



แหล่งจ่ายไฟสำรอง

UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY

โดย

นาย เฉลิมชัย วัฒนาพิทักษ์วงศ์
นาย ชัยรัตน์ ตันพิสุทธิ
นาย วิรัตน์ จงเกษมสุข
นาย สกล พงศ์วรทรัพย์
นาย สฤณี เบ็ญกุล
นาย สมนึก ประเทืองสุขพงษ์

วัน เดือน ปี... ๑๑.๑๑.๒๕๔๐
เลขทะเบียน... ๐๓๗๐๔๗
เลขเรียกหนังสือ... T ๑๘๑๔-๐ น ๔๗๗ น.

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา ๒๕๓๘

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

037047

ปีการศึกษา 2538

แหล่งจ่ายไฟสำรอง

UPS



อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. จงรักษ์ บุญเลี้ยง

อ. สมภพ ผลไม้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาบัตรปีการศึกษา 2538

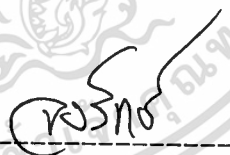
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง แหล่งจ่ายไฟสำรอง

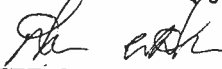
ผู้จัดทำ

1. นาย เฉลิมชัย วัฒนาพิทักษ์วงศ์
2. นาย ชัยรัตน์ ตันพิสุทธิ์
3. นาย วิรัตน์ จงเกษมสุข
4. นาย สกกล พงศ์วรทรัพย์
5. นาย สฤษดิ์ เบ็ญกุล
6. นาย สมนึก ประเทืองสุขพงษ์



..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ. จงรักษ์ บุญเส็ง)



..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ. สมภพ ผลไม้)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟสำรอง

นาย เฉลิมชัย	วัฒนาพิทักษ์วงศ์
นาย ชัยรัตน์	คันทนพิสุทธิ
นาย วิรัตน์	จงเกษมสุข
นาย สกล	พงศ์วรทรัพย์
นาย สฤษดิ์	เบ็ญญกุล
นาย สมนึก	ประเทืองสุขพงษ์
ผศ. จงรักษ์ บุญเส็ง	อาจารย์ที่ปรึกษา
อ. สมภพ ผลไม้	อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2538	

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เสนอผลการวิจัยและพัฒนา แหล่งจ่ายไฟสำรอง 1 เฟส ขนาด 3 KVA ซึ่งใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แบบ โมดูลและเพาเวอร์เอสซีอาร์แบบ โมดูลเป็นอุปกรณ์สวิตซ์ ตัดต่อทางเพาเวอร์ในวงจรอินเวอร์เตอร์และคอนเวอร์เตอร์ตามลำดับการจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับ โหลดในขณะที่ไฟดับ สามารถทำได้ในระยะเวลา 15 นาทีที่ค่าพิกัด โหลดเต็มกำลังทางเอซีเอทพุท เอซีเอทพุท โวลต์เฉลี่ยลักษณะคลื่นขายนเวฟนี้จะได้จากอินเวอร์ชันิตที่มีการมอดูเลทคลื่น โดย อาศัยเทคนิคการกำจัดฮาร์โมนิกในลักษณะเช่นนี้จะทำให้เอทพุท โวลต์เต็มมีฮาร์โมนิกต่ำ ส่วน ทรานเฟอร์สวิตซ์ของแหล่งจ่ายไฟต่อเนื่องนี้สามารถทำงานในโหมดออนไลน์ โหมดเบ็คอัพ หรือ โหมดคองกันระบบได้อย่างดี โดยจะขึ้นอยู่กับสภาวะทางไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟต่อเนื่องที่เกิดขึ้นใน ขณะนั้น ซึ่งระบบควบคุมทั้งหมดของแหล่งจ่ายไฟสำรองนี้ถูกควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ 68HC11 ซึ่งทำให้ง่ายต่อการวิจัยและพัฒนาแหล่งจ่ายไฟสำรองนี้ต่อไปในอนาคต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY

CHALOEMCHAI WATTANAPITAKWONG

CHAIRAT TANPISUT

WIRAT JONGKASEMSOUK

SAKOL PONGVORA

SLID BENGUEN

SOMNUK PRATHEUNGSUKPONG

ASST. PROF. JONGRAK BOONSAENG ADVISOR

SOMPOB POLMAI ADVISOR

ABSTRACT

THIS PROJECT CONCERNS THE RESEARCH AND DEVELOPMENT OF A SINGLE PHASE 3 KVA UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY, USING POWER TRANSISTOR MODULES AND POWER SCR MODULES AS POWER SWITCHING DEVICES IN THE INVERTER CIRCUIT AND CONVERTER CIRCUIT RESPECTIVELY. THE BACKUP TIME OF THE POWER AC OUTPUT IS 15 MINUTES. THE SINUSOIDAL AC OUTPUT VOLTAGE IS OBTAINED FROM MODULATION OF THE INVERTER WHICH USES HARMONICS ELIMINATION TECHNIC. THIS RESULTS IN LOW HARMONIC AC OUT VOLTAGE . THE TRANSFER SWITCH OF UPS CAN PERFORM SUCCESSFULLY IN ON-LINE MODE, BACK UP MODE OR SYSTEM PROTECTION MODE DEPENDING ON THE ELECTRICAL CONDITION OF THE UPS OCCURING CONTROLLED BY 68HC11 MICROCONTROLLER THAT BEING EASY FOR RESEARCH AND DEVELOPMENT THIS UPS IN THE FUTURES.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	บทคัดย่อ	I
	ABSTRACT	II
	สารบัญรูป	III
	สารบัญ	หน้า
บทที่ 1	บทนำ	1
บทที่ 2	อินเวอร์เตอร์	4
2.1	ทฤษฎีในการสร้างพีคบัลลิวเอ็มชานน์เวฟอินเวอร์เตอร์	4
2.2	วงจรสร้างสัญญาณควบคุมพีคบัลลิวเอ็ม	17
2.3	วงจรขับเบส	23
2.4	วงจรถูกำลัง	24
2.5	วงจรควบคุม	34
บทที่ 3	วงจรเรียงกระแส	43
3.1	ประเภทของวงจรเรียงกระแส	43
3.2	การออกแบบวงจรควบคุม	44
3.3	วงจรสร้างสัญญาณขับเคลื่อน	47
3.4	วงจรถูกำลัง	47
3.5	วงจรกรอง	47
บทที่ 4	แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิ่ง	49
4.1	ข้อดีข้อเสียแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิ่ง	49
4.2	หลักการทํางานเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิ่ง	51
4.3	ส่วนประกอบของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิ่ง	52
บทที่ 5	ทรานเฟอร์สวิตช์	81
5.1	การสับเปลี่ยนที่แรงดันศูนย์	83
5.2	ลำดับการทํางานของทรานเฟอร์สวิตช์	84
บทที่ 6	เครื่องอัดประจุแบตเตอรี่	94
6.1	ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับแบตเตอรี่	94
6.2	พารามิเตอร์ในการอัดประจุ	96

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่นโดยไม่ผ่านการอนุญาตจากทางมหาวิทยาลัย หากมีการนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ผ่านการอนุญาตจากทางมหาวิทยาลัย ถือว่าผิดกฎหมายและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำ

บทที่ 7	ไมโครคอลโทรลเลอร์	104
7.1	คุณสมบัติทางฮาร์ดแวร์	104
7.2	คุณสมบัติทางซอฟต์แวร์	104
7.3	โหมดการทำงานของ 68HC11	105
7.4	หลักการทํางาน	105
บทที่ 8	ผลการทดลอง	107
บทที่ 9	สรุป	112

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

เอกสารอ้างอิง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

III

สารบัญญภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสำรอง	3
รูปที่ 1.2 แสดง Power line diagram ของแหล่งจ่ายไฟสำรอง	3
รูปที่ 2.1 รูปคลื่นเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์	5
รูปที่ 2.2 รูปกราฟของ Rademacher Function	8
รูปที่ 2.3 ฟังก์ชันวอลซ์	10
รูปที่ 2.4 รูปของ 16 ลำดับแรกของฟังก์ชันวอลซ์แบบดิสครีต	11
รูปที่ 2.5 รูปสัญญาณพีดับบลิวเอ็มและฟังก์ชันวอลซ์ WAL(9,t)	15
รูปที่ 2.6 แสดงสถานะสวิทช์ภายในช่วง 360/1024 องศา	19
รูปที่ 2.7 แสดงวงจรสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มส่วนที่ 1	21
รูปที่ 2.8 แสดงวงจรสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มส่วนที่ 2	22
รูปที่ 2.9 วงจรขับเบส	23
รูปที่ 2.10 แสดงวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์	24
รูปที่ 2.11 ก) วงจรสมมูลย์การทำงานของทรานซิสเตอร์กับโพลดิอินดักชัน ข) กราฟคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ที่ทำงานสวิทช์ไม่มีการต่อสับเบอ ค) กราฟแสดงช่วงเทิร์น-ออน และเทิร์น-ออฟ ของทรานซิสเตอร์ แสดง แรงดัน,กระแส กับเวลา	26
รูปที่ 2.12 ก) วงจรสับเบอ ข) ช่วงเทิร์นออฟกับการทำงานของวงจรสับเบอ ค) รูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่มีการเลือกค่าตัวเก็บประจุต่างๆกัน	29
รูปที่ 2.13 แสดงช่วงความปลอดภัยของทรานซิสเตอร์ที่มีการใช้ค่าตัวเก็บประจุใน วงจรสับเบอต่างๆกัน	30
รูปที่ 2.14 แสดงวงจร Low Pass Filter	32
รูปที่ 2.15 แสดงหลักการทำงานของวงจรควบคุม	35
รูปที่ 2.16 แสดงการควบคุมโดยใช้วงจรชอปเปอร์ที่แรงดันไฟตรงขาเข้าของ อินเวอร์เตอร์	36
รูปที่ 2.17 แสดงการควบคุมโดยการควบคุมภายในอินเวอร์เตอร์	37
รูปที่ 2.18 บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมชนิดพี	38
รูปที่ 2.19 การตอบสนองของตัวควบคุมชนิดพีต่อความคลาดเคลื่อนแบบขั้น	39
รูปที่ 2.20 บล็อกไดอะแกรมของการแก้ค่าความคลาดเคลื่อนแบบพี	39

IV

รูปที่ 2.21 บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมชนิดพีไอ	40
รูปที่ 2.22 การตอบสนองของตัวควบคุมชนิดพีไอต่อความคลาดเคลื่อนแบบขั้น	41
รูปที่ 2.23 บล็อกไดอะแกรมของการแก้ค่าความคลาดเคลื่อนแบบพีไอ	41
รูปที่ 2.24 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมแบบ P & PI	42
รูปที่ 3.1 แสดงวงจรคลื่นที่ใช้ในโครงงานนี้	44
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรแปรปรังสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก	45
รูปที่ 3.3 อัลกอริทึมของวงจรควบคุม	46
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรเรียงกระแสโดยใช้ไอซี TCA785	48
รูปที่ 4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบ สวิตซ์ซิ่ง	51
รูปที่ 4.2 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	54
รูปที่ 4.3 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	55
รูปที่ 4.4 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์	55
รูปที่ 4.5 ฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	56
รูปที่ 4.6 พูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	57
รูปที่ 4.7 แสดงวงจรพื้นฐานของฮาร์บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	57
รูปที่ 4.8 เมื่อ Q_1 นำกระแสและ Q_2 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(SAT)}$ และแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} / 2 - V_{CE(SAT)}$	58
รูปที่ 4.9 เมื่อ Q_1 นำกระแสและ Q_2 แรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(SAT)}$ เช่นเดียวกันและแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in} / 2 - V_{CE(SAT)}$	59
รูปที่ 4.10a แสดงลักษณะของการไม่สมมาตรฟลักซ์เนื่องจาก Q_1 ใช้เวลานาน กระแสมากกว่า Q_2	60
รูปที่ 4.10b แสดงผลของการต่อตัวเก็บประจุลือกถึง C_b เข้ามาในวงจรเพื่อ ลดการไม่สมมาตรฟลักซ์	60
รูปที่ 4.11 แสดงลักษณะของการเกิดความขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมขดไฟมาส์ เมื่อต่อตัวเก็บประจุลือกถึง C_b คั่นเข้ามาในวงจร	61
รูปที่ 4.12 แสดงการหน่วงช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ เนื่องจากประจุสะสมเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวเริ่มนำ ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น กระแสจะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสพร้อมกัน ทุกครั้งที่มีการ 64 ไปใช้

V

รูปที่ 4.13	แสดงการกำหนดค่าเวลาเมื่อ T_d ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	64
รูปที่ 4.14	แสดงลักษณะของกระแสที่ไหลผ่านไดโอด และเอาต์พุตใช้ค	65
รูปที่ 4.15	แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุม จากแรงดัน	68
รูปที่ 4.16	แสดงวงจรพื้นฐานของการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุม จากกระแส	70
รูปที่ 4.17	แสดงวงจรควบคุมเพื่อตัดด้วยวงจรขยายความแตกต่างออกและกำหนด แรงดันอ้างอิง v_r ที่ขาอินเวอร์ตของวงจรเปรียบเทียบแทน	71
รูปที่ 4.18	PWM control circuit	72
รูปที่ 4.19	ส่วนประกอบภายใน TL494	73
รูปที่ 4.20	Timing diagram wave form ของ TL 494	74
รูปที่ 4.21	แสดงการทำงานของ output voltage	75
รูปที่ 4.22	แสดงการคำนวณค่ากระแสที่จำกัด	76
รูปที่ 4.23	แสดงวงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตซ์ซึ่ง	77
รูปที่ 5.1	แสดงบล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายไฟสำรอง	81
รูปที่ 5.2	แสดงรูปสัญญาณที่โหลดได้รับขณะที่ไฟไลน์มีความผิดปกติ	82
รูปที่ 5.3	แสดงแรงดันของอินเวอร์เตอร์และไลน์ ในกรณีที่มีเฟสตรงกันข้ามแต่ แรงดันไม่เท่ากัน	84
รูปที่ 5.4	แสดงลำดับการทำงานของทรานเฟอ์สวิตซ์ ซึ่งมีการสับเปลี่ยนเมื่อ อินเวอร์เตอร์มีแรงดันตก แรงดันเกิน	85
รูปที่ 5.5	ลำดับการทำงานของทรานเฟอ์สวิตซ์ซึ่งมีการสับเปลี่ยนเมื่อ อินเวอร์เตอร์เกิดการลัดวงจร	86
รูปที่ 5.6	ลำดับการทำงานของทรานเฟอ์สวิตซ์ ซึ่งมีการสับเปลี่ยนเมื่อ อินเวอร์เตอร์เกิดภาวะกระแสเกิน	87
รูปที่ 5.7	ลำดับการทำงานของทรานเฟอ์สวิตซ์ ซึ่งมีการสับเปลี่ยนเมื่อ อินเวอร์เตอร์เกิดภาวะกระแสเกิน (Inrush current)	89
รูปที่ 5.8	แสดงวงจรของส่วนตรวจจับแรงดันของทรานเฟอ์สวิตซ์	91
รูปที่ 5.9	แสดงวงจรตรวจจับกระแสของทรานเฟอ์สวิตซ์	92

VI

รูปที่ 5.10 แสดงวงจรส่วนตรวจจับแรงดันศูนย์ ชับเกต และกำลัง	93
รูปที่ 6.1 วงจรกำลังเครื่องอัดประจุแบตเตอรี่	100
รูปที่ 6.2 แสดงการทำงานของไอซี TCA785	102
รูปที่ 6.3 วงจรควบคุมการอัดประจุแบตเตอรี่แบบ voltage constant	103
รูปที่ 8.1 ก) แสดงสัญญาณทริกที่ขับทรานซิสเตอร์	
ข) แสดงสัญญาณทริกที่ออกจากหน่วยความจำอีพรอม	107
รูปที่ 8.2 แสดงสเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ขับทรานซิสเตอร์	107
รูปที่ 8.3 แสดงค่าแรงดัน r.m.s ของฮาร์โมนิกส์ต่างๆ	108
รูปที่ 8.4 แสดงคลื่นแรงดันที่จ่ายโหลดความต้านทาน 145 V,8 A	108
รูปที่ 8.5 แสดงสเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดันที่จ่ายโหลดความต้านทาน 145 V,8A	109
รูปที่ 8.6 แสดงค่าแรงดัน r.m.s ของฮาร์โมนิกส์ต่างๆ	109
รูปที่ 8.7 แสดงคลื่นสัญญาณหันเลื่อยที่ TCA785 สร้างขึ้นเปรียบเทียบกับสัญญาณชายนของไลน์	110
รูปที่ 8.8 แสดงสัญญาณที่ไทริกมอสเฟส	110
รูปที่ 8.9 แสดงสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ออกจาก TL494	111
รูปที่ 8.10 แสดงสัญญาณขับเคลื่อนของมอสเฟตตัวที่ 1 และ 2	111

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1 บทนำ

ความเจริญทางด้านเทคโนโลยีสมัยใหม่ในปัจจุบันได้ส่งผลให้มีการพัฒนาอุปกรณ์และเครื่องมือต่างๆ โดยอุปกรณ์เหล่านี้มีการทำงานที่สลับซับซ้อนและละเอียดอ่อนมากจึงมีความจำเป็นจะต้องมีแหล่งพลังงานไฟฟ้าที่มีเสถียรภาพที่ดีและมีความต่อเนื่องอยู่ตลอดเวลาที่ใช้ งาน ซึ่งหมายถึงว่าหากพลังงานไฟฟ้าขาดเสถียรภาพ ขาดความต่อเนื่องก็ย่อมจะส่งผลให้ อุปกรณ์เหล่านี้หยุดทำงานหรืออาจจะเสียหายได้ อันจะก่อให้เกิดผลเสียกับระบบการ ทำงานโดยส่วนรวมได้ ซึ่งจะทำให้สูญเสียเวลา โอกาส และเกิดความเสียหายเปรียบในเชิงธุรกิจ ด้วย

ในรายงานฉบับนี้ ได้อธิบายวิธีการออกแบบ และพัฒนา ระบบแหล่งจ่ายไฟสำรอง โดยมีส่วนประกอบดังนี้

1.) ส่วนอินเวอร์เตอร์ ซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์สวิทซ์ชิ่ง และใช้ทฤษฎีอนุกรม พูเรียร์ในการกำจัดฮาร์โมนิกต่างๆ เพื่อให้ได้รูปแบบของคลื่นพีคดับลิวเอ็มต่างๆตามค่า มอดดูเรชั่นอินเด็ก (Modulation index) โดยในการแก้มการไม่เชิงเส้นนั้นได้ใช้วิธี นิวตัน-ราฟสัน ในการแก้มการ และใช้การสังเกตของผลเฉลยของสมการไม่เชิงเส้นในการสมมุติค่าเริ่มต้น ในส่วนอินเวอร์เตอร์นี้จะมีการทำงานตลอดเวลาทำให้ได้ไฟฟ้ากระแสสลับที่มีคุณภาพสูง และมีเสถียรภาพที่ดี

2.) ส่วนทรานเฟอร์สวิทช์ ในระบบแหล่งจ่ายไฟสำรองในโครงการนี้ เป็นระบบออนไลน์ (On line) ดังนั้นส่วนอินเวอร์เตอร์จะมีการทำงานตลอดเวลา โดยในสภาวะปกติจะด้ รับพลังงานมาจากภาคเรกติฟาย แต่ในสภาวะผิดปกติ (Blackout) จะด้มาจากแบตเตอรี่ ดังนั้นส่วนทรานเฟอร์สวิทช์จะมีหน้าที่หลักคือ การป้องกันอุปกรณ์ไฟฟ้า โดยกรณีที่มีการใช้ กระแสเกินกว่ากำหนด หรือ ระบบแหล่งจ่ายไฟสำรองมีความร้อนในตัวเกินกว่ากำหนด ทรานเฟอร์สวิทช์จะโอนย้ายโหลดให้ไปใช้ไฟฟ้าจากการ ไฟฟ้าทันที

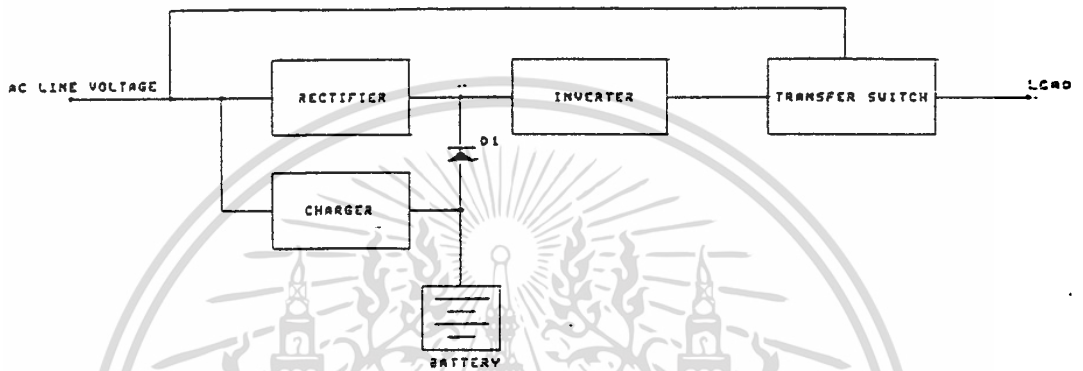
3.) ส่วนคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งใช้เพาเวอร์เอชซีอาร์เป็นอุปกรณ์สวิทซ์ชิ่ง และใช้วงจรเรียง กระแสแบบเต็มคลื่นชนิดควบคุมครึ่งหนึ่ง เนื่องจากมีแรงดันกระแสเพิ่มต่ำกว่าชนิดอื่น โดย

การควบคุมแรงดันไฟตรงที่เอาท์พุทเป็นแบบเฟสคอนโทรล ส่วนคอนเวอเตอร์นี้มีหน้าที่หลักคือจ่ายไฟกระแสตรงให้กับอินเวอร์เตอร์และเบตเตอร์รีชาร์ตเจอร์

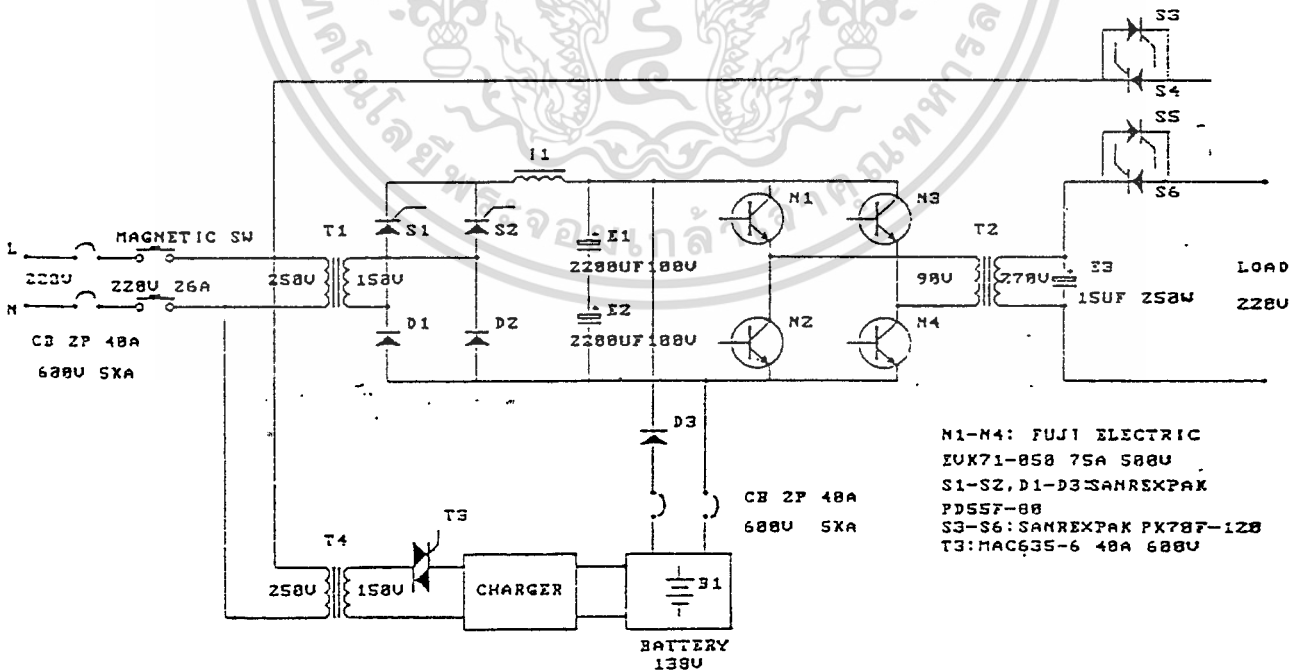
4.) แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตซ์ซึ่ง ทำหน้าที่จ่ายไฟเลี้ยงให้กับส่วนต่างๆในแหล่งจ่ายไฟสำรองนี้โดยใช้มอสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง และใช้วงจรแบบพืซพูลโดยมีไอซีเบอร์ TL 494 เป็นวงจรสร้างสัญญาณควบคุมซึ่งมีข้อดีคือทำให้ขนาดของเครื่องลดลงนอกจากนี้ประสิทธิภาพยังสูงขึ้นกว่าเดิม เนื่องจากมีการสูญเสียพลังงานน้อยลง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสำรอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม้ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น รูปที่ 1.2 แสดง Power line diagram ของแหล่งจ่ายไฟสำรอง

บทที่ 2

อินเวอร์เตอร์

2.1 ทฤษฎีในการสร้างพีดับลิวเอ็มชาน์เวฟอินเวอร์เตอร์

ในการสร้างสัญญาณพีดับลิวเอ็มชาน์เวฟ โดยทั่วไปจะใช้การคำนวณและโปรแกรมรูปแบบของสัญญาณไว้ล่วงหน้า โดยมุมของการสวิตช์จะถูกเลือกขึ้นมาเพื่อให้ฮาร์มอนิกที่ไม่ต้องการถูกกำจัดออกไป ในที่นี้จะใช้วิธีการกำจัดฮาร์มอนิกโดยใช้ฟังก์ชันวอลท์เสนอโดย Asumadu and Hoft

2.1.1 ทฤษฎีอนุกรมฟูเรียร์ในการกำจัดฮาร์มอนิกต่างๆ

จากนิยามทางคณิตศาสตร์ในอนุกรมฟูเรียร์ ได้นิยามไว้ว่าสัญญาณที่มีรูปคลื่นไม่ใช่ไซน์ จะสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการไซน์(sine)และคอส(cos) ที่มีความถี่ต่างๆกันคือ ความถี่พื้นฐาน(fundamental) และความถี่ฮาร์มอนิกส์ (harmonic) แต่ความถี่ที่นำไปใช้งานจริงๆคือความถี่พื้นฐาน ส่วนความถี่ฮาร์มอนิกส์จะก่อให้เกิดผลเสียต่อการทำงานในระบบไฟฟ้า ดังนั้นจึงเลือกที่จะกำจัดฮาร์มอนิกส์ต่างๆออกไป

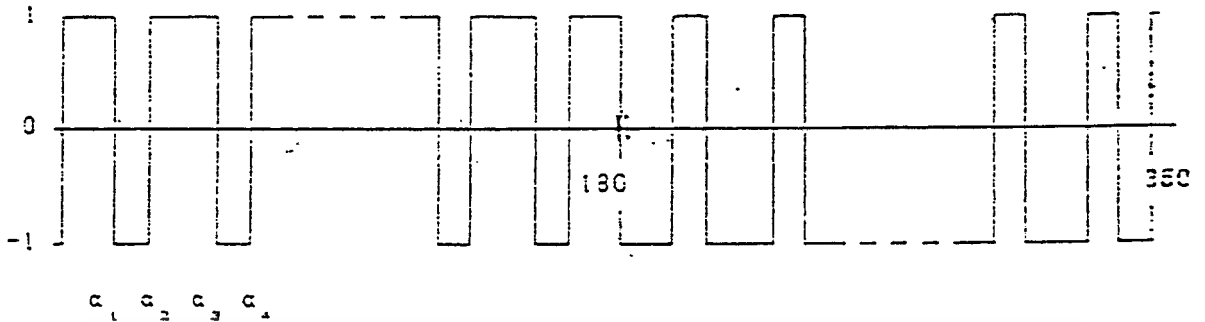
โดยสิ่งที่มีผลต่อการกำจัดฮาร์มอนิกส์คือ ตำแหน่งและจำนวนมุมทริกส์ โดยในบทนี้นั้นจะอธิบายถึงการนำทฤษฎีอนุกรมฟูเรียร์มาวิเคราะห์เพื่อหาตำแหน่งและจำนวนมุมทริกส์ในการกำจัดฮาร์มอนิกส์ต่างๆ

ในการกำจัดฮาร์มอนิกส์ต่างๆด้วยวิธี harmonic elimination จะกำหนดให้สัญญาณทริกส์เป็นฟังก์ชันคาบ โดยมีการสวิตช์จำนวน $2m+1$ ครั้งในครึ่งคาบ (โดย m เป็นจำนวนเต็มใดๆ) และลักษณะฟังก์ชันคาบเป็นไปตาม

$$f(\omega t) = -f(\omega t + \pi)$$

2.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1

ให้ α_k คือมุมสวิตช์ตัวที่ k จากอนุกรมฟูเรียร์

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)] \tag{2.2}$$

โดย n คือจำนวนเต็มบวกตั้งแต่ 1 ถึง ∞

a_n, b_n คือค่าคงที่ที่ขึ้นอยู่กับ n โดย

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \sin(n\omega t) d\omega t \tag{2.3}$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \cos(n\omega t) d\omega t \tag{2.4}$$

จากรูปจะเห็นว่า $f(\omega t)$ ในครึ่งคาบเขียนได้เป็น

$$f(\omega t) = (-1)^k \text{ โดย } 0 < k < 2m + 1 \tag{2.5}$$

จากคุณสมบัติการสมมาตรในครึ่งคาบ ดังนั้นค่า a_n, b_n เป็นดังนี้

$$a_n = \frac{2}{\pi} \sum_{k=0}^{2m} (-1)^k \int_{\alpha_k}^{\alpha_{k+1}} \sin(n\omega t) d(\omega t) \tag{2.6}$$

โดย

$$\alpha_0 = 0, \alpha_{2m+1} = \pi, \alpha_0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_{2m} < \alpha_{2m+1}$$

ดังนั้น

$$a_n = \frac{2}{\pi} \sum_{k=0}^{2m} (-1)^k [\cos(n\alpha_k) - \cos(n\alpha_{k+1})] \tag{2.7}$$

สามารถกระจายได้ดังนี้

$$a_n = \frac{2}{\pi} [\cos(n\alpha_0) - \cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_1) - \cos(n\alpha_2) + \cos(n\alpha_2) - \dots + \cos(n\alpha_{2m}) - \cos(n\alpha_{2m+1})]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 2m)+cos(nα_{2m})-cos(nα_{2m+1})| 2.8

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย $\cos(n\alpha_0) = 1, \cos(n\alpha_{2m+1}) = (-1)^n$ ดังนั้นจะได้

$$a = 2/n\pi \left[1 - (-1)^n + 2 \sum_{k=1}^{2m} (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \quad 2.9$$

ส่วนสมการหา b_n ได้ดังนี้

$$b_n = 2/n\pi \sum_{k=0}^{2m} (-1)^k \int_{\alpha_k}^{\alpha_{k+1}} \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad 2.10$$

$$b_n = 2/n\pi \sum_{k=0}^{2m} (-1)^k [\sin(n\alpha_{k+1}) - \sin(n\alpha_k)] \quad 2.11$$

$$b_n = 2/n\pi [-\sin(n\alpha_0) + \sin(n\alpha_1) + \sin(n\alpha_1) - \sin(n\alpha_2) - \sin(n\alpha_2) + \sin(n\alpha_3) + \sin(n\alpha_3) - \sin(n\alpha_4) \dots - \sin(n\alpha_{2m}) - \sin(n\alpha_{2m}) + \sin(n\alpha_{2m+1})] \quad 2.12$$

$$b_n = 2/n\pi [-\sin(n\alpha_0) + \sin(n\alpha_{2m+1}) + 2 \sum_{k=1}^{2m} (-1)^{k+1} \sin(n\alpha_k)] \quad 2.13$$

โดย $\sin(n\alpha_0) = 0, \sin(n\alpha_{2m+1}) = 0$ ดังนั้นจะได้

$$b_n = (-4/n\pi) \left[\sum_{k=1}^{2m} (-1)^k \sin(n\alpha_k) \right] \quad 2.14$$

เมื่อ n เป็นเลขคู่ จะได้ว่า

$$a_n = b_n = 0$$

เมื่อ n เป็นเลขคี่ จะได้ว่า

$$a_n = 4/n\pi \left[1 + \sum_{k=1}^{2m} (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \quad \text{โดย } n = 1, 3, 5, \dots \quad 2.15$$

$$b_n = -4/n\pi \left[\sum_{k=1}^{2m} (-1)^k \sin(n\alpha_k) \right] \quad \text{โดย } n = 1, 3, 5, \dots \quad 2.16$$

โดยการใช่วิธีการกำจัดฮาร์โมนิกส์ในโครงงานนี้ จะให้สัญญาณมีความสมมาตรกันในครึ่งคาบดังนั้นจะได้

$$f(\omega t) = f(\pi - \omega t) \quad 2.17$$

$$\text{ทำให้ได้ } \alpha_k = \pi - \alpha_{2m+1-k} \quad \text{เมื่อ } k = 1, 2, 3, \dots, m \quad 2.18$$

ดังนั้น

$$\sin(n\alpha_k) = \sin(n\alpha_{2m+1-k})$$

$$\cos(n\alpha_k) = -\cos(n\alpha_{2m+1-k})$$

จะได้ว่า

$$a_n = 4/n\pi [1 - \cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) - \cos(n\alpha_3) \dots - \cos(n\alpha_{2m-1}) + \cos(n\alpha_{2m})]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ $a_n = 4/n\pi [1 + 2 \sum_{k=1}^m (-1)^k \cos(n\alpha_k)]$ ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ 2.19 การค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังเป็นข้อแปลของเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$b_n = 4/n\pi [\sin(n\alpha_1) - \sin(n\alpha_2) + \dots + \sin(n\alpha_{2m-1}) - \sin(n\alpha_{2m})]$$

=0

2.20

จากค่า a_n, b_n แสดงให้เห็นว่า $f(\omega t)$ เป็นฟังก์ชันที่สมมาตรกันในครึ่งคาบ และมีคุณสมบัติตามสมการ 2.1 แล้ว $f(\omega t)$ จะเป็นฟังก์ชันในผลรวมของรูปคลื่น $\sin(\omega t)$ โดย n เป็นเลขคี่ ทำให้ได้ $f(t)$ เป็นดังนี้

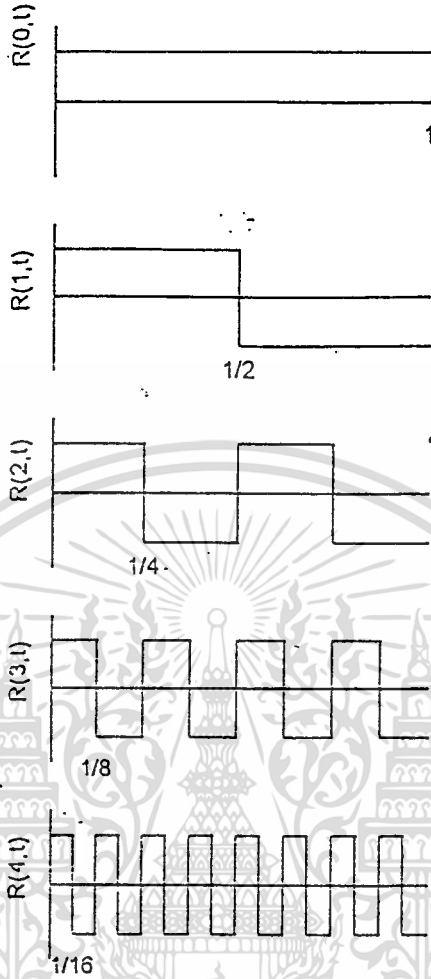
$$f(t) = \sum_{k=1}^{\infty} a_{2k-1} [(2k-1)\omega t]$$

โดยมี $a_n(a_{2k-1})$ เป็นขนาดของรูปคลื่นความถี่ใดๆ ซึ่งขึ้นอยู่กับมุมสัญญาณทริก เพราะฉะนั้นหากต้องการให้ฮาร์โมนิคส์ใดๆหายไป ก็ทำได้โดยให้ a_n มีค่าเป็น 0 แล้วแก้สมการหามุมทริกโดยมุมทริกที่หาได้นี้เป็นมุมทริกใน 1/4 คาบ

2.1.2 ฟังก์ชันวอลซ์ (Walsh Function)

ฟังก์ชันวอลซ์เป็นฟังก์ชันรากฐานแบบคงที่เป็นท่อน (piece-wise constant basis function) ชนิดหนึ่งซึ่งเสนอโดย Walsh ในปี 1932 ฟังก์ชันนี้จะก่อตัวเป็นกลุ่มลำดับของรูปสัญญาณสี่เหลี่ยมซึ่งมีขนาดได้เพียงสองค่าคือ 1 และ -1 ตลอดคาบเวลาฟังก์ชันนี้ก่อตัวเป็นเซตออร์โธโกนอลที่สมบูรณ์ ด้วยเหตุนี้ฟังก์ชันวอลซ์จึงสามารถใช้แทนสัญญาณในแนวทางเดียวกันกับอนุกรมฟูรีเยร์ และเนื่องจากค่าของฟังก์ชันนี้สอดคล้องกับระบบฐานสองในวงจรตรรกและการคำนวณทางดิจิทัลเป็นอย่างดี จึงมีข้อได้เปรียบในการคำนวณต่อฟังก์ชันแบบไซน์อย่างมาก

ฟังก์ชันวอลซ์ นั้นมีพื้นฐานจาก ฟังก์ชัน Redemacher ซึ่งมีรูปสัญญาณ ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 Rademacher Function

ฟังก์ชันวอลซ์สามารถหาได้จากฟังก์ชัน Rademacher โดยความสัมพันธ์ดังนี้

$$WAL(0,t)=R(0,t)$$

$$WAL(1,t)=R(1,t)$$

$$WAL(2,t)=R(2,t)^1 * R(1,t)^1$$

$$WAL(3,t)=R(2,t)^1 * R(1,t)^0$$

$$WAL(4,t)=R(3,t)^1 * R(2,t)^1 * R(1,t)^0$$

$$WAL(5,t)=R(3,t)^1 * R(2,t)^1 * R(1,t)^1$$

$$WAL(6,t)=R(3,t)^1 * R(2,t)^0 * R(1,t)^1$$

$$WAL(7,t)=R(3,t)^1 * R(2,t)^0 * R(1,t)^0$$

$$WAL(n,t)=R(q,t)^{g_{q-1}} * R(q-1,t)^{g_{q-2}} * R(q-2,t)^{g_{q-3}} \dots$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกฟังก์ชันที่พบบ่อยในเชิงพีชคณิตคือฟังก์ชันวอลซ์ ซึ่งใช้ประโยชน์ในการนำเอา

เมื่อ

$$q = \lceil \log_2 n \rceil + 1$$

2.22

โดย q คืออันดับสูงสุดของฟังก์ชัน Rademacher ที่ใช้ในการหาฟังก์ชันวอลซ์

โดยที่ค่าจาก $\{.,\}$ หมายถึงเอาค่าจำนวนเต็มที่สูงที่สุดของค่าภายในของมันและเป็นรหัสเกรย์ของเลขจำนวน n

ดังนั้นเราสามารถสร้างฟังก์ชันวอลซ์ได้จากฟังก์ชัน Rademacher ที่มีอยู่โดยเปลี่ยนเลขฐานสิบ n ให้เป็นเลขรหัสเกรย์แล้วแทนลงในสมการที่ (1). ตัวอย่างเช่นถ้าต้องการฟังก์ชันวอลซ์ WAL (15,t)

$$q = \lceil \log_2 15 \rceil + 1$$

$$= 4$$

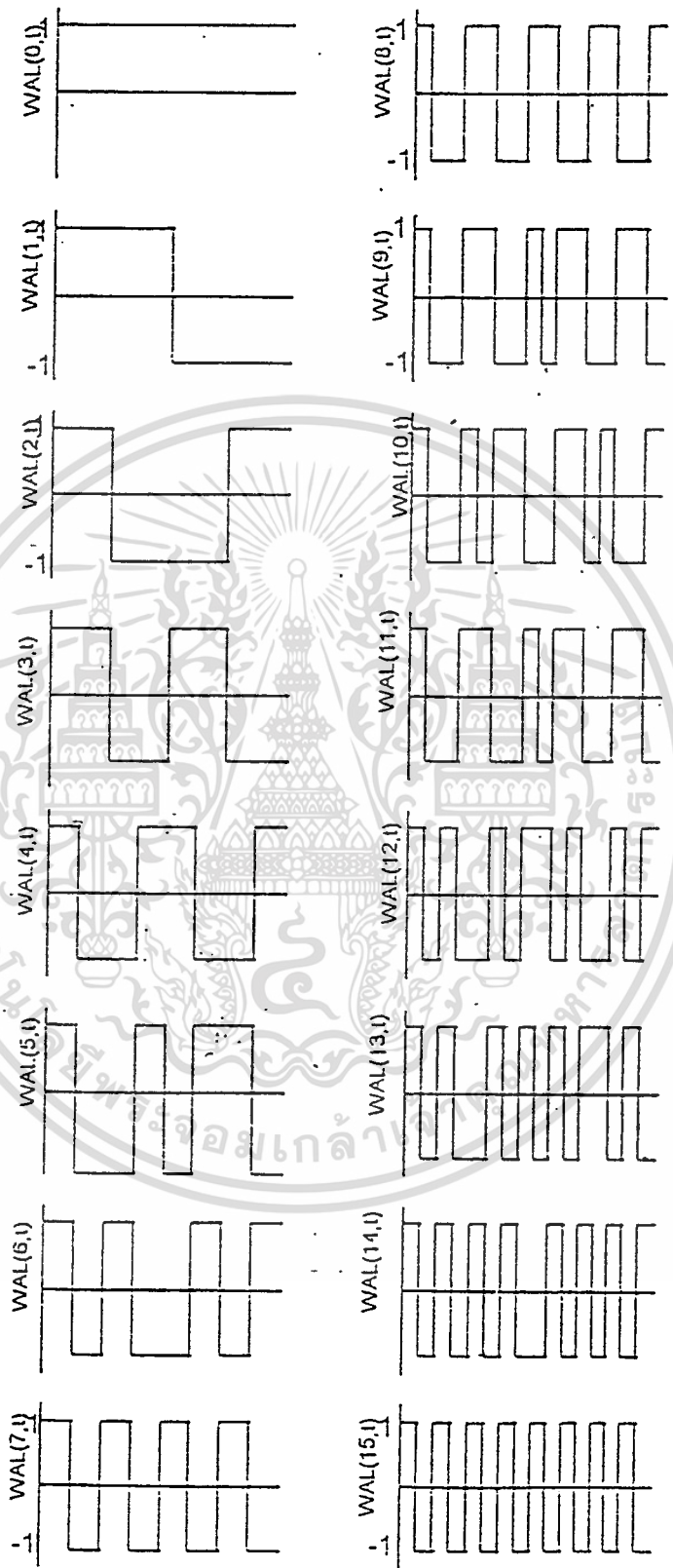
$$15 = \begin{matrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ | & | & | & | \\ g_3 & g_2 & g_1 & g_0 \end{matrix} g$$

และนั่นคือ

$$\text{WAL}(15,t) = R(4,t)^1 * R(3,t)^0 * R(2,t)^0 * R(1,t)^0$$

ดังนั้นสำหรับฟังก์ชันวอลซ์ 16 ลำดับแรกจึงสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.3 และโดยอาศัยการสุ่มตัวอย่างค่าข้อมูลของฟังก์ชันวอลซ์ WAL(n,t) ของรูปที่ 3 เป็นข้อมูลแบบดิสครีต $W(n,m)$ ซึ่งในหนึ่งคาบเวลาจะแบ่งออกเป็นเวลาย่อย (subinterval) M ช่วง ($M=16$ ในรูปที่ 3.) และ WAL(n,m) จะหมายถึงค่าของ WAL(n,t) ที่เวลาระหว่าง m/M และ $(m+1)/M$ ในหนึ่งคาบเวลาซึ่ง 16 ลำดับแรกของฟังก์ชันวอลซ์แบบดิสครีต ที่สอดคล้องกับรูปที่ 2.3 แสดงได้ดังรูปที่ 2.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.3 พังก์ชันวอลซ์

Order of Walsh	Sampling point															
	m															
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
n=0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
n=1	1	1	1	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
n=2	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1
n=3	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1
n=4	1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	1	1
n=5	1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	1	1	1	-1	-1
n=6	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	1
n=7	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1
n=8	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1
n=9	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	1	-1
n=10	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	1	-1	1	-1	-1	1
n=11	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	1	-1
n=12	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1
n=13	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	1	-1	1	-1
n=14	1	-1	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1
n=15	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1

รูปที่ 2.4 16 ลำดับแรกของฟังก์ชันวอลซ์แบบดิสครีต

การวิเคราะห์

จากการสมมติให้รูปสัญญาณพีดับบลิวเอ็มเอชอาร์ทพุท $f(t)$ มีแอมพลิจูด เป็นหนึ่งและสมมาตรที่เศษหนึ่งส่วนสี่ของคาบเวลาโดยมีขนาดแรงดันไฟฟ้าดีซีคงที่เป็นแหล่งจ่ายของอินเวอร์เตอร์ โดยใช้การกระจายฟูรีเยร์ รูปสัญญาณเอชอาร์ทพุท $f(t)$ แสดงได้ดังนี้

$$f(t) = \sum_{k=1}^K a_{2k-1} \sin[(2k-1)\omega t] \quad 2.23$$

เมื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 a_{2k-1} &= \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin[(2k-1)\omega t] d\omega t \\
 &= \frac{8}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{4}} f(t) \sin[(2k-1)\omega t] d\omega t
 \end{aligned} \tag{2.24}$$

ฟังก์ชันวอลซ์ซึ่งมีขนาดเพียงสองค่า คือ 1 และ -1 ตลอดในหนึ่งคาบเวลาจะช่วยให้การคำนวณมุมสวิตช์เพื่อการกำจัดฮาร์โมนิกทำได้ง่ายขึ้น ฟังก์ชันวอลซ์จะถูกใช้เพื่อแทนรูปสัญญาณเอาต์พุตพีดีบีบลิวเอ็ม $f(t)$ ได้ดังนี้

$$f(t) = \sum_{n=1}^N W_{4n-3} WAL(4n-3, t) \tag{2.25}$$

เมื่อ

$$W_{4n-3} = \int_0^1 f(t) WAL(4n-3, t) dt$$

จำนวนจำกัดสำหรับเทอม N ในสมการ 2.25 ขึ้นอยู่กับความแม่นยำที่ต้องการ N จะถูกเลือกให้เป็นจำนวนเต็มที่เกิดจากเลขสองยกกำลังจำนวนเต็ม ($N=2^p; p=1,2,\dots$) ถ้าใช้จำนวนเทอมมากค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยระหว่างสัญญาณที่ต้องการกับสัญญาณจริงก็จะต่ำ แต่ในทางปฏิบัติไม่มีความจำเป็นที่จะต้องใช้จำนวนเทอมเป็นจำนวนมาก Chen and sum ได้เสนอแนวคิดเกี่ยวกับเทอมเด่น “Dominant-term concept” ซึ่งระบุว่าเฉพาะจำนวนจำกัดของเทอมที่เด่นที่สุดที่เป็นสมาชิกของเซตที่สมบูรณ์ก็เพียงพอสำหรับการสังเคราะห์สัญญาณให้มีความผิดพลาดที่ยอมรับได้

โดยการเปลี่ยนแทนค่า $f(t)$ ในสมการ 2.24 ด้วยสมการ 2.25

$$\begin{aligned}
 a_{2k-1} &= \sum_{n=1}^N W_{4n-3} \left[\frac{8}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{4}} WAL(4n-3, \omega_0 t) \sin[(2k-1)\omega_0 t] d\omega t \right] \\
 &= \sum_{n=1}^N B_{2k-1,4n-3} W_{4n-3}
 \end{aligned} \tag{2.27}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ $\frac{8}{\pi}$ ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 $B_{2k-1,4n-3} = \frac{8}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{4}} WAL(4n-3, \omega_0 t) \sin[(2k-1)\omega_0 t] d\omega t$ 2.28
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นผู้ที่มีสิทธิ์แต่เพียงผู้เดียวของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำ

เมื่อ W_{4n-3} เป็นสัมประสิทธิ์ของวอลซ์ที่ $4n-3$ ของ $f(t)$ และ $B_{2k-1,4n-3}$ เป็นสัมประสิทธิ์ฮาร์โมนิคส์ที่ $2k-1$ ของฟังก์ชันวอลซ์ที่ $4n-3$ ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์นี้สามารถคำนวณได้โดยตรงจากสมการ 2.26 แต่ Siemens and Kitai ได้เสนอรูปแบบทั่วไปซึ่งเป็นวิธีที่มีประสิทธิภาพในการคำนวณมากกว่า โดยมีรูปทั่วไปดังนี้

$$B_{p,q} = 2(-1)^{g_0} (-j)^\alpha \left[\prod_{x=0}^{M_0-1} \cos\left(\frac{\pi p}{2^{x+1}} - \frac{\pi g_{x+1}}{2}\right) \right] \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi p}{2^{M_0}}\right)}{\frac{\pi p}{2^{M_0}}} \right] \quad 2.29$$

p เป็นอันดับของฮาร์โมนิคส์

q เป็นอันดับของฟังก์ชันวอลซ์

M_0 เป็นจำนวนบิตของเลขฐานสองที่ใช้แทน q

g_x เป็นบิตที่ x ของรหัสเกรย์ที่ใช้แทน q

α เป็นจำนวนบิตของรหัสเกรย์ที่มีค่าเป็น 1 ของ q

จากสมการ 2.27 จะได้

$$a_1 = B_{1,1} W_1 + B_{1,5} W_5 + B_{1,9} W_9 + \dots + B_{1,4n-3} W_{4n-3}$$

$$a_3 = B_{3,1} W_1 + B_{3,5} W_5 + B_{3,9} W_9 + \dots + B_{3,4n-3} W_{4n-3}$$

$$a_{2k-1} = B_{2k-1,1} W_1 + B_{2k-1,5} W_5 + B_{2k-1,9} W_9 + \dots + B_{2k-1,4n-3} W_{4n-3} \quad 2.30$$

ซึ่งสามารถเขียนออกมาเป็นรูปเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_3 \\ \vdots \\ a_{2k-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_{1,1} & B_{1,5} & \cdot & B_{1,4n-3} \\ B_{3,1} & B_{3,5} & \cdot & B_{3,4n-3} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ B_{2k-1,1} & B_{2k-1,5} & \cdot & B_{2k-1,4n-3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W_1 \\ W_5 \\ \cdot \\ W_{4n-3} \end{bmatrix} \quad 2.31$$

จากสมการ 2.31

$$[A] = [B][W] \quad 2.32$$

อย่างไรก็ตามการคำนวณ W_{4n-3} โดยตรงจากสมการ 2.26 โดยเฉพาะเมื่อจำนวนมุมสวิตช์และจำนวนของฟังก์ชันวอลซ์ร่วมอยู่ในการคำนวณ ด้วยนั้นไม่สะดวกในทางปฏิบัติ

เพื่อความสะดวกในการแก้ปัญหา การอินทิเกรตในสมการ 2.26 จะถูกเปลี่ยนเป็นการบวกค่า
ไม่ว่าแทนใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 W_{4n-3} &= \int_0^1 f(t)WAL(4n-3,t)dt \\
 &= \frac{1}{M} \int_0^{\frac{1}{M}} f(t)WAL(4n-3,t)dt + \frac{2}{M} \int_{\frac{1}{M}}^{\frac{2}{M}} f(t)WAL(4n-3,t)dt \\
 &\quad + \dots + \frac{1}{M} \int_{\frac{M-1}{M}}^1 f(t)WAL(4n-3,t)dt
 \end{aligned} \tag{2.33}$$

โดย M คือจำนวนช่วงย่อยในหนึ่งคาบเวลา และ M เป็นจำนวนเต็มที่เกิดจากการยกกำลังสองด้วยจำนวนเต็มและจะถูกกำหนดโดยอันดับของฟังก์ชันวอลท์สูงสุดที่นำมาใช้

$$\begin{aligned}
 W_{4n-3} &= WAL(4n-3,0) \int_0^{\frac{1}{M}} f(t)dt + WAL(4n-3,1) \int_{\frac{1}{M}}^{\frac{2}{M}} f(t)dt \\
 &\quad + \dots + WAL(4n-3,M-1) \int_{\frac{M-1}{M}}^1 f(t)dt \\
 &= \sum_{m=0}^{M-1} WAL(4n-3,m) \left[\int_{\frac{m}{M}}^{\frac{m+1}{M}} f(t)dt \right] \\
 &= 4 \sum_{m=0}^{\frac{M-1}{4}} WAL(4n-3,m) \left[\int_{\frac{m}{M}}^{\frac{m+1}{M}} f(t)dt \right]
 \end{aligned} \tag{2.34}$$

ถึงแม้ว่ามุมสวิตช์ $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k$ ที่แท้จริงนั้นยังไม่ทราบค่า ดังนั้นจึงต้องมีการกำหนดค่าเริ่มต้นให้ในช่วงย่อย m_1, m_2, \dots, m_k ดังเช่นมุมสวิตช์ α_k ก็จะถูกจำกัดให้อยู่ในช่วง $(\frac{m_k}{M}, \frac{m_k+1}{M})$ สมการ (2.34) จะใช้เพื่อคำนวณ W_{4n-3} ตัวอย่างต่อไปนี้จะแสดงวิธีการคำนวณหา W_{4n-3}

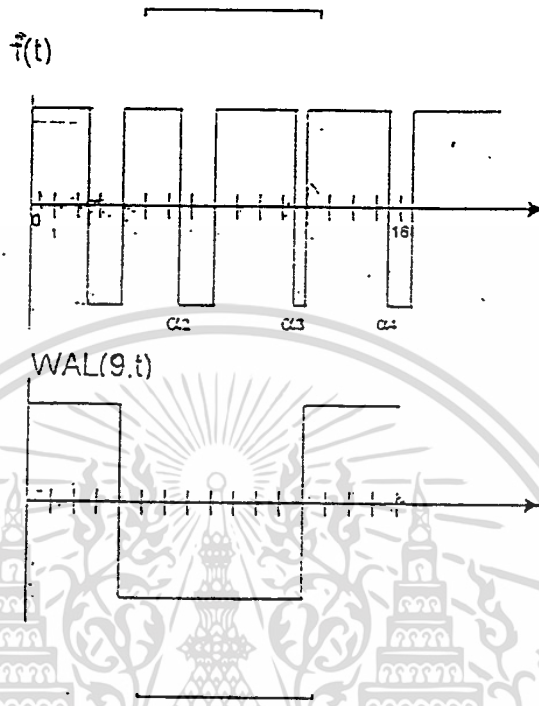
ตัวอย่าง ถ้าต้องการหาสัมประสิทธิ์วอลท์ W_9 ของรูปคลื่นที่ดับบลิวเอ็ม $f(t)$ โดยสมมติให้มี 4 มุมสวิตช์ในเศษหนึ่งส่วนสี่ของคาบเวลา และในเศษหนึ่งส่วนสี่ของคาบเวลานี้แบ่งเป็นสี่ช่วงย่อย(ดังนั้นในหนึ่งคาบเวลาจึงแบ่งเป็น 64 ช่วงย่อย) มุมสวิตช์แต่ละตัวจะแทนช่วงเวลาของ

การนำกระแสของแต่ละช่วง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่และดัดแปลงข้อมูลใดๆ อย่างอ้อมถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 α_1 อยู่ในช่วงที่ย่อยที่ 2 ; α_2 อยู่ในช่วงย่อยที่ 6
 α_3 อยู่ในช่วงที่ย่อยที่ 11 ; α_4 อยู่ในช่วงย่อยที่ 15

รูปที่ 5 จะแสดงรูปสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม $f(t)$ และฟังก์ชันวอลซ์ $WAL(9,t)$ ในหนึ่งส่วนสี่

คาบ



รูปที่ 2.5 รูปสัญญาณพีดับบลิวเอ็มและฟังก์ชันวอลซ์ $WAL(9,t)$

จากสมการ 2.34

$$W_9 = 4 \sum_{m=0}^{M-1} WAL(9,m) \int_{\frac{m}{M}}^{\frac{m+1}{M}} f(t) dt = 4 \sum_{m=0}^{15} WAL(9,m) \int_{\frac{m}{64}}^{\frac{m+1}{64}} f(t) dt$$

$$\begin{aligned} & 4\left\{\frac{1}{M} + \frac{1}{M} + \left(\alpha_1 - \frac{2}{M}\right) - \left(\frac{3}{M} - \alpha_1\right) - \frac{1}{M}\right\} \\ & + \left[-\frac{1}{M} - \frac{1}{M} - \left(\alpha_2 - \frac{6}{M}\right) + \left(\frac{7}{M} - \alpha_2\right) + \frac{1}{M}\right] \\ & + \left[-\frac{1}{M} - \frac{1}{M} - \frac{1}{M} - \left(\alpha_3 - \frac{11}{M}\right) + \left(\frac{12}{M} - \alpha_3\right)\right] \\ & + \left[\frac{1}{M} + \frac{1}{M} + \frac{1}{M} + \left(\alpha_4 - \frac{15}{M}\right) - \left(\frac{16}{M} - \alpha_4\right)\right] \end{aligned}$$

$$= 4\left(2\alpha_1 - 2\alpha_2 - 2\alpha_3 + 2\alpha_4 - \frac{0}{M}\right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด $= 8\alpha_1 - 8\alpha_2 - 8\alpha_3 + 8\alpha_4 - 0$ เนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตัวอย่างแสดงว่า W_{4n-3} สามารถเขียนเป็นฟังก์ชันของมุมสวิตช์ได้ดังนี้

$$W_1 = C_{1,1}\alpha_1 + C_{1,2}\alpha_2 + \dots + C_{1,K}\alpha_K + D_1$$

$$W_5 = C_{5,1}\alpha_1 + C_{5,2}\alpha_2 + \dots + C_{5,K}\alpha_K + D_5$$

$$W_{4n-3} = C_{4n-3,1}\alpha_1 + C_{4n-3,2}\alpha_2 + \dots + C_{4n-3,K}\alpha_K + D_{4n-3}$$

เมื่อ $C_{1,1}, C_{1,2}, \dots, C_{4n-3,K}$ เป็นสัมประสิทธิ์ของมุมสวิตช์และ $D_1, D_5, \dots, D_{4n-3}$ เป็นค่าคงที่ รูปเมตริกซ์ของสมการ 2.35 เขียนได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} W_1 \\ W_5 \\ \vdots \\ W_{4n-3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{1,1} & C_{1,2} & \dots & C_{1,K} \\ C_{5,1} & C_{5,2} & \dots & C_{5,K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{4n-3,1} & C_{4n-3,2} & \dots & C_{4n-3,K} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_1 \\ D_5 \\ \vdots \\ D_{4n-3} \end{bmatrix} \quad 2.36$$

$$[W] = [C][\alpha] + [D] \quad 2.37$$

จากสมการ 2.32 และสมการ 2.37

$$\begin{aligned} [A] &= [B][C][\alpha] + [B][D] \\ &= [E][\alpha] + [F] \end{aligned} \quad 2.38$$

โดยที่ A เป็นเมตริกซ์ขนาด $K \times 1$, $E = (BC)$ เป็นเมตริกซ์ขนาด $K \times K$ และ $F = (BD)$ เป็นเมตริกซ์ขนาด $K \times 1$

สมการ 2.38 สามารถใช้วิเคราะห์รูปสัญญาณพีดับบลิวเอ็มเศษหนึ่งส่วนสี่คาบได้โดยการกำหนดให้แอมพลิจูดของฮาร์โมนิก $K-1$ ฮาร์โมนิกที่เลือกเท่ากับศูนย์และกำหนดแอมพลิจูดของคลื่นความถี่มูลฐานเท่ากับค่าที่ต้องการ สมการที่ 2.34 จะได้รับการหาคำตอบเพื่อคำนวณมุมสวิตช์ที่สอดคล้องกับแอมพลิจูดของคลื่นความถี่มูลฐาน

การกำจัดฮาร์โมนิก

โดยขั้นตอนที่จะได้กล่าวถึงต่อไปนี้จะใช้เพื่อกำจัดฮาร์โมนิกลำดับที่ 3, 5, 7, 9... ของรูปสัญญาณอินเวอร์เตอร์แบบพีดับบลิวเอ็ม ขั้นตอนเหล่านี้ใช้เพื่อคำนวณในสมการ 2.38

1. เลือกจำนวนของฮาร์โมนิก ($K-1$) ที่ต้องการกำจัด ดังนั้นจำนวนของมุมสวิตช์ในเศษ

หนึ่งส่วนสี่คาบ คือ K สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

2. ใช้หลักการของทอมเดน เพื่อเลือกจำนวนของฟังก์ชันวอลส(N)ที่เพียงพอในการ

คำนวณแอมพลิจูดของฮาร์โมนิกที่เลือก ลำดับสูงสุดของฟังก์ชันวอลซ์(4N-3) จะเป็นตัวกำหนดช่วงย่อย M ในหนึ่งคาบเวลา

3. คำนวณสัมประสิทธิ์ฟูเรียร์ของฟังก์ชันวอลซ์คือ $B_{2k-1,4n-3}$ จากสมการ 2.29
4. แบ่งเศษหนึ่งส่วนสี่คาบออกเป็น K ช่วง และแต่ละมุมสวิตช์ α_k จะสมมติให้อยู่ภายในช่วง k นั้น และแต่ละมุมสวิตช์จะแสดงเวลาการนำกระแสในแต่ละช่วงดังนั้น $\alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_k$
5. กำหนดค่าเริ่มต้นของ α_k ในแต่ละช่วงย่อยที่เป็นไปได้และใช้สมการ 2.34 เพื่อการคำนวณสัมประสิทธิ์ของฟังก์ชันวอลซ์ของรูปสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม
6. แก่สมการ 2.38 เพื่อหาค่า $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k$ ที่แท้จริง

2.2 วงจรสร้างสัญญาณควบคุมพีดับบลิวเอ็ม

ในแหล่งจ่ายไฟสํารอง การสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มนั้นไม่ได้มีเฉพาะวงจรสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มเท่านั้น แต่มีวงจรอื่นๆอีก ที่ช่วยในการป้องกันและช่วยให้แหล่งจ่ายไฟสํารองทำงานอย่างมีประสิทธิภาพและมีเสถียรภาพมากยิ่งขึ้น

ในโครงการนี้เราแบ่งวงจรสร้างสัญญาณควบคุมพีดับบลิวเอ็มออกเป็น 3 ส่วนคือ

1. ส่วนตรวจสอบแรงดัน
2. ส่วนล็อคเฟส
3. ส่วนสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม

วงจรทั้งสามส่วนนี้ได้ทำงานร่วมกัน และทำงานนอกเหนือไปจากวงจรสร้างสัญญาณควบคุมพีดับบลิวเอ็มในอินเวอร์เตอร์ทั่วไป โดยฟังก์ชันการทำงานของส่วนต่างๆจะมีดังต่อไปนี้

ส่วนตรวจสอบแรงดัน

- เป็นส่วนที่ทำหน้าที่ตรวจสอบว่าเกิดสภาวะผิดปกติหรือไฟดับ เกิดขึ้นกับไลน์หรือไม่โดยวงจรเปรียบเทียบแรงดัน

- ในขณะที่ไฟดับส่วนนี้จะส่งสัญญาณไปสั่งให้อินเวอร์เตอร์ทำงานในสภาวะสร้างสัญญาณชานซ์ความถี่ 50 เฮิร์ตอิสระโดยไม่ซิงค์โคไนซ์กับไลน์

- ส่วนนี้จะส่งสัญญาณเพื่อลอคไปยังส่วนล็อคเฟสในช่วงที่ไฟไลน์กลับมาอีกครั้งหนึ่งเพื่อให้อิน

เวอร์เตอร์ทำงานซิงค์โคไนซ์กับไฟไลน์ ซึ่งเป็นผลดีต่อระบบไฟฟ้าในแง่ของการมีเสถียรภาพ

ส่วนล็อคเฟสกับไลน์

- ส่วนนี้ทำหน้าที่คอยจัดการให้สัญญาณจากอินเวอร์เตอร์ซิงค์โคไนซ์กับไฟไลน์ตลอดเวลา ซึ่ง

เรียกว่า ช่วงลือคความถี่

- ส่วนลือคเฟสนี้จะส่งสัญญาณให้อินเวอร์เตอร์ทำงานในสภาวะซิงค์โคไนซ์กับไฟไลน์ก็ต่อเมื่อเป็นไปตามเงื่อนไขดังต่อไปนี้ คือ

- 1) ไฟไลน์อยู่สภาวะปกติหรือไฟไม่ดับ โดยส่วนตรวจสอบแรงดันจะส่งสัญญาณมาให้
- 2) ไฟไลน์ลือคเฟสกับไฟจากอินเวอร์เตอร์พอดี

วงจรส่วนนี้ได้เพิ่มเข้าไปในแหล่งจ่ายไฟสำรองเพื่อประสิทธิภาพในการทำงานของอินเวอร์เตอร์

ส่วนสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม

เป็นส่วนที่ใช้สร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มและควบคุมแรงดันเอาต์พุตโดยการเปลี่ยนรูปแบบของสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม

เมื่อได้ค่ามุมสวิทชิงและรูปแบบของสัญญาณพีดับบลิวเอ็มแล้ว จะบันทึกข้อมูลลงหน่วยความจำอีพรอม โดยลักษณะการเก็บสัญญาณนั้นจะทำการแบ่งสัญญาณพีดับบลิวเอ็มออกเป็น 1024 ช่วงละ 360/1024 องศา ซึ่งในแต่ละช่วงก็จะได้รูปแบบของสภาวะสวิทชิงที่จะควบคุมการทำงานของทรานซิสเตอร์ทั้ง 4 ตัว เมื่อได้รูปแบบภาวะสวิทชิงแล้วก็จะนำไปแปลงเป็นข้อมูลดิจิทัล 8 บิต โดยใช้แค่ 4 บิตสำหรับควบคุมทรานซิสเตอร์ทั้ง 4 ตัว ดังนั้นสัญญาณพีดับบลิวเอ็มแต่ละแบบจะต้องใช้หน่วยความจำในการเก็บ 1024 ไบท์ การเก็บรูปแบบสัญญาณพีดับบลิวเอ็มจะเก็บไว้เป็นตารางดังรูปที่ 2.1 รูปแบบของสัญญาณต่างๆนั้นจะต่างกันที่มอดูเลชันอินเด็ก โดยจะใช้ค่ามอดูชันอินเด็กตั้งแต่ 0.6-1.0 เพื่อไม่ให้เกิดโอเวอร์มอดูเลชัน ซึ่งจะทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์อันดับต่ำขึ้นอย่างมากมาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



D	D	D	D	G1	G4	G2	G3	
D	D	D	D	G1	G4	G2	G3	
D	D	D	D	G1	G4	G2	G3	
D	D	D	D	G1	G4	G2	G3	
.....							
				1024 Byte				
D	D	D	D	G1	G4	G2	G3	
D	D	D	D	G1	G4	G2	G3	
D	D	D	D	G1	G4	G2	G3	
D	D	D	D	G1	G4	G2	G3	

D:DON'T CARE

รูปที่ 2.6 แสดงสถานะสวิทช์ภายในช่วง 360/1024 องศา

อธิบายการทำงานของวงจรสร้างพีดับลิเวียม

จากรูปวงจร 2.7 ไฟไลน์จากการไฟฟ้าแรงดัน 220 โวลท์ผ่านหม้อแปลงแรงดันลงมาเหลือแรงดัน 6 โวลท์ ผ่านไดโอดเรียงกระแสและตัวเก็บประจุเพื่อกรองเป็นไฟตรงที่เรียบขึ้น ไอซี L2 เป็นออปแอมป์เบอร์ LF351 ต่อกันเป็นวงจรเปรียบเทียบแรงดันให้เอาท์พุทออกมาเป็นลอจิก ซึ่งต่อไปยังไอซี L5 โดยทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์วงจรมีความกว้างพัลส์เพื่อหน่วงเวลาในการตรวจสอบไฟไลน์และส่งสัญญาณไปยังส่วนลอคเฟส ส่วนลอคเฟสนี้เริ่มจากไฟไลน์แรงดัน 6 โวลท์ป้อนเข้าสู่ไอซี U1 ทำหน้าที่เป็นวงจรเปรียบเทียบแรงดันจะได้สัญญาณพัลส์ที่มีความถี่ 50 เฮิร์ต D1 ทำหน้าที่กรองให้เหลือแต่พัลส์ไฟตรงเท่านั้น ไอซี L4 เป็นไอซีเฟสลอครูปทำหน้าที่สร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมความถี่ 50 เฮิร์ต ซึ่งทำงานได้ 2 สถานะ คือ

1) สร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่ซิงค์โคไนซ์กับไฟไลน์ เมื่อเอาท์พุทจากไอซี L6 เป็น "1" ส่งให้ไอซี L3:D อนุาลอกสวิทซ์ทำงาน ในกรณีไฟไลน์ปกติโดยขา VCOIN ของไอซีเฟสลอคเชื่อมกับขา PHASE COMPARE

2) สร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมอิสระ เมื่อลอจิกจากไอซี L6 เป็น "0" ส่งให้ไอซี L3:C อนุาลอกสวิทซ์ทำงาน แรงดันที่ดึงเอาไว้อ้อนเข้าขา VCOIN ของไอซีเฟสลอคสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมความถี่ 50 เฮิร์ตที่ได้นี้จะป้อนสร้างสัญญาณพีดับลิเวียมอีกทีหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารของบริษัทฯ ใช้เพื่อการใช้งานภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

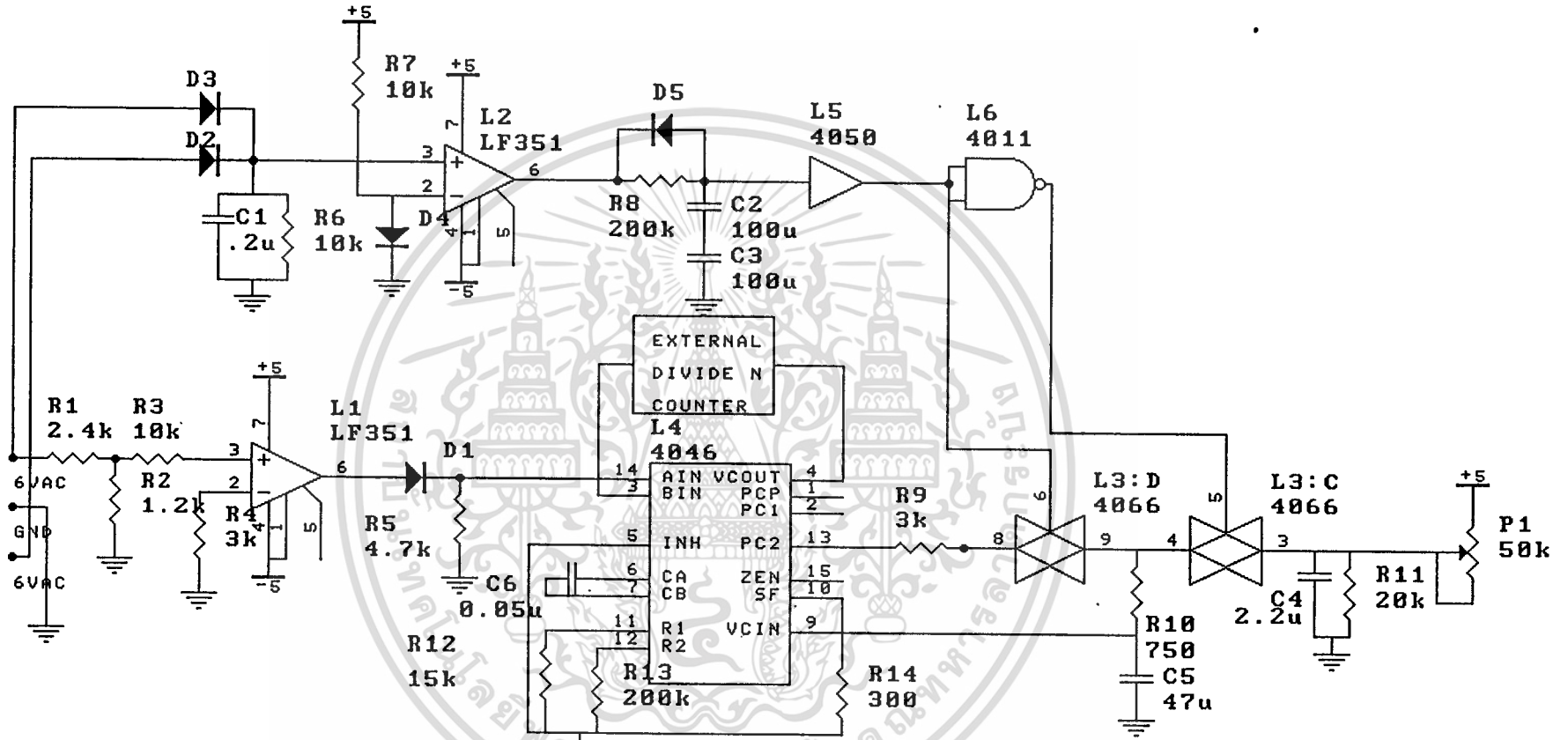
สัญญาณที่ได้จากขา VCOUT จะถูกผ่านวงจรมับเพื่อหารความถี่แล้วนำมาเข้าที่ขา BIN ของไอซี 4046 เพื่อล็อกความถี่ให้เข้ากับไฟไลน์ และวงจรมับนั้นจะใช้เป็นตัวชี้ข้อมูลในอีพროมออกมาทางบิตข้อมูลของอีพโรม ข้อมูลที่ได้จากอีพโรมจะผ่านวงจรมับปรับค่าเดทท์ใหม่เพื่อหน่วงเวลาขาขึ้นของแต่ละสัญญาณออกไปประมาณ 20µS เพื่อป้องกันทรานซิสเตอร์ ตัวที่ 1 กับตัวที่ 3 หรือตัวที่ 2 กับตัวที่ 4 ทำงานพร้อมกัน มิฉะนั้นจะเกิดการลัดวงจรของแหล่งจ่ายไฟตรงได้

ในการปรับเปลี่ยนรูปแบบสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ออกมาจากหน่วยความจำอีพโรมนั้น จะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ 68HC11 โดยการปรับเปลี่ยนรูปแบบสัญญาณจะขึ้นอยู่กับแรงดันที่โหลดที่จะถูกตรวจจับโดยไมโครคอนโทรลเลอร์ ทางพอร์ต A to D

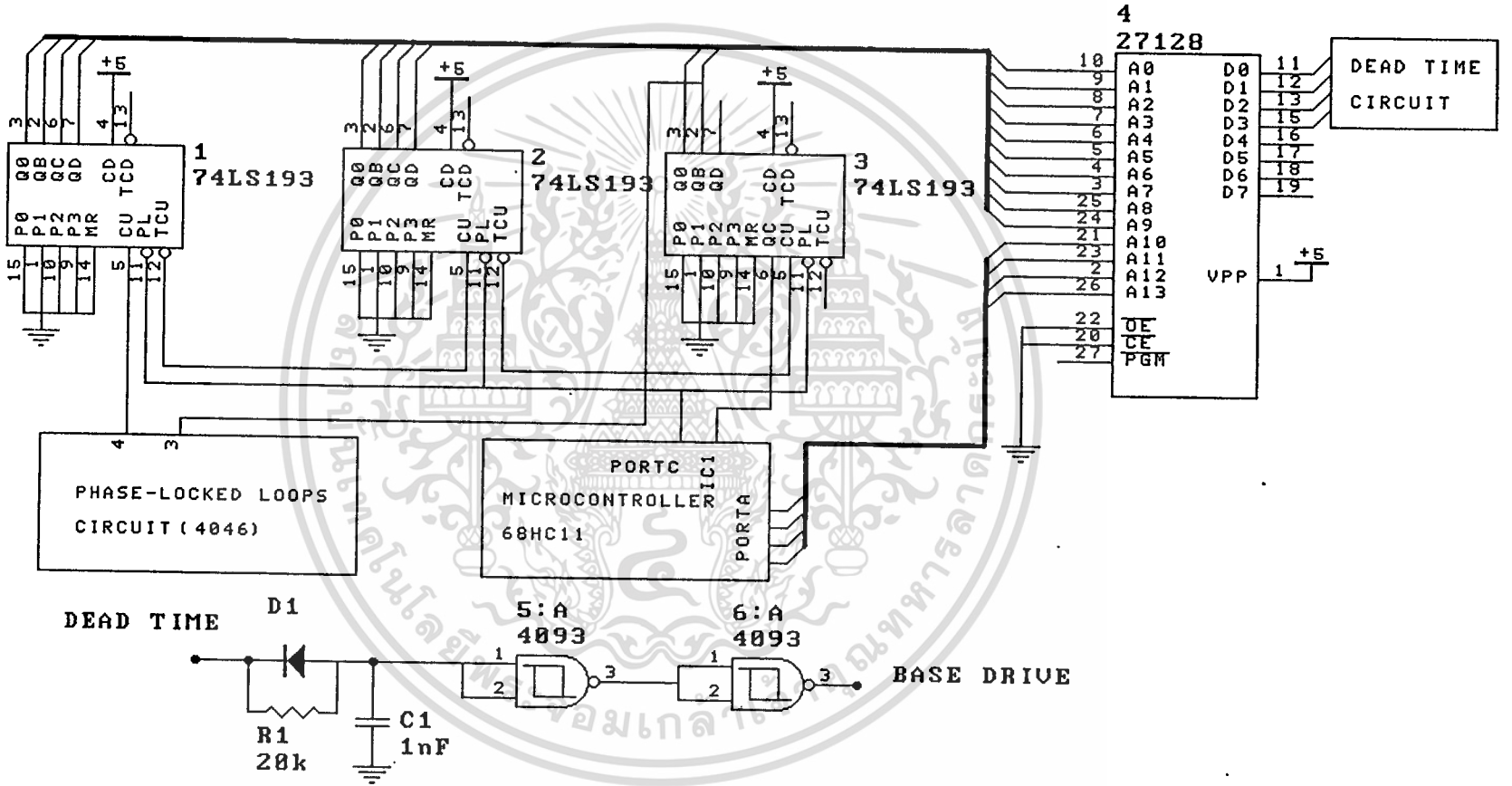


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.7 แสดงวงจรสร้างสัญญาณพัลส์แบบลิแวนต์ความถี่ 1



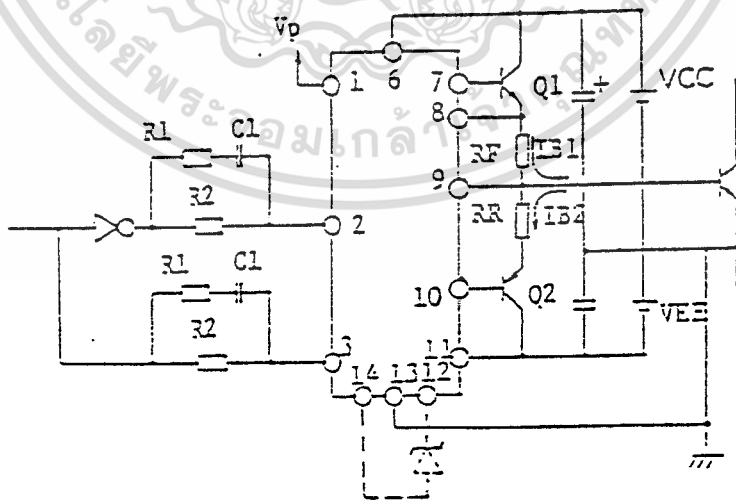
รูปที่ 2.8 แสดงวงจรสร้างสัญญาณพัลส์ตามหลักการเดิมส่วนที่ 2



2.3 วงจรขับเบส(Base Drive)

วงจรขับเบสเป็นวงจรที่สำคัญอย่างหนึ่งในการขับทรานซิสเตอร์ ซึ่งหลักการสำคัญของวงจรขับเบสคือ การขับให้กระแสเพียงพอสอดต่อการขับเบสของทรานซิสเตอร์ ซึ่งลักษณะรูปคลื่นของกระแสจะมีทั้งกระแสที่บวกและกระแสที่ลบซึ่งการทำงานจะมีการสวิตช์ไประหว่างกระแสบวกกับลบ ซึ่งวงจรขับเบสที่ใช้ในโครงงานนี้ใช้ วงจรขับเบสที่เป็นไฮบริดจ์ สำหรับการขับเบสของทรานซิสเตอร์แบบพูล์โดยเฉพาะ ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.9 หลักการทำงานของวงจรขับเบส คือ

เมื่อสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม เข้ามายังมาวงจรขับเบสแล้ว จะถูกอินเวอร์ส และผ่านวงจรที่ประกอบด้วยความต้านทานและตัวเก็บประจุ ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวเร่งความเร็วในการเทรินออน(Turn on) ของออฟไดโอดไอโซเลทตัวกลางของไฮบริดจ์(Hi bridge) ซึ่งออฟไดโอดไอโซเลททั้ง 2 ตัวนี้ จะผลัดกันนำกระแสทำให้สัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มผ่านการแยกกราวด์ และนำไปขับวงจรในไฮบริดจ์ต่อไป เมื่อสัญญาณออกจากไฮบริดจ์ที่ขา 7 และขา 10 แล้วสัญญาณนี้จะนำไปขับเบสของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 โดยทรานซิสเตอร์ Q_1 จะนำกระแสในช่วงบวก และทรานซิสเตอร์ Q_2 จะนำกระแสในช่วงลบ โดยมี R_F เป็นตัวจำกัดกระแสในวงจรขับเบสนี้ จากนั้นจึงนำสัญญาณจากขา 9 ของไฮบริดจ์ไปขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต่อไป

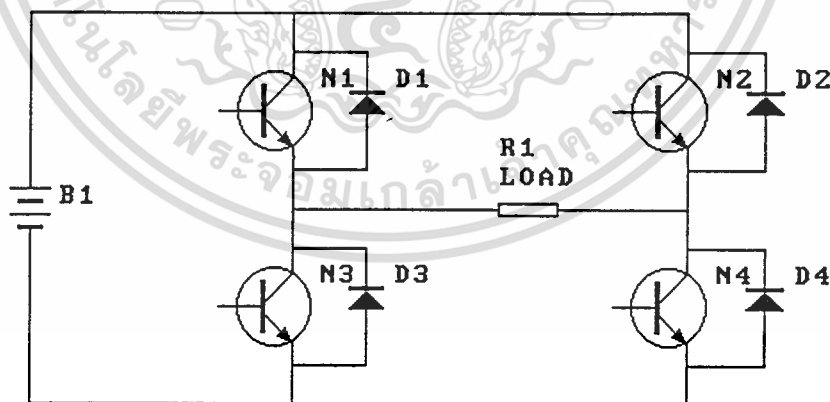


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้รูปที่ 2.9 วงจรขับเบส ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 วงจรกำลัง (Power Circuit)

วงจรขายน์เวฟอินเวอร์เตอร์ ในปริยญาณิพนธ์ฉบับนี้ ใช้ทรานซิสเตอร์กำลัง 4 ตัวมาต่อกันเป็นวงจรแบบฟูลบริดจ์ โดยรับสัญญาณขับเบสหรือกระแส I_b มาจากวงจรขับเบสของทรานซิสเตอร์กำลังแต่ละตัว เอาท์พุทที่ได้ออกมาจะอยู่ในรูปของคลื่นขายน์เวฟที่ดับบลิเวียมแบบ 3 ระดับ ซึ่งมีลักษณะสัญญาณใกล้เคียงกับสัญญาณรูปคลื่นขายน์ แต่จะมีค่าแรงดันต่ำอยู่ เนื่องจากแหล่งจ่ายไฟตรงที่ป้อนให้กับวงจรกำลังมีค่าประมาณ 100 โวลท์ จึงต้องมีการต่อหม้อแปลงแรงดันให้ได้ค่าประมาณ 220 โวลท์ หลังจากนั้นจึงนำเอาสัญญาณเอาท์พุทหรือสัญญาณขายน์เวฟที่ดับบลิเวียมแบบ 3 ระดับ ที่ได้มาผ่านวงจรกรองความถี่ (Filter) เพื่อกรองสัญญาณให้เอาท์พุทที่ออกมามีลักษณะเป็นคลื่นขายน์ ที่สามารถนำไปใช้งานได้จริง เช่นเดียวกับไฟไลน์

จากหลักการข้างต้นสรุปได้ว่า วงจรขายน์เวฟอินเวอร์เตอร์จะแปลงสัญญาณไฟตรง (DC) ให้กลายเป็นสัญญาณไฟสลับ (AC) โดยใช้ทรานซิสเตอร์กำลัง 4 ตัวเป็นอุปกรณ์สวิชชิง ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 แสดงวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์

สำหรับวงจรกำลังของวงจรขายน์เวฟอินเวอร์เตอร์ ที่แสดงในรูปที่ 2.10 จะแบ่งออก

ได้เป็นส่วน ๆ ดังนี้ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

1) สอนวงจรฟูลบริดจ์และฟริวไลไดโอด

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) สอนวงจรสับเบส

- 3) ส่วนหม้อแปลง
- 4) ส่วนวงจรกรองความถี่

2.4.1 ส่วนวงจรสับเบอรั

วงจรสับเบอรัที่ต่อกับทรานซิสเตอร์นั้น จะถูกใช้ในการป้องกันทรานซิสเตอร์ โดยอาศัยคุณสมบัติในการสวิตช์ของวงจรงเอง ซึ่งมีด้วยกันหลายชนิด คือ

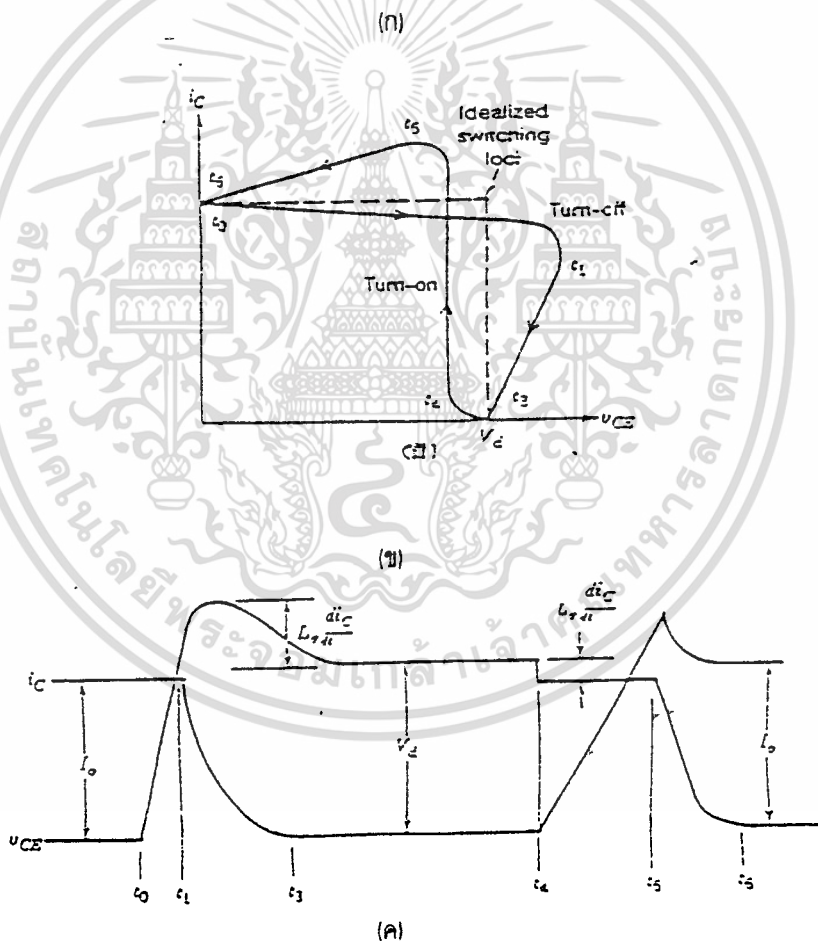
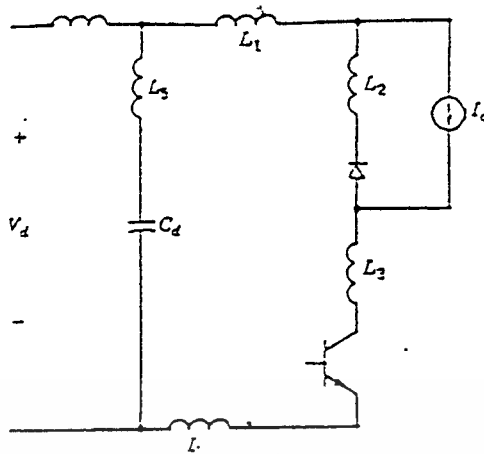
1. เทริน-ออฟ สับเบอรั
2. เทริน-ออน สับเบอรั
3. โอเวอร์โวลท์เตจ สับเบอรั

สำหรับความแตกต่างระหว่างทรานซิสเตอร์ที่มีการทำงานสวิตช์ ซึ่งโดยทฤษฎีกับปฏิบัตินั้น สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.11(ค) โดยวงจรในรูปที่ 2.11 (ก) ซึ่งมีการจ่ายให้กับโหลดอินดักแตนซ์ จากรูปจะเห็นได้ว่า ในช่วงแรกซึ่งทรานซิสเตอร์กำลังอยู่ในสภาวะออนอยู่ กระแส $i_c = I_0$ ในเวลาต่อมา เมื่อเวลา $t = t_0$ ทรานซิสเตอร์เริ่มเทริน-ออฟ ดังนั้นแรงดันของทรานซิสเตอร์จะสูงจากเดิมมากขึ้นแต่กระแสที่ผ่านยังไม่ลดลงเนื่องจากการไหลวนผ่าน ฟรีวีลลิ่งไดโอด (Free Wheeling Diode) อยู่ จนกระทั่งถึงเวลา $t = t_1$ กระแสจึงเริ่มต้นที่จะลดลง โดยในช่วงนี้สามารถเขียนสมการของแรงดันคร่อมอิมิตเตอร์ (emitter) - คอลเลคเตอร์ (collector) ได้ดังนี้ คือ

$$v_{ce} = V_d - L \frac{di_c}{dt}$$

โดยที่ $L_0 = L_1 + L_2 + L_3 + \dots$ โดยผลของ L จะปรากฏเป็นแรงดันไฟเกิน เมื่อกระแสมีค่าลดลง คือในช่วงเทริน-ออฟของทรานซิสเตอร์นั่นเอง สำหรับช่วงการเทริน-ออนนั้นจะเริ่มต้นที่เวลา $t = t_4$ ซึ่งกระแสจะเริ่มเพิ่มจนสูงขึ้นจนกระทั่งถึงค่าพิคคของมัน ซึ่งเมื่อถึงเวลา $t = t_5$ กระแสจะเพิ่มขึ้นสูงกว่าค่าพิคค และตกลงไปดังรูป จากรูปที่ 2.11(ข) จะเห็นพฤติกรรมของทรานซิสเตอร์ที่แท้จริงที่มีการจ่ายโหลดแบบตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งสอดคล้องกับรูปที่ 2.11(ค)

สำหรับในโครงงานนี้ได้ใช้วงจรสับเบอรั แบบ เทริน-ออฟ สับเบอรั ในการป้องกันแรงดันเกินเท่านั้น เนื่องจากผลจากข้ออื่นๆ ได้เมื่อพิคคของทรานซิสเตอร์ไว้แล้ว



รูปที่ 2.11

- (ก) วงจรสมมุทธ์การทำงานของทรานซิสเตอร์กับโหลดอินดักชัน
- (ข) กราฟคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ที่ทำงานสวิทซ์ซึ่งไม่มีการต่อสับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 (ค) กราฟแสดงช่วงเทิร์น-ออนและเทิร์น-ออฟของทรานซิสเตอร์ แสดง
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อผู้อื่นโดยไม่ได้รับอนุญาตของเจ้าของเอกสารที่สงวนไว้
 แรงดัน และ กระแส กับ เวลา

วงจรเทริน-ออฟ สนับเบอร์

วงจรเทริน-ออฟ สนับเบอร์ในโครงงานนี้ ประกอบไปด้วย ตัวต้านทาน, ตัวเก็บประจุ และไดโอด ดังแสดงในรูปที่ 2.12(ก) โดยการทำงานเริ่มจากเมื่อมีการเทรินออฟ ทรานซิสเตอร์จะมีแรงดันตกคร่อมมากกว่า V_d ในช่วงแรกเล็กน้อย และจนกระทั่งไดโอด D_s อ่อน และมีกระแส i_{CS} ไหลอัดประจุให้ C_s จนกระทั่ง มีค่าแรงดันเท่ากับ V_d ซึ่งเขียนกระแสที่ไหลผ่าน C ในช่วงนี้ในรูปเวลาได้ดังนี้

$$i_{CS} = I_0 t / t_f \quad 0 < t < t_f$$

โดยเช่นเดียวกัน แรงดันที่ตกคร่อม C_s มีค่าเป็น

$$V_{CS} = V_{CE} = \frac{1}{C_s} \int_0^t i_{CS} dt = \frac{I_0 t^2}{2C_s t_f}$$

โดยรูปที่ 2.12 (ค) แสดงให้เห็นว่า หากการออกแบบสับเบอร์มีการเลือกค่า C_s ที่มากเกินไป หรือน้อยเกินไปจะส่งผลให้มีเกิดข้อเสียต่างๆ กล่าวคือ หากเลือก C_s มากเกินไป กระแส i_c จะตกลงเป็น 0 ในช่วงเทริน-ออฟ ก่อนที่แรงดันคร่อม CE ของทรานซิสเตอร์จะมีค่าเป็น V_d ซึ่งในสภาวะนี้จะส่งผลให้ พื้นที่ที่แรงมากขึ้น ดังนั้นความสูญเสียที่เกิดจากวงจรสับเบอร์จึงมีมากขึ้นด้วย สำหรับการเลือกค่า C_s ที่น้อยเกินไป จะทำให้เมื่อแรงดันคร่อม CE มีค่าเป็น V_d แล้วแต่กระแส i_{CS} มีค่าคงที่ในขณะที่ i_{CE} ยังลดลงไม่เท่ากับ 0

จากกราฟดังกล่าวจะเห็นว่า เราสามารถหาค่าของวงจรสับเบอร์ที่เหมาะสมได้ ซึ่งมีจุดที่เหมาะสมของวงจรเป็นดังสมการ คือ

$$C_{sl} = I_0 t_f / 2V_d$$

ซึ่งสามารถอธิบายการทำงานของสับเบอร์ที่ทำให้ทรานซิสเตอร์อยู่ในช่วงที่ปลอดภัยมากยิ่งขึ้นดังรูปที่ 2.13 จะเห็นได้ว่าหากค่า C_s มีค่ามาก ก็จะมีช่วงที่ปลอดภัยมากยิ่งขึ้น แต่ก็เกิดความสูญเสียมากยิ่งขึ้นเช่นเดียวกัน

การเลือกค่าของความต้านทาน ซึ่งในช่วงที่มีการเทริน-ออน จะมีกระแสคายประจุจาก C_s ไหลผ่านความต้านทานผ่านทรานซิสเตอร์ ซึ่งดังนั้นเราสามารถออกแบบความต้านทานโดยใช้สมการประมาณ ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาลงไปต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_d / R_s = 0.2 I_0$$

สำหรับ วัตต์ของความต้านทาน หาได้จาก วัตต์ที่คายออกมาจากตัวเก็บประจุ ดังนี้ คือ

$$W_R = C_s V_d^2 / 2$$

ซึ่งในโครงการนี้ ได้ทำการออกแบบวงจรสับเบอร์ดังนี้ คือ

$V_d = 138$ โวลต์, $I_o =$ ค่ากระแสสูงสุด ซึ่งเท่ากับ 20 แอมป์ , เวลาในการเทรินออฟของทรานซิสเตอร์ = 2 ไมโครวินาที (ดูจากข้อมูลของทรานซิสเตอร์)

ดังนั้น

$$C_s = 20 * 2 \mu s / 2 * 138$$

$$= 0.144 \text{ nF}$$

เลือกค่า C ที่มีขายตามท้องตลาด คือ 0.1 μ F 630 V

จากนั้นเลือกค่า R โดย

$$V_d / R = 0.2 * I_d$$

$$R = V_d / 0.2 * I_d$$

$$= 138 / (0.2 * 20)$$

$$= 34 \text{ ohms}$$

เลือกค่าความต้านทานเป็น 47 โอห์ม

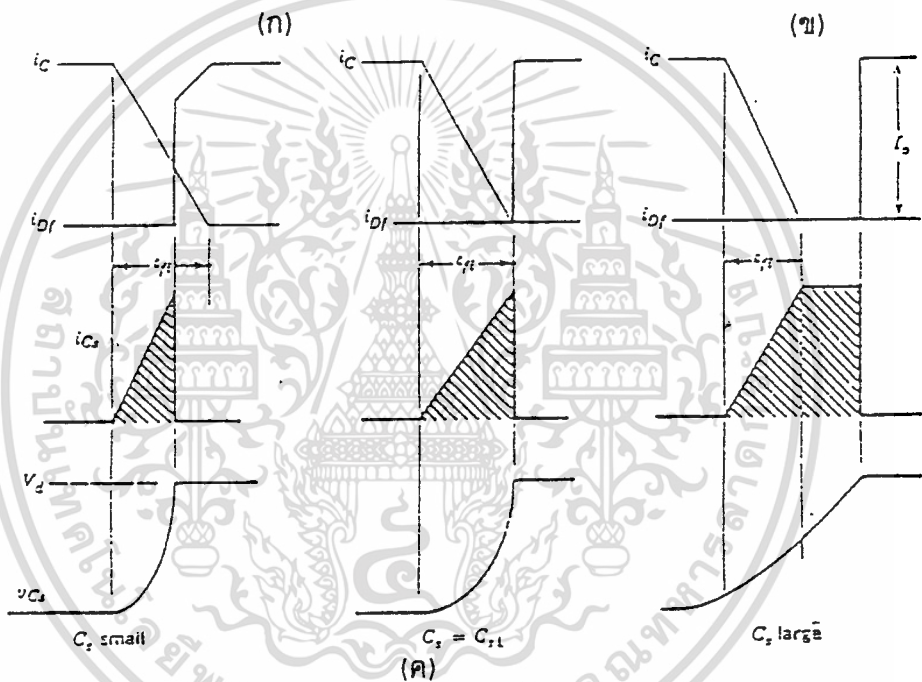
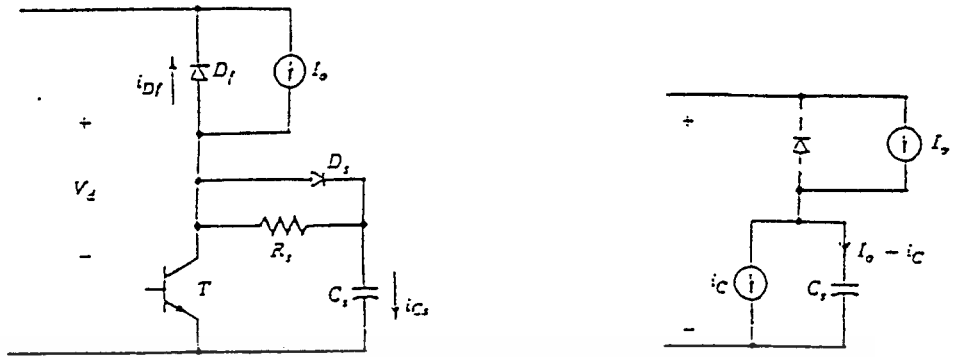
จากนั้นหาค่าวัตต์ที่ตัวต้านทาน มีค่าเท่ากับ

$$W_R = C_s V_d^2 / 2$$

$$= 0.1 \mu * 138^2 / 2$$

$$= 0.9 \text{ mW}$$

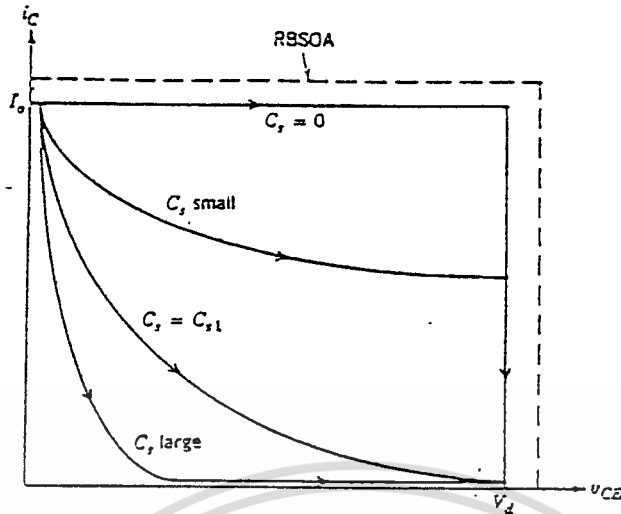
ซึ่งเลือกค่าวัตต์ไว้เป็น 5 วัตต์



รูปที่ 2.12

- (ก) วงจรสับเบออร์
- (ข) ช่วงเทรินออฟกับการทำงานของวงจรสับเบออร์
- (ค) รูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่มีการเลือกค่าตัวเก็บประจุต่างๆกัน.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 แสดงช่วงความปลอดภัยของทรานซิสเตอร์ที่มีการใช้ค่าตัวเก็บประจุในวงจร สับเบอร์ด่างๆกัน

2.4.2 ส่วนหม้อแปลง

เนื่องจากขนาดแรงดันเอาต์พุต ที่ออกมาจากอินเวอร์เตอร์มีค่าต่ำซึ่งเป็นข้อเสียประการหนึ่งของเทคนิค SPWM ที่ให้ค่ายูติลิตีแฟคเตอร์ต่ำ ทำให้จำเป็นต้องใช้หม้อแปลงในการแปลงแรงดันที่ได้จากอินเวอร์เตอร์นั้น ให้ได้ตามพิกัดโวลต์เตจตามต้องการคือ 220 โวลต์เอาต์พุต และผลของการวัดจากการทดลองแสดงให้เห็นว่าแรงดันฮาร์มอนิกที่ 1 หรือแรงดันเอาต์พุตที่ออกมาจากอินเวอร์เตอร์คิดเป็นค่า rms ประมาณเพียง $90 \text{ V}_{\text{rms}}$ ที่อัตราส่วนการมอดูเลชันระหว่างคลื่นชาน์กับคลื่นสามเหลี่ยม 0.7 และที่แรงดันไฟตรง 100 โวลต์ ทั้งนี้เนื่องจากเกิดการสูญเสียบางส่วนในรูปของฮาร์มอนิก และ เดทไทม์ที่ใส่ทำให้เนื้อพัลส์บางส่วนหายไป ดังนั้นการออกแบบหม้อแปลง จึงพิจารณาแรงดันจริง ๆ ที่ได้จากการทดลอง

การออกแบบหม้อแปลง

การออกแบบหม้อแปลง จะลดค่าชดเชยแรงดันที่ตกคร่อมในหม้อแปลงและทรานซิสเตอร์ด้วย ซึ่งมีค่าประมาณ 10 % ที่พิกัดหม้อแปลงขนาด 3000 VA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการเรียนการสอน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ทางด้านอินพุต = $90 \text{ V}_{\text{rms}}$
 ทางด้านเอาต์พุต = $240 \text{ V}_{\text{rms}}$

$$\text{Turn Ratio} = 240/90 = 2.67$$

เนื่องจากแรงดันเข้าหม้อแปลงมีลักษณะรูปคลื่นเป็น พีคดับลิวเอมที่มีเปอร์เซ็นต์ของความ เป็นชายน้่มาก จะทำให้

$$E = 4.44fNBA \text{ (sf)}$$

ซึ่งกำหนดให้

$$f = 50 \text{ Hz}$$

$$B = 0.9 \text{ T}$$

$$\text{sf} = 0.95$$

กำหนด

$$A = 0.011 \text{ ตารางเมตร}$$

หาจำนวนรอบของขดลวด

$$N_1 = E_1 / (4.44 fBA(\text{sf}))$$

$$= 43.1 \text{ รอบ}$$

$$N_2 = E_2 / (4.44 fBA(\text{sf}))$$

$$= 105.3 \text{ รอบ}$$

กำหนดให้

$$J = \text{ค่าความหนาแน่นของกระแส} = 4 \text{ A/mm}^2$$

จะได้

$$I_2 = 3000 \text{ VA} / 240 \text{ V}$$

$$= 13.6 \text{ A}$$

$$I_1 = I_2 (N_2 / N_1)$$

$$= 13.6 (105.3 / 52.3)$$

$$= 27.4 \text{ A}$$

พื้นที่หน้าตัดขดลวดปฐมภูมิ

$$a_1 = 27.4 / 4$$

$$= 6.845 \text{ mm}^2$$

เส้นผ่าศูนย์กลาง

$$d_1 = 2\sqrt{a / \pi}$$

$$= 3.0 \text{ mm}$$

$$= 3.0/25.4$$

$$= 0.118 \text{ นิ้ว}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่าในรูปแบบใดก็ตาม SWG เบอร์ 9 ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง = 0.119 นิ้ว

พื้นที่หน้าตัดของขดลวดทุติยภูมิ

$$\begin{aligned} a_2 &= 13.6 / 4 \\ &= 3.4 \text{ mm}^2 \end{aligned}$$

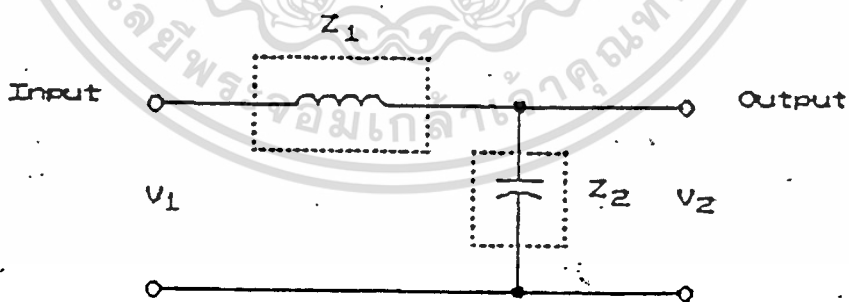
เส้นผ่าศูนย์กลาง

$$\begin{aligned} d_2 &= 2\sqrt{a/\pi} \\ &= 2.0 \text{ mm} \\ &= 2.0 / 25.4 \\ &= 0.078 \text{ นิ้ว} \end{aligned}$$

ดังนั้นจะใช้ลวด SWG เบอร์ 14 ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง = 0.08 นิ้ว

2.4.3 ส่วนวงจรกรองความถี่

ในวงจรกรองความถี่ฮาร์มอนิกส์ที่เอาท์พุท ของวงจรชาน์เนลอินเวอร์เตอร์จะใช้วงจรกรองความถี่อย่างง่าย แบบวงจรกรองความถี่ต่ำ ซึ่งจะประกอบด้วย L และ C ทั้งนี้เนื่องจากเทคนิค SPWM สามารถกำจัดฮาร์มอนิกส์อันดับต่ำๆ ให้หมดไปคงเหลือแต่ฮาร์มอนิกส์เด่นๆ ตั้งแต่อันดับประมาณที่ 80 ขึ้นไปซึ่งจะเป็นจำนวนเท่าของอัตราส่วนการมอดหรือที่อันดับ $2N-1$ (N = อัตราส่วนการมอด) โดยวงจรกรองความถี่จะถูกจับที่ความถี่คัตออฟที่ฮาร์มอนิก อันดับต่ำที่สุดที่เกิดขึ้นนี้ทำให้สามารถใช้ค่า L และ C ในวงจรกรองความถี่ให้มีขนาดเล็กได้



รูปที่ 2.14 แสดงวงจร Low Pass Filter

อย่างไรก็ตามค่า L และ C ของวงจร Low Pass Filter มีผลต่อระบบชาน์เนลอินเวอร์เตอร์ โดยที่ค่า L ที่มาก ค่า C น้อยจะทำให้ Voltage regulation ของชาน์เนลอินเวอร์เตอร์ไม่ดี แต่เป็นการลดโหลดของอินเวอร์เตอร์ ขณะที่ใช้ค่า L เล็กๆ ค่า C มากๆ จะทำให้ Voltage regulation ดี แต่เป็นการเพิ่มภาระโหลดให้กับอินเวอร์เตอร์

จากวงจรรองความถี่แสดงในรูป ค่าอิมพีแดนซ์ของ L และ C หาได้จากสมการ

$$Z_1 = j\omega L \quad 2.39$$

$$Z_2 = 1/j\omega C \quad 2.40$$

โดยที่ V_1 เป็นแรงดันอินพุต ซึ่งประกอบด้วย Fundamental Voltage และองค์ประกอบฮาร์มอนิกต่างๆ ส่วน V_0 เป็นเอาต์พุตของวงจรรองความถี่ ซึ่งจากรูปจะเห็นว่าวงจรรองความถี่จะทำหน้าที่เสมือน Voltage Divider ที่ลดอันดับฮาร์มอนิกที่ n ตามสภาวะ

จะได้

$$\begin{aligned} f_{(n)} &= V_{o(n)} / V_{i(n)} \\ &= Z_{2(n)} / (Z_{2(n)} + Z_{1(n)}) \\ &= 1 / [1 + Z_{1(n)} Y_{2(n)}] \\ f_{(n)} &= 1 / [1 + Z_{1(n)} Y_{2(n)}] \end{aligned} \quad 2.41$$

จากสมการของ f_n จะเห็นว่าวงจรรองความถี่ที่ดี หรือออกแบบได้เหมาะสมแล้ว จะให้ regulation ที่ดี หรือลด Voltage Fundamental เพียงเล็กน้อยหรือกล่าวได้ว่า

$$f_1 = 1$$

หรือที่ Voltage Fundamental

$$Z_{1(n)} Y_{2(n)} = 0$$

ขณะที่สามารถลดอันดับฮาร์มอนิกที่ n ได้มากๆ หรือ $f_{(n)} \ll 1$ ทำให้เข้าใกล้ศูนย์ เมื่อ $n > 1$

$$Z_{1(n)} Y_{2(n)} = \alpha$$

การคำนวณหาค่า L และ C ในวงจรรองความถี่ ต้องอาศัยสมการ 2.39, 2.40, 2.41 เพื่อให้ได้ค่า L และ C ที่เหมาะสมและน้อยที่สุด โดยที่อินเวอร์เตอร์ยังมีรูปคลื่นเอาต์พุต และค่าแรงดันเรคกูเรชั่นที่ดี

ในทางปฏิบัติแล้วค่า L ในส่วนของหม้อแปลง ก็ถือเป็นส่วนหนึ่งของวงจรรองความถี่ด้วย ดังนั้นจึงต้องคำนึงถึงค่า L ในหม้อแปลง และนำมาคำนวณด้วย โดยฮาร์มอนิกส์ที่ถูกกรองไม่
นี่จะเป็นค่ากำลังการสูญเสียในวงจรรองความถี่ และกำลังการสูญเสียในหม้อแปลง จากเทคนิค

SPWM จะสามารถวิเคราะห์ประกอบฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นได้ ซึ่งสามารถคำนวณหาค่า L และ C ได้ 30 mH และ 10 uF ตามลำดับ โดยให้วงจรกรองความถี่สูงที่ความถี่ cut-off ที่ฮาร์มอนิกที่ 50 ขึ้นไป เมื่อแทนค่าในสมการที่ 2.41 จะได้ว่า

$$\begin{aligned} f_1 &= \left| 1 / (1 + \omega C \omega L) \right| \\ &= \left| 1 / [1 + (2\pi * 50 * 30 * 10^{-3} * 2\pi * 50 * 10 * 10^{-6})] \right| \\ &= 0.97 \end{aligned}$$

และ

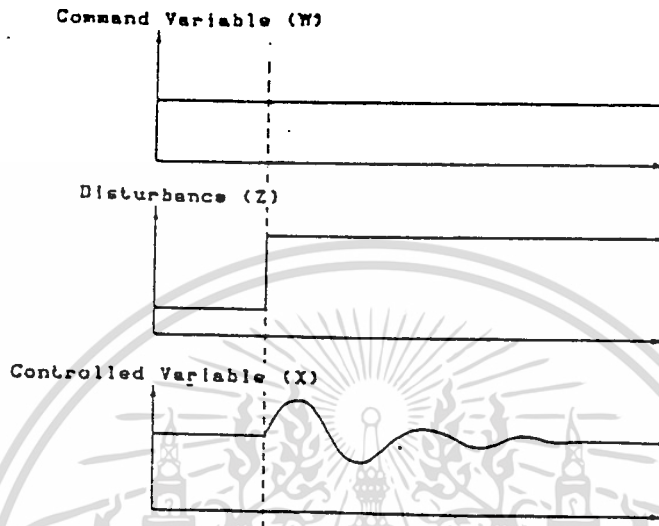
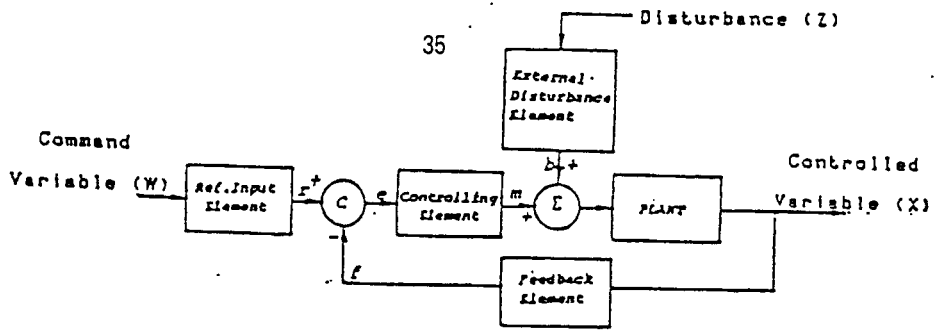
$$\begin{aligned} f_n &= \left| 1 / [(1 + (n\omega C)(n\omega L))] \right| \\ &= \left| 1 / [1 + (50 * 2\pi * 50 * 30 * 10^{-3}) (50 * 2\pi * 50 * 10 * 10^{-6})] \right| \\ &= 0.013 \end{aligned}$$

จากการคำนวณค่า f_1 , f_n โดยใช้ค่า $L=30$ mH และ $C=10$ uF จะให้ค่า f_1 เข้าใกล้ 1 และ f_n เข้าใกล้ 0 ซึ่งหมายความว่า วงจรกรองความถี่ Low Pass Filter ให้ผลตามทฤษฎี

2.5 วงจรควบคุม (Close Loop Control)

วงจรควบคุมมีหน้าที่รักษาระดับแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ให้คงที่ เมื่อระบบ UPS ถูกรบกวนเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของโหลด ซึ่งลำพังอินเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นไม่สามารถรักษาแรงดันไฟฟ้าขาออก (OUTPUT VOLTAGE) ให้คงที่ไว้ได้ เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงทางด้านโหลดอย่างไรก็ดีเราสามารถแก้ไขปัญหานี้ได้โดยการเพิ่มวงจรควบคุมแบบลูปปิด (CLOSE LOOP CONTROLLED CIRCUIT) เพื่อให้ระบบ UPS สามารถรักษาระดับแรงดันขาออกให้คงที่ได้โดยอัตโนมัติ โดยระบบจะพยายามปรับแรงดันขาออกให้คงที่ เมื่อเกิดมีการเปลี่ยนแปลงทางด้าน LOAD สามารถเขียนรูปแสดงหลักการทำงานของวงจรได้ดังรูป 2.15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 แสดงหลักการทำงานของวงจรถวล

จากรูปที่ 2.15 เราพิจารณาให้การเปลี่ยนแปลงของโหลดอยู่ในรูปของ STEP FUNCTION เมื่อเกิดการรบกวนเนื่องจากโหลดดังกล่าวส่งผลให้ระดับแรงดันขาออกเปลี่ยนแปลงไป วงจรถวลก็จะส่งสัญญาณควบคุมให้ระบบปรับตัวเข้าสู่สภาวะ STEADY STATE ใหม่ ในการปรับตัวของระบบนี้ ระบบไม่สามารถปรับแรงดันขาออกให้เข้าสู่สภาวะปกติได้ในทันทีทันใด แต่จะเกิดการแกว่งชั่วขณะก่อนจะเข้าสู่สภาวะปกติ โดยระบบจะเข้าสู่สภาวะปกติได้เร็วและคงที่แค่ไหน จะขึ้นอยู่กับประสิทธิภาพของวงจรถวลที่ใช้ว่ามีลักษณะเช่นไร สำหรับการออกแบบวงจรถวลนั้น โดยทางทฤษฎีแล้ว เราจะต้องทำการหา TRANSFER FUNCTION ของระบบที่จะทำการควบคุมก่อน แล้วแปลงให้อยู่ในรูปสมการที่สามารถควบคุมได้ นำไปเปรียบเทียบกับสมการรูปมาตรฐาน และปรับค่าตัวแปรให้มีค่าเท่าที่กำหนด แล้วจึงออกแบบวงจรถวล แต่ในทางปฏิบัติแล้วเราไม่นิยมใช้วิธีดังกล่าว เพราะเป็นการยากที่จะสามารถหา TRANSFER FUNCTION ที่ถูกต้องของระบบได้ จึงมักจะใช้วิธีเลือกชนิดของวงจรถวลที่มีคุณสมบัติด้านผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงตามที่เรากำลังต้องการ เช่นพิจารณาว่าระบบต้องการความเร็ว หรือต้องการความแน่นอนในการปรับเข้าสู่สภาวะปกติแล้วทำการปรับตั้งวงจรถวลให้ได้ผลตามที่ต้องการ

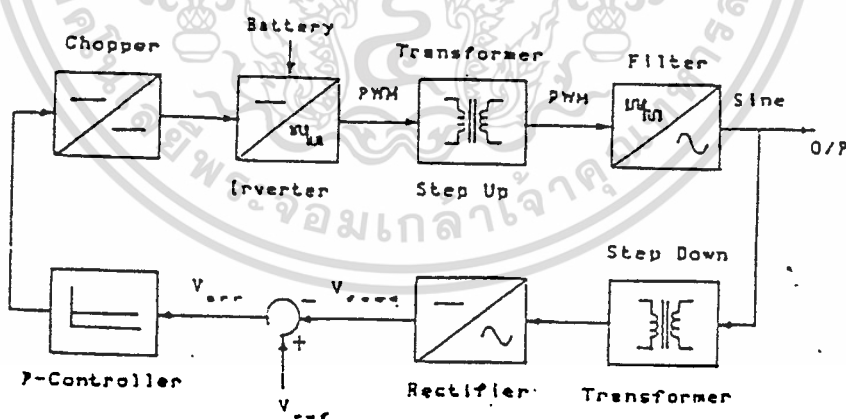
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.1) ประเภทของการควบคุม

การควบคุมระดับแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ชนิดพีดับบลิวเอ็ม ที่นิยมใช้กันมี 2 วิธี คือ

1) การควบคุมแรงดันขาเข้าของอินเวอร์เตอร์ เป็นการควบคุมระดับแรงดันไฟตรง จากวงจรเรียงกระแสที่ป้อนให้แก่อินเวอร์เตอร์ โดยใช้วงจรชอปเปอร์ (CHOPPER) สามารถแสดงวิธีการควบคุมได้ดังรูปที่ 2.16

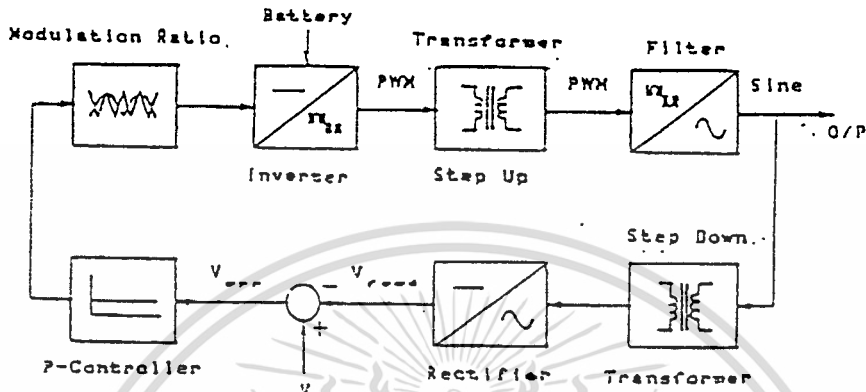
จากรูป 2.16 สามารถอธิบายหลักการทำงานได้ดังนี้ เริ่มจากป้อนกลับแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ โดยผ่านหม้อแปลงลดระดับแรงดันแล้วแปลงเป็นไฟกระแสตรงด้วยวงจรเรียงกระแส (RECTIFIER) และวงจรกรอง (FILTER) แรงดันไฟตรงที่ได้จะเป็นสัดส่วนกับแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ แล้วนำแรงดันไฟตรงดังกล่าวมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง (V_{ref}) ซึ่งมีค่าคงที่ ก็จะได้แรงดันคลาดเคลื่อน (V_{err}) ซึ่งวงจรควบคุมจะนำไปสร้างแรงดันควบคุม (V_{con}) เพื่อปรับค่าดิวตี้ไซเคิล (DUTY CYCLE) ของวงจรชอปเปอร์ให้เพิ่มขึ้นหรือลดลง เป็นการปรับแรงดันไฟตรงขาเข้าของอินเวอร์เตอร์ส่งผลให้แรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์เพิ่มขึ้นหรือลดลง



รูปที่ 2.16 แสดงการควบคุมโดยใช้วงจรชอปเปอร์ที่แรงดันไฟตรงขาเข้าของอินเวอร์เตอร์

2) การควบคุมภายในของอินเวอร์เตอร์ เป็นการควบคุมค่ามอดูเลชันอินเด็ก (MODULATION INDEX) โดยมีลักษณะการควบคุมคล้ายกับวิธีแรก แต่แรงดันควบคุม (V_{con}) ที่ได้จะไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถูกส่งไปควบคุมอัตราการผลิต ซึ่งก็คือการปรับแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ สามารถแสดง การควบคุมวิธีนี้ได้ดังรูป 2.17



รูปที่ 2.17 แสดงการควบคุมโดยการควบคุมภายในของอินเวอร์เตอร์

ในการเปรียบเทียบการควบคุมทั้ง 2 วิธี เราเลือกใช้วิธีที่ 2 เนื่องจากว่าการควบคุมวิธีแรก เราต้องสร้างวงจรชอปเปอร์เพื่อใช้ควบคุมแรงดันไฟตรง แต่วิธีที่ 2 จะประหยัดและสะดวกกว่า เพราะเราสามารถทำการเขียนโปรแกรมเพื่อควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์ในการปรับเปลี่ยนค่ามอดูเลชันอินเด็ก์ผ่านทางอิพรวม

2.5.2) การควบคุมแรงดันไฟฟ้าขาออกโดยการควบคุมวงจรมวลภายในของอินเวอร์เตอร์

การควบคุมแรงดันไฟฟ้าขาออกโดยการควบคุมวงจรมวลภายในของอินเวอร์เตอร์นี้จะใช้วิธีควบคุมค่ามอดูเลชันอินเด็ก์ ซึ่งการปรับเปลี่ยนค่ามอดูเลชันอินเด็ก์นี้ จะทำให้ขนาดของแรงดันไฟฟ้า ซึ่งเป็นองค์ประกอบพื้นฐาน (FUNDAMENTAL) ของแรงดันไฟฟ้าขาออกเปลี่ยนแปลงไป

แต่การควบคุมโดยวิธีนี้มีข้อจำกัดคือ ค่ามอดูเลชันอินเด็ก์จะต้องมีค่าไม่เป็น 1.0 เพราะจะทำให้เกิดฮาร์มอนิกอันดับต่ำขึ้น แต่ต้องไม่ต่ำเกินไปเพราะการลดค่าอัตราส่วนลง จะทำให้ขนาดแรงดันไฟฟ้าที่เป็นองค์ประกอบพื้นฐานมีค่าลดลง ในขณะที่ขนาดของฮาร์มอนิกมีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งจะทำให้มีการสูญเสียกำลังที่วงจรรองความถี่มากขึ้น ดังนั้นจึงนิยมที่จะควบคุมค่าอัตราส่วนให้อยู่ในช่วง 0.6-1.0 ซึ่งข้อจำกัดนี้จะเป็นตัวจำกัดขนาดของอินเวอร์เตอร์ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใช้เห็นสมควรให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.3) ชนิดของวงจรถวลคุม

วงจรถวลคุมที่เรานำมาใช้ จะทำการควบคุมโดยอัตโนมัติ โดยทำหน้าที่หาค่าความคลาดเคลื่อน (ERROR) ระหว่างแรงดันอ้างอิง (V_{ref}) กับแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ซึ่งถูกแปลงเป็นไฟกระแสตรงแล้ว จากนั้นตัวควบคุมจะสร้างแรงดันควบคุมขึ้นเพื่อส่งไปปรับแรงดันขาออก จนกว่าค่าความคลาดเคลื่อนจะลดลงเป็นศูนย์หรือมีค่าน้อยที่สุด ลักษณะของการสร้างสัญญาณควบคุมของวงจรถวลคุมอัตโนมัติที่เราเรียกว่า “กิริยาการควบคุม”(CONTROL ACTION) ซึ่งมีหลายแบบและมีคุณสมบัติต่างๆกัน ในที่นี้เราจะกล่าวถึงเฉพาะแบบที่เราเลือกใช้ ในโครงงานนี้เท่านั้น

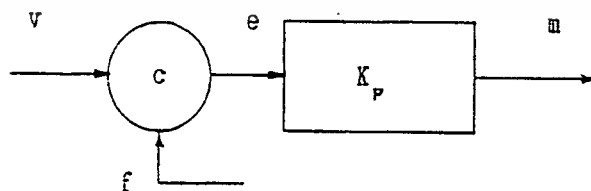
1) กิริยาการควบคุมแบบพี (PROPORTIONAL OPERATION หรือ P OPERATION) สำหรับตัวควบคุมที่มีกิริยาการควบคุมแบบพีนั้น ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณควบคุมหรือค่าขาออกของตัวควบคุม $m(t)$ กับสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อน $e(t)$ คือ

$$m(t) = K_p e(t)$$

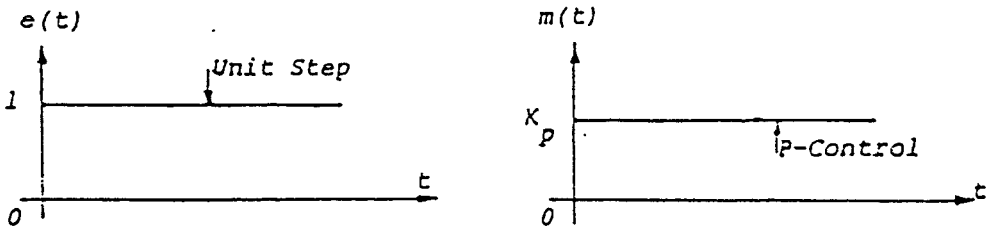
หรือ

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p$$

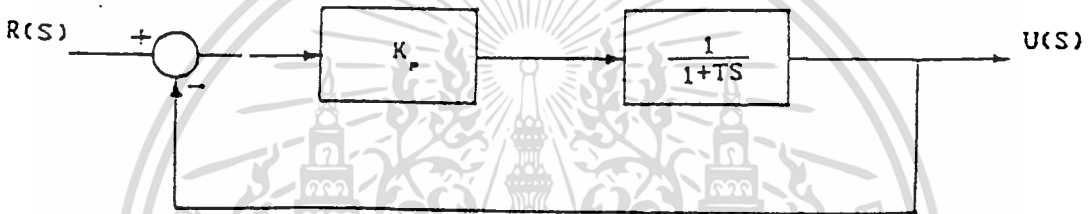
โดยที่ K_p จะเป็นค่าอัตราขยาย (Gain) ของตัวควบคุมชนิดพี ดังนั้นตัวควบคุมแบบพีจึงต้องเป็นวงจรรขยายที่สามารถปรับค่าของอัตราขยายได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้เฉพาะในชั้นเรียนเท่านั้น และผู้ยืมหนังสือเรียนนี้จะต้องปฏิบัติตามการดำเนินงานอย่างเคร่งครัด ไม่สามารถนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่หรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 การตอบสนองของตัวควบคุมชนิดพีต่อความคลาดเคลื่อนแบบขั้น



รูปที่ 2.20 บล็อกไดอะแกรมของการแก้ค่าความคลาดเคลื่อนแบบพี

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{K_p \cdot \frac{1}{1+TS}}{1 + K_p \cdot \frac{1}{1+TS}} = \frac{K_p}{1+TS+K_p}$$

$$R(s) = \frac{1}{s} \quad (\text{UNIT STEP FUNCTION})$$

$$C(s) = \frac{K_p}{1+TS+K_p} \cdot \frac{1}{s}$$

จากทฤษฎีค่าสุดท้าย (FINAL VALUE THEOREM)

$$\lim_{t \rightarrow \infty} C(t) = [sC(s)]_{s \rightarrow 0} = \frac{K_p}{1+TS+K_p} = \frac{K_p}{1+K_p}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ $\lim_{t \rightarrow \infty} R(t) = [sR(s)]_{s \rightarrow 0} = s \cdot \frac{1}{s} = 1$ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความคลาดเคลื่อนออฟเซต(OFFSET ERROR): $e_{ss} = 1 - \frac{K_p}{1+K_p} = \frac{1}{1+K_p}$

พิจารณาจากค่าความคลาดเคลื่อน OFFSET จะเห็นว่ามีค่าความคลาดเคลื่อน $= \frac{1}{1+K_p}$ ซึ่งหมายความว่า เมื่อระบบถูกรบกวนจากภายนอก ไม่ว่าจะเวลาจะผ่านไปนานเท่าไรก็ตาม(ที่ STEADY STATE ก็ตาม) จะมีความคลาดเคลื่อนอยู่ค่าหนึ่งเสมอ

2) กิริยาการควบคุมแบบพีไอ (PROPORTIONAL & INTEGRAL OPERATION หรือ PI OPERATION) กิริยาการควบคุมของตัวควบคุมแบบพีไอนั้นสามารถแสดงได้ด้วยสมการดังต่อไปนี้

$$m(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt$$

หรือ

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{S}$$

$$= K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i S}\right); \text{ เมื่อ } K_i = \frac{K_p}{T_i}$$

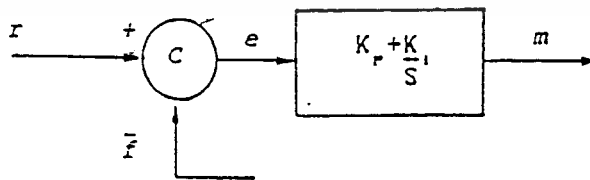
โดยที่

K_p จะเป็นค่าอัตราขยายของตัวควบคุมชนิดพี

T_i จะเป็นเวลาที่ใช้ในการเพิ่มค่าของสัญญาณควบคุมจนมีขนาดเท่าค่าความคลาดเคลื่อนที่เปลี่ยนแปลงไป

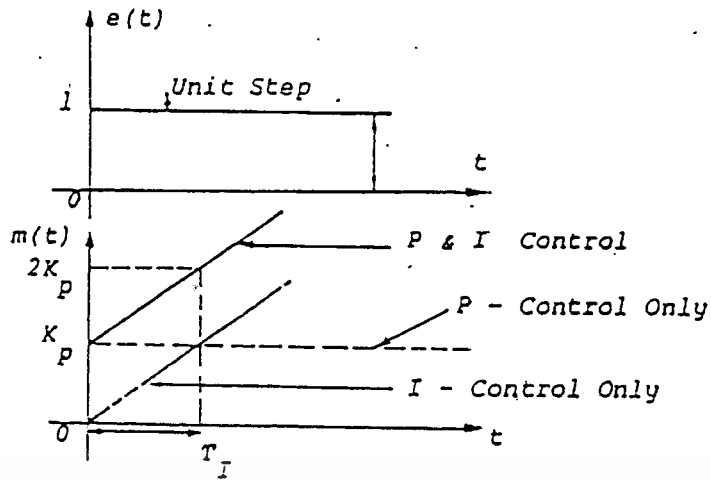
K_i จะเป็นค่าอัตราขยายของตัวควบคุมชนิดไอ (INTEGRAL CONTROLLER)

ทั้ง K_p และ T_i เป็นค่าที่ปรับได้ โดยที่การปรับ T_i นั้นจะเป็นการปรับกิริยาการควบคุมแบบอินทิกรัล (INTEGRAL) ส่วนในการปรับค่าของ K_p นั้นจะมีผลต่อส่วนโปรพอร์ตชันนอล (PROPORTIONAL) และส่วนอินทิกรัลของกิริยาการควบคุม

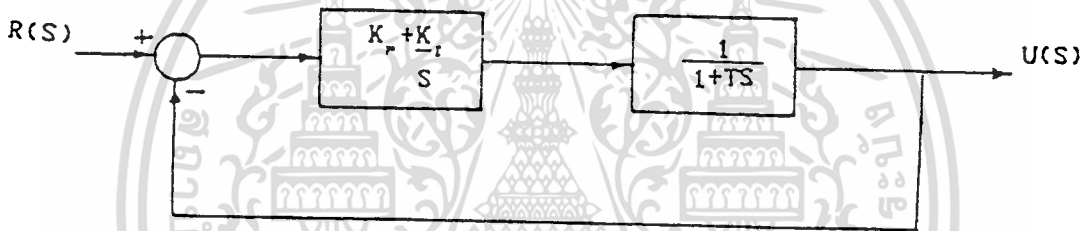


รูปที่ 2.21 บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมชนิดพีไอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.22 การตอบสนองของตัวควบคุมชนิดพีไอต่อความคลาดเคลื่อนแบบขั้น



รูปที่ 2.23 บล็อกไดอะแกรมของการแก้ค่าความคลาดเคลื่อนแบบพีไอ

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{(K_p + \frac{K_i}{s}) \cdot \frac{1}{1+TS}}{1 + (K_p + \frac{K_i}{s}) \cdot \frac{1}{1+TS}} = \frac{K_p + \frac{K_i}{s}}{1+TS + K_p + \frac{K_i}{s}}$$

$$= \frac{(K_p S + K_i)}{S + TS^2 + K_p S + K_i}$$

$$R(S) = \frac{1}{S} \quad (\text{UNIT STEP FUNCTION})$$

$$C(S) = \frac{(K_p S + K_i) (\frac{1}{S})}{(S + TS^2 + K_p S + K_i)}$$

จากทฤษฎีค่าสุดท้าย

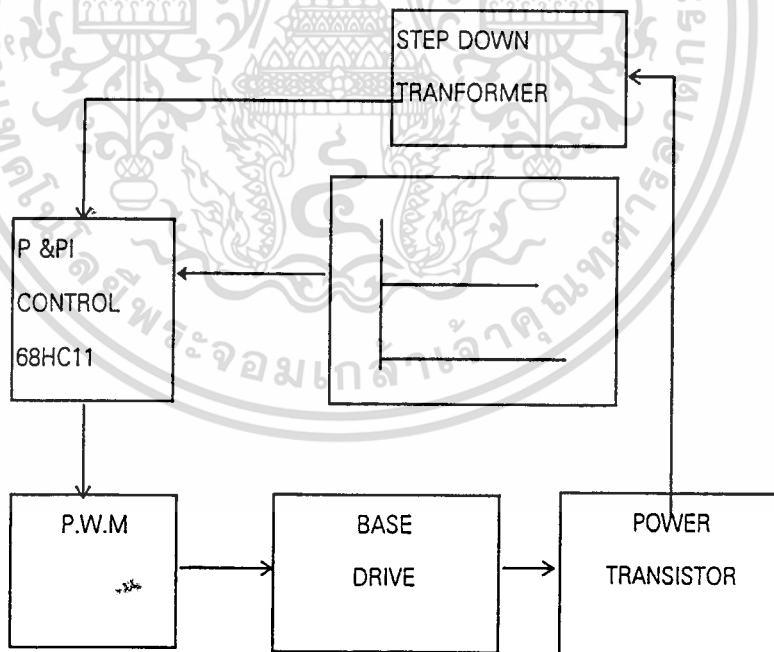
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ $\lim_{t \rightarrow \infty} C(t) = [SC(S)]_{s \rightarrow 0} = \frac{(K_p S + K_i)}{(S + TS^2 + K_p S + K_i)} = 1$ เพื่อจะศึกษาว่าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงแก่เจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\lim_{t \rightarrow \infty} R(t) = [SC(S)]_{s \rightarrow 0} = S \cdot \frac{1}{S} = 1$$

ค่าความคลาดเคลื่อนออฟเซต : $e_{ss} = 1-1=0$

จากการวิเคราะห์ที่ผ่านมาจะเห็นว่า การแก้ความคลาดเคลื่อนโดยใช้วิธีการควบคุมแบบพีไอจะให้ผลดีกว่าการใช้วิธีการควบคุมแบบพีตรงที่ไม่มีค่าความคลาดเคลื่อนออฟเซตเกิดขึ้น แต่ก็มีข้อเสียคือจะเข้าสู่สภาวะปกติ(STEADY STATE) ได้ช้ากว่าการควบคุมแบบพี ดังนั้นในโครงการนี้จึงใช้การควบคุมแบบพีไอรวมกับการควบคุมแบบพี โดยการควบคุมแบบพีจะช่วยให้ระบบปรับตัวเข้าสู่สภาวะปกติได้เร็ว และการควบคุมแบบพีไอจะช่วยกำจัดความคลาดเคลื่อนออฟเซต

จากหลักการที่ได้กล่าวมาข้างต้น สามารถนำมาใช้ออกแบบการควบคุมในลักษณะรูปปิดอย่างง่าย ๆ โดยใช้การควบคุมชนิดพี(P CONTROLLER) และ พีไอ(PI CONTROLLER) ได้ โดยสามารถแสดง BLOCK DIAGRAM และรายละเอียดของวงจรในรูปที่ 3.26



รูปที่ 2.24 แสดง BLOCK DIAGRAM ของการควบคุมแบบ P & PI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

วงจรเรียงกระแส (RECTIFIER)

วงจรเรียงกระแส มีหน้าที่หลักคือ แปลงไฟกระแสสลับเป็นไฟกระแสตรงแล้วจ่ายให้กับส่วนอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะเปลี่ยนไฟกระแสตรงกลับไปเป็นไฟกระแสสลับดั้งเดิมแล้วจ่ายให้แก่โหลดซึ่งทำงานโดยใช้ทรินสเตอร์และไดโอดตลอดจนมีวงจรกรอง (filter) ซึ่งสามารถควบคุมแรงดันทางด้านเอาต์พุตได้โดยการควบคุมมุมทริกหรือความกว้างของสัญญาณขับทรินสเตอร์ และยังสามารถควบคุมแรงดันทางด้านเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ได้โดยการเพิ่มวงจรป้อนกลับ เพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงทางด้านอินพุต (ไฟไลน์) การเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับจากแหล่งจ่ายไฟเป็นไฟฟ้ากระแสตรงให้แก่โหลด แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จะไม่ราบเรียบเหมือนกับที่ได้จากแบตเตอรี่แต่จะประกอบด้วย ripple

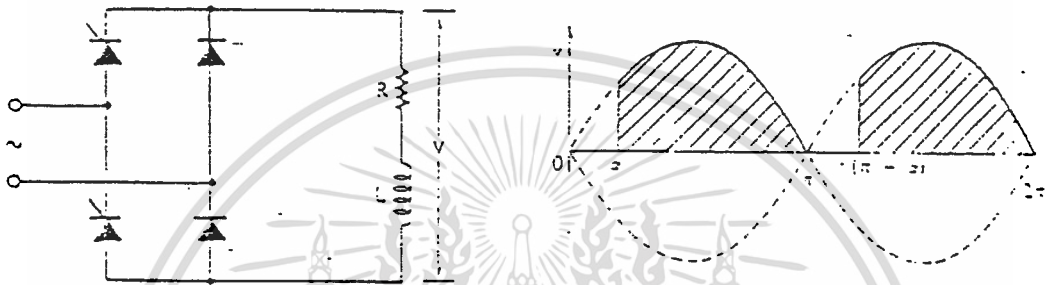
8.1 ประเภทของวงจรเรียงกระแส

วงจรเรียงกระแส แบ่งออกเป็นระบบ 1 เฟส และระบบ 3 เฟส ตามแหล่งจ่ายไฟที่ใช้ซึ่งในที่นี้จะขอกล่าวเฉพาะชนิดระบบ 1 เฟส และสามารถแบ่งวงจรออกตามลักษณะการทำงานได้เป็นประเภทใหญ่ ๆ ได้ดังนี้

- 1) HALF-WAVE RECTIFIER
- 2) BIPOLAR RECTIFIER
- 3) FULL-WAVE RECTIFIER

ในแต่ละประเภทยังแบ่งออกเป็นแบบที่ควบคุมได้และแบบที่ควบคุมไม่ได้ แบบที่ควบคุมได้คือแบบที่ใช้ทรินสเตอร์เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตโดยการควบคุมมุมทริกทรินสเตอร์ ส่วนแบบที่ควบคุมไม่ได้คือแบบที่ใช้ไดโอดเป็นอุปกรณ์สวิตซ์ ซึ่งจะได้ออกแรงดันเอาต์พุตที่มีค่าไม่คงที่ซึ่งจะขึ้นอยู่กับส่วนอินพุตที่เข้ามา ในโครงการนี้เราเลือกใช้วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น เนื่องจาก

จากเป็นชนิดที่มีค่าแรงดันกระเพื่อม (ripple) ต่ำกว่าแบบอื่น ๆ ซึ่งเป็นแบบ HALF CONTROLLED วงจรแบบนี้จะเป็นการผสมกันระหว่างวงจรควบคุมได้กับแบบที่ควบคุมไม่ได้โดยใช้ไดโอด 2 ตัวและไทริสเตอร์ 2 ตัว มาต่อกันดังรูปที่ 3.1



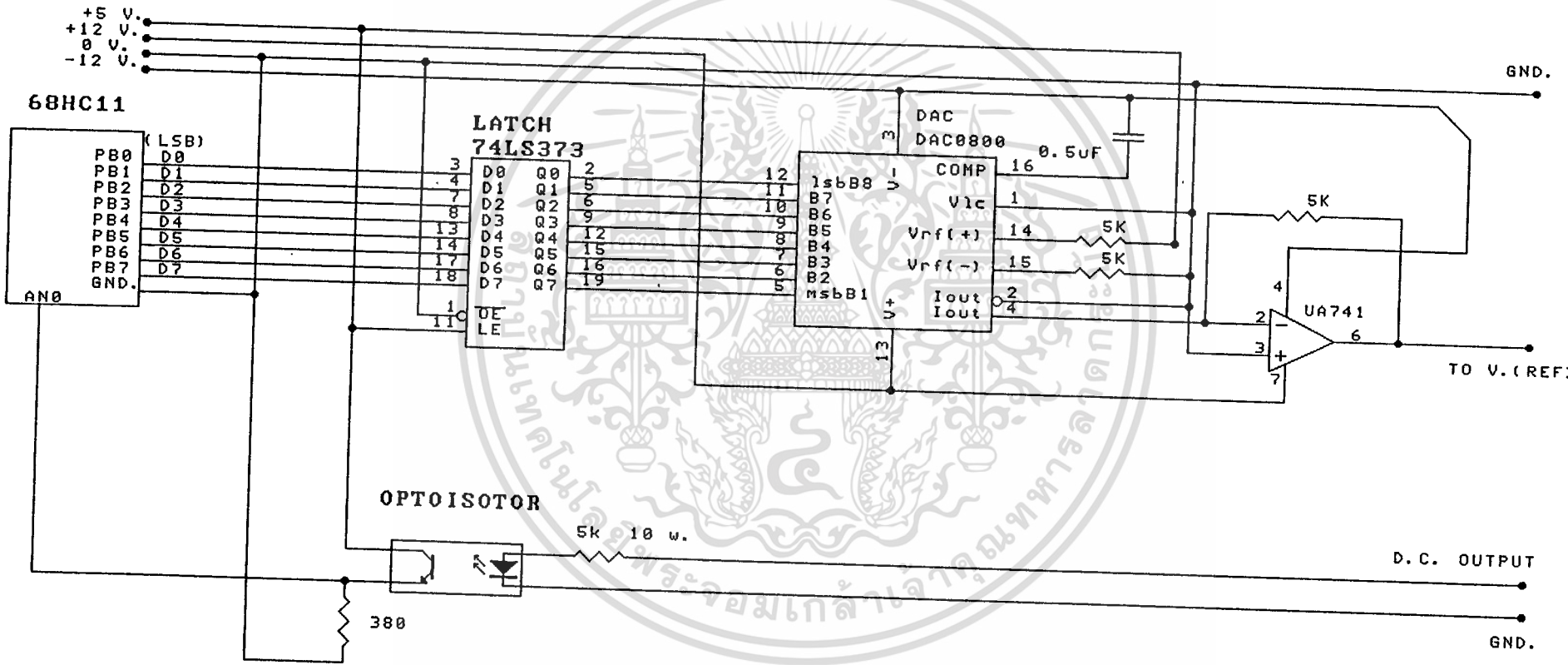
รูปที่ 3.1 แสดงวงจรและรูปคลื่นที่ใช้ในโครงการนี้

จากรูป เราจะพบว่าไดโอดทั้งสองตัวจะทำหน้าที่เป็นฟรีวิลติงไดโอดในช่วงขณะที่แรงดันมีค่าเท่ากับ 0 แต่กระแสยังไม่เท่ากับ 0 หรือเราอาจใช้ไดโอดอีก 1 ตัวมาต่อคร่อมโหลดก็ได้ ด้วยเหตุนี้เองทำให้รูปคลื่นส่วนที่เป็นลบมีค่าเป็น 0 ดังนั้นวงจรแบบนี้จะเหมาะกับงานที่ต้องการแรงดันที่เป็นบวก และสามารถปรับค่าได้ง่ายโดยสามารถหาแรงดันเฉลี่ยได้จากสมการ

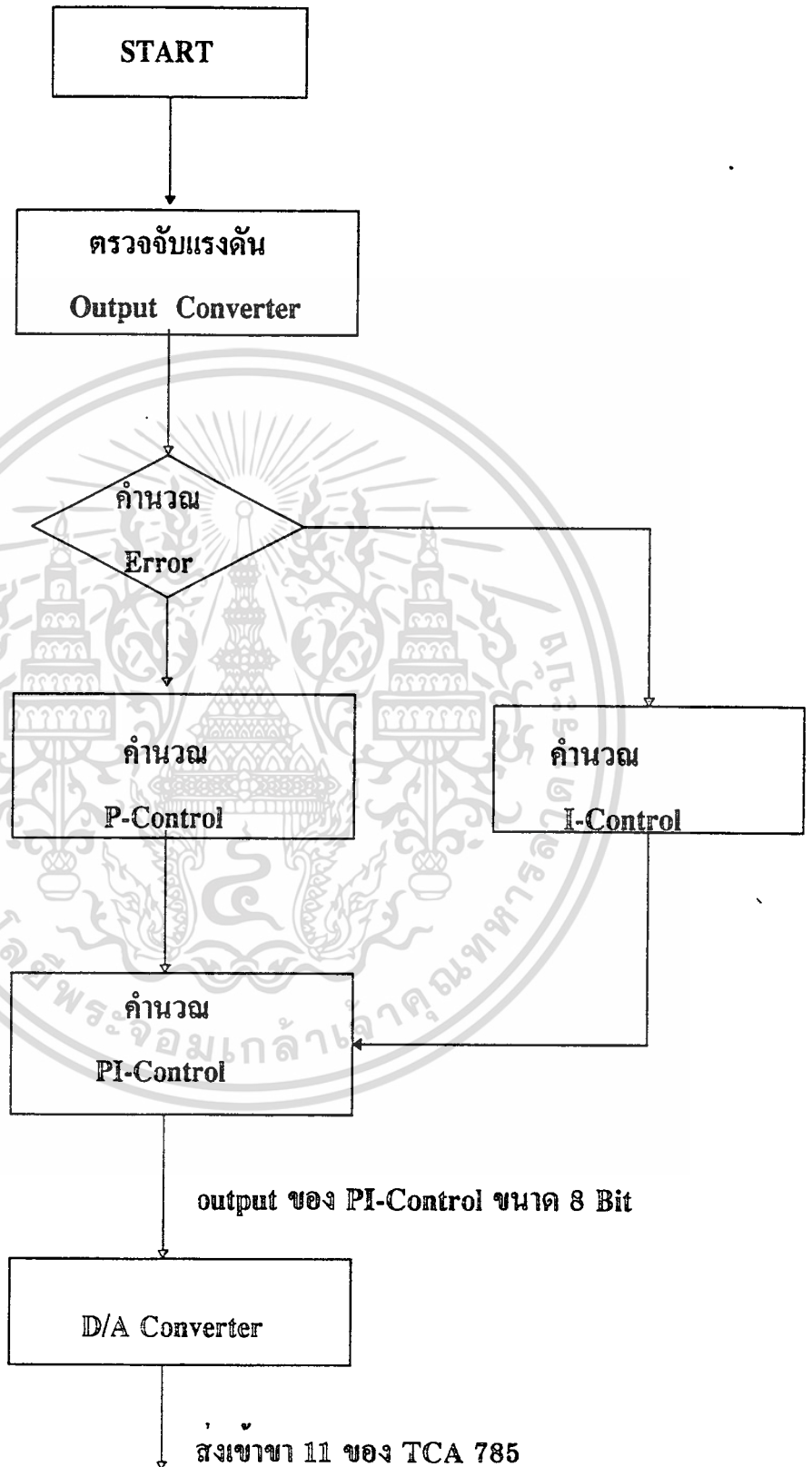
$$\begin{aligned}
 V_{mcoil} &= V_m / \pi [\int \sin \theta d\theta] \\
 &= V_m / \pi (1 + \cos \alpha)
 \end{aligned}$$

3.2 การออกแบบวงจรควบคุม

ในการออกแบบวงจรในโครงการนี้ ต้องการแรงดันขาออกเป็นไฟกระแสตรงที่สามารถปรับค่าได้ เพื่อทำงานร่วมกับวงจรป้อนกลับ (CLOSE LOOP CONTROL) เพื่อที่ระดับแรงดันเอาต์พุตของภาคเรกติฟายจะได้มีค่าคงที่เป็นการทำหน้าที่ร่วมกันกับภาคป้อนกลับของอินเวอร์เตอร์ในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ให้คงที่ และจากเหตุผลที่ไม่มีควมจำเป็นต้องใช้แรงดันซิกลบลจาก



รูปที่ 3:2 แสดงวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับคนไข้ งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.3 อัลกอริทึมของวงจรควบคุม
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 วงจรสร้างสัญญาณขับเกท

จะสร้างสัญญาณขับเกทโดยใช้ไอซี TCA 785 เป็นตัวสร้างสัญญาณหลัก โดยออกที่ขา 14 และ 15 หลังจากนั้นจึงนำไปแอนคกับสัญญาณพัลส์ 20 Khz ได้เป็นสัญญาณขับเกทที่มีความถี่สูงในช่วงของสัญญาณขับ สัญญาณที่ได้นี้จะถูกส่งไปยังวงจรขับเกทเพื่อขยายกระแสต่อไป

3.4 วงจรขับเกท

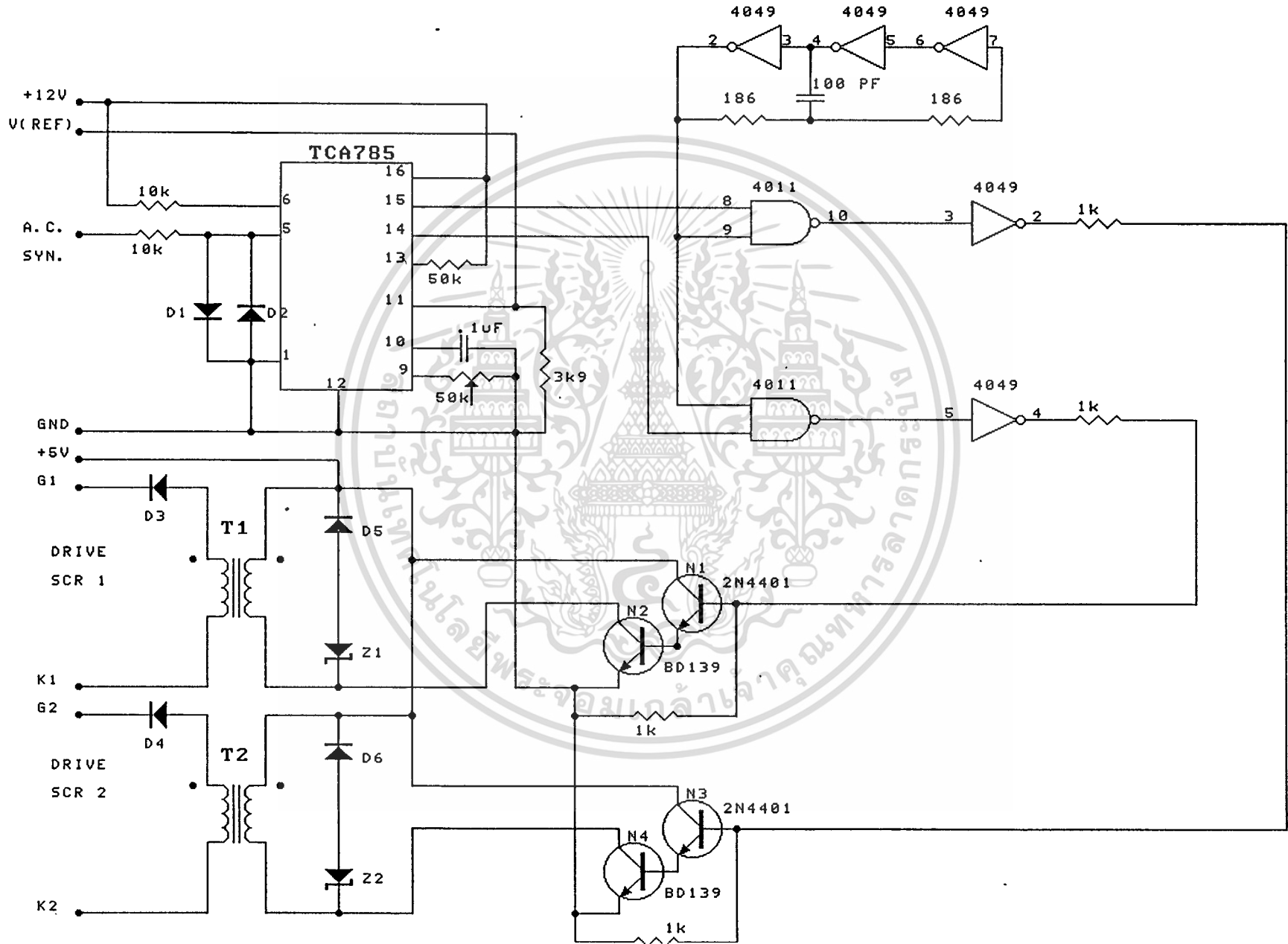
เป็นวงจรที่ไม่ยุ่งยากซับซ้อน โดยอาศัยหลักการทรานซิสเตอร์สัญญาณอุปกรณในช่วง Forward Bias แรงดันไฟไลน์ ซึ่งการทำงานเป็นแบบ Half Controlled Rectifier

3.5 วงจรกรอง (Filter)

ในวงจรกรองนี้ จะไม่เหมือนกับวงจรกรองความถี่ที่ใช่กับเวอร์เตอร์ เพราะการออกแบบที่ใช่กับวงจรอินเวอร์เตอร์นี้ จะออกแบบ ที่จะยอมใช้ความถี่เฉพาะค่านั้นผ่าน แต่ในส่วนที่ใช่กับ Rectifier จะกรองให้ได้กระแสดตรง โดยใช้ L และ C เพื่อให้ได้ผลออกมา มี Ripple น้อยที่สุด และเป็นที่ยอมรับได้ ในโครงงานนี้ ต้องการแรงดันขาออก 145 โวลต์ Ripple ที่ยอมรับได้ 10-15 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.4 วงจรเรียงกระแสโดยใช้ TCA785



บทที่ 4

แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิง

ในปัจจุบันนี้ แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงสวิตชิง (Switching Power Supply) ได้ถูกนำมาใช้อย่างแพร่หลายในวงการอุตสาหกรรม เนื่องจากแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิง มีข้อได้เปรียบแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์ (Linear Regulator Power Supply) ตรงที่มีขนาดเล็กกว่า มีน้ำหนักเบาและประสิทธิภาพสูงกว่าในขณะที่จ่ายกำลังเท่ากัน

ในแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์จะประกอบด้วยหม้อแปลงความถี่ต่ำ ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนไฟสลับแรงดันสูงให้มีแรงดันต่ำลงตามต้องการ จากนั้นส่งต่อเข้าวงจรเรกติฟายและฟิลเตอร์ ขั้นสุดท้ายก็จะผ่านวงจรเรกูเลเตอร์เพื่อรักษาเสถียรภาพของแรงดัน ส่วนแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงนั้นไม่ต้องใช้หม้อแปลงกำลัง ไฟสลับแรงดันสูงจะต่อเข้าวงจรเรกติฟายและฟิลเตอร์โดยตรงเป็นไฟตรงที่มีแรงดันสูง จากนั้นจะผ่านวงจรสวิตชิงเพื่อแปลงกลับเป็นไฟสลับความถี่สูง แรงดันไฟสลับนี้จะผ่านวงจรเรกติฟายและฟิลเตอร์สะสมพลังงานไว้ในตัวเก็บประจุทางเอาต์พุตพร้อมใช้งาน

4.1 ข้อดีและข้อเสียของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิง

4.1.1) ข้อดีของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิง

ข้อดีของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิง คือ มีประสิทธิภาพสูงและมีขนาดเล็ก ซึ่งในแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบลิเนียร์การทำงานจะอยู่ในแอคทีฟโหมดคือมีการแสไหลต่อเนื่องตลอดเวลาทำให้เกิดการสูญเสียมาก ทำให้มีประสิทธิภาพประมาณ 40% - 50% และหากอินพุตและเอาต์พุตต่างกันมาก ประสิทธิภาพอาจจะต่ำกว่า 40% แต่แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบลิเนียร์อันเนื่องมาจากสาเหตุ 2 ประการ

1. อุปกรณ์สวิตชิงจะทำงานเป็นสวิตซ์ คือ ON และ OFF ตลอดเวลา ซึ่งทั้งสองสภาวะนี้ คือ ช่วง ON จะมีโวลต์เตจตกคร่อมต่ำมาก (ประมาณเท่ากับ V_{ce}) และในช่วง OFF จะมีกระแสไหลผ่านตัวมันต่ำ ทำให้ power ที่สูญเสียในตัวมันต่ำ

2. มีค่า regulation ดี และสามารถใช้กับอิ

นพุทที่มีค่ากว้าง แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตซ์ซึ่งซึ่งใช้หลักการสวิตซ์ซึ่งซึ่งที่มีความถี่สูง ดังนั้น หม้อแปลง, โซลและตัวเก็บประจุมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบาและราคาถูก การที่อุปกรณ์ต่าง ๆ มีขนาดเล็กจะทำให้กำลังที่สูญเสียในแต่ละตัวจะน้อยกว่าอุปกรณ์ที่มีขนาดใหญ่กว่าในแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบลิเนียร์

4.1.2) ข้อเสียของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตซ์ซึ่ง

1. แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตซ์ซึ่งซึ่งจะทำให้เกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference (RFI) Noise) ระหว่างช่วงการสวิตซ์ความเร็วสูง
2. แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตซ์ซึ่งซึ่งนั้น มีความซับซ้อนกว่าแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์มาก ทำให้การเข้าใจวงจรค่อนข้างยากทั้งการออกแบบและซ่อม

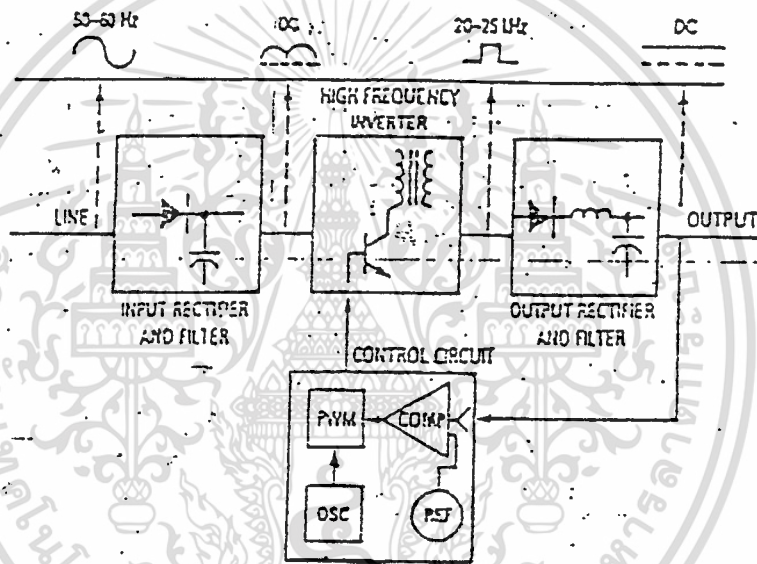
ตารางที่ 1 แสดงข้อเปรียบเทียบระหว่างแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบลิเนียร์กับแบบสวิตซ์ซึ่ง

แบบลิเนียร์	แบบสวิตซ์ซึ่ง
- มีประสิทธิภาพต่ำ	- มีประสิทธิภาพสูง
- มีการสูญเสียกำลังในรูปของความร้อน	- มีกำลังสูญเสียต่ำ
- วงจรไม่ซับซ้อน ออกแบบและซ่อมได้ง่าย	- วงจรซับซ้อนมาก ออกแบบและซ่อมได้ยาก
- มีค่ากำลังต่อน้ำหนักต่ำ	- มีค่ากำลังต่อน้ำหนักสูง
- มีความหนาแน่นกำลังต่ำ	- มีความหนาแน่นกำลังสูง
- มีแรงดันกระเพื่อมต่ำ	- มีแรงดันกระเพื่อมสูง
- ให้สัญญาณรบกวน EMI/RFI ต่ำ	- ให้สัญญาณรบกวน EMI/RFI สูง
- การใช้งานที่ กำลังต่ำจะมีราคาถูก แต่ถ้ากำลังปานกลาง, สูงจะมีราคาแพง	- การใช้งานที่ กำลังต่ำจะมีราคาแพง แต่ถ้ากำลังสูงจะมีราคาถูกกว่า
- ในส่วนของเรกูเลเตอร์มีลักษณะเป็น โหลดที่ดึงกระแสคงที่	- ในส่วนของเรกูเลเตอร์มีลักษณะเป็น โหลดที่ดึงกำลังคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 หลักการทำงานเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิ่ง

แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิ่ง ในโครงงานนี้ทำหน้าที่จ่ายไฟเลี้ยงให้กับวงจรทั้งหมด 5 ชุด ดังนี้ คือ วงจรขับเบสที่อยู่ในส่วนของซายน์เวฟอินเวอร์เตอร์ 4 ชุด และอื่น ๆ อีก 1 ชุด ซึ่งสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมของการทำงานได้ดังนี้



รูปที่ 4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิ่ง

จากรูปที่ 4.1 สามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้ ในสภาวะปกติแรงดันไฟตรงที่เข้าสู่ภาคอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง (High Frequency Inverter) จะได้มาจากภาคเรกติฟายและฟิลเตอร์ด้านอินพุท (Input Rectifier and Filter) ซึ่งทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรง แต่ในสภาวะผิดปกติ เช่น ไฟดับหรือไฟตกจนถึงระดับที่ไดโอดถูกฟอร์เวิร์ดไบแอส แรงดันไฟตรงจะถูกจ่ายโดยแบตเตอรี่ จากนั้นภาคอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง จะทำการสวิตช์เปลี่ยนแรงดันไฟตรงเป็นพัลส์ที่ถี่ความถี่สูงในช่วง 20 kHz - 500 kHz ซึ่งในวงจรสวิตชิ่งนี้อาจจะสร้างได้จากอุปกรณ์หลายชนิด เช่น เทปเวอร์ทรานซิสเตอร์ เทปเวอร์มอสเฟต เอสซีอาร์และอื่น ๆ พัลส์ที่ถี่ความถี่สูงจากวงจรสวิตชิ่งจะส่งเข้าหม้อแปลงความถี่สูงเพื่อให้ได้แรงดันเอาท์พุทตาม

ต้องการ และแยกกราวนไปในตัว แรงดันที่ได้นี้จะส่งเข้าภาคเรกติฟายและฟิลเตอร์ด้านเอาต์พุตอีกครั้งเป็นไฟตรงตามระดับแรงดันที่ต้องการ ส่วนหนึ่งจะถูกส่งกลับมาเข้าวงจรควบคุม เพื่อคอยตรวจสอบและความคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ ไม่ว่าจะแรงดันไฟสลับด้านอินพุตหรือโหลดที่เอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงไปบ้างก็ตาม

ในส่วนของวงจรควบคุมประกอบด้วย วงจรกำเนิดความถี่เพื่อป้อนแก่วงจรพัลส์วิดโมดูเลเตอร์ (PWM) วงจรขยายความผิดพลาด และแรงดันอ้างอิงที่เที่ยงตรง เมื่อแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง วงจรขยายความผิดพลาดจะทำการเปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตกับแรงดันอ้างอิง แล้วส่งค่าความผิดพลาดนั้นไปทำการปรับความกว้างของพัลส์ของ PWM ขบวนการพัลส์ที่ได้จะส่งมาควบคุมวงจรสวิชชิงให้สวิชชิงเปิด-ปิด ปล่อยกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยไปสู่โหลดใหม่ค่าเปลี่ยนแปลงตามไปด้วยเพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ ซึ่งรายละเอียดต่าง ๆ ทั้งหมดจะได้อธิบายในหัวข้อต่อไป

4.3 ส่วนประกอบของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิชชิง

แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิชชิง สามารถแบ่งออกเป็นส่วนต่าง ๆ ได้ดังนี้

4.3.1) ภาคเรกติฟายและฟิลเตอร์ด้านอินพุต (Input Rectifier and Filter)

ในส่วนนี้มีหน้าที่ในการแปลงแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรง ซึ่งรายละเอียดต่าง ๆ ทั้งหมดได้ถูกกล่าวไว้แล้วในส่วนของภาค Rectifier ที่ผ่านไปแล้ว

4.3.2) ภาคคอนเวอร์เตอร์ (Converter)

ซึ่งจะประกอบด้วย High Frequency Inverte และ Output Rectifier and Filter

คอนเวอร์เตอร์

คอนเวอร์เตอร์นั้นเป็นส่วนสำคัญที่สุด ซึ่งจะทำหน้าที่ตัดทอนสัญญาณแรงดันไฟตรงค่าสูงให้เป็นสัญญาณไฟตรงค่าต่ำ ซึ่งการตัดต่อจะเกิดจากการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หรือ MOSFET ไม่อย่างกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

POWER MOSFET ซึ่งจะถูกควบคุมช่วงนำกระแส โดยพัลส์ที่ได้จากวงจรควบคุมค่าแรงดัน วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้กันมี 5 แบบด้วยกันคือ

1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Fly back Converter)
2. ฟอรวอร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter)
3. พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)
4. ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge Converter)
5. ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full-Bridge Converter)

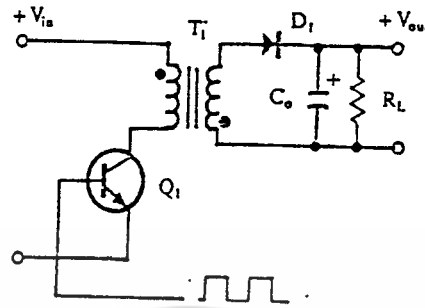
คอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียที่แตกต่างกัน การที่จะเลือกแบบใดต้องคำนึงคุณสมบัติต่าง ๆ ของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบ และการทำงานด้วย

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 4.2 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ และนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์ที่เปลี่ยนที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T_1 จะกำหนดขดไฟรมารี่และเซคันดารีให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแส ไดโอด D_1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส จึงมีการสะสมพลังงานที่ขดไฟรมารี่ของหม้อแปลง T_1 แทน เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T_1 ยุบตัว ทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดไฟรมารี่และเซคันดารี D_1 ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสโดยตรง พลังงานที่สะสมในขดไฟรมารี่ของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดเซคันดารี และมีกระแสไหลผ่านไดโอด D_1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o และโหลดได้ ค่าของแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าความถี่การทำงานของ Q_1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q_1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง และค่าของแรงดันที่อินพุต

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



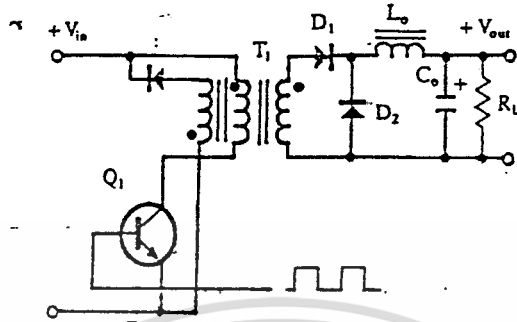
รูปที่ 4.2 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 4.3 จะเห็นว่า ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T1 ในฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะถูกกำหนดขดไพรมารีและขดเซคันดารีให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้น เมื่อ Q_1 นำกระแส ไดโอด D_1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง แต่ D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด D_1 และตัวเหนี่ยวนำ L_0 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_0 และโหลดได้ ขณะที่มีการไหลผ่าน D_1 จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วย เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส ไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ จึงไม่มีกระแสไหลจากขดเซคันดารี สนามแม่เหล็กใน L_0 จะยุบตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไดโอด D_2 ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง L_0 จะถ่ายเทพลังงานออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวมัน และ D_2 ออกไปยังโหลดได้ จะเป็นได้ว่าจะมีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q_1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกันกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

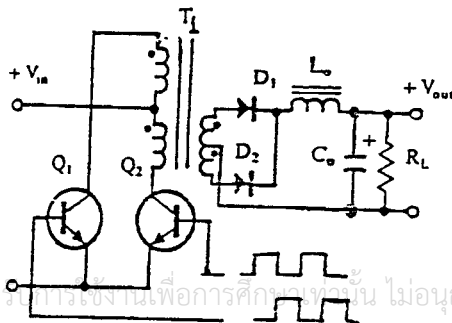


รูปที่ 4.3 ฟอรวอร์คคอนเวอร์เตอร์

พช-พุลคอนเวอร์เตอร์

พช-พุลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายพลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสีย คือ มักเกิดการไม่สมมาตรของฟลักซ์แม่เหล็กของแกนของหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมกระแสจะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้ พช-พุลคอนเวอร์เตอร์จึงเหมาะที่จะเป็นพาวเวอร์ซัพพลายที่ต้องการกำลังงานสูง ๆ

จากรูปที่ 4.4 Q_1 และ Q_2 จะสลับกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาทำงาน เมื่อ Q_1 นำกระแส D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ แต่ D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง และนำกระแสผ่าน L_0 ไปยังโหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้น โหลดจึงมีกระแสไหลต่อเนื่องได้ตลอดเวลา กระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ



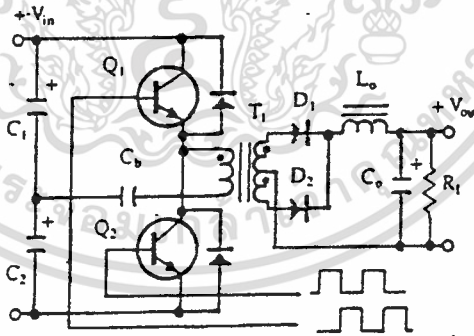
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.4 พช-พุลคอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับพุก-พูลคอนเวอร์เตอร์ และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสต่ำกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบที่ได้กล่าวมาแล้ว และลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

จากรูปที่ 4.5 จะเห็นได้ว่าหากทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q_1 และ Q_2 สลับกันนำกระแสผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพุก-พูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขดไฟโรมารี่จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดไฟโรมารี่จึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังงานสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

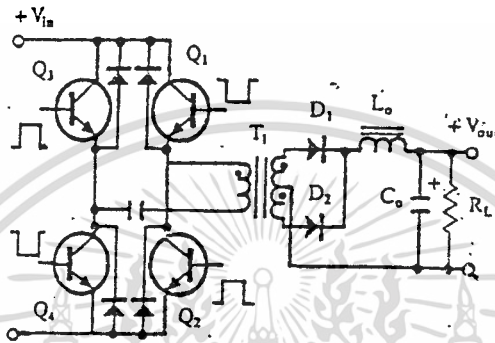


รูปที่ 4.5 ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

พูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 4.6 จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัว แต่จะทำงานเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า สลับกันเป็นคู่ ๆ โดย Q_1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q_4 และ Q_2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q_3 กระแสที่ไหลผ่านขดไฟโรมารี่ของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ขอใ้

เปรียบของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงานที่ขดไพรมารีจะมีค่าแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุตกระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารีจึงมีค่าต่ำกว่า ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จึงสามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้น สวิตซ์িংเพาเวอร์ซัพพลายที่ต้องการกำลังงานสูง ๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1,000 วัตต์ จึงมักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูล-บริดจ์เป็นหลัก



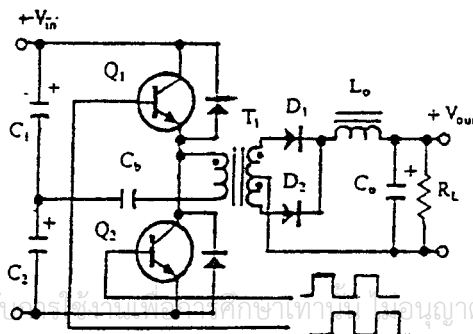
รูปที่ 4.6 ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

4.3.3) คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์

เนื่องจากวงจรสวิตซ์ซัพพลายนี้ใช้คอนเวอร์เตอร์แบบ ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จึงจะขอกล่าวอธิบาย ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ได้ดังนี้เพื่อประโยชน์ในการออกแบบ

1. พื้นฐานการทำงานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐาน แสดงดังรูปที่ 4.7

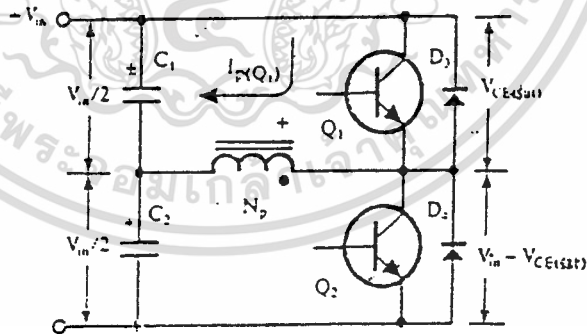


รูปที่ 4.7 แสดงวงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

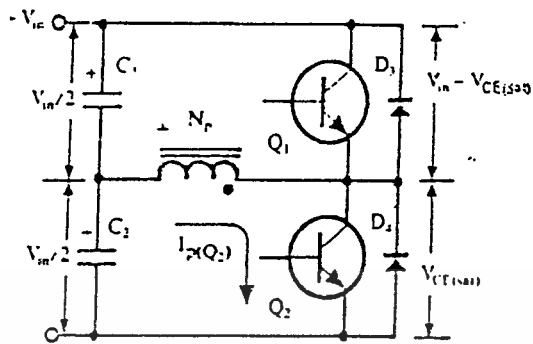
เนื่องจากตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 กำหนดให้มีค่าเท่ากันต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้านอินพุต เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน แรงดันตกคร่อม C_1 และ C_2 จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จะสลับกันทำงานคนละครึ่งคาบเวลาเช่นเดียวกับพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์ และเพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานของวงจร เราจะพิจารณาในกรณีที่ไม่มีตัวเก็บประจุ C_1 ต่ออยู่ในวงจรเสียก่อน โดยให้ปลายของขดไฟโพรมารี่ N_p ที่ต่ออยู่กับ C_1 นั้นต่อโดยตรงเข้ากับจุดต่อระหว่างตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2

เมื่อ Q_1 เริ่มนำกระแส และ Q_2 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม Q_2 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(SAT)}$ ส่วนแรงดันตกคร่อมของไฟโพรมารี่ N_p จะมีค่าเท่ากับ $V_{c1} - V_{CE(SAT)}$ หรือมีค่าเท่ากับ $V_{in} / 2 - V_{CE(SAT)}$ นั่นเอง ในทำนองเดียวกัน เมื่อ Q_2 นำกระแส และ Q_1 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม Q_1 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(SAT)}$ เช่นเดียวกันแรงดันตกคร่อมที่ขดไฟโพรมารี่ N_p ก็ยังคงมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(SAT)}$ เนื่องจาก $V_{CE(SAT)}$ มีค่าประมาณ 0.5 - 1 โวลต์ ดังนั้นจะเห็นได้ว่าแรงดันตกคร่อม Q_1 และ Q_2 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น ผลของการทำงาน Q_1 และ Q_2 ที่ด้านเซคันดารีจะมีลักษณะเดียวกันกับพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์ จึงไม่ขออธิบายในที่นี้



รูปที่ 4.8 เมื่อ Q_1 นำกระแสและ Q_2 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(SAT)}$ และแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in} / 2 - V_{CE(SAT)}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

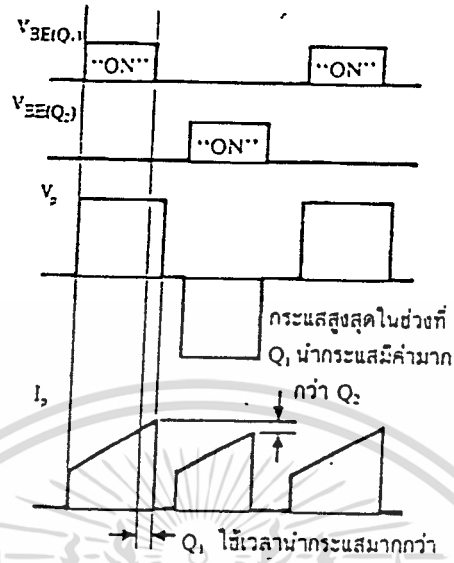


รูปที่ 4.9 เมื่อ Q_1 นำกระแสและ Q_2 แรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{ce(sat)}$ เช่นเดียวกันและแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in} / 2 - V_{ce(sat)}$

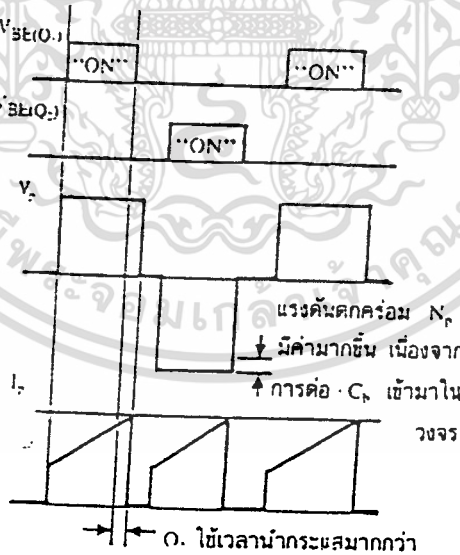
2. ตัวเก็บประจุล้อยก C_b เพื่อป้องกันการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็ก

ตัวเก็บประจุล้อยก (Blocking Capacitor) C_b ที่ต่อเพิ่มเข้ามาในวงจรนั้น มีหน้าที่หลักคือ ป้องกันการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ขณะวงจรทำงาน เพราะในทางปฏิบัติ การต่อตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เพื่อให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองมีค่าเท่ากันจริง ๆ นั้นทำได้ยาก รวมทั้งการไม่แมตซ์กันของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 อาจก่อให้เกิดปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นได้ทั้งสิ้น การต่อตัวเก็บประจุล้อยก C_b กันเข้ามาในวงจร จำทำให้ C_b มีการเก็บประจุสะสมทำให้ Q_1 และ Q_2 มีช่วงเวลานำกระแสไม่เท่ากัน ก็จะทำให้การเก็บประจุและคายประจุของ C_b ใช้เวลาไม่เท่ากันด้วยเป็นผลทำให้มีประจุเหลือค้างใน C_b และทำให้ค่าแรงดันตกคร่อม C_b นั่นคือ หากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดมีค่าช่วงเวลานำกระแสมากกว่าในกรณีนี้ค่ากระแสสูงสุดจะมีค่ามากขึ้นตามเวลาที่เพิ่มขึ้นด้วย อย่างไรก็ตามก็จะทำให้มีประจุเหลือค้างใน C_b ดังนั้น เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวเริ่มนำกระแส แรงดันตกค้างใน C_b จะช่วยเพิ่มค่าแรงดันคร่อมขดไฟมอร์รีให้มีค่ามากขึ้น ค่าของกระแสสูงสุดก็จะมีค่าเท่ากันได้ และไม่เกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้น (รูปที่ 4.10 ประกอบ) ส่วนการทำงานของ C_b ในกรณีที่แรงดันตกคร่อม C_1 และ C_2 มีค่าไม่เท่ากันนั้นก็จะเป็นไปในทางองเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีพลังงานและพลังงานทดแทน มีอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

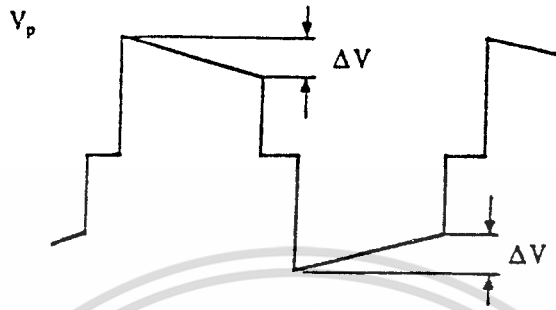


รูปที่ 4.10a แสดงลักษณะของการไม่สมมาตรฟลักซ์ เนื่องจาก Q_1 ใช้เวลานานกว่า Q_2



รูปที่ 4.10b แสดงผลของการต่อตัวเก็บประจุลึอกถึง C_b เข้ามาในวงจร เพื่อลดการไม่สมมาตรฟลักซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 แสดงลักษณะของการเกิดความลาด (D_{roop}) ขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมขดไฟพาว์เมื่อต่อตัวเก็บประจุล้อยิ่ง C_b คับเข้ามาในวงจร

อย่างไรก็ตาม การต่อตัวเก็บประจุล้อยิ่ง C_b คับเข้าไปในวงจร จะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมขดไฟพาว์มีค่าลดลงตามเวลาหรือเกิดความลาด (droop) ขึ้นบนแรงดัน เนื่องจากแรงดันส่วนหนึ่งไปตกคร่อม C_b นั้นเอง (ดูรูปที่ 4.11 และจะมีผลต่อแรงดันทางด้านเซคันดารีทำให้เกิดการกระเทือนของแรงดันที่เอาต์พุตซึ่งไม่เป็นที่ต้องการเช่นกัน ดังนั้น จึงจำเป็นต้องกำหนดค่า C_b ให้มีค่าเหมาะสม เพื่อให้เกิดความลาดบนแรงดันที่ขดไฟพาว์ต่ำที่สุด การกำหนดค่าของ C_b อาจทำได้ดังนี้ คือ

$$C_b = I_{\text{PK}} (0.4T) / \Delta V$$

- เมื่อ I_{PK} คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ขดไฟพาว์
 ΔV คือ ค่าของความลาดแรงดันสูงสุดที่ยอมรับได้ (ไม่เกิน 20% ของ $V_{\text{in}}/2$)
 T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

3. คอมมิวเตตติ้งไดโอด D_3 และ D_4

เอกสารนี้เป็นเอกสารในรูปที่ 4.7 จะเห็นว่า มีไดโอด D_3 และ D_4 ต่อคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ใดๆ อยู่ลึไดโอดทั้งสองตัวนี้เรียกว่า คอมมิวเตตติ้งไดโอด (Commutating Diode) มีหน้าที่ 2 ประการคือ

1. ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ในขณะที่พาวเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแฝงนี้จะถูกถ่ายเทออกไปยังภาคอินพุตด้วยคอมมิวเตติ้งไดโอด จึงไม่ทำให้เกิดแรงดันสไปค์เมื่อพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

2. ในขณะที่พาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 เริ่มหยุดนำกระแส ขดไฟพรมารี N_p จะมีการกลับขั้วแรงดันเกิดขึ้น ถ้าไม่มีคอมมิวเตติ้งไดโอด Q_2 จะได้รับแรงดันตกคร่อมที่คอลเลกเตอร์เป็นลบ ในขณะที่ Q_1 ก็จะมีแรงดันตกคร่อมมากกว่าค่า $V_{in} / 2$ ในกรณีนี้ ไดโอด D_4 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงจากแรงดันของขดไฟพรมารีและค่าแรงดันนี้ลงไป ในทำนองเดียวกันเมื่อ Q_2 เริ่มหยุดนำกระแส ไดโอด D_3 จะทำหน้าที่เช่นเดียวกัน เป็นการป้องกันพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไดโอดที่นำมาใช้เป็นคอมมิวเตติ้งไดโอด D_3 และ D_4 ต้องเป็นชนิดฟาสต์รีคัฟเวอรี และต้องทนแรงดันย้อนกลับได้อย่างน้อย 2 เท่าของแรงดันตกคร่อมพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะหยุดนำกระแส

4. ค่าเวลาเพื่อ t_d สำหรับ ฮาร์ดฟิวรีดจ์ คอนเวอร์เตอร์

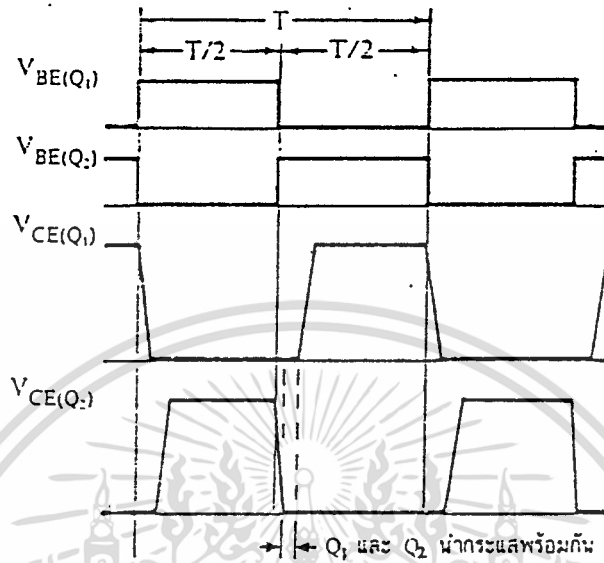
การกำหนดค่าเวลา (dead time) ไว้เพื่อไม่ให้พาวเวอร์ทรานซิสเตอร์มีช่วงเวลานำกระแสมากเกินไป มีเหตุผลหลักสองประการคือ ประการแรก ถ้าไม่มีการจำกัดช่วงเวลานำกระแสเอาไว้เมื่อเกิดกรณีโหลดดีงกระแสมากขึ้น วงจรควบคุมจะสั่งงานให้พาวเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าช่วงนำกระแสเพิ่มขึ้นทำให้ช่วงเวลานำกระแสของพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือมีค่าลดลง และเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์จะเข้าสู่จุดอิ่มตัวอย่างรวดเร็วทำให้พาวเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้ เหตุผลอีกประการหนึ่งก็คือ ถึงแม้จะกำหนดให้วงจรควบคุมสั่งงานพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ครั้งหนึ่งของคาบเวลาเท่ากันก็ตาม พาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ก็ยังไม่ปลอดภัยพอเพราะการตอบสนองของพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์อาจเป็นไปได้ช้าเนื่องจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสเมื่อหยุดจ่ายกระแสไฟแอสให้กับพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เวลา $t = T/2$ ประจุสะสมจะทำให้พาวเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสต่อไปได้อีกชั่วระยะเวลาหนึ่งก่อนที่กระแสจะลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ ในขณะเดียวกันกับพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือเริ่มได้รับกระแสไบแอสที่เวลา $t = T/2$ เช่นเดียวกันทำให้พาวเวอร์

ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวเกิดนำกระแสพร้อมกัน ในกรณีนี้แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวขณะนำกระแสจะเท่ากับค่าของแรงดันอินพุต และทำให้เกิดการพังเสียหายอย่างรวดเร็ว (ดูรูปที่ 4.12 ประกอบ)

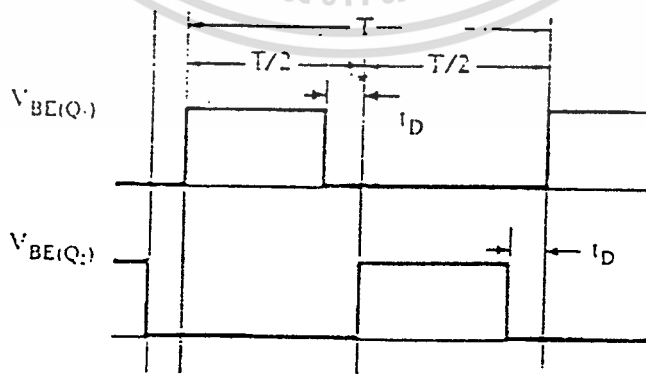
การกำหนดค่าเวลาเพื่อ t_D สำหรับช่วงเวลานำกระแสให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ดังรูปที่ 13 จะช่วยป้องกันปัญหาที่กล่าวมาแล้วได้ ค่าเวลาเพื่อ t_D โดยทั่วไปจะกำหนดไว้ประมาณ 20% ของครึ่งคาบเวลา ดังนั้นช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จึงไม่ควรมีความเกิน

$$t_{ON(max)} = 0.8 (T/2) \\ = 0.4 T$$

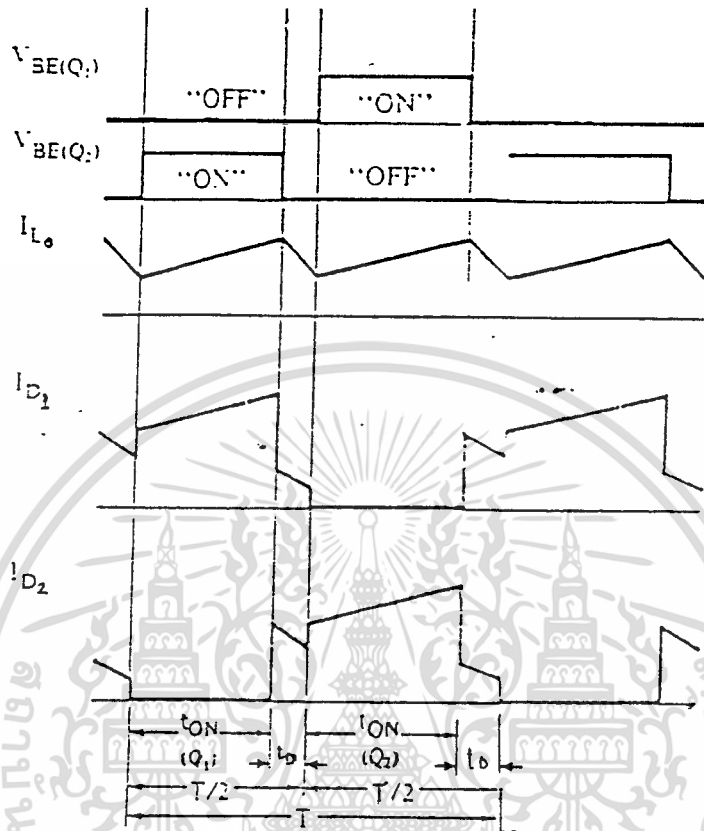
ข้อสังเกต คือในช่วงเวลาเพื่อ t_D นี้ Q_1 และ Q_2 จะอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแสพร้อมกันทั้งสองตัว ซึ่งเปรียบได้กับช่วงเวลา t_{OFF} ของฟิวส์คอนเวอร์เตอร์ ที่เอาต์พุตโหลด L_O จะมีการยุบตัวของสนามแม่เหล็กและกลับขั้วแรงดัน แต่เนื่องจากฟิวส์คอนเวอร์เตอร์ไม่มีไดโอดฟลายวีลเช่นเดียวกับฟิวส์คอนเวอร์เตอร์ ในกรณีนี้ไดโอด D_1 และ D_2 ในรูปที่ 7 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงทำให้มีกระแสไหลผ่านขดเซคชั่นดาร์รี N_{S1} และ N_{S2} เนื่องจากการถ่ายเทพลังงานที่สะสมใน L_O ในช่วงเวลาเพื่อ t_D นี้ด้วยโดยกระแสที่ไหลจาก L_O จะถูกแบ่งครึ่งผ่านไดโอด D_1 และ D_2 อย่างไม่ก็ตาม พลังงานที่สะสมในขดไฟรมารี่เนื่องจากกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กในช่วงเวลาที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสจะมีการถ่ายเทออกไปที่ขดเซคชั่นดาร์รีในช่วงเวลาเพื่อ t_D ด้วยเช่นเดียวกัน แต่จะมีกระแสไหลเซคชั่นดาร์รีได้เพียงขดเดียวเนื่องจากไดโอดที่อยู่กับขดเซคชั่นดาร์รีที่เหลืออยู่ในลักษณะไบแอสกลับ ทำให้มีกระแสเสริมและลดทอนกระแสที่ไหลจากเอาต์พุตโหลด L_O ดังนั้นกระแสของที่เกิดขึ้นในช่วงเวลา t_D ของไดโอดตัวหนึ่งจะมากกว่าของอีกตัวหนึ่งเสมอ ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.12 แสดงการหน่วงของช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เนื่องจากประจุสะสมเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวเริ่มนำกระแสจะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสพร้อมกัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ที่รูปที่ 4.13 แสดงการกำหนดค่าเวลาเมื่อ t_D ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ซึ่งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 แสดงลักษณะของกระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_1 และ D_2 และกระแสที่ไหลผ่านเอาต์พุต I_{L_o} ขณะวงจรทำงาน จะเห็นว่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอดทั้งสองตัวในช่วงเวลา t_b มีค่าไม่เท่ากันเนื่องจากการถ่ายเทพลังงานจากขดไฟร์มารีในช่วงนี้ ทำให้กระแสที่ไหลในไดโอดตัวหนึ่งมากกว่าอีกตัวหนึ่งสลับกันไปตามการทำงานของขดไฟร์มารีแต่ละขด

กระแสที่ไหลในขดลวดในช่วงเวลาเพื่อ t_b นี้ จะทำให้ความหนาแน่นฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงยังคงค้างอยู่ที่จุดสูงสุดในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสไปแล้ว เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวหนึ่งเริ่มนำกระแสในลักษณะกลับเฟส ความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจึงมีค่าเป็นไปได้อ่างสูง และเป็นการใช้แกนเฟอร์ไรต์ได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุดทำให้แกนที่ใช้มีขนาดเล็กได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. การคำนวณเพื่อออกแบบฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

5.1 แรงดันเอาต์พุต

การหาแรงดันเอาต์พุตของฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์นั้นคล้ายกับแรงดันเอาต์พุตของ พูลคอนเวอร์เตอร์ พิจารณา วงจรพูลคอนเวอร์เตอร์

จากรูป 4.7 หนึ่งคาบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ ขดเซคันดารีจะให้กระแสไหลผ่าน L_o ได้ถึงสองครั้ง เพราะฉะนั้น 1 คาบจะเท่ากับ $2 T_{ON}$

แรงดันตกคร่อมขดไพรมารี คือ $V_{IN} - V_{CE(SAT)}$

แรงดันที่ขดเซคันดารีหาได้จาก $V_{IN} - V_{CE(SAT)} / V_s = N_p / N_s$

เพราะฉะนั้นจะได้ว่า

$$V_s = (N_p / N_s)(V_{IN} - V_{CE(SAT)})$$

และจาก 1 คาบเวลา คอนเวอร์เตอร์นำกระแส 2 ครั้ง

เพราะฉะนั้นที่เวลา T จะได้ $V_s = (N_p / N_s)(V_{IN} - V_{CE(SAT)})$ และที่เวลา $2T_{ON}$ จะได้

$$V_s = (N_s / N_p)(V_{IN} - V_{CE(SAT)})(2T_{ON}) / T$$

จาก $V_{OUT} + V_D = V_s$ ดังนั้น

$$V_{OUT} = V_s - V_D$$

$$V_{OUT} = [(N_s / N_p)(V_{IN} - V_{CE(SAT)})(2T_{ON}) / T] - V_D$$

แต่เนื่องจากแรงดันตกคร่อมขดไพรมารีของฮาร์ฟบริดจ์ คือ $V_{IN} / 2 - V_{CE(SAT)}$ เพราะฉะนั้น V_{OUT} ของฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์หาได้จาก

$$V_{OUT} = [(N_s / N_p)(V_{IN} / 2 - V_{CE(SAT)})(2T_{ON}) / T] - V_D$$

เอกสาร 5.2 กระแสสูงสุดที่ไหลผ่าน Q_1 และ Q_2 เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{P(PK)} = [P_{OUT} T] / (\eta V_{IN(MIN)} T_{ON(MAX)}) + [(V_{IN(MIN)} / 2 - V_{CE(SAT)}) t_{ON(MAX)}] / L_p$$

โดยที่

I_p	คือ กระแสสูงสุดที่ไหลผ่านขดไฟโพรมารี
P_{OUT}	คือ กำลังที่ออก
η	คือ ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์
T	คือ คาบเวลาของคอนเวอร์เตอร์
$t_{ON(MAX)}$	คือ ช่วงนำกระแสของทรานซิสเตอร์
L_p	คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดไฟโพรมารี
V_{IN}	คือ แรงดันไฟตรงจากส่วนอินพุตเรกติไฟเออร์
N_p	คือ จำนวนขดลวดของไฟโพรมารี
N_s	คือ จำนวนขดลวดของเซคันดารี
V_D	คือ แรงดันตกคอมสวิตซิงไดโอด

4.3.4) ภาครกติฟายและฟิลเตอร์ด้านเอาทพุท (Output Rectifier and Filter)

ในส่วนนี้จะทำหน้าที่ในการแปลงแรงดันไฟสลับที่ได้จากขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลง ความถี่สูง ให้เป็นแรงดันไฟตรงเพื่อจ่ายให้แก่โหลดต่อไป และเพื่อให้จ่ายต่อความเข้าใจจะแบ่ง ออกเป็นส่วนต่าง ๆ ดังนี้

1. ไดโอดเรียงกระแส ที่ทำหน้าที่เรียงกระแสจะต้องมีช่วงเวลาริเริ่มนำกระแส (Recovery time) ต่ำ และมีแรงดันตกคร่อมเมื่อ ฟอรวอร์คไบแอส (Forward bias) ต่ำ ทำให้ไดโอดลิเนียร์ไม่สามารถนำมาใช้ได้ ไดโอดที่ใช่เป็นไดโอดประเภทนำกระแสเร็ว ไดโอดนำกระแสเร็วมาก (Schottky diode)

2. ตัวเหนี่ยวนำทำหน้าที่ 2 ประการ คือ ทำหน้าที่หน่วงกระแสให้กระแสไหลต่อเนื่องและทำหน้าที่ในการช่วยให้แรงดันที่ได้เรียบขึ้น มีวัสดุหลายชนิดที่สามารถใช้ทำเป็นตัวเหนี่ยวนำได้ที่นิยมใช้กันมาก ได้แก่ แกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite core), แกนผลเหล็ก (Iron powder)

และแกนโมลิบดีนัม (MPP) โดยที่แกนผลเหล็กและ MPP มักจะทำอยู่ในรูปทอรอยด์ ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

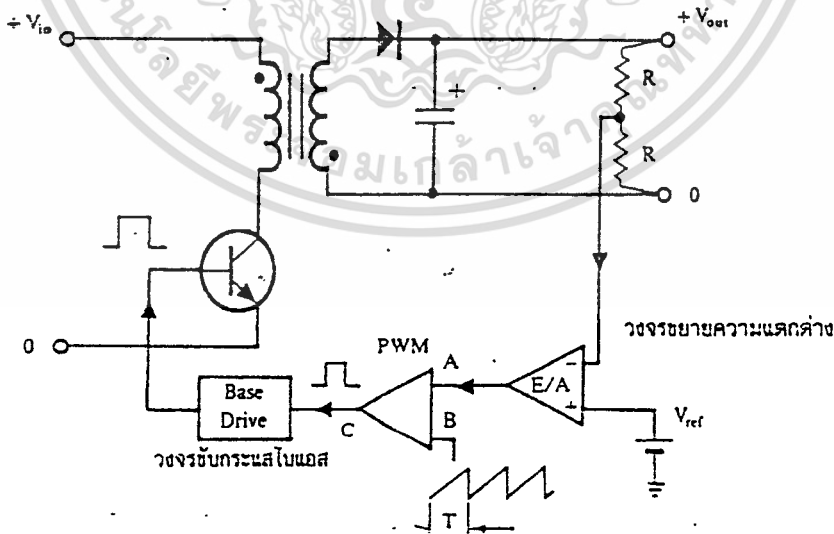
(Toroid) และสามารถใช้งานได้ดี ซึ่งการออกแบบตัวเหนี่ยวนำได้กล่าวไว้โดยละเอียดในส่วนของ วงจรกรองความถี่ข้างต้น

3. ตัวเก็บประจุ มีหน้าที่ทำให้แรงดันเรียบ การเลือกตัวเก็บประจุขึ้นอยู่กับวงจรสวิชชิงและขนาดของกระแสที่ต้องการจ่ายออก ซึ่งโดยมากจะเป็นตัวเก็บประจุชนิด อิเล็กโทรไลติก ที่มีค่าความต้านทานเสมือน ESR (Equivalent Series Resistance) ต่ำ ค่า ESR มีความสัมพันธ์โดยตรงกับค่าแรงดันกระเพื่อมและค่า ESR นี้ จะเป็นตัวบ่งบอกอายุการใช้งานของ ตัวเก็บประจุ เนื่องจากเป็นตัวบ่งถึงค่าความสูญเสียภายในตัวเก็บประจุ ถ้าค่า ESR สูงในการใช้งานจะเกิดความสูญเสียมาก ทำให้เกิดความร้อนทำให้อายุการใช้งานสั้นลง

4.3.5) เรื่องทั่วไปของวงจรควบคุม

1. วงจรควบคุมในโหมดควบคุมแรงดัน (VOLTAGE MODE CONTROL)

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาท์พุทมาควบคุมช่วงเวลาการสลับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาท์พุท เป็นหลักวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันจะเป็นดังรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.15 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน

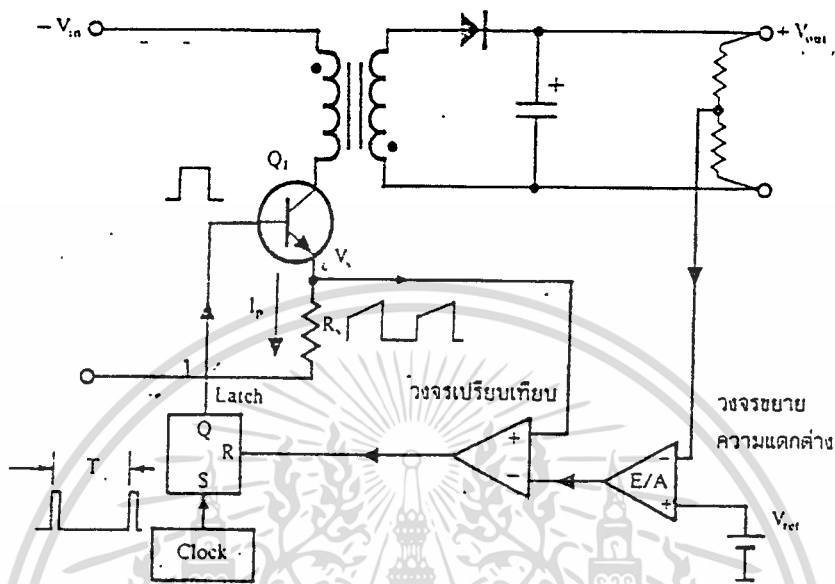
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า จากรูปวงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาท์พุทและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาท์พุท ค่าความแตกต่างที่ได้จะ

ถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้ จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่งเอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบ เวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตาม ผลมอดูเลชันของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนด ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ขาอินเวอร์ต ผลต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180° กล่าวคือ เมื่อ แรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ t_{ON} ก็จะมีค่าลดลงแรง ดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น t_{ON} ก็จะมีค่า เพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้ ตัวอย่างไอซีที่ใช้ควบคุมคอน เวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน ได้แก่ เบอร์ MC34060, MC34166 TL 494 เป็นต้น

2. วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส (Current Mode Control)

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส มีข้อดีหลายประการนอกเหนือจากโหมดควบคุมจากแรงดัน จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่ง ที่ นิยมใช้กันมากอย่างไรก็ตาม วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสนี้ก็ยังคงใช้เทคนิคพัลส์วิดท์ มอดูเลชันเช่นกันรูปที่ 4.16 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส

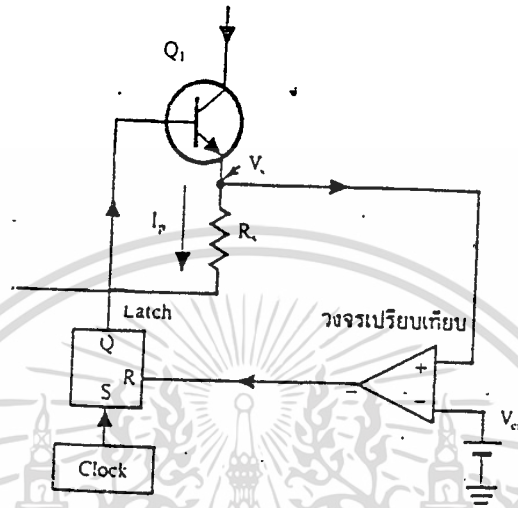


รูปที่ 4.16 แสดงวงจรพื้นฐานของการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากกระแส

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานของวงจร เราจะแยกคิดการทำงานของวงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อน และกำหนดขาอินเวอร์ตของวงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ดังรูปที่ 3.3 วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น “High” เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และขา Q จะมีสถานะเป็น “Low” เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R

เมื่อกำลังทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา จะให้กำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น “High” เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ก็จะเริ่มนำกระแส เมื่อ Q_1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดปฐมารีและตัวต้านทาน R_s ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q_1 ทำให้เกิดแรงดัน V_s ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน R_s ด้วย

แรงดันตกคร่อม V_s ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้น เมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{ref} เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น “High” และจะไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ขา Q มีสถานะเป็น “Low” และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะหยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา Q ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง



รูปที่ 4.17 แสดงวงจรควบคุมเมื่อตัดด้วยวงจรขยายความแตกต่างออกและกำหนดแรงดันอ้างอิง V_{cr} ที่ขาอินเวอร์ตของวงจรเปรียบเทียบแทน

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ที่ Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_e ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_1 นั้นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอเตอร์ที่มีค่าเพิ่มขึ้น แรงดัน V_e จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{cr} ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ลดลง เพราะเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสสั้นลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุตของคอนเวอเตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_e จะเพิ่มขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่ คอนเวอเตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกับแรงดันที่เอาต์พุตเลยทำให้คอนเวอเตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้อย่างรวดเร็ว

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีมากกว่าวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน เป็นต้นว่า ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวมเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุต เมื่อเกิดทรานเซียนส์ และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุต เพราะไม่ต้องรอสัญญาณป้อนกลับจากเอาต์พุต สามารถป้องกันกระแสไหลคืนได้ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่ขีดโพรมารีในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว สามารถจำกัดกระแสสูงสุดที่ขีดโพรมารี ปัญหาการไม่สมมาตรพัลส์แก้ไข

ของพหุ-พหุคอนเวอร์เตอร์จะไม่เกิดขึ้น สามารถต่อขานานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้น และกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

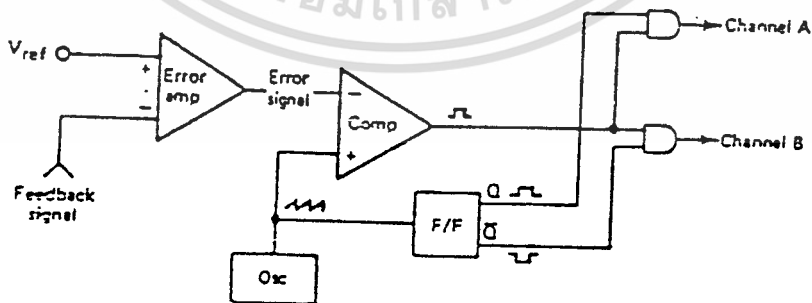
ตัวอย่างไอซี ที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากกระแส ได้แก่ เบอร์ UC3842/3/4/5, MC34023/5 และ MC34129 เป็นต้น

3. การออกแบบวงจรควบคุม

จากแรงดัน OUTPUT ของฮาล์ฟบริดจ์ คอนเวอร์เตอร์

$$V_{out} = \left[\left(\frac{N_s}{N_p} \right) \left(\frac{V_{in}}{2} - V_{CE(sat)} \right) \left(\frac{2t_{ON}}{T} \right) \right] - V_D$$

จะเห็นได้ว่า เราสามารถที่จะควบคุมแรงดันได้ โดยการควบคุม ช่วงนำกระแสของ Transistor (t_{ON}) ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทั่วไปจึงมักนิยมใช้เทคนิค Pulse Width Modulation หรือ PWM ซึ่ง PWM เป็นหลักการที่ใช้ในการควบคุมช่วงเวลาที่น่ากระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์



(a)

รูปที่ 4.18 PWM Control Circuit

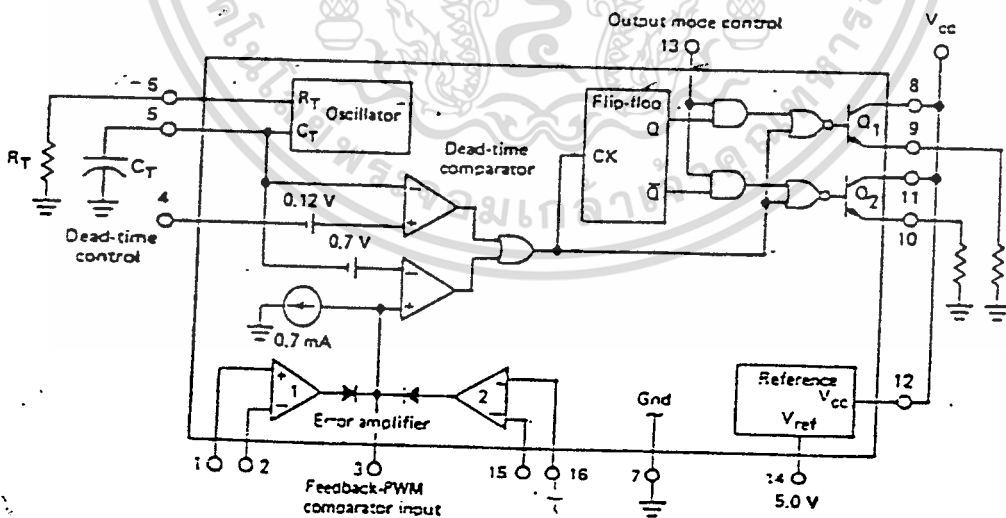
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกวนนำไปใช้ การทำงานของวงจรควบคุมแรงดันนั้น เราจะนำค่าแรงดัน Output มาป้อนกลับเขาวงจร ควบคุมแรงดัน โดยนำ Output voltage มาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ความแตกต่างที่ได้จะ

ถูกนำมาขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง เรียกแรงดันที่เปรียบเทียบแล้วว่า Error Voltage output ที่ออกจากวงจขยายความแตกต่างแล้วนำมาเปรียบกับสัญญาณ Saw tooth โดยที่เมื่อสัญญาณ Saw tooth มีระดับสูงกว่า ค่าของ Error Voltage ทรานซิสเตอร์จะ ON (นำกระแส) เมื่อสัญญาณ Error Voltage มีระดับสูงกว่าสัญญาณ Saw tooth ทรานซิสเตอร์ก็จะ OFF (หยุดนำกระแส) พิจารณาได้จากรูป 4.18

การกำหนดคาบเวลาทำงาน

IC เบอร์ TL 494 ถูกสร้างขึ้นมาเพื่อใช้งานทางด้าน PWM โดยเฉพาะวงจรของ TL 494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่ที่ คาบเวลาของเอาต์พุตพัลส์ กำหนดโดยค่า R_T และ C_T จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี ซึ่งคาบเวลาหาได้จาก

$$T = R_T C_T / 1.1$$

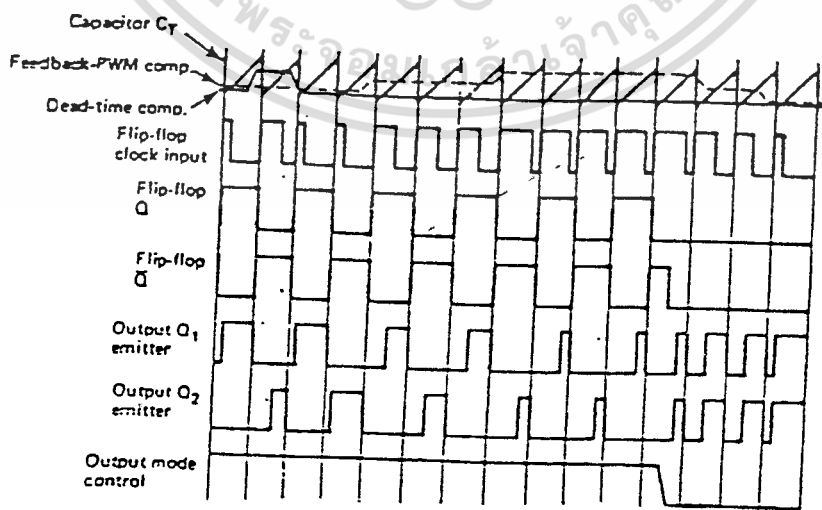


รูปที่ 4.19 ส่วนประกอบภายใน TL 494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าการณีใดกรณีนี้ ก็ให้นำมาปรับค่าให้ตรงกับลักษณะของรูป Saw tooth บางทีเรียกว่าสัญญาณ แรมป์
 (Ramp) ซึ่งสัญญาณนี้จะนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณ Error Voltage และสัญญาณ Td (dead

time control) ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จะทำงานได้เมื่อสัญญาณ clock ที่อินพุตของฟลิป-ฟลอป อยู่ในสถานะต่ำซึ่งจะเกิดได้เมื่อแรงดัน Saw tooth มีค่ามากกว่า Error Voltage และสัญญาณ dead time control (t_d)

ที่ขา dead time control จะมีแรงดันอยู่ประมาณ 0.1 v แรงดัน offset อันนี้จะป้อนเข้าที่ขา อินเวอร์ตอินพุตของวงจร dead time comparator ดังนั้นเมื่อแรงดันที่ตกคร่อม C_1 สูงกว่า 0.1 v comparator จะให้เอาท์พุตเป็น high ทุกไซเคิลการออสซิลเลต C_1 จะคายประจุและแรงดันต่ำกว่านี้ ในตอนต้นของสัญญาณ ramp ทุกลูกทางเอาท์พุตของ comparator จะมีช่วงเป็น low เสมอ ทำให้ ทรานซิสเตอร์หยุดการทำงาน (dead time) และด้วยคุณสมบัติทางฟิสิกส์ของทรานซิสเตอร์จะทำงานแบบสวิตช์ทุกตัวในช่วง on จะมีการสะสมประจุในเบสต่ำกว่าช่วง off ไม่นานพอที่จะทำให้ประจุนี้ลดลงได้ ทรานซิสเตอร์จะทำตัวเหมือนลัดวงจรซึ่งจะเป็นลักษณะที่เราไม่ต้องการวงจร pwm comparator ได้รับการออกแบบมาให้เปรียบเทียบแรงดันตกคร่อม C_1 ซึ่งจะรวมกับแรงดัน off-set อีก 0.7 v กับแรงดันจากเอาท์พุตของวงจร error amp. จะเห็นว่าขาของอินเวอร์ตอินพุตของ pwm comparator จะต่อกับวงจรดึงกระแสที่ 0.6 mA เอาท์พุตของ error amplifier แต่ละชุดจะมี ไดโอดต่ออนุกรมกันอยู่ เพื่อทำตัวเป็น Or gate นั่นเองทำนองเดียวกันแรงดันที่ขา 3 จะสามารถควบคุมผลทางเอาท์พุตได้เช่นกันกับส่วนของ dead time control



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีก **รูปที่ 4.20** Timing diagram waveform ของ TL 494 ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อีกส่วนหนึ่งที่เพิ่มเข้ามาอีกคือ วงจรเรกกูเลตแรงดัน 5 โวลต์ เพื่อใช้สำหรับเป็นแรงดันอ้างอิง (วงจรมีสามารถจ่ายกระแสให้ 20 mA) หรือจะจ่ายให้กับวงจรภายนอกเลยก็ได้

การควบคุม OUTPUT VOLTAGE

จากรูปที่ 4.19 เราใช้ขา 1 และ 2 ของ TL 494 หาค่า ERROR VOLTAGE โดยใช้ขา 2 ต่อกับ V_{REF} ขา 1 เป็นขาที่ FEED BACK V_{OUT} ขา 3 คือ ERROR VOLTAGE พิจารณารูปที่ 4.21



รูปที่ 4.21 แสดงการทำงานของ output voltage

จากรูปที่ 4.21 เราสามารถปรับค่าเอาต์พุตโวลเตจได้โดยการปรับค่า R_1 จากสูตร

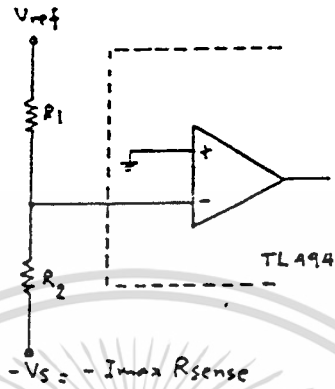
$$V_0 = V_{REF} (1 + R_1 / R_2)$$

ภาควงจรจำกัดกระแส

เราจะจำกัดกระแสได้โดยใช้ ERROR AMPLIFIER อีกตัวหนึ่งใน TL 494 โดยต่อขา 16 ลงกราวด์ ส่วนขา 15 ต่อไปยังตัวต้านทางที่เป็น VOLTAGE DIVIDER ระหว่าง V_{REF} กับ R_{SENSE} ที่ต่ออยู่ระหว่างกราวด์กับเซนเซอร์เทปของ POWER TRANSFORMER ดังรูปที่ 22

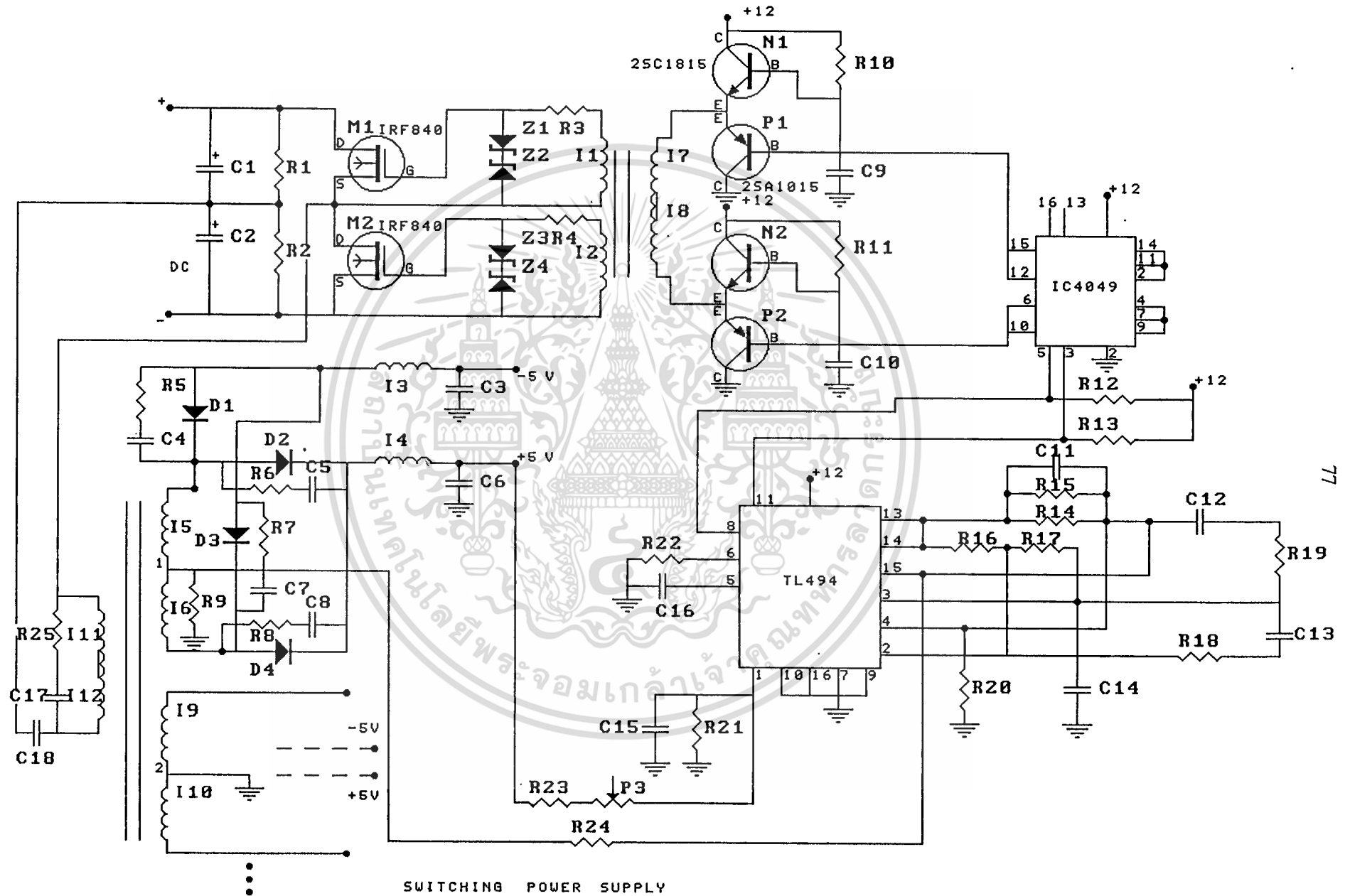
$$I_{MAX} = V_{REF} (- R_2 / R_1 R_{SENSE})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.22 แสดงการคำนวณค่ากระแสที่จำกัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



SWITCHING POWER SUPPLY

จากรูป 4.23 จะแสดงค่าต่างๆ ได้ดังนี้

$$C1 = C2 = 100\mu F \quad C3 = C6 = 4700\mu F \quad C4 = C5 = C7 = C8 = 0.01\mu F$$

$$C9 = C10 = 1nF \quad C11 = 10\mu F \quad C12 = C13 = 10nF$$

$$C14 = 33nF \quad C15 = 47nF \quad C16 = 0.001\mu F$$

$$C17 = 2N2 \quad C18 = 38\mu F$$

$$Z1 = Z2 = Z3 = Z4 = 9.1V$$

$$R1 = R2 = 100K \quad R3 = R4 = 50 \text{ ohm} \quad R5 = R6 = R7 = R8 = 20 \text{ ohm}$$

$$R9 = 0.1 \text{ ohm}/5W \quad R10 = R11 = R12 = R13 = 150 \text{ ohm}$$

$$R14 = R21 = 5K \quad R15 = R18 = 47K \quad R16 = R23 = 4K7$$

$$R17 = 1M \quad R19 = 33K \quad R20 = 2K$$

$$R22 = 1.1K \quad R24 = 1K \quad R25 = 1K/5W$$

จากรูปวงจรแหล่งจ่ายไฟแบบสวิชชิง (กำหนดแรงดัน 110 - 150 V_{DC})

1) กำหนดให้ความถี่การทำงานเท่ากับ 50 KHZ และ $C_T = C_{16} = 0.01 \mu F$

จาก

$$f = 1.1 / R_T C_T$$

$$R_T = (1.1 \times 10^3) / (50 \times 10^3 \times 0.01) = 2.2 \text{ K}\Omega$$

$$R_T = R_{22} = 2.2 / 2 = 1.1 \text{ K}\Omega$$

2) แรงดันคร่อม Q_1 และ Q_2

$$\begin{aligned} V_{ce(max)} &= V_{in(max)} \\ &= 1.3 V_{in} \text{ (เพื่อ 30 \%)} \\ &= 1.3 \times 150 = 195 \text{ V} \end{aligned}$$

3) กำหนด

$$\begin{aligned} t_{on(max)} &= 0.8T / 2 = 0.4 T \text{ (เพื่อ 20 \%)} \\ &= 0.4 / (50 \times 10^3) = 0.4 \times 20 \times 10^{-6} \\ &= 8 \times 10^{-6} \text{ sec} \end{aligned}$$

4) หา N_p / N_s

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{(V_{in(max)} / 2 - V_{ce(sat)}) \times t_{on(max)}}{(V_o + V_D) \times T / 2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น $\frac{(110/2 - 1) \times 8 \times 10^{-6}}{(5+1) \times 10 \times 10^{-6}} = 7.2$ ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5) หาค่า N_p

$$N_p = \frac{(V_{in(min)} / 2 - V_{ce(sat)}) \times t_{on(max)} \times 10^8}{\Delta B_{(max)} A_e}$$

ใช้แกน EE 55 โดย $\Delta B_{(max)} = 1800$ เกาส์ , $A_e = 3.53 \text{ cm}^3$

$$N_p = \frac{54 \times 8 \times 10^{-6} \times 10^8}{1800 \times 3.53} = 6.799 \approx 7 \text{ รอบ}$$

6) หา N_s จาก $N_p/N_s = 7.2$

$$N_s = 7/7.2 \approx 1 \text{ รอบ}$$

∴ ให้ $N_p = 7$ รอบ , $N_s = 1$ รอบ

7) ภาควควบคุม output voltage

$$\text{จาก } V_o = V_{ref} (1 + R_1/R_2)$$

โดย $V_{ref} = 5 \text{ v}$, $R_2 = R_{21} = 5 \text{ K}$ ทำการปรับ R_1

$$5 = 5 [1 + (4 \text{ K} + X) / 5 \text{ K}]$$

$$X = 0 \Omega$$

คือ การปรับค่า $P_3 = 0 \Omega$

8) ภาควจกร จำกัดกระแส (โดยการปรับค่า R_2)

$$\text{จาก } I_{max} = V_{ref} (-R_2 / R_1 R_{sense})$$

โดย $I_{max} = 10 \text{ A}$, $V_{ref} = 5 \text{ V}$, $R_1 = R_{14} = 5 \text{ K}$, $R_{sense} = R_9 = 0.1 \Omega$

$$R_2 = \frac{10 \times 5 \text{ K} \times 0.1}{5} = 1 \text{ K} \Omega = R_{24}$$

9) วงจร Soft - Start และการ Control Dead Time

ใช้ค่า $R_T = 47 \text{ K} = R_{15}$, $C_s = 10 \mu\text{F} = C_{11}$, $R_s = R_{20} = 2 \text{ K}$

จากสูตร

$$C_s = \frac{\text{soft - start time}}{R_s}$$

$$10 \mu\text{F} = (t_s \times \text{จำนวน cycle}) / 2 \text{ K} \quad \text{โดย } t_s \text{ เป็นคาบเวลาการสวิชชิง}$$

$$\text{จำนวน cycle ที่ใช้ในการ start} = (2 \text{ K} \times 10 \mu\text{F}) / 20 \mu\text{F} = 1000 \text{ cycle}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการต่อวงจร Soft - Start ในลักษณะนี้มี R_r และ R_s ที่ควบคุม dead time ซึ่งจะคำนวณ duty cycle สูงสุดของ Transistor ในตัว TL 494 ได้คือ

$$\begin{aligned} \text{Maximum \% on time} &= 45 - [80 / (1+R_r/R_s)] \\ &= 45 - [80 / (1+47K/2K)] \\ &= 41.73 \% \end{aligned}$$

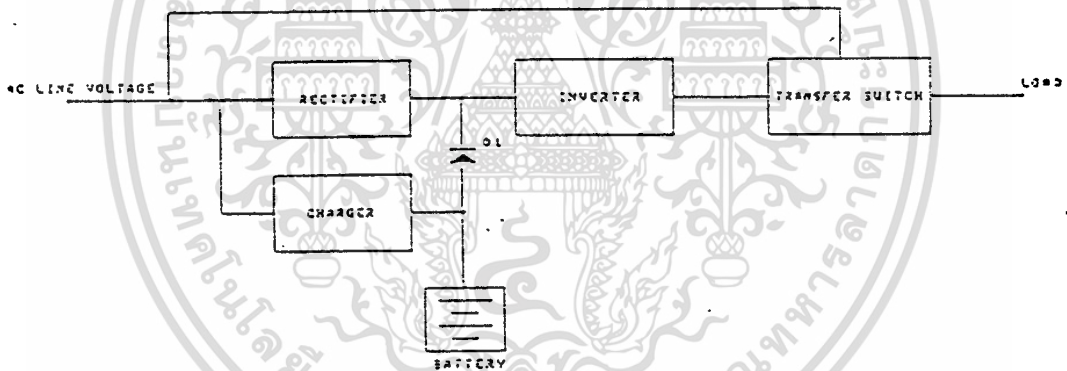


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

ทรานเฟอร์สวิตช์

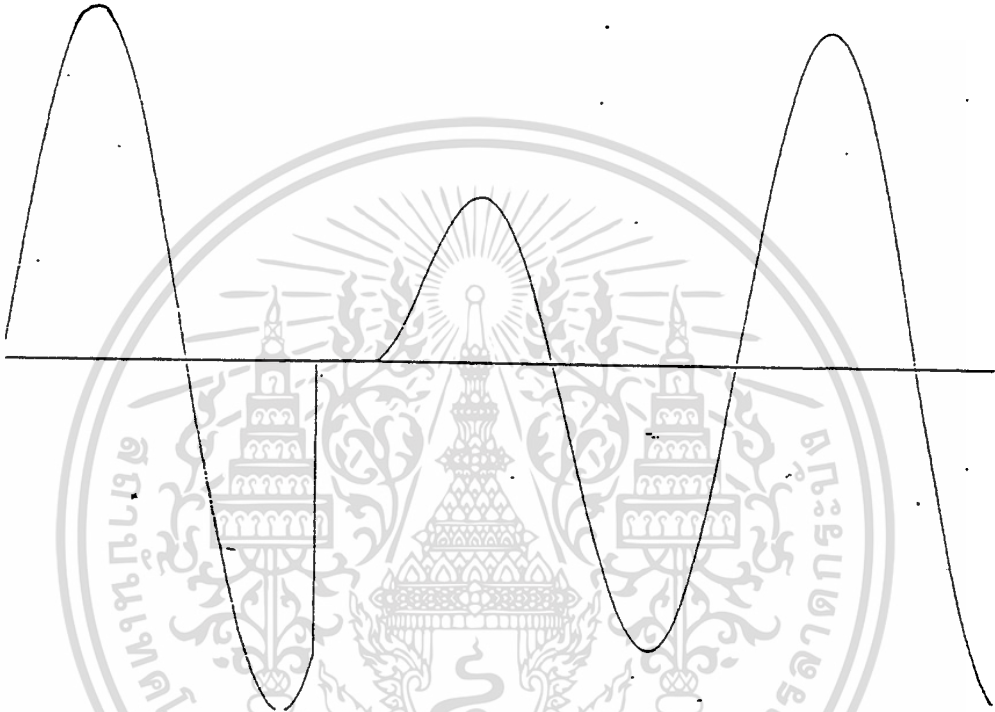
จากที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นถึงส่วนประกอบต่าง ๆ ของแหล่งจ่ายไฟสำรองจาก อินเวอร์เตอร์แล้วทรานเฟอร์สวิตช์นับได้ว่าเป็นอุปกรณ์ที่มีความสำคัญรองลงมา เพราะทรานเฟอร์สวิตช์เป็นส่วนที่ทำให้อินเวอร์เตอร์ทำงานเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรองอัตโนมัติ



รูปที่ 5.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายไฟสำรอง

จากรูปที่ 5.1 ทรานเฟอร์สวิตช์จะทำหน้าที่เลือกแหล่งจ่ายพลังงาน (ไฟฟ้าสลับ) ที่จะจ่ายให้กับโหลดโดยควรเลือกรับจากไลน์ หรืออินเวอร์เตอร์ในอุปกรณ์ประเภทแหล่งจ่ายไฟสำรอง (uninterruptable power supply) ทรานเฟอร์สวิตช์จะเลือกไฟสลับจากไลน์จ่ายให้กับโหลดในสถานะที่ไลน์ปกติ และเมื่อเกิดไฟดับหรือไลน์มีความผิดปกติบางอย่างเช่น แรงดันตกเกินกว่าค่าที่ยอมรับได้ ทรานเฟอร์สวิตช์ก็จะทำการสับเปลี่ยนแหล่งจ่ายพลังงาน โดยจะใช้ไฟสลับจากอินเวอร์เตอร์จ่ายให้กับโหลด โดยพลังงานที่อินเวอร์เตอร์ใช้ในการสร้างไฟสลับนั้นมาจากพลังงานที่อุทิศสะสมในแบตเตอรี่ในขณะที่ไลน์ยังปกติอยู่โดยชุดชาร์จเจอร์ จากหลักการทำงานที่

กล่าวมาจะพบว่า ส่วนที่เป็นเรกติไฟเออร์ไม่ได้ถูกใช้ในการทำงานเลย เนื่องจากการทำงานของ ups นั้นอินเวอร์เตอร์จะทำงานเฉพาะสถานะที่ไลน์มีความผิดปกติเท่านั้น จึงไม่จำเป็นต้องมีแหล่งจ่ายพลังงานที่เป็นไฟตรงให้ แต่การทำงานแบบนี้ยังมีข้อเสียบางประการ ในเรื่องความสมบูรณ์ของไฟสลัปที่โหลดได้รับ



รูปที่ 5.2 แสดงรูปสัญญาณที่โหลดได้รับขณะที่ไฟไลน์มีความผิดปกติ

เมื่ออินเวอร์เตอร์เริ่มทำงาน จะพยายามปรับแรงดันไฟสลัปที่จ่ายให้ได้ 220 โวลท์ ซึ่งต้องใช้เวลาค่าหนึ่งในการปรับตัว ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับ การออกแบบวงจรควบคุมแบบวงจรปิด จากรูปที่ 5.2 เราจะพบว่าแรงดันในช่วงแรกที่มีการสับเปลี่ยนแรงดันที่โหลดได้รับจะมีค่าต่ำกว่า 220 โวลท์ ซึ่งอาจจะทำความเสียหายให้กับโหลดได้อีกทั้งในการสับเปลี่ยนจะต้องคำนึงถึงเฟสของไฟสลัปด้วยไม่เช่นนั้น โหลดอาจจะได้รับอันตรายจากค่าของ dv/dt ซึ่งมีค่าสูง หากสับเปลี่ยนที่มุม 90 หรือ 270 องศาไฟฟ้า จึงจำเป็นต้องสับเปลี่ยนที่มุมศูนย์ทำให้สัญญาณที่โหลดได้รับ มีการขาดหายไปบางช่วง

จากข้อเสียที่กล่าวมาแล้วข้างต้น จึงเป็นการคิดว่าการสับเปลี่ยนพลังงานที่จะจ่ายให้กับโหลดในคอนที่เป็นไฟตรง แทนการสับเปลี่ยนคอนเป็นไฟสลัป ซึ่งจะทำให้โหลดปัญหาไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีโหลดขดปลงเบรคหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งในการนำไปใช้ต่าง ๆ ลงไปได้ในโครงการนี้จะให้อินเวอร์เตอร์ทำงานตลอดเวลา ไม่ว่าสภาพของไลน์จะเป็น

เช่นไร โดยในขณะที่ไลน์ปกติ อินเวอร์เตอร์จะใช้ไฟตรงจากชุดเรกติฟายแปลงเป็นไฟสลับจ่ายให้กับโหลด และชุดซาร์จเจอร์ก็จะทำการสะสมพลังงานให้กลับแบตเตอรี่ไปพร้อม ๆ กัน และเมื่อไลน์เกิดขาดหายไปก็จะทำการจ่ายไฟตรงจากแบตเตอรี่ให้อินเวอร์เตอร์แทนโดยใช้ไดโอดเป็นตัวสลับสับเปลี่ยน จากหลักการนี้จะทำให้ไฟสลับที่จ่ายให้กับโหลดไม่มีการเปลี่ยนแปลงหรือขาดหายไป

ข้อดีอีกประการของการสับเปลี่ยนพลังงาน ในตอนไฟตรงก็คือ สัญญาณไฟสลับที่โหลดได้รับ จะมีสัญญาณรบกวนต่าง ๆ น้อยมาก เนื่องจากเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์จะมีการกำจัดสัญญาณรบกวนต่าง ๆ ออกแล้ว ในทางตรงข้ามไฟสลับจากไลน์ซึ่งมีผู้ใช้มากมายและในอุปกรณ์หลายประเภท เช่น มอเตอร์ ฯลฯ จะปล่อยสัญญาณรบกวนเข้ามาไลน์ อันอาจจะทำอันตรายกับโหลดได้

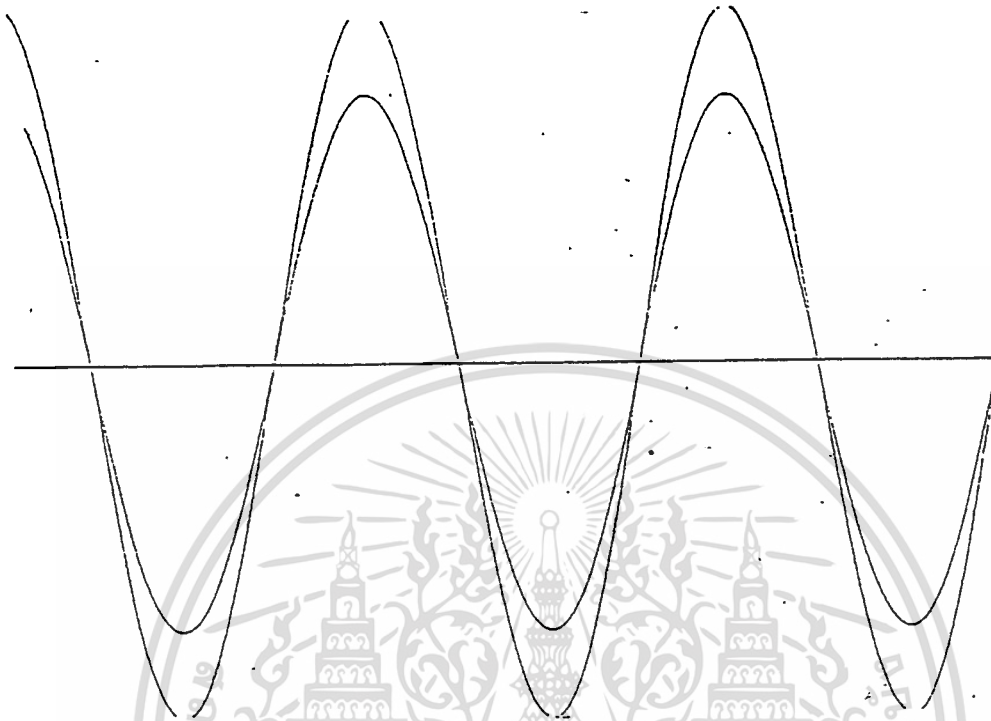
ทรานเฟอร์สวิทช์ที่ใช้ในโครงการนี้จึงได้ลดบทบาทต่าง ๆ ลง จากแหล่งจ่ายไฟสำรองทั่วไป หน้าที่ของการสับเปลี่ยนพลังงานก็จะมีไดโอดในตอนของไฟตรงเข้ามาทำหน้าที่แทน ดังนั้นหน้าที่หลักของทรานเฟอร์สวิทช์ในโครงการนี้ จึงเป็นการป้องกันอันตรายที่จะเกิดกับอินเวอร์เตอร์หรือโหลด

เพื่อเป็นการง่ายแก่การเข้าใจ ก่อที่จะกล่าวถึงหลักการทำงานของทรานเฟอร์สวิทช์ที่ใช้ในโครงการนี้ จึงขออธิบายความหมายของคำบางคำ และการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในบางจุดอีกครั้งหนึ่ง โดยปกติแล้วอินเวอร์เตอร์จะสร้างไฟสลับที่มีเฟสตรงกับไลน์จ่ายให้กับโหลดโดยการทำงานบางอย่างจะใช้ IC PPL (phase lock-loop) เป็นตัวจัดการและเมื่อไลน์หายไป IC PPL ก็จะกำเนิดสัญญาณขึ้นมาเองด้วยความถี่ 50 เฮิร์ต และเมื่อไลน์กลับมาเป็นปกติ IC PPL ก็จะปรับเอาท์พุทให้มีความถี่และเฟสตรงกับไลน์อีกครั้งหนึ่ง ทั้งนี้ในการทำงานดังกล่าวจำเป็นต้องใช้เวลาค่าหนึ่งเพื่อรอให้เฟสตรงกัน

5.1 การสับเปลี่ยนที่แรงดันศูนย์

เนื่องจากแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ ที่ได้จากอินเวอร์เตอร์ จะมีค่าเกือบคงที่ ที่ 220 โวลท์ หากไม่มีการสับเปลี่ยนที่แรงดันศูนย์แล้ว อาจทำให้อินเวอร์เตอร์ ได้รับความเสียหายได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

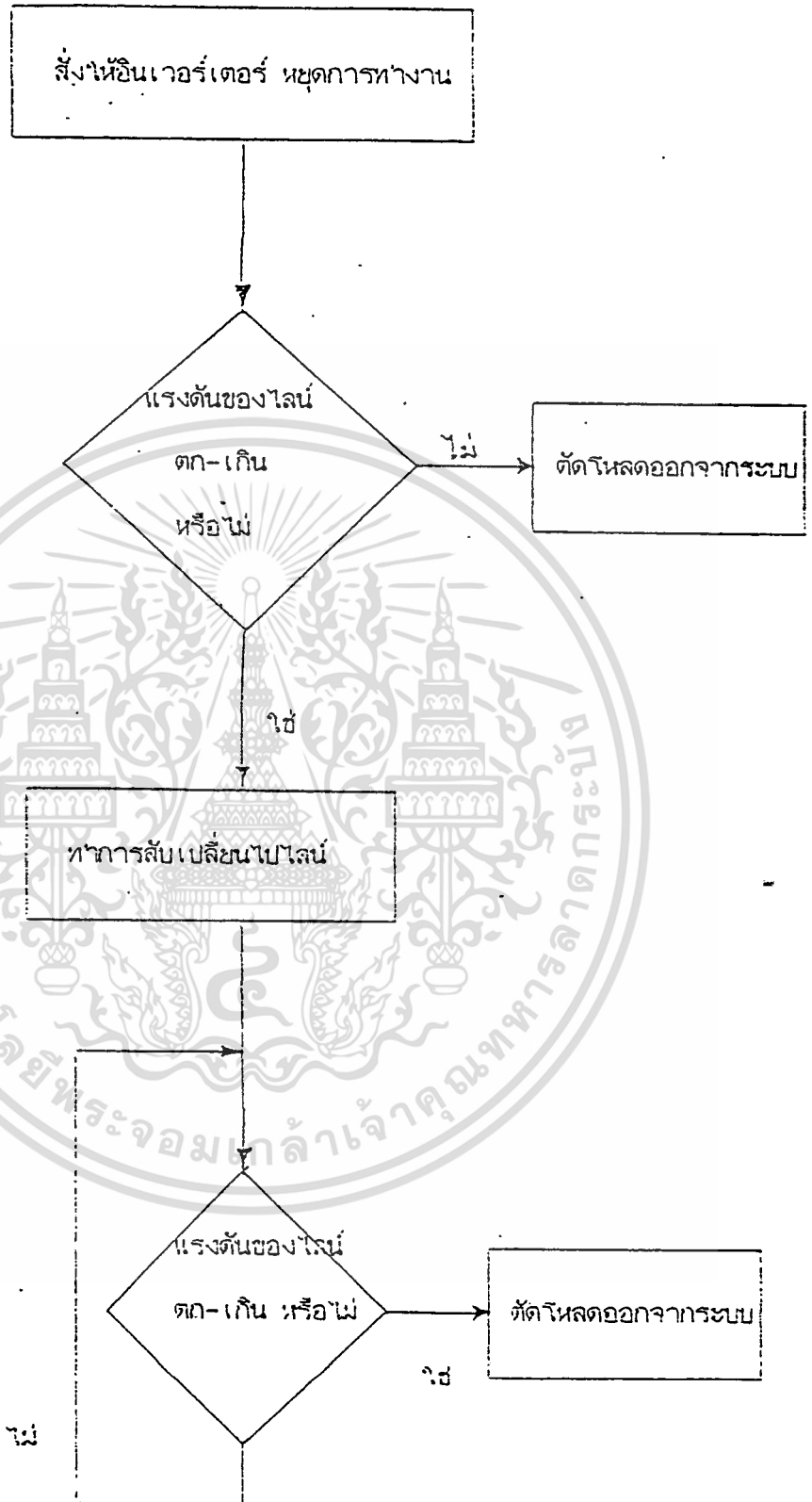


รูปที่ 5.3 แสดงแรงดันของอินเวอร์เตอร์และไลน์
ในกรณีที่มีสตรงกันแต่แรงดันไม่เท่ากัน

จากรูปที่ 5.3 ถ้าแรงดันของไลน์ต่ำกว่าแรงดันของอินเวอร์เตอร์ ในช่วงที่มีการสับเปลี่ยน แม้ว่าจะหยุดการป้อนสัญญาณให้กับ SCR ซึ่งใช้อุปกรณ์สับเปลี่ยนแล้วตัว SCR ก็ยังนำกระแสอยู่ จนกว่าแรงดันคร่อมตัวเองจะเป็นศูนย์ และถ้าสั่งงานให้ทรานเฟอร์สวิตช์สับเปลี่ยนไปที่ไลน์ทันทีหรือป้อนสัญญาณให้กับเกทของ SCR จะเหมือนกับแรงดันของอินเวอร์เตอร์สูงกว่าของไลน์ นั่นคืออินเวอร์เตอร์จะจ่ายกระแสให้กับไลน์ดังนั้นการสับเปลี่ยนจึงควรทำเมื่อ SCR หยุดนำกระแสแล้ว หรือที่แรงดันศูนย์นั่นเอง

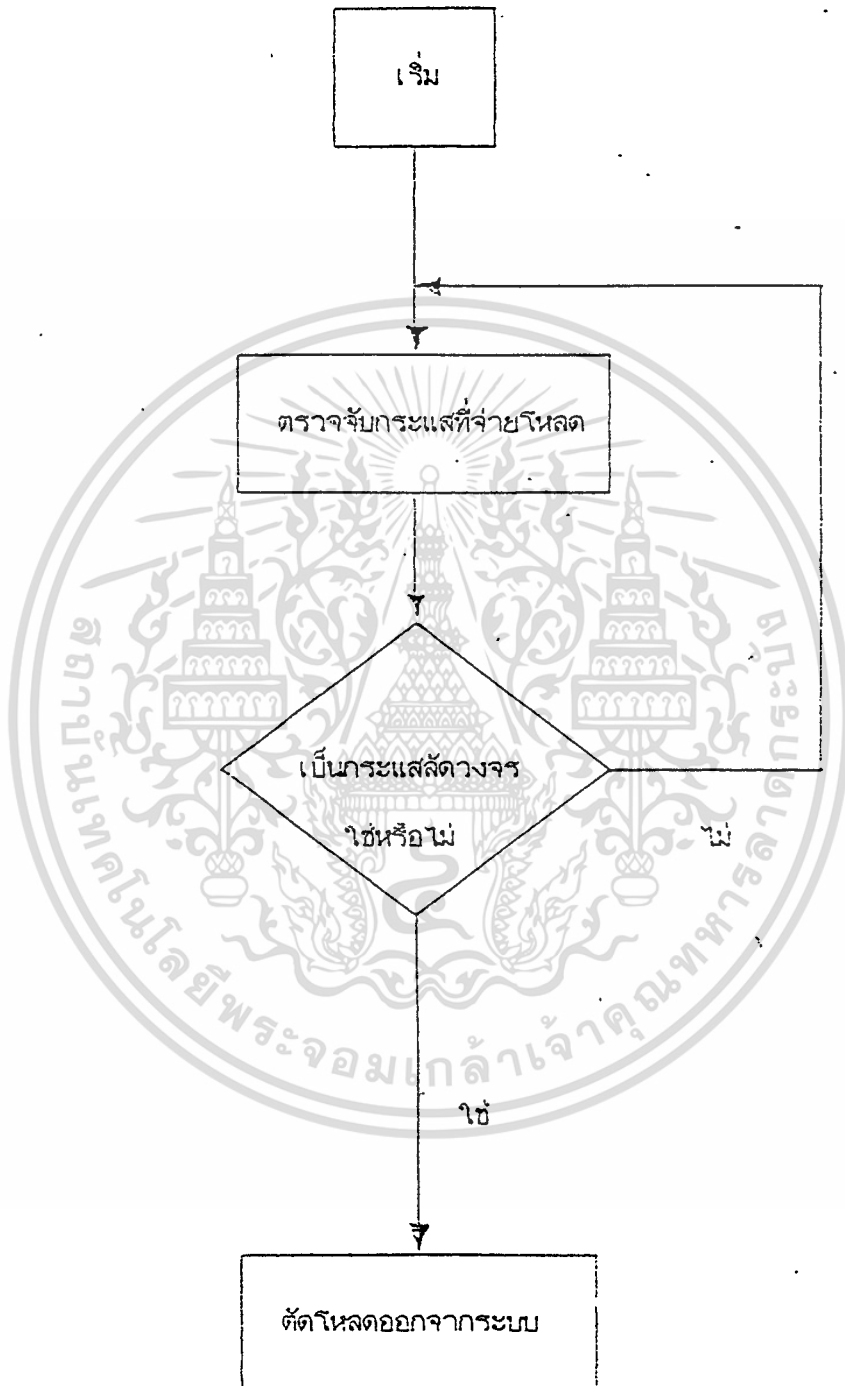
5.2 ลำดับการทำงานของทรานเฟอร์สวิตช์

ที่กล่าวมาแล้วในตอนแรก ถึงหน้าที่หลักของทรานเฟอร์สวิตช์ที่ใช้ในโครงการนี้จะพบว่า ทรานเฟอร์สวิตช์มีหน้าที่เลือกแหล่งจ่ายไฟสลับที่ดีที่สุดให้กับโหลด ทั้งนี้อาจจะเป็นจากไลน์หรืออินเวอร์เตอร์ก็ได้ เพื่อป้องกันความเสียหายที่จะเกิดกับโหลดทั้งยังป้องกันอันตรายที่จะเกิดกับอินเวอร์เตอร์ด้วย เราสามารถลำดับเงื่อนไขต่าง ๆ ในการสับเปลี่ยนของทรานเฟอร์สวิตช์ ได้ดังนี้

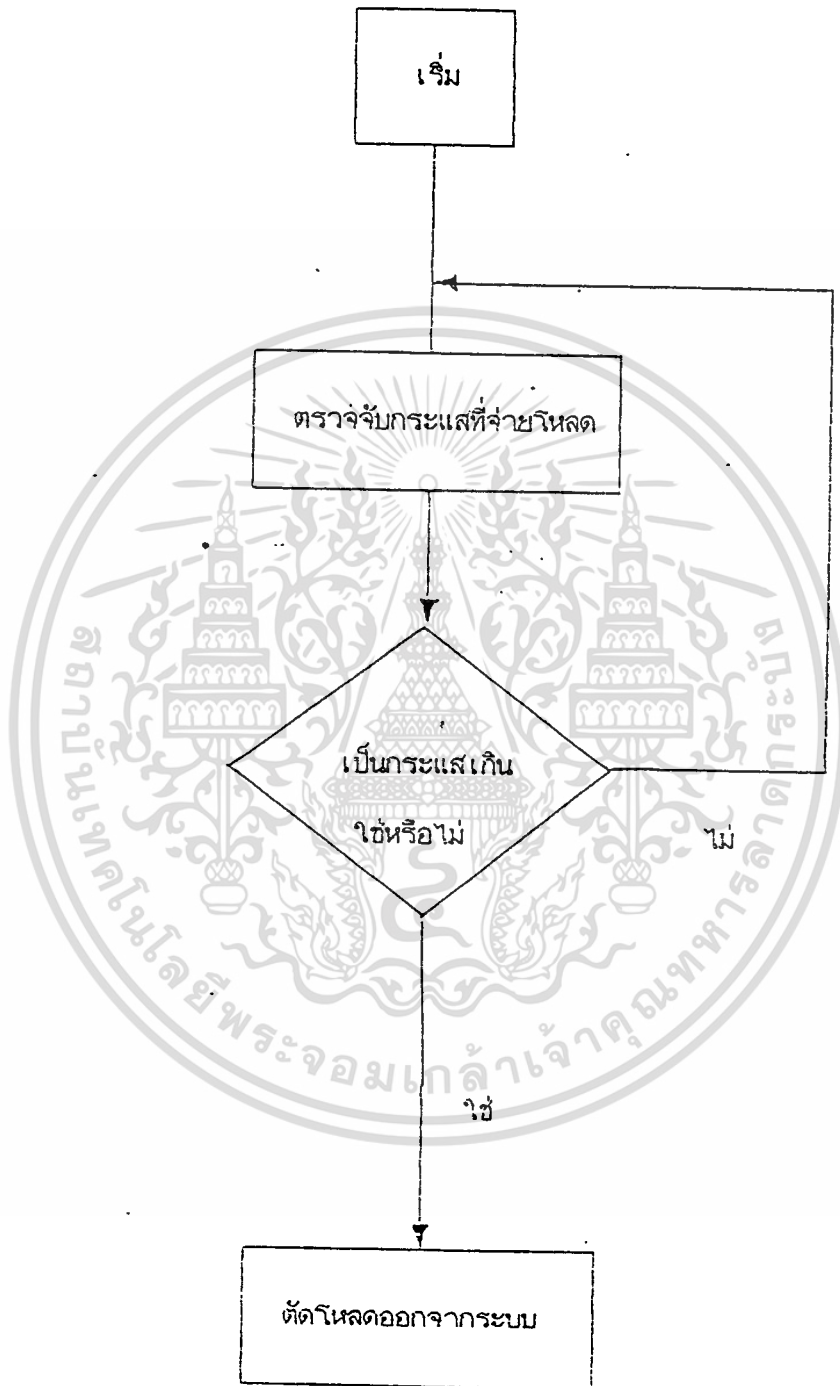


รูปที่ 5.4 แสดงลำดับการทำงานของทรานเฟอร์สวิทช์ซึ่งมีการสับเปลี่ยนเมื่ออินเวอร์

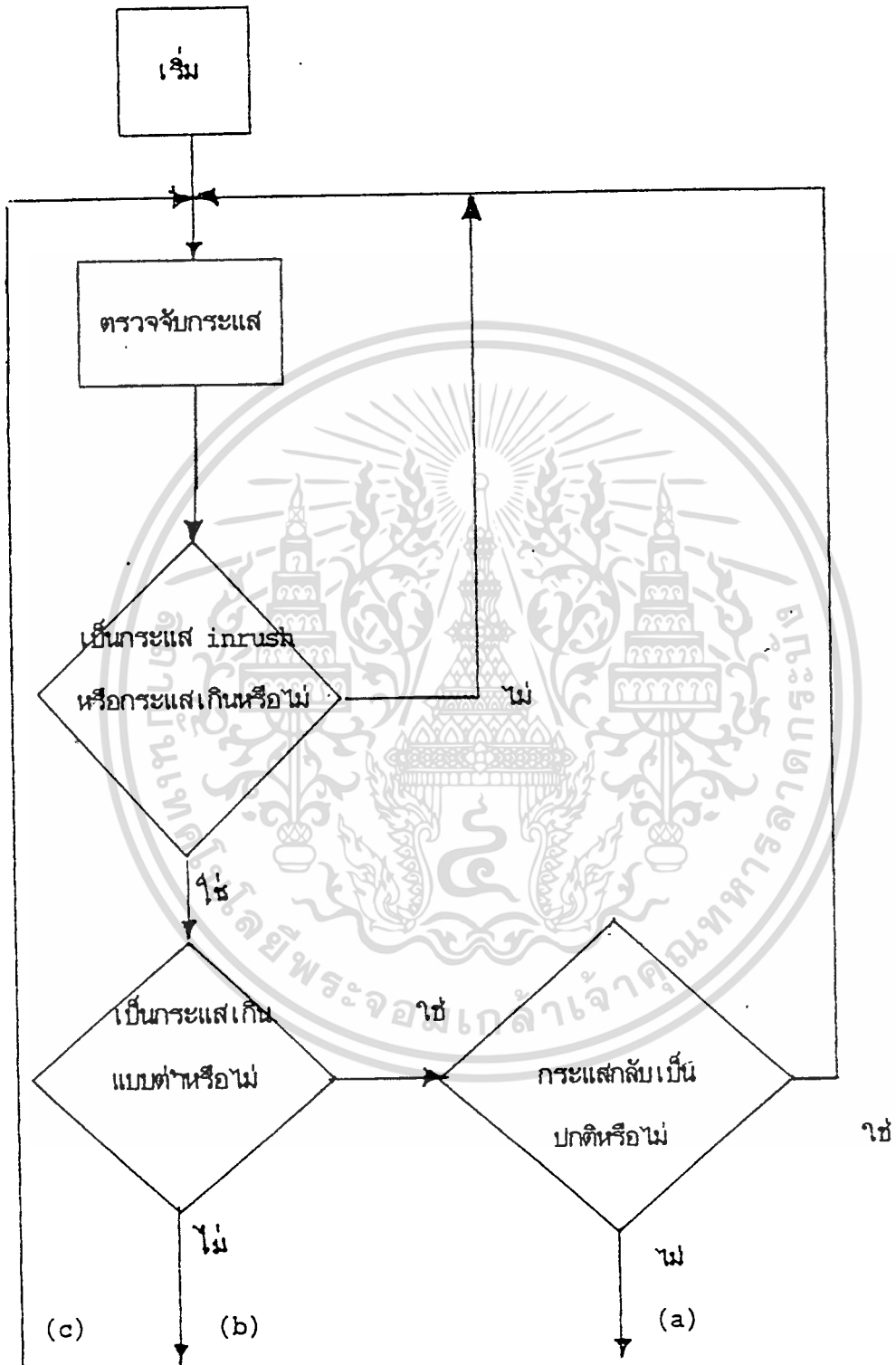
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 เตอร์มีแรงดันตก-แรงดันเกิน
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



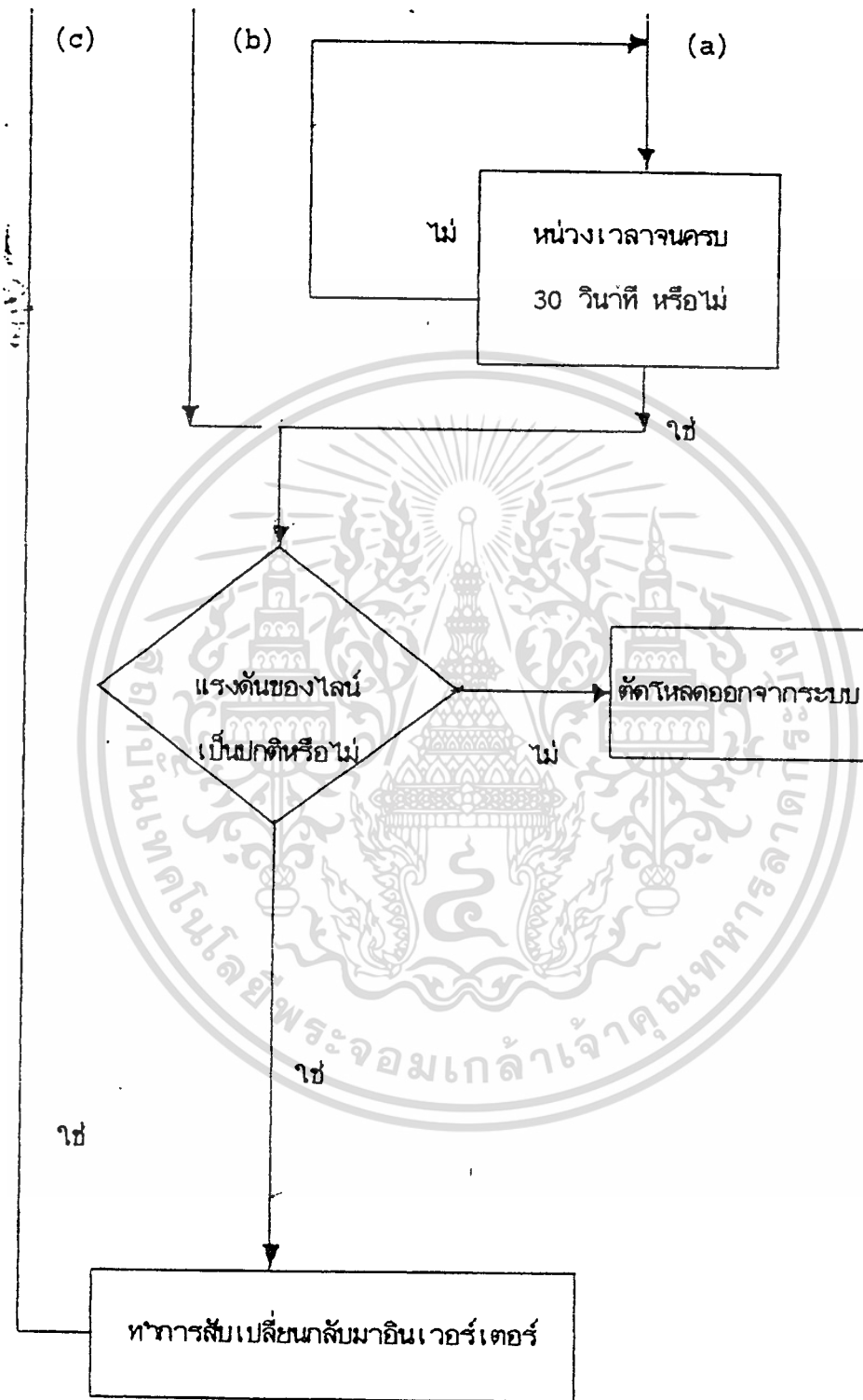
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่เฉพาะเจาะจงเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 5.5 ลำดับการทำงานของทรานเฟอร์สวิตช์ซึ่งมีการสับเปลี่ยนเมื่ออินเวอร์เตอร์เกิดภาวะลัด
 ไม่ว่าการณ์ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 วงจร



รูปที่ 5.6 ลำดับการทำงานของทรานเฟอร์สวิทช์ซึ่งมีการสับเปลี่ยนเมื่ออินเวอร์เตอร์เกิดภาวะ
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
กระแสเกิน
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 5.7 ลำดับการทำงานของทรานส์ฟอเมอร์สวิทช์ซึ่งมีการสลับเปลี่ยนเมื่ออินเวอร์เตอร์เกิดภาวะ
ไม่วอร์มขึ้นใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
กระแสเกิน(Inrush Current)

1. เมื่ออินเวอร์เตอร์เกิดแรงดันตก-แรงดันเกิน ทำให้แรงดันไฟสลับที่จ่ายโหลดเกิดความผิดปกติ ทั้งนี้เกิดขึ้นเนื่องจากอินเวอร์เตอร์ มีความผิดปกติจนไม่สามารถรักษาระดับแรงดันของตัวเองได้ ดังนั้นเพื่อมิให้ได้รับความเสียหาย จึงต้องทำการสับเปลี่ยนไปไลน์ และหยุดการทำงานของอินเวอร์เตอร์เพื่อรับการซ่อมบำรุง

การทำงานของทรานเฟอร์สวิตช์ สามารถอธิบายได้ดังนี้

ทรานเฟอร์สวิตช์จะทำการตรวจสอบแรงดันของอินเวอร์เตอร์อยู่ตลอดเวลาจนพบว่าแรงดันตกหรือเกิน ก็จะทำให้การสั่งให้อินเวอร์เตอร์หยุดการทำงาน ขณะเดียวกันก็จะตรวจสอบแรงดันไฟฟ้าของไลน์ว่าผิดปกติหรือไม่ ถ้าผิดปกติก็ต้องไม่มีการสับเปลี่ยนนั่นคือตัดไฟฟ้าที่จะจ่ายให้กับโหลด แต่ถ้าแรงดันไลน์ปกติก็จะรอการสับเปลี่ยนที่มุม 0 องศา หรือ 180 องศาทางไฟฟ้าแหล่งจ่ายไฟสำรองจะใส่ไฟสลับจากไลน์จ่ายให้กับโหลดจนกว่าจะมีการแก้ไข inverter และ reset เครื่องใหม่ และถ้าหากขณะที่สับเปลี่ยนมาที่ไลน์แล้วไลน์เกิดผิดปกติ transfer switch ก็จะหยุดการจ่ายไฟให้กับโหลด

2. เมื่อเกิดภาวะลัดวงจร แสดงว่ามีความผิดปกติเกิดขึ้นที่โหลดหากปล่อยทิ้งไว้จะทำให้ inverter ได้รับความเสียหายได้ จึงต้องทำการตัดโหลดออกจากแหล่งจ่ายไฟนั่นคือ transfer switch จะไม่ทำการสับเปลี่ยนไปไลน์หรือ inverter

3. กรณีการเกิดกระแส inrush และกระแสเกิน transfer switch จะแบ่งเป็น 2 กรณีคือ

- กรณีเป็นกระแสแบบต่ำ แหล่งจ่ายไฟสำรองจะรอเวลา 30 วินาที ถ้าโหลดถูกปรับปรุงจนกระแสเป็นปกติไม่ต้องทำการสับเปลี่ยน แต่ถ้าเลยช่วงเวลาดังกล่าวไปแล้วโหลดยังไม่ถูกปรับปรุงก็จะดูเงื่อนไขอื่น ๆ แล้วจึงทำการสับเปลี่ยน

- กรณีเป็นกระแส inrush และกระแสแบบสูง แหล่งจ่ายไฟสำรองจะดูเงื่อนไขอื่น ๆ แล้วจึงทำการสับเปลี่ยน

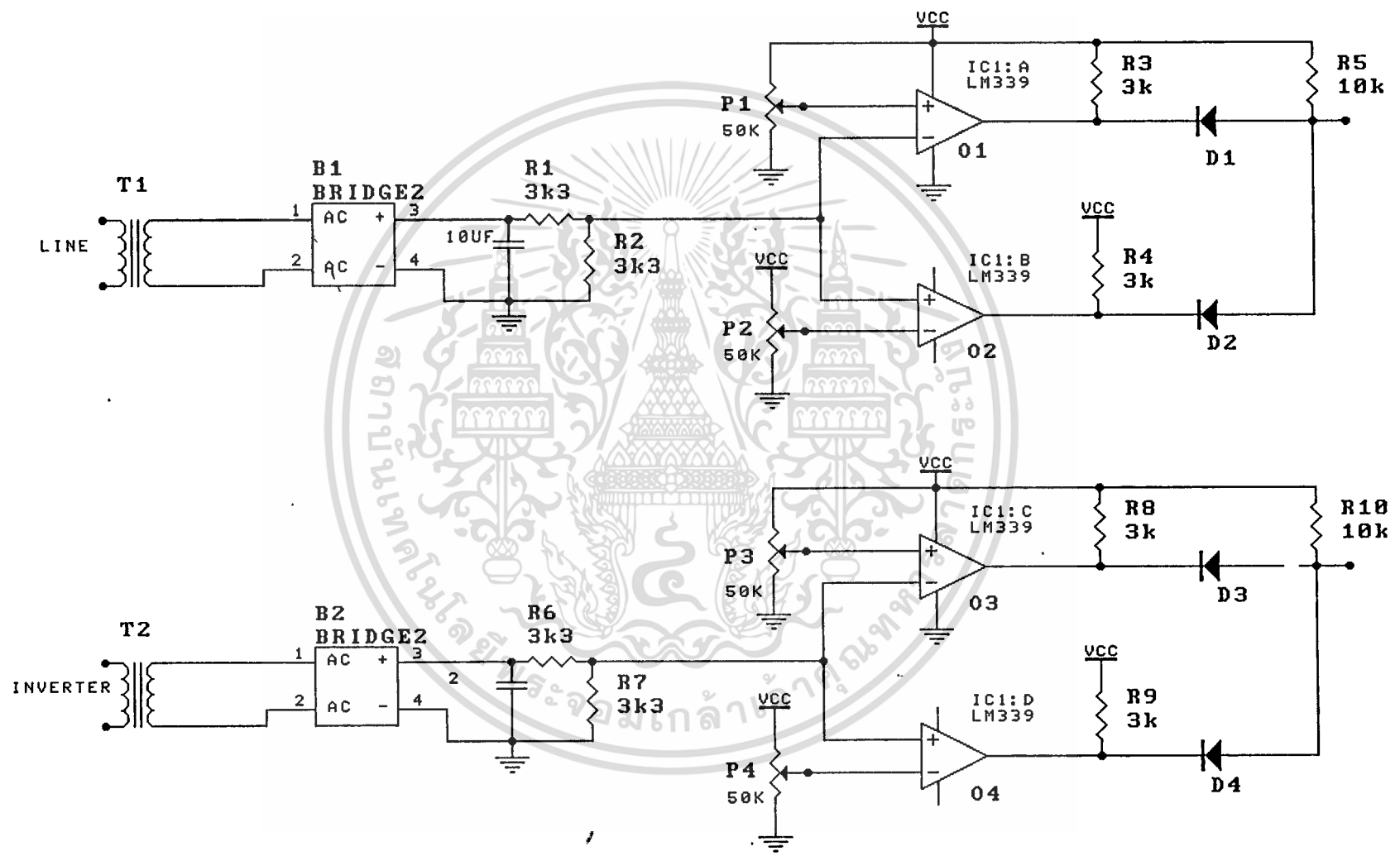
ก่อนทำการสับเปลี่ยนแหล่งจ่ายไฟสำรอง จะดูสภาพของไลน์ว่าผิดปกติหรือไม่ถ้าผิดปกติก็จะงดการจ่ายไฟให้กับโหลด นั่นคือจะไม่มีการสับเปลี่ยนไปทั้งไลน์และ inverter ดังนั้นจึงตัดโหลดออกจากระบบ ถ้าไลน์ปกติก็จะตรวจสอบว่าสถานะของกระแสเกินหรือกระแส inrush หหมดไปหรือยังหากหมดไปแล้วก็จะทำการสับกลับมาที่ inverter โดยที่ก่อนทำการสับเปลี่ยน ก็จะรอจนกว่าสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ จะเป็นมุม 0 หรือ 180 องศา จึงทำการสับเปลี่ยนมาที่ inverter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

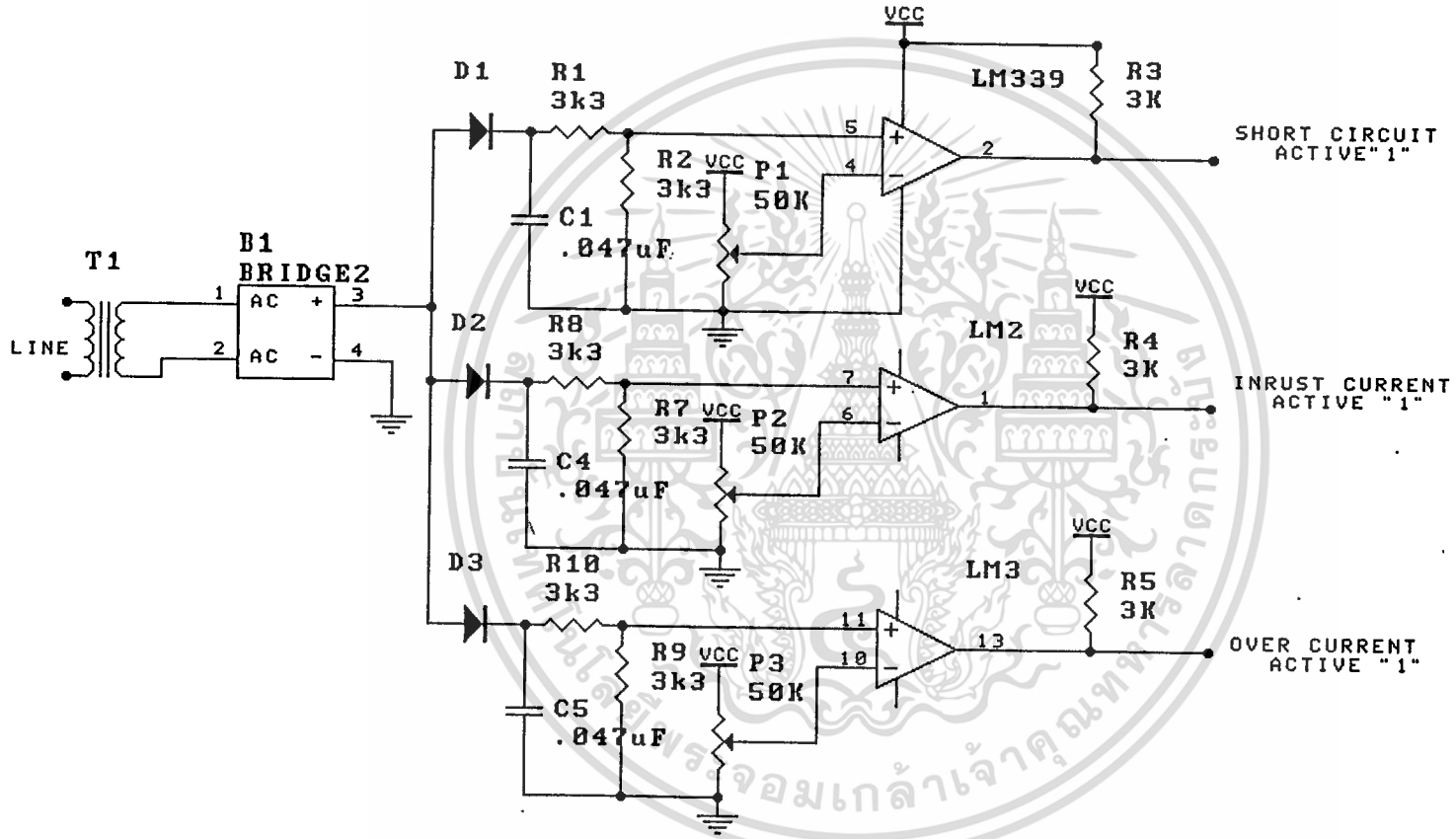
โดยกดปุ่ม reset

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.8 แสดงวงจรของตัวตรวจจับการไหลของกระแส



รูปที่ 5.0 แสดงวงจรตรวจจับกระแสและแรงดันทรานส์ฟอร์มเตอร์



บทที่ 6

เครื่องอัดประจุแบตเตอรี่ (BATTERY CHARGER)

6.1 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับแบตเตอรี่

แบตเตอรี่ที่ใช้ในโรงงานนี้ เป็นแบตเตอรี่แบบตะกั่ว - กรด ซึ่งเราจะกล่าวถึงแบตเตอรี่ แบบตะกั่ว - กรด ชนิดต่าง ๆ อย่างกว้างๆ ดังนี้
 แบตเตอรี่แบบตะกั่ว-กรดโดยไม่ต้องเติมน้ำกลั่น (NON SPILL LEAD-ACID BATTERY) แบ่งเป็น 2 ชนิดได้แก่

1. แบตเตอรี่มาตรฐาน (STANDARD BATTERY)

แบตเตอรี่ชนิดนี้เมื่อไม่ได้ใช้งานจะมีการคายประจุด้วยตัวเอง (SELF-DISCHARGE) ที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิสิ่งแวดล้อมต้องมีการอัดประจุใหม่ ทุก ๆ 4-6 สัปดาห์เพื่อชดเชยค่าการคายประจุด้วยตนเอง (SELF-DISCHARGE) แบตเตอรี่นี้เหมาะสำหรับการใช้งานในช่วงสั้น ๆ

2. แบตเตอรี่ถาวร (PERMANENT BATTERY)

แบตเตอรี่ชนิดนี้สามารถเก็บที่อุณหภูมิ 20 องศาเซลเซียสได้หลายเดือนโดยไม่ต้องมีการดูแลรักษา และสามารถอัดประจุให้กับแบตเตอรี่ ทุก ๆ 10 เดือนและ มีการคายประจุด้วยตนเอง (SELF DISCHARGE) -ต่ำ เนื่องจากใช้ตะกั่วผสม (LEAD ALLOY) ชนิดพิเศษ เหมาะสำหรับการใช้งานพิเศษที่ต้องการอายุการใช้งานสูงกว่าแบบแบตเตอรี่มาตรฐาน (STANDARD BATTERY)

แบตเตอรี่แบบตะกั่ว-กรดที่มีการปิดผนึก (RECOMBINING SEALED LEAD-ACID BATTERY)

ปกติแล้วเมื่อแบตเตอรี่อัดประจุจนถึงระดับที่อัดประจุสูงกว่าปกติ (OVERCHARGE) กรดซัลฟริกที่เป็นอิเล็กโทรไลต์จะเกิดปฏิกิริยาเป็นก๊าซไฮโดรเจนและออกซิเจนทำให้ความเข้มข้นของอิเล็กโทรไลต์เพิ่มขึ้นเราต้องมีการเติมน้ำกลั่นมิฉะนั้นแบตเตอรี่จะเสื่อมคุณภาพได้ การเติมน้ำ

กลั่นเป็นการจำกัดวงในการใช้งานของแบตเตอรี่ ฉะนั้นเราจึงมีการพัฒนาแบตเตอรี่ใช้งานโดยไม่ต้องเติมน้ำกลั่น

1) แบตเตอรี่แบบไม่ต้องรวม (NON-RECOMBINING) หรือรวมบางส่วน (PARTIALLY RECOMBINING) ใช้วิธีการอัดประจุที่ยุ่ยากซับซ้อนมาก ซึ่งจะช่วยลดการเกิดก๊าซให้น้อยที่สุด

2) แบตเตอรี่แบบรวมสมบูรณ์ (FULLY RECOMBINING) โดยก๊าซที่เกิดขึ้นคือไฮโดรเจน และออกซิเจนจะรวมตัวกันเป็นน้ำทำให้ปริมาตรของอิเล็กโตรไลต์ไม่ลดลง

1. แบบรวมบางส่วน (PARTIALLY RECOMBINING)

แบตเตอรี่แบบนี้ไม่ต้องบำรุงรักษาใด ๆ และไม่ต้องอัดประจุให้ถึงระดับที่อัดประจุสูงกว่าปกติ (OVERCHARGE) เพื่อให้แบตเตอรี่เต็ม ในกรณีที่อุณหภูมิใช้งานสูงกว่าอุณหภูมิแวดล้อมมาก ๆ แบตเตอรี่จะเกิดก๊าซ ทำให้ความดันสูงขึ้น ซึ่งแบตเตอรี่จะมีวาล์วที่คอยเปิดให้ ก๊าซออกไปในทันที และวาล์วจะปิดโดยอัตโนมัติเมื่อความดันก๊าซต่ำลง ด้วย เหตุนี้จึงใช้ได้กับทุกสภาวะแวดล้อม แบตเตอรี่แบบนี้จะปิดผนึกไว้ซึ่งภายในแบตเตอรี่จะไม่เกิดก๊าซอีกทั้งมีความต้านทานภายในต่ำและจ่ายกระแสได้สูงภายใต้การอัดประจุแบบรักษาระดับแรงดันคงที่ที่จะอัดประจุด้วยกระแสอัดประจุสูงๆ ในตอนเริ่มต้นและในขั้นที่ เมื่อแรงดันย้อนกลับของแบตเตอรี่เริ่มสูงขึ้นและต้องควบคุมกระแสในการอัดประจุ เมื่อแบตเตอรี่เต็มจะต้องรักษาระดับแรงดันแบตเตอรี่โดยลดกระแสให้เหลือน้อยๆ เพื่อไม่ให้เกิด OVER VOLTAGE และป้องกัน ELECTROLYTE LOSS

2. รวมแบบสมบูรณ์ (FULLY RECOMBINING SEALED BATTERY)

โครงสร้างคล้ายๆ กับแบบ STANDARD CYLINDRICAL NI-CAD เหมาะสำหรับใช้งาน STANDBY ใช้ ALLOY PLATE GRIDS ชนิดพิเศษ และมีการรวมตัวของ ก๊าซ O₂ อยู่การใช้งานขึ้นอยู่กับ ลักษณะการใช้งานและสภาวะแวดล้อม มีความต้านทานภายในต่ำ อัตราการ DISCHARGE สูง

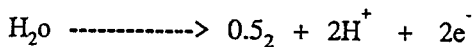
ขบวนการปฏิกิริยาทางไฟฟ้าเคมี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

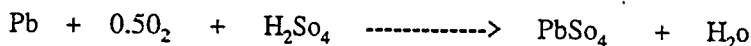
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



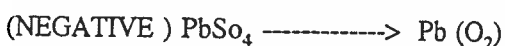
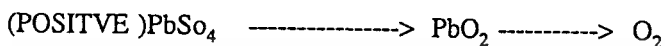
B) ในขั้นตอนสุดท้ายของการ CHARGE จะเกิด O_2 ที่ขั้วบวก



O_2 จะถูกดูดซับที่ขั้วลบ ซึ่งจะเกิดปฏิกิริยาดังนี้



ปฏิกิริยาการเกิดก๊าซ และการดูดซับก๊าซ อธิบายโดยสมการ



O_2 ที่เกิดจากขั้วบวก จะถูกขั้วลบดูดซับแล้วเกิดปฏิกิริยา แร่ก๊าซ O_2 บางส่วนจะค่อยๆ เพิ่มขึ้นจนความดันสูง แบตเตอรี่จะมีช่องระบายความดันก๊าซนี้เรียกว่าเซฟตี้วาล์ว (SAFETY VALVE) สำหรับก๊าซ H_2 ก็เกิดขึ้นเช่นกันเมื่อมีการ OVERCHARGE ที่ขั้วลบ



6.2 พารามิเตอร์ในการอัดประจุ

1. การชดเชยทางอุณหภูมิของการอัดประจุ

โดยการอัดประจุ จะปรับค่าแรงดันที่อัดประจุ ซึ่งต้องมีการชดเชยทางอุณหภูมิ โดยการตรวจจับอุณหภูมิของสถานะแวดล้อม

2. เวลาที่อัดประจุเสร็จ

เวลาที่แบตเตอรี่ถูกอัดประจุเต็ม ขึ้นอยู่กับสถานะการ DISCHARGE และ ลักษณะการอัดประจุ รวมทั้งอุณหภูมิด้วย สำหรับแบบ TRICKLE นั้นอาจนานกว่า 24 ชั่วโมง

3. อุณหภูมิในขณะการอัดประจุ

- ควรอัดประจุที่อุณหภูมิในช่วง 0 ถึง 40 องศาเซลเซียส
- อุณหภูมิที่การอัดประจุมีประสิทธิภาพดีคือในช่วง 5 ถึง 35 องศาเซลเซียส
- ที่อุณหภูมิต่ำกว่า หรือสูงกว่าที่กำหนด อาจทำให้การอัดประจุได้ไม่มากหรือร้อนเกินไป

4. การอัดประจุที่สูงกว่า (OVERCHARGE)

การอัดประจุเพิ่มขึ้นอีก หลังจากแบตเตอรี่อัดประจุเต็มแล้ว เรียกว่า OVERCHARGE ซึ่งเกิดขึ้นอย่างต่อเนื่องมีผลทำให้อายุการใช้งานของแบตเตอรี่สั้นลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.3 วิธีการอัดประจุแบตเตอรี่

1. การอัดประจุแบบกระแสคงที่ (CONSTANT CURRENT CHARGING)

วิธีนี้มีข้อดีตรงที่ว่าไม่จำเป็นต้องมีการชดเชยทางอุณหภูมิเหมือน CONSTANT VOLTAGE CHARGING แต่ก็มียกข้อเสียคือ ต้องระวังเรื่องเวลาในการอัดประจุโดยเฉพาะอย่างยิ่ง ในการอัดประจุด้วยกระแสสูงๆ ซึ่งแบตเตอรี่จะเต็มภายในเวลาอันสั้นๆ เท่านั้น การอัดประจุด้วยอัตราสูงมีผลทำให้แรงดันที่แบตเตอรี่สูงเกินไป น่าจะเกิดแตกตัวและความร้อนขึ้น การอัดประจุแบบนี้อาจใช้ในการอัดประจุใหม่ให้กับแบตเตอรี่ที่เก็บไว้นานแล้ว ซึ่งสามารถอัดประจุแบตเตอรี่ได้ทีเดียวหลาย ๆ ลูก

2. การอัดประจุแบบแรงดันคงที่ (CONSTANT VOLTAGE CHARGING)

อาจใช้ในกรณีที่ต้องการให้แบตเตอรี่อยู่ในสถานะ FULLY CHARGE เสมอ โดยต้องระวังเรื่องอัตรา การอัดประจุสูงเกินไป การอัดประจุแบบนี้ทำให้แรงดันทางด้าน เอ๊าท์ พูท มีเสถียรภาพพร้อมทั้งมีความจุกระแสสูง สำหรับในช่วงที่แรงดันแบตเตอรี่มีแรงดันต่ำกว่าความต้านทานแบตเตอรี่มีค่าน้อยมาก ฉะนั้นกระแสที่อัดประจุจึงมีค่าสูงมาก เป็นผลให้เครื่องอัดประจุมีขนาดใหญ่ และราคาแพง อีกทั้งทำให้เกิดความร้อนภายในแบตเตอรี่ ซึ่งปกติเครื่องอัดประจุ แบบ CONSTANT VOLTAGE จะมีอุปกรณ์ช่วยในการจำกัดกระแสเริ่มต้น โดยใช้ CONSTANT CURRENT REGULATION ในช่วงสุดท้ายของการอัดประจุกระแสจะถูกลดลงอย่างอัตโนมัติ ซึ่งไม่เกิดการสลายตัว

3. การอัดประจุแบบเทเปอร์ (TAPERED CURRENT CHARGING)

เป็นวิธีการอัดประจุแบตเตอรี่ที่ง่ายไม่ซับซ้อนและราคาถูก วงจรการอัดประจุประกอบด้วยหม้อแปลงไฟฟ้ากำลัง , วงจร เรคตีไฟาย และค่าความต้านทานที่เหมาะสมสำหรับการจำกัดกระแส แต่วิธีนี้ไม่เหมาะสำหรับ การอัดประจุแบตเตอรี่แบบตะกั่วกรดชนิดหนึ่งเนื่องจากกระแสที่ใช้อัดประจุจะกระเพื่อมตามแรงดันไฟไลน์ซึ่งทำให้แรงดันแบตเตอรี่เปลี่ยนแปลงไปด้วย แต่ก็สามารถลดผลอันนี้โดยการใส่หม้อแปลงไฟฟ้ากำลังที่มีแรงดันด้านทุติยภูมิสูงกว่าแรงดันแบตเตอรี่และเลือกค่าความต้านทานที่เหมาะสมในการจำกัดกระแส TAPERED CURRENT CHARGER ได้ ไม่เฉพาะอัดประจุแบตเตอรี่หลายๆ ลูก ในครั้งเดียวเท่านั้นยังสามารถใช้ในระบบ TRICKLE CHARGE ได้ อีกด้วย

4. การอัดประจุแบบรวม (COMBINATION CHARGING (TWO - STEP))

วิธีนี้บางทีเรียกว่า ' TWO - RATE ' หรือ TWO - STEP เกิดจากการรวม 2 วิธี คือ

CONSTANT CURRENT กับ CONSTANT VOLTAGE เข้าด้วยกัน โดยขั้นแรกจะใช้วิธีอัดประจุ

เอกสารนี้ CONSTANT CURRENT กับ CONSTANT VOLTAGE เข้าด้วยกัน โดยขั้นแรกจะใช้วิธีอัดประจุ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เร็ว และ ชั้นที่ 2 จะอัดประจุด้วยกระแสค่าต่ำ ๆ การสวิตซ์จากชั้นแรกไปยังชั้นที่สอง อาจทำได้หลายวิธี เช่นควบคุมเวลา ในการอัดประจุ หรือ ตรวจสอบกระแส ในการอัดประจุ เป็นต้น

6.4 การประยุกต์การใช้งาน

การประยุกต์การใช้งานของ SEALED LEAD -SCID BATTERY แบ่งอย่างกว้างเป็น 2 แบบคือ

1. การทำงานเป็นรอบๆ (CYCLIC OPERATION)

การทำงานเป็นรอบๆ ต้องการเวลาในการอัดประจุสั้น และต้องป้องกันการอัดประจุ และ ดิสชาร์จเกิน สิ่งสำคัญในการอัดประจุด้วยเทคนิค CONSTANT VOLTAGE คือรักษา เอาท์ พูท วัตต์ที่ระดับสุดท้ายของการอัดประจุและจำกัดกระแสให้ต่ำกว่าค่าที่ออกแบบไว้สูงสุด ถ้าแบตเตอรี่ถูกอัดประจุในช่วงอุณหภูมิสถานะแวดล้อมกว้างๆจะต้องมีการชดเชยทางอุณหภูมิด้วยมิฉะนั้น การอัดประจุอาจสูงไป หรือ ต่ำไป ในที่อุณหภูมิสูง หรืออุณหภูมิต่ำ

2. การอัดแบบสแตนด์บาย (STANDBY / BACK UP CHARGING)

ใช้ในงานประเภทสำรอง เอาไว้ใช้ในยามต้องการ ปกติจะเก็บในสถานะแบตเตอรี่เต็มตลอดเวลา และจ่ายพลังงานไปใน โหลด เมื่อไฟไลน์ผิดปกติ ซึ่งการทำงานแบบนี้แบ่งออกเป็น 2 โหมด

ก . ทริคเกิลชาร์จ (TRICKLE CHARGE)

ระบบนี้ปกติ AC LINE จะจ่ายพลังงานให้โหลด หรืออุปกรณ์ในขณะที่แบตเตอรี่ไม่ได้ถูกคั่นกับโหลด ถ้า เกิดความผิดปกติกับ ไฟ AC LINEขึ้น วงจรแบตเตอรี่จะถูกเชื่อมเข้ากับโหลด เพื่อจ่ายพลังงาน TRICKLE CHARGE จะต้องพิจารณาการชดเชย สำหรับ SELF DISCHARGE โดยการอัดประจุแบตเตอรี่ต่อเนื่อง ที่กระแสที่ค่าต่ำ ๆ เพื่อให้แบตเตอรี่ อยู่ในสถานะ FULLY CHARGE ตลอดเวลา ในกรณี DEEP DISCHARGE จะต้องอัดประจุแบตเตอรี่เป็นเวลานาน ฉะนั้นวิธี TWO -RATE กับ CHARGER CONSTANT VOLTAGE จึงจะเหมาะสมมาก ในการอัดประจุ เนื่องจากมีการอัดประจุเริ่มต้นเร็ว แต่แบบ TWO-RATE CHARGER จะเหมาะสมกว่า เพราะไม่ต้องชดเชยทางอุณหภูมิ

ข. โฟลตชาร์จ (FLOAT CHARGE)

ระบบนี้โหลดและแบตเตอรี่ต่อกันแบบขนานกับวงจรเรกติฟาย ระบบนี้จะใช้ได้เฉพาะการอัดประจุแบบ CONSTANT VOLTAGE เท่านั้นซึ่งแรงดันที่อัดประจุต้องมีเสถียรภาพการกระเพื่อม

เอกสารนี้เป็นอย่างมากของแรงดันที่อัดประจุ มีผลให้ แบตเตอรี่ DISCHARGE เพียงเล็กน้อย CONSTANT ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VOLTAGE CHARGER ต้องออกแบบให้ที่จ่ายที่โหนดมีค่าสูงสุดมิฉะนั้นจะทำให้อายุการใช้งานสั้นลงตามปกติอายุการใช้งานของแบตเตอรี่แบบ FLOAT จะสั้นกว่า แบบ TRICKLE CHARGE

การเลือกใช้แบตเตอรี่ในโครงการนี้

ในโครงการแหล่งจ่ายไฟสำรองนี้ แบตเตอรี่ที่เลือกใช้นั้นจะเป็นชนิด ตะกั่ว-กรด ปิดผนึกแบบ free maintenance ขนาด 38 แอมป์ชั่วโมง แบตเตอรี่นี้ไม่ต้องการมีการเติมน้ำกลั่นหรือบำรุงรักษาแบตเตอรี่ใดๆ อีกทั้งแบตเตอรี่ชนิดนี้จะไม่มีการเกิดขี้เกลือได้แก่ปัญหาอายุการใช้งานของแหล่งจ่ายไฟสำรองของแหล่งจ่ายพลังงาน เนื่องจากเกิดการเกิดก๊าซในการที่การอัดประจุมากเกินไป โดยก๊าซที่เกิดขึ้นอาจไปทำให้อุปกรณ์ในวงจรเสียหายได้ ส่วนการอัดประจุแบตเตอรี่จะเป็นแบบ voltage constant เนื่องจากแบตเตอรี่ในแหล่งจ่ายสำรองจะทำงานแบบ standby หรือ back up ซึ่งแบตเตอรี่เป็นแหล่งพลังงานสำรองที่ต้องนำมาใช้ในสภาวะเกิดความผิดปกติกับไฟไลน์ ฉะนั้นแบตเตอรี่เป็นจะต้องถูกอัดประจุให้ตลอดเวลาโดยในช่วงที่แบตเตอรี่ด้วยอัตราการอัดประจุต่ำ ๆ เพื่อชดเชยค่าแรงดันเนื่องจากความต้านทานภายในแบตเตอรี่การต่อวงจรแบตเตอรี่เป็นแบบ float charge

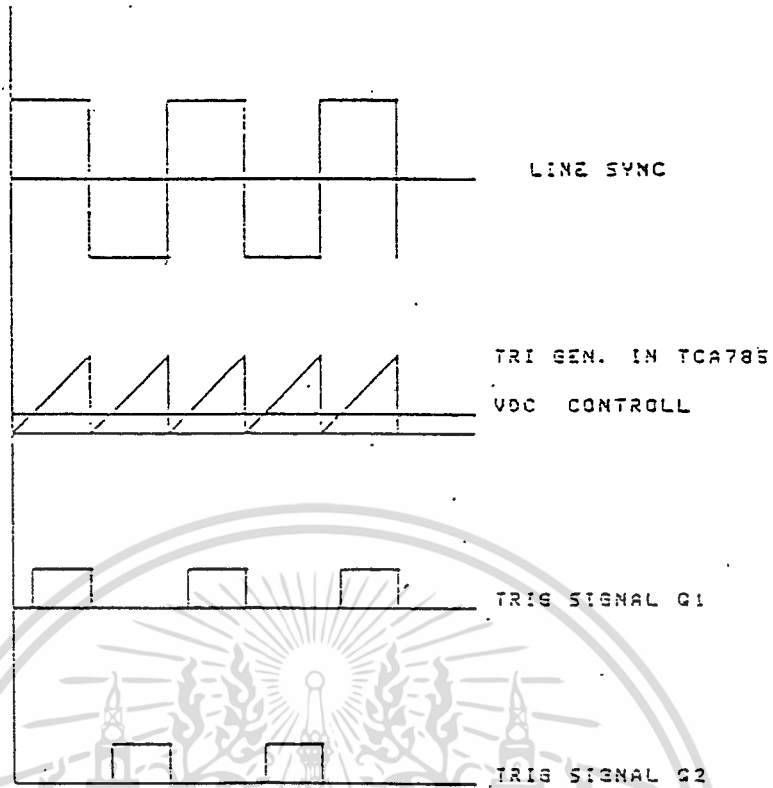
หลักการประจุแบตเตอรี่ในโครงการนี้

จากที่กล่าวมาแล้วว่า เราใช้แบตเตอรี่แรงดัน 12 โวลต์ ขนาด 38 แอมป์-ชั่วโมง จำนวน 10 ลูกต่ออนุกรมให้ได้แรงดัน 120 โวลต์แต่เครื่องอัดประจุแบตเตอรี่จะทำการอัดประจุด้วยแรงดัน 13.8 โวลต์ เพื่อชดเชยค่าการสูญเสียเนื่องจากแรงดันตกคร่อมความต้านทานภายในแบตเตอรี่ เมื่อเวลาใช้งานจริงแบตเตอรี่จะจ่ายแรงดันไฟตรง 12 โวลต์ การประจุแบตเตอรี่นั้นในช่วงแรงดันแบตเตอรี่ต่ำ ๆ แบตเตอรี่มีค่าความต้านทานภายในต่ำมาก ๆ จึงเสมือนลัดวงจรเมื่อต่อเครื่องอัดประจุแบตเตอรี่เข้าไปจะถูกดึงกระแสเข้าไปในแบตเตอรี่มากมาย ซึ่งอาจทำให้แบตเตอรี่เสียหายหรืออายุการใช้งานสั้นลง ฉะนั้นจึงต้องการจำกัดกระแสในการอัดประจุแบตเตอรี่ไม่ให้เกินค่าอัตราการอัดประจุสูงสุดในการอัดประจุแบตเตอรี่ จะต้องเลือกวิธีการอัดประจุแบตเตอรี่โดยดูจากลักษณะการใช้งานของแบตเตอรี่ สำหรับในโครงการแหล่งจ่าย

การทำงานของวงจรควบคุมการวัดประจุแบตเตอรี่

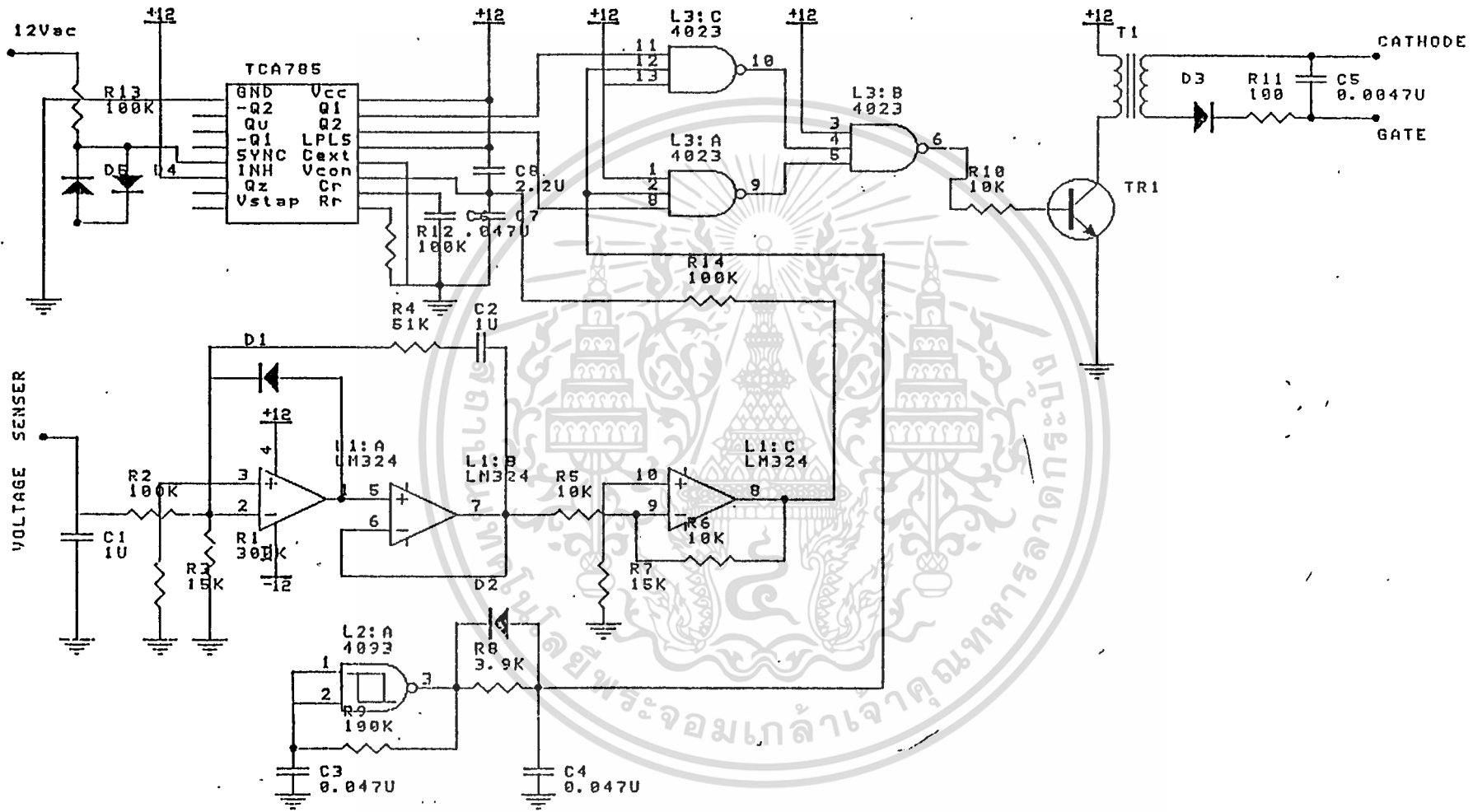
จากวงจรกำลังเราใช้ไดรแอกเป็นสวิทช์เปิดปิดกระแสที่ประจุแบตเตอรี่ ดังนั้นต้องมีวงจรรักษาเกท เพื่อควบคุมการเปิดปิดของไดรแอกในวงจรควบคุมเฟส วงจรควบคุมดูจากรูป 6.3 ในขณะที่ไฟไลน์อยู่ในสภาวะปกติสัญญาณชานัน 220 โวลต์ ถูกแปลงมาเหลือ 10 โวลต์ เพื่อป้อนเข้าสู่ไอซีเบอร์ TCA 785 เพื่อเป็นการสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมที่ซิงค์โคไนซ์กับไลน์ จากรูปที่ 6.2 แสดงการทำงานของไอซีเบอร์ TCA785ซึ่งทำหน้าที่สร้างสัญญาณทริกไดรแอก การสร้างสัญญาณทริกโดยการนำสัญญาณควบคุมจากไมโครคอนโทรลเลอร์ 68HC11 มาเข้าที่ขา 11 ของไอซี TCA 785 เพื่อสร้างสัญญาณทริกที่เป็นพีคดับลิวเอ็มแบบความกว้างพัลส์คงที่ สำหรับการควบคุมให้แรงดันในการอัดประจุที่ได้โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ 68HC11 เพื่อตรวจสอบว่าแรงดันได้ตามต้องการหรือไม่ ในโครงการนี้คือ 138 โวลต์ โดยเอาท์พุทของวงจรนี้จะเป็นสัญญาณควบคุมในการสร้างพีคดับลิวเอ็มแบบความกว้างพัลส์คงที่ ไอซี TCA 785 จะสร้างพัลส์ออกมา 2 สัญญาณโดยการทำงานสลับกัน แต่เราต้องการทั้ง 2 สัญญาณในการทริกไดรแอก จึงต้องนำสัญญาณทั้ง 2 มารวมกันในการทริกเราใช้หม้อแปลงสวิชซึ่งในการคับปลิงกับเกทและคาโรทของไดรแอก ในการส่งสัญญาณทริกผ่านทางหม้อแปลงความถี่สูง ต้องใช้พัลส์ความถี่สูงเพื่อไม่ให้หม้อแปลงเกิดการอิมตัวในขณะที่ทำงาน แต่สัญญาณพีคดับลิวเอ็มที่ได้มีค่าถี่เพียง 50 เฮิร์ตซ์เท่านั้น ฉะนั้นจึงใช้พัลส์ความถี่สูงถึง 25 กิโลเฮิร์ตซ์ มามอดูเลตกับสัญญาณพีคดับลิวเอ็มที่ได้ซึ่งจะนำมาเข้าที่หม้อแปลงความถี่สูงได้ และส่งสัญญาณควบคุมขาเกทไปทริกไดรแอกเพื่อควบคุมระดับแรงดันในการอัดประจุแบตเตอรี่ให้คงที่ตลอดเวลาได้ในขณะที่มีการอัดประจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.2 แสดงการทำงานของไอซี TCA785

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.3 วงจรควบคุมการตัดประจุแบบเทอร์ริเบบ voltage constans

บทที่ 7

ไมโครคอนโทรลเลอร์

ไมโครคอนโทรลเลอร์ ที่ใช้ในโครงการนี้เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ 68HC11 ของบริษัท โมโตโรลา ซึ่งเป็นชุดพัฒนาของบริษัท ETT ซึ่งมีการขายพอร์ด และหน่วยความจำ ให้ใช้งานได้มากขึ้น โดยจะทำงานร่วมกับวงจรตรวจสอบ และวงจรควบคุมการทำงาน เพื่อควบคุมการทำงานของส่วน อินเวอร์เตอร์, ส่วนวงจรเรียงกระแส, ส่วนวงจรทรานเฟอร์สวิตซ์ และวงจรอัดประจุแบตเตอรี่

7.1 คุณสมบัติทางฮาร์ดแวร์

1. ซีพียูขนาด 8 บิต
2. มีหน่วยความจำรอมภายในสำหรับเก็บโปรแกรมขนาด 4, 8 หรือ 12 กิโลไบต์ (บางเบอร์ไม่มีส่วนนี้)
3. มีหน่วยความจำอีพรอมภายในขนาด 512 ไบต์ หรือ 2 กิโลไบต์
4. มีหน่วยความจำแรมภายในขนาด 192, 256 หรือ 512 ไบต์
5. มีตัวตั้งเวลา และตัวนับขนาด 8 บิต
6. มีวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอล 8 บิต 8 ช่อง
7. มีวงจรพัลส์แอกคิวเลเตอร์ขนาด 8 บิต
8. มีส่วนติดต่อสื่อสารข้อมูลผ่านทางพอร์ตอนุกรม (SCI)
9. มีวงจรเชื่อมต่ออุปกรณ์อนุกรม (SPI)
10. มีวงจรรีลไทม์อินเตอร์รัปต์
11. มีระบบวอตชด์็อก
12. สามารถขยายตัวตั้งเวลาเป็นระบบ 16 บิตได้
13. สามารถต่อเชื่อมกันทำงานเป็นแบบมัลติโปรเซสเซอร์ได้

7.2 คุณสมบัติทางซอฟต์แวร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ขอสงวนสิทธิ์ในสิ่งที่ปรากฏไว้ และขอแจ้งเป็นอีกเอกสารขอครั้งที่มีการนำไปใช้

1. มีชุดคำสั่งเพิ่มเติมมากกว่าไมโครโปรเซสเซอร์เบอร์ 6800 และ 6801

- จึงสามารถใช้ชุดคำสั่งเดียวกับ 6800 หรือ 6801 ได้
2. สามารถทำการหารเลข 16 บิต โดยได้ผลลัพธ์เป็นเลข 16 บิต และเศษ ขนาด 16 บิต
 3. สามารถประมวลผลข้อมูลละเอียดถึงระดับบิต

7.3 โหมดการทำงานของ 68HC11

ไมโครคอนโทรลเลอร์ 68HC11 มีโหมดการทำงาน 4 โหมด ดังนี้

1. โหมดซิงเกิลชิป
2. โหมดมัลติเพล็กซ์ขยาย
3. โหมดบัสแตรี้พิเศษ
4. โหมดทดสอบพิเศษ

ซึ่งในโครงการนี้จะใช้งานในโหมดมัลติเพล็กซ์ขยาย

โหมดมัลติเพล็กซ์ขยาย

การทำงานของ 68HC11 ในโหมดนี้ จะแตกต่างกับโหมดซิงเกิลชิปโดยโปรแกรมควบคุมการทำงานของซีพียูจะอยู่ในหน่วยความจำภายนอก โดยที่พอร์ต B และ C ของ 68HC11 ทำหน้าที่เป็นบัสแอดเดรสและข้อมูล สังกัดจากบล็อกไดอะแกรมภายในของ 68HC11 พอร์ต B ทำหน้าที่เป็นบัสแอดเดรสไบต์สูง ส่วนพอร์ต C ทำหน้าที่เป็นบัสแอดเดรสไบต์ต่ำและบัสข้อมูล

สัญญาณควบคุมที่นำมาใช้คือมัลติเพล็กซ์สัญญาณแอดเดรสและข้อมูล ได้แก่สัญญาณ STROBE B/R/W (STRB/R/W) และสัญญาณ STROBE A/ADDRESS STROBE (STRA/AS)

ในโหมดนี้ชิป 68HC11 จะสามารถติดต่อกับหน่วยความจำภายนอกเพิ่มได้สูงสุดถึง 64 กิโลไบต์ แต่ก็มีข้อเสียคือต้องใช้อุปกรณ์ต่อเพิ่มมากไม่ว่าจะเป็นหน่วยความจำชิปพอร์ตอินพุตเอาต์พุตทำให้ค่าใช้จ่ายของระบบสูงขึ้น แต่อย่างไรก็ตาม โหมดนี้เป็นโหมดที่นิยมใช้งานมากที่สุด เพราะสามารถต่อขยายหน่วยความจำและพอร์ตได้มากมายนั่นเอง

7.4 หลักการทำงาน

ในการใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ 68HC11 ในโครงการนี้สามารถแบ่งการทำงานได้ 2

ลักษณะคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
-การควบคุมระบบ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
-การป้องกันระบบ

7.4.1 การควบคุมระบบ

-การควบคุมส่วนวงจรเรียงกระแส

โดยจะตรวจจับระดับแรงดันทางเอาต์พุทของส่วนวงจรเรียงกระแส ผ่านทางพอร์ตแปรงสัญญาณแอนาล็อกเป็นดิจิตอล(A/D) เพื่อที่จะรักษาระดับแรงดันเอาต์พุทของวงจรเรียงให้คงที่ โดยการควบคุมจะกระทำผ่านไอซี TCA785

-การควบคุมอินเวอร์เตอร์

โดยจะรักษาระดับแรงดันที่โหลดให้คงที่ โดยใช้หลักการปรับค่านี้อดดูเลชั่นอินเด็กผ่านทางหน่วยความจำอีพรอม การเปลี่ยนค่านี้อดดูเลชั่นอินเด็กจะกระทำขณะที่รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มครบ 1 คาบ ดังนั้นจะต้องมีการตรวจสอบและควบคุมการทำงานของวงจรมอเตอร์

-การควบคุมวงจรอัดประจุแบตเตอรี่

จะมีลักษณะการควบคุมคล้ายส่วนวงจรเรียงกระแส ก็รักษาระดับแรงดันอัดประจุแบตเตอรี่ให้คงที่ โดยที่ยังคงไม่ให้กระแสที่เข้ามาในช่วงเรกนัสนั้นสูงเกินไป การควบคุมจะกระทำผ่านไอซี TCA785 เช่นเดียวกับส่วนวงจรเรียงกระแส

7.4.2 การป้องกันระบบ

เป็นการควบคุมการทำงานของส่วนทรานเฟอร์สวิตช์ ซึ่งมี 3 ลักษณะคือ

-กระแสลัดวงจร(Short circuit current)

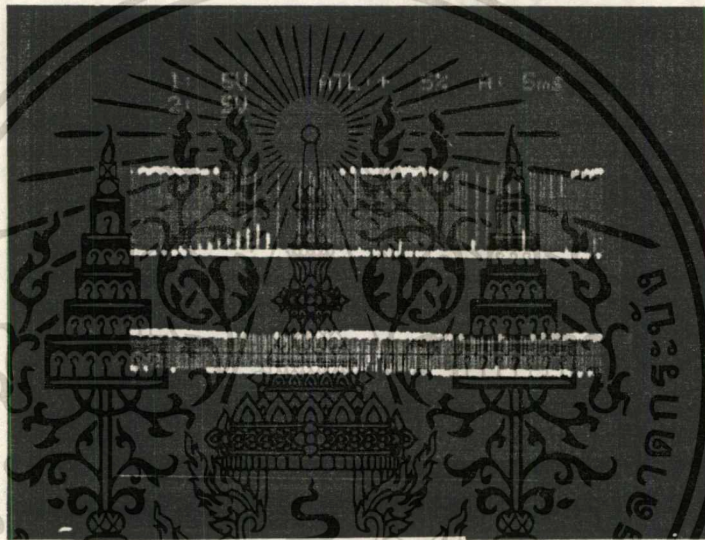
-กระแส Inrush(Inrush current)

-ภาวะแรงดันตก-แรงดันเกิน(Undervoltage-Overvoltage)

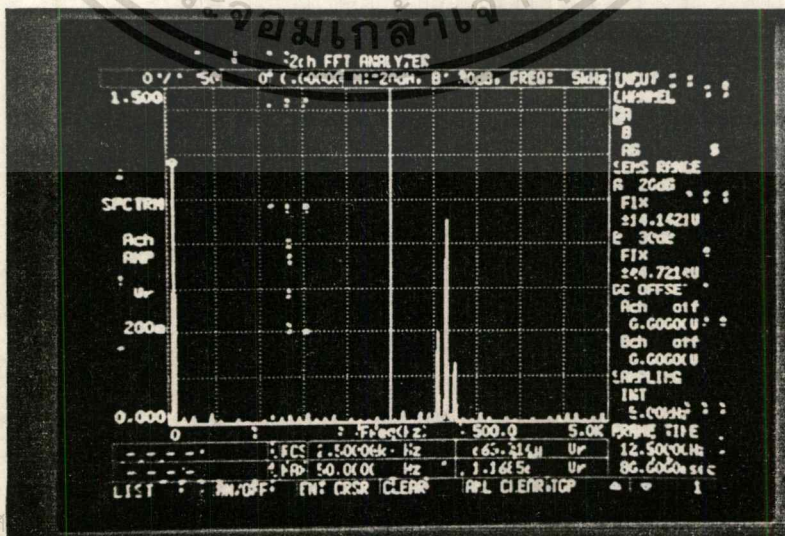
บทที่ 8

ผลการทดลอง

ในการทำงานของอินเวอร์เตอร์นั้นจะนำสัญญาณที่ออกจากหน่วยความจำอีพรอมผ่านวงจร
หน่วงเวลา(Dead time) และวงจรขับเบสเพื่อขับทรานซิสเตอร์ในลักษณะฟูลบริดจ์



รูปที่ 8.1 ก. แสดงสัญญาณทริกที่ขับทรานซิสเตอร์
ข.แสดงสัญญาณทริกที่ออกจากหน่วยความจำอีพรอม

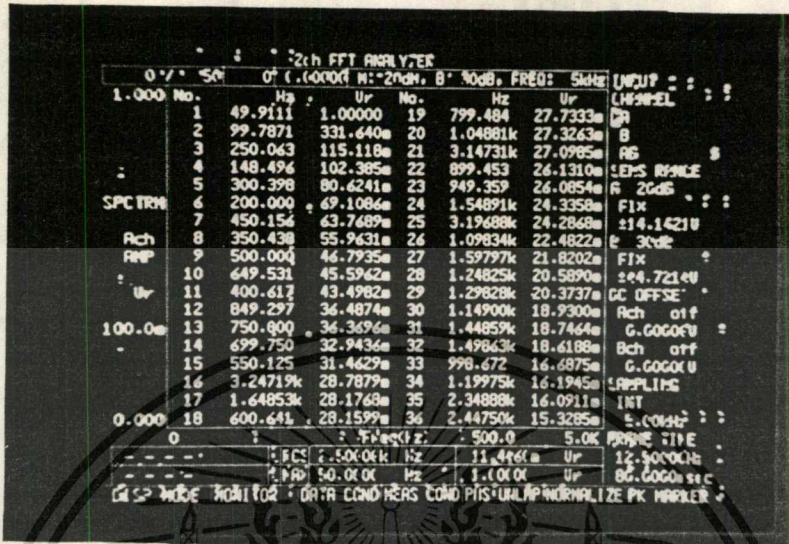


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส

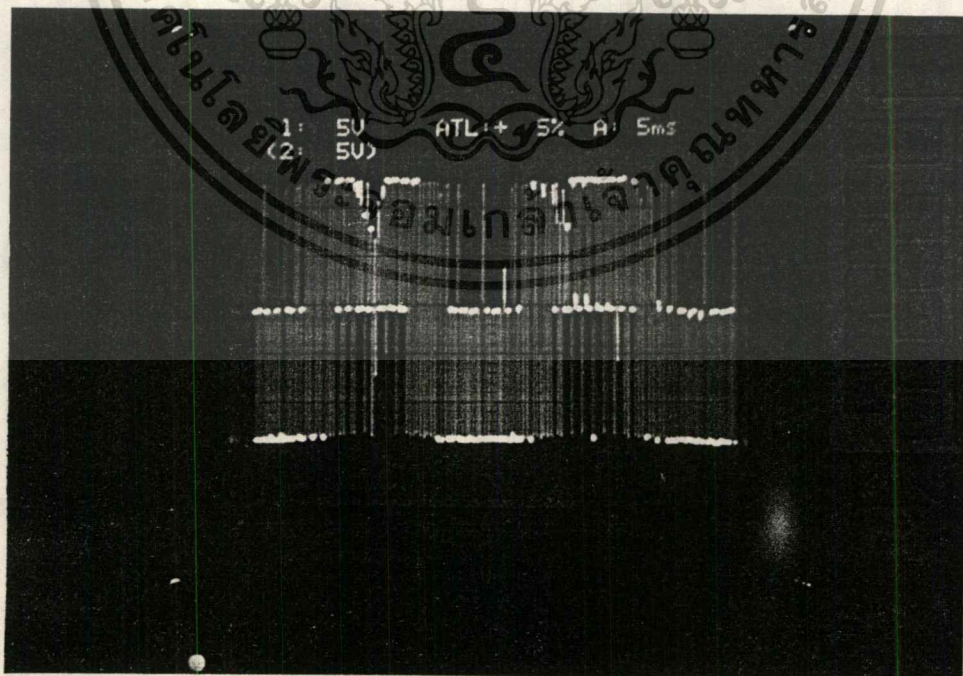
ยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 8.2 แสดงสเปกตรัม ฮาร์โมนิกของสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ขับทรานซิสเตอร์

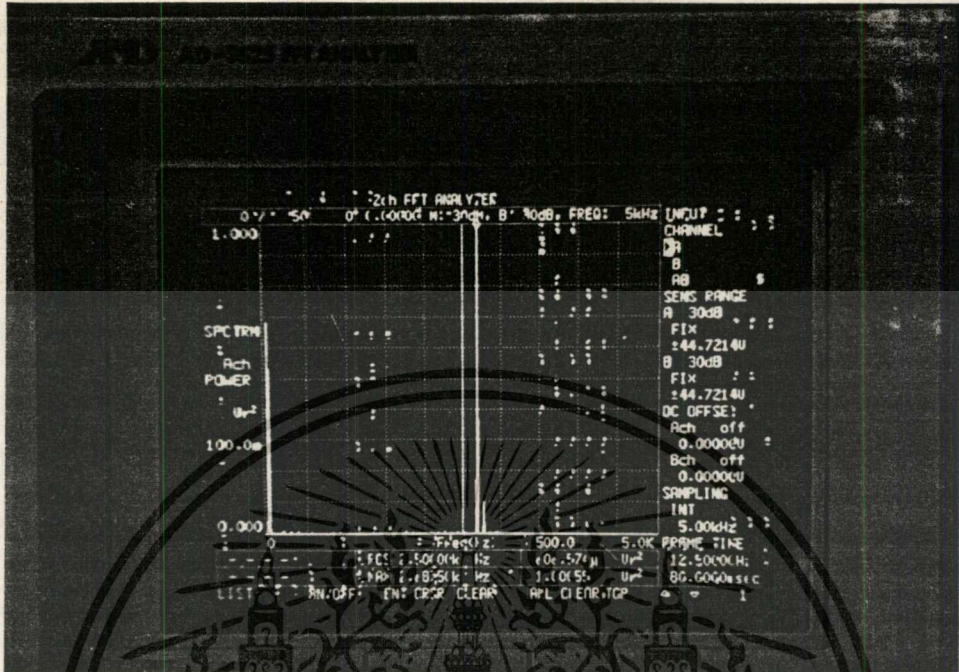


รูปที่ 8.3 แสดงค่าแรงดัน r.m.s ของฮาร์โมนิกต่างๆ

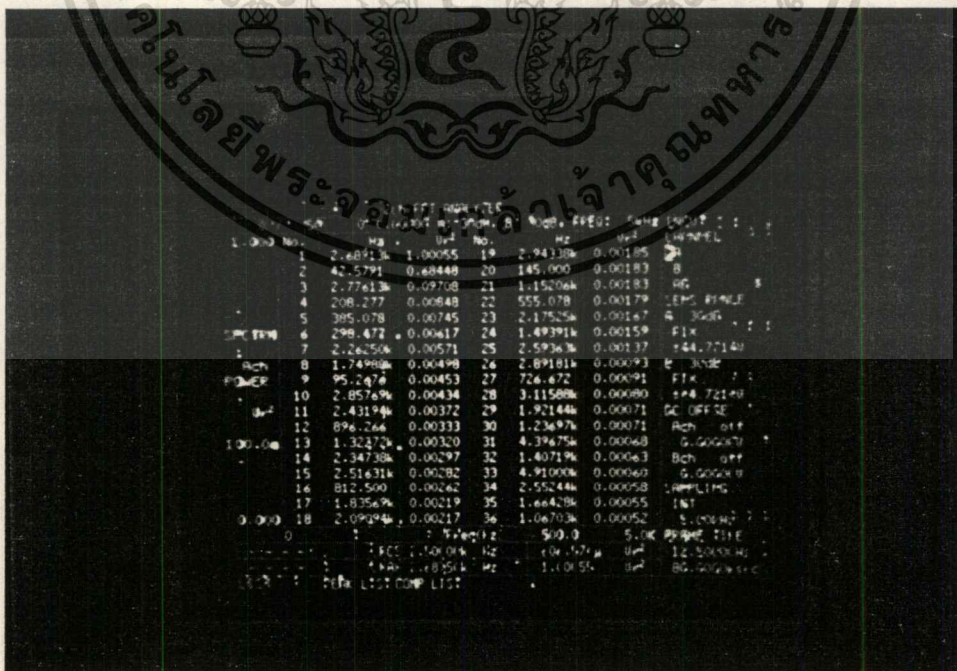


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 8.4 แสดงคลื่นแรงดันที่จ่ายโหลดความต้านทาน 145V,8A



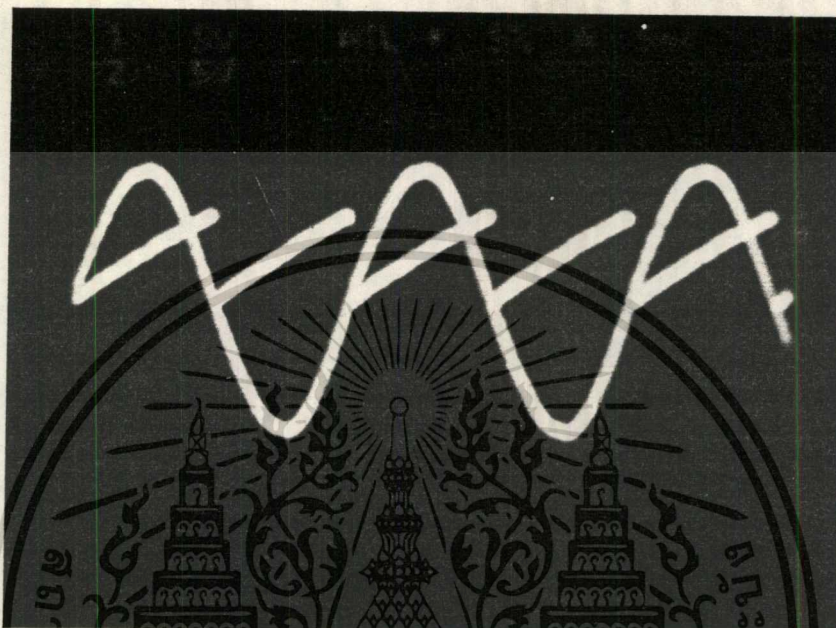
รูปที่ 8.5 แสดงสเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดันที่จ่ายโหลดความต้านทาน 145V,8A



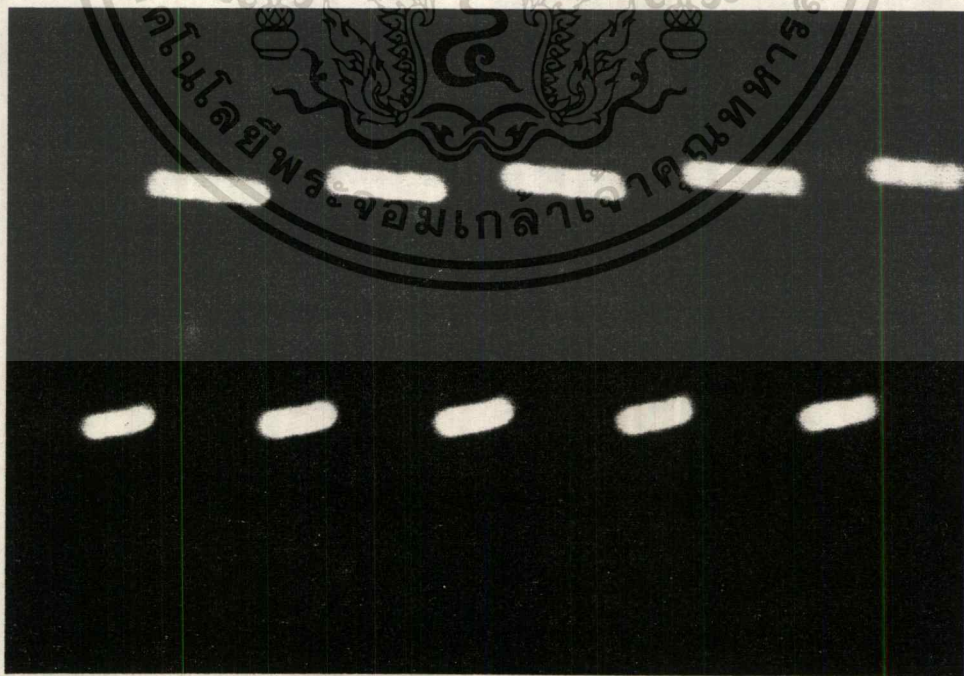
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่วารณิตใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงชื่อของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 8.6 แสดงค่าแรงดัน r.m.s ของฮาร์โมนิกส์ต่างๆ

ในส่วนของวงจรอัดประจุแบตเตอรี่จะใช้ไอซี TCA785 ซึ่งภายในจะประกอบไปด้วยส่วน
สร้างคลื่นสัญญาณฟันเลื่อย ซึ่งซิงโครไนซ์กับไลน์ จากนั้นจะถูกนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง
ที่วงจรควบคุมแบบป้อนกลับสร้างขึ้น เพื่อสัญญาณจุดเกิดให้กับ SCR ในส่วนของวงจรถูกอ้าง

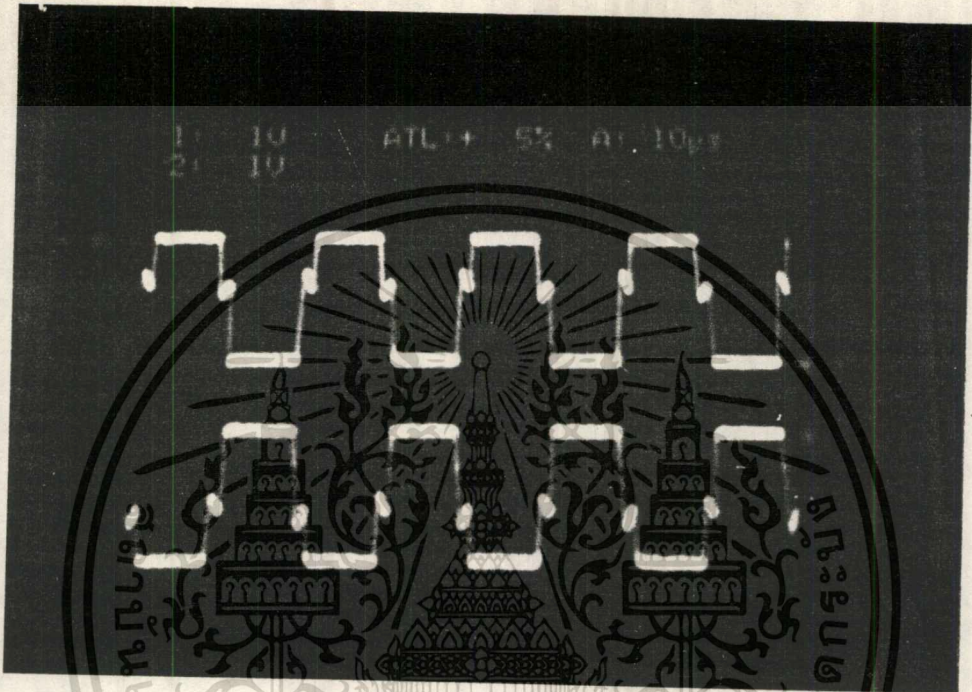


รูปที่ 8.7 แสดงคลื่นสัญญาณฟันเลื่อยที่ TCA785 สร้างขึ้นเปรียบเทียบกับสัญญาณซายนของ
ไลน์

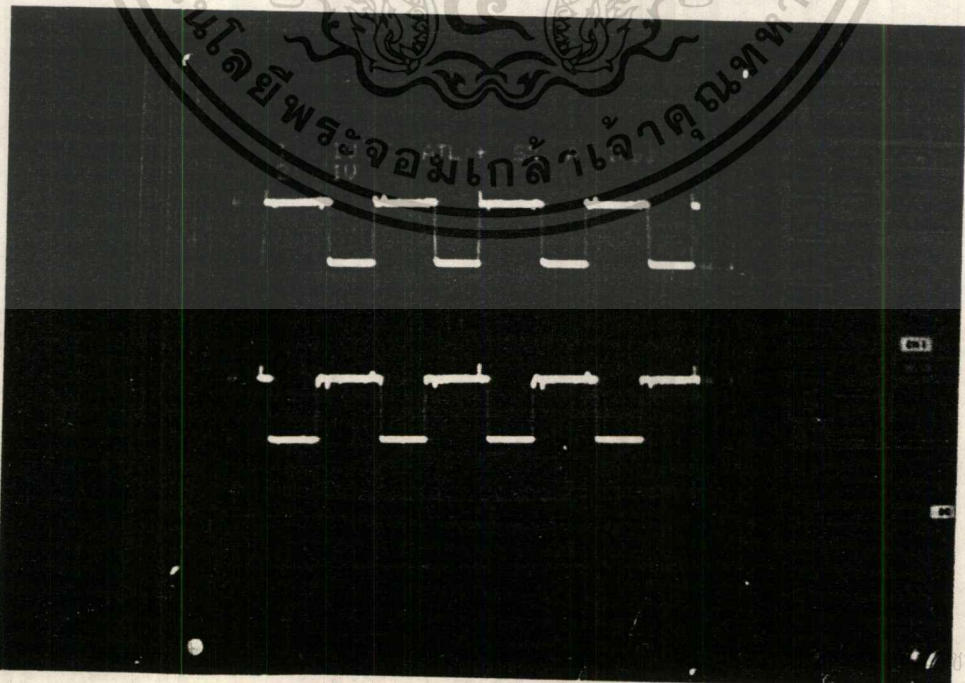


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับภายในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 8.8 แสดงสัญญาณที่ไซทรินมอสเฟต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนของวงจรสวิชชิงเพาเวอร์ซัพพลาย จะใช้ไอซี TL494 เป็นส่วนสร้างสัญญาณพีคดับลิวเอ็มเพื่อจ่ายให้กับมอสเฟต ตัวที่ 1 และ 2 ตามลำดับ โดยสัญญาณที่ได้จะต้องถูกสร้างค่า เดทไทม์ เพื่อป้องกันมอสเฟตทำงานพร้อมกัน ซึ่งจะเป็นเหตุให้เกิดการพังเสียหาย



รูปที่ 8.9 แสดงสัญญาณพีคดับลิวเอ็มที่ออกจาก TL494



รูปที่ 8.10 แสดงสัญญาณขับเคลื่อนของมอสเฟตตัวที่ 1 และ 2

บทที่ ๑

สรุปผลการทดลอง

อินเวอร์เตอร์ที่ได้รับชิ้นนี้ เมื่อทดลองนำสัญญาณพีคบลิวเอ็มมาขับทรานซิสเตอร์แล้ววัดฮาร์โมนิกส์โดยใช้สเปคตรัม แอนนาไลเซอร์ (Spectrum Analyzor) พบว่ายังคงเหลือฮาร์โมนิกส์ต่างๆอยู่ แต่น้อยมาก โดยที่วัดได้สูงสุดประมาณ 1.1% ในขณะที่ใช้สเปคตรัม แอนนาไลเซอร์วัดฮาร์โมนิกส์ของสัญญาณพีคบลิวเอ็มออกมาจากหน่วยความจำอีพ롬 พบว่าฮาร์โมนิกส์ต่างๆที่วัดได้สูงสุดประมาณ 0.3% และบางแพทเทิร์นส์มีฮาร์โมนิกที่ 2 อยู่บ้าง ซึ่งสรุปที่มาของฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นได้ดังนี้

1. ความผิดพลาดในการเก็บแพทเทิร์นส์ ซึ่งใช้ความละเอียด 1024 ไบต์ในการเก็บแพทเทิร์นส์ต่างๆ ซึ่งมีส่วนทำให้มุมสวิทช์ไม่ถูกต้องเท่าที่ควร
2. เนื่องจากวงจรเดดไทม์ (Dead time) ซึ่งมีส่วนทำให้ฮาร์โมนิกส์ต่างๆมากขึ้นเมื่อเทียบกับก่อนผ่านวงจรเดดไทม์

วงจรอัดประจุ ที่ได้สร้างขึ้นนี้ สามารถใช้งานได้ดีในสถานะที่แรงดันของแบตเตอรี่ไม่ต่ำจนเกินไปนัก ทั้งนี้เนื่องจากวงจรถูกออกแบบให้ประจุแบตเตอรี่ด้วยแรงดันคงที่เท่านั้น ในสถานะที่แรงดันของแบตเตอรี่ต่ำมากๆ จะทำให้วงจรจ่ายกระแสสูง โดยไม่สามารถจำกัดกระแสได้ ซึ่งจะทำให้ส่วนของวงจร และแบตเตอรี่ได้รับความเสียหายได้ ดังนั้นเพื่อเป็นการป้องกันการเกิดเหตุการณ์ดังกล่าว การออกแบบวงจรอัดประจุควรมุ่งเน้นถึงการจำกัดกระแสด้วย หรือให้เครื่องมีการประจุด้วยกระแสคงที่เพื่อยืดอายุการใช้งานของแบตเตอรี่

วงจรเรียงกระแสสามารถจ่ายแรงดันคงที่ที่ 145 โวลต์ให้แก่อินเวอร์เตอร์ได้ดีแต่ส่วนควบคุมแบบพีไอ ซึ่งทำงานด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ 68hc11 ยังมีปัญหาอยู่บ้างในส่วนของโปรแกรมที่ใช้ควบคุม ในโครงการนี้จึงใช้โปรแกรมควบคุมแบบธรรมดา โดยโปรแกรมจะควบคุม 68 hc11 ให้พยายามปรับแรงดันที่จะป้อนเข้าขา 11 ของ TCA 785 เพื่อให้ได้แรงดันคงที่ที่ 145 โวลต์

ผลการทดสอบเมื่อทดลองสร้างสัญญาณผิดปรกติต่างๆ เพื่อทดสอบการทำงานในส่วนของทรานเฟอร์สวิทช์ ผลปรากฏว่าการทำงานตามเงื่อนไขต่างๆ ทำได้ค่อนข้างแม่นยำ แต่ระดับของเอกสารแรงดัน และระดับของแรงดัน และกระแสที่ผิดปรกติที่เลือกยังไม่เหมาะสมกับอุปกรณ์ที่เลือกใช้ ไม่ว่าจะเป็นกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำให้วงจรไม่สามารถป้องกันอุปกรณ์ในส่วนต่างๆ ได้ตามที่คาดไว้ เมื่อเกิดความผิดปกติในระดับรุนแรง

และท้ายสุดในส่วนของวงจรกำลัง ยังไม่สามารถทดสอบการทำงานของเครื่องที่พิกัดตามที่ออกแบบไว้ ทั้งนี้เนื่องจากกำลังการสูญเสียในทรานซิสเตอร์ยังมีค่าสูง อาจมีสาเหตุมาจากวงจรสแน็บเบอร์ และวงจรควบคุมแบบปิดยังออกแบบได้ไม่เหมาะสมเท่าที่ควร ในการแก้ไขนั้นวงจรควบคุมแบบปิดได้กล่าวไว้แล้วข้างต้น และในส่วนของวงจรสแน็บเบอร์ค่าของอุปกรณ์ต่างๆ ยังมีความคลาดเคลื่อนอยู่ ควรมีการทดลองเปลี่ยนค่าของอุปกรณ์เพื่อให้ได้วงจรที่เหมาะสมที่สุด หรืออาจเลือกใช้วงจรสแน็บเบอร์แบบอื่นนอกเหนือจากที่ได้นำเสนอในปริิญาณีพนธ์ฉบับนี้ เพื่อให้ค่ากำลังสูญเสียและแรงดันกระแสชาที่คร่อมตัวทรานซิสเตอร์มีค่าน้อยที่สุด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมคำนวณมุมทริก ใน 1/4 คาบและจัดเก็บเป็นแพทเทรินส์ 1024 จุด

```
Program Wal_function;
uses Crt;
const Samp=256;
      Numhar=16;
      Numwal=4*Numhar;
type Bin=Array[1..50,0..20] of integer;
      Matr0=Array[1..Numhar] of real;
      Matr1=Array[1..Numhar,1..Numwal] of real;
      Matr2=Array[1..Numwal,1..Numhar] of real;
      Matr3=Array[1..Numhar,1..Numhar] of real;
      Matr4=Array[1..Numwal] of real;
      R=Array[0..16,1..Samp] of integer;
      MWal=Array[0..Numwal,1..Samp] of integer;
      An=Array[1..Numhar+1] of real;
      Hw=Array[1..Samp] of integer;
      Fw=Array[1..4*Samp] of integer;
var i,j,k,Rad,m:integer;
      bina,Gr:bin;
      A,F:Matr0;
      B:Matr1;
      C:Matr2;
      D:Matr4;
      E:Matr3;
      R_X:R;
      Wal:MWal;
      Func:Hw;
```

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณี **intangle, alpha:an**; ถ้ามีให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
plot:Fw;  
filvar:text;  
name:string[14];
```

```
Procedure Dec_to_Bin(var bi:bin);  
var i,j,m:integer;  
begin  
for i:=1 to Numwal do  
begin  
m:=(4*i)-3;  
j:=0;  
while m > 1 do  
begin  
bi[i][j]:=m mod 2;  
m:=m div 2;  
j:=j+1;  
end; {while}  
if m=1 then bi[i][j]:=1;  
end; {for i}  
end; {END OF PROCEDURE Dec_to_Bin}
```

```
Procedure Gray(var g:bin;bi:bin);
```

```
var i,j:integer;
```

```
begin
```

```
for i:=1 to Numwal do
```

```
begin
```

```
j:=Trunc(Ln((4*i)-3)/Ln(2));
```

```
while j >= 0 do
```

```
begin
```

```
if j=Trunc(Ln((4*i)-3)/Ln(2))
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

then
begin
  g[i][j]:=bi[i][j];
  j:=j-1;
end {then}
else
begin
  if ((bi[i][j+1]=0) and (bi[i][j]=0)) then g[i][j]:=0;
  if ((bi[i][j+1]=1) and (bi[i][j]=0)) then g[i][j]:=1;
  if ((bi[i][j+1]=0) and (bi[i][j]=1)) then g[i][j]:=1;
  if ((bi[i][j+1]=1) and (bi[i][j]=1)) then g[i][j]:=0;
  j:=j-1;
end; {else}
end; {while}
end; {for i}
end; {END OF PROCEDURE Gray}

```

Procedure FindBpq(var BB:matr1;g:bin);

var Mo,p,q,x,Alpha,a,c:integer;

Mul:real;

begin

for p:=1 to Numhar do begin

for q:=1 to NumWal do begin

Mul:=1;

Mo:=Trunc(Ln((4*q)-3)/Ln(2))+1;

Alpha:=0;

for x:=0 to Mo-1 do begin

Mul:=Mul*(cos((Pi*(2*p-1)/Exp((x+1)*Ln(2))) - (Pi*g[q][x]/2)));

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น ห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

if ((Alpha mod 4)=1) or ((Alpha mod 4)=2) then a:=-1
                    else a:=1;

if g[p][0]=0 then c:=1
                    else c:=-1;

BB[p][q]:=2*c*a*Mul*Exp(Mo*Ln(2))*sin(Pi*(2*p-1)/Exp(Mo*Ln(2)))/(Pi*(2*p-1));
end; { for q }

writeln;

writeln;

end; { for p }
end; { END OF PROCEDURE FindBpq }

```

```

Procedure CreateR(var AA:R;Ra:integer); {R=4,8,16..}

```

```

var o,i,j,x,y,bi:integer;

```

```

begin

```

```

for i:=0 to 2 do begin

```

```

for j:=1 to samp do begin

```

```

AA[i][j]:=1;

```

```

end;

```

```

end;

```

```

x:=Samp;

```

```

for i:=3 to Ra do begin

```

```

x:=x div 2;

```

```

y:=x;

```

```

bi:=1;

```

```

o:=0;

```

```

while y <=Samp do begin

```

```

for j:=1+o to y do

```

```

begin

```

```

AA[i][j]:=bi;

```

```

end; { for j }

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

y:=y+x;
o:=o+x;
if bi=1 then bi:=-1
    else bi:=1;
end; { while }
end; { for i }
end; {END OF PROCEDURE CreateR}

```

```

Procedure Createwal(var wals:MWal;RR:R:g:Bin);

```

```

begin

```

```

for i:=1 to Numwal do begin

```

```

for j:=1 to Samp do begin

```

```

wals[i][j]:=1;

```

```

end;

```

```

end;

```

```

for i:=1 to Numwal do begin

```

```

for j:=0 to Trunc(Ln((4*i)-3)/Ln(2)) do begin

```

```

if g[i][j]=1 then begin

```

```

for k:=1 to Samp do begin

```

```

wals[i][k]:=wals[i][k]*RR[j+1][k]

```

```

end; { for k}

```

```

end; { if }

```

```

end; { for j }

```

```

end; { for i }

```

```

end; {END OF PROCEDURE Createwal}

```

```

Procedure CreatePWM(var FF:hw;var angle:an);

```

```

var i,j,bi:integer;

```

```

x,Range,Origin,Final:real;

```

```

begin

```

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าในรูปแบบใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

writeln('Harmonic to eliminate:',Numhar-1);
Range:=Samp/Numhar;
Origin:=0;
Final:=(Samp/Numhar);
for i:=1 to Numhar do begin
  write('Enter angle from ',Origin*(90/Samp),' to ',Final*(90/Samp),' ');
  readln(angle[i]);
  Origin:=Origin+Range;
  Final:=Final+Range;
end; { for i }
angle[Numhar+1]:=91;
bi:=1;
j:=1;
for i:=1 to Samp do begin
  if (i*(90/Samp)) < angle[j] then FF[i]:=bi
  else
    begin
      j:=j+1;
      bi:=-1;
    end;
  if ((i mod (Samp div Numhar))=0) then bi:=1;
end; { for i }
end; {END PROCEDURE OF CreatePWM}

```

```

Procedure MulBC(AA:matr1;BB:matr2;var CC:matr3);

```

```

var m,n,i:integer;

```

```

  sum:real;

```

```

begin

```

```

  for m:=1 to numhar do begin

```

```

    for n:=1 to numwal do begin

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่สามารถคัดลอกทั้งสิ้น ลิ้งข้างหัวเป็นให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

sum:=0;
for i:=1 to numwal do sum:=sum+(AA[m][i]*BB[i][n]);
CC[m][n]:=sum;
end; {for n}
end; {for m}
end;   {END OF PROCEDURE MulBC}

```

```

Procedure MulBD(AA:Matr1;BB:Matr4;var CC:Matr0);
var m,n,i:integer;
    sum:real;
begin
for m:=1 to numhar do begin
    sum:=0;
    for i:=1 to numwal do sum:=sum+(AA[m][i]*BB[i]);
    CC[m]:=sum;
end; { for m }
end;   {END OF PROCEDURE MulBD}

```

```

Procedure Sub(var AA:An;BB:Matr0);
var i:integer;
begin
for i:=1 to numhar do AA[i]:=AA[i]-BB[i];
end;

```

```

Procedure Gauss(var A:Matr3;var B:An);
var h,i,j:integer;
    f:real;
begin

```

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่สามารถเผยแพร่ซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตให้ดำเนินการค้า

for h:=1 to Numhar-1 do begin

```

for i:=h to Numhar-1 do begin
  f:=A[i+1,h];
  for j:=h to Numhar+1 do begin

    if j=Numhar+1 then B[i+1]:=B[i+1]-(f*B[h])/A[h,h]
      else A[i+1,j]:=A[i+1,j]-(f*A[h,j])/A[h,h];

  end; {for j}
end; {for i}
end; {for h}

for i:=Numhar downto 1 do begin
  for j:=Numhar downto i do begin
    if i=j then B[i]:=B[i]/A[i,i]
      else B[i]:=B[i]-(A[i,j]*B[j]);
    end; {for j}
  end; {for i}
end; {END OF PROCEDURE GAUSS }

```

```

Procedure Samping(angle:an;var sa:Fw);
var bi,i:integer;
begin
  angle[Numhar+1]:=91;
  bi:=1;
  j:=1;
  for i:=1 to Samp do begin
    if (i*(90/Samp)) <= (360*angle[j]) then sa[i]:=bi
      else

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ j:=j+1; ปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

        bi:=-1;
        sa[i]:=bi;
    end;

    if ((i mod (Samp div Numhar))=0) then bi:=1;
end; { for i }

for i:=1 to Samp do begin
    sa[Samp+i]:=sa[Samp-i+1];
end;

for i:=1 to 2*Samp do begin
    sa[(2*Samp)+i]:=-sa[i];
end;
end;
begin { MAIN PROGRAM }
    clrscr;
    Dec_to_Bin(bina);
    Gray(Gr,bina);
    FindBpq(B,Gr);
    Rad:=Trunc(Ln((4*Numwal)-3)/Ln(2))+1;
    CreateR(R_X,Rad);
    Createwal(wal,R_X,Gr);
    CreatePWM(func,Initangle);
        {Procedure Integrate}
    for i:=1 to Numhar do begin
        k:=1;
        Sum:=0;
        for j:=1 to Samp do begin
            if ((j*90)/Samp)< Initangle[k] then begin
                x:=func[j]*Wal[i][j];
                sum:=sum+x;
            end
        end
    end

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

else begin
    C[i][k]:=8*Wal[i][j];
    sum:=sum+((-1)*Wal[i][j]*(j-1));
    k:=k+1;
    if k>Numhar then Initangle[k]:=91;
end;

end; { for j }

D[i]:=sum/(Samp);
end; { for i }

clrscr;

{End}

readln;
MulBC(B,C,E);
MulBD(B,D,F);
write('Enter modulation index:');
readln(Alpha[1]);
for i:=2 to numhar do Alpha[i]:=0;
Sub(Alpha,F);
Gauss(E,Alpha);
writeln('ANSWER');
for i:=1 to Numhar do writeln(Alpha[i]*360);
readln;
Samping(Alpha,plot);
write('Enter Name to save:');
readln(name);
assign(filvar,name);
rewrite(filvar);
for i:=1 to 1024 do writeln(filvar,plot[i]);

```

เอกสารนี้เป็น close(filvar); ระวังไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่า end. ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวกที่ 3 วงจรขับเบส

ลักษณะพิเศษ

มี opto-coupler อยู่ภายใน

IC จะให้กระแส output สูง; ($I_{B1} = 1.3A$, $I_{B2} = 3.4A$)

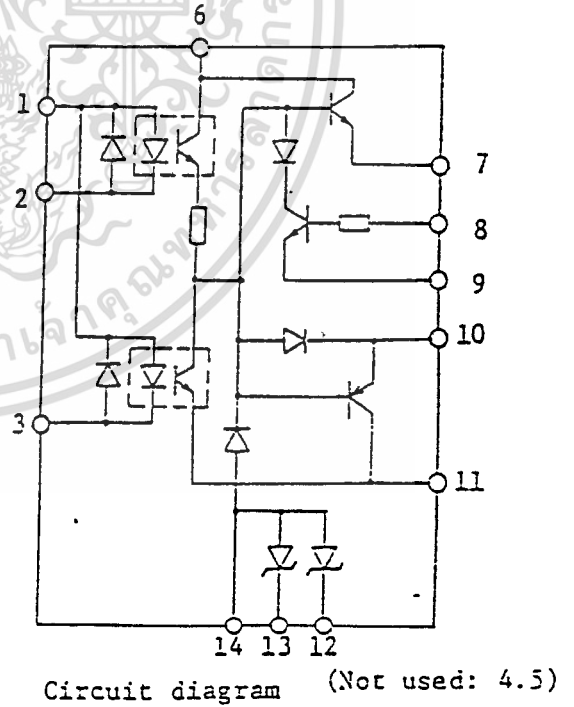
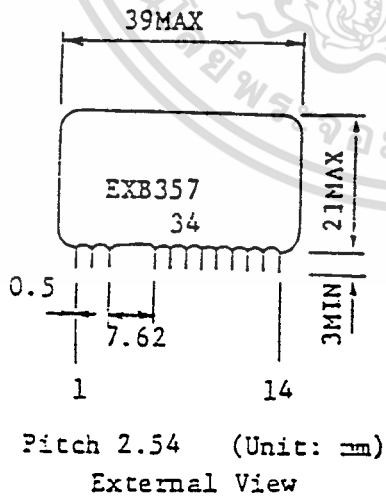
Drives ที่ dv/dt สูง ($4000 V/\mu s$)

เวลาการ สวิตช์ ต่ำ ($< 5 \mu s$)

สามารถ drives ได้กับ CMOS and TTL

การใช้งาน

ใช้สำหรับ drives ทรานซิสเตอร์ ในวงจร inverter



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิกัดและคุณสมบัติ (ที่ อุณหภูมิ $T_a = 25^\circ\text{C}$)

หัวข้อ	สัญลักษณ์	เงื่อนไข	พิกัด	หน่วย
Forward Bias supply Voltage	VCC		11	V
Reward Bias supply Voltage	VEE		-11	V
Input current	I_{in}		2.6-9	mA
Forward Bias output current	$I_{b1 out}$	duty = 0.5	0.15	A
Reward Bias output current	$I_{b2 out}$	PW = 20 μs f = 5 kHz MAX	0.60	A
Power dissipation	PD	$T_a = 55^\circ\text{C}$	0.7	W
Isolation Voltage	VISO	AC 50/60 Hz ,min	2500	V
Operating ambient Temperature	T_a		-10-55	$^\circ\text{C}$
Surface temperature while operating	T_c		-10-85	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{stg}		-25-125	$^\circ\text{C}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติทางไฟฟ้า

หัวข้อ	สัญลักษณ์	ค่า			หน่วย
		min	typ	max	
Current limited detecting voltage	V_s	5.0	-	1.	V
Delay time	t_d	-	-	5.0	μS
rise time	t_r	-	-	1.5	μS
storage time	t_{stg}	-	-	5.0	μS
Reverse bias current descent rating	$-di_{b2}/dt$	6.0	-	-	A/ μS
dv/dt capability for input and output	dv/dt	4000	-	-	V/ μS

เงื่อนไขการทำงาน

อุณหภูมิของตัวถัง ($T_c = -10^\circ\text{C}$ ถึง 85°C)

จังก์ชันเทมเพอเรเจอร์ (Junction Temperature) ของทรานซิสเตอร์ ($T_j = -10^\circ\text{C}$ ถึง 85°C)

ความยาวของสายสัญญาณระหว่างวงจรขับเบสและทรานซิสเตอร์ ไม่เกิน 30 เซนติเมตร

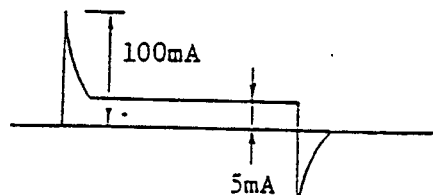
กระแส Cur-Off ต้องน้อยกว่า 405 แอมป์

$V_{cc} = V_{ee} = 8.5 \text{ V}$ ความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 15 เปอร์เซ็นต์

Q1 : 2SD743 $R_f : 0.5 \text{ โอห์ม}$

Q2 : 2SB828 $R_f : 0.1 \text{ โอห์ม}$

กระแสนินพุทเป็นไปตามรูป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

THE TCA 785

PART 1 : Basic circuits

phase control ที่ถูกควบคุมโดยไทรสเตอร์โดยทั่วไปจะทำการเปลี่ยนไฟ ac แบบ single phase or three phase เป็น dc ทั้งยังควบคุมกำลังในเวลาเดียวกันด้วย ในการควบคุม high power thyristor ต้องการอุปกรณ์ชนิดพิเศษเพื่อการนี้ TCA 785 เป็นวงจรที่ใช้ในการควบคุม phase โดยได้ถูกพัฒนาขึ้นเพื่อจุดประสงค์นี้เท่านั้น

โดยเลือกหรือกำหนดจุดที่จะทริก thyristor ด้วยอุปกรณ์ภายนอก มันได้ทำการรวมหน้าที่ต่าง ๆ มากมายที่จะต้องใช้ไว้ในตัวมันซึ่งถ้าเราใช้อุปกรณ์แยกคอนดักเตอร์อื่นที่ไม่ใช่ TCA 785 จะต้องสิ้นเปลืองอุปกรณ์และค่าใช้จ่ายที่สูงมากกว่า

ส่วนแรกของบทความนี้จะอธิบายถึง TCA 785 และการควบคุม thyristor ในส่วนที่ 2 จะตามมาด้วยการพูดถึง line commutated rectifier converter circuits และ ac current controllers ที่เกี่ยวข้องด้วย

TCA 785 integrated phase control นั้นเหมาะสมมากกับวงจรชนิดต่าง ๆ เช่น

line commutated rectifier converter circuits ได้แก่ single phase และ three phase bridge circuit ที่ดีเหมือนกันกับวงจร star และ double star non-commutating current converter circuit ได้แก่ single phase current controllers และ วงจรสวิตช์ ซึ่งการใช้งานเหล่านี้ต้องการอุปกรณ์ควบคุมที่แตกต่างกัน อาจเป็น 2,3,4 หรือ 6 พัลส์ ในการควบคุมแต่ละเซ็ท

ฉะนั้น ข้อกำหนดของ IC ที่จะควบคุมอุปกรณ์กำลังคือ ICs สำหรับ power electronics จะต้องสามารถทำการทริก thyristor 2 ตัวที่ต่ออนุกรมกันในแบบต่าง ๆ หรือ ต่อแบบ back to back

ในการทำงานแบบ three phase IC จะต้องสามารถปรับมุมหน้าเวลาการทริกได้พร้อมกันทั้ง 3 เฟส R,S,T โดยการปรับ Potentiometer

Trigger pulse จะต้องสามารถทำการเลื่อนมุมการทริกได้ตั้งแต่ 0-180 องศา เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับว่าให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า สามารถออกแบบพัลส์แบบต่าง ๆ ได้ (long,shot,continuous pulses) แล้วทำ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นหากมีเหตุขัดแย้งของเงื่อนไขของเอกสารทุกครั้งให้นำไปใช้

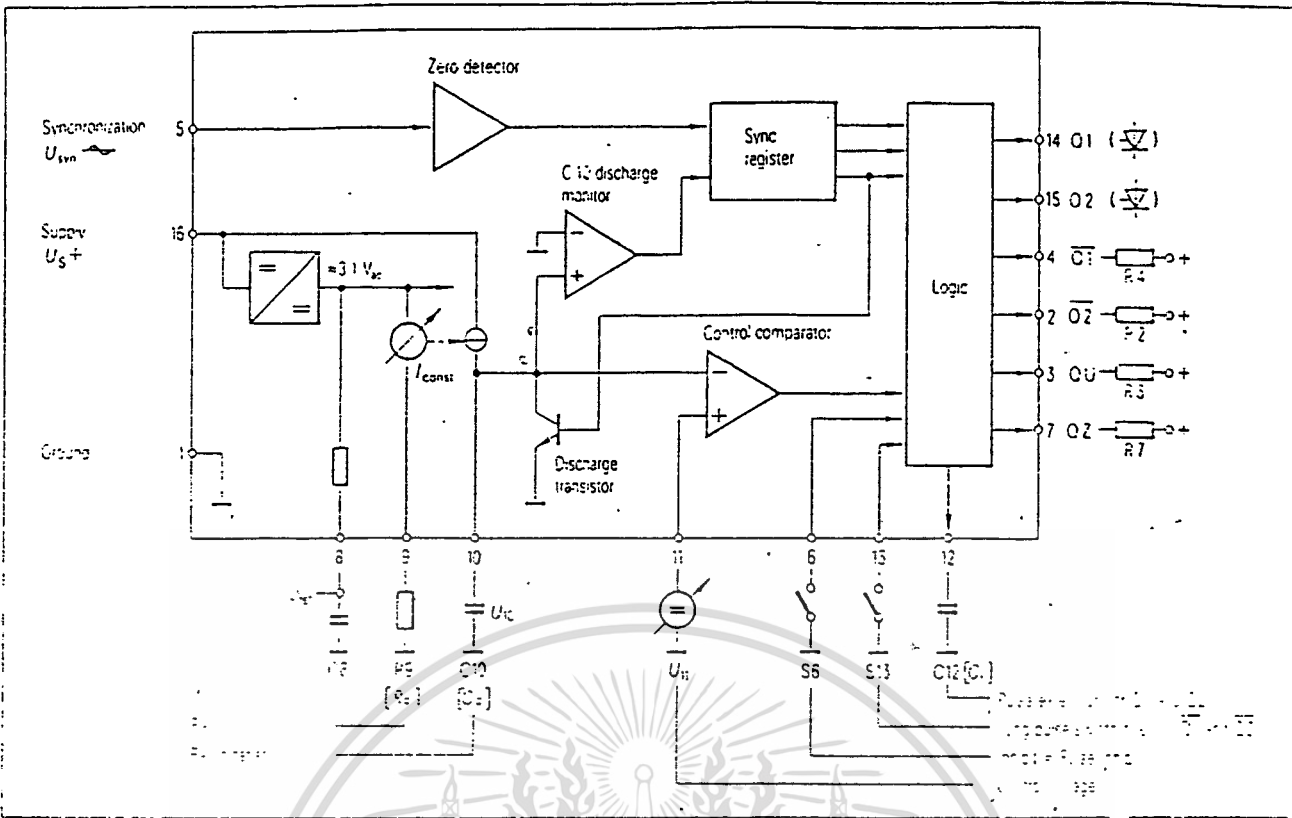
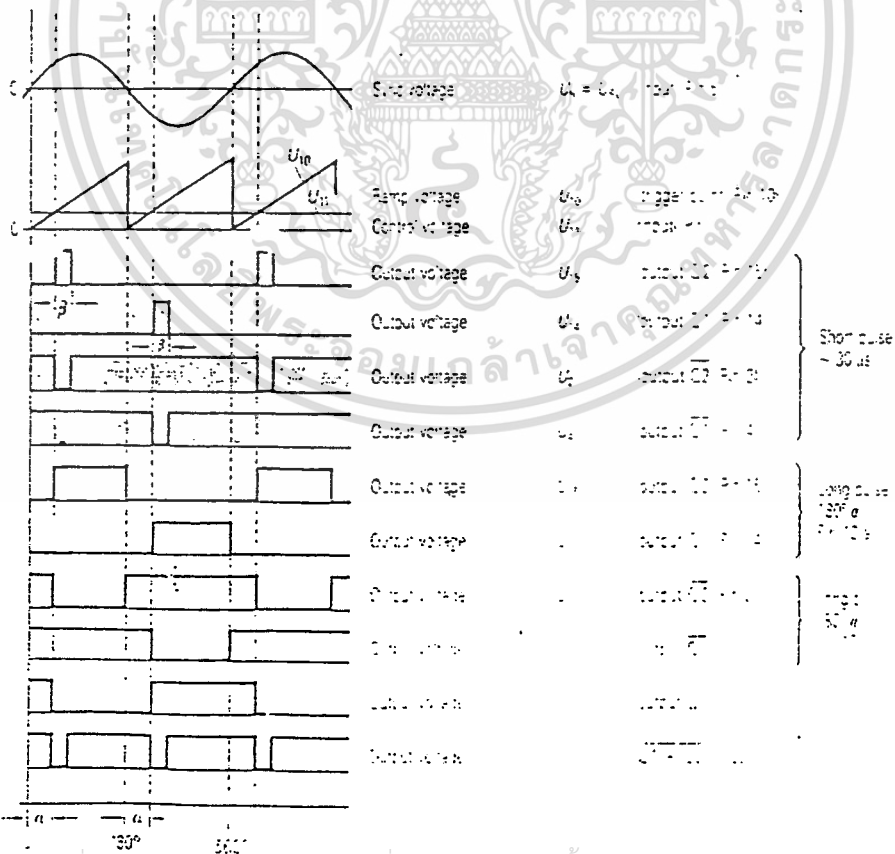


Fig. 1. Block diagram of the TCA 785 integrated phase control.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ที่มีการแก้ไขหรือเปลี่ยนแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

100 Hz
500 Hz

Fig. 2. TCA 785 waveforms

การกำเนิดพัลส์เพื่อไปทริก thyristor

การใช้งานอื่น ๆ ของ TCA 785 จะเป็นเช่น Zero crossing switch ในการควบคุมไตรแอด แบบ full wave และ voltage pulses width จะถูกเปลี่ยนด้วยความถี่ภายนอกที่ค่าคงค่าไว้ ($f = 10 - 500 \text{ Hz}$)

ลักษณะเฉพาะของ TCA 785 ดังต่อไปนี้

- ใช้งานได้อย่างกว้างขวางเพราะสามารถต่อกับแหล่งจ่ายไฟ 6-8 โวลต์
- กินกระแส 4.5-10 mA
- Lsl compatible ดังนั้นจึงสามารถควบคุมโดย slow-speed ปลอดภัยจากสัญญาณรบกวนด้วยระดับโวลจิกสัญญาณถึง 15 โวลต์
- มี 2 เอาท์พุท กระแสทริกจ่ายได้ถึง 250 ma
- อีก 2 เอาท์พุท ที่มีสัญญาณกลับกันกับ 2 เอาท์พุทแรก
- ฟังก์ชันในการหยุด : เป็นการหยุดสัญญาณทริกไม่ให้มีเอาท์พุทออกไปโดยปราศจากการ arc
- ปรับความกว้างของ pulse โดย capacitor ภายนอก
- zero crossing เป็นที่ขอมรับไว้ใจได้
- ป้องกันการหยุด ๆ หาย ๆ ของสัญญาณทริก ซึ่งทั้ง 3 วงจร โดยเฉพาะสำหรับการทำ งานแบบ six pulse ซึ่งใช้ zero crossing switch และ voltage pulse width converter

หน้าที่การทำงานต่าง ๆ ของ TCA 785

block และ pulse diagrams ดังรูปที่ 1 และ 2 แสดงหน้าที่หลักของ IC ตัวนี้ ส่วนหลักของ IC คือ supply ที่ถูกจ่ายโดยการควบคุมแรงดันภายใน U_{ref} ประมาณ 3.1 v ดังนั้น parameter หลักนี้จะไม่ขึ้นอยู่กับ dc supply voltage U_s และสามารถใช้งานแรงดันได้กว้างถึง $U_s = 8$ ถึง 18 v

ขั้วบวกถูกต่ออยู่ที่ขา 16 และขั้วลบต่อที่ขา 1 (หมายถึงกราวด์) กินกระแส 10 mA (ขณะที่ไม่มีการโหลด)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ หากมีข้อผิดพลาดประการใดขออภัยเป็นอย่างสูงไว้ล่วงหน้า

เอาท์พุทของแรงดันควบคุม U_{ref} ประมาณ 3.1 v ที่ขา 6 โดยผ่านตัวต้านทานภายใน

ไม่สามารถเพิ่มการกำจัด noise มากขึ้นด้วย C8 โดยต่อกับ ground (หมายถึงแรงดันอ้างอิง) ในวงจรแปลงกระแสที่ต้องการ TCA 785 หลาย ๆ ตัว (ตามแบบอย่างของ three phase current circuits) สิ่งเหล่านี้จะถูกควบคุมการทำงานในสภาวะเดียวกันทุกเฟส และควบคุมการแปลงกระแสสาขาต่าง ๆ ได้เป็นอย่างดี

สัญญาณ synchronization U_{syn} ได้รับความจาก line voltage ผ่านตัวต้านทานค่าสูงๆ U_{syn} ต่อยู่ระหว่างขา 5 กับ ground ที่ขา 1 มีความไวสูงในการตรวจจับ zero crossing เพื่อทำการ synchronization และถูกส่งต่อไปยัง synchronization register ซึ่งควบคุมตัวกำหนดสัญญาณ ramp (sawtooth) ส่วนประกอบสำคัญของ constant current source I_{const} ซึ่งจะถูก charge ด้วย capacitor ภายนอก C_{10} หรือ C_r เป็นสัดส่วนกับเวลาผ่านขา 10 ซึ่ง C_{10} จะมีค่าอยู่ระหว่าง 500 pF ถึง 1 uF เสมอ สิ่งที่ต้องจดจำก็คือว่า sawtooth flyback times จะเพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนกับค่าของ C_{10} ดูปุ่มที่ และ ค่าต่ำสุด และค่าสูงสุดของ I_{10} จะไม่เกินไปกว่านี้

กระแส I_{const} จะถูกปรับได้โดยตัวต้านทานภายนอก R_a หรือ $R_c = 3$ ถึง 300 Kilo-ohms ผ่านขา 9 R_c network R_9, C_{10} นี้จะเป็นตัวกำหนดความชันในการขึ้นของ Ramp voltage U_{10} ของ Zero crossing และสัญญาณแรมป์จะตกลงจากยอดด้วยการ discharge จากแรมป์ คาปาซิเตอร์ C_{10} ผ่าน discharge transistor ภายในวงจร syn register จะทำการส่งข้อมูลการตรวจพบแรงดัน 0 ไปวงจรต่อไปเพียงอย่างเดียว หลังจากที่ discharge monitor แสดงว่า C_{10} ได้ทำการ discharge ออกไปอย่างสมบูรณ์แล้ว

สิ่งเหล่านี้เป็นหลักสำคัญเมื่อเราใช้ TCA 785 และวิธีการในการควบคุมแรงดันที่จ่ายโดยในทันทีที่ Control voltage ที่ C_{10} ไม่มีผลกระทบต่อความสามารถในการควบคุมของ TCA 785 และวิธีการในการควบคุมแรงดันที่จ่าย

ในกรณีนี้ op-amp ได้ถูกดัดแปลงให้ปลอดภัยจากการรบกวนเท่าที่จะเป็นไปได้ โดยในทันทีที่ Control Voltage ได้รับความ leakage voltage ถึงค่าสูงสุดก็จะได้รับ Phase voltage อาจจะต่ำกว่า leakage voltage หรือปรากฏออกมาเป็น 0 v.

dc control voltage U_{11} ได้ต่อกับขา 11 (กับ ground ที่ขา 1) ซึ่ง
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่า control signal comparator ให้ทำการเปรียบเทียบ $U_{control}$ ของ dc voltage กับ ramp

voltage U10 ต่อมาถ้า U10 เกินกว่าแรงดันควบคุม U11 ก็จะมีการปรากฏพัลส์ขึ้นที่เอาต์พุตโดยเริ่มต้นที่ control angle : ในลำดับต่อมาที่วางจร ลอจิก จะเป็นตัวกำหนดชนิดและความกว้างของพัลส์ต่าง ๆ ที่เอาต์พุต(ข้ามมากับ ground) โดยมีความมุ่งหมายเพื่อการเชื่อมต่อหลายรูปแบบ (ดูรูป wave form ในรูปที่ 2)

ที่เอาต์พุตหลัก Q1(ขา 14) และ Q2(ขา 15)ทำการต่อแบบ emitter follower ซึ่งสามารถให้กระแสได้สูงถึง 250 mA และจะทำงานกันคนละครึ่งคลื่นโดยที่เอาต์พุตออกมาซ้ำเดียวกัน Q1 จะทำการปล่อยพัลส์ออกมาในครึ่งคลื่นลบเพียงอย่างเดียวและ Q2 จะปล่อยพัลส์ในครึ่งคลื่นบวกของ Sync voltage

ความกว้างของพัลส์อยู่ที่ประมาณ 30 Us (short pulse เมื่อปราศจากการต่อใด ๆ ที่ขา 12) และมันจะง่ายและอิสระต่อการขยายความกว้างของพัลส์โดยต่อคาปาซิเตอร์ภายนอกเข้ามา C12 หรือ Ci (ดูตารางที่ 1 สำหรับค่าของพัลส์ที่เพิ่มเข้ามา)

ถ้าทริกเกอร์อินพุตที่ขา 12 ถูกลัดวงจรดิน จะได้ความกว้างของพัลส์คือ $\tau = 180\mu$ (long pulse) เอาต์พุตรองคือ Q1 (ขา 4) และ Q2 (ขา 2) เป็น open collectors สามารถจ่ายกระแสสูงสุด 10 mA สัญญาณสามารถออกแต่ละเอาต์พุตได้โดยเพียงแต่ต่อตัวต้านทาน R4 และ R2 (ประมาณ 15 kilo-ohms) ระหว่าง output กับข้ามมาก สัญญาณจะให้การตอบสนองแบบเดียวกับ Q1 และ Q2 แต่จะกลับเฟสกัน ความกว้างของพัลส์ (output ต่อผ่านข้ามมาก) ประมาณ $\tau = 30 \mu$ s และถ้า trigger point ที่ขา 13 ถูกต่อกับ ground ความกว้างของพัลส์ (ระหว่าง output กับข้ามมาก) คือ 180μ (long pulse switching) จะเกิดขึ้นที่นี่

Both auxiliary output QU (ขา 3), QZ (ขา 7) ถูกจัดให้เป็น open collectors และให้ถูกใช้กับงานเฉพาะด้าน (ตัวอย่างเช่น การควบคุม ลอจิกภายนอก)

สัญญาณที่ได้รับจาก collector resistor R3 และ R7 อยู่ระหว่าง output กับข้ามมาก สัญญาณ output ของ QU จะคล้ายกับ Q1 แต่จะมีความกว้าง pulse $\tau = 180\mu$ คงที่ โดยสัญญาณ output ของ QZ จะได้มาจากการ NOR-link ระหว่าง Q1 และ Q2 นั่นคือ Q1+Q2 ในการใช้งานต่อไปนี้ ถ้า output รองไม่ถูกใช้ ดังนั้นเพื่อเป็นการเพิ่มการป้องกันสัญญาณรบกวนต่อ output QZ (ขา 7) เข้ากับ ground

Pulse inhibit (ขา 6) สามารถกำจัดสัญญาณที่ output ทุก ๆ output ได้ในเวลาเดียวกัน (Q1, Q2, Q1, Q2, QU) Trigger point ที่ขา 6 ทำการต่อกับ ground

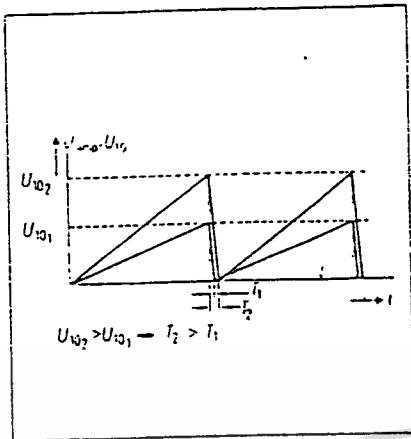


Fig. 3 Sawtooth flyback time. The sawtooth flyback time depends also on the value of the ramp resistor R9 which, together with the ramp capacitor C1C determines the ramp voltage. Thus with large ramp voltages, flyback times are always long because more energy has to be discharged

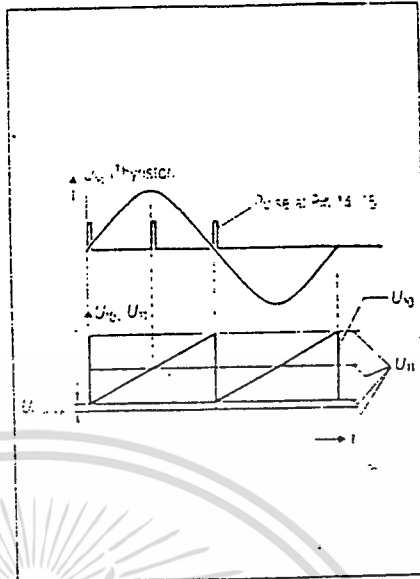


Fig. 4 Leakage voltage at capacitor C1C

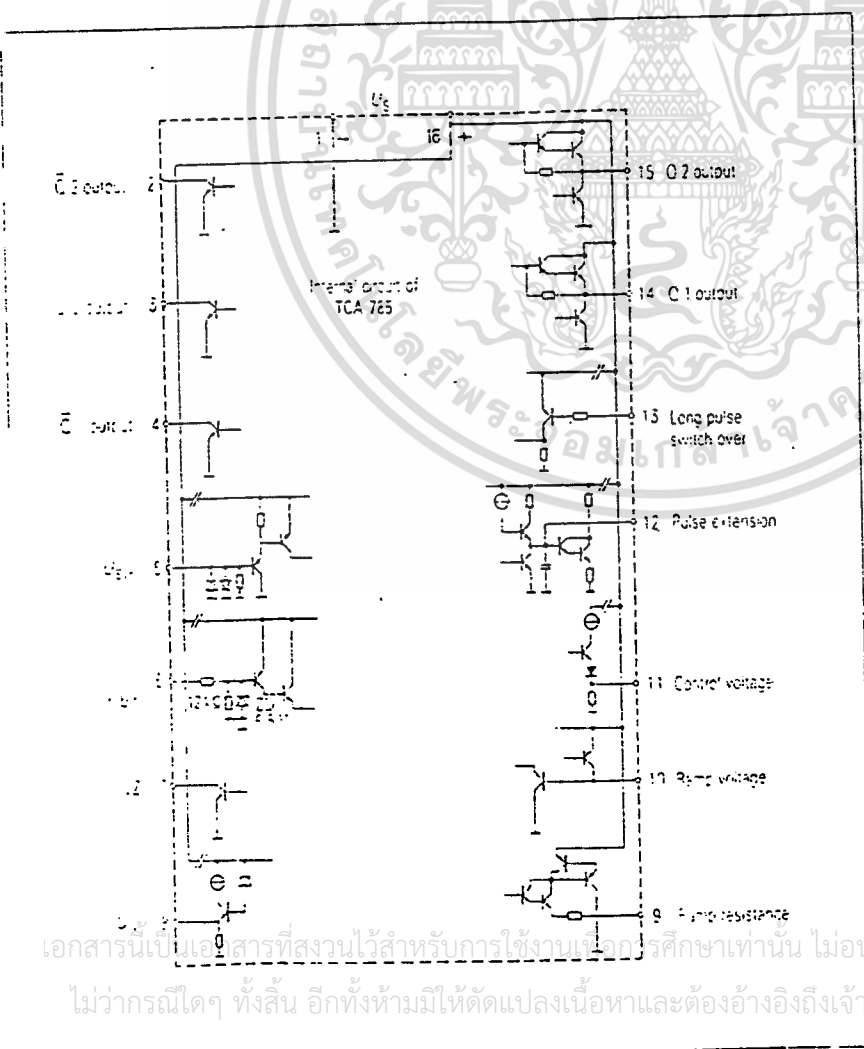


Fig. 5 Internal circuit of the TCA 785 output stage

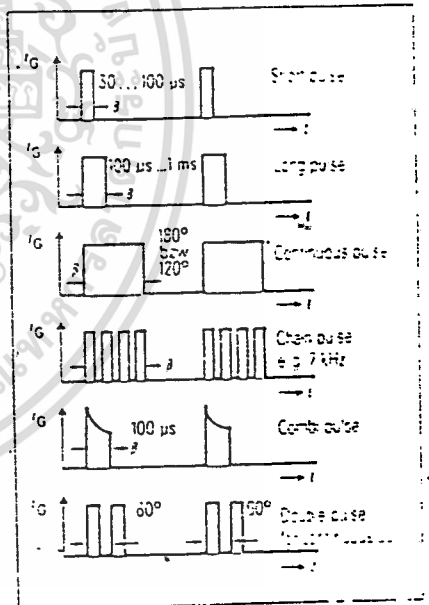


Fig. 6 Pulse waveforms for thyristor triggering.
 Short pulse $\beta = 30$ to $100 \mu s$, for resistive loads in the rated current range.
 Long pulse $\beta = 100 \mu s$ to $1 ms$, for slightly inductive loads or small resistive loads and partial load range.
 Continuous pulse $\beta = 180^\circ - \alpha$, 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 (in V $\cdot s$) may be used.
 Combined pulse for high rates of trigger current: $di/dt = 1$ to $5 A/\mu s$ to trigger series-connected thyristors.
 Double pulse to control fully controlled three phase bridge

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้ซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารต้นฉบับ

ได้โดย switch, relay contact หรือ NPN Transistor

รูปที่ 5 แสดงถึงวงจรมายาในของ TCA 785 IC output stages

Thyristor trigger module

การควบคุม thyristor ใน line-commuted หรือ non-commutating current converters ต้องการทริกเป็นเฉพาะรูปแบบ

thyristor ถูกทริกโดยกระแสพัลส์บวก ระหว่าง gate และ cathode โดยทำการควบคุม pulse ให้อยู่คงที่จนกว่ากระแสจะถูกลือคอยู่ (latching current) และ thyristor จะถูก switch off โดยการลดลงของ Main current ที่ไหลระหว่าง anode และ cathode ที่ต่ำกว่า holding current ซึ่งการเปลี่ยนความกว้างของพัลส์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการทริก thyristor จะขึ้นอยู่กับ load และการออกแบบวงจร

พัลส์เหล่านี้แสดงภาพและหมายเหตุในรูปที่ 6 trigger pulse ทั้งหมดยกเว้น Chain pulse สามารถให้กำเนิดได้โดย TCA 785 ซึ่งต้องการ Cmos device ประกอบด้วย สำหรับกำเนิด chain pulse

Directly controlling low power thyristor with line voltage

ในรูปที่แสดง phase control ที่ใช้ TCA 785 สำหรับ directly controlling BStC 1040 low-power thyristor โดยที่ phase angle สามารถปรับได้ระหว่าง 0 องศา ถึง 180 องศา และ power ที่ load ระหว่าง 0 ถึง 400 พ.

IC จะได้รับแรงดันที่ (ขา 16) ลากผ่านตัวต้านทานอนุกรม R_1 ท้าการ Rectified โดย diode D_1 และท้าการรักษาระดับแรงดันไว้ที่ 15 v. โดย Z-diode D_4

Electrolytic capacitor C_1 ท้าหน้าที่กรองแรงดัน dc ที่ได้มาจากการ rectified แบบครึ่งคลื่นให้ราบเรียบขึ้น

ในกรณีของแหล่งจ่ายของวงจรได้มีการระบุค่าสูงสุดที่เหมาะสมในการกินกระแส (เมื่อไม่มี load) เท่ากับ 10 mA และแรงดัน supply ต่ำสุด U_S คือ 8 v. (จะต้องไม่ต่ำกว่านี้) synchronization input (ขา 5) จะต่ออยู่กับ phase R ผ่านตัวต้านทาน

220 kilo-ohms และต่อเทียบกับคีย์กับ ground back-to-back diode (D_2, D_3) ซึ่ง diode จะทำการจำกัดแรงดันที่ sync input ประมาณ ± 0.6 v.

ตัวกำเนิดความถี่สัญญาณจะถูกกำหนดโดยการตรวจจับค่าศูนย์นั้นคือ ทุก ๆ ครั้งที่ค่าแรงดันศูนย์ตกคร่อมใน line (หมายถึง Zero Crossing) Sawtooth Voltage ก็จะมีเริ่มเกิดขึ้น ณ จุดนั้น Ramp Capacitor ($C_R = 47$ nF) และ Ramp Resistor ($R_R = 100$ kilo-ohms) จะเป็นตัวปรับระดับของ off-state Voltage ในวงจรนี้ สัญญาณ sawtooth มี amplitude 7 v. โดย potentiometer P_1 U_{11} จะต้องไม่เกินกว่า peak ramp voltage (ค่าแรงดัน Ramp สูงสุด) U_{10} (ดูได้จาก DatabookX ดังนั้นมุมในการนำกระแสจะสามารถเลือกได้ระหว่าง 0-180 องศา ซึ่งในการควบคุมวงจรแบบ half wave เราจะใช้เพียง output ขา 15 ที่จะต่อกับเกทของ Thyristor โดยจะทริกเป็นพัลส์บวกให้กับครึ่งคลื่นลบแต่ไม่ได้มีในวงจรนี้ และความกว้างของพัลส์ขึ้นอยู่กับ Capacitor C_i ซึ่งแสดงในตารางที่ 1 โดยความกว้างของพัลส์ของ TCA 785 (Pulse width capacitor C_i) คือ 620 μ S/nF เป็นต้น

thyristor ในวงจรแสดงในรูปที่ 7 จะถูกทริกโดยพัลส์ความกว้าง 205 μ S กับกระแสทริก 47 mA.

Switching on and off with inhibit signal

พัลส์บวกที่ใช้ในการทริก thyristor จะกำเนิดอยู่ช่วงระหว่างครึ่งบวกเพียงอย่างเดียวเมื่อแรงดันที่ inhibit input ขา 6 เกินกว่าบวก 4 v. ดังนั้นตัวต้านทาน 10 kilo-ohms ถูกต่ออยู่กับขา 16 ที่เป็น supply เพื่อให้มันทำงาน ถ้าแรงดันที่ขา inhibit input ตกลงต่ำกว่า +2.5 v. ก็จะไม่มีการปรากฏที่ output ใด ๆ

การเปิดวงจรที่ขา 6 กับ ground หรือ Mp อาจทำได้โดยการใช้อิทธิพลหรือลอจิกเซอร์กิต ซึ่งการ off ของโหลดไม่เกี่ยวกับสถานะของสัญญาณของ TCA 785

เนื่องจากระดับสัญญาณ inhibit ไม่มีพัลส์ (U_{61} น้อยกว่า +2.5 v.) หรือให้มีพัลส์ที่ output (U_{62} มากกว่า +4 v.) ต้องเอาใจใส่เป็นพิเศษเมื่อทำการกำเนิดพัลส์ให้ thyristor เพราะว่ามันต้องการพลังงานมาก และเนื่องจากว่าความสูญเสีย

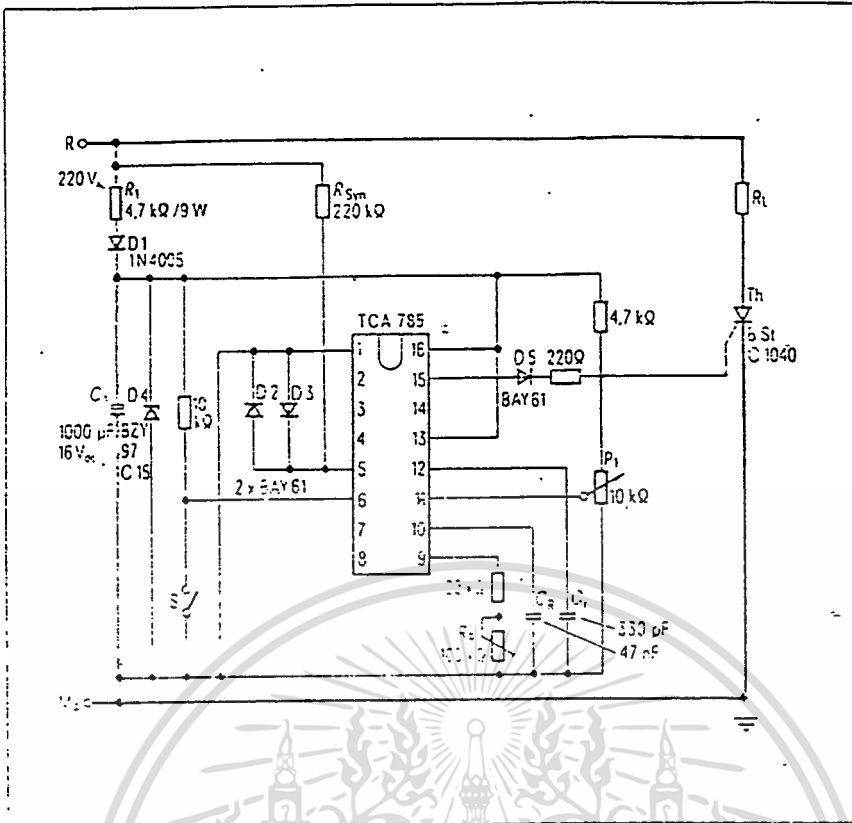


Fig. 7 Phase control with direct triggered BSt C1142 thyristor

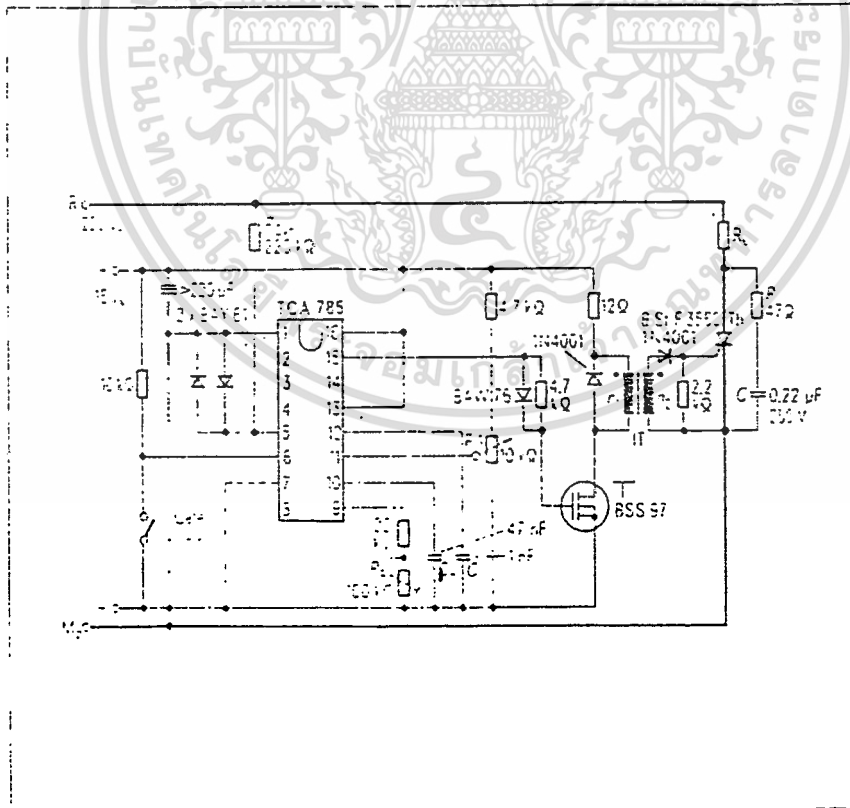


Fig. 8 Thyristor phase control with transformer trigger pulse amplifier and trigger pulse transformer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในตัวต้านทานที่อนุกรมอยู่ R_1 จะมากขึ้นด้วยทำให้กำลังงานไม่เพียงพอได้ซึ่งอาจทำให้ IC หยุดการทำงาน และเป็นเหตุให้เกิดการรบกวนในวงจร

Direct triggering of high-power thyristors at constant supply voltage

TCA 785 เป็นวงจรรวมควบคุมเฟสด้วยกระแส output ถึง 250 mA ทำให้สามารถควบคุม high power thyristor ได้โดยตรง นอกจากนั้นตลอดย่านอุณหภูมิที่สูงขึ้น กระแสทริกก็ยังสามารถจ่ายได้ 250 mA

แหล่งจ่ายกระแสในวงจรใช้เพียง transformer และ Rectifier ทั่วไป และ DC power ที่โหลดทำการควบคุมด้วย Potentiometer P

Voltage Isolating Control Circuit For Thyristor

Line-commutated Current Converter ส่วนมากจะ thyristor หลายตัว ในวงจรแบบ Single หรือ Three-phase Current ในการเชื่อมต่อระหว่างวงจรทริก และวงจรจ่ายกระแสหลักของ Current Converter การแยกกันทางแรงดันจะเป็นปัญหาสำคัญ pulse Transformer จะใช้ได้กับ Short, long, Combined หรือ Double Pulse โดยเป็นตัวป้อนให้กับเกตของ thyristor

รูปที่ 8 แสดงการควบคุมเฟสด้วย Transistor และวงจรขยาย Trigger Pulse กับ Transformer ดังนั้น การควบคุมวงจรทั้งหมดจะถูกแยกจากกันทางไฟฟ้าจาก line โดยที่ Trigger Pulse จะถูกกำเนิดขึ้นใน IC และทำการขยายขนาดขึ้นในวงจรต่อไป โดยที่ใช้ BBS 97 SIFMOS เป็นตัวขับ TCA 785 จะทำการผลิตกระแส (Output Current Pulse) 2 mA ที่ขา 15 ปรึบตามเวลาทริกได้ในช่วง 20 ms

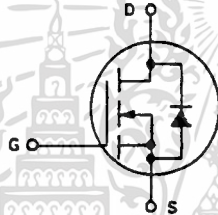
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF840
IRF841
IRF842
IRF843

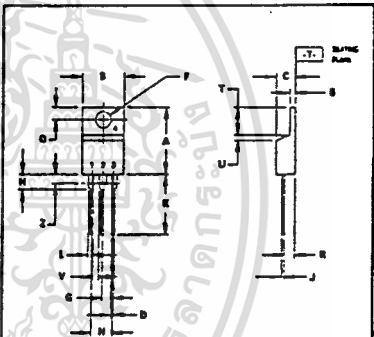
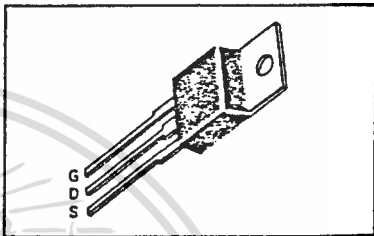
**N-CHANNEL ENHANCEMENT-MODE SILICON GATE
TMOS POWER FIELD EFFECT TRANSISTOR**

These TMOS Power FETs are designed for high voltage, high speed power switching applications such as switching regulators, converters, solenoid and relay drivers.

- Silicon Gate for Fast Switching Speeds
- Low $r_{DS(on)}$ to Minimize On-Losses. Specified at Elevated Temperature
- Rugged — SOA is Power Dissipation Limited
- Source-to-Drain Diode Characterized for Use With Inductive Loads



Part Number	V _{DSS}	r _{DS(on)}	I _D
IRF840	500 V	0.85 Ω	8.0 A
IRF841	450 V	0.85 Ω	8.0 A
IRF842	500 V	1.10 Ω	7.0 A
IRF843	450 V	1.10 Ω	7.0 A



STYLE A
Pin 1 GATE
2 DRAIN
3 SOURCE
4 DRAIN

NOTES

- 1 DIMENSIONS AND TOLERANCING PER ASME Y14.5M-1993
- 2 CONTROLLING DIMENSION: INCH
- 3 DIM 2 DEFINES A ZONE WHERE ALL BODY AND LEAD IRREGULARITIES ARE ALLOWED

MILLIMETERS		INCHES	
MIN	MAX	MIN	MAX
A	10.40 - 11.75	0.410 - 0.463	
B	2.90 - 3.25	0.114 - 0.128	
C	4.40 - 4.80	0.173 - 0.190	
D	0.40 - 0.50	0.016 - 0.020	
E	2.10 - 2.25	0.083 - 0.089	
F	2.40 - 2.80	0.094 - 0.110	
G	2.40 - 2.80	0.094 - 0.110	
H	2.10 - 2.40	0.083 - 0.094	
J	0.20 - 0.30	0.008 - 0.012	
K	11.75 - 14.87	0.463 - 0.586	
L	1.10 - 1.30	0.043 - 0.051	
M	4.80 - 5.20	0.190 - 0.205	
N	1.10 - 1.30	0.043 - 0.051	
P	1.10 - 1.30	0.043 - 0.051	
Q	1.10 - 1.30	0.043 - 0.051	
R	1.10 - 1.30	0.043 - 0.051	
S	1.10 - 1.30	0.043 - 0.051	
T	0.50 - 0.60	0.020 - 0.024	
U	0.50 - 0.70	0.020 - 0.028	
V	1.10 - 1.30	0.043 - 0.051	
W	1.10 - 1.30	0.043 - 0.051	

CASE 221A-04
TO-220AB

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	IRF				Unit
		840	841	842	843	
Drain-Source Voltage	V _{DSS}	500	450	500	450	Vdc
Drain-Gate Voltage (R _{GS} = 1.0 mΩ)	V _{DGR}	500	450	500	450	Vdc
Gate-Source Voltage	V _{GS}	±20				Vdc
Drain Current Continuous	I _D	8.0		7.0		Adc
Pulsed	I _{DM}	32		28		
Total Power Dissipation @ T _C = 25°C Derate above 25°C	P _D	125				Watts
Operating and Storage Temperature Range	T _J , T _{stg}	-55 to 150				°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Thermal Resistance	Symbol	Value	Unit
Junction to Case	R _{θJC}	1.0	°C/W
Junction to Ambient	R _{θJA}	62.5	°C/W
Maximum Lead Temp. for Soldering Purposes, 1" from Case for 5 Seconds	T _L	275	°C

See the MTP6N45 Designer's Data Sheet for a complete set of design curves for the product on this data sheet.

The Designer's Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. Limit curves — representing boundaries on device characteristics — are given to facilitate "worst case" design.

IRF840-843

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit	
OFF CHARACTERISTICS					
Drain-Source Breakdown Voltage (V _{GS} = 0, I _D = 0.25 mA)	IRF841, IRF843 IRF840, IRF842	V _{BR(DSS)}	450 500	— —	Vdc
Zero Gate Voltage Drain Current (V _{DS} = Rated V _{DSS} , V _{GS} = 0) (V _{DS} = 0.8 Rated V _{DSS} , V _{GS} = 0, T _J = 125°C)		I _{DSS}	— —	0.25 1.00	mAdc
Gate-Body Leakage Current, Forward (V _{GSF} = 20 Vdc, V _{DS} = 0)		I _{GSSF}	—	500	nAdc
Gate-Body Leakage Current, Reverse (V _{GSR} = 20 Vdc, V _{DS} = 0)		I _{GSSR}	—	500	nAdc

ON CHARACTERISTICS*					
Gate Threshold Voltage (V _{DS} = V _{GS} , I _D = 0.25 mA)		V _{GS(th)}	2.0	4.0	Vdc
Static Drain-Source On-Resistance (V _{GS} = 10 Vdc, I _D = 4.0 Adc)	IRF840, IRF841 IRF842, IRF843	r _{DS(on)}	—	0.85 1.0	Ohm
On-State Drain Current (V _{GS} = 10 V) (V _{DS} ≥ 6.8 Vdc, I _D = 4.0 A) (V _{DS} ≥ 7.0 Vdc)	IRF840, IRF841 IRF842, IRF843	I _{D(on)}	8.0 7.0	— —	A
Forward Transconductance (V _{DS} ≥ 6.8 V, I _D = 4.0 A) (V _{DS} ≥ 7.0 V, I _D = 4.0 A)	IRF840, IRF841 IRF842, IRF843	g _{FS}	4.0 4.0	— —	mhos

DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Input Capacitance	(V _{DS} = 25 V, V _{GS} = 0, f = 1.0 MHz)	C _{iss}	—	1600	pF
Output Capacitance		C _{oss}	—	350	
Reverse Transfer Capacitance		C _{rss}	—	150	

SWITCHING CHARACTERISTICS*					
Turn-On Delay Time	(V _{DD} = 200 V, I _D = 4.0 Apk, R _{gen} = 4.7 Ohms)	t _{d(on)}	—	35	ns
Rise Time		t _r	—	15	
Turn-Off Delay Time		t _{d(off)}	—	90	
Fall Time		t _f	—	30	
Total Gate Charge	(V _{GS} = 10 V, V _{DS} = 0.8 × Rated V _{DSS} , I _D = Rated I _D)	Q _g	40 (Typ)	60	nC
Gate-Source Charge		Q _{gs}	20 (Typ)	—	
Gate-Drain Charge		Q _{gd}	20 (Typ)	—	

SOURCE DRAIN DIODE CHARACTERISTICS*					
Forward On-Voltage	(I _S = Rated I _D , V _{GS} = 0)	V _{SD}	—	1.9 (1)	Vdc
Forward Turn-On Time		t _{on}	Limited by stray inductance		
Reverse Recovery Time		t _{rr}	600 (Typ)	—	ns

INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE (TO-220)				
Internal Drain Inductance (Measured from the contact screw on tab to center of die) (Measured from the drain lead 0.25" from package to center of die)	L _d	3.5 (Typ) 4.5 (Typ)	— —	nH
Internal Source Inductance (Measured from the source lead 0.25" from package to source bond pad)	L _s	7.5 (Typ)	—	

*Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.
(1) Add 0.1 V for IRF840 and IRF841.

TL494

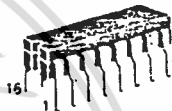
**SWITCHMODE
PULSE WIDTH MODULATION
CONTROL CIRCUITS**

**SWITCHMODE
PULSE WIDTH MODULATION
CONTROL CIRCUITS**

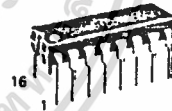
SILICON MONOLITHIC
INTEGRATED CIRCUITS

The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for Switchmode power supply control. This device features:

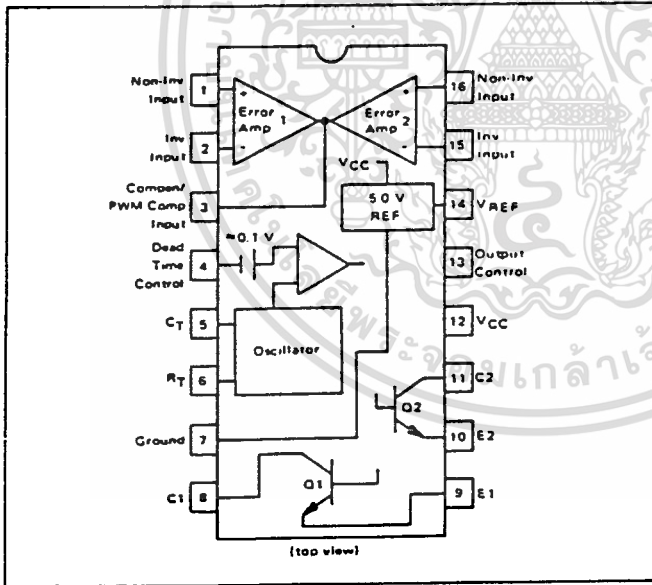
- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator With Master Or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5 Volt Reference
- Adjustable Dead-Time Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source Or Sink
- Output Control For Push-Pull Or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout



J SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 620



N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648



ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
TL494CN TL494CJ	0° to +70°C	Plastic DIP Ceramic DIP
TL494IN TL494IJ	-25° to +85°C	Plastic DIP Ceramic DIP
TL494MJ	-55° to +125°C	Ceramic DIP

The TL494C is specified over the commercial operating range of 0°C to 70°C. The TL494I is specified over the industrial range of -25°C to 85°C. The TL494M is specified over the full military range of -55°C to 125°C.

TL494

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM

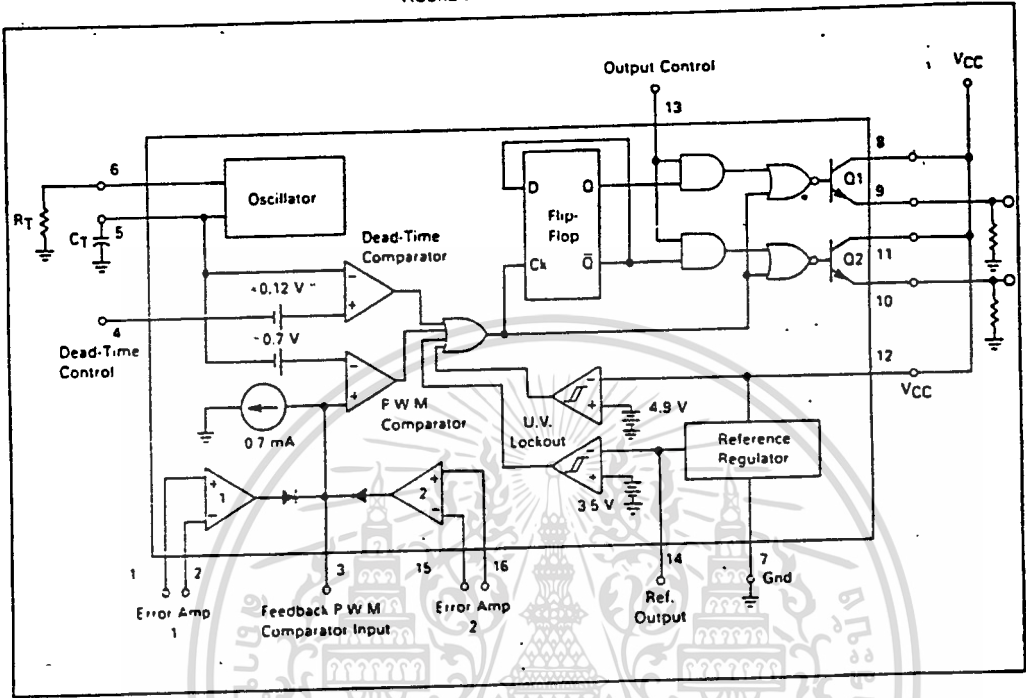
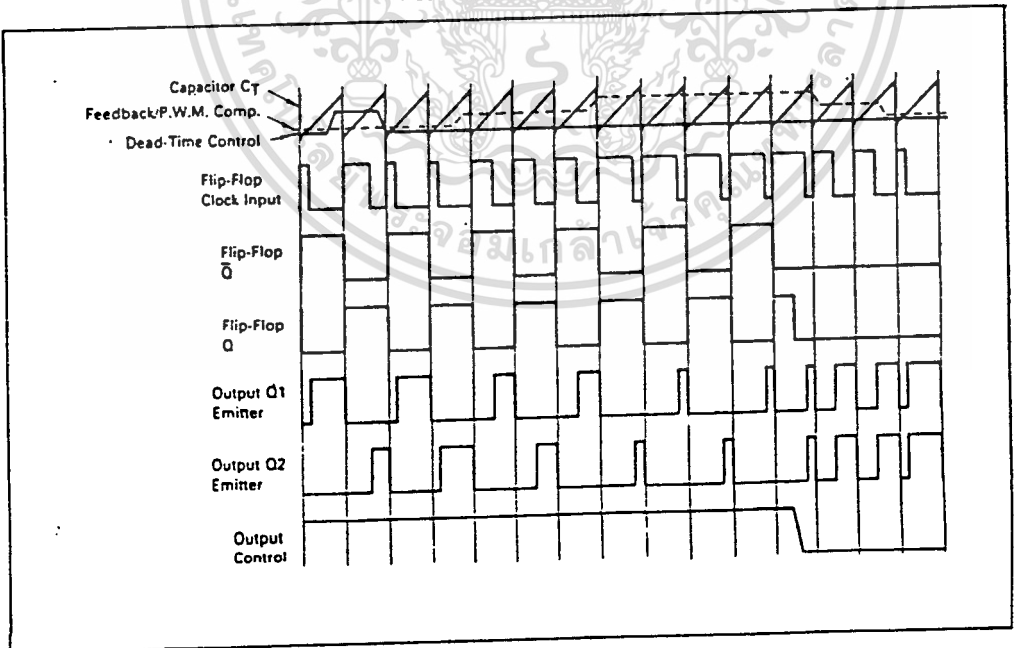


FIGURE 2 — TIMING DIAGRAM



TL494

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 4.

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

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

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the dead time control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 to 3.5 V. Both error amplifiers have a common-mode input range from -0.3 V to ($V_{CC} - 2$ V), and may be used to sense power-supply output voltage and current. The error-amplifier outputs are active high and are ORed together at the non-inverting 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 dead-time comparator, which clocks the pulse-steering flip-flop and inhibits the output transistors, Q1 and Q2. With the output-control connected to the reference line, the pulse-steering flip-flop directs the 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 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 1 — FUNCTIONAL TABLE

Input	Output Function	f_{out} / f_{osc}
Output Control		
Grounded	Single-ended P.W.M. at Q1 and Q2	1
At V_{ref}	Push-pull operation	0.5

TL494

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

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	TL494M	Unit
Power Supply Voltage	V _{CC}	42	42	42	V
Collector Output Voltage	V _{C1} , V _{C2}	42	42	42	V
Collector Output Current (each transistor) (1)	I _{C1} , I _{C2}	500	500	500	mA
Amplifier Input Voltage Range	V _{IR}	-0.3 to 42	-0.3 to 42	-0.3 to 42	V
Power Dissipation (at T _A = 45°C)	P _D	1000	1000	1000	mW
Operating Junction Temperature	T _J				
Plastic Package		125	125	—	°C
Ceramic Package		150	150	150	°C
Operating Ambient Temperature Range	T _A	0 to 70	-25 to 85	-55 to 125	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}				
Plastic Package		-55 to 125	-55 to 125	—	°C
Ceramic Package		-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	°C

NOTE 1: Maximum thermal limits must be observed.

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	N Suffix Plastic Package	J Suffix Ceramic Package	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	R _{θJA}	80	100	°C/W
Derating Ambient Temperature	T _A	45	50	°C

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition/Value	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
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
Amplifier Input Voltage	V _{in}	0.3	—	V _{CC} - 2.0	V
Current Into Feedback Terminal	I _{fb}	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	I _{ref}	—	—	10	mA
Timing Resistor	R _T	1.8	30	500	kΩ
Timing Capacitor	C _T	0.0047	0.001	10	μF
Oscillator Frequency	f _{osc}	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, C_T = 0.01 μF, R_T = 12 kΩ unless otherwise noted.)

For typical values T_A = 25°C, for min max values T_A is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494C,I			TL494M			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	

REFERENCE SECTION

Reference Voltage (I _O = 10 mA)	V _{ref}	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation (V _{CC} = 7.0 V to 40 V)	Reg _{line}	—	2.0	25	—	2.0	25	mV
Load Regulation (I _O = 10 mA to 10 mA)	Reg _{load}	—	3.0	15	—	3.0	15	mV
Short-Circuit Output Current (V _{ref} = 0 V)	I _{SC}	15	35	75	15	35	75	mA

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.

Characteristic	Symbol	TL494CJ			TL494M			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	

OUTPUT SECTION

Collector Off-State Current ($V_{CC} = 40\text{ V}$, $V_{CE} = 40\text{ V}$)	$I_{C(off)}$	—	2.0	100	—	2.0	100	μA
Emitter Off-State Current ($V_{CC} = 40\text{ V}$, $V_C = 40\text{ V}$, $V_E = 0\text{ V}$)	$I_{E(off)}$	—	—	-100	—	—	-150	μA
Collector-Emitter Saturation Voltage (2) Common-Emitter ($V_E = 0\text{ V}$, $I_C = 200\text{ mA}$) Emitter-Follower ($V_C = 15\text{ V}$, $I_E = -200\text{ mA}$)	$V_{SAT(C)}$	—	1.1	1.3	—	1.1	1.5	V
	$V_{SAT(E)}$	—	1.5	2.5	—	1.5	2.5	V
Output Control Pin Current Low State ($V_{OC} = 0.4\text{ V}$) High State ($V_{OC} = V_{re(i)}$)	I_{OCL}	—	10	—	—	10	—	μA
	I_{OCH}	—	0.2	3.5	—	0.2	3.5	mA
Output Voltage Rise Time Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	t_r	—	100	200	—	100	200	ns
		—	100	200	—	100	200	ns
Output Voltage Fall Time Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	t_f	—	25	100	—	25	100	ns
		—	40	100	—	40	100	ns

Characteristic	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	

ERROR AMPLIFIER SECTIONS

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 ($\Delta V_O = 3.0\text{ V}$, $V_O = 0.5$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	A_{VOL}	70	95	—	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ($V_O = 0.5$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	f_C	—	350	—	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ($V_O = 0.5$ to 3.5 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

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

Characteristic	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 12)					
Input Threshold Voltage (Zero duty cycle)	V_{TH}	—	3.5	4.5	V
Input Sink Current ($V_{Pin\ 3} = 0.7\ \text{V}$)	I_{-}	0.3	0.7	—	mA
DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 12)					
Input Bias Current (Pin 4) ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{to}\ 5.25\ \text{V}$)	$I_{IB}\ (\text{DT})$	—	-2.0	-10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$) ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	DC_{max}	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* ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	σ_{osc}	—	3.0	—	%
Frequency Change with Voltage ($V_{CC} = 7.0\ \text{V}\ \text{to}\ 40\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	$\Delta f_{osc}\ (\Delta V)$	—	0.1	—	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}\ \text{to}\ T_{high}$) ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$)	$\Delta f_{osc}\ (\Delta T)$	—	—	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 (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 ($V_{Pin\ 4} = 2.0\ \text{V}$) (See Figure 12) ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, $V_{CC} = 15\ \text{V}$)	—	—	7.0	—	mA

* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula, //

$$\sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (X_n - \bar{x})^2}{N - 1}}$$

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY versus TIMING RESISTANCE

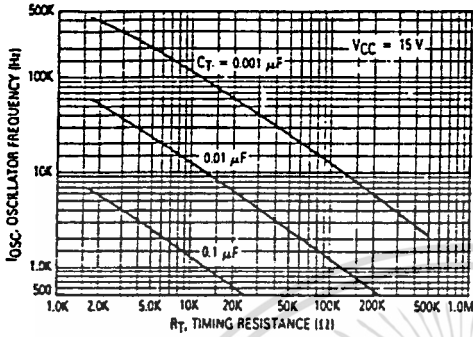


FIGURE 5 — OPEN-LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE versus FREQUENCY

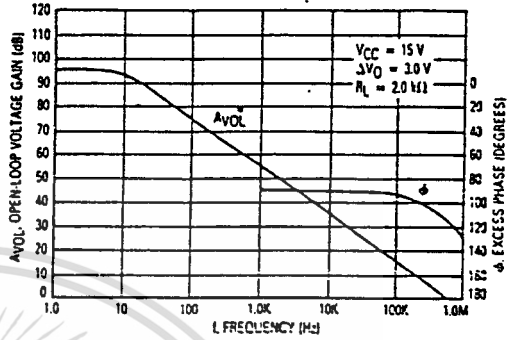


FIGURE 6 — PERCENT DEAD-TIME versus OSCILLATOR FREQUENCY

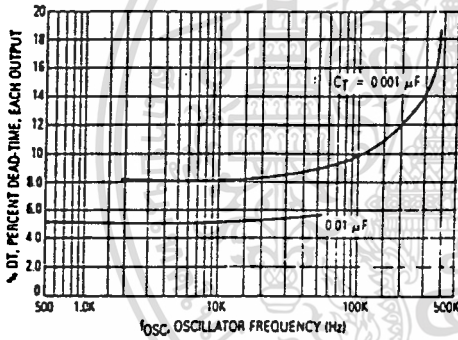


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

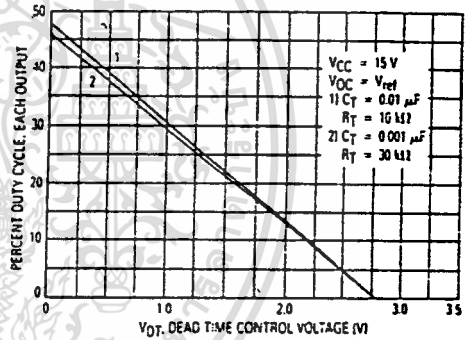


FIGURE 8 — EMITTER FOLLOWER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus EMITTER CURRENT

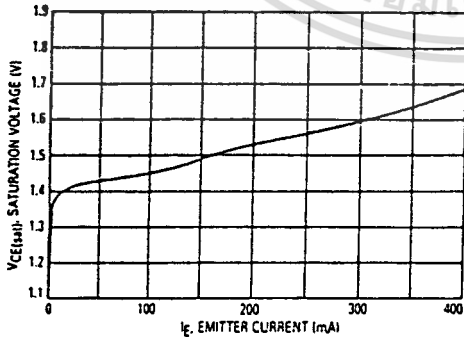
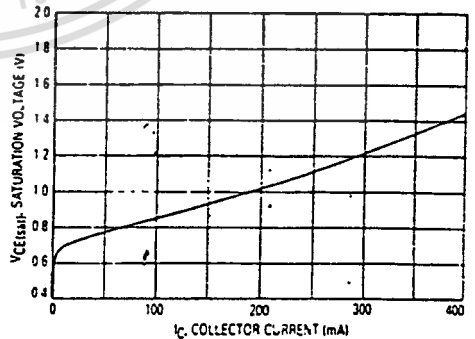


FIGURE 9 — COMMON EMITTER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus COLLECTOR CURRENT



กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้สำเร็จสมบูรณ์ได้ด้วยความอนุเคราะห์จากบุคคลหลายๆ ท่าน โดยเฉพาะท่าน อาจารย์ สมภพ ผลไม้ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาและนอกจากนี้ยังมีอาจารย์ จงรักษ์ บุญเส็ง ที่คอยให้คำแนะนำจนพวกเรารู้สึกภูมิใจอีกทั้งมีเพื่อนๆ และรุ่นพี่ปริญญาโทที่ช่วยเหลือและแลกเปลี่ยนความคิดซึ่งกันและกัน

สุดท้ายนี้หวังว่าปริญญาบัตรฉบับนี้คงจะเป็นประโยชน์และเป็นแนวทางแก่รุ่นน้องๆและผู้ที่ต้องการศึกษาต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- 1.ธีระวัฒน์ ฉิมสุนทร, สมศักดิ์ บุณยาน, เอกพันธ์ กรกมุ
"การประยุกต์ใช้ พีดีบีเอสเอ็มซีเอพอินเวอร์เตอร์ ในแหล่งจ่ายไฟสำรอง",
135 หน้า,2530.
2. สมธิพล สุทธิศิลป์, สุพจน์ สุวรรณพานิช , อโนชา วงศ์รุ่งโรจน์,
"แหล่งจ่ายไฟสำรอง",3 หน้า ,2533.
3. Benjamim C. kuo , "Automatic Control Systems" Prentice-Hall
International Inc., 760 P,1991
4. George C.Chiryssis, "High-Frequency switching power supplies
theory and design",McGRAW-HILL INTERNATIONAL EDITION, 287 P.,
1989.
- 5.George Wood Vinal, "Storage Batteries",John Willy & Sons,446
P,1995.
6. Ned Mohan,Tore M.Undeland, William P.Robbins,"Power
Electronics Converters applications and design", John Willy &
Sons, 667 P,1989.
7. Rudolf F.Graf,"The Modern Power Supply And Battery Charger
Circuit Encyclopedia", 133 P,1992.
8. Tire M.Undeland,"Smubbers For Pulse Width Modulated Brige
Converter With Power Transistors Or GTOS", IPEC-Tokyo'83,345
P,1983.
- 9.Tr Crompton "Battery Reference Book "Butteworth International
Editions,86 P,1990.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้