

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ปี การศึกษา 2542

การเชื่อมโยงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้ากับระบบการไฟฟ้าโดยใช้ไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์
DC-TO-UTILITY INTERFACE USING THYRISTOR INVERTER



อาจารย์ที่ปรึกษา

เลขหน้.....
เลขทะเบียน..... 37011
วัน, เดือน, ปี..... 30 ส.ค. 2543

อ.ดุสิต สุขสวัสดิ์
ดร.วิจิตร กิณเรศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2542

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การเชื่อมโยงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้ากับระบบการไฟฟ้าโดยใช้ทรานซิสเตอร์อินเวอร์เตอร์

ผู้จัดทำ

1. นายจรินทร์

หาลาภี

2. นายเกียรติกุล

ตาบทอง

3. นายสัญญา

สุวิสุทธิมนตรี



อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ. คุสิต สุขสวัสดิ์)



อาจารย์ที่ปรึกษา

(ดร. วิจิตร ภิณเรศ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเชื่อมโยงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้ากับระบบการไฟฟ้าโดยใช้ไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์

นายจรินทร์	हालाती
นายเกียรติคุณ	दाबतुंग
นายสัญญา	सुविसुथरिभन्त्री
อ. คุณิต	सुखसुवसुदी
ดร. วิจิตร	गिभरस

อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2542

บทคัดย่อ

โครงการฉบับนี้ นำเสนอการเชื่อมโยงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้ากับระบบการไฟฟ้า เพื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับระบบ โดยใช้หลักการของวงจรคอนโทรลฟูลเวฟเร็คติฟายที่ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ ซึ่งเป็นการนำแบคเตอร์ีผ่านส่วนของวงจรสวิตชิงความถี่สูงให้เป็น แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่สูงขึ้นและใช้วงจรไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์ในการเชื่อมโยงเข้ากับระบบการไฟฟ้า โดยการควบคุมป้อนกลับด้วยการใช้หม้อแปลงกระแสตรวจจับสัญญาณที่เอาท์พุทเพื่อคงที่พลังงานที่จ่ายสู่ระบบ ให้อยู่ในพิคกที่ขุดอุปกรณ์สามารถจ่ายได้สูงสุด

DC-TO-UTILITY INTERFACE USING THYRISTOR INVERTER

Jarin	Halapee	
Khethikol	Tapthong	
Sunya	Suvisuttimontri	
Dusit	Suksawat	Advisor
Dr. Vijit	Kinares	Advisor

1999

ABSTRACT

The objective of this thesis presents the DC to utility grid by using principle of controlled full wave rectifier that operated in inverting mode. By switching the DC voltage from battery, the switching voltage is stepped up by switching transformer. After switching transformer, we use SCR to invert the energy to grid. We have feedback close loop by using CT. sensing current at output for constant the power at maximum rate.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญ	III
สารบัญรูป	V
สารบัญตาราง	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเบื้องต้น	1
1.2 หลักการในการเชื่อมโยงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้ากับระบบการไฟฟ้า	1
1.3 วัตถุประสงค์	4
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	4
บทที่ 2 ทฤษฎีวงจรคอนโทรลฟูลเวฟเร็คติไฟยหนึ่งเฟส	5
2.1 ทฤษฎีเบื้องต้น	5
2.2 เงื่อนไขการทำงานของเอสซีอาร์	5
2.3 การทำงานของวงจรคอนโทรลฟูลเวฟเร็คติไฟยหนึ่งเฟส (กรณีกระแสต่อเนื่อง)	5
2.4 โหมดการทำงาน	9
2.5 วงจรคอนโทรลฟูลเวฟเร็คติไฟยหนึ่งเฟส ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์	10
บทที่ 3 หลักการของระบบและรายละเอียดของวงจร	13
3.1 หลักการของระบบ	13
3.2 วงจรกำลัง	13
3.3 สมการที่ใช้ในการวิเคราะห์	15
3.4 การทำงานของระบบ	17
3.5 วงจรควบคุม	18
3.6 ส่วนตรวจจับและแสดงผล	22
3.7 ส่วนป้องกัน	22
บทที่ 4 การคำนวณและการออกแบบระบบ	26
4.1 ส่วนอินพุตของวงจร ไทริสเตอร์อินเวอร์เตอร์	26
4.2 ส่วนเอาต์พุตของวงจร ไทริสเตอร์อินเวอร์เตอร์	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.3 ส่วนของสมูธอินคัลเตอร์	28
4.4 ส่วนวงจรฟลูตบริคจ์เร็คติไฟาย	29
4.5 ส่วนของเบคเตอร์	30
4.6 ส่วนวงจรสวิตช์โหมคอินเวอร์เตอร์	31
4.7 ส่วนหม้อแปลงเพิ่มแรงดันความถี่สูง	31
บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง	33
5.1 การทดลองที่ 1	33
5.2 การทดลองที่ 2	50
5.3 การทดลองที่ 3	64
บทที่ 6 บทวิจารณ์และสรุป	70
6.1 ข้อดีของวงจรที่ใช้	70
6.2 ข้อเสียของวงจรที่ใช้	70
6.3 ปัญหาในระหว่างการทำโครงการ	70
6.4 สิ่งที่จะได้รับการพัฒนาต่อไปสำหรับโครงการนี้	72
ภาคผนวก ก	
ภาคผนวก ข	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	

สารบัญรูป

	หน้า
รูป 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบที่ใช้ในการเชื่อมโยงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้ากับระบบการไฟฟ้า	3
รูป 2.1 แสดงวงจรคอนโทรลฟูลเวฟเร็คติไฟยหนึ่งเฟส รูปคลื่นแรงดัน และกระแสของวงจรทางด้านอินพุต และเอาต์พุต (กรณีกระแสต่อเนื่อง)	6
รูป 2.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัดส่วนของแรงดันเอาต์พุตฮาร์โมนิกส์ต่อแรงดันอินพุต (V_n/V_s) และมุมจุดชนวนของเอสซีอาร์ (Firing angle : α)	8
รูป 2.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุต (V_o) กับ มุมจุดชนวนของเอสซีอาร์ (α) ในกรณีกระแสต่อเนื่อง และ โหมคการทำงาน	8
รูป 2.4 แสดงวงจรคอนโทรลฟูลเวฟเร็คติไฟยที่ทำงานใน โหมคอินเวอร์เตอร์รูปคลื่นแรงดัน และกระแสของวงจรทางด้านอินพุตและเอาต์พุต	11
รูป 3.1 แสดงวงจรที่ใช้ในการเชื่อมโยงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้ากับระบบการไฟฟ้า	14
รูป 3.2 แสดงวงจรที่ใช้สร้างสัญญาณขับมอสเฟทของวงจรสวิตช์โหมคอินเวอร์เตอร์	19
รูป 3.3 แสดงวงจรที่ใช้สร้างสัญญาณจุดชนวนเอสซีอาร์ของวงจรไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์	20
รูป 3.4 แสดงวงจรควบคุมป้อนกลับ (พีไอ คอนโทรล)	21
รูป 3.5 แสดงวงจรตรวจจับและแสดงผล	23
รูป 3.6 แสดงวงจรป้องกันแรงดันแบคเตอร์ต่ำกว่าค่าปกติและวงจรป้องกันกระแสเกิน	24
รูป 5.1 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลองช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดหลอดไฟขนาด 300 วัตต์ ร่วมกับระบบการไฟฟ้า	34
รูป 5.2 แสดงผลการเลียนแบบการทดลองช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดขนาด 300 วัตต์ ร่วมกับระบบการไฟฟ้า	35
รูป 5.3 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง(-)Ps กับ กระแส ขณะช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับ โหลดร่วมกับระบบการไฟฟ้า	37
รูป 5.4 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง(-)Ps กับ กำลังไฟฟ้าจริง ขณะช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับ โหลดร่วมกับระบบการไฟฟ้า	38
รูป 5.5 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง(-)Ps กับ กำลังไฟฟารีแอกทีฟ ขณะช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับ โหลดร่วมกับระบบการไฟฟ้า	39
รูป 5.6 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง(-)Ps กับ กำลังไฟฟ้าปรากฏ ขณะช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับ โหลดร่วมกับระบบการไฟฟ้า	40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูป 5.7 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง(-)Ps กับ DPF ขณะช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับ โหลดร่วมกับระบบการไฟฟ้า	41
รูป 5.8 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง (-)Ps กับ P.F. ขณะช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับ โหลดร่วมกับระบบการไฟฟ้า	42
รูป 5.9 แสดงรูปคลื่นแรงดัน (v_r) และกระแส (i_{load}) ก่อนช่วยจ่ายของการทดลองที่ 1	43
รูป 5.10 แสดงรูปคลื่นแรงดัน (v_r) และกระแส (i_r') ก่อนช่วยจ่ายของการทดลองที่ 1	43
รูป 5.11 แสดงรูปคลื่นแรงดัน ($-v_r$) และกระแส (i_r) ของการทดลองที่ 1	44
รูป 5.12 แสดงรูปคลื่นแรงดัน (v_r) และกระแส (i_r) ของการทดลองที่ 1	44
รูป 5.13 แสดงรูปคลื่นกระแส (i_r) ของการทดลองที่ 1	45
รูป 5.14 แสดงสเปกตรัมของกระแส (i_r) ในรูปที่ 5.13	45
รูป 5.15 แสดงสเปกตรัมของกระแส (i_r) ในรูปที่ 5.13	46
รูป 5.16 แสดงรูปคลื่นแรงดัน (v_r) และกระแส (i_r') ของการทดลองที่ 1	46
รูป 5.17 แสดงรูปคลื่นกระแส (i_r') ของการทดลองที่ 1	47
รูป 5.18 แสดงสเปกตรัมของกระแส (i_r') ในรูปที่ 5.17	47
รูป 5.19 แสดงสเปกตรัมของกระแส (i_r') ในรูปที่ 5.17	48
รูป 5.20 แสดงรูปคลื่นแรงดัน (v_r) และกระแส (i_{load}) ของการทดลองที่ 1	48
รูป 5.21 แสดงรูปคลื่นกระแส (i_{load}) ของการทดลองที่ 1	49
รูป 5.22 แสดงสเปกตรัมของกระแส (i_{load}) ในรูปที่ 5.21	49
รูป 5.23 แสดงสเปกตรัมของกระแส (i_{load}) ในรูปที่ 5.21	50
รูป 5.24 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลองจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับระบบการไฟฟ้า	51
รูป 5.25 แสดงผลการเลียนแบบการทดลองจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับระบบการไฟฟ้า	52
รูป 5.26 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง(-)Ps กับ กระแส ขณะจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้ กับระบบการไฟฟ้า	54
รูป 5.27 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง(-)Ps กับ กำลังไฟฟ้าจริง ขณะจ่ายกำลังไฟฟ้า คืนให้ กับระบบการไฟฟ้า	55
รูป 5.28 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง(-)Ps กับ กำลังไฟฟ้าวรีแอกทีฟ ขณะจ่ายกำลัง ไฟฟ้า คืนให้กับระบบการไฟฟ้า	56

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูป 5.29 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง(-)Ps กับ กำลังไฟฟ้าปรากฏ ขณะจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนกับระบบการไฟฟ้า	57
รูป 5.30 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง(-)Ps กับ DPF ขณะจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับระบบ การไฟฟ้า	58
รูป 5.31 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง(-)Ps กับ PF ขณะจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับระบบการไฟฟ้า	59
รูป 5.32 แสดงรูปคลื่นแรงดัน ($-v_r$) และกระแส (i_r) ของการทดลองที่ 2	60
รูป 5.33 แสดงรูปคลื่นแรงดัน (v_r) และกระแส (i_r) ของการทดลองที่ 2	60
รูป 5.34 แสดงรูปคลื่นกระแส (i_r) ของการทดลองที่ 2	61
รูป 5.35 แสดงสเปกตรัมของกระแส (i_r) ในรูปที่ 5.34	61
รูป 5.36 แสดงสเปกตรัมของกระแส (i_r) ในรูปที่ 5.34	62
รูป 5.37 แสดงรูปคลื่นแรงดัน (v_r) และกระแส (i_r') ของการทดลองที่ 2	62
รูป 5.38 แสดงรูปคลื่นกระแส (i_r') ของการทดลองที่ 2	63
รูป 5.39 แสดงสเปกตรัมของกระแส (i_r') ในรูปที่ 5.38	63
รูป 5.40 แสดงสเปกตรัมของกระแส (i_r') ในรูปที่ 5.38	64
รูป 5.41 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลองหาประสิทธิภาพและกำลังสูญเสียของวงจรที่เอาต์พุตค่าต่างๆ	66
รูป 5.42 แสดงกราฟกำลังสูญเสียของวงจรที่เอาต์พุตค่าต่างๆ	68
รูป 5.43 แสดงกราฟประสิทธิภาพของวงจรที่เอาต์พุตค่าต่างๆ	69
รูป 6.1 แสดงวงจรชดเชยกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟและวงจรรองกระแสฮาร์โมนิกส์ก่อนเชื่อมโยงเข้ากับระบบการไฟฟ้า	71

สารบัญตาราง

	หน้า
ตาราง 5.1 ผลการทดลองการช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดหลอดไฟขนาด 300 วัตต์ ร่วมกับระบบการไฟฟ้า	36
ตาราง 5.2 ผลการทดลองการจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับระบบการไฟฟ้า	53
ตาราง 5.3 ผลการทดลองหาประสิทธิภาพและกำลังสูญเสียของวงจรที่เอาท์พุตค่าต่างๆ	67



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเบื้องต้น

ตลอดระยะเวลาที่ผ่านมาได้มีการแสวงหาแหล่งพลังงานอื่น เพื่อนำมาทดแทนการผลิตกระแสไฟฟ้าโดยการใช้ถ่านหิน และก๊าซ เป็นเชื้อเพลิงในการผลิตกระแสไฟฟ้า ซึ่งกำลังจะหมดไปในอนาคต และทำให้เกิดมลภาวะ จึงเป็นเหตุให้มีการรณรงค์ ให้ช่วยกันประหยัดพลังงาน

ปัจจุบันได้มีการนำพลังงานแสงอาทิตย์มาใช้งานซึ่งมีการเปลี่ยนพลังงานแสงอาทิตย์มาเป็นพลังงานไฟฟ้า (ไฟฟ้ากระแสตรง) โดยการใช้เซลล์แสงอาทิตย์ (solar cells) เป็นตัวเปลี่ยนรูปพลังงาน แล้วนำพลังงานไฟฟ้าที่ได้ไปใช้งาน หรือนำพลังงานไฟฟ้าที่ได้มาเก็บไว้ในแบตเตอรี่ (battery)

ถ้าเราสามารถนำพลังงานไฟฟ้าที่เก็บอยู่ในแบตเตอรี่ จ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าไปในระบบการไฟฟ้า เพื่อช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดในระบบ เราก็จะสามารถลดการใช้กำลังไฟฟ้าจากโรงไฟฟ้าที่ใช้ถ่านหินและก๊าซ เป็นเชื้อเพลิงในการผลิตกระแสไฟฟ้าได้

1.2 หลักการในการเชื่อมโยงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้ากับระบบการไฟฟ้า

ในการเชื่อมโยงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้ากับระบบการไฟฟ้านั้น สามารถทำได้ 2 ลักษณะ คือ

1. ใช้อินเวอร์เตอร์เป็นตัวเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ ที่เป็นรูปคลื่นไซน์ โดยสัญญาณ แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับรูปคลื่นไซน์ที่สร้างขึ้นนั้น ต้องมีขนาด เฟส และความถี่ของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าตรงกับสัญญาณแรงดันไฟฟ้าของระบบการไฟฟ้าก่อน แล้วจึงทำการเชื่อมโยงเข้ากับระบบการไฟฟ้า และจ่ายกำลังไฟฟ้า จากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงไปยังระบบการไฟฟ้า

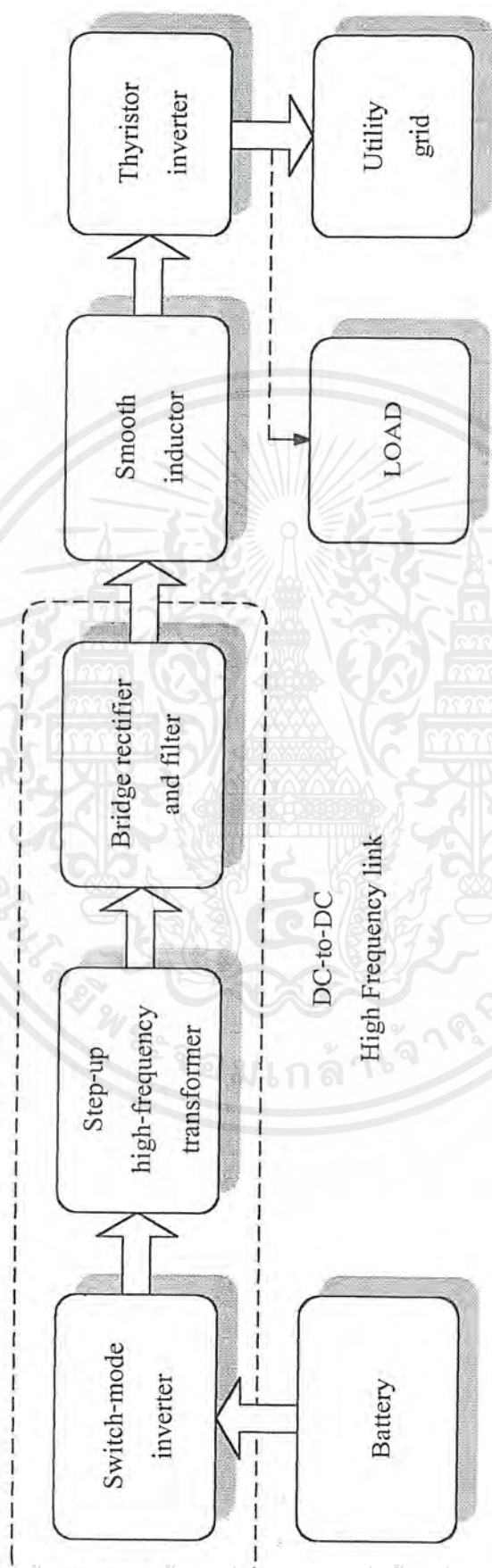
2. ใช้วงจรคอนโทรลฟูลเวฟเร็คติฟาย เป็นตัวเชื่อมโยงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้ากับระบบการไฟฟ้า โดยการป้อนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจากระบบการไฟฟ้าให้กับวงจรคอนโทรลฟูลเวฟเร็คติฟาย ที่ทำงานในโหมดเร็คติฟายก่อน แล้วจึงควบคุมให้วงจรคอนโทรลฟูลเวฟเร็คติฟายทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ เพื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงไปยังระบบการไฟฟ้า

ซึ่งในลักษณะที่หนึ่งนั้น พบว่า ในการเชื่อมโยงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้ากับระบบการไฟฟ้า และการจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับระบบการไฟฟ้านั้น มีความยุ่งยากมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในโครงการนี้ ได้มีการนำเสนอวิธีการนำพลังงานแสงอาทิตย์ ที่เปลี่ยนอยู่ในรูปของพลังงานไฟฟ้า ที่เก็บอยู่ในแบตเตอรี่มาใช้งาน เพื่อช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดร่วมกับระบบการไฟฟ้าและจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับระบบการไฟฟ้า โดยใช้วงจรคอนโทรลฟูลเวฟเร็คติฟาย ในการเชื่อมโยงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง (แบตเตอรี่) เข้ากับระบบการไฟฟ้า ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ และอาศัยหลักการของวงจรคอนโทรลฟูลเวฟเร็คติฟาย ที่ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ (mode inverter) ในการจ่ายกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง (แบตเตอรี่) ให้กับโหลดร่วมกับระบบการไฟฟ้าและจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับระบบการไฟฟ้า ซึ่งเป็นการเชื่อมโยงในลักษณะที่สอง และเป็นการนำมาใช้ในคร่าวเบื้องต้น ได้แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบที่ใช้ในการเชื่อมโยงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้ากับระบบการไฟฟ้า ดังรูปที่ 1.1

จากรูปที่ 1.1 จากแบตเตอรี่ ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งเป็นแบตเตอรี่ที่มีการอัดประจุ (charge) จากเซลล์แสงอาทิตย์ จากนั้นนำแบตเตอรี่มาต่อผ่านวงจรสวิตช์โหมดอินเวอร์เตอร์ (switch mode inverter) เพื่อทำการสวิตชิง แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่เป็นรูปคลื่นกึ่งสี่เหลี่ยม (Qusi-square) ที่มีความถี่สูง และสามารถปรับความกว้างของสัญญาณได้ แล้วนำไปผ่านหม้อแปลงความถี่สูง เพื่อเปลี่ยนระดับแรงดันให้สูงขึ้น หลังจากนั้นนำไปผ่านวงจรบริดจ์เร็คติฟาย เพื่อเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้สามารถปรับค่าได้ โดยการปรับความกว้างของสัญญาณแรงดันที่ออกจากวงจรสวิตช์โหมดอินเวอร์เตอร์ และใช้วงจรทรานส์ฟอร์เมอร์อินเวอร์เตอร์ (วงจรคอนโทรลฟูลเวฟเร็คติฟาย ที่ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์) เป็นตัวเชื่อมโยงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้ากับระบบการไฟฟ้า และจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับระบบการไฟฟ้าโดยมีสมูทอินดักเตอร์ (Smooth Inductor : L_d) เป็นตัวที่ทำให้กระแสราบเรียบและต่อเนื่อง



รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบที่ใช้ในการเชื่อมโยงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้ากับระบบการไฟฟ้า

1.3 วัตถุประสงค์

1. ออกแบบ และสร้างระบบเชื่อมโยงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง เข้ากับระบบการไฟฟ้า ที่มี พิกัดกำลังไฟฟ้า ขนาด 400 วัตต์
2. ทดลอง การช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับ โหลดร่วมกับระบบการไฟฟ้า
3. ทดลอง จ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับระบบการไฟฟ้า

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. สามารถช่วยลดปริมาณการใช้กำลังไฟฟ้าจากระบบการไฟฟ้า และช่วยประหยัดค่าไฟฟ้า ในครัวเรือนได้
2. ใช้เป็นแนวทางในการออกแบบสร้างโรงไฟฟ้าพลังงานแสงอาทิตย์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีวงจรถอนโทรลฟูลเวฟเรกติฟายหนึ่งเฟส

2.1 ทฤษฎีเบื้องต้น

วงจรถอนโทรลฟูลเวฟเรกติฟายหนึ่งเฟส เป็นวงจรที่ใช้ในการเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟสให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่สามารถปรับค่าได้ โดยใช้เอสซีอาร์ (SCR) เป็นอุปกรณ์หลักทำหน้าที่เรียงกระแส ซึ่งได้แสดงวงจร รูปคลื่นแรงดัน และกระแสของวงจรทางด้านอินพุต และเอาต์พุตดังรูปที่ 2.1

2.2 เงื่อนไขการทำงานของเอสซีอาร์

1. เอสซีอาร์จะนำกระแสเมื่อได้รับฟอร์เวิร์ดไบอัสและได้รับสัญญาณจุดชนวน (สัญญาณบวก) ที่ขาเกตของเอสซีอาร์ ณ มุมจุดชนวน (Firing Angle : α)
2. เอสซีอาร์จะหยุดนำกระแสเมื่อกระแสที่ไหลผ่านตัวเอสซีอาร์น้อยกว่ากระแสโฮลดิ้ง (Holding Current : I_H)

2.3 การทำงานของวงจรถอนโทรลฟูลเวฟเรกติฟายหนึ่งเฟส (กรณีกระแสต่อเนื่อง)

จากรูปที่ 2.1 เมื่อแรงดันที่ป้อนให้กับวงจรคือ

$$v_s = \sqrt{2} V_s \sin(\omega t) \quad (2.1)$$

โดย v_s คือ ค่าชั่วขณะของแรงดันอินพุต หน่วย โวลต์ (V)

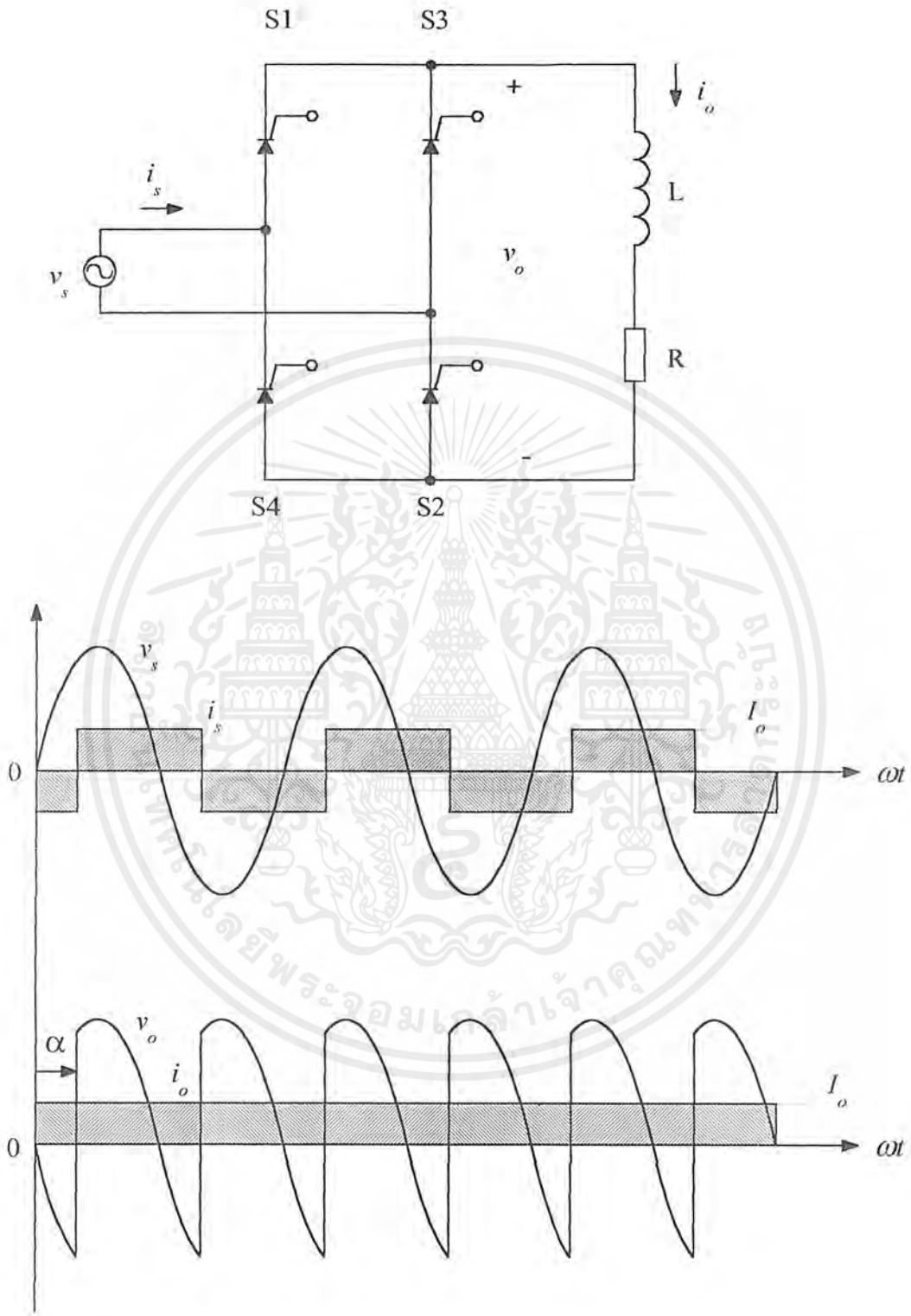
V_s คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันอินพุต หน่วย โวลต์ (V)

ในช่วงครึ่งไซเคิลบวก เอสซีอาร์ S1 และ S2 ได้รับฟอร์เวิร์ดไบอัสพร้อมที่จะนำกระแส ส่วนเอสซีอาร์ S3 และ S4 ได้รับรีเวิร์ดไบอัส

ในช่วงครึ่งไซเคิลลบ เอสซีอาร์ S3 และ S4 ได้รับฟอร์เวิร์ดไบอัสพร้อมที่จะนำกระแส ส่วนเอสซีอาร์ S1 และ S2 ได้รับรีเวิร์ดไบอัส

เมื่อเอสซีอาร์ S1 และ S2 ได้รับสัญญาณจุดชนวนที่ขาเกตที่มุม α เอสซีอาร์ S1 และ S2 นำกระแส จะได้แรงดันเอาต์พุต มีค่าเท่ากับแรงดันอินพุต ($v_o = v_s$) และ เมื่อเอสซีอาร์ S3 และ S4 ได้รับสัญญาณจุดชนวนที่ขาเกต ที่มุม $\pi + \alpha$ เอสซีอาร์ S3 และ S4 นำกระแส และบังคับให้เอสซีอาร์ S1 และ S2 หยุดนำกระแส (Force commutation or ac line commutation) และจะได้แรงดันเอาต์พุตเท่ากับลบแรงดันอินพุต ($v_o = -v_s$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 แสดงวงจรคอนโทรลฟูลเวฟเร็คติไฟเออร์หนึ่งเฟส รูปคลื่นแรงดัน และกระแสของวงจรทางด้านอินพุต และเอาต์พุต (กรณีกระแสต่อเนื่อง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการหาค่าแรงดันเอาต์พุตและกระแสในกรณีกระแสต่อเนื่องจะใช้อนุกรมฟูรีเยร์ โดยรูปแบบทั่วไปของอนุกรมฟูรีเยร์สำหรับสัญญาณแรงดันเอาต์พุตกรณีกระแสต่อเนื่องคือ

$$v_o(\omega t) = V_o + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\omega t + \theta_n) \quad (2.2)$$

เมื่อ

$$V_o = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} \sqrt{2} V_s \sin(\omega t) d(\omega t)$$

$$V_o = \frac{2\sqrt{2} V_s}{\pi} \cos(\alpha) \quad (2.3)$$

$$V_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (2.4)$$

และ

$$a_n = \frac{2\sqrt{2} V_s}{\pi} \left[\frac{\cos(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\cos(n-1)\alpha}{n-1} \right]$$

$$b_n = \frac{2\sqrt{2} V_s}{\pi} \left[\frac{\sin(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\sin(n-1)\alpha}{n-1} \right]$$

$$n = 2, 4, 6 \dots$$

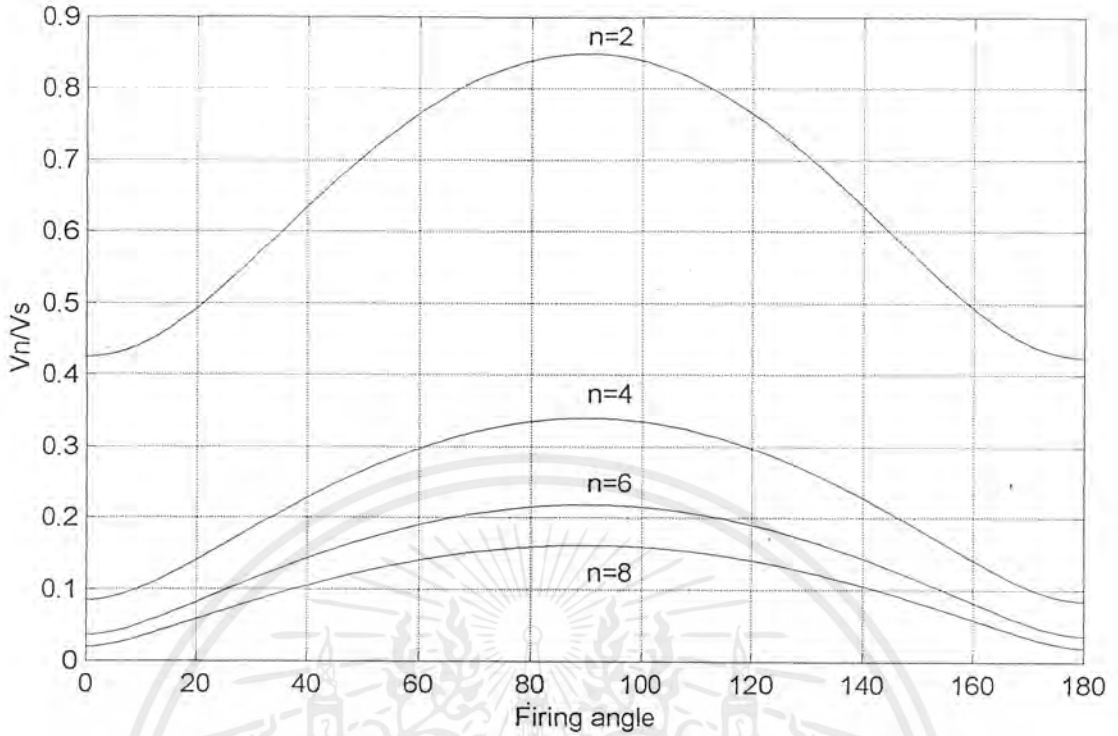
โดย

v_o คือ ค่าชั่วขณะของแรงดันเอาต์พุต หน่วย โวลต์ (V)

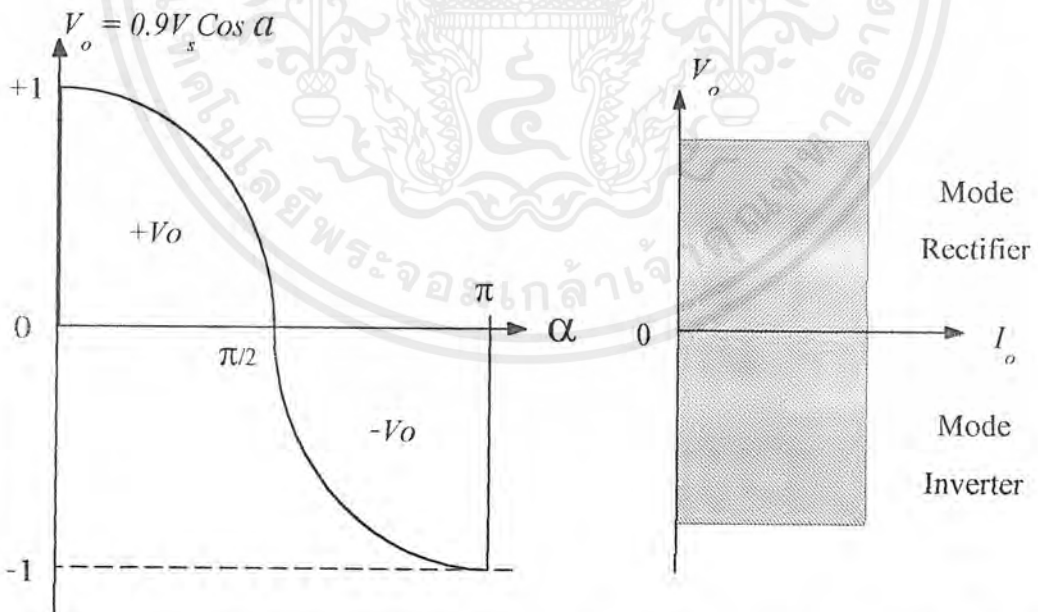
V_o คือ ค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุต หน่วย โวลต์ (V)

V_n คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันฮาร์โมนิกส์เอาต์พุต หน่วย โวลต์ (V)

α คือ มุมจุดชนวนที่ขาเกตของเอสซีอาร์ หน่วย เรเดียน (rad)



รูปที่ 2.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัดส่วนของแรงดันเอาต์พุตฮาร์โมนิกสัต์ต่อแรงดันอินพุต (V_n/V_s) และมุมจุดชนวนของเอสซีอาร์ (Firing angle : α)



รูปที่ 2.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุต (V_o) กับ มุมจุดชนวนของเอสซีอาร์ (α) ในกรณีกระแสต่อเนื่อง และ โหมดการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (2.4) สามารถนำมาเขียนความสัมพันธ์ระหว่างสัดส่วนของแรงดันเอาต์พุตฮาร์โมนิกส์ต่อแรงดันอินพุต (V_n/V_s) และมุมจุดชนวนของเอสซีอาร์ (Firing angle : α) แสดงดังรูปที่ 2.2 และจากสมการ (2.3) สามารถนำมาเขียนความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุต (V_o) กับมุมจุดชนวนของเอสซีอาร์ (α) ในกรณีกระแสต่อเนื่องแสดงดังรูปที่ 2.3 และจะมีสมการกระแสคือ

$$I_{rms} = \sqrt{I_o^2 + \sum_{n=2,4,6\dots}^{\infty} I_n^2} \quad (2.5)$$

เมื่อ

$$I_o = \frac{V_o}{R} \quad (2.6)$$

และ

$$I_n = \frac{V_n}{Z_n} = \frac{V_n}{|R + jn\omega_o L|} \quad (2.7)$$

โดย

I_{rms} คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของกระแสเอาต์พุต หน่วย แอมแปร์ (A)

I_o คือ ค่าเฉลี่ยของกระแสเอาต์พุต หน่วย แอมแปร์ (A)

I_n คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของกระแสฮาร์โมนิกส์เอาต์พุต หน่วย แอมแปร์ (A)

Z_n คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ หน่วย โอห์ม (Ω)

R คือ ค่าความต้านทานภายในของตัวเหนี่ยวนำ หน่วย โอห์ม (Ω)

L คือ ค่าความเหนี่ยวนำ หน่วย เฮนรี่ (H)

ω_o คือ ความเร็วเชิงมุม ($2\pi f_o$)

f_o คือ ค่าความถี่อินพุตของระบบการไฟฟ้า (50 Hz)

2.4 โหมดการทำงาน

จากรูปที่ 2.3 ในช่วง $0 < \alpha < \pi/2$ จะได้แรงดันเอาต์พุตมากกว่าศูนย์เป็นบวก ($V_o > 0$) กระแสเป็นบวกและต่อเนื่องเรียกการทำงานในช่วงนี้ว่า การทำงานในโหมดเร็คติไฟาย (mode - rectifier) ส่วนในช่วง $\pi/2 < \alpha < \pi$ จะได้แรงดันเอาต์พุตน้อยกว่าศูนย์เป็นลบ ($V_o < 0$) กระแสเป็นบวกและต่อเนื่องเรียกการทำงานในช่วงนี้ว่า การทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ (mode inverter)

2.5 วงจรคอนโทรลฟูลวเฟร็คติฟายหนึ่งเฟส ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์

การทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์นั้นจะม้การทำงานเหมือนกับหัวข้อที่ 2.3 โดยที่มุมจุดชนวนของเอสซีอาร์จะมีสัญญาณอยู่ในช่วง $\pi/2 < \alpha < \pi$ ซึ่งจะมีลักษณะของวงจร รูปคลื่นแรงดัน และกระแสของวงจรทางด้านอินพุต และเอาต์พุต แสดงดังรูปที่ 2.4 และมีสมการต่างๆ ของการทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ ดังนี้

สมการแรงดัน (V_o) กระแส (I_o) และกำลังไฟฟ้า (P_o) ทางด้านเอาต์พุตคือ

$$V_o = \frac{2\sqrt{2} V_s}{\pi} \cos(\alpha) \quad : \pi/2 < \alpha < \pi \quad (2.8)$$

$$I_o = \frac{V_o + V_{dc}}{R} \quad : |V_o| < |V_{dc}| \quad (2.9)$$

$$P_o = V_o I_o \quad (2.10)$$

โดย V_{dc} คือ ค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง หน่วย โวลต์ (V)

สมการกระแส (I_{s1}) กำลังไฟฟ้า (P_s) และกำลังไฟฟ้รีแอกตีฟ (Q_s) ทางด้านอินพุตคือ

$$P_s = V_s I_{s1} \cos(\alpha) \quad (2.11)$$

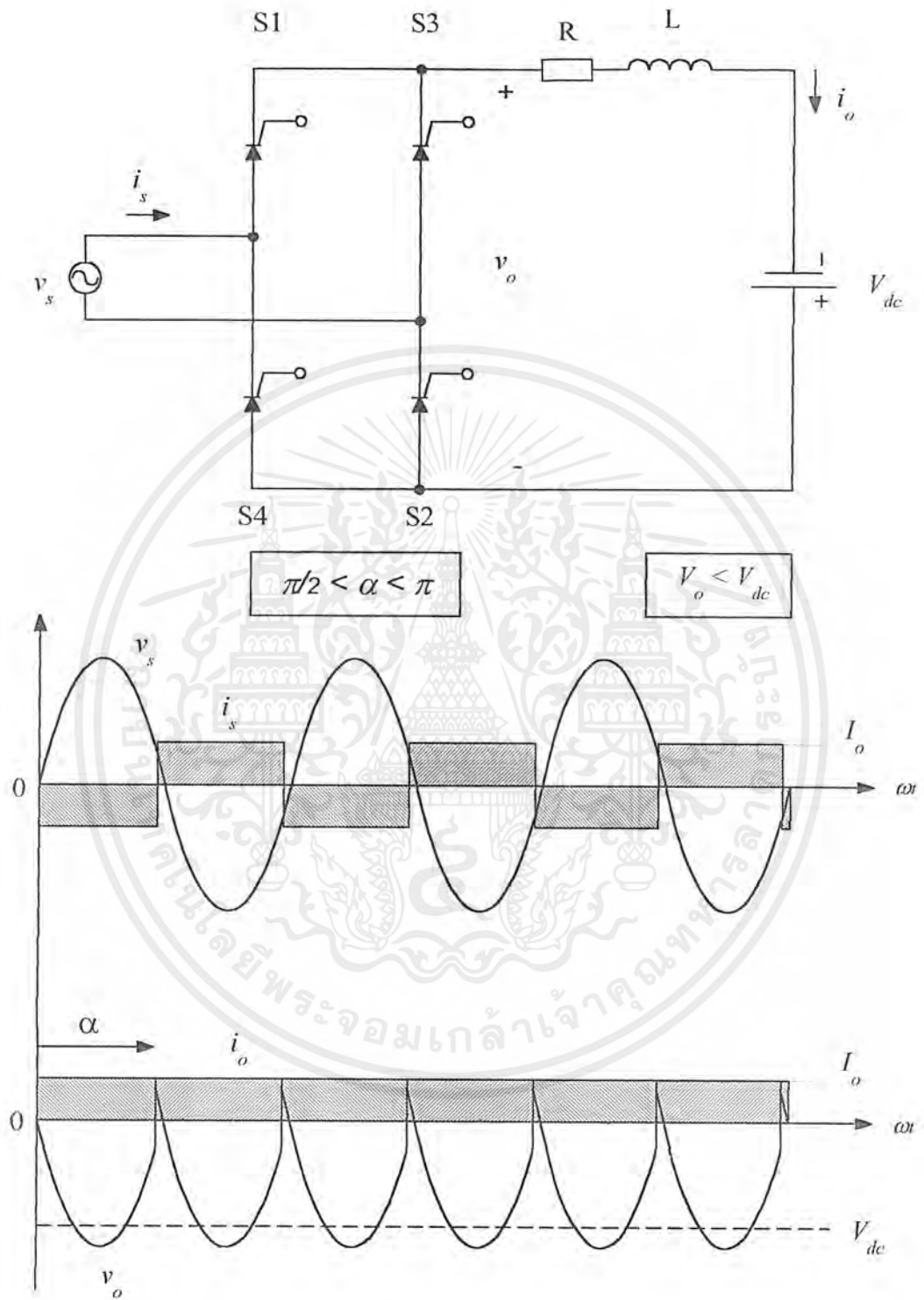
$$I_{s1} = \frac{4}{\pi} * \frac{1}{\sqrt{2}} * I_o \quad : \text{for square wave} \quad (2.12)$$

จะได้

$$P_s = \frac{4}{\pi} * \frac{1}{\sqrt{2}} V_s I_o \cos(\alpha) \quad (2.13)$$

$$Q_s = \frac{4}{\pi} * \frac{1}{\sqrt{2}} V_s I_o \sin(\alpha) \quad (2.14)$$

โดย I_{s1} คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของกระแสมูลฐานอินพุต หน่วย แอมแปร์ (A)



รูปที่ 2.4 แสดงวงจรคอนโทรลฟูลเวฟเรกติฟายที่ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์
รูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจรทางด้านอินพุตและเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาทางด้านเอาต์พุตของวงจรคอนโทรลฟูลเวฟเร็คติไฟเออร์ที่ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ ($\pi/2 < \alpha < \pi$) จะได้ค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุต (V_o) มีค่าเป็นลบ และกระแสเอาต์พุต (I_o) มีค่าเป็นบวก (เมื่อ $V_o / < V_{dc}$) ดังนั้นจะได้ค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต (P_o) มีค่าเป็นลบ แสดงว่าทางด้านเอาต์พุตของวงจรคอนโทรลฟูลเวฟเร็คติไฟเออร์ที่ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์นั้นเป็นตัวจ่ายกำลังไฟฟ้า ไม่ใช่ตัวรับกำลังไฟฟ้าที่มาจากทางด้านอินพุตของวงจร

เมื่อพิจารณาทางด้านอินพุตของวงจรคอนโทรลฟูลเวฟเร็คติไฟเออร์ที่ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ ($\pi/2 < \alpha < \pi$) จะได้ค่า $\cos(\alpha)$ มีค่าเป็นลบ ดังนั้นจะได้ค่ากำลังไฟฟ้าอินพุต (P_s) มีค่าเป็นลบ แสดงว่าทางด้านอินพุตของวงจรคอนโทรลฟูลเวฟเร็คติไฟเออร์ที่ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์นั้นเป็นตัวรับกำลังไฟฟ้า ไม่ใช่ตัวจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดทางด้านเอาต์พุตของวงจร

ดังนั้นการทำงานของวงจรคอนโทรลฟูลเวฟเร็คติไฟเออร์ที่ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์จะเป็นการควบคุมกำลังไฟฟ้าให้ไหลจากทางด้านเอาต์พุตของวงจรที่เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงไปยังด้านอินพุตของวงจรที่เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ



บทที่ 3

หลักการของระบบและรายละเอียดของวงจร

3.1 หลักการของระบบ

การเชื่อมโยงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้ากับระบบการไฟฟ้า สามารถเชื่อมโยงได้โดยใช้วงจรคอนโทรลพูลเวฟเร็คติฟาย และสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง (แบตเตอรี่) ไปยังระบบการไฟฟ้า และโหลดที่ต่ออยู่ทางด้านระบบการไฟฟ้าได้โดยให้วงจรคอนโทรลพูลเวฟเร็คติฟายทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ ซึ่งได้อธิบายไว้แล้วในหัวข้อ 2.5

3.2 วงจรกำลัง

ระบบที่ใช้ในการเชื่อมโยงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้ากับระบบการไฟฟ้า และจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับระบบการไฟฟ้าและโหลด แสดงดังรูปที่ 3.1 ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

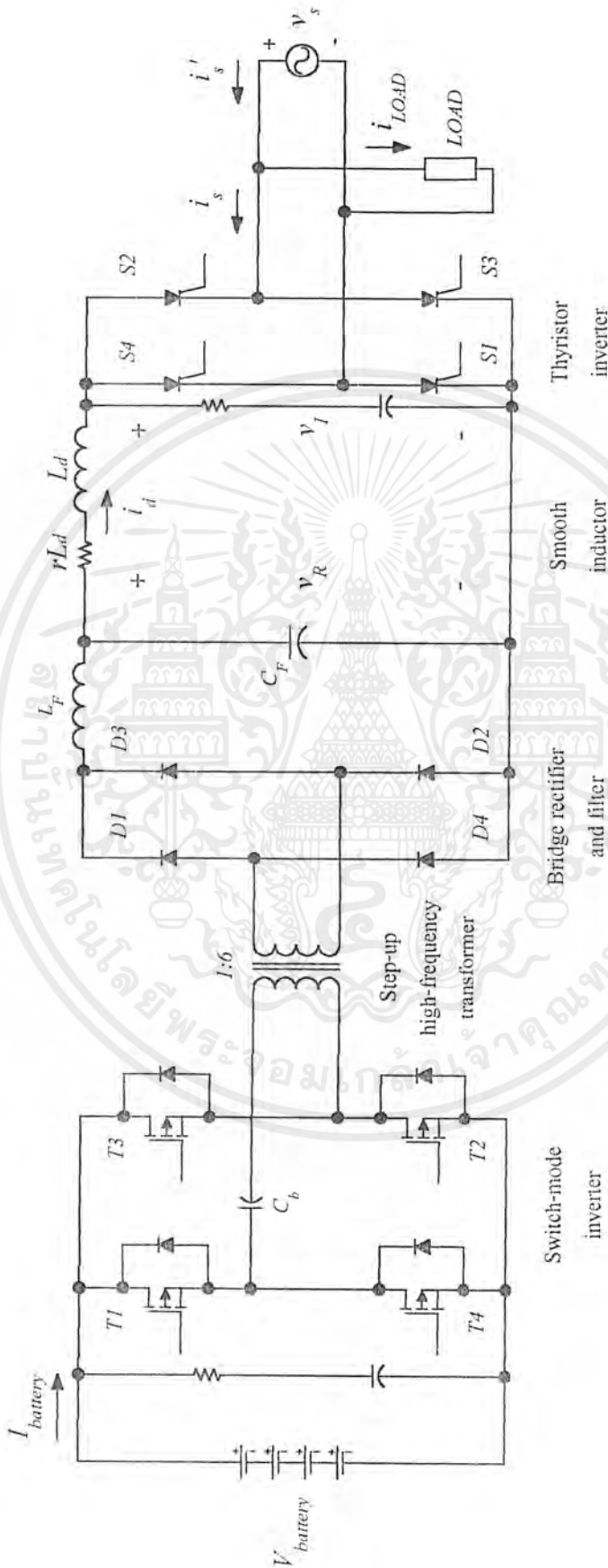
3.2.1 แบตเตอรี่ เป็นส่วนของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง 48 โวลต์ โดยใช้แบตเตอรี่ 12 โวลต์ 50 แอมแปร์-ชั่วโมง 4 ลูก ต่ออนุกรมกัน

3.2.2 วงจรสวิตช์โหมคอินเวอร์เตอร์ เป็นส่วนที่ใช้ในการแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่เป็นรูปคลื่นกึ่งสี่เหลี่ยมที่มีความถี่สูงโดยใช้หลักการของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ชนิดหนึ่งเฟส โดยมีอุปกรณ์หลักคือมอสเฟต (MOSFET) ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ ซึ่งใช้ไอซีเบอร์ TL494CN ในการสร้างสัญญาณเพื่อควบคุมการทำงานของวงจรสวิตช์โหมคอินเวอร์เตอร์

3.2.3 หม้อแปลงเพิ่มแรงดันความถี่สูง เป็นส่วนที่ใช้ในการเปลี่ยนระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ออกจากวงจรสวิตช์โหมคอินเวอร์เตอร์ให้สูงขึ้น โดยมีอัตราส่วน 1 : 6

3.2.4 วงจรฟูลบริดจ์เร็คติฟายและฟิลเตอร์ เป็นส่วนที่ใช้ในการแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

3.2.5 วงจรไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์ เป็นส่วนของวงจรคอนโทรลพูลเวฟเร็คติฟายชนิดหนึ่งเฟสที่ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ ซึ่งทำหน้าที่เชื่อมโยงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้ากับระบบการไฟฟ้า โดยมีอุปกรณ์หลักคือ เอสซีอาร์ ทำหน้าที่เรียงกระแส ซึ่งใช้ไอซีเบอร์ TCA785 ในการสร้างสัญญาณเพื่อควบคุมการทำงานของวงจรไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์ โดยปรับมุมจุดชนวนไว้ที่มุม 170 องศา



รูปที่ 3.1 แสดงวงจรที่ใช้ในการเชื่อม โยงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้ากับระบบการไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 สมการที่ใช้ในการวิเคราะห์

สมการที่ใช้ในการวิเคราะห์ระบบที่ใช้ในการเชื่อม โยงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง เข้ากับระบบการไฟฟ้า ที่แสดงดังรูปที่ 3.1 มีดังนี้ คือ

3.3.1 ส่วนของระบบการไฟฟ้า

$$P_s = V_s I_{s1} \cos(\alpha) \quad (3.1)$$

$$I_{s1} = \frac{4}{\pi} * \frac{1}{\sqrt{2}} * I_d \quad : \text{for square wave} \quad (3.2)$$

$$\therefore P_s = \frac{4}{\pi} * \frac{1}{\sqrt{2}} V_s I_d \cos(\alpha) \quad (3.3)$$

$$Q_s = \frac{4}{\pi} * \frac{1}{\sqrt{2}} V_s I_d \sin(\alpha) \quad (3.4)$$

$$S_s = P_s + jQ_s \quad (3.5)$$

$$P'_s = P_s + P_{LOAD} \quad (3.6)$$

$$Q'_s = Q_s + Q_{LOAD} \quad (3.7)$$

$$S'_s = S_s + S_{LOAD} \quad (3.8)$$

- โดย P_s คือ ค่ากำลังไฟฟ้าจริงด้านอินพุตของวงจรไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์
หน่วย วัตต์ (W)
- Q_s คือ ค่ากำลังไฟฟารีแอกทีฟด้านอินพุตของวงจรไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์
หน่วย โวลต์-แอมแปร์ รีแอกทีฟ (VAR)
- S_s คือ ค่ากำลังไฟฟ้าปรากฏด้านอินพุตของวงจรไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์
หน่วย โวลต์-แอมแปร์ (VA)
- P'_s คือ ค่ากำลังไฟฟ้าจริงของระบบการไฟฟ้า หน่วย วัตต์ (W)
- Q'_s คือ ค่ากำลังไฟฟารีแอกทีฟของระบบการไฟฟ้า หน่วยโวลต์-แอมแปร์
รีแอกทีฟ (VAR)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- S'_s คือ ค่ากำลังไฟฟ้าปรากฏของระบบการไฟฟ้า หน่วย โวลต์-แอมแปร์ (VA)
- P_{LOAD} คือ ค่ากำลังไฟฟ้าจริงของโหลด หน่วย วัตต์ (W)
- Q_{LOAD} คือ ค่ากำลังไฟฟารีแอกทีฟ ของโหลด หน่วย โวลต์-แอมแปร์ รีแอกทีฟ (VAR)
- S_{LOAD} คือ ค่ากำลังไฟฟ้าปรากฏของโหลด หน่วย โวลต์-แอมแปร์ (VA)
- V_s คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันของระบบการไฟฟ้า หน่วย โวลต์ (V)
- I_{s1} คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของกระแสมาตรฐานด้านอินพุตของวงจรทรานซิสเตอร์อินเวอร์เตอร์ หน่วย แอมแปร์ (A)
- I_d คือ ค่าเฉลี่ยของกระแสที่ไหลผ่านตัวสมูทอินดักเตอร์ หน่วย แอมแปร์ (A)

3.3.2 ส่วนของวงจรทรานซิสเตอร์อินเวอร์เตอร์

$$V_I = -\frac{2\sqrt{2} V_s}{\pi} \cos(\alpha) \quad (3.9)$$

$$I_d = \frac{V_R - V_I}{rL_d} \quad : |V_I| < |V_R| \quad (3.10)$$

$$P_I = -V_I I_d \quad (3.11)$$

โดย V_I คือ ค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุตของวงจรทรานซิสเตอร์อินเวอร์เตอร์ หน่วย โวลต์ (V)

V_R คือ ค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุตของวงจรฟูลบริดจ์เร็คติไฟาย หน่วย โวลต์ (V)

rL_d คือ ค่าความต้านทานภายในของตัวสมูทอินดักเตอร์ หน่วย โอห์ม (Ω)

P_I คือ ค่าเฉลี่ยของกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรทรานซิสเตอร์อินเวอร์เตอร์ หน่วย วัตต์ (W)

3.3.3 ส่วนของวงจรฟูลบริดจ์เร็คติไฟาย [2], [3]

$$V_R = I_d * rL_d + V_I \quad (3.12)$$

$$V_R = 2 \frac{D}{\alpha} V_{battery} \quad (3.13)$$

$$P_R = -V_R I_d \quad (3.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- โดย $V_{battery}$ คือ ค่าเฉลี่ยของแรงดันของแบตเตอรี่ หน่วย โวลต์ (V)
 D คือ ค่าควัตซ์ไซคลิก
 a คือ ค่าอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงความถี่สูง
 P_R คือ ค่าเฉลี่ยของกำลังไฟฟ้าของวงจรฟูลบริดจ์เร็คติไฟาย หน่วย วัตต์ (W)

3.3.4 ส่วนของแบตเตอรี่

$$P_{battery} = -V_{battery} * I_{battery} \quad (3.15)$$

- โดย $P_{battery}$ คือ ค่าเฉลี่ยของกำลังไฟฟ้าของแบตเตอรี่ หน่วย วัตต์ (W)
 $V_{battery}$ คือ ค่าเฉลี่ยของแรงดันแบตเตอรี่ หน่วย โวลต์ (V)
 $I_{battery}$ คือ ค่าเฉลี่ยของกระแสแบตเตอรี่ หน่วย แอมแปร์ (A)

3.4 การทำงานของระบบ

จากรูปที่ 3.1 การทำงานของระบบเริ่มต้น โดยทำการเชื่อมโยงวงจรไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์เข้ากับระบบการไฟฟ้า โดยขณะนี้วงจรไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์พร้อมที่จะทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ เมื่อทำการต่อชุดแบตเตอรี่ 48 โวลต์ 50 แอมแปร์-ชั่วโมง ผ่านวงจรสวิตช์โหมดอินเวอร์เตอร์ หม้อแปลงความถี่สูง วงจรฟูลบริดจ์เร็คติไฟาย และฟิลเตอร์ เพื่อให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (V_R) มีค่าประมาณ 196 ถึง 204 โวลต์ ซึ่งจะมีค่ามากกว่าแรงดันเอาท์พุทของวงจรไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์ ($\alpha = 170$ องศา จะได้ $V_I = 195.06$ โวลต์) ซึ่งจะเป็นไปตามเงื่อนไขการทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ทำให้วงจรไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับระบบการไฟฟ้า และช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดร่วมกับระบบการไฟฟ้าได้ โดยมีการตรวจจับแรงดัน (V_I) และกระแส (I_s) มาคูณกัน แล้วส่งไปยังชุดวงจรควบคุมย้อนกลับ เพื่อควบคุมกำลังไฟฟ้าที่ออกจากวงจรไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์มีค่าคงที่ ซึ่งจะได้กล่าวรายละเอียดในหัวข้อต่อไป

3.5 วงจรควบคุม

วงจรควบคุมของระบบจะมีอยู่ 3 ส่วน คือ

1. วงจรที่ใช้สร้างสัญญาณขับมอเตอร์เฟทของวงจรสวิตช์โหมคอินเวอร์เตอร์
2. วงจรที่ใช้สร้างสัญญาณจุดชนวน เอสซีอาร์ ของวงจรไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์
3. วงจรควบคุมป้อนกลับ

3.5.1 วงจรที่ใช้สร้างสัญญาณขับ มอเตอร์เฟท ของวงจรสวิตช์โหมคอินเวอร์เตอร์

วงจรมีไอซีเบอร์ TL494CN ในการสร้างสัญญาณขับมอเตอร์เฟท ซึ่งเราสามารถควบคุมความกว้างของพัลส์โดยการปรับแรงดันที่ขา 3 (ต่ออยู่กับเอาต์พุตของส่วนวงจรควบคุมป้อนกลับ) และสามารถปรับความถี่ของสัญญาณ โดยการปรับตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ (VRI) ที่ต่ออยู่กับขา 6 โดยที่ขา 9 และขา 10 เป็นขาเอาต์พุตมีเฟสต่างกัน 180 องศา ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตจากขา 9 และขา 10 จะถูกต่อไปยังวงจรถาย และแยกกราวด์ โดยใช้ไอซีเบอร์ EXB840 ก่อนที่จะนำสัญญาณไปขับมอเตอร์เฟท โดยมีวงจรแสดงดังรูปที่ 3.2 (ดูรูปคลื่นสัญญาณในภาคผนวก ก และรายละเอียดการออกแบบในภาคผนวก ข)

3.5.2 วงจรที่ใช้สร้างสัญญาณจุดชนวน เอสซีอาร์ ของวงจรไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์

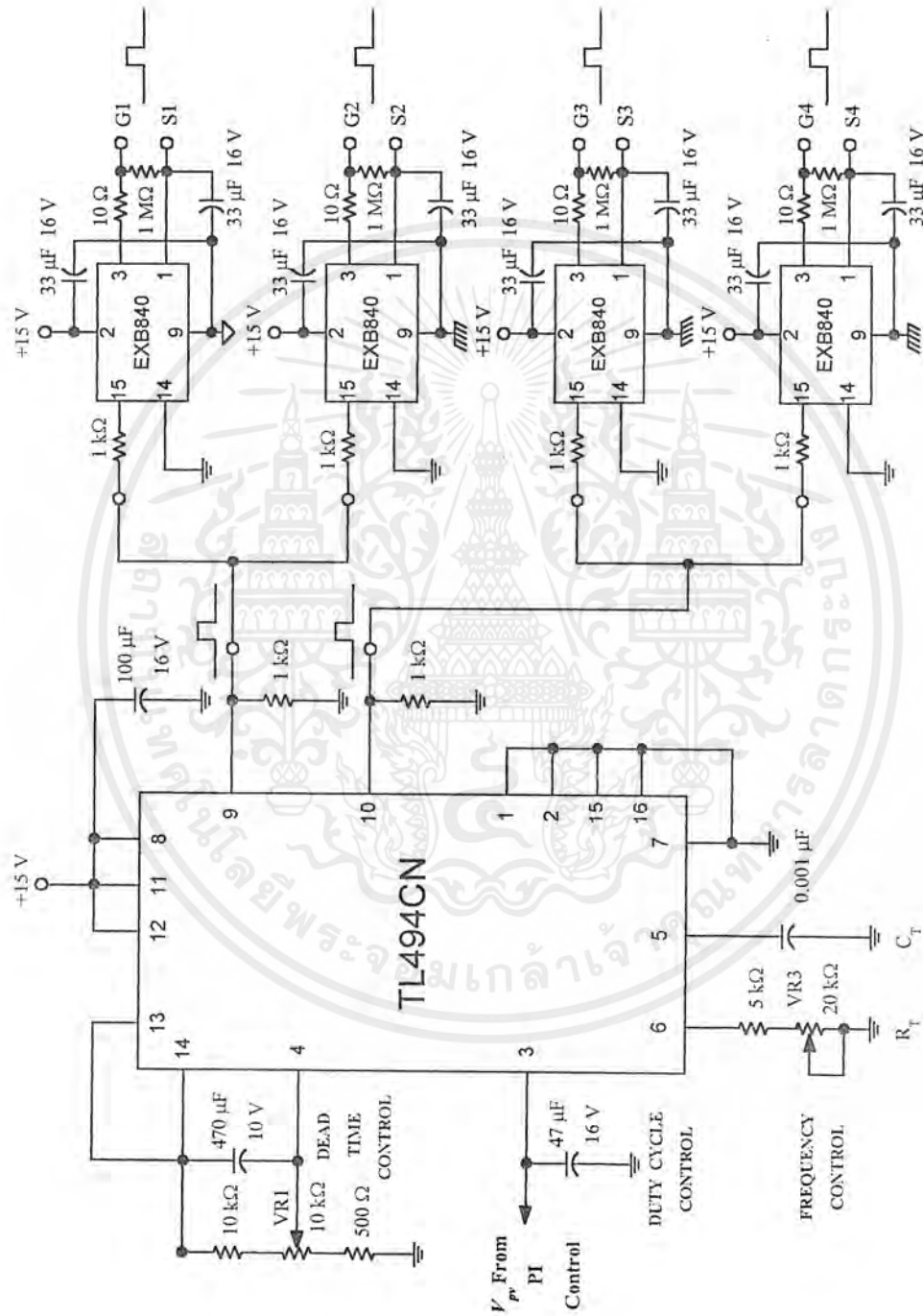
วงจรมีไอซีเบอร์ TCA785 ในการสร้างสัญญาณจุดชนวนของเอสซีอาร์ ซึ่งเราสามารถควบคุมมุมจุดชนวนได้โดยการปรับแรงดันที่ขา 11 โดยการปรับตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ (VRI) โดยที่ขา 15 จะเป็นสัญญาณจุดชนวนในช่วงครึ่งไซเคิลบวก และขา 14 จะเป็นสัญญาณจุดชนวนในช่วงครึ่งไซเคิลลบ ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตจากขา 15 และ 14 จะถูกต่อไปยังวงจรถาย และแยกกราวด์ โดยใช้ไอซีเบอร์ 4N35 ก่อนที่จะนำสัญญาณจุดชนวนไปขับเอสซีอาร์ โดยมีวงจรแสดงดังรูปที่ 3.3 (ดูรูปคลื่นสัญญาณในภาคผนวก ก และรายละเอียดการออกแบบในภาคผนวก ข)

3.5.3 วงจรควบคุมป้อนกลับ

วงจรส่วนนี้ ทำหน้าที่ควบคุมกำลังไฟฟ้า ที่ช่วยจ่าย โหลดร่วมกับระบบการไฟฟ้า หรือจ่ายคืนให้กับระบบการไฟฟ้า ให้มีค่าคงที่ โดยวงจรที่ใช้จะเป็นวงจรอะนาลอกคอนโทรล ซึ่งจะประกอบด้วยส่วนของ วงจรขยายค่าความคลาดเคลื่อน (Error Amplifier) และวงจรพีไอคอนโทรล (PI Control) แสดงดังรูปที่ 3.4

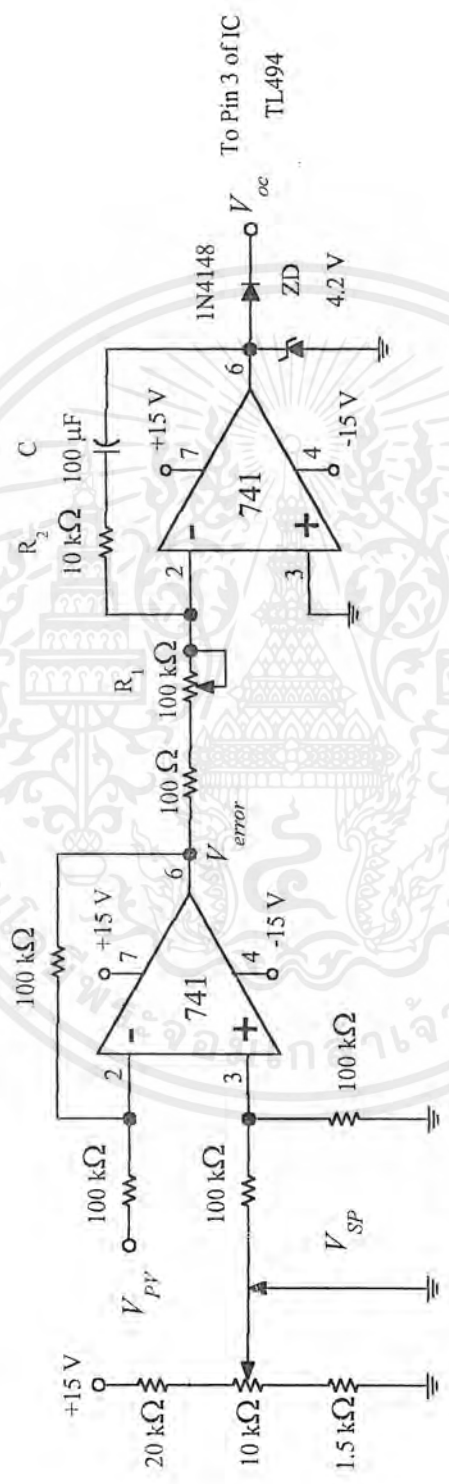
จากรูปที่ 3.4 ในส่วนของวงจรถายค่าความคลาดเคลื่อน มีอัตราขยายเท่ากับ หนึ่ง ซึ่งจะมีแรงดันเอาต์พุต (V_{error}) คือ

$$V_{error} = V_{sp} - V_{pv} \quad (3.16)$$



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรที่ใช้สร้างสัญญาณจัมบอสเฟสของวงจรสวิตช์โหมคินเนอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรควบคุมย้อนกลับ (พีไอ คอนโทรล)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย V_{sp} เป็นค่าแรงดันที่เป็นตัวกำหนดกำลังไฟฟ้าซึ่งปรับตั้งไว้ 1 โวลท์ ต่อ 100 วัตต์ และ V_{pv} เป็นค่าแรงดันที่เปลี่ยนแปลงตามกำลังไฟฟ้า โดยคํอมาจากส่วนตรวจจับ ซึ่งปรับตั้งไว้ 1 โวลท์ ต่อ 100 วัตต์

และในส่วนของวงจร พีไอ คอนโทรล จะมีแรงดันเอาต์พุต [6] ดังนี้

$$V_{oc} = -\frac{R_2}{R_1} V_{error} - \frac{V_{error}}{R_1 C} t + V_o \quad (3.17)$$

ซึ่งแรงดันเอาต์พุตของวงจรอนุบาลอกคอนโทรล ที่ออกแบบไว้จะมีค่า 0–3.6 โวลท์ โดยเราสามารถปรับความไวของวงจรให้เหมาะสมได้โดยการปรับค่า R_1 ซึ่งถ้า R_1 มีค่ามาก วงจรจะมีความไวต่ำ และถ้า R_1 มีค่าน้อย วงจรจะมีความไวสูง

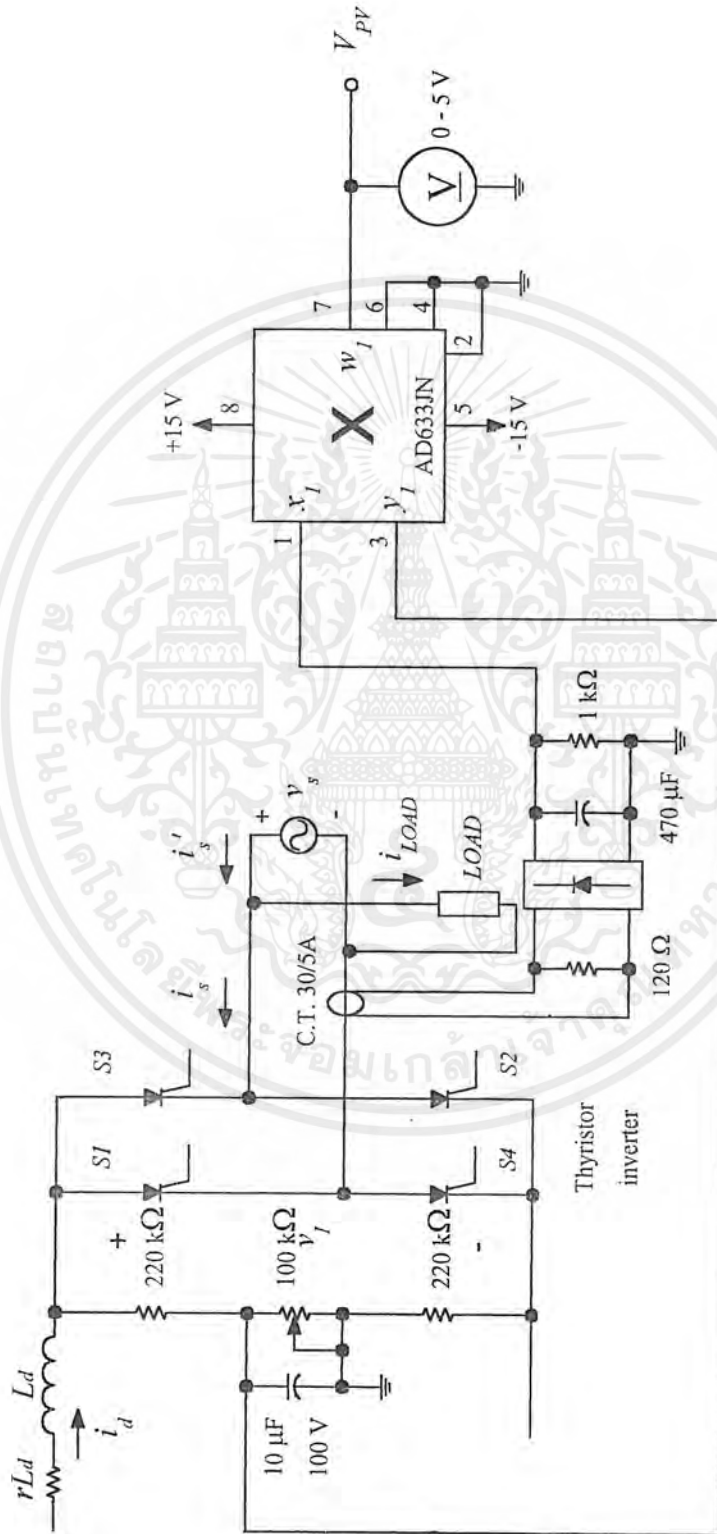
3.6 ส่วนตรวจจับและแสดงผล

วงจรตรวจจับและแสดงผล แสดงดังรูปที่ 3.5 โดยมีการตรวจจับแรงดัน (V_I) โดยใช้หลักการแบ่งแรงดัน ซึ่งปรับไว้ 10 โวลท์ ที่มุม 170 องศา และมีการตรวจจับกระแส (I_s) โดยใช้หม้อแปลงกระแส ที่มีอัตราส่วนของกระแส 30/5 A. (ใช้สายไฟพันรอบหม้อแปลงกระแสจำนวน 6 รอบ) ซึ่งมีการปรับตั้งตามวงจรเพื่อให้ได้แรงดัน 1 โวลท์ ที่กำลังไฟฟ้า 100 วัตต์ แล้วนำมาคูณกันด้วย ไอซีเบอร์ AD633JN เพื่อให้ได้เป็นค่า กำลังไฟฟ้า โดยจะแสดงเป็น ค่าของแรงดัน 1 โวลท์ ต่อ 100 วัตต์ โดยใช้โวลท์มิเตอร์แบบเข็ม 0 – 5 โวลท์ เป็นตัวแสดงผล และนำสัญญาณที่ออกจากไอซีคูณเบอร์ AD633JN (V_{pv}) ไปต่อกับส่วนควบคุมป้อนกลับเพื่อควบคุมกำลังไฟฟ้าให้คงที่ต่อไป

3.7 ส่วนป้องกัน

3.7.1 การป้องกันแรงดันเบตเตอร์ต่ำกว่าค่าปกติ

การป้องกันส่วนนี้จะใช้ ไอซีเบอร์ LM311N เป็นวงจรเปรียบเทียบแรงดันที่ตรวจจับมาจากเบตเตอร์ โดยใช้หลักการแบ่งแรงดัน แสดงดังรูปที่ 3.6 ซึ่งได้กำหนดแรงดันของเบตเตอร์แต่ละลูก ไม่ให้ต่ำกว่า 11 โวลท์ ที่กระแส 10 แอมแปร์ ที่พิกัดเบตเตอร์ขนาด 12 โวลท์ 50 แอมแปร์-ชั่วโมง (ดูจากกราฟในภาคผนวก ข) กล่าวคือ เมื่อแรงดันของเบตเตอร์ตกลง ต่ำกว่า 11 โวลท์ วงจรป้องกันก็จะส่งสัญญาณ ตั้งให้รีเลย์ตัดเบตเตอร์ออกจากวงจร และมีไฟแสดงบอกสถานะแรงดันต่ำแล้วค้างสถานะรีเลย์ไว้ และเมื่อเปลี่ยนเป็นเบตเตอร์ชุดใหม่แล้ว ต้องกดสวิทช์รีเซต ให้หน้าสัมผัสรีเลย์ กลับสู่ตำแหน่งปกติ เพื่อต่อเบตเตอร์เข้ากับวงจร



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรตรวจวัดและแสดงผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7.2 การป้องกันกระแสเกิน

การป้องกันส่วนนี้ จะใช้ไอซีเบอร์ LM311N เป็นวงจรเปรียบเทียบแรงดัน ที่ตรวจจับกระแสมาจาก ชันต์รีซิสเตอร์ (Shunt Resistor) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 1.76 มิลลิโอห์ม แสดงดังรูปที่ 3.6 เมื่อกระแสเกินกว่าค่าที่กำหนดวงจรป้องกันก็จะส่งสัญญาณสั่งให้รีเลย์ตัดแบตเตอรี่ออกจากวงจร และมีไฟแสดงบอกสถานะกระแสเกิน แล้วค้างสถานะรีเลย์ไว้ เมื่อตรวจสอบแก้ไข สาเหตุที่ทำให้กระแสเกินเรียบร้อยแล้วต้องกดสวิทช์รีเซ็ตให้หน้าสัมผัสรีเลย์กลับสู่ตำแหน่งปกติเพื่อต่อแบตเตอรี่เข้ากับวงจร



บทที่ 4

การคำนวณและการออกแบบระบบ

ในการออกแบบระบบที่ใช้ในการเชื่อมโยงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้ากับระบบการไฟฟ้าจะเป็นการเชื่อมโยงชุดแมตเตอร์ 48 โวลต์ เข้ากับระบบไฟหนึ่งเฟส 220 โวลต์ 50 เฮิร์ต ซึ่งมีวงจรที่ใช้ในการเชื่อมโยง แสดงดังรูปที่ 3.1 โดยในการออกแบบได้ออกแบบที่พิกัดกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต - 400 วัตต์

$$\begin{aligned} \text{กำหนด} \quad P_s &= -400 \text{ W} \\ V_s &= 200 \text{ V} \\ f &= 50 \text{ Hz} \\ \alpha &= 170^\circ \end{aligned}$$

และกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (L_d) เป็นกระแสที่ราบเรียบ

4.1 ส่วนอินพุตของวงจรทริสเตอร์อินเวอร์เตอร์

จากสมการที่ (3.3)

$$\begin{aligned} P_s &= \frac{4}{\pi} * \frac{1}{\sqrt{2}} V_s I_d \cos(\alpha) \\ -400 &= \frac{4}{\pi} * \frac{1}{\sqrt{2}} * 220 * I_d * \cos(170^\circ) \end{aligned}$$

$$\text{จะได้} \quad I_d = 2.05 \text{ A}$$

จากสมการที่ (3.3)

$$\begin{aligned} I_{s1} &= \frac{4}{\pi} * \frac{1}{\sqrt{2}} * I_d \\ I_{s1} &= \frac{4}{\pi} * \frac{1}{\sqrt{2}} * 2.05 = 1.84 \text{ A} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.4)

$$Q_s = \frac{4}{\pi} * \frac{1}{\sqrt{2}} V_s I_d \sin(\alpha)$$

$$Q_s = \frac{4}{\pi} * \frac{1}{\sqrt{2}} * 220 * 2.05 * \sin(170^\circ)$$

$$Q_s = 70.5 \text{ VAR}$$

4.2 ส่วนเอาต์พุตของวงจรไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์

จากสมการที่ (3.9)

$$V_I = -\frac{2\sqrt{2} V_s}{\pi} \cos(\alpha)$$

$$V_I = -\frac{2\sqrt{2} * 220}{\pi} \cos(170^\circ)$$

$$V_I = 195.06 \text{ V}$$

จากสมการที่ (3.11) ถ้าไม่คิดกำลังสูญเสียในส่วนของวงจรไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์

$$P_I = -V_I I_d$$

$$-400 = -195.06 I_d$$

จะได้ $I_d = 2.05 \text{ A}$

ดังนั้นในส่วนของวงจรไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์ ควรเลือกใช้เอสซีอาร์ที่มีพิกัดแรงดันมากกว่าหรือเท่ากับ 400 โวลท์ และมีพิกัดกระแสเฉลี่ยมากกว่า 3 แอมแปร์ ในโครงการเล่นนี้ เลือกใช้เอสซีอาร์ เบอร์ S40I0LS3 โดยมีการต่อตัวต้านทาน 10 เมกะ โอห์ม 0.25 วัตต์ไว้ระหว่างขาเกต และขาแคโทด และตัวต้านทาน 150 โอห์ม 10 วัตต์ ต่ออนุกรมอยู่กับตัวเก็บประจุ 47 นาโนฟารัด 630 โวลท์ (วงจรสับเบอร์) ซึ่งต่ออยู่ทางด้านเอาต์พุตของวงจรไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์เพื่อป้องกันการนำกระแสเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันต่อเวลา (dv/dt)

4.3 ส่วนของสมมุติอินดักเตอร์

$$Z_n = |R + j n \omega_0 L| \quad (4.1)$$

$$\hat{I}_n = \frac{\hat{V}_n}{Z_n} \quad (4.2)$$

$$Z_n = \frac{\hat{V}_n}{\hat{I}_n} \quad (4.3)$$

$$R \ll n \omega_0 L$$

เนื่องจาก V_I มีความถี่เป็น 2 เท่าของความถี่ระบบการไฟฟ้า ($f_0 = 50 \text{ Hz}$) จะได้

$$Z_2 = \frac{\hat{V}_2}{\hat{I}_2} \quad (4.4)$$

โดย \hat{I}_2 คือ ค่ากระแสตรงตกเป็นค่ายอดคลื่น หน่วย แอมแปร์ (A)

จากรูปที่ 2.2 ที่มุม $\alpha = 170^\circ$, $n = 2$ จะได้

$$\frac{\hat{V}_2}{\hat{V}_s} = 0.45$$

$$\hat{V}_2 = 0.45 * \sqrt{2} * 220 = 140 \text{ V}$$

ถ้ากำหนดกระแสตรงตกเป็น $0.25 \text{ A}_{peak to peak}$ จะได้

$$L = \frac{0.45 * \sqrt{2} * 220}{2 * 2\pi * 50 * 0.125} = 1.78 \text{ H}$$

ถ้าใช้ $L = 2 H$ จะได้

$$\hat{I}_2 = \frac{0.45 * \sqrt{2} * 220}{2 * 2\pi * 50 * 2} = 0.111 A_{peak}$$

$$\Delta i_2 = 0.222 A_{peak\ to\ peak}$$

ซึ่งในโครงการเลือกใช้ค่าสมมุติอินดักเตอร์เท่ากับ 2 เฮนรี่ โดยใช้แกนเหล็กอีโอมมาตรฐานขนาด 3.5 นิ้ว ซึ่งนำมาประกอบให้มีพื้นที่หน้าตัด 12.55 ตารางนิ้ว ใช้ลวด SWG เบอร์ 15 พันจำนวน 900 รอบ และมีระยะช่องอากาศ 2 มิลลิเมตร เหตุผลที่ใช้พื้นที่หน้าตัดของแกนเหล็กมีขนาดโต เพื่อให้จำนวนรอบในการพันมีจำนวนรอบน้อย และไม่ให้แกนเหล็กเกิดการอิ่มตัว ส่วนที่เลือกใช้ลวดเส้นใหญ่ ก็เพื่อให้มีความต้านทานลวดต่ำ(ประมาณ 3 โอห์ม) เพื่อไม่ให้เกิดกำลังสูญเสียในส่วนนี้มากนัก โดยในการออกแบบตัวสมมุติอินดักเตอร์นั้นจะพิจารณาสมการดังต่อไปนี้

$$L = \frac{4\pi * 10^{-7} N^2 A}{2 l_g} \quad (4.5)$$

$$B_{max} = \frac{4\pi * 10^{-7} N I_{max}}{2 l_g} \quad (4.6)$$

$$B_{max} < B_{sat}$$

- โดย
- L คือ ค่าความเหนี่ยวนำ หน่วย เฮนรี่ (H)
 - N คือ จำนวนรอบ หน่วย รอบ (turn)
 - A คือ พื้นที่หน้าตัดแกนเหล็ก หน่วย ตารางเมตร (m^2)
 - l_g คือ ระยะช่องอากาศ หน่วย เมตร (m)
 - B_{max} คือ ค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด หน่วย เทสลา (Tesla)
 - B_{sat} คือ ค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กอิ่มตัว หน่วย เทสลา (Tesla)
 - I_{max} คือ ค่าสูงสุดของกระแส หน่วย แอมแปร์ (A)

4.4 ส่วนวงจรฟูลบริดจ์เรกติฟาย

จากหัวข้อ 4.2 และ 4.3 ที่กำลังไฟฟ้า – 400 วัตต์ จะได้

$$V_I = 195.06 V$$

$$I_d = 2.05 A$$

$$rL_d = 3 \Omega$$

จากสมการที่ 3.12

$$V_R = I_d * rL_d + V_I$$

$$V_R = (2.05 * 3) + 195.06 = 201.21 V$$

จากสมการที่ 3.14

$$P_R = -V_R I_d$$

$$P_R = -201.21 * 2.05 = -412.4805 W$$

ดังนั้นในส่วนวงจรฟูลบริดจ์เรกติฟาย ควรเลือกใช้ไดโอดที่มีพิกัดแรงดันมากกว่า 400 โวลต์และมีพิกัดกระแสเฉลี่ยมากกว่า 3 แอมแปร์ ในโครงการเล่มนี้เลือกใช้ไดโอดเบอร์ MUR840 โดยมีตัวเหนี่ยวนำ (L_d) 1.5 มิลลิเฮนรี และตัวเก็บประจุ (C_d) 560 ไมโครฟารัด 400 โวลต์ เป็นฟิลเตอร์

4.5 ส่วนของแบตเตอรี่

ในโครงการนี้เลือกใช้แบตเตอรี่ 12 โวลต์ 50 แอมแปร์-ชั่วโมง จำนวน 4 ลูก ต่ออนุกรมกันเพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้า 48 โวลต์ โดยกำหนดให้ประสิทธิภาพของระบบเท่ากับ 80 เปอร์เซ็นต์ จะได้กำลังไฟฟ้าที่แบตเตอรี่ ($P_{battery}$) ดังนี้

$$P_{battery} = -\frac{400}{0.8} = -500 W$$

จากสมการที่ 3.15

$$P_{battery} = -V_{battery} * I_{battery}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{จะได้ } I_{battery} = -\frac{(-500)}{48} = 10.42 A$$

4.6 ส่วนวงจรสวิตช์โหมคอินเวอร์เตอร์

เนื่องจากในส่วนวงจรสวิตช์โหมคอินเวอร์เตอร์ ใช้มอสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิตช์ ซึ่งแรงดันอินพุตที่เข้ามาจากแบตเตอรี่มีค่าเท่ากับ 48 โวลต์ กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์มีค่าเท่ากับ 10.42 แอมแปร์ ดังนั้นควรเลือกใช้มอสเฟตที่มีพิกัดแรงดันมากกว่าหรือเท่ากับ 100 โวลต์ และมีพิกัดกระแสเฉลี่ยมากกว่า 15 แอมแปร์ ในโครงการเล่มนี้เลือกใช้มอสเฟตเบอร์ IRFP250 โดยมีการต่อตัวต้านทาน 100 โอห์ม 5วัตต์ อนุกรมอยู่กับตัวเก็บประจุ 39 นาโนฟารัด 400 โวลต์ (วงจรสับเบอร์) ซึ่งต่ออยู่ทางด้านอินพุตของวงจรสวิตช์โหมคอินเวอร์เตอร์ ส่วนตัวเก็บประจุ (C_b) ที่ต่ออนุกรมอยู่ทางด้านเอาท์พุทของวงจรมานั้น เพื่อให้สัญญาณที่ออกจากวงจรสวิตช์โหมคอินเวอร์เตอร์มีลักษณะที่สมมาตรทั้งซีกบวกและซีกลบ โดยในการเลือกค่าของตัวเก็บประจุ (C_b) ที่จะนำมาค่านั้นต้องเลือกด้วยความระมัดระวังเพราะจะมีผลต่อการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าด้วย โดยในโครงการนี้เลือกใช้ตัวเก็บประจุ 4.7 ไมโครฟารัด 630 โวลต์ (ตัวเก็บประจุ 0.47 ไมโครฟารัด 630 โวลต์ จำนวน 10 ตัวต่อขนานกัน)

หมายเหตุ ก่อนเลือกค่านี้อาจมีการทดลองใช้ตัวเก็บประจุ (C_b) 6 ไมโครฟารัด 630 โวลต์ แล้วปรากฏว่าทำให้วงจรส่วนนี้เสียหาย

4.7 ส่วนหม้อแปลงเพิ่มแรงดันความถี่สูง[2]

ในการออกแบบมีสมการที่ใช้ดังต่อไปนี้

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{(V_{battery(min)} - 2V_{DS(sat)}) * t_{ON(max)}}{(V_R - 2V_D) \left(\frac{T}{2}\right)} \quad (4.7)$$

$$N_p = \frac{(V_{battery(min)} - 2V_{DS(sat)}) * t_{ON(max)}}{\Delta B_{max} * A_e} \quad (4.8)$$

จากหัวข้อ 4.4 จะได้

$$P_R = -412.48 W$$

$$V_R = 201.21 V$$

$$I_d = 2.05 A$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น เลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์ EE 55/55/21 ซึ่งมีขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์ (A_c) มีค่าเท่ากับ $3.54 \times 10^{-4} \text{ m}^2$

$$\begin{aligned} \text{กำหนดให้} \quad f &= 40 \text{ kHz} \\ V_{\text{battery}(\text{min})} &= 44 \text{ V} \\ V_{DS(\text{sat})} &= 1 \text{ V} \\ V_D &= 0.6 \text{ V} \\ \Delta B_{\text{max}} &= 0.12 \text{ Tesla} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{จาก} \quad T &= \frac{1}{f} \\ T &= \frac{1}{40 \times 10^3} = 25 \times 10^{-6} \text{ sec.} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} t_{ON(\text{max})} &= 0.4 T \\ t_{ON(\text{max})} &= 0.4 \times 25 \times 10^{-6} = 10 \times 10^{-6} \text{ sec.} \end{aligned}$$

$$\text{ดังนั้น} \quad \frac{N_p}{N_s} = \frac{[44 - (2 \times 1)](10 \times 10^{-6})}{[201.21 + (2 \times 0.6)] \left(\frac{25 \times 10^{-6}}{2} \right)} = 0.166$$

$$N_p = \frac{[44 - (2 \times 1)] \times 10 \times 10^{-6}}{0.12 \times 3.54 \times 10^{-4}} = 10 \text{ turn}$$

$$N_s = \frac{10}{0.166} = 60 \text{ turn}$$

ดังนั้นในส่วนหม้อแปลงเพิ่มแรงดันความถี่สูง เลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์ EE 55/55/21 โดยมีจำนวนรอบทางด้านปฐมภูมิเท่ากับ 10 รอบ ใช้ลวด SWG เบอร์ 22 จำนวน 12 เส้นนำมาตีเกลียว และจำนวนรอบทางด้านทุติยภูมิเท่ากับ 60 รอบ ใช้ลวด SWG เบอร์ 22 จำนวน 2 เส้นนำมาตีเกลียว โดยมีสัดส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงเท่ากับ 1 : 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การทดลองและผลการทดลอง

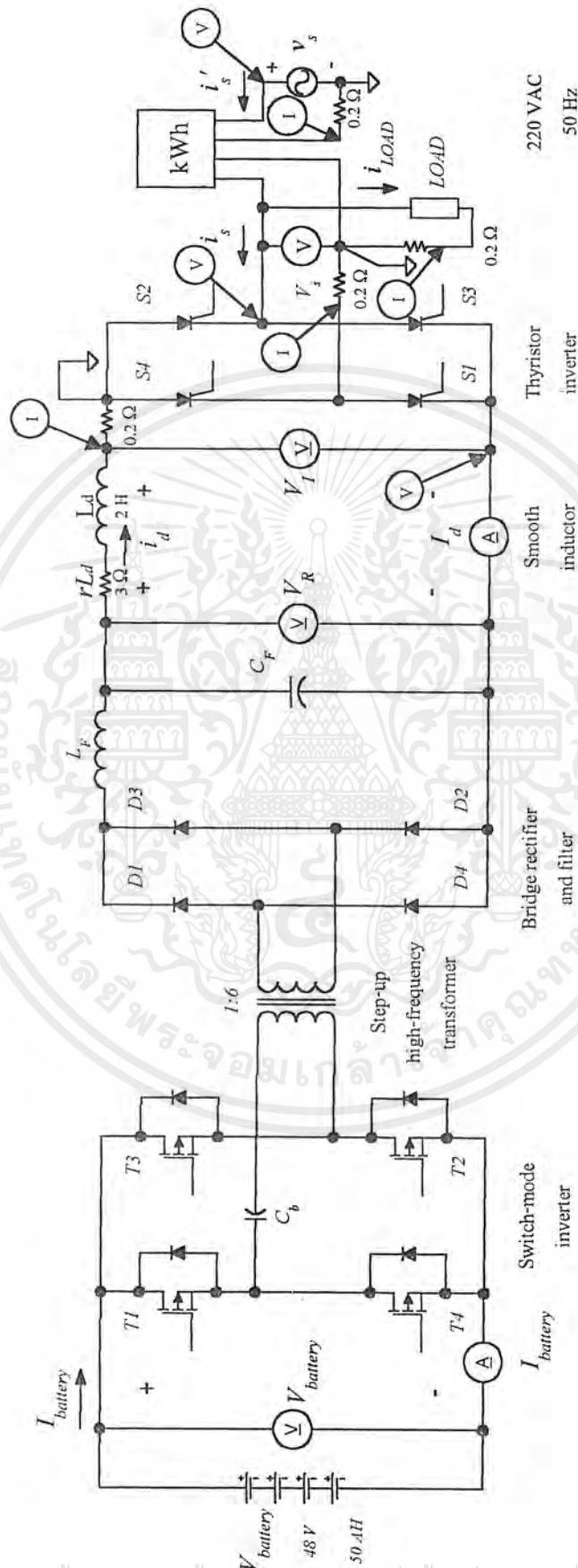
ระบบที่ใช้ในการเชื่อมโยงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้ากับระบบการไฟฟ้าโดยใช้ทรินสเตอร์อินเวอร์เตอร์ที่ได้ออกแบบไว้เป็นการเชื่อมโยงชุดแบตเตอรี่ 48 โวลต์ 50 แอมแปร์- ชั่วโมง เข้ากับระบบไฟ 1 เฟส 220 โวลต์ 50 เฮิร์ต เพื่อทำการช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดร่วมกับระบบการไฟฟ้าและช่วยจ่ายคืนให้ระบบการไฟฟ้า ซึ่งในการทดลองจะแบ่งการทดลองออกเป็น 3 ส่วน คือ

1. การทดลองช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดหลอดไฟขนาด 300 วัตต์ ร่วมกับระบบการไฟฟ้า
2. การทดลองจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับระบบการไฟฟ้า
3. การทดลองหาประสิทธิภาพ และกำลังการสูญเสียของวงจรที่เอาท์พุทค่าต่างๆ

ซึ่งในการทดลองใช้เครื่องมือดังนี้

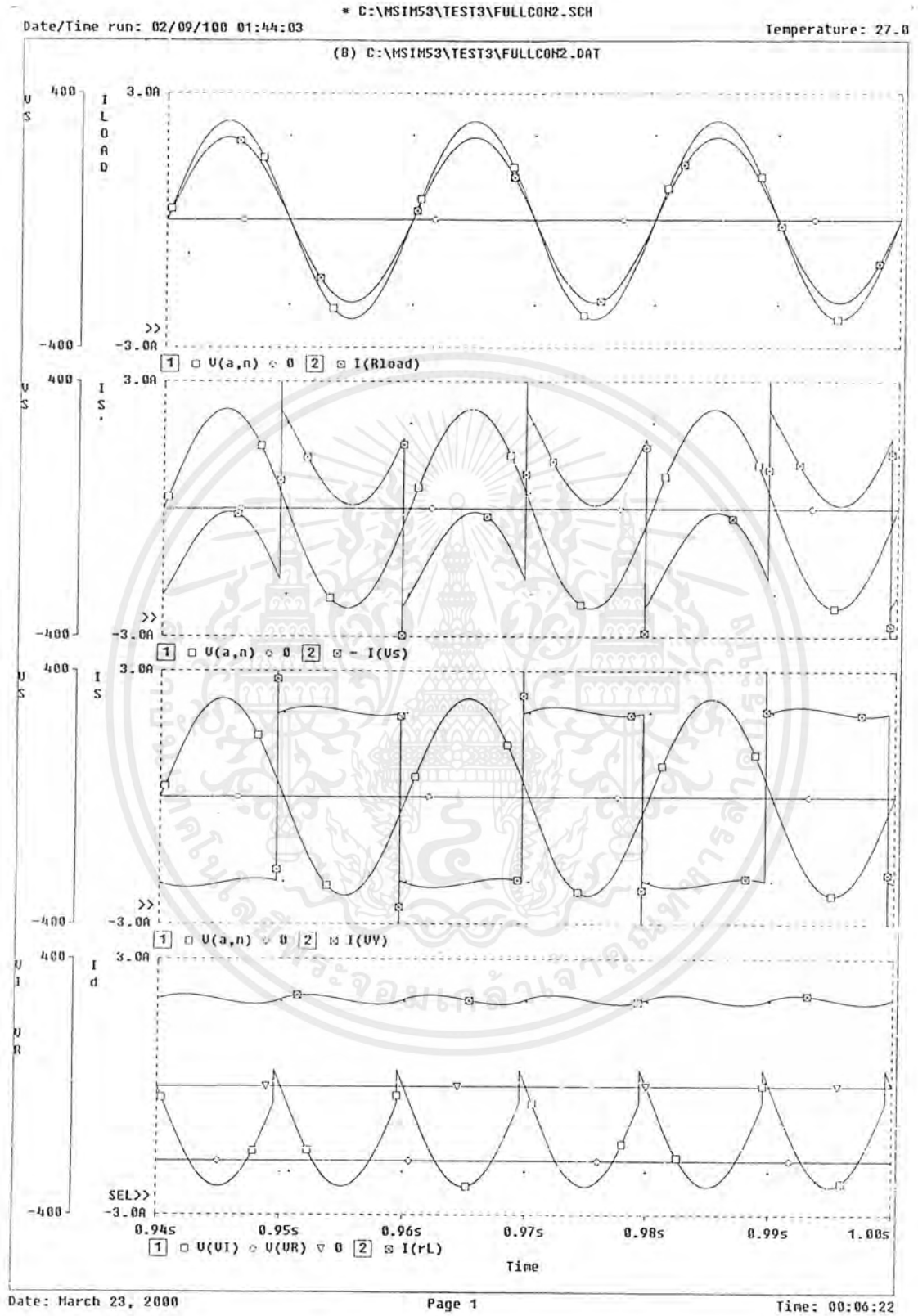
1. ดิจิตอลออสซิลโลสโคป รุ่น DL1520 8 bit 200 Ms/s 150 MHz YOKOGAWA ในการบันทึกรูปคลื่นสัญญาณผลการทดลอง
2. มิเตอร์แบบเข็ม ในการบันทึกค่ากระแสและแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง
3. ฟลัก 41B POWER HARMONICS ANALYZER ในการบันทึกค่า กระแส แรงดัน กำลังไฟฟ้า และค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า ในส่วนของไฟฟ้ากระแสสลับซึ่งมีรูปคลื่นสัญญาณที่ไม่ใช่รูปคลื่นไซน์
4. กิโลวัตต์- ชั่วโมง มิเตอร์ 1 เฟส ชนิด DD28 220 V 15(45) A 50 Hz 300 r/W.h 1996 No. 698867 ในการสังเกตพฤติกรรม ในการช่วยจ่ายค่ากำลังไฟฟ้าให้กับโหลดร่วมกับระบบการไฟฟ้าและการจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับระบบการไฟฟ้า

5.1 การทดลองที่ 1 การทดลองช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดหลอดไฟขนาด 300 วัตต์ ร่วมกับระบบการไฟฟ้า ซึ่งมีวงจรการทดลองดังรูปที่ 5.1 และผลการทดลองดังต่อไปนี้



รูปที่ 5.1 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลองช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดตลอดชีพขนาด 300 วัตต์ร่วมกับระบบการไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



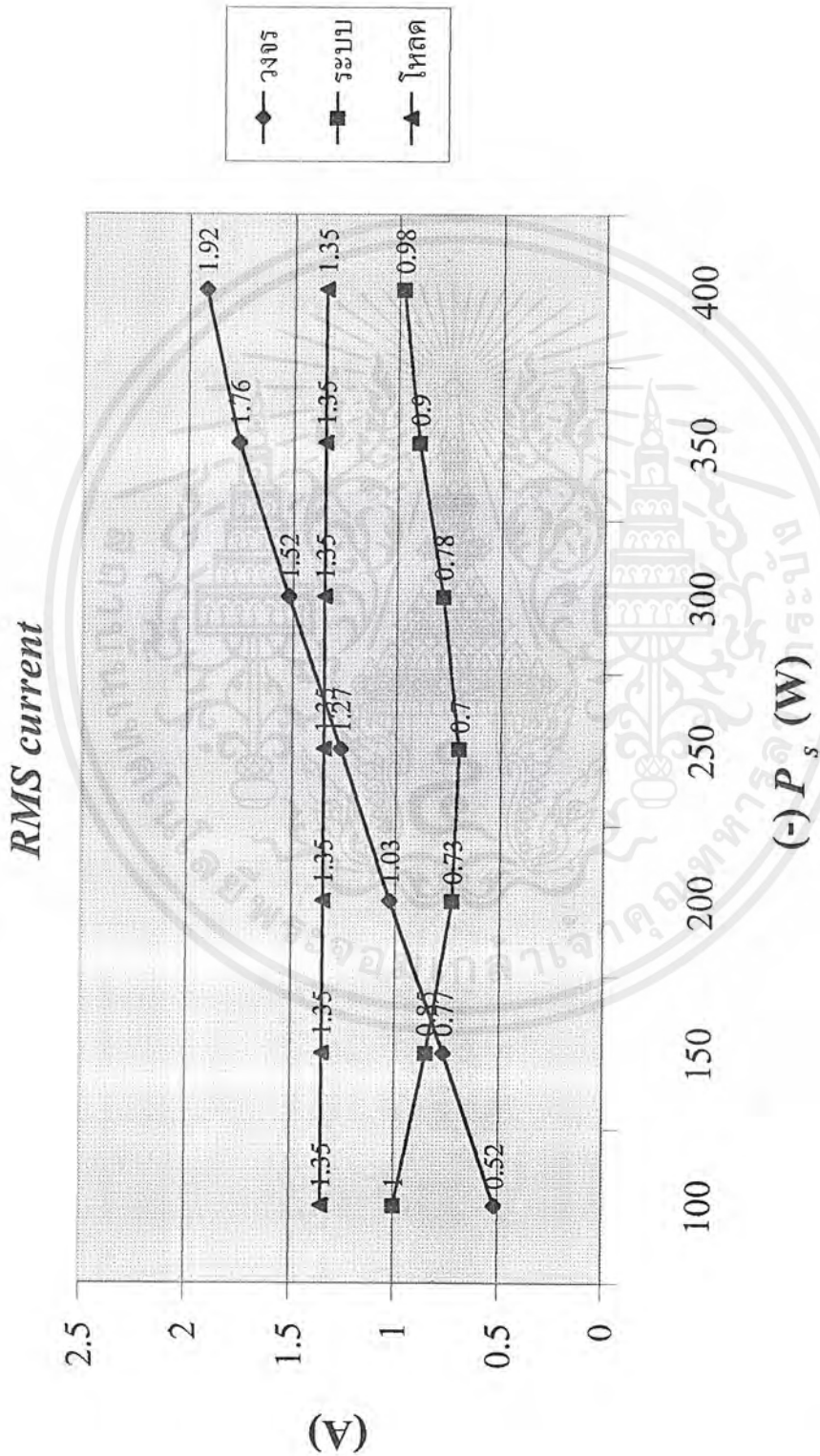
รูปที่ 5.2 แสดงผลการเปลี่ยนแปลงการทดลองช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดขนาด 300 วัตต์
 ร่วมกับระบบการไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.1 ผลการทดลองการช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดหลอดไฟขนาด 300 วัตต์
ร่วมกับระบบการไฟฟ้า

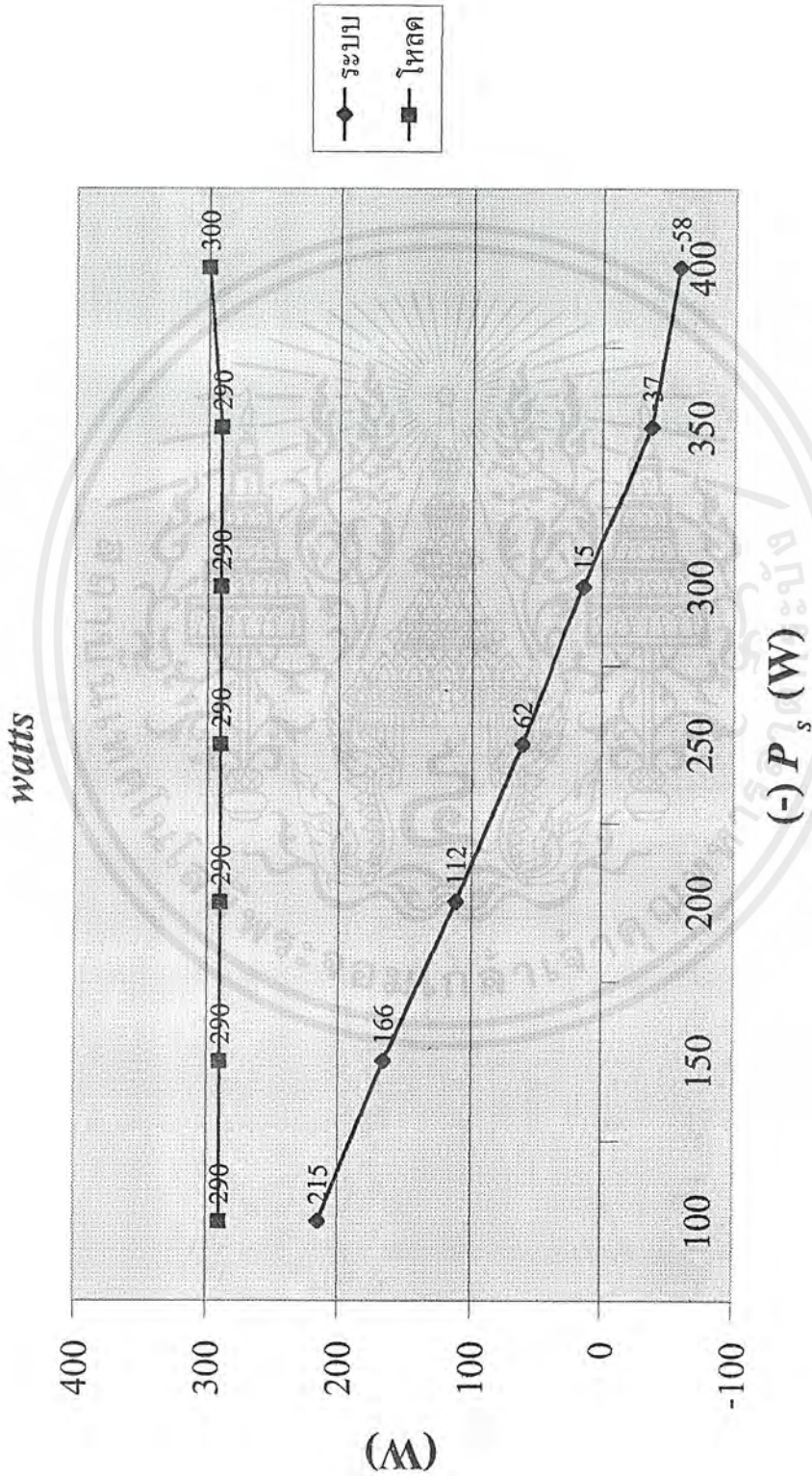
(1) อินพุตของวงจรทรินสเตอร์อินเวอร์เตอร์							
V_s (V)	223	223	223	223	224	224	223
I_s (A)	0.52	0.77	1.03	1.27	1.52	1.76	1.92
$(-)P_s$ (W)	100	150	200	250	300	350	400
Q_s (VAR)	30	45	58	70	83	90	100
S_s (VA)	115	172	229	280	340	390	460
DPF	-0.96	-0.96	-0.96	-0.96	-0.97	-0.97	-0.97
$P.F.(lag)$	-0.87	-0.87	-0.87	-0.87	-0.88	-0.88	-0.88
(2) ระบบการไฟฟ้า							
V_s (V)	223	223	223	224	224	224	223
I_s' (A)	1	0.85	0.73	0.7	0.78	0.9	0.98
P_s' (W)	215	166	112	62	15	-37	-58
Q_s' (VAR)	34	48	60	72	86	100	105
S_s' (VA)	223	189	162	157	173	201	219
DPF	0.99	0.96	0.88	0.64	0.17	-0.34	-0.48
$P.F.(lag)$	0.96	0.88	0.69	0.39	0.09	-0.18	-0.27
(3) โหลด							
V_s (V)	223	223	223	224	224	224	223
I_{LOAD} (A)	1.35	1.35	1.35	1.35	1.35	1.35	1.35
P_{LOAD} (W)	290	290	290	290	290	290	300
Q_{LOAD} (VAR)	-30	-30	-30	-30	-30	-30	-30
S_{LOAD} (VA)	290	290	290	290	300	290	300
DPF	0.99	0.99	0.99	0.99	0.99	0.99	0.99
$P.F.(lead)$	0.99	0.99	0.99	0.99	0.99	0.99	0.99

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



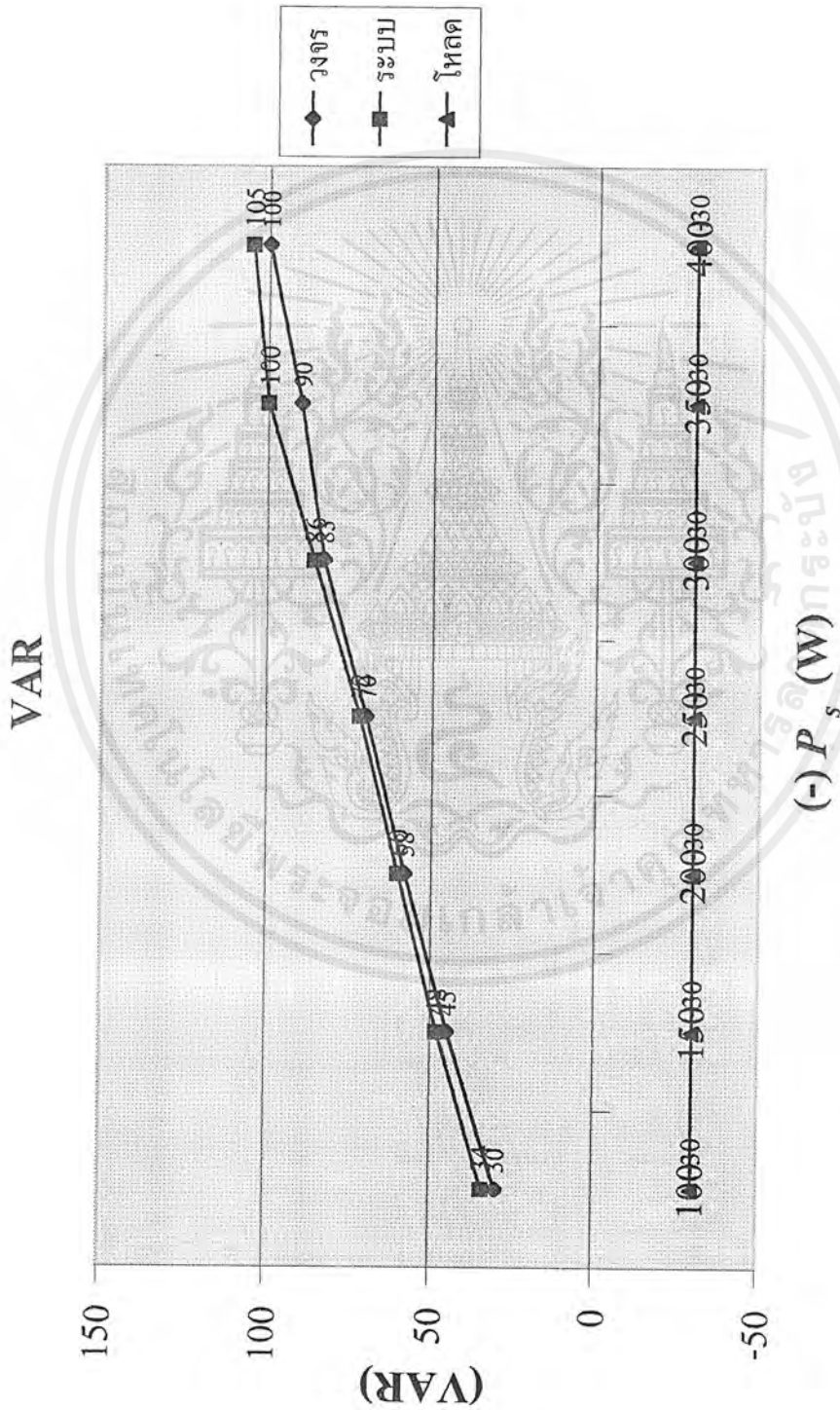
รูปที่ 5.3 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $(-) P_s$ กับ กระแส ขณะช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับ โหลดร่วมกับระบบการไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



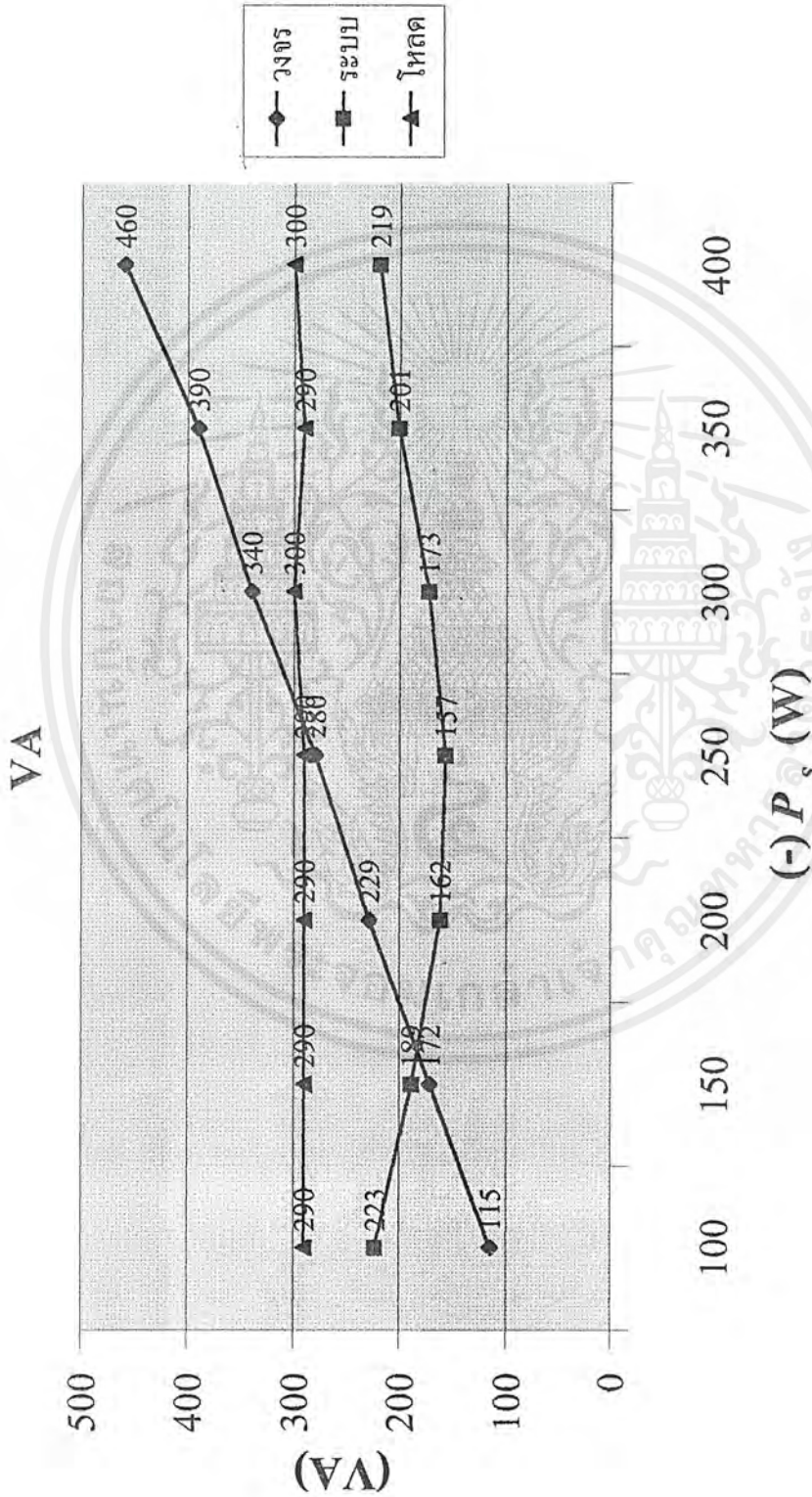
รูปที่ 5.4 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง (-)P_s กับ กำลังไฟฟ้จริง ขณะช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้ให้กับโหนดร่วมกับระบบการไฟฟ้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



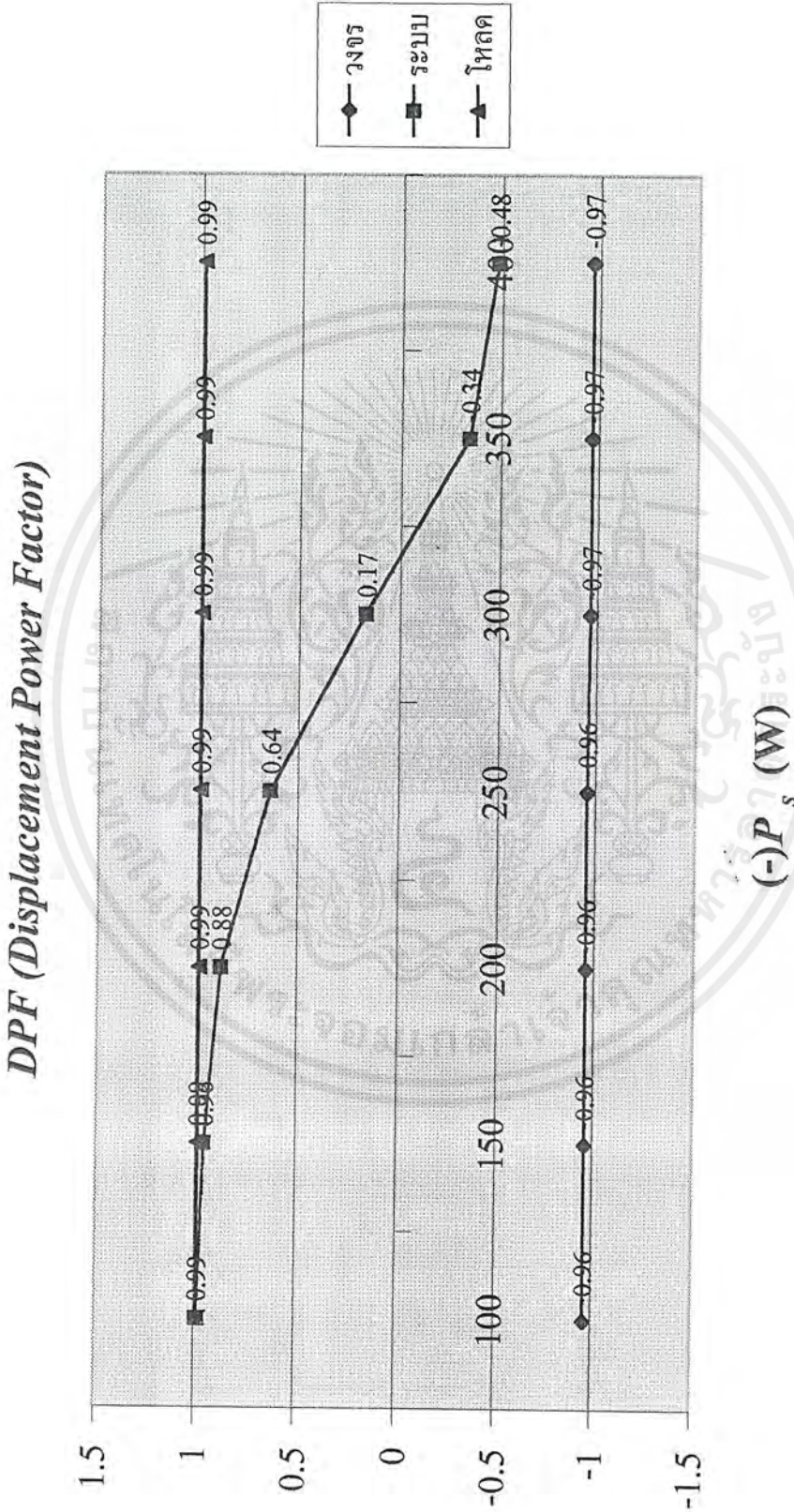
รูปที่ 5.5 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $(-)\ P_s$ กับ กำลังไฟรีแอกทีฟ ขณะช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดร่วมกับระบบการไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



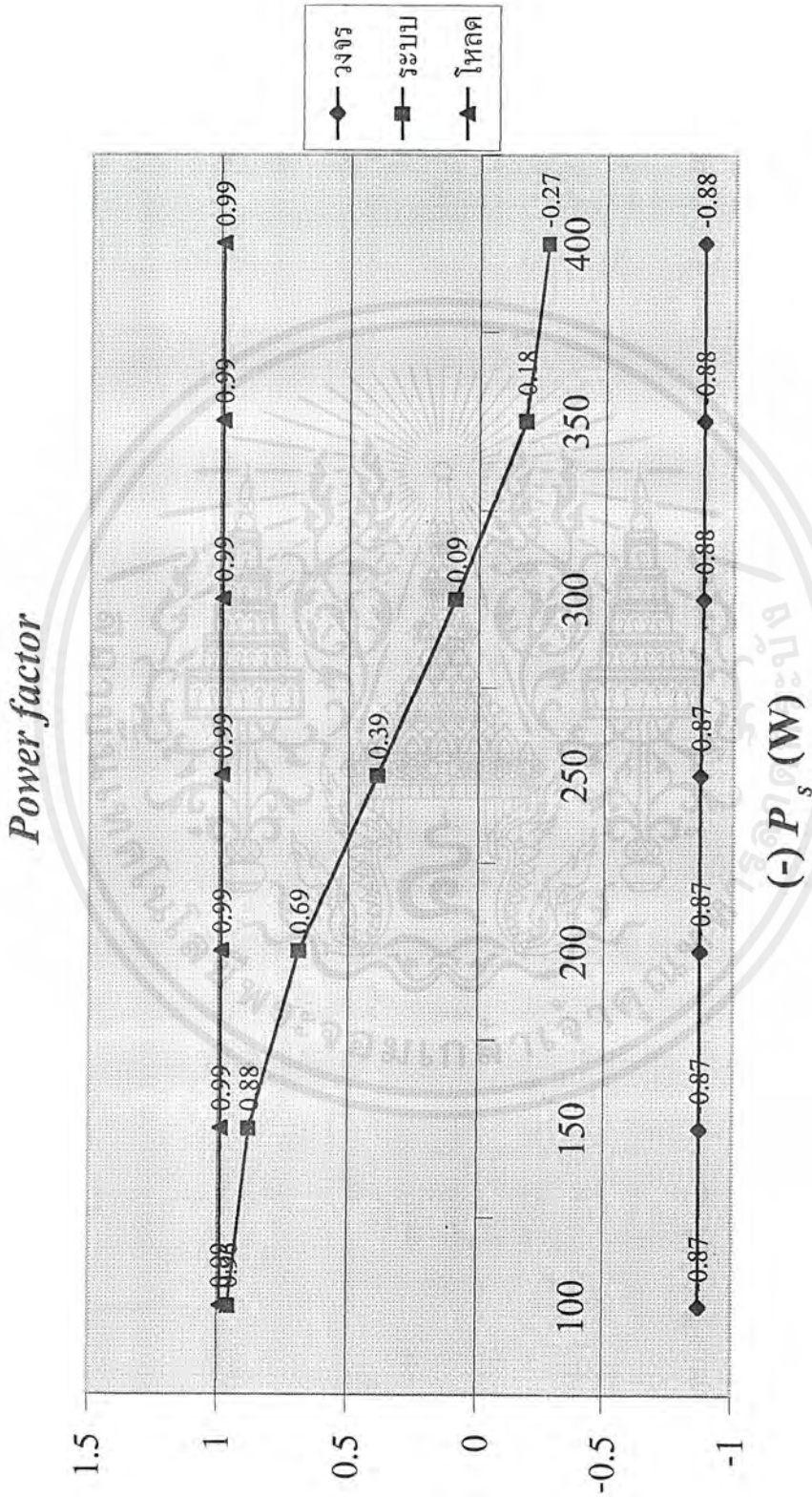
รูปที่ 5.6 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $(-P_s$ กับ กำลังไฟฟ้าปรากฏ ขณะช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดร่วมกับระบบการไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



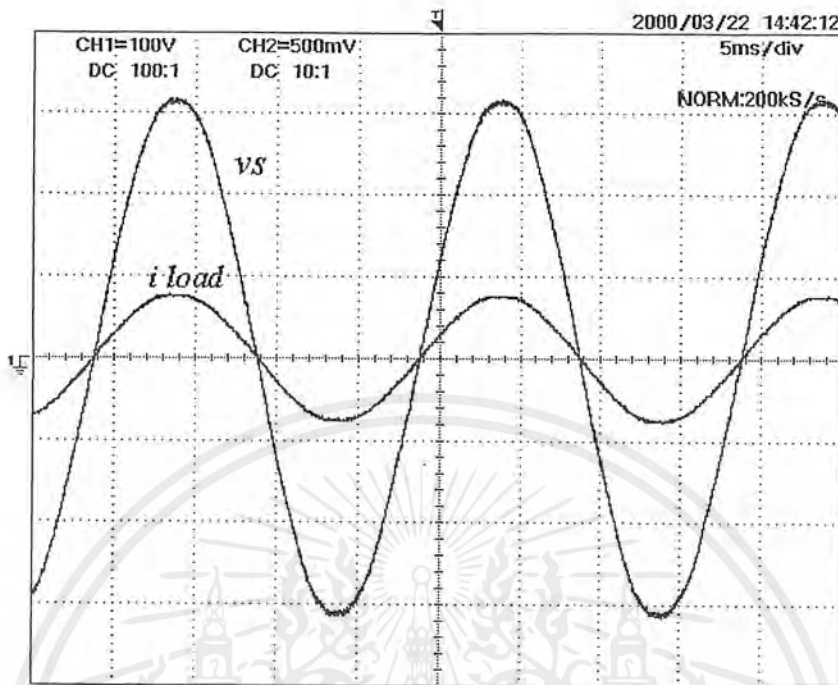
รูปที่ 5.7 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $(-P_s)$ กับ DPF ขณะช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับ โหลดร่วมกับระบบการไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

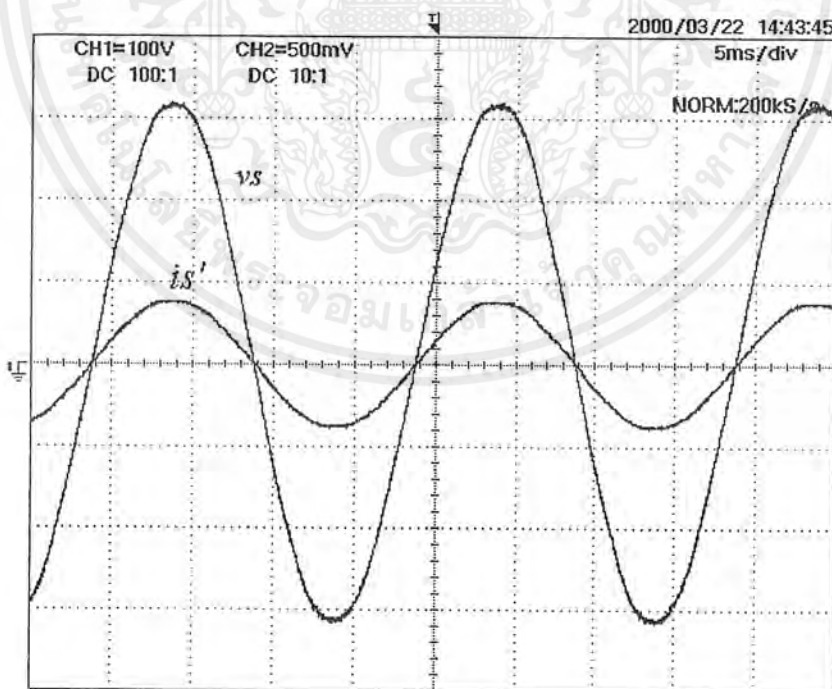


รูปที่ 5.8 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง (-)P_s กับ P.F. ขณะช่วยถ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดร่วมกับระบบการไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

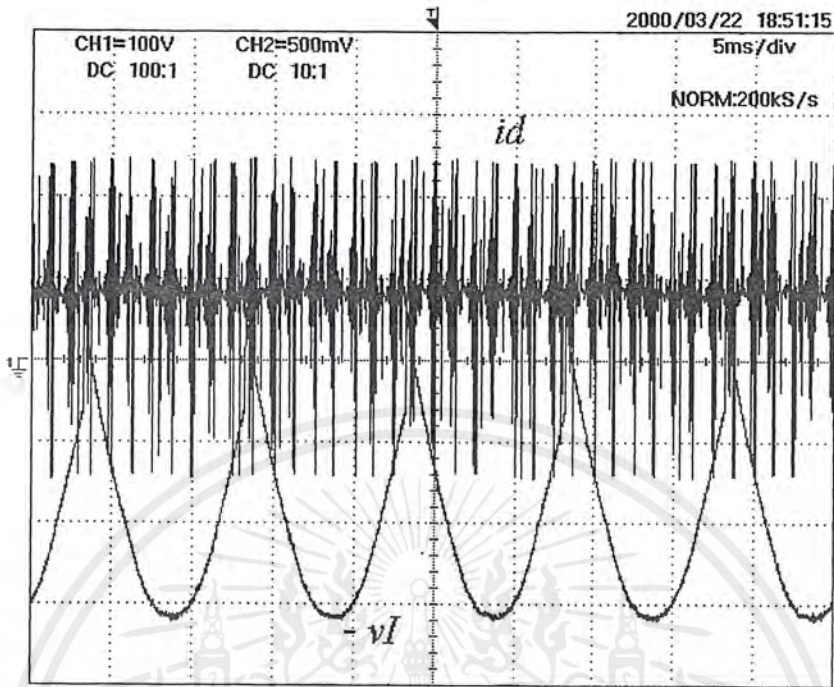


รูปที่ 5.9 แสดงรูปคลื่นแรงดัน (v_s) และกระแส (i_{load}) ก่อนช่วยจ่ายของการทดลองที่ 1

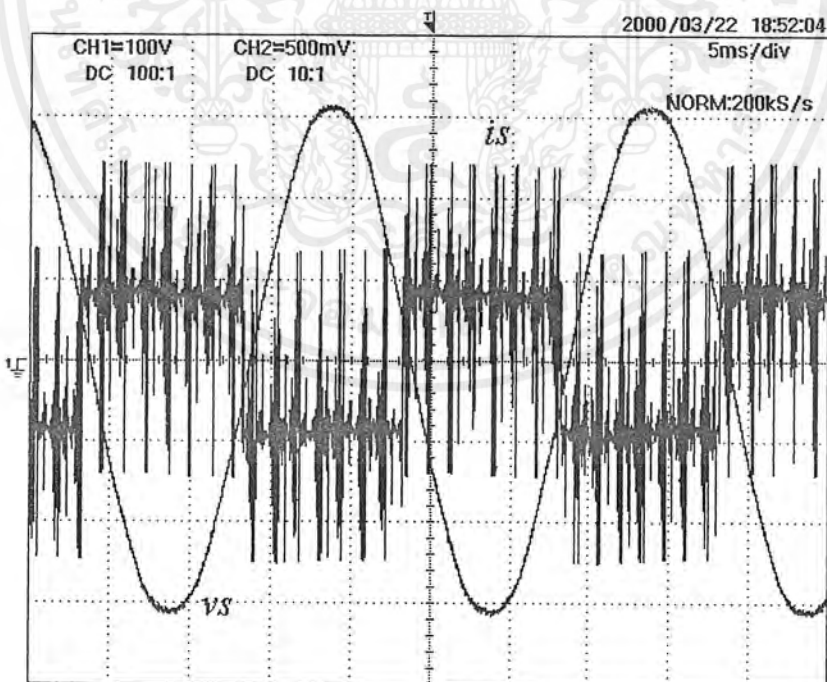


รูปที่ 5.10 แสดงรูปคลื่นแรงดัน (v_s) และกระแส ($i_{s'}$) ก่อนช่วยจ่ายของการทดลองที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

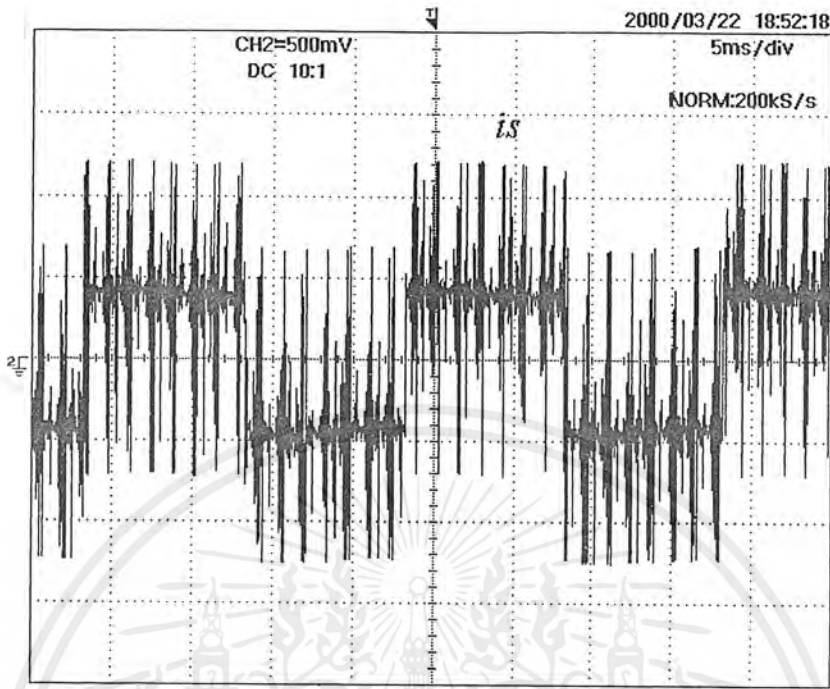


รูปที่ 5.11 แสดงรูปคลื่นแรงดัน ($-v_I$) และกระแส (i_d) ของการทดลองที่ 1

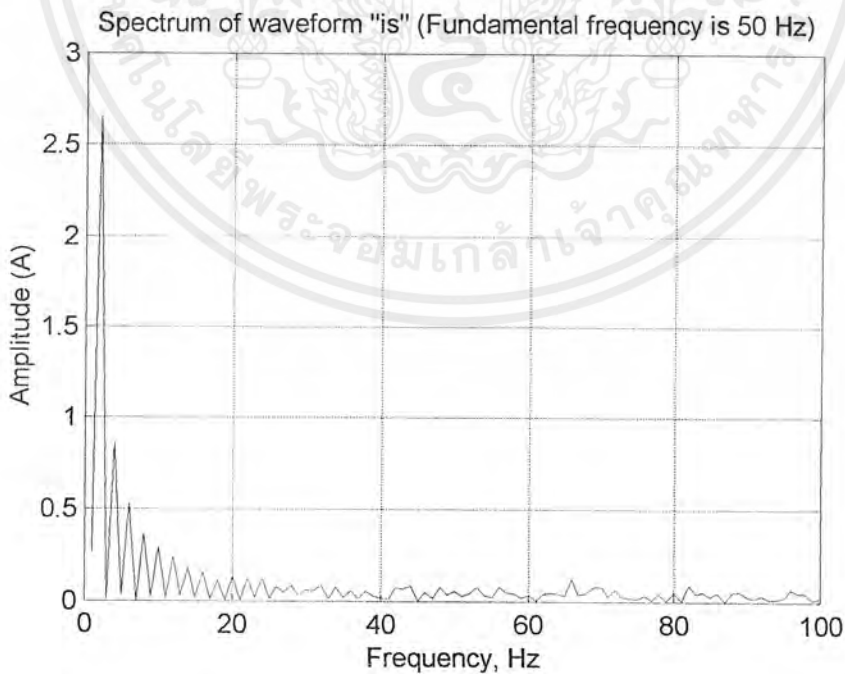


รูปที่ 5.12 แสดงรูปคลื่นแรงดัน (v_S) และกระแส (i_S) ของการทดลองที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

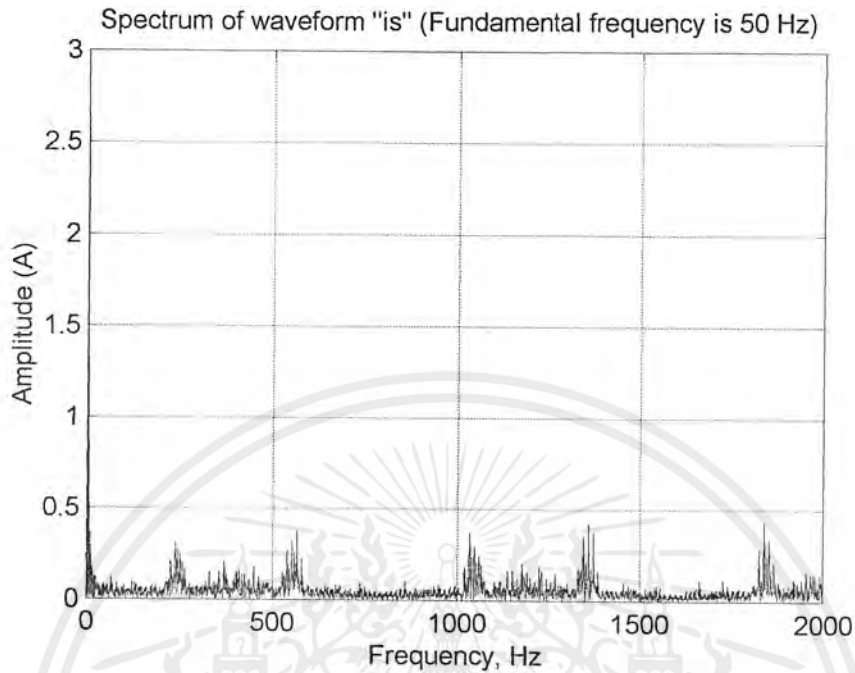


รูปที่ 5.13 แสดงรูปคลื่นกระแส (i_s) ของการทดลองที่ 1

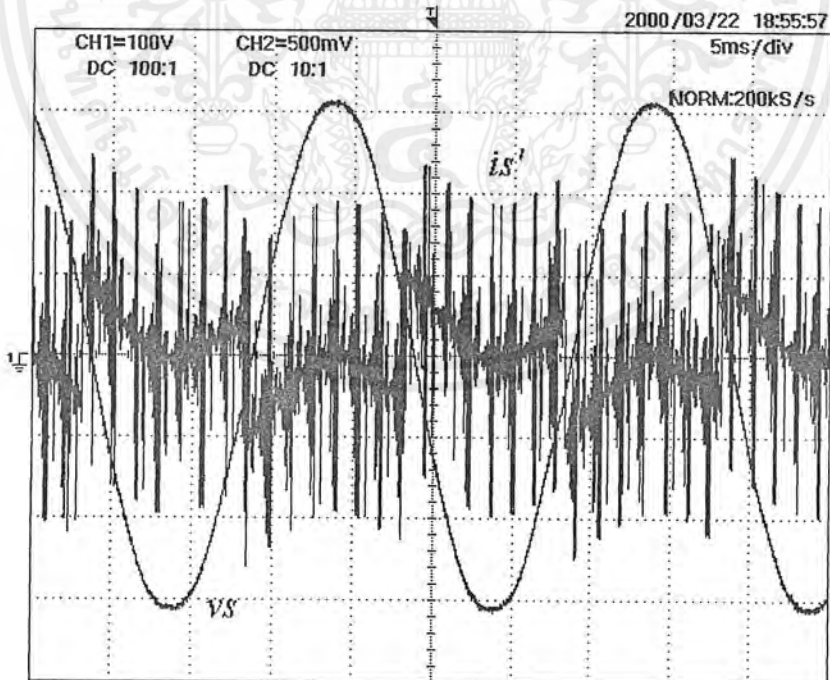


รูปที่ 5.14 แสดงสเปกตรัมของกระแส (i_s) ในรูปที่ 5.13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

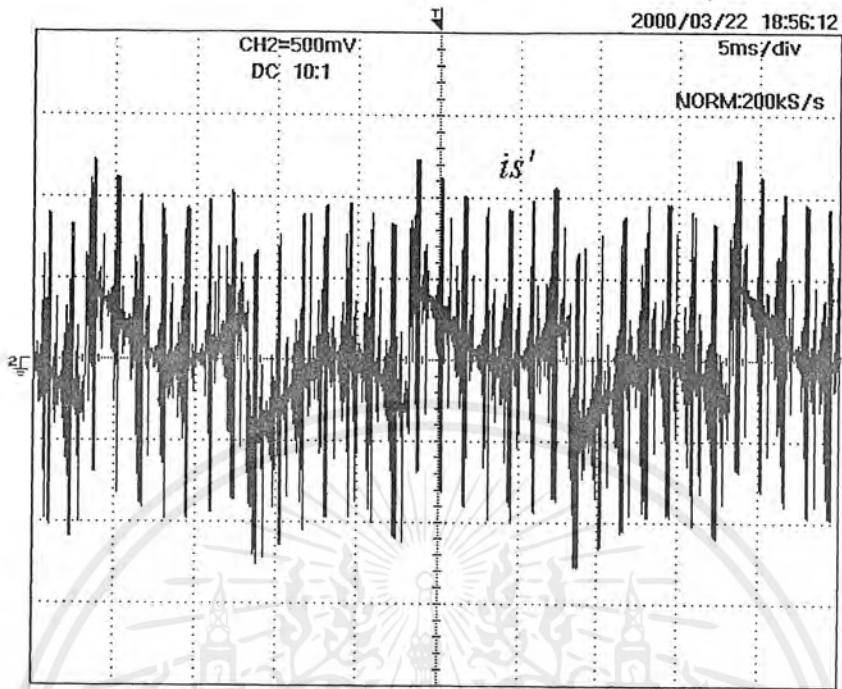


รูปที่ 5.15 แสดงสเปกตรัมของกระแส (i_s) ในรูปที่ 5.13

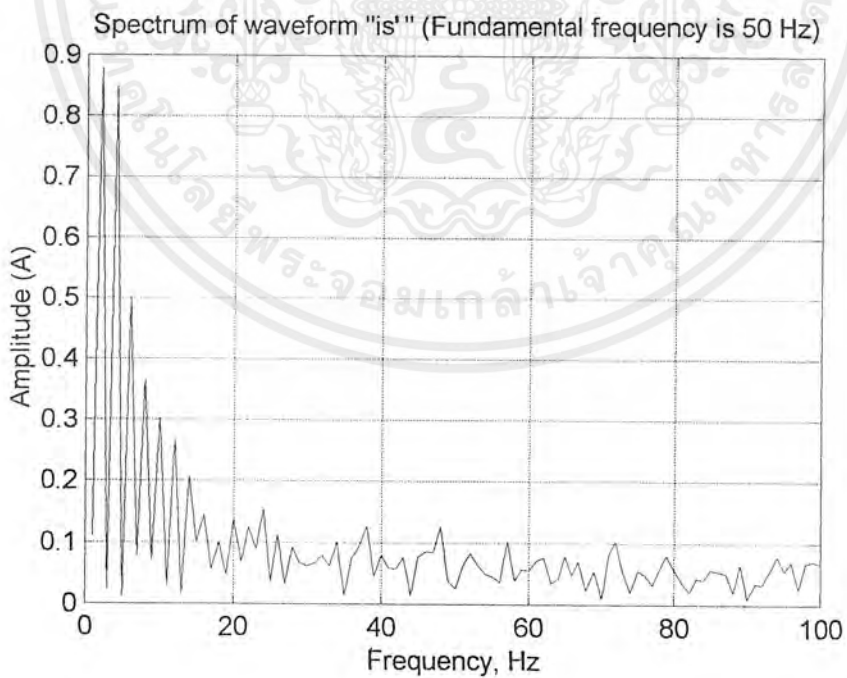


รูปที่ 5.16 แสดงรูปคลื่นแรงดัน (v_s) และกระแส (i_s) ของการทดลองที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

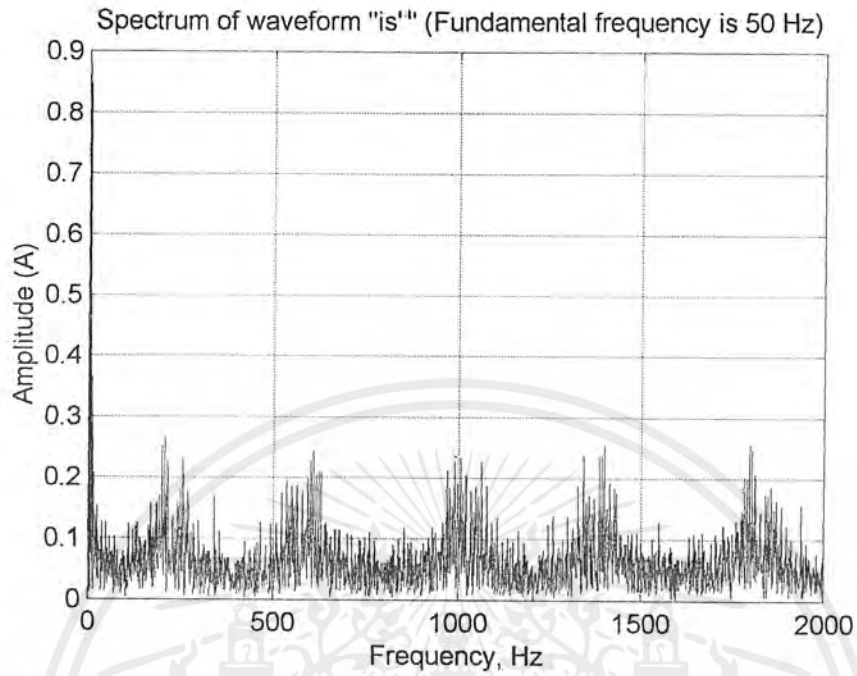


รูปที่ 5.17 แสดงรูปคลื่นกระแส (i_s') ของการทดลองที่ 1

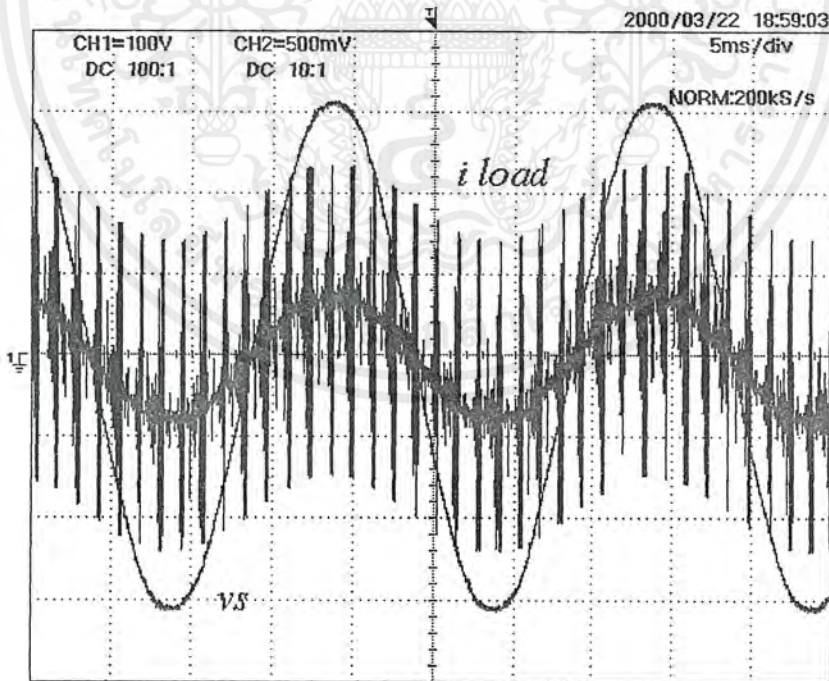


รูปที่ 5.18 แสดงสเปกตรัมของกระแส (i_s') ในรูปที่ 5.17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

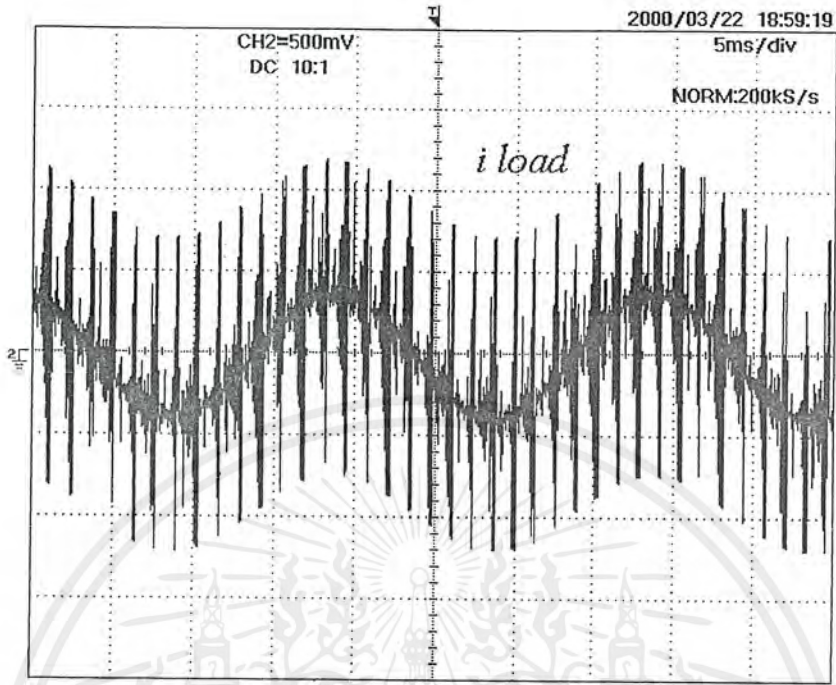


รูปที่ 5.19 แสดงสเปกตรัมของกระแส (i_s) ในรูปที่ 5.17



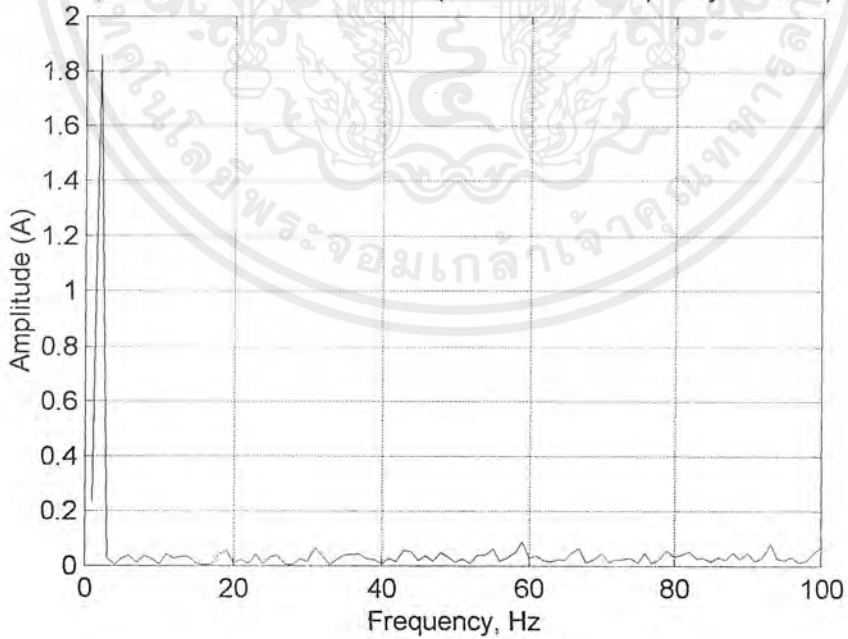
รูปที่ 5.20 แสดงรูปคลื่นแรงดัน (v_s) และกระแส (i_{load}) ของการทดลองที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



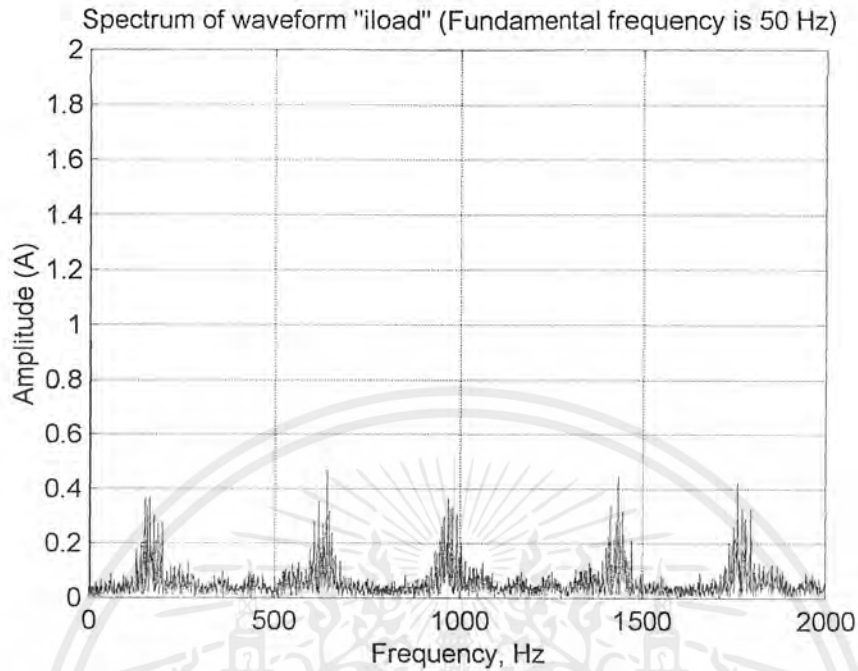
รูปที่ 5.21 แสดงรูปคลื่นกระแส (i_{load}) ของการทดลองที่ 1

Spectrum of waveform "i load" (Fundamental frequency is 50 Hz)



รูปที่ 5.22 แสดงสเปกตรัมของกระแส (i_{load}) ในรูปที่ 5.21

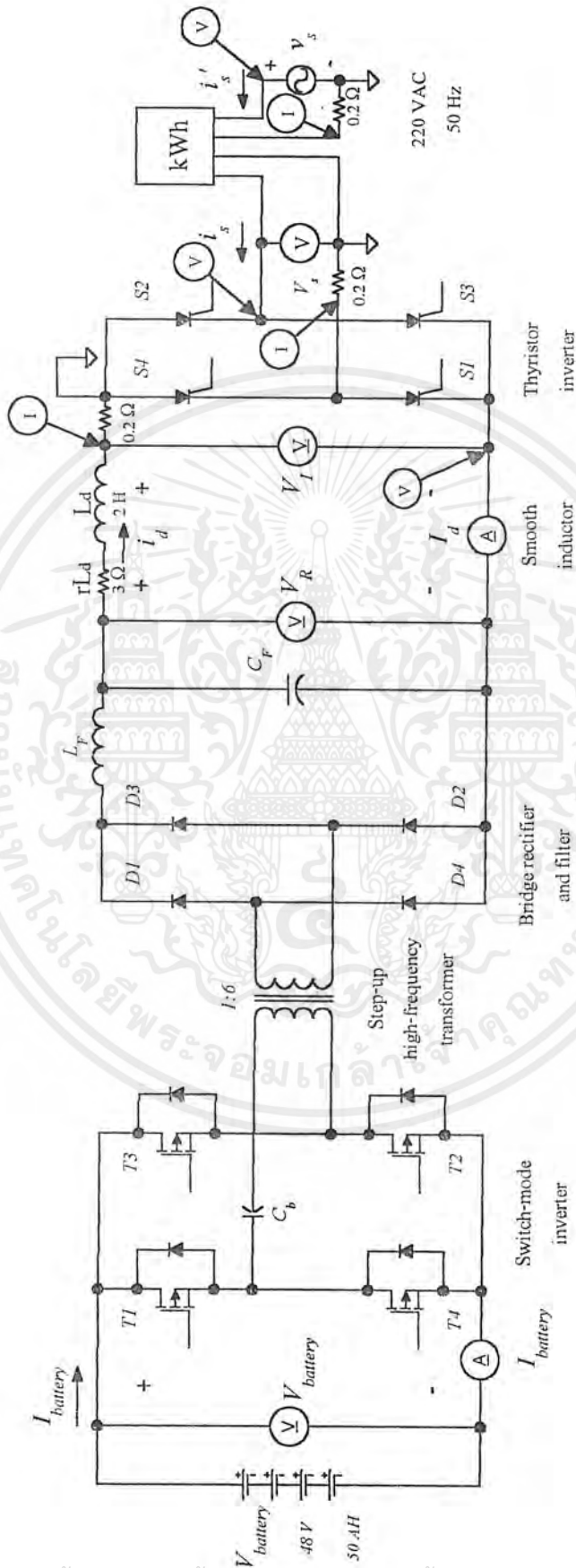
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.23 แสดงสเปกตรัมของกระแส (i_{load}) ในรูปที่ 5.21

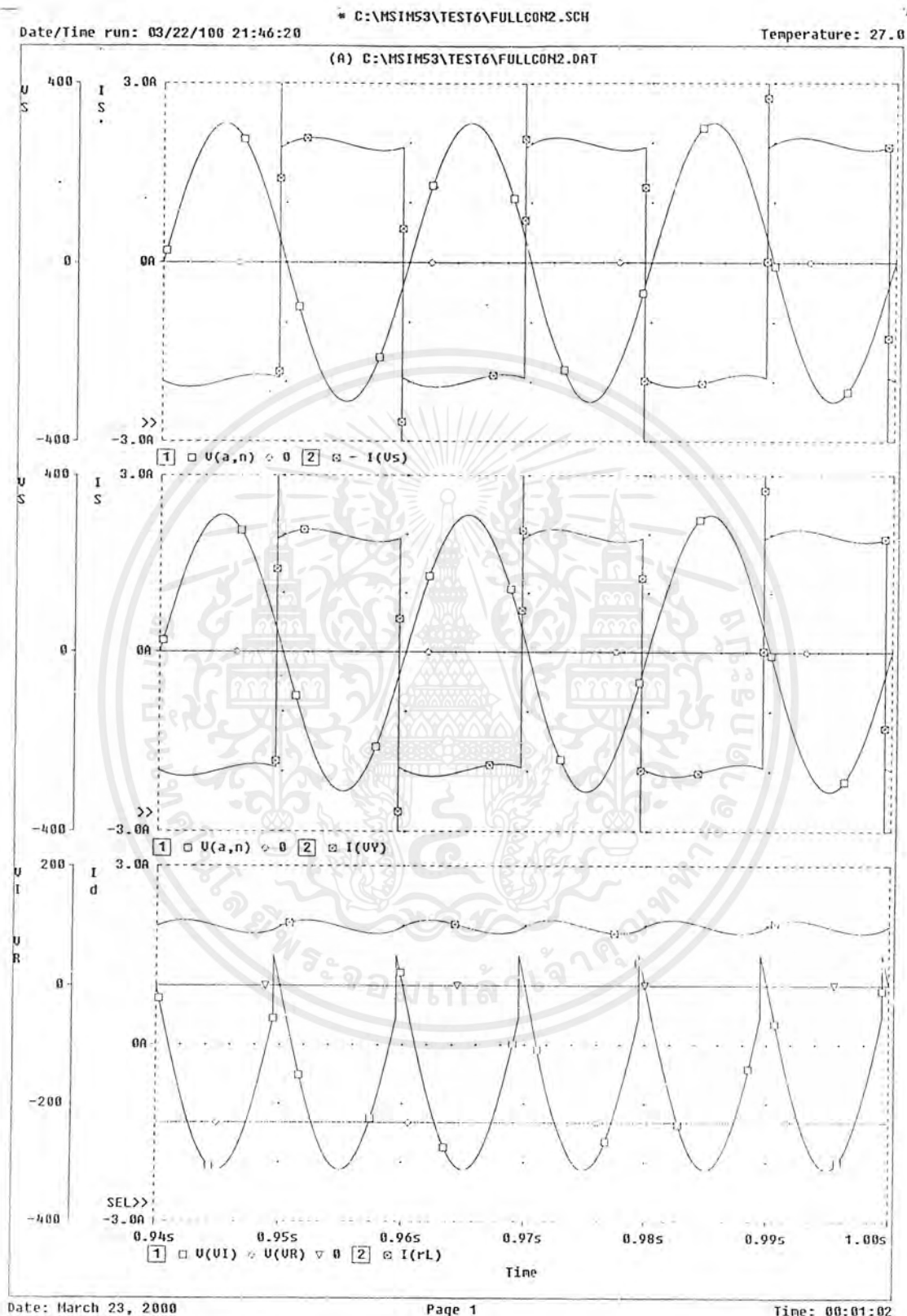
5.2 การทดลองที่ 2 การทดลองจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับระบบการไฟฟ้า ซึ่งมีวงจรแสดงดังรูปที่ 5.24 และผลการทดลองดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.24 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลองจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับระบบการไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



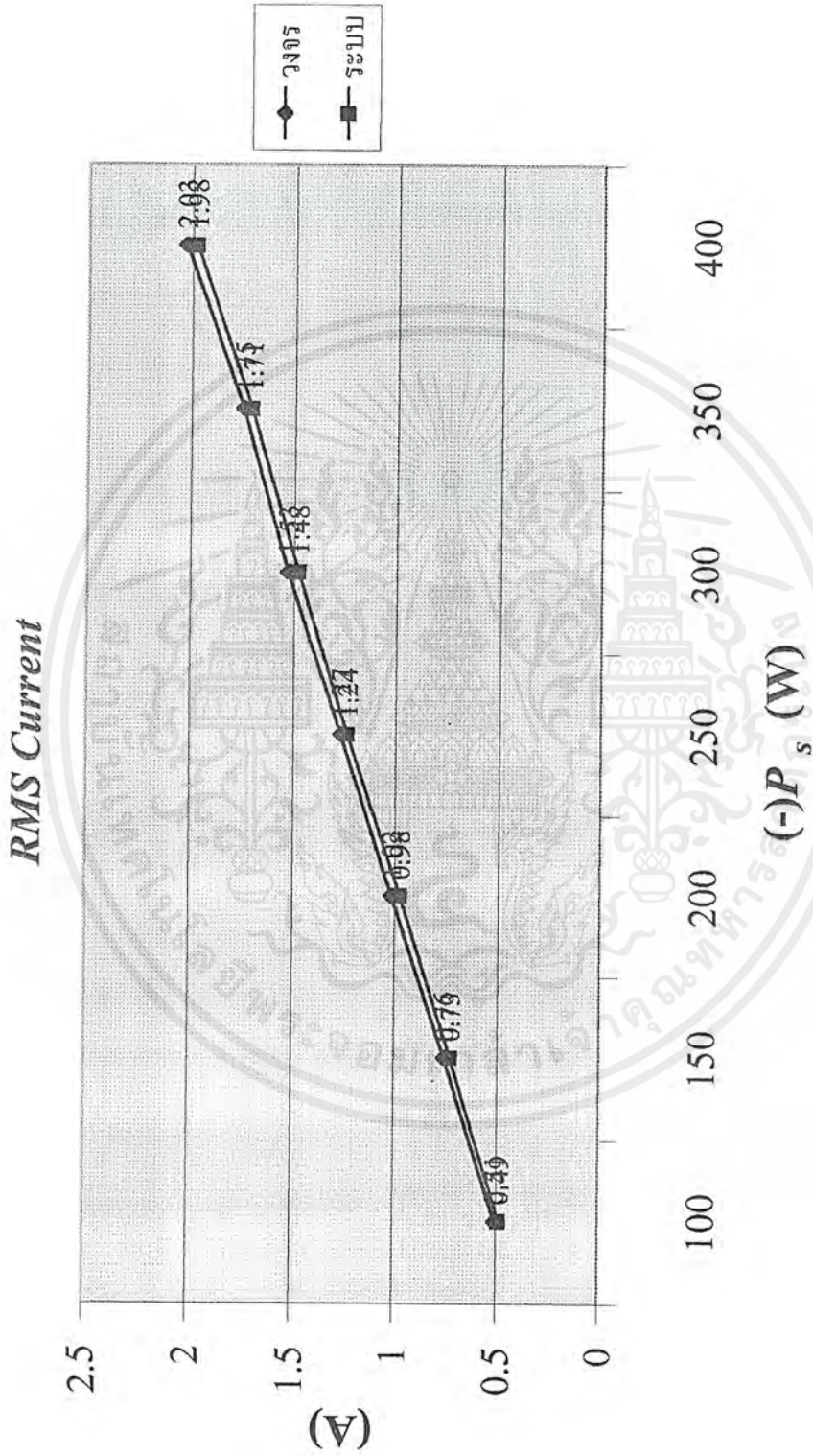
รูปที่ 5.25 แสดงผลการเดินแบบการทดลองจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับระบบการไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.2 ผลการทดลองการจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับระบบการไฟฟ้า

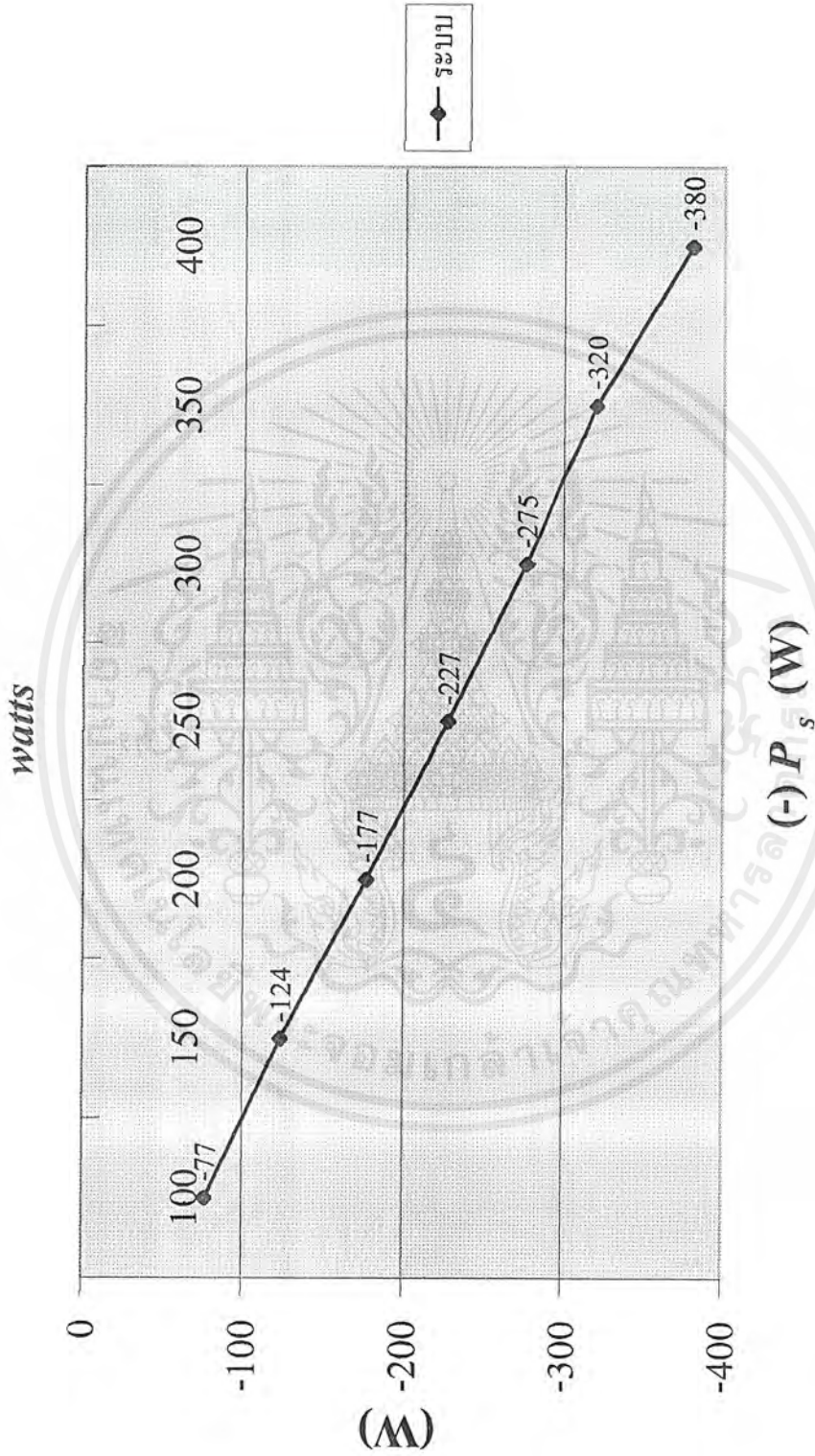
(1) อินพุตของวงจรไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์							
V_s (V)	224	224	225	225	226	226	225
I_s (A)	0.51	0.76	1.02	1.27	1.53	1.75	2.03
$(-)P_s$ (W)	100	150	200	250	300	350	400
Q_s (VAR)	30	45	58	72	90	100	110
S_s (VA)	115	172	230	287	350	400	460
DPF	-0.96	-0.96	-0.96	-0.96	-0.97	-0.97	-0.97
$P.F.(lag)$	-0.88	-0.88	-0.87	-0.87	-0.88	-0.88	-0.88
(2) ระบบการไฟฟ้า							
V_s (V)	224	224	225	225	226	226	225
I_s' (A)	0.49	0.73	0.98	1.24	1.48	1.71	1.98
P_s' (W)	-77	-124	-177	-227	-275	-320	-380
Q_s' (VAR)	56	72	84	100	110	120	130
S_s' (VA)	108	162	220	278	333	390	450
DPF	-0.81	-0.86	-0.9	-0.91	-0.93	-0.93	-0.94
$P.F.(lag)$	-0.71	-0.76	-0.81	-0.81	-0.83	-0.83	-0.84

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



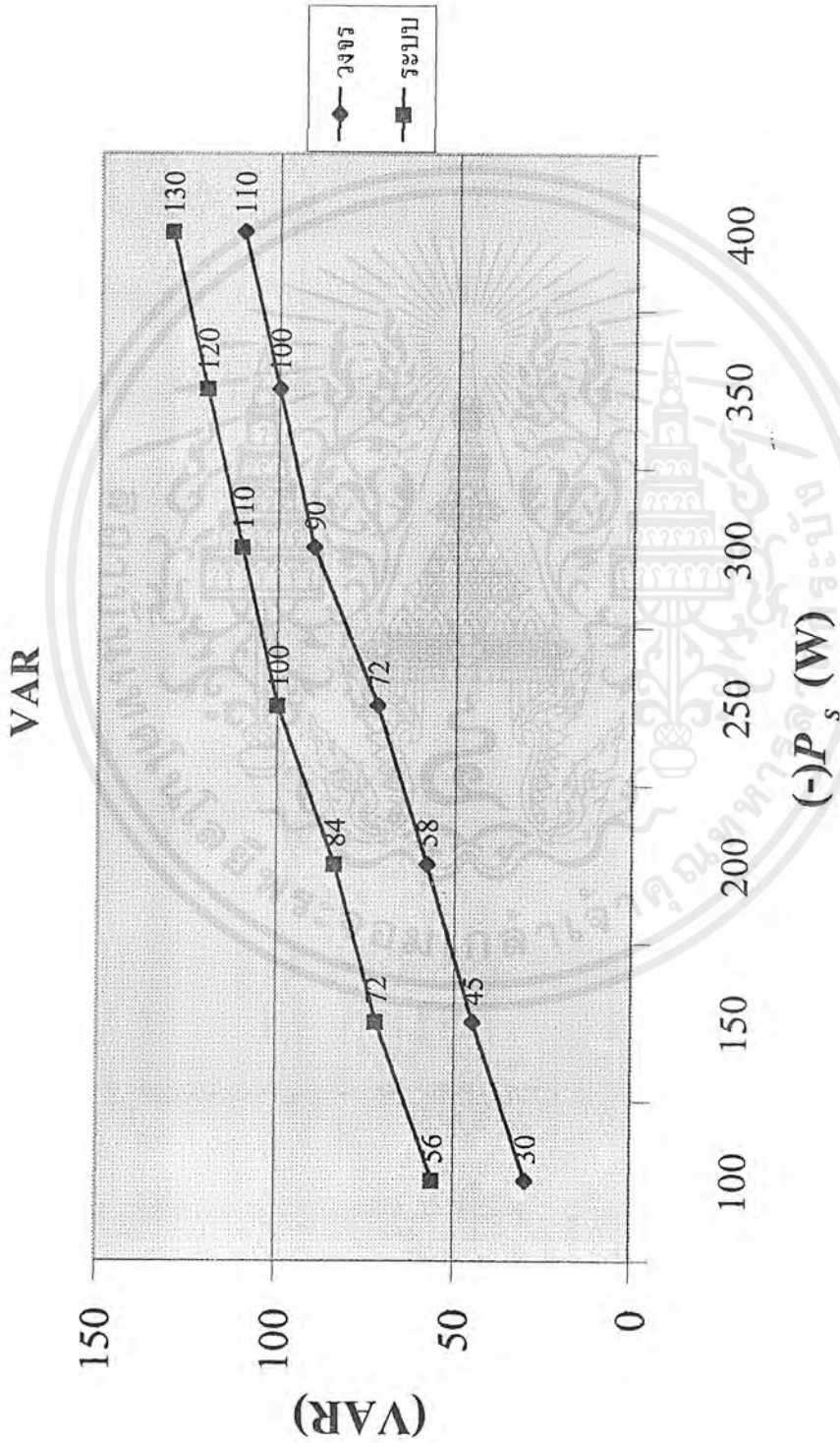
รูปที่ 5.26 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $(-)P_s$ กับ กระแส ขณะถ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับระบบการไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



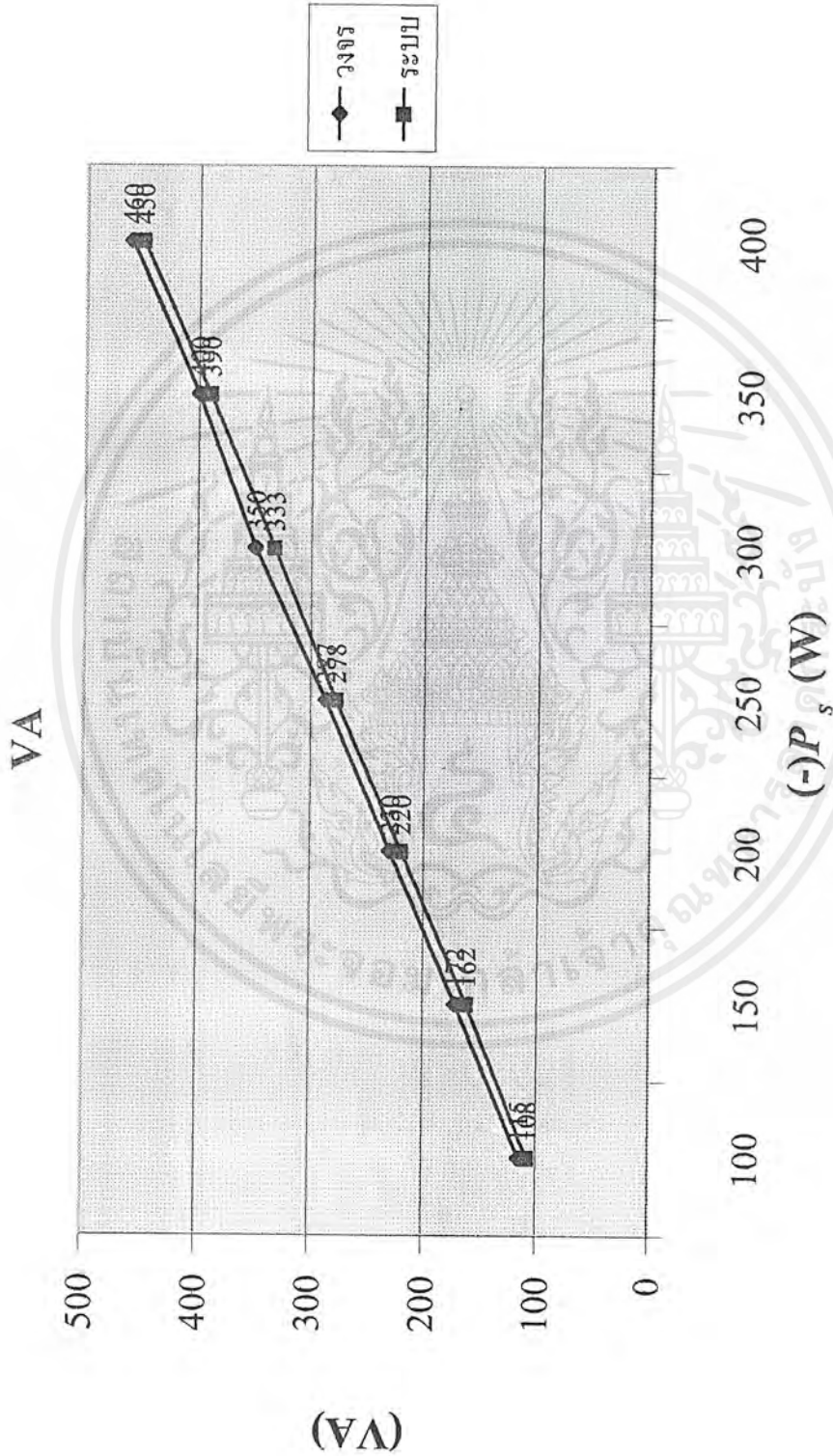
รูปที่ 5.27 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $(-P_r$ กับ กำลังไฟฟ้าจริง ขณะจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับระบบการไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



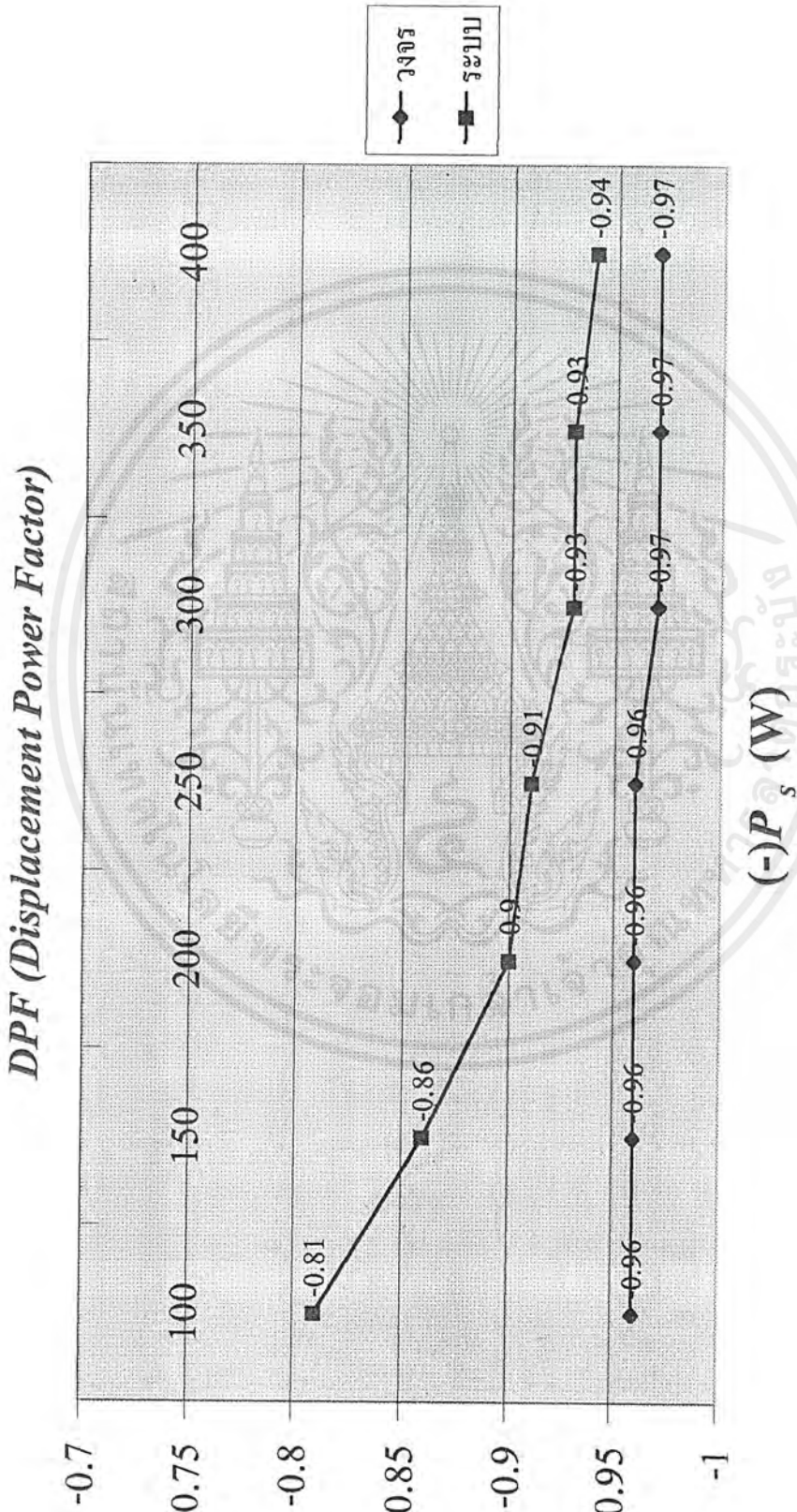
รูปที่ 5.28 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $(-)P_s$ กับ กำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ ขณะจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับระบบการไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



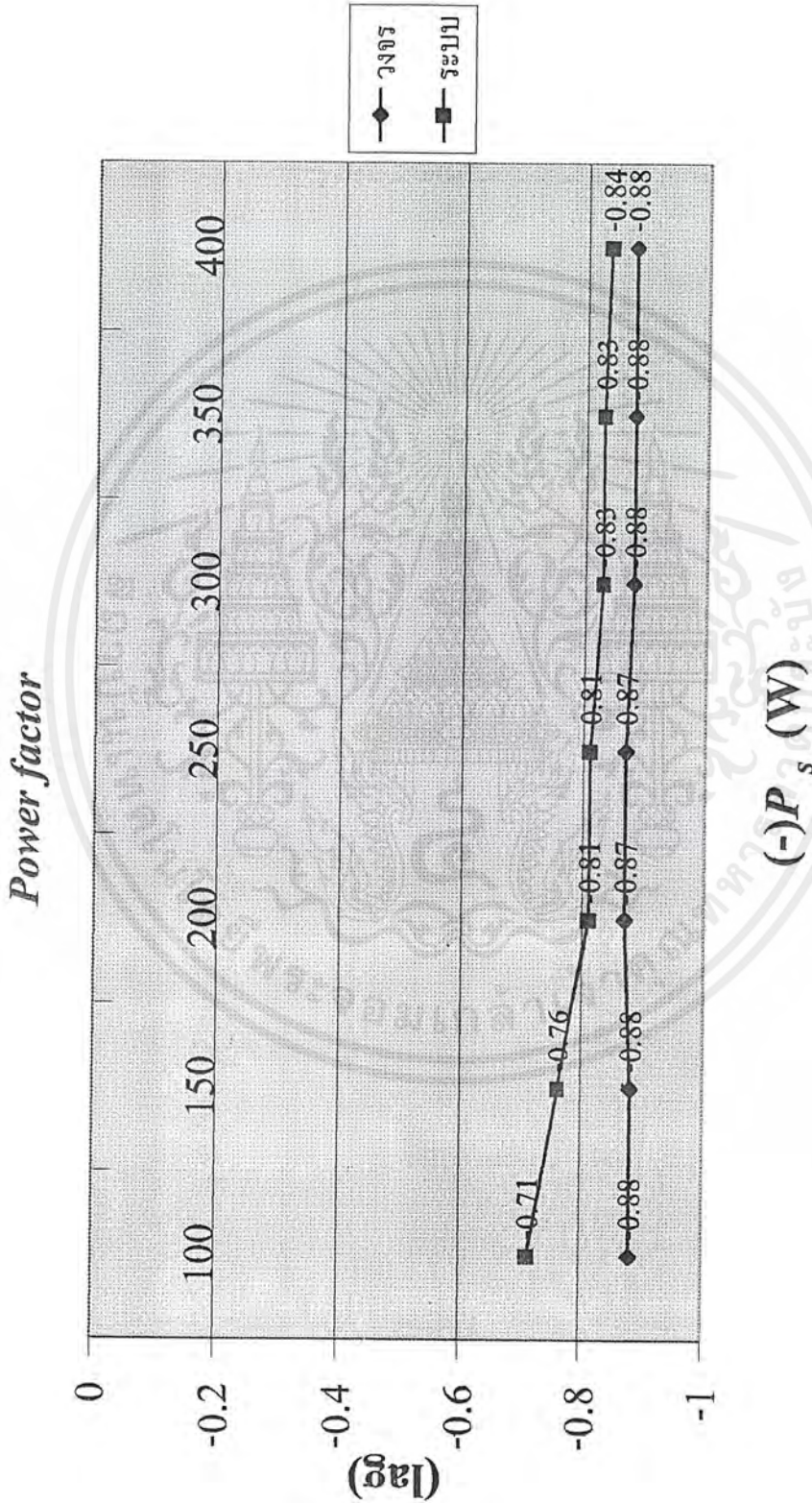
รูปที่ 5.29 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $(-P_s)$ กับ กำลังไฟฟ้าปรากฏ ขณะจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับระบบการไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



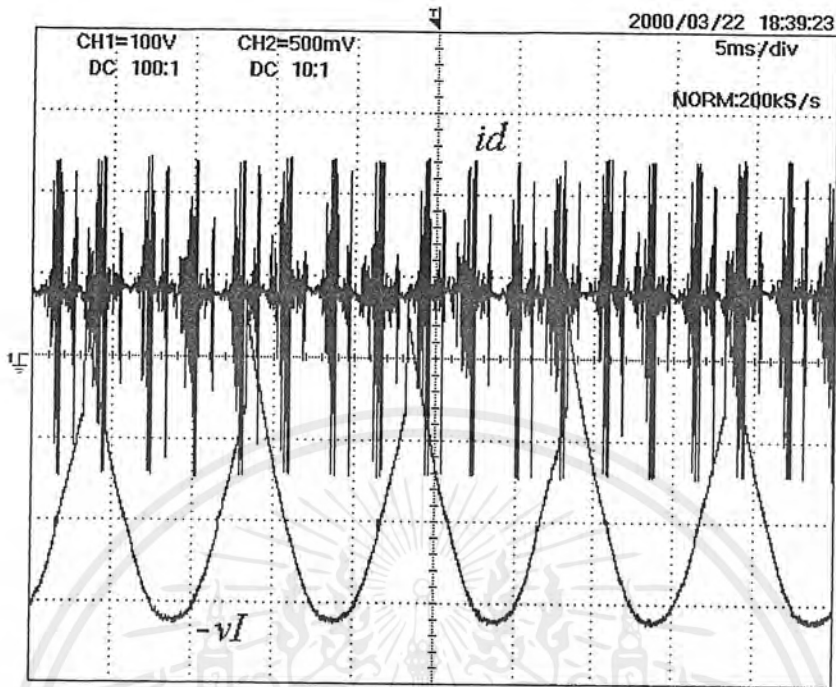
รูปที่ 5.30 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $(-P_s$ กับ DPF ขณะจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับระบบการไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

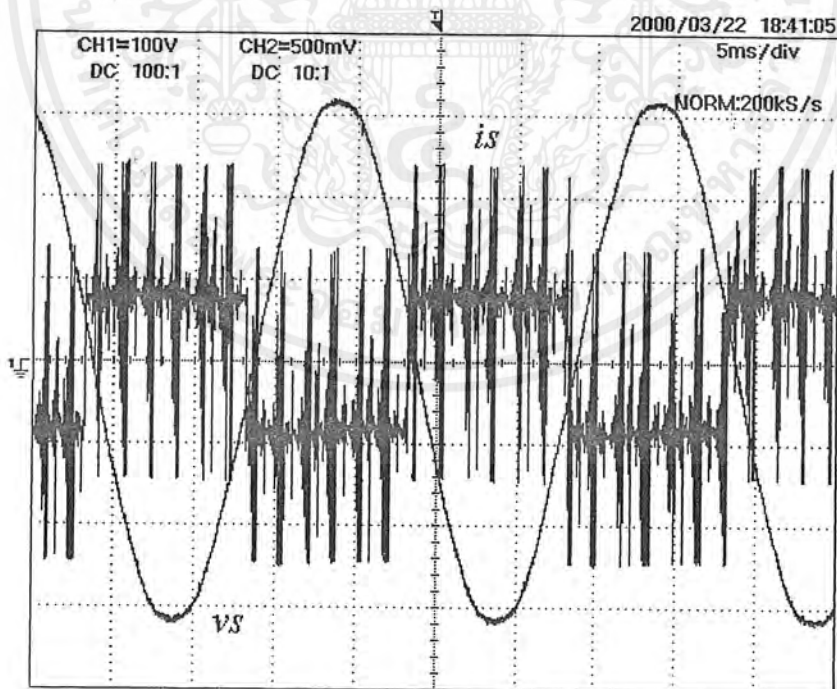


รูปที่ 5.31 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $(-P_s)$ กับ P.F. ขณะจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับระบบการไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

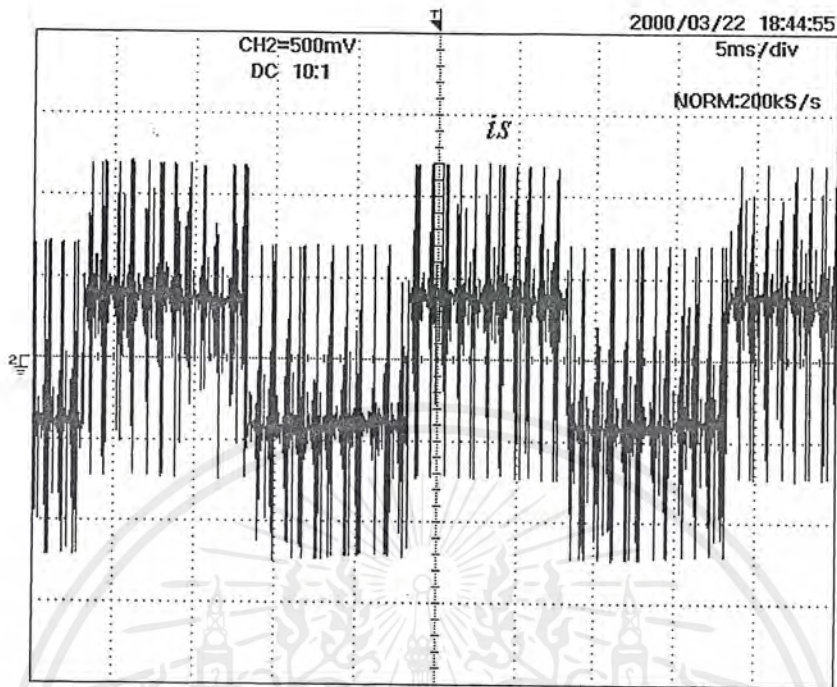


รูปที่ 5.32 แสดงรูปคลื่นแรงดัน ($-v_I$) และกระแส (i_d) ของการทดลองที่ 2



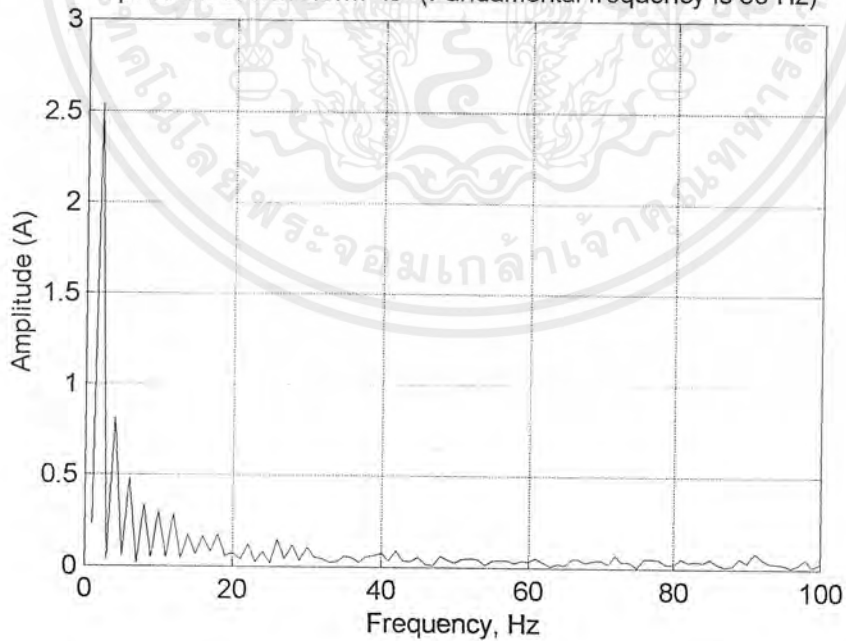
รูปที่ 5.33 แสดงรูปคลื่นแรงดัน (v_S) และกระแส (i_S) ของการทดลองที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



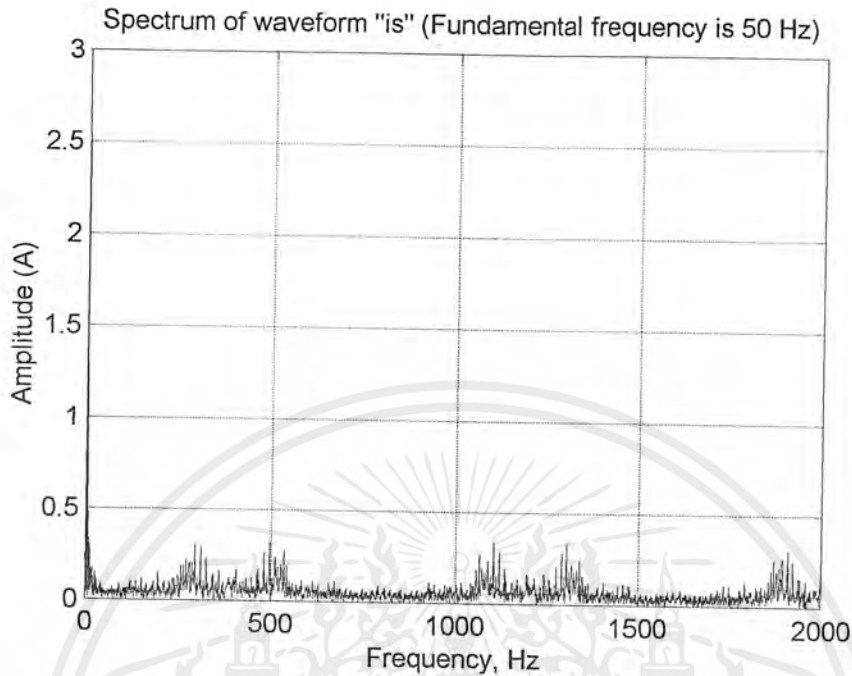
รูปที่ 5.34 แสดงรูปคลื่นกระแส (i_s) ของการทดลองที่ 2

Spectrum of waveform "is" (Fundamental frequency is 50 Hz)

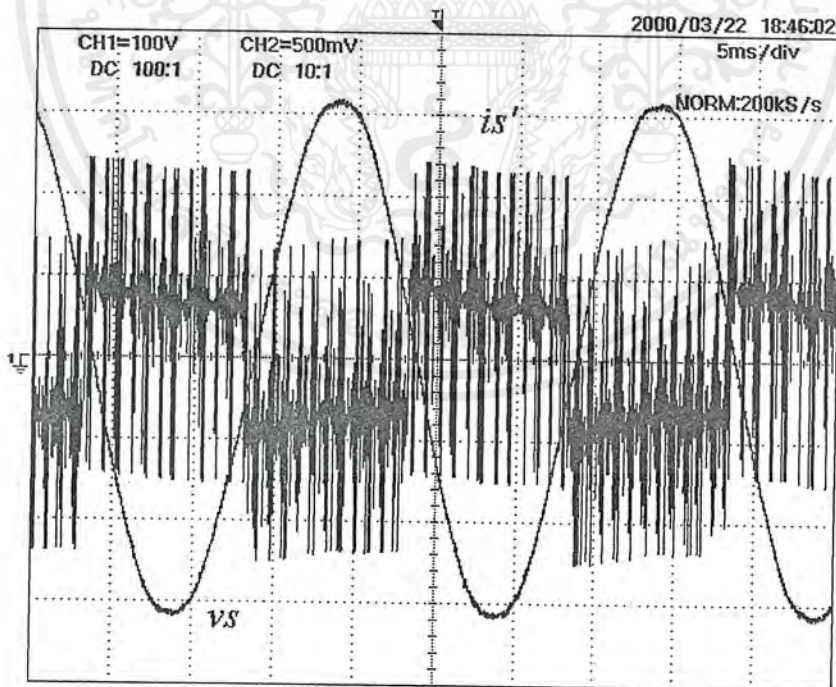


รูปที่ 5.35 แสดงสเปกตรัมของกระแส (i_s) ในรูปที่ 5.34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

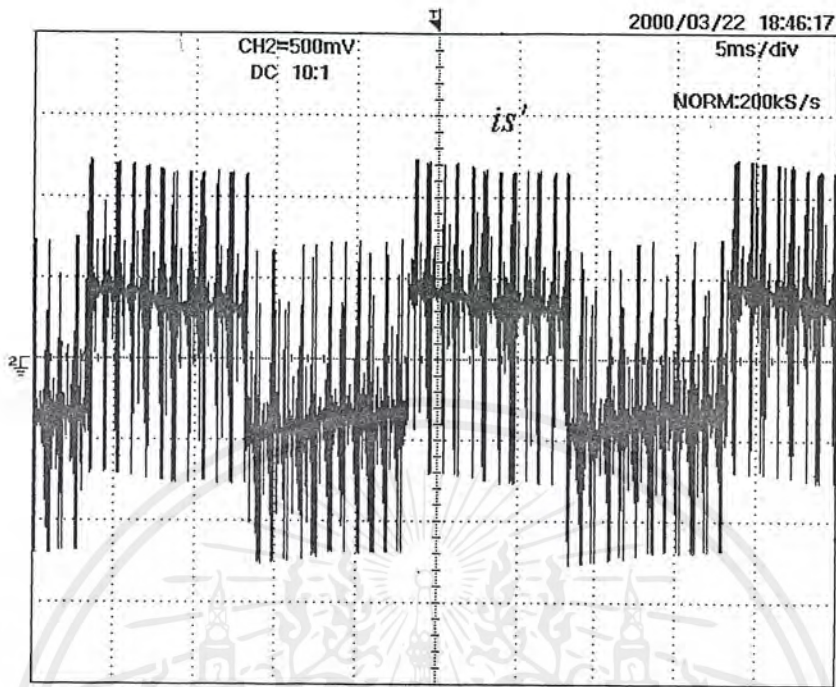


รูปที่ 5.36 แสดงสเปกตรัมของกระแส (i_s) ในรูปที่ 5.34



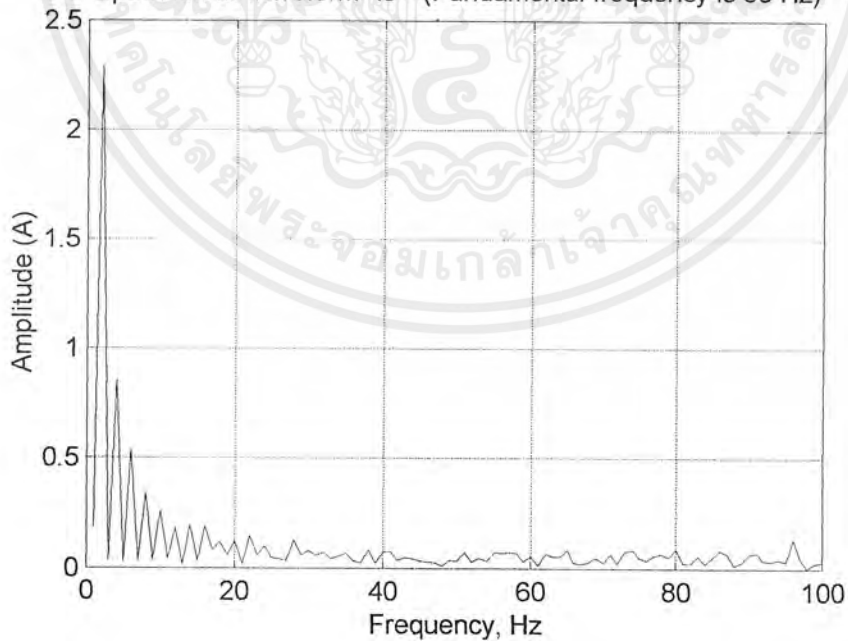
รูปที่ 5.37 แสดงรูปคลื่นแรงดัน (v_s) และกระแส (i_s) ของการทดลองที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



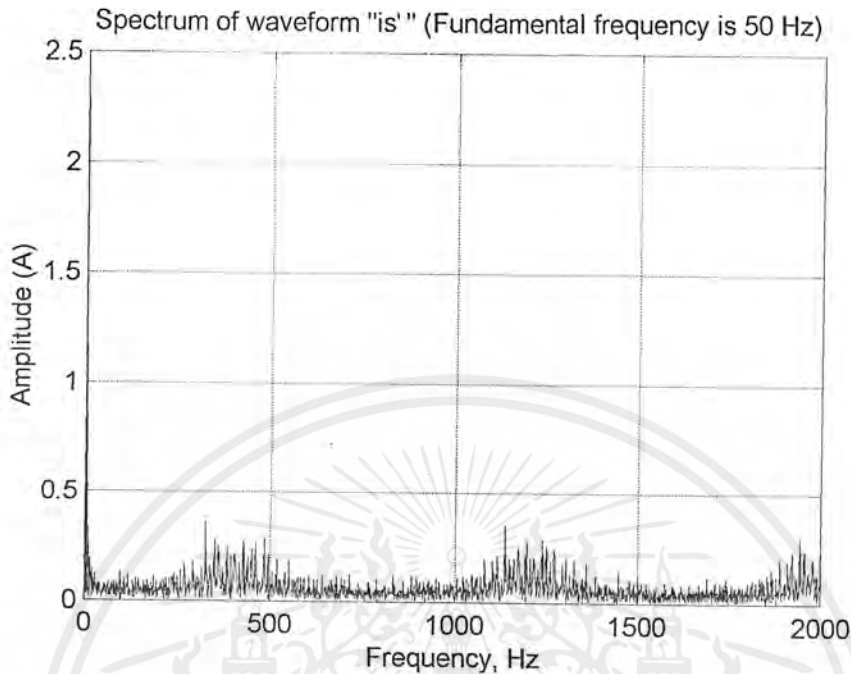
รูปที่ 5.38 แสดงรูปคลื่นกระแส (i_s) ของการทดลองที่ 2

Spectrum of waveform "is" (Fundamental frequency is 50 Hz)



รูปที่ 5.39 แสดงสเปกตรัมของกระแส (i_s) ในรูปที่ 5.38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.40 แสดงสเปกตรัมของกระแส (i_s) ในรูปที่ 5.38

5.3 การทดลองที่ 3 การทดลองหาประสิทธิภาพ และกำลังสูญเสียของวงจรที่เอาท์พุทค่าต่างๆ ซึ่งมีวงจรการทดลองแสดงดังรูปที่ 5.41 และผลการทดลองดังต่อไปนี้ โดยในการคำนวณหาประสิทธิภาพ และกำลังสูญเสียของวงจรมีสมการที่ใช้ในการวิเคราะห์ดังนี้ จากสมการที่ (3.3), (3.11), (3.14) และ (3.15)

$$P_s = \frac{4}{\pi} * \frac{1}{\sqrt{2}} V_s I_d \cos(\alpha)$$

$$P_J = -V_J I_d$$

$$P_R = -V_R I_d$$

$$P_{battery} = -V_{battery} I_{battery}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$\eta = \frac{P_s}{P_{battery}} * 100 \% \quad (5.1)$$

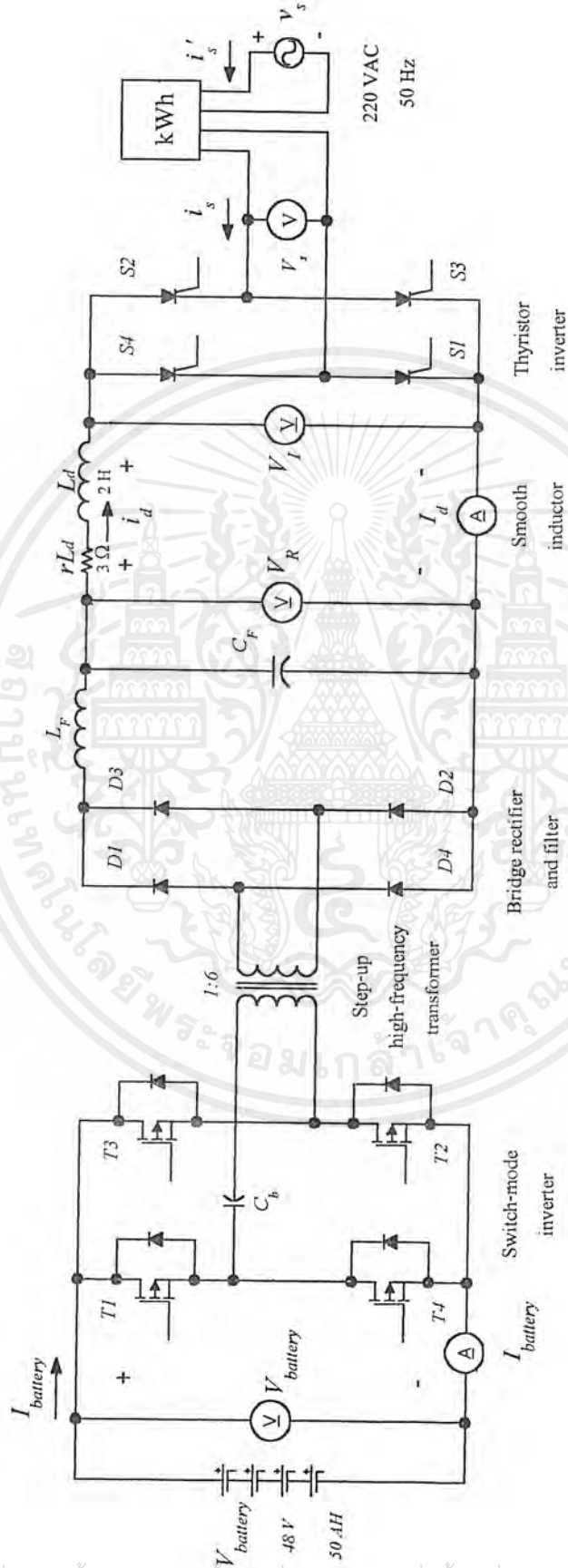
$$Th \text{ loss} = P_I - P_s \quad (5.2)$$

$$L_d \text{ loss} = P_R - P_I \quad (5.3)$$

$$HF \text{ loss} = P_{battery} - P_R \quad (5.4)$$

$$Total \text{ loss} = P_{battery} - P_s \quad (5.5)$$

โดย η คือ ประสิทธิภาพ
 $Th \text{ loss}$ คือ กำลังสูญเสียในส่วนของวงจรทรานซิสเตอร์อินเวอร์เตอร์ หน่วย วัตต์ (W)
 $L_d \text{ loss}$ คือ กำลังสูญเสียในส่วนของสมูทอินคัลเตอร์ หน่วย วัตต์ (W)
 $HF \text{ loss}$ คือ กำลังสูญเสียในส่วนของวงจรความถี่สูงทั้งหมด หน่วย วัตต์ (W)
 $Total \text{ loss}$ คือ กำลังสูญเสียรวมทั้งหมด หน่วย วัตต์ (W)

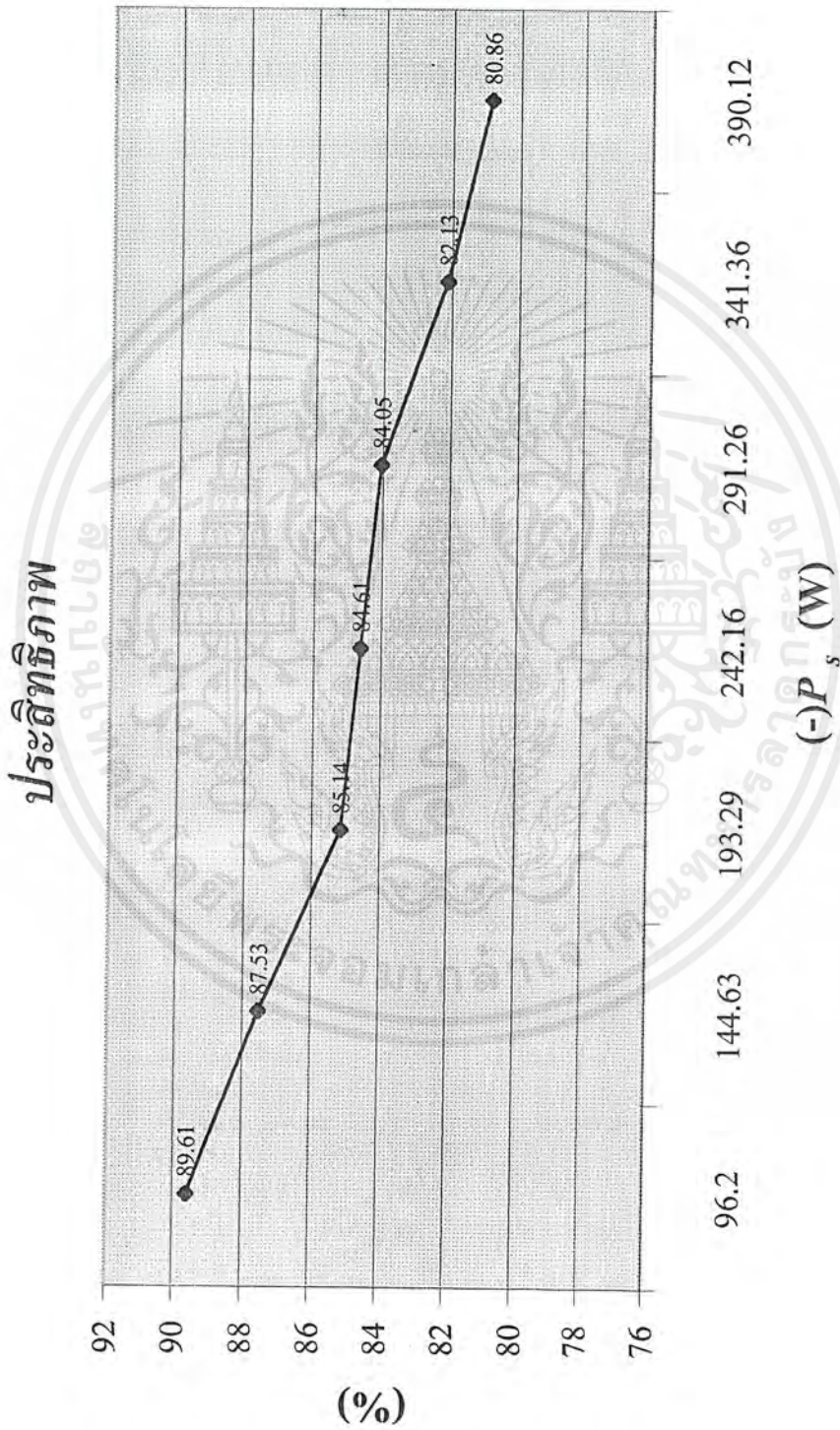


รูปที่ 5.41 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลองหาประสิทธิภาพและกำลังสูญเสียของวงจรที่เอาต์พุตต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

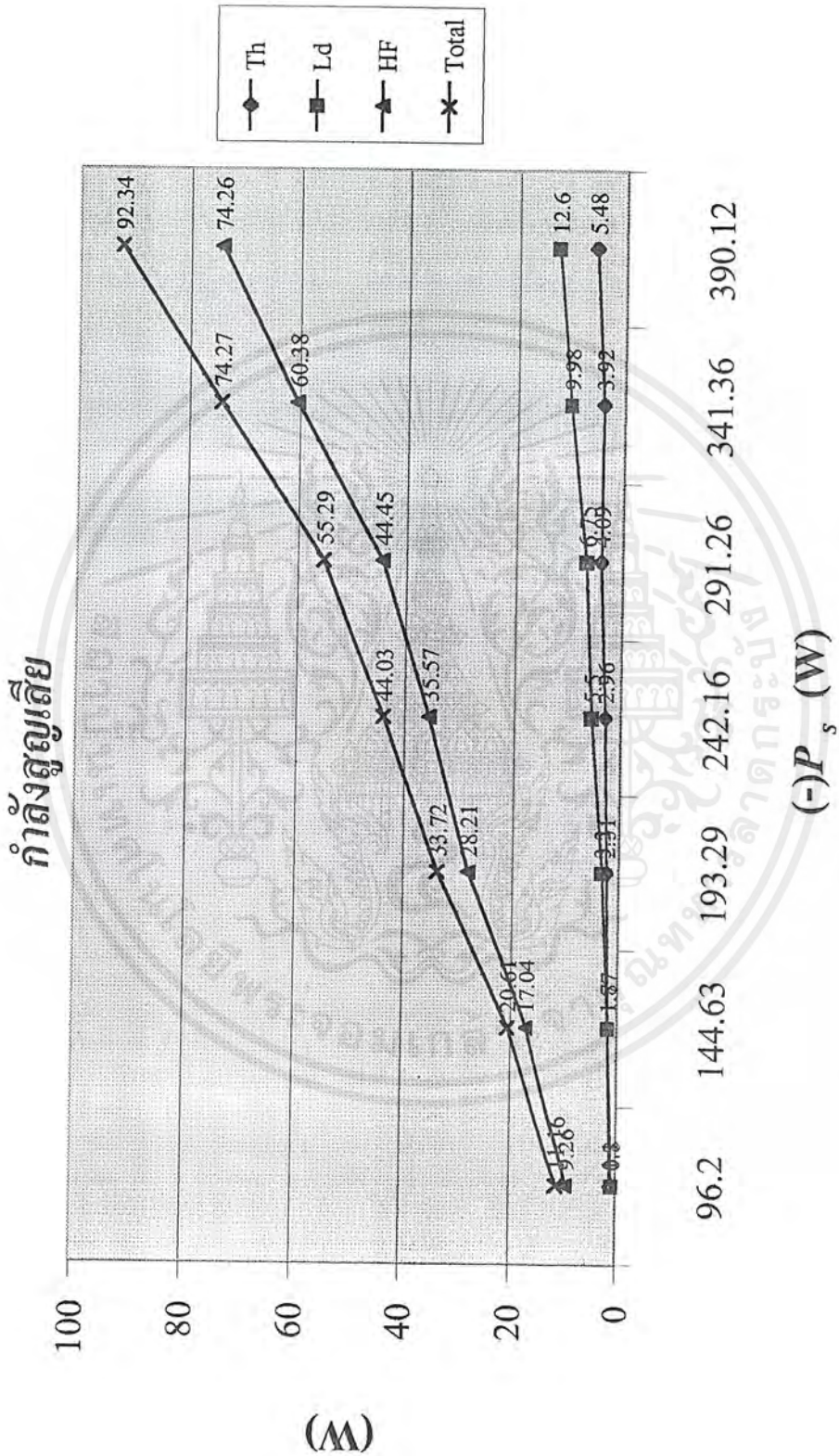
ตารางที่ 5.3 ผลการทดลองหาประสิทธิภาพและกำลังสูญเสียของวงจรที่เอาท์พุทค่าต่างๆ

	0.5	0.75	1	1.25	1.5	1.75	2
I_a (A)							
V_I (V)	194.6	195.2	195.6	196.1	196.9	197.3	197.8
V_R (V)	196.2	197.6	198.8	200.5	201.4	203	204.1
$I_{battery}$ (A)	2.2	3.4	4.7	5.95	7.25	8.75	10.2
$V_{battery}$ (V)	48.8	48.6	48.3	48.1	47.8	47.5	47.3
V_s (V)	217	217.5	218	218.5	219	220	220
$(-P_s)$ (W)	96.2	144.63	193.29	242.16	291.26	341.36	390.12
$(-P_I)$ (W)	97.3	146.4	195.6	245.13	295.35	345.28	395.6
$(-P_R)$ (W)	98.1	148.2	198.8	250.63	302.1	355.25	408.2
$(-P_{battery})$ (W)	107.36	165.24	227.01	286.2	346.55	415.63	482.46
$Th\ loss$ (W)	1.1	1.77	2.31	2.96	4.09	3.92	5.48
$L_d\ loss$ (W)	0.8	1.8	3.2	5.5	6.75	9.98	12.6
$HF\ loss$ (W)	9.26	17.04	28.21	35.57	44.45	60.38	74.26
$Total\ loss$ (W)	11.16	20.61	33.72	44.03	55.29	74.27	92.34
η (%)	89.61	87.53	85.14	84.61	84.05	82.13	80.86



รูปที่ 5.43 แสดงกราฟประสิทธิภาพของวงจรถักน้ำที่เอาที่พูดค่าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.42 แสดงกราฟกำลังสูญเสียของวงจรที่เอาท์พุทค่าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

บทวิจารณ์และสรุป

จากวัตถุประสงค์เบื้องต้นได้ทำการออกแบบระบบที่ใช้ในการเชื่อมโยงแหล่งจ่ายไฟฟ้า กระแสตรง เข้ากับระบบการไฟฟ้าที่พิกัดกำลังไฟฟ้า 400 วัตต์ และได้ทำการทดลองเชื่อมโยงชุด แบตเตอรี่ 48 โวลต์ เข้ากับระบบการไฟฟ้า 1 เฟส 220 โวลต์ 50 เฮิรท์ ซึ่งพบว่าระบบที่ได้ออกแบบ ใหม่นั้นสามารถช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดร่วมกับระบบการไฟฟ้า และจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับ ระบบการไฟฟ้าได้จริง

6.1 ข้อดีของวงจรที่ใช้

- 6.1.1 สามารถเชื่อมโยงเข้ากับระบบการไฟฟ้าได้ง่ายโดยไม่ต้องคำนึงถึงเรื่อง ขนาด เฟส และความถี่ ของสัญญาณแรงดัน ไฟฟ้า เนื่องจากใช้วงจรไทรสเตอร์
- 6.1.2 สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าที่จ่ายออกจากวงจรได้โดยไม่ต้องอยู่กับ โหลดที่นำมาต่อ
- 6.1.3 มีประสิทธิภาพถึง 80 เปอร์เซ็นต์ ที่พิกัดกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 400 วัตต์

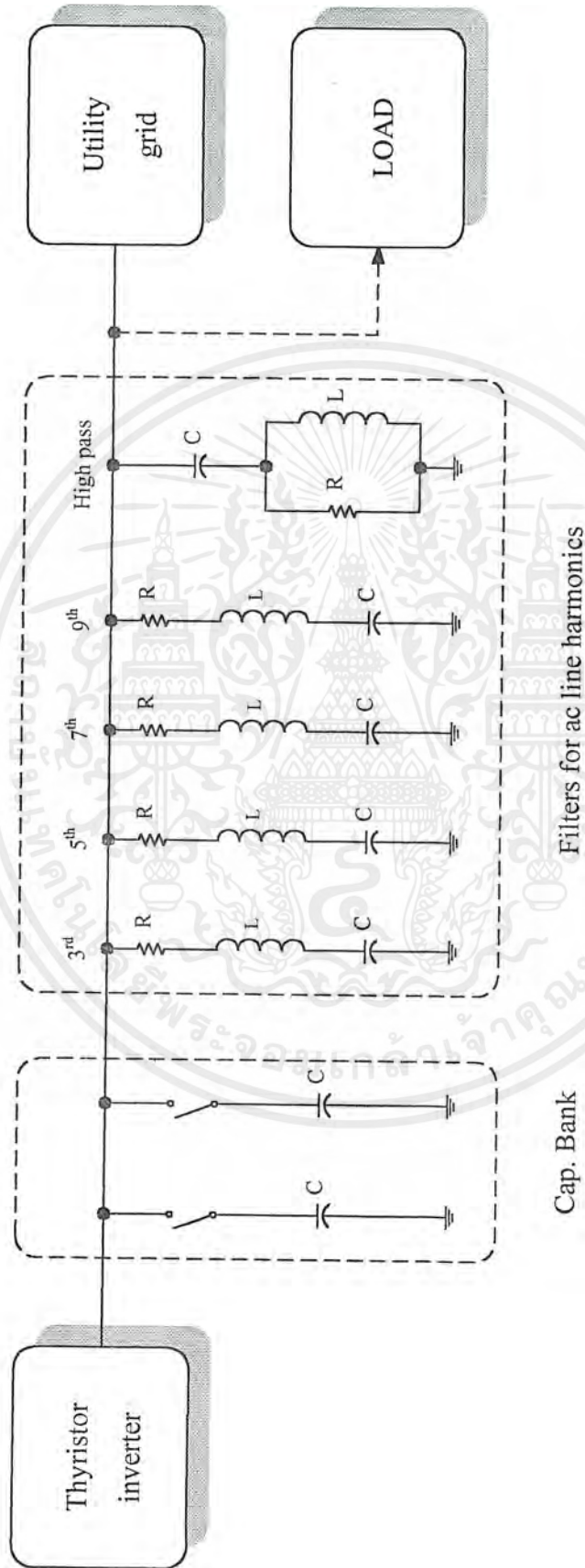
6.2 ข้อเสียของวงจรที่ใช้

- 6.2.1 มีการจ่ายกำลังไฟฟ้าย้อนกลับที่มีค่าเป็นบวกเข้าไปในระบบการไฟฟ้า
- 6.2.2 ลักษณะรูปคลื่นกระแสของระบบการไฟฟ้า มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ ซึ่งจะประกอบด้วยฮาร์โมนิกส์ ลำดับที่ 3,5,7,9,11,... เป็นต้น

6.3 ปัญหาในระหว่างการทำโครงการนี้

- 6.3.1 ด้านวงจรอิเล็กทรอนิกส์ เนื่องจากผู้ร่วมงานไม่มีประสบการณ์ในการต่อวงจรประกอบ จึงทำให้ช่วงเริ่มต้นมีปัญหาอยู่บ้าง แต่ก็สามารถแก้ไขให้คล่องได้
- 6.3.2 ใช้งานที่ใช้มีราคาแพงหาซื้อยาก ทำให้ต้องใช้เงินทุนมากเป็นเหตุให้การซื้ออุปกรณ์ เป็นไปด้วยความล่าช้า
- 6.3.3 เครื่องมือในการทดลอง ยังขาดเครื่องมือที่ใช้ในการวัดค่ากำลังไฟฟ้า กรณีที่สัญญาณ แรงดัน และกระแสไม่ใช่รูปคลื่นไซน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.1 แสดงวงจรชดเชยกำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟและวงจรกรองกระแสฮาร์มอนิกก่อนเชื่อมโยงเข้ากับระบบการไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.4 สิ่งที่จะได้รับการพัฒนาต่อไปสำหรับโครงการนี้

6.4.1 ควรจะมีวงจรกรองกระแสฮาร์โมนิกส์ก่อนเชื่อมโยงเข้ากับระบบการไฟฟ้าเพื่อลดสัญญาณกระแสฮาร์โมนิกส์ ที่จะเข้าไปในระบบการไฟฟ้าและทำให้สัญญาณกระแสใกล้เคียงสัญญาณไซน์แสดงดังรูปที่ 6.1

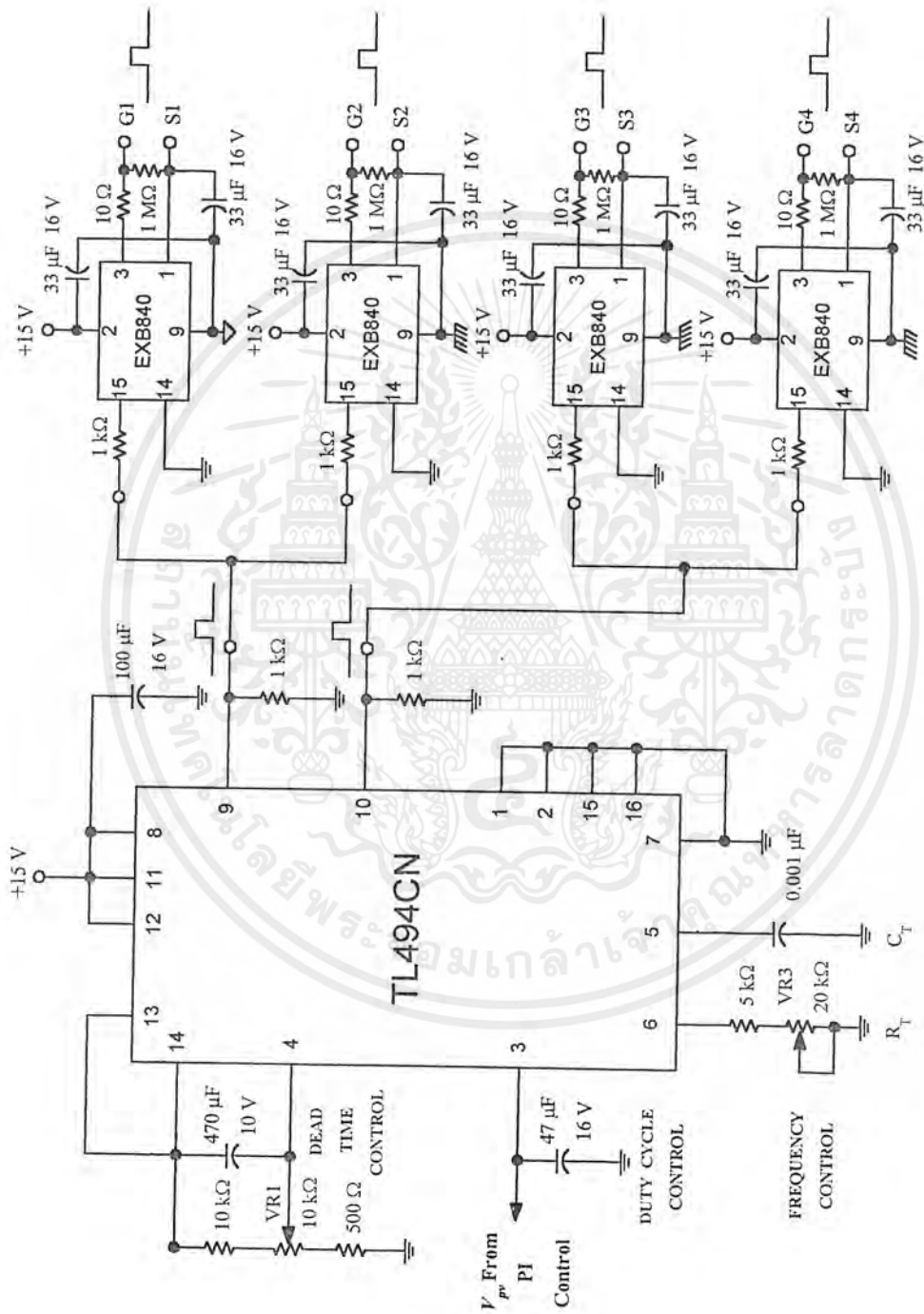
6.4.2 ควรจะมีวงจรชดเชยกำลังไฟฟารีแอกตีฟก่อนเชื่อมโยงเข้ากับระบบการไฟฟ้า เพื่อลดกำลังไฟฟารีแอกตีฟที่จะเพิ่มเข้าไปในระบบการไฟฟ้าแสดงดังรูปที่ 6.1





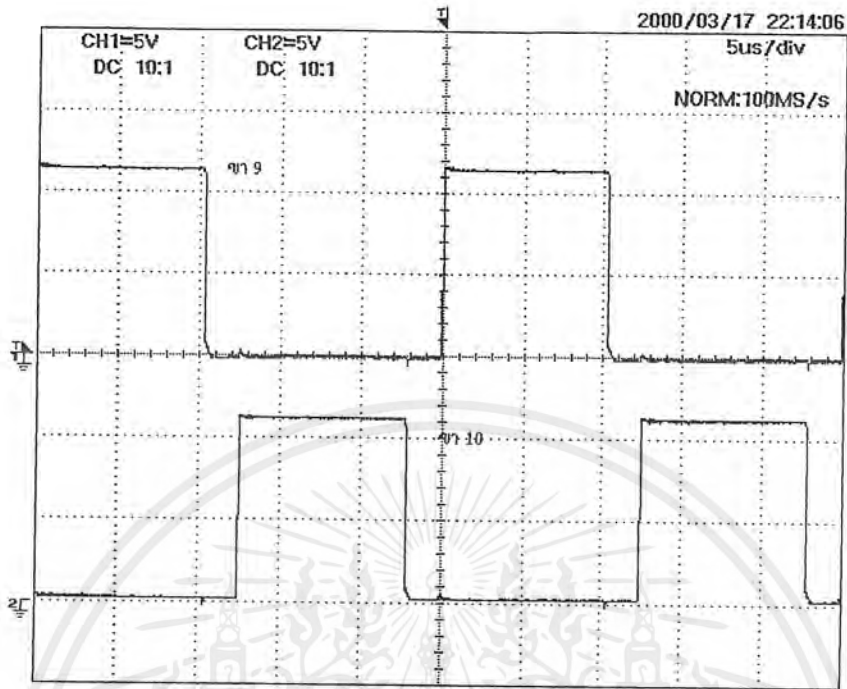
ภาคผนวก ก
วงจรและสัญญาณขับมอเตอร์เฟสของวงจรสวิตช์โหมคอินเวอร์เตอร์
วงจรและสัญญาณจุดชนวนเอสซีอาร์ของวงจรถริสเตอร์อินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

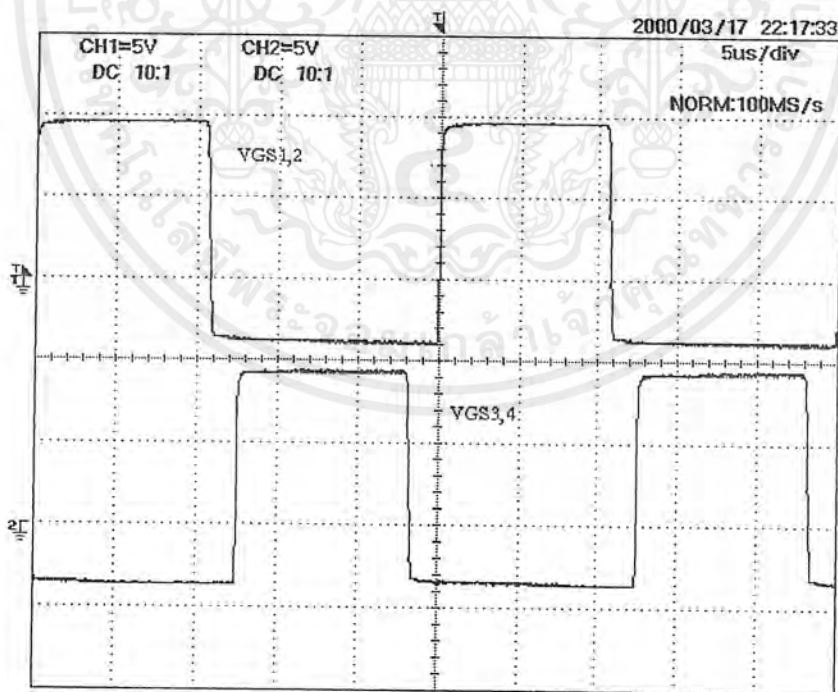


รูปที่ ก.1 แสดงวงจรที่ใช้สร้างสัญญาณขมอดพัลซของวงจรกวีตซ์ใหม่อินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

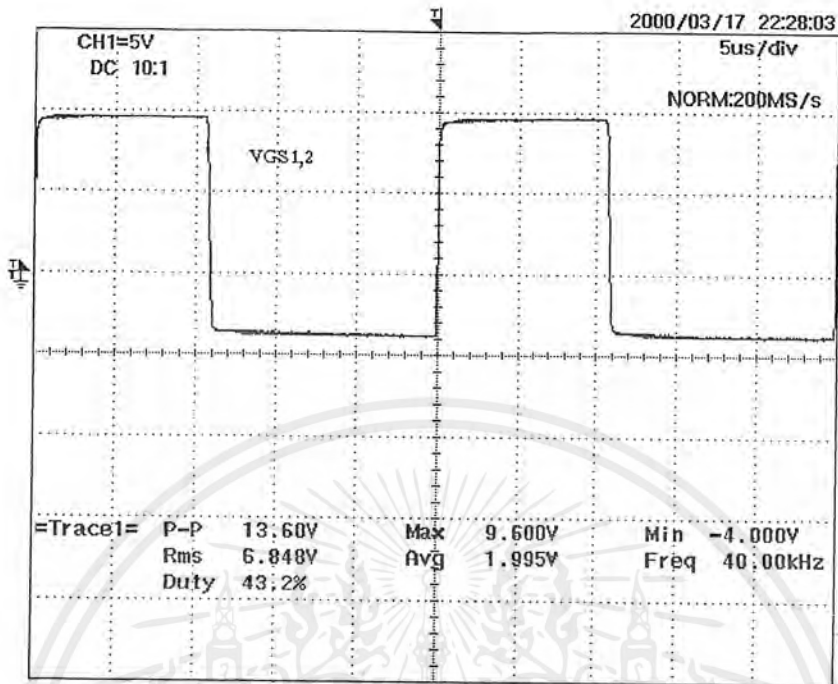


รูปที่ ก.2 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 9 และขา 10 ของไอซีเบอร์ TL494CN ที่ความถี่ 40 kHz

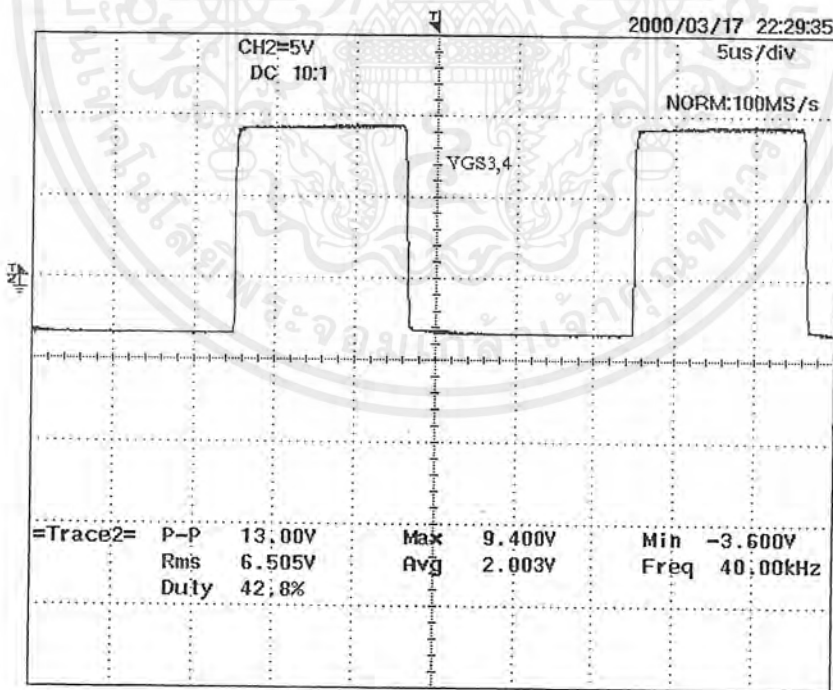


รูปที่ ก.3 แสดงสัญญาณขั้วมอสเฟตที่ออกจากไอซีเบอร์ EXB840 ที่ความถี่ 40 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

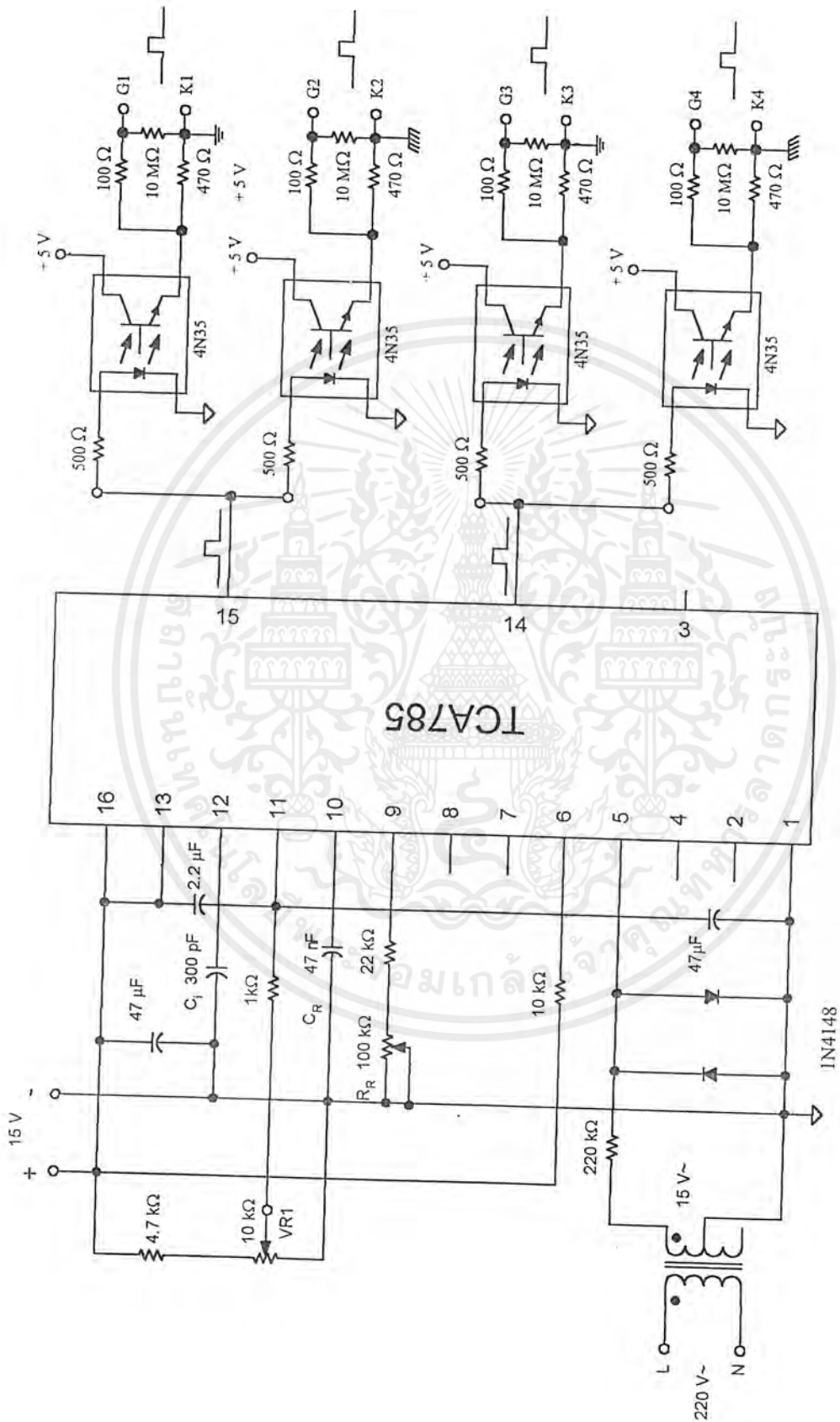


รูปที่ ก.4 แสดงสัญญาณขับมอสเฟตที่ออกจากไอซีเบอร์ EXB840 ตัวที่ 1,2 ที่ความถี่ 40 kHz



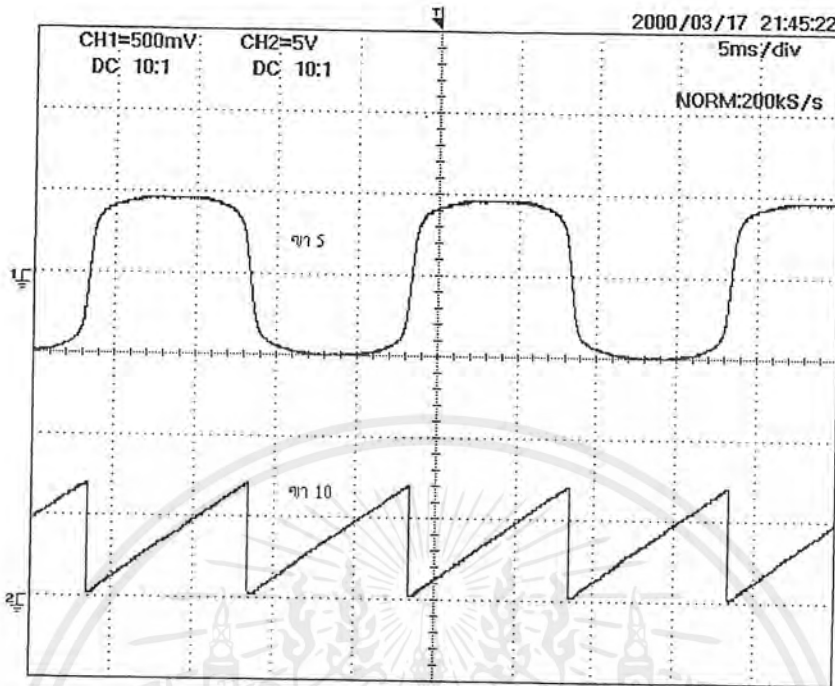
รูปที่ ก.5 แสดงสัญญาณขับมอสเฟตที่ออกจากไอซีเบอร์ EXB840 ตัวที่ 3,4 ที่ความถี่ 40 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

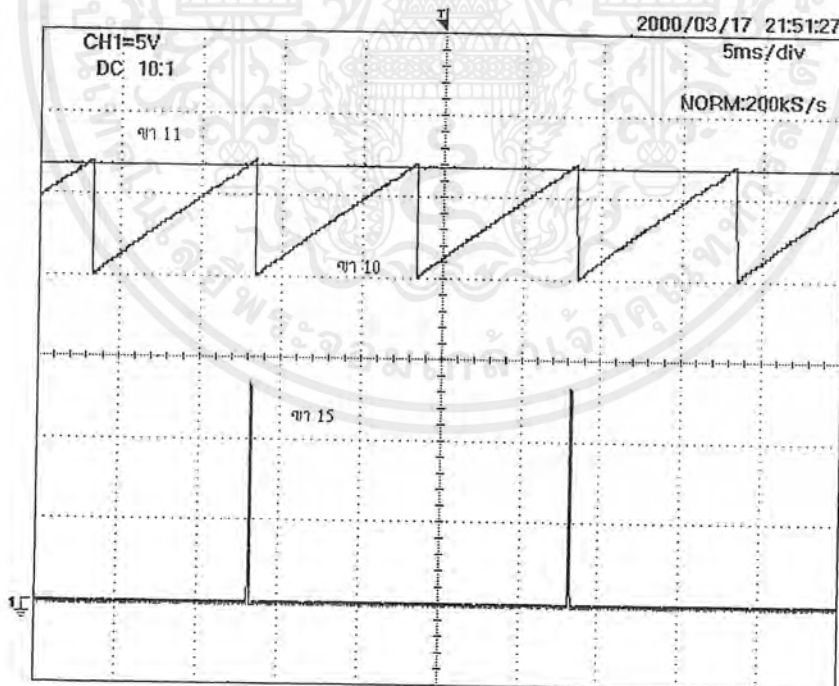


รูปที่ ก.6 แสดงวงจรที่ใช้สร้างสัญญาณจำนวนเอาต์พุตของวงจร ไอริสไดโอดอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

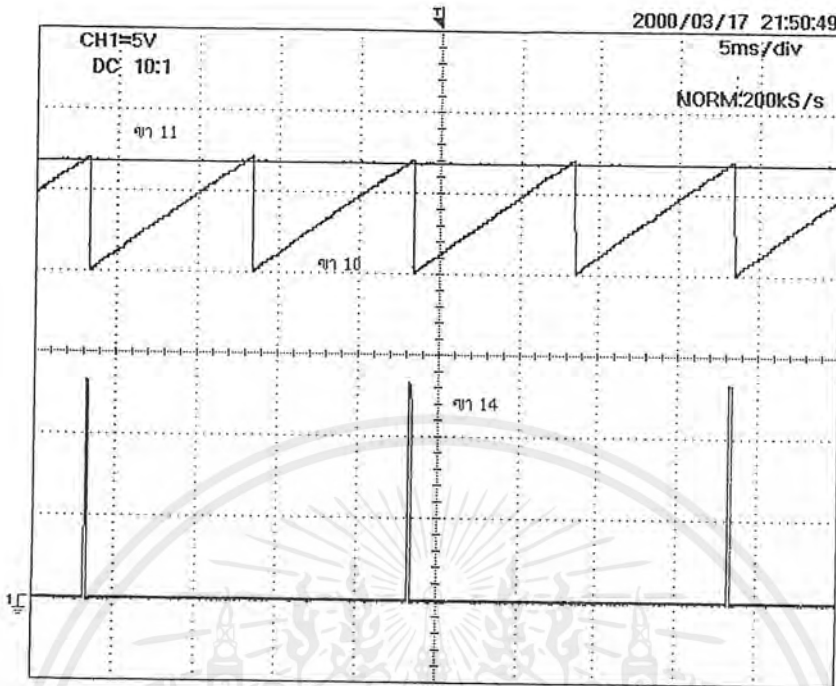


รูปที่ ก.7 แสดงสัญญาณที่ขา 5 และ ขา 10 ของไอซีเบอร์ TCA785

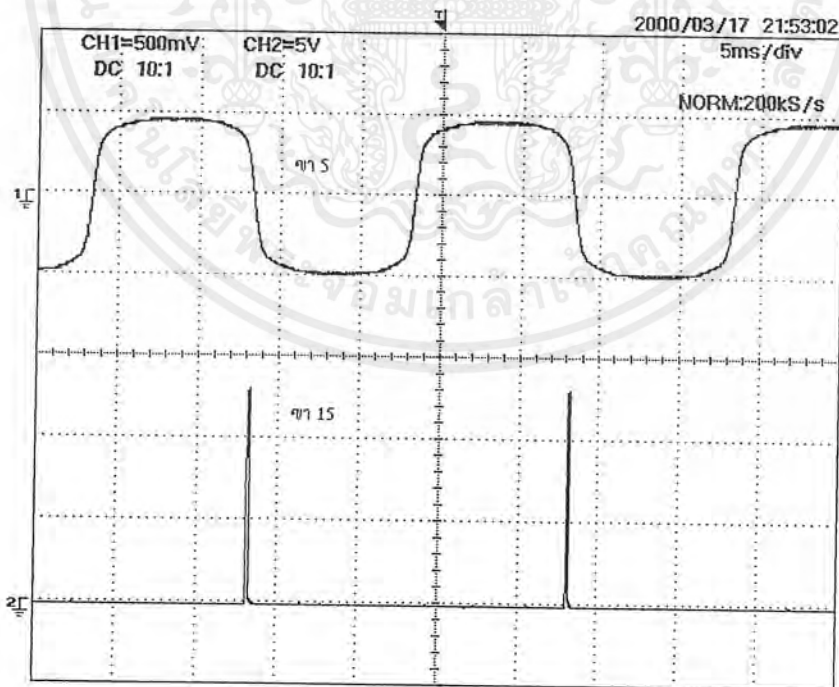


รูปที่ ก.8 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 15 ที่มุม 170 องศา เปรียบเทียบกับสัญญาณที่ขา 10 และขา 11ของไอซีเบอร์ TCA785

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

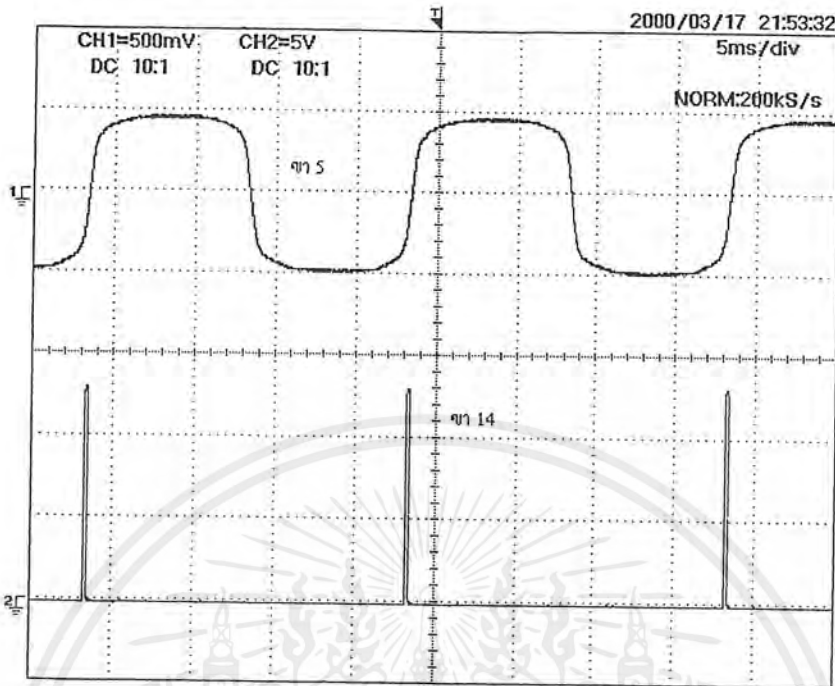


รูปที่ ก.9 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 14 ที่มุม 170 องศา เปรียบเทียบกับสัญญาณที่ขา 10 และขา 11 ของไอซีเบอร์ TCA785

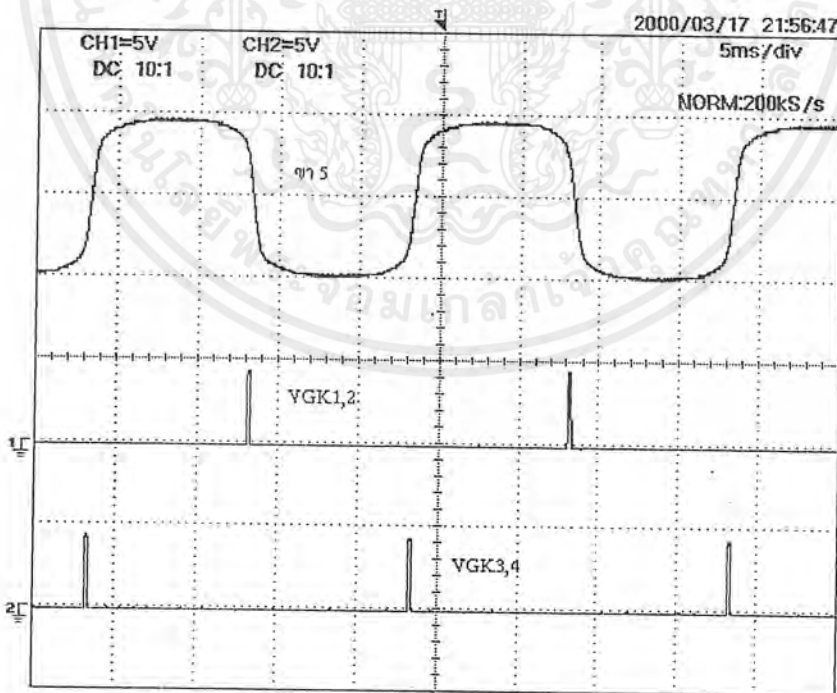


รูปที่ ก.10 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 15 ที่มุม 170 องศา เปรียบเทียบกับสัญญาณที่ขา 5 ของไอซีเบอร์ TCA785

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก.11 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 14 ที่มุม 170 องศา เปรียบเทียบกับสัญญาณที่ขา 5 ของไอซีเบอร์ TCA785



รูปที่ ก.12 แสดงสัญญาณจุดชนวนเอสซีอาร์ ที่มุม 170 องศา ที่ออกจากไอซีเบอร์ 4N35 เปรียบเทียบกับสัญญาณที่ขา 5 ของไอซีเบอร์ TCA785

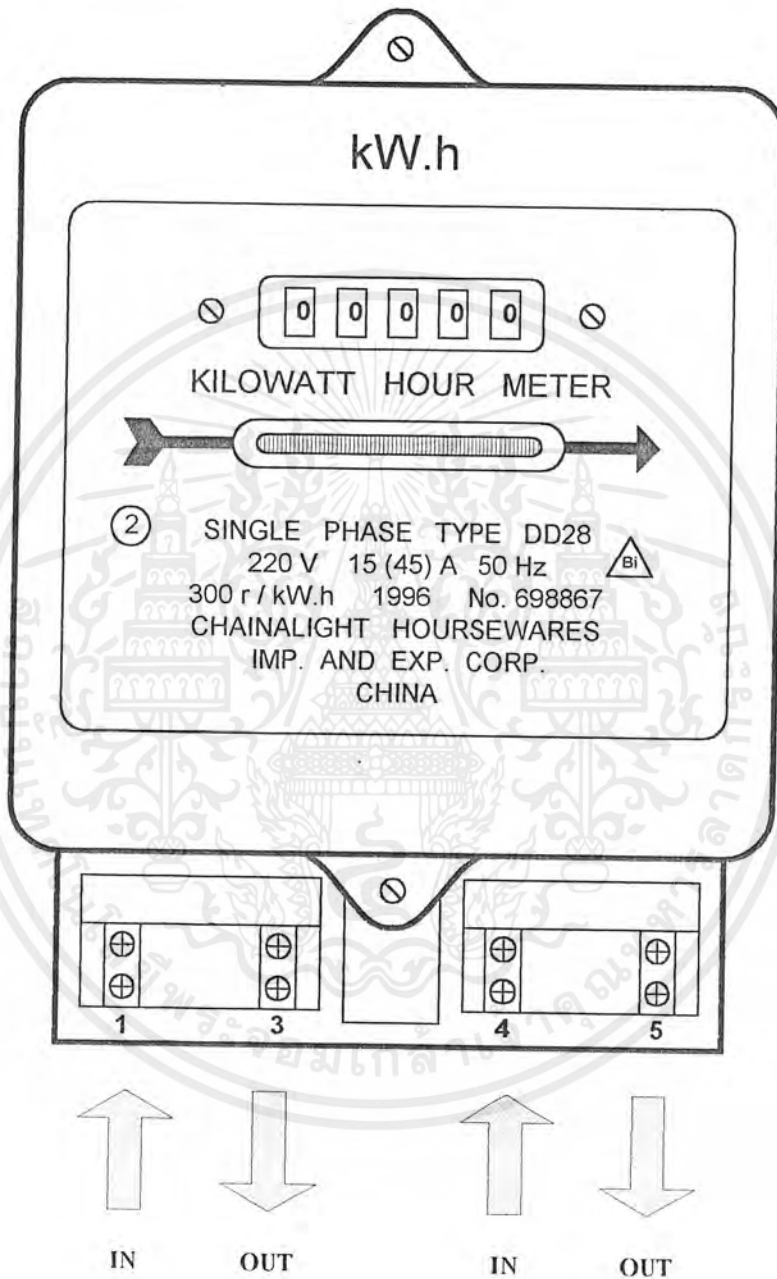
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ข

ข้อมูลเกี่ยวกับไอซีและอุปกรณ์ที่ใช้ในโครงการนี้

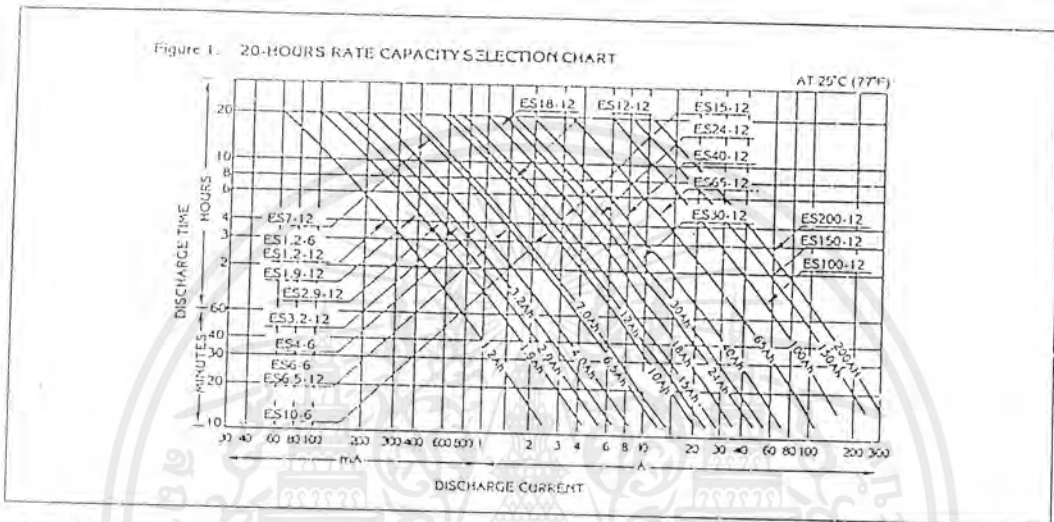
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BATTERY CAPACITY SELECTION

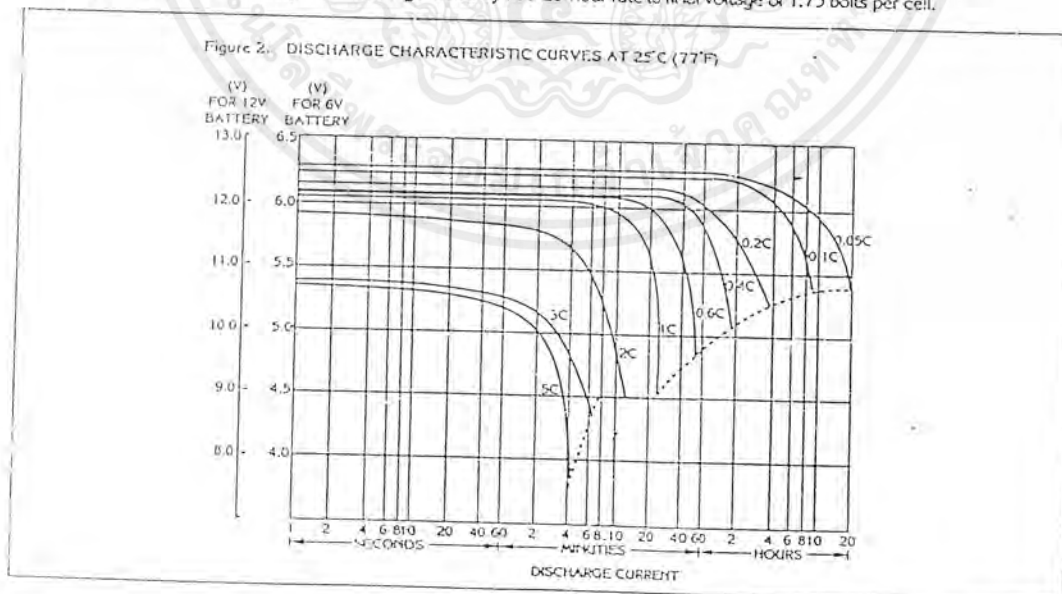
Figure 1 below may be used to determine the minimum battery capacity requirement in Ampere Hour (AH). To determine the capacity required, specify the discharge current and the length of time required for discharge. Select the specified current and time on the chart. The point where the current and time lines intersect on the chart with the diagonal AH line is the minimum capacity required for the application.



DISCHARGE

□ Discharge Characteristics

The curves shown in Figure 2, and the discharge rates shown in Table illustrate the typical discharge features of ES batteries at an ambient temperature of 25°C (77°F). The symbol "C" expresses the nominal capacity of the battery measured at a 20-hour discharge rate. The standard industry practice to determine the nominal capacity of a maintenance-free sealed lead-acid battery is to discharge a battery at a 20-hour rate to final voltage of 1.75 volts per cell.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

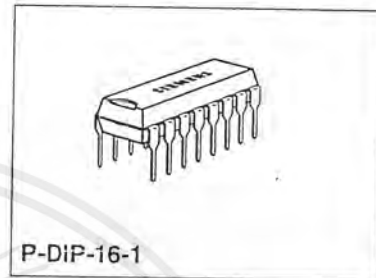
Phase Control IC

TCA 785

Bipolar IC

Features

- Reliable recognition of zero passage
- Large application scope
- May be used as zero point switch
- LSL compatible
- Three-phase operation possible (3 ICs)
- Output current 250 mA
- Large ramp current range
- Wide temperature range



P-DIP-16-1

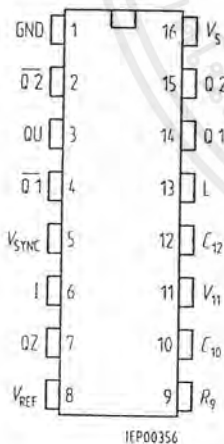
Type	Ordering Code	Package
TCA 785	Q67000-A2321	P-DIP-16-1

This phase control IC is intended to control thyristors, triacs, and transistors. The trigger pulses can be shifted within a phase angle between 0° and 180°. Typical applications include converter circuits, AC controllers and three-phase current controllers.

This IC replaces the previous types TCA 780 and TCA 780 D.

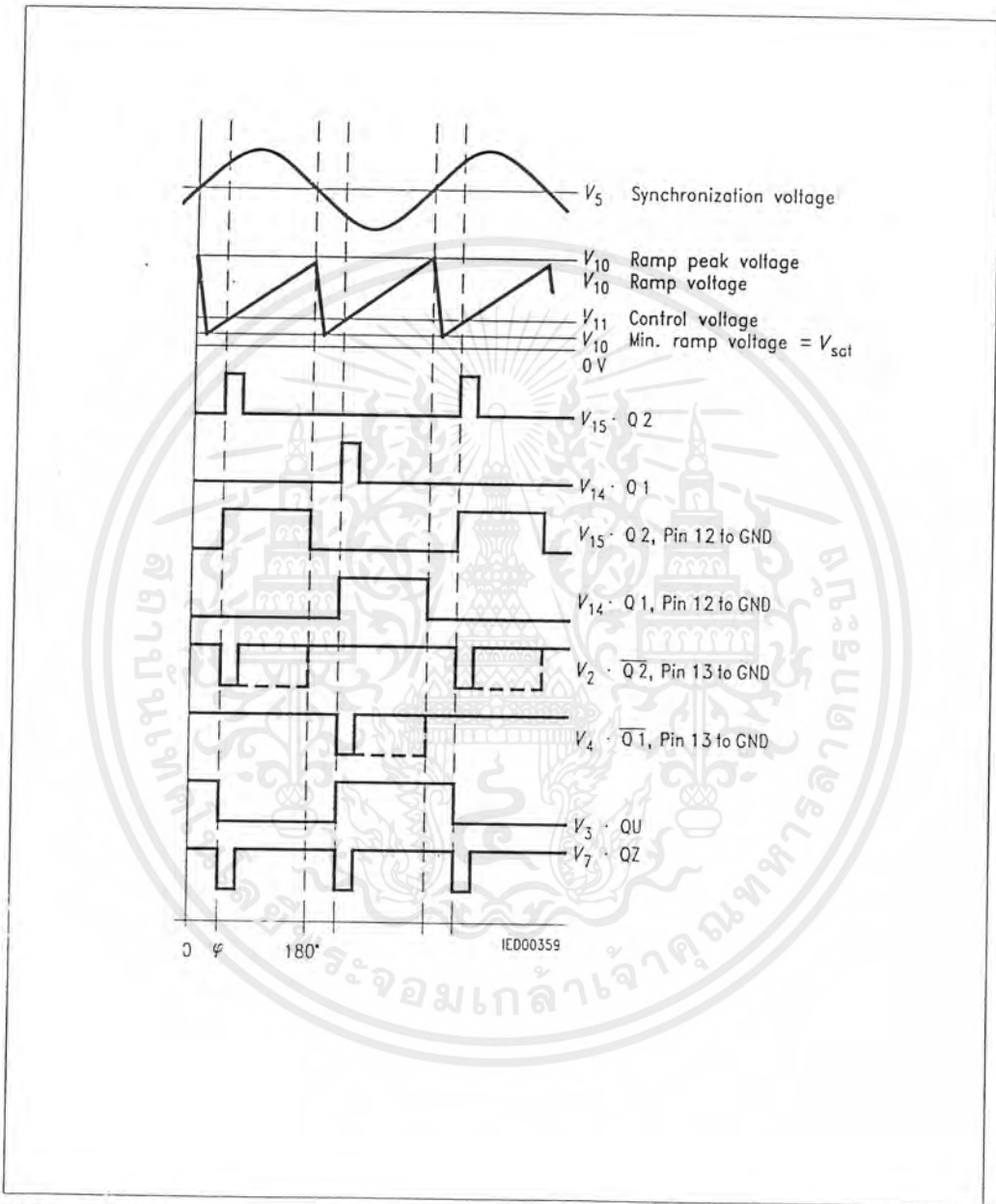
Pin Definitions and Functions

Pin	Symbol	Function
1	GND	Ground
2	$\bar{Q}2$	Output 2 inverted
3	QU	Output U
4	$\bar{Q}2$	Output 1 inverted
5	V_{SYNC}	Synchronous voltage
6	I	Inhibit
7	$\bar{Q}Z$	Output Z
8	V_{REF}	Stabilized voltage
9	R_9	Ramp resistance
10	C_{10}	Ramp capacitance
11	V_{11}	Control voltage
12	C_{12}	Pulse extension
13	L	Long pulse
14	Q 1	Output 1
15	Q 2	Output 2
16	V_S	Supply voltage



Pin Configuration
(top view)

Semiconductor Group



Pulse Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Limit Values		Unit
		min.	max.	
Supply voltage	V_S	-0.5	18	V
Output current at pin 14, 15	I_O	-10	400	mA
Inhibit voltage	V_6	-0.5	V_S	V
Control voltage	V_{11}	-0.5	V_S	V
Voltage short-pulse circuit	V_{13}	-0.5	V_S	V
Synchronization input current	V_5	-200	± 200	μA
Output voltage at pin 14, 15	V_O		V_S	V
Output current at pin 2, 3, 4, 7	I_O		10	mA
Output voltage at pin 2, 3, 4, 7	V_O		V_S	V
Junction temperature	T_j		150	$^{\circ}C$
Storage temperature	T_{stg}	-55	125	$^{\circ}C$
Thermal resistance system - air	$R_{th SA}$		80	K/W

Operating Range

Supply voltage	V_S	8	18	V
Operating frequency	f	10	500	Hz
Ambient temperature	T_A	-25	85	$^{\circ}C$

Characteristics

$8 \leq V_S \leq 18 \text{ V}$; $-25 \text{ }^{\circ}C \leq T_A \leq 85 \text{ }^{\circ}C$; $f = 50 \text{ Hz}$

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Circuit
		min.	typ.	max.		
Supply current consumption S1 ... S6 open $V_{11} = 0 \text{ V}$ $C_{10} = 47 \text{ nF}$; $R_9 = 100 \text{ k}\Omega$	I_S	4.5	6.5	10	mA	1
Synchronization pin 5 Input current	$I_{5 \text{ rms}}$	30		200	μA	1
Offset voltage	ΔV_5		30	75	mV	4
Control input pin 11 Control voltage range	V_{11}	0.2		$V_{10 \text{ peak}}$	V	1
Input resistance	R_{11}		15		$k\Omega$	5

Characteristics (cont'd)

$8 \leq V_S \leq 18 \text{ V}; -25 \text{ }^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85 \text{ }^\circ\text{C}; f = 50 \text{ Hz}$

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Circuit
		min.	typ.	max.		
Ramp generator						
Charge current	I_{10}	10		1000	μA	
Max. ramp voltage	V_{10}			$V_2 - 2$	V	1
Saturation voltage at capacitor	V_{10}	100	225	350	mV	1.6
Ramp resistance	R_9	3		300	$\text{k}\Omega$	1
Sawtooth return time	t_i		80		μs	1
Inhibit pin 6						
switch-over of pin 7						
Outputs disabled	V_{6L}		3.3	2.5	V	1
Outputs enabled	V_{6H}	4	3.3		V	1
Signal transition time	t_r	1		5	μs	1
Input current	I_{6H}		500	800	μA	1
$V_6 = 8 \text{ V}$						
Input current	$-I_{6L}$	80	150	200	μA	1
$V_6 = 1.7 \text{ V}$						
Deviation of I_{10}	I_{10}	-5		5	%	1
$R_9 = \text{const.}$						
$V_S = 12 \text{ V}; C_{10} = 47 \text{ nF}$						
Deviation of I_{10}	I_{10}	-20		20	%	1
$R_9 = \text{const.}$						
$V_S = 8 \text{ V to } 18 \text{ V}$						
Deviation of the ramp voltage						
between 2 following						
half-waves, $V_S = \text{const.}$	$\Delta V_{10 \text{ max}}$		± 1		%	
Long pulse switch-over						
pin 13						
switch-over of S8						
Short pulse at output	V_{13H}	3.5	2.5		V	1
Long pulse at output	V_{13L}		2.5	2	V	1
Input current	I_{13H}			10	μA	1
$V_{13} = 8 \text{ V}$						
Input current	$-I_{13L}$	45	65	100	μA	1
$V_{13} = 1.7 \text{ V}$						
Outputs pin 2, 3, 4, 7						
Reverse current	I_{CEO}			10	μA	2.6
$V_0 = V_S$						
Saturation voltage	V_{sat}	0,1	0,4	2	V	2.6
$I_0 = 2 \text{ mA}$						

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Characteristics (cont'd)

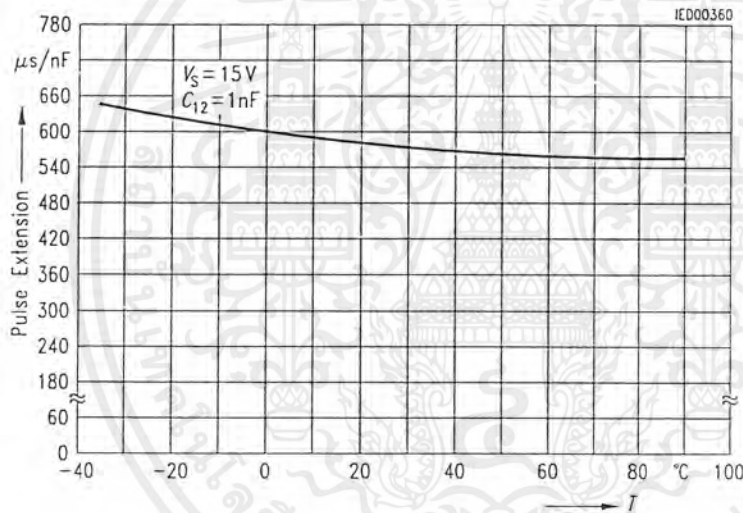
 $8 \leq V_S \leq 18 \text{ V}; -25 \text{ }^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85 \text{ }^\circ\text{C}; f = 50 \text{ Hz}$

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Circuit
		min.	typ.	max.		
Outputs pin 14, 15 H-output voltage $- I_O = 250 \text{ mA}$	$V_{14/15H}$	$V_S - 3$	$V_S - 2.5$	$V_S - 1.0$	V	3.6
L-output voltage $I_O = 2 \text{ mA}$	$V_{14/15L}$	0.3	0.8	2	V	2.6
Pulse width (short pulse) S9 open	t_p	20	30	40	μs	1
Pulse width (short pulse) with C_{12}	t_p	530	620	760	$\mu\text{s}/\text{nF}$	1
Internal voltage control Reference voltage	V_{REF}	2.8	3.1	3.4	V	1
Parallel connection of 10 ICs possible TC of reference voltage	α_{REF}		2×10^{-4}	5×10^{-4}	1/K	1

Application Hints for External Components

	min	max	
Ramp capacitance C_{10}	500 pF	$1 \mu\text{F}^{1)}$	The minimum and maximum values of I_{10} are to be observed
Triggering point	$t_{Tr} = \frac{V_{11} \times R_9 \times C_{10}}{V_{REF} \times K} \quad 2)$		
Charge current I_{10}	$I_{10} = \frac{V_{REF} \times K}{R_9} \quad 2)$		Ramp voltage $V_{10 \max} = V_S - 2 \text{ V}$ $V_{10} = \frac{V_{REF} \times K \times t}{R_9 \times C_{10}} \quad 2)$

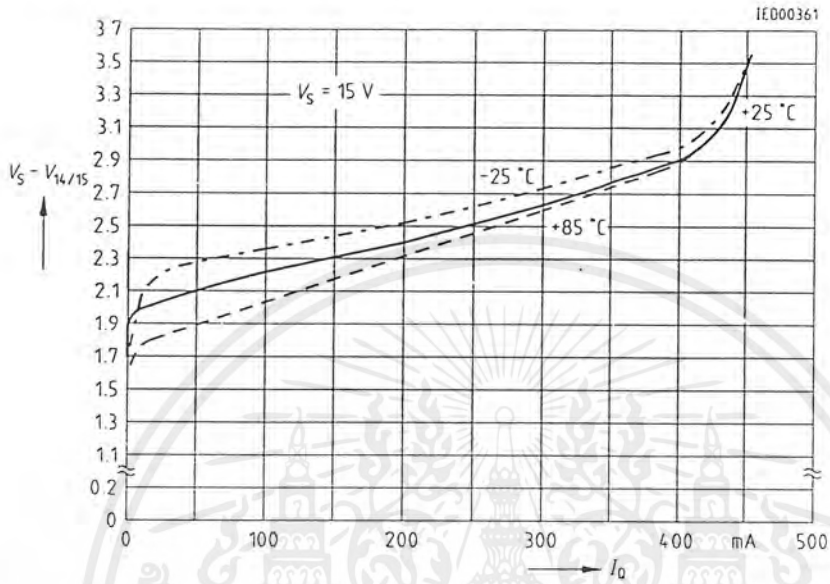
Pulse Extension versus Temperature



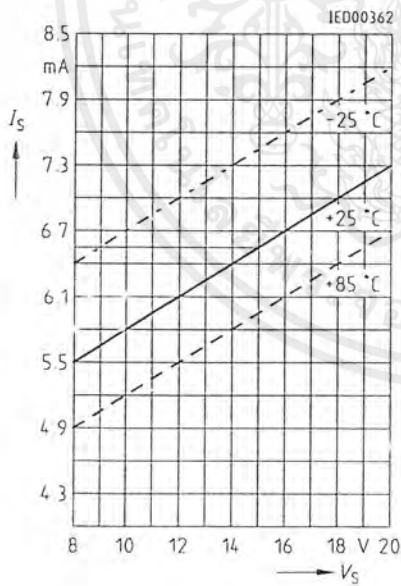
1) Attention to flyback times
 2) $K = 1.10 \pm 20 \%$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

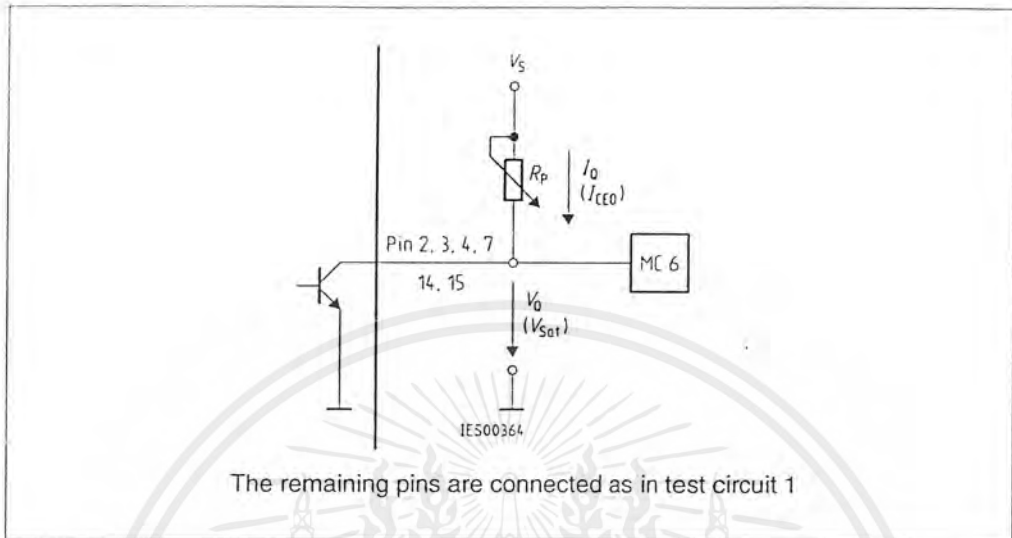
Output Voltage measured to + V_S



Supply Current versus Supply Voltage

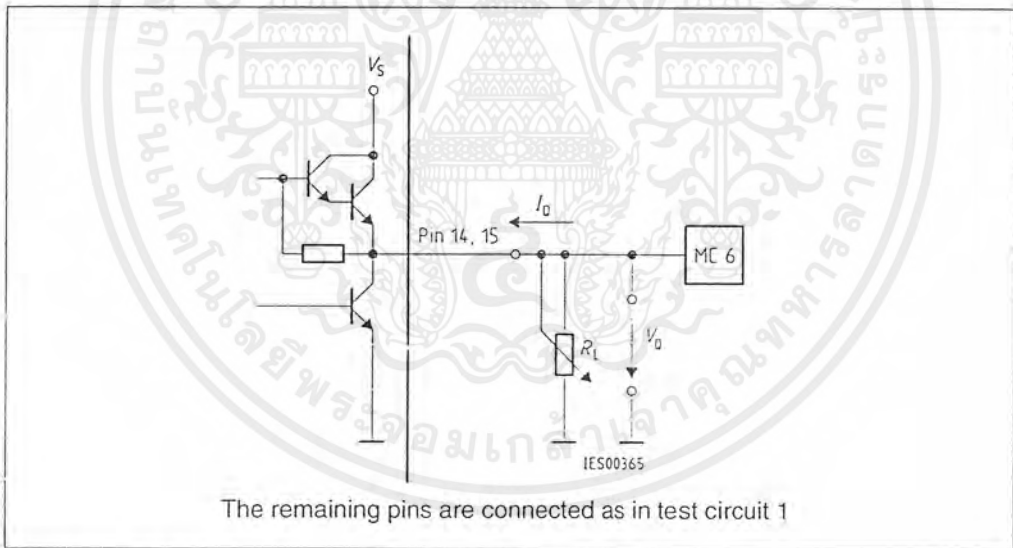


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



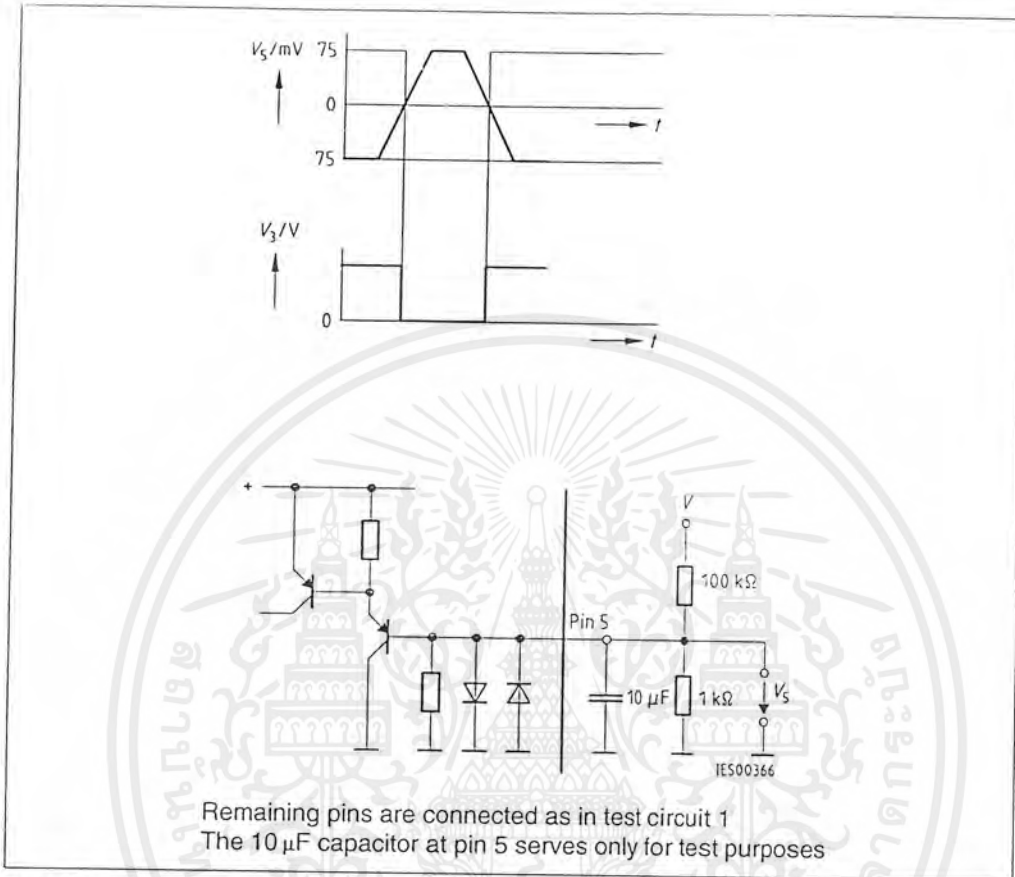
The remaining pins are connected as in test circuit 1

Test Circuit 2

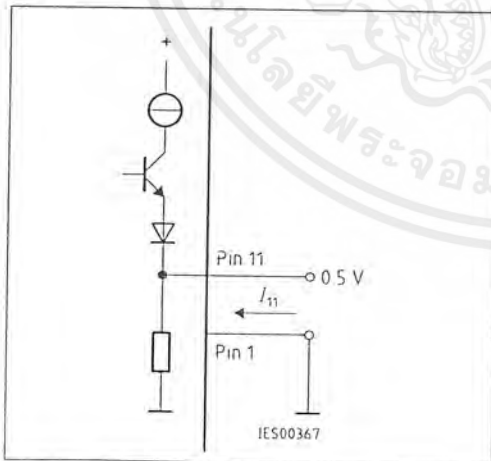


The remaining pins are connected as in test circuit 1

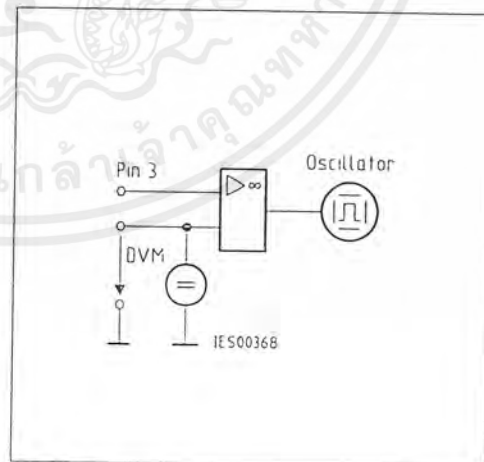
Test Circuit 3



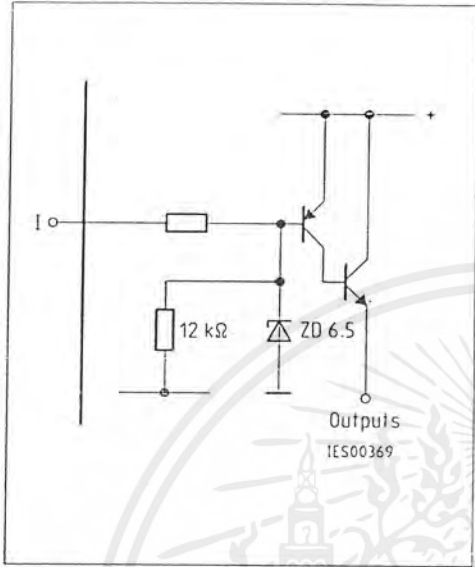
Test Circuit 4



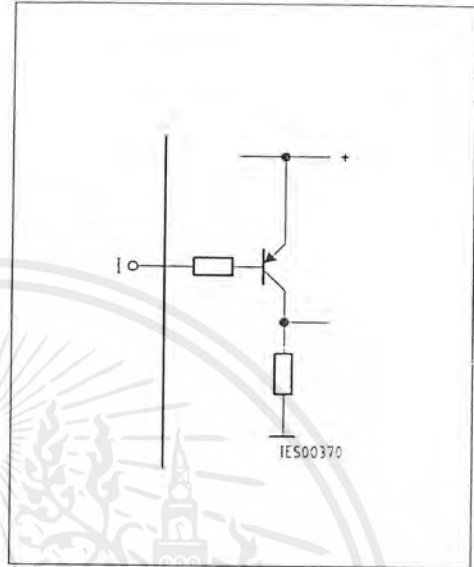
Test Circuit 5



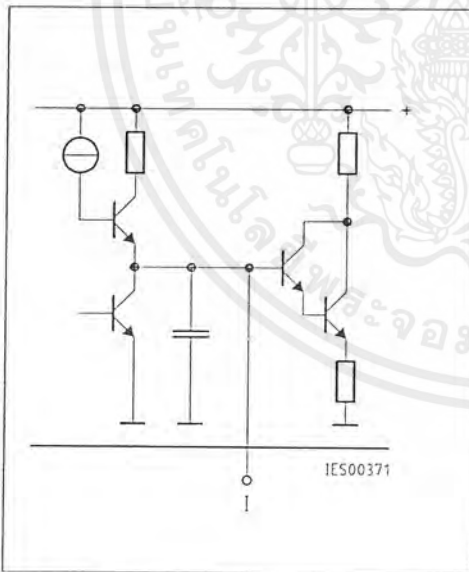
Test Circuit 6



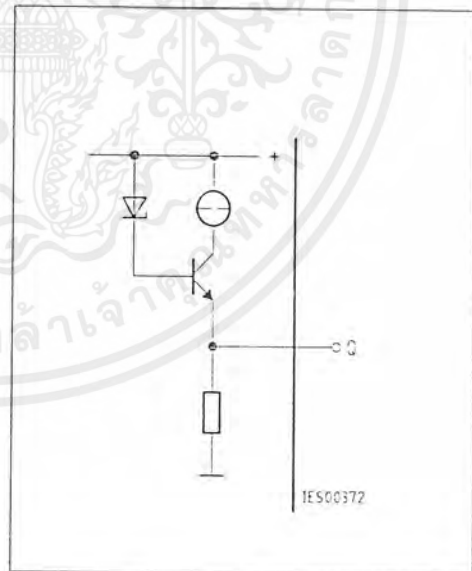
Inhibit 6



Long Pulse 13

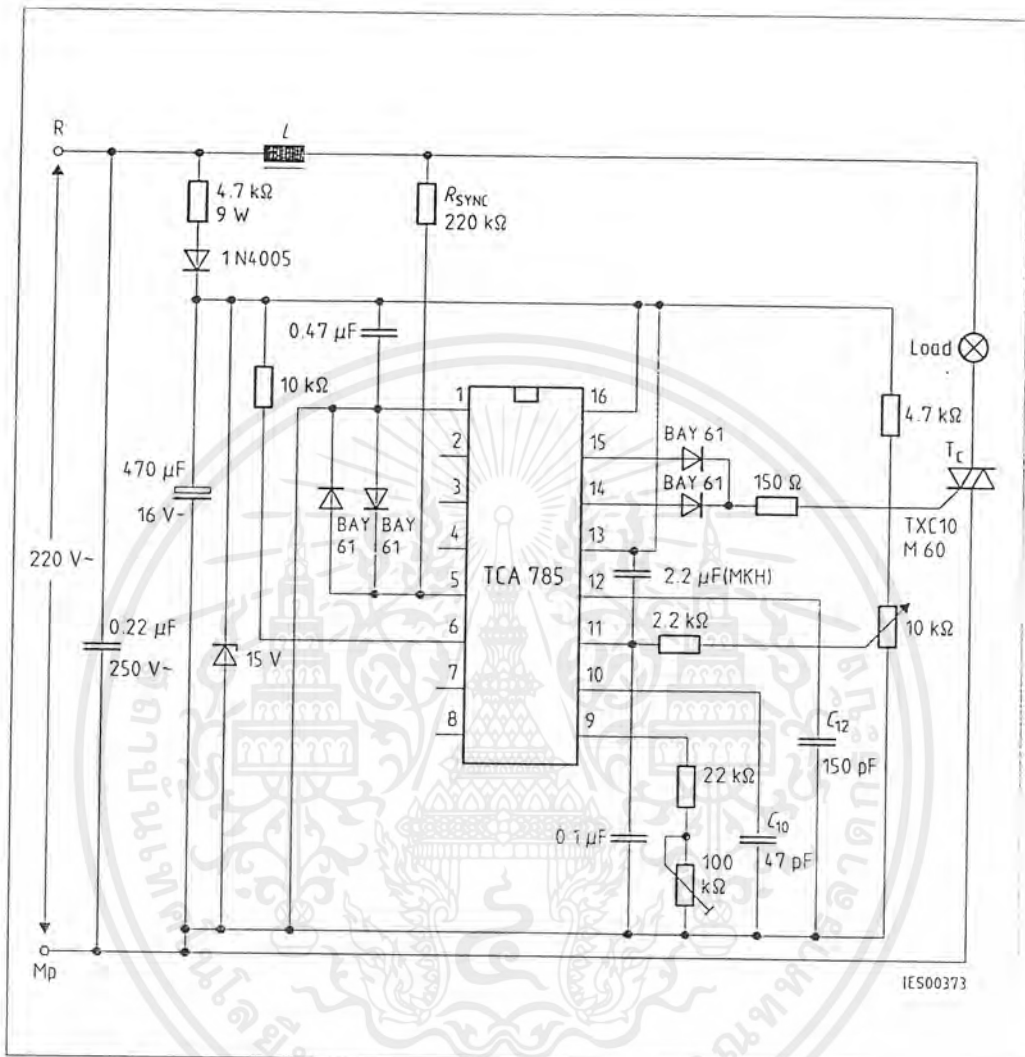


Pulse Extension 12



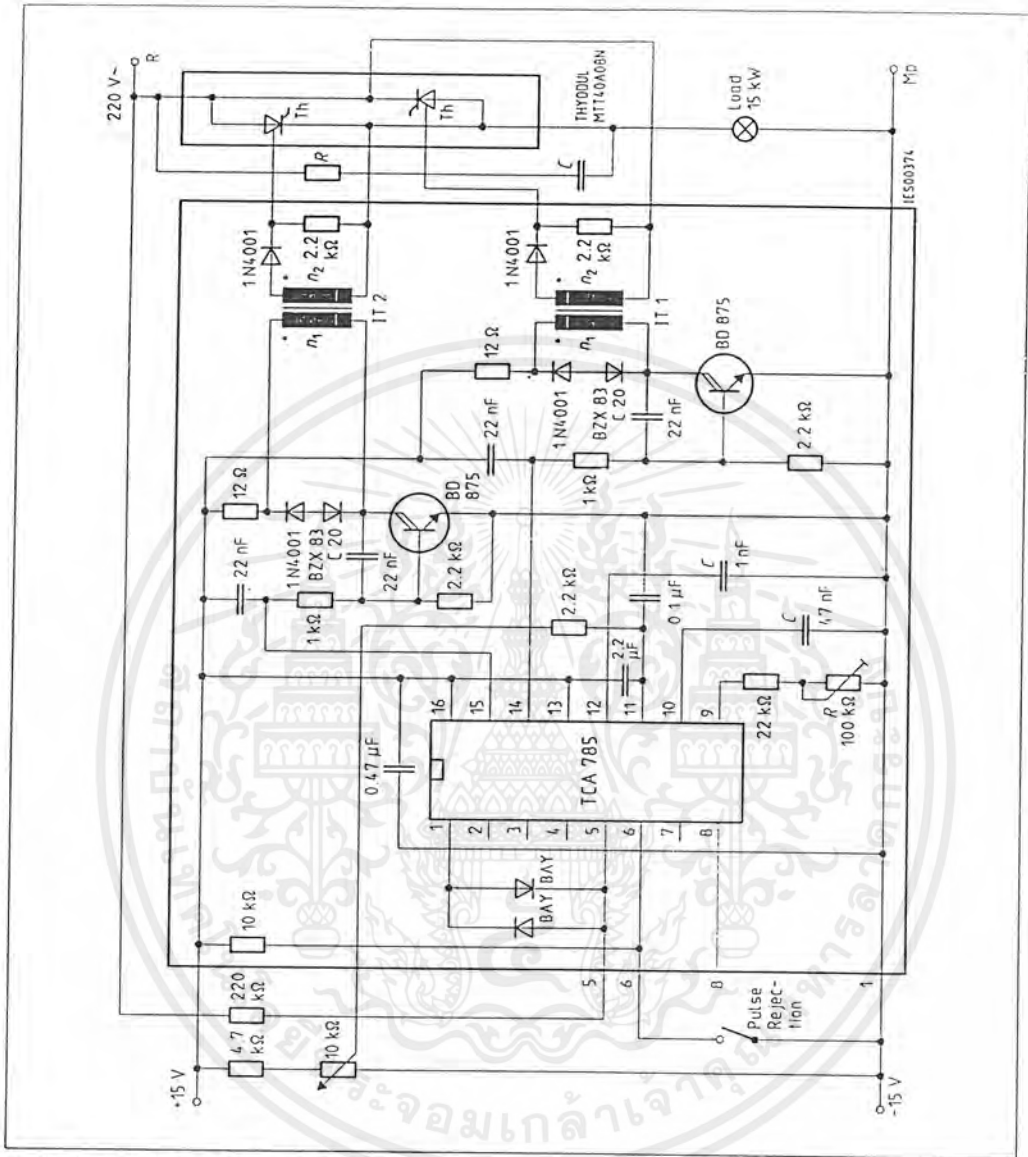
Reference Voltage 8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Application Examples
Triac Control for up to 50 mA Gate Trigger Current

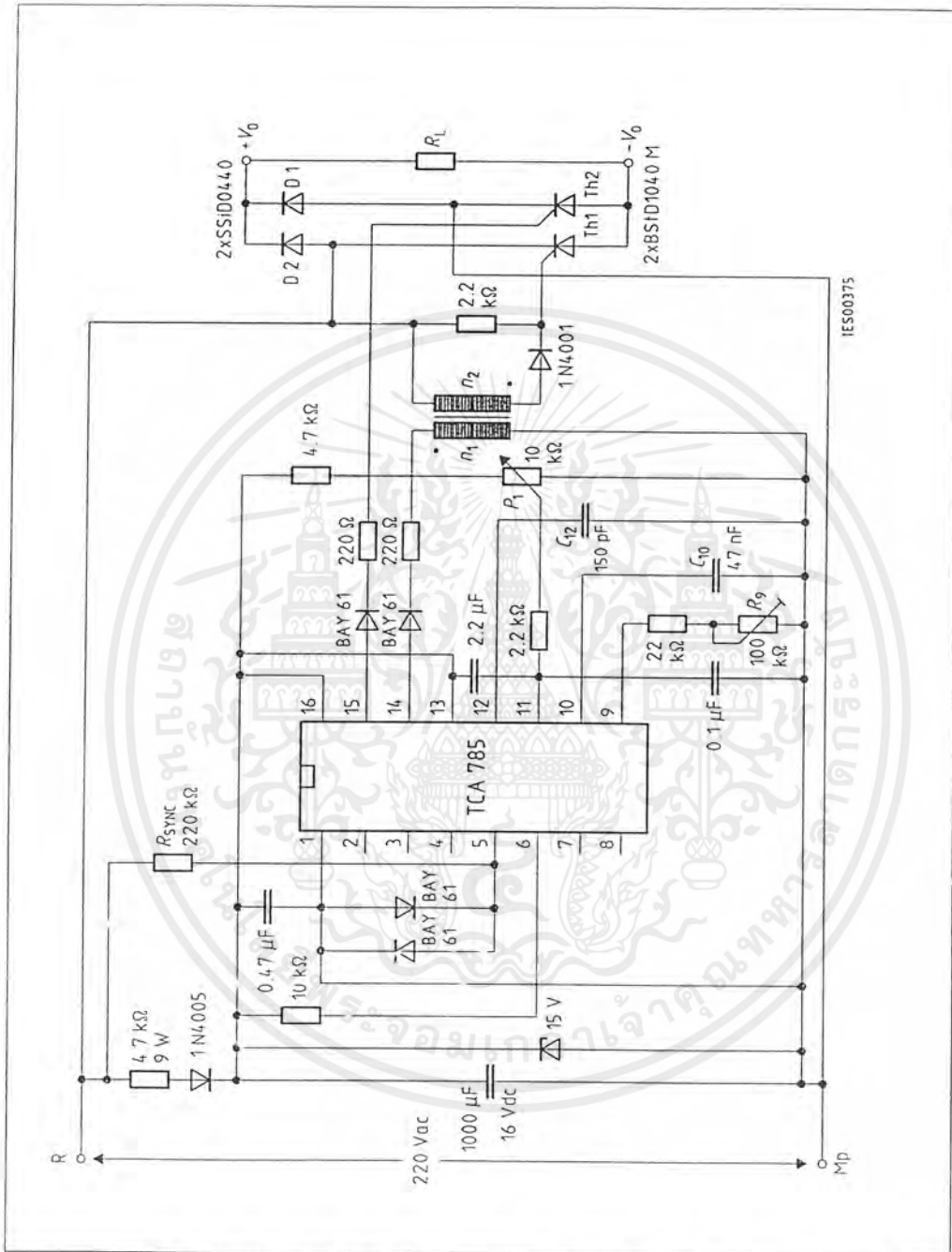
A phase control with a directly controlled triac is shown in the figure. The triggering angle of the triac can be adjusted continuously between 0° and 180° with the aid of an external potentiometer. During the positive half-wave of the line voltage, the triac receives a positive gate pulse from the IC output pin 15. During the negative half-wave, it also receives a positive trigger pulse from pin 14. The trigger pulse width is approx. 100 μs.



**Fully Controlled AC Power Controller
Circuit for Two High-Power Thyristors**

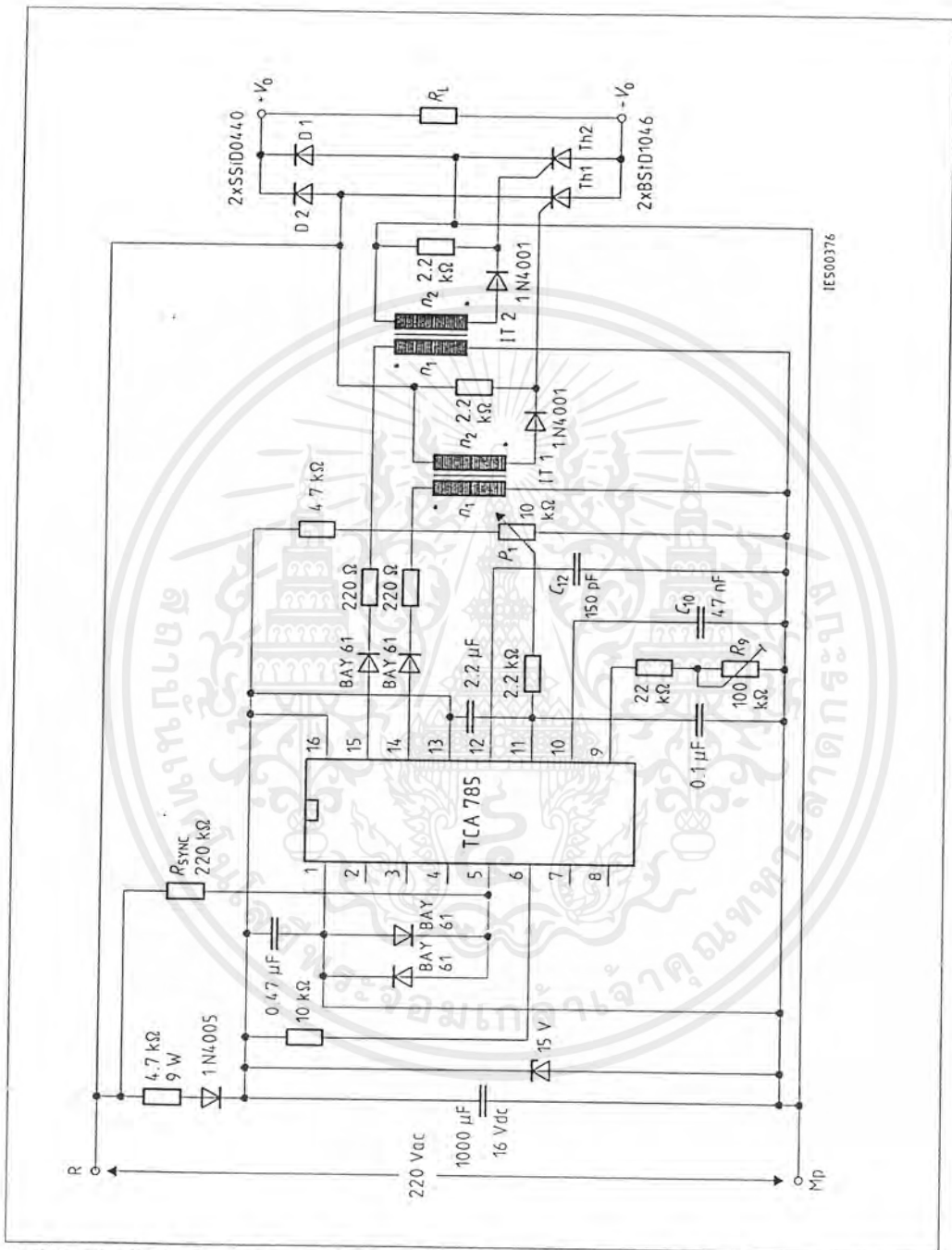
Shown is the possibility to trigger two antiparalleled thyristors with one IC TCA 785. The trigger pulse can be shifted continuously within a phase angle between 0° and 180° by means of a potentiometer. During the negative line half-wave the trigger pulse of pin 14 is fed to the relevant thyristor via a trigger pulse transformer. During the positive line half-wave, the gate of the second thyristor is triggered by a trigger pulse transformer at pin 15.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Half-Controlled Single-Phase Bridge Circuit with Trigger Pulse Transformer and Direct Control for Low-Power Thyristors

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Half-Controlled Single-Phase Bridge Circuit with Two Trigger Pulse Transformers for Low-Power Thyristors

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Rectifier Converter Using Thyristors and the TCA 785 Integrated Phase Control

Part 1: Basic circuits

Reprint from "Siemens Components" 23 (1985) · Issue 4 · Pages 158 to 163 · Issue 5 · Pages 193 to 201 · Author: Werner Schott

Phase control by thyristors is common practice when converting single- and three-phase ac into dc and providing power control at the same time.

To control high-power thyristors in power electronics requires special devices. The TCA 785 monolithic integrated phase control has been developed for this purpose.

By the selection and configuration of switching points with external access it allows a large variety of functions to be performed which would otherwise involve high costs using discrete semiconductors in conventional circuitry.

The first part of this article describes the TCA 785 and thyristor control. In a second part to follow, line-commutated rectifier converter circuits and ac current controllers will be dealt with.

The TCA 785 integrated phase control suits very well to a large number of drive circuits such as

- line-commutated current converter circuits, e.g. half and fully controlled single-phase and three-phase bridge circuits as well as star and double star circuits.

- non-commutating current converter circuits, e.g. single- or three-phase current controllers and switches.

These applications require different control devices, i.e. 2-, 3-, 4- or 6-pulse control sets.

Further requirements of integrated circuits to control power elements are:

- ICs for power electronics must be capable of triggering two thyristors connected either in series or back-to-back.

- three-phase operation requires paralleling of ICs to allow the delay angle to be adjusted in the three phases R, S, T with only *one* potentiometer.

- Trigger pulse shifting should be possible continuously between 0 and 180° in the delay angle.

- Depending on the load or circuit design different pulses (long, short, continuous pulses) should be generated to trigger the thyristor.

Other TCA 785 applications are as zero crossing switch in full-wave control with a triac and a voltage pulse width converter with optional fixed frequency ($f = 10$ to 500 Hz).

Special features of the TCA 785 include the following: wide application range because of external accessibility, supply voltage 8 to 18 V,

extended temperature range -25 to +85 °C,

current consumption only 4.5 to 10 mA,

LSL compatible, i.e. controllable by slow-speed, interference-free logic with 15-V signal level,

two outputs for 250 mA trigger current each,

two additional outputs with inverted signals,

inhibit function: trigger pulse inhibit, arc suppression,

trigger pulse extension by external capacitor,

reliable zero crossing recognition,

protective circuitry against intermittent triggering, three circuits only necessary

for six pulse operation, use as zero crossing switch and voltage pulse width converter possible.

Functions of the TCA 785

The block and pulse diagrams Figs. 1 and 2 show the main functions of this integrated circuit. The major part of the IC is supplied by an internally controlled voltage $U_{ref} \approx 3.1$ V. Thus the main parameters are independent of the dc supply voltage U_s and a wide supply voltage range $U_s = 8$ to 18 V is permitted.

The positive pole is connected to Pin 16 and negative pole to pin 1 (reference potential ground). Current consumption (without load) is up to 10 mA.

Output of the controlled voltage $U_{ref} \approx 3.1$ V is provided at pin 8 via an internal decoupling resistor.

To enhance noise-immunity a holding capacitor C8 can be connected to ground here (reference potential).

In current converter circuits requiring several TCA 785 devices (typical of three-phase current circuits) these

Dipl.-Ing. (FH) Werner Schott, Siemens AG, Bereich Bauelemente, Anwendungstechnik, München

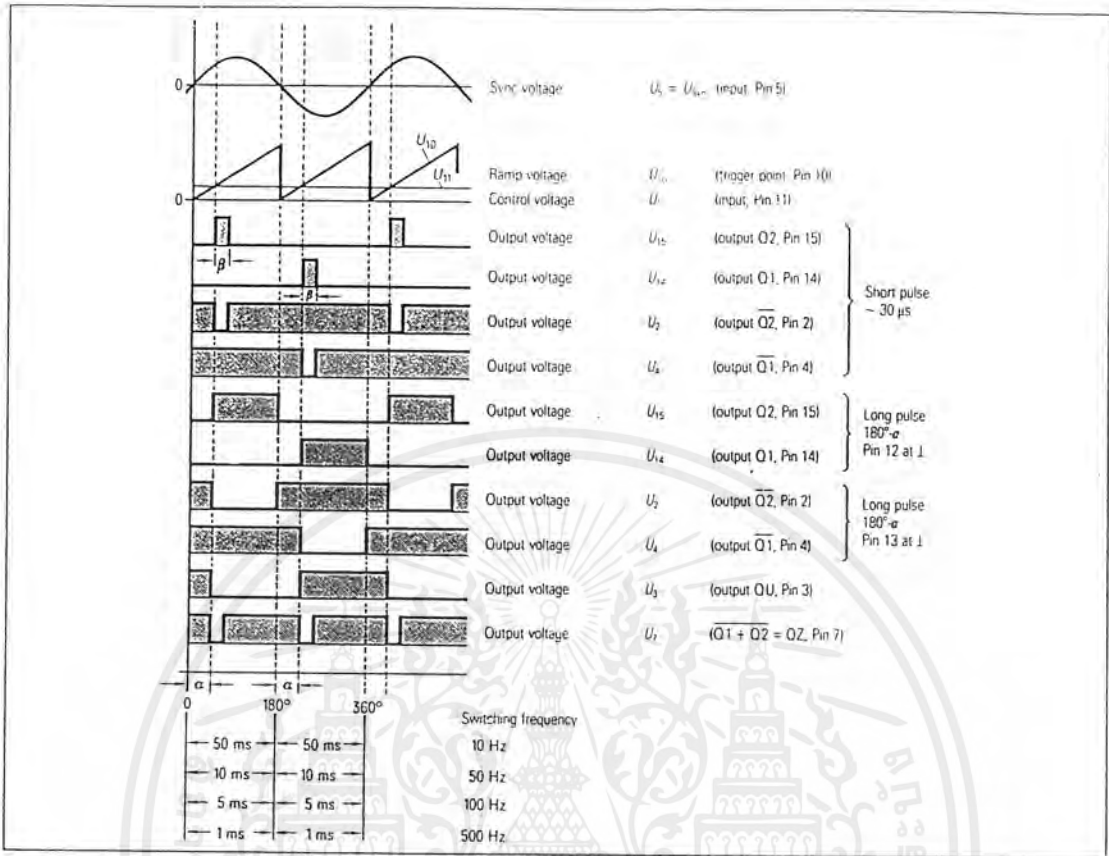


Fig.2 TCA 785 waveforms

If the trigger input at pin 12 is short-circuited to ground, pulse widths of $\beta = 180^\circ - \alpha$ (long pulse) result. Auxiliary outputs Q1 (pin 4) and Q2 (pin 2) are open collectors capable of handling 10 mA at maximum. A signal can only be switched at either output when collector resistors R4 and R2 ($\approx 15 \text{ k}\Omega$) are externally connected between output and positive pole. The signal delivered corresponds to the inverted signal of Q1 and Q2. Pulse duration (output towards positive pole) is about $\beta = 30 \mu s$.

If trigger point at pin 13 is connected to ground, pulse widths (output to positive pole) of $180^\circ - \alpha$ (long pulse switching) occur here as well. Both auxiliary outputs QU (pin 3), QZ (pin 7) are

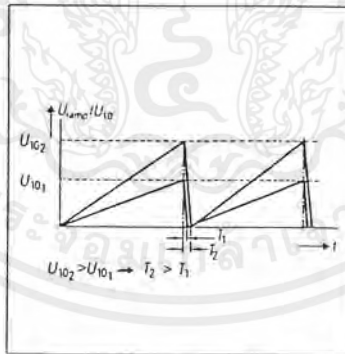


Fig.3 Sawtooth flyback time. The sawtooth flyback time depends also on the value of the ramp resistor R9 which, together with the ramp capacitor C10 determines the ramp voltage. Thus with large ramp voltages, flyback times are always long because more energy has to be discharged

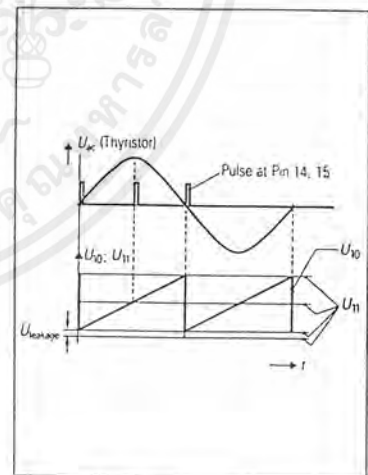


Fig.4 Leakage voltage at capacitor C10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

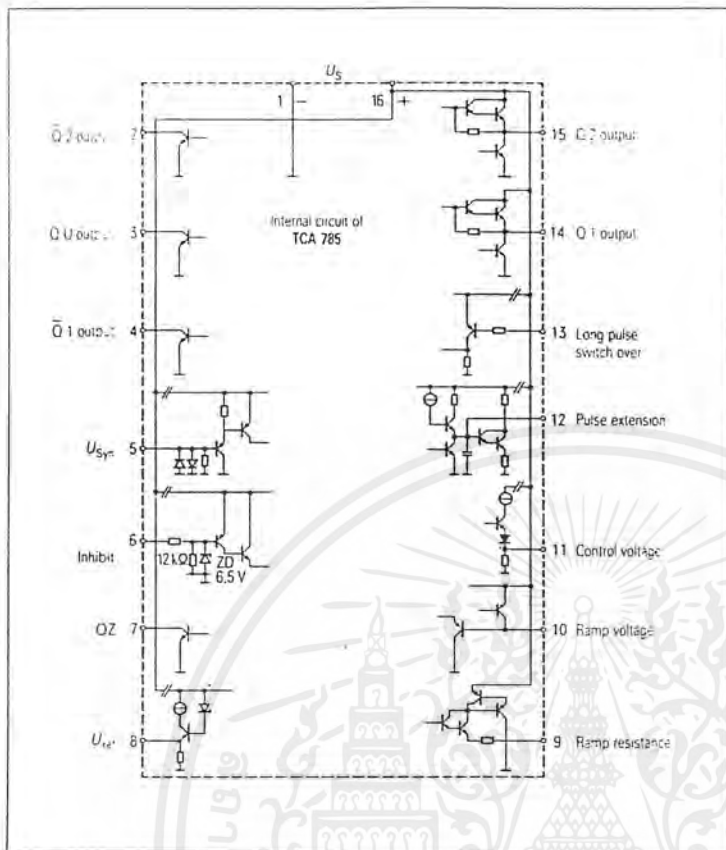


Fig. 5 Internal circuit of the TCA 785 output stage

provided as open collectors and serve for particular applications (e.g. control of external logic).

To obtain a signal collector resistors R3 and R7 are necessary, as above, between output and positive pole. The signal of output QU is similar to that of Q1 but with a width $\beta = 180^\circ = \text{constant}$. The signal at output Q2 corresponds to the NOR-link of Q1 and Q2, i.e. $\overline{Q1 + Q2}$.

In the following application auxiliary outputs are neglected. To enhance noise-immunity here it is a good idea to connect output QZ (pin 7) to ground.

Pulse inhibit (pin 6) can suppress pulses simultaneously at all outputs (Q1, Q2, Q1, Q2, QU). Trigger point at

pin 6 has to be connected to ground by a switch, a relay contact or a npn-transistor.

Fig. 5 shows the internal circuit of the TCA 785 IC output stages.

Thyristor trigger module

Control of thyristors in line-commutated or non-commutating current converters requires particular trigger modules. A thyristor is triggered by a positive current pulse between gate and cathode. The control pulse is maintained until reaching the latching current.

The thyristor is switched off by reducing the main current flowing between anode and cathode to below the holding current.

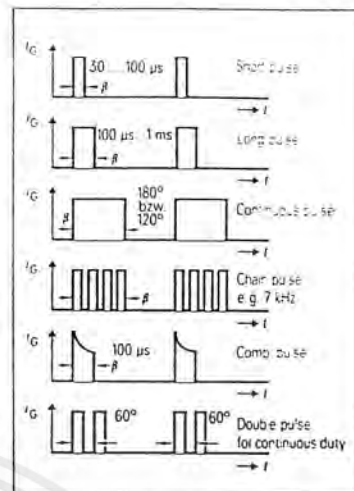


Fig. 6 Pulse waveforms for thyristor triggering.
Short pulse $\beta = 30$ to $100 \mu\text{s}$, for resistive loads in the rated current range.
Long pulse $\beta = 100 \mu\text{s}$ to 1 ms , for slightly inductive loads or small resistive loads and partial load range.
Continuous pulse $\beta = 180^\circ - \alpha$, for highly inductive loads, no trigger pulse transformer with large voltage-time range is required.
Pulse train with 5 to 7 kHz clock frequency, to allow operation with small trigger pulse transformer, i.e. small voltage time range (mVs).
Combined pulse for high rates of trigger current: $di_G/dt = 1$ to $3 \text{ A}/\mu\text{s}$ to trigger series connected thyristors.
Double pulse to control fully controlled three-phase bridges

Depending on load and circuit design various pulses of different durations are applied to trigger the thyristor.

These pulses are shown and annotated in Fig. 6.

All trigger pulses, except the chain pulse, can be generated by the TCA 785. A CMOS device is required for the chain pulse.

Directly controlling low power thyristor with line voltage

Fig. 7 shows a phase control using the TCA 785 for directly controlling a BStC1040 low-power thyristor. Phase angle is adjustable between 0 and 180° and power at the load between 0 and 400 W .

IC supply voltage (pin 16) is drawn from the line directly via series resistor R_1 , rectified by diode D1 and regulated to 15 V by Z-diode D4.

Electrolytic capacitor C1 smooths the dc voltages produced by half-wave rectification.

In the case of line supply the circuit has to be adapted to the specified maximum value of power consumption (without load) of 10 mA and the minimum supply voltage U_s of 8 V (must not fall below).

The synchronization input (pin 5) is connected to phase R via a series resistor of 220 k Ω and to ground potential via two back-to-back diodes (D2, D3). The diodes limit the voltage at the sync input to about ± 0.6 V.

The ramp generator frequency is determined by the zero adapter, i.e. at each zero crossing of the line frequency the sawtooth voltage is re-started. Ramp capacitor ($C_R = 47$ nF) and ramp resistor ($R_R = 100$ k Ω) adjust the rate of off-state voltage.

In the present circuit the sawtooth amplitude is 7 V.

Control voltage U_{11} is adjustable between 0 and 7 V by potentiometer P1. U_{11} must not exceed the peak ramp voltage U_{10} (see data book).

Thus the angle of current flow at the load can be chosen between 0 and 180°. In the half-wave control described, only output Q2 (pin 15) has to be connected to the thyristor gate. A positive trigger pulse is routed to the gate at 20-ms intervals during the positive half-wave. Output Q1 (pin 14) generating a positive trigger pulse during the negative half-wave remains unused. The output pulse width depends on capacitor C_i as shown in Table 1. Pulse widths of the TCA 785 (pulse width capacitor C_i) is 620 μ s/nF typical. The thyristor in the circuit shown in Fig. 7 is triggered by a pulse of 205 μ s duration with 47 mA trigger current.

Switching on and off with inhibit signal

Positive trigger pulses for the thyristor are generated during the line positive half-wave only when the voltage at

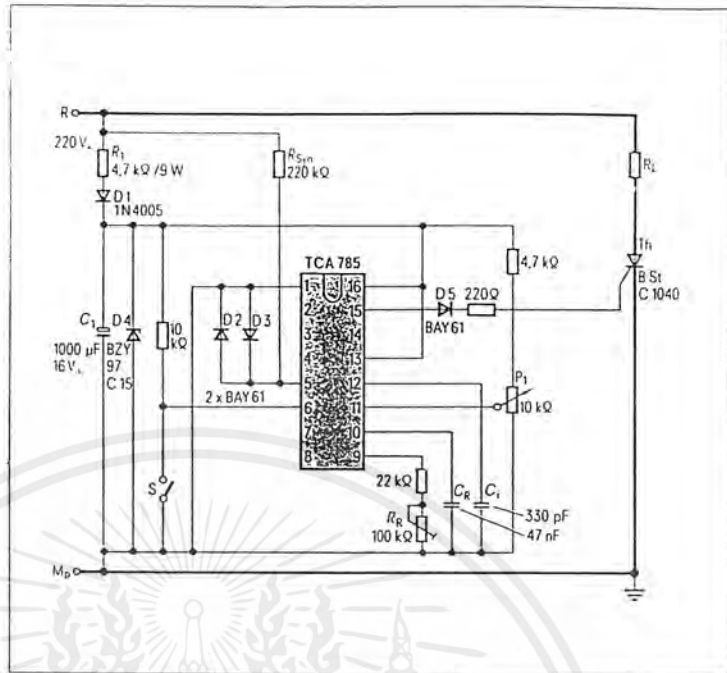


Fig. 7 Phase control with direct triggered BSt C1040 thyristor

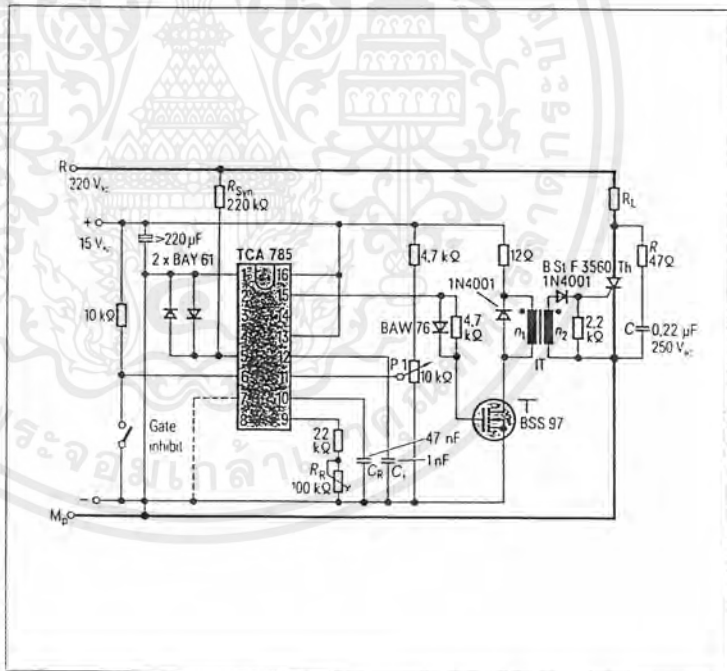


Fig. 8 Thyristor phase control with transistor trigger pulse amplifier and trigger pulse transformer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

inhibit input (pin 6) is above +4 V. Thus a 10-k Ω resistor is connected to the operating voltage (pin 16). If the voltage at the inhibit input falls below +2.5 V output pulses are blocked.

Open circuit at pin 6 to ground or Mp, possibly made by a switch S or a logic circuit, switches off the load independently of the signal states of the TCA 785.

These inhibit levels to disable ($U_{\text{off}} < +2.5 \text{ V}$) or enable outputs ($U_{\text{off}} > +4 \text{ V}$) need special attention when generating thyristor pulses. They require a large amount of power.

Because of the loss in series resistor R1 most power supplies are insufficient, which may switch off the IC and thus cause interference in the circuitry.

Direct triggering of high-power thyristors at constant supply voltage

The TCA 785 integrated phase control with 250 mA output current is capable of directly controlling high-power thyristors over the entire temperature range up to a minimum trigger current of 250 mA.

A local power supply with transformer and rectifier is required here. Dc power

at the load is controlled by potentiometer P1.

Voltage isolating control circuit for thyristors

Line-commutated current converters mostly have several thyristors in a single or three-phase current arrangement.

At the interface between trigger and main current circuits of a current converter voltage isolation becomes a major problem.

Pulse transformers allow short, long, combined or double pulses to be conveniently fed to the thyristor gate. Fig. 8 shows a phase control with transistor and trigger pulse amplifier and transformer. Trigger pulses are fed to the BStF35 thyristor via a trigger transformer.

Thus the entire control circuit is electrically isolated from the line. Trigger pulses generated in the IC are amplified in the subsequent power stage by a BSS 97 SIPMOS driver transistor. The TCA 785 produces an output current pulse of 2 mA on pin 15 at intervals of 20 ms.

A control current of 1 A is fed to the primary winding of the trigger transformer via the trigger pulse amplifier stage (transistor T).

The thyristor gate obtains a trigger current of 1 A with a pulse width of 550 μs and a gate cathode voltage of 2 V from the secondary winding of pulse transformer IT (ratio $\bar{u} = 1:1$).

Though large thyristors have a minimum trigger current I_{GT} of 250 mA from value $F (I_{\text{TAV}} > 25 \text{ A})$ according to the data book (at worst conditions, e. e. at lowest temperatures) a gate current of 1 A is delivered from the control unit to give fast and low-loss thyristor switch-on. When switching off the pulse it is necessary to ensure that the trigger pulse transformer's voltage is discharged without producing peaks which may be harmful to the driver transistors. To obviate this risk, a diode in the control circuit is connected in parallel to the transformer winding n_1 .

If, for example, the current flow at +15 V through the transformer and driver transistor is cut off to 0 V by the transistor's drain. At this instant current flows through the diode and thus power is discharged.

The control unit is operated at a constant supply voltage, e. g. +15 V from conventional low-frequency power supplies.

Table 1 Output pulse width depending on capacitors C₁ or C12.

Capacitance C ₁ for pulse extension	0	150 pF	220 pF	330 pF	680 pF	1000 pF
Trigger pulse width	30 μs	93 μs	137 μs	205 μs	422 μs	620 μs

Rectifier Converter Using Thyristors and the TCA 785 Integrated Phase Control

Part 2: Rectifier converter circuit designs

All line-commutated rectifier converter circuits are supplied from an ac source to utilize normal commutation of the ac electricity supply system. Multi-pole (three and six) circuits are only operated from a three-phase supply. Compared to two-pole ac circuits they are characterized by higher frequencies and lower amplitudes of ac ripple on the dc side and lower amplitude harmonics on the ac side as well as lower power pulsation. These are the reasons for preferring three- or six-pulse circuits to convert high powers (from 10 kW) wherever a three-phase electricity supply can be used. But the technique does require a larger number of power semiconductors and control devices.

Fully controlled B2C ac current bridge

Fig. 9 shows a control unit using the TCA 785 integrated circuit in a line-commutated rectifier converter employed here in a fully controlled bridge rectifier.

The control unit has to deliver control pulses of sufficient amplitude ($I_G = 1A$) and appropriate phase angle (0 to 180°) to drive the thyristor and has to ensure a reliable working of the rectifier converter under all operating conditions. A fully controlled single-phase bridge circuit requires four line-synchronous control pulses per ac cycle. Phase position and phase angle are determined by potentiometer P1. Current, voltage and power in the rectifier converter are controlled by the pulse displacements. The power unit consists of a bridge rectifier with four silicon-controlled rectifiers, i. e. thyristors Th1, Th2, Th3

and Th4. The control unit is formed by a TCA 785 and trigger pulse amplifier stages using two BSS 97 SIPMOS® driver transistors in T0-202 plastic packages. The transistors boost the IC output current at pin 15 or 14 to 1.2 A, feeding the primary windings n_1 of trigger transformers IT1 and IT2.

The circuit here requires trigger transformers with two secondary windings to allow two thyristors to be paralleled. During the positive ac half-waves thyristors Th1 and Th3 are triggered simultaneously via the secondary windings n_2 and n_2' of trigger transformer IT1. Thyristors Th2 and Th4 are triggered simultaneously via IT2 during the negative half-waves. The control unit supplies a trigger current of 1 A to thyristors Th1 and Th4.

The trigger pulse width is 620 μs . 15-V dc voltage is fed to the IC.

Control unit for the B6HK half-controlled three-phase current bridge

The circuit diagram in Fig. 10a shows a half-controlled three-phase current

bridge (B6HK) with the thyristors on the positive side and a common cathode. In each arm of the half-controlled bridge an uncontrolled rectifier and a thyristor are connected in series. For each R, S and T phase a thyristor drive unit is used to generate periodically line synchronous control pulses. These pulses trigger the thyristors at an instant determined by the control unit. The trigger point can be shifted in a synchronous manner for all three phases by potentiometer P1.

The phase angle α is measured in electrical degrees °el. One period of 360°el α starts with the actual trigger point of the thyristor. This is the instant when, in a diode circuit, the subsequent rectifier assumes current control, in other words, at the zero-crossing point of the positive voltage half-waves. A control pulse at this point provides the highest possible dc voltage at the rectifier converter output. This is called "full rectifier control" and the appropriate phase angle α is 0°el.

The voltage curve of a resistive load in non-intermittent operation is shown in Fig. 10b and in intermittent operation in Fig. 10c.

The thyristor trigger pulse is a long pulse with a duration of 620 μs . The pulse width can be extended by increasing capacitance C_i . The trigger pulse at the thyristor gate has to ensure that the load circuit provides sufficient anode current (latching current) to allow the thyristor to be fully operated at the end of the pulse.

Dipl.-Ing. (FH) Werner Schott, Siemens AG, Bereich Bauelemente, Anwendungstechnik, München

for welding devices and come with additional TSE circuitry on request.

Operation of Fig. 11 circuit

The half-controlled three-phase current bridge circuit comprises three thyristors and three diodes. Hence a three-pulse drive unit consisting of three single-pulse control units is necessary. One thyristor is allocated to each control unit. The drive unit is set up with three TCA 785 ICs in each of the control units.

Moreover, a 15-V dc current is required to operate the drive unit with 16-mA power consumption.

The current drawn by the connected trigger pulse transformers has to be considered separately. Pulse outputs of the drive unit are capable of handling up to 1 A. Pulse width is 620 μ s. Positive supply voltage is fed to pin 16 and negative supply voltage to pin 1 to operate the TCA 785.

Sync stage

The sync gate (pin 5) of the first control unit is connected to phase R via a 220-k Ω series resistor and to ground via two back-to-back diodes. The latter limit the voltage at the sync input to approximately ± 0.6 V.

Pin 5 of the second TCA 785 is connected to phase S via a 220-k Ω resistor and, likewise, pin 5 of the third TCA 785 to phase T.

As the diagram Fig. 11 shows a half-controlled three-phase bridge with load-dependent synchronization, the sync voltage is drawn from the secondary side of the welding transformer.

Sawtooth generation

The frequency of the sawtooth generator is determined by the zero voltage detector, i.e. the sawtooth voltage is started at each zero crossing of line frequency. The rise of the sawtooth is given by the ramp capacitor ($C_R = 47$ nF) and the ramp resistor ($R_R \approx 100$ k Ω).

The sawtooth amplitude in the circuit here is 8 V.

Table 2 Di-Thy block assemblies in low-voltage connection for MIG/MAG welding devices

Block type	Circuit configuration	B6H-circuit current at S°	Current at F°*
BSt 3H61/3K28 KK33-hDB...		115 A	245 A
BSt 3H61/3K28 KK34-hDB...		145 A	325 A
BSt 3H61/3K28 KK32-hDB...		185 A	380 A
BSt 3L61/3K28 KK34-hDB...		175 A	450 A
BSt 3L61/3K28 KK32-hDB...		250 A	600 A
BSt 3N61/3L28 KK34-hDB...		205 A	610 A
BSt 3N61/3L28 KK32-hDB...		300 A	875 A

* S = natural air cooling at $\vartheta_{amb} = 45$ °C

°° F = forced air cooling at $\vartheta_{amb} = 35$ °C and $u_{air} = 35$ l/s

Comparison stage

The control voltage U_{St} is adjustable between 0 and 8 V by potentiometer P1. If the positive going sawtooth voltage reaches the control voltage values at pin 11 a trigger pulse is enabled at IC output pin 15.

The more positive the U_{St} value, the longer the sawtooth voltage takes to reach the point at which the thyristor is triggered. Thus the pulse can be shifted in time by U_{St} and the conduction angle is adjustable at the load.

Power stage

The follow-up power stages using BSS 97 SIPMOS transistors lead to a power gain of the trigger pulses generated in the TCA 785. Output current pulses are taken from pin 15 of the three integrated circuits at 20-ms intervals.

A control current of 1.2 A is fed to the primary winding of the trigger pulse transformer via the trigger pulse amplifier stage. The thyristor gate receives a trigger current of 1 A from the secondary winding of the pulse transformer IT (transformer ratio is $\bar{u} = 1:1$) for a period of 620 μ s at a 2-V gate cathode voltage.

Control range

Synchronization of the three thyristor control units is provided by a three-phase star voltage and allows the pulse to be shifted by more than 180 °el, theoretically. As the actual trigger point (full control) of a three-phase current circuit is 30 ° after the star voltage's zero crossing, 150 °el remain to be used as maximum control range.

It is therefore necessary to adjust the phase angle $\alpha = 0$ °el at the P1 potentiometer stop to avoid the earliest possible pulse coming before the actual trigger point.

Pulse accuracy

Pulse accuracy is the asymmetrical deviation of one pulse interval from the other at a fixed value of U_{St} . The optimum distance for a three-pulse drive unit is 120 °el. To allow exact adjustment at this point a trimming potentiometer R_R is inserted in each phase.

Thyristor drive unit for fully controlled three-phase bridge circuit

The power unit of a B6C fully controlled three-phase bridge circuit consists of a rectifier bridge with six silicon-controlled rectifiers, i.e. six thyristors which are triggered at intervals of 60 °el. Three-phase current is fed from the line via a rectifier converter transformer.

While the transformer's primary winding can be either in delta or star connection, the secondary winding has to be star-connected because the star point is the reference point for the electronic control unit. To each phase (R, S, T) a thyristor drive unit is assigned which repetitively produces line-synchronous control pulses.

These pulses trigger the thyristor at instants preset by the drive unit. The trigger point is adjustable for all phases by means of a potentiometer. The modulation depth resulting from the

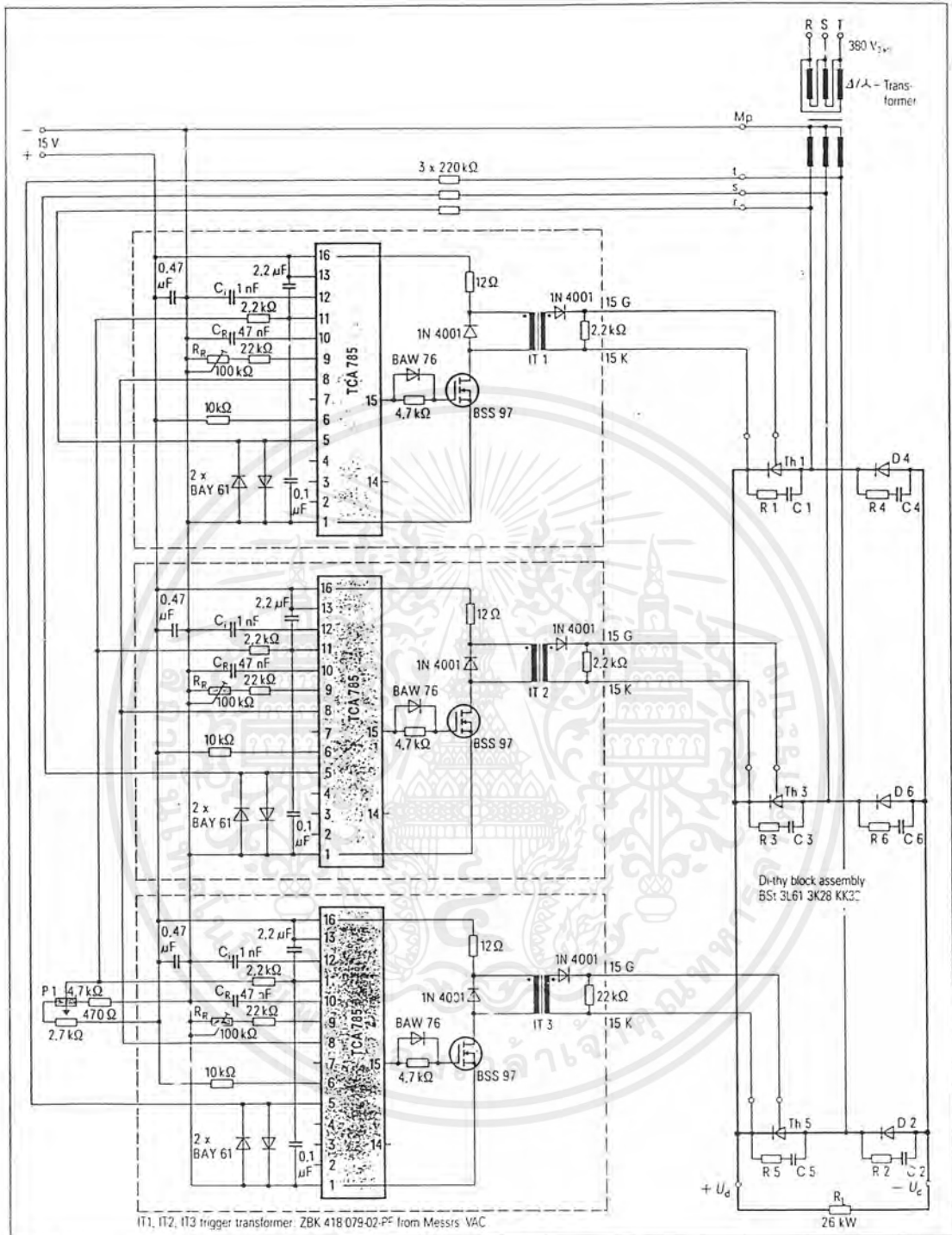


Fig. 11. Circuit diagram of a half-controlled three-phase current bridge (B6HK) with three-pulse drive unit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

pulse shifting is decisive for the current, voltage and power values of the rectifier converter.

Non-intermittent operation requires particular attention in view of control devices. In intermittent operation, however, it has to be made sure that each electric valve will conduct the current twice within one interval. Otherwise, modulation is only possible up to 60° and then interrupted.

Drive units

A six-pulse drive unit with six single-pulse control units is required for a three-phase bridge circuit with six thyristors. To each control unit a thyristor is allocated which has to deliver the trigger pulse at the right time in the appropriate control range.

The thyristor itself can be triggered very rapidly (in about $10 \mu\text{s}$) with a positive anode voltage, but the circuit requires a much greater pulse duration. As experience has shown, the pulse duration in a three-phase bridge circuit must be $500 \mu\text{s}$ to permit a stable operation in the intermittent current range.

To provide current flow when starting operating and switching on the rectifier converter two thyristors have to be triggered simultaneously. This is achieved with a pulse width exceeding 60°el , e.g. a long pulse of $3.9 \text{ ms} \hat{=} 70^\circ\text{el}$ with overlapping trigger pulses. The trigger current to drive the first thyristor is still flowing when the second thyristor is triggered. The thyristor gate pulse for the second thyristor has to be maintained until the third one triggers, etc. up to the sixth one and then the sequence is repeated.

The above mentioned long-pulse solution is not often employed as producing a pulse of 3.9 ms requires a very expensive, large-size trigger transformer with a voltage-time range of $>5 \text{ mVs}$. A trigger transformer is assigned to each thyristor, i.e. six transformers are used in a fully controlled three-phase bridge circuit. Two thyristors are controllable at a time in the forward direction when using double pulses at 60°el intervals with a mini-

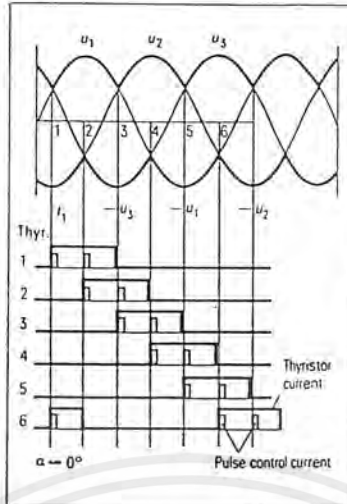


Fig. 12 Waveforms of star voltage and double pulse control currents with time for six thyristors in a fully controlled three-phase current bridge circuit

imum duration of $500 \mu\text{s}$ (Fig. 12). Each thyristor receives an auxiliary pulse 60°el after the main pulse. The first can be derived from the pulse arriving 60°el later. Double pulses of $2 \times 0.5 \text{ ms}$, or say $2 \times 9^\circ\text{el}$, are used to control the B6C circuit.

Due to the reduced pulse of 0.5 ms relative to the long pulse of 3.9 ms the voltage-time range of the six trigger pulse transformers is 1 mVs each and thus allows a considerably less expensive solution.

A six-pulse control circuit with double pulses for fully controlled three-phase bridge circuits is described now with the second pulse being drawn from a trigger pulse transformer with two secondary windings.

Operation of Fig. 13 circuit

The drive unit is constructed with three TCA 785 integrated circuits in each control unit. A 15-V dc current supply is necessary to operate the drive unit.

Sync stage

The sync gate (pin 5) of the first drive unit is connected to phase R via a $220\text{-k}\Omega$ resistor (secondary voltage of

the rectifier converter transformer) and to ground potential via two back-to-back diodes.

Pin 5 of the second TCA 785 is connected via a resistor to phase S and pin 5 of the third TCA 785 likewise to phase T.

Sawtooth generation

A sawtooth amplitude of 8 V is determined by the ramp capacitor ($C_R = 47 \text{ nF}$) and the ramp resistor ($R_R \approx 100 \text{ k}\Omega$).

Comparison stage

The control voltage $U_{St} = 0.8$ to 8 V is adjustable by potentiometer P1.

Power stage

Power stages using BSS 97 SIPMOS transistors allow a power gain of the trigger pulses generated in the ICs. An output current pulse is taken from pins 15 and 14 of each of the three TCA 785 at 20-ms intervals.

Control range

The three thyristor control units are synchronized by the secondary voltage of the rectifier converter transformer, a theoretical pulse shift of more than 180°el being possible.

As the actual trigger point (full control) of a B6C circuit lies about 30° after the star voltage zero crossing, a maximum range of 120°el remains to control a resistive load. The opposite applies to inductive loads: Between 0 and 90°el rectifier converter operation takes place and from 90°el ac controller operation. Thus it is necessary to adjust the phase angle $\alpha = 0^\circ\text{el}$ at the stop of potentiometer P1 to avoid the earliest possible pulse to being chosen before the actual trigger point.

Interconnecting drive unit and power stage

Fig. 13 shows the fully controlled three-phase bridge with rectifier converter transformer, load-dependent synchronization and six-pulse drive unit with double pulses via trigger pulse transformer with two secondary windings.

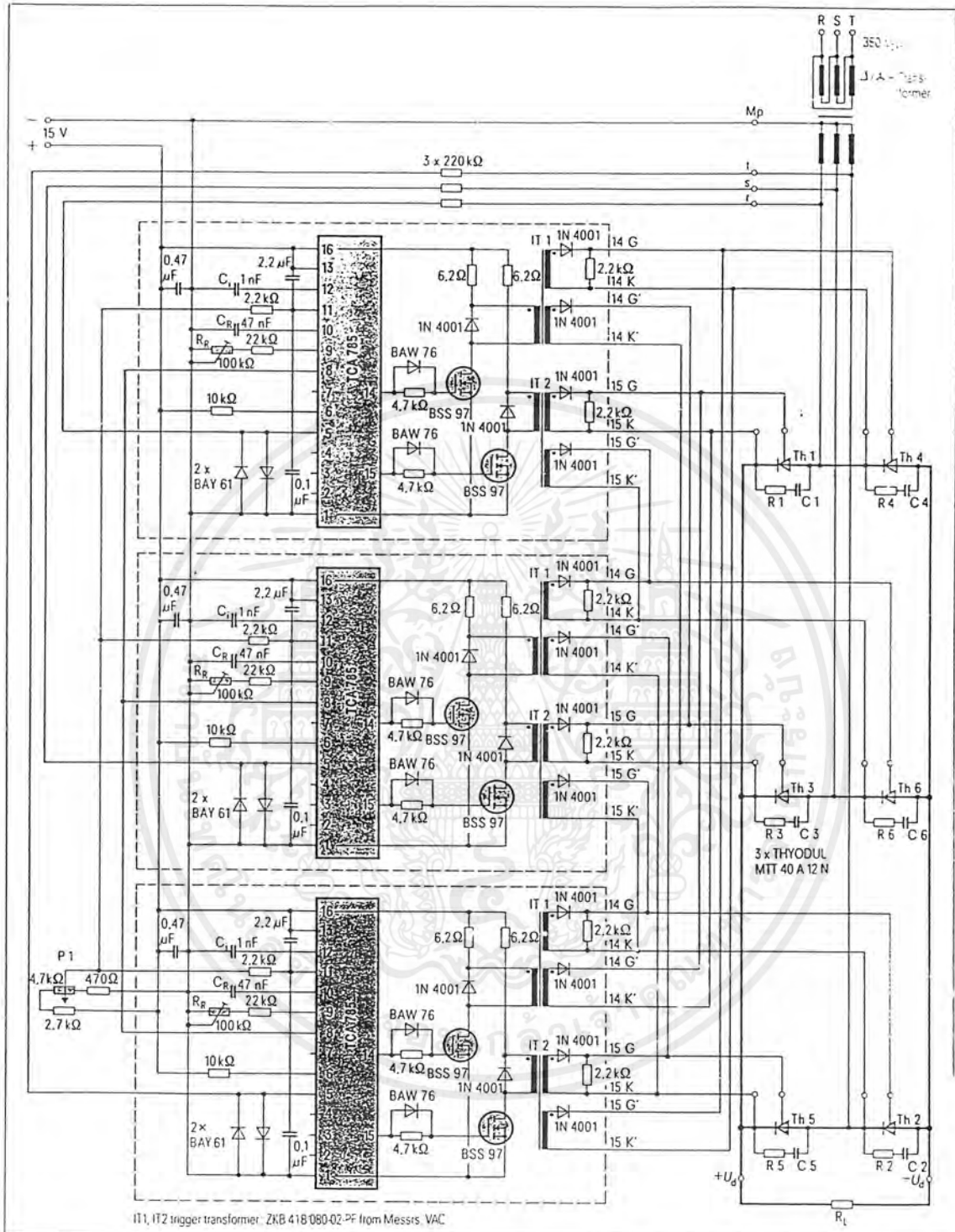


Fig. 13 Six-pulse control circuit with double pulse for a fully controlled three-phase current bridge (B6C)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Three control units drive six thyristors. As shown in Figs. 12 and 13, together with the trigger pulse for thyristor Th1 (output 15 G and 15 K of the upper trigger device), thyristor Th6 is driven via the secondary winding of trigger pulse transformer IT2 of the upper trigger device (output 15 G' and 15 K'). Then Th2 receives a gate trigger pulse (output 14 G and 14 K) from the lower trigger device. At the same time thyristor Th1 obtains the auxiliary pulse from the same trigger unit (output 14 G' and 14 K'). This gate-pulse sequence is sent to thyristor Th6.

Direct line operation

The transformer of a fully controlled three-phase bridge circuit can be completely eliminated with a suitable ratio of dc and line voltage. Thus, for example, a no-load ac voltage of 510 V results for a B6C circuit directly operated with 380-V supply voltage (connected).

Considering voltage drops and control requirements motors can be fed with 440 V rated dc voltage via controlled B6C circuits. Nonetheless, a three-phase sync transformer is required to synchronize the thyristor trigger devices.

Applications of fully controlled B6C three-phase bridge circuit

Main applications are dc current machines, supply of dc current networks and production plants in the chemical industry. The highest dc current power rates are necessary in the basic industries for electrolysis and similar processes.

The number of electrolysis facilities for producing chlorine, aluminium and copper is particularly on the increase. Furthermore, rectifier converters are used in electro-chemistry to charge and form accumulators. A rather new application for three-phase bridge circuits is in electrophoretic laquering plants requiring dc voltages of 200 to 600 V (depending on the layer thickness) and dc currents of 3000 to 5000 A.

The range of application of B6C circuits will now be described in more detail.

Supply of dc machine drives

In the broad field of speed-controlled drives dc motors are preferred. This is because the speed can be controlled simply by changing the armature voltage or the exciting current.

For a motor power of 10 kW (5 kW) only three-phase rectifier converters are permitted, i.e. fully controlled three-phase bridge circuits, as laid down in the regulations of local power supply utilities. Field current is supplied to the dc motor via an uncontrolled rectifier. Depending on the drive mode, motors have to operate in one, two or four quadrants:

- one-quadrant drive: one direction of rotation, torque only in rotating direction (drive),
- two-quadrant drive: one direction of rotation, torque in rotating direction (drive) and against (brake),
- four-quadrant drive: two directions of rotation, torque in both directions (drive) and against (brake).

A fully controlled bridge circuit allows one-quadrant drive. Driving and braking in both directions require a switching circuit with contactor for armature circuit switch-over after a dead time of 10 ms, or field circuit switch-over after 1000 ms. The circuits have to be switched over in a momentum- and current-free transition period.

Where rapid changes of speed and direction of rotation are essential, two three-phase bridge circuits have to operate from opposite directions on the drive.

Depending on the required adjustment speed circulating-current free, anti-parallel rectifier converter circuits or a drive of circulating-current carrying four-wire connections can be used. Both circuits permit four-quadrant operation. To provide dc current motor drives in all fields of industry new compact devices for fully controlled rectifier converter circuits have been developed.

The rectifier converter module THYODUL® from Siemens is available for currents of 2×48 A to

2×160 A and repetitive peak reverse voltages between 600 and 1600 V.

In Table 3 dc current values in a B6C circuit with 2×380 V supply voltage as a function of the thermal resistance of the heat sinks are given for MTT40..., MTT50..., MTT65... fully controlled thyristor modules in pressure contact technique. Three modules are necessary for a fully controlled three-phase bridge circuit.

AC controller

Phase control is provided for each positive and negative half-wave of an ac controller in a fully controlled alternating circuit with trigger pulse control. With the same phase angle for both polarities output voltage and output current do not contain any dc components.

Fig. 14a is a block diagram of an ac controller. The power unit comprises the ac load R_L and two back-to-back thyristors Th1 and Th2 which may be conductive in both directions. With ac current supply half-waves of one polarity pass through thyristor Th1 and half-waves of the other polarity through Th2.

As long as ac current flows, thyristors Th1 and Th2 alternately have to receive a positive control pulse from the drive unit at the beginning of every half-wave. This phase is adjustable by potentiometer P1. Nonetheless, their intervals are kept constantly at 180° independent of the phase angle. With the phase angle shifted from $\alpha = 0^\circ$ el to $\alpha = 180^\circ$ el the ac voltage at the load resistance R_L is adjusted from peak to zero. The phase angle α corresponds to the period of time by which the trigger point shift lags compared to fully controlled rectifier operation.

When trigger current is switched off, the current in the conducting thyristor flows until the forward current falls below a minimum value, the so-called «holding current» I_H , and then the thyristor blocks.

Fig. 14b shows voltage and current curves of Th1 and Th2 and the load current through a resistive load with a phase angle of $\alpha = 75^\circ$ el.

It can clearly be seen that, with a resistive load, voltage and current waveforms are uniform and in phase.

An ac controller using two thyristors in W1 connection is preferred when a triac is not suitable.

As a general guide

- a triac is suitable for use as a semiconductor switch for ac current if the line voltage is ≤ 220 V and ac load currents below 25 A are being switched,
- two back-to-back thyristors serve as ac current switches if high line voltages (≥ 380 V) or high ac load currents (> 25 A) and/or inductive loads are being switched.

These thyristors used as load switches also require transient protection C and R but compared to a triac, critical rates of voltage and current rises (e.g. $di/dt_{crq} \leq 5$ V/ μ s) can be neglected during commutation when switching inductive loads. After switching the positive line half-wave the thyristor has a recovery time of a half period, i.e. 10 ms. Therefore, only switch-on rises of current and voltage have to be considered in this case. A pair of back-to-back thyristors provides enhanced safety against mistriggering and better dynamic properties of the triac.

Use of ac and three-phase current controllers

Ac controllers are used where continuous adjustment and control of voltages, currents and power is necessary. They have proved highly successful for a variety of industrial tasks, such as

- welding,
- heating technique,
- stage lighting control,
- electroplating.

One typical application is adjustment and control of temperatures in the chemical and plastics industries and in wire drawing plants. Furthermore, they are suitable for adaptation of voltages to a load supplied via a transformer. This arrangement has turned out to be the most economical for use in heavy current and high voltage facilities where a rectifier bridge is connected in series with the transformer. In heavy current plants inexpensive,

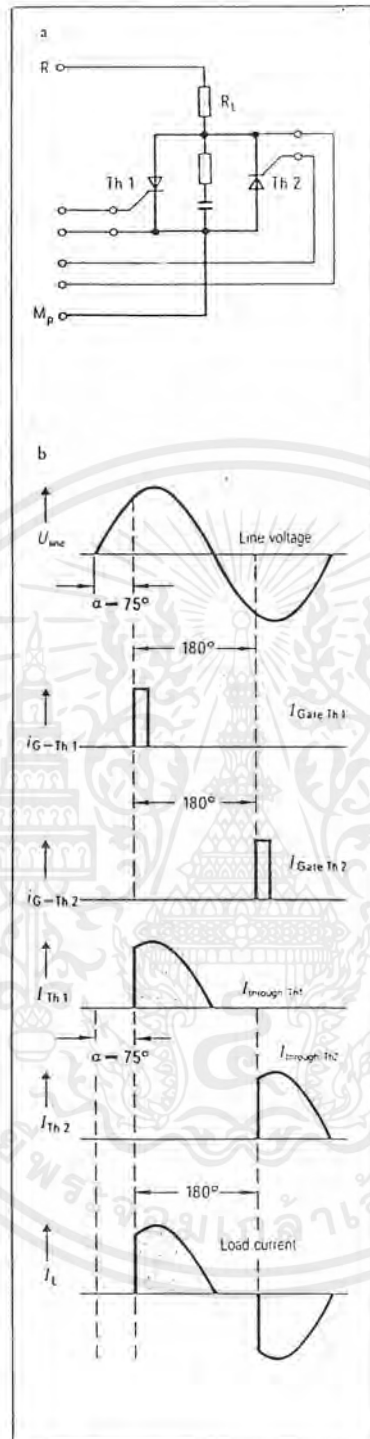


Fig. 14 Circuit diagram of an ac controller (a) and (b) waveforms of line voltage U_{line} , trigger current I_G and thyristor currents I_{Th1} , I_{Th2} and load current I_L with time

low-blocking diodes can also be employed.

In high voltage facilities the rectifier bridge may make use of highly blocking diodes to avoid series connection of thyristors. Relative to currently used power devices, such as variable-ratio, regulating and stepped transformers, ac controllers offer many advantages. The devices are characterized by

- no moving parts (maintenance-free and wear-proof),
- fast, noiseless switching,
- no arcing when switching on and off,
- wide operating range,
- small size,
- fast adjustment,
- convenient remote control.

Thyristor drive unit for phase control (W1C circuit)

Fig. 15 is the block diagram of an ac controller with power unit consisting of ac load R_L and back-to-back thyristors Th1 and Th2. To drive both thyristors the two-pulse drive unit shown in Fig. 15 is used. This device comprises the TCA 785 thyristor control, two SIPMOS amplifier stages and two trigger pulse transformers.

The Th1 and Th2 gates have a current level of 1 A and a pulse duration of 620 μ s. The operation of this device is described above. The circuit here comprises two MTT40 A08N compact-type thyristors. The thyristor module THYODUL is capable of handling an ac load of 15 kW at 220-V supply voltage. Siemens thyristor modules are available in the current range from 2×48 A, 2×65 A, 2×75 A to 2×160 A.

The module comprises two thyristors fully isolated on heat sinks in one package. A voltage-isolated aluminum bar provides thermal shielding and guarantees a durable and trouble-free screw assembly. In many cases the use of modules is preferable to discrete devices. Space-saving arrangements are possible as several power semiconductors can be mounted onto the same heat sink. Siemens modules are distinguished by high alternating load strength. This is due to the proven

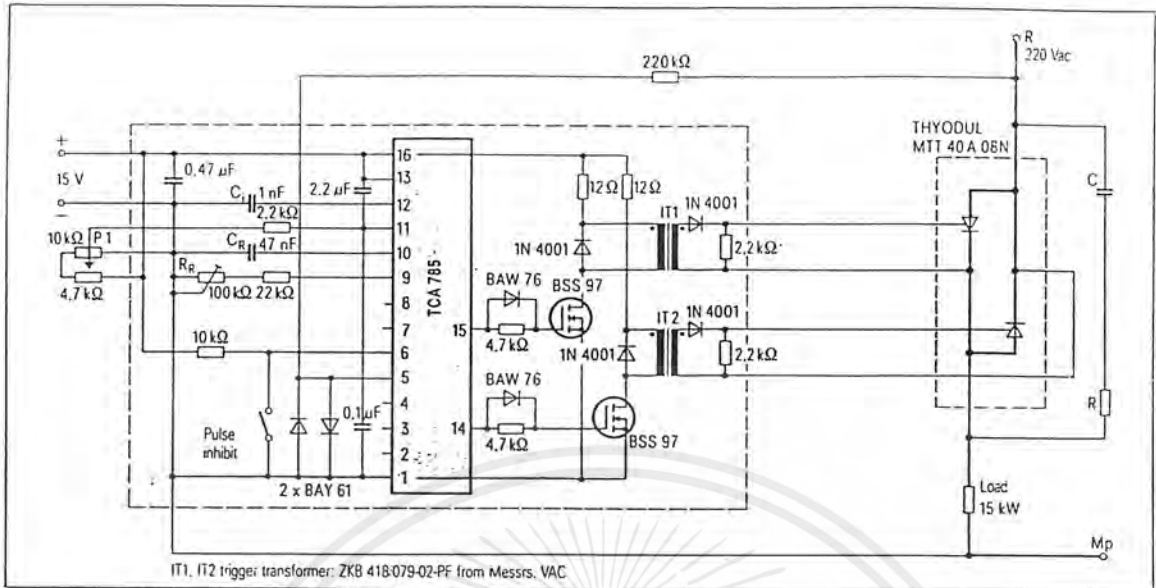


Fig. 15 Circuit diagram of a fully controlled ac controller (W1C) with two-pulse drive unit

Assembly type	Constant dc current I_d AV rms natural air cooling $\vartheta_{amb} = 45^\circ\text{C}$	Thermal resistance of the heat sinks R_{thCA}
$3 \times$ MTT 40 A 12 N	96 A	0.15 K/W
	70 A	0.30 K/W
	47 A	0.60 K/W
	34 A	1.0 K/W
$3 \times$ MTT 50 A 12 N	137 A	0.07 K/W
	106 A	0.15 K/W
	77 A	0.30 K/W
	50 A	0.60 K/W
$3 \times$ MTT 65 A 12 N	185 A	0.055 K/W
	152 A	0.1 K/W
	128 A	0.15 K/W
	90 A	0.30 K/W

Table 3 THYODUL assemblies on a heat sink in a B6C circuit for 3×380 V supply voltage

noble metal pressure contacting technique applied to the entire range of large Siemens thyristors.

The following advantages recommend the use of THYODUL:

- good I^2t -values,
- capable of handling high voltages,
- high alternating load strength.

Table 4 gives rms ac current limit values of fully controlled line modules MTT40 A..., MTT50 A... and MTT65 A... in a W1C-circuit (single-phase back-to-back connection of thyristors) with 220-V ac line voltage as a function of the heat sinks' thermal resistance.

Assembly type	I_{TAV}	U_{DRM} U_{RRM}	Thermal resistance of heat sink R_{thCA}	Limit current $I_{L,RMS}$ in a circuit with natural air cooling $\vartheta_{amb} = 45^\circ\text{C}$	Maximum controllable ac current power at $\vartheta_{amb} = 45^\circ\text{C}$
MTT 40 A 08 N	2×48 A	800 V	0.15 K/W	106 A	23 kW
			0.30 K/W	93 A	20 kW
			0.60 K/W	70 A	15 kW
			1.0 K/W	53 A	11 kW
MTT 50 A 08 N	2×65 A	800 V	0.20 K/W	115 A	25 kW
			0.30 K/W	102 A	22 kW
			0.60 K/W	76 A	16 kW
MTT 65 A 08 N	2×75 A	800 V	0.1 K/W	167 A	36 kW
			0.15 K/W	155 A	34 kW
			0.30 K/W	123 A	27 kW

Table 4 THYODUL assembly in W1C-circuit for 220-V ac line voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Order this document by TL494/D

SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for SWITCHMODE power supply control.

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push-Pull or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout

TL494

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751B
(SO-16)



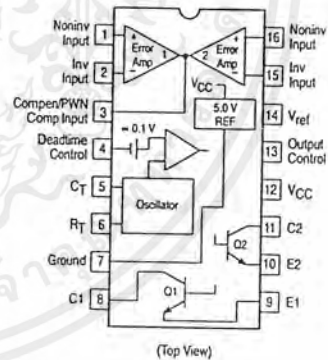
N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648

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

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	Unit
Power Supply Voltage	V _{CC}	42		V
Collector Output Voltage	V _{C1} , V _{C2}	42		V
Collector Output Current (Each transistor) (Note 1)	I _{C1} , I _{C2}	500		mA
Amplifier Input Voltage Range	V _{IR}	-0.3 to +42		V
Power Dissipation @ T _A ≤ 45°C	P _D	1000		mW
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	R _{θJA}	80		°C/W
Operating Junction Temperature	T _J	125		°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-55 to +125		°C
Operating Ambient Temperature Range TL494C TL494I	T _A	0 to +70 -25 to +85		°C
Derating Ambient Temperature	T _A	45		°C

NOTE: 1. Maximum thermal limits must be observed.

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
TL494CD	T _A = 0° to +70°C	SO-16
TL494CN		Plastic
TL494IN	T _A = -25° to +85°C	Plastic

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	–	30	40	V
Collector Output Current (Each transistor)	I_{C1}, I_{C2}	–	–	200	mA
Amplified Input Voltage	V_{in}	–0.3	–	$V_{CC} - 2.0$	V
Current Into Feedback Terminal	I_{fb}	–	–	0.3	mA
Reference Output Current	I_{ref}	–	–	10	mA
Timing Resistor	R_T	1.8	30	500	k Ω
Timing Capacitor	C_T	0.0047	0.001	10	μ F
Oscillator Frequency	f_{osc}	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15$ V, $C_T = 0.01$ μ F, $R_T = 12$ k Ω unless otherwise noted.)

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

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
REFERENCE SECTION					
Reference Voltage ($I_O = 1.0$ mA)	V_{ref}	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation ($V_{CC} = 7.0$ V to 40 V)	Reg_{line}	–	2.0	25	mV
Load Regulation ($I_O = 1.0$ mA to 10 mA)	Reg_{load}	–	3.0	15	mV
Short Circuit Output Current ($V_{ref} = 0$ V)	I_{SC}	15	35	75	mA
OUTPUT SECTION					
Collector Off-State Current ($V_{CC} = 40$ V, $V_{CE} = 40$ V)	$I_{C(off)}$	–	2.0	100	μ A
Emitter Off-State Current ($V_{CC} = 40$ V, $V_C = 40$ V, $V_E = 0$ V)	$I_{E(off)}$	–	–	–100	μ A
Collector-Emitter Saturation Voltage (Note 2) Common-Emitter ($V_E = 0$ V, $I_C = 200$ mA) Emitter-Follower ($V_C = 15$ V, $I_E = -200$ mA)	$V_{sat(C)}$ $V_{sat(E)}$	– –	1.1 1.5	1.3 2.5	V
Output Control Pin Current Low State ($V_{OC} \leq 0.4$ V) High State ($V_{OC} = V_{ref}$)	I_{OCL} I_{OCH}	– –	10 0.2	– 3.5	μ A mA
Output Voltage Rise Time Common-Emitter (See Figure 12) Emitter-Follower (See Figure 13)	t_r	– –	100 100	200 200	ns
Output Voltage Fall Time Common-Emitter (See Figure 12) Emitter-Follower (See Figure 13)	t_f	– –	25 40	100 100	ns

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

TL494

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

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

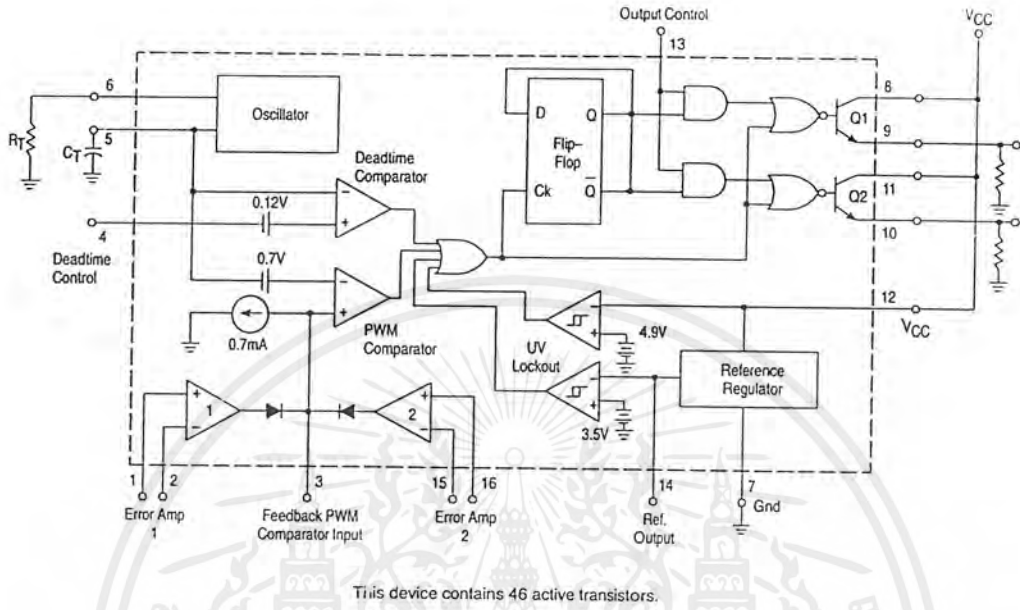
Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
ERROR AMPLIFIER SECTION					
Input Offset Voltage (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	V_{IO}	–	2.0	10	mV
Input Offset Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IO}	–	5.0	250	nA
Input Bias Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IB}	–	–0.1	–1.0	μA
Input Common Mode Voltage Range ($V_{CC} = 40\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	V_{ICR}	–0.3 to $V_{CC} - 2.0$			V
Open Loop Voltage Gain ($\Delta V_O = 3.0\ \text{V}$, $V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	A_{VOL}	70	95	–	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ($V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	f_{C-}	–	350	–	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ($V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	ϕ_m	–	65	–	deg.
Common Mode Rejection Ratio ($V_{CC} = 40\ \text{V}$)	CMRR	65	90	–	dB
Power Supply Rejection Ratio ($\Delta V_{CC} = 33\ \text{V}$, $V_O = 2.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	PSRR	–	100	–	dB
Output Sink Current (V_O (Pin 3) = 0.7 V)	I_{O-}	0.3	0.7	–	mA
Output Source Current (V_O (Pin 3) = 3.5 V)	I_{O+}	2.0	–4.0	–	mA
PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Threshold Voltage (Zero Duty Cycle)	V_{TH}	–	2.5	4.5	V
Input Sink Current ($V_{(Pin\ 3)} = 0.7\ \text{V}$)	I_{I-}	0.3	0.7	–	mA
DEADTIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Bias Current (Pin 4) ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$ to $5.25\ \text{V}$)	$I_{IB\ (DT)}$	–	–2.0	–10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$) ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	DCmax	45 –	48 45	50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{th}	– 0	2.8 –	3.3 –	V
OSCILLATOR SECTION					
Frequency ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	f_{osc}	–	40	–	kHz
Standard Deviation of Frequency* ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	$\sigma_{f_{osc}}$	–	3.0	–	%
Frequency Change with Voltage ($V_{CC} = 7.0\ \text{V}$ to $40\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	$\Delta f_{osc}\ (\Delta V)$	–	0.1	–	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}$ to T_{high}) ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$)	$\Delta f_{osc}\ (\Delta T)$	–	–	12	%
UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION					
Turn-On Threshold (V_{CC} increasing, $I_{ref} = 1.0\ \text{mA}$)	V_{th}	5.5	6.43	7.0	V
TOTAL DEVICE					
Standby Supply Current ¹ (Pin 6 at V_{ref} , All other inputs and outputs open) ($V_{CC} = 15\ \text{V}$) ($V_{CC} = 40\ \text{V}$)	I_{CC}	– –	5.5 7.0	10 15	mA
Average Supply Current ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, $V_{(Pin\ 4)} = 2.0\ \text{V}$) ($V_{CC} = 15\ \text{V}$) (See Figure 12)		–	7.0	–	mA

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

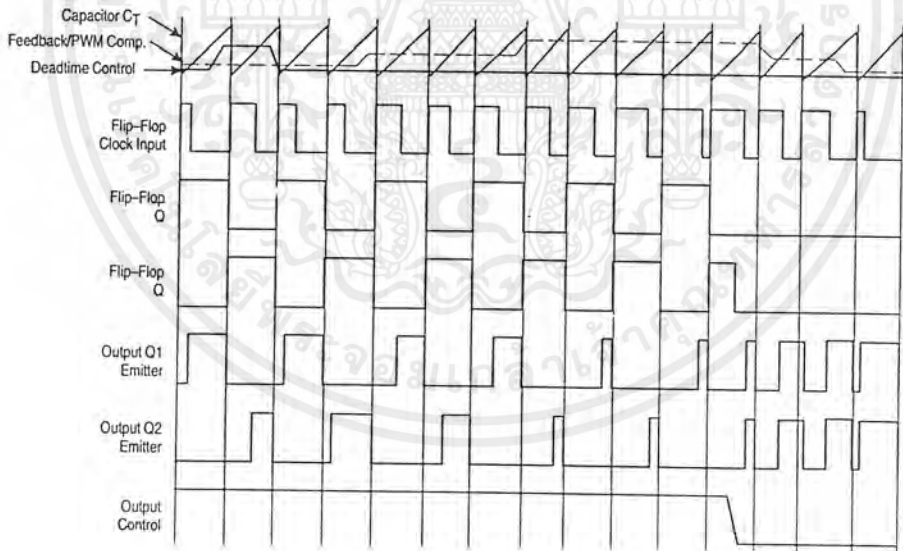
TL494

Figure 1. Representative Block Diagram



This device contains 46 active transistors.

Figure 2. Timing Diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

APPLICATIONS INFORMATION

Description

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

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

For more information refer to Figure 3.

Output pulse width modulation is accomplished by comparison of the positive sawtooth waveform across capacitor C_T to either of two control signals. The NOR gates, which drive output transistors Q1 and Q2, are enabled only when the flip-flop clock-input line is in its low state. This happens only during that portion of time when the sawtooth voltage is greater than the control signals. Therefore, an increase in control-signal amplitude causes a corresponding linear decrease of output pulse width. (Refer to the Timing Diagram shown in Figure 2.)

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

Functional Table

Input/Output Controls	Output Function	$\frac{f_{out}}{f_{osc}} =$
Grounded	Single-ended PWM @ Q1 and Q2	1.0
@ V_{ref}	Push-pull Operation	0.5

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the deadtime control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 V to 3.5 V. Both error amplifiers have a common mode input range from -0.3 V to ($V_{CC} - 2V$), and

may be used to sense power-supply output voltage and current. The error-amplifier outputs are active high and are ORed together at the noninverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

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

The TL494 has an internal 5.0 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an internal accuracy of $\pm 5.0\%$ with a typical thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0° to 70°C.

Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance

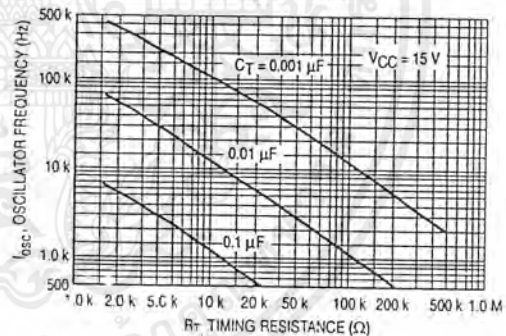


Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

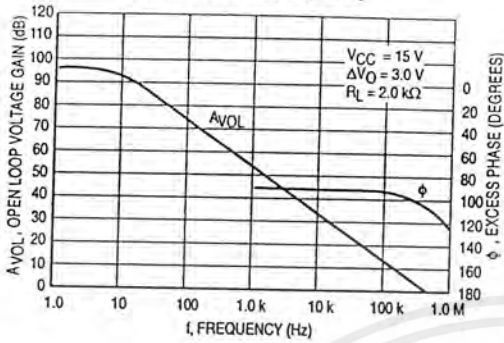


Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency

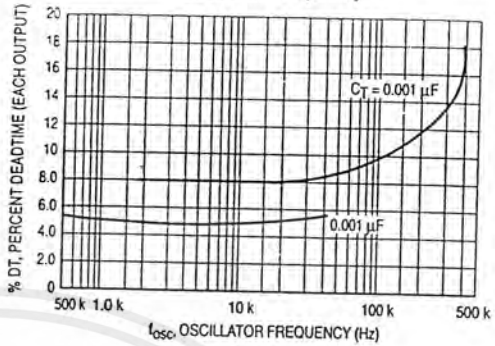


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage

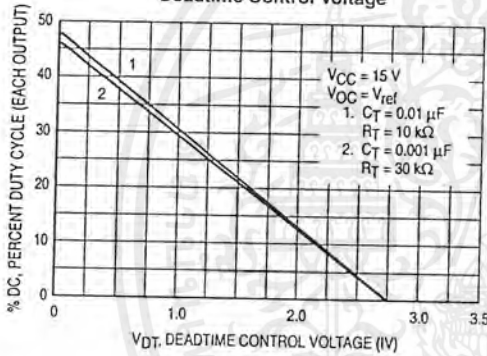


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

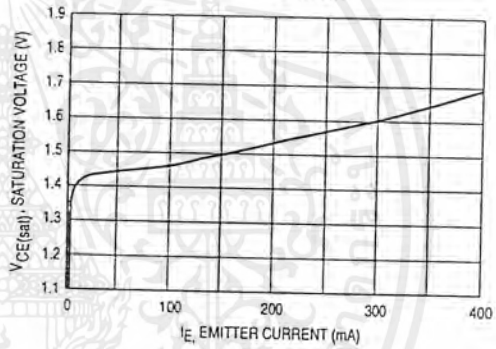


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

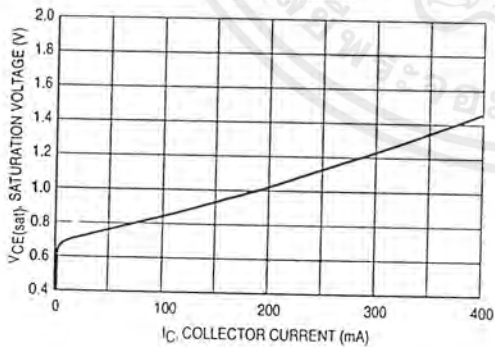
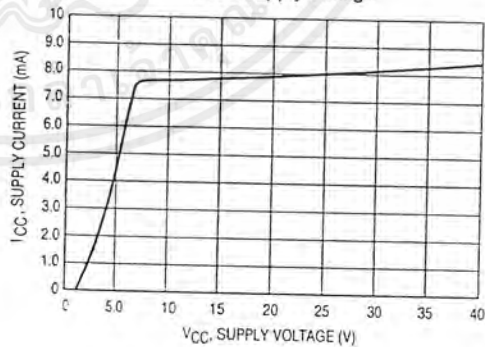


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 10. Error-Amplifier Characteristics

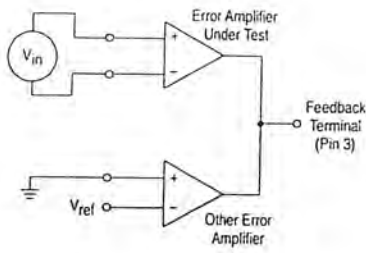


Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit

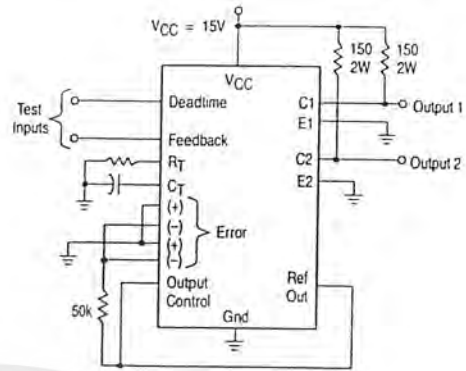


Figure 12. Common-Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

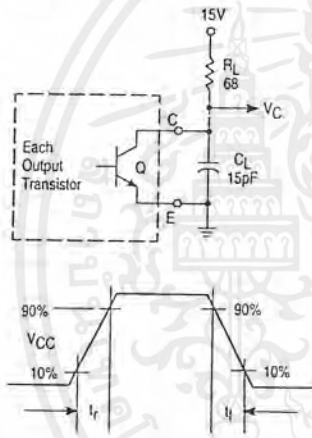
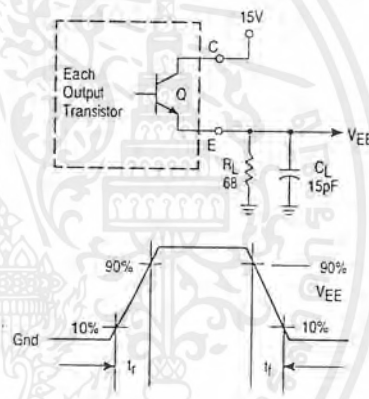


Figure 13. Emitter-Follower Configuration Test Circuit and Waveform



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 14. Error-Amplifier Sensing Techniques

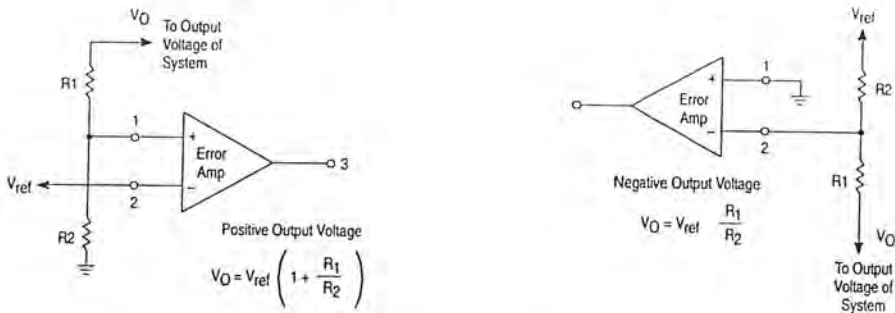


Figure 15. Deadtime Control Circuit

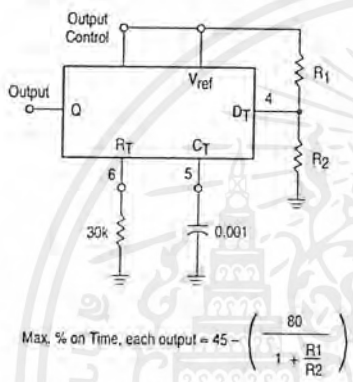


Figure 16. Soft-Start Circuit

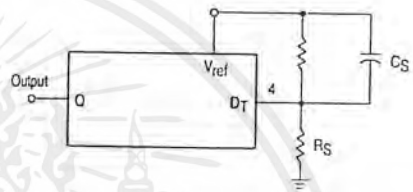
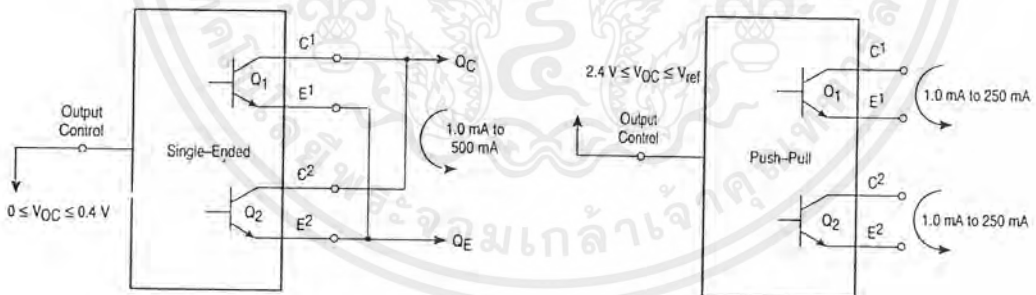


Figure 17. Output Connections for Single-Ended and Push-Pull Configurations



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

Figure 18. Slaving Two or More Control Circuits

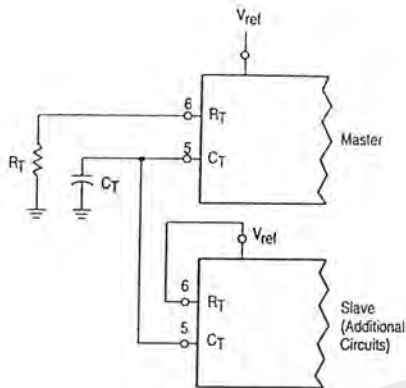


Figure 19. Operation with $V_{in} > 40\text{ V}$ Using External Zener

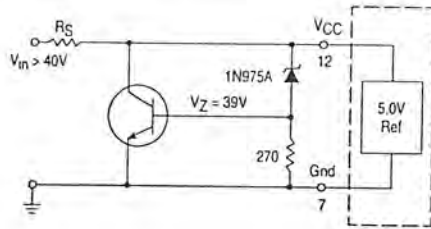
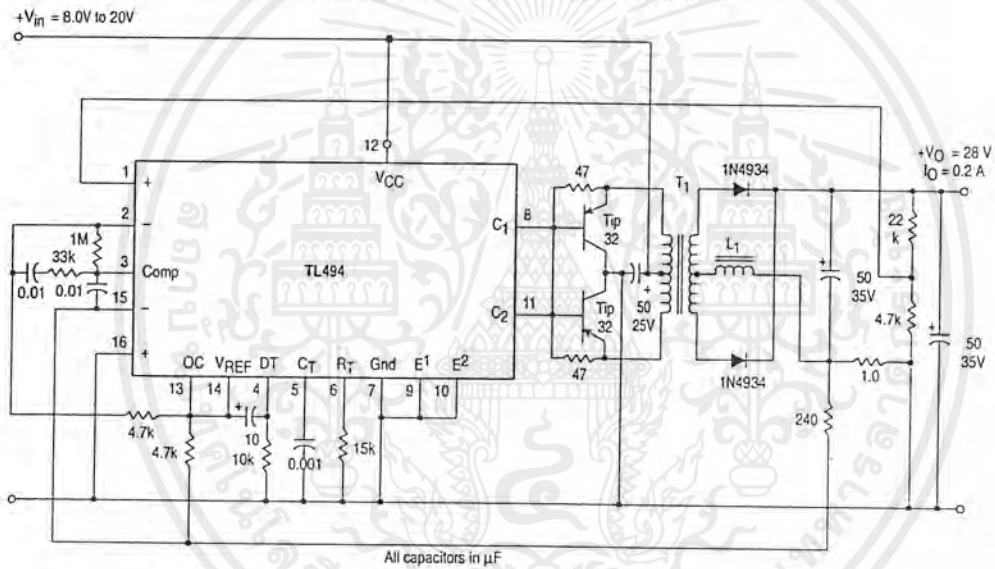


Figure 20. Pulse Width Modulated Push-Pull Converter



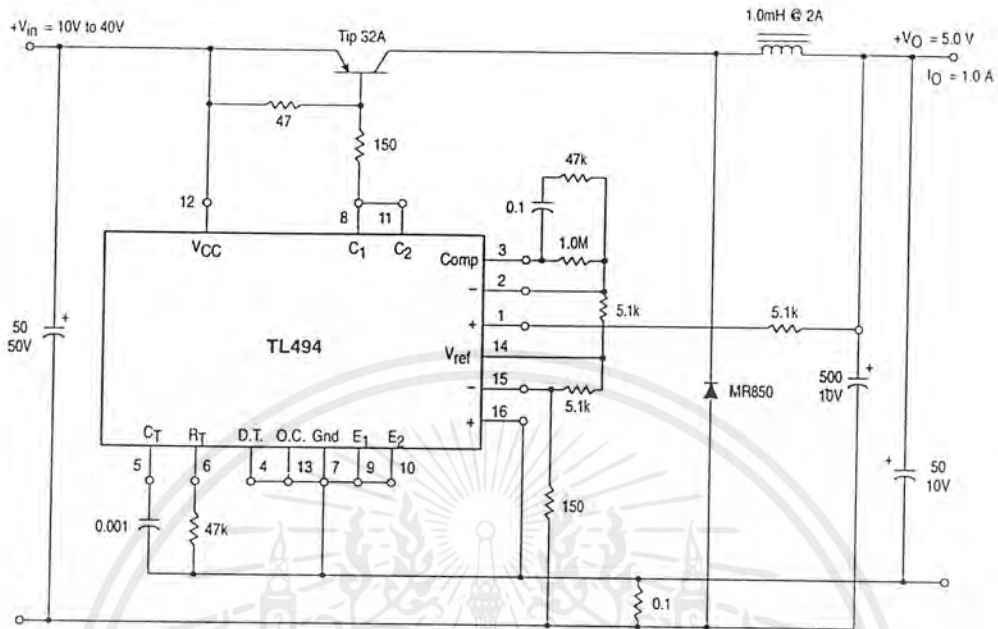
Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 10\text{ V to } 40\text{ V}$	14 mV 0.28%
Load Regulation	$V_{in} = 28\text{ V}, I_O = 1.0\text{ mA to } 1.0\text{ A}$	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	$V_{in} = 28\text{ V}, I_O = 1.0\text{ A}$	65 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 28\text{ V}, R_L = 0.1\ \Omega$	1.6 A
Efficiency	$V_{in} = 28\text{ V}, I_O = 1.0\text{ A}$	71%

L1 - 3.5 mH @ 0.3 A
 T1 - Primary: 20T C.T. #28 AWG
 Secondary: 120T C.T. #36 AWG
 Core: Ferroxcube 1408P-L00-3CB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

Figure 21. Pulse Width Modulated Step-Down Converter

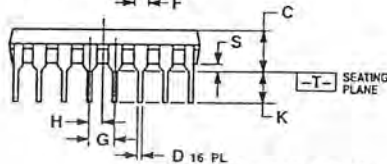
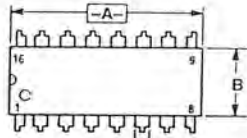


Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 8.0V$ to $40V$	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6V$, $I_o = 0.2mA$ to $200mA$	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6V$, $I_o = 200mA$	40 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 12.6V$, $R_L = 0.1\Omega$	250 mA
Efficiency	$V_{in} = 12.6V$, $I_o = 200mA$	72%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494
OUTLINE DIMENSIONS

N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648-08
ISSUE R



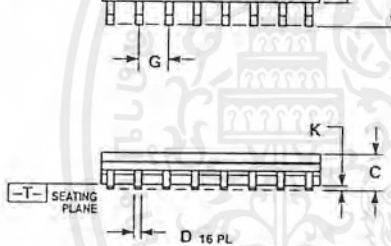
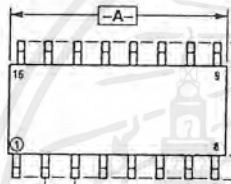
⊕ 0.25 (0.010) ⊙ T A ⊙

NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.39	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.295	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01

D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751B-05
(SO-16)
ISSUE J




⊕ 0.25 (0.010) ⊙ T B ⊙ A ⊙

NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION: 0.15 (0.006) PER SIDE.
5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.80	10.00	0.386	0.393
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.80	6.20	0.229	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019



Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and  registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:

USA/EUROPE/ Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution,
P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447 or 602-303-5454

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Seibu-Butsuryu-Center,
3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-8315

MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHSTONE 602-244-6609
INTERNET: <http://Design-NET.com>

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298



TL494/D



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

12-0 INTRODUCTION

Analog multipliers are arrangements of op amps and other circuit elements available as an integrated circuit. Multipliers are easy to use; some of their applications are (1) measurement of power, (2) frequency doubling and shifting, (3) detecting phase-angle difference between two signals of equal frequency, (4) multiplying two signals, (5) dividing one signal by another, (6) taking the square root of a signal, (7) squaring a signal, and (8) designing nonlinear signal conditioning circuits. Another use for multipliers is to demonstrate the principles of amplitude modulation and demodulation. The schematic of an AD633 multiplier is shown in Fig. 12-1(a). The device is a four-quadrant analog multiplier. It has high input impedance, which makes signal source loading negligible. Power supply voltages can range from ± 8 V to ± 18 V. No external components or user calibration are required. The output voltage is a scaled version of the x and y inputs. The *scale factor* is explained in Section 12-1.

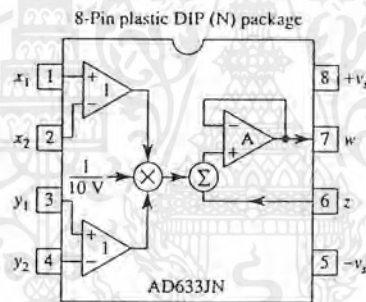


FIGURE 12-1 Introduction to the multiplier.

12-1 MULTIPLYING DC VOLTAGES

12-1.1 Multiplier Scale Factor

The 8-pin mini-DIP housing and internal schematic of the AD633 multiplier is shown in Fig. 12-1(a). In general terms, the output voltage V_o is expressed by,

$$V_o = \frac{(x_1 - x_2)(y_1 - y_2)}{10} + z \quad (12-1)$$

where V_o is the output voltage measured at terminal W with respect to ground. The factor of $\frac{1}{10}$ is called a *scale factor* and is typical of multipliers. This is because multipliers are designed for the same type of power supplies used for op amps, namely ± 15 V. For best results, the voltages applied to either x or y inputs should not exceed $+10$ V or -10 V with respect to ground. This ± 10 -V limit also holds for the output, so the scale factor is usually the reciprocal of the voltage limit, or $1/10$ V. If both input voltages are at their positive limits of $+10$ V, the output will be at its positive limit of 10 V.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

12-1.2 Multiplier Quadrants

Multipliers are classified by quadrants; for example, there are one-quadrant, two-quadrant, and four-quadrant multipliers. The classification is explained in two ways in Fig. 12-2. In Fig. 12-2(a), the input voltages can have four possible polarity combinations. Consider $x_2 = y_2 = z = 0$, then both x_1 and y_1 are positive, operation is in quadrant 1, since x_1 is the horizontal and y_1 the vertical axis. If x_1 is positive and y_1 is negative, quadrant 4 operation results, and so forth.

Example 12-1

Find V_o for the following combination of inputs if $x_2 = y_2 = z = 0$: (a) $x_1 = 10$ V, $y_1 = 10$ V; (b) $x_1 = -10$ V, $y_1 = 10$ V; (c) $x_1 = 10$ V, $y_1 = -10$ V; (d) $x_1 = -10$ V, $y_1 = -10$ V.

Solution From Eq. (12-1b),

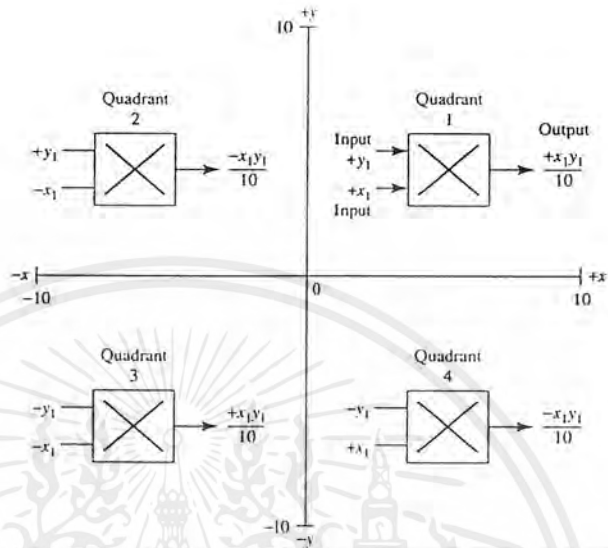
$$(a) V_o = \frac{(10)(10)}{10} = 10 \text{ V, quadrant 1}$$

$$(b) V_o = \frac{(-10)(10)}{10} = -10 \text{ V, quadrant 2}$$

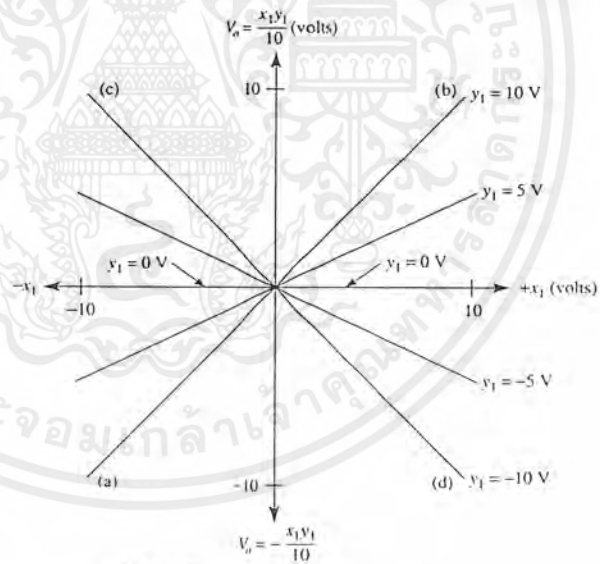
$$(c) V_o = \frac{(10)(-10)}{10} = -10 \text{ V, quadrant 4}$$

$$(d) V_o = \frac{(-10)(-10)}{10} = 10 \text{ V, quadrant 3}$$

In Fig. 12-2(b), V_o is plotted on the vertical axis and x_1 on the horizontal axis. If we apply 10 V to the y input and vary x from -10 V to $+10$ V, we plot the line ab , labeled $y = 10$ V. If y_1 is changed to -10 V, the line cd , labeled $y_1 = -10$ V, results. These lines can be seen on a CRO by connecting V_o of the multiplier to the y_1 input of the CRO and x_1 of the multiplier to the $+x_1$ input of the CRO. For accuracy, V_o should be 0 V when either multiplier input is 0 V. Multiplier errors are primarily due to input and output offsets, scale factor error, and/or nonlinearity of the core multiplying unit. These errors are only fractions of a percent error, and if they need to be eliminated refer to the manufacturer's data sheet.



(a) y_1 vs. x_1 plot shows location of input operating point in one of four quadrants ($x_2 = y_2 = z = 0$).



(b) Multiplier output $x_1y_1/10$ versus input x_1 .

FIGURE 1.10 Multiplying two dc voltages, x_1 and y_1 .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

12-2 SQUARING A NUMBER OR DC VOLTAGE

Any positive or negative number can be squared by a multiplier, providing that the number can be represented by a voltage between 0 and 10 V. Simply connect the voltage E_i to both inputs as shown in Fig. 12-3. This type of connection is known as a *squaring circuit*.

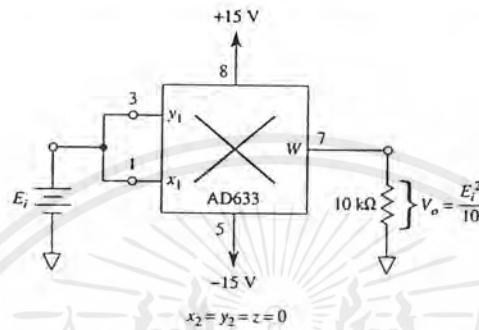


FIGURE 12-3 Squaring a dc voltage.

Example 12-2

Find V_o in Fig. 12-4 if (a) $E_i = +10$ V; (b) $E_i = -10$ V.

Solution From Fig. 12-4,

$$(a) V_o = \frac{10^2}{10} = 10 \text{ V.}$$

$$(b) V_o = \frac{(-10)(-10)}{10} = 10 \text{ V.}$$

Example 12-2 shows that the output of the multiplier follows the rules of algebra; that is, when either a positive or negative number is squared, the result is a positive number.

12-3 FREQUENCY DOUBLING

12-3.1 Principle of the Frequency Doubler

An ideal sinusoidal-wave frequency doubler would give an output voltage whose frequency is twice the frequency of the input voltage. The doubler circuit should not incorporate a tuned circuit, since the tuned circuit can be tuned only to one frequency. A true

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA**



**MUR820
MUR840
MUR860**

Motorola Preferred Devices

Switchmode Power Rectifiers

... designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes, these state-of-the-art devices have the following features:

- Ultrafast 25, 50 and 75 Nanosecond Recovery Time
- 175°C Operating Junction Temperature
- Popular TO-220 Package
- Epoxy meets UL94, V_O Ⓢ 1/8"
- Low Forward Voltage
- Low Leakage Current
- High Temperature Glass Passivated Junction
- Reverse Voltage to 600 Volts

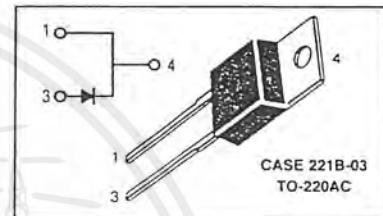
Mechanical Characteristics:

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 1.9 grams (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds
- Shipped 50 units per plastic tube
- Marking: U820, U840, U860

4

**ULTRAFAST
RECTIFIERS**

8 AMPERES
200-400-600 VOLTS



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MUR			Unit
		820	840	860	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V _{RRM} V _{RWM} V _R	200	400	600	Volts
Average Rectified Forward Current Total Device, (Rated V _R), T _C = 150°C	I _{F(AV)}	8.0			Amps
Peak Repetitive Forward Current (Rated V _R , Square Wave, 20 kHz), T _C = 150°C	I _{FM}	16			Amps
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60 Hz)	I _{FSM}	100			Amps
Operating Junction Temperature and Storage Temperature	T _J , T _{stg}	-65 to +175			°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Maximum Thermal Resistance, Junction to Case	R _{θJC}	3.0	2.0	°C/W
--	------------------	-----	-----	------

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Maximum Instantaneous Forward Voltage (1) (I _F = 8.0 Amp, T _C = 150°C) (I _F = 8.0 Amp, T _C = 25°C)	V _F	0.895 0.975	1.00 1.30	1.20 1.50	Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (1) (Rated dc Voltage, T _J = 150°C) (Rated dc Voltage, T _J = 25°C)	I _R	250 5.0	500 10		μA
Maximum Reverse Recovery Time (I _F = 1.0 Amp, dI/dt = 50 Amp/μs) (I _F = 0.5 Amp, I _R = 1.0 Amp, I _{REC} = 0.25 Amp)	t _{rr}	35 25	60 50		ns

(1) Pulse Test: Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%

Rev 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR820, MUR840, MUR860

MUR820

FIGURE 1 — TYPICAL FORWARD VOLTAGE

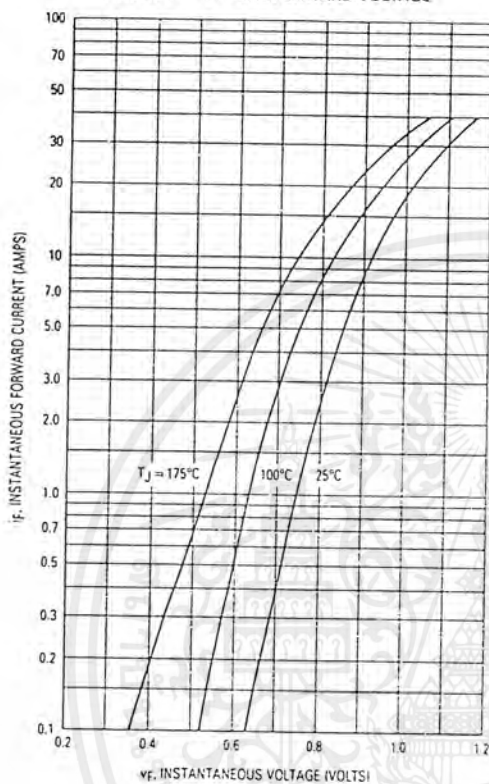


FIGURE 2 — TYPICAL REVERSE CURRENT*

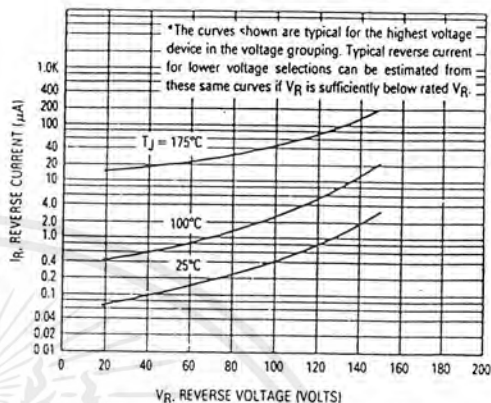


FIGURE 3 — CURRENT DERATING, CASE

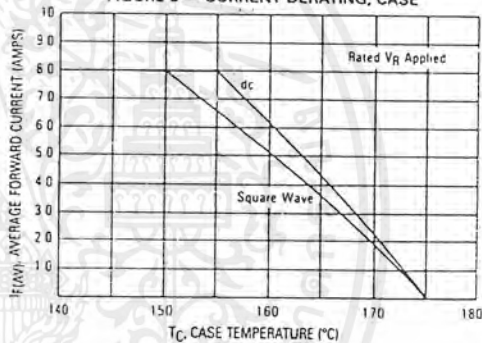


FIGURE 4 — CURRENT DERATING, AMBIENT

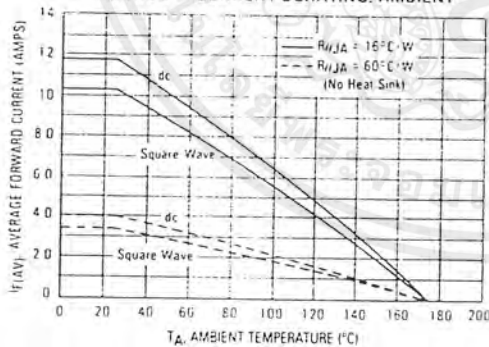
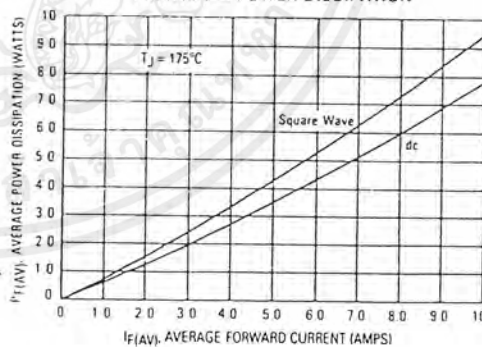


FIGURE 5 — POWER DISSIPATION



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR820, MUR840, MUR860

MUR840

FIGURE 6 — TYPICAL FORWARD VOLTAGE

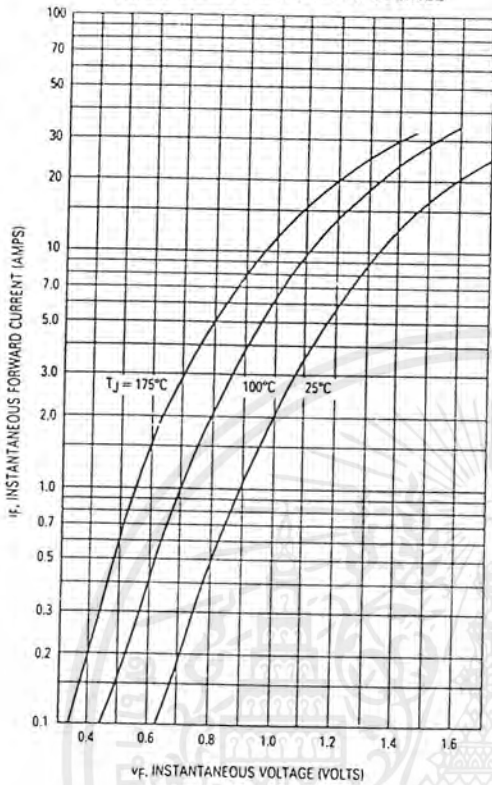


FIGURE 7 — TYPICAL REVERSE CURRENT*

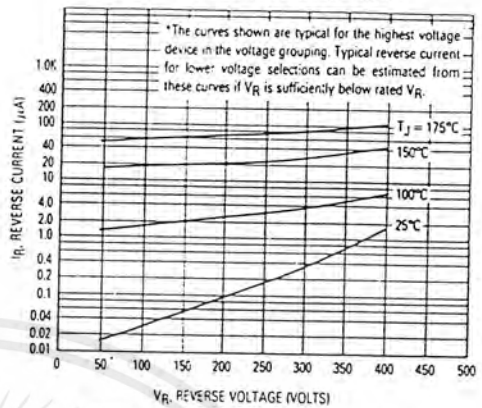


FIGURE 8 — CURRENT DERATING, CASE

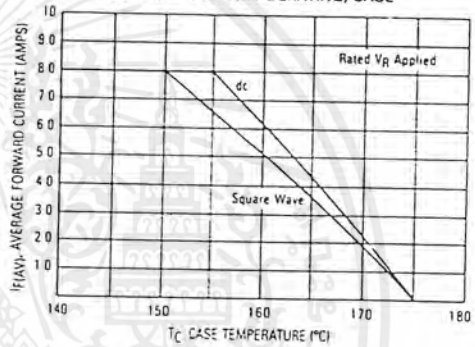


FIGURE 9 — CURRENT DERATING, AMBIENT

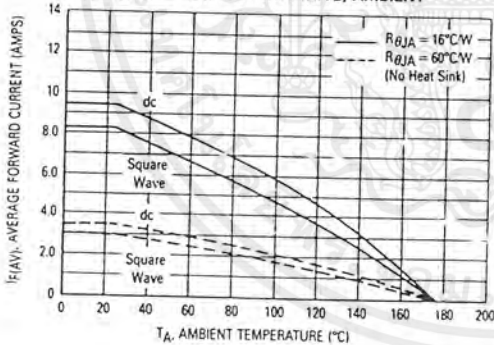
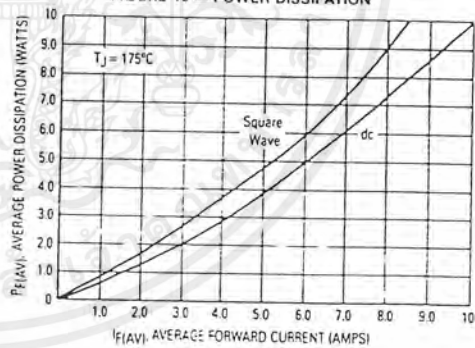


FIGURE 10 — POWER DISSIPATION



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR820, MUR840, MUR860

MUR860

FIGURE 11 — TYPICAL FORWARD VOLTAGE

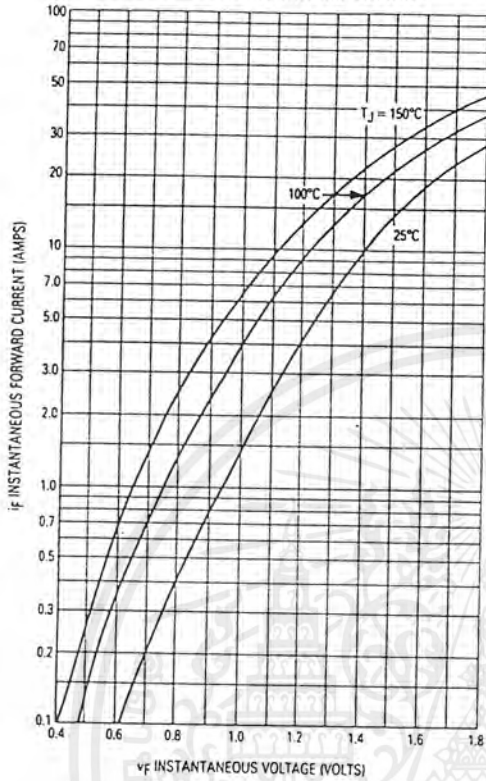


FIGURE 12 — TYPICAL REVERSE CURRENT*

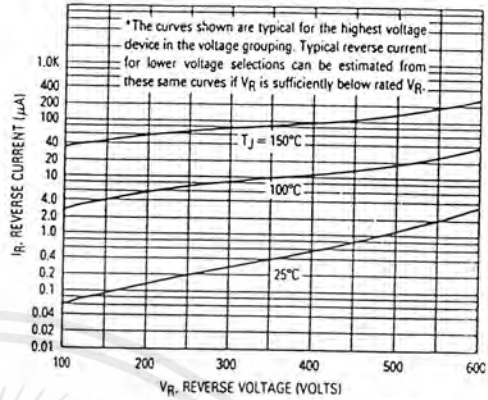


FIGURE 13 — CURRENT DERATING, CASE

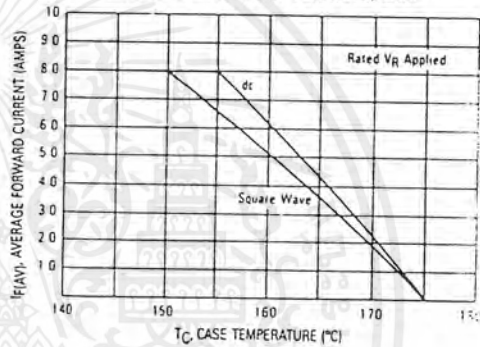


FIGURE 14 — CURRENT DERATING, AMBIENT

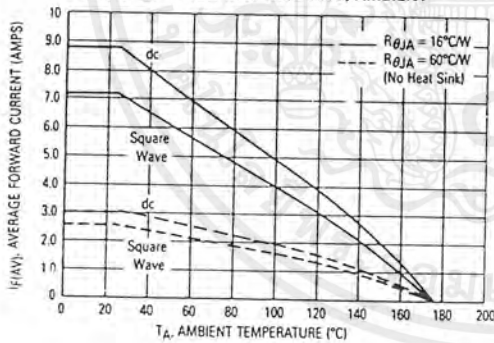
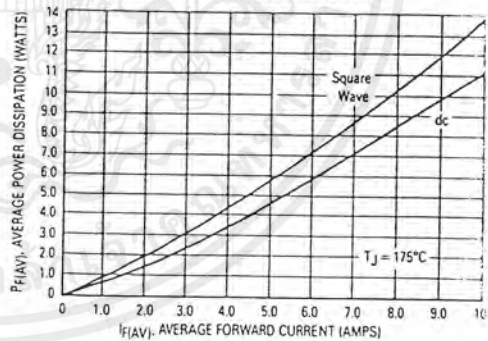


FIGURE 15 — POWER DISSIPATION



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR820, MUR840, MUR860

FIGURE 16 — THERMAL RESPONSE

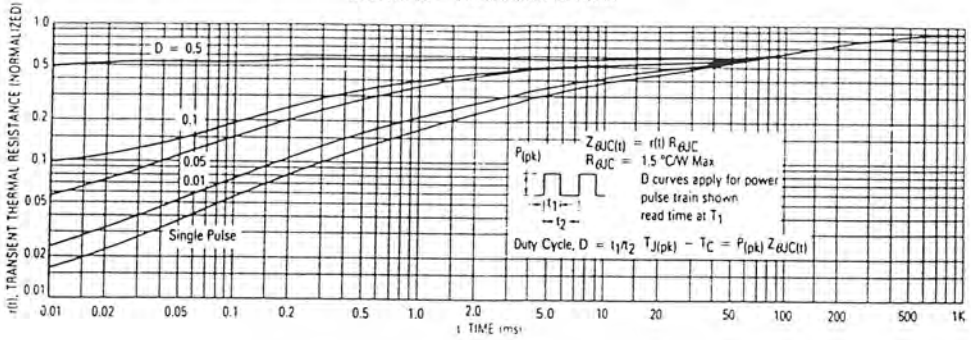
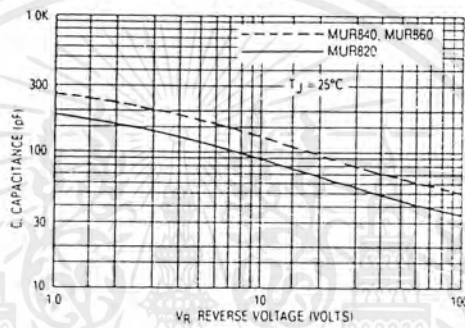


FIGURE 17 — TYPICAL CAPACITANCE



1. Introduction

The insulated gate bipolar transistor (IGBT) is increasingly being used in small, low-noise, high-performance power supplies, inverters, uninterruptable power supplies (UPS), and motor speed controls.

Fuji's Hybrid IC driver for IGBTs was developed to take full advantage of the IGBT.

2. Features

- Various series
 - Standard series: For up to 10 kHz operation
 - High-speed series: For up to 40 kHz operation
- These series cover the full range of IGBT products.
- Built-in photocoupler for high isolation voltage: 2500 V AC for one minute
- Single supply operation
- Built-in overcurrent protection circuit
- Overcurrent detection output
- SIL package for high-density mounting

3. Applications

- General-purpose inverter and motor control
- Servo control
- Uninterruptable power supplies (UPS)
- Welding machines

4. Comprehensive Chart

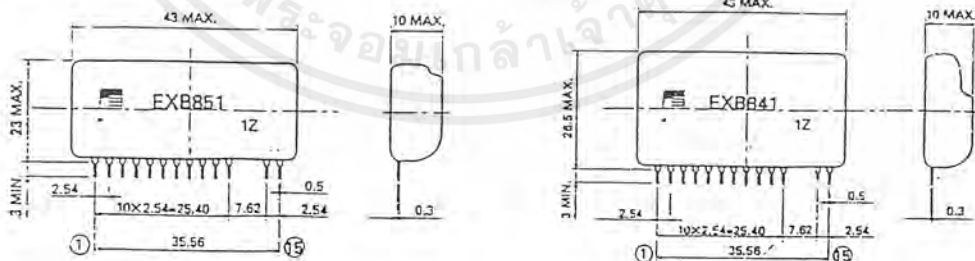
IGBT	600 V IGBT drive		1200 V IGBT drive	
	Up to 150A	Up to 400A	Up to 75A	Up to 300A
Standard type	EXB850	EXB851	EXB850	EXB851
High-speed type	EXB840	EXB841	EXB840	EXB841

- Notes: 1. Standard type: Signal delay in drive circuit; Up to 4 μ s (max.)
 2. High-speed type: Signal delay in drive circuit; Up to 1.5 μ s (max.)

5. Dimensions, mm

- EXB850
- EXB840

- EXB851
- EXB841



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

EXB840 Application Circuits

EXB840 is a hybrid IC capable of driving up to 150A for 600 V IGBT and up to 75A for a 12Q0 V IGBT. Since the signal delay in the drive circuit is 1µs or less, the hybrid IC is suitable for switching at up to about 40 kHz.

Note the following when using the hybrid IC:

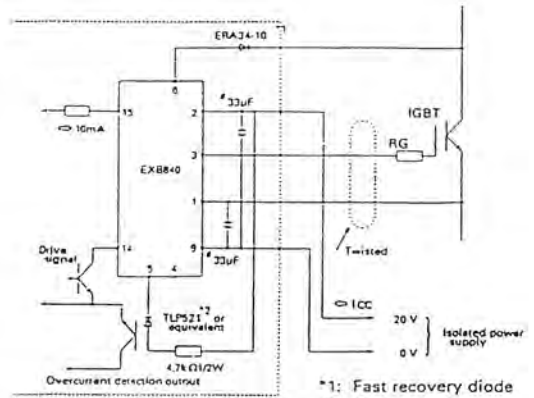
The IGBT's gate-emitter drive loop wiring must be shorter than one meter.

The IGBT's gate-emitter drive wiring should be twisted.

If a large voltage spike is generated at the collector of the IGBT, increase the IGBT's gate series resistor(RG).

The 33 µF (#) capacitor absorbs changes in the supply voltage caused by the power supply wiring impedance. It is not a power supply filter capacitor.

Control circuit PC board



- *1: Fast recovery diode
- *2: Photo coupler

Ratings and Characteristics

Absolute maximum ratings

(Ta = 25°C)

Item	Symbol	Condition	Rating		Unit
			EXB850, EXB840 (Medium capacity)	EXB851, EXB841 (Large capacity)	
Supply voltage	V _{cc}		25		V
Photocoupler input current	I _{in}		10		mA
Forward bias output current	I _{g1}	PW = 2 µs, duty at 0.05 or less	1.5	4.0	A
Reverse bias output current	I _{g2}	PW = 2 µs, duty at 0.05 or less	1.5	4.0	A
Input/Output isolation voltage	V _{ISO}	AC 50/60 Hz, 1 minute	2500		V
Operating surface temperature	T _c		-10 to +85		°C
Storage temperature	T _{stg}		-25 to +125		°C

Recommended operating conditions

Item	Symbol	Recommended operating conditions				Unit
		Standard type		High-speed type		
		EXB850	EXB851	EXB840	EXB841	
Supply voltage	V _{cc}	20 ±1				V
Photocoupler input current	I _{in}	5		10		mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

9. Operation

1 Outline

The following built-in functions make the fullest use of the IGBT.

- Signal isolation circuit
- Drive amplifier
- Overcurrent detector
- Low speed overcurrent cut-off circuit
- Gate turn-off power supply

2 Signal isolation circuit

A photocoupler with a high isolation voltage is used for signal isolation. Therefore, this hybrid IC can be used in devices powered from 480 V AC.

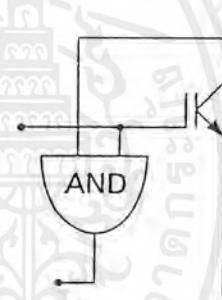
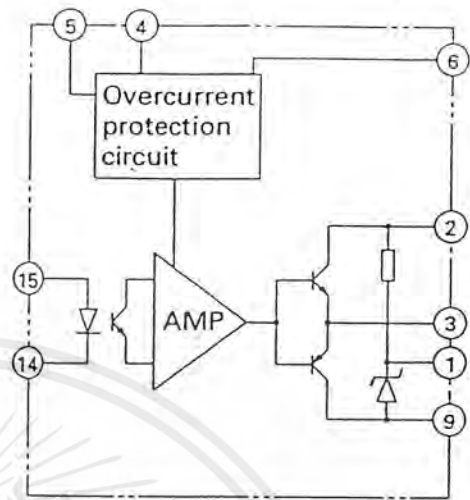
High-speed or general-purpose photocouplers are selected according to the specifications of the hybrid IC because the drive circuit signal delay depends on the photocoupler characteristics.

3 Overcurrent detector

The IGBT can withstand an overcurrent of only $10\mu\text{s}$ duration when short-circuited. An extremely fast protection circuit is necessary for this reason.

This hybrid IC incorporates an overcurrent protection circuit. An overcurrent is detected according to the relationship between the drive signal and the collector voltage.

The principle of overcurrent detection is shown at the right. An overcurrent is considered present when the collector voltage is high although an on signal is inputted.



	V _{CE} low	V _{CE} high
On signal	Normal	Overcurrent
Off signal	—	Normal

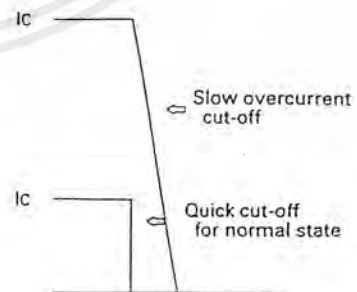
4 Low-speed overcurrent cut-off circuit

A low-speed cut-off circuit slowly turns off the IGBT in response to an overcurrent.

When an overcurrent is cut off at normal drive speed, the collector voltage spike generated is large enough to damage the IGBT.

The low-speed cut-off circuit protects the IGBT against damage.

(The low-speed cut-off circuit does not operate for overcurrents of $10\mu\text{s}$ or less duration.)

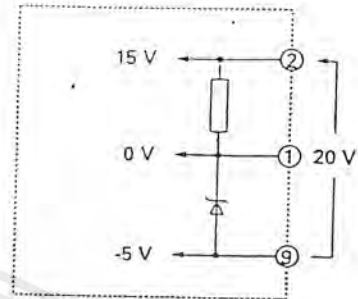


5 Gate turn-off power supply

The IGBT needs a +15 V on-gate voltage to get a low on-voltage and -5 V off-gate voltage to protect against malfunction in the off state.

This is a built-in circuit which generates a constant-voltage supply from the 20 V supply for IGBT gate turn-off.

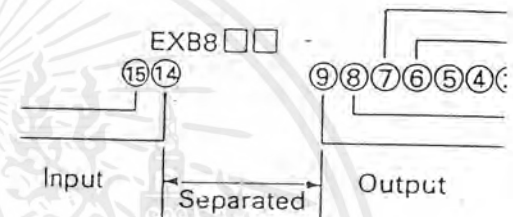
Do not apply external voltage to pin 1.



10. Notes

1 Separation of input circuit from output circuit

Keep the wiring of the input circuit (photocoupler) away from the output circuit wiring to assure that the proper dielectric strength and high noise resistance are maintained.



2 Use under recommended operating conditions

The IGBT works best if the recommended operating conditions driven in Section 7 are observed.

- Note that an excessive drive supply voltage could damage the IGBT due to excess IGBT gate voltage, and that an insufficient drive voltage could abnormally increase the IGBT's ON voltage.
- Note that an excessive input current could increase the signal delay in the drive circuit, and that an insufficient input current could cause unstable operation of the drive circuit.
- Note that an insufficient gate resistance can increase the switching noise of the IGBT and freewheeling diode.
- Note the points above where the recommended operating conditions cannot be observed.

Operating Waveforms

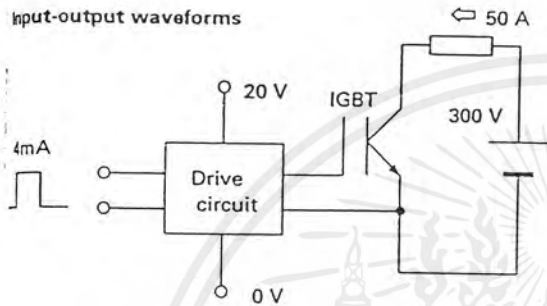
IXB850

Operating conditions

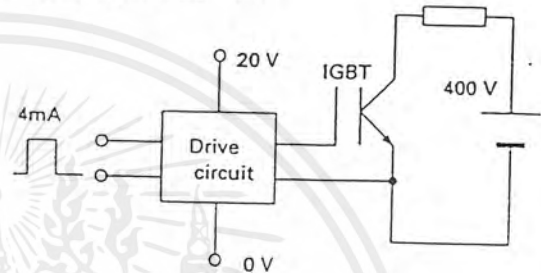
$V_{cc} = 20\text{ V}$, $I_{in} = 4\text{ mA}$, IGBT module: 2MB150-060

Test circuits

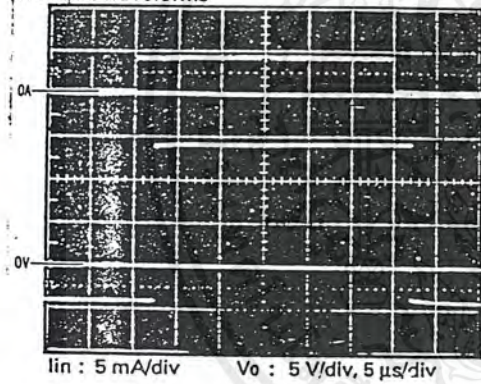
Input-output waveforms



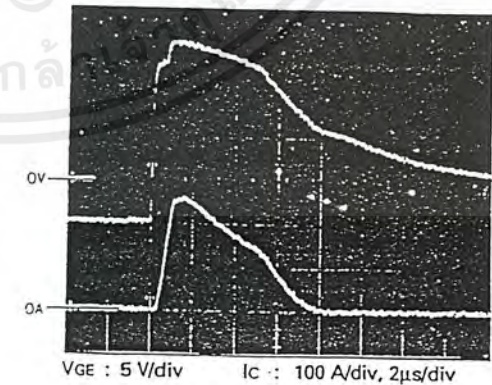
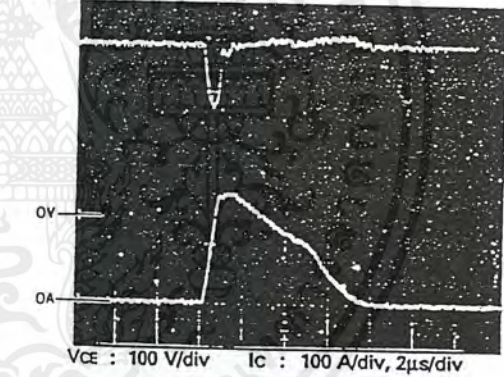
Waveforms at overcurrent



Input-Output waveforms



Waveforms at overcurrent



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

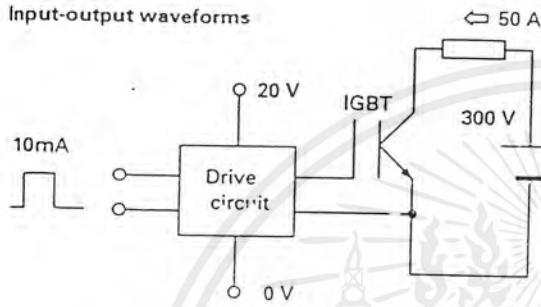
2 EXB841

Operating conditions

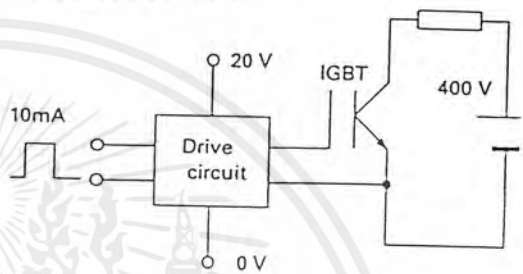
$V_{cc} = 20\text{ V}$, $I_{in} = 10\text{ mA}$, IGBT module: 2MB150-060

Test circuit

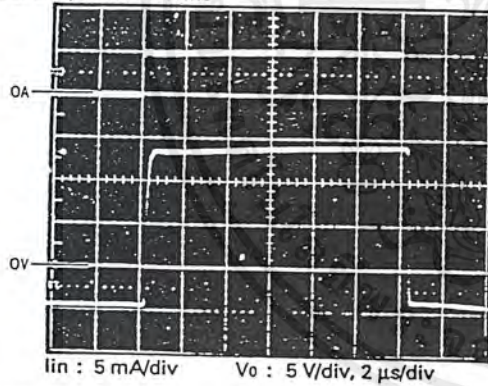
Input-output waveforms



Waveforms at overcurrent



Input-Output waveforms



Waveforms at overcurrent are the same as for EXB851.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP250/251/252/253 IRFP250R/251R/252R/253R

N-Channel Power MOSFET
Avalanche Energy Rated

August 1991

Features

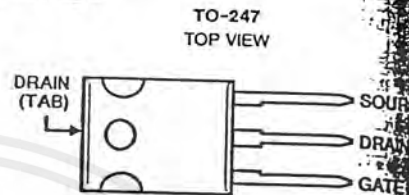
- 27A and 33A, 150V - 200V
- $r_{DS(on)} = 0.085\Omega$ and 0.120Ω
- Single Pulse Avalanche Energy Rated*
- SOA Is Power-Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance

Description

The IRFP250, IRFP251, IRFP252, and IRFP253 are n-channel enhancement-mode silicon-gate power field-effect transistors. IRFP250R, IRFP251R, IRFP252R, and IRFP253R types are advanced power MOSFETs designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching converters, motor drivers, relay drivers, and drivers for high-power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate-drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

The IRFP types are supplied in the JEDEC TO-247 plastic package.

Package



Terminal Diagram

N-CHANNEL ENHANCEMENT MODE



Absolute Maximum Ratings ($T_C = +25^\circ\text{C}$), Unless Otherwise Specified

	IRFP250 IRFP250R	IRFP251 IRFP251R	IRFP252 IRFP252R	IRFP253 IRFP253R
Drain-Source Voltage (1) V_{DS}	200	150	200	150
Drain-Gate Voltage ($R_{GS} = 20k\Omega$) (1) V_{DGR}	200	150	200	150
Continuous Drain Current				
$T_C = +25^\circ\text{C}$ I_D	33	33	27	27
$T_C = +100^\circ\text{C}$ I_D	21	21	17	17
Pulsed Drain Current (3) I_{DM}	130	130	110	110
Gate-Source Voltage V_{GS}	± 20	± 20	± 20	± 20
Maximum Power Dissipation				
$T_C = +25^\circ\text{C}$ P_D	180	180	180	180
Linear Derating Factor	1.44	1.44	1.44	1.44
Inductive Current, Clamped (See Figure 14, $L = 100\mu\text{H}$) I_{LM}	120	120	100	100
Single Pulse Avalanche Energy Rating (4) E_{as}^*	810	810	810	810
Operating and Storage Junction Temperature Range T_J, T_{STG}	-55 to +150	-55 to +150	-55 to +150	-55 to +150
Maximum Lead Temperature for Soldering (0.063" (1.6mm) from case for 10s) T_L	300	300	300	300

NOTES:

1. $T_J = +25^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$.
2. Pulse Test: Pulse width $\leq 300\mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2\%$.

3. Repetitive Rating: Pulse width limited by max. junction temperature and Transient Thermal Impedance Curve (Figure 5).

4. $V_{DD} = 50\text{V}$, starting $T_J = +25^\circ\text{C}$, $L = 1.1\text{mH}$, $R_{GS} = 50\Omega$, $I_{PEAK} = 33\text{A}$. See Figure 15.

* R Suffix Types Only

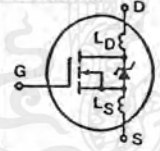
CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge. Proper I.C. handling procedures should be followed.
Copyright © Harris Corporation 1991

File Number

IRFP250, IRFP251, IRFP252, IRFP253 IRFP250R, IRFP251R, IRFP252R, IRFP253R

Electrical Characteristics $T_C = +25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITIONS	LIMITS			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
Drain-Source Breakdown Voltage IRFP250/252, IRFP250R/252R IRFP251/253, IRFP251R/253R	BV _{DSS}	V _{GS} = 0V, I _D = 250 μ A	200	-	-	V
			150	-	-	V
Gate Threshold Voltage	V _{GS(TH)}	V _{DS} = V _{GS} , I _D = 250 μ A	2.0	-	4.0	V
Gate-Source Leakage Forward	I _{GSS}	V _{GS} = 20V	-	-	500	nA
Gate-Source Leakage Reverse	I _{GSS}	V _{GS} = -20V	-	-	-500	nA
Zero Gate Voltage Drain Current	I _{DSS}	V _{DS} = Max Rating, V _{GS} = 0V	-	-	250	μ A
		V _{DS} = Max Rating x 0.8, V _{GS} = 0V, T _C = +125 $^\circ$ C	-	-	1000	μ A
On-State Drain Current (Note 2) IRFP250/251, IRFP250R/251R IRFP252/253, IRFP252R/253R	I _{D(ON)}	V _{DS} > I _{D(ON)} x r _{DS(ON)} Max, V _{GS} = 10V	33	-	-	A
			27	-	-	A
Static Drain-Source On-State Resistance (Note 2) IRFP250/251, IRFP250R/251R IRFP252/253, IRFP252R/253R	r _{DS(ON)}	V _{GS} = 10V, I _D = 17A	-	0.07	0.085	Ω
			-	0.09	0.120	Ω
Forward Transconductance (Note 2)	g _{fs}	V _{DS} \geq 50V, I _D = 17A	13	19	-	S(V)
Input Capacitance	C _{ISS}	V _{GS} = 0V, V _{DS} = 25V, f = 1.0MHz	-	2000	-	pF
Output Capacitance	C _{OSS}	See Figure 10	-	800	-	pF
Reverse Transfer Capacitance	C _{RSS}		-	300	-	pF
Turn-On Delay Time	t _{d(ON)}	V _{DD} = 100V, I _D = 30A, R _G = 6.2 Ω	-	18	30	ns
Rise Time	t _r	See Figure 16. (MOSFET switching times are essentially independent of operating temperature)	-	125	180	ns
Turn-Off Delay Time	t _{d(OFF)}		-	70	100	ns
Fall Time	t _f		-	80	120	ns
Total Gate Charge (Gate-Source + Gate-Drain)	Q _g	V _{GS} = 10V, I _D = 30A, V _{DS} = 0.8 Max Rating. See Figure 17 for test circuit. (Gate charge is essentially independent of operating temperature.)	-	79	120	nC
Gate-Source Charge	Q _{gs}		-	12	-	nC
Gate-Drain ("Miller") Charge	Q _{gd}		-	42	-	nC
Internal Drain Inductance	L _D	Measured between the contact screw on header that is closer to source and gate pins and center of center of die.	-	5.0	-	nH
Internal Source Inductance	L _S	Measured from the source lead, 6mm (0.25") from header and source bonding pad.	-	12.5	-	nH
Junction-to-Case	R _{θJC}		-	-	0.70	$^\circ\text{C/W}$
Case-to-Sink	R _{θCS}	Mounting surface flat, smooth and greased	-	0.1	-	$^\circ\text{C/W}$
Junction-to-Ambient	R _{θJA}	Free air operation	-	-	30	$^\circ\text{C/W}$



Source Drain Diode Ratings and Characteristics

Continuous Source Current (Body Diode)	I _S	Modified MOSFET symbol showing the integral reverse P-N junc. rectifier.	-	-	33	A
Pulse Source Current (Body Diode) (Note 3)	I _{SM}		-	-	130	A
Diode Forward Voltage (Note 2)	V _{SD}	T _J = +25 $^\circ$ C, I _S = 33A, V _{GS} = 0V	-	-	2.0	V
Reverse Recovery Time	t _{rr}	T _J = +25 $^\circ$ C, I _F = 30A, dI _F /dt = 100A/ μ s	140	-	630	ns
Reverse Recovered Charge	Q _{RR}	T _J = +25 $^\circ$ C, I _F = 30A, dI _F /dt = 100A/ μ s	1.8	-	8.1	μ C
Forward Turn-on Time	t _{ON}	Intrinsic turn-on time is negligible. Turn-on speed is substantially controlled by L _S + L _D .	-	-	-	-

- NOTES: 1. T_J = +25 $^\circ$ C to +150 $^\circ$ C
 2. Pulse Test: Pulse width \leq 300 μ s, Duty Cycle \leq 2%
 3. Repetitive Rating: Pulse width limited by max. junction temperature. See Transient Thermal Impedance Curve (Figure 5)
 4. V_{DD} = 50V, Start T_J = +25 $^\circ$ C, L = 1.1mH, R_{GS} = 50 Ω , I_{PEAK} = 33A (See Figure 15)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

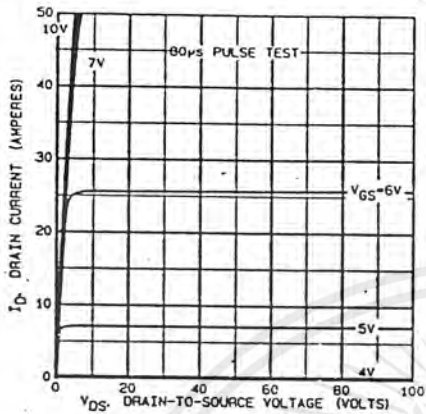


FIGURE 1. TYPICAL OUTPUT CHARACTERISTICS

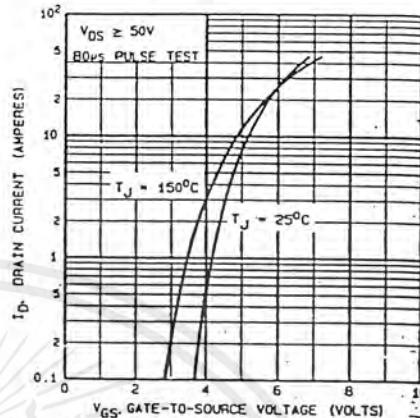


FIGURE 2. TYPICAL TRANSFER CHARACTERISTICS

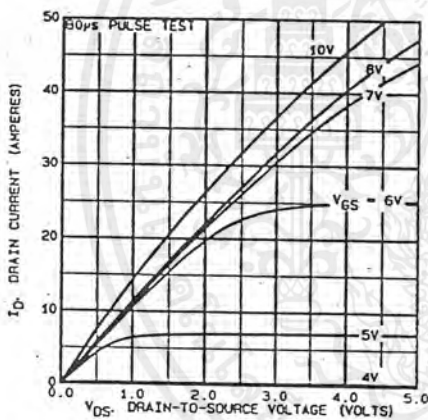


FIGURE 3. TYPICAL SATURATION CHARACTERISTICS

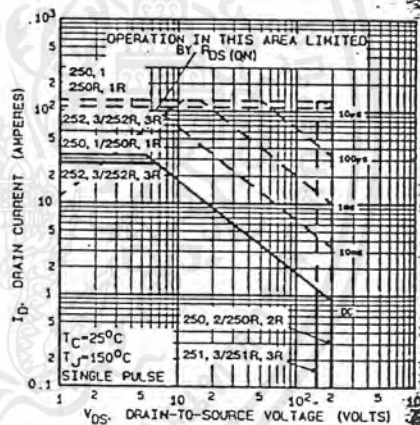


FIGURE 4. MAXIMUM SAFE OPERATING AREA

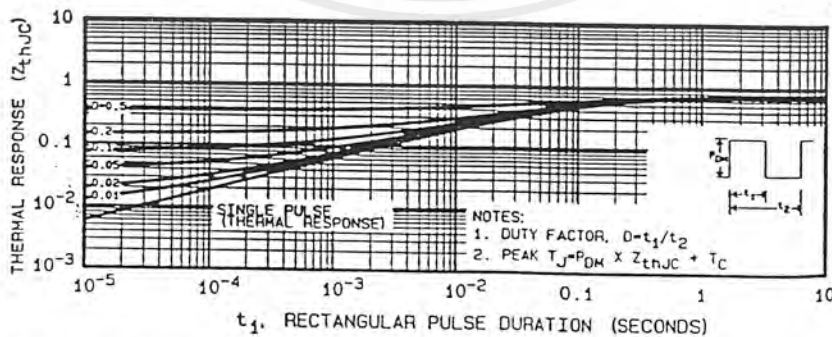


FIGURE 5. MAXIMUM EFFECTIVE TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE, JUNCTION-TO-CASE vs PULSE DURATION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

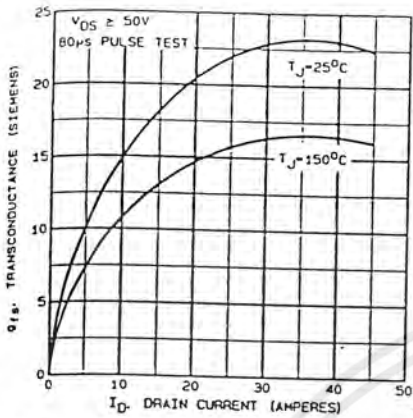


FIGURE 6. TYPICAL TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

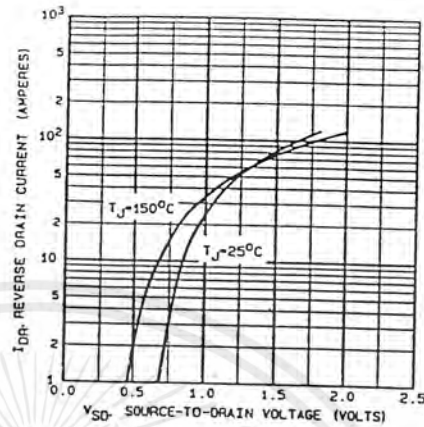


FIGURE 7. TYPICAL SOURCE-DRAIN DIODE FORWARD VOLTAGE

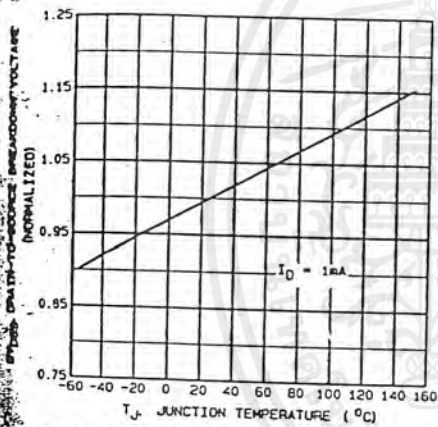


FIGURE 8. BREAKDOWN VOLTAGE vs TEMPERATURE

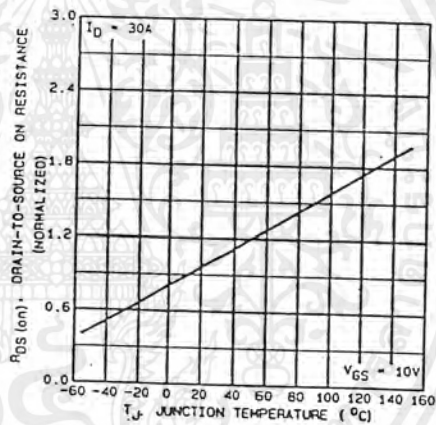


FIGURE 9. NORMALIZED ON-RESISTANCE vs TEMPERATURE

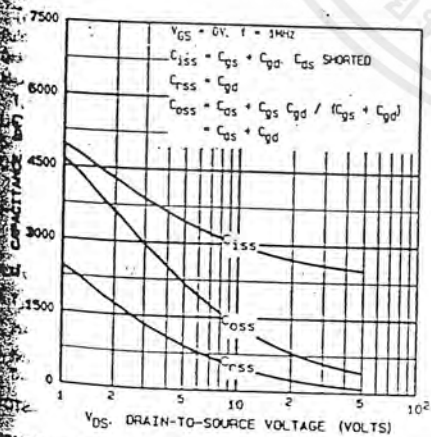


FIGURE 10. TYPICAL CAPACITANCE vs DRAIN-TO-SOURCE VOLTAGE

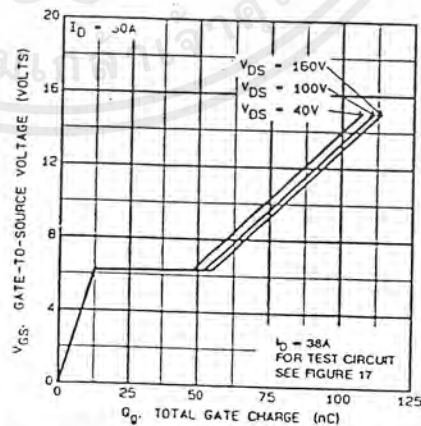


FIGURE 11. TYPICAL GATE CHARGE vs GATE-TO-SOURCE VOLTAGE

4
N-CHANNEL
POWER MOSFETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

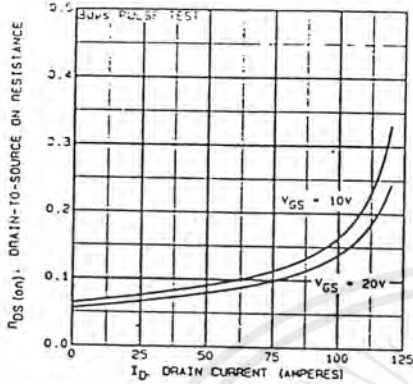


FIGURE 12. TYPICAL ON RESISTANCE vs DRAIN CURRENT

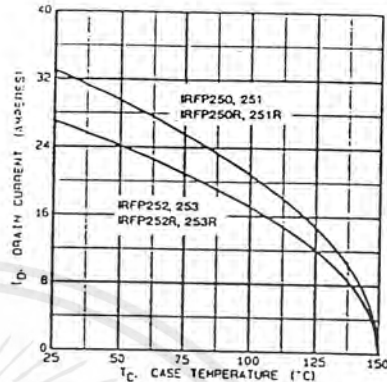


FIGURE 13. MAXIMUM DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

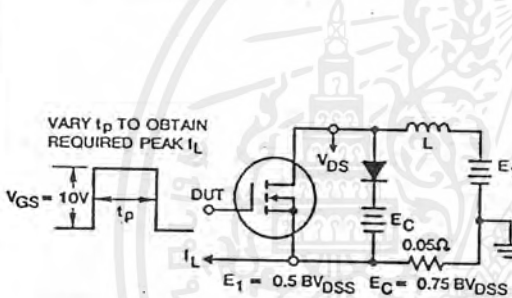


FIGURE 14a. CLAMPED INDUCTIVE TEST CIRCUIT

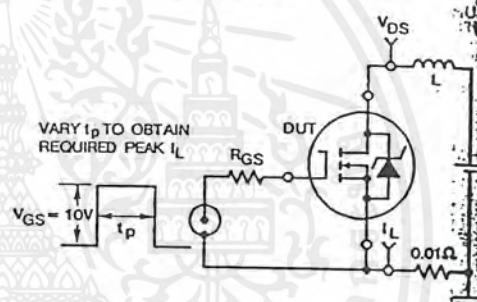


FIGURE 15a. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

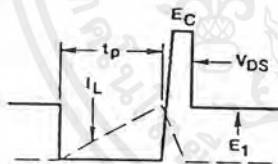


FIGURE 14b. CLAMPED INDUCTIVE WAVEFORMS



FIGURE 15b. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

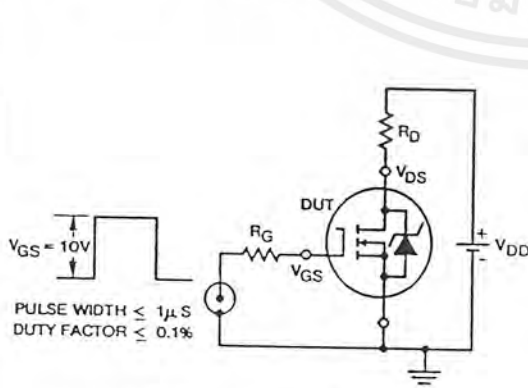


FIGURE 16. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

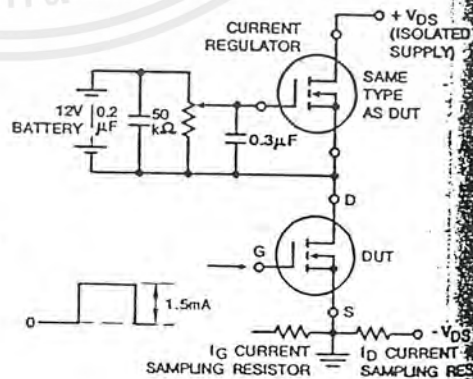


FIGURE 17. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ บิดา มารดา ที่ให้กำเนิดและสนับสนุนเรื่องของการศึกษา และ
โครงการนี้สามารถสำเร็จลงได้ด้วยดี โดยได้รับความช่วยเหลือสนับสนุน และอำนวยความสะดวก
จากหลายท่าน ผู้จัดทำ ขอกล่าวขอบพระคุณ อ.ศุภิต สุขสวัสดิ์ ที่ช่วยให้คำปรึกษาแนะนำ
ให้แง่คิดต่างๆ และให้ความช่วยเหลือในทุก ๆ ด้าน ดร.วิจิตร กิณเรศ ที่ช่วยให้คำปรึกษาและ
อำนวยความสะดวกเกี่ยวกับเครื่องมือวัดกำลังไฟฟ้า FLUKE 41B กลุ่มโครงการ Optimal Design
of Small Transformer 2542 ที่ช่วยพันตัวเหนียวนำ ฐาน โกวิทยาการช่าง ที่ช่วยประกอบตัวเหนียวนำ
และฐานรองแบตเตอรี่ ภาควิศวกรรมไฟฟ้า สจล. ที่สนับสนุนเครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการ
ทดลอง รวมทั้งห้องสมุดที่เป็นแหล่งสนับสนุนด้านตำราและหนังสืออ้างอิง และคุณมยุรา พุ่มแก้วที่
ช่วยพิมพ์ปฏิญญาฉินท์ จึงขอกราบขอบพระคุณบุคคลทุกท่านไว้ ณ โอกาสนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] พิชิต ดำยอง, “เครื่องจักรกลไฟฟ้า 1”, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2537, หน้า 1-10
- [2] สุวัฒน์ คั่น, “เทคนิคและการออกแบบสวิตซ์িংเพาเวอร์ซัพพลาย”, เอนเทลไทย, 2538 หน้า 53-68, 78-88
- [3] Daniel W.Hart, “Introduction to power electronics”, Prentice-Hall International, Inc., 1997, pp. 17-53, 125-137, 141, 149-151
- [4] Ned Mohan, Troe M. Undeland and William P. Robbins, “Power electronics Converters, Application, and Design”, second edition, John Wiley & Sons, Inc., 1995, pp. 33-58, 468-471, 477
- [5] John Webb, Kevin Greshock, “Industrial Control Electronics”, Merrill An Imprint of Macmillan Publishing Company New York, 1992, pp. 400-427
- [6] J. Michael Jacob, “Industrial Control Electronics Application and Design”, Prentice-Hall International, Inc., 1988, pp. 279-327
- [7] A.K.S. Bhat, S.B. Dewan, “DC-to-Utility interface using sinewave resonant inverter”, IEE Proceedings, vol. 135, Pt. B, No. 5, September 1988, pp. 193-201
- [8] Robert F. Coughlin, Frederick F. Driscoll, “Operational Amplifiers & Linear Integrated Circuits”, Prentice-Hall International, Inc., 1987, pp. 328-331