

อุปกรณ์ให้ความร้อน 1-เฟส ด้วยวิธีการปรับจำนวนไซเคิลเต็มแบบดิจิทัล  
Single-Phase Heater With Digital Integral Cycle Control



เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 61934  
วัน,เดือน,ปี..... 25 ก.ค. 2549

b. 115 76236  
i. ....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2547  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุปกรณ์ให้ความร้อน 1-เฟส ด้วยวิธีการปรับจำนวนไซเคิลเต็มแบบดิจิทัล  
Single-Phase Heater With Digital Integral Cycle Control



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2547  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2547

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง อุปกรณ์ให้ความร้อน 1-เฟส ด้วยวิธีการปรับจำนวนไซเคิลเต็มแบบดิจิทัล  
Single-Phase Heater with Digital Integral Cycle Control

ผู้จัดทำ

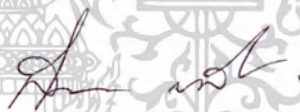
- |                |              |                       |
|----------------|--------------|-----------------------|
| 1. นาย ณัฐวุฒิ | เนียมตะเคียม | รหัสประจำตัว 45015144 |
| 2. นาย ทศพร    | สวัสดิ์ชีวัน | รหัสประจำตัว 45015149 |
| 3. นาย นพพร    | แซ่ลิม       | รหัสประจำตัว 45015156 |
| 4. นาย นุกูล   | สุทธิสุริยา  | รหัสประจำตัว 45015160 |





(รศ. ดร. จิริยะ พิเชฐจำเริญ)

อาจารย์ที่ปรึกษา



(ดร. สมภพ ผลไม้)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## อุปกรณ์ให้ความร้อน 1-เฟส ด้วยวิธีการปรับจำนวนไซเคิลเต็มแบบดิจิทัล

นายฉัฐวุฒิ เนียมตะเคียน 45015144

นายทศพร สวัสดิ์ชีวัน 45015149

นายนพพร แซ่ลิ้ม 45015156

นายอนุกุล สิริสุทธิยา 45015160

รศ.ดร.วิริยะ พิเชษฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร.สมภพ ผลไม้ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2547

### บทคัดย่อ

ในโครงการนี้ได้นำเสนอหลักการวิเคราะห์และสร้างคลื่นแรงดันเอาต์พุต ที่มีการควบคุมแบบไซเคิลคอนโทรลจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 1-เฟส 50Hz โดยใช้วิธีการควบคุมจำนวนไซเคิลที่จ่ายให้กับโหลด ซึ่งเป็นอุปกรณ์ให้ความร้อน (Heater) โดยขบวนการทั้งหมดจะใช้ Computer, Program Visual Basic 6.0 ในการสั่งงานตรวจสอบสถานะและแสดงผลการทำงานของเครื่องโดยมีไมโครคอนโทรลเลอร์ : MCU P89C51RD2 เป็นตัวกลางเชื่อมโยงระหว่าง Computer, Program Visual Basic 6.0 และวงจรกำลัง โดยค่าอุณหภูมิ จะนำผลการทดลองมาวิเคราะห์ เพื่อนำไปเขียนโปรแกรมควบคุมอุณหภูมิประมาณ 50-200°C ที่กำลังไฟฟ้าสูงสุด 2000 วัตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Single-Phase Heater With Digital Integral Cycle Control

Nattavut Neamtakean 45015144  
Tosawoan Sawatcheewan 45015149  
Nopporn Saelim 45015156  
Nukool Sitthisureya 45015160  
Assc. Prof.Dr.Viriya Pichetjamroen Advisor  
Dr.Sompob Pholamai Advisor

### Abstract

This paper present the principle of analysis and development of an integral-cycle controlled output voltage supplied from a single-phase, 50Hz utility power supply, utilizing the cycle control of an alternating current flow from the 50-Hz input to the load of a heating equipment. The smart integral-cycle control of the whole system is achieved with the aid of the Computer, Program Visual Basic 6.0 which is also equipped in the whole control system in order to check, control and display the control status of the Microcontroller MCU P89C51RD2 which is inter-connect between the Computer, Program Visual Basic 6.0 and the power control circuit. The resulting temperature are further analyzed for control temperature about 50-200°C at the maximum wattage of 2000 W.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาเกี่ยวกับการดำเนินการศึกษาและวิจัยจาก รศ.ดร.วิริยะ พิเชษฐจำเริญ และ ดร.สมภพ ผลไม้ ซึ่งอาจารย์เป็นผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ซึ่งพวกกระผมรู้สึกทราบบ้างในความอนุเคราะห์จากท่าน และขอกราบขอบพระคุณท่านเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณ พี่ รักษ์ศักดิ์ ยี่ร่อสา ที่ช่วยเหลือและให้เทคนิคการทำโครงการนี้ตลอดมาจนงานสำเร็จไปได้ด้วยดี

ขอขอบคุณ พี่เทพ ที่ให้คำแนะนำต่างๆและให้กำลังใจในการทำโครงการชิ้นนี้ ตลอดจนเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ทุกคนที่กล่าวนามและไม่ได้กล่าวนามที่ให้การช่วยเหลือตลอดมา

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณห้องสมุด ห้องโปรเจ็ค ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า และสถาบันที่ให้พวกกระผมได้มาศึกษาค้นคว้า วิจัย จนโครงการชิ้นนี้และวิทยานิพนธ์เล่มนี้เสร็จสิ้นไปด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้พวกกระผมขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

คณะผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

	หน้าที่
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	V
สารบัญภาพ	VI
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาของโครงการ	1
1.2 วัตถุประสงค์	1
1.3 ขอบเขตของงาน	1
บทที่ 2 อินทิกรัล ไซเคิล คอนโทรล	2
2.1 การทำงาน	2
2.2 คุณลักษณะ	3
บทที่ 3 ไทรแอก	10
บทที่ 4 เทอร์โมคัปเปิล	15
4.1 หลักการทำงานของเทอร์โมคัปเปิล	15
4.2 ชนิดของเทอร์โมคัปเปิล	18
4.3 เทอร์โมคัปเปิลและส่วนประกอบ	19
4.4 การชดเชยอุณหภูมิตรงรอยต่ออ้างอิง	21
บทที่ 5 หลักการทำงาน	23
5.1 ข้อมูลที่เชื่อมโยงกันทั้งหมดของวงจร	23
5.2 หลักการทำงานของชุดขับโหลด	24
5.3 A/D และวงจรขยายแรงดัน	26
5.4 Microsoft Visual Basic 6.0	27
บทที่ 6 ผลการทดลอง	28
6.1 ส่วนที่จะนำมาทำการวิเคราะห์	28
6.2 ส่วนที่ได้ทำการควบคุม	28
บทที่ 7 สรุป	34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

	หน้าที่
ตารางที่ 4.1 ความไวเทอร์โมอิเล็กทริกของวัสดุชนิดต่างๆ เมื่อนำมาเชื่อมต่อกับแพลทินัม	16
ตารางที่ 4.2 ความไว (s) ของเทอร์โมคัปเปิล 6-ชนิด ในช่วงอุณหภูมิต่างๆ	17
ตารางที่ 4.3 เปรียบเทียบเทอร์โมคัปเปิลแบบมาตรฐาน กับย่านอุณหภูมิใช้งาน และแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ได้	18
ตารางที่ 4.4 เปรียบเทียบเงื่อนไขบรรยากาศการใช้งานของเทอร์โมคัปเปิลมาตรฐานแบบต่างๆ	19
ตารางที่ 4.5 แสดงขนาดของสายเทอร์โมคัปเปิล และอุณหภูมิสูงสุดของการใช้งาน	20
ตารางที่ 4.6 ชนิดต่างๆ ของสายต่อชดเชยและสี่ขงฉนวนหุ้ม	21



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญญภาพ

	หน้าที่
รูปที่ 2.1 วงจรหลักของอินทิกรัลไฮเคลคคอนโทรล	2
รูปที่ 2.2 ลักษณะรูปคลื่นแรงดันที่ตกคร่อมโหลด ( $V'$ )	2
รูปที่ 2.3 คือคุณลักษณะการควบคุมของฟังก์ชัน $1 - \alpha$ นั่นคือ กำลังไฟฟ้าจะลดลงเป็น $1 - P/P_0$	4
รูปที่ 2.4 สเปกตรัมกระแสที่ $\alpha = 0.5$ ซึ่ง $p' = 20$ ตามลำดับ	6
รูปที่ 2.5 สเปกตรัมกระแสที่ $p' = 10$ ซึ่ง $\alpha = 0.4$ $\alpha = 0.6$ ตามลำดับ	6
รูปที่ 2.6 ได้แสดงถึงสเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าชั่วขณะ ที่ $p' = 10$ แล้ว $p$ เท่ากับ 2 และ 4 ตามลำดับ	9
รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้าง สัญลักษณ์และวงจรสมมูลเปรียบเทียบระหว่างไทรแอกกับเอสซีอาร์	10
รูปที่ 3.2 แสดงกราฟลักษณะสมบัติของไทรแอก	11
รูปที่ 3.3 แสดงการนำกระแสได้ 2 ทางของไทรแอก เมื่อได้รับการจุดชนวนด้วยกระแสเกตบวก	12
รูปที่ 3.4 วงจรควบคุมเฟสที่ใช้ไทรแอก	13
รูปที่ 3.5 วงจรควบคุมเฟสที่ใช้ไทรแอกและวงจรจุดชนวนเกิดของไทรแอก	14
รูปที่ 4.1 วงจรเบื้องต้นของเทอร์โมคัปเปิล	14
รูปที่ 4.2 แสดงลักษณะการเชื่อมจุดต่อและฉนวนที่ใช้ในเทอร์โมคัปเปิลโดยทั่วไป	20
รูปที่ 4.3 ตัวอย่างหนึ่งของการชดเชยอุณหภูมิที่รอยต่ออ้างอิงด้วยวงจรไฟฟ้า	22
รูปที่ 4.4 ข้อเปรียบเทียบกรณีไม่มีการชดเชยอุณหภูมิกับกรณีมีการชดเชยอุณหภูมิ	22
รูปที่ 5.1 แสดงโครงสร้างและวงจรการทำงาน	23
รูปที่ 5.2 วงจรและสัญญาณ Zero crossing	24
รูปที่ 5.3 แสดงหลักการการทำงานของไฮเคลคคอลลโทรล	25
รูปที่ 5.4 วงจรการทำงานของไทรแอก	26
รูปที่ 5.5 แสดงรูปคลื่นของอัตราส่วนคิวดีไฮเคลคที่ค่าต่างๆ	27
รูปที่ 5.6 วงจร A/D	28
รูปที่ 5.7 วงจรขยายแรงดัน	28
รูปที่ 6.1 กราฟแสดงค่าอุณหภูมิที่การ ON ทุกๆ 10 ไฮเคลค	30
รูปที่ 6.2 แสดงอุณหภูมิที่ 80 °C	31
รูปที่ 6.3 แสดงอุณหภูมิที่ 100 °C	31
รูปที่ 6.4 แสดงอุณหภูมิที่ 150 °C	32
รูปที่ 6.5 แสดงอุณหภูมิที่ 200 °C	32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### Introduction

#### 1.1 ความเป็นมาของโครงการ

เนื่องจากตู้อบไฟฟ้าโดยทั่วไปไม่สามารถทำการควบคุมอุณหภูมิให้คงที่เพราะเป็นการทำความร้อนโดยตรงซึ่งเป็นการใช้เทอร์โมสตาดและตัวตั้งเวลาในการควบคุมซึ่งยังมีข้อเสียอย่างเช่นให้ความร้อนช้า ซึ่งเป็นการใช้พลังงานที่มาก เป็นต้น ดังนั้นจึงควรที่จะมีการควบคุมอุณหภูมิให้คงที่ได้ดีกว่าการให้ความร้อนโดยตรงของตู้อบทั่วไป

ดังนั้นในปัญญานิพนธ์นี้จึงนำเสนอวิธีการ Cycle control ซึ่งเป็นการนำ อุปกรณ์เพาเวอร์ อิเล็กทรอนิกส์ที่สามารถควบคุมอุณหภูมิโดยการกำหนดจำนวน ไซเคิลซึ่งมีข้อดีคือให้ความร้อนได้เร็วขึ้น และเป็นการประหยัดพลังงาน

#### 1.2 วัตถุประสงค์

1.2.1 สามารถควบคุมแบบ Cycle control จากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 1-เฟส 50 Hz

1.2.2 สามารถควบคุมอุณหภูมิให้อยู่ในช่วงประมาณ 50-200 °C

1.2.3 สามารถนำค่าอุณหภูมิที่ทำการควบคุมมาประยุกต์กับงานจริงได้

#### 1.3 ขอบเขตของงาน

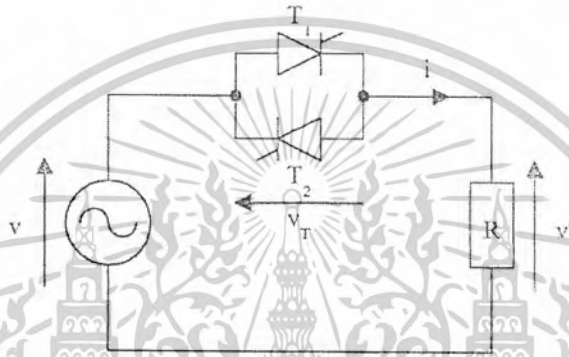
โครงการนี้เป็นการควบคุมอุณหภูมิโดยใช้หลักการของไซเคิลคอลโทรล โดยมีการสั่งงานและบันทึกผลด้วยคอมพิวเตอร์ โดยมี MCU: P89C51RD2 เป็นตัวเชื่อมโยง แล้วนำผลการทดลองที่ได้มาวิเคราะห์ เพื่อที่จะทำการควบคุมอุณหภูมิได้ตั้งแต่ 50-200 °C และทำงานในโหมดการอบอาหารได้

## บทที่ 2

### อินทิกรัล ไซเคิล คอนโทรล

#### 2.1 การทำงาน

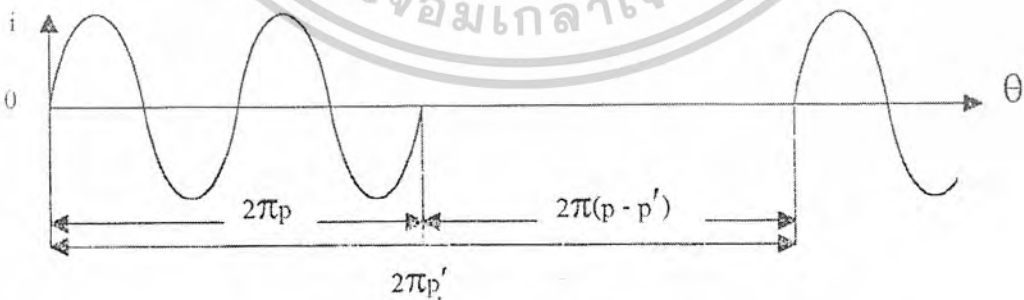
เพื่อที่จะควบคุมการไหลของกระแสจากแหล่งจ่ายไฟสลับ 1 เฟสไปยังโหลดนั้น(ในรูปที่ 2.1) แต่แทนที่จะใช้วิธีการเลื่อนมุมเพื่อให้การเริ่มนำกระแสของไทรริสเตอร์นั้นก็อาจจะให้ชุดเรกกูเรทนั้นทำหน้าที่เป็นสวิตซ์ทางกลก็ได้



รูปที่ 2.1 วงจรหลักของอินทิกรัล ไซเคิล คอนโทรล

เพื่อให้เกิดความมั่นใจได้ว่ากระแสที่ไหลผ่านโหลดนั้นมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ ซึ่งชุดเรกกูเรทจะต้องยอมให้กระแสไหลผ่านนั้นมีลักษณะเป็นคลื่นจำนวนเต็ม  $p$  (integral number of cycles) ดังนั้นจะต้องทำการกำหนดลูกคลื่นกระแสเป็น  $p-p'$

เราควรพิจารณาแต่เฉพาะเพียงแหล่งจ่าย  $v$  แรงดันที่ต่อกับ โหลดตัวต้านทานเพียงอย่างเดียว ภายใต้เงื่อนไขต่างๆเหล่านี้



รูปที่ 4.2 ลักษณะรูปคลื่นแรงดันที่ตกคร่อมโหลด ( $V$ )

หมายเหตุ แรงดัน ณ แหล่งจ่าย  $v = V\sqrt{2} \sin \theta$  เพราะ  $\theta = \omega t$  และ  $\omega = \frac{2\pi}{T}$  แรงดันตกคร่อม

โหลด  $v'$ , กระแส  $i$  และแรงดันตกคร่อมชุดเรกกูเรเตอร์  $v_T$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไทรริสเตอร์จะนำกระแสเป็นช่วงๆ อย่างเช่นว่ามีลักษณะการทำงานเป็นลูกคลื่นตามจำนวนลูกคลื่น  $p'$  ของแหล่งจ่าย มีคาบเวลาการทำงานเป็น  $2p'\pi/\omega$

ก่อนอื่นคาบเวลาการทำงานของการนำกระแสของ  $T_1$  เมื่อ  $\theta = 0, 2\pi, \dots, (p-1)2\pi$  และ  $T_2$  เมื่อ  $\theta = \pi, 3\pi, \dots, (2p-1)\pi$  (รูปที่ 2.2)

เมื่อโหลดเป็นค่าความต้านทาน กระแสที่ไหลผ่านชุดเรกทูเรเตอร์ นั่นคือ ลูกคลื่นจำนวน  $p$  ของแหล่งจ่าย  $V_T$  เป็นศูนย์และเพราะฉะนั้น  $v = v' = Ri$

$$i = \frac{V\sqrt{2}}{R} \sin \theta$$

เมื่อชุดเรกทูเรเตอร์อยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส นั่นคือ ลูกคลื่นจำนวน  $p' - p$  ของแหล่งจ่าย  $i=0$  ฉะนั้น  $v' = 0$  และ  $v_T = v$

## 2.2 คุณลักษณะ

### 4.2.1 คุณลักษณะการควบคุม

เมื่อลูกคลื่นจำนวน  $p$  แปรเปลี่ยนไปแต่ลูกคลื่นจำนวน  $p'$  จะยังคงคงที่อยู่ ค่ากระแสอาร์เอ็มเอสในโหลดจะเปลี่ยนค่าจากศูนย์ เมื่อ  $p = 0$  และมีค่าสูงสุดเป็น  $V/R$  เมื่อ  $p = p'$  อย่างไรก็ตาม การเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นก็ไม่ต่อเนื่อง ถึงแม้ว่าลูกคลื่นจำนวน  $p$  จะเปลี่ยนแปลงเป็นขั้นๆ ก็ตาม

เพราะว่าคาบเวลาการทำงานเป็น  $p'T$  และชุดเรกทูเรเตอร์ก็นำกระแสได้เพียงลูกคลื่นจำนวน  $p$  กำหนดให้

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

สามารถแสดงเป็นสูตรดังนี้

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

ค่าอาร์เอ็มเอสของกระแสเมื่อชุดเรกทูเรเตอร์อย่างทำงานเต็มพิกัด โดย  $I_0 = \frac{V}{R}$  และอัตราส่วนคิวตี้ไซเคิล

$$\alpha = \frac{p}{p'}$$

$$I = I_0 \sqrt{\alpha}$$

เพราะโหลดเป็นตัวต้านทานอย่างเดียว  $v' = Ri$  และแรงดันอาร์เอ็มเอสที่ตกคร่อมโหลด  $V' = RI$

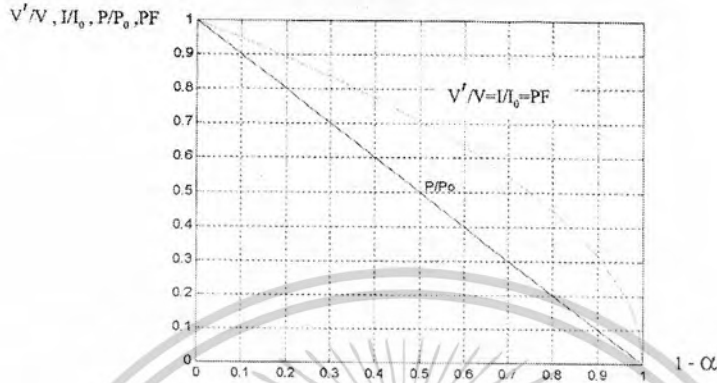
$$\frac{V'}{V} = \frac{I}{I_0} = \sqrt{\alpha}$$

ถ้า  $P$  คือกำลังไฟฟ้าจริงและ  $P_0$  กำลังไฟฟ้าสูงสุดที่ส่งไปยังโหลด ดังนั้นเมื่อชุดเรกทูเรเตอร์ทำงานอย่างเต็มพิกัด นั่นคือ เมื่อ  $\alpha = 1$  จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{P}{P'} = \frac{RI^2}{RI_0^2} = \alpha$$

พารามิเตอร์  $\alpha$  คือคุณลักษณะของการควบคุมกำลังไฟฟ้า



รูปที่ 2.3 คือคุณลักษณะการควบคุมของฟังก์ชัน  $1 - \alpha$  นั่นคือ กำลังไฟฟ้าจะลดลงเป็น  $1 - P/P_0$

#### 4.2.2 คุณลักษณะของกระแส ณ แหล่งจ่าย

การกระจายอนุกรมของกระแส ณ แหล่งจ่าย

คาบเวลาของกระแส  $I$  เท่ากับ  $p'T$  หรือความถี่เท่ากับ  $f/p'$  การกระจายสามารถจัดให้อยู่ในเทอมของความถี่ได้  $f/p', 2f/p' \dots (p'-1)f/p', f, (p'+1)f/p', (p'+2)f/p', \dots, kf/p'$

ฮาร์มอนิกอันดับ  $k$  ใดๆที่น้อยกว่า  $p'$  เป็นความถี่ที่ต่ำกว่าแหล่งจ่าย เรียกว่า “ซับฮาร์มอนิกส์” ส่วนที่อันดับ  $k$  ใดๆที่มากกว่า  $p'$  ความถี่เหล่านั้นจะสูงกว่าความถี่  $f$  ที่แหล่งจ่าย เรียกว่า “ฮาร์มอนิกส์”

สามารถแสดงให้เห็นถึง “พินดามেন্টอล” กระแสฮาร์มอนิกส์ ณ แหล่งจ่าย นั่นคืออันดับ  $k$  ใดๆเท่ากับ  $p'$

การกระจายของแหล่งจ่ายอาจจะเขียนในรูปแบบนี้

$$i = I_{1/p'} \sqrt{2} \sin(\theta/p' - \phi_{1/p'}) + \dots + I_1 \sqrt{2} \sin(\theta - \phi_1) + \dots + I_{k/p'} \sin(k\theta/p' - \phi_{k/p'})$$

ค่าอาร์เอ็มเอส  $I_{k/p'}$  ของฮาร์มอนิกส์อันดับ  $k$  ใดๆ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง

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

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

สำหรับฮาร์มอนิกส์และซับฮาร์มอนิกส์ นั่นคือ เมื่อ  $k \neq p'$  จะได้ว่า

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

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

เพราะฉะนั้น

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

สำหรับค่าพินดามเมนทอล นั่นคือ ฮาร์มอนิกส์อันดับ ที่  $k = p'$

$$A_1 = \sqrt{2}\alpha I_0$$

$$B_1 = 0$$

เพราะฉะนั้น  $I_1 = \alpha I_0$

เพราะว่า  $\varphi_1 = \arctan B_1/A_1 = 0$  เทอมของความถี่อยู่ในเฟสเดียวกันกับแหล่งจ่าย  $v$   
ตัวประกอบความถี่ฮาร์มอนิกส์

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

แสดงเป็นสูตรโดย

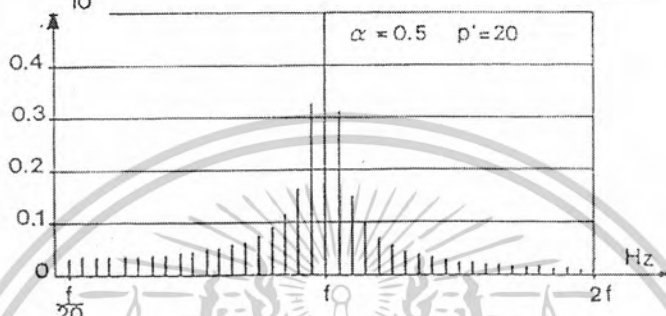
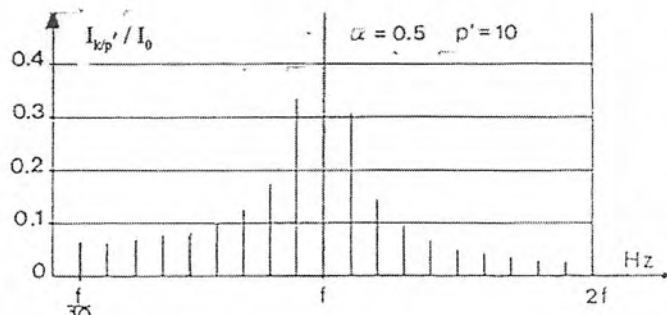
$$\tau_i = \sqrt{\frac{1 - \alpha}{\alpha}}$$

ตัวประกอบความถี่ฮาร์มอนิกส์ขึ้นอยู่กับอัตราส่วนคิวดีไซเคิล  $\alpha$  แต่ไม่ขึ้นอยู่กับ  $p'$

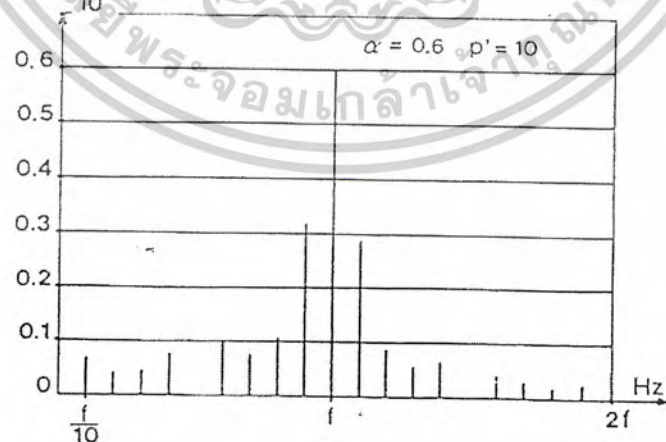
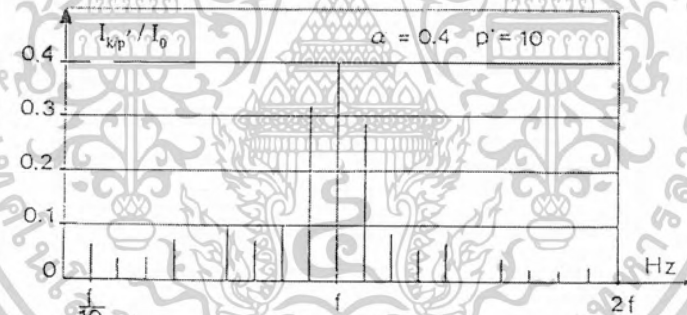
เพื่อที่จะให้รูปที่แสดงไว้นั้นเป็นจริง ได้จำลองสเปกตรัมของกระแสที่  $\alpha = 0.5$  (รูปที่ 2.4) ซึ่งมีลักษณะเช่นเดียวกันกับการลดลงของกำลังไฟฟ้าที่ 50% สำหรับที่  $p' = 10$  และ  $p' = 20$  ตามลำดับ แน่นอนได้แสดงให้เห็นว่าได้มีการเพิ่มขึ้นของ  $p'$  การเพิ่มขึ้นของจำนวน ซับฮาร์มอนิกส์ ทำให้เกิดการลดลงระหว่างฮาร์มอนิกส์กับแอมพลิจูด แต่พินดามเมนทอลกับตัวประกอบความถี่ฮาร์มอนิกส์ไม่เปลี่ยนแปลง

สำหรับค่า  $p'$  ที่เหมือนกันนั้น ฮาร์มอนิกส์ต่างๆที่มีค่า  $\alpha$  และ  $1 - \alpha$  ที่เหมือนกันจริงๆแล้วในสมการ  $|\sin k\pi\alpha| = |\sin k\pi(1 - \alpha)|$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 สเปกตรัมกระแสที่  $\alpha = 0.5$  ซึ่ง  $p' = 20$  ตามลำดับ



รูปที่ 4.5 สเปกตรัมกระแสที่  $p' = 10$  ซึ่ง  $\alpha = 0.4$   $\alpha = 0.6$  ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวประกอบกำลัง

ค่าฮาร์มอนิกนั้นยังขึ้นอยู่กับเปลี่ยนแปลงของค่ากำลังไฟฟ้าคู่หนึ่งที่ได้มาโดย  $\alpha$  และคาบเวลาของรูปคลื่นกระแสทั้งหมดที่เข้ามาโดยการเลือกของ  $p'$  ตัวประกอบความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิก  $\tau$ , ไม่ขึ้นกับ  $p'$  จึงยอมให้คุณลักษณะทั้งหมดของการรบกวนที่เกิดขึ้นนี้มีความสัมพันธ์โดยตรงกับตัวประกอบกำลัง

$$PF = \frac{P}{S}$$

ซึ่ง  $S = VI$  และ  $P = VI_1$  เพราะว่ากำลังไฟฟ้าจริงนั้นยังประกอบไปด้วยฮาร์มอนิกที่มีความถี่  $f$  และยังมีเฟสเดียวกันกับแรงดัน เพราะฉะนั้น

$$PF = \frac{I_1}{I}$$

เพราะว่า

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

จะได้ว่า

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + \tau_i^2}}$$

ตัวประกอบกำลังสามารถคำนวณได้โดยตรง เพราะว่า  $P = RI^2$

$$PF = \frac{RI^2}{VI} = \frac{I}{I_0} = \sqrt{\alpha} = \sqrt{\frac{P}{P_0}}$$

การลดลงของตัวประกอบกำลังสัมพันธ์โดยตรงกับระดับของการปรับเปลี่ยนที่ได้จัดเตรียมไว้ให้

คุณลักษณะของกำลังไฟฟ้า

เพราะว่ากระแสไฟคานเมนทอลอยู่ในเฟสเดียวกันกับแรงดัน กำลังไฟฟ้าสูญเสีย  $Q_1$  จะเป็นศูนย์และตัวประกอบกำลังจะลดลงเนื่องจากฮาร์มอนิก

วงจรถูก่อนหน้านี้ สามารถคำนวณหา กำลังไฟฟ้าต่างๆได้

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

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรโดยทั่วไปจะทำงานที่ค่า  $\cos \varphi_1 = 1$  ซึ่งจะตรงกันข้ามกับการควบคุมแบบเฟส ค่า  $\cos \varphi_1$  จะลดลงก็ต่อเมื่อกำลังไฟฟ้าจริงลดลงนั่นเอง ตัวประกอบกำลังนั้นจะเหมือนกันทั้งสองวงจร การควบคุมแบบอินทิกรัลไซเคิลจะเกี่ยวข้องกับความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้าซึ่งสูงกว่าการควบคุมแบบเฟส

ส่วนรูปที่ 2.6 นั้นได้แสดงถึงการลดลงของกำลังไฟฟ้า  $1-P/P_0$  นอกจากนั้นยังมีการเปลี่ยนแปลงของ  $S/S_0 = F$ ,  $P/S_0$  และ  $D/S_0$  เมื่อได้มีการควบคุมแบบเฟส ในกรณีหลัง คุณลักษณะของ  $S/S_0$  และ  $P/S_0$  จะมีลักษณะเช่นเดียวกันกับการทำงานแบบอินทิกรัลไซเคิล

จะสังเกตได้ว่าขนาดของความผิดเพี้ยนของกำลังไฟฟ้า จะแสดงค่าสุดที่  $0.5S_0$  (ในขณะที่กำลังไฟฟ้าได้ลดลงถึงครึ่งหนึ่ง) การลดลงที่มากกว่านี้จะทำให้เกิดการผิดเพี้ยนของกำลังไฟฟ้าจะเกิดมากกว่ากำลังไฟฟ้าจริงที่ส่งไปยังโหลด

วงจรการควบคุมแบบเฟสเป็นการควบคุมกำลังไฟฟ้าที่มุมเดียวกัน กำลังไฟฟ้าที่สูญเสียก็ชัดเจนโดยการลดค่าความผิดเพี้ยนของกำลังไฟฟ้าลง  
รูปที่ 2.6 นั้นแสดงถึงการลดลงของกำลังไฟฟ้า  $1-P/P_0$  นอกจากนั้นยังมีการเปลี่ยนแปลงของ  $S/S_0 = F$ ,  $P/S_0$  และ  $D/S_0$

#### กำลังไฟฟ้าฮาร์มอนิกส์

ความผิดเพี้ยนของกำลังไฟฟ้า, ตัวประกอบกำลังและตัวประกอบความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ ไม่ขึ้นอยู่กับคาบเวลาการทำงาน  $p' T$  ใดๆก็ตาม เมื่อ  $p'$  มีขนาดใหญ่พอที่จะควบคุมแบบอินทิกรัลไซเคิลให้ได้ผลออกมาสามารถลดฮาร์มอนิกส์ลงได้ นั่นคือ ความถี่จะเป็นจำนวนเท่าของ  $f$  ก่อนอื่นที่ความถี่  $2f$  ซึ่งสอดคล้องกับค่า  $k=2p'$  มีค่าสูงสุดคือ

$$\frac{I_{2f}}{I_0} = \frac{2p'}{\pi|p'^2 - 4p'^2|} = \frac{2}{3\pi p'}$$

เมื่อ  $p' = 10$  หรือมากกว่านี้  $I_{2f}/I_0$  ก็มีค่าเท่ากับหรือน้อยกว่า 2%

เพราะฉะนั้น โดยหลักๆ แล้วความเสี่ยงจะไม่เกิดขึ้นกับฮาร์มอนิกส์แต่จะเกิดขึ้นกับที่ความถี่ต่ำๆ ถ้าวางจรของแหล่งจ่ายที่ความถี่  $f$  กระแสที่ไหลอยู่ในช่วงลูกคลื่นจำนวน  $p$  และจะหยุดในช่วงลูกคลื่นจำนวน  $p-p$  จะสามารถสังเกตเห็นกระแสเล็กรวม ผลกระทบของการกระเพื่อมและการลดลงของแรงดันจะปรากฏที่ความถี่  $f/p'$  ใดๆก็ตาม สเปกตรัมของกระแสเส้นแรกที่มีความถี่  $f/p'$  จะมีขนาดต่ำลง

อันที่จริงแล้วเนื่องจากผลกระทบเหล่านี้เป็นเพียงหลักการที่ได้แสดงไว้ในสเปกตรัมด้วยความถี่  $f-fp'$  และ  $f+fp'$

ด้วยเหตุผลที่ว่าต้องการให้เกิดความสมบูรณ์ในการวิเคราะห์ของกระแสฮาร์มอนิกส์ด้วยการพิจารณาที่กำลังชั่วขณะ  $Ri^2$

ในระหว่างคาบเวลาเมื่อตัวต้านทานที่ต่ออยู่กับแหล่งจ่าย ทำให้กำลังไฟฟ้าชั่วขณะนั้นมีค่าเท่ากับ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เช่นกำลังไฟฟ้าเฉลี่ย  $P_0$  ที่มีมุม  $\alpha$  เท่ากับหนึ่ง ส่วนค่าอาร์เอ็มเอสของ  $P_{k/p'}$  ที่ความถี่  $k/p'$  ใดๆสามารถทำการกระจายอนุกรมกำลังไฟฟ้าได้เท่ากับหนึ่ง

$$P_{k/p'} = \sqrt{\frac{A'^2_{k/p'} + B'^2_{k/p'}}{2}}$$

ซึ่ง

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

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

สำหรับ  $k \neq 2p'$  จะได้ว่า

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

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

ซึ่งกำหนดให้

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

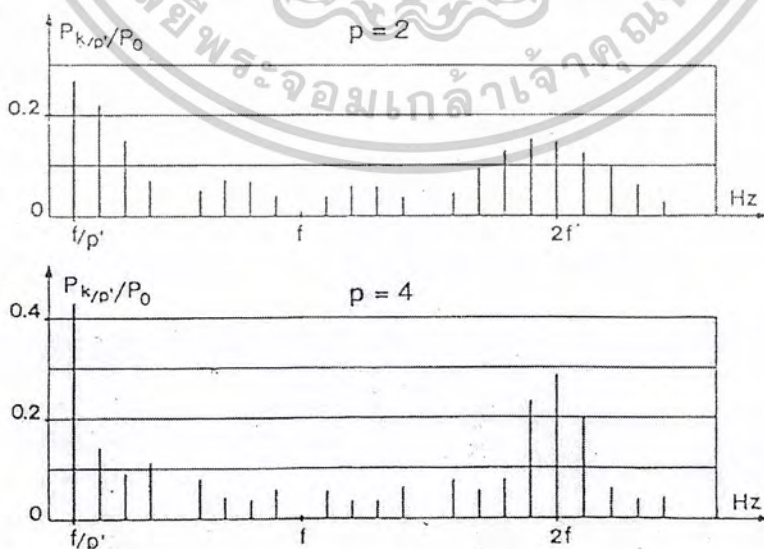
แล้วสำหรับ  $k=2p'$  จะได้ว่า

$$A'_2 = 0$$

$$B'_2 = -\alpha P_0$$

เพราะฉะนั้น

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



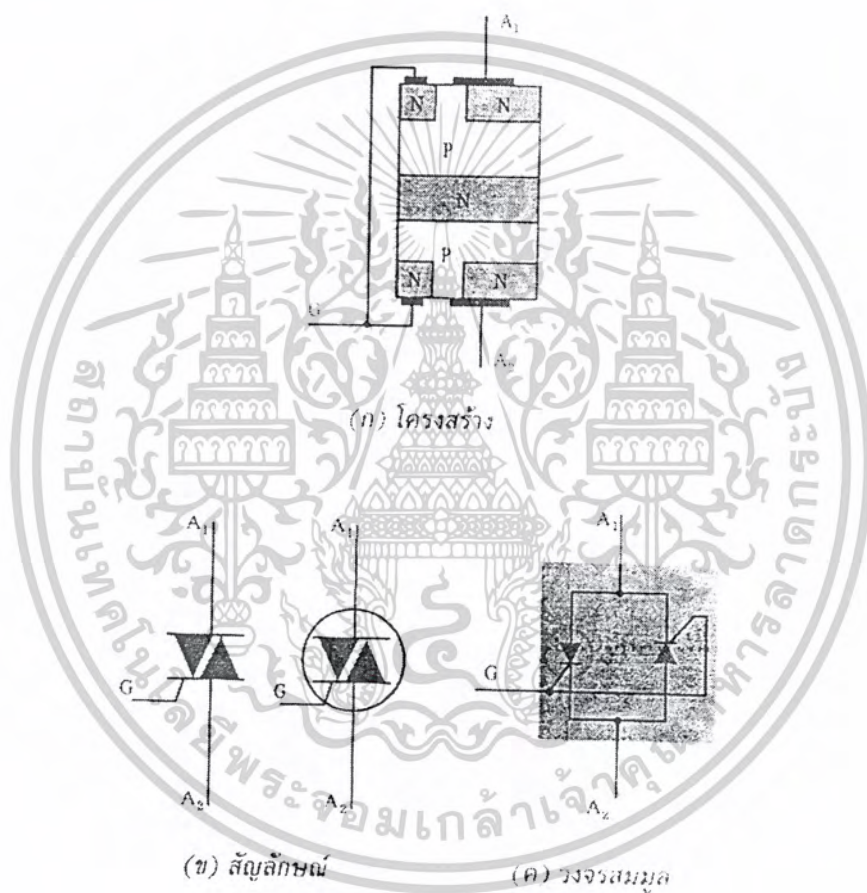
รูปที่ 4.7 ได้แสดงถึงสเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าชั่วขณะที่  $p' = 10$  แล้ว  $p$  เท่ากับ 2 และ 4 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 3

## ไทรแอก

ไทรแอกมีลักษณะโครงสร้างภายในเหมือนไดโอด แต่มีขาเกตเพิ่มขึ้นไปอีก 1 ขา ไทรแอกสามารถทำงานได้ทั้งไบแอสตรงและไบแอสกลับเหมือนไดโอด และต้องมีการจุดชนวนเกตของไทรแอก เหมือนกับการจุดชนวนเกตของ เอสซีอาร์ โครงสร้างของไทรแอกแสดงในรูปที่ 3.1ก และสัญลักษณ์ของไทรแอกแสดงในรูปที่ 3.1ข

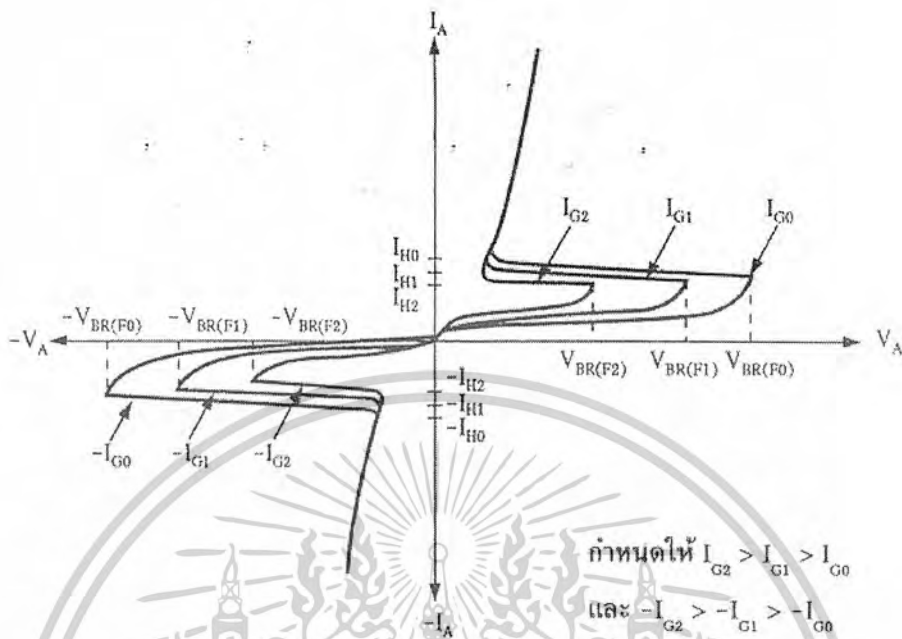


รูปที่ 3.1 แสดง โครงสร้าง สัญลักษณ์และวงจรสมมูลเปรียบเทียบระหว่างไทรแอกกับเอสซีอาร์

เพื่อศึกษาไทรแอกให้เข้าใจง่ายขึ้น ไทรแอกเปรียบเทียบกับเอสซีอาร์สองตัวต่อกลับหัวกัน โดยต่อขาเกตของเอสซีอาร์ทั้งสองตัวร่วมกัน ดังแสดงในรูปที่ 3.1ค นั้นแสดงว่าไทรแอกนั้นนำกระแสได้ 2 ทางเหมือนไดโอด และต้องมีสัญญาณจุดชนวนเหมือนเอสซีอาร์

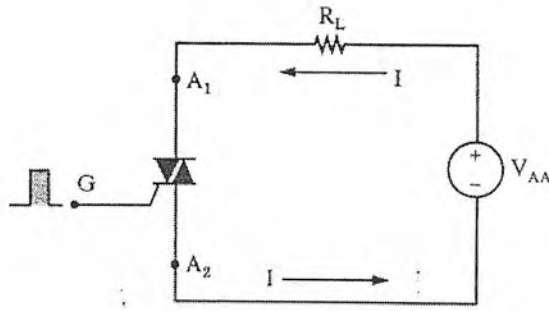
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟลักษณะสมบัติของไทรแอกแสดงให้เห็นในรูปที่ 3.2

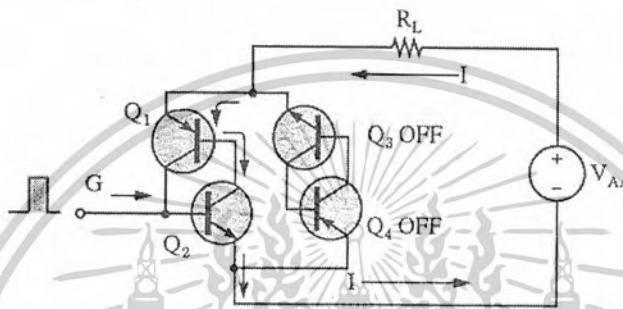


รูปที่ 3.2 แสดงกราฟลักษณะสมบัติของไทรแอก

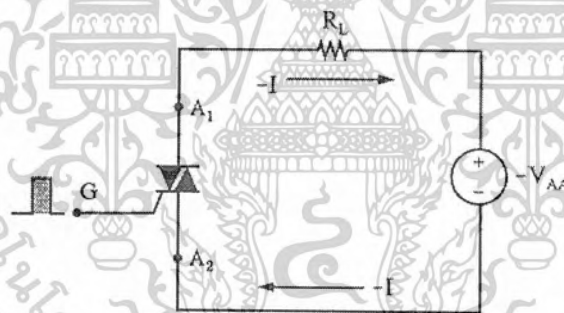
จากกราฟลักษณะสมบัติของไทรแอก จะเห็นว่าเมื่อให้แรงดันไบแอสตรงกับไทรแอก ( $V_{BR}$ ) โดยไม่ให้เกินกว่าค่าแรงดันพังทลาย  $V_{BR(F0)}$  และจ่ายกระแสเกตบวก ( $I_G$ ) ให้กับเกตของไทรแอก จะทำให้ไทรแอกนำกระแสได้โดยกระแสจะไหลจากขั้ว  $A_1$  ไปยังขั้ว  $A_2$  และเมื่อป้อนแรงดันไบแอสกลับให้ไทรแอก ( $-V_{BR}$ ) โดยไม่ให้เกินกว่าแรงดันพังทลายจากกราฟคือ  $-V_{BR(F0)}$  สามารถจ่ายกระแสเกตลบ ( $-I_G$ ) เพื่อจุดชนวนไทรแอกให้นำกระแสได้เช่นกัน แต่กระแสจะไหลจากขั้ว  $A_2$  ไปยังขั้ว  $A_1$  การจุดชนวนไทรแอกไม่ว่าจะจุดชนวนเกตเมื่อไทรแอกได้รับแรงดันไบแอสตรงหรือไบแอสกลับก็ตาม สามารถจุดชนวนเกตได้ 2 วิธีคือ จุดชนวนด้วยกระแสเกตบวกหรือกระแสเกตลบก็ได้ ดังเช่นในรูปที่ 3.3 ให้ไทรแอกได้รับแรงดันไบแอสตรงและจุดชนวนด้วยกระแสเกตบวก ไทรแอกก็ทำงานได้มีกระแสไหลจาก  $A_1$  ไปยัง  $A_2$  หรือจุดชนวนไทรแอกในรูปที่ 3.3c ให้ไบแอสไทรแอกตรงกันข้ามกับรูปที่ 3.3ก แต่ใช้กระแสเกตบวกเหมือนกัน ก็สามารถจุดชนวนไทรแอกให้ทำงานได้ กระแสจะไหลจากขั้ว  $A_2$  ไปยังขั้ว  $A_1$  ดังรูป



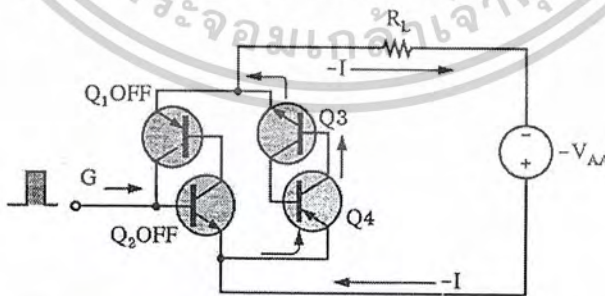
(ก) จุดชนวนด้วยพัลส์บวก เมื่อ  $A_1$  เป็นบวก  $A_2$  เป็นลบ



(ข) ทรานซิสเตอร์ภายใน  $Q_1$  และ  $Q_2$  ทำงาน  $Q_3$  และ  $Q_4$  ไม่ทำงาน



(ค) จุดชนวนด้วยพัลส์บวก เมื่อ  $A_1$  เป็นลบ  $A_2$  เป็นบวก



(ง) ทรานซิสเตอร์ภายใน  $Q_1$  และ  $Q_2$  ไม่ทำงาน  $Q_3$  และ  $Q_4$  ทำงาน

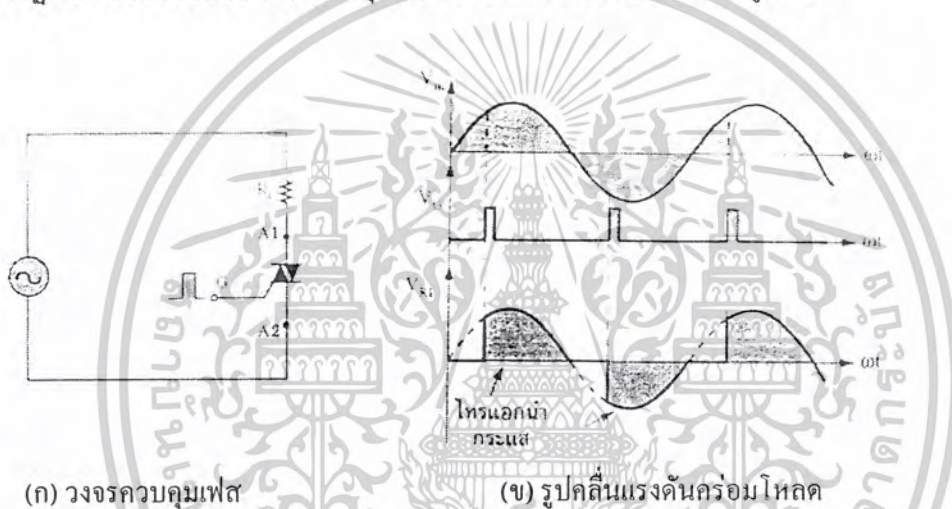
รูปที่ 3.3 แสดงการนำกระแสได้ 2 ทางของไทรแอก เมื่อได้รับการจุดชนวนด้วยกระแสเกตบวก

ได้กล่าวมาแล้วว่า โครงสร้างภายในวงจรไทรแอกนั้นคล้ายกับเอสซีอาร์สองตัวต่อกลับหัวกัน และใช้ขาเกตร่วมกัน ให้พิจารณารูปที่ 3.3ก และ 3.3ข จะพบว่าเมื่อกระแสแอโนดไหลจากขั้ว  $A_1$  ไปยัง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$A_2$  โครงสร้างภายในของไทรแอกทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะทำงาน แต่เมื่อควบคุมให้ไทรแอกมีกระแสแอโนดไหลกลับทางดังรูปที่ 3.3 การทำงานของโครงสร้างภายในจะเกิดจากการนำกระแสของทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_4$  แทน ส่วนทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะหยุดนำกระแส

### การนำไทรแอกไปใช้งาน

การนำไทรแอกไปใช้งานที่นิยมใช้กันมากที่สุด คือ การนำไปใช้ควบคุมกำลังไฟฟ้ากระแสสลับที่ไหลค เช่น ควบคุมความสว่างของหลอดไฟฟ้า หรือวงจรหรีไฟ ควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ ควบคุมความร้อนของขดลวดความร้อน เช่น เตอบนไฟฟ้า เตาลอมโลหะ เป็นต้น ลักษณะการทำงานของไทรแอกเพื่อควบคุมกำลังไฟฟ้ากระแสสลับนั้นใช้หลักการเดียวกันกับการควบคุมมุนนำกระแสของเอสซีอาร์ เนื่องจากไทรแอกนำกระแสได้สองทาง ดังนั้นจึงทำงานได้ทั้งในครึ่งวัฏจักรบวกและครึ่งวัฏจักรลบของไฟสลับ วงจรควบคุมเฟสที่ใช้ไทรแอกเบื้องต้นแสดงดังรูปที่ 3.4



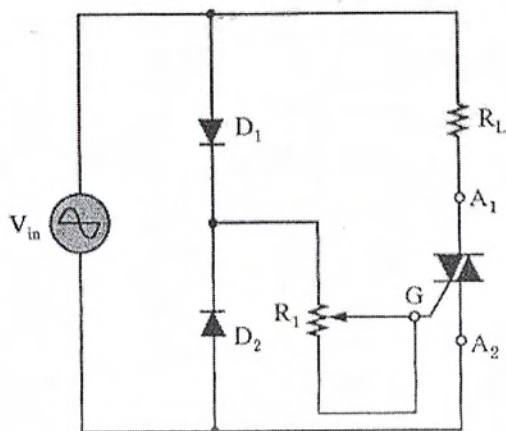
(ก) วงจรควบคุมเฟส

(ข) รูปคลื่นแรงดันคร่อมโหลด

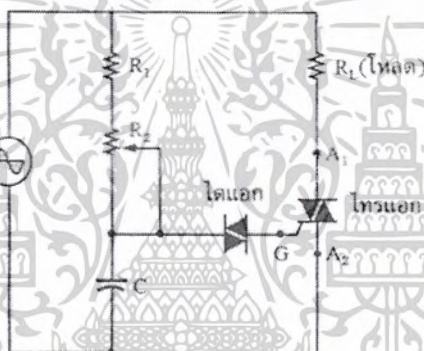
รูปที่ 3.4 วงจรควบคุมเฟสที่ใช้ไทรแอก

วงจรควบคุมเฟสที่ใช้ไทรแอกนั้น สามารถสร้างสัญญาณจุดชนวนเกิดอย่างง่าย ๆ ได้ โดยต่อไดโอด  $D_1$  และ  $D_2$  เพื่อแปลงไฟสลับและใช้  $R_1$  ซึ่งเป็นตัวต้านทานปรับค่าได้ปรับขนาดของสัญญาณจุดชนวนเกิดที่มุนำกระแสต่างๆ วงจรควบคุมเฟสที่ใช้ไทรแอก และรูปคลื่นสัญญาณแรงดันคร่อมโหลดแสดงในรูปที่ 3.5 ดังนั้นการควบคุมมุนจุดชนวนเกิด ( $V_G$ ) ของไทรแอกคือการปรับค่าความต้านทาน  $R_1$  รูปคลื่นแรงดันคร่อมโหลดเมื่อปรับ  $V_G$  แสดงดังรูปที่ 3.4x หรืออาจใช้ไดแอกเป็นตัวจุดชนวนเกิดของไทรแอกได้ เพื่อให้วงจรควบคุมเฟสมีประสิทธิภาพสูงขึ้นกว่า การใช้งานวงจรอย่างง่ายในรูปที่ 3.5 คือวงจรควบคุมเฟสที่ใช้ไดแอกจุดชนวนไทรแอกดังรูปที่ 3.5x การปรับค่า  $R_2$  คือการปรับมุนจุดชนวนเกิดของไทรแอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) วงจรควบคุมเฟสอย่างง่าย



(ข) วงจรควบคุมเฟสที่ใช้ไดโอดจุดชนวนไทรแอก  
รูปที่ 3.5 วงจรควบคุมเฟสที่ใช้ไทรแอกและวงจรจุดชนวนเกตของไทรแอก

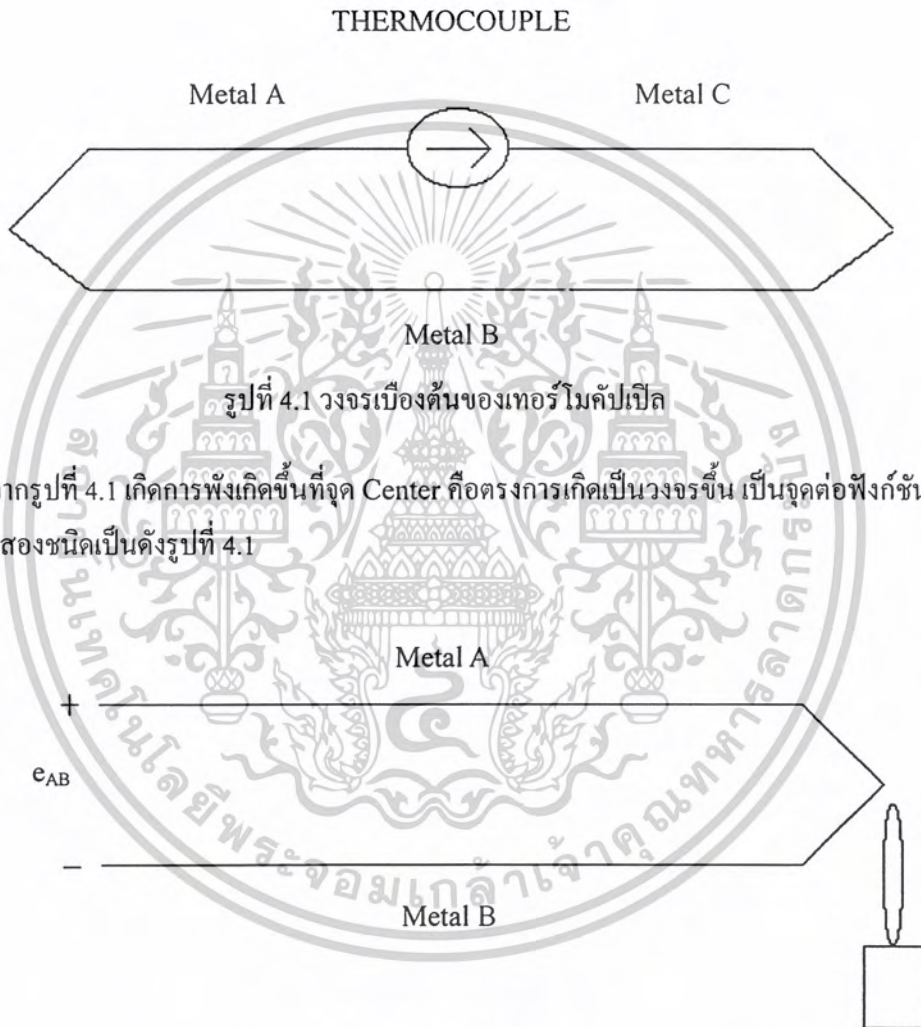
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 4

## เทอร์โมคัปเปิล

### 4.1 หลักการทำงานของเทอร์โมคัปเปิล

เมื่อนำโลหะที่แตกต่างกันมาเชื่อมต่อกันโดยมีจุดต่อ ดังรูปที่ 4.1 เมื่อให้ความร้อนที่สุดต่อด้านหนึ่ง อิเล็กตรอนภายในโลหะทั้งสองเมื่อได้รับความร้อนจะเกิดการเคลื่อนที่ คือ เกิดกระแสไหลในวงจร



จากรูปที่ 4.1 เกิดการพียงเกิดขึ้นที่จุด Center คือตรงกลางเกิดเป็นวงจรขึ้น เป็นจุดต่อฟังก์ชันจุดต่อของโลหะสองชนิดเป็นดังรูปที่ 4.1

$$e_{AB} = \text{Seebeck Voltage}$$

ผลที่เกิดขึ้นที่แสดงให้เห็นเกิด Seebeck Voltage max y แปรตามสัดส่วนของอุณหภูมิ

$$\Delta e_{ab} = \alpha \Delta T$$

เมื่อพิจารณาประกอบกับตารางที่ 4.1 ในตารางดังกล่าวได้แสดงความไวของเทอร์โมอิเล็กทริก (Thermoelectric sensitivity) ของวัสดุชนิดต่างๆ เมื่อนำมาเชื่อมต่อกับแพลทินัม ณ อุณหภูมิ 0 °C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 ความไวเทอร์โมอิเล็กทริกของวัสดุชนิดต่างๆ เมื่อนำมาเชื่อมต่อกับแพลทินัม  
(วัดอุณหภูมิรอบๆ 0 °C)

วัสดุ	ความไว (s) $\mu\text{Vpc}$
Bismuth	-35
Constantan	-15
Nickel	-13.6
Alumel	0
Platinum	0.6
Mercury	3
Carbon	3.5
Aluminium	4
Lead	6.5
Silver	6.5
Copper	6.5
Gold	7.5
Tungsten	18.5
Iron	25.5
Chromel	300
Germanium	440

ตารางที่ 4.1 บอกให้รู้ว่าเมื่อนำวัสดุชนิดหนึ่งมาเชื่อมต่อกับแพลทินัม แล้วนำไปวัดการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิรอบๆ 0 °C ที่ปลายของวัสดุนั้นจะเปลี่ยนแปลง (เมื่อเทียบกับปลายด้านแพลทินัม)

ก็ไมโครโวลต์ต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิหนึ่งองศา

ตัวอย่าง เช่น (ดูตารางที่ 4.1 ประกอบ) ถ้านำลวดของนิกเกิลมาเชื่อมต่อกับแพลทินัม แล้วนำไปวัดอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงรอบๆ 0 °C เราจะพบว่า

1. แรงเคลื่อนไฟฟ้าทางปลายด้านนิกเกิลจะเป็นลบเมื่อเทียบกับแพลทินัม
2. ความต่างศักย์ระหว่างปลายนิกเกิลกับปลายแพลทินัมจะเพิ่มขึ้นในสัดส่วน 15 ไมโครโวลต์ต่อหนึ่งองศา

ด้วยเหตุนี้เอง หากเราเลือกวัสดุที่เหมาะสมมาเชื่อมต่อเป็นเทอร์โมคัปเปิล ที่มีความไวใกล้เคียงกับค่าในตารางที่ 4.1 ดังกล่าว ยกตัวอย่างเช่น เทอร์โมคัปเปิลที่ใช้วัสดุโครเมลและอลูเมล (Chromel-Alumel) มาเชื่อมปลายด้านหนึ่งไว้จะมีความไวซึ่งอาจคำนวณได้จากตารางที่ 4.1 ดังนี้

1. ปลายด้านโครเมลจะมีศักย์ค่าไฟฟ้าสูงกว่าด้านอลูเมล
2. ความต่างศักย์ของปลายทั้งสองปลายจะมีความไว(s) = 25.8-(-13.6) =39.4 $\mu\text{Vpc}$

ในความเป็นจริงเราอาจจะนำวัสดุต่างๆ ในตารางที่ 1 มาทดลองต่อเชื่อมกันเพื่อทำเป็นเทอร์โมคัปเปิลชนิดต่างๆ ได้มากมาย แต่ในทางปฏิบัติเราจะพบว่า เทอร์โมคัปเปิลที่ใช้กันอยู่มีประมาณ 1 ชนิดเท่านั้น เหตุที่เป็นเช่นนี้ก็เพราะ การนำวัสดุต่างๆ มาเชื่อมต่อเป็นเทอร์โมคัปเปิลนั้น จะต้องคำนึงถึงเงื่อนไขต่อไปนี้ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ให้ได้ความไวสูงสุด (กล่าวคือ ความต่างศักย์เปลี่ยนแปลงสูงสุด เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลงไปหนึ่งองศา)
2. มีเสถียรภาพในการทำงานขณะทำการวัดอุณหภูมิค่าสูงๆ โดยที่วัสดุที่ใช้ประกอบเป็นเทอร์โมคัปเปิลจะยังคงไม่เปลี่ยนสภาพ หรือไม่เกิดเป็นออกไซด์ เป็นต้น
3. ให้ค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ได้มีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้น (Linear) กับค่าอุณหภูมิที่วัด
4. ให้ราคาต่อหน่วยต่ำที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้

สำหรับข้อพิจารณาที่ 3 ทางความเป็นเชิงเส้นนั้นมีความจำเป็นต้องกล่าวถึง ทั้งนี้เพราะความไวของเทอร์โมคัปเปิล (s) มีค่าไม่คงที่ แต่จะมีการเปลี่ยนแปลงไปบ้างตามช่วงอุณหภูมิที่วัด ดังนั้นแรงเคลื่อนไฟฟ้าของเทอร์โมคัปเปิลจึงไม่ได้มีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับค่าอุณหภูมิอย่างสมบูรณ์ (ดูตารางที่ 4.2 ประกอบ)

ตารางที่ 4.2 ความไว (s) ของเทอร์โมคัปเปิล 6-ชนิด ในช่วงอุณหภูมิต่างๆ

(หน่วย: ไมโครโวลต์ / °C)

อุณหภูมิ(°C)	ชนิดของเทอร์โมคัปเปิล					
	E	J	K	R	S	T
-200	25.1	25.1	15.3	-	-	15.7
-100	45.2	45.2	30.5	-	-	28.4
0	58.7	58.7	39.5	5.3	5.4	38.7
100	67.5	67.5	41.4	7.5	7.3	46.8
200	74.0	74.0	40.0	8.8	8.5	53.1
300	77.9	77.9	41.4	9.7	9.1	58.1
400	80.0	80.0	42.2	10.4	9.6	61.8
500	80.9	80.9	42.6	10.9	9.9	-
600	80.7	80.7	42.5	11.3	10.2	-
700	79.8	79.8	41.9	11.8	10.5	-
800	78.4	78.4	41.0	12.3	10.9	-
900	76.7	76.7	40.0	12.8	11.2	-
1000	74.9	74.9	38.9	13.2	11.5	-

จากตารางที่ 4.2 จะเห็นได้ชัดเจนว่าความไวของเทอร์โมคัปเปิลแต่ละชนิดจะมีค่าคงที่เฉพาะในช่วงที่อุณหภูมิจำกัด ดังนั้นการใช้งานจึงต้องพยายามเลือกใช้เทอร์โมคัปเปิลนั้น ๆ ในช่วงอุณหภูมิดังกล่าวด้วย

61934

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.2 ชนิดของเทอร์โมคัปเปิล

เทอร์โมคัปเปิลที่ซื้อขายในปัจจุบันมีหลายชนิดได้แก่ B, R, S, J, K, T และ E แต่ละชนิดจะมีข้อแตกต่างทั้งในด้านคุณสมบัติและการใช้งานที่สำคัญ ได้แก่

1. ชนิดของลวดโลหะที่ใช้
2. ช่วงอุณหภูมิที่ใช้งาน
3. แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ได้
4. เงื่อนไขบรรยากาศที่เหมาะสมแก่การใช้งาน
5. ลักษณะความเป็นเชิงเส้น (Linearity)

ในตารางที่ 4.3 แสดงการเปรียบเทียบชนิดของเทอร์โมคัปเปิลแบบมาตรฐานที่มีใช้ชนิดของลวดโลหะที่เป็นส่วนประกอบ ย่านอุณหภูมิใช้งาน ตลอดถึงแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ได้

ตารางที่ 4.3 เปรียบเทียบเทอร์โมคัปเปิลแบบมาตรฐาน กับย่านอุณหภูมิใช้งานและแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ได้

แบบ	ส่วนผสม	ย่านอุณหภูมิ		แรงเคลื่อนไฟฟ้า ที่ได้ mV
		°C	°F	
B	แพลตินัม – 30% โรเดียม, แพลทินัม – 6% โรเดียม	0~1820	32~3310	0~13.814
R	แพลทินัม – 13% โรเดียม แพลทินัม	-50~1768	-60~3210	-0.226~21.108
S	แพลทินัม – 10% โรเดียม แพลทินัม	-50~1768	-60~3210	-0.236~18.698
J	เหล็ก/คอนสแตนแตน	-210~760	-350~1400	-8.096~42.922
K	โครเมิล/อลูเมิล	-270~1372	-450~2500	-6.458~54.875
T	ทองแดง/คอนสแตนแตน	-270~400	-450~750	-6.258~20.869
E	โครเมิล/คอนสแตนแตน	-270~1000	-450~1830	-9.835~76.358

-แรงเคลื่อนไฟฟ้าจากการเปรียบเทียบอุณหภูมิที่วัดจากจุดเยือกแข็งของน้ำ

สำหรับย่านอุณหภูมิใช้งานที่ระบุในตารางนั้น หมายถึง ย่านอุณหภูมิที่สามารถใช้เทอร์โมคัปเปิลได้ โดยที่ขดลวดโลหะซึ่งประกอบขึ้นเป็นเทอร์โมคัปเปิลยังไม่เปลี่ยนสภาพ ทั้งนี้ยังไม่ได้พิจารณาถึงปัญหาความไม่เชิงเส้น (ที่ได้กล่าวไปข้างแล้วในหัวข้อก่อนหน้า) ที่มีส่วนจำกัด ย่านอุณหภูมิใช้งาน ให้แคบลงไปอีก

นอกจากปัญหาความไม่เชิงเส้นดังกล่าวแล้ว การใช้งานเทอร์โมคัปเปิลยังต้องพิจารณาเงื่อนไขบรรยากาศการใช้งานอีกด้วย ทั้งนี้เพราะโลหะของเทอร์โมคัปเปิลแต่ละชนิด จะมีความเหมาะสมในการใช้งานในบรรยากาศต่างๆ ไม่เหมือนกัน สำหรับตารางที่ 4.4 เปรียบเทียบชนิดของเทอร์โมคัปเปิล

มาตรฐานเหล่านี้กับเงื่อนไขบรรยากาศเหมาะสมหรือไม่เหมาะสมกับการใช้งาน

แม้ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นในการใช้เทอร์โมคัปเปิลจึงต้องเลือกหาแบบที่เหมาะสมกับเงื่อนไขที่เราจะใช้วัดอันได้แก่ ช่วงของอุณหภูมิที่จะวัด บรรยากาศที่ทำการวัด ช่วงความเป็นเชิงเส้น และขนาดของแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่จะได้ออก เป็นต้น

ตารางที่ 4.4 เปรียบเทียบเงื่อนไขบรรยากาศการใช้งานของเทอร์โมคัปเปิลมาตรฐานแบบต่างๆ

ความเหมาะสมในการใช้งาน							
TC แบบ	บรรยากาศ Oxidizing	บรรยากาศ Reducing	บรรยากาศ Inert	Vacuum	บรรยากาศ Sulfurous	อุณหภูมิ $< 0^{\circ}\text{C}$	มีไอของ โลหะ
B	ได้	ไม่ได้	ได้	ได้ในช่วงสั้นๆ	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้
R	ได้	ไม่ได้	ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้
S	ได้	ไม่ได้	ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้
J	ได้	ได้	ได้	ได้	ไม่ได้ $> 500^{\circ}\text{C}$	ไม่ได้	ได้
K	ได้*	ไม่ได้	ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ได้	ได้
T	ได้	ได้	ได้	ได้	ไม่ได้	ได้	ได้
E	ได้	ไม่ได้	ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ได้	ได้

\* ใช้งานได้ดีกว่าแบบ E, J และ T เมื่ออุณหภูมิ  $> 500^{\circ}\text{C}$  โดยเฉพาะกับอุณหภูมิ  $< 0^{\circ}\text{C}$

#### 4.3 เทอร์โมคัปเปิลและส่วนประกอบ

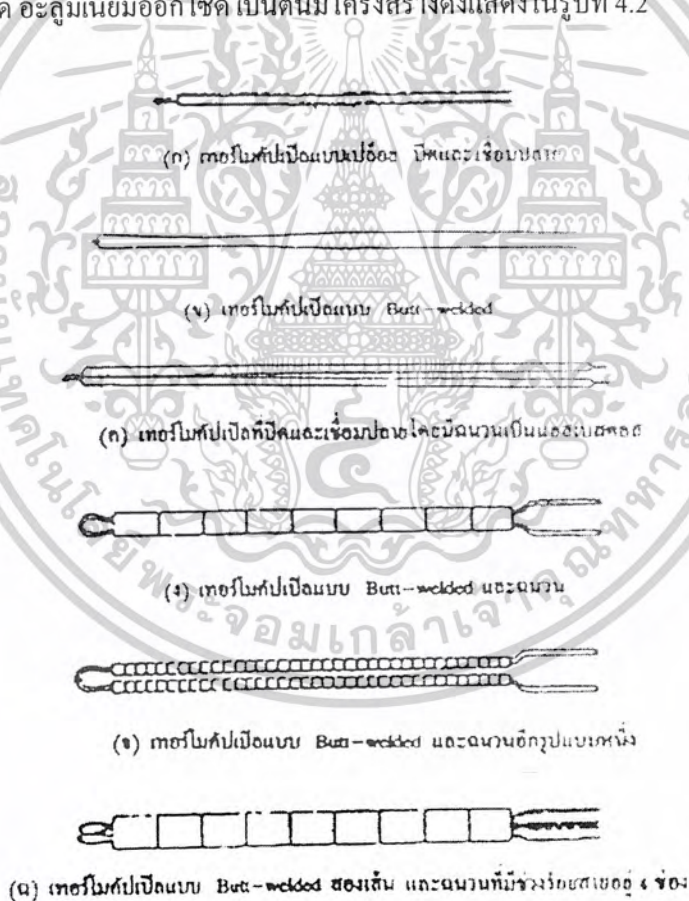
เรามักไม่ใช้งานเทอร์โมคัปเปิลเปลือยๆ หากแต่จะมีชิ้นส่วนหรือองค์ประกอบอื่นเพิ่มเติมเพื่อสามารถใช้งานเทอร์โมคัปเปิลในบรรยากาศที่ต้องการได้เป็นเวลายาวนานเพียงพอ

1. ตัวเทอร์โมคัปเปิลเอง เทอร์โมคัปเปิลที่ใช้จะมีเส้นผ่านศูนย์กลางแตกต่างกัน โดยเทอร์โมคัปเปิลชนิดเดียวกันจะมีช่วงอุณหภูมิการใช้งานสูงขึ้นถ้าหากเส้นผ่านศูนย์กลางมีขนาดใหญ่ว่างแสดงในตารางที่ 4.5

ตารางที่ 4.5 แสดงขนาดของสายเทอร์โมคัปเปิล และอุณหภูมิสูงสุดของการใช้งาน

ขนาดสาย AWG ชนิด	8 Gage	14 Gage	20 Gage	24 Gage	28 Gage
T		370 °C	260 °C	200 °C	200 °C
J	760 °C	590 °C	480 °C	370 °C	370 °C
E	870 °C	650 °C	540 °C	430 °C	430 °C
K	1200 °C	1090 °C	980 °C	870 °C	870 °C
R&S				1480 °C	
B				1700 °C	

2. ฉนวนของเทอร์โมคัปเปิล ฉนวนนี้จะทำหน้าที่กั้นไม่ให้สายของเทอร์โมคัปเปิลลัดวงจรและไม่ให้สายของเทอร์โมคัปเปิลแตะกับปลอกหุ้มโลหะ (Protection tube) ฉนวนดังกล่าวใช้สารประเภท แมกนีเซียมออกไซด์ อะลูมิเนียมออกไซด์ เป็นต้น มีโครงสร้างดังแสดงในรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 แสดงลักษณะการเชื่อมจุดต่อและฉนวนที่ใช้ในเทอร์โมคัปเปิลโดยทั่วไป

3. ท่อหุ้มป้องกัน ทำหน้าที่เสริมความแข็งแรงให้กับตัวเทอร์โมคัปเปิลขณะเดียวกันก็ป้องกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทอร์โมคัปเปิลจากบรรยากาศภายนอกที่จะทำให้อายุการใช้งานของเทอร์โมคัปเปิลสั้นลง เป็นต้นว่า สารเคมีสภาวะกรดหรือด่าง สารกัดกร่อน เป็นต้น

4. สายต่อชดเชย (Compensating lead wire) การเดินสายเชื่อมต่อกับสายเทอร์โมคัปเปิลไปสู่เครื่องวัดนั้นหากสามารถเชื่อม โยงกัน โดยใช้สายลวดเทอร์โมคัปเปิลที่ดีที่สุด แต่ในหลายกรณีลวดเทอร์โมคัปเปิลจะมีราคาแพงหรือความต้านทานสูง หรือไม่สะดวกในการเดินสาย เราจึงมักใช้ลวดโลหะอื่นต่อเชื่อมแทน เราเรียกลวดโลหะนี้ว่าสายต่อชดเชย สายต่อชดเชยที่ใช้จะต้องเลือกให้มีแรงดันไฟฟ้าเนื่องจากอุณหภูมิ (Thermoelectric) เช่นเดียวกับเทอร์โมคัปเปิลที่ใช้ ในกรณีของญี่ปุ่นนั้นจะใช้สีของฉนวนหุ้ม เพื่อบอกชนิดของเทอร์โมคัปเปิลที่ใช้งานต่อกับสายต่อชดเชยนั้นๆ ดังแสดงในตารางที่ 4.6

ตารางที่ 4.6 ชนิดต่างๆ ของสายต่อชดเชยและสีของฉนวนหุ้ม

ชนิดของเทอร์โมคัปเปิลที่ใช้งานได้	สีของฉนวนหุ้มสายต่อชดเชย
B	เทา
R	ดำ
S	ดำ
K	น้ำเงิน
E	ชมพู
J	เหลือง
T	น้ำตาล

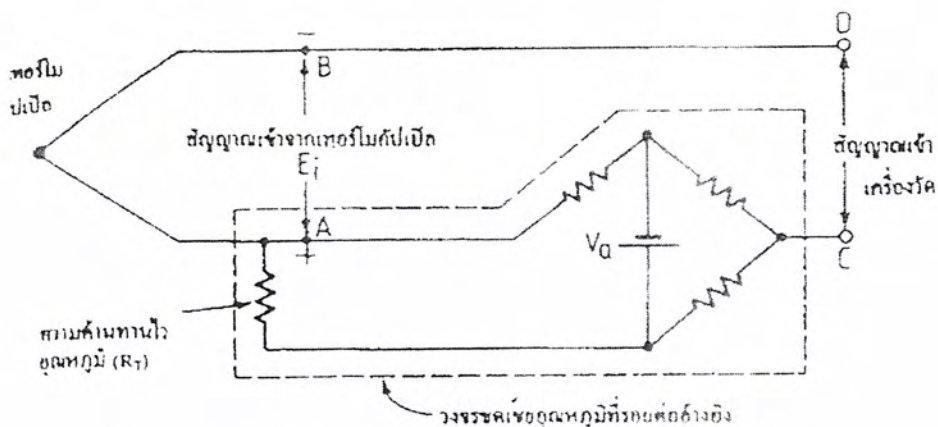
#### 4.4 การชดเชยอุณหภูมิตรงรอยต่ออ้างอิง

การวัดอุณหภูมิด้วยเทอร์โมคัปเปิลนั้น เป็นการอาศัยแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจากความแตกต่างของอุณหภูมิที่จุด 2 จุด ด้วยเหตุนี้จึงมีความจำเป็นต้องรักษาค่าอุณหภูมิที่รอยต่อให้คงที่ ซึ่งอาจจะทำได้โดยการแช่รอยต่ออ้างอิงในน้ำแข็ง เพื่อรักษาค่าอุณหภูมิของจุดนั้นให้เป็น  $0^{\circ}\text{C}$  หรืออาจจะใช้วิธีการชดเชยอุณหภูมิตรงรอยต่ออ้างอิง

ถ้าหากเราวัดอุณหภูมิโดยการวัดค่าแรงเคลื่อนจากปลายเทอร์โมคัปเปิลด้วยโพเทนชิโอมิเตอร์ หรือมิเตอร์วัดแรงเคลื่อน เรามักทำการชดเชยอุณหภูมิที่รอยต่ออ้างอิงดังแสดงในรูปที่ 4.4 โดยการแช่รอยต่ออ้างอิงในน้ำแข็งในวงจรวัดอุณหภูมิโดยทั่วไป เรามักทำการชดเชยอุณหภูมิตรงรอยต่ออ้างอิงด้วยวงจรไฟฟ้าดังแสดงในรูปที่ 4.3

วงจรชดเชยในรูปที่ 4.3 เป็นวงจรบริดจ์ ซึ่งมีแขนข้างหนึ่งเป็นความต้านทานไวอุณหภูมิ การทำงานของวงจรบริดจ์ ดังกล่าวจะเข้าใจได้ดีขึ้น หากพิจารณาประกอบกับปัญหาที่เกิดขึ้นขณะไม่มีการชดเชย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 ตัวอย่างหนึ่งของการชดเชยอุณหภูมิที่รอยต่ออ้างอิงด้วยวงจรไฟฟ้า



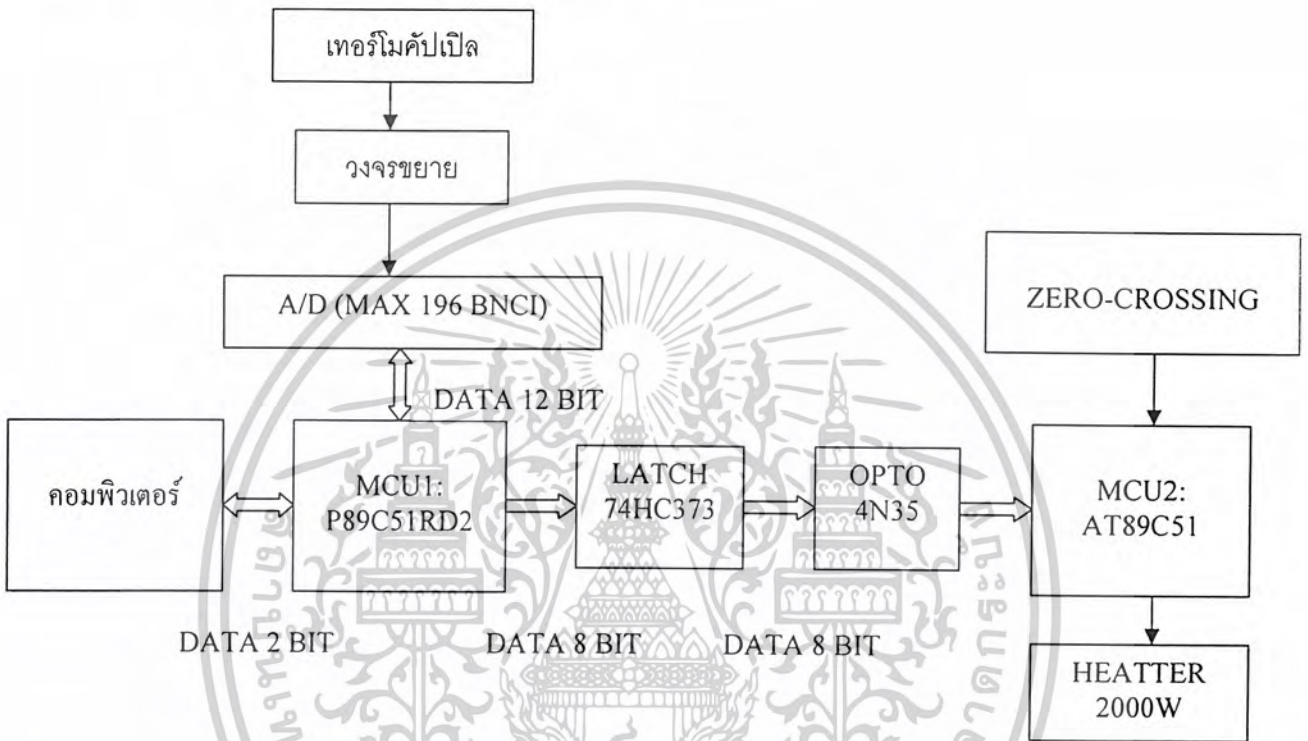
รูปที่ 4.4 ข้อเปรียบเทียบกรณีไม่มีการชดเชยอุณหภูมิกับกรณีมีการชดเชยอุณหภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 5

## หลักการทํางาน

โครงสร้างและวงจรการทำงานทั้งหมดประกอบด้วยดังนี้



รูปที่ 5.1 แสดง โครงสร้างและวงจรการทำงาน

### 5.1 ข้อมูลที่เชื่อมโยงกันทั้งหมดของวงจร

แบ่งออกเป็น 3 ส่วนการทำงานคือ

**5.1.1 Microcontroller (MCU2: AT89C51)** รับค่าจาก MCU1 เพื่อนำไปสั่งงานให้โหลด Heater ทำงานตามคำสั่ง เป็นส่วนที่รับค่าการทำงานมาสั่งให้ชุดโหลดทำงาน โดยเมื่อมีการสั่งให้ไทรแอกทำงาน จากคอมพิวเตอร์มา จะทำการตรวจจับผ่านศูนย์ (Zero crossing) เพื่อสั่งงานให้วงจรขับไทรแอกทำงานขับโหลดก็คือ Heater 2000 W

**5.1.2 Microcontroller (MCU1: P89C51RD2)** เป็นตัวกลางที่เชื่อมโยงข้อมูลทั้งหมดของวงจร เป็นส่วนกลางที่เชื่อมโยงข้อมูลทั้งหมดของวงจร โดยหน้าที่หลักจะคอยรับส่งค่า Data 12 bit จาก A/D MAX196BCNI ซึ่งรับค่ามาจากเทอร์โมคัปเปิล ผ่านวงจรถ่ายแรงดัน รวมทั้งส่งค่าอุณหภูมิไปแสดงผลที่คอมพิวเตอร์ และรับค่าการสั่งการทำงานจากคอมพิวเตอร์ไปยัง MCU2: AT89C51

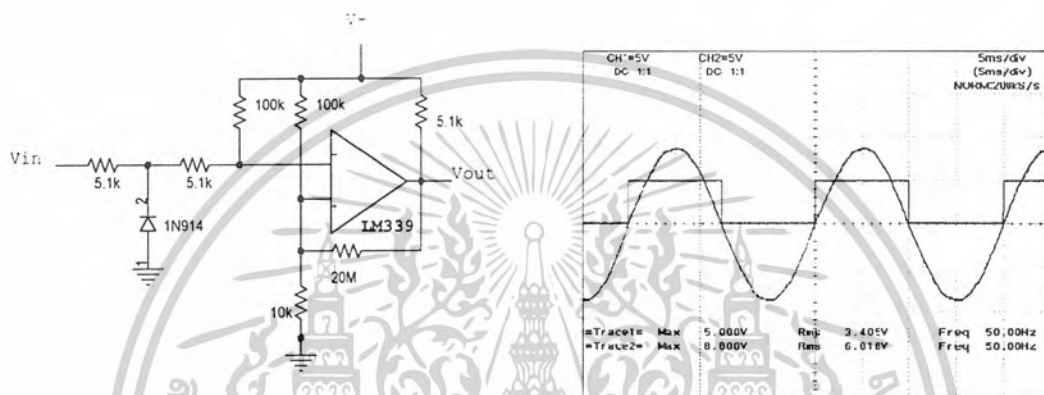
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.1.3 Computer ใช้ Microsoft Visual Basic 6.0 สั่งงานทั้งหมด รวมทั้งอ่านค่าอุณหภูมิที่ได้จากเทอร์โมคัปเปิล เป็นส่วนที่สั่งการทำงานหลัก รวมทั้งแสดงผลอุณหภูมิและควบคุมอุณหภูมิให้ทำงานตามต้องการผ่านโปรแกรม Microsoft Visual Basic 6.0

## 5.2 หลักการทำงานของชุดขับโหลด

เมื่อมีข้อมูลที่ถูกส่งจากคอมพิวเตอร์ผ่าน MCU1:P89C51RD2 ให้ชุดขับโหลดทำงาน MCU2: AT89C51 จะรับค่าจากวงจรตรวจจับผ่านศูนย์ (Zero crossing) โดยมีวงจรและผลรูปคลื่นด้วย

### 5.2.1 ชุด Zero crossing



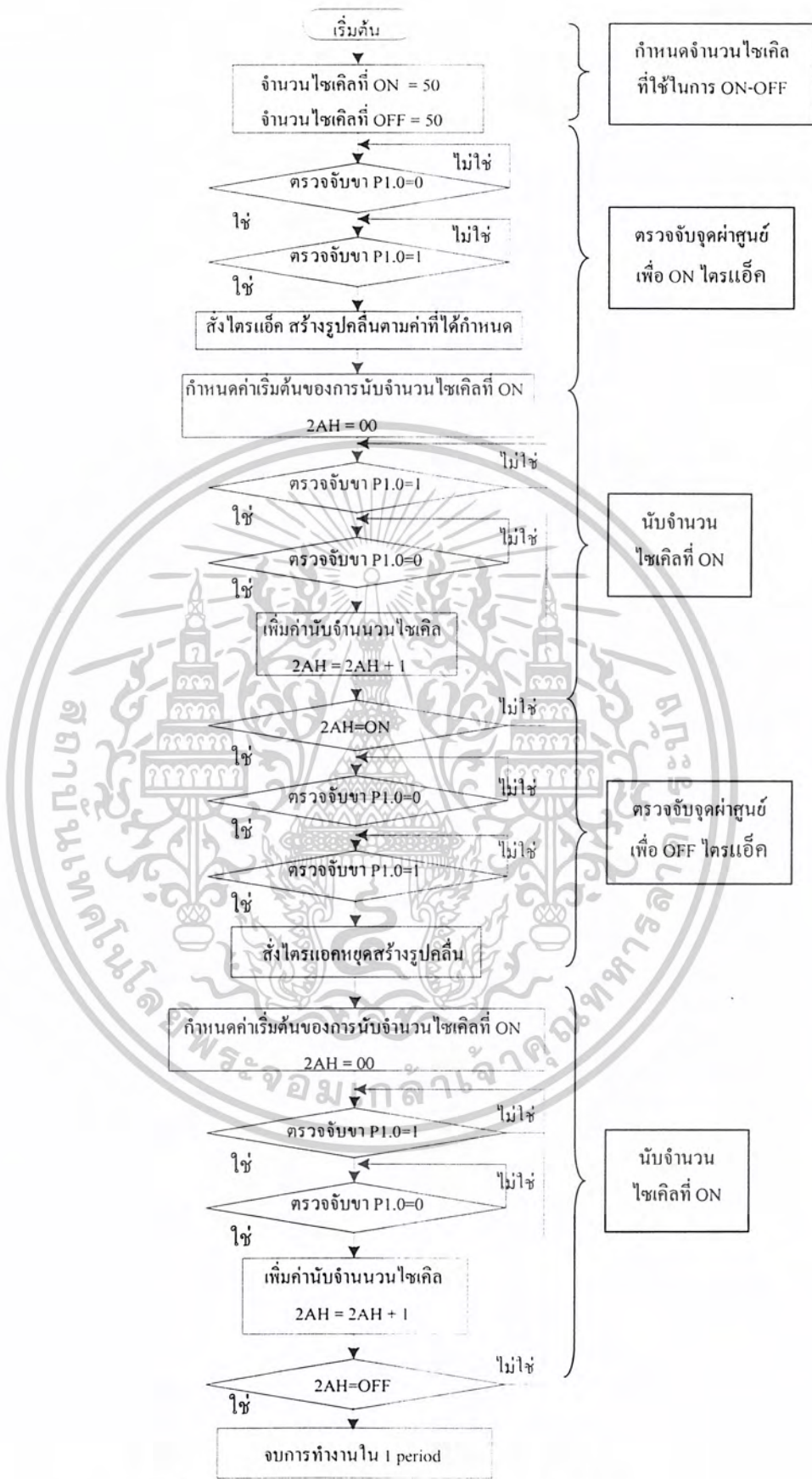
ก) วงจร Zero crossing

ข) รูปคลื่นสัญญาณ

รูปที่ 5.2 วงจรและสัญญาณ Zero crossing

จากรูปที่ 5.2 ค่ารูปคลื่นสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ได้จะส่งเข้าไปยัง MCU2: AT89C51 โดยจะสามารถนำไปสั่งให้ชุดขับไทรแอกทำงานได้ตามต้องการ ซึ่งจะป้อนค่าจำนวนไซเคิลการ ON-OFF  $p$  และ  $p'$  ( $p$  คือจำนวนไซเคิลของคลื่นที่จ่ายให้กับโหลดด้าน output ในช่วงเศษคาบเวลาและ  $p'$  คือจำนวนไซเคิลของ output ในช่วงเต็มคาบเวลา โดยจะกำหนดให้  $p'=100$  ไซเคิลเสมอ และเปลี่ยนแปลงจำนวนไซเคิล  $p$  ตาม duty cycle ที่ต้องการ ป้อนให้กับชุดไทรแอก)

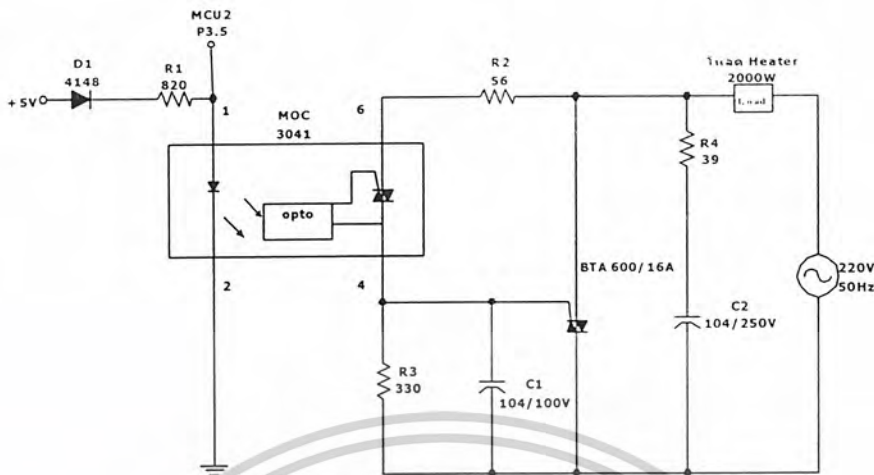
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.3 แสดงหลักการทำงานของไชเคิลคอลโทรล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.2.2 ชุดขับไทรแอก

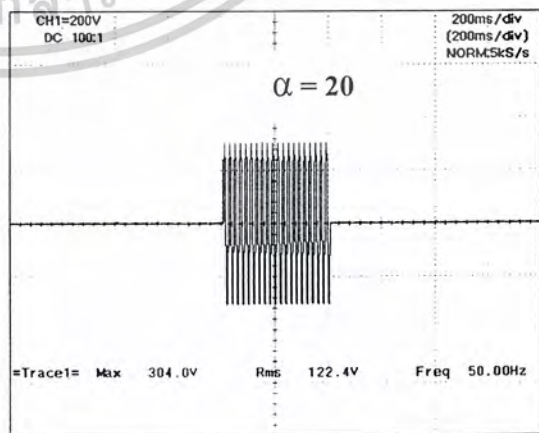
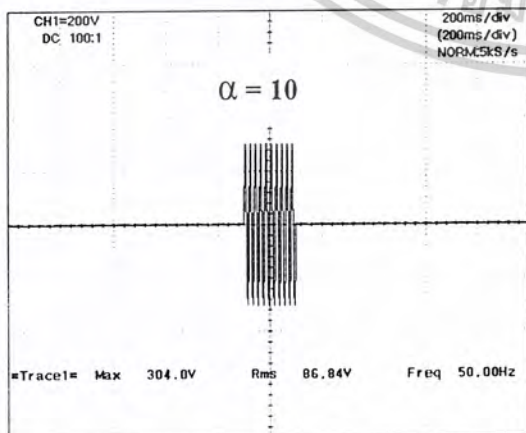


รูปที่ 5.4 วงจรการทำงานของไทรแอก

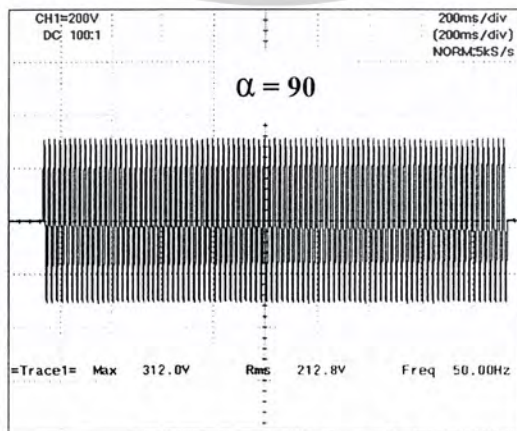
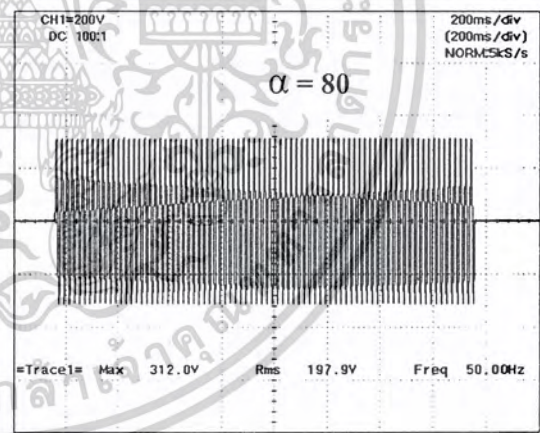
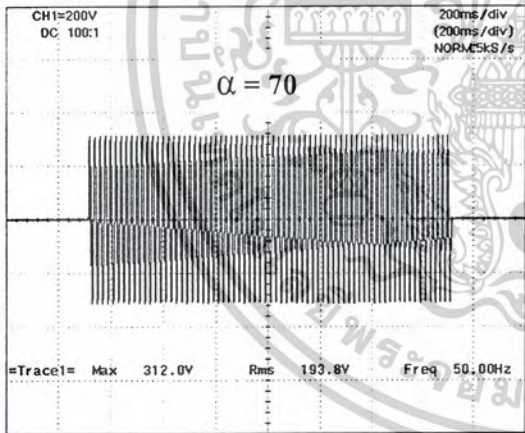
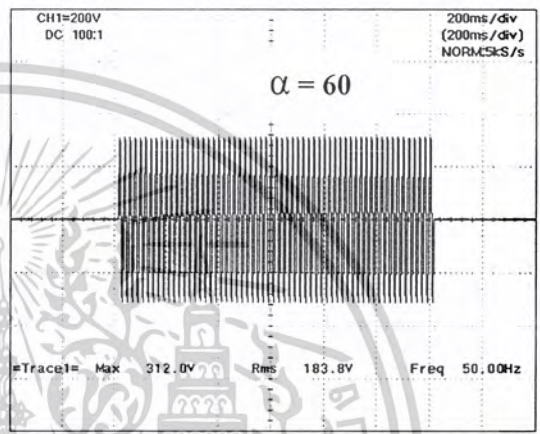
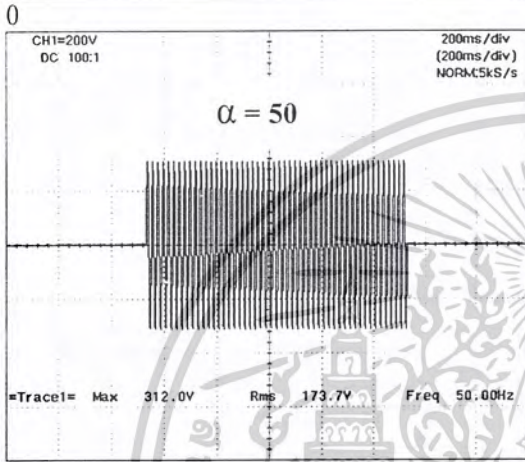
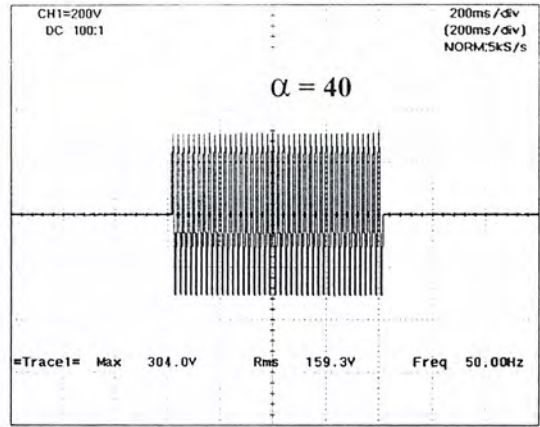
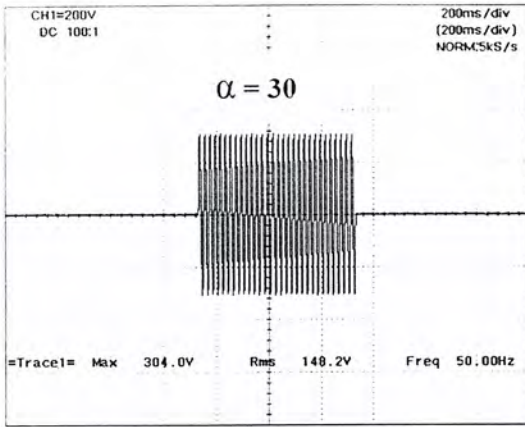
หลักการทำงานคือเป็นส่วนควบคุมการทำงานของ MOC3041 (OPTO) โดยใช้แรงดันไฟต่ำเป็นตัวคอลโทรลตัวเชื่อมต่อขงทางแสง LED กับไทรแอก ทางด้าน LED จะมี R1 เป็นตัวจำกัดกระแสที่ไหลผ่าน LDE ไม่ให้กระแสไหลเกินค่าสูงสุดซึ่งมีค่าประมาณ 5 โวลต์ ส่วน D1 เป็นตัวป้องกันการเสียหายของตัวเชื่อมต่อขงจากการป้องกันแรงดันกลับขั้ว

ภายในตัวตัวเชื่อมต่อขงทางแรงดันนี้จะมีวงจรตรวจจับแรงดันศูนย์ เมื่อเราป้อนแรงดันควบคุมเข้าไป R1 จะควบคุมกระแสที่ไหลผ่าน LED ภายใน IC1 ให้มีค่าระหว่าง 3-40 มิลลิแอมป์ LED ที่อยู่ภายใน OPTO จะทำให้ไฟไทรแอกกระแสแต่ไทรแอกจะนำกระแสเมื่อแรงดันในสายมีค่าเริ่มจากศูนย์เพิ่มขึ้นทางบวกหรือลบ เมื่อไทรแอกนำไปทริกขาเกตของไทรแอก Q1 ทำงานที่จุดนี้ทุกครั้งส่วนที่ R2 และ R3 จะเป็นตัวแบ่งกระแสที่ไหลผ่านเกตของไทรแอกเกินไป C1 เป็นตัวป้องกันการทำงานผิดพลาดจากสัญญาณรบกวนจากภายนอก R4 และ C2 เป็นตัวป้องกันทรานเซียนซ์เนื่องจากการเพิ่มแรงดันอย่างรวดเร็ว ซึ่งจะทำให้ไทรแอกเสียหายได้ นอกจากนี้ C2 ยังเป็นตัวลดสัญญาณรบกวนกระแสระชาคในสายไฟด้วย R4 เป็นตัวจำกัดกระแสที่ไหลผ่าน

### 5.2.3 ผลรูปคลื่นที่ค่า Duty cycle ต่างๆ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

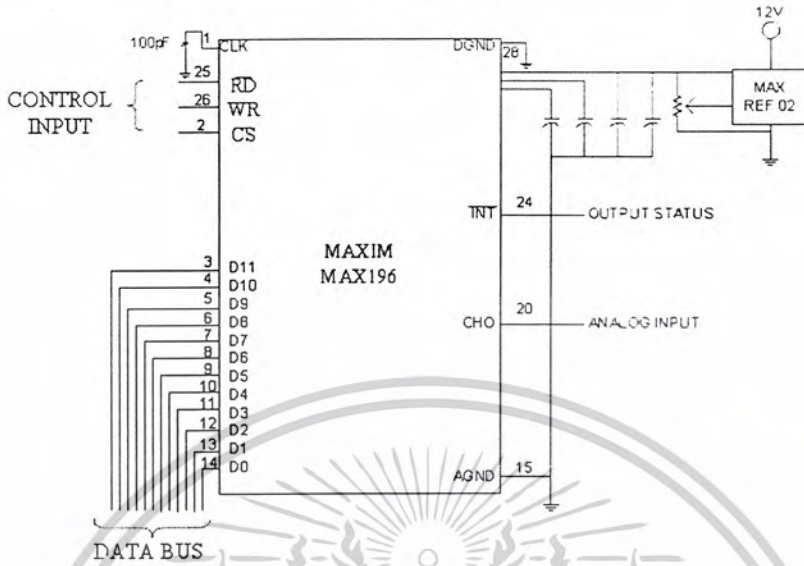


รูปที่ 5.5 แสดงรูปคลื่นของอัตราส่วนคิวดีไซเกิลที่ค่าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.3 A/D และวงจรขยายแรงดัน

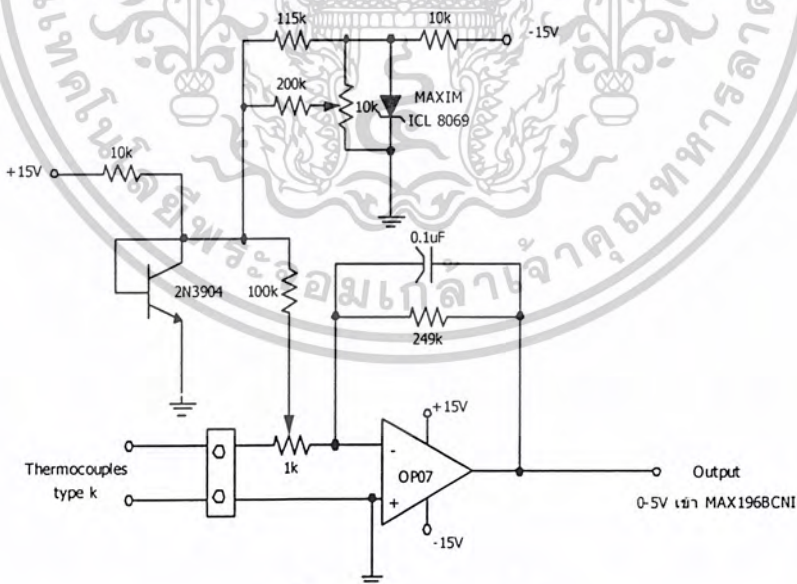
#### 5.3.1 วงจร A/D



รูปที่ 5.6 วงจร A/D

จากรูปที่ 5.6 จะมี MAX Ref02 เป็นตัวป้อนแรงดัน 5 โวลต์ คงที่ให้กับ MAX196BCNI เพราะ MAX196BCNI ต้องการค่าแรงดันที่คงที่ที่ 5.00 โวลต์ CHO รับค่ามาจากวงจรขยายแรงดันรับค่ามาเป็นอนาล็อกแล้วส่งค่าออกทาง Data Bus 12 bit เข้าสู่ MCU1:P89C51RD2

#### 5.3.2 วงจรขยายแรงดัน



รูปที่ 5.7 วงจรขยายแรงดัน

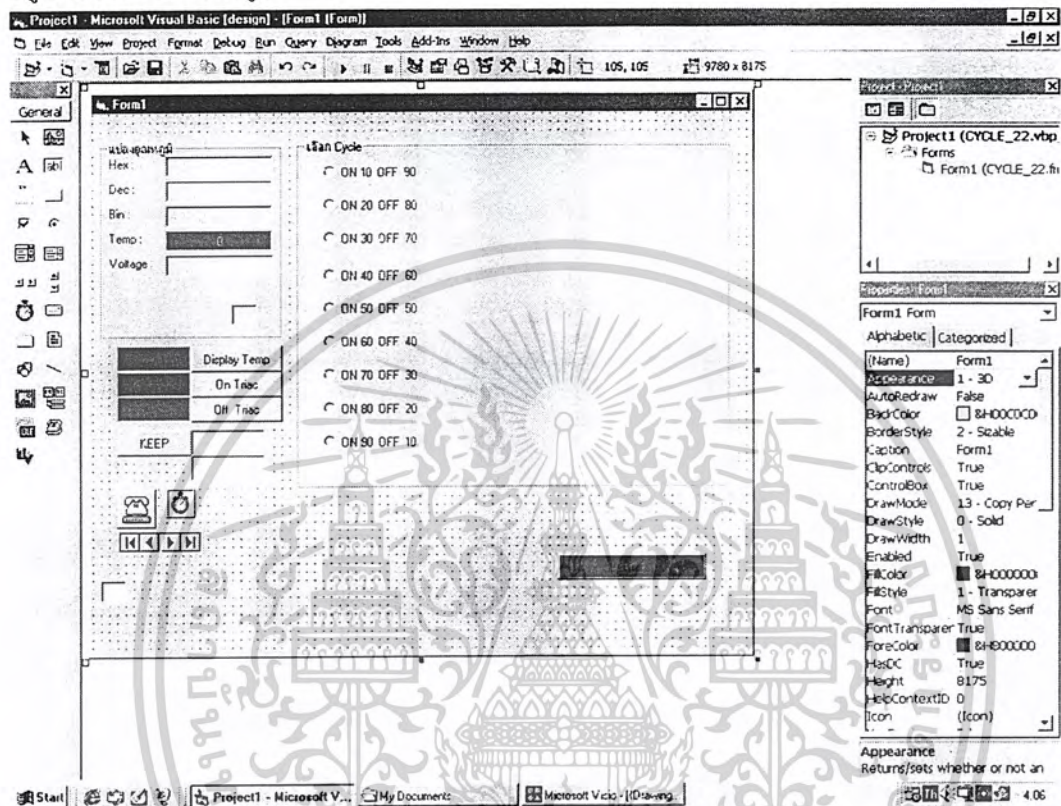
จะทำหน้าที่ขยายแรงดันที่รับมาจากเทอร์โมคัปเปิลซึ่งมีค่าต่ำมากเป็นไมโครโวลต์ซึ่งแรงดันนี้ วงจร A/D ไม่สามารถอ่านได้ โดยมีออปแอม OP07 เป็นตัวขยายโดยมี  $V_{r1}$  และ  $V_{r2}$  เป็นตัวปรับแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทางด้าน output ให้ได้แรงดัน 0-5 โวลต์เพื่อเข้าสู่ชุด A/D แปลงเป็นค่าอุณหภูมิต่อไป โดยมีห้องอุณหภูมิเป็นตัวอย่าง

#### 5.4 Microsoft Visual Basic 6.0

เป็นโปรแกรมที่สามารถเขียนเพื่อติดต่อสื่อสารกับ Microcontroller ผ่านทางพอร์ตอนุกรม โดยมีรูปแบบโปรแกรมดังรูป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

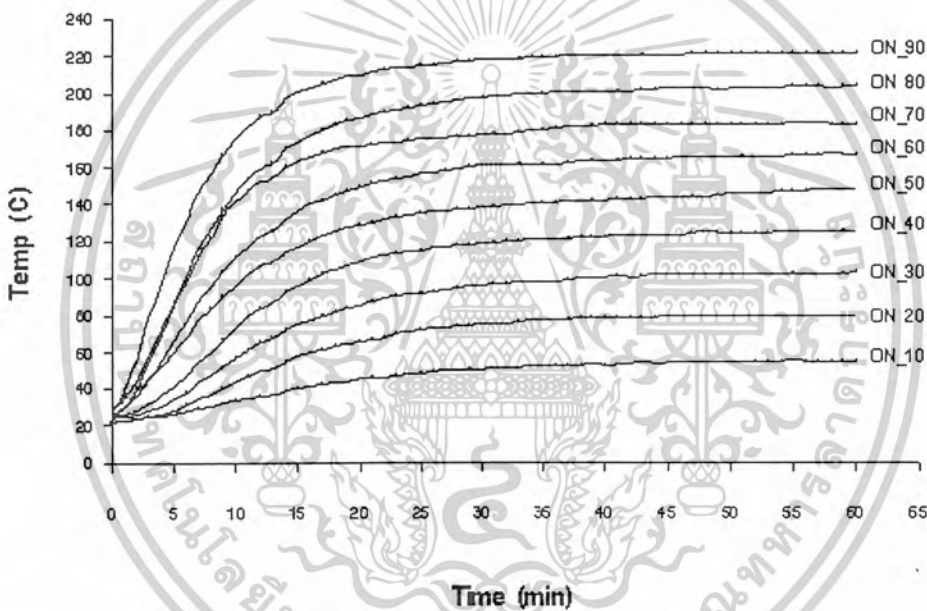
# บทที่ 6

## ผลการทดลอง

ในโครงการนี้จะทำการทดลองและเก็บผลโดยแบ่งออกเป็นสองส่วนคือ ส่วนที่จะนำมาวิเคราะห์และส่วนที่ทำการควบคุมแล้ว

### 6.1. ส่วนที่จะนำมาทำการวิเคราะห์

ในส่วนนี้จะทำการทดลองโดยเริ่มจากการ ON ที่จำนวนไซเคิลต่างๆ โดยเริ่มต้นที่การ ON ที่ 10 ไซเคิลแล้วจึงทำการเพิ่มจำนวนไซเคิลขึ้นทีละ 10 ไซเคิลจนถึง 90 ไซเคิล แล้วทำการบันทึกค่าอุณหภูมิที่ได้ในการ ON แต่ละครั้ง ดังแสดงในรูปที่ 6.1



รูปที่ 6.1 กราฟแสดงค่าอุณหภูมิที่การ ON ทุกๆ 10 ไซเคิล

เมื่อได้รูปกราฟในรูปที่ 6.1 แล้วก็ให้นำมาทำการวิเคราะห์ เพื่อหาวิธีการในการควบคุมต่อไป ซึ่งโดยทั่วไปนั้นในการใช้งานที่อุณหภูมิต่างๆก็ย่อมต้องการให้ได้อุณหภูมินั้นเร็วที่สุด ซึ่งเมื่อดูจากรูปที่ 6.1 นั้นจะเห็นว่าที่การ ON 90 ไซเคิลนั้นจะเป็นเส้นกราฟที่มีความชันมากที่สุด ดังนั้นเราจึงเลือกการ ON ที่ 90 ไซเคิลนี้เป็นหลักในการควบคุมให้ได้อุณหภูมิที่ต้องการเร็วขึ้น

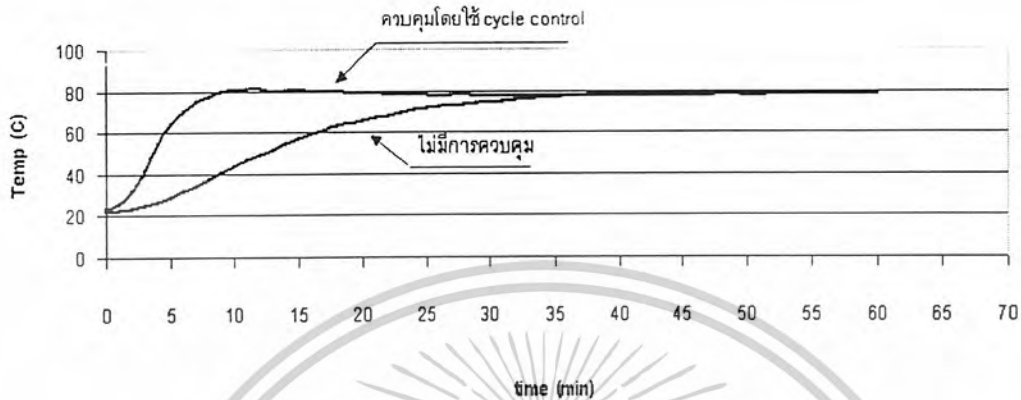
### 6.2. ส่วนที่ได้ทำการควบคุม

เมื่อได้จำนวนไซเคิลหลักแล้วก็จะมาการควบคุมอุณหภูมิให้คงที่ตามที่เราต้องการ ในโครงการได้ Set ค่าอุณหภูมิไว้ที่ 80, 100, 150, และ 200 °C

หลักในการควบคุมนั้นคือ จะทำการ ON 90 ไซเคิลก่อนจนถึงอุณหภูมิที่ 60-90% ของอุณหภูมิที่ set ไว้ แล้วจึงทำการ ON ที่จำนวนไซเคิลที่ทำให้อุณหภูมิเข้าสู่ Steady State

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

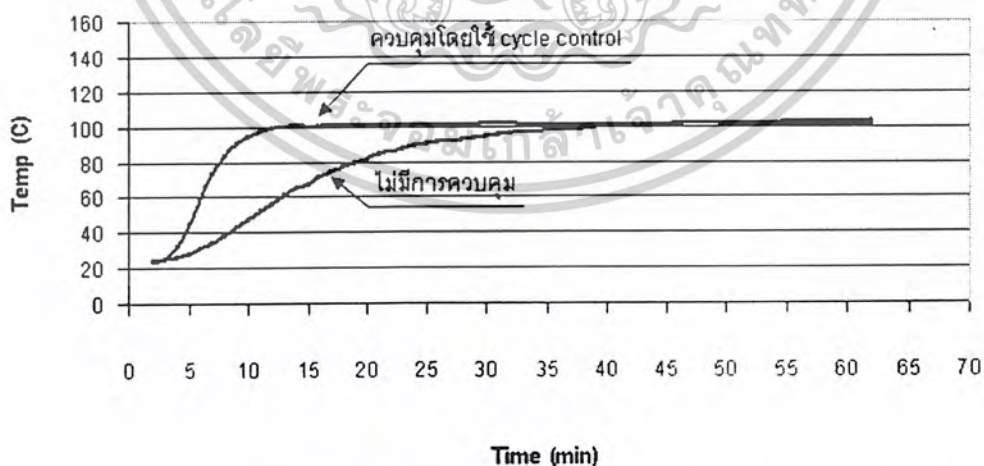
6.2.1 ที่อุณหภูมิ 80 °C จากกราฟในรูปที่ 6.1 นั้นจะเห็นว่าจำนวนไซเคิลที่ทำให้อุณหภูมิคงที่ที่ประมาณ 80 °C นั้นคือที่การ ON 20 นั้นเอง แต่จากหลักในการควบคุมของเรานั้นจะไม่ทำการ ON 20 ไซเคิลตั้งแต่เริ่มแรก แต่จะ ON 90 ไซเคิลก่อนจนถึงค่าอุณหภูมิที่ประมาณ 66.6% ของอุณหภูมิที่ Set ไว้แล้วจึงทำการ ON ที่จำนวนไซเคิลที่ steady state 80 °C



รูปที่ 6.2 แสดงอุณหภูมิที่ 80 °C

จากรูปที่ 6.2 เป็นการเปรียบเทียบระหว่างเส้นกราฟที่ทำการควบคุมกับเส้นกราฟที่ไม่ได้ทำการควบคุม จะเห็นได้ว่าเส้นกราฟที่ได้ทำการควบคุมนั้นจะเข้าสู่จุด Steady State ที่เวลาประมาณ 8 นาทีซึ่งเร็วกว่าเส้นกราฟที่ไม่ได้ทำการควบคุมซึ่งเข้าสู่จุด Steady State ที่เวลาประมาณ 33 นาที

6.2.2 ที่อุณหภูมิ 100 °C จากหลักการในการควบคุมก็จะ ON 90 ไซเคิลก่อนจนถึงค่าอุณหภูมิที่ประมาณ 66.6% ของอุณหภูมิที่ Set ไว้แล้วจึงทำการ ON ที่จำนวนไซเคิลที่ steady state 100°C เมื่อทำการเปรียบเทียบระหว่างเส้นกราฟที่ได้ทำการควบคุมกับเส้นกราฟที่ไม่ได้ทำการควบคุม ดังแสดงในรูปที่ 6.3

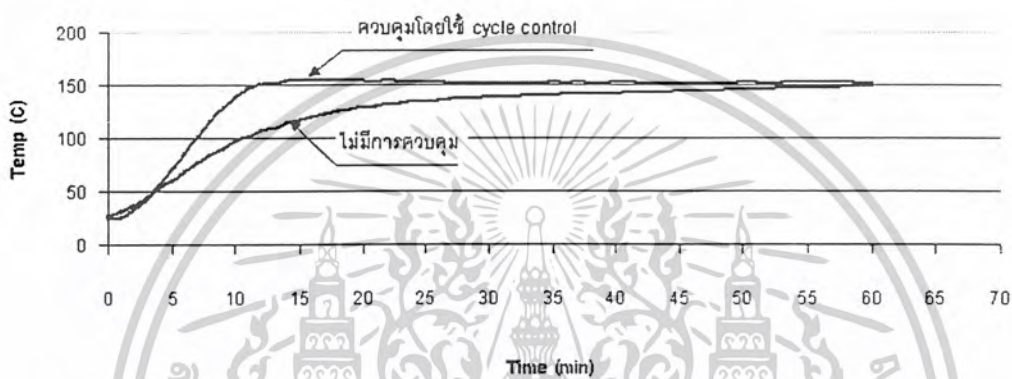


รูปที่ 6.3 แสดงอุณหภูมิที่ 100 °C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

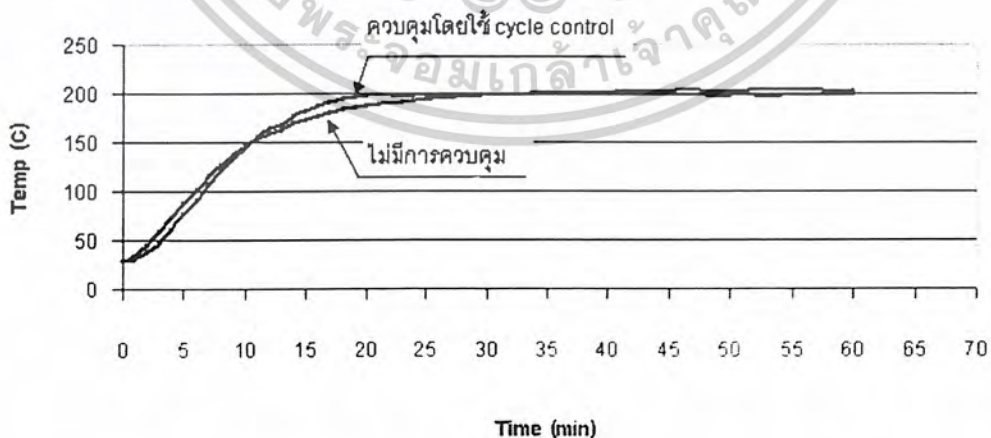
จะเห็นว่าเส้นกราฟที่ได้ทำการควบคุมนั้นจะเข้าสู่จุด Steady State ได้เร็วกว่าเส้นกราฟที่ไม่ได้ทำการควบคุม

6.2.3 ที่อุณหภูมิ 150 °C การควบคุมก็จะทำการ ON 90 ไซเคิลเริ่มต้นเช่นกันแต่ที่อุณหภูมิ 150 °C นี้จะ ON จนถึงอุณหภูมิที่ประมาณ 90% ของอุณหภูมิที่ Set ไว้ ทั้งนี้เนื่องจากอุณหภูมิเข้าใกล้จุดอิมิตัวของ Heater มากขึ้น เป็นผลให้เกิดความหนืดของอุณหภูมิมากด้วยและจำนวนไซเคิลที่ Steady State ของ 150 °C นั้นจะเห็นว่าจะมีความชันเข้าใกล้ความชันในการ ON เริ่มต้นมาก ดังนั้นจึงต้องให้อุณหภูมิเข้าใกล้ 150 °C ก่อนแล้วจึง ON ที่ Steady State ดังรูปที่ 6.4 เป็นผลการเปรียบเทียบระหว่างเส้นกราฟอุณหภูมิที่มีการควบคุมกับเส้นกราฟที่ไม่มีการควบคุม ซึ่งสังเกตได้ว่าความชันของทั้งสองเส้นมีความใกล้เคียงกันมาก



รูปที่ 6.4 แสดงอุณหภูมิที่ 150 °C

6.2.4 ที่อุณหภูมิ 200 °C นี้ อุณหภูมิจะเข้าใกล้จุดอิมิตัวมากทำให้มีความหนืดและจำนวนไซเคิลที่ทำให้ Steady State ที่ 200 °C นั้นมีความชันที่ใกล้เคียงกับจำนวนไซเคิลเริ่ม ON มาก ดังนั้นจึงต้องทำการ ON ในช่วงเริ่มต้นให้อุณหภูมิเริ่มต้นเข้าใกล้ Steady State มากขึ้นไปอีก โดยเราใช้ประมาณ 95% ของอุณหภูมิที่ Set ไว้



รูปที่ 6.5 แสดงอุณหภูมิที่ 200 °C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 6.5 นั้นจะเห็นว่าความชันของเส้นกราฟที่มีการควบคุมกับเส้นที่ไม่มีการควบคุมมีความใกล้เคียงกันมากจนแทบจะเป็นเส้นเดียวกันแต่ด้วยหลักการควบคุมที่ได้จากวิเคราะห์หานั้นก็ทำให้ได้อุณหภูมิที่ต้องการได้เร็วกว่าการ ON โดยทั่วไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 7

## สรุป

จากกราฟที่ทำการเก็บค่าจากการทดลอง จะเห็นได้ว่าสามารถวิเคราะห์เพื่อนำไปควบคุม อุณหภูมิได้ แต่สิ่งสำคัญเราจะต้องรู้ค่า Duty cycle ที่ทำให้ได้ค่าอุณหภูมิที่ต้องการ เพราะเนื่องจากระบบ มีความช้า ซึ่งเป็นผลมาจากเทอร์โมคัปเปิลที่ใช้เวลาในการเก็บและคายความร้อนนาน ดังนั้นถ้าหาก อุณหภูมิเกินค่า Steady state ที่ต้องการ จะใช้เวลานานเพื่อที่จะกลับมาสู่ค่าที่สถานะ Steady state เสมือน ว่าจะต้องทราบงานที่ต้องการให้ความร้อนว่าใช้อุณหภูมิเท่าไรจึงจะมีความเหมาะสม แล้วจึงนำค่าจากการ ทดลองมาทำการควบคุมต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บรรณานุกรม

- [1] รักศักดิ์ ยี่รอสา และ วิริยะ พิเชษฐาเริญ “การวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าของอุปกรณ์ให้ความร้อน 1- เฟส ด้วยวิธีการปรับจำนวนไซเคิลเต็ม” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 26, 2546 หน้า 749-799
- [2] นภัทร วจนเทพินทร์ “อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ electronic devices” สกนขปีุ่กส์ 2545 หน้า 276-280
- [3] Robin E.Bentley (1995) “Theory and Practice of Thermoelectric Thermometry” Australia
- [4] วรพจน์ กรแก้ววัฒนกุล และ ชัยวัฒน์ ลิ้มพรจิตรวิไล “ปฏิบัติการไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ฉบับ P89C51RD2” อินโนเวตีฟ เอ็ดเคอริเมนต์ 2521
- [5] อภิชาติ ภู่พลั้บ “เริ่มต้นเขียนโปรแกรมติดต่อกและควบคุมฮาร์ดแวร์ด้วย Visual Basic” Infopress Developer Book 2546



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MAXIM

## Low-Voltage Reference

ICL8069

### General Description

The ICL8069 is a 1.2V temperature-compensated voltage reference. It uses the bandgap principle to achieve excellent stability and low noise at reverse currents down to 50µA. Maxim's ICL8069 also features excellent stability, freedom from oscillation.

### Applications

- Analog-to-Digital Converters
- Digital-to-Analog Converters
- Threshold Detectors
- Voltage Regulators
- Portable Instruments

### Features

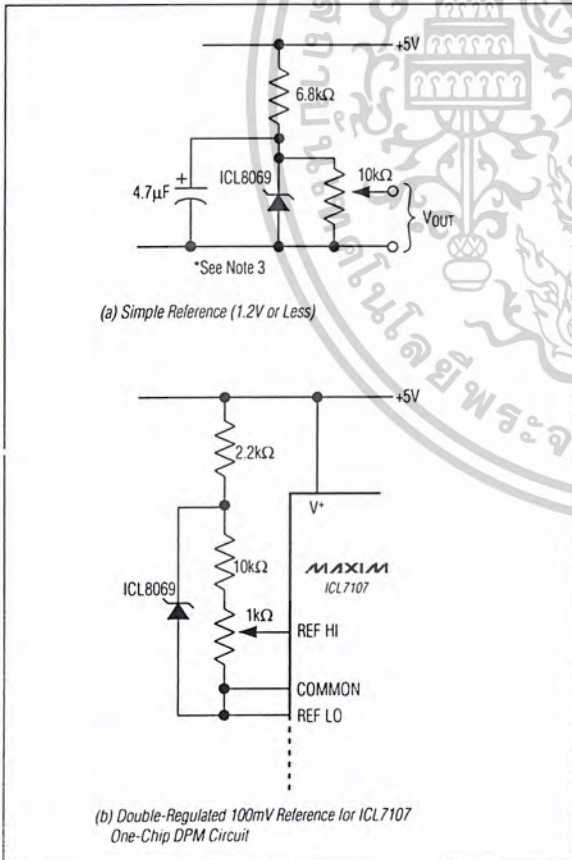
- ◆ Temperature Coefficient Guaranteed to 10ppm/°C max
- ◆ Low Bias Current: 50µA min
- ◆ Low Dynamic Impedance
- ◆ Low Reverse Voltage
- ◆ Low Cost

### Ordering Information

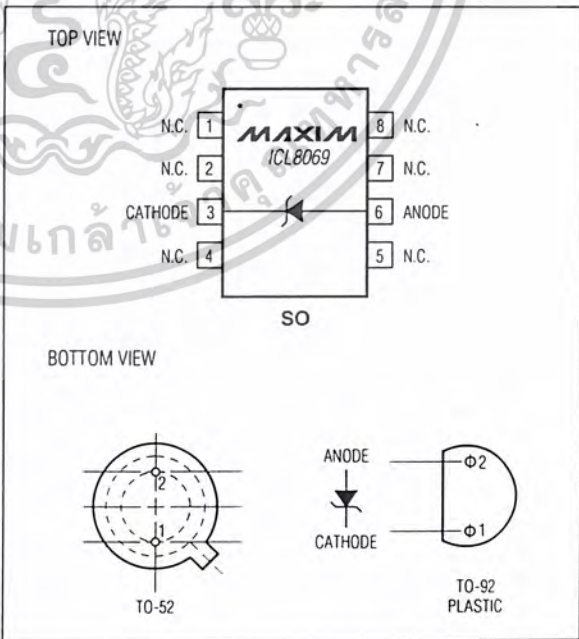
PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE	MAX TEMPCO (ppm/°C)
ICL8069BCSA	0°C to +70°C	8 SO	25
ICL8069CCSA	0°C to +70°C	8 SO	50
ICL8069DCSA	0°C to +70°C	8 SO	100
ICL8069DESA	-40°C to +85°C	8 SO	100
ICL8069CCZQ2	0°C to +70°C	TO-92	50
ICL8069DCZQ2	0°C to +70°C	TO-92	100

Ordering Information continued at end of data sheet.

### Typical Operating Circuit



### Pin Configurations



MAXIM

Maxim Integrated Products 1

For free samples & the latest literature: <http://www.maxim-ic.com>, or phone 1-800-998-8800.  
For small orders, phone 1-800-835-8769.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Low-Voltage Reference

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Reverse Voltage .....(Note 1)  
 Forward Current .....10mA  
 Reverse Current .....10mA  
 Power Dissipation.....Limited by Max Forward/Reverse Current  
 Storage Temperature Range .....-65°C to +150°C

Operating Temperature Ranges  
 ICL8069C .....0°C to +70°C  
 ICL8069E .....-40°C to +85°C  
 ICL8069M .....-55°C to +125°C  
 Lead Temperature (soldering, 10sec) .....+300°C

**Note 1:** In normal use, the reverse voltage cannot exceed the reference voltage. However, when plugging units into a powered-up test fixture, an instantaneous voltage equal to the compliance of the test circuit will be seen. This should not exceed 20V.

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(T<sub>A</sub> = +25°C, unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Output Voltage	I <sub>R</sub> = 500µA	1.20	1.23	1.25	V
Output Voltage Temperature Coefficient	I <sub>R</sub> = 500µA, T <sub>A</sub> = operating temperature range (Note 3)	ICL8069A		10	ppm/°C
		ICL8069B		25	
		ICL8069C		50	
		ICL8069D		100	
Output Voltage Change	50µA ≤ I <sub>R</sub> ≤ 5mA		15	20	mV
Reverse Dynamic Impedance	I <sub>R</sub> = 50µA, I <sub>R</sub> = 500µA		1	2	Ω
			0.6	2	
Forward Voltage Drop	I <sub>F</sub> = 500µA		0.7	1	V
RMS Noise Voltage	10Hz ≤ f ≤ 10kHz, I <sub>R</sub> = 500µA		5		µV
Reverse Current Range		0.050		5	mA

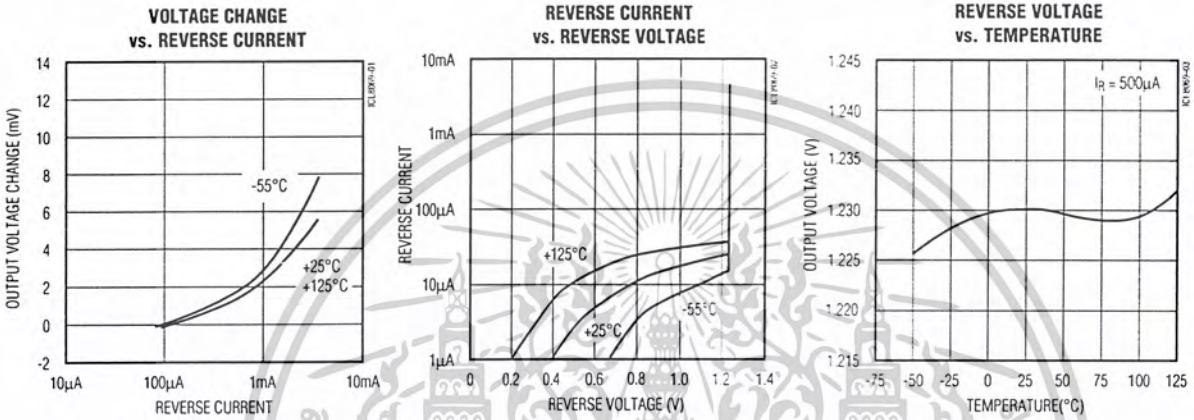
**Note 2:** If circuit strays in excess of 200pF are anticipated, a 4.7µF shunt capacitor will ensure stability under all operating conditions.

**Note 3:** For military devices, measurements are made at +25°C, -55°C, and +125°C, while for commercial devices measurements are made at +25°C, 0°C, and +70°C. The units are then classified as a function of the worst-case TC. Sample tested to 0.1% AQL.

# Low-Voltage Reference

## Typical Operating Characteristics

( $T_A = +25^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted.)



ICL8069

## Ordering Information (continued)

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE	MAX TEMPCO (ppm/ $^\circ\text{C}$ )
ICL8069ACSA*	$0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$	8 SQ	10
ICL8069BCZQ2*	$0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$	TO-92	25
ICL8069ACSQ2*	$0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$	TO-52	10
ICL8069BCSQ2*	$0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$	TO-52	25
ICL8069CCSQ2*	$0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$	TO-52	50
ICL8069DCSQ2*	$0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$	TO-52	100
ICL8069CMSQ2*	$-55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$	TO-52	50
ICL8069DMSQ2*	$-55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$	TO-52	100
ICL8069DC/D*	$0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$	Dice**	—

\*\*Dice are specified at  $T_A = +25^\circ\text{C}$ .

\*Contact factory for availability.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Low-Voltage Reference

## Package Information

6908701

SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	.115	.150	2.92	3.81
f b	---	.021	---	533
f b2	.016	.019	406	483
f D	.209	.230	5.31	5.84
f D1	.178	.195	4.52	4.95
F	.100 T.P.		2.54 T.P.	
e1	.050 T.P.		1.27 T.P.	
F	---	.030	---	762
J	.036	.046	914	1.17
k	.028	.048	711	1.22
L	.500	---	12.70	---
L1	---	.050	---	1.27
L2	.250	---	6.35	---
Q	45° T.P.		45° T.P.	

NOTES: DIMENSIONS ARE COMPLIANT TO JEDEC TO-52.

UNLESS OTHERWISE SPECIFIED DIMENSIONS ARE IN INCHES FRACTIONS DECIMALS M/N/A ±.001 M/N/A	<b>MAXIM</b> Precision Integrated Circuits
DESIGN BY: DATE:	TITLE: CASE OUTLINE TO-52, 2 LD
APPROVED BY: DATE:	DOCUMENT CONTROL NO. REV. A
	21-0020

INCHES		MILLIMETERS		
MIN	MAX	MIN	MAX	
A	0.053	0.069	1.35	1.75
A1	0.004	0.010	0.10	0.25
B	0.014	0.019	0.35	0.49
C	0.007	0.010	0.19	0.25
e	0.050		1.27	
E	0.150	0.157	3.80	4.00
H	0.228	0.244	5.80	6.20
k	0.010	0.020	0.25	0.50
L	0.016	0.050	0.40	1.27

INCHES		MILLIMETERS		N	MCO.2
MIN	MAX	MIN	MAX		
D	0.189	0.197	4.80	5.00	8
D	0.337	0.344	8.55	8.75	14
D	0.386	0.394	9.80	10.00	16

NOTES:  
1. DUE TO NOT INCLUDE MOLD FLASH  
2. MOLD FLASH OR PROTRUSIONS NOT TO EXCEED .004 IN (0.100 mm)  
3. LEADS TO BE COPPER WITHIN .002 IN (0.050 mm)  
4. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER  
5. MEETS JEDEC MS02-11-5 SHOWN IN ABOVE TABLE  
6. N = NUMBER OF PINS

**MAXIM** PACKAGE FAMILY OUTLINE: SOIC .150" 1/21-0041

Maxim cannot assume responsibility for use of any circuitry other than circuitry entirely embodied in a Maxim product. No circuit patent licenses are implied. Maxim reserves the right to change the circuitry and specifications without notice at any time.

4 Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 408-737-7600

© 1999 Maxim Integrated Products Printed USA MAXIM is a registered trademark of Maxim Integrated Products

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MAXIM

## +5V, +10V Precision Voltage References

REF01/REF02

### General Description

The REF01/REF02 are industry-standard precision voltage references. The stable 10V output of the REF01 can be adjusted over a  $\pm 3\%$  range with minimal effect on temperature stability, while the 5V output REF02 can be adjusted over a  $\pm 6\%$  range. The 10V REF01 has a single-supply operation over an input voltage range of 13V to 33V, while the 5V REF02 has a single-supply operation over an input voltage range of 7V to 33V. Both devices offer a low-current drain of 1mA. The REF02 also provides a TEMP pin whose output voltage varies linearly with temperature, making this device suitable for a wide variety of temperature-sensing and control applications. For new designs, refer to the MAX6035 or MAX6143 data sheets.

### Features

- ◆ Pretrimmed to +5V, +10V  $\pm 0.3\%$
- ◆ Excellent Temperature Stability: 3ppm/°C
- ◆ Low Noise: 10 $\mu$ V<sub>p-p</sub> (REF02)
- ◆ Low Supply Current: 1.4mA (max)
- ◆ Short-Circuit Protected
- ◆ Linear Temperature Transducer Output (REF02)

### Ordering Information

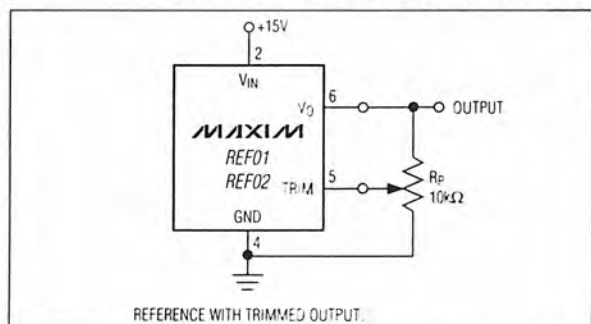
PART	TEMP RANGE	MAX TEMPCO (ppm/°C)	INITIAL ERROR (mV)	PIN-PACKAGE
REF01EP	0°C to +70°C	8.5	$\pm 30$	8 Plastic DIP
REF01HP	0°C to +70°C	25	$\pm 50$	8 Plastic DIP
REF01HSA	0°C to +70°C	25	$\pm 50$	8 SO
REF01CP	0°C to +70°C	65	$\pm 100$	8 Plastic DIP
REF01CSA	0°C to +70°C	65	$\pm 100$	8 SO
REF01CESA	-40°C to +85°C	65	$\pm 100$	8 SO
REF02EP	0°C to +70°C	8.5	$\pm 15$	8 Plastic DIP
REF02HP	0°C to +70°C	25	$\pm 25$	8 Plastic DIP
REF02HSA	0°C to +70°C	25	$\pm 25$	8 SO
REF02CP	0°C to +70°C	65	$\pm 50$	8 Plastic DIP
REF02CSA	0°C to +70°C	65	$\pm 50$	8 SO
REF02CESA	-40°C to +85°C	65	$\pm 50$	8 SO

Ordering Information continued at end of data sheet.

### Applications

Analog-to-Digital Converters  
 Digital-to-Analog Converters  
 Digital Voltmeters  
 Voltage Regulators  
 Threshold Detectors

### Typical Operating Circuit



MAXIM

Maxim Integrated Products 1

For pricing, delivery, and ordering information, please contact Maxim/Dallas Direct! at 1-888-629-4642, or visit Maxim's website at [www.maxim-ic.com](http://www.maxim-ic.com).

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## +5V, +10V Precision Voltage References

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS—REF01

Input Voltage	
REF01, A, E, H	40V
REF01C	30V
Continuous Power Dissipation	
T099 (J) (derate at 7.1mW/°C above +80°C)	500mW
CERDIP (2) (derate at 6.7mW/°C above +75°C)	500mW
Plastic Dip (P) (derate at 5.6mW/°C above +36°C)	500mW
Small Outline (S) (derate at 5.0mW/°C above +55°C)	300mW

Output Short-Circuit Duration (to ground or $V_{IN}$ )	Indefinite
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Operating Temperature Range	
REF01A, REF01	-55°C to +125°C
REF01E, REF01H, REF01C (except REF01CESA)	0°C to +70°C
REF01CESA	-40°C to +85°C
Lead Temperature (soldering, 60s)	+300°C

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS—REF01/REF01A/REF01E/REF01H

( $V_{IN} = +15V$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	REF01A/REF01E			REF01/REF01H			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Output Voltage	$V_O$	$I_L = 0$	9.97	10.00	10.03	9.95	10.00	10.05	V
Output Adjustment Range	$\Delta V_{trim}$	$R_P = 10k\Omega$	$\pm 3.0$	$\pm 3.3$		$\pm 3.0$	$\pm 3.3$		%
Output Voltage Noise	$e_{n,p-p}$	0.1Hz to 10Hz (Note 1)		20	30		20	30	$\mu V_{p-p}$
Line Regulation		$V_{IN} = 13V$ to 33V (Note 2)		0.006	0.010		0.006	0.010	%/V
Load Regulation		$I_L = 0$ to 10mA (Note 2)		0.005	0.008		0.006	0.010	%/mA
Turn-On Settling Time	$t_{ON}$	To $\pm 0.1\%$ of final value		400			400		$\mu s$
Quiescent Supply Current	$I_{SY}$	No load		1.0	1.4		1.0	1.4	mA
Load Current	$I_L$	To specified output voltage tolerance	10	21		10	21		mA
Sink Current	$I_S$	To specified output voltage tolerance	0.3	0.5		0.3	0.5		mA
Short-Circuit Current	$I_{SC}$	$V_O = 0V$		30			30		mA

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS—REF01/REF01A/REF01E/REF01H

( $V_{IN} = +15V$ ,  $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$  for REF01A and REF01,  $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$  for REF01E and REF01H,  $I_L = 0mA$ , unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	REF01A/REF01E			REF01/REF01H			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Output Voltage Change with Temperature (Note 3)	$\Delta V_{OT}$	$0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$		0.02	0.06		0.07	0.17	%
		$-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$		0.06	0.15		0.18	0.45	
Output Voltage Temperature Coefficient	$TCV_O$	(Note 4)		3	8.5		10.0	25.0	ppm/°C
Change in $V_O$ Temperature Coefficient with Output Adjustment		$R_P = 10k\Omega$		0.7			0.7		ppm/%
Line Regulation ( $V_{IN} = 13V$ to 33V) (Note 2)		$0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$		0.007	0.012		0.007	0.012	%/V
		$-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$		0.009	0.015		0.009	0.015	
Load Regulation ( $I_L = 0$ to 8mA) (Note 2)		$0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$		0.006	0.010		0.007	0.012	%/mA
		$-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$		0.007	0.012		0.009	0.015	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# +5V, +10V Precision Voltage References

REF01/REF02

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS—REF01C

( $V_{IN} = +15V$ ,  $T_A = +25^\circ C$ ,  $I_L = 0mA$ , unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	REF01C			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
Output Voltage	$V_O$	$I_L = 0mA$	9.90	10.00	10.10	V
Output Adjustment Range	$\Delta V_{trim}$	$R_p = 10k\Omega$	$\pm 2.7$	$\pm 3.3$		%
Output Voltage Noise	$e_{rP-P}$	0.1Hz to 10Hz (Note 1)		25	35	$\mu V_{P-P}$
Line Regulation		$V_{IN} = 13V$ to $30V$ (Note 2)		0.009	0.015	%/V
Load Regulation (Note 2)		$I_L = 0$ to $8mA$		0.006	0.015	%/mA
		$I_L = 0$ to $4mA$		0.006	0.015	
Turn-On Settling Time	$t_{ON}$	To $\pm 0.1\%$ of final value		400		$\mu s$
Quiescent Supply Current	$I_{SY}$	No load		1.0	1.6	mA
Load Current	$I_L$	To specified output voltage tolerance	8	21		mA
Sink Current	$I_S$	To specified output voltage tolerance	0.2	0.5		mA
Short-Circuit Current	$I_{SC}$	$V_O = 0V$		30		mA

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS—REF01C

( $V_{IN} = +15V$ ,  $T_A = T_{MIN}$  to  $T_{MAX}$ , unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	REF01C			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
Output Voltage Change with Temperature	$\Delta V_{OT}$	(Note 3)		0.14	0.45	%
Output Voltage Temperature Coefficient	$TCV_O$	(Note 4)		20	65	ppm/ $^\circ C$
Change in $V_O$ Temperature Coefficient with Output Adjustment		$R_p = 10k\Omega$		0.7		ppm/%
Line Regulation		$V_{IN} = 13V$ to $30V$ (Note 2)		0.011	0.018	%/V
Load Regulation		$I_L = 0$ to $5mA$ (Note 2)		0.008	0.018	%/mA

**Note 1:** Guaranteed by design for REF01EP, REF01HP, REF01HSA, REF01CP, REF01CSA, REF01CESA. Sample tested for all other grades and packages.

**Note 2:** Line and load regulation specifications include the effect of self heating. REF01EP, REF01HP, REF01HSA, REF01CP, REF01CSA, REF01CESA are 100% production tested at  $T_A = +25^\circ C$  and guaranteed by design for  $T_A = T_{MIN}$  to  $T_{MAX}$ , as specified.

**Note 3:**  $\Delta V_{OT}$  is defined as the absolute difference between the maximum output voltage and the minimum output voltage over the specified temperature range expressed as a percentage of 10V. REF01CP, REF01CSA, REF01CESA, REF01HSA guaranteed by design.

$$\Delta V_{OT} = \left[ \frac{V_{MAX} - V_{MIN}}{10V} \right] \times 100$$

**Note 4:**  $TCV_O$  is defined as  $\Delta V_{OT}$  divided by the temperature range. REF01CP, REF01CSA, REF01CESA, REF01HSA guaranteed by design.

### Output Adjustment

The REF01 trim terminal can be used to adjust the voltage over a 10V  $\pm 300mV$  range. This feature allows the system designer to trim system errors by setting the reference to a voltage other than 10V, including 10.240V for

binary applications (see the *Typical Operating Circuit*).

Adjustment of the output does not significantly affect the temperature performance of the device. The temperature coefficient change is approximately 0.7ppm/ $^\circ C$  for 100mV of output adjustment.

# +5V, +10V Precision Voltage References

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS—REF02

Input Voltage	
REF02, A, E, H	40V
REF02C, D	30V
Continuous Power Dissipation	
T099 (J) (derate at 7.1mW/°C above +80°C)	500mW
CERDIP (2) (derate at 6.7mW/°C above +75°C)	500mW
Plastic Dip (P) (derate at 5.6mW/°C above +36°C)	500mW
Small Outline (S) (derate at 5.0mW/°C above +55°C)	300mW
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Operating Temperature Range	
REF02A, REF02	-55°C to +125°C
REF02E, REF02H	0°C to +70°C
REF02C (except REF02CESA), REF02D	0°C to +70°C
REF02CESA	-40°C to +85°C
Output Short-Circuit Duration (to ground or $V_{IN}$ )	Indefinite
Lead Temperature (soldering, 60s)	+300°C

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS—REF02/REF02A/REF02E/REF02H

( $V_{IN} = +15V$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	REF02A/REF02E			REF02/REF02H			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Output Voltage	$V_O$	$I_L = 0$	4.985	5.000	5.015	4.975	5.000	5.025	V
Output Adjustment Range	$\Delta V_{trim}$	$R_P = 10k\Omega$	$\pm 3$	$\pm 6$		$\pm 3$	$\pm 6$		%
Output Voltage Noise	$e_{nP-P}$	0.1Hz to 10Hz (Note 5)		10	15		10	15	$\mu V_{P-P}$
Line Regulation		$V_{IN} = 8V$ to 33V (Note 6)		0.006	0.010		0.006	0.010	%/V
Load Regulation		$I_L = 0$ to 10mA (Note 6)		0.005	0.010		0.006	0.010	%/mA
Turn-On Settling Time	$t_{ON}$	To $\pm 0.1\%$ of final value		230			230		$\mu s$
Quiescent Supply Current	$I_{SY}$	No load		1.0	1.4		1.0	1.4	mA
Load Current	$I_L$	To specified output voltage tolerance	10	21		10	21		mA
Sink Current	$I_S$	To specified output voltage tolerance	0.3	0.5		0.3	0.5		mA
Short-Circuit Current	$I_{SC}$	$V_O = 0V$		30			30		mA
Temperature Voltage Output	$V_T$	(Note 7)		630			630		mV

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS—REF02/REF02A/REF02E/REF02H

( $V_{IN} = +15V$ ,  $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$  for REF02A and REF02,  $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$  for REF02E and REF02H,  $I_L = 0mA$ , unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	REF02A/REF02E			REF02/REF02H			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Output Voltage Change with Temperature (Note 8)	$\Delta V_{OT}$	$0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$		0.02	0.06		0.07	0.17	%
		$-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$		0.06	0.15		0.18	0.45	
Output Voltage Temperature Coefficient	$TC_{VO}$	(Note 9)		3	8.5		10	25	ppm/°C
Change in $V_O$ Temperature Coefficient with Output Adjustment		$R_P = 10k\Omega$		0.7			0.7		ppm/%
Line Regulation ( $V_{IN} = 8V$ to 33V) (Note 6)		$0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$		0.007	0.012		0.007	0.012	%/V
		$-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$		0.009	0.015		0.009	0.015	
Load Regulation ( $I_L = 0$ to 8mA) (Note 6)		$0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$		0.006	0.010		0.007	0.012	%/mA
		$-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$		0.007	0.012		0.009	0.015	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# +5V, +10V Precision Voltage References

REF01/REF02

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS—REF02/REF02A/REF02E/REF02H (continued)

( $V_{IN} = +15V$ ,  $-55^{\circ}C \leq T_A \leq +125^{\circ}C$  for REF02A and REF02,  $0^{\circ}C \leq T_A \leq +70^{\circ}C$  for REF02E and REF02H,  $I_L = 0mA$ , unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	REF02A/REF02E			REF02/REF02H			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Temperature Voltage Output Temperature Coefficient	TCVT	(Note 7)	2.1			2.1			mV/°C

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS—REF02C/REF02D

( $V_{IN} = +15V$ ,  $T_A = +25^{\circ}C$ , unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	REF02C			REF02D			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Output Voltage	$V_O$	$I_L = 0mA$	4.950	5.000	5.050	4.900	5.000	5.100	V
Output Adjustment Range	$\Delta V_{trim}$	$R_P = 10k\Omega$	$\pm 2.7$	$\pm 6.0$		$\pm 2.0$	$\pm 6.0$		%
Output Voltage Noise	$e_{nP-P}$	0.1Hz to 10Hz (Note 5)		12	18		12		$\mu V_{P-P}$
Line Regulation		$V_{IN} = 8V$ to $30V$ (Note 6)		0.009	0.015	0.010	0.04		%/V
Load Regulation (Note 6)		$I_L = 0$ to $8mA$		0.006	0.015				%/mA
		$I_L = 0$ to $4mA$				0.015	0.04		
Turn-On Settling Time	$t_{ON}$	To $\pm 0.1\%$ of final value		230		230			$\mu s$
Quiescent Supply Current	$I_{SY}$	No load		1.0	1.6	1.0	2.0		mA
Load Current	$I_L$	To specified output voltage tolerance	8	21		8	21		mA
Sink Current	$I_S$	To specified output voltage tolerance	0.2	0.5		0.2	0.5		mA
Short-Circuit Current	$I_{SC}$	$V_O = 0V$		30		30			mA
Temperature Voltage Output	VT	(Note 7)		630		630			mV

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS—REF02C/REF02D

( $V_{IN} = +15V$ ,  $T_A = T_{MIN}$  to  $T_{MAX}$ ,  $I_L = 0mA$ , unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	REF02C			REF02D			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Output Voltage Change with Temperature	$\Delta V_{OT}$	(Note 8)		0.14	0.45		0.49	1.7	%
Output Voltage Temperature Coefficient	TCVO	(Note 9)		20	65		70	250	ppm/°C
Change in $V_O$ Temperature Coefficient with Output Adjustment		$R_P = 10k\Omega$		0.7			0.7		ppm/%
Line Regulation		$V_{IN} = 8V$ to $30V$ (Note 6)		0.011	0.018		0.012	0.05	%/V
Load Regulation		$I_L = 0$ to $5mA$ (Note 6)		0.008	0.018		0.016	0.05	%/mA
Temperature Voltage Output Temperature Coefficient	TCVT	(Note 7)		2.1			2.1		mV/°C

## +5V, +10V Precision Voltage References

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS—REF02 (continued)

( $V_{IN} = +15V$ ,  $T_A = T_{MIN}$  to  $T_{MAX}$ ,  $I_L = 0mA$ , unless otherwise noted.)

**Note 5:** Guaranteed by design for REF02EP, REF02HP, REF02HSA, REF02CP, REF02CSA, REF02CESA. Sample tested for all other grades and packages.

**Note 6:** Line and load regulation specifications include the effect of self heating. REF02EP, REF02HP, REF02HSA, REF02CP, REF02CSA, REF02CESA are 100% production tested at  $T_A = +25^\circ C$  and guaranteed by design for  $T_A = T_{MIN}$  to  $T_{MAX}$ , as specified.

**Note 7:** Limit current in or out of pin 3 to 50nA and capacitance on pin 3 to 30pF.

**Note 8:**  $\Delta V_{OT}$  is defined as the absolute difference between the maximum output voltage and the minimum output voltage over the specified temperature range expressed as a percentage of 5V. REF02CP, REF02CSA, REF02CESA, REF02HSA guaranteed by design.

$$\Delta V_{OT} = \left[ \frac{V_{MAX} - V_{MIN}}{5V} \right] \times 100$$

**Note 9:**  $TCV_O$  is defined as  $\Delta V_{OT}$  divided by the temperature range. REF02CP, REF02CSA, REF02CESA, REF02HSA guaranteed by design.

### Output Adjustment

The REF02 trim terminal can be used to adjust the output voltage over a  $5V \pm 300mV$  range. This feature allows the system designer to trim system errors by setting the reference to a voltage other than 5V (refer to the *Typical Operating Circuit*).

Adjustment of the output does not significantly affect the temperature performance of the device. Typically, the temperature coefficient change is 0.7ppm/ $^\circ C$  for 100mV of output adjustment.

### Temperature Voltage Output

The REF02 provides a temperature-dependent output voltage on the TEMP pin. This voltage is proportional to the absolute temperature, and has a scale factor of approximately 2.1mV/ $^\circ C$  (Figure 1).

$$\text{Output Voltage} = 2.1(T + 273)mV$$

where T = Temperature in  $^\circ C$ .

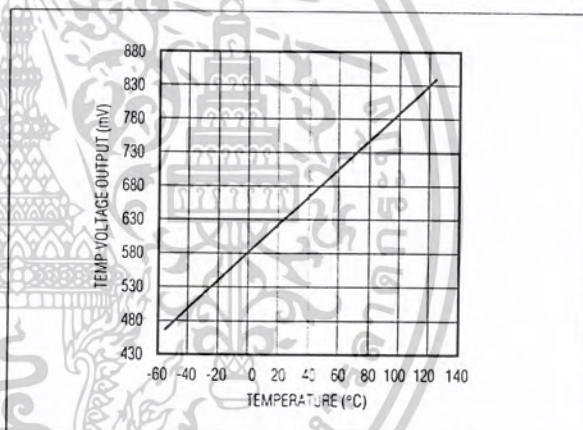


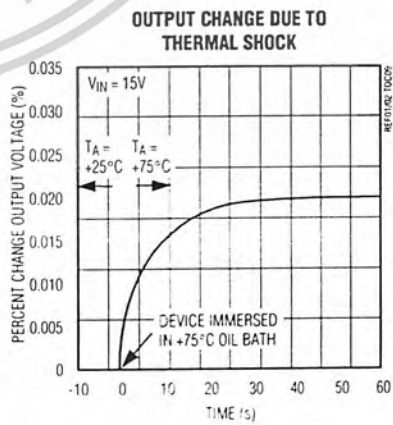
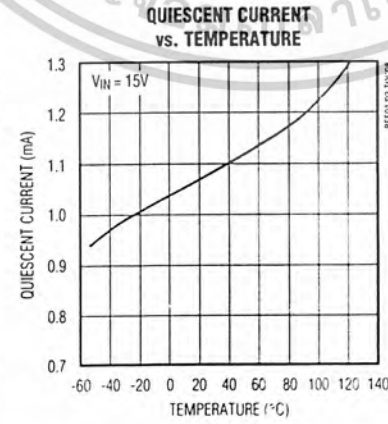
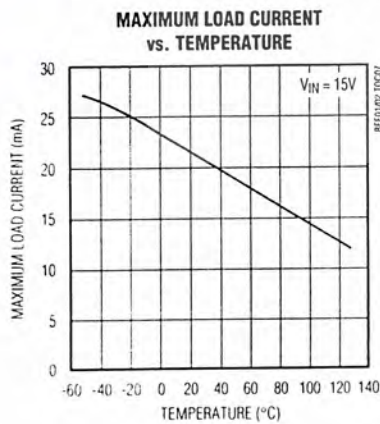
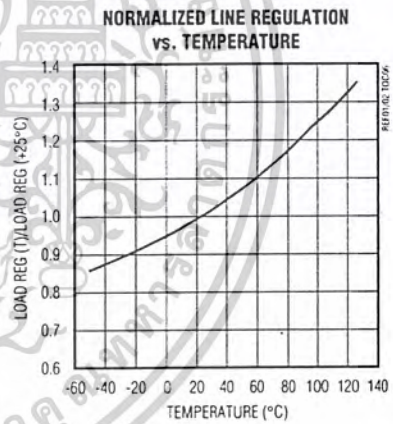
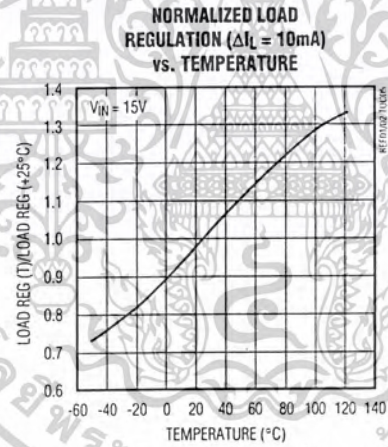
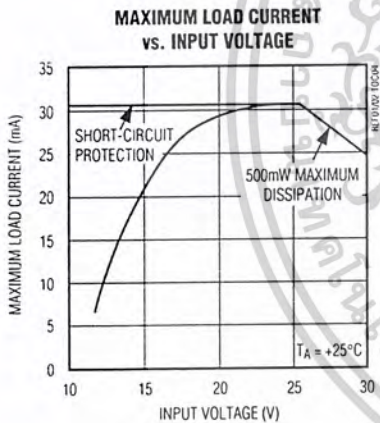
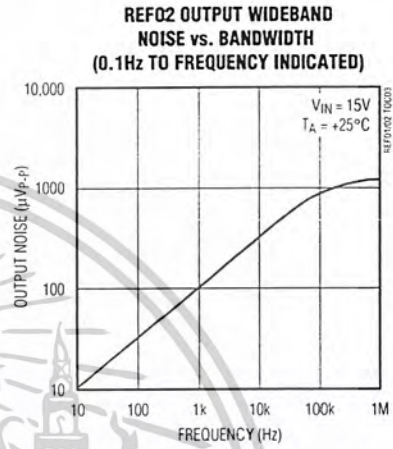
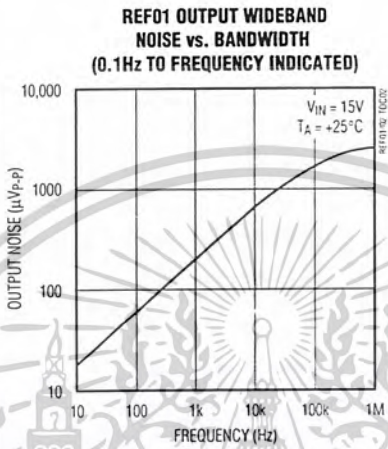
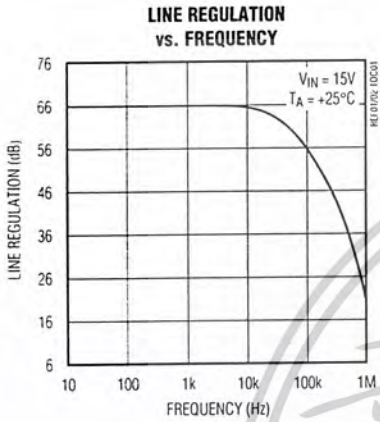
Figure 1. REF02 Temperature/Voltage Output vs. Temperature

# +5V, +10V Precision Voltage References

## Typical Operating Characteristics

REF01/REF02

( $T_A = +25^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted.)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# +5V, +10V Precision Voltage References

## Typical Applications

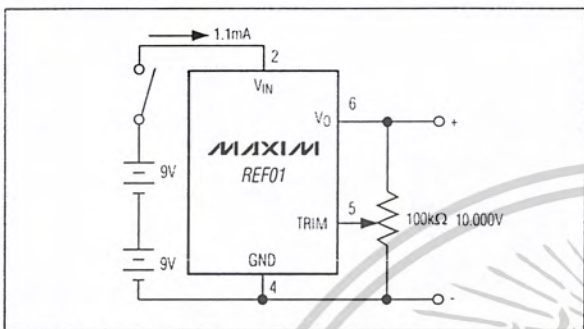


Figure 2. Precision Calibration Standard

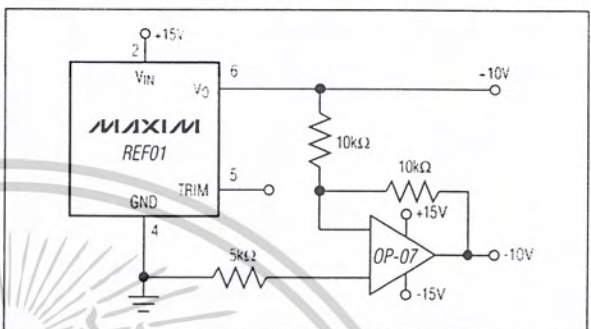


Figure 3. ±10V Reference

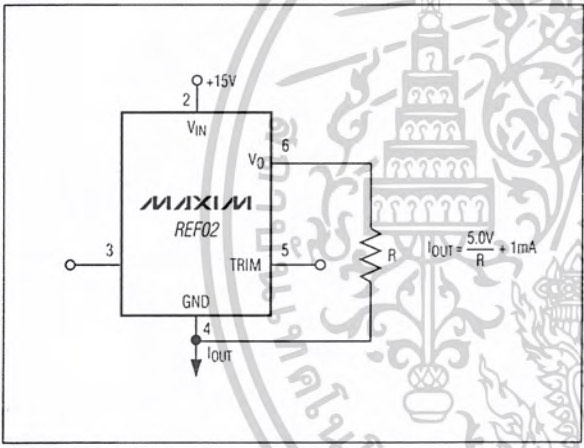


Figure 4. Current Source

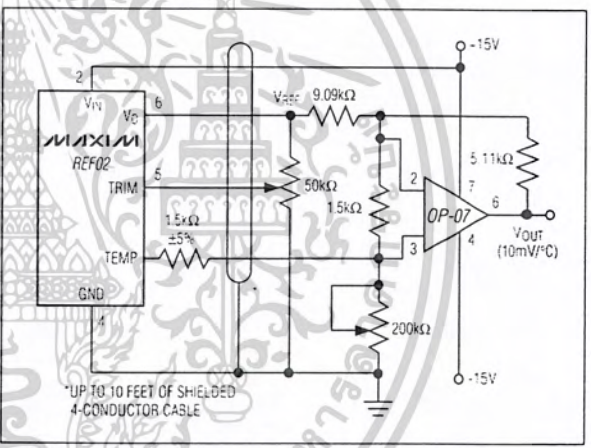


Figure 5. Precision Temperature Transducer with Remote Sensor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# +5V, +10V Precision Voltage References

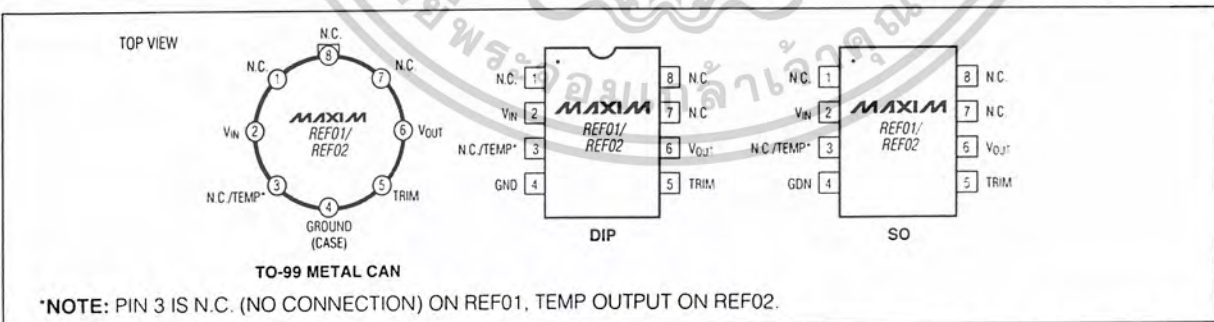
## Ordering Information (continued)

REF01/REF02

PART	TEMP RANGE	MAX TEMPCO	INITIAL ERROR	PIN-PACKAGE
REF01AJ*	-55°C to +125°C	8.5	±30	8 TO-99
REF01AZ*	-55°C to +125°C	8.5	±15	8 Hermetic DIP
REF01CJ*	0°C to +70°C	65	±100	8 TO-99
REF01CP-2*	0°C to +70°C	65	±100	8 Plastic DIP
REF01CZ*	0°C to +70°C	65	±100	8 CERDIP
REF01EJ*	0°C to +70°C	8.5	±30	8 TO-99
REF01EZ*	0°C to +70°C	8.5	±30	8 CERDIP
REF01HF*	0°C to +70°C	25	±50	8 TO-99
REF01HZ*	0°C to +70°C	25	±50	8 Hermetic DIP
REF01J*	-55°C to +125°C	25	±50	8 TO-99
REF01Z*	-55°C to +125°C	25	±50	8 CERDIP
REF02AJ*	-55°C to +125°C	8.5	±15	8 TO-99
REF02AZ*	-55°C to +125°C	8.5	±15	8 Hermetic DIP
REF02CJ*	0°C to +70°C	65	±50	8 TO-99
REF02CZ*	0°C to +70°C	65	±50	8 CERDIP
REF02DJ*	0°C to +70°C	25	±100	8 TO-99
REF02DP*	0°C to +70°C	25	±100	8 Plastic DIP
REF02DSA*	0°C to +70°C	25	±100	8 SO
REF02EJ*	0°C to +70°C	8.5	±15	8 TO-99
REF02EZ*	0°C to +70°C	8.5	±15	8 CERDIP
REF02HJ*	0°C to +70°C	25	±25	8 TO-99
REF02HZ*	0°C to +70°C	25	±25	8 Hermetic DIP
REF02J*	-55°C to +125°C	25	±25	8 TO-99
REF02Z*	-55°C to +125°C	25	±25	8 CERDIP

\*Not recommended for new designs. Contact factory for availability.

## Pin Configurations



## Package Information

For the latest package outline information, go to [www.maxim-ic.com/packages](http://www.maxim-ic.com/packages).

Maxim cannot assume responsibility for use of any circuitry other than circuitry entirely embodied in a Maxim product. No circuit patent licenses are implied. Maxim reserves the right to change the circuitry and specifications without notice at any time.

Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 408-737-7600 9

© 2004 Maxim Integrated Products Printed USA MAXIM is a registered trademark of Maxim Integrated Products.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

EVALUATION KIT  
AVAILABLE**MAXIM****Multirange, Single +5V, 12-Bit DAS  
with 12-Bit Bus Interface****General Description**

The MAX196/MAX198 multirange, 12-bit data-acquisition systems (DAS) require only a single +5V supply for operation, yet convert analog signals at their inputs up to  $\pm 10V$  (MAX196) and  $\pm 4V$  (MAX198). These systems provide six analog input channels that are independently software programmable for a variety of ranges:  $\pm 10V$ ,  $\pm 5V$ ,  $0V$  to  $+10V$ , and  $0V$  to  $+5V$  for the MAX196;  $\pm V_{REF}$ ,  $\pm V_{REF}/2$ ,  $0V$  to  $+V_{REF}$ , and  $0V$  to  $-V_{REF}/2$  for the MAX198. This range switching increases the effective dynamic range to 14 bits and provides the flexibility to interface  $\pm 12V$ ,  $\pm 15V$ , and  $4mA$  to  $20mA$  powered sensors to a single +5V system. In addition, these converters are fault protected to  $\pm 16.5V$ ; a fault condition on any channel will not affect the conversion result of the selected channel. Other features include a 5MHz bandwidth track/hold, 100ksps throughput rate, software-selectable internal/external clock, internal/external acquisition control, 12-bit parallel interface, and internal 4.096V or external reference.

Two programmable power-down modes (STBYPD, FULLPD) provide low-current shutdown between conversions. In STBYPD mode, the reference buffer remains active, eliminating start-up delays.

The MAX196/MAX198 employ a standard microprocessor ( $\mu P$ ) interface. A three-state data I/O port is configured to operate with 16-bit data buses, and data-access and bus-release timing specifications are compatible with most popular  $\mu P$ s. All logic inputs and outputs are TTL/CMOS compatible.

These devices are available in 28-pin DIP, wide SO, SSOP (55% smaller in area than wide SO), and ceramic SB packages. For 8+4 bus interface, see the MAX197 and the MAX199 data sheets. An evaluation kit will be available after December 1995 (MAX196EVKIT-DIP).

**Applications**

- Industrial-Control Systems
- Robotics
- Data-Acquisition Systems
- Automatic Testing Systems
- Medical Instruments
- Telecommunications

Functional Diagram appears at end of data sheet.

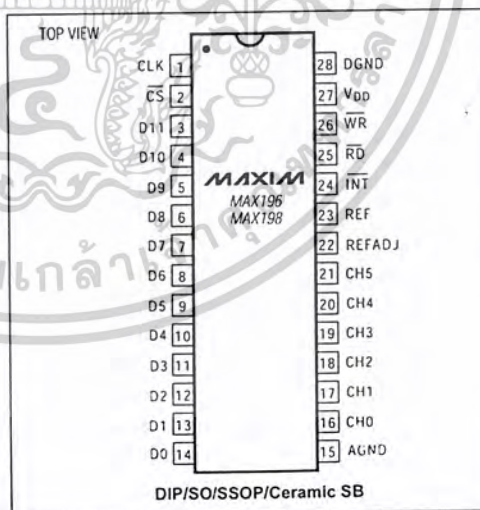
**Features**

- ♦ 12-Bit Resolution, 1/2LSB Linearity
- ♦ Single +5V Supply Operation
- ♦ Software-Selectable Input Ranges:  $\pm 10V$ ,  $\pm 5V$ ,  $0V$  to  $+10V$ ,  $0V$  to  $+5V$  (MAX196)  $\pm V_{REF}$ ,  $\pm V_{REF}/2$ ,  $0V$  to  $+V_{REF}$ ,  $0V$  to  $+V_{REF}/2$  (MAX198)
- ♦ Internal 4.096V or External Reference
- ♦ Fault-Protected Input Multiplexer
- ♦ 6 Analog Input Channels
- ♦ 6 $\mu s$  Conversion Time, 100ksps Sampling Rate
- ♦ Internal or External Acquisition Control
- ♦ Two Power-Down Modes
- ♦ Internal or External Clock

**Ordering Information**

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX196ACNI	0°C to +70°C	28 Narrow Plastic DIP
MAX196BCNI	0°C to +70°C	28 Narrow Plastic DIP
MAX196ACWI	0°C to +70°C	28 Wide SO
MAX196BCWI	0°C to +70°C	28 Wide SO
MAX196ACAI	0°C to +70°C	28 SSOP
MAX196BCAI	0°C to +70°C	28 SSOP

Ordering information continued at end of data sheet.

**Pin Configuration****MAXIM**

Maxim Integrated Products 1

Call toll free 1-800-722-8266 for free samples or literature.

MAX196/MAX198

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Multirange, Single +5V, 12-Bit DAS with 12-Bit Bus Interface

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

VDD to AGND.....	-0.3V to +7V	Wide SO (derate 12.50mW/°C above +70°C).....	1000mW
AGND to DGND.....	-0.3V to +0.3V	SSOP (derate 9.52mW/°C above +70°C).....	762mW
REF to AGND.....	-0.3V to (VDD + 0.3V)	Narrow Ceramic SB (derate 20.00mW/°C above +70°C).....	1600mW
REFADJ to AGND.....	-0.3V to (VDD + 0.3V)	Operating Temperature Ranges	
Digital Inputs to DGND.....	-0.3V to (VDD + 0.3V)	MAX196_C_I/MAX198_C_I.....	0°C to -70°C
Digital Outputs to DGND.....	-0.3V to (VDD + 0.3V)	MAX196_E_I/MAX198_E_I.....	-40°C to +85°C
CH0-CH5 to AGND.....	±16.5V	MAX196_MYI/MAX198_MYI.....	-55°C to +125°C
Continuous Power Dissipation (TA = +70°C)		Storage Temperature Range.....	-65°C to +150°C
Narrow Plastic DIP (derate 14.29mW/°C above +70°C).....	1143mW	Lead Temperature (soldering, 10sec).....	+300°C

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(VDD = 5V ±5%; unipolar/bipolar range; external reference mode, VREF = 4.096V; 4.7µF at REF pin; external clock, fCLK = 2.0MHz with 50% duty cycle; TA = TMIN to TMAX; unless otherwise noted. Typical values are at TA = +25°C.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
<b>ACCURACY (Note 1)</b>							
Resolution			12			Bits	
Integral Nonlinearity	INL	MAX196A/MAX198A			±1/2	LSB	
		MAX196B/MAX198B			±1		
Differential Nonlinearity	DNL				±1	LSB	
Offset Error	Unipolar	MAX196A/MAX198A			±3	LSB	
		MAX196B/MAX198B			±5		
	Bipolar	MAX196A/MAX198A			±5		
		MAX196B/MAX198B			±10		
Channel-to-Channel Offset Error Matching	Unipolar				±0.1	LSB	
	Bipolar				±0.5		
Gain Error (Note 2)	Unipolar	MAX196A/MAX198A			±7	LSB	
		MAX196B/MAX198B			±10		
	Bipolar	MAX196A/MAX198A			±7		
		MAX196B/MAX198B			±10		
Gain Temperature Coefficient (Note 2)	Unipolar				3	ppm/°C	
	Bipolar				5		
<b>DYNAMIC SPECIFICATIONS (10kHz sine-wave input, ±10Vp-p (MAX196) or ±4.096Vp-p (MAX198), fSAMPLE = 100ksps)</b>							
Signal-to-Noise + Distortion Ratio	SINAD	MAX196A/MAX198A			70	dB	
		MAX196B/MAX198B			69		
Total Harmonic Distortion	THD	Up to the 5th harmonic			-85	-78	dB
Spurious-Free Dynamic Range	SFDR				80		dB
Channel-to-Channel Crosstalk		50kHz, VIN = ±5V (MAX196) or ±4V (MAX198) (Note 3)				-86	dB
Aperture Delay		External CLK mode/external acquisition control			15		ns
Aperture Jitter		External CLK mode/external acquisition control				-50	ps
		Internal CLK mode/internal acquisition control (Note 4)				10	ns

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Multirange, Single +5V, 12-Bit DAS with 12-Bit Bus Interface

MAX196/MAX198

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V<sub>DD</sub> = 5V ±5%; unipolar/bipolar range; external reference mode, V<sub>REF</sub> = 4.096V ±7μF at REF pin; external clock, f<sub>CLK</sub> = 2.0MHz with 50% duty cycle; T<sub>A</sub> = T<sub>MIN</sub> to T<sub>MAX</sub>; unless otherwise noted. Typical values are at T<sub>A</sub> = +25°C.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS		
<b>ANALOG INPUT</b>								
Track/Hold Acquisition Time		f <sub>CLK</sub> = 2.0MHz			3	μs		
Small-Signal Bandwidth	-3dB rolloff	±10V or ±V <sub>REF</sub> range		5		MHz		
		±5V or ±V <sub>REF</sub> /2 range		2.5				
		0V to 10V or 0V to V <sub>REF</sub> range		2.5				
		0V to 5V or 0V to V <sub>REF</sub> /2 range		1.25				
Input Voltage Range (see Table 3)	V <sub>IN</sub>	Unipolar	MAX196	0		10	V	
			MAX198	0		V <sub>REF</sub>		
		Bipolar	MAX196	0		V <sub>REF</sub> /2		
			MAX196	-10		10		
			MAX198	-5		5		
			MAX198	-V <sub>REF</sub>		V <sub>REF</sub>		
Input Current	I <sub>IN</sub>	Unipolar	MAX196	0V to 10V range		720	μA	
			MAX198	0V to 5V range		360		
		Bipolar	MAX196	±10V range	-1200			720
			MAX196	±5V range	-600			360
			MAX198	±V <sub>REF</sub> range	-1200			10
			MAX198	±V <sub>REF</sub> /2 range	-600			10
Input Resistance	ΔV <sub>IN</sub> / ΔI <sub>IN</sub>	Unipolar		21		kΩ		
		Bipolar		16				
Input Capacitance		(Note 5)			40	pF		
<b>INTERNAL REFERENCE</b>								
REF Output Voltage	V <sub>REF</sub>	T <sub>A</sub> = +25°C	4.076	4.096	4.116	V		
REF Output Tempco (Contact Maxim Applications for guaranteed temperature drift specifications)	TC V <sub>REF</sub>	MAX196_C/MAX198_C		15		ppm/°C		
		MAX196_E/MAX198_E		30				
		MAX196_M/MAX198_M		40				
Output Short-Circuit Current					30	mA		
Load Regulation		0mA to 0.5mA output current (Note 6)			10	mV		
Capacitive Bypass at REF			4.7			μF		
REFADJ Output Voltage			2.465	2.500	2.535	V		
REFADJ Adjustment Range		With recommended circuit (Figure 1)		±1.5		%		
Buffer Voltage Gain				1.6384		V/V		

## Multirange, Single +5V, 12-Bit DAS with 12-Bit Bus Interface

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V<sub>DD</sub> = 5V ±5%; unipolar/bipolar range; external reference mode, V<sub>REF</sub> = 4.096V; 4.7μF at REF pin; external clock, f<sub>CLK</sub> = 2.0MHz with 50% duty cycle; T<sub>A</sub> = T<sub>MIN</sub> to T<sub>MAX</sub>; unless otherwise noted. Typical values are at T<sub>A</sub> = +25°C.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS	
<b>REFERENCE INPUT</b> (buffer disabled, reference input applied to REF pin)								
Input Voltage Range				2.4		4.18	V	
Input Current	V <sub>REF</sub> = 4.18V	Normal, or STANDBY power-down mode				400	μA	
		FULL power-down mode				1		
Input Resistance		Normal, or STANDBY power-down mode		10			kΩ	
		FULL power-down mode		5			MΩ	
REFADJ Threshold for Buffer Disable				V <sub>DD</sub> - 50mV			V	
<b>POWER REQUIREMENTS</b>								
Supply Voltage	V <sub>DD</sub>			4.75		5.25	V	
Supply Current	I <sub>DD</sub>	Normal mode, bipolar ranges				18	mA	
		Normal mode, unipolar ranges			6	10		
		STANDBY power-down mode			700	850		μA
		FULL power-down mode (Note 7)			60	120		
Power-Supply Rejection Ratio (Note 8)	PSRR	External reference = 4.096V			±0.1	±1/2	LSE	
		internal reference				±1/2		
<b>TIMING</b>								
Internal Clock Frequency	f <sub>CLK</sub>	C <sub>CLK</sub> = 100pF		1.25	1.56	2.00	MHz	
External Clock Frequency Range	f <sub>CLK</sub>			0.1		2.0	MHz	
Acquisition Time	t <sub>ACQI</sub>	Internal acquisition	External CLK	3.0			μs	
			Internal CLK	3.0		5.0		
	t <sub>ACQE</sub>	External acquisition (Note 9)			3.0			5
Conversion Time	t <sub>CONV</sub>	External CLK		6.0			μs	
		Internal CLK, C <sub>CLK</sub> = 100pF		6.0	7.7	10.0		
Throughput Rate		External CLK				100	ksp/s	
		Internal CLK, C <sub>CLK</sub> = 100pF		62				
Bandgap Reference Start-Up Time		Power-up (Note 10)			200		μs	
Reference Buffer Settling		To 0.1mV REF bypass capacitor fully discharged	C <sub>REF</sub> = 4.7μF		8		ms	
			C <sub>REF</sub> = 33μF		60			
<b>DIGITAL INPUTS</b> (D7-D0, CLK, RD, WR, CS) (Note 11)								
Input High Voltage	V <sub>INH</sub>			2.4			V	
Input Low Voltage	V <sub>INL</sub>					0.8	V	
Input Leakage Current	I <sub>IN</sub>	V <sub>IN</sub> = 0V or V <sub>DD</sub>				±10	μA	
Input Capacitance	C <sub>IN</sub>	(Note 5)				15	pF	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Multirange, Single +5V, 12-Bit DAS with 12-Bit Bus Interface

MAX196/MAX198

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

( $V_{DD} = 5V \pm 5\%$ ; unipolar/bipolar range; external reference mode,  $V_{REF} = 4.096V$ ;  $4.7\mu F$  at REF pin; external clock,  $f_{CLK} = 2.0MHz$  with 50% duty cycle;  $T_A = T_{MIN}$  to  $T_{MAX}$ ; unless otherwise noted. Typical values are at  $T_A = +25^\circ C$ .)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>DIGITAL OUTPUTS (D11–D0, INT)</b>						
Output Low Voltage	VOL	$V_{DD} = 4.75V$ , $I_{SINK} = 1.6mA$			0.4	V
Output High Voltage	VOH	$V_{DD} = 4.75V$ , $I_{SOURCE} = 1mA$	$V_{DD} - 1$			V
Three-State Output Capacitance	COU	(Note 5)			15	pF

### TIMING CHARACTERISTICS

( $V_{DD} = 5V \pm 5\%$ ; unipolar/bipolar range; external reference mode,  $V_{REF} = 4.096V$ ;  $4.7\mu F$  at REF pin; external clock,  $f_{CLK} = 2.0MHz$  with 50% duty cycle;  $T_A = T_{MIN}$  to  $T_{MAX}$ ; unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$\overline{CS}$ Pulse Width	tCS		80			ns
$\overline{WR}$ Pulse Width	tWR		80			ns
$\overline{CS}$ to $\overline{WR}$ Setup Time	tCSWS		0			ns
$\overline{CS}$ to $\overline{WR}$ Hold Time	tCSWH		0			ns
$\overline{CS}$ to RD Setup Time	tCSRS		0			ns
$\overline{CS}$ to RD Hold Time	tCSRH		0			ns
CLK to $\overline{WR}$ Setup Time	tCWS				100	ns
CLK to $\overline{WR}$ Hold Time	tCWH				50	ns
Data Valid to $\overline{WR}$ Setup	tDS		60			ns
Data Valid to $\overline{WR}$ Hold	tDH		0			ns
RD Low to Output Data Valid	tDO	Figure 2, $C_L = 100pF$ (Note 12)			120	ns
RD High to Output Disable	tTR	(Note 13)			70	ns
RD Low to INT High Delay	tINT1				120	ns

**Note 1:** Accuracy specifications tested at  $V_{DD} = 5.0V$ . Performance at power-supply tolerance limits guaranteed by Power-Supply Rejection test. Tested for the  $\pm 10V$  (MAX196) and  $\pm 4.096V$  (MAX198) input ranges.

**Note 2:** External reference:  $V_{REF} = 4.096V$ , offset error nulled, ideal last code transition =  $FS - 3/2LSB$ .

**Note 3:** Ground "on" channel; sine wave applied to all "off" channels.

**Note 4:** Maximum full-power input frequency for 1LSB error with 10ns jitter = 3kHz.

**Note 5:** Guaranteed by design. Not tested.

**Note 6:** Use static loads only.

**Note 7:** Tested using internal reference.

**Note 8:** PSRR measured at full-scale.

**Note 9:** External acquisition timing: starts at data valid at ACQMOD = low control byte, ends at rising edge of  $\overline{WR}$  with ACQMOD = high control byte.

**Note 10:** Not subject to production testing. Provided for design guidance only.

**Note 11:** All input control signals specified with  $t_r = t_f = 5ns$  from a voltage level of 0.8V to 2.4V.

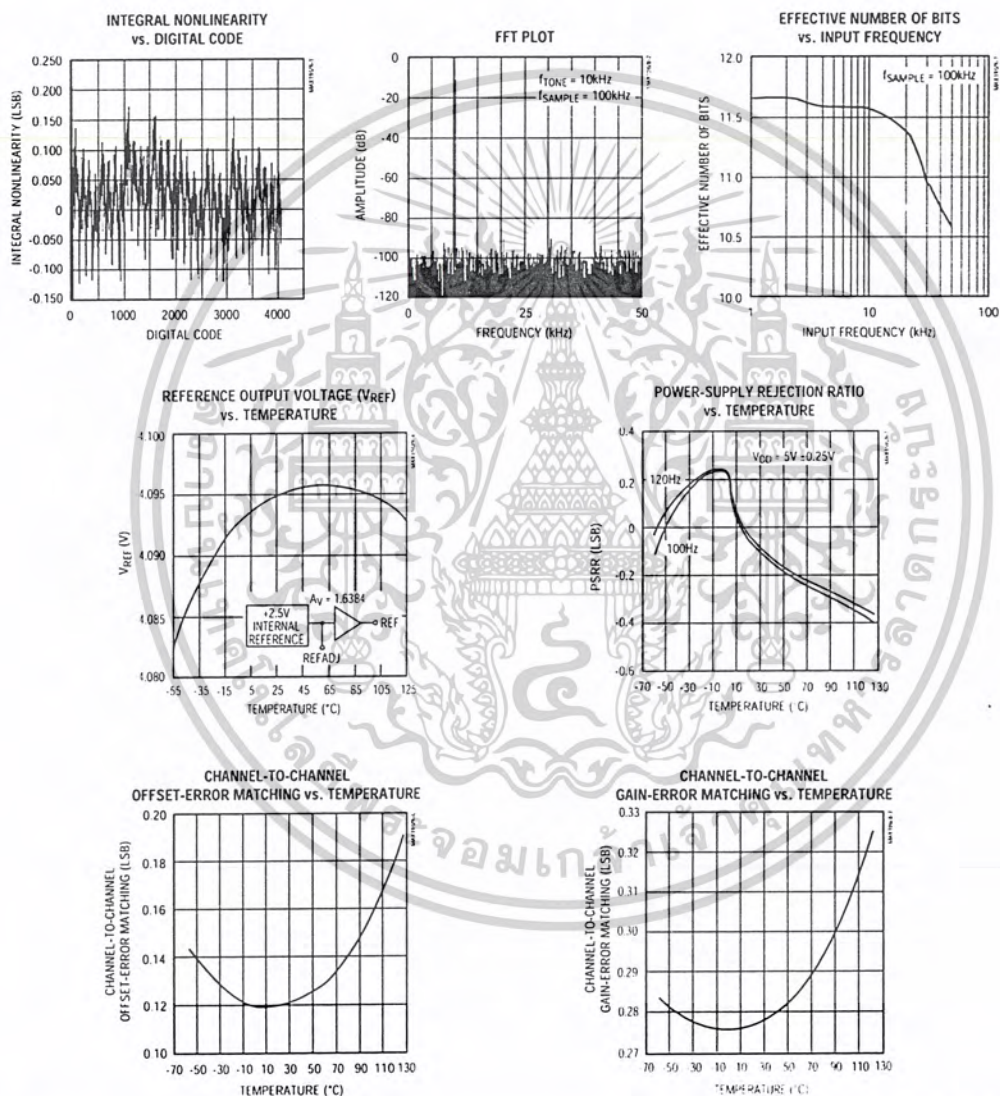
**Note 12:** tDO is measured with the load circuits of Figure 2 and defined as the time required for an output to cross 0.8V or 2.4V.

**Note 13:** tTR is defined as the time required for the data lines to change by 0.5V.

# Multirange, Single +5V, 12-Bit DAS with 12-Bit Bus Interface

## Typical Operating Characteristics

(T<sub>A</sub> = +25°C, unless otherwise noted.)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Multirange, Single +5V, 12-Bit DAS with 12-Bit Bus Interface

MAX196/MAX198

## Pin Description

PIN	NAME	FUNCTION
1	CLK	Clock Input. In external clock mode, drive CLK with a TTL/CMOS-compatible clock. In internal clock mode, place a capacitor ( $C_{CLK}$ ) from this pin to ground to set the internal clock frequency. $f_{CLK} = 1.56\text{MHz}$ typical with $C_{CLK} = 100\text{pF}$ .
2	$\overline{CS}$	Chip Select, active low
3-14	D11-D0	Three-State Digital I/O, D11 = MSB
15	AGND	Analog Ground
16-21	CH0-CH5	Analog Input Channels
22	REFADJ	Bandgap Voltage-Reference Output/External Adjust Pin. Bypass with a $0.01\mu\text{F}$ capacitor to AGND. Connect to $V_{DD}$ when using an external reference at the REF pin.
23	REF	Reference Buffer Output/ADC Reference Input. In internal reference mode, the reference buffer provides a $4.096\text{V}$ nominal output, externally adjustable at REFADJ. In external reference mode, disable the internal buffer by pulling REFADJ to $V_{DD}$ .
24	$\overline{INT}$	$\overline{INT}$ goes low when conversion is complete and output data is ready
25	$\overline{RD}$	If $\overline{CS}$ is low, a falling edge on $\overline{RD}$ will enable a read operation on the data bus
26	$\overline{WR}$	In the internal acquisition mode, when $\overline{CS}$ is low, a rising edge on $\overline{WR}$ latches in configuration data and starts an acquisition plus a conversion cycle. In the external acquisition mode, when $\overline{CS}$ is low, the first rising edge on $\overline{WR}$ starts an acquisition, and a second rising edge on $\overline{WR}$ ends acquisition and starts a conversion cycle.
27	$V_{DD}$	+5V Supply. Bypass with $0.1\mu\text{F}$ capacitor to AGND.
28	DGND	Digital Ground

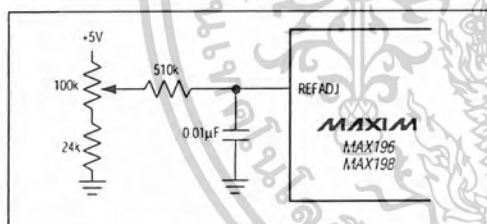


Figure 1. Reference-Adjust Circuit

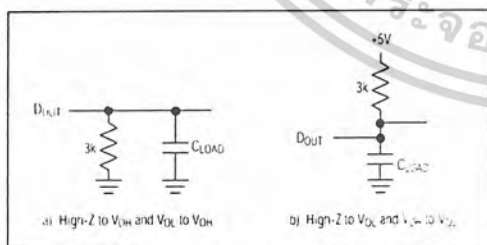


Figure 2. Load Circuits for Enable Time

## Detailed Description

### Converter Operation

The MAX196/MAX198 multirange, fault-tolerant ADCs use successive approximation and internal input track/hold (T/H) circuitry to convert an analog signal to a 12-bit digital output. The 12-bit parallel-output format provides easy interface to microprocessors ( $\mu\text{Ps}$ ). Figure 3 shows the MAX196/MAX198 in the simplest operational configuration.

### Analog-Input Track/Hold

In the internal acquisition control mode (control bit D5 set to 0), the T/H enters its tracking mode on  $\overline{WR}$ 's rising edge, and enters its hold mode when the internally timed (6 clock cycles) acquisition interval ends. In bipolar mode and unipolar mode (MAX196 only), a low-impedance input source, which settles in less than  $1.5\mu\text{s}$ , is required to maintain conversion accuracy at the maximum conversion rate.

When the MAX198 is configured for unipolar mode, the input does not need to be driven from a low-impedance source. The acquisition time ( $t_{AZ}$ ) is a function of the source output resistance ( $R_S$ ), the channel input resistance ( $R_{IN}$ ), and the T/H capacitance.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Multirange, Single +5V, 12-Bit DAS with 12-Bit Bus Interface

Acquisition time is calculated as follows:

$$\text{For } 0V \text{ to } V_{REF}: t_{AZ} = 9 \times (R_S + R_{IN}) \times 16pF$$

$$\text{For } 0V \text{ to } V_{REF}/2: t_{AZ} = 9 \times (R_S + R_{IN}) \times 32pF$$

where  $R_{IN} = 7k\Omega$  and  $t_{AZ}$  is never less than  $2\mu s$  (0V to  $V_{REF}$  range) or  $3\mu s$  (0V to  $V_{REF}/2$  range).

In the external acquisition control mode ( $D5 = 1$ ), the T/H enters its tracking mode on the first  $\overline{WR}$  rising edge and enters its hold mode when it detects the second  $\overline{WR}$  rising edge with  $D5 = 0$  (see External Acquisition section).

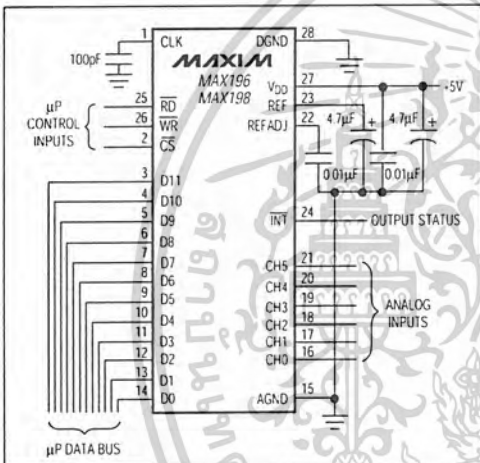


Figure 3. Operational Diagram

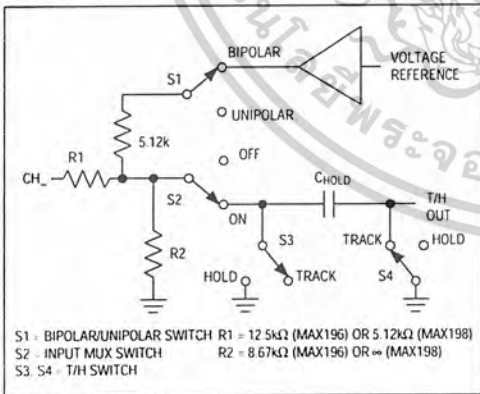


Figure 4. Equivalent Input Circuit

### Input Bandwidth

The ADC's input tracking circuitry has a 5MHz small-signal bandwidth. When using the internal acquisition mode with an external clock frequency of 2MHz, a 100ksps throughput rate can be achieved. It is possible to digitize high-speed transient events and measure periodic signals with bandwidths exceeding the ADC's sampling rate by using undersampling techniques. To avoid high-frequency signals being aliased into the frequency band of interest, anti-alias filtering is recommended (MAX274/MAX275 continuous-time filters).

### Input Range and Protection

Figure 4 shows the equivalent input circuit. The full-scale input voltage depends on the voltage at the reference ( $V_{REF}$ ). The MAX196 uses a scaling factor, which allows input voltage ranges of  $\pm 10V$ ,  $\pm 5V$ , 0V to  $+10V$ , or 0V to  $-5V$  with a 4.096V voltage reference (Table 1). Program the desired range by setting the appropriate control bits ( $D3$ ,  $D4$ ) in the control byte (Tables 2 and 3). The MAX198 does not use a scaling factor, so its input voltage range directly corresponds with the reference voltage. It can be programmed for input voltages of  $\pm V_{REF}$ ,  $\pm V_{REF}/2$ , 0V to  $V_{REF}$ , or 0V to  $V_{REF}/2$  (Table 3). When an external reference is applied at REFADJ, the voltage at REF is given by  $V_{REF} = 1.6384 \times V_{REFADJ}$  ( $2.4V < V_{REF} < 4.18V$ ).

The input channels are overvoltage protected to  $\pm 16.5V$ . This protection is active even if the device is in power-down mode.

Even with  $V_{DD} = 0V$ , the input resistive network provides current-limiting that adequately protects the device

### Digital Interface

Input data (control byte) and output data are multiplexed on a three-state parallel interface. This parallel I/O can easily be interfaced with a  $\mu P$ .  $\overline{CS}$ ,  $\overline{WR}$ , and  $\overline{RD}$  control the write and read operations.  $\overline{CS}$  is the standard chip-select signal, which enables a  $\mu P$  to address the MAX196/MAX198 as an I/O port. When high, it disables the  $\overline{WR}$  and  $\overline{RD}$  inputs and forces the interface into a high-Z state.

Table 1. Full Scale and Zero Scale (MAX196 only)

RANGE (V)	ZERO SCALE (V)	-FULL SCALE	+FULL SCALE
0 to +5	0	—	$V_{REF} \times 1.2207$
0 to +10	0	—	$V_{REF} \times 2.4414$
$\pm 5$	—	$-V_{REF} \times 1.2207$	$V_{REF} \times 1.2207$
$\pm 10$	—	$-V_{REF} \times 2.4414$	$V_{REF} \times 2.4414$

## Multirange, Single +5V, 12-Bit DAS with 12-Bit Bus Interface

MAX196/MAX198

**Table 2. Control-Byte Format**

D7 (MSB)	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0 (LSB)
PD1	PD0	ACQMOD	RNG	BIP	A2	A1	A0

BIT	NAME	DESCRIPTION
7, 6	PD1, PD0	These two bits select the clock and power-down modes (Table 4)
5	ACQMOD	0 = internally controlled acquisition (6 clock cycles), 1 = externally controlled acquisition
4	RNG	Selects the full-scale voltage magnitude at the input (Table 3).
3	BIP	Selects unipolar or bipolar conversion mode (Table 3)
2, 1, 0	A2, A1, A0	These are address bits for the input mux to select the "on" channel (Table 5).

**Table 3. Range and Polarity Selection**

BIP	RNG	INPUT RANGE (V) (MAX196)	INPUT RANGE (V) (MAX198)
0	0	0 to 5	0 to $V_{REF}/2$
0	1	0 to 10	0 to $V_{REF}$
1	0	$\pm 5$	$\pm V_{REF}/2$
1	1	$\pm 10$	$\pm V_{REF}$

**Table 4. Clock and Power-Down Selection**

PD1	PD0	DEVICE MODE
0	0	Normal Operation / External Clock Mode
0	1	Normal Operation / Internal Clock Mode
1	0	Standby Power-Down (STBYPD); clock mode is unaffected
1	1	Full Power-Down (FULLPD); clock mode is unaffected

**Table 5. Channel Selection**

A2	A1	A0	CH0	CH1	CH2	CH3	CH4	CH5
0	0	0	*					
0	0	1		*				
0	1	0			*			
0	1	1				*		
1	0	0					*	
1	0	1						*

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Multirange, Single +5V, 12-Bit DAS with 12-Bit Bus Interface

### Input Format

The control byte is latched into the device, on pins D7-D0, during a write cycle. Table 2 shows the control-byte format.

### Output Data Format

The output data format is binary in unipolar mode and two's-complement binary in bipolar mode. When reading the output data,  $\overline{CS}$  and  $\overline{RD}$  must be low.

### How to Start a Conversion

Conversions are initiated with a write operation, which selects the mux channel and configures the MAX196/MAX198 for either a unipolar or bipolar input range. A write pulse ( $\overline{WR} + \overline{CS}$ ) can either start an acquisition interval or initiate a combined acquisition plus conversion. The sampling interval occurs at the end of the acquisition interval. The ACQMOD bit in the input control byte offers two options for acquiring the signal: internal or external. The conversion period lasts for 12 clock cycles in either internal or external clock or acquisition mode.

Writing a new control byte during a conversion cycle will abort the conversion and start a new acquisition interval.

### Internal Acquisition

Select internal acquisition by writing the control byte with the ACQMOD bit cleared (ACQMOD = 0). This causes the write pulse to initiate an acquisition interval whose

duration is internally timed. Conversion starts when this six-clock-cycle acquisition interval ( $3\mu\text{s}$  with  $f_{\text{CLK}} = 2\text{MHz}$ ) ends (see Figure 5).

### External Acquisition

Use the external acquisition timing mode for precise control of the sampling aperture and/or independent control of acquisition and conversion times. The user controls acquisition and start-of-conversion with two separate write pulses. The first pulse, written with ACQMOD = 1, starts an acquisition interval of indeterminate length. The second write pulse, written with ACQMOD = 0, terminates acquisition and starts conversion on  $\overline{WR}$ 's rising edge (Figure 6). However, if the second control byte contains ACQMOD = 1, an indefinite acquisition interval is restarted.

The address bits for the input mux must have the same values on the first and second write pulses. Power-down mode bits (PD0, PD1) can assume new values on the second write pulse (see *Power-Down Mode* section).

### How to Read a Conversion

A standard interrupt signal,  $\overline{INT}$ , is provided to allow the device to flag the  $\mu\text{P}$  when the conversion has ended and a valid result is available.  $\overline{INT}$  goes low when conversion is complete and the output data is ready (Figures 5 and 6). It returns high on the first read cycle or if a new control byte is written.

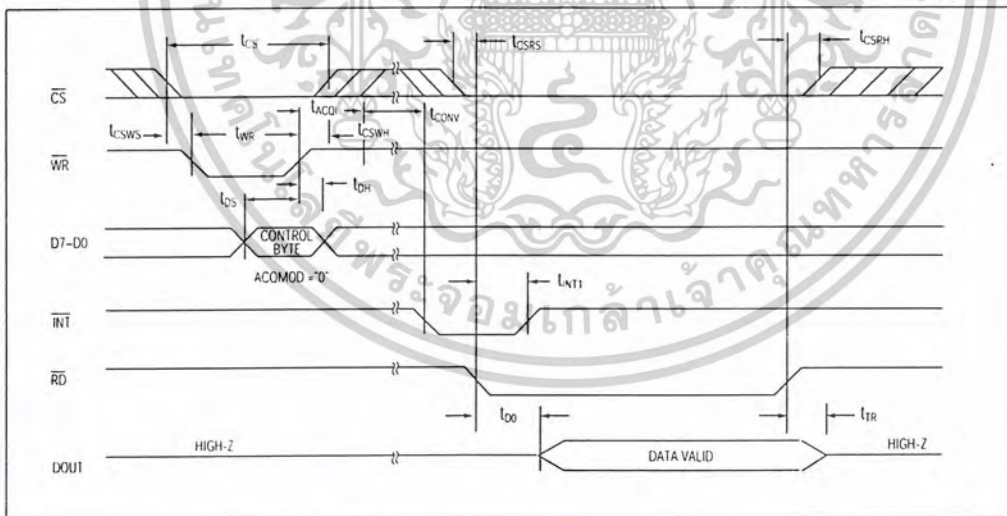


Figure 5 Conversion Timing Using Internal Acquisition Mode

## Multirange, Single +5V, 12-Bit DAS with 12-Bit Bus Interface

MAX196/MAX198

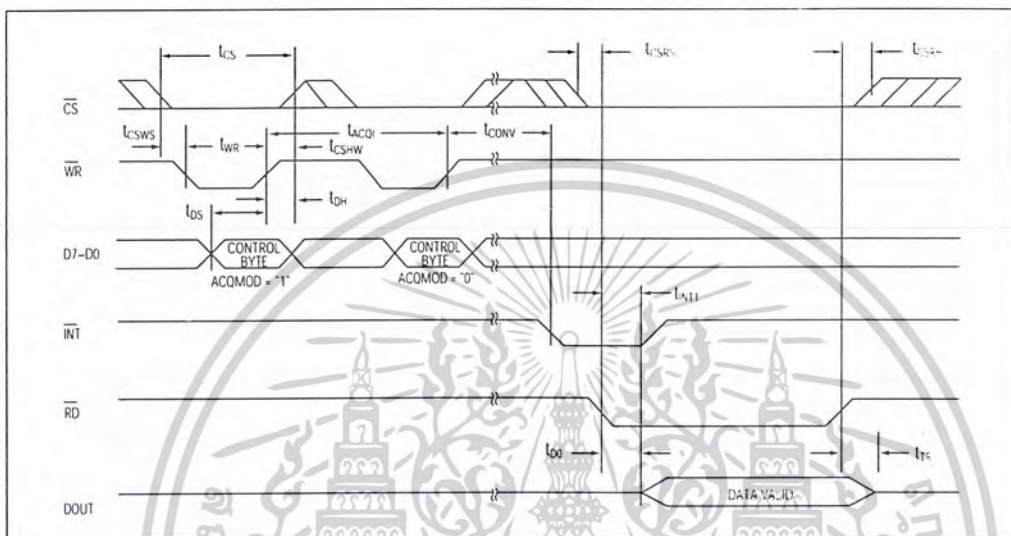


Figure 6. Conversion Timing Using External Acquisition Mode

### Clock Modes

The MAX196/MAX198 operate with either an internal or an external clock. Control bits (D6, D7) select either internal or external clock mode. Once the desired clock mode is selected, changing these bits to program power-down will not affect the clock mode. In each mode, internal or external acquisition can be used. At power-up, external clock mode is selected.

#### Internal Clock Mode

Select internal clock mode to free the  $\mu$ P from the burden of running the SAR conversion clock. To select this mode, write the control byte with D7 = 0 and D6 = 1. A 100pF capacitor between the CLK pin and ground sets this frequency to 1.56MHz nominal. Figure 7 shows a linear relationship between the internal clock period and the value of the external capacitor used.

#### External Clock Mode

Select external clock mode by writing the control byte with D7 = 0 and D6 = 0. Figure 8 shows CLK and WR timing relationships in internal and external acquisition modes, with an external clock. A 100kHz to 2.0MHz external clock with 45% to 55% duty cycle is required for proper operation. Operating at clock frequencies lower than 100kHz will cause a voltage droop across the hold capacitor, and subsequently degrade performance.

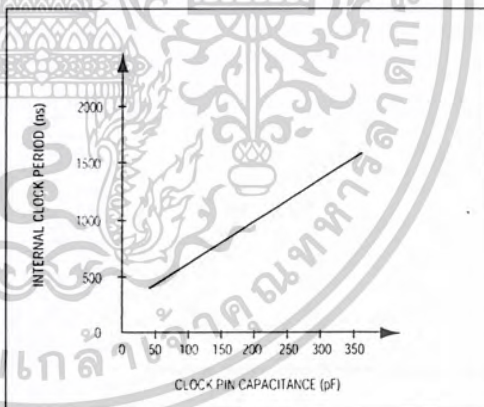


Figure 7. Internal Clock Period vs. Clock Pin Capacitance

## Multirange, Single +5V, 12-Bit DAS with 12-Bit Bus Interface

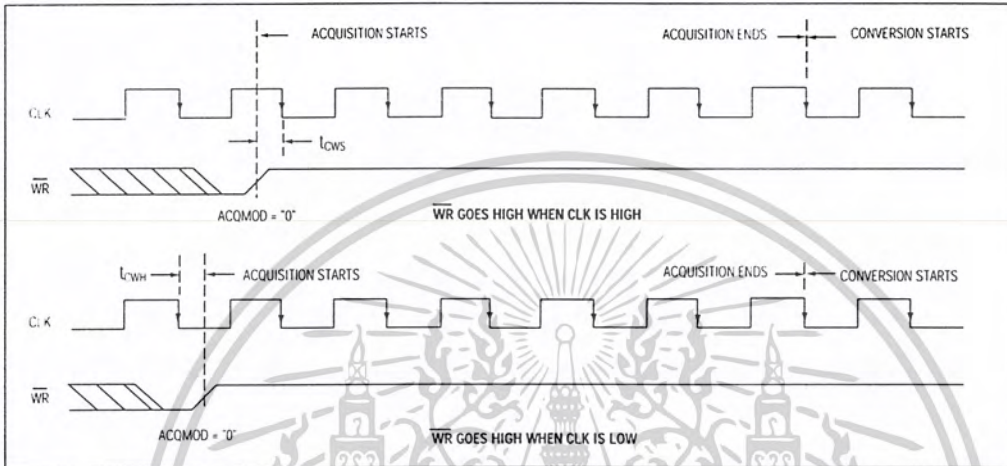


Figure 8a. External Clock and  $\overline{WR}$  Timing (Internal Acquisition Mode)

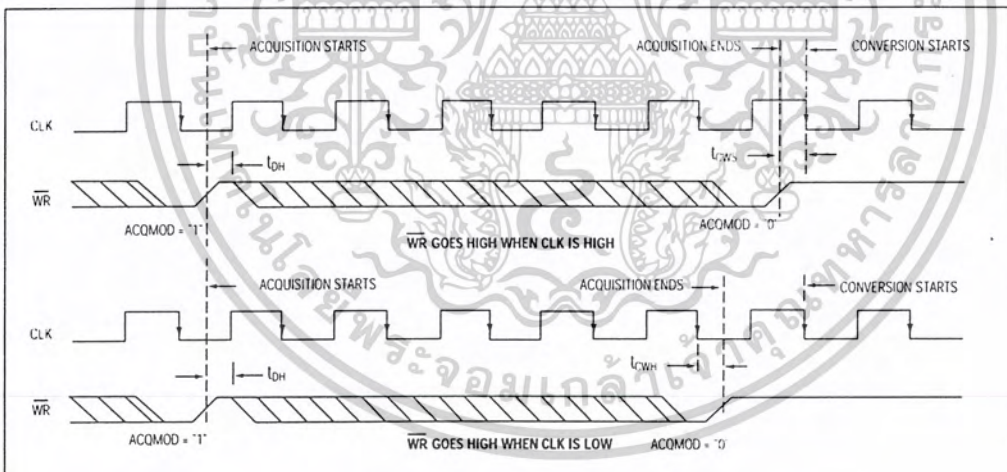


Figure 8b. External Clock and  $\overline{WR}$  Timing (External Acquisition Mode)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Multirange, Single +5V, 12-Bit DAS with 12-Bit Bus Interface

MAX196/MAX198

## Applications Information

### Power-On Reset

At power-up, the internal power-on reset circuitry sets INT high and puts the device in normal operation/external clock mode. This state is selected to keep the internal clock from loading the external clock driver when the part is used in external clock mode.

### Internal or External Reference

The MAX196/MAX198 can operate with either an internal or external reference. An external reference can be connected to either the REF pin or the REFADJ pin (Figure 9).

To use the REF input directly, disable the internal buffer by tying REFADJ to V<sub>DD</sub>. Using the REFADJ input eliminates the need to buffer the reference externally. When the reference is applied at REFADJ, bypass REFADJ with a 0.01µF capacitor to AGND.

The REFADJ internal buffer gain is trimmed to 1.6384 to provide 4.096V at the REF pin from a 2.5V reference.

### Internal Reference

The internally trimmed 2.50V reference is gained through the REFADJ buffer to provide 4.096V at REF. Bypass the REF pin with a 4.7µF capacitor to AGND and the REFADJ pin with a 0.01µF capacitor to AGND. The internal reference voltage is adjustable to ±1.5% (±65 LSBs) with the reference-adjust circuit of Figure 1.

### External Reference

At REF and REFADJ, the input impedance is a minimum of 10kΩ for DC currents. During conversions, an external reference at REF must be able to deliver 400µA DC load currents, and must have an output impedance of 10Ω or less. If the reference has higher output impedance or is noisy, bypass it close to the REF pin with a 4.7µF capacitor.

With an external reference voltage of less than 4.096V at the REF pin or less than 2.5V at the REFADJ pin, the increase in the ratio of the RMS noise to the LSB value (FS / 4096) results in performance degradation (loss of effective bits).

### Power-Down Mode

To save power, you can put the converter into low-current shutdown mode between conversions. Two programmable power-down modes are available: STBYPD and FULLPD. Select STBYPD or FULLPD by programming PD0 and PD1 in the input control byte. When power-down is asserted, it becomes effective only after the end of conversion. In all power-down modes, the interface remains active and conversion

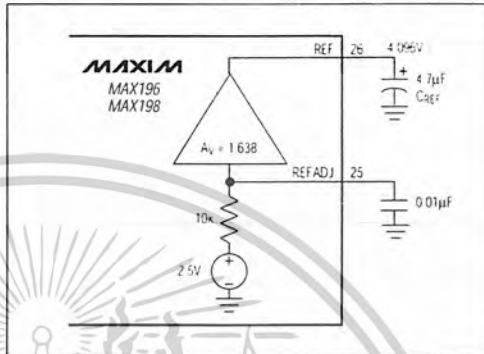


Figure 9a. Internal Reference

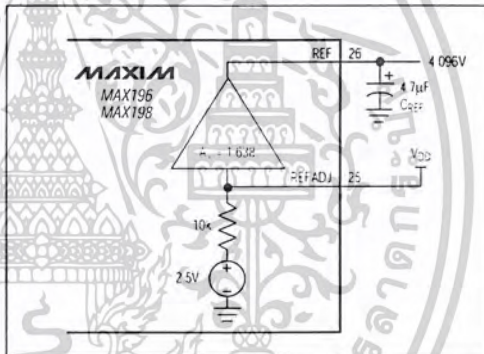


Figure 9b. External Reference, Reference at REF

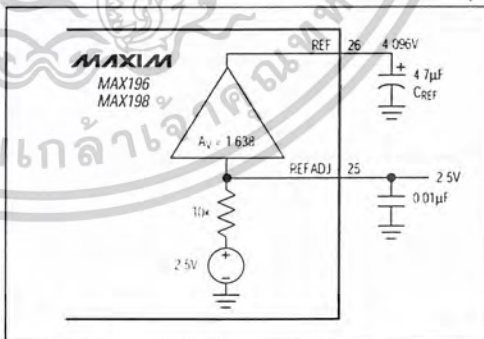


Figure 9c. The external reference overdrives the internal reference.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Multirange, Single +5V, 12-Bit DAS with 12-Bit Bus Interface

results may be read. Input overvoltage protection is active in all power-down modes. The device returns to normal operation on the first WR falling edge during write operation.

### Choosing Power-Down Modes

The bandgap reference and reference buffer remain active in STBYPD mode, maintaining the voltage on the 4.7µF capacitor at the REF pin. This is a "DC" state that does not degrade after power-down of any duration. Therefore, you can use any sampling rate with this mode, without regard to start-up delays.

However, in FULLPD mode, only the bandgap reference is active. Connect a 33µF capacitor between REF and AGND to maintain the reference voltage between conversions and to reduce transients when the buffer is enabled and disabled. Throughput rates down to 1ksp/s can be achieved without allotting extra acquisition time for reference recovery prior to conversion. This allows conversion to begin immediately after power-down ends. If the discharge of the REF capacitor during FULLPD exceeds the desired limits for accuracy (less

than a fraction of an LSB), run a STBYPD power-down cycle prior to starting conversions. Take into account that the reference buffer recharges the bypass capacitor at an 80mV/ms slew rate, and add 50µs for settling time. Throughput rates of 10ksp/s offer typical supply currents of 470µA, using the recommended 33µF capacitor value.

### Auto-Shutdown

Selecting STBYPD on every conversion automatically shuts the MAX196/MAX198 down after each conversion without requiring any start-up time on the next conversion.

### Transfer Function

Output data coding for the MAX196/MAX198 is binary in unipolar mode with  $1\text{LSB} = (FS / 4096)$  and two's-complement binary in bipolar mode with  $1\text{LSB} = [(2 \times |FS|) / 4096]$ . Code transitions occur halfway between successive-integer LSB values. Figures 10 and 11 show the input/output (I/O) transfer functions for unipolar and bipolar operations, respectively. For full-scale (FS) values, refer to Table 1.

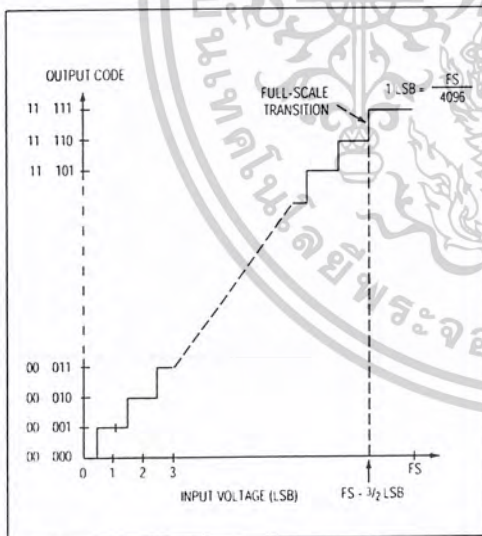


Figure 10. Unipolar Transfer Function

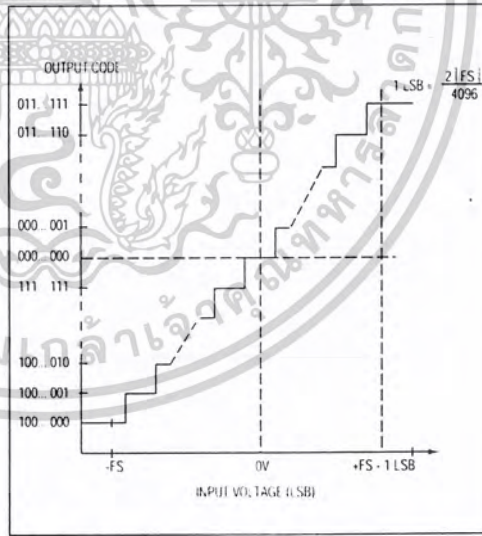


Figure 11. Bipolar Transfer Function

## Multirange, Single +5V, 12-Bit DAS with 12-Bit Bus Interface

MAX196/MAX198

### Layout, Grounding, and Bypassing

Careful printed circuit board layout is essential for best system performance. For best performance, use a ground plane. To reduce crosstalk and noise injection, keep analog and digital signals separate. Digital ground lines can run between digital signal lines to minimize interference. Connect analog grounds and DGND in a star configuration to AGND. For noise-free operation, ensure the ground return from AGND to the supply ground is low impedance and as short as possible. Connect the logic grounds directly to the supply ground. Bypass  $V_{DD}$  with  $0.1\mu\text{F}$  and  $4.7\mu\text{F}$  capacitors to AGND to minimize high- and low-frequency fluctuations. If the supply is excessively noisy, connect a  $5\Omega$  resistor between the supply and  $V_{DD}$ , as shown in Figure 12.

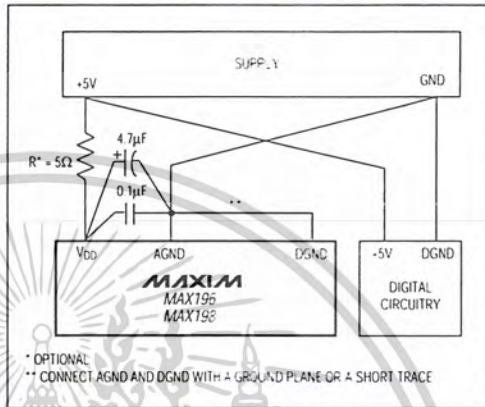
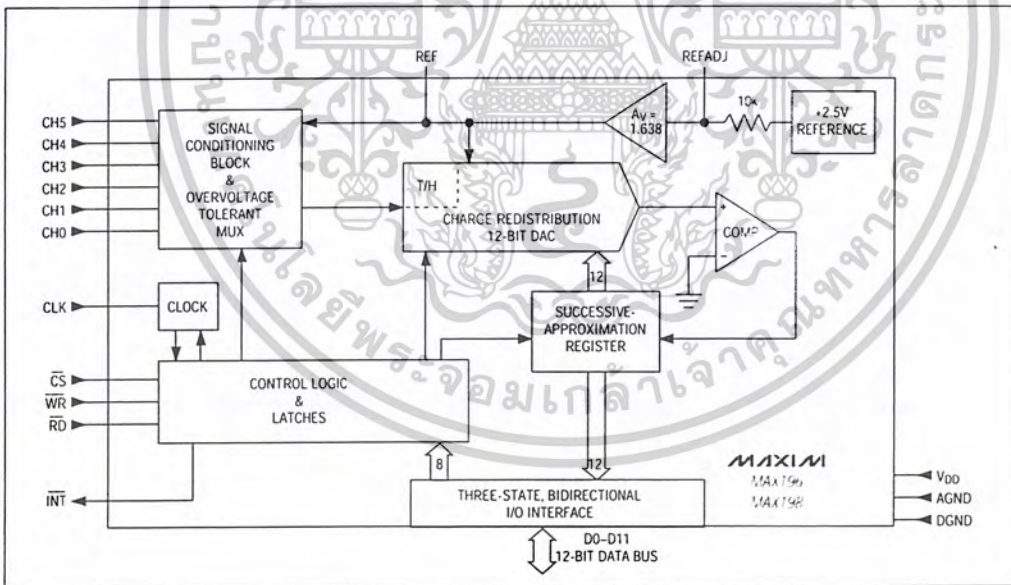


Figure 12. Power-Supply Grounding Connection

### Functional Diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Multirange, Single +5V, 12-Bit DAS with 12-Bit Bus Interface

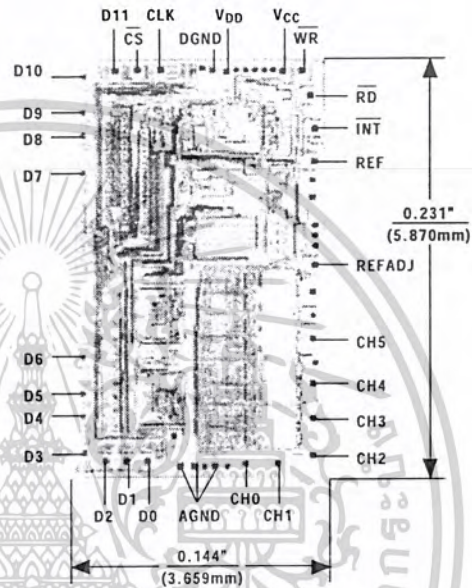
### Ordering Information (continued)

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX196BC/D	0°C to +70°C	Dice*
MAX196AENI	-40°C to +85°C	28 Narrow Plastic DIP
MAX196BENI	-40°C to +85°C	28 Narrow Plastic DIP
MAX196AEWI	-40°C to +85°C	28 Wide SO
MAX196BEWI	-40°C to +85°C	28 Wide SO
MAX196AEAI	-40°C to +85°C	28 SSOP
MAX196BEAI	-40°C to +85°C	28 SSOP
MAX196AMYI	-55°C to +125°C	28 Narrow Ceramic SB**
MAX196BMYI	-55°C to +125°C	28 Narrow Ceramic SB**
MAX198ACNI	0°C to +70°C	28 Narrow Plastic DIP
MAX198BCNI	0°C to +70°C	28 Narrow Plastic DIP
MAX198ACWI	0°C to +70°C	28 Wide SO
MAX198BCWI	0°C to +70°C	28 Wide SO
MAX198ACAI	0°C to +70°C	28 SSOP
MAX198BCAI	0°C to +70°C	28 SSOP
MAX198BC/D	0°C to +70°C	Dice*
MAX198AENI	-40°C to +85°C	28 Narrow Plastic DIP
MAX198BENI	-40°C to +85°C	28 Narrow Plastic DIP
MAX198AEWI	-40°C to +85°C	28 Wide SO
MAX198BEWI	-40°C to +85°C	28 Wide SO
MAX198AEAI	-40°C to +85°C	28 SSOP
MAX198BEAI	-40°C to +85°C	28 SSOP
MAX198AMYI	-55°C to +125°C	28 Narrow Ceramic SB**
MAX198BMYI	-55°C to +125°C	28 Narrow Ceramic SB**

\* Dice are specified at  $T_A = +25^\circ\text{C}$ . DC parameters only.

\*\* Contact factory for availability and processing to MIL-STD-883.

### Chip Topography



TRANSISTOR COUNT: 2956  
SUBSTRATE CONNECTED TO GND

Maxim cannot assume responsibility for use of any circuitry other than circuitry entirely embodied in a Maxim product. No circuit patent licenses are implied. Maxim reserves the right to change the circuitry and specifications without notice at any time.

16 Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 (408) 737-7600

© 1995 Maxim Integrated Products

Printed USA

MAXIM is a registered trademark of Maxim Integrated Products.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้