ปีการศึกษา 2537

เครื่องรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติสำหรับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัส 3 เฟส

Automatic Voltage Regulator For 3 Phase Synchronous Generator

โดย

นาย เกียรติศักดิ์	รัตนอนุจร	35.103049
นาย ณรงค์	มีสวัสดิ์	35.103054
นาย วิทวัส	ปัตตพัฒน์	35.103082

วัน เดือน ปี 18 ม.ค. 2539
เลขทะเบียน 034803
เลขเรียกหนังสือ T37103 ก8

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ พิชิต ลำยอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2537

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติสำหรับ เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัส 3 เฟส

ผู้จัดทำ

1. นาย	เกียรติศักดิ์	รัตนอนุจร	35.103049
2. นาย	ณรงค์	มีสวัสดิ์	35.103054
3. นาย	วิทวัส	ปัตตพัฒน์	35.103082

---------- อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ.พิชิต ลำยอง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ		I
Abstract		II
สารบัญภาพ		III
สารบัญตาราง		IV
บทที่ 1	บทนำและวัตถุประสงค์ในการทำปริญญานิพนธ์	1
	1.1 บทนำ	1
	1.2 วัตถุประสงค์ในการทำปริญญานิพนธ์	1
	1.3 แนวคิดในการทำปริญญานิพนธ์	3
บทที่ 2	ทฤษฎี	4
	2.1 เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัส	4
	2.2 การเปลี่ยนแปลงของแรงดัน (Voltage Fluation)	7
	2.3 การควบคุมแรงดันไฟฟ้า	8
	2.4 เสถียรภาพทางด้านแรงดันและเรกกูเลเตอร์	10
	2.5 แผนผังการทำงานของการควบคุมระดับแรงดันให้คงที่	10
	2.6 การแปลงแรงดัน AC 3 เฟสให้เป็น DC แบบกึ่งควบคุมบริดจ์	12
	2.7 วงจรและอุปกรณ์สร้างสัญญาณทริกเกอร์	15
	2.7.1 วงจรคอมแพเรเตอร์ (Comparator)	15
	2.7.2 วงจรไอซีควบคุมแรงดัน (IC Fixed Voltage Regulator)	16
	2.7.3 วงจรสร้างสัญญาณแรมป์ (ramp)	17
	2.7.4 วงจรมอดูเลชั่น (Modulation)	18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 วงจรอิเล็คทรอนิกส์ควบคุม 20
2.8.1 วงจรควบคุมแบบ P 20
(Proportional Control)
2.8.2 วงจรควบคุมแบบ PI
(Proportional Intergral Control) 22
2.8.3 การกำหนดค่าองค์ประกอบของวงจร 27
2.8.4 การปรับค่าคงตัวเวลาของวงจรคุมค่า 28
2.9 วงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน 29
2.10 วงจรป้องกันแรงดันเกิน-ต่ำ 30
2.11 วงจรป้องกันความถี่สูงหรือต่ำเกินไป 31
2.12 ชุดวัดความถี่ 31
2.13 วงจรเสริมสร้างแรงดันขณะเริ่มแรก 32
บทที่ 3 การออกแบบและการสร้าง 34
3.1 ส่วนจ่ายกำลังไฟฟ้าแก่ขดลวดสนามกระตุ้น
(field winding) 35
3.2 ส่วนวงจรส่วนนำกระแสเอสซีอาร์ 39
3.3 ส่วนวงจรเปรียบเทียบสัญญาณแรงดัน PI 45
3.4 ส่วนรับรู้การเปลี่ยนแปลงแรงดัน 52
3.5 ส่วนป้องกันความถี่สูงหรือต่ำเกินไป 54
3.6 ส่วนวงจรแสดงค่าความถี่ 58
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง 61
4.1 การทดลองวงจรนำกระแส เอส ซี อาร์ 61
4.2 การทดลองวงจร 3 เฟสแบบกึ่งควบคุมบริดจ์ 63
4.3 การทดลองวงจรรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติ 65
4.4 การทดลองวงจรรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติกับ
เครื่องกำเนิดไฟฟ้า 66

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5 สรุปผลและวิจารณ์ 76

ภาคผนวก

ไอซีเบอร์ MC 3425 A1

ไอซีเบอร์ LM 2907 B1

ไอซีเบอร์ RC 555 C1

ไทริสเตอร์ ชนิดเฟสคอนโทรล D1

ไอซีเบอร์ LM 134/LM 234 / LM 334 E1

ไอซีเคาเตอร์ (Counter)/ดีโค้ด (Decode)/7 Segment F1

กิตติกรรมประกาศ

เอกสารอ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

		หน้า
รูป 2.1	การสร้างสนามแม่เหล็กแบบมีไดโอดหมุนและมีตัวสร้างสนามแม่เหล็กกระตุ้นแบบ 3 เฟส	5
รูป 2.2	การควบคุมของวงจรอัตโนมัติ	6
รูป 2.3	แสดงผังการทำงานของระบบควบคุมแรงดันให้คงที่	11
รูป 2.4	วงจร 3 เฟสกึ่งควบคุมบริดจ์	12
รูป 2.5	เมื่อทริกเกอร์ที่มุมอัลฟ่า (α) เท่ากับ 120°	13
รูป 2.6	วงจรคอมแพเรเตอร์	16
รูป 2.7	วงจรไอซีควบคุมแรงดันคงที่	17
รูป 2.8	วงจรสร้างสัญญาณแรมป์ (Ramp)	18
รูป 2.9	วงจรแอสเตเบิ้ล (Astable)	19
รูป 2.10	วงจรการควบคุมแบบ P	20
รูป 2.11	วงจรการควบคุมแบบ PI	22
รูป 2.12	บล็อคไดอะแกรม (Block Diagram)	24
รูป 2.13	วงจรการควบคุมแบบ PI	24
รูป 2.14	ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรควบคุมแบบ PI	26
รูป 2.15	ผลตอบสนอง ขั้นของวงจรคุมค่าแบบ PI	26
รูป 2.16	วงจรควบคุมค่าคงตัวเวลา	28
รูป 2.17	แผนผังการทำงานของชุดนับความถี่	32
รูป 2.18	วงจรเสริมสร้างแรงดันขณะเริ่มแรก	33
รูป 2.19	วงจรจ่ายไฟเลี้ยงคอยล์รีเลย์	33
รูป 3.1	บล็อคไดอะแกรมของเครื่องควบคุมแรงดันอัตโนมัติ	34
รูป 3.2	วงจรกึ่งควบคุมบริดจ์ 3 เฟส	36
รูป 3.3	ไดอะแกรมของวงจรทริก	40
รูป 3.4	วงจรทริก	41
รูป 3.5	วงจรขับเกท	42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 3.6 วงจรแหล่งจ่ายไฟ 43
รูป 3.7 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณแรงดัน 45
รูป 3.8 ไดอะแกรมของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน 46
รูป 3.9 แสดงคุณสมบัติของวงจรจำกัดแรงดันไฟฟ้าควบคุม ของวงจรจำกัดมุมกระตุ้น 49
รูป 3.10 วงจรควบคุม PI 49
รูป 3.11 วงจรรับรู้การเปลี่ยนแปลงแรงดัน 53
รูป 3.12 วงจรป้องกันความถี่สูงหรือต่ำเกินไป 58
รูป 3.13 วงจรแสดงความถี่ (วงจรนับความถี่) 59
รูป 4.1 แสดงสัญญาณทริกเอสซีอาร์ 61
รูป 4.2 แสดงสัญญาณเอาท์พุทของวงจรกึ่งควบคุมบริดจ์ 64
รูป 4.3 แสดงวงจรทดสอบรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติ 65
รูป 4.4.1 แสดงวงจรทดสอบเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 68
รูป 4.4.2 แสดงวงจรทดสอบเครื่องกำเนิดไฟฟ้าขณะมีโหลด โดย Vf คงที่ 69
รูป 4.4.3 แสดงวงจรทดสอบเครื่องกำเนิดไฟฟ้าขณะมีโหลด โดย V_{ϕ}/p คงที่ 71
รูป 4.4.4 แสดงวงจรทดสอบเครื่องกำเนิดไฟฟ้าขณะต่อ วงจรรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติ 72
รูป 4.5 กราฟความสัมพันธ์ต่างๆของเครื่องกำเนิดในการทดลอง 73

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 1	พิกัดในการใช้งานของ IC เบอร์ MC 3425	A1
ตารางที่ 2	คุณสมบัติทางไฟฟ้าของ IC เบอร์ MC 3425	A3
ตารางที่ 3	คุณสมบัติทางไฟฟ้าของ IC เบอร์ LM 2907	B2
ตารางที่ 4	กราฟคุณสมบัติต่าง ๆ ของ IC เบอร์ LM 2907	B3
ตารางที่ 5	คุณสมบัติทางอุณหภูมิและพิกัดการใช้งานสูงสุดของ IC เบอร์ RC 555	C2
ตารางที่ 6	คุณสมบัติทางไฟฟ้าของ IC เบอร์ RC 555	C3
ตารางที่ 7	กราฟคุณสมบัติต่าง ๆ ของ IC เบอร์ RC 555	C4
ตารางที่ 8	การนำไปใช้งานของ IC เบอร์ RC 555	C6
ตารางที่ 9	ชนิดและเบอร์ของไทริสเกอร์ชนิดควบคุมเฟส (Phase Control)	D1
ตารางที่ 10	พิกัดและคุณสมบัติทางไฟฟ้าของ IC เบอร์ LM 334	E2
ตารางที่ 11	การนำไปใช้งานของ IC เบอร์ LM 334	E3
ตารางที่ 12	คุณสมบัติทางไฟฟ้าของ IC เบอร์ CD4017BM และ CD4022BM	F3
ตารางที่ 13	คุณสมบัติทางไฟฟ้าของ IC เบอร์ MM74C925 และ output 7 Segment	F4
ตารางที่ 14	คุณสมบัติทางไฟฟ้าของ IC CD4093BM (2 input แนนเกท ชมิทซ์ทริกเกอร์)	F7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติสำหรับ
เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบชิงโครนัส 3 เฟส

นาย เกียรติศักดิ์ รัตนอนุจร
นาย ณรงค์ มีสวัสดิ์
นาย วิทวัส ปัตตพัฒน์
อ. พิชิต ล่ายอง
(อาจารย์ที่ปรึกษา)
ปีการศึกษา 2537

บทคัดย่อ

โครงงานนี้ได้กล่าวถึงการออกแบบสร้างและทดสอบเครื่องรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติเครื่องกำเนิดไฟฟ้าชิงโครนัส 3 เฟส โดยใช้วงจรเรียงกระแส 3 เฟสแบบกึ่งควบคุมบริดจ์ ทำหน้าที่จ่ายกระแสแก่ขดลวดสนามแม่เหล็กกระตุ้น ซึ่งสามารถควบคุมแรงดันเอาท์พุทด้วยวิธีควบคุมเฟส โดยมีวงจรควบคุมมุมกระตุ้นให้ควบคุมอย่างต่อเนื่องซึ่งวงจรควบคุมเป็นลูปปิด เพื่อป้องกันการสั่นหรือแกว่งของสัญญาณและอีกส่วนหนึ่งเป็นวงจรป้องกันความถี่สูงและต่ำเกินไปเพื่อหยุดการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าป้องกันโหลดเสียหาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Automatic Voltage Regulator For 3 Phase Synchronous Generator

KAITTISAK RATTANANUJOHN

NARONG MEESAWAT

WITAWAT PATTAPAT

Mr.PICHIT LUMYONG(ADVISOR)

1994

Abstract

This project is presents the design, contruction and experiment of Automatic Voltage Regulator For 3 Phase Synchronous Generator, Using a three phase half controlled bridge converter supplie current for excited field coil which is controlled output voltage by phase controlled. Trigger angle is continuous control by control circuit which is close loop control,protection is swinging of signel and on the part sideis over and under frequency protection circuit for stop operation of generator , protection load is damaged

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำและวัตถุประสงค์

บทนำ

เครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับที่ใช้โดยทั่วไป เมื่อได้รับโหลดจะทำให้แรงดันไฟฟ้าที่จ่ายออกจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้า เปลี่ยนแปลงไปตามขนาดและชนิดของโหลดที่ต่ออยู่กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้านั้น เพื่อรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายออกมาจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าให้คงที่ตลอดเวลาโดยการปรับแอมป์เทอร์นของขั้วแม่เหล็กให้เหมาะสมกับขนาดและชนิดของโหลด เช่น การปรับค่าแรงดันขดลวดสนามกระตุ้นโดยการปรับความต้านทาน ซึ่งไม่ปลอดภัยและไม่สะดวก ดังนั้นจึงจำเป็นที่ต้องหาวิธีการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าให้คงที่วิธีอื่นซึ่งวิธีหนึ่งในการรักษาระดับแรงดัน คือ การใช้วงจรควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าให้คงที่แบบอัตโนมัติ โดยการใช้วงจรทางอิเล็คทรอนิกส์เข้าไปควบคุมวงจรทางไฟฟ้ากำลัง ซึ่งเราเรียกอุปกรณ์ควบคุมนี้ว่าเครื่องรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติเรียกโดยย่อว่า AVR (AUTOMATIC VOLTAGE REGURATOR) ซึ่งเครื่อง AVR นี้จะเป็นตัวรักษาแรงดันให้คงที่ตลอดเวลาไม่ว่าจะจ่ายโหลดมากหรือน้อยเพียงใด ด้วยการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสในวงจรฟิลด์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ซึ่งผลจากกระแสในวงจรฟิลด์อันนี้ จะไปทำให้แรงดันที่จ่ายออกจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเข้าสู่สภาวะเดิมได้แรงดันคงที่

วัตถุประสงค์ในการทำปริญญานิพนธ์

เนื่องจากการรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติ สำหรับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าทุกตัวเป็นส่วนจำเป็นอย่างยิ่งในเครื่องกำเนิดไฟฟ้า อาจกล่าวว่าเครื่องกำเนิดไฟฟ้าทุกตัวต้องมีเครื่องรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติเป็นส่วนสำคัญส่วนหนึ่งด้วยซึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปัจจุบันบริษัทผลิตเครื่องกำเนิดไฟฟ้านั้นจะผลิตเครื่องรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติควบคู่กันไปด้วย ดังนั้นการศึกษาวิธีการรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติสำหรับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าชิงโครนัสนั้นได้ประโยชน์อย่างมาก เพราะสามารถนำไปใช้งานได้ในการใช้งานควรจะเลือกเครื่องรักษาแรงดันให้เหมาะสมกับงานที่ใช้ ดังนั้นปริญญานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้เสนอแนวทางในการออกแบบและสร้างเครื่องรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติที่เหมาะ ไปใช้กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบชิงโครนัส 3 เฟส ในระบบขนาดกลางจนถึงขนาดใหญ่ โดยระบบควบคุมนี้สามารถนำไปใช้งานได้จริงและมีความน่าเชื่อถือสูง ง่ายต่อการเข้าใจการทำงานของระบบ

การสร้างและออกแบบเครื่องรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เพื่อใช้กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบชิงโครนัส 3 เฟส มีเป้าหมายดังนี้

VOLTAGE REGURATOR : อยู่ในช่วง $\pm$ 1% จากขณะไม่ได้รับโหลดจนถึงขณะได้รับโหลด 3 เฟส

การจ่ายกำลังไฟฟ้าแก่ EXCITER FIELD COIL : ใช้การเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงชนิด 3 เฟส

การรับรู้การเปลี่ยนแปลง : ใช้ค่าสนามแม่เหล็กกระตุ้น ที่ยังคงค้างเหลืออยู่ (RESIDUAL FLUX)

FREQUENCY PROTECTION : มีวงจรป้องกันความถี่สูงหรือต่ำเกินไป $\pm$ 5 % พร้อมแสดงค่าความถี่บนหน้าปัด

การใช้งาน : ทดลองใช้กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบชิงโครนัส 3 เฟส 220 VL-L และ 380 VL-L 50 HZ พิกัดกระแส EXCITER FIELD COIL ไม่เกิน 5 แอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แนวคิดในการทำปริญญานิพนธ์

การควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่ใช้อิเล็กทรอนิกส์ จะใช้เป็นแบบโซลิดสเตทอิเล็กทรอนิกส์ที่นิยมใช้กันในปัจจุบันคือ แบบที่ใช้ เอส ซี อาร์ เป็นตัวควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าให้คงที่ (Silicon controlled rectifier voltage regulation) ซึ่ง เอส ซี อาร์ จะเป็นตัวควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าแก่ขดลวดสนามแม่เหล็กกระตุ้นเป็นวงจรการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งมีด้วยกันหลายวงจร แต่ละวงจรมีความแตกต่างกันไป สำหรับโครงงานนี้จะใช้วงจร Three phese half controlled bridge converter (ในวงจร half controlled คือ ใช้ไดโอดและเอสซีอาร์ต่อร่วมกัน และวงจร fully controlled คือ ใช้เอสซีอาร์ในวงจรอย่างเดียว) สามารถที่จะควบคุมแรงดันเอาท์พุทให้เปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่อง ในการใช้ Three phase converter จะมีผลดีกว่าวงจรแบบ Single phase converter ในแง่ที่ว่าไฟฟ้ากระแสตรงที่จ่ายให้กับขดลวดสนามแม่เหล็กกระตุ้นจะมี ripple น้อยมาก และมีความต่อเนื่องของกระแสมากกว่า เมื่อเทียบกับแบบ Single phase converter แต่ทั้งนี้การใช้ Three phase half controlled converter นี้ย่อมมีความยุ่งยากในการทริก เอส ซี อาร์ ของแต่ละเฟสให้พอดีกัน ทำให้แรงดันเอาท์พุทที่ได้เรียบ

การควบคุมให้แรงดันไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะอาศัยระบบควบคุมชนิดPI (PROPORTIONAL INTERGRAL CONTROL) ซึ่งจะเป็นระบบควบคุมลูปปิด เป็นลูปควบคุมแรงดันไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าให้คงที่ตลอดเวลาถึงแม้ว่าจะเกิดการเปลี่ยนแปลงของโหลด จากสภาวะไม่มีโหลดไปสู่สภาวะที่มีโหลด หรือสภาวะไม่มีโหลดก็ตาม และการตอบสนองชั่วขณะของระบบนี้ จะต้องใช้เวลาให้น้อยที่สุดและมีเสถียรภาพมากที่สุดด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎี

2.1 เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัส

ในการศึกษาถึงรายละเอียดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสจะต้องแบ่งการพิจารณาออกเป็นหลาย ๆ ด้านด้วยกัน ทั้งด้านโครงสร้างด้านวงจรแม่เหล็กและวงจรไฟฟ้าและด้านอื่น ๆ ในที่นี้จะบอกกล่าวถึงเฉพาะองค์ประกอบที่เกี่ยวกับทางด้านแม่เหล็กและไฟฟ้า รวมถึงการใช้งานในบางส่วนเท่านั้น เพื่อให้มีความเข้าใจถึงเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบนี้เป็นประโยชน์ในการควบคุมแรงดันไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัส จะมีองค์ประกอบทางด้านไฟฟ้าที่สำคัญ 2 ส่วนด้วยกัน คือ

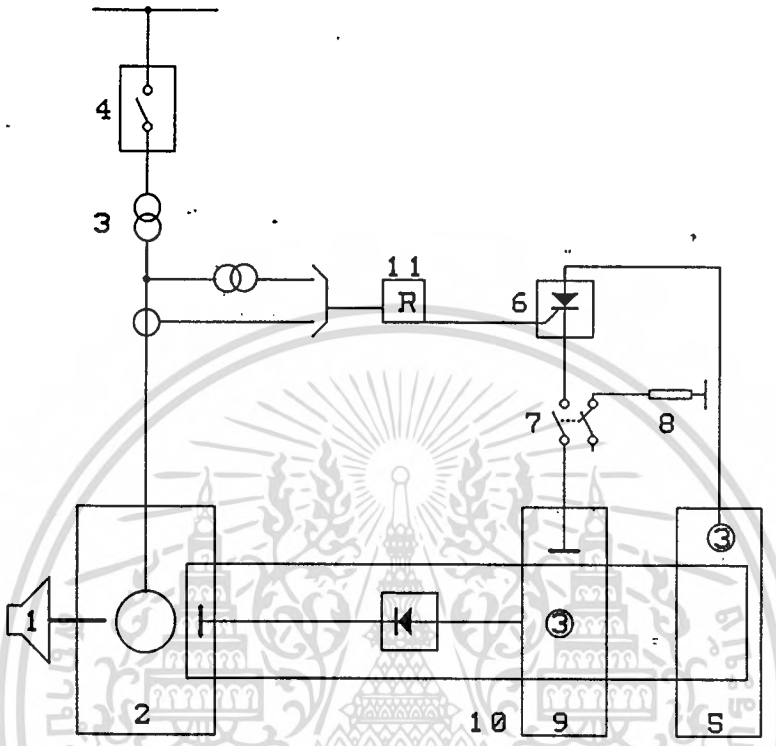
1. ขดลวดอาร์เมเจอร์ เป็นขดลวดที่ทำหน้าที่จ่ายกระแสไฟฟ้าให้โหลด
2. ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก เป็นขดลวดสำหรับป้อนกระแสไฟตรงเข้าไฟเพื่อทำให้เกิดขั้วแม่เหล็กที่แน่นอน ลักษณะการพันจะขึ้นอยู่กับรูปร่างวงจรแม่เหล็กที่พันอยู่

2.1.1 การสร้างสนามแม่เหล็กแบบมีไดโอดหมุนและมีตัวสร้างสนามแม่เหล็กกระตุ้นแบบ 3 เฟส(excitation with rotation diode and 3-phase exciter)

วงจรการทำงานแสดงในรูป 2.1 กำลังไฟฟ้าที่ใช้ในการสร้างสนามแม่เหล็กระบบนี้ จะมาจากตัดสร้างสนามแม่เหล็กแบบไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส ที่มีอาร์มาเจอร์อยู่บนโรเตอร์ที่ต่ออยู่กับเพลาของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าโดยที่เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบขั้วแม่เหล็กถาวรจะเป็นตัวจ่ายพลังงานให้กับขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กของตัวสร้างสนามแม่เหล็กกระตุ้นอีกต่อหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวสร้างสนามแม่เหล็กกระตุ้น จะเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าชิงโครนัสที่มีอาร์เมเจอร์เป็นตัวหมุน ดังนั้นจะเกิดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำไฟฟ้าในขดลวดที่อยู่บนโรเตอร์

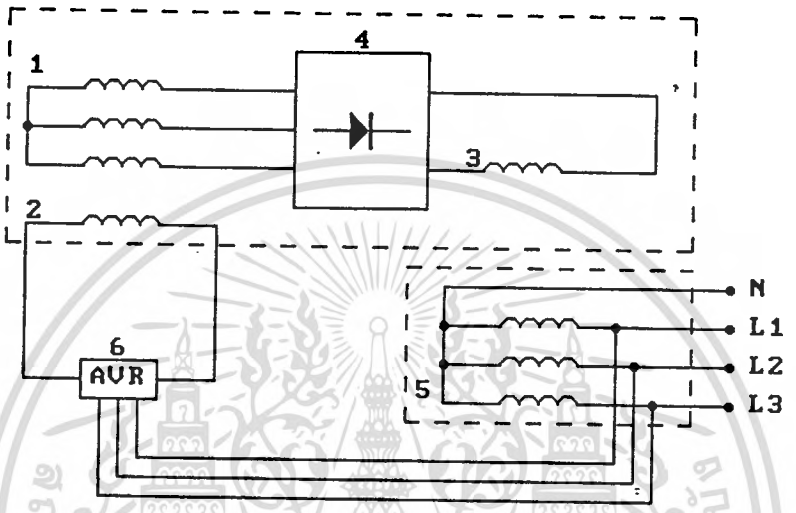


1 เทอร์ไบน์
2 เครื่องกำเนิดไฟฟ้า
3 หม้อแปลงกำลัง
4 สวิทช์ตัดตอนหลัก
5 เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบแม่เหล็กถาวร
6 ไทริสเตอร์ คอนเวอร์เตอร์
7 สวิทช์ตัดตอนระบบสร้างสนามแม่เหล็ก สำหรับตัวสร้างสนามแม่เหล็กกระตุ้น 3 เฟส
8 ความต้านทานหน่วงสนามแม่เหล็ก สำหรับตัวสร้างสนามแม่เหล็กกระตุ้น 3 เฟส
9 ตัวสร้างสนามแม่เหล็กกระตุ้น3เฟส
10 ไดโอดเรคติฟายเออร์หมุน
11 อุปกรณ์รักษาศักดาอัตโนมัติ

รูป 2.1 การสร้างสนามแม่เหล็กแบบมีไดโอดหมุนและมีตัวสร้างสนามแม่เหล็กกระตุ้นแบบ 3 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไดโอดที่หมุนไปพร้อมกับโรเตอร์จะเรคติฟายกระแสสลับแล้วป้อนโดยตรง เข้าสู่ขดลวดสนามแม่เหล็กของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าในระบบนี้จึงไม่จำเป็นต้องมีสลิปริงระยะเวลาที่ไม่ต้องดูแลเครื่องจึงยาวนานขึ้น



1. EXCITER ARMATURE
2. EXCITER FIELD COIL
3. ROTATING FIELD COIL
4. ROTATING RECTIFIER
5. STATOR COIL
6. AVR

รูป 2.2 การควบคุมของวงจรอัตโนมัติ

การปรับศักดาของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กของทำได้ โดยการควบคุมขนาดสนามแม่เหล็กของตัวสร้างสนามแม่เหล็กกระตุ้นความเร็วของ การเปลี่ยนแปลงศักดาของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะถูกจำกัด โดยค่าคงที่เวลาของตัวสร้างสนามแม่เหล็กกระตุ้น สำหรับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าขนาดเล็ก ซึ่งจะกล่าวถึงเฉพาะแบบที่ไม่มีแปรงถ่านเท่านั้น ก็จะมีหลักการเหมือนกับเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนาดใหญ่ เพียงแต่จะลดความซับซ้อนของการสร้างสนามแม่เหล็กและอุปกรณ์ป้องกันบางส่วนไปองค์ประกอบของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าดังกล่าว จะแสดงดังรูป 2.2 แรงดันเริ่มดันที่เกิดในอาร์เมเจอร์ของตัวสร้าง สนามแม่เหล็กกระตุ้นนั้นจะเกิดเส้นแรงแม่เหล็กตกค้าง (Residual Flux)ของแกนเหล็กแรงดันนี้จะไม่มีค่ามากนัก แต่สามารถทำให้เกิดกระแสไหลผ่านขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าได้ โดยที่กระแสนี้จะถูกเรคติฟรายโดยไดโอดที่ติดตั้งอยู่บนโรเตอร์ก่อนที่จะเข้าขดลวดขนาดศักดาอาร์เมเจอร์ที่เหมาะสม กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะถูกนำมาเรคติฟราย แล้วป้อนเข้าขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กของตัวสร้างแม่เหล็กกระตุ้น โดยการควบคุมของวงจรอัตโนมัติ ดังนั้น ศักดาของอาร์เมเจอร์ของตัวสร้างสนามแม่เหล็กกระตุ้น ก็จะสูงขึ้นทำให้กระแสสร้างแม่เหล็กของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าสูงขึ้นด้วยผลเหล่านี้จะเสริมกันไปเรื่อยๆจนเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเข้าสู่สภาวะปกติ

2.2 การเปลี่ยนแปลงของแรงดัน (Voltage fluation)

อุปกรณ์ทางไฟฟ้าขนาดใหญ่เมื่อเริ่มสับสวิทช์เพื่อจ่ายแรงดันไฟฟ้าเข้าไปจะทำให้เกิดการจ่ายกระแสเข้าไปยังอุปกรณ์ไฟฟ้านั้น ซึ่งอุปกรณ์ไฟฟ้า จะเป็นโหลดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า เป็นผลให้ความเร็วและแรงดันที่จ่ายออกของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าลดลงเพราะฉะนั้นเราจำเป็นต้องใช้ส่วนที่ทำให้เกิดการควบคุมทั้งความเร็วและแรงดันที่จ่ายออกของเครื่องกำเนิดไฟฟ้ามาต่อเข้ากับเครื่องกำเนิดไฟฟ้า อีกประการหนึ่ง เมื่อเราลดโหลดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าลงไปจะทำให้ทั้งความเร็วและแรงดันที่จ่ายออกของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเพิ่มขึ้น ซึ่งเราก็ยังสามารถใช้ส่วนที่ทำหน้าที่ควบคุม ทั้งความเร็วและ แรงดันที่จ่ายออกมาจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ที่นำมาต่อเข้ากับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเข้าควบคุมทั้งแรงดันที่จ่ายออกและความเร็วของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าได้ด้วย และการเปลี่ยนแปลงทั้งสองประการที่ได้กล่าวมาเรียกว่า การเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าหรือการขึ้น ๆ ลง ๆ ของแรงดันไฟฟ้า (Voltage Fluation) ขอบเขต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของการเปลี่ยนแปลง แรงดันไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าในทางที่เพิ่มขึ้นหรือลดลง เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงโหลดที่นำมาต่อเข้ากับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะขึ้นอยู่กับองค์ประกอบต่อไปนี้

ก. KVA หรือกำลังไฟฟ้าที่พิกัดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

ข. Regulation ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

ค. กระแสและเพาวเวอร์แฟคเตอร์ของโหลดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

2.3 การควบคุมแรงดันไฟฟ้า

แรงดันของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าสามารถควบคุมได้โดยการเปลี่ยนแปลง ค่าแรงดันขดลวดสนามแม่เหล็กกระตุ้น โดยทั่วไปวงจรที่ควบคุมแรงดันของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะทำหน้าที่ดังนี้

ก) ป้องกันการเกิดแรงดันต่ำลงซึ่งทำได้โดยการเพิ่มแรงดันที่ขดลวดสนามแม่เหล็กกระตุ้น ถึงแม้ว่าชิ่งโหลดต่ออยู่ก็ตาม

ข) รักษาระดับแรงดันให้อยู่ที่พิกัดทางด้านแรงดันไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า เช่น ขณะที่ความเร็วตกลงเนื่องจากการที่เครื่องกำเนิดไฟฟ้าได้รับโหลด

ค) สามารถปรับแรงดันของเครื่องกำเนิดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าให้เหมาะสมได้เช่น ปรับแรงดันให้มีค่าเพิ่มขึ้นเล็กน้อย เนื่องจากแรงดันเกิดการสูญเสียไปในสายไฟฟ้าที่ยาว ๆ

เราพิจารณาความสัมพันธ์ ระหว่างกระแสที่ขดลวดสนามแม่เหล็กกระตุ้นกับแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายออกจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้า เพื่อเป็นแนวทางในการออกแบบเครื่องรักษาระดับแรงดันให้คงที่

ถ้าไม่คิดกรณีสภาวะอิ่มตัวของเส้นแรงแม่เหล็ก จะได้ว่าแรงดันที่จ่ายออกจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าสามารถเขียนเป็นสมการดังนี้

$$Eg = K1\phi1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

Eg = แรงดันที่จ่ายออกจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้า (โวลท์)

$\phi 1$ = เส้นแรงดันแม่เหล็กที่เกิดจากขดลวดสนามแม่เหล็กกระตุ้น(เวเบอร์)

K = ค่าคงที่ และถ้าไม่คิดถึงจากกระแสไหลวน (eddy current) เส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้นในสภาวะคงตัว(steady state) และสภาวะทรานเซี้ยน (transient) จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสที่ขดลวดสนามกระตุ้นดังนั้นเราจะได้ว่า

$$Eg = K2I2$$

เมื่อ

I2 = กระแสที่ขดลวดสนามกระตุ้น (แอมป์)

K2 = ค่าคงที่

นั่นคือเราสามารถทราบจากสมการว่าแรงดันที่จ่ายออกจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสที่ขดลวดสนามแม่เหล็กกระตุ้น

$$Eg \propto I2$$

ดังนั้น เราสามารถควบคุมแรงดันที่ผลิตหรือจ่ายออกจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าโดยการควบคุมกระแสที่ขดลวดสนามกระตุ้น และการควบคุมกระแสที่ขดลวดแม่เหล็กกระตุ้นสามารถทำได้โดยใช้วงจรเรกูเลเตอร์ (regulator circuit) หรือ วงจรรักษาระดับแรงดันไฟฟ้า (Voltage regulator)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

034803

2.4 เสถียรภาพทางด้านแรงดันและเรคกูเลเตอร์ (Voltage stability and regulation)

เครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับซึ่งมีอุปกรณ์ที่เป็นส่วนควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าให้คงที่แบบอัตโนมัติ จะสามารถรักษาระดับแรงดันที่จ่ายออกมาจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าให้คงที่ในขณะที่ได้รับโหลดคงที่ค่าหนึ่ง แต่แรงดันไฟฟ้าที่จ่ายออกจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้ายังสามารถเปลี่ยนแปลงได้เล็กน้อยทั้งในทางที่เพิ่มขึ้นหรือลดลงและการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยนี้เรียกว่า มีเสถียรภาพทางด้านแรงดันซึ่งมักจะบอกเป็นเปอร์เซ็นต์ (%) ของแรงดันที่พิกัดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ในเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีวงจรควบคุมระดับแรงดันให้คงที่ส่วนมากมักจะมีค่าแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ย (average voltage) ไม่คงที่ค่าหนึ่ง และค่าความแตกต่างของแรงดันในขณะที่มีโหลดคงที่ค่าหนึ่งนั้น กับแรงดันที่ขณะมีโหลดคงที่อีกค่าหนึ่งหรือความแตกต่างของแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ย ขณะที่ไม่ได้รับโหลดกับขณะที่ได้รับโหลดเต็มที่ เรียกว่า เรกกูเลชั่น (Regulation) ดังสมการ

$$\% \text{ Regulation} = \frac{Vo - V1}{Vo} \times 100$$

เมื่อ

Vo = แรงดันที่จ่ายออกมาจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าขณะที่ไม่ได้รับโหลด (โวลท์)

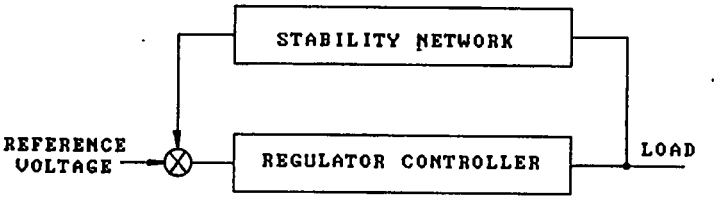
V1 = แรงดันที่จ่ายออกจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าขณะที่ได้รับโหลดเต็มที่ (โวลท์)

2.5 แผนผังการทำงานของการควบคุมระดับแรงดันให้คงที่

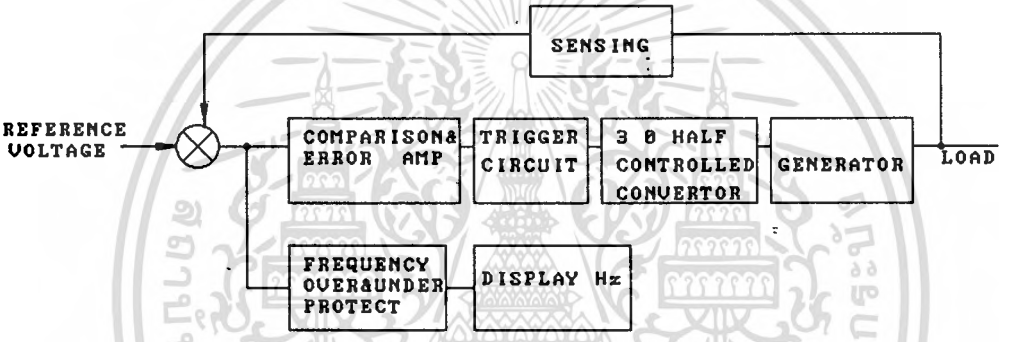
จากหลักการพื้นฐานของการควบคุมระดับแรงดันให้คงที่ โดยอุปกรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อิเล็กทรอนิกส์ สามารถแบ่งหน้าที่เป็นส่วน ๆ ได้ดังรูป 2.3



รูป 2.3 ก แสดงผังการทำงานของการควบคุมระดับแรงดันให้คงที่



รูป 2.3 ข แสดงผังการทำงานของระบบควบคุมระดับแรงดันให้คงที่

ในรูปที่ 2.3ก แสดงผังการทำงานของการควบคุมระดับแรงดันให้คงที่ซึ่งประกอบด้วย

- สัญญาณแรงดันอ้างอิง (Reference Voltage)
- ส่วนควบคุมการรักษาระดับแรงดันของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าให้คงที่ (Regulated controller)
- ส่วนที่สร้างเสถียรภาพของแรงดัน (stability network)

ในรูป 2.3ข แสดงผังการทำงานของระบบควบคุมระดับแรงดันให้คงที่ซึ่งประกอบด้วย

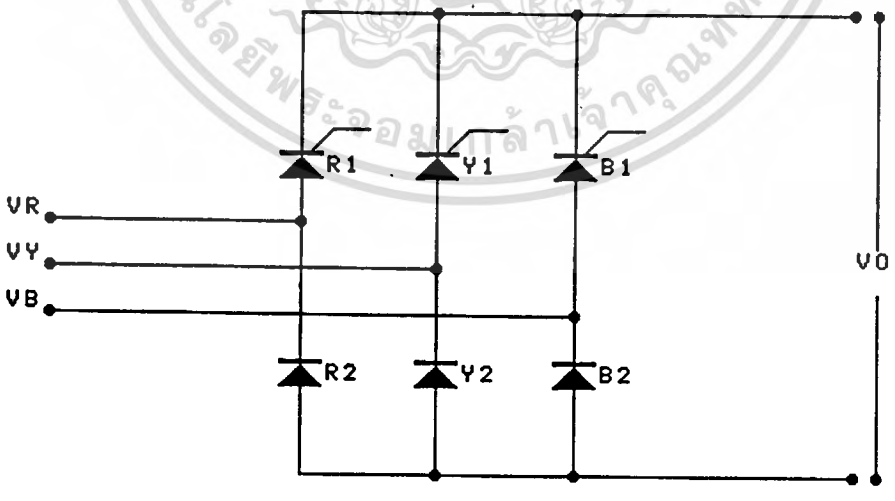
- ส่วนรับรู้การเปลี่ยนแปลงแรงดันที่จ่ายออกจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ซึ่งเป็นส่วนที่ทำให้สัญญาณแรงดันอ้างอิง (sensing circuit)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ส่วนเปรียบเทียบสัญญาณแรงดัน (comparison and error amp)
- ส่วนที่ทำให้เกิดการนำกระแสของ เอส.ซี.อาร์ (Trigger circuit)
- ส่วนจ่ายกำลังไฟฟ้าแก่ขดลวดสนามกระตุ้น (3 phase half controlled bridge converter)
- ส่วนป้องกันความถี่สูงหรือต่ำเกินไป (over & under frequecy protection)
- ส่วนแสดงค่าความถี่ (display)

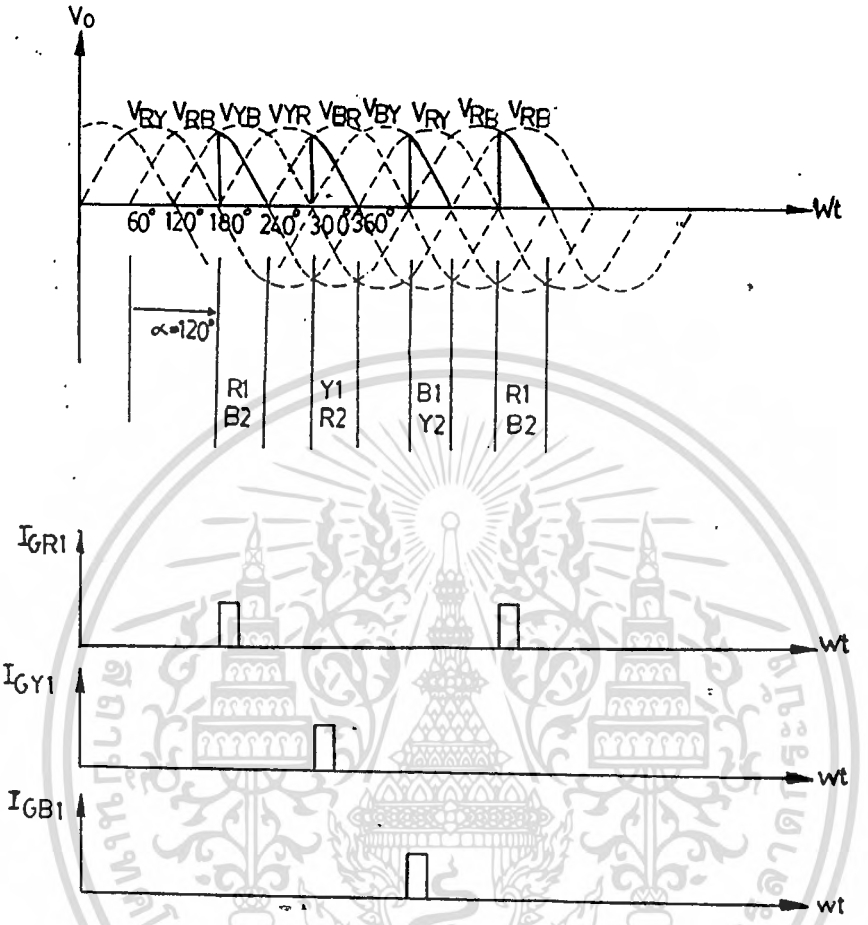
2.6 การแปลงแรงดันกระแสสลับให้เป็นแรงดันกระแสตรง 3 เฟส แบบกึ่งควบคุมบริดจ์(three phese half controlled bridge converter)

วงจรแปลงแรงดันกระแสสลับให้เป็นแรงดันกระแสตรง ที่มีแหล่งจ่ายไฟที่เป็น 3 เฟส จะให้แรงดันเอาท์พุทให้เรียบมีแรงดันกระเพื่อม (ripple) น้อย มาก วงจร three phese half controlled bridge converterได้แสดงในรูป เอสซีอาร์ต่อคาโทด ร่วมกันและไดโอดต่อแอโนดร่วมกัน



รูป 2.4 three phese half controlled bridge converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.5 เมื่อทริกเกอร์ α = 120

ในรูป 2.5 แสดงสัญญาณของแรงดันคร่อมโหลด และสัญญาณทริกเกอร์แก่เอส ซี อาร์เมื่อมุมทริกเกอร์ α = 120 จะมีสัญญาณทริกเกอร์เอสซีอาร์ R1 ที่มุม 180° เอสซีอาร์ R1 จะนำกระแสให้กระแสโหลดจากเฟส R สู่เฟส B จนกระทั่ง V_{RB} ลดลงสู่ศูนย์ สำหรับในกรณีที่โหลดเป็นความต้านทานกระแสจะตกลงสู่ศูนย์เอสซีอาร์ R1 ก็จะหยุดนำกระแสแต่ถ้าเป็นอินดัคตีฟโหลด กระแสจะลดลงเป็นศูนย์หลังจากแรงดัน V_{RB} เป็นศูนย์และจะมีสัญญาณทริกเกอร์เอสซีอาร์ y1 ที่มุม 300°

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะสังเกตว่า สามารถเปลี่ยนมุมทริกเกอร์ α ตั้งแต่ 0° จนถึงมุม 180° เมื่อ $\alpha = 180^\circ$ แรงดันเอาท์พุท จะเป็นศูนย์โวลท์แรงดันเอาท์พุทจะเท่ากับ

$$Vdc = Vac$$

$$= \frac{3}{2\pi} \left[\int_{60+\alpha}^{120} VRY \; d(wt) + \int_{120+\alpha}^{180} VRB \; d(wt) \right]$$

$$= \frac{3}{2\pi} V_{RMS(L-L)} [1+\cos\alpha]$$

การพิจารณารายละเอียดของเอสซีอาร์มีหลักการกว้าง ๆ ดังนี้

1. ขีดจำกัดแรงดัน ในกรณีเราต้องพิจารณาค่าแรงดันพังทลายด้านฟอร์เวิร์ด (VFEO-FORWARD BREADOWN VOLTAGE) และเรายังต้องพิจารณาค่าแรงดันพังขณะรีเวิร์ดไบแอสด้วยค่าแรงดันเหล่านี้ ต้องมีค่ามากกว่าค่าแรงดันที่ป้อนให้คร่อมตัวมัน เช่นจะป้อนไฟสลับ 220 โวลท์ เป็นรูปคลื่นชายน์ที่มีค่าแรงดันสูงสุดยอดคลื่นเป็น 220 $\sqrt{2}$ = 308 โวลท์

2. ขีดจำกัดทางด้านกระแส เอสซีอาร์ที่ใช้จะต้องทนกระแสได้ไม่ต่ำกว่ากระแสโหลดแบบต่อเนื่อง ส่วนค่ากระแสกระชากสูงสุด (peak surge current) ควรมีค่าประมาณ 15 เท่า ของกระแสโหลด ค่ากระแสกระชากสูงสุดนี้โดยทั่วไปมักกล่าวเป็นค่ากระแสกระชากสูงสุดใน 1 ไซเคิล ซึ่งมักกล่าวถึงที่ความถี่ใช้งาน เช่น งานหรี่ไฟ 1100 โวลท์ ใช้ไฟสลับ 220 โวลท์ คำนวณค่ากระแสโหลดได้ 1100/220 = 5 แอมป์ ควรใช้ไทรแอคที่ทนกระแสกระชากสูงสุดใน 1 ไซเคิล เป็น 75 แอมป์

3. ความไวในการจุดชนวนเกท ต้องมีความไวในการจุดชนวนเกทสูงสุด คือ กระแสจุดชนวนเกท I_{GT} ในสเปคไม่สูงเกินกว่ากระแสที่วงจรจุดชนวนเกทจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จ่ายให้ได้ และแรงดันจุดชนวนเกท V_{GT} ก็ไม่สูงเกินกว่าค่าแรงดันเอาท์พุท ที่วงจรจุดชนวนเกท เช่น วงจรจุดชนวนเกทจ่ายกระแสได้สูงสุด 50 mA ที่ V_{GT} ที่ 2 โวลท์ไทริสเตอร์ที่ใช้ต้องมีค่า I_{GT} สูงสุดได้ไม่เกิน 50 mA ที่ V_{GT} เท่ากับ 2 โวลท์

4 ความเร็วในการใช้งาน ต้องมีเวลาในการกลับสู่สภาพออฟ T_{off} ไม่เกิน 1/2f ของการใช้งาน(f คือความถี่ในการใช้งานไทริสเตอร์เป็นสวิทช์)

5. กระแสรั่วไหล ต้องมีค่ากระแสรั่วไหลทั้งทางด้านไบแอสกลับน้อยพอที่จะไม่ทำให้โหลดทำงานได้ ซึ่งค่ากระแสรั่วไหลนี้จะเป็นตัวจำกัดการใช้งานของเอสซีอาร์กับโหลดน้อย ๆ

6 แรงดันคร่อมตัวเอสซีอาร์ขณะนำกระแส ต้องไม่มากจนเกิดผลต่อวงจรด้านโหลด

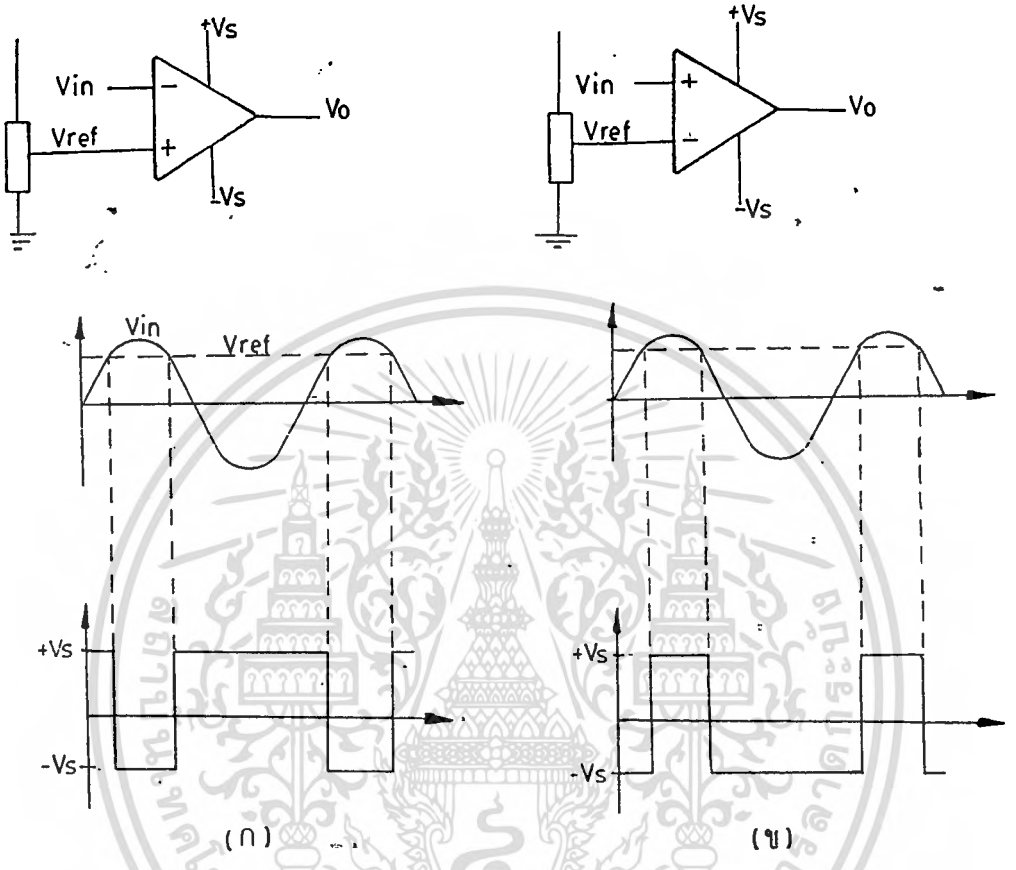
2.7 วงจรและอุปกรณ์สร้างสัญญาณทริกเกอร์

2.7.1 วงจร Comparator

ก) มี Vref ที่ขั้ว Noninverting (+) และมีสัญญาณอินพุท (Vi) ที่ขั้ว Inverting (-) แรงดันเอาท์พุท (Vo) จะเป็น +Vs เมื่อ Vi < Vref และแรงดันเอาท์พุท (Vc) จะเป็น -Vs เมื่อ Vi > Vref

ข) มี Vref ที่ขั้ว Inverting (-) และมีสัญญาณอินพุท (Vi) ที่ขั้ว Noninverting (+)แรงดันเอาท์พุท (Vo) จะเป็น +Vs เมื่อ Vi > Vref และแรงดันเอาท์พุท (Vo) จะเป็น -Vs เมื่อ Vi < Vref

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

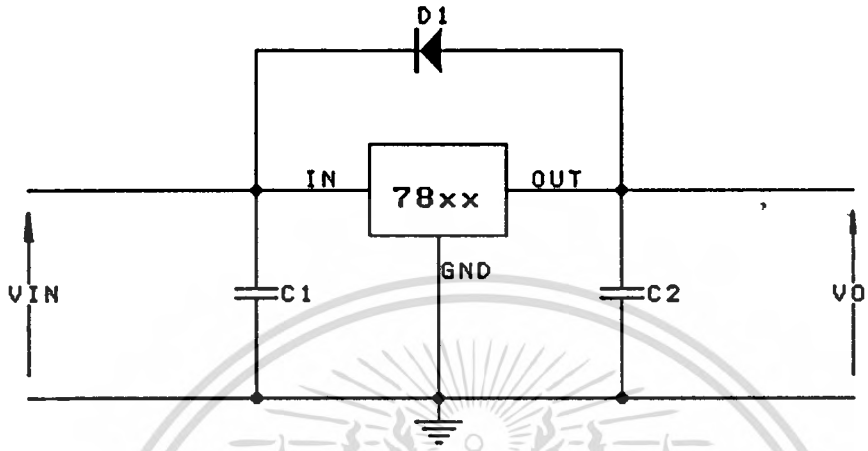


รูป 2.6 วงจร Comparator

2.7.2 วงจร IC FIXED VOLTAGE REGULATOR

ไอซีที่นิยมใช้กันโดยทั่วไปเป็นตระกูล 78xx โดยที่ xx สองตัวหลังจะเป็นตัวระบุค่าแรงดัน เช่น เบอร์ 7805 จะมีแรงดันเอาท์พุทเป็น 5 V เป็นต้น ไอซีตระกูลนี้มีวงจรจำกัดกระแสและแรงดันภายในตัว เพื่อป้องกันกระแสโหลดมากเกินขีดจำกัด ซึ่งจะทำให้ไอซีหรืออุปกรณ์อื่นในวงจรเสียหายได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.7 วงจร IC FIXED VOLTAGE REGULATOR

ปกติค่า C1 = 0.22 μF C2 = 0.1 μF

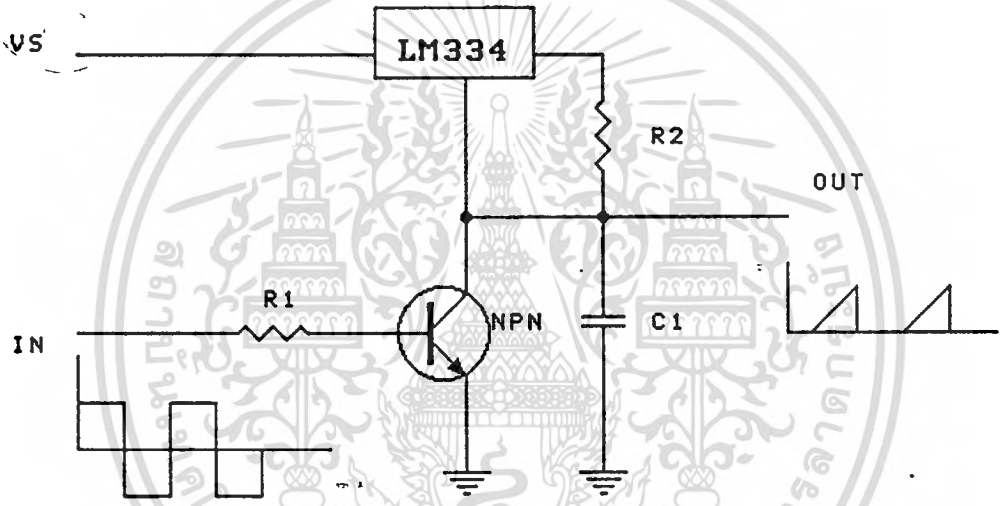
C1 เป็นตัวกำ filter C2 เป็น Capacitive load ตามที่กำหนดไว้ใน DATA-SHEET ไม่น้อยกว่า 0.01 μF เพื่อจำกัด High Frequency Noise ไดโอด D1 เป็นไดโอดป้องกันในกรณีที่อินพุทช๊อตลงกราวด์หรือเปิด POWER SUPPLY กระแสที่ Charge ไว้โดย C2 จะ Discharge ผ่านไดโอดแทน

2.7.3 <u>วงจรสร้างสัญญาณ RAMP</u>

สัญญาณ RAMP ที่สร้างได้จากการ Charge และ Discharge ของตัวเก็บประจุโดยมีค่า RC TIME CONSTANT ที่เหมาะสม โดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบ NPN เป็นตัวขยายสัญญาณ ในเวลาช่วงเริ่มต้น ขาเบสของทรานซิสเตอร์จะเป็นลบเมื่อเทียบกับขาอิมิตเตอร์ ซึ่งจะทำให้ทรานซิสเตอร์ CUTOFF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น แรงดันที่ขาคอลเลคเตอร์ซึ่งเดิมมีค่าเป็นศูนย์ ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ เนื่องจากกระแสไหลผ่าน R2 CHARGE C2 ซึ่งจะเพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วน R2C2 TIME CONSTANT และเมื่อขาเบสของทรานซิสเตอร์ ON ดังนั้น Rce C2 TIME CONSTANT จึงมีค่าน้อย เป็นผลทำให้ระดับแรงดันที่ขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ลดลงอย่างรวดเร็ว



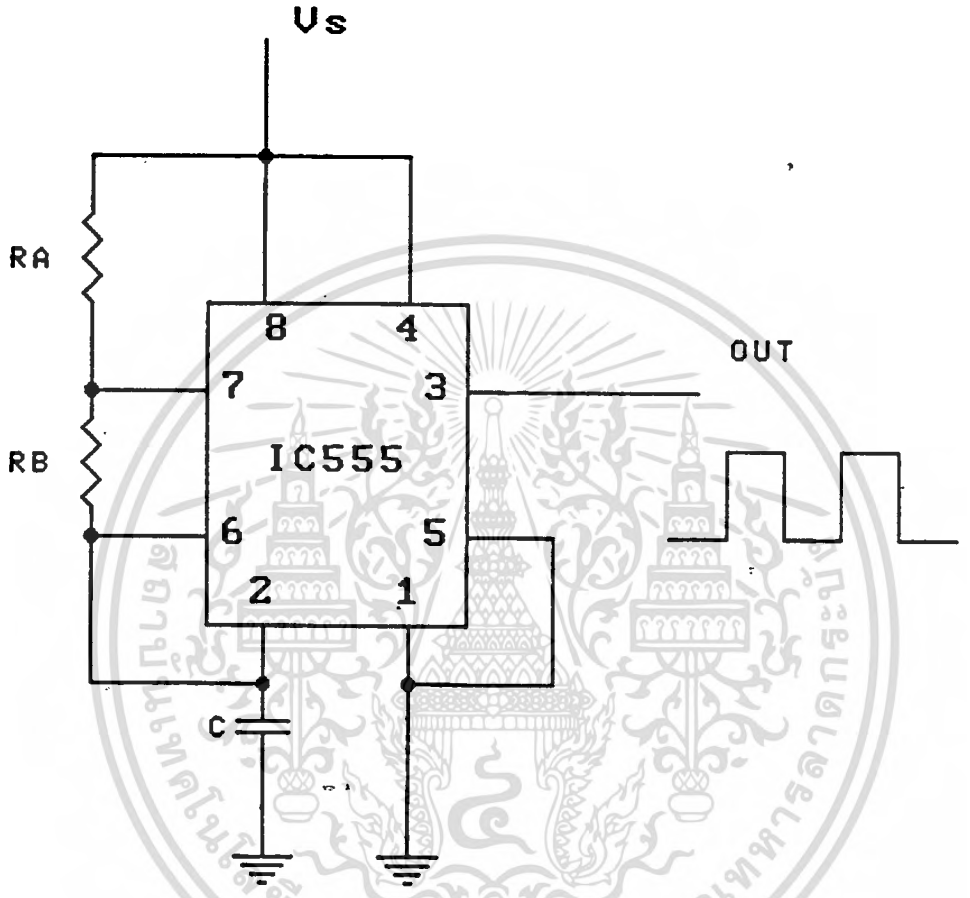
รูป 2.8 วงจรสร้างสัญญาณ RAMP

2.7.4 วงจรมอดูเลชั่น (Modulation)

เป็นการนำคลื่นสัญญาณอินพุทมามอดูเลทกับสัญญาณพลัส์ความถี่สูง ผลลัพธ์ที่ได้คือ เอาท์พุทของสัญญาณจะประกอบด้วยสัญญาณพลัส์ที่มีแอมป์ปลิจูดขึ้นอยู่กับสัญญาณอินพุท โดยที่ความกว้างของสัญญาณพลัส์และความถี่ค่าคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไป สัญญาณพลัส์สามารถทำได้โดยง่าย คือ การใช้ไอซีเบอร์ 555 มีวงจรดังรูป 2.9



รูป 2.9 วงจร ASTABLE

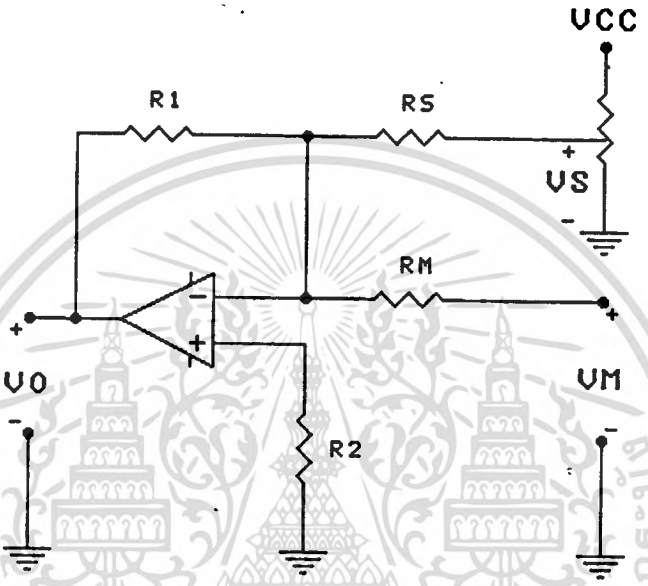
ซึ่งความถี่ของพลัส์นั้น สามารถคำนวณได้จาก

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B) \times C}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 วงจรอิเล็คทรอนิกส์ควบคุม (Electronic Controller Circuit)

2.8.1 วงจรควบคุมแบบ P (PROPORTIONAL CONTROL)



รูป 2.10 วงจรการควบคุมแบบ p

ใช้กฎกระแสที่ขั้วเข้านี้จะได้

$$\frac{Vs}{Rs} + \frac{Vm}{Rm} + \frac{Vo}{R1} = 0 \qquad \text{-------- (1)}$$

$$Vo = -\frac{R1}{Rs}\left[Vs + \frac{Rs}{Rm} Vm \right] \qquad \text{-------- (2)}$$

การเลือก R2 โดยทั่วไปเท่ากับ Rs//Rm//R1 การวิเคราะห์เพียงให้สะดวก จะใช้ปริมาณสัมพันธ์ คือ ตัวแปรที่ไม่มีหน่วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริมาณสัมพันธ์ (Relative) = $\frac{\text{ตัวแปรจริง}}{\text{ค่าอ้างอิง}}$

จากรูป 2.10

ตัวแปรตั้งค่า $Xs = \frac{Vs}{Vsn}$ -------- (3)

ตัวแปรที่วัด $Xm = -\frac{Vm}{Vmn}$ -------- (4)

ตัวแปรด้านออก $Xo = -\frac{Vo}{Von}$ -------- (5)

การเลือก -Vmn, -Von เป็นการเปรียบเทียบตัวแปรที่ตั้งค่ากับตัวแปรที่วัดมาลบกัน จะไม่ใช่เครื่องหมายลบในสมการ (2)

แทนสมการ (3)-(5) ลงในสมการ (2) จะได้

$$Xo = \frac{R1\ Vsn}{R2\ Von}\left[Xs - \frac{Rs\ Vmn}{Rm\ Vsn}Xm\right] \quad \text{-------- (6)}$$

จากทฤษฎีป้อนกลับ เรากำหนดให้ตัวแปรด้านออกเป็นปฏิภาคกับตัวแปรคลาดเคลื่อน ซึ่งเท่ากับผลต่างระหว่างตัวแปรที่ตั้งค่ากับตัวแปรที่วัด

ดังนั้น สัมประสิทธิตัวแปร Xm ต้อง เท่ากับ 1 หมายความว่าการเลือกค่าช่วงชิงของแรงดันเป็นไปตามสมการต่อไปนี้

$$\frac{Vsn}{Rs} = \frac{Vmn}{Rn} \quad \text{-------- (7)}$$

จะได้ $Xo = K\ [\ Xs - xm\ ]$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่อัตราขยาย

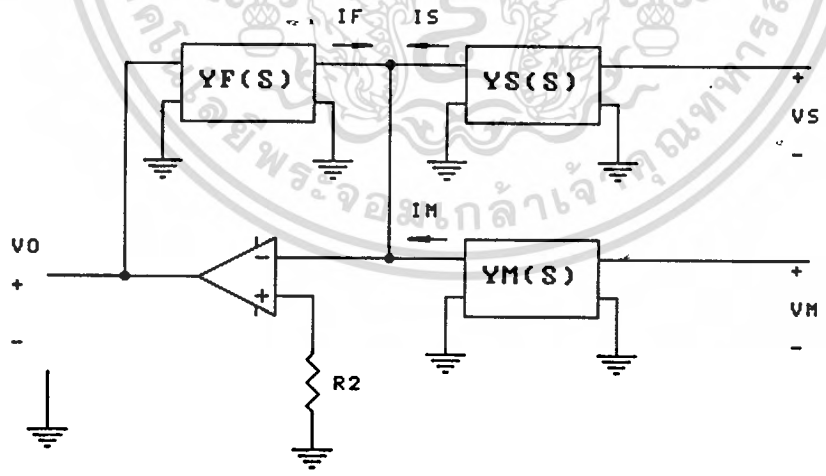
$$K = \frac{R1\ Vsn}{R2\ Von} = \frac{R1\ Vmn}{Rm\ Von} \qquad \text{--------- (8)}$$

จาก (8) แสดงว่าตัวแปรด้านนอกเป็นปฏิภาคกับตัวแปลกลางเครื่อง

$$Xe = Xs - s$$

2.8.2 วงจรควบคุมแบบ PI (PROPORTIONAL INTEGRAL CONTROL)

โดยทั่วไป ได้แก่ OP-AMP ที่ใช้วงจรสองท่า (two-port) สามวงจรต่อระหว่างแรงดันที่ตั้งค่า และแรงดันที่วัดกับขั้วกลับเฟสและต่อเป็นวงจรป้อนกลับดังรูป



รูป 2.11 วงจรการควบคุมแบบ PI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้กฎกระแสที่เข้าขั้ว (-) ของ OP-AMP จะได้

$$Vx\ Ys_{(s)} + Vm\ Ym_{(s)} + VoYf_{(s)} = 0 \qquad \text{---------- (3)}$$

$$Vo = -\frac{Ys(s)}{Yf(s)}\left[Vs + \frac{Ym(s)}{Ys(s)} Vm \right] \qquad \text{---------- (4)}$$

ใช้ปริมาณสัมพันธ์จะได้

$$Xo = \frac{Ys(s)\ Vsn}{}\left[Xs - \frac{Ym(s)\ Vmn}{Ys(s)\ Vsn} Xm \right] \qquad \text{--------- (5)}$$

เราเลือกค่าอ้างอิงให้เป็นไปตามสมการดังต่อไปนี้

$$Ym(s)\ Vmn = Ys(s)\ Vsn \qquad \text{------- (6)}$$

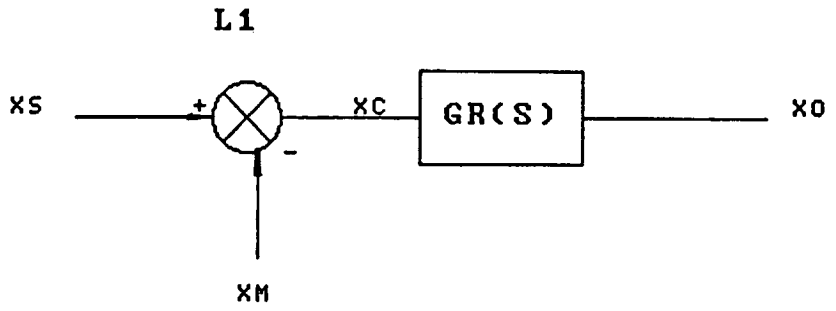
จะได้

$$Xo = GR(s)\ (\ Xs - Xm) \qquad \text{------- (7)}$$

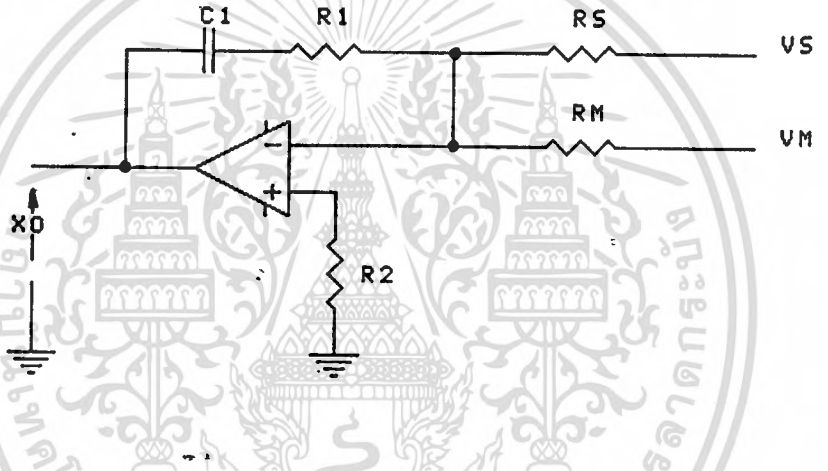
โดย GR(s) คือ ฟังก์ชั่นโอนย้ายมีค่าเท่ากับ

$$GR(s) = \frac{Ys(s)\ Vsn}{Yf(s)\ Von} = \frac{Ym\ Vmn}{Yf\ Von}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.12 BLOCK DIAGRAM



รูป 2.13 วงจรการควบคุมแบบ PI

เราใช้ค่า R1 อนุกรมกับ C1 เพื่อเป็นวงจรป้อนค่ากลับ เปรียบเทียบกับกรณีทั่วไปจะได้

$$Ys(s) = \frac{1}{Rs}$$

$$Ym(s) = \frac{1}{Rm}$$

$$Yf(s) = \frac{1}{R1 + \frac{1}{SC1}} = \frac{SC1}{SR1C1 + 1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าใน GR(s)

$$GR(s) = \left(\frac{SR1C1 + 1}{SRsC1} \right) \frac{Vsn}{Von} \qquad \text{-------- (4)}$$

สัมประสิทธ์ของ S เป็นค่าคงตัวเวลา (time constant)ฟังก์ชั่นโอนย้ายของวงจรควบคุมแบบ PI มีค่าคงตัวเวลา 2 ค่า

$$Tn = R1C1$$

$$Ti = RsC1 \left[\frac{Von}{Vsn} \right]$$

แทนในสมการ (4) ได้

$$GR(s) = \frac{1 + Stn}{STi}$$

<u>ผลเชิงความถี่</u>

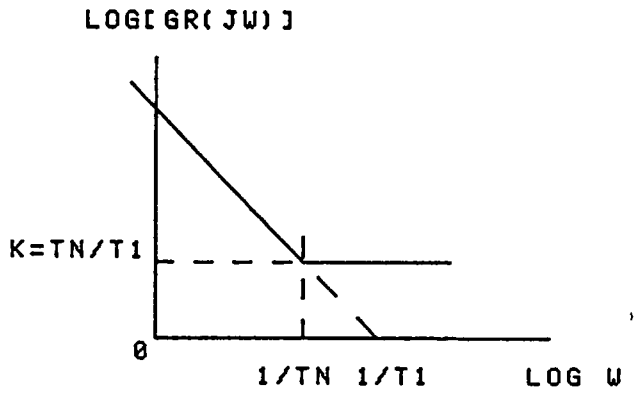
อาจเปิด GR(s) ใหม่ได้เป็น

$$GR(s) = (1 + STi) + K$$

เมื่อ $K = \frac{Tn}{Ti} = \frac{R1Vsn}{RsVon} = \frac{R1Vmn}{RmVon}$

GR(s) เป็นผลบวกของเทอม 1/STi ซึ่งอาจเรียกว่าองค์ประกอบของการอินทิเกรต และเทอม K ซึ่งอาจเรียกว่าองค์ประกอบที่เป็นปฏิภาคค่าของ K นี้ตรงกับค่าอัตราขยายของวงจรควบคุมแบบ P

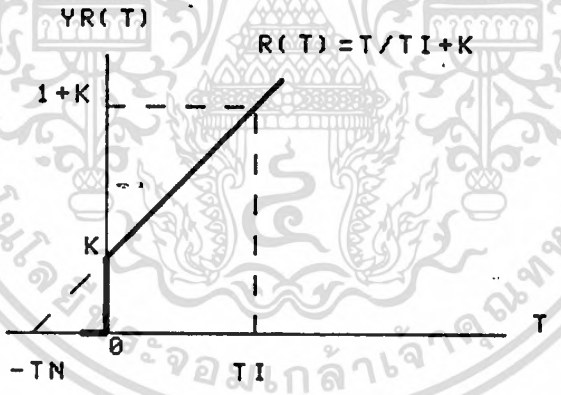
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.14 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรควบคุมแบบ PI

ความถี่หักมุมของผลควบเชิงความถี่มีค่าเท่ากับ 1/Tn และองค์ประกอบของเมื่อแปลงสมการกลับมาในอาณาจักรของเวลาจะได้

$$R(t) = t/Ti + K$$



รูป 2.15 ผลตอบสนองสัญญาณขั้นของวงจรคุมค่าแบบ PI

เขียนกราฟของ R(t) ได้ดังรูป 2.15 องค์ประกอบของการอินทิเกรดให้ผลตอบสนองต่อสัญญาขั้นเป็นเส้นตรงที่มีความลาดชัน 1/Ti ส่วนองค์ประกอบที่เป็นปฏิภาคให้ค่าเริ่มต้น (ที่ t = 0) เป็นสัญญาณขั้นที่มีแอมปลิจูด K ถ้าเราทำการทดลองเพื่อบันทึกรูปคลื่นของผลตอบสนองสัญญาณขั้น เราก็อ่านค่าของ K และ Ti ตลอดจน Tn = KTi ได้จากรูปคลื่นดังกล่าว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8.3 การกำหนดค่าองค์ประกอบของวงจร

ในการออกแบบวงจรคุมค่าเราจะเลือกค่าคงตัวเวลา Tn และ Ti เพื่อให้ระบบมีเสถียรภาพและมีการหน่วงเวลาที่เหมาะสม

เรารู้ค่าของ Tn และ Ti แล้วเราจะต้องเลือกค่าขององค์ประกอบวงจรต่อไป เราเลือกความต้านทาน Rs และ Rm ระหว่าง 10-100 K ทั้งนี้เพื่อไม่ให้ความต้านทานเหล่านี้เป็นโหลดต่อวงจรตั้งค่าและวงจรวัดมากเกินไปนอกจากนี้ ความต้านทาน Rs และ Rm จะต้องเป็นไปตามสมการ

$$K = \frac{R1\ Vsn}{Rs\ Vsn} = \frac{R1\ Vmn}{Rm\ Von}$$

จากสมการ $Ti = RsC1 \left[\frac{Von}{Vsn} \right]$

เราคำนวณค่าของตัวเก็บประจุได้ดังนี้

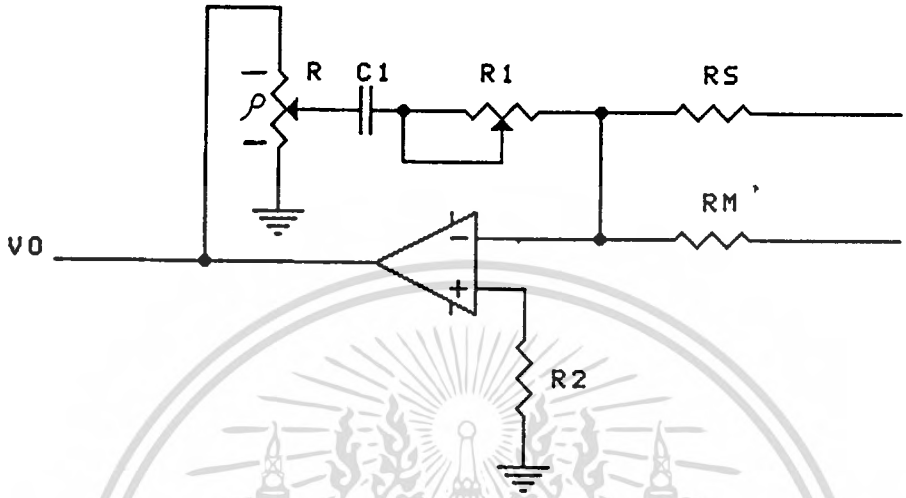
$$C1 = \frac{Ti}{Rs} \left[\frac{Vsn}{Von} \right]$$

ความต้านทาน R1

$$R1 = \frac{Tn}{C1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8.4 การปรับค่าคงตัวเวลาของวงจรคุมค่า



รูป 2.16 วงจรควบคุมค่าคงตัวเวลา

จากรูป 2.16

$$Yf(s) = \frac{If}{Vo} = \frac{1}{R1 + Rs + \frac{1}{SC1}}$$

โดยที่ ρ แสดงตำแหน่งสัมพันธ์ของ จุดกลางของโมเทนช์โอมิเตอร์ ($c < \rho < 1$)และ R3 คือความต้านทานที่มองเข้ามาทางจุดกลางของโมเทนช์โอมิเตอร์ เมื่อดัชนีของ op-amp

$$R3 = \frac{1}{\left[\frac{1}{\rho R} + \frac{1}{(1-\rho)R}\right]} = \rho(1-\rho)R$$

โดยที่ R คือความต้านทานทั้งหมดของโมเทนช์โอมิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$GR(s) = \left[\frac{1 + S(R1 + R3)C1}{S\rho RsC1} \right] \frac{Vsn}{Von}$$

ดังนั้น

$$Ti = \rho RsC1\left(\frac{Von}{Vsn}\right) = RmC1 \frac{Von}{Vmn}$$

$$Tn = (R1 + R3)C1 = R1C1$$

ค่า Tn ยังมีค่าประมาณเท่าเดิมคือ R1C1 ทั้งนี้เพราะเรามักออกแบบให้ R1 >> 123 ค่าสูงสุดของ R3 เท่ากับ R/4 เมื่อ $\rho = 0.5$

การปรับค่า ρ เป็นการปรับค่าคงตัวเวลาของการอินทิเกรตส่วนการปรับค่า R1 เป็นการปรับค่าคงตัวเวลาของการเป็นปฏิภาค

2.9 วงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน (Frequency To Voltage)

วงจรนี้จะประกอบด้วยไอซี LM 2907 ซึ่งทำหน้าที่ให้เอาท์พุทเป็นระดับศักดาไฟตรงที่เปลี่ยนแปลงตามความถี่ของสัญญาณอินพุทขนาดของ ศักดาเอาท์พุทจะหาได้จาก

$$V_{out} = V_{cc} f_{in} C_1 R_3 K$$

โดยที่ K เป็นค่าคงที่ของการขยายซึ่งมีค่าประมาณ 1.0 สัญญาณที่ได้จะมีริปเปิ้ลอยู่ด้วย ขนาดของริปเปิ้ลนี้สามารถหาได้จาก

$$V_{ripple} = (1 - V_{cc} f_{in} C_1/C_2) V_{cc} C_1/2C_2 \quad Pk\text{-}Pk$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.10 วงจรป้องกันแรงดัน เกิน - ต่ำ (Over - under Voltage Protection Circuit)

วงจรจะประกอบด้วยไอซี MC3425 จะมีขา 3 และ 4 รับรู้ระดับแรงดันสูงหรือต่ำกว่าศักดาอ้างอิงที่สร้างขึ้นภายในไอซีขนาด 2.5 โวลท์ตามลำดับโดยที่เมื่อศักดาที่ขา 3 สูงกว่าศักดาอ้างอิง เอาท์พุทของคอมแพเรเดอร์ศักดาสูงด้านอินพุทจะมีสถานะสูง (high) ศักดาคร่อมขาเบสของทรานซิสเตอร์ที่ต่ออยู่กับเอาท์พุทของอินเวอร์ตั้งบัฟเฟอร์ (inverting buffer) จะมีสถานะต่ำ (low)ดังนั้นทรานซิเตอร์ที่ต่ออยู่ที่ขา 2 เมื่อศักดาของคาปาซิเตอร์สูงขึ้นเรื่อยๆ จนมีค่าสูงกว่าศักดาอ้างอิงเอาท์พุทของคอมแพเรเตอร์ด้านเอาท์พุทก็จะมีสถานะสูง ดังนั้นทรานซิสเตอร์ที่ต่ออยู่กับขา 1 ก็จะสามารถนำกระแสได้และทำให้ศักดาที่ขา 1 เท่ากับ V_{cc} แต่เมื่อศักดาที่ขา 3 ต่ำกว่า ศักดาอ้างอิงเอาท์พุทของคอมแพเรเตอร์ด้านอินพุทจะมีสถานะต่ำ ดังนั้นทรานซิสเตอร์ที่ต่ออยู่กับอินเวอร์ตั้งบัฟเฟอร์จะสามารถนำกระแสได้ ประจุในคาปาซิเตอร์ที่ต่ออยู่กับขา 2 จะถูกคายผ่านทรานซิสเตอร์ตัวนี้ โดยที่อัตราการคายประจุจะเร็วกว่าอัตราการประจุมาก เมื่อศักดาที่คร่อมคาปาซิเตอร์นี้ลดลงจนต่ำกว่าศักดาอ้างอิงเอาท์พุทของคอมแพเรเตอร์ด้านเอาท์พุทจะมีสถานะต่ำ ดังนั้นทรานซิสเตอร์ที่ต่อกับขา 1 จะหยุดนำกระแสซึ่งจะเป็นการตัดไฟที่ขา 1 นั้นเอง สำหรับการรับรู้ศักดาต่ำที่ขา 4 นั้น เมื่อศักดาสูงกว่าศักดาอ้างอิง จะให้เอาท์พุทของคอมแพเรเตอร์ด้านอินพุทเป็นสถานะต่ำ ซึ่งจะทำให้ทรานซิสเตอร์ที่ต่ออยู่กับอินเวอร์ทติ้ง บัฟเฟอร์นำกระแสได้ กระแสจากแหล่งจ่ายกระแสคงที่จะไหลผ่านทรานซิสเตอร์นี้จึงไม่มีการประจุของคาปาซิเตอร์ที่ต่ออยู่กับขา 5 ดังนั้นเอาท์พุทของคอมแพเรเตอร์ด้านเอาท์พุทจะให้สถานะต่ำ ดังนั้นทรานซิสเตอร์ที่ต่ออยู่กับขา 6 จะไม่นำกระแส แต่ถ้าศักดาที่ขา 4 ต่ำกว่าศักดาอ้างอิงจะทำให้เอาท์พุทของคอมแพเรเตอร์ด้านอินพุทมีสถานะสูง เอาท์พุทของอินเวอร์ทติ้ง บัฟเฟอร์ที่ขับทรานซิสเตอร์จะมีสถานะต่ำ ทรานซิสเตอร์จึงไม่นำกระแส ดังนั้นจะมีการประจุของคาปาซิเตอร์ที่ต่ออยู่กับขา 5 เมื่อศักดาของคาปาซิเตอร์สูงเกินศักดาอ้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อิง ก็จะให้เอาท์พุทของคอมแพเรเตอร์ด้านเอาท์พุทที่ขับเบสของทรานซิสเตอร์ที่ต่ออยู่กับขา 6 เป็นสถานะสูงทรานซิสเตอร์ก็จะนำกระแสได้ จะเห็นได้ว่าการหน่วงเวลาการทำงานของทรานซิสเตอร์ที่ต่อกับขา 1 และ ขา 6 หลังจากศักดาของอาร์เมเจอร์สูงหรือต่ำกว่าศักดาอ้างอิงของไอซีนั้น จะขึ้นกับการเลือกขนาดของคาปาซิเตอร์ที่ต่ออยู่กับขา 2 และ ขา 5 ตามลำดับโดยที่เวลาของการหน่วงนี้จะเท่ากับ 12500 C_{DLY} วินาที

2.11 วงจรป้องกันความถี่สูงหรือต่ำเกินไป (OVER-UNDER FREQUENCY CIRCUIT)

วงจรนี้โดยการรับสัญญาณความถี่อินพุทเข้ามาแปลงเป็นระดับศักดาไฟตรง ซึ่งระดับศักดานี้จะเปลี่ยนแปลงความถี่โดยใช้ไอซี LM2907 ให้ศักดาไฟตรงเท่ากับ $V_{cc}f_{in}C_1R_3K$ เมื่อ K = 1 แต่สัญญาณ V_{out} จาก LM2907 จะมีริปเปิลอยู่ ดังนั้นจะต้องมีการกรองริปเปิลออกแล้วจึงขยาย สัญญาณนี้ให้มีขนาดสูงขึ้น โดยใช้ออปแอมป์ (op-amp) อย่างไรก็ตาม ริปเปิลที่ยังคงเหลืออยู่จะถูกขยายขึ้นด้วยเช่นเดียวกัน ดังนั้น จึงต้องกรองริปเปิลอีกครั้งหนึ่ง สัญญาณที่ได้จะถูกนำมาเปรียบเทียบกับศักดาอ้างอิงที่มีระดับต่างกัน โดยคอมแพเรเตอร์สองตัว เอาท์พุทของคอมแพเรเตอร์ซึ่งมีระดับศักดาอ้างอิงสูงและต่ำ จะต่อกับขา 3 และ 4 ของไอซี MC3425 สำหรับการทำงานเมื่อกระแสไฟ มีความถี่สูงและต่ำกว่าค่าที่ตั้งเอาไว้ตามลำดับ

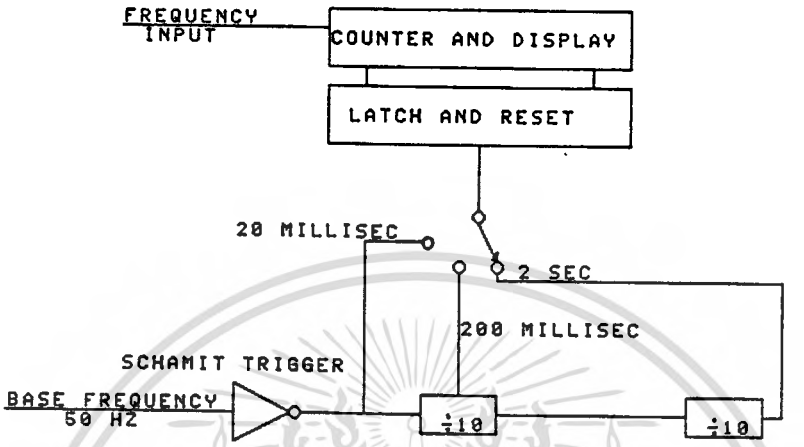
2.12 ชุดวัดความถี่

ในรูปที่ 2.17 เป็นแผนผังการทำงานของชุดวัดความถี่ซึ่งแบ่งการทำงานออกได้เป็น 3 ส่วน คือ

1. วงจรนับและแสดงผล
2. แลตช์และรีเซต
3. ส่วนของสัญญาณฐานเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยในส่วนของสัญญาณเวลา จะแบ่งย่านจัดเป็น 3 ช่วงคือ 20 ms, 200 ms และ 2 วินาที



รูป 2.17 แผนผังการทำงานของชุดนับความถี่

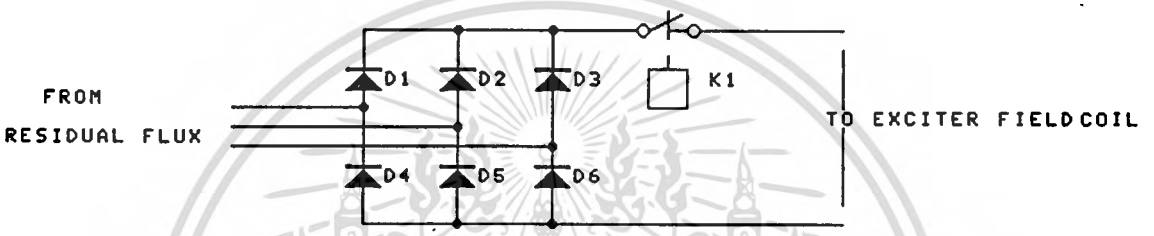
ในชุดวัดความถี่นี้ เราเลือกฐานเวลาที่ 2 วินาที จากรูปจะเห็นว่า ความถี่ 50 Hz จะถูกทำให้เป็นคลื่นรูปสี่เหลี่ยมด้วยไอซีชมิททริกเกอร์จากนั้จึงส่งผ่านวงจรหาร 10 อีก 2 ครั้งซึ่งก็คือถูกหารด้วย 100 นั่นเองก็จะได้รูปคลื่นที่คาบเวลาเป็น 2 วินาที ตามต้องการพร้อมส่งให้วงจรแลตช์และรีเซตวงจรนับความถี่จะทำการนับการนับสัญญาณที่เข้ามา โดยจะนับอยู่นาน 1 วินาที(ครึ่งไซเกิลแรกของสัญญาณฐานเวลา)และเมื่อเริ่มครึ่งไซเคิลหลังจะทำการแลตช์ไว้ จากนั้นภาควัดความถี่จะถูกรีเซตและเริ่มนับอีกที เมื่อเริ่มมีสัญญาณฐานเวลาลูกต่อมา

2.13 วงจรเสริมสร้างแรงดันขณะเริ่มแรก(INITIAL BUILT UP VOLTAGE)

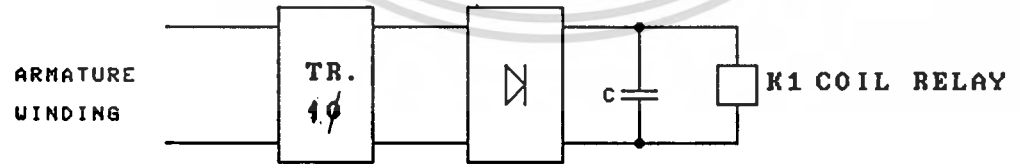
วิธีที่ง่ายที่สุดในการทำให้เกิดการเสริมสร้างแรงดันเริ่มแรกคือ การใช้ค่าสนามแม่เหล็กกระตุ้นที่ยังคงค้างเหลืออยู่ (RESIDUAL FLUX)ซึ่งทำให้เกิดกระแสไหลเข้าสู่ขดลวดสนามกระตุ้น (EXCITER FIELD COIL) ได้โดยตรงโดยผ่านทางไดโอด 6 ตัว (THREE PHASE BRIDGE CONVERTER)เป็นผลให้เกิดการเสริมสร้างแรงดันขึ้นเรื่อย ๆ จนทำให้วงจรควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

งานควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายออกเครื่องกำเนิดไฟฟ้าได้ตามปกติ โดยการสร้างแรงดันขณะเริ่มแรกจะเป็นไปอย่างรวดเร็ว เมื่อแรงดันสูงถึงค่าที่ต้องการจะมีรีเลย์ซึ่งมีไฟเลี้ยงคอยส์ที่มีแรงดันแปรตามแรงดันเฟสของขดลวดสั่งหน้าสัมผัส NC ให้ตัด THREE PHASE BRIDGE CONVERTER ออกจากวงจร จากนั้นวงจรรักษาศักดาอัตโนมัติศักดาอัตโนมัติก็จะรับช่วงทำงานต่อไป



รูป 2.18 วงจรเสริมสร้างแรงดันขณะเริ่มแรก



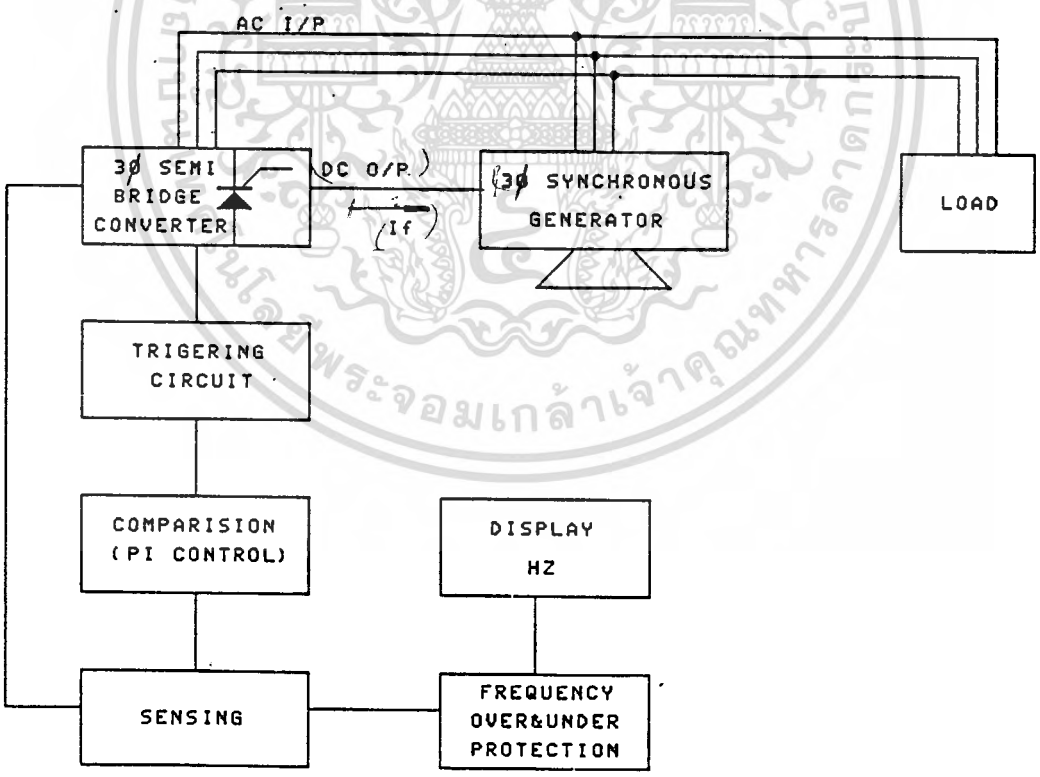
รูป 2.19 วงจรจ่ายไฟเลี้ยงคอยล์รีเลย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบและสร้าง AVR

จากบทที่แล้ว ก็ได้ทราบทฤษฎีการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ อย่างละเอียดมาแล้ว และเนื้อหาต่อไปในบทนี้จะเป็นการนำเอาหลักการต่าง ๆ มาประยุกต์ใช้งาน เป็นวงจรรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติ ดังนั้นในการออกแบบและสร้างเครื่องรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติ จะเป็นการเอาวงจรอิเล็กทรอนิกส์พื้นฐานมาประกอบตามส่วนของวงจรย่อยต่าง ๆที่เหมาะสม จากที่ทราบแล้วว่าเครื่องรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติจะทำงานได้จะต้องประกอบด้วยส่วนต่างๆ ซึ่งแสดงเป็น Block Diagram ที่แบ่งหน้าที่การทำงานดังนี้



รูปที่ 3.1 Block Diagram to AVR for Synchronous generator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.1 ประกอบด้วย

1. ส่วนรับรูปการเปลี่ยนแปลงแรงดัน (Sensing Circuit)
2. ส่วนเปรียบเทียบสัญญาณแรงดันและควบคุมพีไอ (COMPARATOR AND PI CONTROLLED)
3. ส่วนนำกระแส เอส ซี อาร์ (Trigger Circuit)
4. ส่วนจ่ายกำลังไฟฟ้าแก่ ขดลวดสนามกระตุ้น (3 phase half controlled bridge converter & initial built up voltage)
5. ส่วนป้องกันความถี่สูงหรือต่ำเกินไป (over & under frequency protection)
6. ส่วนแสดงค่าความถี่ (frequency Display)

ขั้นตอนในการออกแบบและสร้างเครื่องรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัตินั้น เราจะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนใหญ่ คือ ส่วนวงจรรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติ (L2, 3C) และส่วนวงจรป้องกันด้านความถี่ ซึ่งเราจะเริ่มการออกแบบและสร้างในส่วนวงจรรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติ ที่เป็นหัวใจสำคัญของเครื่องรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติ โดยการออกแบบและสร้างจะเริ่มที่ส่วนจ่ายกำลังไฟฟ้าแก่ขดลวดสนามกระตุ้นก็จะออกแบบและสร้างย้อนกลับไปเรื่อยๆ เป็นส่วนนำกระแสเอส ซี อาร์ ส่วนเปรียบเทียบสัญญาณแรงดันและควบคุมพีไอ ส่วนรับรู้การเปลี่ยนแปลงแรงดัน ตามลำดับ ต่อไปนี้จะดูในรายละเอียดการทำงานแต่ละส่วนว่าทำงานอย่างไร

3.1 ส่วนจ่ายกำลังไฟฟ้าแก่ ขดลวดสนามกระตุ้น (3 phase half controlled brige converter & initial built up voltage)

จากรูป 3.1 จะเป็นส่วนของการควบคุมแรงดันเพื่อที่จะจ่ายให้กับขดลวดฟิลด์นั้นเราจะใช้การควบคุมแบบ Half-Controlled Bridge Converter โดยแรงดันฟิลด์ จะเปลี่ยนแปลงอย่างเหมาะสม โดย การเปลี่ยนแปลงของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

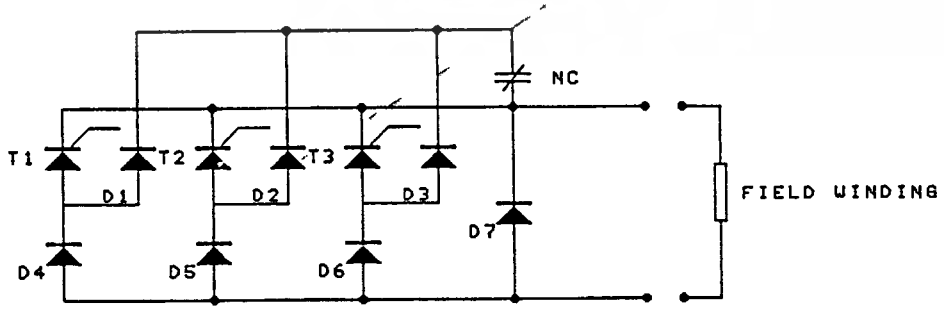
Firing angle (α) อย่างอัตโนมัติผ่านมาจากชุด Comparator และชุด Trigger อีกครั้งหนึ่ง ซึ่งในขณะที่ Synchronous generatorเริ่มทำงานนั้น ชุดทริกจะยังไม่ทำงานและ SCR ก็ ยังไม่ทำงานเช่นกัน ซึ่งในช่วงนี้เราจะต่อวงจรโดยดูได้จาก D1, D2, D3, D4,D5 และ D6 ผ่านหน้าสัมผัสปกติปิด (NC) by pass เพื่อที่จะจ่ายแรงดันตามพิกัดที่ขดลวดฟิลด์ต้องการก่อนจน Synchronous generator ทำงานที่จุด operate จ่ายแรงดันได้ตามพิกัด จากนั้นเราก็จะปลดหน้าสัมผัส NC ออกโดย RELAY ที่จะทำงานเมื่อถึงแรงดันที่พิกัดเปลี่ยนหน้าสัมผัส NC เป็น NO ซึ่งจะเห็นว่าจะเหลือเพียงวงจร Half Controlled Bridge Converterเท่านั้น (T1, T2, T3, D4, D5 D6 ทำงาน)และมีไดโอด D7 ทำหน้าที่เป็น Flywheeling diode เพื่อให้น้ากระแสโหลดเมื่อ Bridge ไม่น้ากระแสและต่อผ่าน C เพื่อกรองแรงดันให้เรียบอีกครั้งหนึ่ง โดยแรงดันที่ได้จะเป็นไปตามสมการแรงดันดังนี้

$$Vd = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} Vph(1+\cos\alpha)$$

ซึ่ง Vd = Voltage ที่จ่ายให้ขดลวด field

Vph = เป็นแรงดันที่มาจากชุด sensing

α = firing angle (มุมทริก)



รูปที่ 3.2 Half-Controlled Bridge Converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการออกแบบวงจรส่วนนี้ ซึ่งเราพิจารณาถึงพิกัดกระแส EXCITER FIELD COIL ที่ใช้งานมีค่าไม่เกิน 5 แอมป์ เราจึงเลือกกระแสค่านี้ในการออกแบบวงจร คือ

$$If = I_{dc} = 5 \text{ แอมป์}$$

เราจะได้กระแสเฉลี่ยที่ผ่านเอสซีอาร์แต่ละตัวเป็น

$$I_{T(AV)} = \frac{I_{dc}}{3}$$

$$= 0.33\ I_{dc}$$

$$= 0.33 \times 5$$

$$= 1.65 \text{ แอมป์}$$

และกระแสอาร์เอมเอสที่ผ่านเอสซีอาร์แต่ละตัวเป็น

$$I_{T(RMS)} = \sqrt{\left(\frac{I_{dc}}{3}\right)^2}$$

$$= 0.577\ I_{dc}$$

$$= 0.577 \times 5$$

$$= 2.885 \text{ แอมป์}$$

นอกจากนี้ เรายังต้องพิจารณาแรงดันเฟอร์เวิร์ดและรีเวิร์สไบแอสของเอสซีอาร์ด้วย ซึ่งจากที่แรงดันเฉลี่ยเอาท์พุทของวงจรนี้มีค่าสูงสุดเมื่อมุมทริกเป็นศูนย์ดังนี้

$$V_d = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \times 220 \times (1 + \cos\theta)$$

$$= 514.6 \text{ โวลท์}$$

เราจะได้ว่าแรงดันรีเวิร์สไบแอสของเอสซีอาร์ แต่ละตัวเป็น

$$V_{(VV)} = \frac{\pi \times V_d}{3}$$

$$= 1.05 \times V_d$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

= 1.05 x 514.6

= 540.33 โวลท์

ฉะนั้นเอสซีอาร์และไดโอดที่ใช้ต้องทนกระแสอาร์เอมเอส (I_{rms}) ได้มากกว่า 2.885 แอมป์ และทนแรงดันรีเวอร์ดได้มากกว่า 540.33 โวลท์

ค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ในวงจรส่วนนี้ดังรูปที่ 3.1 มีดังนี้

T1	=	SCR	6A/600V
T2	=	SCR	6A/600V
T3	=	SCR	6A/600V
D1	=	DIODE	6A/600V
D2	=	DIODE	6A/600V
D3	=	DIODE	6A/600V
D4	=	DIODE	6A/600V
D5	=	DIODE	6A/600V
D6	=	DIODE	6A/600V

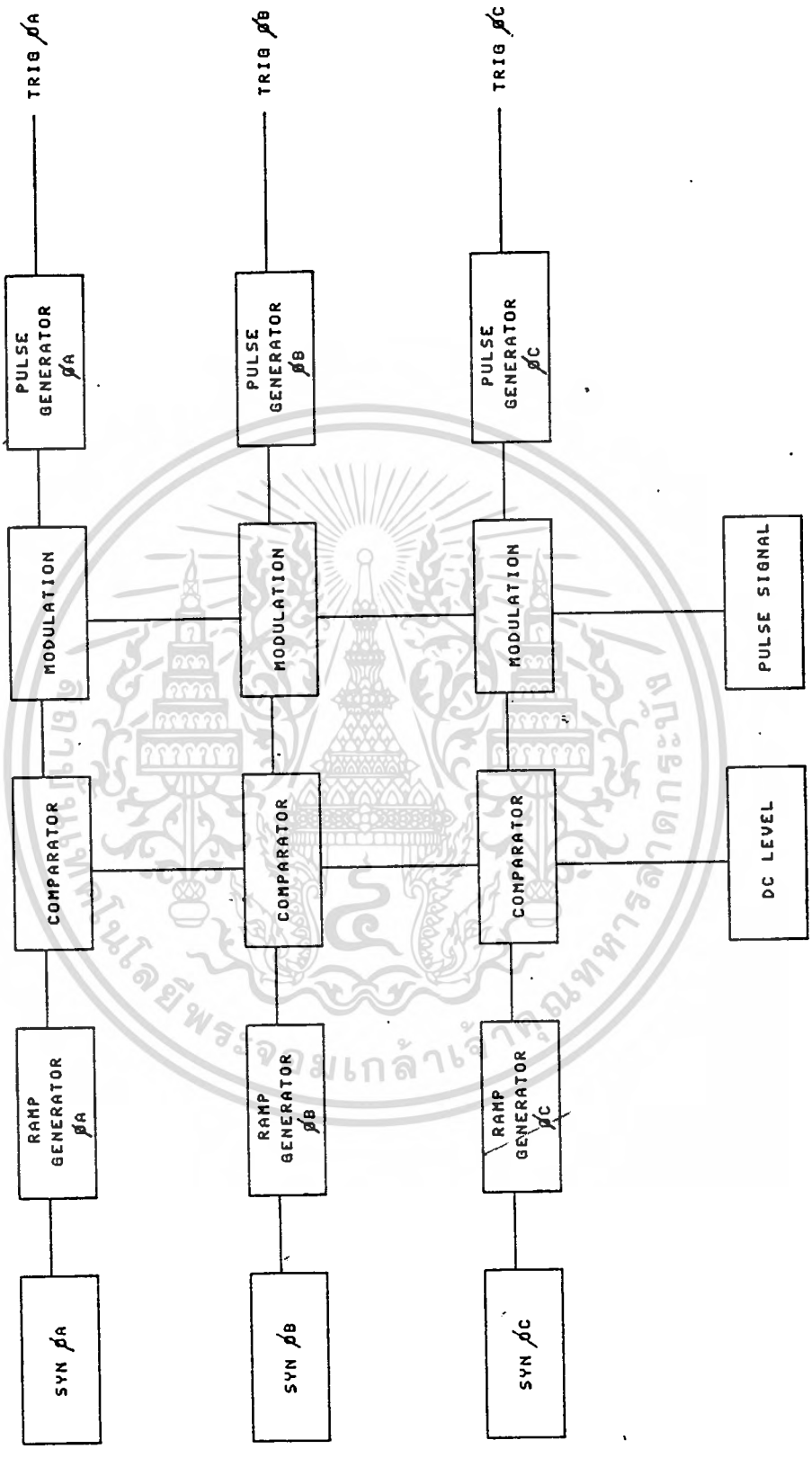
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 วงจรส่วนนำกระแสเอส ซี อาร์ (Triggering Circuit)

ในส่วนนี้เป็นวงจรสร้างสัญญาณทริก 3 เฟส เป็นส่วนทำหน้าที่ควบคุมเอส ซี อาร์ เริ่มและหยุดทำงานในวงจร Three Phase half Controlled Bridge Converter (ใช้ทริกเอส ซี อาร์ 3 ตัวที่เฟส A, B และ C) จึงเป็นส่วนควบคุมแรงดันดีซี เอาท์พุทของวงจรกำลัง ซึ่งมีลำดับการทำงานของวงจรแสดงเป็น Block Diagram ดังรูปที่ 3.3

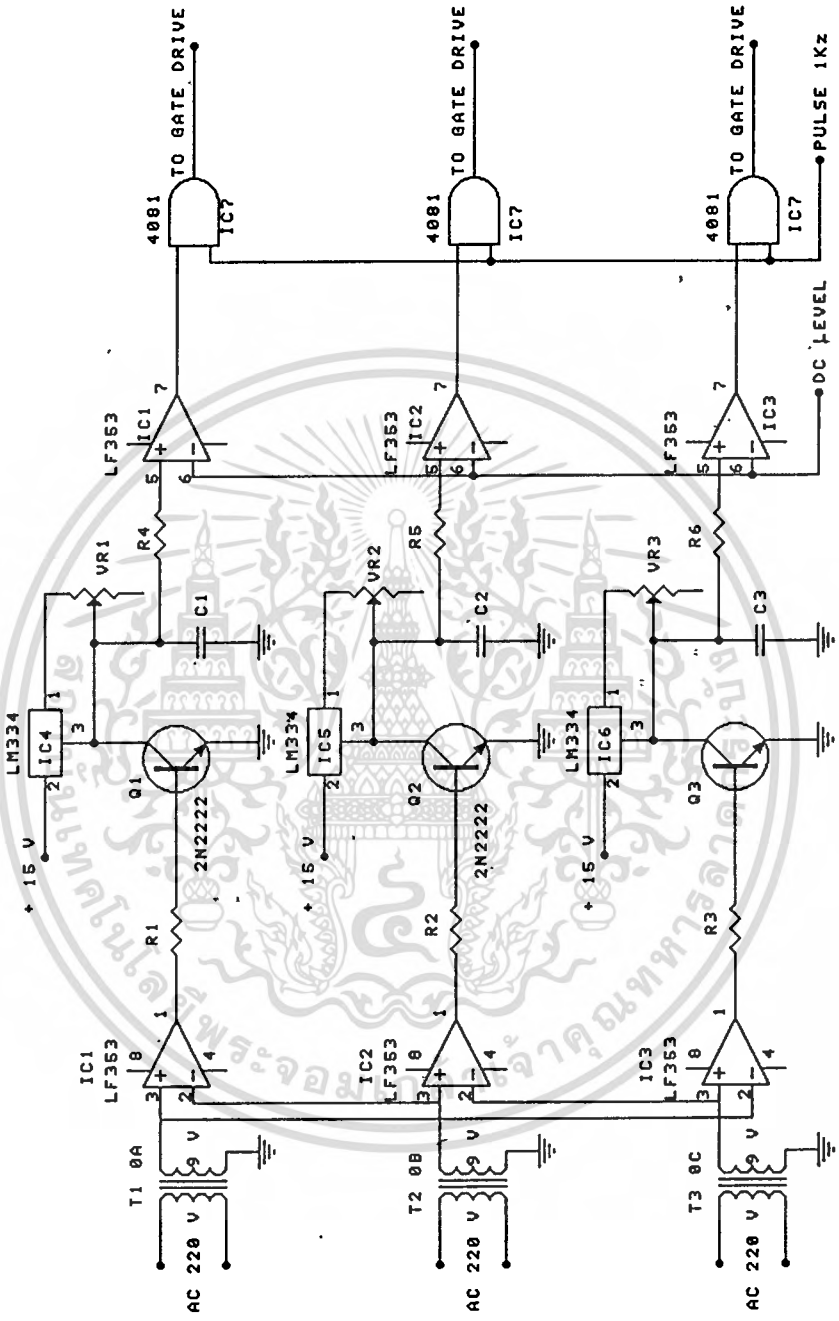
วงจรสร้างสัญญาณทริก 3 เฟส ดังรูป 3.4, 3.5 และ 3.6 มีการทำงานดังนี้คือ สัญญาณแรงดันไฟสลับ 3 เฟส 220Δ - 380Y จะถูกแปลงเป็นสัญญาณไฟสลับ 9 โวลท์โดยใช้หม้อแปลง 1 เฟส 220/9 โวลท์ 3 ตัว สัญญาณแรงดันไฟสลับแต่ละเฟสที่จุดนี้จะถูกนำเข้าในส่วนของเปรียบเทียบ ระหว่างเฟสได้เป็นสัญญาณ Square ต่อไปยัง Ramp generater เพื่อเปลี่ยนสัญญาณเป็นสัญญาณ rampในไซเกิลบวกและลบของสัญญาณ Square ควบคุมทรานซิสเตอร์ on-off สัญญาณที่ได้เป็นลักษณะของการเก็บประจุของ C ในไซเกิลลบและเป็นลักษณะการคายประจุของ C ในไซเกิลบวก โดยไอซี LM 334 จะช่วยควบคุมแรงดันขาเข้า แอมปริจูดของสัญญาณ ramp ขึ้นอยู่กับ RC time constant สามารถกำหนดแอมปริจูดได้โดยการปรับ R ในวงจรนี้จะ fixed สัญญาณ ไว้ที่ 10 โวลท์ สัญญาณ ramp จะถูกส่งไปยังส่วนของ comparator เพื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณไฟตรง (DC Level) เพื่อให้ได้มุมที่เหมาะสมเมื่อแรงดันควบคุมเปลี่ยนไปมุมทริกก็จะเปลี่ยนไปด้วยนำสัญญาณออกจาก comparator รวมกับสัญญาณพลัซ์ความถี่ 1 KHz (ผลิตจาก ไอซี 555)โดยใช้ AND Gate ไอซี 4081 สัญญาณที่ได้เป็นสัญญาณพลัซ์ความถี่สูงมีความกว้างและขนาดของพลัซ์เท่ากับสัญญาณ comparator สัญญาณที่ได้จะถูกส่งไปยังชุด GATE DRIVE เพื่อขยายสัญญาณและส่งไปยังขาจุดชนวนของเอสซีอาร์ ซึ่งจำเป็นที่ต้องทำการ Isolate สัญญาณทริกที่ได้กับวงจรกำลังโดยใช้ Pulse Tranformer เป็นตัว Isolate เพื่อแยกระบบกราวด์และป้องกันอันตรายที่อาจเกิดขึ้นได้จากการที่วงจรกำลังทำงานผิดพลาดนอกจากนี้ความต้านทาน R ที่ต่อเข้าขา A เพื่อที่จะปรับค่ากระแสไหลเข้าสู่เอสซีอาร์ให้เหมาะสม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



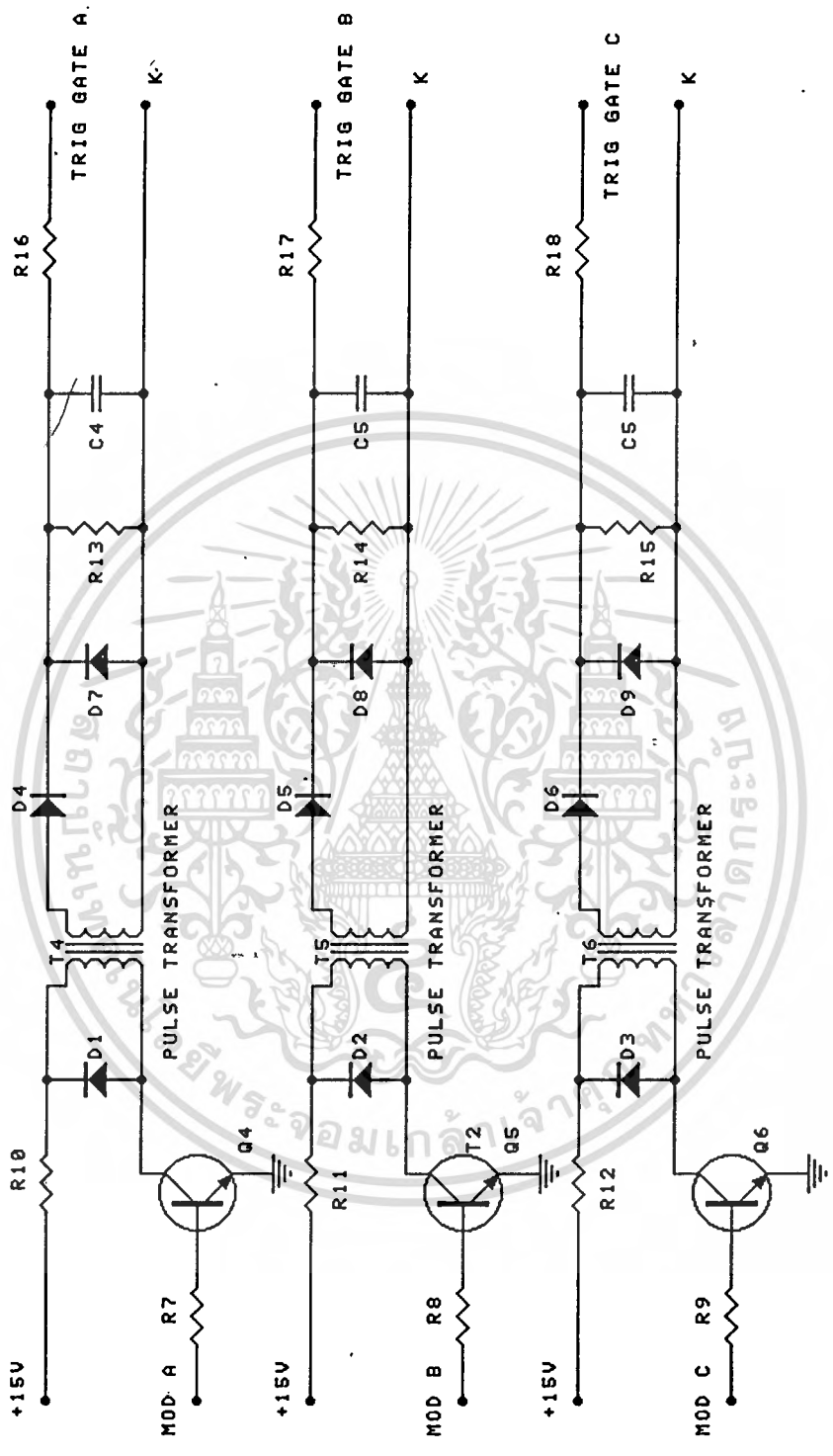
รูป 3.3 ไดอะแกรมของวงจรทริก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



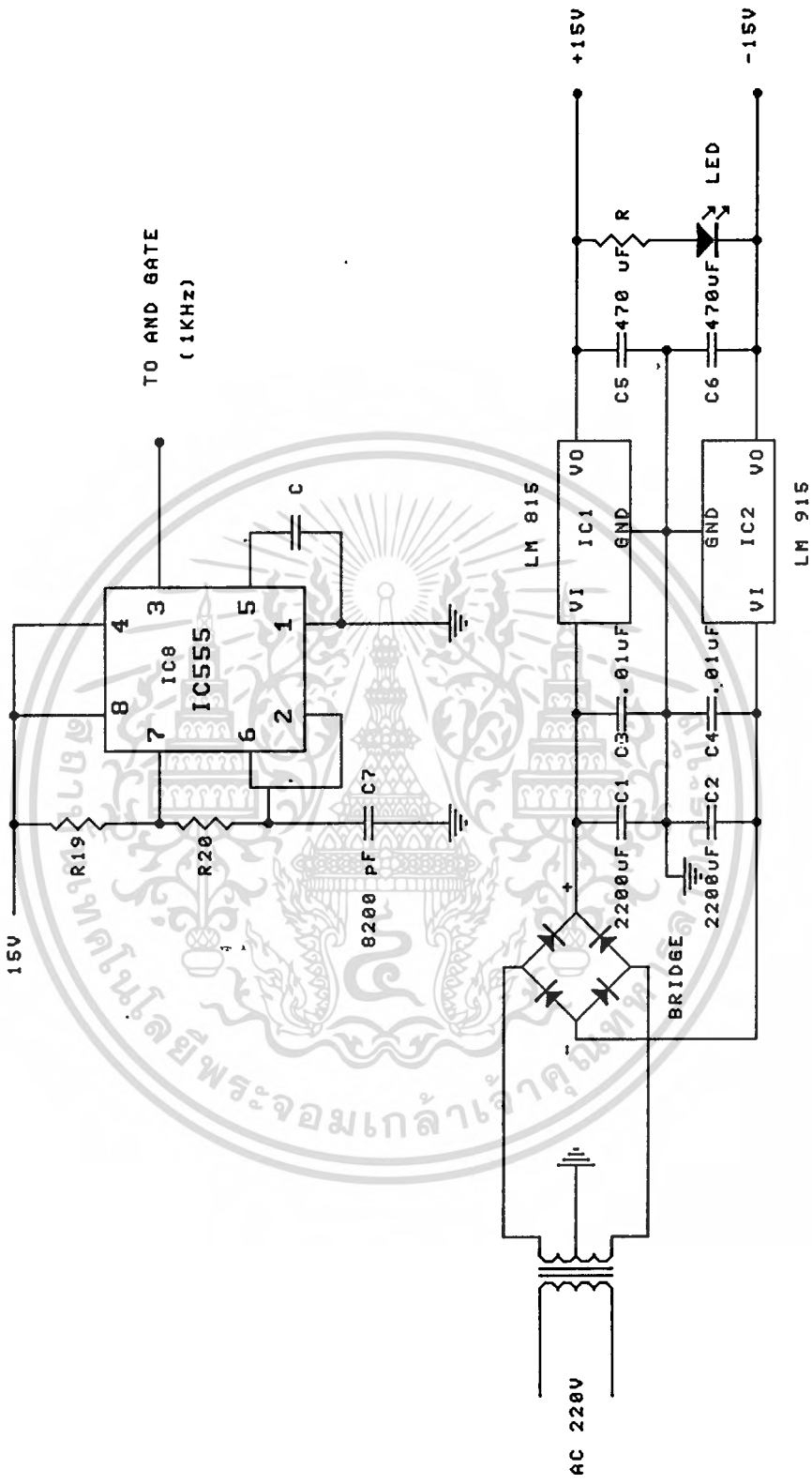
รูป 3.4 วงจรทริก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.5 วงจรขับเกท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.6 วงจรแหล่งจ่ายไฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ในวงจรส่วนนี้ดังรูปที่ 3.4, 3.5 และ 3.6 มีดังนี้

T1,T2,T3	= Transformer 220/9 V	R16,R17,R18	= 1 kohm
T4,T5,T6	= Pulse Transformer	R19	= 1 kohm
IC1,IC2,IC3	= LF 353	R20	= 10 kohm
IC4,IC5,IC6	= LM 334	C1, C2, C3	= 0.47μF
IC7	= 4081	C4,C5,C6	= 0.1 μF
IC8	= 555	C7	= 8200 P
R1, R2, R3	= 1 kohm	Q1, Q2, Q3	= 2N2222
R4, R5, R6	= 1 kohm	Q4, Q5, Q6	= 2N2222
R7, R8, R9	= 1 kohm	D1,D2,D3	= 1N4043
R10,R11,R12	= 10 kohm	D4,D5,D6	= 1N4043
R13,R14,R15	= 1 kohm	D7,D8,D9	= 1N4043

ในวงจรในรูป 3.7 เป็น Power Supply Circuit ซึ่งมีค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ เป็นดังนี้

DIODE BRIDGE 2A

IC1 = LM7815

IC2 = LM7915

C1,C2 = 2200 μF

C3,C4 = 0.01 μF

C5,C6 = 470 μF

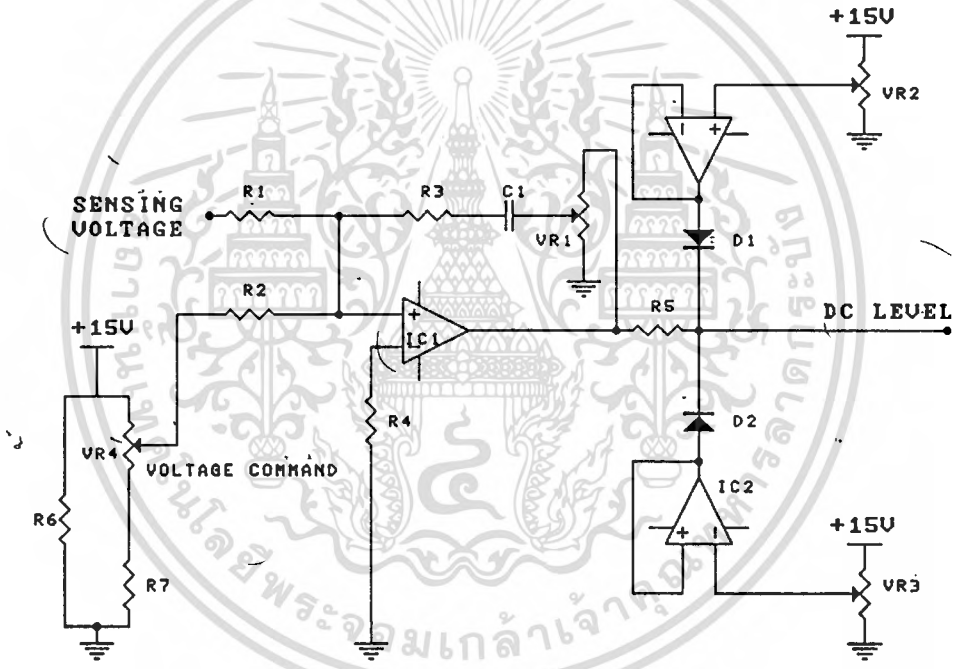
R1 = 5.6 k

LED แดง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 ส่วนวงจรเปรียบเทียบสัญญาณแรงดันและควบคุม PI

ในส่วนนี้เป็นส่วนทำหน้าที่ปรับสัญญาณ DC LEVEL ให้ขึ้นหรือลงไปเปรียบเทียบกับสัญญาณ RAMP ในวงจรนำกระแสเอสซีอาร์(Triggering Circuit) ทำให้มุมกระตุ้น เอส ซี อาร์ ขึ้น ณ เวลาต่าง ๆโดยสัญญาณ DC LEVEL นี้ถูกควบคุมด้วยวงจรควบคุมชนิด PI (Proportional plus Integral Controlled Circuit) ที่มีสัญญาณอินพุทที่เปรียบเทียบสัญญาณ Sensing Voltage กับ Voltage Command ซึ่งจะเป็นลูปป้อนกลับของแรงดันนั้นเอง

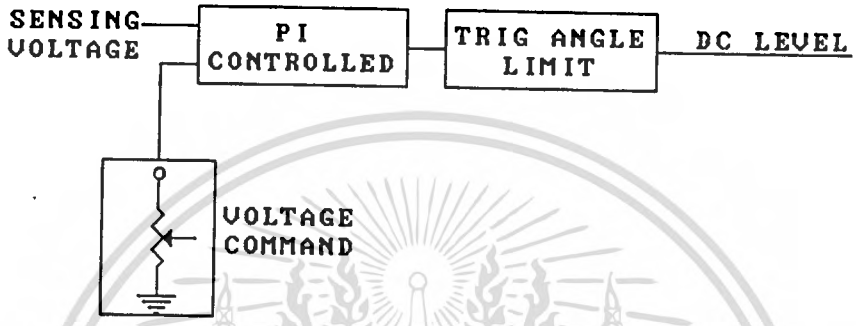


รูป 3.7 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณแรงดัน

จากรูปที่ 3.7 เป็นวงจรเปรียบเทียบสัญญาณแรงดัน ซึ่งอินเตอร์เกทเซอร์กิท (intergate circuit) ที่ใช้ทำวงจรควบคุมนี้จะใช้โอเปอร์เรชั่นแอมป์ (operation Amp)เบอร์ 353 ซึ่งมีอินพุทเป็นแพ็คเพราะว่าต้องการให้อินพุทอิมพีแดนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Input Impedance) สูงมากลักษณะของวงจรจะเป็นอินเตอร์เกทแอมปลิฟลาย(Intergate Amplifier) ที่มีอัตราขยายด้วยดังรูปที่ 3.7 และการทำงานของวงจรเปรียบเทียบแรงดันจะแสดงลำดับ การทำงานเป็น Block Diagram ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 Block Diagram ของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน

วงจรเปรียบเทียบแรงดันดังรูปที่ 3.7 และ 3.8 มีการทำงานดังนี้ คือ วงจรจะรับสัญญาณแรงดันที่ Sensing เข้ามาเปรียบเทียบกับแรงดัน Reference ที่มาจากชุดสร้างแรงดัน Voltage Command ซึ่งระดับแรงดัน Voltage Command จะเป็น Voltage Adjust ของวงจรรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติ เพื่อปรับค่าแรงดันเอาท์พุทที่ต้องการ จากการเปรียบเทียบจะส่งเข้าชุดควบคุมชนิด PI (Proportional plus Intergral Controller Circuit) ซึ่งวงจรจะเป็นแบบ first order ให้ผลตอบสนองอันดับหนึ่ง วงจรควบคุมชนิด PI นี้จะทำหน้าที่เป็นตัวควบคุมแรงดันที่จ่ายออกของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าให้คงที่ตามค่าสั่งอยู่ตลอดเวลา โดยมีหลักการคือ เมื่อแรงดัน Sensing มีค่าเท่ากับแรงดัน Reference ผลตอบสนองทางเอาท์พุทของ PI จะเป็นค่าคงที่ค่าหนึ่ง และ เมื่อแรงดัน Sensing มีค่ามากกว่าแรงดัน Reference ผลตอบสนองทางเอาท์พุทของ PI ก็จะปรับค่าเพิ่มขึ้นจากค่าคงที่เดิม ในทางกลับกันเมื่อแรงดัน Sensing มีค่าน้อยกว่าแรงดัน Reference

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลตอบสนองทางเอาท์พุทของ PI ก็จะปรับค่าน้อยลงจากค่าคงที่เดิม ซึ่งอาจเขียนเป็นสมการดังนี้

ITEM	Input	Output
1.	Vs = Vc	Vo = K
2.	Vs > Vc	Vo = K+
3.	Vs < Vc	Vo = K-

เมื่อ

Vs = Sensing Voltage

Vc = Reference Voltage (Comman)

Vo = Output Voltage

K = Constant

จะเห็นว่า วงจรควบคุมชนิด PI นี้ จะควบคุมให้แรงดันที่จ่ายของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าคงที่เสมอ โดยผลตอบสนองทางเอาท์พุทนี้ก็จะส่งไปต่อเป็น DC Level ของวงจรน่ากระแสเอส ซี อาร์ (Triggering Circuit) เมื่อผลตอบสนองทางเอาท์พุทมีค่าเพิ่มขึ้นก็จะตัด Ramp ลงทำให้เพิ่มค่ามุม α ขึ้น ในทางกลับกันเมื่อผลตอบสนองทางเอาท์พุทมีค่าน้อยลงก็จะตัด Ramp มากขึ้น ทำให้ลดค่ามุม α ลงด้วย และการตอบสนองทางเอาท์พุทของระบบนี้จะต้องใช้เวลาให้น้อยที่สุดและมีเสถียรภาพมากที่สุดด้วย

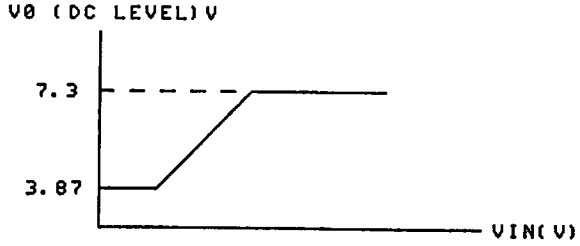
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นสิ่งที่ต้องคำนึงถึงในการออกแบบวงจรก็คือ ความไวและเสถียรภาพของการทำงานนั่นเอง กล่าวคือ วงจรควรปรับแรงดันที่อาร์เมเจอร์ได้อย่างรวดเร็ว แต่ในขณะเดียวกันก็ต้องให้การทำงานที่มีเสถียรภาพด้วยเช่นกัน การปรับวงจรให้มีความไวในการเปลี่ยนแปลงศักดามากจนเกินไป จะทำให้เกิดการออสซิลเลท (Oscillate) ของแรงดันที่อาร์เมเจอร์ได้ แต่ถ้าปรับให้วงจรมีเสถียรภาพจนเกินไปก็จะทำให้การรับรู้และการปรับแรงดันเป็นไปอย่างเชื่องช้า การทำงานได้ดีของวงจรเกิดจากการประนีประนอมร่วมกับปัจจัยอื่น ๆด้วย เช่น โมเมนต์ความเฉื่อยของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและตัวขับความเหนี่ยวนำของขดลวดในเครื่องกำเนิดไฟฟ้า การควบคุมความเร็วตัวขับ เป็นต้น จากวงจรที่ 3.7 Sensing Voltage จะมีผลต่อการรับรู้ของการเปลี่ยนแปลงแรงดันของ Vs โดยตรง ในขณะที่ Rf, Cf R(p)จะเป็นตัวที่ปรับความไวของการเปลี่ยนแปลงผลตอบสนองทางเอาท์พุทของ PI เมื่อมีความแตกต่างระหว่าง Vs กับ Vc ดังนั้นการทำงานได้ของวงจรก็คือ การปรับค่าเหล่านี้ให้มีความสอดคล้องกับปัจจัยอื่น ๆ นั่นเอง จากการควบคุมชนิด PI จะส่งต่อไปวงจรจำกัดมุมกระตุ้น จะทำหน้าที่จำกัดแรงดันไฟฟ้าควบคุม (DC LEVEL) ซึ่งกำหนดค่ามุมกระตุ้น (α) เอส ซี อาร์ (เกิดจากการตัดกับสัญญาณ Ramp) เพื่อป้องกันมิให้วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังจ่ายแรงดันไฟตรงให้ขดลวดสนามกระตุ้นมากเกินพิกัด โดยการจำกัดมุมกระตุ้นสูงสุดและต่ำสุดก็ขึ้นอยู่กับค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดในเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแต่ละตัว เช่น เครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีแรงดันอาร์เมเจอร์ 220 โวลท์ 3 เฟส และมุมกระตุ้นสูงสุดเป็น 131.6 องศา ดังนั้นจะได้แรงดันไฟฟ้าควบคุม (DC LEVEL) ต่ำสุดและสูงสุดก่อนเข้าวงจรนำกระแส เอส ซี อาร์ คือ

$$Vo\ max = \frac{10}{180} \times 131.6 = 7.3 \text{ โวลท์}$$

$$Vo\ min = \frac{10}{180} \times 69.7 = 3.87 \text{ โวลท์}$$

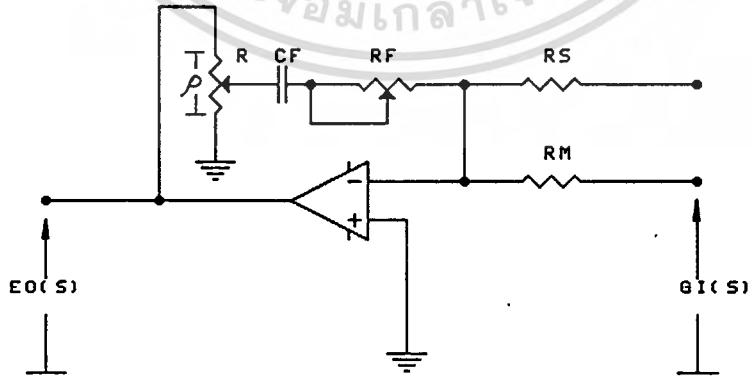
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 แสดงคุณสมบัติของวงจรจำกัดแรงดันไฟฟ้าควบคุมของวงจรจำกัดมุมกระตุ้น

จากรูปที่ 3.7 วงจรสามารถปรับปริมาณแรงดันสูงสุด และปรับปริมาณต่ำสุด โดยการ V_{R4} และ V_{R5} ตามลำดับ จะมีการทำงานดังนี้คือ ถ้าแรงดันยังอยู่ในพิสัยของแรงดันจำกัดสูงสุดและต่ำสุด แรงดันที่ออกจะเท่ากับ Vout ของ PI แต่เมื่อแรงดันสูงกว่าแรงดันจำกัดสูงสุดไดโอด D2 จะทำงาน เพื่อทำให้แรงดันไฟฟ้าที่ทางออกคงที่ ที่ Vo max และ เมื่อแรงดันต่ำกว่าแรงดันจำกัดต่ำสุดไดโอด D1 จะทำงาน เพื่อทำให้แรงดันที่ทางออกคงที่ที่ Vo min เช่นกัน โดยมี IC 2/1, 2/2 เป็นบัฟเฟอร์

การออกแบบวงจร PI Controller



รูป 3.10 วงจร PI Controller

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRANFER FUNCTION : $G_{R(s)}$

$$= ks\ (1 + sT_s)\ /\ (sT_s)$$

$$= (R_f/R_{in})\ x\ (1 + sRfcf)\ /\ (sRfcf)$$

GAIN OF PI CONTROLLER : Ks

จากตารางที่ 1 สำหรับชุด PI CONTROLLER

AR = $\frac{T1}{2Te}$ [AF ในตารางตรงกับ Ks ในวงจร

ดังนั้น Ks = $\frac{T1}{2Te}$

เมื่อ T1 = 4 E-4 sec

Te = 2 E-3 sec

Ks = 0.1

ในวงจรเลือกความต้านทาน Rs และ Rm เป็น 100 kohm

จากสมการ

Ks = $\frac{Rt}{Rs} = \frac{Rf}{Rm}$

ดังนั้น Rf = 10 kohm

และเราคำนวณค่าของตัวเก็บประจุได้ดังนี้

จากสมการ Cf = $\frac{Ts}{Rf}$

เมื่อ Ts = 4 x Te

= 4 x 2 E-3

= 8 E-3 sec

ดังนั้น Cf = 0.8 μF แต่ใช้ค่า 1 μF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนในเลือกค่าความต้านทานเพื่อปรับค่า p จะเลือกค่าความต้านทานที่ไม่มาก ในทางปฏิบัติใช้ค่าความต้านทานปรับค่าได้ 1 kohm

ค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ในวงจรส่วนนี้ดังรูป 3.7 เป็นดังนี้

IC1	=	LF 353	VR1	=	1 kohm
IC2	=	LF 353	VR2	=	10 kohm
R1	=	100 kohm	VR3	=	10 kohm
R2	=	100 kohm	VR4	=	20 kohm
R3	=	10 kohm	C1	=	1 μF
R4	=	100 kohm	D1	=	1N4043
R5	=	1 kohm	D2	=	1N4043
R6	=	50 kohm			
R7	=	20 kohm			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

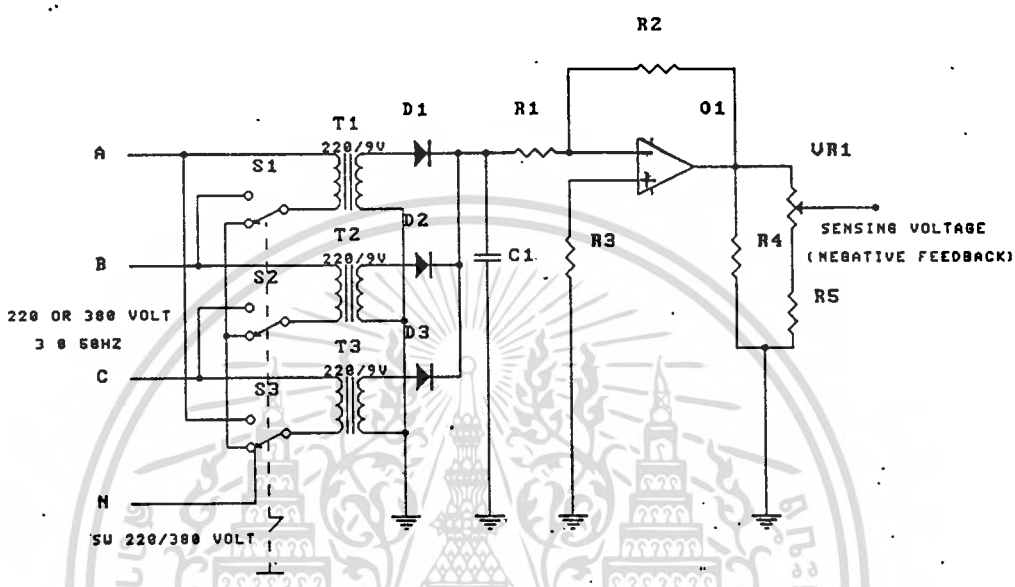
3.4 ส่วนรับรู้การเปลี่ยนแปลงแรงดัน (Sensing Circuit)

ในส่วนนี้เป็นของการรับรู้การเปลี่ยนแปลงแรงดันที่จ่ายออกจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ซึ่งจะเป็นการรับรู้การเปลี่ยนแปลงโดยตรงเพื่อส่งไปลูปควบคุมแรงดันอาร์เมเจอร์ ให้คงที่ตลอดเวลาตามคำสั่งแม้ว่าเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะมีแรงดันอาร์เมเจอร์เปลี่ยนไปมาก เนื่องจากสภาวะที่ไม่มีโหลดไปสู่สภาวะรับโหลดเต็มที่หรือจากสภาะได้รับโหลดเต็มที่ไปสู่สภาวะที่ไม่มีโหลดก็ตาม

จากวงจรรับรู้การเปลี่ยนแปลงแรงดัน (Sensing Circuit) ดังรูปที่ 3.11 ซึ่งมีการทำงานของวงจรดังนี้ คือสัญญาณไฟสลับ 3 เฟส จะถูกต่อมาจากแรงดันที่จ่ายออกของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า จะถูกแปลงเป็นสัญญาณไฟสลับ 9 โวลท์ โดยใช้หม้อแปลง 1 เฟส 220/9V โวลท์ 50 เฮิร์ท จำนวน 3 ตัว ซึ่งเนื่องจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้ามีทั้งชนิด 220 โวลท์ (Δ) และชนิด 380 โวลท์ (Y) เพื่อที่เครื่องรักษาไฟฟ้าอัตโนมัติสามารถใช้งานได้กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าทั้ง 2 ชนิดในการต่อสัญญาณไฟสลับ 3 เฟส อินพุทเข้าหม้อแปลงนั้นจึงมีการต่อเป็น 2 แบบ คือเมื่อสัญญาณไฟสลับ 3 เฟส เป็นแบบ 220 โวลท์ (Δ) การต่อทางด้าน Primary ของหม้อแปลง 1 เฟส ทั้ง 3 ตัวก็จะต่อเป็นแบบเดลต้า (Δ) และในกรณีเมื่อสัญญาณไฟฟ้าสลับ 3 เฟสเป็นแบบ 380 โวลท์ (Y) การต่อทางด้าน Primary ของหม้อแปลง 1 เฟสทั้ง 3 ตัวก็จะต่อเป็นแบบวาย (Y) ซึ่งการต่อทั้งสองแบบจะต่อผ่านสวิทช์ 2 ทางดังรูป เพื่อเลือกการใช้งานตามชนิดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ส่วนทาง Secondary ของหม้อแปลงที่เป็นสัญญาณไฟสลับ 9 โวลท์ จะถูกนำเข้าวงจรสามเฟสฮาล์ฟเวฟเร็คติพาย (3 phase half wave rectifier) แปลงสัญญาณไฟสลับ 3 เฟสเป็นสัญญาณไฟตรงที่มีค่า $E_D = 3\sqrt{6}\, E/2\pi$ ดังนั้นสัญญาณไฟตรงที่จุดนี้จะมีค่าเท่ากับ 10.5 โวลท์ แล้วจะถูกทำให้เรียบโดยคาปาซิเตอร์ C จากนั้นสัญญาณไฟตรงที่จุดนี้จะถูกส่งต่อไปยังวงจรอินเวอร์ติ้งแอมปลิฟราย(Inverting Amplifier) มี Gain เท่ากับ 1 กลับเฟสจากสัญญาณไฟตรงค่าบวกเป็นสัญญาณไฟตรงค่าลบ จากนั้นสัญญาณไฟตรงค่าลบนี้จะถูกแบ่ง (Diviter) โดย V_{R1} เพื่อนำมาป้อนให้ขั้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Sensing Voltage ของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณแรงดันให้เหมาะสมกับแรงดันอ้างอิงที่จะได้จากชุด Voltage Comman ซึ่งเป็นตัวตั้งแรงดันอาร์เมเจอร์ตามต้องการ



รูป 3.11 วงจรรับรู้การเปลี่ยนแปลงแรงดัน

ค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ในวงจรส่วนนี้ ดังรูป 3.11 เป็นดังนี้

SWITCH 3 way 9 contact

T1,T2,T3 = TRANFORMER 220/9 VOLT

D1,D2,D3 = 1N4043

R1,R2 = 1 kilo ohm

R3 = 100 ohm

R4 = 50 kilo ohm

R5 = 20 kilo ohm

VR1 = 20 kilo ohm

C1 = 2200 μF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 ส่วนวงจรป้องกันความถี่สูง หรือ ต่ำเกินไป (Over & under frequency protection)

วงจรนี้เป็นส่วนหนึ่งในเครื่องรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติ ซึ่งส่วนนี้เป็นส่วนของ Protection ที่เป็น Option ของเครื่องรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติจะไม่ต่อเข้าในส่วนควบคุมแรงดันให้คงที่ แต่จะให้เอาท์พุทเป็น Contact NC ออกไปใช้งาน และหน้าที่ของวงจรส่วนนี้คือ ควบคุม Contact NC ให้ทำงานเมื่อเครื่องกำเนิดไฟฟ้าผลิตความถี่สูงหรือเกินไป Contact NC ก็จะทำงานเป็น NO ตัดกระแสเข้าขดลวดสนามกระตุ้น ตัดการจ่ายไฟแก่โหลดเพื่อป้องกันโหลดเกิน ความเสียหายเนื่องจากความถี่สูงหรือต่ำเกินไปนั่นเอง

จากรูปที่ 3.12 เป็นวงจรป้องกันความถี่สูงหรือต่ำเกินไปซึ่งมีการทำงานดังนี้ คือ วงจรจะรับสัญญาณความถี่อินพุทเข้ามาแปลงเป็นสัญญาณไฟตรงโดยใช้ IC LM2907 ขนาดของสัญญาณไฟตรงจะมีค่าเท่ากับ $V_{cc}f_{in}C_1R_3K$ เมื่อ K = 1 แต่เนื่องจากสัญญาณไฟตรงที่ออกจากขา 5 ของ LM2907 ยังมีริปเปิลอยู่ ดังนั้นจะต้องมีการกรองริปเปิลออกแล้วจึงขยายสัญญาณนี้ให้มีขนาดสูงขึ้นโดยใช้วงจร นอนอินเวอร์ติ้ง แอมปลิฟาย (Noninverting Amplifier) อย่างไรก็ตามริปเปิลที่ยังคงเหลืออยู่จะถูกขยายขึ้นด้วยเช่นเดียวกัน ดังนั้นจึงต้องกรองริปเปิลอีกครั้งหนึ่ง สัญญาณไฟตรงที่ได้นี้จะถูกนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงสองระดับคือ แรงดันอ้างอิงสูงสุดที่อยู่ในพิสัยความถี่กับแรงดันอ้างอิงต่ำสุดที่อยู่ในพิสัยความถี่เช่นกัน โดยมีหลักการดังนี้คือ เมื่อสัญญาณไฟตรงอยู่ในพิสัยความถี่จะทำให้ขา 3 เปลี่ยนสถานะเป็นบวก และเมื่อสัญญาณไฟตรงต่ำกว่าแรงดันอ้างอิงต่ำสุดจะทำให้ขา 4 เปลี่ยนสถานะเป็นลบ นั่นคือทางด้านอินพุทของ MC3425 ซึ่งการทำงานของ MC3425 จะส่งผลเอาท์พุทออกทางขา 1 และขา 6 ซึ่งก็ขึ้นอยู่กับสัญญาณอินพุทขา 3 และ 4 สามารถเขียนได้ดังนี้

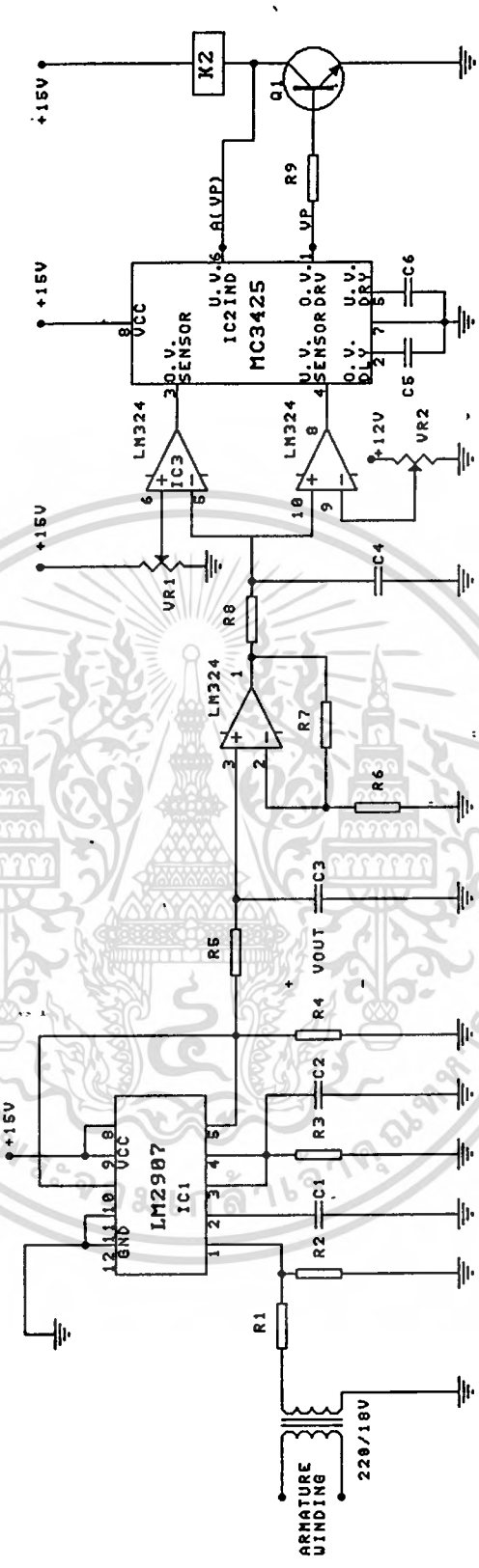
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC3425

Input		Output		Remark
ขา 3	ขา 4	ขา 1	ขา 6	
ลบ	บวก	-	-	ปกติ
บวก	บวก	V_{DC}	-	ความถี่สูงเกินไป
ลบ	ลบ	-	G_{ND}	ความถี่ต่ำเกินไป

และในการเปลี่ยนสถานะของขา 1 และ 6 จะมีการหน่วงเวลาการทำงานหลังจากสัญญาณไฟตรงสูงหรือต่ำกว่าแรงดันอ้างอิงของไอซีนั้น ขึ้นอยู่กับขนาดคาปาซิเตอร์ที่ต่ออยู่กับขา 2 และขา 5 ตามลำดับ โดยที่เวลาของการหน่วงนี้จะเท่ากับ 125000 C_{PLY} วินาที จากนั้นสัญญาณเอาท์พุทที่ออกจากขา 1 และ ขา 6 ของไอซี MC 3425 จะถูกไปควบคุมการทำงานของรีเลย์ คือเมื่อความถี่สูงเกินไปขา 1 จะมีสถานะเป็นแรงดันไฟตรง V_{DC} จะส่งไปขับเบสของทรานซิสเตอร์ ทรานซิสเตอร์ก็จะนำกระแสทำให้รีเลย์ทำงานเปลี่ยนสภาพ Contact NC เป็น No และเมื่อความถี่ต่ำเกินไป ขา 6 จะมีสถานะเป็นกราวด์ (Grond) ทำให้รีเลย์ครบวงจรทำงานเปลี่ยนสภาพ Contact NC เป็น No เช่นกันซึ่งจะเป็นจุดต่อนำออกไปใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.12 วงจรป้องกันความถี่สูงหรือต่ำเกินไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ในวงจรนี้ดังรูปที่ 3.12เป็นดังนี้

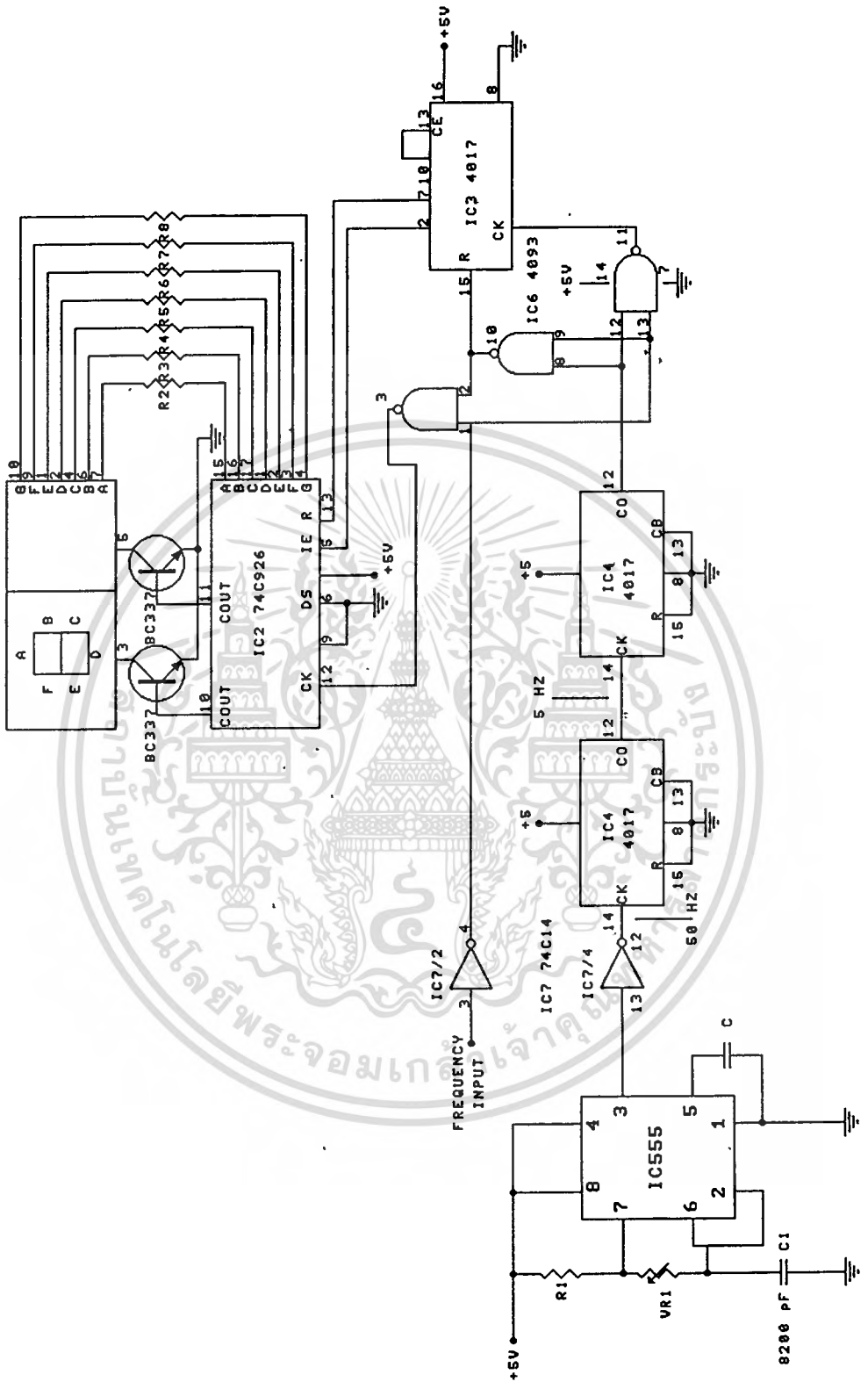
IC1	=	LM 2907	VR1	=	10 kohm
IC2	=	MC 3425	VR2	=	10 kohm
IC3	=	LM 324	C1	=	0.015 μF
R1	=	20 kohm	C2	=	0.47 μF
R2	=	1 kohm	C3	=	0.1 μF
R3	=	100 kohm	C4	=	0.1 μF
R4	=	10 kohm	C5	=	2200 μF
R5	=	180 kohm	C6	=	2200 μF
R6	=	10 kohm	Q1	=	Tr 2N2222
R7	=	30 kohm	K2	=	RELEY DC 12V
R8	=	180 kohm			
R9	=	5 kohm			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 ส่วนแสดงค่าความถี่ (Frequency Display)

จากวงจรในรูป 3.13 หัวใจของการนับความถี่เบอร์ 74C926 ภายในประกอบด้วยวงจรนับสิบ 4 ชุด พร้อมด้วยแลตช์ขนาด 4 บิต สำหรับวงจรนับแต่ละชุดภาคถอดรหัส BCD และภาคมัลติเพล็กเซอร์ไว้ขับ LED แบบ 7 Segment ชนิดแคโทด ร่วมโดยขับผ่าน Q1-Q2 ซึ่งต่ออยู่ภายนอกตัว IC อีกทีสำหรับฐานเวลาของวงจรคือความถี่ 50 Hz ซึ่งได้จากไอซีเบอร์ 555 IC8 ซึ่งผลิตความถี่พลัลซ์สี่เหลี่ยมออกมาทางขา 3จากนั้นป้อนเข้าที่ขา 13 ของ IC 7/4 ซึ่งเป็นชมิททริกเกอร์ได้เอาท์พุทเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมป้อนให้ IC4 และ IC5 ทำการหารความถี่ได้เป็นสัญญาณเวลาให้วงจรนับความถี่เมื่อแรงดันของสัญญาณฐานเวลาตกเป็น "0" จะได้เอาท์พุทที่ IC 6/3 เป็น "1" เป็นการเปิดเกตให้สัญญาณนาฬิกาที่มาจากความถี่อินพุทผ่าน IC 7/2 ผ่านให้กับ IC3 ทำการนับความถี่นี้ได้ เมื่อแรงดันของสัญญาณฐานเวลามีสถานะเป็น "1" จะทำให้ขา 10 ของ IC 6/3มีสถานะเป็น "0"เป็นการปิดเกตไม่ให้สัญญาณนาฬิกาผ่าน IC 6/1 ไปยังวงจรนับได้ดังนั้นที่เอาท์พุทของวงจรนั้นจึงไม่เปลี่ยนค่า ขณะที่ IC 6/1 ถูกปิดเกตขณะเดียวกัน IC 6/4 จะถูกเปิดเกตทำให้สัญญาณนาฬิกาผ่านไปได้เป็นสัญญาณนาฬิกาป้อนให้กับขา 14(CK) ของ IC3 เมื่อสัญญาณนาฬิกาลูกแรกเข้ามาจะทำให้ขา 2 มีสถานะเป็น "1" ซึ่งจะเป็นสัญญาณไปให้ขา 5 (LE) ของ IC2 เพื่อแลตช์ข้อมูลของวงจรนั้นเอาไว้(ตอนนี้ค่าที่วงจรนับได้จะถูกเก็บเอาไว้ ในส่วนของวงจรแลตช์และแสดงผลค้างไว้) และหลังจากสัญญาณนาฬิกา 2 ลูกต่อมาจะทำให้ขา 7 ของ IC3 มีสถานะเป็น "1" เป็นสัญญาณไปทำการรีเซ็ตวงจรนับความถี่ซึ่งจากที่อธิบายมาแล้วพอจะสรุปการทำงาน โดยย่อได้ดังนี้เริ่มต้นด้วย IC2 ทำการนับความถี่โดยเริ่มตั้งแต่มีสัญญาณฐานเข้ามาเป็น "0" และหยุดนับเมื่อเวลาผ่านไปเป็นครึ่งหนึ่งของคาบเวลาสัญญาณฐานเวลา ที่จุดนี้หลังจากสัญญาณนาฬิกาลูกแรกเข้า มามันจะทำการแลตช์ข้อมูลเพื่อแสดงผลและวงจรนับจะถูกรีเซ็ตหลังจากสัญญาณนาฬิกา 2 ลูกต่อมาโดย IC3 แล้ว IC3 จะหยุดทำงานจนกว่าจะได้รับการรีเซ็ต ซึ่งมันจะถูกรีเซ็ตที่จุดเริ่มต้นของสัญญาณเวลาลูกต่อมาแล้ววงจรนับก็จะเริ่มนับความถี่อีกเป็นเช่นนี้เรื่อยไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.13 วงจรแสดงค่าความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ในวงจรส่วนนี้ดังรูปที่ 3.13 เป็นดังนี้

IC1	=	LM 555	R1	=	1 kohm
IC2	=	74C926	R2	=	24
IC3	=	4017	R3	=	27
IC4	=	4017	R4	=	27
IC5	=	4017	R5	=	27
IC6	=	4093	R6	=	27
IC7	=	74C14	R7	=	27
VR1	=	20 kohm	R8	=	27
C1	=	0.1 μF	Q1	=	BC 337
Q2	=	BC 337			

LED 7 ส่วน เบอร์ FND500 2 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

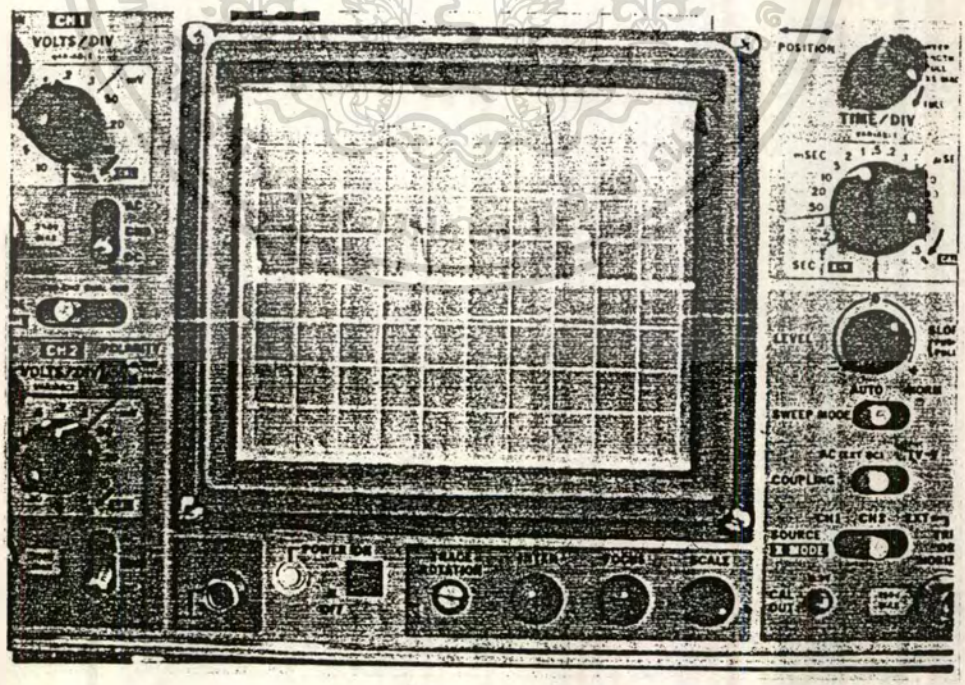
การทดลองและผลการทดลอง

4.1 การทดลองวงจรนำกระแส เอส ซี อาร์ (TRIGGER CIRCUIT)

เมื่อทำการทดสอบวงจรนำกระแสเอส ซี อาร์โดยป้อนแหล่งจ่ายไฟตรงเข้าทาง DC LEVEL ทำการปรับแรงดันไฟตรงจาก 0-10 โวลท์ บันทึกสัญญาณทริกและคำนวณค่ามุมทริก

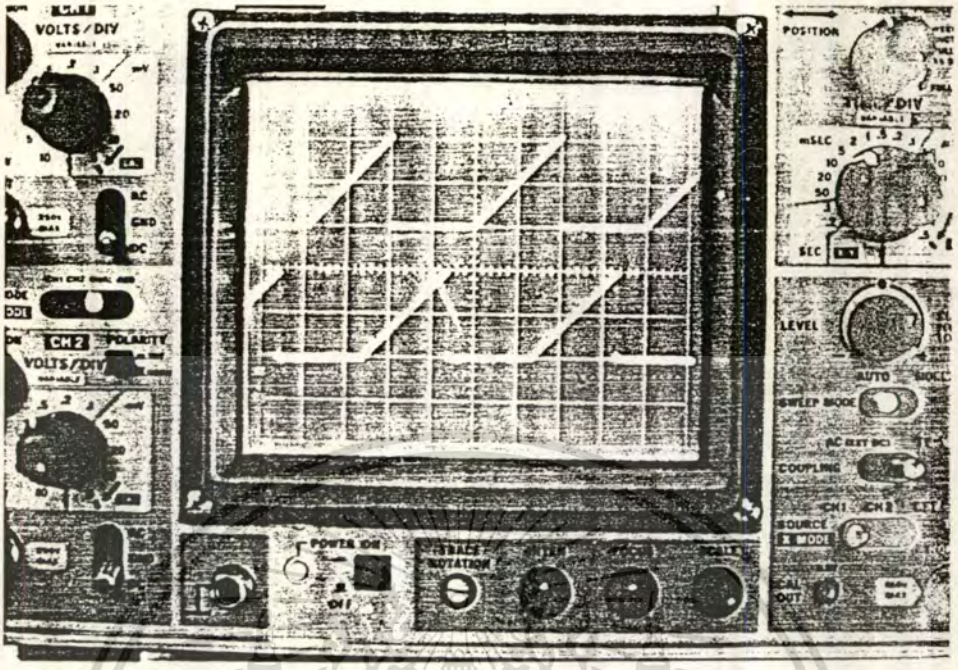
ตารางบันทึกผลการทดลอง

V_{DC} (V)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
α ($^{\circ}$)	13.5	31.5	54	67.5	85.5	106	124	144	162	180

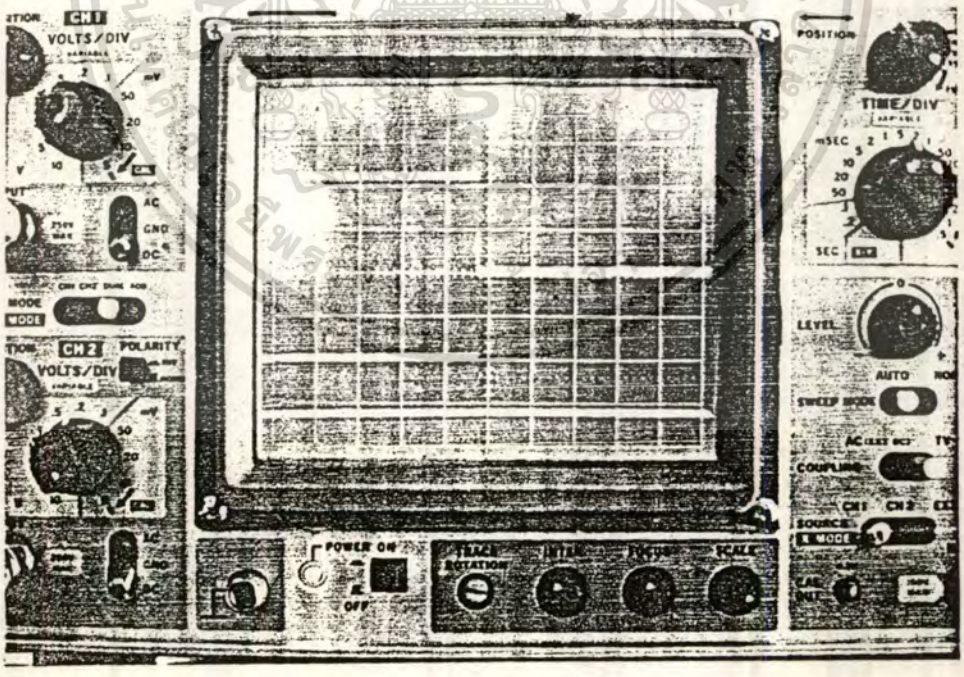


รูป4.1.1แสดงสัญญาณทริกเอส ซี อาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.1.2 สัญญาณ แรมป์ ที่เปรียบเทียบกับแรงดันควบคุม



รูป 4.1.3 สัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบกับแรงดันควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

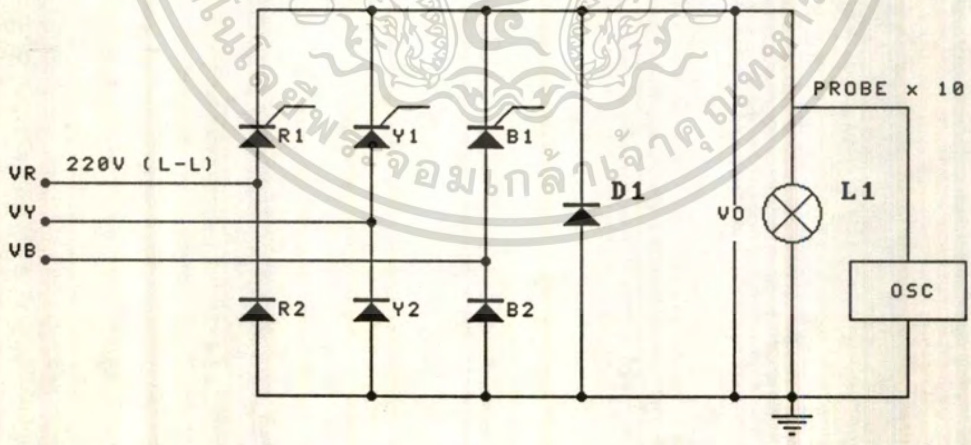
4.2 การทดลองวงจร 3 PHASE HALF CONTROLLED BRIDGE CONVERTER

เมื่อต่อโหลดหลอดไฟทางเอาท์พุทของวงจร 3 PHASE HALF CONTROLLED BRIDGE CONVERTER ต่อวงจรทริกควบคุมการนำกระแส เอส ซี อาร์ โดยป้อนแหล่งจ่ายไฟตรงเข้าทาง DC LEVEL แล้วบันทึกสัญญาณเอาท์พุทที่เกิดขึ้น (แรงดันอินพุทวงจรกำลังเท่ากับ 380 V_{L-L})

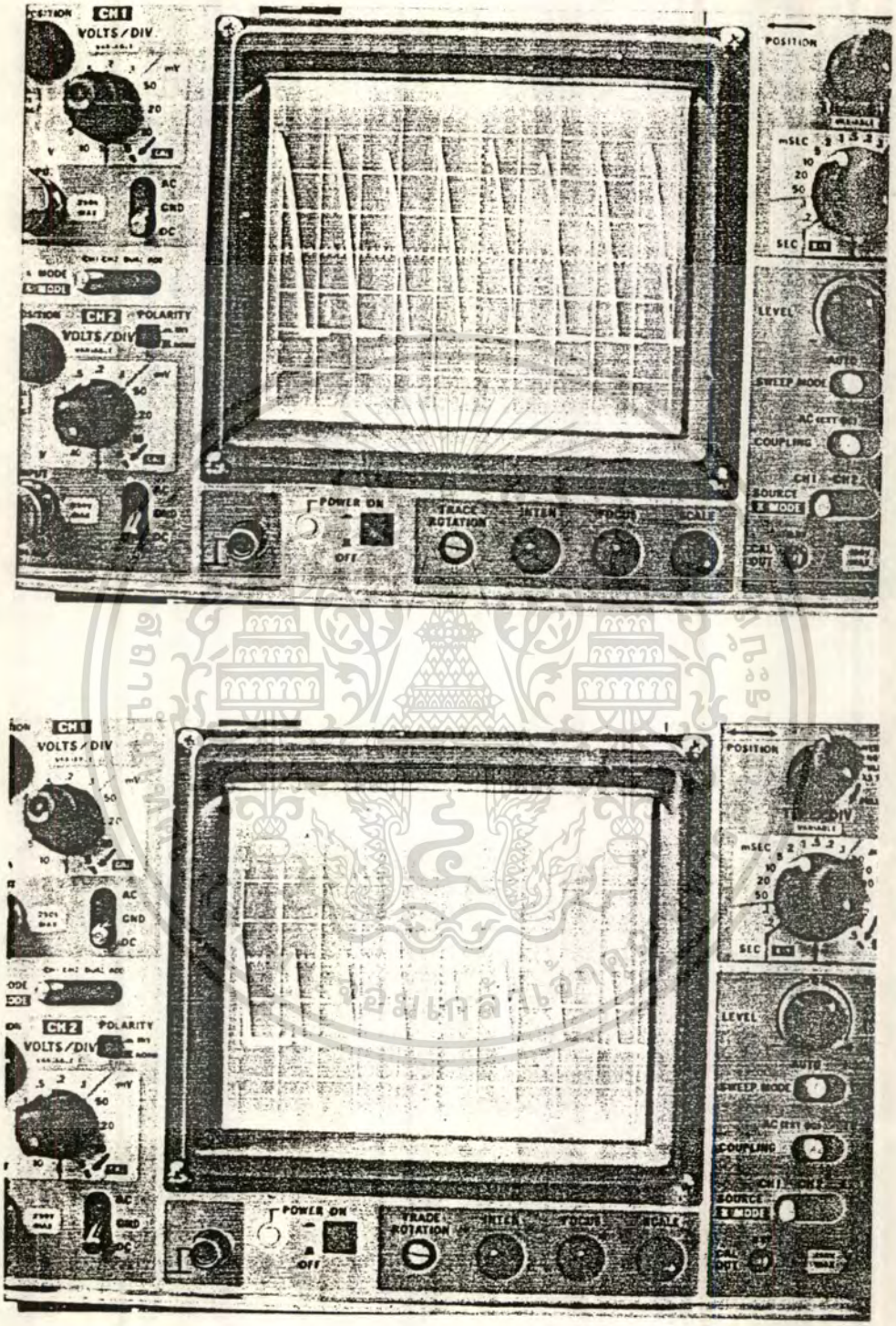
ตารางบันทึกผลการทดลอง

V_{DC} (V)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
α ($^{\circ}$)	13.5	31.5	54	67.5	85.5	106	124	144	162	180
V_{OP} (V)	293	275	236	205	160	107	66	29	8	0

วงจรการทดลอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.2 แสดงสัญญาณเอาท์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การทดลองวงจรรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติกับเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

4.4.1 รายละเอียดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงและเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัส ซึ่งใช้ในการทำวิทยานิพนธ์

มอเตอร์ซึ่งใช้ทำวิทยานิพนธ์มีรายละเอียดดังนี้คือ

ความเร็วรอบสูงสุด	1,500 RPM
แรงดันไฟตรงสูงสุดที่วงจรอาร์เมเจอร์	220 V
แรงดันไฟตรงสูงสุดที่วงจรสร้างสนามแม่เหล็ก	220 V
ขนาดกำลังของมอเตอร์	3 kW
กระแสไฟตรงเข้าวงจรอาร์เมเจอร์สูงสุด	13.6 A

เครื่องกำเนิดไฟฟ้านี้มีรายละเอียดดังนี้คือ

ความเร็วรอบสูงสุด	1,500 RPM
แรงดันไฟฟ้าสลับสูงสุดที่วงจรอาร์เมเจอร์	220 V
แรงดันไฟตรงสูงสุดที่วงจรสร้างสนามแม่เหล็ก	220 V
ขนาดกำลังของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า	3 kW
กระแสไฟสลับที่ทางออกของวงจรอาร์เมเจอร์สูงสุด	13.6 A

4.4.2 การทดลองที่ 1

เมื่อไม่มีโหลดต่ออยู่กับขั้วแรงดันที่จ่ายออกของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ทำการเปลี่ยนค่าแรงดันที่ขดลวดสนามกระตุ้นต่าง ๆ กัน

(เมื่อไม่มีวงจรรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติต่ออยู่ด้วย)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางแสดงผลการทดลองที่ 1

$V_{o/p}$ (Volt)	Vf (Volt)	If (Amp)
12	0	0
29	6.2	0.025
50	12	0.05
75	20	0.08
90	25	0.1
130	39.5	0.15
160	50	0.2
183	60	0.25
200	75	0.3
210	94	0.35
220	110	0.4
227	119	0.45
235	130	0.5
240	140	0.55

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

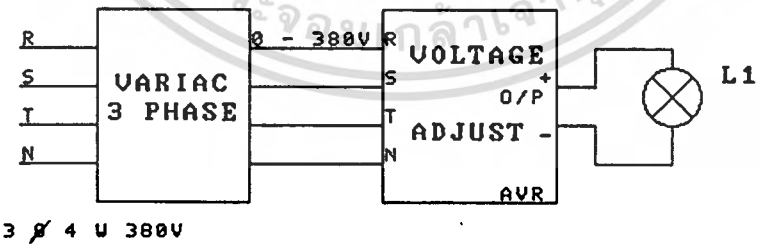
4.3 การทดสอบวงจรรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติ

เมื่อทดสอบวงจรโดยการต่อหลอดไฟเป็นโหลดด้านเอาท์พุทของวงจรรักษาแรงดันไฟอัตโนมัติ และป้อนไฟสลับ 3ϕ 4W 380 V ผ่าน VARIAC INPUT 3ϕ 380v OUTPUT 3ϕ 0-380 V จากนั้นค่อย ๆ ปรับ VARIAC สไลด์แรงดันไฟฟ้าจากศูนย์จนถึงพิกัดแรงดันของวงจร

ผลการทดลอง

เมื่อปรับ VARIAC สไลด์แรงดันไฟฟ้าจะสังเกตได้ว่า หลอดไฟจะค่อย ๆ เริ่มสว่างขึ้นแต่ไม่สามารถปรับแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติให้ใช้งานได้เนื่องจากรีเลย์ของชุดควบคุมแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติยังไม่ทำงาน แต่เมื่อปรับ VARIAC สไลด์แรงดันไฟฟ้าจนถึงค่าประมาณ 170 Vรีเลย์จะทำงานตัดชุดสร้างแรงดันเริ่มแรกออก จึงทำให้วงจรรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติ สามารถปรับแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติและเมื่อปรับ VOLTAGE ADJUST ของวงจรรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติ หลอดไฟก็จะหรี่เมื่อปรับลดแรงดันอ้างอิงและหลอดไฟจะสว่าง เมื่อปรับเพิ่มแรงดันอ้างอิง ดังนั้นก็แสดงว่าวงจรรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติใช้งานได้

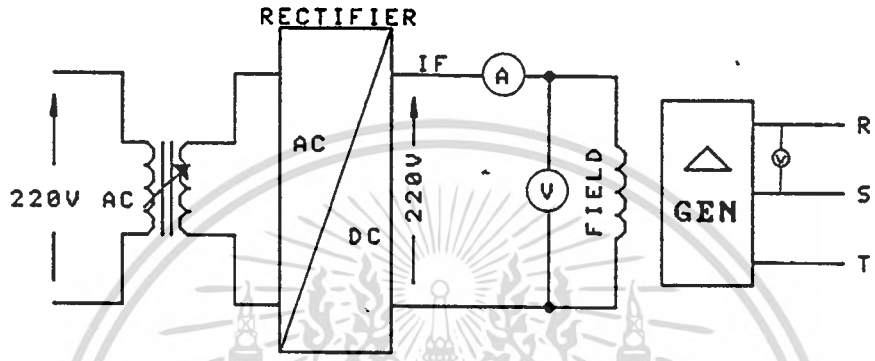
วงจรการทดลอง



รูปที่ 4.3 แสดงวงจรทดสอบวงจรรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรการทดลองที่ 1



รูปที่ 4.4.1 แสดงวงจรทดสอบเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

4.4.3 การทดลองที่ 2

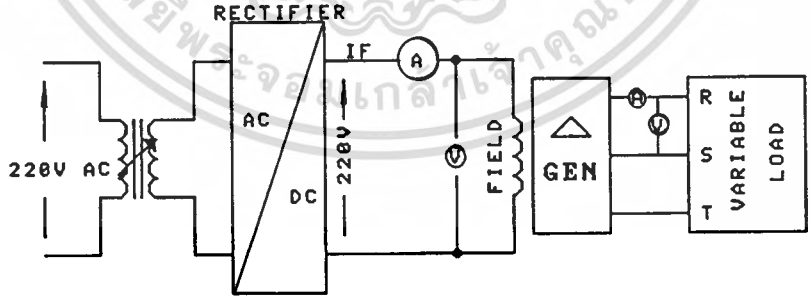
เมื่อโหลดต่ออยู่กับขั้วแรงดันที่จ่ายออกของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแล้วป้อนแรงดันที่ขดลวดสนามกระตุ้นให้มีค่าคงที่เท่ากับ 110 โวลท์ ทำการเปลี่ยนแปลงค่าโหลดที่เป็นความต้านทานที่ค่าโหลดต่างๆ ทุกครั้งที่เปลี่ยนแปลงโหลดต้องควบคุมให้ความเร็วได้ 1500 รอบต่อนาที (เมื่อไม่มีวงจรรักษาระดับแรงดันให้คงที่ต่ออยู่ด้วย)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางแสดงผลการทดลองที่ 2

$V_{o/p}$ (Volt)	Vf (Volt)	If (Amp)	VL (Volt)	IL (Amp)
220	110	0.392	220	0
218	110	0.392	218	0.65
215.5	110	0.392	215.5	1.27
215	110	0.392	215	1.92
214.5	110	0.392	214.5	2.54
214	110	0.392	214	3.2
213.5	110	0.392	213.5	3.8

วงจรการทดลองที่ 2



รูปที่ 4.4.2 แสดงวงจรทดสอบที่เครื่องกำเนิดไฟฟ้าขณะมีโหลดโดย Vf คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.4 การทดลองที่ 3

เมื่อมีโหลดต่ออยู่กับขั้วแรงดันที่จ่ายออกของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า แล้วป้อนแรงดันที่ขดลวดสนามกระตุ้นค่าต่างๆ กัน เพื่อรักษาแรงดันที่จ่ายออกของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าให้มีค่าคงที่ ที่แรงดัน 220 โวลท์ ณ ที่ค่าโหลดต่าง ๆ ทุกครั้งที่เปลี่ยนแปลงโหลดต้องควบคุมให้ความเร็วได้ 1500 รอบต่อนาที

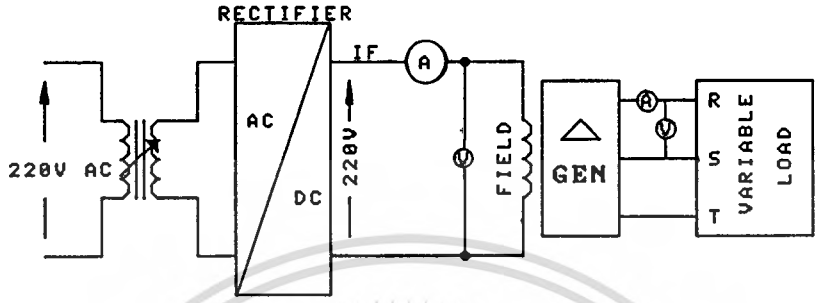
(เมื่อไม่มีวงจรรักษาระดับแรงดันให้คงที่ต่ออยู่ด้วย)

ตารางแสดงผลการทดลองที่ 3

$V_{o/p}$ (Volt)	Vf (Volt)	If (Amp)	VL (Volt)	IL (Amp)
220	110	0.39	220	0
220	111	0.395	220	0.66
220	120	0.415	220	1.3
220	121	0.415	220	1.96
220	121	0.415	220	2.6
220	115	0.4	220	3.3
220	130	0.43	220	3.95

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรการทดลองที่ 3



รูปที่ 4.4.3 แสดงวงจรทดสอบเครื่องกำเนิดไฟฟ้าขณะมีโหลดโดย $V_{o/p}$ มีค่าคงที่

4.4.5 การทดลองที่ 4

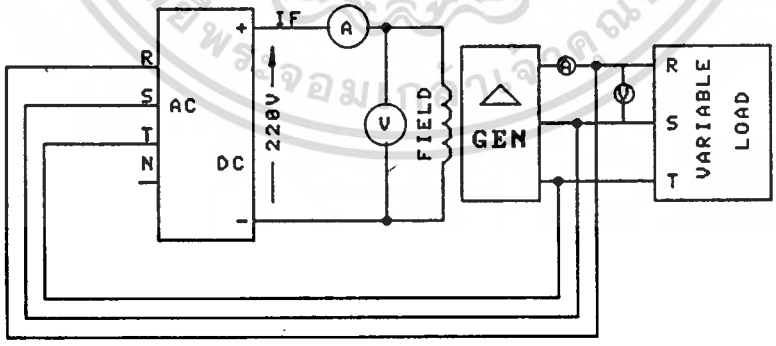
เมื่อมีโหลดต่ออยู่ที่ขั้วแรงดันที่จ่ายออกของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและต่อวงจรรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติ เพื่อควบคุมแรงดันที่จ่ายออกของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าให้มีค่าคงที่ทำการเปลี่ยนแปลงค่าโหลดที่เป็นความต้านทานที่ค่าโหลดต่าง ๆ ทุกครั้งที่เปลี่ยนแปลงโหลดต้องควบคุมให้ความเร็วได้ 1500 รอบต่อนาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางแสดงผลการทดลองที่ 4

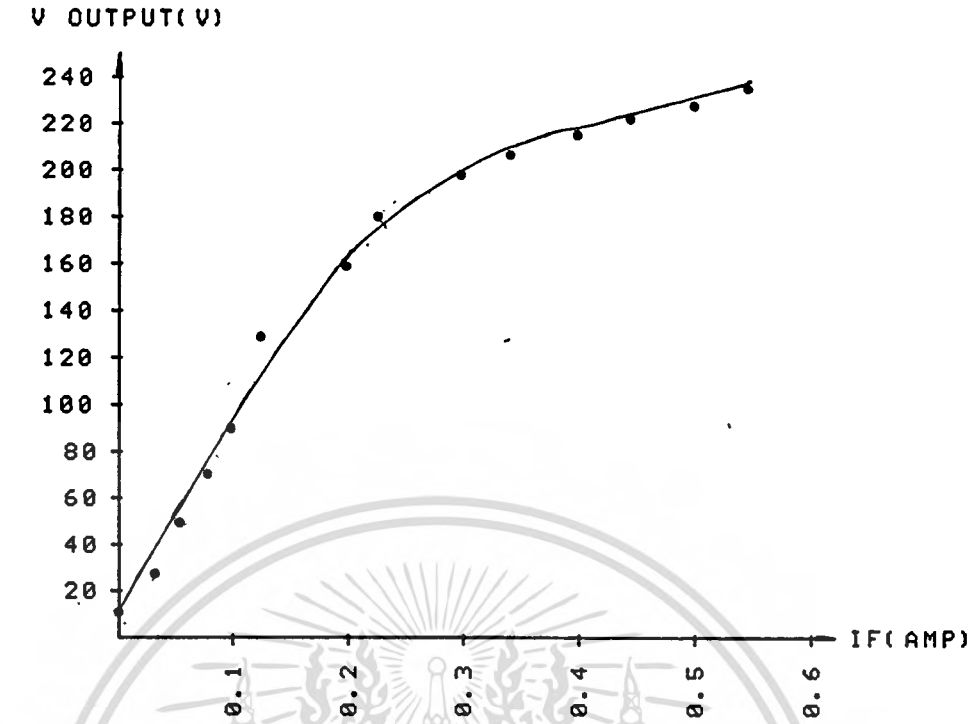
$V_{o/p}$ (Volt)	Vf (Volt)	If (Amp)	VL (Volt)	IL (Amp)	$\%V_{reg}$
220	110	0.39	220	0	0
220	111	0.4	220	0.66	0
220	117	0.4	220	1.3	0
220	119	0.42	220	1.97	0
220.5	120	0.43	220.5	2.7	0.23
220.5	128	0.44	220.5	3.4	0.23
220.5	130	0.46	220.5	4	0.23

วงจรการทดลองที่ 4

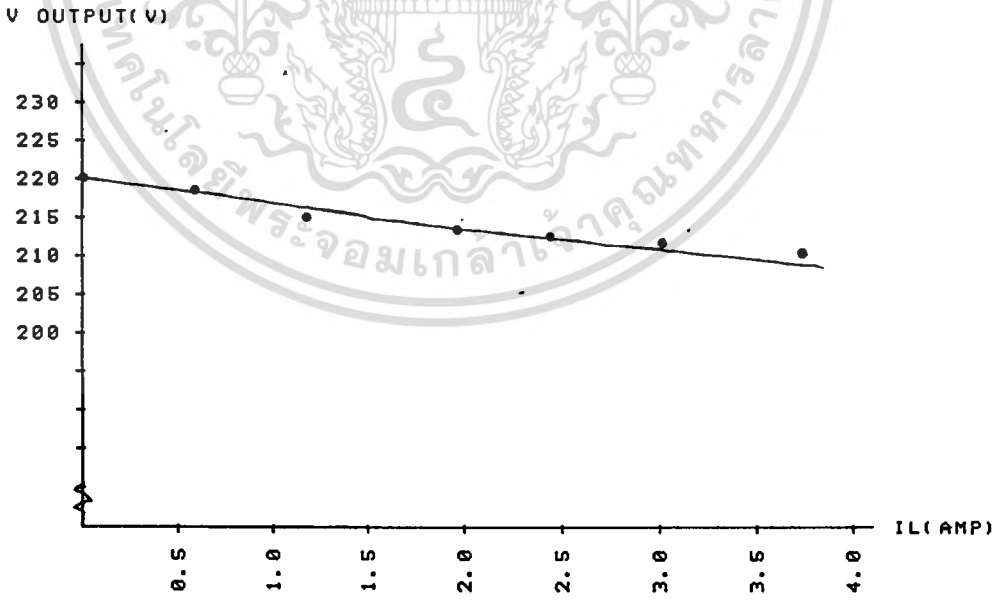


รูปที่ 4.4.4 แสดงวงจรทดสอบเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเมื่อต่อวงจรรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

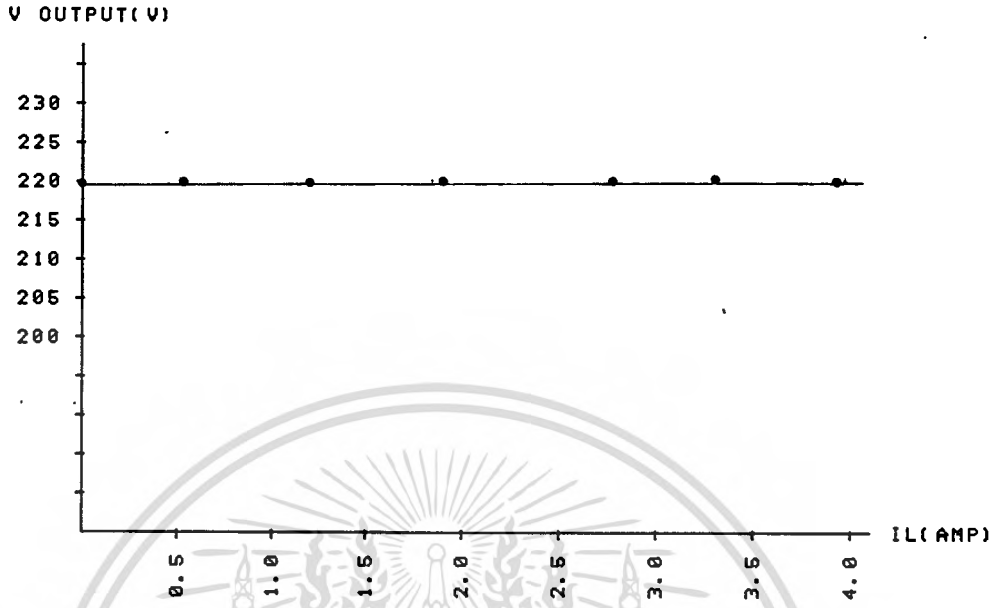


รูปที่ 4.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง vo/p กับ if ขณะ noload

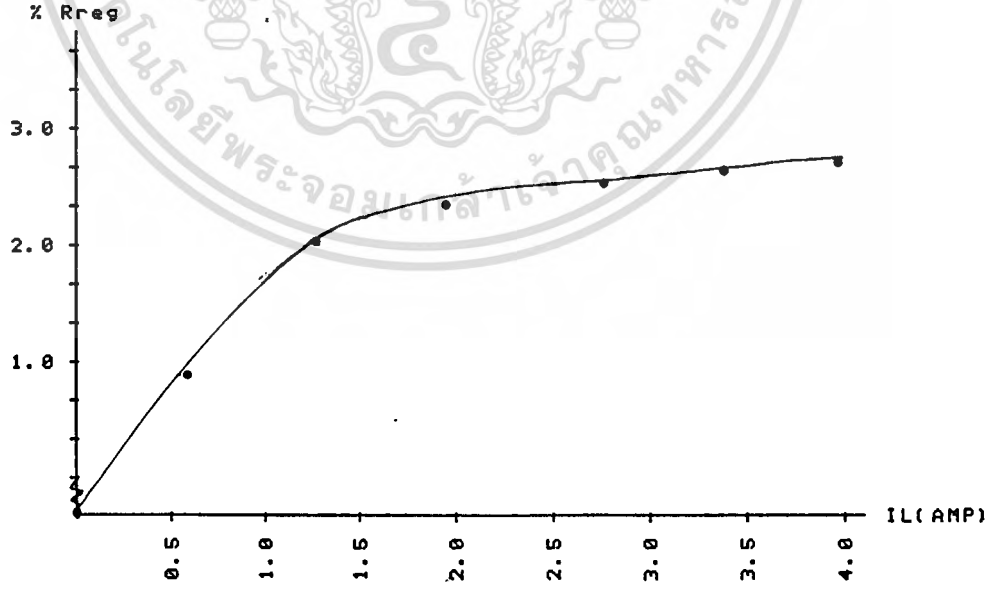


รูปที่ 4.6 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง vo/p กับ IL ขณะไม่ต่อกับ AVR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

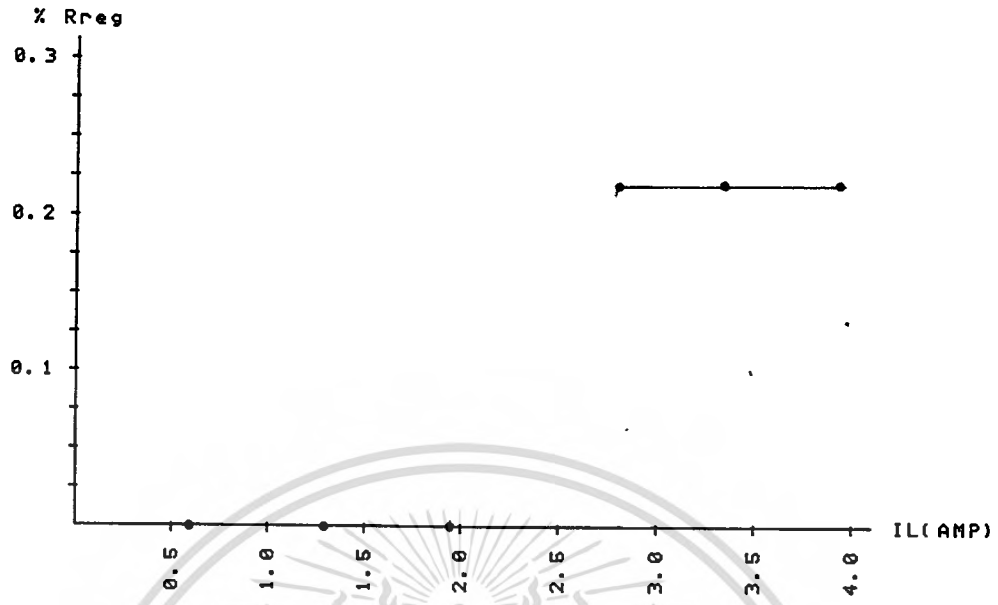


รูปที่ 4.7 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง vo/p กับ IL ขณะที่ต่อกับ AVR



รูปที่ 4.8 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง v_{reg} กับ IL ขณะไม่ต่อกับ AVR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_{reg} กับ IL ขณะที่ต่อกับ AVR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5
การวิจารณ์และสรุปผล

การทำโครงงานนี้เป็นโครงงานที่ใช้ความรู้ ทั้งทางด้านอิเลคทรอนิกส์และด้านไฟฟ้ากำลัง กล่าวคือ ในส่วนของวงจรควบคุมการรักษาระดับแรงดันให้มีค่าคงที่เป็นวงจรทางด้านอิเลคทรอนิกส์ และส่วนที่จ่ายกำลังให้แก่ขดลวดสนามกระตุ้นเป็นทางด้านไฟฟ้ากำลัง เมื่อได้ศึกษาวิธีการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าให้คงที่ซึ่งทำได้โดยการควบคุมขนาดสนามแม่เหล็กของตัวสร้างสนามแม่เหล็ก โดยเครื่องรักษาแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติตามที่ได้ออกแบบไว้ เป็นองค์ประกอบที่สำคัญของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซึ่งเราสามารถแสดงผลสรุปการทำงานของเครื่องรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติตามที่ออกแบบไว้ดังนี้คือ

ช่วงเริ่มทำงาน แรงดันเริ่มต้นที่เกิดในอาร์เมเจอร์ของตัวสร้างสนามแม่เหล็กกระตุ้นนั้นจะเกิดจากเส้นแรงแม่เหล็กตกค้าง (Residual flux) ของแกนเหล็ก แรงดันนี้จะมีค่าไม่มากนัก แต่สามารถทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าไหลผ่านขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าได้ โดยที่แรงดันนี้จะถูกเรคติฟายโดยไดโอดที่ชุดสร้างแรงดันเริ่มต้นป้อน ที่ขดลวดสนามกระตุ้น ดังนั้นแรงดันอาร์เมเจอร์ก็จะสูงขึ้นจนกระทั่งเกิดการควบคุมของวงจรรักษาศักดาอัตโนมัติ ในขณะนี้ขนาดแรงดันอาร์เมเจอร์ที่เหมาะสมของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า จะถูกนำมาเรคติฟายโดยเอส ซี อาร์ ป้อนเข้าขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กของตัวสร้างสนามแม่เหล็กกระตุ้น โดยการควบคุมมุมทริกของวงจรควบคุม พี ไอ ผลเหล่านี้จะเสริมกันไปเรื่อยๆจนเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเข้าสู่สภาวะปกติ

จากการทดลองพบว่า การรักษาระดับแรงดันให้คงที่ตามที่ออกแบบไว้เป็นไปได้ดีพอสมควร แต่ต้องมีการปรับแต่งค่าอุปกรณ์บางตัวให้มีค่าเหมาะสม เช่น การปรับแต่งค่าความต้านทานของชุดแรงดันอ้างอิง เพื่อให้มีค่าแรงดันอาร์เมเจอร์โดยวัดที่ทางด้านจ่ายไฟออกของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า มีค่าอยู่ที่ 220 โวลท์ (ในขณะที่ไม่ได้รับโหลด) และเมื่อนำผลการทดลองไปประเมินตามวัตถุประสงค์ที่ตั้งไว้พบว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. เปอร์เซนต์โวลท์เตจเรคกูเลชั่นอยู่ในช่วง 0 ถึง 0.23% (จากขณะที่ไม่มีโหลดถึงค่าโหลดประมาณ 4 แอมป์)

2. วงจรสามเฟสฮาล์ฟคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการจ่ายกำลังไฟฟ้าให้แก่ขดลวดสนามกระตุ้น สามารถจ่ายกระแสสูงสุด 12 แอมป์

3. วงจรรับรู้แรงดันอาร์เมเจอร์จากสามเฟส โดยเฉลี่ยเป็นค่าแรงดันไฟตรงที่เหมาะสมเป็นผลดีพอสมควร ในกรณีที่เกิดเฟสไม่สมดุลย์ก็จะทำให้เกิดแรงดันไฟตรงอยู่ในช่วงที่ยอมรับได้

4. เป็นการรักษาระดับแรงดันให้คงที่ โดยใช้ค่าแรงดันที่เกิดจากฟลั๊กซ์ที่ยังหลงเหลืออยู่ที่ขดลวดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า เป็นตัวสร้างแรงดันให้มีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ จนถึงค่าแรงดัน 220 โวลท์ โดยมิได้ใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจากภายนอก

5. สามารถเลือกใช้งานได้กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบ ซิงโครนัสสามเฟสพิกัดแรงดันไฟฟ้า 380 โวลท์หรือ 220 โวลท์ก็ได้โดยการสลับการต่อหม้อแปลงเซนซิ่ง (Sensing) ด้านอินพุท

6. แสดงค่าความถี่ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าทางหน้าปัดเป็นหน่วยเฮิทซ์ และวงจรป้องกันความถี่สูงหรือต่ำเกินไปจะอยู่ในย่าน 48-52 เฮิทซ์

ปัญหาที่เกิดขึ้นในการสร้างวงจรควบคุมแรงดันให้คงที่ก็คือ ปัญหาในการตอบสนองต่อการรักษาระดับแรงดันให้คงที่ซึ่งยังไม่ไวเท่าที่ควร ซึ่งยังไม่ได้นำไปทดสอบกับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าชนิดที่มีเครื่องยนต์เป็นตัวขับ เพื่อที่จะทราบประสิทธิภาพของวงจร เมื่อเกิดการสวิงของเครื่องยนต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูล MC3425

MOTOROLA

MC3425

POWER SUPPLY SUPERVISORY/OVER-UNDER-VOLTAGE PROTECTION CIRCUIT

The MC3425 is a power supply supervisory circuit containing all the necessary functions required to monitor over- and under-voltage fault conditions. These integrated circuits contain dedicated over- and under-voltage sensing channels with independently programmable time delays. The over-voltage channel has a high current Drive Output for use in conjunction with an external SCR "Crowbar" for shutdown. The under-voltage channel input comparator has hysteresis which is externally programmable, and an open-collector output for fault indication.

- Dedicated Over- And Under-Voltage Sensing
- Programmable Hysteresis Of Under-Voltage Comparator
- Internal 2.5 V Reference
- 300 mA Over-Voltage Drive Output
- 30 mA Under-Voltage Indicator Output
- Programmable Time Delays
- 4.5 V to 40 V Operation

POWER SUPPLY SUPERVISORY/ OVER-UNDER-VOLTAGE PROTECTION CIRCUIT

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT

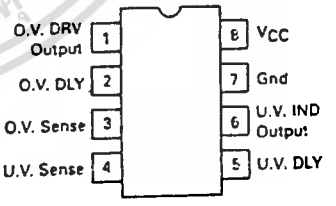
P1 SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 626-05

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	40	Vdc
Comparator Input Voltage Range (Note 1)	V_{IR}	−0.3 to +40	Vdc
Drive Output Short-Circuit Current	$I_{OS(DRV)}$	Internally Limited	mA
Indicator Output Voltage	V_{IND}	0 to 40	Vdc
Indicator Output Sink Current	I_{IND}	30	mA
Power Dissipation and Thermal Characteristics Maximum Power Dissipation @ T_A = 70°C Thermal Resistance Junction to Air	P_D $R_{\theta JA}$	 1000 80	 mW °C/W
Operating Junction Temperature	T_J	+150	°C
Operating Ambient Temperature Range	T_A	0 to +70	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	−55 to +150	°C

NOTE. (1) The input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 300 mV or positive by more than 40 V, independent of V_{CC}, without device destruction.

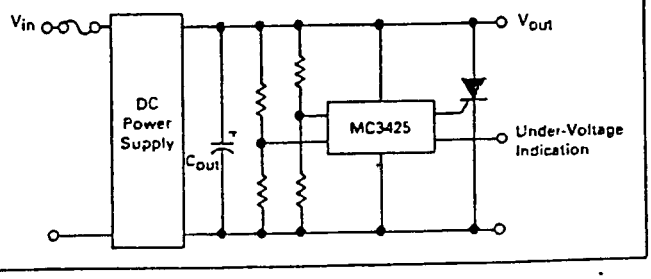
PIN CONNECTIONS



(Top View)

TYPICAL APPLICATION

Over-Voltage Crowbar Protection, Under-Voltage Indication



ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
MC3425P1	0 to +70°C	Plastic DIP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC3425

CIRCUIT DESCRIPTION

The MC3425 is a power supply supervisory circuit containing all the necessary functions required to monitor over- and under-voltage fault conditions. The block diagram is shown below in Figure 15. The Over-Voltage (O.V.) and Under-Voltage (U.V.) Input Comparators are both referenced to an internal 2.5 V regulator. The U.V. Input Comparator has a feedback activated 12.5 μA current sink (I_H) which is used for programming the input hysteresis voltage (V_H). The source resistance feeding this input (R_H) determines the amount of hysteresis voltage by $V_H = I_H R_H = 12.5 \times 10^{-6} R_H$.

Separate Delay pins (O.V. DLY, U.V. DLY) are provided for each channel to independently delay the Drive and Indicator outputs, thus providing greater input noise immunity. The two Delay pins are essentially the outputs of the respective input comparators, and provide a constant current source, $I_{DLY(source)}$, of typically 200 μA when the non-inverting input voltage is greater than the inverting input level. A capacitor connected from these Delay pins to ground, will establish a predictable delay time (t_{DLY}) for the Drive and Indicator outputs. The Delay pins are internally connected to the non-inverting inputs of the O.V. and U.V. Output Comparators, which are referenced to the internal 2.5 V regulator. Therefore, delay time (t_{DLY}) is based on the constant current source, $I_{DLY(source)}$, charging the external delay capacitor (C_{DLY}) to 2.5 volts.

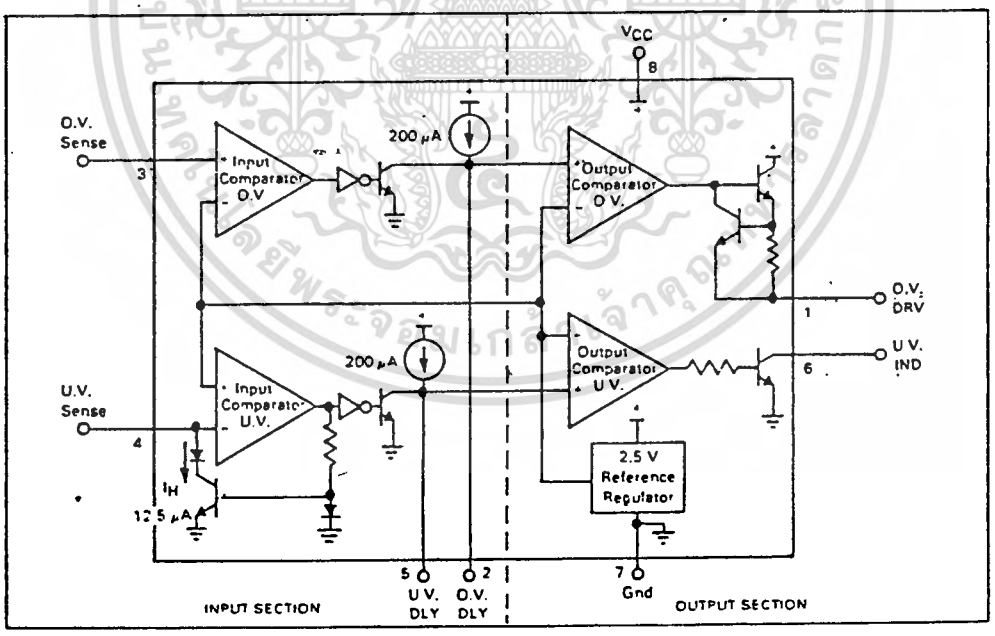
$$t_{DLY} = \frac{V_{ref}\, C_{DLY}}{I_{DLY(source)}} = \frac{2.5\, C_{DLY}}{200\ \mu A} = 12500\, C_{DLY}$$

Figure 5 provides C_{DLY} values for a wide range of time delays. The Delay pins are pulled low when the respective input comparator's non-inverting input is less than the inverting input. The sink current, $I_{DLY(sink)}$, capability of the Delay pins is $\geq$ 1.8 mA and is much greater than the typical 200 μA source current, thus enabling a relatively fast delay capacitor discharge time.

The Over-Voltage Drive Output is a current-limited emitter-follower capable of sourcing 300 mA at a turn-on slew rate of 2.0 A/μs, ideal for driving "Crowbar" SCR's. The Under-Voltage Indicator Output is an open-collector, NPN transistor, capable of sinking 30 mA to provide sufficient drive for LED's, small relays or shut-down circuitry. These current capabilities apply to both channels operating simultaneously, providing device power dissipation limits are not exceeded.

The MC3425 has an internal 2.5 V bandgap reference regulator with an accuracy of $\pm$ 4.0% for the basic devices and $\pm$ 1.0% for the A-suffix device types at 25°C. The reference has a typical temperature coefficient of 30 ppm/°C for A-suffix devices.

FIGURE 15 — BLOCK DIAGRAM



Note: All voltages and currents are nominal.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC3425

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($4.5\ V \le V_{CC} \le 40\ V$; $T_A = T_{low}$ to T_{high} [see Note 2] unless otherwise specified.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
REFERENCE SECTION					
Sense Trip Voltage (Reference Voltage) V_{CC} = 15 V T_A = 25°C T_{low} to T_{high} (Note 2)	V_{Sense}	 2.4 2.33	 2.5 2.5	 2.6 2.63	Vdc
Line Regulation of V_{Sense} $4.5\ V \le V_{CC} \le 40\ V$; T_J = 25°C	Regline	—	7.0	15	mV
Power Supply Voltage Operating Range	V_{CC}	4.5	—	40	Vdc
Power Supply Current V_{CC} = 40 V; T_A = 25°C; No Output Loads O.V. Sense (Pin 3) = 0 V; U.V. Sense (Pin 4) = V_{CC}	$I_{CC(off)}$	—	8.5	10	mA
O.V. Sense (Pin 3) = V_{CC}; U.V. Sense (Pin 4) = 0 V	$I_{CC(on)}$	—	16.5	19	mA
INPUT SECTION					
Input Bias Current, O.V. and U.V. Sense	I_{IB}	—	1.0	2.0	μA
Hysteresis Activation Voltage, U.V. Sense V_{CC} = 15 V; T_A = 25°C; I_H = 10% I_H = 90%	$V_{H(act)}$	 — —	 0.6 0.8	 — —	V
Hysteresis Current, U.V. Sense V_{CC} = 15 V; T_A = 25°C; U.V. Sense (Pin 4) = 2.5 V	I_H	9.0	12.5	16	μA
Delay Pin Voltage (I_{DLY} = 0 mA) Low State High State	 $V_{OL(DLY)}$ $V_{OH(DLY)}$	 — $V_{CC}-0.5$	 0.2 $V_{CC}-0.15$	 0.5 —	V
Delay Pin Source Current V_{CC} = 15 V; V_{DLY} = 0 V	$I_{DLY(source)}$	140	200	260	μA
Delay Pin Sink Current V_{CC} = 15 V; V_{DLY} = 2.5 V	$I_{DLY(sink)}$	1.8	3.0	—	mA
OUTPUT SECTION					
Drive Output Peak Current (T_A = 25°C)	$I_{DRV(peak)}$	200	300	—	mA
Drive Output Voltage I_{DRV} = 100 mA; T_A = 25°C	$V_{OH(DRV)}$	$V_{CC}-2.5$	$V_{CC}-2.0$	—	V
Drive Output Leakage Current V_{DRV} = 0 V	$I_{DRV(leak)}$	—	15	200	nA
Drive Output Current Slew Rate (T_A = 25°C)	di/dt	—	2.0	—	A/μs
Drive Output V_{CC} Transient Rejection V_{CC} = 0 V to 15 V at dV/dt = 200 V/μs; O.V. Sense (Pin 3) = 0 V; T_A = 25°C	$I_{DRV(trans)}$	—	1.0	—	mA (Peak)
Indicator Output Saturation Voltage I_{IND} = 30 mA; T_A = 25°C	$V_{IND(sat)}$	—	560	800	mV
Indicator Output Leakage Current $V_{OH(IND)}$ = 40 V	$I_{IND(leak)}$	—	25	200	nA
Output Comparator Threshold Voltage (Note 3)	$V_{th(OC)}$	2.33	2.5	2.63	V
Propagation Delay Time (V_{CC} = 15 V; T_A = 25°C) Input to Drive Output or Indicator Output 100 mV Overdrive, C_{DLY} = 0 μF	$t_{PLH(IN-OUT)}$	—	1.7	—	μs
Input to Delay 2.5 V Overdrive (0 V to 5.0 V Step)	$t_{PLH(IN-DLY)}$	—	700	—	ns

NOTES:
(2) T_{low} = 0°C T_{high} = +70°C
(3) The $V_{th(OC)}$ limits are approximately the V_{Sense} limits over the applicable temperature range.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 1 — HYSTERESIS CURRENT versus HYSTERESIS ACTIVATION VOLTAGE

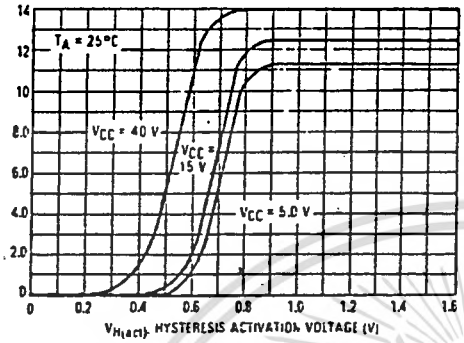


FIGURE 2 — HYSTERESIS ACTIVATION VOLTAGE versus TEMPERATURE

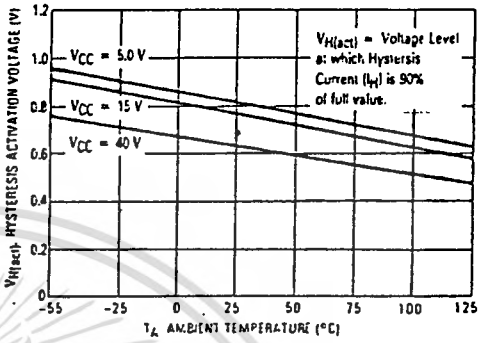


FIGURE 3 — HYSTERESIS CURRENT versus TEMPERATURE

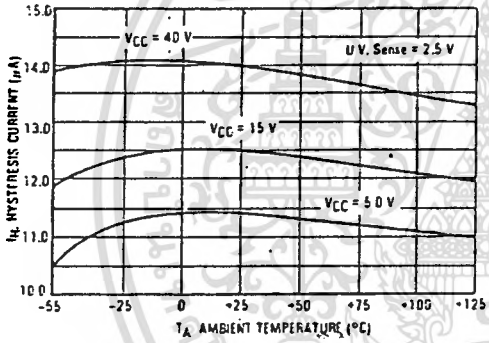


FIGURE 4 — SENSE TRIP VOLTAGE CHANGE versus TEMPERATURE

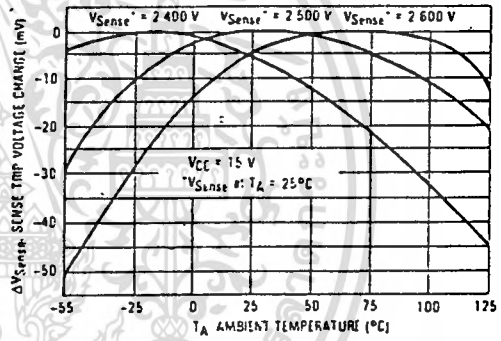


FIGURE 5 — OUTPUT DELAY TIME versus DELAY CAPACITANCE

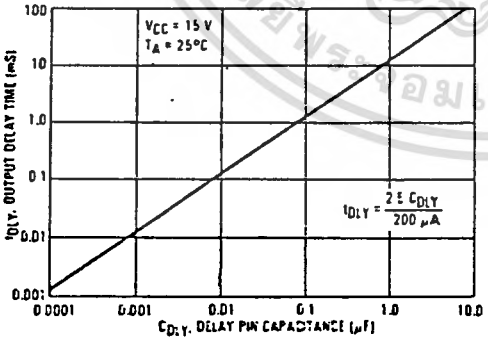
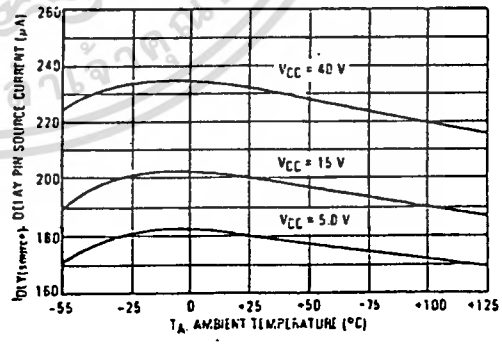


FIGURE 6 — DELAY PIN SOURCE CURRENT versus TEMPERATURE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 7 — DRIVE OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus OUTPUT PEAK CURRENT

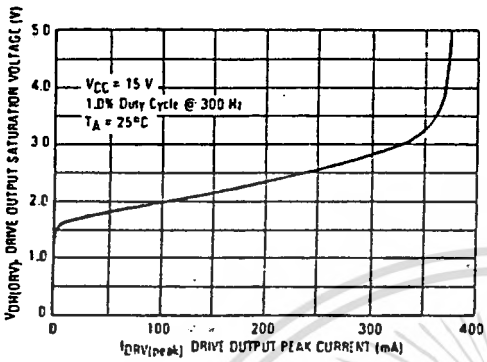


FIGURE 8 — INDICATOR OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus OUTPUT SINK CURRENT

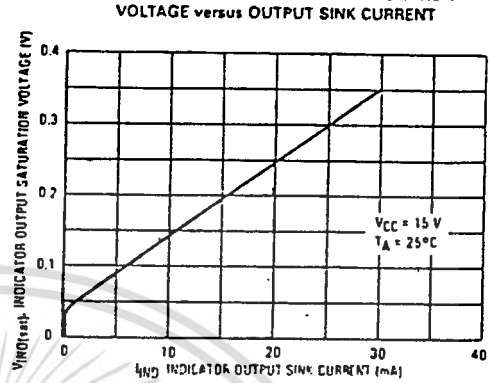


FIGURE 9 — DRIVE OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus TEMPERATURE

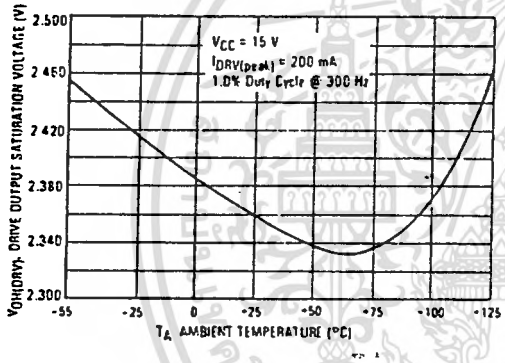
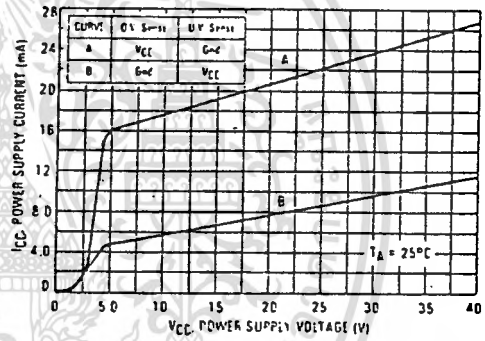


FIGURE 10 — POWER SUPPLY CURRENT versus VOLTAGE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูล LM2907

National Semiconductor

Industrial Blocks

LM2907, LM2917 Frequency to Voltage Converter

General Description

The LM2907, LM2917 series are monolithic frequency to voltage converters with a high gain op amp/comparator designed to operate a relay, lamp, or other load when the input frequency reaches or exceeds a selected rate. The tachometer uses a charge pump technique and offers frequency doubling for low ripple, full input protection in two versions (LM2907-8, LM2917-8) and its output swings to ground for a zero frequency input.

Advantages

- Output swings to ground for zero frequency input
- Easy to use; $V_{OUT} = f_{IN} \times V_{CC} \times R1 \times C1$
- Only one RC network provides frequency doubling
- Zener regulator on chip allows accurate and stable frequency to voltage or current conversion. (LM2917)

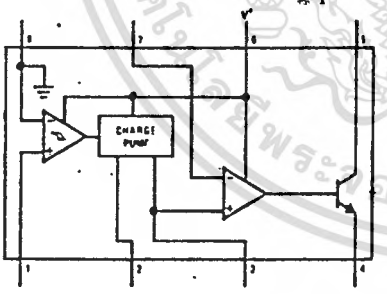
Features

- Ground referenced tachometer input interfaces directly with variable reluctance magnetic pickups
- Op amp/comparator has floating transistor output
- 50 mA sink or source to operate relays, solenoids, meters, or LEDs
- Frequency doubling for low ripple
- Tachometer has built-in hysteresis with either differential input or ground referenced input
- Built-in zener on LM2917
- ±0.3% linearity typical
- Ground referenced tachometer is fully protected from damage due to swings above V_{CC} and below ground

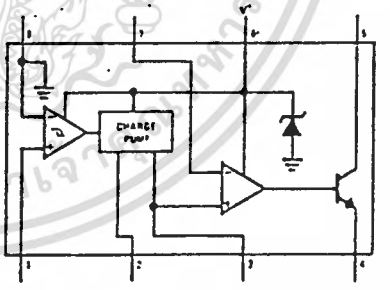
Applications

- Over/under speed sensing
- Frequency to voltage conversion (tachometer)
- Speedometers
- Breaker point dwell meters
- Hand-held tachometer
- Speed governors
- Cruise control
- Automotive door lock control
- Clutch control
- Horn control
- Touch or sound switches

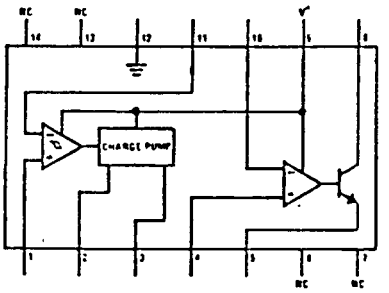
Block and Connection Diagrams Dual-In-Line Packages, Top Views



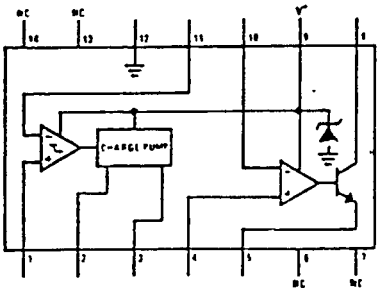
Order Number LM2907N-8
See NS Package N08B



Order Number LM2917N-8
See NS Package N08B



Order Number LM2907J
See NS Package J14A
Order Number LM2907N
See NS Package N14A



Order Number LM2917J
See NS Package J14A
Order Number LM2917N
See NS Package N14A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

Supply Voltage	28V
Supply Current (Zener Options)	25 mA
Collector Voltage	28V
Differential Input Voltage	
Tachometer	28V
Op Amp/Comparator	28V

Input Voltage Range	
Tachometer LM2907-8, LM2917-8	±28V
LM2907, LM2917	0.0V to +28V
Op Amp/Comparator	0.0V to +28V
Power Dissipation	500 mW
Operating Temperature Range	−40°C to +85°C
Storage Temperature Range	−65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Electrical Characteristics V_{CC} = 12 V_{DC}, T_A = 25°C, see test circuit

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
TACHOMETER					
Input Thresholds	V_{IN} = 250 mVp-p @ 1 kHz (Note 2)	±10	±15	±40	mV
Hysteresis	V_{IN} = 250 mVp-p @ 1 kHz (Note 2)		30		mV
Offset Voltage	V_{IN} = 250 mVp-p @ 1 kHz (Note 2)				
LM2907/LM2917			3.5	10	mV
LM2907-8/LM2917-8			5	15	mV
Input Bias Current	V_{IN} = ±50 mV_{DC}		0.1	1	μA
V_{OH} Pin 2	V_{IN} = +125 mV_{DC} (Note 3)		6.3		V
V_{OL}	V_{IN} = −125 mV_{DC} (Note 3)		2.3		V
Output Current; I_2, I_3	V2 = V3 = 6.0V (Note 4)	140	180	240	μA
Leakage Current; I_3	I2 = 0, V3 = 0			0.1	μA
Gain Constant, K	(Note 3)	0.9	1.0	1.1	
Linearity	f_{IN} = 1 kHz, 5 kHz, 10 kHz, (Note 5)	−1.0	0.3	+1.0	%
OP/AMP COMPARATOR					
V_{OS}	V_{IN} = 6.0V		3	10	mV
I_{BIAS}	V_{IN} = 6.0V		50	500	nA
Input Common-Mode Voltage		0		V_{CC}−1.5V	V
Voltage Gain			200		V/mV
Output Sink Current	V_C = 1.0	40	50		mA
Output Source Current	V_E = V_{CC} − 2.0		10		mA
Saturation Voltage	I_{SINK} = 5 mA		0.1	0.5	V
	I_{SINK} = 20 mA			1.0	V
	I_{SINK} = 50 mA		1.0	1.5	V
ZENER REGULATOR					
Regulator Voltage	R_{DROP} = 470Ω		7.56		V
Series Resistance			10.5	15	Ω
Temperature Stability			+1		mV/°C
TOTAL SUPPLY CURRENT			3.8	6	mA

Note 1: For operation in ambient temperatures above 25°C, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 175°C/W junction to ambient for package 22 and 16 or a thermal resistance of 187°C/W junction to ambient for package 20.

Note 2: Hysteresis is the sum $+V_{TH}-(-V_{TH})$, offset voltage is their difference. See test circuit.

Note 3: V_{OH} is equal to 3/4 x V_{CC} − 1 V_{BE}, V_{OL} is equal to 1/4 x V_{CC} − 1 V_{BE} therefore $V_{OH} - V_{OL} = V_{CC}/2$. The difference, $V_{OH} - V_{OL}$, and the mirror gain, I_2/I_3, are the two factors that cause the tachometer gain constant to vary from 1.0.

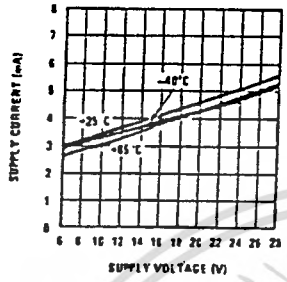
Note 4: Be sure when choosing the time constant R1 x C1 that R1 is such that the maximum anticipated output voltage at pin 3 can be reached with I_3 x R1. The maximum value for R1 is limited by the output resistance of pin 3 which is greater than 10 MΩ typically.

Note 5: Nonlinearity is defined as the deviation of V_{out} (@ pin 3) for f_{IN} = 5 kHz from a straight line defined by the V_{OUT} @ 1 kHz and V_{OUT} @ 10 kHz. C1 = 1000 pF, R1 = 68k and C2 = 0.22 mFd.

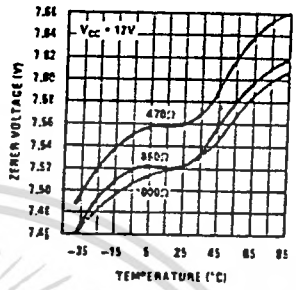
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

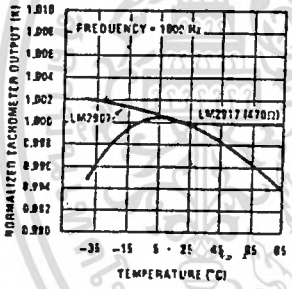
Total Supply Current



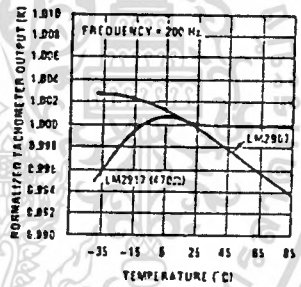
Zener Voltage vs Temperature



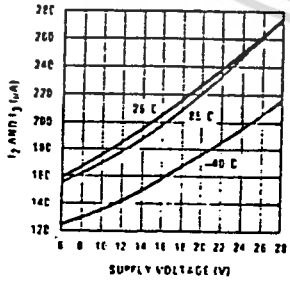
Normalized Tachometer Output vs Temperature



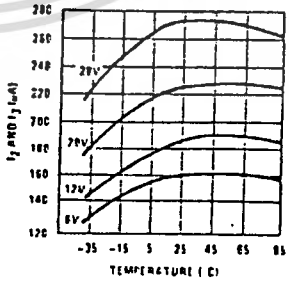
Normalized Tachometer Output vs Temperature



Tachometer Currents I_2 and I_3 vs Supply Voltage



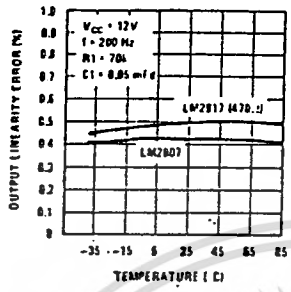
Tachometer Currents I_2 and I_3 vs Temperature



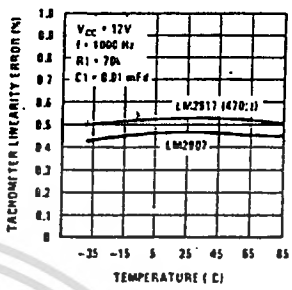
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)

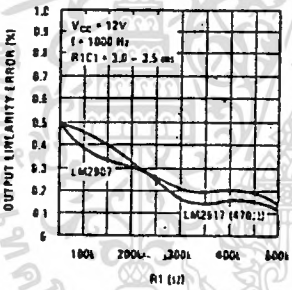
Tachometer Linearity vs Temperature



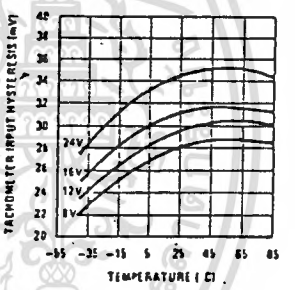
Tachometer Linearity vs Temperature



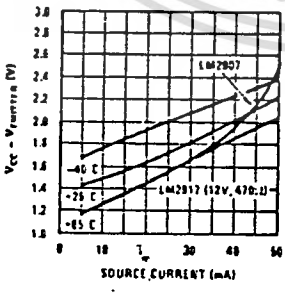
Tachometer Linearity vs R1



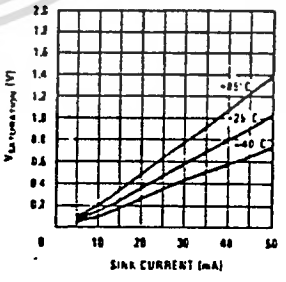
Tachometer Input Hysteresis vs Temperature



Op Amp Output Transistor Characteristics



Op Amp Output Transistor Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

General Description (Continued)

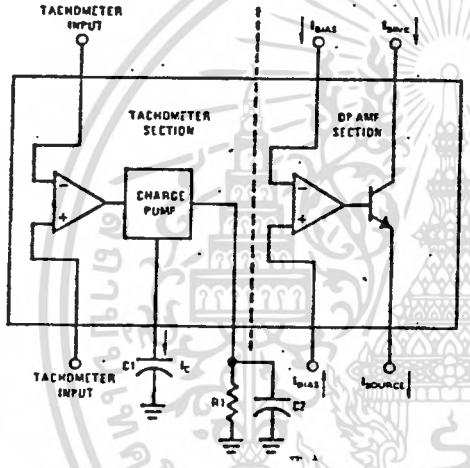
The op amp/comparator is fully compatible with the tachometer and has a floating transistor as its output. This feature allows either a ground or supply referred load of up to 50 mA. The collector may be taken above V_{CC} up to a maximum V_{CE} of 28V.

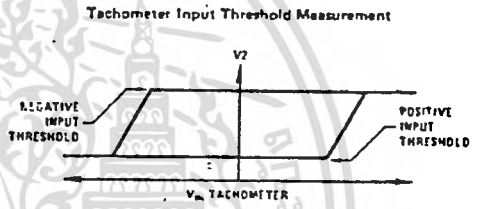
The two basic configurations offered include an 8-pin device with a *ground referenced tachometer* input and an internal connection between the tachometer output and the op amp non-inverting input. This version is well suited for single speed or frequency switching or fully buffered frequency to voltage conversion applications.

The more versatile configurations provide differential tachometer input and uncommitted op amp inputs. With this version the tachometer input may be floated and the op amp becomes suitable for active filter conditioning of the tachometer output.

Both of these configurations are available with an active shunt regulator connected across the power leads. The regulator clamps the supply such that stable frequency to voltage and frequency to current operations are possible with any supply voltage and a suitable resistor.

Test Circuit and Waveform





Applications Information

The LM2907 series of tachometer circuits is designed for minimum external part count applications and maximum versatility. In order to fully exploit its features and advantages let's examine its theory of operation. The first stage of operation is a differential amplifier driving a positive feedback flip-flop circuit. The input threshold voltage is the amount of differential input voltage at which the output of this stage changes state. Two options (LM2907-8, LM2917-8) have one input internally grounded so that an input signal must swing above and below ground and exceed the input thresholds to produce an output. This is offered specifically for magnetic variable reluctance pickups which typically provide a single-ended ac output. This single input is also fully protected against voltage swings to ±28V, which are easily attained with these types of pickups.

The differential input options (LM2907, LM2917) give the user the option of setting his own input switching level and still have the hysteresis around that level for excellent noise rejection in any application. Of course in order to allow the inputs to attain common-mode voltages above ground, input protection is removed and neither input should be taken outside the limits of the supply voltage being used. It is very important that an input not go below ground without some resistance in its lead to limit the current that will then flow in the epi-substrate diode.

Following the input stage is the charge pump where the input frequency is converted to a dc voltage. To do this requires one timing capacitor, one output resistor, and an integrating or filter capacitor. When the input stage changes state (due to a suitable zero crossing or differential voltage on the input) the timing capacitor is either charged or discharged linearly between two voltages whose difference is $V_{CC}/2$. Then in one half cycle of the input frequency or a time equal to $1/2\ f_{IN}$ the change in charge on the timing capacitor is equal to $V_{CC}/2 \times C1$. The average amount of current pumped into or out of the capacitor then is:

$$\frac{\Delta Q}{T} = i_{(AVG)} = C1 \times \frac{V_{CC}}{2} \times (2f_{IN}) = V_{CC} \times f_{IN} \times C1$$

The output circuit mirrors this current very accurately into the load resistor R1, connected to ground, such that if the pulses of current are integrated with a filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Applications Information (Continued)

capacitor, then, $V_o = i_c \times R1$, and the total conversion equation becomes:

$V_O = V_{CC} \times f_{IN} \times C1 \times R1 \times K$

Where K is the gain constant—typically 1.0.

The size of C2 is dependent only on the amount of ripple voltage allowable and the required response time.

CHOOSING R1 AND C1

There are some limitations on the choice of R1 and C1 which should be considered for optimum performance. The timing capacitor also provides internal compensation for the charge pump and should be kept larger than 100 pF for very accurate operation. Smaller values can cause an error current on R1, especially at low temperatures. Several considerations must be met when choosing R1. The output current at pin 3 is internally fixed and therefore $V_o/R1$ must be less than or equal to this value. If R1 is too large, it can become a significant fraction of the output impedance at pin 3 which degrades linearity. Also output ripple voltage must be considered and the size of C2 is affected by R1. An expression that describes the ripple content on pin 3 for a single R1C2 combination is:

$$V_{RIPPLE} = \frac{V_{CC}}{2} \times \frac{C1}{C2} \times \left(1 - \frac{V_{CC} \times f_{IN} \times C1}{I_2}\right) \text{pk-pk}$$

It appears R1 can be chosen independent of ripple, however response time, or the time it takes V_{OUT} to stabilize at a new voltage increases as the size of C2 increases so a compromise between ripple, response time, and linearity must be chosen carefully.

As a final consideration, the maximum attainable input frequency is determined by V_{CC}, C1 and I_2:

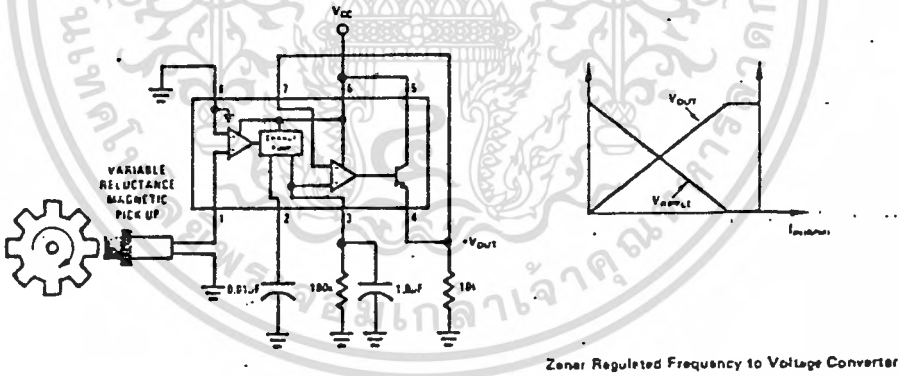
$$f_{MAX} = \frac{I_2}{C1 \times V_{CC}}$$

USING ZENER REGULATED OPTIONS (LM2917)

For those applications where an output voltage or current must be obtained independent of supply voltage variations, the LM2917 is offered. The most important consideration in choosing a dropping resistor from the unregulated supply to the device is that the tachometer and op amp circuitry alone require about 3 mA at the voltage level provided by the zener. At low supply voltages there must be some current flowing in the resistor above the 3 mA circuit current to operate the regulator. As an example, if the raw supply varies from 9 to 16V, a resistance of 470Ω will minimize the zener voltage variation to 160 mV. If the resistance goes under 400Ω or over 600Ω the zener variation quickly rises above 200 mV for the same input variation.

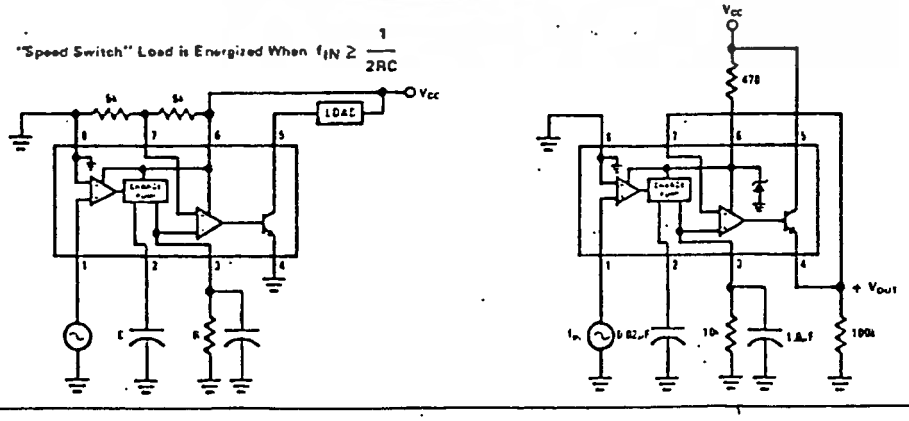
Typical Applications

Minimum Component Tachometer



Zener Regulated Frequency to Voltage Converter

"Speed Switch" Load is Energized When $f_{IN} \geq \frac{1}{2RC}$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Raytheon

Timer RC555

Features

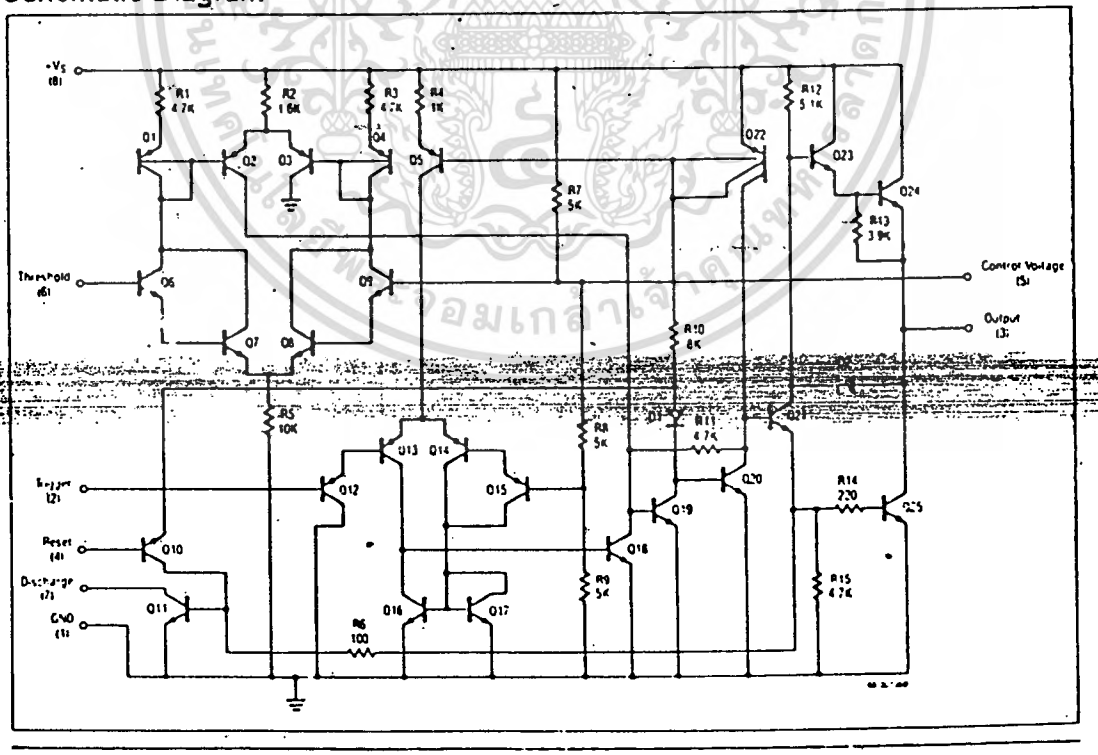
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes
- Adjustable duty cycle
- Output drives TTL
- High current output can source or sink 200mA
- Temperature stability of 0.005%/°C
- Normally on and normally off output

Description

The RC/RM555 monolithic timing circuit is a highly stable controller capable of producing accurate time delays or oscillation. In the time delay mode, delay time is precisely controlled by only two external parts: a resistor and a capacitor. For operation as an oscillator, both the free running frequency and the duty cycle are accurately controlled by two external resistors and a capacitor.

Terminals are provided for triggering and resetting. The circuit will trigger and reset on falling waveforms. The output can source or sink up to 200mA or drive TTL circuits.

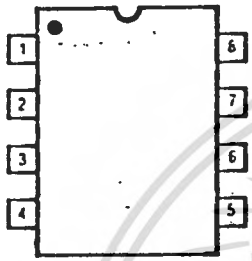
Schematic Diagram



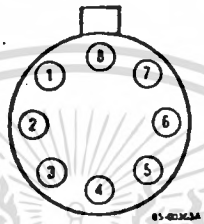
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

Connection Information

8-Lead
Dual In-Line Package
(Top View)



8-Lead
TO-99 Metal Can
(Top View)

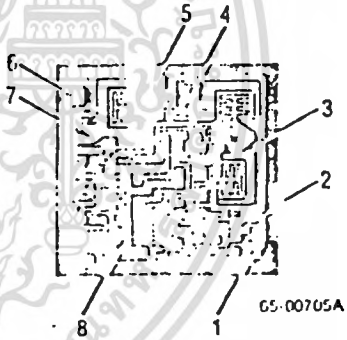


Pin	Function
1	Ground
2	Trigger
3	Output
4	Reset
5	Control Voltage
6	Threshold
7	Discharge
8	$+V_S$

Thermal Characteristics

	8-Lead Plastic DIP	8-Lead Ceramic DIP	8-Lead TO-99 Metal Can
Max. Junction Temp.	125°C	175°C	175°C
Max. P_D T_A < 50°C	468mW	833mW	658mW
Therm. Res. θ_{JC}	—	45°C/W	50°C/W
Therm. Res. θ_{JA}	160°C/W	150°C/W	190°C/W
For T_A > 50°C Derate at	6.25mW per °C	8.33mW per °C	5.26mW per °C

Mask Pattern



Die Size: 56 x 53 mils
Min. Pad Dimensions: 4 x 4 mils

Ordering Information

Part Number	Package	Operating Temperature Range
RC555DE	Ceramic	0°C to +70°C
RC555NB	Plastic	0°C to +70°C
RC555T	TO-99	0°C to +70°C
RV555NB	Plastic	-40°C to +85°C
RM555DE	Ceramic	-55°C to +125°C
RM555DE/883B*	Ceramic	-55°C to +125°C
RM555T	TO-99	-55°C to +125°C
RM555T/883B*	TO-99	-55°C to +125°C

*MIL-STD-883, Level B Processing

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage ..... +18V
Storage Temperature
Range ..... -65°C to +150°C
Operating Temperature Range
RC555 ..... 0°C to +70°C
RV555 ..... -40°C to +85°C
RM555 ..... -55°C to +125°C
Lead Soldering Temperature
(60 Sec) ..... +300°C

The information contained in this data sheet has been carefully compiled, however, it shall not by implication or otherwise become part of the terms and conditions of any subsequent sale. Raytheon's liability shall be determined solely by its standard terms and conditions of sale. No representation as to application or use or that the circuits are either licensed or free from patent infringement is intended or implied. Raytheon reserves the right to change the circuitry and other data at any time without notice and assumes no liability for inadvertent errors.

Timer

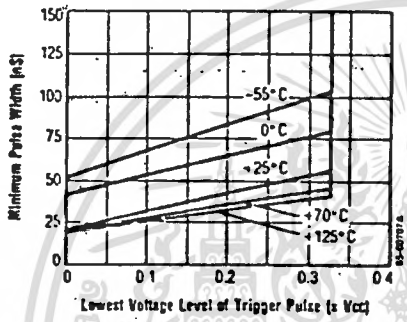
Electrical Characteristics (V_S = +5V to +15V and T_A = +25°C unless otherwise noted)

Parameters	Test Conditions	RM555			RV/RC555			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Supply Voltage		4.5		18	4.5		16	V
Supply Current[1]	V_S = +5V, R_L = ∞		3.0	5.0		4.0	6.0	mA
	V_S = +15V, R_L = ∞ Low State		10	12		10	15	
Timing Error[2] Initial Accuracy	R_A, R_B = 1kΩ to 100kΩ C = 0.1μF		0.5	2.0		1.0		%
V_S Temperature			30	100		50		ppm/°C
V_S Supply Voltage			0.05	0.2		0.1		%/V
Threshold Voltage			2/3			2/3		x V_S
Trigger Voltage	V_S = +15V	4.8	5.0	5.2		5.0		V
	V_S = +5V	1.45	1.67	1.9		1.67		
Trigger Current			0.5			0.5		μA
Reset Voltage		0.4	0.7	1.0	0.4	0.7	1.0	V
Reset Current			0.1			0.1		mA
Threshold Current[3]			0.1	0.25		0.1	0.25	μA
Control Voltage Level	V_S = +15V	9.6	10	10.4	9.0	10	11	V
	V_S = +5V	2.9	3.33	3.8	2.6	3.33	4.0	
Output Voltage Drop (Low)	V_S = +15V, I_{SINK} = 10mA		0.1	0.15		0.1	0.25	V
	I_{SINK} = 50mA		0.4	0.5		0.4	0.75	
	I_{SINK} = 100mA		2.0	2.2		2.0	2.5	
	I_{SINK} = 200mA		2.5			2.5		
	V_S = +5V, I_{SINK} = 8mA		0.1	0.25				
	I_{SINK} = 5mA					0.25	0.35	
Output Voltage Drop (High)	I_{SOURCE} = 200mA V_S = +15V		12.5			12.5		V
	I_{SOURCE} = 100mA V_S = +15V	13	13.3		12.75	13.3		
	V_S = +5V	3.0	3.3		2.75	3.3		
Rise Time of Output			100			100		nS
Fall Time of Output			100			100		nS

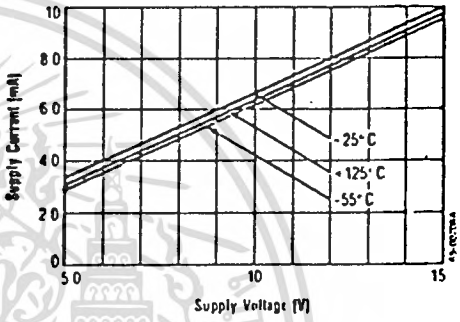
Notes: 1. Supply current when output high typically 1mA less.
2. Tested at V_S = +5V and V_S = +15V.
3. This will determine the maximum value of R_A + R_B. For +15V operation, the maximum total R = 20MΩ.

Typical Performance Characteristics

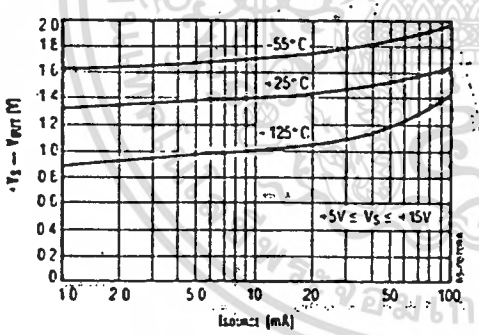
Minimum Pulse Width Required for Triggering



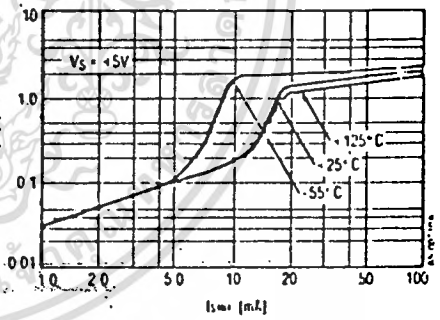
Supply Current vs. Supply Voltage



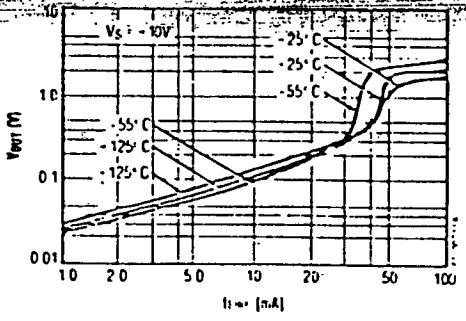
High Output Voltage vs. Output Source Current



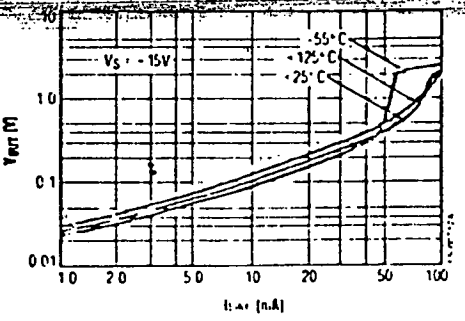
Low Output Voltage vs. Output Sink Current



Low Output Voltage vs. Output Sink Current

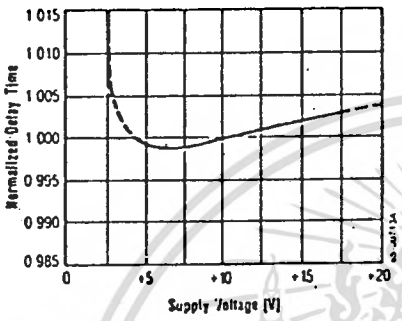


Low Output Voltage vs. Output Sink Current

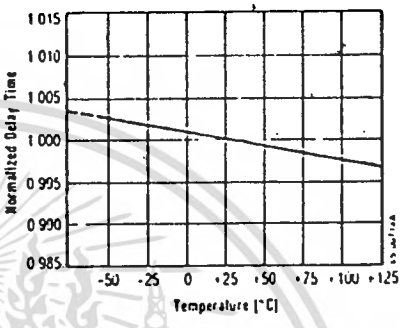


Typical Performance Characteristics (Continued)

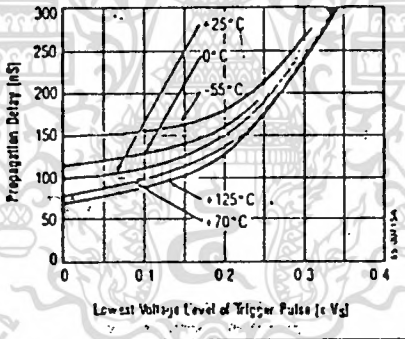
Delay Time vs. Supply Voltage



Delay Time vs. Temperature



Propagation Delay vs. Voltage Level of Trigger Pulse



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications

Missing Pulse Detector

With the RC/RM555 connected as shown, the timing cycle will be continuously reset by the input pulse train. A change in frequency, or a missing pulse, allows the timing cycle to go to completion and change the output level. For proper operation the time delay should be set slightly longer than the normal time between pulses.

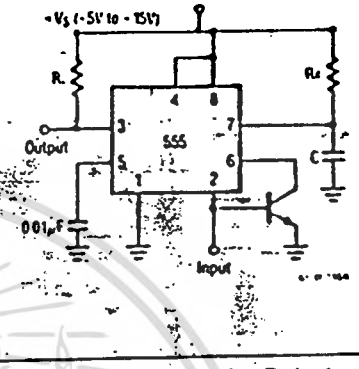
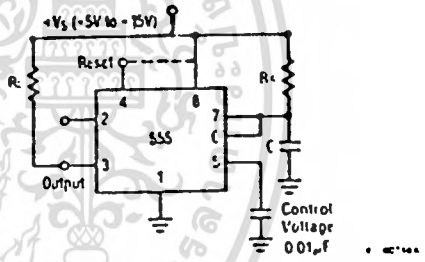


Figure 1. Missing Pulse Detector

Monostable Operation

In this mode, the timer functions as a one-shot. The external capacitor is initially held discharged by a transistor internal to the timer. Applying a negative trigger pulse to Pin 2 sets the flip-flop, driving the output high and releasing the short-circuit across the external capacitor. The voltage across the capacitor increases with time constant $\tau = R_A C$ to 2/3 V_S, where the comparator resets the flip-flop and discharges the external capacitor. The output is now in the low state.

Circuit triggering takes place when the negative-going trigger pulse reaches 1/3 V_S and the circuit stays in the output high state until the set time elapses. The time the output remains in the high state is $1.1R_AC$ and can be determined by the graph. A negative pulse applied to Pin 4 (reset) during the timing cycle will discharge the external capacitor and start the cycle over again beginning on the positive-going edge of the reset pulse. If reset function is not used, Pin 4 should be connected to V_S to avoid false resetting.



Time Delay vs. R_A, R_B and C

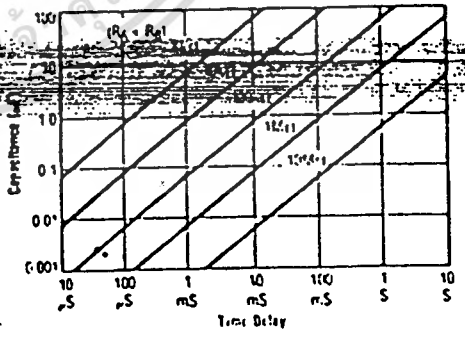


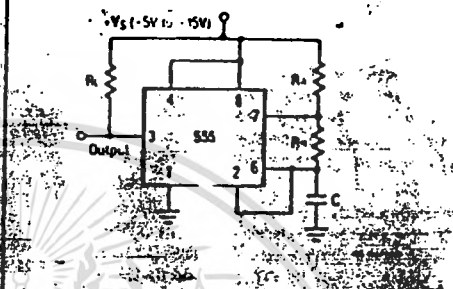
Figure 2. Monostable Operation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

Free Running Operation (Astable)

With the circuit connected as shown, it will trigger itself and free run as a multivibrator. The external capacitor charges through R_A and R_B and discharges through R_B only. Thus the duty cycle is set by the ratio of these two resistors, and the capacitor charges and discharges between 1/3 V_S and 2/3 V_S. Charge and discharge times, and therefore frequency, are independent of supply voltage. The free running frequency versus R_A, R_B and C is shown in the graph.



Free Running Frequency vs. R_A, R_B and C

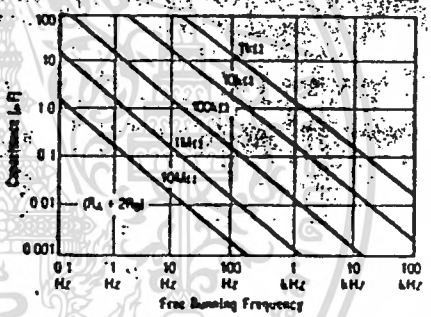


Figure 3. Free Running Operation

Thyristors
Phase Control Type
25-80 Amps RMS

International
IOR Rectifier

Part Number	V_{RRM} V_{DRM} (V)	$I_{T(RMS)}$ (A)	$I_{T(AV)}$ @ T_C (A)	(T_C) (°C)	I_{TSM} (1) 50 Hz (A)	I_{TSM} (1) 60 Hz (A)	V_{GT} (2) (V)	I_{GT} (2) (mA)	V_{TM} (3) (V)	dv/dt (4) (V/μs)	R_{thJC} DC (°C/W)	Case Outline Number (11)	Notes	Case Style
10RIA10	100	25	10	85	190	200	2.0	60	1.75	300	1.85	T1	(5) (6)	TO-208AA (TO-48)
10RIA20	200													
10RIA40	400													
10RIA60	600													
10RIA80	800													
10RIA100	1000													
10RIA120	1200													
2N681	25	25	16	65	145	150	2.0	40	2.00	250	1.50		(6)	
2N682	50													
2N683	100													
2N684	150													
2N685	200													
2N686	250													
2N687	300													
2N688	400													
2N689	500													
2N690	600													
2N691	700													
2N692	800													
16RIA10	100	35	16	85	285	300	2.0	60	1.75	300	1.15		(5) (6)	
16RIA20	200													
16RIA40	400													
16RIA60	600													
16RIA80	800													
16RIA100	1000													
16RIA120	1200			80	190	200			1.80					
16RIA140	1400			80	190	200			1.80					
16RIA160	1600													
2N5204	600	35	22	40	285	300	2.0	40	2.30	250	1.50		(6)	
2N5205	800													
2N5206	1000													
2N5207	1200													
22RIA10	100	35	22	85	335	355	2.0	60	1.70	300	0.86		(5) (6)	
22RIA20	200													
22RIA40	400													
22RIA60	600													
22RIA80	800													
22RIA100	1000													
22RIA120	1200			80	285	300			1.80					
22RIA140	1400			80	285	300			1.80					
22RIA160	1600													
25RIA10	100	40	25	85	350	370	2.0	60	1.70	300	0.75			
25RIA20	200													
25RIA40	400													
25RIA60	600													
25RIA80	800													
25RIA100	1000													
25RIA120	1200			80	335	355			1.80					
25RIA140	1400			80	335	355			1.80					
25RIA160	1600													
50RIA10	100	80	50	94	1200	1255	2.5	100	1.60	500	0.35	T3	(6) (7)	TO-208AC (TO-65)
50RIA20	200													
50RIA40	400													
50RIA60	600													
50RIA80	800													
50RIA100	1000													
50RIA120	1200				900	942								
50R1A140	1400				900	942								
50R1A160	1600													

(1) 100% V_{RRM} reapplied @ T_j = T_j max. 125°C.
(2) T_j = 25°C.
(3) π x $I_{T(AV)}$ @ T_J = 25°C.
(4) Exponential to 0.67 V_{DRM}; T_J = 125°C.
(5) Leaded version available, to specify add "1" to second digit in part number (e.g., 11RIA10, 17RIA10, 23RIA10), outline T2.
(6) Available with metric stud; to specify add "M" to the end of part number (e.g., 25RIA120M, 50RIA120M).
(7) Leaded version available, to specify add "1" to second digit in part number (e.g., 51RIA10), outline T4.
(8) Available with Faston, to specify add "1" to second digit in part number (e.g., 71RIA10).
(9) Flag terminal available, to specify add "2" to second digit in part number (e.g. 72RIA10), outline T7.
(10) dV/dt: exponential to 100% V_{DRM}; T_j = 125°C
(11) For case outline drawing see page 173.
(12) Available with eyelet terminal as 80RKI series.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช

International
IOR Rectifier

Rectifiers
Avalanche
6–70 Amps

Part Number	V_{RRM} (V)	$I_{F(AV)}$ @ T_C (A)	(T_C) (°C)	I_{FSM} (1) 50 Hz (A)	60 Hz (A)	V_{FM} @ π x $I_{F(AV)}$ (V)	R_{thJC} DC (°C/W)	P_R (2) (°C/W)	Case Outline Number (5)	Notes	Case Style
A5F40 A5F60 A5F80 A5F100 A5F120	400 600 800 1000 1200	6	158	134	141	1.10	2.50	4	R6	(3) (4)	DO-203AA (DO-4)
A12F40 A12F60 A12F80 A12F100 A12F120	400 600 800 1000 1200	12	144	225	235	1.26	2.00	7			
A16F40 A16F60 A16F80 A16F100 A16F120	400 600 800 1000 1200	16	140	295	310	1.23	1.60	15			
A25F40 A25F60 A25F80 A25F100 A25F120	400 600 800 1000 1200	25	120	300	314	0.90	1.5	10			
40HA40 40HA80 40HA100 40HA120 40HA140 40HA160	400 800 1000 1200 1400 1600	40	140 110	480	500	1.30	1.00	11	R7 A		DO-203AB (DO-5)
70HA40 70HA60 70HA80 70HA100 70HA120 70HA140 70HA160	400 600 800 1000 1200 1400 1600	70	140 110	1000	1050	1.35	0.45	20			

(1) 100% V_{RRM} reapplied.
(2) 10 μs square pulse, T_J = T_J max.
(3) Cathode-to-stud. For anode-to-stud, add "R" to basic Part number (e.g., A12FR100).
(4) Available with metric stud; to specify add "M" to the end of part number (e.g., 40HA140M, A12F100M).
(5) For case outline drawing see page 169.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

National Semiconductor Corporation

LM134/LM234/LM334
3-Terminal Adjustable Current Sources

General Description

The LM134/LM234/LM334 are 3-terminal adjustable current sources featuring 10,000:1 range in operating current, excellent current regulation and a wide dynamic voltage range of 1V to 40V. Current is established with one external resistor and no other parts are required. Initial current accuracy is ±3%. The LM134/LM234/LM334 are true floating current sources with no separate power supply connections. In addition, reverse applied voltages of up to 20V will draw only a few dozen microamperes of current, allowing the devices to act as both a rectifier and current source in AC applications.

The sense voltage used to establish operating current in the LM134 is 64 mV at 25°C and is directly proportional to absolute temperature (°K). The simplest one external resistor connection, then, generates a current with ≃ +0.33%/°C temperature dependence. Zero drift operation can be obtained by adding one extra resistor and a diode.

Applications for the new current sources include bias networks, surge protection, low power reference, ramp generation, LED driver, and temperature sensing. The LM134-3/LM234-3 and LM134-6/LM234-6 are specified as true temperature sensors with guaranteed initial accuracy of ±3°C and ±6°C, respectively. These devices are ideal in remote sense applications because series resistance in long wire runs does not affect accuracy. In addition, only 2 wires are required.

The LM134 is guaranteed over a temperature range of −55°C to +125°C, the LM234 from −25°C to +100°C and the LM334 from 0°C to +70°C. These devices are available in TO-46 hermetic, TO-92 and SO-8 plastic packages.

Features

- Operates from 1V to 40V
- 0.02%/V current regulation
- Programmable from 1 μA to 10 mA
- True 2-terminal operation
- Available as fully specified temperature sensor
- ±3% initial accuracy

Connection Diagrams

SO-8
Surface Mount Package

TL/H/5697-11

Order Number LM334M
See NS Package Number M08A

TO-46
Metal Can Package

TL/H/5697-12

Bottom View

Pin 3 is electrically connected to case.

Order Number LM134H, LM134H-3, LM134H-6, LM234H, LM234H-3, LM234H-6, or LM334H
See NS Package Number H03H

TO-92
Plastic Package

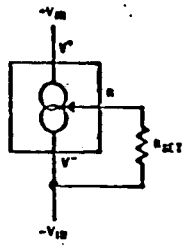
TL/H/5697-10

Bottom View

Order Number LM334Z, LM234Z-3 or LM234Z-6
See NS Package Number Z03A

Typical Application

Basic 2-Terminal Current Source



TL/H/5697-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

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

V^+ to V^- Forward Voltage	
LM134/LM234	40V
LM334/LM134-3/LM134-6/LM234-3/LM234-6	30V
V^+ to V^- Reverse Voltage	20V
R Pin to V^- Voltage	5V
Set Current	10 mA
Power Dissipation	400 mW

Operating Temperature Range (Note 4)	
LM134/LM134-3/LM134-6	−55°C to +125°C
LM234/LM234-3/LM234-6	−25°C to +100°C
LM334	0°C to +70°C
Soldering Information	
TO-92 Package (10 sec.)	260°C
TO-46 Package (10 sec.)	300°C
SO Package	
Vapor Phase (60 sec.)	215°C
Infrared (15 sec.)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" (Appendix D) for other methods of soldering surface mount devices.

Electrical Characteristics (Note 1)

Parameter	Conditions	LM134/LM234			LM334			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Set Current Error, $V^+ = 2.5V$, (Note 2)	$10\ \mu A \le I_{SET} \le 1\ mA$			3			6	%
	$1\ mA < I_{SET} \le 5\ mA$			5			8	%
	$2\ \mu A \le I_{SET} < 10\ \mu A$			8			12	%
Ratio of Set Current to V^- Current	$100\ \mu A \le I_{SET} \le 1\ mA$	14	16	23	14	16	26	
	$1\ mA \le I_{SET} \le 5\ mA$		14			14		
	$2\ \mu A \le I_{SET} \le 100\ \mu A$		18	23		18	26	
Minimum Operating Voltage	$2\ \mu A \le I_{SET} \le 100\ \mu A$		0.8			0.8		V
	$100\ \mu A < I_{SET} \le 1\ mA$		0.9			0.9		V
	$1\ mA < I_{SET} \le 5\ mA$		1.0			1.0		V
Average Change in Set Current with Input Voltage	$2\ \mu A \le I_{SET} \le 1\ mA$							
	$1.5 \le V^+ \le 5V$		0.02	0.05		0.02	0.1	%/V
	$5V \le V^+ \le 40V$		0.01	0.03		0.01	0.05	%/V
	$1\ mA < I_{SET} \le 5\ mA$							
	$1.5V \le V \le 5V$		0.03			0.03		%/V
	$5V \le V \le 40V$		0.02			0.02		%/V
Temperature Dependence of Set Current (Note 3)	$25\ \mu A \le I_{SET} \le 1\ mA$	0.96T	T	1.04T	0.96T	T	1.04T	
Effective Shunt Capacitance			15			15		pF

Note 1: Unless otherwise specified, tests are performed at $T_j = 25°C$ with pulse testing so that junction temperature does not change during test.

Note 2: Set current is the current flowing into the V^+ pin. It is determined by the following formula: $I_{SET} = 67.7\ mV/R_{SET}$ (@ 25°C). Set current error is expressed as a percent deviation from this amount. I_{SET} increases at 0.33%/°C @ $T_j = 25°C$.

Note 3: I_{SET} is directly proportional to absolute temperature (°K). I_{SET} at any temperature can be calculated from: $I_{SET} = I_0\ (T/T_0)$ where I_0 is I_{SET} measured at T_0 (°K).

Note 4: For elevated temperature operation, T_j max is:

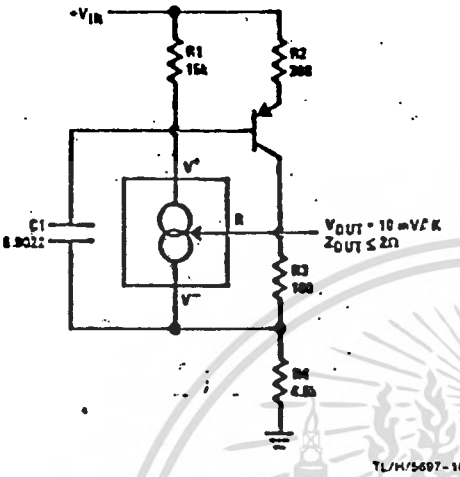
LM134	150°C
LM234	125°C
LM334	100°C

Thermal Resistance	TO-92	TO-46	SO-8
θ_{ja} (Junction to Ambient)	180°C/W (0.4" leads) 170°C/W (0.125" leads)	440°C/W	165°C/W
θ_{jc} (Junction to Case)	N/A	32°C/W	N/A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า กรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

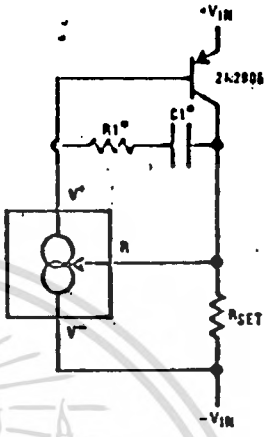
Typical Applications (Continued)

Low Output Impedance Thermometer



TL/H/5697–16

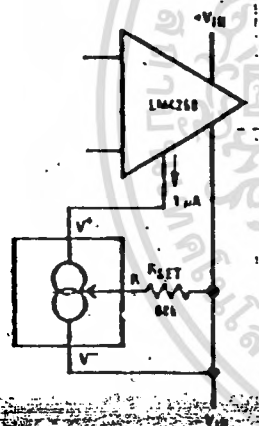
Higher Output Current



TL/H/5697–5

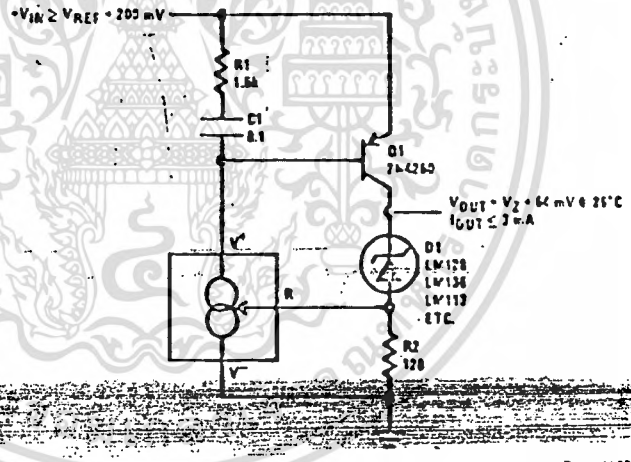
*Select R1 and C1 for optimum stability

Micropower Bias



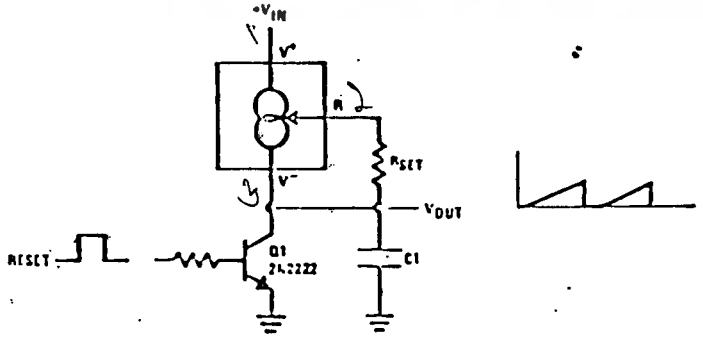
TL/H/5697–17

Low Input Voltage Reference Driver



TL/H/5697–18

Ramp Generator



TL/H/5697–19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า การแสวงหากำไร ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

typical ON resistance characteristics

CHARACTERISTIC*	SUPPLY CONDITIONS		LOAD CONDITIONS					
			R_L = 1 kΩ		R_L = 10 kΩ		R_L = 100 kΩ	
	V_{DD} (V)	V_{SS} (V)	VALUE (Ω)	V_O (V)	VALUE (Ω)	V_O (V)	VALUE (Ω)	V_O (V)
R_{ON}	+15	0	200	+15	200	+15	180	+15
			200	0	200	0	200	0
R_{ON} (max.)	+15	0	300	+11	300	+8.3	320	+8.2
			280	+10	280	+10	240	+10
R_{ON}	+10	0	280	0	280	0	300	0
R_{ON} (max.)	+10	0	550	+7.2	550	+5.6	610	+5.5
R_{ON}	+5	0	600	+5	470	+5	460	+5
			600	0	550	0	600	0
R_{ON} (max.)	+5	0	1.2k	+4.2	7k	+2.8	33k	+2.7
R_{ON}	+7.5	−7.5	200	+7.5	200	+7.5	180	+7.5
R_{ON} (max.)	+7.5	−7.5	280	+7.5	200	+7.5	180	+7.5
	+7.5	−7.5	280	±6.25	280	±6.25	600	±6.25
R_{ON}	+5	−5	700	+5	700	+5	240	+5
R_{ON} (max.)	+5	−5	310	−5	750	−5	240	−5
	+5	−5	600	±3.75	550	±3.75	700	±3.75
R_{ON}	+2.5	−2.5	550	+2.5	450	+2.5	600	+2.5
			720	−2.5	670	−2.5	620	−2.5
R_{ON} (max.)	+2.5	−2.5	2.2k	±1.25	2.0k	±1.25	870	±1.25

*Variation from a perfect switch: R_{ON} = 0Ω.

National Semiconductor

CD4017BM/CD4017BC Decade Counter/Divider with 10 Decoded Outputs

CD4022BM/CD4022BC Divide-by-8 Counter/Divider with 8 Decoded Outputs

general description

The CD4017BM/CD4017BC is a 5-stage divide-by-10 Johnson counter with 10 decoded outputs and a carry out bit.

The CD4022BM/CD4022BC is a 4-stage divide-by-8 Johnson counter with 8 decoded outputs and a carry-out bit.

These counters are cleared to their zero count by a logical "1" on their reset line. These counters are advanced on the positive edge of the clock signal when the clock enable signal is in the logical "0" state.

The configuration of the CD4017BM/CD4017BC and CD4022BM/CD4022BC permits medium speed operation and assures a hazard free counting sequence. The 10/8 decoded outputs are normally in the logical "0" state and go to the logical "1" state only at their respective time slot. Each decoded output remains high for 1 full clock cycle. The carry-out signal completes a full cycle for every 10/8 clock input cycles and is used as a ripple carry signal to any succeeding stages.

features

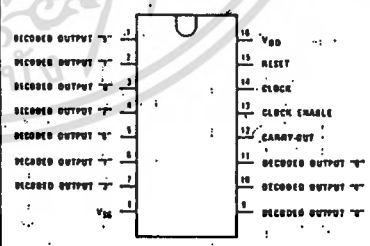
- Wide supply voltage range — 3.0V to 15V
- High noise immunity — 0.45 V_{DD} typ.
- Low power TTL compatibility — fan out of 2 driving 74L or 1 driving 74LS
- Medium speed operation — 5.0 MHz typ. with 10V V_{DD}
- Low power — 10μW typ.
- Fully static operation

applications

- Automotive
- Instrumentation
- Medical electronics
- Alarm systems
- Industrial electronics
- Remote metering

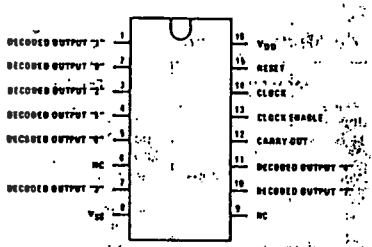
connection diagrams

CD4017B
Dual-In-Line and Flat Package



TOP VIEW

CD4022B
Dual-In-Line and Flat Package



TOP VIEW

ac electrical characteristics

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Propagation Delay from Input to Output (t_{pHL} or t_{pLH})	V_{CC} = 5V		220	400	ns
	V_{CC} = 10		80	200	ns
Input Capacitance	Any Input (Note 2)		5.0		pF
Power Dissipation Capacitance (C_{PD})	(Note 3) Per Gate		20		pF

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Except for "Operating Temperature Range" they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

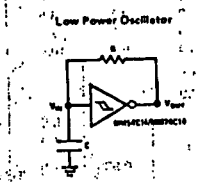
Note 2: Capacitance is guaranteed by periodic testing.

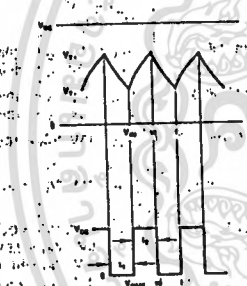
Note 3: C_{PD} determines the no load ac power consumption of any CMOS device. For complete explanation see 54C/74C Family Characteristics application note, AN-90.

Note 4: Only one of the six inputs is at 1/2 V_{CC}, the others are either at V_{CC} or GND.

typical application

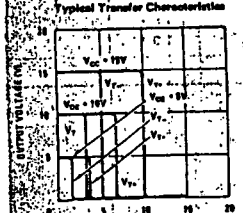
Low Power Oscillator



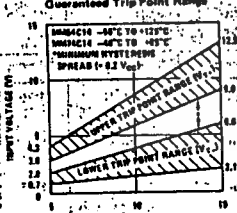


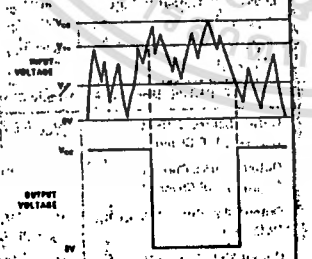
typical performance characteristics

Typical Transfer Characteristics



Guaranteed Trip Point Range





Note: For more information on output drive characteristics, power dissipation, and propagation delays, see AN-90.

National Semiconductor

MM54C30/MM74C30 8-Input NAND Gate

general description

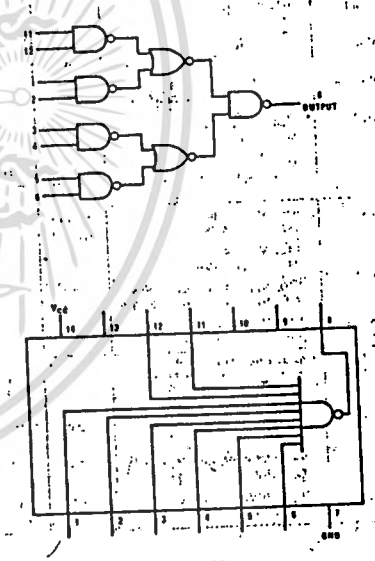
The logic gate employs complementary MOS (CMOS) to achieve wide power supply operating range, low power consumption and high noise immunity. Function and pin out compatibility with series 54/74 devices minimizes design time for those designers familiar with the standard 54/74 logic family.

All inputs are protected from damage due to static discharge by diode clamps to V_{CC} and GND.

features

Wide supply voltage range	3.0V to 15V
Guaranteed noise margin	1.0V
High noise immunity	0.45 V_{CC} typ
Low power TTL compatibility	fan out of 2 driving 74L

logic and connection diagrams



absolute maximum ratings

(Notes 1 and 2)

V_{DD} dc Supply Voltage	−0.5 to +18 V_{DC}
V_{IN} Input Voltage	−0.5 to V_{DD} +0.5 V_{DC}
T_S Storage Temperature Range	−65°C to +150°C
P_D Package Dissipation	500 mW
T_L Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

recommended operating conditi

(Note 2)

V_{DD} dc Supply Voltage	+3 to +1
V_{IN} Input Voltage	0 to V_{DD}
T_A Operating Temperature Range	
CD4017BM, CD4022BM	−55°C to +
CD4017BC, CD4022BC	−40°C to +

dc electrical characteristics CD4017BM, CD4022BM (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	−55°C MIN	−55°C MAX	25°C MIN	25°C TYP	25°C MAX	125°C MIN	125°C MAX
I_{DD} Quiescent Device Current	V_{DD} = 5V		5		0.5	5		150
	V_{DD} = 10V		10		0.8	10		300
	V_{DD} = 15V		20		1.0	20		600
V_{OL} Low Level Output Voltage	$\|I_O\| < 1.0\mu A$							
	V_{DD} = 5V		0.05		0	0.05		0.05
	V_{DD} = 10V		0.05		0	0.05		0.05
	V_{DD} = 15V		0.05		0	0.05		0.05
V_{OH} High Level Output Voltage	$\|I_O\| < 1.0\mu A$							
	V_{DD} = 5V	4.95		4.95	5		4.95	
	V_{DD} = 10V	9.95		9.95	10		9.95	
	V_{DD} = 15V	14.95		14.95	15		14.95	
V_{IL} Low Level Input Voltage	$\|I_O\| < 1.0\mu A$							
	V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V or 4.5V		1.5			1.5		1.5
	V_{DD} = 10V, V_O = 1.0V or 9.0V		3.0			3.0		3.0
	V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V or 13.5V		4.0			4.0		4.0
V_{IH} High Level Input Voltage	$\|I_O\| < 1.0\mu A$							
	V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V or 4.5V	3.5		3.5			3.5	
	V_{DD} = 10V, V_O = 1.0V or 9.0V	7.0		7.0			7.0	
	V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V or 13.5V	11.0		11.0			11.0	
I_{OL} Low Level Output Current	V_{DD} = 5V, V_O = 0.4V	0.64		0.51	0.88		0.36	
	V_{DD} = 10V, V_O = 0.5V	1.6		1.3	2.25		0.9	
	V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V	4.2		3.4	8.8		2.4	
I_{OH} High Level Output Current	V_{DD} = 5V, V_O = 4.6V	−0.26		−0.2	−0.36		−0.14	
	V_{DD} = 10V, V_O = 9.5V	−0.62		−0.5	−0.9		−0.35	
	V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V	−1.8		−1.5	−3.5		−1.1	
I_{IN} Input Current	V_{DD} = 15V, V_{IN} = 0V		−0.1		-10^{-5}	−0.1		−1.0
	V_{DD} = 15V, V_{IN} = 15V		0.1		10^{-5}	0.1		1.0

dc electrical characteristics CD4017BC, CD4022BC (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	−40°C MIN	−40°C MAX	25°C MIN	25°C TYP	25°C MAX	85°C MIN	85°C MAX
I_{DD} Quiescent Device Current	V_{DD} = 5V		20		0.5	20		150
	V_{DD} = 10V		40		1.0	40		300
	V_{DD} = 15V		80		5.0	80		600
V_{OL} Low Level Output Voltage	$\|I_O\| < 1.0\mu A$							
	V_{DD} = 5V		0.05		0	0.05		0.05
	V_{DD} = 10V		0.05		0	0.05		0.05
	V_{DD} = 15V		0.05		0	0.05		0.05
V_{OH} High Level Output Voltage	$\|I_O\| < 1.0\mu A$							
	V_{DD} = 5V	4.95		4.95	5		4.95	
	V_{DD} = 10V	9.95		9.95	10		9.95	
	V_{DD} = 15V	14.95		14.95	15		14.95	

electrical characteristics (con't) CD4017BC, CD4022BC (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	−40°C MIN	−40°C MAX	25°C MIN	25°C TYP	25°C MAX	85°C MIN	85°C MAX	UNITS
Low Level Input Voltage	$\|I_O\| < 1.0\mu A$								
	V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V or 4.5V		1.5			1.5		1.5	V
	V_{DD} = 10V, V_O = 1.0V or 9.0V		3.0			3.0		3.0	V
	V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V or 13.5V		4.0			4.0		4.0	V
High Level Input Voltage	$\|I_O\| < 1.0\mu A$								
	V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V or 4.5V	3.5		3.5			3.5		V
	V_{DD} = 10V, V_O = 1.0V or 9.0V	7.0		7.0			7.0		V
	V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V or 13.5V	11.0		11.0			11.0		V
Low Level Output Current	V_{DD} = 5V, V_O = 0.4V	0.52		0.44	0.88		0.36		mA
	V_{DD} = 10V, V_O = 0.5V	1.3		1.1	2.25		0.9		mA
	V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V	3.6		3.0	8.8		2.4		mA
High Level Output Current	V_{DD} = 5V, V_O = 4.6V	−0.2		−0.16	−0.36		−0.12		mA
	V_{DD} = 10V, V_O = 9.5V	−0.5		−0.4	−0.9		−0.3		mA
	V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V	−1.4		−1.2	−3.5		−1.0		mA
Input Current	V_{DD} = 15V, V_{IN} = 0V		−0.3		-10^{-5}	−0.3		−1.0	μA
	V_{DD} = 15V, V_{IN} = 15V		0.3		10^{-5}	0.3		1.0	μA

1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed, they are not meant to imply ...e devices should be operated at these limits. The table of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provides ...ditions for actual device operation.

2: V_{SS} = 0V unless otherwise specified.

electrical characteristics T_A = 25°C, C_L = 50 pF, R_L = 200k, t_{rCL} and t_{fCL} = 20 ns, unless otherwise specified.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
CED OPERATION					
t_{PLH} Propagation Delay Time:					
Carry Out Line	V_{DD} = 5V		415	830	ns
	V_{DD} = 10V		160	320	ns
	V_{DD} = 15V		130	260	ns
Carry Out Line	V_{DD} = 5V		240	480	ns
	V_{DD} = 10V, C_L = 15 pF		85	170	ns
	V_{DD} = 15V		70	140	ns
Decode Out Lines	V_{DD} = 5V		500	1000	ns
	V_{DD} = 10V		200	400	ns
	V_{DD} = 15V		160	320	ns
t_{THL} Transition Time Carry Out and Decode Out Lines					
t_{TLH}	V_{DD} = 5V		200	400	ns
	V_{DD} = 10V		100	200	ns
	V_{DD} = 15V		80	160	ns
t_{THL}	V_{DD} = 5V		100	200	ns
	V_{DD} = 10V		50	100	ns
	V_{DD} = 15V		40	80	ns
Maximum Clock Frequency	V_{DD} = 5V, Measured with Respect to Carry Output Line	1.0	2		MHz
	V_{DD} = 10V, Measured with Respect to Carry Output Line	2.5	5		MHz
	V_{DD} = 15V, Measured with Respect to Carry Output Line	3.0	6		MHz
t_{WH} Minimum Clock Pulse Width	V_{DD} = 5V		125	250	ns
	V_{DD} = 10V		45	90	ns
	V_{DD} = 15V		36	70	ns
t_{rCL} Clock Rise and Fall Time	V_{DD} = 5V			20	μs
	V_{DD} = 10V			15	μs
	V_{DD} = 15V			5	μs
Minimum Clock Inhibit	V_{DD} = 5V		120	240	ns
Data Set-Up Time	V_{DD} = 10V		40	80	ns
	V_{DD} = 15V		32	64	ns
Average Input Capacitance			5	7.5	pF

National Semiconductor

MM74C925, MM74C926, MM74C927, MM74C928 4-Digit Counters with Multiplexed 7-Segment Output Drivers

general description

These CMOS counters consist of a 4-digit counter, an internal output latch, NPN output sourcing drivers for a 7-segment display, and an internal multiplexing circuitry with four multiplexing outputs. The multiplexing circuit has its own free-running oscillator, and requires no external clock. The counters advance on negative edge of clock. A high signal on the Reset input will reset the counter to zero, and reset the carry-out low. A low signal on the Latch Enable input will latch the number in the counters into the internal output latches. A high signal on Display Select input will select the number in the counter to be displayed; a low level signal on the Display Select will select the number in the output latch to be displayed.

The MM74C925 is a 4-decade counter and has Latch Enable, Clock and Reset inputs.

The MM74C926 is like the MM74C925 except that it has a display select and a carry-out used for cascading counters. The carry-out signal goes high at 6000, goes back low at 0000.

The MM74C927 is like the MM74C925 except the second most significant digit divides by 6 rather than 10. Thus, if the clock input frequency is 10 Hz, the display would read tenths of seconds and minutes (i.e., 9:59.9).

The MM74C928 is like the MM74C926 except the most significant digit divides by 2 rather than 10 and the carry-out is an overflow indicator which is high at 2000, and it goes back low only when the counter is reset. Thus, this is a 3 1/2-digit counter.

features

- Wide supply voltage range: 3V to 6V
- Guaranteed noise margin: 1V
- High noise immunity: 0.45 V_{CC} typ
- High segment sourcing current: 40 mA @ V_{CC} = 1.6V, V_{CC} = 5V
- Internal multiplexing circuitry

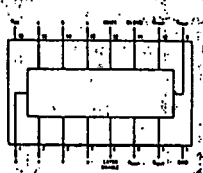
design considerations

Segment resistors are desirable to minimize power dissipation and chip heating. The DM75492 serves as a good digit driver when it is desired to drive bright displays. When using this driver with a 5V supply at room temperature, the display can be driven without segment resistors to full illumination. The user must use caution in this mode however, to prevent overheating of the device by using too high a supply voltage or by operating at high ambient temperatures.

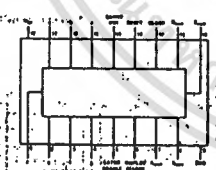
The input protection circuitry consists of a series resistor, and a diode to ground. Thus input signals exceeding V_{CC} will not be clamped. This input signal should not be allowed to exceed 15V.

connection diagrams

Dual-In-Line Package
MM74C926



Dual-In-Line Package
MM74C925, MM74C927 and MM74C928



functional description

Reset	— Asynchronous, active high.
Display Select	— High, displays output of counter. Low, displays output of latch
Latch Enable	— High, flow through condition. Low, latch condition
Clock	— Negative edge sensitive
Segment Output	— Current sourcing with 80 mA @ $V_{OUT} = V_{CC} - 1.6V$ typical. Also, sink capability = 2 LTTL loads
Digit Output	— Current sourcing with 1 mA @ V_{OUT} = 1.75V. Also, sink capability = 2 LTTL loads
Carry-out	— 2 LTTL loads. See carry-out waveforms.

absolute maximum ratings (Note 1)

Voltage at Any Output Pin	Gnd − 0.3V to V_{CC} +0.3V
Voltage at Any Input Pin	Gnd − 0.3V to +15V
Operating Temperature Range (T_A)	−40°C to +85°C
Storage Temperature Range	−65°C to +150°C
Package Dissipation	Refer to $P_{D(MAX)}$ vs T_A Graph
Operating V_{CC} Range	3V to 6V
	6.5V
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

electrical characteristics Min/max limits apply at −40°C ≤ T_j ≤ +85°C, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
CMOS TO CMOS					
$V_{IN(1)}$ Logical "1" Input Voltage	V_{CC} = 5.0V	3.5			V
$V_{IN(0)}$ Logical "0" Input Voltage	V_{CC} = 5.0V			1.5	V
$V_{OUT(1)}$ Logical "1" Output Voltage (Carry-out and Digit Output Only)	V_{CC} = 5.0V, I_O = −10 μA	4.5			V
$V_{OUT(0)}$ Logical "0" Output Voltage	V_{CC} = 5.0V, I_O = 10 μA			0.5	V
$I_{IN(1)}$ Logical "1" Input Current	V_{CC} = 5.0V, V_{IN} = 15V		0.005	4.0	μA
$I_{IN(0)}$ Logical "0" Input Current	V_{CC} = 5.0V, V_{IN} = 0V	−1.0	−0.005		μA
I_{CC} Supply Current	V_{CC} = 5.0V, Outputs Open Circuit, V_{IN} = 0V or 5V		20	1000	μA
CMOS/LPTTL INTERFACE					
$V_{IN(1)}$ Logical "1" Input Voltage	V_{CC} = 4.75V	V_{CC}−1.5			V
$V_{IN(0)}$ Logical "0" Input Voltage	V_{CC} = 4.75V			0.8	V
$V_{OUT(1)}$ Logical "1" Output Voltage (Carry-Out and Digit Output Only)	V_{CC} = 4.75V, I_O = −360 μA	2.4			V
$V_{OUT(0)}$ Logical "0" Output Voltage	V_{CC} = 4.75V, I_O = 360 μA			0.4	V
OUTPUT DRIVE					
V_{OUT} Output Voltage (Segment Sourcing Output)	I_{OUT} = −65 mA, V_{CC} = 5V, T_j = 25°C		V_{CC}−1.6		V
	I_{OUT} = −40 mA, V_{CC} = 5V, T_j = 100°C	V_{CC}−1.8	V_{CC}−1.2		V
	I_{OUT} = −40 mA, V_{CC} = 5V, T_j = 150°C	V_{CC}−2	V_{CC}−1.4		V
R_{ON} Output Resistance (Segment Sourcing Output)	I_{OUT} = −65 mA, V_{CC} = 5V, T_j = 25°C		20		Ω
	I_{OUT} = −40 mA, V_{CC} = 5V, T_j = 100°C		30	40	Ω
	I_{OUT} = −40 mA, V_{CC} = 5V, T_j = 150°C		35	80	Ω
Output Resistance (Segment Output) Temperature Coefficient			0.8	0.8	%/°C
I_{SOURCE} Output Source Current (Digit Output)	V_{CC} = 4.75V, V_{OUT} = 1.75V, T_j = 150°C	−1	−2		mA
I_{SOURCE} Output Source Current (Carry-out)	V_{CC} = 5V, V_{OUT} = 0V, T_j = 25°C	−1.75	−3.3		mA
I_{SINK} Output Sink Current (All Outputs)	V_{DD} = 5V, V_{OUT} = V_{CC}, T_j = 25°C	1.75	3.6		mA
θ_{JA} Thermal Resistance	MM74C925 (Note 4)		75	100	°C/W
	MM74C926, MM74C927, MM74C928		70	90	°C/W

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Except for "Operating Range" they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: Capacitance is guaranteed by periodic testing.

Note 3: C_{PD} determines the no load ac power consumption of any CMOS device. For complete explanation see 54C/74C Family Characteristics application note, AN-90.

Note 4: θ_{JA} measured in free-air with device soldered into printed circuit board.

ac electrical characteristics (con't)

T_A = 25°C, C_L = 50 pF, R_L = 200k, t_{CL} and t_{CL} = 20 ns, unless otherwise specified.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
RESET OPERATION					
t_{PHL} Propagation Delay Time:					
Carry Out Line	V_{DD} = 5V		415	830	ns
	V_{DD} = 10V		180	370	ns
	V_{DD} = 15V		130	260	ns
Carry Out Line	V_{DD} = 5V		240	480	ns
	V_{DD} = 10V, C_L = 15 pF		85	170	ns
	V_{DD} = 15V		70	140	ns
Decode Out Lines	V_{DD} = 5V		500	1000	ns
	V_{DD} = 10V		200	410	ns
	V_{DD} = 15V		160	270	ns
t_{WH} Minimum Reset Pulse Width	V_{DD} = 5V		200	400	ns
	V_{DD} = 10V		70	140	ns
	V_{DD} = 15V		55	110	ns
t_{REM} Minimum Reset Removal Time	V_{DD} = 5V		75	150	ns
	V_{DD} = 10V		30	60	ns
	V_{DD} = 15V		25	50	ns

timing diagrams

CD40178

CD40228

logic diagrams

CD40178

CD40228

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

National Semiconductor

MM54C14/MM74C14 Hex Schmitt Trigger

general description

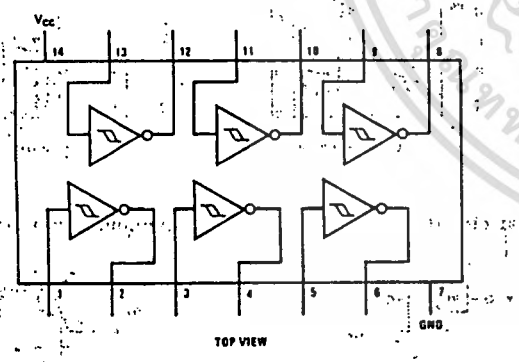
The MM54C14/MM74C14 Hex Schmitt Trigger is a monolithic complementary MOS (CMOS) integrated circuit constructed with N and P-channel enhancement transistors. The positive and negative going threshold voltages, V_{T+} and V_{T-}, show low variation with respect to temperature (typ 0.0005V/°C at V_{CC} = 10V), and hysteresis, $V_{T+} - V_{T-} \geq 0.2\ V_{CC}$ is guaranteed.

All inputs are protected from damage due to static discharge by diode clamps to V_{CC} and GND.

features

■ Wide supply voltage range	3.0V to 15V
■ High noise immunity	0.70 V_{CC} typ
■ Low power TTL compatibility	fan out of 2 driving 74L
■ Hysteresis	0.4 V_{CC} typ 0.2 V_{CC} guaranteed

connection diagram



TOP VIEW

absolute maximum ratings

Voltage at Any Pin	−0.3V to V_{CC} + 0.3V	Package Dissipation	500 mW
Operating Temperature Range		Operating V_{CC} Range	3.0V to 15V
MM54C14	−55°C to +125°C	Absolute Maximum V_{CC}	18V
MM74C14	−40°C to +85°C	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C
Storage Temperature Range	−65°C to +150°C		

dc electrical characteristics Min/max limits apply across temperature range, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
CMOS TO CMOS					
V_{T+} Positive Going Threshold Voltage	V_{CC} = 5V	3.0	3.6	4.3	V
	V_{CC} = 10V	6.0	6.8	8.6	V
	V_{CC} = 15V	9.0	10.0	12.9	
V_{T-} Negative Going Threshold Voltage	V_{CC} = 5V	0.7	1.4	2.0	V
	V_{CC} = 10V	1.4	3.2	4.0	V
	V_{CC} = 15V	2.1	5.0	6.0	
Hysteresis ($V_{T+} - V_{T-}$)	V_{CC} = 5V	1.0	2.2	3.6	V
	V_{CC} = 10V	2.0	3.6	7.2	V
	V_{CC} = 15V	3.0	6.0	10.8	V
Logical "1" Output Voltage ($V_{OUT(1)}$)	V_{CC} = 5V, I_O = −10μA	4.6			V
	V_{CC} = 10V, I_O = −10μA	9.0			V
Logical "0" Output Voltage ($V_{OUT(0)}$)	V_{CC} = 5V, I_O = +10μA			0.5	V
	V_{CC} = 10V, I_O = +10μA			1.0	V
Logical "1" Input Current ($I_{IN(1)}$)	V_{CC} = 15V, V_{IN} = 15V		0.005	1.0	μA
Logical "0" Input Current ($I_{IN(0)}$)	V_{CC} = 15V, V_{IN} = 0V	−1.0	−0.005		μA
Supply Current (I_{CC})	V_{CC} = 15V, V_{IN} = 0V/15V		0.05	15	μA
	V_{CC} = 5V, V_{IN} = 2.5V (Note 4)		20		μA
	V_{CC} = 10V, V_{IN} = 5V (Note 4)		200		μA
	V_{CC} = 15V, V_{IN} = 7.5V (Note 4)		600		μA
CMOS/LPTTL INTERFACE					
Logical "1" Input Voltage ($V_{IN(1)}$)	V_{CC} = 5V	4.3			V
Logical "0" Input Voltage ($V_{IN(0)}$)	V_{CC} = 5V			0.7	V
Logical "1" Output Voltage ($V_{OUT(1)}$)	54C, V_{CC} = 4.5V, I_O = −360μA	2.4			V
	74C, V_{CC} = 4.75V, I_O = −360μA	2.4			V
Logical "0" Output Voltage ($V_{OUT(0)}$)	54C, V_{CC} = 4.5V, I_O = 360μA			0.4	V
	74C, V_{CC} = 4.75V, I_O = 360μA			0.4	V
OUTPUT DRIVE (See 54C/74C Family Characteristics Data Sheet)					
Output Source Current (I_{SOURCE}) (P-Channel)	V_{CC} = 5V, V_{OUT} = 0V, T_A = 25°C	−1.75	−3.3		mA
Output Source Current (I_{SOURCE}) (P-Channel)	V_{CC} = 10V, V_{OUT} = 0V, T_A = 25°C	−8.0	−15		mA
Output Sink Current (I_{SINK}) (N-Channel)	V_{CC} = 5V, V_{OUT} = V_{CC}, T_A = 25°C	1.75	3.6		mA
Output Sink Current (I_{SINK}) (N-Channel)	V_{CC} = 10V, V_{OUT} = V_{CC}, T_A = 25°C	8.0	16		mA

National Semiconductor

CD4093BM/CD4093BC Quad 2-Input NAND Schmitt Trigger

general description

The CD4093B consists of four Schmitt-trigger circuits. Each circuit functions as a 2-input NAND gate with Schmitt-trigger action on both inputs. The gate switches at different points for positive and negative-going signals. The difference between the positive (V_{T+}) and the negative voltage (V_{T-}) is defined as hysteresis voltage (V_H).

All outputs have equal source and sink currents and conform to standard B-series output drive (see Static Electrical Characteristics).

features

- Wide supply voltage range 3V to 15V
- Schmitt-trigger on each input with no external components
- Noise immunity greater than 50%
- Equal source and sink currents
- No limit on input rise and fall time
- Standard B-series output drive
- Hysteresis voltage (any input) $T_A = 25°C$

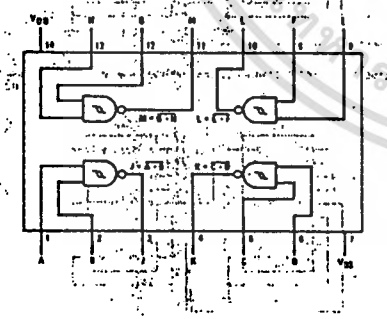
Typical	$V_{DD} = 5V$	$V_H = 1.5V$
	$V_{DD} = 10V$	$V_H = 2.2V$
	$V_{DD} = 15V$	$V_H = 2.7V$
Guaranteed		$V_H = 0.1\ V_{DD}$

applications

- Wave and pulse shapers
- High-noise-environment systems
- Monostable multivibrators
- Astable multivibrators
- NAND logic

connection diagram

Dual-In-Line Package



absolute maximum ratings

(Notes 1 and 2)

Supply Voltage (V_{DD})	−0.5 to +18 V_{DC}
Voltage (V_{IN})	−0.5 to V_{DD} +0.5 V_{DC}
Storage Temperature Range (T_S)	−65°C to +150°C
Power Dissipation (P_D)	500 mW
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) (T_L)	300°C

recommended operating conditions

(Note 2)

V_{DD} dc Supply Voltage	3 to 15 V_{DC}
V_{IN} Input Voltage	0 to V_{DD} V_{DC}
T_A Operating Temperature Range	
CD4093BM	−55°C to +125°C
CD4093BC	−40°C to +85°C

electrical characteristics CD4093BM (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	−55°C MIN	−55°C MAX	25°C MIN	25°C TYP	25°C MAX	125°C MIN	125°C MAX	UNITS
Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V$		0.25			0.25		7.5	μA
	$V_{DD} = 10V$		0.5			0.5		15.0	μA
	$V_{DD} = 15V$		1.0			1.0		30.0	μA
Low Level Output Voltage	$V_{IN} = V_{DD}$, $\lvert I_O \rvert < 1\mu A$								
	$V_{DD} = 5V$		0.05		0	0.05		0.05	V
	$V_{DD} = 10V$		0.05		0	0.05		0.05	V
	$V_{DD} = 15V$		0.05		0	0.05		0.05	V
High Level Output Voltage	$V_{IN} = V_{SS}$, $\lvert I_O \rvert < 1\mu A$								
	$V_{DD} = 5V$	4.95		4.95	5		4.95		V
	$V_{DD} = 10V$	9.95		9.95	10		9.95		V
	$V_{DD} = 15V$	14.95		14.95	15		14.95		V
Negative-Going Threshold Voltage (Any Input)	$\lvert I_O \rvert < 1\mu A$								
	$V_{DD} = 5V$, $V_O = 4.5V$	1.3	2.25	1.6	1.9	2.25	1.6	2.3	V
	$V_{DD} = 10V$, $V_O = 9V$	2.65	4.6	3.0	4.1	4.5	3.0	4.65	V
	$V_{DD} = 15V$, $V_O = 13.5V$	4.35	6.75	4.6	6.3	6.75	4.6	6.9	V
Positive-Going Threshold Voltage (Any Input)	$\lvert I_O \rvert < 1\mu A$								
	$V_{DD} = 5V$, $V_O = 0.5V$	2.8	3.65	2.75	3.3	3.5	2.65	3.5	V
	$V_{DD} = 10V$, $V_O = 1V$	7.0	7.15	8.5	8.2	7.0	5.35	7.0	V
	$V_{DD} = 15V$, $V_O = 1.5V$	10.5	10.85	8.25	8.0	10.5	8.1	10.5	V
Hysteresis ($V_{T+} - V_{T-}$) (Any Input)	$V_{DD} = 5V$	0.6	2.35	0.6	1.5	2.0	0.35	2.0	V
	$V_{DD} = 10V$	1.0	4.30	1.0	2.2	4.0	0.70	4.0	V
	$V_{DD} = 15V$	1.5	6.30	1.5	2.7	6.0	1.20	6.0	V
Low Level Output Current	$V_{IN} = V_{DD}$								
	$V_{DD} = 5V$, $V_O = 0.4V$	0.64		0.51	0.88		0.36		mA
	$V_{DD} = 10V$, $V_O = 0.5V$	1.6		1.3	2.25		0.9		mA
	$V_{DD} = 15V$, $V_O = 1.5V$	4.2		3.4	8.8		2.4		mA
High Level Output Current	$V_{IN} = V_{SS}$								
	$V_{DD} = 5V$, $V_O = 4.6V$	−0.64		−0.51	−0.88		−0.36		mA
	$V_{DD} = 10V$, $V_O = 9.5V$	−1.6		−1.3	−2.25		−0.9		mA
	$V_{DD} = 15V$, $V_O = 13.5V$	−4.2		−3.4	−8.8		−2.4		mA
Input Current	$V_{DD} = 15V$, $V_{IN} = 0V$		−0.1		-10^{-5}	−0.1		−1.0	μA
	$V_{DD} = 15V$, $V_{IN} = 15V$		0.1		10^{-5}	0.1		1.0	μA

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed; they are not meant to imply that devices should be operated at these limits. The table of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: $V_{SS} = 0V$ (unless otherwise specified).

dc electrical characteristics CD4093BC (Note 2)

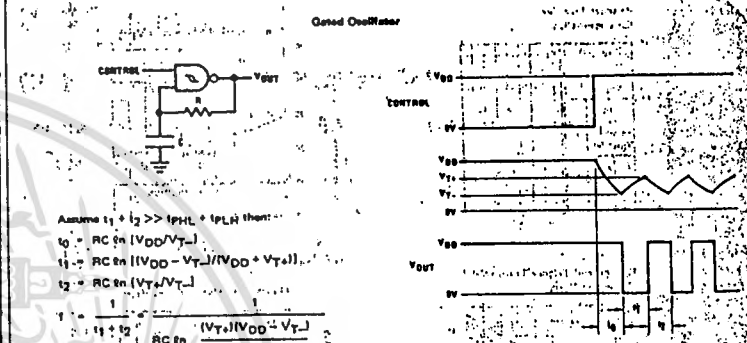
PARAMETER		CONDITIONS	−40°C		25°C			+85°C	
			MIN	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	MAX
I_{DD}	Quiescent Device Current	V_{DD} = 5V		1.0			1.0		7.5
		V_{DD} = 10V		2.0			2.0		15.0
		V_{DD} = 15V		4.0			4.0		30.0
V_{OL}	Low Level Output Voltage	V_{IN} = V_{DD}, $\|I_O\|$ < 1μA							
		V_{DD} = 5V		0.05		0	0.05		0.05
		V_{DD} = 10V		0.05		0	0.05		0.05
		V_{DD} = 15V		0.05		0	0.05		0.05
V_{OH}	High Level Output Voltage	V_{IN} = V_{SS}, $\|I_O\|$ < 1μA							
		V_{DD} = 5V	4.95		4.95	5		4.95	
		V_{DD} = 10V	9.95		9.95	10		9.95	
		V_{DD} = 15V	14.95		14.95	15		14.95	
V_{T-}	Negative-Going Threshold Voltage (Any Input)	$\|I_O\|$ < 1μA							
		V_{DD} = 5V, V_O = 4.5V	1.0	2.25	1.8	1.8	2.25	1.8	2.30
		V_{DD} = 10V, V_O = 9V	2.95	4.5	3.0	4.1	4.5	3.0	4.65
		V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V	4.35	6.75	4.5	6.3	6.75	4.5	6.9
V_{T+}	Positive-Going Threshold Voltage (Any Input)	$\|I_O\|$ < 1μA							
		V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V	3.6	3.6	2.75	3.3	3.6	2.65	3.6
		V_{DD} = 10V, V_O = 1V	7.0	7.15	5.5	6.2	7.0	5.35	7.0
		V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V	10.6	10.65	8.25	9.0	10.6	8.1	10.6
V_H	Hysteresis ($V_{T+} - V_{T-}$) (Any Input)	V_{DD} = 5V	0.5	2.35	0.5	1.5	2.0	0.35	2.0
		V_{DD} = 10V	1.0	4.3	1.0	2.2	4.0	0.70	4.0
		V_{DD} = 15V	1.5	6.3	1.5	2.7	6.0	1.20	6.0
I_{OL}	Low Level Output Current	V_{IN} = V_{DD}							
		V_{DD} = 5V, V_O = 0.4V	0.52		0.44	0.88		0.36	
		V_{DD} = 10V, V_O = 0.5V	1.3		1.1	2.25		0.9	
		V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V	3.6		3.0	8.8		2.4	
I_{OH}	High Level Output Current	V_{IN} = V_{SS}							
		V_{DD} = 5V, V_O = 4.6V	−0.52		−0.44	−0.88		−0.36	
		V_{DD} = 10V, V_O = 9.5V	−1.3		−1.1	−2.25		−0.9	
		V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V	−3.6		−3.0	−8.8		−2.4	
I_{IN}	Input Current	V_{DD} = 15V, V_{IN} = 0V		−0.3		-10^{-5}	−0.3		−1.0
		V_{DD} = 15V, V_{IN} = 15V		0.3		10^{-5}	0.3		1.0

ac electrical characteristics T_A = 25°C, Input t_r, t_f = 20 ns, C_L = 50 pF, R_L = 200k, unless otherwise specified

PARAMETER		CONDITIONS	MIN	TYP	MAX
t_{PHL}, t_{PLH}	Propagation Delay Time	V_{DD} = 5V		300	600
		V_{DD} = 10V		120	300
		V_{DD} = 15V		80	240
t_{THL}, t_{TLH}	Transition Time	V_{DD} = 5V		90	200
		V_{DD} = 10V		50	100
		V_{DD} = 15V		40	80
C_{IN}	Average Input Capacitance			5.0	7.5
C_{PD}	Power Dissipation Capacitance			24	

typical applications

Gated Oscillator



Assume $t_1 + t_2 >> t_{PHL} + t_{PLH}$ then:

$t_0 = RC \ln[(V_{DD}/V_{T-})]$

$t_1 = RC \ln[(V_{DD} - V_{T-})/(V_{DD} - V_{T+})]$

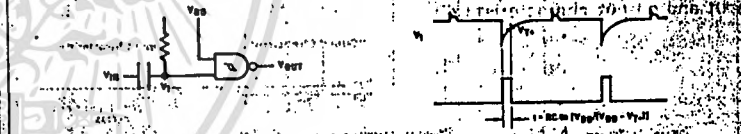
$t_2 = RC \ln[V_{T+}/V_{T-}]$

$$f \approx \frac{1}{t_1 + t_2}$$

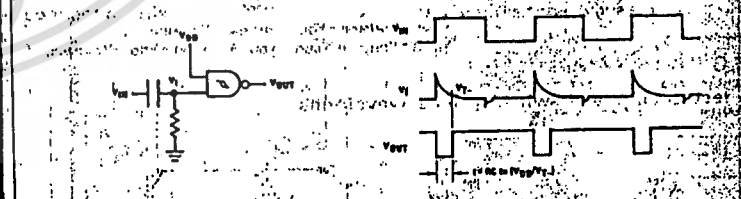
$$RC \ln \frac{(V_{T+})(V_{DD} - V_{T-})}{(V_{T-})(V_{DD} - V_{T+})}$$

Gated One-Shot

(a) Negative-Edge Triggered

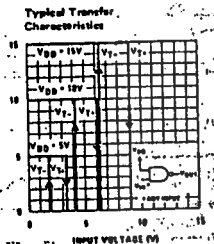


(b) Positive-Edge Triggered

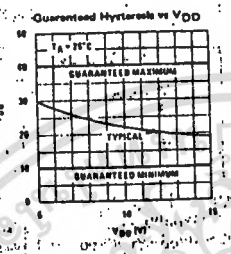


typical performance characteristics

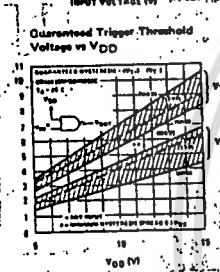
Typical Transfer Characteristics



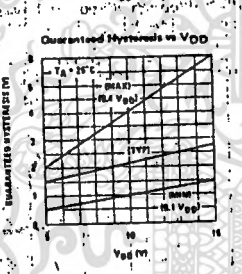
Guaranteed Hysteresis vs V_{DD}



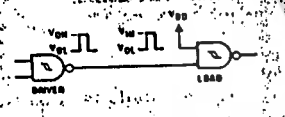
Guaranteed Trigger Threshold Voltage vs V_{DD}

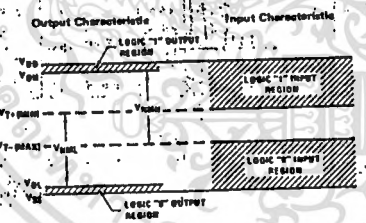


Guaranteed Hysteresis vs V_{DD}



input and output characteristics

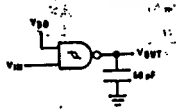


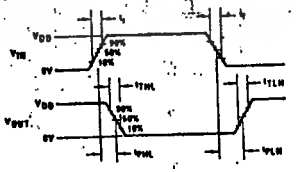


$V_{NML} = V_{IH(MIN)} - V_{OL} = V_{IH(MIN)} - V_{T+(MIN)}$

$V_{NMH} = V_{OH} - V_{IL(MAX)} = V_{DD} - V_{IL(MAX)} = V_{DD} - V_{T-(MAX)}$

ac test circuits and switching time waveforms





National Semiconductor

CD40106BM/CD40106BC Hex Schmitt Trigger

general description

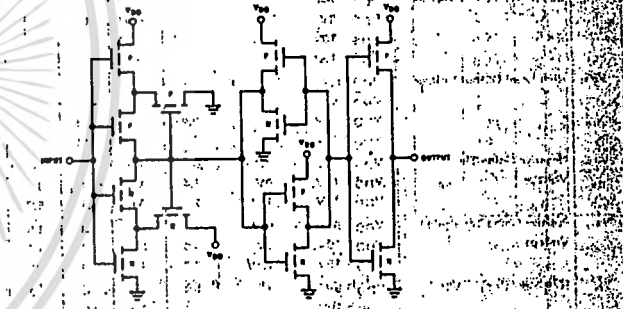
The CD40106B Hex Schmitt Trigger is a monolithic complementary MOS (CMOS) integrated circuit constructed with N and P-channel enhancement transistors. The positive and negative-going threshold voltages, V_{T+} and V_{T-}, show low variation with respect to temperature (typ 0.0005V/°C at V_{DD} = 10V), and hysteresis, $V_{T+} - V_{T-} \geq 0.2\ V_{DD}$ is guaranteed.

All inputs are protected from damage due to static discharge by diode clamps to V_{DD} and V_{SS}.

features

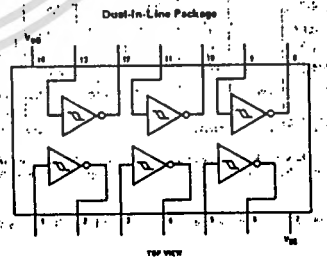
- Wide supply voltage range — 3V to 15V
- High noise immunity — 0.7 V_{DD} typ.
- Low power TTL compatibility — fan out of 2 driving 74L or 1 driving 74LS
- Hysteresis — 0.4 V_{DD} typ., 0.2 V_{DD} guaranteed
- Equivalent to MM54C14/MM74C14
- Equivalent to MC14584B

schematic diagram

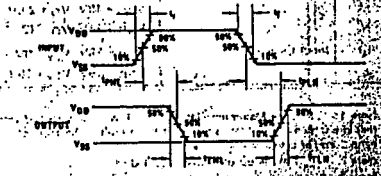


connection diagram

Dual-In-Line Package



switching time waveforms



CD40106BM/CD40106BC

F9

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ อ.พิชิต ลำยอง เป็นอย่างสูงที่กรุณาให้คำปรึกษารวมทั้งแนะนำโครงงาน และรายงานฉบับนี้ ขอขอบคุณพี่ ๆ บ.ไทยเจนเนอเรเตอร์ที่ช่วยให้คำปรึกษาและแนะนำข้อมูลต่าง ๆ ตลอดจนความช่วยเหลืออื่น ๆ ที่เอื้ออำนวยต่อโครงงานฉบับนี้อย่างมาก และขอขอบคุณเพื่อน ๆ 3W ทุกคนที่ช่วยเหลือโครงงานและรายงานฉบับนี้เป็นอย่างมาก

คณะผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. อุดมศักดิ์ ยั่งยืน,"POWER CLECTRONICS", ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
2. เอกสารประกอบ AUTOMATIC VOLTAGE REGULATOR , บ.ไทยเจนเนอเรเตอร์
3. วิชัย แซ่ล้อ, ศรายุทธ แก้วปลั่ง, สุวิทย์ เลิศอาภาจิตร์, "THREE PHASE SEMI-BRIDGE CONVERTER", วิทยานิพนธ์ระดับปริญญาตรีภาควิชาวิศวกรรมศาสตร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยี พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
4. CYRIL W. LANDER, "POWER ELECTRONICS", SECOND EDITION, MCGRAW HILL BOOK COMPANY (UK) LIMITED, 1987
5. MILLMAN & HAKIAS, "ELECTRONIC DEVICE AND CIRCUITS" MCGRAW HILL, KOGAKUSHA, LTD,TOKYO, 1967

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้