



ปีการศึกษา 2530

แหล่งจ่ายไฟฟ้าสลับแบบต่อเนือง

โดย

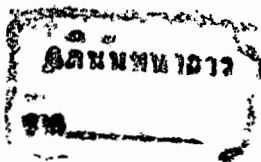
นายการ์นต์ มงคลชัยอรรักญา

นายสุรชัย พงษ์พากเพียร

นายสมชาติ ศิริมานะชัย

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ.วรงค์ จิตรภักดี



ปริญญาโท ประจำปีการศึกษา.....๒๕๖๑

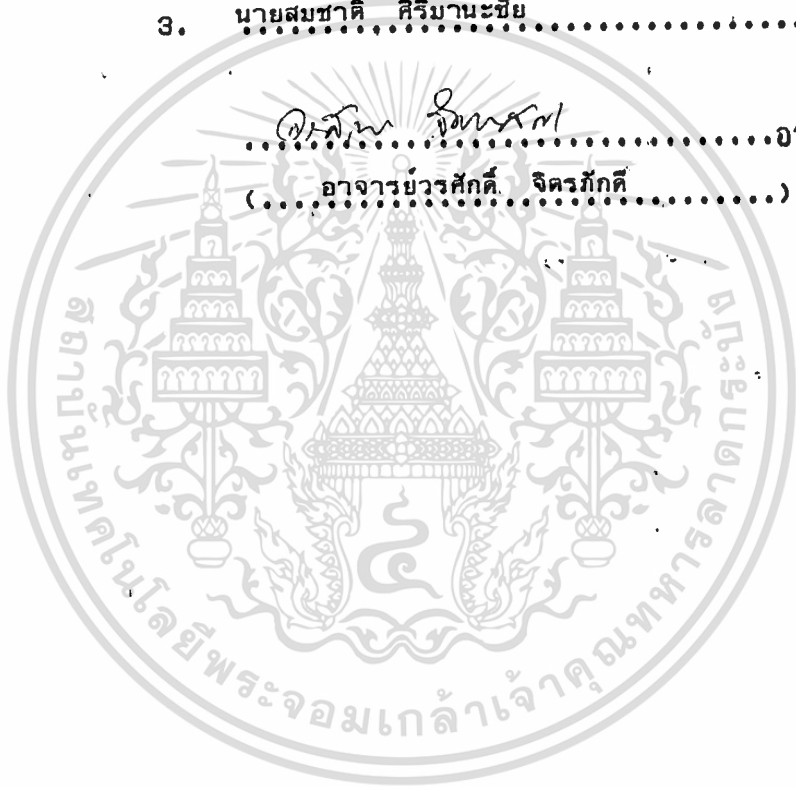
ภาควิชา.....วิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง.....ใบส่งจ่ายใบไฟฟ้าส่งแผนคณบดีเอง

ผู้จัดทำ.....

1. นายการันต์ มงคลชัยอรุณญา
2. นายสุชัย พงษ์พากเพียร
3. นายสมชาติ ศิริมานะชัย

.....
 (.....อาจารย์วารสศักดิ์ จิตรภักดี.....)
อาจารย์ที่ปรึกษา



แหล่งจ่ายไฟสลับต่อเนื่อง

การันต์ มงคลชัยอัญญา

สุชัย พงษ์พากเพียร

สมชาติ ศิริมานะชัย

อ.วารศักดิ์ จิตรภักดี อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2530

บทคัดย่อ

ปฏิญานี้พรรณานับเนื้ออธิบายถึง การออกแบบ การสร้าง และการทดลองของแหล่งจ่ายไฟสลับต่อเนื่อง (uninterruptible power supply) หรือ UPS ในปฏิญานี้พรรณนี้ได้ทำการทดลอง UPS ถึง 2 ชนิดคือ ชนิดสัญญาณเอาต์พุตเป็นรูป สัญญาณ ซายน์ (sine wave) และรูปสัญญาณควอซี สแควร์ เวฟ (quasi square wave) สำหรับ UPS ชนิดสัญญาณเอาต์พุตเป็นรูปสัญญาณซายน์เอาต์พุตหลักการ ออนไลน์ อเรีย อีควอลไลเซชัน (on-line area equalization) หรือ OAE ค่าแนวรูปแบบสัญญาณ ส่วน UPS ชนิดสัญญาณเอาต์พุตเป็นรูปสัญญาณ ควอซี สแควร์เวฟ นั้นเอาต์พุตหลักการสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ 50 รอบต่อวินาที แล้วทำการควบคุมความกว้างแคบของสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม เพื่อรักษาระดับแรงดันขาออกให้คงที่ UPS ทั้ง 2 ชนิดมีการควบคุมแบบลูปปิดของแต่ละส่วน ชนิด PI ทั้งหมด จากผลการทดลองในการเพิ่มโหลดให้กับ UPS ในทันทีทันใด (Step-load) จากไม่มีโหลดไปยังโหลดเต็มทีของ UPS ระบบนี้สามารถกลับสู่สภาวะคงที่ได้ภายในเวลาประมาณ 50 มิลลิวินาที โดยแรงดันไฟฟ้าอินพุตของ UPS สามารถตกได้ถึง 160 โวลต์ และเพิ่มได้จนถึง 260 โวลต์โดยที่ระดับแรงดันขาออกไม่มีการเปลี่ยนแปลง

UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY

Karun Mongkolchai-arunya

Suchai Pongpakpien

Somchat Sirimanachai

Mr. Worasak Jitpakdee Advisor

1987.

Abstract

This thesis describes the design, development, and experimental analysis of the uninterruptible power supply or UPS. Including the two kind of UPS that is sine wave output wave form and quasi square wave output wave form.

The sine wave UPS use on-line area equalization or OAE method to calculated the wave shape output. The quasi UPS can regulated output voltage by controlling the width of square wave, with frequency 50 Hz. Both system have close loop control, in each part, with proportional plus integral analog controller circuit.

Both result of tests on the built system show that if an increased load is immediately applied, its status changing from no load to fully loaded condition, the system causes the output voltage to return to it steady-state voltage output within 50 millisecond. The input A.C. voltage can be from 160 volt and up to 260 volt without changing output voltage.

สารบัญ

	หน้า
สารบัญรูป	ii
สารบัญตาราง	v
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 วัตถุประสงค์และแนวความคิดในการ ทำปริญญาโท	5
บทที่ 3 วงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็น กระแสตรง และวงจรอัดประจุ แบตเตอรี่	9
บทที่ 4 อินเวอร์เตอร์ 2 แบบ	29
บทที่ 5 การทดลอง ผลการทดลอง	54
บทที่ 6 บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	62
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงการทำงานภายใต้เงื่อนไขปกติไฟบ้านจะจ่ายกำลังให้ภาคเร็คตีไฟเออร์ ภาคอัดประจุแบตเตอรี่ เพื่อแปลงเป็นแรงดันไฟตรงไปรีชาร์จแบตเตอรี่	2
รูปที่ 1.2 แสดงเงื่อนไขเมื่อไปรขาดตอนหรือไฟลดมากกว่า 20 x กำลังไฟตรงจะดึงมาจากแบตเตอรี่เข้าภาคอินเวอร์เตอร์	2
รูปที่ 1.3 แสดงเงื่อนไขเมื่อเกิดโอเวอร์โวลตหรือทำงานผิดปกติภายใน UPS เอง ไบพาสสวิทช์จะสับไฟบ้านมาใช้แทน	4
รูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมส่วนประกอบสำคัญ 3 ส่วน	6
รูปที่ 2.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมที่เป็นแนวความคิดในการทำปฏิญานิพนธ์	8
รูปที่ 3.1 วงจรสมมูลย์ของวงจรตัดกระแสไฟชนิดกึ่งควบคุมเฟสเดียว	10
รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลย์อีกรูปแบบของวงจรตัดกระแสไฟกึ่งควบคุมเฟสเดียว	11
รูปที่ 3.3 วงจรที่ทำการทดลองในการทำปฏิญานิพนธ์	11
รูปที่ 3.4 ไทริสเตอร์ (ก) ไทริสเตอร์ (ข) สัญญลักษณ์	12
รูปที่ 3.5 แสดงคุณสมบัติของ ไทริสเตอร์ เมื่อไม่มีกระแสเกต	13
รูปที่ 3.6 แสดงรูปแบบของกระแสเมื่อมีการหยุดนำกระแส	14
รูปที่ 3.7 แสดงคุณสมบัติของ เกทของ ไทริสเตอร์ (ก) ช่วงทำงาน (ข) วงจรเบื้องต้น	16
รูปที่ 3.8 รูปแบบของพัลส์สัญญาณกระตุ้น (ก) รูปร่างของพัลส์ (ข) สัญญาณกระตุ้นเปรียบเทียบกับไฟ้ากระแสสลับ	17
รูปที่ 3.9 แสดงวงจรสร้างสัญญาณกระตุ้น	19
รูปที่ 3.10 แสดงวงจรส่วนขยายสัญญาณกระตุ้น	20
รูปที่ 3.11 แสดงสัญญาณ ณ จุดต่างๆ ของวงจรในรูปที่ 3.10	20
รูปที่ 3.12 แสดงวงจรควบคุมแรงดันไฟฟ้าให้คงที่ที่เอาท์พุท	22

	หน้า	
รูปที่ 3.13	แสดงวงจรควบคุมกระแสอัตโนมัติ	22
รูปที่ 3.14	(ก) แสดงการวางแกนเหล็ก EI ของตัวอินดักเตอร์	23
	(ข) แสดงการกำหนดพื้นที่ A ของตัวอินดักเตอร์	23
รูปที่ 3.15	(ก) แสดงแผนผังหม้อแปลงสัญญาณกระตุ้น	26
	(ข) แสดงรูปสัญญาณของสัญญาณกระตุ้นและรูปสัญญาณของ ค่าความหนาแน่นของสนามแม่เหล็ก	26
รูปที่ 4.1	วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์	30
รูปที่ 4.2	แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์ ฟูล บริดจ์ ที่มีทรานซิสเตอร์ต่อ ขนานกัน	31
รูปที่ 4.3	แสดง PWM EQUIVALENT OF SINE WAVE	32
รูปที่ 4.4	แสดงผังของรูปแบบสัญญาณ 256 แบบที่เก็บไว้ในหน่วยความจำ แบบโปรแกรมได้	35
รูปที่ 4.5	แสดงวงจรสร้างสัญญาณพัลส์	36
รูปที่ 4.6	แสดงบล็อกไดอะแกรม การทำงานของส่วนสร้างสัญญาณ 256 รูปแบบ	37
รูปที่ 4.7	วงจรรับเบส	38
รูปที่ 4.8	แสดงการทำงานของทรานซิสเตอร์กำลังทั้งหมด	39
รูปที่ 4.9	แสดงวงจรสวิทช์ทรานซิสเตอร์ต่อแบบคาร์ลิงตันกับทราน- ซิสเตอร์กำลัง	41
รูปที่ 4.10	ก แสดงการต่อวงจรสับเบอร์	42
รูปที่ 4.10	แสดงการต่อวงจรกรองสัญญาณที่เอาท์พุทของภาคอินเวอร์เตอร์	43
รูปที่ 4.11	บล็อกไดอะแกรมของระบบปิดส่วนอินเวอร์เตอร์	44
รูปที่ 4.12	แสดงการตอบสนองจากควมกวานแบบขั้น (step response)	45
รูปที่ 4.13	แสดงวงจรควบคุม	46
รูปที่ 4.14	แสดงวงจรอนาล็อกดิจิทัล คอนเวอร์เตอร์ ขนาด 8 บิต	47
รูปที่ 4.15	แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของภาคอินเวอร์เตอร์	49

	หน้า
รูปที่ 4.16 แสดงรูปคลื่นที่มีการปรับความกว้างของพัลส์ตามขนาดของโหลด	49
รูปที่ 4.17 แสดงรูปคลื่นตามจุดต่างๆของวงจรแสดงสัญญาณควบคุมการปรับความกว้างของพัลส์ที่เอาท์พุท	51
รูปที่ 4.18 แสดงรูปวงจรโดยสมบูรณ์ของอินเวอร์เตอร์	53
รูปที่ 5.1 แสดงรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้า (สัญญาณบน) และรูปสัญญาณกระแส (สัญญาณล่าง)	54
รูปที่ 5.2 แสดงรูปสัญญาณเอาท์พุท เมื่อมีโหลดเต็มที่	55
รูปที่ 5.3 แสดงรูปสัญญาณกระแสส่วนซาร์จเจอร์ ภาวะที่โหลดเต็มที่	56
รูปที่ 5.4 แสดงการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุท เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลด	57
(ก) เมื่อได้รับโหลด 100 วัตต์	
(ข) เมื่อได้รับโหลดเต็มที่ 500 วัตต์	
รูปที่ 5.5 แสดงรูปสัญญาณเอาท์พุท เมื่อภาวะไร้โหลด	59
รูปที่ 5.6 แสดงรูปสัญญาณ เมื่อภาวะโหลดเต็มที่	60

บทที่ 1

บทนำ

ทุกวันนี้ การใช้งานอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ในวงการค้า วงการอุตสาหกรรม และสถาบันวิจัยต่างๆ มีความยุ่งยาก และมีอัตราเพิ่มขึ้นอย่างมาก เพื่อให้การทำงานที่รวดเร็ว ความคมได้ถูกขึ้นตอนอย่างเที่ยงตรง ข้อมูลไม่ผิดพลาดและเกิดพัฒนาการด้านการผลิต

อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์โดยตัวมันเองจะใช้แก้ปัญหาต่างๆ ตามที่กล่าวมาแล้วแต่ก็มีปัญหาในด้านการใช้งานเช่นกัน โดยที่มันมีความไวสูงต่อคุณภาพและความต่อเนื่องของกระแสไฟฟ้าอินพุท เช่นในกรณีไฟขาดหายจะมีผลกระทบอย่างมากต่อหน่วยความจำในระบบคอมพิวเตอร์ ยังมีปรากฏการณ์ต่างๆอีกมาก ที่ล้วนเกิดผลต่อการทำงานของระบบอิเล็กทรอนิกส์

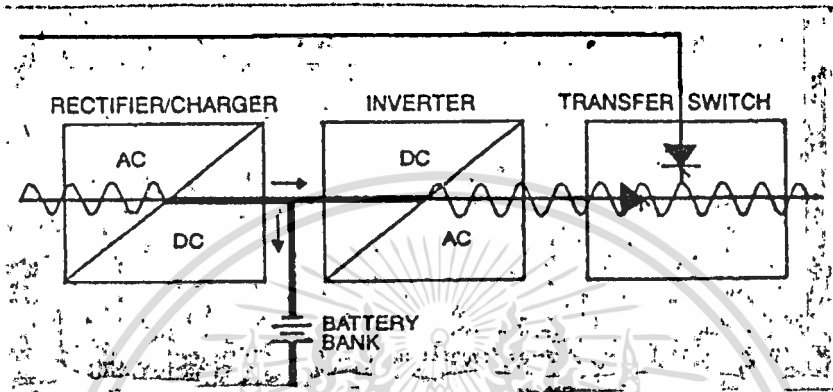
โดยทั่วไป เราอาจแก้ปัญหานี้ได้โดยติดตั้งไลน์โวลเตจ ร์เรกูเลเตอร์ซึ่งจะทำหน้าที่จ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับอย่างคงที่ ซึ่งก็สามารถแก้ปัญหาดังกล่าวมาได้ เมื่อแหล่งจ่ายไฟฟ้าสลับแปรปรวนอยู่ในขีดจำกัดที่ตัวมันยอมได้ แต่ยังมีปัญหาอื่นๆ ที่ไม่อาจแก้ได้นั้นคือกรณีที่ไฟหาย (power outage หรือ blackout) หรือกรณีที่ไฟมาดับเพียงชั่วเสี้ยววินาทีในช่วงเวลาสั้นๆ อันก่ออันตรายแก่ภาคอาร์คแวร์ของคอมพิวเตอร์ได้ จึงเป็นสาเหตุหนึ่งที่ UPS (uninterruptible power supply) ได้ถูกนำมาแก้ปัญหาเพื่อเป็นการประกันว่าไฟมาสลับไม่มีการขาดหายหรือดับไป

องค์ประกอบของ UPS มี 4 ส่วนใหญ่ๆ ได้แก่

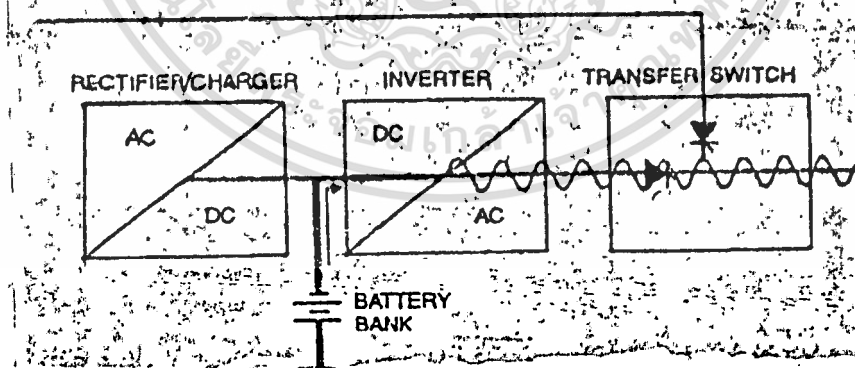
1. ภาคเรกติไฟเออร์ (rectifier unit) และภาควงจรอัดประจุแบตเตอรี่ (charger unit)
2. แหล่งแบตเตอรี่ (battery bank)
3. อินเวอร์เตอร์ (inverter)
4. ไบพาสและทรานสเฟอร์สวิตช์ (bypass, transfer switch)

ทั้งนี้เป็นการป้องกันอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ทั้งจากกรณีไฟฟ้าปกติปราศจากพวกทรานเซียนท์ (transient), เสิร์จ (surges), ความผิดปกติในสายส่ง (fault) และปรากฏการณ์แบบ บราวน์ เอาท์ (brown out) และอีกประการหนึ่งคือคอยจ่ายไฟแทนในกรณีไฟมาดับด้วย เมื่อไฟมาดับหายไบนั้น ตัว UPS จะจ่ายกำลังไฟฟ้าจากแบตเตอรี่ทันทีและอย่างต่อเนื่องและให้รูปคลื่นไฟฟ้าที่สะอาด ปราศจากสิ่งรบกวนใดๆ ในตอนใช้ไฟฟ้าสลับตามปกติจะป้อน

ไฟฟ้าเข้าภาคเรกติไฟเออร์ ชาร์จเจอร์ ซึ่งทำหน้าที่แปลงเป็นไฟตรง (DC voltage) เพื่อจ่ายและอัดแบตเตอรี่ ซึ่งจะจ่ายกำลังงานเข้าภาคอินเวอร์เตอร์ อินเวอร์เตอร์



รูปที่ 1.1 แสดงการทำงานภายใต้เงื่อนไขปกติไฟฟ้าบ้านจะจ่ายกำลังให้ภาคเรกติไฟเออร์/ภาคอัดประจุแบตเตอรี่ เพื่อแปลงเป็นแรงดันไฟตรงไปรีชาร์จแบตเตอรี่ และภาคอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 1.2 แสดงเงื่อนไขเมื่อไฟขาดตอน หรือไฟลดลงกว่า 20 เปอร์เซ็นต์ ไฟตรงจะดึงมาจากแบตเตอรี่เข้าภาคอินเวอร์เตอร์

UPS แก้ไขปัญหาทางไฟฟ้าผิดปกติได้สมบูรณ์แบบที่สุด UPS มีหน้าที่หลัก 3

ประการ คือ

1. ทำให้แรงดันไฟฟ้าและความถี่ออกจากตัว UPS คงที่ ไม่ว่าแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับ UPS จะเปลี่ยนแปลงไปในอัตราเล็กน้อยเพียงใด

2. ป้องกันสัญญาณรบกวนทางไฟฟ้า ไม่ให้สัญญาณในระบบสายส่งของการไฟฟ้าเข้าสู่เอาต์พุทของ UPS ได้ ซึ่งเสมือนเป็นตัวแยกไหลออกจากระบบของการไฟฟ้า (isolated) ดังนั้นโหลดที่ใช้ไฟฟ้าจาก UPS จึงไม่ได้รับผลกระทบกระเทือนจากสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการไฟฟ้าเลย ไม่ว่าจะ เป็นฟ้าผ่า หรือ ไฟฟ้าลัดวงจรใดๆ ของระบบของการไฟฟ้า

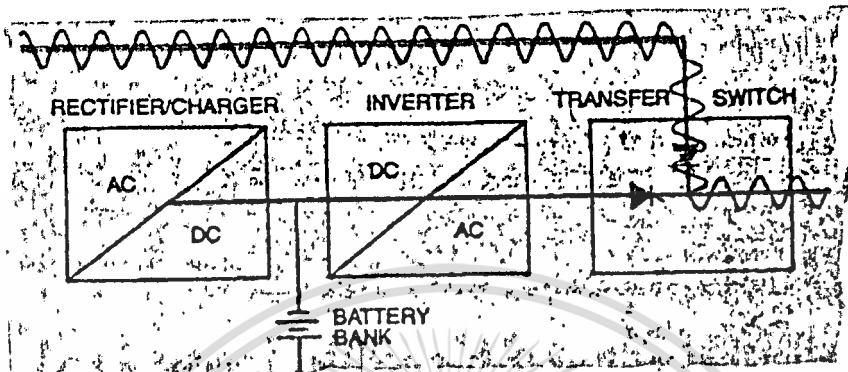
3. แก้ปัญหาไฟฟ้าดับ โดย UPS จะจ่ายไฟอย่างต่อเนื่องเมื่อไฟดับ ไฟฟ้าที่จ่ายออกมาจะไม่มีช่วงของการขาดตอนใดๆเลย

Static UPS เป็น UPS ที่พัฒนาขึ้นมาหลังจาก dynamic UPS เนื่องจากการพัฒนาทางเทคโนโลยีสารกึ่งตัวนำ อุปกรณ์ประเภททรานซิสเตอร์กำลัง (power transistor) และไทรสเตอร์ (thyristor) ได้รับการพัฒนาขึ้นมาจนสามารถจ่ายกำลังได้มาก ที่ได้กล่าวถึงแต่ต้นนั้นก็คือ static UPS นั้นแบ่งได้ 2 ประเภทตามหน้าที่คือ

1. real UPS

2. unreal UPS

หน้าที่หลัก 3 ประการข้างต้นนั้น real UPS ทำได้หมด สำหรับ unreal UPS นั้น ถ้าจะเรียกใช้ภาษาที่เข้าใจได้ง่ายๆ ก็อาจจะเรียกได้เป็น UPS ชนิด stand by, off line ซึ่งล้วนเป็น unreal UPS ทั้งสิ้น



รูปที่ 1.3 แสดงเงื่อนไขเมื่อเกิดโอเวอร์โหลดหรือทำงานผิดพลาดภายใน UPS เอง ไบพาส สวิตช์จะสับไฟบ้านมาใช้งานแทน

จะทำการแปลงแรงดันไฟตรงเป็นแรงดันไฟฟ้าสลับ และรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าให้ได้แรงดันไฟฟ้าสลับที่สะอาดผ่านทรานส์เฟอ์สวิตช์ไปยังโหลด (load)

ในกรณีที่ไฟฟ้าสลับขาดตอน หรือลดลงต่ำกว่าอัตราแรงดันไฟฟ้าที่ใช้งานปกติ (ดูรูปที่ 1.2) กำลังงานไฟตรงจะจ่ายอย่างต่อเนื่องเข้าอินเวอร์เตอร์โดยใช้พลังงานจากแบตเตอรี่ เนื่องจากแรงดันไฟฟ้าจะเกิดขึ้นตลอดเวลาที่อินพุทของอินเวอร์เตอร์ไม่มีการขาดตอนใดเกิดขึ้นเลยดังนั้นจึงได้ไฟฟ้าสลับต่อเนื่องตลอดเวลา ส่วนสวิตช์ไบพาสหรือ ทรานส์เฟอ์สวิตช์ใช้ในการป้องกันโหลด สวิตช์นี้จะสับต่อโดยอัตโนมัติให้ไปใช้ไฟฟ้าสลับตามปกติแทน (ดูรูปที่ 1.3) ตามสายไฟไบพาส ครั้นเมื่อเอาที่พุกจากอินเวอร์เตอร์มีความปกติ สวิตช์จะสับย้ายโหลดมาใช้กับ UPS แทนทันที

หน้าที่หลักของ UPS

บทที่ 2

วัตถุประสงค์ และแนวความคิดในการทำปริภูมิพันธ์

2.1 บทนำ

ในบทที่ 2 นี้จะอธิบายถึงวัตถุประสงค์ของการทำวิทยาพันธ์ และอธิบายถึงแนวความคิดในการทำปริภูมิพันธ์ฉบับนี้ เพื่อเป็นพื้นฐานประกอบก่อนที่จะทำความเข้าใจเกี่ยวกับเนื้อหารายละเอียดของ UPS ทั้ง 2 ชนิด ที่จะกล่าวถึงต่อไป

2.2 วัตถุประสงค์ของปริภูมิพันธ์

ในปัจจุบัน กระแสไฟฟ้ามักจะสร้างปัญหาให้กับเครื่องไฟฟ้าโดยเฉพาะเครื่องไฟฟ้าที่ต้องการระดับแรงดันไฟฟ้าคงที่ตลอดเวลาการใช้งาน เช่น คอมพิวเตอร์ เป็นต้น ดังนั้น UPS จึงนับเป็นสิ่งที่จำเป็นอย่างมาก สำหรับ UPS ที่ได้ทำการวิจัยนี้มุ่งเน้นที่จะให้ใช้กับไมโครคอมพิวเตอร์ที่ส่วนประกอบรวมครบชุดคือ จอ (monitor) CPU และเครื่องพิมพ์ โดยค่ากำลังไฟฟ้ารวมประมาณ 350W ซึ่งในตลาดปัจจุบัน UPS กำลังเป็นสิ่งที่มีความต้องการสูงแต่จะต้องมีคุณภาพและราคาประหยัด จึงเป็นเหตุให้ทำการวิจัย UPS ที่มีราคาถูกและมีคุณภาพสามารถใช้งานได้ดีขึ้น นั่นก็คือ UPS ชนิด คาวอี้ ซึ่งได้รับการออกแบบและทดลองให้คุณภาพสูงในราคาประหยัดและสามารถใช้งานได้กับไมโครคอมพิวเตอร์ 1 ชุด 350 W

สำหรับ UPS ชนิด สังกฎาณขายเน้นเป็นเพียงชิ้นการทดลองเบื้องต้น ซึ่งเป็นขนาดเล็ก เพื่อเป็นการพัฒนาไปสู่ UPS ที่มีขนาดของกำลังสูงกว่า จ่ายให้กับโหลดที่ต้องการสัญญาณ ขายเน้น จึงจะทำงานได้ดี เช่น มอเตอร์หรือโหลดที่มีค่าความเหนี่ยวนำ (inductive load) เป็นต้น

2.3 แนวความคิดในการทำปริภูมิพันธ์

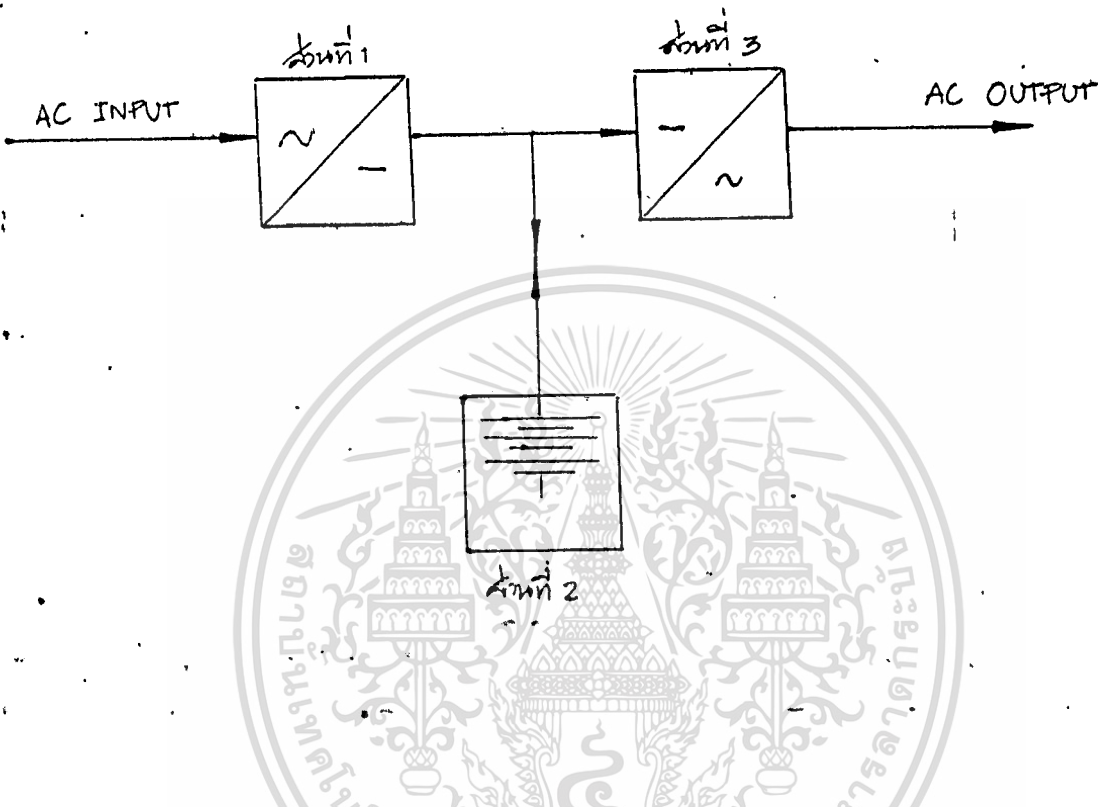
สำหรับ UPS จะมีส่วนสำคัญอยู่ 3 ส่วนคือ

ส่วนที่ 1 ส่วนแปลงไฟฟ้าสลับเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

ส่วนที่ 2 ส่วนอัดประจุแบตเตอรี่

ส่วนที่ 3 ส่วนแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ หรือ

inverter ซึ่งมีรูป block diagram ของ UPS ตามรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมส่วนประกอบสำคัญ 3 ส่วน

ส่วนที่ 1 จะเป็นการแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับมาเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงโดยมีวงจรวอร์เรียมไดโอดกำลังชนิด ฮาล์ฟ บริดจ์ ซิงเกิล เฟส บริดจ์ เรกติไฟเออร์ (half controlled single phase bridge rectifier) โดยใช้ในการควบคุมเฟสระดับแรงดันไฟตรงให้คงที่ โดยมีการควบคุมแบบลูปปิดภายในตัวเองใช้ตัวควบคุมอนาล็อกชนิด PI รักษาาระดับแรงดันให้คงที่ เพื่อทำการอัดประจุแบตเตอรี่และจ่ายให้กับชุดแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งถ้าระดับแรงดันที่จ่ายให้ไปคงที่จะทำให้ระดับแรงดันสัญญาณ ที่ขาออกของตัว UPS ก็คือส่วนที่ 3 ไม่คงที่ได้ และถ้ามีการเปลี่ยนแปลงของระดับแรงดันสูงเกินไป แบตเตอรี่อาจจะทนกระแสที่ทำการอัดไม่ได้จะการบวมและแตกได้

ส่วนที่ 2 จะทำการรักษาาระดับกระแสที่ไหลเข้าแบตเตอรี่ให้คงที่ตลอดเวลา

และเมื่อไฟทางด้านขาเข้าขาดหายไป ก็จะเป็นทางไหลกลับของกระแสที่จะจ่ายให้ชุดแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแทนได้

ส่วนที่ 3 ในการทำวิจัยครั้งนี้ได้ทำการศึกษาส่วนที่ 3 ถึง 2 รูปแบบด้วยกัน

คือ

รูปแบบที่ 1 ให้สัญญาณออกเป็นสัญญาณขาขึ้น

รูปแบบที่ 2 ให้สัญญาณออกเป็นสัญญาณควอซี

โดยมีระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตประมาณ 220 Vrms คงที่ สำหรับข้อดีของแต่ละอย่างนั้นต่างกันตรงที่ลักษณะการนำไปใช้งาน ในสัญญาณควอซีแม้จะเป็นสัญญาณที่เขียนไปจากสัญญาณขาขึ้นธรรมชาติที่อุปกรณ์ทั่วไปใช้กันอยู่ แต่ก็สามารถใช้งานได้ เช่น ไมโครคอมพิวเตอร์ ซึ่งจะเป็นการประหยัดกว่าเป็นอย่างมากที่จะใช้ UPS ชนิดรูปสัญญาณขาขึ้น ซึ่งต่างก็ใช้งานได้เช่นกันแต่ชนิดสัญญาณขาขึ้นจะต้องลงทุนสูงกว่า แต่เมื่องานใหญ่ขึ้น โหลดที่ความเหนี่ยวนำ (inductance) มีมากขึ้น ชนิดควอซีก็จะมีข้อเสียเปรียบเพิ่มมากขึ้น เพราะมีการสูญเสียพลังงานสูงกว่า ในขณะที่ชนิดสัญญาณขาขึ้นจะมีข้อดีมากขึ้น ซึ่งจะเห็นได้ว่าทั้ง 2 ชนิดต่างก็มีข้อดีของแต่ละชนิดขึ้นอยู่กับการนำไปใช้งาน โดยทั้งสองชนิดจะต้องมีข้อสำคัญของคุณภาพที่ต้องการที่สุดคือ ให้สัญญาณเอาต์พุตประมาณ 220 โวลต์คงที่ตลอดเวลา แม้จะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างไร แต่ทั้งนี้โหลดที่ใช้ก็ต้องอยู่ในช่วงจำกัดตามที่ได้ออกแบบไว้ คือ ไม่เกิน 350 วัตต์ ในชนิดควอซี และไม่เกิน 500 วัตต์ในชนิดสัญญาณขาขึ้น แต่กระนั้นเราก็ยังทำการป้องกันการใช้เกินกำลังไว้โดยจำกัดกระแสให้มีเกินค่าจำกัดขอบเขตที่ตั้งไว้ จึงจะทำการลดโหลดเพียงใด กระแสก็จะมีขอบเขตเท่าที่ตั้งไว้ไม่มีเกิน แต่จะทำให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตตกลง กรณีถ้าใช้งานเกินกำลัง (over load) ในบางชนิดของควอซี ซึ่งจะแสดงบล็อกไดอะแกรมที่สมบูรณ์ดังรูปที่ 2.2

2.4 ข้อสรุป

จากวัตถุประสงค์และแนวคิดในการทำปฏิญานิพนธ์ดังกล่าวได้อธิบายไปแล้วนั้นได้แสดงถึงโครงสร้างและส่วนประกอบของ UPS ซึ่งในบทต่อไปจะอธิบายแต่ละส่วนโดยละเอียดรวมวงจรที่ทดลองและทฤษฎีการสร้างและการคำนวณ และการนำมาประกอบกันเพื่อสร้างเป็น UPS ต้นแบบที่สามารถใช้งานได้จริงและมีประสิทธิภาพ



บทที่ 3

วงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรงและวงจรอัดประจุแบบเตอร์

3.1 บทนำ

เนื้อหาของบทนี้จะอธิบายถึงวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ใช้ในการแปลงไฟฟ้าสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งจะมีส่วนควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้คงที่ โดยใช้วงจรตัดกระแสไฟฟ้าแบบควบคุมครึ่งหนึ่งชนิด 1 เฟส (Single phase half controlled bridge rectifier) โดยมีส่วนของวงจรกระตุ้นซึ่งใช้กระตุ้นการทำงานและส่วนควบคุมมุมกระตุ้นให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้คงที่ ตอนท้ายของบทจะอธิบายถึงวิธีการออกแบบและการสร้างตัวเหนี่ยวนำ (Inductor) ซึ่งใช้ประกอบในวงจรกำลัง และวิธีการ การสร้างหม้อแปลงพัลส์ (pulse transformer) ซึ่งประกอบในวงจรกระตุ้นด้วย

3.2 วงจรกำลัง

ในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงวงจรกำลังที่ใช้ในการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับมาเป็นกระแสตรง ซึ่งแผนผังวงจรได้ดังรูปที่ 3.1 แสดงรูปวงจรตามทฤษฎีในรูปที่ 3.1 (ก) และรูปที่ 3.1 (ข) แสดงสัญญาณ ณ จุดสัญญาณต่างๆ โดยค่า จะเป็นค่ามุมกระตุ้นของไทรซิสเตอร์ซึ่งรูปที่ 3.1 (ก) สามารถเขียนรูปอีกแบบได้ดังรูป 3.2

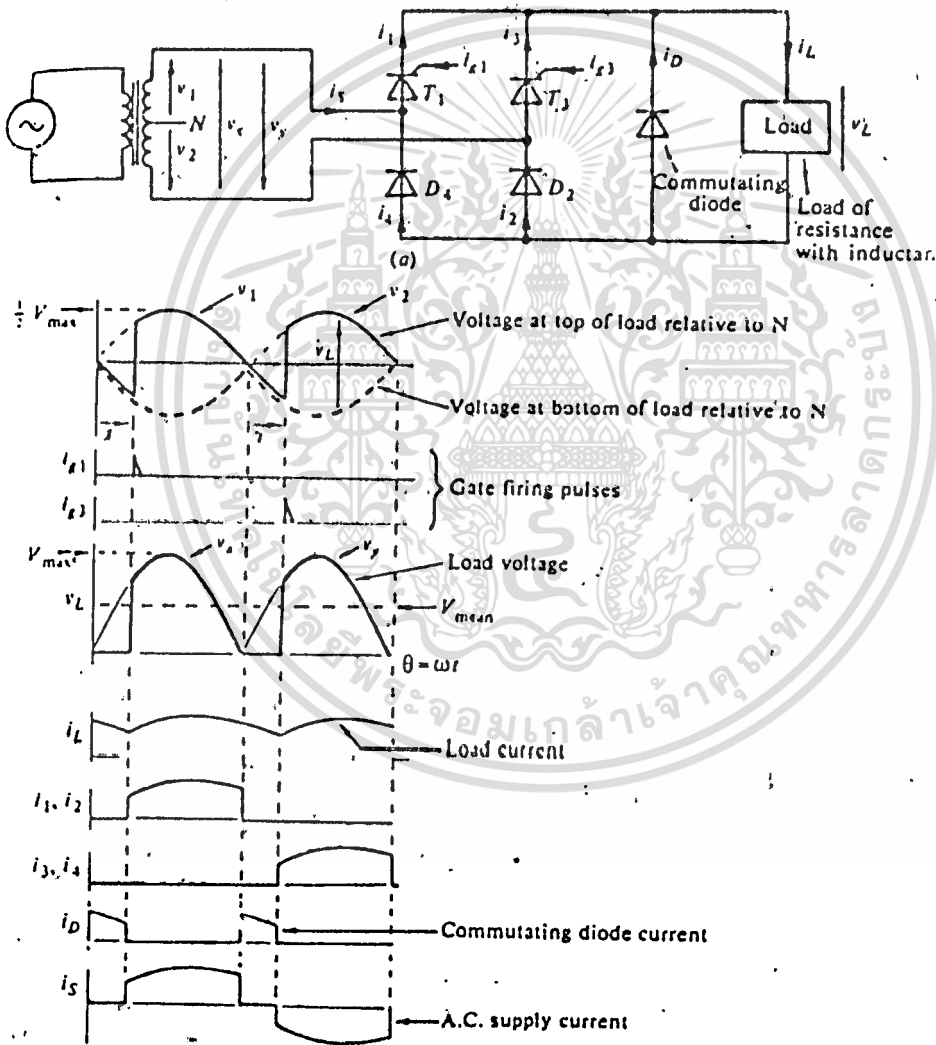
จากรูปวงจรจะเห็นได้ว่า กระแสจากไฟฟ้าอินพุทจะผ่านทางไทรซิสเตอร์ ขณะที่ไดโอดจะเป็นเส้นทางของกระแสในการกลับ โดยจะมีตัวไดโอดคอมมิเตดจ์เป็นตัวทำให้แรงดันไฟฟ้าที่โหลดไม่เป็นลบ แต่ปกติแล้วไดโอดตัวนี้ไม่จำเป็นจะต้องใส่ลงในวงจร เพราะว่าช่วงคอมมิเตทในไทรซิสเตอร์ T1 และไดโอด D4 หรือ T3 และ D2 ก็สามารกจะเป็นตัวคอมมิวเตทแทนก็ได้ แต่เพื่อป้องกันการผิดพลาดของตัวไทรซิสเตอร์เองจึงต้องใส่ไว้

แต่เพื่อเป็นการประหยัดเราสามารถดัดแปลงวงจรตามรูปที่ 3.1 มาเป็นรูปที่ 3.3 ซึ่งเป็นรูปวงจรมุมกระตุ้นที่ทำการทดลอง โดยมีค่าแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตกคร่อม (V_{mean}) ดังสมการ

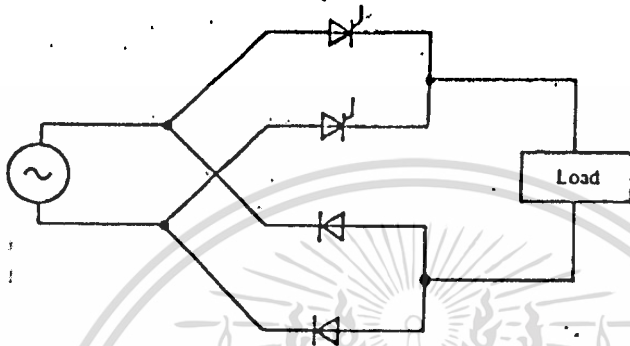
$$V_{mean} = (1/\pi) \int_{\alpha}^{\pi} V_{max} \sin \theta d\theta = \frac{V_{max}}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งมอบให้โดย... ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ (3-1) ...

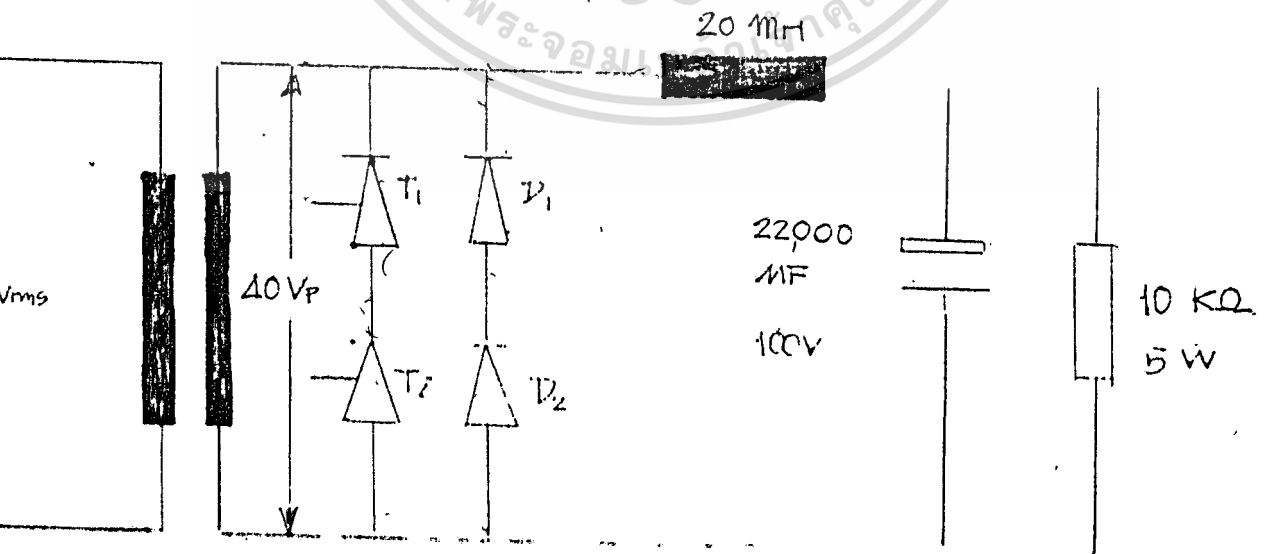
สำหรับวงจรกึ่งความคุมนี้เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรควบคุมเต็มแบบคือใช้ไทรซิสเตอร์ 4 ตัวใน วงจรที่ใช้จะประหยัดกว่า แต่จะไม่สามารถปรับค่าแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยให้เป็นลบได้ กล่าวคือไม่สามารถที่จะกลับขั้วของแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุทได้ แต่ก็ไม่จำเป็นสำหรับปริมาณงานนี้ จึงเลือกวงจรตามรูปที่ 3.3 ซึ่งสามารถลดไดโอดคอมมิวเตตติ้งอีกด้วย



รูปที่ 3.1 วงจรสมมูลของวงจรตัดกระแสไฟชนิดกึ่งความคุมเฟลเดียว



รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลอีกรูปแบบของวงจรตัดกระแสไฟกึ่งความคุมเฟสเดียว



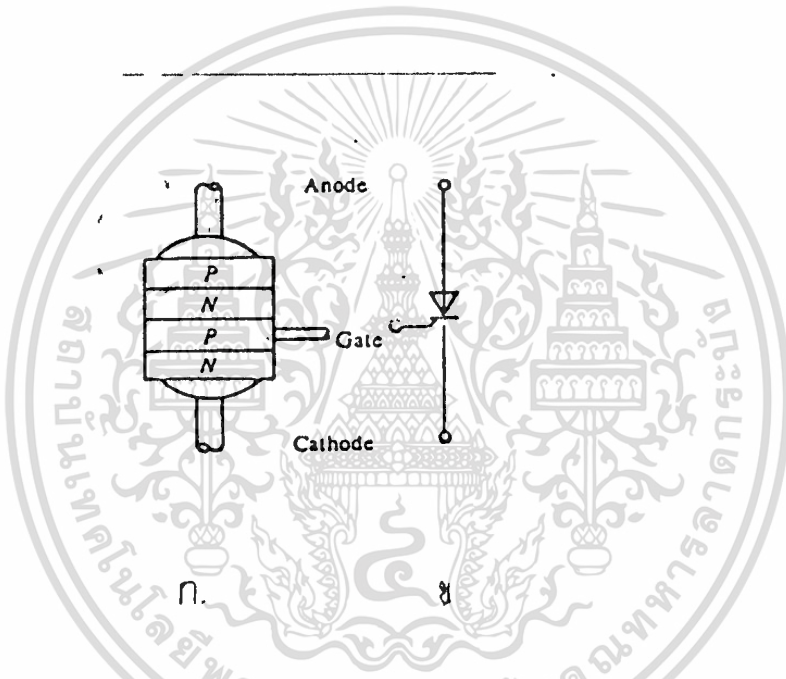
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

รูปที่ 3.3 วงจรที่ทำการทดลองในการทำบริกทวนเฟส

3.2.1 คุณสมบัติของไทริสเตอร์

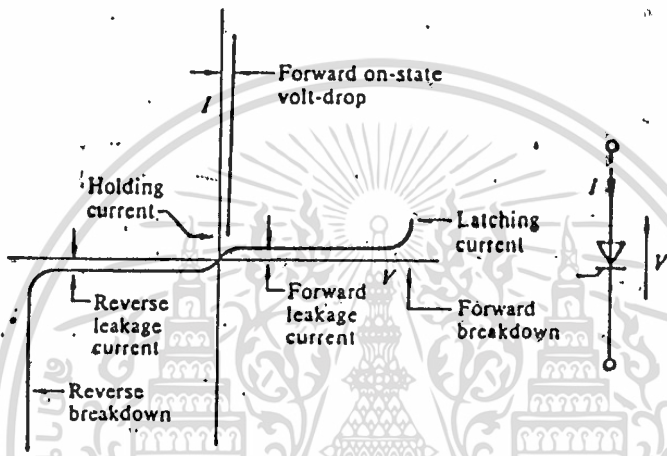
ปกติการเลือกไอซีไทริสเตอร์เราจะต้องคำนึงถึงคุณสมบัติของตัวไทริสเตอร์ซึ่งมีอยู่มากมายหลายประเภทให้เหมาะสมกับการใช้งานที่จะทำในว

สำหรับไทริสเตอร์นั้นจะแบ่งออกเป็น 4 ชั้นด้วยกันคือ P-N-P-N โดยในชั้นที่ 3 นั้นจะเป็นทางไหลของกระแสเกตที่จะกระตุ้นการทำงานซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 ไทริสเตอร์ (ก) ไทริสเตอร์ (ข) สัญลักษณ์

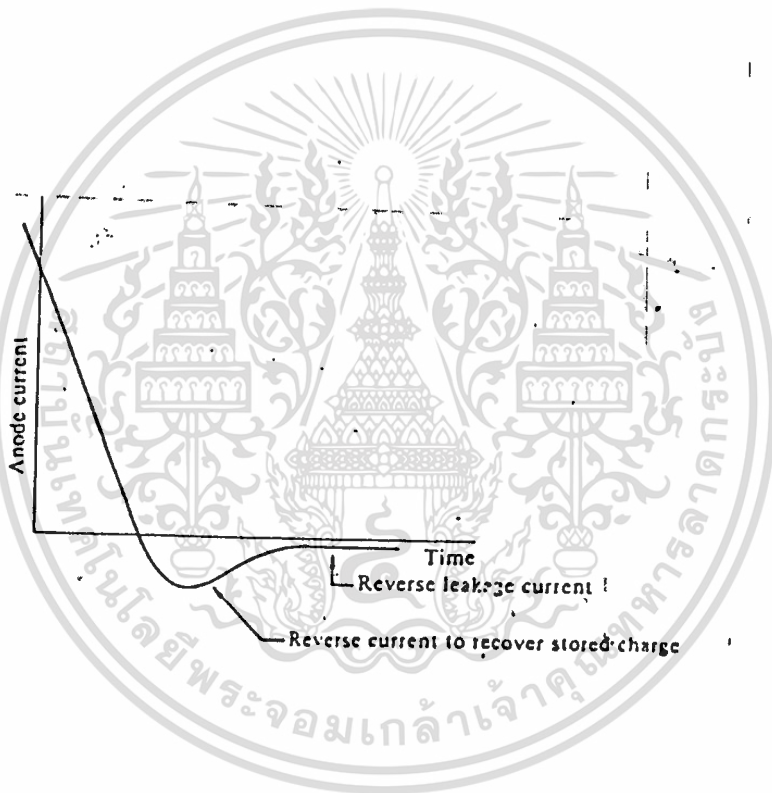
ไทริสเตอร์สามารถเปรียบเทียบกับไดโอด 3 ตัวต่ออนุกรมกันในทิศทางต้านการนำกระแสกันของแต่ละตัว โดยคุณสมบัติภายในตัวไทริสเตอร์เมื่อไม่มีกระแสมากระตุ้นจะได้ดังรูปที่ 3.5 คุณสมบัติเมื่อมีการป้อนแรงดันไฟฟ้ากลับขั้วให้กับไทริสเตอร์จะเป็นเช่นเดียวกับไดโอด คือจะมีเพียงกระแสรั่วไหลเล็กน้อยเท่านั้น จนกระทั่งมีค่าถึงแรงดันไฟฟ้าพังทลายกลับขั้ว (Reverse breakdown voltage) ไทริสเตอร์ก็จะนำกระแสได้เอง เช่นเดียวกันกับการป้อนแรงดันไฟฟ้าถูกขั้วแต่ไม่มีการกระตุ้นด้วยกระแสเกต ไทริสเตอร์จะไม่นำกระแสจนถึงค่าแรงดันไฟฟ้าค่าหนึ่งคือค่าแรงดันไฟฟ้าพังทลาย (Forward breakdown) ซึ่งมีค่าเท่ากับค่าแรงดันไฟฟ้าพังทลายกลับขั้วที่จะนำกระแส



รูปที่ 3.5 แสดงคุณสมบัติของไทรสเตอร์เมื่อไม่มีกระแสเกต

ไทรสเตอร์ทำการนำกระแสได้เมื่อป้อนแรงดันไฟฟ้าถูกขั้วและมีการกระตุ้นด้วยกระแสเกต โดยกระแสเกตที่ป้อนให้กับไทรสเตอร์จะทำการเพิ่มโฮล(holes) ให้ขึ้นของ P ชั้นที่กระแสเกตเข้าไปนั้น และจะทำให้โฮลเคลื่อนจากชั้น N ของคาโธดเกิดภาวะพังทลายทะลุเข้าสู่ชั้น P ซึ่งบางมากจนสามารถนำกระแสได้ และเมื่อกระแสจากอานโธดมากกว่ากระแสแลตซ์ (Latching current) ไทรสเตอร์ก็จะสามารถคงสภาวะการนำกระแสอยู่ได้จนกว่ากระแสต่ำกว่ากระแสโฮลตั้ง (Holding current) ไทรสเตอร์จะหยุดนำกระแส แต่ในการทำงานจริง การหยุดนำกระแสของไทรสเตอร์จะต้องมีการป้อนแรงดันไฟฟ้ากลับขั้วเพื่อตั้งกระแสกลับด้วยที่วง

จรที่สร้างขึ้นเมื่อจะสามารถหยุดการทำงานของทรานซิสเตอร์ได้ในช่วงเวลาสั้นๆตามที่ต้องการได้ แต่โดยธรรมชาติของทรานซิสเตอร์แล้วจะต้องอาศัยช่วงเวลาหยุด (Turn off time) การนำกระแสเนื่องจากจุดต่อที่ทำการควบคุมยังคงมีการไหลวนของประจุจากการเก็บประจุกลับคือของขึ้นนอกสุด ซึ่งไม่สามารถกีดกันการนำกระแสได้ถ้ามีการป้อนแรงดันใหม่ผ่านวเกเข้าที่ขั้วอาโนดอีกครั้ง ซึ่งปกติจะมีค่าของช่วงเวลานี้โดยประมาณ 10 ไมโครวินาที ถึง 100 ไมโครวินาที ตามแต่คุณลักษณะของทรานซิสเตอร์นั้นๆ โดยรูปที่ 3.6 จะแสดงกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ขณะที่มีการหยุดนำกระแส



รูปที่ 3.6 แสดงรูปแบบของกระแสเมื่อมีการหยุดนำกระแส

สำหรับการใช้งานทรานซิสเตอร์จะต้องคำนึงถึงอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแส (di/dt) และอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไม่ควรจะสูงจนเกินไป ถ้าอัตรา

การเปลี่ยนแปลงของกระแสสูงจนเกินไป การไหลของกระแสตกภายในอาจจะไม่ทันจะทำให้เกิดความร้อนขึ้น ซึ่งความร้อนจะทำให้ทรานซิสเตอร์มีคุณสมบัติเปลี่ยนไปคือ ชีตจำกัดต่างๆ อาจลดลง อาจจะมีการนำกระแสได้เอง โดยไม่มีกระแสเกตและแรงดันไฟฟ้าไม่ถึงค่าขีดจำกัด อาจจะทำให้เกิดความเสียหายกับวงจรได้ ส่วนอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม ถ้ามีมากจนเกินไปทรานซิสเตอร์อาจจะทำงานเองโดยอัตโนมัติเช่นกัน

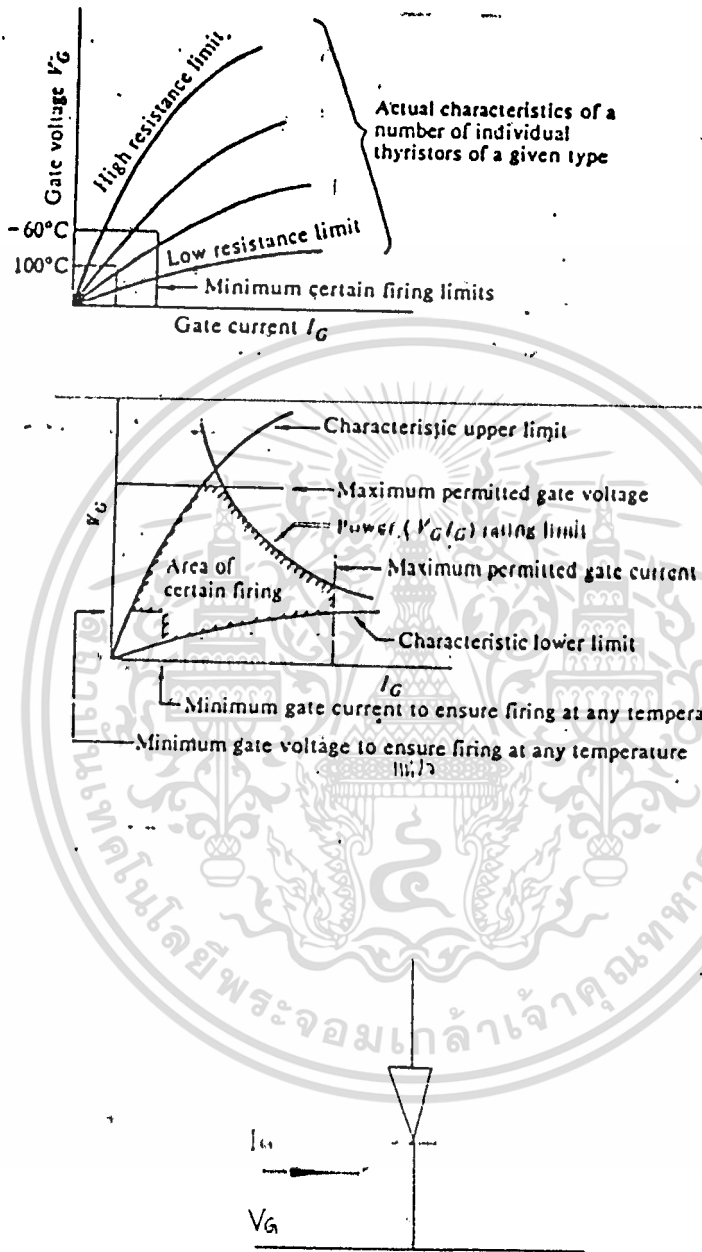
3.2.1.1 คุณสมบัติของกระแสเกต

กระแสเกตที่ใช้กระตุ้นการทำงานนั้นมีผลต่อคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์มาก ทั้งกระแสเกตมีผลต่ออัตราการเปลี่ยนแปลงกระแสภายใน ถ้ามักเกินไปอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสจะมากขึ้นตาม และจะทำให้เกิดการสูญเสียพลังงานเกิดขึ้น โดยจะมีรูปกราฟดังแสดงได้ดังรูปที่ 3.7

สำหรับกระแสกระตุ้นนั้นต้องการเพียงพัลส์แคบๆ เพื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานและจะต้องมีช่วงกว้างของพัลส์ที่จะแน่ใจได้ว่าจะสามารถคงการนำกระแสอยู่ได้ซึ่งสัมพันธ์กับกระแสเกตซึ่ง ซึ่งข้อได้เปรียบของการสร้างพัลส์คือ ลดการสูญเสียพลังงานและจุดที่ทำงานมีความแม่นยำกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับการใช้กระแสต่อเนื่อง

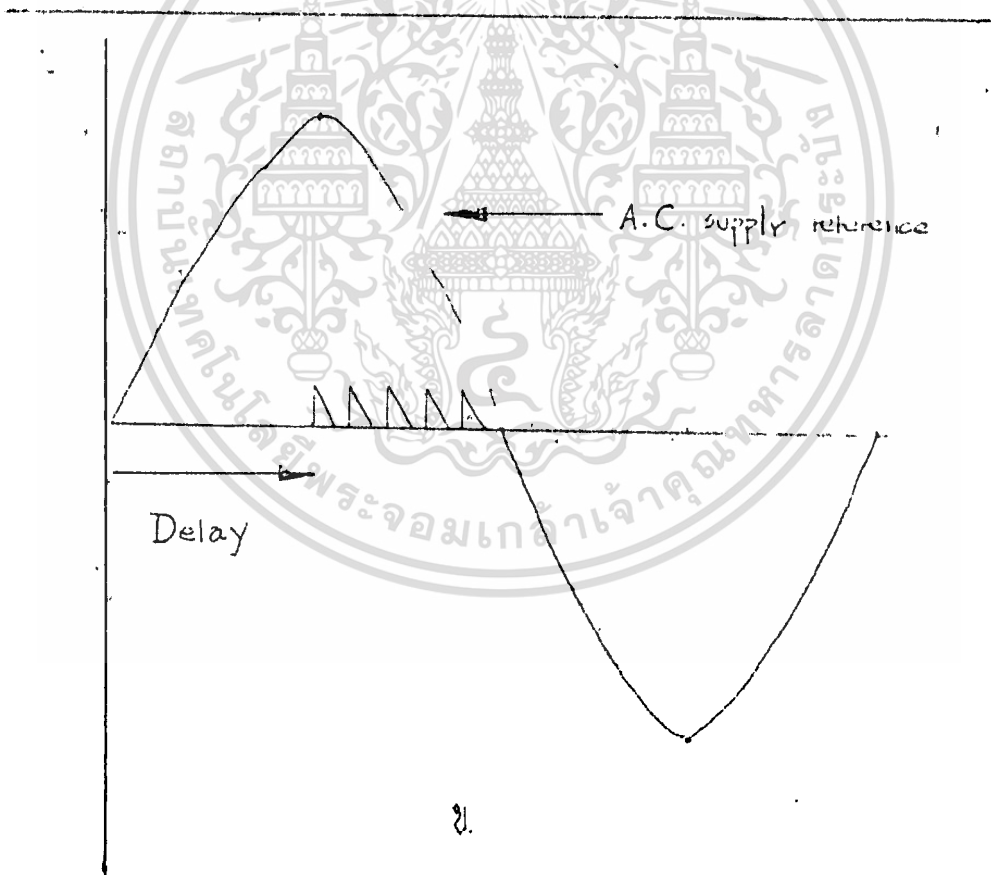
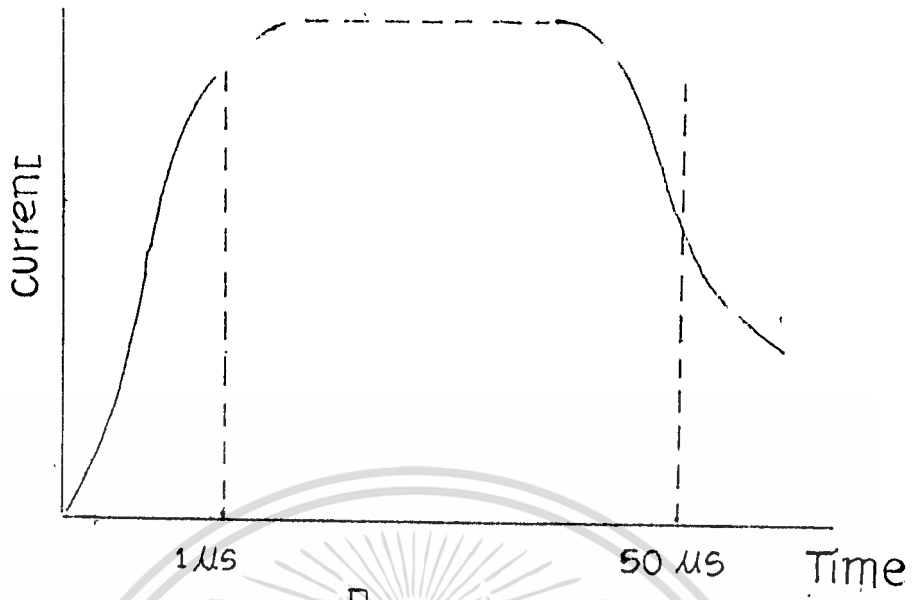
โดยปกติกระแสกระตุ้นที่เป็นพัลส์จะมีคุณสมบัติตามรูปที่ 3.8 (ก) ซึ่งจะมีค่าเวลาในการไต่ขึ้น (rise time) ประมาณ 1 ไมโครวินาที จากแหล่งจ่ายแรงดัน 3-10 โวลต์ โดยความกว้างจะขึ้นอยู่กับความเหมาะสม งานบางอย่างต้องการพัลส์กว้างเพียง 10 ไมโครวินาที บางอย่างต้องการหน่วงเวลาพัลส์ที่ช้าๆ กันถึง 400 ไมโครวินาที สำหรับงานตัดแปลงกระแสไฟฟ้าที่ทำการทดลองนี้เพื่อให้แน่ใจว่ามีการทำงานที่จุดมุมกระตุ้นนั้นจึงต้องมีการสร้างพัลส์ต่อเนื่องกันไป เพราะว่าในวงจรตัดแปลงกระแสไฟนี้ในลูกพัลส์ลูกแรกอาจจะไม่สามารถทำการกระตุ้นให้ทรานซิสเตอร์ทำงานได้จึงต้องมีลูกที่สองลูกที่สามเพื่อเป็นการประกันว่าการทำงานให้แน่นอนขึ้นดังแสดงได้ดังรูป 3.8 (ข)

11.



๒.

รูปที่ 3.7 แสดงคุณสมบัติของเกทของไทรสเตอร์ (ก) ช่วงการทำงาน (ข) วงจรเบื้องต้น



รูปที่ 3.8 รูปแบบของพัลส์สัญญาณกระตุ้น (ก) รูปร่างของพัลส์ (ข) สัญญาณกระตุ้นเปรียบเทียบกับไฟฟ้ากระแสสลับ

3.3 วงจรสร้างสัญญาณกระตุ้น

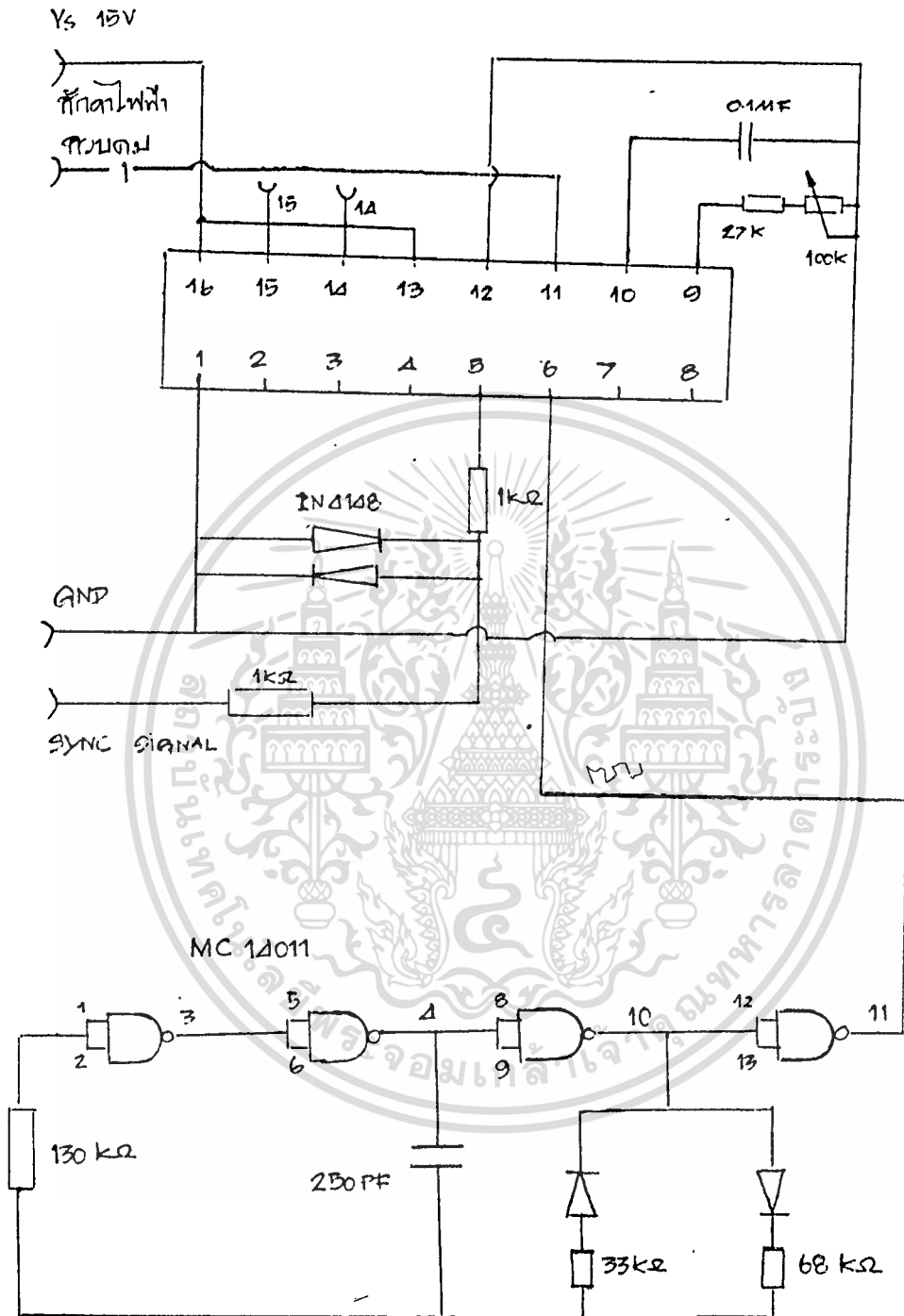
วงจรสร้างสัญญาณกระตุ้นดังแสดงดังรูปที่ 3.9 มีการทำงานดังก็คือ สัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจะถูกแปลงระนาบสัญญาณลงมาเหลือประมาณ 16 โวลต์ยอด (volt peak) จะถูกบ่อนเข้าที่ขา 5 ของไอซี และไอซีจะนำมาสร้างสัญญาณแรมพ์ (ramp signal) ซึ่งสัญญาณนี้จะแสดงออกมาที่ขา 10 ต่อมาสัญญาณนี้จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ขา 11 ซึ่งแรงดันไฟฟ้านี้ถูกเรียกว่าแรงดันไฟฟ้าควบคุม จุดซึ่งแรงดันไฟฟ้าควบคุมและสัญญาณแรมพ์ตัดกันจะทำให้เกิดสัญญาณกระตุ้นออกที่ขา 15 และ 14 โดยที่ขา 15 นั้นสัญญาณกระตุ้นจะมีเฟสเดียวกับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ขา 5 แต่ที่ขา 14 จะเลื่อนเฟสไป 180 องศา ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าควบคุมเปลี่ยนแปลงไป มุมกระตุ้นจะเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ในปริภูมิพารามิเตอร์ฉบับนี้กำหนดความสูงของสัญญาณแรมพ์เป็น 10 โวลต์ ดังนั้นเมื่อแรงดันไฟฟ้าควบคุมมีนิสัย (range) จาก 0 โวลต์ ถึง 10 โวลต์ นิสัยของมุมกระตุ้นจะเป็น 0 ถึง 180 องศา (การใช้งานโดยละเอียดของไอซีเบอร์นี้ได้แสดงไว้ในภาคผนวก)

สำหรับสัญญาณกระตุ้นที่ออกจากขา 14 และ 15 จะได้รับการผสมด้วยความถี่ (modulation frequency) เข้าไปเพื่อจะให้ขบวนของพัลส์ (pulse train) ตามที่อธิบายผ่านมานั้น และทำให้วงจรส่วนขยายสัญญาณกระตุ้นทำงานได้

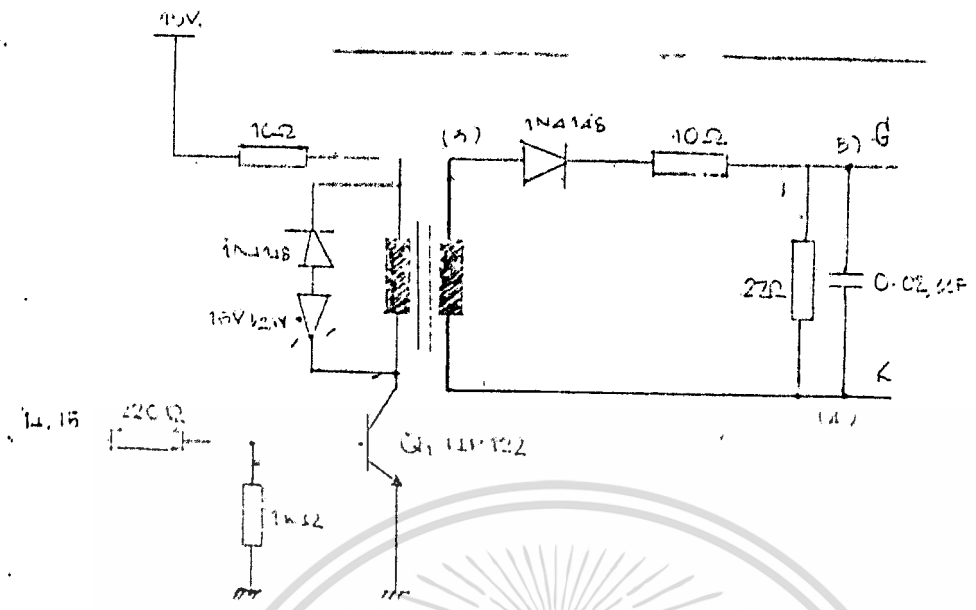
3.3.2 วงจรส่วนขยายสัญญาณกระตุ้น

ถ้าวงจรสร้างสัญญาณกระตุ้นและวงจรกำลังต่อกันโดยตรงแล้วจะมีปัญหาเกิดขึ้น ในการวัดระบบกราวด์ (ground) และปัญหาอื่นเนื่องมาจากวงจรสร้างสัญญาณกระตุ้นอาจจะเกิดความเสียหายได้เมื่อวงจรกำลังทำงานผิดพลาด ดังนั้นปริภูมิพารามิเตอร์ฉบับนี้จึงใช้วงจรในส่วนขยายสัญญาณกระตุ้น โดยส่งสัญญาณนี้ผ่านหม้อแปลงสัญญาณพัลส์ ทำหน้าที่แยกระบบกราวด์ระหว่างวงจรกำลังกับวงจรสร้างสัญญาณกระตุ้นแล้วสัญญาณที่ผ่านหม้อแปลงสัญญาณพัลส์นี้จะนำไปกระตุ้นทรานซิสเตอร์ทั้ง 2 ตัวคือ T1 และ T2 โดยได้รับสัญญาณกระตุ้นจากขา 15 และ 14 ที่ได้รับการผสมด้วยความถี่ดังที่กล่าวไว้แล้ว ทั้งนี้เพราะว่าหม้อแปลงสัญญาณพัลส์ซึ่งใช้แกน EI เฟอร์ไรต์ จะต้องทำงานที่ความถี่สูงจึงเป็นสาเหตุที่จะต้องผสมความถี่เข้าไปสัญญาณพัลส์

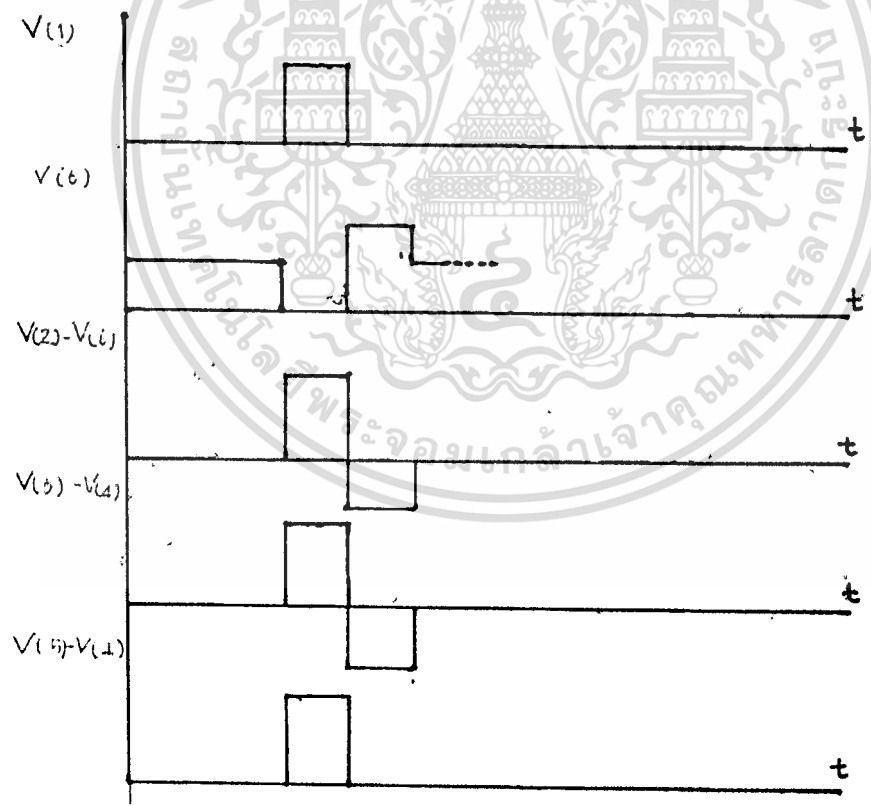
รูปที่ 3.10 เป็นวงจรส่วนขยายสัญญาณกระตุ้นเมื่อสัญญาณกระตุ้นมาเข้าที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ดังรูป หลังจากทรานซิสเตอร์ Q1 ได้รับสัญญาณกระตุ้นแล้ว ก็จะส่งสัญญาณผ่านหม้อแปลงพัลส์โดยมีรูปสัญญาณ ณ จุดต่างๆ ของวงจรดังแสดงในรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.9 แสดงวงจรสร้างสัญญาณกระตุ้น



รูปที่ 3.10 แสดงวงจรส่วนขยายสัญญาณกระตุ้น



รูปที่ 3.11 แสดงสัญญาณ ณ จุดต่างๆ ของวงจรในรูปที่ 3.10

โดยนำไปป้อนเข้าไทรสเตอร์ที่ขาเกต (G) และขาคาโธด (K) โดยเฟสของการกระตุ้นจะต้องให้ตรงกับเฟสที่ไทรสเตอร์วางอยู่ ถ้าเฟสไม่ตรงกันวงจรตัดกระแสไฟนี้ จะไม่สามารถทำงานได้ สามารถทำการแก้ไขโดยการสลับเฟสที่ป้อนมาเป็นสัญญาณซิงค์ (synchronize signal) หรือเฟสของไฟ้ากระแสสลับที่เข้ามา

3.4 ส่วนของวงจรควบคุม

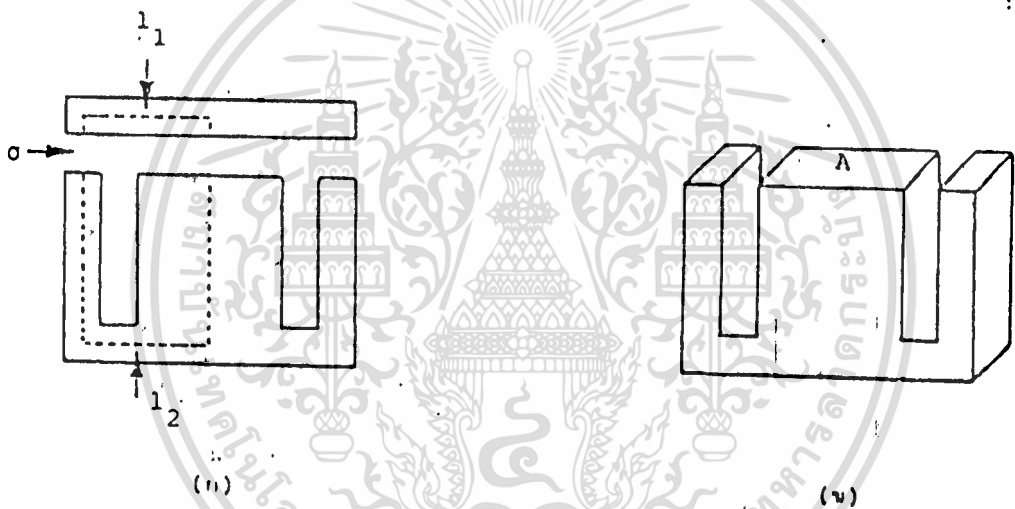
เนื้อที่จะรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่เอาท์พุทต้องทำการควบคุมแบบ ลูปปิดภายในตัวเองด้วยวงจรควบคุมอนาล็อกชนิด PI และในการอัดประจุแบตเตอรี่นั้นกระแสที่ ทำการอัดประจุจะต้องคงที่ ดังนั้นจึงต้องเพิ่มส่วนควบคุมกระแสให้คงที่ไม่เกินขีดจำกัดของแบตเตอรี่ซึ่งในปริกฏาในพอร์นี้ใช้ค่าประมาณ 600 มิลลิแอมแปร์

สำหรับวงจรควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุทแสดงดังรูปที่ 3.12 โดยมีการทำงานดังต่อไปนี้ โดยใช้ความต้านทาน R_1 และ R_2 และตัวเก็บประจุ C_1 ทำการลดระดับแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุท และมีตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ VR_1 และ VR_2 ทำการปรับผลตอบสนองให้ดีที่สุด และเนื่องจากการเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าตอนเริ่มต้นต้องค่อยเป็นค่อยไป มิฉะนั้นอุปกรณ์จะเสียหายเร็วขึ้นจึงต้องมีส่วนควบคุมการเริ่มต้น (soft start) โดยความต้านทาน R_3 และตัวเก็บประจุ C_2 จะเป็นตัวปรับความเร็วของการเริ่มต้นนี้ โดยสัญญาณควบคุมนี้จะถูกป้อนเข้าขา 11 ของไอซีเบอร์ TCA 705 ทำการควบคุมแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตามที่กล่าวมาแล้วข้างต้น

สำหรับวงจรควบคุมกระแสในแสดงได้ดังรูป 3.13 โดยความต้านทาน R_1 ทำหน้าที่วัดกระแส ถ้ามีกระแสไหลผ่านตัวมันมาก จะทำให้ทรานซิสเตอร์มีการทำงานถึงกระแส จากขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q_1 มากขึ้น ซึ่งทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 ลดการนำกระแสลงและสำหรับไดโอดก้ำาลัง (power diode) D_1 จะทำหน้าที่เป็นทางผ่านของกระแสจากแบตเตอรี่ไปยังชุดอินเวอร์เตอร์แทนเมื่อกรณีเกิดไฟ้าดับหรือขัดข้อง โดยไดโอดก้ำาลัง D_1 มีอัตราทนกระแสถึง 20 แอมป์ และทนแรงดันประมาณ 30 โวลต์

3.5 การออกแบบและการสร้างตัวอินดักเตอร์

ตัวอินดักเตอร์ที่ทดลองสร้างขึ้นในแกนเหล็ก EI ซึ่งใช้สำหรับพันหม้อแปลงแรงดันไฟฟ้า การออกแบบพิจารณาจากรูปการวางแกนเหล็ก EI ดังแสดงดังรูปที่ 3.14 (ก) โดยเริ่มต้นจากสมการของค่าความเหนี่ยวนำคือ



รูปที่ 3.14 (ก) แสดงการวางแกนเหล็ก EI ของตัวอินดักเตอร์ (ข) แสดงการกำหนดพื้นที่ A ของตัวอินดักเตอร์

$$L = W d\mu/dl \quad (3.2)$$

สมการปริมาตรสนามแม่เหล็กภายในแกนเหล็กคือ

$$\varnothing = AB \quad (3.3)$$

โดยที่ A เป็นพื้นที่ดังแสดงในรูปที่ 3.14 (ข) สมการที่ (3.2) และ (3.3) สามารถจัดใหม่ได้คือ

$$L = WA \, dB/di \quad (3.4)$$

และ

$$L = W^2 A \, dB/dWi \quad (3.5)$$

และ

$$L = W^2 A \, dB/d\varnothing \quad (3.6)$$

เมื่อ \varnothing เป็น mmf ของวงจรแม่เหล็ก ซึ่งมีค่าเป็น

$$\varnothing = H_1 l_1 + H_2 l_2 + H_3 \delta + H_4 \delta = Wi \quad (3.7)$$

จาก

$$B = \mu_r \mu_0 H \quad (3.8)$$

สมการที่ (3.7) และ (3.8) สามารถจัดใหม่ได้เป็น

$$\varnothing = B_1 l_1 / \mu_0 \mu_{r1} + B_2 l_2 / \mu_0 \mu_{r2} + 2 \delta B_3 / \mu_0 \quad (3.9)$$

สมมติให้ $B_1 \cong B_2 \cong B_3 \cong B$, $\mu_{r1} \gg \mu_0$, $\mu_{r2} \gg \mu_0$ ดังนั้นสมการ

(3.9) สามารถจัดใหม่คือ

$$0 = 2\ell B/\mu_0 \quad (3.10)$$

สมการ (3.6) และ (3.10) สามารถนำมาจัดได้ใหม่จะได้สมการโดยประมาณของค่าความเหนี่ยวนำคือ

$$L = W^2 A\mu/2\ell \quad (3.11)$$

สมการ (3.11) จะถูกนำไปใช้ในการออกแบบตัวอินดักเตอร์ แต่ในการออกแบบจริงจะต้องพิจารณาระยะห่างของแกน EI (air gap) ต่ำสุดซึ่งจะทำให้อินดักเตอร์อิ่มตัว (saturation) การพิจารณาเริ่มต้นโดยสมมติให้ mmf ที่เกิดขึ้นบนวงจรมแม่เหล็กจะปรากฏบนระยะห่างของแกน EI และปริมาณสนามแม่เหล็กสูงสุด (B_{max}) จะเกิดขึ้นเมื่อมีกระแสไฟฟ้าไหลสูงสุด (I_{max}) ซึ่งจะได้สมการของ mmf คือ

$$Wl_{max} = H_{max} 2\ell \quad (3.12)$$

และ

$$B_{max} = \mu_0 H_{max} \quad (3.13)$$

สมการ (3.12) และ (3.13) สามารถจัดใหม่ได้เป็น

$$\ell_{min} \geq Wl_{max} \mu_0 / 2B \quad (3.14)$$

สมการ (3.14) แสดงค่าระยะห่างต่ำสุดของแกน EI

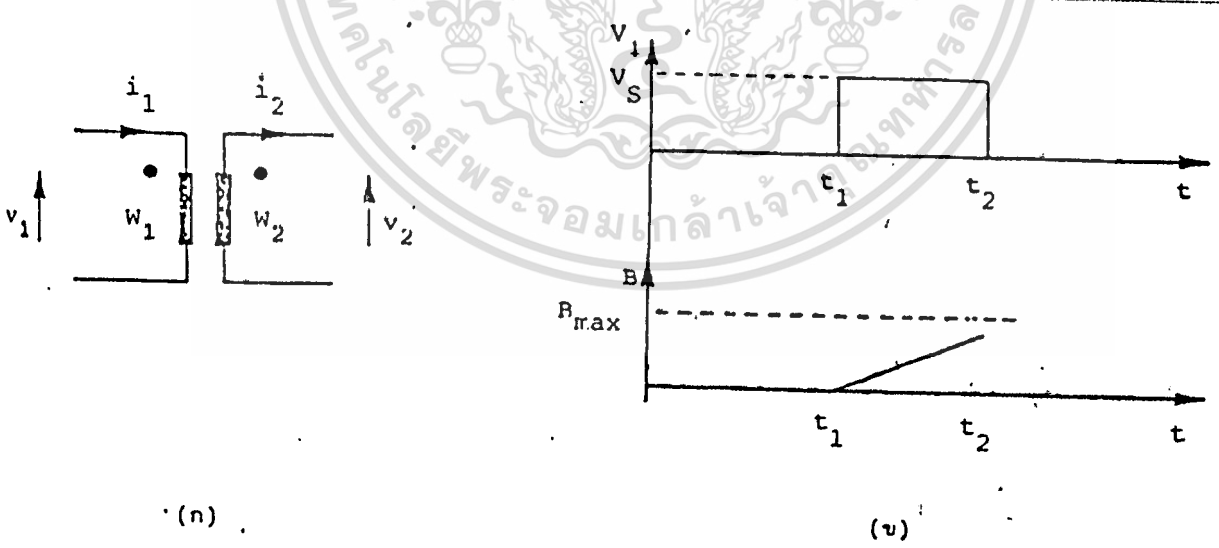
ดังนั้นสามารถสรุปวิธีการออกแบบค่าความเหนี่ยวนำได้คือ

3.5.1 ต้องการค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการและกระแสไฟฟ้าสูงสุดที่จะใช้

- 3.5.2 เลือกแกนเหล็ก BI ซึ่งทราบค่า B_{max} , W
- 3.5.3 หาค่าระยะห่างของแกน BI ที่ต่ำสุด (μ_{min}) จากสมการ (3.14)
- 3.5.4 นำค่าจาก 3.5.2 และ 3.5.3 ไปคำนวณค่าความเหนี่ยวนำสูงสุด ซึ่งไม่ทำให้แกนเหล็กอิ่มตัวดังในสมการ (3.11)
- 3.5.5 ถ้าค่าความเหนี่ยวนำที่ได้มากเกินไป ก็ปรับแต่งค่าความเหนี่ยวนำ โดยการเพิ่มค่าระยะห่างของแกน BI
- 3.5.6 ถ้าค่าความเหนี่ยวนำที่ได้น้อยไป ก็ปรับแต่งค่าความเหนี่ยวนำ โดยการเพิ่มค่า A หรือ W

3.6 การออกแบบและการสร้างหม้อแปลงสัญญาณกระตุ้น

หม้อแปลงสัญญาณกระตุ้นที่สร้างขึ้นจะมีลักษณะเดียวกับหม้อแปลงแรงดันไฟฟ้าธรรมดา ดังแสดงในรูปที่ 3.15 (ก) การคำนวณเริ่มต้นจากเงื่อนไขดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.15 (ก) แสดงแผนผังหม้อแปลงสัญญาณกระตุ้น (ข) แสดงรูปสัญญาณของสัญญาณกระตุ้น และรูปสัญญาณของค่าความหนาแน่นของสนามแม่เหล็ก

ขดลวด w_1 ไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านมาก่อน และ t_1 เป็นเวลานาน ดังนั้นความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กภายในแกนหม้อแปลงจะเป็น

$$B = 0 \quad | \quad i_1 = 0, i_2 = 0, v_1 = 0, v_2 = 0 \quad (3.15)$$

และถ้าค่ากระแสไฟฟ้าแมกนีไทซิงค์ (Magnetising current) มีค่าดังนี้คือ

$$i_m \ll i_1, i_2 \quad (3.16)$$

สามารถอนุมานได้ว่า

$$i_m \approx 0 \quad (3.17)$$

เมื่อทรานซิสเตอร์ในวงจรขยายสัญญาณกระตุ้นทำงาน แรงดันไฟฟ้าที่ขดลวด w_1 จะเป็น

$$v_1 = V_s \quad | \quad t_1 \ll t \ll t_2 \quad (3.18)$$

ถ้ากำหนดให้ความต้านทานภายในของขดลวดมีค่าน้อยมาก

$$v_1 = V_s = w_1 \frac{d\theta}{dt} \quad (3.19)$$

$$v_1 = w_1 A \frac{dB}{dt} \quad (3.20)$$

ค่า A สามารถวัดได้เช่นเดียวกับในรูปที่ 3.14 (ข)

จากสมการ (3.20). จะได้สมการใหม่คือ

$$B = B_0 + V_s / w_1 A [t_2 - t_1] \quad (3.21)$$

ถ้า B_0 ในสมการ (3.21) สามารถทำให้หมดไปโดยการทำให้แกนลวดสภาพการเป็นแม่เหล็ก (Demagnetizing) ซึ่งได้มีการกระทำเช่นนี้อยู่แล้วในวงจรขยายสัญญาณกระตุ้น ดังนั้นสมการ (3.21) สามารถเขียนใหม่เป็น

$$B = V_p / W_1 A [\Delta t] / \Delta t = t_2 - t_1 \quad (3.22)$$

และสมการของจำนวนขดลวดทางปฐมภูมิ (Primary winding) คือ

$$W_1 = V_p / BA [\Delta t] \quad (3.23)$$

ข้อสำคัญอย่างหนึ่งซึ่งต้องพิจารณาคือ เมื่อพิจารณารูปสัญญาณของสมการ (3.23) ดังในรูปที่ 3.14 (ข) ค่า B ของสมการนี้จะต้องไม่เกินค่า B สูงสุด (B_{max}) มิฉะนั้นจะทำให้แกนของหม้อแปลงอิ่มตัว ดังนั้นสมการการคำนวณจำนวนขดลวดทางปฐมภูมิคือ

$$W_1 \geq V_p \Delta t / B_{max} A \quad (3.24)$$

สมการจำนวนขดลวดทางทุติยภูมิคือ

$$W_2 = V_2 W_1 / V_1 \quad (3.25)$$

3.17 บทสรุป

ในบทนี้ได้อธิบายถึงแผนผังวงจร และการทำงานของส่วนแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งนำไปจ่ายให้กับชุดอินเวอร์เตอร์, และชุดอึดประจุแบบเตอวี นอกจากนี้ได้อธิบายถึงส่วนควบคุมซึ่งเป็นวงจรควบคุมอนาลอกชนิด PI และการควบคุมกระแสอย่างง่าย ทดแทนท้ายจะอธิบายถึงการออกแบบและการสร้างตัวเหนี่ยวนำ แกนหม้อแปลงสัญญาณกระตุ้นซึ่งใช้ในวงจรกำลังและวงจรกระตุ้นตามลำดับ

บทที่ 4 ✓

อินเวอร์เตอร์

(INVERTER)

4.1 อินเวอร์เตอร์สัญญาณไซน์ (Sinewave inverter)

4.1.1 บทนำ

วงจรอินเวอร์เตอร์คือ วงจรที่แปลงแหล่งจ่ายไฟตรงให้เป็นแหล่งจ่ายไฟสลับ สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดลองเป็นวงจรเฟสเดียว ฟูลบริดจ์ (SINGLE PHASE FULL BRIDGE INVERTER)

วงจรอินเวอร์เตอร์มีลักษณะดังนี้คือ

1. วงจรเฟสเดียว และฟูลบริดจ์ ดังรูปที่ 4.1

2. แรงดันไฟฟ้าออกเป็น PWM โดยรูปแบบของสัญญาณ (PATTERN) ได้มาจากการคำนวณโดยคอมพิวเตอร์เพื่อที่จะซัดอาร์โมนิคให้ได้มากที่สุด ส่วนอาร์โมนิคที่เหลือจะถูกกรองด้วยตัวกรองความถี่ ตั้งในขนาดของตัวกรองความถี่จะมีขนาดถี่แก่มากๆ เมื่อเทียบกับแบบอื่นๆ เช่น แบบแรงดันไฟฟ้าออกเป็นรูปสี่เหลี่ยม (SQUARE WAVE) หรือแม้กระทั่ง PWM แบบอนาล็อก (ANALOG) (นำคลื่นไซน์มาเปรียบเทียบกับคลื่นสามเหลี่ยม)

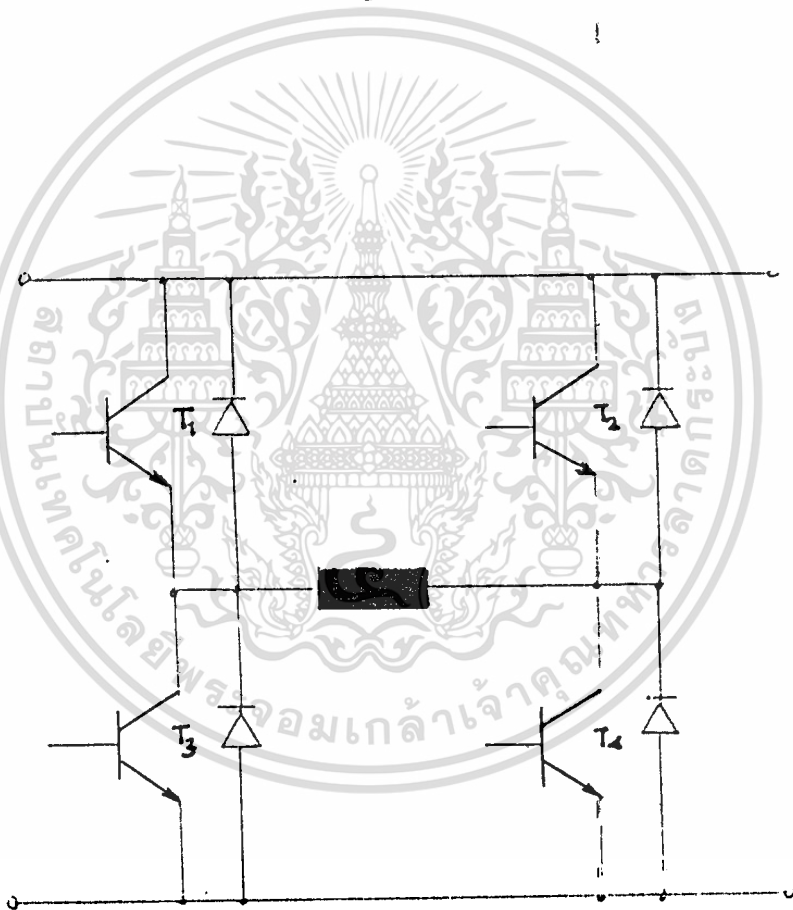
3. ใช้ทรานซิสเตอร์กำลังเป็นสวิตช์ เพราะเราต้องการแรงดันไฟฟ้าออกให้มีรูปร่างเหมือนที่คำนวณให้ได้มากที่สุด ถ้าเราใช้ SCR แล้ว ในช่วงคอมมิวเตทจะทำให้ค่าไม่เป็นศูนย์ในทันที นอกจากนี้การใช้ SCR ทำให้ต้องสร้างวงจรคอมมิวเตท (COMMUTATE CIRCUIT) ถึง 4 ชุด ทำให้ยากแก่การควบคุม

การที่เลือกใช้วงจรฟูลบริดจ์ แม้จะใช้ทรานซิสเตอร์มากกว่าแบบฮาล์ฟบริดจ์ (HALF BRIDGE) แต่การใช้แบบฮาล์ฟบริดจ์ จะต้องสร้างส่วนควบคุมกำลังไฟถึง 2 ชุดซึ่งจะยุ่งยากกว่า

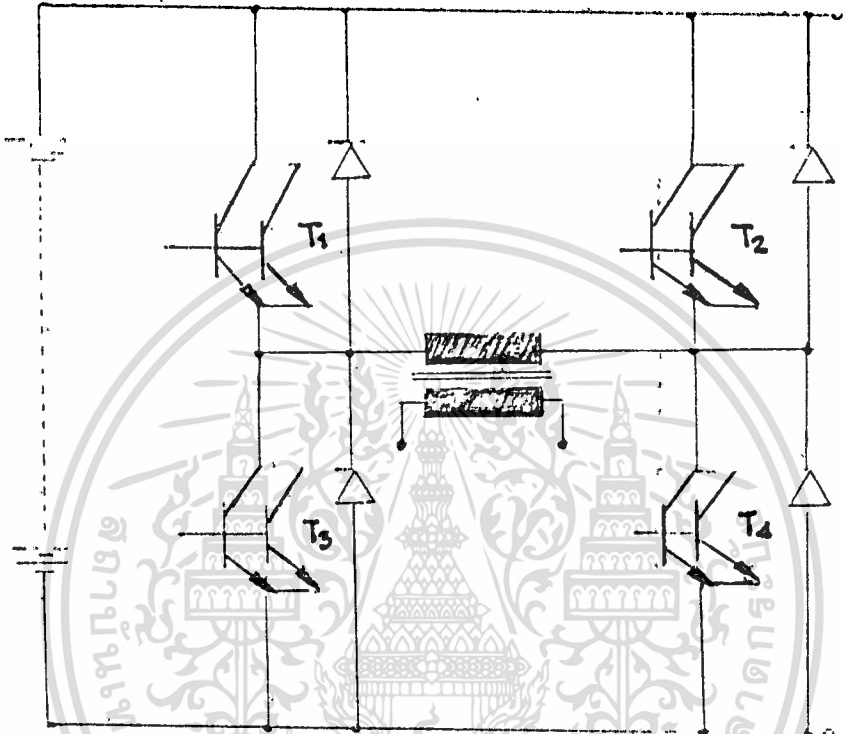
ในการทดลองใช้ทรานซิสเตอร์กำลัง เบอร์ M3 15003 ซึ่งทนกระแสคอลเลกเตอร์ได้สูงสุด 20 แอมป์และทนแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขา C และ E ได้ 140 โวลต์ ในการทดลองทำการต่อทรานซิสเตอร์ 2 ตัวแบบขนาน เพื่อจะได้ทนกระแสถึง 80 แอมป์ ดังรูปที่

4.1.2. หลักการชดเชยโมเมนต์ในเฟรมโครงอินเวอร์เตอร์

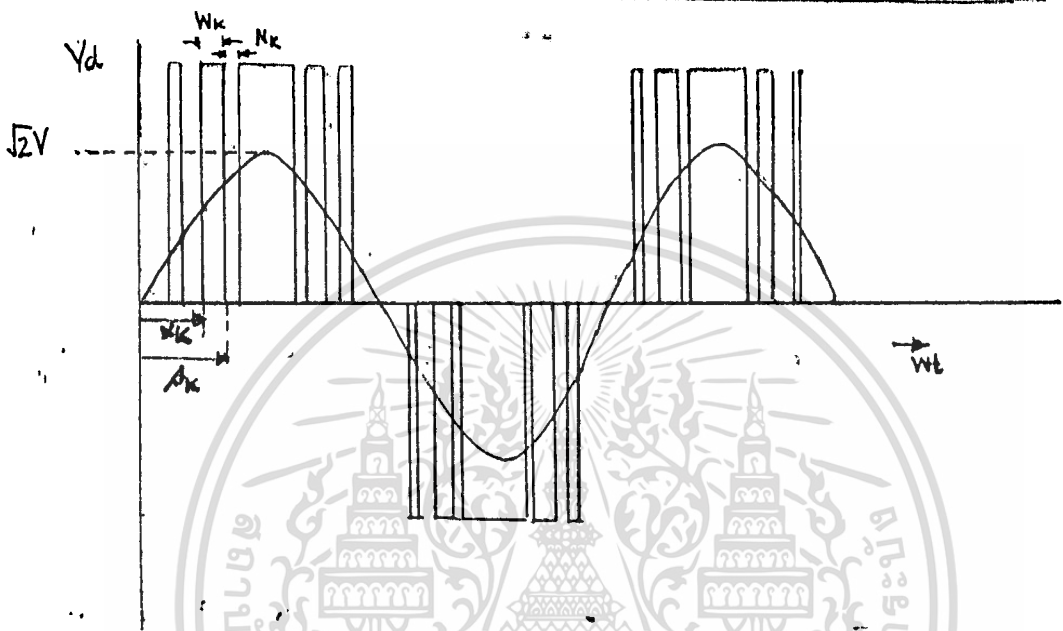
เนื่องจาก การชดเชยโมเมนต์ในเฟรมโครงอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการวิจัยนี้ ใช้วิธี ON-LINE EQUAL AREA EQUALIZATION METHOD หลักการของวิธีนี้คือ แรงดันไฟฟ้าออกที่ได้จากอินเวอร์เตอร์เป็นรูปสัญญาณไซน์ ดังนั้น อินเวอร์เตอร์ PWM จะเป็นอนุกรมของพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีขนาดเท่ากับ ค่าแรงดันไฟตรงของแหล่งจ่าย (DC SUPPLY VOLTAGE) แนวความคิดของวิธี OAE คือแบ่ง 1 รอบของสัญญาณไซน์ออกเป็น M ส่วน (M เป็นจำนวนเท่าของ 4 และมากกว่า 12) และปรับความกว้างของแต่ละเซกเมนต์ (SEGMENT) ให้พื้นที่ของแต่ละเซกเมนต์ เท่ากับ พื้นที่ที่สัมพันธ์กับสัญญาณไซน์ ดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.1 วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.2 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ ที่มีทรานซิสเตอร์ต่อขนานกัน



รูปที่ 4.3 แสดง PWM EQUIVALENT OF SINE WAVE

โดยใช้ข้อสังเกตจากรูปที่ 4.3 พื้นที่สัมพันธ์ A_n

$$A_n = \sqrt{2} V \int_{\beta_{k-1}}^{\beta_k} \sin wt \, d(wt)$$

V เป็นแรงดันไฟฟ้า (RMS VOLTAGE) ของสัญญาณไซน์ที่ต้องการ

$$\beta_k = k \frac{2\pi}{M} ; k = 1, 2, 3, \dots, M/4$$

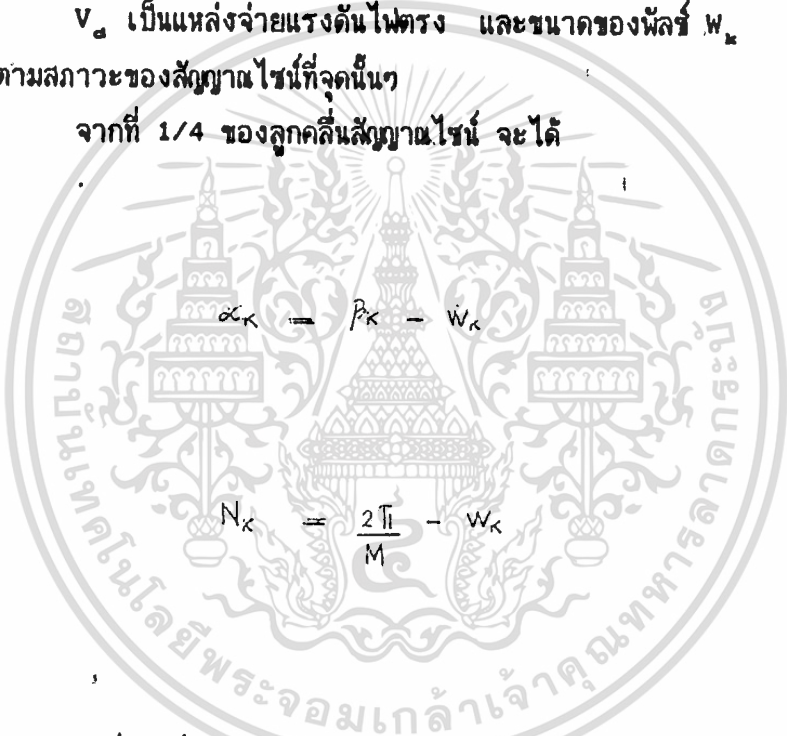
ω คือ ความถี่เชิงมุมเจาะจง (SPECIFIED ANGULAR FREQUENCY) และ M เป็น อัตราส่วน มอดูเลชัน เวย์ (FREQUENCY MODULATION RATIO)

ดังนั้น ความกว้างของพัลส์ ω_k ที่สอดคล้องคือ

$$\omega_k = A_k / V_u = \sqrt{2} V/V_u [\cos (k-1) 2\pi / M - \cos k 2\pi / M]$$

V_u เป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง และขนาดของพัลส์ ω_k เป็นความกว้างของพัลส์ที่ปรับตามสถานะของสัญญาณไซน์ที่จุดนั้น

จากที่ 1/4 ของลูกคลื่นสัญญาณไซน์ จะได้



ค่าที่มากที่สุดของแรงดันไฟฟ้า RMS จะถูกจำกัดโดยขนาดของพัลส์ที่กว้างที่สุด และช่องว่างที่ต่ำที่สุดซึ่งขึ้นอยู่กับความสามารถของช่วงเวลาการทำงานและหยุดทำงานของอุปกรณ์ที่ใช้ในอินเวอร์เตอร์ ดังนั้นการปรับแรงดันไฟฟ้า RMS สามารถปรับได้จากการปรับความกว้างของพัลส์ได้จนถึงขีดจำกัด ซึ่งขึ้นอยู่กับอุปกรณ์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ เราคำนวณค่ามุมของแต่ละพัลส์โดยการคำนวณจากคอมพิวเตอร์ จะได้มุมที่มีค่าละเอียดมาก

เปรียบเทียบพัลส์วิธี่มอดแบบต่างๆ ซึ่งมีหลายวิธี

1. พัลส์วิธี่มอดแบบพาร์ติคิวลาร์ ฮาร์โมนิค อีลิมีเนชัน (PARTICULAR HARMONICS ELIMINATION) เป็นการขจัดฮาร์โมนิคอันดับต่ำๆ เช่น อันดับที 3, 5, 7, 9,

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีออนไลน์ เอเรีย อีควอลไลเซชัน (ON-LINE AREA EQUALIZATION METHOD) วิธีโอเออี (OAE) จะให้ผลดีกว่า เนื่องจากวิธีนี้ มีการลดฮาร์โมนิครวมๆ ทั้งหมด ดังนั้นการกรองสัญญาณความถี่ให้สัญญาณไซน์ จึงทำได้ง่ายกว่า นอกจากนี้วิธีโอเออี ถ้าแบ่ง M ให้มีความละเอียดมาก จะลดเสียงรบกวนที่เกิดจากหม้อแปลงไฟฟ้า

2. พัลส์วิทช์มอดแบบซีอาร์ซี แคริเออร์ เรเฟอเรนซ์ คอมแพริซัน (CRC) เป็นการลดฮาร์โมนิครวมๆ สามารถสร้างสัญญาณได้โดยวิธีทางอนาล็อก โดยใช้สัญญาณไซน์เปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม แต่วิธีนี้ค่อนข้างยุ่งยาก ไม่สามารถยึดหยุ่นได้ในการควบคุม จากงานวิจัย เราใช้วิธีควบคุมแรงดันไฟฟ้าภายในอินเวอร์เตอร์ เมื่อใช้วิธีแบบพัลส์วิทช์มอด ดังนั้นการควบคุมแรงดันไฟฟ้าภายในอินเวอร์เตอร์ จึงเป็นการปรับความกว้างของพัลส์ตามการเปลี่ยนแปลงของโหลด

วัตถุประสงค์ของ UPS จะต้องรักษาแรงดันไฟฟ้าออกให้คงที่ที่ค่า 220 โวลต์ RMS ความถี่ 50 เฮิร์ต ตลอดช่วงการใช้งานของโหลด โดยยอมให้มีโวลต์เตจ เรกูเลชัน (VOLTAGE REGULATION) ได้ 2 เปอร์เซ็นต์ รูปแบบสัญญาณที่ค่าแรงดันไฟฟ้า RMS 256 รูปแบบ จะถูกเก็บไว้ในหน่วยความจำแบบโปรแกรมได้เบอร์ 27256 ขนาด 32 กิโลไบต์ โดยมีตัวควบคุมแบบโพรปีโพรชันแนล-อินทิเกรต (Proportional-Integrator Controller) ทำการเลือกแบบผ่าน A/D เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง

4.1.3 วงจรสร้างรูปแบบของพัลส์

การคำนวณความถี่ที่ป้อนให้กับเคาน์เตอร์ (COUNTER) 1 รูปแบบของพัลส์วิทช์มอด ใช้การนับทั้งหมด 2048 ครั้ง ดังนั้น 50 ลูกคลื่น ใช้การนับทั้งหมดเท่ากับ $50 * 2048 = 102400$ ครั้ง

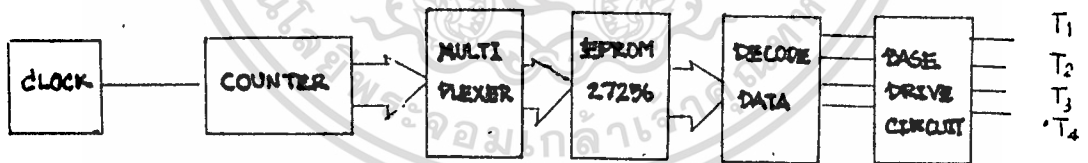
นั่นคือ ความถี่ที่ป้อนให้กับเคาน์เตอร์เท่ากับ 102400 เฮิร์ต

สัญญาณที่ได้จากคริสตอลขนาด 4 เมกกะเฮิร์ต ถูกหารความถี่ด้วยวงจรหาร 13 และหาร 3 ดังนั้นความถี่ที่ป้อนให้เคาน์เตอร์ เบอร์ 4040 มีค่าประมาณ 102400 เฮิร์ต จากขาออกเคาน์เตอร์ที่ได้ออกมาประกอบด้วย นับขึ้น 0 ถึง 512 และนับลง 512 ถึง 0 ซึ่งจะถูกเลือกด้วย ไอซี เบอร์ 74157 โดยให้ได้นับขึ้น และนับลงสลับกันไป ดังนั้นใน 1 รอบ จะประกอบด้วย นับขึ้น 0 ถึง 512 นับลง 512 ถึง 0 นับขึ้น 0 ถึง 512 นับลง 512 ถึง 0 ผลที่ได้จากการเลือกผ่านไอซีเบอร์นี้ ถูกนำมาเป็นสัญญาณเลือกตำแหน่งของหน่วยความจำแบบโปรแกรม

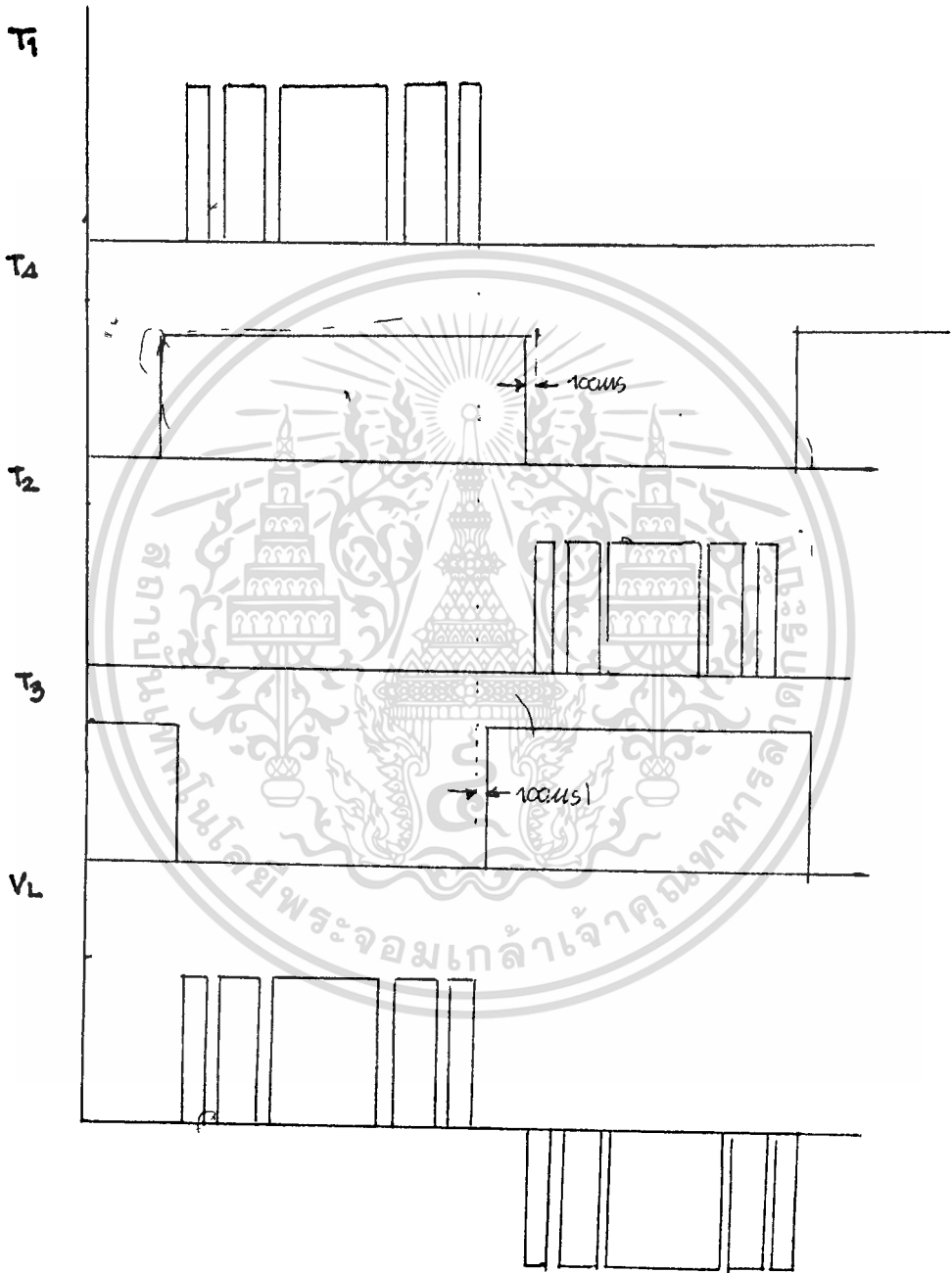
แกรมได้ เบอร์ 27256 ซึ่งมีขา A₉ - A₁₄ เป็นตัวเลือกชุดหน่วยความจำโดยขา D₀ และ D₇ ถูกนำมาเป็นสัญญาณของทรานซิสเตอร์ T₁ และ T₄ ส่วนขา D₀ - D₇ นำไปป้อนให้ไอซี เบอร์ 74151 เพื่อให้เลือกบิตใดบิตหนึ่งป้อนเข้า T₁ และ T₂ โดยมีขา A₉ - A₁₄ เป็นตัวเลือก ซึ่งทั้งขา A₉ - A₁₄ ของตัวอีพ롬 27256 จะถูกป้อนด้วยสัญญาณออกจาก A/D ขา D₀ - D₇ ทำการเลือกทางหน่วยความจำ และสัญญาณ A/D ขา D₀, D₇ ทำการเลือกแบบของสัญญาณทางขาข้อมูลของตัวหน่วยความจำแบบโปรแกรมได้

4.1.4 วงจรขับเบส (BASE DRIVE)

รูปที่ 4.6 แสดงบล็อกการทำงานของส่วนสร้างสัญญาณรูปแบบ 256 รูปแบบ ผ่านส่วนเลือกแบบและวงจรถับ สัญญาณที่ได้นำไปขับทรานซิสเตอร์กำลังให้ทำงานตามรูปแบบที่ได้สร้างขึ้น



รูปที่ 4.6 แสดงบล็อกการทำงานของส่วนสร้างสัญญาณ 256 รูปแบบ



รูปที่ 4.8 แสดงการทำงานของทรานซิสเตอร์กำลังทั้งหมด

4.1.4 วงจรขับเบส (BASE DRIVE CIRCUIT)

สำหรับทรานซิสเตอร์กำลัง ตามรูปที่ 4.2 นั้นจำเป็นต้องมีวงจรขับที่จ่ายกระแสเบสที่เหมาะสมเพื่อทำให้ทรานซิสเตอร์กำลังทำงานในหน้าที่สวิตช์ซึ่ง นอกจากนี้ผลพลอยได้ของวงจรขับยังช่วยแยกส่วนวงจรอีเลคทรอนิคส์สร้างสัญญาณออกจากส่วนวงจรกำลัง เพื่อป้องกันความผิดพลาดที่อาจเกิดขึ้นทางด้านส่วนวงจรกำลัง วงจรขับเบสแสดงได้ดังรูปที่ 4.7

วงจรขับเบสที่ทดลองสร้างขึ้นมาจากสัญญาณ on และสัญญาณ off โดยสัญญาณ off ได้จากการกลับค่าของสัญญาณ on ที่ต้องมีสัญญาณ off ด้วยนั้นเพราะต้องมีการกระชากของกระแสเบสของทรานซิสเตอร์เบอร์ BD 249 ในช่วงเวลา off ช่วยให้ทรานซิสเตอร์หยุดทำงานได้รวดเร็วขึ้น และมีค่าใกล้เคียงตามรูปแบบของสัญญาณพัลส์ วิตช์ มอด ที่คำนวณไว้โดยมีหม้อแปลงสัญญาณพัลส์เป็นตัวแยกส่วนวงจรกำลังออกจากส่วนอีเลคทรอนิคส์

สำหรับรูปแบบสัญญาณ (PATTREN) ของทรานซิสเตอร์กำลัง T_1 , T_2 จะเป็นสัญญาณของพัลส์ วิตช์ มอด จะมีการทำงานและหยุดทำงาน (ON-OFF) สลับกัน 200 ครั้งใน 1 คาบในแต่ละแบบของสัญญาณมีค่าห่างกันอยู่ 1.14 เปรอเซ็นต์

สำหรับทรานซิสเตอร์กำลัง T_1 , T_2 ทำงานตลอดช่วงรูปแบบสัญญาณ โดยจะทำงานเป็นคู่ๆ คือถ้า T_1 ทำงานตามรูปแบบสัญญาณ T_2 จะต้องกำหนดให้ทำงานตลอดช่วง และ T_2 ก็ทำงานคู่กับ T_1 ซึ่งจะได้รูปกราฟดังรูปที่ 4.8

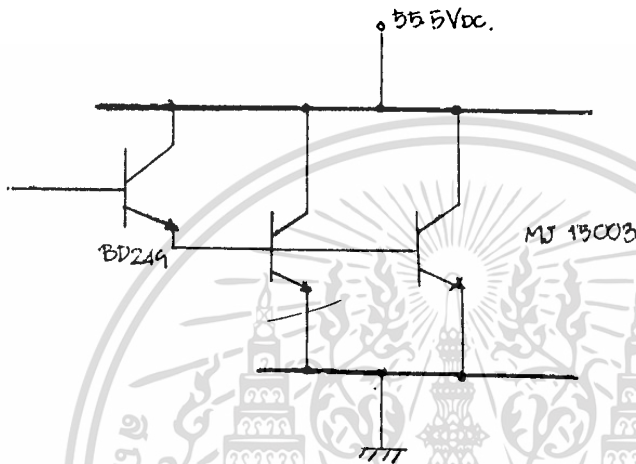
จากกราฟรูปสัญญาณจะเห็นว่า T_1 , T_2 จะมีการลัดวงจร (short) กันเป็นช่วงๆ เพื่อถ่ายเทพลังงานที่ค้างสะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำให้กับโหลด ช่วยให้สัญญาณที่เอาท์พุทมีลักษณะเป็นคลื่นที่ปราศจากสัญญาณรบกวน

ข้อสังเกตคือ ทรานซิสเตอร์กำลังที่ต่ออยู่ในกิ่ง (branch) เดียวกันจะทำงานพร้อมกัน ซึ่งจะทำให้เกิดการลัดวงจรเป็นผลให้ทรานซิสเตอร์เสียหายได้ จึงต้องมีช่วงเวลาที่ทำให้ตัวใดตัวหนึ่งในกิ่งเดียวกันหยุดทำงานไปก่อนอีกตัวหนึ่งประมาณ 100 ไมโครวินาที จากกราฟ T_1 หยุดทำงานก่อน T_2 ประมาณ 100 ไมโครวินาที และ T_2 หยุดทำงานก่อน T_1 ประมาณ 100 ไมโครวินาทีเช่นกัน

4.1.5 วงจรกำลัง (POWER CIRCUIT)

ถึงแม้ว่าวงจรกำลังในรูปที่ 4.1 ไม่ต้องคำนวณค่าคอมมิวเตท ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุเหมือนวงจรที่ใช้ทรานซิสเตอร์ก็ตาม แต่ทรานซิสเตอร์กำลังเบอร์ มบ 15003

มีอัตรากระแส $I_c \max = 20$ แอมป์ แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขา C,E ($V_{ce\max}$) = 140 โวลต์ ดังนั้นจึงต้องต่อขนานกัน 2 ตัว และใช้สวิตช์ ทรานซิสเตอร์กำลังเบอร์ BD 249 ต่อแบบคาร์ลิงตันขับเคลื่อนกระแสเพิ่มขึ้นประมาณ 1-5 แอมป์ จนกระทั่ง MJ 15003 ทำงานในหน้าที่สวิตช์ซึ่งได้ดังรูปที่ 4.9



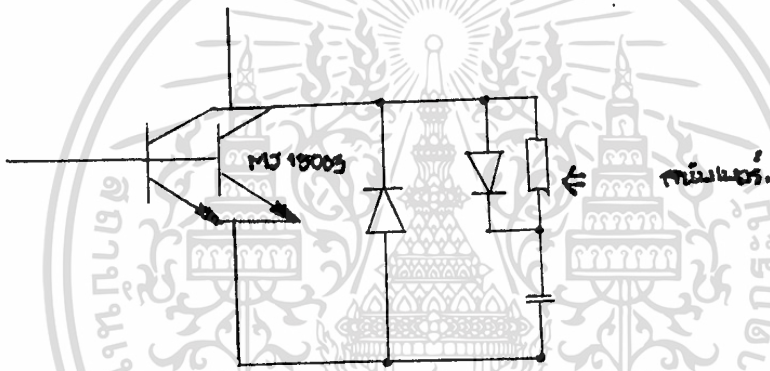
รูปที่ 4.9 แสดงวงจรสวิตช์ทรานซิสเตอร์ต่อคาร์ลิงตันกับทรานซิสเตอร์กำลัง

จากการทดสอบ แรงดันระหว่าง คอลเลคเตอร์และอีมิเตอร์ที่โหลดเต็มที่มีค่าอยู่ประมาณ 3 โวลต์ ซึ่งระหว่างการสวิตช์ของทรานซิสเตอร์กระแสไหลที่เกิดขึ้นอย่างทันทีทันใดก่อให้เกิดแรงดันสไปร์ท (spike voltage) ซึ่งทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหายได้จึงต้องหาวงจรป้องกัน และลดสัญญาณ spike

4.1.6 วงจรสับเบอร์ด์ ตามรูปที่ 4.10 ก

เนื่องจากผลของตัวเหนี่ยวนำในสาย (Inductor) ย่อมมีกระแสไหลมากจะทำให้แรงดันไฟฟ้าจากผลของตัวเหนี่ยวนำในสายมากขึ้น ซึ่งมีผลทำให้โอเวอร์ชุต (overshoot) ของแรงดันไฟฟ้าขณะสวิตช์ชิ่ง ภายในวงจรมีค่าสูงมากหากโหลดที่ต่อติดไปมีค่า

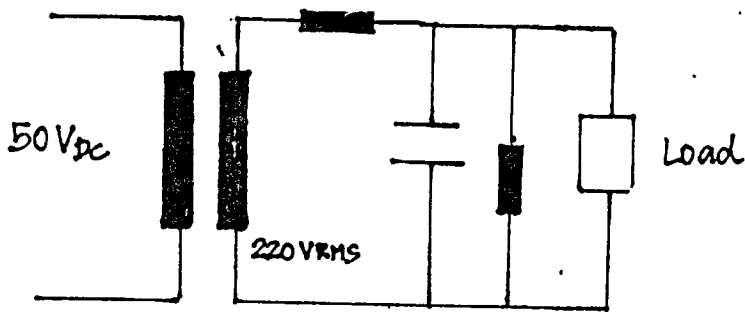
ความเหนียวนำมาผสมจะต้องทำให้ไม่ต้องมองค่าความเหนียวในสาย แต่ผลเสียที่ตามมาคือ ผลของกระแสเมื่อหยุดสวิทซ์ซึ่ง จะยังคงไหลอยู่ซึ่งเป็นอันตรายต่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก อาจลดผลของกระแสด้วยการต่อไดโอดเพื่อทำหน้าที่ฟรี วิลลิ่ง (Free wheeling) ครอบ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ถ้าแรงดันไฟฟ้าที่ครอบไดโอด $= V_p$ ฉะนั้นการเลือกขนาดอัตราทนกำลัง (Rated) ของไดโอดจึงต้องให้มีความมากกว่า V_p ลักครึ่งหนึ่ง และอัตราทนกำลังของกระแสที่ซาร์ผ่านตัวเก็บประจุ และช่วงที่ทรานซิสเตอร์ทำงานประจุที่เก็บในตัวเก็บประจุจะไหลผ่าน ทรานซิสเตอร์อย่างรวดเร็ว ซึ่งจำเป็นจะต้องมีการจำกัดกระแสด้วยการต่อความต้านทานจำกัดกระแสไว้



รูปที่ 4.10ก แสดงการต่อวงจรสับเบร

4.1.7 วงจรกรองสัญญาณ

แรงดันไฟจากอินเวอร์เตอร์ มีลักษณะเป็นคลื่นรูปสี่เหลี่ยมที่มีช่วงเวลาการ สวิตซ์ไม่คงที่ แรงดันนี้ยังมีอาร์โมนิก ความถี่สูงอยู่ จึงใช้วงจรกรองแบบ อนุกรม-ขนาน ทำการ ทดลองค่าตัวเหนียวนำและตัวเก็บประจุค่าต่างๆ ซึ่งผลที่ได้เป็นที่น่าพอใจ รูปสัญญาณไฟมีความ เฝื่อนน้อยกว่า 2x



รูปที่ 4.1.0 แสดงการต่อวงจรกรองสัญญาณที่เอาท์พุทของภาคอินเวอร์เตอร์

4.1.8 การทำงานในระบบลูบปิด

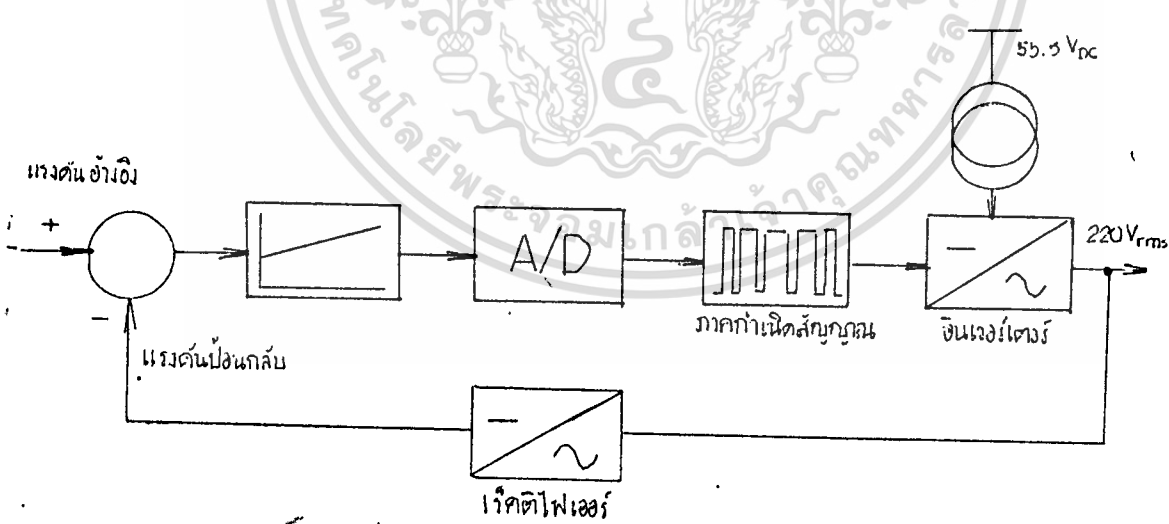
เนื่องจากอินเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นไม่สามารถรักษาระดับแรงดันให้คงที่ได้ จึงจำเป็นต้องทำการปรับปรุงด้วยการต่อวงจรควบคุมเพื่อทำการปรับรูปแบบของสัญญาณ ตามโพลต์ที่เปลี่ยนแปลงไปดังรูปที่ 4.11

การทำงานในรูปที่ 4.11 เป็นการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าขาออกให้คงที่ เมื่อแรงดันไฟฟ้าขาออกมีค่าลดลงอันเนื่องมาจากกระแสไหลค ค่าแรงดันไฟฟ้าป้อนกลับ ซึ่งได้จากขนาดแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุทที่ลดลงด้วยทรานเฟอร์เมอร์ และจะถูกกรองให้เรียบด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (lowpass filter) นั้นจะมีค่าลดลงเป็นสัดส่วนด้วย เมื่อแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงมีค่าคงที่ ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าคลาดเคลื่อน (voltage error) จะมีค่าเพิ่มขึ้นจากวงจรควบคุม (controller) ทำการเลือกแบบผ่าน A/d ที่ให้ค่าแรงดันไฟฟ้าขาออกเพิ่มขึ้นจนถึง 220 โวลต์ ที่สภาวะคงที่นี้จึงกว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงของโพลต์อีกครึ่งหนึ่ง

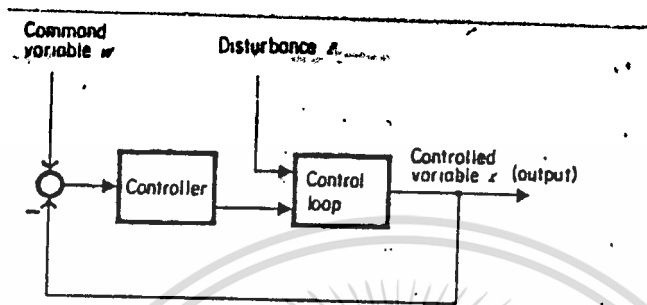
วงจรถวลคุม

ในการออกแบบวงจรถวลคุมสำหรับ UPS สามารถรักษากลับแรงดันขาออกให้คงที่เสมอไม่ว่าแรงดันไฟฟ้าขาออกจะลดลง เนื่องจากกระแสไหลค หรือแรงดันไฟฟ้าแบตเตอรี่ลดลง แต่ในความเป็นจริงแล้วไม่ว่าเราจะออกแบบวงจรถวลคุมให้ดีเพียงไรก็ตาม เราก็ไม่สามารถจะรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าขาออกให้คงที่เสมอได้ดังแสดงในรูปที่ 4.12

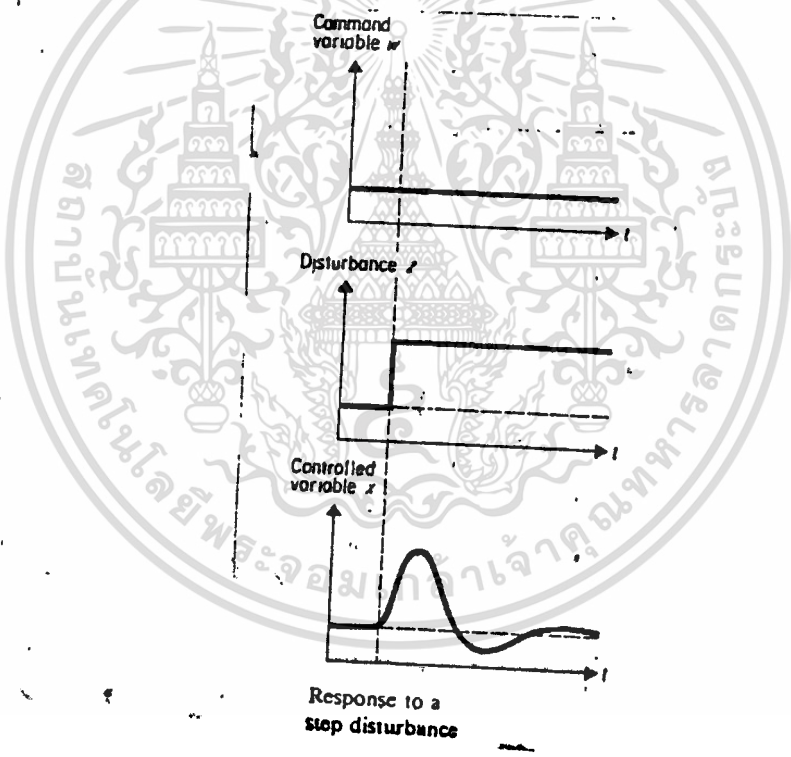
จากรูปที่ 4.12 เราจะเห็นว่าเมื่อตัวรบกวน (หรือโหลด) มีค่าเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดตัวแปรที่ถูกควบคุม (แรงดันไฟฟ้าขาออก) จะถูกรบกวนด้วย ทำให้มีค่าเพิ่มขึ้นหรือลดลง (transient response) ก่อนที่จะเข้าสู่สภาวะคงตัว (Steady state) ผลตอบสนองตัวแปรที่ถูกควบคุมนี้จะขึ้นอยู่กับวงจรควบคุมที่ใช้ว่าดีเพียงไร โดยปกติแล้วเราจะต้องหาทรานเฟอร์ฟังก์ชันของระบบลูปปิด แล้วจึงออกแบบวงจรควบคุม โดยทำให้ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของทั้งระบบอยู่ในสมการที่ควบคุมได้ (Controllability) เพื่อให้ผลตอบสนองมีค่าที่ดีที่สุด (optimization) อย่างไรก็ตาม การหาทรานเฟอร์ฟังก์ชันของระบบลูปปิดนั้นนอกจากจะทราบค่าทรานเฟอร์ฟังก์ชันในรูปของสมการคณิตศาสตร์แล้ว เราจำเป็นต้องทำการวัดหรือทดสอบแต่ละส่วนของระบบลูปปิด แต่เนื่องจากว่าเวลาจำกัด ไม่สามารถหาทรานเฟอร์ฟังก์ชันของระบบลูปปิดนั้นนอกจากจะทราบค่าทรานเฟอร์ฟังก์ชันในรูปของสมการคณิตศาสตร์แล้วเราจำเป็นต้องทำการวัดหรือทดสอบแต่ละส่วนของระบบลูปปิด แต่เนื่องจากว่าเวลาจำกัด ไม่สามารถหาทรานเฟอร์ฟังก์ชันได้ทั้งหมดจึงใช้วิธีการออกแบบวงจรควบคุมโดยวิธีลองผิดลองถูก (Trial and error) โดยสมมุติให้วงจรควบคุมเป็นแบบโพรมิโปรชันแนล-อินทิเกรเตอร์



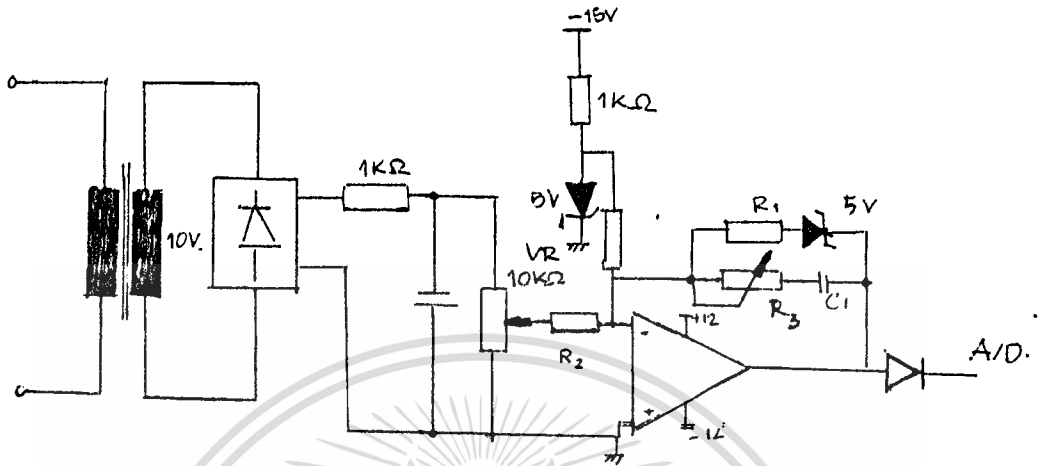
รูปที่ 4.11 บล็อกไดอะแกรมของระบบปิดส่วนอินเวอร์เตอร์



Closed control loop



รูปที่ 4.12 แสดงการตอบสนองจากตัวรบกวนแบบขั้น (step disturbance)



รูปที่ 4.13 แสดงวงจรควบคุม

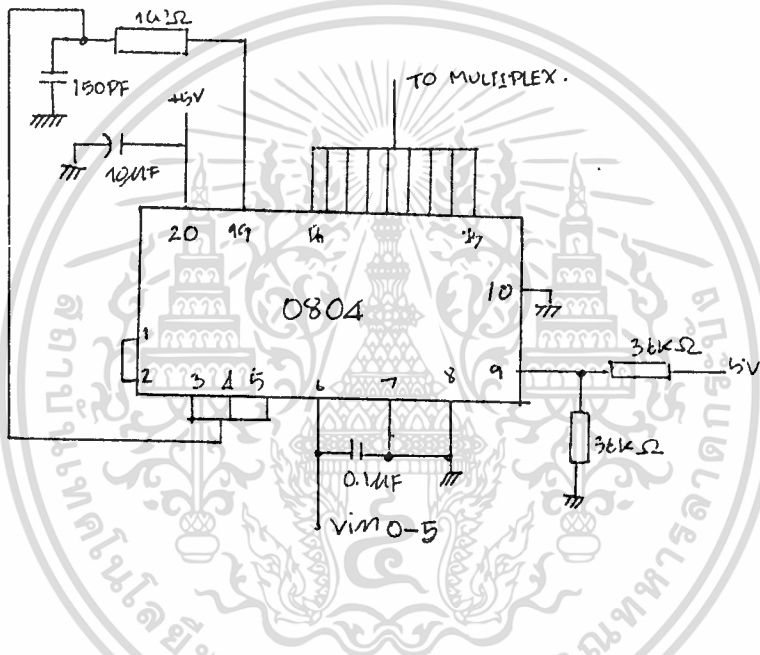
การทำตามวงจรรูปที่ 4.13 อธิบายได้ดังนี้ แรงดันไฟฟ้าขาออกจากรีเลย์
เตอร์ 220 โวลต์ ถูกลดขนาดลงเหลือ 10 โวลต์ ผ่านบริดจ์เรกติไฟเออร์ แล้วกรองให้เรียบ
ด้วยตัวเก็บประจุจากนั้นนำไปผ่านออปแอมป์ที่มีสัญญาณอ้างอิงไว้ที่ - 5 โวลต์ ทำการเปรียบเทียบ
กับสัญญาณบ็อนกัมซึ่งผ่านโปรเซสเซอร์ขั้นแรก-อันทีเกรเตอร์ ซึ่งจะได้สัญญาณดังนี้

$$V_c = \frac{SCR_2}{1+SCR_1} [V_{ref} - V_{feed}]$$

ส่วนรีเลย์ไดโอดที่ต่อक्रमระหว่างขาเอาท์พุท

และขาอินเวอร์สผ่าน

ความต้านทาน R ของออปแอมป์เป็นตัวจำกัดแรงดันไฟฟ้าไม่ให้เกิน 5 โวลต์ เพื่อป้องกันการจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่เกินช่วงทำงานของอนาล็อก ดิจิตอล คอนเวอร์เตอร์ (a/d converter) สัญญาณจากตัวควบคุมจะถูกนำไปผ่านอนาล็อก ดิจิตอล คอนเวอร์เตอร์ ไปทำการเลือกแบบในหน่วยความจำแบบโปรแกรมได้ต่อไป



รูปที่ 4.14 แสดงวงจรอนาลอกดิจิตอลคอนเวอร์เตอร์ ขนาด 8 บิต

4.2 อินเวอร์เตอร์แบบควอดรี่ย สแควร์ เวย์ (Quasi-square wave inverter)

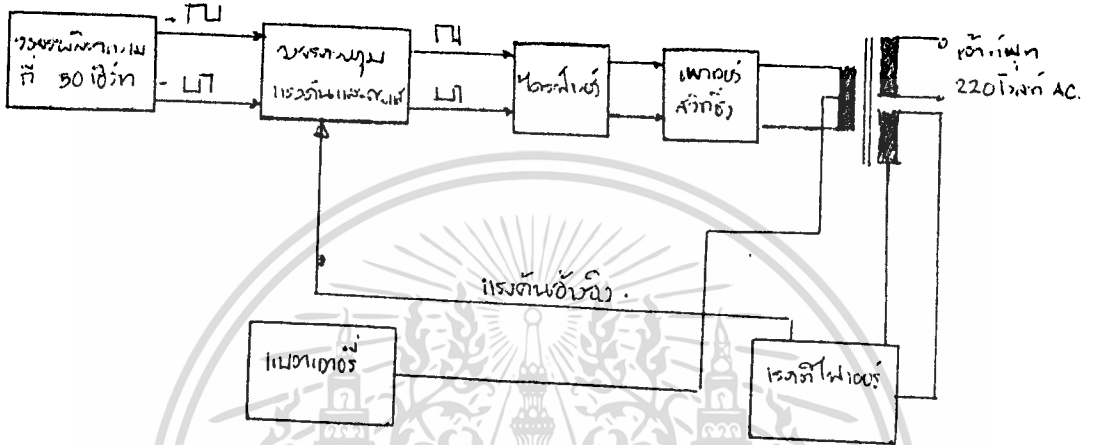
ในบริบทนี้ ได้ทำการทดลองสร้างอินเวอร์เตอร์แบบควอดรี่ย สแควร์ เวย์ (Quasi-square wave inverter) ขึ้นมาเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะด้านต่างๆ กับอินเวอร์เตอร์แบบไซน์เวย์ พัลส์วิดท์ มอดูเลชัน (sinewave pulse-width modulation) ทฤษฎีของอินเวอร์เตอร์แบบนี้จะได้กล่าวถึงในหัวข้อต่อไป และยังได้เพิ่มเติมวงจรพิเศษเพื่อไว้ป้องกันตัวอินเวอร์เตอร์เอง (protection circuit)

4.2.1 หลักการทำงาน

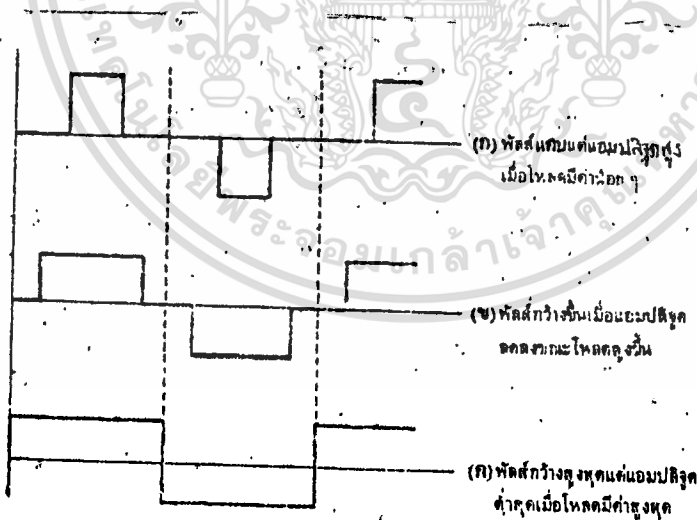
จากรูปที่ 4.15 เป็นบล็อกไดอะแกรมการทำงานของเครื่องอินเวอร์เตอร์ที่ทดลองบล็อกแรกนั้นเป็นวงจรผลิตความถี่ 50 เฮิร์ต (Hz) และแยกเฟสให้มีความต่างเฟสกัน 180 องศา ออกมาทางเอาต์พุต วงจรนี้สำหรับสร้างความถี่ 50 เฮิร์ตให้เหมือนกับการไหลที่จ่ายไปตามบ้านเรือน เหตุผลอีกอย่างหนึ่งที่ต้องใช้สัญญาณให้ต่างเฟสกัน 180 องศา นั้นก็เพื่อให้เอาต์พุตสามารถจ่ายแรงดันไฟฟ้า และกระแสได้สูงตามที่ได้ออกแบบไว้โดยไม่จำเป็นต้องใช้ทรานซิสเตอร์กำลัง (power transistor) ตัวใหญ่ๆ วิธีการนี้ทำให้ประหยัด และให้ผลดีมาก สัญญาณทั้งสองจากบล็อกแรกจะส่งเข้าวงจรควบคุมแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง (reference voltage) จากภาคเรกติไฟเออร์ (rectifier unit) มาทำการควบคุมความกว้างของพัลส์นี้ทำให้สามารถที่จะควบคุมแรงดันไฟฟ้าและกระแสทางเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงตามไปได้โดย ความกว้างของพัลส์มากก็จะทำให้มีแรงดันไฟฟ้ามืดค่าสูงขึ้นตามไปด้วย และถ้าหากความกว้างของพัลส์นั้นแคบก็ทำให้แรงดันไฟฟ้าทางเอาต์พุตนั้นลดน้อยลงไปด้วย

สัญญาณจากภาคควบคุมแรงดันไฟฟ้าและกระแส มีกระแสสูงไม่เพียงพอที่จะนำไปเอาไปใช้ในการขับเคลื่อนเพาเวอร์ สวิตชิง (power switching unit) ให้ทำงานได้อย่างเต็มที่ ดังนั้นจึงต้องมีภาคไดรเวอร์ (driver unit) เพื่อใช้ขยายกระแสให้สูงขึ้น หลังจากนั้นจึงส่งสัญญาณนี้ไปขับเคลื่อนเพาเวอร์สวิตชิงที่ทำงาน สำหรับภาคเพาเวอร์สวิตชิงนี้ จะนำมาใช้ร่วมกับเพาเวอร์ทรานส์ฟอร์มเมอร์ (power transformer) จากรูปจะเห็นว่าที่เซนต์เตอร์แทปของเพาเวอร์ทรานส์ฟอร์มเมอร์นี้ต่อเข้ากับแบตเตอรี่ การทำงานในภาคนี้อธิบายคร่าวๆ ดังนี้ เมื่อภาคเพาเวอร์สวิตชิงเกิดการสวิตช์ (switch) ขึ้นครั้งใดก็จะทำให้กระแสไฟฟ้าไหลจากแบตเตอรี่ผ่านขดลวด (winding) และเมื่อเพาเวอร์สวิตชิงเกิดหยุดสวิตช์เมื่อเวลาใดจะทำให้

เกิดการเหนี่ยวนำกระแสที่ด้านขดทุติยภูมิ (secondary winding) ทำให้ขดลวดด้านนี้มีแรงดันไฟฟ้าปรากฏขึ้น



รูปที่ 4.15 แสดงบล็อกโดยแกรมการทำงานของภาคอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.16 แสดงรูปคลื่นที่มีการปรับความกว้างของพัลส์ตามขนาดของโหนด

4.2.2 การทำงาน

วงจรโดยสมบูรณ์ของอินเวอร์เตอร์แบบนี้ แสดงดังรูปที่ 4.18 เริ่มจาก IC_{1,1} ถูกต่อให้ทำหน้าที่ เกต อินเวอร์เตอร์ (gate inverter) โดยกำเนิดสัญญาณนาฬิกา ร่วมกับคริสตอลขนาด 4 เมกกะเฮิร์ต (MHz) ที่ได้ถูกส่งเข้าไปยัง IC₂-IC₈ เพื่อทำการหาร ซึ่งไอซีแต่ละตัวถูกต่อให้เป็นวงจรหาร 10 เอาท์พุทที่ขา 12 ของ IC₈ จึงเหลือความถี่ขนาด 400 เฮิร์ต และป้อนให้ IC₉ (4 bit binary counter) ทำการหารด้วย 4 ทางขา 11 และหาร 8 ทาง 14 ดังนั้นจึงได้สัญญาณนาฬิกาความถี่ 100 เฮิร์ต และ 50 เฮิร์ต ตามลำดับ

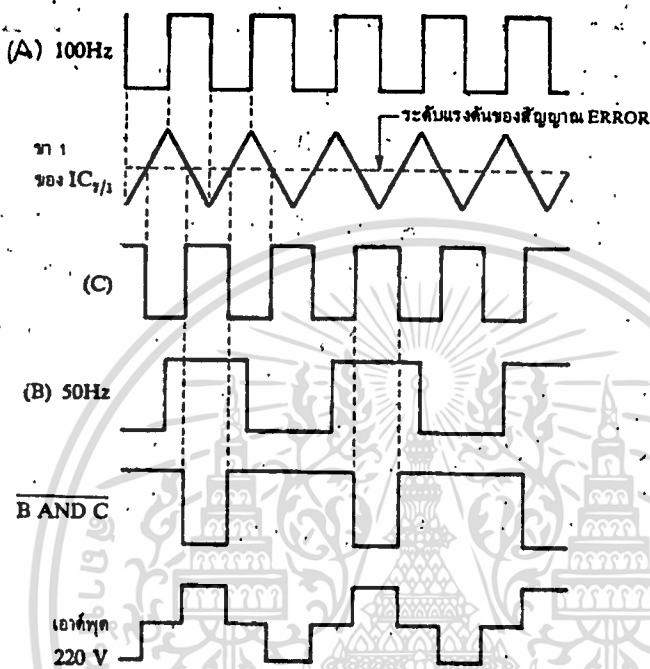
สัญญาณ 50 เฮิร์ต นี้เ็นมากกลับเฟสด้วย IC_{1,2} เพื่อให้ได้สัญญาณ 2 ชุดที่เฟสตรงกันข้าม 180 องศา สัญญาณทั้ง 2 ชุดนี้แยกกันแล้วป้อนเข้า IC_{1,3} และ IC_{1,4} เพื่อเข้าวงจรขับอันประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ TR₁-TR₂ ซึ่งจะป้อนเข้า TR₃-TR₄ ทำการขยายกระแสให้มีค่าสูงๆก่อนจะป้อนเข้าทรานซิสเตอร์กำลังทางเอาท์พุทคือ TR₇-TR₁₀ ให้ขับกระแสของเพาเวอร์ทรานส์ฟอร์มเมอร์ทางด้านชุดปฐมภูมิ (primary winding)

เราสามารถป้องกันไม่ให้ทรานซิสเตอร์ชุดใดชุดหนึ่ง (TR₇, TR₈ หรือ TR₉, TR₁₀) นำกระแสค้างไว้เมื่อวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาหรือวงจรหารเกิดหยุดทำงานโดยใช้ตัวเก็บประจุ C₇ และ C₁₀ เป็นตัวคัปปลิงสัญญาณ (coupling) ที่จะไปยังขาเบส (base) ของทรานซิสเตอร์ TR₁ และ TR₁₀

เหตุผลอีกประการหนึ่งที่ใช้ทรานซิสเตอร์กำลังทางเอาท์พุท คือเบอร์ MG15003 จำนวน 2 ตัวต่อขนานกันในแต่ละเฟส ก็เพื่อให้ได้อัตราขยายสูงเพียงพอ นอกจากนี้ยังเป็นการลดแรงดันไฟฟ้าอิ่มตัว (Vce saturation) ที่ขา C,E ให้มีน้อยลงเมื่อกระแสทางขา C มีค่ามาก โดยทรานซิสเตอร์ตัวหนึ่งจะรับกระแสเพียงครึ่งหนึ่งเท่านั้น

กลับมาที่สัญญาณ 100 เฮิร์ต ทางขา 11 ของ IC₉ ซึ่งจะถูกรับเข้าที่วงจรดิฟเฟอเรนเชียล (differential circuit) โดยต่อตัวเก็บประจุ C₁₁, C₁₂ และความต้านทาน R₁₀ และ R₁₁ เพื่อป้องกันไม่ให้ ทรานซิสเตอร์ TR₁ และ TR₂ นำกระแสพร้อมกันได้ ณ จุดเปลี่ยนของสัญญาณนาฬิกาโดยทำให้เกิดการหน่วงเวลา (delay time) ประมาณ 60 ไมโครวินาทีซึ่งจะมีผลทำให้รูปคลื่นทางเอาท์พุท (waveform output) ไม่เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่สมบูรณ์ แต่การสูญเสียอันเนื่องมาจากวิธีนี้นับว่าน้อยมาก

การที่อินเวอร์เตอร์แบบนี้สามารถรักษาแรงดันไฟฟ้าให้คงที่ได้และมีการจำกัดกระแส (current limited) ที่เป็นเช่นนี้ได้เพราะว่าได้มีการป้อนกลับแรงดันไฟฟ้าที่เอาท์พุท



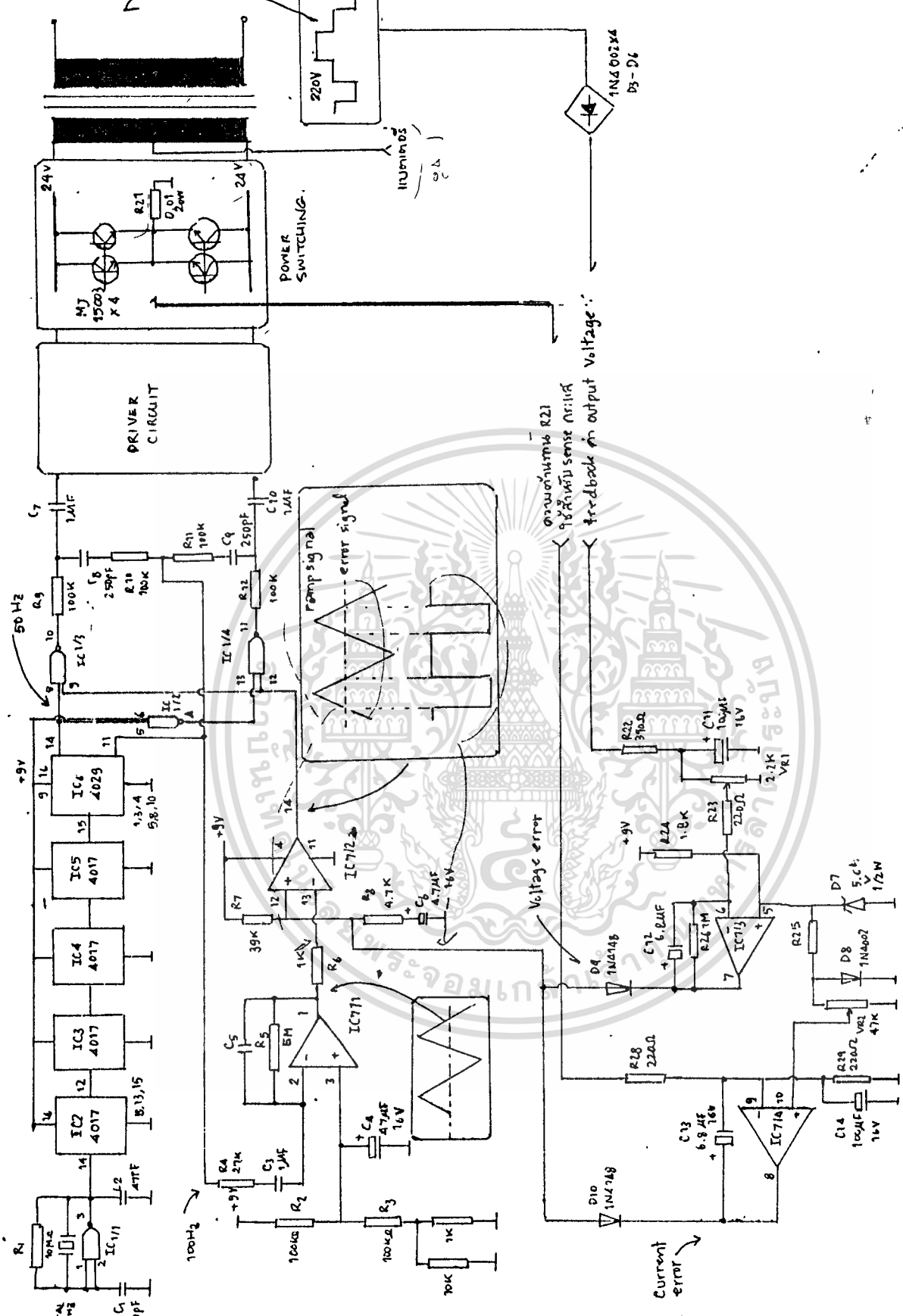
รูปที่ 4.17 แสดงรูปคลื่นตามจุดต่างๆ ของวงจรแสดงสัญญาณควบคุมการปรับความกว้างของพัลส์ที่เอาท์พุท

และกระแสของทรานซิสเตอร์กำลังนำมาควบคุมที่ภาคควบคุมแรงดันไฟฟ้าและกระแส ที่ภาคควบคุมแรงดันไฟฟ้าและกระแสจะมีการปรับความกว้างของพัลส์ (pulse width) โดยมีรายละเอียดดังนี้ การป้อนกลับแรงดันไฟฟ้าทำได้โดยใช้ทรานส์ฟอร์มเมอร์ 220V/10V ลดระดับแรงดันไฟฟ้าที่เอาท์พุทลง และถูกเรียงกระแสด้วยไดโอด D_1-D_4 ซึ่งต่อกันแบบบริดจ์ (bridge rectify) และกรองแรงดันไฟฟ้าให้เรียบด้วยตัวเก็บประจุ C_1 และป้อนเข้าขาลบของ $IC_{7/1}$ โดยผ่าน

การปรับด้วย VR₁ ทำวงจรมาย IC_{7.1} มีอัตราขยายประมาณ 1M/220Ω เท่าที่ขาบวกของ IC_{7.1} ถูกป้อนด้วยแรงดันคงที่ 5.6 โวลต์โดยใช้ D₇ เมื่อขากลางของ VR₁ มีค่าแรงดันสูงกว่านี้ ขา 7 ของ IC_{7.1} จะมีแรงดันตกลงเกือบศูนย์โวลต์ ทำให้ได้สัญญาณแสดงถึงความผิดพลาดของแรงดันไฟฟ้า (voltage error) ในส่วนของการป้อนกลับของกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์กำลังเราใช้ความต้านทาน R₂₁ ซึ่งจะได้แรงดันที่แปรผันตามค่ากระแสแรงดันนี้ถูกป้อนผ่านความต้านทาน R₂₂ เข้ามายัง IC_{7.14} ซึ่งได้ต่อเป็นวงจรถ่ายแรงดันไฟฟ้า ถ้าแรงดันไฟฟ้าจาก R₂₂ สูงกว่าแรงดันที่ปรับได้จาก VR₁ เอาท์พุทของ IC_{7.14} จะตกลงเช่นเดียวกันทำให้ได้สัญญาณที่แสดงความผิดพลาดของกระแส (current error)

สัญญาณแสดงถึงความผิดพลาดทั้ง 2 สัญญาณ ถูกนำมาออร์ (OR) กันด้วยไดโอด D₉, D₁₀ ที่ขา 12 ของ IC_{7.12} โดยมีความต้านทาน R₇, R₈ และตัวเก็บประจุ C₈ ความคุมอัตราการเปลี่ยนแปลง ซึ่งจำเป็นมากในการป้องกันไม่ให้แรงดันไฟฟ้าที่เอาท์พุทเกิดกระชากอย่างทันทีทันใดขณะเริ่มเปิดเครื่อง (soft start) สัญญาณแสดงถึงความผิดพลาดนี้ถูกนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันกับรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่ได้จากการอินทิเกรตสัญญาณนาฬิกา 100 เฮิร์ต ของ IC_{7.1} ผลจากการเปรียบเทียบจาก IC_{7.12} นี้ ทำให้ได้สัญญาณควบคุมความกว้างของพัลส์โดยป้อนเข้า แนนด์ เกต (nand gate) โดยใช้ IC_{7.13} และ IC_{7.14}

รูปที่ 4.14 แสดงรูปคลื่น ณ จุดต่างๆ รูป (A) เป็นสัญญาณนาฬิกา 100 เฮิร์ต ซึ่งส่งเข้ามาอินทิเกรตโดย IC_{7.1} ได้รูปคลื่นสามเหลี่ยมทางขา 1 ของ IC_{7.12} แล้วนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณแสดงถึงความผิดพลาด ทำให้ได้รูปคลื่น (C) ซึ่งเป็นรูปคลื่น 100 เฮิร์ต เช่นกันแต่ละเฟสจะเลื่อนไปตามสัญญาณแสดงถึงความผิดพลาด เมื่อนำรูปคลื่น (B) มาแนนด์ (nand) กับรูปคลื่น (C) ด้วย IC_{7.13} และรูปคลื่น (C) ยังแนนด์กับรูปคลื่น (B) โดยใช้ IC_{7.14} เพื่อให้ได้สัญญาณ 2 เฟสตรงกันข้ามป้อนเข้าภาคไดรเวอร์ เพื่อขับทรานซิสเตอร์กำลัง (drive power transistor) ก็จะได้รูปคลื่นสุดท้ายขนาด 220 โวลต์ออกจากเพาเวอร์ทรานส์ฟอร์มเมอร์



รูปที่ 4.18 แสดงรูปร่างวงจรโดยสมบูรณของอินเวอร์เตอร์

บทที่ 5

การทดลอง ผลการทดลอง U.P.S.

5.1 บทนำ

จากบทที่แล้วได้กล่าวถึงทฤษฎี การสร้าง และการทำงานมาแล้ว ในบทนี้จะแสดงผลการทดลองของแต่ละระบบ รวมถึงผลของการทดลอง

5.2 การทดลองและผลการทดลองของ UPS ชนิดรูปสัญญาณเอาต์พุตเป็นรูปสัญญาณไซน์

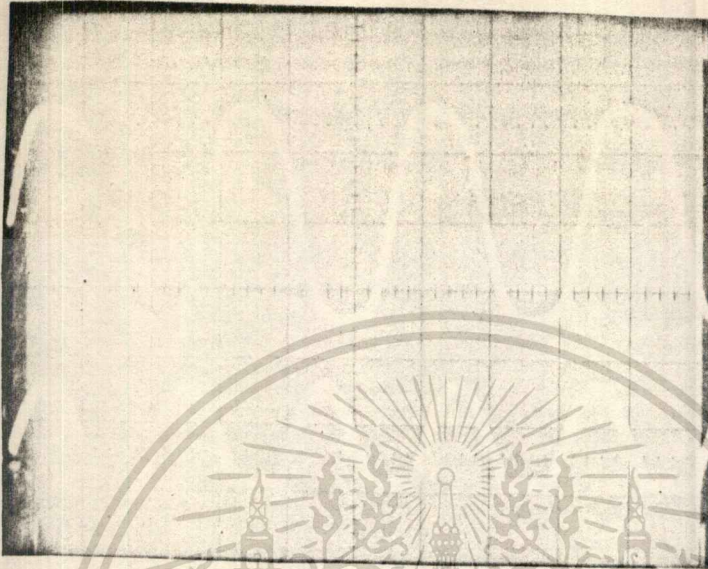
การทดลองระบบลูปปิดเพื่อดูผลตอบสนองของระบบนี้ มีขั้นตอนการทดสอบดังนี้

5.2.1 เปลี่ยนแปลงคำสั่งทันที (step command) แล้วดูผลว่าระบบสามารถทำให้ตัวแปรที่ถูกควบคุมมีการเปลี่ยนแปลงตามคำสั่งทันทีหรือไม่

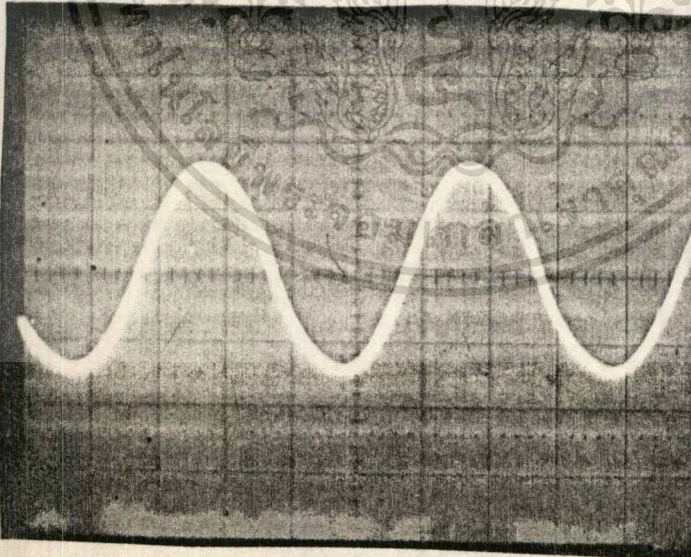
5.2.2 เปลี่ยนแปลงโหลดหรือตัวรบกวนทันที (step load or step disturbance) ดูผลว่าระบบสามารถรักษาตัวแปรที่ถูกควบคุมให้มีค่าคงที่ตลอดเวลา ไม่แปรตามโหลดที่เปลี่ยนไป

สำหรับกรณีของ UPS ซึ่งเป็นระบบออนไลน์ (on line) นั้นจะทดสอบผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดก็เพียงพอแล้ว โดยจะทดสอบโดยการเพิ่มโหลดอย่างทันทีทันใดจากภาวะที่ไร้โหลด

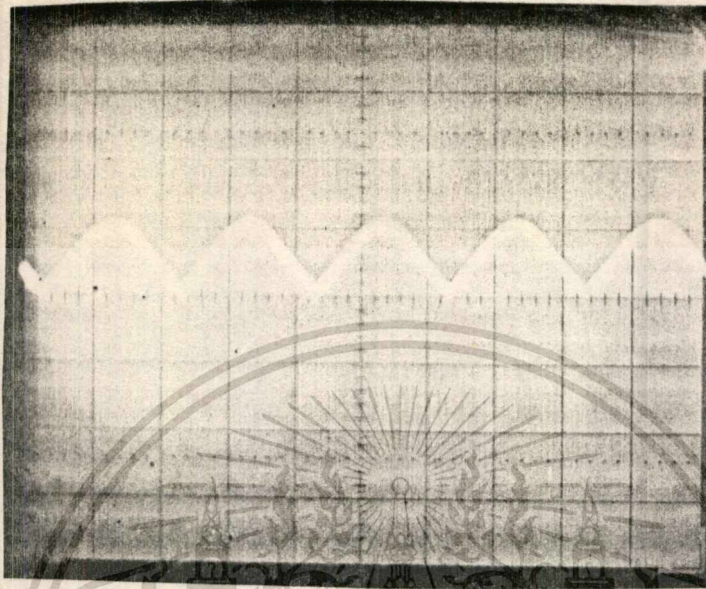
ผลการทดลองจะได้รูปสัญญาณแรงดัน โหม่งไฟและกระแสจากส่วนซาร์จเจอร์ในภาวะไร้โหลด ดังรูปที่ 5.1 จะเห็นได้ว่ากระแสยังอยู่ในลักษณะไม่ต่อเนื่อง ในภาวะไร้โหลดโดยมีรูปสัญญาณกระแสจะอยู่ด้านล่างมีสเกล (scale) แกนตั้ง 2 A/div และระดับแรงดันโหม่งไฟจะเป็นรูปสัญญาณด้านบนมีสเกลตั้ง 200 V/div



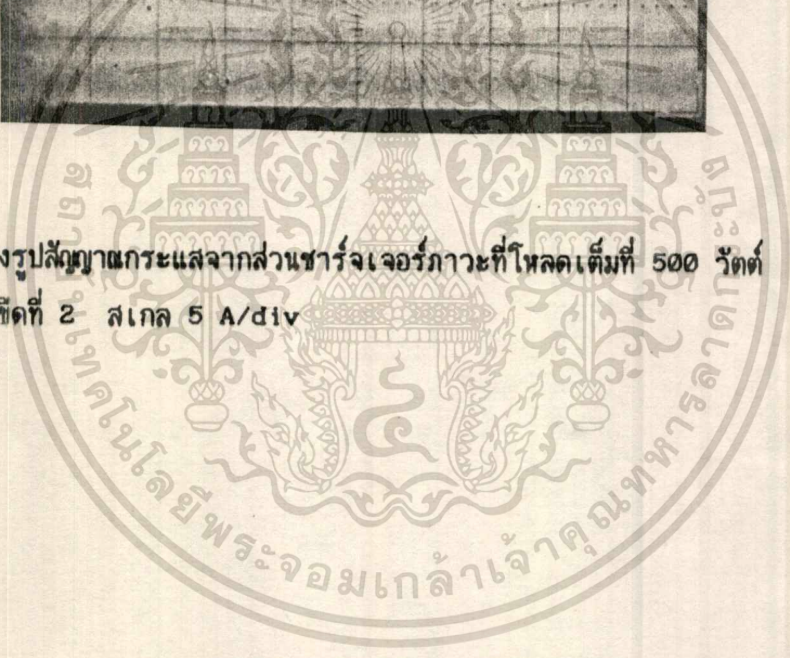
รูปที่ 5.1 แสดงรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้า (สัญญาณบน) สเกลแกนตั้ง 200 V/div และรูปสัญญาณกระแส (สัญญาณล่าง) สเกลแกนตั้ง 2 A/div

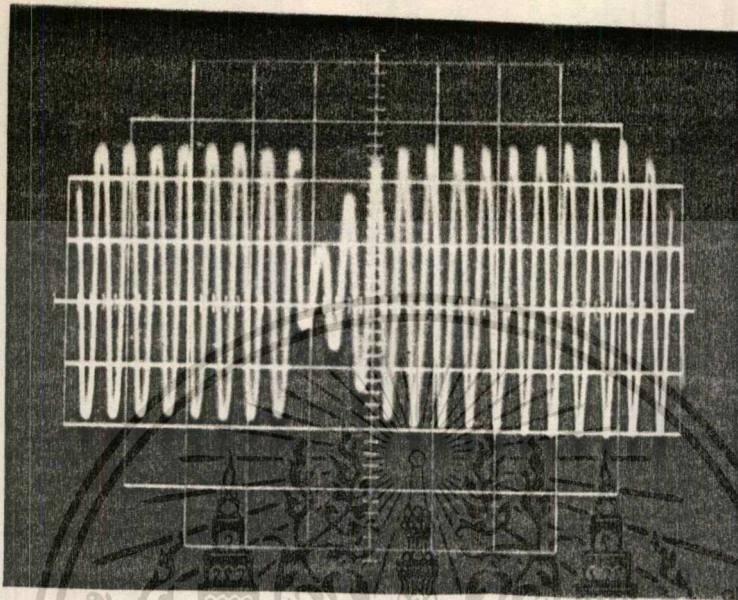


รูปที่ 5.2 แสดงรูปสัญญาณเอาท์พุท เมื่อมีโหลดเต็มที่ (full load) 500 วัตต์ สเกลแกนตั้ง 200 V/div และแกนนอน 5 mV/div

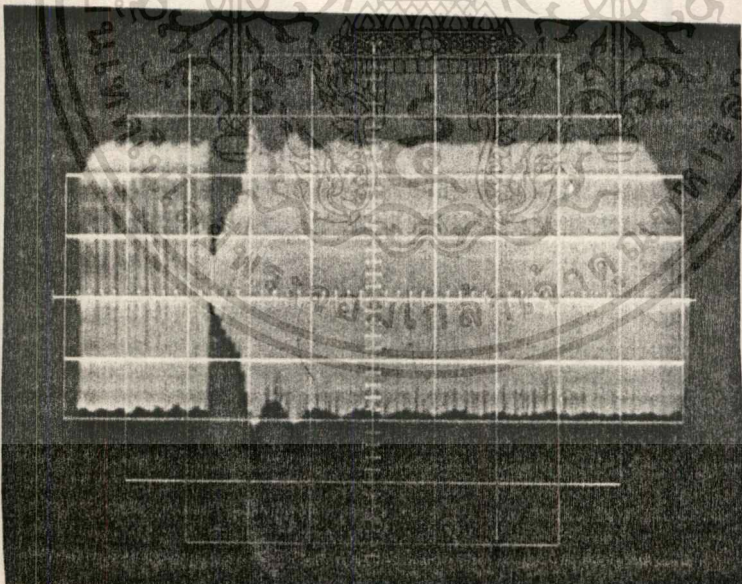


รูปที่ 5.3 แสดงรูปสัญลักษณ์กระแสดจากส่วนชาร์จเจอร์ภาวะที่โหลดเต็มที่ 500 วัตต์ ใ้สเกลแกนตั้งมีกราว์อยู่ที่ขีดที่ 2 สเกล 5 A/div





(ก) สเกลแกนตั้ง 100 V/div แกนนอน 20 ms/div



(ข) สเกลแกนตั้ง 100 V/div แกนนอน 200 ms/div

รูปที่ 5.4 แสดงการเปลี่ยนแปลงของระดับแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุท เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลด

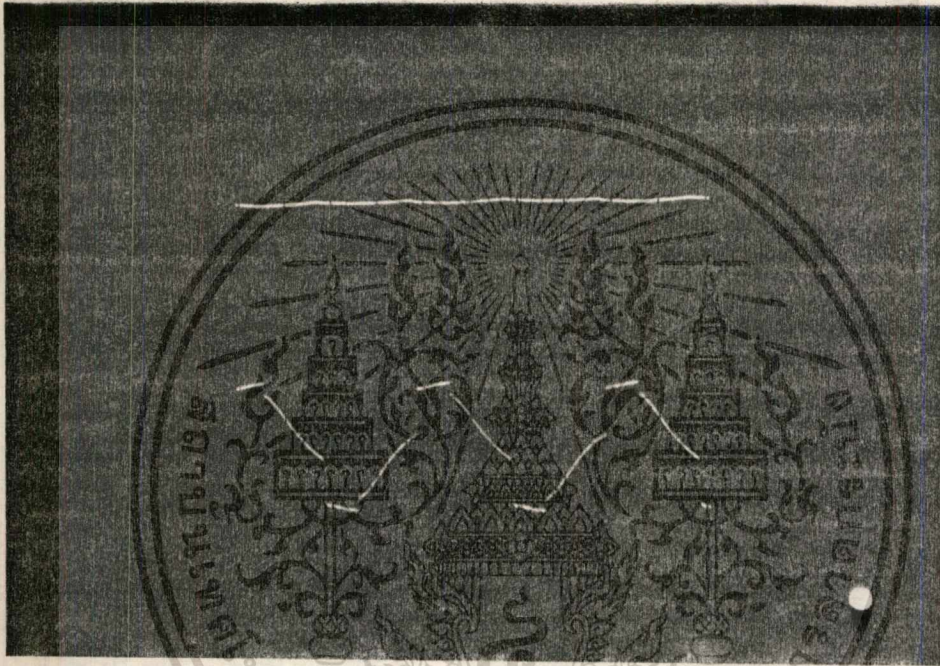
(ก) เมื่อได้รับโหลด 100 วัตต์ (ข) เมื่อได้รับโหลดเต็มที่ 500 วัตต์

สำหรับการวัดค่าระดับแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุทจากการเพิ่มโหลดขนาดต่างๆ มีดังนี้

โหลด (วัตต์)	V_{out} (rms value)
ไร้โหลด	222
100	219
200	218
300	220
400	222
500	223

ตารางที่ 5.1 แสดงผลการทดลองของ UPS ชนิดสวิตช์โหมดแรงดัน ในภาวะโหลดค่าต่างๆ

5.3 การทดลอง และผลการทดลองของ UPS ชนิดรูปสัญญาณแควอซี
ในการวิจัย UPS ชนิดนี้ได้บันทึกผลรูปสัญญาณต่างๆ ดังนี้



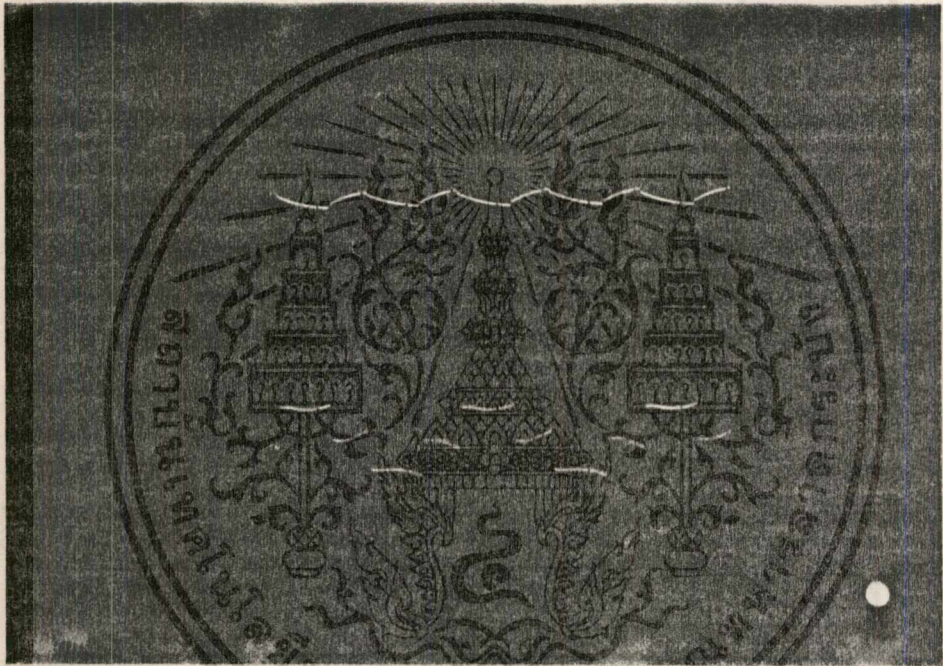
รูปที่ 5.5 แสดงรูปสัญญาณขาออกเมื่อภาวะไร้โหลด

สัญญาณด้านบน เป็นระดับแรงดันไฟฟ้าจากส่วนอัดประจุแบตเตอรี่ สเกลแกน

ตั้ง 10 V/div

สัญญาณด้านล่าง เป็นระดับแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุท สเกลแกนตั้ง 200 V/div

สำหรับสเกลแกนนอน 5 ms/div



รูปที่ 5.6 แสดงรูปสัญลักษณ์เมื่อภาวะโหลตเต็มที่ โดยใช้สเกลเช่นเดียวกับรูปที่ 5.5

โดยผลการทดลองการวัดค่าระดับแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุทจากการเพิ่มโหลดค่า

ต่างๆ มีดังนี้

โหลด (วัตต์)	V_{out} (rms value)
ไร้โหลด	225
100	215
200	216
300	218
350	223

ตารางที่ 5.2 แสดงผลการทดลองของ UPS ชนิดสัญญาณควอซี ในภาวะโหลดค่าต่างๆ

บทที่ 6

บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

ในปริศนาฉบับนี้ ได้แสดงการออกแบบ และสร้าง UPS ชนิดสัญญาณชายน้ และแบบสัญญาณควอซี สำหรับจ่ายไฟต่อเนื่องขนาด 500 วัตต์ และ 350 วัตต์ ตามลำดับ โดยใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังทำการแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเพื่ออัดประจุแบตเตอรี่ และจ่ายให้กับชุดอินเวอร์เตอร์ทั้ง 2 แบบ ซึ่งต้องรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าให้คงที่ โดยใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังแบบ ฮาล์ฟ คอนโทรล ซิงเกิล เฟส บริดจ์ และใช้การควบคุมแบบลูปปิดภายในตัวมันเอง โดยใช้วงจรควบคุมแบบอนาล็อกชนิด PI จาก การทดลอง UPS แบบสัญญาณชายน้และแบบสัญญาณควอซี ต่างก็มีข้อเหมาะสมกันและด้าน และ การรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุทสามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าได้เกือบจะคงที่ UPS แบบสัญญาณชายน้มีรูปสัญญาณที่ใกล้เคียงกับสัญญาณชายน้ธรรมชาติ ซึ่งเหมาะสมกับการใช้งานกับโหลดทุกสภาวะ แต่ราคาต้นทุนในการทำจะแพงกว่า UPS แบบสัญญาณควอซี สำหรับ UPS แบบสัญญาณควอซี จะมีข้อจำกัดทางการใช้งานกับโหลดที่มีค่าความเหนี่ยวนำ (inductive load) เพราะว่าจะทำให้ประสิทธิภาพของการทำงานลดลง

จากผลการทดลองที่ได้เสนอผ่านมานั้น UPS แบบสัญญาณชายน้ ขนาด 500 วัตต์ โดยใช้เทคนิค พัลส์ วิตซ์ มอดูเลชัน (pulse width modulation technique) จะ ได้รูปสัญญาณที่มีความเพี้ยน (distortion) ของสัญญาณต่ำกว่า 2 เปอร์เซ็นต์ โดยมีประสิทธิภาพของ UPS ทั้ง 2 แบบจะมีค่าใกล้เคียงกันโดยประมาณ 55 เปอร์เซ็นต์ และเรกูเลชัน (regulation) ประมาณ - 1.5 ถึง + 1.5 เปอร์เซ็นต์ การทำงานของระบบนี้เป็นที่น่าพอใจ ซึ่งสามารถนำมาใช้กับโหลดวิกฤต (critical load) เช่น คอมพิวเตอร์ ได้จริง

อย่างไรก็ตามระบบที่สร้างขึ้นก็มีข้อจำกัดด้านขนาดและน้ำหนัก เนื่องมาจากหม้อแปลงของภาคอินเวอร์เตอร์ และส่วนอัดประจุแบตเตอรี่จะมีขนาดใหญ่ และน้ำหนักมาก แนวทางแก้ไขจะสามารถลดขนาดของหม้อแปลงทางส่วนอัดประจุแบตเตอรี่ให้มีขนาดเล็ก ลง ถ้าทำการสวิทช์ที่ระดับแรงดันไฟฟ้าสูงโดยตรงเลย โดยไม่ต้องทำการแปลงระดับแรงดันไฟฟ้าลงด้วยหม้อแปลง ก็จะสามารถลดขนาด น้ำหนักลงได้



COMPLEMENTARY SILICON POWER TRANSISTORS

The MJ15003 and MJ15004 are PowerBase power transistors designed for high power audio, disk head positioners and other linear applications.

- High Safe Operating Area (100% Tested) - 250 W @ 50 V
- For Low Distortion Complementary Designs
- High DC Current Gain - $h_{fL} = 2b$ (Min) @ $I_C = 5$ A dc

20 AMPERE
POWER TRANSISTORS
COMPLEMENTARY SILICON

140 VOLTS
250 WATTS

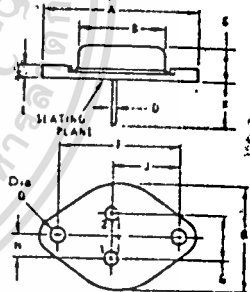


MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	$V_{CE0(sust)}$	140	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	140	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	5	Vdc
Collector Current - Continuous	I_C	20	A dc
Base Current - Continuous	I_B	5	A dc
Emitter Current - Continuous	I_E	25	A dc
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ C$ Derate above $25^\circ C$	P_D	250	Watts
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +200	$^\circ C$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	0.70	$^\circ C/W$
Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes: 1/16" from Case for <10s.	T_L	265	$^\circ C$



PIN 1 BASE
2 EMITTER
CASE COLLECTOR

DIM	MILLIMETERS			INCHES		
	M.A.	M.A3	M.A3	M.A.	M.A3	M.A3
A	-	35.27	-	1.388	-	-
B	-	21.14	-	0.832	-	-
C	F.35	7.62	0.250	0.300	-	-
D	0.85	1.05	0.035	0.043	-	-
E	-	3.43	-	0.135	-	-
F	25.92	27.45	1.137	1.117	-	-
G	2.67	11.18	0.105	0.440	-	-
H	1.51	1.51	0.060	0.060	-	-
J	6.64	17.15	0.262	0.675	-	-
K	11.18	12.15	0.440	0.480	-	-
L	3.14	4.05	0.125	0.161	-	-
M	-	21.87	-	0.861	-	-

CONTINUED ON REVERSE SIDE OF THIS SHEET

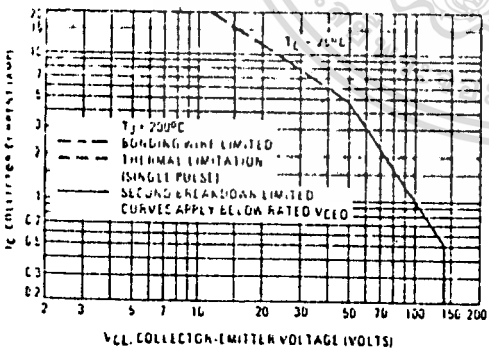
TO-3

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

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
DC CHARACTERISTICS				
Collector-Emitter Sustaining Voltage (I _C = 200 mA dc, I _B = 0)	V _{CE(sust)}	140	-	V _{dc}
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 140 V _{dc} , V _{BE(oh)} = 1.5 V _{dc} , V _{CE} = 140 V _{dc} , V _{BE(off)} = 1.5 V _{dc} , T _C = 150°C)	I _{CEX}	-	100 2	μA dc mA dc
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 140 V _{dc} , I _B = 0)	I _{CC}	-	250	μA dc
Emitter Cutoff Current (V _{EB} = 5 V _{dc} , I _C = 0)	I _{EB0}	-	100	μA dc
SECOND BREAKDOWN				
Second Breakdown Collector Current with Base Forward Biased (I _{ES} = 50 V _{dc} , t = 1 μs (non-repetitive), I _{ESL} = 100 V _{dc} , t = 1 μs (non-repetitive))	I _{S2}	5 1	-	A dc
DC CHARACTERISTICS				
DC Current Gain (I _C = 5 A dc, V _{CE} = 2 V _{dc})	h _{FE}	25	150	-
Collector-Emitter Saturation Voltage (I _C = 5 A dc, I _B = 0.5 A dc)	V _{CE(sat)}	-	1	V _{dc}
Base-Emitter On Voltage (I _C = 5 A dc, V _{CE} = 2 V _{dc})	V _{BE(on)}	-	2	V _{dc}
DYNAMIC CHARACTERISTICS				
Current Gain Bandwidth Product (I _C = 0.5 A dc, V _{CE} = 10 V _{dc} , f _{test} = 0.5 MHz)	f _T	2	-	MHz
Output Capacitance (V _{CE} = 10 V _{dc} , I _E = 0, f _{test} = 1 MHz)	C _{ob}	-	1000	pF

f_{test} = Pulse Width: 30% on, 70% off, 1 μs

FIGURE 1 - ACTIVE REGION SAFE OPERATING AREA



There are two limitations on the power-handling ability of a transistor: average junction temperature and second breakdown. Safe operating area curves indicate I_C - V_{CE} limits of the transistor that must be observed for reliable operation, i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than the curves indicate.

The data of Figure 1 is based on T_{J(ops)} = 200°C. T_C is variable depending on conditions. At high case temperatures, thermal limitations will reduce the power that can be handled to values less than the limitations imposed by second breakdown.

$I_{max} @ T_C = 50^\circ C$

$T_C + P_D R_{\theta JC} (1) \leq T_J$

$$I_{max} = \frac{I_{DC}(25^\circ) \times (T_{Jmax} - T_C)}{P_D \times R_{\theta JC} \times f(t)}$$

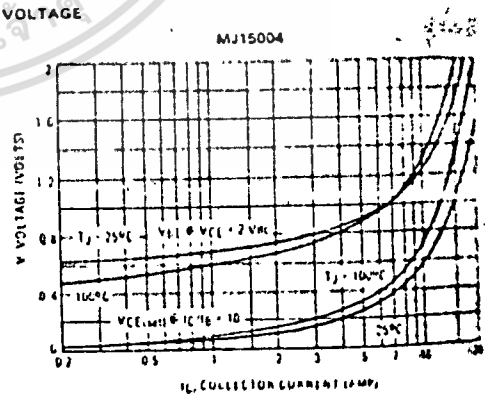
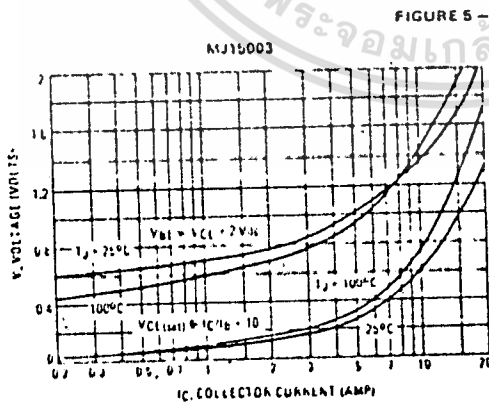
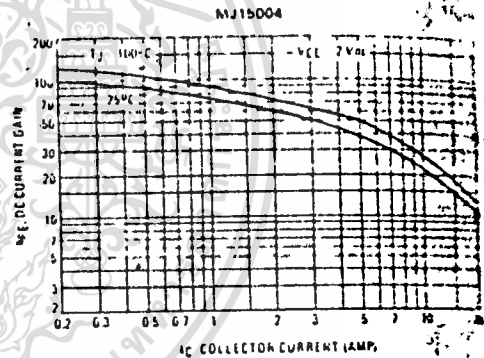
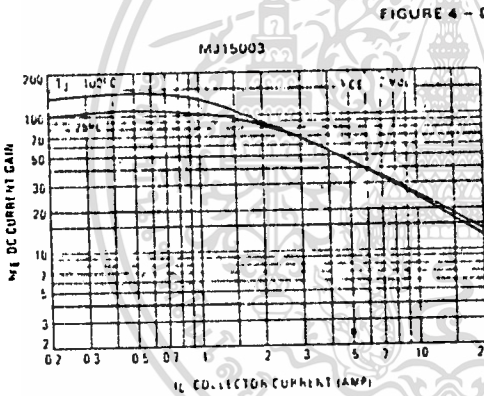
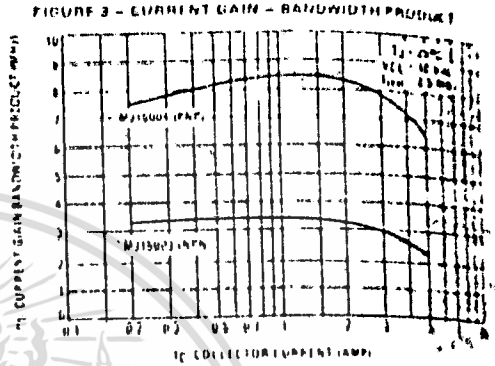
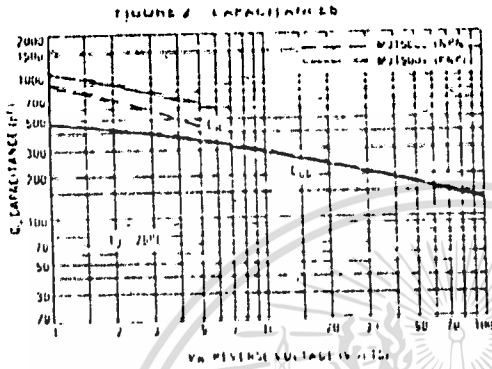
$T_{Jmax} = 200^\circ C, T_C = 50^\circ C$
 $P_D = 250W @ 25^\circ C$

$R_{\theta JC} = 0.70^\circ C/W (D.L.) = 0.7, (1.0)$

$f(t) = 1/69 (1/2, 0.5, P_{avg} = 100mW)$

$$I_{max} = \frac{I_{DC}(25^\circ) \times (200 - 50)}{250 \times 0.7 \times 0.69} = I_{DC}(25^\circ) \times 1.05$$

TYPICAL CHARACTERISTICS



NPN PNP
TIP120 TIP125
TIP121 TIP126
TIP122 TIP127



**PLASTIC MEDIUM POWER
 COMPLEMENTARY SILICON TRANSISTORS**

... designed for general-purpose amplifier and low-speed switching applications.

- High DC Current Gain -
 $h_{FE} = 2500$ (Typ) @ $I_C = 4.0$ A dc
- Collector-Emitter Sustaining Voltage - @ 100 mA dc
 $V_{CE(sus)} = 60$ V dc (Min) - TIP120, TIP125
 $= 80$ V dc (Min) - TIP121, TIP126
 $= 100$ V dc (Min) - TIP122, TIP127
- Low Collector-Emitter Saturation Voltage -
 $V_{CE(sat)} = 2.0$ V dc (Max) @ $I_C = 3.0$ A dc
 $= 4.0$ V dc (Max) @ $I_C = 5.0$ A dc
- Monolithic Construction with Built In Base-Emitter Shunt Resistors
- TO-220AB Compact Package
- TO-66 Leadform Also Available

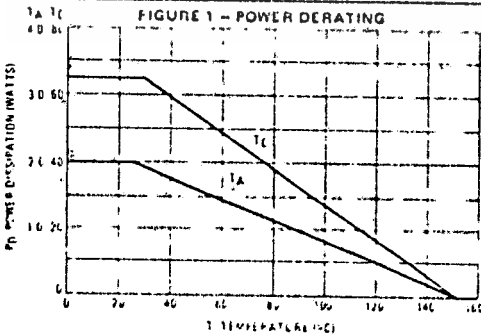
***MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	TIP120, TIP125	TIP121, TIP126	TIP122, TIP127	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CE}	60	80	100	V dc
Collector Base Voltage	V_{CB}	60	80	100	V dc
Emitter Base Voltage	V_{EB}	-1.0			V dc
Collector Current - Continuous Peak	I_C	5.0			A dc
Base Current	I_B	120			mA dc
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	65			Watts W/°C
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	2.0			Watts W/°C
Unclamped Inductive Load Energy (1)	E	50			mJ
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +150			°C

THERMAL CHARACTERISTICS

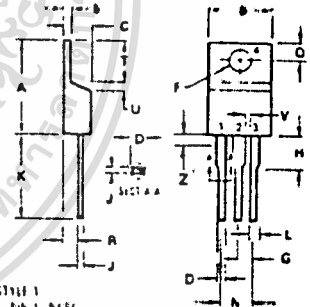
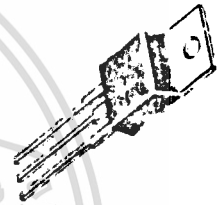
Characteristics	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.02	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	62.5	°C/W

(1) $I_C = 1$ A, $L = 100$ mH, $P_{RF} = 10$ W, $V_{CC} = 20$ V, $R_{EE} = 100 \Omega$.



**DARLINGTON
 8 AMPERE
 COMPLEMENTARY SILICON
 POWER TRANSISTORS**

80-80-100 VOLTS
 65 WATTS



STYLE 1
 PIN 1 BASE
 2 COLLECTOR
 3 EMITTER
 4 COLLECTOR

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	14.0	15.75	0.551	0.620
B	9.0	12.5	0.354	0.492
C	4.0	4.2	0.157	0.165
D	1.2	1.65	0.047	0.065
E	3.6	3.9	0.142	0.154
F	2.4	2.6	0.095	0.103
G	2.75	3.0	0.108	0.118
H	0.5	0.6	0.020	0.024
I	12.75	14.25	0.502	0.561
J	1.14	1.25	0.045	0.050
K	4.0	5.3	0.157	0.210
L	7.5	10.0	0.295	0.394
M	1.0	1.5	0.039	0.059
N	1.4	1.5	0.055	0.059
O	0.7	0.8	0.028	0.031
P	0.5	0.7	0.020	0.028
Q	0.5	0.7	0.020	0.028
R	0.5	0.7	0.020	0.028
S	0.5	0.7	0.020	0.028
T	0.5	0.7	0.020	0.028
U	0.5	0.7	0.020	0.028
V	1.14	1.25	0.045	0.050
W	1.0	1.02	0.039	0.040

CASE 221A 02
 TC 226AB

TIP120, TIP121, TIP122, NPN, TIP125, TIP126, TIP127, PNP

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Collector-Emitter Sustaining Voltage (1) ($I_C = 100\text{ mAdc}$, $I_B = 0$)	$V_{CE(sus)}$	80 80 100	-	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 30\text{ Vdc}$, $I_B = 0$) ($V_{CE} = 40\text{ Vdc}$, $I_B = 0$) ($V_{CE} = 60\text{ Vdc}$, $I_B = 0$)	I_{CEO}	-	0.5 0.5 0.5	mAdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 60\text{ Vdc}$, $I_E = 0$) ($V_{CB} = 80\text{ Vdc}$, $I_E = 0$) ($V_{CB} = 100\text{ Vdc}$, $I_E = 0$)	I_{CBO}	-	0.2 0.2 0.2	mAdc
Emitter Cutoff Current ($V_{BE} = 5.0\text{ Vdc}$, $I_C = 0$)	I_{EBO}	-	2.0	mAdc
ON CHARACTERISTICS (1)				
DC Current Gain ($I_C = 0.5\text{ Adc}$, $V_{CE} = 3.0\text{ Vdc}$) ($I_C = 3.0\text{ Adc}$, $V_{CE} = 3.0\text{ Vdc}$)	β_{FE}	1000 1000	-	-
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 3.0\text{ Adc}$, $I_B = 12\text{ mAdc}$) ($I_C = 5.0\text{ Adc}$, $I_B = 20\text{ mAdc}$)	$V_{CE(sat)}$	-	2.0 4.0	Vdc
Base-Emitter On Voltage ($I_C = 3.0\text{ Adc}$, $V_{CE} = 3.0\text{ Vdc}$)	$V_{BE(on)}$	-	2.5	Vdc
DYNAMIC CHARACTERISTICS				
Small-Signal Current Gain ($I_C = 3.0\text{ Adc}$, $V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$, $f = 1.0\text{ MHz}$)	β_{sig}	4.0	-	-
Output Capacitance ($V_{CB} = 10\text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $f = 0.1\text{ MHz}$)	C_{op}	-	300 200	pF

(1) Pulse Test: Pulse Width $\leq 300\ \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2\%$

FIGURE 2 - SWITCHING TIMES TEST CIRCUIT

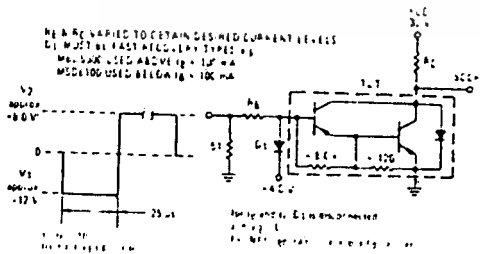
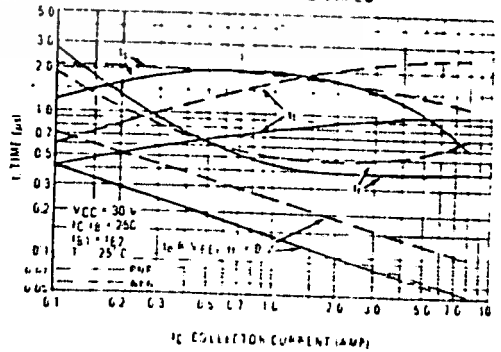
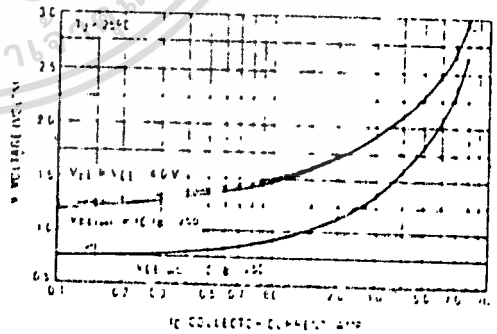
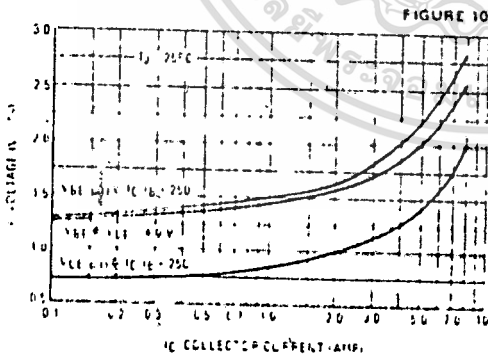
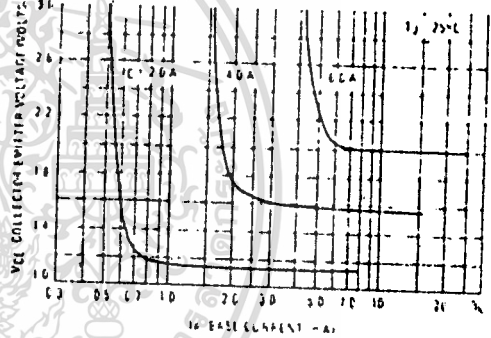
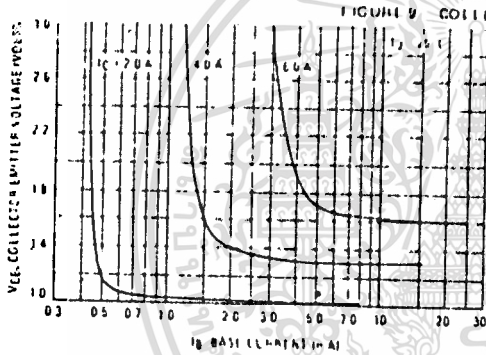
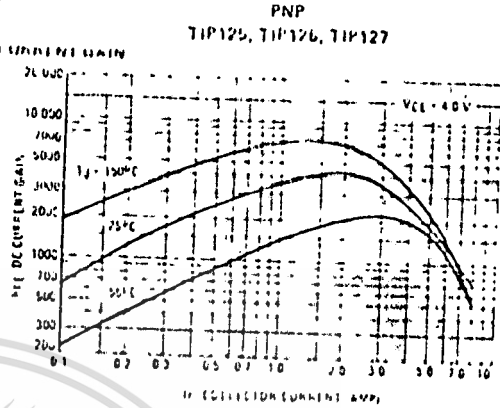
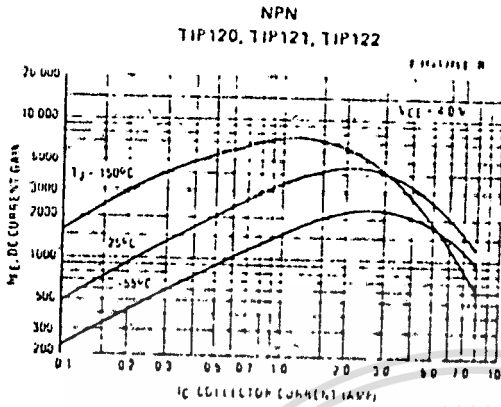


FIGURE 3 - SWITCHING TIMES





ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

Temperature Under Bias	-10°C to +80°C
Storage Temperature	-65°C to +125°C
All Input or Output Voltages with Respect to Ground	+6.25 V to -0.6V
Voltage on Pin 24 with Respect to Ground	+13.5V to -0.6V
V _{PP} Supply Voltage with Respect to Ground	+14.0 V to -0.6V

*NOTICE: Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

D.C. AND A.C. OPERATING CONDITIONS DURING READ

	27256	27256-3	27256-4	27256-25	27256-30	27256-45
Operating Temperature Range	0°C-70°C	0°C-70°C	0°C-70°C	0°C-70°C	0°C-70°C	0°C-70°C
V _{CC} Power Supply ^{1,2}	5V ± 5%	5V ± 5%	5V ± 5%	5V ± 10%	5V ± 10%	5V ± 10%

READ OPERATION
D.C. CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Limits			Units	Test Conditions
		Min.	Typ. ³	Max.		
I _{LI}	Input Load Current			10	μA	V _{IN} = 5.5V
I _{LO}	Output Leakage Current			10	μA	V _{OUT} = 5.5V
I _{PP1} ²	V _{PP} Current Read Standby			5	mA	V _{PP} = 5.5V
I _{CC1} ²	V _{CC} Current Standby		20	40	mA	$\overline{CE} = V_{IH}$
I _{CC2} ²	V _{CC} Current Active		45	100	mA	$\overline{CE} = \overline{OE} = V_{IH}$ V _{PP} = V _{CC}
V _{IL}	Input Low Voltage	-1		+.8	V	
V _{IH}	Input High Voltage	2.0		V _{CC} + 1	V	
V _{OL}	Output Low Voltage			.45	V	I _{OL} = 21 mA
V _{OH}	Output High Voltage	2.4			V	I _{OH} = -400 μA
V _{PP} ²	V _{PP} Read Voltage	3.8		V _{CC}	V	V _{CC} = 5.0V ± 0.25V

READ OPERATION A.C. CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	27256-25 & 27256 Limits		27256-30 & 27256-3 Limits		27256-45 & 27256-4 Limits		Units	Test Conditions
		Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.		
t _{ACC}	Address to Output Delay		250		300		450	ns	$\overline{CE} = \overline{OE} = V_{IL}$
t _{CE}	\overline{CE} to Output Delay		250		300		450	ns	$\overline{OE} = V_{IL}$
t _{OE}	\overline{OE} to Output Delay		100		120		150	ns	$\overline{CE} = V_{IL}$
t _{DF} ⁴	\overline{OE} High to Output Float	0	60	0	105	0	130	ns	$\overline{CE} = V_{IL}$
t _{OH}	Output Hold from Addresses, \overline{CE} or \overline{OE} Whichever Occurred First	0		0		0		ns	$\overline{CE} - \overline{OE} - V_{IL}$

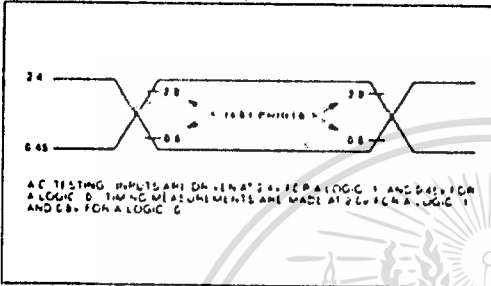
NOTES:

1. V_{CC} must be applied simultaneously or before V_{PP} and removed simultaneously or after V_{PP}.
2. V_{PP} may be connected directly to V_{CC} except during programming. The supply current would then be the sum of I_{CC} and I_{PP}.
3. Typical values are for t_A = 25°C and nominal supply voltages.
4. This parameter is only sampled and is not 100% tested. Output Float is defined as the point where data is no longer driven—see timing diagram on the following page.

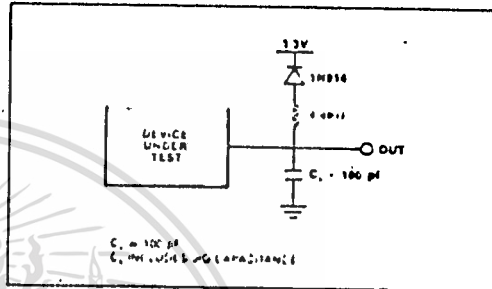
CAPACITANCE ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $f = 1\text{ MHz}$)

Symbol	Parameter	Typ. ¹	Max.	Unit	Conditions
C_{IN}^2	Input Capacitance	4	6	pF	$V_{IN} = 0\text{V}$
C_{OUT}	Output Capacitance	8	12	pF	$V_{OUT} = 0\text{V}$

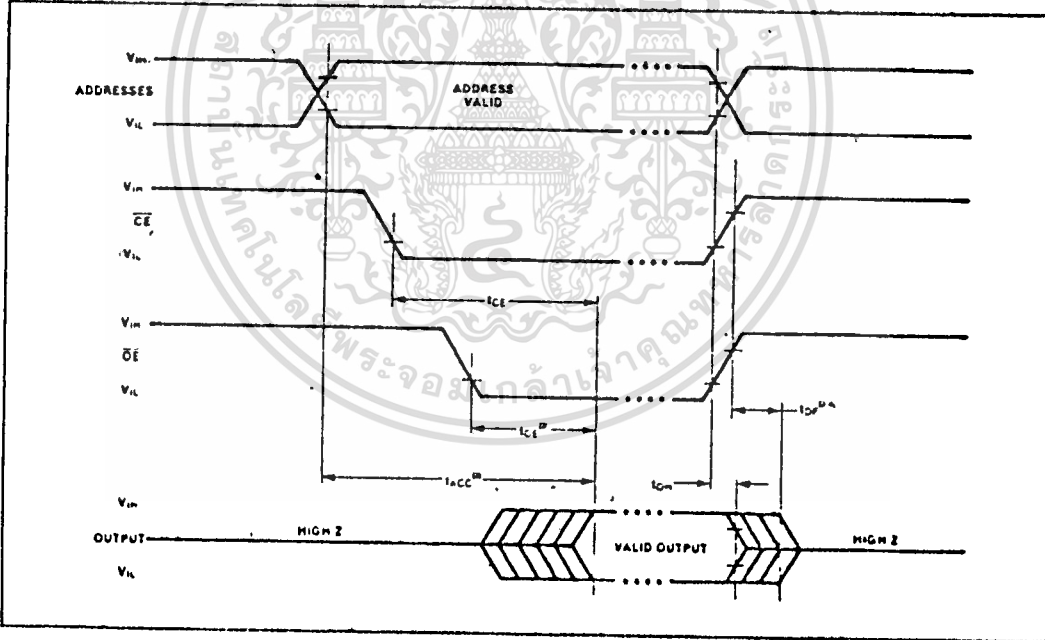
A.C. TESTING INPUT/OUTPUT WAVEFORM



A.C. TESTING LOAD CIRCUIT



A.C. WAVEFORMS



NOTES:

1. Typical values are for $T_A = 25^\circ\text{C}$ and nominal supply voltages.
2. This parameter is only sampled and is not 100% tested.
3. \overline{CE} may be delayed up to $t_{ACC} - t_{OE}$ after the falling edge of \overline{CE} without impact on t_{ACC} .
4. t_{pf} is specified from \overline{OE} or \overline{CE} , whichever occurs first.

DEVICE OPERATION

The eight modes of operation of the 27256 are listed in Table 1. A single 5V power supply is required in the read mode. All inputs are TTL levels except for V_{PP} and 12V on A₉ for intelligent identifier mode.

Table 1. Operating Modes

MODE	PINS CE (20)	OE (22)	A ₉ (24)	V _{PP} (1)	V _{CC} (28)	OUTPUTS (11-13, 16-19)
Read	V _{IL}	V _{IL}	X	V _{CC}	V _{CC}	D _{OUT}
Output Disable	V _{IL}	V _{IH}	X	V _{CC}	V _{CC}	High Z
Standby	V _{IH}	X	X	V _{CC}	V _{CC}	High Z
Intelligent Programming	V _{IL}	V _{IH}	X	V _{PP}	V _{CC}	D _{IN}
Verify	V _{IH}	V _{IL}	X	V _{PP}	V _{CC}	D _{OUT}
Optional Verify	V _{IL}	V _{IL}	X	V _{PP}	V _{CC}	D _{OUT}
Program Inhibit	V _{IH}	V _{IH}	X	V _{PP}	V _{CC}	High Z
Intelligent Identifier	V _{IL}	V _{IL}	V _H	V _{CC}	V _{CC}	Code

NOTES:

1. X can be V_{IH} or V_{IL}
2. V_H = 12.0V ± 0.5V

READ MODE

The 27256 has two control functions, both of which must be logically active in order to obtain data at the outputs. Chip Enable (CE) is the power control and should be used for device selection. Output Enable (OE) is the output control and should be used to gate data from the output pins, independent of device selection. Assuming that addresses are stable, the address access time (t_{ACC}) is equal to the delay from CE to output (t_{CL}). Data is avail-

able at the outputs after a delay of t_{OL} from the falling edge of OE, assuming that CE has been low and addresses have been stable for at least t_{ACC}-t_{OL}.

STANDBY MODE

The 27256 has a standby mode which reduces the maximum active current from 100 mA to 40 mA. The 27256 is placed in the standby mode by applying a TTL-high signal to the CE input. When in standby mode, the outputs are in a high impedance state, independent of the OE input.

Two Line Output Control

Because LPRoms are usually used in larger memory arrays, Intel has provided 2 control lines which accommodate this multiple memory connection. The two control lines allow for:

- a) the lowest possible memory power dissipation, and
- b) complete assurance that output bus contention will not occur.

To use these two control lines most efficiently, CE (pin 20) should be decoded and used as the primary device selecting function, while OE (pin 22) should be made a common connection to all devices in the array and connected to the READ line from the system control bus. This assures that all deselected memory devices are in their low power standby mode and that the output pins are active only when data is desired from a particular memory device.

System Considerations

The power switching characteristics of HMOS III LPRoms require careful decoupling of the devices. The supply current, I_{CC}, has three segments that are of interest to the system designer: the standby current level, the active current level, and the transient current peaks that are produced by the falling and rising edges of Chip Enable. The magnitude of these transient current peaks is dependent on the output capacitive and inductive loading of the device. The associated transient voltage peaks can be suppressed by complying with Intel's Two-Line Control and by

properly selected decoupling capacitors. It is recommended that a 0.1 μF ceramic capacitor be used on every device between V_{CC} and GND. This should be a high frequency capacitor of low inherent inductance and should be placed as close to the device as possible. In addition, a 4.7 μF bulk electrolytic capacitor should be used between V_{CC} and GND for every eight devices. The bulk capacitor should be located near where the power supply is connected to the array. The purpose of the bulk capacitor is to overcome the voltage droop caused by the inductive effects of PC board traces.

PROGRAMMING

Caution: Exceeding 14V on pin 1 (V_{PP}) will permanently damage the 27256.

Initially, and after each erasure, all bits of the 27256 are in the "1" state. Data is introduced by selectively programming "0s" into the desired bit locations. Although only "0s" will be programmed, both "1s" and "0s" can be present in the data word. The only way to change a "0" to a "1" is by ultraviolet light erasure.

The 27256 is in the programming mode when the V_{PP} input is at 12.5V and \overline{CE} is at TTL-low. The data to be programmed is applied 8 bits in parallel to the data output pins. The levels required for the address and data inputs are TTL.

intelligent Programming™ Algorithm

The 27256 intelligent Programming Algorithm rapidly programs Intel 27256 EPROMs using an efficient and reliable method particularly suited to the production programming environment. Typical programming times for individual devices are on the order of five minutes. Programming reliability is also ensured as the incremental program margin of each byte is continually monitored to determine when it has been successfully programmed. A flowchart of the 27256 intelligent Programming Algorithm is shown in Figure 3.

The intelligent Programming Algorithm utilizes two different pulse types: initial and overprogram. The duration of the initial \overline{CE} pulse(s) is one millisecond, which will then be followed by a longer overprogram pulse of length $3X$ msec. X is an iteration counter and is equal to the number of the initial one millisecond pulses applied to a particular 27256 location, before a correct verify occurs. Up to 25 one-millisecond pulses per byte are provided for before the overprogram pulse is applied.

The entire sequence of program pulses and byte verifications is performed at $V_{CC} = 6.0\text{V}$ and $V_{PP} = 12.5\text{V}$. When the intelligent Programming cycle has been completed, all bytes should be compared to the original data with $V_{CC} = V_{PP} = 5.0\text{V}$.

Program Inhibit

Programming of multiple 27256s in parallel with different data is easily accomplished by using the Program Inhibit mode. A high-level \overline{CE} input inhibits the other 27256s from being programmed.

Except for \overline{CE} and \overline{OE} , all like inputs of the parallel 27256s may be common. A TTL low-level pulse applied to the \overline{CE} input with V_{PP} at 12.5V will program the selected 27256.

Verify

A verify should be performed on the programmed bits to determine that they have been correctly programmed. The verify is performed with \overline{OE} at V_{IL} , \overline{CE} at V_{IH} and V_{PP} at 12.5V.

Optional Verify

The optional verify may be performed in place of the verify mode. It is performed with \overline{OE} at V_{IL} , \overline{CE} at V_{IL} (as opposed to the standard verify which has \overline{CE} at V_{IH}), and V_{PP} at 12.5V. The outputs will tri-state according to the signal presented to \overline{OE} . Therefore, all devices with $V_{PP} = 12.5\text{V}$ and $\overline{OE} = V_{IL}$ will present data on the bus independent of the \overline{CE} state. When parallel programming several devices which share a common bus, V_{PP} should be lowered to V_{CC} ($= 6.0\text{V}$) and the normal read mode used to execute a program verify.

intelligent Identifier™ Mode

The intelligent Identifier Mode allows the reading out of a binary code from an EPROM that will identify its manufacturer and type. This mode is intended for use by programming equipment for the purpose of automatically matching the device to be programmed with its corresponding programming algorithm. This mode is functional in the $25^{\circ}\text{C} \pm 5^{\circ}\text{C}$ ambient temperature range that is required when programming the 27256.

To activate this mode, the programming equipment must force 11.5V to 12.5V on address line A9 (pin 24) of the 27256. Two identifier bytes may then be sequenced from the device outputs by toggling address line A0 (pin 10) from V_{IL} to V_{IH} . All other address lines must be held at V_{IL} during intelligent Identifier Mode.

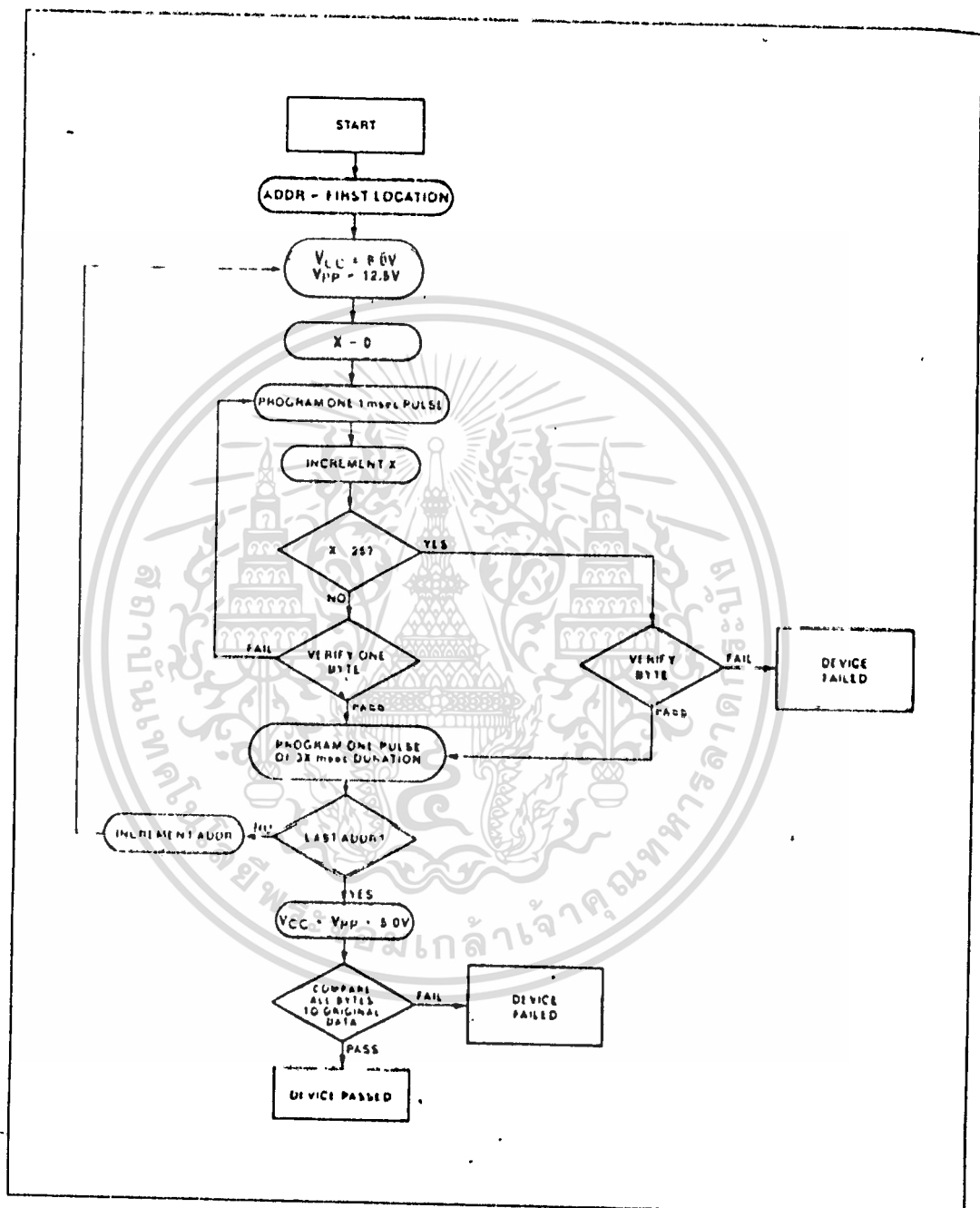


Figure 3. 27256 Intelligent Programming™ Flowchart

Byte 0 ($A_0 = V_{IL}$) represents the manufacturer code and byte 1 ($A_0 = V_{IH}$) the device identifier code. For the Intel 27256, these two identifier bytes are given in Table 2. All identifiers for manufacturer and device codes will possess odd parity, with the MSB (O_7) defined as the parity bit.

ERASURE CHARACTERISTICS

The erasure characteristics of the 27256 are such that erasure begins to occur upon exposure to light with wavelengths shorter than approximately 4000 Angstroms (Å). It should be noted that sunlight and certain types of fluorescent lamps have wavelengths in the 3000-4000 Å range. Data show that constant exposure to room level fluorescent lighting could erase the typical 27256 in approximately 3 years, while it would take approximately 1 week to cause erasure when exposed to direct sunlight. If the 27256 is to be ex-

posed to these types of lighting conditions for extended periods of time, opaque labels should be placed over the 27256 window to prevent unintentional erasure.

The recommended erasure procedure for the 27256 is exposure to shortwave ultraviolet light which has a wavelength of 2537 Angstroms (Å). The integrated dose (i.e., UV intensity x exposure time) for erasure should be a minimum of 15 Wsec/cm². The erasure time with this dosage is approximately 15 to 20 minutes using an ultraviolet lamp with a 12000 μW/cm² power rating. The 27256 should be placed within 1 inch of the lamp tubes during erasure. The maximum integrated dose a 27256 can be exposed to without damage is 7258 Wsec/cm² (1 week @ 12000 μW/cm²). Exposure of the 27256 to high intensity UV light for long periods may cause permanent damage.

Table 2. 27256 Intelligent Identifier™ Bytes

Identifier \ Pins	A_0 (10)	O_7 (19)	O_6 (18)	O_5 (17)	O_4 (16)	O_3 (15)	O_2 (13)	O_1 (12)	O_0 (11)	Hex Data
Manufacturer Code	V_{IL}	1	0	0	0	1	0	0	1	89
Device Code	V_{IH}	0	0	0	0	0	1	0	0	04

NOTES:

- 1. $A_9 = 12.0V \pm 0.5V$
- 2. $A_1-A_8, A_{10}-A_{13}, \overline{CE}, \overline{OE} = V_{IL}$
- 3. $A_{14} = V_{IH}$ or V_{IL}

Intelligent Programming™ Algorithm

D.C. PROGRAMMING CHARACTERISTICS:

$T_A = 25 \pm 5^\circ C, V_{CC} = 6.0V \pm 0.25V, V_{PP} = 12.5V \pm 0.5V$

Symbol	Parameter	Limits			Test Conditions (see Note 1)
		Min.	Max.	Unit	
I_{LI}	Input Current (All Inputs)		10	μA	$V_{IH} - V_{IL}$ or V_{IH}
V_{IL}	Input Low Level (All Inputs)	-0.1	0.6	V	
V_{IH}	Input High Level	2.0	V_{CC}	V	
V_{OL}	Output Low Voltage During Verify		0.45	V	$I_{OL} = 2.1 \text{ mA}$
V_{OH}	Output High Voltage During Verify	2.4		V	$I_{OH} = -400 \mu A$
I_{CC2}	V_{CC} Supply Current (Program & Verify)		100	mA	
I_{PP2}	V_{PP} Supply Current (Program)		50	mA	$\overline{CE} = V_{IL}$
V_{ID}	A_9 intelligent Identifier Voltage	11.5	12.5	V	

NOTES:

- 1. V_{CC} must be applied simultaneously or before V_{PP} and removed simultaneously or after V_{PP} .

A.C. PROGRAMMING CHARACTERISTICS:
 $T_A = 25 \pm 5^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 6.0\text{V} \pm 0.25\text{V}$, $V_{PP} = 12.5\text{V} \pm 0.3\text{V}$

Symbol	Parameter	Limits				Test Conditions* (see Note 1)
		Min.	Typ.	Max.	Unit	
t_{AS}	Address Setup Time	2			μs	
t_{OES}	$\overline{\text{OE}}$ Setup Time	2			μs	
t_{DS}	Data Setup Time	2			μs	
t_{AH}	Address Hold Time	0			μs	
t_{DH}	Data Hold Time	2			μs	
t_{DFP}^4	$\overline{\text{OE}}$ High to Output Float Delay	0		150	ns	
t_{VPS}	V_{PP} Setup Time	2			μs	
t_{VCS}	V_{CC} Setup Time	2			μs	
t_{PW}	$\overline{\text{CE}}$ Initial Program Pulse Width	0.95	1.0	1.05	ms	(see Note 3)
t_{OPW}	$\overline{\text{CE}}$ Overprogram Pulse Width	2.85		78.75	ms	(see Note 2)
t_{OF}	Data Valid from $\overline{\text{OE}}$			150	ns	

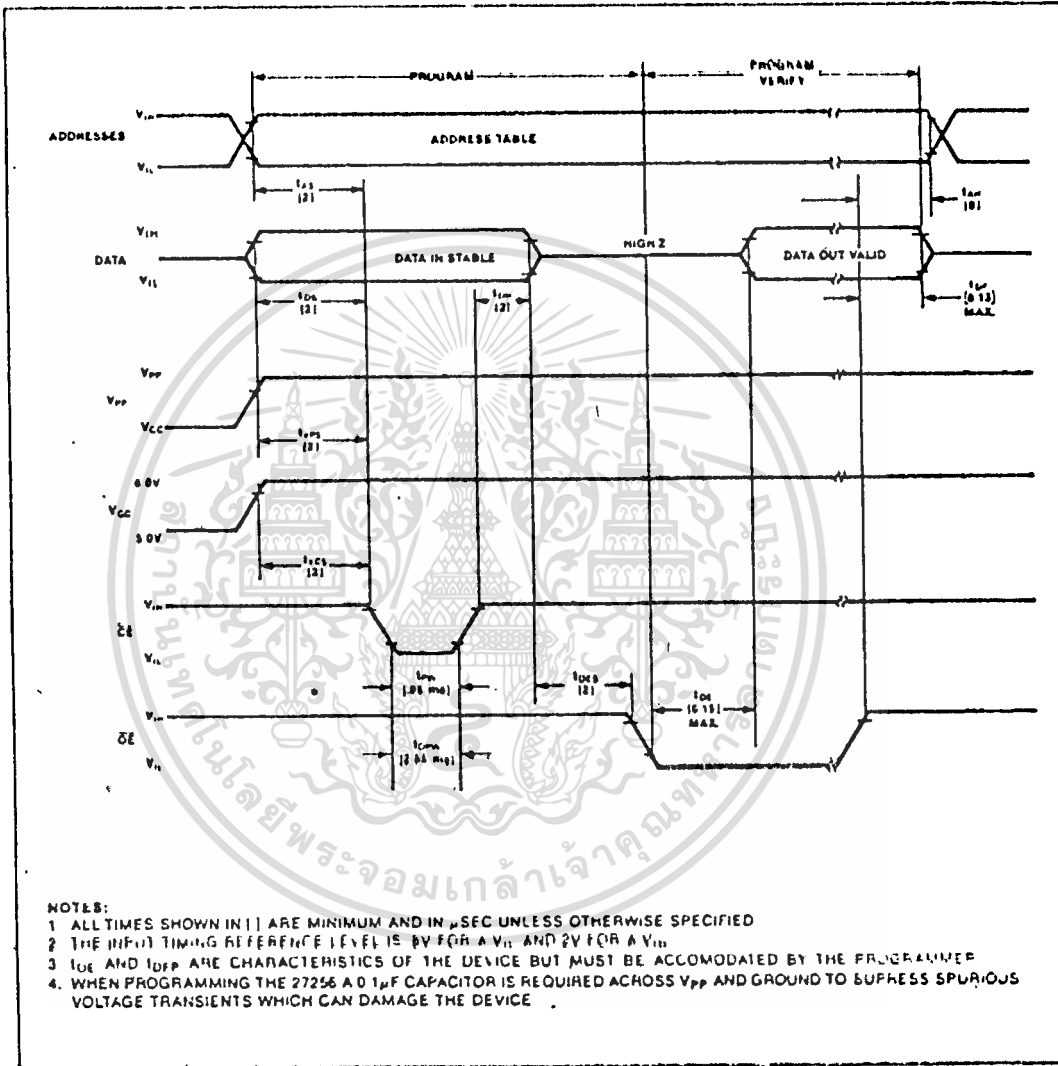
***A.C. CONDITIONS OF TEST**

Input Rise and Fall Times (10% to 90%) ... 20 ns
 Input Pulse Levels ... 0.45V to 2.4V
 Input Timing Reference Level ... 0.8V and 2.0V
 Output Timing Reference Level ... 0.8V and 2.0V

NOTES:

- V_{CC} must be applied simultaneously or before V_{PP} and removed simultaneously or after V_{PP}
- The length of the overprogram pulse may vary from 2.85 msec to 78.75 msec as a function of the iteration counter value X
- Initial Program Pulse width tolerance is 1 msec \pm 5%.
- This parameter is only sampled and is not 100% tested. Output Float is defined as the point where data is no longer present - see timing diagram on the following page.

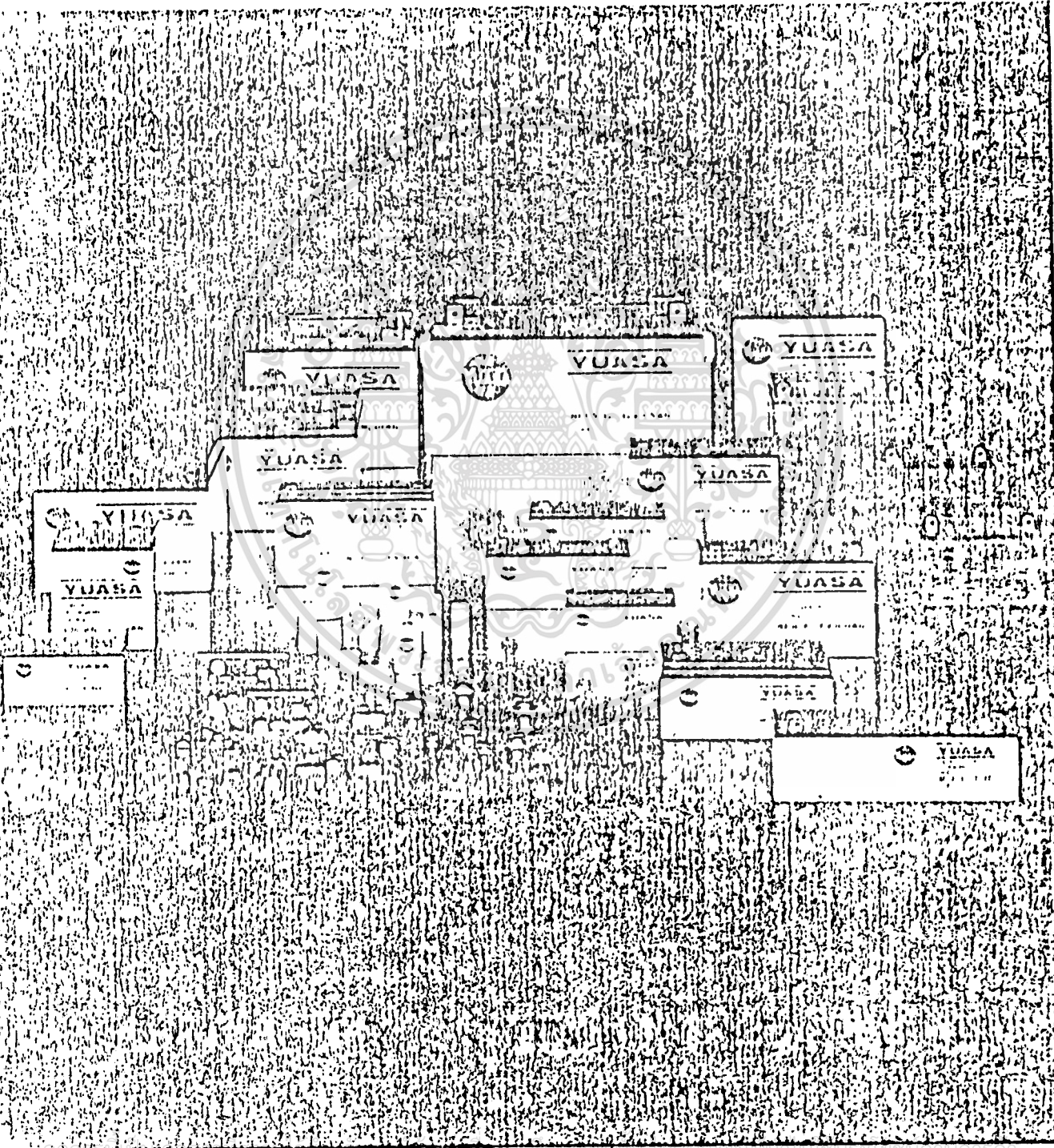
Intelligent Programming™ WAVEFORMS





YUASA

SEALED LEAD ACID MAINTENANCE-FREE
RECHARGEABLE BATTERIES
HERMETICALLY SEALED NICKEL CADMIUM
RECHARGEABLE BATTERIES



When the power's off, Yuasa's on

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

YUASA BATTERY CO., LTD

JAPAN

YUASA SEALED LEAD-ACID MAINTENANCE FREE RECHARGEABLE BATTERIES NP SERIES

Compact and efficient power sources are especially suitable for long life, rugged durability, and dependable

Yuasa's unique suspended electrolyte and venting systems give you the freedom to mount Yuasa batteries in any position without fear of leakage or loss capacity.

Unparalleled life expectancy in both float and cyclic applications.

APPLICATIONS:

- Security Systems
- Emergency Lighting Systems
- Communications Equipment
- Uninterruptible Power Supplies

- Medical Equipment
- Test Equipment
- Electric Powered Wheelchairs
- Toys

COMMON SPECIFICATIONS:

- Operating Temperature Range: 5°C to 50°C (5°F to 122°F)
- Storage Temperature Range: -20°C to 60°C (-4°F to 140°F)
- Maximum Operating Temperature: 40°C to 60°C (104°F to 140°F)

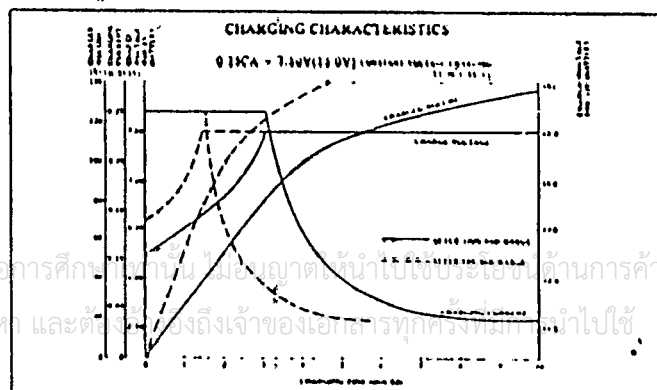
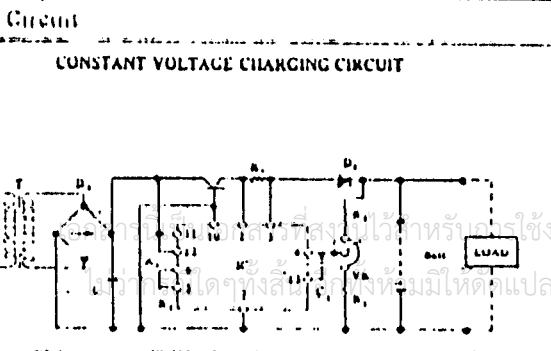
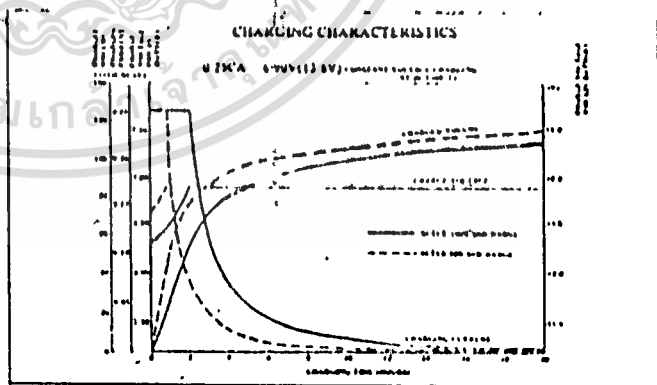
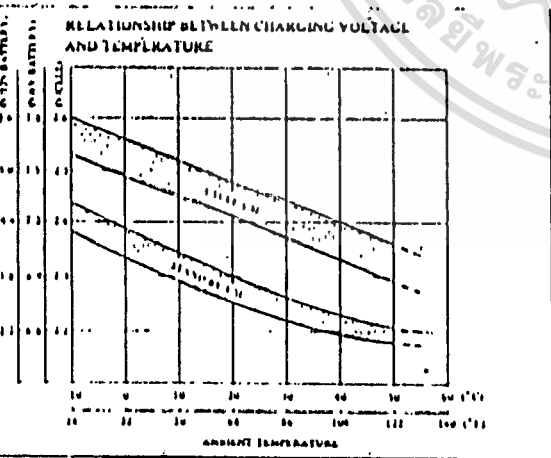
- Typical Life: 4 to 6 years
- Typical Cycles: 180 to 1200 cycles

CHARGING METHODS:

- Constant Voltage charging at 20°C (68°F)
- No charging current limit is required
- Charging voltage: 2.25 to 2.30 Volts per cell

- Maximum charging current: 25% of rated capacity
- Charging voltage: 2.40 to 2.50 Volts per cell

When using a constant voltage current limited charging system in the temperature range of 5°C to 40°C (41°F to 104°F), temperature compensation is not necessarily needed. Temperature compensation when required is -4 mV/°C/Cell.

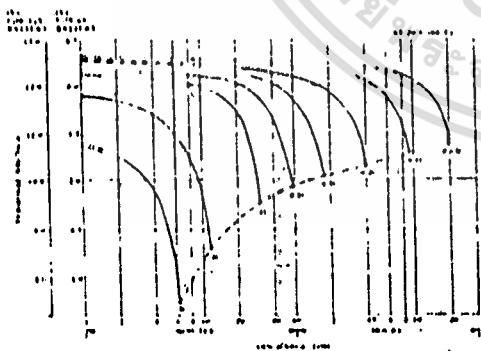


YUASA BATTERY (THAILAND) CO., LTD. 100/101/102/103/104/105/106/107/108/109/110/111/112/113/114/115/116/117/118/119/120/121/122/123/124/125/126/127/128/129/130/131/132/133/134/135/136/137/138/139/140/141/142/143/144/145/146/147/148/149/150/151/152/153/154/155/156/157/158/159/160/161/162/163/164/165/166/167/168/169/170/171/172/173/174/175/176/177/178/179/180/181/182/183/184/185/186/187/188/189/190/191/192/193/194/195/196/197/198/199/200/201/202/203/204/205/206/207/208/209/210/211/212/213/214/215/216/217/218/219/220/221/222/223/224/225/226/227/228/229/230/231/232/233/234/235/236/237/238/239/240/241/242/243/244/245/246/247/248/249/250/251/252/253/254/255/256/257/258/259/260/261/262/263/264/265/266/267/268/269/270/271/272/273/274/275/276/277/278/279/280/281/282/283/284/285/286/287/288/289/290/291/292/293/294/295/296/297/298/299/300/301/302/303/304/305/306/307/308/309/310/311/312/313/314/315/316/317/318/319/320/321/322/323/324/325/326/327/328/329/330/331/332/333/334/335/336/337/338/339/340/341/342/343/344/345/346/347/348/349/350/351/352/353/354/355/356/357/358/359/360/361/362/363/364/365/366/367/368/369/370/371/372/373/374/375/376/377/378/379/380/381/382/383/384/385/386/387/388/389/390/391/392/393/394/395/396/397/398/399/400/401/402/403/404/405/406/407/408/409/410/411/412/413/414/415/416/417/418/419/420/421/422/423/424/425/426/427/428/429/430/431/432/433/434/435/436/437/438/439/440/441/442/443/444/445/446/447/448/449/450/451/452/453/454/455/456/457/458/459/460/461/462/463/464/465/466/467/468/469/470/471/472/473/474/475/476/477/478/479/480/481/482/483/484/485/486/487/488/489/490/491/492/493/494/495/496/497/498/499/500/501/502/503/504/505/506/507/508/509/510/511/512/513/514/515/516/517/518/519/520/521/522/523/524/525/526/527/528/529/530/531/532/533/534/535/536/537/538/539/540/541/542/543/544/545/546/547/548/549/550/551/552/553/554/555/556/557/558/559/560/561/562/563/564/565/566/567/568/569/570/571/572/573/574/575/576/577/578/579/580/581/582/583/584/585/586/587/588/589/590/591/592/593/594/595/596/597/598/599/600/601/602/603/604/605/606/607/608/609/610/611/612/613/614/615/616/617/618/619/620/621/622/623/624/625/626/627/628/629/630/631/632/633/634/635/636/637/638/639/640/641/642/643/644/645/646/647/648/649/650/651/652/653/654/655/656/657/658/659/660/661/662/663/664/665/666/667/668/669/670/671/672/673/674/675/676/677/678/679/680/681/682/683/684/685/686/687/688/689/690/691/692/693/694/695/696/697/698/699/700/701/702/703/704/705/706/707/708/709/710/711/712/713/714/715/716/717/718/719/720/721/722/723/724/725/726/727/728/729/730/731/732/733/734/735/736/737/738/739/740/741/742/743/744/745/746/747/748/749/750/751/752/753/754/755/756/757/758/759/760/761/762/763/764/765/766/767/768/769/770/771/772/773/774/775/776/777/778/779/780/781/782/783/784/785/786/787/788/789/790/791/792/793/794/795/796/797/798/799/800/801/802/803/804/805/806/807/808/809/810/811/812/813/814/815/816/817/818/819/820/821/822/823/824/825/826/827/828/829/830/831/832/833/834/835/836/837/838/839/840/841/842/843/844/845/846/847/848/849/850/851/852/853/854/855/856/857/858/859/860/861/862/863/864/865/866/867/868/869/870/871/872/873/874/875/876/877/878/879/880/881/882/883/884/885/886/887/888/889/890/891/892/893/894/895/896/897/898/899/900/901/902/903/904/905/906/907/908/909/910/911/912/913/914/915/916/917/918/919/920/921/922/923/924/925/926/927/928/929/930/931/932/933/934/935/936/937/938/939/940/941/942/943/944/945/946/947/948/949/950/951/952/953/954/955/956/957/958/959/960/961/962/963/964/965/966/967/968/969/970/971/972/973/974/975/976/977/978/979/980/981/982/983/984/985/986/987/988/989/990/991/992/993/994/995/996/997/998/999/1000

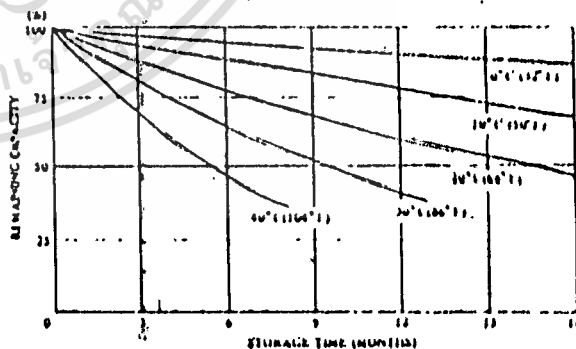
MECHANICAL SPECIFICATIONS:

Type	Nominal capacity (20 hr rate) (Ah)	length		width		height incl terminals		weight		terminals
		mm.	ins.	mm.	ins.	mm.	ins.	kgs.	lbs.	
6 Volts										
NP3-6	3.0	90.0	(3.54)	34	(1.33)	64	(2.51)	0.43	(0.94)	faston tab .187
NP3.8-6	3.8	48	(1.89)	36.5	(1.40)	119	(4.68)	0.52	(1.15)	flat contact
NP10-6	10.0	107	(4.02)	60	(1.07)	90	(3.54)	1.32	(2.91)	faston tab .260
6 Volts										
NP1-6	1.0	51	(2.00)	42.5	(1.67)	54.6	(2.15)	0.25	(0.56)	faston tab .187
NP1.2-6	1.2	67	(3.02)	26	(1.00)	64.6	(2.16)	0.30	(0.66)	faston tab .187
NP2.0-6	2.0	134	(5.27)	34	(1.33)	64.0	(2.52)	0.56	(1.23)	faston tab .187
NP3-6	3.0	134	(5.27)	34	(1.33)	64.0	(2.52)	0.70	(1.54)	faston tab .187
NP4-6	4.0	70	(2.76)	47	(1.85)	106.5	(4.16)	0.85	(1.87)	faston tab .187
NP4-6W	4.0	70	(2.76)	47	(1.85)	102	(4.01)	0.85	(1.87)	AMP MATE N LOK®
NP6-6	6.0	161	(6.95)	34	(1.33)	97.5	(3.84)	1.26	(2.76)	faston tab .187
NP8-6	8.0	161	(5.95)	60	(1.97)	97.5	(3.84)	1.80	(3.96)	faston tab .187
NP10-6	10.0	161	(5.95)	60	(1.97)	97.5	(3.84)	2.00	(4.41)	faston tab .187
12 Volts										
NP1.2-12	1.2	67	(3.02)	40	(1.80)	64.6	(2.16)	0.87	(1.26)	faston tab .187
NP1.9-12	1.9	178	(7.01)	34	(1.33)	64	(2.52)	0.83	(1.83)	faston tab .187
NP2.6-12	2.6	134	(5.27)	67	(2.64)	64	(2.52)	1.12	(2.47)	faston tab .187
NP4-12	4.0	90	(3.54)	70	(2.76)	106	(4.17)	1.70	(3.74)	faston tab .187
NP6-12	6.0	161	(5.95)	66	(2.56)	97.5	(3.84)	2.40	(5.28)	faston tab .187
NP15-12	15.0	181	(7.12)	76	(2.99)	167	(6.57)	5.90	(13.00)	bolt terminal
NP24-12	24.0	166	(6.54)	176	(6.89)	126	(4.92)	8.65	(19.10)	faston tab .260
NP24-12D	24.0	166	(6.54)	176	(6.89)	125	(4.92)	8.65	(19.10)	bolt terminal
NP38-12	38.0	197	(7.75)	166	(6.50)	170	(6.69)	13.80	(30.40)	bolt terminal
NP65-12	65.0	350	(13.78)	166	(6.53)	174	(6.85)	22.80	(50.20)	bolt terminal

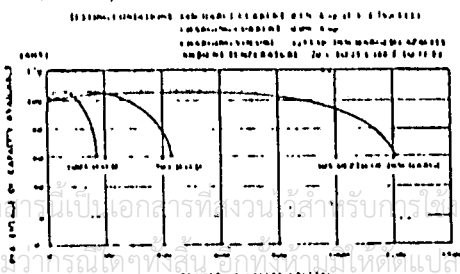
DISCHARGE CHARACTERISTIC CURVES



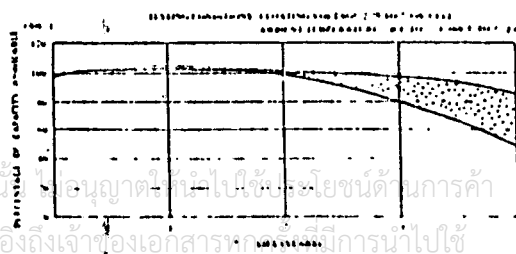
SELF-DISCHARGE CHARACTERISTICS



CYCLE SERVICE LIFE IN RELATION TO DEPTH OF DISCHARGE



FLOAT SERVICE LIFE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายโดยไม่ได้รับอนุญาตจากบริษัทฯ ขอสงวนสิทธิ์ในข้อมูลและข้อมูลอื่น ๆ ที่ปรากฏในเอกสารนี้

YUASA EM BATTERIES RECHARGEABLE BATTERIES EM SERIES

YUASA EM Batteries is a unique maintenance-free sealed lead-acid storage batteries with excellent high rate discharge performance.

MAJOR APPLICATIONS:

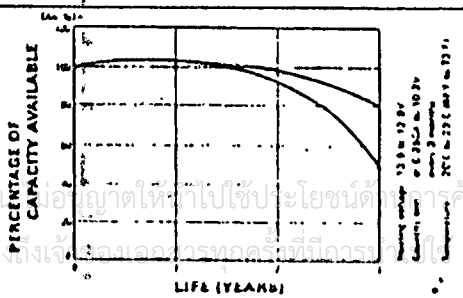
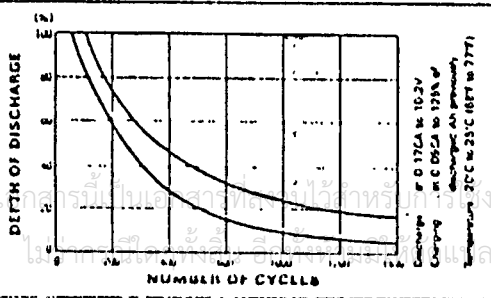
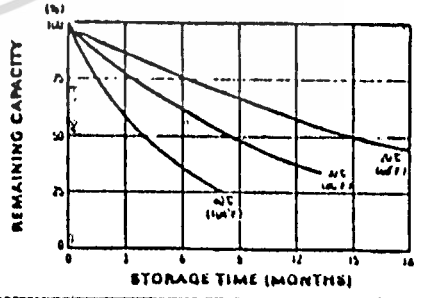
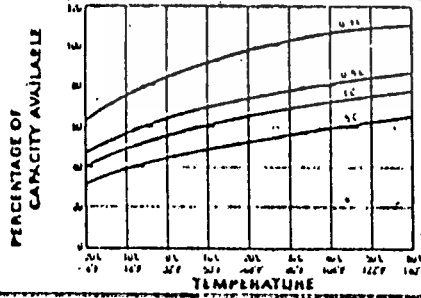
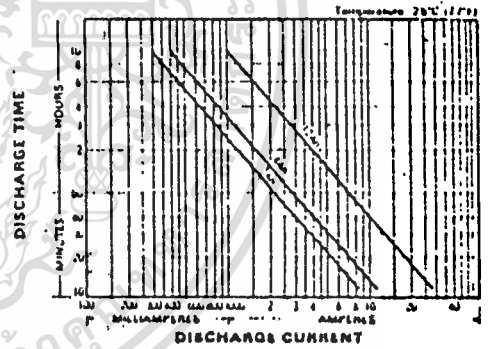
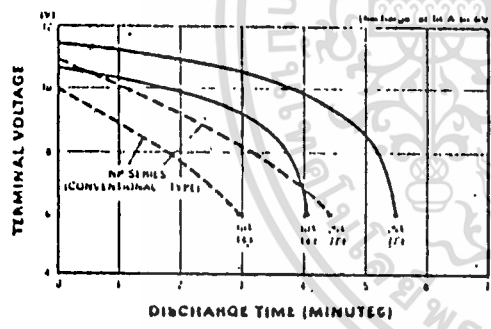
- Switch Trapping and Closing
- Uninterruptible Power Supplies
- Standby Generators
- Industrial Robots
- Lawn Mowers
- Power Tools
- Garden Equipment
- Various Portable Power Sources

Type	Nominal Voltage (V)	Capacity Rating (Ah) At 20°C (68°F)						Dimensions mm (inch)			Weight kg (pound)	Discharge Current (A) Voltage after 5 seconds		
		20 H.R.	10 H.R.	5 H.R.	3 H.R.	1 H.R.	5 M.R.	L	W	H		-10°C	-18°C	
EM3-12	12	3.2	3.0	2.7	2.5	2.1	1.3	113 (4.45)	70 (2.76)	85 (3.35)	1.6 (3.30)	30A	10.0V	9.7V
EM4-12	12	4.2	4.0	3.6	3.4	2.9	1.8	113 (4.45)	70 (2.76)	105 (4.13)	2.1 (4.62)	40A	10.1V	9.8V
EM10-12	12	10.5	10.0	9.0	8.4	7.1	4.5	180 (5.91)	87 (3.43)	130 (5.12)	4.5 (9.9)	100A	9.9V	9.6V

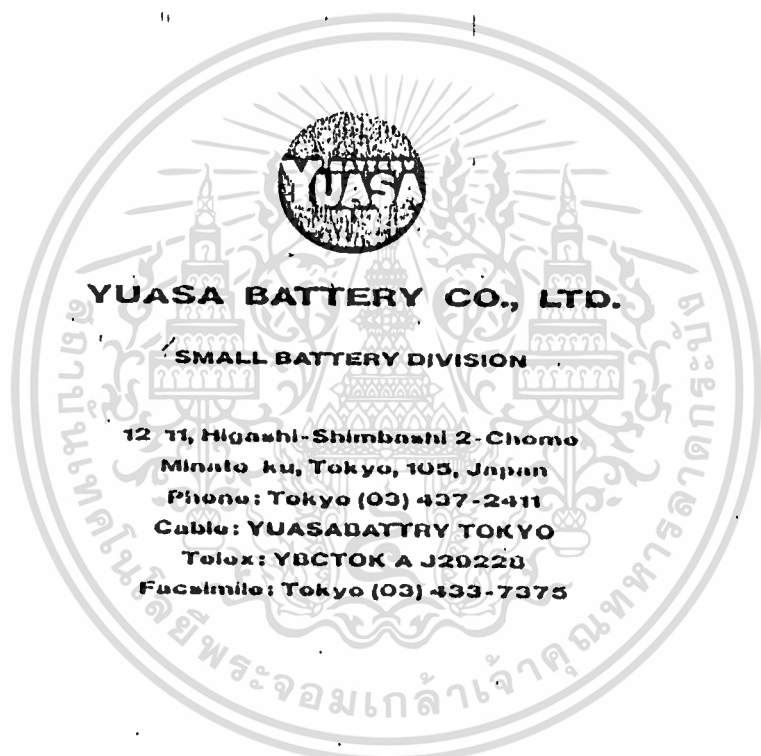
Terminal: Bolt Fastened Terminal

Operating Temperature Range

Charging: 15°C to 50°C (6°F to 122°F)
 Discharging: 20°C to 60°C (68°F to 140°F)
 Storage: 20°C to 60°C (68°F to 140°F)



**Yuasa's diversified product selection covers
applications ranging
from ocean floor to outer space.**



OVERSEAS AFFILIATES

Yuasa Battery (America) Inc.
9728 Alburty Avenue
Santa Fe Springs CA 90070, U.S.A.
Phone: 213-949-4266

Yuasa Battery (Europe) GmbH
Shadow Strasse 39
4000 Dusseldorf
F.R. Germany
Phone: 211-350047

Yuasa Battery (UK) Ltd.
Unit 22 Rassau Industrial Estate
EBBW Vale, GWENT NP 3 5SD
United Kingdom
Phone: 495-306121

Yuasa Battery Sales (UK) Ltd
Hawksworth Industrial Estate
Swindon, Wiltshire SN2 1DZ
United Kingdom
Phone: 793-486818

YUASA NICKEL CADMIUM BATTERIES

HERMETICALLY SEALED

- Button and cylindrical types in a broad range of capacities
- Exclusive, patented Anti-Polarmass construction to combat cell reversal
- Available in a wide selection of assemblies.
- High temperature, fast charging and high discharge rate cells are available to assure you the right battery for your job.
- High reliability and performance, long life, superior service, and 65 years of manufacturing experience are included in every Yuasa battery.
- Temperature Range:

Discharge -20°C to 65°C (-4°F to 149°F)
 Charge 0°C to 45°C (32°F to 113°F)
 Storage 20°C to 50°C (4°F to 122°F)

BUTTON CELLS

Type	Capacity (nominal) mAh	Charging Current mA	Dimensions			
			Diameter		Height	
"F" Series	mAh	mA	mm.	ins.	mm.	ins.
250F	250	25	25.2	.99	9.2	.36

High discharge type 1.2 volts per cell.

225FZ	225	22.5	25.2	.99	9.2	.36
500FZ	500	50	34.5	1.36	10.1	.40

CYLINDRICAL CELLS

High discharge type 1.25 volts per cell.

Type	Capacity (nominal) mAh	Charging Current mA	Dimensions			
			Diameter		Height	
"RS" Series	mAh	mA	mm.	ins.	mm.	ins.
140RS	140	14	17.0	.67	16.5	.66
250RS	250	25	14.5	.57	30.0	1.18
500RS	500	50	14.5	.57	50.0	1.97
600RS	600	60	23.0	.91	26.5	1.04
1000RS	1000	100	26.0	1.02	30.0	1.18
**1200RS	1200	120	23.0	.91	43.0	1.69
**1800RS	1800	180	26.0	1.02	50.0	1.97
**4000RS	4000	400	33.0	1.30	61.5	2.42

Quick Charging, 1.25 Volts per cell.

250RF	250	75	14.5	.57	30.0	1.18
500RF	500	150	14.5	.57	50.0	1.97

* Dimensions shown are maximum and include cover.

** These models are also available for high temperature trickle charge. (1200RH, 1800RH, 4000RH)

MEMO POWER

- Specifically designed for continuous trickle charge at 0.033 C and standard cyclic applications.
- Broad range of capacities to fit all CMOS memory applications.
- Available in standard 2.4 Volt, 3.6 Volt and 4.8 Volt PC board mount packages.
- Operating temperature 0°C to 45°C (charging).
- Very small self discharge rate 0.2% per day.

FT SERIES

High discharge type 1.2 volts per cell

Type "FT" Series	Nominal Capacity (0.2C Discharge) mAh	Standard Charging Current mA	Trickle Charging Current mA	Temperature Range
31FT	30	3	Standard 0.033C Max. 0.05C	Discharge -20°C to +65°C Charge 0°C to +45°C Storage -20°C to +50°C
51FT	50	5		
101FT	100	10		
151FT	150	15		
226FT	225	22.5		
251FT	250	25		

Type	Diameter	2.4 volts		3.6 volts		4.8 volts	
		Length	Pin Spacing	Length	Pin Spacing	Length	Pin Spacing
31FT	16.5 mm.	15.5	10.5	20.0	23.0	25.0	28.0
	0.65 ins.	0.61	0.73	0.79	0.91	0.98	1.10
51FT	16.5 mm.	18.5	21.0	24.0	27.0	30.0	33.0
	0.65 ins.	0.73	0.83	0.99	1.06	1.18	1.30
101FT	26.5 mm.	17.5	20.0	23.5	26.0	29.5	32.0
	1.04 ins.	0.69	0.79	0.83	1.02	1.10	1.30
151FT	26.5 mm.	18.5	21.0	25.0	27.5	31.5	34.0
	1.04 ins.	0.73	0.83	0.98	1.08	1.24	1.34
226FT	26.5 mm.	22.5	25.0	31.5	34.0	40.5	43.0
	1.04 ins.	0.89	0.25	1.24	1.34	1.59	1.69

Flat-pack assemblies . . . MPC

Type	Dimensions shown for 2.4 volt and 3.6 volt batteries				
	Case Width	Pin Spacing Width	Case Length	Pin Spacing Length	Case Height
31FT	19.2 mm.	15.24	54.0	50.8	9.5
	0.75 ins.	0.60	2.13	2.00	0.37
51FT	19.2 mm.	15.24	54.0	50.8	9.5
	0.76 ins.	0.60	2.13	2.00	0.37
101FT	28.0 mm.	22.5	78.0	75.0	12.5
	1.10 ins.	0.89	3.07	2.95	0.49
151FT	28.0 mm.	22.5	78.0	75.0	12.5
	1.10 ins.	0.89	3.07	2.95	0.49
226FT	28.0 mm.	22.5	78.0	75.0	12.5
	1.10 ins.	0.89	3.07	2.95	0.49

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แนะนำผลิตภัณฑ์ใหม่

บริษัท โรงงาน หรือร้านค้า ที่มีสินค้าใหม่ ๆ ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ หากต้องการเผยแพร่สู่ผู้อ่านเช่นฯ กรุณาส่งรายละเอียดมาที่...

“กอดัม”แนะนำผลิตภัณฑ์ใหม่
วารสารเซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์
800/43-45 ซอยพระกฤษฯ
ถนนโอศก-ดินแดง
ห้วยขวาง กรุงเทพฯ 10400

ไอซีควบคุมเฟสสำหรับอุปกรณ์ทรินสเตอร์

เป็นผลิตภัณฑ์ของซีเมนส์ เบอร์ TCA785 ออกแบบมาสำหรับควบคุมทรินสเตอร์, ไครแอก และทรานซิสเตอร์ โดยเชื่อมมุมของการทริกได้ระหว่าง 0-180 องศา ตัวอย่างการใช้งานเช่น ในวงจรคอนเวอร์เตอร์, การควบคุมไฟกระพริบ และ การควบคุมกระแสในวงจรไฟสามเฟส TCA785 ผลิตออกมาใช้แทนเบอร์ TCA780 และ TCA780D

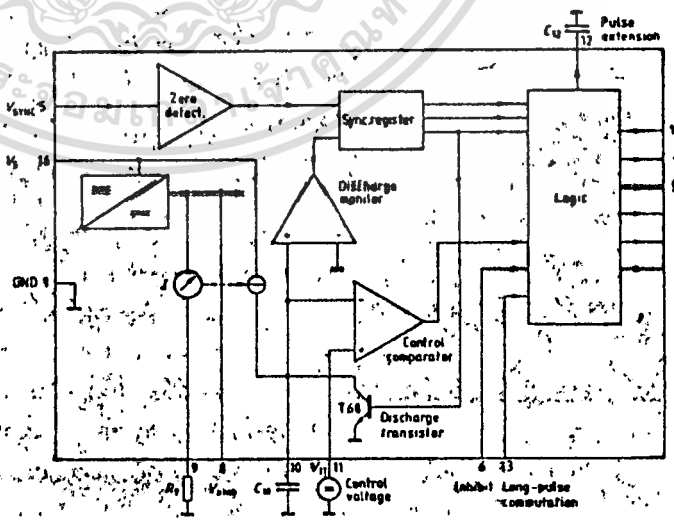
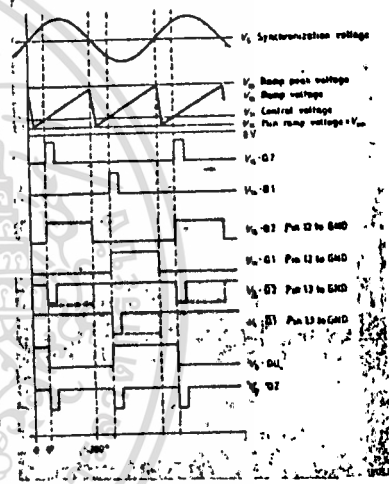
- ลักษณะเด่นของ TCA785
- นำไปประยุกต์ใช้งานได้กว้างขวาง

รายละเอียดของขาต่างๆ

Pin	Symbol	Function
1	0g	Ground
2	Q2	Output 2 Inverted
3	OU	Output U
4	Q1	Output 1 Inverted
5	Vsync	Synchronous voltage
6	I	Inhibit
7	QZ	Output Z
8	Vref	Stabilized voltage
9	Rp	Ramp resistance
10	Cp	Ramp capacitance
11	Vc	Control voltage
12	Cp	Pulse extension
13	L	Long pulse
14	O1	Output 1
15	QZ	Output 2
16	Vs	Supply voltage

- สามารถใช้เป็น zero point switch
- ใช้ได้กับไฟฟ้า 3 เฟส
- ให้กระแสเอาต์พุต 250 มิลลิแอมป์
- มีช่วงของ ramp current กว้าง
- มีช่วงของอุณหภูมิกว้าง

หลักการทํางานของ TCA785 จากบล็อกโคจรแกรม โดยการเอาสัญญาณ synchronization จาก Line



บล็อกโคจรแกรมของ TCA785

แบบนำผลิตภัณฑ์ใหม่

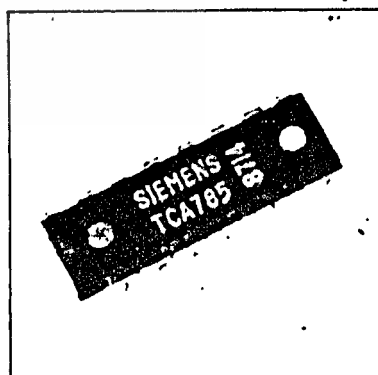
ลักษณะเฉพาะของ TCA785

Characteristics	Test circuit	Lower limit B	$f = 50 \text{ Hz}$ $V_B = 15 \text{ V}$ typ	Upper limit A	
Supply current consumption S 1... S 6 open $V_{11} = 0 \text{ V}$ $C_{10} = 47 \text{ nF}$; $R_9 = 100 \text{ k}\Omega$	I_B	1	4.5	6.5	10 mA
Synchronization pin 5 input current R_2 varied Offset voltage	I_{Bmax} ΔV_B	1 4	30	30	200 μA 75 mV
Control input pin 11 Control voltage range input resistance	V_{11} R_{11}	1 5	0.2	15	V_{10max} V k Ω
Ramp generator Load current Max. ramp voltage Saturation volt. at capacitor Ramp resistance Sawtooth return time	I_{10} V_{10} V_{10} R_B t_r	1 1.6 1 1	10 100 3	1000 225 80	μA V mV k Ω μs
Inhibit pin 6 switch-over of pin 7 Outputs disabled Outputs enabled Signal transition time input current $V_A = 8 \text{ V}$ input current $V_A = 1.7 \text{ V}$	V_{SH} V_{SH} t_r I_{SH} $-I_{SL}$	1 1 1 1 1	3.3 3.3 1 500 80	2.5 3.3 5 800 200	V V μs μA μA
Deviation of I_{10} $R_9 = \text{const.}$ $V_B = 8 \text{ to } 18 \text{ V}$; $C_{10} = 47 \text{ nF}$	ΔI_{10}	1	-5	5	%
Deviation of I_{10} $R_9 = \text{const.}$ $V_B = 8 \text{ to } 18 \text{ V}$	ΔI_{10}	1	-20	20	%
Deviation of the ramp voltage between 2 following half-waves, $V_B = \text{const.}$	ΔV_{10max}		± 1		%
Long pulse switch-over pin 13 switch-over of S 8 Short pulse at output Long pulse at output input current $V_{13} = 8 \text{ V}$ input current $V_{13} = 1.7 \text{ V}$	V_{13H} V_{13L} I_{13H} $-I_{13L}$	1 1 1 1	3.5 2.5 2.5 45	2.5 2.5 2 65	V V μA μA
Outputs pin 2, 3, 4, 7 Reverse current $V_0 = V_B$ Saturation voltage $I_0 = 2 \text{ mA}$	I_{CE0} V_{sat}	1 1	2.6 0.1	10 0.4	μA V
Outputs pin 14, 15 H output voltage $-I_0 = 2.50 \text{ mA}$ L output voltage $I_0 = 2 \text{ mA}$ Pulse width (short pulse) S 9 open Pulse width (short pulse) with C_{12}	V_{14HS} V_{14LS} t_p t_p	1 1 1 1	3.6 2.6 20 530	$V_B - 3$ 0.3 30 620	$V_B - 1.0$ V V μs $\mu\text{s/nF}$
Internal voltage control Reference voltage Parallel connection of 10 ICs possible TC of reference voltage	V_{ref} ΔV_{ref}	1 1	2.8 2	3.1 2×10^{-4}	V 1/K

voltage (แรงดัน V_B) วงจร zero voltage detector จะตรวจสอบ zero passage แล้วส่งไปยัง synchronization register ซึ่งเป็นตัวควบคุม ramp generator คาปาซิเตอร์ C_{10} ถูกประจุด้วยกระแสค่าคงที่ (กำหนดด้วย R_9) ถ้าหาก ramp voltage V_{10} ถึงแรงดันควบคุม V_{11} (triggering angle ϕ) สัญญาณจะถูกทำให้เป็นลอจิก

triggering angle ϕ สามารถเลื่อนมุมได้ 0-180 องศา ซึ่งขึ้นอยู่กับแรงดันควบคุม V_{11} ทุก ๆ ครั้งกลืน จะมีพัลส์ที่บวกช่วงเวลาประมาณ 30 μs ปรากฏที่เอาต์พุต Q1 และ Q2 ช่วงเวลาของพัลส์สามารถหน่วงให้นานถึง 180 องศา ผ่านคาปาซิเตอร์ C_{12} ถ้าหากขา 12 คอลงกราวด์ จะทำให้ช่วงเวลาของพัลส์อยู่ระหว่างมุม ϕ และ 180 องศา

เอาต์พุต $\bar{Q}1$ และ $\bar{Q}2$ ให้สัญญาณกลับกันกับ Q1 และ Q2 สัญญาณของ $\phi + 180$ องศา ที่ขา 8 นำไปควบคุมลอจิกภายนอกได้ ส่วนเอาต์พุต QZ (ขา 7) ได้จากสัญญาณซึ่งเอา Q1 และ Q2 มา NOR ที่ขา inhibit input สามารถ disable outputs, Q1, Q2, $\bar{Q}1$, $\bar{Q}2$, $\bar{Q}B$ สำหรับขา 8 รัชขายเอาต์พุต $\bar{Q}1$ และ $\bar{Q}2$ ให้ได้ความยาวของพัลส์เต็มที (180°- ϕ) ◀

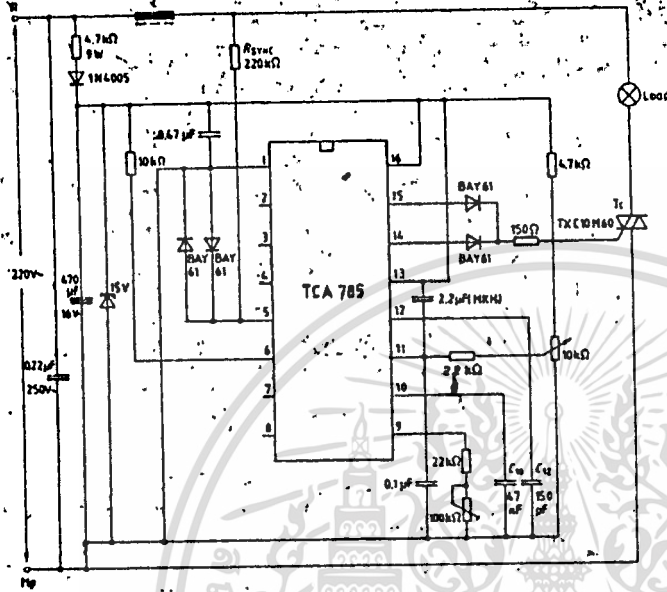


รูปร่างหน้าตาของไอซีควบคุมเฟส TCA785

Additional circuit description

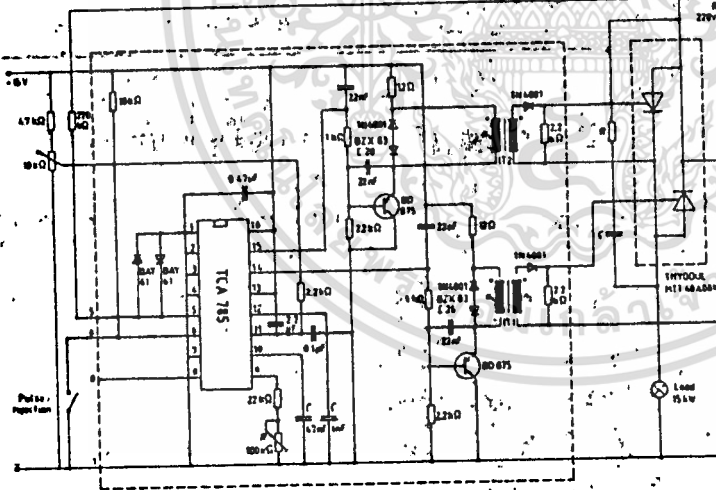
Application examples

Triac control for up to 20 mA gate trigger current



Fully controlled AC power controller

Circuit for two high-power thyristors

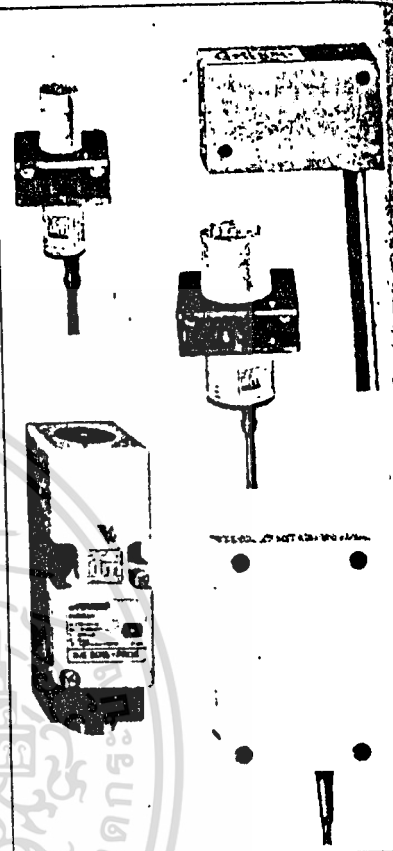


ตัวอย่างการนำ TCA785 ไปประยุกต์ใช้งาน

จำหน่ายในราคาตัวละ 160 บาท

จัดจำหน่ายโดย
บริษัท แม็กซาร์ จำกัด
โทร. 215-4266

Proximity switch ยี่ห้อ efector
สวิทช์ทั่วไปทำงานด้วยการสัมผัส
ซึ่งต้องมีวัตถุมาสัมผัสที่สวิทช์จึงจะทำงาน



Proximity switch ยี่ห้อ efector แบบต่างๆ

การสัมผัสเป็นสาเหตุให้สวิทช์มีอายุการใช้งานลดลง บางครั้งก็ทำความเสียหายให้กับวัตถุ เกิดเสียงดังนำรบกวน และวัตถุบางอย่างก็มีขนาดเล็กและบางเกินกว่าที่จะทำให้สวิทช์ทำงาน

ปัจจุบันได้มีการผลิตสวิทช์ที่ไม่ต้องสัมผัส โดยบริษัท IFM แห่งประเทศเยอรมัน สวิทช์ดังกล่าวเรียกว่า proximity switch ซึ่งทำงานได้เพียงแต่มีวัตถุผ่านเข้ามาใกล้ในระยะเวลาที่ proximity switch ทำงาน การทำงานโดยการเปลี่ยนแปลงสัญญาณสวิทช์ ซึ่งสัญญาณที่ส่งออกมาเป็นสัญญาณแม่เหล็กความถี่สูง การตรวจจับของ proximity switch ยี่ห้อ efector มี 2 แบบ คือ ระบบการตรวจจับด้วยการ

กิติกรรมประกาศ

ปริญญาโทฉบับนี้สำเร็จออกมาได้ และเครื่อง UPS ต้นแบบที่ได้ทำการวิจัยขึ้นมา คณะผู้จัดทำขอขอบคุณ อาจารย์ วรศักดิ์ จิตรภักดี เป็นอย่างยิ่งที่ได้ประสิทธิ์ประสาทความรู้ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังให้แก่คณะผู้จัดทำ ตลอดจนให้คำแนะนำในการแก้ปัญหาเกี่ยวกับงานวิจัยโดยตลอดจนทำให้สำเร็จได้ด้วยดี และขอขอบคุณท่านอาจารย์ทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาการด้านต่างๆ ฐึ้นฐานตั้งแต่ต้น จนจบระดับอุดมศึกษา งานวิจัยที่สำเร็จจุล่งลงมาได้นั้น ส่วนสำคัญมากในด้านทุนที่ใช้ในการทำวิจัยเครื่องต้นแบบ UPS ทั้ง 2 แบบนั้น ได้รับความอนุเคราะห์จากบริษัท ออริจินัล อินด์สทรี คอมพานี (O.I.C) และพนักงานทุกท่านในบริษัทนี้ที่ได้ให้ความช่วยเหลือหลายๆ ด้านและคอยให้กำลังใจแก่คณะผู้จัดทำ สุดท้ายนี้ขอขอบคุณคุณคุณจักร์วงศ์ ที่ช่วยพิมพ์ต้นฉบับปริญญาโทฉบับนี้



เอกสารอ้างอิง

1. ด.ร. ชาทรี ศรีไพพรรณ "บทความแหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง 250 วัตต์ โดยวิธีพีคบัลลิเอม", 12 หน้า , 2529
2. นนทวัฒน์ จุลเดชะ "ระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดกระตุ้นแยก" , วิทยานิพนธ์ , 100 หน้า
3. Cyril W. Lander , "POWER ELECTRONIC" ; McGRAW-HILL Book Company (UK) LTD , 1981.
4. K.S. Rajashekara, Joseph vithyathil, V.Rajagopalan, "Protection and Switching-Aid Netwoths for Transistor Bridge Inverters" ,PAPER IEEE , 1986.

