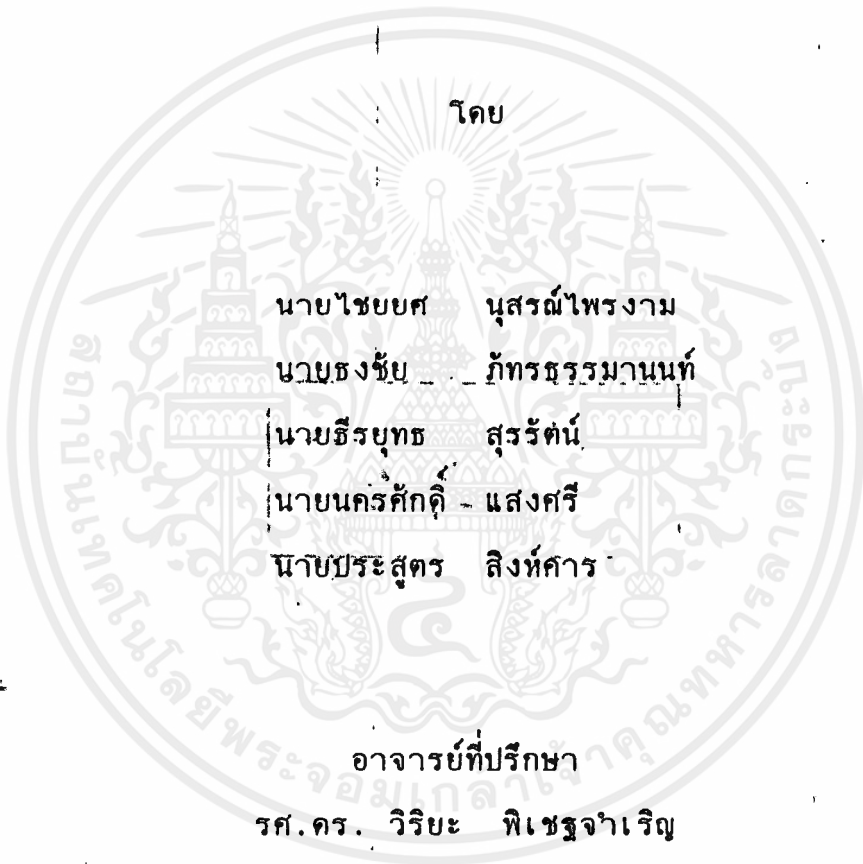




ปีการศึกษา 2535

การควบคุมกำลังไฟฟ้ากระแสสลับโดยการใช้ไซเคิลคอนโทรล



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

032565

การควบคุมกำลังไฟฟ้ากระแสสลับโดยการใช้อยู่เซลล์คอนโทรล

AC POWER CONTROLLER USING CYCLE CONTROL

ไชยยศ นุสรณ์ไพรงาม

CHAIYOT NUSORNPAI-NGAM

ธงชัย ภัทรธรรมานนท์

THONGCHAI PHATARATHUMMANONTH

ธีรยุทธ สุวรรรัตน์

TEERAYUTH SURARATA

นครศักดิ์ แสงศรี

NAKHONSAK SANGSRI

ประสูตกร สิงห์การ

PRASOOT SINGKARN

ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2535

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

032565

ปริญญาโทปีการศึกษา 2535

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง การควบคุมกำลังไฟฟ้ากระแสสลับโดยการใช้โซ่เคิลคอนโทรล

ผู้จัดทำ

1. นายไชยยศ นุสรณ์ไพรงาม 33-102908
2. นายธงชัย ภัทรธรรมานนท์ 33-102912
3. นายธีรยุทธ สุวรรณ์ 33-102913
4. นายนครศักดิ์ แสงศรี 33-102914
5. นายประสูตกร สิงห์การ 33-102921

..... 35/10/35 อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ.ดร. วิริยะ พิเชษฐาเริญ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมกำลังไฟฟ้ากระแสสลับโดยการใช้ไซเคลคอนโทรล

นายไชยยศ นุสรณ์ไพรงาม
นายธงชัย ภัทรธรรมานนท์
นายธีรบุท สุวรรณ์
นายนครศักดิ์ แสงศรี
นายประสูตร สิงห์คาร
รศ.ดร. วิริยะ พิเชษฐจำเริญ

(อาจารย์ที่ปรึกษา)

ปีการศึกษา 2535

บทคัดย่อ

โครงงานฉบับนี้ ได้ทำการวิเคราะห์ การควบคุมกำลังไฟ กระแส สลับ โดยการใช้ไซเคลคอนโทรล เพื่อนำมาใช้ในการควบคุมแรงดันไฟกระแส สลับ ในการทดลองครั้งนี้ได้ใช้สวิตชิงแรงดันศูนย์ มาเป็นตัวควบคุมการทำงาน ซึ่งสวิตชิงแรงดันศูนย์นี้จะมีการทำงาน 2 แบบ คือ การควบคุมเปิด-ปิด และ การควบคุมพรอบเพอขึ้น แต่ในการทดลองเราวิเคราะห์เฉพาะ แต่การควบคุม พรอบเพอขึ้นเท่านั้น ซึ่งหลักการของการควบคุมชนิดนี้เหมาะมากสำหรับการควบคุมอุณหภูมิของอุปกรณ์ตัวนำที่นำให้เกิดความร้อน จากการศึกษาและค้นคว้า เอก สาร และทฤษฎีมาประกอบในการค้นคว้า จึงได้นำหลักการดังกล่าวมาควบคุม อุณหภูมิในตัวกำเนิดความร้อน (ฮีทเตอร์) มาสร้างเป็นเตาอบ โดยใช้การทำงาน ของไทรซิสเตอร์มาเป็นสวิตชิง และอุปกรณ์สำคัญที่ใช้ในการควบคุมคือ ซีโร โวลท์ เตจคอนโทรลเลอร์

AC POWER CONTROLLER USING CYCLE CONTROL

CHAIYOT NUSORNPAI-NGAM

THONGCHAI PHATARATHUMMANONTH

TEERAYUTH SURARATA

NAKHONSAK SANGSRI

PRASOOT SINGKARN

VIRIYA PICHEJAMROEN

(ADVISOR)

1992

ABSTRACT

THIS PROJECT IS ANALIZED AC POWER CONTROLLER BY USING CYCLECONTROL TO CONTROL AC VOLTAGE. THIS EXPERIMENT IS USING ZERO VOLTAGE SWITCHING TO CONTROLLING. THE ZERO VOLTAGE SWITCHING HAS TWO TYPES, ONE USE TO ON-OFF CONTROL AND OTHER USE TO PROPORTION CONTROL. BUT, IN THIS EXPERIMENT IT IS ANALYZED PROPER PORPORTIÖN CONTROL ONLY. SO, THE OBJECTIVE OF CONTROL IN THIS CASE USE TEMPERATURE CONTROLLER. THE ELIMENT THAT IS HEATER, WHICH IS A GOOD CONDUCTION. IT IS BUILT TO CONDUCT AT HIGH TEMPERATURE. FROM STUDY AND RESEARCH OF THEORY. SO, THIS ASSIGNMENT USING TO CONTROL TEMPERATURE BY USING HEATER THAT IS A CONDUCTOR, WHICH IS MORE HEATING TEMPERATURE CONTROLLER. BY WORKING OF THYRISTER IS USED SWITCHING AND THE IMPORTANT COMPONENT OF CONTROL IS ZERO VOLTAGE CONTROLLER.

สารบัญ

บทคัดย่อ

ABSTRACT

สารบัญ

บทที่ 1	บทนำ	1
บทที่ 2	หลักการเบื้องต้นของการควบคุมกระบวนการ	2
2.1	หลักการเบื้องต้น	2
2.1.1	การควบคุมแบบลูปปิดและแบบลูปเปิด	2
2.1.2	กริยาการควบคุมและหน่วยควบคุมอัตโนมัติ	4
2.2	การดักจับสัญญาณแรงดัน	15
2.2.1	ทฤษฎี	15
2.2.2	วงจรรขยายสัญญาณแบบดิฟเฟอเรนเชียล	19
2.2.2.1	สัญญาณแบบคอมมอนโหมด	20
2.2.2.2	การปรับปรุงประสิทธิภาพของดิฟแอมป์พื้นฐาน	21
2.2.3	คุณสมบัติของออปแอมป์	23
2.2.3.1	กระแสไบอัส ณ จุดสัญญาณเข้า	24
2.2.3.2	กระแสออฟเซต ณ จุดสัญญาณเข้า	29
2.2.3.3	คิกคาออฟเซต ณ จุดสัญญาณเข้า	31
2.2.3.4	ครีฟท์	36
2.2.4	แบนวิค อัตราสลู นอยซ์ และชคเซกความถี่	36
2.2.4.1	ช่วงตอบสนองความถี่ออปแอมป์	36
2.2.4.2	ช่วงตอบสนองความถี่สำหรับ สัญญาณระดับที่ 1	37
2.2.4.3	อัตราสลู และคิกคาสัญญาณออก	38
2.2.4.4	นอยซ์ในสัญญาณออก	39
2.2.5	การขยายสัญญาณไฟฟ้าแบบเชิงเส้นแบบกลับเฟส	41
2.2.5.1	ค่าขยายแรงดันทางไฟฟ้าของวงจรรขยายสัญญาณ แบบกลับเฟส	43

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.5.2	ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์	44
2.2.5.3	ค่าเอาต์พุทอิมพีแดนซ์	45
2.5.2	ฮาโมนิก แอมปริจูด สเปกตรัมของอินทิกรัล ไซเคิล	79
2.5.2.1	ผลการเพิ่ม iN เมื่อ T คงที่	80
2.5.2.2	ผลการเพิ่ม iN เมื่อ N/T คงที่	81
2.5.3	ค่า RMS ของแรงดันโพลคและกำลังของโพลค	82
2.5.3.1	แรงดันและรีเบิ้ลแฟกเตอร์	82
บทที่ 3	การสร้างวงจร	
3.1	การทำงานของวงจร	86
3.2	วงจรรีคตีฟลายเออร์	86
3.3	วงจร Bridge	87
3.4	วงจรรคไฟเพอเรนเชียล แอมพลิฟลายเออร์	90
3.5	วงจรมัลติไวเบรเตอร์	91
3.6	วงจรรีโรโวลท์เตจคอนโทรล	92
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	
4.1	ผลของภาค Wien Bridge	94
4.2	ผลการทดลองของวงจรรคไฟเพอเรนเชียล	95
4.3	ผลการทดลองของวงจรมัลติไวเบรเตอร์	96
4.4	ผลการทดลองของรีโรโวลท์เตจคอนโทรลเลอร์	97
4.5	ผลของแรงดันที่ไทรแอก	98
บทที่ 5	สรุป	99

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันนี้ ในวงการอุตสาหกรรมหรือ เครื่องใช้ไฟฟ้าประจำบ้าน ที่มีตัวกำเนิดความร้อน (ฮีทเตอร์) จะมีการควบคุมความร้อนของฮีทเตอร์ที่พบกันบ่อย ๆ จะเป็นการควบคุมแบบเฟสและเป็นที่ยอมรับกันมาก แต่มีการควบคุมอีกแบบหนึ่ง ซึ่งก็น่าสนใจแต่ว่ายังมีผู้ศึกษาและนำมาใช้น้อยกว่าแบบแรกซึ่งการควบคุมแบบนี้ คือ "การควบคุมแบบไซเคิล" (CYCLE CONTROL) ซึ่งการควบคุมแบบนี้ใช้หลักการควบคุมที่มุมศูนย์องศา เพื่อให้เอาต์พุตที่ได้ออกมา เป็นสัญญาณรูปซายน์เหมือนเคิม จะไม่เป็นสัญญาณรูปซายน์ที่โดนตัดเหมือนแบบแรก ตัวอย่างของการควบคุมแบบไซเคิล ซึ่งใช้ได้ผลดีจะนำไปใช้กับการควบคุมอุณหภูมิที่ปลายหัวรังไฟฟ้า ซึ่งจะอาศัยความต้านทานของไส้หัวรังไฟฟ้า (HEATER) เป็นตัวตรวจจับความร้อนแล้วแปลงผลเป็นความต้านทาน และจะถูกเปรียบเทียบกับ VREF ที่ใช้กำหนดอุณหภูมิทำให้เกิดความต่างของศักดาระหว่าง 2 จุดนี้ไปใช้ควบคุมอุณหภูมิได้

สำหรับโครงการที่ได้ศึกษาวิจัยนี้ จะนำความต้านทานซึ่งเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ (SENSOR) ใส่ไว้ภายในเตาอบ และมีการเปรียบเทียบกับ VREF ที่ใช้กำหนดอุณหภูมิ จะเกิดการเปลี่ยนแปลงศักดา ซึ่งก็จะนำความแตกต่างนี้ไปใช้ควบคุมอุณหภูมิ และศึกษาการควบคุมแบบไซเคิล ส่วนทฤษฎีและข้อมูลต่าง ๆ ซึ่งได้จากการค้นคว้าจะอยู่ในบทต่อไป

หลักการเบื้องต้นของการควบคุมกระบวนการ

2.1 หลักการเบื้องต้น

อุตสาหกรรมเกือบทุกประเภท จำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องมีการควบคุมกระบวนการผลิต เพื่อให้ได้ผลผลิตตามเป้าหมายที่กำหนดไว้ การควบคุมกระบวนการผลิตสามารถแบ่งระบบควบคุมได้ 2 แบบ คือ ระบบควบคุมแบบลูปปิด (Closed-Loop) และแบบลูปเปิด (Open-Loop) ระบบควบคุมแบบลูปปิด จะเรียกได้อีกอย่างหนึ่งว่า ระบบควบคุมแบบป้อนกลับ (Feedback Control) การควบคุมแบบนี้จะนำมาใช้เมื่อไม่ทราบการเปลี่ยนแปลงของอินพุต (Input) การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ (Parameters) ของอุปกรณ์ในระบบ หรือการเกิดสัญญาณรบกวน (Disturbance) โดยไม่คาดคิดมาก่อนซึ่งจะพบเห็นได้ทั่วไปในงานอุตสาหกรรม สำหรับระบบควบคุมแบบลูปเปิดเป็นการควบคุมที่ไม่มีสัญญาณป้อนกลับ ดังนั้น การควบคุมนี้จะเหมาะสมกับระบบที่ทราบว่าอินพุตของระบบจะเปลี่ยนแปลงไปอย่างไร และแน่ใจว่าไม่มีสัญญาณรบกวนทั้งภายในและภายนอก

ในกรณีระบบควบคุมแบบลูปปิด เนื่องจากมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระบบหรือการเกิดสัญญาณรบกวนโดยไม่คาดคิดมาก่อน ดังนั้น จึงต้องเลือกกริยาการควบคุม (Control Action) ของหน่วยควบคุม (Controller) และ เลือกค่าพารามิเตอร์ของกริยาควบคุม เพื่อให้การควบคุมมีเสถียรภาพ (Stable) และมีผลตอบสนองตามต้องการ

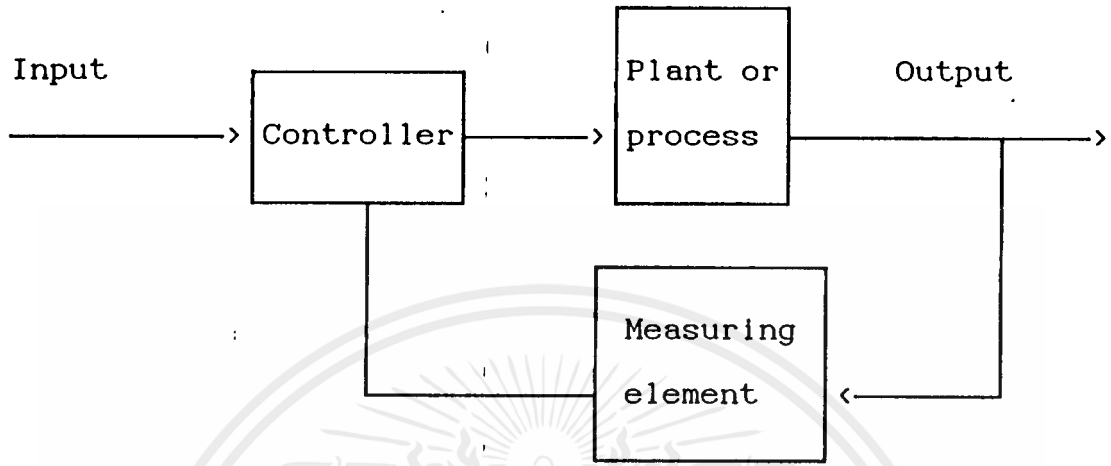
2.1.1 การควบคุมแบบลูปปิดและแบบลูปเปิด

ระบบควบคุมแบบลูปปิด

ระบบควบคุมแบบนี้ เป็นระบบควบคุมที่นำสัญญาณเอาต์พุตป้อนกลับมาเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุตที่ต้องการ สัญญาณค่าความคลาดเคลื่อน (Actuating Error Signal) ซึ่งเป็นสัญญาณแตกต่างระหว่างสัญญาณอินพุตกับสัญญาณ



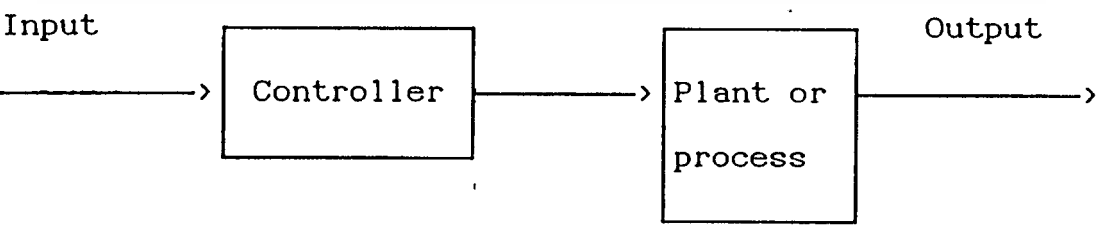
ป้อนกลับ จะถูกป้อนให้กับหน่วยควบคุมเพื่อให้ลดค่าความคลาดเคลื่อนให้น้อยลง และทำให้เอาต์พุตของระบบมีค่าตามที่ต้องการ บล็อกไดอะแกรม (Block Diagram) ของระบบควบคุมแบบลูปปิดแสดงดังรูป 2.1-1



รูป 2.1-1 รูประบบควบคุมแบบลูปปิด

ระบบควบคุมแบบลูปเปิด

ระบบควบคุมแบบนี้ เป็นระบบควบคุมที่สัญญาณเอาต์พุตของระบบไม่มีผลต่อการควบคุมหรือสัญญาณเอาต์พุตของระบบจะไม่ถูกป้อนกลับมาเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุต ดังรูป 2.1-2 เป็นบล็อกไดอะแกรมที่แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของระบบควบคุมแบบลูปเปิด ดังนั้น ความเที่ยงตรงของระบบควบคุมแบบนี้จึงขึ้นอยู่กับการปรับเทียบ (Calibrate) และความเที่ยงตรงแม่นยำของอุปกรณ์ที่ใช้ ในทางปฏิบัติแล้วจะสามารถใช้การควบคุมแบบลูปเปิดได้ถ้าทราบถึงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของระบบ โดยจะต้องไม่มีสิ่งรบกวนทั้งภายในและภายนอก



รูป 2.1-2 รูประบบควบคุมแบบลูปเปิด

On-Off

2. หน่วยควบคุมแบบ Proportional
3. หน่วยควบคุมแบบ Integral
4. หน่วยควบคุมแบบ Proportional - Integral หรือเรียกง่าย ๆ ว่าหน่วยควบคุมแบบ PI
5. หน่วยควบคุมแบบ Proportional - Derivative หรือเรียกง่าย ๆ ว่าหน่วยควบคุมแบบ PD
6. หน่วยควบคุมแบบ Proportional - Integral - Derivative หรือเรียกง่าย ๆ ว่า หน่วยควบคุมแบบ PID

กริยาการควบคุมแบบสองตำแหน่งหรือแบบ On-Off

ในระบบควบคุมแบบสองตำแหน่งนั้น ตัวกระทำจะทำงานในตำแหน่งที่คงที่เพียงสองตำแหน่งเท่านั้น ในบางครั้งจึงมีชื่อเรียกอย่างสั้นๆ ว่า On-Off การควบคุมแบบสองตำแหน่งหรือแบบ On-Off นี้จะเป็นการควบคุมแบบง่าย ๆ และราคาไม่แพง จึงนิยมใช้กันอย่างกว้างขวางในงานควบคุมทางอุตสาหกรรม

กำหนดให้สัญญาณเอาต์พุตของหน่วยควบคุมเป็น $m(t)$ และสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อนเป็น $e(t)$ ฉะนั้นในการควบคุมแบบสองตำแหน่ง สัญญาณ $m(t)$ จะมีค่าอยู่เพียงค่าสูงสุด หรือค่าต่ำสุดเท่านั้น โดยขึ้นอยู่กับว่าสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อนมีค่าเป็นบวกหรือเป็นลบ นั่นคือ

$$\begin{aligned} m(t) &= M \quad \text{สำหรับ} \quad e(t) > 0 \\ &= -M \quad \text{สำหรับ} \quad e(t) < 0 \end{aligned} \quad (2.1-1)$$

โดยที่ M และ $-M$ เป็นค่าคงที่

ค่าที่น้อยที่สุด M นั้นโดยทั่วไปจะมีค่าเป็นศูนย์หรือมีค่าเท่ากับ $-M$ หน่วยควบคุมแบบสองตำแหน่งนี้ส่วนใหญ่จะเป็นอุปกรณ์ไฟฟ้า ที่นิยมใช้กันมากได้แก่ Solenoid Valve แบบไฟฟ้า

รูป 2.1-3 เป็นการแสดงถึงบล็อกไดอะแกรมของหน่วยควบคุม

ข้อ เปรียบเทียบระหว่างระบบควบคุมแบบลูปปิดกับระบบควบคุมแบบลูป เปิด

จากลักษณะของระบบควบคุมแบบลูปปิด การนำเอาสัญญาณเอาต์พุตมาเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุต จะสามารถกำจัดหรือลดผลของสิ่งรบกวนจากภายนอกหรือภายในที่เกิดการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระบบให้น้อยลงได้ ดังนั้น บางครั้งจึงไม่จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ที่มีความเที่ยงตรงสูงหรือมีราคาแพง แต่ในกรณีของระบบควบคุมแบบลูปเปิดจะไม่เป็นเช่นนี้ กล่าวคือ ถ้ามีสิ่งรบกวนเกิดขึ้น ก็จะต้องทำการปรับอินพุตหรือพยายามกำจัดสิ่งรบกวนนั้นทิ้งไป เพื่อให้เอาต์พุตมีค่าคงเดิมตามที่ต้องการ ดังนั้น อุปกรณ์ที่ใช้จะต้องมีความเที่ยงตรงสูง

สำหรับเสถียรภาพของระบบการควบคุมแบบลูปเปิดนี้ไม่ใช่ปัญหาใหญ่ เพราะจะเห็นได้ทันทีว่าระบบควบคุมแบบลูปเปิดมีเสถียรภาพหรือไม่ต่ออินพุตที่มากระทำ ดังนั้น การทำให้ระบบควบคุมแบบลูปเปิดเป็นระบบที่เสถียรภาพจึงเป็นสิ่งที่ทำได้ไม่ยากนัก แต่สำหรับระบบควบคุมแบบลูปปิดนั้นเสถียรภาพเป็นปัญหาที่สำคัญมากอย่างหนึ่ง ทั้งนี้ เพราะการนำเอาสัญญาณเอาต์พุตมาเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุต เพื่อจะลดค่าความคลาดเคลื่อนนั้น อาจจะทำให้เกิดการแกว่ง (Oscillate) ได้

2.1.2 กริยาการควบคุมและหน่วยควบคุมอัตโนมัติ

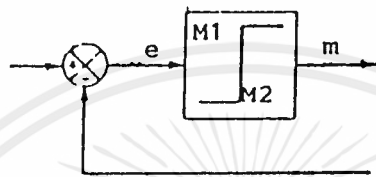
หน่วยควบคุมอัตโนมัติที่ใช้ในระบบควบคุม จะทำหน้าที่เปรียบเทียบค่าความแตกต่าง (ค่าความคลาดเคลื่อน) ระหว่างค่าเอาต์พุตจริงของระบบกับค่าของอินพุตอ้างอิง (ค่าที่ต้องการ) จากนั้นจะสร้างสัญญาณควบคุมขึ้นเพื่อที่จะไปทำให้ค่าความคลาดเคลื่อนมีค่าลดลงจนเป็นศูนย์หรือมีค่าน้อยที่สุด ลักษณะของการสร้างสัญญาณควบคุมของหน่วยควบคุมอัตโนมัตินี้จะเรียกว่า "กริยาการควบคุม"

หน่วยควบคุมอัตโนมัติที่ใช้ในงานอุตสาหกรรม สามารถจำแนกออกตามลักษณะของกริยาการควบคุมได้ดังนี้

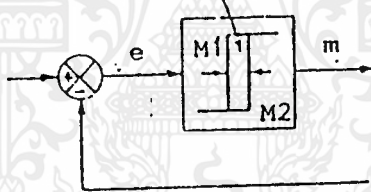
1. หน่วยควบคุมแบบสองตำแหน่ง (Two-Position) หรือแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบสองตำแหน่ง และ สำหรับในเวลาที่ยังสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อนเปลี่ยนแปลงไปก่อนเกิดการเปลี่ยนตำแหน่ง (Switching) ของการควบคุมเรียกว่า Differential Gap ดังแสดงในรูป ช่วง Differential Gap นี้เอาต์พุตของหน่วยควบคุม $m(t)$ จะยังคงรักษาค่าเดิมอยู่จนกระทั่งสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อนเปลี่ยนแปลงไปเล็กน้อยจากศูนย์



Differential gap

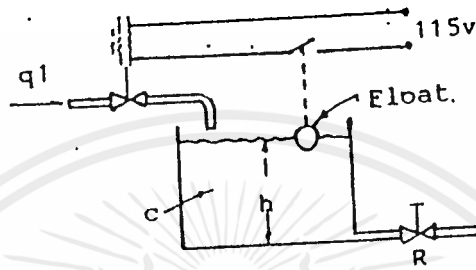


รูป 2.1-3 บล็อกโคะแกรมของหน่วยควบคุมแบบสองตำแหน่ง

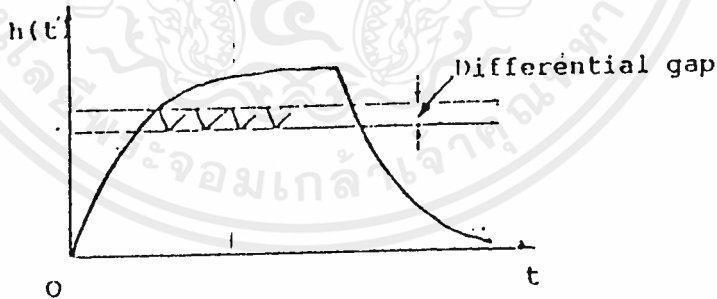
ในบางกรณี Differential Gap เป็นผลจากการเสียดทานที่ไม่ได้คาดคิดไว้ก่อนแต่ในบางครั้งก็ต้องทำให้มีช่วง Differential Gap เพื่อป้องกันการ On-Off บ่อยเกินไป

พิจารณาระบบควบคุมระดับของของเหลวในรูป 2.1-4 การควบคุมจะเป็นแบบ On-Off นั่นก็คือวาล์วควบคุม (Control Valve) จะปิดหรือเปิดเท่านั้น อัตราการไหลเข้าของน้ำจึงมีค่าเป็นค่าบวกคงที่หรือค่าศูนย์เพียงสองค่า

สำหรับรูป 2.1-5 แสดงถึงสัญญาณเอาต์พุตซึ่งเปลี่ยนแปลงไปอย่างต่อเนื่องภายในช่วงที่กำหนด และเป็นสาเหตุให้ตัวกระทำเปลี่ยนจากตำแหน่งหนึ่งไปสู่อีกตำแหน่งหนึ่ง รูปแบบของเอาต์พุตในรูป 2.1-5 เป็นคุณลักษณะโดยทั่วไปของผลตอบสนองของระบบที่มีการควบคุมแบบสองตำแหน่ง



รูป 2.1-4 ระบบควบคุมระดับของของเหลว



รูป 2.1-5 Curve แสดงถึงผลตอบสนองของระบบควบคุมระดับของของเหลวที่มีหน่วยควบคุมแบบสองตำแหน่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปล่าง จะเห็นได้ว่า Amplitude ของสัญญาณเอาต์พุทในช่วงที่เกิดการแกว่งนั้นสามารถจะทำให้มีค่าลดลงไปได้ โดยการลดช่วงของ Differential Gap ซึ่งหมายถึงว่าจะทำให้จำนวนครั้งของการเปลี่ยนตำแหน่ง On-Off ต่ออนามีจำนวนครั้งมากขึ้น ผลก็คือ ทำให้อายุการใช้งานของอุปกรณ์ลดลง ดังนั้นการพิจารณาถึงขนาดของช่วง Differential Gap จะต้องพิจารณาทั้งค่าของความเที่ยงตรงที่ต้องการ และ อายุการใช้งานของอุปกรณ์ด้วย

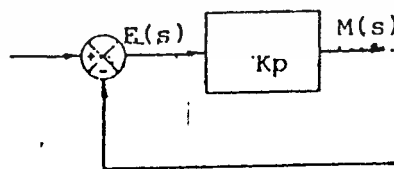
กริยาการควบคุมแบบ Proportional

สำหรับหน่วยควบคุมที่มีกริยาการควบคุมแบบ Proportional นั้น ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณควบคุม (หรือเอาต์พุทของหน่วยควบคุม) $m(t)$ กับสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อน $e(t)$ คือ

$$m(t) = K_p e(t) \quad (2.1-2)$$

$$\text{หรือ} \quad M(s)/E(s) = K_p \quad (2.1-3)$$

โดยที่ K_p จะอยู่ในเทอมของ Proportional Sensitivity หรือ Gain หน่วยควบคุมแบบ Proportional จึงเป็นแอมพลิฟาย (Amplifier) ที่สามารถปรับค่าของ Gain ได้ รูป 2.1-6 แสดงถึงบล็อกไดอะแกรมของหน่วยควบคุมแบบ Proportional ที่กล่าวมานี้



รูป 2.1-6 บล็อกไดอะแกรมของหน่วยควบคุมแบบ Proportional

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กริยาการควบคุมแบบ Integral

ในหน่วยควบคุมแบบ Integral นั้น ค่าของเอาต์พุทของหน่วยควบคุม $m(t)$ จะมีความสัมพันธ์กับค่าความคลาดเคลื่อน $e(t)$ ดังนี้

$$\frac{dm(t)}{dt} = \left(\frac{1}{T_i}\right) e(t) \quad (2.1-4)$$

$$\text{หรือ } m(t) = \left(\frac{1}{T_i}\right) \int e(t) dt \quad (2.1-5)$$

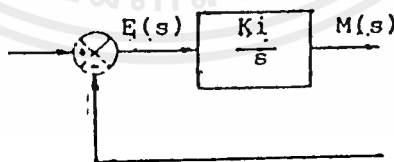
โดยที่ T_i เป็นค่า Integral Time ที่สามารถปรับค่าได้

Transfer Function ของหน่วยควบคุมแบบ Integral คือ

$$\begin{aligned} M(s)/E(s) &= \left(\frac{1}{T_i}\right) \frac{1}{s} \\ &= K_i \frac{1}{s} \end{aligned} \quad (2.1-6)$$

$$\text{โดยที่ } K_i = 1/T_i$$

กริยาการควบคุมแบบ Integral นี้บางครั้งจะเรียกว่า Reset Control รูป 2.1-7 ดังกล่าวนี้เป็นบล็อกไดอะแกรมของหน่วยควบคุมแบบ Integral



รูป 2.1-7 บล็อกไดอะแกรมของหน่วยควบคุมแบบ Integral

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กริยาการควบคุมแบบ Proportional - Integral (PI)

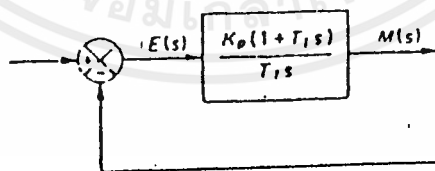
กริยาการควบคุมของหน่วยควบคุมแบบ Proportional - Integral นั้นสามารถจะแสดงได้ด้วยสมการต่อไปนี้

$$m(t) = K_p e(t) + K_p/T_i \int e(t)dt \quad (2.1-7)$$

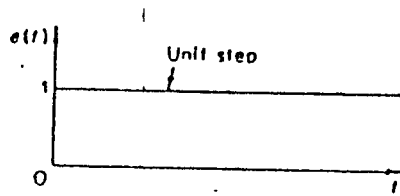
$$\begin{aligned} \text{หรือ } M(s)/E(s) &= K_p(1 + (1/T_i)s) \\ &= K_p(1 + K_i s) \end{aligned} \quad (2.1-8)$$

โดยที่ K_p เป็นค่าของ Proportional Sensitivity หรือ Gain
 T_i เป็นค่าของ Integral Time

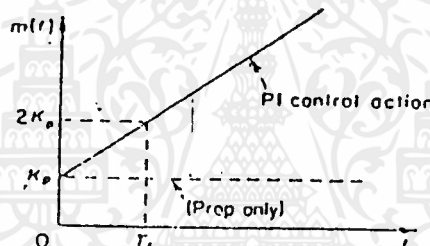
ทั้ง K_p และ T_i เป็นค่าที่ปรับได้ โดยที่การปรับ T_i นั้นจะเป็นการปรับกริยาการควบคุมแบบ Integral ส่วนการปรับค่าของ K_p นั้นจะมีผลต่อส่วน Proportional และส่วน Integral ของกริยาการควบคุม และค่าของส่วนกลับของ T_i นั้นจะเรียกว่า Reset Rate รูป 2.1-8(ก) แสดงถึงบล็อกไดอะแกรมของหน่วยควบคุมแบบ Proportional - Integral ถ้าสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อน $e(t)$ เป็นสัญญาณแบบ Unit Step ดังแสดงในรูป 2.1-8(ข) แล้วสัญญาณเอาต์พุตของหน่วยควบคุมแบบ PI จะแสดงดังรูป 2.1-8 (ค)



รูป 2.1-8 (ก) บล็อกไดอะแกรมของหน่วยควบคุมแบบ Proportion - Integral



รูป 2.1-8 (ข) อินพุตของหน่วยควบคุมซึ่งเป็นแบบ Unit Step



รูป 2.1-8 (ค) เอาท์พุทของหน่วยควบคุมแบบ PI เมื่ออินพุตเป็น Unit Step

กริยาการควบคุมแบบ Proportional - Derivative (PD)

กริยาการควบคุมของหน่วยควบคุมแบบ Proportional - Derivative นี้จะอยู่ในรูปของสมการ

$$m(t) = K_p e(t) + K_p T_d \frac{d e(t)}{dt} \quad (2.1-9)$$

transfer Function คือ

$$\begin{aligned} M(s)/E(s) &= K_p (1 + T_d s) \\ &= K_p (1 + K_d s) \end{aligned} \quad (2.1-10)$$

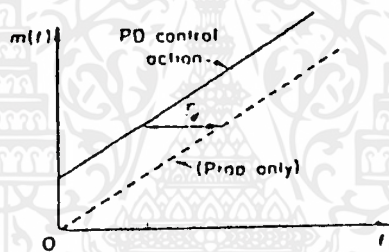
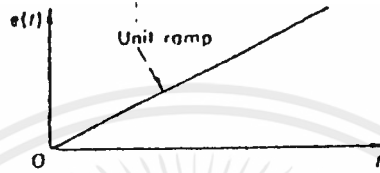
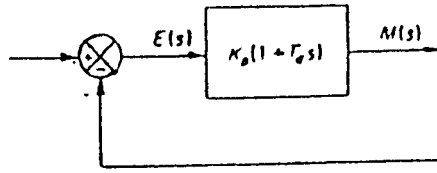
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ K_p เป็นค่าของ Proportional Sensitivity หรือ Gain

$T_d(K_d)$ เป็นค่าของ Derivative Time

ค่าของ K_p และ T_d นั้นจะเป็นค่าที่สามารถปรับได้ และในบางครั้งจะเรียกการควบคุมแบบ Derivative ว่า Rate Control ทั้งนี้เพราะขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของหน่วยควบคุม จะเป็นสัดส่วนกับอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อน รูป 2.1-9(ก) แสดงถึงบล็อกไดอะแกรมของหน่วยควบคุมแบบ PD ถ้าสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อน $e(t)$ เป็น Unit Ramp ดังแสดงในรูป 2.1-9 (ข) แล้ว สัญญาณเอาต์พุต $m(t)$ ของหน่วยควบคุมแบบ PD จะเป็นดังรูป 2.1-9 (ค) จากรูปดังกล่าว จะเห็นว่า การควบคุมแบบ Derivative มีคุณลักษณะของการคาดการณ์ล่วงหน้าโดยที่ T_d จะเป็นช่วงเวลาซึ่งการควบคุมแบบ Derivative ล้าหน้าการควบคุมแบบ Proportional แต่อย่างไรก็ตามการควบคุมแบบ Derivative จะคาดการณ์ล่วงหน้าไม่ได้ถ้าการกระทำนั้นยังไม่เกิดขึ้น

ถึงแม้ว่าการควบคุมแบบ Derivative มีข้อดีคือ มีคุณลักษณะของการคาดการณ์ล่วงหน้า แต่ก็มีข้อเสียคือจะขยายสัญญาณรบกวน และอาจจะเป็นสาเหตุให้เกิด Saturation ในตัวกระทำได้ นอกจากนี้หน่วยควบคุมแบบ Derivative ยังไม่สามารถจะใช้งานโดย ๆ ได้ เพราะการควบคุมจะมีผลเฉพาะในช่วงของ Transient เท่านั้น



- รูป 2.1-9 (ก) บล็อกโคอะแกรมของหน่วยควบคุมแบบ PD
 (ข) อินพุทของหน่วยควบคุมซึ่งเป็นแบบ Unit Ramp
 (ค) เอาท์พุทของหน่วยควบคุมแบบ PD

ปฏิบัติการควบคุมแบบ Proportional - Integral - Derivative (PID)

ปฏิบัติการควบคุมแบบ Proportional - Integral - Derivative หรือเรียกง่าย ๆ ว่า PID นั้นได้จากการรวมเอาปฏิบัติการควบคุมแบบ Proportional ปฏิบัติการควบคุมแบบ Integral และปฏิบัติการควบคุมแบบ Derivative เข้าด้วยกัน ปฏิบัติการควบคุมแบบ PID ของหน่วยควบคุมอัตโนมัติจะสามารถจะแสดงในรูปของสมการต่อไปนี้

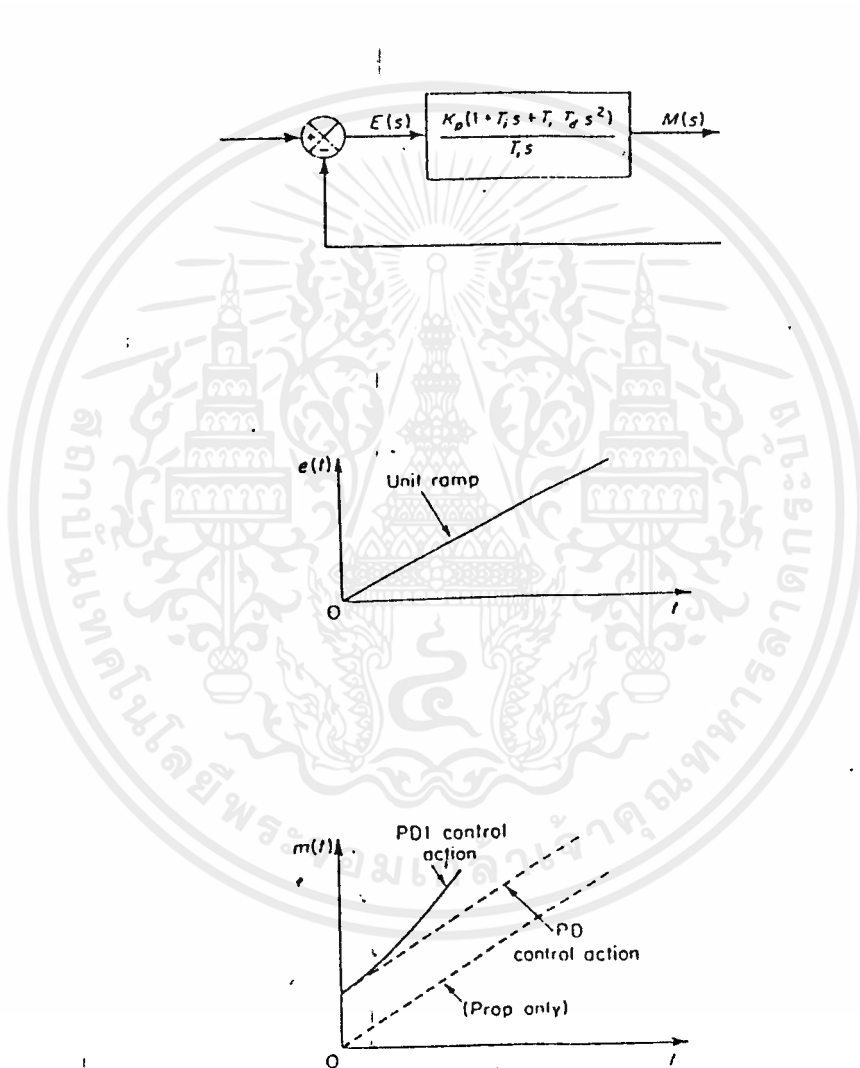
t

$$m(t) = K_p e(t) + K_p T_d \frac{d e(t)}{dt} + K_p / T_i \int e(t) dt \quad (2.1-11)$$

Transfer Function คือ

$$\begin{aligned} M(s)/E(s) &= K_p (1 + T_d s + (1/T_i)s) \\ &= K_p (1 + K_d s + K_i / s) \end{aligned} \quad (2.1-12)$$

บล็อกไดอะแกรมตลอดจนอินพุตและเอาต์พุตของหน่วยควบคุมแบบ PID จะแสดงดัง รูป 2.1-10



รูป 2.1-10 (ก) บล็อกไดอะแกรมของหน่วยควบคุมแบบ PID

(ข) สัญญาณอินพุตแบบ Unit Ramp

(ค) สัญญาณเอาต์พุตของหน่วยควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 วงจรคักจับสัญญาณของแรงดัน

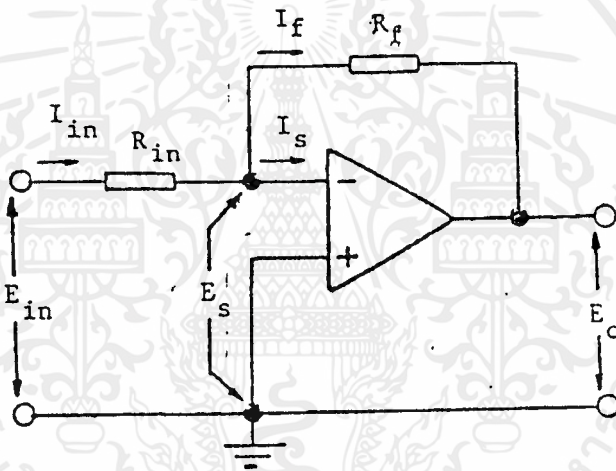
2.2.1 ทฤษฎี

วงจรพื้นฐานของ Op-Amp ที่สำคัญประกอบด้วยวงจร 2 แบบใหญ่ๆ

คือ

1. วงจรขยายแบบกลับเฟส
2. วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส

วงจรขยายแบบกลับเฟส



รูป 2.2.1 วงจรขยายแบบกลับเฟส

จากรูปที่ 2.2.1 จะแสดงให้เห็นถึงวงจรขยายแบบกลับเฟส ซึ่ง จะเห็นถึงวงจรขยายแบบกลับเฟส ซึ่งจะเห็นว่าสัญญาณเข้าขาบวก (+) จะต่อลงดิน ส่วนสัญญาณที่ต้องการป้อนเข้าสู่วงจร จะถูกป้อนเข้าทางสัญญาณขาเข้า ขาสัญญาณลบ (-) ของวงจรโดยผ่าน R_{in} และมีการป้อนกลับจากสัญญาณขา ออกกลับสู่สัญญาณขาเข้าลบ (-) โดย R_f

จากคุณสมบัติทางอุดมคติของ Op-Amp ที่ว่า

1. ค่าอัตราขยายของคักดา มีค่าเป็นอนันต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_{vo} = \infty$$

2. ค่าความต้านทานขาเข้า มีค่าเป็นอนันต์

$$R_{in} = \infty$$

3. ค่าความต้านทานขาออกมีค่าเป็นศูนย์

$$R_{out} = 0$$

4. ค่า Bandwidth มีค่าเป็นอนันต์

$$BW = \infty$$

5. Input offset voltage มีค่าเป็นศูนย์ นั่นคือ

$$E_o = 0 \text{ เมื่อ } E_1 = 0$$

จากลักษณะสมบัติในทางอุดมคติที่กล่าวมาทั้งหมด สามารถสรุปคุณสมบัติที่สำคัญของ Op-Amp ได้ 2 ข้อคือ

1. ผลต่างของสัญญาณขาเข้ามีค่าเป็นศูนย์
2. ขาเข้าของ Op-Amp ไม่ว่าจะเป็นบวกหรือลบจะไม่มีกระแสไหลผ่านโดยอาศัยคุณสมบัติในทางอุดมคติของ Op-Amp สามารถวิเคราะห์วงจรดังกล่าวได้ดังนี้ คือ

- เนื่องจากอัตราขยายของ Op-Amp ในทางอุดมคติมีค่าเป็นอนันต์

ดังนั้น เมื่อศักดาขาเข้าของวงจรมีค่าเป็นศูนย์ศักดาขาเข้าของวงจรมีค่าเป็น E_o

- เนื่องจากผลต่างของศักดาของสัญญาณขาเข้าจากวงจร ในรูปที่ 3.1 มีค่าเป็น E_s

เพราะฉะนั้น โดยอาศัยคุณสมบัติทางอุดมคติของ Op-Amp จะได้ว่า $E_s = 0$ โดยที่ $E_s = 0$ จะได้ว่า ศักดาของสัญญาณขาเข้าทั้งหมด (E_{in}) จะตกคร่อม R_{in} ทำให้กระแสที่ไหลผ่าน R_{in} มีค่า $i_{in} = E_{in} / R_{in}$

- เนื่องจากความต้านทานขาเข้ามีค่าเป็นอนันต์ ทำให้ $I_s = 0$ ดังนั้น กระแสของสัญญาณขาเข้า (i_{in}) จะไหลผ่าน R_f เพราะ

ฉะนั้น $I_f = I_{in}$

ศักดาของสัญญาณขาออก (E_o) จะตกคร่อม R_f และมีลักษณะกลับเฟสกับสัญญาณขาเข้า

เขียนสมการของ I_f ให้อยู่ในรูปของ E_o และ R_f จะได้ว่า

$$I_f = -E_o / R_f$$

เนื่องจาก $I_f = I_{in}$ ดังนั้น

$$E_{in}/R_{in} = -E_o/R_f$$

$$E_o/E_{in} = -R_f/R_{in}$$

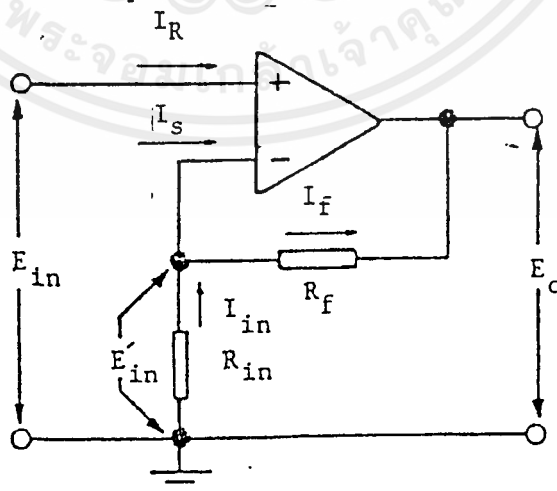
$$\text{gain} = E_o/E_{in} = -R_f/R_{in}$$

จากสมการเราจะเห็นว่า ค่าอัตราขยายของวงจรสามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้โดยการเปลี่ยนค่าของ R_f หรือ R_{in}

วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส

จากรูปที่ 2.2.2 จะเห็นว่า สัญญาณขาเข้า E_{in} ถูกป้อนไปยังขาบวก (+) ของ Op-Amp และส่วนหนึ่งของสัญญาณขาออก E_o ถูกป้อนไปยังขาลบ (-) ของ Op-Amp ในรูปของวงจรแบ่งสัญญาณของศักดา ระหว่าง R_f และ R_{in} โดยอาศัยคุณสมบัติทางอุดมคติของ Op-Amp

เมื่อดูจากวงจรในรูปที่ 2.2.2 จะได้ว่า



รูปที่ 2.2.2 วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส

$$I_s = I_g = 0$$

และ $E_o = 0$

โดยที่ $E_s = 0$ จะได้ว่า $E_{in} = E_{in}$

เพราะฉะนั้น $I_n = E_{in} / R_{in}$

หรือ $I_n = E_{in} / R_{in}$

และเนื่องจาก $I_f = I_n$

เพราะฉะนั้น $E_o = I_f (R_{in} + R_f)$

$$\phi = \tan^{-1} [W_o/W / 1 + Q_o(W_o/W) [W/W_o] - (W_o/W)] \quad (2-8)$$

สำหรับวงจรดีเทคเตอร์ที่ดี จะต้องอยู่ในควอดรนต์แรก ซึ่งจะเป็นได้เมื่อ

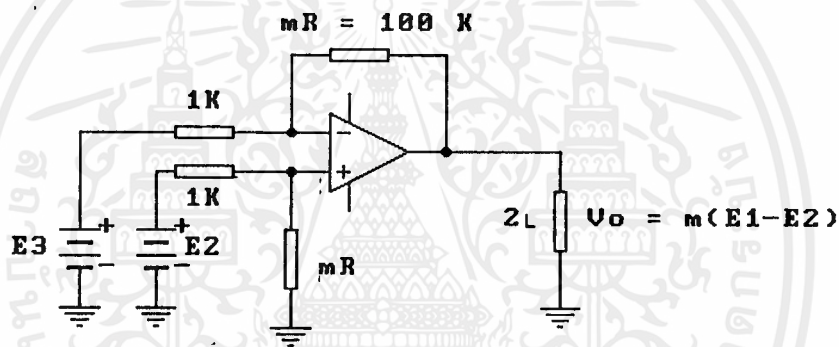
$$W > W_o / \pi (1 + f / Q_o) \quad (2-9)$$

และทำให้เกิดความสมมาตรของการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่มีการมอดูเลชัน

$$W \pm [(W_o - W_o / \pi (1 + 1 / Q_o))] \quad (2-10)$$

2.2.2 วงจรขยายสัญญาณแบบคิฟเฟอ เรน เชียล

วงจรถ่ายสัญญาณแบบนี้คล้ายคลึงกับวงจรถ่ายสัญญาณแบบ อินสทรูเมนเตชัน คุณสมบัติประการสำคัญของคิฟแอมป์ คือ สามารถที่จะขยายสัญญาณระดับต่ำ ซึ่งมีสัญญาณรบกวนสูงมาก เราจะพิจารณาวงจรคิฟแอมป์อย่างง่าย เพื่อวิเคราะห์คุณสมบัติเบื้องต้นก่อน

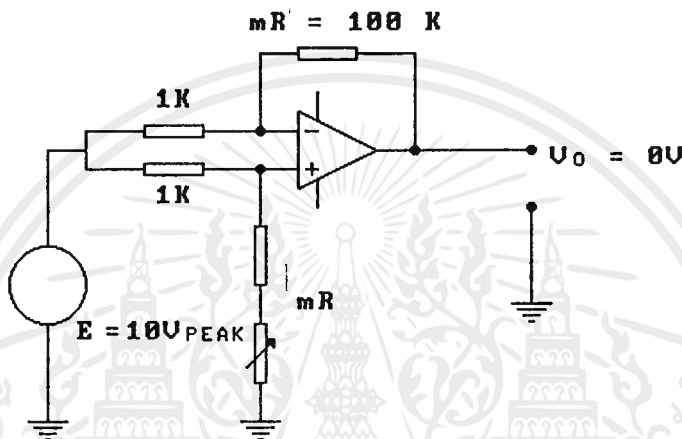


รูป 2.2-3 วงจรถ่ายสัญญาณแบบคิฟเฟอ เรน เชียล

จากรูป 2.2-3 จะเห็นว่าประกอบด้วยจุดสัญญาณเข้าสองจุด แทนด้วยสัญลักษณ์ (-) และ (+) กรณีที่ E_1 และ E_2 มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ เราจะได้ศักดาสัญญาณออก V_o ซึ่ง $V_o = mE_1 - mE_2 = m(E_1 - E_2)$ นั่นคือ ศักดาสัญญาณออกของคิฟแอมป์จะมีค่าแปรผันโดยตรงกับผลต่างของศักดาสัญญาณเข้า ซึ่งจ่ายที่จุดสัญญาณเข้า (-) และ (+) ตัวคูณ (m) จะเรียกว่า ขยายแบบคิฟ

เฟอเรนเชียล ถูกกำหนดโดยอัตราส่วนของค่าความต้านทาน

2.2.2 สัญญาณแบบคอมมอนโหมด (Common Mode)



รูป 2.2-4 ค่าขยายแบบคอมมอนโหมดควรจะ เท่ากับศูนย์

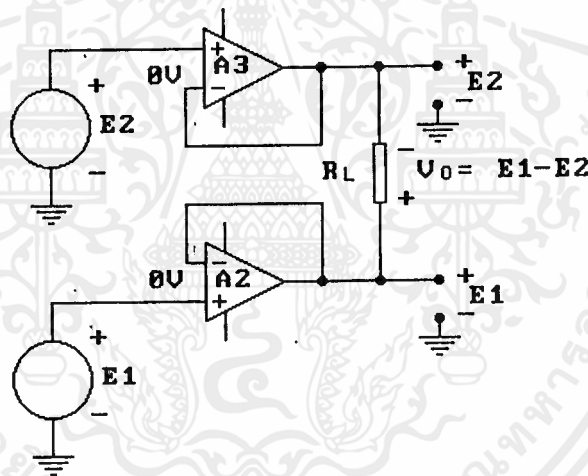
สัญญาณของดิฟแอม เมื่อมีสัญญาณเข้าทั้งสองมีค่าเท่ากัน สัญญาณออกจะ เท่ากับศูนย์ ดังรูปวงจรรขยายสัญญาณแบบดิฟเฟอเรนเชียล สัญญาณเข้าในลักษณะนี้ เรียกว่า สัญญาณเข้าแบบคอมมอนโหมด (Common-mode input voltage) E_{cm} เป็นคักคาสัญญาณออกจะ เท่ากับศูนย์ก็ต่อเมื่ออัตราส่วนของความต้านทานคู่บน และคู่ล่างเท่ากันพอดี แต่ทางปฏิบัติจะเป็นไปได้ยากจึงอาศัยโฟเทอโมิเตอร์ต่ออนุกรมเข้ากับค่าความต้านทานตัวใดตัวหนึ่ง ดังรูปที่ 2.2-4 ปรับจนกระทั่งคักคาสัญญาณออกเท่ากับศูนย์ คุณสมบัติที่กล่าวมานี้เป็นคุณสมบัติที่สำคัญของดิฟแอมที่จะให้สามารถเลือกขยายสัญญาณระดับต่ำ ถ้าเป็นสัญญาณระดับสูงจะใช้เป็นแบบคอมมอนโหมด

2.2.2 การปรับปรุงประสิทธิภาพของคิฟแอมป์ การเพิ่มค่าความต้านทานจุดสัญญาณเข้า

ข้อเสียใหญ่สองประการของคิฟแอมป์

- ก. ความต้านทานจุดสัญญาณเข้ามีค่าต่ำ
- ข. การเปลี่ยนค่าขยายคักย์คงทำได้ยาก

ข้อเสีย คือ ค่าความต้านทานจุดสัญญาณเข้ามีค่าต่ำ โดยการใช้อัฟเฟออร์ ดังรูป 2.2-5 (ข)

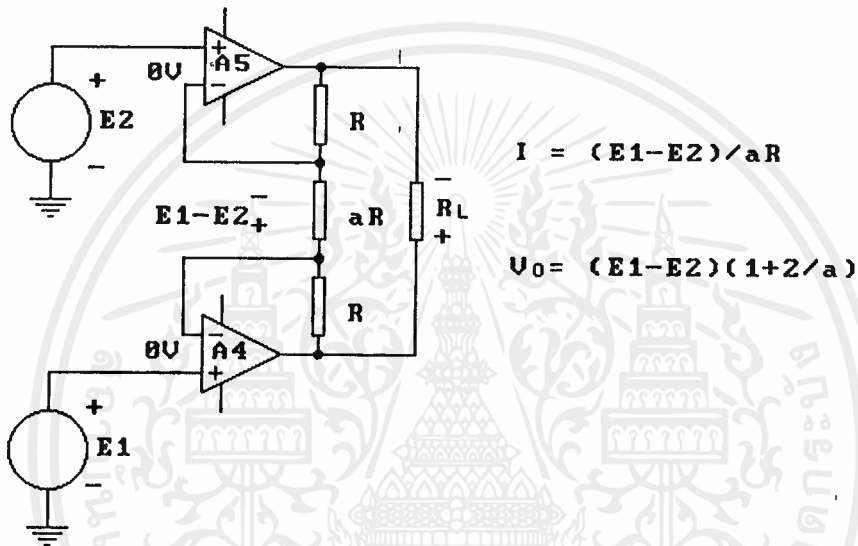


รูป 2.2-5 ก คุณสมบัติของคิฟแอมป์ขั้นมูลฐาน

จากรูป คักคาที่ตกคร่อม R_L คือ $V_o = E_1 - E_2$

ค่าขยายปรับได้

ข้อเสียประการที่สองของคิฟแอมป์ขั้นมูลฐานคือ การปรับค่าขยายจะทำได้ยาก ปัญหานี้อาจแก้ไขได้ง่ายโดยการเพิ่มความต้านทานอีก 3 ตัว กับคิฟแอมป์แบบบัฟเฟอร์ ดังรูปข้างล่าง ซึ่งจะได้คิฟแอมป์แบบความต้านทานจุดสัญญาณเข้ามีค่าสูง พร้อมกับปรับค่าขยายกระทำได้ง่ายขึ้น



$$I = (E1 - E2) / aR$$

$$U_0 = (E1 - E2) (1 + 2/a)$$

รูป 2.2-5 ข การปรับปรุงคุณสมบัติคิฟแอมป์ขั้นมูลฐาน

เนื่องจากสัญญาณเข้าแบบคิฟเฟอเรนเชียลของออฟแอมป์แต่ละตัว มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นศักดาสัญญาณที่จุด 1 และจุด 2 จะเท่ากับ E1 และ E2 ตามลำดับ ทำให้ศักดาตกคร่อม aR เท่ากับ E1 - E2 ความต้านทาน aR อยู่ในลักษณะของโพเทนทิโอมิเตอร์ ซึ่งสามารถปรับค่าขยายได้ กระแสไหลผ่านจะเท่ากับ

$$I = \frac{E1 - E2}{aR}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทิศทางการไหลของกระแส I จะเป็นไปตามรูป 2.2-5 ข เมื่อระดับศักดา E₁ สูงกว่าระดับศักดา E₂ ศักดาที่ตกคร่อมความต้านทานทั้งสามตัว จะกำหนดโดย

$$\begin{aligned}
 V_o &= I(aR + 2R) \\
 &= \frac{E_1 - E_2}{aR + 2R} (aR + 2R) \\
 &= \left(1 + \frac{2}{a}\right) (E_1 - E_2)
 \end{aligned}$$

ตัวอย่าง ถ้า E₁ = 10 มิลลิโวลต์ (millivolts) E₂ = 5 มิลลิโวลต์ aR = 2 กิโลโห์ม และ R = 9 กิโลโห์ม คำนวณหา V_o

วิธีทำ เนื่องจาก aR = 2 กิโลโห์ม และ R = 9 กิโลโห์ม

$$a = \frac{aR}{R} = \frac{2K}{9K} = \frac{2}{9}$$

จากสมการจะได้

$$1 + \frac{2}{a} = 1 + \frac{2}{(2/9)} = 10$$

นั่นคือ $V_o = (10 - 5) = 50$

2.2.3 คุณสมบัติของออปแอมป์ (Operation Amplifier)

- ก. ไบอัส (Bias)
- ข. ออฟเซต (Offset)
- ค. ครีพท์ (Drift)

ออปแอมป์เป็นที่นิยมกันมากในการขยายสัญญาณ ถ้าศักดาสลับและ

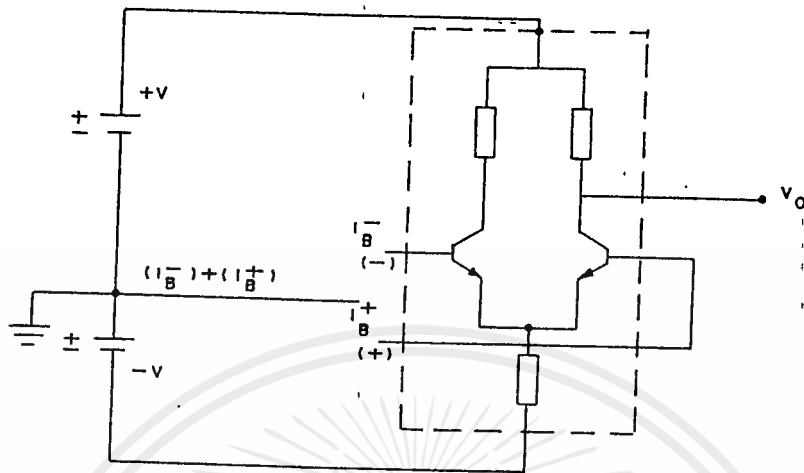
คักคาตรง หรือ แม้แต่คักคาตรงและคักคาสลับผสมกัน ในการปฏิบัติงานจริงๆ วงจรขยายคักคาตรงอาจจะทำให้สัญญาณออกมีความคลาดเคลื่อนได้มาก คักคาสัญญาณออก ในทางอุดมคติควรจะเท่ากับคักคาสัญญาณเข้าคูณด้วยค่าขยายสัญญาณแบบลูปปิด (close loop) ของวงจรแต่รอบแอมป์ในทางปฏิบัติจะมีความคลาดเคลื่อนให้มิต่ำที่สุด คุณสมบัติของออปแอมป์ซึ่งทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนสำหรับสัญญาณออกแบบคักคาตรงมีดังนี้

- 2.2.3.1 กระแสไบอัส ณ จุดสัญญาณเข้า
- 2.2.3.2 กระแสออฟเซต ณ จุดสัญญาณเข้า
- 2.2.3.3 คักคาออฟเซต ณ จุดสัญญาณเข้า
- 2.2.3.4 ครีพท์

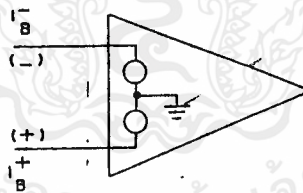
ในกรณี ที่ใช้ออปแอมป์ในการขยายสัญญาณคักคาสลับ ความคลาดเคลื่อนที่จุดสัญญาณออกกำจัดโดยการใช้ความจุไฟฟ้าเพื่อคัปเปิลสัญญาณออก

2.2.3.1 กระแสไบอัส ณ จุดสัญญาณเข้า

ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวในออปแอมป์ จะต้องไบอัสอย่างถูกต้องถึงจะใช้งานได้คือจะต้องมีค่ากระแสเบส กระแสคอลเลคเตอร์ที่ถูกต้อง และคักคาระหว่างเบสอีมีตเตอร์ถูกต้องด้วย เราได้ถือว่า จุดสัญญาณเข้าของออปแอมป์ไม่ได้ดึงกระแสเลยซึ่งเป็นในกรณีอุดมคติ แต่ทางปฏิบัติจุดสัญญาณเข้าของออปแอมป์จะดึงกระแสไบอัสเพื่อไปเลี้ยงเบสเล็กน้อย ดัง รูป 2.2-6 แสดงลักษณะของจุดสัญญาณเข้าของออปแอมป์อย่างง่าย ๆ ในการพิจารณาถึงผลของกระแสไบอัสจุดสัญญาณเข้าเราถือได้ว่า กระแสไบอัสทั้งสองเกิดจากวงจรดึงกระแสตรง ซึ่งต่ออนุกรมกับขาสัญญาณเข้าทั้งสองดังแสดงในรูป 2.2-6 ข



รูป 2.2-6 ก



รูป 2.2-6 ข

รูป 2.2-6 แสดงลักษณะการกำเนิดและโมเดลของกระแสไบอัสจุดสัญญาณเข้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสไบอัสที่ขาสัญญาณเข้า (-) คือ IB- และ (+) คือ IB+ มักจะไม่เท่ากันผู้ผลิตมักจะแจ้งค่าเฉลี่ยของกระแสไบอัส ณ จุดสัญญาณเข้า โดย

$$IB = \frac{IB+ + IB-}{2}$$

2

IB มีค่าประมาณ 1 ไมโครแอมป์ หรือมากกว่าเล็กน้อย ซึ่งเป็นกรณีของออปแอมป์ที่มีคุณภาพต่ำ สำหรับออปแอมป์ที่มี FET อยู่ที่จุดสัญญาณเข้ามีค่าน้อยกว่า 1 ไมโครแอมป์

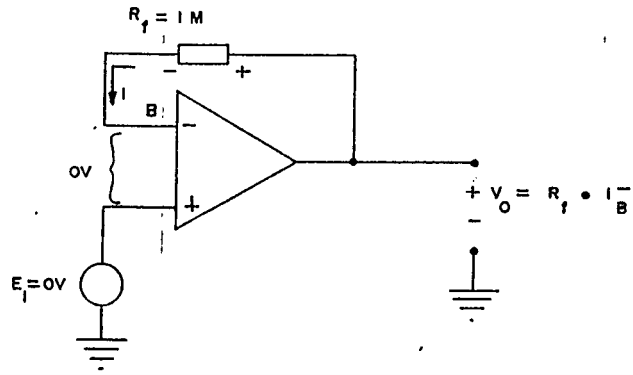
ผลของกระแสไบอัสต่อคิกคาสัญญาณออก

ทำให้เกิดคิกคาความคลาดเคลื่อนในคิกคาสัญญาณออก

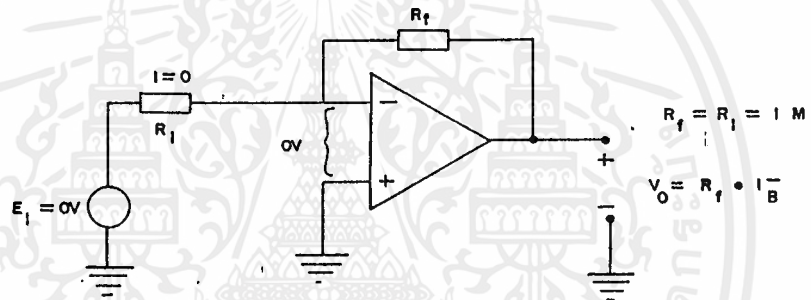
ผลของกระแสไบอัส ณ ขาสัญญาณเข้า (-)

วงจรทั้งสามในรูปที่ 2.2-7 มีคิกคาสัญญาณเข้า E1 เท่ากับศูนย์โวลต์ ในกรณีอุดมคติคิกคาสัญญาณออกควรจะเท่ากับศูนย์โวลต์ด้วยแต่ในทางปฏิบัติ IB- ทำให้เกิดสัญญาณออกมีค่าไม่เท่ากับศูนย์โวลต์ตามรูป 2.2-7ก $V_o = R_f \cdot IB+$ ไหลผ่านความต้านทานศูนย์โวลต์จึงไม่ทำให้เกิดคิกคาความคลาดเคลื่อน

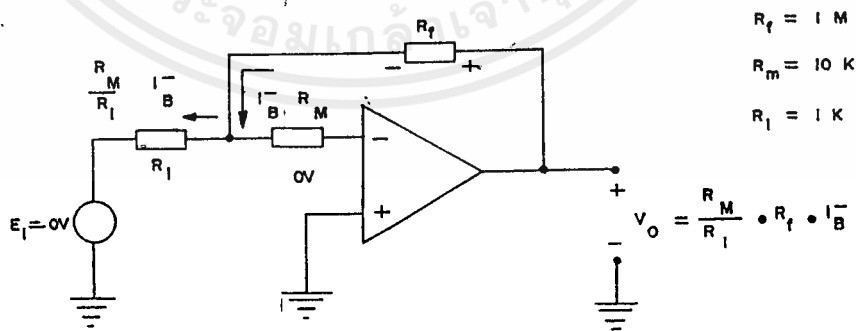
วงจรในรูป 2.2-7 ข จะมีระดับคิกคาความคลาดเคลื่อน ณ จุดสัญญาณออกเท่ากับ $R_f \cdot IB-$ ส่วนกระแสไหลผ่าน R1 เท่ากับศูนย์แอมป์เพราะคิกคาที่ขั้วแต่ละข้างของความต้านทานเท่ากับศูนย์โวลต์ ดังนั้น IB- จะไหลผ่าน R_f เท่านั้น



รูป(ก)



รูป(ข)



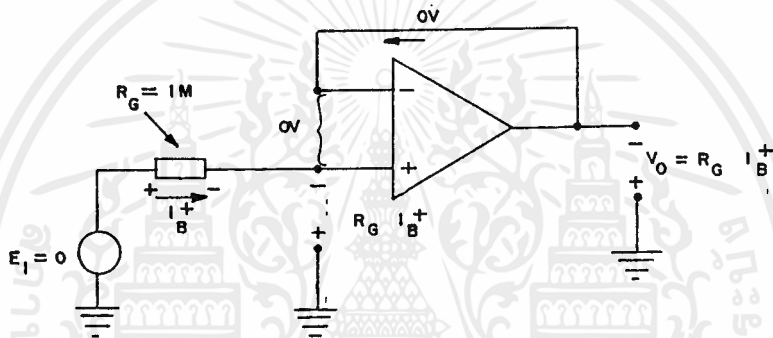
รูป(ค)

รูป 2.2-7 ผลของกระแสไบอัส (-) ต่อคิกคาสัญญาออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 2.2-7 ค ความต้านทาน R_M ต่ออนุกรมกับขาสัญญาณเข้า (-) จะทำให้ผลความคลาดเคลื่อนเนื่องจาก I_{B-} มีมากขึ้นเพราะ I_{B-} ทำให้เกิดคักคาตกร้อม R_M เนื่องจากกระแสไหลผ่าน R_1 และ R_f ดังนั้น ความคลาดเคลื่อน V_o จะมากขึ้น แต่ในกรณีที่ต้องการจะวัดค่ากระแสไบอัสต่ำมากๆ เราอาจจะใช้ R_M ช่วยให้ระดับคักคา V_o สูงขึ้นได้

ผลของกระแสไบอัสสัญญาณเข้า (+)



รูป 2.2-8 ผลของกระแสไบอัสขา (+) ต่อคักคาสัญญาณออก

คักคาสัญญาณเข้าในรูป 2.2-8 เท่ากับศูนย์โวลต์ ดังนั้น V_o ควรจะมีค่าเท่ากับศูนย์โวลต์ด้วย แต่ในทางปฏิบัติกระแสไบอัสขาสัญญาณเข้า (+) หรือ I_{B+} จะไหลผ่านความต้านทานของแหล่งจ่ายสัญญาณ (R_G) ทำให้เกิดระดับคักคา $R_G \cdot I_{B+}$ ที่ขาสัญญาณเข้า (+) ผลทำให้ระดับคักคาที่ขา (-) เท่ากับ $R_G \cdot I_{B+}$ ดังนั้น $V_o = R_G \cdot I_{B+}$

2.2.3.2 กระแสออฟเซต ณ จุดสัญญาณเข้า

ผลต่างระหว่างค่าสัมบูรณ์ของ I_{B-} และ I_{B+} เรียกว่ากระแสออฟ

เซต ณ จุดสัญญาณเข้า

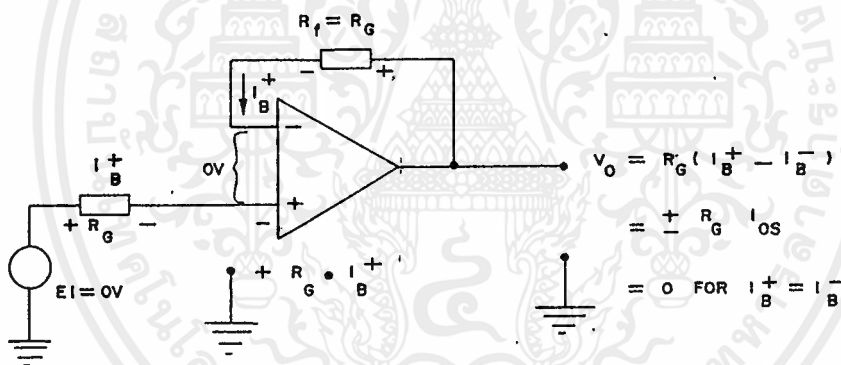
$$I_{os} = I_{B+} - I_{B-}$$

โดยทั่วไป I_{os} มักมีค่าน้อยกว่า 25% ของ I_B ซึ่งเป็นค่ากระแสไบอัส ณ จุดสัญญาณเข้าโดยเฉลี่ย

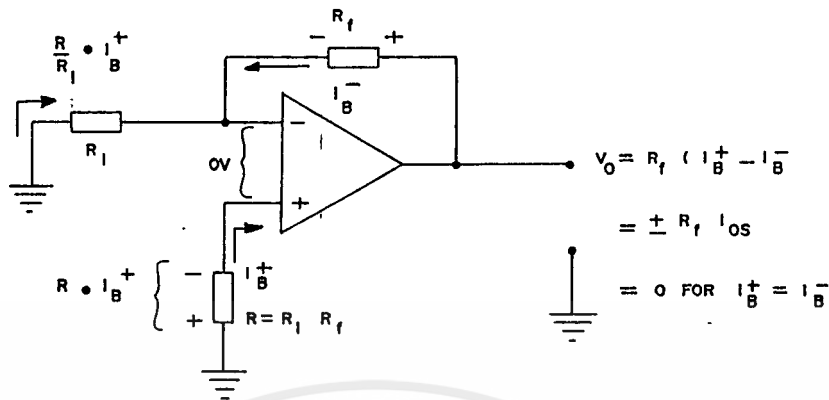
ผลของกระแสออฟเซตต่อคิกคาสัญญาณออก

การชดเชยกระแสสำหรับวงจรมีสัญญาณ

ในกรณีที่ I_{B+} และ I_{B-} มีค่าเท่ากับ เราอาจจะชดเชยผลของกระแสไบอัสต่อคิกคาสัญญาณออก V_o ได้ดังรูปที่ 2.2-9 ก



รูป(ก)



รูป (ข)

รูป 2.2-9 การบาลานซ์ เพื่อลดผลของกระแสไบอัสต่อคิกคาล์งสัญญาณออก

รูปที่ 2.2-9 ก I_{B+} ไหลผ่านความต้านทาน R_G ดังนั้น ถ้าต่อความต้านทาน $R_f = R_G$ ดังนั้น คิกคาล์งสัญญาณออกจะเท่ากับศูนย์โวลต์ คือ $R_f \cdot I_{B-} = R_G \cdot I_{B+}$ แต่ในทางปฏิบัติ I_{B+} จะไม่เท่ากับ I_{B-} นั่นคือ $V_o = I_{os} \cdot R_G$ เนื่องจาก I_{os} มีระดับต่ำกว่า I_{B+} โดยการเพิ่มความต้านทาน $R_f = R_G$ จะช่วยลดระดับคิกคาล์ง V_o ใกล้เคียงศูนย์โวลต์มากขึ้น

การชดเชยกระแสสำหรับวงจระเภทอื่น ๆ

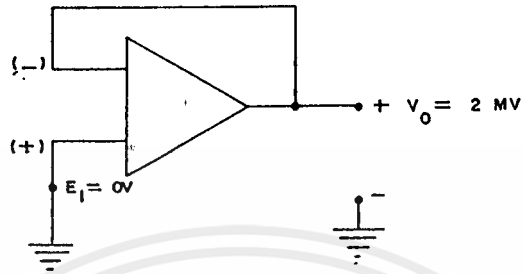
ในการลดความคลาดเคลื่อนเนื่องจากกระแสไบอัสอาจเป็นแบบกลับคิกคาล์ง หรือไม่กลับคิกคาล์ง เราจะต่อความต้านทานดังรูปที่ 2.2-9 ข

$$\text{ค่าความต้านทานควรเลือก } R = R_1 // R_f = \frac{R_1 R_f}{R_1 + R_f}$$

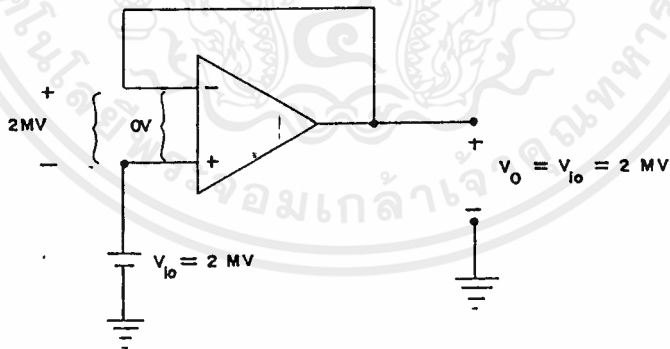
$$R_1 + R_f$$

ความคลาดเคลื่อนของคิกคาล์งสัญญาณออก V_o จะลดลงเหลือเพียง $R_f \cdot I_{os}$

2.2.3.3 สักคาออฟเซต ณ จุดสัญญาณเข้า



รูป ก



รูป ข

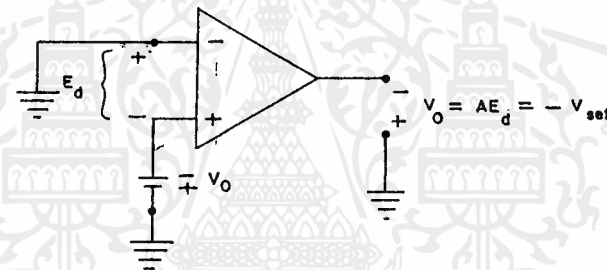
รูป 2.2-10 สักคาออฟเซตและโมเดล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

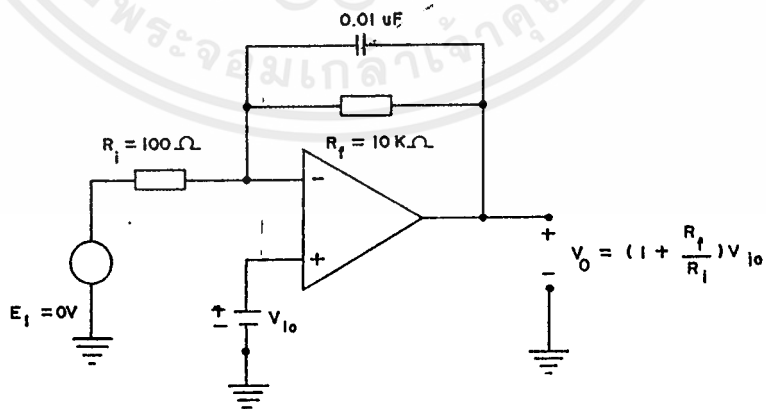
นิยามและโมเดล

ในรูป 2.2-10 ก คักคาสัญญาณออกควรเท่ากับศูนย์โวลท์ แต่ทางปฏิบัติจะมีค่าความคลาดเคลื่อนศูนย์โวลท์เล็กน้อย เนื่องจากความไม่สมมูลย์ในวงจรรอบแอมป์ภายใน ซึ่งไม่มีทางกำจัดได้หมด จึงต้องคักคาตรงต่ออนุกรมขาโคขาหนึ่งของจุดสัญญาณเข้าของออปแอมป์จากจุดจำลองได้ด้วยแบตเตอรี่ ดังรูป 2.-10 ขได้ต่ออนุกรมกับขา (+) ของออปแอมป์แต่ทางคำนวณอาจต่อ V_{io} เข้ากับขา (-) ก็ได้ แต่ต้องกลับทิศทาง

การวัดคักคาออฟเซตต่อระดับสัญญาณออก



รูป ก



รูป ข

รูป 2.2-11 ผลของคักคาออฟเซตต่อคักคาสัญญาณออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 2.2-11 ก แสดง V_{io} ถูกขยายด้วยค่าขยายสัญญาณแบบรูปเปิดของออปแอมป์ซึ่งมีค่าสูงมากจนกระทั่งศักดาสัญญาณออกอยู่ในระดับอิ่มตัวทางด้านลบ แต่บางกรณี V_{io} อาจมีทิศทางตรงกันข้ามก็ได้ เนื่องจากว่าค่าขยายสัญญาณในกรณีรูปเปิดมักมีค่ามากเกินพอที่คูณด้วย V_{io} แล้วมีระดับสูงกว่า V_{sat}

การวัดคิกคเอาฟเซต ณ จุดสัญญาณเข้า

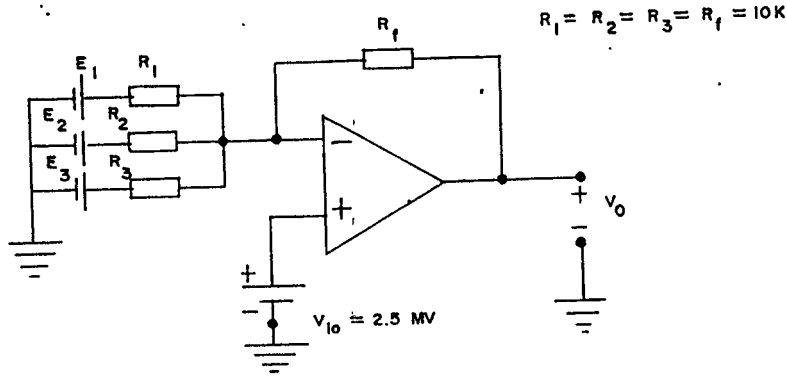
รูป 2.2-11 ข แสดงการคำนวณหาผลของ V_{io} ที่มีต่อคิกคเอาสัญญาณออก เนื่องจากคิกคเอาสัญญาณเข้า $E_i = 0$ ดังนั้น V_o ควรจะเท่ากับศูนย์โวลต์ด้วย แต่เนื่องจาก V_{io} มีผลเสมือนว่ามีแหล่งจ่ายสัญญาณต่ออยู่กับขาสัญญาณเข้า (+) ของวงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับคิกคเอา ดังนั้นค่าความคลาดเคลื่อน V_o อันเนื่องมาจาก V_{io} คือ

$$V_o = V_{io} \left(1 + \frac{R_f}{R_i} \right)$$

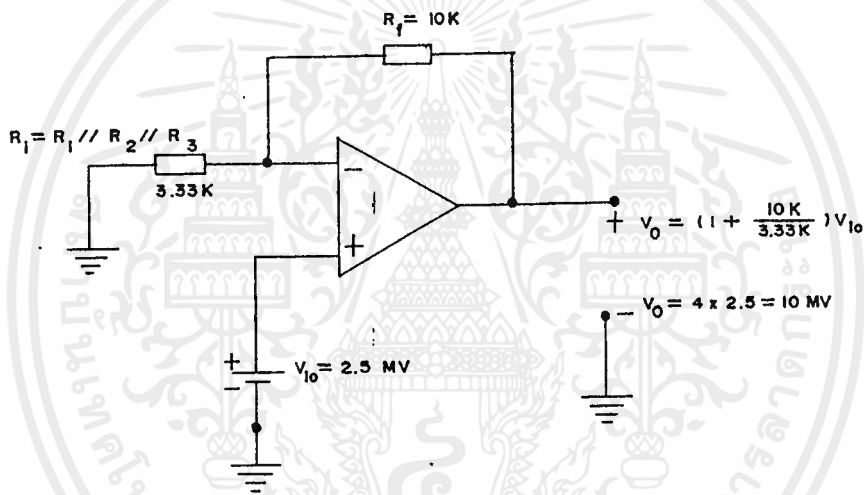
เพื่อที่จะลดผลของกระแสไบอัส ณ จุดสัญญาณเข้า เราควรที่จะเลือก R_f มีค่าต่ำ

การลดผลของกระแสไบอัสและคิกคเอาฟเซต

การชดเชยผลของคิกคเอาฟเซตและกระแสไบอัสโดยการจ่ายคิกคเอาที่ถูกต้องเข้าสู่ขา (+) และ (-) ของออปแอมป์ ไม่ใช่วิธีที่เหมาะสมเพราะใช้องค์ประกอบเพิ่มอีกหลายตัว วิธีทางแนะนำของผู้ผลิตออปแอมป์ ดังรูป 2.2-12 ที่แสดงวงจรบัลลิ่ง (null) รูป 2.2-12 ก ใช้วิธีบัลลิ่งแบบโบทันโทมิเตอร์ระหว่างจุดจ่ายไฟคิกคเอาบวกไปยังขาของออปแอมป์



รูป ก



รูป ข

รูป 2.2-11 ผลของคักคาสัญญาออกเฟเซทอวงจรวกสัญญาณ

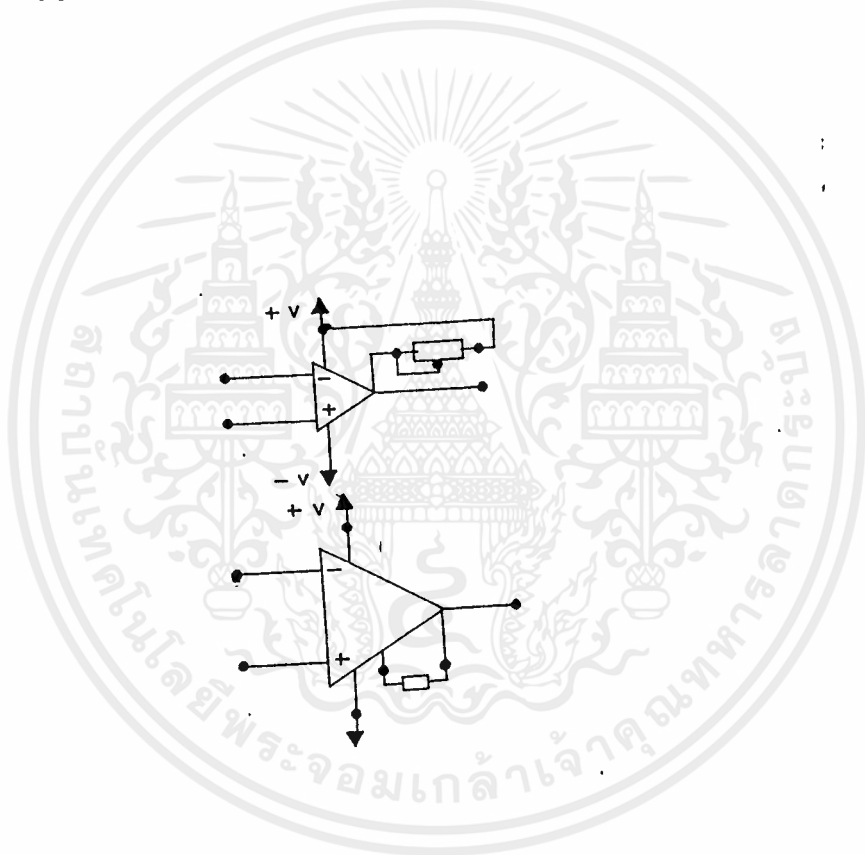
กรรมวิธีการนัลลคักคาสัญญาออก

1. ต่อวงจรรวมทั้ง รูป 2.2-12 ก ความต้านทานชดเชยกระแสไบอัส และ รูป 2.2-12 ข. วงจรรนัลลออฟเซท
2. ลดระดับสัญญาณไปที่ศูนย์ ในกรณีที่คักคาสัญญาไม่สามารถจะลดลงถึงศูนย์ได้ ให้ใช้ความ ต้านทาน ซึ่งมีคักเท่ากับความต้านทานภายในของแหล่งจ่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณแทน ความต้านทานไม่จำเป็นถ้ามีความต้านทานค่าสูงอื่น ๆ ต่ออนุกรมกับ แหล่งจ่ายสัญญาณอยู่ก่อน

3. ต่อโหลดเข้ากับจุดสัญญาณออก
4. จ่ายไฟให้แก่ออปแอมป์แล้วรอ 2-3 นาที เพื่อให้วงจรในภาวะเสถียร
5. วัด V_o ด้วยมิเตอร์ที่มีความไวสูง
6. ปรับความต้านทานของวงจรถวลล์ออฟเซต จนกระทั่ง $V_o = 0$ โวลต์ (Volt)
7. จ่ายสัญญาณโดยไม่ต้องแตะความต้านทานปรับคักดาออฟเซต



รูป ก

รูป ข

รูป 2.2-12 แสดงวงจรถวลล์

2.2.3.4 คริฟท์

การนำลิ้นเพื่อลดผลของคิกคาออฟเซทจะใช้ได้ดี ในกรณีที่อุณหภูมิไม่เปลี่ยนแปลง แต่ถ้าเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนไปผลของคิกคาออฟเซทจะไม่เท่ากับศูนย์ โวลท์ เนื่องจากกระแสออฟเซท แต่การลดปัญหาอันเนื่องมาจากอุณหภูมิจะทำให้ได้ 2 วิธีเท่านั้นคือ รักษาอุณหภูมิแวดล้อมให้มีค่าคงที่เลือกออกแบบเพื่อการเปลี่ยนแปลงกระแส และคิกคาออฟเซทเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิน้อยมาก การเปลี่ยนแปลงของกระแสและคิกคาออฟเซท อันเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิเรียกว่า ปรากฏการณ์คริฟท์ สำหรับกระแสออฟเซทมักเป็นนาโนแอมป์/องศาเซลเซียส ส่วนคริฟท์ของคิกคาออฟเซท จะเป็นไมโครโวลท์/องศาเซลเซียส อัตราการคริฟท์อาจจะเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิและกลับทิศทางได้ เช่นที่อุณหภูมิค่า V_{io} อาจจะคริฟท์ 20 ไมโครโวลท์/องศาเซลเซียส และที่อุณหภูมิสูงอาจจะเปลี่ยน -10 ไมโครโวลท์/องศาเซลเซียส โดยทั่วไปผู้ผลิตจะแจ้งเป็นคริฟท์เฉลี่ยระหว่างอุณหภูมิต่างค่า

2.2.4 การชดเชยความถี่ แบนวิด อัตราสลับ นอยซ์ และการชดเชยความถี่

การใช้ฮอปแอมป์ขยายสัญญาณคิกคาออสลับ จะต้องพิจารณาว่าคิกคาออสลับอยู่ในประเภทรดับต่ำ (ต่ำกว่า 1 โวลท์) หรือ ประเภทระดับสูง (สูงกว่า 1 โวลท์) ถ้าเป็นประเภทสัญญาณระดับต่ำฮอปแอมป์จะมี ข้อจำกัดความสามารถของช่วงตอบสนองความถี่และนอยซ์ ถ้าเป็นสัญญาณประเภทระดับสูง อัตราสลับของฮอปแอมป์จะเป็นคุณสมบัติจำกัดความสามารถของฮอปแอมป์

2.2.4.1 ช่วงตอบสนองความถี่ของฮอปแอมป์

การชดเชยความถี่ภายในวงจรฮอปแอมป์ ปกติผู้ผลิตได้สร้างความจุไฟฟ้าประมาณ 30พิโคฟารัดในตัวฮอปแอมป์ความจุไฟฟ้าชดเชยความถี่นี้จะคอยกันไม่ให้ฮอปแอมป์เกิดการออสซิลเลทที่ความถี่สูง การกันออสซิลเลททำได้โดย

ลดค่าขยายแบบรูปเปิดของออปแอมป์ที่ความถี่สูง

2.2.4.2 การตอบสนองต่อความถี่สำหรับสัญญาณระดับต่ำ

ค่าขยายสัญญาณรูปเปิดและรูปปิด

คุณสมบัติอุดมคติของวงจขยายศักดาสัญญาณของรูป 2.2-13 จะถูกกำหนดโดยความต้านทาน R_f และ R_i มีค่าคงตัวไม่แปรเปลี่ยนตามความถี่และไม่ขึ้นกับคุณสมบัติของออปแอมป์ซึ่งเป็นคุณสมบัติของค่าขยายศักดาแบบรูปเปิดของออปแอมป์ (A_{oL}) ส่วนค่าขยายศักดาแบบรูปเปิด (A_{cL}) ค่าขยายของวงจจะขึ้นกับวงจรป้อนสัญญาณกลับจากจุดสัญญาณออกมายังขาสัญญาณเข้า (-) ของออปแอมป์ ถือได้ว่าเป็นการป้อนสัญญาณกลับแบบลดกำลัง

ผลของค่าขยายรูปเปิดต่อค่าขยายรูปเปิด

รูป 2.2-13 แสดงค่าขยายรูปเปิดของออปแอมป์จะเท่ากับ $A_{oL} = \frac{V_o}{V_i}$ ส่วนค่าขยายแบบรูปเปิดของออปแอมป์ $A_{cL} = \frac{V_o}{E_i}$ ค่าขยายสัญญาณแบบ

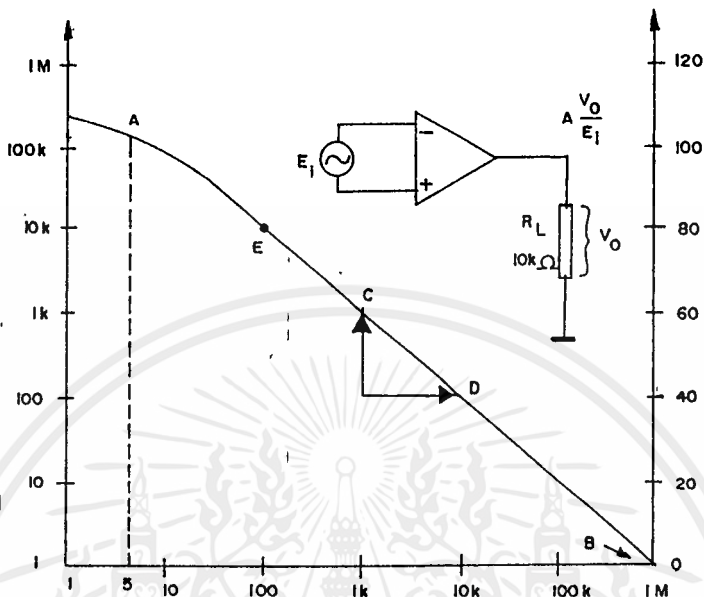
รูปเปิด เท่ากับ $(1 + \frac{R_f}{R_i})$ ในรูป 2.2-13) จะเท่ากับ 101 ถ้า $E_i = 1$

มิลลิโวลต์ V_o ควรจะเท่ากับ 101 มิลลิโวลต์

แบบวิคสำหรับสัญญาณระดับต่ำ

ช่วงความถี่ที่วงจขยายสัญญาณจะปฏิบัติงานได้ไม่ว่าจะเป็น กรณิรูปเปิด หรือรูปปิด จะกำหนดโดยความถี่สูงสุด (f_{H1}) และความถี่ต่ำสุด (f_L) ที่จุดความถี่ทั้ง f_L และ f_H ค่าขยายศักดาจะมีค่าต่ำกว่า ขยายศักดาสูงสุด ซึ่งอยู่บริเวณช่วงกลางระหว่าง f_L และ f_H ณ จุด f_H และ f_L มีค่าเท่ากับ 0.707 เท่าของศักดาสูงสุด หรือ ค่าขยายศักดาสัญญาณจะต่ำลง 3 เดซิเบล

(decibel) ดังแสดงรูป 2.2-14



รูป 2.2-14 กราฟตอบสนองต่อความถี่

แบนวิดสำหรับสัญญาณระดับต่ำคือ ผลต่างระหว่าง f_H และ f_L โดยทั่วไป f_L มักมีค่าต่ำมากดังนั้น แบนวิดสำหรับสัญญาณระดับต่ำ มักมีค่าประมาณเท่ากับ f_H

2.2.4.3 อัตราสลูและศักคาลัญญาณออก

นิยามของอัตราสลู

อัตราสลู ของออปแอมป์จะเป็นตัวกำหนดอัตราสูงที่สุดซึ่งศักคาลัญญาณออกจะเปลี่ยนระดับได้ เช่น แบบ 741 อัตราสลูจะเท่ากับประมาณ 0.5 โวลท์ต่อไมโครวินาที นั่นคือ ระดับศักคาลัญญาณจะเปลี่ยนค่าได้สูงสุดเพียง 0.5 โวลท์ต่อไมโครวินาที อัตราสลูจะขึ้นอยู่กับค่าขยายสัญญาณของวงจร ค่าความจุไฟฟ้าชดเชยและแม้กระทั่งว่าระดับศักคาลัญญาณเข้ากำลังเพิ่ม หรือลดทำให้เกิดอัตราสลูค่าต่ำสุดจะเกิดขึ้นเมื่อค่าขยายสัญญาณของวงจรเท่ากับหนึ่ง ดังนั้น ผู้ผลิตออปแอมป์จะแจ้งอัตราสลูเมื่อค่าขยายเท่ากับหนึ่ง

สาเหตุที่จำกัดอัตราสลับ

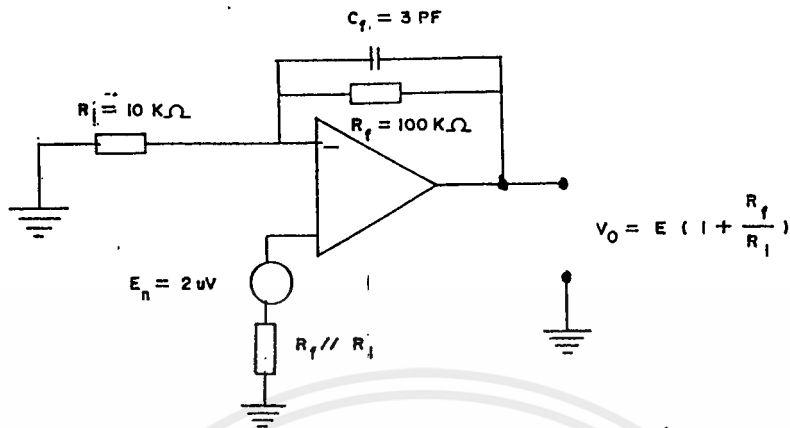
โดยทั่วไปภายในออปแอมป์ (บางกรณีอาจจะอยู่ภายนอก) จะต้องมี ความจุไฟฟ้าเพื่อป้องกันการออสซิลเลทของออปแอมป์ และจะมีกระแสผ่านความ จุไฟฟ้าได้สูงสุดค่าหนึ่ง ขึ้นอยู่กับการออกแบบวงจรอัตราสลับจะเป็นอัตราส่วนของ กระแสสูงสุด และค่าความจุไฟฟ้าชดเชยจากอัตราส่วนนี้ จะเห็นได้ว่าถ้าต้องการ อัตราสลับที่เร็วขึ้น ออปแอมป์จะต้องสามารถจ่ายกระแสสูงสุด หรือความจุไฟฟ้า จะต้องลดลง

2.2.4.4 นอยซ์ในสัญญาณออก

สัญญาณต่าง ๆ ที่ไม่พึงปรารถนาที่ปะปนในคิกคาล์สัญญาณออกเรียกว่า นอยซ์ ส่วนคริปท์และออฟเซทอาจจะกล่าวได้ว่าเป็นนอยซ์ประเภทที่มีความถี่ต่ำ มาก ถ้าแสดงภาพคิกคาล์สัญญาณของออปแอมป์บนจอออสซิลโลสโคปที่มีความไวสูง (1 มิลลิโวลต์ต่อช่อง) จะเห็นลักษณะนอยซ์แบบแรนดอมคือ ไม่เป็นระเบียบและ มีการเปลี่ยนแปลงอย่างไม่แน่นอนจนตลอดเวลา นอยซ์ชนิดนี้เรียกว่า แฮช (Hash) ความถี่ของสัญญาณนอยซ์มีค่าตั้งแต่ 0.01 เฮิรตซ์(Hertz) จนถึงหลาย เมกกะเฮิรตซ์ นอยซ์จะเกิดขึ้นในวัฏศุนทุกชนิดที่มีอุณหภูมิสูงกว่า ศูนย์องศาสัมบูรณ์ (-273 องศาเซลเซียส) นอยซ์ซึ่งเกิดนอกวงจรรออปแอมป์เราสามารถจะลดผล ของนอยซ์นอกออปแอมป์ได้โดยการออกแบบและ เคนสายไฟสร้างวงจรถูกต้อง

นอยซ์ภายในวงจรรออปแอมป์

แม้ว่าจะจำกัดนอยซ์ที่เกิดภายนอกได้หมด แต่คิกคาล์สัญญาณออกยังคง มีนอยซ์ ซึ่งเกิดภายในวงจรรออปแอม โดยสมมติว่า แหล่งกำเนิดคิกคานอยซ์ (E_n) ต่ออนุกรมอยู่กับขาสัญญาณเข้า(+) ดังรูป 2.2-15



รูป 2.2-15 ค่าขยายสัญญาณนอยซ์

คักคานอยซ์จะถูกขยายโดยวงจรเช่นเดียวกับกรณีคักคากาออฟเซทและค่าขยายนอยซ์มีค่าเท่ากับค่าขยายคักคากาสัญญาณของวงจรแบบกลับคักคากา คือ

$$\text{ค่าขยายนอยซ์} = 1 + \frac{R_f}{R_i}$$

เพื่อที่จะลดค่าความคลาดเคลื่อนของคักคากาสัญญาณออกเนื่องจากนอยซ์ให้มีค่าต่ำสุด ไม่ควรจะให้ค่าของความต้านทาน R_f สูงเกินไป และการต่อความจุไฟฟ้าค่าต่ำ (3 พิโคฟารัด) คร่อม R_f เพื่อลดสัญญาณความถี่สูง ดังนั้นนอยซ์ความถี่สูงจะไม่ถูกขยายมาก ส่วนความต้านทาน R_i ทำให้ค่าขยายนอยซ์เพิ่มขึ้นค่า R_i ไม่ควรสูงกว่า 10 กิโลโอห์ม กระแสนอยซ์เราจะลดผลอันเนื่องมาจากกระแสนอยซ์จะมีมากขึ้นเพียงได้ขึ้นกับความต้านทานป้อนสัญญาณกลับถ้าเป็นไปได้ลดค่าความต้านทาน R_f ให้ต่ำสุด เพื่อลดผลของกระแสนอยซ์

สรุป เพื่อลดผลของนอยซ์ของออปแอมป์ เราจะพิจารณาสิ่งต่าง ๆ ดังนี้

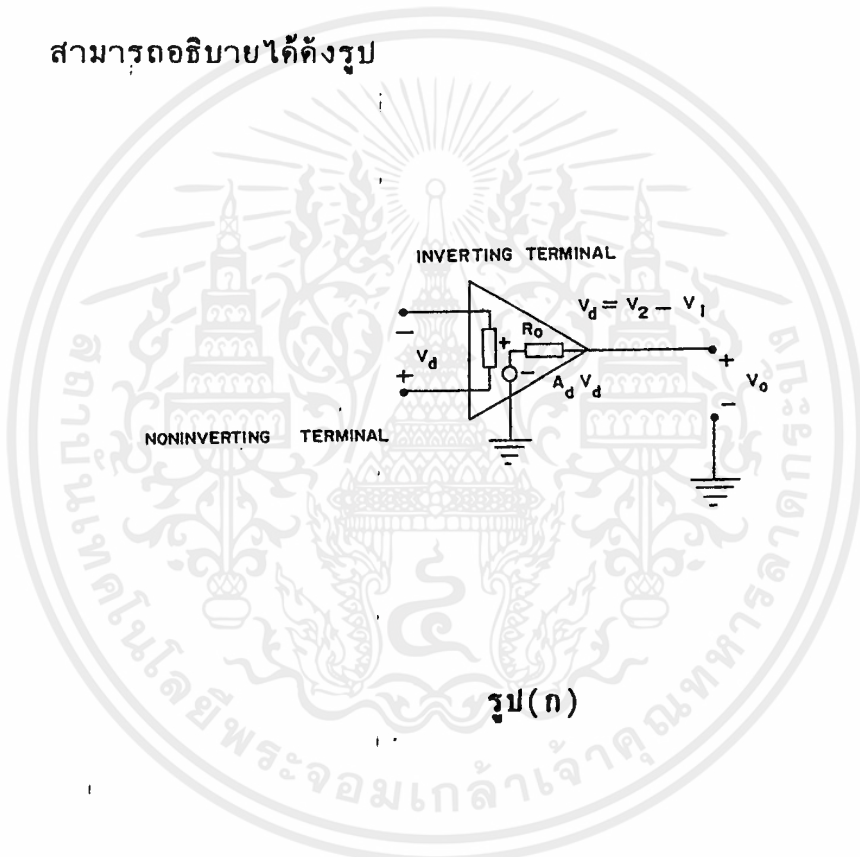
1. ไม่ควรจะมีค่าความจุไฟฟ้าคร่อมความต้านทานจุดสัญญาณเข้า หรือระหว่างจุด

สัญญาณเข้า (-) กับจุดตัดคาติน แต่อย่างไรก็ตามจะต้องมีความจุไฟฟ้า เนื่อง
จาก การต่อสายระหว่างจุด สัญญาณเข้า (-) กับจุดสัญญาณดินเสมอ

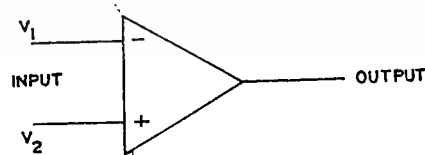
2. ควรต่อความจุไฟฟ้าค่าต่ำ (3 พิโคฟารัด) ค่อมความต้านทานป้อนสัญญาณ
กลับเสมอ ซึ่งจะ ลดนอยซ์ที่ความถี่สูงได้

2.2.5 การขยายสัญญาณไฟฟ้า เิง เส้นแบบกลับ เฟส (The Linear Inverting Amplifier)

สามารถอธิบายได้ดังรูป



รูป(ก)



รูป(ข)

รูป 2.2-16 แสดงวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ก) วงจรเสมือนขยายสัญญาณไฟฟ้า

(Equivalent circuit)

(ข) เครื่องหมายวงจขยายสัญญาณไฟฟ้า

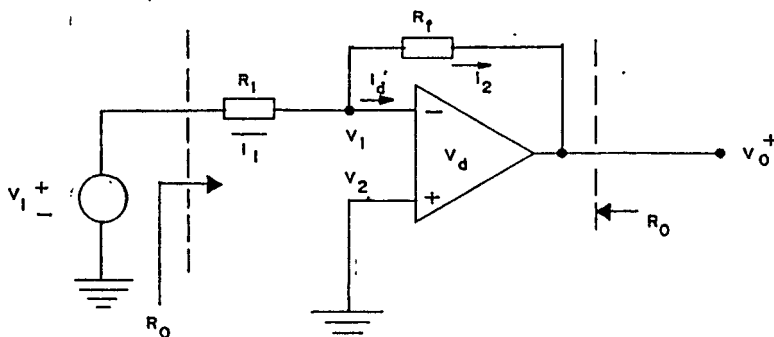
(circuit symbol)

จากรูปวงจรเสมือนขยายสัญญาณไฟฟ้า ประกอบด้วยอินพุทอิมพีแดนซ์ (input impedance) R_1 ซึ่งอยู่ระหว่างจุดสองจุดของ V_1 และ V_2 ทางด้านเอาต์พุต (output) ประกอบด้วย แหล่งควบคุมแรงดันทางไฟฟ้า (controlled - Voltage Source) AdV_d ซึ่งอนุกรมกับเอาต์พุตซิสแตนท์ (R_o) ค่าขยายสัญญาณแรงดันทางไฟฟ้า (Voltage gain) Ad จะมีค่าค่อนข้างสูง (ประมาณ 100,000) ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ R_1 มีค่าสูงมาก (ประมาณ 100 กิโลโอห์ม) และค่าเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ R_o มีค่าประมาณ 100 โอห์ม เพื่อที่จะนำมาประยุกต์ และคำนวณผลที่ได้จาก วงจรขยายสัญญาณไฟฟ้า (Operation Amplifier) จึงคิดเป็นค่าอุดมคติ (Ideal)

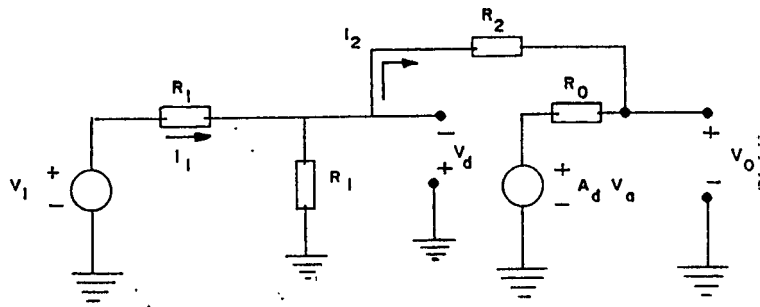
ข้อสังเกตที่สำคัญ เมื่อเป็นวงจขยายสัญญาณไฟฟ้าทางอุดมคติ ค่าของความแตกต่าง แรงดันทางไฟฟ้าทางเข้า (differential input voltage) $V_d = V_2 - V_1$

จากรูป 2.2-16 ก $V_d = \frac{V_o}{Ad}$ ซึ่งค่า V_o มีค่าจำกัด (finite) Ad

และค่า Ad มีค่าไม่จำกัด (infinite) ค่าของ V_d จึงมีค่าเท่ากับศูนย์ ในทางปฏิบัติค่าของเอาต์พุตแรงดันทางไฟฟ้าของ วงจขยายสัญญาณทางไฟฟ้ามีค่าน้อยกว่า 10 โวลต์ (Volts) ค่าของ V_1 V_2 เมื่อมีความต้านทานภายนอก R_1 และ R_2 สามารถที่จะเขียนได้ดังรูป 2.2-17



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.2-17 แสดงวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าเชิงเส้นแบบกลับเฟส

ก. แสดงวงจรไฟฟ้า

ข. วงจรเสมือนทางไฟฟ้า

จากรูปจุดไม่กลับเฟส (noninverting terminal) ต่อลงจุดดิน(ground)

2.2.5.1 ค่าขยายแรงดันทางไฟฟ้าของวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าแบบกลับเฟส

(Voltage gain of the inverting amplifier)

ถ้าวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าเป็นอุดมคติ ($i_d = 0$) ค่าของ $A_v =$

$\frac{V_o}{V_i}$ และค่าของ $i_1 - i_2$ ดังนั้น ค่าของ i_2 จากรูปจะได้

V_i

$$i_1 - \frac{V_1 + v_2}{R_1} = i_2 = - \frac{v_d - v_o}{R_2} \dots \dots \dots (2.2-1)$$

$$R_1 \qquad \qquad \qquad R_2$$

เนื่องจาก $V_d = V_o/A_d$ แต่เนื่องจากเป็น วงจรขยายสัญญาณ

ไฟฟ้าทางอุดมคติ ค่าของ V_d จึงให้เป็นศูนย์ จากสมการ(1)ลดรูปจะได้

$$\frac{V_i}{R_1} = \frac{V_o}{R}$$

$$R_1 \qquad \qquad R$$

$$A_{v1} = \frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_2}{R_1} \dots \dots \dots (2.2-2)$$

$$V_i \qquad \qquad R_1$$

ค่าของ R_1 และ R_2 จะเป็นตัวจำกัดค่าอัตราขยายสัญญาณไฟฟ้า

ปกติจะให้มีย่านน้อยกว่า 50 และค่า R2 มีค่าน้อยกว่า 100 กิโลโห์ม

2.2.5.2 ค่านินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรรขยายสัญญาณไฟฟ้าแบบกลับเฟส
(Input Impedance of the Inverting Amplifier)

ค่าของอินพุทอิมพีแดนซ์ r_i ซึ่งดูจากรูป 2.2-17 ก จะได้

$$r_i = \frac{v_i}{i_1} \dots\dots\dots(2.2-3)$$

จากรูป 2.2-17 ข เขียนเป็นลักษณะเคอชอฟฟ์โวลเตจลอร์ (Kirchoff's Voltage Law)

$$v_i = R_1 i_1 - v_d \dots\dots\dots(2.2-4)$$

วงจรรขยายสัญญาณไฟฟ้าทางอุดมคติ $v_d = 0$

จากสมการ 2.2-3 และ 2.2-4 จะได้ $r_i = R_1$

ถ้าดูจากวงจรมีอนสัญญาณทางไฟฟ้าดังรูป 2.2-17 ข จะได้อินพุทอิมพีแดนซ์ r_i

$$r_i = R_1 + (R_1/R_f) \dots\dots\dots(2.2-5)$$

ขณะที่ $r_f = -v_d/i_2$ เขียนเคอชอฟฟ์โวลเตจลอร์วนลูป(loop)

รวมทั้ง R2 จะได้

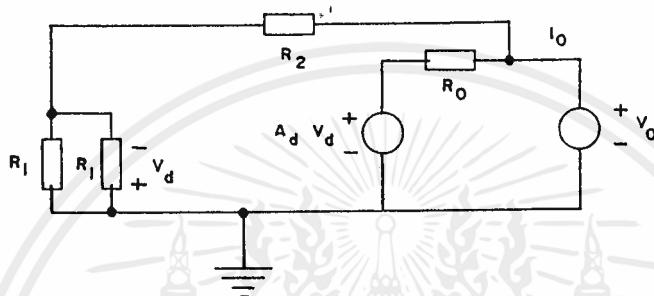
$$-v_d = R_2 i_2 + R_o i_2 + A_d v_d \dots\dots\dots(2.2-6)$$

จากสมการ 2.2-6 จะได้ $r_f = -\frac{v_d}{i_2} = \frac{R_2 + R_o}{1 + A_d}$

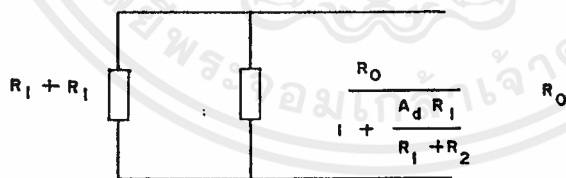
ในทางปฏิบัติ $r_f \approx R_2$ และ $r_i \approx R_1$ เพื่อที่ว่า $r_i \approx R_1$ จากตัวอย่าง ถ้าให้ $R_2 = 10$ กิโลโห์ม $R_o = 100$ โห์ม $R_1 = 100$ กิโลโห์ม และ $A_d = 100,000$ แล้วจะได้ $r_f \approx 0.1$ โห์ม

2.2.5.3 ค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าแบบกลับเฟส
(Output Impedance of The Inverting Amplifier)

จากรูป 2.2-17 ก ถ้าเราให้ค่า $V_1 = 0$ จะเขียนได้ดังรูป 2.2-18 ก เพื่อที่จะหาค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของ วงจรขยายสัญญาณทางไฟฟ้าแบบกลับเฟส



(ก)



(ข)

รูป 2.2-18 แสดงเอาต์พุตอิมพีแดนซ์

ก. วงจรเสมือนสำหรับคำนวณ r_o

ข. ความต้านทานขนานกัน 2 อัน เพื่อที่จะหาค่าของ r_o

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าของเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้า $r_o = v_o$ และ กระแส i_o ประกอบด้วยสองส่วน i_o

$$i_o = \frac{v_o - A_d v_d}{R_o} + \frac{v_o}{R_1 + R_2} \dots\dots(2.2-7)$$

สมมติให้ $R_1 \gg R_f$ จะได้ความสัมพันธ์คือ

$$-v_d = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_o \dots\dots(2.2-8)$$

จาก (8) แทนลง (7) และหารด้วย V_o จะได้

$$\frac{1}{r_o} = \frac{i_o}{v_o} = \frac{1 + R_1 A_d / (R_1 + R_2)}{R_o} + \frac{1}{R_1 + R_2}$$

ค่าของเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ r_o ประกอบด้วยค่าของความต้านทาน 2 ตัว ต่อขนานกันตามรูป ซึ่งค่าของ $R_1 + R_2 \gg R_o / [1 + A_d R_1 / (R_1 + R_2)]$ ดังนั้น

$$r_o = \frac{R_o}{1 + R_1 A_d / (R_1 + R_2)}$$

สำหรับวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าทางอวกมคติ A_d มีค่าไม่จำกัด ค่าของ $r_o = 0$

ตัวอย่าง วงจรขยายสัญญาณทางไฟฟ้า มีค่า $R_1 = 100$

กิโลโอห์ม $A_d = 1,000,000$ และ $R_o = 100$ โอห์ม ถ้า $R_1 = 1$

กิโลโอห์ม และ $R_2 = 50$ กิโลโอห์ม คำนวณหาค่า ก. A_v ข. r_i ค. r_o

ก. จาก $A_v = -\frac{R_2}{R_1} = \frac{-50 \text{ กิโลโอห์ม}}{1 \text{ กิโลโอห์ม}} = -50$

ข. ค่าของอินพุตอิมพีแดนซ์

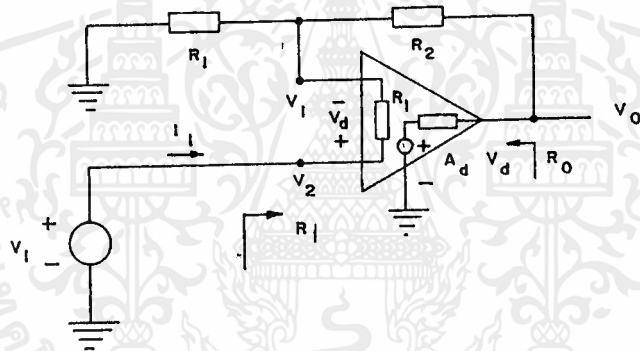
$$\begin{aligned} \text{จาก } r_i &= R_1 + \frac{R_2 + R_o}{1 + A_d} \\ &= 100 \text{ โอห์ม} + \frac{50,000 \text{ โอห์ม}}{1 + 1,000,000} \\ &= 1 \text{ กิโลโอห์ม} \end{aligned}$$

ค. ค่าของเอาต์พุตอิมพีแดนซ์

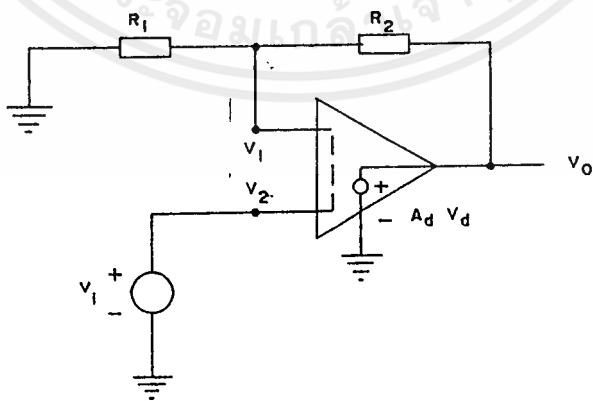
$$\begin{aligned}
 \text{จาก } r_o &= \frac{R_o}{1 + R_1 A_d / (R_1 + R_2)} \\
 &= \frac{100}{1 + (103 \times 10^5) / (103 + 5.1 \times 10^4)} \\
 &= \frac{100}{2 \times 10^3} = 0.05
 \end{aligned}$$

2.2.6 การขยายสัญญาณทางไฟฟ้าเชิงเส้นแบบไม่กลับเฟส

ซึ่งจะแสดงได้ดังรูป



(ก)



(ข)

รูป 2.2-19 แสดงวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าเชิงเส้นแบบไม่กลับเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก. วงจร เสมือนสัญญาณทางไฟฟ้า

ข. วงจร เสมือนสัญญาณทางไฟฟ้าแบบอนุกรมคิต

2.2.6.1 อิมพิแดนซ์อินพุต

ค่าของอินพุตอิมพีแดนซ์ของ วงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าแบบไม่กลับเฟส
 $r_i = v_i/i_i$ เนื่องจาก $i_i = v_d/R_1$ ซึ่งมีค่าน้อยมาก และ $i_i = 0$
สำหรับวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าทางอนุกรมคิต ดังนั้น r_i จึงมีค่ามาก

$$i_i = \frac{v_d}{R_1} \dots \dots \dots (2.2-9)$$

เนื่องจาก $v_d = \frac{v_o}{A_d}$ สมการ (2.2-9) จะกลายเป็น

$$i_i = \frac{v_o}{A_d R_1} \dots \dots \dots (2.2-10)$$

จาก $v_o = (1 + \frac{R_2}{R_1})v_i$ แทนลงใน (2.2-10)

$$\text{ดังนั้น อินพุตอิมพีแดนซ์ } r_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{A_d R_1}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

ตัวอย่าง ถ้า $A_d = 105$, $R_1 = 100$ กิโลโอห์ม , $R_2 = 10$
กิโลโอห์ม และ $R_1 = 1$ กิโลโอห์ม และจะได้ค่า $r_i = 1$ จิกะโอห์ม (G)
 $= 109$ โอห์ม

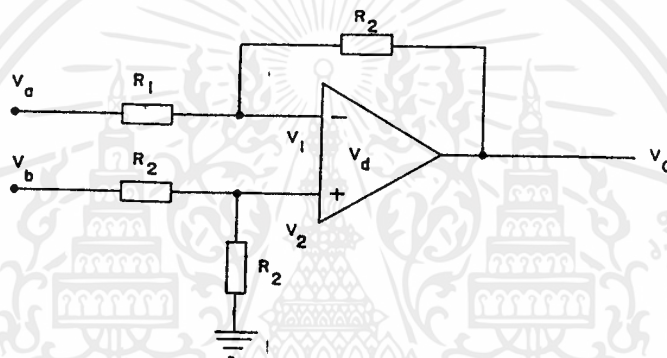
2.2.6.2 เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ (Output Impedance)

จะหาเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ จะต้องลัดวงจรความต่างศักย์ไฟฟ้าทางเข้า

$$\text{จะได้ } \frac{1}{r_o} = \frac{1 + R_1 A_d / (R_1 + R_2)}{R_o} + \frac{1}{R_1 + R_2}$$

วงจรขยายสัญญาณทางไฟฟ้าแบบความแตกต่าง (The Difference Amplifier)

ได้แสดงไว้ดังรูป



รูป 2.2-20 แสดงวงจรขยายสัญญาณทางไฟฟ้าแบบความแตกต่าง

ค่าของความต่างศักย์ไฟฟ้าทางเอาต์พุตขึ้นกับ ค่าความแตกต่างศักย์ไฟฟ้าอินพุตของ v_a และ v_b และค่าของคอมมอนโหมดโวลเตจ (Common-mode Voltage) = $\frac{v_a + v_b}{2}$

2

ค่าของความต่างศักย์ไฟฟ้าทางเอาต์พุตซึ่งปราศจากควมต้านทานภายนอก คือ

$$v_o = -A_d (v_2 - v_1) - A_o \left(\frac{v_2 + v_1}{2} \right) \dots\dots(2.2-11)$$

2

จากรูปที่ 19
$$v_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot v_b \quad \dots\dots(2.2-12)$$

และ
$$v_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot v_a + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot v_o \quad \dots\dots(2.2-13)$$

แทนค่าสมการ (2.2-12) และ (2.2-13) ลงใน (2.2-11) จะได้

$$v_o = -A_d \frac{R_2}{R_1 + R_2} (v_b - v_a) + A_d \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_o - \frac{A_a}{2} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

$$v_o = \frac{-\frac{A_d R_2}{R_1 + R_2} (v_b - v_a) - \frac{A_a R_1}{2(R_1 + R_2)}}{1 - \frac{A_d R_1}{R_1 + R_2} + \frac{A_a R_1}{2(R_1 + R_2)}}$$

เนื่องจาก $\frac{A_d}{R_1} \ll \frac{A_a}{2}$ และ $\frac{A_d}{R_1} \ll 1 + \frac{R_2}{R_1}$

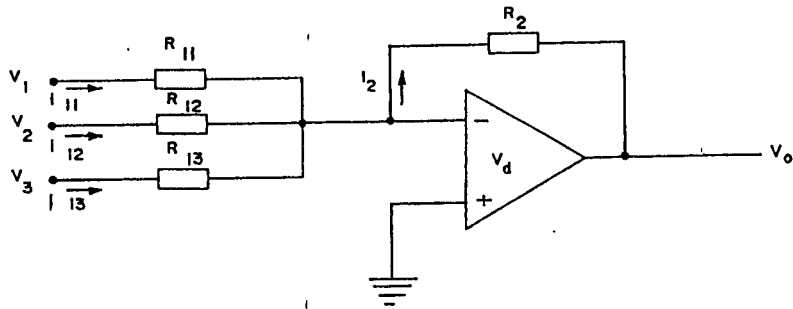
$$v_o = \frac{R_2}{R_1} (v_b - v_a) + \frac{A_a}{2 A_d} (v_b + v_a) \quad \dots\dots\dots(2.2-14)$$

จากสมการ (2.2-14) เทอมแรกเป็นค่าความต่างศักย์ไฟฟ้าทางเอาต์พุต ซึ่งได้จากผลต่างของ $v_b - v_a$ กับค่าอัตราขยายสัญญาณไฟฟ้าแบบกลับเฟส $\frac{R_2}{R_1}$ เทอมที่สองเป็นของคอมมอนโหมด $\frac{v_b + v_a}{2}$ และค่าคอมมอนโหมดรีเจกชันเรทิโอ (CMRR) = $\frac{A_a}{A_d}$ ซึ่งปกติ $A_d = 105$ ขณะที่ $A_a = 1$

1 ดังนั้น เทอมนี้สามารถจะตัดทิ้งได้

2.2.8 ผลรวมของค่าขยายสัญญาณไฟฟ้า (The Summing Amplifier)

แสดงได้ดังรูป



รูป 2.2-21 แสดงผลรวมของค่าขยายสัญญาณไฟฟ้า

เนื่องจาก $i_{11} = \frac{v_1}{R_{11}}$, $i_{12} = \frac{v_2}{R_{12}}$, $i_{13} = \frac{v_3}{R_{13}}$

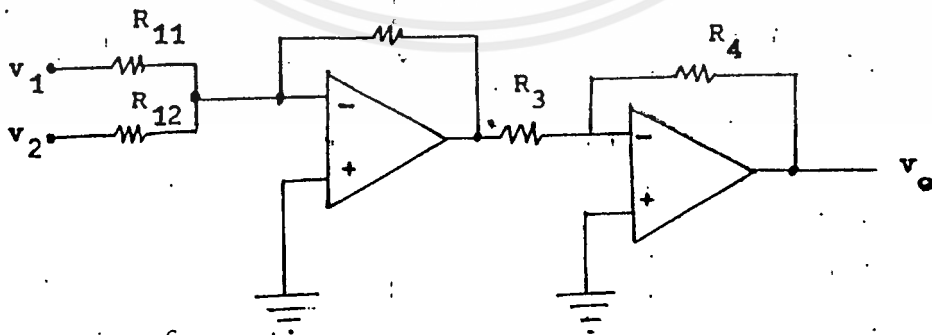
และ $i_2 = -\frac{v_o}{R_2}$

$$v_o = -\left(\frac{R_2}{R_{11}} \cdot v_1 + \frac{R_2}{R_{12}} \cdot v_2 + \frac{R_2}{R_{13}} \cdot v_3\right)$$

ตัวอย่าง จงออกแบบวงจรขยายสัญญาณทางไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต

$$v_o = 2v_1 + 5v_2$$

จะต้องใช้สองวงจรขยายสัญญาณทางไฟฟ้า อันหนึ่งเป็นผลรวมของ v_1 และ v_2 และอีกอันหนึ่งเป็นการเปลี่ยนเครื่องหมายลบเป็นบวกซึ่งนำสองอันมาต่อชนกัน (cascade)



รูป 2.2-22 แสดงถึงผลรวมวงจรขยายสัญญาณทางไฟฟ้าและการต่อชนกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรเราเลือกให้ค่า $R_2 = R_3 = R_4 = 10$ กิโลโห์ม

$$v_3 = - \left(\frac{R_2}{R_{11}} v_1 + \frac{R_1}{R_{12}} v_2 \right) = - \left(\frac{10}{R_{11}} v_1 + \frac{10}{R_{12}} v_2 \right)$$

$$\text{และ } v_o = - \frac{R_4}{R_3} \cdot v_3 = - v_3 = \frac{10v_1}{R_{11}} + \frac{10v_2}{R_{12}} \dots\dots(2.2-15)$$

จากสมการ (15) จะเห็นได้ว่า ถ้าให้ $R_{11} = 5$ กิโลโห์ม

และ $R_{12} = 2$ กิโลโห์ม ก็จะได้ $v_o = 2v_1 + 5v_2$



2.2.9 วงจร เปรียบเทียบ (COMPARATOR)

วงจรเปรียบเทียบหรือ วงจรขยายสัญญาณความแตกต่างของอินพุท สามารถประยุกต์นำวงจรออปแอมป์มาใช้ในกรณีที่ เป็น วงจรขยายเปิดลูป โดย ปรกติแรงดันไฟเลี้ยงที่ให้แก่ออปแอมป์จะเป็นแรงดัน $+V_{oo}$ และ $-V_{oo}$ ดังนั้น เอาท์พุทของออปแอมป์เมื่อเป็นวงจรขยายเปิดลูปจะอิมิตวอยู่ที $+V_{oo}$ หรือ $-V_{oo}$ เท่านั้น นั่นคือ ถ้าแรงดันที่ขาอินเวอร์ตติงของออปแอมป์มีค่ามากกว่าขา นอนอินเวอร์ตติงเพียงเล็กน้อย แรงดันเอาท์พุทจะอิมิตวอยู่ที $-V_{oo}$ และถ้าแรงดันที่ขาอินเวอร์ตติงมีค่ามากกว่า ขานอนอินเวอร์ตติงแรงดันเอาท์พุทก็จะอยู่ที $+V_{oo}$

จะเห็นได้ว่าลักษณะของออปแอมป์ จึงเป็นวงจรเปรียบเทียบที่ให้แรงดันเอาท์พุท $+V_{oo}$ หรือ $-V_{oo}$ ซึ่งไม่เหมาะที่จะนำไปใช้ในทางดิจิตอลหรือ วงจรอินเตอร์เฟสระหว่างวงจรรานาลอกกับดิจิตอล เพราะวงจรเอาท์พุทอาจทำให้ภาควงจรดิจิตอลเสียหายได้ จึงมีการผลิตไอซีออปแอมป์ที่ออกแบบพิเศษ เพื่อให้ได้แรงดันเอาท์พุท 2 ระดับ เช่น 0 กับ 5 โวลท์

2.2.8.1 ไอซีของวงจร เปรียบเทียบ

ไอซีวงจรเปรียบเทียบมีลักษณะ เป็น วงจรขยายความแตกต่าง (Differential Amplifier) ในลักษณะวงจรขยายเปิดลูป หรือไม่มีการป้อนกลับ ดังนั้น วงจรขยายนี้จึงมีอัตราขยายที่ค่อนข้างสูงมาก และเอาท์พุทก็อิมิตวอยู่ทีระดับแรงดันสองระดับ คือ สูงหรือต่ำ ขึ้นอยู่กับค่าระดับอินพุทที่ขาทั้งสอง

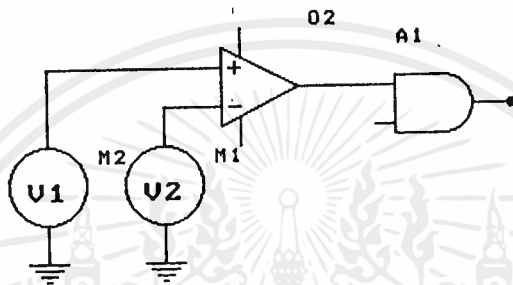
วงจร เปรียบเทียบในออคมคคควรมีลักษณะดังนี้

- อัตราแรงดันของผลต่างที่อินพุทมีค่าอนันต์
- อัตราขยายแรงดันเมื่ออินพุททั้งสองมีเฟสรวมหรืออยู่ในโหมดเดียวกันเป็นศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

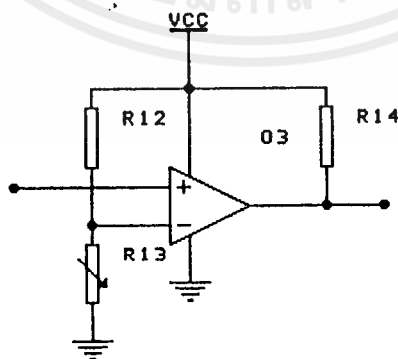
- อินพุทอิมพีแดนซ์ เป็นอนันต์
- เอาท์พุทอิมพีแดนซ์ เป็นศูนย์
- แอมพลิจูดด้านความถี่ เป็นอนันต์
- แรงดันและกระแสออฟเซตเป็นศูนย์

การทำงานของวงจร เปรียบ เทียบ เบื้องต้นแสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.2-23



รูปที่ 2.2-23 วงจร เปรียบ เทียบ เบื้องต้น
 V_o เป็นลอจิก 1 ถ้า $V_1 > V_2$
 V_o เป็นลอจิก 0 ถ้า $V_1 < V_2$

2.5.2 การประยุกต์ใช้งานวงจร เปรียบ เทียบ



รูปที่ 2.2-2.4 การใช้งานวงจร เปรียบ เทียบ เบื้องต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.2-23 เป็นวงจรเปรียบเทียบที่ใช้ในการเปลี่ยนสัญญาณอนาล็อกให้เป็นสัญญาณดิจิทัล ตัวต้านทานที่ต่อเอาต์พุตต้องเลือกให้มีความพอเพื่อกำจัดกระแสไม่ให้เกิดกระแสไหลเข้าไปในตัวไอซีมากเกินไป ในขณะที่เอาต์พุตอยู่ในสภาวะต่ำ ๆ ตัวต้านทาน R1 และ R2 ทำหน้าที่แบ่งแรงดัน +V_{oo} ให้แรงดันอ้างอิง V_{ref} ป้อนที่ขาอินพุตทางด้านอินเวอร์ตติ้ง เพื่อให้สัญญาณที่เข้ามาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงนี้

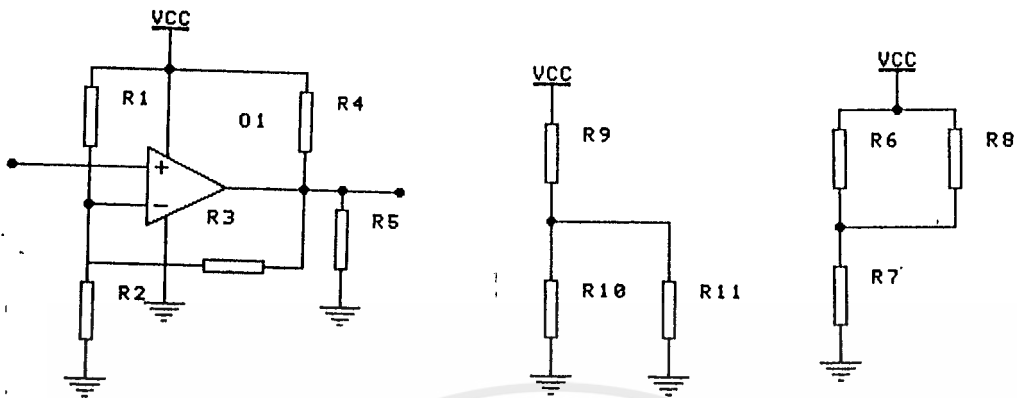
วงจร เปรียบเทียบแรงดันที่ให้อิสเทอร์ เรซิส

วงจรรูป 2.2-23 เป็นวงจรเบื้องต้นในการเปรียบเทียบระดับแรงดัน ถ้าหากว่าที่ขาอินเวอร์ตติ้งมีแรงดันที่เปลี่ยนแปลงระดับอย่างช้า ๆ จะทำให้ตัววงจรเปรียบเทียบทำงานในช่วงที่เป็นเชิงเส้น คือ เอาต์พุตจะค่อย ๆ เปลี่ยน และมีแรงดันอยู่ในช่วงภาวะต่ำสุดและสูงสุดของระดับแรงดันเอาต์พุตและสิ่งที่เราจะแก้ไขผลของสิ่งที่กล่าวมาแล้วนั้น เราทำได้โดยการป้อนกลับจากเอาต์พุตมายังอินพุตแบบบวก หรือ เพิ่มการฮิสเทอร์เรซิสให้กับตัววงจรเปรียบเทียบ รูปที่ 2.2-24 เป็นการต้องการป้อนกลับแบบบวกให้กับวงจร และเพื่อให้วงจรทำงานได้ก็จะต้องกำหนดให้

$$R_{pull\ up} < R_{load} \text{ และ}$$

$$R_8 > R_{pull\ up}$$

ทั้งนี้เพื่อให้วงจรเปรียบเทียบสามารถสวิทช์ได้เต็มที่ถึง +V_{oo} โดยไม่ถูกดึงแรงดันให้ลดลงด้วยตัวต้านทานป้อนกลับ ส่วนภาคการป้อนกลับต้องเลือกให้ค่าแรงดันอินพุตที่เข้ามาแล้ววงจรทำงานได้



รูปที่ 2.2-24 วงจร เปรียบ เทียบระดับแรงดันที่ให้ฮิส เทอร์ เรซิส

ดังตัวอย่างเช่น ถ้าเอาท์พุทแกว่ง 5-0 โวลต์ ถ้าเราต้องการให้การบ้อนกลับเพียง 1. เปอร์เซนต์ หรือ 50 mV นั่นคือเราเลือก $R3 = 100R2$ เพื่ออธิบายการทำงาน เราสมมติว่า แรงดันอินพุทมีค่ามากกว่า แรงดันอ้างอิง ($V_{in} > V_{REF}$) ซึ่งจะทำให้ อินพุทกับเอาท์พุทมาอยู่ที่แรงดันกราวด์ และจะทำให้แรงดันอินพุทที่ขานอนอินเวอร์ตึงมีค่าลดลงโดยผ่านทางค่าต้านทาน R_a ซึ่งจะทำให้เอาท์พุทยังอยู่ที่จุดอิ่มตัวที่กราวด์ยิ่งขึ้น และ การบ้อนกลับเข้าเสริมนี้จะเป็นผลทำให้ เอาท์พุทยิ่งลดแรงดันหรือมีช่วงเวลาการสวิตช์เร็วยิ่งขึ้น (แม้ว่าอินพุททางขานอนอินเวอร์ตึงจะค่อย ๆ เพิ่มขึ้นตาม) และเมื่อแรงดันอินพุทค่อย ๆ ลดลงมามากกว่าแรงดัน V_{REF} เอาท์พุทจะแกว่งขึ้นทางแรงดัน +5V ก็จะทำให้แรงดันที่ขานอนอินเวอร์ตึงสูงขึ้นทำให้การสวิตช์เพิ่มความเร็วยิ่งขึ้น

การบ้อนกลับแบบนี้ทำให้เกิดฮิส เทอร์ เรซิส ซึ่งเราคิดดัดแปลงจากรูป 2.2-24 อีกเพียงเล็กน้อย

จากวงจรจะเห็นว่าเอาท์พุทจะ เปลี่ยนมีสภาวะเป็น ฮิส เทอร์ เรซิส กับแรงดันอินพุทซึ่งเราสามารถทำการโปรแกรมจัดค่าได้ด้วยตัวต้านทานย้อนกลับ R_a , $R2$ กับ การแบ่งแรงดันอ้างอิง + V_{oo} ด้วยตัวต้านทาน $R1$, $R2$

ในขณะที่เอาท์พุทอยู่ในสภาวะต่ำ เอาท์พุทจะสวิทช์ในสภาวะสูงเมื่ออินพุทมีค่าต่ำกว่าแรงดัน VA2 และ เมื่อเอาท์พุทอยู่ในสภาวะสูงจะสวิทช์ไปสภาวะต่ำ เมื่ออินพุทเข้ามามีค่ามากกว่า VA2

ค่าแรงดัน VA1 สามารถคำนวณได้ด้วยวงจรสมมติดังรูป (ค) ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการ

$$\begin{aligned} VA1 &= (+V_{oo}R2)/(R1//R3)+R2 \\ &= [+V_{oo}R2(R3+R1)]/(R1R2+R1R3+R2R3) \quad (2.2-15) \end{aligned}$$

ทำนองเดียวกันสามารถคำนวณหาค่าแรงดัน VA2 ได้จาก

$$\begin{aligned} VA2 &= (+V_{oo}R2//R3)/R1+R2//R3 \\ &= (+V_{oo}R2R3)/(R1R2+R1R3+R2+R3) \quad (2.2-15) \end{aligned}$$

สามารถหาความกว้างของฮิสเทอรีเรซิสได้ดังนี้

$$\begin{aligned} VA &= VA1 - VA2 \\ &= (+V_{oo}R2R1)/(R1R2+R1R3+R2R3) \quad (2.2-15) \end{aligned}$$

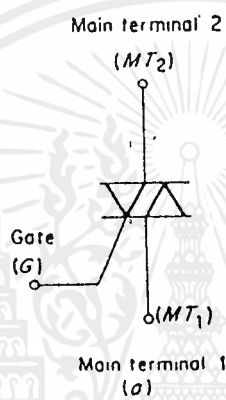
เพื่อให้แน่ใจว่าแรงดัน Vo จะแกว่งได้ระหว่าง +Voo และกราวด์เราควรเลือก

$$R_{pull} < R_L$$

$$R_3 > R_{pull}$$

2.3 ไตรแอค TRIAC

เป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่มีลักษณะคล้ายกับ SCR เพียงแต่ไตรแอคนี้สามารถนำกระแสได้ทั้ง Forward Bias และ Reverse Bias ไตรแอคนี้สามารถนำไปใช้ เป็นอุปกรณ์หรี่ไฟหรือใช้ควบคุมกระแสไฟฟ้าสลับได้ ลักษณะของ ไตรแอคก็เหมือนกับ SCR คือ มา 3 ขา คือ A1, A2 และ Gate (เกท) มีสัญลักษณ์และรูปร่างดังรูป



รูป 2.3-1 แสดงสัญลักษณ์และรูปร่างของ TRIAC

การทำงานของไตรแอคจะเป็นคล้าย ๆ กับสวิตช์ไฟฟ้าสำหรับกระแสสลับ (A.C.) แต่ก็มีข้อดีกว่าสวิตช์ธรรมดา คือ

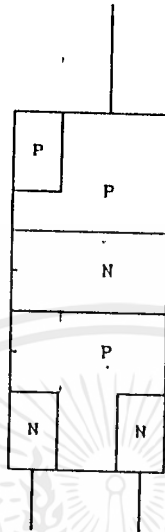
1. การเปิดปิดวงจรไฟฟ้าของไตรแอคควบคุมได้ง่ายให้กำลังงานเพียงเล็กน้อย เข้าที่ขาเกตเท่านั้น
2. ไม่มีการกระทบกระทั่งของหน้าสัมผัสเหมือนสวิตช์ธรรมดา
3. จังหวะการปิดเปิดของวงจรของไตรแอค จะเร็วกว่าสวิตช์ธรรมดาหลายเท่า

2.3-1 โครงสร้างของไตรแอค

ไตรแอคมีโครงสร้างคล้ายกับ SCR เพียงแต่มีลักษณะทาโครงสร้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

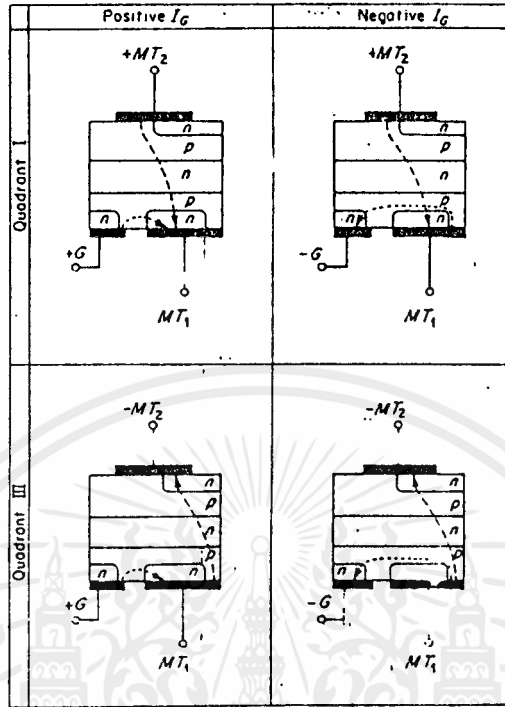
บางอย่างที่แตกต่างกัน คือ ส่วนของขาเกตจะเป็นชั้นของสารกึ่งตัวนำอยู่โดยมี
 บางส่วนของสารกึ่งตัวนำร่วมกับขาตั้งแสดงในรูป



รูป 2.3-2 แสดงโครงสร้างของไทรแอก

ถ้าพิจารณาจากลักษณะ โครงสร้างของไทรแอกเมื่อเทียบกับ SCR แล้วเห็นว่ามีความแตกต่างที่ไม่เหมือนกัน โดยเฉพาะอย่างยิ่งส่วนของสารกึ่งตัวนำทางด้านปลายที่จะต่อกับขั้ว หรือเกต คือที่ขา จะสัมผัสกับเนื้อสารทั้งของ และ ส่วนของ นี้จะยังอยู่ในส่วนของ อีกและขาเกตก็สัมผัสกับส่วนของสารกึ่งตัวนำ ทั้งชนิด และ ที่ฝังอยู่ในเนื้อสาร ที่เป็นเช่นนี้ก็เพราะต้องการที่จะให้ไทรแอก ทำงานได้ทั้งด้านบวก และลบของกระแสไฟสลับ ซึ่งจะเหมือนกับเอา 2 ตัวหันหัวคนละข้าง และสามารถทริกการทำงานด้วยกระแสบวกหรือลบก็ได้

2.3-2 การทำงานของไครแอด



รูป 2.3-3 แสดงการทำงานของไครแอดในแต่ละควอแควน

การทำงานของไครแอดพอจะอธิบายเทียบกับ SCR ได้ดังนี้โดยปกติไครแอดจะต่างจาก SCR ตรงที่ไครแอดสามารถทริกได้ทั้งกระแสลบ และกระแสบวก และนอกจากนี้แล้วแรงดันระหว่าง A1-A2 จะให้สลับกันอย่างไร มันก็ยังคงทำงานได้ ดังนั้นจึงแบ่งการทำงานของไครแอดออกเป็น 4 ควอแควน คือ ในควอแควนที่ 1 เราให้แรงดันที่ขา A2 เป็นบวกและกระแสเกตเป็นลบหรือไหลออกจากเกตในควอแควนที่ 3 จะใช้กระแสเกตเป็นลบเช่นเคยแต่จะให้แรงดัน A2 เป็นลบแทน ส่วนในควอแควนที่ 4 จะให้กระแสเกตเป็นบวกและแรงดัน A2 เป็นลบซึ่งถ้าเขียนในลักษณะแกนของกระแสเกตเป็นแกน x และแรงดัน A2 เป็นแกน Y เราจะได้รูปการทำงานของไครแอด ทั้ง 4 ควอแควนดังในรูป

ในควอแควนที่ 1 ตัวไครแอดจะให้การทำงานเหมือนกับ SCR ทุกอย่าง การทริกไครแอดเกิดขึ้นจากการป้อนกระแสเกตเข้าไปยังชิ้นส่วนสารกึ่งตัวนำ P ทำให้เกิดการนำกระแสระหว่างรอยต่อ P-N เป็นผล ทำให้กระแส

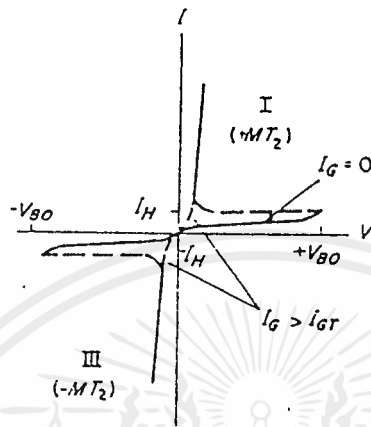
แสงไหลได้ตรงข้าม A1 มาอยู่ที่ A2 โดยผ่านเนื้อสารPNPN ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าส่วนของเนื้อสาร N ที่อยู่ทางด้าน A2 และเกทจะไม่มีส่วนเกี่ยวข้องต่อการทำงานใด ๆ ในควอแครนนี้ ดังนั้น ถ้าคิดว่าไม่มีเนื้อสาร N ที่กล่าวนี้ไตรแอกนี้ก็คือSCR ดี ๆ นั่นเอง

ในควอแครนที่ 2 เรายังคงให้แรงดันที่ A2 เป็นบวกอยู่เช่นเคย แต่ให้กระแสเกทมีค่าเป็นลบ การไหลของกระแสเกทจะไหลจากขา A1 ผ่านเนื้อสาร P เข้าเนื้อสาร N กลับมาขาเกทซึ่งจะผ่านรอยต่อ PN หนึ่งรอยต่อการผ่านรอยต่อนี้จะผ่านได้โดยง่าย เพราะเสมือนกับการไบแอสตรงให้กับหัวต่อไบนี้ การที่ทำให้มีกระแสไหลเนื่องจากกระแสเกทนี้จะทริกให้ไตรแอกทำงาน โดยนำกระแสเกิดการไหลของกระแสจาก A2 มาที่ A1 โดยผ่านเนื้อสารPNPN ตามลำดับตามรูป ก็มีลักษณะเหมือน SCR อีกเช่นกัน

ในควอแครนที่ 3 นี้เป็นการให้กระแสเกทเป็นลบแรงดันที่ขา A2 เป็นลบเช่นกันส่วนของกระแสเกทจะไหลได้โดยผ่านหัวต่อ PNซึ่งจะอยู่ในลักษณะไบแอสตรง และจะทริกการทำงานของไตรแอกให้นำกระแสโดยกระแสจะไหลจากขา A1 ไปยัง A2 โดยผ่านเนื้อสาร PNPN ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าการนำกระแสในควอแครนนี้ทำให้ไตรแอกนำกระแสได้อีกทาง ซึ่งเป็นผลให้ไตรแอกนำกระแสได้ทั้งสองทาง

ส่วนในควอแครนที่ 4 จะเป็นการทริกด้วยกระแสเกทที่เป็นบวก คือกระแสเกทจะไหลจากขาเกทเข้ายังเนื้อสาร P ผ่านหัวต่อ PN ซึ่งต่อในลักษณะไบแอสตรงกลับมายังขา A1 เมื่อทริกการทำงานของไตรแอก ไตรแอกก็จะนำกระแสโดยมีการไหลของกระแสผ่านสารกึ่งตัวนำ PNPN เช่นเคย โดยมีทิศทางลูกศรการไหลของกระแสดังรูป

2.3.3 ลักษณะสมบัติของไครแอค



รูป 2.3-4 แสดงลักษณะสมบัติของไครแอค

2.3.3 ลักษณะสมบัติของไครแอค

ลักษณะของไครแอค ซึ่งเป็นคุณสมบัติใช้ในการพิจารณาในการนำไครแอคมาใช้งานนั้น จะมีคุณสมบัติคล้าย SCR ส่วนมากจะใกล้เคียงกัน ซึ่งในการใช้งาน TRIAC เราควรเข้าใจขั้นคุณสมบัติในตัว TRIAC เพื่อที่จะทำให้ TRIAC ไม่เกิดความเสียหายจากการใช้งานและสามารถควบคุม TRIAC ให้ทำงานได้ตามที่ต้องการ

แรงดันพังทะลุ โวลเตจ (Forward Breakdown Voltage)

คือ แรงดันที่ป้อนเข้าบวกให้กับแอโนด และลบให้กับคาโทด แล้ว TRIAC จะนำกระแสได้โดยที่การนำกระแสของ TRIAC นี้ ไม่ต้องมีกระแสทริก สัญณลักษณะที่ใช้แทนจุดนี้ใช้ V_{BO} , V_{FB} ในการใช้งาน TRIAC เรามักจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไม่ใช่ TRIAC นำกระแสที่จุดนี้ เพราะจะทำให้ TRIAC เสียหายได้ เช่น แรงดันที่เราใช้งานจ่ายไฟสูงสุด 400 โวลต์ เราจะต้องให้แรงดันจุดนี้ของ TRIAC มากกว่า 400 โวลต์

แรงดันบล็อกกิงขณะไบแอสตรง (Forward Blocking Voltage)

คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่คร่อม TRIAC ซึ่งยังไม่ทำให้มันนำกระแส ถึงแม้จะเป็นทิศทางกรไบแอสตรง (Forward Bias) ก็ตาม โดยปกติจะถือเอาช่วง Voltage จาก 0 จนถึงแรงดันทั้งขณะไบแอสตรง (Forward Break down Voltage) คือช่วง Blocking และค่า Forward Blocking Voltage ก็คือ ค่าสูงสุดของวงจร Blocking เพราะฉะนั้นจึงถือว่าเป็นจุดเดียวกัน สัญลักษณ์ที่ใช้ V_{EOM} , $V_{F(OFF)}$, V_{FX}

กระแสไบอัสตรงสูงสุด (Maximum Forward Current)

คือ ค่ากระแสจำนวนมากที่สุดในการใช้งานที่ TRIAC บ่อยมาให้ไหลผ่านตัวมันโดยไม่ทำให้ TRIAC ชำรุด เพราะกระแสนี้จะเป็นกระแสที่ทำให้รอยต่อเกิดความร้อนจนมันพังได้ ดังนั้นในขณะใช้งานจึงจะต้องเลือกค่านี้ให้พอเหมาะจากข้อแนะนำของผู้ผลิตได้กล่าวไว้ว่า ถ้าให้กระแสใช้งานมีค่าเฉลี่ย 1A จะต้องเลือกใช้ TRIAC ที่มีกระแสน้อยอย่างน้อย $1.5+A$ และต้องมีแบ่งระบายความร้อนด้วย สัญลักษณ์ที่ใช้ $I_{F MAX}$

กระแสโฮลดิ้ง (Holding Current)

เป็นค่ากระแสต่ำสุดที่จะสามารถรั้งให้ TRIAC ยังคงอยู่ในสภาพ ON ต่อไปได้ TRIAC หลังจากที่ได้กระตุ้น TRIAC แล้ว ถ้ากระแสที่ผ่านตัว TRIAC ถูกลดลงให้ต่ำกว่ากระแสโฮลดิ้งนี้แล้ว SCR จะต้องกลับไปสภาพ OFF ทันที กระแสโฮลดิ้งนี้จะมีค่าสูงขึ้น เมื่อมี อุณหภูมิลดลง สัญลักษณ์ที่ใช้ I_H

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสกระชอกสูงสุด (Maximum Peak surge Current)

เป็นค่าสูงสุดของกระแสที่ TRIAC ยอมให้ไหลผ่านได้ในช่วงระยะเวลาสั้น ๆ ประมาณครึ่ง Cycle ค่านี้จะมีค่าสูงมาก เช่น IF เท่ากับ 5 Amp. แต่กระแสนี้อาจจะมีค่าถึง 35 Amp. สัญลักษณ์ที่ใช้ IF(SURGE)

กระแสจุกชนวนเกต (Gate Trigger Current)

เป็นกระแสที่ใช้ในการทริกหรือจุกชนวนให้ TRIAC ทำงานได้โดยทั่วไปผู้ผลิตมักจะบอกค่ากระแสนี้เป็นค่าต่ำสุด ค่ากระแสนี้อาจจะเปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิได้สัญลักษณ์ที่ใช้ IGT(MIN)

แรงดันจุกชนวนเกต (GATE TRIGGER VOLTAGE)

เป็นค่าแรงดันที่ใส่เข้าทางเกต เมื่อเทียบกันขาคาโทด แรงดันที่ให้ที่เกตนี้ถ้ามีค่าเท่ากับแรงดันจุกชนวนแล้ว จะทำให้ TRIAC นำกระแสสัญลักษณ์ที่ใช้ VGT

อุณหภูมิรอยต่อ (Junction Temperature)

คือ อุณหภูมิสูงสุดระหว่างรอยต่อของสาร PN ภายในตัว TRIAC ที่ จะยอมให้เกิดขึ้นระหว่างที่ SCR Conduct ใช้สัญลักษณ์ T_j

Delay Time

คือ เวลาที่เสียไปในการ Turn on เริ่มนับตั้งแต่เวลาที่กระตุ้น Gate จนถึง 10% ของการ Conduct เต็มที่ จะใช้สัญลักษณ์ T_d

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า dv/dt

เป็นค่าต่ำสุดที่กำหนด ของอัตราการเปลี่ยนแปลงการ Forward Voltage ที่คร่อม TRIAC ที่จะเปลี่ยนทำให้มันเปลี่ยนสถานะเข้าสู่การนำกระแส ถ้าแรงดันที่ของ TRIAC เพิ่มขึ้นเร็วกว่า dv/dt ผลของค่า Capacitor ที่เกิดขึ้นภายใน A2 TRIAC จะทำให้กระแสจำนวนมากพอไหลเข้า ขาเกต (ภายใน) ทำให้ TRIAC นำกระแสเองได้ ทั้ง ๆ ที่ไม่มี Pulse มาป้อนที่เกต จากภายนอกเลย ตามปกติจะมีค่าอยู่ระหว่าง 3 v/μs จนถึง 125 v/s

ค่า di/dt

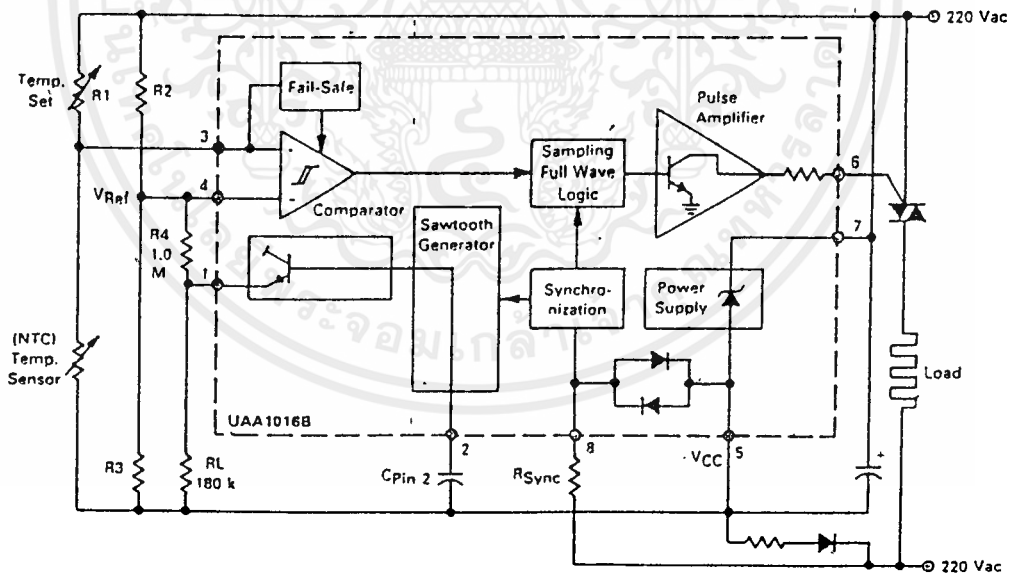
คือ อัตราการเพิ่มของ I_A ถ้าอัตราการเพิ่มของ I_A เกินกว่าค่า di/dt กระแสจะไหลผ่านรอบต่อของสารกึ่งตัวนำไม่ทั่วพื้นที่ จะไหลผ่านเฉพาะจุดบริเวณที่เริ่มนำกระแสก่อนเท่านั้น ดังนั้น บริเวณนั้นจะเกิดความร้อนขึ้นสูงมากเกินกว่าที่มันจะทนได้ และก็จะเกิดเสียหายได้ในที่สุด ค่า di/dt จะมีค่าอยู่ระหว่าง 100 A/μs - 400 A/μs

2.4 ซีโรโวลต์ เตจคอนโทรลเลอร์

UAA 1016 B

UAA 1016 B ออกแบบเพื่อขับไทรแอกด้วยเทคนิคของ ซีโรโวลต์เตจชนิด RFI FREE POWER REGULATION ของ RESISTIVE LOAD แบ่งออกได้ ดังนี้

1. ควบคุมอุณหภูมิเกิน PROPORTIONAL โดยการปรับแบนด์
2. ปรับความถี่ BURST
3. SENSOR FAIL SAFE
4. ไม่มีกระแส DC เข้า LINE หลัก
5. ทำงานด้วย AC LINE โดยตรง
6. ฟัลส์กระแสเอาท์พุทลบ (ไทรแอก ควอดแคนท์ 2 และ 3)
7. ใช้อุปกรณ์มาต่อภายนอกไม่มากนัก



- Design Notes:
1. Let $R4 > SRL$
 2. Select $\frac{R2}{R3}$ Ratio for a symmetrical reference deviation centered about Pin 1 output swing, R2 will be slightly greater than R3
 3. Select R2 and R3 values for the desired reference deviation where $\Delta V_{REF} = \frac{\Delta V_{Pin 1}}{\frac{R4}{R2 || R3}}$

2.3-1 บล็อกไดอะแกรมและตำแหน่งขา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายละเอียด

วงจรกระแสพัลส์ไปที่ไทรแอกที่ ZERO CROSSINGS ของเมนไลน์ที่ขา 8 โดยผ่าน RSYNC ลอจิกพูลเวฟภายใน ทำให้ไทรแอก LATCH ในรอบพูลเวฟ เพื่อป้องกันอุปกรณ์ Dc ในส่วนไลน์หลัก

ทริกเกอร์พัลส์จะทำงานเมื่อคอมพาราเตอร์ ตรวจสอบแล้วพบว่าขา 3 มากกว่าขา 4 โดยที่ตรวจจับอุณหภูมิที่ผ่านไปยัง NTC ให้ค่าน้อยกว่าที่ตั้งไว้ (VREF เทียบกับบริดจ์)

UAA 1016B มีโหมดเบสภายในสำหรับควบคุมแบนด์อุณหภูมิพรีออพชั่น โดยส่วนมากแล้วระบบเรคคูลเททความร้อน ต้องการเพียงอุณหภูมิที่มีโอเวอร์ชูทต่ำจะมีความเที่ยงตรง ซึ่งไม่สามารถเรคกูเรทเปิด-ปิดได้โดยตรง (รูป)

ตัวสร้างสัญญาณฟันเลื่อยความถี่ต่ำภายในเอาท์พุทที่ขา 1 ปรับค่าได้ตามคาบของ VREF การเปลี่ยนแปลงแบนด์อุณหภูมิของการควบคุมกำลัง PROPORTIONAL (รูป)

วงจร FAIL SAFE จะตัดเอาท์พุทพัลส์ เมื่อวงจรเซนเซอร์ทำงานผิดพลาด (วงจรช็อต)

ไอซี ต่อไฟโดยตรงโดยมีตัวต้านทาน, ไคโอด และฟิลเตอร์คาปาซิเตอร์

รายละเอียดของวงจร

เพาเวอร์ซัพพลาย

กระแสถูก RECTIFIER โดยซีเนอร์เหลือ 8.6 โวลท์กระแสใน UAA 1016 B น้อยกว่า 1 มิลลิแอมป์ กระแสที่ผ่าน DROPPING รีซิสเตอร์ใช้บริดจ์เซนเซอร์ และสัญญาณพัลส์มาทริกที่ขาเกทของไทรแอก กระแสส่วนเกินจะถูกแยกออกไปที่อินทีเกรทซีเนอร์ การคอนซัมชันกระแสพัลส์ไทรแอก อาจได้จากรูป 2.4.4 และรูป 2.4.5 ใช้ค่า DROPPING รีซิสเตอร์ 18 กิโลโอห์ม 2 วัตต์

คุณสมบัติทางไฟฟ้า (TA = 25°C, โวลต์ เติงเทียบขา 7)

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (TA = 25°C, Voltages referred to Pin 7 unless otherwise noted)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Current Consumption (Pins 6 and 8 not connected)	I _{CC}	—	0.8	1.5	mA
Stabilized Supply Voltage (V _{Pin 5}) I _{CC} = 2.0 mA max	-V _{CC}	-9.6	-8.6	-7.6	V
Output Pulse Current (V _{Pin 6} from -1.0 to +1.0 Volt)	I _{out}	60	90	120	mA
Output Pulse Width R _{Pin 8} = 220 kΩ, V _{mains} = 220 Vac/50 Hz, (Figures 4 and 5)	t _{p1} t _{p2}	58 160	60 220	120 320	μs
Comparator Input Offset Voltage (V _{Pin 3} - V _{Pin 4})	V _{off}	-10	—	+10	mV
Comparator Common Mode Voltage Range	V _{CM}	-V _{CC} + 1	—	-1.5	V
Input Bias Current (Pins 3 and 4)	I _{IB}	—	—	1.0	μA
Output Leakage Current (I _{Pin 6}) V _{Pin 6} = +2.0 V	I _{outL}	—	—	10	μA
Fail-safe Threshold Voltage (V _{Pin 3})	V _{FSTH}	—	-0.7	—	V
Capacitor Charging Current (Source)	I _{Pin 2}	-20	-18	-12	μA
Capacitor Discharge Current (Sink)	I _{Pin 2}	—	6.4	—	mA
Sawtooth Pulse Length (C _{Pin 2} = 1.0 μF)	t _{saw}	—	0.85	—	S
Output Threshold Sawtooth Levels (V _{Pin 2})	V _{TH1} V _{TH2}	— —	-1.0 -V _{CC} + 1.25	— —	V
Output Voltage Pin 1	V _{Pin 1}	—	V _{Pin 2} - 0.75	—	V

คอมพาราเตอร์

เมื่อโวลต์ เติงที่ขา 3 มากกว่าขา 4 คอมพาราเตอร์ จะส่งสัญญาณพัลส์ไปยังเกจของไตรแอก (รูป 2.3.3) ค่าออฟเซ็ทไฮเสตติสของอินพุตออกแบบให้มิต่ำค่า ±10 มิลลิโวลต์ ซึ่งเป็นค่าต่ำสุดที่ไม่สามารถควบคุมแบนด์อุมทงมิตังรูป 2.3.6 นอยซ์รีแอคชั่นมาจากชิงโครนัสแซมบิงของเอาท์พุทคอมพาราเตอร์ระหว่างเวลาที่น้อยมาก ๆ < 100 นาโนวินาที

แหล่งจ่ายสัญญาณพื้น เลือย

สัญญาณถูกสร้างมาจากแหล่งกระแสคังที่ 7.5 ไมโครแอมป์ ชาร์ทคาปาซิเตอร์ภายนอกที่ขา 2 ระหว่าง 2 ค่าแรงคัน, V_{TH1} และ V_{TH2}

$$V_{TH1} = -10.0$$

$$V_{TH2} = -V_{CC} + 1.25 \text{ V}$$

กระแสขาร์ทและคิสขาร์ทเกิดขึ้นเฉพาะครึ่งไซเคิลของไลน์จากวงจร V ที่ขา 1 และ V ที่ขา 2 -0.75 V กระแสสูงสุด 1 มิลลิแอมป์ แต่เพื่อให้สัญญาณนี้มีความเรียบมาก จึงใช้กระแส 40ไมโครแอมป์ รูปที่ 2.3.7

FAIL SAFE

เอาท์พุทพัลส์ถูกกำจัดโดยวงจรเฟลเซฟ ถ้าคอมพาราเตอร์อินพุทโวลท์เตจเกินเทรชโฮลโวลท์ จะเกิดขึ้นถ้าวงจรเซนเซอร์อุณหภูมิเกิดผิดพลาดขึ้นมา

ลอจิกฟูล เวฟสัญญาณแชนบิ่ง

นำสัญญาณซีโรครอสซิงทริกเกอร์พัลส์ 2 ชนิด โดยจะเกิดที่ครึ่งไซเคิลบวกของไลน์ไปลย้งเจนเนอร์เรชั่นนอยส์ (รูป 2.4.8) ที่ทุกซีโรครอสซิงพัลส์อยู่ในตำแหน่งตามรูป 2.4.4 ความยาวของพัลส์ปรับได้โดยปรับ RSYN ที่ขา 8 เพื่อให้กระตุ้นสัญญาณบวกให้ไทรแอกที่จุดวิกฤต

พัลส์แอมป์ฟาย

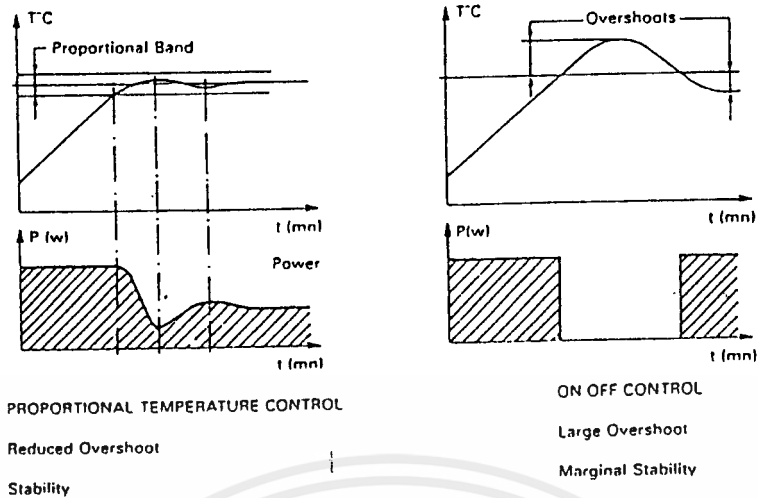
วงจรพัลส์แอมป์ฟาย ส่งพัลส์กระแสที่น้อยที่สุดประมาณ 60 มิลลิแอมป์ ไทรแอกถูกทริกในควอดแดนท์ที่ 2 และ 3

วงจรชิงโครไนเซชั่น

วงจรนี้ตรวจรับเบนซีโรครอสซิงที่ผ่าน RSYN และค่าที่ลือกไว้จะกำหนดความยาวพัลส์ ตรวจจับกระแสซีโรครอสซิงมีค่าประมาณ ± 27 ไมโครแอมป์ ± 97 ไมโครแอมป์ รูป 2.4.4 และรูป 2.4.5

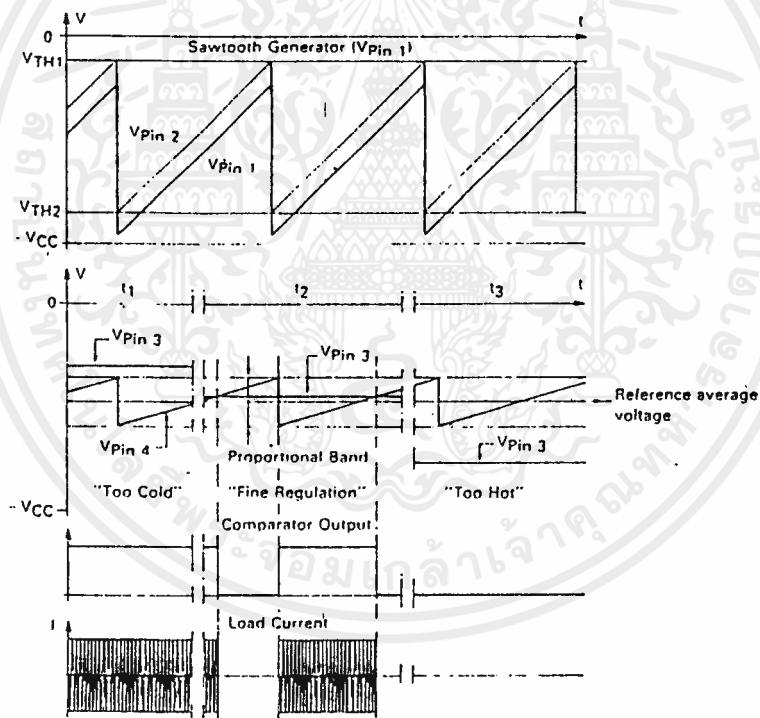
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE PROPORTIONAL TEMPERATURE CONTROL versus ON/OFF CONTROL



2.4.2 การควบคุมอุณหภูมิชนิด PROPORTIONAL

FIGURE SAWTOOTH GENERATOR AND PROPORTIONAL BAND



รูป 2.4.3 Sawtooth Generator and Proportion Band

รายละเอียดของรูป 2.4.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 1 ค่าเฉลี่ยของ VREF กำหนดโดย R2 และ R3, R4

กำหนดขนาดของสัญญาณพื้นเลื้อยและแบนด์ PROPORTIONAL

รูป 2.4.3 แสดงสภาวะ

1. ระหว่าง t_1 จะมี V ที่ขา 3 VREF และคอมพาราเรเตอร์ จะ "ON" และไทรแอกทำงาน

2. ระหว่าง t_2 $V_{ขา3}$ อยู่ในแบนด์ PROPORTIONAL และเพาเวอร์เฉลี่ยส่งไปโหลดได้ในช่วงเพาเวอร์สูงสุด

3. ระหว่าง t_3 $V_{ขา3}$ น้อยกว่า VREF ไทรแอกไม่ทำงาน

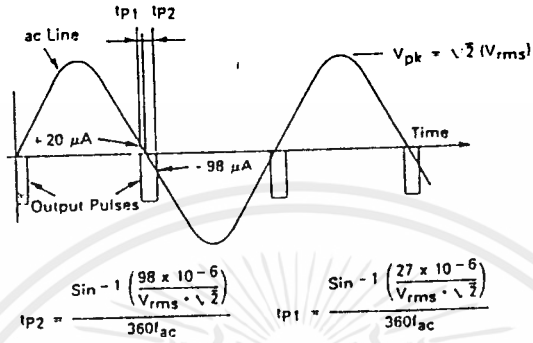
เมื่ออุณหภูมิของเซนเซอร์สูงกว่าค่าที่ตั้งไว้จะทำการลดลงจนเสมือนไม่มีความร้อนเกิดขึ้น $V_{ขา3} - V_{ขา4}$ ต้องเกินครึ่งหนึ่งของค่าไฮสเตรจิสก่อนที่จะมีการหัพปลายอีกครั้ง ในทางตรงกันข้าม เมื่ออุณหภูมิของเซนเซอร์ต่ำกว่าค่าที่ตั้งไว้ จะยังคงรักษาไว้ ณ ตำแหน่งนั้น UNCONTROLLABLE แบนด์จะมีขนาดเล็กมาก ถ้าไฮสเตรจิสมีขนาดเล็กมาก

วงจรอุณหภูมิเซนเซอร์ ใช้วีสโตนบรีดจ ซึ่งรวมเซนเซอร์อิเลิเมนต์คอมพาราเรเตอร์อินพุทอาจไม่ต่อกับเพาเวอร์ไลน์ ถ้าเซนเซอร์อิเลิเมนต์ เป็นรีซิสเตอร์ใช้ค่า P-N จังชัน ลดค่านอยซ์รีเจ็คชัน

โหลดบางอย่าง ถึงแม้จะออกแบบให้ใช้กับความต้านทาน แต่ก็ยังมีผลทางอุปกรณ์ด้านความเหนียวหน้าเฟสชิฟที่ขา 8 เกิดจาก C3 ที่ต่อกับขา 8 รูป 9 ค่ากระแสสูงสุดที่ขา 1 ประมาณ 40 ไมโครแอมป์ขณะที่สัญญาณพื้นเลื้อยมีขนาดเหมาะสม

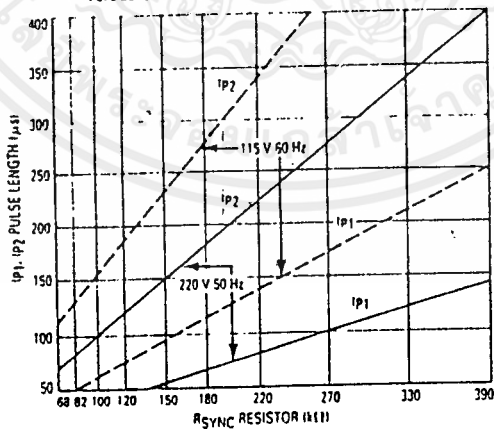
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE OUTPUT PULSE WIDTH DEFINITIONS



รูป 2.4.4 ความกว้าง เอาท์พุทพัลส์

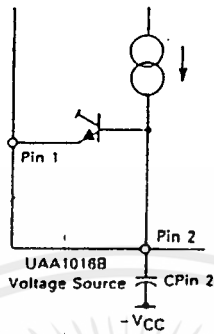
FIGURE TYPICAL OUTPUT PULSE LENGTH versus SYNCHRONIZATION RESISTOR



รูป 2.4.5 ความยาว เอาท์พุทพัลส์, ซิงโครไนเซชัน รีซิสเตอร์

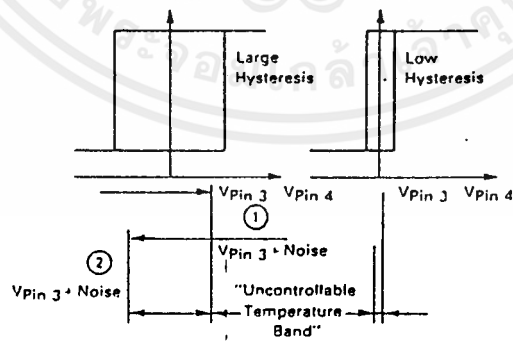
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE PIN 1 INTERNAL NETWORK



รูป 2.4.6 ผลของอินพุตคอมพาราเรเตอร์ HYSTERESIS

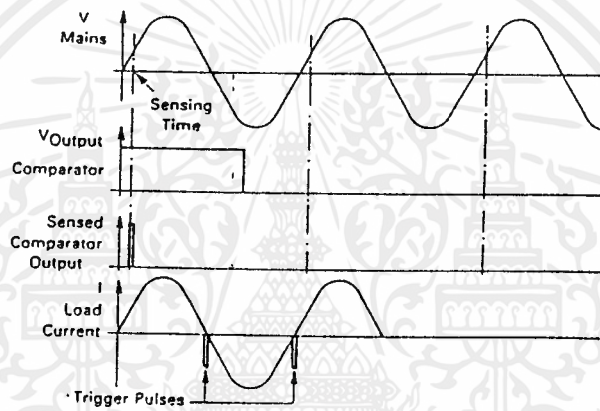
FIGURE EFFECTS OF INPUTS COMPARATOR HYSTERESIS



รูป 2.4.7 วงจรภายในขา 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE TRIGGER PULSE GENERATION



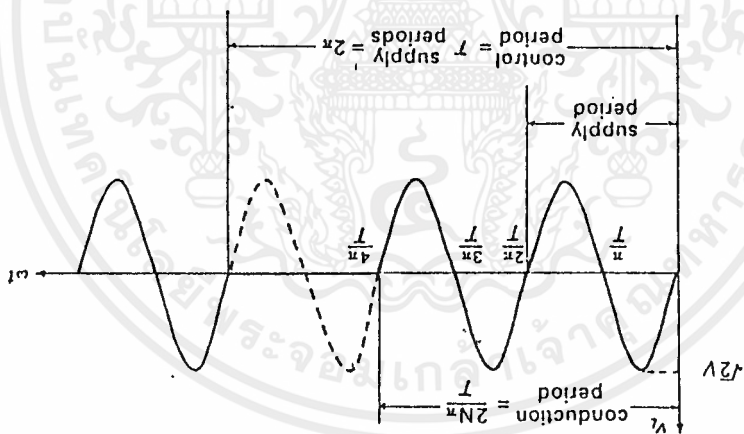
รูป 2.4.8 ทริกเกอร์พัลส์ เจนเนเรเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 อินทิกรัล-สี่เหลี่ยม-ทริแอกอร์ ที่ใช้ควบคุมในสวิตเซอร์

จาก รูป 2.5.1 รูปสี่เหลี่ยมประกอบด้วยจำนวน N รูปสี่เหลี่ยมที่ทำงาน (conducting cycle) ในจำนวนหนึ่งความถี่ของเวลา T ของแหล่งจ่าย ค่าแรงดันของโหลดความถี่จะขึ้นกับจำนวนความถี่ของแหล่งจ่าย

1. ความยาวของแหล่งจ่าย ดังในสมการ 2.5-1



รูป 2.5.1

$$VL = 2V \sin wt$$

$$2V (N+M)$$

เมื่อ $M = 0, 1, 2, 3$

แต่ในการวิเคราะห์การพรีดิคชันสำหรับค่าความยาว 2π จะใช้ On = 0, bn = 0, a1 = 0, b1 = 1 ซึ่งจะอยู่ในรูปของฟังก์ชัน VL ในรูปของสัญญาณ sine

จาก รูป 2.5.1 ความยาวของแหล่งจ่ายจะขึ้นกับเวลาของแหล่งจ่าย

$$VL = 2V \sin I wt$$

$$\begin{vmatrix} 0 \\ 2V (N/I) \\ 2V (N/I) \end{vmatrix} + 0 \dots \dots (2.5-2)$$

โดยที่ $2 V$ จะเป็นค่า Peak ของแหล่งจ่าย เพราะฉะนั้นจะได้ฟูเรียร์สจากสมการ 2.5-2

$$a_0 = \frac{1}{N} \int_0^{2\pi(N/T)} VL(\omega t) d\omega t = 0 \quad \dots\dots(2.5-3)$$

$$a_n = \frac{1}{N} \int_0^{2\pi(N/T)} VL(\omega t) \cos n\omega t d\omega t$$

$$= \frac{2 V}{n(T^2-n^2)} \frac{T}{T} [1 - \cos \frac{2\pi n N}{T}] \quad \dots\dots(2.5-4)$$

$$b_n = \frac{1}{N} \int_0^{2\pi(N/T)} VL(\omega t) \sin n\omega t d\omega t$$

$$= \frac{2 V}{n(T^2-n^2)} \frac{T}{T} [-\sin \frac{2\pi n N}{T}] \quad \dots\dots(2.5-5)$$

ค่าขนาด (Magnitude) ของฮาร์โมนิกที่ n ของ C_n โดยที่ $n = T$

$$C_n = a_n^2 + b_n^2$$

$$= \frac{2 V T}{n(T^2-n^2)} [2(1 - \cos \frac{2\pi n N}{T})]^2$$

$$2. \quad = \frac{2 V T}{n(T^2-n^2)} [4 \sin^2 \frac{\pi n N}{T}]$$

ดังนั้น $C_n = \frac{2 V T}{n(T^2-n^2)} 2 \sin^2 (\frac{\pi n N}{T}) \quad \dots\dots(2.5-6)$

ค่ามุมเฟสของฮาร์โมนิก ซึ่งเป็นมุมระหว่างแหล่งจ่ายและค่าฮาร์โมนิกที่ n ของกระแส

$$Y_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n}$$

$$Y_n = \tan^{-1} [1 - \cos(2\pi n N/T) / \sin(2\pi n N/T)]$$

$$= \tan^{-1} [\sin \pi n N / T] / -\cos \pi n N / T$$

ดังนั้น

$$Y_n = \pi - \pi n N / T \text{ for } n < T$$

$$= \pi n N / T - \pi \text{ for } n > T$$

5.1.1 ฮาร์โมนิกย่อยของความถี่แหล่งจ่าย ($1 < n < T$) (Subharmonic of Supply frequency)

ในการควบคุมโดยใช้สัญญาณอินทิกรัล ไซเคิล (Integral Cycle Newstorm) จงสร้างส่วนประกอบของฮาร์โมนิกย่อยของความถี่แหล่งจ่าย ถ้า $n=1$ ในรูปสมการ 2.5-4 ถึง 2.5-6 จะได้ $1/T$ th ของฮาร์โมนิกย่อย ซึ่งเป็นค่าต่ำสุดของฮาร์โมนิกย่อย ในรูป 2.5-1 เป็นตัวอย่างค่าต่ำสุดของฮาร์โมนิกย่อย เมื่อ $T=3$ $1/T$ ไม่จำเป็นจะต้องมีขนาดเล็กที่สุด ในกรณี $n < T$ ค่ามุมเฟสของฮาร์โมนิกของกระแสที่ n จะมีค่าเป็นมุมลบ ถ้า $nN > T$ มุมเฟสของฮาร์โมนิกจะเป็นบวก

ดูจากรูป 2.5.1 ถ้า $n > 3, N=2$ เราจะได้ส่วนประกอบฮาร์โมนิกของกระแสเป็นลบ (Current Harmonic Component)

$n < 3$ สมมติให้ $n=1$ หรือ $1/T$ th ของฮาร์โมนิกย่อย (Subharmonic) จะมี

$$Y_n = \pi - 2\pi/3 = + \pi/3 \text{ rad}$$

ถ้า $n=2$ หรือ $2/T$ th ของฮาร์โมนิกย่อย จะได้

$$Y_n = \pi - 4\pi/3 = - \pi/3 \text{ rad}$$

5.1.2 ส่วนประกอบของฮาร์โมนิก เนื่องจากความถี่ของแหล่งจ่าย (Supply Frequency Harmonic Component) ($n=1$)

ถ้าค่า $n = T$ ซึ่งจากสมการ 2.5-4 ถึง 2.5-6 เราจะได้ฟูเรียร์ส์

$$a_n = T = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi n/T} VL (wt) \cos T wt \, dwt \quad \dots(2.5-8)$$

$$b_n = T = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi n/T} VL (wt) \sin T wt \, dwt$$

$$= 2V/2\pi [2\pi N/T] = 2 V N/T \quad \dots(2.5-9)$$

เราจะได้ขนาดของ $C_n = T$ (Magnitude $C_n = T$)

$$C_n = 2 V N/T$$

จากผลของ $a_n = T = 0$ แสดงว่าส่วนประกอบความถี่ของกระแส จะอินเฟสกับค่าแรงดัน แต่วงจรอินทิเกรต ไซเคิล (Integral Cycle Circuit) จะไม่ทำงานที่เพาเวอร์แฟกเตอร์เท่ากับหนึ่ง เพราะในช่วงคาบเวลาควบคุม (Control Period) จะไม่มีการจ่ายค่ากระแสเต็มคาบเวลา จากรูป 2.5.1 เราจะได้ $C_n = 2/3$ Per unit ของผลการตอบสนองของสัญญาณไซน์ที่แหล่งจ่ายเดียวกัน ดังนั้น แมกนิจูดของส่วนประกอบความถี่แหล่งจ่ายของกระแส จะเป็นสัดส่วนกับจำนวนคลื่นตัวนำ (Conducting Cycles)

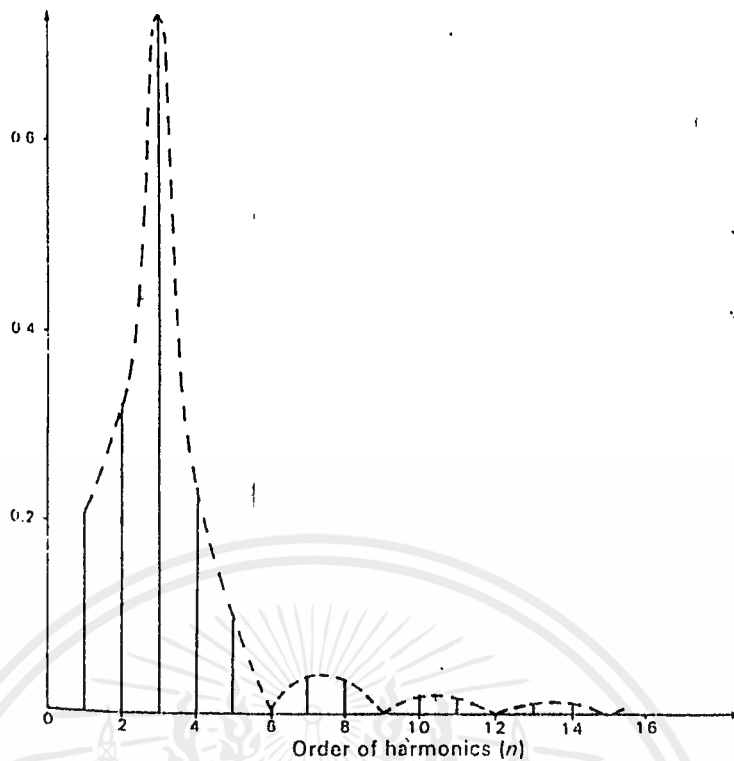
5.1.3 ค่าฮาร์โมนิกที่ศูนย์ (Zero-Value Harmonic)

จากสมการที่ 5.6 ถ้า $n=T$ เราจะได้ฟูรีเยร์ในเทอม $\sin (n\pi n/T)$ เป็นศูนย์ ดังนั้น $\sin (n\pi n/T)$ จะเป็นศูนย์ก็ต่อเมื่อ

$$n = TK/N \quad \text{เมื่อ } K = 1, 2, 3 \quad \dots(5.11)$$

จากรูป 2.5.1 $n=2$, $T=3$ ค่าแอมพลิจูด C_n ของฮาร์โมนิกจะเท่ากับศูนย์ เมื่อ $n = 6, 9, 12$ เมื่อ $K = 4, 6, 8$ ดังนั้นค่า K จะมีผลต่อค่า C_n

จากรูป 2.5.2 เราจะได้เห็นสเปกตรัมของฮาร์โมนิก ที่ $N=2$ และ $T=3$



รูป 2.5.2 Harmonic load voltage amplitude for integral cycle control
 $N = 2, T = 3$

5.1.4 ส่วนประกอบของความถี่ฮาร์โมนิกที่อันดับสูง เมื่อ n มีค่าหลายเท่าของ T ($n = T$) เมื่อ

เมื่อ n มีค่าหลายเท่าของ T จากสมการ 2.5-6 เราจะได้ $\sin(K\pi N)$ ซึ่งในเทอมนี้จะมีค่าเป็นศูนย์ทุก ๆ ค่าของ N และทุก ๆ ค่าของ K ดังนั้น ค่าแอมพลิจูดของ C_n ก็จะเท่ากับศูนย์ในทุกกรณีด้วย เมื่อ

$$n = KT \quad \text{เมื่อ } K = 1, 2, 3 \quad \dots (2.5-12)$$

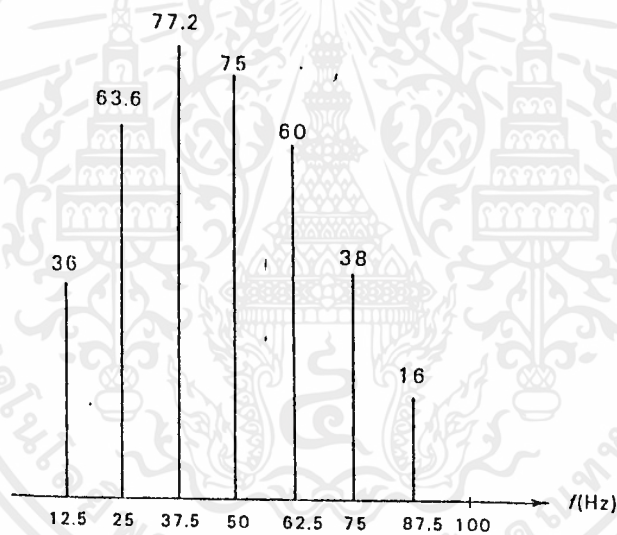
จากรูป 2.5.1 และ 2.5.2 เมื่อ $N = 2$ และ $T = 3$ ค่าแอมพลิจูดจะเท่ากับศูนย์ เมื่อ $n = 6, 9, 12, 15, 18$

5.2 ฮาร์โมนิก แอมพลิจูด สเปกตรัมของอินทิกรัล ไซเคิล เวฟฟอร์ม (Harmonic Amplitude Spectrum of Integral-cycle Waveform)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.1 ผลของการเพิ่ม N เมื่อ T คงที่

เมื่อ $N \ll T$ สเปกตรัมของฮาโมนิก การกระจายฮาโมนิกของ ความถี่แหล่งจ่ายจะเรียงกัน จากรูป 2.5-3 a เมื่อ $N=1$ และ $T=8$ ค่าต่ำสุดของฮาโมนิกย่อยจะเป็น $1/8$ ของความถี่แหล่งจ่าย และถ้า $N = T = 8$ จะมีแอมพลิจูดของฮาโมนิกย่อย จะมีค่าใกล้เคียงกับค่าแอมพลิจูดของความถี่แหล่งจ่าย



Harmonic amplitude spectrum for integral-cycle waveform $T = 4$

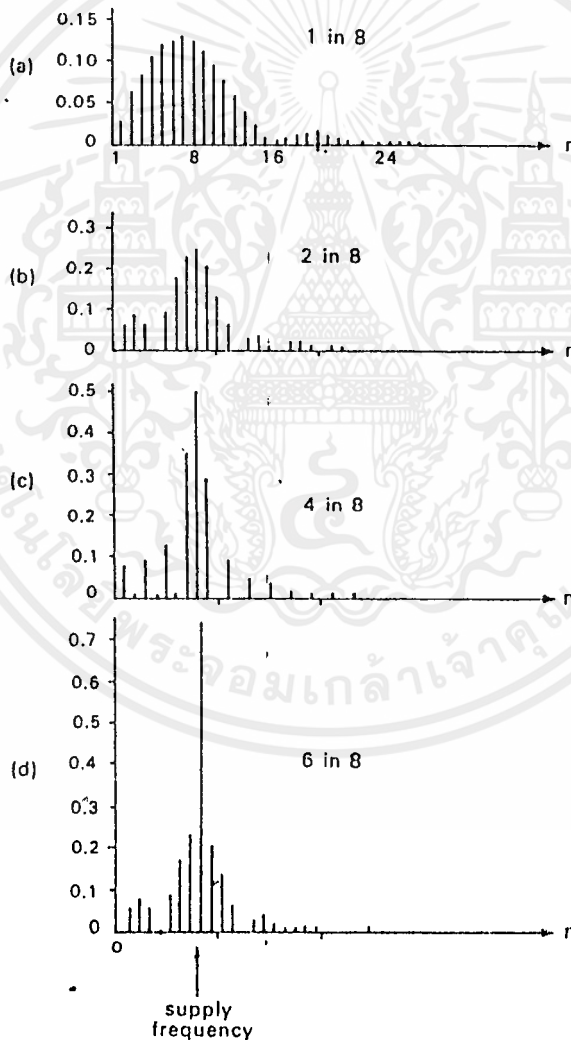
รูป 2.5.3

จากรูป 2.5-3b เมื่อ $N=2$ เราจะหาค่าแอมพลิจูดเป็นศูนย์ได้จาก สมการ 2.5-11 เมื่อ $n = 4, 12, 16$ และจากสมการ 2.5-12 เราจะได้ แอมพลิจูดเป็นศูนย์ที่ $n=16, 24, 32$ ในขณะที่ N เพิ่มขึ้น เมื่อ T คงที่ ค่าฮาโมนิกของความถี่แหล่งจ่ายจะเพิ่มเป็นสัดส่วน

แต่ถ้า $n = T$ ฮาโมนิกจะเปลี่ยนตาม $\sin (n\pi N/T)$

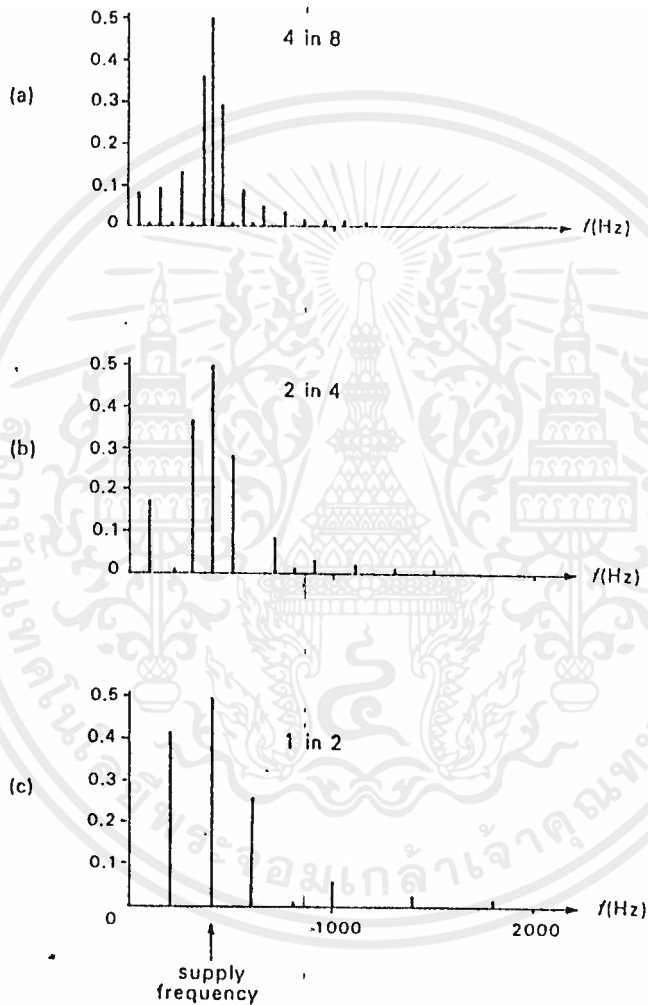
5.2.2 ผลของการเพิ่ม N เมื่อ N/T คงที่

เมื่อ N/T คงที่ ฮาร์โมนิกของความถี่แหล่งจ่ายจะคงที่ด้วย จากรูป 2.5.4 เป็นการแสดงสเปกตรัมของฮาร์โมนิกที่ $N/T = 1/2$ เมื่อ $N = 4, 2, 1$ โดยเรากำหนดให้ฮาร์โมนิกของความถี่แหล่งจ่ายมีค่าเท่ากับ $= 0.5$ percent ในการเพิ่มขึ้นของ N จะเป็นการคัดเลือกเฉพาะฮาร์โมนิกที่แน่นอน ซึ่งในรูป 2.5.4c เมื่อ $N = 1$ และ $T = 2$ จากรูปจะประกอบด้วยฮาร์โมนิก $1/2$ และ $3/2$ ของฮาร์โมนิกของความถี่แหล่งจ่าย แต่ในการเพิ่ม N จาก 2 ไป 4 จากรูปจะเป็นการประมาณของจำนวนฮาร์โมนิกทั้งหมด



รูป 2.5.4 Harmonic amplitude spectra for integral-cycle waveform T=8 (a) N=1, (b) N=2, (c) N=4, (d) N=6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.5.5 Harmonic amplitude spectra for integral-cycle waveform with N/T fixed (a) $N = 4$, $T = 8$, (b) $N = 2$, $T = 4$, (c) $N = 1$, $T = 2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 rms. load voltage and load power

5.3.1 แรงดันและริเปิลแฟคเตอร์ (Ripple factor)

ค่าแรงดัน rms. V_L ของฟังก์ชัน $V(\omega t)$ ในรูป 2.5.1 เราจะได้

$$V_L^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V^2 \sin^2 T\omega t \, d\omega t \quad \dots (2.5-13)$$

เพราะฉะนั้น $V_L = V \sqrt{(N/T)} \quad \dots (2.5-14)$

ถ้า $N = T$
 $V_L = V$

แต่ถ้า V_L rms จะประกอบด้วย ส่วนประกอบความถี่ของแหล่งจ่าย

$V_n = T$ หรือ V_T และ ฮาร์โมนิกที่ไม่เกิดจากความถี่แหล่งจ่าย (V_H)

เพราะฉะนั้น $V_L^2 = V_T^2 + V_H^2 \quad \dots (2.5-15)$

จากสมการที่ 2.5-10 เราจะได้ V_T

$$V_T = V \cdot N/T \quad \dots (2.5-16)$$

เพราะฉะนั้น จากสมการ 2.5-13, 2.5-14 เราจะได้ V_H อยู่ในรูปของ N และ T

$$V_H = V \sqrt{(N/T) - (N/T)^2}$$

ดังนั้น อัตราส่วนของฮาร์โมนิกของแรงดันโวลต์ (ฮาร์โมนิกที่ไม่เกิดจากความถี่แหล่งจ่าย V_H กับแรงดัน rms. ของ V_L)

$$V_H/V_L = \sqrt{(N/T) - (N/T)^2} / \sqrt{(N/T)} = \sqrt{(1-N/T)} \quad \dots (2.5-17)$$

ค่าแฟคเตอร์ของความสูญเสีย (distortion factor) ของรูปคลื่น เรา

สามารถทำได้จาก

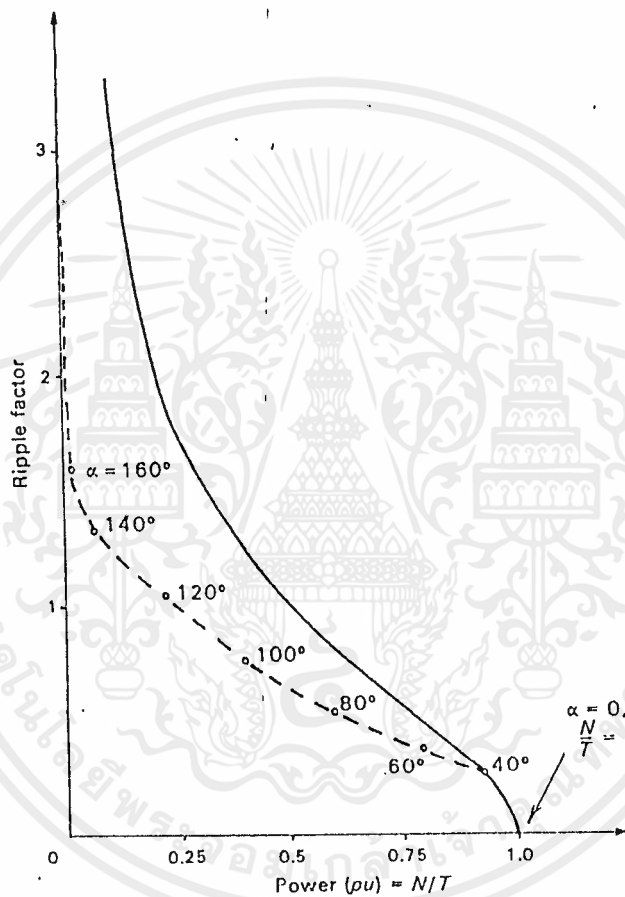
$$V_T/V_L = \sqrt{(N/T)} \quad \dots(2.5-18)$$

ส่วนค่าริเบิลแฟคเตอร์ (ripple factor ของแรงดันโหลด)

$$\begin{aligned} \text{ริเบิลแฟคเตอร์} &= V_H/V_T = \sqrt{((N/T)-(N/T)^2)/(N/T)} \\ &= \sqrt{(T/N-1)} \quad \dots(2.5-19) \end{aligned}$$

ในรูปที่ 2.5.5 จะเป็นการเปรียบเทียบ ค่าริเบิลแฟคเตอร์ ของ สมการที่ 5-19 กับค่าตอบสนองของการควบคุมแบบมุม

จากรูปที่ มุม $\alpha = 60^\circ$ จะได้ $V_L = 0.89$ และ $V_{L1} = 0.83$ แทนค่าลงใน สมการที่ 2.5-15 จะได้ $V_H = 0.322$ และ $V_H/V_{L1} = 0.386$ แต่ที่ $\alpha = 60^\circ$ $P \approx V_{L2} = 0.792 P_u$ ค่าของการตอบสนองของ V_H/V_L หรือ (V_H/V_T) และ P จะได้ในรูป 2.5.5 ถ้าริเบิลแฟคเตอร์ ในการควบคุมแบบ อินทิกรัล-ดิฟเฟอเรนเชียล จะมีค่าน้อยกว่าแบบควบคุมแบบมุมเฟส



Ripple factor versus power (Lingard *et al.*, 1970)
 ——— integral cycle control
 - - - - symmetrical phase angle control

รูป 5.6 Ripple factor versus power

— Integral cycle control

- - - Symmetrical phase angle control

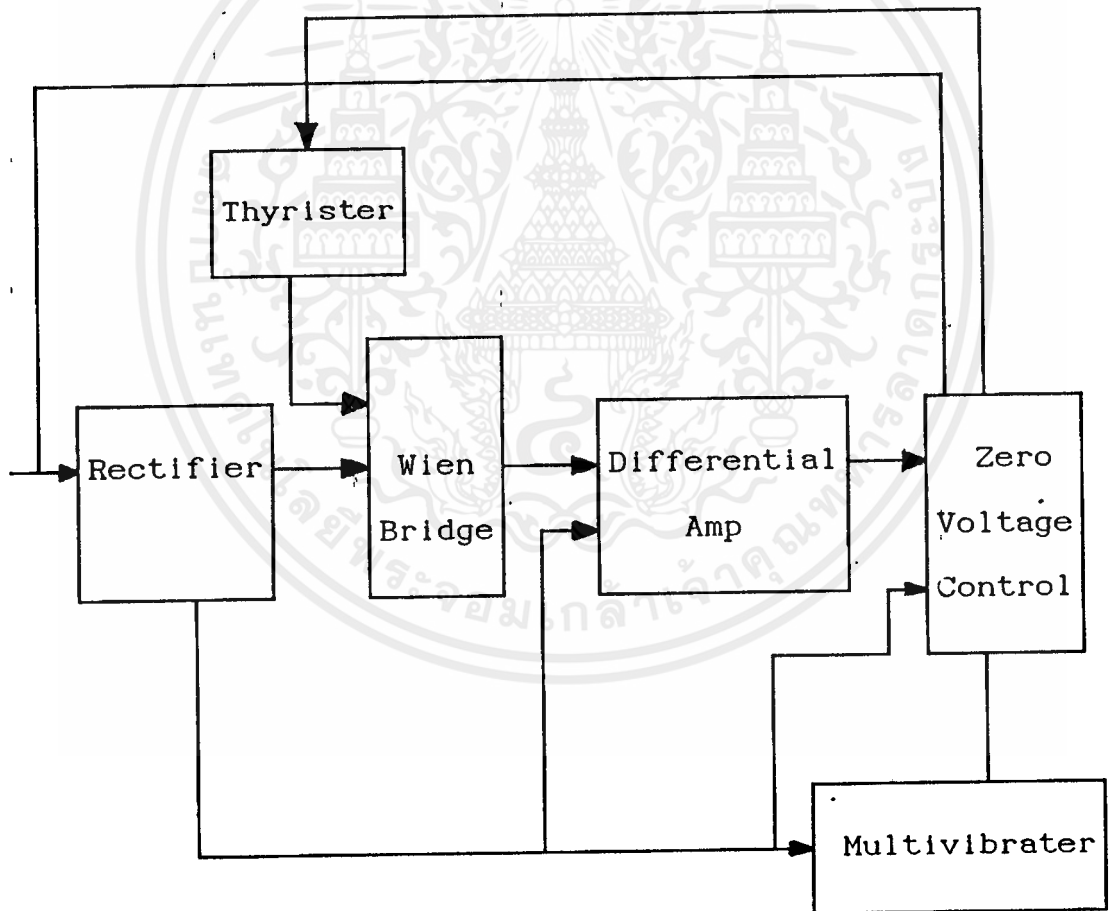
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การสร้างวงจร

3.1 การทำงานของวงจร

จากรูป 3.1 เป็นรูปแสดงบล็อกไดอะแกรม ของวงจรกำลังกระแส สลับ โดยใช้ไอซีเคิลคอนโทรลประกอบด้วย วงจรเร็คติไฟลาย วงจรบริดจ์ วงจร คิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟาย วงจรมัลติไวเบเตอร์ และวงจรซีโรโวลท์เตจคอนโทรล

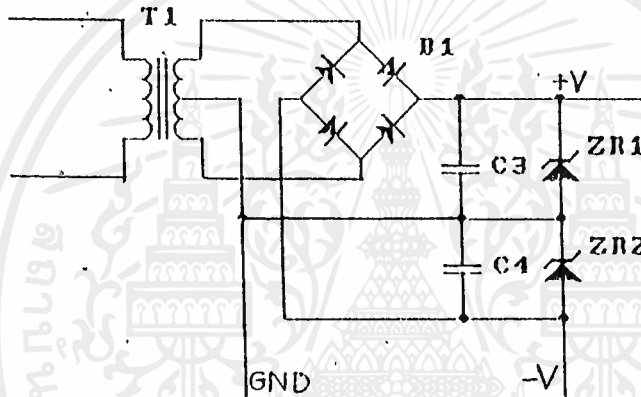


รูปบล็อกไดอะแกรมของวงจรกำลังกระแสสลับโดยใช้ไอซีเคิลคอนโทรล

3.2 วงจร RECTIFIER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการสร้างวงจรเรกติฟลายเออร์ นั้นสิ่งที่ต้องการคือ แรงดันตรง ซึ่งจะใช้เป็น ไฟป้อนให้กับ วงจรออปแอมป์ ได้ทำงานและส่วนหนึ่งมาใช้ในการ เป็นแรงดันอ้างอิงของวงจรออปแอมป์ ซึ่งในส่วนของวงจร ไซเคิลคอนโทรลนั้น ต้องการแรงดันกระแสตรงเพียงอย่างเดียว คือ บวก 8 โวลต์ และลบ 8 โวลต์ ดังนั้น วงจรจึงใช้การเรกติฟลายแบบบริดจ์และผ่านซีเนอร์ไดโอด ซึ่ง ซีเนอร์ไดโอดมีขนาด 8 โวลต์ ทำให้ค่าแรงดันที่ออกมาเป็น 8 โวลต์



รูปวงจร 3.1 เรกติฟลายเออร์

วงจรบริดจ์จะใช้วงจร Wien Bridge เป็นตัวทำงานซึ่งวงจร บริดจ์จะใช้ในการกำหนดค่าแรงดันไฟฟ้า โดยใช้จุดหนึ่งเป็นแรงดันอ้างอิงอีกจุด หนึ่งใช้ ควบคุมแรงดันที่เปลี่ยนไปตามค่าของเทอร์มิสเตอร์ ซึ่งแรงดันที่เปลี่ยน ไปนั้น เนื่องจากความต้านทานของเทอร์มิสเตอร์แปรเปลี่ยนตามความร้อนที่ เปลี่ยนไปจากการที่สิ่งของเมื่อถูกความร้อนนั้นจะ เปลี่ยนขึ้นอยู่กัลักษณะคุณสมบัติ ของสารนั้นโดยทั่วๆ ไปนั้นจะอยู่ในรูปสมการ ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_t = R_{t0}(1 + \alpha_0 \cdot \Delta T)$$

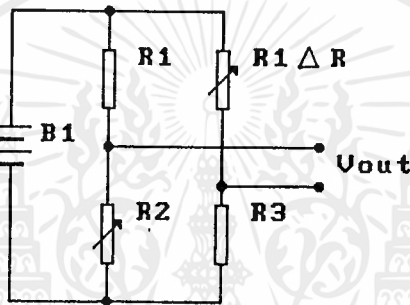
R_t : ค่าความต้านทานที่อุณหภูมิใดๆ

R_{t0} : ค่าความต้านทานที่อุณหภูมิอ้างอิง

α_0 : ประสิทธิภาพการเปลี่ยนแปลงความต้านทานต่ออุณหภูมิ

ΔT : ค่าความแตกต่างของอุณหภูมิที่เปลี่ยนไปกับอุณหภูมิที่อ้างอิง

เพราะฉะนั้น $\Delta R = \alpha_0 \cdot \Delta T \cdot R_{t0}$



รูปที่ 3.2 วงจร BRIDGE

จากรูปที่ 3.2 เราจะได้แรงดันเอาต์พุตดังนี้

$$V_{out} = \frac{R_2 \cdot E}{R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_4 + (R_3 + 4R)}$$

ถ้าเราจะต้องให้แรงดันเอาต์พุตเป็นศูนย์เพราะฉะนั้น

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_3}{R_4 + (R_3 + \Delta R)}$$

ดังนั้นค่าอัตราส่วนของทั้งสองส่วนควรจะใกล้เคียงกัน

จากการ

ทดลองความเปลี่ยนแปลงของแท่งความร้อนเมื่อป้อนแรงดันมากขึ้น

จะทำให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

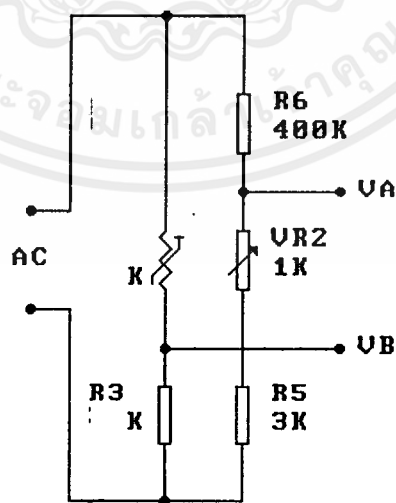
ความต้านทานเปลี่ยนไป

V	20	30	40	50	60	70	80	90	110	120	130	140	150
I	.15	.15	.2	.21	.21	.22	.24	.25	.25	.26	.26	.27	.27

ตารางการเปลี่ยนแปลงความต้านทานเมื่อป้อนแรงดันให้แก่วงจรความร้อน

ในการที่เราจะปรับเปลี่ยนอุณหภูมิความร้อนนั้น เราอาศัยการปรับเปลี่ยนขนาดแรงดันอ้างอิง (Referent Voltage) โดยการปรับค่าความต้านทาน (Reostat) ค่าความต้านทานที่ตั้งไว้จะใช้เป็นตัวกำหนดโวลเตจดีไวต์เตอร์ เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนไปแล้วนำแรงดันอ้างอิงกับแรงดันควบคุม เพื่อเป็นตัวกำหนดอุณหภูมิให้คงที่

วงจร Wein Bridge ในรูป 3.3 นี้ใช้แบ่งแรงดันกระแสสลับเนื่องจากชุดควบคุมมีโหลดที่ทำงานกับแรงดันกระแสสลับ

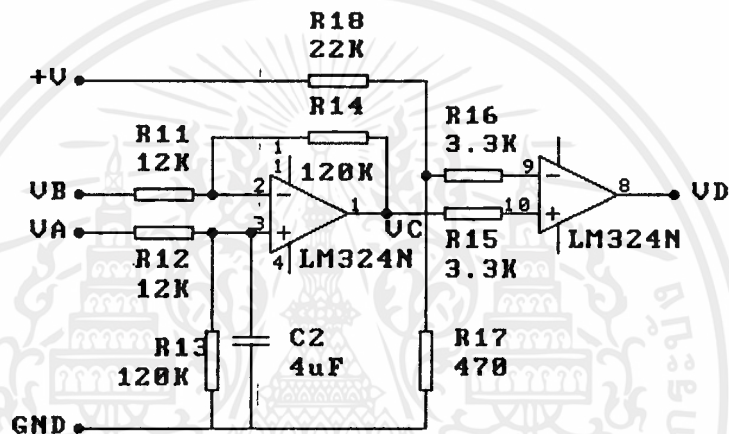


รูปวงจร 3.3 Wein Bridge ที่ใช้งานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 ภาคคิฟเฟอ เรน เซียลแอมพลิฟาย เออร์

ในการจะดักจับสัญญาณซึ่งมีความแตกต่างของสัญญาณได้ดี และรวดเร็วซึ่งเราจะใช้ออปแอมป์เป็นตัวดักจับสัญญาณ



รูปที่ 3.4 วงจร Differential Amplifier

จากวงจรคิฟเฟอ เรน เซียล $V_{out} = A_d (V_1 - V_2)$ ในการที่เราจะให้สัญญาณขยายใหญ่ขึ้นเราควรทำให้อัตราขยาย (A_d) สูงมาก ๆ ซึ่งจากวงจรนี้เราให้อัตราขยายแรงดันสูงถึง 10 เท่า ซึ่งอัตรานี้ได้จากการคำนวณ R_{120K} ซึ่งสัญญาณที่ออกจากวงจรคิฟเฟอ เรน เซียลจะมีขนาดแอมพลิจูล

R_{12K}

ของรูปคลื่นไม่เกินค่าแรงดันที่ป้อนให้ออปแอมป์ทำงานได้

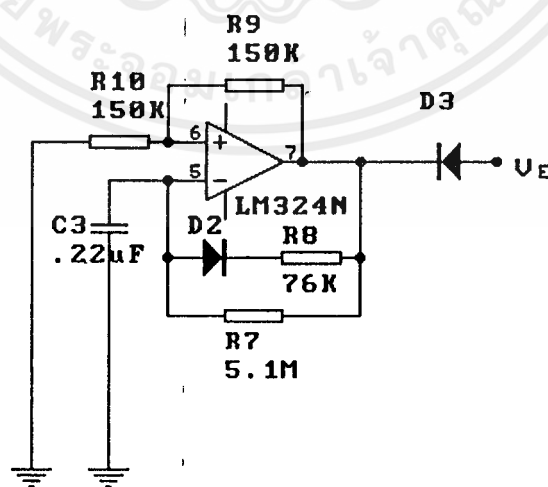
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนการทำงานของวงจรถิฟเฟอเรนเชียลรูปที่ 3.4 วงจรนี้จะทำการขยายสัญญาณที่มีความแตกต่างของวงจรรวมกันอ้างอิง และแรงดันควบคุมในส่วนของแรงดันอ้างอิงนั้นเราจะนำคอนเดนเซอร์มาต่อคร่อมเพื่อจะทำการเลื่อนเฟส เพื่อกำหนดการทำงานภาคซีโรโวลเตจล์คอนโทรลสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากภาคนี้ จะมีค่าแรงดันสูงสุดอ้างอิงและค่าน้อยสุดลดลงจนถึงระดับแรงดันศูนย์โวลท์ค่าสัญญาณเอาต์พุตเมื่อผ่านวงจรComparater ซึ่งออกแบบเพื่อสัญญาณออกมาเป็นคลื่นสี่เหลี่ยมซึ่งมีการสวิงของแรงดันเท่ากับแรงดันไฟเลี้ยงออฟแอมป์

3.5 วงจรมัลติไวเบรเตอร์

เป็นวงจรรสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยม(Rectangular Wave)ซึ่งจะนำมากระตุ้นภาคซีโรโวลเตจล์คอนโทรลร่วมกับสัญญาณจากคอมพาลิเคเตอร์ ซึ่งความถี่ของรูปคลื่นสี่เหลี่ยมจะต้องมีขนาดความถี่ 50 HZ เนื่องจากคาบเวลาของรูปคลื่นสี่เหลี่ยมจะสามารถทำให้สัญญาณไซเคิลสามารถไปทริก ทำให้ไทรซิสเตอร์ทำงานที่ตำแหน่งศูนย์และให้ไทรซิสเตอร์ทำงานที่ตำแหน่งสูง จากวงจรมัลติไวเบรเตอร์

$$f_0 = \frac{1}{2RC \ln \left[\frac{(2R_1 + R_2)}{R_2} \right]}$$



รูปที่ 3.5 วงจรมัลติไวเบรเตอร์

$$\text{ถ้าให้ } \ln [(2R1+R2)/R2] = 1$$

จากเงื่อนไข $f_0 < 50 \text{ Hz}$

$$f_0 = \frac{1}{2RC}$$

$$RC > 0.01$$

ในที่นี้เราเลือก $C = 0.22 \text{ uF}$, $R = 70 \text{ K ohm}$

ซึ่งเราก็สามารถที่จะสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมได้ความถี่ต่ำกว่า 50 Hz

3.6 ภาคซีโรโวลท์ เคจคอนโทรล

วงจรในภาคนี้เป็นส่วนสำคัญที่สุดในการทำงานเอาท์พุทจากภาคนี้จะไปควบคุมแรงดันในภาคบริดโดยกระตุ้นที่ขาเกตของไทรแอกเงื่อนไขการทำงานคือในวงจรจะมีตัวควบคุมคือ UAA 1016B เป็นตัวทำงานเมื่อมีขา 3 เป็นแรงดันอ้างอิงส่วนขา 4 เป็นชุดควบคุมการทำงานคือเมื่อขนาดแรงดันของขา 4 มากกว่าขา 3 จะทำให้ UAA 1016B จะเกิดสัญญาณไซเคิลไปกระตุ้นขาเกตของไทรสเตอร์ในทางกลับกันถ้าขนาดแรงดันของขา 4 น้อยกว่าขา 3 จะไม่มีเอาท์พุทออกไปกระตุ้นขาเกต

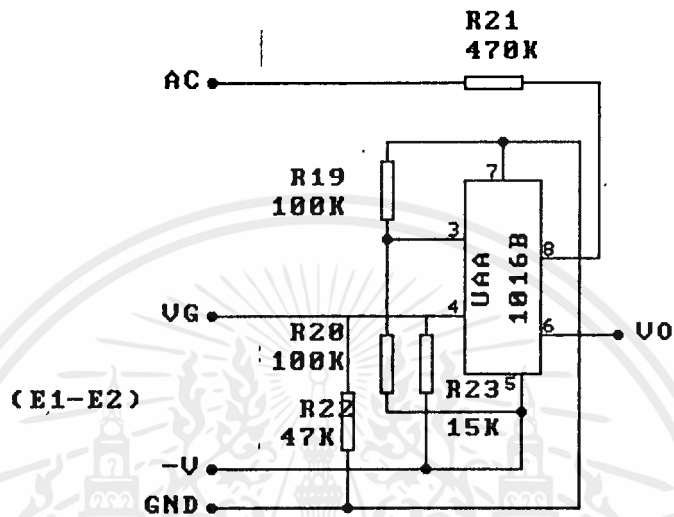
เงื่อนไขการทำงานของ UAA1016B

แรงดันที่ขา 4 > แรงดันที่ขา 3 จะเกิดสัญญาณไซเคิล

แรงดันที่ขา 3 > แรงดันที่ขา 3 จะไม่มีสัญญาณไซเคิล

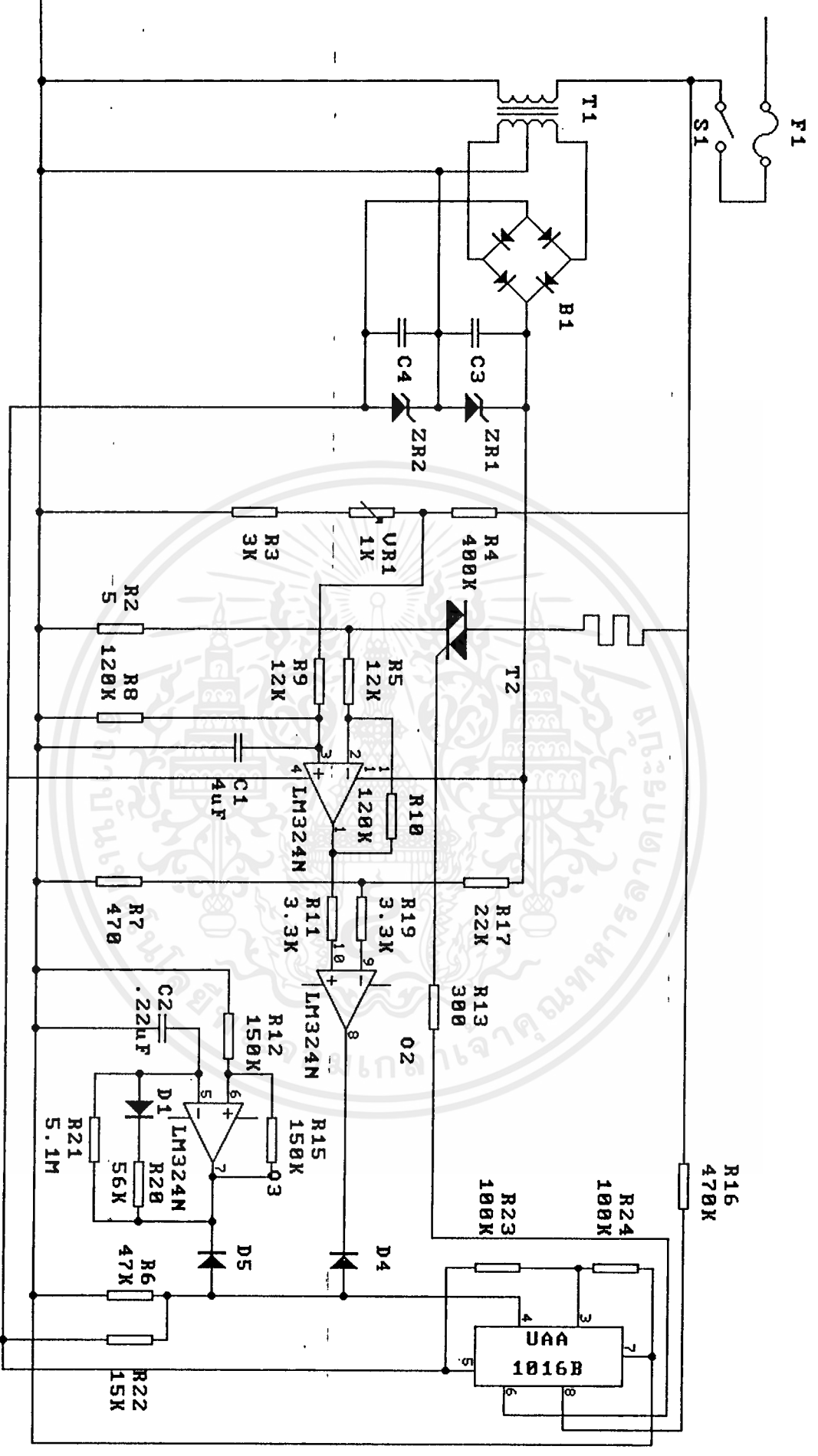
และส่วนสำคัญในการสร้างไซเคิลที่จะทริกตำแหน่ง 0 โวลท์นั้น วงจร UAA 1016B จะมีขาเพื่อชิงโคโรไนส์กับแรงดันกระแสสลับ 220 V 50 Hz เพื่อทำงานได้ตามตำแหน่งทริกที่ศูนย์โวลท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 วงจรซีโรโวลท์ เคจคอนโทรลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



1

2

3

4

Title	
Size	Number
A4	
Date:	18-MAR-1993
File:	PROJECT/1
Sheet	9 of
Drawn By:	
Revision	

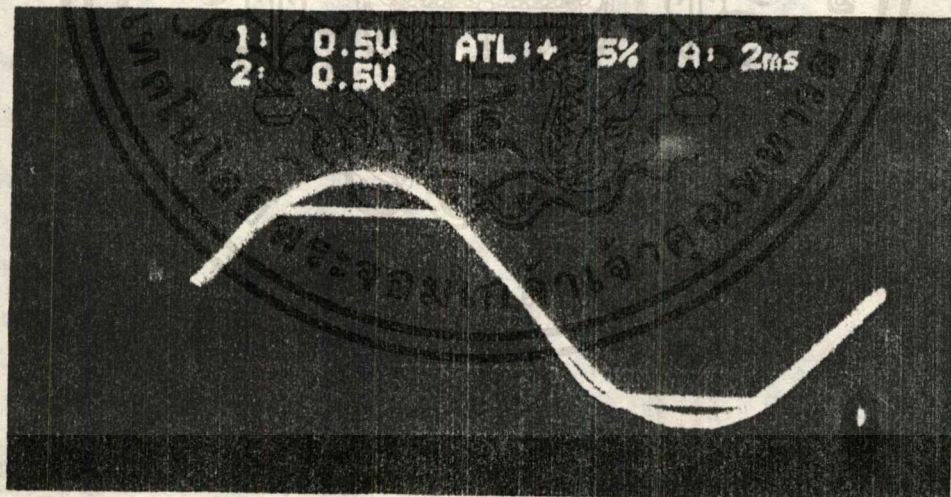
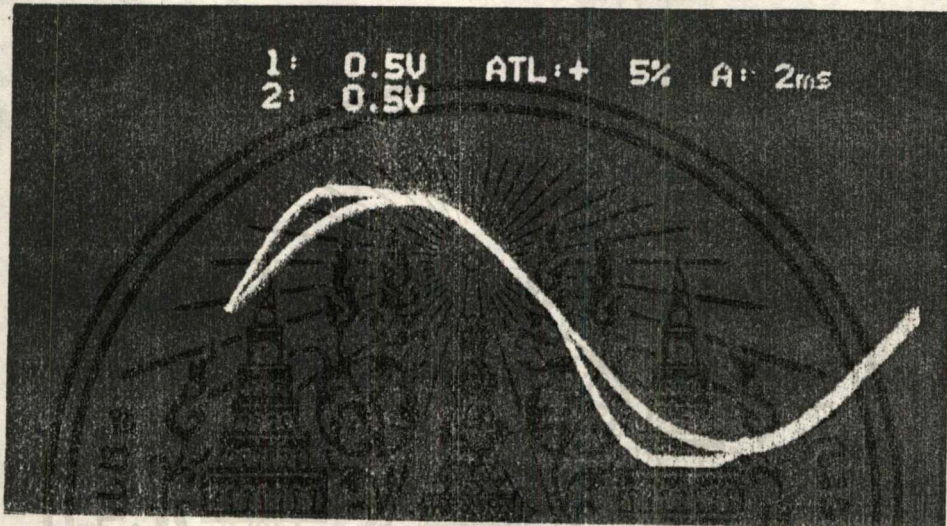
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ควรดัดแปลงแก้ไข หรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต หากต้องการข้อมูลเพิ่มเติมหรือต้องการแก้ไขเอกสาร กรุณาติดต่อผู้จัดทำเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

จากการทดลองจะได้ผลการทดลองของแต่ละภาคดังนี้

4.1 ผลการทดลองของภาค Wien Bridge

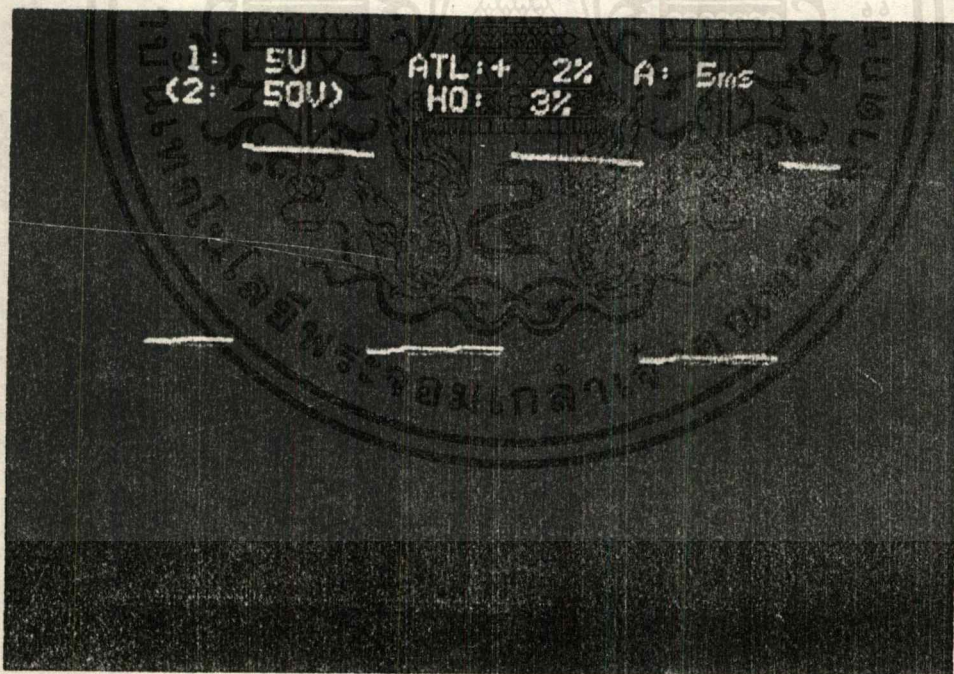
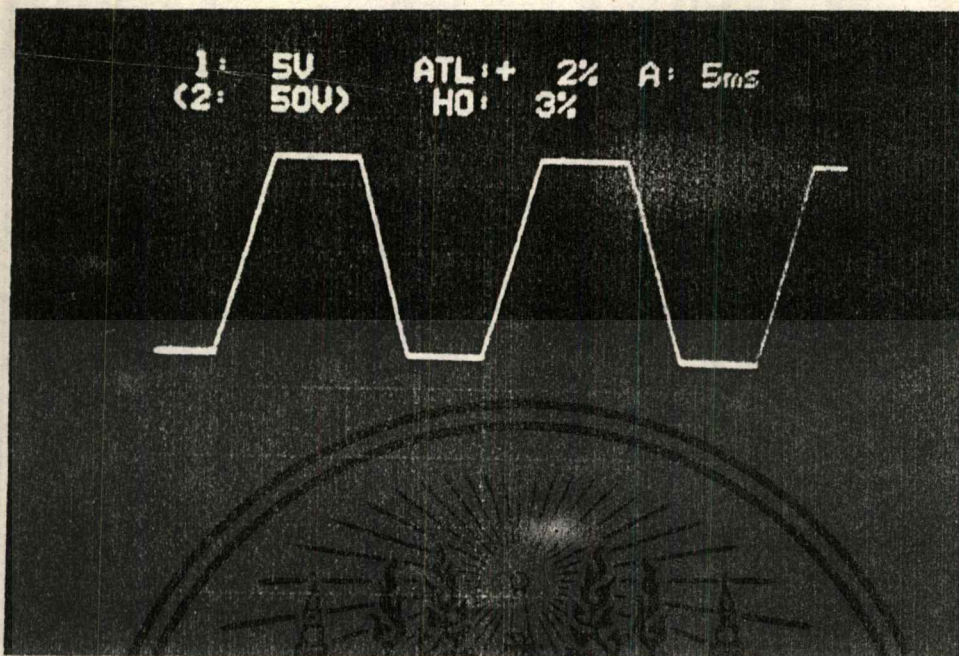


รูป 4.1.1 แสดงการ เปรียบ เทียบแรงดันอ้างอิงและแรงดันควบคุม
เมื่อโศรแอกทำงาน

รูป 4.1.2 แสดงการ เปรียบ เทียบแรงดันอ้างอิงและแรงดันควบคุม
เมื่อโศรแอกหยุดทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ผลการทดลองของวงจรคิฟเฟอ เรน เรียบล

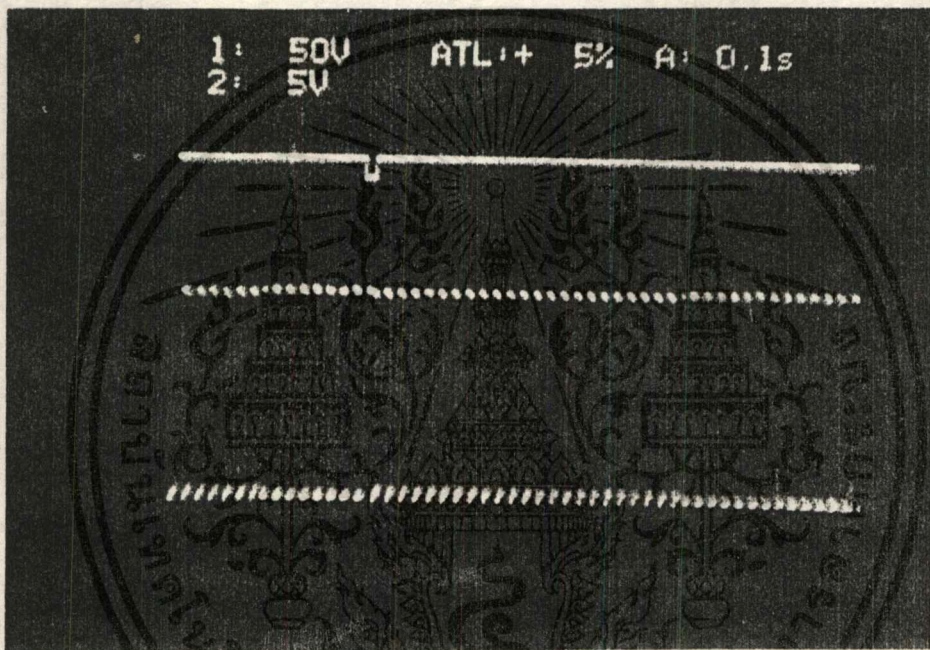


รูป 4.2.1 แสดงสัญญาณผลการคิฟเฟอ เรน เรียบล

รูป 4.2.2 แสดงสัญญาณ เมื่อผ่านวงจรคอมพาล์ว เล เคอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

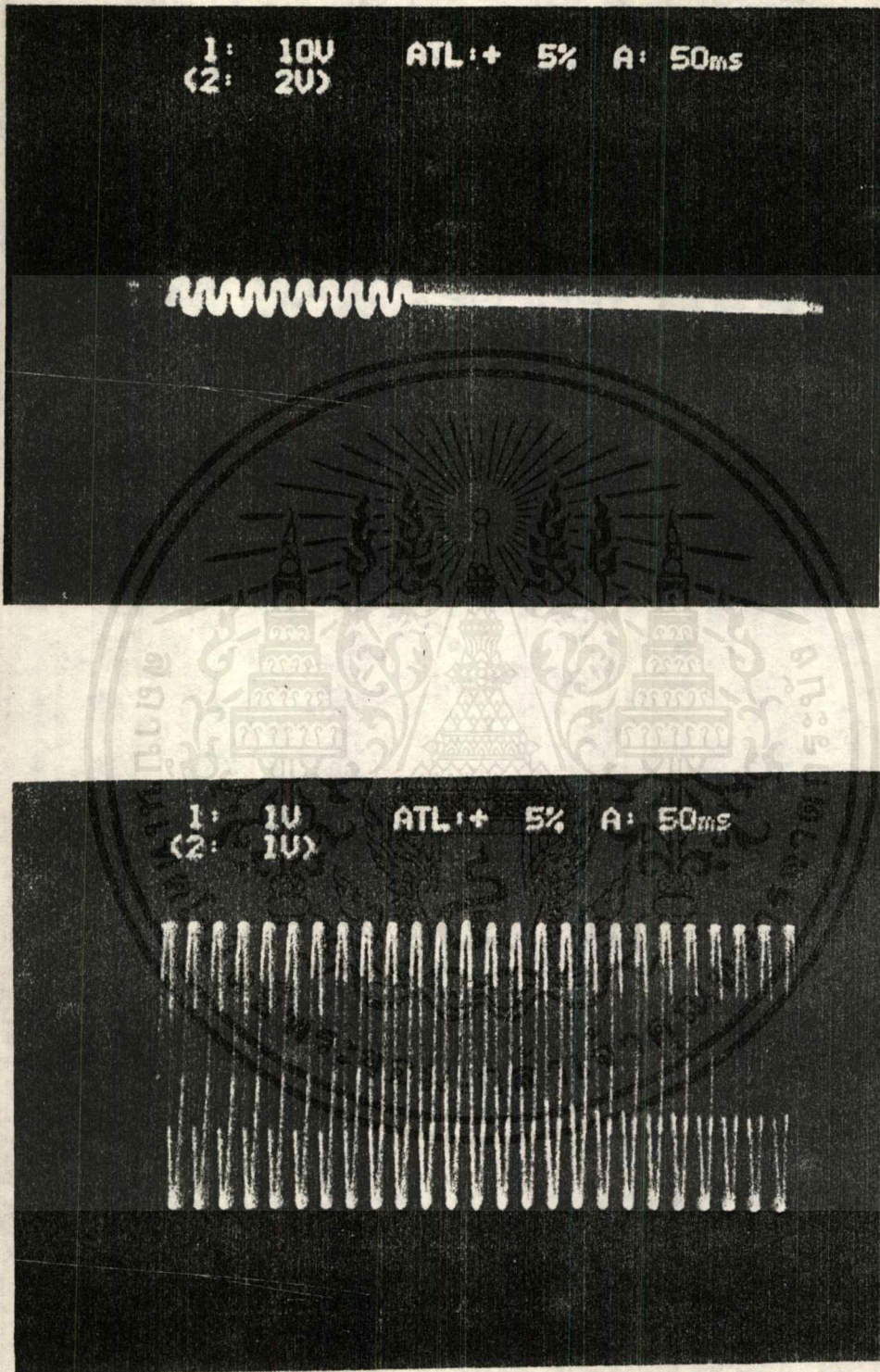
4.3 ผลการทดสอบของวงจรมัลติไวร เบร เคอร์



รูป 4.3.1 แสดงผลสัญญาณของวงจรมัลติไว เบร เคอร์

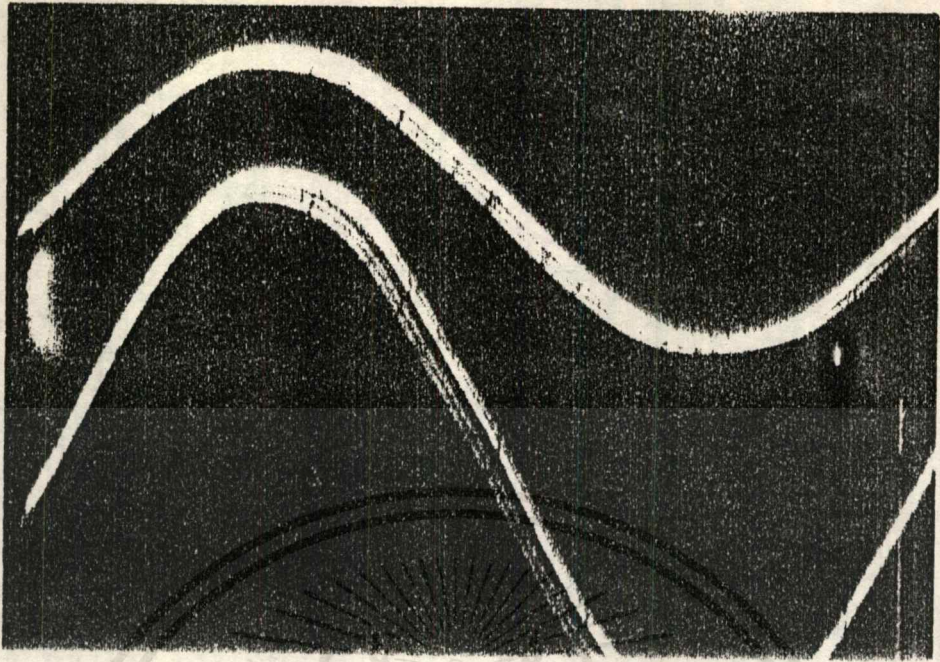
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 ผลของวงจรถูกโรวท์ที่เคจคอนโทรลเลอร์

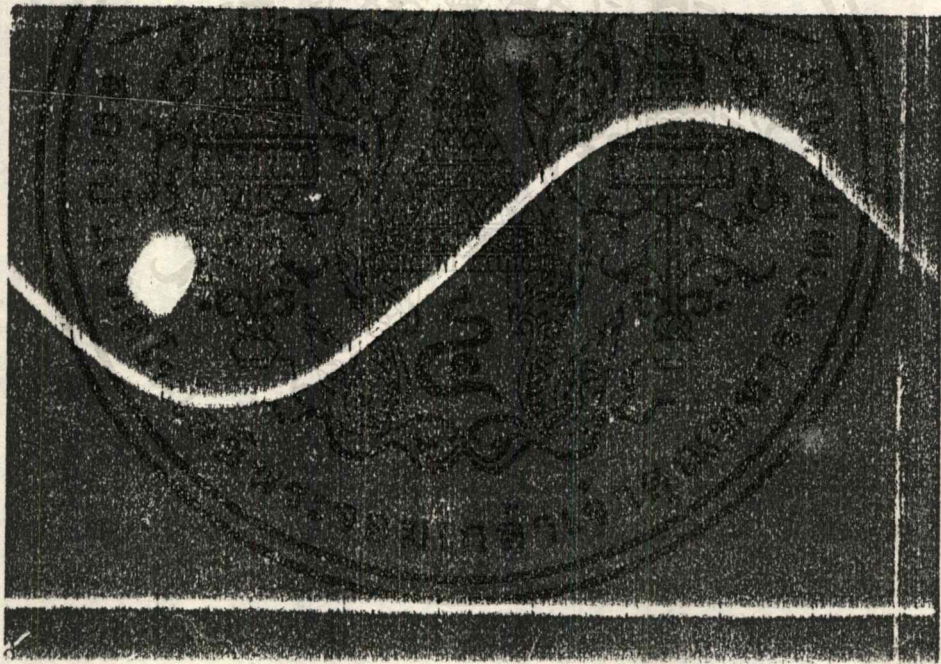


รูป 4.4.1 แสดงผลของสัญญาณไซเคิลในการทริกขา เกทของไครแอค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.5.1 ผลของแรงดัน อินพุท และ เอาท์พุท ขณะทำงาน



รูป 4.5.2 ผลของแรงดัน อินพุท และ เอาท์พุท ขณะหยุดทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุป

จากทฤษฎีที่ได้ศึกษามาแล้วในบทแรก ๆ จะสามารถนำข้อมูลต่าง ๆ ที่ได้จากการทดลองนำมาสร้างเป็นวงจรควบคุมสำหรับควบคุมเตาอบ โดยใช้ไซเคิลคอนโทรลสามารถควบคุมอุณหภูมิได้คงที่ และการเปลี่ยนอุณหภูมิที่จะควบคุมก็สามารถทำได้โดยเปลี่ยน V ที่ควบคุมในวงจรบริดจ์ ซึ่งถ้าการเปลี่ยนแปลงของแรงดันจะขึ้นกับความต้านทานที่ไม่แปรเปลี่ยนไป ถ้าต้องการให้ช่วงอุณหภูมิมีการฮิสเตอร์รีซิสแคบเราควรวีทำการเปลี่ยนแปลงความต้านต่ออุณหภูมิรวดเร็วขึ้น

แต่ในการใช้การควบคุมแบบไซเคิลคอนโทรล ถ้าใช้กับโหลดที่มีกำลังสูง ๆ จะทำให้เกิดการสูญเสียพลังงานมาก เนื่องจากความร้อนที่ตกคร่อมความต้านทาน ดังนั้น การควบคุมแบบนี้ควรใช้กับอุปกรณ์ที่ให้ความร้อนที่มีกำลังต่ำ ๆ แต่ในการควบคุมแบบนี้จะทำให้เกิดแรงดันเอาต์พุตมีค่าใกล้เคียงมากกว่าการใช้คอนโทรลแบบเฟส ดังนั้น การควบคุมแบบนี้จะมีฮาร์มอนิกน้อยกว่าการควบคุมแบบเฟส

หนังสืออ้างอิง

1. POWER ELECTRONICS AND CONTROLS "SAMIR K. DATTA"
PRENTICE-HALL INTERNATIONAL, INC
2. ELECTRONIC DEVICES "STEPHEN R. FLEEMAN" PRENTICE-HALL
INTERNATIOAN, INC
3. POWER CONTROL ELECTRONIC "BOYD LARSON" PRENTICE-HALL
INTERNATIONAL, INC
4. MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES
5. SOLID STATE PULSE CIRCUITS "DAVID A. BELL" RESTON
PUBLISHING COMPANY, INC A PRENTICE - HALL COMPANY, RESTON,
VIRGINIA
6. THYRISTOR CONTROL OF AC CIRCUITS "W. SHEPHERD" BRAD-
UNIVERSITY PRESS IN ASSOCIATION WITH CROSBY LOCKWOOD
STAPLES LONDON
7. เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์และการควบคุม "นักศึกษาคณะวิศวกรรมไฟฟ้า 3W
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
8. ทฤษฎีและการใช้งาน ไทม์เมอร์ ไอซี 555 "ก้องเกียรติ ฌ สีมาว อิเล็ก
ทรอนิกส์เวิลด์
9. OPERATIONAL AMPLIFIER CIRCUITS THEORY AND APPLICATION
E.J. KENNEDY HOLT, RINEMART AND WISTON INC, COPYRIGHT 1988

MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

2

QUAD LOW POWER OPERATIONAL AMPLIFIERS

The LM124 Series are low-cost, quad operational amplifiers with true differential inputs. These have several distinct advantages over standard operational amplifier types in single supply applications. The quad amplifier can operate at supply voltages as low as 3.0 Volts or as high as 32 Volts with quiescent currents about one fifth of those associated with the MC1741 (on a per amplifier basis). The common mode input range includes the negative supply, thereby eliminating the necessity for external biasing components in many applications. The output voltage range also includes the negative power supply voltage.

- Short Circuited Protected Outputs
- True Differential Input Stage
- Single Supply Operation: 3.0 to 32 Volts
- Low Input Bias Currents: 100 nA Max (LM324A)
- Four Amplifiers Per Package
- Internally Compensated
- Common Mode Range Extends to Negative Supply
- Industry Standard Pinouts

MAXIMUM RATINGS ($T_A = -25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	LM124 LM224 LM324A	LM2902	Unit
Power Supply Voltages Single Supply Split Supplies	V_{CC} V_{CC}, V_{EE}	32 ± 16	26 ± 13	Vdc
Input Differential Voltage Range (1)	V_{IDR}	= 32	= 26	Vdc
Input Common Mode Voltage Range	V_{ICR}	-0.3 to 32	-0.3 to 26	Vdc
Input Forward Current (2) ($V_I < -0.3\text{V}$)	I_{IF}	50	—	mA
Output Short Circuit Duration	t_S	Continuous		
Junction Temperature Ceramic Package Plastic Packages	T_J	175 150		$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range Ceramic Package Plastic Packages	T_{stg}	-65 to +150 -55 to +125		$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range LM124 LM224 LM324 LM324A LM2902	T_A	-55 to +125 -25 to +85 0 to +70 0 to +70 —	— — — — -40 to +105	$^\circ\text{C}$

NOTES

- (1) Split Power Supplies
 (2) This input current will only exist when the voltage is negative at any of the input leads. Normal output states will reestablish when the input voltage returns to a voltage greater than -0.3 V.

**LM124, LM224,
LM324, LM324A
LM2902**

**QUAD DIFFERENTIAL
INPUT
OPERATIONAL AMPLIFIERS**

**SILICON MONOLITHIC
INTEGRATED CIRCUIT**



J SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 632

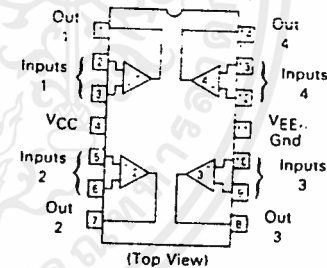


N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646
(LM224, LM324,
LM2902 Only)



D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751A
ISO-14

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
LM124J	-55 to +125 $^\circ\text{C}$	Ceramic DIP
LM2902D	-40 to +105	SO-14
LM2902N	-40 to +105	Plastic DIP
LM2902L	-40 to +85 $^\circ\text{C}$	Ceramic DIP
LM224D	—	SO-14
LM224J	-25 to +85 $^\circ\text{C}$	Ceramic DIP
LM224N	—	Plastic DIP
LM324AD	—	SO-14
LM324AJ	—	Plastic DIP
LM324AL	—	Plastic DIP
LM324D	—	SO-14
LM324J	—	Ceramic DIP
LM324N	—	Plastic DIP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำ

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

LM124, LM224, LM324, A, LM2902

2

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 5.0 V, V_{EE} = Gnd, T_A = 25°C, unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	LM124/LM224		LM324A		LM2902		Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage V _{CC} = 5.0 V to 30 V (26 V for LM2902), V _{ICR} = 0 V to V _{CC} , 1.7 V, V _{IO} = 1.4 V, R _S = 0 Ω T _A = 25°C T _A = High to T _{low} (Note 1)	V _{IO}	—	2.0	5.0	—	2.0	3.0	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage T _A = High to T _{low} (Note 1)	ΔV _{IO} /ΔT	—	7.0	—	—	7.0	—	μV/°C
Input Offset Current T _A = High to T _{low} (Note 1)	I _{IO}	—	3.0	30	—	5.0	30	nA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current T _A = High to T _{low} (Note 1)	ΔI _{IO} /ΔT	—	10	—	—	10	—	pA/°C
Input Bias Current T _A = High to T _{low} (Note 1)	I _B	—	90	150	—	45	100	nA
Input Common-Mode Voltage Range (Note 2) V _{CC} = 30 V (26 V for LM2902), T _A = High to T _{low}	V _{ICR}	0	—	28.3	0	—	28.3	V
Differential Input Voltage Range Large Signal Open-Loop Voltage Gain R _L = 2.0 kΩ, V _{CC} = 15 V, For Large V _O Swing, Channel Separation T _A = High to T _{low} (Note 1)	V _{IDR}	—	—	V _{CC}	—	V _{CC}	—	V
Common-Mode Rejection Ratio R _S = 10 kΩ	CMRR	70	85	—	65	70	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	65	100	—	85	100	—	dB
Output Voltage Range R _L = 2.0 kΩ (R _L = 10 kΩ for LM2902)	V _{OR}	0	—	3.3	0	—	3.3	V
Output Voltage — High Limit (T _A = High to T _{low}) (Note 1) V _{CC} = 30 V (26 V for LM2902), R _L = 2.0 kΩ V _{ICR} = 30 V (26 V for LM2902), R _L = 10 kΩ	V _{OH}	70	70	70	70	70	70	V
Output Voltage — Low Limit V _{CC} = 5.0 V, R _L = 10 kΩ, T _A = High to T _{low} (Note 1)	V _{OL}	71	5.0	70	—	5.0	70	mV
Output Source Current (V _{ID} = 1.0 V, V _{CC} = 15 V) T _A = 25°C T _A = High to T _{low} (Note 1)	I _{OS}	20	40	—	20	40	—	mA
Output Sink Current V _{ID} = 1.0 V, V _{CC} = 15 V T _A = 25°C T _A = High to T _{low} (Note 1)	I _{OS}	10	20	—	10	20	—	mA
Output Short Circuit to Ground (Note 3) V _{CC} = 30 V (26 V for LM2902), V _O = 0 V, R _L = 0 Ω	I _{SC}	40	60	—	40	60	—	mA
Power Supply Current (T _A = High to T _{low}) (Note 1) V _{CC} = 5.0 V, V _{IO} = 0 V, R _L = 0 Ω	I _{CC}	—	—	3.0	—	—	—	mA

- NOTES:**
- 1) T_{low}:
 55°C for LM124, LM224, LM324A, LM2902
 25°C for LM2902
 0°C for LM324A
 - 2) The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 2.3 V from the upper end of the common-mode voltage range is V_{CC}.
 - 3) Short circuits from the output to V_{CC} can cause excessive heat and eventual destruction. Use protective dissipation components to simultaneous shorts or to prevent this.

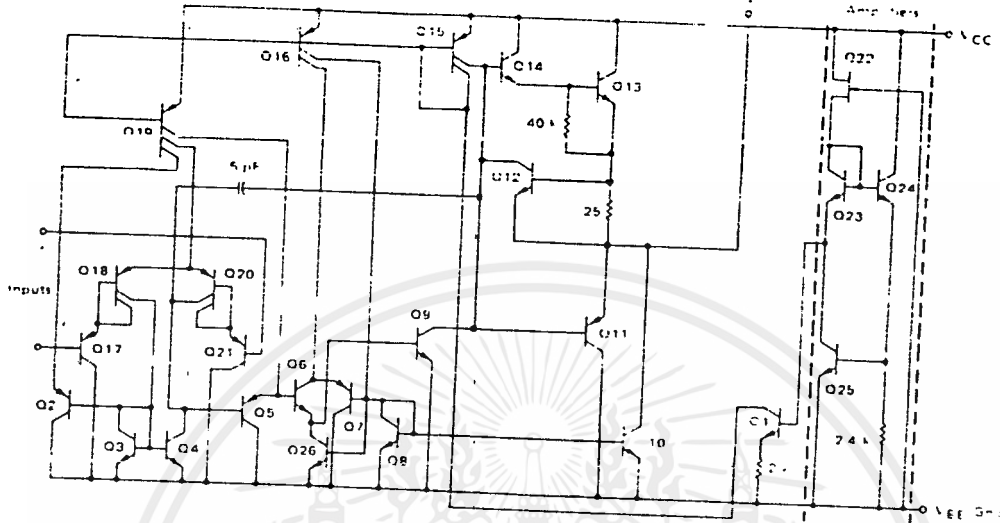
MOTOROLA LINEAR INTERFACE DEVICES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM124, LM224, LM324, A, LM2902

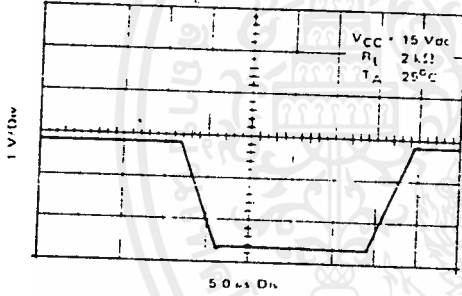
2

REPRESENTATIVE CIRCUIT SCHEMATIC
(One Fourth of Circuit Shown)



Bias Circuitry
Common to Four
Amplifiers

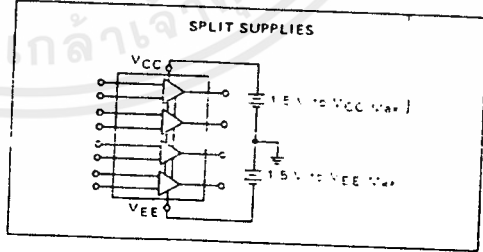
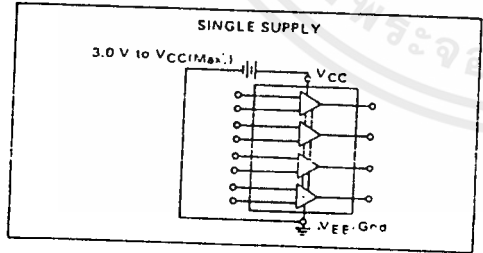
LARGE SIGNAL VOLTAGE
FOLLOWER RESPONSE



of each consists of differential input devices Q20 and Q18 with input buffer transistors Q21 and Q17 and the differential to single ended converter Q3 and Q4. The first stage performs not only the first stage gain function but also performs the level shifting and transconductance reduction functions. By reducing the transconductance a smaller compensation capacitor (only 5 pF) can be employed, thus saving chip area. The transconductance reduction is accomplished by saturating the factors of Q20 and Q18. Another feature of this input stage is that the input common-mode range can include the negative supply or ground, in single supply operation without saturating either the input devices or the differential to single-ended converter. The second stage consists of a standard current source load amplifier stage. Each amplifier is biased from an internal voltage regulator which has a low temperature coefficient thus giving each amplifier good temperature characteristics as well as excellent power supply rejection.

CIRCUIT DESCRIPTION

The LM124 Series is made using four internally compensated, two-stage operational amplifiers. The first stage



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการใช้

LM124, LM224, LM324, A, LM2902

TYPICAL PERFORMANCE CURVES

FIGURE 1 - INPUT VOLTAGE RANGE

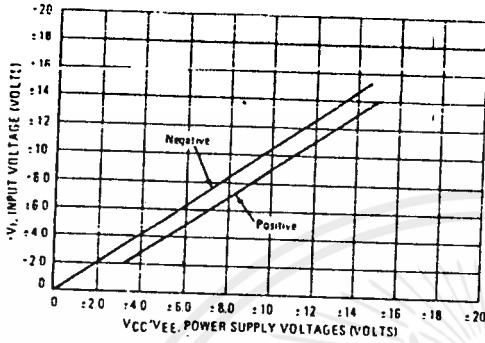


FIGURE 2 - OPEN LOOP FREQUENCY

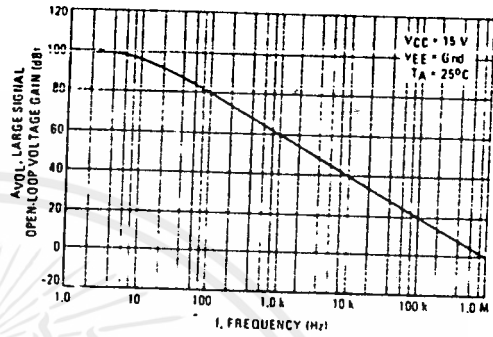


FIGURE 3 - LARGE-SIGNAL FREQUENCY RESPONSE

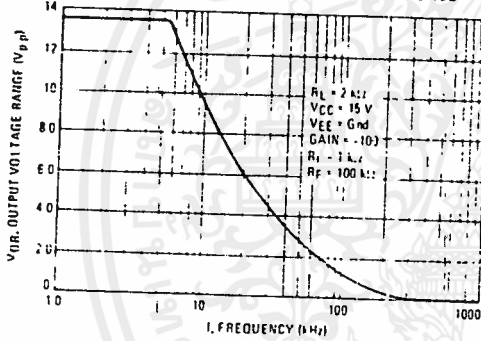


FIGURE 4 - SMALL-SIGNAL VOLTAGE FOLLOWER PULSE RESPONSE (Non-Inverting)

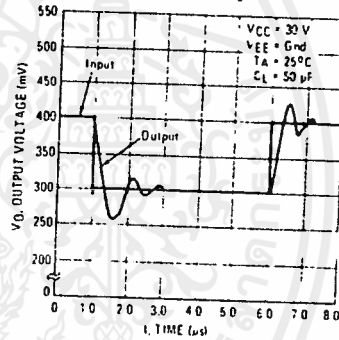


FIGURE 5 - POWER SUPPLY CURRENT versus POWER SUPPLY VOLTAGE

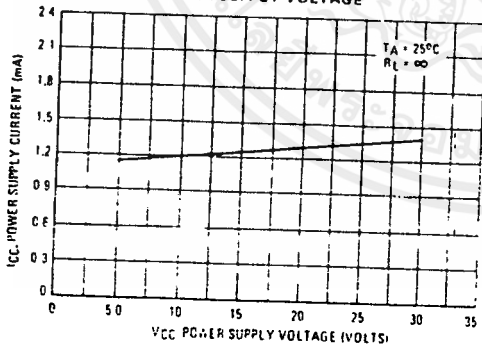
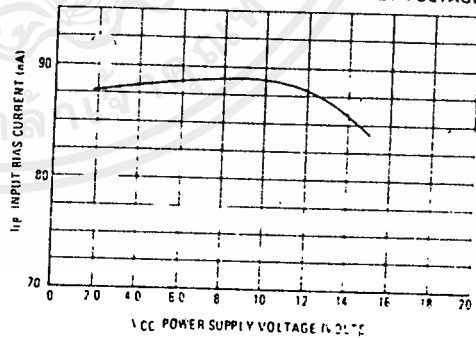


FIGURE 6 - INPUT BIAS CURRENT versus SUPPLY VOLTAGE

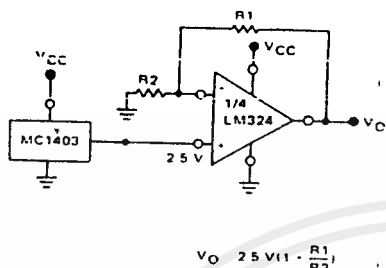


LM124, LM224, LM324, A, LM2902

APPLICATIONS INFORMATION

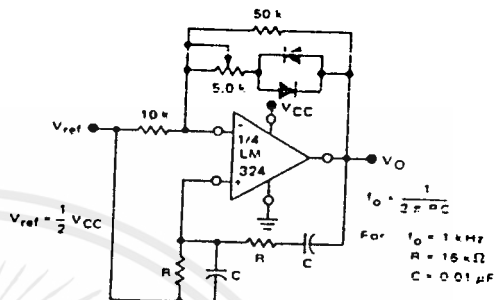
2

FIGURE 7 - VOLTAGE REFERENCE



$$V_O = 2.5 V \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

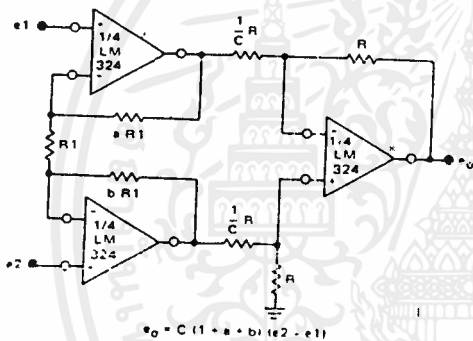
FIGURE 8 - WIEN BRIDGE OSCILLATOR



$$f_o = \frac{1}{2\pi RC}$$

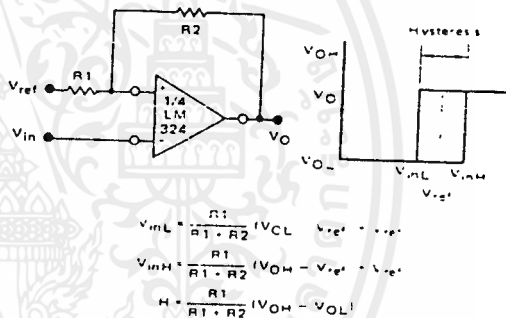
For $f_o = 1 \text{ kHz}$
 $R = 15 \text{ k}\Omega$
 $C = 0.01 \mu\text{F}$

FIGURE 9 - HIGH IMPEDANCE DIFFERENTIAL AMPLIFIER



$$e_o = C(1 + a + b)(e2 - e1)$$

FIGURE 10 - COMPARATOR WITH HYSTERESIS

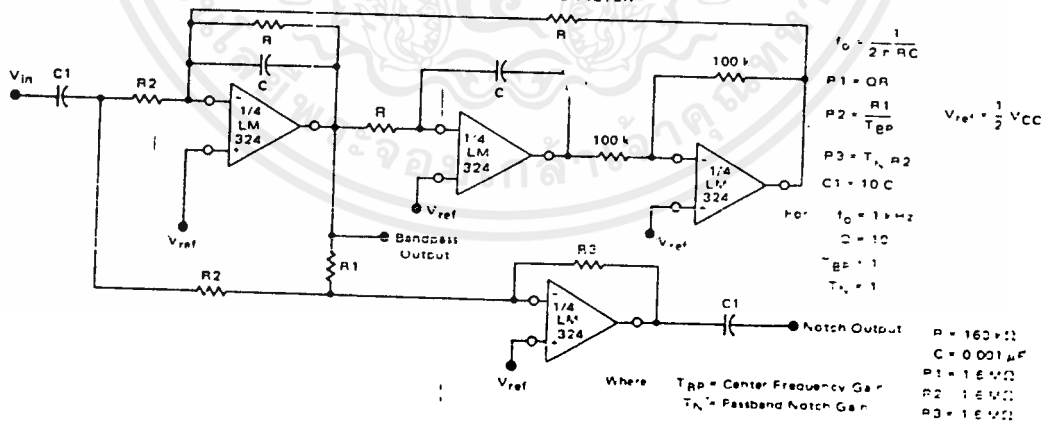


$$V_{inL} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_{OL} - V_{ref}) + V_{ref}$$

$$V_{inH} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_{OH} - V_{ref}) + V_{ref}$$

$$H = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_{OH} - V_{OL})$$

FIGURE 11 - BI-QUAD FILTER



$$f_o = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$V_{ref} = \frac{1}{2} V_{CC}$$

$R_1 = 0R$
 $R_2 = \frac{R_1}{T_{BP}}$
 $R_3 = T_N R_2$
 $C_1 = 10C$

For $f_o = 1 \text{ kHz}$
 $Q = 10$
 $T_{BP} = 1$
 $T_N = 1$

$R = 160 \text{ k}\Omega$
 $C = 0.001 \mu\text{F}$
 $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$
 $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$
 $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$

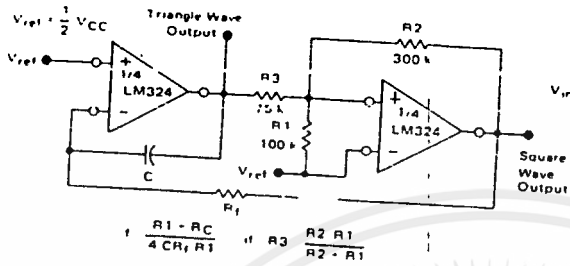
Where T_{BP} = Center Frequency Gain
 T_N = Passband Notch Gain

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการ
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM124, LM224, LM324, A, LM2902

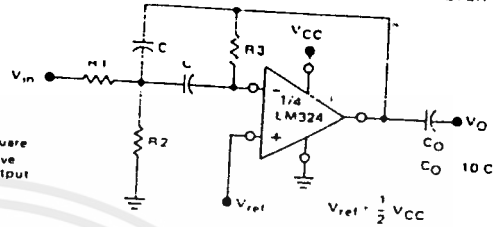
APPLICATIONS INFORMATION (continued)

FIGURE 12 - FUNCTION GENERATOR



$$f = \frac{R1 - RC}{4CR1R1} \quad \text{if } R3 = \frac{R2R1}{R2 - R1}$$

FIGURE 13 - MULTIPLE FEEDBACK BANDPASS FILTER



Given f_0 = Center Frequency
 $A(f_0)$ = Gain at Center Frequency

Choose Value f_0 , C
 Then

$$R3 = \frac{Q}{\pi f_0 C}$$

$$R1 = \frac{R3}{2A(f_0)}$$

$$R2 = \frac{R1R3}{4Q^2R1 - R3}$$

For less than 10% error from operational amplifier

$$\frac{Q_0 f_0}{BW} < 0.1 \quad \text{Where } f_0 \text{ and } BW \text{ are expressed in Hz.}$$

If source impedance varies, filter may be preceded with voltage follower buffer to stabilize filter parameters

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UAA1016B

**ZERO VOLTAGE SWITCH
 PROPORTIONAL BAND
 TEMPERATURE CONTROLLER**

SILICON MONOLITHIC
 INTEGRATED CIRCUITS



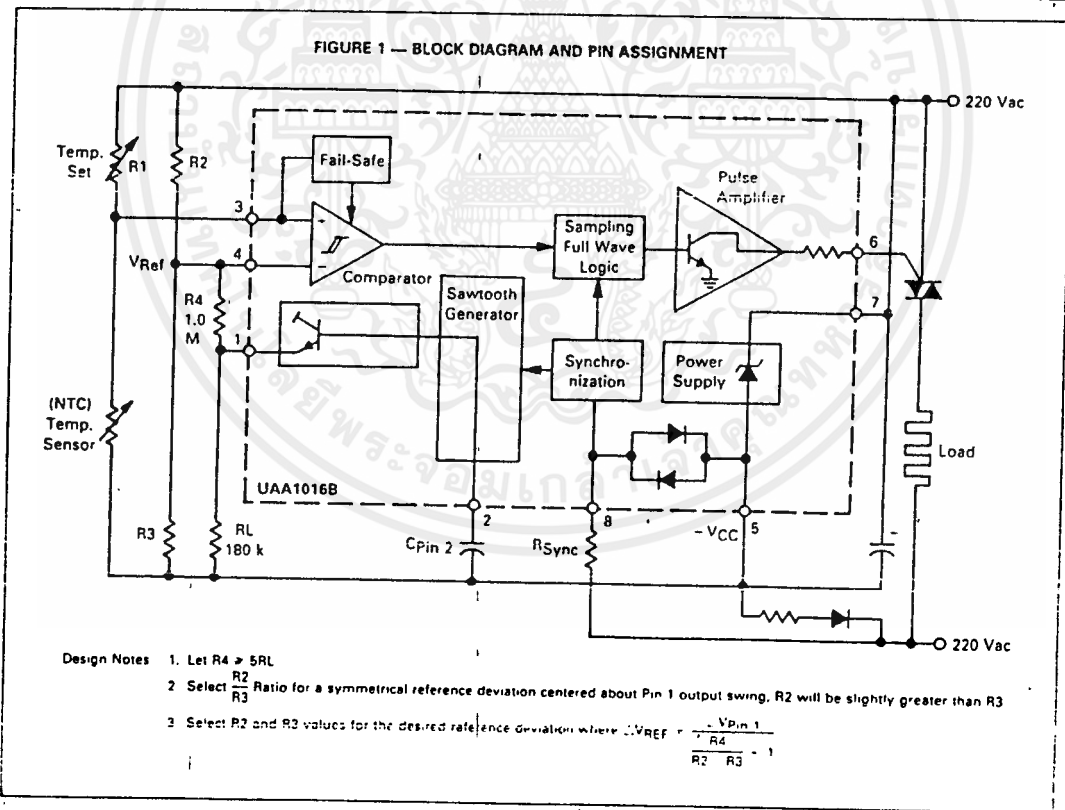
PLASTIC PACKAGE
 CASE 626

ZERO VOLTAGE CONTROLLER

The UAA1016B is designed to drive triacs with the Zero Voltage technique which allows RFI free power regulation of resistive loads. It provides the following features:

- Proportional Temperature Control Over an Adjustable Band
- Adjustable Burst Frequency (to Comply with Standards)
- Sensor Fail-Safe
- No dc Current Component Through the Main Line (to Comply with Standards)
- Negative Output Current Pulses (TRIAC Quadrants 2 and 3)
- Direct ac Line Operation
- Low External Components Count

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM AND PIN ASSIGNMENT



MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

UAA1016B

MAXIMUM RATINGS (Voltages referred to Pin 7)

Parameter	Symbol	Max. Rating	Unit
Supply Current (I _{Pin 5})	I _{CC}	15	mA
Nonrepetitive Supply Current (I _{Pin 5})	I _{CCP}	200	mA
AC Synchronization Current (Pin 8)	I _{syn}	3.0	mA (RMS)
Maximum Pin Voltages	V _{Pin 1} V _{Pin 2} V _{Pin 3} V _{Pin 4} V _{Pin 6}	0; -V _{CC} 0; -V _{CC} 0; -V _{CC} 0; -V _{CC} +2.0; -V _{CC}	Volt
Maximum Current Drain	I _{Pin 1}	1.0	mA
Power Dissipation T _A = 25°C	P _D	625	mW
Maximum Thermal Resistance	R _{θJA}	100	°C/W
Operating Temperature Range	T _A	-20 to +100	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C, Voltages referred to Pin 7 unless otherwise noted)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Current Consumption (Pins 6 and 8 not connected)	I _{CC}	—	0.8	1.5	mA
Stabilized Supply Voltage (V _{Pin 5}) I _{CC} = 2.0 mA max	-V _{CC}	-9.6	-8.6	-7.6	V
Output Pulse Current (V _{Pin 6} from -1.0 to +1.0 Volt)	I _{out}	60	90	120	mA
Output Pulse Width R _{Pin 8} = 220 kΩ, V _{mains} = 220 Vac/50 Hz, (Figures 4 and 5)	t _{p1} t _{p2}	58 160	60 220	170 320	μs
Comparator Input Offset Voltage (V _{Pin 3} - V _{Pin 4})	V _{off}	-10	—	+10	mV
Comparator Common Mode Voltage Range	V _{CM}	-V _{CC} - 1	—	-1.5	V
Input Bias Current (Pins 3 and 4)	I _{IB}	—	—	1.0	μA
Output Leakage Current (I _{Pin 6}) V _{Pin 6} = -2.0 V	I _{outL}	—	—	10	μA
Fail-safe Threshold Voltage (V _{Pin 3})	V _{FSTH}	—	-0.7	—	V
Capacitor Charging Current (Source)	I _{Pin 2}	-20	-16	-12	μA
Capacitor Discharge Current (Sink)	I _{Pin 2}	—	6.4	—	mA
Sawtooth Pulse Length (C _{Pin 2} = 1.0 μF)	t _{saw}	—	0.85	—	S
Output Threshold Sawtooth Levels (V _{Pin 2})	V _{TH1}	—	-1.0	—	V
	V _{TH2}	—	-V _{CC} + 1.25	—	V
Output Voltage Pin 1	V _{Pin 1}	—	V _{Pin 2} - 0.75	—	V

CIRCUIT DESCRIPTION

The circuit delivers current pulses to the triac at zero crossings of the main line sensed by Pin 8 through R_{sync}. An internal full wave logic allows the triac to latch during full wave periods in order to avoid any dc component in the main line, in compliance with European regulations. Trigger pulses are generated when the comparator detects V_{Pin 3} is above V_{Pin 4} (or V_{reference}) as sensed temperature through the NTC is then lower than the set value (V_{REF} corresponding to the external Wheatstone bridge equilibrium).

In order to comply with norms limiting the frequency at which a kW sized load, or above, may be connected to the main line (fluorescent tubes "flickering"), the UAA1016B has an internal time base providing power

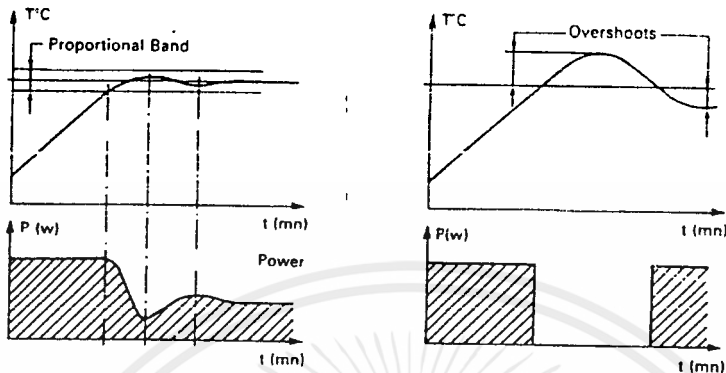
is delivered by bursts to the load) a proportional temperature band control. In fact, most of the heating regulation systems require low temperature overshoot for more precision and stability which cannot be accomplished by direct on/off regulation (see Figure 2). An internal low frequency sawtooth generator whose output is available at Pin 1, allows the designer to introduce a periodic linear change of V_{REF}. This deviation defines the temperature band allowing proportional power control (see Figure 3).

A fail-safe circuit inhibits output pulses when the sensor circuit has a fault (open or short circuit).

The IC is directly powered from the mains by a dropping resistor, a diode and a filter capacitor.

UAA1016B

FIGURE 2 — PROPORTIONAL TEMPERATURE CONTROL versus ON/OFF CONTROL



PROPORTIONAL TEMPERATURE CONTROL

Reduced Overshoot

Stability

ON OFF CONTROL

Large Overshoot

Marginal Stability

KEY CIRCUIT FUNCTIONS DESCRIPTION

POWER SUPPLY — The rectified supply current is Zener regulated to 8.6 V. Current consumption of the UAA1016B is typically less than 1.0 mA. The major part of the current fed by the dropping resistor is used for the sensor bridge and triac gate pulses. Any excess of supply current is excess power dissipation into the integrated Zener. Current consumption of the triac pulses may be derived from Figure 4 and 5 (Igt max. and pulse duration). Usually an 18 k Ω , 2.0 W dropping resistor is convenient to feed the UAA1016.

COMPARATOR — When $V_{Pin 3}$ is higher than $V_{Pin 4}$ (V_{Ref}), the comparator allows the triggering logic to deliver pulses to the triac (Figure 3). The offset hysteresis input voltage has been designed to be as low as possible (± 10 mV max) in order to minimize the uncontrollable temperature band (proportional to the hysteresis) as per Figure 6. Noise rejection is performed by a synchronous sampling of the comparator output during very short times (typ. less than 100 ns).

SAWTOOTH GENERATOR — A sawtooth voltage signal is generated by a constant current source (typ. 7.5 μ A), charging an external capacitor $C_{Pin 2}$ between two threshold levels, V_{TH1} and V_{TH2} , which are respectively:

$$V_{TH1} = -1.0 \text{ V}$$

$$V_{TH2} = -V_{CC} + 1.25 \text{ V.}$$

Charging and discharging currents occur only with negative halfcycles of the line.

In the UAA1016B, the sawtooth signal is available at Pin 1 as a voltage source $V_{Pin 1} = V_{Pin 2} - 0.75 \text{ V}$.

Maximum source current is 1.0 mA, but to keep good linearity of sawtooth signal, a source current of 40 μ A is recommended (see Figure 7).

FAIL-SAFE — Output pulses are inhibited by the "fail-safe" circuit if the comparator input voltage exceeds the specified threshold voltage. This would occur if the temperature sensor circuit had a fault

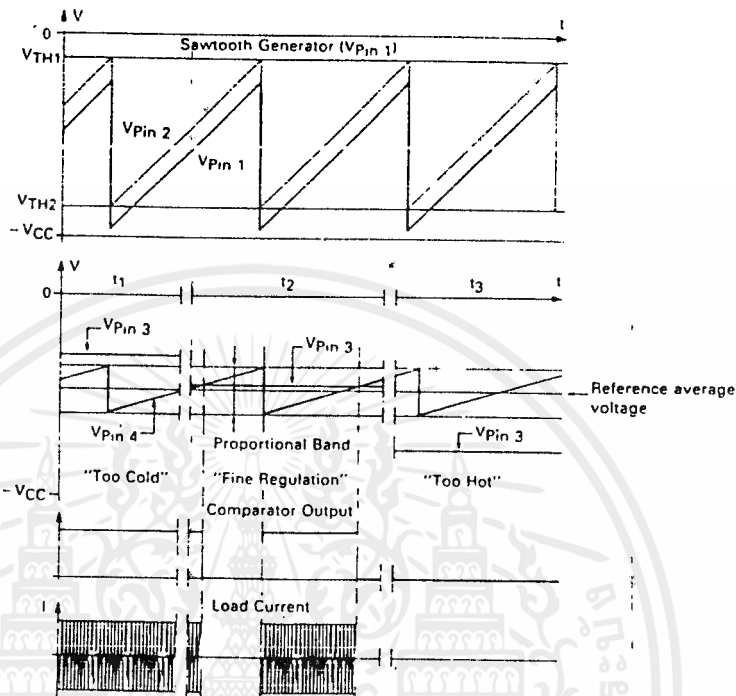
SAMPLING FULL WAVE LOGIC — Two consecutive zero-crossing trigger pulses are generated at every positive mains half-cycle of the line to minimize generation of noise (as per Figure 8). Within every zero-crossing the pulses are positioned as per Figure 4. Pulse length is also adjustable by R_{Sync} on Pin 8 to allow positive triggering of the triac at this critical moment (firing with low voltage between main terminals requires long pulses).

PULSE AMPLIFIER — The pulse amplifier circuit delivers minimum current pulses of 60 mA (sink). The triac is triggered in quadrants II and III.

SYNCHRONIZATION CIRCUIT — This circuit detects mains zero-crossings through R_{Sync} and the value selected determines the trigger pulse length. A zero crossing current detector is employed with typical thresholds of $\pm 27 \mu$ A to $\pm 98 \mu$ A (see Figures 4 and 5).

UAA1016B

FIGURE 3 — SAWTOOTH GENERATOR AND PROPORTIONAL BAND



COMMENTS TO FIGURE 3

Referring to Figure 1, the average value of V_{Ref} is set by R_2 and R_3 . R_4 defines the amplitude of the sawtooth signal superimposed on V_{Ref} , defining the Proportional Band.

Figure 3 shows three conditions:

- 1) During time t_1 we always have $V_{Pin 3} > V_{Ref}$, and as a result, the comparator is always "on" and the triac fired (100% max. power)
- 2) During time t_2 , $V_{Pin 3}$ is in the proportional band, and the average power delivered to the load is a fraction of maximum power.
- 3) During time t_3 , $V_{Pin 3} < V_{Ref}$, and the triac is always "off."

When the sensor temperature is above the set value and is slowly decreasing as no heating occurs, $V_{Pin 3} - V_{Pin 4}$ must exceed half the hysteresis value before power is applied again (1). A similar effect occurs in the opposite direction when temperature sensor is below

the set value and can remain stable as position (2). This defines the "uncontrollable temperature band" which will be very small if hysteresis is also very small.

SUGGESTIONS FOR USE

The temperature sensor circuit is a Wheatstone bridge including the sensor element. Comparator inputs may be free from power line noise only if the sensor element is purely resistive (NTC resistor). Usage of any P-N junction sensor would drastically reduce noise rejection.

Fixed phase sensing of the internal comparator output eliminates parasitic signals.

Some loads, even designed to be resistive, have in fact a slight inductive component. A phase shift at Pin 8 can be achieved with external capacitor C_2 connected to Pin 8 network (see Figure 9).

Suggested maximum source current at Pin 1 is 40 μA , in order to have acceptable sawtooth signal linearity.

UAA1016B

APPLICATION CIRCUITS

Figure 9 shows a very simple application of the UAA1016B as an electronic rheostat having 100% efficiency. C₃ is required only if load has an inductive com-

ponent. Figure 10 shows a typical application as a panel heater thermostat with a proportional temperature band of 1°C at 25°C.

FIGURE 9 — APPLICATION CIRCUIT — ELECTRONIC RHEOSTAT

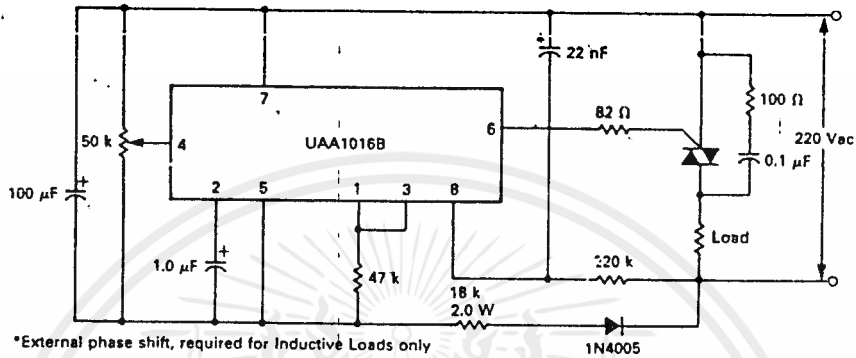
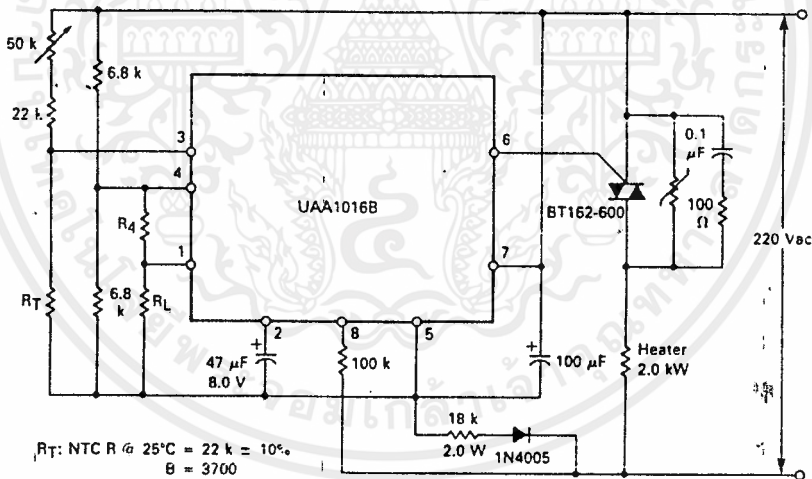


FIGURE 10 — APPLICATION CIRCUIT — ELECTRIC RADIATOR WITH PROPORTIONAL BAND THERMOSTAT, PROPORTIONAL BAND 1°C AT 25°C



กติการวมประกาศ

ผู้จัดทำขอขอบพระคุณ อาจารย์วิริยะ พิเศษฐจำเริญ ที่ให้คำแนะนำและแนวทางจนงานสำเร็จไปด้วยดี ขอขอบคุณบริษัท เคมเทคที่ให้ข้อมูลในการคิดสร้างโครงการ และขอขอบคุณกุลชาติ คุณพิณศรี ที่ได้ช่วยในเรื่องพิมพ์ปฏิญานินทร์ และเอื้อเฟื้อเครื่องพิมพ์ และได้ช่วยเหลือผู้จัดทำด้วยดีตลอดมา

ท้ายที่สุดนี้ ขอมอบให้เพื่อน ๆ ร่วมชั้น 3 พ ที่ได้เรียนด้วยกันมา ตลอดระยะเวลา 3 ปี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้