

ปีการศึกษา 2536

เตาอบควบคุมอุณหภูมิ



รศ.ดร. วิริยะ นิเชษฐาเจริญ

อ.สมภพ พลไม้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

033165

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2536

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า


คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

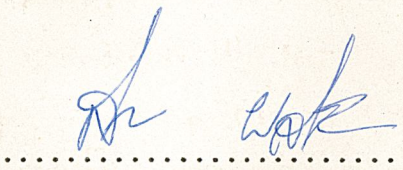
เรื่อง เตาอบควบคุมอุณหภูมิ

ผู้จัดทำ

- 1) นายชนะพงษ์ ชนะศักดิ์ศรี 33100133
- 2) นายพรหมศร นาโสก 33100249
- 3) นายศิริชัย นลาชลหาร 33100372

 (อาจารย์ที่ปรึกษา)

(รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ)

 (อาจารย์ที่ปรึกษา)

(อ. สมภพ ผลไม้)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

วัตถุประสงค

บทที่ 1 บทนำ.....	1
บทที่ 2 การควบคุมแบบป้อนกลับ.....	2
บทที่ 3 ทฤษฎีที่นำมาประยุกต์ใช้กับโครงงานนี้	
3.1 Phase Control.....	9
3.2 Integral Cycle Control.....	13
3.3 การประยุกต์ใช้งานอินพุตแอมป์.....	17
3.4 ทรานซิสเตอร์.....	26
3.5 ออปโตคัปเลอร์.....	29
3.6 Instrument Amplifier.....	32
3.7 RTD (Resistance Temperature Detector).....	36
3.8 โวลต์เสกทีเรียล.....	40
บทที่ 4 การออกแบบและการทำงานของวงจร.....	49
บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง.....	62
บทที่ 6 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง.....	78

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

บรรณานุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วัตถุประสงค์

โครงการชิ้นนี้เป็นการศึกษาควบคุมอุณหภูมิของเตาอบโดยอาศัยการทำงานของไซเคิลคอนโทรลและเฟสคอนโทรลเปรียบเทียบกับด้านคุณสมบัติทางไฟฟ้า โดยคุณสมบัติด้านไฟฟ้าที่ทำการศึกษานั้นประกอบด้วย

- คุณลักษณะของโหลด จะศึกษาถึงการควบคุมกำลังไฟฟ้า
- คุณลักษณะกระแสของแหล่งจ่าย ที่มีผลมาจากการเกิดฮาร์โมนิคในวงจร
- นำวงจร phase control และ cycle control มาประยุกต์ควบคุมโหลดชนิดความต้านทาน(ฮีตเตอร์)

OBJECTIVE

This project is about controlling the temperature of the oven by using integral cycle control and phase control compared in electrical characteristics. These characteristics studying now are comprised with

- Load characteristics. We will focus on power control characteristic
- Supply current characteristics which resulted from the appearance of harmonic in circuits.
- Applying the circuits of phase control and cycle control to control the resistive load (heater).

เตาอบควบคุมอุณหภูมิ

THE TEMPERATURE CONTROL OVEN

โดย นายชนะพงษ์ ธนะศักดิ์ศิริ 33100133

นายพรหมศร นาโลก 33100249

นายศิริชัย พลายละหาร 33100372

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ,อ.สมภพ ผลไม้

บทคัดย่อ

โครงการเตาอบควบคุมอุณหภูมินี้ จะควบคุมอุณหภูมิของเตาอบโดยใช้เทคนิคเฟสคอนโทรลและไซเคิลคอนโทรล รวมทั้งการศึกษามลกระทบด้านฮาร์โมนิกของแรงดันเอาต์พุตที่เกิดจากวงจรดังกล่าว ในโครงการจะแบ่งออกเป็น 4 ส่วน คือ ส่วนที่ 1 วงจรเฟสคอนโทรล ส่วนที่ 2 วงจรไซเคิลคอนโทรล ส่วนที่ 3 วงจรเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณที่เกิดจากอุณหภูมิภายในเตาอบกับสัญญาณอุณหภูมิของเตาอบที่เราต้องการ เพื่อหาค่าผิดพลาดและส่งสัญญาณที่ผิดพลาดไปยังวงจรเฟสคอนโทรลหรือไซเคิลคอนโทรลอย่างใดอย่างหนึ่ง ส่วนที่ 4 วงจรที่ใช้ขับขลวดความร้อน โดยรับสัญญาณควบคุมจากวงจรเฟสคอนโทรลหรือไซเคิลคอนโทรล จากการทดลองจับค่าฮาร์โมนิกของแรงดันเอาต์พุตที่เกิดขึ้นและนำมาวิเคราะห์ตามทฤษฎี จะสรุปได้ว่า การควบคุมแบบไซเคิลคอนโทรลจะมีผลกระทบด้านฮาร์โมนิกน้อยกว่าการควบคุมแบบเฟสคอนโทรล ส่วนการรักษาอุณหภูมิให้ได้ตามต้องการนั้นทั้งสองแบบจะให้ผลดีใกล้เคียงกัน

ABSTRACT

In this project, it was designed to control the temperature of the oven by using phase control technic and cycle control technic and included the effect of harmonic output voltage produced by this circuit. This project is provided into four sections, section one is phase control circuit, section two is cycle control circuit, section three is the compare circuit that will compare the signal that generated from the temperature in the oven with the signal of setting temperature in order to find the error and send error signal to phase control circuit or cycle control circuit, section four is the driven heater circuit by received control signal from phase control or cycle control circuit. By the experiment of the analysis of the value of harmonic output voltage and by theory, we can concluded that cycle control has the effect value of harmonic less than phase control .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

โครงการชิ้นนี้ จะแบ่งการควบคุมเป็น 2 แบบคือ การควบคุมแบบมูฟเฟส(phase control) และ แบบควบคุมจำนวนลูกคลื่น(cycle control) ซึ่งจะมีการออกแบบวงจรทั้งสองแบบ เมื่อสร้างวงจรเรียบร้อยแล้วจึงนำมาวิเคราะห์หาฮาร์โมนิค เพื่อเปรียบเทียบกับทฤษฎีทั้งแบบ phase และ cycle control

โครงการชิ้นนี้ยังได้ประยุกต์นำวงจรทั้งสอง มาใช้ควบคุมกับเตาอบซึ่งมีขดลวดความร้อนเป็นโพลด เพื่อศึกษาและสร้างเตาอบควบคุมอุณหภูมิขึ้นมาให้ใช้งานได้จริงในเชิงปฏิบัติทั่วไปโดยใช้ไทรสเตอร์เป็นตัวเรกูเลเตอร์ และใช้วงจรควบคุมมาเป็นสัญญาณทริกให้ไทรสเตอร์

การควบคุมอุณหภูมิของเตาอบนี้จะใช้การป้อนกลับแบบ PI (Proportional-Integral) เป็นตัวควบคุมโดยใช้สัญญาณ error ไปรวมกับค่าอุณหภูมิที่ตั้งไว้หรือที่ต้องการแล้วจึงส่งไปทริกไทรสเตอร์อีกทีหนึ่ง รวมทั้งจะมีส่วนแสดงผลที่บอกถึงค่าอุณหภูมิที่ตั้งไว้ในตอนแรก ซึ่งเตาอบที่ใช้สามารถที่จะเลือกให้เป็นการควบคุมแบบ phase หรือ cycle control ก็ได้ตามต้องการ.

บทที่ 2

การควบคุมอุณหภูมิ

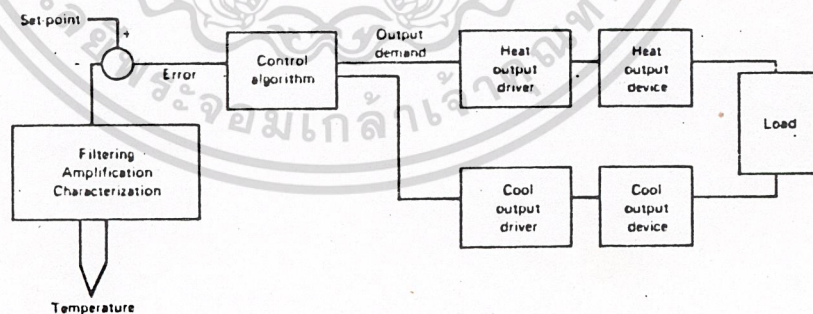
2.1) บทนำ

ตัวควบคุมอุณหภูมิอิเล็กทรอนิกส์เป็นวงจรที่ใช้เปรียบเทียบอุณหภูมิที่แท้จริงที่วัดได้จากตัวรับรู้อุณหภูมิที่เรียกว่า sensor (ซึ่งอาจจะ เป็น เทอร์โมคัปเปิล, เทอร์มิสเตอร์, ไพโรมิเตอร์ เป็นต้น) กับค่าอุณหภูมิที่เราตั้งเอาไว้ โดยสัญญาณที่ได้ออกมา นั้นจะนำไปควบคุมโวลต์ให้ได้อุณหภูมิที่ต้องการ โดยตัวควบคุมดังกล่าวนี้ อาจจะเป็นสัญญาณอนาล็อกที่ใช้วงจรแอมพลิไฟเออร์และฟิวเตอร์ หรือ เป็นสัญญาณทางดิจิทัลที่ใช้วงจรทางไมโครโปรเซสเซอร์และวงจรทางตรรกก็ได้ โดยทั้งการควบคุมทั้งสองวิธีดังกล่าวจะมีพื้นฐานของแนวความคิดทางการควบคุมที่เหมือนกัน

2.2) ไคอะแกรมการควบคุม

แสดงไคอะแกรมการควบคุมอุณหภูมิดังรูปที่ 2.1 อุณหภูมิที่วัดได้นั้นจะต้องถูกแปลงที่จะทำให้ตัวควบคุมอุณหภูมิสามารถจะรับรู้ได้ ตัวฟิวเตอร์และแอมพลิไฟเออร์จะทำให้ตัวควบคุมรับรู้สัญญาณจากตัวรับรู้

สัญญาณของอุณหภูมิที่ได้มานั้นจะถูกลบออกจากค่าที่เราตั้งเอาไว้ทำให้ได้สัญญาณที่คลาดเคลื่อน ซึ่งสัญญาณอันนี้เองจะใช้ในลำดับขั้นการควบคุมต่อไป เพื่อการควบคุมโวลต์โดยผ่านตัวที่เรียกว่า control algorithm



รูปที่ 2.1 ไคอะแกรมของการควบคุมอุณหภูมิ

2.3) การควบคุมแบบเปิด-ปิด(on-off control)

การควบคุมแบบนี้ตัวควบคุมจะให้กำลังออกมาเต็มที่ ถ้าอุณหภูมิที่วัดได้มีค่าต่ำกว่าอุณหภูมิที่เราต้องการ แต่จะไม่ให้กำลังออกมาจากตัวควบคุมเลยถ้าอุณหภูมิที่วัดได้สูงกว่าค่าที่เราต้องการ ในการควบคุมแบบนี้จะมีช่วงของการเกิดฮิสเทอรีซิสเกิดขึ้นเพื่อกัน o/p ของ

rol) จะรวมค่าผลตอบสนองแบบทรานส์เซียนต์ของเทอมดิริฟวาทีฟเข้าไปด้วย ภายใต้ง่อนไขสแต็คส์เตทมีค่าความคลาดเคลื่อนเกิดขึ้นแต่จะไม่มีค่าที่เป็นของดิริฟวาทีฟ จนกระทั่งมีการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิจุดนี้จึงจะมีเทอมที่เป็นดิริฟวาทีฟรวมกับช่วงของพروبพรอซันนอล โดยปกติแล้วการควบคุมแบบ PD นี้จะใช้กับโพลด์ที่มีความหนืดโดยมีช่วงของการสั่นมากกว่า 1 ชั่วโมง

PI control

ตัวควบคุมของการควบคุมแบบ PI (proportional plus integral) จะมีข้อดีตรงที่สามารถจะกำหนดระดับกำลังที่จำเป็นได้อย่างอัตโนมัติ โดยมันจะควบคุมอุณหภูมิให้อยู่ที่จุดที่เราต้องการได้จากผลของอินทิกรอลนั่นเอง และผลของอินทิกรอลเองจะช่วยลดให้ค่าความผิดพลาดลดลงด้วย ส่งผลทำให้เกิดการชดเชยที่โพลด์, ลดการสูญเสียในรูปแบบความร้อน, กำลังที่ต้องการใช้ได้อย่างเต็มที่ นิยมใช้การควบคุมแบบนี้กับโพลด์ที่เปลี่ยนแปลงรวดเร็วหรือโพลด์ประเภทมอเตอร์

PID control

ตัวควบคุมแบบ PID (proportional, integral, derivative) เป็นการรวมข้อดีจากอินทิกรอลในการควบคุมที่จุดที่เราตั้งค่าเอาไว้ กับผลดีในการตอบสนองในช่วงทรานส์เซียนต์จากดิริฟวาทีฟ การควบคุมแบบนี้สามารถที่จะเลือกช่วงการปรับอุณหภูมิได้ตามต้องการ หรือเจาะจงค่าที่ต้องการลงไปเลยก็ได้

2.5) การปรับค่าของการควบคุม

การปรับค่าของการควบคุมแบบเปิด-ปิด

มีหลักการอยู่ว่าพยายามปรับให้เกิดฮิสเทอเรสิสต่ำสุด แต่อย่าทำให้ค่าค่าเกินไปจนเกิดเป็นอันตรายกับหน้าสัมผัสของอุปกรณ์ต่างๆได้ และพยายามไม่ทำให้เกิดการโอเวอร์แล็บขึ้นระหว่างการเพิ่มและลดอุณหภูมิด้วย

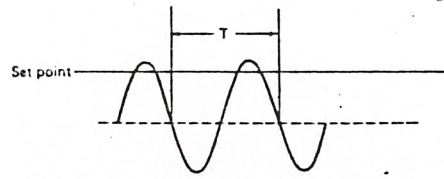
วิธีการปรับวงรอบของลูปปิด

เป็นวิธีการควบคุมสำหรับตัวควบคุมแบบ PI และแบบ PID ที่เรียกว่า "closed-loop cycling method" ดังแสดงในรูปที่ 2.3 มีวิธีการควบคุม ดังนี้

(1) กำหนดจุดใดที่ทำให้เกิดอินทิกรอลและดิริฟวาทีฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการเชิงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 แสดงวงรอบแบบลูบปิด

- (2) ให้ลดช่วงที่เป็นพรอบพรอชี่นอลจนลูบปิดเกิดการแกว่ง แล้วทำการวัดคาบของการแกว่ง T
- (3) เพิ่มช่วงที่เป็นพรอบพรอชี่นอลจนกระทั่งกระบวนการมีเสถียรภาพ ให้ค่าที่เป็นพรอบพรอชี่นอลนี้มีค่าเป็น P โดยค่านี้จะแทนจุดที่ความไวสูงสุด (ultimate sensitivity)
- (4) ใช้ตารางที่ 1 สำหรับช่วงพรอบพรอชี่นอล, ค่าเวลาคงที่ (time constant) ของอินทิกรอลและดีริฟวาทีฟ
- (5) ตารางที่ 1 นี้จะไม่เหมาะสำหรับโพลคกชี่นิต ถ้าต้องการที่จะปรับค่าของผลตอบสนองต่างๆที่ออกไปนั้นสำหรับการควบคุมแบบ PID ให้ใช้ในตารางที่ 2 (อ้างอิงรูปที่ 2.4)

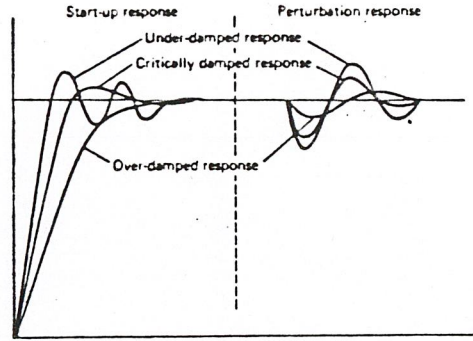
ตารางที่ 1 แสดงค่าคงที่ของวงรอบแบบลูบปิด

Controller	Proportional band	Integral time constant	Derivative time constant
Proportional only (P)	$2P$	Not applicable	Not applicable
Proportional and integral (PI)	$2.2P$	$0.8T$	Not applicable
Proportional, integral, and derivative (PID)	$1.67P$	$0.5T$	$0.12T$

ตารางที่ 2 แสดงค่าคงที่ของการปรับผลตอบสนองที่แปรค่าต่างๆ

Controller response	Proportional band	Integral time constant	Derivative time constant
Underdamped	P	$0.5T$	$0.125T$
Critically damped	$1.5P$	T	$0.167T$
Overdamped	$2P$	$1.5T$	$0.167T$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 แสดงรูปภาพของผลตอบสนองของการควบคุมที่แปรค่าต่างๆ

วิธีการใช้เส้นกราฟของปฏิกิริยาของกระบวนการ

เป็นการควบคุมค่าพารามิเตอร์ของการควบคุมที่เรียกว่า "process reaction curve method" โดยขั้นตอนการควบคุมดังนี้

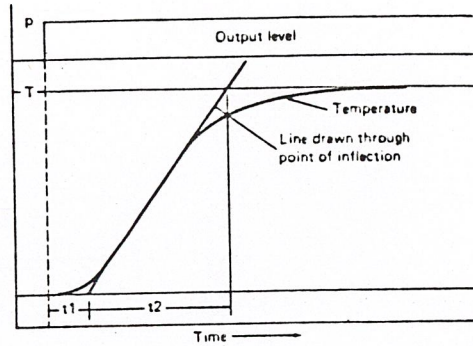
- (1) เปลี่ยนตัวควบคุมไปสู่การควบคุมที่เรียกว่า manual mode ซึ่งเราสามารถที่จะปรับ o/p ได้โดยตรง
- (2) ปลดข้อให้อุณหภูมิเข้าสู่เสถียรภาพ ณ ระดับค่าหนึ่งๆ
- (3) เพิ่มระดับของสัญญาณขาออกจนถึงค่าหนึ่งๆที่ทำให้อุณหภูมิถึงจุดกึ่งเสถียรภาพ
- (4) บันทึกค่าผลตอบสนอง ณ จุดต่างๆแล้วเขียนกราฟออกมาจะได้กราฟดังรูปที่ 2.5
- (5) จาก T=การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิแสดงในรูปเปอร์เซ็นต์ในช่วงของอุปกรณ์ตรวจจับ และ P=การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณขาออกที่แสดงในรูปของเปอร์เซ็นต์ของสัญญาณขาออกที่ยอมให้เกิดขึ้น เพื่อนำมาใช้ในการคำนวณค่า K โดย $K=T/P$ การปรับสร้างค่าพารามิเตอร์ต่างๆแสดงในตารางที่ 3

ตารางที่ 3 แสดงค่าคงที่ของการปรับของเส้นกราฟในปฏิกิริยาของกระบวนการ

Table 2.3. Process Reaction Curve Tuning Constants

Controller	Proportional band	Integral time constant	Derivative time constant
Proportional only (P)	$\frac{K_I}{t_2(1 + t_1/3t_2)}$	Not applicable	Not applicable
Proportional and integral (PI)	$\frac{K_I}{t_2(0.9 + t_1/2t_2)}$	$\frac{t_1(30 + 3t_1/t_2)}{9 + 20t_1/t_2}$	Not applicable
Proportional and derivative (PD)	$\frac{K_I}{(1.25t_2 + t_1/6)}$	Not applicable	$\frac{t_1(6 - 2t_1/t_2)}{22 + 3t_1/t_2}$
Proportional, integral, and derivative (PID)	$\frac{K_I}{t_2(1.3 + t_1/6t_2)}$	$\frac{t_1(32 + 6t_1/t_2)}{13 + 8t_1/t_2}$	$\frac{4t_1}{11 + 2t_1/t_2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 แสดงเส้นกราฟของปฏิกิริยาของกระบวนการ

2.6) ลักษณะของตัวควบคุมสัญญาณขาออก

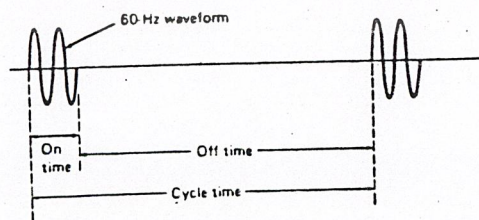
ตัวควบคุมสัญญาณขาออกของตัวควบคุมนั้น จะทำการเปลี่ยนสัญญาณขาออกที่เราต้องการไปเป็นสัญญาณที่แท้จริงทางกายภาพ เพื่อใช้ในการควบคุมให้อีศเตอร์ร้อนตามที่ต้องการ

สัญญาณขาออกที่เป็นอนาล็อก(analog output)

ตัวควบคุมอุณหภูมิโดยทั่วไปแล้วจะให้สัญญาณออกมาอยู่ในรูปของศักดาไฟฟ้าที่มีค่า 0-5 โวลต์ หรือถ้าเป็นกระแสจะเป็น 4-20 มิลลิแอมป์ จากสัญญาณที่ได้ออกมาเองจะต้องไปต่อกับอุปกรณ์ที่เป็นตัวขับตัวอีกทีหนึ่ง และในการเชื่อมต่ออุปกรณ์ดังกล่าวจะต้องอาศัยความแม่นยำคือสามารถที่จะแสดงผลของค่าที่ต้องการได้ถูกต้องที่สุด

สัญญาณขาออกที่เป็นแบบไซเคิล(cycling output)

ตัวอย่างของการควบคุมแบบดังกล่าวนี้แสดงในรูปที่ 2.6 โดยอาศัยช่วงของการติดและดับของสัญญาณ ดังรูป



รูปที่ 2.6 แสดงช่วงติด-ดับของการควบคุมแบบไซเคิล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีการปรับช่วงของการติด-ดับดังกล่าวเป็นการปรับระดับสัญญาณขาออกที่ต้องการ โดยนิยาม
ของการปรับแบบไซเคิลมีดังนี้

ช่วงเวลาของการติด(on time) เป็นช่วงเวลา ที่ o/p นั้นได้รับพลังงานจากแหล่งกำเนิดพลังงาน

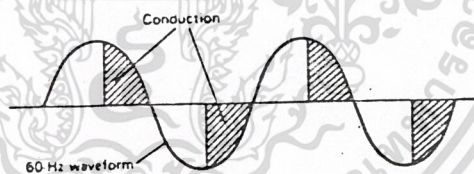
ช่วงเวลาของการดับ(off time) เป็นช่วงเวลา ที่ o/p นั้นไม่ได้รับสัญญาณจากแหล่งกำเนิดพลังงาน

ช่วงเวลาของการควบคุม(cycle time) เป็นช่วงเวลาที่รวมกันของ on time และ off time

ระดับของสัญญาณขาออก(output level) นิยามให้เท่ากับ on/(on+off)

สัญญาณขาออกที่เป็นค่าของมุมเฟส(phase-angle output)

เนื่องจากฮีสเตอร์บางตัวไม่สามารถที่จะทนการกระเพื่อมของสัญญาณได้ จึงจำเป็นที่จะต้องใช้การควบคุมแบบมุมเฟส ในกรณีของการควบคุมแบบนี้ลักษณะของสัญญาณที่ฮีสเตอร์ได้รับนั้นจะต่อเนื่อง ลักษณะของสัญญาณที่ส่งผ่านไปยังโหลดนั้นจะแสดงไว้ในรูปที่ 2.7 โดยอาศัยการควบคุมมุมดังกล่าว ซึ่งการควบคุมด้วยวิธีนี้มีข้ออยู่ที่จะทำให้เกิดกำลังที่ต่ำเมื่อใช้กับโหลดที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว แต่ก็มีข้อเสียอยู่ตรงที่ว่า ค่าใช้จ่ายจะแพงและเกิดการรบกวนมากนั่นเอง



รูปที่ 2.7 แสดงสัญญาณขาออกของการควบคุมแบบมุมเฟส



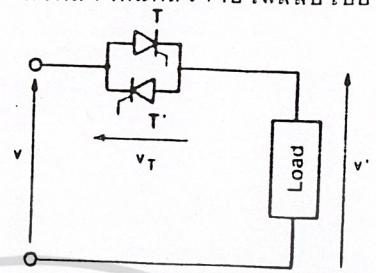
บทที่ 3

ทฤษฎีที่นำมาประยุกต์ใช้กับโศรงงานนี้

3.1 PHASE CONTROL

3.1.1 หลักการ

เรกเลเตอร์ควบคุมค่ากระแส RMS ที่ไหลจากแหล่งจ่ายไฟสลับไปยังโหลด (ดูรูปที่ 3.1.1)



รูปที่ 3.1.1 แสดงการต่อไทรส์เตอร์กับโหลด

3.1.2 วิเคราะห์การทำงาน

โวลเตจที่จ่ายให้กับโหลดจะคำนวณโดย Fourier expansion of the voltage v'.

v' = V'_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \zeta_1) + V'_3 \sqrt{2} \sin(3\omega t + \zeta_3) + \dots + V'_{2k+1} \sqrt{2} \sin[(2k+1)\omega t + \zeta_{2k+1}] + \dots

ค่าเฉลี่ย rms ของฮาร์โมนิกหาโดย

V'_{2k+1} = \sqrt{\frac{A^2_{2k+1} + B^2_{2k+1}}{2}}

โดยค่า

A_{2k+1} = \frac{2}{\pi} \int_{\psi}^{\pi+\psi} v' \sin(2k+1)\theta d\theta

B_{2k+1} = \frac{2}{\pi} \int_{\psi}^{\pi+\psi} v' \cos(2k+1)\theta d\theta

เมื่อคิดเฉพาะส่วนประกอบมูลฐาน

A_1 = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} [\theta_1 - \psi - \frac{1}{2}(\sin 2\theta_1 - \sin 2\psi)]

B_1 = \frac{V\sqrt{2}}{2\pi} [\cos 2\psi - \cos 2\theta_1]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ในกรณีโหลดเป็นความต้านทานอย่างเดี่ยว เช่นการควบคุมกำลังความร้อน การควบคุมอุณหภูมิ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อผู้อื่นโดยไม่ได้รับอนุญาตของเจ้าของลิขสิทธิ์ หากพบการละเมิดลิขสิทธิ์ของเอกสารนี้ กรุณาแจ้งให้ทางมหาวิทยาลัยทราบเพื่อดำเนินการตามกฎหมายต่อไป

$$\frac{V'}{V} = \frac{I}{I/R} = \sqrt{1 - \frac{\psi}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\psi}$$

$$A_{2k+1} = \frac{V\sqrt{2}}{2\pi} \left[\frac{\sin 2(k+1)\psi}{k+1} - \frac{\sin 2k\psi}{k} \right]$$

$$B_{2k+1} = \frac{V\sqrt{2}}{2\pi} \left[\frac{\cos 2(k+1)\psi - 1}{k+1} - \frac{\cos 2k\psi - 1}{k} \right]$$

$$A_1 = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \left(\pi - \psi + \frac{1}{2} \sin 2\psi \right)$$

$$B_1 = \frac{V\sqrt{2}}{2\pi} (\cos 2\psi - 1)$$

สำหรับการประยุกต์ ต้องหาค่ากำลังควบคุมเป็นฟังก์ชันของมุมควบคุม ในรูปอัตราส่วนเทียบเท่ากับค่ากำลังมากที่สุด P_0 ตัวอย่างเช่น กำลังที่ต้องการเมื่อเรกเลเตอร์ทำงานที่ฟูลเวจ จะได้

$$\frac{P}{P_0} = \frac{RI^2}{R(I/R)^2} = \left(\frac{I}{V/R} \right)^2 = 1 - \frac{\psi}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\psi$$

3.1.3 คุณสมบัติของกระแส

3.1.3.1 เพาเวอร์แฟกเตอร์

$$F = P/S \quad \text{เมื่อ} \quad S = VI \quad \text{เป็นค่ากำลังปรากฏ}$$

ฮาร์โมนิกคัสเตอร์ชั้นแฟกเตอร์ τ_i นิยามโดย

$$\tau_i = \frac{1}{I_1} \sqrt{I_3^2 + I_5^2 + \dots + I_{2i+1}^2 + \dots}$$

จะได้

$$\tau_i = \frac{1}{I_1} \sqrt{I^2 - I_1^2} = \sqrt{\left(\frac{I}{I_1} \right)^2 - 1}$$

แทนค่า $I_1/I = F/\cos\phi_1$ จะได้

$$F = \frac{\cos\phi_1}{\sqrt{1 + \tau_i^2}}$$

เราจะรู้ได้ว่าการลดลงของเพาเวอร์แฟกเตอร์เกี่ยวข้องกับ

- การใช้กำลังเสมือน โดย $\cos\phi_1$
- กระแสฮาร์โมนิก โดย τ_i

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น 3.1.3.2 คุณสมบัติของกำลัง

- กำลังปรากฏ $S = VI$ สามารถเขียนในรูป

$$S = V (I_1^2 + I_3^2 + \dots + I_{2k+1}^2 + \dots)$$

$$= [(VI_1)^2 + V^2(I^2 - I_1^2)]$$

$$S = (S_1^2 + D^2)$$

โดย $S_1 = VI_1$ เป็นกำลังปรากฏมูลฐาน

$$D = V (I^2 - I_1^2)$$

= เป็นค่าดีสตอร์ชันเฟาเวอร์เนื่องมาจากฮาร์โมนิก

เพื่อที่จะแสดงให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงของกำลังเมื่อ เพิ่มขึ้นจะแสดงในรูปของอัตรา

ส่วนเทียบกับ $S_0 = VI_0$ เป็นกำลังปรากฏเมื่อเรกูลเตอร์ทำงานในสภาวะฟูลเวฟ

จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

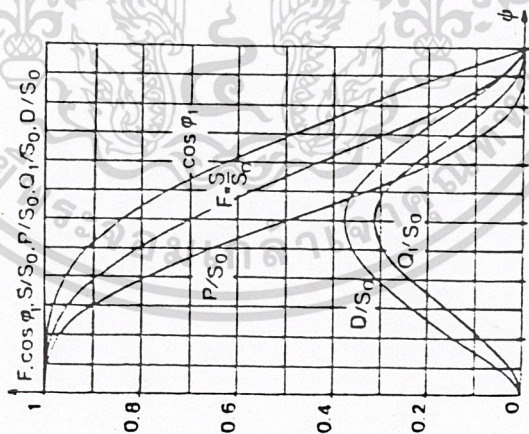
$$\frac{P}{S_0} = \frac{1}{\sqrt{1+Q^2}} \left(\frac{I}{I_0} \right)^2$$

$$\frac{D}{S_0} = \sqrt{\left(\frac{I}{I_0} \right)^2 - \left(\frac{I_1}{I} \right)^2}$$

$$\frac{S}{S_0} = \frac{I}{I_0}$$

$$\frac{Q_1}{S_0} = \sqrt{\left(\frac{V_1}{V} \right)^2 - F^2} \left(\frac{I}{I_0} \right)^2$$

ปรากฏความสัมพันธ์อย่างที่ทำให้เกิดการรบกวนในระบบจะแสดงให้เห็นในรูปที่ 3.1.2



รูปที่ 3.1.2 แสดงสัญญาณรบกวนระบบเมื่อ $\psi = 0$

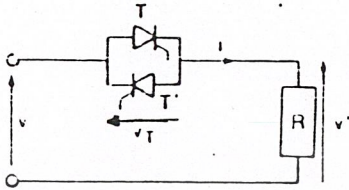
- จะเห็นได้ว่าเมื่อโวลต์เป็นความต้านทานอย่างเดี่ยว ($\psi = 0$) การลดลงของกระแส
 จากกราฟ S/S_0 จะเห็นว่า S/S_0 ลดลงในขณะ Q_1 กับ D เพิ่มขึ้น จนถึงจุดที่ ψ เพิ่มขึ้น
 เป็น $\pi/2$, ที่ $\psi = \pi/2$ D และ Q_1 จะมีค่ามากที่สุด $0.386S_0$ และ $0.318S_0$ ตาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์
 ไม่ว่าการผลิตนี้ที่ผลิตโดยมีค่าเพียง 0.707 ขณะที่ค่า $\cos \phi$ ยังคงอยู่ที่ 0.843 เมื่อค่า ψ มาก
 กว่า $\pi/2$ กระแสจะลดลงทำให้กำลังกำลังเสถียรและกำลังรบกวนลดลงด้วย

3.2 Integral cycle control.

3.2.1 หลักการ

วงจร integral cycle control เป็นเรกติฟายเออร์ (ตามรูปที่ 3.2.1) โดยที่กระแสในโหลดมีค่ามอด



p : คือ จำนวนลูกคลื่นที่ควบคุมหรือให้ไหล

p' : คือ จำนวนลูกคลื่นทั้งหมดของแหล่งจ่าย

รูปที่ 3.2.1 แสดงการต่อไทรสเตอร์เข้ากับโหลด

3.2.2 พิจารณาคุณลักษณะเฉพาะ (characteristics)

3.2.2.1 คุณลักษณะเฉพาะของการควบคุม

ค่ากระแสเฉลี่ย (I_{RMS}) คือ

$$I^2 = \frac{1}{2\pi p'} \int_0^{2\pi} i^2 d\theta = \frac{1}{2\pi p'} \int_0^{2\pi} \frac{2V^2}{R^2} \sin^2 \alpha d\theta$$

เพราะฉะนั้น

$$I = \frac{V}{R} \sqrt{(p/p')}$$

$I_0 = V/R$ และ อัตรา duty cycle คือ $\alpha = p/p'$ เราได้ว่า

$$I = I_0 \sqrt{\alpha} \dots (3.2.1)$$

เนื่องจากโหลดเป็นความต้านทานอย่างเดี่ยวได้ $v' = Ri$ ซึ่งจะได้โวลเตจเฉลี่ยคร่อมโหลด

คือ $V' = RI$ เราจะได้

$$\frac{V'}{V} = \frac{I}{I_0} \sqrt{\alpha} \dots (3.2.2)$$

ถ้า P คือกำลังไฟฟ้าที่ใช้จริง (active power) และ P_0 คือกำลังไฟฟ้าที่ให้โหลด (คือเมื่อเรกติฟายเออร์จ่ายเต็มที่และ $\alpha = 1$) เราได้ว่า

$$\frac{P}{P_0} = \frac{RI^2}{RI_0^2} = \alpha \dots (3.2.3)$$

3.2.2.2 คุณลักษณะเฉพาะของกระแสแหล่งจ่าย

การกระจายอนุกรมกระแสแหล่งจ่ายเขียนได้ดังนี้
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือเผยแพร่ข้อมูลใดๆ ทั้งสิ้น

$$+ I_0 \sqrt{2} \sin(\omega t - \alpha) + I_0 \sqrt{2} \sin(\omega t - 3\alpha) + \dots$$

ค่าเฉลี่ย RMS ของกระแสฮาร์โมนิคอันดับที่ k คือ

$$I_{k/p'} = \sqrt{\frac{A_{k/p'}^2 + B_{k/p'}^2}{2}}$$

สำหรับฮาร์โมนิค และ ฮาร์โมนิคย่อยใดๆ

$$A_{k/p'} = \frac{1}{p' \pi} \int_0^{2p'\pi} \frac{V \sqrt{2}}{R} \sin \theta \sin \frac{k\theta}{p'} d\theta$$

$$B_{k/p'} = \frac{1}{p' \pi} \int_0^{2p'\pi} \frac{V \sqrt{2}}{R} \sin \theta \sin \frac{k\theta}{p'} d\theta$$

เมื่อ k ไม่เท่ากับ p'

$$A_{k/p'} = -\frac{\sqrt{2}I_0}{\pi} * \frac{p'}{p'^2 - k^2} \sin 2k\pi\alpha$$

$$B_{k/p'} = \frac{\sqrt{2}I_0}{\pi} * \frac{p'}{p'^2 - k^2} (1 - \cos 2k\pi\alpha)$$

ดังนั้น

$$\frac{I_{k/p'}}{I_0} = \frac{1}{\pi} \frac{2p'}{p'^2 - k^2} |\sin k\pi\alpha|$$

สำหรับค่าฮาร์โมนิคพื้นฐานอันดับที่ k=p'

$$A_1 = \sqrt{2}\alpha I_0 \text{ and } B_1 = 0 \text{ then } I_1 = \alpha I_0 \dots \dots \dots (3.2.4)$$

3.2.3 พิจารณา power factor (ตัวประกอบกำลัง)

ค่า distortion นี้ จะมีความสัมพันธ์โดยตรงกับ power factor จากสมการ F = P/S โดย S = VI และ P = VI₁ (ค่ากำลังไฟฟ้าจริงจะเกิดขึ้นที่ฮาร์โมนิคความถี่ f และยังมี phase กับ voltage ซึ่งเราได้ว่า

$$F = I_1 / I$$

เนื่องจาก

$$r = \sqrt{\left(\frac{I}{I_1}\right)^2 - 1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F = \frac{1}{\sqrt{1 + r^2}}$$

3.2.4 คุณลักษณะเฉพาะของกำลังไฟฟ้า

จากวงจรไฟฟ้า เราสามารถคำนวณกำลังไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลง

$$\frac{Q_1}{S_0} = 0$$

$$\frac{D}{S_0} = \frac{1}{S_0} \sqrt{S^2 - P^2} = \sqrt{\alpha(1-\alpha)}$$

$$\frac{S}{S_0} = \frac{VI}{VI_0} = \sqrt{\alpha}$$

$$\frac{P}{S_0} = \frac{RI^2}{VI_0} = \left(\frac{I}{I_0}\right)^2 = \alpha$$

3.2.5 พิจารณา Power Harmonic

เมื่อต่อความต้านทาน R กับแหล่งจ่ายไฟ จะได้กำลังไฟฟ้าเท่ากับ

$$Ri^2 = R \left[\frac{I \sqrt{2} \sin \theta}{R} \right]^2 = P_0 (1 - \cos 2\theta)$$

โดย P_0 คือค่าเฉลี่ยกำลังไฟฟ้า เมื่อ $\alpha = 1$

ค่าเฉลี่ย RMS $P_{k/p}$ ที่ความถี่ kf/p ของอนุกรมกำลังไฟฟ้า

$$P_{k/p} = \sqrt{\frac{A_{k/p}^2 + B_{k/p}^2}{2}}$$

โดยที่

$$A_{k/p} = \frac{P_0}{p' \pi} \int_0^{2p\pi} (1 - \cos 2\theta) \sin \frac{k\theta}{p'} d\theta$$

$$B_{k/p} = \frac{P_0}{p' \pi} \int_0^{2p\pi} (1 - \cos 2\theta) \cos \frac{k\theta}{p'} d\theta$$

สังเกตเมื่อ k ไม่เท่ากับ $2p'$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานพิเศษ (4p'² - k²) ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาหรือทำซ้ำข้อมูลของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_{k/p} = \frac{4p'^2 P_0}{\pi k (4p'^2 - k^2)} (1 - \cos 2k\pi\alpha)$$

$$B_{k/p} = \frac{4p'^2 P_0}{\pi k (4p'^2 - k^2)} \sin 2k\pi\alpha$$

ซึ่งจะได้

$$P_{1,p} = \frac{4p'^2 P_0 \sqrt{2}}{2(4p'^2 - k^2)} \left| \sin 2k\pi x \right|$$

เมื่อ $k=2p'$ จะได้

$$A_2' = 0 \quad \text{and} \quad B_2' = -\alpha P_0$$

ดังนั้น

$$P_2 = \frac{\alpha P_0}{\sqrt{2}}$$

ตามกฎเกณฑ์ทั่วไป สรุปได้ว่าค่าของ p' ควรจะ

-หลีกเลี่ยงค่า f/p' ที่มีความถี่ 10 Hz เพราะจะเกิดการกระพริบ (flicker) มากที่สุด

-จำเป็นต้องหลีกเลี่ยงค่า p' ที่มากเกินไปด้วยเพราะจะส่งผลให้ แสงสว่าง เกิดการแกว่งไปมา และเกิดการสะดุดในรอบการหมุนของเครื่องจักรกล

3.3 การประยุกต์ใช้งานออปแอมป์

3.3.1 การขยายแบบกลับเฟส

วงจรมูลฐานของการขยายสัญญาณแบบกลับเฟส แสดงดังรูปที่ 5.1 ในวงจรมีอัตราขยายเปิดลูปเท่ากับ R_2/R_1 อัตราส่วนนี้จะมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับกำลังขยายของอัตราขยายเปิดลูป ค่า Z_{in} จะมีค่าเท่ากับ R_1 แถบความถี่กว้าง (BW) ของอัตราขยายเปิดลูปจะมีค่าเท่ากับความถี่กำลังขยายหนึ่งหารด้วยอัตราขยายเปิดลูป

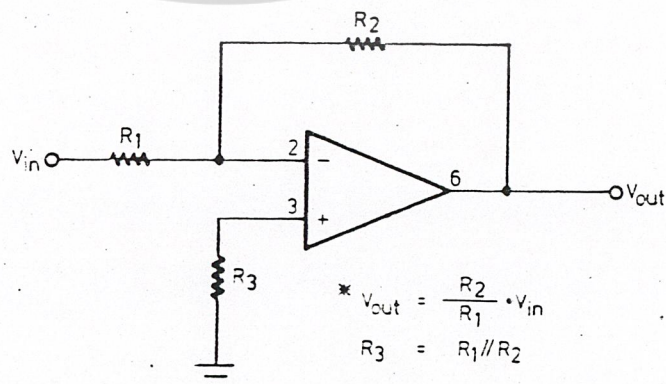
ข้อควรสังเกตุคือ

1) R_2 ควรเลือกค่าเท่ากับ R_1 ชานานกับ R_2 เพื่อลดค่าคลาดเคลื่อนของแรงดันออฟเซต ซึ่งเกิดจากกระแสไบแอส

2) ค่าแรงดันออฟเซตที่เอาต์พุตของออปแอมป์ จะมีค่าเท่ากับอัตราขยายเปิดลูปคูณกับแรงดันออฟเซตที่อินพุต

ในการประยุกต์ควรให้ค่าความต้านทานที่ต่อขาอินพุตทั้งสองมีค่าสูงและค่าแรงดันออฟเซตของออปแอมป์ที่เอาต์พุตอาจจะปรับโดยการเปลี่ยนแปลงค่า R_2 โดยใช้การเปลี่ยนแปลงแรงดันตกคร่อมระหว่าง R_2 คล้ายกับเป็นตัวจัดแรงดันออฟเซตที่อินพุต ค่าแรงดันออฟเซตของออปแอมป์ที่เอาต์พุตจะไม่ค่อยสำคัญ ในกรณีที่ใช้การประยุกต์แบบการคัปปลิงสัญญาณไฟสลัป สิ่งที่น่ามาพิจารณาคือ แรงดันออฟเซตใดๆที่เอาต์พุตจะลดความเป็นเส้นตรงจากจุดสูงสุดถึงต่ำสุดของการแกว่งของเอาต์พุตของวงจรมีขยาย

คุณสมบัติของอัตราขยายความถี่ (gain frequency) ของออปแอมป์และการป้อนกลับของวงจรมีขยายจะต้องไม่ทำให้เกิดการออสซิลเลต และการป้อนกลับจะต้องไม่ทำให้เฟสเลื่อนเกิน 180 องศา สำหรับทุกๆความถี่ซึ่งจะต้องทำให้กำลังขยายของออปแอมป์และวงจรมีขยายป้อนกลับของมันมีค่ามากกว่าหนึ่งในทางปฏิบัติการเคลื่อนเฟสไม่ควรจะเข้าใกล้ 180 องศา เพราะว่าจะเป็นการทำให้เสถียรภาพของภาวะที่กำหนดเข้าใกล้จุดวิกฤตของการออสซิลเลต

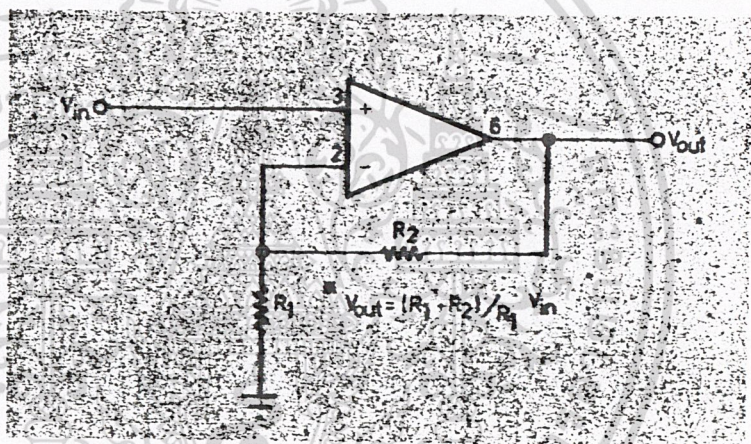


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
รูปที่ 3.3.1 แสดงวงจรมีขยายแบบกลับเฟส

3.3.2 วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส

รูปที่ 3.3.2 เป็นวงจรขยายแบบไม่กลับเฟสซึ่งค่าความต้านทานอินพุตที่สูงและอัตราขยายปิดลูปของวงจรจะมีค่าเท่ากับ $(R_1 + R_2) / R_1$ และช่วงกว้างทางความถี่ที่ 3dB จะมีเท่ากับความถี่ที่อัตราขยายเป็นหนึ่งหารด้วยกำลังขยายปิดลูป (closed loop gain) ข้อแตกต่างอันดับแรกระหว่างการต่อวงจรแบบนี้กับการต่อวงจรแบบกลับเฟสคือเอาต์พุตจะมีลักษณะเหมือนกับทางอินพุตและยังมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่สูงมากซึ่งมีค่าเท่ากับความแตกต่างของอินพุตอิมพีแดนซ์คูณด้วยอัตราขยายปิดลูป ในการประยุกต์คลิปลิ่งนั้นค่าอินพุตอิมพีแดนซ์จะไม่สำคัญ เมื่อกับกระแสอินพุตและแรงดันตกคร่อมตัวต้านทานของแหล่งกำเนิด

ข้อควรระวังในการใช้งานสำหรับออปแอมป์แบบนี้ก็เหมือนกับของวงจรขยายแบบกลับเฟส แต่มีข้อยกเว้นอยู่ข้อหนึ่งคือเอาต์พุตของออปแอมป์จะไปอยู่ในย่านการอิ่มตัว ถ้าอินพุตเกิดการลอสและจะเป็นสิ่งที่สำคัญมากถ้าออปแอมป์นั้นต้องสวิตซ์จากแหล่งจ่ายไฟหนึ่ง ส่วนการชดเชยที่ใช้ในวงจรขยายแบบกลับเฟส จะมีผลนำมาใช้ได้ในการต่อวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส



รูปที่ 3.3.2 แสดงวงจรการขยายแบบไม่กลับเฟส

3.3.3 วงจรบัฟเฟอร์

วงจรขยายแรงดันที่มีค่าจะพบอยู่เสมอคือ วงจรบัฟเฟอร์ เพื่อลดความคลาดเคลื่อนของแรงดันที่เกิดจากการบั่นทอนจากแหล่งกำเนิดสัญญาณ และเพื่อแยกความต้านทานของแหล่งกำเนิดที่มีค่าสูงดังรูปที่ 3.3.3 อัตราขยายของวงจรมีค่าเป็นหนึ่ง o/p จะเป็นไปตาม i/p ดังนั้นจึงได้ชื่อว่า "วงจรขยายแรงดันตาม (voltage follower)" ซึ่งจะให้ค่า i/p impedance มากที่สุด

ข้อควรระวัง 3 ประการจากวงจรในรูปที่ 3 คือ

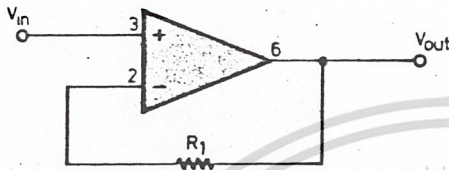
- 1) วงจรขยายนั้นจะต้องมีการชดเชยความถี่
- 2) การสวิงของ o/p ของวงจรขยายต้องถูกกำหนดโดยช่วงของสัญญาณเฟสร่วมของวงจรขยาย
- 3) วงจรขยายบางตัวจะแสดงลักษณะแรงดันค้างเมื่อช่วงของสัญญาณเฟสร่วมของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่เสียค่าใช้จ่าย

ไม่ว่ากรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

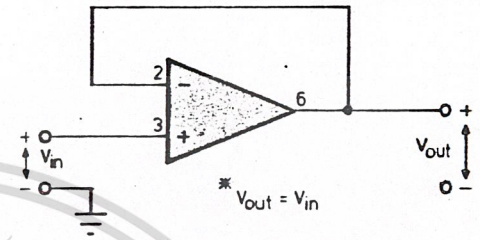
ขยายมีค่าเกินกว่าที่กำหนด ดังนั้น inverting i/p จะกลายเป็น noninverting ไปโดยปริยาย และถ้าเราจำกัดค่าของโหมตร่วมมีค่าเกินกว่าที่กำหนดไว้ ผลอันนี้จะทำให้เกิดการป้อนกลับแบบบวกเป็นผลให้เกิดการอิมิตัวในวงจขยาย

* $V_{out} = V_{in}$
 $R_1 = R_{source}$ สำหรับความคลาดเคลื่อนค่าจุดอินพุตเกิดจากกระแสอินพุตไบแอส



ก. แบบการต่อวงจรที่เพื่อรวมอัตรขยายเป็น 1

อัตรขยาย - 0.5 โวลท์/ไมโครวินาที

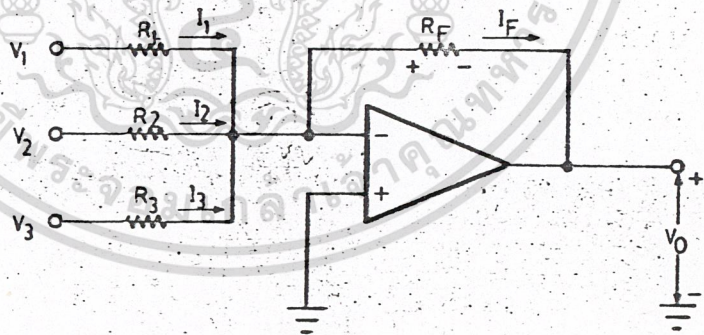


ข. แบบวงจขยายแรงดันตามที่อัตรขยายเป็น 1

รูปที่ 3.3.3 แสดงวงจร buffer

3.3.4 วงจรรวมสัญญาณ (adder หรือ summer)

วงจรมี i/p มากกว่า 2 สัญญาณขึ้นไปและมี o/p หนึ่งตัว



รูปที่ 3.3.4 แสดงตัวอย่างวงจรรวมสัญญาณ 3 อินพุต

แรงดัน V_1, V_2 และ V_3 จะทำให้เกิดกระแส I_1, I_2 และ I_3 ผ่านตัวต้านทาน R_1, R_2 และ R_3 ตามลำดับ กระแส I_1, I_2 และ I_3 นี้จะไหลเข้าอินพุตขั้วลบของออปแอมป์ไม่ได้จึงไหลผ่าน R_F ทั้งหมด ดังนั้น I_F มีค่าเท่ากับ $I_1 + I_2 + I_3$ โปรดสังเกตว่าวงจรมีลักษณะเหมือนวงจรขยายแบบอินเวอร์ต

แต่มีหลายอินพุต อินพุตขั้วลบก็ยังคงทำหน้าที่ที่กราวด์เสมือน ทำให้ขั้วลบเท่ากับ 0V และหาค่า I_1, I_2 และ I_3 ได้ดังนี้

$$I_1 = V_1/R_1, \quad I_2 = V_2/R_2, \quad I_3 = V_3/R_3$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปเผยแพร่เห็นไปขอประโยชน์ในก ไรค่า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และหาค่า I_F ได้ดังนี้

$$I_F = -V_o/R_F$$

นั่นคือ $-V_o/R_F = V_1/R_1 + V_2/R_2 + V_3/R_3$

หรือ

$$V_o = -R_F(V_1/R_1 + V_2/R_2 + V_3/R_3)$$

จากสมการนี้จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตจะขยายสัญญาณอินพุตแต่ละสัญญาณขึ้นมาแล้วจึงนำมารวมกัน แต่มีทิศการเปลี่ยนแปลงแรงดันตรงข้าม (แสดงโดยเครื่องหมายลบ) กับผลรวมสัญญาณแต่ละตัวจะถูกขยายขึ้นมาเล็กน้อยเพียงใดขึ้นกับค่า R_1, R_2, R_3 และ R_F อินพุตอิมพีแดนซ์ที่สัญญาณ V_1, V_2 และ V_3 มองเห็นจะเท่ากับค่า R_1, R_2 และ R_3 ตามลำดับ อีกประการหนึ่งคือสัญญาณอินพุตแต่ละสัญญาณจะไม่กวนกันหรือมีผลกระทบกระเทือนกันเลย เหมือนกับว่าแต่ละสัญญาณป้อนแรงดันเข้ามาผ่านตัวต้านทานที่อินพุตแล้ววงจรวาดเสมือนไปเลย เราจึงสามารถเพิ่มอินพุตที่ตัวก็ได้ตามใจชอบ

3.3.5 วงจรอินทิเกรเตอร์

วงจรนี้จะใช้ตัวเก็บประจุเป็นทางผ่านให้เกิดการป้อนกลับขึ้นดังรูปที่ 3.3.5(ก) เนื่องจากไม่มีกระแสไหลเข้าอินพุตของออปแอมป์ ดังนั้นกระแสอินพุตที่ไหลผ่าน R_1 ทั้งหมดก็จะไหลเข้าไปประจุ C นั่นคือ $I_1 = I_C$ ถ้าแรงดัน V_1 มีค่าคงที่ กระแส I_1 จะคงที่ด้วย เพราะ $I_1 = V_1/R_1$ ด้วยเหตุนี้กระแส I_C ซึ่งประจุ C ก็จะมีค่าคงที่ด้วย ทำให้แรงดันคร่อม C ค่อยๆ เพิ่มขึ้นตามเวลานั้นก็คือแรงดัน V_o ค่อยๆ ลดลงตามเวลา ดังสมการ

$$\Delta V_o = -I_C \Delta t / C = -I_1 \Delta t / C = -V_1 \Delta t / R_1 C$$

จากสมการ ถ้า V_1 เป็นบวก V_o จะค่อยๆ เป็นลบมากขึ้นตามเวลา และจะลดลงมาจนกระทั่งออปแอมป์อิ่มตัวไม่สามารถลดลงได้อีก

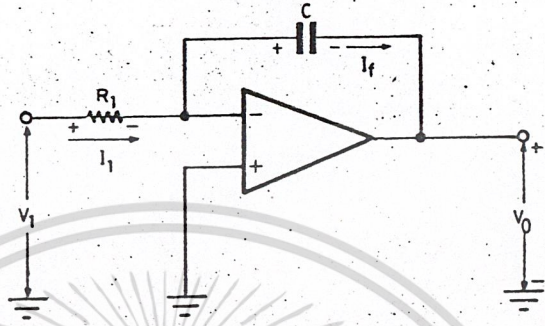
ถ้าสัญญาณอินพุต V_1 มีค่าเปลี่ยนแปลงไปเรื่อยๆ ตัวเก็บประจุ C จะทำหน้าที่รวบรวมผลคูณของแรงดันและเวลาขณะต่างๆ กันเอาไว้ ถ้าสัญญาณ V_1 เป็นรูปสี่เหลี่ยม ตัวเก็บประจุ C ก็จะคายประจุที่หนึ่งทำให้แรงดัน V_o เพิ่มขึ้นและลดลงตรงข้ามกับลักษณะการเปลี่ยนแปลงรูปคลื่นของ V_1 กลายเป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยมดังรูป 3.3.5 ข

แต่ถ้าสัญญาณอินพุต V_1 เป็นรูปไซน์ วิธีการคิดจะเป็นแบบธรรมดา คือเป็นวงจรขยายแบบอินเวอร์ต ซึ่งอัตราขยายวงจรขึ้นอยู่กับอัตราส่วนระหว่างอิมพีแดนซ์ของ C และความต้านทานของ R_1 ดังนี้

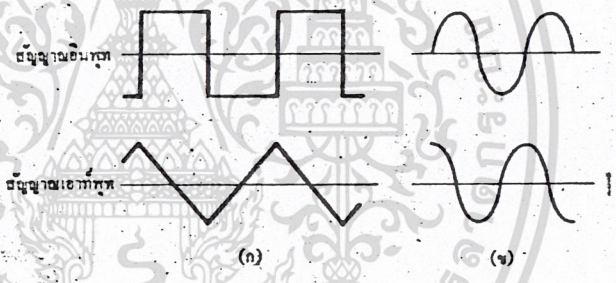
$$\text{อัตราขยาย} = X_C / R_1 = 1/2\pi f R_1 C$$

จากสมการจะเห็นว่าอัตราขยายของวงจรขึ้นกับความถี่ของสัญญาณ V_1 ถ้าความถี่ต่ำมาก อัตราขยายก็จะสูงมาก ถ้าความถี่เป็นศูนย์ อัตราขยายจะเป็นอนันต์นั่นคือหากมีสัญญาณแปลกปลอมเข้ามาเพียงนิดเดียว แรงดันเอาต์พุตก็จะอิ่มตัวไปในทางใดทางหนึ่งทันที ดังนั้นในทาง

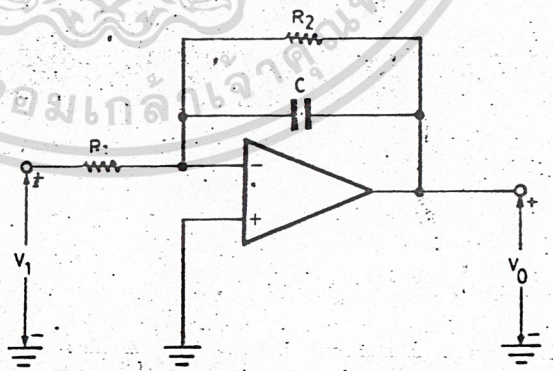
ปฏิบัติจึงต้องใส่ตัวต้านทาน R_2 ขนาดกับ C เข้าไว้เพื่อจำกัดอัตราขยายด้านไฟตรงให้มีค่าไม่สูงมากเกินไป ดังแสดงในรูปที่ 3.3.5 ค แต่เพื่อไม่ให้มีผลกับการคายประจุและประจุของค่า R_2 ก็ควรจะมีค่าสูง โดยที่ไปค่า R_2 จะถูกเลือกให้มีค่ามากกว่า 10 เท่าของ R_1 บางครั้งอาจจะมากถึง $1000 \cdot R_1$



รูปที่ 3.3.5 ก วงจรอินทิเกรเตอร์



รูปที่ 3.3.5 ข สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรอินทิเกรเตอร์



ลักษณะสำคัญของวงจร

$$\Delta V_o = -\frac{V_i \Delta t}{R_1 C} \quad (\text{สำหรับสัญญาณสี่เหลี่ยม})$$

$$\text{อัตราขยาย} = \frac{1}{2\pi f R_1 C} \quad (\text{สำหรับสัญญาณซายน})$$

$$Z_{in} = R_1$$

$$R_2 \geq 10 R_1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดรูปที่ 3.3.5 คลวงจรอินทิเกรเตอร์ในทางปฏิบัติครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.6 วงจรคิฟเฟอร์เรอเนอเคอร์

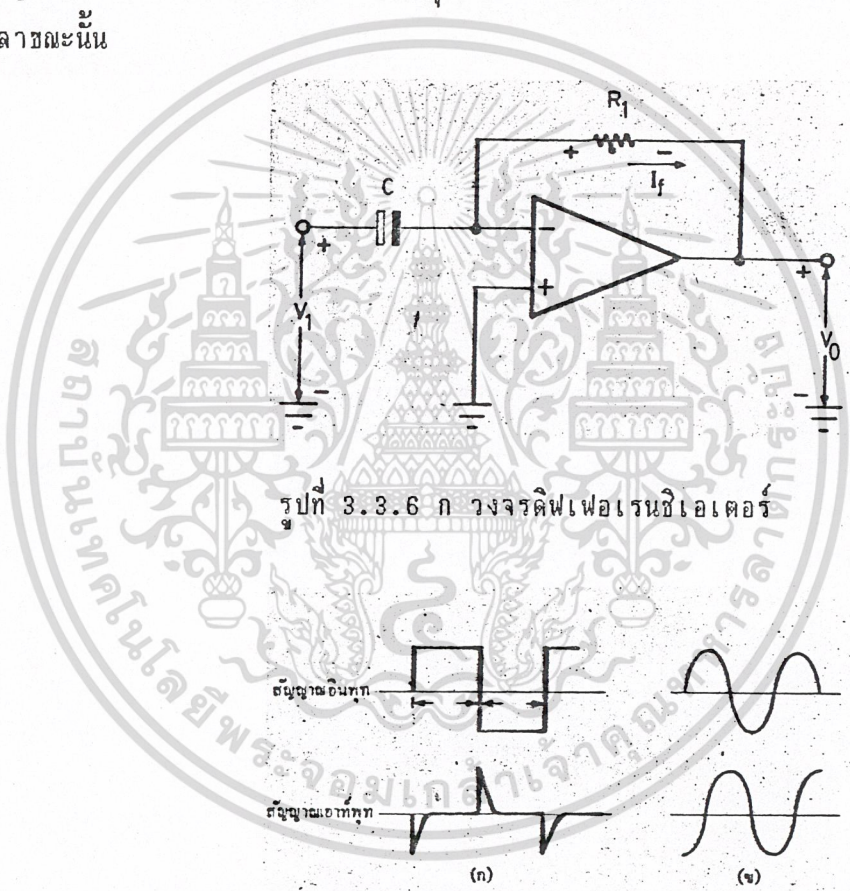
เป็นวงจรที่ให้กระแสผ่านตัวเก็บประจุโดยตำแหน่งของ R_1 และ C จะสลับที่กันกับวงจรอินทิเกรเตอร์ กระแส I_1 ซึ่งไหลผ่าน C จะสัมพันธ์กับแรงดัน V_1 และค่า C ดังนี้

$$I = C\Delta V_1/\Delta t$$

แต่ $I_1 = I_f = -V_o/R_1$

ดังนั้น $V_o = R_1 C\Delta V_1/\Delta t$

จากสมการจะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตขึ้นอยู่กับการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตกับเวลา ($\Delta V_1/\Delta t$) ยิ่งแรงดันอินพุตเปลี่ยนแปลงเร็วขึ้น ขนาดของแรงดันเอาต์พุตก็จะสูงขึ้น ถ้าแรงดัน V_1 มีค่าเปลี่ยนแปลงไปเรื่อยๆ เอาต์พุตก็จะมีค่าแปรตามอัตราการเปลี่ยนแปลง V_1 ในช่วงเวลาขณะนั้น



รูปที่ 3.3.6 ก วงจรคิฟเฟอร์เรอเนอเคอร์

รูปที่ 3.3.6 ข สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรคิฟเฟอร์เรอเนอเคอร์

รูปที่ 3.3.6ก ขณะที่ V_1 พรวดพราดเพิ่มสูงขึ้น C ยังประจุแรงดันไม่ทันดังนั้นแรงดันเอาต์พุตจะลดลงอย่างรวดเร็วเช่นเดียวกัน ในช่วง T_1 ซึ่งแรงดัน V_1 เป็นบวกคงที่ C ก็จะค่อยๆ ประจุจนมีแรงดันสูงขึ้น ทำให้แรงดันเอาต์พุตเพิ่มขึ้น และสูงขึ้นมาจนเป็นศูนย์ ถัดมาเมื่อ V_1 ลดลงเป็นลบอย่างรวดเร็ว C ก็ยังคงประจุเดิมไม่ทัน ดังนั้นส่วนที่เปลี่ยนแปลงของ V_1 นี้จะไปเกิดขึ้นคร่อมขาคบ ทำให้แรงดันเอาต์พุตสูงขึ้นเป็นบวก ในช่วง T_2 ซึ่งแรงดัน V_1 เป็นลบคงที่ C ก็จะประจุเข้าหาแรงดันค่าลบของ V_1 ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตก็จะค่อยๆ ลดจนกลายเป็นลบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับเป็นทรัพย์สินของสถาบันฯ หรือค่า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหาและข้อมูลของเอกสารนี้โดยไม่ได้รับอนุญาต

เป็นศูนย์โวลต์ดั้งเดิม ดังนั้นถ้า V_1 เป็นรูปสี่เหลี่ยม แรงดัน V_0 ก็จะเป็นรูปเข็มนาฬิกา (RC ต้องมีค่าน้อยพอที่จะทำให้การคายประจุและประจุได้รวดเร็วพอ) ทุกๆครั้งที่ V_1 เปลี่ยนแปลง V_0 ก็เปลี่ยนเป็นรูปเข็มนาฬิกา

ถ้า V_1 เป็นรูปซายน์ ก็ได้เอาท์พุทเป็นรูปซายน์

$$\text{และมีอัตราขยาย} = R_1/X_c = 2\pi f R_1 C$$

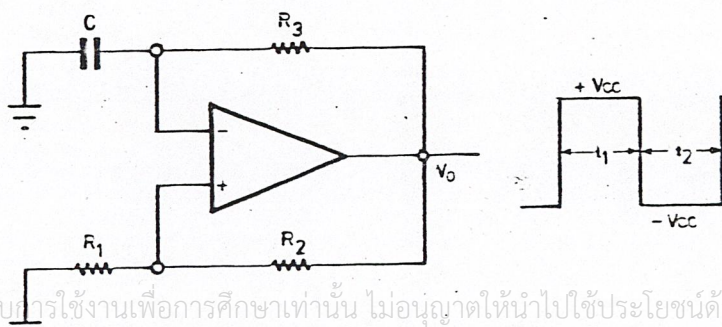
นั่นคือ ถ้า V_1 มีความถี่สูงขึ้น อัตราขยายก็จะมากขึ้นและเป็นเหตุให้เกิดปัญหาขึ้นในทางปฏิบัติ เพราะวงจรแบบนี้อาจมีสัญญาณรบกวนความถี่สูงจากภายนอกเข้ามาขยายทำให้ไม่รู้ว่เอาท์พุทเกิดจากสัญญาณจริง หรือสัญญาณรบกวน และทำให้วงจรอาจออสซิลเลทได้ง่าย วิธีแก้ไขคือหาทางลดอัตราขยายสำหรับสัญญาณความถี่สูง โดยการต่อตัวต้านทานค่าน้อยๆ R_u อนุกรมกับ C ทางด้านอินพุท รูปคลื่นซายน์ที่เอาท์พุทจะช้ากว่าอินพุทอยู่ 90 องศา ดังรูปที่ 3.3.6 ข

3.3.7 วงจรมัลติไวเบรเตอร์

วงจรที่ใช้ออปแอมป์สามารถแทนวงจรมัลติไวเบรเตอร์ได้ทุกแบบโดยตัววงจรจะประกอบด้วยออปแอมป์กับอุปกรณ์ภายนอกอีกไม่กี่ตัวดังแสดงในรูปที่ 3.3.7 (ซึ่งเป็นวงจรอะอสเตเบิล) เมื่อสวิตช์จ่ายไฟให้กับวงจรค่าออฟเซตของวงจรจะเป็นตัวกระตุ้นให้ V_0 มีค่าแรงดันในครั้งแรก นั่นคือแรงดันเอาท์พุทจะขึ้นไปเป็น $+V_{cc}$ หรือ $-V_{cc}$ ตัวต้านทาน R_1 และ R_2 จะต่อเป็นตัวป้อนกลับแบบบวกจะทำให้เอาท์พุทกลับสู่สภาวะอิ่มตัว และระดับแรงดันเอาท์พุทนั้นจะมาประจุให้กับตัวเก็บประจุ C โดยผ่านทาง R_3 และทำให้ที่ขาอินเวอร์ตึงอินพุทของออปแอมป์มีแรงดันสูงขึ้น เมื่อสูงขึ้นกว่าขานอนอินเวอร์ตึงก็จะทำให้เอาท์พุทสวิตช์ลงมาทางลบ และตัวเก็บประจุก็จะคายประจุผ่าน R_3 จนแรงดันลดลง ซึ่งก็จะออสซิลเลทขึ้นเรื่อยๆไป

ถ้าให้ระดับแรงดันเอาท์พุททางบวกและลบมีค่าแรงดันเท่ากับการออสซิลเลท จะให้ช่วงเวลาในแต่ละคาบ t_1, t_2 เป็น 50% นั่นคือในหนึ่งคาบเวลาคือ $t_1 + t_2$ หรือ T สามารถหาได้จาก

$$T = 2 (R_3 C) \ln (1 + 2 R_1 / R_2)$$



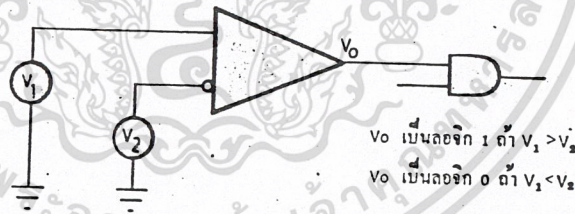
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
รูปที่ 3.3.7 วงจรมัลติไวเบรเตอร์เบื้องต้น

3.3.8 วงจรเปรียบเทียบ (COMPARATOR)

คือวงจรออปแอมป์ที่ได้ออกแบบระดับแรงดันเอาต์พุตอยู่ 2 ระดับเช่น 0V กับ 5V เพื่อใช้กับวงจรทางด้านดิจิทัล หรือวงจรอินเตอร์เฟสระหว่างแอนาลอกกับดิจิทัล โดยใช้ในขณะเป็นวงจรขยายเปิดลูป หรือออกแบบให้มีขนาดความถี่เพิ่มขึ้นเช่นชาสโตรปหรือชานอนอิบิทเป็นต้น ไอซีวงจรเปรียบเทียบมีลักษณะเป็นวงจรขยายความแตกต่าง (differential amp) ในลักษณะเปิดลูปหรือไม่มีการป้อนกลับ ดังนั้นวงจรขยายนี้จึงมีอัตราขยายที่ค่อนข้างสูงมาก และเอาต์พุตก็จะอิมิตัวอยู่ที่ระดับแรงดันสองระดับ คือ สูง หรือต่ำ ขึ้นอยู่กับค่าระดับแรงดันอินพุตที่ขาทั้งสอง

วงจรเปรียบเทียบในอุดมคติควรมีคุณสมบัติของวงจรดังต่อไปนี้

- อัตราขยายแรงดันของผลต่างที่อินพุตมีค่าอนันต์
- อัตราขยายแรงดันเมื่ออินพุตทั้งสองมีเฟสร่วมหรือในโหนดเดียวกันเป็นศูนย์
- อินพุตอิมพีแดนซ์เป็นอนันต์
- เอาต์พุตอิมพีแดนซ์เป็นศูนย์
- แถบขยายทางด้านความถี่เป็นอนันต์
- แรงดันและกระแสออฟเซตเป็นศูนย์

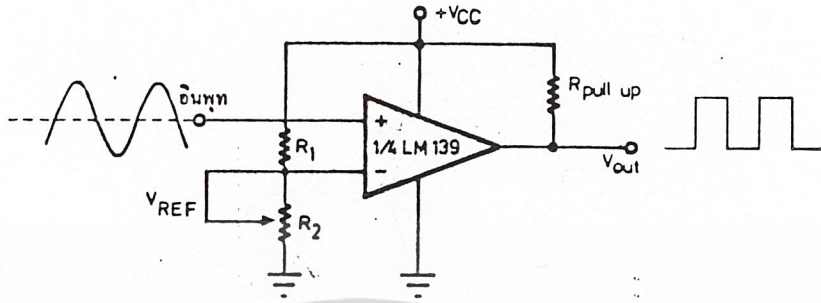


รูปที่ 3.3.8 วงจรเปรียบเทียบเบื้องต้น

สิ่งที่ได้ปรับปรุงขึ้นในวงจรเปรียบเทียบ คือการปรับปรุงผลการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันกับการเปลี่ยนโหนดหรือเรียกว่าช่วงเวลารีโคฟเวอรี (recovery time) ช่วงเวลาการสวิตช์ และระดับแรงดันเอาต์พุต เพราะหน้าที่หลักของวงจรเปรียบเทียบคือใช้เป็นวงจรอินเตอร์เฟสระหว่างสัญญาณแอนาลอกให้เป็นสัญญาณดิจิทัล ดังนั้นระดับสัญญาณเอาต์พุตซึ่งเป็นสัญญาณดิจิทัลต้องมีระดับสัญญาณที่พอเหมาะเป็นระดับสัญญาณลอจิกได้

3.3.9 การประยุกต์ใช้งานวงจรเปรียบเทียบ

การใช้งานเบื้องต้น



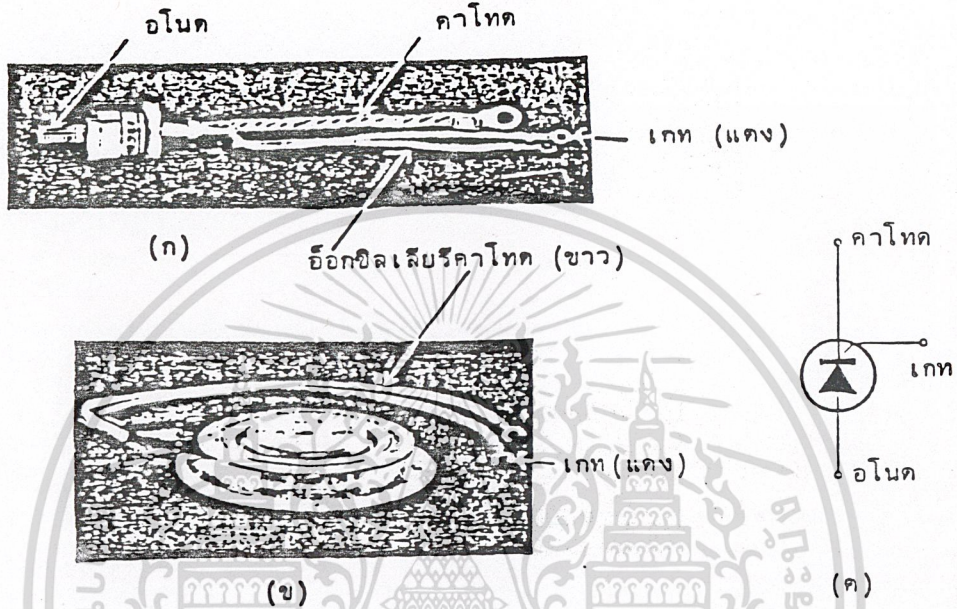
รูปที่ 3.3.9 การใช้งานวงจรเปรียบเทียบเบื้องต้น

รูปที่ 3.3.9 เป็นวงจรเปรียบเทียบที่ใช้ในการเปลี่ยนสัญญาณแอนะล็อกให้เป็นสัญญาณดิจิทัล ตัวต้านทานที่ต่อที่เอาต์พุตต้องเลือกให้มีความพอเพื่อจำกัดกระแสไม่ให้ไหลเข้าไปในตัวไอซีมากเกินไปในขณะที่เอาต์พุตอยู่ในสภาวะต่ำ ตัวต้านทาน R_1 และ R_2 ทำหน้าที่แบ่งแรงดัน $+V_{CC}$ ให้แรงดันอ้างอิง V_{REF} ป้อนเข้าที่อินพุตทางด้านอินเวอร์ต เพื่อให้สัญญาณที่เข้ามาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง

3.4 ไทริสเตอร์

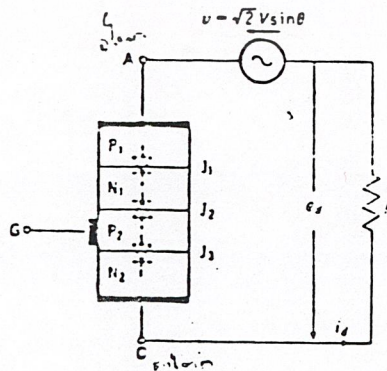
โครงสร้างและการทำงานเบื้องต้นของไทริสเตอร์

รูป 3.4.1 (ก) คือ ลักษณะที่มองจากภายนอกของไทริสเตอร์ขนาดกระแสปานกลางขณะที่รูป (ข) เป็นกรณีกระแสมากๆ และรูป (ค) คือ สัญญลักษณ์ที่ใช้เขียนแทนไทริสเตอร์ส่วนประกอบที่



รูป 3.4.1 ลักษณะภายนอกและสัญญลักษณ์ของไทริสเตอร์

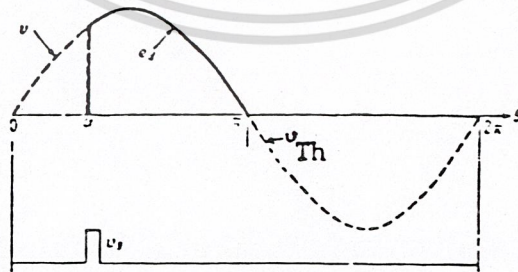
สำคัญคือ อานอด แคโทด และ เกตซึ่งเกิดจาก $P_1N_1P_2N_2$ จำนวนทั้งหมด 4 ชั้น 3 รอยต่อของ $J_1J_2J_3$ ดังแสดงในรูป 3.4.2 ในกรณีของไดโอดทั่วไปเมื่อป้อนโวลต์เตจในทิศทาง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 3.4.2 วงจรของไทริสเตอร์

พิจารณาไดโอดจะนำกระแส เมื่อป้อนในทิศทางรีเวอร์สไดโอดจะหยุดนำกระแส การทำงานคล้ายสวิตช์เปิดปิด แต่ในกรณีของไทรสเตอร์นั้น แม้จะคร่อมโวลเตจในทิศทางฟอร์วาร์คก็ตาม ไทรสเตอร์ก็จะยังไม่นำกระแส มันจะนำจนกว่าจะมีการป้อนสัญญาณเกตเข้าไปพร้อมกัน นั่นคือกรณีที่ป้อน AC โวลเตจ $v = \sqrt{2}v_s \sin \phi$ ให้แก่วงจรในรูป แม้จะมีโวลเตจคร่อมไทรสเตอร์ในทิศทางฟอร์วาร์ดในช่วงมุม $\phi > 0$ ก็ตามแต่ก็ยังไม่มีการนำกระแสไหลจนกว่าจะป้อนสัญญาณเกตที่มุม α มุม ϕ ในช่วง $0 < \phi < \alpha$ นี้เรียกว่าช่วงของ ฟอร์วาร์ด บล็อกกิง โวลเตจส่วนใหญ่ในช่วงนี้จะปรากฏคร่อม J_2 และจะปรากฏขึ้นว่างเปล่าขึ้นที่รอยต่อที่ J_2 นี้ เมื่อป้อนสัญญาณเกตด้วยกระแสขนาดหลายสิบลีแอมป์ขึ้นไป ไทรสเตอร์จะอยู่ในภาว่นำกระแส เมื่อไทรสเตอร์เข้าสู่สภาวะนี้ครั้งหนึ่งและตราบติที่กระแสในทิศทางฟอร์วาร์ด มีขนาดมากกว่าค่าคงที่ค่าหนึ่ง เรียกว่ากระแสโฮลติง โดยปกติจะมีค่าประมาณ 20 mA แล้ว สภาวะการนำกระแสของไทรสเตอร์ก็ยังคงดำเนินต่อไป ในกรณีที่โวลตความต้านทานในรูป 2.10 เป็นความต้านทานล้นๆ สภาวะนี้จะยังคงอยู่จนกระทั่งมุม $\phi = \pi$ ที่มุม $\phi = \pi$ เมื่อเริ่มมีรีเวอร์สโวลเตจปรากฏคร่อมไทรสเตอร์ รอยต่อ J_2 จะเริ่มมีสภาวะเป็น ฟอร์วาร์ดขณะที่ J_1 และ J_3 เป็นรีเวิร์ส ทำให้ไทรสเตอร์เริ่มกลับสู่สภาวะกัหยุดนำกระแสและสภาวะนี้จะยังคงอยู่จนกระทั่ง มุม $\phi = 2\pi$ มุม ϕ ในช่วง $\pi < \phi < 2\pi$ นี้เรียกว่าช่วงรีเวิร์ส บล็อกกิง การทำให้ไทรสเตอร์เปลี่ยนจากสภาวะที่ไม่นำกระแสเป็นสภาวะนำกระแสนี้เรียกว่าการทริก มุม α เรียกว่ามุมทริก เมื่อไม่คำนึงถึงโวลเตจตกคร่อมตัว ไทรสเตอร์ จะได้



รูปที่ 3.4.3 ลักษณะคลื่น e_u

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับสารใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ โวลเตจ e_u คร่อมโวลตดังรูป 3.4.3 ค่าเฉลี่ย e_u สามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

จะเห็นว่าเมื่อปรับมุม α ก็สามารถปรับโวลเตจเฉลี่ย e_d นี้ได้

$$E_{d\alpha} = \int_0^{2\pi} e_d d\phi = \int_0^{2\pi} v_d d\phi = 2 \int_0^{2\pi} 2v/2\pi \times (1+\cos\alpha)/2$$

ในรูป 3.4.3 เฉพาะส่วนที่แสดงด้วยเส้นประ คือลักษณะของโวลเตจ v_{Th} ที่ปรากฏคร่อมไทรสเตอร์ ดังที่ได้กล่าวแล้วว่าสำหรับตัวไทรสเตอร์เองนั้นขาเกตของมันมีความสามารถเฉพาะควบคุมให้นำกระแสเท่านั้น แต่ไม่สามารถควบคุมให้หยุดนำกระแสได้ ดังนั้นวิธีการที่จะให้ไทรสเตอร์หยุดนำกระแสต้องใช้วิธีใดวิธีหนึ่งจากสองวิธี ดังนี้

- 1 ทำให้กระแสอาโนดมีค่าต่ำกว่ากระแสโวลติง
- 2 ป้อนรีเวอร์สโวลเตจคร่อมระหว่างอาโนดและคาโทด

สำหรับวงจรในรูป 3.4.2 เนื่องจากซัพพลายเป็น AC รีเวอร์สโวลเตจจึงปรากฏคร่อมไทรสเตอร์ในช่วง $\phi > \pi$ โดยธรรมชาติของซัพพลาย แต่สำหรับกรณีที่ซัพพลายเป็น DC หรือแม้แต่ AC ก็ตาม เมื่อต้องการให้ไทรสเตอร์หยุดนำกระแสที่มุมใดมุมหนึ่งแล้ว จะต้องอาศัย 2 วิธีข้างต้น

3.5 ออปโตคัปเปิลเลอร์ (OPTO COUPLER)

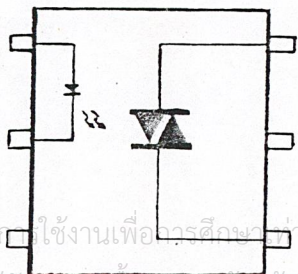
คัปปลิ่งเป็นตัวเก็บประจุที่ใช้การเปลี่ยนแปลงของประจุไฟฟ้าเป็นตัวกลางส่งผ่าน เป็นแบบที่ใช้งานง่ายที่สุด การแยกส่วนหรือการ isolation ต่ำ เหมาะสำหรับงานแรงดันต่ำ สำหรับหม้อแปลงที่ใช้เส้นแรงแม่เหล็กเป็นตัวกลาง แต่การออกแบบให้ได้ตามที่ต้องการนั้น ยาก อีกทั้งขนาดยังเทอะทะน้ำหนักมาก แต่ข้อดีของมันก็มีอยู่หลายประการ ดังนี้

1. การ isolation สูงมาก
2. ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส i/p และ o/p เป็นเชิงเส้นดี
3. สามารถใช้ร่วมกับ transistor, op-amp และ logic circuit ได้
4. ความเร็วสูง ใช้ coupling สัญญาณความถี่สูงได้
5. อายุการใช้งานนาน
6. ทนต่อการกระทบกระเทือนได้ดี
7. อัตราการส่งผ่านกระแสสูง

opto coupler ใช้ลำแสงอินฟราเรดเป็นตัวกลางส่งผ่านสัญญาณจากวงจรหนึ่ง ไปยังวงจรอีกส่วนหนึ่งโดยไม่มีการเชื่อมโยงทางไฟฟ้าถึงกันเลย บางครั้งจะเรียกอุปกรณ์พวกนี้ว่า photon coupler หรือ opto isolator ส่วนประกอบของ opto coupler มีสองส่วน ส่วนหนึ่งเป็นตัวกำเนิดแสงอินฟราเรดซึ่งสามารถใช้สัญญาณใด ๆ ควบคุมความเข้มแสง (โดยการควบคุมกระแสที่ผ่านตัวมัน) เป็นส่วน i/p อีกส่วนเป็นตัวตรวจจับหรือรับความเข้มแสงเพื่อเปลี่ยนเป็นสัญญาณไฟฟ้าตามความเข้มแสงที่ได้รับเป็นส่วนทางด้าน o/p ทั้งตัวส่งและตัวรับจะบรรจุในภาชนะที่ปิดมิดชิด แบบต่าง ๆ ของ opto coupler เช่น เบอร์ 4N26, 4N28 ที่ o/p เป็น phototransistor ตัวเดียว , 6N139 ที่เป็นแบบ split-darlington ไวต่อการรับแสงมาก และเบอร์ MOC3020 ที่ o/p เป็น triac ใช้ควบคุมไฟสลัป 220 โวลต์ได้เลย เป็นต้น

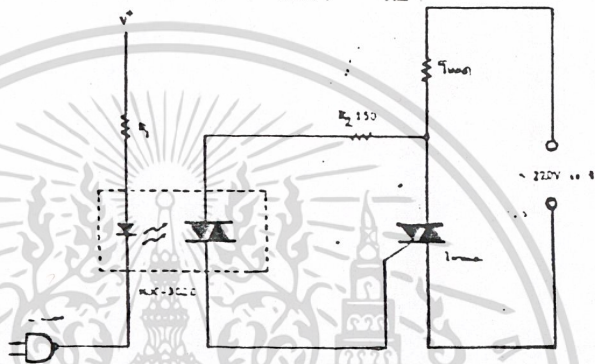
รูปร่างภายนอก(MOC-3020)

opto coupler จะบรรจุอยู่ในตัวถังแบบคั่นตะขากหรือ dual in line พลาสติก แบบไอซีทั่ว ๆ ไป มี 6 ขา ส่วนของตัวส่งและตัวรับจะแยกออกทางซีกขาค้นละข้าง ดังรูปที่ 3.5.1 ทั้งนี้เพื่อทำให้การ isolation เกิดได้มากที่สุด



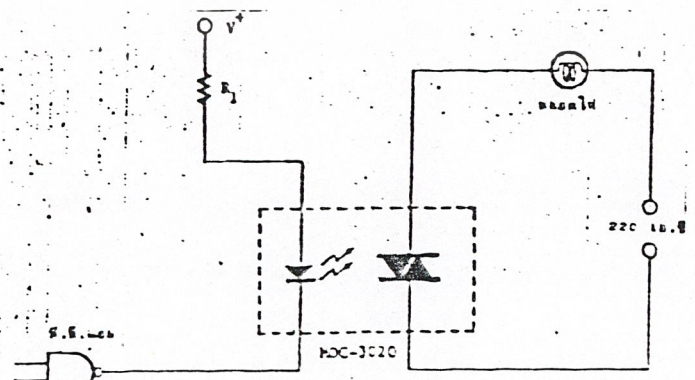
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
รูปที่ 3.5.1 แสดง OPTO-COUPLER แบบตัวถังคั่นตะขาก

opto coupler MOC-3020 มี triac ขนาดเล็กเป็น o/p สามารถทนกระแสได้ 100 mA ซึ่งก็น้อยเกินไปสำหรับการควบคุมกระแสสลับผ่านเครื่องใช้ไฟฟ้าทั่ว ๆ ไป แต่ก็เหมาะสมที่จะนำมาสร้างสัญญาณทริก triac กำลังสูงภายนอก วงจรตัวอย่างแสดงดังรูปที่ 3.5.2 o/p จากตัว TTL เป็นตัวควบคุมกระแสผ่านตัวกำเนิดแสงภายในตัว MOC-3020 ไปทริก triac ภายนอกอีกต่อหนึ่ง โดย triac ภายนอกจะต้องเลือกให้เหมาะกับขนาดของโหลด



รูปที่ 3.5.2 แสดงการควบคุมกำลังไฟผ่านโหลดตัวต้านทานผ่าน MOC3020

รูปที่ 3.5.3 แสดงการใช้ MOC-3020 ในการสวิตช์เปิดปิดกระแสผ่านหลอดไฟ 220 โวลต์ ที่กินไฟน้อยกว่า 100 mA เนื่องจากหลอดไฟที่ใช้มักจะมีความต้านทานต่ำในขณะที่สวิตช์หลอดเย็น ดังนั้นจึงต้องระวังในการเลือก triac ว่าต้องสามารถทนกระแสได้สูง ๆ ในช่วงสั้น ๆ ได้ (ประมาณ 1 Amp.)

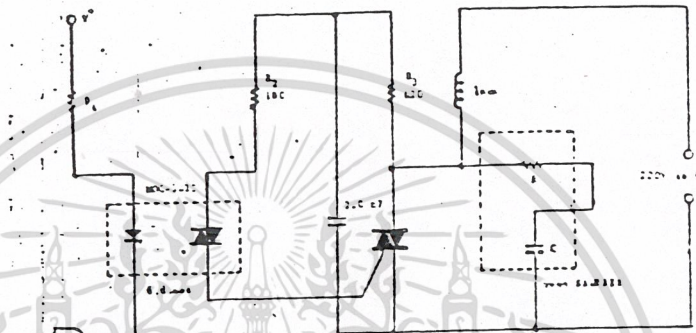


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.5.3 แสดงการควบคุมสวิตช์หลอดด้วย TTL ผ่าน MOC-3020

ในการที่โหลดเป็น inductive load เช่น มอเตอร์ มักจะมี pulse ของสัญญาณ back e.m.f เกิดขึ้นเมื่อกระแสผ่านขดลวด pulse ที่ว่านี้ สามารถทำให้การทำงานของ triac ภายใน opto coupler เกิดผิดพลาดได้ แต่ปัญหาดังกล่าวก็อาจหลีกเลี่ยงได้โดยใช้ วงจรในรูปที่ 3.5.4 ที่มีวงจร snubber ต่ออยู่กับโหลดคร่อม triac ภายนอกโดยที่ขนาดของ snubber นั้นขึ้นอยู่กับค่า inductance และ resistance ของโหลด



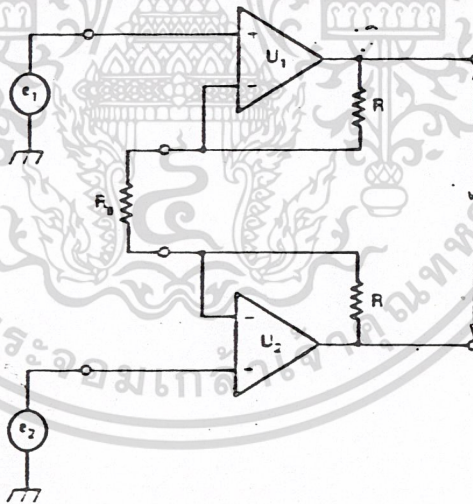
รูปที่ 3.5.4 แสดงการควบคุมโหลดแบบ inductive ด้วย MOC-3020

3.6 Instrumentation Amplifier (IA)

I.C. ที่เป็น IA ก็คือชุดของ differential amplifier ที่มี i/p impedance สูงมาก โดยที่ค่าอัตราขยายนั้นปรับจากตัวความต้านทานภายในหรือภายนอกก็ได้ และ IA นั้นไม่ใช่ op amp ธรรมดาโดยทั่วไป แต่ IA นั้นจะเป็นอุปกรณ์ประเภท closed loop ที่อาศัยการปรับอัตราขยายที่แน่นอนในช่วงหนึ่ง ผิดกับ op amp ทั่วไปที่เป็น opened loop ที่มีอัตราขยายที่สูงแต่ช่วงกว้าง ด้วยเหตุนี้เองทำให้ IA เป็นอุปกรณ์ที่เหมาะสมที่สุดในแง่ที่เป็นตัวสร้างสัญญาณที่ต้องการจากสัญญาณระดับต่ำที่มีสัญญาณรบกวนมาก ตรงข้ามกับ op amp โดยทั่วไปที่ใช้สร้างวงจรได้หลากหลายแต่ก็ไม่ใช่เท่ากับ IA

ส่วนประกอบของ IA

ขั้นแรกของ IA นั้นจะให้ i/p impedance ที่สูงมากต่อสัญญาณ i/p และสามารถจะปรับอัตราขยายได้ด้วยการปรับตัวความต้านทาน และในขั้นที่สองจะเป็น differential amp ที่เป็น negative feedback



รูปที่ 3.6.1 แสดง instrumentation amplifier i/p stage

i/p stage แสดงไว้ในรูปที่ 3.6.1 ซึ่งจะประกอบด้วย op amp สองตัวที่เข้ากันได้ แต่เอกสารนี้เป็นและศึกษาขาเข้า (e_1, e_2) จะคืออยู่กับขา noninverting ซึ่งจะได้ i/p impedance ที่มีค่าไม่ต่ำกว่า $10^6 \Omega$ ของทั้ง op amp และคืออยู่กับตัวความต้านทานดังรูป R_1, R_2 ตัวที่เห็นนั้นจะเป็นค่าความต้านทานภายในตัว I.C. เอง ในขณะที่ตัว R_3, R_4 จะเป็นตัวตั้งอัตราขยายซึ่งจะเป็นความ

คำนวณหาภายนอกหรือภายในก็ได้ สักค่าไฟฟ้า o/p ของ op amp จะเป็นไปดังสมการ

$$V_o = (e_2 - e_1) * (1 + 2R/R_x)$$

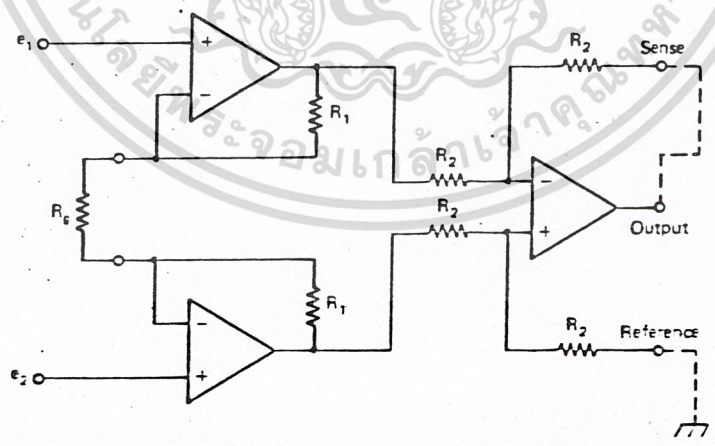
การเปลี่ยนค่า R_x จะทำให้ V_o เปลี่ยนไปตามสมการ

ขั้วที่สองของ IA นั้นจะเป็น differential amp ชนิดที่มีอัตราขยายเป็นหนึ่ง โดยแบบที่เต็มๆของ IA นั้นจะแสดงไว้ในรูปที่ 3.6.2 จากรูปจะเห็นว่า o/p จะมี 3 ขาโดยที่ sense terminal นั้นจะเป็นค่า negative feedback

reference terminal จะให้ศักดาที่เป็นบวกเมื่อวัดคร่อมขา o/p ในทางปฏิบัตินี้ให้ใช้ขา sense terminal กับขา o/p (จะได้ negative feedback) และให้เอาขา reference terminal ลงกราวด์ o/p ที่ได้จะเป็นตัวขยายแบบมาตรฐาน

การใช้ขา sense และ reference terminal นั้นจะต้องใช้ให้เหมาะสมซึ่งจะเพิ่มความถูกต้องให้กับวงจรมากขึ้น เช่น ถ้าโหลดอยู่ห่างจากตัว IA มากจะทำให้เกิดศักดาไฟฟ้าตกคร่อมสายขึ้น ปัญหาดังกล่าวแสดงไว้ในรูปที่ 3.6.3 โดยที่ศักดา o/p จะตกคร่อมใน R_{wire} และ R_{load}

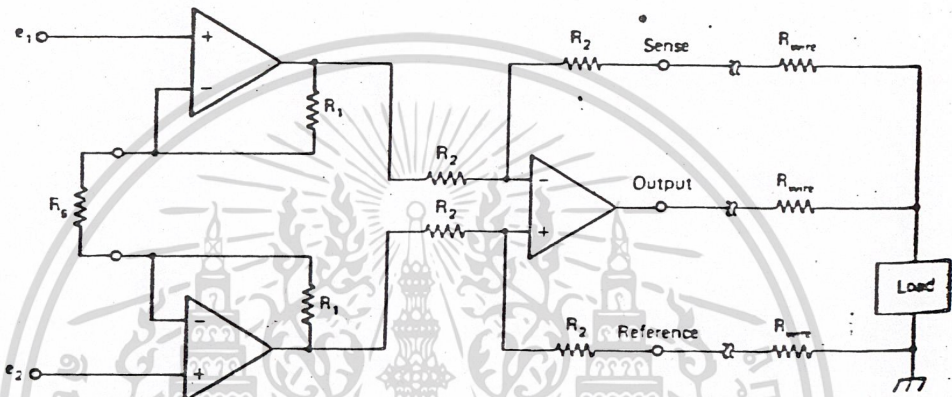
การต่อขา o/p ดังกล่าวจะทำให้ได้อัตราขยาย (gain:G) ดังนี้



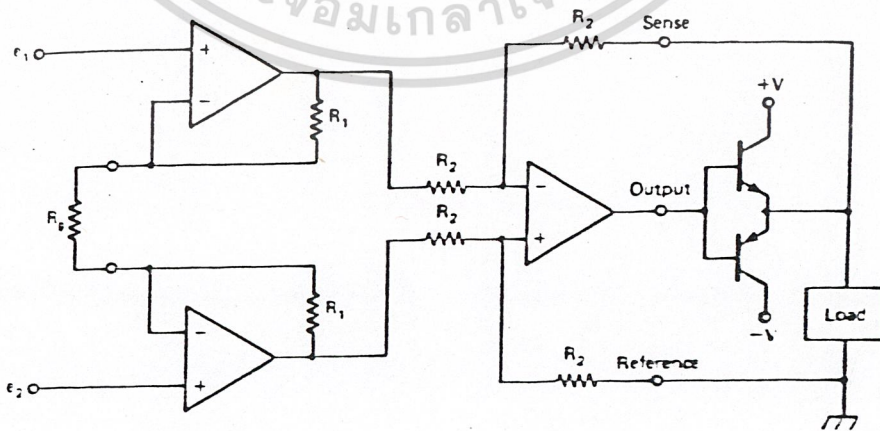
$$G = (R_{wire} + R_2) / R_2$$

ซึ่งค่าอัตราขยายนี้จะมากพอที่จะชดเชยค่าความสูญเสียในสายได้

ถ้า IA นี้ไม่สามารถที่จะจ่ายกระแสไหลได้เพียงพอแล้ว เราสามารถที่จะใส่ boost transistor เข้าไปได้ในรูปแบบที่ 3.6.4



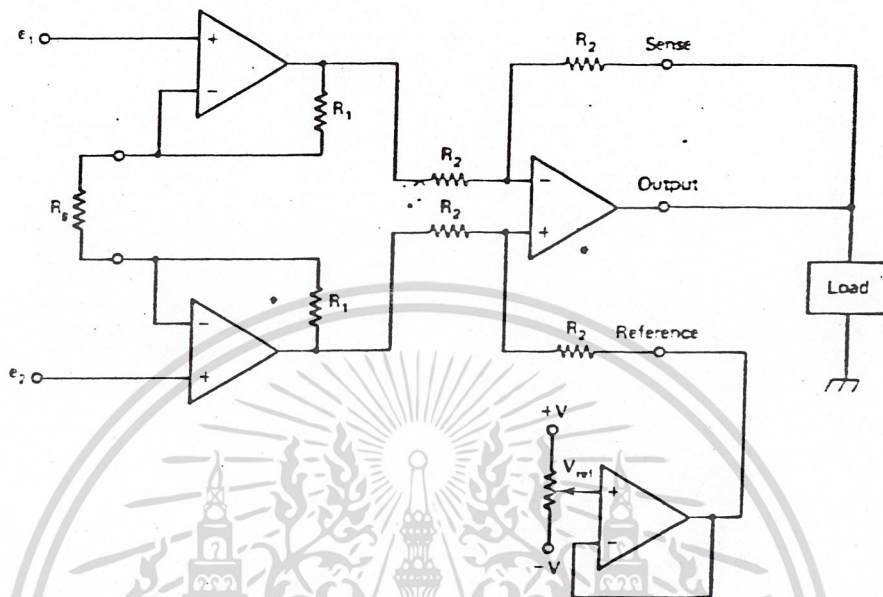
รูปที่ 3.6.3 แสดงการต่อวงจรในกรณีที่โหลดอยู่ไกลออกไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.6.4 current boosting กับ instrumentation amplifier

ในรูปที่ 3.6.5 นั้นค่า o/p ที่เป็น dc ของ IA นั้นสามารถที่จะเลื่อนไปได้โดยที่ reference terminal จะต่อกับ reference voltage ดังรูป



รูปที่ 3.6.5 แสดง o/p offset control

3.7 RTD (resistance temperature detector)

หลักการของ RTD

ความต้านทานไฟฟ้าในเส้นลวดโลหะจะเปลี่ยนไปตามสมการ ดังนี้

R_t = R_0(1+αT) หรือ dR_t/dT = αR_0

เมื่อ R_t = ความต้านทานของลวดโลหะที่อุณหภูมิ t C

R_0 = ความต้านทานของลวดโลหะที่อุณหภูมิ 0 C

α = ค่าสัมประสิทธิ์การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานไฟฟ้าต่ออุณหภูมิ 1 C (temperature coefficient of resistance)

ซึ่งค่าของα จะเปลี่ยนไปตามชนิดของโลหะ เช่น พลาตินัม 0.00392 จากย่าน 0-100 C นิกเกิล 0.0063 เป็นต้น

ในทางปฏิบัติค่า α ของการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิแต่ละช่วงจะไม่เป็นเส้นตรงแต่ในท้องปฏิบัติการมาตรฐานสามารถหาค่าได้จากสมการ

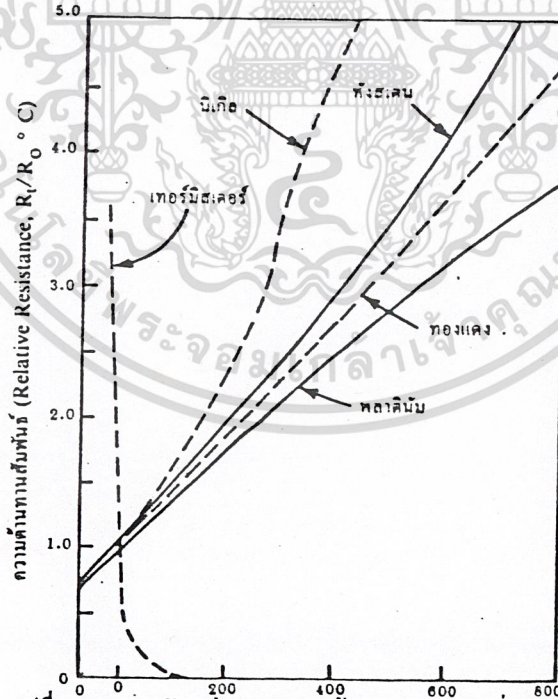
R_t = R_0(1 + αT + βT^2 + γT^3.....)

α, β, γ ได้จากการทดลอง เช่น พลาตินัม

α = 3.985 * 10^-3

β = -5.856 * 10^-7

γ = 4.330 * 10^-10



รูปที่ 3.7.1 แสดงอัตราส่วนของความต้านทานของโลหะที่ใช้ทำ RTD เทียบกับความ

ต้านทานของมันที่ 0 C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า... โดยเลือกค่า α จากตาราง

แบบต่างๆของ RTD

RTD แบบทองแดงเป็นแบบที่ linear มากที่สุดแต่ย่านการใช้งานแคบประมาณ -200 ถึง 150 C ค่าความต้านทานจำเพาะต่ำ ปกติจะมีความต้านทาน 10 ที่ 0C มีค่าความผิดพลาด ± 0.25 C

RTD แบบกึ่งสแตนเลสใช้ไม่แพร่หลายเนื่องจากเสถียรภาพไม่ดี (คุณสมบัติเปลี่ยนไปเมื่อผ่านการใช้งานไปแล้ว) แต่ความแข็งแรงจะสูงกว่าแบบอื่นๆและทนอุณหภูมิได้สูง

RTD แบบแพลตินัม 100 จะเปลี่ยนค่าความต้านทานโดยเฉลี่ย $0.385 / 1$ C โดยปกติในการใช้งานจะมี current source 1 mA เล็ง RTD อยู่ ทุกๆ 1 C ที่เปลี่ยนแปลงจะทำให้เกิดค่า voltage เปลี่ยนแปลง 0.385 mV

ความผิดพลาดอันเกิดจากกระแสที่เล็ง RTD (self-heating)

RTD นั้นจำเป็นที่จะต้องมีการเส็งตัวของมันเองจำนวนหนึ่ง ถ้ามีค่ามากขึ้นค่าของ o/p voltage ก็จะมีค่ามากขึ้น กระแสจำนวนนี้จะสร้างความร้อนขึ้นในตัวของมันเองด้วย

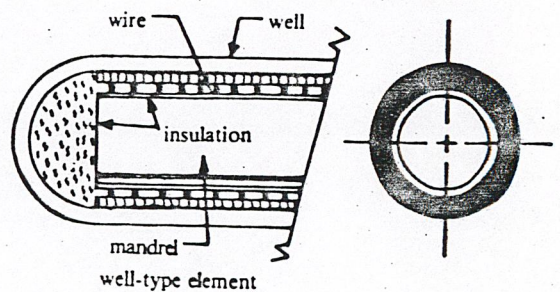
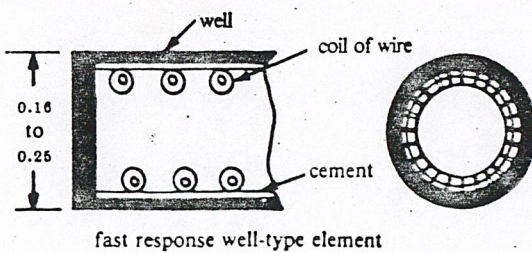
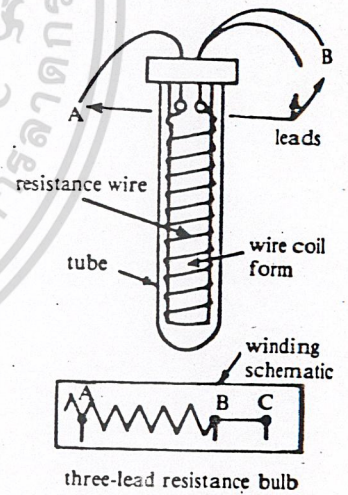
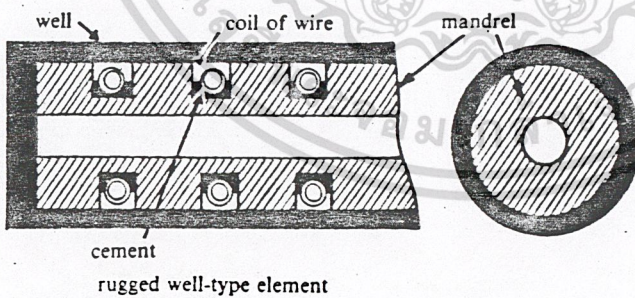
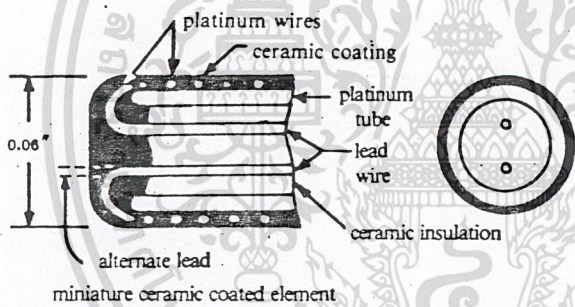
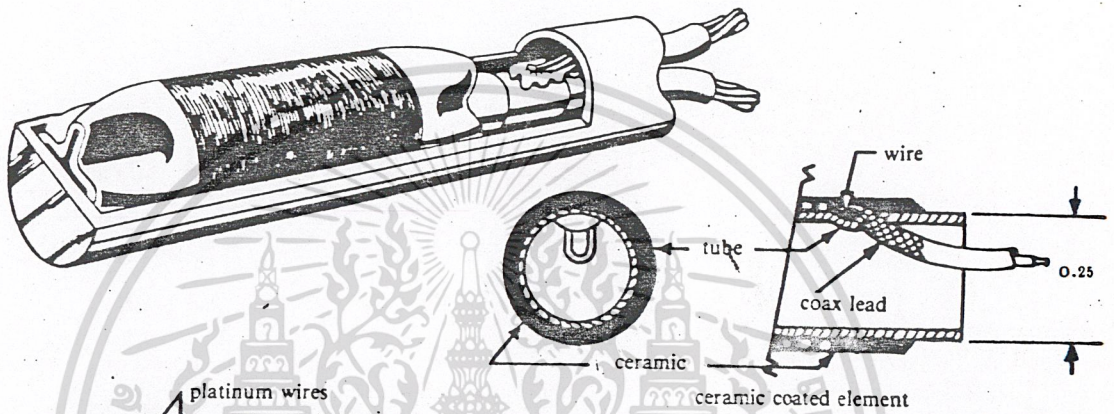
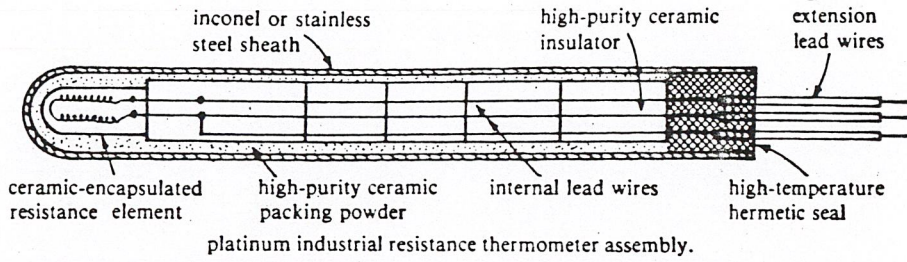
$$\text{พลังงานความร้อนที่เกิดขึ้น} = I^2 R$$

เมื่อ I เป็นค่ากระแสที่เล็ง RTD, R เป็นค่าความต้านทานของตัว RTD ความร้อนที่เกิดขึ้นทำให้เกิดการผิดพลาดทำให้ความต้านทานสูงขึ้น จึงจำเป็นที่จะต้องจำกัดค่าของกระแสที่ว่ามีให้สูงเกินไป ซึ่งโดยปกติแล้ว RTD แบบแพลตินัมจะเกิดค่าผิดพลาดขึ้น $1/2$ C ต่อค่ากระแสที่เล็ง 1 mA ความดันบรรยากาศ แต่ในสภาวะที่จะต้องจุ่มลงในของเหลว ค่าความร้อนนี้จะกระจายไปสู่ของเหลวทำให้ค่าความผิดพลาดต่ำลง ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับอัตราเร็วในการไหล, ความหนาแน่นของตัวกลาง เป็นต้น

โครงสร้างของ RTD

RTD ทำด้วยโลหะที่มีความยาวค่าหนึ่งซึ่งทำให้เกิดความต้านทานที่ต้องการ ณ อุณหภูมิ 0 C ลวดโลหะนี้จะพันอยู่บนแกนที่เป็นฉนวนไฟฟ้าที่ทนต่อความร้อน แกนที่ใช้จะเป็นสารประเภทเซรามิคหรือแก้ว เช่น อลูมินาบริสุทธิ์ สังกะสีที่เจือปนอยู่ เช่น ซิลิกา จะทำให้เส้นลวดความต้านทานสึกปรก สิ่งที่จะต้องคำนึงถึงในขบวนการผลิตคือ ขณะใช้งานลวดจะต้องทนต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ, ความชื้นสะเทือนได้ ทั้งนี้เพราะเมื่อลวดได้รับความร้อนจะขยายตัวและหดตัวเมื่อเย็น แกนที่ใช้พันจะต้องมีสัมประสิทธิ์การขยายตัวสัมพันธ์กับการขยายตัวของขดลวด การพันขดลวดจะกระทำขณะที่ขดลวดร้อนจนอ่อนตัว หลังจากนั้นต้องผ่านกรรมวิธีการอบร้อนคลายความเครียดที่เหลืออยู่ในขดลวดด้วยอุณหภูมิต่ำอย่างน้อย 500 C เป็นเวลา 24 ชั่วโมง สภาพภายนอกของ RTD เหมือน THERMOCOUPLE โดย RTD จะถูกบรรจุใน sheath ตามรูปที่ 2 เป็นภาพตัดแสดงส่วนประกอบของ RTD ฉนวนที่ใช้เป็นพวก

แมงนี้เชื่อมออกไซด์หรืออลูมิเนียมออกไซด์ ช่วงที่ผลต่อการวัดโดยตรงจะอยู่ตรงส่วนปลายของ sheath ซึ่งอาจจะยาวถึง 0.5-2.5 นิ้ว

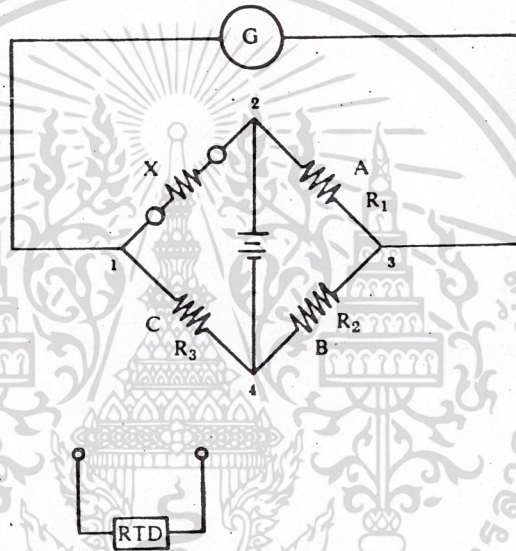


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าการณีใดรูปที่ 2 RTD elements are fabricated to minimize the effects of นำไปใช้
 mechanical shock

วงจรต่อใช้งานของRTD

วงจรต่อใช้งานที่เป็นพื้นฐานของ RTD คือ wheatstone-bridge ให้ X แทนตัว RTD ซึ่งจะติดตั้งอยู่ในจุดที่ต้องการวัดอุณหภูมิ ความต้านทานอีก 3 ตัวคือ A,B,C เป็นชนิดที่มีความถูกต้องสูง, ค่า drift ต่ำมาก

วงจร bridge นี้จะอยู่ในภาวะสมดุล ณ อุณหภูมิ 0 C ซึ่งทำให้อัตราส่วน $X/C = A/B$ ก็ลวานอมิเตอร์จะชี้ที่ 0 C วงจรนี้จะใช้ได้ดีต่อเมื่อตัว resistor อยู่ใกล้กับตัว RTD มากเท่านั้น เพราะถ้าสายยาวค่าผิดพลาดจะเกิดขึ้นเนื่องจากความต้านทานของสาย โดยความผิดพลาดนี้จะขึ้นกับความยาวของสายตัวนำจาก RTD และอุณหภูมิของสายตัวนำนั้น ถ้ามีค่ามากขึ้น ค่าความผิดพลาดก็จะยิ่งมากขึ้น

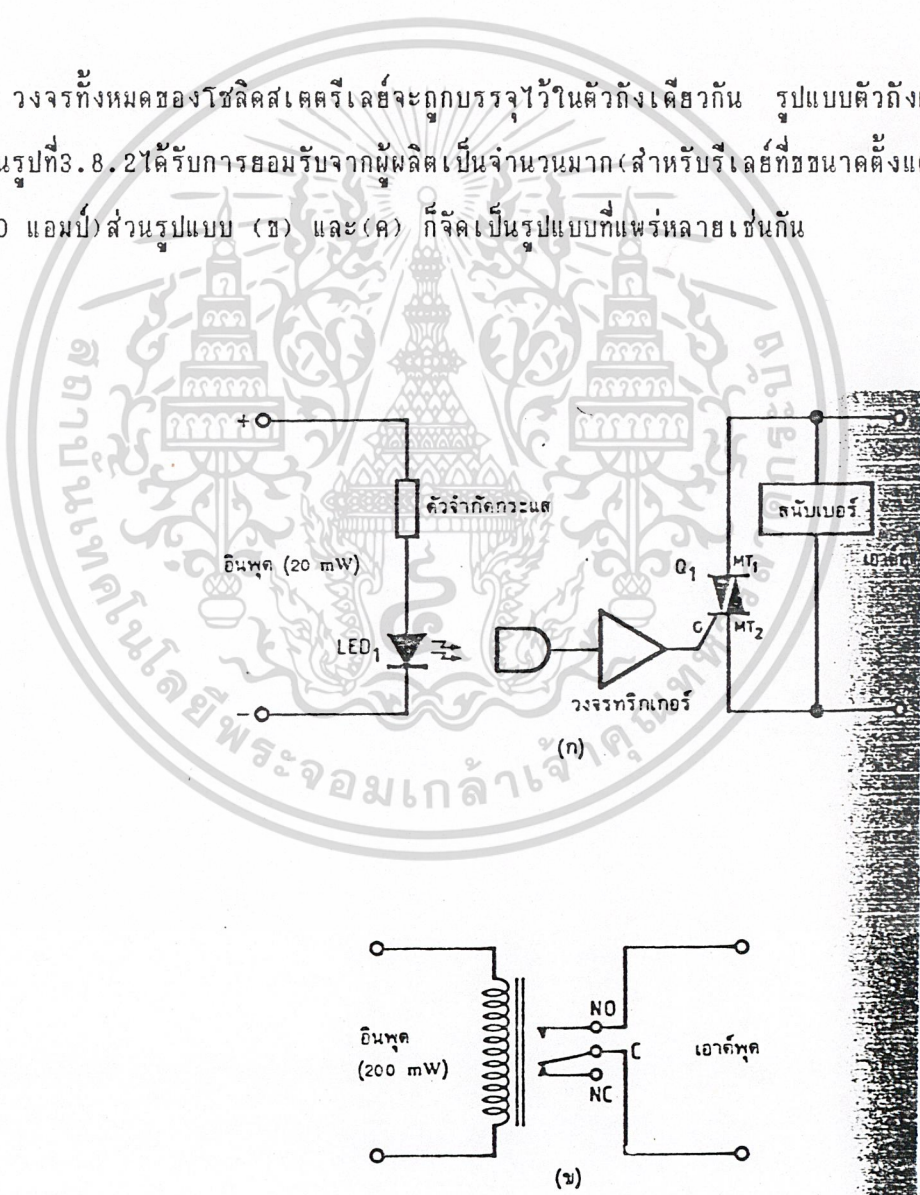


รูปที่ 3 แสดงวงจรต่อใช้งานของ RTD

3.8 โซลิดสเตตรีเลย์(solid-state relay)

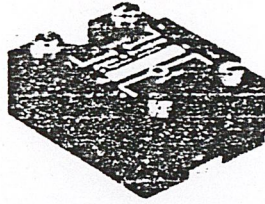
โซลิดสเตตรีเลย์ คืออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อย่างหนึ่งที่ทำหน้าที่เหมือนกับรีเลย์ไฟฟ้า กลโดยปราศจากชิ้นส่วนเชิงกลที่เคลื่อนไหว โดยพื้นฐานโซลิดสเตตรีเลย์จะมีขั้วอินพุตและ เอาต์พุตอย่างละสองขั้ว ขั้วอินพุตเป็นขั้วสำหรับป้อนสัญญาณควบคุมหรือสัญญาณกระตุ้น เพื่อ บังคับให้สวิตช์ทางด้านขั้วเอาต์พุตเปิดหรือปิด โดยจะมีการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างขั้วอิน พุตกับขั้วเอาต์พุต มักจะใช้การเชื่อมโยงทางแสง (opto coupling) ซึ่งต่างจากรีเลย์ ไฟฟ้า ซึ่งใช้การเชื่อมโยงแบบแม่เหล็กไฟฟ้า(electromagnetic coupling)รูปที่3.8.1 เป็นแผนภาพแสดงหลักการทำงานขั้นพื้นฐานของโซลิดสเตตรีเลย์เปรียบเทียบกับรีเลย์ไฟฟ้า กล

วงจรทั้งหมดของโซลิดสเตตรีเลย์จะถูกบรรจุไว้ในตัวถังเดียวกัน รูปแบบตัวถังแบบ (ก)ในรูปที่3.8.2ได้รับการยอมรับจากผู้ผลิตเป็นจำนวนมาก(สำหรับรีเลย์ที่ขนาดตั้งแต่ 2 ถึง 90 แอมป์)ส่วนรูปแบบ (ข) และ (ค) ก็จัดเป็นรูปแบบที่แพร่หลายเช่นกัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

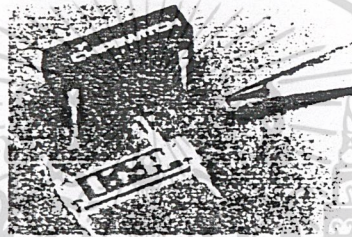
รูปที่ 3.8.1 หลักการทำงานของโซลิดสเตตรีเลย์และรีเลย์ไฟฟ้ากล



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 3.8.2 รูปแบบตัวถังบางแบบของโพลีซิลิคอน LED

(ก) แบบเพาเวอร์

(ข) แบบไอโอโมดูล

(ค) แบบไอซีดีพี

ส่วนประกอบและการทำงาน

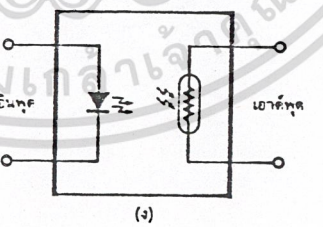
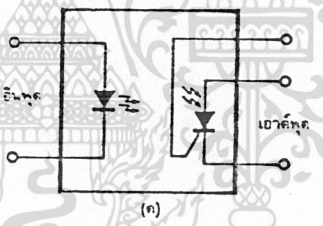
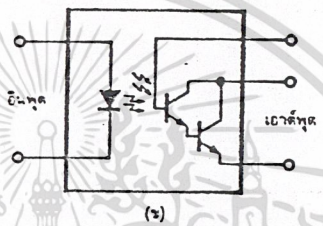
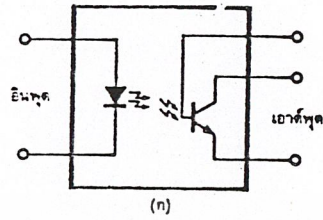
โพลีซิลิคอน LED ที่มีจำหน่ายในปัจจุบัน ส่วนใหญ่จะเป็นชนิดที่สวิตซ์ทางด้านเอาต์พุต เป็นแบบซั้วเดี่ยวทางเดี่ยวปกติเปิดเนื่องมาจากจำนวน และราคาต่อหน้าสัมผัสหนึ่งชุดของ โพลีซิลิคอน LED ยังคงสูงกว่าของรีเลย์ไฟฟ้ากลมากเมื่อพูดถึงภาวะนำกระแสและไม่นำกระแสของโพลีซิลิคอน LED เราจะหมายถึงภาวะที่อินพุตถูกกระตุ้น และไม่ถูกกระตุ้นตามลำดับ

ในโพลีซิลิคอน LED ที่ใช้การเชื่อมโยงด้วยแสงวงจรทางด้านอินพุตจะเป็น LED ชนิดแกเลียมอาร์เซไนด์ (GaAs) และตัวรับแสงอาจเป็นโฟโตทรานซิสเตอร์ หรือโฟโตไดโอด หรือโฟโตไดโอดแยก หรือโฟโตรีซิสเตอร์ เช่น เซลล์แคดเมียมซัลไฟด์ (CdS) อย่างใดอย่างหนึ่ง ในชนิดที่ใช้โฟโตทรานซิสเตอร์นั้น LED ทางด้านอินพุตต้องการกระแส

เอกสารนี้ แสประมาณที่ 3 mA เพื่อกระตุ้นให้รีเลย์อยู่ในภาวะนำกระแส ส่วนแบบที่ต้องใช้แสงในการค้า

ไม่ว่ากรรกรกรกระแสประมาณ 8 mA รูปที่ 3.8.3 แสดงตัวรับแสงแบบต่างๆของโพลีซิลิคอน LED

LED ที่ใช้แสงเป็นตัวเชื่อมโยงระหว่างอินพุตและเอาต์พุต การเชื่อมโยงนี้อาจใช้อีกวิธีหนึ่ง



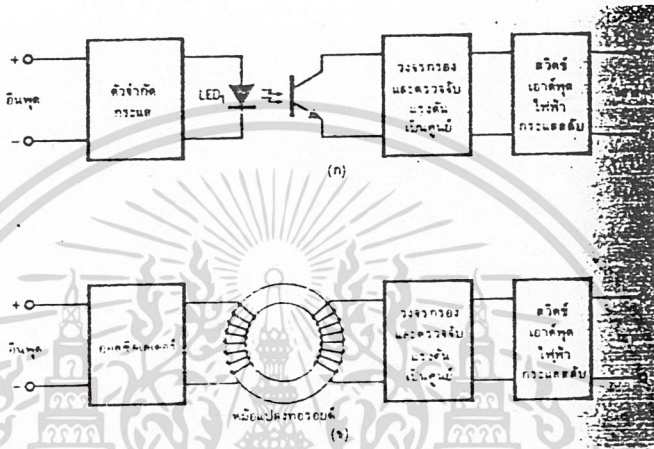
รูปที่ 3.8.3 ตัวรับแสงแบบต่างๆในโวลติสเตรย์เลย์รี่

(ก) โฟโตทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ (ข) การโฟโตคาร์ลิ่งต้นทรานซิสเตอร์ อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือเผยแพร่ข้อมูลนี้โดยไม่ได้รับอนุญาตอย่างชัดแจ้งจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ง) โฟโตรีซิสเตอร์

คือ การเชื่อมโยงด้วยหม้อแปลง (transformer coupling) ดังแสดงในรูปที่ 3.8.4 ในโซลิตสแตตริเลย์ที่ใช้การเชื่อมโยงด้วยหม้อแปลงนี้ จะมีการนำสัญญาณอินพุตที่เป็นไฟกระแสตรงมาแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับเสียก่อน หรือจะนำสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับป้อนเข้าโดยตรงก็ได้ สัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับนี้จะไม่ใช้สัญญาณจากระบบไฟฟ้ากำลัง (power line) แต่จะใช้สัญญาณที่มีความถี่สูง เพื่อจะทำให้หม้อแปลงมีขนาดเล็ก



รูปที่ 3.8.4 การเชื่อมโยงด้วยแสงและด้วยหม้อแปลงในโซลิตสแตตริเลย์

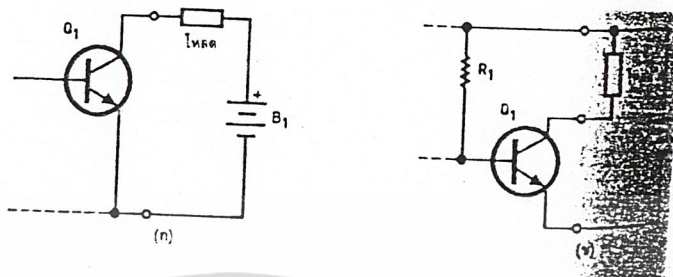
(ก) การเชื่อมโยงด้วยแสง

(ข) การเชื่อมโยงด้วยหม้อแปลง

โซลิตสแตตริเลย์ที่มีจำหน่ายโดยทั่วไปส่วนใหญ่ก็จะต้องการอินพุตที่เป็นไฟฟ้ากระแสตรงในแบบที่ต้องการอินพุตเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ ผู้ผลิตจะเพิ่มวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นและวงจรเข้าปทางด้านอินพุต เพื่อแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับให้กลายเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเสียก่อน ถ้าเราต้องการเปลี่ยนจากชนิดอินพุตไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นชนิดอินพุตไฟฟ้ากระแสสลับ โดยการเพิ่มวงจรเรียงกระแส และวงจรกรองเข้าทางด้านอินพุต จะต้องระวังให้สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงจากวงจรเรียงกระแสเรียบพอสมควร โดยแรงดันที่ขณะใดขณะหนึ่งจะต้องไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันสูงสุดที่นำกระแส (maximum turn-on voltage) ของโซลิตสแตตริเลย์ ซึ่งจะมีค่าประมาณ 3 โวลต์ โดยปกติแล้วโซลิตสแตตริเลย์ที่ต้องการอินพุตไฟฟ้ากระแสตรงจะต้องการอินพุตระหว่าง 3-32 โวลต์ เพื่อกระตุ้นให้มันทำงาน และชนิดอินพุตไฟฟ้ากระแสสลับจะต้องการแรงดันระหว่าง 90-280โวลต์อาร์เอ็มเอส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานวิจัยเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ขออนุญาต
 ไม่ว่าการมีใดๆ โซลิตสแตตริเลย์ชนิดเอาต์พุตไฟฟ้ากระแสตรงจึงมักใช้สวิทซ์ทางด้านเอาต์พุตเป็นไปใช้
 ทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์ หรือมอสเฟต ส่วนในชนิดเอาต์พุตไฟฟ้ากระแสสลับสวิทซ์ทาง

ด้านเอาต์พุตมักจะเป็นเอสซีอาร์ซึ่งต่อขนานกลับขั้วเป็นไครแอก ดังแสดงในรูปที่ 3.8.5 และรูปที่ 3.8.6 ตามลำดับ

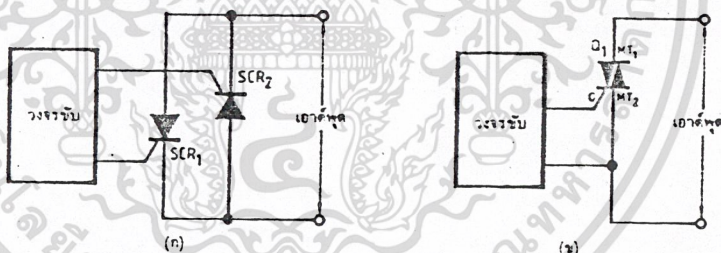


รูปที่ 3.8.5 ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ที่ใช้สวิตช์ในโวลติสเตรีเลย์

เอาต์พุตไฟฟ้ากระแสตรง

(ก) แบบสองขั้วสาย

(ข) แบบสามขั้วสาย



รูปที่ 3.8.6 เอสซีอาร์และไครแอกที่ใช้เป็นสวิตช์ในโวลติสเตรีเลย์

เอาต์พุตไฟฟ้ากระแสสลับ

(ก) เอสซีอาร์

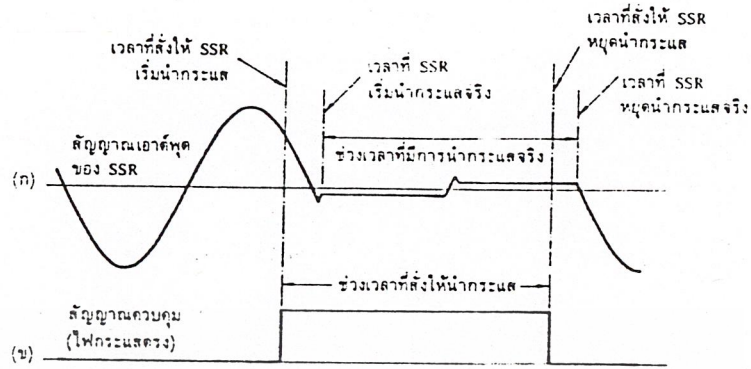
(ข) ไครแอก

ในโวลติสเตรีเลย์เอาต์พุตไฟฟ้ากระแสสลับบางชนิด จะมีวงจรบังคับการสวิตช์เข้าสู่ภาวะการนำกระแสของรีเลย์เกิดขึ้นที่จุดซึ่งแรงดันกระแสสลับเข้าใกล้ศูนย์ การทำงานของวงจรในลักษณะนี้เรียกว่า การสวิตช์แบบตัดข้ามศูนย์ (zero voltage switching

หรือ zero voltage crossing) ดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.8.7 โวลติสเตรีเลย์ชนิดนี้จะ

ไม่ยากสวิตช์ที่จุดซึ่งแรงดันมีค่าไม่เกิน +15 โวลต์จากจุดยอดเมื่อให้มีการทำงานแบบตัดข้ามศูนย์

ข้อดีของการทำงานแบบนี้คือ ทำให้กำลังไฟฟ้าที่โหลดได้รับไม่เพิ่มขึ้นอย่างทันทีทันใด ซึ่ง



รูปที่ 3.8.7 การสวิตช์ของไธริสตรีย์แบบตัดข้ามศูนย์

- (ก) สัญญาณที่เอาต์พุต
- (ข) สัญญาณควบคุม

ทำให้เกิดคลื่นรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI) น้อยลงมาก นอกจากนี้ยังช่วยลดขนาดของกระแสพุ่งเข้า (inrush current) ซึ่งมักจะมีค่าสูงในโวลต์ชนิดหลอดไฟแบบไส้

การสวิตช์เข้าสู่ภาวะไม่นำกระแสของไธริสตรีย์ชนิดเอาต์พุตไฟฟ้ากระแสสลับจะเป็นไปที่จุดซึ่งกระแสไหลเป็นศูนย์เสมอ เนื่องมาจากคุณสมบัติของเอสซีอาร์ หรือไตรแอก ที่จะหยุดนำกระแสเองเมื่อกระแสที่ไหลผ่านตัวมันมีค่าต่ำกว่ากระแสยึด (holding current) ของมัน การทำงานในลักษณะนี้จะช่วยกำจัดแรงดันเหนี่ยวนำกลับ ซึ่งอาจเป็นอันตรายต่อตัวรีเลย์หรืออุปกรณ์อื่นในวงจร ข้อนี้เป็นจุดเด่นของไธริสตรีย์เมื่อเปรียบเทียบกับรีเลย์ไฟฟ้ากลซึ่งไม่อาจหลีกเลี่ยงผลอันเลวร้ายจากการอาร์กที่หน้าสัมผัสอันเนื่องมาจากแรงดันเหนี่ยวนำกลับนี้ได้ ในกรณีที่โวลต์เป็นอินดักทีฟ ในกรณีที่โวลต์เป็นความต้านทาน จุดที่หยุดนำกระนี้จะเป็จุดที่แรงดันเป็นศูนย์เสมอ ดังแสดงในรูปที่ 3.8.7

ขณะที่ไธริสตรีย์เรย์กำลังอยู่ในภาวณำกระแส จะมีแรงดันตกคร่อมสวิตช์ทางด้านเอาต์พุตประมาณ 0.8-1 โวลต์ ทำให้เกิดการสูญเสียในรูปของพลังงานความร้อนที่ตัวรีเลย์สูงพอสมควร ในการใช้งานโดยทั่วไปจึงต้องติดตั้งบนแผ่นระบายความร้อนเพื่อไม่ให้เกิดความเสียหาย การเลือกแผ่นระบายความร้อนที่เหมาะสมก็ทำได้เช่นเดียวกับงานอิเล็กทรอนิกส์กำลังอื่นๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ตารางที่ 3.8.1 เป็นตัวอย่างแผ่นข้อมูลที่แสดงสเปกของไธริสตรีย์เรย์ที่พบเห็นโดยทั่วไปซึ่งรายละเอียดมีดังนี้

คุณสมบัติด้านต่างๆ ของโซลิตสเตรียลย์	แบบของตัวถัง			หน่วย
	เพาเวอร์	ไอโอโมคูล	ไอซีดีพี	
คุณสมบัติทางด้านเอาต์พุต				
ช่วงแรงดันทำงานที่ 47-63 Hz	80-480	20-240	20-240	V_{RMS}
กระแสไหลสูงสุด	40	8	2	A_{RMS}
กระแสไหลต่ำสุด	50	20	5	mA_{RMS}
แรงดันทรานเซียนต์เกิน	800	500	500	V_{peak}
กระแสกระชากสูงสุด (ไม่ต่อเนื่อง) 16.6 ms	400	120	55	A_{peak}
กระแสเกินสูงสุด (ไม่ต่อเนื่อง) 1 วินาที	164	30	10	A_{RMS}
แรงดันคกรวมสูงสุดที่กระแสเต็มพิกัด	2.1	1.6	1.2	V_{peak}
กระแส I_{avg} สูงสุดเพื่อใช้เลือกฟิวส์ (8.3 ms)	660	60	12.5	A^2s
ความต้านทานความร้อน, ที่รอยต่อกับตัวถัง				$^{\circ}C/W$
$R_{th(j-c)}$ สูงสุด = 115 $^{\circ}C$ (ก), 100 $^{\circ}C$ (ข)	0.63	3.5	—	
กำลังงานสูญเสียสูงสุดที่กระแสสูงสุด	60	10	2	W
แรงดันสูงสุดที่จุดศูนย์ที่ทำให้น่ากระแส	75	30	30	V_{peak}
แรงดันสูงสุดแบบต่อเนื่องที่ทำให้น่ากระแส	35	15	15	V_{peak}
กระแสรั่วไหลสูงสุดที่แรงดันเต็มพิกัด	10	4	1	mA_{RMS}
คุณสมบัติทางด้านอินพุต				
ช่วงแรงดันควบคุม	3-32	3.5-8	3.5-8	V_{DC}
แรงดันย้อนกลับสูงสุด	-32	-8	-8	V_{DC}
แรงดันสูงสุดที่เริ่มนำกระแส ($-30^{\circ}C \leq T_A \leq 80^{\circ}C$)	3.0	3.5	3.5	V_{DC}
แรงดันต่ำสุดที่เริ่มไม่น่ากระแส ($-30^{\circ}C \leq T_A \leq 80^{\circ}C$)	1.0	1.0	1.0	V_{DC}
โหม้ดอิมพีแดนซ์สูงสุด	1500	225	225	Ohms
กระแสอินพุตสูงสุด 5 V_{DC}	4	—	—	mA_{DC}
28 V_{DC}	20	—	—	mA_{DC}
3.5 V_{DC}	—	12	12	mA_{DC}
8 V_{DC}	—	35	35	mA_{DC}
เวลาสูงสุดที่ใช้ในการนำกระแส (ที่ 60 Hz)	8.3	8.3	8.3	ms
เวลาสูงสุดที่ใช้ในการไม่น่ากระแส (ที่ 60 Hz)	8.3	8.3	8.3	ms
คุณสมบัติทั่วไป				
ความแข็งแรงของฉนวน 50/60 Hz	2500	1500	1500	V_{RMS}
ความต้านทานฉนวนที่ 500 V_{DC}	10^{10}	10^{10}	10^{10}	Ohms
ความจุสูงสุดที่อินพุต/เอาต์พุต	8	8	8	pF
ช่วงอุณหภูมิใช้งาน	-30 ถึง +80			$^{\circ}C$
เก็บรักษา	-40 ถึง +100			$^{\circ}C$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.8.1 คุณสมบัติของโซลิตสเตรียลย์ทั้งสามแบบ

คุณสมบัติทางด้านเอาต์พุต

กระแสไหลสูงสุด (maximum load current) กระแสสูงสุดที่ทรานซิสเตอร์เฉลี่ยสามารถทนได้ ขึ้นอยู่กับความสามารถในการระบายความร้อนด้วย คือกระแสที่ทนได้อาจต่ำกว่านี้ก็ได้ขึ้นอยู่กับแผ่นระบายความร้อนที่เลือกใช้ด้วย

กระแสไหลต่ำสุด (minimum load current) กระแสไหลจะต้องไม่ต่ำกว่านี้ ทรานซิสเตอร์เฉลี่ยจะสามารถจ่ายกระแสได้ ค่านี้ขึ้นอยู่กับกระแสยึดของเอสซีอาร์ หรือไดรแอกทางด้านเอาต์พุต

แรงดันทรานเซียนเกิน (transient overvoltage) หมายถึงแรงดันกระชากชั่วคราวที่ทรานซิสเตอร์เฉลี่ยสามารถทนได้ขณะที่มันอยู่ในภาวะไม่นำกระแส โดยไม่ทำให้เกิดความเสียหายหรือทำงานผิดพลาด แรงดันสูงกว่านี้อาจทำให้วงจรสวิตช์จากภาวะไม่นำกระแสไปสู่ภาวะนำกระแสได้ ระยะเวลาชั่วคราวที่ทรานซิสเตอร์สามารถทนต่อแรงดันนี้ได้โดยมากจะมีค่าประมาณ 2-3 วินาที

กระแสกระชากสูงสุด (ไม่ต่อเนื่อง) (maximum surge current) เป็นกระแสกระชากชั่วคราวสูงสุดที่ทรานซิสเตอร์เฉลี่ยสามารถทนได้ โดยไม่เกิดความเสียหายภายในระยะเวลาที่กำหนด (มักจะเป็น 1 คาบของกระแสไฟฟ้านัลส์) ค่าที่ระบุมักจะเป็นค่ายอดไม่ใช่เป็นค่าอาร์เอ็มเอส ขณะที่ถูกรบกวนด้วยกระแสกระชากไม่เกินค่านี้ ทรานซิสเตอร์เฉลี่ยอาจเกิดการผิดพลาดได้

กระแสเกินสูงสุด (maximum overcurrent) มีความหมายคล้ายๆกับค่ากระแสกระชากสูงสุด แต่กำหนดเป็นค่าอาร์เอ็มเอสใน 1 วินาที

กระแสสูงสุด I^2t เพื่อใช้เลือกฟิวส์ เป็นค่า I^2t ซึ่งแสดงถึงพลังงานชั่วคราวสูงสุดที่ยอมให้ผ่านตัวรีเลย์ได้ สำหรับกระแสเป็นพัลส์ที่มีความกว้างตามที่ระบุ ค่านี้ใช้สำหรับเลือกฟิวส์ที่ใช้ในการป้องกัน

แรงดันสูงสุดที่จุดศูนย์ที่ทำให้นำกระแส (maximum zero voltage turn-on) หมายถึงค่าแรงดันสูงสุดที่ด้านเอาต์พุต ขณะที่ทรานซิสเตอร์เฉลี่ยอยู่ในภาวะไม่นำกระแสก่อนการสวิตช์เข้าสู่ภาวะนำกระแสครั้งแรก ภายหลังจากที่เริ่มได้รับสัญญาณกระตุ้นสั่งให้ นำกระแสค่านี้เป็นตัวบอกว่า การสวิตช์ครั้งแรกของตัวรีเลย์จะเบี่ยงเบนไปจากจุดตัดข้ามศูนย์มากน้อยเพียงใด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ในการค้า
แรงดันสูงสุดแบบต่อเนื่องที่ทำให้นำกระแส (maximum peak-to-peak repetitive turn-on voltage) มิใช่เป็นค่าชั่วคราวขณะก่อนการสวิตช์เข้าสู่ภาวะนำกระแสของครั้งต่อไปใช้
 ในแต่ละครั้งคาบต่อมา

อัตราการใช้แรงดันต่อเวลาต่ำสุดที่ยังไม่นำกระแส (minimum off-state dv/dt) เป็นค่าอัตราการใช้แรงดันที่คำนวณเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์โดยเอาต์พุตไฟฟ้ากระแสสลับ โดยไม่ทำให้ทรานซิสเตอร์เข้าสู่ภาวะนำกระแสเองทั้งๆที่ยังไม่ได้รับสัญญาณกระตุ้น

คุณสมบัติทางด้านอินพุต

ช่วงแรงดันควบคุม (control voltage range) คือพิสัยแรงดันด้านอินพุตที่สามารถรักษาทรานซิสเตอร์ให้อยู่ในภาวะนำกระแส

แรงดันย้อนกลับสูงสุด (maximum reverse voltage) เป็นค่าแรงดันกลับขั้วสูงสุดทางด้านอินพุตที่ทรานซิสเตอร์สามารถทนได้ ค่านี้และค่าสูงสุดของช่วงแรงดันควบคุมจะเป็นตัวกำหนดขีดจำกัดล่างและบน ตามลำดับของแรงดันอินพุตที่ตัวรีเลย์สามารถยอมรับได้โดยไม่เสียหาย

แรงดันต่ำสุดที่ยังไม่นำกระแส (minimum turn-off voltage) เป็นค่าแรงดันรบกวนที่ขอมให้เกิดขึ้นทางด้านอินพุตได้โดยไม่เกิดการผิดพลาด (noise immunity level)

เวลาสูงสุดที่ใช้ในการนำกระแสหรือไม่นำกระแส (maximum turn-on (turn-off) time) หมายถึงค่าหน่วยเวลาสูงสุดที่เกิดขึ้นก่อนที่ทรานซิสเตอร์จะเข้าสู่ภาวะนำกระแสเต็มที่ นับแต่เวลาที่มันได้รับสัญญาณกระตุ้น

บทที่ 4

การออกแบบและการทำงานของวงจร

วงจรการทำงานทั้งหมดจะประกอบด้วยส่วนต่างๆดังนี้

1. วงจรไฟเลี้ยง (power supply)
2. วงจรตรวจจับอุณหภูมิและจัดรูปแบบสัญญาณ (sensor and signals conditioning)
3. วงจรแสดงผล (display)
4. วงจรการควบคุม ซึ่งมี 2 รูปแบบคือ
 - การควบคุมแบบปรับมุมเฟส (phase control)
 - การควบคุมแบบปรับจำนวนลูกคลื่น (integral cycle control)

1. วงจรไฟเลี้ยง (power supply)

การทำงานของวงจรเริ่มจากไฟสลับขนาด 15-0-15 โวลต์ จากขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงถูกป้อนผ่านบริดจ์ไดโอดเพื่อให้ได้ไฟตรง และใช้ตัวเก็บประจุ 2200 μF 2 ตัว กรองสัญญาณทั้งไฟบวกและไฟลบได้ไฟตรง +21 และ -21 โวลต์ ตัวเก็บประจุ 0.01 μF 2 ตัว จะเป็นตัวป้องกันสัญญาณการรบกวน จากนั้นป้อนเข้าไอซีโวลเตจเรกูเลเตอร์แบบ 3 ขาเบอร์ 7815 และ 7915 จะได้ไฟตรง +15 และ -15 โวลต์ ตามลำดับ ตัวเก็บประจุ 470 μF 2 ตัว เป็นตัวคลีปปลิงเพื่อลดอิมพีแดนซ์ทางความถี่สูง และลดริบเบิลที่เล็ดลอดออกมา มีการต่อ LED เพื่อแสดงการทำงานของวงจรไฟเลี้ยง

2. การควบคุมแบบปรับมุมเฟส (phase control)

ประกอบไปด้วยส่วน synchronizing signal , ramp generator, comparator, isolation and trigger และ power interphase

synchronizing signal

การทำงานเริ่มจากส่วน synchronizing signal โดยไฟสลับ +15 และ -15 v คว้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ป้อนผ่านไดโอด D1, D2 ไปยังสัญญาณไฟตรงเต็มคลื่นแล้วป้อนเข้าขา non-inverting
ของออปแอมป์ อีกส่วนหนึ่งป้อนผ่านไดโอด D3 และตัวเก็บประจุ C5 เพื่อกรองสัญญาณให้

ได้ไฟตรง VR1 กับ R1 เป็นตัวปรับระดับไฟตรง โดยจะปรับให้ได้ไฟตรงประมาณ 0.7 โวลต์ จากนั้นป้อนเข้าขา inverting ของออปแอมป์ ออปแอมป์จะเปรียบเทียบกับสัญญาณทั้งสองได้เอาพุทเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ 100 Hz ช่วง high เป็นคาบแคบๆตรงจุด zero crossing เมื่อเทียบกับไฟสลับ

ramp generator

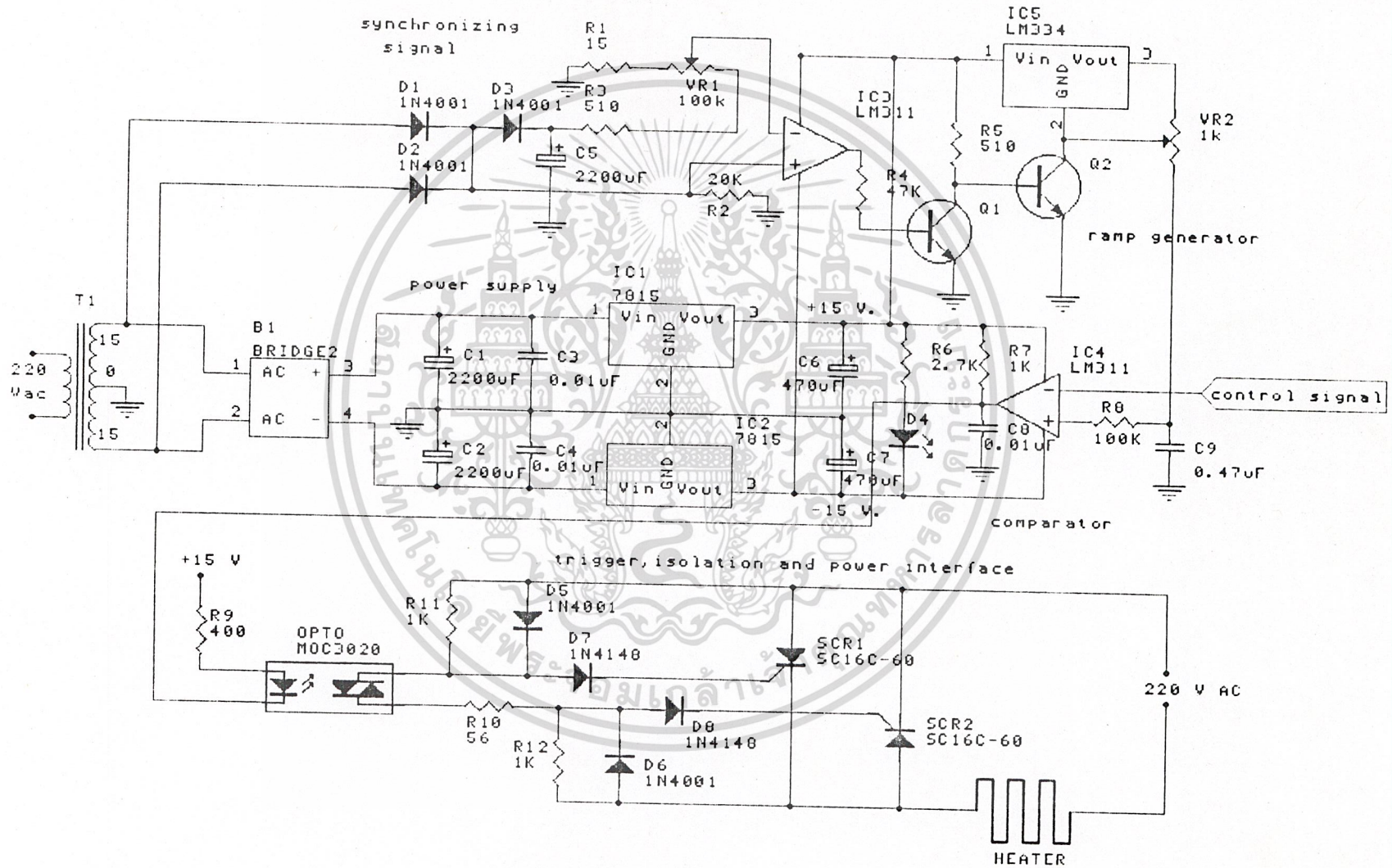
สัญญาณสี่เหลี่ยมถูกป้อนให้กับส่วน ramp generator โดยช่วง high ของสัญญาณสี่เหลี่ยมจะไบอัสให้ทรานซิสเตอร์ Q1 ทำงาน ทำให้ทรานซิสเตอร์ Q2 ไม่ทำงาน ไอซี LM334 จะส่งกระแสไปชาร์จ C9 โดยมี VR2 เป็นตัวปรับกระแสชาร์จ ช่วง low ของสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม ทรานซิสเตอร์ Q1 จะหยุดทำงาน ทำให้ทรานซิสเตอร์ Q2 ทำงาน ตัวเก็บประจุ C9 จะคายประจุอย่างรวดเร็ว ได้สัญญาณรูปฟันเลื่อยความถี่ 100 Hz

comparator

นำสัญญาณรูปฟันเลื่อยไปเปรียบเทียบกับสัญญาณการควบคุมที่ได้จากส่วน signal conditioning ได้สัญญาณเอาพุทเป็นรูปสี่เหลี่ยมความถี่ 100 Hz ที่มี duty cycle เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณการควบคุม เพื่อกำหนดมุมทริกของ SCR

isolation, trigger และ power interface

สัญญาณจากการเปรียบเทียบจะป้อนผ่าน optoisolator ซึ่งเป็นทั้งตัวแยกส่วนชุดคอนโทลกับชุดกำลัง และตัวสร้างสัญญาณทริก SCR1, SCR2 ที่ต่อแบบ anti-parallel กัน เพื่อควบคุมไฟสลับที่จะป้อนให้กับฮีทเตอร์ โดย R9 เป็นตัวจำกัดกระแสของ LED ของออปโตไดโอด R10 เป็นตัวควบคุมขนาดพัลส์ทริก ไดโอด D7, D8 ป้องกันสัญญาณรบกวนจากการทำงานของ SCR



รูปที่ 4.1 วงจร power supply และ phase control

3. การควบคุมแบบปรับจำนวนลูกคลื่น (integral cycle control)

integral cycle control ประกอบไปด้วยวงจรมัลติไวเบรเตอร์, วงจรอินทิเกรเตอร์และวงจรรวมสัญญาณ, วงจรเปรียบเทียบแรงดัน และโซลิตีเซตทรีเลส

วงจรมัลติไวเบรเตอร์

เป็นตัวกำเนิดสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ตามสูตร

$$f = 1/[2R3C1 \ln(1+2R2/R1)]$$

จากวงจรแรงดันอ้างอิงอยู่ที่ขา non-inverting โดยเป็นการแบ่งแรงดันผ่านความต้านทาน R1, R2 แรงดันที่ตกคร่อม R2 จะเป็นแรงดันอ้างอิง ขั้วขา inverting จะถูกต่อเข้ากับตัวเก็บประจุ C1 ซึ่งแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุจะเปลี่ยนแปลงสัมพันธ์กับเอาพุท ในขณะที่แรงดันที่เอาพุทเป็นบวกตัวเก็บประจุจะเก็บประจุผ่านทางตัวต้านทานที่ต่ออยู่ระหว่างเอาพุทกับอินพุท เมื่อแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเท่ากับแรงดันอ้างอิงของวงจรที่ตั้งไว้ แรงดันทางด้านเอาพุทจะเปลี่ยนไปเป็นลบทันทีทำให้ตัวเก็บประจุต้องคายประจุจนกระทั่งลดลงมาจนเท่ากับแรงดันอ้างอิงที่ตั้งไว้อีกครั้งหนึ่ง แรงดันทางเอาพุทก็จะเปลี่ยนกลับไปเป็นบวกอีก จะได้สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ตามสูตร

วงจรอินทิเกรเตอร์ และวงจรรวมสัญญาณ

นำสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมป้อนผ่าน วงจรอินทิเกรเตอร์จะได้สัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่มีความถี่เท่ากัน โดยมีขนาด

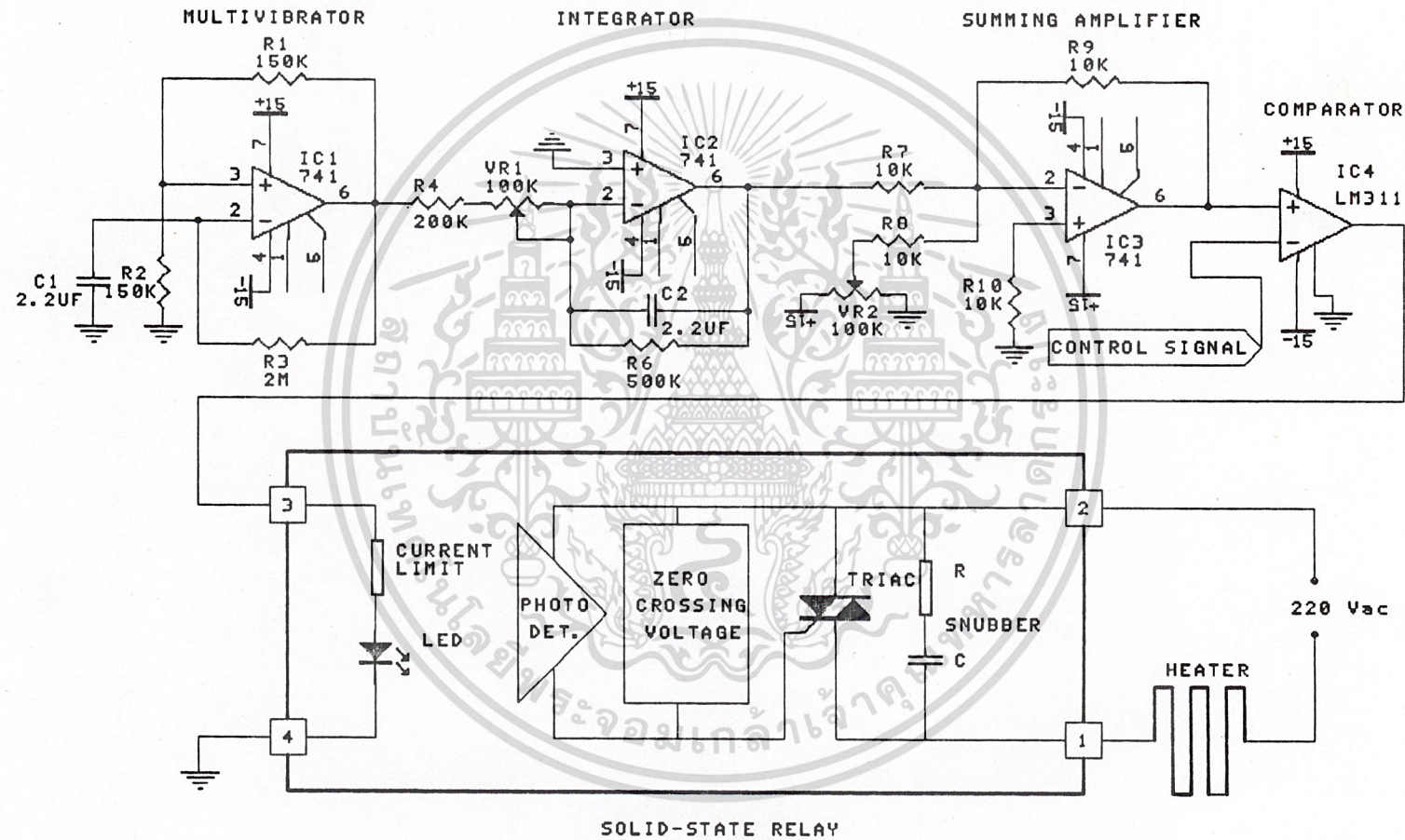
$$VO(P-P) = Vin(p-p)/4fRC$$

เนื่องจากตัวเก็บประจุเหมือนมีความต้านทานเป็นอนันต์ เมื่อความถี่เท่ากับศูนย์ซึ่งก็คือในกรณีที่เราป้อนอินพุทที่เป็นไฟตรง จะทำให้โอปแอมป์ saturate เพื่อแก้ปัญหา

เอกสารนี้เป็นของเราจะต่อตัวต้านทานที่มีค่ามากพอสมควรค่าหนึ่งคร่อมตัวเก็บประจุไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรรมใดๆ ทั้งสิ้นอีกทั้งยังมีให้ลือปลอมนำไปรวมกับไฟตรงในวงจรรวมสัญญาณ เพื่อให้ได้สัญญาณ

รูปสามเหลี่ยมที่มีช่วงยอดอยู่ในช่วงที่ต้องการโดยการปรับระดับไฟตรง



รูปที่ 4.2 วงจร Integral Cycle Control

วงจรเปรียบเทียบแรงดัน

นำสัญญาณรูปสามเหลี่ยมไปเปรียบเทียบกับสัญญาณการควบคุมจากส่วน signal and conditioning ในวงจรเปรียบเทียบแรงดันจะได้สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่มีความถี่สองเท่าของความถี่จากวงจรมัลติไวเบรเตอร์ที่มี duty cycle เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณการควบคุม

โวลต์เสกเตอร์เลย์

โวลต์เสกเตอร์เลย์รับสัญญาณจากวงจรเปรียบเทียบแรงดัน เพื่อควบคุมกำลังไฟฟ้าที่จะป้อนให้กับฮีทเตอร์ โดยมันจะทำงานเมื่อมีไฟตรง 3-32 โวลต์ตกคร่อมระหว่างขา 3 และขา 4 ตัวมัน และทำงานที่จุด zero crossing voltage

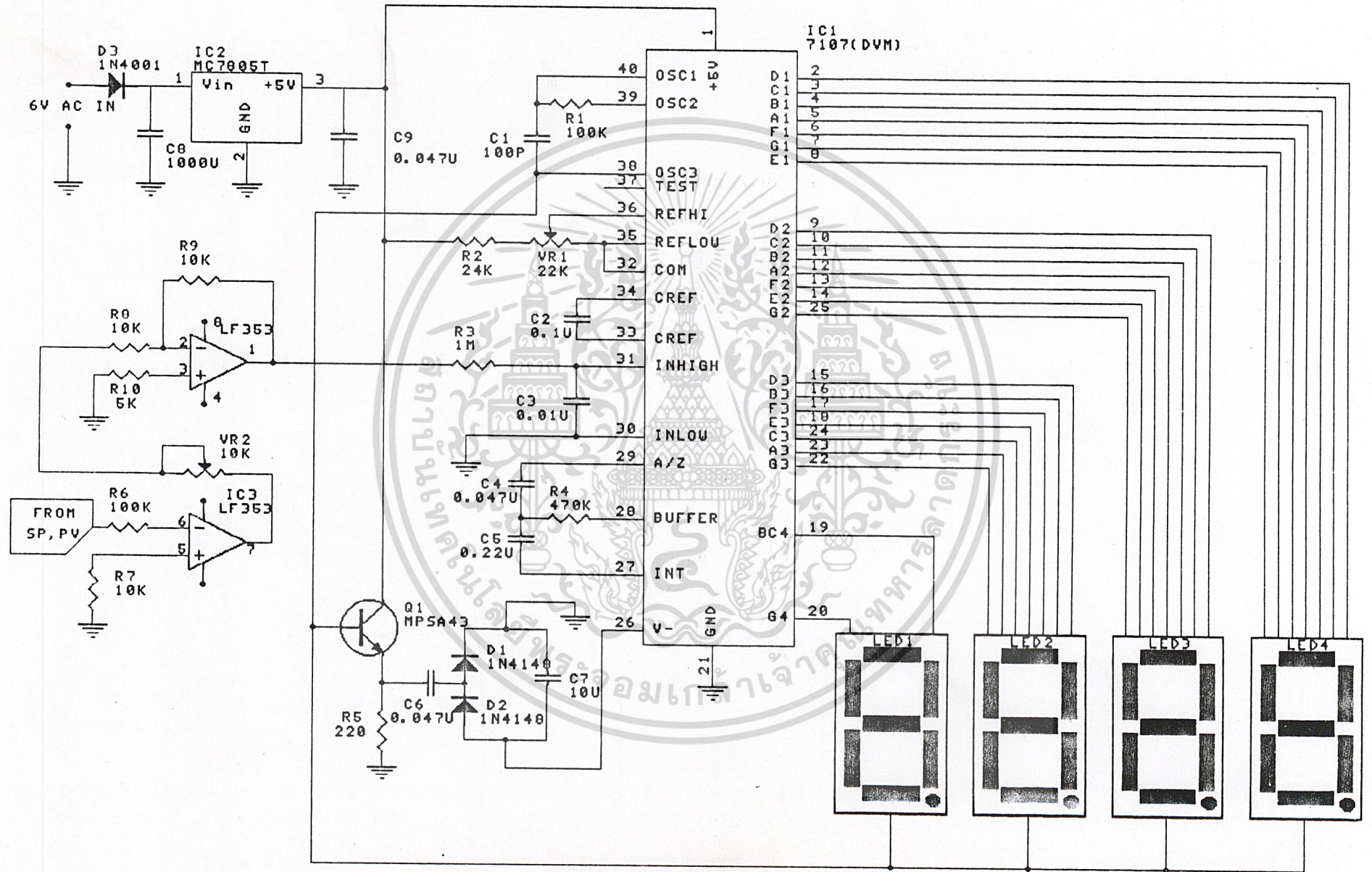
4. วงจรแสดงผล(display)

ส่วนแรกของวงจรแสดงผลเป็นส่วนที่ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณอินพุตที่เข้ามาให้อยู่ในช่วงของการแสดงผลที่ต้องการ โดยใช้ออปแอมป์สองตัว

จากวงจรแสดงผลจะเห็นว่าตัวที่สำคัญที่สุดของการแสดงผลก็คือ IC1 เบอร์ 7107 ซึ่งเป็นไอซีที่ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล (เปลี่ยนจากแรงดันไฟฟ้ามาเป็นตัวเลขแสดงผล) สำหรับหน้าที่ของอุปกรณ์ที่นำมาต่อกับไอซี 7107 นั้น R1 และ C1 เป็นตัวกำหนดความถี่เพื่อรักษาเสถียรภาพการทำงานของไอซี R3, C3 ถูกจัดเป็นวงจรโวลต์ฟอสซิลเลเตอร์ เพื่อกลั่นกรองเอาสัญญาณรบกวนต่างๆที่ติดมากับสัญญาณอินพุตทิ้งลงกราวด์ไป

เนื่องจากไอซีต้องการไฟเลี้ยงทั้งบวกและลบ แต่ในกรณีนี้แหล่งจ่ายไฟมีเพียงไฟบวกเท่านั้น จึงมีการสร้างไฟลบเทียมขึ้นมา ดังในรูป อุปกรณ์ที่ใช้ในการทำไฟลบเทียมก็คือ D1, D2, C6 และ C7 โดยมีทรานซิสเตอร์ Q1 เป็นตัวขยายสัญญาณที่ได้จากขา 3B ของไอซีให้มีระดับสูงขึ้น หลังจากนั้นก็เอาไปเข้าส่วนของวงจรทวีแรงดัน D1, D2, C6 และ C7 ซึ่งจะได้แรงดันประมาณ -2.3 โวลต์

อุปกรณ์ที่เป็นตัวแสดงผลจะใช้ LED 7 segment เป็นตัวแสดง



รูปที่ 4.3 วงจรแสดงผล (Display)

5. วงจรตรวจวัดอุณหภูมิและจัดรูปแบบสัญญาณ

(sensor and signal conditioning)

ประกอบไปด้วยส่วนต่างๆดังนี้ คือ wheatstone bridge, instrument amplifier, error amplifier และ proportional-integral controller

wheatstone bridge

ลักษณะของบริดจ์ก็คือ ด้านหนึ่งจะใช้กำหนดแรงดันอ้างอิง อีกด้านหนึ่งจะวัดค่าการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน ที่มีการเปลี่ยนแปลงไปตามการเปลี่ยนแปลงความต้านทานของตัวตรวจวัดอุณหภูมิ โดยในที่นี้จะใช้ RTD เป็นตัวตรวจวัดอุณหภูมิ ซึ่งรูปแบบสมการความต้านทานของมันเมื่อเทียบกับอุณหภูมิคือ

$$R_t = R_{t0}(1 + \alpha \Delta T)$$

โดย

R_t = ค่าความต้านทาน ณ. อุณหภูมิใดๆ

R_{t0} = ค่าความต้านทาน ณ. จุดอ้างอิงของอุณหภูมิ

α = สัมประสิทธิ์การเปลี่ยนแปลงของความต้านทานต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ

ΔT = อุณหภูมิที่เปลี่ยนไปเทียบกับอุณหภูมิ ณ. จุดอ้างอิง

ในการทดลองจะใช้ RTD แบบ PT100 ซึ่งมีคุณสมบัติของความต้านทาน และอุณหภูมิที่จุดต่างๆ ดังแสดงในตาราง

ในการสร้างวงจรบริดจ์ที่ใช้ในการทดลองจะกำหนดจุดสัมผัสของบริดจ์ที่ 100 องศาเซลเซียส โดย RTD จะมีค่าความต้านทาน 100 โอห์ม จากสมการของ wheatstone bridge

$$V_o = E \left[\frac{R_{RTD} + R_D}{R_{RTD} + R_D + R_B} - \frac{VR_3}{VR_3 + R_A} \right]$$

แสดงว่าที่จุดนี้

$$\frac{100 + R_D}{100 + R_D + R_B} = \frac{VR_3}{VR_3 + R_A}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เฉพาะของนักศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาแต่อย่างใดของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำให้เราสามารถหาค่า VR_0 เพื่อที่จะปรับบริดจ์ให้สมดุลย์ได้ ในการออกแบบวงจรบริดจ์นี้จะต้องระวังปริมาณกระแสที่ไหลผ่าน RTD เนื่องจากถ้ามีกระแสไหลผ่านตัวมันมากเกินไป จะเกิดการสูญเสียพลังงานภายในตัวมันมาก ทำให้ตัวมันร้อนและจะเกิดการทำงานที่ผิดพลาดได้ ในการออกแบบวงจรนี้มีไฟตกคร่อมบริดจ์ 12 โวลต์ และความต้านทานของบริดจ์แต่ละค่านี้น่าประมาณ 15,000 โอห์ม ซึ่งจะมีกระแสไหลผ่าน RTD ไม่ถึง 1 mA

นอกจากจะต้องระวังในเรื่องกระแสที่ไหลผ่านตัว RTD แล้วในวงจรบริดจ์ ยังมีการออกแบบชดเชยความต้านทานของสาย เพราะความยาวของสายที่ต่อจากบริดจ์ไปยังตัวตรวจจับอุณหภูมิ มีความยาวพอสมควรซึ่งความต้านทานของสายนี้ทำให้เกิดการผิดพลาดได้ จึงต้องมีการชดเชย โดยการใช้การต่อแบบสี่สาย

Instrument Amplifier

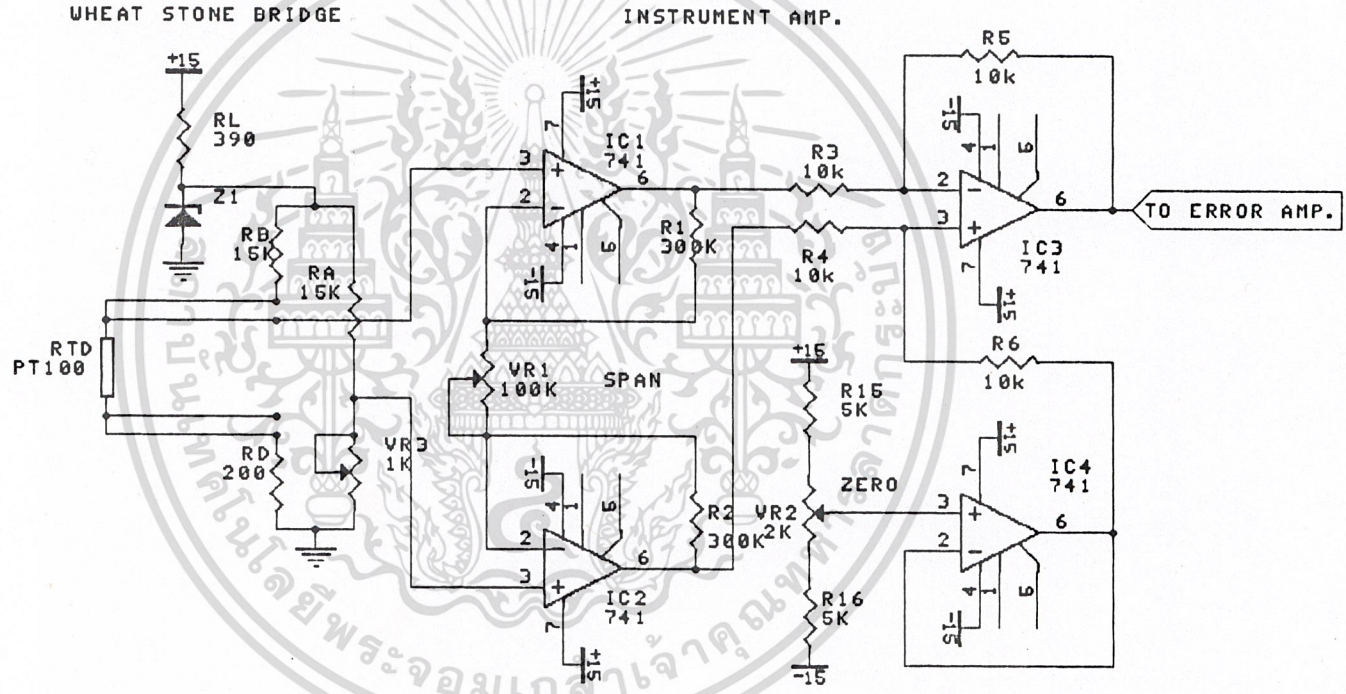
instrument amplifier เป็นวงจรขยายสัญญาณแบบหนึ่งที่ใช้วัดสัญญาณจากทรานสดิวเซอร์ (transducer) แบบต่างๆโดยที่สัญญาณที่รับมาขยายนั้นจะมีความถูกต้องสูง มีความผิดเพี้ยนต่ำ

ดังนั้น instrument amplifier จึงต้องมีคุณสมบัติเป็นวงจรขยายในอุดมคติ เมื่อพิจารณาระบบควบคุมแล้วจะพบว่าความถี่ที่ใช้มักอยู่ในช่วงความถี่ต่ำ คือตั้งแต่ 0 Hz ถึง 500 kHz ดังนั้นการนำออปแอมป์มาใช้งานจึงเป็นอุปกรณ์ขยายสัญญาณที่เหมาะสม ที่จะให้การตอบสนองความถี่ต่ำได้ดี แต่อิมพีแดนซ์ทางเข้าของวงจรถ่ายแบบกลับเฟสของออปแอมป์ 1 สเตจมีค่าต่ำ ดังนั้นการพัฒนา instrument amplifier ให้ใช้งานจริงจะต้องให้มีคุณสมบัติดังนี้

1. อิมพีแดนซ์ที่ทางเข้ามีค่าเป็นอนันต์
2. กระแสออฟเซ็ททางเข้า และแรงดันออฟเซ็ททางเข้า (input offset current and input offset voltage) มีค่าเป็นศูนย์
3. อัตราการขยายเป็นอนันต์

พิจารณา instrument amplifier ประกอบด้วย 2 ส่วน คือ ส่วนแรกเป็นส่วนของอินพุทอิมพีแดนซ์ที่มีค่าสูง และสามารถกำหนดอัตราการขยายของวงจรได้ โดยที่การใช้การปรับ VR เพียงตัวเดียว จะได้เอาพุระหว่างออปแอมป์ทั้งสองตัวตามสูตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ $V_0 = V_{in} \left[1 + \frac{R_1}{VR_1} + \frac{R_2}{VR_1} \right]$ เจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 วงจรตรวจจับสนภูมิ และ Instrument Amplifier

ในวงจรจะเลือกค่าความต้านทาน $R_1 = R_2 = R$ เพราะฉะนั้นจะได้

$$V_o = V_{in} \left[1 + \frac{2R}{VR_1} \right]$$

การกำหนดอัตราขยายของวงจรนั้นจะเป็นการกำหนดช่วงของอุณหภูมิที่ต้องการควบคุมด้วย(กำหนด span)

ส่วนที่ 2 ของ instrument amplifier เป็นวงจรขยายความแตกต่างที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง มีการป้อนกลับแบบลบ มีการกำหนดจุดอ้างอิงโดยการใช้โศกการปรับระดับไฟตรงที่ป้อนทางด้านขา non-inverting ของอปแอมป์ เพื่อเป็นการกำหนดจุด zero ของวงจร

Error Amplifier

ค่าความผิดพลาดเป็นค่าความแตกต่างระหว่างค่าที่เราต้องการกับค่าจริงของระบบ เมื่อค่าจริงมีค่าน้อยเกินไป ค่าความผิดพลาดจะเป็นบวก ค่าความผิดพลาดจะเป็นตัวบอกว่าค่าจริงของการควบคุมมีค่ามากกว่าค่าที่เราต้องการ จากวงจรจะได้

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$

เนื่องจากค่า $R_2 = R_1 = R$ จะได้

$$V_2 = V_{sp}$$

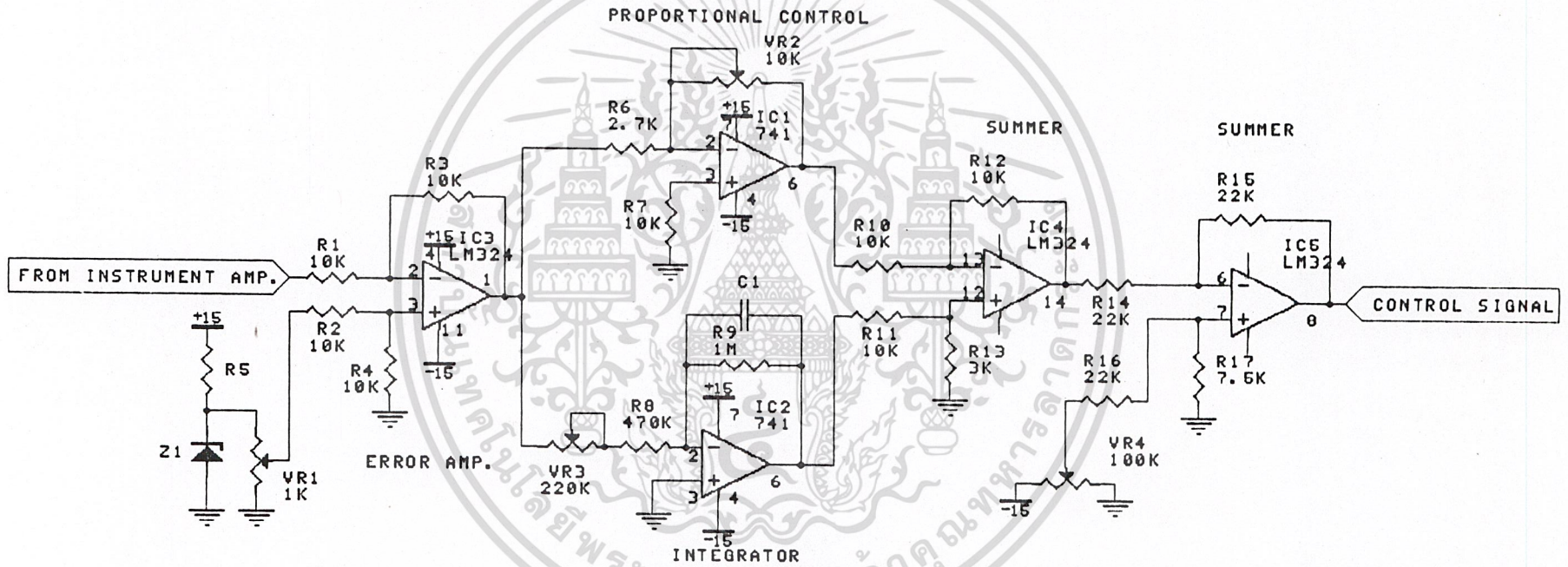
$$V_1 = V_{pv}$$

ได้ $V_{out} = V_{error} = V_{sp} - V_{pv}$

เราควรพยายามเลือกค่าความต้านทานทั้งสี่ตัวให้มีคุณสมบัติที่ใกล้เคียงกัน เพื่อลดปัญหาเกี่ยวกับกระแสไบอัส และจุดออฟเซ็ทของอปแอมป์

Proportional-Integral Controller

การควบคุมแบบ proportional นั้น ขนาดเข้าพุทจะเปลี่ยนแปลงเป็นอัตราส่วน เมื่อเทียบกับค่าความผิดพลาดของระบบ การควบคุมแบบ integral เข้าพุทจะเปลี่ยนโดยมีอัตราส่วนที่เปลี่ยนเป็นอัตราส่วนกับค่าความผิดพลาด เมื่อนำการควบคุมทั้งสองแบบมารวมกัน



รูปที่ 4.5 วงจร Proportional-Integral Controller

เมื่อค่าความผิดพลาดของระบบเป็นศูนย์ เอ้าพุทของการควบคุมแบบ integral จะเปลี่ยนแปลงไม่มาก มันจะรักษาค่าเอ้าพุทเท่าที่จำเป็นที่จะไม่ทำให้เกิดค่าความผิดพลาด

การควบคุมแบบ integral นั้นอัตราการเปลี่ยนแปลงของเอ้าพุทเป็นดังสมการ

$$\frac{d(V_{out})}{dt} = K_i * V_{error}$$

โดย

V_{out} = เอ้าพุทของการควบคุม

K_i = ค่าคงที่ของการอินทิเกรต

V_{error} = ค่าความผิดพลาด

ถ้า take laplace แล้วจะหา transfer function ได้

$$\frac{V_{out}}{V_{error}} = \frac{K_i}{S}$$

จากรูปที่ ค่าคงที่ของการอินทิเกรตมีค่าเท่ากับ $1/(VR3+R8)*C1$

วงจรที่ใช้ในการทดลองจะใช้วงจรการควบคุมแบบ parallel proportional-integral โดยนำค่าความผิดพลาดป้อนให้วงจรการควบคุมทั้งสองแบบ แล้วนำเอ้าพุทของการควบคุมทั้งสองแบบมารวมกัน เนื่องจากการทำงานของวงจรทั้งสองเป็นแบบกลับสัญญาณจึงต้องมีวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อกลับสัญญาณให้เป็นบวกอีกครั้งหนึ่ง

ค่าคงที่ของการควบคุมแบบ proportional (K_p) จากวงจรจะมีค่าเท่ากับ $VR2/R6$ เมื่อรวมการควบคุมทั้งสองแบบจะได้

$$V_{out} = K_p * V_{error} + \int K_i V_{error} dt + V_o$$

สามารถหา transfer function ได้

$$\frac{V_{out}}{V_{error}} = K_p + \frac{K_i}{S}$$

เนื่องจากสัญญาณการควบคุมที่ใช้ในการควบคุมการทำงานทั้งแบบปรับมุมเฟส และแบบปรับจำนวนลูกคลื่นนั้นจะเป็นลักษณะที่ว่าเมื่อสัญญาณการควบคุมมีค่ามากขึ้นจะทำให้มีการ

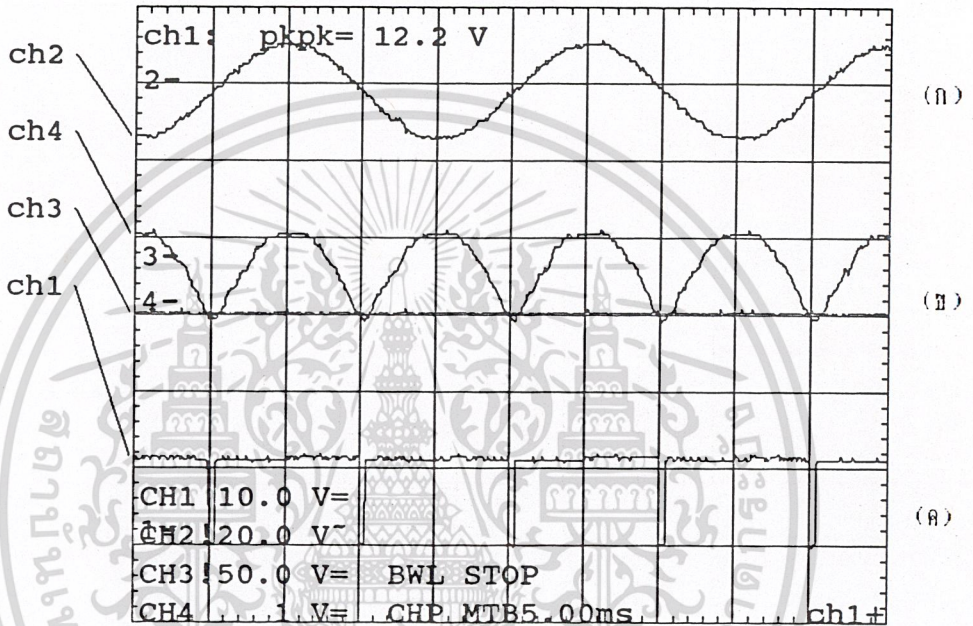
เอกสารนี้เป็นสิ่งหลังงานไปให้อีทเตอร์น้อยลงนเพื่อ ซึ่งตรงข้ามกับลักษณะของสัญญาณที่ได้จากวงจรถวลค่า
ไม่ว่ากรณีใดแบบปรับ proportional-integral และนี่จึงวงจรในส่วนสุดท้ายที่หน้าทำหน้าทีรวมสัญญาณส่วนนี้
นี้กลับไฟตรง -10 โวลต์ อีกครั้งหนึ่ง

บทที่ 5

การทดลองและผลการทดลอง

ส่วนที่ 1 ผลการทดลองการทำงานของวงจรในส่วนต่างๆสามารถแสดงโดยรูป
ได้ดังนี้

PM3394, FLUKE & PHILIPS



รูปที่ 5.1 แสดงรูปสัญญาณการทำงานของวงจร synchronizing signal

ในส่วน phase control

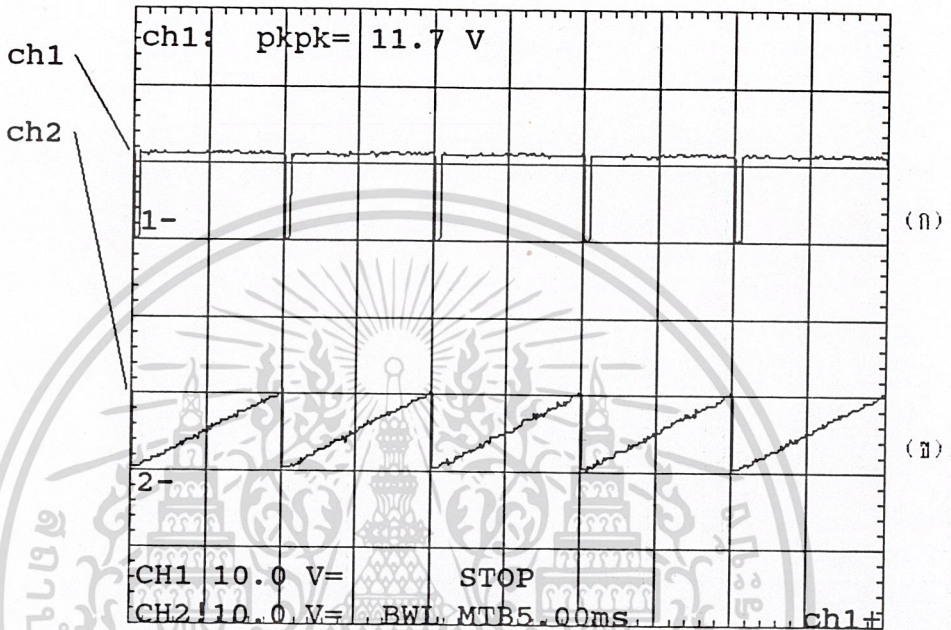
(ก) ไฟล์ับอินพุท

(ข) ไฟล์ับที่ผ่านวงจรเรียงกระแส เปรียบเทียบกับไฟตรงเพื่อ

ป้อนเข้าวงจรเปรียบเทียบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PM3394, FLUKE & PHILIPS

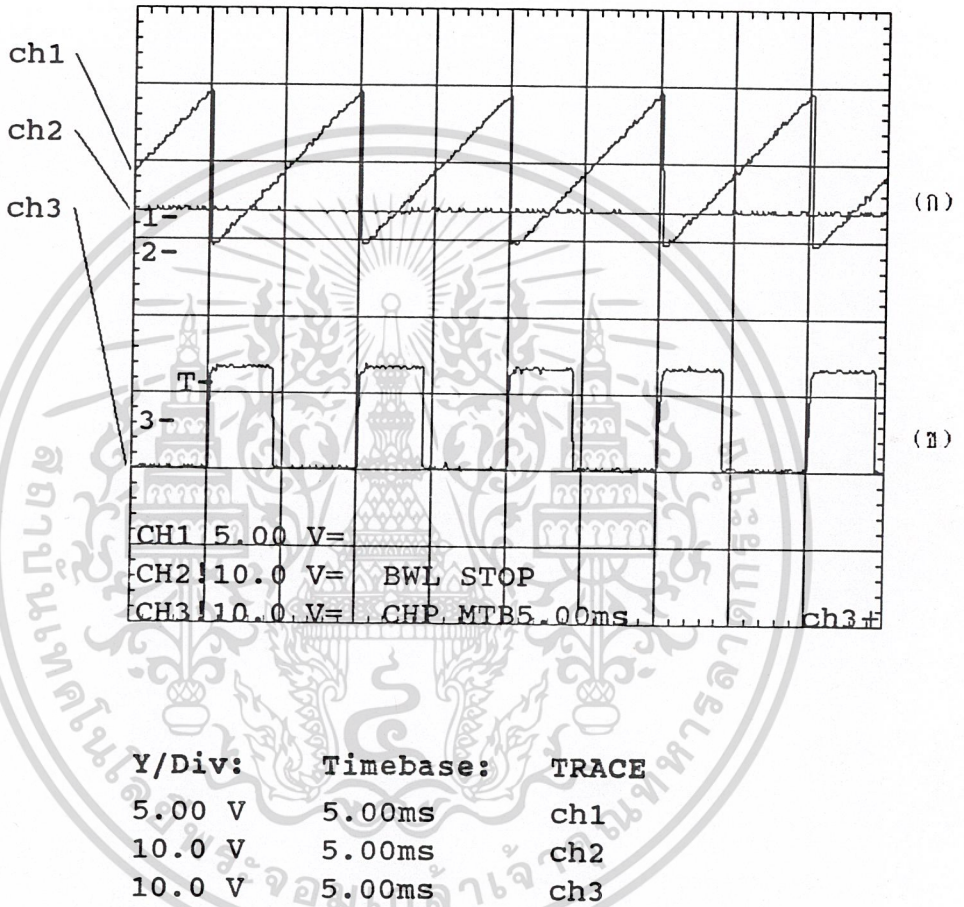


รูปที่ 5.2 แสดงรูปสัญญาณการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณรูปฟันเลื่อยใน phase control

(ก) อินพุตจากวงจร synchronizing signal เป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมความถี่ 100 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการ (ก) ซึ่ง สัญญาณรูปฟันเลื่อยที่ได้ ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PM3394, FLUKE & PHILIPS

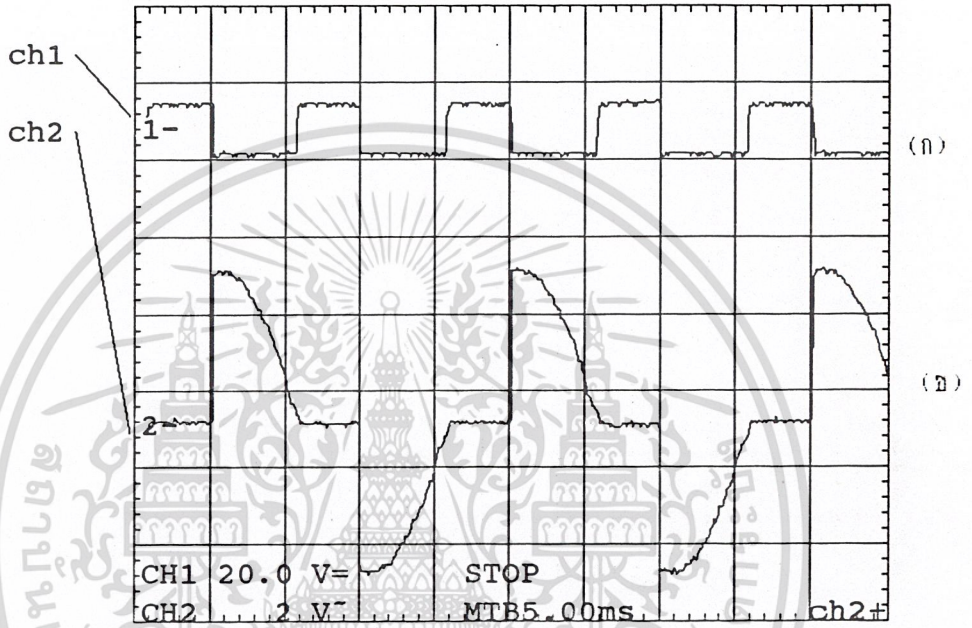


รูปที่ 5.3 แสดงรูปสัญญาณการทำงานของวงจรเปรียบเทียบ

- (ก) สัญญาณอินพุตซึ่งเป็นสัญญาณรูปฟันเลื่อย เปรียบเทียบกับสัญญาณควบคุมซึ่งเป็นไฟตรง
- (ข) เอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่มี duty cycle เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น การเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจะถือว่าผิดกฎหมาย
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PM3394, FLUKE & PHILIPS

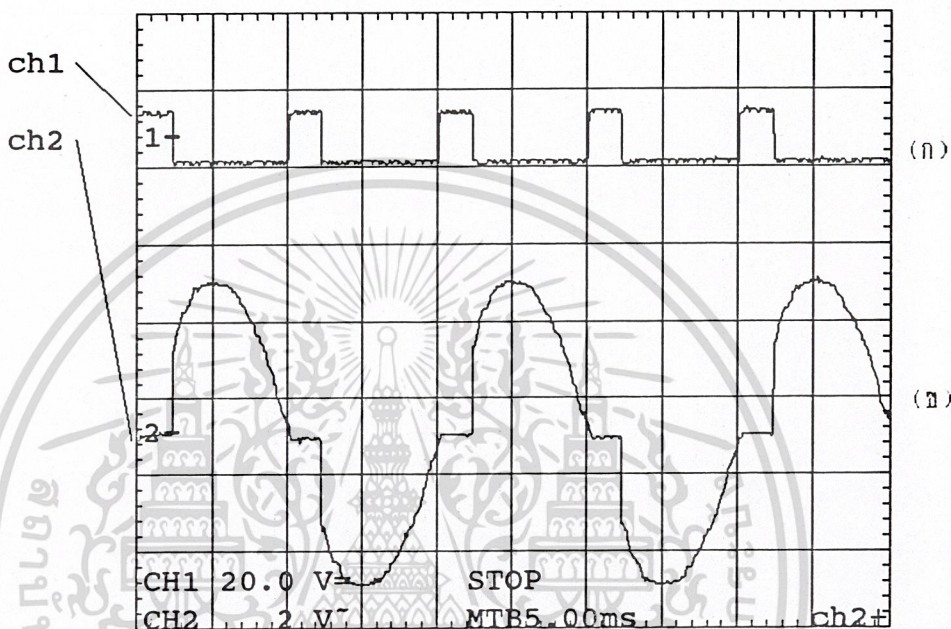


Y/Div:	Timebase:	TRACE
20.0 V	5.00ms	ch1
2.00 V	5.00ms	ch2

รูปที่ 5.4 แสดงรูปสัญญาณของการควบคุมโหลดแบบ phase control เพื่อปรับมุมทริกของเอสซีอาร์ประมาณ 72 องศา
(ก) สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมเพื่อสร้างสัญญาณทริก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับก... ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PM3394, FLUKE & PHILIPS

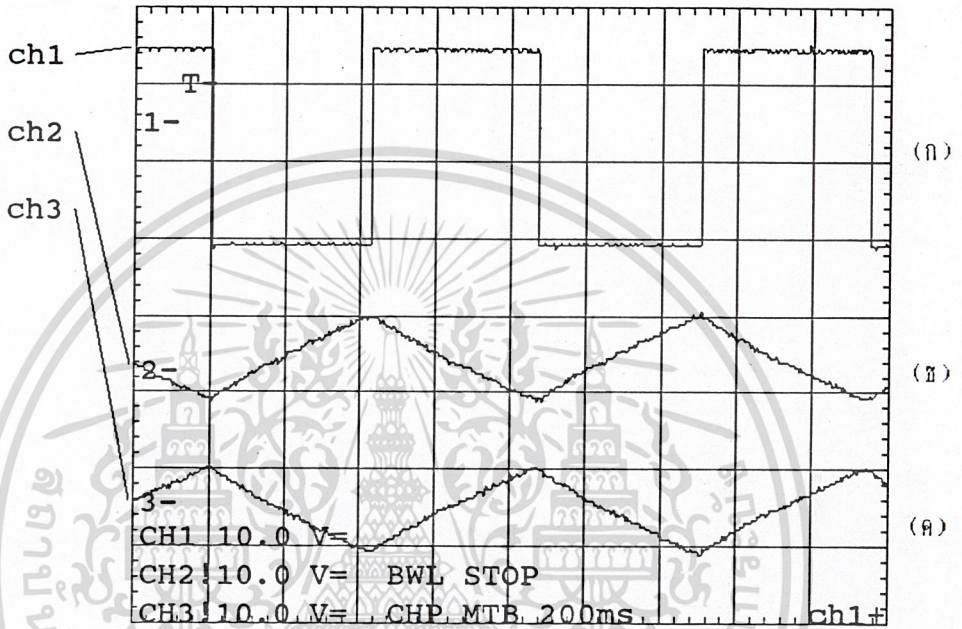


Y/Div:	Timebase:	TRACE
20.0 V	5.00ms	ch1
2.00 V	5.00ms	ch2

รูปที่ 5.5 แสดงรูปสัญญาณของการควบคุมโหลดแบบ phase control เมื่อ
 ปรับมุมทริกของเอสซีอาร์ประมาณ 40 องศา
 (ก) สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมเพื่อสร้างสัญญาณทริก
 (ข) สัญญาณไฟสลับที่จะจ่ายโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายหรืออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PM3394, FLUKE & PHILIPS



Y/Div:	Timebase:	TRACE
10.0 V	200ms	ch1
10.0 V	200ms	ch2
10.0 V	200ms	ch3

รูปที่ 5.6 แสดงรูปสัญญาณการทำงานของวงจรการควบคุมโพลแบบ integral cycle control

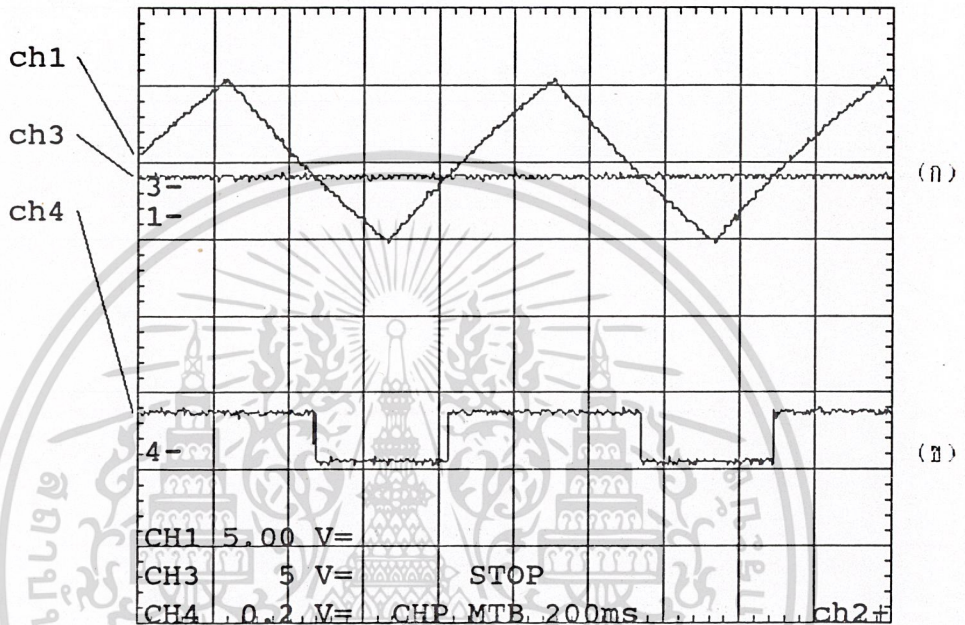
(ก) เข้าพุทของวงจรมัลติไวเบเรเตอร์

(ข) เข้าพุทของวงจรอินทิเกรเตอร์

(ค) ปลั๊กเข้าพุทของวงจรรวมสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานในเชิงพาณิชย์เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PM3394, FLUKE & PHILIPS



Y/Div:	Timebase:	TRACE
5.00 V	200ms	ch1
5.00 V	200ms	ch3
200mV	200ms	ch4

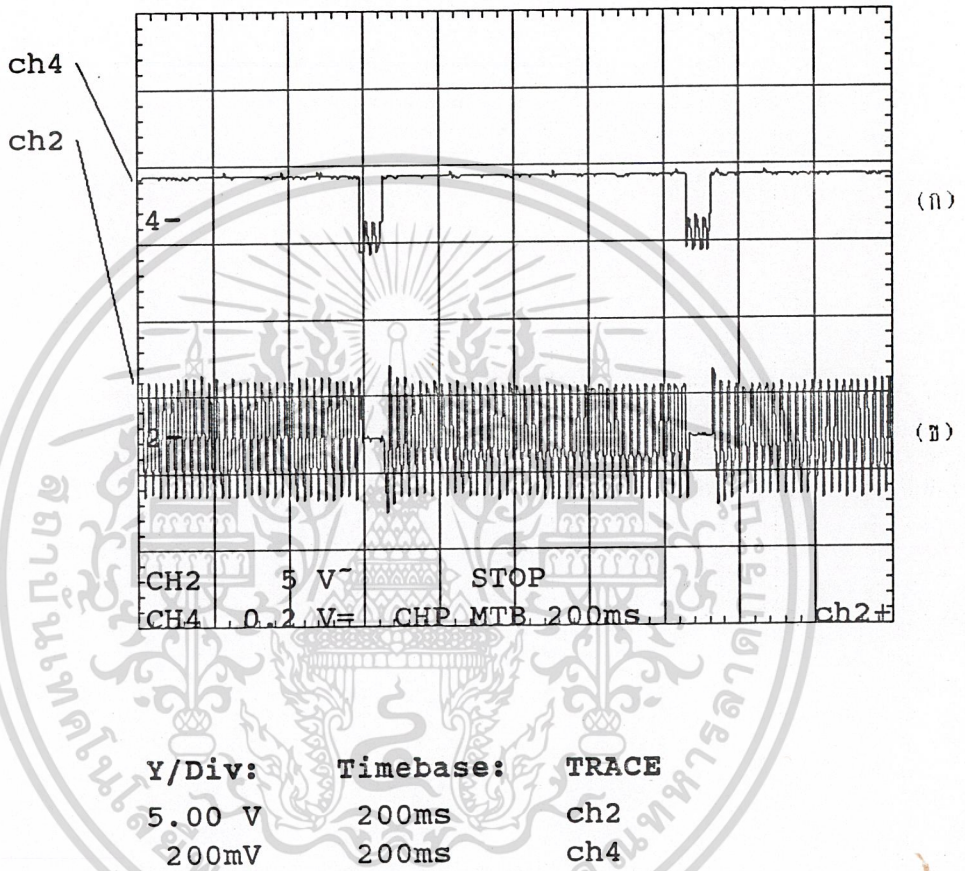
รูปที่ 5.7 แสดงรูปสัญญาณการทำงานของวงจรการควบคุมไหลดแบบ

integral cycle control (ต่อ)

(ก) สัญญาณอินพุทของวงจรเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยม
 กับสัญญาณควบคุมไฟตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการ (ข) เอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยม
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

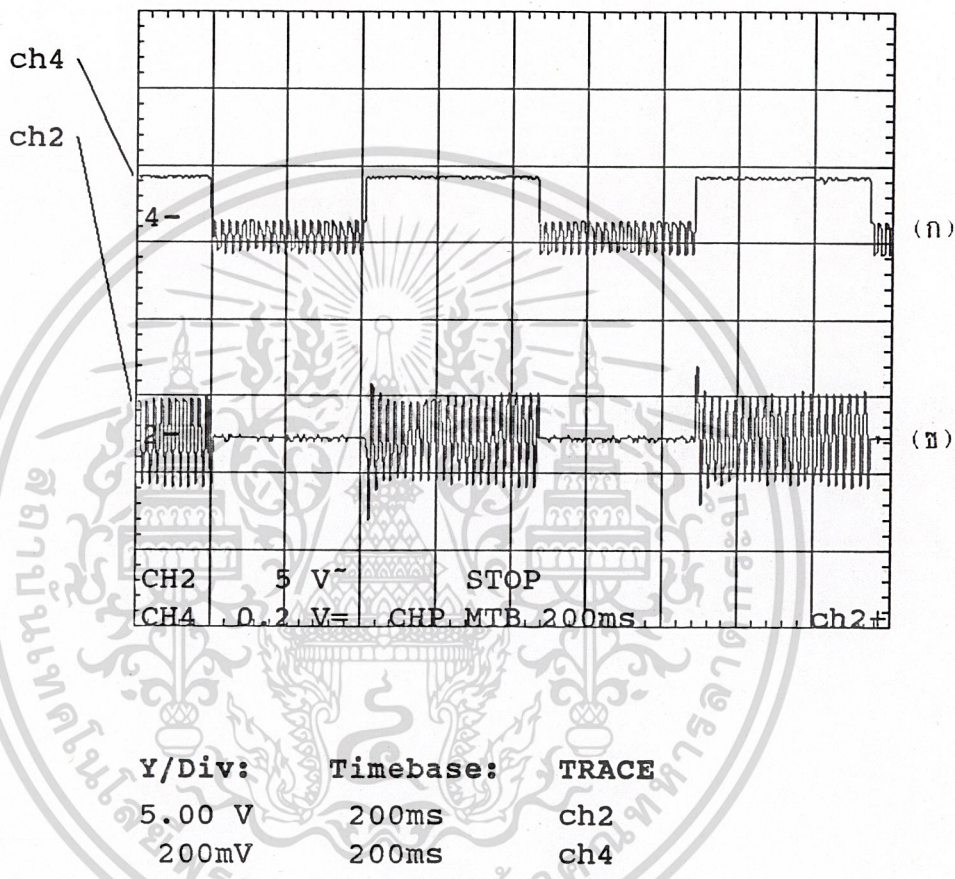
PM3394, FLUKE & PHILIPS



รูปที่ 5.8 แสดงรูปสัญญาณของการควบคุมโหลดแบบ integral cycle control เมื่อมีค่าอัตราส่วนของจำนวนลูกคลื่นที่ on ต่อจำนวนลูกคลื่นที่ off (α) ประมาณ 0.95
 (ก) สัญญาณควบคุมการทำงานของโซลิตเซตตรีเลย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ (ข) สัญญาณไฟสลับเพื่อจ่ายโหลด อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PM3394, FLUKE & PHILIPS



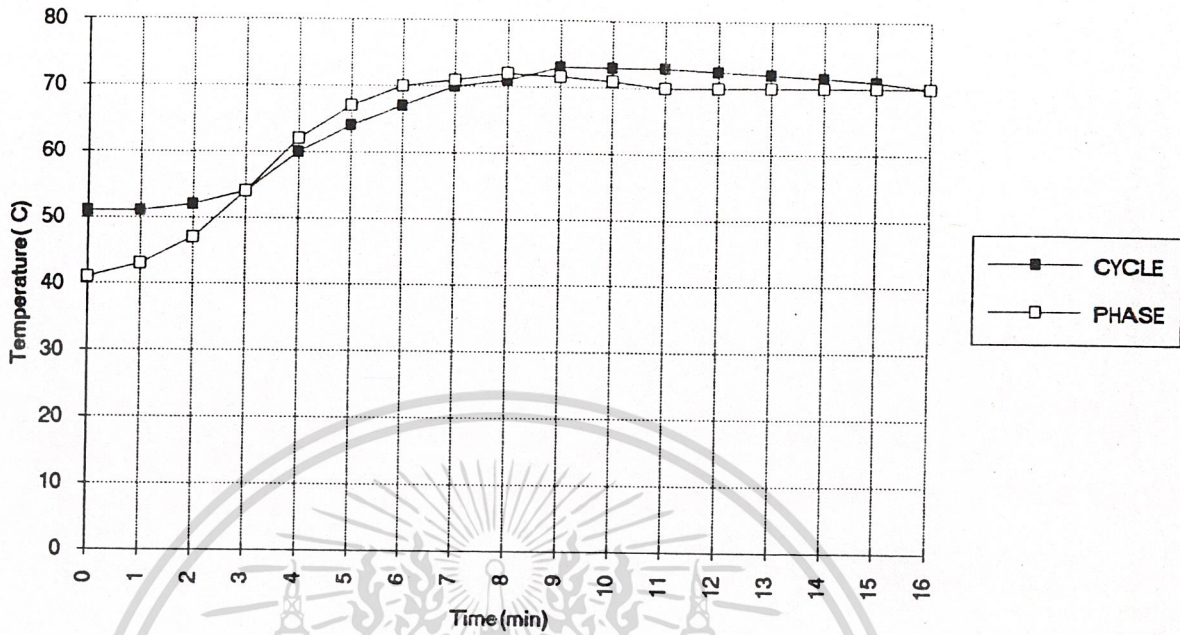
รูปที่ 5.9 แสดงรูปสัญญาณของการควบคุมโหลดแบบ integral cycle control เมื่อมีค่าของอัตราส่วนจำนวนลูกคลื่นที่ on ต่อจำนวนลูกคลื่นที่ off ประมาณ 0.5

- (ก) สัญญาณควบคุมการทำงานของโซลิตสเตทรีเลย์
- (ข) สัญญาณไฟสลับเพื่อจ่ายโหลด

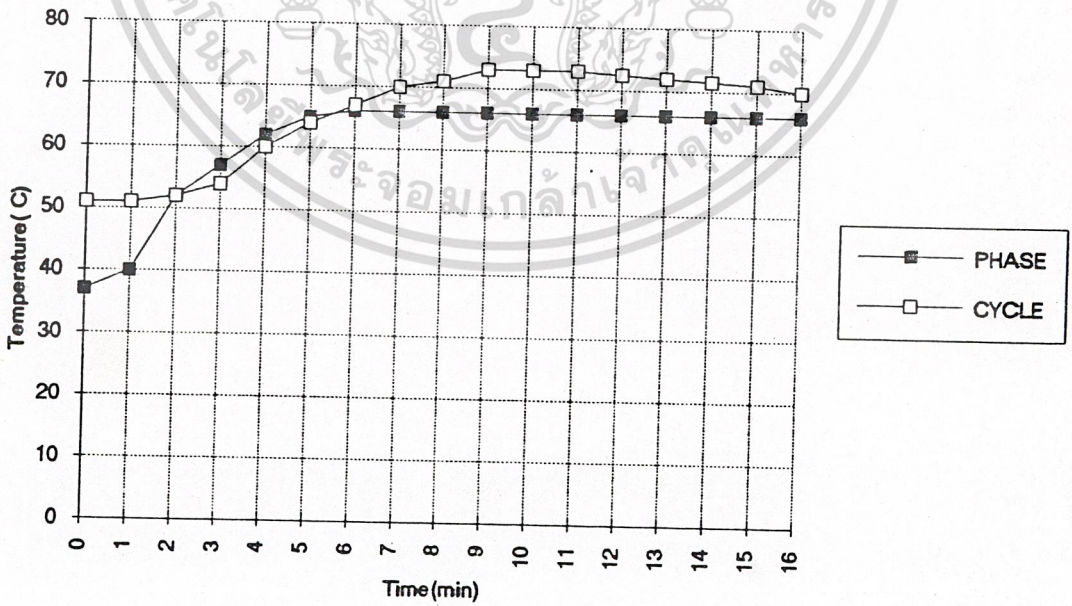
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนที่ 2 เป็นการทดลองการควบคุมอุณหภูมิ โดยทำการทดลองที่
ค่าตัวแปรต่างๆ ดังนี้

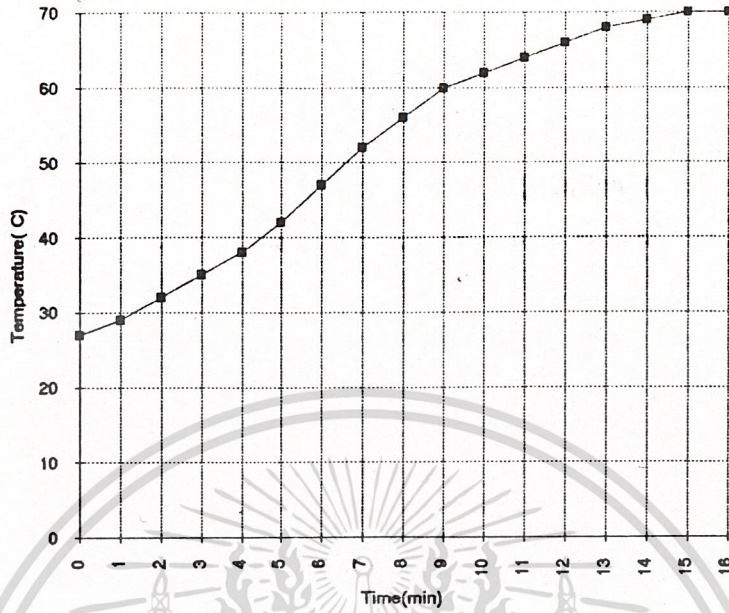
- (1) ตั้งอุณหภูมิที่ 70 องศาเซลเซียส ค่าคงที่ของการควบคุมแบบ
proportional (K_p) = 11.1 ค่าคงที่ของการควบคุมแบบ
integration (K_i) = 150 ทดลองเปรียบเทียบทั้งแบบ
phase control และแบบ integral cycle control
- (2) ตั้งอุณหภูมิที่ 70 องศาเซลเซียส ค่าคงที่ของการควบคุมแบบ
proportional (K_p) = 7.4 ค่าคงที่ของการควบคุมแบบ
integration (K_i) = 150 ทดลองเปรียบเทียบทั้งแบบ
phase control และแบบ integral cycle control
- (3) ตั้งอุณหภูมิที่ 70 องศาเซลเซียส ค่าคงที่ของการควบคุมแบบ
proportional (K_p) = 3.7 ค่าคงที่ของการควบคุมแบบ
integration (K_i) = 150 ทดลองเฉพาะแบบ integral
cycle control
- (4) ตั้งอุณหภูมิที่ 100 องศาเซลเซียส ค่าคงที่ของการควบคุมแบบ
proportional (K_p) = 13.3 ค่าคงที่ของการควบคุมแบบ
integration (K_i) = 150 ทดลองเปรียบเทียบทั้งแบบ
phase control และแบบ integral cycle control



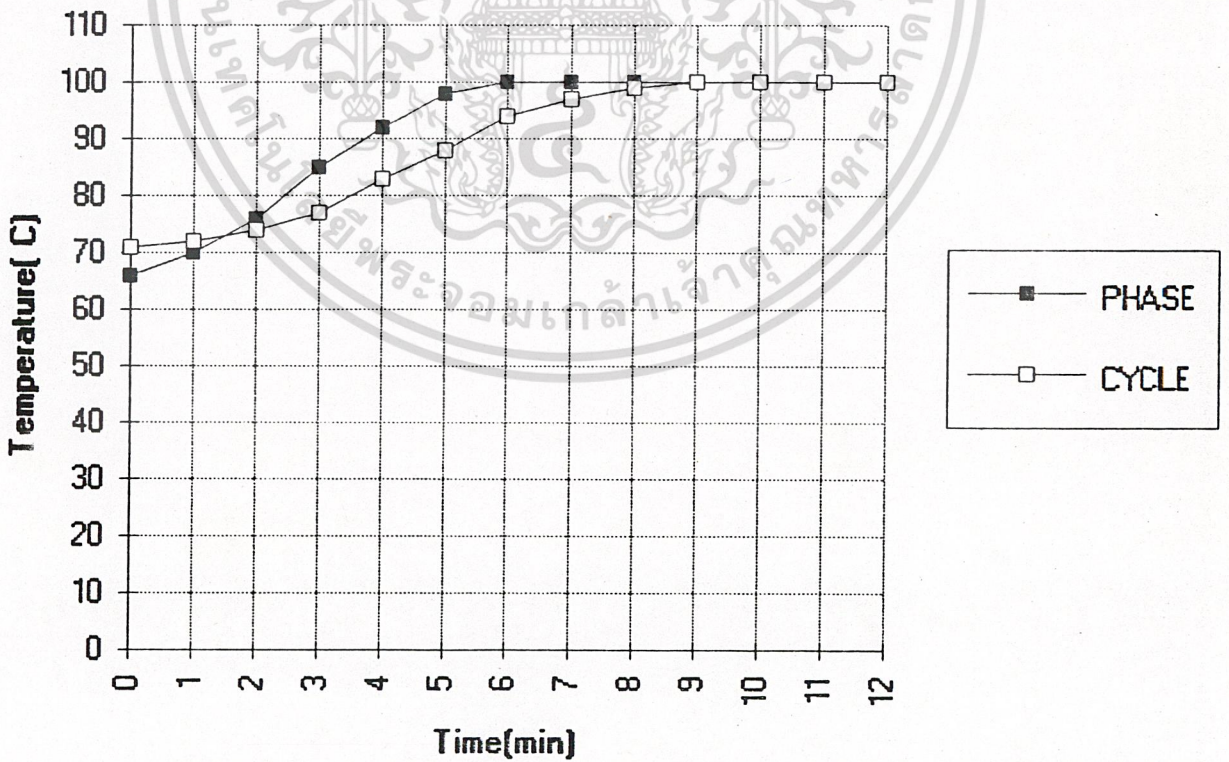
รูปที่ 5.10 แสดงกราฟผลการทดลองตามข้อ (1)



รูปที่ 5.11 แสดงกราฟผลการทดลองตามข้อ (2)

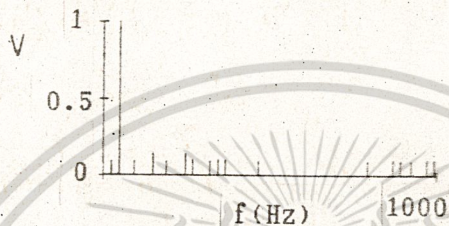


รูปที่ 5.12 แสดงกราฟผลการทดลองตามข้อ (3)

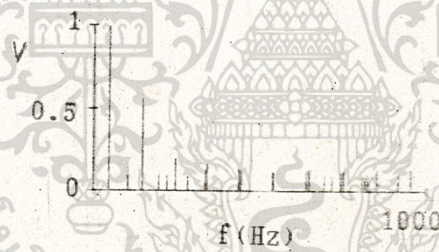


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกที่ 5.13 แสดงกราฟผลการทดลองตามข้อ (4) เอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

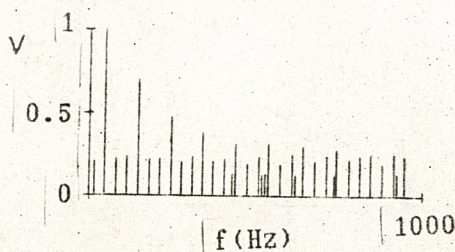
ส่วนที่ 3 ทำการทดลองวัดค่าฮาร์โมนิกเปรียบเทียบระหว่างการควบคุมแบบ Phase Control และแบบ Integral Cycle Control โดยการปรับค่ามุมทริก และค่าอัตราส่วนของจำนวนลูกคลื่นที่ on ต่อจำนวนลูกคลื่นใน 1 คาบ (α) ที่ค่าต่างๆ ได้ผลการทดลองดังนี้



(ก) มุมทริกเท่ากับ 45 องศา



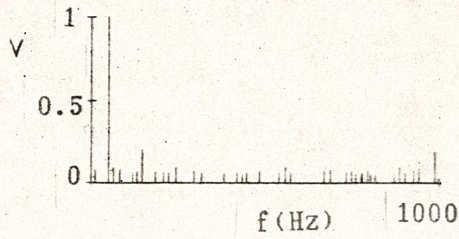
(ข) มุมทริกเท่ากับ 90 องศา



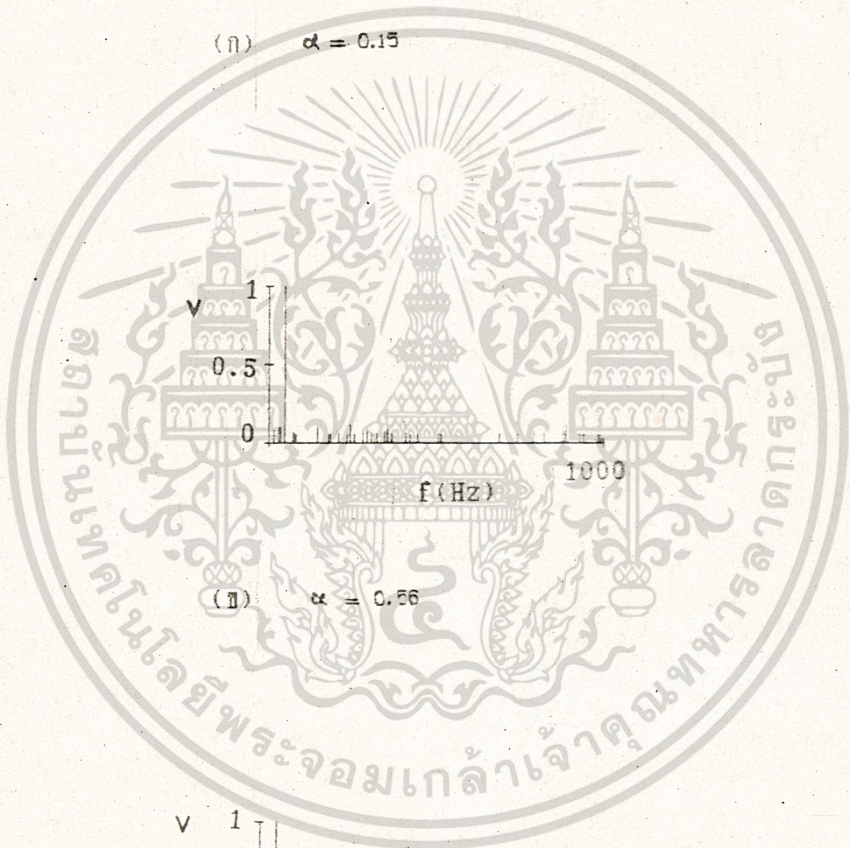
(ค) มุมทริกเท่ากับ 135 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่ใช่ออกไปใช้ในที่อื่นใดในกระบวนการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและตัดทอนอย่างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

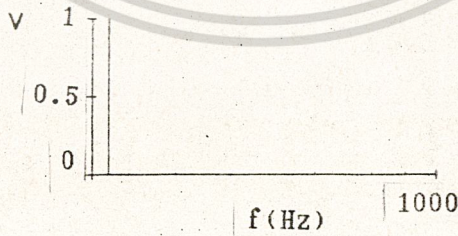
รูปที่ 5.14 แสดง Harmonic Load Voltage Amplitude สำหรับแบบ Phase Control ที่ค่ามุมทริกต่างๆ



(ก) $\alpha = 0.15$



(ข) $\alpha = 0.56$



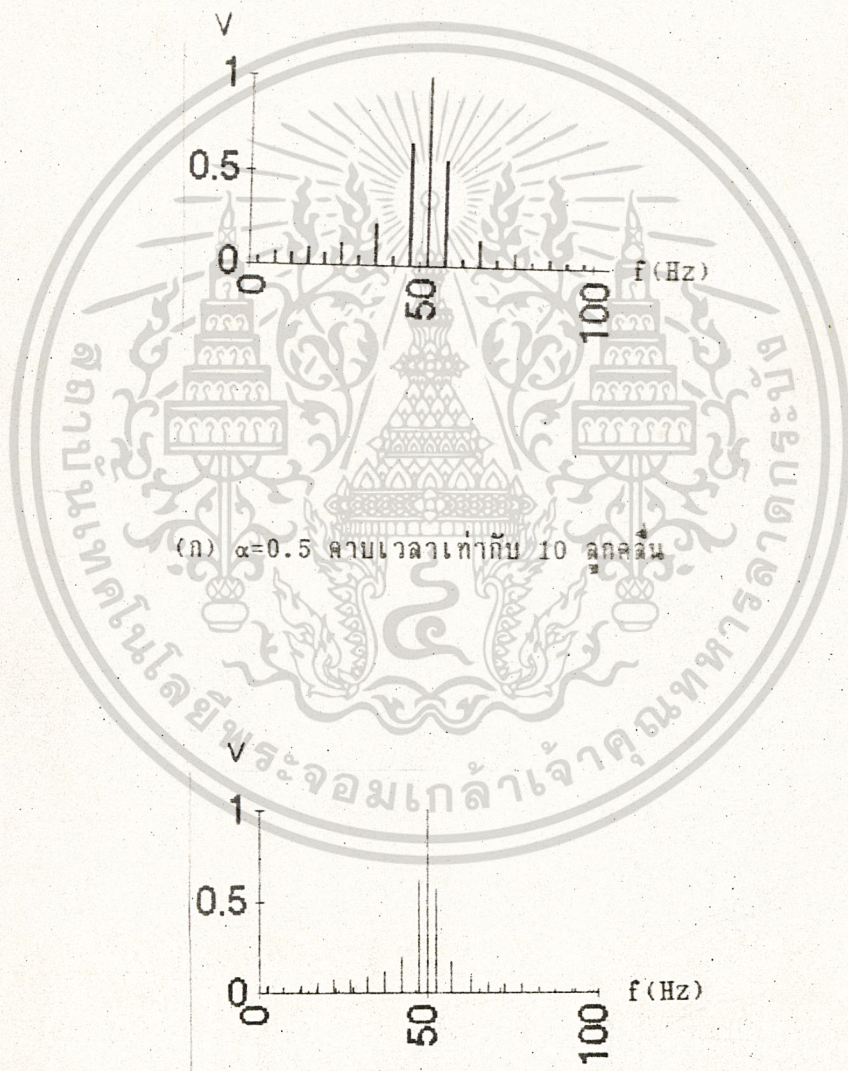
(ค) $\alpha = 0.73$

รูปที่ 5.15 แสดง Harmonic Load Voltage Amplitude สำหรับแบบ

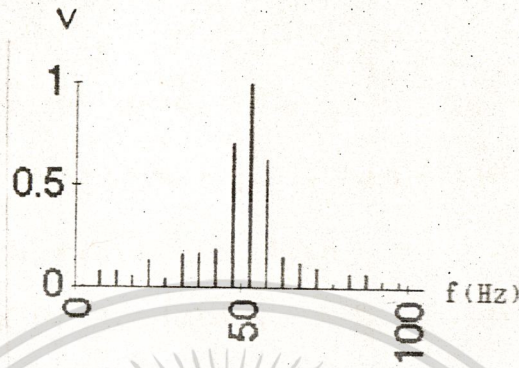
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการสอนหรือการวิจัยเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 Integral Cycle Control ที่ค่า α ต่างๆ โดยมีคาบเวลา
 ไม่วาระณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้ข้อมูลแก่ผู้อื่นและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 ของการควบคุม(T)เท่ากับ 43 ลูกคลื่น

ส่วนที่ 4 ทำการทดลองในส่วน Integral Cycle Control เพื่อเปรียบเทียบสาร์โมนิกโดยมี 2 กรณี คือ

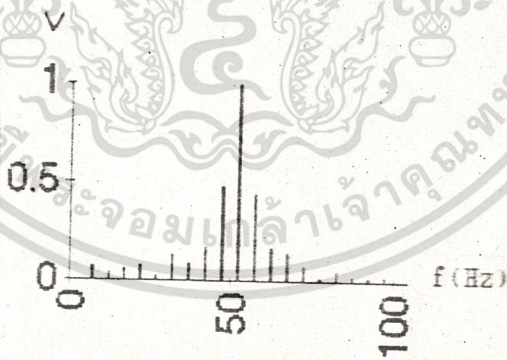
1. คาบเวลาการควบคุมเท่ากัน เปรียบเทียบการปรับลดคลื่นที่ค่า α และ $1-\alpha$
2. ค่า α มีค่าเท่ากัน คาบเวลาการควบคุมต่างกัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ $\alpha=0.5$ คาบเวลาเท่ากับ 20 ลูกคลื่น ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ที่ลิขสิทธิ์นี้สงวนไว้สำหรับเปรียบเทียบกรณี คาบเวลาต่างกัน แต่ α เท่ากัน



(ก) $\alpha=0.4$ คาบเวลาเท่ากับ 10 ลุกคลื่น



(ข) $\alpha=0.6$ คาบเวลาเท่ากับ 10 ลุกคลื่น

เอกสารนี้เป็นรูปที่ 5.17 แสดงฮาร์โมนิกเปรีซบเทียบกรณี คาบเวลาเท่ากัน ที่ค่า
 ไม่วากกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังให้ข้อมูลเบื้องต้นหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 α เท่ากับ α และ $1-\alpha$

สรุป

จากการทดลองควบคุมอุณหภูมิของเตาอบ โดยทั้งสองวิธี คือแบบปรับมุมการทริกของ เอลซีอาร์ (Phase Control) และแบบปรับจำนวนลูกคลื่น (Integral Cycle Control) สามารถสรุปได้ดังนี้

การทดลองการทำงานของวงจรแต่ละส่วนปรากฏว่าเกือบทั้งหมดของวงจรแต่ละส่วน ทำงานได้ดี มีเพียงส่วนของวงจร proportional-integral controller ที่มีปัญหา ในการทดลอง ซึ่งเป็นผลมาจากการออกแบบวงจรซึ่งต้องมีการออกแบบวงจรให้มีการปรับค่า proportional band (K_p) และค่า integrator constant (K_i) เพื่อให้ได้ค่าที่สอดคล้องกับระบบเพื่อให้การควบคุมไม่เกิดภาวะ over damp และ under damp ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการ

การทดลองการควบคุมอุณหภูมิซึ่งทำการทดลองที่ค่าอุณหภูมิ และค่า proportional band ของการควบคุมแบบ proportional ที่ต่างกัน ปรากฏว่าการทดลองไม่สามารถ ทดลองที่ค่าอุณหภูมิสูงได้ เพราะมีปัญหาดังกล่าวซึ่งไม่มีฉนวนป้องกันความร้อนที่ดี ทำให้ ความร้อนสูญเสียออกนอกเตาอบจนอุณหภูมิไม่ถึงจุดที่ต้องการ ซึ่งปัญหานี้นอกจากจะเกิดใน การตั้งค่าที่อุณหภูมิสูงแล้ว ยังมีปัญหาในการควบคุมที่อุณหภูมิต่ำแต่มีการปรับค่า proportional band (K_p) ต่ำ ซึ่งคิดว่าน่าจะเกิดจากระดับพลังงานที่จ่ายให้กับเตาอบ มีปริมาณเท่ากับพลังงานที่สูญเสียออกนอกเตาอบ จนทำให้อุณหภูมิไม่สามารถเพิ่มสูงขึ้นไปถึง จุดที่ต้องการได้ เมื่อเปรียบเทียบการควบคุมทั้งแบบ phase control และแบบ integral cycle control ทั้งสองแบบสามารถควบคุมได้ดีพอๆกัน มีปัญหาบางจุดที่การ ควบคุมแบบ phase control ทำได้ไม่ดีเท่ากับแบบ integral cycle control ซึ่ง น่าจะเกิดจาก transfer function ของทั้งสองแบบมีค่าไม่เท่ากัน

การศึกษาเรื่องอาร์โมนิคจะเห็นว่าการควบคุมแบบ integral cycle control มีค่าอาร์โมนิคน้อยกว่าการควบคุมแบบ phase control แนวโน้มเกี่ยวกับอาร์โมนิคจะมี ค่าลดลงเมื่อพลังงานที่จ่ายไหลมีค่าเพิ่มมากขึ้น เมื่อเปรียบเทียบเฉพาะส่วน Cycle Control ที่คาบเวลาต่างกันแต่ α เท่ากันนั้น เมื่อคาบเวลามากขึ้นค่าแอมพลิจูดของ อาร์โมนิคต่างๆจะมีค่าลดลง แต่จะมีจำนวนอาร์โมนิคเพิ่มมากขึ้น เมื่อเปรียบเทียบที่คาบ เวลาเท่ากัน ที่ค่า α เท่ากับ α และ $1-\alpha$ ค่าของอาร์โมนิคจะมีค่าใกล้เคียงกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

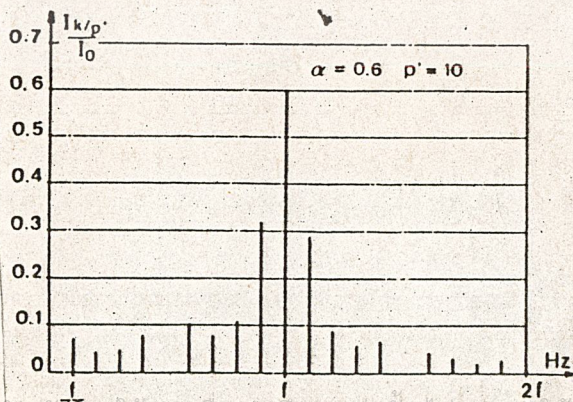
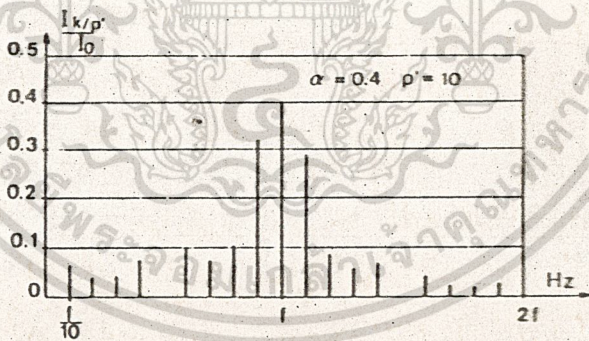
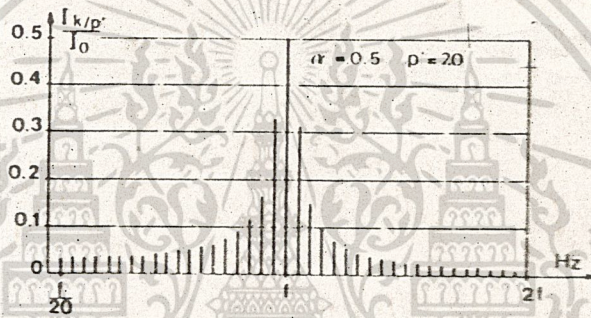
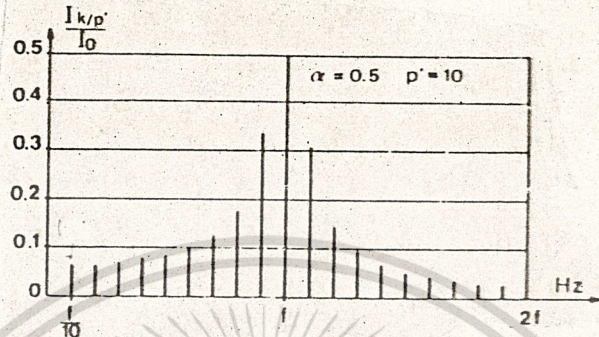
ภาคผนวก

DATA SC16C-60

V_{DRM}/V_{RRM}	600	V
I_T	16	A
I_T (RMS)	25	A
I_{TSM}	250	A
I^2_T	260	
dv/dt	100/200	V/ μ S
di/dt	100	A/ μ S
i_{GT}	40	mA
V_{ST}	3	V
I_H	30	mA
V_{TM}	1.9	v
I_{DRM}/I_{RRM}	3	mA
T_J	125	C
R_{thjc}	1.2	C/W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

• ค่า harmonics ตามทฤษฎี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ผ-17 สอบเทียบค่าของอาร์ทีคิกับอุณหภูมิ (DIN 43760) (ต่อ)

แบบพลาคินัม 100 Ω ที่ 0° C								
°C Ohm Ohm/°C			°C Ohm Ohm/°C			°C Ohm Ohm/°C		
10	96.07	0.393	280	204.88	0.358	570	303.95	0.325
± 0	100.00	0.390	290	208.46	0.357	580	307.20	0.323
10	103.90	0.389	+ 300	212.03	0.355	590	310.43	0.322
20	107.79	0.388	310	215.58	0.355	+ 600	313.65	0.321
30	111.67	0.387	320	219.13	0.353	610	316.86	0.319
40	115.54	0.386	330	222.66	0.352	620	320.05	0.319
50	119.40	0.386	340	226.18	0.351	630	323.24	0.317
60	123.24	0.383	350	229.69	0.350	640	326.41	0.316
70	127.07	0.382	360	233.19	0.348	650	329.57	0.315
80	130.89	0.381	370	236.67	0.348	660	332.72	0.314
90	134.70	0.380	380	240.15	0.346	670	335.86	0.313
+ 100	138.50	0.378	390	243.61	0.345	680	338.99	0.311
110	142.28	0.378	+ 400	247.06	0.344	690	342.10	0.311
120	146.06	0.376	400	250.50	0.343	+ 700	345.21	0.309
130	149.82	0.375	420	253.93	0.341	710	348.30	0.308
140	153.57	0.375	430	257.34	0.341	720	351.38	0.307
150	157.32	0.373	440	260.75	0.339	730	354.45	0.306
160	161.05	0.371	450	264.14	0.338	740	357.51	0.304
170	164.78	0.371	460	267.52	0.337	750	360.55	0.304
180	168.47	0.369	470	270.89	0.336	760	363.59	0.304
190	172.16	0.368	480	274.25	0.335	770	366.61	0.302
+ 200	175.84	0.367	490	277.60	0.333	780	369.62	0.301
210	179.51	0.366	+ 500	280.93	0.332	790	372.62	0.300
220	183.17	0.365	510	284.25	0.332	+ 800	375.61	0.299
230	186.82	0.364	520	287.57	0.330	810	378.59	0.298
240	190.46	0.362	530	290.87	0.329	820	381.55	0.296
250	194.08	0.362	540	294.16	0.327	830	384.50	0.295
260	197.70	0.360	550	297.43	0.327	840	387.45	0.295
270	201.30	0.358	560	300.70	0.325	850	390.38	0.293

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

คณะผู้จัดทำขอขอบพระคุณอาจารย์วิริยะ พิเชฐจำเริญ ที่ให้คำแนะนำอันมีประโยชน์ต่อ
โครงการอย่างมาก ขอขอบคุณอาจารย์สมภพ ผลไม้ ที่ช่วยดูแลและช่วยแก้ปัญหาอย่างใกล้ชิด
ขอขอบคุณคุณสัญญา วรพรพิชฌกลาง ที่ให้ยืมเครื่องมือและให้ความรู้ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์
หลายอย่าง และบุคคลอื่น ๆ ที่เกี่ยวข้องทุกท่านที่ได้ให้ความช่วยเหลืออย่างดี สุดท้ายนี้
ขอขอบใจเพื่อนทุกคนที่ให้กำลังใจเสมอมา จนโครงการสำเร็จลุล่วงลงได้ด้วยดี.

คณะผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- 1) คู่มือการใช้ไอซีในการออกแบบการทำงาน 2, นายประโยชน์ อยู่คงพันธ์, พิมพ์ครั้งที่ 1, 2535
- 2) เจาะเวลาหาทรียสเตอร์ เซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์, นายไชยันต์ สุวรรณชีวะศิริ, ฉบับที่ 127 พฤษภาคม 2536
- 3) เทคนิคการประยุกต์และใช้งานลิเนียร์ไอซี เล่ม 1, ยืน กู้วรรณ, พิมพ์ครั้งที่ 2, 2523
- 4) หลักการและการใช้งานเครื่องมือวัดอุตสาหกรรม, สมศักดิ์ กิรติวุฒิเศรษฐ์, พิมพ์ครั้งที่ 2, 2532
- 5) POWER ELECTRONICS, John Wiley & Sons, 1989
- 6) Solid State Circuit Analysis, Robison Vester, 1975
- 7) Thyristors Control of Electric Drives, V. Subrahmanyam, 1988

