



ปีการศึกษา 2530

เครื่องแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ เป็นกระแสตรง
และปรับปรุงตัวประกอบกำลัง โดย จีทีโอ ไทริสเตอร์

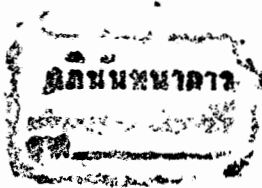
โดย

นายชัยวัฒน์ โคควาวิสารัช

นายโชคชัย ธรรมนธรรม

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ. วิริยะ พิเชษฐจำเริญ



Power System Protection and Switchgear

Bhavindreneth

M. Ph.D.

John Wrely & Son.

เครื่องแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ เป็นกระแสดตรง
และปรับปรุงตัวประกอบกำลัง โดย จีทีโอ ไทริสเตอร์

THE PWM-CONTROLLED GTO THYRISTOR AC-TO-DC CONVERTER
WITH ADJUSTABLE DISPLACEMENT FACTOR TO IMPROVE POWER FACTOR



วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2530

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2530

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง และปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

โดย จีทีโอ ไทริสเตอร์

ผู้จัดทำ

1. นายชัยวัฒน์ โค้ววิสารัช 27-1048
2. นายโชคชัย ธรรมานธรรม 27-1055

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ. วริยะ พิเชฐจำเริญ)

เครื่องแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ เป็นกระแสตรง
และปรับปรุงตัวประกอบกำลัง โดย จีทีโอ ไทริสเตอร์

นายชัยวัฒน์ โควาวิสารัช

นายโชคชัย ธรรมานธรรม

รศ. วิริยะ พิเชษฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2530

บทคัดย่อ

ในโครงงานนี้ เป็นการเรียงกระแสสลับ 3 เฟส เป็นกระแสตรงโดยใช้ GTO และสามารถที่จะปรับค่าตัวประกอบกำลัง (Power Factor) ได้ ในวงจรคอนเวอร์เตอร์นี้ ประกอบด้วยวงจรหลักและวงจรช่วย (Auxiliary Circuit) และจากสัญญาณชดความคุมที่เป็น PWM (Pulse-Width Modulation Mode) นี้เอง ช่วยให้มีการส่งผ่านพลังงานที่เกิดจากการคอมมิวเตทจากแหล่งกำเนิดกระแสไฟสลับ (AC Source Leakage Reactance) ไปยังภาระด้านกระแสไฟตรงพร้อมๆกับแคลมป์ (Clamping) สักคาจากการคอมมิวเตทที่ด้านอินพุตไปยังระดับที่ต้องการ ในวงจรนี้ สามารถที่จะให้ค่า $\cos \phi$ ของตัวประกอบกำลังพื้นฐาน (Fundamental Power Factor) ก็ได้ ทั้งชนิดนำหน้าและที่เป็นหนึ่ง โดยไม่มีการสูญเสียไปของการส่งถ่ายพลังงานจากแหล่งกำเนิดตลอดช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลง ขณะเดียวกัน ก็มีการวิเคราะห์ถึงรูปคลื่นของสักคาและกระแสในชุดวงจรหลัก พร้อมกับคุณลักษณะต่างๆของชุดคอนเวอร์เตอร์ เช่น ฮาร์โมนิก และจากหลักการที่กล่าวมาทั้งหมดนี้ เราจึงสามารถใช่วงจรนี้ทำหน้าที่เป็นตัวชดเชยตัวประกอบกำลังในระบบไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส เช่น การชดเชยโดยการค้อนานชุดคอนเวอร์เตอร์นี้ที่ด้านอินพุตของมอเตอร์ชนิด 3 เฟส กระแสสลับ เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

THE PWM-CONTROLLED GTO THYRISTOR AC-TO-DC CONVERTER
WITH ADJUSTABLE DISPLACEMENT FACTOR TO IMPROVE POWER FACTOR

Mr.Chaiwat Kovavisarach

Mr.Chokechai Dhammanudham

Associate Professor Viriya Pichetchamreon

Advisor

1987

ABSTRACT

A GTO three-phase ac-to-dc converter with adjustable input power factor is proposed in this project. This converter consists of main power circuit and auxiliary circuit which uses the PWM mode to control the GTOs' operation. The converter is able to process the commutating energy from ac source leakage reactance to dc load together with clamping the commutating impulse voltage at desire level. It also can operate at any desire value of fundamental input power factor, either in a leading direction or unity power factor without deterioration of the energy process mechanism. Under this operating condition, analysis of voltage and current waveform in main power circuit is verified experimentally and various characteristics of converter are investigated, such as harmonic. In addition, with an energized three-phase load system, the converter works as a power factor compensator. That is to say, we can parallel this converter at the input of three-phase ac motor instead of capacitor.

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

บทคัดย่อ	1
ABSTRACT	2
สารบัญ	
บทที่ 1 บทนำ	3
1.1 แนะนำ GTO	5
1.2 ลักษณะการ Turn-on ของ GTO	7
1.3 ลักษณะการ Turn-off ของ GTO	10
1.4 การเปรียบเทียบ GTO กับอุปกรณ์สวิตชิงอื่นๆ	12
บทที่ 2 GTO Static Converter	13
2.1 วงจรเรกติฟายเออร์ซิงเกิ้ลเฟสเวอ์เฟลคเตอร์และฮาร์โมนิกส์	13
2.2 GTO Static Converter	21
2.3 การสร้างคลื่นลักษณะ PWM	25
2.4 เปรียบเทียบคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟส และแบบ PWM	29
บทที่ 3 การออกแบบและการสร้าง	30
3.1 วงจรกำลังและวงจรช่วย	30
3.2 ชุดวงจรสร้างสัญญาณควบคุม	37
3.3 วงจรขับ	55
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	58
4.1 การทดสอบ GTO	58
4.2 วงจร 1 เฟสคอนเวอร์เตอร์	63
4.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส	66
บทที่ 5 สรุปผลและวิจารณ์	78
5.1 ปัญหาที่เกิดขึ้นระหว่างโครงงาน	78
5.2 ข้อเสนอแนะ	81
ภาคผนวก	82
กิตติกรรมประกาศ	90
หนังสืออ้างอิง	91

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

บทที่ 1	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงการชดเชยเพาเวอร์แฟคเตอร์ให้กับระบบ	4
รูปที่ 1.2 ลักษณะภายนอกค้ำาน Top View ของ GTO และเมื่อมีการฉายแสงเพื่อดูโครงสร้าง	5
รูปที่ 1.3 โครงสร้างภายในของ GTO ไทริสเตอร์	6
รูปที่ 1.4 คุณลักษณะเมื่อมีการ Turn-on GTO	7
รูปที่ 1.5 ลักษณะทั่วไปของคลื่นกระแสขณะ Turn-on เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของ on-gate current	8
รูปที่ 1.6 ความสัมพันธ์ระหว่างช่วงเวลา Turn-on กับ on-gate current	8
รูปที่ 1.7 ขบวนการที่ใช้ในการ Turn-on GTO	9
รูปที่ 1.8 คุณลักษณะต่างๆของ GTO ขณะ Turn-off	11
บทที่ 2	
รูปที่ 2.1 ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดในเร็คติฟายเออร์	13
รูปที่ 2.2 เรโซแนนท์เนื่องจากกระแสฮาร์โมนิกส์	14
รูปที่ 2.3 วงจรหลอดฟลูออเรสเซนต์	15
รูปที่ 2.4 ค่าผิดพลาดของเครื่องวัดขณะควบคุมมุลริก	16
รูปที่ 2.5 การหาค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์	16
รูปที่ 2.6 การหา Real Power P_r (พื้นดาเมนทอล)	18
รูปที่ 2.7 การแสดงค่า $\cos \theta$ และ η	20
รูปที่ 2.8 วงจรเมนของ GTO คอนเวอร์เตอร์	22
รูปที่ 2.9 การหาฮาร์โมนิกส์จากกระแส	23
รูปที่ 2.10 รูปลักษณะขึ้นคั่นของ PWM	26
รูปที่ 2.11 ลักษณะคลื่นแรงดันเอาต์พุทของ PWM	26
รูปที่ 2.12 ลักษณะของ PWM เปรียบเทียบกัคลื่นชานัน	27
รูปที่ 2.13 ลักษณะการสร้างคลื่น PWM ในวงจรควบคุม	28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3	หน้า
รูปที่ 3.1 วงจร เมนที่ใช้ในโครงการงาน	31
รูปที่ 3.2 แบบแผนของสัญญาณควบคุม	31
รูปที่ 3.3 วงจรคอมมิวเตท	33
รูปที่ 3.4 วงจรสมมูลย์ของการคอมมิวเตท	35
รูปที่ 3.5 คู่กระแสที่ใช้ในการออกแบบ	37
รูปที่ 3.6 ตำแหน่งของแต่ละส่วนของคู่กระแส	38
รูปที่ 3.7 การเพี้ยนของกระแสในช่วงเวลา	40
รูปที่ 3.8 วงจรเลื่อนเฟสสัญญาณชายน	42
รูปที่ 3.9 วงจรสมบูรณของวงจรเลื่อนเฟสสัญญาณชายน	44
รูปที่ 3.10 แสดงวงจร เปรียบเทียบและวงจรลจิก	46
รูปที่ 3.11 ลักษณะคลื่น เอาท์พุทของวงจร เปรียบ เทียบและวงจรลจิก	47
รูปที่ 3.12 วงจรและรูปคลื่นของวงจร Ramp และวงจรขยาย 1,2,3	48
รูปที่ 3.13 วงจรและรูปคลื่นของวงจร Ramp และวงจรขยาย 4,5,6	49
รูปที่ 3.14 วงจรหารที่ 1,2,3	51
รูปที่ 3.15 วงจรหารที่ 4,5,6	52
รูปที่ 3.16 วงจร Pulse-Width Modulation	53
รูปที่ 3.17 วงจรลจิก	54
รูปที่ 3.18 วงจรจ่ายกำลัง	56
รูปที่ 3.19 วงจรขับ	57

บทที่ 4	หน้า
รูปที่ 4.1 วงจรทดสอบการบล็อกแรงดันของ GTO	59
รูปที่ 4.2 วงจรทดสอบคุณลักษณะในการนำและหยุดนำกระแส	60
รูปที่ 4.3 ผลการทดสอบช่วงเวลาการนำและหยุดนำกระแสของ GTO	61
รูปที่ 4.4 วงจรแก้ไขสัญญาณชิกแนล เจน	61
รูปที่ 4.5 วงจรช็อบเปอร์ที่ใช้ในการทดสอบ GTO	62
รูปที่ 4.6 ผลการทดสอบ GTO ในวงจรช็อบเปอร์	62
รูปที่ 4.7 วงจรเมนของคอนเวอร์เตอร์ 1 เฟส แบบฮาร์ฟคอนโทรล	63
รูปที่ 4.8 วงจรแก้ไขสัญญาณเกทจาก 3 เฟส เป็น 1 เฟส	64
รูปที่ 4.9 สัญญาณควบคุมของ GTO ในคอนเวอร์เตอร์ 1 เฟส	64
รูปที่ 4.10 แสดงแรงดันและกระแสอินพุทของคอนเวอร์เตอร์ 1 เฟส	65
รูปที่ 4.11 แรงดันคิธีทางต้านเอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์ 1 เฟส	65
รูปที่ 4.12 รูปสัญญาณควบคุม	67
รูปที่ 4.13 กระแสและแรงดันที่ Inphase Mod = 0.8	68
รูปที่ 4.14 กระแสและแรงดันที่ Leading Mod = 0.8	69
รูปที่ 4.15 กระแสและแรงดันที่ Leading Mod = 0.8	70
รูปที่ 4.16 กระแสและแรงดันที่ Inphase Mod = 0.4	71
รูปที่ 4.17 กระแส Discharge จากคาปาซิเตอร์ไปโหลด	72
รูปที่ 4.18 ลู่วางจร Discharge พลังงานจากคาปาซิเตอร์	73
รูปที่ 4.19 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันโหลด, แรงดันคร่อมคาปาซิเตอร์ เพาเวอร์แฟคเตอร์รวม และประสิทธิภาพ เทียบกับมุมที่เปลี่ยนไป	76
รูปที่ 4.20 กราฟแสดงลักษณะแรงดันโหลด และแรงดันคร่อมคาปาซิเตอร์เทียบกับ มอดคูล์เลชั่น แฟคเตอร์ที่เปลี่ยนไป	77
รูปที่ 4.21 กระแสและแรงดันที่ Inphase Mod = 0.8 ไม่มีวงจรช่วย	

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 3.1 การแบ่งอัตราส่วนของคู่กระแส	38
ตารางที่ 3.2 ค่าแห่งของพัลส์	39
ตารางที่ 3.3 การควบคุมช่วงเวลากระแสทั้งหมด	41
ตารางที่ 4.1 ค่าความต้านทานระหว่างขาต่างๆของ GTO	58
ตารางที่ 4.2 ผลการทดสอบการบล็อกแรงดันกลับ	59
ตารางที่ 4.3 ผลการทดสอบการบล็อกแรงดันตรง	60
ตารางที่ 4.4 การเปรียบเทียบ W_{in} , i_{in} , E_d และ E_{cd} กับค่ามุมที่เปลี่ยนไป	74
ตารางที่ 4.5 ลักษณะของชุดคอนเวอเตอร์ เมื่อโหลดคงที่ เปรียบเทียบกับ W_{in} , i_{in} , E_d , E_{cd} และ I_d ที่มุม $\alpha = 0$ และ $\alpha = 45$	75

สัญลักษณ์

GTO	Gate Turn-Off Thyristor
t_d	ช่วงเวลาดลลง (delay period)
t_r	ช่วงเวลาเพิ่มขึ้น (rise period)
I_{GMAX}	แอมปีจูดของสัญญาณเกต
I_t, I_A	กระแสอาโนด
I_g	on-gate current
I_{GW}	กระแสหน้าพัลส์ที่ใช้ทริก
I_{GT}	กระแสทริกขนาดทั่วไป
I_{T1}	กระแสอาโนดช่วงทาง
t_s	ช่วงเวลาการเก็บ (storage period)
t_f	ช่วงเวลาการตก (fall period)
t_t	ช่วงเวลาของหาง (tail period)
V_p	spike voltage
p_{fp}	กำลังสูญเสียสูงสุด (Peak Instantaneous Power Dissipate)
V_{AK}	แรงดันคร่อมอาโนด-คาโทด
f_h	ความถี่ฮาร์โมนิก
R_{sh}'	ความต้านทานของสายส่ง
X_{sh}'	รีแอกแตนซ์ของสายส่ง
E_h	แรงดันฮาร์โมนิก
λ	มอดคูล์เลขชั้นแพคเตอร์
I	ค่า Time Constant
∞	มุมท่วงของการทริก
E_{cd}	แรงดันคร่อมคาปาซิเตอร์ในวงจรช่วย
L_{r1}, L_{r2}	รีแอกแตนซ์ในวงจรช่วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V_{uw}	แรงดันลายน์ U และ W
I_s	กระแสสลับ เบอร์
R_s	ความต้านทานสลับ เบอร์
C_s	คาปาซิเตอร์สลับ เบอร์
D_s	ไดโอดสลับ เบอร์
R_{s0}	ความต้านทานของแหล่งกำเนิด
L_{s0}	รีแอคแตนซ์ของแหล่งกำเนิด
L_d	สมูทติ้ง รีแอคเตอร์ (Smoothing Reactor)
C_d	คาปาซิเตอร์ที่วงจรช่วย
W_{in}	กำลังสลับที่เข้าสู่ระบบ
i_{in}	กระแสลายน์ที่เข้าสู่ระบบ
v_{in}	แรงดันลายน์อินพุทที่เข้าสู่ระบบ
η	ประสิทธิภาพในการเปลี่ยนรูปพลังงาน
PF	เพาเวอร์แฟคเตอร์รวม

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันนี้ จะเห็นว่ามียกยอโทษที่ชัดเจนจากการไฟฟ้า ไม่ว่าจะเป็นการไฟฟ้านครหลวงหรือการไฟฟ้าภูมิภาค ว่าเมื่อผู้บริโภคมักการใช้ VAR มากเกินกว่าจุดที่กำหนดไว้แล้ว จะถูกปรับ โดยการปรับนี้จะเป็นตัวคูณที่แปรตามการใช้ VAR ของผู้บริโภคซึ่งเมื่อค่าตัวประกอบกำลังยิ่งต่ำแล้ว การปรับจะยิ่งรุนแรงขึ้น ฉะนั้น จะเห็นได้ว่าในปัจจุบันตามโรงงานหรืออาคารที่สูงๆนั้น ที่ห้องจ่ายไฟฟ้าย่อย (Unit Station) นั้นมักจะมีการต่อขานาฬิกาปายาซีเตอร์ไว้เพื่อชดเชยค่า VAR ที่หายไป หรือปรับปรุงตัวประกอบกำลังให้ดีขึ้น แต่ในขณะเดียวกัน ความต้องการที่จะมีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ (Variable Speed Drive System) หรือการใช้แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงขนาดใหญ่ มักจะหลีกเลี่ยงไม่ได้ โดยเฉพาะพวกอินเวอร์เตอร์สถิตย์ (Static Inverter) คอนเวอร์เตอร์สถิตย์ (Static Converter) ซึ่งอุปกรณ์ต่างๆ เหล่านี้ทำให้เกิดมีฮาร์โมนิกขึ้นในสายไฟของระบบ (Line Input) เมื่อมีการใช้มากขึ้น ระดับของฮาร์โมนิกก็ย่อมจะสูงขึ้นกว่ามาตรฐานที่กำหนดได้ ซึ่งจะส่งผลถึงหลายอย่างในระบบ เช่น ประสิทธิภาพของระบบ เสื่อมลง รวมทั้งไปรบกวนการทำงานของคาปาซีเตอร์ที่ต่ออยู่ในระบบ และที่ความถี่สูงๆนั้น จะส่งผลทำให้เกิดการระเบิดของคาปาซีเตอร์ได้ ถ้านาฬิกาของฮาร์โมนิกที่ฮาร์โมนิกลำดับสูงๆ นั้นมีค่ามากพอ จึงทำให้มีการต่อฟิลเตอร์เข้าไปในระบบ เพื่อแก้ปัญหาเรื่องฮาร์โมนิก โดยการกรองขนาดของฮาร์โมนิกที่ฮาร์โมนิกลำดับสูงๆให้มีขนาดเล็กลง

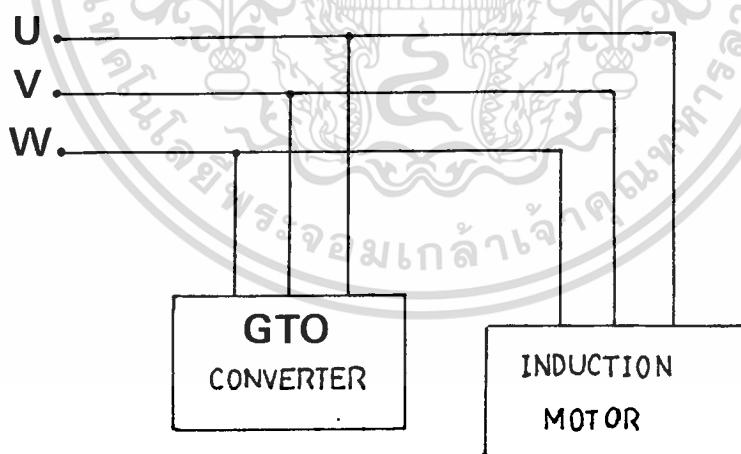
เมื่อพิจารณาถึงราคาและเนื้อที่ที่จะต้องเข้าไปเพื่อที่จะติดตั้ง คาปาซีเตอร์ และฟิลเตอร์แล้ว จะเห็นว่าเป็นการสูญเสียค่าใช้จ่าย และพื้นที่บริเวณกว้างพอสมควรทีเดียว เมื่อเปรียบเทียบกับ การถูกปรับจากการไฟฟ้านครหลวง หรือการไฟฟ้าฝ่ายภูมิภาค เนื่องจากอุปกรณ์ที่กล่าวมานี้ เป็นอุปกรณ์ที่หาหน้าทีเฉพาะอย่าง คือ หาหน้าทีปรับปรุงค่า VAR (หรือตัวประกอบกำลัง) หรือแก้ไขขนาดของฮาร์โมนิกที่ฮาร์โมนิกลำดับสูง เท่านั้น อีกทั้งการใช้ทรานซิสเตอร์ในระบบของการปรับความเร็วรอบมอเตอร์ โดยใช้การคอมมิวเตท แบบ Line-Commutated นั้น ไม่เป็นที่ทำท่ายของนักวิชาการแล้ว

จากการค้นพบและความเป็นไปได้ของราคาที่จะลดลงมาของ อุปกรณ์ตัดคอนชิตเร็ว (Fast Switching device) ซึ่งสามารถทำงานในโหมดสวิตชิ่งได้ (Switching Mode) ตัวอย่างเช่น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (Power transistor) ที่พิกัดสูงๆ, เพาเวอร์มอสเฟต (Power MOSFET) หรือ GTO (Gated Turn-Off Thyristor) นั้นได้ถูกนำมาทดลองใช้ โดยการให้ PWM

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Pulse Width Modulation) ช่วยในการสร้างวงจรคอนเวอร์เตอร์แทนความเก่าแก่ของการสร้างวงจรไทรสเตอร์คอนเวอร์เตอร์โดยใช้ลายน์คอมมิวเตท (Line Commutated Thyristor converter) . และชุดคอนเวอร์เตอร์นี้สามารถที่จะปรับค่าตัวประกอบกำลังพื้นฐานได้ด้วยการเลื่อนไปของจุดทริกที่ขาเกตของ GTO โดยเมื่อเทียบชุดควบคุมสัญญาณขาเกตกับสัญญาณรูปคลื่นของแรงดันที่อินพุท จะเห็นว่า สัญญาณของกระแสมีลักษณะเหมือนสัญญาณของชุดควบคุมขาเกต แต่มีลักษณะที่นำหน้าอยู่ หรือ อินเฟส (In Phase)

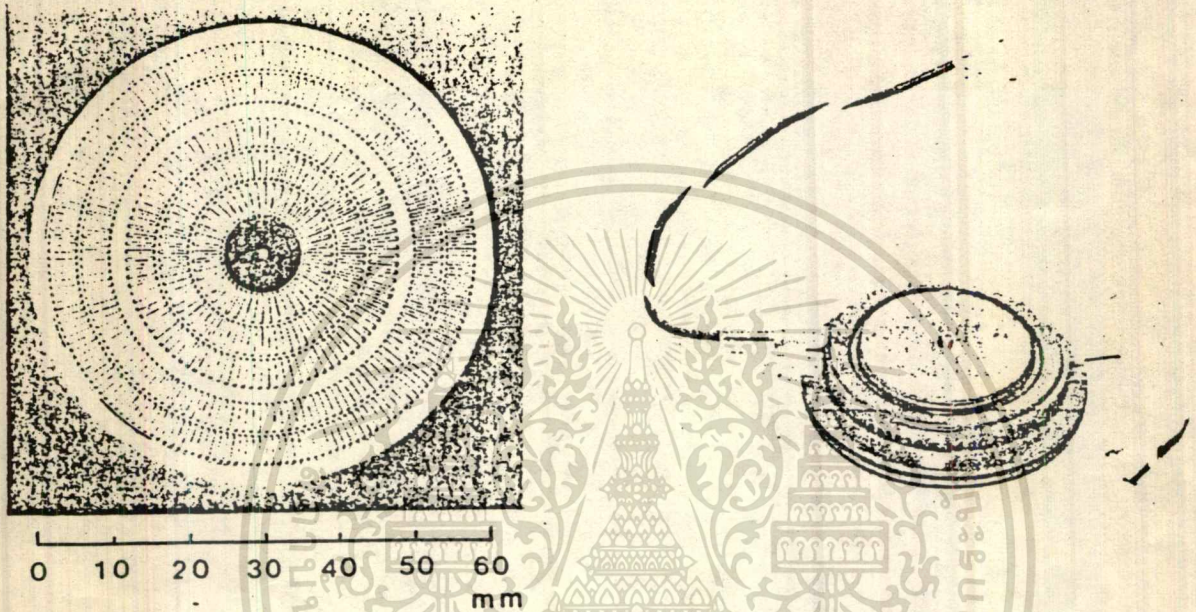
เราจะเห็นได้ว่าการต่อวงจรชนิดนี้ เราสามารถจะใช้ประโยชน์ได้ 2 ทางในการทำงานครั้งเดียว คือ เป็นแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงขนาดใหญ่ ในขณะที่เดียวกันนี้ก็สามารถที่จะทำหน้าที่แทนทั้ง คาปาซิเตอร์ และฟิลเตอร์ได้ กล่าวคือ เราสามารถปรับให้กระแสพินคาเมนทอล (Fundamental Input Current) นำหน้าแรงดันที่ด้านอินพุทของวงจรได้ ในขณะที่การสร้างวงจรแบบ PWM นี้เป็นการเลียนแบบชานน์ที่ใกล้เคียงที่สุด โดยการลดขนาดของกระแสฮาร์โมนิกที่ไม่ใช่กระแสพินคาเมนทอล ให้มีค่าน้อยหรือไม่มีเลย ซึ่งจะได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 และบทที่ 3 จากรูปที่ 1.1 จะเห็นการต่อวงจรเพื่อทำหน้าที่สองอย่างของวงจรคอนเวอร์เตอร์นี้ โดยชุดคอนเวอร์เตอร์จะต่ออย่างขนานที่ด้านอินพุทของมอเตอร์ 3 เฟส กระแสสลับ



รูป 1.1 แสดงการชดเชยเพาเวอร์แฟคเตอร์ให้กับระบบ

จากความสามารถเปรียบของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งอย่าง GTO นี้เอง ช่วยทำให้เกิดการประหยัดทั้งเนื้อที่และราคาของอุปกรณ์ได้อย่างน่าประหลาดใจ ต่อไปจึงขอแนะนำลักษณะและการทำงานของ GTO พอสั่งเขปเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.1 แนะนำ GTO

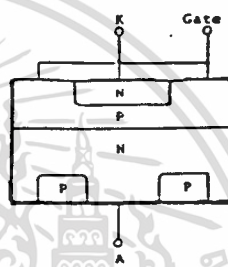
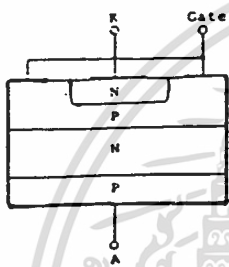
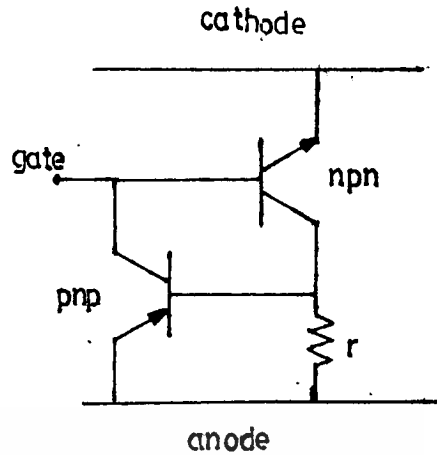
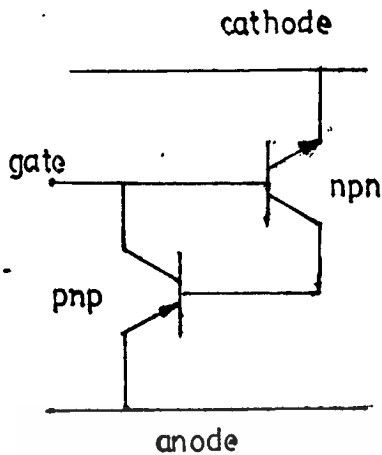


รูปที่ 1.2 ลักษณะภายนอกด้าน TOP VIEW ของ GTO และ เมื่อมีการฉายแสงเพื่อดูโครงสร้าง

ลักษณะโครงสร้างของ GTO นั้นใกล้เคียงกับทรานซิสเตอร์ทั่ว ๆ ไปมากคือสามารถเขียนวงจรที่เป็น การต่อทรานซิสเตอร์ 2 ตัวคือ ชนิด PNP และ ชนิด NPN ต่อแบบ back to back กันได้ ดังแสดงใน รูปที่ 1.3 ส่วนรูปที่ 1.2 เป็นการแสดงโครงสร้างภายในของ GTO เป็นภาพถ่ายแสดงฐานคาโทด (Cathod-base pattern) โดยมีลักษณะภายนอกเป็นแบบจาน (Pallet) เราสามารถแบ่ง GTO ออกเป็น 2 ประเภทตามลักษณะโครงสร้างภายในของมัน คือ

1.1.1 The Anode-Shorted Emitter device

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของกองส่งเสริมการประดิษฐ์คิดค้น สำนักงานคณะกรรมการส่งเสริมการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ก. Gold diffused

ข. Emitter-shorter anode

รูปที่ 1.3 โครงสร้างภายในของ GTO thyristor

1.1.1 The Anode-Shorted Emitter device แสดงดังในรูปที่ 1.3 ก.

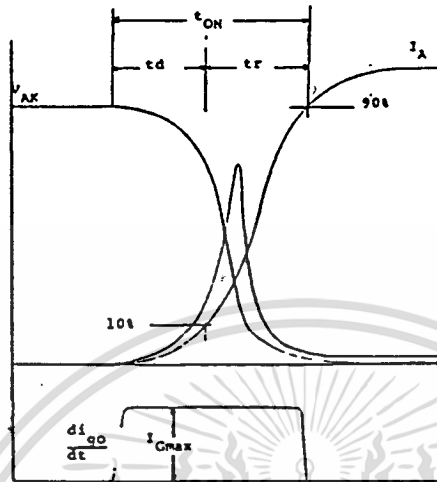
ซึ่งอุปกรณ์ชนิดนี้ไม่มีการโด๊ป (Dope) สารเวกเข้าในตัวอุปกรณ์ แล้วจะให้แรงดันตกคร่อมตัวอุปกรณ์ ขณะที่ทำงาน (On-state Voltage) มีค่าต่ำ มีกระแสรั่วไหล (Leakage Current) มีค่าน้อยขณะที่รีเวอร์สบล็อกกิ้ง ความเร็วในการตัดต่อวงจรค่อนข้างเร็ว และอุณหภูมิที่รอยต่อจะไม่สูงนัก เนื่องจากโครงสร้างของ Anode-Shorted Emitter

1.1.2 The Gold-Diffused device เป็นการโด๊ปทองเข้าไปในชั้น n (n-base layer)

เพื่อที่จะทำให้การ turn off ได้แน่นอนขึ้น แต่อุปกรณ์ชนิดนี้จะมีปัญหาเกี่ยวกับแรงดันตกคร่อมที่ชั้น n เพราะว่า เมื่อขนาดของอุปกรณ์ต้องใหญ่ขึ้น เนื่องจากความต้องการกำลังที่มากขึ้นแล้วที่ชั้น n จะมีขนาดที่หนาขึ้นอีก เพื่อเพิ่มความเร็วในการสวิตชิ่งซึ่งโดยการเพิ่มความเข้มข้นของทองเข้าไป แต่ปัจจุบันมีการออกแบบใหม่ คือ pn^+n ซึ่งจะให้ชั้น n ที่บางกว่า และให้คุณสมบัติที่ดีเท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 ลักษณะการ Turn-on ของ GTO



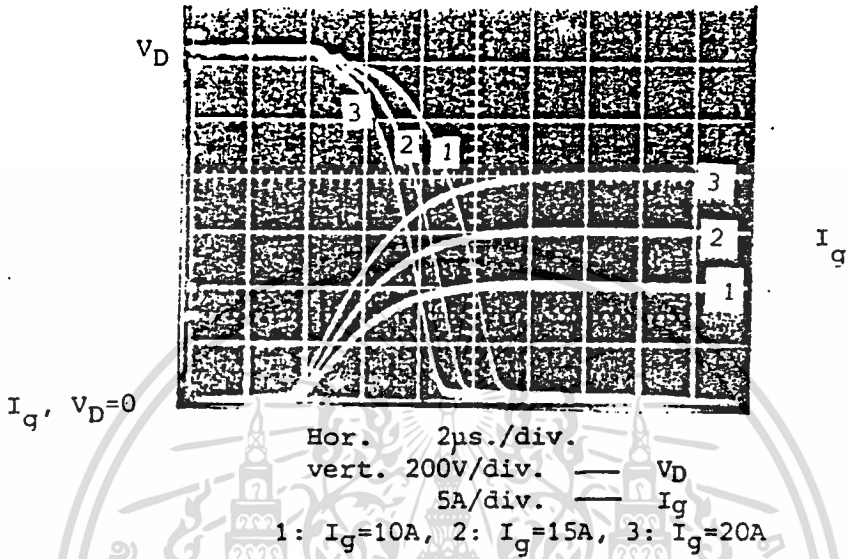
รูปที่ 1.4 คุณลักษณะเมื่อมีการ Turn-on GTO

การทำงานของ GTO ซึ่งเป็นอุปกรณ์ตัดต่อวงจรชนิดหนึ่งนั้น เมื่อกระแสอาโนดเลยจุดที่แลทซึ่งแล้ว มันจะทำหน้าที่ต่อวงจรโดยให้กระแสไหลผ่านตัวมันจนกระทั่งถึงทิกัดของมัน ขึ้นตอนและลักษณะการ turn on ของ GTO นั้นได้แสดงในรูปที่ 1.4 จะเห็นช่วงเวลาในการ turn-on นั้นแบ่งเป็น 2 ช่วงด้วยกัน คือ ช่วงลดลง (delay period ; t_d) และช่วงสูงขึ้น (rise period ; t_r) โดยระยะเวลาที่ใช้ทั้งหมดเพื่อ turn on นั้นขึ้นอยู่กับ คุณลักษณะของอุปกรณ์ที่ใช้ ความชันของหน้าพัลส์ของกระแสเกต (di_g/dt) และแอมป์จูดของสัญญาณกระแสเกต (I_{GMAX})

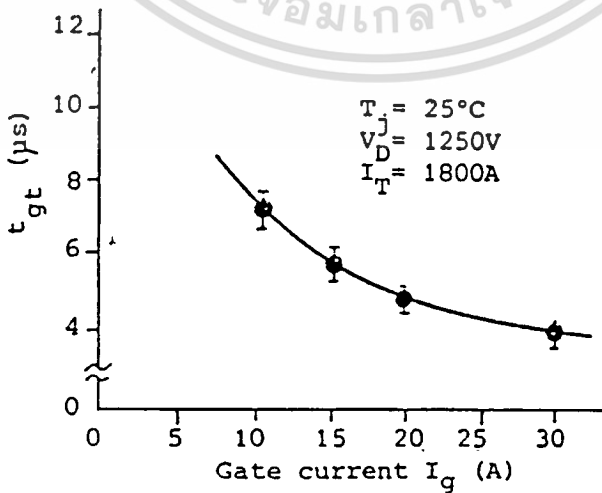
เมื่อมีความต้องการที่จะให้มีการ turn-on ที่รวดเร็วนั้น ควรจะมีกระแสเกตที่มีหน้าพัลส์ชันมาพอ (>5 A/usec) ขนาดกระแสที่ใหญ่มาก (4-6 เท่าของกระแสสัญญาณทริก ; I_{GT}) เมื่อมีการเปรียบเทียบแล้ว จะเห็นว่ากระแสเกตที่ต้องการใช้ในการ turn-on GTO นี้มีค่ามากกว่าขนาดของกระแสเกตที่ใช้ในไทรสเตอร์ทั่วไป โดยทั่วไปแล้ว เมื่อ I_{GMAX} เพิ่มขึ้น ช่วงเวลาของช่วงลดลง และช่วงเพิ่มขึ้นจะมีค่าลดลง หรือ ช่วงเวลาที่ใช้ในการ turn-on น้อยลง แต่อย่างไรก็ตาม ช่วงสูงขึ้น ; t_r จะลดลงได้ก็คือเมื่อกระแสเกตที่มียอดสูงขึ้นประมาณ 5-10 เท่า ของกระแสเกตปกติที่ใช้ในการ turn-on ด้วยพัลส์เดี่ยว (Single-Pulse Turn-on) ลักษณะของแรงดัน กระแสอาโนด กระแสเกต และแรงดันเกต ได้แสดงไว้ในรูป 1.4 ส่วนรูปที่ 1.5 และรูปที่ 1.6 เป็นการแสดงว่าเมื่อเปลี่ยนขนาดของกระแสเกตแล้ว ช่วงเวลาที่ใช้ในการ turn-on จะสั้นลงดังกราฟและรูปถ่ายของช่วงการลดลงและ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

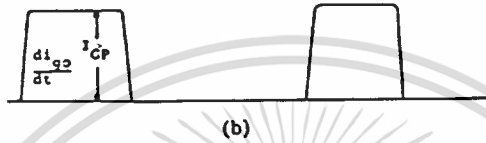
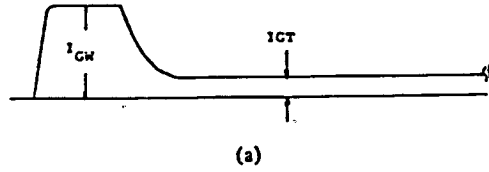
ช่วงสูงขึ้น



รูปที่ 1.5 ลักษณะทั่วไปของรูปคลื่นกระแสเอาโนด (I_t) ขณะ turn-on เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของ on-gate current (I_g) ใน GTO รุ่นใหม่



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 1.6 ความสัมพันธ์ระหว่าง turn-on time กับ on gate current โยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ก. Wide-width pulse turn-on ข. Pulse-train turn-on

รูปที่ 1.7 ขบวนการพัลส์ที่ใช้ในการ turn-on GTO

ลักษณะการ turn-on GTO นี้ นอกจากที่กล่าวมาในหัวข้อข้างบน, การป้อนกระแสเกตด้วยพัลส์เดี่ยว, เรายังมีวิธีที่จะ turn-on GTO ได้อีก 2 วิธีด้วยกัน คือ Wide-Width Pulse และ Pulse Train และจากการวิเคราะห์พบว่า การสูญเสียทางกำลังนั้นจะเกิดขึ้นในช่วงการสูงขึ้น (Rising Period) มากกว่าช่วงลดลง (Delay Period)

1.2.1 Wide-Width Pulse เป็นการสร้างสัญญาณทริกที่ค่อนข้างนิ่ม โดยส่วนมากจะใช้ในวงจรตัวประกอบกำลังล่าช้า (Lagging Power Factor) ในวงจรอินเวอร์เตอร์ ด้านหน้าของชุดสัญญาณทริกนี้จะมีขนาดใหญ่ (I_{cW} ประมาณ 5-10 เท่าของ I_{GT}) ซึ่งจะทำให้ค่า di_G/dt มีค่ามากเพียงพอที่จะทำให้เวลาในการ turn-on ไม่มากนัก เมื่อความถี่ในการสวิตช์มากขึ้นแล้ว ขนาดของกระแสเกตที่จะไปทริกก็จะต้องใหญ่ตามไปด้วย และ I_{cW} จะมีขนาดเพิ่มขึ้นประมาณ 2 เท่าของที่ใช้ในช่วงความถี่ปกติ

การทริกโดยวิธีการนี้เป็นวิธีที่มีประสิทธิภาพค่อนข้างต่ำ เมื่อเทียบการใช้วิธีอื่นอีก 2 วิธี แต่ก็จะให้ความมั่นใจได้ตลอดช่วงเวลาที่ GTO ได้ทำงานอยู่ ซึ่งโดยปกติแล้ว มักจะต้องระมัดระวังว่ากระแสเอาต์ของ GTO ต้องมีค่าไม่น้อยกว่ากระแสแลตซ์ ซึ่งอันเป็นจุดวิกฤตของ GTO ในการทริกแบบ

กล่าวไป แต่เหตุการณ์นี้จะไม่เกิดขึ้นได้หากศึกษาการใช้วิธีนี้ ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสาร 024623

1.2.2 Pulse Train เป็นการออกแบบการทรริกที่ช่วยลดการสูญเสียด้านกำลัง (Power Dissipation) จากชุดเกทพัลส์นี้ สามารถใช้งานได้ดีที่ความถี่สวิทชิง 10 KHz และวัฏจักรภาระ (Duty cycle) 0.25 ความชันของหน้าพัลส์ควรจะมีค่ามาก เพื่อที่จะลดช่วงการลดลง โดยที่แอมป์จูดของลูกพัลส์ ; I_{GP} ควรจะมีค่าประมาณ 2-3 เท่าของ I_{GT}

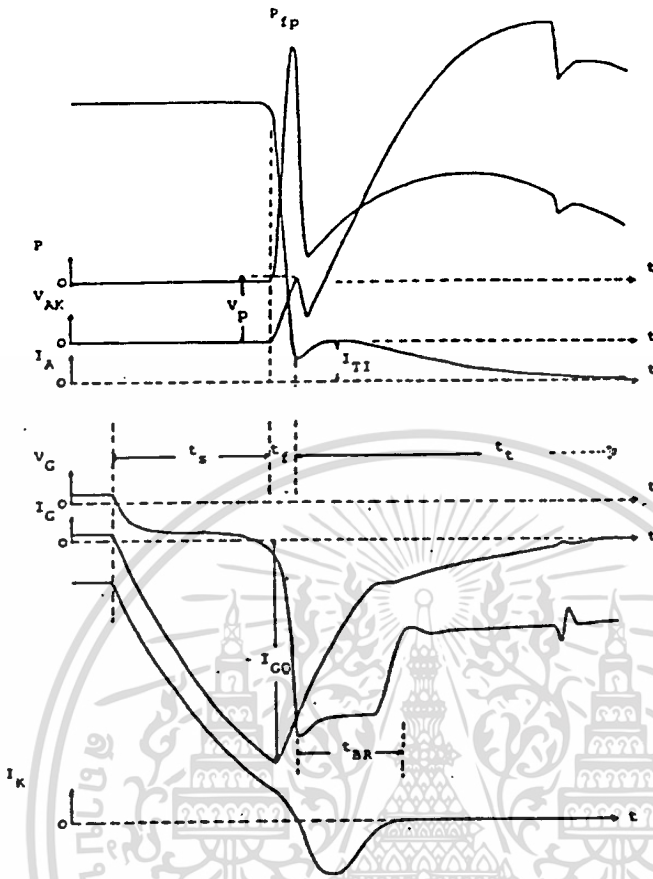
1.3 ลักษณะการ Turn-Off ของ GTO

เราสามารถหยุดการนำกระแสของ GTO ได้ โดยการไบอัสศักดลบลไปยังขาเกต-คาโทดของ GTO ลักษณะของแรงดันและกระแสในช่วงการ turn-off ได้แสดงในรูปที่ 1.8 จะเห็นว่าสัญญาณสามารถแบ่งออกเป็น 3 ช่วงด้วยกัน คือ ช่วงการเก็บ (Storage Period ; t_s) ช่วงการตก (Fall Period ; t_f) และช่วงหาง (Tail Period ; t_t) ผลรวมของเวลาทั้ง 3 ช่วงนี้ก็คือเวลาที่ใช้นในการ turn-off GTO นั่นเอง แต่ในบางครั้ง บริษัทผู้ผลิตอาจหมายถึงแค่ช่วงที่ 1 และช่วงที่ 2 เท่านั้น

เมื่อมีการไบอัสศักดลบลไปยังขาเกตของอุปกรณ์ จะทำให้เกิดการไหลของกระแส โดยกระแสนี้สามารถที่จะควบคุมได้ด้วยค่าความเหนี่ยวนำในวงจรเกต (Gate Circuit Inductance) และระดับศักดาที่ turn-off ในช่วงการเก็บนี้ กระแสอาโนด ; I_A และแรงดันคร่อมอุปกรณ์ ; V_{AK} จะยังมีลักษณะคงเดิมอยู่ ซึ่งการสูญเสียในช่วงนี้จะมีค่าน้อยมาก ที่ตอนท้ายของช่วงการเก็บนี้ กระแสเกตจะเข้าสู่ช่วงที่สูงสุด ; I_{GQ} ซึ่งในช่วงนี้ประจุในชั้น p เริ่มมีการเคลื่อนไหลกลับสู่สภาวะเดิม และที่รอยต่อที่จุดกึ่งกลาง (center Junction) เริ่มเลยจุดจุ่มตัว ทำให้กระแสอาโนดมีการลดลง เป็นการเข้าสู่ช่วงการตก และเป็นขณะที่รอยต่อเกต-คาโทด เข้าสู่สภาวะ อวาแลนซ์ เบรคดาวน์ (Avalanche Breakdown) ถ้ามีค่าความเหนี่ยวนำที่เพียงพอในวงจรเกต โดยที่ค่าของศักดาอวาแลนซ์ เบรคดาวน์ นี้จะมีค่ามากกว่า ศักดากลับทิศเกต-คาโทด เบรคดาวน์ (Static Gate-Cathode Reverse Breakdown Voltage) ค่าของอวาแลนซ์ เบรคดาวน์ ต้องมีค่ามากพอที่จะทำให้กระแสขณะทำงานเปลี่ยนไป แต่ต้องมีค่าน้อยกว่า PGRM (Repetitive Peak-Reverse Gate-Power Dissipation) แต่ทว่าถ้ามีการป้อนแรงดันอวาแลนซ์ นานเกินกว่าที่กำหนดแล้ว กระแสอวาแลนซ์หลังจากช่วงการตกแล้ว อาจทำลายรอยต่อเกต-คาโทดได้

ค่าสไปค์ (Spike) ของแรงดัน ; V_p นั้นควรมีการจำกัดให้มีค่าน้อย โดยค่าความเหนี่ยวนำที่ค้างอยู่ (Stray Inductance) ในวงจรสับเบอร์ และสามารถสังเกตได้ว่า กำลังสูญเสียสูงสุด (Peak Instantaneous Power Dissipation ; P_{fp}) มีค่ามากเกินไปแล้วจะทำให้การ turn-off ผิดพลาดได้ จึงสมควรที่จะลดแรงดันสไปค์ให้มีขนาดที่เหมาะสม

ไม่ว่าการนี้ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.8 แสดงคุณลักษณะต่างๆของ GTO ขณะ turn-off

หลังจากมีการลดลงอย่างรวดเร็วแล้ว กระแสอาโนดจะค่อยาลดลงในช่วงหาง โดยที่กำลังสูญเสียส่วนมากจะเกิดขึ้นในช่วงนี้ และค่าของกระแสอาโนดช่วงหาง (Anode Tailing Current ; I_{T1}) จะเปลี่ยนไปตามรูปของอุปกรณ์ที่โรงงานผลิตมา แต่อย่างไรก็ตาม เมื่อ di_G/dt มีค่ามากในช่วงการเก็บ จะทำให้เวลาของช่วงหางยาวนานขึ้น เมื่อมีการพยายามทริกใหม่ โดยบ่อน dv/dt ขนาดใหญ่ ในช่วงหางแล้ว อุปกรณ์อาจถูกทำลายได้ ฉะนั้น จึงควรมีการระมัดระวังถึงช่วงเวลาที่บ่อน dv/dt ให้เหมาะสม รวมทั้งการออกแบบวงจรสับเบอที่ตีพอ

โดยปกติสัญญาณควบคุมที่เราสร้างขึ้นมีขนาดไม่ใหญ่นัก เนื่องจากสร้างจากวงจรถิเลขตรอนิกส์ หรือ ไมโครคอมพิวเตอร์ ซึ่งสัญญาณจะมีค่าเพียง +5 V หรือ 0 V เท่านั้น จึงไม่เพียงพอที่จะทำให้ GTO มีการเปิดหรือปิดกระแสได้ หรือถ้าทำได้ก็จะมีกำลังสูญเสียมมาก เพราะต้องใช้เวลารวดเร็วยาวนานกว่าปกติ ฉะนั้นในการทางานจึงต้องมีวงจรขับเข้ามาช่วย ซึ่งได้อธิบายการสร้าง วงจรควบคุมและ วงจรขับของโครงการนี้ไว้ฉบับที่ 3 การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 การเปรียบเทียบ GTO และอุปกรณ์สวิตซ์อื่นๆ

จากที่กล่าวมาแล้วเป็นการแสดงถึงการทำงานของ GTO เท่านั้น แต่ไม่ได้อธิบายถึงข้อได้เปรียบของ GTO เมื่อเทียบกับอุปกรณ์ทางด้าน โซลิดสเตท (Solid State Device) ชนิดอื่น

เมื่อเปรียบเทียบ GTO กับทรานซิสเตอร์โดยทั่วไปแล้ว GTO สามารถหยุดนำกระแสได้ด้วยตนเอง (Self-Turn-Off Capability) เมื่อใช้ขั้วนำจอร์อินเวอร์เตอร์ วงจรช็อบเบอร์ และวงจรสวิตซ์อื่นๆ ประสิทธิภาพในการเปลี่ยนรูปกำลัง (Power Conversion) สูงกว่าขณะที่ขนาดของอุปกรณ์นำหนักของอุปกรณ์ และการรบกวนทางเสียง นั้นน้อยลงอย่างเห็นได้ชัด

เมื่อเปรียบเทียบ GTO กับ ทรานซิสเตอร์กำลัง แล้ว จะเห็นว่ามีความสามารถที่จะทนความถี่ในการสวิตซ์ซึ่งได้ใกล้เคียงกัน แต่จะมีพิกัดกำลังที่แตกต่างกันมาก GTO สามารถที่จะทนกระแสช็อร์จ (Surge Current) ได้สูงกว่าทรานซิสเตอร์กำลังมาก

ในระบบไฟฟ้ากำลังแรงสูงนี้ GTO ได้พิสูจน์แล้วว่า เป็นอุปกรณ์ที่เหมาะสมที่สุด จึงเป็นสิ่งที่ไม่แปลกเลย ถ้าหากว่า GTO จะมาแทนที่ทรานซิสเตอร์โดยทั่วไปในเวลาอันใกล้

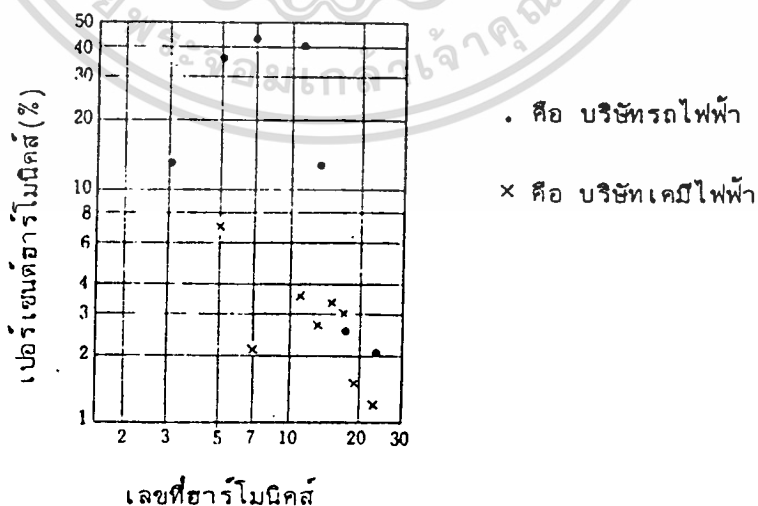
บทที่ 2

GTO STATIC CONVERTER

2.1 วงจรเรกติฟายเออร์ซึ่งแก้เพาเวอร์แฟคเตอร์และฮาร์โมนิกส์

2.1.1 ความจำเป็นในการลดฮาร์โมนิก

ทรินสเตอร์ให้ประโยชน์นานาประการ โดยเฉพาะอย่างยิ่งสำหรับงานเกี่ยวกับการควบคุม และ เปลี่ยนรูปกำลังไฟฟ้าด้วยแล้ว จะเป็นสิ่งที่ขาดเสียไม่ได้ ในปัจจุบันทรินสเตอร์ที่ใช้ในงานต่างๆ จะมีขนาดใหญ่โตมากขึ้นเรื่อยๆ ดังนั้นจึงเกิดความจำเป็นต่อการที่จะต้องมีมาตรการถึงผลเสียของจากตัวทรินสเตอร์ที่มีผลต่อสภาวะแวดล้อมนั้นๆ ตัวอย่างเช่น ในระบบไฟฟ้ากำลังซึ่งใช้ทรินสเตอร์เป็นส่วนประกอบของระบบ กระแสและโวลเตจที่จ่ายเข้าระบบจะมีฮาร์โมนิกในปริมาณที่ค่อนข้างสูง ความเสียหายอันเนื่องมาจากฮาร์โมนิกเหล่านี้จึงมีโอกาสเกิดขึ้นได้อย่างง่ายดาย วงจรเรกติฟายเออร์ของบริษัทแห่งหนึ่งที่มีผลปรากฏในสายส่งของระบบไฟฟ้ากำลัง ในสภาวะของการค่อโหลดโดยทั่วไป กระแสฮาร์โมนิกที่เกิดในสายส่งของระบบไฟฟ้ากำลัง จะมีค่าประมาณ 1% เท่านั้น แต่ในกรณีตัวอย่างแสดงนี้จะเห็นได้ว่า กระแสฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นในสายส่งมีขนาดสูง เกินกำหนดไว้มาก ฮาร์โมนิกดังกล่าวจะเป็นสาเหตุของการเกิดผลเสียต่างดังนี้

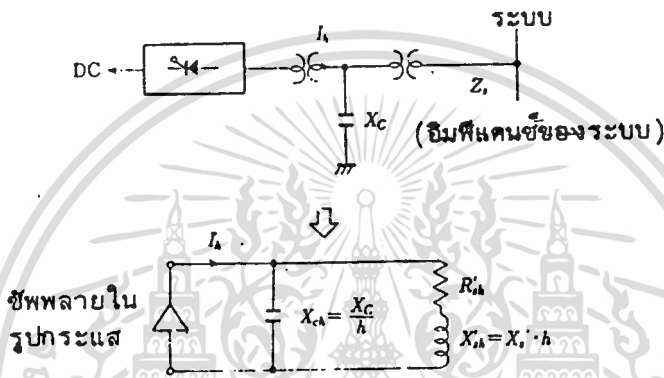


รูป 2.1 ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดในอุปกรณ์เรกติฟายเออร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก) เกิดความร้อนสะสมในคอนเดนเซอร์

จากรูป 2.2 ในสถานะที่มีโพลดค่ออยู่ อุปกรณ์เร็คติไฟเออร์จะทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสตรงที่ความถี่ f_b ของฮาร์โมนิก เมื่อค่า L ของสายส่ง ค่า C ของเคเบิลหรือค่า C ของคอนเดนเซอร์ที่ใช้ในการแก้ค่าตัวประกอบกำลังเกิดรีโซแนนซ์ที่ความถี่ f_b ในลักษณะของวงจรขนานดังแสดงในรูป 2.2 และโดยการกำหนดค่าความต้านทานและค่ารีแอคแตนซ์ของสายส่งเป็น R'_{sh} , X'_{sh} (ค่าหลังจากย้ายมาทางด้าน C) ความลำดับ โวลเตจ E_b ซึ่งปรากฏคร่อม C จะมีค่าดังสมการ (1)



รูป 2.2 การรีโซแนนซ์เนื่องจากกระแสฮาร์โมนิกส์

$$E_b = \frac{\sqrt{(X'_{sh} X_c)^2 + (X_c R_c / h)^2} \cdot I_{sh}}{\sqrt{(R'_{sh})^2 + (h X'_{sh} - X_c / h)^2}} \quad \dots (1)$$

$$= \frac{X'_{sh} X_c}{R_{sh}} I_{sh} \quad \dots (2)$$

จากในสมการ(1) โดยปกติค่า R'_{sh} จะมีค่าน้อยและเมื่อเกิดการรีโซแนนซ์ $(hX'_{sh} - X_c/h)$ จะเป็น 0 E_b จึงมีค่าโดยประมาณดังสมการ(2) จะเห็นว่า E_b ซึ่งปรากฏตกคร่อมคอนเดนเซอร์มีค่าสูงมาก ซึ่งทำให้เกิดการเบรคความเข้มของฉนวนในตัวคอนเดนเซอร์ และเป็นผลให้เกิดความร้อนสะสมในตัวคอนเดนเซอร์มีปริมาณที่สูงเกินค่ากำหนด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

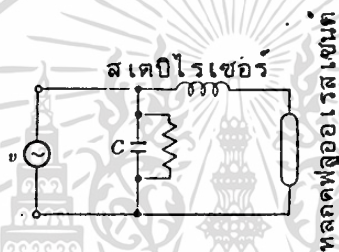
ข) เพิ่มความสูญเสียในหม้อแปลง

กระแสฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้น จะมีผลทำให้ ค่าความสูญเสียในแกนเหล็กของหม้อแปลง มีค่าเพิ่มขึ้น เช่น ในกรณีที่กระแสฮาร์โมนิกที่ 3 มีค่า 10% ของกระแสพื้นคาเมนทอล ค่าความสูญเสียในแกนเหล็กจะเพิ่มเป็น 5% และกำลังไฟทางคานเอาท์พุทจะได้อัตราเหลือ 95%

ค) รีเลย์ให้การทางานที่ไม่ถูกต้อง

เมื่อโวลเตจมีรูปคลื่นเพี้ยนไปจากชายน้เวฟ และทำให้ช่วงครึ่งไซเคิล ซึ่งนับจากตำแหน่งโวลเตจเท่ากับ 0 ถึง 0 มีค่าเกินกว่าค่าที่กำหนดไว้ รีเลย์ถี่ความถี่ (Under Frequency Relay) จะทำการตัดโวลเตจออกจากวงจรทันทีอย่างไม่ถูกต้อง

ง) เกิดความร้อนสะสมในคอนเดนเซอร์ของหลอดฟลูออเรสเซนต์



รูป 2.3 วงจรของหลอดฟลูออเรสเซนต์

ในรูป 2.4 เมื่อ v มีฮาร์โมนิกปนอยู่ด้วย กระแสผ่านคอนเดนเซอร์จะมีความมากและเกิดความร้อนสะสมเกินขนาดจนไหม้เสียหายได้ในที่สุด

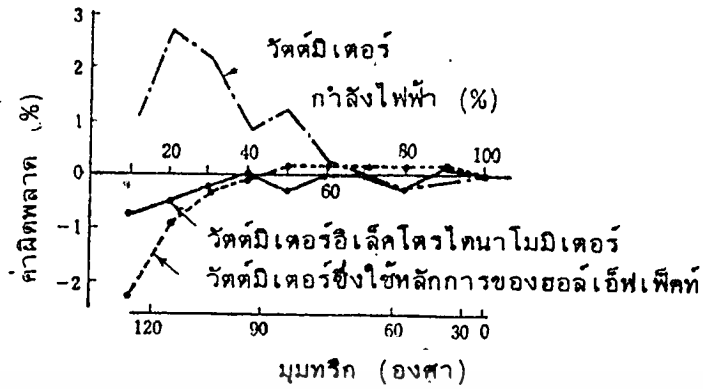
จ) ผลเสียหายต่างๆจากการเหนี่ยวนำ

คลื่นฮาร์โมนิกจากอุปกรณ์ควบคุมซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์ จะทำการแผ่คลื่นไปตามสายส่งกำลังของระบบไฟฟ้ากำลัง และเข้าไปรบกวนเครื่องรับวิทยุและโทรทัศน์ในลักษณะของคลื่นรบกวน นอกจากนั้นยังเป็นสาเหตุเกิดผลเสียหายจากการเหนี่ยวนำในสายส่งของระบบโทรศัพท์ ซึ่งเดินขนานไปกับสายส่งกำลังนั้นด้วย

ฉ) ความแตกต่างของปริมาณที่วัดได้ของเครื่องมือวัด

ความแตกต่างของปริมาณที่วัดได้ของเครื่องมือวัดนั้น แนนอนทีเคยยอมรับขึ้นกับหลักการ และโครงสร้างของเครื่องมือวัดนั้นๆ แต่จากผลการทดลองซึ่งมีผู้เขียนได้แสดงไว้แล้วดังรูป จะเห็นได้ว่า ในกรณีที่ทำการควบคุมกำลังไฟฟ้า 1 เฟส ด้วยวิธีการควบคุมเฟส เมื่อ $\alpha > 90^\circ$ ขึ้นไป ซึ่งเป็นกรณีที่กระแสมีการผิดเพี้ยนไปมากนั้น การอ่านของเครื่องมือวัดแต่ละชิ้น ซึ่งใช้หลักการแตกต่างกันออกไป จะให้ค่าที่แตกต่างกันออกไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.4 ค่าผิดพลาดของเครื่องวัดขณะควบคุมมุมทริก

สำหรับมาตรการป้องกันผลเสียหายต่าง ๆ ดังกล่าว เบื้องต้นแล้วนั้น ประการสำคัญคือ การลดคลื่นฮาร์โมนิกจากต้นกำเนิดให้มีปริมาณต่ำลง ซึ่งสำหรับผู้ใช้ในรายพิเศษนั้น จะเป็นการยากลำบากต่อการจำกัดให้มีปริมาณฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นอยู่ในขอบเขตที่ยอมรับได้

2.1.2 การหาค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์รวมและสัมประสิทธิ์ความเพี้ยน



รูป 2.5 การหาค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์

เมื่อระบบมีกระแสสลับเป็นรูปไซน์ดังสมมติในวงจรควบคุมเฟส จะได้

$$\text{Fundamental Power Factor} = \text{Total Power Factor} \quad \dots (3)$$

เมื่อ v_{in} เป็นรูปไซน์

i_{in} เป็นรูปไซน์

เมื่อระบบมีกระแสอินพุทใหม่ เป็นรูปชานัน (ในระบบที่ใช่คลื่น PFM) จะได้

$$\text{Fundamental Power Factor} = \text{Total Power Factor} \quad \dots (4)$$

เมื่อ v_{1n} เป็นรูปชานัน

i_{1n} ไม่เป็นรูปชานัน

จากรูปกระแสที่ไม่เป็นคลื่นชานัน จะทำให้เกิดฮาร์โมนิกขึ้นในระบบ ทำให้เกิดผลเสียหายอื่นๆตาม

มา อันเนื่องมาจาก Harmonic Reactive Power

จากนิยามของเพาเวอร์แฟคเตอร์ได้

$$\text{pf} = \frac{\text{REAL POWER } P_1}{\text{APPEARENT POWER } P_a} = \dots (5)$$

$$P_a : V_1 I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 \quad \dots (5)$$

$$P_1 : V_1 I_1 \cos \phi \quad \dots (6)$$

$$P_x : V_1 I_1 \sin \phi \quad \dots (7)$$

$$P_h : V_1 \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 \quad \dots (8)$$

เมื่อ P_a เป็น APPEARENT POWER คือ กำลังไฟฟ้าที่ระบบรับเข้ามาทั้งหมด เรียกว่ากำลังไฟฟ้าเสมือน

P_1 เป็น EFFECTIVE หรือ REAL POWER คือกำลังไฟฟ้าที่ใช้งานได้จริงมีหน่วยเป็น W หรือ KW

P_x เป็น FUNDAMENTAL REACTIVE POWER คือกำลังไฟฟ้าที่ต้องการสำหรับการสร้างสนามแม่เหล็ก มีหน่วยเป็น VAR หรือ KVAR ซึ่งเป็นผลมาจากคลื่นรูปชานัน

P_1 เป็น HARMONIC EFFECTIVE POWER คือ กำลังไฟฟ้าที่ใช้งานได้จริงอันเนื่องมาจาก

HARMONIC POWER

P_h เป็น HARMONIC REACTIVE POWER คือ กำลังไฟฟ้าที่ต้องการสำหรับการสร้างสนามแม่เหล็ก

อันเนื่องมาจากฮาร์โมนิกส์

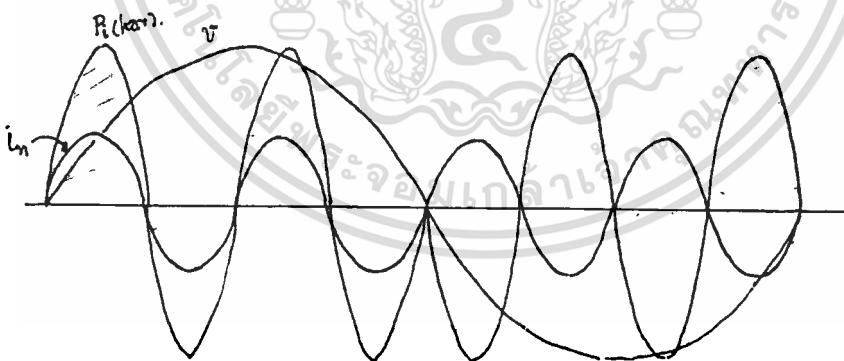
โดยทั่วไป กระแสรวมจะประกอบด้วย 2 ส่วนคือ กระแสพหุคูณ $i_{1n}(1)$ และ กระแสฮาร์โมนิกส์ $i_{1n}(2)$

$$i_{1n} = 2 I_1 \sin(\omega t + \phi) + \int_{n=2}^x 2 I_n \sin n(\omega t + \phi_n)$$

$$P_1(\text{har}) = 0$$

เพราะว่า $P_1(\text{har}) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{1n} I_{1n}(2) d\omega t$

เนื่องจาก V_{1n} และ $i_{1n}(2)$ มีความถี่ต่างกัน ดังรูป เมื่ออินทิเกรตครบตามคาบแล้วทำให้ $P_1(\text{har}) = 0$



รูป 2.6 การหาค่า REAL POWER P_1 (พหุคูณ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
P_1 \text{ (พินดาเมทอล)} &= 1/2\pi \int_0^{2\pi} V_{1n} I_{1n} (1) dt \\
&= 1/2\pi \int_0^{2\pi} 2V_1 \sin wt \cdot 2I_1 \sin(wt+\phi) dt \\
&= 2V_1 I_1 / 2\pi \int_0^{2\pi} [\cos\phi \sin^2 wt + \sin\phi \cos wt \sin wt] dt \\
&= V_1 I_1 / \pi [\cos\phi \int_0^{2\pi} (1-\cos 2wt)/2 dt + \int_0^{2\pi} \sin\phi (\sin 2wt)/2 dt] \\
&= V_1 I_1 / \pi [\cos\phi (wt) \Big|_0^{2\pi} - 0] \\
&= V_1 I_1 / \pi \cos\phi \cdot 2\pi / 2 \\
&= V_1 I_1 \cos \phi \quad \dots (9)
\end{aligned}$$

- เพราะฉะนั้น ค่าพาวเวอร์แฟคเตอร์ของระบบ เมื่อมีกระแสอินพุทเป็นคลื่นไซน์ (พินดาเมทอล) จะมีค่าเป็น

$$\text{pf} = P_1 / P_a = \frac{V_1 I_1 \cos \phi}{V_1 I_1} = \cos \phi$$

โดยที่ ϕ เป็นมุมที่เลื่อนไปของกระแสอินพุทเทียบกับเฟสโวลเตจ หรือเรียกค่า $\cos \phi$ ว่า Displacement Factor

- ถ้ากระแสของระบบไม่เป็นคลื่นไซน์ จะหาค่าพาวเวอร์แฟคเตอร์ได้จาก

จากสมการ (5), (6), (7) และ (8) จะได้ว่า

$$P_a = \sqrt{P_x^2 + P_1^2 + P_h^2}$$

$$\text{จาก pf} = P_1 / P_a$$

แทนค่า

$$\text{pf} = \frac{V_1 I_1 \cos \phi}{V_1 \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

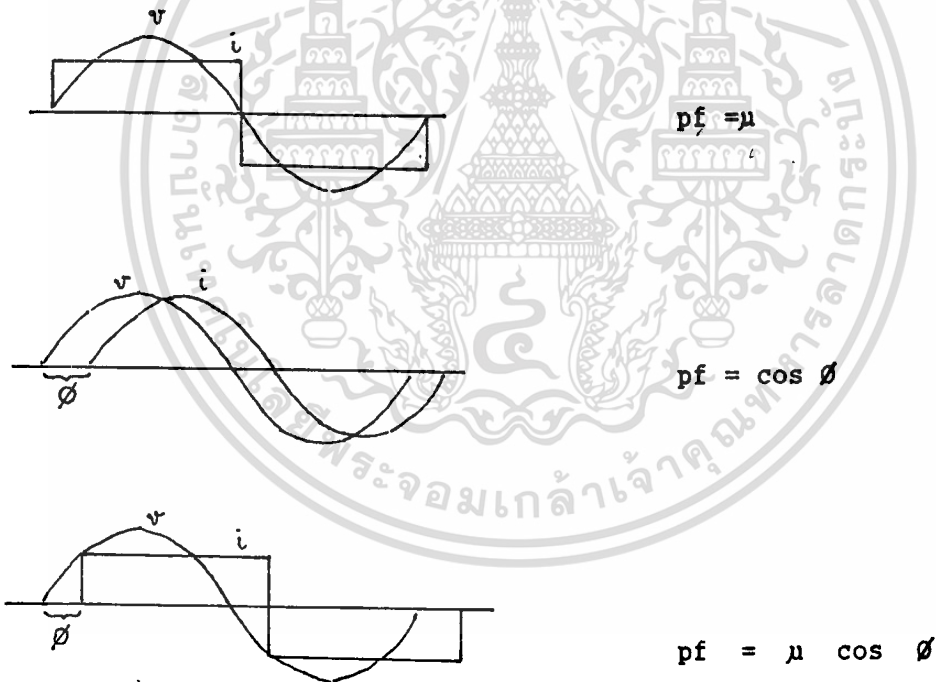
$$I_1 = \frac{I_1 \cos \phi}{\sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}} \cos \phi = \mu \cos \phi$$

โดยที่ μ เป็น Distortion Factor หรือสัมประสิทธิ์ความเพี้ยนของกระแส

$$\mu = \frac{I_1}{\sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}} \dots (10)$$

Fundamental current (rms)

Total current (rms)



รูป 2.7 แสดงค่า $\cos \phi$ และ μ

การหาค่าฮาร์โมนิกลำดับต่างๆ

เพื่อที่จะพิจารณาค่าของฮาร์โมนิกในกระแสเฟสอินพุท โดย PWM ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ GTO เราจะใช้ทฤษฎีฟูเรียร์ เพื่อหาสมการออกมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_0 = a_0/2 + \int_{n=1}^{\infty} (a_n \cos nx + b_n \sin nx)$$

$$a_0 = 2/T \int_0^T f(x) dx$$

$$a_n = 2/T \int_0^T f(x) \cos nx dx$$

$$b_n = 2/T \int_0^T f(x) \sin nx dx$$

โดยที่ $f_0(x)$ เป็นสมการฟูเรียร์ที่ได้ออกมา
 $f(x)$ เป็นสมการที่ต้องการหาปริมาณฮาร์มอนิก โดยจะเป็นฟังก์ชันคาบ

2.2 GTO STATIC CONVERTER

เป็นอุปกรณ์เปลี่ยนกระแส จาก กระแสสลับ เป็น กระแสตรงแบบสแตติก ซึ่งจะให้การทำงานและความ เชื่อถือสูงกว่าแบบหมุน เพื่อให้ประสิทธิภาพการทำงานแบบสแตติกดีขึ้น จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์สวิตช์แบบสแตติก ซึ่งให้การทำงาน 2 ลักษณะ คือ ON และ OFF ซึ่ง GTO ไทริสเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่มีความเหมาะสมมาก ซึ่งจากลักษณะการทำงานของ GTO ไทริสเตอร์นี้ ใ้สภาวะ ON สวิตช์จะปิด และมีโวลต์ เจกตกคร่อมที่ตัวไทริสเตอร์เล็กน้อย เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่าน ในสภาวะ OFF ไทริสเตอร์จะ เปิดและมีอิมพีแดนซ์ เท่ากับอนันต์ เนื่องจาก GTO ไทริสเตอร์สามารถใช้ได้ดีที่เพาเวอร์สูงๆ และให้ข้อดีมากกว่าไทริสเตอร์ชนิดอื่นมาก ซึ่งสามารถ เทอร์นออฟเองได้ด้วยการป้อนสัญญาณจากภายนอก เข้าที่ขาเกต ดังนั้นจึงไม่ต้องมีการคอมมิวเตทให้ยุ่งยาก

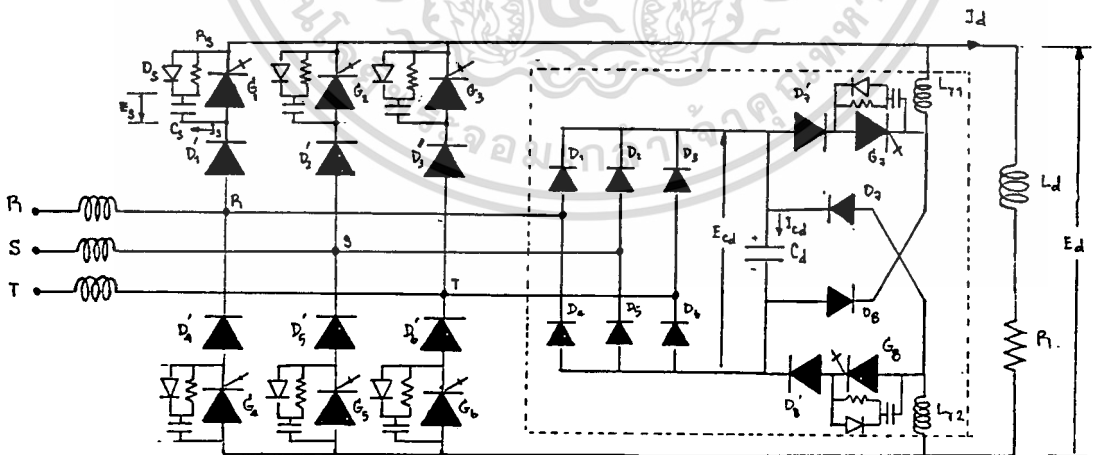
สาเหตุที่อุปกรณ์ เปลี่ยนกระแสสลับ เป็นกระแสตรงแบบสแตติก ได้รับความสนใจมากขึ้นมาอีกนั้น เนื่องจากคุณสมบัติของไทริสเตอร์ได้รับการพัฒนาประสิทธิภาพการทำงานสูงขึ้น เมื่อนำกระแสจะมี โวลต์ เจกคร่อมประมาณ 1 V และมีช่วงเวลาในการสวิตช์สั้นมาก (ประมาณ 4-5 ไมโครวินาที) จาก เวลาเทอร์นออฟที่สั้นลงนี้ เราสามารถนำไทริสเตอร์นี้ไปใช้กับการควบคุมแบบ PWM ได้ GTO STATIC CONVERTER นี้เป็นอุปกรณ์ เปลี่ยนกระแสสลับ เป็นกระแสตรง

2.2.1 ส่วนประกอบของ GTO คอนเวอร์เตอร์มี 3 ส่วน สำหรับในวงจรเมน คือ

- 1 วงจรเรียงเรียงกระแสสลับ 3 เฟส เป็นกระแสตรง
- 2 วงจรช่วย
- 3 ส่วนทำให้กระแสเรียบ

ส่วนที่ 1 ประกอบด้วย GTO จำนวน 6 ตัว เป็นการเรียงเรียงกระแสสลับจากกระแสลมพุท 3 เฟส คือ R,S,T GTO จะผลัดกันนำกระแสเป็นช่วงๆช่วงละ 30 องศา ดังนั้น ในหนึ่งไซเคิลจะประกอบด้วย 12 ช่วง ครึ่งไซเคิลมี 6 ช่วง จะมีพัลส์ต่างๆประกอบ ซึ่งมีความกว้าง 1:2:3:3:2:1 เป็นลักษณะของ PWM จากลักษณะนี้ จะสามารถจำกัดค่าอาร์โมนิคที่จะ เกิดขึ้นในไลน์ได้ตั้งจะกล่าวในช่วงท้ายบท

ส่วนที่ 2 ประกอบด้วย GTO จำนวน 2 ตัว ทำการสวิตช์เป็นพัลส์เท่าๆกันตลอดทุกๆ 30 องศา เนื่องมาจากการสวิตช์ในไลน์ของ GTO เมน ทำให้เกิดทรานเซียนลขึ้นในไลน์ ทรานเซียนลเหล่านี้จะถูกเรียงเรียงให้ เป็นกระแสตรงมาชำระจำไว้ที่คาปาซิเตอร์ รอจังหวะที่ GTO เทอร์นออฟ พลังงานที่คาปาซิเตอร์ที่ถูกชำระจำไว้จะระบายออกไปผ่าน GTO ไปยังเอาท์พุท ช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของระบบให้สูงขึ้น และช่วยลดทรานเซียนลในไลน์ด้วยอีกทางหนึ่ง

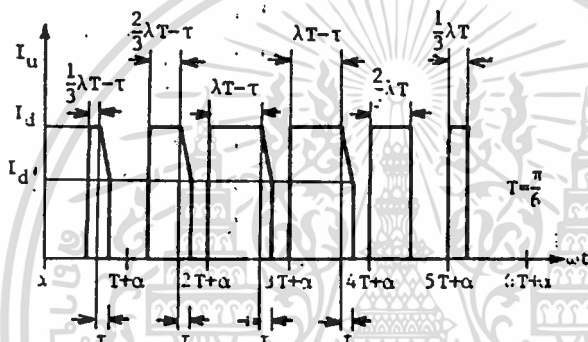


รูป 2.8 วงจรเมนของ GTO คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนที่ 3 เป็นส่วนที่ทำให้กระแสเรียบ หรือ ส่วน Smoothing ส่วนนี้สามารถทำได้ 3 แบบ คือ รีแอคเตอร์ , คาปาซิเตอร์ หรือ รีแอคเตอร์และคาปาซิเตอร์ร่วมกัน ส่วนการทำงานของคาปาซิเตอร์ จะเป็นผลให้โวลต์เดจมีค่าคงที่ ส่วนรีแอคเตอร์จะทำให้กระแสคงที่ ในวงจรรูปที่ 1 ในโครงการนี้จะใช้รีแอคเตอร์เป็นตัวทำให้กระแสเรียบ เนื่องจากพลังงานที่ระบบจ่ายได้นั้นได้จากระบบไฟ 3 เฟส ทำให้มีค่าที่ลดลง กระแสจึงเรียบได้ง่าย รีแอคเตอร์ที่ใช้จึงไม่ต้องใหญ่มาก

2.2.2 การหาฮาร์โมนิกส์จากกระแสเฟสอินพุทของชุด GTO คอนเวอร์เตอร์.



รูป 2.9 การหาฮาร์โมนิกส์จากกระแส

สมมติว่ามุมเฟสที่เลื่อนไปของกระแสเป็น ∞ องศาในทิศทางล้าหลัง และ

$$I_u = i(\omega t - \infty)$$

จะได้

$$i(\omega t - \infty) = -i(\omega t - \infty + \pi)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั่นคือกระแสเฟสจะสมมูลย์กันในซีกบวกและลบ จากสมการฟูเรียร์ของกระแสเฟสได้ตั้งสมการ

$$I_u = \int_{n=1}^{\infty} [a_{\lambda n} \cos(n\omega t) + b_{\lambda n} \sin(n\omega t)] \quad \dots (11)$$

$$a_{\lambda n} = (8/n\pi) \left[\cos(n\pi/12) \cos(n\pi/6) \left[[2\sin(n\pi/2) \sin\{(3+2\lambda)\pi/12 - \frac{\pi}{2} + \infty\}] \right. \right. \\ \left. \left. \frac{[I_d - I_d']}{\pi\omega} + [\sin n\{(3+2\lambda)\pi/12 + \infty\}] I_d' - [\sin n(7\pi/12 + \infty)] I_d \right] \right. \\ \left. + [\sin(n\pi/3) \cos n\{(5+\lambda)\pi/12 + \infty\} \cos n\pi(3-\lambda)/36] I_d \right] \quad \dots (12)$$

$$b_{\lambda n} = (8/n\pi) \left[\cos(n\pi/12) \cos(n\pi/6) \left[[2\sin(n\pi/2) \cos\{(3+2\lambda)\pi/12 \right. \right. \\ \left. \left. - \pi/2 + \infty\}] [(I_d' - I_d)/n\omega] - [\cos n\{(3+2\lambda)\pi/12 + \infty\}] I_d' \right. \right. \\ \left. \left. + [\cos n(7\pi/12 + \infty)] I_d \right] + [\sin(n\pi/3) \sin n\{(5+\lambda)\pi/12 + \infty\} \right. \\ \left. \cos n\pi(3-\lambda)/36] I_d \right] \quad \dots (13)$$

$$c_{\lambda n} = \sqrt{(a_{\lambda n})^2 + (b_{\lambda n})^2}$$

$$Pf_{\lambda n} = \cos \{ \tan^{-1} (a_{\lambda n} / b_{\lambda n}) \}$$

จากการคำนวณพบว่าฮาร์โมนิกส์ที่พบในไลน์มีลำดับที่ของฮาร์โมนิกส์ : 5, 7, 11, 13, 17, 19, ...

และมีค่าขึ้นกับการปรับ Modulation Ratio ดังนี้

ฮาร์โมนิกส์	แอมปีจูด
5, 7	0-0.66
11	0-0.22
13	0-0.46
17	0-0.18
19	0-0.17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

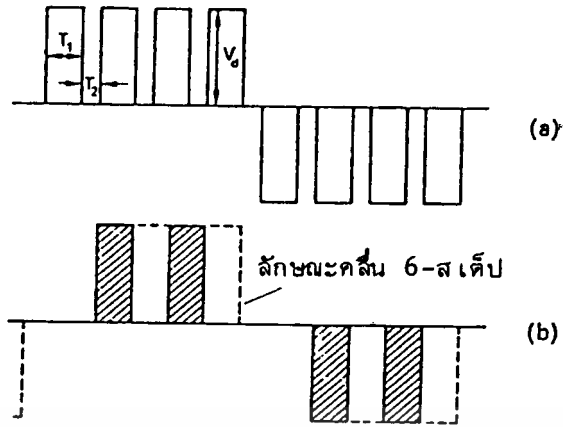
2.2.3 ข้อดีของ GTO CONVERTER

- 1 เมื่อไม่มีการคอมมิวเตชันทำให้ไม่มีความสูญเสียอันเนื่องมาจากการคอมมิวเตชัน ประสิทธิภาพในการทำงานจึงสูงขึ้น
- 2 ไม่มีชิ้นส่วนเคลื่อนที่อื่นจะทำให้เกิดการชำรุดเสียหายจนต้องเปลี่ยนเป็นระยะๆ
- 3 ไซ้ เบื่อที่ติดตั้งน้อยและเกิดสัณญาณรบกวนในระดับต่ำ
- 4 สามารถควบคุมระดับดีซีเอาต์พุตได้โดยการปรับมอดูเลชัน เรโซว์
- 5 ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ไม่ขึ้นกับโหลด แต่จะสามารถทำงานอยู่ที่ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์เท่าไรก็ได้ ดังจะอธิบายต่อไป

2.3 การสร้างคลื่นลักษณะ PWM

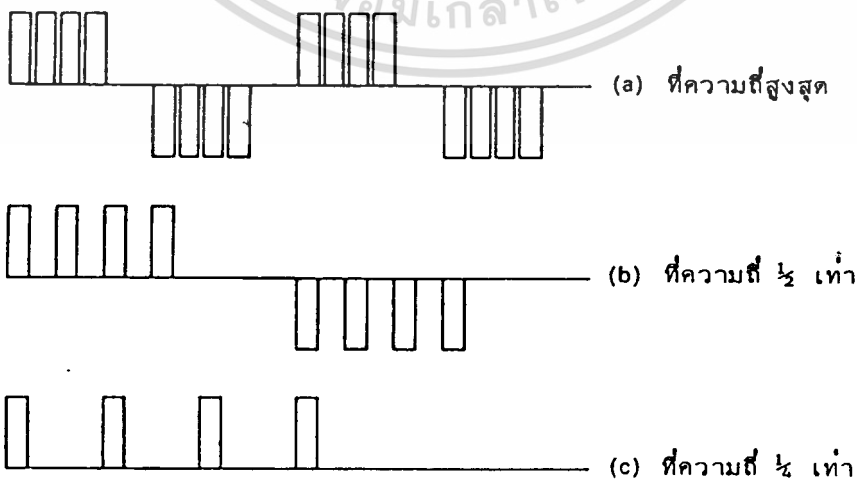
จุดประสงค์ที่ใช้คลื่นลักษณะนี้คือ การกำจัดฮาร์โมนิกต่างๆที่จะเกิดขึ้นในคอนเวอร์เตอร์แบบสถิตย์ ซึ่งได้ผลตามที่แจกแจงไปแล้ว

เทคนิคของการตัดต่อหรือการสร้างพัลส์ซึ่งมักใช้ในการแปลงระดับไฟฟิซึ้นก็สามารถนำมาใช้ในการควบคุมเอชไอเอทีพุท โวลเตจของอินเวอร์เตอร์แบบสถิตย์ได้เช่นกัน เอชไอเอทีพุทโวลเตจซึ่งมีลักษณะคลื่นสแควร์หรือคลื่นสเต็ปจะถูกนำมาสวิตช์เปิดจำนวนหลายครั้งในช่วงแต่ละครึ่งไซเคิล และเอชไอเอทีพุทใหม่ที่ได้นั้นแต่ละครึ่งไซเคิลจะประกอบด้วยพัลส์ซึ่งมีแอมปีจูดเท่าๆกันเป็นจำนวนมาก รูป 2.10a แสดงให้เห็นลักษณะพื้นฐานของคลื่น PWM โดยพัลส์วิดธ์ T_1 และช่วงเวลา OFF T_2 มีค่าคงที่ในแต่ละครึ่งไซเคิล ขนาดเอชไอเอทีพุทของคลื่นพินดาเมนทอลสามารถควบคุมได้โดยการปรับเปลี่ยนช่วงเวลา ON ทั้งหมดในแต่ละครึ่งไซเคิล วิธีการนี้อาจจะทำได้โดยให้พัลส์วิดธ์มีค่าคงที่แต่เพิ่มหรือลดจำนวนพัลส์ในแต่ละครึ่งไซเคิล หรืออาจทำได้โดยให้จำนวนพัลส์ในแต่ละครึ่งไซเคิลมีค่าคงที่แต่ให้พัลส์วิดธ์เปลี่ยนแปลง



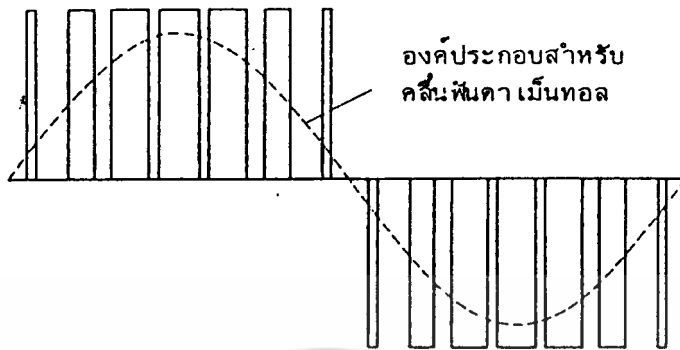
รูป 2.10 รูปลักษณะขั้นต้นของ PWM

PWM ขึ้นพื้นฐานอาจสร้างขั้นอาจสร้างขั้นโดยมีลักษณะคลื่นซึ่งประกอบด้วยพัลส์ 2 อันในครึ่งไซเคิลภายในกรอบของคลื่น 6-สเตปดังในรูป 2.10b โดยวิธีการนี้จะมีฮาร์โมนิกในอันดับคี่ๆ เกิดขึ้นมากพอสมควร ซึ่งส่วนใหญ่คือ ฮาร์โมนิกที่ 5 และ 7 ฮาร์โมนิกเหล่านี้จะมีผลต่อการทำงานของเอซีมอเตอร์ในย่านความเร็วต่ำในทางที่เลวลงเป็นอย่างมาก องค์ประกอบต่างๆของฮาร์โมนิกจะน้อยลงเมื่อจำนวนพัลส์ในครึ่งไซเคิลเพิ่มขึ้น และ ลูกคลื่นมีลักษณะใกล้เคียงกับ 6-สเตปสแควร์ เวฟ (ใน inverter) อย่างไรก็ตามแม้จะเพิ่มจำนวนพัลส์ให้มากที่สุดแล้วก็ตาม องค์ประกอบของฮาร์โมนิกสำหรับคลื่นในลักษณะนี้จะไม่สามารถลดต่ำกว่ากรณียของคลื่น 6-สเตปได้ ในการกำจัดคลื่นฮาร์โมนิกในอันดับที่ต่ำกว่านี้จำเป็นต้องใช้เทคนิคของ PWM ที่ละเอียดอ่อนขึ้นโดยจะมีพัลส์ความถี่สูงเกิดขึ้นในช่วงครึ่งไซเคิล



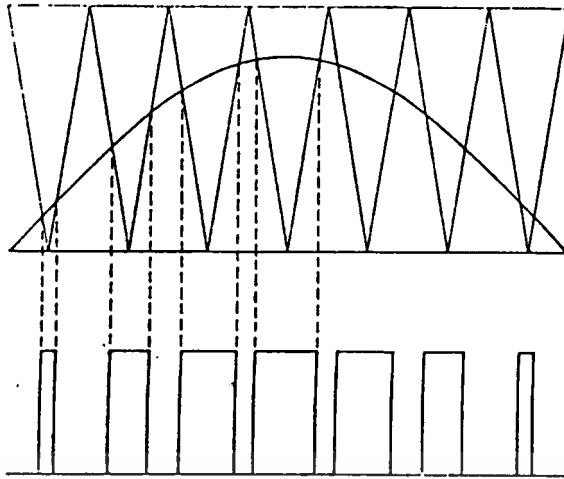
รูป 2.11 ลักษณะคลื่นเอาท์พุทโวลต์เตจของ PWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.12 ลักษณะของ PWM เปรียบเทียบกับคลื่นชานซ์

ในระบบซึ่งใช้หลักการของ PWM ที่มีความสลับซับซ้อนมากขึ้นนั้น ความกว้างของพัลส์จะถูกปรับเปลี่ยนในลักษณะของชานซ์ (รูป 2.12) อันที่จริงแล้วพัลส์แต่ละลูกควรมีระยะห่างเท่าๆกัน และความกว้างของพัลส์ที่ตำแหน่งต่าง ๆ ควรเป็นสัดส่วนแปรตาม เนื้อที่ใต้คลื่นชานซ์ในช่วงนั้น ๆ ความถี่ค่าสูงสุดของคลื่นซาร์โมนิกที่มีอยู่ในคลื่น PWM นี้จะอยู่ที่ความถี่ของพัลส์ที่เกิดขึ้นซ้ำ ๆ กัน และถ้าความถี่ดังกล่าวนี้มีค่าสูงกว่าความถี่ของคลื่นพินดา เมินทอลมาก ๆ แล้ว ก็สามารถทำการกรองคลื่นซาร์โมนิกเหล่านี้ทิ้งได้ด้วยอินดักแตนซ์ของแมชชีนเอง คลื่นในลักษณะดังกล่าวนี้โดยทั่วไปจะสร้างขึ้นจากวงจรควบคุม ซึ่งจะนำเอาคลื่นสาม เหลี่ยมความถี่สูงผสมกับคลื่นชานซ์ความถี่ต่ำ โดยที่ความถี่นี้จะขึ้นกับความต้องการดังรูปแสดงลักษณะคลื่นที่ป้องกันกับวงจร เปรียบเทียบ คลื่นสาม เหลี่ยมในวงจร เปรียบเทียบนี้จะใช้ในการผลิตสัญญาณสวิทช์ เพื่อนำไปป้องกันกับวงจร เกทของไทรส คอร์คต่อไป สัญญาณสวิทช์ซึ่งนี้มีลักษณะของ PWM ที่มีลักษณะพัลส์ เคียงกับลักษณะคลื่นที่ต้องการ ในกรณีที่ต้องการสร้างสัญญาณควบคุมตามที่ต้องการทุกประการ จะใช้คลื่นสาม เหลี่ยมที่มีลักษณะสมมาตรกัน ผสมกับคลื่นหลักลูกชานซ์ การควบคุมโวลต์ เตจสามารถทำได้โดย การปรับความกว้างของพัลส์ทุกลูก โดยไม่ทำให้ความสัมพันธ์ของชานซ์เสียไป



รูป 2.13 ลักษณะการสร้างคลื่น PWM ในวงจรควบคุม

การปรับค่ามอดูเลชันเรโซว์สามารถทำได้โดยปรับค่าความสูงของคลื่นสามเหลี่ยมที่ใช้ ถ้าความสูงของคลื่นสามเหลี่ยม เท่ากับความสูงของจุดสูงสุดของคลื่นชานยี่ ค่ามอดูเลชันเรโซว์ จะเท่ากับหนึ่ง ถ้าความสูงของคลื่นสามเหลี่ยมสูงขึ้น จะทำให้จุดตัดของคลื่นชานยี่และคลื่นสามเหลี่ยมเปลี่ยนไป ทำให้ความกว้างของพัลส์ที่ได้จะมีความกว้างน้อยลง นั่นคือ ค่ามอดูเลชันเรโซว์ น้อยลง ส่วนจำนวนพัลส์ที่ได้จะขึ้นอยู่กับความกว้างของคลื่นสามเหลี่ยม จากรูป 2.13 ใช้คลื่นสามเหลี่ยม 7 ลูกต่อคลื่นชานยี่ครึ่งไซเคิล จะได้คลื่น PWM ออกมา 7 ลูกพัลส์ต่อครึ่งไซเคิล

ส่วนอีกวิธีหนึ่ง จะอาศัยจุดหรือตำแหน่งต่างๆของพัลส์ลูกต่างๆ ซึ่งจะมีค่าอยู่ค่าหนึ่งที่ได้มอดูเลชันเรโซว์ค่าหนึ่ง และหาขารโมนิกได้จากสมการฟูเรียร์ จากนั้นจะใช้ EPROM เก็บค่ามอดูเลชันเรโซว์ต่างๆไว้ เมื่อต้องการจะใช้ที่เรโซว์ ใดก็บ้องค่า Address เข้าไปให้กับ EPROM จะได้ข้อมูลออกมาที่ Data Port การใช้วิธีนี้ จะมีค่ามอดูเลชันเรโซว์ที่ไม่ต่อเนื่อง ตั้งแต่ 0.1-1.0 แต่ก็ เป็นวิธีที่สะดวกและนิยมมาก

การควบคุมแบบ PWM นี้ เมื่อปรับค่ามอดูฯ จะสามารถควบคุมขารโมนิกได้ แต่ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ ซึ่งประกอบด้วย 2 ส่วน คือ Distortion Factor และ Displacement Factor นั้น เราจะได้ ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบขึ้นกับค่า Displacement Factor เพราะว่า Distortion Factor เป็นค่าที่มาจากอัตราส่วนของกระแสฟันดาเมนทอลกับกระแสรวม เมื่อขารโมนิกถูกกำจัดไปในการควบคุมแบบ PWM นี้ ทำให้ Distortion Factor มีค่าใกล้เคียงหนึ่ง

ในวงจรกำลัง ค่าพินคาเมนทอลเพาเวอร์แฟกเตอร์ด้านอินพุท จะขึ้นกับสัญญาณเกต ซึ่งจะให้ค่านำหน้าหรือล่าหลังก็ได้ ฉะนั้น เมื่อมีการเลื่อนมุมเฟสของสัญญาณเกตที่ป้อนให้กับ GTO จึงสามารถควบคุมเพาเวอร์แฟกเตอร์ทั้งนำหน้าและล่าหลังของระบบได้ โดยไม่ขึ้นกับโวลต์ด้านเอาต์พุทเลย

2.4 การเปรียบเทียบ คอนเวอเตอร์แบบควบคุมเฟส กับแบบ PWM

1. คอนเวอเตอร์แบบควบคุมเฟสจะประสบปัญหาเกี่ยวกับกระแสฮาร์โมนิกในระดับต่ำ ๆ เช่น 5, 7, 11 ที่เกิดขึ้นโดยไม่สามารถควบคุมได้ ในขณะที่คอนเวอเตอร์แบบ PWM สามารถแก้ไขได้
2. เกี่ยวกับค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ของคอนเวอเตอร์แบบควบคุมเฟส จะมีค่าต่ำและต่ำลงเรื่อยๆถ้ามุมเฟสที่ทริกมีค่ามากขึ้น ส่วนคอนเวอเตอร์แบบ PWM จะสามารถกำหนดค่า เพาเวอร์แฟกเตอร์ได้ ไม่ขึ้นกับอุปกรณ์หรือโวลต์เลย แม้ว่าจะมีการปรับขนาดของโวลต์หรือแรงดันเอาต์พุท
3. แบบควบคุมเฟสจะควบคุมระดับ ดีซี เอาต์พุท โดยการเลื่อนมุมทริก ทำให้การควบคุมแรงดันสามารถทำได้ตั้งแต่ 0 ถึง $2 V_a$ ในขณะที่การควบคุมแบบ PWM จะควบคุมแรงดัน ดีซี เอาต์พุท ได้ โดยปรับความกว้างของพัลส์ ซึ่งแรงดันเอาต์พุทจะไม่มีโอกาสเป็น 0 หรือ V_a ได้ แต่ GTO คอนเวอเตอร์สามารถแก้ปัญหานี้ได้ โดยใช้การรีเจนเนอเรทีฟมาช่วยในช่วงที่กระแสหน้าแรงดันทำให้อะดับแรงดันเอาต์พุท ต่ำลงจนกระทั่งเป็น 0 ที่กระแสหน้าแรงดัน 90 องศา
4. จากลักษณะของการสวิตช์จำนวนมาก ใน 1 คาบเวลาของการควบคุมแบบ PWM เมื่อเทียบกับการควบคุมแบบควบคุมเฟส ทำให้มีปัญหาในการสร้างชุดสร้างสัญญาณควบคุมของการควบคุมแบบ PWM มากกว่าแบบควบคุมเฟส
5. เนื่องจากการลดลงของฮาร์โมนิกและการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียในการคอมมิวเตชัน อยู่ในระดับที่ใกล้เคียง แต่เนื่องจากข้อดีอื่น ๆ ของการควบคุมแบบ PWM ทำให้ได้รับความสนใจมากยิ่งขึ้น

บทที่ 3

การออกแบบและการสร้าง

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและสร้างชุดวงจรที่ใช้ในโครงการนี้ ซึ่งจะแบ่งออกเป็น 3 ส่วนด้วยกัน คือ

3.1 ชุดวงจรกำลังและวงจรช่วย

3.2 ชุดวงจรสร้างสัญญาณควบคุม

3.3 ชุดวงจรขับ

3.1 วงจรกำลังและวงจรช่วย

ในโครงการนี้ ใช้วงจรกำลังและวงจรช่วยดังรูปที่ 3.1 ซึ่งประกอบด้วย

1. วงจรกำลังหลัก (3-phase bridge rectifier) ซึ่งใช้ GTO 6 ตัว (G1-G6)

2. วงจรช่วย (Auxiliary circuit) อยู่ในบริเวณเส้นประระหว่างแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ

3 เฟส กับ ด้านโหลดกระแสตรง

- วงจรช่วย ประกอบด้วย :

2.1 3-phase bridge diode rectifier (D1-D6)

2.2 GTO 2 ตัว (G7-G8)

2.3 ไครโอด 2 ตัว (D7-D8)

2.4 ขดลวดเหนี่ยวนำ 2 ตัว (L_{r1} และ L_{r2})

2.5 อิเล็กโตรไลติก คาปาซิเตอร์

วงจรช่วยนี้ เป็นวงจรที่ได้รับการพัฒนาขึ้นมาใหม่ เป็นวงจรสำหรับป้องกันวงจรหลัก หน้าที่ของวงจรนี้ คือ

1. ป้องกันทรานเซียนที่เกิดขึ้นระหว่าง line to line voltage ไม่ให้มากเกินไปเกินระดับแรงดันดีซี ของคาปาซิเตอร์ที่วงจรช่วย (Auxiliary capacitor :Ecd)

2. ป้องกันการ breakdown ซึ่งเกิดจากพลังงาน reactive energy อันเนื่องมาจาก leakage reactance ของแหล่งจ่ายไฟ 3 เฟส ขณะที่เกิดการคอมมิวเตชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.1 หลักการทำงานและการคอมมิวเตท

ในเร็คติฟายเออร์ของโครงการนี้ สิ่งที่ต้องการ คือ ลักษณะของกระแสซึ่งอยู่รูปแบบพัลส์วิดธมอดูเลชัน (Pulse Width Modulation) ซึ่งแสดงดังรูป 3.2 (รูปที่ 4,5,6) ซึ่งรายละเอียดของการออกแบบแพทเทิร์น (Pattern) ของกระแสนี้จะได้อธิบายในส่วนต่อไป

เพื่อให้ได้กระแสเป็นดังรูปที่ 3.2 (รูปที่ 4,5,6) จะต้องสร้างสัญญาควบคุมเกทดังรูปที่ 3.2(2) โดยสัญญา G1 ถึง G6 จะควบคุมเกทของ GTO 1 ถึง GTO 6 ในวงจรกำลังและสัญญา G7, G8 จะควบคุมเกทของ GTO 7 และ GTO 8 ในวงจรช่วย

ซึ่งเมื่อพิจารณาจากสัญญาควบคุมแล้ว GTO แต่ละตัวจะทำการสวิทช์หลายครั้งใน 1 ไซเคิลของความถี่แหล่งจ่าย จนทำให้แรงดันที่เฟสแต่ละเฟสของแหล่งจ่าย มีลักษณะดังรูปที่ 3.2 (1)

จากรูป 3.2 (1) จะเห็นว่าในช่วงเวลา T ซึ่งเท่ากับ $1/12$ ของความถี่แหล่งจ่าย หรือเท่ากับ 30 องศาจะมีการคอมมิวเตท 1 ครั้งโดยในช่วงแรกจะมีการคอมมิวเตทจาก G₃ ถึง G₁ แล้วจะมีการฟรีวีล (Free Wheeling Operation) 1 ครั้ง เพื่อทำการตัดกระแสให้เป็นศูนย์ เนื่องจากกระแสจากแหล่งจ่ายจะไม่ไหล เพราะ G₂ กับ G₅ ทำงานจะต่อเฟส U เข้ากับโหนดเพียงเฟสเดียว ดังนั้นกระแสจึงไม่ไหล จึงทำให้รูปแบบ WaveForm ตามที่ต้องการ นอกจากจะตัดกระแสจ่ายให้เป็นศูนย์แล้วยังรับกระแสย้อนกลับจากอินดักแตนซ์ของโหลดอีกด้วย หลังจากช่วงเวลาของฟรีวีลแล้ว G₃ กับ G₅ จะทำงานต่อไปตามสัญญาควบคุมส่วน GTO ตัวอื่นทำงานตามสัญญาควบคุมของมันเช่นกัน เพียงแต่ต่างกันที่ช่วงเวลาเท่านั้น

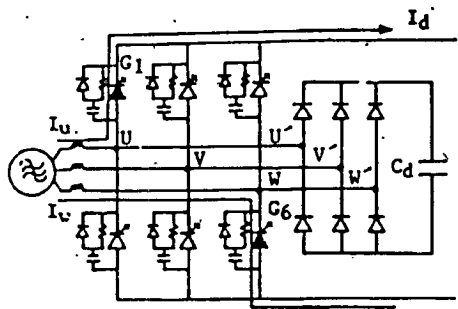
จากสัญญาควบคุมจะเห็นว่า G₁ กับ G₄; G₂ กับ G₅; G₃ กับ G₆ แต่ละคู่จะทำงานห่างกัน 180 องศาแต่จะทำงานพร้อมกันในช่วงฟรีวีล ตามความกว้างของสัญญาควบคุม

ในขณะที่เกิดการคอมมิวเตทนี้ ถ้าคาร์เรแอกแตนซ์ของแหล่งจ่ายไม่เท่ากับศูนย์แล้ว จะทำให้เกิดแรงดันเหนี่ยวนำสูงๆขึ้นชั่วขณะที่ไลน์ (line) ของแหล่งจ่าย ซึ่งถ้าแรงดันสูงกว่าแรงดัน E_{ca} แล้ว วงจรช่วยจะเท่ากับ แคลมป์ (clamp) แรงดันของไลน์ไว้ที่ E_{ca} ส่วนพลังงานบางส่วนจะเก็บไว้ที่เคปาซิเตอร์ Cd แล้วจะถูกถ่ายให้กับโหลดในช่วงเวลาที่สัญญา G7 กับ G8 Trig ให้กับ GTO 7 และ GTO 8 ให้ทำงาน ซึ่งรายละเอียดของช่วงการคอมมิวเตทจะอธิบายดังต่อไปนี้

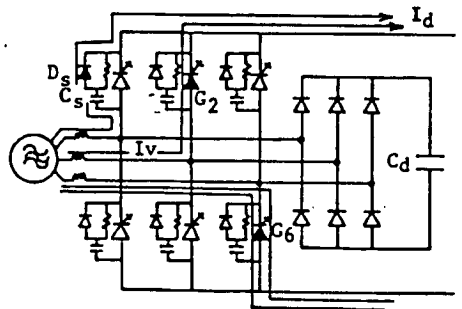
ในวงจรนี้ จะพิจารณาการคอมมิวเตทจาก G₁ ไปยัง G₂ ขณะที่ G₆ ยังทำงานในระหว่างการคอมมิวเตทนี้ แบ่งการพิจารณาออกเป็น โหมด ได้ 4 โหมด ดังรูปที่ 3.3 (a - f)

-รูปที่ 3(a). (ก่อนคอมมิวเตท) คือขณะนี้ G₁ และ G₆ นำกระแสอยู่ G₂ ยังไม่ทำงาน

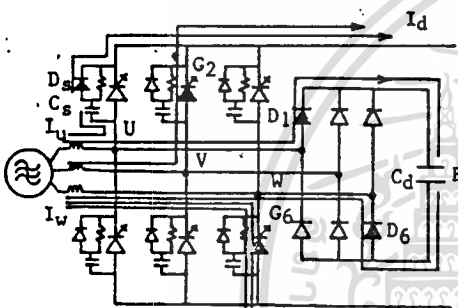
-รูปที่ 3(b). (โหมด 1) เป็นรูปที่เริ่มเกิดการคอมมิวเตท G₂ เริ่มนำกระแสและสับเบอร์ดคาเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3(a) กระแสก่อนมีการคอมมิวเทต

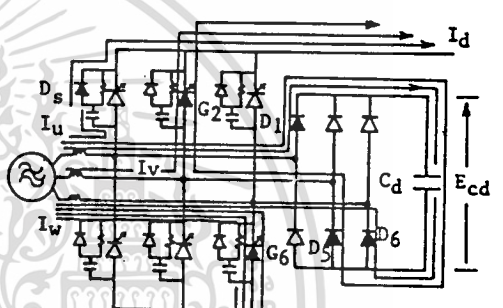


รูป 3(b) กระแสขณะที่มีการคอมมิวเทต



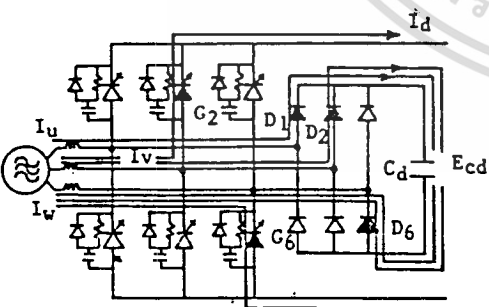
รูป 3(c) กระแสขณะที่ V_{uw} มีค่าเท่ากับ

E_{cd}



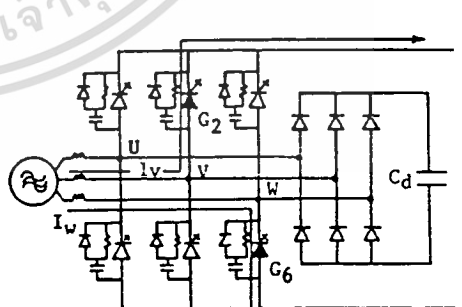
รูป 3(d) กระแสขณะที่ทั้ง V_{uw}

และ V_{uv} เท่ากับ E_{cd}



รูป 3(e) กระแสขณะที่ทั้ง V_{uw} และ V_{vw}

มีค่าเท่ากับ E_{cd}



รูป 3(f) กระแสขณะเสร็จสิ้นการ

คอมมิวเทต

รูป 3.3 วงจรคอมมิวเทต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แปซิเคอร์ของ G_1 ถูก charge โดยกระแสสลับเบอร์ (Is)

-รูปที่ 3(c). (โหมค 2) เป็นส่วนที่ reactive energy จากแหล่งจ่ายไฟ (leakage reactance) ถูกส่งออกมา และถูกเก็บไว้ในสลับเบอร์คาแปซิเคอร์ (Cs) พลังงานที่ถูกเก็บไว้นี้สามารถถ่ายเทออกไปได้ทางสลับเบอร์รีซิสเตอร์ (Rs) ในลำดับการนำกระแสใหม่ของ G_1

ขณะที่เกิดคอมมิวเตท โวลต์เตจกระชากก็จะเกิดตามมาในแต่ละ line to line ขณะที่โวลต์เตจกระชากระหว่าง line V_{uw} มีค่ามากกว่า Auxiliary capacitor voltage (E_{cd}) กระแสก็จะไหลผ่าน Auxiliary capacitor โดยผ่านทาง D_1 และ D_6

-รูปที่ 3(d). (โหมค 3) เป็นส่วนที่ reactive energy ยังคงถูกถ่ายเทออกมาและเก็บอยู่ใน Auxiliary capacitor (E_{cd}) ขณะที่ D_5 และ G_2 ทำงานอยู่นั้น โวลต์เตจที่ตกคร่อมสลับเบอร์คาแปซิเคอร์ยังคงมีค่าเท่ากับ V_{vu} และคาแปซิเคอร์ก็ยังคงถูก charge โดยกระแสสลับเบอร์ (Is) ขณะที่โวลต์เตจ V_{uv} มีค่ามากกว่า E_{cd} กระแสก็จะไหลผ่านจากเฟส U ไป W ผ่านทางวงจรช่วยตั้งรูป

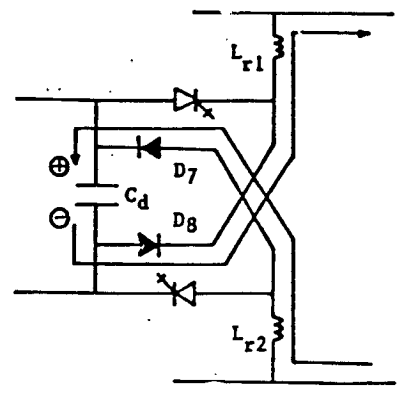
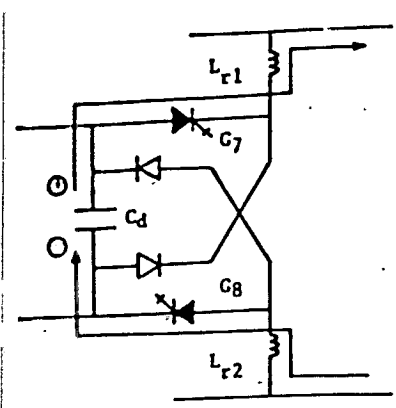
-รูปที่ 3(e). (โหมค 4) รูปนี้ สลับเบอร์ไดโอด (D_5) จะหยุดการนำกระแสและคาแปซิเคอร์สลับเบอร์โวลต์เตจจะมีค่าคงที่เท่ากับ E_{cd} ในรูป 3(d) ถ้าสังเกตให้ดีจะเห็นว่ากระแสเฟส W นั้นจะมีค่ามากกว่ากระแสไหล (I_d) ขณะที่สิ้นสุดขบวนการรูป 3(d) I_u มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ และ I_v มีค่ามากกว่า I_d เพื่อที่จะลดกระแสเฟส I_v และ I_w ให้มีค่าเท่ากับกระแสไหล (I_d) V_{vw} จึงเปลี่ยนจากค่าศูนย์ จนถึงค่า E_{cd} ทันทีทันใด จึงทำให้เกิดกระแสไหลในวงจรตั้งรูป

-รูปที่ 3(f). (หลังคอมมิวเตท) เป็นรูปที่แสดงว่าวงจรเกิดการคอมมิวเตทที่สมบูรณ์แล้ว ซึ่งกระแส I_v และ I_w มีค่าคงที่เท่ากับ I_d และ G_2, G_6 นำกระแส

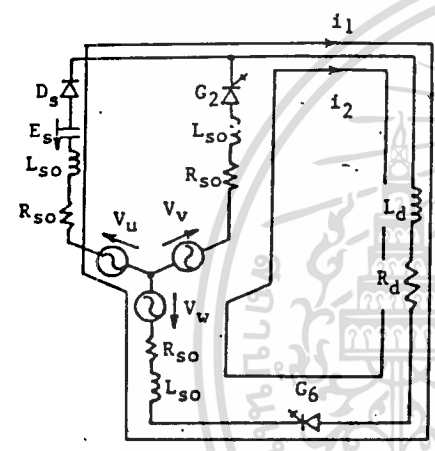
วงจรสมมูลย์สำหรับขบวนการคอมมิวเตทของวง 3(b) - 3(e) สามารถแสดงได้ในรูป 3(b)'-3(e)' ตามลำดับ

3.1.2 รายละเอียดของวงจรกำลังและวงจรช่วยในทางปฏิบัติ

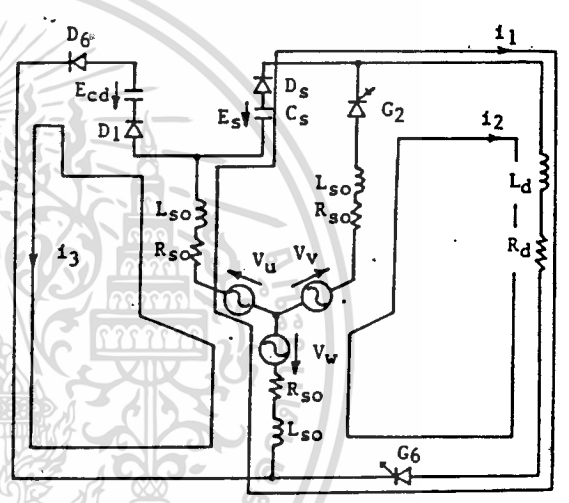
1) GTO จากรูปที่ 3.1 จะเห็นว่า ทั้งวงจรกำลังและวงจรช่วยรวมกันใช้ GTO ถึง 8 ตัว โดยใช้นวงจรถูกำลัง 6 ตัวและวงจรช่วยอีก 2 ตัว ในโครงการนี้ได้ใช้ GTO รุ่น G6C12, G8C12 ของบริษัท MEIDEN และ ของบริษัท toshiba ซึ่งรายละเอียดต่างๆอยู่ในภาคผนวก



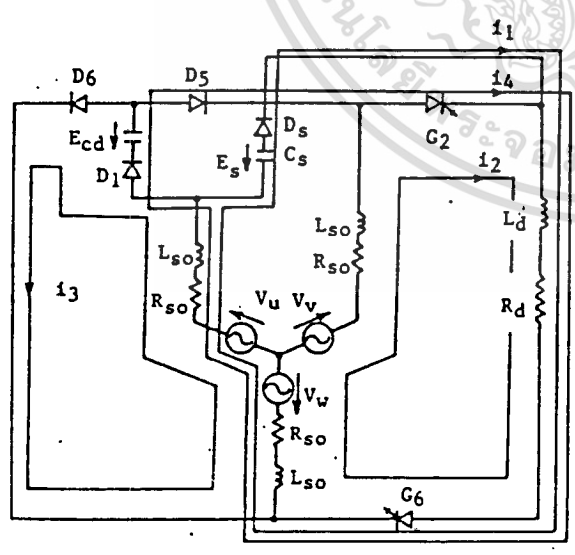
การฟรีวิลของวงจรช่วย



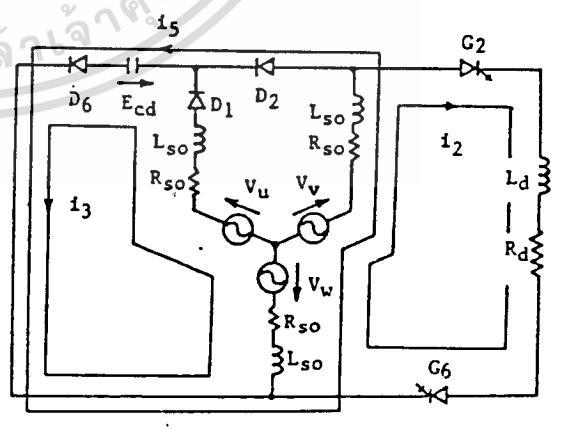
รูป 3(b)' วงจรสมมูลย์ของรูป 3(b)



รูป 3(c)' วงจรสมมูลย์ของรูป 3(c)



รูป 3(d)' วงจรสมมูลย์ของรูป 3(d)



รูป 3(e)' วงจรสมมูลย์ของรูป 3(e)

รูปที่ 3.4 วงจรสมมูลย์ของการคอมมิวเตท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อที่ 35 และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) ไคโอด แบ่งเป็น 2 กลุ่ม คือ

2.1 ไคโอดที่ใช้ในวงจรช่วยเป็นเพาเวอร์ไคโอด ขนาดพิทัก 1,000 V 15 A ทั้ง 8 ตัว โดยมีเพาเวอร์ไคโอดที่ต่อกันแบบสะพานนั้นอยู่ในกล่อง ขณะที่ไคโอดที่ใช้ฟรีวิล (D_7, D_8) นั้นต่อแยกอยู่ต่างหาก

2.2 ไคโอดที่ต่ออนุกรมกับ GTO อยู่ นั้น เป็นการป้องกัน GTO ทางหนึ่งและอีกทางหนึ่งนั้นเป็นเพราะว่า GTO ของบริษัทโตชิบา มีซีเนอร์ไคโอดต่ออยู่ด้วย ขนาดของไคโอดที่ใช้ 7 A, 1,000 V

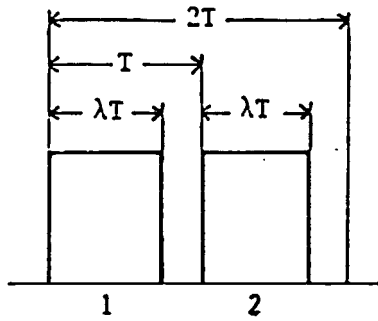
3) คาปาซิเตอร์ช่วย คาปาซิเตอร์ช่วย มีหน้าที่รับพลังงานรีแอกทีฟ ที่เกิดเนื่องจากการสวิตช์ของแหล่งจ่ายแล้วจ่ายให้กับโหลด อีกอย่างหนึ่งก็คือ ทำหน้าที่เคลือบแรงดันชั่วคราวไม่ให้สูงเกินไปจนทำให้ GTO เสียหายได้ คาปาซิเตอร์ตัวนี้จึงสามารถกำหนด over voltage ได้ ในวงจรที่ทดสอบอยู่นี้ ใช้ค่า 350 V, 200 μF 2 ตัวต่ออนุกรมกัน ได้ค่าที่แท้จริงคือ 700 V, 100 μF

4) ตัวเหนี่ยวนำ ตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ นั้นมี 2 ส่วนด้วยกันคือ

4.1 ตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในวงจรหลัก เป็นตัวเหนี่ยวนำที่ทำหน้าที่เรียงกระแสทางด้านดีซีให้เรียบและสม่ำเสมอ ฉะนั้น ค่าที่ใช้ควรจะมีขนาดใหญ่เมื่อต้องการเสถียรที่เรียบ ในโครงการนี้ใช้ $L = 160 \text{ mH}$

4.2 ตัวเหนี่ยวนำที่ทำหน้าที่เป็นตัวเชื่อมระหว่างวงจรกำลังและวงจรช่วย (L_{r1}, L_{r2}) มีหน้าที่กรองกระแสจากวงจรช่วยก่อนที่จะส่งไปยังโหลด ในโครงการนี้ใช้ค่า $L = 5 \text{ mH}, 10 \text{ mH}, 17.5 \text{ mH}$ และ 34 mH

5) วงจรสับเบอ (Snubber Circuit) วงจรสับเบอมีไว้สำหรับรับพลังงานจากการคอมมิวเตชันเช่นกัน วงจรสับเบอนี้ จะต้องต่อ GTO แต่ละตัว ดังแสดงในรูปที่ 3.1 วงจรสับเบอจะประกอบด้วย สับเบอไคโอด (Snubber Diode : D_s) สับเบอริซิสเตอร์ (Snubber Resistor : R_s) สับเบอคาปาซิเตอร์ (Snubber Capacitor : C_s) โดยที่ค่าต่าง ๆ นั้นหาได้จาก สเปค ของโรงงานผู้ผลิต $R_s = 5 \text{ Ohm}, 10 \text{ W}$ $D_s = 1000 \text{ V } 7\text{A}$, $C_s = 4.7 \text{ } \mu\text{F}$



รูปที่ 3.5 แสดงคู่กระแสที่ใช้ในการออกแบบ

3.2 ขุดวงจรสรางสญญาควบคุม

3.2.1 การออกแบบกระแสให้อยูในรูปแบบ PWM ในสายไฟกระแสสลับของคอนเวอร์เตอร์ กระแสที่ไหลถูกควบคุมโดยสัญญาณจากภาคควบคุม ซึ่งหลักการออกแบบกระแสมีหลักการดังต่อไปนี้

กระแสใน 1 ไซเคิลจะประกอบด้วย 12 พัลส์ ซึ่งความกว้างของพัลส์จะไม่เท่ากัน แต่จะทำการมอดคูลเลทแบบซายน์ (Sinusoidally Modulation)

จากรูปที่ 3.5 พิจารณาคู่กระแส ซึ่งประกอบด้วยพัลส์ 1 และ 2 ทั้ง 2 พัลส์ จะอยู่ห่างกัน $(1 - T)$ ในช่วงเวลา $2T$ เมื่อ T คือช่วงเวลา 1 ใน 12 ของความถี่ ความกว้างพัลส์ของเนื้อพัลส์แต่ละพัลส์เท่ากับ และสามารถปรับได้ตั้งแต่ 0 ถึง 1 เมื่อตัวประกอบมอดคูลเลชัน (Modulation Factor) เปลี่ยนจาก 0 ถึง 1 ในทางปฏิบัติความกว้างของกระแสพัลส์ควบคุมได้โดยการปรับตัวประกอบมอดคูลเลชัน

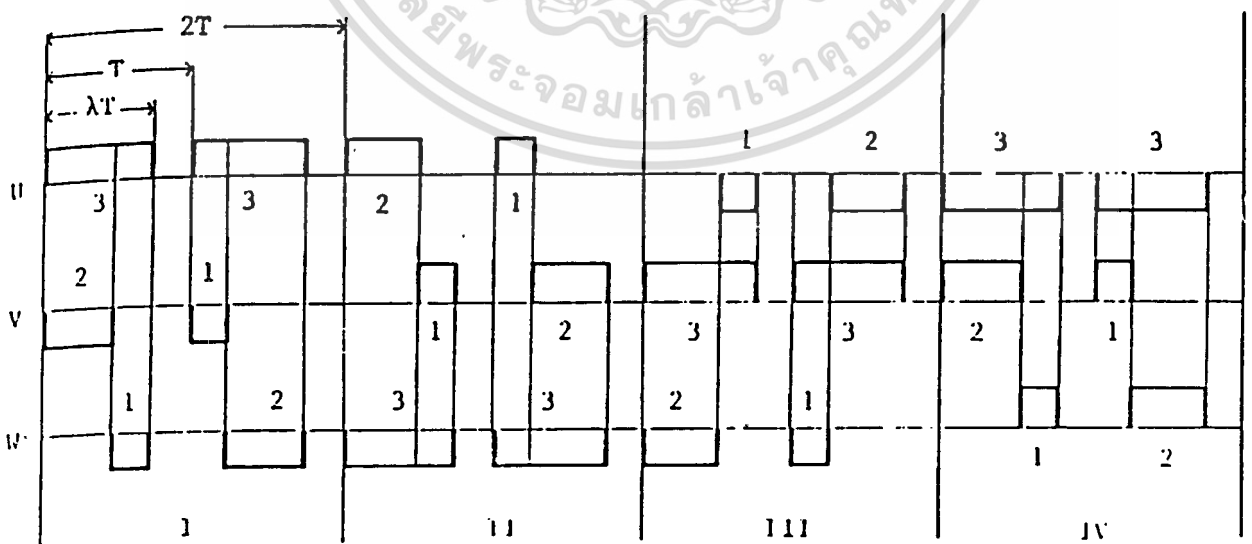
การออกแบบแพทเทอรันของกระแส 3 เฟส ใน AC Line สามารถทำได้โดยใช้คู่กระแสในรูปที่ 3.5 เป็นส่วนพื้นฐาน โดยเริ่มให้คู่กระแสในรูปที่ 3.5 วางอยู่ในช่วงเวลา $2T$ และในซีเควนส์ ซึ่งคู่พัลส์ 1, 2, 3 วางอยู่ในเฟส U, -W, V ตามลำดับ

ในขณะที่พัลส์ 1, 2 จะถูกแบ่งออกเป็นอัตราส่วน 2:1 และ 1:2 ตามลำดับการแบ่งอัตราส่วนของกระแสพัลส์ในสาย 3 เฟส ซึ่งใช้ 6 คู่พัลส์ดังตารางที่ 3.1

Current Pulse Pair	Phase	Current Pulse	Division Ratio
I	U	1	2:1
		2	1:2
II	-W	1	2:1
		2	1:2
III	V	1	2:1
		2	1:2
IV	-U	1	2:1
		2	1:2
V	W	1	2:1
		2	1:2
VI	-V	1	2:1
		2	1:2

ตารางที่ 3.1 การแบ่งอัตราส่วนของคู่กระแส

แต่ละส่วนของคู่กระแสซึ่งถูกแบ่งออกเป็นอัตราส่วนดังตารางที่ 3.1 นี้ จะปรากฏอยู่ในเฟสของ U, V, W ตามลำดับตามรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 ตำแหน่งของแต่ละส่วนของคู่กระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.6 แสดงเพียงคู่กระแสที่ 1, 2, 3, 4 เท่านั้น ส่วนคู่กระแสที่ 5 และ 6 ซึ่งแสดงในตารางที่ 3.1 นั้นไม่มีในรูป

โดยวิธีการในรูปที่ 3.6 จะเห็นว่ารูปคลื่นกระแสในครึ่งไซเคิลฉบับนั้น จะแสดงในเฟส -W ซึ่งอยู่ในช่วงเวลาของคู่กระแสที่ 1, 2, 3 และคลื่นกระแสในครึ่งไซเคิลฉบับนั้นจะแสดงในเฟส V ซึ่งอยู่ในช่วงของคู่กระแสที่ 2, 3, 4 ดังนั้นจะเห็นว่ามีการสลับพัลส์ 6 พัลส์ในครึ่งไซเคิลของความถี่แหล่งจ่าย และพัลส์เหล่านี้ถูกมอดคูลเลทแบบชานัน ในอัตราส่วนความกว้างพัลส์ 1:2:3:3:2:1 จาก 0 ถึง T

เพื่อที่จะให้ได้คลื่นกระแสในเฟส -W ดังรูปที่ 3.6 ส่วนที่ 2 ของพัลส์ที่ 1 และส่วนที่ 2 ของพัลส์ที่ 2 ในคู่กระแสที่ I จะต้องอยู่ในเฟส -W ในอัตราส่วน 1:2 ส่วนที่เหลือของพัลส์ 1 และพัลส์ 2 จะอยู่ในเฟส -V โดยวิธีการที่คล้ายกัน ส่วนที่ 1 ของพัลส์ 1 และส่วนที่ 1 ของพัลส์ 2 ของคู่กระแสที่ 3 จะอยู่ในเฟส -W ในอัตราส่วน 2:1 ส่วนที่เหลือของพัลส์ 1 และ 2 ของคู่กระแสที่ 3 จะอยู่ในเฟส -U ในอัตราส่วน 1:2

Current Pulse Pair	Phase	Current Pulse	Part	Division Ratio	Phase Position
I	U	1	1	2	-V
			2	1	-W
		2	1	1	-V
			2	2	-W
II	-W	1	1	2	U
			2	1	V
		2	1	1	U
			2	2	V
III	V	1	1	2	-V
			2	1	-U
		2	1	1	-V
			2	2	-U
IV	-U	1	1	2	V
			2	1	W
		2	1	1	V
			2	2	W
V	W	1	1	2	-U
			2	1	-V
		2	1	1	-U
			2	2	-V
VI	-V	1	1	2	W
			2	1	U
		2	1	1	W
			2	2	U

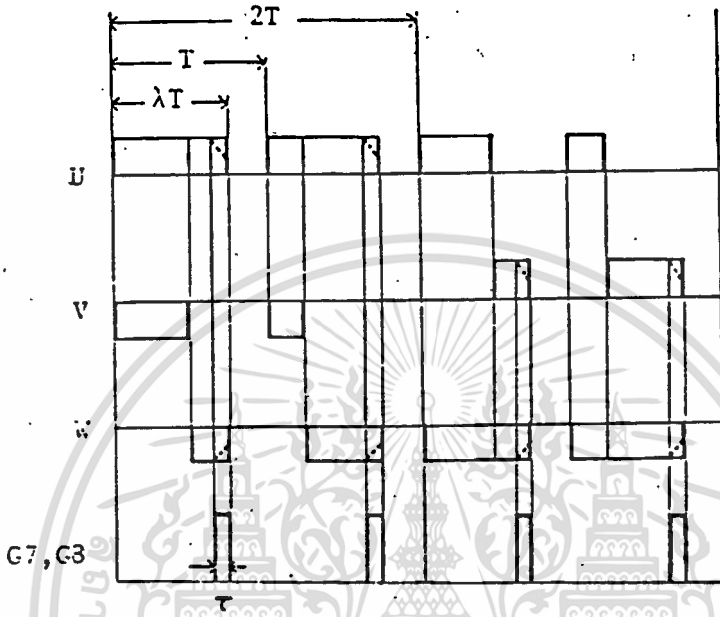
ตารางที่ 3.2 ตำแหน่งของพัลส์

ตารางที่ 3.2 แสดงตำแหน่งของส่วนที่ 1 และส่วนที่ 2 ของกระแสพัลส์ โดยในตารางนี้แสดงแพทเทิร์นของกระแส PWM ใน 6 ช่วงของคู่กระแสพัลส์

เมื่อวงจรกำลังทำงานพร้อมกับวงจรช่วย แพทเทิร์นของกระแสจะมีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยที่บางมุมของกระแสพัลส์ เนื่องมาจากการถ่ายประจุของคาปาซิเตอร์ : Ca ไปด้านโพลลิตี ในช่วงเวลาเนาเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสของ G_7 และ G_8 ของรูปที่ 3.1

การถ่ายประจุนี้จะกระทำเป็นคาบซ้ำๆกัน ที่ถ่ายของกระแสพัลส์ในแต่ละคู่ กระแสพัลส์ของสาย 3 เฟส การเพี้ยนของกระแสแสดงโดยเส้นประในรูป 3.7 นี้เกิดเนื่องจาก สมูทติงรีแอกเตอร์ (Smoothing Reactor) ที่ต่ออยู่กับโหลด



รูปที่ 3.7 การเพี้ยนของกระแสในช่วงเวลา

การเพิ่มของกระแสจากคาบไซเคิลในช่วงเวลา ทำให้กระแสในลายน์ 2 ลายน์ ของ ด้านอินพุตลดลงในอัตราเดียวกันกับการเพิ่ม เพื่อที่จะทำให้กระแสด้านโหลด คงที่อยู่ตลอดเวลา ตัวอย่าง เช่น ในเฟส V และ -W ที่ถ่ายของพัลส์ 1 ในคู่กระแสที่ I

จากความต้องการที่จะให้กระแสอยู่ในโหมด PWM ตามที่อธิบายมาแล้ว ปัญหาใหญ่ก็คือ การคอมมิวเตตซึ่งจะต้องถ่ายเทให้กับด้านดีซี ในช่วงเวลา T นั้น การควบคุมและออกแบบช่วงการนำกระแส ของ GTO ทั้งหมด แสดงตามตารางที่ 3.3 ซึ่งแสดงช่วงการนำกระแสในหนึ่งไซเคิลของความถี่แหล่งจ่าย

Cur-Pulse Pair	Phase	Pulse	Division Ratio	Main GTO		Auxiliary GTO
				Upper Part	Lower Part	
I	U	1	2	1	2'	7,8
			1		3'	
		Gap: (1-λT)			1'	7,8
		2	1		2'	
			2		3'	
Gap: (1-λT)		1'				
II	-W	1	2	1	3'	7,8
			1	2		
		Gap: (1-λT)		3	7,8	
		2	1	1		
			2	2		
Gap: (1-λT)		3				
III	V	1	2	2	3'	7,8
			1		1'	
		Gap: (1-λT)			2'	7,8
		-	1		3'	
			2		1'	
Gap: (1-λT)		2'				
IV	-U	1	2	2	1'	7,8
			1	3		
		Gap: (1-λT)		1	7,8	
		2	1	2		
			2	3		
Gap: (1-λT)		1				
V	W	1	2	3	1'	7,8
			1		2'	
		Gap: (1-λI)			3'	7,8
		2	1		1'	
			2		2'	
Gap: (1-λI)		3'				
VI	-V	1		3	2'	7,8
				1		
		Gap: (1-λI)		2	7,8	
		2		3		
				1		
Gap: (1-λI)		2				

ตารางที่ 3.3 การควบคุมช่วงเวลากระแสทั้งหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

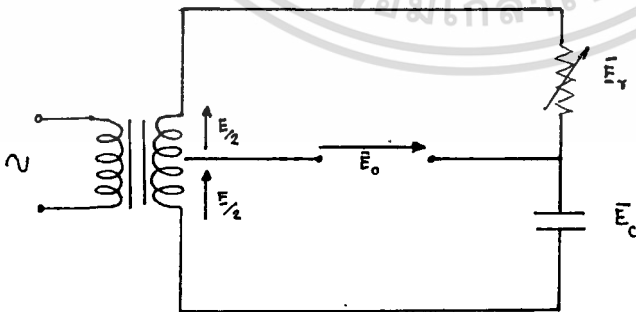
3.2.2 รายละเอียดของวงจรควบคุม

รายละเอียดในด้านการออกแบบของวงจรควบคุมจะแบ่งออกเป็นช่วงๆ ได้ทั้งหมด 6 ช่วงคือ

1. วงจรเลื่อนมุมเฟสสัญญาณควบคุม (Phase Shifting)
2. วงจรเปรียบเทียบ (Comparator)
3. วงจรสร้างสัญญาณ ramp และวงจรขยาย (Amplifier)
4. วงจรหาร (Pulse Divider)
5. วงจร Pulse Width Modulation (PWM)
6. วงจรลอจิก (Logic)

1. วงจรเลื่อนมุมเฟสสัญญาณควบคุม

เนื่องจากสัญญาณควบคุมนี้อ้างอิงจากสัญญาณชานน์จากการไฟฟ้าซึ่งมีอยู่แล้ว 3 เฟสคือ R,S,T แต่สัญญาณที่ต้องการควบคุมขาทั้ง 6 ของ GTO นั้น ต้องการสัญญาณถึง 6 ชุดเราจึงต้องมีการเลื่อนมุมเฟสออกไปอีก 30 องศาจากสัญญาณชุดแรก แล้วให้เรียกชื่อมันว่า R',S',T' ซึ่งจะทำให้ได้สัญญาณที่ต้องการ คือ 6 ชุด แล้วเมื่อต้องการที่จะเลื่อนมุมเฟสที่ไปทริกขาเกทของ GTO จะสามารถทำได้โดยการเลื่อนไปของสัญญาณ R,S,T ดังจะอธิบายในข้างล่างนี้



รูปที่ 3.8 วงจรเลื่อนเฟสสัญญาณชานน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก. ชุดเลื่อนเฟสปรับค่าได้

ส่วนประกอบของวงจร

- หม้อแปลง 1 ตัว
- ตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ 1 ตัว
- คาปาซิเตอร์แบบ เอซี 1 ตัว

หลักการทำงาน

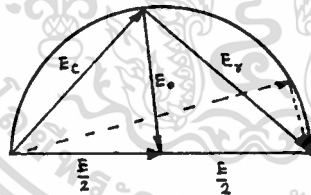
จากรูปวงจรจะเห็นว่า วงจรเลื่อนมุมสัญญาณขาอินเป็นวงจร RC ธรรมดา กระแสที่ไหลผ่านความต้านทานและคาปาซิเตอร์ เป็นกระแสตัวเดียวกัน จึงทำให้แรงดันตกคร่อมความต้านทานและคาปาซิเตอร์มีทิศทางตั้งฉากกันเสมอ และได้สมการดังนี้

$$\bar{E}_o = \bar{E}/2 - \bar{E}_r \quad (1)$$

$$\bar{E}_o = \bar{E}_c - \bar{E}/2 \quad (2)$$

จากสมการที่ (1) และ (2) เมื่อนำมาเขียนรูปเวกเตอร์ จะได้ดังรูป โดยที่มีขนาด แรงดันคร่อมคาปาซิเตอร์และแรงดันคร่อมตัวต้านทานร่วมกัน เท่ากับแรงดันจากหม้อแปลงเสมอ

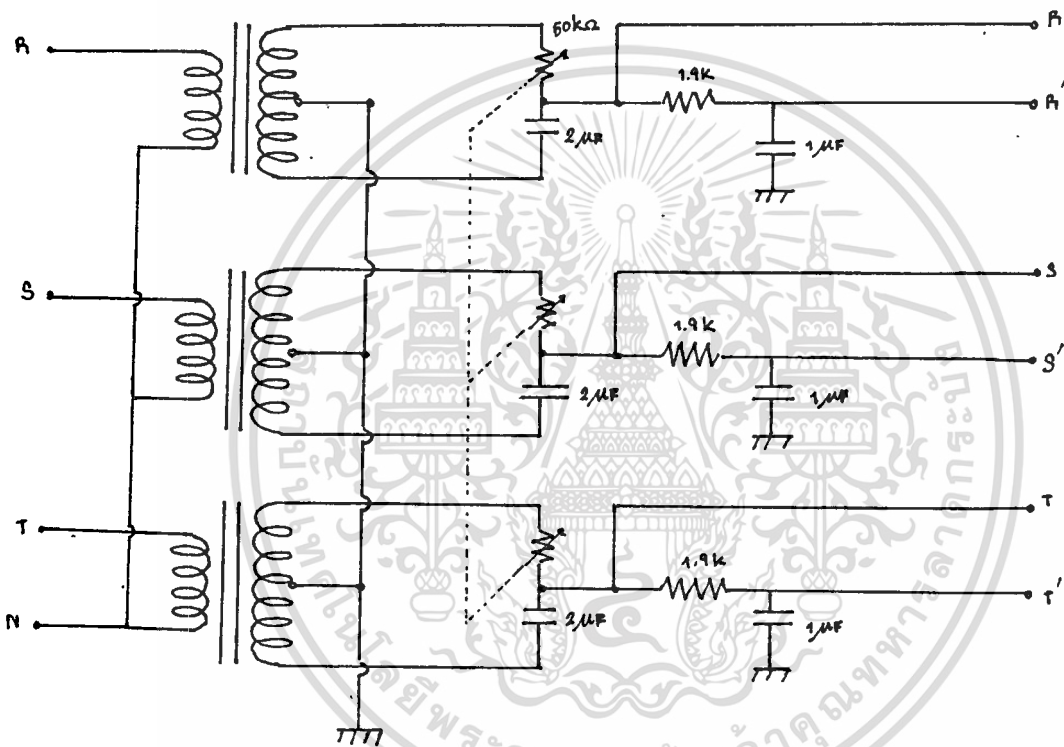
$$\bar{E}_r + \bar{E}_c = \bar{E} \quad (3)$$



ดังนั้น แรงดันที่ตกคร่อมตัวความต้านทานหรือแรงดันตกคร่อมตัวคาปาซิเตอร์จึงเป็นเส้นโค้งครึ่งวงกลม และถ้าปรับค่าแรงดันตกคร่อมตัวต้านทานให้เปลี่ยนไป (โดยการปรับค่าความต้านทาน) ก็จะทำให้เอาท์มีมุมเปลี่ยนไป

แรงดันเอาต์พุต : \bar{E}_o เป็นแรงดันจากจุดแท๊ปของหม้อแปลงถึงจุดต่อของแรงดันคร่อมตัวต้านทานและคาปาซิเตอร์ เมื่อปรับให้ตัวต้านทานเป็น 0 จะได้แรงดันตกคร่อมตัวต้านทานเป็น 0 ด้วย และ $\bar{E}_c = \bar{E}$ และแรงดันเอาต์พุตเป็น $E/2 \angle 180^\circ$ และเมื่อปรับความต้านทานเป็นอนันต์ จะทำให้ \bar{E}_c เข้าใกล้ 0 แรงดันเอาต์พุตที่ได้ จะเป็น $E/2 \angle 0^\circ$ จะเห็นว่าเมื่อปรับค่าความต้านทานเปลี่ยนแปลงไปเรื่อยๆ จะได้แรงดันเอาต์พุตเป็น $E/2 \angle \theta$ โดย $0^\circ < \theta < 180^\circ$

เมื่อนำหลักการนี้มาใช้กับระบบ 3 เฟส จะได้วงจรดังนี้



รูปที่ 3.9 วงจรสมบูรณ์ของวงจรเลื่อนเฟสสัญญาณสามขั้น

บ. ชุดเลื่อนเฟสคงที่

เมื่อได้สัญญาณมา 3 สัญญาณหลักแล้ว ก็นำมาเลื่อนสัญญาณไปอีกสัญญาณละ 30 องศา โดยใช้วงจร RC เช่นกัน ได้สัญญาณออกมาทั้งหมด 6 สัญญาณ คือ R, S, T, R', S', T'

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความต้านทานและคาปาซิเตอร์ที่ใช้สามารถคำนวณได้จาก

$$\theta = \tan^{-1} R/X_c$$

ในวงจรต้องการ $\theta = 30$ องศา

$$\tan^{-1} R/X_c = 30$$

$$R/X_c = 0.577$$

เลือกค่า $c = 1 \text{ uF}$ ได้ $X_c = 3183 \text{ Ohm}$

$$R = 1837 \text{ Ohm}$$

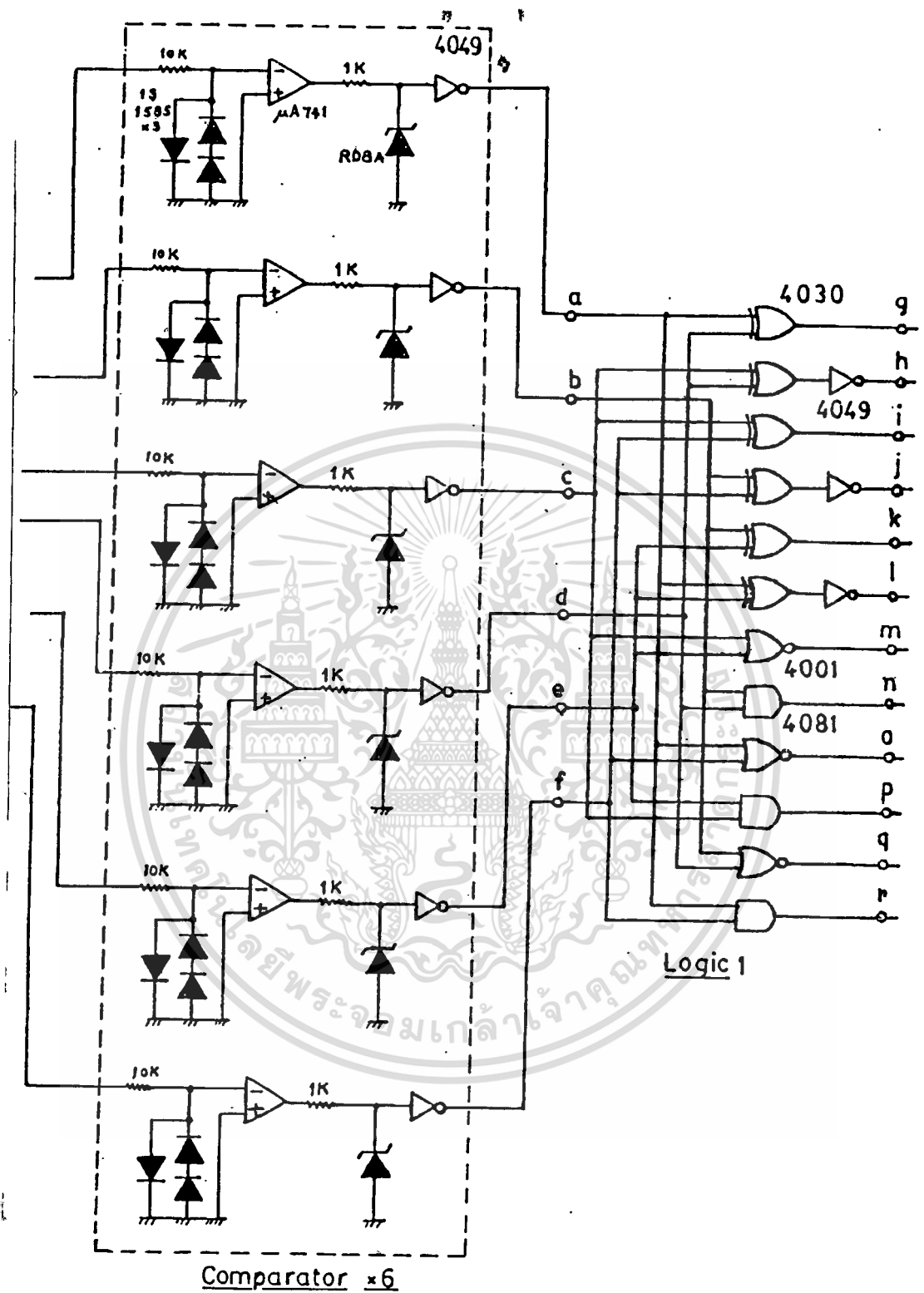
รายการอุปกรณ์ทั้งหมดที่ใช้ในโครงงานนี้

- | | |
|---|-------|
| 1. หม้อแปลง 220/9 V | 3 ตัว |
| 2. ตัวต้านทานปรับค่าได้ 3 ตัวซ้อนในแกนเดียวกัน 50 k | 1 ตัว |
| 3. คาปาซิเตอร์ 2.5 uF แบบ AC | 3 ตัว |
| 4. คาปาซิเตอร์ 1 uF แบบ AC | 3 ตัว |
| 5. ตัวความต้านทาน 1.9 k 0.5 W | 3 ตัว |

2. วงจรเปรียบเทียบ

จากรูป 3.10 จะมีคอมพาราเตอร์ทั้งหมด 6 ชุด โดย R,S,T,R',S',T' เป็นสัญญาณอินพุต a,b,c,d,e,f เป็นเอาต์พุต คอมพาราเตอร์เป็นแบบ Zero Crossing โดยขา non-inverting (ขา 3, +) ของ OpAmp uA 741 จะต่อกับกราวด์เมื่อสัญญาณเข้ามาที่ขา inverting (ขา 2, -) มีค่ามากกว่า กราวด์เอาต์พุตขา 6 ของ OpAmp จะ sat ทางด้านลบแต่ถ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 แสดงวงจรเปรียบเทียบ และลอจิก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

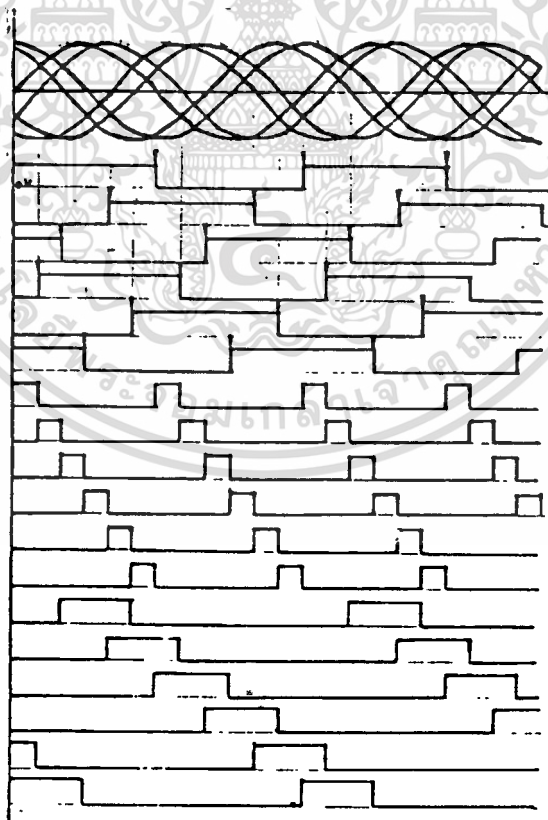
สัญญาณที่เข้าเป็นลบ จะไม่มีสัญญาณเอาต์พุตออกที่ขา 6 ความต้านทานขนาด 10 k ทำหน้าที่จำกัดกระแสเข้า Op Amp เพื่อไม่ให้เกิดการเสียหาย ส่วนไดโอดที่ต่อระหว่างขา inverting กับกราวด์เป็นกาป้องกันไม่ให้แรงดันด้านอินพุตของ Op Amp สูงเกินไปทั้งเชิงบวกและลบ กรณีไฟสลับเข้ามาความต้านทาน 1 k ทำหน้าที่จำกัดกระแสผ่านซีเนอร์ไดโอด และรักษาแรงดันให้เท่ากับ 8 เสมอ inverter 4049 เป็นตัวกลับสัญญาณจากลบเป็นบวก

ส่วนลอจิก มี a,b,c,d,e,f เป็นอินพุต มี Exclusive OR gate (4030), NOR gate (4001), AND gate (4081) และ inverter (4049) ได้สัญญาณเอาต์พุตเป็น g,h,i,j,k,m,n,o,p,q,r

3. วงจรสร้าง RAMP และวงจรขยาย

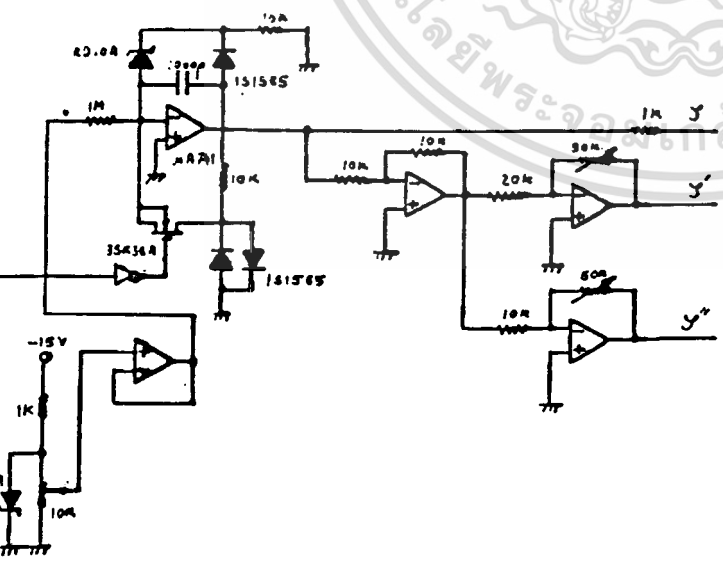
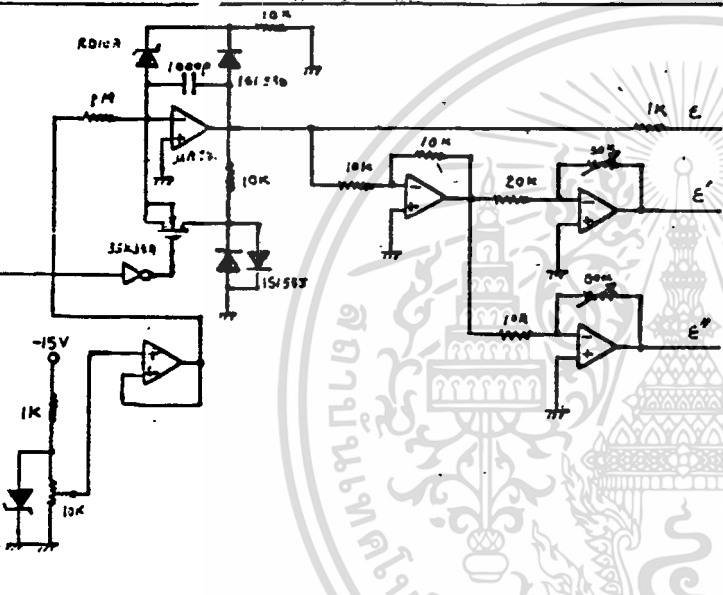
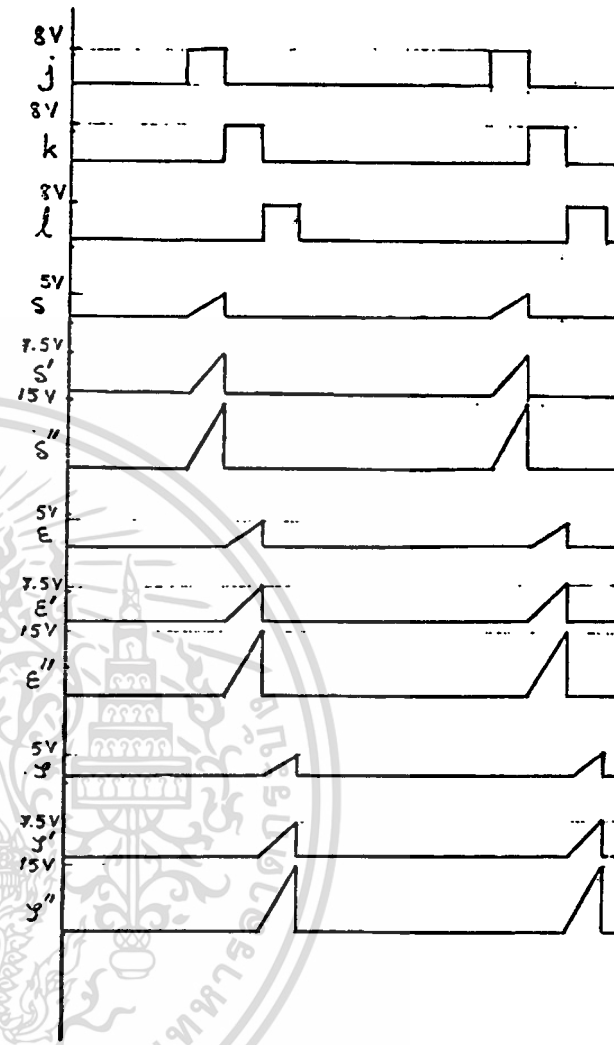
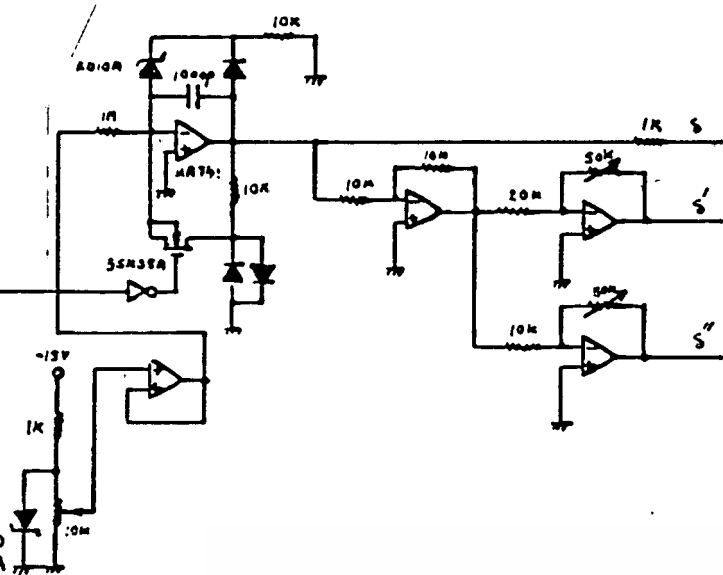
การทำงานของวงจรทั้งสองคล้ายๆกัน เช่น อินพุตเป็น g จะได้เอาต์พุต x,x',x'' ดังรูป

3.12



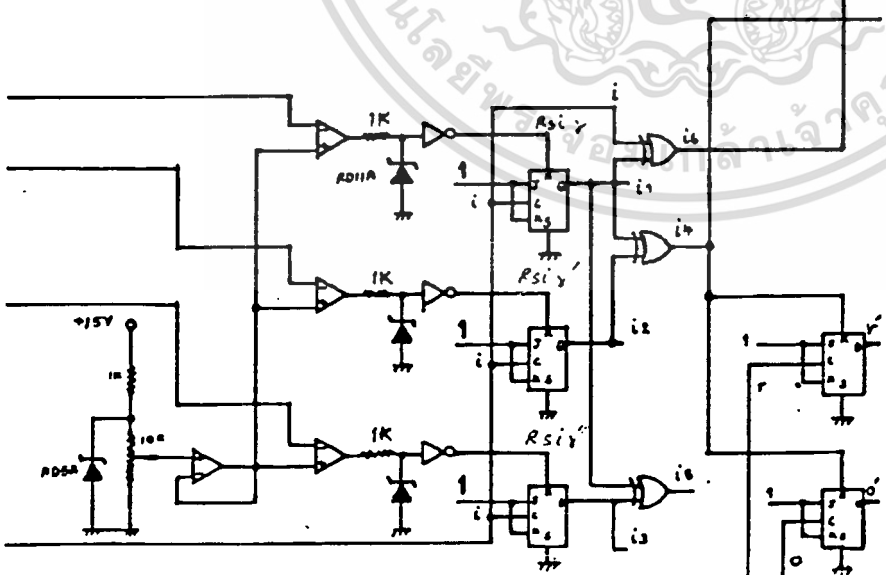
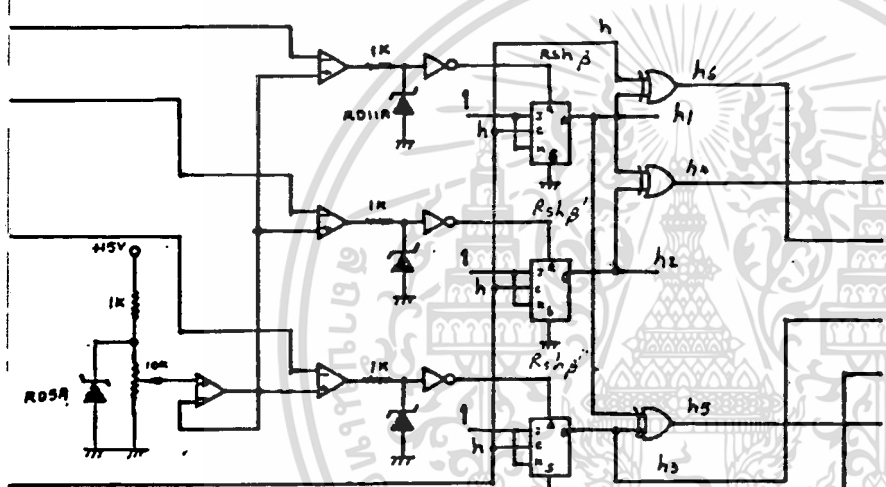
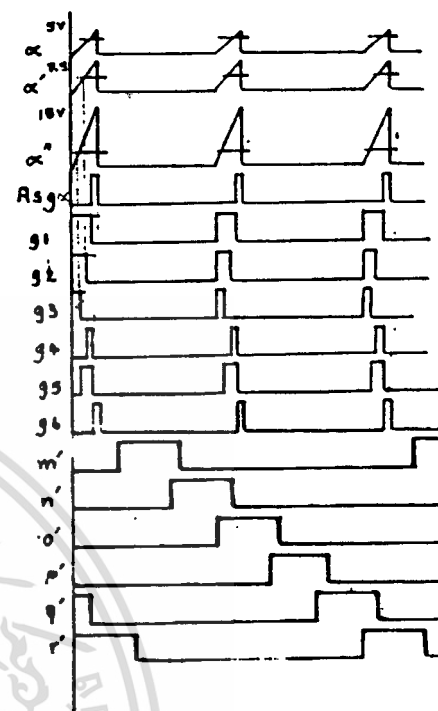
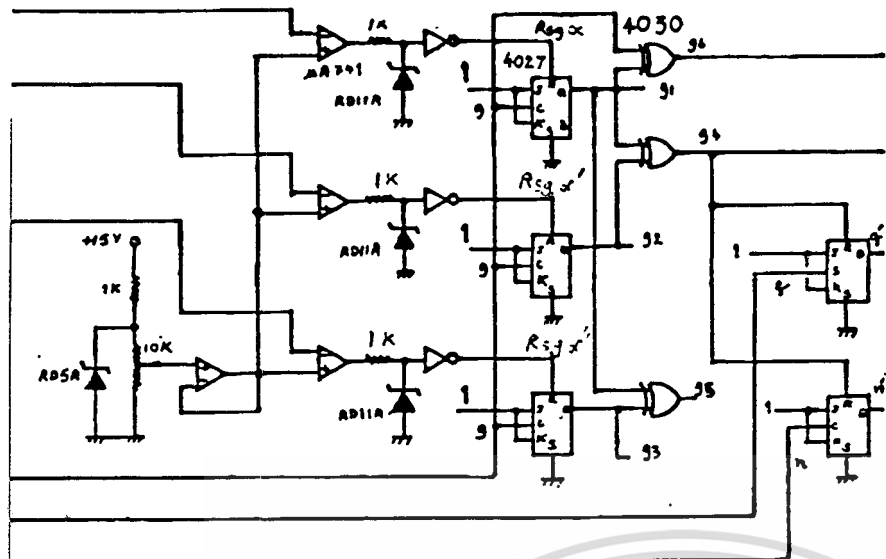
รูปที่ 3.11 ลักษณะคลื่นเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบและวงจรลอจิก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



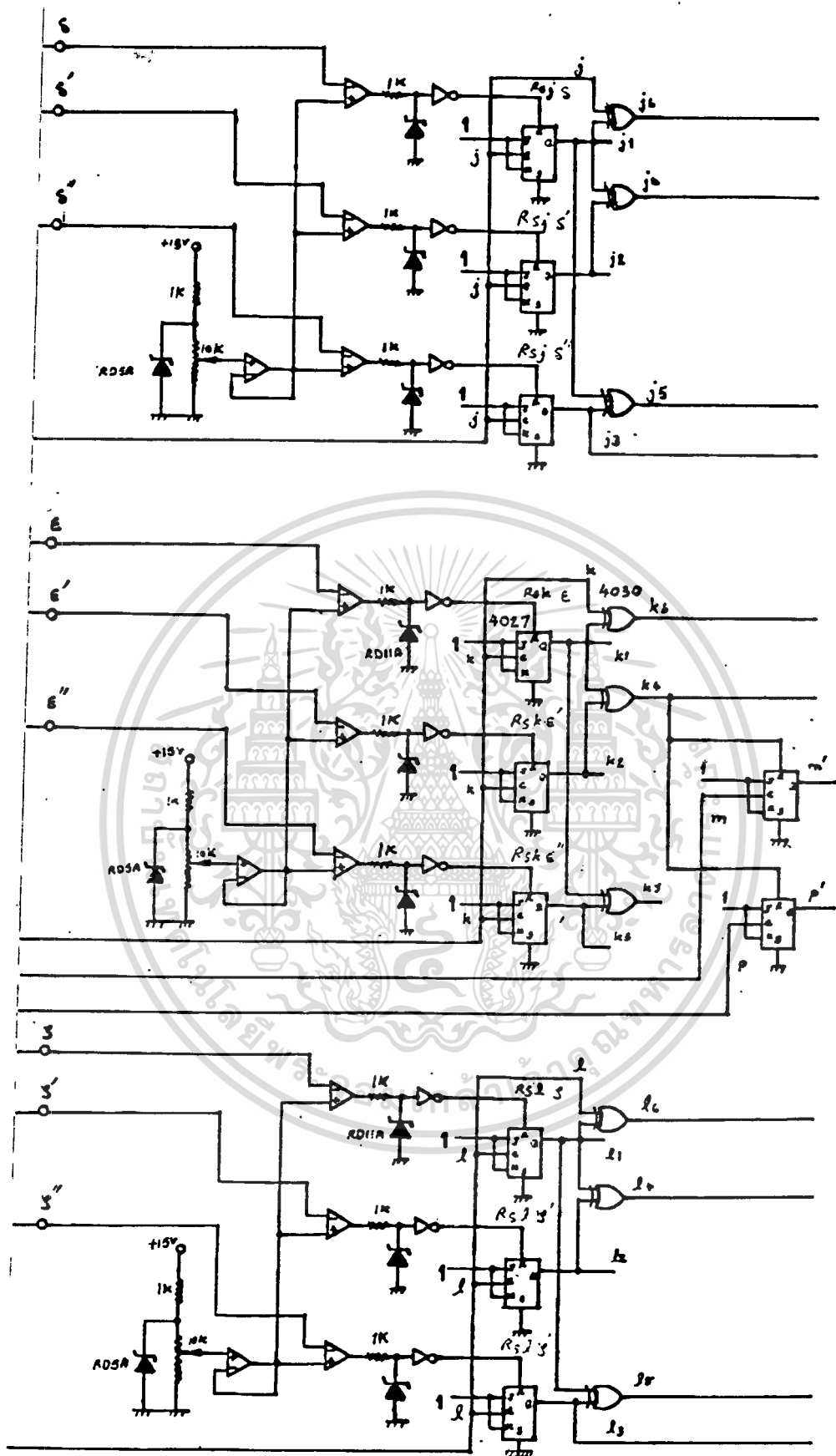
รูปที่ 3.13 วงจรและรูปคลื่นของวงจร ramp และวงจรขยายที่ 4,5,6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 วงจรทาร์ที่ 1,2,3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



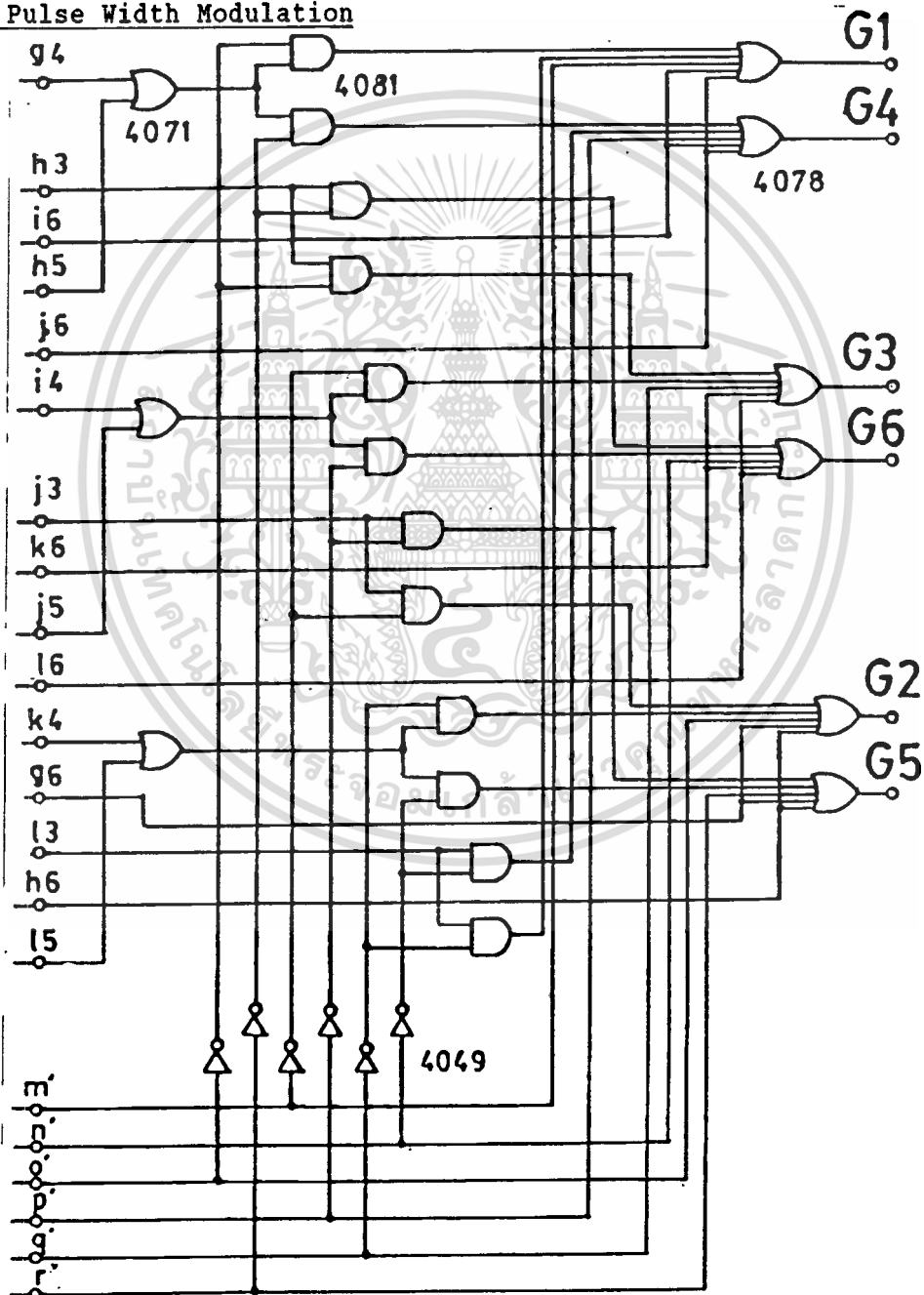
รูปที่ 3.15 วงจรทาทที่ 4,5,6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. วงจรทาร

วงจรมีหน้าที่แบ่งพัลส์ เช่น วงจรทารที่ 1 จะทำหน้าที่แบ่งพัลส์ g, q, n โดยแบ่งในอัตราส่วนที่ต่างกัน แล้วได้สัญญาณเอาต์พุตเป็น $g_1, g_2, g_3, g_4, g_5, g_6$ และ q', n' โดยมีสัญญาณอีก 4 สัญญาณเป็นตัวรีเซ็ตให้กับ JK Flip-Flop รูปของสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 3.14 และ 3.15

5. วงจร Pulse Width Modulation



รูปที่ 3.16 วงจร Pulse Width Modulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

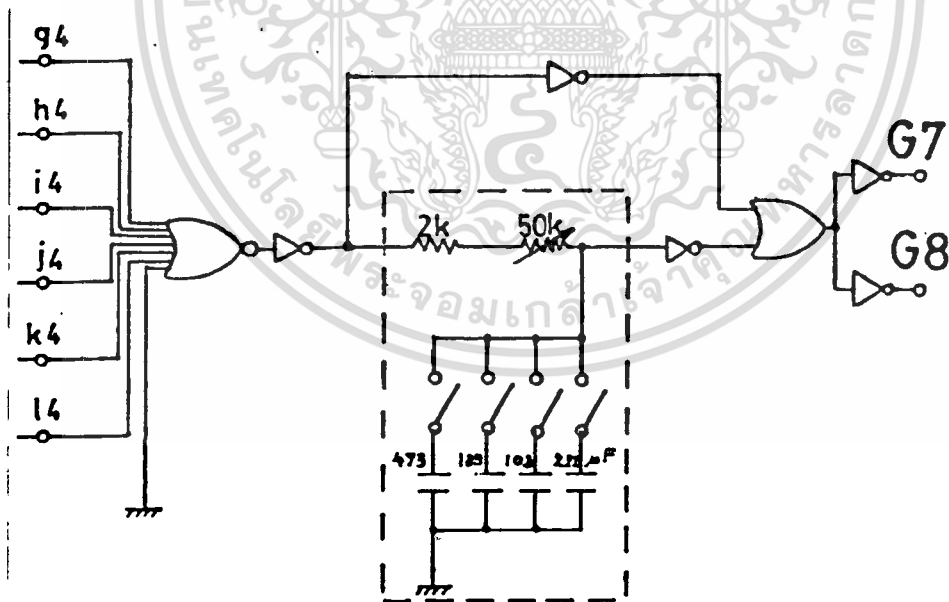
เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ในการรวมสัญญาณที่มีความกว้างของพัลส์ในอัตราส่วนต่างๆ เข้า

ด้วยกัน ดังแสดงรูปสัญญาณ $G_1 - G_6$ ในรูป 3.16

เมื่อนำสัญญาณจากวงจรหารทั้ง 6 ชุด มาผ่านวงจรถอดจิก ซึ่งมี OR gate (4071), NOT gate (4049), AND gate (4081), XOR gate (4078) แล้วจะได้สัญญาณเอาต์พุตเป็น G_1 ถึง G_6 ซึ่งจะนำสัญญาณที่ได้นี้ไปเข้าวงจรนับเพื่อจะได้มีกำลังที่เพียงพอที่จะทำให้อุปกรณ์ทำงานได้

6. วงจรถอดจิก

สัญญาณอินพุตของวงจรมีคือ g_4, h_4, i_4, k_4, l_4 และเอาต์พุตคือ G_7, G_8 ส่วนค่าความต้านทานที่ต่ออยู่ในเส้นประคือค่า time constant ที่ใช้ในวงจรถอดจิกเพื่อกำหนดเวลาดีสชาร์จ มีค่าดังนี้ 25 usec, 50 usec, 100 usec, 150 usec ดังแสดงในรูป 3.17



รูปที่ 3.17 วงจรถอดจิก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 วงจรขับ

วงจรขับมีทั้งหมด 8 ชุด เพื่อทำหน้าที่ขับ GTO ทั้ง 8 ตัวให้ทำงานตามรูปสัญญาณ PWM ที่ บ่อน้ำให้ ซึ่งจะส่งผลให้กระแสในลายน์เป็นรูป PWM ด้วย หลักการทำงานของภาคขับทั้ง 8 ชุดจะทำงาน เหมือนกันหมด จึงอธิบายการทำงานเพียงชุดเดียว

การสร้างและออกแบบวงจร Power Supply

เมื่อมีความจำเป็นที่จะต้องเพิ่มกำลังให้กับชุดสร้างสัญญาณควบคุมแล้ว ก็จะต้องมีการสร้าง Power Supply ทั้ง 8 ชุดให้กับวงจรขับ เพื่อที่จะเพิ่มกำลัง ให้วงจรสร้างสัญญาณควบคุม พร้อมกับแยก (Isolate) ออกจากวงจรกำลังด้วย และเนื่องจากขาเกทและคาโทดของ GTO ในวงจรกำลังนั้นแยก ออกจากกัน ถ้าใช้เพียงชุดเดียวจะทำให้ขาเกทและคาโทด ร่วมกันได้

ในการสร้างแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงเราเริ่มที่ชุดหม้อแปลงที่ใช้ก่อน

เลือกแกนเหล็กขนาด 2 ตารางนิ้ว = $25.8 * 10^{-4}$ ตร.ม.

เมื่อความถี่ $f = 50$ Hz, $B = 1$ Tesla, $A = 2.58 * 10^{-3}$, $v_1 = 220$

$$v = 4.44 N f B A$$

$$N_1 = 384 \text{ รอบ}$$

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1}{N_2}$$

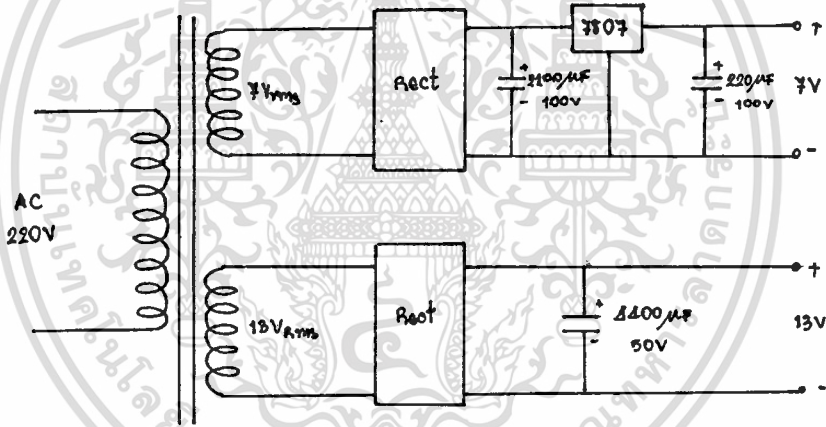
จะได้ $N_2 = 21$ รอบ เมื่อ $v_2 = 12$ V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$N_3 = 13 \text{ รอบ เมื่อ } v_3 = 7 \text{ V}$$

เมื่อได้จำนวนรอบที่แน่นอนแล้ว จึงเริ่มพันหม้อแปลง โดยเริ่มพันด้านปฐมภูมิก่อนจำนวน 384 รอบ จากนั้นพันด้านทุติยภูมิ จำนวน 21 และ 13 รอบตามลำดับ โดยพันชุดละ 8 ครั้ง เป็นที่สังเกตว่าจะไม่ให้ความสำคัญในการเลือกขดลวดมากนัก เนื่องจากกระแสที่ใช้ในการทริก GTO นี้ ใช้เพียง 300 mA เท่านั้น ขนาดของขดลวดจึงไม่สำคัญ

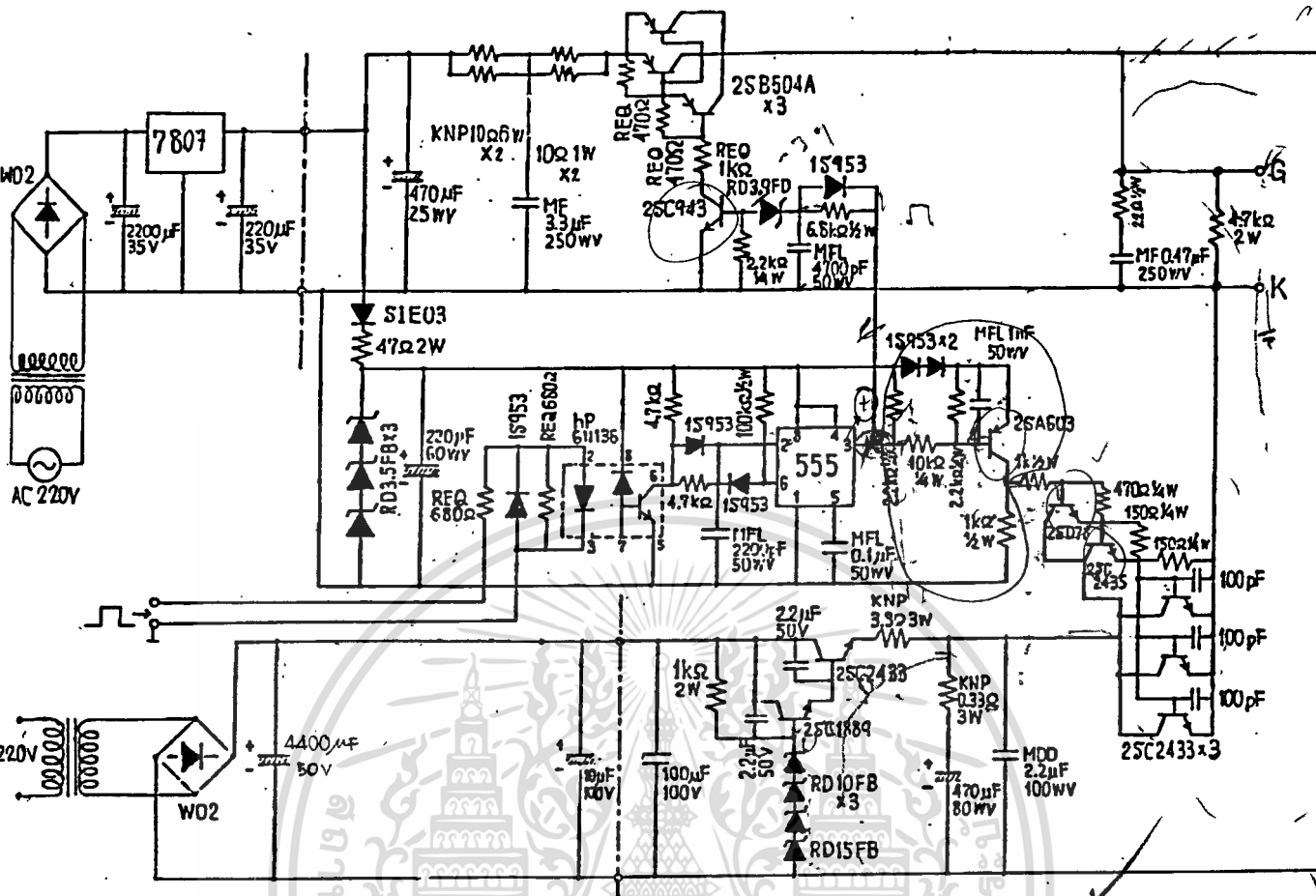
ส่วนวงจรเรียงแรงดันนี้ (Voltage Regulator) ในชุด 12 V จะใช้วงจรไดโอดแบบ Bridge และ คาปาซิเตอร์ขนาดใหญ่อีกตัวหนึ่งเท่านั้น แต่ในชุด 7 V จะใช้ ไอซีเรกกูเลท เบอร์ 7807 ต่อเข้าไปอีกเพื่อความเรียบของแรงดัน ดังแสดงในรูป 3.18



รูปที่ 3.18 วงจรจ่ายกำลัง

การทำงานของวงจรภาคขับ

วงจรภาคขับจะมีแรงดันขนาด +7 V เพื่อที่จะทำให้ GTO นำกระแสได้ และแรงดันขนาด -12 V เพื่อที่จะให้ GTO หยุดการนำกระแส เมื่อมีสัญญาณเข้ามาที่ ออฟโตไอโซเลท (Opto-Isolator : hP GN 136) แล้วสัญญาณจะสามารถผ่านออกไปได้โดยไม่มีส่วนเกี่ยวข้องกับด้านอินพุท นั่นคือเป็นการป้องกันไม่ให้ด้านวงจรกำลังไปรบกวนการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณควบคุม เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.19 วงจรขับ

หลังจากนั้นสัญญาณจะผ่านไปยัง ไอซี 555 ซึ่งทำหน้าที่เป็น Mono Stable Multivibrator โดยสัญญาณจะเข้าที่ขา 2 ของ ไอซี 555 แล้วที่ขา 3 ของ ไอซีจะให้สัญญาณที่เป็นพัลส์บวก ผ่านไปยังทรานซิสเตอร์ เบอร์ 2SC 943 ขณะเดียวกันก็ทำให้ 2SB 504A ทำงานพร้อมกันทั้ง 3 ตัวด้วย และให้เอาท์พุทขนาด +7 V ไปยัง GTO แต่เมื่อ สัญญาณพัลส์ที่ส่งมาเป็น 0 จะทำให้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SA 603 พร้อมกับ 2SD 78, 2SC 2435, 2SC 2433 ริงให้แรงดันขนาด -12 V จ่ายไปยังขาเกต เพื่อที่ปิดการนำกระแสของ GTO

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 การทดสอบ GTO

เมื่อมีการรับมอบอุปกรณ์แล้ว เราไม่สามารถมั่นใจได้ว่า อุปกรณ์จะใช้งานได้ดี จึงจำเป็นต้องมีการทดสอบอุปกรณ์ ทั้งทางด้านคุณสมบัติทั่วไปและด้านการทำงาน รวมไปถึงความเชื่อมั่นในการทำงานของอุปกรณ์ เมื่อทำงานอยู่ในระบบ

4.1.1 การวัดความต้านทานของอุปกรณ์

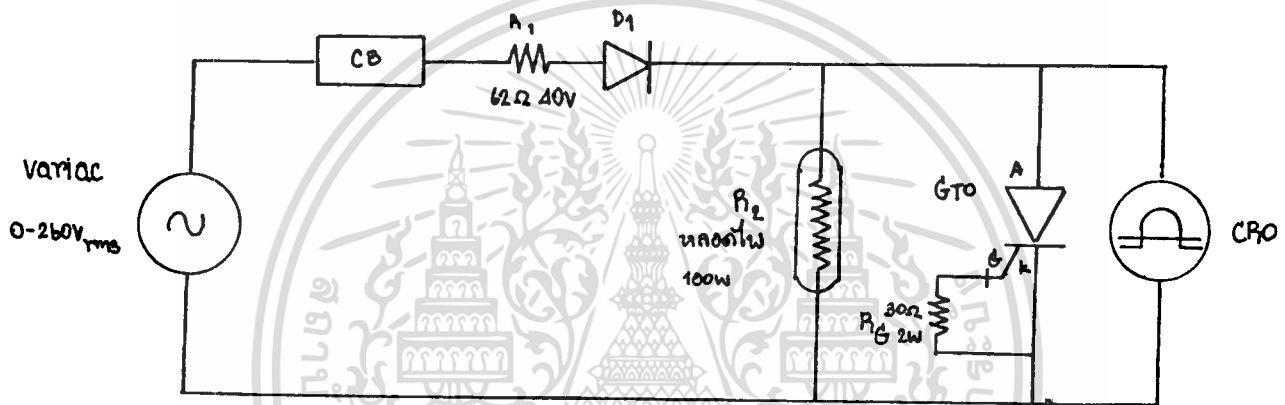
การวัดค่าต่างๆของ GTO ด้วย multimeter ซึ่งแสดงดังตาราง

ตาราง 4.1 แสดงค่าความต้านทานระหว่างขาต่างๆของ GTO

GTO ตัวที่	G-K Resistance		A-K Resistance	ผล
	forward (Ohm)	reverse (Kohm)	(Kohm)	
1	70	400	2500	ใช้ได้
2	65	500	2000	"
3	80	450	3000	"
4	75	500	3200	"
5	70	510	3500	"
6	65	300	3500	"
7	60	350	7000	"
8	70	300	2000	"
9	75	400	2500	"
10	75	450	3000	"

4.1.2 การทดสอบการ block voltage

จากวงจรรูป 4.1 เป็นการทดสอบความสามารถในการบล็อกแรงดันของ GTO ขณะ Forward Bias และ Reverse Bias โดยไม่มีการป้องกันสัญญาณที่ขาเกต ถ้า GTO บล็อกแรงดันได้ แล้ว หลอดไฟจะต้องสว่าง ผลการทดลองแสดงไว้ในตารางที่ 4.2 และ 4.3



รูป 4.1 แสดงวงจรทดสอบการบล็อกแรงดันของ GTO

ตารางที่ 4.2 ผลการทดสอบการบล็อกแรงดันกลับ

	G1	G2	G3	G4	G5	G6	G7	G8	G9	G10
Voltage (V_{p-p})	310	310	310	310	310	310	310	310	310	310
Current (Amp)	0.24	0.24	0.24	0.24	0.24	0.24	0.24	0.24	0.24	0.24

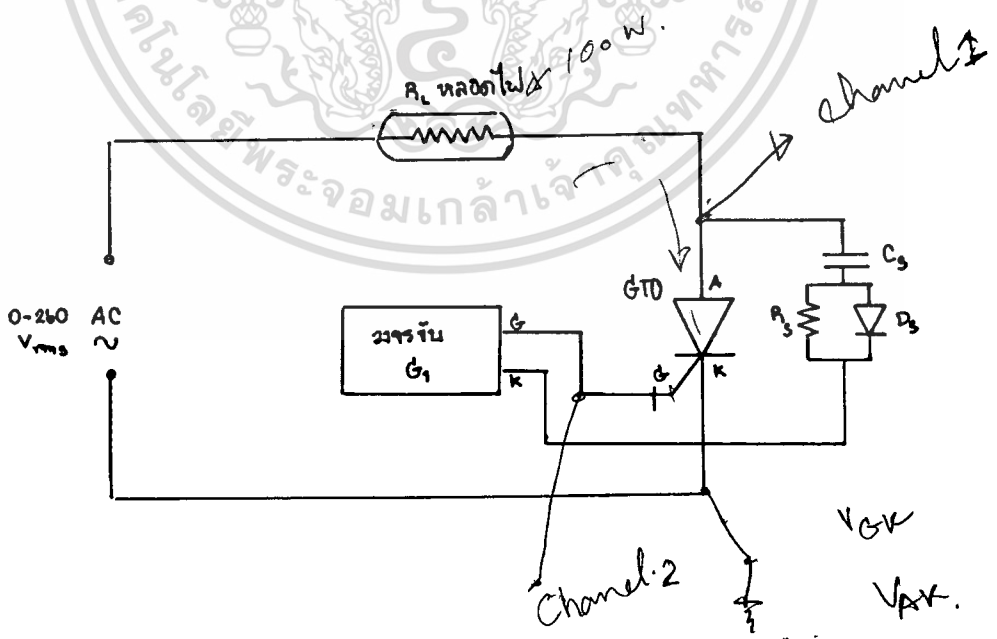
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.3 ผลการทดสอบการบล็อกแรงดันตรง

	G1	G2	G3	G4	G5	G6	G7	G8	G9	G10
Voltage (V_{p-p})	310	310	310	310	310	310	310	310	310	310
Current (Amp)	0.24	0.24	0.24	0.24	0.24	0.24	0.24	0.24	0.24	0.24

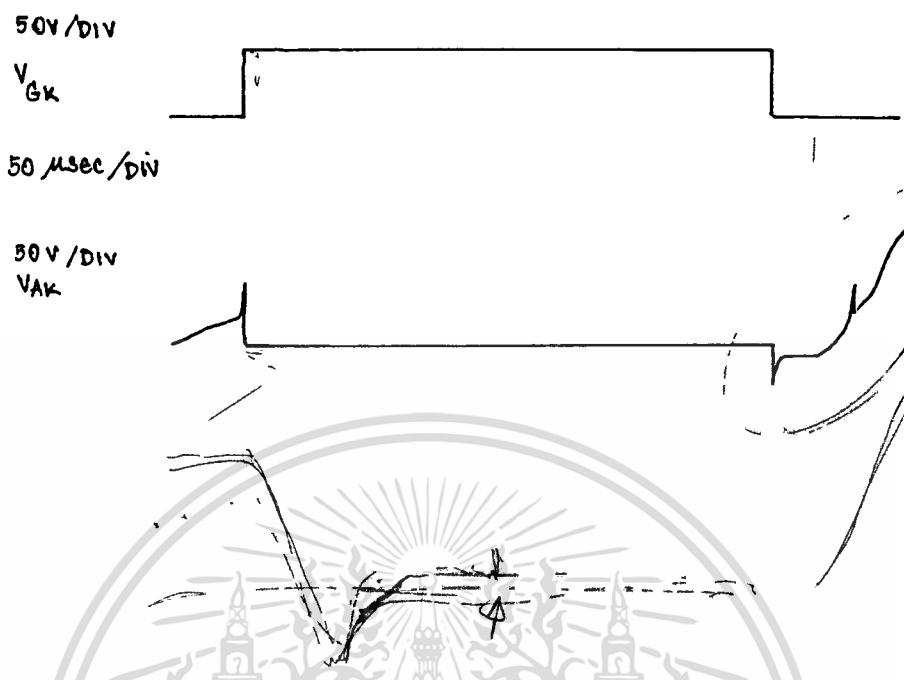
4.1.3 การทดสอบช่วงเวลา turn on, turn off

การทดสอบเพื่อหาช่วงเวลาที่ GTO ใช้ในการเริ่มนำกระแสและการหยุดนำกระแส โดยการเปรียบเทียบสัญญาณเกตและแรงดัน คร่อม GTO วงจรที่ใช้แสดงในวงจรรูป 4.2 และผลการทดสอบแสดงในรูป 4.3



รูป 4.2 วงจรทดสอบคุณลักษณะในการนำและหยุดนำกระแสของ GTO

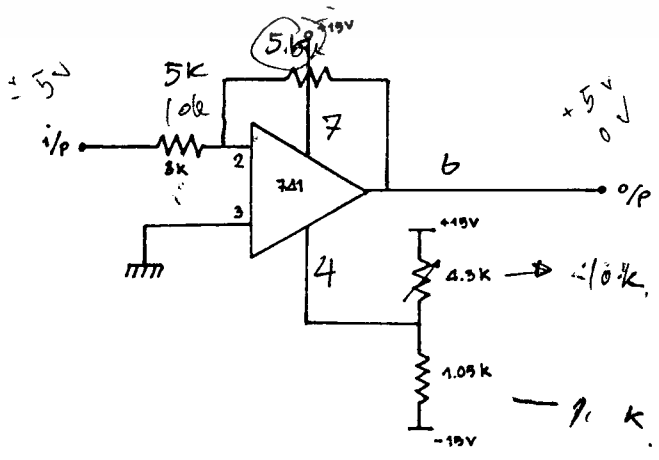
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



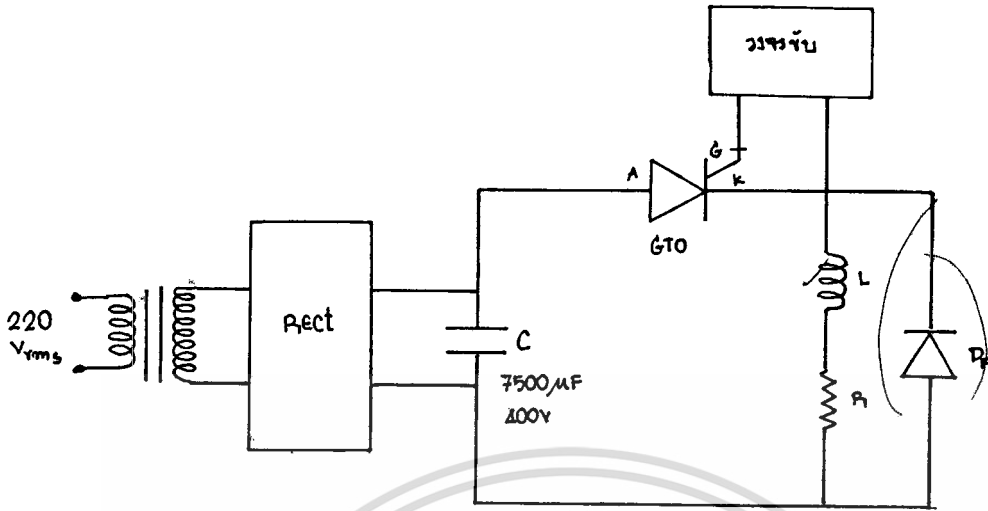
รูป 4.3 ผลการทดสอบการนำและหยุดกระแสของ GTO

4.1.4 การทดสอบการทำงานของ GTO

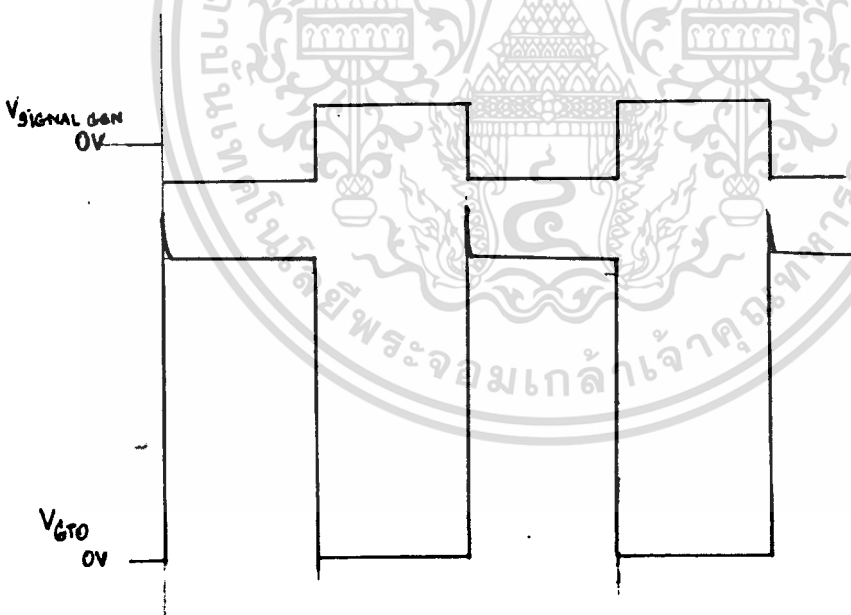
ในการทดสอบจะใช้วงจรช็อปเปอร์ ทดสอบการทำงานของ GTO เพราะว่า GTO ทำงานในโหมดสวิตชิ่ง เมื่อป้อนสัญญาณความถี่สูงเข้าที่เกตของ GTO ในวงจรช็อปเปอร์แล้ว GTO จะต้องทำงานได้ดี สัญญาณความถี่ที่ใช้นำมาจากซิกแนลเจเนอเรเตอร์ ซึ่งจะต้องใช้วงจรแก้ไขจากพัลส์บวก-ลบมาเป็นสัญญาณพัลส์บวก-ศูนย์ เพื่อขับขั้ววงจรขับ GTO อีกที การแก้ไขสัญญาณใช้วงจรรูป 4.4



เอกสารนี้เป็นรูป 4.4 วงจรแก้ไขสัญญาณจากซิกแนลเจเนอเรเตอร์เท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.5 วงจรขั้วเปลี่ยนที่ใช้ทดสอบ GTO

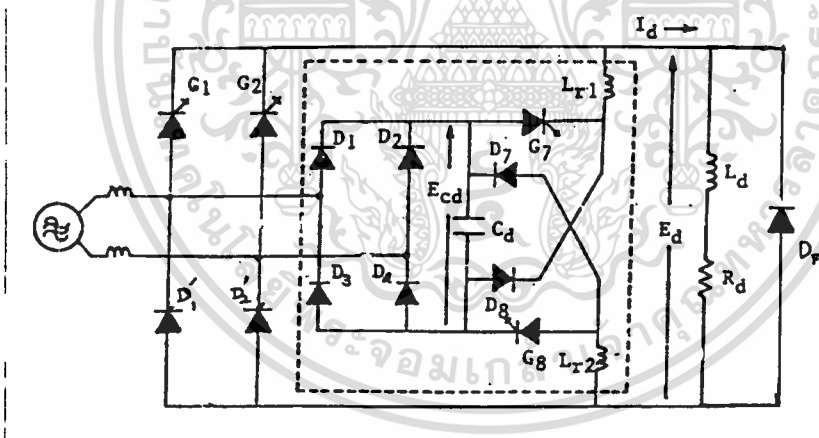


รูป 4.6 ผลการทดสอบของ GTO ในวงจรขั้วเปลี่ยน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

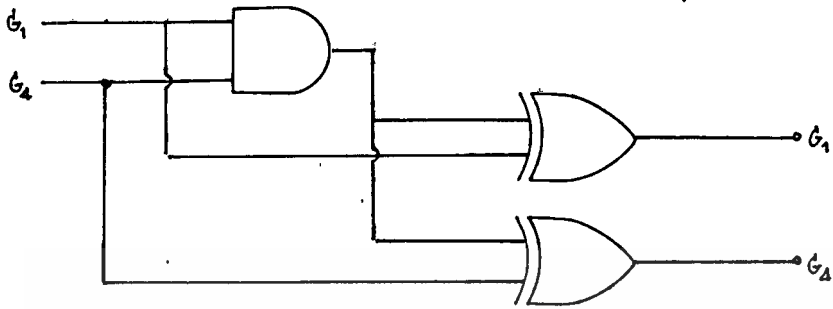
4.2 วงจร 1 เฟส คอนเวอร์เตอร์

การใช้งาน GTO ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ 1 เฟส จะใช้ในลักษณะฮาฟคอนโทรล ประกอบด้วย GTO ทั้งหมด 4 ตัว การทำงานจะใช้สัญญาณที่มีลักษณะคล้ายกับวงจรคอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส ดังได้อธิบายในบทที่ 3 แต่จะต้องแก้ไขสัญญาณควบคุมอีกโดย นำสัญญาณ G_1 และ G_4 มาผ่าน XOR และ AND gate ดังรูปที่ 4.8 และได้สัญญาณเกทดังรูป 4.9 ส่วนหลักการทำงานของวงจรเมาก็ยังคงเป็น 3 ช่วง คือ ช่วง charge, discharge และ freewheel แต่ในช่วง freewheel เราจะใช้ freewheel diode แทน ซึ่งจะได้อัตราส่วนความกว้างของพัลส์กระแสทางด้านอินพุตเป็น 1:2:3:3:2:1 ตามลักษณะของ PWM วงจรที่ใช้ในการทดลอง แสดงไว้ในรูปที่ 4.7 และผลการทดลองแสดงไว้ในรูปที่ 4.10 และ 4.11

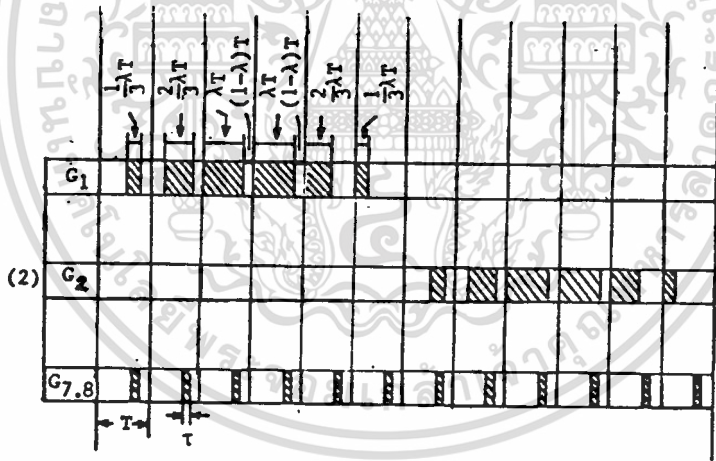


รูป 4.7 วงจรเมนของคอนเวอร์เตอร์ 1 เฟส แบบฮาฟคอนโทรล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

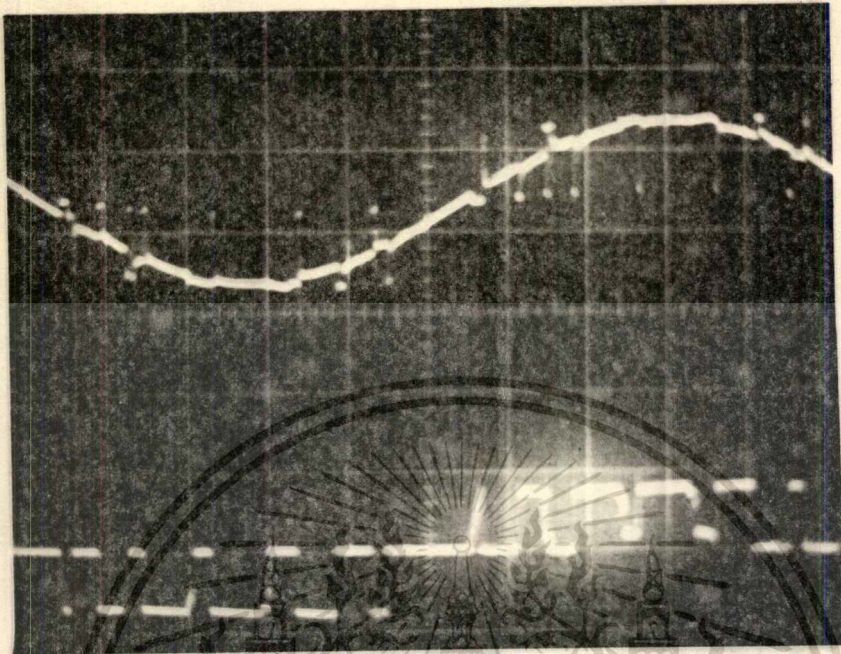


รูป 4.8 วงจรแก้ไขสัญญาณเกิดจาก 3 เฟส เป็น 1 เฟส คอนเวอร์เตอร์

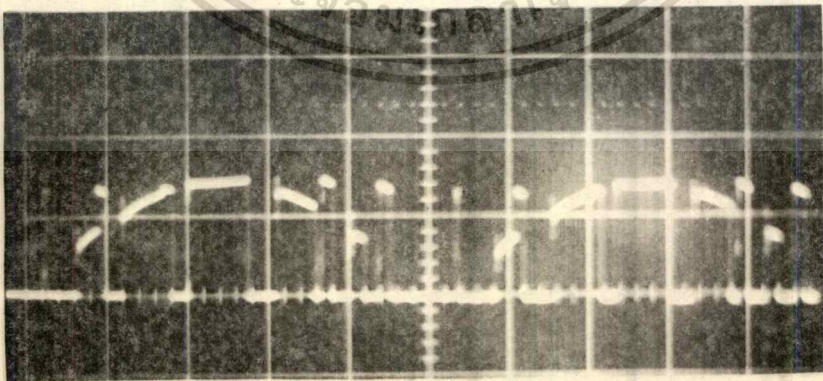


รูป 4.9 สัญญาณควบคุมเกทของ GTO ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ 1 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.10 แสดงแรงดันและกระแสทางด้านอินพุทของคอนเวอร์เตอร์ 1 เฟส



รูป 4.11 แสดงแรงดัน ดีซี ทางด้านเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์ 1 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อ 65 และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้น จะเห็นว่าวงจรนี้สามารถทำงานได้เป็น AC-to-DC คอนเวอร์เตอร์ได้อย่างเต็มประสิทธิภาพ โดยมีกระแสอินพุทเป็น PWM และมีการแสดงเอาท์พุทเรียบสม่ำเสมอ (เพราะผลของ Smoothing Reactor) และวงจรช่วยจะทำงานเป็น 3 ช่วงในทุกๆ 30 องศา กล่าวคือ

1. ช่วง charge ประจุเข้าคอนเวอร์เตอร์ ช่วงดังกล่าวเริ่มต้นจากศูนย์องศา จนกระทั่ง GTO 7 และ GTO 8 ได้รับสัญญาณเกท ในระหว่างนี้ GTO ในวงจรเมนได้รับสัญญาณเกทให้มีการนำและหยุดนำกระแส การนำและหยุดนำกระแสนี้ จะทำให้เกิดทรานเซียนชันในไลน์ พลังงานส่วนนี้จะผ่านชุด Bridge Diode ในวงจรช่วยเป็น ดีซี และเก็บสะสมไว้ในคาปาซิเตอร์ C_d ที่วงจรช่วย รอช่วงเวลา discharge ออกไป

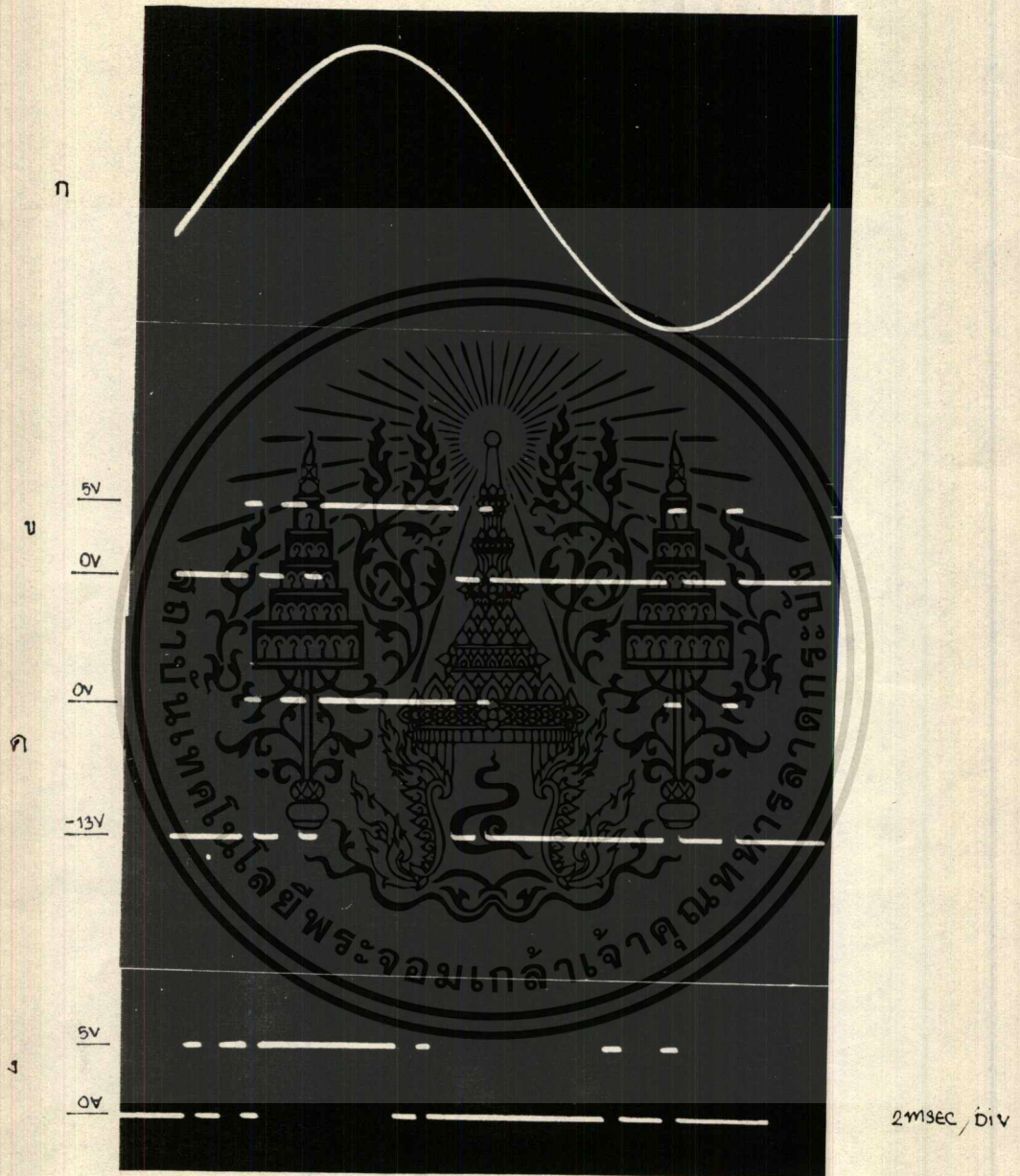
2. ช่วง discharge ช่วงนี้ คือ ช่วง T เป็นช่วงที่ GTO 7 และ GTO 8 ทำงาน ทำให้พลังงานที่สะสมไว้ในคาปาซิเตอร์ถูก discharge ออกไปโดยผ่าน L_{r1} และ L_{r2} ไปยังโหลดและเป็น การช่วยเพิ่มประสิทธิภาพอีกทางหนึ่ง ขณะที่ GTO 7 และ GTO 8 หยุดนำกระแส กระแส discharge ที่เคยผ่านโหลด จะ freewheel ผ่าน diode7 และ diode8 มาเก็บไว้ที่คาปาซิเตอร์อีกที

3. ช่วง freewheel ช่วงนี้เกิดขึ้นหลังจากที่ GTO 7 และ GTO 8 หยุดทำงาน จนกระทั่งถึง 30 องศา จะเห็นว่า GTO ในวงจรเมนเฟสใดเฟสหนึ่งได้รับสัญญาณเกทพร้อมกันทั้งซีกบวกและลบ เป็นการ freewheel พลังงานที่สะสมไว้ใน L_d ไปยังโหลด R โดยไม่มีการหน่วงเวลาของการคอมมิวเตชันเนื่องมาจากรีแอคแทนส์ที่มีอยู่ในวงจร และไม่ต้องใช้ไดโอดขนาดใหญ่ต่อคร่อมโหลดอีกด้วย

4.3.1 รูปถ่ายผลการทดลอง

4.3.1.1 รูปถ่ายสัญญาณความถี่ที่สร้างขึ้น เปรียบเทียบกับแรงดันเฟส ดังแสดงใน รูปที่

4.12

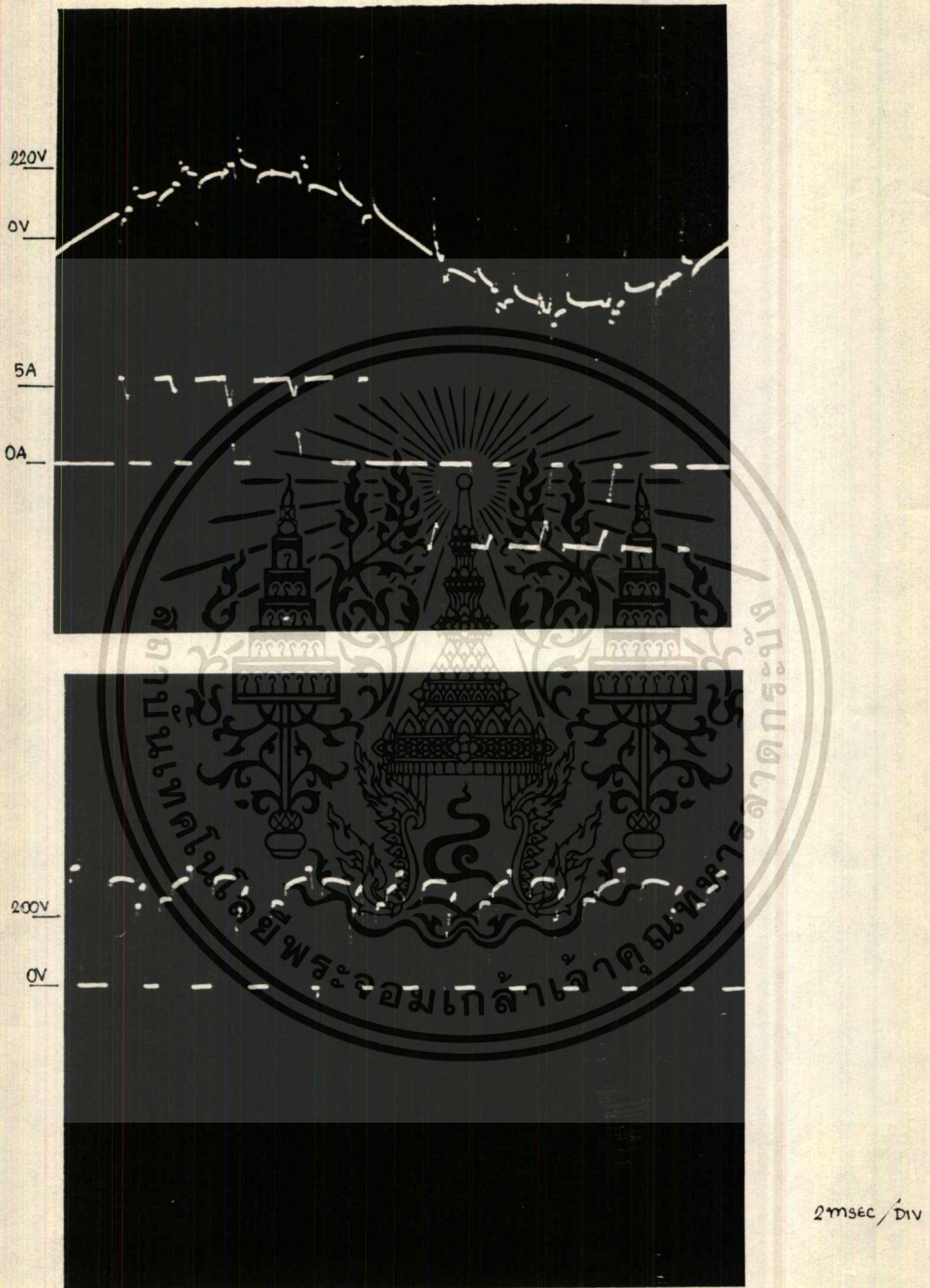


รูป 4.12 รูปสัญญาณความถี่

- ก. สัญญาณไซน์
- ข. สัญญาณความถี่ เกท
- ค. สัญญาณผ่านชุดขับแล้ว
- ง. สัญญาณความถี่ เกทแบบหน้าหน้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

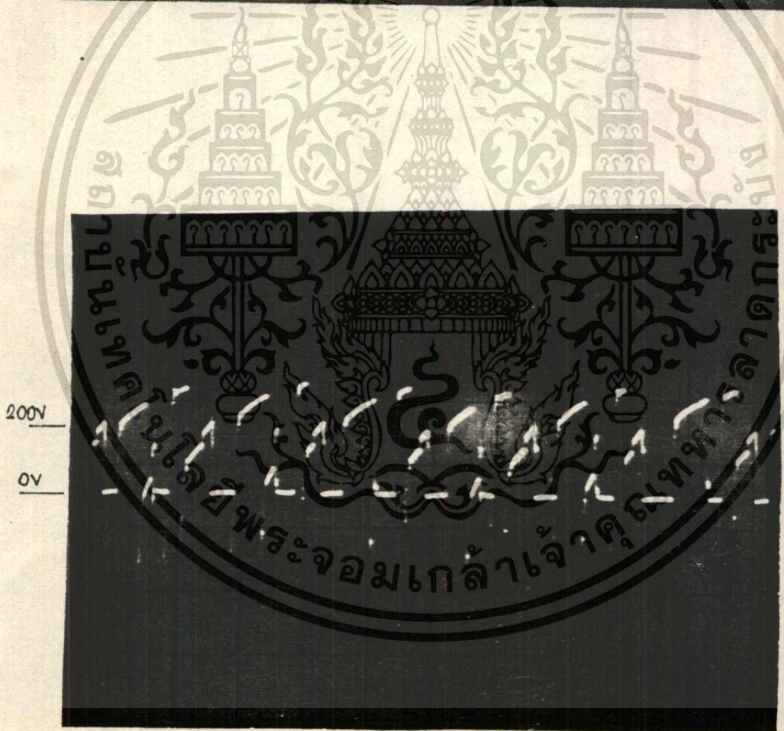
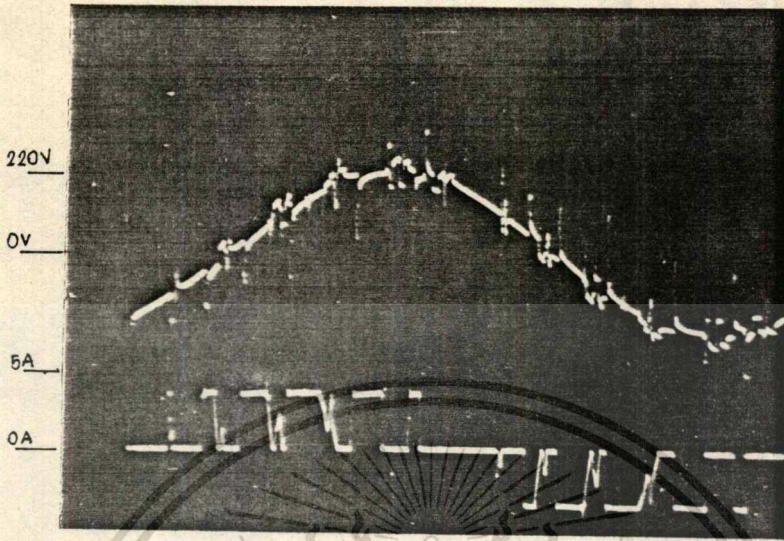
4.3.1.2 รูปถ่ายสัญญาณกระแสและแรงดัน



รูป 4.13 แสดงกระแสและแรงดันที่ inphase mod = .8

- ก. แรงดัน เปรียบเทียบกระแสอินพุท
- ข. แรงดัน เอาท์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



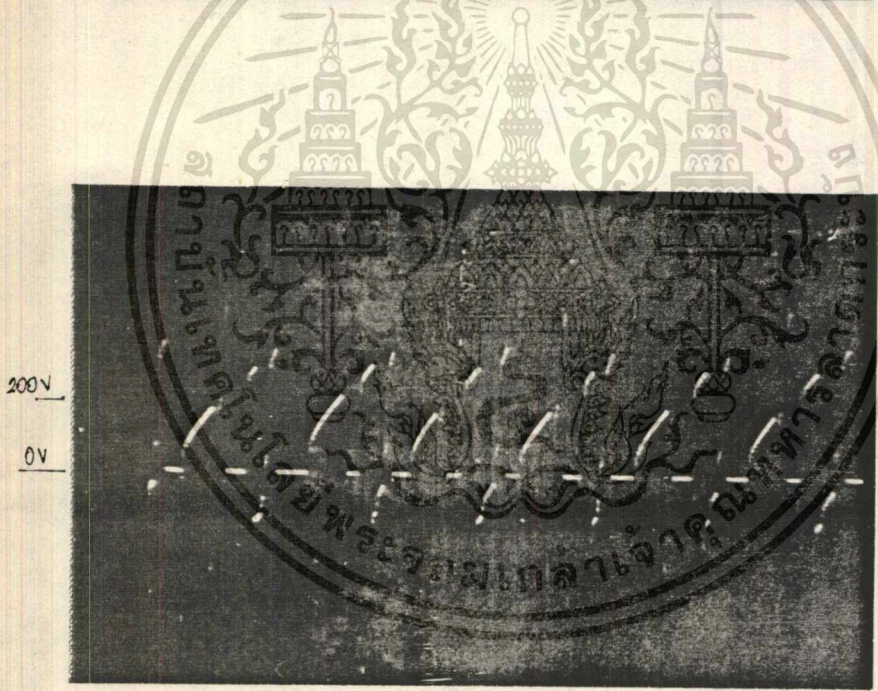
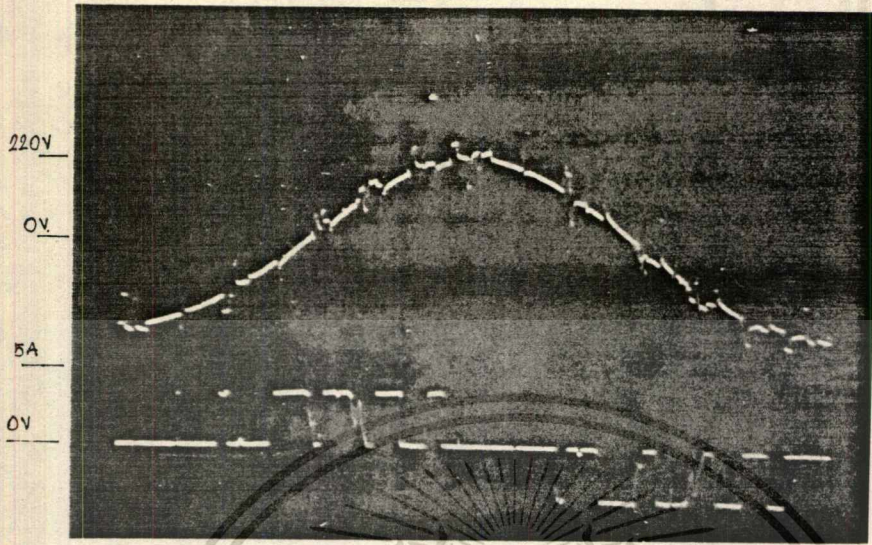
2msec/div

รูป 4.14 แสดงกระแสและแรงดันที่ leading 45° mod = 0.8

ก. แรงดันเปรียบเทียบกระแสอินพุท

ข. แรงดันเอาต์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



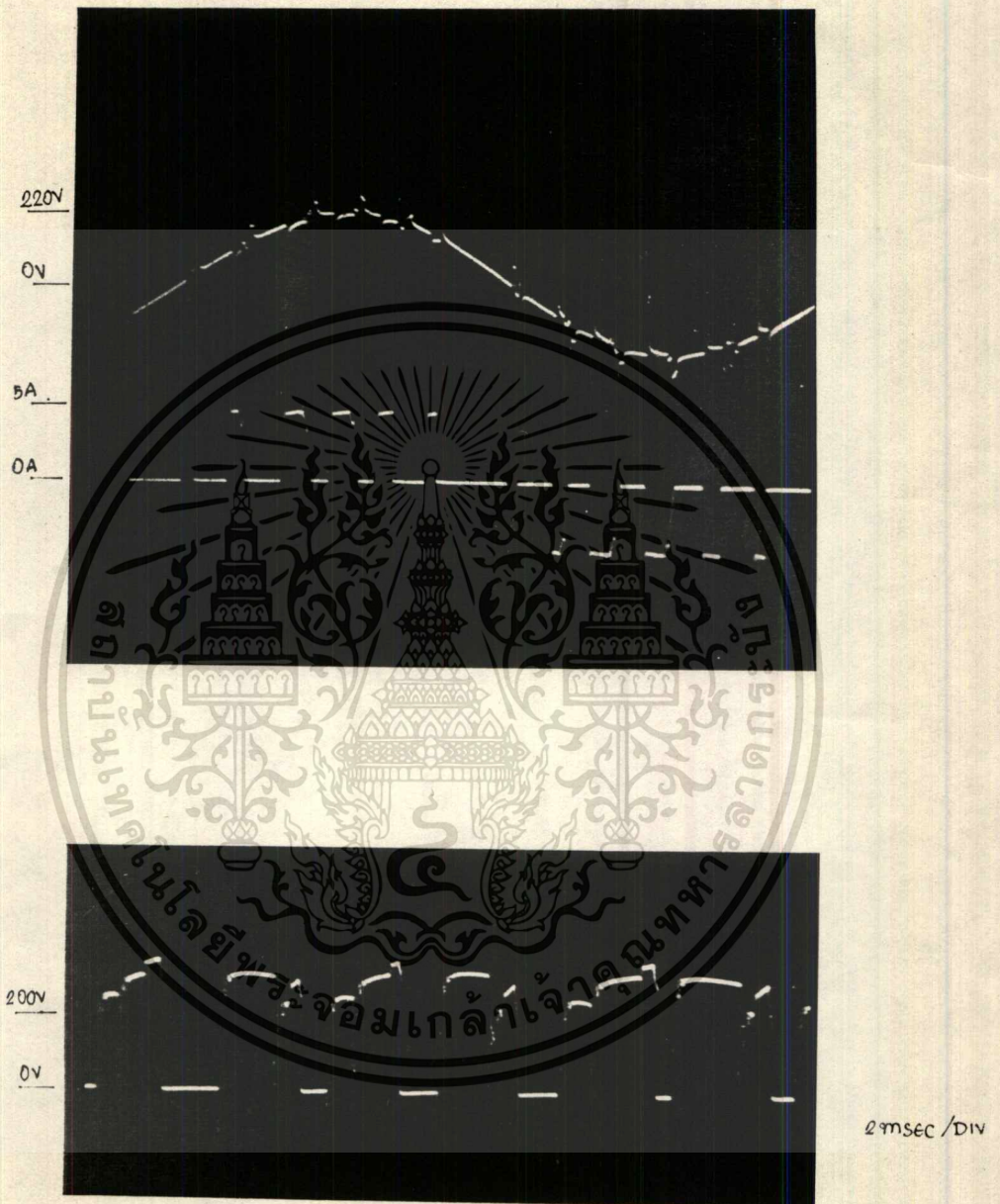
2 msec/div

รูป 4.15 แสดงกระแสและแรงดันที่ leading 75° mod = 0.8

ก. แรงดัน เปรียบเทียบกระแสอินพุท

ข. แรงดันเอาต์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



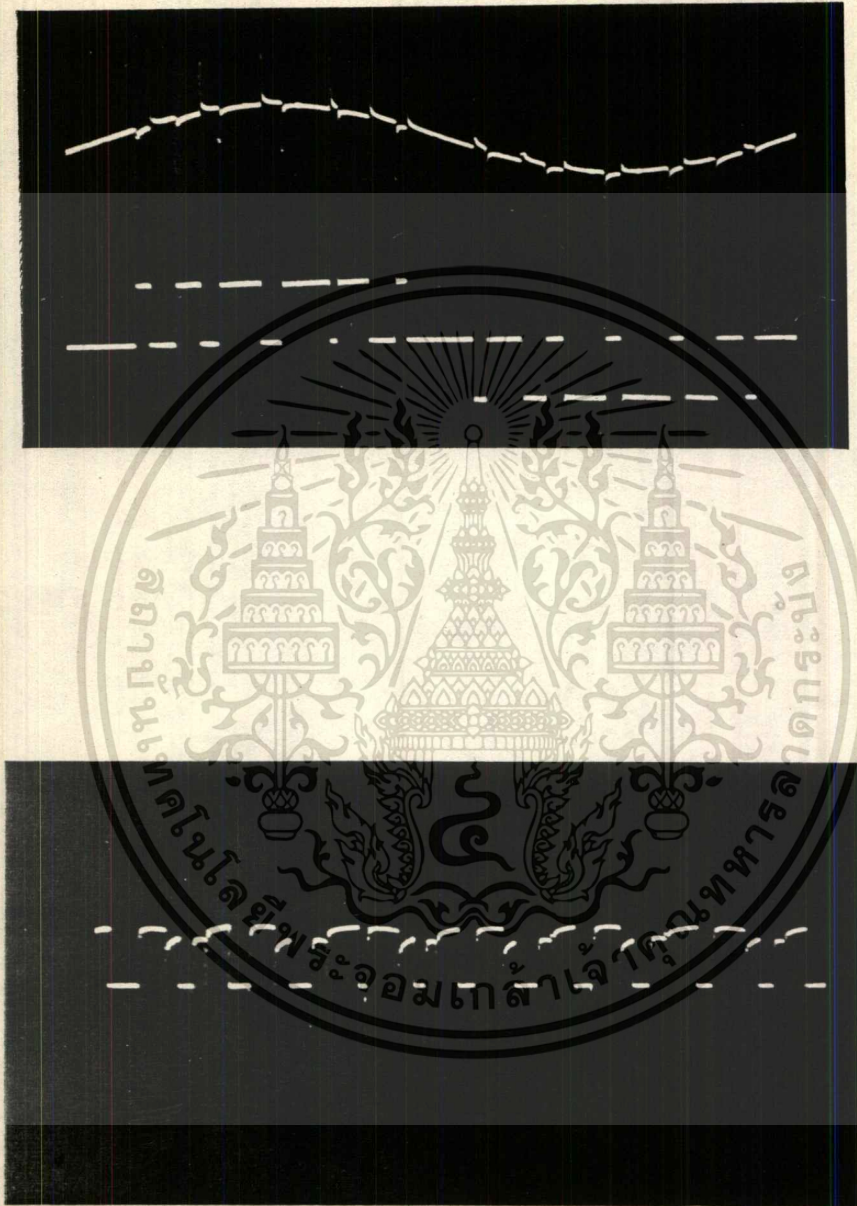
รูป 4.16 แสดงกระแสและแรงดันที่ inphase mod = 0.4

ก. แรงดัน เปรียบเทียบกระแสอินพุท

ข. แรงดัน เอาท์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

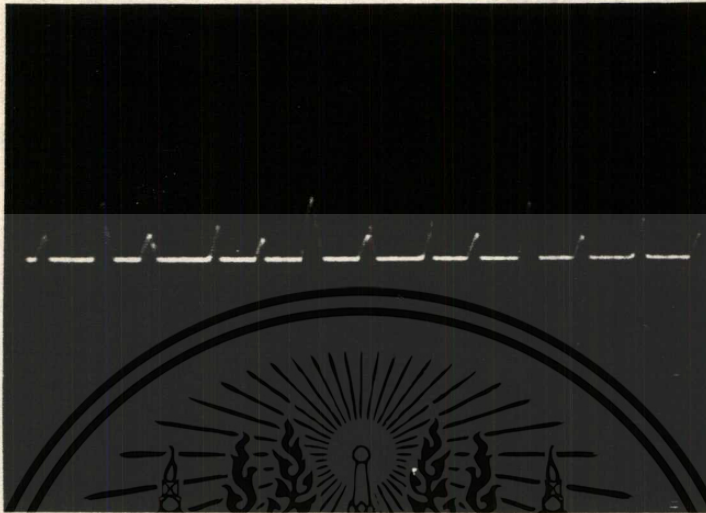


รูปที่ 4.21 แสดงกระแสและแรงดันที่ Inphase Mod = 0.8 ไม่มีวงจรรบาย

ก) แรงดันและกระแสต้านอินพุท

ข) แรงดันเอาต์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.17 กระแส discharge จากคาปาซิเตอร์ไปยังโหนด

4.3.1.3 รูปถ่ายกระแส discharge

จากรูป 4.17 เป็นรูปของกระแสที่ discharge ออกจากคาปาซิเตอร์ผ่าน GTO7 และ GTO8 L_{r1} , L_{r2} ไปยังโหนด จะเห็นว่ามึลักษณะเป็นพัลส์ทุกๆ 30° อันเนื่องมาจากการป้องกันขั้วขาเกต GTO7 และ GTO8 แต่ละข้างละ 30°

ทั้งค่า E_{cd} และ E_d เป็นแรงดันที่มีค่าคงที่ ดังนั้นสมการกระแส จะได้เป็น

$$E_{cd} - E_d = (L_{r1} + L_{r2}) di/dt$$

$$\text{ให้ } L_{r1} + L_{r2} = L$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

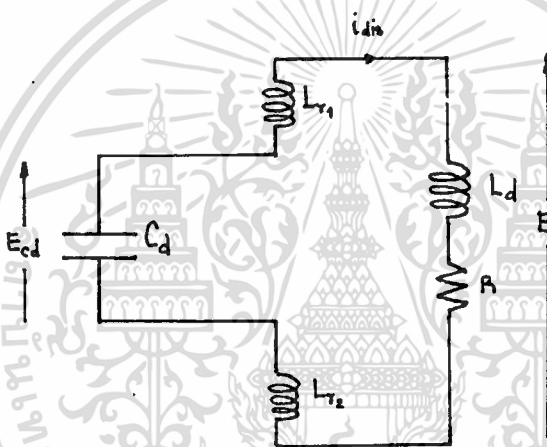
$$di_{d1s} = (E_{cd} - E_d) / L$$

$$di_{d1s} = (E_{cd} - E_d) / L dt$$

$$i_{d1s} = \int (E_{cd} - E_d) / L dt$$

$$i_{d1s} = \int (\text{ค่าคงที่}) dt$$

จากวงจรเมิน เมื่อคูลูปที่กระแสไหลผ่าน จะได้



รูป 4.18 ลูปวงจร discharge พลังงานจากคาปาซิเตอร์

จากรูป ค่า E_{cd} เป็นแรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์

E_d เป็นแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์

L_{r1} , L_{r2} เป็น reactor ที่สมมาตรกัน

ดังนั้น กระแส discharge จากคาปาซิเตอร์ จะได้กราฟเป็นการอินทิเกรตค่าคงที่ (กราฟเส้นตรง) จึงได้เป็นรูปสามเหลี่ยม

ในรูปจะเห็นได้ว่า แต่ละพัลส์มีขนาดไม่เท่ากัน เป็นเพราะว่าการสร้างวงจรเลื้อนเฟสในชุดควบคุม เมื่อต้องการเลื้อนเฟสของสัญญาณชาน์พร้อมๆกันทั้ง 3 เฟส ทำให้อุปกรณ์ที่ใช้ต่อเหมือนกันทั้ง 3 ชุด ซึ่งเป็นปัญหาคาดานอุปกรณ์ ทำให้สัญญาณควบคุมมีขนาดไม่คงที่ด้วย

4.3.2 ตารางและกราฟของผลการทดลอง

เมื่อทดลองหาลักษณะความสัมพันธ์ของแรงดันดีซีเอาต์พุต : E_d , แรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์ : E_{cd} , Power factor รวม : PF และประสิทธิภาพในการเปลี่ยนรูปพลังงาน : η ได้ค่าที่ออกมาตามตารางที่ 4.4

ตารางที่ 4.4 การเปรียบเทียบค่าของกระแสอินพุต : i_{in} พลังงานด้านอินพุต : W_{in} แรงดันเอาต์พุต : E_d และแรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์ : E_{cd} กับมุมเฟสที่เปลี่ยนไป เมื่อแรงดันอินพุตคือ 150 V, กระแสเอาต์พุตคงที่ 3 Amp มอดคูลเลชัน แพลคเตอร์ : $\mu = 0.6$

ค่ามุม	i_{in}	W_{in}	E_d	E_{cd}	$\mu \cos \theta$	$\cos \theta$	μ	η
5	1.70	320	90	270	0.725	0.996	0.728	84.38
15	1.80	300	83	272	0.663	0.966	0.686	83.00
30	1.65	270	73.5	271	0.630	0.866	0.727	81.67
45	1.70	242	60	285	0.565	0.707	0.798	74.38
60	1.65	180	40	282	0.420	0.500	0.840	66.67
75	1.65	148	27	280	0.345	0.259	1.333	54.73
85	1.60	84	8	270	0.200	0.087	2.300	32.14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.5 แสดงลักษณะของชุดคอนเวอร์เตอร์ เมื่อโหลดคงที่ (โหลดค่า 20 คว) แรงดันอินพุต = 150 V เปรียบเทียบค่า W_{in} , i_{in} , E_d , E_d และ I_d : กระแสคิซีเอาท่ทุกกับการเปลี่ยนไปของมอดคูล์เลขขึ้น แพลคเตอร์ ที่มุม $\varphi = 0$ องศา และ $\varphi = 45$ องศา

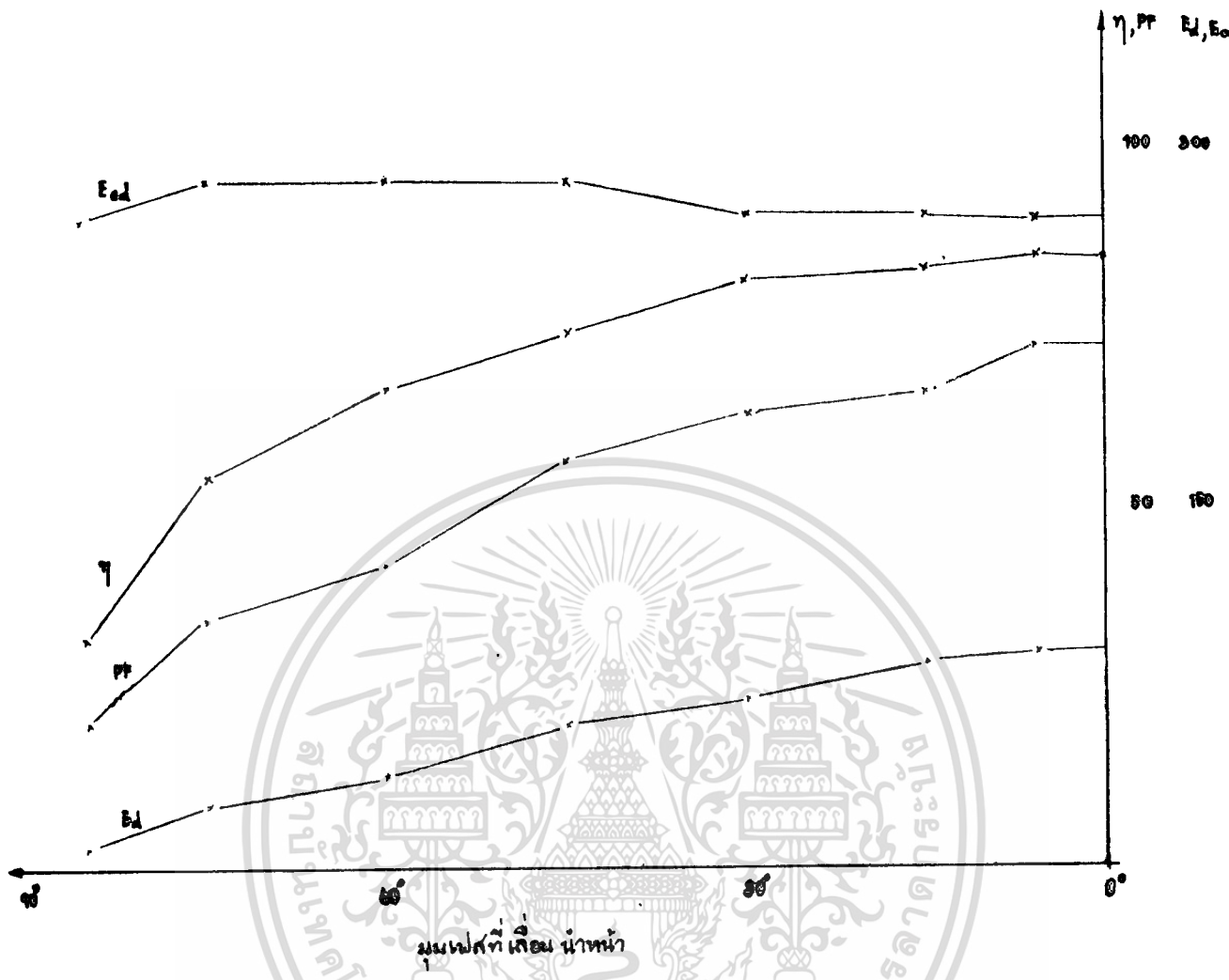
	W_{in}	i_{in}	I_d	E_d	E_{cd}	W_{in}	i_{in}	I_d	E_d	E_{cd}
0.4	220	1.70	3.65	44	308	140	1.32	2.95	28	298
0.5	310	2.15	4.20	57	308	190	1.68	3.35	38	300
0.6	400	2.60	4.62	69	305	250	2.05	3.75	46	305
0.7	560	3.20	5.30	88	310	340	2.55	4.30	60	307
0.8	700	3.75	5.75	104	302	450	3.00	4.80	74	310

ที่ค่า $\varphi = 0$ องศา

ที่ค่า $\varphi = 45$ องศา

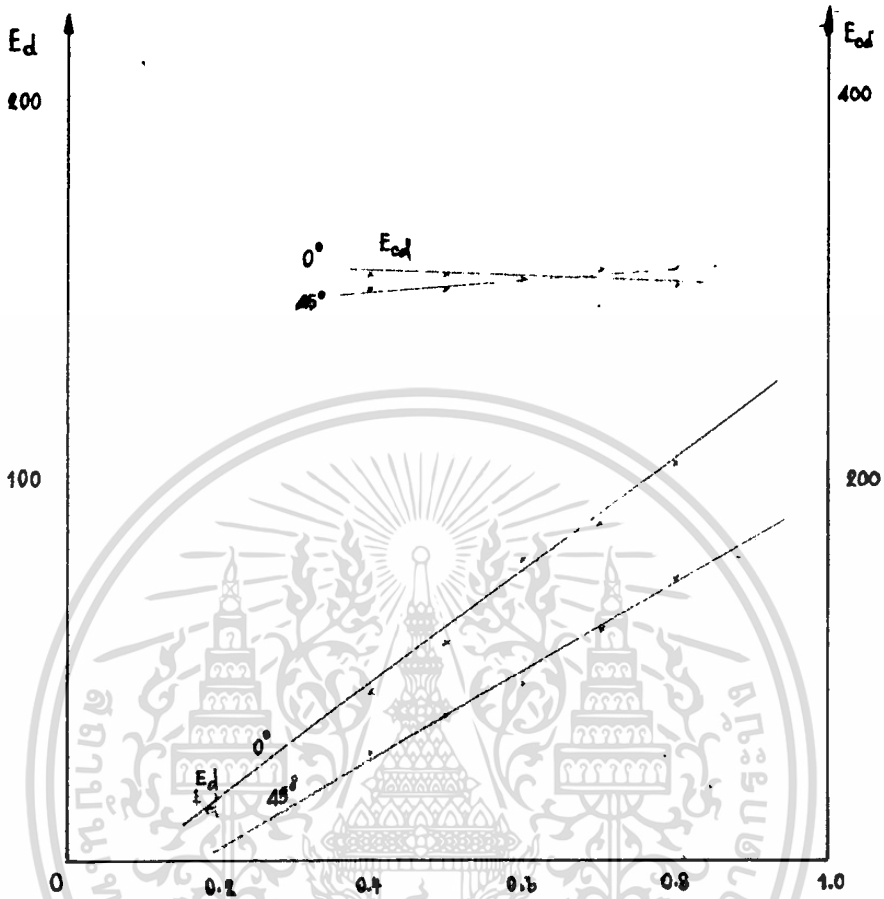
ตารางที่ 4.4 เป็นการวัดโดยบังให้กระแสที่ผ่านไปยังโหลดมีค่าคงที่ค่าหนึ่ง ขณะที่แรงดันที่ป้อนให้ทางด้านอินพุตก็คงที่ที่ 150 โวลต์ และควางของเนื่อพัลส์คงที่ (มอดคูล์เลขขึ้น แพลคเตอร์คงที่) จะเห็นได้ว่าเมื่อเพาว์เวอร์ แพลคเตอร์ เริ่มลิด จะทำให้แรงดันที่เอาท์พุทลดลงเรื่อยว นั่นคือ เกิดการรีเจเจอเรทีฟ (Regenerative) ได้มีการพลอทกราฟจากตารางที่ 4.4 นี้ดังแสดงในรูป 4.19 ส่วนตารางที่ 4.5 เป็นการเปรียบเทียบ เมื่อค่ามอดคูล์เลขขึ้นแพลคเตอร์เปลี่ยนไปแล้วแรงดันเอาท์พุทที่ 0 องศาและ 45 องศา และได้้นำไปพลอทกราฟดังรูปที่ 4.20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.19 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันโหลด, แรงดันคร่อมคาปาซิเตอร์, เพาเวอร์แฟคเตอร์รวม, และประสิทธิภาพ เทียบกับมุมที่เปลี่ยนไป

จากรูปที่ 4.19 เราจะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุต E_a , ประสิทธิภาพ η , และเพาเวอร์แฟคเตอร์รวม PF จะลดลงเมื่อมุมทริก α เปลี่ยนไป ที่ค่าหน้า 85 องศา เราจะประมาณแรงดันคิซีที่ได้เป็นศูนย์ และสิ่งสำคัญที่ค้นพบคือ ตลอดช่วงของการเปลี่ยนของมุม α นั้น แรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์ที่วงจรช่วยมีการเปลี่ยนแปลงในลักษณะกระเพื่อมเพียงเล็กน้อย และอยู่ในช่วงที่แน่นอน นั้นย่อมแสดงว่าการทำงานของคาปาซิเตอร์ในวงจรช่วยสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพตลอดช่วงมุม α ที่เปลี่ยนไป



รูปที่ 4.20 กราฟแสดงลักษณะแรงดันดีซีเอ๊าท์พุท และแรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์ เมื่อมอดคูลเลชัน แฟคเตอร์ที่เปลี่ยนไป

รูปที่ 4.20 แสดงการเปรียบเทียบของแรงดันดีซีและแรงดันคร่อมคาปาซิเตอร์ ที่ได้จากตารางที่ 4.5 ซึ่งแสดงให้เห็นที่ 2 ค่า คือ ที่ Unity Power Factor และที่ 45 องศา Leading จะเห็นว่าการเปลี่ยนไปของ E_d และ E_{cd} นั้นจะมีลักษณะที่ใกล้เคียงกันทั้งที่ 0 และ 45 Leading และที่น่าสนใจก็คือ เมื่อค่ามอดคูลเลชัน แฟคเตอร์ ต่ำกว่า 0.3 แล้ว คาปาซิเตอร์ในวงจรช่วยจะคายประจุ (Discharge) ได้อย่างไม่ปกติ เนื่องจาก T แคบมาก ทำให้แรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์มีค่ามากขึ้น ขณะที่ ลดลง และคาปาซิเตอร์คายประจุได้ไม่เต็มที่ แต่เมื่อปรับค่า มากกว่า 0.3 (งานโครงการนี้คือ 0.4) จะเห็นว่าวงจรช่วยสามารถกลับมาทำงานอย่างมีประสิทธิภาพอีก เช่น เดิม

บทที่ 5

สรุปผลและวิจารณ์

เนื่องจาก GTO เป็นอุปกรณ์ที่ค่อนข้างใหม่สำหรับวงการอุตสาหกรรมและทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronic) ทฤษฎีต่างๆที่มีอยู่จึงค่อนข้างจำกัด และเอกสารที่เป็นภาษาไทยยังไม่เคยมีเลย ทำให้การค้นคว้าทำไปด้วยความลำบาก และยากที่จะเข้าใจลึกซึ้งได้ ในการทดลองและทดสอบต่างๆจึงจำเป็นต้องมีการทดลองซ้ำๆ เพื่อจะหาความแน่นอนในการทำงานของ GTO แต่อย่างไรก็ตาม ข้อมูลที่ได้จากการทดลองนั้น ผลเป็นที่น่าพอใจ ค่าต่างๆที่ได้จากการทดลองก็ใกล้เคียงกับทฤษฎีและ เอกสารอ้างอิงที่ค้นคว้ามา

จากที่กล่าวไว้แล้วในบทที่ 1 เมื่อมีการเปรียบเทียบกับอุปกรณ์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังอื่นๆ GTO ได้เปรียบอย่างมาก แต่ก็ยังทำให้ไม่เป็นที่แพร่หลายในวงการอุตสาหกรรมและด้านการศึกษาที่มีอยู่ในเมืองไทยนี้ เป็นเพราะว่า ราคาของอุปกรณ์นี้ค่อนข้างจะแพง เมื่อเปรียบเทียบกับที่กักการทำงานเดียวกัน และความเปราะบางของรอยต่อระหว่างขาเกทและขาคาโทด เป็นไปได้ที่ว่าราคาของอุปกรณ์คงจะลดลงในอนาคตอันใกล้นี้และ เมื่อมีการพัฒนาอุปกรณ์ได้ดีขึ้นแล้ว มันจึงได้เลยว่าจะ เป็นอุปกรณ์ที่มาแทนที่การทำงานของทรานซิสเตอร์แบบทั่วไป

5.1 ปัญหาที่เกิดขึ้นระหว่างโครงการ

ปัญหาที่พบขณะที่ทดลอง เกี่ยวกับวงจรคอนเวอร์เตอร์โดยใช้ GTO ทรานซิสเตอร์นี้ ทั้งปัญหาที่ว้าวไปในการทดลองและปัญหาเกี่ยวกับคุณลักษณะ หรือเทคโนโลยีของอุปกรณ์ชนิดนี้ ดังจะกล่าวต่อไป

5.1.1 ปัญหาเกี่ยวกับชุดควบคุม

เนื่องจากชุดควบคุม เป็นชุดสร้างสัญญาณ เกทควบคุมการทำงานของ GTO ในวงจรกำลัง จึงกล่าวได้ว่าเป็นส่วนสำคัญมากส่วนหนึ่ง ในการสร้างพบว่า ความแน่นอน (Stable) ของสัญญาณเป็นสิ่งจำเป็นมาก เนื่องจากโครงการที่ทดลองนี้เป็นโครงการที่ต่อเนื่องมาจากรุ่นที่แล้ว ส่วนของชุดควบคุม

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นี้ส่วนใหญ่ได้ถูกสร้างมาแล้ว แต่ยังไม่ทำงานตามที่ต้องการ สัญญาณต่างๆไม่ออกมาตามที่ได้ออกแบบไว้ จึงเป็นเรื่องยุ่งยากที่จะแก้ไข เพราะต้องมีการไล่ตรวจทีละจุดๆ แต่ปัญหาต่างๆก็ได้ถูกค้นพบในเวลาต่อมาว่า

ก. ปัญหาเกี่ยวกับซอกเก็ต (Socket) หน้าสัมผัส (Contact) ของซอกเก็ตนี้ไม่แน่น ไม่สามารถให้ความแน่นอนในการถ่ายทอดสัญญาณ เกิดจุดบดกรีซาคิน ทำให้รอยต่อจากขาของไอซีหลวม สัญญาณจะผิดพลาดได้

ข. เมื่อมีการเปลี่ยนชุดที่ใช้ เลื่อนเฟส จากเดิมที่ใช้ยู่อาศัยการเลื่อนไปของเฟส เมื่อมีการต่อหม้อแปลง 3 เฟส โดยวิธีสตาร์และเดลต้า แต่ในวงจรใหม่ ต้องการให้มีการเลื่อนไปอย่างต่อเนื่อง ตลอดช่วงที่ ค่าตัวประกอบกำลังนำหน้า จึงใช้วงจรเลื่อนเป็นแบบ RC แต่ก็มาพบปัญหาที่ว่า ค่าความต้านทานของตัวความต้านทานและคาปาซิเตอร์นั้น ในแต่ละตัวนั้นค่าที่ได้เป็นค่าประมาณ ไม่ใช่ค่าที่แน่นอน นี้เองทำให้การเลื่อนไปของคลื่นรูปขายนมีการเพี้ยนไป กล่าวคือ ลักษณะรูปคลื่นของขายนนั้นไม่สมมาตร แกนนอน เนื่องจากตัวความต้านทาน 3 ตัวในแกนเดียวกันได้ค่าที่ไม่แน่นอน เมื่อรูปคลื่นขายนไม่สมมาตร ก็ส่งผลถึงความกว้างของพัลส์ที่สร้างขึ้นนั้นค่าไม่ได้ตามอัตราส่วนที่ต้องการ คือ 1:2:3:3:2:1

5.1.2 ปัญหาเกี่ยวกับชุดขับสัญญาณ เกท

ส่วนนี้เป็นส่วนขยายกำลังของสัญญาณเกท ซึ่งเดิมนั้น GTO ที่ใช้เป็นขนาด 600 A 1200 V ต้องการแรงดันที่ขาเกทขนาด +15 V เพื่อให้เร็นำกระแส และแรงดันขนาด -40 V เพื่อให้หยุดนำกระแส เนื่องจากแรงดันที่ใช้มีค่ามาก การออกแบบวงจรขับจึงต้องการความระมัดระวัง ความเร็วในการทำงาน เป็นสิ่งที่ต้องการ ทรานซิสเตอร์กำลังที่ใช้ในวงจรจึงต้องมีขนาดใหญ่และตอบสนองได้ทัน เมื่อมีการนำกระแสแล้ว แรงดันที่ตกคร่อมขาเกทและคาโทดมีค่าเพียง 1-2 โวลต์ แรงดันที่เหลือก็จะตกคร่อมอยู่ในวงจรขับ จึงจำเป็นต้องมีการต่อความต้านทานไว้เพื่อจำกัดกระแสของชุดขับสัญญาณ ทำให้มีการสูญเสียมากในวงจรชุดขับ

ต่อมาเมื่อมีการเปลี่ยน GTO ที่ใช้ในโครงการเป็น 75 A 1200 V และแรงดันที่ใช้ในการขับเพื่อปิดและเปิดการนำกระแส เป็น +7 V และ -12 V เลยมีการแก้ไขวงจรที่ใช้ในการขับ โดยเริ่มเอกสารเป็นเอกสารที่สองวันไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการเปลี่ยนค่าแรงดันของแหล่งจ่ายชุดชั้น และปลดทรานซิสเตอร์กำลังที่ทำหน้าที่ช่วยจ่ายกระแสทรานซิสเตอร์ จากวงจรกำลังมายังวงจรขับ เพราะว่า GTO ตัวใหม่นี้ ต้องการกระแสเหนี่ยวนำมากกว่าตัวเก่ามาก พร้อมๆกับนี้ก็มีการเปลี่ยนค่าความต้านทานที่ต่อเพื่อใช้ในการจำกัดกระแสอีกด้วย

5.1.3 ปัญหาเกี่ยวกับวงจรกำลัง

ใน GTO ตัวเก่านั้น วงจรกำลังจะประสบปัญหาเกี่ยวกับการประกบฮีทซิงค์ (Heat Sink) เข้ากับขาอาโนดและคาโทดของอุปกรณ์ ฮีทซิงค์ที่ใช้กับ GTO เดิมนั้น ได้ถูกออกแบบจากโรงงานผู้ผลิตให้ใช้ฮีทซิงค์ชนิดที่เป็นกระเบื้องเซรามิก ซึ่งหาไม่ได้ในประเทศไทย เมื่อมีการทดลองในโครงการนี้ จึงได้ใช้ฮีทซิงค์ที่ใช้กับทรานซิสเตอร์กำลัง เมื่อประกบเข้ากับขาอาโนดและคาโทดของ GTO แล้วปรากฏว่ามีปัญหาเกี่ยวกับการหยุดนำกระแสของอุปกรณ์ เมื่อมีการป้อนขบวนการพัลส์ที่ความถี่สูงจะเกิดการหยุดนำกระแสไม่ทันของอุปกรณ์ ทำให้กระแสอินพุตผิดเพี้ยนไป

อีกปัญหาคือ ค่าที่ไม่เท่ากันของ L_{r1} กับ L_{r2} ทำให้เกิดการรีโซแนนซ์ (resonance) ในวงจรช่วย โดยเกิดจาก L_{r1} , L_{r2} , L_d และ C_d ทำให้กระแสด้านอินพุตเกิดการแดมป์ (Damp) นอกจากนี้ยังรบกวนการทำงานของ GTO ในวงจรกำลังอีกด้วย

ในวงจรกำลังแบบเดิมนั้น มีเพียงวงจรสับเบเกอร์ เท่านั้นเป็นตัวที่ป้องกัน GTO และวงจรสับเบเกอร์ที่ใช้นั้นมีขนาดเล็กอีกด้วย แต่ในวงจรที่ใช้อยู่ใหม่ ได้มีการต่ออนุกรมไดโอดเข้ากับ GTO เมื่อเกิดแรงดันทรานเซียนที่สูงมากๆ จะเกิดการ Breakdown ที่ไดโอดก่อนที่ GTO จะเสียหาย นอกจากนี้ GTO ของบริษัทโตชิบามีการขนาน ซีเนอร์ไดโอดไว้ในเคส (case) ของ GTO ทำให้ไม่สามารถที่จะบล็อกแรงดัน เมื่อมีการป้อนแบบรีเวิร์สในครึ่งไซเคิลหลังได้ เมื่อมีการต่ออนุกรมไดโอดเข้าไป ทำให้ GTO ชุดนี้สามารถทำงานเป็นคอนเวอร์เตอร์ได้อย่างสมบูรณ์แบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

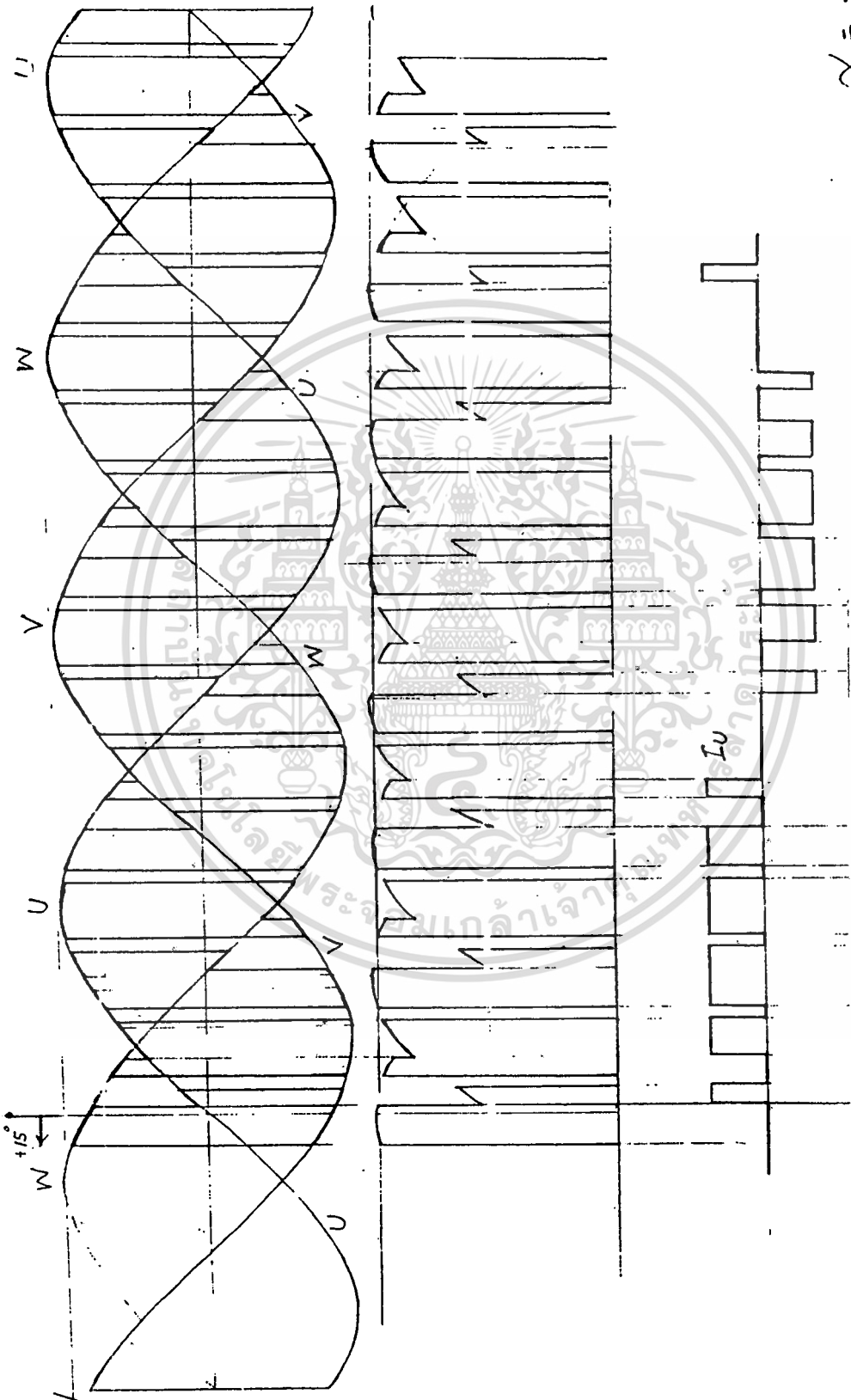
5.2 ข้อแนะนำ

สำหรับโครงการต่อไปที่น่าสนใจ คือ การจำลองสัญญาณชุดควบคุมที่ใช้ในวงจร ให้สร้างจากซีพียู 68000 แทนชุดควบคุมเดิม เพื่อความแน่นอนในการสร้างสัญญาณ และสามารถเรียกออกมาเป็นชุดๆ ทั้งที่อยู่ในสถานะของตัวประกอบกำลังนำหน้า, ตัวประกอบกำลังล่าหลัง หรือ ที่เป็นหนึ่ง (การทำงานในสถานะล่าหลังของชุดคอนเวอเตอร์นี้ไม่ได้มีการทดสอบในโครงการนี้)

พร้อมกันนี้ควรตรวจสอบสถานะนำหน้า โดยการต่อขนาทางด้านอินพุทกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ทดสอบหาค่าตัวประกอบกำลังรวมที่ได้ เพื่อที่จะพิสูจน์ว่าชุดคอนเวอเตอร์นี้สามารถจ่ายรีแอคทีฟเพาเวอร์ (VAR) ในระบบไฟฟ้ากำลังได้ พร้อมกับชุด เซย์ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ และควรทำการเปลี่ยนโพลทางด้านดีซีจาก รีซิทโพล (โพลดลอสไฟ) มาเป็นมอเตอร์ดีซี แล้วทดลองปรับความเร็วของมอเตอร์ดีซี ด้วยการปรับมอดูเลชั่นแฟคเตอร์ หรือปรับมุมเฟสที่เลื่อนไป ทั้งสถานะนำหน้าและสถานะล่าหลัง



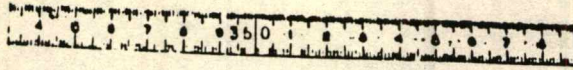
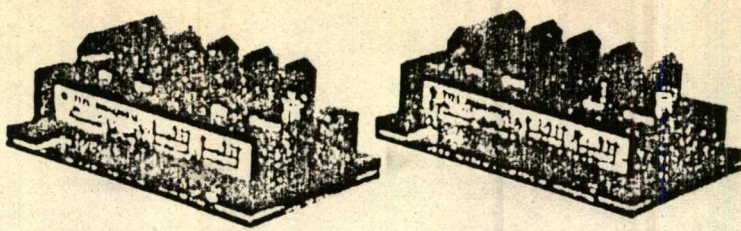
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



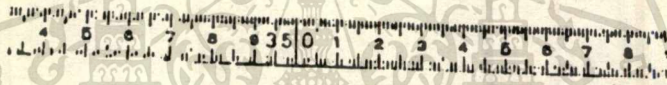
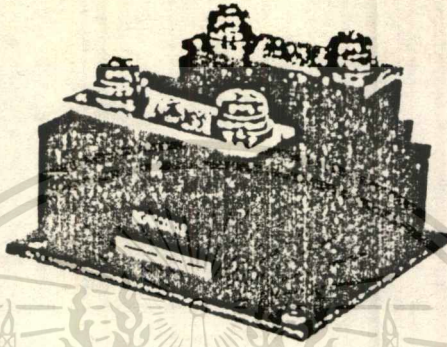
$$\alpha = +15^\circ$$

แนวทแยงมุมตัดในทางสร้าง สลักมุมทศกัณฐ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

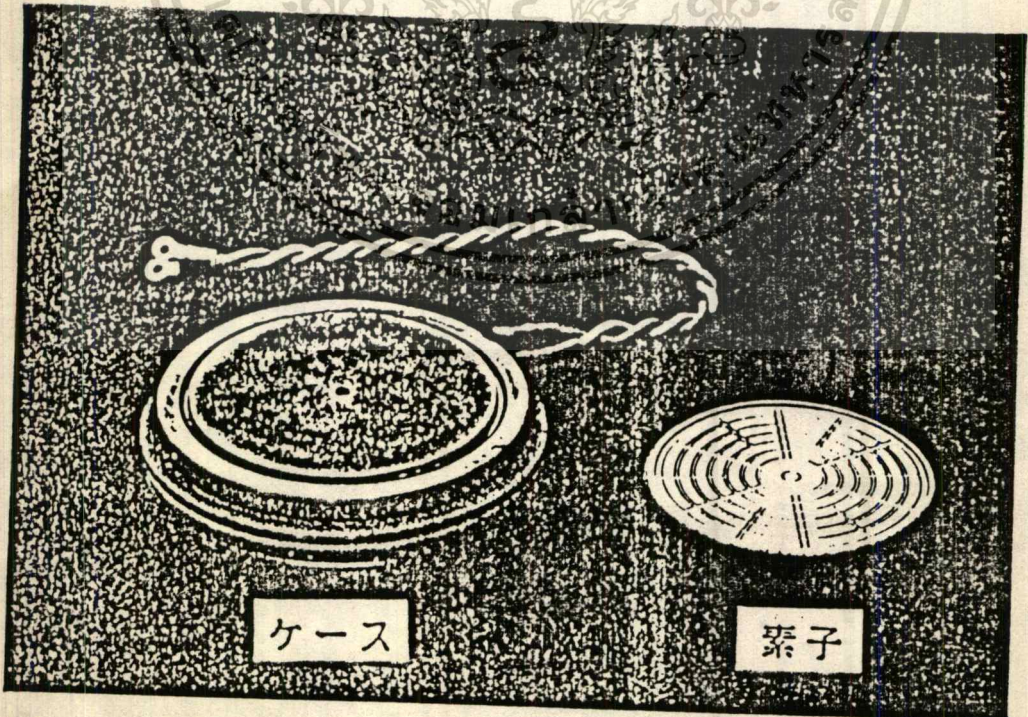


(a) 200A・300A, 1,200V GTOモジュール



(b) 600A, 1,200V GTOモジュール

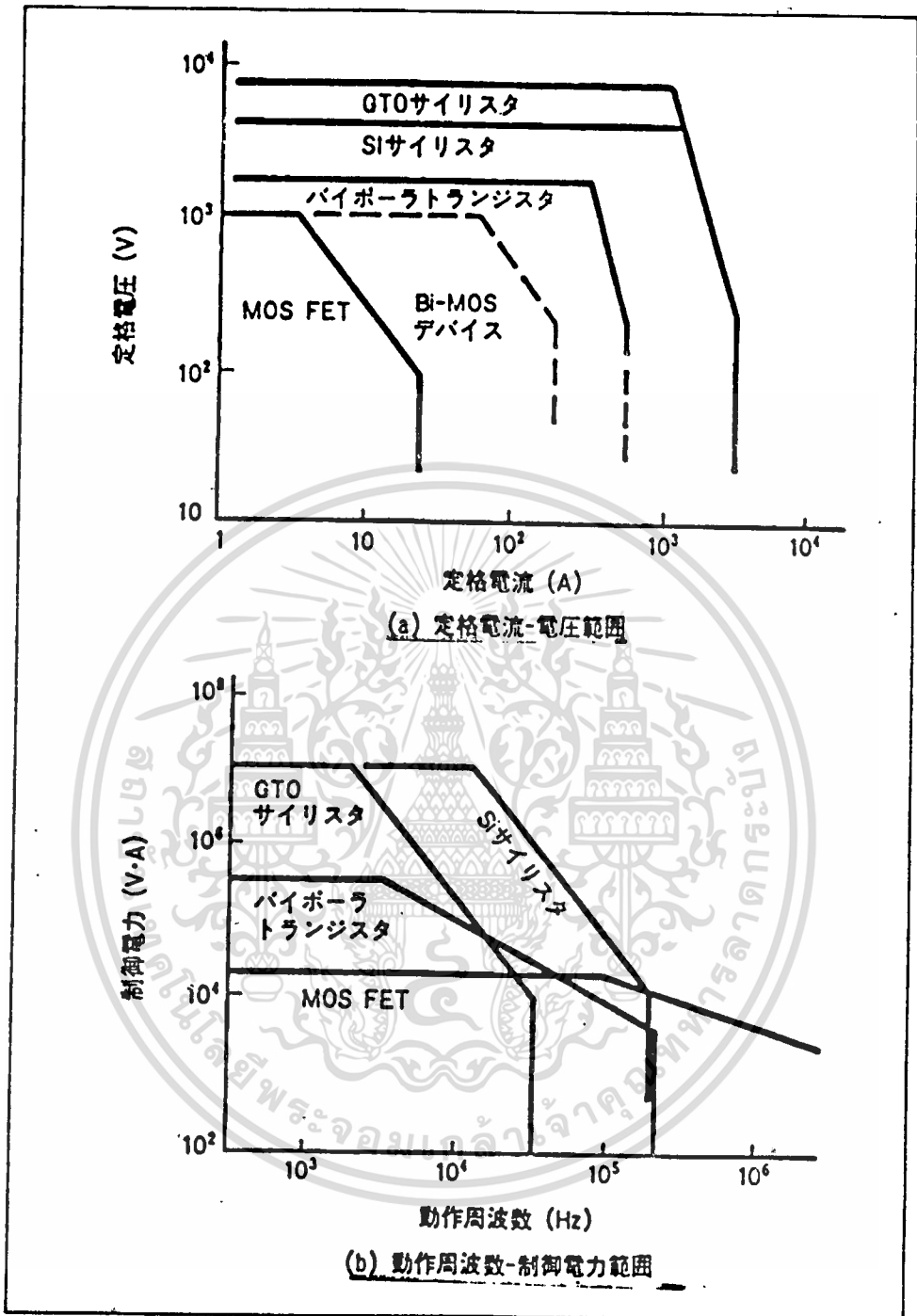
GTOサイリスタモジュール外觀 200A・300A・600A, 1,200V
 定格のGTOサイリスタモジュールが実用化されている。



ケース

素子

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน **開発したGTO素子** นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 (5000V 4500A)



各種パワーデバイスの適用領域(1) いずれのデバイスも不
 断の進展を続けており、この領域を更に拡大する方向へ展開しているので、一
 つで万能なデバイスはありません

Table 3 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Item	Symbol	Unit	Min.	Typ.	Max.	Condition	
Peak off-state current	I_{DRM}	mA			40	V_{DRM} G-K: Short $T_j: 125^\circ\text{C}$	
Peak off-state reverse current	I_{RRM}	mA			40	V_{RRM} $T_j: 125^\circ\text{C}$	
Peak reverse gate current	I_{GRM}	mA			40	V_{GRM} $T_j: 125^\circ\text{C}$	
Peak on-state voltage	V_{TM}	V			1.8	800A	$T_j: 125^\circ\text{C}$
					2.0	1000A	
					2.3	1200A	
Gate trigger current	I_{GT}	A			1.40	$T_j: -40^\circ\text{C}$	$V_D: 12\text{V}$
					0.56	$T_j: 0^\circ\text{C}$	
					0.38	$T_j: 25^\circ\text{C}$	
Gate trigger voltage	V_{GT}	V			1.80	$T_j: -40^\circ\text{C}$	$R_L: 1\Omega$
					1.60	$T_j: 0^\circ\text{C}$	
					1.45	$T_j: 25^\circ\text{C}$	
Holding current	I_H	A		6		$T_j: 25^\circ\text{C}$	
Critical rate of rise of off-state voltage	dv/dt	V/ μs	1000			$2/3 V_{DRM}$ $V_{GR}: 5\text{V}$ $T_j: 125^\circ\text{C}$	
Turn-on time (delay time)	t_{gt}	μs			5.6	$1/2 V_{DRM}$ $I_{TM}: 1000\text{A}$ $I_{GP}: 3\text{A}$ $di_{GP}/dt \geq 3\text{A}/\mu\text{s}$	
	t_d	μs		1.8			
Gate turn-off time	t_{gq}	μs			5.5	800A	V_{DRM} $di_{CQ}/dt \geq 100\text{A}/\mu\text{s}$ $T_j: 125^\circ\text{C}$
					6.4	1000A	
					7.3	1200A	
(storage time)	t_s	μs			4.5	800A	
					5.0	1000A	
					6.0	1200A	
Turn-off gate charge	Q_{GQ}	μC			900	800A	
					1100	1000A	
					1300	1200A	
Thermal resistance	$R_{th(j-f)}$	$^\circ\text{C}/\text{W}$			0.03	Junction to f_{in} . Double side cooled	

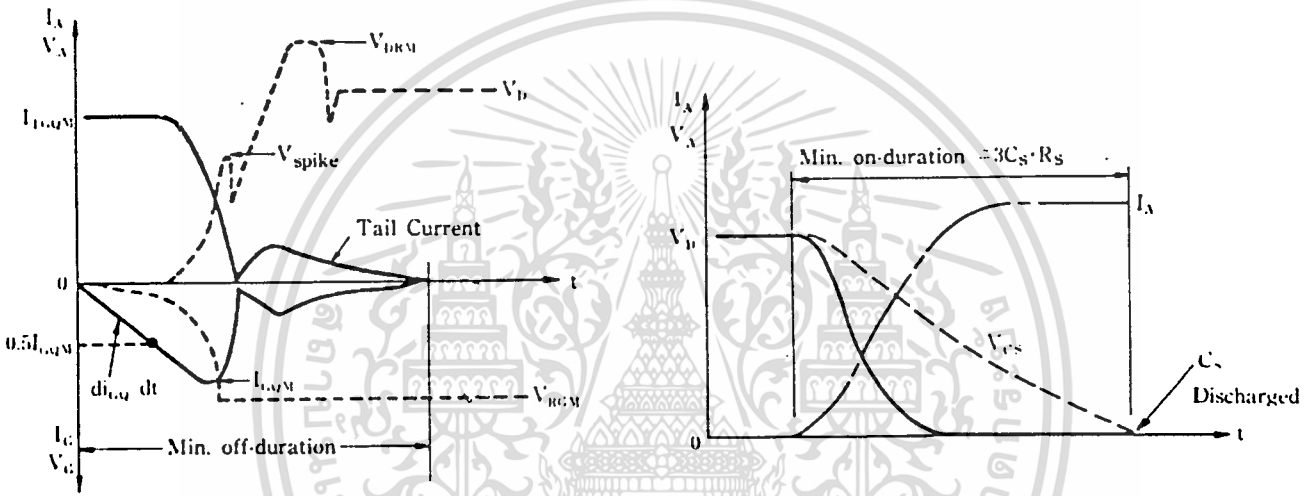
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Note 1

When reverse voltage is required, a value close to the forward voltage can be guaranteed.

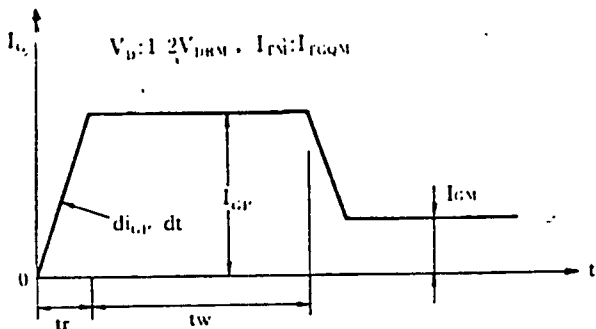
Note 2

Type	ITGQM	VDRM	VD	Vspike	diGQ/dt	VGRM	CS	RS	Min. on-duration	Min. off-duration
G8D12	800A	1200V	1000V	≤ 300V	≥ 100 A/μs	60V	2 μF	8 Ω	50 μs	50 μs
G10D12	1000						3	6		
G12D12	1200						4	4		



For PWM control, minimum on- and off-duration should be established. The minimum on-duration is a duration required to discharge the snubber capacitor, and the minimum off-duration is a duration until the tail current is fully dissipated.

Note 3 On-gate current



$I_{GM}: 3A, di_{G,r}/dt: 3A/\mu s, I_{GR}: 1A$
 $t_r: 1\mu s, t_w: 6\mu s$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MEIDEN GTO THYRISTOR

Type G6C12

MAXIMUM ALLOWABLE RATING

Item	Symbol	Unit	Rating
Repetitive peak off-state voltage	V_{DRM}	V	1200
Non-repetitive peak off-state voltage	V_{DSM}	V	1400
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	V	200 (Note 1)
Repetitive peak reverse gate voltage	V_{GRM}	V	60
Repetitive controllable on-state current	I_{TGQM}	A	600 (Note 2)
RMS on-state current	$I_T(RMS)$	A	300
Surge on-state current (Non-repetitive)	I_{TSM}	A	3000 Half sine wave, 1 cycle (50Hz)
² I _t limit value	² I _t	² A s	40000 1ms~10ms
Critical rate of rise of on-state current	di/dt	A/μs	150 (Note 3)
Repetitive average forward gate power dissipation	$P_{GF(AV)}$	W	20
Repetitive average reverse gate power dissipation	$P_{GR(AV)}$	W	10
Operating junction temperature	T _j	°C	-40~125
Storage temperature	T _{stg}	°C	-40~125
Mounting force	-	Kg	600~800 Recommended mounting force: 650Kg

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

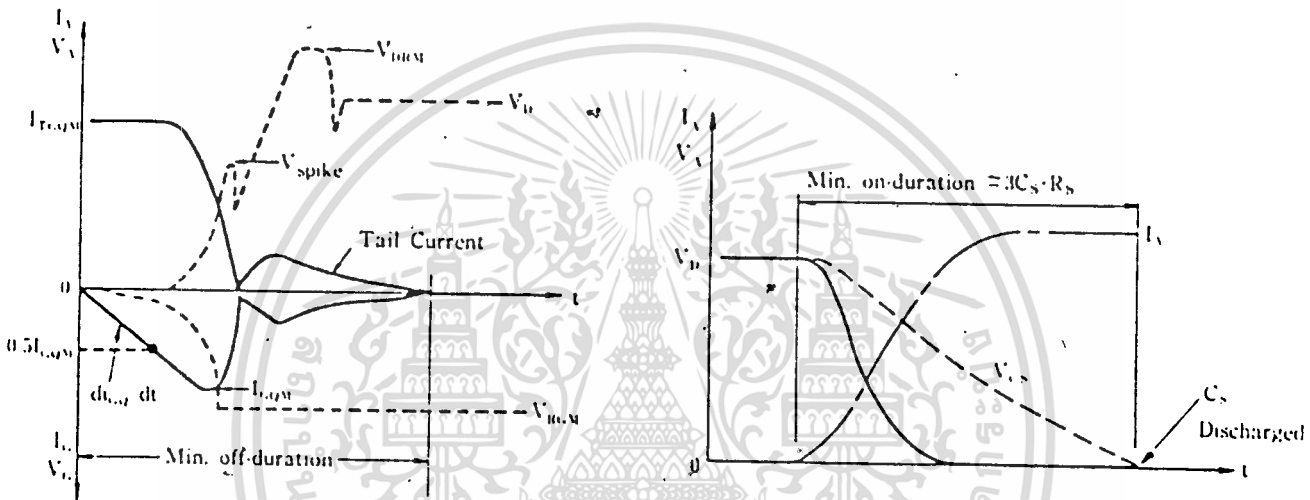
Note 1

Type G6C12

When reverse voltage is required, a value close to the forward voltage can be guaranteed.

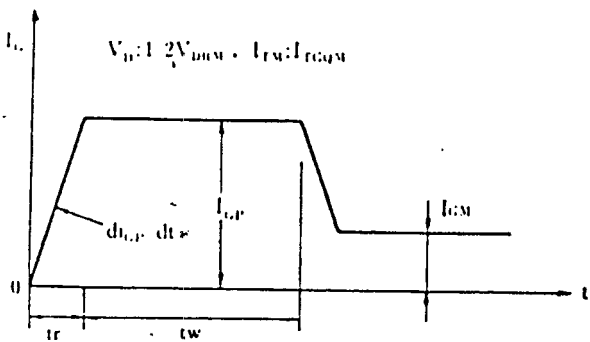
Note 2

Type	I_{TQM}	V_{DRM}	V_D	V_{spike}	di_{GQ}/dt	V_{GRM}	C_s	R_s	Min. on-duration	Min. off-duration
G6C12	600A	1200V	1000V	$\leq 300V$	$\geq 100 A/\mu s$	60V	$2\mu F$	8Ω	$50\mu s$	$50\mu s$



For PWM control, minimum on- and off-duration should be established. The minimum on-duration is a duration required to discharge the snubber capacitor, and the minimum off-duration is a duration until the tail current is fully dissipated.

Note 3 On-gate current



$I_{gp}:3A, di_{gp}/dt:3A/\mu s, I_{gm}:1A$

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Type G6C12

Item	Symbol	Unit	Min.	Typ.	Max.	Condition
Peak off-state current	I_{DRM}	mA			40	$T_j : 125^\circ C$ $V_{DRM}, V_{GR} : 10V$
Peak off-state reverse current	I_{RRM}	mA			40	$T_j : 125^\circ C$ V_{RRM}
Peak reverse gate current	I_{GRM}	mA			40	$T_j : 125^\circ C$ V_{GRM}
Peak on-state voltage	V_{TM}	V			2.5	$T_j : 125^\circ C, 600A$
Gate trigger current	I_{GT}	A			1.40	$T_j : -40^\circ C$
					0.56	$T_j : 0^\circ C$
					0.38	$T_j : 25^\circ C$
Gate trigger voltage	V_{GT}	V			1.80	$T_j : -40^\circ C$
					1.60	$T_j : 0^\circ C$
					1.45	$T_j : 25^\circ C$
<div style="display: flex; justify-content: space-between;"> V_D R_L </div>						
Holding current	I_H	A		5		$T_j : 25^\circ C$
Critical rate of rise of off-state voltage	dv/dt	V/ μs	1000			$T_j : 125^\circ C$ $2/3 V_{DRM}, V_{GR} : 5V$
Turn-on time (delay time)	t_{gt}	μs			5.4	$1/2 V_{DRM}, I_{GP} : 3A$
	t_d	μs		2.0		$I_{TM} : 600A$ $di/dt \geq 3A/\mu s$ GP
Gate turn-off time (storage time)	t_{gq}	μs			4.7	$600A, V_{DRM}$
	t_s	μs		4.2		$T_j : 125^\circ C$ di/dt GQ
Turn-off gate charge	G_{GQ}	μC			550	$\geq 100A/\mu s$
Thermal resistance	$R_{th(j-f)}$	$^\circ C/W$			0.05	Junction to fin, Double side cooled

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้ตีแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิติกรรมประกาศ

ผู้เขียน ขอบขอบพระคุณ รศ. วิริยะ พิเชษฐจำเริญ ที่กรุณาให้ความรู้ กาลังใจ ตลอดจนปัจจัยต่างๆ ที่ใช้ในการทำโครงการนี้ให้สำเร็จลุล่วงด้วยดี พร้อมกับนี้ ขอบขอบพระคุณ พี่นก ที่ช่วยให้กาลังใจและช่วยทำให้วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จเป็นรูปเล่มได้ และเพื่อนฯชาววิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง ลาดกระบัง ที่ร่วมเรียนการมาตลอดระยะเวลา 4 ปี



หนังสืออ้างอิง

เอกสารอ้างอิงที่เป็นหนังสือภาษาไทยและภาษาอังกฤษ

- 1). วิริยะ พิเชษฐจำเรียม, " เอชอี มอเตอร์ คอนโทรล ", คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 275 หน้า, 2529
- 2). วิริยะ พิเชษฐจำเรียม, " เพาเวอร์ อิเล็กทรอนิกส์ ", คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 149 หน้า
- 3). เทียนชัย เราประเสริฐ และ สำรวย สุวรรณชีวะศิริ, ปริญญาพนธ์ " การแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง ", ปีการศึกษา 2529
- 4). Edward Y.Y. Ho and Paresh C Sen, " Effect of Gate-Drive Circuit on GTO Thyristor Characteristics ", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol.IE-3, August 1986, pp 335-341
- 5). Akihara Tada Tatsuo, Miyatima Hiroyasu Hagino and Michinaru Ishido, " Electrical Characteristic of a High Voltage High Power Gate Turn-off thyrister ", IPEC Trans. Tokyo 1983, pp 54-63
- 6). Sujit K Biswas, Mysore S Mahesh and B.S. Ramakrishna Iyengail, " A Three-Phase GTO AC-to-DC Converter with Adjustable Displacement Factor and Output Voltage Control ", IEEE Trans. Ind. Appl, 1987 pp 685-690
- 7). P. Viriya, H. Kubota and K. Matsuse, " New PWM-Controlled GTO Converter in Conf. Rec. 1985 16th Ann. IEEE PESC, June 1985, pp 581-589
- 8). P. Viriya, H. Kubota and K. Matsuse, " Analysis and Charateristic of a PWM-Controlled GTO Three-Phase Converter with Adjustable Input Power Factor ", IEEE CH2499, February 1987, pp 885-890

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้