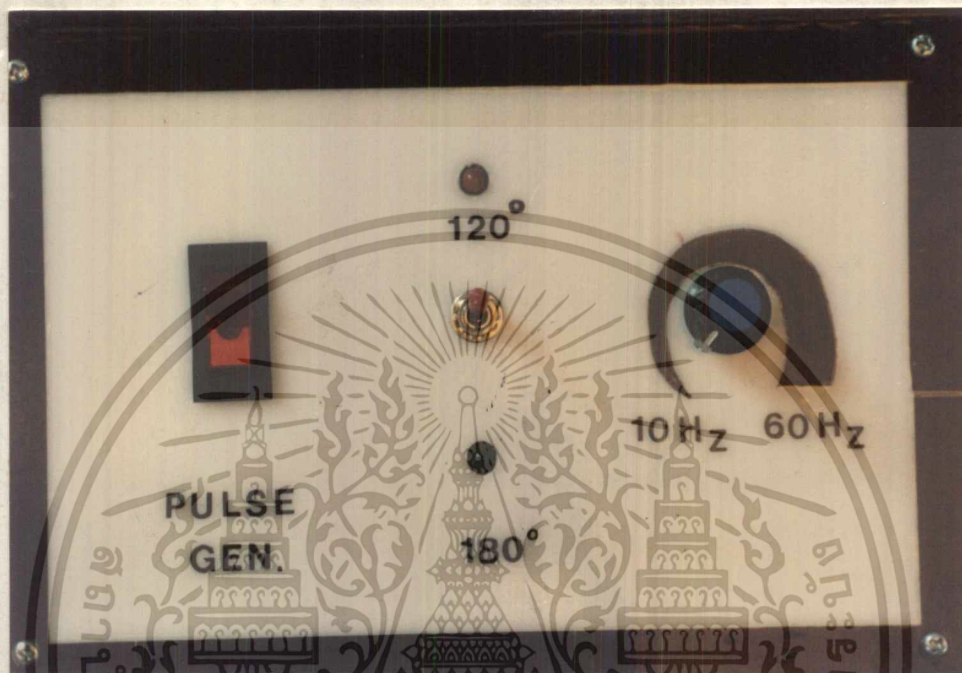


แสดงภาพถ่ายหน้าปัด control ของวงจร CHOPPER และวงจรป้องกัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงภาพถ่ายหน้าปัด control ของวงจร trigger



แสดงภาพถ่ายด้านหน้าของโครงงานที่ได้ออกแบบขึ้นและประกอบเสร็จ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



LM555/LM555C Timer

General Description

The LM555 is a highly stable device for generating accurate time delays or oscillation. Additional terminals are provided for triggering or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For astable operation as an oscillator, the free running frequency and duty cycle are accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output circuit can source or sink up to 200 mA or drive TTL circuits.

Features

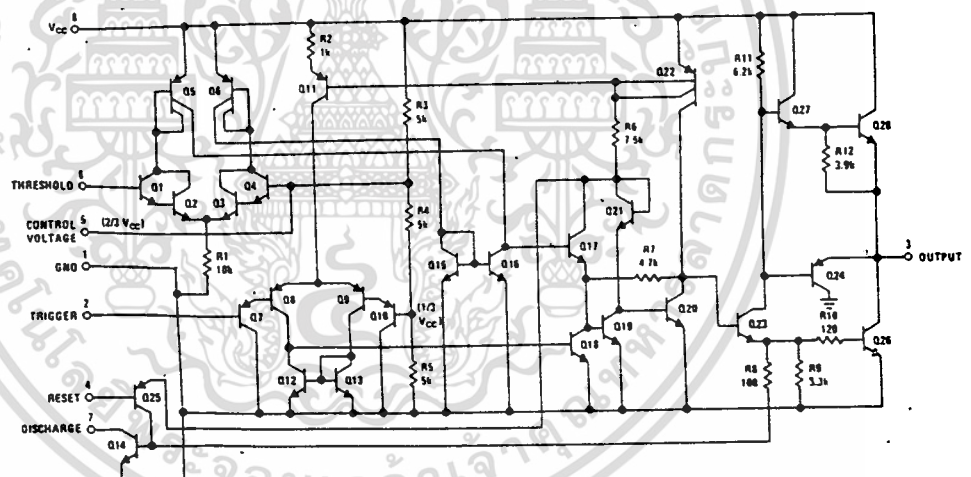
- Direct replacement for SE555/NE555
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes

- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200 mA
- Output and supply TTL compatible
- Temperature stability better than 0.005% per °C
- Normally on and normally off output

Applications

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Linear ramp generator

Schematic Diagram



TL/H/7851-1

Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V}$ to $+15\text{V}$, (unless otherwise specified) (Continued)

Parameter	Conditions	Limits						Units
		LM555			LM555C			
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage Drop (Low)	V _{CC} = 15V							
	I _{SINK} = 10 mA		0.1	0.15		0.1	0.25	V
	I _{SINK} = 50 mA		0.4	0.5		0.4	0.75	V
	I _{SINK} = 100 mA		2	2.2		2	2.5	V
	I _{SINK} = 200 mA		2.5			2.5		V
	V _{CC} = 5V							
	I _{SINK} = 8 mA		0.1	0.25				V
	I _{SINK} = 5 mA					0.25	0.35	V
Output Voltage Drop (High)	I _{SOURCE} = 200 mA, V _{CC} = 15V		12.5			12.5		V
	I _{SOURCE} = 100 mA, V _{CC} = 15V	13	13.3		12.75	13.3		V
	V _{CC} = 5V	3	3.3		2.75	3.3		V
Rise Time of Output			100			100		ns
Fall Time of Output			100			100		ns

Note 1: For operating at elevated temperatures the device must be derated above 25°C based on a $+150^\circ\text{C}$ maximum junction temperature and a thermal resistance of $164^\circ\text{C}/\text{w}$ (TO-5), $106^\circ\text{C}/\text{w}$ (DIP) and $170^\circ\text{C}/\text{w}$ (SO-8) junction to ambient.

Note 2: Supply current when output high typically 1 mA less at $V_{CC} = 5\text{V}$.

Note 3: Tested at $V_{CC} = 5\text{V}$ and $V_{CC} = 15\text{V}$.

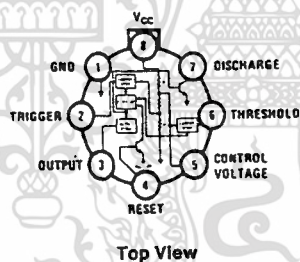
Note 4: This will determine the maximum value of $R_A + R_B$ for 15V operation. The maximum total ($R_A + R_B$) is 20 M Ω .

Note 5: No protection against excessive pin 7 current is necessary providing the package dissipation rating will not be exceeded.

Note 6: Refer to RET555X drawing of military LM555H and LM555J versions for specifications.

Connection Diagrams

Metal Can Package

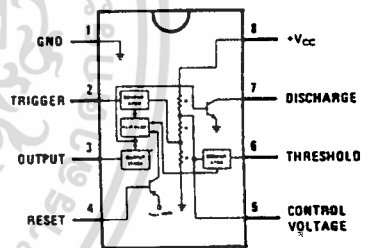


Top View

Order Number LM555H or LM555CH
See NS Package Number H08C

TL/H/7851-2

Dual-In-Line and Small Outline Packages



Top View

Order Number LM555J, LM555CJ,
LM555CM or LM555CN
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

TL/H/7851-3

Absolute Maximum Ratings

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

Supply Voltage +18V
Power Dissipation (Note 1) LM555H, LM555CH 760 mW
Operating Temperature Ranges

LM555N, LM555CN 1180 mW
LM555C 0°C to +70°C
LM555 -55°C to +125°C

Storage Temperature Range -65°C to +150°C

Soldering Information

Dual-In-Line Package
Soldering (10 Seconds) 260°C
Small Outline Package
Vapor Phase (60 Seconds) 215°C
Infrared (15 Seconds) 220°C

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

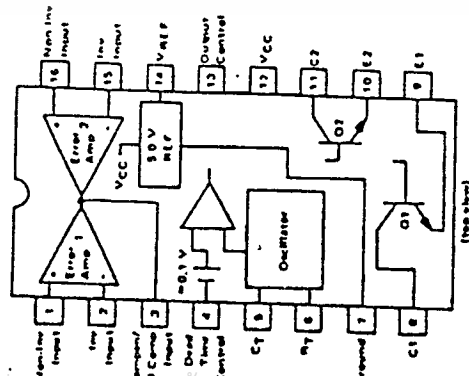
Electrical Characteristics ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V}$ to $+15\text{V}$, unless otherwise specified)

Parameter	Conditions	Limits						Units
		LM555			LM555C			
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Supply Voltage		4.5		18	4.5		16	V
Supply Current	$V_{CC} = 5\text{V}$, $R_L = \infty$ $V_{CC} = 15\text{V}$, $R_L = \infty$ (Low State) (Note 2)		3 10	5 12		3 10	6 15	mA mA
Timing Error, Monostable								
Initial Accuracy			0.5			1		%
Drift with Temperature	$R_A = 1\text{k to }100\text{ k}\Omega$, $C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$, (Note 3)		30			50		ppm/°C
Accuracy over Temperature			1.5			1.5		%
Drift with Supply			0.05			0.1		%/V
Timing Error, Astable								
Initial Accuracy			1.5			2.25		%
Drift with Temperature	$R_A, R_B = 1\text{k to }100\text{ k}\Omega$, $C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$, (Note 3)		90			150		ppm/°C
Accuracy over Temperature			2.5			3.0		%
Drift with Supply			0.15			0.30		%/V
Threshold Voltage			0.667			0.667		$\times V_{CC}$
Trigger Voltage	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	4.8 1.45	5 1.67	5.2 1.9		5 1.67		V V
Trigger Current			0.01	0.5		0.5	0.9	μA
Reset Voltage		0.4	0.5	1	0.4	0.5	1	V
Reset Current			0.1	0.4		0.1	0.4	mA
Threshold Current	(Note 4)		0.1	0.25		0.1	0.25	μA
Control Voltage Level	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	9.6 2.9	10 3.33	10.4 3.8	9 2.6	10 3.33	11 4	V V
Pin 7 Leakage Output High			1	100		1	100	nA
Pin 7 Sat (Note 5)								
Output Low	$V_{CC} = 15\text{V}$, $I_L = 15\text{ mA}$		150			180		mV
Output Low	$V_{CC} = 4.5\text{V}$, $I_L = 4.5\text{ mA}$		70	100		80	200	mV

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 Related to 500 mA Source Or Sink
- Output Control For Push-Pull Or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout



The TL494C is specified over the commercial operating range of 0°C to 70°C. The TL494 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.

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

SILICON MONOLITHIC
INTEGRATED CIRCUITS



**J SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 820-10**



**N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648-06**

ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
TL494CN	0° to +70°C	Plastic DIP
TL494CJ	0° to +70°C	Ceramic DIP
TL494M	-25° to +85°C	Plastic DIP
TL494MJ	-25° to +85°C	Ceramic DIP
TL494N	-55° to +125°C	Ceramic DIP

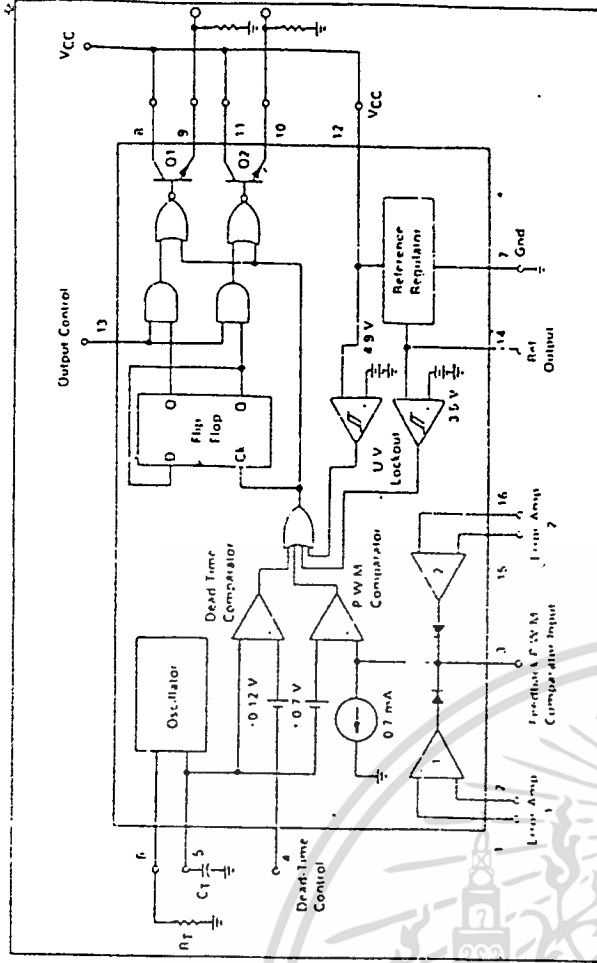
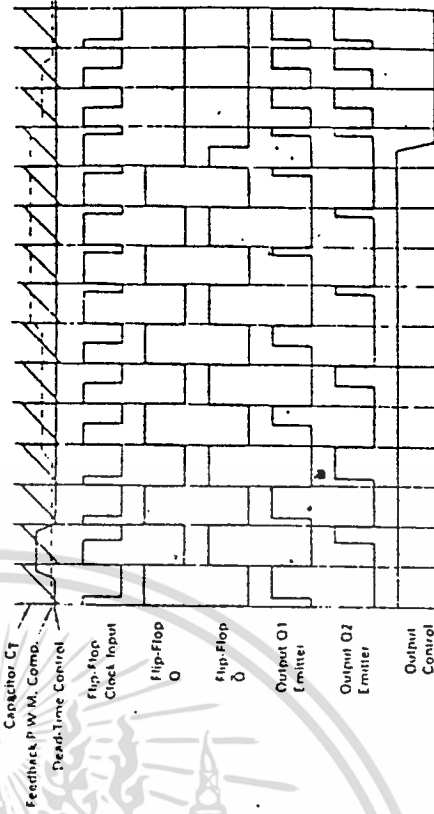


FIGURE 2 — TIMING DIAGRAM



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

$$f_{osc} \approx \frac{1}{R_T \cdot C_T}$$

For more information refer to Figure 4.

Output 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 low 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 2.)

The control signals are external inputs that can be fed into the dead-time control, the error amplifier inputs, or the feedback input. The dead-time control comparator has an effective 120 mV input offset which limits the minimum output dead time to approximately the first 4% of the sawtooth-cycle time. This would result in a maximum duty cycle on a given output of 96% with the output 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 Q1 and Q2. The error-amplifier non-inverting input of the pulse-width modulator commands 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 connected to the reference line, the pulse-steering flip-flop directs the modulating 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	$I_{out} = I_{osc}$
Output Control		
Grounded	Single-ended P.W.M. at Q1 and Q2	1
At V_{ref}	Push-pull operation	0.5

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

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	TL494M
Power Supply Voltage	V_{CC}	42	42*	42
Collector Output Voltage	V_{CE}, V_{C2}	42	42	42
Collector Output Current (each transistor) (I)	I_{C1}, I_{C2}	500	500	500
Amplifier Input Voltage Range	V_{in}	-0.3 to 42	-0.3 to 42	-0.3 to 42
Power Dissipation in $T_A = 45^\circ\text{C}$	P_D	1000	1000	1000
Operating Junction Temperature	T_J	125	125	150
Operating Ambient Temperature	T_A	150	150	150
Storage Temperature Range	T_{stg}	0 to 70	-25 to 85	-55 to 125
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to 125	-55 to 125	-55 to 125
Ceramic Package		-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150

NOTE 1: Maximum thermal limits must be observed

THERMAL CHARACTERISTICS

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

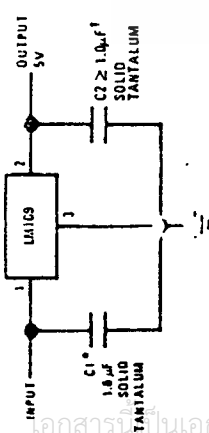
RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition/Value	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V_{CE}, 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 Ω
Timing Capacitor	C_T	0.0047	0.001	10	μF
Oscillator Frequency	f_{osc}	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15$ V, $C_T = 0.01 \mu\text{F}$, $R_T = 12$ k Ω unless otherwise noted.)
For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for minimum values T_A is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494CJ			TL494M			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Reference Voltage (I _Q = 1.0 mA)	V_{ref}	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation ($V_{CC} = 7.0$ V to 40 V)	RegLine	—	2.0	25	—	2.0	25	mV
Load Regulation (I _Q = 1.0 mA to 10 mA)	RegLoad	—	3.0	15	—	3.0	15	mV
Short-Circuit Output Current ($V_{ref} = 0$ V)	I _{SC}	15	35	75	15	35	75	mA

Fixed 5V Regulator



TL/H/7138-2

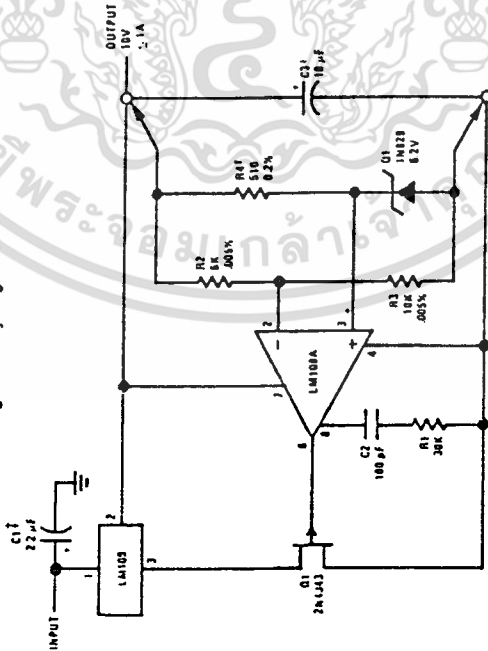
*Required if regulator is located more than 4" from power supply filter capacitor.

Although no output capacitor is needed for stability, it does improve transient response.

C2 should be used whenever long wires are used to connect to the load, or when transient response is critical.

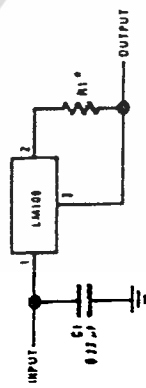
Note: Pin 3 electrically connected to case.

High Stability Regulator*



*Regulation better than 0.01%, 100% line and temperature, can be obtained. 1.0 μF output capacitor may be adjusted to minimize thermal drift.

Current Regulator



*Determines output current. If ... bypass resistor is used, bypass with 0.1 μF.

National Semiconductor

LM117A/LM117/LM317A/LM317

3-Terminal Adjustable Regulator

General Description

The LM117 series of adjustable 3-terminal positive voltage regulators is capable of supplying in excess of 1.5A over a 1.2V to 37V output range. They are exceptionally easy to use and require only two external resistors to set the output voltage. Further, both line and load regulation are better than standard fixed regulators. Also, the LM117 is packaged in standard transistor packages which are easily mounted and handled.

In addition to higher performance than fixed regulators, the LM117 series offers full overload protection available only in IC's. Included on the chip are current limit, thermal overload protection and safe area protection. All overload protection circuitry remains fully functional even if the adjustment terminal is disconnected.

Normally, no capacitors are needed unless the device is situated more than 6 inches from the input filter capacitors in which case an input bypass is needed. An optional output capacitor can be added to improve transient response. The adjustment terminal can be bypassed to achieve very high ripple rejection ratios which are difficult to achieve with standard 3-terminal regulators.

Besides replacing fixed regulators, the LM117 is useful in a wide variety of other applications. Since the regulator is "floating" and sees only the input-to-output differential voltage, supplies of several hundred volts can be regulated as long as the maximum input to output differential is not exceeded, i.e., avoid short-circuiting the output.

Also, it makes an especially simple adjustable switching regulator, a programmable output regulator, or by connecting a fixed resistor between the adjustment pin and output, the LM117 can be used as a precision current regulator. Supplies with electronic shutdown can be achieved by clamping the adjustment terminal to ground which programs the output to 1.2V where most loads draw little current.

The LM117 series devices with a "K" suffix are packaged standard TO-3 transistor packages, while those with an "H" suffix are in a solid Kovar-base TO-39 transistor package. The LM117A and LM117 are rated for operation from -55°C to +150°C, the LM317A from -40°C to +125°C and the LM317 from 0°C to +125°C. The LM317AT and LM317T are available in a TO-220 plastic package and the LM317MP in a TO-202 plastic package.

For applications requiring greater output current, see LM117 series (3A) and LM138 series (5A) data sheets. For the no active complement, see LM137 series data sheet.

LM117 Series Packages and Power Capability

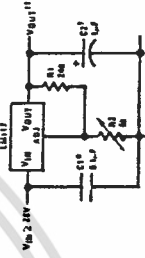
Part Number Suffix	Package	Rated Power Dissipation	Design Load Current
K	TO-3	20W	1.5A
H	TO-39	2W	0.5A
T	TO-220	20W	1.5A
MP	TO-202	2W	0.5A

Features

- Guaranteed 1% output voltage tolerance (LM117A, LM317A)
- Guaranteed max. 0.01%/V line regulation (LM117A, LM317A)
- Guaranteed max. 0.3% load regulation (LM117A, LM117)
- Guaranteed 1.5A output current
- Adjustable output down to 1.2V
- Current limit constant with temperature
- 100% electrical burn-in
- 80 dB ripple rejection
- Output is short-circuit protected

Typical Applications

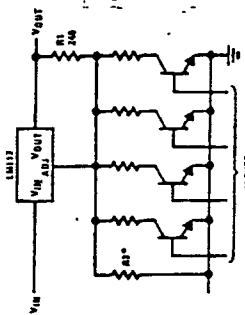
1.2V-25V Adjustable Regulator



Full output current not available at high input-output voltages. *Needed if device is more than 6 inches from filter capacitors. 1.0 μF to 1000 μF of aluminum or tantalum electrolytic are commonly used to provide improved output impedance and rejection of transients.

$$11V_{out} \approx 1.25V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) + I_{adj}(R2)$$

Digitally Selected Outputs



*Sets maximum V_{out}

Absolute Maximum Ratings (Note 1)
If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications. (Note 2)

- Power Dissipation Internally Limited
- Input-Output Voltage Differential +40V, -0.3V
- Storage Temperature -65°C to +150°C
- Lead Temperature 300°C
- Metal Package (Soldering, 10 seconds) 260°C
- Plastic Package (Soldering, 4 seconds)
- ESD Tolerance (Note 5) 3 kV

Preconditioning
Thermal Limit Burn-In

All Devices 100%

Operating Temperature Range

- LM117A/LM117 -55°C ≤ T_J ≤ +150°C
- LM317A -40°C ≤ T_J ≤ +125°C

Electrical Characteristics

Specifications with standard type face are for T_J = 25°C, and those with boldface type apply over full operating temperature range. Unless otherwise specified, V_{IN} - V_{OUT} = 5V, and I_{OUT} = 10 mA. (Note 3)

Parameter	Conditions	LM117A			LM117			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Reference Voltage		1.238	1.250	1.262	1.225	1.25	1.30	V
Line Regulation	3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 40V, 10 mA ≤ I _{OUT} ≤ I _{MAX} , P ≤ P _{MAX}	1.225	1.250	1.270	1.20	1.25	1.30	V
	3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 40V (Note 4)	0.005	0.01	0.02	0.01	0.02	0.05	%/V
Load Regulation	10 mA ≤ I _{OUT} ≤ I _{MAX} (Note 4)	0.01	0.02	0.03	0.01	0.02	0.05	%/V
	3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 40V (Note 4)	0.1	0.3	1	0.1	0.3	1	%
Thermal Regulation	20 ms Pulse	0.03	0.07	0.1	0.03	0.07	0.1	%
Adjustment Pin Current		50	100		50	100		μA
Adjustment Pin Current Change		0.2	0.8	1.8	0.2	0.8	1.8	μA
Temperature Stability		1			1			%
Minimum Load Current		3.5			3.5			mA
Current Limit		65			65			mA
RMS Output Noise, % of V _{OUT}		0.003			0.003			%
Ripple Rejection Ratio		65			65			dB
Long-Term Stability		65			65			dB
Thermal Resistance, Junction-to-Case		35			35			°C/W
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient (No Heat Sink)		140			140			°C/W

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is intended to be functional, but do not guarantee specific performance limits. For guaranteed specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics. The guaranteed specifications apply only for the test conditions listed.

Note 2: Refer to RETS117AH drawing for the LM117A, the RETS117H drawing for the LM117, the RETS117AK drawing for the LM117A, or the RETS117K for the LM117.

Note 3: Although power dissipation is internally limited, these specifications are applicable for maximum power dissipation of 2W for the TO-3 and TO-202, and 0.5W for the TO-3 and TO-202. I_{MAX} is 1.5A for the TO-3 and TO-202 packages and 0.5A for the TO-3 and TO-202 packages. All limits (i.e., the numbers in the Max. and Min. column) are guaranteed to National's AOQL (Average Outgoing Quality Level).

Note 4: Regulation is measured at a constant junction temperature, using pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects are covered under the specifications for thermal regulation.

Note 5: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 kΩ resistor.

Electrical Characteristics (Continued)

Specifications with standard type face are for T_J = 25°C, and those with boldface type apply over full operating temperature range. Unless otherwise specified, V_{IN} - V_{OUT} = 5V, and I_{OUT} = 10 mA. (Note 3)

Parameter	Conditions	LM317A			LM317			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Reference Voltage		1.238	1.250	1.262	1.225	1.25	1.30	V
Line Regulation	3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 40V, 10 mA ≤ I _{OUT} ≤ I _{MAX} , P ≤ P _{MAX}	1.225	1.250	1.270	1.20	1.25	1.30	V
	3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 40V (Note 4)	0.005	0.01	0.02	0.01	0.02	0.05	%/V
Load Regulation	10 mA ≤ I _{OUT} ≤ I _{MAX} (Note 4)	0.01	0.02	0.03	0.01	0.02	0.05	%/V
	3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 40V (Note 4)	0.1	0.5	1	0.1	0.5	1	%
Thermal Regulation	20 ms Pulse	0.04	0.07	0.1	0.04	0.07	0.1	%
Adjustment Pin Current		50	100		50	100		μA
Adjustment Pin Current Change		0.2	0.8	1.8	0.2	0.8	1.8	μA
Temperature Stability		1			1			%
Minimum Load Current		3.5			3.5			mA
Current Limit		65			65			mA
RMS Output Noise, % of V _{OUT}		0.003			0.003			%
Ripple Rejection Ratio		65			65			dB
Long-Term Stability		65			65			dB
Thermal Resistance, Junction-to-Case		35			35			°C/W
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient (No Heat Sink)		140			140			°C/W

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is intended to be functional, but do not guarantee specific performance limits. For guaranteed specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics. The guaranteed specifications apply only for the test conditions listed.

Note 2: Refer to RETS117AH drawing for the LM117A, the RETS117H drawing for the LM117, the RETS117AK drawing for the LM117A, or the RETS117K for the LM117.

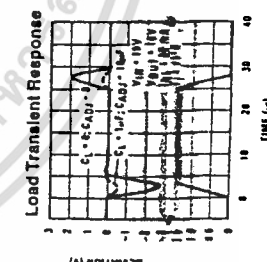
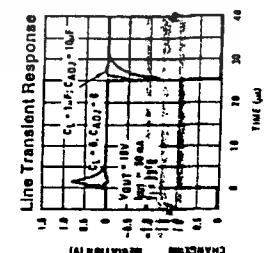
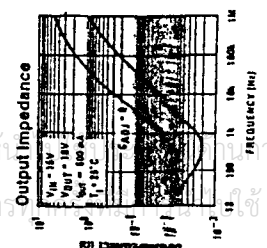
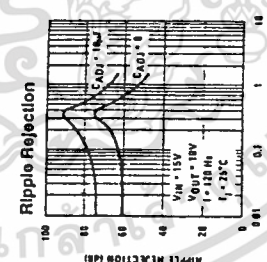
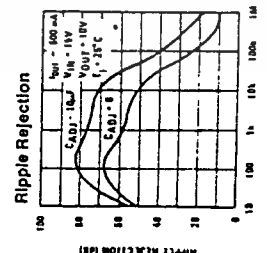
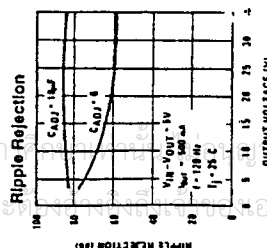
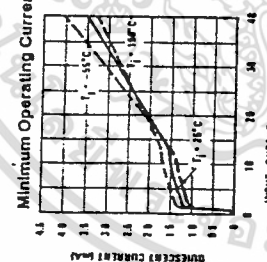
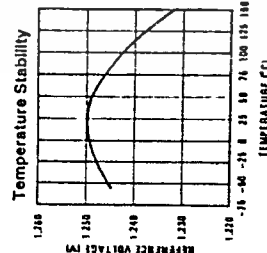
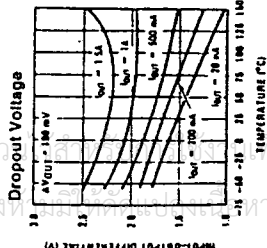
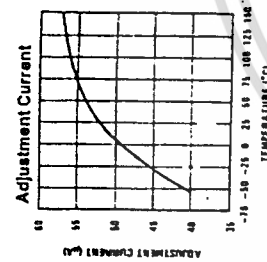
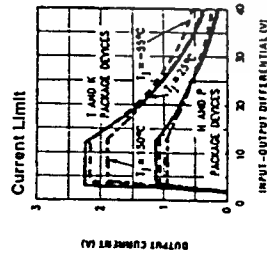
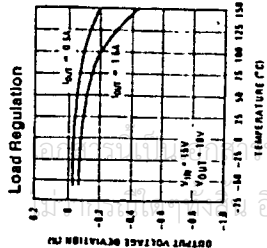
Note 3: Although power dissipation is internally limited, these specifications are applicable for maximum power dissipation of 2W for the TO-3 and TO-202, and 0.5W for the TO-3 and TO-202. I_{MAX} is 1.5A for the TO-3 and TO-202 packages and 0.5A for the TO-3 and TO-202 packages. All limits (i.e., the numbers in the Max. and Min. column) are guaranteed to National's AOQL (Average Outgoing Quality Level).

Note 4: Regulation is measured at a constant junction temperature, using pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects are covered under the specifications for thermal regulation.

Note 5: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 kΩ resistor.

Typical Performance Characteristics

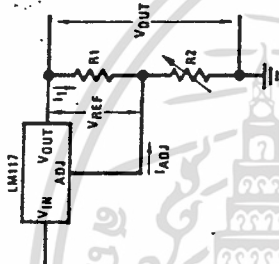
Output Capacitor = 0 μ F unless otherwise noted



Application Hints

In operation, the LM117 develops a nominal 1.25V reference voltage, V_{REF} , between the output and adjustment terminal. The reference voltage is impressed across program resistor R_1 and, since the voltage is constant, a constant current I_1 then flows through the output set resistor R_2 , giving an output voltage of

$$V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ} R_2$$



TL/H/9003-5

FIGURE 1
Since the 100 μ A current from the adjustment terminal represents an error term, the LM117 was designed to minimize I_{ADJ} and make it very constant with line and load changes. To do this, all quiescent operating current is returned to the output establishing a minimum load current requirement. If there is insufficient load on the output, the output will rise.

External Capacitors

An input bypass capacitor is recommended. A 0.1 μ F disc or 1 μ F solid tantalum on the input is suitable input bypassing for almost all applications. The device is more sensitive to the absence of input bypassing when adjustment or output capacitors are used but the above values will eliminate the possibility of problems.

The adjustment terminal can be bypassed to ground on the LM117 to improve ripple rejection. This bypass capacitor prevents ripple from being amplified as the output voltage is increased. With a 10 μ F bypass capacitor 80 dB ripple rejection is obtainable at any output level. Increases over 10 μ F do not appreciably improve the ripple rejection at frequencies above 120 Hz. If the bypass capacitor is used, it is sometimes necessary to include protection diodes to prevent the capacitor from discharging through internal low current paths and damaging the device.

In general, the best type of capacitors to use is solid tantalum. Solid tantalum capacitors have low impedance even at high frequencies. Depending upon capacitor construction, it takes about 25 μ F in aluminum electrolytic to equal 1 μ F solid tantalum at high frequencies. Ceramic capacitors are also good at high frequencies; but some types have a large decrease in capacitance at frequencies around 80 MHz. For this reason, 0.01 μ F disc may seem to work better than a 0.1 μ F disc as a bypass.

Although the LM117 is stable with no output capacitors, like any feedback circuit, certain values of external capacitance can cause excessive ringing. This occurs with values be-

tween 500 pF and 5000 pF. A 1 μ F solid tantalum (or 25 μ F aluminum electrolytic) on the output swamps this effect and insures stability. Any increase of the load capacitance larger than 10 μ F will merely improve the loop stability and output impedance.

Load Regulation

The LM117 is capable of providing extremely good load regulation but a few precautions are needed to obtain maximum performance. The current set resistor connected between the adjustment terminal and the output terminal (usually 240 Ω) should be tied directly to the output (case) of the regulator rather than near the load. This eliminates line drops from appearing effectively in series with the reference and degrading regulation. For example, a 15V regulator with 0.05 Ω resistance between the regulator and load will have a load regulation due to line resistance of $0.05\Omega \times I_L$. If the set resistor is connected near the load the effective line resistance will be $0.05\Omega (1 + R_2/R_1)$ or in this case, 11.5 times worse.

Figure 2 shows the effect of resistance between the regulator and 240 Ω set resistor.

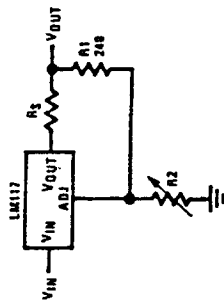


FIGURE 2. Regulator with Line Resistance in Output Lead

With the TO-3 package, it is easy to minimize the resistance from the case to the set resistor, by using two separate leads to the case. However, with the TO-5 package, care should be taken to minimize the wire length of the output lead. The ground of R_2 can be returned near the ground of the load to provide remote ground sensing and improve load regulation.

Protection Diodes

When external capacitors are used with any IC regulator it is sometimes necessary to add protection diodes to prevent the capacitors from discharging through low current points into the regulator. Most 10 μ F capacitors have low enough internal series resistance to deliver 20A spikes when shorted. Although the surge is short, there is enough energy to damage parts of the IC.

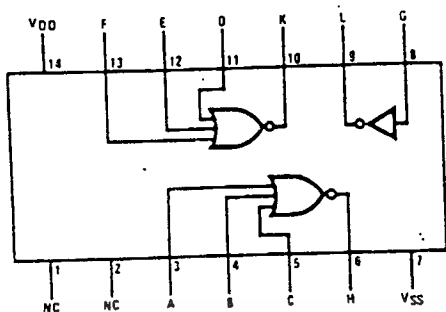
When an output capacitor is connected to a regulator and the input is shorted, the output capacitor will discharge into the output of the regulator. The discharge current depends on the value of the capacitor, the output voltage of the regulator, and the rate of decrease of V_{IN} . In the LM117, this discharge path is through a large junction that is able to sustain 15A surge with no problem. This is not true of other types of positive regulators. For output capacitors of 25 μ F or less, there is no need to use diodes.

CMOS (74C and 80C Series CMOS included with TTL starting on Page 301)

ECG4000

14-Pin DIP See Fig. D6

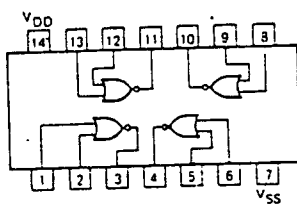
Dual 3-Input NOR Gate Plus Inverter, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$



ECG4001B

14-Pin DIP See Fig. D6

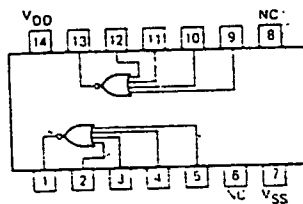
Quad 2-Input NOR Gate, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$



ECG4002B

14-Pin DIP See Fig. D6

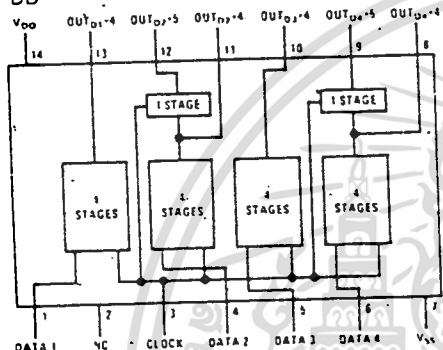
Dual 4-Input NOR Gate, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$



ECG4006B

14-Pin DIP See Fig. D6

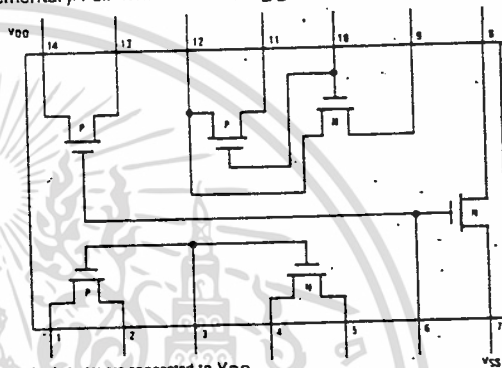
18-Stage Static Shift Register, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$



ECG4007

14-Pin DIP See Fig. D6

Dual Complementary Pair with Inverter, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$

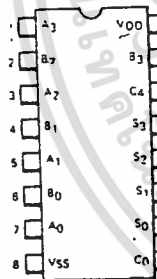


Note: All P-channel substrates are connected to V_{DD} and all N-channel substrates are connected to V_{SS} .

ECG4008B

16-Pin DIP See Fig. D8

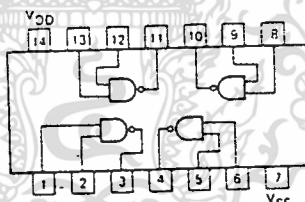
4-Bit Full Adder, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$



ECG4011B

14-Pin DIP See Fig. D6

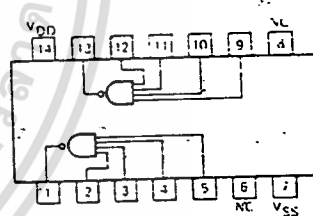
Quad 2-Input NAND Gate, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$



ECG4012B

14-Pin DIP See Fig. D6

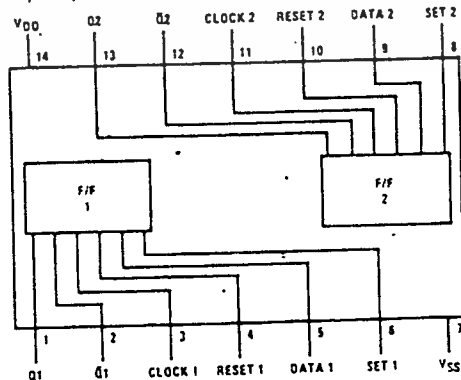
Dual 4-Input NAND Gate, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$



ECG4013B

14-Pin DIP See Fig. D6

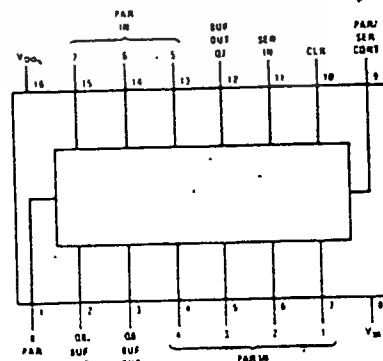
Dual "D" Flip-Flop with Set/Reset, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$



ECG4014B

16-Pin DIP See Fig. D8

8-Stage Static Shift Register, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$



Package Outlines - See Page 338

CMOS (cont'd)

ECG4015B 16-Pin DIP See Fig. D8 Dual 4-Stage Static Shift Register, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$	ECG4016B 14-Pin DIP See Fig. D6 Quad Bilateral Switch, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$	ECG4017B 16-Pin DIP See Fig. D8 Decade Counter/Divider, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$
ECG4018B 16-Pin DIP See Fig. D8 Presettable Divide-by-"N" Counter, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$	ECG4019B 16-Pin DIP See Fig. D8 Quad AND/OR Select Gate, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$	ECG4020B 16-Pin DIP See Fig. D8 14-Stage Binary/Ripple Counter, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$
ECG4021B 16-Pin DIP See Fig. D8 8-Stage Serial to Parallel Shift Register, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$	ECG4022B 16-Pin DIP See Fig. D8 Counter/Divider, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$	ECG4023B 14-Pin DIP See Fig. D6 Triple 3-Input NAND Gate, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$
ECG4024B 14-Pin DIP See Fig. D6 7-Stage Binary Counter, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$	ECG4025B 14-Pin DIP See Fig. D6 Triple 3-Input NOR Gate, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$	ECG4026B 16-Pin DIP See Fig. D8 Decade Counter/Divider with Display Enable, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$

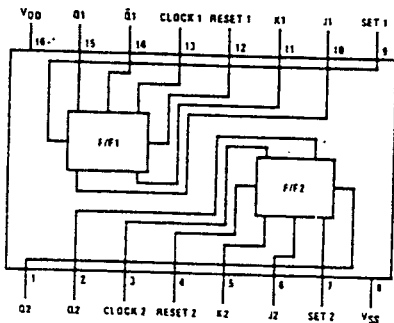
Package Outlines - See Page 338

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CMOS (cont'd)

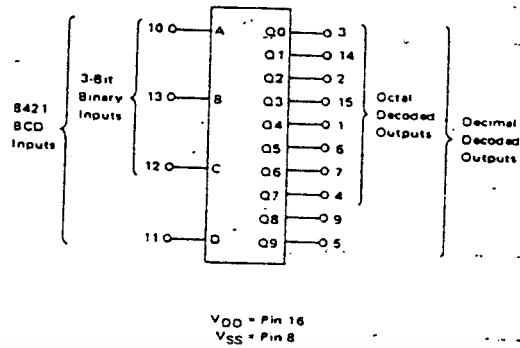
ECG4027B

Dual J-K Master-Slave Flip-Flop, $V_{DD} = 3 \text{ V to } 15 \text{ V}$ 16-Pin DIP See Fig. D8



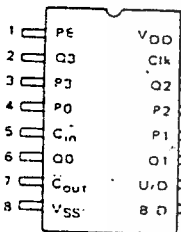
ECG4028B

BCD-to-Decimal Decoder, $V_{DD} = 3 \text{ V to } 15 \text{ V}$ 16-Pin DIP See Fig. D8



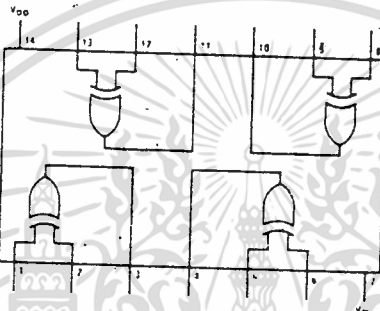
ECG4029B

Presettable Up/Down Counter, $V_{DD} = 3 \text{ V to } 15 \text{ V}$ 16-Pin DIP See Fig. D8



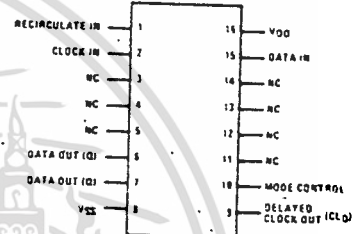
ECG4030B

Quad Exclusive OR Gate, $V_{DD} = 3 \text{ V to } 15 \text{ V}$ 14-Pin DIP See Fig. D6



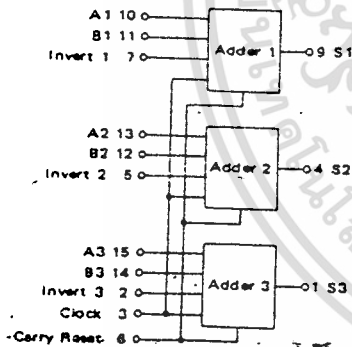
ECG4031B

64-Stage Static Shift Register, $V_{DD} = 3 \text{ V to } 15 \text{ V}$ 16-Pin DIP See Fig. D8



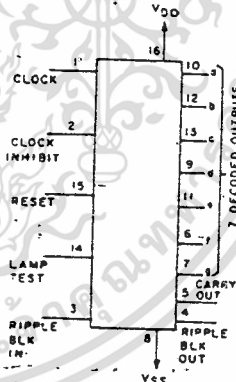
ECG4032B - Positive Logic ECG4038B - Negative Logic

Triple Serial Adders, $V_{DD} = 3 \text{ V to } 15 \text{ V}$ 16-Pin DIP See Fig. D8



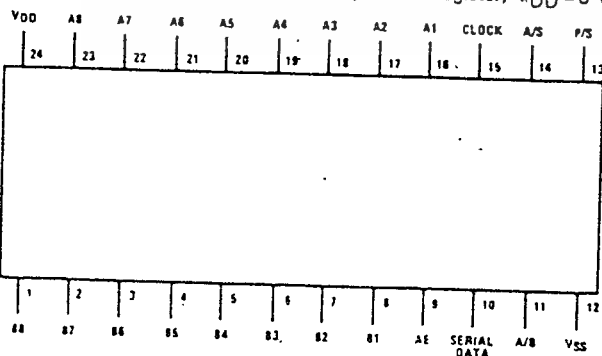
ECG4033B

Decade Counter/Divider, $V_{DD} = 3 \text{ V to } 15 \text{ V}$ 16-Pin DIP See Fig. D8



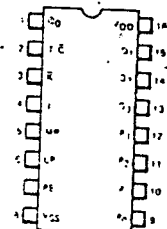
ECG4034B

8-Stage Static Bi-Directional Parallel/Serial Input/Output Bus Register, $V_{DD} = 3 \text{ V to } 15 \text{ V}$ 24-Pin DIP See Fig. D14



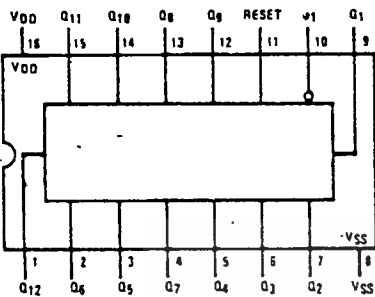
ECG4035B

4-Stage Parallel In/Parallel Out Shift Register, $V_{DD} = 3 \text{ V to } 15 \text{ V}$ 16-Pin DIP See Fig. D8

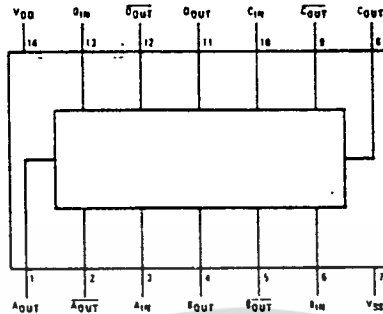


CMOS (cont'd)

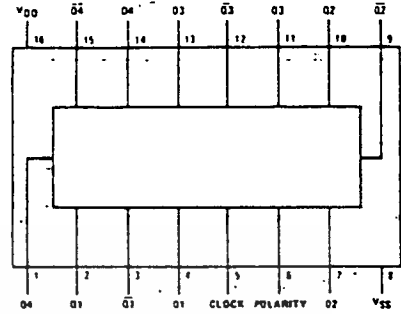
ECG4040B 16-Pin DIP See Fig. D8
12-Stage Binary/Ripple Counter,
 $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$



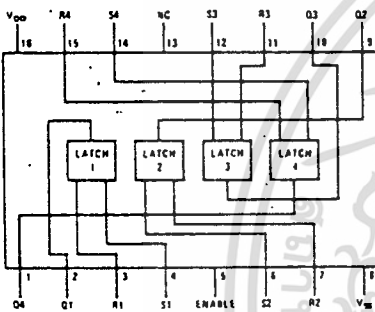
ECG4041 14-Pin DIP See Fig. D6
Quad True/Complement Buffer,
 $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$



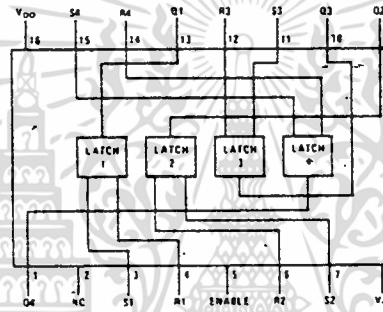
ECG4042B 16-Pin DIP See Fig. D8
Quad-Clocked "D" Latch,
 $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$



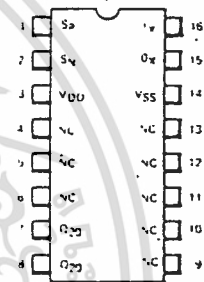
ECG4043B 16-Pin DIP See Fig. D8
Quad 3-State NOR R/S Latch,
 $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$



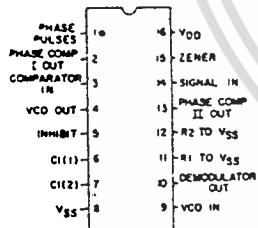
ECG4044B 16-Pin DIP See Fig. D8
Quad 3-State NAND R/S Latch,
 $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$



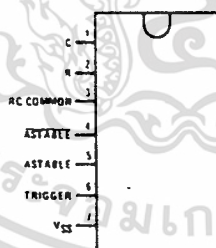
ECG4045B 16-Pin DIP See Fig. D8
21-Stage Counter, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$



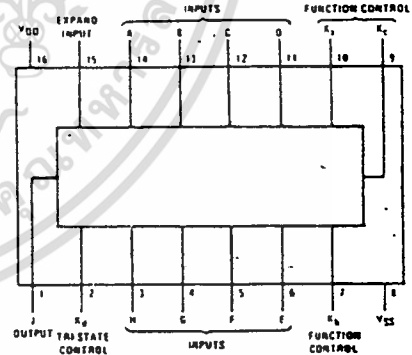
ECG4046B 16-Pin DIP See Fig. D8
CMOS-Phase Locked Loop,
 $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$



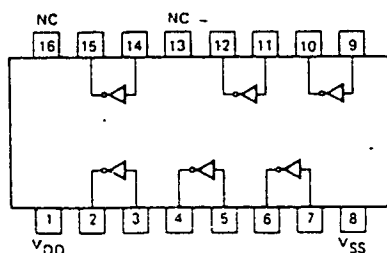
ECG4047B 14-Pin DIP See Fig. D6
Monostable/Astable Multivibrator,
 $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$



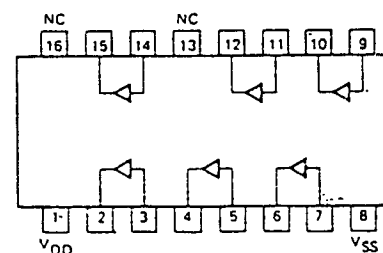
ECG4048B 16-Pin DIP See Fig. D8
Multifunction Expandable 8-Input Gate
(3-State Output), $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$



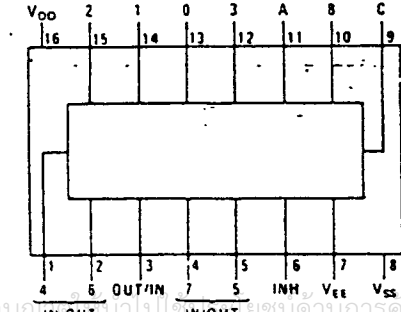
ECG4049 16-Pin DIP See Fig. D8
Hex Buffer/Converter (Inverting),
 $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$



ECG4050B 16-Pin DIP See Fig. D8
Hex Buffer/Converter (Non-Inverting),
 $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$



ECG4051B 16-Pin DIP See Fig. D8
Single 8-Channel Multiplexer,
 $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$



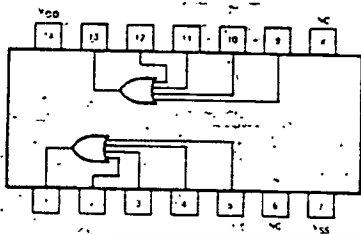
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ในการค้า

CMOS (cont'd)

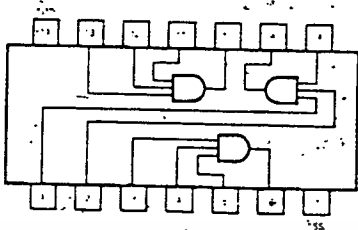
ECG4052B 16-Pin DIP See Fig. D8 Differential Dual 4-Channel Multiplexer, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$	ECG4053B 16-Pin DIP See Fig. D8 Triple 2-Channel Analog Multiplexer, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$	ECG4055B 16-Pin DIP See Fig. D8 BCD-to-7-Segment Decoder/Driver, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$
ECG4056B 16-Pin DIP See Fig. D8 BCD-to-7-Segment LCD Decoder/Driver with Strobe Latch, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$	ECG4060B 16-Pin DIP See Fig. D8 14-Stage Ripple-Carry Binary Counter/ Divider and Oscillator, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$	ECG4063B 16-Pin DIP See Fig. D8 4-Bit Magnitude Comparator, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$
ECG4066B 14-Pin DIP See Fig. D6 Quad Bilateral Switch	ECG4067B 24-Pin DIP See Fig. D14 16-Channel Multiplexer/Demultiplexer, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$	ECG4068B 14-Pin DIP See Fig. D6 8-Input NAND Gate, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$
ECG4069 14-Pin DIP See Fig. D6 Hex Inverter, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$	ECG4070B 14-Pin DIP See Fig. D6 Quad Exclusive OR Gate, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$	ECG4071B 14-Pin DIP See Fig. D6 Quad 2-Input OR Gate, $V_{DD} = 3\text{ V to }15\text{ V}$

CMOS (cont'd)

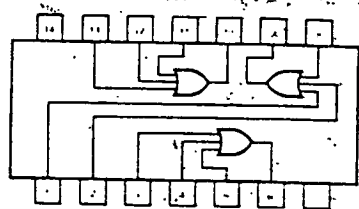
ECG4072B 14-Pin DIP See Fig. D6
Dual 4-Input OR Gate, $V_{DD}=3\text{ V to }15\text{ V}$



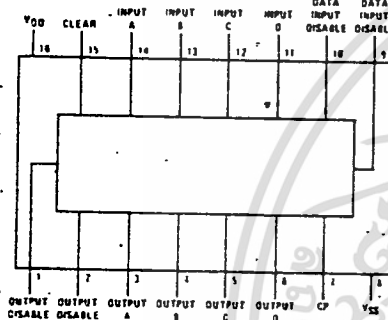
ECG4073B 14-Pin DIP See Fig. D6
Triple 3-Input AND Gate, $V_{DD}=3\text{ V to }15\text{ V}$



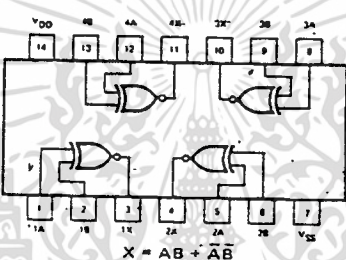
ECG4075B 14-Pin DIP See Fig. D6
Triple 3-Input OR Gate, $V_{DD}=3\text{ V to }15\text{ V}$



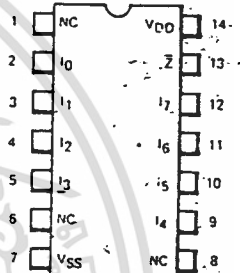
ECG4076B 16-Pin DIP See Fig. D8
4-Bit "D" Type Register (Tri-State Output),
 $V_{DD}=3\text{ V to }15\text{ V}$



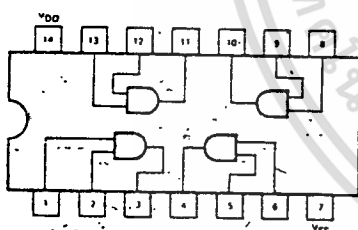
ECG4077B 14-Pin DIP See Fig. D6
Quad Exclusive NOR Gate,
 $V_{DD}=3\text{ V to }15\text{ V}$



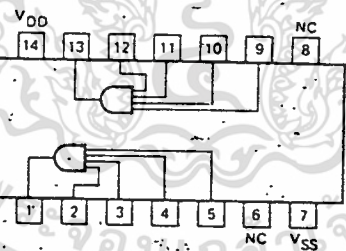
ECG4078B 14-Pin DIP See Fig. D6
8-Input NOR Gate, $V_{DD}=3\text{ V to }15\text{ V}$



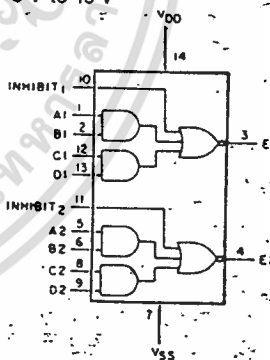
ECG4081B 14-Pin DIP See Fig. D6
Quad 2-Input AND Gate, $V_{DD}=3\text{ V to }15\text{ V}$



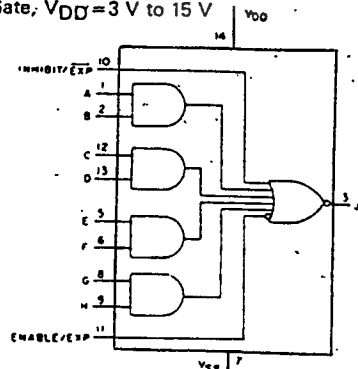
ECG4082B 14-Pin DIP See Fig. D6
Dual 4-Input AND Gate, $V_{DD}=3\text{ V to }15\text{ V}$



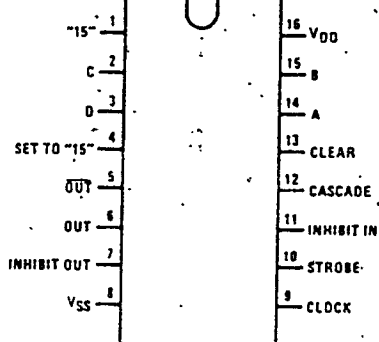
ECG4085B 14-Pin DIP See Fig. D6
Dual 2-Wide 2-Input AND/OR Invert Gate,
 $V_{DD}=3\text{ V to }15\text{ V}$



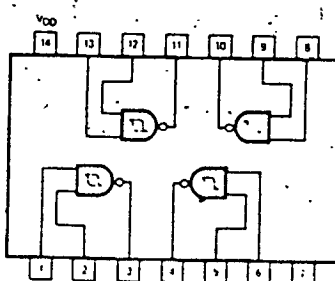
ECG4086B 14-Pin DIP See Fig. D6
Expandable 4-Wide 2-Input AND/OR Invert Gate,
 $V_{DD}=3\text{ V to }15\text{ V}$



ECG4089B 16-Pin DIP See Fig. D8
Binary Rate Multiplier, $V_{DD}=3\text{ V to }15\text{ V}$



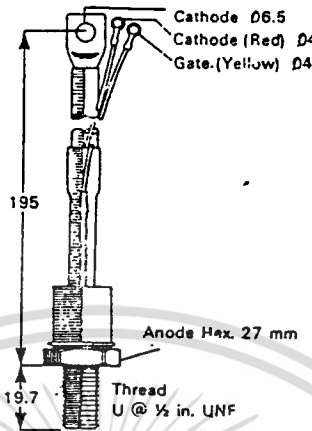
ECG4093B 14-Pin DIP See Fig. D6
Quad 2-Input NAND Schmitt Trigger,
 $V_{DD}=3\text{ V to }15\text{ V}$



MEDIUM POWER CR51U & M Series CONVERTER THYRISTORS

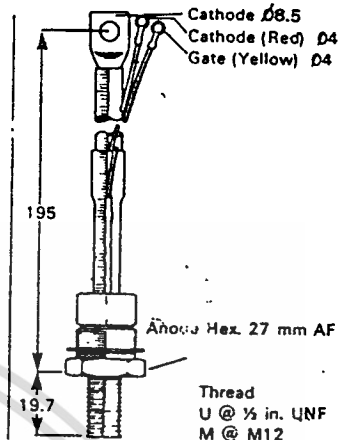
IT(AV) 85°C = 70A
ITSM = 1500A
I²t = 11,250A² sec

Type No. Outline 5U	Outline 5M	VRRM	VRSM
CR51U14JY	CR51M14JY	1400	1500
CR51U13JY	CR51M13JY	1300	1400
CR51U12JY	CR51M12JY	1200	1300
CR51U11JY	CR51M11JY	1100	1200
CR51U10JY	CR51M10JY	1000	1100
CR51U08JY	CR51M08JY	800	900
CR51U06JY	CR51M06JY	700	700
CR51U05JY	CR51M05JY	600	600
CR51U04JY	CR51M04JY	500	500
CR51U03JY	CR51M03JY	350	350
CR51U02JY	CR51M02JY	200	250
CR51U01JY	CR51M01JY	100	150
CR51UX5JY	CR51MX5JY	50	75



U

Conforms to SO-30C TO-94
Weight 120g



M

Torque Max. 11.3 Nm
Rec. 9.6 Nm
BS 9300 Outline page 125

Current Ratings

IT(AV)	Mean on-state current	Half wave resistive load T _{case} = 85°C	UNITS
IRMS	RMS value	Max Value	55 A
IT (Max)	Continuous (direct) on-state current	T _{case} = 85°C	110 A
			70 A

Surge Ratings

ITRM	Repetitive peak on-state current	Sinusoidal waveform conduction angle φ = 30° T _{case} = 60°C	540 A
I ² t	I ² t for fusing	10ms half sine T _j = 125°C	5000 A ² sec
		3ms half sine T _j = 125°C	2932 A ² sec
ITSM	Surge (non-repetitive) on-state current	With 100% VRRM T _j = 125°C	1000 A
di/dt	Rate of rise of on-state current	From V _D to 150A Gate Source 20V	100 A/μs
		10 Ω rise time 0.5 μs T _j = 125°C	300 V/μs
dv/dt	Max linear rate of rise of off-state voltage	Voltage = 50% VDSM T _{case} = 125°C	

Gate Ratings

VFGM	Peak forward gate voltage	Anode positive with respect to cathode	30 V
VFGN	Peak forward gate voltage	Anode negative with respect to cathode	0.25 V
VRGM	Peak reverse gate voltage		5 V
IFGM	Peak forward gate current	Anode positive with respect to cathode	10 A
PGM	Peak gate power	tp = 100 μs	100 W
PG	Mean gate power		1 W

Temperature & Frequency Ratings

Tvj	Virtual junction temperature	On-state (conduction)	135 °C
		Off-state (blocking)	125 °C
Tstg	Storage temperature range		-55 to +125 °C
f	Frequency range		10 to 400 Hz

Characteristics T_{case} = 25°C unless otherwise stated

VTM	On-state voltage	At 150 Amps peak
IDM	Peak off-state current	At VDRM T _{case} = 125°C
IRM	Peak reverse current	At VRRM T _{case} = 125°C
IL	Latching current	V _D = 5V T _p = 10 μs
IH	Holding current	V _D = 5V Gate open circuit 50A pulse
td	Delay time	V _D = 100V Gate source = 20V 10 Ω
tq	Circuit commutated turn-off time	IT = 50A; VRM = 100V; dITR/dt = 20A/μs
		VDR = 80% V _D ; dVDR/dt = 20V/μs
		linear, T _{case} = 125°C
VGT	Gate trigger voltage	V _{DWM} = 5V
VGD	Gate non-trigger voltage	At rated continuous (direct) off-state
		voltage T _{case} = 125°C
*IGT	Gate trigger current	V _{DWM} = 5V
Rth(j-h)	Thermal resistance junction to heatsink surface	Mounting Torque 9.6Nm (with mounting grease)

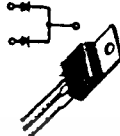
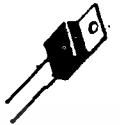
*Add - 1 to type No. for IGT selection to 75mA.

LIMIT				
5%	Typ	95%	Max	Units
—	—	—	1.6	V
—	—	—	10	mA
—	—	—	10	mA
30	74	109	300	mA
6	17	27	—	mA
0.5	0.7	0.9	—	μs
65	90	120	—	μs
0.9	1.0	2.0	3.0	V
—	—	—	0.25	V
20	35	100	150	mA
—	—	—	0.46	°C/W
—	—	—	0.46	°C/W
—	—	—	0.53	°C/W

d.c.
half wave
3-phase

ULTRAFAST RECOVERY DIODE เบอร์ที่จำหน่าย



VRRM (Volts)	**IO, AVERAGE RECTIFIED FORWARD CURRENT (Amperes)				
	1	4	6	8	15
	59-04 (DO-41) Plastic 	267-03 Plastic 	221A-04 (TO-220AB) Plastic 	221B-01 (TO-220AC) Plastic 	
50				MUR805	
100		MUR410	MUR810CT	MUR810	MUR1510
150	MUR115		MUR815CT	MUR815	
200	MUR120	MUR420		MUR820	MUR1520
400	MUR140RL	MUR440		MUR840	MUR1540
600		MUR450		MUR850	
800	MUR180RL	MUR480RL		MUR880	MUR1580
700	MUR170RL	MUR470			
900	MUR180E	MUR480		MUR890E	
900				MUR890E	
1000	MUR1100ERL	MUR4100		MUR100E	
IFM (Amperes)	35	125	75	100	300
TA@ Rated IO (°C)	80	80			
TC@ Rated IO (°C)			130	150	150
TJ@ MAX (°C)	175	175	175	175	175
See pg	25/5075	25/5075	25	35/60100	35/80

VRRM (Volts)	**IO, AVERAGE RECTIFIED FORWARD CURRENT (Amperes)			
	15	30	30	50
	221A-05 (TO-220AB) 	340E-01 (TO-218) 	340D-01 (TO-218AC) 	257-01 (DO-200AB) Metal 
50	MUR180ACT	MUR180CTR		
100	MUR1810CT	MUR1810CTR		MUR3010PT
150				MUR3015PT
200	MUR1820CT	MUR1820CTR	MUR3020	
300			MUR3020PT	MUR3020
400	MUR1840CT		MUR3040PT	
500	MUR1850CT		MUR3050PT	
600	MUR1860CT		MUR3060PT	
1800		MUR30100E		
IF SM (Amperes)	100	300	150	400
TA max	35	100	100	85
TJ (Max) °C	175	175	150	175

1 is total device output current

VRRM (Volts)	AVERAGE RECTIFIED FORWARD CURRENT (Amperes)
	40
	340E-01 (TO-218) 
200	MUR8020
300	MUR8030
400	MUR8040
IFM (Amperes)	800
TA max	100
TJ MAX °C	175

** IO is total device output current.

นอกจากนี้ทางห้างยังมีสินค้าอีกมากมายหลายชนิดไว้คอยบริการ โปรดติดต่อขอรายละเอียดได้ที่ :
ผู้แทนจำหน่าย

ห้างหุ้นส่วนจำกัด โซคซียอิลิคโทรนิคส์พหลาย ห้างหุ้นส่วนจำกัด สหพิพัฒน์

128/21-23 ถนนรัชฎาภิเศก แขวงวังบูรพา เขตพระนคร กรุงเทพฯ 10200
โทร. 222-3921, 221-9075, 222-9295

176 ถ.บ้านหม้อ แขวงวังบูรพา เขตพระนคร กทม. 10200
โทร. 224-0726 แผนกเคมีคอนคัคเตอร์ โทร. 221-5384

ตั้งแต่เวลา 08.00-18.00 น. ใช้ FAX : 226-1846 และเวลา 18.00-07.00 น. ใช้ FAX : 224-7639

ทางห้างบริการจัดสินค้าสำหรับท่านที่เป็นหรือขยายกิจการค้าด้านอิเล็กทรอนิกส์ โดยราคาขอมเยาและเป็นกันเอง รับส่งทาง พ.ก.ง. ด้วยความเร็ว
AD.172

เอกสารนี้เป็นเอกสารทรัพย์สินทางปัญญาของบริษัทฯ ไม่สามารถนำออกเผยแพร่ได้โดยไม่ได้รับอนุญาต
ในทางกรณีนี้ ห้างหุ้นส่วนจำกัดโซคซียอิลิคโทรนิคส์พหลาย และห้างหุ้นส่วนจำกัด สหพิพัฒน์ ขอสงวนลิขสิทธิ์ไว้

เชมิฯ 133 พ.ย. 36

กิตติกรรมประกาศ

บริษัทยาภิพจน์นี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยความช่วยเหลือจากหลายท่าน ผู้จัดทำขอขอบคุณ
อาจารย์สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์ อาจารย์ที่ปรึกษาที่ให้คำแนะนำ ให้คำปรึกษา และให้ความ
รู้ในการจัดทำมาโดยตลอด ขอขอบคุณคุณแม่ของผู้จัดทำที่คอยให้กำลังใจและทุนทรัพย์ในการ
จัดทำ สุดท้ายนี้ขอขอบคุณอาจารย์ทุกท่านและเพื่อนทุกคนที่มีส่วนให้คำปรึกษา ท้าทายโครงการ
สำเร็จลุล่วงไปได้ จึงขอขอบคุณมา ณ โอกาสนี้ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. รัชช ศังขจันทรานนท์, "ควบคุมเครื่องกลไฟฟ้าด้วยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง", สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี (ไทย-ญี่ปุ่น), 2535
2. ปายกี แซ่แท้ และคณะ, "Static Frequency Converter 1", ปริญญาพนธ์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สจล, 2523
3. จิรวัดน์ พิพรพงศ์ และคณะ, "Static Frequency converter 2", ปริญญาพนธ์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สจล, 2524
4. วุทธิชัย ภูมิสมบัติ และคณะ, "สามเฟสอินเวอร์เตอร์", ปริญญาพนธ์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สจล, 2525
5. J.M.D. Murphy, "Thyristor Control of A.C. Motor", Pergamon Press, 1973
6. B.W. Williams, "Power Electronics", Macmillan Education, 1987
7. Masda F.F., "Thyristor control", John Wiley and Sons, 1973