

ปีการศึกษา 2544

โหลดไฟฟ้ากระแสสลับ
AC ELECTRONIC LOAD



โดย

นายวุฒิพงษ์ วงษ์อ่อน
นายสมชาย ฤทธิ์มาก
นายสุราษ นริศราวุธ

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 45965
วัน, เดือน, ปี..... 26 ก.พ. 2546

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ประภาส ไพรสุวรรณ
อาจารย์สุรินทร์ คำฝอย

b.....
i.....

ปริญญานิพนธ์ปี การศึกษา 2544

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

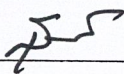
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง โหลดไฟฟ้ากระแสสลับ

ผู้จัดทำ



_____ อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผศ.ประภาส ไพรสุวรรณ)


_____ อาจารย์ที่ปรึกษา
(อ.สุรินทร์ คำฝอย)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหลดไฟฟ้ากระแสสลับ

นายวุฒิพงษ์ วงษ์อ่อน
นายสมชาย ฤทธิ์มาก
นายสุรราช นริศราวุธ
ผศ.ประภาส ไพโรสุวรรณ อาจารย์ที่ปรึกษา
อาจารย์สุรินทร์ คำฝอย อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2544

บทคัดย่อ

โครงการนี้ออกแบบและสร้างโหลดไฟฟ้ากระแสสลับ เพื่อใช้สำหรับการทดลองที่ต้องการกระแสคงที่ นอกจากนี้ยังสามารถตั้งค่ากระแสได้หลาย ๆ ค่า โดยอาศัยการควบคุมแบบป้อนกลับเพื่อรักษากระแสให้คงที่ ในส่วนของการควบคุมจะอาศัยสัญญาณจาก IC TCA 785 ที่สามารถควบคุมมุมเฟสได้ $0 - 180^\circ$ สร้างสัญญาณควบคุมการนำกระแสของไทรสเตอร์ นอกจากนี้ยังใช้รีเลย์แอคเตอร์อิมิตัวเพื่อช่วยควบคุมกระแสอีกด้วย

AC ELECTRONIC LOAD

Mr. Woottipong Vongon
Mr. Somchai Ridmark
Mr. Surath Narisaravut
Asst.Prof. Prapas Prisuwana Adviser
Mr. Surin Khomfoi Adviser

2001

ABSTRACT

This thesis describes the designing of AC Electronic Load, used for the constant current test. In addition, the current can be setted for various requirment value. The feedback control is used for constant current. The IC TCA 7885 is utilized for controlling firing angle, controlling current. In addition, the saturable reactor is used in order to control voltage and current by the current setting winding

สารบัญ

บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญรูป	III
สารบัญตาราง	V
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐาน	2
2.1 เอสซีอาร์	2
2.1.1 โครงสร้างภายในและสัญลักษณ์	2
2.1.2 รูปร่างของเอสซีอาร์	3
2.1.3 การทำงานของเอสซีอาร์	3
2.1.4 คุณลักษณะของแรงดันและกระแสของเอสซีอาร์	5
2.1.5 กรรมวิธีการนำกระแสของเอสซีอาร์	6
2.1.6 เอสซีอาร์ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ	6
2.1.7 การควบคุมเอสซีอาร์	7
2.1.8 การจุกชนวนเอสซีอาร์	7
2.2 ออปแอมป์ (Operational Amplifier)	8
2.2.1 หลักการทั่วไป	8
2.2.2 คุณสมบัติของ Ideal Op-Amp	9
2.2.3 ลักษณะการต่อใช้งานออปแอมป์	11
2.2.4 การต่อออปแอมป์เพื่อออกแบบในงานต่าง ๆ	13
2.2.4.1 วงจร Inverting Amp	13
2.2.4.2 วงจร Noninverting Amp	13
2.2.4.3 วงจร Buffer	14
2.2.4.4 วงจร Summer Amp	14
2.2.4.5 วงจร Integrator	15
2.2.4.6 วงจร Differentiator	16
2.3 หลักการของแซททูเรชันแอมพลิฟายเออร์	16
บทที่ 3 วงจรการทำงาน	19
3.1 การแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับ (AC to AC Converter)	19
3.1.1 เฟสคอนโทรล	19

3.1.2	การต่อเอสซีอาร์แบบขนานหัวกลับ	20
3.1.3	วิเคราะห์การทำงาน	21
3.2	การสร้างสัญญาณนำกระแสเอสซีอาร์	22
3.2.1	วงจรจุดชนวนเกตแบบควบคุมเฟส	22
3.2.2	คุณสมบัติของ TCA 785 Integral Phase Control	22
3.2.3	ความรู้พื้นฐานและหลักการทำงานของเอสซีอาร์	23
3.2.4	วงจรแรงดันอ้างอิง (Reference Voltage)	23
3.2.5	วงจรตรวจจับจุดศูนย์ (Zero Crossing Detector)	24
3.2.6	วงจรสร้างสัญญาณลาดเอียง (Ramp Generator)	25
3.2.7	วงจรเปรียบเทียบ (Control Comparator Circuit)	26
3.2.8	แผนภาพสัญญาณพัลส์ของ TCA 785	27
3.2.9	ตัวเชื่อมโยงทางแสง	28
บทที่ 4	การสร้างและการออกแบบ	29
4.1	การออกแบบ AC Electronic Load	29
4.1.1	วงจรกำลัง	30
4.1.2	วงจรควบคุม	31
4.1.2.1	วงจรสร้างสัญญาณขับเอสซีอาร์	31
4.1.2.2	วงจรควบคุมกระแสให้คงที่	32
4.1.3	การออกแบบเซททูปเรเบิลรีแอกเตอร์	32
บทที่ 5	การทดลองและผลการทดลอง	34
5.1	ลักษณะรูปคลื่นของกระแสและแรงดัน	34
5.2	การทดลองความคงที่ของกระแส	38
5.3	การทดลองเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลด	40
5.4	การทดลองหาค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์, ฮาร์โมนิค,ค่ากำลังไฟฟ้า	44
บทที่ 6	สรุปผลและวิจารณ์การทดลอง	45

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

เอกสารอ้างอิง

สารบัญรูป

	หน้า	
รูปที่ 2.1	โครงสร้างภายในและสัญลักษณ์ของเอสซีอาร์	2
รูปที่ 2.2	รูปร่างต่าง ๆ ภายนอกของเอสซีอาร์	3
รูปที่ 2.3	การไบแอสเอสซีอาร์	3
รูปที่ 2.4	แบบจำลองเอสซีอาร์ด้วยทรานซิสเตอร์	4
รูปที่ 2.5	กราฟคุณลักษณะแรงดันและกระแสของเอสซีอาร์	5
รูปที่ 2.6	เอสซีอาร์ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ	6
รูปที่ 2.7	แผนภาพวงจรควบคุมมุมจุดชนวนเกด	7
รูปที่ 2.8	วงจรพื้นฐานทั่วไปของออปแอมป์	9
รูปที่ 2.9	สัญลักษณ์ของออปแอมป์	9
รูปที่ 2.10	สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของออปแอมป์	10
รูปที่ 2.11	วงจรทั่วไปของ Op Amp	11
รูปที่ 2.12	ความสัมพันธ์ระหว่าง V_x และ V_{y1}	12
รูปที่ 2.13	วงจร Inverting Amp	13
รูปที่ 2.14	วงจร Noninverting Amp	13
รูปที่ 2.15	วงจร Buffer	14
รูปที่ 2.16	วงจร Summer Amp	14
รูปที่ 2.17	วงจร Integrator	15
รูปที่ 2.18	วงจร Differential	16
รูปที่ 2.19	วงจรสมมูลรีแอกเตอร์แกนเหล็ก	16
รูปที่ 2.20	ลักษณะของเซกทูเรเบิลรีแอกเตอร์	17
รูปที่ 3.1	แผนภาพวงจรควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ	19
รูปที่ 3.2	วงจรควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับโดยใช้เอสซีอาร์	20
รูปที่ 3.3	แรงดันที่ตกคร่อมโหลด	21
รูปที่ 3.4	แผนภาพของ TCA 785	23
รูปที่ 3.5	การต่อแหล่งจ่ายแรงดันให้กับ TCA 785 และแรงดันอ้างอิงภายใน	24
รูปที่ 3.6	การสร้างสัญญาณลาดเอียงกับวงจรตรวจจับจุดตัดศูนย์	25
รูปที่ 3.7	การปรับค่ากระแสโดยการปรับความต้านทาน R_o	25
รูปที่ 3.8	การเปรียบเทียบแรงดันควบคุมและแรงดันลาดเอียง	26
รูปที่ 3.9	สัญญาณพัลส์ของ TCA 785	27

รูปที่ 3.10	ภาคเอาต์พุตเป็นโพลีทรานซิสเตอร์	28
รูปที่ 3.11	วงจรเชื่อมโยงทางแสง	28
รูปที่ 4.1	แผนผังการทำงานของระบบ	29
รูปที่ 4.2	วงจรกำลัง	30
รูปที่ 4.3	วงจรสร้างพัลส์โดยใช้ไอซี TCA 785	31
รูปที่ 4.4	วงจร feed back control	32
รูปที่ 5.1	สัญญาณแรมป์ที่ขา 10	34
รูปที่ 5.2	สัญญาณพัลส์ขนาด 50 Hz ที่ออกจากขา 14	34
รูปที่ 5.3	สัญญาณพัลส์เทียบกับแรงดัน ไซน์	35
รูปที่ 5.4	ลักษณะกระแสเมื่อไม่มีโหลดความเหนี่ยวนำขณะปรับมุมทริก	35
รูปที่ 5.5	แรงดันตกคร่อมความต้านทานขนาน	36
รูปที่ 5.6	ลักษณะกระแสเมื่อมีโหลดเหนี่ยวนำที่แรงดันควบคุม 10 V*	36
รูปที่ 5.7	ลักษณะกระแสเมื่อมีโหลดเหนี่ยวนำที่แรงดันควบคุม 20 V	37
รูปที่ 5.8	ลักษณะกระแสเมื่อมีโหลดเหนี่ยวนำที่แรงดันควบคุม 30 V	37
รูปที่ 5.9	วงจรการทดลองในตารางที่ 5.1 และ 5.2	38
รูปที่ 5.10	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับเวลาเมื่อระบบไม่มีการป้อนกลับ	39
รูปที่ 5.11	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับเวลาเมื่อระบบมีการป้อนกลับ	40
รูปที่ 5.12	วงจรการทดลองในตารางที่ 5.3 และ 5.4	40
รูปที่ 5.13	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสของระบบที่มีการควบคุมป้อนกลับและไม่มี การควบคุมป้อนกลับเมื่อทำการเพิ่มหรือลดความต้านทานที่กระแสเริ่มต้น 2 A	42
รูปที่ 5.14	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสของระบบที่มีการควบคุมป้อนกลับและไม่มี การควบคุมป้อนกลับ เมื่อทำการเพิ่มหรือลดความต้านทานที่กระแสเริ่มต้น 4 A	42
รูปที่ 5.15	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสของระบบที่มีการควบคุมป้อนกลับและไม่มี การควบคุมป้อนกลับ เมื่อทำการเพิ่มหรือลดความต้านทานที่กระแสเริ่มต้น 2 A	43
รูปที่ 5.16	วงจรการทดลองในตารางที่ 5.5	43

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 5.1 การเปลี่ยนแปลงกระแสเมื่อระบบที่ไม่มีการควบคุมป้อนกลับ	38
ตารางที่ 5.2 การเปลี่ยนแปลงกระแสเมื่อระบบที่มีการควบคุมป้อนกลับ	39
ตารางที่ 5.3 ค่ากระแสเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงโหลดในระบบที่มีการควบคุมป้อนกลับ	41
ตารางที่ 5.4 ค่ากระแสเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงโหลดในระบบที่ไม่มีการควบคุมป้อนกลับ	41
ตารางที่ 5.5 ตารางที่ 5.5 แสดงค่าพาวเวอร์แฟคเตอร์ ฮาร์โมนิก กำลังไฟฟ้า	44



บทที่ 1

บทนำ

โหลดไฟฟ้าที่ใช้ในการทดลองโดยทั่วไปเมื่อทำการทดลองเป็นเวลานานๆ ผลของอุณหภูมิและผลของคุณสมบัติสารที่ใช้ทำโหลดส่งผลให้กระแสที่ตั้งไว้มีค่าเปลี่ยนแปลงทำให้ค่าที่ได้เกิดการคลาดเคลื่อนเมื่อทำการทดลอง โหลดที่ใช้โดยทั่วไปจะเป็นโหลดที่ใช้ทดสอบที่ค่าหนึ่งๆ เมื่อต้องการทดสอบกับโหลดค่าอื่นต้องมาต่ออนุกรมหรือขนานกับใหม่ เห็นว่าเป็นการไม่สะดวกจึงมีความจำเป็นต้องหาอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่แทนโหลดแบบเดิม ซึ่งโหลดชนิดนี้มีคุณสมบัติสามารถตั้งค่ากระแสทดสอบได้หลายค่า ใช้สะดวก และรักษาค่ากระแสที่ตั้งไว้ให้คงที่ตลอดเวลา แม้ทำการทดลองจะยาวนานหลายชั่วโมง เราเรียกอุปกรณ์นี้ว่า “Ac Electronic Load” โดยใช้วงจรทางอิเล็กทรอนิกส์เข้าไปควบคุมให้กระแสคงที่

วัตถุประสงค์ของงานปริญญานิพนธ์

1. เพื่อศึกษาทฤษฎีและหลักการของการควบคุมไฟฟ้ากระแสสลับที่เกิดขึ้นบน โหลดในแต่ละลักษณะ
2. เพื่อศึกษาวงจรที่สามารถนำมาใช้ควบคุมกำลังไฟฟ้า
3. เพื่อสามารถออกแบบและสร้างโหลดไฟฟ้ากระแสสลับได้

ประโยชน์ที่ได้จากงานปริญญานิพนธ์

1. สามารถนำงานปริญญานิพนธ์นี้ไปเป็นข้อมูลในการสร้างโหลดไฟฟ้ากระแสสลับได้
2. ได้เรียนรู้ทางด้านฮาร์ดแวร์ที่เกี่ยวกับเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์

ขอบเขตของงานปริญญานิพนธ์

โหลดไฟฟ้ากระแสสลับที่สร้างขึ้นมีขอบเขตใช้งานดังนี้

ความถี่ที่ใช้งาน	50	เฮิรตซ์
กระแสสูงสุด	10	แอมป์
แรงดันที่ใช้งาน	220	โวลท์

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐาน

2.1 เอสซีอาร์ (Silicon Control Rectifier : SCR)

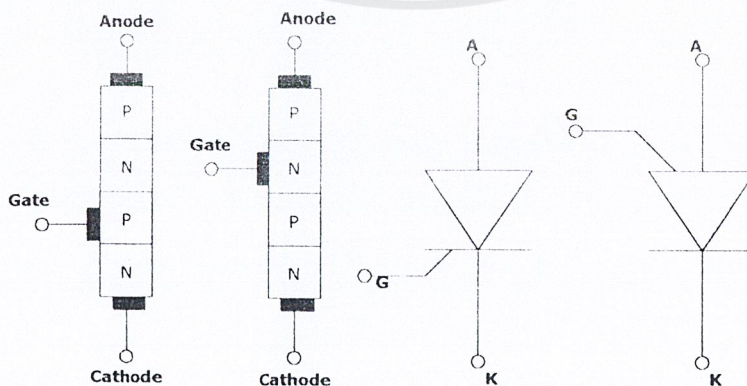
ไทรสเตอร์ (Thyristor) เป็นชื่อทั่วไปของสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำที่ประกอบด้วยชั้นของสารกึ่งตัวนำ P และ N วางเรียงสลับกันสี่ชั้น และคุณสมบัติของสวิทช์มีการลatching (Latching Switch) ไทรสเตอร์อาจมี 2 ,3 หรือ 4 ขั้ว และอาจนำกระแสทางเดียวหรือสองทางก็ได้ ไทรสเตอร์ที่นำกระแสทางเดียวได้แก่ เอสซีอาร์ (Silicon Control Rectifier :SCR) GTO(Gate turn off thyristor) และไทรสเตอร์ที่นำกระแสได้สองทางได้แก่ Triac (Triode AC Switch)

2.1.1 โครงสร้างภายในและสัญลักษณ์

เอสซีอาร์เป็นไทรสเตอร์ (Thyristor) ที่นิยมใช้กันมากที่สุด หน้าที่เป็นสวิทช์อิเล็กทรอนิกส์ที่ขอมกระแสไฟฟ้าไหลผ่านได้ในทิศทางเดียว

มีขนาดเล็กน้ำหนักเบาการทำงานมีความเชื่อถือสูงเมื่อใช้ระบบป้องกันที่เหมาะสม การใช้งานเอสซีอาร์ไม่ต้องมีการบำรุงรักษาและเสียค่าใช้จ่ายต่อแอมแปร์ต่ำ เอสซีอาร์เป็นสวิทช์ที่มีค่าความต้านทานสูงแม้ในขณะที่ได้รับแรงดันไปหน้า (Forward Voltage) จนกว่าจะมีสัญญาณจุดชนวนเกตที่เหมาะสม ป้อนให้กับขาเกตของเอสซีอาร์ก็จะนำกระแสได้ และค้างสภาวะการทำงาน (Latching) คือนำกระแสต่อไปได้โดยลำพัง ในสภาวะนี้เอสซีอาร์จะมีความต้านทานภายในต่ำมาก

เอสซีอาร์จะประกอบด้วยสารกึ่งตัวนำชนิดซิลิกอน 4 ชั้น คือ P-N-P-N จึงมี 3 รอยต่อ และมีขั้วต่อทางไฟฟ้าเพียง 3 ขั้ว คือ ขั้วแคโทด (Cathode : K) ขั้วแอโนด (Anode : A) และ ขาเกต (Gate: G) ดังในรูป 2.1 เอสซีอาร์มีทั้งชนิดที่ขาเกตอยู่ที่ขาเกตอยู่ที่สารพีเรียกว่าเกตชนิดพี (P-gate) และขาเกตอยู่ที่สารเอ็น เรียกว่า เกตชนิดเอ็น (N-gate) แต่โดยทั่วไปจะเป็นเกตชนิดพี

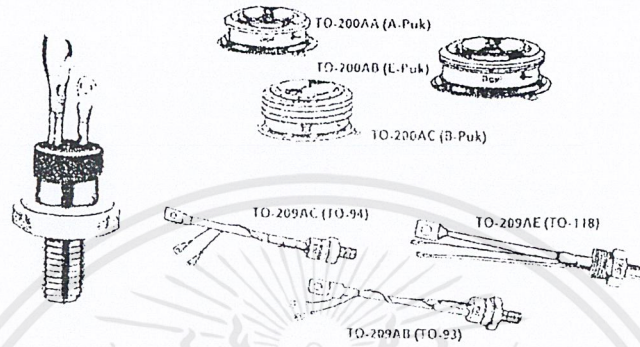


รูปที่ 2.1 โครงสร้างภายในและสัญลักษณ์ของเอสซีอาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์เพื่อการเรียนการสอนเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นสมควรขอใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

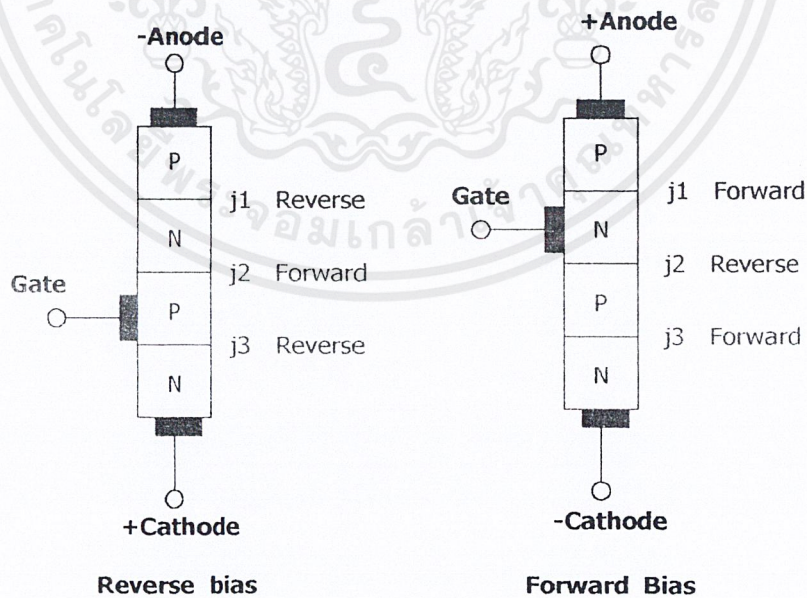
2.1.2 รูปร่างของเอสซีอาร์

ผลึกสารกึ่งตัวนำทั้ง 4 ชั้น จะถูกบรรจุไว้ในภาชนะรูปทรงต่าง ๆ ซึ่งรูปร่างของเอสซีอาร์ จะมีลักษณะคล้ายกับไดโอดก้ำดั่ง แต่เอสซีอาร์จะมีขั้วเกตอีกหนึ่งขั้วแสดงดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 รูปร่างแบบต่าง ๆ ภายนอกของเอสซีอาร์

2.1.3 การทำงานของเอสซีอาร์



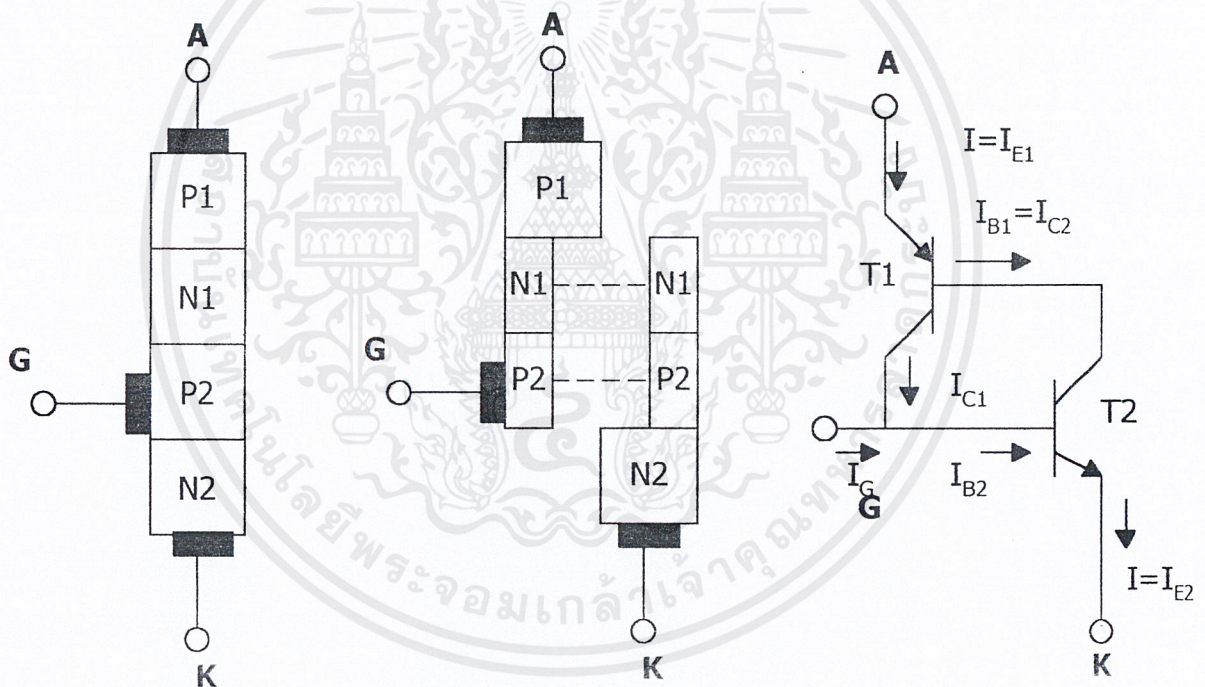
รูปที่ 2.3 การไบแอสเอสซีอาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การไบแอสย้อนกลับ (Reverse bias) คือ การป้อนศักย์แรงดันไฟฟ้าลบให้กับขั้วแอโนด และป้อนศักย์ไฟฟ้าบวกให้กับขั้วแคโทด สถานะนี้ถ้าแรงดันไปสูงเกินพิกัดเอสซีอาร์จะไม่นำกระแส ถึงแม้จะป้อนสัญญาณควบคุมให้กับขาเกตก็ตาม

การไบแอสไปหน้า (Forward bias) คือ การป้อนศักย์แรงดันไฟฟ้าบวกให้กับขั้วแอโนดและป้อนศักย์ไฟฟ้าลบให้กับขั้วแคโทด สถานะนี้เอสซีอาร์ก็จะยังไม่สามารถนำกระแสได้ จนกว่าจะป้อนสัญญาณควบคุมเกต โดยขาเกตจะได้ศักย์ไฟฟ้าบวกเมื่อเทียบกับขั้วแคโทดเอสซีอาร์ จึงจะนำกระแส กระแสไหลผ่านจากขั้วแอโนดไปยังขั้วแคโทดได้และเมื่อเอสซีอาร์นำกระแสแล้ว ไม่จำเป็นต้องมีสัญญาณเกตอีกต่อไป เอสซีอาร์จะหยุดนำกระแสเมื่อกระแสไหลผ่านเอสซีอาร์เป็น ศูนย์

การทำงานของเอสซีอาร์ สามารถอธิบายได้ด้วยแบบจำลองทรานซิสเตอร์ (Transistor model) ดังรูป ที่ 2.4



รูปที่ 2.4 แบบจำลองเอสซีอาร์ด้วยทรานซิสเตอร์

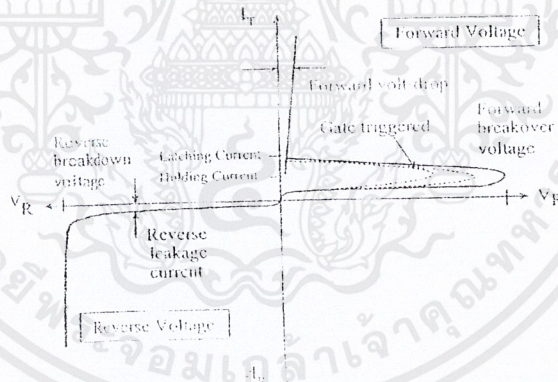
ชั้นสาร P-N-P-N สามารถจำลองเป็นทรานซิสเตอร์ 2 ตัว คือ PNP และ NPN เมื่อป้อน I_c เข้าที่ขาเกตหรือขาเบสของทรานซิสเตอร์ T_2 ก็จะทำให้เกิด I_{c2} หรือ I_{B1} และทรานซิสเตอร์ T_1 ก็จะนำกระแส กระแส I_{c1} ก็จะป้อนให้ขาเบสของ T_2 วงเวียนกันไปจนกระแสเพิ่มถึงจุดอิ่มตัวและถูกจำกัดด้วยค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดกระแส I_c ก็สามารถตัดออกได้

2.1.4 คุณสมบัติแรงดันและกระแสของเอสซีอาร์

เอสซีอาร์สามารถแบ่งสภาวะการทำงานได้ 3 สภาวะคือ

1. สภาวะปิดกั้นแรงดันย้อนกลับ (Reverse Blocking)
2. สภาวะปิดกั้นแรงดันย้อนกลับ (Forward Blocking)
3. สภาวะนำกระแสไปข้างหน้า (Forward Conduction)

ในสภาวะ Reverse blocking เอสซีอาร์ได้รับไบแอสย้อนกลับ (V_R) จะมีกระแสรั่วไหล (V_R) เพียงเล็กน้อย กระแสจะไหลจากขั้วแคโทดไปยังขั้วแอนโนด กระแสรั่วไหลจะทำให้คุณสมบัติของรอยต่อสูงขึ้น ด้วยผลของอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นเป็นปฏิกิริยาลูกโซ่ ดังนั้นค่ากระแสสูงสุดภายใต้สภาวะไบแอสแบบย้อนกลับจะถูกกำหนดโดยผู้ผลิต เพื่อจำกัดผลของความร้อนภายใน แต่อย่างไรก็ตามขณะไบแอสย้อนกลับไม่ควรมีการป้อนแรงดันกลับระหว่างขาเกตและขั้วแคโทด ในช่วงไบแอสแบบย้อนกลับเมื่อป้อนแรงดันสูงขึ้นเรื่อย ๆ จนถึงจุด Reverse Breakdown จะเกิดผลเช่นเดียวกับไดโอด กระแสจะไหลเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วซึ่งสามารถทำให้เอสซีอาร์เสียหายได้เนื่องจากอุณหภูมิบริเวณรอยต่อสูงเกินค่าที่กำหนด



รูปที่ 2.5 กราฟคุณสมบัติแรงดันและกระแสของเอสซีอาร์

ในสภาวะ Forward Blocking (Off- State) เอสซีอาร์ได้รับไบแอสไปหน้า (V_F) แต่บริเวณรอยต่อ j_2 ระหว่าง N_1 และ P_2 ยังคงเป็นไบแอสย้อนกลับ เนื่องจากไม่มีสัญญาณเกต ดังนั้นกระแส (I_F) ที่ไหลระหว่างขั้วแอนโนดและขั้วแคโทดจึงยังเป็นเพียงกระแสรั่วไหลเท่านั้นในสภาวะ แต่เมื่อเพิ่มขึ้นอีกจนถึงจุด Forward Breakover Voltage หรือ V_{BO} แล้วกระแสก็จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว และแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขั้วแอนโนดและขั้วแคโทดก็จะลดลงต่ำกว่า V_{BO} เข้าสู่สภาวะนำกระแสได้

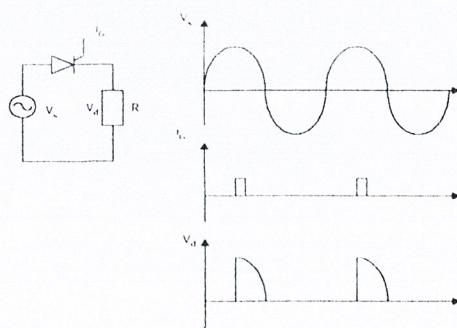
Forward Conduction (on-state) เอสซีอาร์ได้รับไบแอสไปหน้า (V_D) และมีสัญญาณจุดชนวนเกตหรือกระแสเกต เอสซีอาร์จะนำกระแสจากขั้วแอโนดไปยังแคโทดซึ่งมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแส (V_F) สูงกว่าค่ากระแสค้าง (Latching Current : I_L เอสซีอาร์ก็จะสามารถคงค้างสถานะการนำกระแสต่อไปได้ โดยมีต้องอาศัยกระแสอีกเมื่อเอสซีอาร์นำกระแสเต็มที่แล้ว ถ้ากระแสไหลผ่านเอสซีอาร์ลดลงต่ำกว่ากระแสยึด (Holding Current : I_H ของเอสซีอาร์แล้ว เอสซีอาร์ก็จะหยุดนำกระแสได้เอง

2.1.5 กรรมวิธีการนำกระแสของเอสซีอาร์

เทคนิคการควบคุมให้เอสซีอาร์นำกระแสในขณะไบแอสไปหน้า (Forward Bias) มีวิธีการ ดังต่อไปนี้ ป้อนกระแสเกต (Gate Current) วิธีนี้เป็นวิธีที่นิยมใช้ในการควบคุมให้เอสซีอาร์นำกระแสโดยทั่วไป เมื่อป้อนศักย์ไฟฟ้าบวกให้กับขาเกตเมื่อเทียบกับขั้วแคโทดแล้ว กระแสจะไหลเข้าชั้นสารชนิดพี (P2) และ สารชนิด (N2) ครบวงจรที่ขั้วแคโทด ดังรูปที่ 2.4 ทำให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวถูกไบแอสและนำกระแส ถ้าแรงดันตกคร่อมแอโนดและแคโทดมีค่าสูงขึ้น กระแสเกตที่ใช้ไบแอสก็จะมีค่าลดลงเอสซีอาร์ เมื่อกระแสไหลผ่านเอสซีอาร์ (ขั้วแอโนดและขั้วแคโทด) สูงกว่ากระแสค้างแล้วสามารถตัดกระแสออกได้โดยเอสซีอาร์ยังคงนำกระแสต่อไปแต่ถ้าตัดกระแสเกตออกโดยที่กระแสที่ผ่านเอสซีอาร์มีค่าต่ำกว่ากระแสค้างแล้วเอสซีอาร์ก็จะไม่สามารถนำกระแสต่อไปได้ ดังนั้นสัญญาณเกตจะต้องมีความกว้างพอที่จะทำให้กระแสไหลผ่านเอสซีอาร์สูงกว่าค่ากระแสค้างก่อนที่จะตัดกระแสเกตออก

2.1.6 เอสซีอาร์ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ

การใช้งานเอสซีอาร์ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ มีลักษณะการต่อวงจรเช่นเดียวกับไดโอดก้ำกั๋ง เอสซีอาร์จะนำกระแสที่นั้นไม่เพียงแต่ต้องได้รับแรงดันไปหน้าตกคร่อมระหว่างขั้วแอโนดกับแคโทดเท่านั้น เอสซีอาร์จะต้องได้รับกระแสจุดชนวนเกตด้วย ดังนั้นการควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจึงสามารถควบคุมได้โดยหน่วงเวลาจุดชนวนเกตหรือควบคุมมุมจุดชนวนเกต (Trigger Delay Angle : α) นั้นเองแสดงดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 เอสซีอาร์ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ

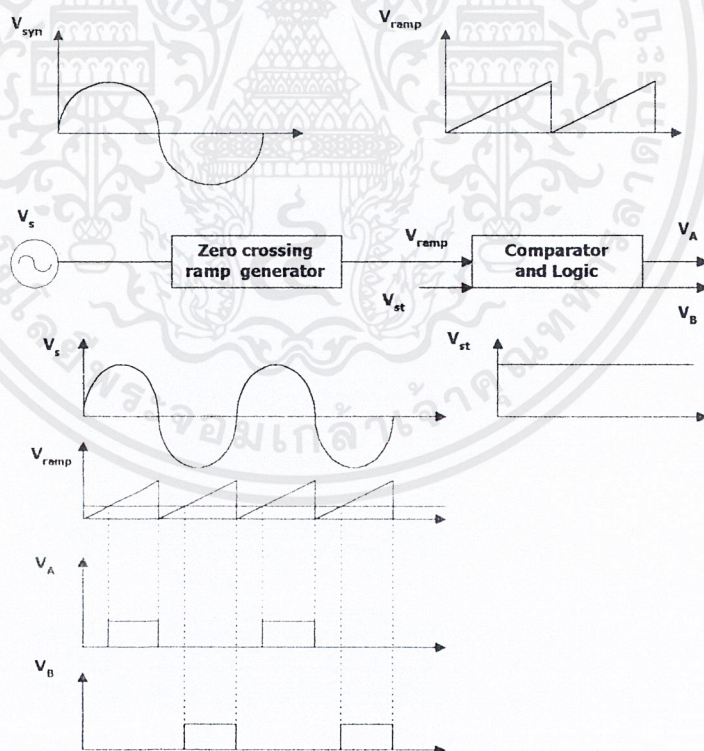
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนักผู้จัดทำนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.7 การควบคุมเอสซีอาร์

จากรูปที่ 2.6 ขั้วแอโนดของเอสซีอาร์ต่อกับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ V_s (แรงดันอินพุต) ขั้วแคโทดต่อกับโหลดตัวต้านทาน ช่วงเวลาที่แรงดันอินพุตเป็นบวกเอสซีอาร์จะได้รับแรงดันไปหน้า $0 \leq \omega t \leq 180$ เมื่อจุดชนวนเกตจะทำให้เอสซีอาร์นำกระแส ตั้งแต่ $\omega t = \alpha$ ไปจนกว่ากระแสไหลผ่านเอสซีอาร์ต่ำกว่ากระแสยึด (Holding Current) เอสซีอาร์จึงจะหยุดนำกระแสแรงดันอินพุตซึ่งเป็นไฟฟ้ากระแสสลับจะตกสู่ศูนย์ทุก ๆ ครึ่งรอบเช่นเดียวกัน ด้วยเหตุนี้ในรอบต่อไปต้องจุดชนวนอีกครั้งเพื่อให้เอสซีอาร์เริ่มนำกระแสในรอบต่อไป

2.1.8 การจุดชนวนเกตเอสซีอาร์

ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับเอสซีอาร์ต้องการสัญญาณจุดชนวนเกตทุก ๆ รอบ ดังนั้นหลักการเบื้องต้นที่จะสร้างสัญญาณจุดชนวนเกตต้องตรวจวัดมุมเฟสของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับก่อนเพื่อนำมาอ้างอิงและหาช่วงเวลาจุดชนวนเกตเอสซีอาร์ มุมจุดชนวนเกตจะต้องสัมพันธ์กับแรงดันอินพุตทุก ๆ รอบซึ่งเรียกว่า การซิงโครไนซ์ (Synchronizing) วิธีออกแบบวงจรสร้างสัญญาณจุดชนวนเกตมีหลายแบบ ในหัวข้อนี้จะอธิบายหลักการออกแบบเบื้องต้นเท่านั้น



รูปที่ 2.7 แผนภาพวงจรควบคุมมุมจุดชนวนเกต

จากรูปที่ 2.7 แสดงแผนภาพการสร้างสัญญาณจุดชนวนเกต โดยเริ่มจากการตรวจวัดแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์และแปลงเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม (V_{st}) โดยวิธี Zero Crossing และแปลงเป็นสัญญาณแรงดันลาดเอียง (Ramp Voltage : V_{ramp}) ที่มีมุมเฟสตรงกับแรงดันอินพุต สัญญาณลาดเอียงจะนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันควบคุม (Control Voltage : V_{st}) ถ้าแรงดันควบคุมสูงกว่าแรงดันลาดเอียงจะได้ลอจิกศูนย์ แต่ถ้าแรงดันควบคุมต่ำกว่าแรงดันลาดเอียงจะได้ลอจิกหนึ่ง ดังนั้นมุมของสัญญาณลอจิกที่เกิดขึ้นมีความสัมพันธ์กับแรงดันควบคุม ดังสมการที่ 2.1

$$\text{Angle}(\alpha) = 180 \times \frac{V_{st}}{V_{ramp(peak)}} \quad (2.1)$$

สัญญาณลอจิกที่ได้จะนำไปขยายสัญญาณให้สูงขึ้น เพื่อให้กระแสเกตมีค่าสูงพอที่จะจุดชนวนเกตให้เอสซีอาร์นำกระแสได้ จากสมการที่ 2.1 หลักการที่ได้กล่าวมานี้อาจใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ มาต่อใช้งานก็ได้ หรือใช้ วงจรรวมที่จัดทำเฉพาะ เช่น TCA785 ของ Siemens

2.2 ออปแอมป์ (Operational Amplifier)

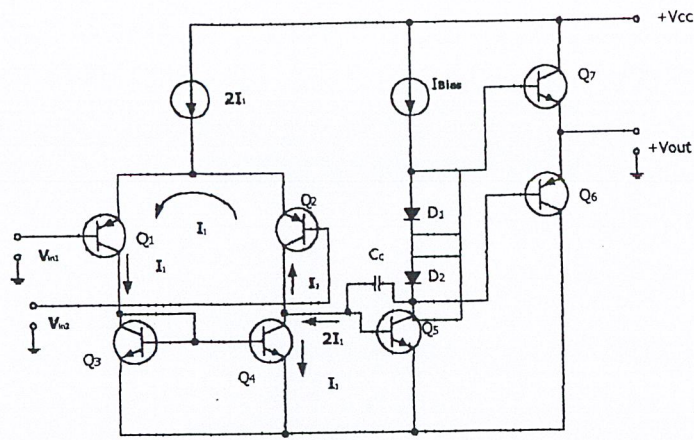
2.2.1 หลักการทั่วไป

เนื่องจากปัจจุบันนี้ได้มีการพัฒนาเทคโนโลยีสารกึ่งตัวนำและวงจรรวม IC (Integrate Circuit) จึงทำให้เราสามารถผลิต Device ขนาดเล็กเชื่อถือได้ และใช้งานได้สะดวก ซึ่ง Device ตัวหนึ่งที่เรารู้จักกันดีก็คือ Operational Amplifier หรือที่เรียกย่อว่า Op-Amp และเราสามารถนำมาใช้งานได้มากมายเช่น นำมาใช้เป็นวงจรขยาย, วงจร Oscillator, วงจร filter, วงจร Comparator โดยเราสามารถซื้อหาอุปกรณ์ Op-Amp ได้ง่ายในท้องตลาด ราคาถูกเมื่อนำมาใช้งานเพียงแต่เอาอุปกรณ์อื่น ๆ มาต่อเพิ่มเติมอีกเพียงไม่กี่ตัว เช่น R C หรือ Diode ก็สามารถทำหน้าที่ได้ดีกว่าการนำเอา Transistor หลายสิบตัวมาต่อเพื่อให้ทำหน้าที่เช่นเดียวกัน

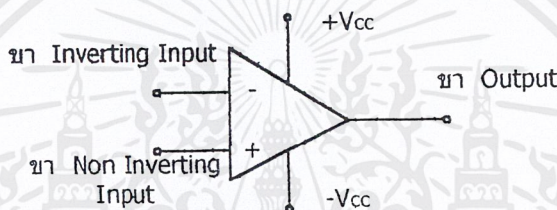
จากรูปจะเห็นได้ว่า Op-Amp มีวงจรพื้นฐานภายในประกอบด้วย 3 ส่วนด้วยกัน คือ

- 1) ภาคนำเข้า Input
- 2) ภาคนำเข้าที่ 2 (I-to-V)
- 3) ภาคนำออก Output

โดยที่ภาคอินพุตจะทำหน้าที่เปลี่ยน (Differential Input) ดิฟเฟอเรนเชียลอินพุตโวลต์เดมาเป็นกระแส ส่วนภาคนำเข้าที่ 2 จะทำหน้าที่ขยายสัญญาณกระแสดังกล่าวให้มีค่าสูงขึ้นมาก ๆ ส่วนภาคนำออก Output จะทำหน้าที่จ่ายสัญญาณเพาเวอร์สูงพอสมควร



รูปที่ 2.8 วงจรพื้นฐานทั่วไปของออปแอมป์



รูปที่ 2.9 สัญลักษณ์ของออปแอมป์

จากรูปที่ 2.8 จะเห็นว่าภาคอินพุท ทำหน้าที่ Voltage ให้เป็นกระแส $2I_1$ โดยที่มี Q_5 จะเป็น V_t เพื่อไป Drive วงจรภาคสุดท้ายซึ่งเป็นวงจร Class AB โดยที่ Diode D_1 และ D_2 ร่วมกับกระแสคงตัว I_{BIAS} จะเป็นตัว Bias ให้ Q_7 และ Q_6 ทำงานใน Class AB [Q_6 และ Q_7 จะสลับกับทำงาน $\Rightarrow Q_7$ จะ conduct เมื่อ V_{out} เป็นบวก และ Q_6 จะ conduct V_{out} เป็นบวก และ Q_6 จะ Conduct เป็นบวก และ Q_6 จะ Conduct เมื่อ V_{out} เป็นลบ

2.2.2 คุณสมบัติของ Ideal Op-Amp

- 1) $Z_{in} \longrightarrow \infty$
- 2) $Z_o \longrightarrow 0$ (Output เป็น Voltage Source)
- 3) Differential Gain (A_{vd}) = $-\infty$
- 4) Common mode Gain (A_{vc}) = 0
- 5) Bandwidth = ∞
- 6) V_{out} เมื่อ $V_{in1} = V_{in2}$ (ไม่มี DC Offset)

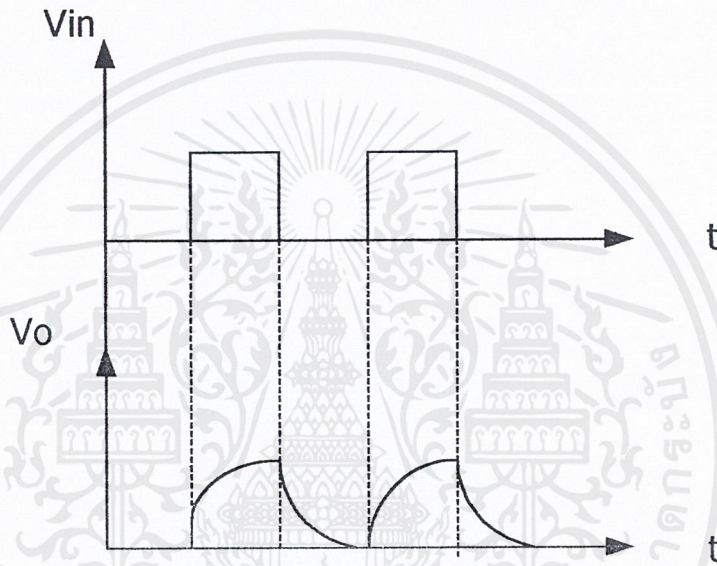
7) ไม่ขึ้นอยู่กับ Temperature

$$8) \text{ CMRR (Common-mode Rejection Ratio) } = \frac{A_{vd}}{A_{vc}} = \infty$$

9) Slow rate ($\frac{V}{\mu S}$) สูงซึ่ง Slow rate คือ อัตรา การเปลี่ยนแปลงสูงสุดของแรง

ดัน Output ต่อหน่วยเวลาของวงจรรขยาย Close loop เมื่อ input เป็นสัญญาณขนาดใหญ่ เช่น

$$\#741 \text{ ซึ่งมี Slow rate} = 0.5 \frac{V}{\mu S}$$



รูปที่ 2.10 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของออปแอมป์

กล่าวคือเมื่อเรานำ Op-Amp #741 มาต่อในลักษณะ Close loop (มีการป้อนกลับ) อาจมี Gain หรือไม่ก็ตาม แต่ให้ O/P ออกมามีค่า $\frac{V_o}{\text{Time}}$ มากกว่า $0.5 \frac{V}{\mu S}$ จะทำให้ O/P V_t ผิดเพี้ยนดัง

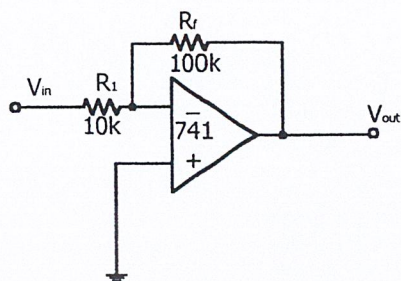
รูปข้างบน จากข้อ 5 Bandwidth สำหรับของ Op-Amp ทางปฏิบัติ

$$BW = \frac{GBWP}{|A_{vf}|} \quad (2.2)$$

GBWP : Gain Band Width product (Hz)

$|A_{vf}|$: V_f Gain มี feedback

เช่น Op-Amp #741 บอกค่า frequency response (f) เท่ากับ 1 MHz ไม่ได้หมายถึงว่าเมื่อนำเอา Op-Amp ตัวนี้มาใช้ออกแบบวงจรเช่นออกแบบไว้ให้มี Gain = -10 วงจรจะรักษา Gain = -10 ตั้งแต่ DC จนถึง 1 MHz



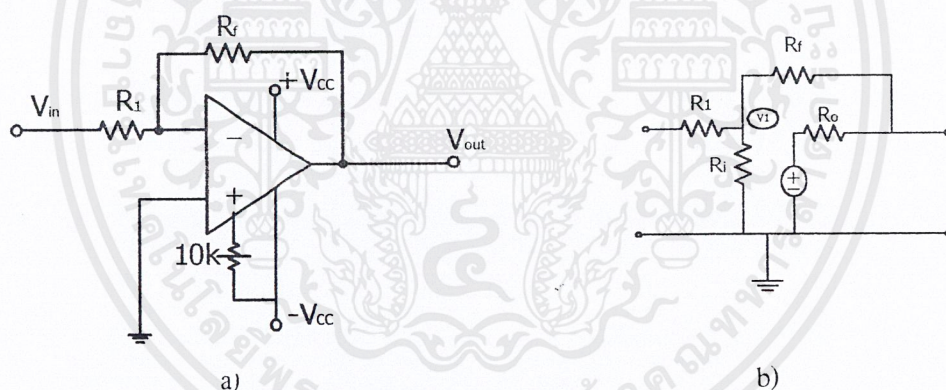
$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{-R_f}{R_1} = -10 = A_{vf}$$

$$BW = \frac{GBWP}{|A_{vf}|} = \frac{1 \times 10^6 \text{ Hz}}{10}$$

$$BW = 100 \text{ KHz}$$

ถ้ารับวงจรมีวงจรจะรักษาสภาพมี Gain = -10 ตั้งแต่ DC จนถึง 100 KHz เท่านั้น ความถี่สูงกว่านี้ Gain จะลดลงเป็นเชิงเส้น

2.2.3 ลักษณะการใช้งานของ Op-Amp



รูปที่ 2.11 a) วงจร Inverting Amp

b) วงจรเสมือน

ปกติแล้ว Op-Amp จะใช้งานในลักษณะป้อนกลับ (Feed Back Loop) โดยใช้ อุปกรณ์ Resistive หรือ Reactive มาต่อเข้ากับขั้ว Output และขั้ว Input ดังรูปที่ 2.11 a)

Virtual Ground

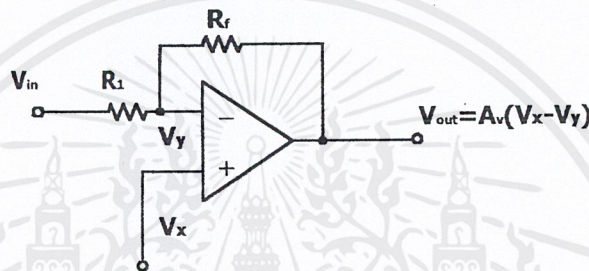
เพื่อที่จะทำให้เข้าใจการทำงานของ Op-Amp ได้ง่ายขึ้นสมมุติให้ Op-Amp ที่กำลังพิจารณาอยู่นี้มีคุณสมบัติใกล้เคียงอุดมคติ คือ ค่า R_i มีค่าสูงมากๆ , ค่า R_o มีค่าต่ำมากๆ และ

ค่า Open loop Gain (A_v) มีค่าสูงมาก ๆ และนอกจากนั้น $V_1 = 0$ ทำให้ $V_o = 0$ ด้วยดังวงจรเสมือนรูปที่ 2.11 (b)

ในลำดับแรกในการพิจารณา จะเห็นได้ว่า $V_o \cong -A_v V_1$ เนื่องจากค่า Open loop gain (A_v) มีค่าสูงมาก V_o มากกว่า V_1 มาก ๆ และเนื่องจาก V_o ถูกจำกัดโดยค่าของ $\pm V_{CC}$ เช่น $\pm 10V$ ดังนั้น V_1 จะมีค่าอยู่ในย่าน (เช่น $A_v = 200,000$ และ $V_o = \pm 10V$)

$$\therefore V_1 = \frac{V_o}{A_v} = \frac{\pm 10V}{200,000} = \pm 0.5 \times 10^{-4}V = \pm 50\mu V$$

จะเห็นได้ว่าค่า V_1 จะมีค่าสูงสุดไม่เกิน $\pm 50\mu V$ ซึ่งมีค่าประมาณเท่ากับ Ground (ระดับใกล้เคียงกัน) ดังนั้นเราจึงเรียกจุดนี้ว่า Virtual Ground (เสมือนกราวด์)



รูปที่ 2.12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง V_x และ V_y

รูปที่ 2.12 เป็นการแสดงให้เห็นถึงแนวคิดของ Virtual Ground ที่ขึ้นอยู่กับ Input ทั้งคู่ของ OP-Amp โดยกำหนดให้ V_{in} เป็น Unknown Voltage และ V_x เป็นแรงดันอ้างอิง

จาก
$$V_o = A_v(V_x - V_y) \quad (2.3)$$

และ
$$\frac{V_o - V_y}{R_f} + \frac{V_{in} - V_y}{R_1} = 0 \quad (2.4)$$

$$\therefore \frac{V_o - V_y}{R_f} = \frac{V_y - V_{in}}{R_1} \quad (2.5)$$

แทน 2.3 ลงใน 2.5 จะได้

$$\frac{A_v(V_x - V_y) - V_y}{R_f} = \frac{V_y - V_{in}}{R_1} \quad (2.6)$$

จัดเทอมใหม่ เพื่อหาค่า V_y จะได้

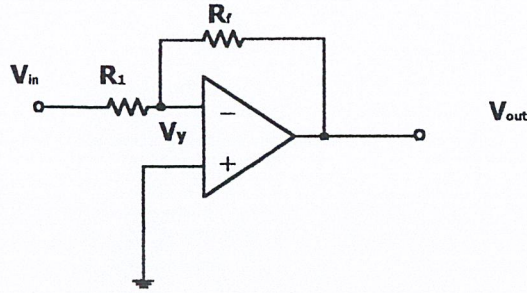
$$V_y = V_x \left(\frac{A_v}{A_v + 1 + \frac{R_f}{R_1}} \right) + \frac{(R_f / R_1)V_{in}}{A_v + 1 + \frac{R_f}{R_1}} \quad (2.7)$$

เนื่องจากค่า A_v มีค่าสูงมากดังนั้น

$$V_y \cong V_x \quad (2.8)$$

2.2.4 การต่อออปแอมป์ในลักษณะการใช้งานต่าง ๆ

2.2.4.1 วงจร Inverting Amp



รูปที่ 2.13 วงจร Inverting Amp

ใช้ KCL ที่ node V_1 จะได้

$$\frac{V_{in} - V_1}{R_1} + \frac{V_o - V_1}{R_f} = 0$$

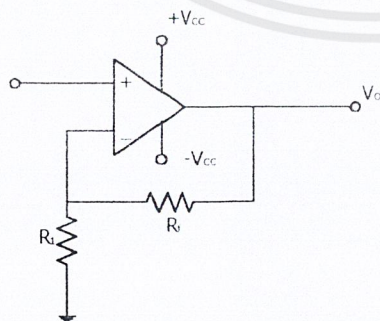
$$\frac{V_{in} - V_1}{R_1} = \frac{V_i - V_o}{R_f} \quad (2.9)$$

เนื่องจากเราได้พิสูจน์มาแล้วว่า V_1 คือ Virtual Ground

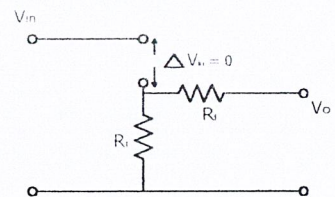
$$\frac{V_o}{V_{in}} \cong \frac{-R_f}{R_1} \quad (2.10)$$

จะเห็นได้ว่า Gain ของ Op-Amp ขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของวงจรมีจะให้รูปคลื่นสัญญาณ O/P กลับเฟสกับสัญญาณ input 180

2.2.4.2 วงจร Noninverting Amp



a)



b)

รูปที่ 2.14 a) วงจร Noninverting

b) วงจรเสมือน

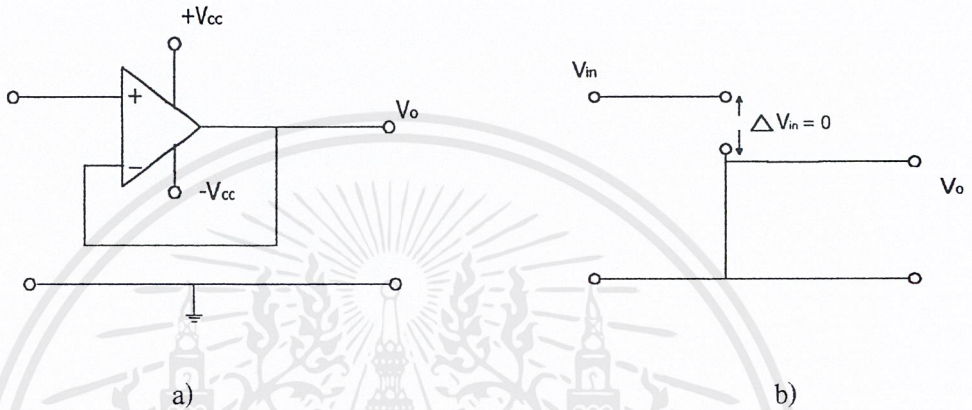
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.14 b) จะได้

$$V_o \frac{R_1}{R_1 + R_f} \cong V_{in} \quad (2.11)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} \cong 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad (2.12)$$

2.2.4.3 วงจร Unity follower หรือ วงจร Buffer



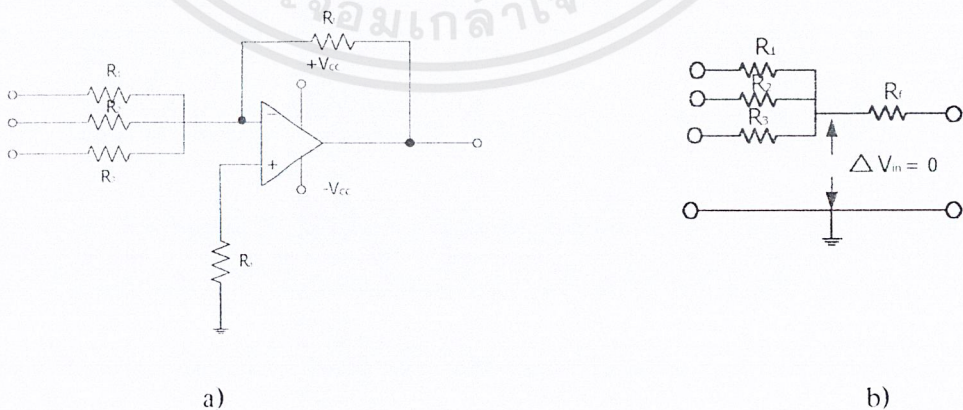
รูปที่ 2.15 a) วงจร Buffer

b) วงจรเสมือน

จากรูปที่ 2.15 จะเห็นได้ว่าวงจร Buffer เป็นกรณีพิเศษของ Non-Inverting Amp เมื่อ $R_f = 0$, $R_1 = \infty$ ดังนั้นจะได้

$$V_o \cong V_{in} \quad (2.13)$$

2.2.4.4 วงจร Summer Amp



รูปที่ 2.16 a) วงจร Summer Amp

b) วงจรเสมือน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.16 b) เราใช้ KCL จะได้

$$\frac{V_{in1}}{R_1} + \frac{V_{in2}}{R_2} + \frac{V_{in3}}{R_3} \cong -\frac{V_o}{R_f} \quad (2.14)$$

$$V_o = -\left(\frac{R_f}{R_1}V_{in1} + \frac{R_f}{R_2}V_{in2} + \frac{R_f}{R_3}V_{in3}\right) \quad (2.15)$$

จะเห็นได้ว่าแรงดัน V_o ที่ได้จะเป็นผลรวมเชิงเส้นของวงจรถยายแต่ละ input ส่วนตัวต้านทาน R_x ใส่เข้าไปเพื่อหักล้างผลของกระแส input bias ซึ่งค่า $R_x = R_1 // R_2 // R_3 + R_f$ เพื่อให้ balance ที่ขา input ทั้งสอง (ไม่ให้เกิด offset)

2.2.4.5 วงจร Integrator



รูปที่ 2.17 a) วงจร Integrator

b) วงจรเสมือน

จากรูปที่ 2.17 b) พิจารณาที่ node V_1 จะได้

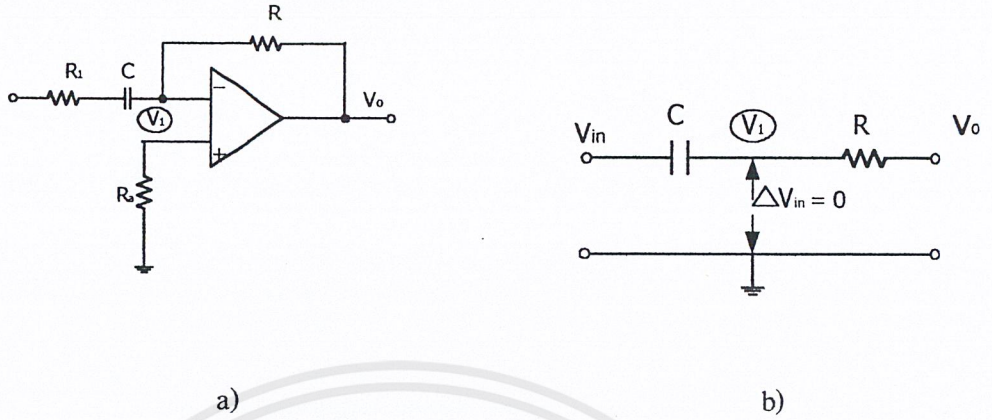
$$i = C \frac{d(V_1 - V_o)}{dt} = \frac{V_{in} - V_1}{R} \quad (2.16)$$

$$V_{in} = V_1 + RC \frac{dV_1}{dt} - RC \frac{dV_o}{dt} \quad (2.17)$$

เนื่องจาก $V_1 = 0$

$$\therefore V_o \cong -\frac{1}{RC} \int_0^t V_{in} dt \quad (2.18)$$

2.2.4.6 วงจร Differentiator



รูปที่ 2.18 a) วงจร Differentiator

b) วงจรเสมือน

จากรูปที่ 2.18 (b) พิจารณาที่ Node V_1 จะได้

$$i = C \frac{d(V_{in} - V_1)}{dt} = \frac{V_1 - V_o}{R} \tag{2.19}$$

ดังนั้น

$$V_o = V_1 + RC \frac{dV_1}{dt} - RC \frac{dV_{in}}{dt} \tag{2.20}$$

$$V_o \cong -RC \frac{dV_{in}}{dt} \tag{2.21}$$

2.3 หลักการของแซททูเรชันแอกเตอร์



รูปที่ 2.19 (a) วงจรสมมูลขั้วรีแอกเตอร์แกนเหล็ก

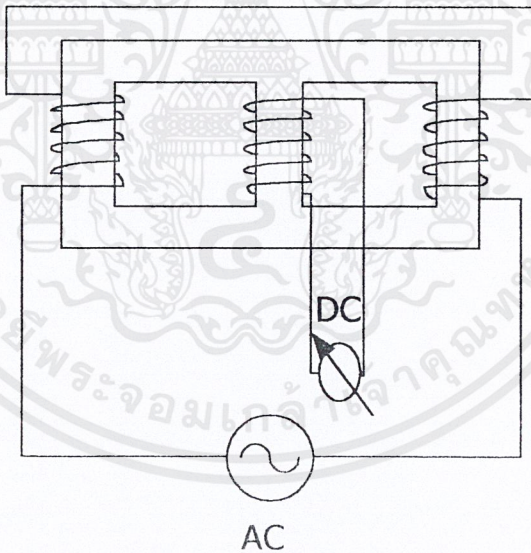
(b) วงจรสมมูลของความต้านทานจริงและความต้านทานเสมือน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- R_a : ค่าความต้านทานเสมือน (ohms)
- X_a : ค่ารีแอกแตนซ์เสมือน(apparent reactance) (ohms)
- R : ค่าความต้านทานของขดลวด (ohms)
- R_c : ค่าความต้านทานสมมูลย์ที่ทำให้เกิดการสูญเสียในแกนเหล็ก(ohms)

หลักการทํางาน

จากรูปที่ 2.20 จะเห็นว่าเซททุเรเบิลรีแอกเตอร์มีลักษณะแกนเหล็กเป็นแบบเชลล์ (shell type) มีการต่อของขดลวดกระแสสลับในแบบอนุกรมขณะที่ไม่มีการกระตุ้นกระแสตรง ตามลักษณะการพันของขดลวด เส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากกระแสสลับจะหักล้างกันพอดีในขากลางที่เราพันขดสำหรับกระแสตรงไว้และรวมกันในขาข้าง เมื่อป้อนกระแสตรงจะเกิดเส้นแรงแม่เหล็กที่มีทิศทางเดียววิ่งในขากลาง ซึ่งเส้นแรงแม่เหล็กจะไปเสริมและหักล้างเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากกระแสสลับในขาทั้งสองทำให้แกนเหล็กทั้งสองข้างละครึ่งวัฏจักรของแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ



รูปที่ 2.20 ลักษณะของเซททุเรเบิลรีแอกเตอร์

รีแอกเตอร์ที่สร้างขึ้นมานี้จะนำมาต่ออนุกรมอยู่ระหว่างแหล่งจ่ายศักดาคงที่และภาระในตอนแรกค่าของความซึมซาบแม่เหล็กจะมีค่าสูงและทำให้ความเหนี่ยวนามีค่ามากด้วย สักดาไฟฟ้าส่วนใหญ่จะตกคร่อมอยู่ที่ตัวรีแอกเตอร์มาก จนกระทั่งเมื่อป้อนกระแสตรงให้กับขดลวดสำหรับ

กระแสตรง จะทำให้ค่าความซึมซาบแม่เหล็กลดลงค่าความเหนี่ยวนำก็จะลดลงส่งผลให้ศักดาไฟฟ้าไปตกคร่อมภาระมากขึ้น และเนื่องจากค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมรีแอกเตอร์ลดลงจะทำให้เส้นแรงแม่เหล็กลดลงจากเดิม นั่นคือค่าของความสูญเสียในแกนเหล็ก (R_c) ลดลงด้วย ในขณะที่ค่าความต้านทานเนื่องจากขดลวด มีค่าคงที่เสมอ เมื่อค่าความต้านทานทั้งสองรวมกันจะได้ว่าค่าความต้านทานเสมือนมีค่าลดลง และเมื่อพิจารณาจากสมการที่ 2.22 จะเห็นว่าค่าอิมพีแดนซ์ของรีแอกเตอร์ลดลง

$$Z_a = R_a + jX_a \quad (2.22)$$

ค่าอิมพีแดนซ์รวมของรีแอกเตอร์ซึ่งส่งผลให้กระแสที่ไหลในวงจรมีค่ามากขึ้นซึ่งแสดงถึงลักษณะการควบคุมกระแสโดยใช้รีแอกเตอร์



บทที่ 3

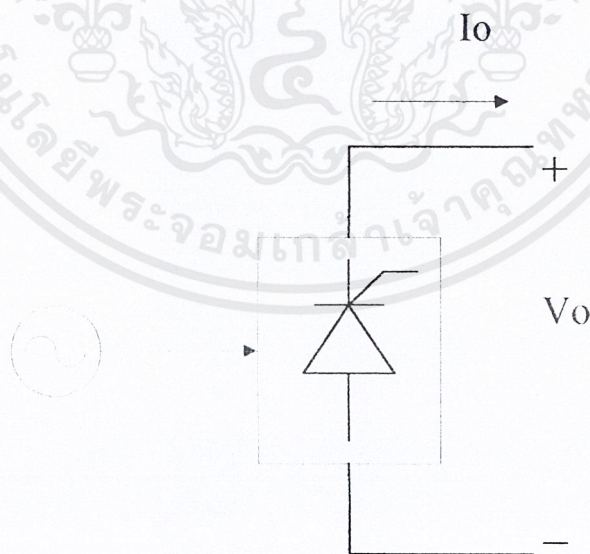
วงจรการทำงาน

3.1 การแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับ (AC to AC Converter)

3.1.1 เฟสคอนโทรล

การควบคุมกำลังไฟฟ้าให้แก่โหลดบางอย่าง ที่ไม่จำเป็นต้องใช้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง เช่นการควบคุมความสว่างของหลอดไฟ, การควบคุมอุณหภูมิขดลวดความร้อน, การเปลี่ยนจุดต่อ (tap) ของหม้อแปลง, การควบคุมหม้อแปลงเหนี่ยวนำ, การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ, การชูปโลหะด้วยไฟฟ้า, การชดเชยกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ เป็นต้น โหลดต่าง ๆ เหล่านี้สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าได้โดยการควบคุมค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่จ่ายให้กับโหลด

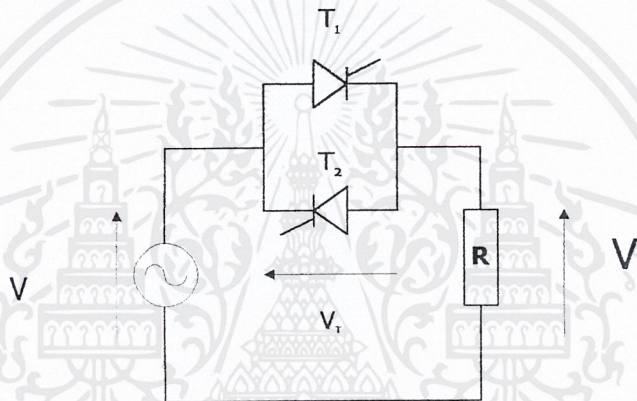
เกี่ยวกับการใช้เอสซีอาร์ในวงจรกระแสไฟฟ้ากระแสสลับ โดยทำหน้าที่เรียงกระแสที่ความถี่ระบบจำหน่ายไฟฟ้า (50-60 เฮิรตซ์) เอสซีอาร์สามารถที่จะนำมาใช้ควบคุมเฟสของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับได้อีก โดยต่อเอสซีอาร์ในลักษณะขนานหัวกลับ (Anti-Pararell) ทำหน้าที่เป็นสวิทช์นำกระแสได้สองทิศทาง และยังมีอุปกรณ์สวิตซ์กำลังอีกตัวหนึ่งที่นำกระแสได้สองทิศทางคือ ไตรแอก (Triac) การควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ ยังสามารถที่จะเปลี่ยนความถี่และจำนวนเฟสได้ด้วย โดยต่อเอสซีอาร์ในลักษณะต่าง ๆ



รูปที่ 3.1 แผนภาพวงจรควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ (AC to AC Converter)

3.1.2 การต่อเอสซีอาร์แบบขนานหัวกลับ

จากรูปที่ 3.1 สามารถใช้เอสซีอาร์ 2 ตัว ต่อขนานแบบหัวกลับ (Anti-Pararell) จากรูป 3.1 ช่วงเวลาที่แรงดันอินพุตมีค่าเป็นบวกเอสซีอาร์ T_1 จะได้รับแรงดันไปหน้าคังนั้นต้องจุดชนวนเกตเอสซีอาร์ T_1 ในช่วง $0 < \omega t < 180$ เอสซีอาร์ T_1 จะนำกระแสตั้งแต่ $\omega t = \alpha$ ไปจนกว่ากระแสไหลผ่านเอสซีอาร์ต่ำกว่ากระแสยึด (Holding Current) เอสซีอาร์ T_1 จึงจะหยุดนำกระแสในครึ่งรอบต่อไปเอสซีอาร์ T_2 จะได้รับแรงดันไปหน้า คังนั้นจึงต้องจุดชนวนเกตเอสซีอาร์ T_2 ในช่วง $180 < \omega t < 360$ สัญญาณจุดชนวนเกตจึงต้องมี 2 สัญญาณและห่างกัน 180 คังนั้นการควบคุมแรงดันไฟฟ้าสามารถควบคุมได้โดยหน่วงเวลาจุดชนวนเกต (Trigge Delay Angle : α) โดยมีพื้นฐานการออกแบบวงจรสร้างสัญญาณจุดชนวนเกต การต่อสัญญาณจุดชนวนเกต เอสซีอาร์ในวงจรเกตเอสซีอาร์ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับเฟสเดียว แสดงในรูปที่ 2.7



รูปที่ 3.2 วงจรควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับโดยใช้เอสซีอาร์

หลักการ

- สมมติให้แรงดัน ณ แหล่งจ่าย v ให้เป็นแหล่งจ่ายอุดมคติ มีค่าความต้านทานภายในเป็นศูนย์และให้แรงดันเป็นไซน์

$$v = V\sqrt{2} \sin \theta \quad (3.1)$$

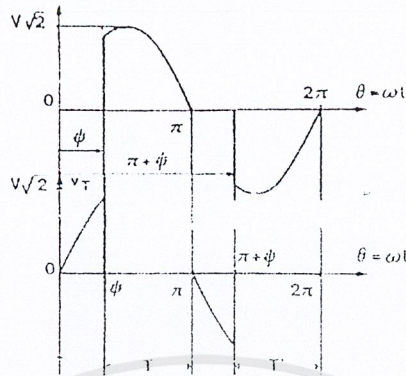
ซึ่ง $\theta = \omega t = \frac{2\pi}{T}$ (radian)

V คือ แรงดันอาร์เอ็มเอสของ v (Volt)

ω คือ ความเร็วเชิงมุม (radian/sec)

T คือ คาบเวลา (Sec)

3.1.3 วิเคราะห์การทำงาน



รูปที่ 3.3 แรงดันที่ตกคร่อมโหลด

การทำงานของวงจรรูปที่ 3.3 ตลอด 1 วัฏคลื่นของแรงดัน v เมื่อโหนดคือความต้านทานเพียงอย่างเดียว รูปที่ 3.3 ได้แสดงให้เห็นถึงรูปคลื่นของแรงดันตกคร่อมโหลด V_L และแรงดันตกคร่อมไทริสเตอร์ V_T ในระหว่างคาบเวลาต่าง ๆ

- เมื่อแรงดัน v เป็นบวกไทริสเตอร์ทั้ง 2 ตัว จะไม่นำกระแสพร้อมกัน แรงดัน $V_T = v$ ซึ่งในขณะนั้นไทริสเตอร์ T_1 จะได้รับสัญญาณจุดจนวนเกด
- เมื่อ $\theta = \omega t = \psi$ (ซึ่ง $\psi < \pi$) แรงดัน V_T จะตกลงเป็นศูนย์ $V_L = v$ กระแสที่ไหลผ่านโหลดจะไหลผ่านไทริสเตอร์ตลอดทั้งซีกบวก ($\theta < \pi$)

$$i = \frac{V\sqrt{2}}{R} \sin \theta \quad (3.2)$$

- เมื่อ $\theta = \pi$ กระแส i จะตกลงเป็นศูนย์และไทริสเตอร์ T_1 ก็จะหยุดนำกระแส
- เมื่อ θ อยู่ระหว่าง π และ $\pi + \psi$ ไทริสเตอร์ T_1 ซึ่งจะยังคงหยุดนำกระแสอยู่และไทริสเตอร์ T_2 ซึ่งจะยังคงไม่ได้รับสัญญาณจุดจนวนเกด แรงดัน $v_T = v$ เพราะ i และ v มีค่าเท่ากับศูนย์ทั้งคู่
- เมื่อ $\theta = \pi + \psi$ แรงดัน v_T เป็นลบและสัญญาณเกดเข้าจุดจนวนให้กับไทริสเตอร์ T_2 จึงทำให้มีการนำกระแสเกิดขึ้น
- เมื่อ θ อยู่ระหว่าง $\pi + \psi$ และ 2π กระแส i ที่ไหลอยู่ในช่วงนี้ก็จะยังคงมีลักษณะเช่นเดียวกับในช่วงการนำกระแสของไทริสเตอร์ T_1

3.2 การสร้างสัญญาณกระแสเอสซีอาร์

3.2.1 วงจรจุดชนวนเกตแบบควบคุมเฟส (Phase Control Trigger Circuit)

การควบคุมมุมจุดชนวนเกตเอสซีอาร์ หรือ ไทรแอก ดังที่ได้อธิบายหลักการไว้เป็นวิธีการควบคุมมุมจุดชนวนเกตแบบเชิงเส้น ซึ่งเป็นที่นิยมใช้ในงานอุตสาหกรรม เนื่องจากการทำงานของวงจรไม่มีผลกระทบจากอุณหภูมิการใช้งาน การออกแบบใช้วงจรรวม (Integrated circuit) เฉพาะงานที่จัดทำเพื่อใช้ควบคุมมุมเฟสของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับโดยเฉพาะ เช่น TCA 785 และ TCA 780 ของ Siemens ซึ่งการใช้งานวงจรรวมเฉพาะงาน จะทำให้ลดขั้นตอนการออกแบบวงจรและใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์น้อยลง รวมทั้งฟังก์ชันการทำงานที่ให้สมรรถนะการควบคุมเป็นที่เชื่อถือได้ ในนี้จะเสนอตัวอย่างการออกแบบวงจรควบคุมเฟสโดยใช้ TCA 785 สำหรับนำไปใช้ในวงจรเรียงกระแสแบบควบคุมได้ และวงจรควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ ทั้งในระบบเฟสเดียวและสามเฟส และนำไปใช้เป็นชุดทดลองควบคุมเฟส (Single Phase Control)

3.2.2 คุณสมบัติของ TCA 785 Integrated Phase Control

TCA 785 Integrated Phase Control เป็นวงจรรวมที่สร้างพัลส์จุดชนวนเกต เอสซีอาร์ และ ไทรแอก (ซึ่งต่อไปจะเรียกรวมว่า ไทริสเตอร์) โดยสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับงานต่อไปนี้

1. วงจรเรียงกระแส แบบควบคุมได้เต็มทีและครึ่งเดียว (Full and Half Control) ทั้งแบบเฟสเดียวและสามเฟส
2. วงจรควบคุมมุมเฟสแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเฟสเดียวและสามเฟส

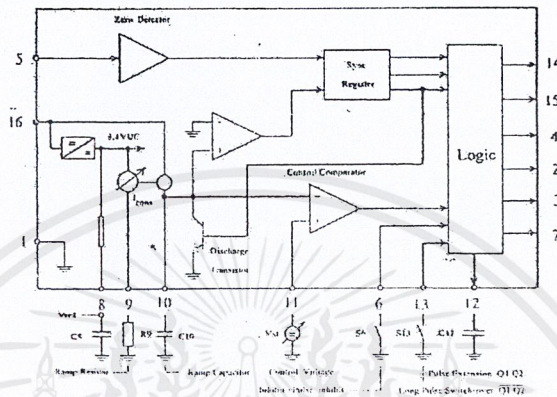
TCA 785 มีคุณสมบัติเด่นหลายประการ ดังนี้

- สามารถจุดชนวนเกต ไทริสเตอร์ ได้อย่างน้อย 2 ตัว
- สามารถเลื่อนมุมจุดชนวนเกตได้ระหว่าง 0 ถึง 180 องศา
- ใช้กับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงในช่วง 8-18 โวลต์
- กระแสภายในวงจรรวมใช้ประมาณ 4.5 mA ถึง 10 A
- สามารถใช้งานได้ในช่วงอุณหภูมิ -25 ถึง 80 องศาเซลเซียส
- กระแสจุดชนวนเกต สามารถจ่ายได้ถึง 250 mA
- สัญญาณจุดชนวนเกต สามารถควบคุมได้โดยขา Inhibit function
- ลักษณะของสัญญาณจุดชนวนเกต สามารถที่จะกำหนดได้เป็นแบบเคียว และแบบต่อเนื่อง
- ใช้งานกับวงจร Zero Crossing

- ความถี่ใช้งาน 10-500 เฮิรตซ์

3.2.3 ความรู้พื้นฐานและหลักการทำงานของ TCA 785

แผนภาพกรอบของ TCA 785 แสดงในรูปที่ 3.4 แสดงให้เห็นโครงสร้างการทำงานของ วงจร ซึ่งได้รวมวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่มีหน้าที่ต่าง ๆ ไว้ในตัวเองได้แก่



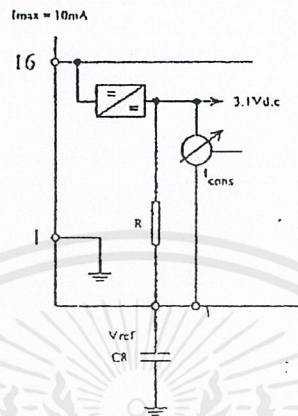
รูปที่ 3.4 แผนภาพของ TCA 785

1. วงจรแรงดันอ้างอิง (Reference Voltage)
2. วงจรตรวจจับศูนย์ (Zero Crossing Detector)
3. วงจรสร้างสัญญาณลาดเอียง (Ramp Generator)
4. วงจรเปรียบเทียบ (Control Comparator Circuit)
5. วงจรลอจิก (Logic Circuit)

3.2.4 วงจรแรงดันอ้างอิง(Reference Voltage)

การทำงานของวงจรรวมจะไม่ขึ้นกับแหล่งจ่ายแรงดันจากภายนอกที่จ่ายเข้ามาซึ่งแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงภายนอกสามารถใช้ได้ถึงในช่วง 8-18 โวลต์ โดยแรงดันบวกจะต่อเข้ากับขา 16 (+V_{CC} = 15 VDC) และแรงดันศูนย์จะต่อเข้ากับขา 1 ของวงจรรวม แรงดันอ้างอิงที่กำหนดขึ้นภายในวงจรรวม คือ V_{ref} = 3.1 โวลต์ กระแสที่จ่ายให้วงจรรวมขณะที่ไม่มีโหลดจะใช้กระแสสูงสุด 10 mA

ตัวเก็บประจุ V_S จะต่อจากวงจรภายนอกเข้าที่ขา 8 ซึ่งเป็นขาเดียวกับแรงดันอ้างอิง และต่อกับกราวด์ ตัวเก็บประจุ C_S จะเป็นตัวลดสัญญาณรบกวน (noise) ที่จะเกิดขึ้นในส่วนของแรงดันอ้างอิง ถ้าแรงดันอ้างอิงมีสัญญาณรบกวนลงกราวด์ ทำให้สัญญาณรบกวนหมดไป ดังรูปที่ 3.5

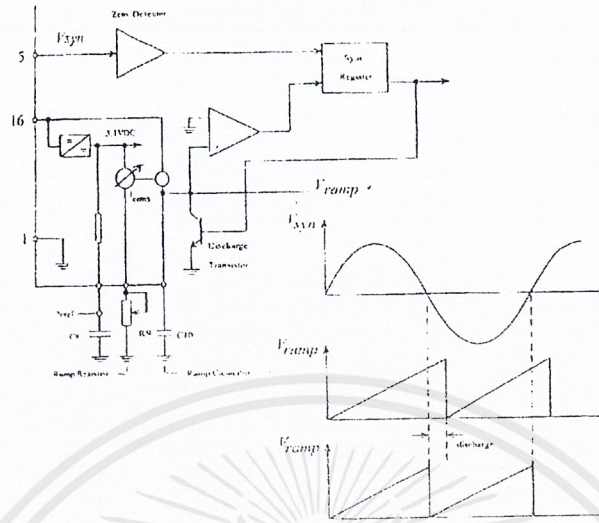


รูปที่ 3.5 การต่อแหล่งจ่ายแรงดันให้กับ TCA 785 และแรงดันอ้างอิงภายใน

3.2.5 วงจรตรวจจับจุดตัดสัญญาณ (Zero Crossing Detector)

สัญญาณ Synchronization หรือ V_{SYN} ต่อเข้ากับขา 5 โดยผ่านความต้านทานจำกัดกระแสและต่อลงกราวด์โดยผ่านไดโอดซึ่งจะต่อกลับกันอยู่ 2 ตัว ทั้งนี้เพื่อให้ไดโอดไปจำกัดค่าแรงดันของ V_{SYN} เพื่อให้มีค่าประมาณ 0.6 โวลต์ ในส่วนของวงจรตรวจจับสัญญาณนั้น จะเป็นส่วนที่มีความไวสูงมาก สามารถจะทำให้เกิดการ Synchronization ระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ (แรงดันอินพุต) กับสัญญาณจุดชนวนเกตไทรสเตอร์ นั่นคือแรงดันอินพุตต่อกับ

ไทรสเตอร์ จะตรงเฟสกับมุมจุดชนวนเกิดพอดีสัญญาณที่ตรวจวัดจุดตัดศูนย์ได้จะนำไปสร้าง สัญญาณลาดเอียงที่ตรงเฟสกับแรงดันอินพุท แสดงดังรูปที่ 3.6

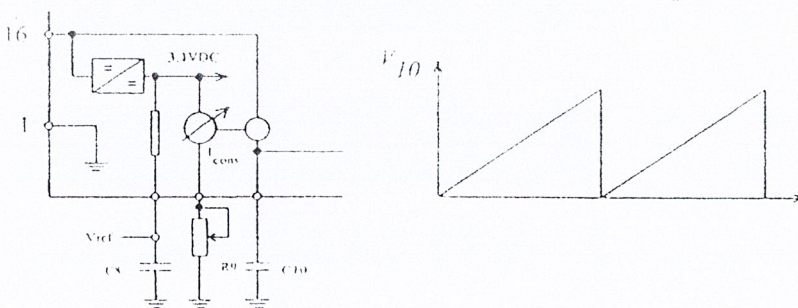


รูปที่ 3.6 การสร้างสัญญาณลาดเอียงกับวงจรตรวจจับจุดตัดศูนย์

3.2.6 วงจรสร้างสัญญาณลาดเอียง (Ramp Generator)

การสร้างสัญญาณลาดเอียงหรือฟันเลื่อย (Ramp or Saw tooth) ขึ้นมาเพื่อให้แรงดัน ลาดเอียงมีเฟสตรงกับแรงดันอินพุท และเป็นเชิงเส้นกับมุมเฟสของแรงดันอินพุท

ส่วนอื่น ๆ ที่มีความสำคัญเช่นเดียวกันคือ ส่วนที่ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ (Constan Current Source) จะทำหน้าที่สร้างกระแสคงที่ I_{CONS} โดยกระแสส่วนนี้จะจ่ายให้กับ ตัวเก็บประจุ (C_{10}) หรือเรียกว่า (Ramp capacitor : C_R) ค่าของกระแสที่คงที่ให้กับ C_{10} นี้จะทำให้ C_{10} เกิดการเก็บประจุ (Charge) อย่างเป็นเชิงเส้น (Linear) กับเวลาทำให้สัญญาณแรงดันที่ ตกร้อม C_{10} เป็นสัญญาณลาดเอียงหรือฟันเลื่อย



รูปที่ 3.7 การปรับค่ากระแส I_{CONS} โดยการปรับความต้านทาน R_0

สัญญาณลาดเอียง จะสร้าง RC Circuit คือ R_9 และ C_{10} ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดขนาดขดคลื่นของสัญญาณลาดเอียงที่ V_{10} โดยสัญญาณลาดเอียงที่เกิดขึ้นนั้นจะมีการปรับ Zero Crossing ให้ตรงกับสัญญาณอินพุต สัญญาณลาดเอียงที่กำเนิดจากการคายประจุของ C_{10} จะถูกนำไปจ่ายให้กับ Discharge transistor ที่อยู่ในวงจรรวมอีกครั้งหนึ่ง แสดงดังรูปที่ 3.6 และ 3.7

ค่าขดของสัญญาณลาดเอียง จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าของตัวเก็บประจุ C_{10} ที่เลือกใช้ โดยค่าของตัวเก็บประจุมีค่าระหว่าง 500 pf - $1 \mu\text{f}$ ส่วนของกระแส I_{CONS} สามารถที่จะทำการปรับค่าได้ โดยปรับความต้านทานที่ต่อจากภายนอกเข้าที่ขา 9 ค่าของ R_9 สามารถปรับได้ในช่วง $3\text{-}300$ กิโลโอห์ม R_9 เรียกว่า Ramp resistor : R_R

จากรูปที่ 3.6 การทำงานในส่วนของ Discharge transistor จะทำหน้าที่คายประจุสัญญาณลาดเอียงที่กำเนิดค่า Zero Crossing นั่นคือถ้าหากว่าแรงดันอินพุต นั้นเป็นศูนย์แล้วจะทำให้ค่าของสัญญาณลาดเอียงจะเป็นศูนย์เนื่องจาก Synchronization register จะส่งสัญญาณไปเอาต์ให้ Discharge transistor ทำงานจะทำให้แรงดันลาดเอียงตกเป็นศูนย์ตรงกับจุดที่แรงดันอินพุตเป็นศูนย์พอดี การคายประจุของทรานซิสเตอร์นั้น จะเห็นได้ว่าค่าแรงดันที่เกิดขึ้นของ V_{10} จะไม่มีผลจากส่วนใดของวงจรรวม สัญญาณลาดเอียงที่เกิดขึ้นจะเป็นเชิงเส้นกับมุมเฟสของแรงดันอินพุต

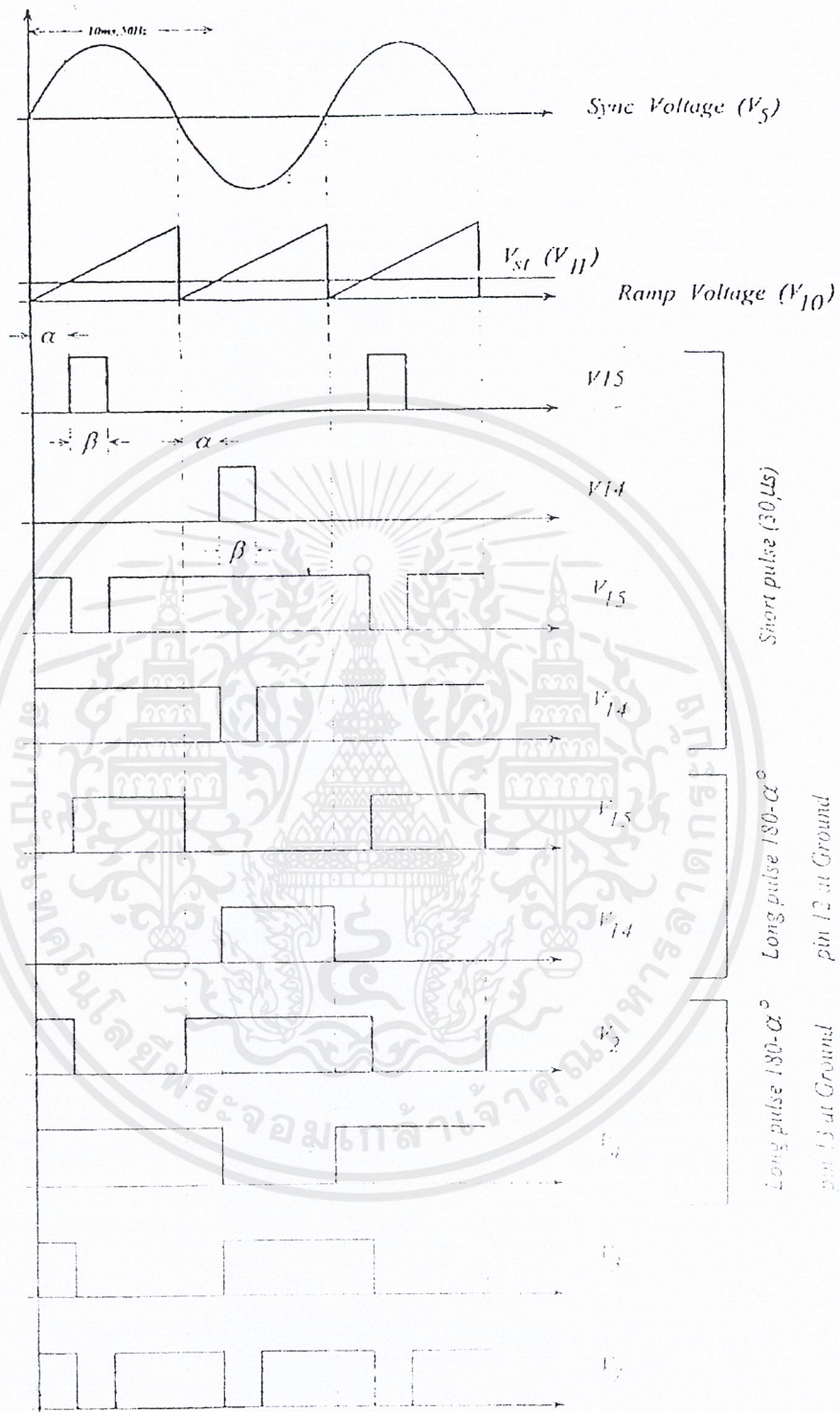
3.2.7 วงจรเปรียบเทียบ (Control Comparator Circuit)

ในส่วนของการเปรียบเทียบสัญญาณนั้น จะเป็นการนำสัญญาณแรงดันลาดเอียง V_{10} หรือ V_{ramp} มาเปรียบเทียบกับสัญญาณแรงดันควบคุม (Control Voltage : V_{st}) จากภายนอก (แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง) โดยใช้หลักการของวงจรเปรียบเทียบ คือถ้าหากสัญญาณควบคุมมีค่าต่ำกว่าสัญญาณลาดเอียง สัญญาณลอจิกที่ได้จะมีค่าเท่ากับ 15 โวลต์ หรือเป็นลอจิกหนึ่ง ถ้าแรงดันควบคุมมีค่าสูงกว่าแรงดันลาดเอียง สัญญาณลอจิกที่ได้จะเป็นศูนย์ ดังนั้นถ้าค่าขดของแรงดันลาดเอียงมีค่า 10 โวลต์ การควบคุมมุมจุดชนวนเกิด จะมีค่าเท่ากับ 18 องศา ต่อ 1 โวลต์ ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 การเปรียบเทียบแรงดันควบคุมและแรงดันลาดเอียง

3.2.8 แผนภาพสัญญาณพัลส์ของ TCA 785



รูปที่ 3.9 สัญญาณพัลส์ของ TCA 785

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่นำมาใช้งานที่สำคัญคือ

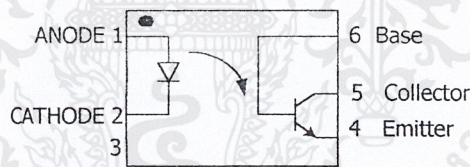
1. ขา 11 เป็นแรงดันควบคุม (Control Voltage)
2. ขา 10 เป็นสัญญาณแรงดันลาดเอียง (Ramp Voltage) สามารถปรับค่าขอดได้จาก ค่า R_9
3. ขา 15 ให้สัญญาณจุดชนวนเกตที่มุม α
4. ขา 14 ให้สัญญาณจุดชนวนเกตที่มุม $\alpha+180$

3.2.9 ตัวเชื่อมโยงทางแสง

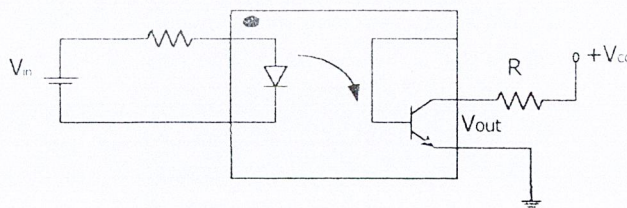
ตัวเชื่อมโยงทางแสง (Optical Couplers) คืออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ทางแสงตัวหนึ่งที่ทำหน้าที่เป็นตัวกลางในการเชื่อมโยงสัญญาณทางไฟฟ้าจากวงจรอินพุตกับวงจรเอาต์พุต โดยใช้แสง (Opto) เป็นตัวกลางในการเชื่อมโยงแทนกระแสไฟฟ้า

ประโยชน์ของตัวเชื่อมโยงทางแสงก็คือ เป็น ฉนวน (Isolator) ป้องกันระหว่างวงจรทางอินพุตกับวงจรทางเอาต์พุต เพื่อป้องกันอันตรายระหว่างวงจรสองวงจรที่ต้องส่งสัญญาณไฟฟ้าถึงกัน หรือนิยมนำไปใช้ในวงจรอินเทอร์เฟซ (Interfacing Circuits) ที่มีความแตกต่างของระดับแรงดันไบแอส หรือวงจรที่มีความแตกต่างของจุดดิน (Different Grounds)

โดยทั่วไปภาคอินพุตของตัวเชื่อมโยงทางแสงจะเป็น LED แต่ภาคเอาต์พุตของตัวเชื่อมโยงทางแสงมีหลายรูปแบบ เช่น ภาคเอาต์พุตเป็นโฟโตทรานซิสเตอร์



รูปที่ 3.10 ภาคเอาต์พุตเป็นโฟโตทรานซิสเตอร์



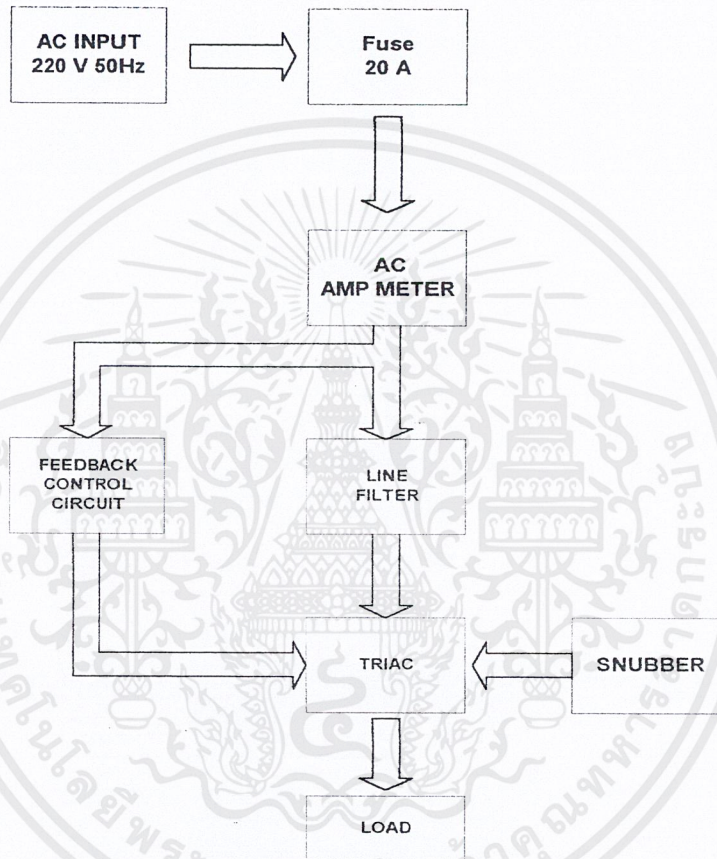
รูปที่ 3.11 วงจรเชื่อมโยงทางแสง

บทที่ 4

การสร้างและการออกแบบ

4.1 การออกแบบ AC Electronic Load

ในส่วนแรกจะกล่าวถึงแผนผังการทำงานทั้งหมดของระบบเพื่อเป็นแนวทางในการออกแบบ



รูปที่ 4.1 แสดงแผนผังการทำงานของระบบ

หลักการทํางาน

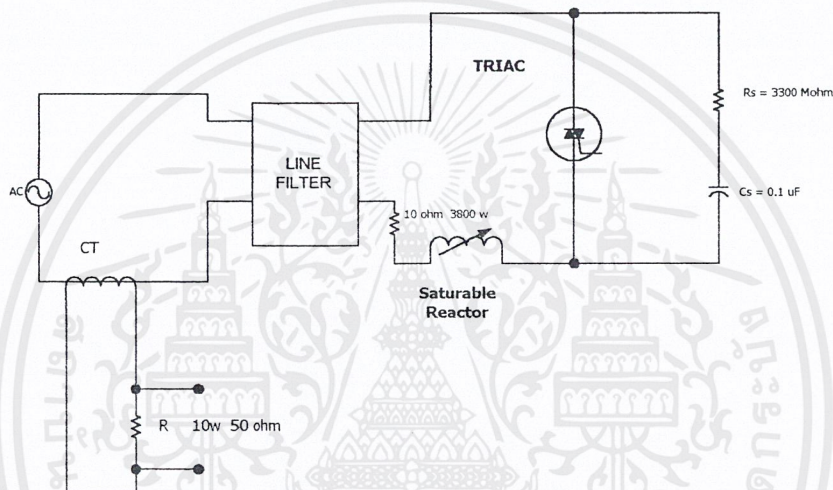
เพื่อได้รับแรงดันป้อนเข้าวงจรกำลัง SCR จะทำหน้าที่ตัดต่อวงจรกำลังโดยสามารถเปลี่ยนแปลงกระแสได้จากมูทริก ซึ่งเมื่อเราปรับไปที่ค่ากระแสที่เราต้องการแล้ว ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงของกระแสก็จะส่งผ่าน CT เพื่อไปปรับ $V_{control}$ ของ TCA-785 เพื่อไปปรับมูทริกเพื่อให้กระแสคงที่ตลอด

วงจรในการทำงาน

ใน AC Electronic Load นี้ จะประกอบด้วยวงจร 3 ส่วนใหญ่ ๆ คือ

- วงจรกำลัง
- วงจรควบคุม
- เซพททุเรเบิลริแอกเตอร์

4.1.1 วงจรกำลัง จะประกอบด้วย SCR , ไลน์ฟิลเตอร์ และ เซพททุเรเบิลริแอกเตอร์ ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 วงจรกำลัง

สามารถอธิบายเป็นส่วน ๆ ได้ดังนี้

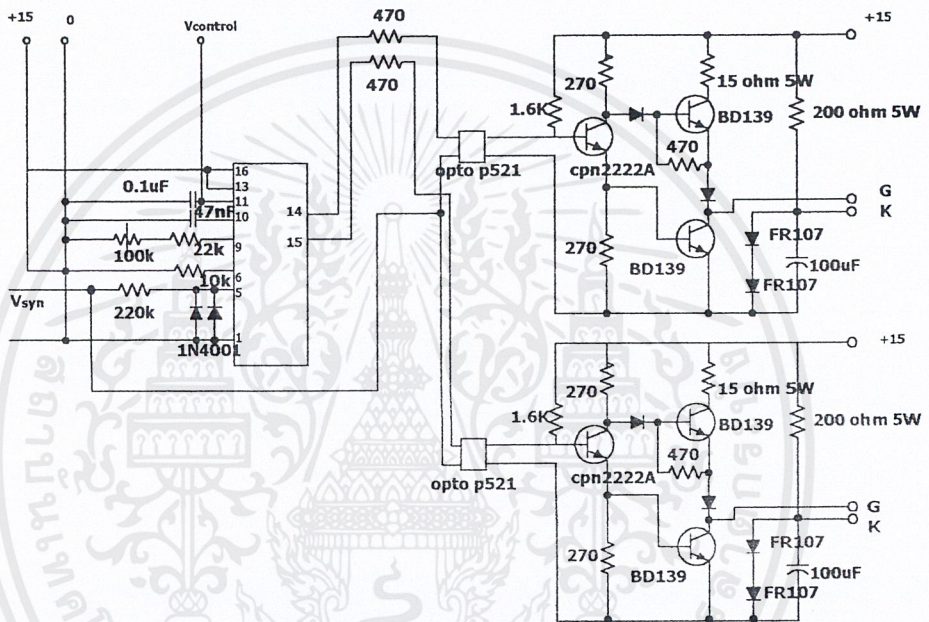
1. ไฟป้อนเข้า 50 โวลต์ เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ เพื่อป้อนให้แก่วงจรกำลัง
2. CT ใช้เพื่อรับกระแสเพื่อป้อนกลับเข้าสู่วงจรควบคุมกระแสใช้ขนาด 300/5 แปลงฟลักซ์ของซีทีที่ได้โดยพันสายไฟรอบซีที
3. ไลน์ฟิลเตอร์ เป็นอุปกรณ์ป้องกันสัญญาณรบกวนจากการทำงานของ SCR ไปสู่ภายนอกใช้ไลน์ฟิลเตอร์แบบ RFI ขนาด 20 A
4. SCR และ สนับเบอร์ ใช้เอสซีอาร์ขนาด 30 A เป็นตัวสวิตซ์ิ่งและควบคุมกระแสให้คงที่โดยการปรับมุมทริก กล่าวคือในกรณีที่กระแสทำการดึงเข้ามามีค่าเพิ่มมากขึ้น จากค่าที่ตั้งไว้มุมทริกของเอสซีอาร์จะเพิ่มขึ้น ในทางตรงกันข้ามกระแสที่ดึงมามีค่าลดลงจากค่าเริ่มต้นมุมทริกของไทรแอกจะลดลง

ส่วนนับเบอร์ประกอบด้วยคาปาซิเตอร์และความต้านทานใช้ต่อขนานกับไดรแอก เพื่อป้องกันการผิดพลาดในกรณีโหลดมีความเหนี่ยวนำสูง

4.1.2 วงจรควบคุม วงจรควบคุมจะประกอบด้วย 2 ส่วน คือ

1. ชุดสร้างสัญญาณจับเอสซีอาร์
2. ชุดควบคุมกระแสให้คงที่

4.1.2.1 วงจรสร้างสัญญาณจับเอสซีอาร์

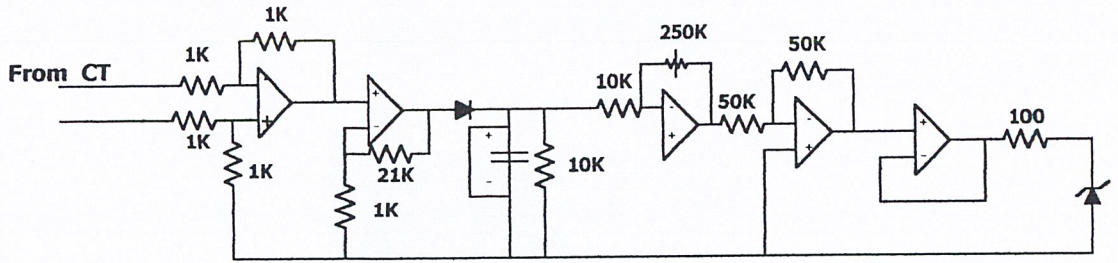


รูปที่ 4.3 วงจรสร้างพัลส์โดยใช้ไอซี TCA-785

หลักการทำงาน

วงจรมีเริ่มจากนำแรงดันซิงค์ เมื่อมีแรงดัน V_{syn} เข้ามาโดยผ่าน R1 เพื่อที่ลดขนาดสัญญาณลง และได้ โอดที่ต่อขนานเพื่อที่จำกัดขนาดแรงดันที่เข้าสู่ไอซี TCA 785 เอาต์พุตที่ขา 14 และ 15 ซึ่งเป็นพัลส์บวกขนาด 50 Hz ซึ่งเอาท์พุตที่ได้จะต้องผ่าน IC Opto เพื่อแยกแหว่งวงจรถวลคุมและวงจรถวลคุม เมื่อเข้าสู่การควบคุมขาเกตของไดรแอก VR1 ทำหน้าที่กำหนดความลาดชันสัญญาณแรมป์(ramp) ภายในไอซี TCA785 ส่งผลให้สามารถปรับมุมทริกช้าหรือเร็วได้ การเลื่อนพัลส์จะควบคุมโดยแรงดันดีซีที่ขา 11 ของไอซี TCA785 ซึ่งได้มาจากแรงดันที่แปลงจากกระแสที่โหลผ่านหม้อแปลงกระแสคือถ้าแรงดันที่แปลงได้สูงกว่า สัญญาณพัลส์จะเลื่อนเข้าสู่มุม 180° ถ้าแรงดันที่แปลงได้น้อยกว่า สัญญาณพัลส์จะเลื่อนเข้าสู่มุม 0

4.1.2.2 วงจรควบคุมกระแสให้คงที่



รูปที่ 4.4 วงจร feedback control

หลักการทำงาน

- ออปแอมป์ 1 ทำหน้าที่นำสัญญาณจากอาร์ชันท์ มาร่วมกับกราวด์ของระบบทั้งหมด
- ออปแอมป์ 2 ทำหน้าที่ขยายสัญญาณเอซีให้มีขนาดสูงขึ้นผ่านไดโอดเพื่อแปลงเป็นแรงดันดีซี มีซีฟิลเตอร์ (C-Filter) เพื่อให้แรงดันที่เรียบขึ้น
- ออปแอมป์ 3 ทำหน้าที่กลับสัญญาณจากบวกเป็นลบ
- ออปแอมป์ 4 ขยายสัญญาณลบเป็นบวก ซึ่งมีขนาดสูงขึ้นหรือเป็นการขยายค่าผิดพลาด(Error)ของกระแส
- ออปแอมป์ 5 เป็นตัวบัฟเฟอร์ เพื่อแยกวงจร-แรงดันที่ผ่านออปแอมป์ 5 จะเป็นแรงดันที่ขึ้นกับกระแสที่ไหลผ่านวงจรกำลังกล่าวคือ ถ้ากระแสไหลมาก แรงดันจะสูงขึ้น ถ้ากระแสไหลน้อยแรงดันจะต่ำลง แรงดันนี้จะมีค่าจาก 0 ถึง 10 V ผ่านซีเนอร์ไดโอดที่มีแรงดันเบรคดาวน์ 10 V เอาท์พุทของวงจรนี้จะถูกป้อนเข้าสู่ขา 11 ซึ่งเป็นขาแรงดันควบคุมการเลื่อนพัลส์ของไอซี TCA-785

4.1.3 การออกแบบแซททูเรชันเรเบิลรีแอกเตอร์

จากที่กำหนดที่ค่ากระแสสูงภายในวงจรที่ต้องการ 10 A พิกัดแรงดัน 220 V จากสมการในการออกแบบพื้นที่ของแกนเหล็ก (A) หน่วยเป็นตารางนิ้ว

$$A = \frac{\sqrt{VA}}{5.58} \quad (4.1)$$

ซึ่งจะได้ขนาดแกนกลาง 2.6 นิ้ว ใช้แกนเหล็ก S-14 สำหรับขดลวดค้ำข้างเป็นขดลวดไฟฟ้า กระแสสลับหาได้จากสมการโดยประมาณค่าความต้านทานมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับค่ารีแอกแตนซ์ จึงได้สมการ

$$V_1 > 4.44fN_1\phi_s = V_s \quad (4.2)$$

เลือกใช้ ขด AC AWG 16 พัน 160 รอบ

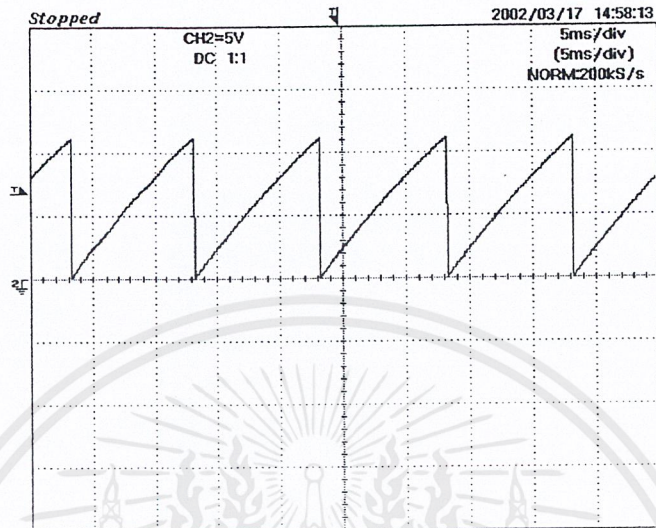
ขด DC AWG 20 พัน 2000 รอบ



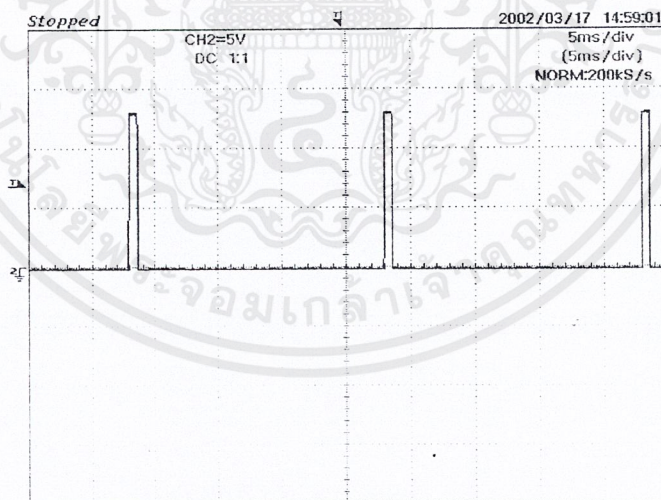
บทที่ 5

การทดลองและผลการทดลอง

5.1 ลักษณะของกระแสและแรงดัน

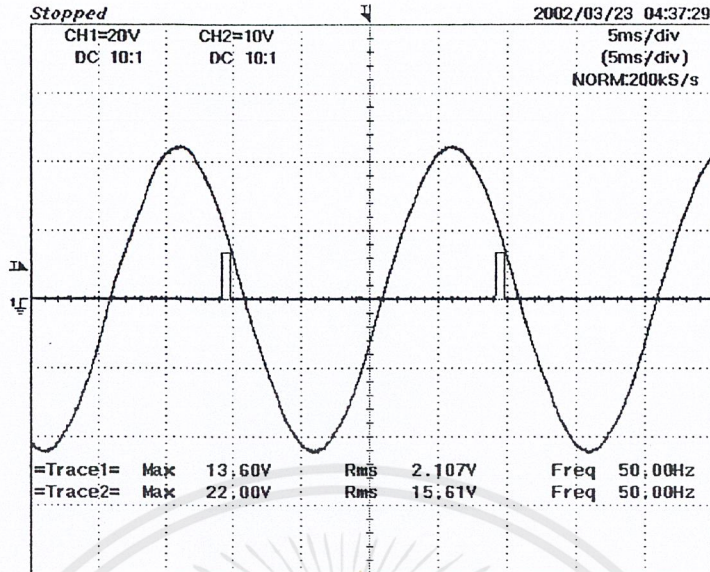


รูปที่ 5.1 สัญญาณแรมป์ที่ขา 10

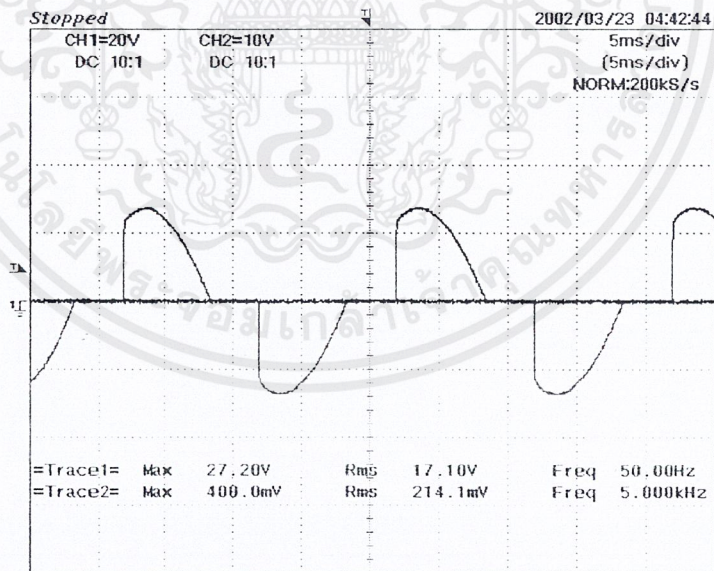


รูปที่ 5.2 สัญญาณพัลส์ขนาด 50 Hz ที่ออกจากขา 14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

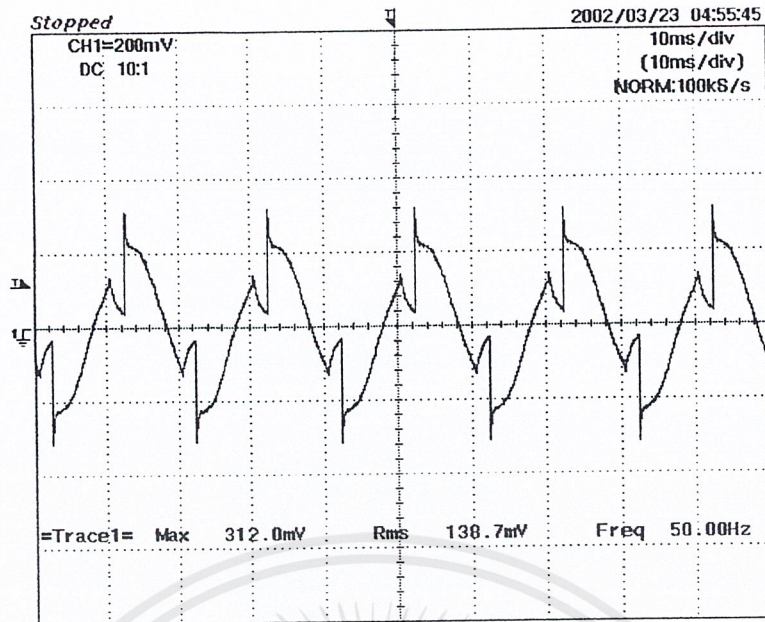


รูปที่ 5.3 สัญญาณพัลส์เทียบกับแรงดันไซน์

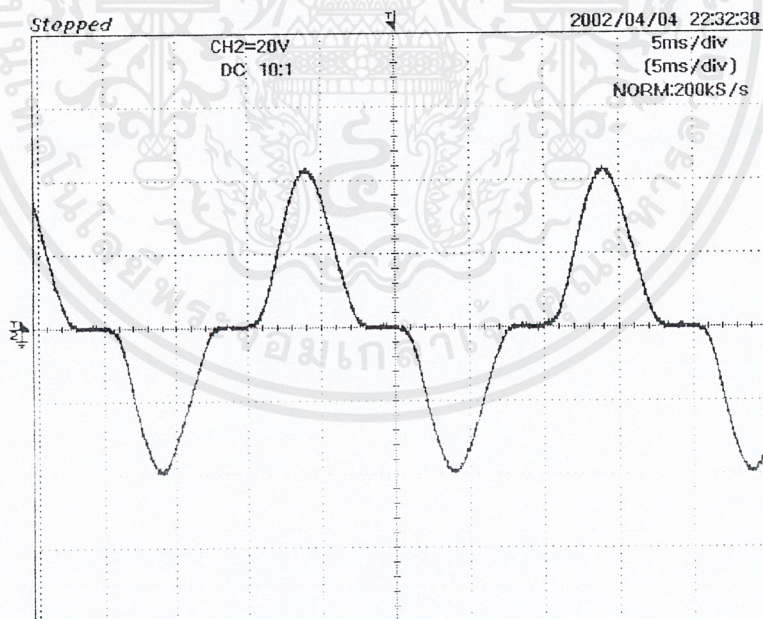


รูปที่ 5.4 ลักษณะกระแสเมื่อไม่มีโหลดความเหนี่ยวนำขณะปรับมุมทริก

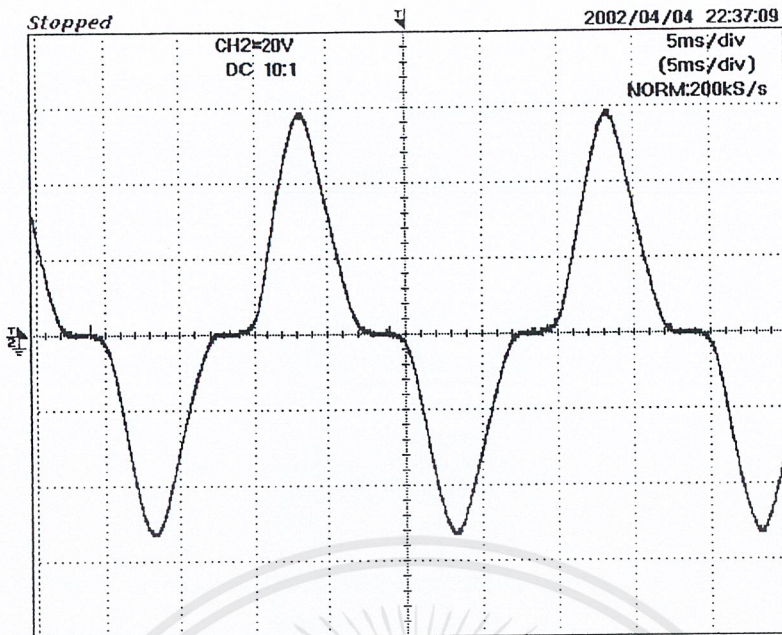
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



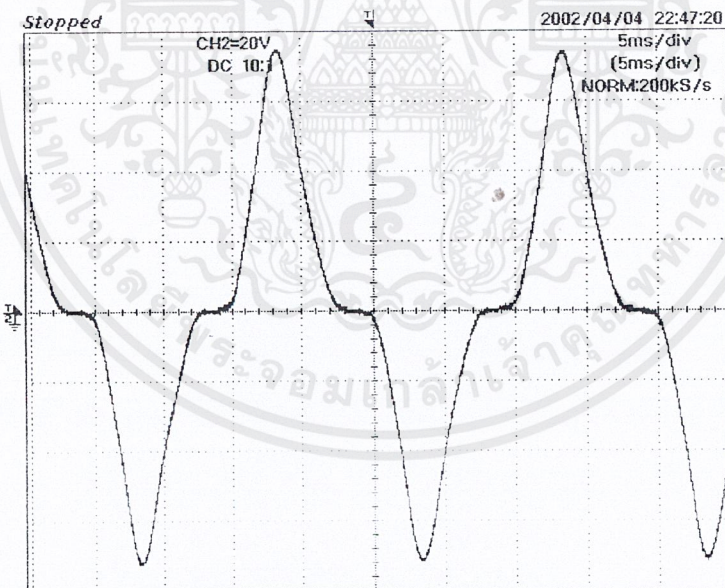
รูปที่ 5.5 แรงดันตกคร่อมความต้านทานขนาน



รูปที่ 5.6 ลักษณะกระแสเมื่อมีโหลดความเหนี่ยวนำที่แรงดันควบคุม 10 V



รูปที่ 5.7 ลักษณะกระแสเมื่อมีโหลดความเหนี่ยวนำที่แรงดันควบคุม 20 V



รูปที่ 5.8 ลักษณะกระแสเมื่อมีโหลดความเหนี่ยวนำที่แรงดันควบคุม 30 V

5.2 การทดลองความคงที่ของกระแส

การทดลองความคงที่ของกระแสจะแบ่งเป็น 2 กรณีคือ

- 1) การทดสอบแบบไม่มีการควบคุมป้อนกลับ
- 2) การทดสอบแบบมีการควบคุมป้อนกลับ

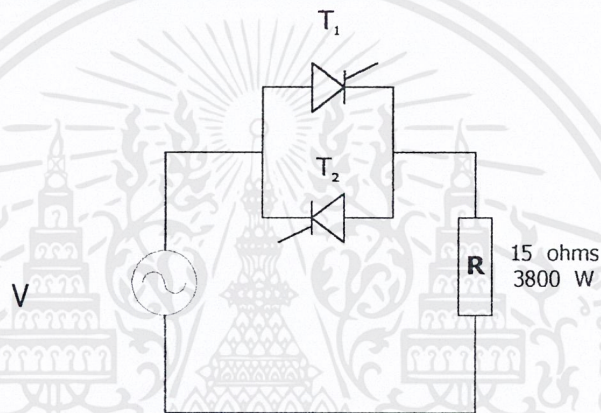
วิธีการทดลอง

ตั้งค่ากระแสต่าง ๆ ตั้งแต่ 1-10 A ทำการบันทึกค่าทุก ๆ 10 นาที จนครบ 1 ชั่วโมง ได้ผล

การทดลองดังตารางที่ 5.1 และ 5.2 โดยที่

I คือ กระแสเริ่มต้นที่ตั้งไว้ (A)

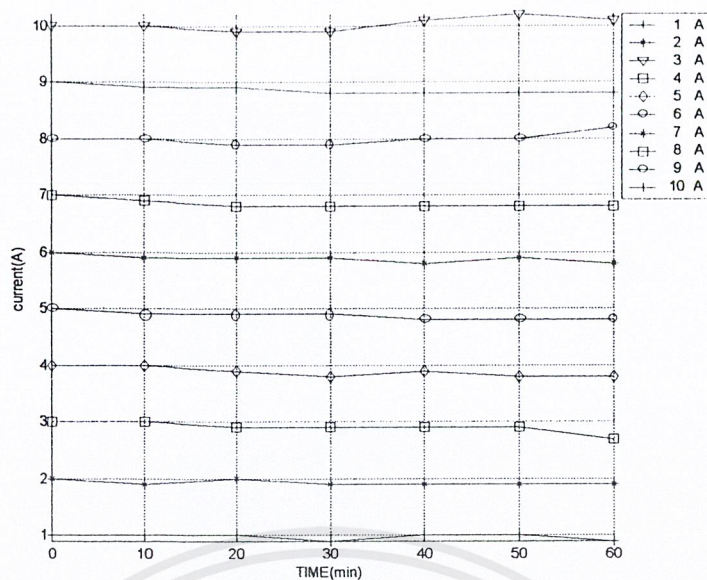
T คือ เวลาที่ใช้ในการทดลอง (min)



รูปที่ 5.9 วงจรการทดลองในตารางที่ 5.1 และ 5.2

ตารางที่ 5.1 การเปลี่ยนแปลงของกระแสเมื่อไม่มีการควบคุมป้อนกลับ

t \ I	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
10	1	1.9	3	4	4.9	5.9	6.9	8	8.9	10
20	1	2	2.9	3.9	4.9	5.9	6.8	7.9	8.9	9.9
30	0.9	1.9	2.9	3.8	4.9	5.9	6.8	7.9	8.8	9.9
40	1	1.9	2.9	3.9	4.8	5.8	6.8	8	8.8	10.1
50	1	1.9	2.9	3.8	4.8	5.9	6.8	8	8.8	10.2
60	0.9	1.9	2.7	3.8	4.8	5.8	6.8	8.2	8.8	10.1

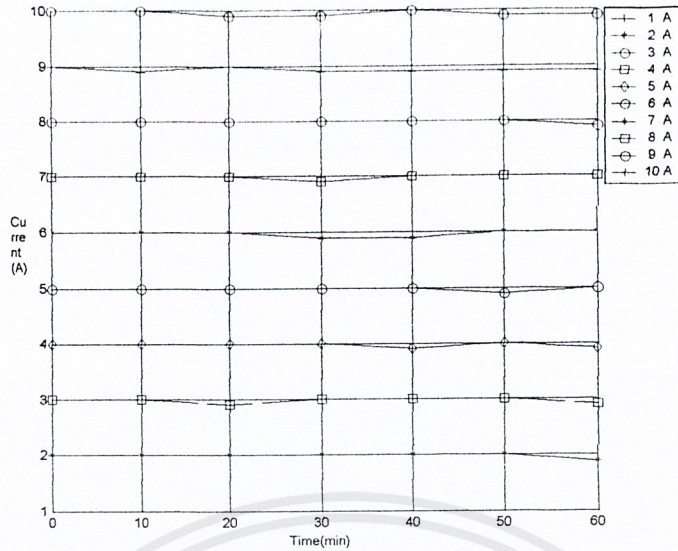


รูปที่ 5.10 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับเวลาเมื่อระบบไม่มีการป้อนกลับ

ตารางที่ 5.2 การเปลี่ยนแปลงกระแสเมื่อมีการควบคุมป้อนกลับ

$t \backslash I$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
10	1	2	3	4	5	6	7	8	8.9	10
20	1	2	2.9	4	5	6	7	8	9	9.9
30	1	2	3	4	5	5.9	6.9	8	9	9.9
40	1	2	3	3.9	5	5.9	7	8	8.9	9.9
50	1	2	3	4	4.9	6	7	8	8.9	9.9
60	1	1.9	2.9	3.9	5	6	7	7.9	8.9	9.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

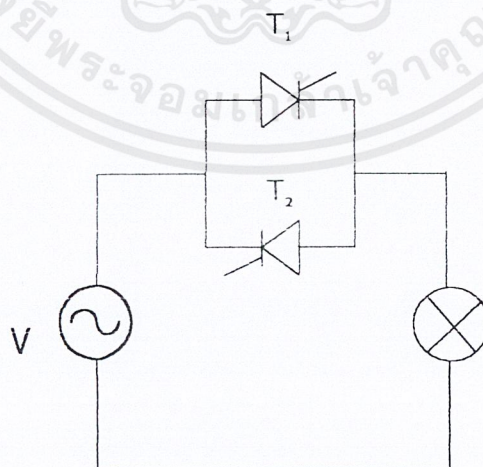


รูปที่ 5.11 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับเวลาเมื่อระบบมีการป้อนกลับ

5.3 การทดลองเพื่อทดสอบความคงที่ของกระแสเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลด

วิธีการทดลอง

ตั้งค่ากระแสไว้ที่ค่าต่าง ๆ 2-10 A โหลดปกติใช้หลอดไฟขนาด 220 V 100 W ความต้านทานประมาณหลอดละ 484Ω ขนาดกัน 24 หลอด เพราะฉะนั้นความต้านทานรวมประมาณ 20Ω การเพิ่มโหลดคือการเปลี่ยนแปลงโหลดทำได้โดยการขนานความต้านทานเข้าไปครั้งละ 4 หลอด



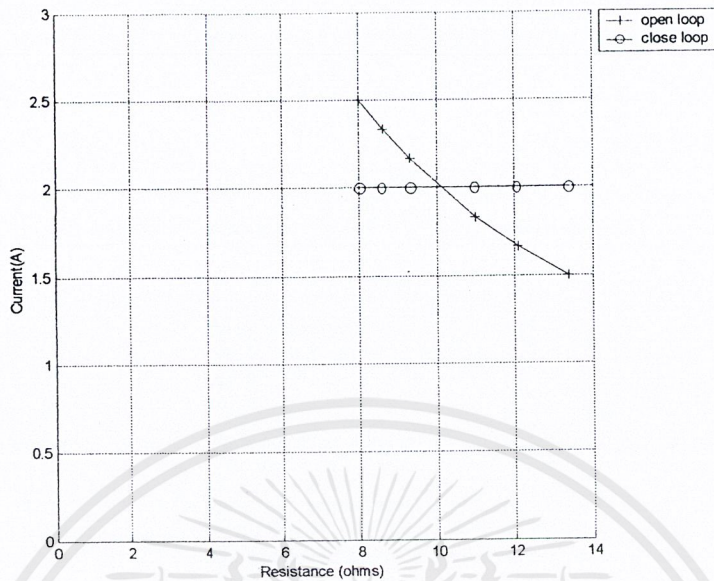
รูปที่ 5.12 วงจรการทดลองในตารางที่ 5.3 และ 5.4

ตารางที่ 5.3 ค่ากระแสเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงโหลดในระบบที่มีการควบคุมป้อนกลับ

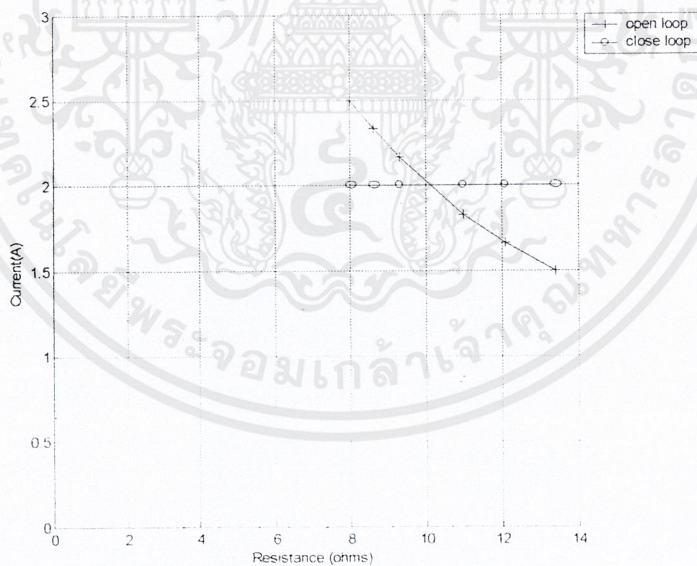
	ความต้านทานรวมที่ลดลง(โอห์ม)			ความต้านทานรวมที่เพิ่มขึ้น (โอห์ม)		
	9.3	8.6	8	11	12.1	13.4
กระแสเริ่มต้น	9.3	8.6	8	11	12.1	13.4
2	2	2	2	2	2	2
6	6	6	6	6	5.9	5.8
8	8	8	8	8	7.9	7.8

ตารางที่ 5.4 ค่ากระแสเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงโหลดในระบบที่ไม่มีการควบคุมป้อนกลับ

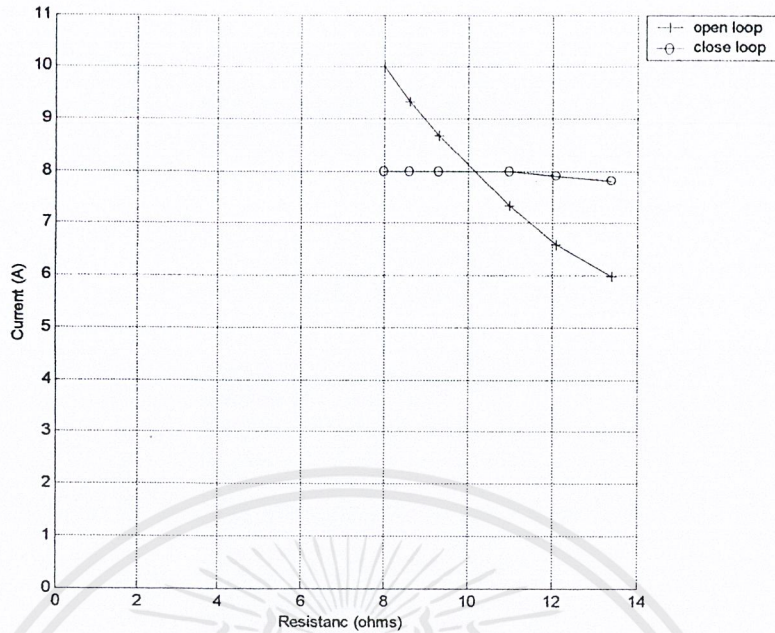
	ความต้านทานรวมที่ลดลง(โอห์ม)			ความต้านทานรวมที่เพิ่มขึ้น (โอห์ม)		
	9.3	8.6	8	11	12.1	13.4
กระแสเริ่มต้น	9.3	8.6	8	11	12.1	13.4
2	2.18	2.33	2.8	1.83	1.66	1.5
6	6.34	7.2	7.5	5.85	5.2	4.95
8	8.67	9.33	10	7.33	6.6	5.99



รูปที่ 5.13 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสของระบบที่มีการควบคุมป้อนกลับและไม่มีการควบคุมป้อนกลับ เพื่อทำการเพิ่มหรือลดความต้านทานของระบบที่กระแสเริ่มต้น 2 A



รูปที่ 5.14 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสของระบบที่มีการควบคุมป้อนกลับและไม่มีการควบคุมป้อนกลับ เพื่อทำการเพิ่มหรือลดความต้านทานของระบบที่กระแสเริ่มต้น 6 A



รูปที่ 5.15 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสของระบบที่มีการควบคุมป้อนกลับและไม่มีการควบคุมป้อนกลับ เมื่อทำการเพิ่มหรือลดความต้านทานของระบบที่กระแสเริ่มต้น 8 A

5.4 การทดลองหาค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์, ฮาร์โมนิค, ค่ากำลังไฟฟ้า

วิธีการทดลองโดยเปลี่ยนกระแสตั้งแต่ 2A-10A โดยการปรับค่ากระแสตรงที่ป้อนเข้ากับ เซลล์ทรานซิสเตอร์และคกที่ม้วนนำกระแสไว้ โดยที่

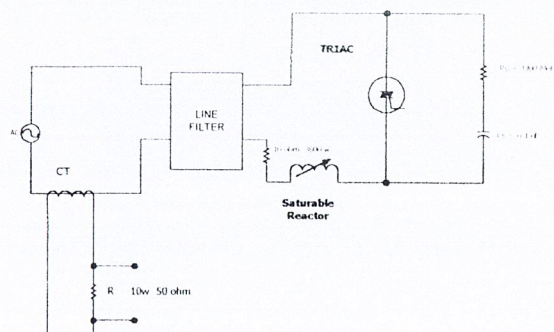
V คือ แรงดันป้อนเข้า (V)

I คือ กระแสเริ่มต้นที่ตั้งไว้(A)

P คือ กำลังไฟฟ้าของระบบ (W)

PF คือ ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบ

DF คือ ค่าความเพี้ยนของกระแส



รูปที่ 5.16 วงจรการทดลองในตารางที่ 5.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.5 แสดงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ ฮาร์โมนิก กำลังไฟฟ้า

V	I	POWER	P.F.	D.F.	HARMONICS(%)		
					1	3	5
225	2	160	0.37	0.9	94.5	22	7.5
224	4	200	0.22	0.925	95.9	27	5
224	6	280	0.21	0.95	96.3	26.3	4
224	8	480	0.24	0.975	97.1	23.3	2.8
223	10	760	0.34	0.98	97.9	2	2



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผลการทดลองและวิจารณ์

จากการทดลองค่าคงที่ของกระแสปรากฏว่า โหลดไฟฟ้ากระแสสลับที่สร้างขึ้นมามีค่ากระแสก่อนข้างคงที่ตรงตามวัตถุประสงค์คือมีความผิดพลาด 0.1 A ภายในเวลาทดสอบ 1 ชั่วโมง

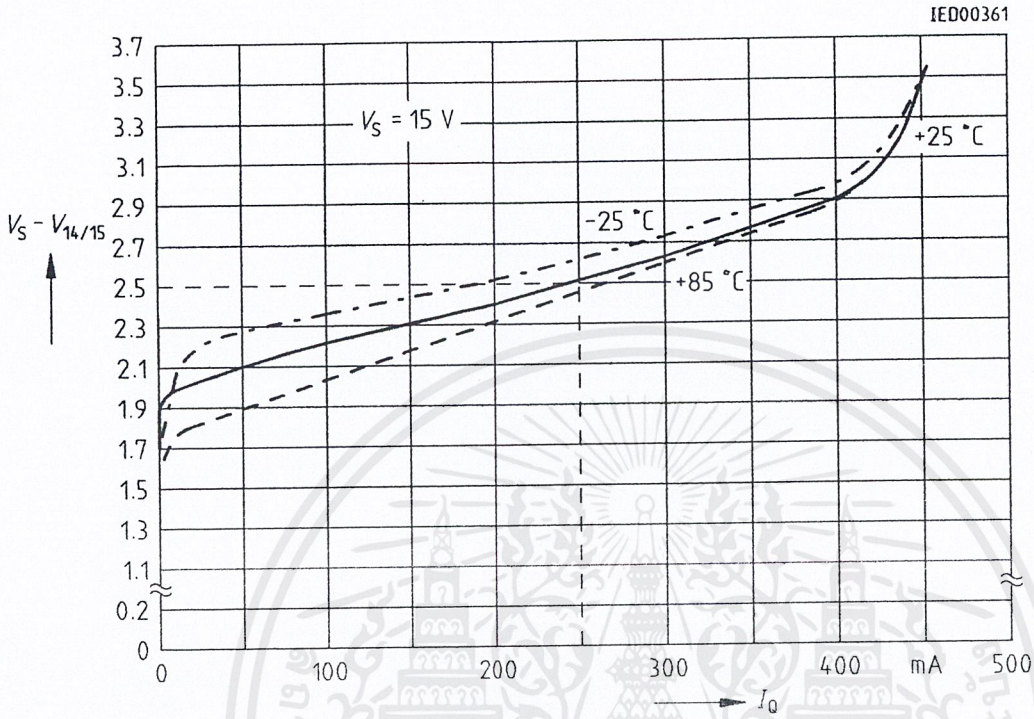
ปัญหาของโหลดไฟฟ้ากระแสสลับคือไม่สามารถปรับค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์หลายๆ ค่าที่ค่ากระแสใดกระแสหนึ่งและเกิดความผิดพลาดของกระแสเนื่องจากเฟสคอนโทรลและค่าความเหนี่ยวนำจากเซททูเรเบิลรีแอกเตอร์

โหลดไฟฟ้ากระแสสลับที่สร้างขึ้นนี้มีความสะดวกในการปรับกระแส มีความละเอียดแม่นยำสูง มีความผิดพลาด 0.1 A ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์จะอยู่ในช่วง 0.2-0.54 ล้าหลัง

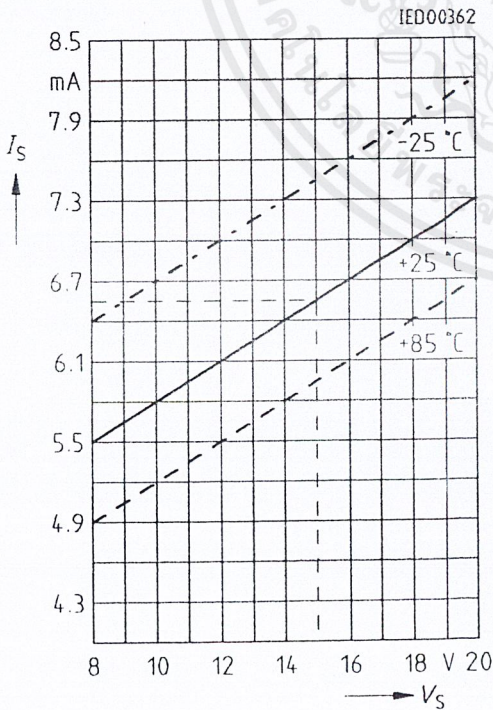
ปัญหาของโหลดไฟฟ้ากระแสสลับคือไม่สามารถปรับค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์หลาย ๆ ค่า ที่ค่ากระแสใดกระแสหนึ่ง และเกิดความผิดพลาดของกระแสเนื่องจากเฟสคอนโทรลและค่าความเหนี่ยวนำจากเซททูเรเบิลรีแอกเตอร์

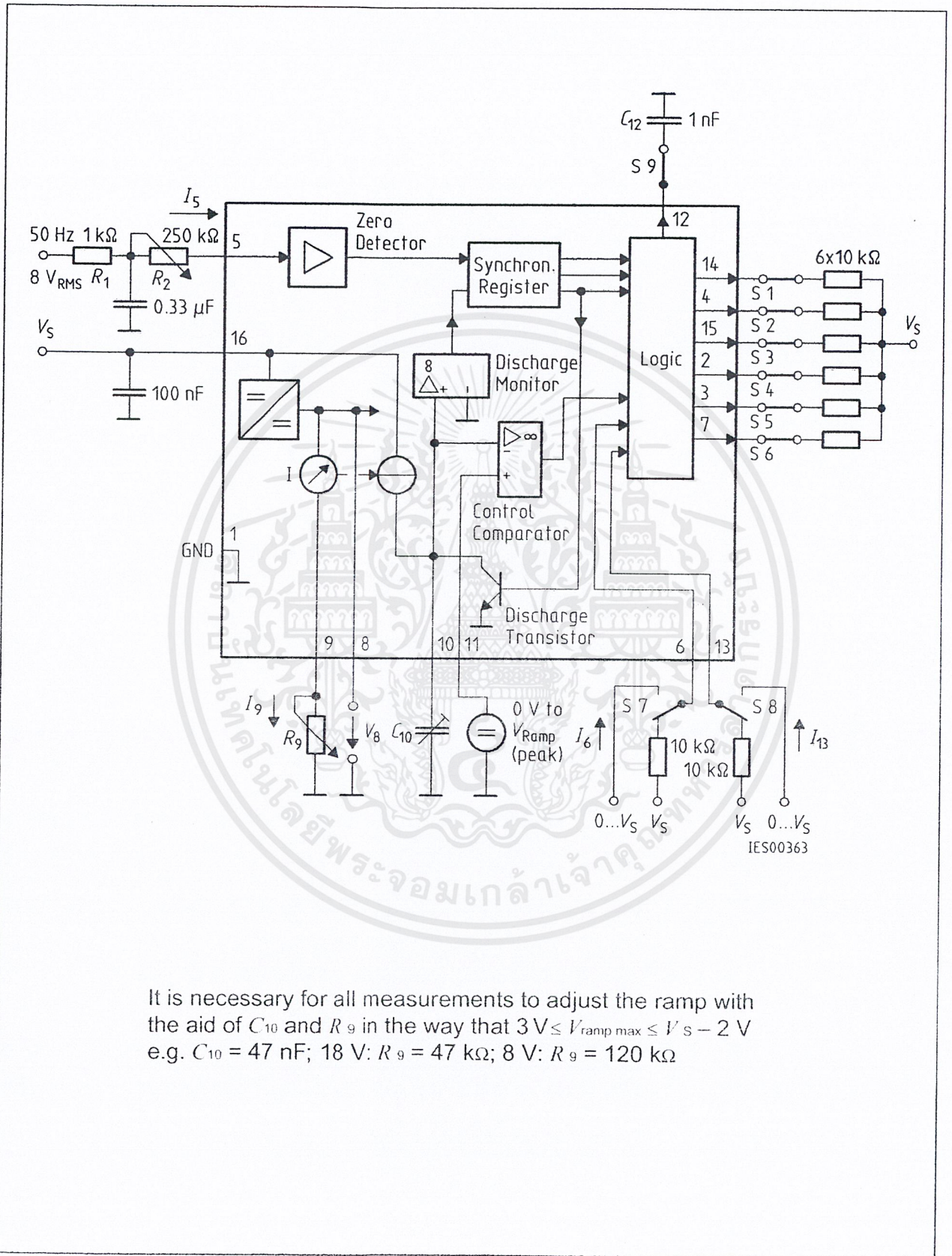
แนวทางพัฒนาต่อไปในอนาคตคือ การพัฒนาระบบควบคุมแบบป้อนกลับให้มีความแม่นยำสูงโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์(Microcontroller) การปรับค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์หลายๆ ค่าที่ค่ากระแสใดกระแสหนึ่ง

Output Voltage measured to + V_s



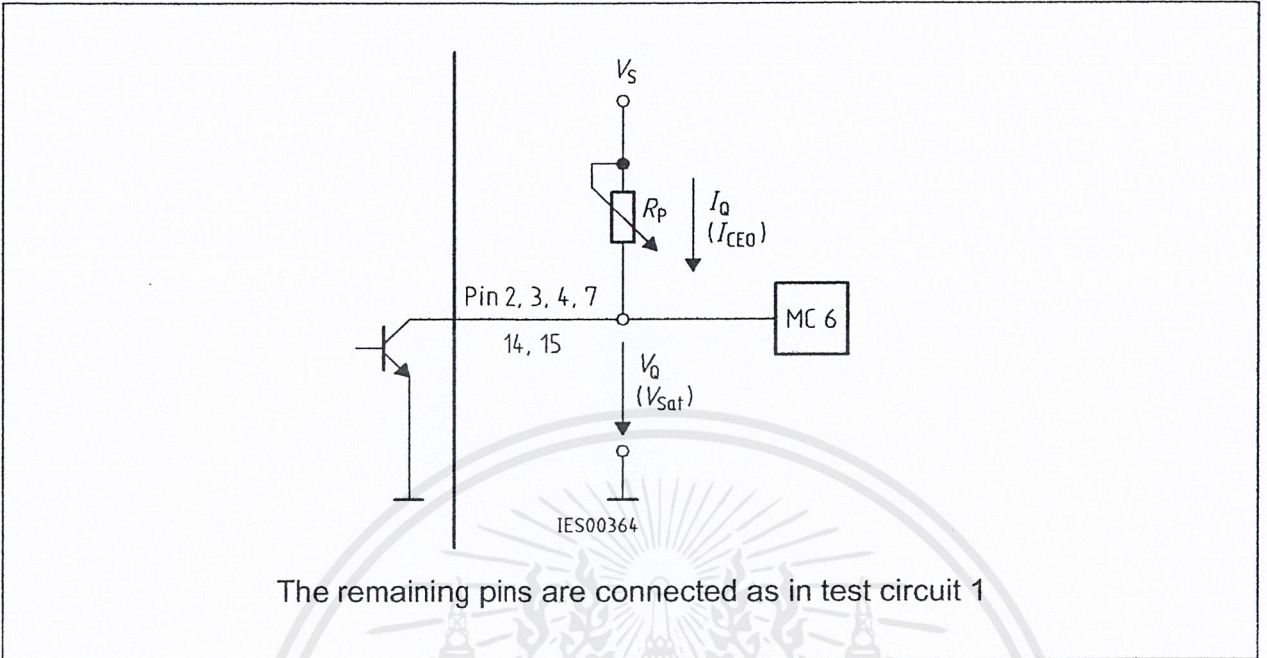
Supply Current versus Supply Voltage



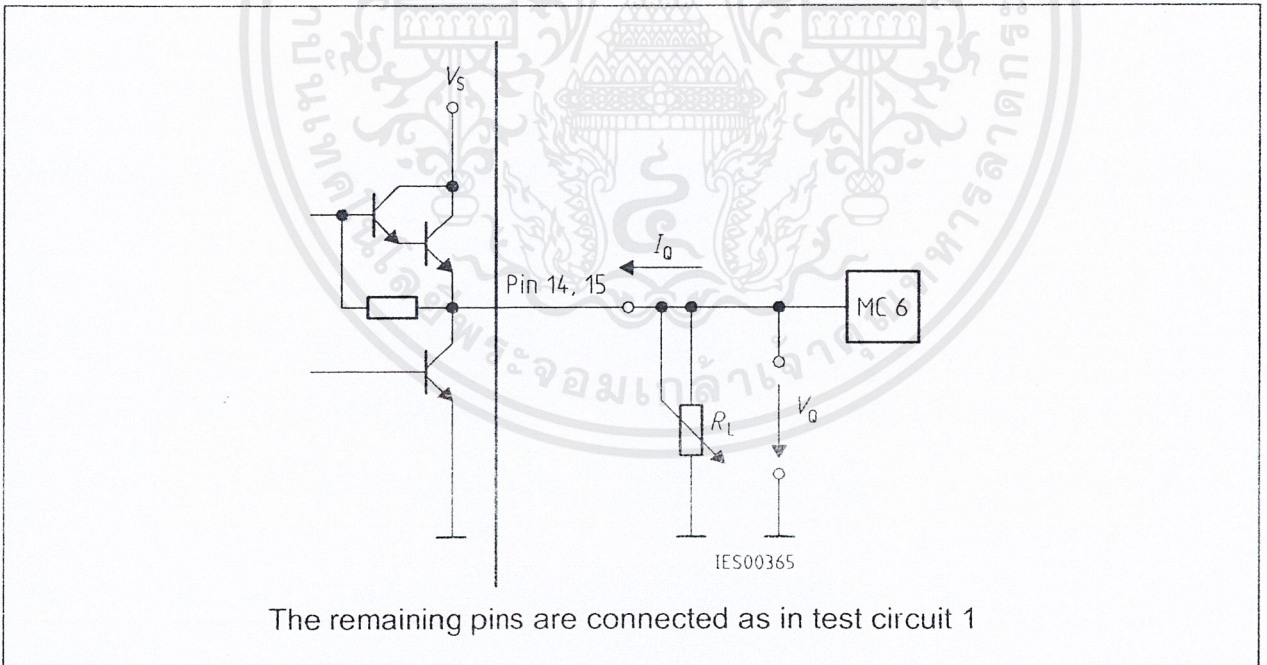


It is necessary for all measurements to adjust the ramp with the aid of C₁₀ and R₉ in the way that $3\text{ V} \leq V_{\text{ramp max}} \leq V_S - 2\text{ V}$ e.g. C₁₀ = 47 nF; 18 V: R₉ = 47 kΩ; 8 V: R₉ = 120 kΩ

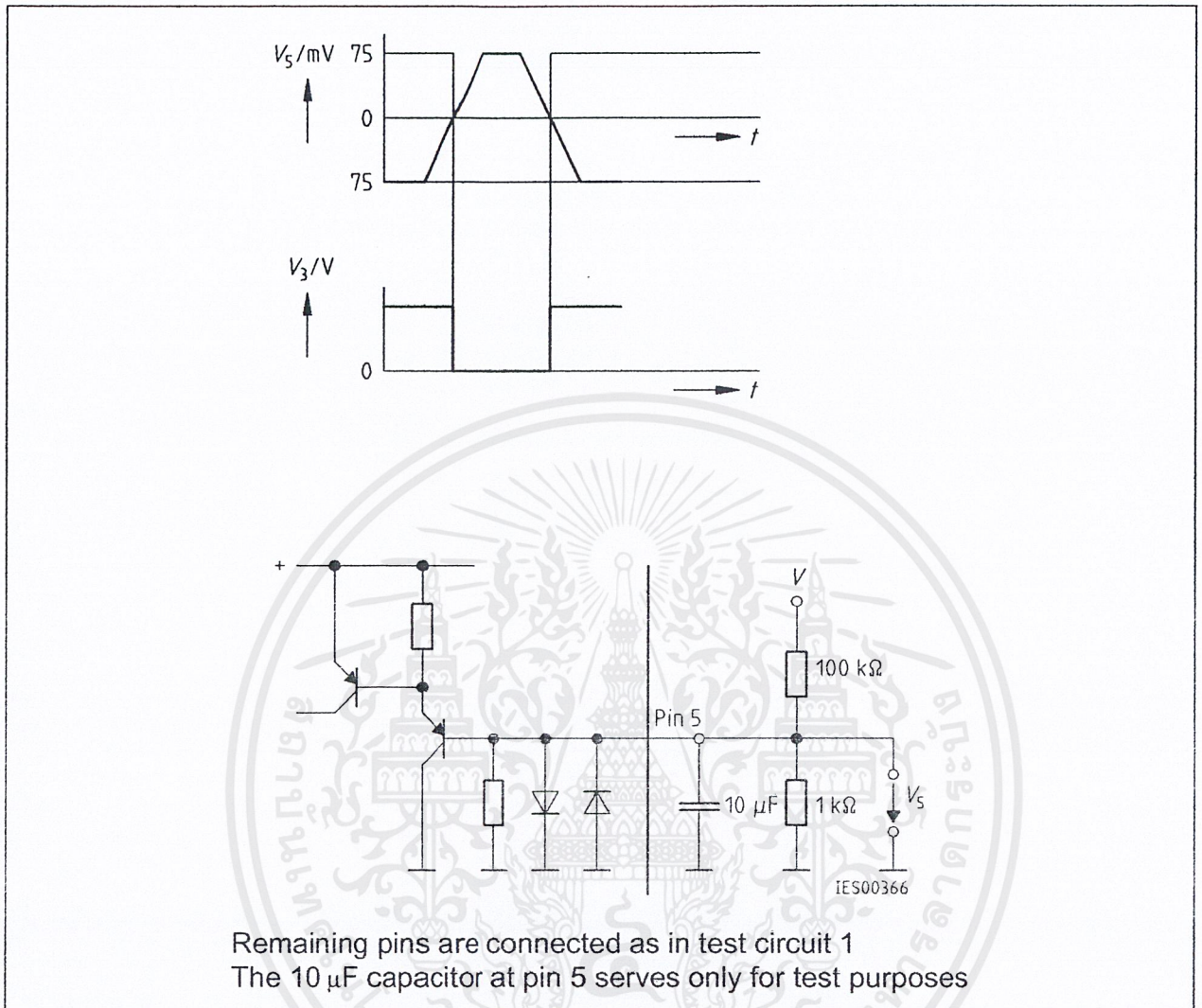
Test Circuit 1



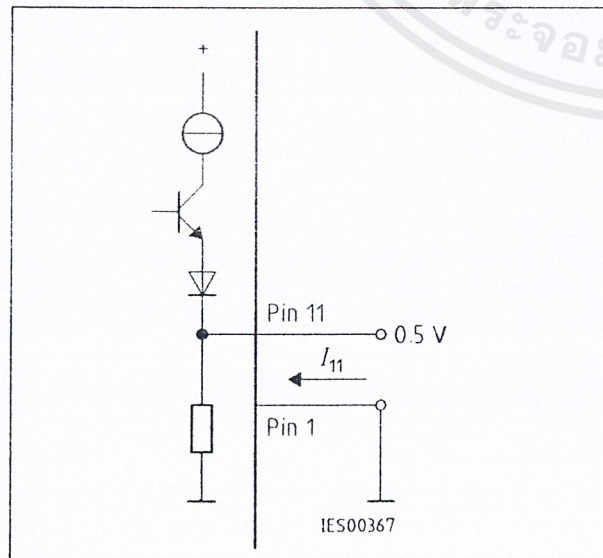
Test Circuit 2



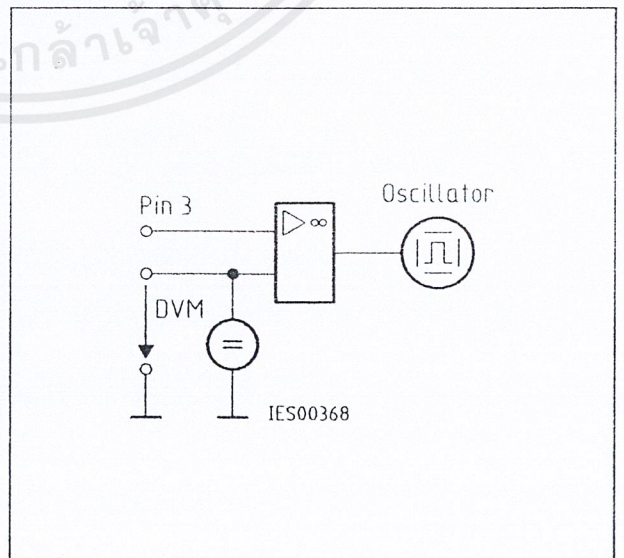
Test Circuit 3



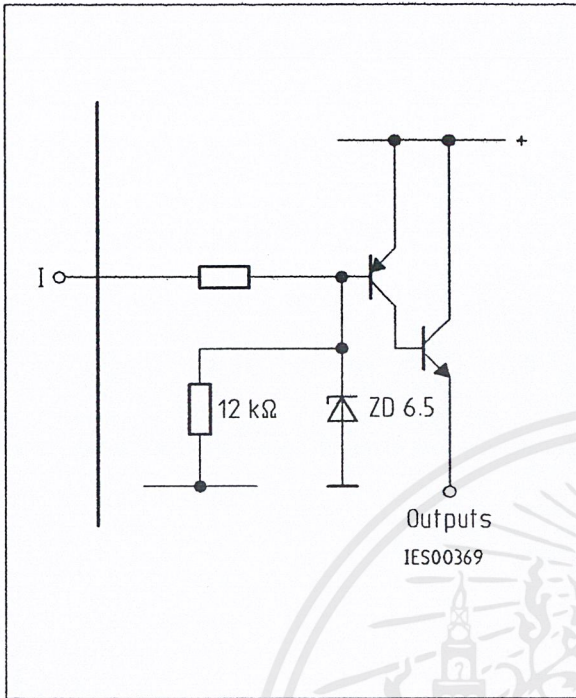
Test Circuit 4



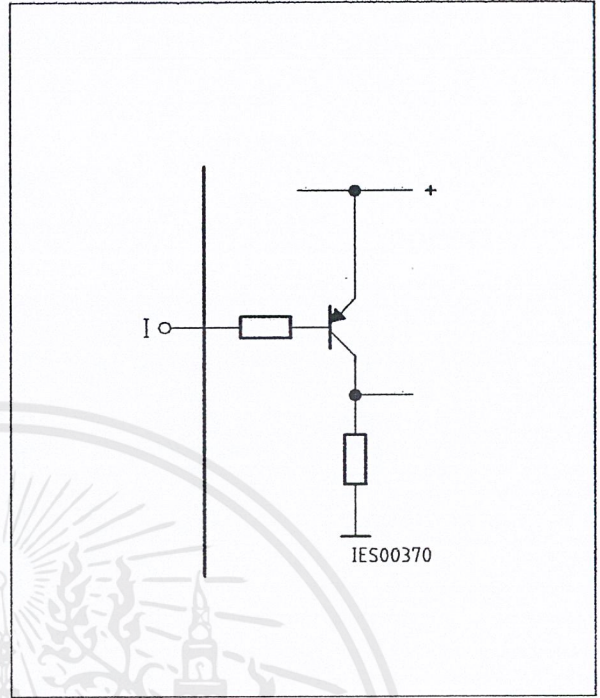
Test Circuit 5



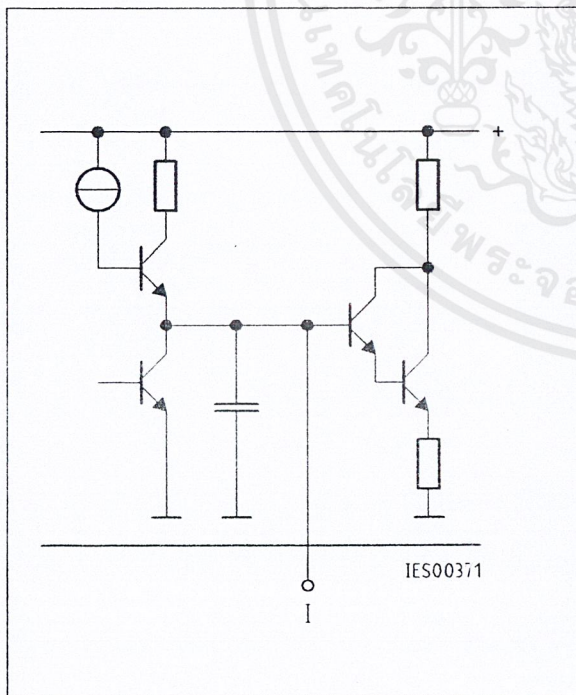
Test Circuit 6



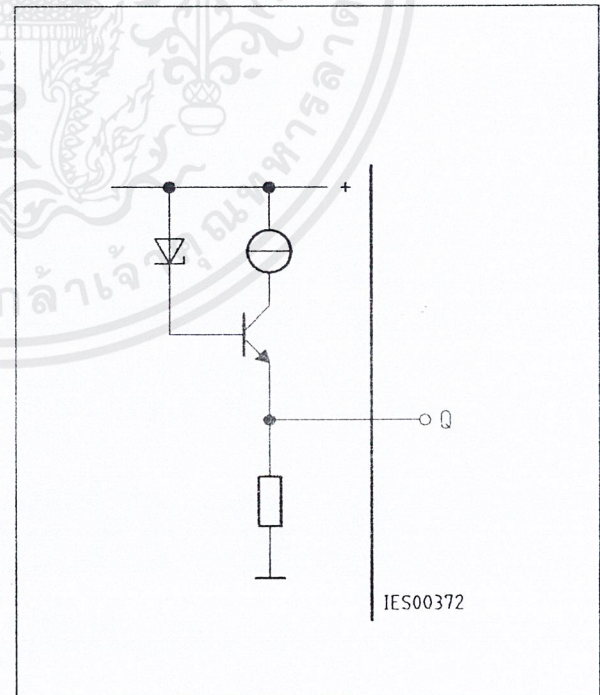
Inhibit 6



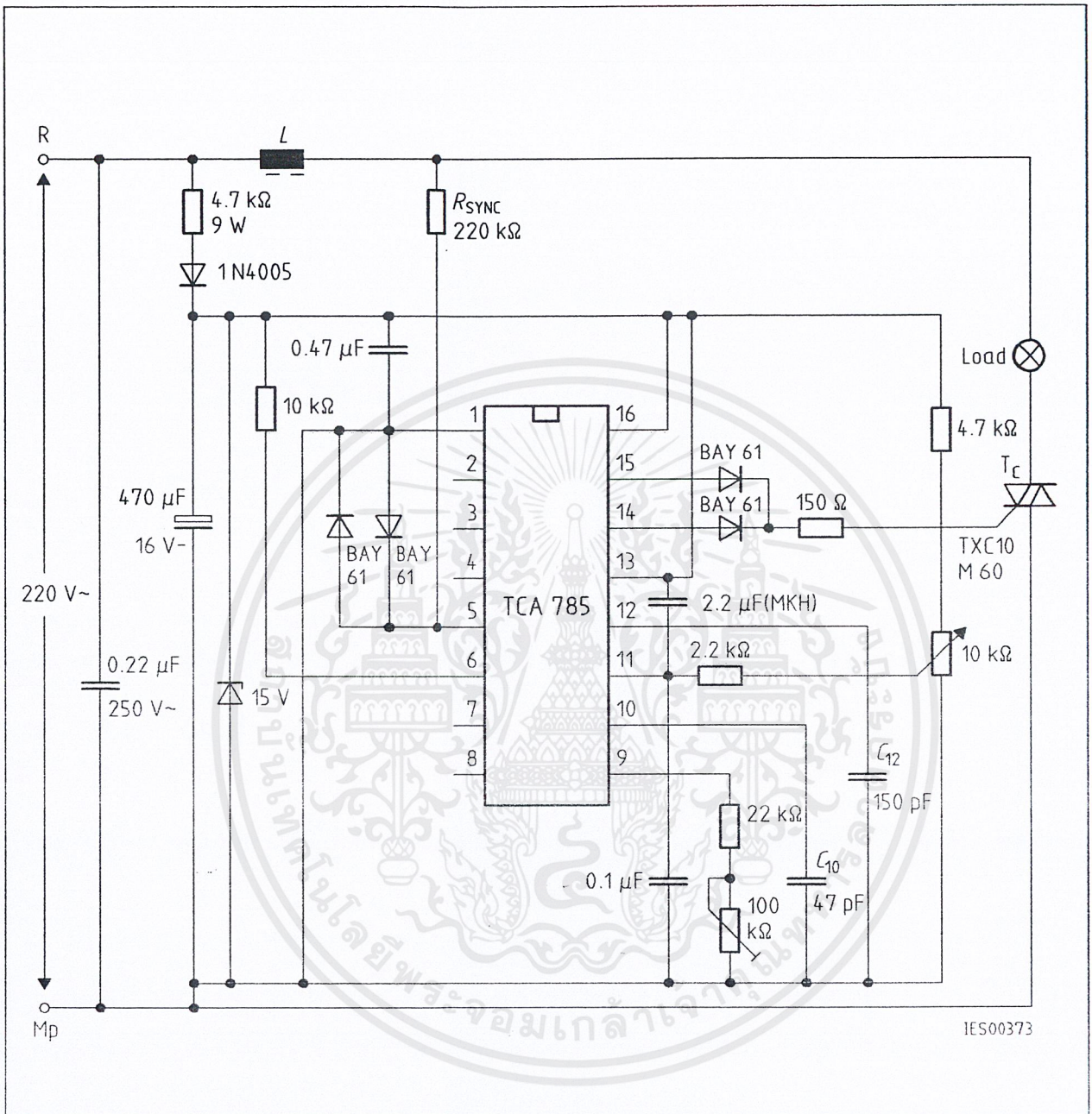
Long Pulse 13



Pulse Extension 12

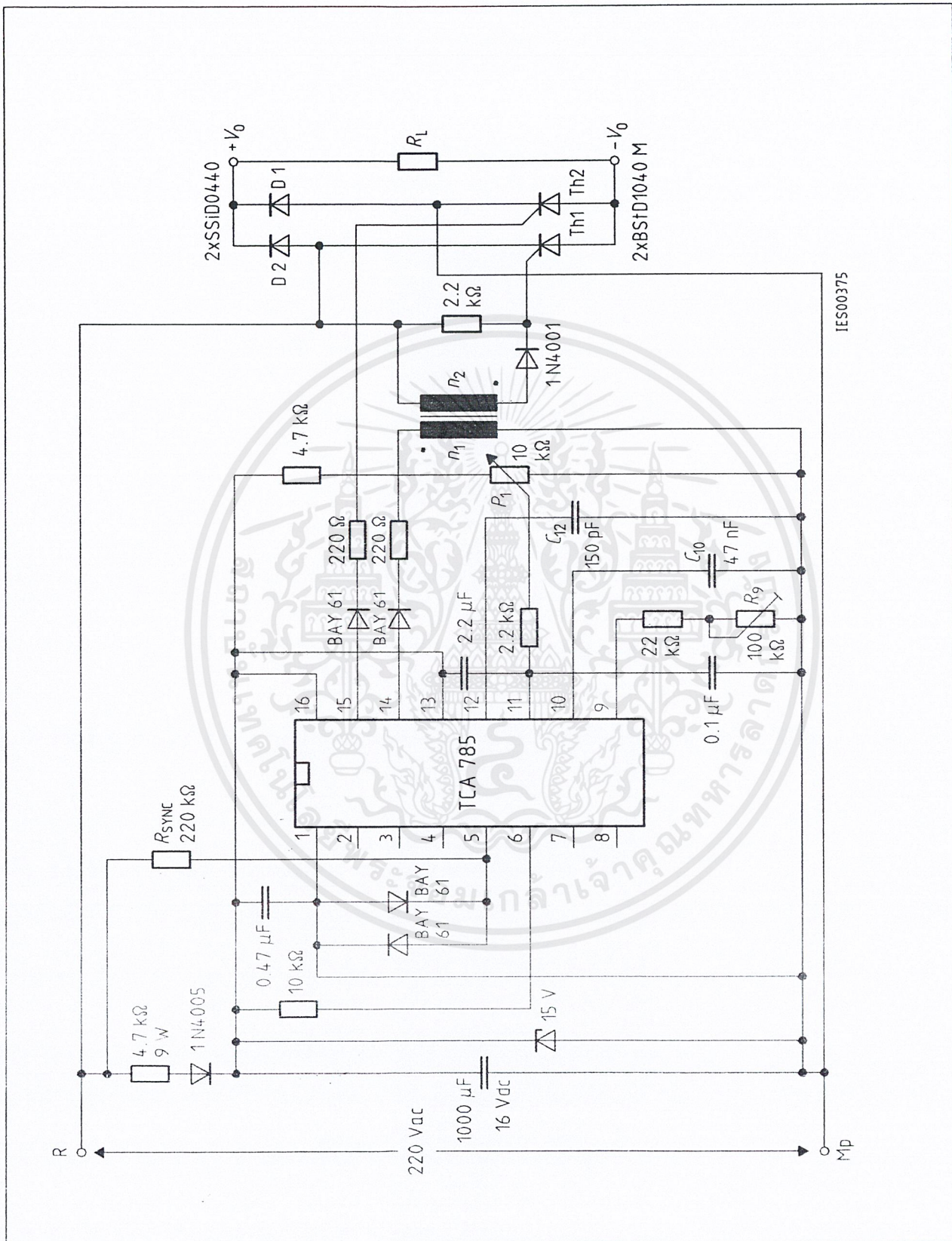


Reference Voltage 8

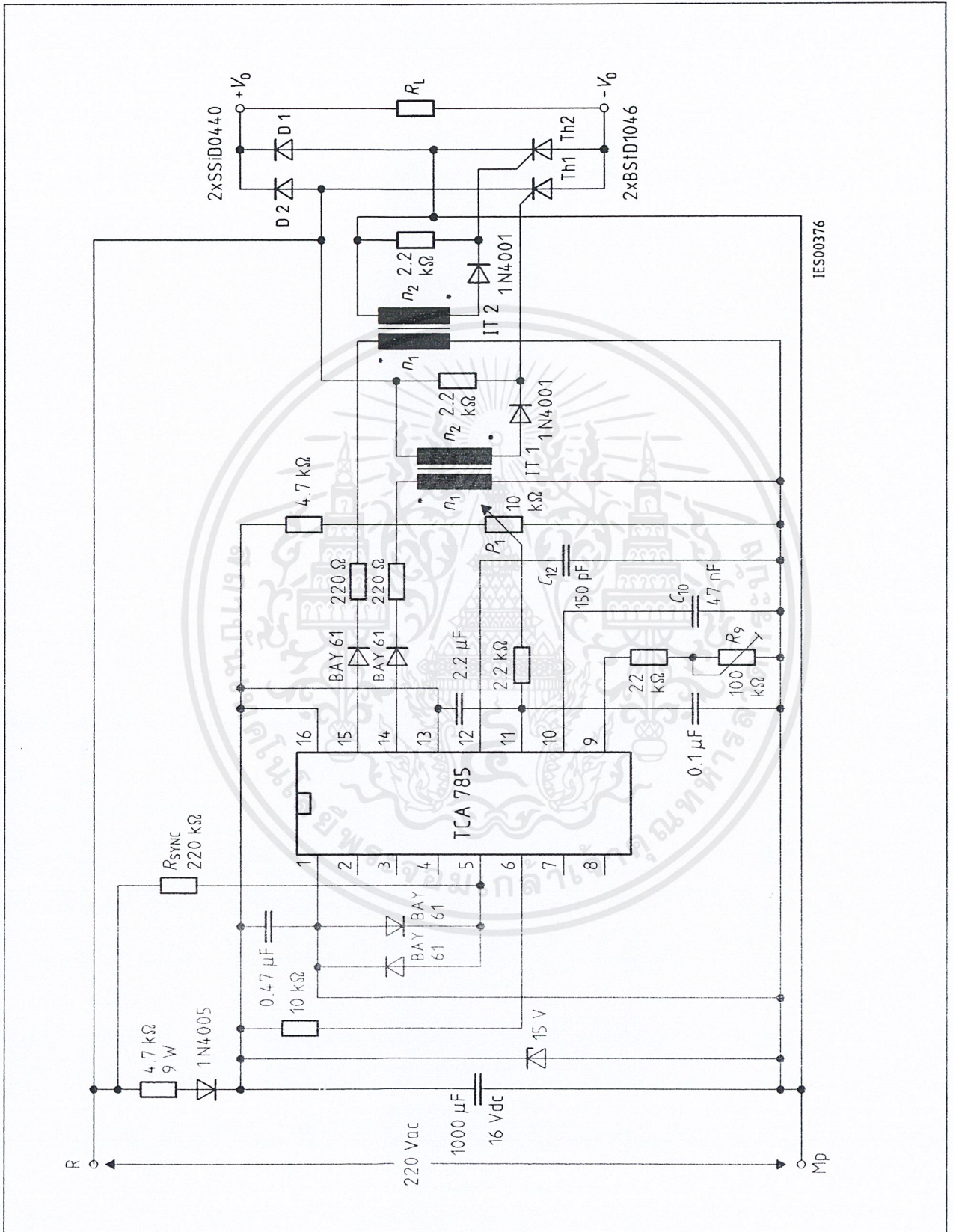


Application Examples
Triac Control for up to 50 mA Gate Trigger Current

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



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

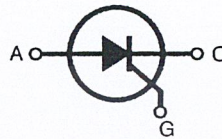


Half-Controlled Single-Phase Bridge Circuit with Two Trigger Pulse Transformers for Low-Power Thyristors

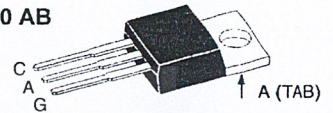
Phase Control Thyristors

$V_{RRM} = 800-1200 \text{ V}$
 $I_{T(RMS)} = 29 \text{ A}$
 $I_{T(AV)M} = 19 \text{ A}$

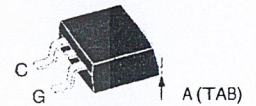
V_{RSM} V_{DSM}	V_{RRM} V_{DRM}	Type	Type
V	V	TO 220	TO 263
800	800	CS 19-08ho1	CS 19-08ho1S
1200	1200	CS 19-12ho1	CS 19-12ho1S



TO-220 AB



TO-263 AA



A = Anode, C = Cathode, G = Gate

Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings	
$I_{T(RMS)}$	$T_{VJ} = T_{VJM}$	29	A
$I_{T(AV)M}$	$T_C = 85^\circ\text{C}; 180^\circ \text{ sine}$	19	A
I_{TSM}	$T_{VJ} = 45^\circ\text{C}; V_R = 0 \text{ V}$	$t = 10 \text{ ms (50 Hz), sine}$	160 A
		$t = 8.3 \text{ ms (60 Hz), sine}$	180 A
	$T_{VJ} = T_{VJM}; V_R = 0 \text{ V}$	$t = 10 \text{ ms (50 Hz), sine}$	140 A
		$t = 8.3 \text{ ms (60 Hz), sine}$	160 A
I^2t	$T_{VJ} = 45^\circ\text{C}; V_R = 0 \text{ V}$	$t = 10 \text{ ms (50 Hz), sine}$	128 A ² s
		$t = 8.3 \text{ ms (60 Hz), sine}$	134 A ² s
	$T_{VJ} = T_{VJM}; V_R = 0 \text{ V}$	$t = 10 \text{ ms (50 Hz), sine}$	100 A ² s
		$t = 8.3 \text{ ms (60 Hz), sine}$	105 A ² s
$(di/dt)_{cr}$	$T_{VJ} = T_{VJM}; f = 50 \text{ Hz}, t_p = 200 \mu\text{s}; V_D = 2/3 V_{DRM}; I_G = 0.15 \text{ A}; di_G/dt = 0.15 \text{ A}/\mu\text{s}$	repetitive, $I_T = 20 \text{ A}$	100 A/ μs
		non repetitive, $I_T = I_{T(AV)M}$	500 A/ μs
$(dv/dt)_{cr}$	$T_{VJ} = T_{VJM}; R_{GK} = \infty; \text{method 1 (linear voltage rise)}$	$V_{DR} = 2/3 V_{DRM}$	500 V/ μs
P_{GM}	$T_{VJ} = T_{VJM}; I_T = I_{T(AV)M}$	$t_p = 30 \mu\text{s}$	5 W
		$t_p = 300 \mu\text{s}$	2.5 W
P_{GAV}			0.5 W
V_{RGM}			10 V
T_{VJ}		-40...+125	°C
T_{VJM}		125	°C
T_{stg}		-40...+125	°C
M_d	Mounting torque with screw M3; TO220	0.45/4	Nm/lb.in.
	Mounting torque with screw M3.5; TO220	0.55/5	Nm/in.
Weight		2	g

Features

- SCR for frequency up to 400Hz
- International standard package
- High performance glass passivated chip
- Long-term stability of leakage current and blocking voltage
- Epoxy meets UL 94V-0

Applications

- Motor control
- Power converter
- AC power controller
- Light and temperature control
- SCR for inrush current limiting in power supplies or AC drive

Advantages

- Space and weight savings
- Simple mounting

Data according to IEC 60747
 IXYS reserves the right to change limits, test conditions and dimensions

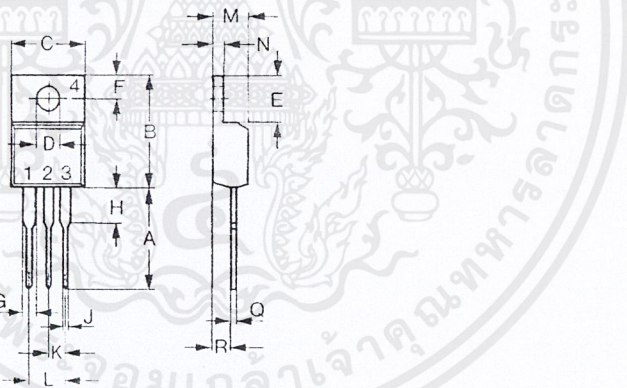
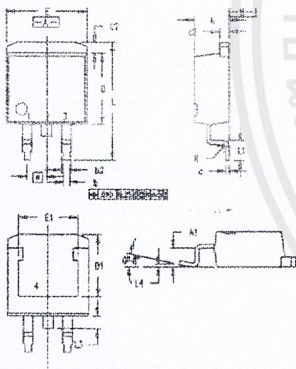
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values	
$I_{D, T}$	$T_{VJ} = T_{VJM}; V_R = V_{RRM}; V_D = V_{DRM}$	\leq	5 mA
I_T	$I_T = 20 \text{ A}; T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$	\leq	1.6 V
T_{10}	For power-loss calculations only ($T_{VJ} = 125^\circ\text{C}$)		0.85 V 27 m Ω
V_{GT}	$V_D = 6 \text{ V}; T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$	\leq	1.5 V
V_{GT}	$V_D = 6 \text{ V}; T_{VJ} = -40^\circ\text{C}$	\leq	2.5 V
I_{GT}	$V_D = 6 \text{ V}; T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$	\leq	28 mA
I_{GT}	$V_D = 6 \text{ V}; T_{VJ} = -40^\circ\text{C}$	\leq	50 mA
V_{GD}	$T_{VJ} = T_{VJM}; V_D = 2/3 V_{DRM}$	\leq	0.2 V
I_{GD}		\leq	3 mA
I_G	$T_{VJ} = 25^\circ\text{C}; t_p = 10 \mu\text{s}$ $I_G = 0.1 \text{ A}; di_G/dt = 0.1 \text{ A}/\mu\text{s}$	\leq	75 mA
I_G	$T_{VJ} = 25^\circ\text{C}; V_D = 6 \text{ V}; R_{GK} = \infty$	\leq	50 mA
t_d	$T_{VJ} = 25^\circ\text{C}; V_D = 1/2 V_{DRM}$ $I_G = 0.1 \text{ A}; di_G/dt = 0.1 \text{ A}/\mu\text{s}$	\leq	2 μs
th_{JC}	DC current		1.0 K/W
th_{CK}	DC current	typ	0.25 K/W
	Max. acceleration, 50 Hz		50 m/s ²

Dimensions in mm (1 mm = 0.0394")

TO 263 AA

TO 220 AB



Dim.	Millimeter		Inches	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	4.06	4.83	.160	.190
A1	2.03	2.79	.080	.110
b	0.51	0.99	.020	.039
b2	1.14	1.40	.045	.055
c	0.46	0.74	.018	.029
c2	1.14	1.40	.045	.055
D	8.64	9.65	.340	.380
D1	7.11	8.13	.280	.320
E	9.65	10.29	.380	.405
E1	6.86	8.13	.270	.320
e	2.54	BSC	.100	BSC
L	14.61	15.88	.575	.625
L1	2.29	2.79	.090	.110
L2	1.02	1.40	.040	.055
L3	1.27	1.78	.050	.070
L4	0	0.38	0	.015
R	0.46	0.74	.018	.029

Dim.	Millimeter		Inches	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	12.70	13.97	0.500	0.550
B	14.73	16.00	0.580	0.630
C	9.91	10.66	0.390	0.420
D	3.54	4.08	0.139	0.161
E	5.85	6.85	0.230	0.270
F	2.54	3.18	0.100	0.125
G	1.15	1.65	0.045	0.065
H	2.79	5.84	0.110	0.230
J	0.64	1.01	0.025	0.040
K	2.54	BSC	0.100	BSC
M	4.32	4.82	0.170	0.190
N	1.14	1.39	0.045	0.055
Q	0.35	0.56	0.014	0.022
R	2.29	2.79	0.090	0.110

LM741 Operational Amplifier

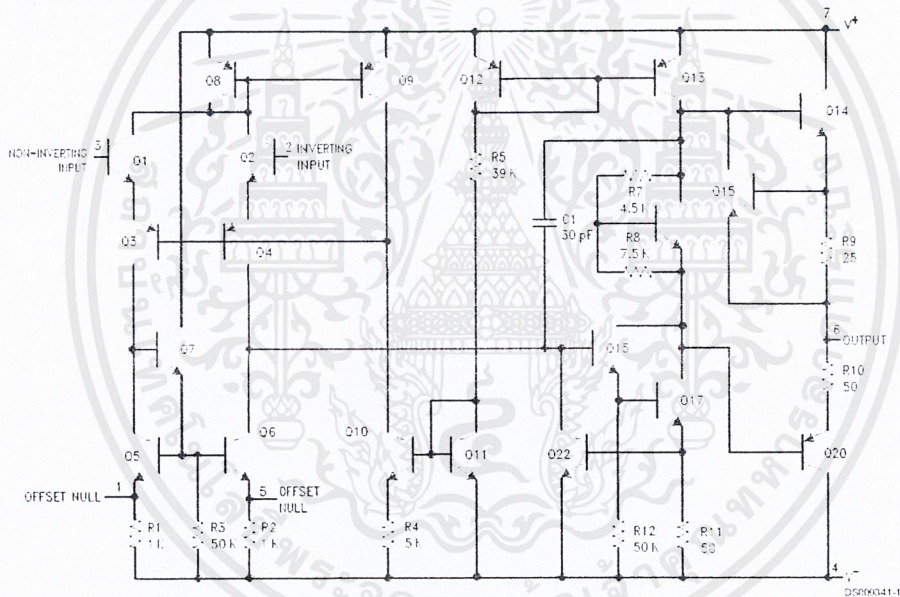
General Description

The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications.

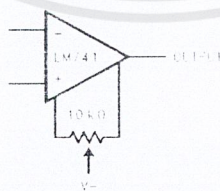
The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C/LM741E are identical to the LM741/LM741A except that the LM741C/LM741E have their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

Schematic Diagram



Offset Nulling Circuit



Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

(Note 6)

	LM741A	LM741E	LM741	LM741C
Supply Voltage	±22V	±22V	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 2)	500 mW	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V	±30V	±30V
Input Voltage (Note 3)	±15V	±15V	±15V	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous	Continuous	Continuous
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C	0°C to +70°C	-55°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Junction Temperature	150°C	100°C	150°C	100°C
Soldering Information				
N-Package (10 seconds)	260°C	260°C	260°C	260°C
J- or H-Package (10 seconds)	300°C	300°C	300°C	300°C
M-Package				
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	215°C	215°C	215°C	215°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.				
ESD Tolerance (Note 7)	400V	400V	400V	400V

Electrical Characteristics (Note 4)

Parameter	Conditions	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ $R_S \leq 50\Omega$		0.8	3.0		1.0	5.0		2.0	6.0	mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 50\Omega$			4.0						7.5	mV
	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$						6.0				
Average Input Offset Voltage Drift				15							$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 20\text{V}$	±10				±15			±15		mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0	30		20	200		20	200	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			70		85	500			300	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							$\text{nA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	80		80	500		80	500	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			0.210			1.5			0.8	μA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 20\text{V}$	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		$\text{M}\Omega$
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $V_S = \pm 20\text{V}$	0.5									$\text{M}\Omega$
Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$							±12	±13		V
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$				±12	±13					V

Electrical Characteristics (Note 4) (Continued)

Parameter	Conditions	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 20\text{V}$, $V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_O = \pm 10\text{V}$	50			50	200		20	200		V/mV V/mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$, $V_S = \pm 20\text{V}$, $V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_O = \pm 10\text{V}$	32			25			15			V/mV V/mV
	$V_S = \pm 5\text{V}$, $V_O = \pm 2\text{V}$	10									V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	± 16									V
	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	± 15									V
Output Short Circuit Current	$V_S = \pm 15\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$				± 12 ± 10	± 14 ± 13		± 12 ± 10	± 14 ± 13		V V
	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	10 10	25	35 40		25			25		mA mA
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$, $V_{CM} = \pm 12\text{V}$				70	90		70	90		dB
	$R_S \leq 50\Omega$, $V_{CM} = \pm 12\text{V}$	80	95								dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $V_S = \pm 20\text{V}$ to $V_S = \pm 5\text{V}$ $R_S \leq 50\Omega$	86	96								dB
	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$				77	96		77	96		dB
Transient Response	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain	Rise Time		0.25	0.8		0.3		0.3		μs
		Overshoot		6.0	20		5		5		%
Bandwidth (Note 5)	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain	0.3	0.7			0.5		0.5			V/ μs
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$					1.7	2.8		1.7	2.8	mA
Power Consumption	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_S = \pm 20\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$		80	150							mW
						50	85		50	85	
LM741A	$V_S = \pm 20\text{V}$ $T_A = T_{AMIN}$			165							mW
	$T_A = T_{AMAX}$			135							mW
LM741E	$V_S = \pm 20\text{V}$ $T_A = T_{AMIN}$			150							mW
	$T_A = T_{AMAX}$			150							mW
LM741	$V_S = \pm 15\text{V}$ $T_A = T_{AMIN}$					60	100				mW
	$T_A = T_{AMAX}$					45	75				mW

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Note 4) (Continued)

Note 2: For operation at elevated temperatures, these devices must be derated based on thermal resistance, and T_j max. (listed under "Absolute Maximum Ratings"). $T_j = T_A + (\theta_{JA} P_D)$.

Thermal Resistance	Cerdip (J)	DIP (N)	HO8 (H)	SO-8 (M)
θ_{JA} (Junction to Ambient)	100°C/W	100°C/W	170°C/W	195°C/W
θ_{JC} (Junction to Case)	N/A	N/A	25°C/W	N/A

Note 3: For supply voltages less than $\pm 15V$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 4: Unless otherwise specified, these specifications apply for $V_S = \pm 15V$, $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ (LM741/LM741A). For the LM741C/LM741E, these specifications are limited to $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$.

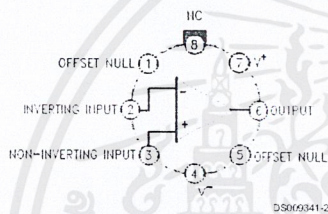
Note 5: Calculated value from: BW (MHz) = $0.35/\text{Rise Time}(\mu s)$.

Note 6: For military specifications see RETS741X for LM741 and RETS741AX for LM741A.

Note 7: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

Connection Diagram

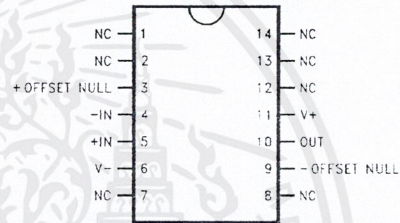
Metal Can Package



Note 8: LM741H is available per JM38510/10101

Order Number LM741H, LM741H/883 (Note 8), LM741AH/883 or LM741CH
See NS Package Number H08C

Ceramic Dual-In-Line Package

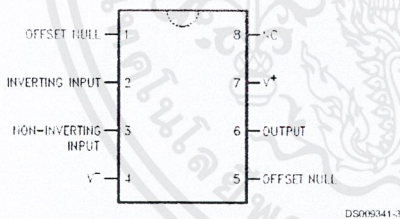


Note 9: also available per JM38510/10101

Note 10: also available per JM38510/10102

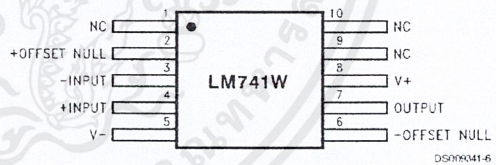
Order Number LM741J-14/883 (Note 9), LM741AJ-14/883 (Note 10)
See NS Package Number J14A

Dual-In-Line or S.O. Package



Order Number LM741J, LM741J/883, LM741CM, LM741CN or LM741EN
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

Ceramic Flatpak



Order Number LM741W/883
See NS Package Number W10A

กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้สำเร็จได้เนื่องจากได้รับการสนับสนุนจาก สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ตลอดจนได้รับความช่วยเหลือจากเพื่อนๆ ทุกคน

สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณ อ. สุรินทร์ คำฝอย ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า และ คณาจารย์ทุกท่าน ที่อบรมสั่งสอนให้ความรู้นักศึกษาเพื่อที่จะนำไปใช้ในทางที่ถูกต้องและเป็นกำลังสำคัญในการพัฒนาประเทศชาติต่อไป



เอกสารอ้างอิง

- [1] John Wiley & Son , Power Electronic ,1989
- [2] ชัยวัฒน์, คู่มืออิเล็กทรอนิกส์ บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด มหาชน , 2538
- [3] การเปรียบเทียบการควบคุมกำลังไฟฟ้ากระแสสลับโดยวิธีไซเคิลคอนโทรลและเฟสคอนโทรล, วิทยานิพนธ์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2542





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

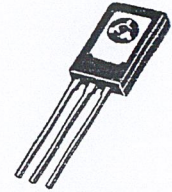
Plastic Medium Power Silicon NPN Transistor

BD135
BD137
BD139

... designed for use as audio amplifiers and drivers utilizing complementary or quasi complementary circuits.

- DC Current Gain — $h_{FE} = 40$ (Min) @ $I_C = 0.15$ Adc
- BD 135, 137, 139 are complementary with BD 136, 138, 140

1.5 AMPERE
POWER TRANSISTORS
NPN SILICON
45, 60, 80 VOLTS
10 WATTS



CASE 77-08
TO-225AA TYPE

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Type	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	BD 135 BD 137 BD 139	45 60 80	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CB0}	BD 135 BD 137 BD 139	45 60 100	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}		5	Vdc
Collector Current	I_C		1.5	Adc
Base Current	I_B		0.5	Adc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D		1.25 10	Watts mW/ $^\circ\text{C}$
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D		12.5 100	Watt mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}		-55 to +150	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	θ_{JC}	10	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance, Junction to Ambient	θ_{JA}	100	$^\circ\text{C}/\text{W}$

REV 7

© Motorola, Inc. 1995



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BD135 BD137 BD139

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

Characteristic	Symbol	Type	Min	Max	Unit
Collector–Emitter Sustaining Voltage* ($I_C = 0.03 \text{ A dc}$, $I_B = 0$)	V_{CE0}^*	BD 135 BD 137 BD 139	45 60 80	— — —	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 30 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$) ($V_{CB} = 30 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $T_C = 125^\circ\text{C}$)	I_{CBO}		— —	0.1 10	$\mu\text{A dc}$
Emitter Cutoff Current ($V_{BE} = 5.0 \text{ Vdc}$, $I_C = 0$)	I_{EBO}		—	10	$\mu\text{A dc}$
DC Current Gain ($I_C = 0.005 \text{ A}$, $V_{CE} = 2 \text{ V}$) ($I_C = 0.15 \text{ A}$, $V_{CE} = 2 \text{ V}$) ($I_C = 0.5 \text{ A}$, $V_{CE} = 2 \text{ V}$)	h_{FE}^*		25 40 25	— 250 —	—
Collector–Emitter Saturation Voltage* ($I_C = 0.5 \text{ A dc}$, $I_B = 0.05 \text{ A dc}$)	$V_{CE(sat)}^*$		—	0.5	Vdc
Base–Emitter On Voltage* ($I_C = 0.5 \text{ A dc}$, $V_{CE} = 2.0 \text{ Vdc}$)	$V_{BE(on)}^*$		—	1	Vdc

* Pulse Test: Pulse Width $\leq 300 \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$.

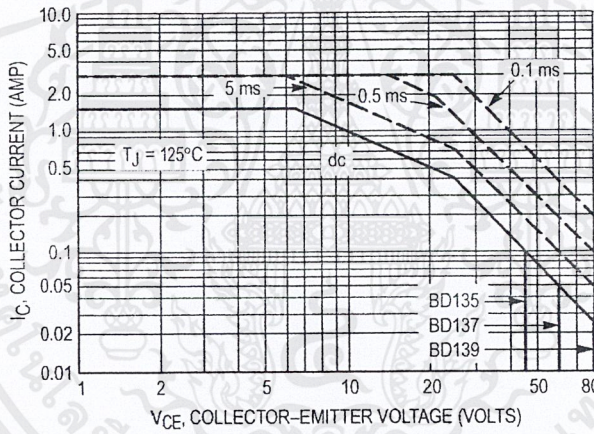
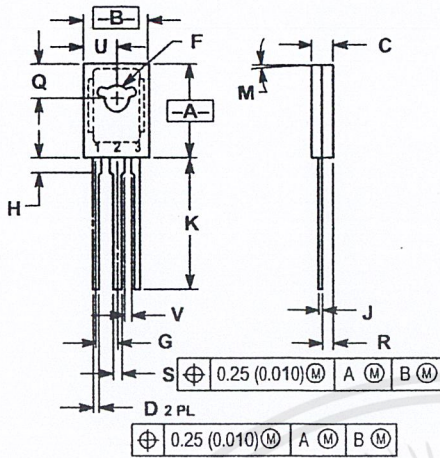


Figure 1. Active-Region Safe Operating Area

PACKAGE DIMENSIONS



- NOTES:
 1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.425	0.435	10.80	11.04
B	0.295	0.305	7.50	7.74
C	0.095	0.105	2.42	2.66
D	0.020	0.026	0.51	0.66
F	0.115	0.130	2.93	3.30
G	0.094 BSC		2.39 BSC	
H	0.050	0.095	1.27	2.41
J	0.015	0.025	0.39	0.63
K	0.575	0.655	14.61	16.63
M	5° TYP		5° TYP	
Q	0.148	0.158	3.76	4.01
R	0.045	0.055	1.15	1.39
S	0.025	0.035	0.64	0.88
U	0.145	0.155	3.69	3.93
V	0.040	—	1.02	—

- STYLE 1:
 PIN 1. EMITTER
 2. COLLECTOR
 3. BASE

CASE 77-08
 TO-225AA TYPE
 ISSUE V



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

How to reach us:

USA / EUROPE: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 20912, Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447

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

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

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



0

BD135/D



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

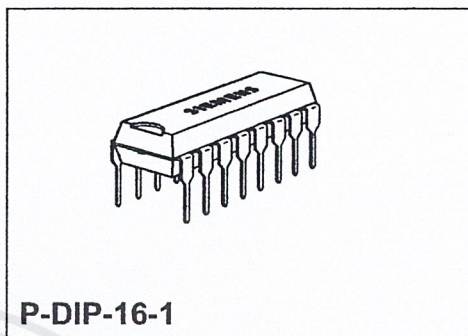
Phase Control IC

TCA 785

Bipolar IC

Features

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

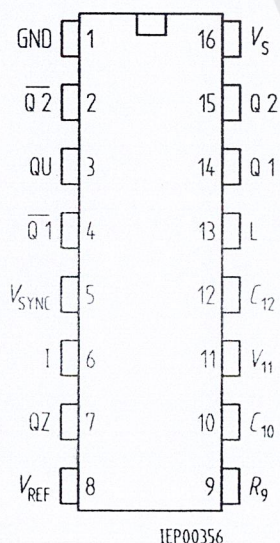


Type	Ordering Code	Package
TCA 785	Q67000-A2321	P-DIP-16-1

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

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

Pin Definitions and Functions



Pin	Symbol	Function
1	GND	Ground
2	$\overline{Q2}$	Output 2 inverted
3	QU	Output U
4	$\overline{Q2}$	Output 1 inverted
5	V_{SYNC}	Synchronous voltage
6	I	Inhibit
7	QZ	Output Z
8	V_{REF}	Stabilized voltage
9	R_9	Ramp resistance
10	C_{10}	Ramp capacitance
11	V_{11}	Control voltage
12	C_{12}	Pulse extension
13	L	Long pulse
14	Q 1	Output 1
15	Q 2	Output 2
16	V_s	Supply voltage

Pin Configuration (top view)

Functional Description

The synchronization signal is obtained via a high-ohmic resistance from the line voltage (voltage V_S). A zero voltage detector evaluates the zero passages and transfers them to the synchronization register.

This synchronization register controls a ramp generator, the capacitor C_{10} of which is charged by a constant current (determined by R_9). If the ramp voltage V_{10} exceeds the control voltage V_{11} (triggering angle φ), a signal is processed to the logic. Dependent on the magnitude of the control voltage V_{11} , the triggering angle φ can be shifted within a phase angle of 0° to 180° .

For every half wave, a positive pulse of approx. $30 \mu s$ duration appears at the outputs Q 1 and Q 2. The pulse duration can be prolonged up to 180° via a capacitor C_{12} . If pin 12 is connected to ground, pulses with a duration between φ and 180° will result.

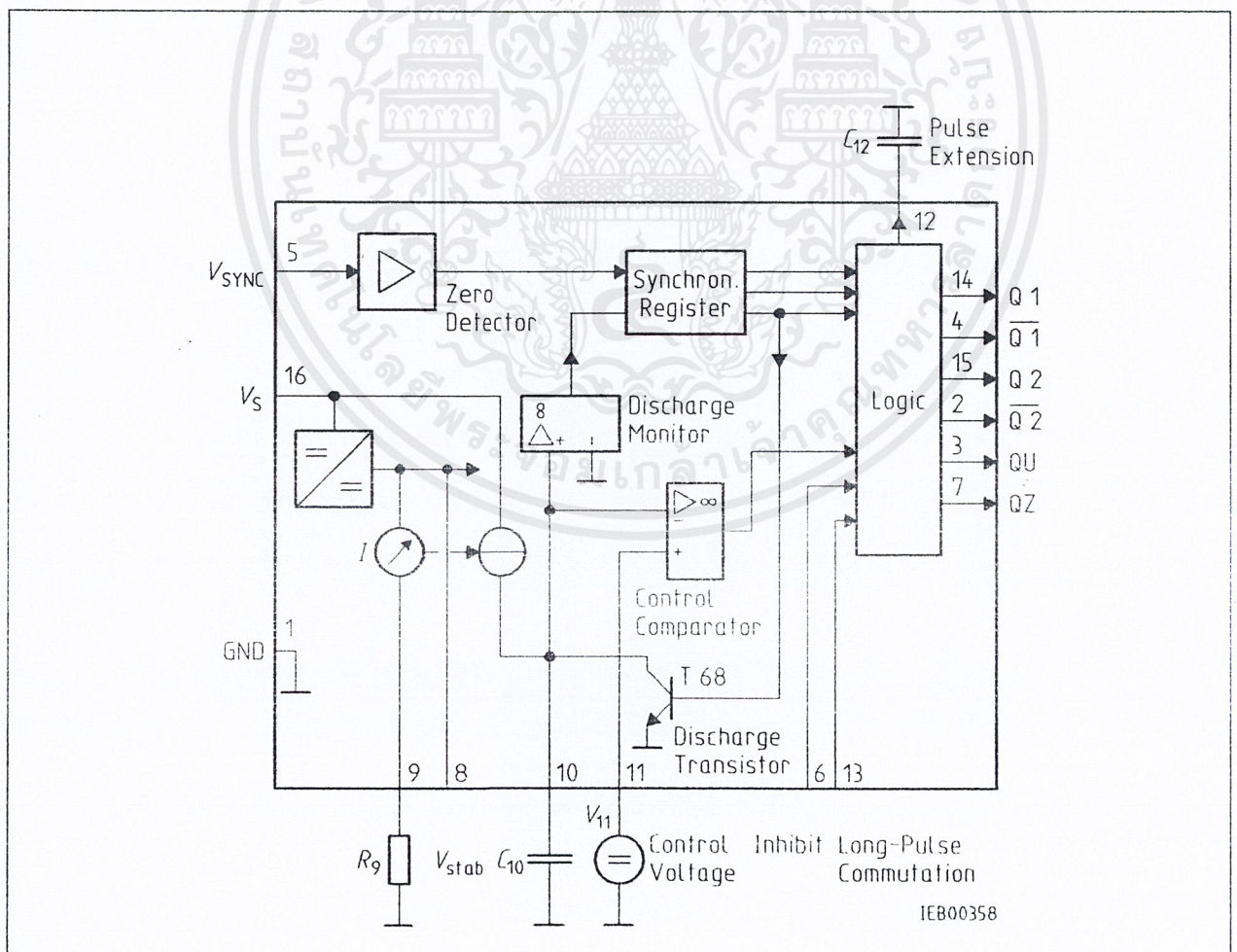
Outputs $\overline{Q}1$ and $\overline{Q}2$ supply the inverse signals of Q 1 and Q 2.

A signal of $\varphi + 180^\circ$ which can be used for controlling an external logic, is available at pin 3.

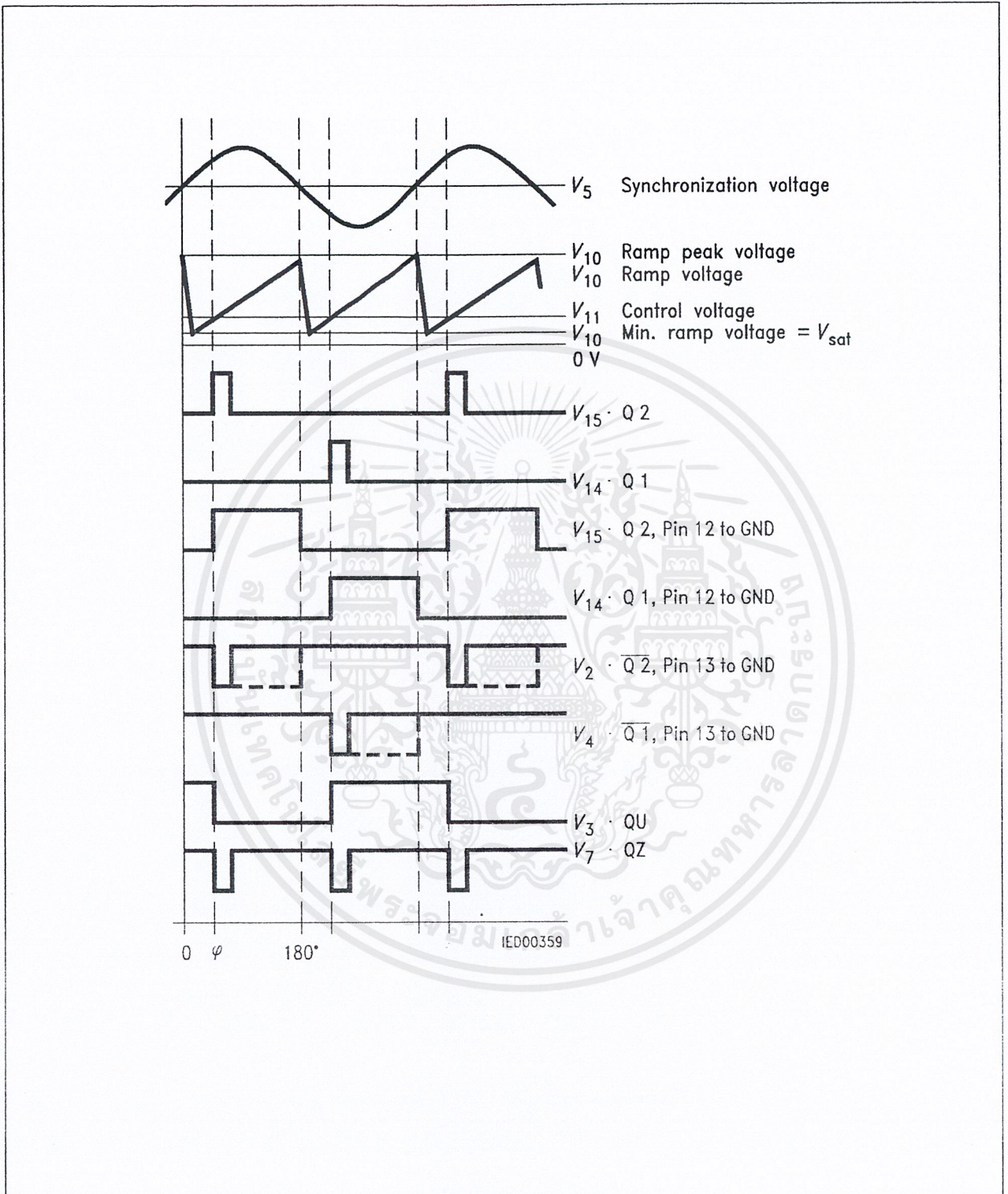
A signal which corresponds to the NOR link of Q 1 and Q 2 is available at output Q Z (pin 7).

The inhibit input can be used to disable outputs Q1, Q2 and $\overline{Q}1$, $\overline{Q}2$.

Pin 13 can be used to extend the outputs $\overline{Q}1$ and $\overline{Q}2$ to full pulse length ($180^\circ - \varphi$).



Block Diagram



Pulse Diagram

Absolute Maximum Ratings

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

Operating Range

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

Characteristics

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

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Circuit
		min.	typ.	max.		
Supply current consumption S1 ... S6 open $V_{11} = 0 \text{ V}$ $C_{10} = 47 \text{ nF}; R_9 = 100 \text{ k}\Omega$	I_S	4.5	6.5	10	mA	1
Synchronization pin 5 Input current R_2 varied	$I_{5 rms}$	30		200	μA	1
Offset voltage	ΔV_5		30	75	mV	4
Control input pin 11 Control voltage range	V_{11}	0.2		$V_{10 peak}$	V	1
Input resistance	R_{11}		15		$k\Omega$	5

Characteristics (cont'd)

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

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Circuit
		min.	typ.	max.		
Ramp generator						
Charge current	I_{10}	10		1000	μA	
Max. ramp voltage	V_{10}			$V_2 - 2$	V	1
Saturation voltage at capacitor	V_{10}	100	225	350	mV	1.6
Ramp resistance	R_9	3		300	k Ω	1
Sawtooth return time	t_r		80		μs	1
Inhibit pin 6						
switch-over of pin 7						
Outputs disabled	V_{6L}		3.3	2.5	V	1
Outputs enabled	V_{6H}	4	3.3		V	1
Signal transition time	t_r	1		5	μs	1
Input current	I_{6H}		500	800	μA	1
$V_6 = 8 \text{ V}$						
Input current	$-I_{6L}$	80	150	200	μA	1
$V_6 = 1.7 \text{ V}$						
Deviation of I_{10}	I_{10}	-5		5	%	1
$R_9 = \text{const.}$						
$V_S = 12 \text{ V}; C_{10} = 47 \text{ nF}$						
Deviation of I_{10}	I_{10}	-20		20	%	1
$R_9 = \text{const.}$						
$V_S = 8 \text{ V to } 18 \text{ V}$						
Deviation of the ramp voltage						
between 2 following						
half-waves, $V_S = \text{const.}$	$\Delta V_{10 \text{ max}}$		± 1		%	
Long pulse switch-over						
pin 13						
switch-over of S8						
Short pulse at output	V_{13H}	3.5	2.5		V	1
Long pulse at output	V_{13L}		2.5	2	V	1
Input current	I_{13H}			10	μA	1
$V_{13} = 8 \text{ V}$						
Input current	$-I_{13L}$	45	65	100	μA	1
$V_{13} = 1.7 \text{ V}$						
Outputs pin 2, 3, 4, 7						
Reverse current	I_{CEO}			10	μA	2.6
$V_Q = V_S$						
Saturation voltage	V_{sat}	0.1	0.4	2	V	2.6
$I_Q = 2 \text{ mA}$						

Characteristics (cont'd)
 $8 \leq V_S \leq 18 \text{ V}; -25 \text{ }^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85 \text{ }^\circ\text{C}; f = 50 \text{ Hz}$

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

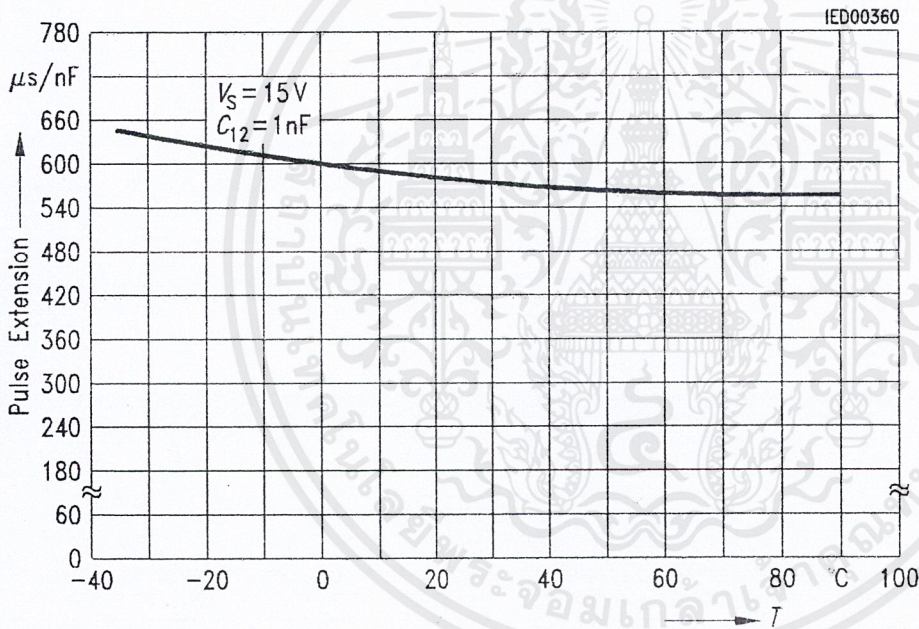
Application Hints for External Components

Ramp capacitance C_{10} min max
 500 pF 1 μ F¹⁾ The minimum and maximum values of I_{10} are to be observed

Triggering point $t_{Tr} = \frac{V_{11} \times R_9 \times C_{10}}{V_{REF} \times K}$ 2)

Charge current $I_{10} = \frac{V_{REF} \times K}{R_9}$ 2) Ramp voltage
 $V_{10 \max} = V_S - 2 \text{ V}$ $V_{10} = \frac{V_{REF} \times K \times t}{R_9 \times C_{10}}$ 2)

Pulse Extension versus Temperature



1) Attention to flyback times

2) $K = 1.10 \pm 20 \%$