



ปีการศึกษา 2537

สามเฟส คอนเวอร์เตอร์ และอินเวอร์เตอร์



อาจารย์สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์

ปริญญาโท ปีการศึกษา 2537

ภาควิชา เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง สามเฟสคอนเวอร์เตอร์และอินเวอร์เตอร์

ผู้จัดทำ



นายกว	พงษ์พันธ์	35103263
นายคมกฤษณ์	ศรีพงษ์ดี	35103264
นายชัยรัตน์	สุดพ้อง	35103269

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามเฟสคอนเวอร์เตอร์และอินเวอร์เตอร์

พாயกรวิ พงษ์พันธ์

พಾಯคมกฤษณ์ ศรีพงษ์

พಾಯชัยรัตน์ พุดพ้อง

อ. สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2537

บทคัดย่อ

โครงการนี้ประกอบกันเป็นสองส่วนคือคอนเวอร์เตอร์และ อินเวอร์เตอร์ รวมสองส่วนนี้ เป็นคอนเวอร์เตอร์แบบตีซี เชื่อมโยง โครงการนี้ได้เสนอแนวการ ออกแบบและหลักการสร้างอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสขนาด 1-2 กิโลวัตต์แอมป์แปร์ สำหรับควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ขนาด 1 แรงม้า 3.5 แอมป์ 220 โวลต์ อินเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นสามารถจ่ายเอาต์พุตได้ 3 เฟส ในช่วงความถี่ 10-60 เฮริทซ์ ซึ่งการปรับความถี่และโวลต์ เตจจะเป็นอิสระจากกัน แต่ก็สามารถ ปรับในลักษณะอัตราส่วนโวลต์ เตจต่อเฮริทซ์คงที่ โครงการนี้มีข้อดีหลายประการ เช่น มีโครงสร้างที่ง่าย ความเชื่อถือได้สูง ทนทาน และควบคุมได้ง่าย

THREE PHASE CONVERTER AND INVERTER

KAWEE PONGPANUS

KOMGRIT SREEPONG

CHAIRUT PHUDPHONG

SINGTONG PATANASETHANON · ADVISOR

1994

ABSTRACT

This project consists of 2 main components. There are Converter and Inverter. Include 2 components are DC link converter. In this project, present the basic concept and designing to create the 1.2 KVA 3 inverter for control speed 3 induction motor 1 HP , 3.5 A , 220 V . Inverter supply output 3 AC voltage and able to adjust frequency from 10-60 Hz. Adjusting of frequency and voltage is dependent. But able to adjust voltage per hertz are constant. It has a lot of advantages for example, simple construction ; high reliability, rugged, and simple control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

บทคัดย่อ

Abstract

บทที่ 1 บทนำ.....	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ.....	3
หลักการควบคุมความเร็วมอเตอร์.....	5
วงจรถอนเวอร์เตอร์.....	16
วงจรมอเตอร์.....	30
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง.....	51
วงจรถอนอินเวอร์เตอร์.....	51
วงจรถักเกออร์.....	55
การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง.....	67
วงจรถัก.....	71
วงจรถอนเวอร์เตอร์.....	76
บทที่ 4 ผลการทดลอง.....	106
บทที่ 5 สรุปและบทวิจารณ์.....	115
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
บรรณานุกรม	

บทที่ 1

บทนำ

ในวงการอุตสาหกรรมทุกวันนี้ นิยมใช้มอเตอร์กระแสสลับเป็นตัวต้นกำลัง โดยเฉพาะมอเตอร์เหนี่ยวนำเป็นที่นิยมใช้กันอย่างกว้างขวาง เพราะมีความแข็งแรง มีราคาถูก มีประสิทธิภาพสูง ความแน่นอนในการใช้งานสูงและการบำรุงรักษาสะดวก

ถ้ามอเตอร์มีค่าความเร็วรอบซิงโครทรัส N_s มีจำนวนขั้วเท่ากับ P มีค่าสลลิปเป็น S และมีความถี่เป็น F ค่าความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส N จะเท่ากับ

$$N = N_s(1-S) = \frac{120F}{P} (1-S) \quad (\text{รอบต่อนาที})$$

ดังนั้น จะเห็นได้ว่าจะสามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดกรงกระรอกได้สามวิธี คือ

1. โดยการเปลี่ยนแปลงจำนวนขั้ว
2. โดยการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ของระบบไฟฟ้า
3. โดยการเปลี่ยนแปลงค่าสลลิป

การควบคุมความเร็วรอบโดยวิธีข้อ 1 และ 2 สามารถนำมาใช้งานได้แต่วิธีข้อ 3 ซึ่งเป็นการเปลี่ยนแปลงค่าสลลิปนั้น แม้ว่าค่าของตักตาไฟฟ้าจะเปลี่ยนแปลงไป 10 % ค่าของความเร็วจะเปลี่ยนไปน้อยมาก ถ้าเปลี่ยนแปลงตักตาไฟฟ้าออกไปอีก จะทำให้ค่าแรงบิดสูงสุดของมอเตอร์เปลี่ยนแปลงอย่างมากจนไม่สามารถนำมาใช้งานได้ ดังนั้นจึงไม่นิยมใช้วิธีที่ 3 การควบคุมความเร็วโดยวิธีที่ 1 จะทำได้เพียงไม่กี่ค่า ส่วนวิธีที่ 2 สามารถควบคุมความเร็วได้ทุกค่า ดังนั้น จึงนิยมใช้วิธีที่ 2 ในการเปลี่ยนแปลงความเร็ว แต่เนื่องจากกระแสไฟฟ้าโดยทั่วไปจะมีความถี่คงที่ เช่น บ้านเมืองเรามีความถี่ของกระแสไฟฟ้า 50

มาใช้งานโดยสร้างเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งมีอินพุตเป็นไฟกระแสตรงเอาท์พุทเป็นไฟกระแสสลับที่สามารถปรับได้ทั้งความถี่และโวลต์เตจ ทำให้การควบคุมมอเตอร์มีประสิทธิภาพสูงและแรงบิดสูงสุดคงที่ตลอดช่วงของการควบคุมความเร็ว การที่จะให้แรงบิดสูงสุดของมอเตอร์คงที่ ตลอดช่วงการควบคุมความเร็ว จะต้องปรับโวลต์เตจเอาท์พุทและความถี่ในลักษณะที่ทำให้อัตราส่วนโวลต์ต่อ เฮิรตซ์ คงที่ การปรับโวลต์เตจสามารถทำได้หลายวิธีซึ่งจะได้กล่าวในบทต่อไป

จุดประสงค์ของโครงการนี้คือการออกแบบและสร้างคอนเวอร์เตอร์ แบบ ดีซี เชื่อมโยง (DC link Converter) เป็นวงจรเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าจากเอซี เป็นเอซีสองขั้นตอน คือ

ขั้นตอนแรก เปลี่ยนกำลังไฟฟ้าเอซี เลี้ยงวงจรให้เป็นดีซีซึ่ง เรียกว่า " คอนเวอร์เตอร์ (วงจรเรียงกระแส)" สำหรับคอนเวอร์เตอร์ในโครงการนี้จะใช้เอสซีอาร์และ ไอซีเฟส คอนโทรลเลอร์ TCA 785 ของซีเมน ซึ่งสามารถเปลี่ยนค่าแรงดันได้

ขั้นตอนที่สอง เป็นการเปลี่ยนไฟฟ้าดีซีให้กลับเป็นเอซีซึ่งเรา เรียกว่า " อินเวอร์เตอร์ (Inverter)" ที่สามารถปรับได้ทั้งความถี่และโวลต์เตจในระยะแรกนี้ การปรับความถี่ และโวลต์เตจจะเป็นอิสระจากกัน โดยได้เลือกวงจรอินเวอร์เตอร์ของ " MCMURAY BEDFORD " ซึ่งข้อดีคือ di/dt ต่ำ การทำงานไม่ซับซ้อน จึงเหมาะสมสำหรับการเริ่มต้นศึกษาและสร้างอินเวอร์เตอร์ขึ้นมาใช้งานได้จริง ๆ

แนวทางการออกแบบ และสร้างคอนเวอร์เตอร์ แบบดีซี เชื่อมโยง (DC link Converter) จะเป็นไปในลักษณะที่สามารถใช้วัตถุดิบ สิ่งของ และ เทคโนโลยีสมัยใหม่ ๆ ที่มีอยู่ในประเทศ หรือสามารถจัดซื้อได้ภายในประเทศ

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

หลักการควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสสลับ เพื่อจุดประสงค์ในการใช้งานที่จำเป็นจะต้องแปลงความเร็วรอบในการควบคุมระบบต่างๆ ที่จำเป็นต้องใช้มอเตอร์เป็นตัวต้นกำลัง ระบบขับเคลื่อนจะต้องมีประสิทธิภาพในการทำงานสูง ค่าใช้จ่ายในการทำงานต่ำและราคาของระบบควบคุมต้องราคาถูก โดยทั่วไประบบการขับเคลื่อนจะแบ่งเป็นสองลักษณะตามลักษณะของมอเตอร์คือระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสสลับ และการขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรง ซึ่งทั้งสองระบบมีข้อดีข้อเสียโดยสังเขปดังนี้

ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรง

ข้อดี

1. การควบคุมทำได้ง่ายไม่สลับซับซ้อนมาก
2. ความแม่นยำ ตลอดจนเสถียรภาพสูง
3. ช่วงของการควบคุมความเร็วทำได้กว้าง
4. ราคาของระบบควบคุมต่ำ เมื่อเทียบกับระบบควบคุมที่ใช้มอเตอร์กระแสสลับ
5. สามารถคืนพลังงานกลับเข้าสู่ระบบได้โดยตรงทำให้ลดการสูญเสีย
6. สามารถควบคุมได้ในย่านกำลังม้ามอเตอร์สูง ๆ

ข้อเสีย

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่หน่วยงานใหญ่และเจ้าหน้าที่มากเมื่อเทียบกับมอเตอร์กระแสสลับในด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. มีปัญหาในการบำรุงรักษามาก หากใช้งานในระบบที่มีผู้ผล็องจํานวนมาก

ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสสลับ

ข้อดี

1. ราคาของมอเตอร์กระแสสลับมีราคาไม่แพงมากนัก เมื่อเทียบกับมอเตอร์กระแสตรง
2. มีโครงสร้างที่ไม่ยุ่งยากและแข็งแรง
3. ค่าใช้จ่ายในการบำรุงรักษาต่ำ
4. มีขนาดและน้ำหนักเบากว่ามอเตอร์กระแสตรง ที่มีกำลังม้าเท่ากัน
5. ใ้ใช้งานในระบบที่มีผู้ผล็องจํานวนมาก มอเตอร์กระแสสลับใช้ได้ดีกว่ามอเตอร์กระแสตรง

ข้อเสีย

1. ระบบควบคุมยุ่งยากซับซ้อนหากให้ได้เสถียรภาพที่ดี
2. ช่วงของการควบคุมความเร็วทำได้แคบ
3. ราคาของระบบควบคุมยังมีราคาสูงกว่าระบบมอเตอร์กระแสตรง
4. ยังมีปัญหาเนื่องจากข้อจำกัดทางด้านอุปกรณ์โซลิตสเตรนในการควบคุมในย่านกำลังม้าสูง

อินดัคชั่นมอเตอร์ในระบบควบคุมที่แตกต่างกันแบบ Change pole การควบคุมทำได้แคบและมอเตอร์มีขนาดใหญ่ ต้องมีขดลวดสเตเตอร์ตามจํานวนของ Pole ที่ต้องการจะเปลี่ยนความเร็ว ส่วนการควบคุม Phase นั้นจะต้องมีการระบายความร้อนที่ดีเพราะความสูญเสียในรูปของความร้อนมีมาก สำหรับการควบคุมแบบเปลี่ยนความถี่และรักษาอัตราส่วนของ V/F ให้คงที่จะสามารถลดขนาดของมอเตอร์ให้เหลือเล็กลง

การควบคุมในส่วนของ ดี.ซี. มอเตอร์ที่นำมาแสดงเป็นแบบ ต้องใช้

M.G. SET ทำให้ต้องเพิ่มค่าใช้จ่ายในการบำรุงรักษาและยุ่งยากมาก เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญตเห็นไปไซ้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำซึ่งประกอบไปด้วยส่วนสำคัญ 2 ส่วน คือ ส่วนที่อยู่กับที่ (stator) และส่วนที่หมุน (rotor) การทำงานเมื่อจ่ายกระแสไฟฟ้าให้กับ สเตเตอร์ ขดลวดสเตเตอร์จะสร้างสนามแม่เหล็กหมุนขึ้นค่าหนึ่งรอบของแอมป์ ซึ่งอยู่ระหว่างสเตเตอร์ และโรเตอร์และสนามแม่เหล็กหมุนจะมีความเร็วตั้ง สมการ

$$N_s = 120f/p$$

- โดยที่ N_s = ความเร็วซิงโครทรัส
- f = ความถี่ที่ขดลวดสเตเตอร์ได้รับ
- p = จำนวนขั้วแม่เหล็กของสเตเตอร์

จากผลของการเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นในแอมป์ ทำให้เกิดกระแสไหลใน โรเตอร์ ซึ่งมีความถี่เดียวกันกับแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าขณะที่โรเตอร์มีความเร็ว รอบ N_r ใดๆที่มีความแตกต่างจากความเร็ว N_s ทำให้เกิดสลลิปและแรงบิดขึ้นโดย เป็นไปตามความสัมพันธ์ดังนี้

$$s = N_s - N_r / N_s$$

เมื่อ $s = \text{slip}$

และจะได้สมการความเร็วรอบของมอเตอร์ว่า

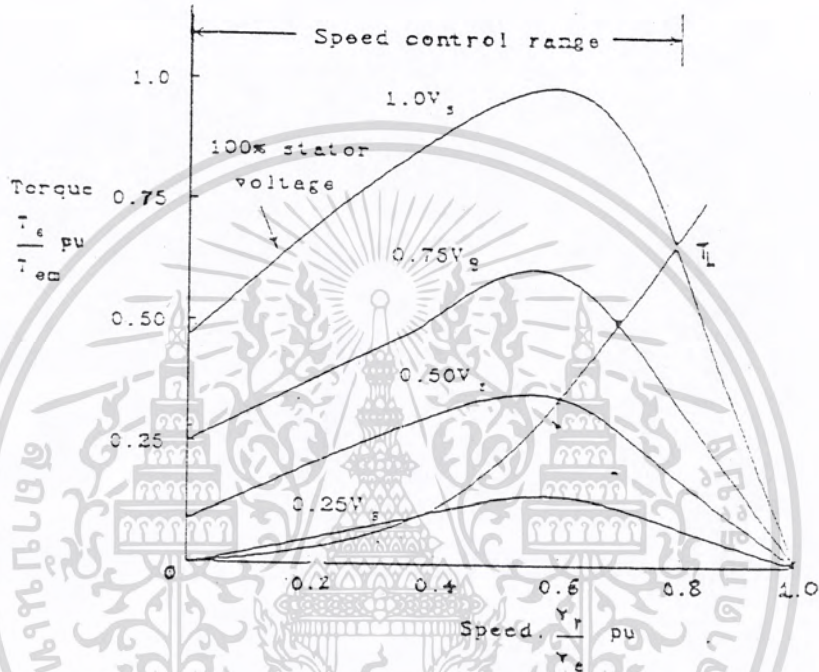
$$N_r = (1-s)N_s \quad \text{R.P.M.}$$

หรือ $N_r = (1-s)120f/p$

จะเห็นว่าหลักการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ ทำได้โดยการควบคุมความถี่ ของแหล่งจ่ายไฟหรือเปลี่ยนแปลงจำนวนขั้วแม่เหล็กของสเตเตอร์และควบคุมสลลิป ของโรเตอร์ ซึ่งสามารถแบ่งการควบคุมได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. การควบคุมโวลต์เตจของสเตเตอร์(stator voltage control) โดยการควบคุมการจ่ายโวลต์เตจให้กับสเตเตอร์ การควบคุมจะทำได้ในช่วงแคบ ไม่เหมาะสมกับงานที่ต้องการแรงบิดเริ่มต้นสูงๆ



รูปที่ 2.1 ความสัมพันธ์ระหว่าง TORQUE - SPEED

จากรูป เราสามารถปรับความสำคัญของมอเตอร์โดยการปรับโวลต์เตจที่ป้อนเข้ามอเตอร์เพื่อให้จุดตัดระหว่างเส้นกราฟ TORQUE - SPEED ของมอเตอร์กับเส้นกราฟ TORQUE - SPEED ของโหลดที่ความเร็วหรือสลิปที่ต้องการซึ่งหลักการควบคุมวิธีนี้ทำได้โดยการควบคุมที่เฟสของโวลต์ในแต่ละเฟสจากการสูญเสียในโรเตอร์จะเพิ่มขึ้นตามค่าสลิปโดยเฉพาที่ความเร็วรอบต่างๆ เพราะมอเตอร์ต้องการงานที่ค่าสลิปสูงๆ อีกทั้งทำให้เกิดฮาร์มอนิกส์และเพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบลดลงตามความเร็วของมอเตอร์

2. การควบคุมสลิปของเพาเวอร์

วิธีการนี้สามารถควบคุมจากโวลต์เตจของแหล่งจ่ายไฟหรือควบคุมกำลัง

เอกสารนี้สูญเสียในโรเตอร์ ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างเอาต์พุต(P_{mach}) กำลังการสูญเสีย
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในโรเตอร์ (P_e) กับกำลังที่ส่งผ่านจากสเตเตอร์ไปยังโรเตอร์ (P_g) ซึ่งแสดงได้ดังนี้

$$P_{mach} = (1 - s)P_g$$

$$P_e = sP_g$$

$$P_e/P_{mach} = s/(1 - s)$$

จะเห็นได้ว่าสามารถควบคุมอัตราส่วนระหว่าง การสูญเสียในโรเตอร์ กับกำลังเอาต์พุตของมอเตอร์ที่ได้จากการควบคุมสลลิปของโรเตอร์ได้ เช่น กรณีของวารด์โรเตอร์อินดักชันมอเตอร์การควบคุมสลลิปสามารถทำได้โดย การปรับค่าความต้านทานที่ต่อเข้ากับโรเตอร์การควบคุมวิธีนี้ทำได้ง่ายแต่จะมี ข้อเสียในแง่ประสิทธิภาพของระบบโดยเฉพาะที่ความเร็วรอบต่ำๆหรือที่ค่าสลลิปสูงๆ จะเห็นได้จากสมการ โรเตอร์เพาเวอร์เรโซ (rotor power ratio)

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

3. การควบคุมแบบไซโครคอนเวอร์เตอร์ (cycro-converter) ซึ่งมีหลักการ คือทำการเปลี่ยนความถี่จากแหล่งจ่ายไฟสลลิปจากความถี่หนึ่ง ไปยังอีกความถี่หนึ่งโดยปรับได้โดยตรง โดยทั่วไปความถี่เอาต์พุตจะต่ำกว่าความถี่อินพุต อยู่ในช่วง $0 - 1/3 H_z$ ของความถี่อินพุต ซึ่งส่วนใหญ่จะใช้งานที่ต้องการความเร็วรอบต่ำ ๆ และกำลังงานสูง การควบคุมทำได้ในช่วงความถี่ที่จำกัดอินพุตเพาเวอร์แฟคเตอร์มีค่าต่ำ และเอาต์พุตโวลต์เตจจะมีฮาร์โมนิกส์ปะปนอยู่มาก

4. การควบคุมโดยการเปลี่ยนปลงความถี่และควบคุมอัตราส่วนระหว่างโวลต์เตจต่อความถี่ (V/F) การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์โดยการเปลี่ยนความถี่ที่ป้อนให้กับมอเตอร์แต่การเปลี่ยนแปลงความถี่จะทำให้สนามแม่เหล็ก หรือ () ในช่องอากาศมีค่าที่เปลี่ยนไปซึ่งจะเป็นผลให้แรงบิดของมอเตอร์เปลี่ยนไป

ดังนั้นจึงต้องทำการควบคุมฟลักซ์แม่เหล็กให้คงที่ ซึ่ง สามารถควบคุมได้จากอัตรา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

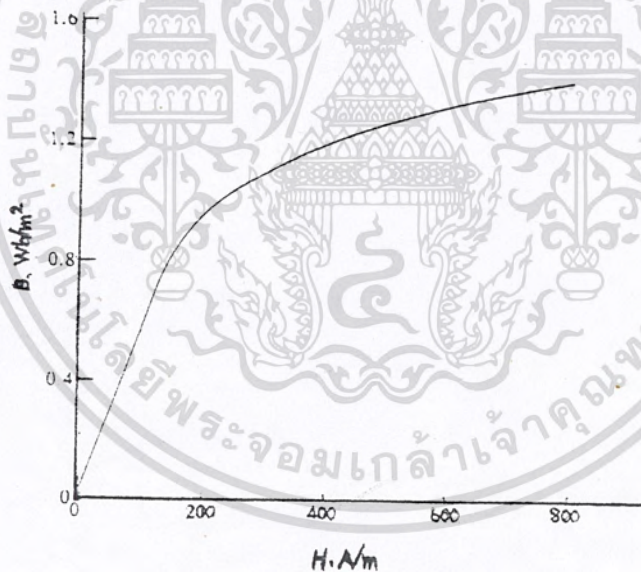
ส่วนของแรงดันต่อความถี่ให้คงที่ตลอดย่านการควบคุม ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ได้
จากสมการดังต่อไปนี้

$$V = Nd / dt = nd/dt \quad m \cdot \cos wt$$

จะได้ $V = 4.444 N \quad m \quad f$

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

โดยปกติจะออกแบบให้ฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าอยู่ตรงส่วนเข้าโค้ง (Knee Point)
ของเส้นโค้งลักษณะสมบัติการทำให้เป็นแม่เหล็ก (Magnetization Curve)



รูปที่ 2.2 B-H Curve

ถ้ามีการลดความถี่ลงโดยไม่ได้ลดระดับแรงดันตามมาด้วย จะทำให้ฟลักซ์แม่เหล็ก
มีค่าที่สูงขึ้นและเข้าสู่บริเวณย่านอิ่มตัว (Saturation region) ทำให้เกิดการ
สูญเสียในแกนเหล็ก (Iron Loss) เพิ่มขึ้น ในทางตรงกันข้ามถ้าเพิ่มความถี่
ไปจนเข้ามอดเตอร์ที่สูงขึ้น โดยไม่เพิ่มระดับแรงดันแล้วจะทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กลดลง
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



มีผลทำให้แรงบิดของมอเตอร์ลดลงดังความสัมพันธ์ของทอร์ก (Torque) ดังนี้คือ

$$T = K I_2 \cos \alpha$$

จึงต้องการเพิ่มระดับโวลต์เตจให้สูงขึ้น เพื่อที่จะรักษาฟลักซ์แม่เหล็กและแรงบิดให้คงที่



รูปที่ 2.3 ความสัมพันธ์ระหว่าง ทอร์ก - ความเร็ว กรณีปรับโวลต์/ความถี่คงที่

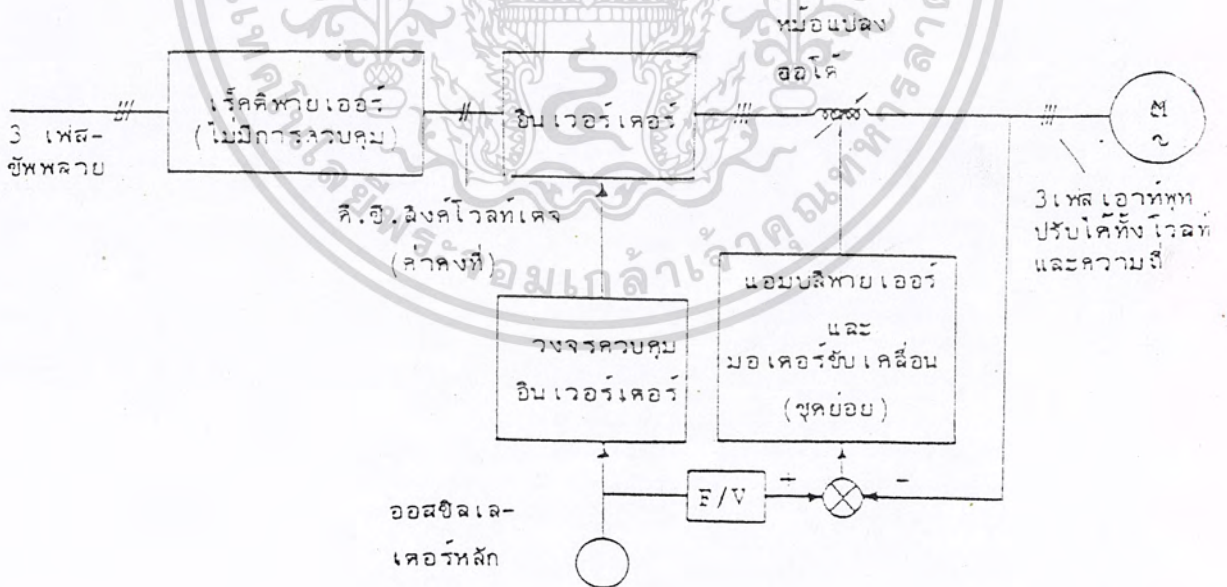
การควบคุมความถี่

ความถี่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ จะขึ้นอยู่กับอัตราจำนวนครั้งที่ใช้ในการทริกไทรซิสเตอร์ให้หน้ากระแสโดยการกำหนดอัตราจำนวนพัลส์ทริกจากออสซิลเลเตอร์ซึ่งมีหน้าที่สร้างชุดโหม่งพัลส์โดยพัลส์เหล่านี้จะถูกควบคุม โดยวงจรรลวงจกเพื่อต่อไปยังวงจรรีบเกทเพื่อทริกไทรซิสเตอร์แต่ละตัว

การควบคุมโวลต์โตรง

การปรับโวลต์โตรงเพื่อให้อัตราส่วนของ V/f คงที่นั้นสามารถทำได้โดยอาศัยวิธีการใดวิธีการหนึ่งจากหลักการต่อไปนี้

1. ปรับเอซีโวลต์โตรง (AC voltage) ทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์
2. ปรับแรงดันกระแสตรงทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์
3. อาศัยเทคนิคการสวิตช์ ปิด-เปิด ภายในวงจรอินเวอร์เตอร์
4. การควบคุมแรงดันกระแสสลับทางด้านเอาต์พุต ของอินเวอร์เตอร์ เป็นวิธีการควบคุมแรงดันโดยอินเวอร์เตอร์ จะป้องกันพลังงานให้กับมอเตอร์กระแสสลับโดยผ่านทางหม้อแปลงอัตโนมัติ ที่สามารถปรับเปลี่ยนจุดแท็ปได้โดยอัตโนมัติ



รูปที่ 2.4 การควบคุมโวลต์โตรงด้วยหม้อแปลงอัตโนมัติเปลี่ยนจุดแท็ปได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

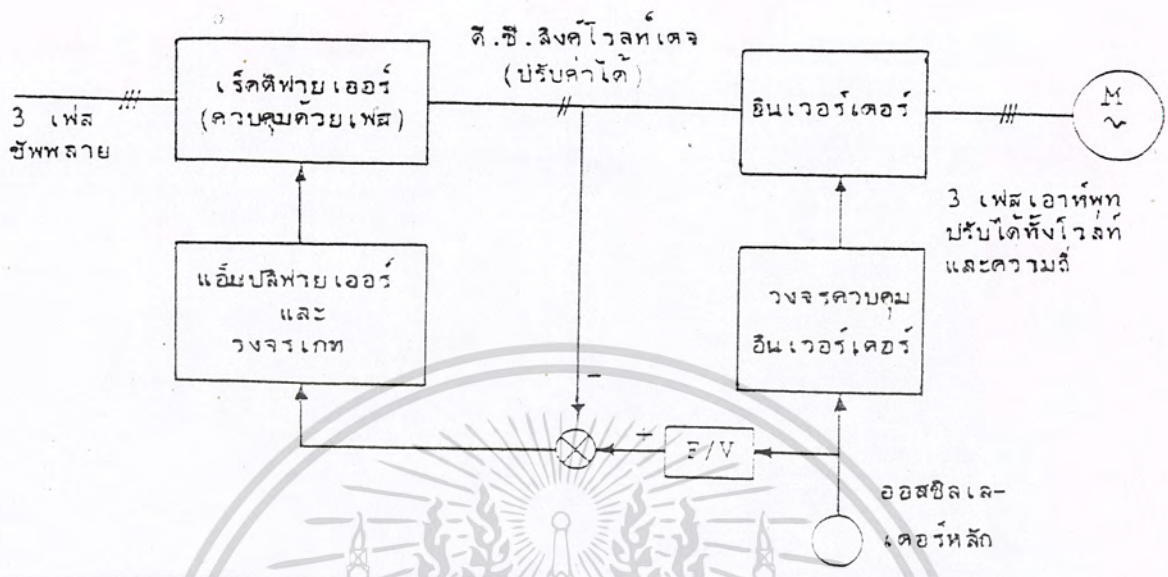
ข้อดีของระบบนี้คือ คลื่นเอาร์ทพุทจะมีลักษณะเหมือนเดิมตลอดย่านความถี่ที่เปลี่ยนไป วงจรส่วนของการเรกติฟายเออร์ซึ่งใช้ไดโอดทำให้เพาเวอร์แฟคเตอร์ทางด้านอินพุทมีค่าสูงนอกจากนี้ยังสามารถสตาบิลไมเซอร์จากสภาวะหยุดนิ่งได้อีกด้วย โดยการปรับอโตรีทรานส์ฟอร์เมอร์ไว้ ณ ตำแหน่งความถี่และโวลท์เตจต่าง ๆ

ข้อเสียของระบบนี้คือกรณีต้องการปรับความถี่ในย่านกว้างแล้วหม้อแปลงจะมีขนาดใหญ่จึงมีข้อจำกัดค่าต่ำสุดประมาณในการทำงานในย่านความถี่ต่ำซึ่งปกติมีค่าต่ำสุดประมาณ 10-15 เฮิร์ตเท่านั้นนอกจากนี้การทำงานในการเลื่อนจุดแท้ปของหม้อแปลงต้องใช้เวลาในเกณฑ์ของวินาทีทำให้มีผลตอบสนองเชิงไดนามิกส์ไม่ดีเท่าที่ควร

2. การควบคุม ดีซีโวลท์เตจทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ เนื่องจากเอซีเอาร์ทพุทโวลท์เตจจากอินเวอร์เตอร์จะมีขนาดแปรผันตาม ดีซีอินพุทโวลท์เตจ จากดีซีลิงค์ เราจึงสามารถใช้วิธีการควบคุมดีซีลิงค์โวลท์เตจนี้ ได้สามารถทำได้หลายวิธีดังนี้

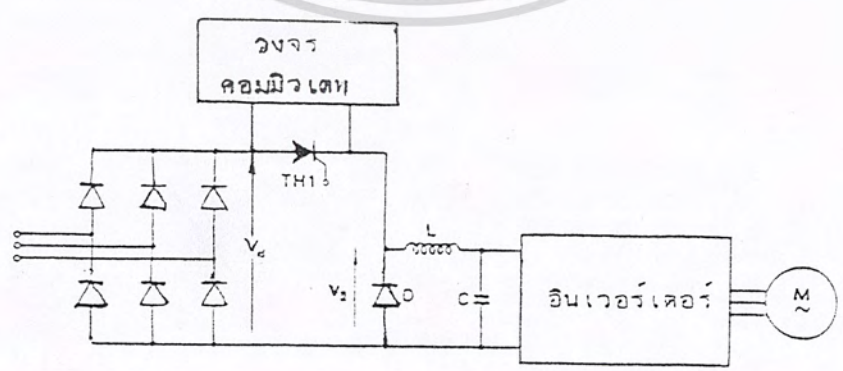
2.1 ใช้วิธีการปรับเลื่อนจุดแท้ปของหม้อแปลงลักษณะคล้ายกับการเลื่อนจุดแท้ปของหม้อแปลงอโตรีทางด้านเอาร์ทพุทของ อินเวอร์เตอร์

2.2 ใช้วิธีควบคุมเฟสของเรกติฟายเออร์ทางด้านอินพุท เป็นการปรับดีซีลิงค์โวลท์เตจทำให้ผลการตอบสนองรวดเร็วการทำงานจะใช้ วิธีปรับควบคุมเฟสของวงจรเรกติฟายเออร์ แต่มีข้อเสียที่แรงดันต่างๆ เพาเวอร์แฟคเตอร์ทางด้านอินพุทจะต่ำ และมีองค์ประกอบของฮาร์โมนิกส์ในคลื่นเอาร์ทพุทมากจึงต้องฟิลล์เตอร์ให้เรียบก่อนป้อนเข้าอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.5 เฟสบริดจ์เรกติไฟายเออร์ชนิดควบคุมเฟสและการควบคุม ดีซีสิงค์โวลท์เตจ

2.3 ใช้วงจรเรกติไฟายเออร์ร่วมกับ ดีซีช็อบเบอร์ เป็นวิธีที่ใช้เรกติไฟายเออร์ที่ไม่ต้องต้องควบคุมเฟสแปลงไฟเอซี เป็นดีซีแล้วนำไปผ่านวงจรดีซีช็อบเบอร์ จากนั้นทำการฟิลล์เตออร์ให้เป็นดีซีที่เรียบ และสามารถปรับระดับได้แล้วนำไปป้อนให้อินเวอร์เตอร์

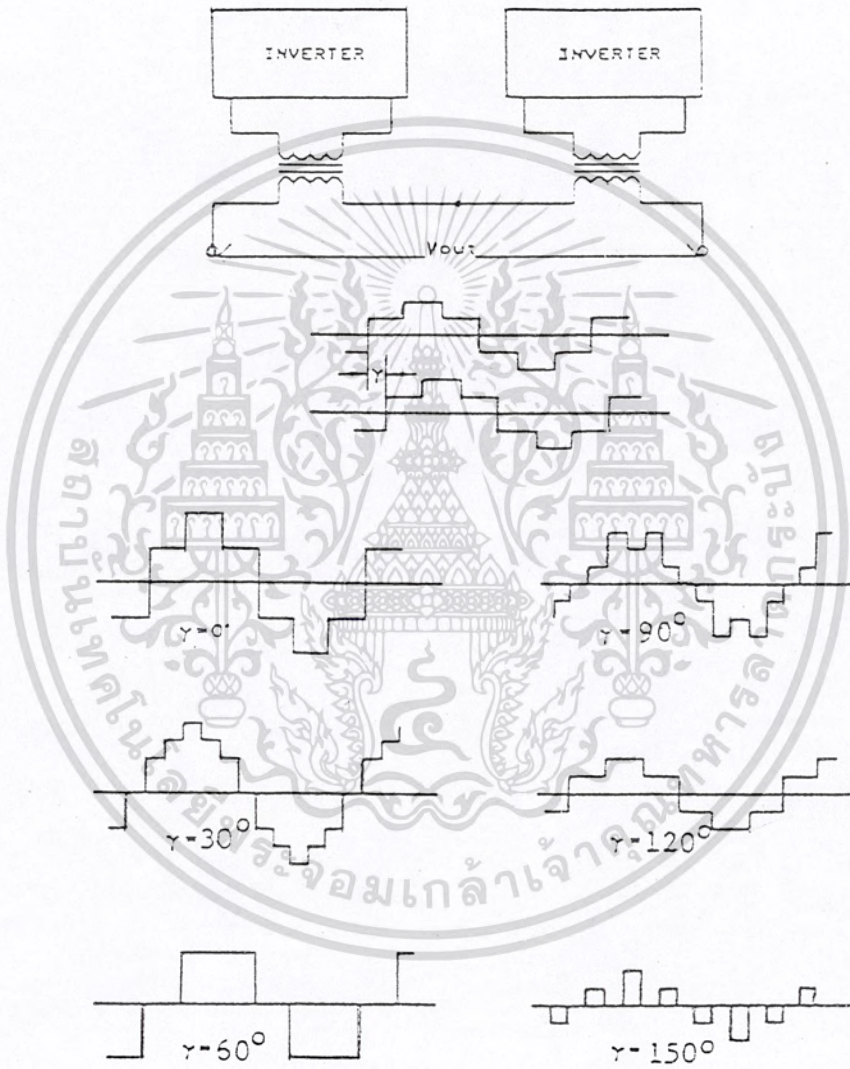


รูปที่ 2.6 วงจรเรกติไฟายเออร์ใช้ร่วมกับ ดีซีช็อบเบอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

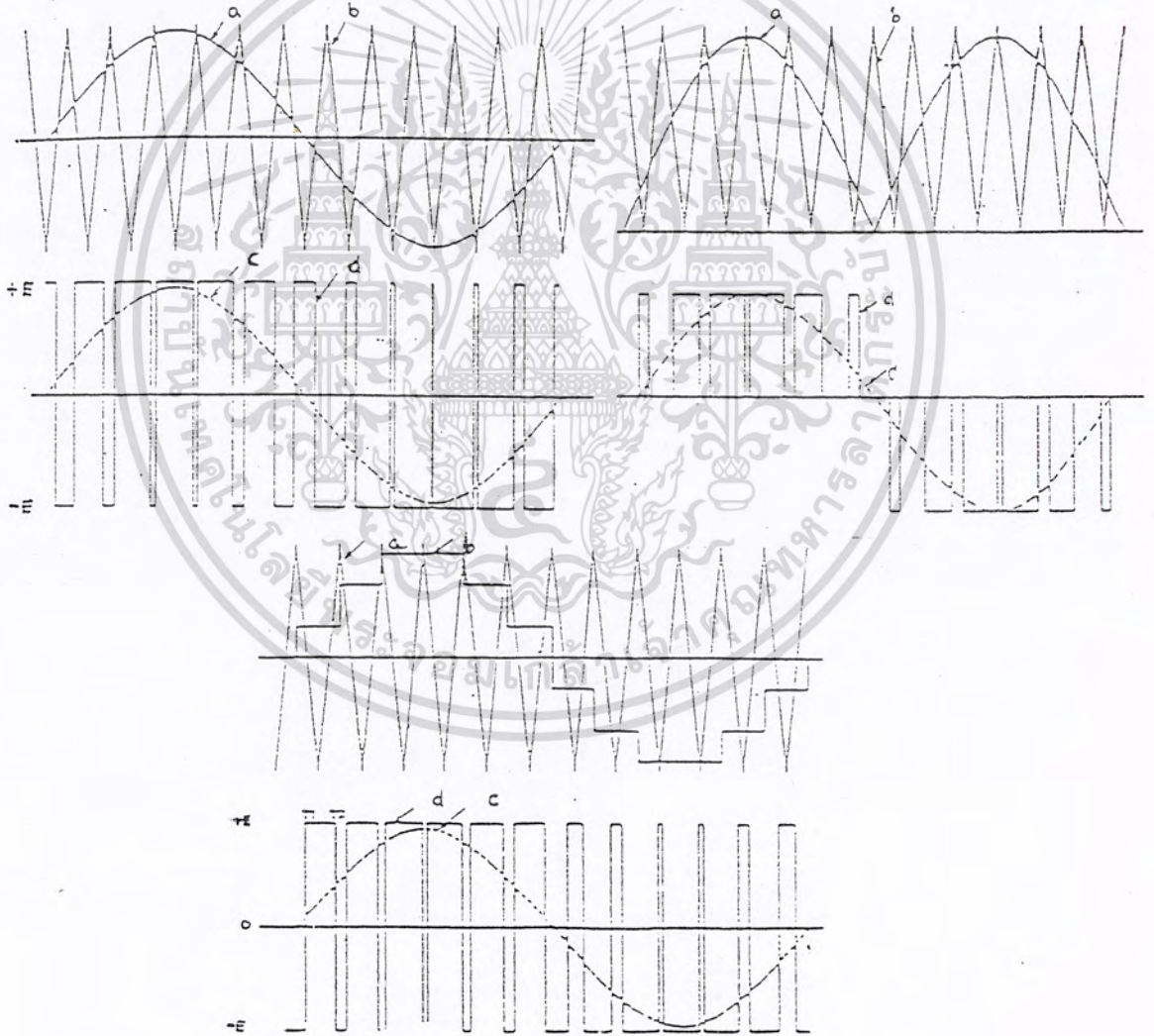
3. การควบคุมโดยการใส่เทคนิคการสวิตช์ ปิด - เปิด ภายในวงจร อินเวอร์เตอร์องค์ประกอบพื้นดาเมนทอลของโวลต์ เตจทางด้านเอาต์พุท ของ อินเวอร์เตอร์สามารถปรับเปลี่ยนได้ด้วย การเปลี่ยนรูปลักษณะของคลื่นเอาต์พุท โดยอาศัยเทคนิคในการสวิตช์ปิด-เปิดภายในวงจรอินเวอร์เตอร์ แต่โดยทั่วไป เมื่อทำการปรับ เพื่อลดขนาดเอาต์พุทโวลต์ เตจให้ต่ำลงองค์ประกอบของฮาร์โมนิค ก็จะมีปริมาณเพิ่มขึ้น ซึ่งสามารถทำได้โดยวิธีดังต่อไปนี้

3.1 การควบคุมโดยการเลื่อนเฟสเป็นการใช้อินเวอร์เตอร์ 2 ชุดซึ่ง กระจายความถี่เอาต์พุทจากดีซีซีฟฟหลายชุดเดียวกัน แล้วใช้หม้อแปลงทำห้ห้ที่รวม เอาต์พุทจากอินเวอร์เตอร์เข้าด้วยกัน การควบคุมทำได้โดยการเลื่อนเฟสของ เอาต์พุทชุดหนึ่งให้ต่างจากของอีกชุดหนึ่ง โดยกำหนดสัญญาณของเกทพัลส์ที่ป้อนให้ อินเวอร์เตอร์เมื่อเฟสต่างกันเป็นมุม เอาต์พุทโวลต์ เตจจะลดลงด้วยตัวคูณของ $\cos(\theta/2)$ และเมื่อเฟสต่างกัน 180° องศาเอาต์พุทโวลต์ เตจจะเป็นศูนย์ขนาด ของเอาต์พุทโวลต์ เตจสามารถเปลี่ยนได้โดยการปรับมุม ซึ่งที่ $\theta = 0^\circ$ จะได้ เอาต์พุทโวลต์ เตจสูงสุดและลดลงไปเรื่อยๆ สำหรับฮาร์โมนิคที่ถูกกำจัดไปในการ รวมเอาต์พุทโวลต์ เตจนี้ ก็จะไม่ปรากฏที่เอาต์พุทโวลต์ เตจที่จะนำไปจ่ายให้โหลด ด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับอาจารย์และบุคลากรที่สอนในชั้นเรียนเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
รูปที่ 2.7 การควบคุมโวลต์เดจโดยการรวมโวลต์เดจจาก อินเวอร์เตอร์ 2 ชุด
 ไม่จากรณีใดๆทั้งสิ้น. อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

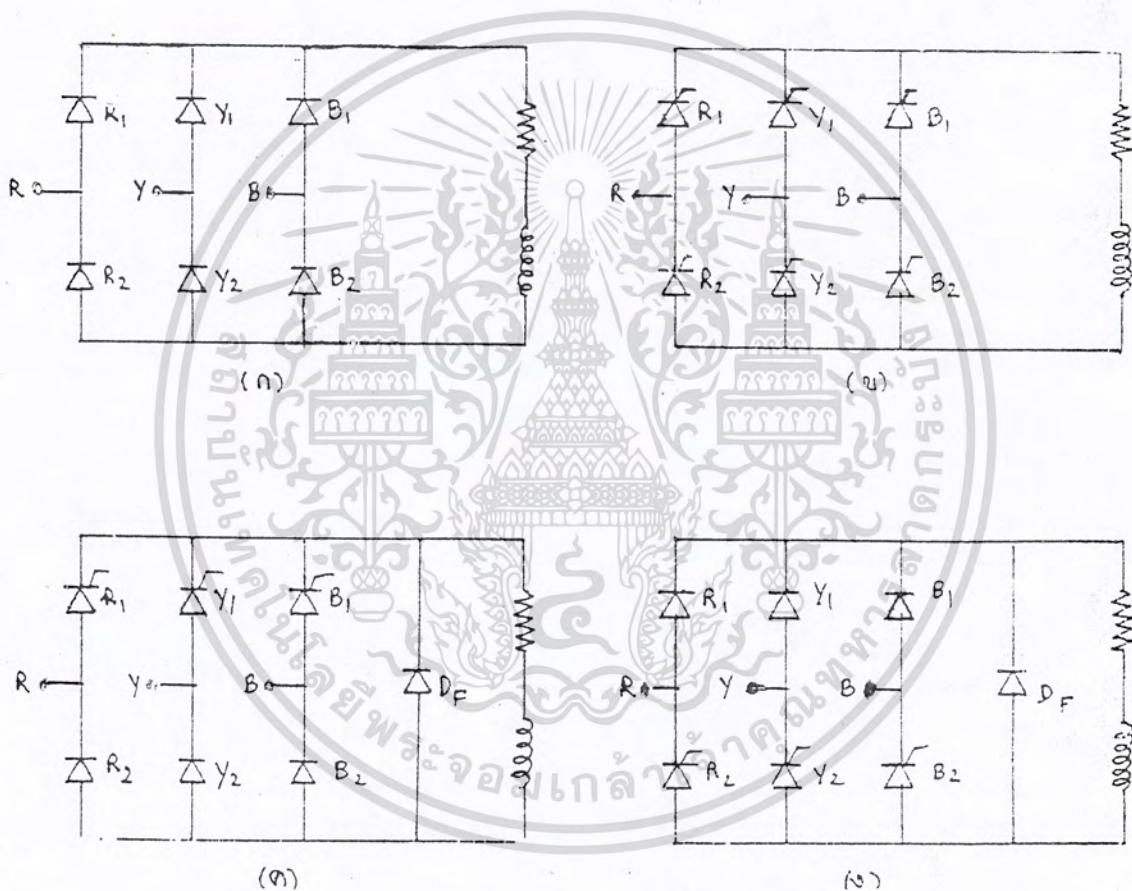
3.2 โดยวิธีพัลส์วิดมอดูเลชัน (PWM) โดยการควบคุมได้จากอัตราส่วนของการมอดูเลชัน การควบคุมโวลต์เดจทำได้โดยการปรับความกว้างของพัลส์ซึ่งในการใช้งานการปรับความกว้างของพัลส์จะถูกปรับไปในลักษณะของซายน์ ซึ่งจะทำให้มีฮาร์โมนิคเกิดขึ้นเพียงเล็กน้อยเท่านั้น การสร้างคลื่นในลักษณะเช่นนี้ทำได้โดยการนำเอาคลื่นสามเหลี่ยมความถี่สูงพสมกับคลื่นซายน์ความถี่ต่ำ ซึ่งรูปการมอดูเลชันมีด้วยกันหลายวิธีดังแสดงในรูป



รูปที่ 2.8 แสดงการมอดูเลชันโดยการนำสัญญาณ 2 สัญญาณมารวมกัน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรคอนเวอร์เตอร์

ข้อดีของการแปลงไฟกระแสสลับ 3 เฟสเป็นไฟกระแสตรงในลักษณะของ Full Wave Bridge คือ มี ripple น้อย และ ไม่มี d.c magnetization ในหม้อแปลง วงจรสามารถเปลี่ยนแปลงการต่อได้ดังรูป 2.9



รูปที่ 2.9

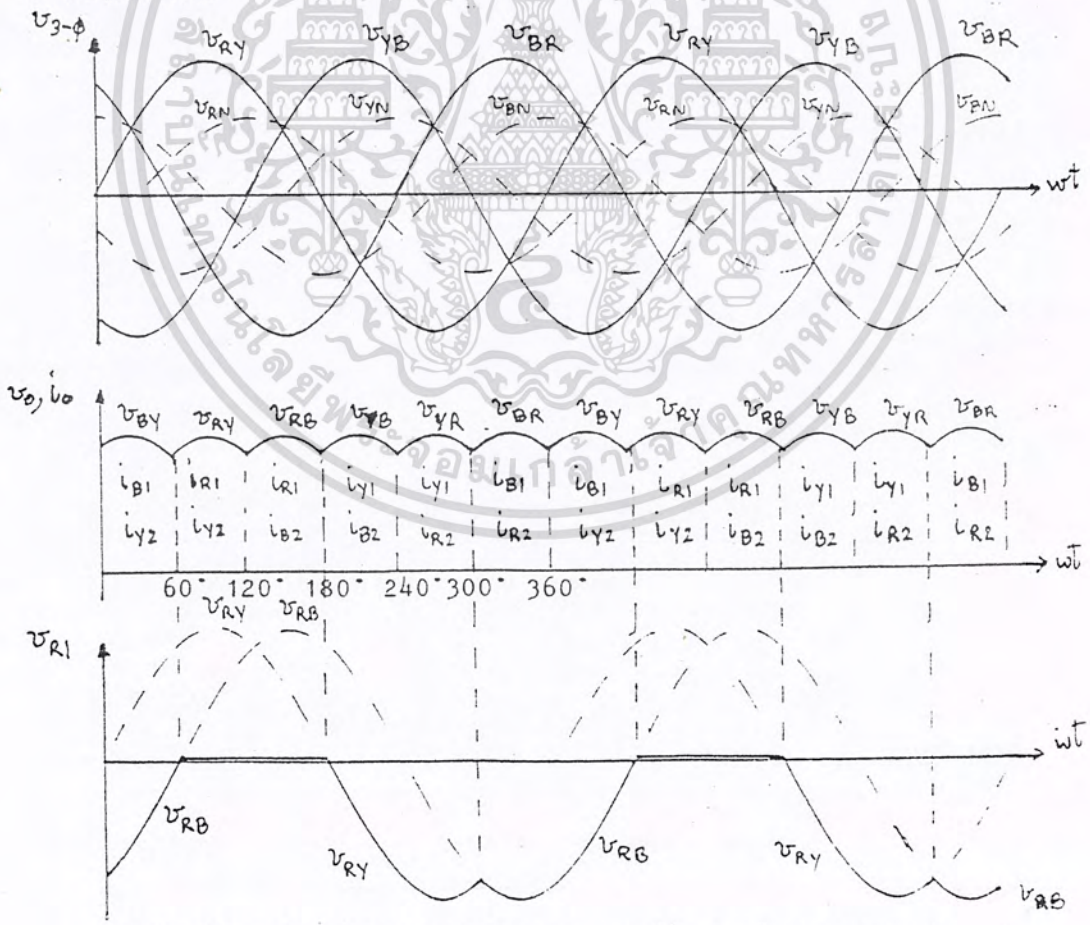
รูปที่ 2.9 (ก) เป็นวงจรที่ใช้ไดโอดทั้งหมด ไม่สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้ ในกรณีที่โหลดเป็นอินดักตีฟโหลด ไดโอดที่ต่ออนุกรมกัน (B1 และ B2) ทาหน้าที่เป็น Flywheeling diode ดังนั้นไม่จำเป็นต้องเพิ่ม flywheel

diode อีกตัวแรงดันเอาต์พุตและแรงดันคร่อมไดโอดและช่วงการนำกระแสแสดงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยญาติให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ในรูป 2.10 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 2.9 (ข) เป็นวงจร Fully-Controlled bridge ซึ่งสามารถ regeneration และไม่ต้องมี Flywheel diode ขณะที่มิโหลตเป็นอินดักตีฟโหลต

รูป 2.9 (ค) และ (ง) เป็น half-controlled bridges พร้อม กับมี Flywheeling diode ให้นำกระแสโหลตเมื่อ bridge อยู่น่ากระแสในรูป

2.9 (ค) เอสซีอาร์ ต่อคาโทรตร่วมกันและไดโอดต่อแอนโตร่วมกัน การที่ต่อ คาโทรตรของอาร์เอสซีอาร์ร่วมกันไม่ต้องใช้ pulse transformer เพื่อ isolate คาโทรตร ให้แยกจากกันจากวงจรทริกเกอร์ ในวงจรนี้จะต้องมีแผ่น ระบายความร้อนอย่างน้อย 4 แผ่น และในกรณีวงจรรูป 2.9 (ง) แอนโตรของ เอสซีอาร์ต่อร่วมกันจำเป็นต้องใช้ pulse transformer และถ้าเลือกไดโอด ที่มีขั้วแอนโตรเป็นหลอดยึดกับแผ่นระบายความร้อน จะใช้แผ่นระบายความร้อนเพียง 2 แผ่นเท่านั้น



รูป 2.10 แสดงช่วงการนำกระแส, แรงดันเอาต์พุตและแรงดัน

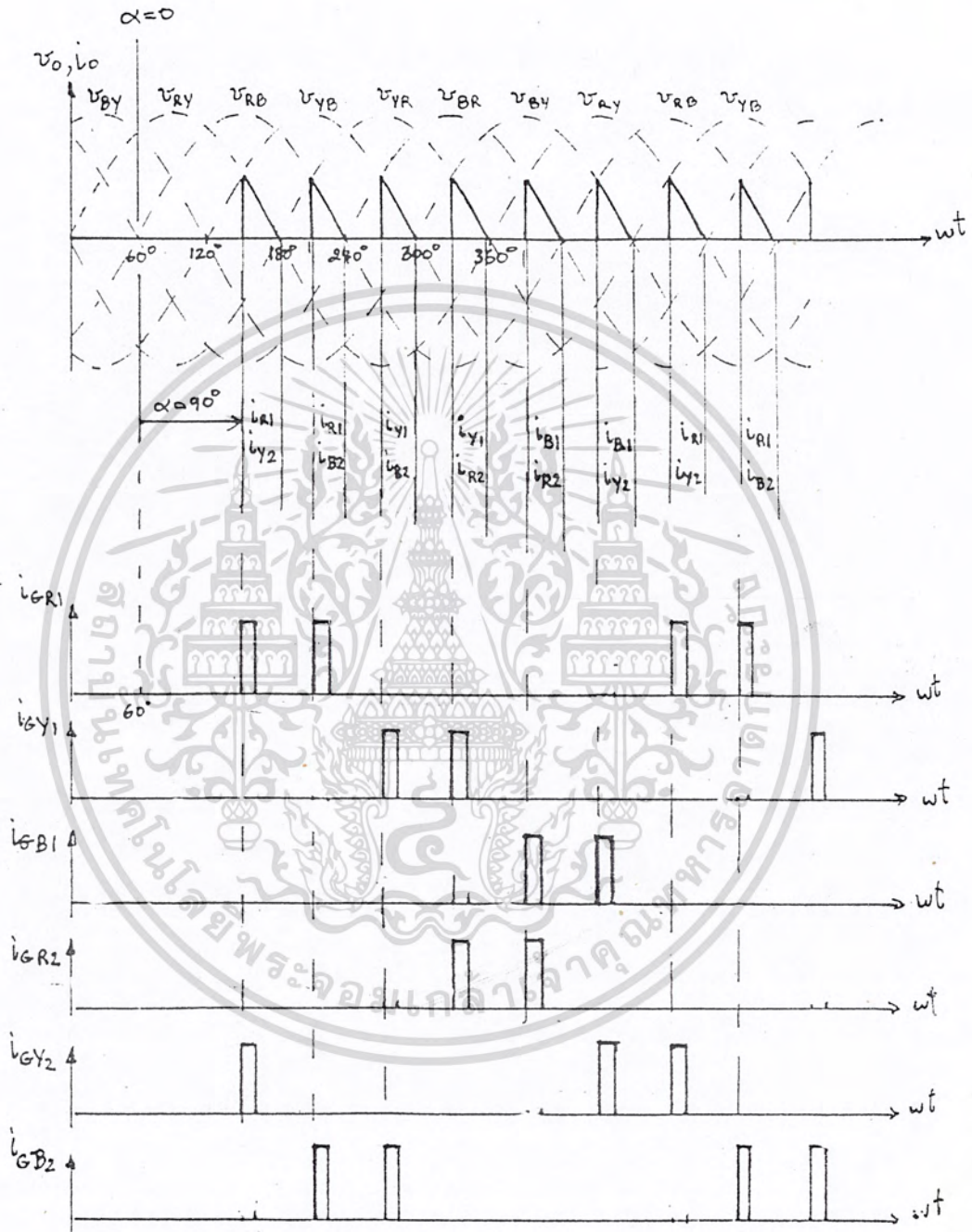
คร่อมไดโอด R1 ของวงจรรูป 2.9 (ก) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ R1, Y2 ฟ้ากระแส Line Voltage V_{RY} จะปรากฏพร้อมโพลด
 เหมือนกับเมื่อ R1 และ B2 ฟ้ากระแส line voltage V_{RB} จะปรากฏที่โพลด
 ดังนั้นแรงดันที่โพลดจะเป็น $V_{RY}, V_{RB}, V_{YB}, V_{BR}, V_{BY}$ ขึ้นกับว่าไดโอดตัวไหนหน้า
 กระแสแรงดันเฉลี่ยเอาท์พุทจะมีค่าเท่ากับ

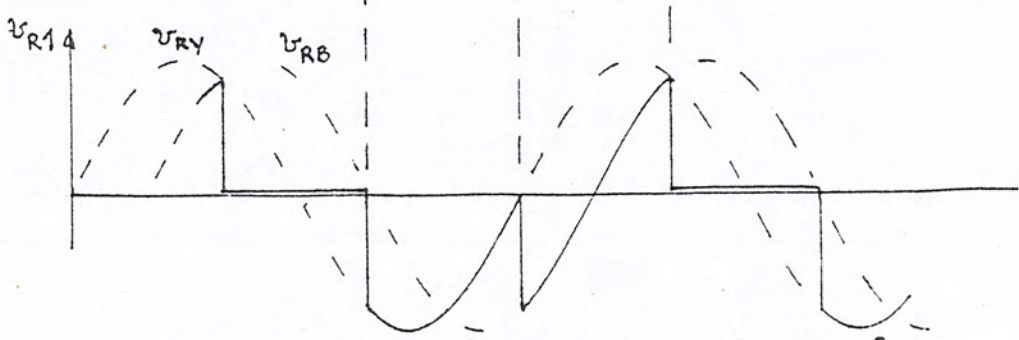
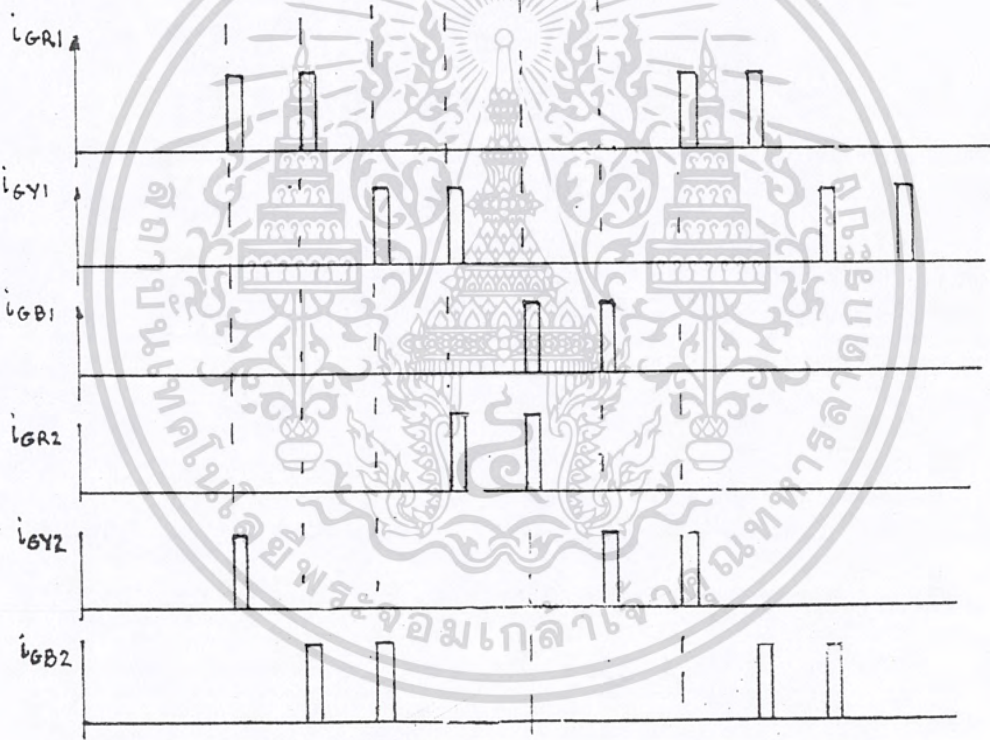
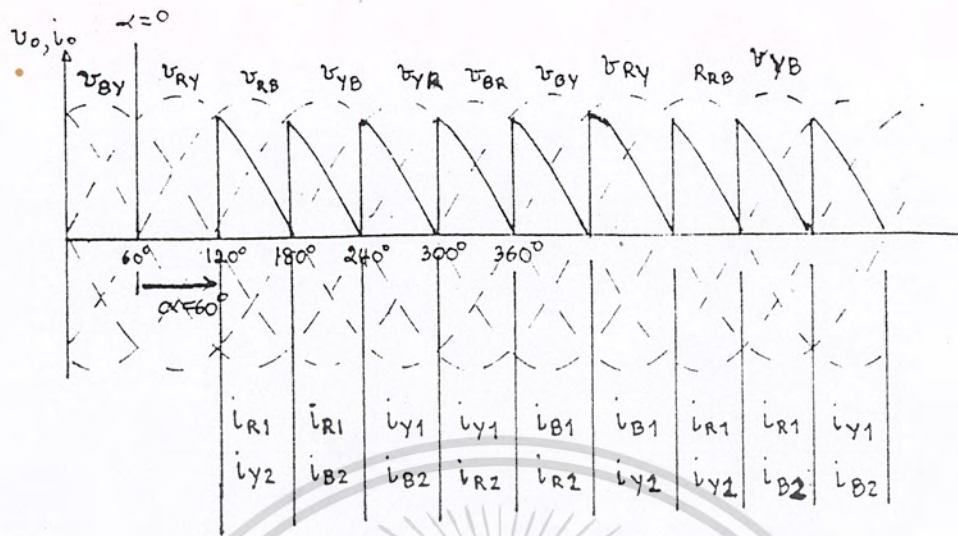
$$\begin{aligned}
 V_o(\text{ave}) &= \frac{3}{\pi} \int_{60^\circ}^{120^\circ} V_{RY} d(wt) \\
 &= \frac{3}{\pi} \int_{60^\circ}^{120^\circ} 2 V_{\text{rms}} (L-L) \sin wt d(wt) \\
 &= \frac{3}{\pi} \cdot \sqrt{2} V_{\text{rms}} (L-L) [-\cos wt]_{60^\circ}^{120^\circ} \\
 &= \frac{3 \sqrt{2}}{\pi} V_{\text{rms}} (L-L)
 \end{aligned}$$

1. Fully-controlled three phase bridge โดยใช้อะซิวาร์ทั้งหมด
 ดังวงจรรูป 2.9 (ข) โหลดเป็นความต้านทานเอสซิวาร์แต่ละตัวจะนำกระแส
 ในช่วงของมุมต่างๆกันดังเช่น

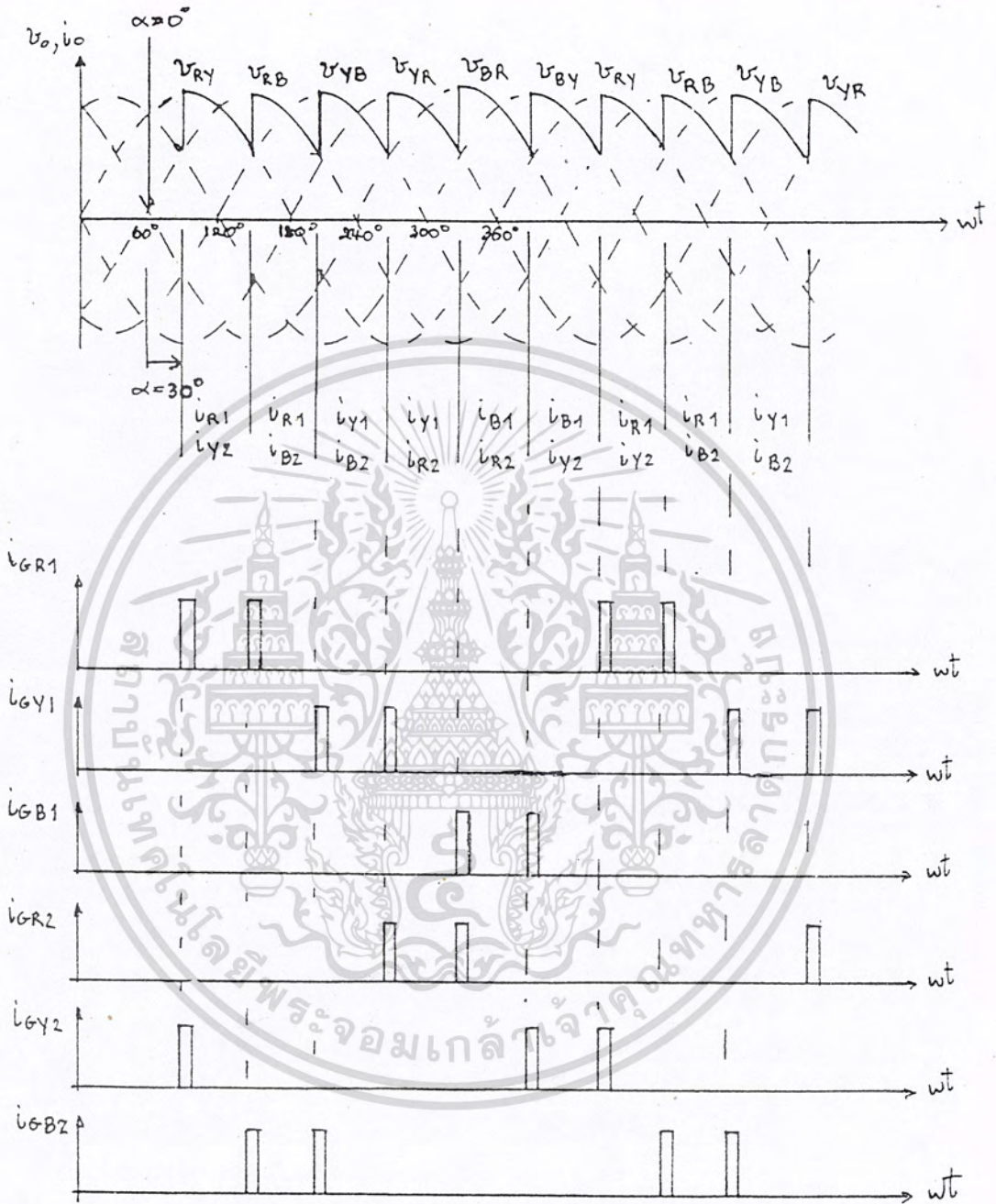
เอสซิวาร์	ช่วงการนำกระแสสำหรับ $\alpha = 0^\circ$ ดังแสดงในรูป 2.10	ช่วงการนำกระแสสำหรับ $\alpha = 30^\circ$ ดังแสดงในรูป 2.11 (ค)
R1	60° ถึง 180°	90° ถึง 210°
R2	240° ถึง 360°	270° ถึง 30°
Y1	180° ถึง 300°	210° ถึง 330°
Y2	360° ถึง 120°	30° ถึง 150°
B1	300° ถึง 420°	330° ถึง 450°
B2	120° ถึง 240°	150° ถึง 270°



ก) แรงดันคร่อมโหลดที่เป็นความต้านทานที่ $\alpha = 90^\circ$
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ข) แรงดันคร่อมโหลดที่เป็นความต้านทานที่ $\alpha = 60^\circ$
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ค) แรงดันคร่อมโพลต์ที่เป็นความต้านทานที่ $\alpha = 30^\circ$ ของวงจรรูป 2.9 (ข)

รูป 2.11 Fully-controlled 3 phase bridge with resistive

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 2.11 จะสังเกตเห็นว่า $0 < \alpha < 60$ เป็นสภาวะการนำกระแสอย่างต่อเนื่อง ตัวอย่าง เช่น $\alpha = 30^\circ$ ดังแสดงในรูป 2.11 (ค) คือมุมที่ 90° มีสัญญาณทริกให้เอสซีอาร์ R1 และ Y2 นำกระแสจะมีกระแสไหลจากเฟส R สู่อุปกรณ์ Y โดยเริ่มนำกระแสจากมุม 90° ถึง 150° ที่มุม 150° มีสัญญาณทริกเอสซีอาร์ R1 และ B2 ให้นำกระแส จะมีกระแสไหลจากเฟส R สู่อุปกรณ์ B โดยเริ่มนำกระแสจากมุม 150° ถึง 210° ในการที่เอสซีอาร์นำกระแสจะมีผลทำให้เอสซีอาร์ Y2 ได้รับรีเวิร์กไบอัสและหยุดนำกระแสที่มุม 150° และ B2 ที่มุม 210° ก็มีสัญญาณทริกเอสซีอาร์ Y1 และ B2 ให้นำกระแสจากเฟส Y สู่อุปกรณ์ B จากมุม 210° ถึง 270° ในการที่เอสซีอาร์ Y1 นำกระแสจะมีผลทำให้เอสซีอาร์ R1 ได้รับรีเวิร์กไบอัสและหยุดนำกระแสที่มุม 210° แรงดันเอาต์พุตจะเท่ากับ

$$\begin{aligned}
 V_o(\text{ave}) &= \frac{3}{\pi} \int_{60+\alpha}^{120+\alpha} V_{RY} d(\omega t) \\
 &= \frac{3}{\pi} \int_{60+\alpha}^{120+\alpha} 2 V_{rms}(L-L) \cdot \sin \omega t d(\omega t) \\
 &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{rms}(L-L) [-\cos(120+\alpha) + \cos(60+\alpha)] \\
 &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{rms}(L-L) \cdot \cos \alpha
 \end{aligned}$$

สำหรับ $60 < \alpha < 120$ เป็นสภาวะที่กระแสไหลไม่ต่อเนื่อง ยกตัวอย่างเช่น $\alpha = 90^\circ$ ดังแสดงในรูป 2.9 (ก) คือที่มุม 150° มีสัญญาณทริกให้เอสซีอาร์ R1 และ Y2 นำกระแสจะมีกระแสไหลจากเฟส R สู่อุปกรณ์ Y โดยเริ่มนำกระแสจากมุม 150° ถึง 180° เอสซีอาร์ R1 และ Y2 จะนำกระแสที่มุม 180° เพราะได้รับรีเวิร์ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โวลต์ หรือ V_{RY} เป็นลบและที่มุม 210° ก็จะมีสัญญาณทริกให้เอสซีอาร์ R1 และ B2 หน้ากระแสจะมีกระแสไหลจากเฟส R สู่เฟส B โดยเริ่มหน้ากระแสจากมุม 210° ถึง 240° เอสซีอาร์ R1 และ B2 จะหยุดหน้ากระแสที่มุม 240° เพราะ VRB เป็นลบ แรงดันเอาต์พุตจะเท่ากับ

$$\begin{aligned}
 V_o(\text{ave}) &= \frac{3}{\pi} \int_{60+\omega}^{180} V_{RY} d(\omega t) \\
 &= \frac{3}{\pi} \int_{60+\omega}^{180} \sqrt{2} V_{rms} (L-L) \cdot \sin(\omega t) d\omega t \\
 &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{rms} (L-L) \cdot [1 + \cos(\omega + 60)]
 \end{aligned}$$

เมื่อ $\omega = 120^\circ$ แรงดันเอาต์พุต $V_o(\text{ave}) = 0$ โวลต์

โวลต์เป็นอินดักทีฟโวลต์ที่มุมทริกเกอร์ $0 < \omega < 60^\circ$ แรงดันคร่อมโวลต์จะเหมือนกับโวลต์ที่เป็นความต้านทานอย่างเดียวกันแสดงในรูป 2.11 (ก) และ (ข) สำหรับมุมทริกเกอร์ $60 < \omega < 120^\circ$ จะแตกต่างจากโวลต์ที่เป็นความต้านทานอย่างเดียวกัน ยกตัวอย่างเช่น $\omega = 90^\circ$ ดังแสดงในรูป 2.12 (ก) คือมุมที่ 150° จะมีสัญญาณทริกเอสซีอาร์ R1 และ Y2 ให้หน้ากระแสจะมีกระแสไหลจากเฟส R สู่เฟส Y 150° จนถึงมุม 180° เอสซีอาร์ R1 และ Y2 จะยังหน้ากระแสต่อไปอีกเนื่องจากกระแสในอินดักทีฟยังคงรักษาให้ไหลต่อเนื่องเพราะเกิด back emf

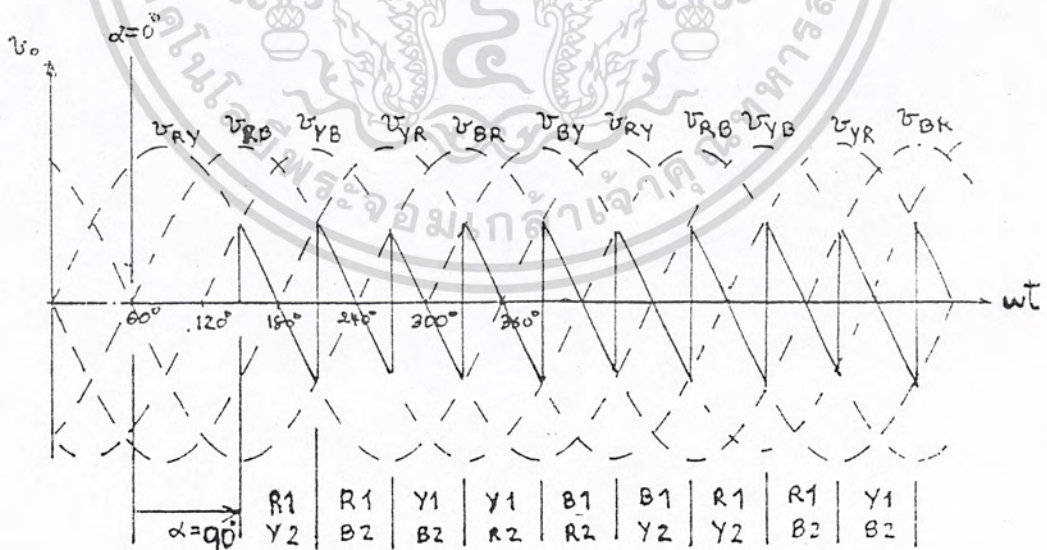
และเมื่อถึงมุม 210° ก็มีสัญญาณทริกเอสซีอาร์ R1 และ B2 ให้หน้ากระแสซึ่งทำให้ออกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปเผยแพร่ขึ้นต้นการคาไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอสซีอาร์ Y2 ได้รับรีเวอร์ตไบอัสเอสซีอาร์ Y2 จึงหยุดนำกระแส แรงดันเอาต์ จะเท่ากับ

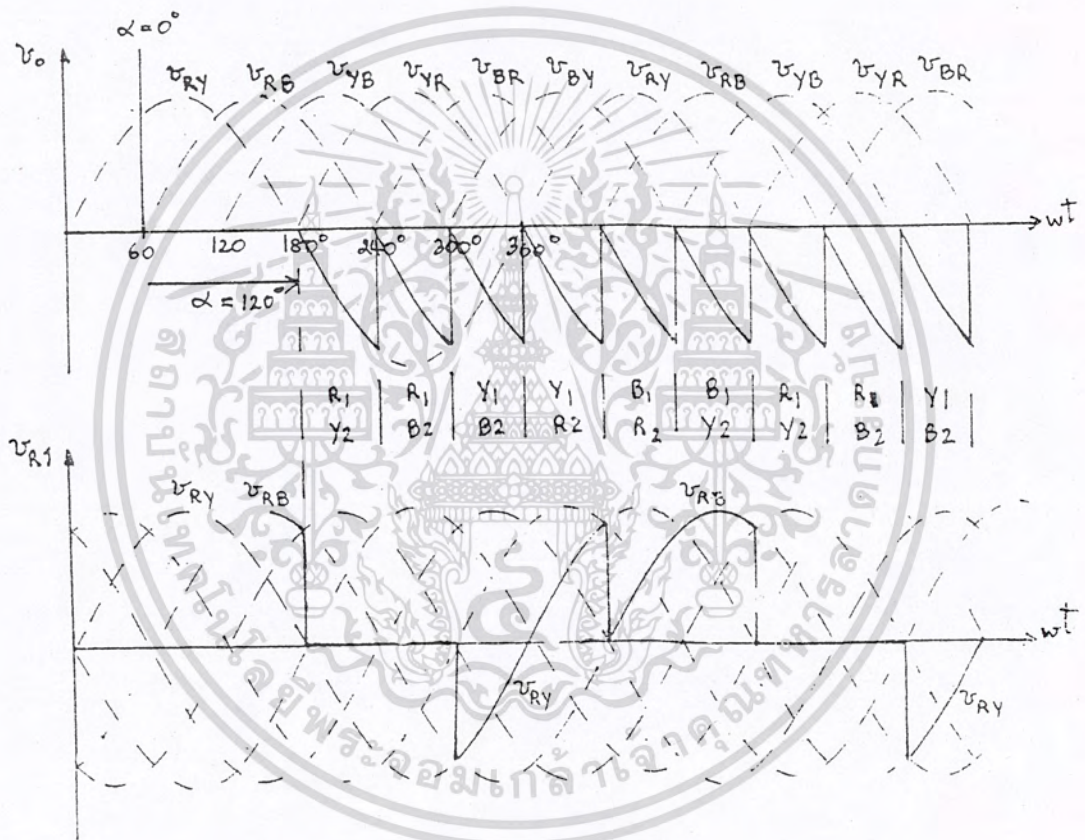
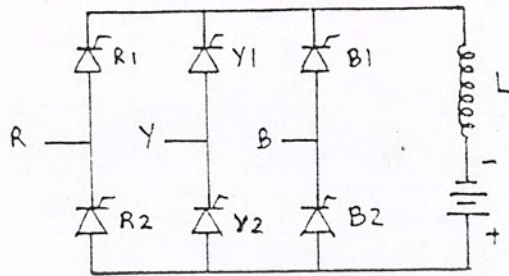
$$V_o \text{ (ave)} = \frac{3}{\pi} \int_{60+\alpha}^{120+\alpha} V_{RY} d(wt)$$

$$= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{\text{rms}} (L-L) \cdot \cos \alpha$$

เมื่อ $\alpha = 90^\circ$ แรงดันเอาต์พุต $V_o \text{ (ave)} = 0$ โวลต์ และเมื่อ $90^\circ < \alpha < 120^\circ$ แรงดันเอาต์พุต $V_o \text{ (ave)}$ จะเป็นลบดังเช่น $\alpha = 120^\circ$ ดังแสดงในรูป 2.12 (ข) เมื่อมีแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงต่อที่โหลด เช่น โหลดเป็นมอเตอร์กระแสตรงหรือ แบตเตอรี่ พลังงานจากแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่ต่อโหลดจะจ่ายสู่แหล่งจ่ายไฟ กระแสสลับ



ก) แรงดันคร่อมโหลดที่เป็นอินดักติฟโหลดที่ $\alpha = 90^\circ$
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



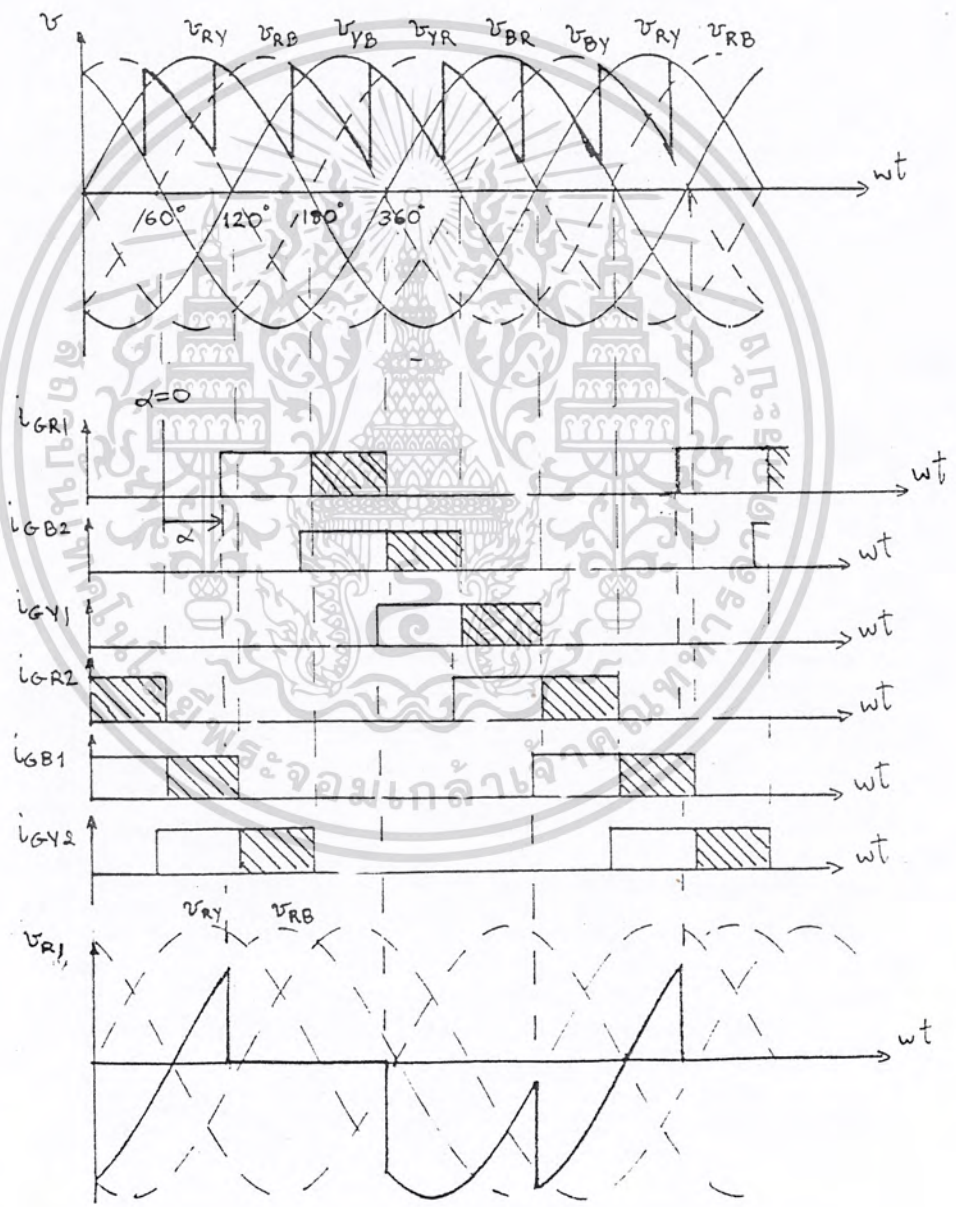
ข) แรงดันคร่อมโวลต์ที่เป็นอินดักตีฟโวลต์ที่ $\alpha = 120^\circ$

รูปที่ 2.12 Fully-Controlled 3 phase bridge with inductive load

วงจรสร้างสัญญาณทริกเอสซีอาร์บางวงจรจะเป็นพัลส์ความถี่สูงระดับ 10-30 กิโลเฮิร์ต ซึ่งมีร่างดังแสดงในรูป 2.13 จะเห็นว่าถ้ามุมทริกเกอร์ $\alpha = 120^\circ$

เอกสารนี้จะไม่ใช้เอสซีอาร์คู่ไหนถูกหักกระแสพร้อมกัน จึงไม่มีกระแสไหลผ่านโวลต์ และถ้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

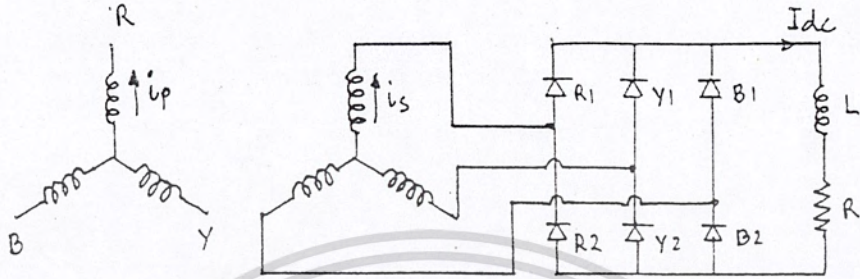
สัญญาณทริกในบริเวณที่แลเงาไว้ไม่มีมุมทริก ระหว่าง $60^\circ - 120^\circ$ จะไม่มีเอสซีอาร์ คู่ไหนถูกทริกให้นำกระแสพร้อมกัน จะเห็นว่าสัญญาณทริกเอาซีอาร์ R1 ใช้สัญญาณของแรงดัน VRB ครึ่งไซเคิลบวกเป็นสัญญาณ synchronize สำหรับสัญญาณทริกเกอร์เอสซีอาร์ B2 ใช้สัญญาณของแรงดัน VYB ครึ่งไซเคิลบวกเป็นสัญญาณ synchronize ซึ่งเป็นสัญญาณทริกเกอร์เอสซีอาร์ตัวอื่นได้แสดงใน รูป 2.13



รูป 2.13 สัญญาณทริกเกอร์เอสซีอาร์ในวงจร three-phase

Full-wave controlled rectifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.14

เมื่อหม้อแปลงทั้งขดรับไฟและขดจ่ายไฟต่อแบบ Y มี $\frac{N1}{N2} = 1$

แรงดันเฉลี่ยเอาต์พุต = $V_{dc} = V_o(ave)$

กระแสเฉลี่ยที่ผ่านเอสซีอาร์แต่ละตัว = $\frac{I_{dc}}{3} = 0.33 I_{dc}$

กระแสอาร์เอ็มเอสที่ผ่านเอสซีอาร์แต่ละตัว = $\sqrt{\frac{(I_{dc})^2}{3}} = 0.577 I_{dc}$

แรงดันอาร์เอ็มเอสแต่ละขดจ่ายไฟ = $\frac{\pi}{3\sqrt{3}\sqrt{2}} V_{dc} = 0.428 V_{dc}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{กระแสอาร์เอมเอสต่อแต่ละขดจ่ายไฟ} = \sqrt{\frac{(2 I_d)^2}{3}} = 0.816 I_{dc}$$

$$\begin{aligned} \text{จำนวน Volt-amp ทางด้านขดจ่ายไฟ} &= 3 * 0.428 * 0.816 V_{dc} I_{dc} \\ &= 1.05 V_{dc} I_{dc} \end{aligned}$$

$$\text{แรงดันอาร์เอมเอสต่อแต่ละขดรับไฟ} = 0.428 V_{dc}$$

$$\text{กระแสอาร์เอมเอสต่อแต่ละขดรับไฟ} = 0.816 I_{dc}$$

ฉนวนเอสซิวาร์ที่ใช้ต้องทนกระแสเฉลี่ยได้มากกว่า $0.33 I_{dc}$ และทนแรงดันรีเวอร์สได้มากกว่า $\sqrt{3} * \sqrt{2} * 0.428 V_{dc}$ ($= 1.05 V_{dc}$)

วงจรมอเตอร์

วงจรมอเตอร์เป็นวงจรที่เปลี่ยนไฟกระแสตรงให้เป็นไฟกระแสสลับที่ปรับได้ทั้งความถี่ และโวลต์เตจซึ่งสามารถปรับให้ได้เอาท์พุทในลักษณะที่หาให้ อัตราส่วนโวลต์เตจต่อความถี่คงที่ สำหรับนำไปควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยให้แรงบิดของมอเตอร์คงที่ตลอดช่วงการควบคุมความเร็ว

ส่วนประกอบของวงจรมอเตอร์

วงจรมอเตอร์ซึ่งทำหน้าที่จ่ายพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับจะประกอบด้วยส่วนสำคัญ 2 ส่วน คือ วงจรหลัก (main circuit) และวงจรทริกเกอร์ (trigger circuit)

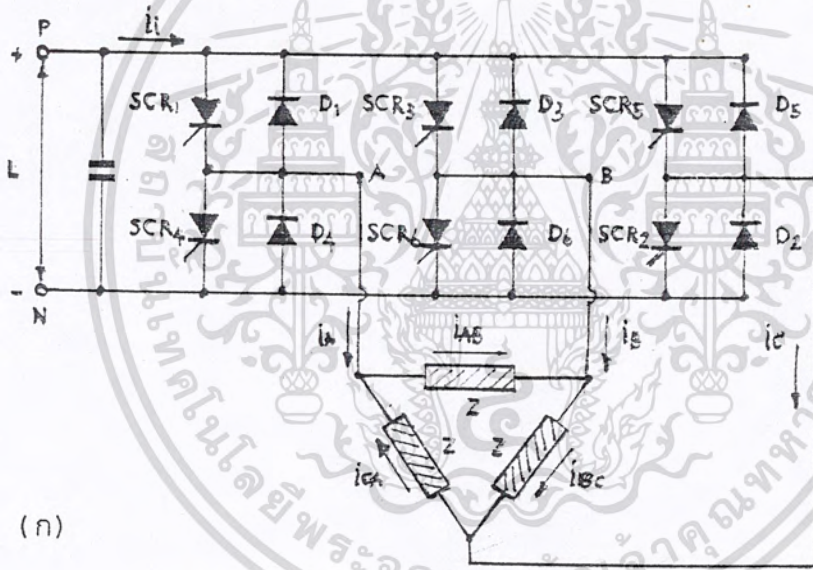
1. วงจรหลักทำหน้าที่เปลี่ยนพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับในวงจรหลักจะประกอบด้วย เอสซีอาร์หรือไทรสโตอร์ไดโอดและอุปกรณ์สำหรับการคอมมิวเตท (commutate) เอสซีอาร์ เช่น อินดิทเตอร์ คาปาซิเตอร์ เอสซีอาร์ ไดโอด

2. วงจรทริกเกอร์ ทำหน้าที่ควบคุมให้เอสซีอาร์แต่ละตัวในวงจรหลักทำงานตามลำดับ (sequence) ที่กำหนดไว้โดยวงจรทริกเกอร์สร้างสัญญาณกระตุ้น (trigger signal) สำหรับเอสซีอาร์แต่ละตัวและมีลำดับของสัญญาณเป็นไปตามที่เรากำหนดเอาไว้แล้วป้อนเข้าที่ขาเกตของเอสซีอาร์ ซึ่งจะทำให้เอสซีอาร์ทำงานเป็นไปตามลำดับที่เราต้องการ

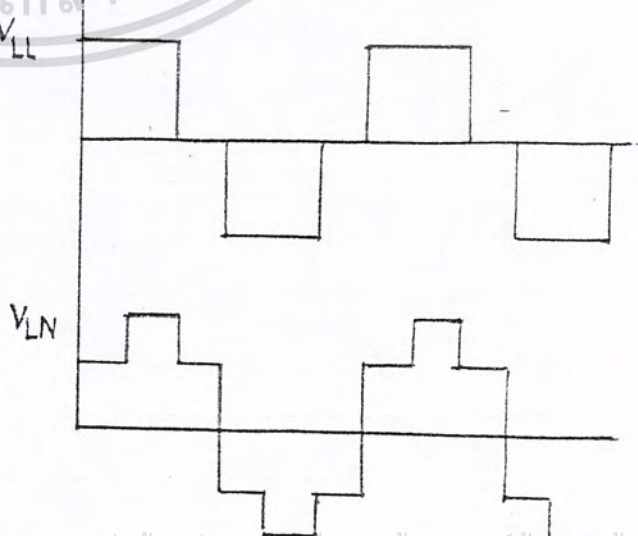
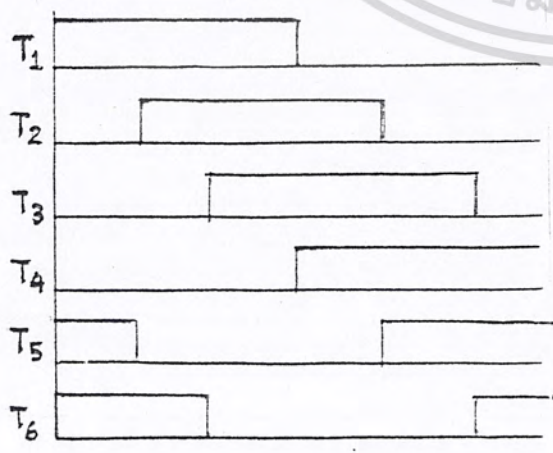
วงจรมอเตอร์พื้นฐาน

วงจรมอเตอร์พื้นฐานสามเฟส ที่ใช้ เป็นแหล่งจ่ายไฟให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดสามเฟสแบบที่นิยมใช้ คือ วงจรมอเตอร์สามเฟสแบบบริดจ์ (three-phase bridge inverter circuit) ดังรูปที่ 2.15(ก) ซึ่งไม่ได้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาค้นคว้า เมืออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เขียนวงจรคอมมิวเตท เพื่อให้เห็นเฉพาะวงจรหลักอย่างเดียว วงจรคอมมิวเตท
 ที่ใช้ในโครงการนี้ จะได้กล่าวรายละเอียดในหัวข้อต่อไป วงจรอินเวอร์เตอร์
 ที่แสดงในรูป 2.15 (ก) ประกอบด้วยเอสซีอาร์ 6 ตัว feedback หรือ
 free wheeling diode 6 ตัว ต่อกับโหลด (load) สมดุลย์สามเฟส แหล่ง
 จ่ายไฟกระแสตรง (V_d) ป้อนไฟกระแสตรงผ่านดีซีบัส (DC.Bus) P และ N ซึ่ง
 เอาท์พุท R , S และ T สามารถต่อเข้ากับขั้วบวกและลบของดีซีบัสสลับไปมา
 โดยการนำกระแสของเอสซีอาร์ซึ่งจะถูกกระตุ้นให้นำกระแสเป็นช่วง ๆ ดังรูปที่
 2.15 (ข) ทำให้ได้เอาท์พุทไฟกระแสสลับสามเฟสดังรูป 2.15 (ค)



(ก)



(ค)

ลำดับการนำกระแสของเอสซีอาร์จะเริ่มจาก SCR1, SCR2, SCR3.....SCR6 เป็นวงจรครบ 1 ไซเคิลของเอาต์พุต เราอาจเรียกวงจรอินเวอร์เตอร์นี้ว่า six-step inverter circuit เอาต์พุตโวลต์เตจของอินเวอร์เตอร์สามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้โดยการปรับความถี่ของสัญญาณกระตุ้นลักษณะ Voltage Waveforms แสดงได้ด้วย Fourier analysis

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

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

ความถี่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะขึ้นกับอัตราการทริกให้เอสซีอาร์นำกระแสอัตราการทริกนี้สามารถปรับได้จากภาคออสซิลเลเตอร์ ซึ่งทำหน้าที่ส่งสัญญาณคล็อกไปให้วงจรถูก (gate) ของเอสซีอาร์เพื่อควบคุมการสร้างพัลส์ที่เข้าในการทริกเอสซีอาร์แต่ละตัวในวงจรหลัก ให้เป็นไปตามซีเควนซ์การทำงานของอินเวอร์เตอร์ และสัญญาณคล็อกยังสามารถใช้ควบคุมวงจรถูกเปิด (turn off circuit) ได้ด้วยเพียงจากความถี่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ขึ้นกับความถี่ของออสซิลเลเตอร์เพียงอย่างเดียวโดยไม่ขึ้นกับช่วง transient ของโหลด ดังนั้นความถี่เอาต์พุตก็จะมีค่าถูกต้องและแน่นอน ซึ่งจะมีความถูกต้องแน่นอนเพียงใดขึ้นกับชนิดของออสซิลเลเตอร์ที่ใช้

การควบคุมโวลต์เตจ

เมื่อความถี่ของแหล่งจ่ายไฟเปลี่ยนแปลงไปโวลต์เตจที่เอาต์พุตจะต้องเปลี่ยนแปลงไปด้วยเพื่อให้ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก (flux density) ในแกนคงที่ ดังนั้น static inverter ต้องจ่ายโวลต์เตจในลักษณะที่ทำให้อัตราส่วนโวลต์เตจกับความถี่คงที่ ทำได้ 3 วิธี คือ

1. การควบคุมเอาต์พุตโวลต์เตจทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. การควบคุมดีซีโวลต์ เตจทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์

- ใช้ Auto transformer
- Phase-controlled rectifier input
- Rectifier and d.c. chopper

3. การควบคุมโดยการสวิตซ์ซิง (switching) ภายในวงจรอินเวอร์เตอร์

- Phase-shift voltage control
- Pulse-width modulation (PWM)

วงจรอินเวอร์เตอร์

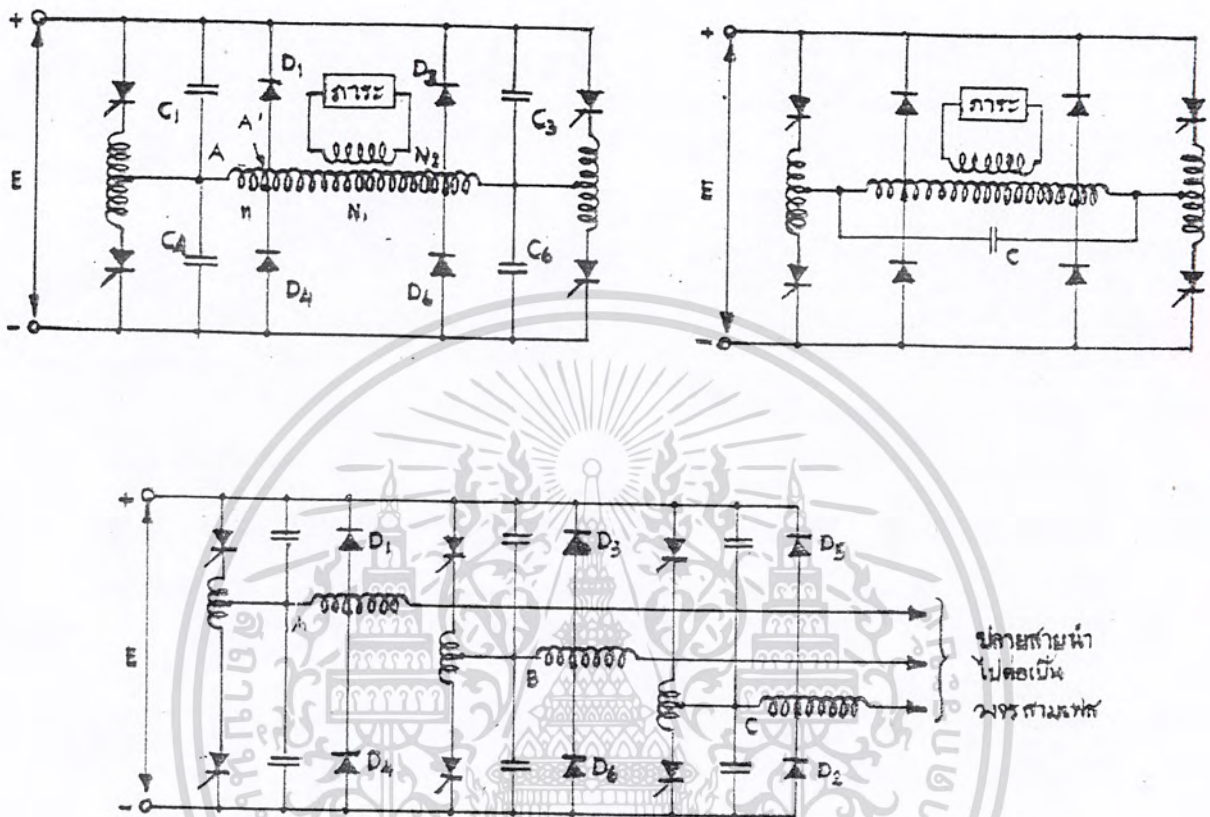
SCR สามารถนำกระแสได้ด้วยการบ่อนสัญญาณกระตุ้นแต่เมื่อ SCR นำกระแสแล้ว ไม่สามารถที่จะหยุดนำกระแสได้ด้วยตัวมันเอง เหมือนอย่าง Transistor จึงจำเป็นต้องมีวงจรคอมมิวเตท เพื่อทำให้หยุดนำกระแสวงจรคอมมิวเตทที่นิยมใช้กันเป็นแบบ force commutation ซึ่งมี 3 ลักษณะคือ

1. Voltage commutation ทำให้ SCR หยุดนำกระแสโดยบ่อน reverse voltage ให้กับ SCR
2. Current commutation ทำให้ SCR หยุดนำกระแสโดยบ่อน reverse current ให้กับ SCR เพื่อให้กระแสที่ไหลผ่าน SCR เป็นศูนย์
3. Input-circuit commutation วงจรคอมมิวเตทจะอยู่ข้างหน้าวงจรหลักแบบที่เมื่อถึงเวลาคอมมิวเตท SCR ทุกตัวในวงจรหลักจะหยุดนำกระแสทั้งหมด วิธีการคอมมิวเตทอาจใช้แบบ 1 และ 2

ในโครงการนี้ได้เลือกวงจรอินเวอร์เตอร์ของ McMurray-Bedford ซึ่งเป็นวงจรที่มีการคอมมิวเตทแบบ Voltage commutation ที่แสดงในรูปที่

2.16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.16

วงจร McMurray bedford

วงจร McMurray bedford วงจรนี้มีหลักการเบื้องต้นที่ใช้เอสซีอาร์
 แบกกระแสคู่กันอีกตัวหนึ่งทำหน้าที่ปิดกระแสเอสซีอาร์ที่กำลังเปิดกระแสอยู่โดยใช้
 หลักการปิดกระแสขึ้น ค. ดังแสดงในรูปที่ 2.17 ซึ่งแสดงเพียงขาหนึ่งของวงจร
 อินเวอร์เตอร์แบบสะพานโพลีเฟสที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำตัวเล็กๆ ซึ่งมีแท่งกลาง โดย
 ต้องออกแบบให้ขดลวดแต่ละครั้งของตัวเหนี่ยวนำมีการคัปปลิงแน่น (tight
 coupling) ต่อกันทั้งนี้เพื่อใช้ในการปิดกระแสและเรียกวงจรปิดกระแสและเรียก
 วงจรปิดแบบ McMurraybedford ซึ่งการปิดกระแสจะเริ่มขึ้นด้วยการจุดชนวน

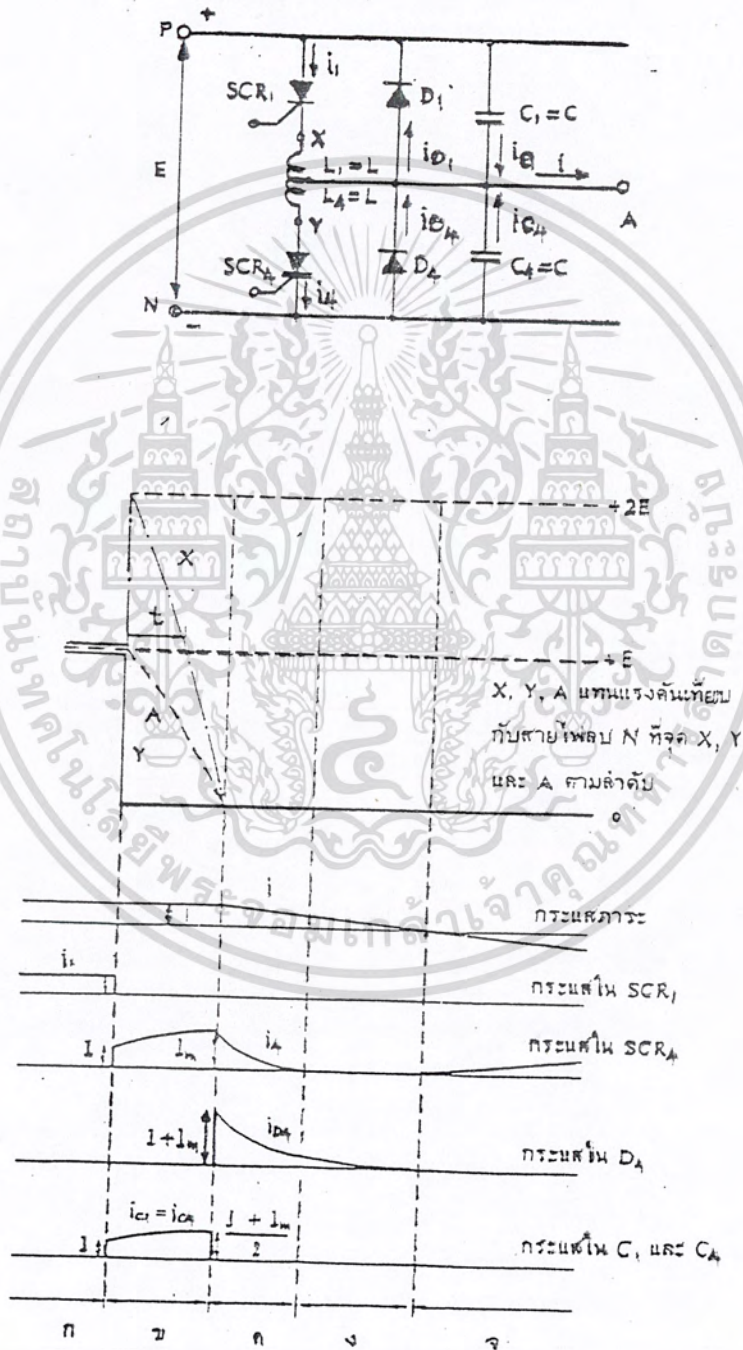
เอสซีอาร์ตัวที่แบกกระแสคู่กันให้เปิดกระแส แสดงรูปคลื่นของแรงดันและกระแส
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับกรณีที่มีการมีตัวประกอบกำลังตามหลัง โดยในช่วงของปิดกระแสช่วง ข ได้ขยายให้กว้างออกเกินความเป็นจริง เพื่อให้มองเห็นได้ชัดและสะดวกต่อการอธิบายซึ่งจะได้อธิบายช่วงของการทำงานในเครื่องจักรหนึ่งตามลำดับต่างๆ ต่อไปนี้ ช่วง ก เริ่มต้นโดยให้ SCR_1 เปิดกระแสซึ่งจะทำให้มีกระแสไหลจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าดีซีมาตามสายไฟฟ้าบวกผ่าน SCR_1 เข้าสู่ภาระเนื่องจากการมีค่าเชิงเหนี่ยวนำค่อนข้างสูง จะทำให้กระแสภาระที่กำลังไหลอยู่มีอัตราการผลิตน้อยเป็นผลทำให้แรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 มีค่าน้อยมาก เมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันของแหล่งจ่ายไฟฟ้า E เพราะฉะนั้นแรงดันของขั้ว A ของภาระมีค่าเกือบเท่ากับค่าแรงดันของสายไฟบวก P และเราอาจถือได้ว่าแรงดันของขั้ว A มีค่าเท่ากับ $+E$ ซึ่งในขณะที่เดียวกันนี้จะมีแรงดันตกคร่อม C_1 เท่ากับศูนย์และมีการประจุ C_4 ให้มีแรงดันเท่ากับ E และในระหว่างนั้น กระแสภาระไหลอยู่มีค่าเท่ากับ I ช่วง ข เมื่อถึงจังหวะที่ SCR_1 จะต้องเปิดกระแสก็จะมีการจุดชนวนให้ SCR_4 เปิดกระแสเป็นผลทำให้จุด Y มีแรงดันตกลงและเข้าต่อติดกับสายไฟลบของแหล่งจ่ายไฟฟ้าดีซี เนื่องจากแรงดันคร่อม C_1 และ C_4 ไม่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าอย่างรวดเร็วได้ ดังนั้นศักย์ $+E$ บน C_4 จะเข้าไปต่อคร่อม L_4 เป็นผลทำให้มีการเหนี่ยวนำขึ้นระหว่าง L_1 กับ L_4 จึงทำให้เกิดมีแรงดันเหนี่ยวนำเกิดขึ้นบน L_1 มีค่าเท่ากับ E ซึ่งเป็นผลทำให้จุด X มีศักย์สูงถึงค่า $+2E$ เทียบกับสายไฟลบ แรงดันที่จุด X นี้จะทำให้ SCR_1 ถูกไบแอสกลับด้วยค่าแรงดัน E เป็นผลทำให้ SCR_1 ปิดกระแสอย่างเฉียบพลัน แต่เนื่องจากตัวเหนี่ยวนำ L_1, L_4 มีค่าปดิ่งแน่นอนจะรักษาลักษณะสมดุลของแอมแปร์-รอบไว้คงที่ได้เป็นอย่างดี จึงทำให้มีการเหนี่ยวนำให้มีกระแสไหล I ไหลใน L_4 และไหลผ่าน SCR_4 ผสมกับกระแสที่ไหลมาจาก C_4 กลายเป็นกระแส i_4 สำหรับกระแสภาระ I จะยังคงไหลด้วยค่าคงที่ เนื่องจากภาระมีค่าเหนี่ยวนำค่อนข้างสูงภาระจึงกระแสส่วนหนึ่งมาจาก C_4 และดึงอีกส่วนหนึ่งมาจาก C_1 ซึ่งกระแสส่วนที่ไหลผ่าน C_1 จะทำหน้าที่ประจุ C_1 ให้มีแรงดันสูงขึ้นเข้าสู่ค่าแรงดันของแหล่งจ่ายไฟฟ้าดีซีขณะที่ C_4 กำลังถ่ายประจุออกแรงดันที่ป้อนเข้าคร่อม L_4 จะลดค่าลงเป็นผลทำให้แรงดัน

เส้นประที่เขียนไว้ในรูปแรกของรูปที่ 2.17 ซึ่งในการวิเคราะห์ของหัวข้อโดยที่ $L_1 = L_4 = L$ และ $C_1 = C_4 = C$ จะให้ผลว่ารูปคลื่นที่จุด x เป็นส่วนหนึ่งของ คลื่นไซน์ที่มีคาบ $2 LC$ ขอให้เราสังเกตว่าในขณะที่เดียวกันนั้น C_1 จะถูก ประจุให้มีแรงดันสูงขึ้นเรื่อย ๆ ในไม่ช้าก็มีความสูงกว่าค่าแรงดันที่จุด x เป็นผลให้ แรงดันผลลัพธ์ไปปรากฏคร่อม SCR_1 ในทิศฟอร์เวิร์ดเตรียมพร้อมที่จะเปิดกระแส โดยการเตรียมพร้อมที่จะเปิดกระแสนี้กินเวลา t_c ซึ่งเรียกว่าเวลาปิดกระแส วงจรในระหว่างช่วงของการเปิดกระแส ทำหน้าที่รองรับแรงดันจาก C_4 เป็น สาเหตุให้กระแส i_4 ที่ไหลใน L_4 มีค่าเพิ่มขึ้นจากค่าเริ่มแรก I เข้าสู่ค่าสูงสุด I_m โดยในขณะที่นั้นแรงดันบน C_4 ลดค่าลงเข้าสู่ศูนย์ช่วง c . ถึงจังหวะช่วงนี้ C_1 จะได้ประจุให้มีแรงดันเท่ากับ E ส่วน C_4 มีแรงดันเท่ากับศูนย์สำหรับกระแสการะ i จะยังคงไหลต่อไปเนื่องจากคุณสมบัติเหนี่ยวนำของภาระโดยกระแสนี้จะหาทาง ไหลผ่านไดโอดย้อนกลับ หรือ เอสซีอาร์ที่กำลังเปิดกระแสไหลอยู่ในขาอื่นแล้ววน กลับผ่านมาทางไดโอดย้อนกลับ D_4 (พร้อมกับ i ค่อยๆ ลดค่าลง) เป็นผลทำให้ ขั้ว A ของการะเข้าต่อติดกับสายเฟล็บของแหล่งจ่ายไฟฟ้าในขณะที่ L_4 จะถ่ายพลังงานที่กักเก็บเอาไว้ ออกมาให้เป็นกระแสไหลวนและทำให้พลังงานสูญเสีย กระจายหายไปในความต้านทานที่อยู่ในส่วนต่างๆ ภายในวงจรที่ประกอบด้วย L_4 , SCR_4 , และ D_4 โดยตามปกติการออกแบบวงจรนี้ให้เหมาะสมที่สุด อาจทำได้ด้วย การหาวิธีลดพลังงานกักเก็บเอาไว้ให้มีค่าน้อยที่สุด และการหาเอาความต้านทาน ภายนอกเข้าต่อเพิ่มเป็นอนุกรมกับไดโอด เพื่อเร่งให้กระแสไหลวนลดค่าเข้าสู่ศูนย์ ให้เร็วขึ้นซึ่งเป็นผลทำให้ช่วยลดอัตรากระแสปกติของ เอสซีอาร์และของไดโอดให้ น้อยลง ในตอนปลายของช่วง c . พลังงานที่กักเก็บไว้จะถ่ายออกหมด และ i_4 จะหยุดไหลเป็นผลทำให้ SCR_4 อาจจะเปิดกระแสซึ่งเป็นการสิ้นสุดกระบวนการ เปิดกระแสช่วง g . ถึงแม้ว่ากระแสไหลวน i_4 จะหยุดไหลแล้วแต่กระแสการะ เียงเหนี่ยวนำ i ยังคงไหลผ่าน D_4 อยู่อีกต่อไปแต่ค่อยๆ ลดค่าลงเข้าสู่ศูนย์ช่วง g . เมื่อกระแสการะลดค่าลงเท่ากับศูนย์แล้ว ก็เป็นการพร้อมที่จะทำงานในครึ่ง วัฏจักรต่อไปกระแสการะจะไหลในทิศที่กลับทางกับทิศเดิมผ่าน การะ L_4 และ SCR_4 โดยเพิ่มค่าจากศูนย์เข้าสู่ค่า I ซึ่งเราอาจต้องจุดชนวน SCR_4 ขึ้นใหม่ถ้า

SCR₄ ได้เปิดกระแสเสร็จสิ้นไปแล้วเมื่อถึงจังหวะเวลานี้ก็จะเป็นการโอนย้ายหน้าที่แบกกระแสจาก SCR₁ ส่งให้กับ SCR₄ เสร็จสิ้นสมบูรณ์แล้ว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานรูปที่ 2-17 เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์วงจร McMurray Bedford

การวิเคราะห์นี้จะทำในช่วงเวลา x . ซึ่งเริ่มขึ้นเมื่อ SCR₁ ถึงจังหวะที่จะต้องปิดกระแสโดยการเริ่มจุดชนวนให้กับ SCR₄ ซึ่งทำให้เราได้เงื่อนไขเริ่มแรกดังนี้

$$I_1(0^-) = I_4(0^-) = I \quad \dots\dots\dots 2.1$$

และ

$$V_{c1}(0^-) = 0 ; V_{c4}(0^-) = E \quad \dots\dots\dots 2.2$$

ถ้าเราเลือกใช้ $L_1 = L_4 = L$ และ $C_1 = C_4 = C$ เราสามารถเขียนความสัมพันธ์ความล้มพันธ์ต่างๆได้ดังต่อไปนี้

$$i_{c1} + i_{c4} - i_4 = I \quad \dots\dots\dots 2.3$$

$$\frac{1}{c} \int i_{c1} dt + L \frac{di_4}{dt} = E \quad \dots\dots\dots 2.4$$

$$\frac{1}{c} \int i_{c1} dt - \frac{1}{c} \int i_{c4} dt = E \quad \dots\dots\dots 2.5$$

โดยใช้การเปลี่ยนแปลง Laplace เข้าค่าพวณกับสมการที่ 2.3 - 2.5 เราจะได้ผลดังต่อไปนี้ตามลำดับ

$$I_{c1}(s) + I_{c2}(s) - I_4(s) = \frac{1}{s} \quad \dots\dots\dots 2.6$$

$$\frac{1}{Cs} I_{c2}(s) + LsI_4(s) - LI = \frac{E}{s} \quad \dots\dots\dots 2.7$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{1}{Cs} I_{C1}(s) - \frac{1}{Cs} I_{C4}(s) = 0 \quad \dots\dots\dots 2.8$$

สมการที่ 3.8 แสดงว่า

$$I_{C1}(s) = I_{C4}(s) \quad \dots\dots\dots 2.9$$

ซึ่งทำให้เราได้ว่า

$$i_{C1}(t) = i_{C4}(t) \quad \dots\dots\dots 2.10$$

นำสมการที่ 2.9 และ 2.7 แทนค่าลงในสมการ 2.6 เราจะได้

$$I_4(s) = \frac{E}{L(s^2 + \frac{1}{2LC})} + \frac{sI}{(s^2 + \frac{1}{2LC})} - \frac{I}{2LCs(s^2 + \frac{1}{2LC})} \quad \dots\dots\dots 2.11$$

โดยใช้การแปลง Laplace กลับ เราจะได้

$$i_4(t) = \frac{E}{\pi L} \sin \pi t + I(2 \cos \pi t - 1) \quad \dots\dots\dots 2.12$$

เมื่อ

$$w = \frac{1}{\sqrt{2LC}} \quad \dots\dots\dots 2.13$$

ซึ่งทำให้เราได้ค่า

หาสมการที่ 2.9 แทนค่าลงในสมการที่ 2.6 เราจะได้

$$I_{c1}(s) = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{s} + I_4(s) \right] \quad \dots\dots 2.15$$

โดยการแปลง Laplace กลับ เราจะได้

$$i_{c1}(t) = CE \sin(\omega t) + I \cos(\omega t) \quad \dots\dots 2.16$$

เนื่องจาก

$$V_{c1}(s) = \frac{1}{Cs} I_{c1}(s) + \frac{1}{s} V_{c1}(0^-) \quad \dots\dots 2.17$$

หาให้เราได้ผลเป็น

$$V_{c1}(t) = E(1 - \cos \omega t) + \frac{I}{\omega C} \sin \omega t \quad \dots\dots 2.18$$

เนื่องจาก

$$V_{c4}(s) = -\frac{1}{Cs} I_{c4}(s) + \frac{1}{s} V_{c4}(0^-) \quad \dots\dots 2.19$$

หาให้เราได้ผลเป็น

$$V_{c4}(t) = E \cos(\omega t) - \frac{I}{\omega C} \sin(\omega t) \quad \dots\dots 2.20$$

และเนื่องจาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_x(t) = V_{C4}(t) + L_1 \frac{di}{dt} \quad \dots\dots\dots 2.21$$

ทำให้เราได้แรงดันที่จุด X (ซึ่งเป็นค่าแรงดันที่แคโทดของ SCR₁) ดังนี้

$$V_x(t) = 2(E \cos \pi t - \frac{I}{C} \sin \pi t) \quad \dots\dots 2.22$$

เวลาสิ้นสุดของช่วง ข. จะเกิดขึ้นเมื่อแรงดันที่จุด X ได้ลดลงเท่ากับศูนย์ซึ่งจากสมการที่ 2.22 ทำให้เราได้

$$\tan t_B = \frac{E\pi C}{I} \quad \dots\dots\dots 2.23$$

หรือ

$$t_B = \sqrt{2LC} \tan^{-1} x \quad \dots\dots\dots 2.24$$

เมื่อ t_B เป็นสัญลักษณ์แทนความยาวของช่วงเวลาของช่วง ข.
 x เป็นสัญลักษณ์แทนอัตราส่วนของการอิมพีแดนซ์ซึ่งขณะในช่วงเวลาปิดกระแส (E/I) ต่ออิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติ (characteristic impedance = $2L/C$) ของวงจรปิดกระแสซึ่งมีค่า

$$x = \frac{E}{I} \cdot \sqrt{\frac{C}{2L}} \quad \dots\dots\dots 2.25$$

เราสามารถหาค่ากระแสสูงสุด I_m ของกระแส i ในตรงเวลาสิ้นสุดของช่วง ข. นี้ได้โดยหา $t = t_B$ แทนค่าลงในสมการ 2.12 เราจะได้

$$I_m = 2 \sqrt{\frac{C}{2L} E^2 + I^2} - I \quad \dots\dots\dots 2.26$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงาน 2L เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเมื่อนำเอา I ทหารสมการที่ 2.26 ตลอดทั้งบรรทัดและอาศัยสมการที่ 2.25 เราสามารถจัด I_m/I ให้เป็นฟังก์ชัน f(x) ดังต่อไปนี้

$$\frac{I_m}{I} = f(x) = 2 \sqrt{x^2 + 1} - 1 \quad \dots\dots\dots 2.27$$

เราสามารถคำนวณหาเวลาปิดกระแสของวงจร t_c ได้โดยอาศัยหลักการที่เวลา t_c เป็นเวลาตรงจุดที่มีแรงดันกลับเข้าต่อคร่อม SCR₁ ซึ่งจะเกิดเมื่อ $V_x(t)$ ลดค่าลงมาเท่ากับ E จากสมการที่ 3.22 เราจะได้

$$E = 2 \left(E \cos \omega t_c - \frac{I}{\omega C} \sin \omega t_c \right) \quad \dots\dots\dots 2.28$$

เมื่อแก้สมการที่ 3.28 และอาศัยนิยามในสมการที่ 3.25 เราจะได้

$$\sin \omega t_c = \frac{x}{\sqrt{x^2 + 1}} \cdot \frac{\sqrt{3x^2 + 4}}{\sqrt{x^2 + 1}} - \frac{1}{\sqrt{x^2 + 1}} \cdot \frac{x}{2\sqrt{x^2 + 1}} \quad \dots\dots\dots 2.29$$

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

2.29 ใหม่ได้เป็น

$$\frac{t_c}{\sqrt{2LC}} = g(x) = \sin^{-1} \frac{x}{\sqrt{x^2 + 1}} - \sin^{-1} \frac{x}{2\sqrt{x^2 + 1}} \quad \dots\dots\dots 2.30$$

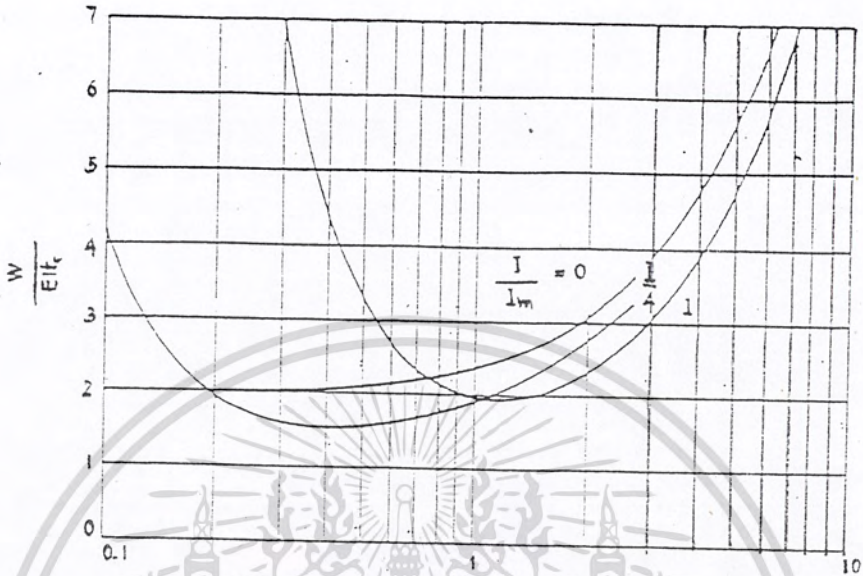
ภายหลังการปิดกระแส ตัวเหนี่ยวนำ L มีพลังงานเก็บกัก W เท่ากับ

$$W = \frac{1}{2} LI_m^2 = \frac{1}{2} LI^2 [f(x)]^2 \quad \dots\dots 2.31$$

ซึ่งทำให้เราได้

$$\begin{aligned} \frac{W}{EI t_c} &= h(x) = \frac{[f(x)]^2}{4xg(x)} \\ &= \frac{(2x^2 + 1 - 1)^2}{4x \left(\sin^{-1} \frac{x}{x^2 + 1} - \sin^{-1} \frac{x}{2x^2 + 1} \right)} \quad \dots\dots 2.32 \end{aligned}$$

ขอให้สังเกตว่าในสมการ 2.32 นี้ปริมาณ EIt_c เป็นค่าพลังงานซึ่งเพียงเพียงพอไม่ไหลผ่าน SCR_1 ในระหว่างช่วงเวลาที่เอสซีอาร์ถูกไบแอสกลับในขณะเมื่อ W เป็นพลังงานรวมทั้งหมดที่เกิดเนื่องจากอิมพัลส์ที่เกิดขึ้นในระหว่างปิดกระแส เมื่อหน้าค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่นิยามในสมการ 2.27, 2.30, 2.32 ไปเขียนเป็นเส้นกราฟเราจะได้รูปของเส้นกราฟที่แสดงในรูป 2.12 และการวิเคราะห์ข้างบนสามารถใช้ได้อย่างทั่วไปสำหรับการะเชิงเหนี่ยวนำ หรือ การระควมต้านทาน



รูป 2.18 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ที่ใช้ในการบิดกระแสแบบ McMurray Bedford

การบิดกระแสขณะไร้การย

ในกรณีอินเวอร์เตอร์ไร้การยสามารถเขียนสมการอธิบายถึงช่วงการบิดกระแสได้จากสมการสำหรับกรณีการยเชิงเหนี่ยวนำโดยจัดให้ $I = 0$ หรือจัดให้ $x =$ ทำให้สมการที่ 3.12 กลายเป็น

$$i_4(t) = \frac{E}{\pi L} \sin t \dots\dots\dots 2.33$$

$$t_B = \frac{\pi}{\omega} \sqrt{2LC} \dots\dots\dots 2.34$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$t_c = \frac{\pi}{3} \sqrt{2LC} = \frac{2}{3} t_B \dots\dots\dots 2.35$$

$$I_m = \frac{E \sqrt{2C}}{L} \dots\dots\dots 2.36$$

และ

$$W = CE^2 \dots\dots\dots 2.37$$

สามารถใช้สมการข้างบนไม่เพียงแต่กรณีไร้การสะท้อน แต่ยังสามารถใช้กับการสะท้อนอื่นๆที่กระแสการมีค่าเป็นศูนย์ชั่วขณะในระหว่างช่วงกระแส ตัวอย่างเช่น กรณีการสะท้อนความต้านทานและมีวงจรรองคลื่น LC ต่ออนุกรมกับภาระโดยจูน (tuned) ให้กระแสคลื่นขาเข้าองค์ประกอบพื้นฐานไหลผ่าน ซึ่งกรณีเช่นนี้กระแสคลื่นขาเข้าจะมีเฟสของแรงดันเอซิมิลีประกอบพื้นฐาน เพราะฉะนั้นกระแสจะมีค่าเท่ากับศูนย์ขณะที่แรงดันเอซิมิลีเท่ากับศูนย์ ซึ่งเป็นกรณีระหว่างปิดช่วงกระแส

การเลือกค่าของตัวเก็บประจุของตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในการปิดกระแส

การปิดกระแสกรณีที่รุนแรงมากจะเกิดขึ้นเมื่อกระแสการระคายค่าสูงสุด I_m ไหลผ่านเอสซีอาร์ก่อนที่จะมีการปิดกระแสเล็กน้อยถ้ามีการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันเลี้ยงวงจร เราต้องพิจารณาถึงค่าแรงดันที่ทำการปิดกระแสได้ยาก ซึ่งเป็นค่าแรงดันเลี้ยงวงจรที่มีค่าลดต่ำลงน้อยที่สุดเท่ากับ E_m นอกจากนี้ต้องพิจารณาถึงเวลาปิดกระแสของวงจรต้องมีค่าไม่น้อยกว่าเวลาปิดกระแสใหญ่สุดของเอสซีอาร์ คือ $t_{cm} > t_q$ และผู้ออกแบบควรเลือกใช้ค่าอัตราส่วน X ในสมการที่ 2.25 ให้มีค่าน้อยที่สุดซึ่งเขียนแทนด้วยสัญลักษณ์ x_m แล้วนำค่าเหล่านี้แทนค่าลงในสมการที่ 2.30 และทำให้ง่ายลง เราสามารถเขียนสมการของตัวเก็บประจุ C และตัวเหนี่ยวนำ L ที่ใช้ในการปิดกระแสได้ดังนี้

$$C \frac{E_m}{I_m} = \frac{X_m}{\dots\dots\dots 2.38}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้: $I_m t_{cm}$ ใช้งานที่ $g(x_m)$ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L \frac{I_m}{E_m t_{cm}} = \frac{1}{2X_m g(x_m)} \dots\dots\dots 2.39$$

ขอให้เราสังเกตว่าในการเลือกใช้ค่าเก็บประจุที่ค่าเล็กที่สุดเราจะต้องระวังว่าตัวเก็บประจุนี้ต้องสามารถให้กระแสมีค่าเป็นสองเท่านี้หมดตลอดช่วงเวลาปิดกระแส ซึ่งในช่วงเวลานี้ตัวเก็บประจุจะถ่ายเทประจุออกจากค่าแรงดัน E ลดค่าลงศูนย์การเพิ่มค่ากระแสขึ้นนี้จะช่วยเพิ่มกระแสขึ้นในตัวเหนี่ยวนำ ในระหว่างช่วงเวลาปิดกระแส ถ้าเราใช้ตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าเล็กลงก็อาจจะช่วยเพิ่มอัตรากระแสให้มากขึ้นได้แต่ เราต้องเลือกใช้ตัวเก็บประจุให้มีค่าใหญ่ขึ้นทางที่ตีในการเลือกค่า C และ L ให้เหมาะสม เราควรเลือกราคา x_m ให้เหมาะสมค่า x_m ที่เหมาะสมที่สุดที่จะเกิดขึ้นที่พลังงานกักเก็บไว้ในตัวเหนี่ยวนำ L ภายหลังการปิดกระแสมีค่าน้อยที่สุด (เขียนแทนด้วยสัญลักษณ์ w_m) ทั้งนี้เพราะว่าพลังงานนี้จะทำให้อุปกรณ์มีพลังงานสูญเสียเพิ่มขึ้น เราจึงต้องพยายามให้มีค่าน้อยที่สุด และนอกจากนี้พลังงานกักเก็บ w จะทำหน้าที่กำหนดขนาดของตัวเหนี่ยวนำด้วย โดยจากรูปที่ 2.13 เราจะเห็นได้ว่าพลังงานกักเก็บที่มีค่าน้อยที่สุด x_m เกิดที่ $x_m = 1.15$ เพราะฉะนั้นเราเขียนในสมการที่ 2.32 ได้ใหม่เป็น

$$\frac{w_m}{E_m I_m t_{cm}} = h(x_m) = 1.947 \dots\dots\dots 2.40$$

อย่างไรก็ตาม การเลือกค่า x_m ไม่ได้เป็นการลดพลังงานกักเก็บ w ให้มีค่าน้อยลงที่สุดเสมอไปซึ่งจะต้องขึ้นสำหรับกรณีที่กระแสการระตรงเวลาที่มีการปิดกระแส I มีค่าน้อยกว่าและกระแสการระค่าสูงสุด I_m เช่น ในกรณีไร้การกระทำให้เราเขียนสมการที่ 2.32 ใหม่ได้โดยอาศัย 2.37 ได้เป็น

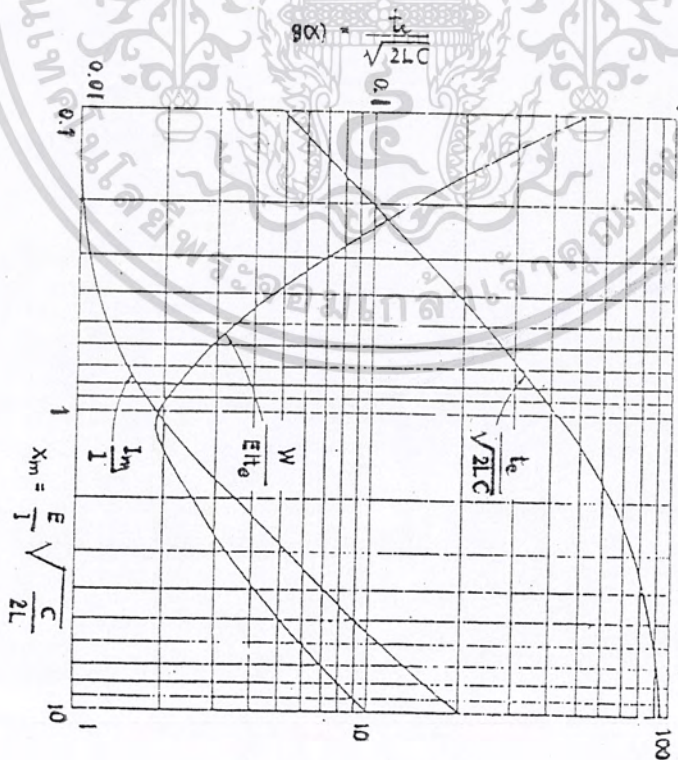
$$\frac{w_m}{E_m I_m t_{cm}} = \frac{w_m}{g(x_m)} \dots\dots\dots 2.41$$

ซึ่งสมการนี้เป็นสมการเดียวกับสมการที่ 2.32 จะมีค่าห้อยที่สุดเมื่อ x_m มีค่าห้อยที่สุดสำหรับกรณีการมีค่าปานกลางโดยอาศัย 2.31 และ 2.41 เราจะเขียนความสัมพันธ์ของสมการ 2.32 ใหม่เป็น

$$\frac{W}{E_m I_m t_m} = h(x_m) \frac{W}{W_m} = h(x_m) \left[\frac{I_f(x)}{I_m f(x_m)} \right]^2 = h(x_m) \left[\frac{x_m f(x)}{x f(x_m)} \right]^2 \dots\dots\dots 2.42$$

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

ตามค่า x_m ได้ดังรูปที่ 2.19 ซึ่งแสดงเส้นกราฟต่างๆ สำหรับกรณีที่มีภาระมีเงื่อนไข ดัง



$$f(x) = \frac{I_m}{I}, h(x) = \frac{W}{EI h_0}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการรูปที่ 2.19 ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- (1) กรณีการะสูงสุด สมการที่ 2.40 $I = I_m$, $X = X_m$
- (2) กรณีการะปานกลาง สมการที่ 2.42 $I = I_m / 4$, $X = 4X_m$
- (3) กรณีการะต่ำ สมการที่ 2.41 $I = 0$, $X = \infty$

โดยการสังเกตจากรูปที่ 2.12 เราจะเห็นได้ว่าถ้ามีการเปลี่ยนแปลงค่าของภาระในขณะ x_m มีค่าอยู่ระหว่าง 0.75-1.15 จะทำให้ P เปลี่ยนแปลงค่าเพียงเล็กน้อยและมีค่าอยู่ใกล้เคียงกับค่าที่น้อยที่สุด ดังนั้นในการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์แบบนี้เราควรพิจารณาเลือกใช้ค่า $x_m = 1$ ให้เป็นค่าเหมาะสมมากที่สุดซึ่งในกรณีเช่นนี้ จากสมการที่ 2.30 เราจะได้ค่า $g(I) = 0.424031$ เพราะฉะนั้นจากสมการที่ 2.38 และ 2.39 เราจะได้ค่า C และ L ที่เหมาะสมที่สุด มีค่าดังนี้

$$C = \frac{I_m t_{cm}}{0.424 E_m} \dots\dots\dots 2.43$$

$$L = \frac{E_c t_{cm}}{0.848 I_m} \dots\dots\dots 2.44$$

นอกจากนี้เราต้องพิจารณา dv/dt อัตราการเพิ่มค่าแรงดันที่สวิตช์เวอร์ดที่ป้อนเข้าเอสซีอาร์ซึ่งหลังจากปิดกระแสแล้ว มาใช้ในการออกแบบซึ่งเราจะต้องไม่ให้ค่านี้สูงกว่าค่า dv/dt ที่ยอมให้ได้ที่บริษัทผู้ผลิตได้ระบุไว้ในสมุดคู่มือ โดยเวลาที่ dv/dt มีค่าสูงสุดเกิดขึ้นเมื่อ $I = I_m$ ดังนั้นแรงดันพอร์เวอร์ดจะป้อนเข้าเอสซีอาร์ช้าอีกในเวลา

$$t_{BM} - t_{CM} = \left[\frac{\tan^{-1} x_m}{g(x_m)} - 1 \right] t_{cm} \dots\dots\dots 2.45$$

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

เพราะฉะนั้น ค่า dv/dt เหลือ มีค่า

$$\frac{dv}{dt} = \frac{E}{0.852 t_{cm}} \dots\dots\dots 2.46$$

ไดโอดป้อนกลับ

เราอาจออกแบบไดโอด L และ C มีขนาดลดลงได้โดยใช้ไดโอดป้อนกลับ ซึ่งจะเป็นการช่วยป้อนกำลังที่ยังคงมีเหลืออยู่ทางด้านเอซึกลับไปสู่ด้านดีซีได้อีกด้วย ซึ่งควรจะเป็นไดโอดแบบ fast recovery

ข้อได้เปรียบและเสียเปรียบของวงจร McMurray-Bedford

วงจรแบบนี้มีข้อได้เปรียบ คือ

- 1) วงจรแบบนี้ใช้เอสซีอาร์มีจำนวนน้อยกว่าวงจรแบบ McMurray ครึ่งหนึ่งโดยสามารถลดจำนวนเอสซีอาร์จากแปดตัวเหลือเพียงสี่ตัวสำหรับ อินเวอร์เตอร์แบบสะพานเฟสเดียว และลดลงจากสิบสองตัวเหลือเพียงหกตัวสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบสะพานสามเฟสและการทำงานแต่ละขาของอินเวอร์เตอร์เป็นอิสระต่อกัน
- 2) วงจรจุดชนวนของวงจรแบบนี้จะง่ายกว่าของแบบ McMurray โดยไม่ต้องต่อวงจรจุดชนวนเอสซีอาร์ช่วย SCR₁/ ถึง SCR₆/
- 3) ที่ความถี่ต่ำวงจรแบบนี้ทำงานได้ผลดีเป็นที่น่าพอใจ โดยมีเวลาปิดกระแสของวงจรยาวนานกว่าเวลาปิดกระแสของเอสซีอาร์มากเช่นที่ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์จะมีคาบของวัฏจักรยาวประมาณ 960 เท่าของเวลาปิดกระแสของเอสซีอาร์ที่วางไป วงจรแบบนี้จึงทำงานได้ผลดี
- 4) ในอินเวอร์เตอร์ขนาดเล็ก (เช่น ขนาด 1 KVA หรือต่ำกว่า) เราอาจไม่ต้องใช้แท็บหม้อแปลงกำลังแต่ใช้ตัวต้านทานเข้าต่ออนุกรมกับไดโอดป้อนกลับเพื่อให้อุปกรณ์กักเก็บมาสูญเสียที่ตัวต้านทานนี้

วงจรแบบนี้มีข้อเสียเปรียบ คือ

1) วงจรแบบนี้มีพลังกักเก็บค่าใหญ่ และมีกระแสไหลวนค่าสูงเมื่อเปรียบเทียบกับเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่สู่สาธารณะโดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรอินเวอร์เตอร์แบบอื่น

2) ที่ความถี่สูงโดยเริ่มที่ค่าประมาณความถี่ 400 เฮิรตซ์ซึ่งมีคาบของวัฏจักรยาวประมาณ 120 เท่าของเวลาปิดกระแสของเอสซีอาร์ทั่ว ๆ ไป อินเวอร์เตอร์อาจมีปัญหาเกี่ยวกับพลังงานกักเก็บ และถ้าอินเวอร์เตอร์ที่ใช้วงจรปิดกระแสแบบนี้ทำงานที่ความถี่สูงถึง 1 กิโลเฮิรตซ์จะมีความเกี่ยวข้องกับพลังงานกักเก็บมากยิ่งขึ้นจนกระทั่งเป็นปัญหายุ่งยากซึ่งกรณีเช่นนี้ควรเลือกใช้อินเวอร์เตอร์แบบอื่นจะดีกว่า



บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

วงจรหลักอินเวอร์เตอร์

จุดประสงค์ของโครงการนี้ต้องการสร้างอินเวอร์เตอร์ขึ้นมาให้ได้สำหรับการควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสสลับ และให้แรงบิดคงที่ตลอดช่วงการควบคุมความเร็ว ดังนั้นโครงการนี้จะต้องสร้างอินเวอร์เตอร์ที่ให้เอาต์พุตที่มีการเปลี่ยนแปลงทั้งความถี่และโวลต์เตจโดยเปลี่ยนแปลงในลักษณะที่ทำให้อัตราส่วนโวลต์ต่อเฮิร์ตคงที่วิธีการที่ทำให้แรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงมีหลายวิธีดังได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 2 โครงการนี้ได้เลือกใช้วิธีการควบคุมดีซีโวลต์เตจทางอินพุตของอินเวอร์เตอร์เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่เปลี่ยนแปลงเราทราบมาแล้วว่าพลังงานที่ใช้ในการคอมมิวเตท SCR เริ่มต้นที่คาปาซิเตอร์ ดังนั้นคาปาซิเตอร์จะต้องมีขนาด (F) ใหญ่พอที่จะสามารถคอมมิวเตทกระแสที่ความถี่เอาต์พุตต่ำสุดซึ่งโวลต์เตจที่ดีที่ต่ำสุด จากสมการ 2.27 จะได้ค่า C ที่ใช้ในการคอมมิวเตทใหม่คือ

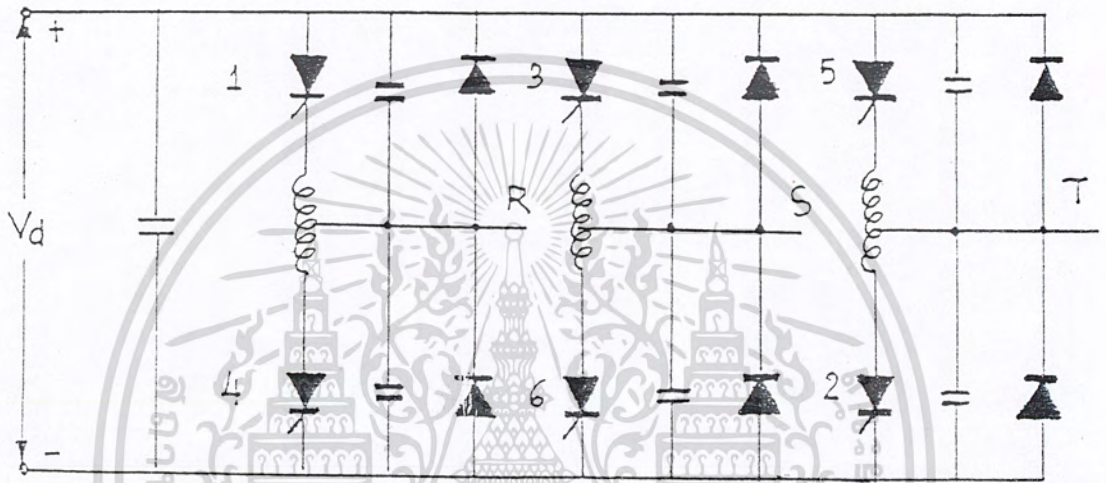
$$C = \frac{I_m t_{cm}}{F} = 0.424 E_m$$

ที่ความถี่เอาต์พุตสูงพลังงานการคอมมิวเตทในแต่ละครั้งจะมีค่าสูงเพราะโวลต์เตจที่ดีซีบีสมีค่าสูงขึ้นและอัตราการคอมมิวเตทจะมากกว่าพลังงานสูญเสียจึงมากกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับความถี่เอาต์พุตต่างๆ ดังนั้นจึงควรออกแบบให้มีการคอมมิวเตทมีประสิทธิภาพสูงสุดที่ความถี่เอาต์พุตสูงสุด 50Hz เพื่อให้ประสิทธิภาพตลอดย่านการควบคุมความถี่มีค่าไม่แตกต่างกันนัก

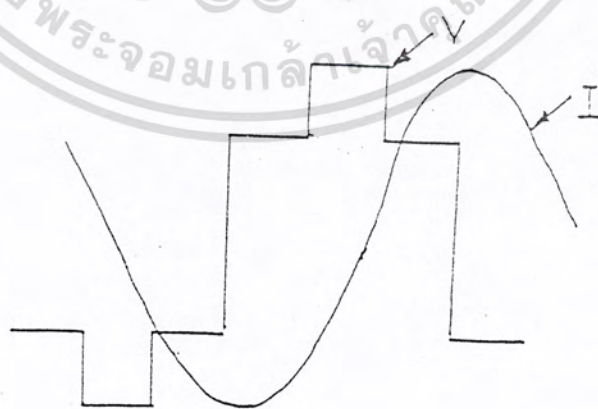
การคำนวณออกแบบค่าอุปกรณ์

เราต้องการสร้างอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ขนาด 1.2 KVA , 220 VOLT เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับนักเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อใช้ควบคุมมอเตอร์ 3 เฟส วงจรอินเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นก็คือวงจรในรูปที่ 2.9 การคำนวณหาค่า L และ C ซึ่งเป็นอุปกรณ์ในการคอมมิวเตต SCR จะต้องคำนึงถึงสภาวะที่ความเร็วที่สุดของวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วย คือเมื่อโหลดเป็น pure inductance ด้วยซึ่งกระแสจะตามหลังแรงดัน 90 องศา



รูปที่ 3.1 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.2 แสดงลักษณะโวลต์เตจและกระแสของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อ

โหลดเป็น pure inductance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณ

เราสมมติให้มีค่าตัวประกอบกำลังต่ำสุดเป็น 0.6 กระแสการตามอัตรา
ปกติมีค่า

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

เนื่องจากเราให้มอเตอร์รับภาระเกินได้สองเท่า ดังนั้นเราจะใช้กระแส
ภาระ I ในการออกแบบมีค่า

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

ค่าแรงดันเสียงวงจรคำนวณได้จาก

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

ดังนั้น ที่ความถี่เอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ 50 Hz ดีซีบัสโวลต์เตจจะมีค่าเท่ากับ

$$= 270 \quad \text{Volt}$$

ดังนั้น ที่ความถี่เอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ 20 Hz ดีซีบัสโวลต์เตจจะมีค่าเท่ากับ
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$= 108 \quad \text{Volt}$$

ในวงจรงานนี้เราได้เลือกใช้ SCR ที่มีค่า turn-off time = 90 S
จากสมการ 2.43

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

ค่า C ที่คำนวณได้ในการออกแบบ

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

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

เลือกใช้ 40 μF

จากสมการ 2.44

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

ค่า L ที่คำนวณได้ในการออกแบบ

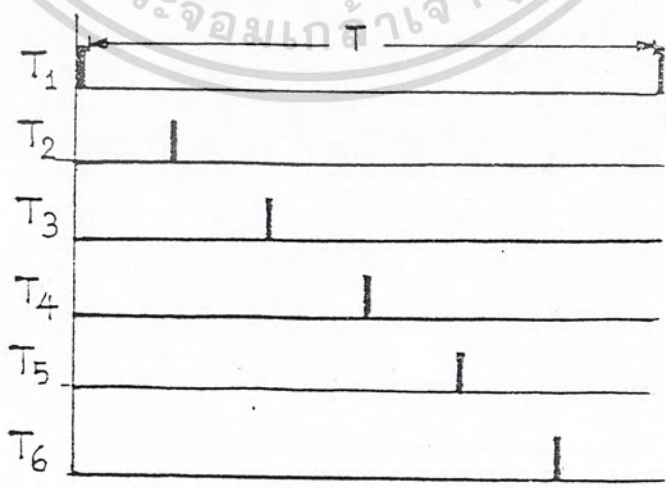
$$L = \frac{108 * 180 * 10^{-6}}{0.848 * 10.4}$$

เลือกใช้ 2.5 mH

การเลือกไดโอดเลือก 1.5 เท่าของ I_m ได้ไดโอดขนาด 16 A แรงดัน 800 V
การเลือก SCR ในโครงการนี้ใช้ขนาด 70 Amp 1200 Volt

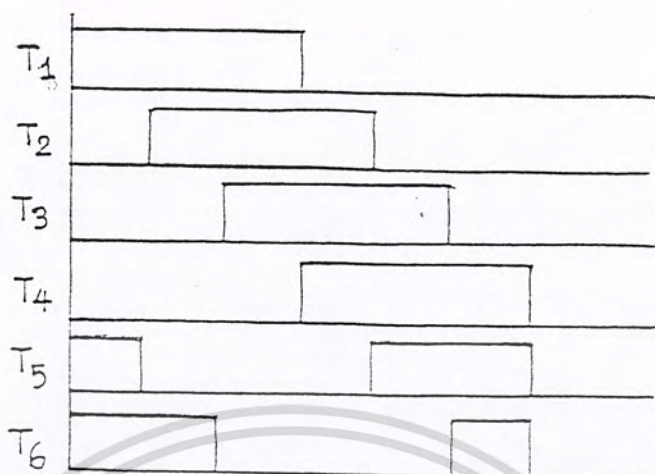
วงจรทริกเกอร์

วงจรทริกเกอร์ (Trigger circuit) มีความสำคัญมากเพราะจะควบคุมการทำงานของเอสซีอาร์ทุกตัวในวงจรหลักให้เป็นไปตาม sequence การทำงานของมันจะผิดพลาดไม่ได้ เพราะถ้าเกิดการผิดพลาดแล้วนอกจากวงจรหลักจะไม่ได้เอาท์พุทเป็นไปตามความต้องการแล้วยังเกิดการลัดวงจรอย่างรุนแรงทำให้เกิดความเสียหายแก่อุปกรณ์ต่างๆ โดยเฉพาะเอสซีอาร์และไดโอด ดังนั้นวงจรทริกเกอร์จะต้องมีการทำงานที่แน่นอน เชื่อถือได้สูง (high reliability) วงจรทริกเกอร์ควบคุมการทำงานของเอสซีอาร์ได้โดยบ็อมสัญญาณทริกลักษณะพัลส์ (pulse) เข้าที่ขาเกต (gate) ของเอสซีอาร์ตัวที่ต้องการให้นำกระแสจากซี-เคอห์นซ์การทำงาน (หรือนำกระแส) ของเอสซีอาร์ลักษณะของสัญญาณทริกเกอร์ควรเป็นดังรูป 3.3 ซึ่งเราสามารถปรับความถี่เอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ได้โดยการเปลี่ยนแปลงคาบเวลา (period)



รูปที่ 3.3 แสดงลักษณะของสัญญาณทริกเกอร์
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับนักเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่เพื่อเผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อศึกษาถึงการทำงานของวงจรหลักในรูป 2.10 และจาก waveform ในรูปที่ 2.11 พบว่าเมื่อเราบ่อนสัญญาณทริกให้แก่ SCR4 ที่เวลา t_0 เพื่อให้ SCR4 นำกระแสจะเป็นผลทำให้เกิดการคอมมิวเตท (commutation) SCR1 หยุดนำกระแส กระแสออสซิลเลทที่เกิดขึ้นจะเพิ่มจากค่าเริ่มต้น I_0 จนกระทั่งถึงค่าสูงสุด I_m จากนั้นก็มีการคายพลังงาน $(1/2 LI_m^2)$ ออกมาในรูปความร้อน โดยกระแสไหลผ่าน loop L_4, SCR_4, D_4 เมื่อกระแสส่วนนี้ลดลงเป็นศูนย์ก็จะทำให้ SCR4 หยุดนำกระแสเนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านตัวมันต่ำกว่า Holding Current เมื่อเวลาผ่านไประยะหนึ่งกระแสไหล i_0 (ซึ่งยังคงมีทิศการไหลทางเดิมแม้ว่า SCR1 จะหยุดนำกระแสไปแล้ว) จะเริ่มลดลงเป็นศูนย์และเริ่มกลับทิศมาไหลผ่าน SCR4 ดังนั้น เราจะพบว่าถ้าบ่อนสัญญาณทริกที่เวลา t_0 โดยสัญญาณทริกมีช่วงเวลาไม่นานจนกระทั่งกระแสไหล i_0 เริ่มกลับทิศมาไหลผ่าน SCR4 แล้ววงจรหลักก็จะไม่สามารถทำงานต่อไปได้ปัญหาต่อไปก็คือ สัญญาณทริกควรมีช่วงเวลาหนานเท่าไรจึงจะเพียงพอเราพบว่าช่วงเวลาทีกระแส i_0 เริ่มกลับทิศมาไหลผ่าน SCR4 นั้นขึ้นอยู่กับโหลดด้วยว่าเป็นอินดักแตนซ์ (inductance) มากน้อยเพียงใดจากเหตุผลที่กล่าวมาแล้วข้างต้นช่วงเวลาของสัญญาณทริก SCR4 ควรมีระยะเวลาหนานเท่ากับช่วงที่ SCR4 นำกระแสซึ่งเมื่อพิจารณาซีเควนซ์ การนำกระแสของเอสซีอาร์จะพบว่าไม่เป็นปัญหาต่อการทำงาน ของวงจรหลักแต่ประการใด ดังนั้น เราจะได้ลักษณะของสัญญาณทริกเกอร์ใหม่ ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 แสดงลักษณะของสัญญาณทริกเกอร์ใหม่

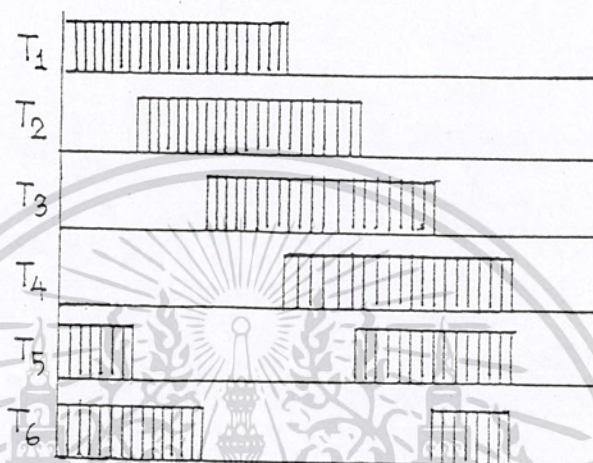
การนำสัญญาณทริกเกอร์ที่ได้จากวงจรถริกเกอร์ไปทริกเอสซีอาร์โดยตรงนั้น อาจทำให้เกิดอันตรายต่อวงจรถริกเกอร์ได้ เพราะว่าวงจรถริกเกอร์มีโวลต์เตจและกระแสสูงดังนั้นจึงต้องมีการ Isolate ระหว่างวงจรถริกเกอร์กับวงจรถริกเกอร์ โดยการนำสัญญาณทริกเกอร์ผ่านทรานสฟอร์มเมอร์ก่อนที่จะป้อนสู่ขาเกตของเอสซีอาร์ ข้อดีของการใช้ Isolator อีกประการหนึ่งคือ ทำให้กราวด์ (ground) ของสัญญาณทริกเกอร์ ของเอสซีอาร์แต่ละตัวแยกเป็นอิสระจากกันอย่างเด็ดขาด มิฉะนั้นวงจรถริกเกอร์จะทำงานไม่ได้เนื่องจากเกิดการลัดวงจรผ่านกราวด์ของสัญญาณทริกเกอร์ที่มีกราวด์ร่วมกันถ้าอินเวอร์เตอร์มีความถี่เอาต์พุตเท่ากับ 20 Hz ดังนั้นสัญญาณทริกเกอร์แต่ละตัวจะต้องมีช่วงเวลาหน่วงเท่ากับ 25 ms จะเห็นว่าจะต้องใช้ทรานสฟอร์มเมอร์ขนาด Isorator ที่มีขนาดใหญ่มากเพื่อให้สัญญาณทริกเกอร์ลักษณะพัลส์ (pulse) ที่ยาวผ่านไปได้โดยไม่เกิดการอิ่มตัว (Saturation) ขึ้นที่แกนของทรานสฟอร์มเมอร์ เพื่อที่จะลดขนาดของทรานสฟอร์มเมอร์ให้เล็กที่สุด สัญญาณทริกเกอร์แต่ละสัญญาณจะต้องประกอบด้วยสัญญาณพัลส์ที่สั้นๆ หรืออีกนัยหนึ่งคือ จะต้องประกอบด้วยสัญญาณพัลส์ความถี่สูง เช่น 20 kHz ดังนั้นลักษณะของสัญญาณทริกเกอร์ที่สมบูรณ์จริงๆ ควรเป็นดังรูปที่ 3.5 ซึ่งเป็นการยกตัวอย่าง

เพียงลักษณะของสัญญาณทริกเกอร์ของ SCR1 และ SCR2 ความกว้างของพัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลเห็นชอบให้ใช้ประโยชน์ในการค้า

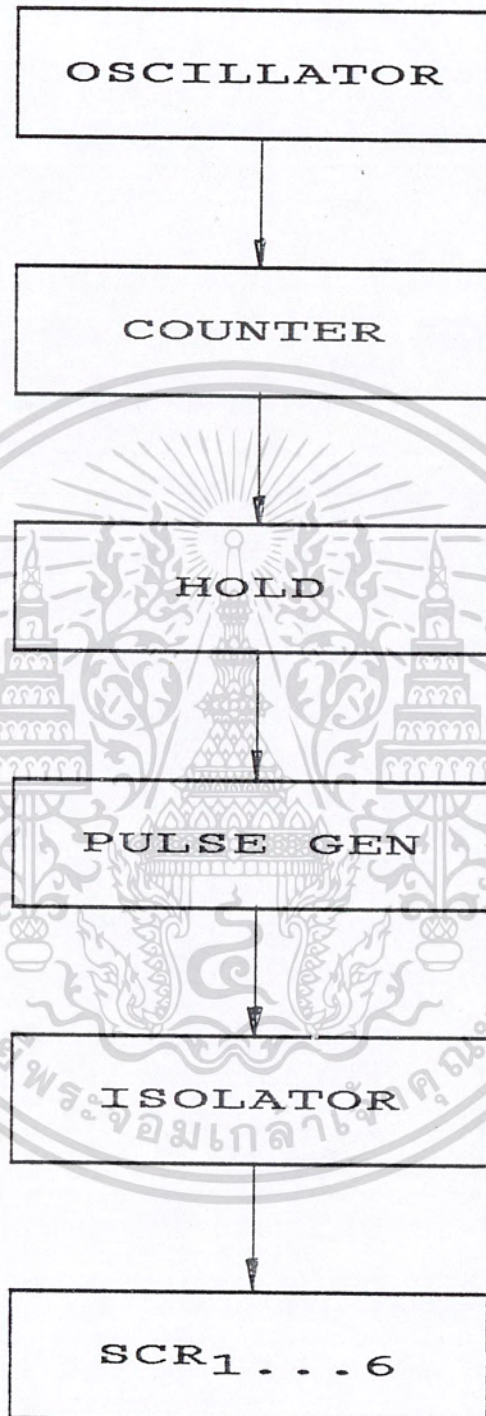
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไปควรมีค่ามากกว่า 5 μ s ขึ้นไป มิฉะนั้นเอสซีอาร์จะไม่สามารถนำกระแสได้เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านเอสซีอาร์ยังไม่ถึงค่า latching current



รูปที่ 3.5 แสดงลักษณะสัญญาณทรานซิสเตอร์ที่ประกอบไปด้วย pulse สั้นๆ

จากเหตุผลต่างๆ ที่กล่าวมาในหัวข้อที่แล้ว จะสามารถออกแบบวงจรทรานซิสเตอร์ให้เป็นไปตามความต้องการได้ดัง Block Diagram ในรูปที่ 3.6

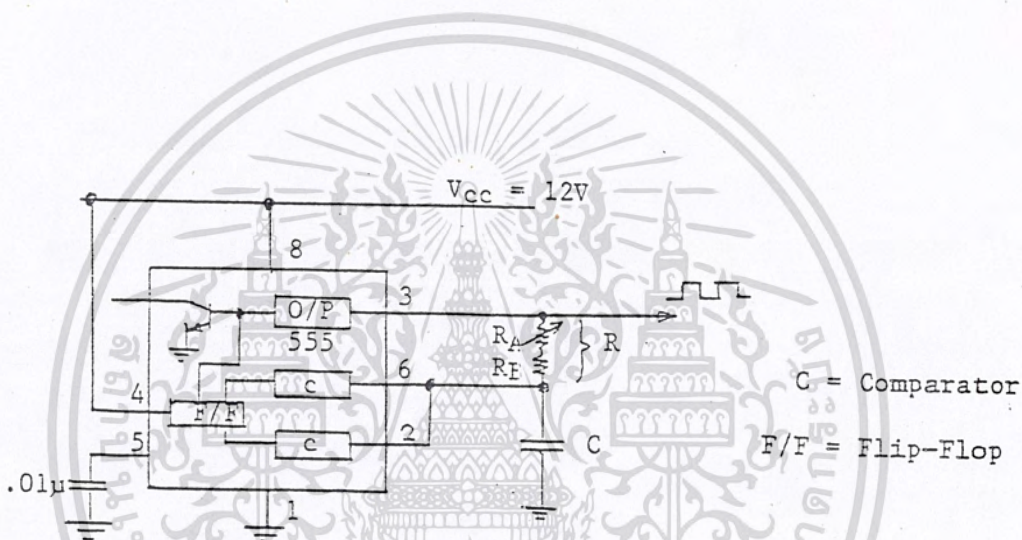


รูปที่ 3.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสร้างวงจรทริกเกอร์

Oscillator เลือกใช้ไอซีเบอร์ 555 มาเป็นตัวกำเนิดสัญญาณ clock โดยสามารถปรับความถี่จากความต้านทานปรับค่าได้ ดังรูปที่ 3.7 ซึ่งจะนำไปเป็น clock ให้แก่ flib-flob และมี DUTY CYCLE 50%

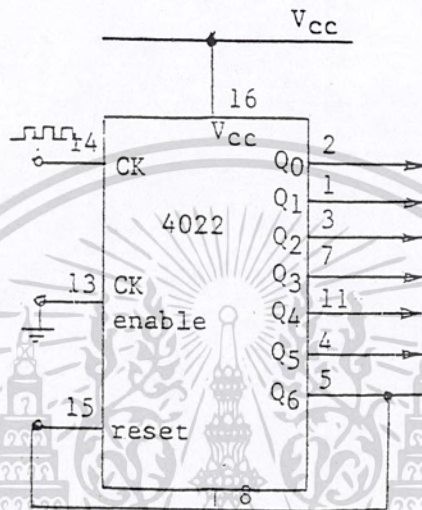


รูปที่ ๔.๗ วงจรอะอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์

รูปที่ 3.7 แสดงวงจร oscillator

Counter เป็นวงจรนับ 6 - Ring Counter ที่สร้างจาก Flib Flob ผลิตสัญญาณออกมาโดยการป้อนสัญญาณ Clock จาก Oscillator ก็จะได้สัญญาณ ดังวงจรรูปที่ 3.8 เลือกใช้ไอซีเบอร์ 4022 ซึ่งเป็นแบบที่มี 8-Counter นำมาดัดแปลงให้ทำงานแบบ 6-Ring Counter

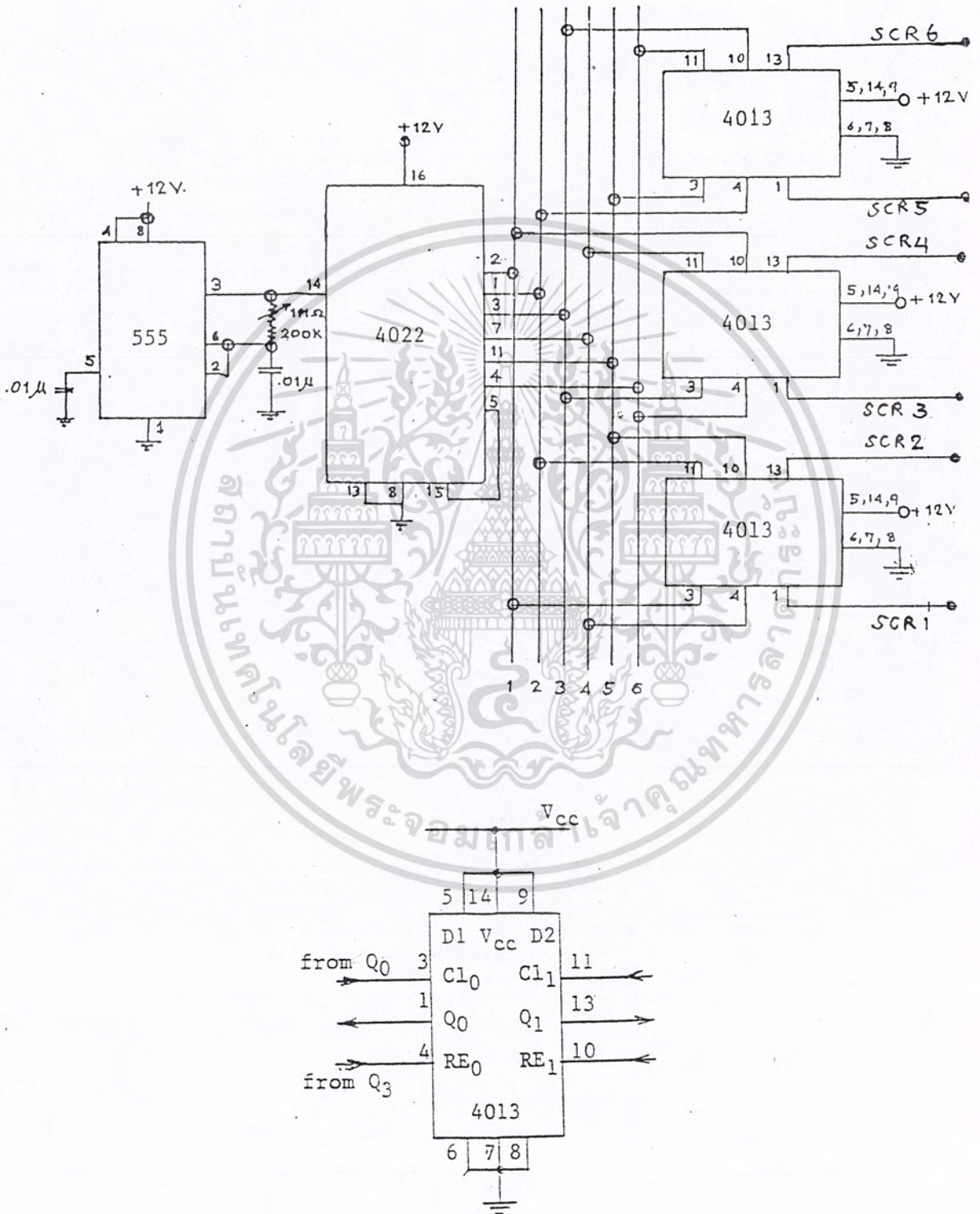
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 แสดงวงจร 6-Ring counter

HOLD เป็นวงจรที่สร้างขึ้นจาก D-flip-flop มาใช้งาน โดยใช้ไอซีเบอร์ 4013 ซึ่งจะทำงานเมื่อได้รับสัญญาณทริกทางบวกเป็นการสอดคล้องกับภาค Counter ภายในไอซี 4013 ประกอบไปด้วย D-flip-flop 2 ตัวตั้งขึ้นในภาค Hold จึงใช้ไอซี 4013 ทั้งหมด 3 ตัว

การทำงานเริ่มด้วยการต่อขา data (ขา 5 และ 9) ไว้กับ V_{CC} เพื่อให้ D เป็น "1" เมื่อมีสัญญาณ clock เข้ามาที่ CI_0 (ขา 3) เอาท์พุทของตัว D-flip-flop จะเปลี่ยนสถานะเป็น "0" เมื่อได้รับสัญญาณ clock เข้าที่ขา รีเซต (ขา 4)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

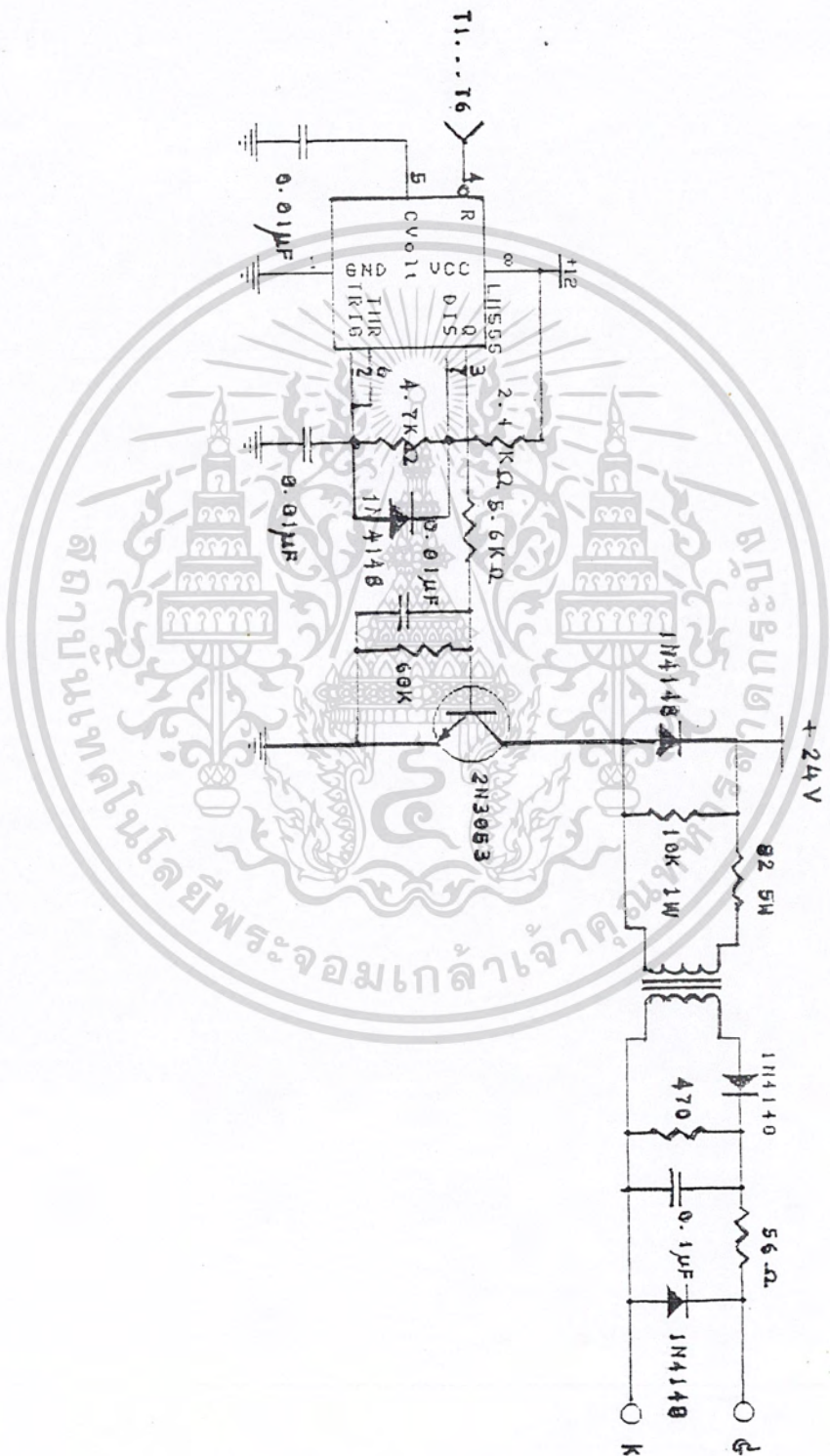
Pulse Generator จะประกอบด้วย 2 ส่วนคือส่วนอะอสเตเบิลมีลติไวเบรเตอร์ และส่วนขยายส่วนอะอสเตเบิลมีลติไวเบรเตอร์ หน้าไอซี 555 เบอร์ยออดนิยมมาใช้งานการทำงานจะคล้ายกับการทำงานในภาค Oscillator ต่างกันตรงที่ช่วงการประจุ (charge) คาพาซิเตอร์ C จะประจุผ่าน RA ช่วยคายประจุ (discharge) จะคายประจุผ่าน RB ทำให้เราสามารถควบคุม Duty cycle ของช่วงสูง (high lever) ได้ ซึ่งจะเป็นผลทำให้เราสามารถควบคุมกำลัง (power) ที่ป้อนให้แก่ขาเกตของเอสซีอาร์ให้อยู่ในช่วงที่เหมาะสมแก่การทริกได้ ง่ายส่วนอะอสเตเบิลนี้จะถูกควบคุมโดยภาค Hold ผ่านทางขารีเซ็ต (ขา 4 สัญญาณเอาท์พุทจากส่วนอะอสเตเบิลมีลติไวเบรเตอร์ซึ่งเป็นสัญญาณความถี่สูง 20KHZ จะป้อนเข้าสู่ส่วนขยายโดยมีทรานซิสเตอร์ 2N3053 เป็นตัวขยายกำลังโหลดของภาค Pulse Generator เป็นพัลซ์ทรานส์ฟอร์มเมอร์ (pulse transformer) ซึ่งมีลักษณะเป็นอินดักแตนซ์ (inductance) ดังนั้นจึงต้องมีไดโอดต่อคร่อมโหลดไว้เพื่อป้องกันไม่ทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหายเนื่องจากเกิดแรงดันย้อนกลับ (back emf.) จากโหลดในขณะที่ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสภาค pulse generator นี้สามารถจ่ายกระแสได้สูงสุดประมาณ 500 mA นั่นคือแหล่งจ่ายไฟของส่วนขยาย จะใช้คนละชุดกับภาคที่อยู่ข้างหน้า โดยใช้ขนาดแรงดันเป็น 24 โวลท์จุดประสงค์ก็เพื่อต้องการให้ได้กำลังที่สูงเพียงพอที่จะส่งผ่านพัลซ์ทรานส์ฟอร์มเมอร์ไปทริกให้ เอสซีอาร์นำกระแสได้ เพื่อป้องกันการรบกวนภาคลอจิก (logic) ซึ่งจะทำงานผิดพลาดไม่ได้ประการสุดท้ายเพื่อให้ เป็นมาตรฐานเดียวกันกับการใช้งาน ในวงจรเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ทั่วไปความถี่ของสัญญาณพัลซ์ที่ผลิตขึ้นหาได้จาก

$$f = \frac{1}{0.693 (R_A + 2R_B) C} \dots\dots 3.1$$

จากการทดลองทริกเอสซีอาร์ให้หน้ากระแสพบว่า duty cycle ของช่วง

สูง (high level) ควรมีค่าประมาณ 33% เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{Duty cycle} = \frac{R_A}{R_A + 2 R_B} \dots\dots 3.2$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- Isolator เป็นพัลส์ทรานส์ฟอร์มเมอร์ (pulse transformer) ทำหน้าที่
- แยกวงจรไฟฟ้าของวงจรทรานซิสเตอร์ออกจากวงจรหลัก เพื่อไม่ให้แรงดันไฟสูงจากวงจรหลักเข้ามายังวงจรทรานซิสเตอร์ได้
 - เป็นตัวทำให้สัญญาณจากวงจรทรานซิสเตอร์ มีค่าพอเหมาะที่จะป้อนให้กับ เกต (gate) ของเอสซีอาร์ในวงจรหลัก

ทฤษฎีเบื้องต้นเกี่ยวกับหม้อแปลง

กระแสที่ไหลผ่านขดลวด จะทำให้เกิดพัลส์ ถ้าเส้นแรงแม่เหล็กไหลผ่านแกนโดยตลอดเมื่อหน้าขดลวดมาพันในแกนตรงข้ามก็จะเหนี่ยวนำให้เกิดแรงดันและมีกระแสไหลเช่นเดียวกัน ถ้าหากว่าหม้อแปลงมีประสิทธิภาพสูงแล้ว

$$N_p/N_s = V_p/V_s \dots\dots 3.3$$

จะเพิ่มหรือลดแรงดันขึ้นอยู่กับขดลวดว่าจะต้องการ แรงดันเอาต์พุตเท่าหรือสูงกว่าแรงดันอินพุต โดยที่ศักดาไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะสัมพันธ์กับสมการ

$$E = N A_E (dB/dt) 10^{-6} \dots\dots 3.4$$

ถ้าหากว่าหม้อแปลงทำงานในช่วงลิเนียร์ จะได้สมการ

$$B_{max} = V_p \times (10^8) / K_f N_p A_E \dots\dots 3.5$$

โดยที่ค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K = 4.44 \text{ ถ้าเป็นคลื่นชายน์}$$

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

การออกแบบหม้อแปลงจะเลือก B_{max} ในช่วงลิเนียร์ของ B-H curve โดยที่

$$B_{max} = B_{sat}/2 \quad \dots\dots 3.6$$

$$\text{จะได้ว่า } N_p = (V_p) \times 10^8 / 4fB_{max}A_E \quad \dots\dots 3.7$$

พารามิเตอร์ที่ต้องการออกแบบ จะสำคัญมากในการเลือกขนาดของแกนที่เหมาะสมพารามิเตอร์เหล่านี้ได้แก่

1. บริเวณเนื้อที่ของแกนที่จะพันขดลวดซึ่งต้องเลือกให้ใหญ่พอดีที่จะพันตามขนาดขดลวด เพื่อที่จะให้เกิดการสูญเสียน้อยที่สุด
2. ขนาดของแกนที่เหมาะสมพารามิเตอร์ทั้งสองตัวนี้มีความสัมพันธ์กันตามสมการ

$$P_{out} = (1.16B_{max}fA_eA_c) 10^{-9} \quad \dots\dots 3.8$$

- d : ความหนาแน่นกระแสของลวด (แอมป์/ตารางเมตร)
- P : ความสามารถในการรับพลังงานของลวด (วัตต์)
- B : ความเข้มสนามแม่เหล็ก (Gauss)
- A_E : พื้นที่เอ็ฟเฟคทีฟ (ตารางเซนติเมตร)
- A_C : พื้นที่ของบ็อบบิ้น (ตารางเซนติเมตร)

วัสดุที่ใช้ทำแกนและการเลือก

สูงได้แต่แกน Ferrite เป็นที่นิยมใช้ในการออกแบบมากในอินเวอร์เตอร์รุ่นใหม่ ๆ

คุณสมบัติของแกนเฟอร์ไรท์

- ไม่ต้องเลือกการทำงานที่ B สูงๆ ($B_{sat}=3000-5000$ G: ของ Ferrite)
- ค่าความสูญเสียในแกนต่ำมากที่ความถี่สูงๆ
- ง่ายต่อการประกอบ

ขั้นตอนการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

1. เลือกแกนเฟอร์ไรท์
2. เลือก B_{max} ที่ต่ำกว่าสุดจากตารางโดยประมาณ จะเป็นครึ่งหนึ่งของค่าสูงสุดจริงๆ
3. หาค่ากระแส I_p โดยคำนวณจากค่าต่ำกว่าสุด และจะต้องเป็นค่าที่ตรง

$$I_p = \frac{3P_{out}}{V_{in}} \dots\dots 3.9$$

4. หาขนาดของแกน และบ็อบบิ้น

$$A_c A_e = (0.68 P_{out} D / f B_{max})^2 \cdot 10^3 \dots\dots 3.10$$

D : เซอร์คิวลาร์มิล/แอมป์

แล้วเลือกค่า A_e , A_c จากตารางให้เหมาะสมมากกว่า 50 %
ขึ้นไปของค่าที่คำนวณได้

5. คำนวณขนาดของลวดทางด้านปฐมภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ห้ามเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลือกขนาดของลวดเมื่อทราบขนาดของบ็อบบี้ จะทราบจำนวนรอบที่พัน

$$N_p = V_p \times 10^B / 4fB_{\max}A_E \quad \dots\dots 3.11$$

สมมติที่พันทางด้านปฐมภูมิไป 30% ของเนื้อที่จะได้จำนวนรอบที่ควรพันได้จากการคำนวณ เช่น 100% 180 รอบ 30% ควรจะ 60 รอบ

กรณีนี้ที่พันจริงได้ 60 รอบหรือห้อยกว่านี้แสดงว่าเลือกแกนและบ็อบบี้ได้ถูกต้องหากว่าได้มากกว่านี้ ต้องเลือกและคำนวณใหม่

6. ตรวจสอบค่าความเข้มสนามแม่เหล็กสูงสุด ที่ค่าแรงดันบ็อบบี้เข้าสูงสุดหาค่าแรงดันบ็อบบี้เข้าสูงสุด

$$B_{\max} = V_p \times 10^8 / KfN_p A_c \quad \dots\dots 3.12$$

7. กำหนดจำนวนชั้นของด้านปฐมภูมิ

หาขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของขดลวด

8. กำหนดจำนวนรอบ ด้านทุติยภูมิ

$$N_s = N_p V_s / V_p \quad \dots\dots 3.13$$

9. กำหนดขนาดลวดและจำนวนชั้นของด้านทุติยภูมิ

10. ตรวจสอบว่าทั้งด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิรวมกันแล้วหนาเกินบ็อบบี้หรือเปล่า

สิ่งที่ต้องคำนึงถึงในทางปฏิบัติ

เมื่อทดสอบหม้อแปลงจริงๆ การพันแบบละเอียดจะดีกว่า แม้ว่าหม้อแปลงส่วนใหญ่ จะพันขดลวดหนึ่งทับกับอีกขดหนึ่งการที่จะลดลิกเกจอินดักแตนซ์ที่อาจเกิดขึ้นให้ห้อยลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยการพันแบบแซนด์วิช

การออกแบบ pulse transformer

คุณสมบัติ

- อินดักแตนซ์ด้านปฐมภูมิ 2.2 mH
- ความต้านทานด้านปฐมภูมิ 4 ohms
- ความต้านทานด้านทุติยภูมิ 0.6 ohms
- อัตราหนกระแสด้านทุติยภูมิ 0.8 แอมป์ ที่ 1:3 duty cycle
- อัตราส่วนจนวนรอบด้านปฐมภูมิต่อทุติยภูมิเท่ากับ 3 ต่อ 1

การสร้าง

เนื่องจากสัญญาณทริกเกอร์ประกอบด้วยพัลส์ความถี่สูง ดังนั้นจึงเลือกใช้แกนเฟอร์ไรท์ (ferite) แบบตัว E, I ขนาดพื้นที่หน้าตัด 1 ตร.ซม.

$$\begin{aligned} \text{แกน ferite } \mu_r &= 1,400 \\ \text{magnetic circuit path} &= (2 \times 2.2) + (2 \times 1) \\ &= 6.4 \quad \text{ซ.ม} \end{aligned}$$

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

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

$$\text{จาก } L = \frac{\mu_r N^2 A}{l} \dots 3.14$$

$$N = 102$$

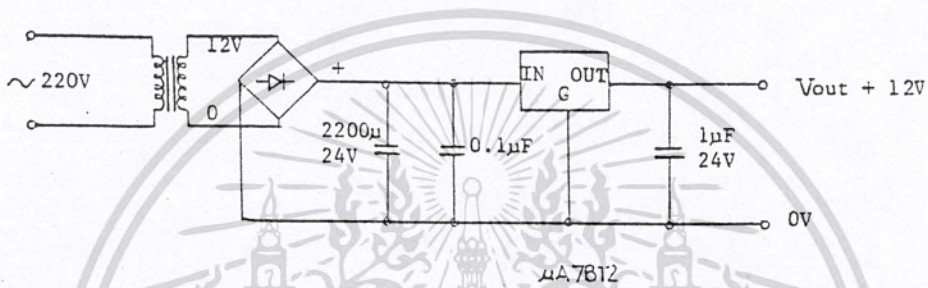
$$n_1 = 150 \quad \text{รอบ}$$

$$n_2 = 50 \quad \text{รอบ}$$

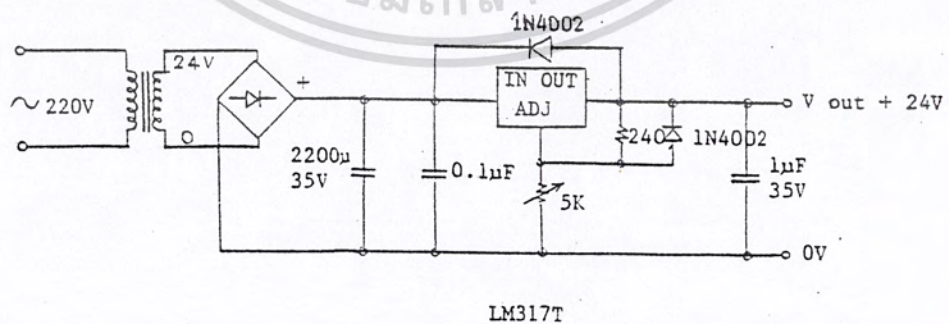
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคจ่ายไฟเลี้ยงวงจรทรานซิสเตอร์ มี 2 ชุด

ชุดแรงดันเอาต์พุต 12 volt สำหรับจ่ายให้กับภาค pulse generator สำหรับจ่ายให้ภาค logic ดังรูปที่ 3.11



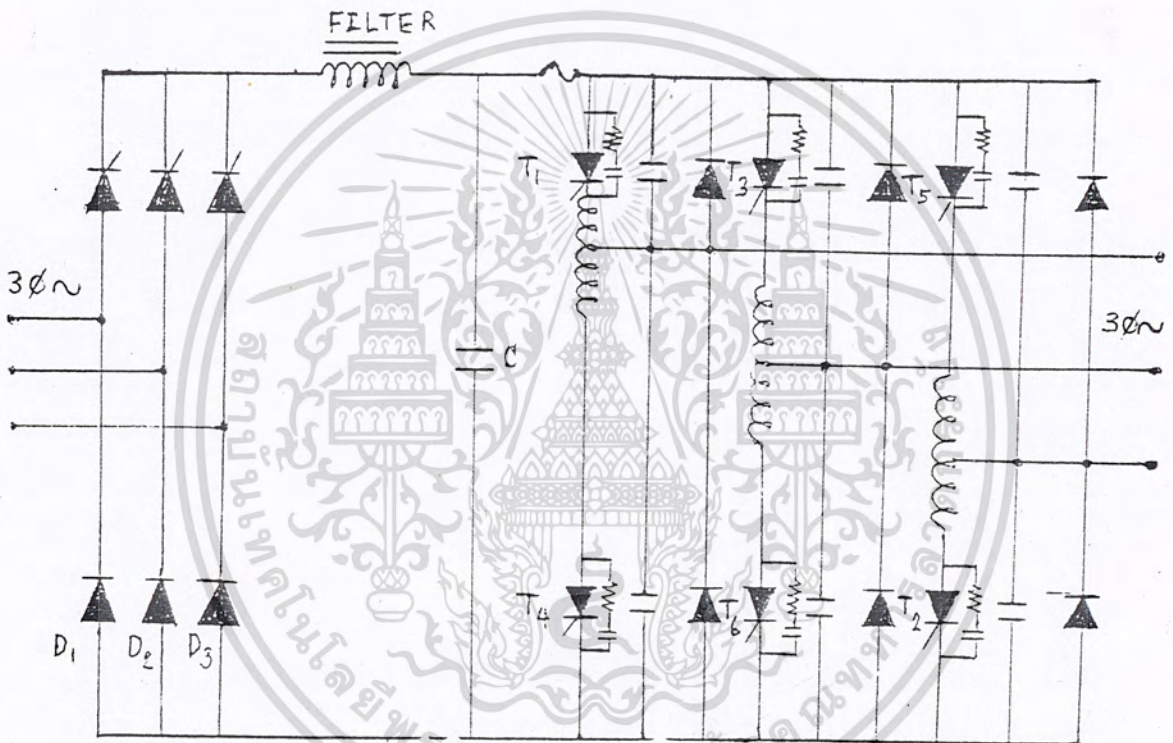
รูปที่ 3.11 แสดงวงจร power supply 12 Volt ชุดแรงดันเอาต์พุต 24 volt สำหรับจ่ายให้วงจรขยายกำลัง



วงจรกำลัง

ในส่วนนี้จะกล่าวถึงวงจรกำลังทั้งหมดซึ่งประกอบไปด้วยส่วนเรกติไฟเออร์ ดิซีลิงค์ชอปเปอร์และอินเวอร์เตอร์ เพื่อนำไปใช้กับอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายด้วยแรงดัน

ระบบวงจรกำลังที่ออกแบบ



รูปที่ 3.13 แสดงวงจรกำลัง

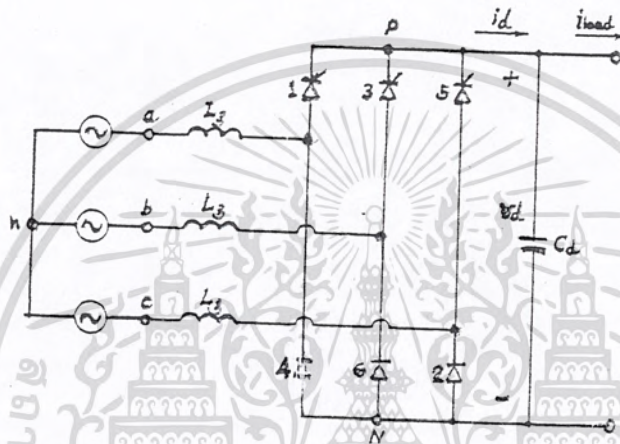
วงจรกำลังตามรูปที่ 3.13 ประกอบไปด้วยส่วนสำคัญดังนี้

1. วงจรส่วนแปลงไฟกระแสสลับ 3 เฟส เป็นกระแสตรง และฟิลเตอร์
2. วงจรส่วนป้องกันคอนเวอร์เตอร์
3. วงจรส่วนกรองกระแสตรง ทางด้านอินพุทอินเวอร์เตอร์
4. อินเวอร์เตอร์สามเฟส ชนิดใช้ SCR
5. วงจรป้องกันระบบ

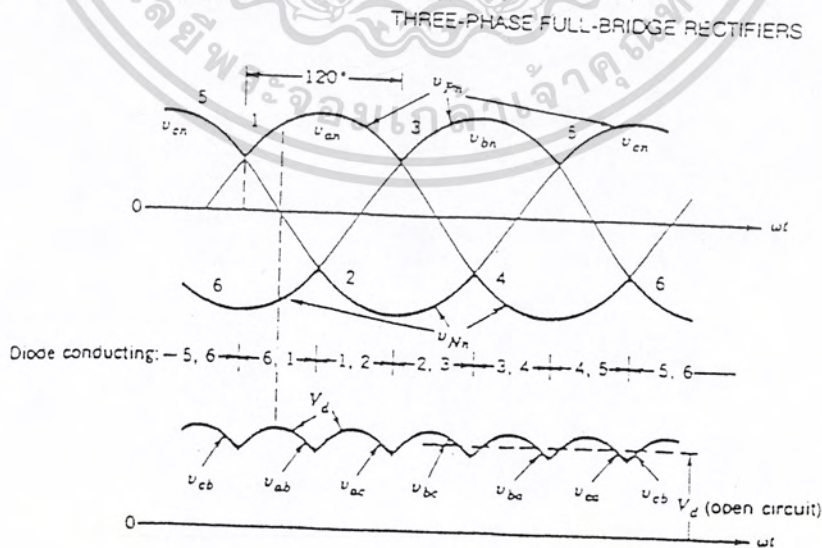
การทำงานของวงจรหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสาร 1 ที่ส่งวงจรส่วนแปลงไฟกระแสสลับ 3 เฟส ให้เป็นไฟกระแสตรงและฟิลเตอร์ ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เดออร์วงจรส่วนนี้ประกอบด้วย ไดโอด 6 ตัวต่อกันแบบ full bridge ท้าหน้าที่รับไฟ ac 3 เฟส แล้วเปลี่ยนเป็นไฟกระแสตรงที่มีริบเปิ้ลก่อนเข้าสู่ฟิลเตอร์เพื่อกรองให้เรียบ



รูปที่ 3.14 แสดง Three-phase half bridge rectifier (Three-phase Converter)



รูปที่ 3.15 แสดง voltage waveforms โดยไม่มีฟิลเตอร์และ i_d

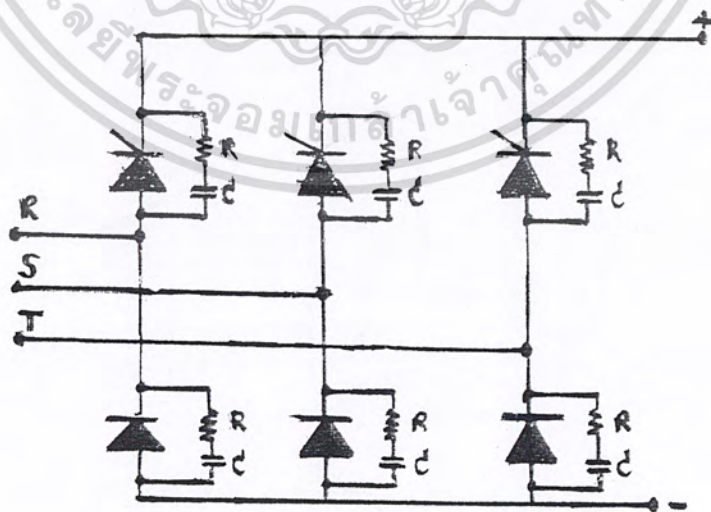
เข้าใจสัณย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนเวลาสำหรับใช้ทำงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระบบที่ใช้ไดโอดเป็นเรกติไฟเออร์จะทำให้ค่า power factor ทางด้านอินพุตดีขึ้นและมีค่าไม่สูงมากนักเมื่อเทียบกับเรกติไฟเออร์ที่สามารถควบคุมได้ (controlled rectifier) โดยวงจรนี้เราออกแบบใช้ไดโอดแพคซึ่งมีไดโอดต่อภายใน 2 ตัว ขนาด 100 amp 1200 volt ใช้ 3 แพคมาต่อกันเป็นเรกติไฟเออร์ โดยมี C พิลเตอร์ ขนาด 7200 F ต่อขนาพอยู่ ซึ่งจะกรองให้เรียบออกมาเป็นไฟ DC

วงจรสวบ ป้องกัน

โดยวงจรนี้ใช้ fuse เป็นตัวป้องกัน นอกจากนี้ยังมี fly wheeling diode เป็นตัวป้องกันวงจร เนื่องจากแรงดันย้อนกลับของภาค converter อันเนื่องมาจากการหน่วงของ L และการเก็บประจุของ C ส่วนการป้องกันตัว SCR แต่ละตัวนั้นได้ออกแบบวงจรป้องกัน ซึ่งประกอบด้วย R และ C หรือเรียกว่า การต่อ snubber เข้าไปเป็นตัวป้องกันไม่ให้พีคกระแสและแรงดันเกินค่าพิกัด โดยไม่มีผลกระทบต่อวงจรหลัก โดยได้ใช้ snubber แบบขนาพเข้ามาต่อ



รูปที่ 3.16 แสดงวงจร snubber ที่ใช้

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

$C = 0.47 \text{ F}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

D = fast recovery ขนาด 16 amp
ค่าของ วงจร snubber หาได้จากการคำนวณ

วงจรส่วนกรองกระแสตรงให้เรียบ

โดยหลังจากผ่าน วงจร converter แล้วไฟ DC จะถูกทำให้เรียบ โดยการต่อ LC filter เข้ามากรองอีกครั้ง โดยถ้าใช้ค่า L มาก จะไม่มีริบ-เปิลของกระแสแต่จะทำให้แรงดัน DC ตกไปในขณะที่ถ้าตัวเก็บประจุ C มากจะทำให้ voltage regulation ดี ซึ่งไม่ทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดัน แต่ในการชาร์จประจุจะถึงกระแสในช่วงแรกมากตั้งนั้นในระบบอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดันจึงควรมีค่า C ขนาดใหญ่เพียงพอและทหริบเปิล โดยค่า L และ C คำนวณได้จาก

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

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

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

โดย L ที่ใช้จะเป็นแกน ferrite เนื่องจากความถี่สูง

$$C \text{ เลือกใช้จากการทดลองได้ค่า} = 3500 \text{ F}$$

โดยมี C ขนาด 0.1 F ต่อคร่อมเพื่อผ่านสัญญาณความถี่สูงลงกราวด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

จะเป็นวงจรที่สำคัญที่สุด เพราะทำหน้าที่เปลี่ยนไฟกระแสตรงเป็นกระแสสลับโดยสามารถปรับเปลี่ยนแรงดันและความถี่ได้ โดยวงจรที่ออกแบบได้กล่าวถึงไว้แล้ว

วงจรป้องกันวงจรหลัก

ความปลอดภัยที่สุดของวงจรนี้ จะต้องมียังวงจรป้องกันกระแสเกินและแรงดันเกินโดยตรงงานนี้ได้มีการติดตั้ง circuit breaker ไร่ตรงทางเข้าไฟ ac 3 เฟส และได้ติดตั้งเพื่อป้องกัน SCR นอกจากนี้ได้ออกแบบ R และ C ไร่เพื่อป้องกัน SCR ทุกตัว