

# เครื่องมือนิเตอร์ปริมาณทางไฟฟ้า

## POWER MONITOR

ชัชยา ตันตีสูขารมย์  
CHAIYA TANTISUKAROM

อาจารย์ที่ปรึกษา  
รศ.ดร.บীরศักดิ์ วรสุภะโรสถ

ADVISOR

Assoc. Prof. Dr. BIRASAK VARASUNDHAROSOTH

วิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2530

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
Abstract	II
<b>บทที่ 1 บทนำ</b>	<b>1</b>
<b>บทที่ 2 แนวความคิดและทฤษฎีการวัด</b>	<b>2</b>
2.1 วิธีกรวัดด้วยทฤษฎีการสุ่มตัวอย่าง	2
2.2 การวัดระบบ 3 เฟส 4 สาย	2
2.3 การวัดระบบ 3 เฟส 3 สาย	6
<b>บทที่ 3 วงจรเครื่องมือนิเตอร์ปริมาณทางไฟฟ้า</b>	<b>11</b>
3.1 ภาพรวมวงจรเครื่องมือนิเตอร์ปริมาณทางไฟฟ้า	11
3.2 ส่วนการตรวจจับสัญญาณเบื้องต้น	12
3.2.1 หม้อแปลงสีกดาไฟฟ้า	12
3.2.2 หม้อแปลงกระแส	12
3.3 การปรับเลือกมุมสัญญาณ	17
3.4 ส่วนขยายสัญญาณ	19
3.5 ส่วนวัดความถี่	24
3.5.1 8253 PROGRAMMABLE INTERVAL TIMER	24
3.5.2 การคำนวณความถี่	29
3.6 การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอล	30
3.6.1 12 บิตอนาลอกเป็นดิจิตอล	30
3.6.2 วงจรสุ่มตัวอย่างข้อมูล	30
3.6.3 การกำเนิดสัญญาณสุ่มตัวอย่าง	30
3.7 ส่วนประมวลผล	33
3.8 ส่วนแสดงผลและรับคำสั่ง	36

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<b>บทที่ 4</b>	<b>การใช้งานเครื่องมอเนเตอร์ปริมาณทางไฟฟ้า</b>	<b>41</b>
4.1	ภาพรวมขั้นตอนการทำงานของเครื่องมอเนเตอร์	41
4.2	ความผิดพลาดของเครื่องมอเนเตอร์ปริมาณทางไฟฟ้า	49
4.3	ข้อมูลตัวอย่างการวัดระบบ 1 เฟส 2 สาย	50
4.3.1	ภาวะตัวต้านทาน	50
4.3.2	ภาวะตัวเหนี่ยวนำ	50
4.3.3	ภาวะตัวเก็บประจุ	50
4.3.4	ภาวะมอเตอรื	50
4.4	ข้อมูลตัวอย่างการวัดระบบ 3 เฟส 4 สาย	51
4.4.1	ภาวะตัวต้านทาน	51
4.4.2	ภาวะตัวเหนี่ยวนำ	51
4.4.3	ภาวะตัวเก็บประจุ	52
4.4.4	ภาวะมอเตอรื	52
4.4.5	เฟส T ภาวะมอเตอรื, เฟส R และ S ภาวะตัวต้านทาน	53
4.5	ข้อมูลตัวอย่างการวัดระบบ 3 เฟส 3 สาย	54
4.5.1	ภาวะตัวต้านทาน	54
4.5.2	ภาวะตัวเหนี่ยวนำ	54
4.5.3	ภาวะตัวเก็บประจุ	55
4.5.4	ภาวะมอเตอรื	55
4.6	การปรับแต่งเครื่องมอเนเตอร์	56
4.7	การต่อหม้อแปลงกระแสขนาดใหญ่ กับหม้อแปลงกระแส ของเครื่องมอเนเตอร์	56
<b>บทที่ 5</b>	<b>สรุปผลการวิจัย</b>	<b>62</b>
ภาคผนวก 1		64
ภาคผนวก 2	การจัดพอร์ตของ 8255	65
ภาคผนวก 3	รายละเอียดอุปกรณ์บางตัว	66
	ADC85C-12	66
	วงจรรวม LF 398	74

วงจรรวม 8279	81
วงจรเครื่องพิมพ์ความร้อน	84
กิตติกรรมประกาศ	86
เอกสารอ้างอิง	87



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

หน้า

รูป 2.1	แสดงการต่อหม้อแปลงตักดาไฟฟ้า และหม้อแปลงกระแส ในการวัดระบบ 3 เฟส 4 สาย	3
รูป 2.2	ข้อมูลกิมพ์ออกทางเครื่องพิมพ์ความร้อน ของการวัดระบบ 3 เฟส 4 สาย	3
รูป 2.3	แสดงการต่อหม้อแปลงตักดาไฟฟ้า และหม้อแปลงกระแส ในการวัดระบบ 3 เฟส 3 สาย	7
รูป 2.4	เวคเตอร์ไดอะแกรมของการวัดด้วย วัดคิมิเตอร์ 2 ตัว	7
รูป 2.5	ข้อมูลกิมพ์ออกทางเครื่องพิมพ์ความร้อน ของการวัดระบบ 3 เฟส 3 สาย	10
รูป 3.1	บล็อกไดอะแกรมเครื่องมือนิเตอร์ปริมาณทางไฟฟ้า	11
รูป 3.2	แสดงการต่อหม้อแปลงตักดาไฟฟ้าป้อน เข้าไปใช้งาน	13
รูป 3.3.1	วงจรเปรียบเทียบสัญญาณระหว่าง สัญญาณที่ได้จาก หม้อแปลงตักดาไฟฟ้า และสัญญาณโวลเตจที่ตกคร่อมตัวต้านทาน ด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงกระแส	13
รูป 3.3.2	ภาพถ่ายสัญญาณตามตำแหน่งในรูป 3.3.1	14
รูป 3.3	การเปรียบเทียบสัญญาณตักดาไฟฟ้า และกระแส ของหม้อแปลงทดสอบ เมื่อภาระเป็นตัวต้านทาน	14
รูป 3.4	เฟสเซอร์ไดอะแกรมของหม้อแปลงกระแส	14
รูป 3.5.1	วงจร ALL-PASS FILTER	18
รูป 3.5.2	ภาพถ่ายสัญญาณตักดาไฟฟ้า และกระแส เมื่อภาระเป็นตัวต้านทาน หลังจากปรับเลื่อนมุมแล้ว	18
รูป 3.5	วงจรการปรับเลื่อนมุม	18
รูป 3.6	วงจรขยายสัญญาณโวลเตจของกระแส	20
รูป 3.7	วงจรขยายสัญญาณตักดาไฟฟ้า	21
รูป 3.8	วงจรเปรียบเทียบตรวจับสัญญาณเกิน เวนจ์ที่เลือกไว้	22
รูป 3.9	วงจรเปรียบเทียบตรวจับสัญญาณเกิน เวนจ์ที่เลือกไว้ ระบบ 3 เฟส	23
รูป 3.10	การสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยม จากสัญญาณไซน์ เพื่อใช้ในการวัดความถี่	25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 3.11	บล็อกไดอะแกรมและการวางขาของวงจรรวม 8253	26
รูป 3.12	ไดอะแกรมเวลาของวงจรรวม 8253	27
รูป 3.13	วงจรกำเนิดความถี่ที่ใช้ในเครื่องมอโนเตอร์	28
รูป 3.14.1	ระบบอนาล็อกมัลติเพลกเซอร์ และการแปลงอนาล็อกเป็นดิจิทัล	31
รูป 3.14.2	ภาพถ่ายแผ่นวงจรพิมพ์การแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล	32
รูป 3.14	ส่วนการแปลงสัญญาณอนาล็อกให้เป็นดิจิทัล	32
รูป 3.15	แสดงการใช้งานวงจรรวม 8253	34
รูป 3.16	แสดงไดอะแกรมเวลาสัญญาณตัวอย่าง	35
รูป 3.17.1	แสดงบล็อกไดอะแกรมของส่วนประมวลผล	36
รูป 3.17.2	แสดงการต่อวงจรส่วนประมวลผล	37
รูป 3.17	ส่วนประมวลผล	37
รูป 3.18	ภาพถ่ายส่วนประมวลผล	38
รูป 3.19	ภาพถ่ายส่วนแสดงผล และรับคำสั่ง	39
รูป 3.20	แสดงการต่อวงจรส่วนแสดงผล และรับคำสั่ง	40
รูป 4.1	ไดอะแกรมการทำงานของเครื่องมอโนเตอร์ปริมาณทางไฟฟ้า	41
รูป 4.2	ขณะเริ่มเปิดเครื่องมอโนเตอร์	43
รูป 4.3	กำหนดคีย์บอร์ดและไดโอดเปล่งแสง	44
รูป 4.4.1	การต่อหม้อแปลงระบบ 1 เฟส 2 สาย	46
รูป 4.4.2	การต่อหม้อแปลงระบบ 3 เฟส 4 สาย	46
รูป 4.4.3	การต่อหม้อแปลงระบบ 3 เฟส 3 สาย	47
รูป 4.4.4	ภาพถ่ายส่วนการต่อหม้อแปลงที่ใช้ในงาน	47
รูป 4.4	แสดงการต่อหม้อแปลงสีกดาไฟฟ้า และหม้อแปลงกระแสตามประเภทการวัด	47
รูป 4.5	ภาพถ่ายแผ่นวงจรพิมพ์สำหรับการปรับเลื่อนมุมของสีกดาไฟฟ้า	57
รูป 4.6	การต่อหม้อแปลงกระแสขนาดใหญ่ กับหม้อแปลงกระแสเครื่องมอโนเตอร์	57
รูป 4.7	ภาพถ่ายเครื่องมอโนเตอร์	58, 59
รูป 4.8	แสดงการทดสอบการตั้งเวลากันทีกผล และทดสอบความถูกต้องของการคำนวณ วัตต์-ชั่วโมง	60, 61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

	หน้า
ตาราง 1 ปริมาณที่วัดโดยเครื่องมอนิเตอร์ปริมาณทางไฟฟ้า	9
ตาราง 2 การควบคุมอัตราขยาย	19



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สัญลักษณ์

- T : คาบเวลาของความถี่กำลังไฟฟ้า หน่วย วินาที
- P : กำลังไฟฟ้าเฉลี่ย หน่วย วัตต์
- V : ศักดาไฟฟ้า หน่วย โวลต์
- $\bar{V}$  : ศักดาไฟฟ้าชั่วขณะ หน่วย โวลต์
- $V_i$  : ข้อมูลศักดาไฟฟ้าที่เวลาใดๆ ได้จากการสุ่มตัวอย่าง หน่วย โวลต์
- I : กระแสไฟฟ้า หน่วย แอมป์
- $\bar{I}$  : กระแสไฟฟ้าชั่วขณะ หน่วย แอมป์
- $I_i$  : ข้อมูลกระแสไฟฟ้าที่เวลาใดๆ ได้จากการสุ่มตัวอย่าง หน่วย แอมป์
- $\delta$  : ความแตกต่างมุมระหว่างศักดาไฟฟ้าและกระแส
- N : จำนวนข้อมูลในคาบเวลาที่สนใจ
- Q : กำลังไฟฟ้าย้อนกลับเฉลี่ย หน่วย วาร์
- $N_1, N_2$  : จำนวนรอบของขดลวด หน่วย รอบ
- $\alpha$  : มุมระหว่าง  $I_R$  กับ  $V_{RS}$
- $\beta$  : มุมระหว่าง  $I_T$  กับ  $V_{TS}$
- B : มุมระหว่าง  $I_2$  reverse กับ  $I_1$  ของหม้อแปลงกระแส
- $\theta'$  : มุมระหว่าง ampere-turn กับ induced voltage ในขดลวดทั้งสอง
- Y : มุมระหว่างเส้นแรงแม่เหล็กกับคลื่นไซน์สมมูลของกระแสกระตุ้น
- $I_o$  : ส่วนกระแสกระตุ้นของกระแสปฐมภูมิในหม้อแปลงกระแส
- $\theta$  : เส้นแรงแม่เหล็กในหม้อแปลง
- $W_1, W_2$  : กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยที่อ่านได้จาก วัตต์มิเตอร์ 2 ตัว ในการวัดระบบ  
3 เฟส 3 สาย หน่วย วัตต์
- mmf : magnetomotive force

หัวข้อวิทยานิพนธ์	เครื่องมอเนเตอร์ปริมาณทางไฟฟ้า
นักศึกษา	นายรัชชา ตันติสุขารมย์ 28.0003
อาจารย์ที่ปรึกษา	รศ.ดร. นีรศักดิ์ วรสุนทรโรสถ
ระดับการศึกษา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิตทางวิศวกรรมไฟฟ้า
ปีการศึกษา	2530

### บทคัดย่อ

เครื่องมอเนเตอร์ปริมาณทางไฟฟ้า ที่พัฒนาขึ้น เป็นเครื่องมือวัด-แสดงผล ปริมาณทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส อาศัยหลักการส่งตัวอย่างระบบดิจิทัล รายละเอียดการแปลงอนาลอกเป็นดิจิทัล ขนาด 11 บิต ทำให้ได้ค่าความผิดพลาดของเครื่องมอเนเตอร์ 0.1 เปอร์เซ็นต์ ของศักดาไฟฟ้าและกระแสที่ป้อนเข้า ที่ความถี่กำลังไฟฟ้า (50 เฮิร์ต)

การหาค่ากำลังไฟฟ้าวีแอกทีฟ ด้วยการส่งตัวอย่าง ได้ถูกนำเสนอในภาารวัด ระบบ 3 เฟส 4 สาย ทำให้การคำนวณกำลังไฟฟ้าวีแอกทีฟ มีความถูกต้องสูงกว่า การคำนวณจากความสัมพันธ์ระหว่าง โวลต์ แอมป์ และวัตต์

นอกจากการแสดงผลทางตัวเลข 7 ส่วน 8 หลักแล้ว ยังสามารถแสดงผลออกทางเครื่องพิมพ์ความร้อน ที่ถูกสั่งให้พิมพ์ได้ด้วยคีย์บอร์ด หรืออินพุทเมื่อครบกำหนดเวลาที่ ตั้งไว้

Thesis Title           POWER MONITOR  
 Name                   \*   Chaiya TANTISUKAROM Mr.  
 Thesis Advisor       Birasak VARASUNDHAROSOTH Ph.D.  
 Level of Study        MASTER OF ENGINEERING IN  
                           ELECTRICAL ENGINEERING  
 Academic Year        1987

### Abstract

The digital sampling power monitor is a 3 phase multimeter which monitors 8 power quantities at the same time. It uses an 11 bits A/D converter and achieves an overall power measurement accuracy of 0.1 percent of applied volt-amperes at main frequency.

By mean of digital sampling VARmeter in 3 phase 4 wire system, the accuracy of VAR computation by this method is better than VAR computation from VOLT, AMP and WATT.

Besides 8 digits 7 segments display of monitor, there is a thermal printer for data print-out which is a key-controlled or time set recorder.

## บทที่ 1

### บทนำ

การวัดข้อมูลทางไฟฟ้า เท่าที่เป็นอยู่ในขณะนี้ ส่วนใหญ่ยังคงใช้การแสดงผลด้วยเข็มชี้ เครื่องมือวัดประเภทเข็มหรืออนาล็อกมิเตอร์เหล่านี้ มิเตอร์ตัวหนึ่งๆ แม้ว่าจะสามารถวัดข้อมูลได้หลายตัวหรือหลายประเภท เช่น โวลต์-แอมป์ มิเตอร์ แต่ว่าในการวัดครั้งหนึ่ง จะสามารถวัดข้อมูลได้เพียงตัวเดียว หรือ ประเภทเดียว เท่านั้น

แนวความคิดหลักของวิทยานิพนธ์นี้ คือ ถ้าสามารถทำให้คอมพิวเตอร์มองเห็นสัญญาณศักดาไฟฟ้าและกระแสได้ เช่นเดียวกับที่ดวงตาของเรา มองเห็นรูปร่างสัญญาณศักดาไฟฟ้าและกระแสจากออสซิลโลสโคป เราก็จะสร้างโปรแกรมจัดการกับข้อมูลเหล่านั้น เพื่อให้ได้ข้อมูลทางไฟฟ้าที่ต้องการได้

บทที่ 2 เป็นการกล่าวถึงแนวความคิดและทฤษฎีการวัด ที่ใช้วัดปริมาณทางไฟฟ้า โดยได้สรุปสมการที่ใช้คำนวณปริมาณทางไฟฟ้าแต่ละตัวไว้ช่วงท้ายของแต่ละระบบการวัดที่ประกอบไปด้วย การวัดระบบ 3 เฟส 4 สาย และ การวัดระบบ 3 เฟส 3 สาย

บทที่ 3 กล่าวถึงส่วนต่างๆของระบบการจัดการสัญญาณอนาล็อก รวมทั้งการคำนวณความถี่จากคาบเวลาที่วัดได้

บทที่ 4 อธิบายถึงขั้นตอนการทำงาน ของเครื่องมือนิเตอร์ปริมาณทางไฟฟ้า พร้อมด้วยข้อมูลปริมาณทางไฟฟ้าที่ได้จากการวัดด้วยเครื่องมือนิเตอร์ปริมาณทางไฟฟ้า ที่นิพนธ์ออกทางเครื่องนิพนธ์ความร้อน

บทสรุปในบทที่ 5 เป็นการสรุปผลการวิจัย

ภาคผนวกเป็นรายละเอียดเพิ่มเติมบางส่วน ที่มีได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 และรายละเอียดอุปกรณ์บางตัว

## บทที่ 2

### แนวความคิดและทฤษฎีการวัด

จากแนวความคิด ของดิจิตอลวัตต์มิเตอร์ ประเภทเฟสเดียว [1],[2] วิทยานิพนธ์นี้ เป็นการศึกษาทดสอบสร้างเครื่องมือวัดปริมาณทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟสใช้ทฤษฎีการสุ่มตัวอย่าง

#### 2.1 วิธีการวัดด้วยทฤษฎีการสุ่มตัวอย่าง

ค่ากำลังไฟฟ้าเฉลี่ยในช่วงเวลา T หาได้จาก

$$F(x) = (1/T) \int_0^T V(x)I(x) dx \quad 2.1$$

เมื่อ  $V(x)$  เป็นฟังก์ชันทางเวลาของศักดาไฟฟ้า

$I(x)$  เป็นฟังก์ชันทางเวลาของกระแส

สมการที่ 2.1 สามารถประมาณค่าด้วยการรวม

$$F = (1/N) \sum_{i=1}^N V_i I_i \quad 2.2$$

เมื่อ  $V_i$  และ  $I_i$  เป็นค่าข้อมูลใดๆ ของโวลเตจและกระแส ที่เวลาหนึ่งๆ โดยมีช่วงห่างทางเวลาระหว่างข้อมูลเท่าๆกัน

N เป็นจำนวนข้อมูลในคาบเวลาที่สนใจ

#### 2.2 การวัดระบบ 3 เฟส 4 สาย

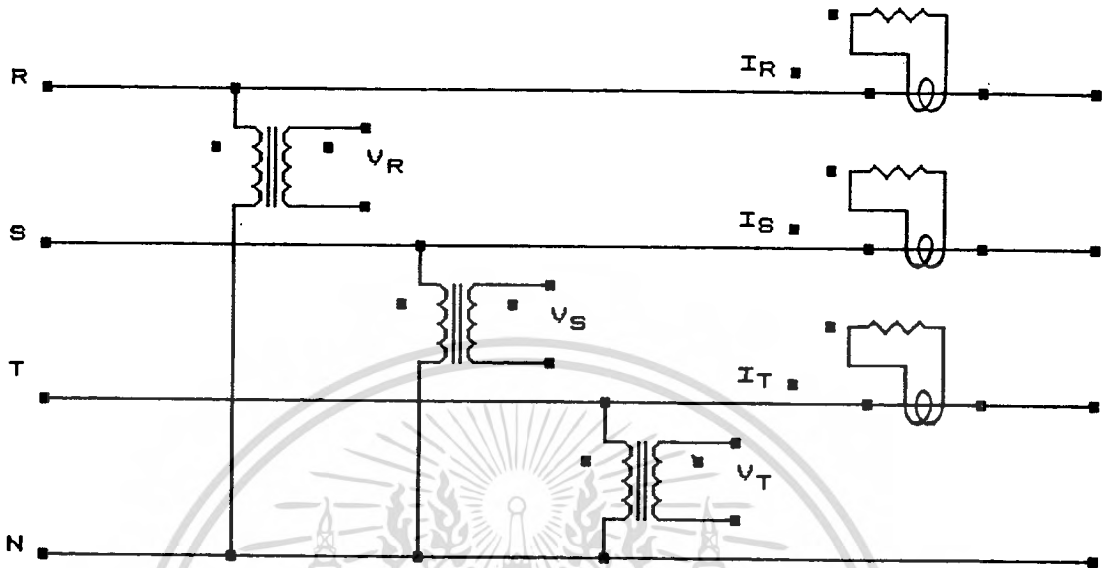
รูป 2.1 แสดงการต่อหม้อแปลงศักดาไฟฟ้าและหม้อแปลงกระแส ในการวัดระบบ 3 เฟส 4 สาย เป็นการวัดแต่ละเฟส แยกอิสระจากกัน

จากสมการ 2.1 สมมติว่า

$$1. \quad V(x) = V \sin(\omega t)$$

$$I(x) = I \sin(\omega t + \phi)$$

เมื่อ  $\phi$  คือความแตกต่างมุมระหว่างศักดาไฟฟ้าและกระแส



รูป 2.1 แสดงการต่อหม้อแปลงคิกตาไฟฟ้า และหม้อแปลงกระแส ในการวัดระบบ 3 เฟส 4 สาย

```

TYPE: 3 PHASE 4 WIRE
VOLTAGE :
  PHASE R = 222
  PHASE S = 221
  PHASE T = 222
  SUM = 222
CURRENT :
  PHASE R = 1.8
  PHASE S = 1.8
  PHASE T = 1.6
  SUM = 1.7
EFFECTIVE POWER :
  PHASE R = 403
  PHASE S = 401
  PHASE T = 364
  SUM = 1170
REACTIVE POWER :
  PHASE R = 0
  PHASE S = 5
  PHASE T = 1
  SUM = 7
APPARENT POWER : VA
  PHASE R = 403
  PHASE S = 401
  PHASE T = 364
  SUM = 1170
POWER FACTOR :
  PHASE R = 1.00
  PHASE S = 1.00
  PHASE T = 1.00
  SUM = 1.00
WATT-HOUR :
  WHR 590
FREQUENCY :
  PHASE R = 50.0
  TIME 01:52:20 AM
  %
    
```

รูป 2.2 ข้อมูลที่พิมพ์ออกทางเครื่องพิมพ์ความร้อน ของการวัดระบบ 3 เฟส 4 สาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าในสมการ 2.1

$$\begin{aligned}
 F(\omega t) &= (VI/T) \int_0^T [\sin(\omega t)][\sin(\omega t + \phi)] d\omega t \\
 &= (VI/T) \int_0^T [\sin(\omega t)\cos^2(\phi) \\
 &\quad + \sin(\omega t)\cos(\omega t)\sin(\phi)] d\omega t \\
 &= [ \text{WATT} ]
 \end{aligned}$$

2.  $V(x) = V\cos(\omega t)$

$I(x) = I\cos(\omega t + \phi)$

$$\begin{aligned}
 F(\omega t) &= (VI/T) \int_0^T [\cos(\omega t)][\cos(\omega t + \phi)] d\omega t \\
 &= (VI/T) \int_0^T [\cos(\omega t)\cos^2(\phi) \\
 &\quad - \cos(\omega t)\sin(\omega t)\sin(\phi)] d\omega t \\
 &= [ \text{WATT} ]
 \end{aligned}$$

3.  $V(x) = V\sin(\omega t)$

$I(x) = I\cos(\omega t + \phi)$

$$\begin{aligned}
 F(\omega t) &= (VI/T) \int_0^T [\sin(\omega t)][\cos(\omega t + \phi)] d\omega t \\
 &= (VI/T) \int_0^T [\sin(\omega t)\cos(\omega t)\cos(\phi) \\
 &\quad - \sin(\omega t)\sin^2(\phi)] d\omega t \\
 &= [ - \text{VAR} ] [ \text{CAPACITIVE LOAD} ]
 \end{aligned}$$

4.  $V(x) = V\cos(\omega t)$

$I(x) = I\sin(\omega t + \phi)$

$$F(\omega t) = (VI/T) \int_0^T [\cos(\omega t)][\sin(\omega t + \phi)] d\omega t$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= (VI/T) \int_0^T [\cos(\omega t)\sin(\omega t)\cos(\phi) \\
 &\quad + \cos(\omega t)\sin^2(\phi)] d\omega t \\
 &= [ + VAR ] [ INDUCTIVE LOAD ]
 \end{aligned}$$

จากแนวความคิดทางคณิตศาสตร์ พบว่า

1. กำลังไฟฟ้า วัตต์ หาได้จาก

$$P(t) = (1/T) \int_0^T V(t)I(t) dt$$

2. กำลังไฟฟ้านอกคทีฟ วาร์ หาได้จาก

$$Q(t) = (1/T) \int_0^T V(t)I(t+90^\circ) dt$$

เมื่อกำหนดค่า  $V(t)$  คงที่ ทำการเลื่อนข้อมูลกระแสไป 90 องศา สำหรับการคำนวณหาค่า กำลังไฟฟ้านอกคทีฟ

ในการสุ่มตัวอย่างข้อมูล จำนวนข้อมูลที่ใช้ในการวิจัยคือ 24 ข้อมูลใน 2 คาบเวลา ( รายละเอียดในบทที่ 3 ) การหาค่ากำลังไฟฟ้า หาได้จากสมการ

$$P = (1/24) \sum_{i=1}^{24} V_i I_i \quad 2.3$$

การหาค่ากำลังไฟฟ้านอกคทีฟ หาได้จาก

$$Q = (1/24) \sum_{i=1}^{24} V_i I_{(i+3)} \quad 2.4$$

เนื่องจากข้อมูล 24 ข้อมูลใน 2 คาบเวลา ระยะห่างทางมุมระหว่างข้อมูลต่อข้อมูล คือ  $360/12$  องศา = 30 องศา การเลื่อนข้อมูลกระแสจึงเลื่อนออกไปอีก 3 ข้อมูลในการคำนวณหากำลังไฟฟ้านอกคทีฟ

ระบบการวัดที่เป็น 1 เฟส 2 สาย ให้ต่อเฟสที่ต้องการวัดเข้ากับเฟส R ในรูป 2.1 กับสาย N

สมการสำหรับการหาค่าปริมาณทางไฟฟ้าจากข้อมูลดิบที่ได้จากการสุ่มตัวอย่าง  
ข้อมูล ในระบบ 3 เฟส 4 สาย คือ

$$\text{ศักดาไฟฟ้า (โวลต์) : } \left[ (1/N) \sum_{i=1}^N v_i v_i \right]^{1/2}$$

$$\text{กระแสไฟฟ้า (แอมป์) : } \left[ (1/N) \sum_{i=1}^N i_i i_i \right]^{1/2}$$

$$\text{กำลังไฟฟ้า (วัตต์) : } (1/N) \sum_{i=1}^N v_i i_i$$

$$\text{กำลังไฟฟ้านอกคทีฟ (วาร์) : } (1/N) \sum_{i=1}^N v_i I(i+3)$$

$$\text{กำลังไฟฟ้าแอมพาวเอนท์ (วีเอ) : } \left[ (\text{วัตต์})^2 + (\text{วาร์})^2 \right]^{1/2}$$

$$\text{ตัวประกอบกำลัง : } (\text{วัตต์}) / (\text{วีเอ})$$

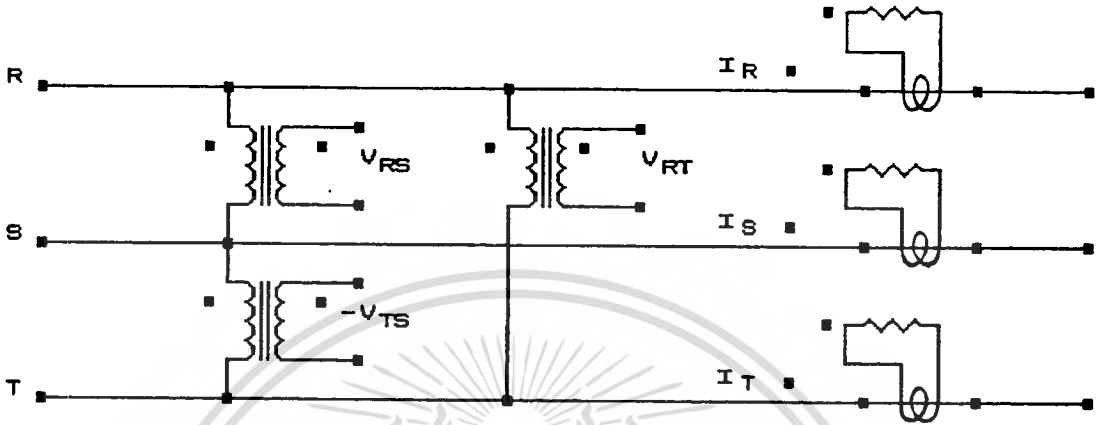
ปริมาณทางไฟฟ้าแต่ละตัวที่กล่าวมาจะแยกวัดแต่ละเฟส ข้อมูล 2 ตัวสุดท้าย  
ดังแสดงในรูป 2.2 คือ

วัตต์-ชั่วโมง - หาได้จากผลรวมของกำลังไฟฟ้า คูณด้วย เวลาที่ทำการรวบรวมข้อมูล

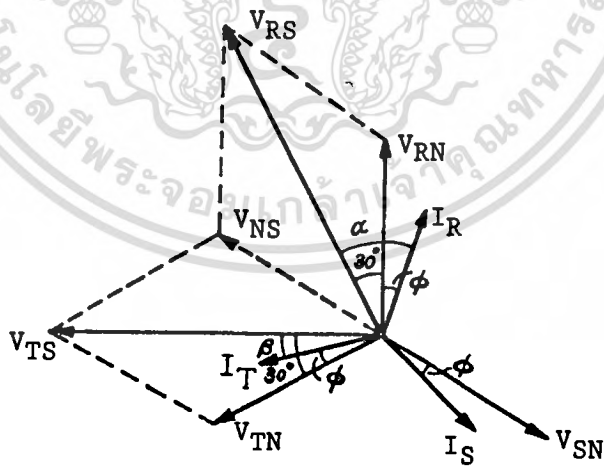
ความถี่ วัตเฉพาะเฟส R

### 2.3 การวัดระบบ 3 เฟส 3 สาย

การวัดระบบ 3 เฟส 3 สาย จะมอมิเตอร์ศักดาไฟฟ้า คือ  $V_{RS}$ ,  $V_{TS}$  และ  $V_{RT}$  มอมิเตอร์กระแส คือ  $I_R$ ,  $I_S$  และ  $I_T$  การวัดกำลังไฟฟ้า ใช้ระบบวัตต์มิเตอร์ 2 ตัว มีเฟส S เป็นเฟสเปรียบเทียบ ดังแสดงในรูป 2.3



รูป 2.3 แสดงการต่อหม้อแปลงศักดาไฟฟ้า และหม้อแปลงกระแส ในการวัดระบบ 3 เฟส 3 สาย



รูป 2.4 เวกเตอร์ไดอะแกรมของการวัดด้วย วัดต์มิเตอร์ 2 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 2.3 และ 2.4 ค่ากำลังไฟฟ้าชั่วขณะ ทั้งหมดที่ภาระ คือ

$$P = \bar{V}_{RN} \bar{I}_R + \bar{V}_{SN} \bar{I}_S + \bar{V}_{TN} \bar{I}_T$$

โดยที่เครื่องหมาย บาร์ เป็นข้อมูลชั่วขณะ

เมื่อ  $\phi$  เป็นความต่างมุมระหว่างศักดาไฟฟ้าและกระแส

$$\text{และ } V_{RS} = V_{TS} = \sqrt{3} \cdot V$$

เมื่อ  $V$  เป็นศักดาไฟฟ้าเฟส

ค่ากำลังไฟฟ้าเฉลี่ยที่ได้จากวัตต์มิเตอร์ 2 ตัว คือ

$$\sqrt{3} \cdot V I \cos(30^\circ + \phi) + \sqrt{3} \cdot V I \cos(30^\circ - \phi)$$

เมื่อ  $I_R = I_S = I_T = I$

$$P = \sqrt{3} \cdot V I [\cos(30^\circ + \phi) + \cos(30^\circ - \phi)]$$

$$= \sqrt{3} \cdot V I [2 \cos(30^\circ) \cos(\phi)]$$

$$= 3 \cdot V I \cos(\phi)$$

สรุปสมการสำหรับการหาปริมาณทางไฟฟ้าในระบบ 3 เฟส 3 สาย

$$\text{ศักดาไฟฟ้า (โวลต์)} : \left[ \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N V_i V_i \right]^{1/2}$$

$$\text{กระแสไฟฟ้า (แอมป์)} : \left[ \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N I_i I_i \right]^{1/2}$$

ข้อมูล 2 ตัวนี้ จะแสดงข้อมูลศักดาไฟฟ้าไลน์และกระแสไลน์

$$\text{กำลังไฟฟ้า (วัตต์)} : (\text{วัตต์-RS}) + (\text{วัตต์-TS})$$

$$\text{กำลังไฟฟ้าอนุพหุเรนท์ (วีเอ)} : \sqrt{3} \cdot (\text{โวลต์}) \cdot (\text{แอมป์})$$

$$\text{กำลังไฟฟ้าวีแอกทีฟ (วาร์)} : [(\text{วีเอ})^2 - (\text{วัตต์})^2]^{1/2}$$

$$\text{ตัวประกอบกำลัง} : (\text{วัตต์}) / (\text{วีเอ})$$

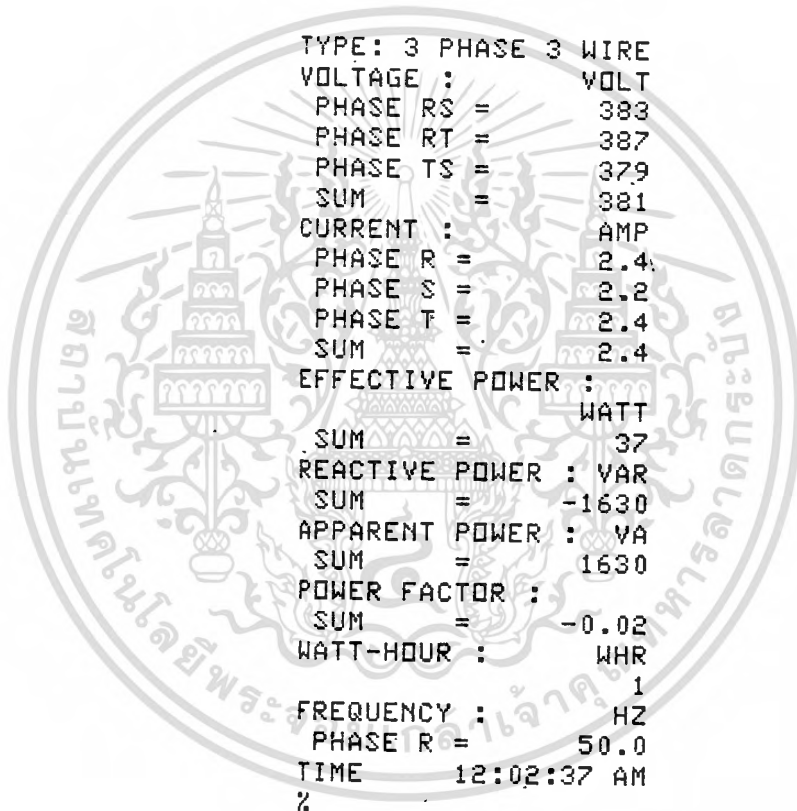
วัดค่า-ชั่วโมง หาได้จากผลรวมของกำลังไฟฟ้า คูณด้วย เวลาที่ทำการรวม  
รวมข้อมูล

ความถี่ วัดเฉพาะไลน์ RS :

ตารางที่ 1 ปริมาณที่วัด โดยเครื่องมือวัดปริมาณทางไฟฟ้า

ประเภท	3 เฟส 4 สาย	3 เฟส 3 สาย
ปริมาณ		
V	$V_R, V_S, V_T$	$V_{RS}, V_{RT}, V_{TS}$
$V_{AVE}$	$(1/3)(V_R + V_S + V_T)$	$(1/2)(V_{RS} + V_{TS})$
I	$I_R, I_S, I_T$	$I_R, I_S, I_T$
$I_{AVE}$	$(1/3)(I_R + I_S + I_T)$	$(1/2)(I_R + I_T)$
WATT	$W_R, W_S, W_T$	-
$\Sigma$ WATT	$W_R + W_S + W_T$	$W_{RS} + W_{TS}$
VAR	$VAR_R, VAR_S, VAR_T$	-
$\Sigma$ VAR	$VAR_R + VAR_S + VAR_T$	$[\Sigma VA^2 - \Sigma WATT^2]^{1/2}$
VA	$[W_x^2 + VAR_x^2]^{1/2}$	-
$\Sigma$ VA	$VA_R + VA_S + VA_T$	$\sqrt{3} \cdot V_{AVE} I_{AVE}$
PF	$W_R/VA_R, W_S/VA_S, W_T/VA_T$	-
$\Sigma$ PF	$\Sigma WATT / \Sigma VA$	$\Sigma WATT / \Sigma VA$
W-Hr	$\Sigma WATT \cdot (TIME)$	$\Sigma WATT \cdot (TIME)$
FREQ.	(PHASE R)	(LINE RS)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



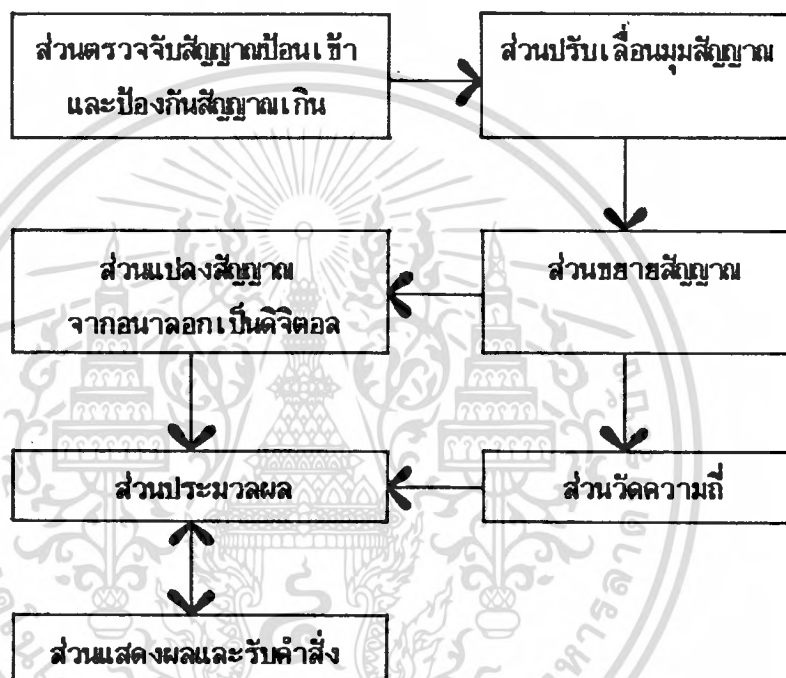
รูป 2.5 ข้อมูลที่พิมพ์ออกทางเครื่องพิมพ์ความร้อน ของการวัดระบบ 3 เฟส

3 สาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3  
วงจรเครื่องมอเนเตอร์ปริมาณทางไฟฟ้า

3.1 ภาพรวมวงจรเครื่องมอเนเตอร์ปริมาณทางไฟฟ้า



รูป 3.1 บล็อกไดอะแกรมเครื่องมอเนเตอร์ปริมาณทางไฟฟ้า

เครื่องมอเนเตอร์ปริมาณทางไฟฟ้า ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 4 ส่วน คือ

- ส่วนการตรวจจับสัญญาณป้อนเข้า
- ส่วนการแปลงสัญญาณอนาลอกให้เป็นสัญญาณดิจิทัล
- ส่วนการประมวลผล
- ส่วนการแสดงผลและรับคำสั่ง

### 3.2 ส่วนการตรวจจับสัญญาณป้อนเข้า

#### 3.2.1 หม้อแปลงสีกดาไฟฟ้า

การวัดสัญญาณสีกดาไฟฟ้าป้อนเข้า ในขณะที่สีกดาไฟฟ้าเกินกำหนดให้วัดได้ถึงสองเท่า ของสีกดาไฟฟ้าปกติ สีกดาไฟฟ้าปกติคือ 380 โวลต์ สีกดาไฟฟ้าเกิน 2 เท่าคือ 760 โวลต์

การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า ใช้ในการตรวจจับสัญญาณสีกดาไฟฟ้าป้อนเข้า เลือกใช้แกนขนาด 2 \* 2 ตารางเซนติเมตร จากการออกแบบ ได้จำนวนรอบปฐมภูมิเท่ากับ 6000 รอบ และ 20 รอบทุติยภูมิ ภาระทางกระแสของหม้อแปลงสีกดาไฟฟ้าที่ใช้ในการตรวจจับสัญญาณนี้ มีค่าน้อยกว่า 1 มิลลิแอมป์ จึงเลือกใช้ลวดขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 0.11 ตารางมิลลิเมตร ในการพันทั้งทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ

การใช้งานหม้อแปลงสีกดาไฟฟ้าป้อนเข้าแสดงได้ดังรูป 3.2

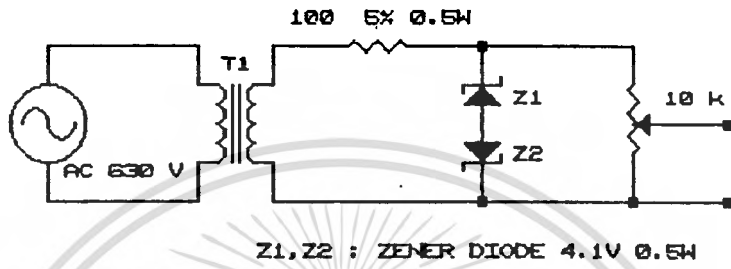
Z1, Z2 เป็นซีเนอร์ไดโอด ขนาด 4.1 โวลต์ 0.5 วัตต์ 2 ตัว ต่อกันตามรูป เป็นส่วนป้องกันสีกดาไฟฟ้าเกิน

ค่าความต้านทานปรับค่าได้ เป็นทริมพอร์ตขนาด 10 กิโลโอห์ม 15 รอบ สำหรับการปรับสีกดาไฟฟ้า ให้เหมาะสมกับวงจรปรับเลือนมุม เนื่องจากค่าสีกดาไฟฟ้าทุติยภูมิที่ได้จากหม้อแปลงสีกดา ไฟฟ้ายังไม่เหมาะสม และในการปรับเลือนมุมนั้นจะทำให้สีกดาไฟฟ้าที่ออกจากวงจรปรับเลือนมุม มีค่าเปลี่ยนแปลง การปรับแต่งเครื่องมือวัดด้วย การปรับเลือนมุม จึงต้องมีการปรับแต่งทั้งมุมและสีกดาไฟฟ้าป้อนเข้า

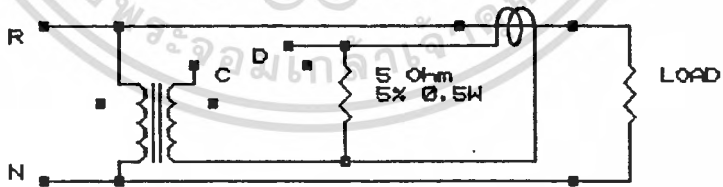
#### 3.2.2 หม้อแปลงกระแส

เครื่องมือปริมาตรทางไฟฟ้า กำหนดการวัดกระแสปกติที่ 5 แอมป์ ในขณะที่กระแสเกินกำหนดให้สามารถวัดได้ถึง 12.5 แอมป์ หรือกระแสเกิน 2.5 เท่า

จากการทดสอบพัน เลือกใช้แกนขนาด 2 \* 2 ตารางเซนติเมตร ขดปฐมภูมินั้นด้วยลวดขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 2.36 มิลลิเมตร 6 รอบ ขดทุติยภูมินั้นด้วยลวดขนาด 0.73 ตารางมิลลิเมตร จำนวน 500 รอบ ได้ผลการทดสอบสีกดาที่ตกคร่อมความต้านทานทางด้านทุติยภูมิ เปรียบเทียบกับสีกดาทางด้านทุติยภูมิ ของหม้อแปลงสีกดาไฟฟ้า (ภาคผนวก 1) เมื่อภาระเป็นขดลวดความต้านทาน ตามรูป 3.3.1

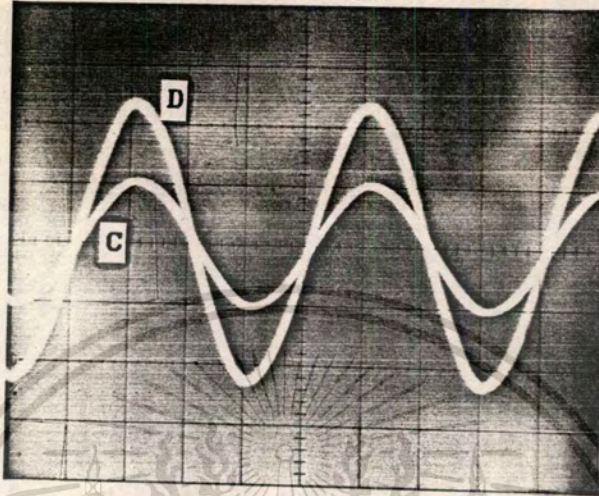


รูป 3.2 แสดงการต่อหม้อแปลงตักตาไฟฟ้าป้อนเข้าไปใช้งาน



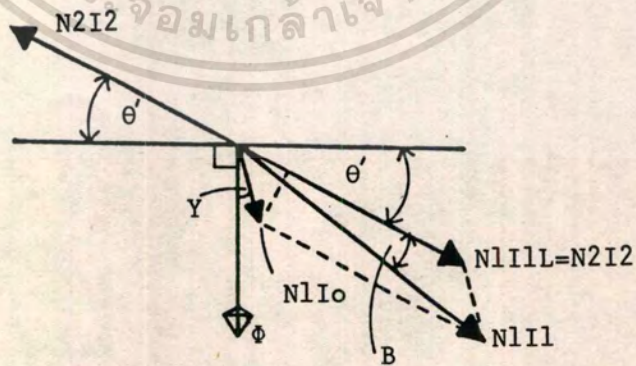
รูป 3.3.1 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณระหว่าง สัญญาณที่ได้จาก หม้อแปลง ตักตาไฟฟ้า และสัญญาณโวลเตจที่ตกคร่อมตัวต้านทาน ด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.3.2 ภาพถ่ายสัญญาณตามตำแหน่งในรูป 3.3.1

รูป 3.3 การเปรียบเทียบสัญญาณศักดาไฟฟ้า และกระแส ของหม้อแปลงทดสอบ เมื่อภาระเป็นตัวต้านทาน



รูป 3.4 เฟสเซอร์ไดอะแกรมของหม้อแปลงกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากภาพถ่ายรูป 3.3.2 พบว่ามีความแตกต่างระหว่างมุมของศักดาไฟฟ้ากับ ศักดาของกระแส เมื่อภาระเป็นขดลวดความต้านทาน โดยที่กระแสไฟฟ้านำศักดาไฟฟ้าอยู่ เล็กน้อย

พิจารณารูป 3.4 ค่ากระแสถูกคูณด้วยอัตราส่วนจำนวนรอบ ทำให้เฟสเซอร์ ทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิมีขนาดเท่ากัน คือ  $N1I1L = N2I2$

ค่า  $N1I_o$  เป็นค่าแทนค่า mmf ที่จำเป็นต้องใช้ในการก่อตัวของเส้นแรงแม่เหล็ก ผ่านแมกเนติกวีล็กแตนซ์ของแกนเหล็ก หม้อแปลงกระแสทางอุดมคติ จะให้ค่า  $I2$  ที่แน่นอนค่าหนึ่ง โดยมีอัตราส่วนกับกระแสปฐมภูมิคงที่ และทำมุม 180 องศา กับกระแสปฐมภูมิ ในเฟสเซอร์ไดอะแกรม แต่หม้อแปลงกระแสที่ใช้ในงานจริง จะแตกต่างไป เนื่องจากผลของ  $I_o$  ของกระแสปฐมภูมิ

จากรูป 3.4

$$N1I1 = (N2I2)\cos(B) + (N1I_o)\cos(90^\circ - \theta' - \gamma - B)$$

$$(I1/I2) = (N2/N1)\cos(B) + (I_o/I2)\sin(\theta' + \gamma + B) \quad 3.1$$

ตามปกติ ค่ามุม  $B$  จะมีค่าเล็กน้อย การประมาณสมการ 3.1 ได้

$$(I1/I2) \approx (N2/N1) + (I_o/I2)\sin(\theta' + \gamma)$$

$$(I1/I2) \approx (N2/N1)[1 + (I_o/I1)\sin(\theta' + \gamma)] \quad 3.2$$

โดยที่ค่า  $(N2/N1)$  อาจจะประมาณได้ว่าเป็นอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงได้

พจน์ที่สองในวงเล็บทางด้านขวามือของสมการ 3.2 เป็นค่าที่จะให้ค่าความถูกต้องของหม้อแปลงกระแส ซึ่งเป็นผลมาจากอัตราส่วนของส่วนกระตุ้นกับกระแสปฐมภูมิ ค่าความถูกต้องจะขึ้นกับ  $(I_o/I1)$  ดังนั้นต้องทำให้  $I_o$  มีค่าน้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้ จากความต้องการนี้คือการใช้แกนที่มีค่า permeability สูง และต้องออกแบบให้มีค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กต่ำ

สำหรับ  $\sin(\theta' + \gamma)$  นี้ เป็นค่าขึ้นอยู่กับภาระ (BURDEN) จะมีค่ามากเมื่อภาระเป็นตัวเหนี่ยวนำ และมีค่าน้อยเมื่อภาระเป็นตัวต้านทาน

มุม  $Y$  เป็นมุมระหว่างเส้นแรงแม่เหล็ก กับคลื่นไซน์สมมูล ของกระแสกระตุ้น เป็นค่าที่ขึ้นกับแกน โดยมีค่าถ้าถ้าวัสดุที่ใช้ มีค่าสูญเสียทางแม่เหล็กต่ำ

มุม  $B$  อาจหาค่าได้จากรูป 3.4 ดังนี้

$$\tan(B) = [N_1 I_o / (N_2 I_2 \cos(B))] \sin(90^\circ - \theta' - Y - B) \quad 3.3$$

เพื่อให้สมการ 3.3 ง่ายขึ้น จะใช้คุณสมบัติที่  $B$  มีค่าเล็กๆ จะได้การประมาณดังนี้

เนื่องจาก  $B$  เล็ก,  $\cos(B) \approx 1$  จากสมการ 3.3 จะได้

$$\tan(B) \approx (N_1 I_o / N_2 I_2) \cos(\theta' + Y) \quad 3.4$$

สำหรับมุมเล็กๆ ค่าของแทนเจนต์ของมุมนั้น จะมีค่าประมาณเท่ากับค่ามุมนั้น ในระบบเรเดียน และอาจจะแทนค่า  $N_1 I_1$  ลงในสมการ 3.4 แทน  $N_2 I_2$  โดยสมมติว่า มีค่าเท่ากันจริง ได้

$$B \approx (I_o / I_1) \cos(\theta' + Y) \quad \text{เรเดียน} \quad 3.5$$

สมการ 3.2 แสดงให้เห็นว่า ค่าอัตราส่วนกระแสจริงแตกต่างไปจากอัตราส่วนจำนวนรอบ ด้วยจำนวนที่ขึ้นกับอัตราส่วนของ  $I_o / I_1$  และค่ามุมของภาระ ค่าอัตราส่วน  $I_o / I_1$  เปลี่ยนแปลงไปตามค่าของ  $I_1$  เนื่องจากผลของการไม่เป็นเชิงเส้นของวัสดุที่ใช้ทำแกนและยังขึ้นกับอิมพีแดนซ์ ของภาระทางทุติยภูมิด้วย ดังนั้นอัตราส่วน  $I_1 / I_2$  จะเปลี่ยนแปลงไปเล็กน้อยตามค่าแมกนิจูด  $I_1$  และภาระ

สมการ 3.5 แสดงให้เห็นถึงเฟสเซอร์  $I_2$  ที่ไม่สามารถทำมุมได้ 180 องศา ตรงข้ามกับ  $I_1$  ค่า  $B$  นี้เรียกว่าเป็น phase-angle error ของหม้อแปลง

ค่าความผิดพลาดที่กล่าวมา ต้องนำมาคิดเมื่อใช้วัด ในระบบที่มีรายละเอียดสูง อัตราส่วนค่าผิดพลาดจะมีผลสำคัญเมื่อให้หม้อแปลงกระแสเป็นแอมมิเตอร์ หรืออุปกรณ์ที่ทำงานด้วยกระแส ค่ามุมผิดพลาดจะมีผลเมื่อเป็นการวัดกำลังไฟฟ้า

\* การแก้ไขให้ถูกต้อง จำเป็นต้องทำเมื่อค่าความผิดพลาดที่กล่าวมา ทำให้เกิดการวัดกำลังไฟฟ้าผิดพลาดไป \*



จากการทดสอบจากการวัดจริง ภายหลังจากทำการปรับเลื่อนมุมแล้ว ให้ผลการวัดตรง เมื่อเทียบกับมิเตอร์มาตรฐานของ YEW ขึ้น 0.5 ที่ภาควิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ พระจอมเกล้า ลาดกระบัง

### 3.3 การปรับเลื่อนมุมสัญญาณ

จากการทดสอบพื่นหม้อแปลงกระแส ไม่สามารถทำให้มุมแตกต่าง ระหว่างศักดาไฟฟ้ากับศักดาของกระแสลดลง ได้น้อยกว่าที่ทำได้ในหัวข้อ 3.2.2 เนื่องจากผลของความผิดพลาดที่เกิดขึ้น เป็นผลจากส่วนกระตุ้น ( Excitation Component ) ของกระแส ประมุข การทำให้ส่วนนี้มีค่าต่ำสุดอาจทำได้โดยการออกแบบให้หม้อแปลงมีความหนาแน่นสนามแม่เหล็กต่ำ และการใช้แกนที่มีค่า Permeability สูง

จากสมการ

$$I_1 N_1 = I_2 N_2$$

เมื่อ  $I_1$  คือกระแสประมุขของหม้อแปลงกระแส

$I_2$  คือกระแสสัญญาณของหม้อแปลงกระแส

สมมติว่า กระแสประมุขมีค่า 10 แอมป์

$$I_2 = 10 * 6 / 500 = 12 \text{ มิลลิแอมป์}$$

ความต้านทานด้านสัญญาณ 5 โอห์ม

$$E_2 = 0.12 * 5 = 600 \text{ มิลลิโวลต์}$$

ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก คือ

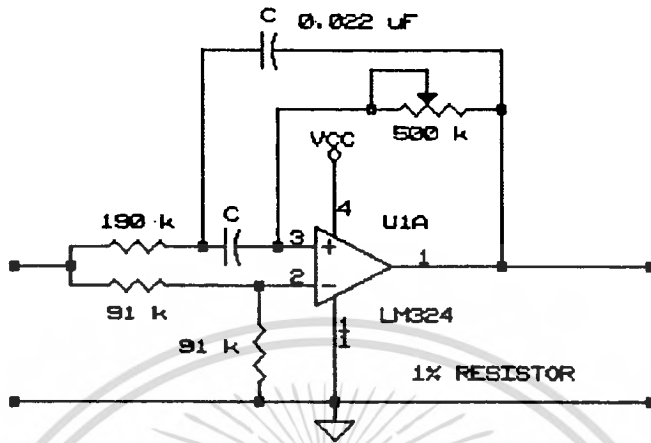
$$0.6 = 4.44 * 50 * 500 * B * 4E-4$$

$$B = 0.0135 \text{ เทสลา}$$

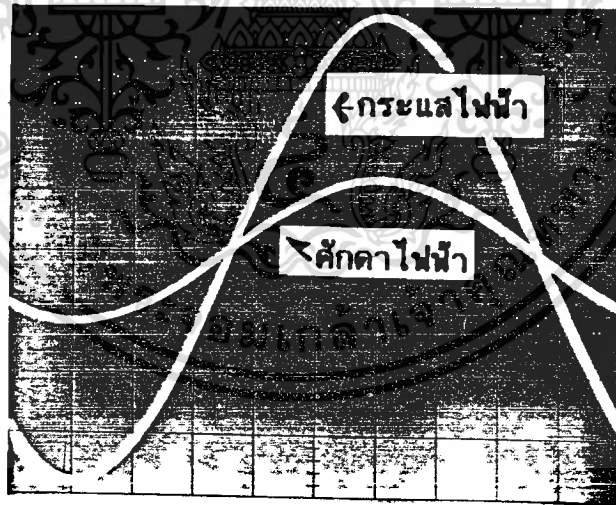
ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่ออกแบบไว้ มีค่าอยู่ในระดับที่ต่ำ การแก้ไขอีกทางหนึ่งคือการใช้แกนเหล็กที่ดีขึ้น แต่ยากแก่การจัดหามาใช้ การแก้ไขที่ทำได้ และน่าจะให้ผลดีเมื่อคิดว่าหม้อแปลงกระแส มีความเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงการวัดคือ การใช้งานจริงปรับเลื่อนมุม

การเลื่อนมุมในการทำวิจัยนี้เลือกการเลื่อนมุมของศักดาไฟฟ้า โดยการใช่วงจร All-Pass Filter ตามรูป 3.5.1

ค่าความต้านทาน 500 k ใช้ปรับเลื่อนมุม การเลื่อนมุมไปเท่าใด จะมีรายละเอียดในช่วงการปรับแต่งเครื่องมือวัด



รูป 3.5.1 วงจร ALL-PASS FILTER



รูป 3.5.2 ภาพถ่ายสัญญาณศักดาไฟฟ้า และกระแส เมื่อภาระเป็นตัวต้านทาน หลังจากปรับเลื่อนมุมแล้ว

รูป 3.5 วงจรการปรับเลื่อนมุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภายหลังจากการทดสอบวัดจริง สามารถละลายผลของการไม่เป็นเชิงเส้นของแกนที่ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กต่ำ ที่ใช้ในการทำหม้อแปลงกระแส ได้

3.4 ส่วนขยายสัญญาณ

วงจรรองความถี่ที่ใช้ในส่วนหน้าของวงจรรขยาย เป็นประเภทความถี่ต่ำผ่าน (ความถี่ตัดออฟ 300 เฮิร์ต) วงจรรองความถี่นี้มีผลต่อช่วงจำกัด ( BAND LIMIT ) ตามทฤษฎีการล่มตัวอย่าง

จากข้อแนะนำการใช้งานการแปลงอนาลอกเป็นดิจิทัล ข้อมูลป้อนเข้าที่ป้อนให้ควรจะมีค่ามากกว่าครึ่งหนึ่งของช่วงการวัด เช่นการวัดที่ใช้ในเครื่องมืออนิเตอร์นี้ เลือกใช้การวัด +/- 5 โวลต์ ดังนั้นข้อมูลที่ป้อนเข้าควรจะมีค่ามากกว่า +/- 2.5 โวลต์ จึงจะประกันว่า ค่าความผิดพลาดของการแปลง จะอยู่ในช่วงที่กำหนด

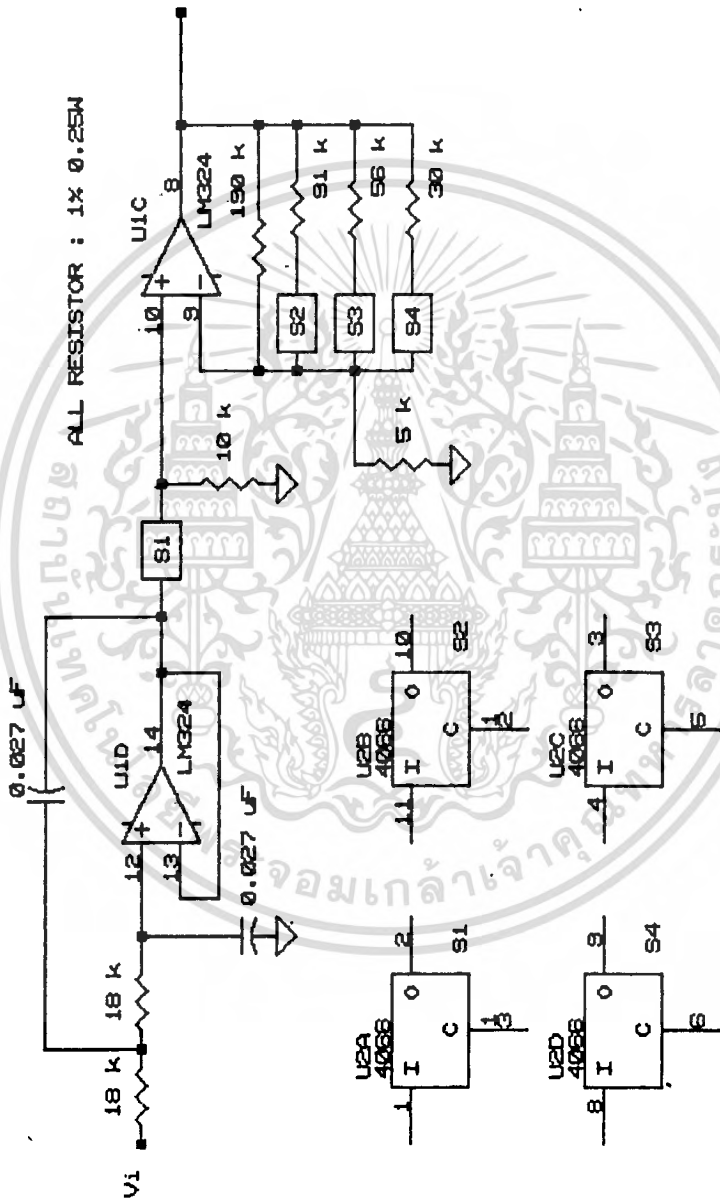
เพื่อให้ข้อมูลที่ส่วนใหญ่ที่ป้อนเข้า มีความเหมาะสมกับการแปลงอนาลอก เป็นดิจิทัล จึงต้องทำการขยายสัญญาณตามข้อแนะนำ ดังที่กล่าวมา

การขยายสัญญาณหลายช่วง ทำได้โดยการใช้ อนาลอกสวิทช์ ในการเลือกอัตราขยาย ดังแสดงในรูป 3.6 และ 3.7 ตาราง 2 แสดงอนาลอกสวิทช์ที่ทำงานในอัตราขยายที่เลือกไว้

ตาราง 2 การควบคุมอัตราขยาย

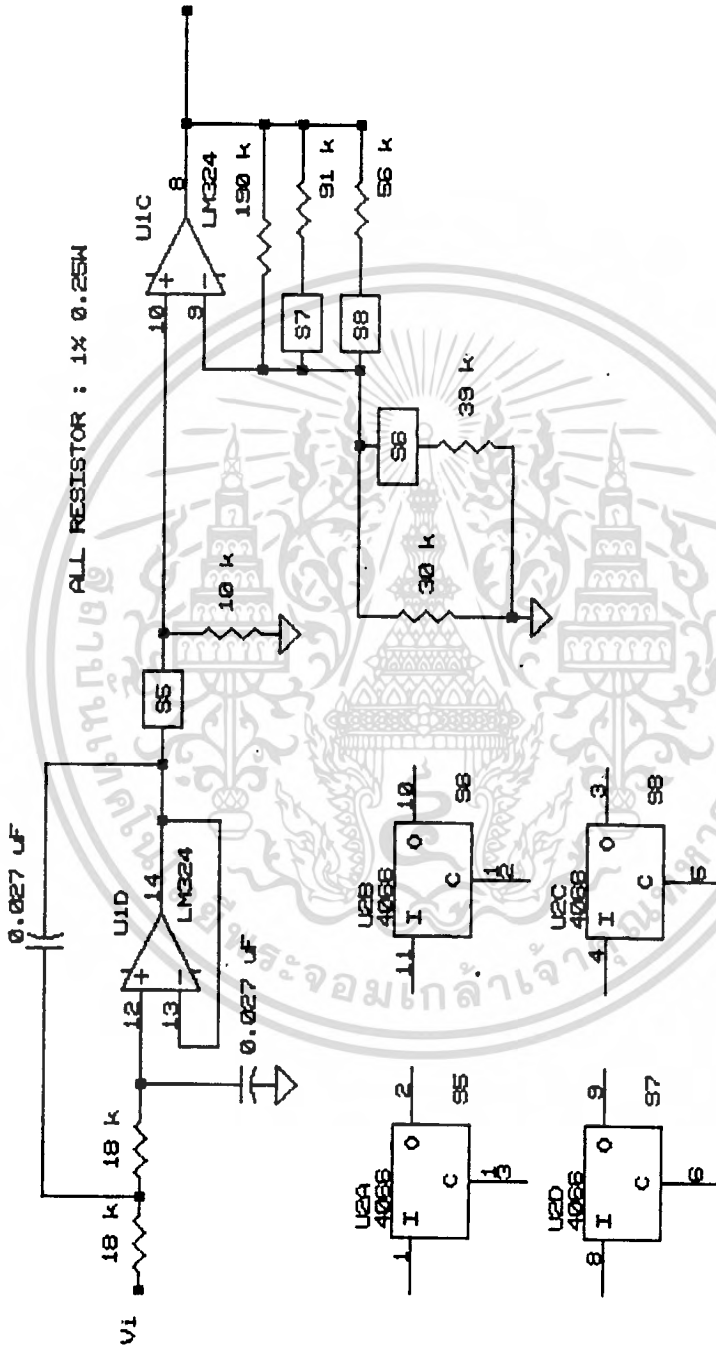
เรนจ์		อนาลอกสวิทช์ทำงาน	
ศักดาไฟฟ้า	กระแส	ศักดาไฟฟ้า	กระแส
150	1.0	-	-
260	3.0	S7, S6	S2
420	5.0	S7	S2, S3
600	10.0	S8, S7	S2, S3, S4

จากตาราง 2 เรนจ์ในการวัดโวลเตจและกระแสแบ่งเป็น 4 เรนจ์ การเลือกเรนจ์ในการวัด เลือกผ่านทางคีย์บอร์ด เมื่อเลือกเรนจ์ที่ต้องการแล้ว โปรแกรมจะจัดการควบคุมอนาลอกสวิทช์ดังตาราง 2



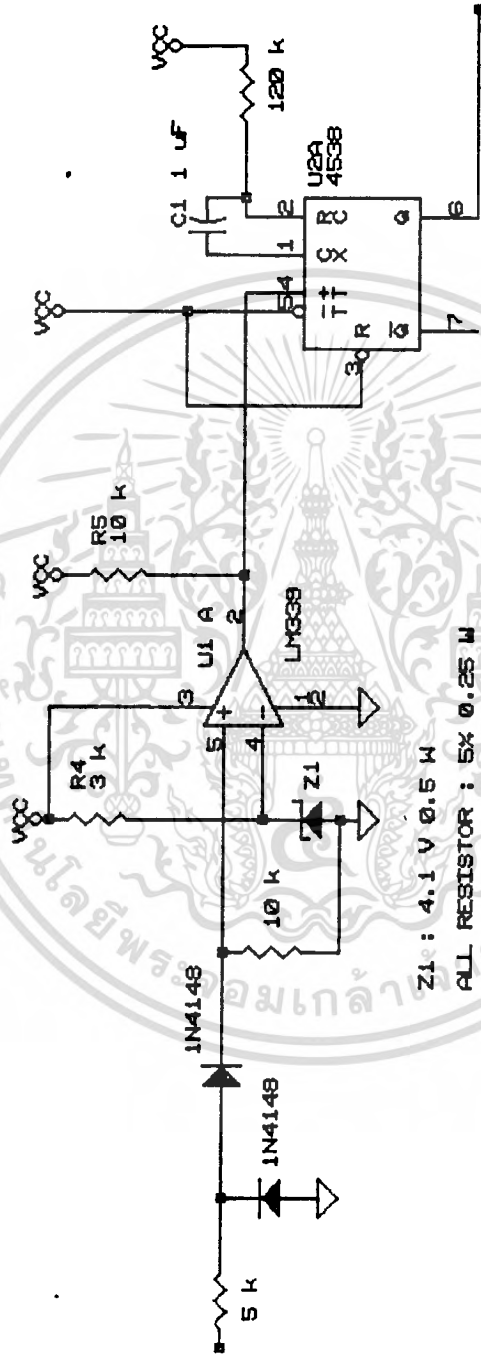
รูป 3.6 วงจรขยายสัญญาณโวลเตจของกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



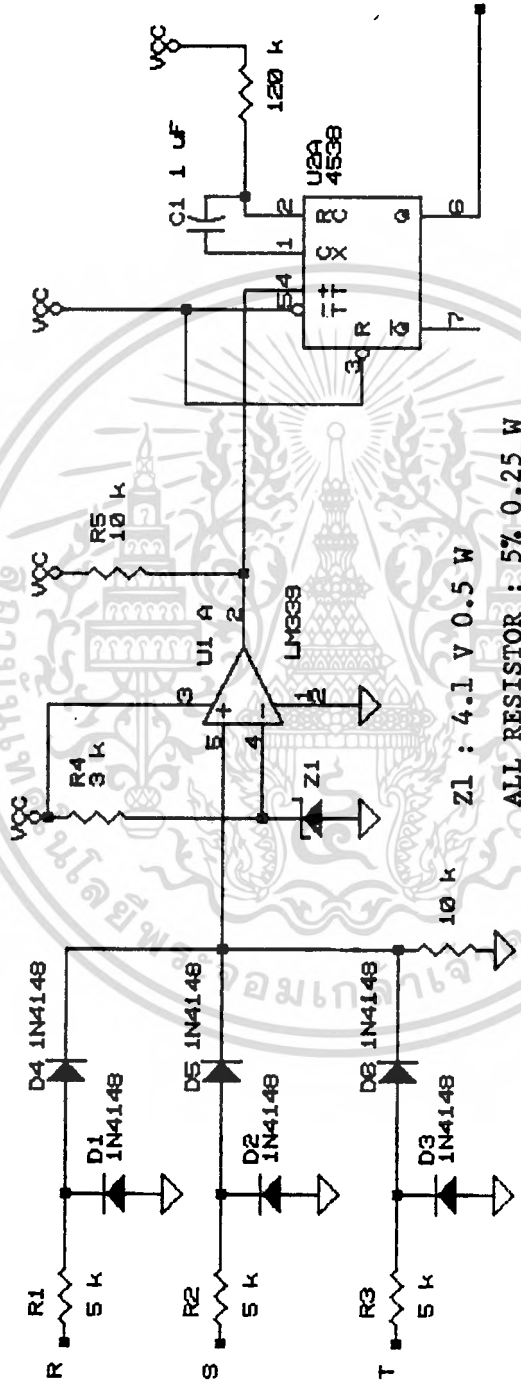
รูป 3.7 วงจรขยายสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.8 วงจรเปรียบเทียบจับสัญญาณเกินแรง ที่เลือกไว้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.9 วงจรเปรียบเทียบตรวจจับสัญญาณเกินแรง ที่เลือกไว้ ระบบ 3 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สวิทช์ S1 และ S5 เป็นสวิทช์เกินเรนจ์ กล่าวคือ หลังจากท่ส่วนประมวลผลจัดการควบคุมแอลกอฮอล์สวิทช์แล้ว จะทำการตรวจสอบเรนจ์ที่ใช้ในการวัด ว่าเหมาะสมกับสัญญาณที่ป้อนเข้าหรือไม่ โดยการนำเอาสัญญาณออก จากรูป 3.6 และ 3.7 มาเข้าวงจรเปรียบเทียบอย่างละเอียด ดังรูป 3.8

วงจรขยายสัญญาณตามรูป 3.6 , 3.7 ใช้ทั้งหมด 3 ชุด สำหรับวงจร 3 เฟส แต่วงจรเปรียบเทียบตรวจจับสัญญาณเกินในรูป 3.8 จะเปลี่ยนเป็นวงจรในรูป 3.9 สำหรับวงจร 3 เฟส

การทำงานในรูป 3.8 เป็นดังนี้ เมื่อมีสัญญาณป้อนเข้าที่ขา 5 ของ LM339 มากกว่าสัญญาณเปรียบเทียบที่ขา 4 ของ LM339 จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงที่ขา 2 จากลอจิก 0 ไปยังลอจิก -1 ทริกให้โมโนสเตเบิล (50 มิลลิวินาที) มีสัญญาณออกที่ขา 6 เป็น 1 นำลอจิกที่ได้ไปควบคุมแอลกอฮอล์สวิทช์เกินเรนจ์ในรูป 3.6 หรือ 3.7 พร้อมทั้งส่งข้อมูลผ่าน PB2 (คิกดาไฟฟ้าเกินเรนจ์) หรือ PB3 (กระแสไฟฟ้าเกินเรนจ์) ของวงจรรวม 8255 ให้ส่วนประมวลผล

วงจรรูป 3.9 จะใช้ 2 ชุด ชุดหนึ่งสำหรับคิกดาไฟฟ้า และ ชุดที่เหลือ สำหรับกระแสไฟฟ้า

### 3.5 ส่วนวัดความถี่

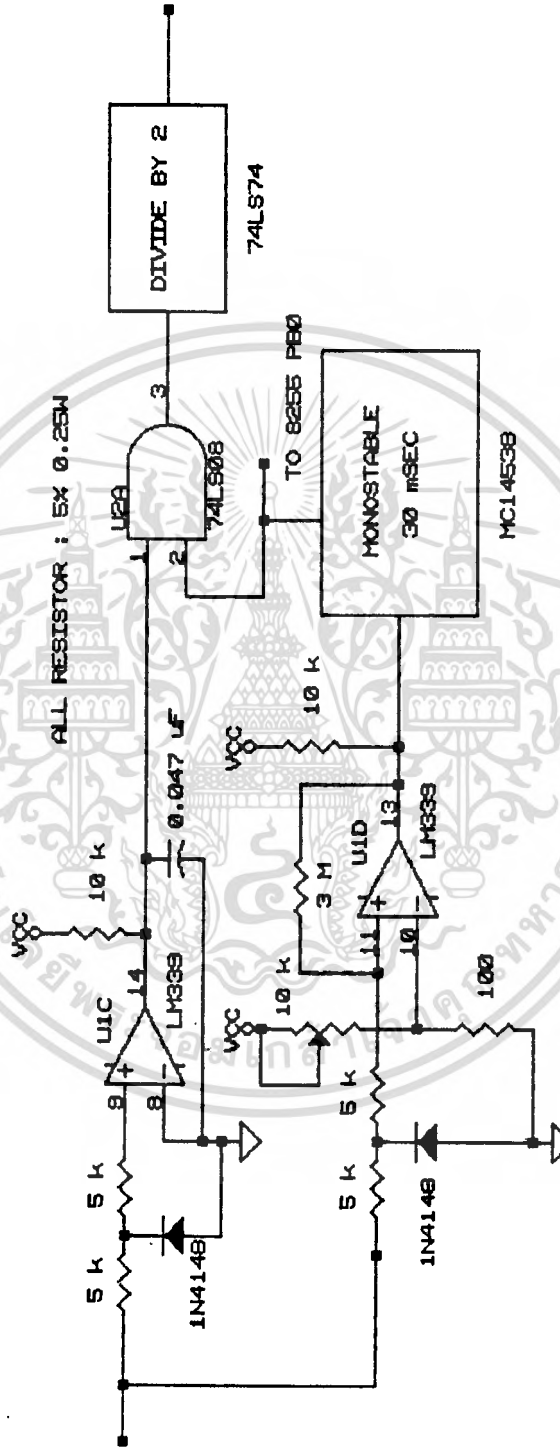
การวัดความถี่ วัดความถี่ของคิกดาไฟฟ้าเฟส R เพียงเฟสเดียว เมื่อถือว่าความถี่ของสัญญาณทุกเฟส มีค่าเท่ากัน

สัญญาณออกที่ได้จากส่วนขยายสัญญาณเฟส R ถูกส่งเข้าวงจรจุดตัดศูนย์เพื่อเปลี่ยนจากสัญญาณไซน์ให้เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมตามรูป 3.10

#### 3.5.1 8253 PROGRAMMABLE INTERVAL TIMER

ในการวัดความถี่ใช้ตัวนับ #0 ของวงจรรวม 8253 การทำงานของตัวนับในวงจรรวม 8253 เป็นการนับลง โหมดการทำงานของตัวนับ #0 ใช้โหมด 5 ดังแสดงไว้ในรูป 3.12

ขาเกตของตัวนับ #0 ต่อเข้ากับสัญญาณ สี่เหลี่ยมที่สร้างขึ้นตามรูป 3.10 ความถี่นาฬิกา #0 ใช้ความถี่ 80 กิโลเฮิร์ต แต่ก่อนที่จะกล่าวถึงหลักการวัดความถี่ต่อไปขออ้างถึงรูป 3.13 วงจรกำเนิดความถี่ที่ใช้ในเครื่องมอนิเตอร์



รูป 3.10 การสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยม จากสัญญาณไบนารี เพื่อให้ไมโครวัดความถี่

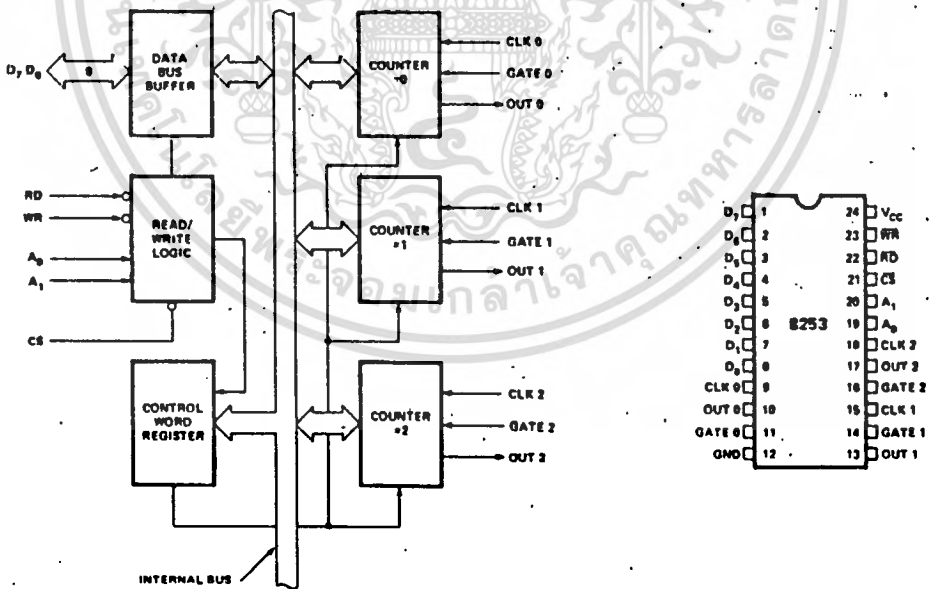
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## 8253/8253-5 PROGRAMMABLE INTERVAL TIMER

- MCS-85™ Compatible 8253-5
  - 3 Independent 16-Bit Counters
  - DC to 2.6 MHz
  - Programmable Counter Modes
- Count Binary or BCD
  - Single +5V Supply
  - Available in EXPRESS
    - Standard Temperature Range
    - Extended Temperature Range

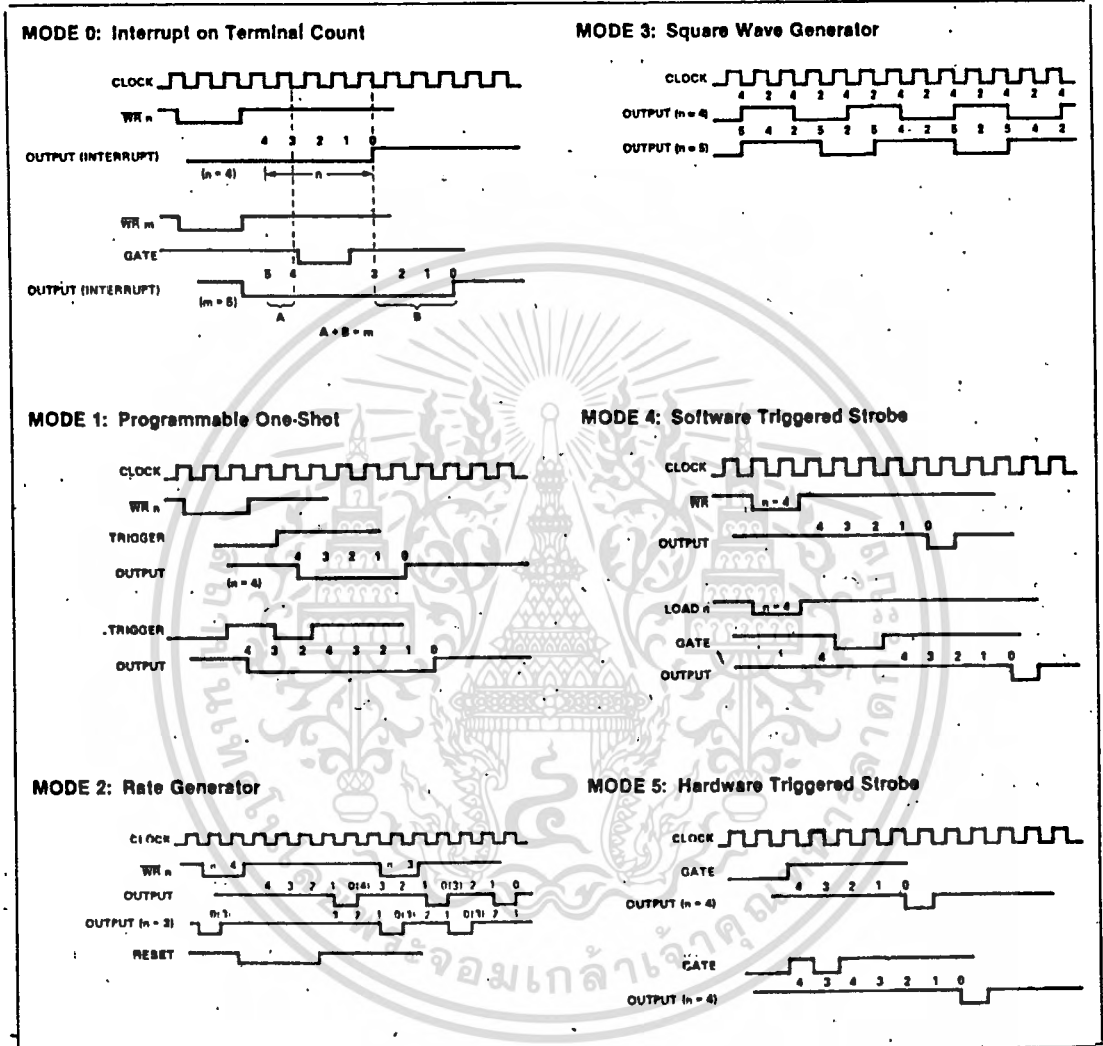
The Intel® 8253 is a programmable counter/timer device designed for use as an Intel microcomputer peripheral. It uses nMOS technology with a single +5V supply and is packaged in a 24-pin plastic DIP. It is organized as 3 independent 16-bit counters, each with a count rate of up to 2.6 MHz. All modes of operation are software programmable.



รูป 3.11 บล็อกไดอะแกรมและการวางขาของวงจรรวม 8253



8253/8253-5



8253 Timing Diagrams

รูป 3.12 ไตอะแกรมเวลาของวงจรรวม 8253

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ในรูป 3.13 ใช้ความถี่ออสซิลเลเตอร์ 4.000 เมกกะเฮิร์ต เป็นความถี่ฐาน ความถี่ 2 เมกกะเฮิร์ตที่ได้ หลังจากวงจรหาร 2 ใช้กับ Z-80 และ วงจรรวม 8279 ความถี่ 1 เมกกะเฮิร์ต, 80 กิโลเฮิร์ต และ 40 กิโลเฮิร์ต เป็นความถี่ที่ป้อนให้กับ วงจรรวม 8253 โดยได้แสดงส่วนรีเซ็ตที่ใช้ในเครื่องมอนิเตอร์ไว้ด้วย

### 3.5.2 การคำนวณความถี่

การวัดความถี่ในการทำวิจัยนี้ ใช้หลักการวัดคาบเวลาของความถี่  
พิจารณาความถี่ในการทำงานปกติ 50 เฮิร์ต คาบเวลาของความถี่นี้คือ 20 มิลลิวินาที หลังจากแปลงสัญญาณขาเข้าให้เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม นำสัญญาณสี่เหลี่ยมนี้มาหาร 2 จะได้คาบเวลาใหม่เป็น 40 มิลลิวินาที โดยมีคาบเวลาทำงาน 20 มิลลิวินาที คาบเวลาไม่ทำงาน 20 มิลลิวินาทีเท่ากัน

เมื่อป้อนคาบเวลาทำงาน 20 มิลลิวินาที เข้าที่ขาเกต #0 ของวงจรรวม 8253 โดยมีความถี่นาฬิกา 80 กิโลเฮิร์ตป้อนเข้าที่ขาความถี่ #0 การคำนวณจำนวน คล็อกนาฬิกา ที่ตัวนับ #0 นับได้ หาได้จาก

$$\begin{aligned} \text{จำนวนคล็อก} &= \text{คาบเวลาทำงาน} * \text{ความถี่นาฬิกา} \\ \text{ตัวอย่างที่ } 50 \text{ เฮิร์ต จะได้} \\ \text{จำนวนคล็อก} &= 0.02 \text{ วินาที} * 80000 \text{ เฮิร์ต} \\ &= 1600 \text{ คล็อก} \end{aligned}$$

ตัวอย่างการคำนวณค่าความถี่ที่ไม่ทราบค่า จากจำนวนคล็อกที่ตัวนับ #0 อ่านได้

- จำนวนคล็อก = 1600 คล็อก  
ความถี่ = ( ความถี่นาฬิกาที่ใช้ ) หารด้วย ( จำนวนคล็อก )  
ความถี่ =  $80000 / 1600$   
= 50 เฮิร์ต
- จำนวนคล็อก = 1601 คล็อก  
ความถี่ =  $80000 / 1601 = 49.968$  เฮิร์ต
- จำนวนคล็อก = 1605 คล็อก  
ความถี่ =  $80000 / 1605 = 49.844$  เฮิร์ต
- จำนวนคล็อก = 1599 คล็อก  
ความถี่ =  $80000 / 1599 = 50.031$  เฮิร์ต

### 3.6 การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอล

#### 3.6.1 12 บิต อนาลอกเป็นดิจิตอล

ข้อมูลที่ใช้กำหนดจำนวนบิตของการแปลงสัญญาณ จากอนาลอกเป็นดิจิตอลคือ เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของเครื่องมือวัด โดยที่ทฤษฎีการวัดที่เลือกใช้จะกำหนดความเร็วของการแปลงจากอนาลอกเป็นดิจิตอล

12 บิตอนาลอกเป็นดิจิตอลที่ใช้เป็นเบอร์ ADC85C-12 ของ BURR-BROWN ใช้งานในลักษณะ ไบโพลาร์คือ 11 บิต + 1 สัญญาณลบบิต ความเร็วในการแปลงสัญญาณอนาลอก เป็นข้อมูลดิจิตอลที่ 12 บิต คือ 10.6 ไมโครวินาที

รูป 3.14.1 แสดงระบบการจัดการสัญญาณอนาลอก ประกอบไปด้วย วงจรสุ่มตัวอย่าง 6 ชุด ส่งสัญญาณที่สุ่มตัวอย่างได้ เข้าอนาลอกมัลติเพลกเซอร์ (วงจรรวม 14051) โดยมีการควบคุมการเลือกสัญญาณจากส่วนประมวลผล ผ่านทางวงจรรวม 8255 การจัดพอร์ตต่างๆของ 8255 แสดงไว้ในภาคผนวก ส่วนที่เหลือในรูป 3.14.1 คือ วงจรรวม 74LS374 เป็น LATCH สำหรับควบคุมอนาลอกสวิตช์ในวงจรรขยาย

#### 3.6.2 วงจรสุ่มตัวอย่างข้อมูล

วงจรสุ่มตัวอย่างข้อมูล มีหน้าที่สุ่มข้อมูลตัวอย่าง และรักษาให้ข้อมูลอนาลอกที่สุ่มได้มีค่าคงที่ตลอดช่วงการแปลงสัญญาณเป็นข้อมูลดิจิตอล

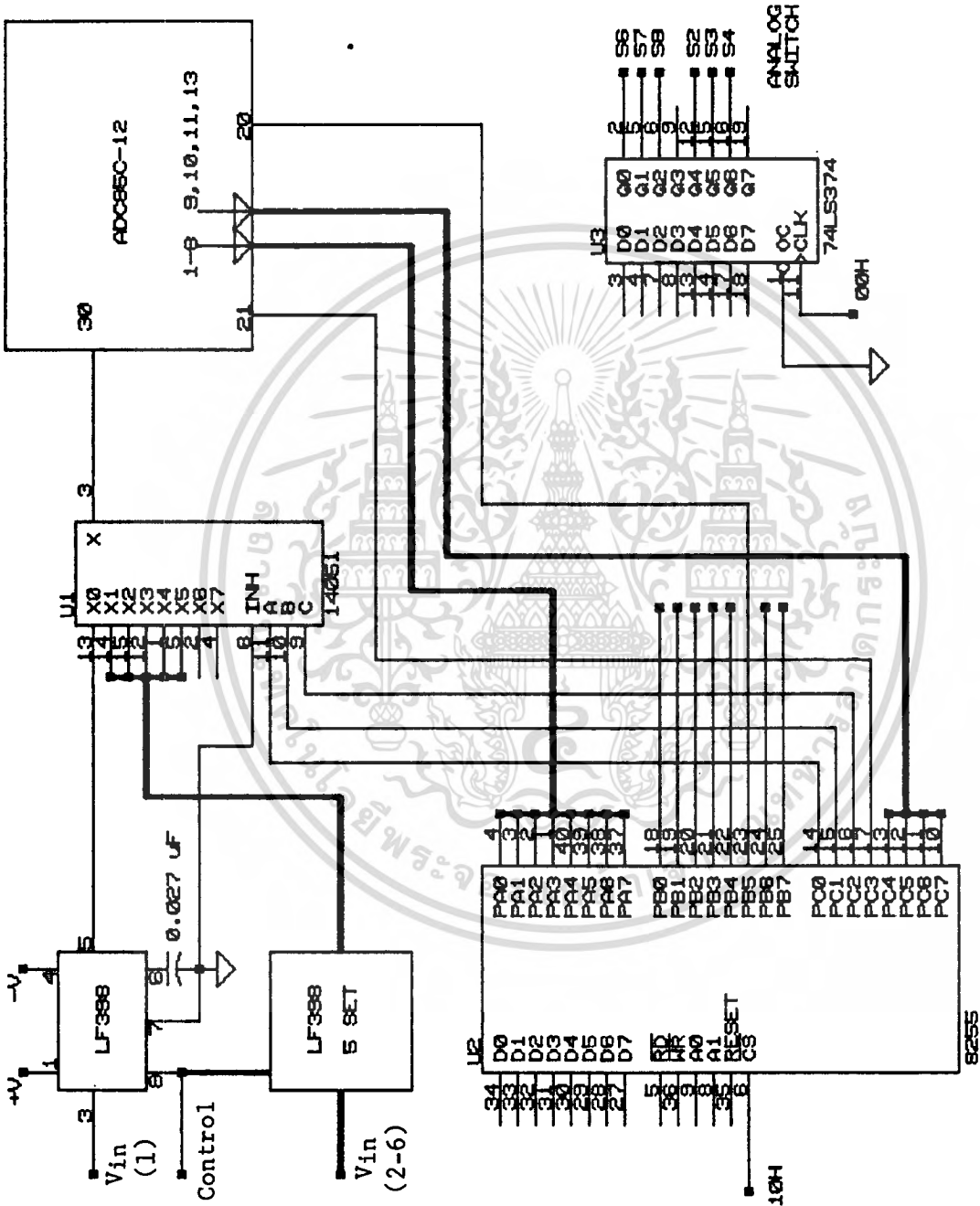
เนื่องจาก 12 บิตอนาลอกเป็นดิจิตอลที่ใช้ มีความเร็วในการทำงานสูงมากพอที่จะใช้ ระบบอนาลอกมัลติเพลกเซอร์ ทำงานร่วมกับ 12 บิตอนาลอกเป็นดิจิตอล ตัวเดียว ในการแปลงข้อมูลอนาลอก 6 ตัว ( 3 ตัวเป็นศักดาไฟฟ้า อีก 3 ตัวเป็นสัญญาณกระแส ) เป็นการประหยัดทั้งเนื้อที่ฮาร์ดแวร์และราคาอุปกรณ์

เนื่องจากการออกแบบด้วยระบบดังกล่าว หน้าที่หลักอีกข้อหนึ่งของวงจรสุ่มตัวอย่าง คือ รักษาข้อมูลทั้ง 6 ตัวให้เป็นข้อมูลที่เวลาเดียวกัน

วงจรรวม LF 398 เป็นวงจรรวมที่ทำหน้าที่สุ่มและรักษาข้อมูล

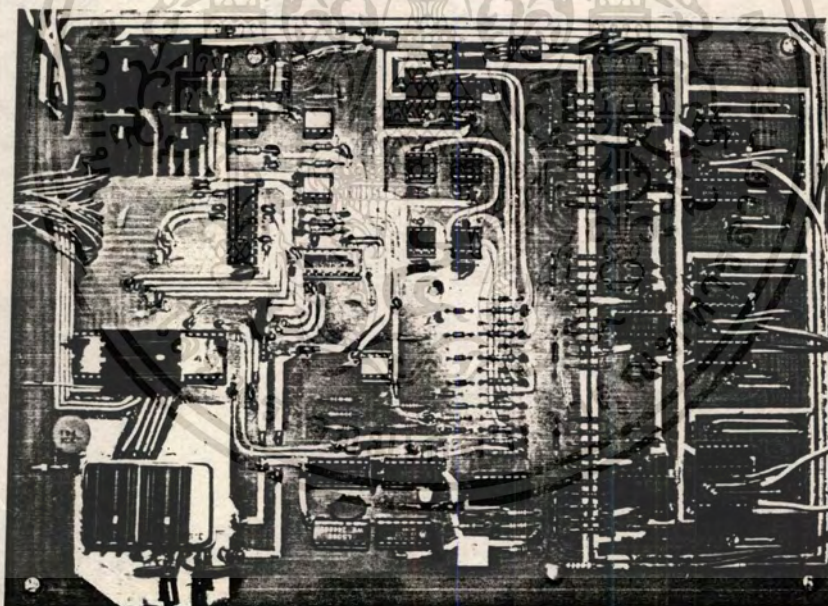
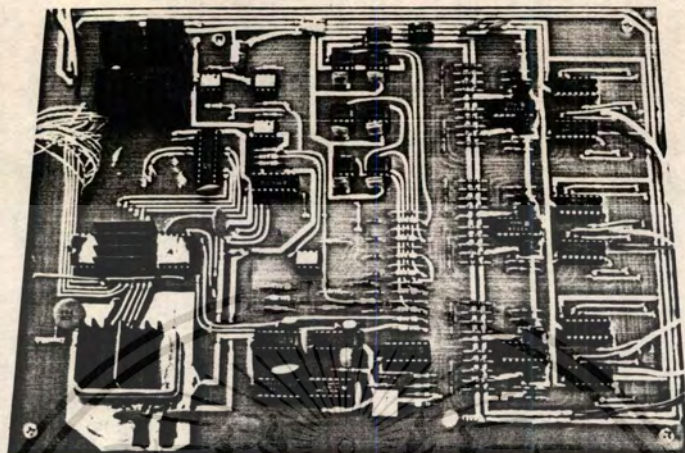
#### 3.6.3 การกำเนิดสัญญาณสุ่มตัวอย่าง

จำนวนข้อมูลตัวอย่าง เลือกใช้ 24 ข้อมูลใน 2 คาบเวลา ในการคำนวณปริมาณทางไฟฟ้า



รูป 3.14.1 ระบบเอาต์พุตพีแอลซี และ การแปลงอนาลอกเป็นดิจิตอล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.14.2 ภาพถ่ายแผงวงจรพิมพ์การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัล

รูป 3.14 ส่วนการแปลงสัญญาณอนาลอกให้เป็นดิจิทัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากจำนวนคล็อกที่วัดได้จากการวัดความถี่ ถ้าใช้ค่านี้เป็นพีรีเซ็ดของตัวนับ #1 ของวงจรรวม 8253 ที่มีความถี่นาฬิกา #1 1 เมกกะเฮิร์ต คาบเวลาที่ซาเอาต์ #1 คือ

$$\begin{aligned} \text{จำนวนคล็อก ( พีรีเซ็ด ) * 1 ไมโครวินาที} \\ \text{ตัวอย่างคือ } 1600 \text{ ไมโครวินาที ที่ } 50 \text{ เฮิร์ต} \\ \text{จำนวนข้อมูลใน 2 คาบเวลา} &= 40 \text{ มิลลิวินาที} / 1600 \text{ ไมโครวินาที} \\ &= 25 \text{ ข้อมูล} \end{aligned}$$

แต่เพื่อความเหมาะสม ในการคำนวณกำลังไฟฟ้ารี่แอคทีฟ ในระบบ 3 เฟส 4 สาย จำนวนข้อมูล 24 ข้อมูล จะเหมาะสมกว่า 25 ข้อมูล ดังนั้น ค่าพีรีเซ็ดของตัวนับ #1 คือ

$$1600 * 25 / 24 = 1667 \text{ ที่ } 50 \text{ เฮิร์ต}$$

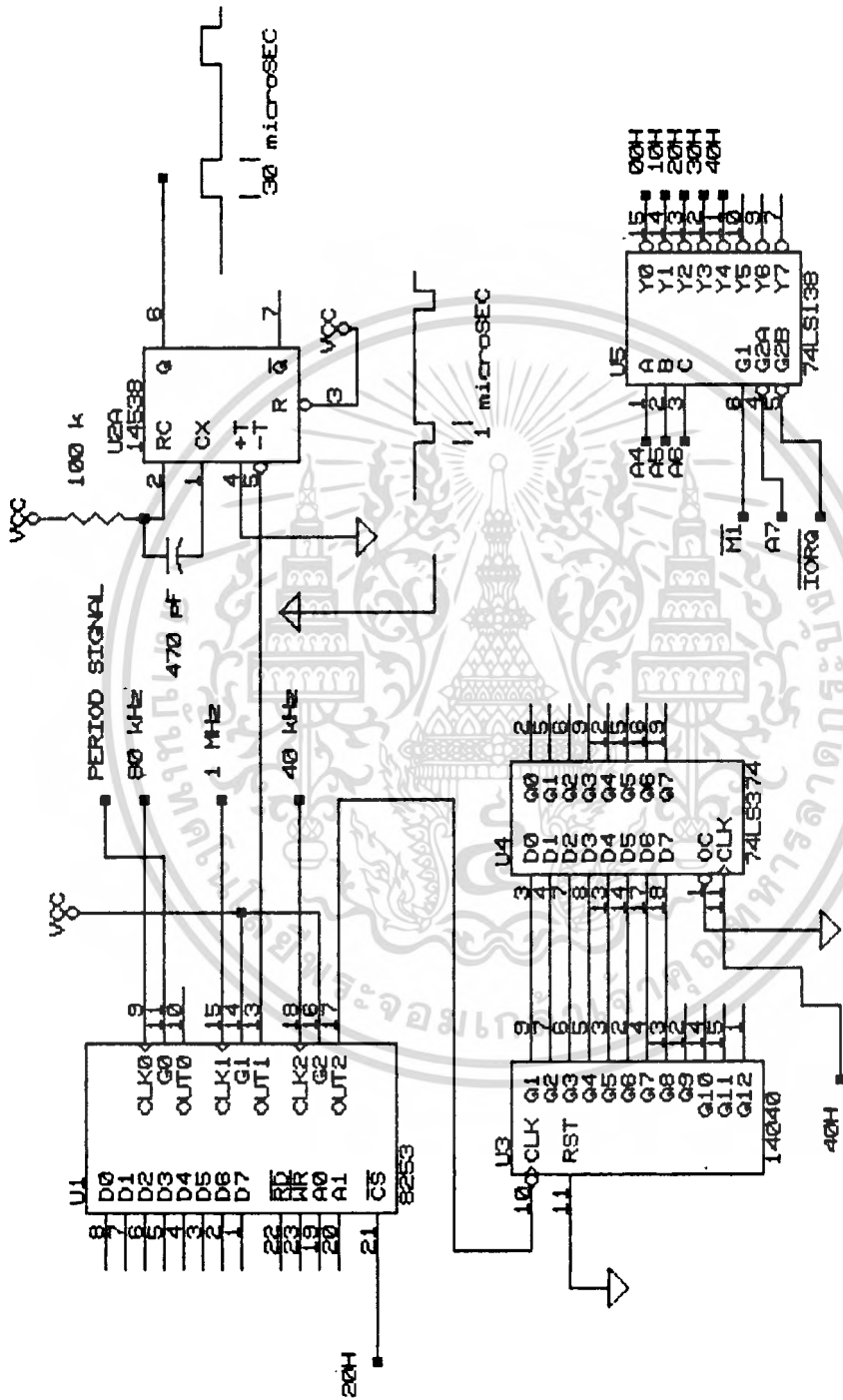
จากจำนวนข้อมูล 24 ข้อมูลที่ใช้ค่าพีรีเซ็ด 1667 ไมโครวินาที จะได้คาบเวลา 40.008 มิลลิวินาที

รูป 3.15 เป็นการใช้งานวงจรรวม 8253 โดยตัวนับ #0 ใช้สำหรับการวัดความถี่ ตัวนับ #1 ใช้สำหรับการกำเนิดสัญญาณส่งตัวอย่าง มีช่วงเวลาการส่ง 30 มิลลิวินาทีเมื่อผ่านวงจรโมโนสเตเบิล ตัวนับ #2 ใช้สำหรับการสร้างเวลาฐาน 1 วินาที มีตัวนับ 14040 สำหรับนับเวลาฐาน ส่วนประมวลผลอ่านเวลานี้ได้จากพอร์ต 40H ส่วนที่เหลือแสดงการดีไต์ I/O PORT ต่างๆที่ใช้งาน

รูป 3.16 แสดงเวลาการแปลงสัญญาณจากอนาลอกเป็นดิจิทัล มีสัญญาณ A เป็นสัญญาณส่งตัวอย่าง สัญญาณ B-G เป็นสัญญาณสั่งเริ่มการแปลงข้อมูล

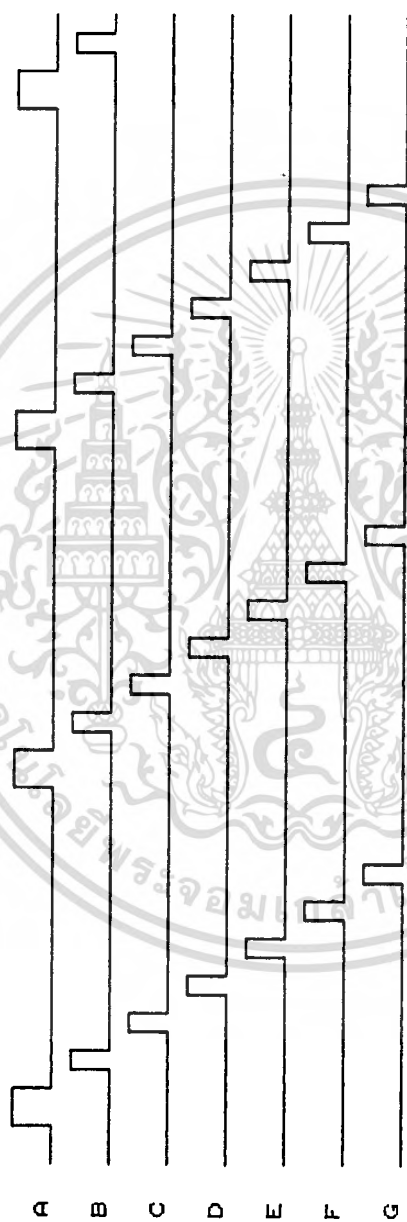
### 3.7 ส่วนประมวลผล

ไมโครโพรเซสเซอร์ Z-80 เป็นส่วนประมวลผลกลาง ทำงานที่ความถี่นาฬิกา 2 เมกกะเฮิร์ต มีมอโนเตอร์โปรแกรมขนาด 10 กิโลไบต์ทำงานร่วมกับแรม 4 กิโลไบต์ มีตัวนับ #2 ของวงจรรวม 8253 เป็นตัวนับความถี่ 1 เฮิร์ต เป็นฐานเวลาของการคำนวณกิโลวัตต์-ชั่วโมง และการตั้งเวลาการบันทึกข้อมูล มีพอร์ตสำหรับการต่อเครื่องพิมพ์ ความร้อนของ Multi-Tech



รูป 3.15 แสดงการใช้งานวงจรรวม 8253

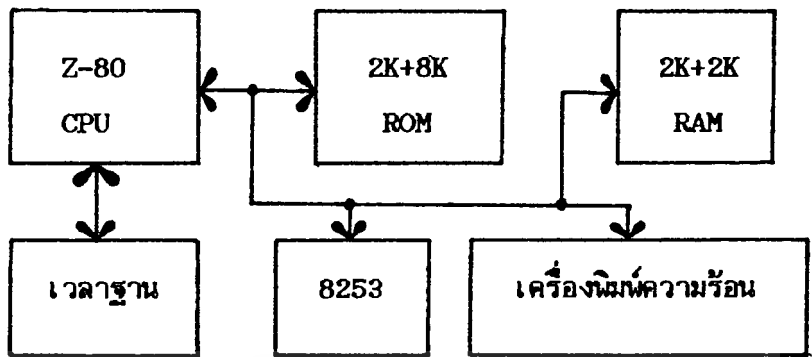
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.16 แสดง ไดอะแกรมเวลาสัญญาณสี่ตัวอย่าง

A สัญญาณสี่ตัวอย่าง

B-G สัญญาณสี่ตัวอย่าง เริ่มการแปลงข้อมูลที 1 ถึง 6

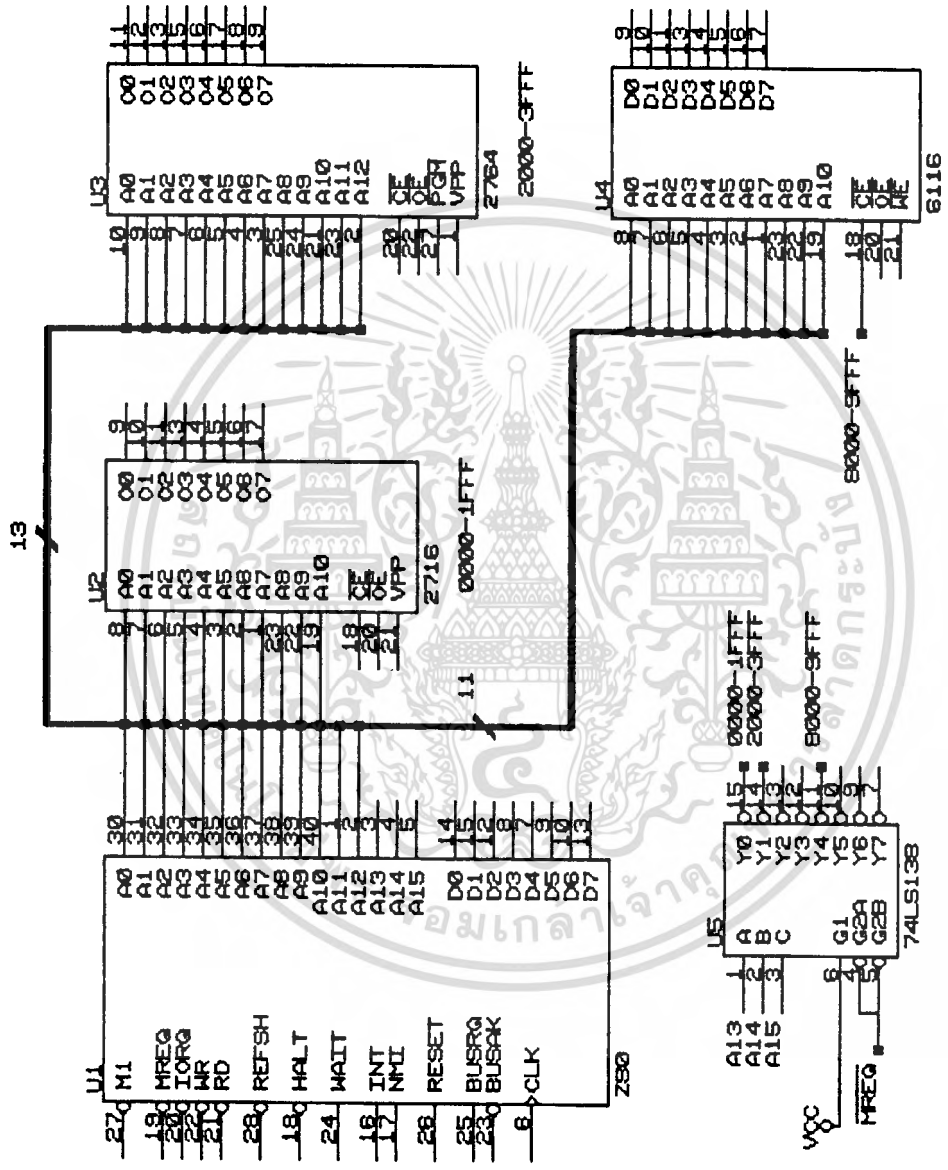


รูป 3.17.1 แสดงบล็อกรวมของส่วนประมวลผล

### 3.8 ส่วนแสดงผลและรับคำสั่ง

วงจรรวมหลักของส่วนนี้คือ วงจรรวม 8279 ทำหน้าที่ตรวจสอบคีย์บอร์ด มีแรมขนาด 8 ไบต์ ลักษณะเข้าก่อนออกก่อน สำหรับเก็บโค้ดของคีย์ที่ถูกกด ส่วนประมวลผลกลางสามารถอ่านข้อมูลเหล่านี้ได้โดยผ่านคำสั่งเฉพาะ

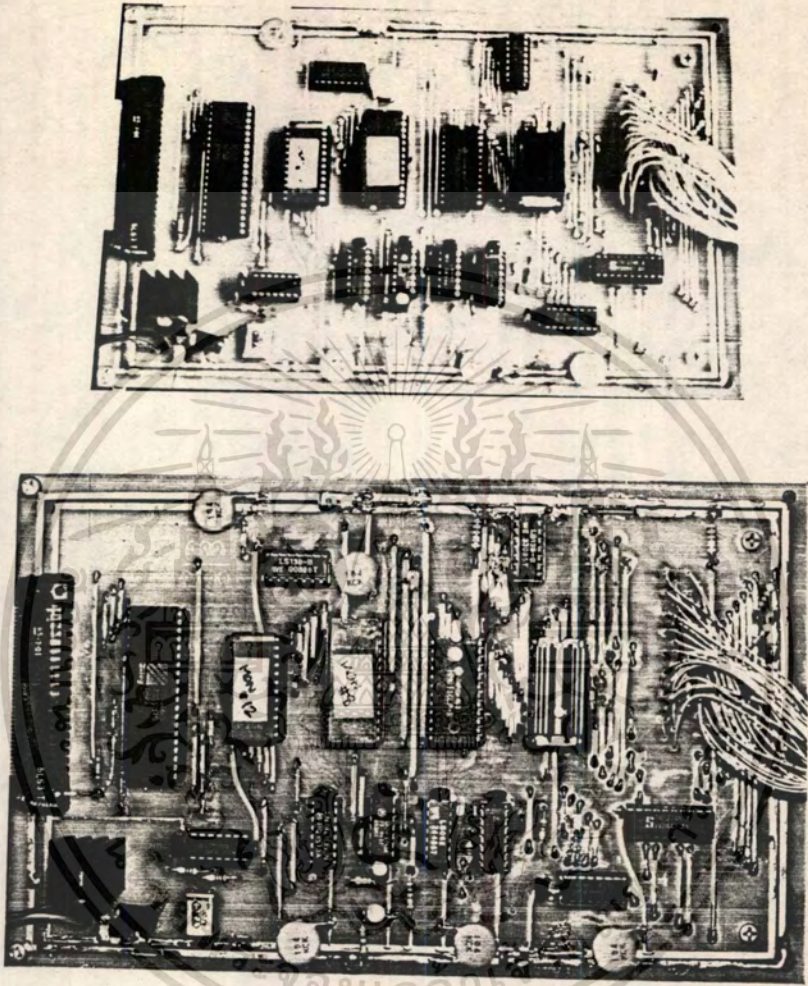
อีกหน้าที่หนึ่งของวงจรรวม 8279 คือ การแสดงผล สามารถแสดงผลได้ 16 หลัก มีแรมทำหน้าที่เก็บข้อมูลการแสดงผล 16 ไบต์ เครื่องมอโนเตอร์เลือกใช้ 10 หลัก เป็นการแสดงผลตัวเลขทางเลข 7 ส่วน 8 ไบต์ อีก 2 ไบต์ที่เหลือเป็นการแสดงผลสถานะต่างๆ ผ่านทางหลอดไดโอดเปล่งแสง



รูป 3.17 ส่วนประมวลผล

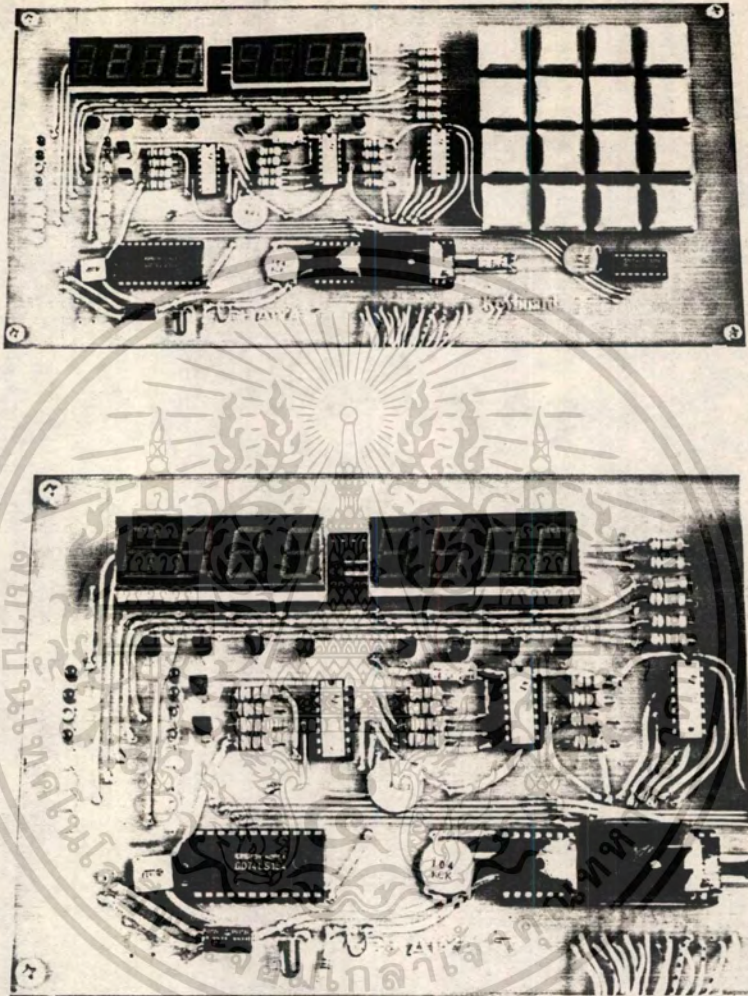
รูป 3.17.2 แสดงการต่อวงจรส่วนประมวลผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



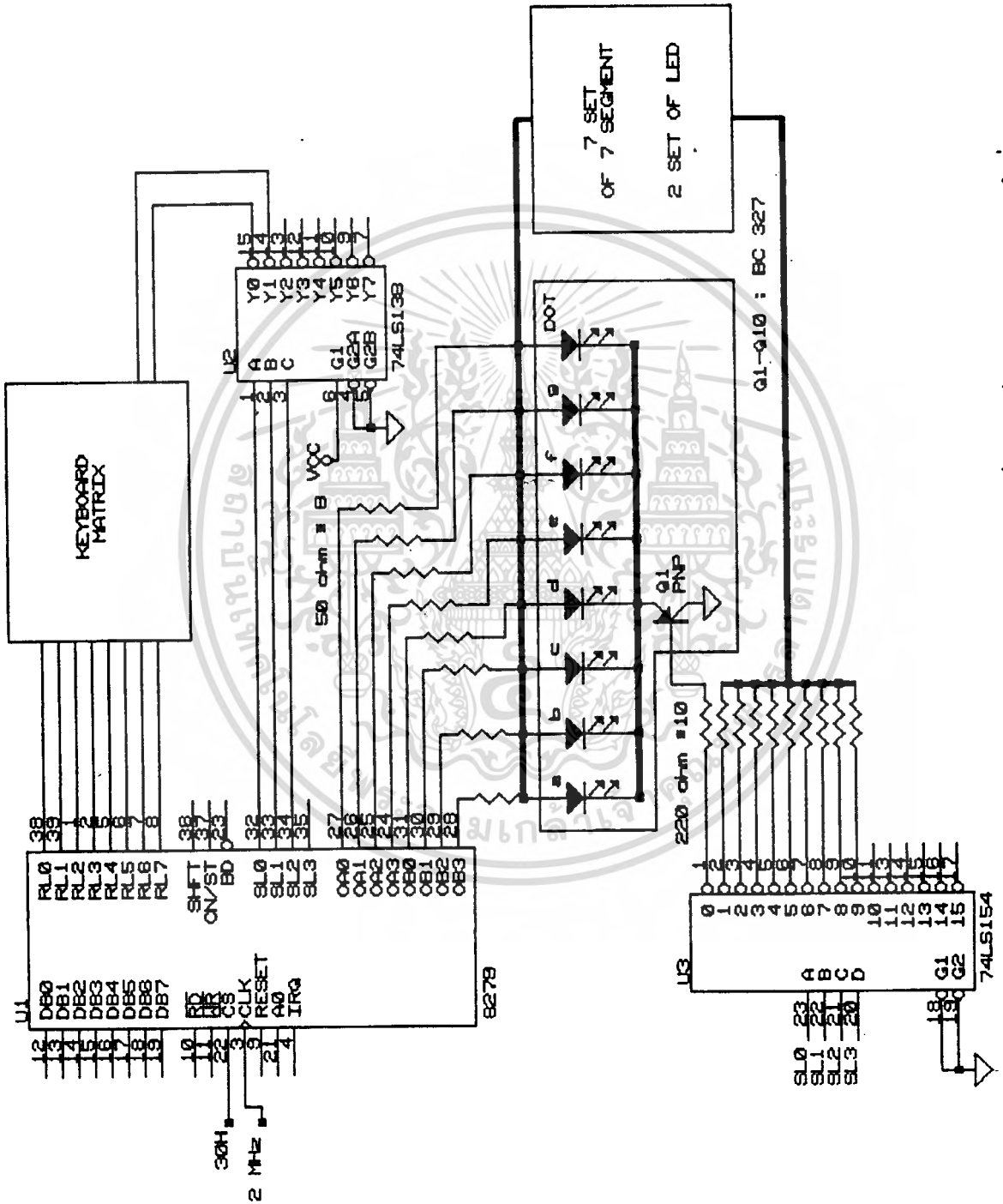
รูป 3.18 ภาพถ่ายส่วนประมวลผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.19 ภาพถ่ายส่วนแสดงผล และรับคำสั่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

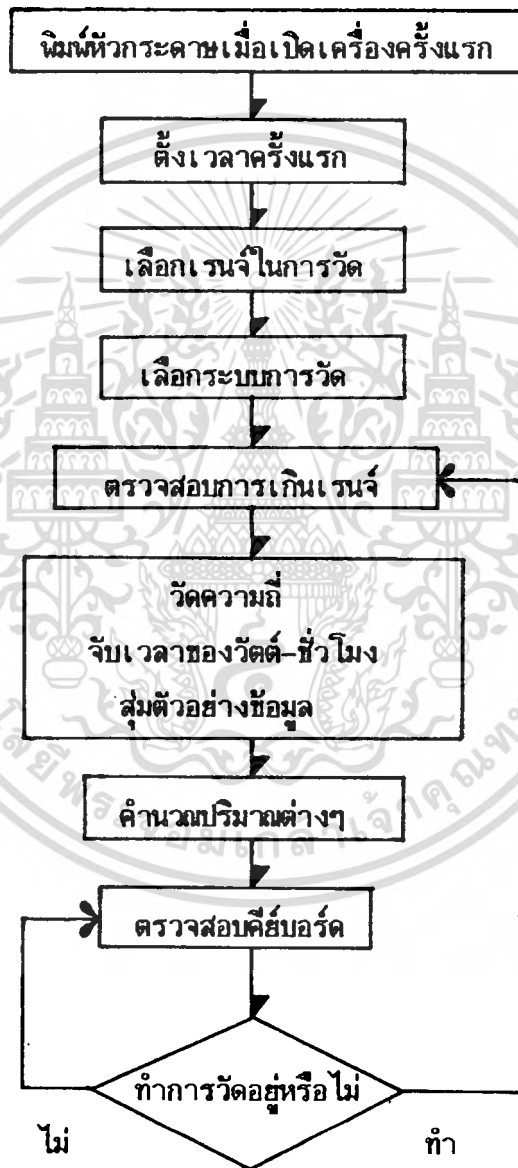


รูป 3.20 แสดงการต่อวงจรส่วนแสดงผล และรับคำสั่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4  
การใช้งานเครื่องมือวัดปริมาณทางไฟฟ้า

4.1 ภาพรวมขั้นตอนการทำงานของเครื่องมือวัด



รูป 4.1 ไดอะแกรมการทำงานของเครื่องมือวัดปริมาณทางไฟฟ้า

### การทำงาน อธิบายเป็นลำดับตามรูป 4.1 ดังต่อไปนี้

1. เมื่อเปิดเครื่อง ไมโครโปรเซสเซอร์ จะทำการกำหนดค่าเริ่มต้น ให้ อุปกรณ์ที่ต่ออยู่ คือ วงจรรวม 8253 , 8255 , 8279 รวมทั้งการกำหนดเรนจ์การวัด สูงสุดให้กับวงจรรขยาย หลังจากนั้นจึงพิมพ์หัวกระดาษทางเครื่องพิมพ์ความร้อน (ใช้สำหรับ เลื่อนกระดาษใหม่ด้วย )

รูป 4.2 ขณะเปิดเครื่องมอนิเตอร์

รูป 4.3 เป็นตำแหน่งต่างๆ ของคีย์และการแสดงผล

### 2. การตั้งเวลา

ในขั้นนี้จะมีคีย์ **TIME HR** สำหรับการตั้งเวลาที่เป็นชั่วโมง

และคีย์ **TIME MINUTE** สำหรับการตั้งเวลาที่เป็นนาที

เมื่อตั้งเวลาที่ต้องการแล้ว ให้กดคีย์ **ENTER** หรือถ้าไม่มีการกดคีย์ใดๆ ใน เวลา 5 วินาที โปรแกรมจะออกจากการตั้งเวลา ทำงานในส่วนต่อไป

การตั้งเวลาจะตั้งเมื่อมีการเปิดเครื่องครั้งแรก หรือเมื่อกดคีย์ **RESET**

### 3. การเลือกเรนจ์การวัด

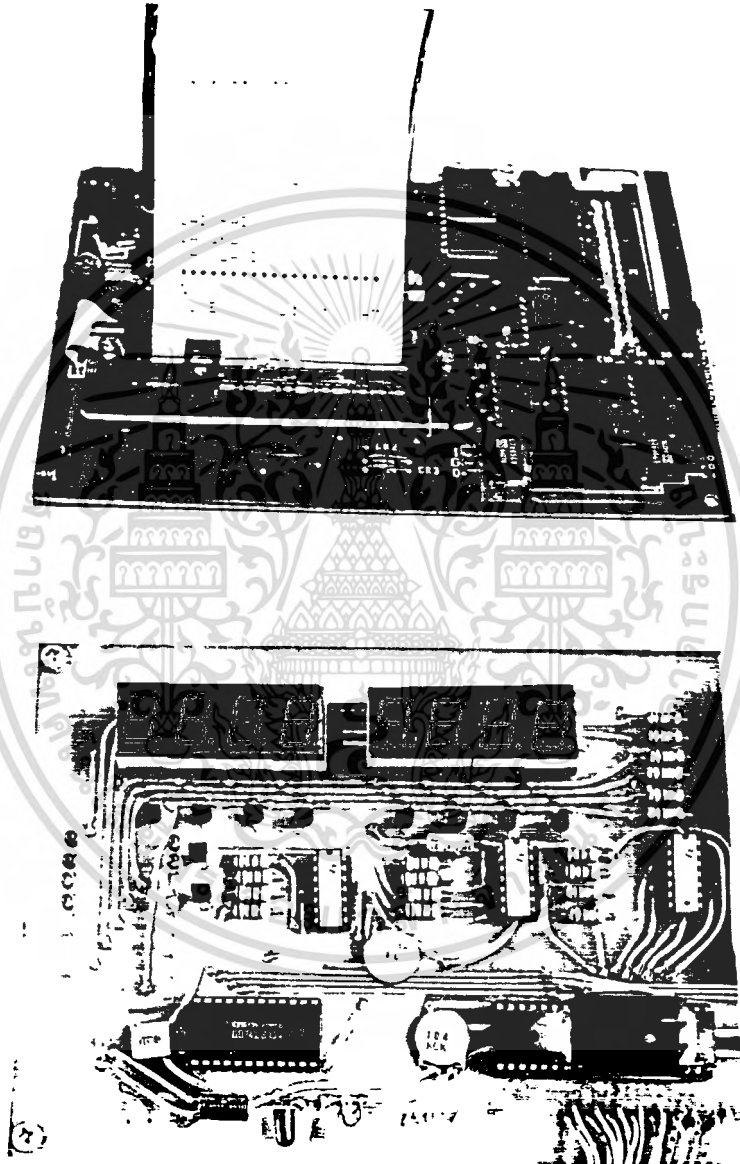
การทำงานขั้นตอนนี้ เป็นการกำหนดค่าเริ่มต้นการวัดที่เหมาะสมให้กับเครื่อง มอนิเตอร์ คือ การเลือกเรนจ์การวัด และประเภทการวัด

เรนจ์การวัดแบ่งออกเป็น

- เรนจ์การวัดศักดาไฟฟ้า ใช้คีย์ **RANGE V** ทำการเลือก

เรนจ์การวัดศักดาไฟฟ้า ประกอบด้วย

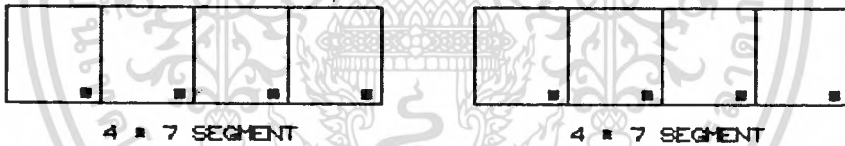
เรนจ์	150 โวลต์	ค่าสูงสุด	180 โวลต์
เรนจ์	260 โวลต์	ค่าสูงสุด	300 โวลต์
เรนจ์	420 โวลต์	ค่าสูงสุด	450 โวลต์
เรนจ์	600 โวลต์	ค่าสูงสุด	650 โวลต์



รูป 4.2 ขณะเริ่มเปิดเครื่องมอนิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RANGE V	RANGE I	TYPE	RESET
VOLT 1 AMP 1	WATT 1 VAR 1	PF 1 FREQ.	VA 1 WH
TIME HR	PHASE 2	PHASE 3	SUM/AVE
TIME MINUTE	RECORDER	PRINTER	ENTER



- FREQ. ERR.
- PRINTER
- PHASE 1
- PHASE 2
- PHASE 3
- SUM/AVE
- LEAD
- LAG
- OVER VOLTAGE
- OVER CURRENT
- VOLT/AMP
- WATT/VAR
- PF/FREQ.
- VA/WH
- KW/KVAR/KVA/KWH
- RECORDER ON

รูป 4.3 กำหนดคีย์บอร์ดและไดโอดเปล่งแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เรนจ์การวัดกระแส ใช้คีย์ **RANGE I** ทำการเลือก

เรนจ์การวัดกระแส ประกอบด้วย

เรนจ์	1.0 แอมป์	ค่าสูงสุด	1.5 แอมป์
เรนจ์	3.0 แอมป์	ค่าสูงสุด	4.5 แอมป์
เรนจ์	5.0 แอมป์	ค่าสูงสุด	6.5 แอมป์
เรนจ์	10.0 แอมป์	ค่าสูงสุด	12.5 แอมป์

การเลือก เรนจ์การวัดทั้งศักดาไฟฟ้าและกระแส เลือก ได้อิสระจากกัน  
การเลือกเป็นการเลือกแบบวนรอบ เมื่อเลือกเสร็จแล้วจะกดคีย์ **ENTER** หรือ รอ  
3 วินาทีก็ได้

#### 4. การเลือกระบบการวัด

คีย์ **TYPE** ใช้สำหรับเลือกระบบการวัด ที่ประกอบไปด้วย

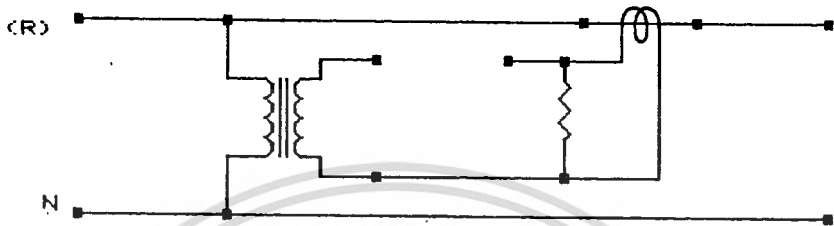
- การวัดระบบ 1 เฟส 2 สาย
- การวัดระบบ 3 เฟส 4 สาย
- การวัดระบบ 3 เฟส 3 สาย

รูป 4.4 แสดงการต่อหม้อแปลงศักดาไฟฟ้า และหม้อแปลงกระแส ตาม  
ประเภทการวัดแต่ละระบบ

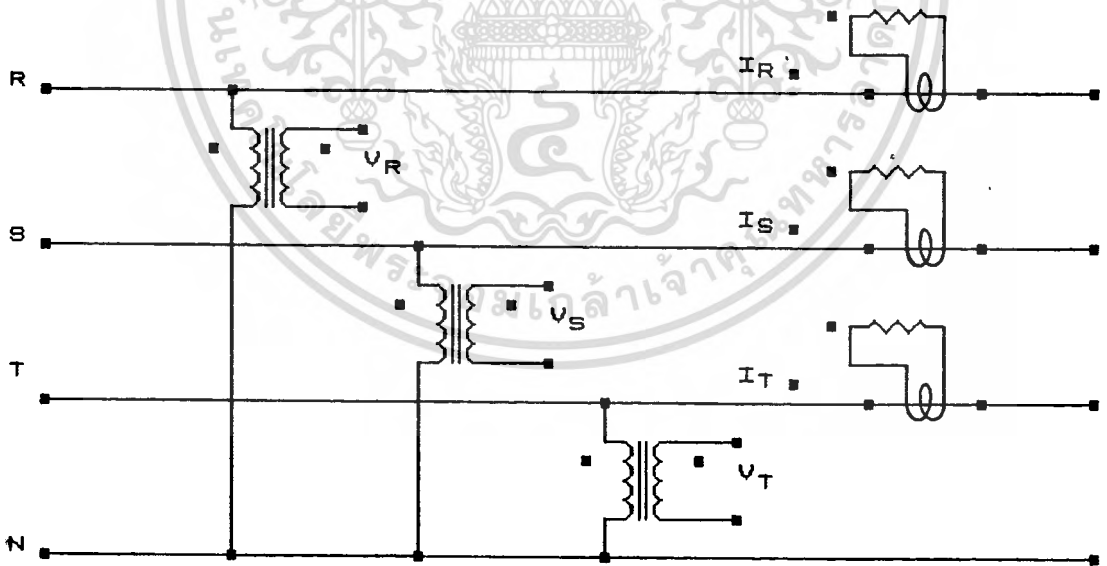
การเลือกระบบการวัดเป็นการเลือกแบบวนรอบเช่นกัน เมื่อเลือกเสร็จจะใช้  
คีย์ **ENTER** หรือรอ 3 วินาที ให้โปรแกรมทำงานขึ้นต่อไป

#### 5. การตรวจสอบการเกินเรนจ์

หลังการเลือกเรนจ์ในการวัด โปรแกรมจะทำการตั้งอัตราขยายให้กับส่วน  
ขยาย พร้อมกับทดสอบการเกินเรนจ์ ถ้ามีการเกินเรนจ์ โปรแกรมจะรอ 2 วินาที  
แล้วจะทดสอบเรนจ์ที่เลือกใหม่ ถ้าไม่เกินเรนจ์ก็ตั้งอัตราขยาย แต่ถ้าเกินเรนจ์เป็นครั้งที่  
ที่ 2 โปรแกรมจะเพิ่มให้เป็นเรนจ์ที่สูงขึ้น แล้วทำการทดสอบการเกินเรนจ์เช่นเดิม ถ้า  
ถึงเรนจ์สูงสุดแล้ว ยังเกินเรนจ์อยู่ โปรแกรมจะไม่ออกจากช่วงการทดสอบการเกินเรนจ์

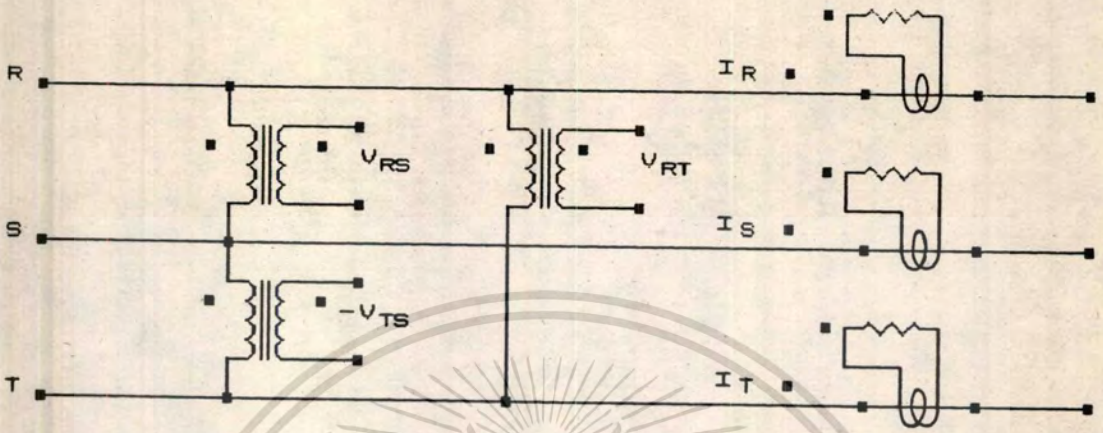


รูป 4.4.1 การต่อหม้อแปลงระบบ 1 เฟส 2 สาย

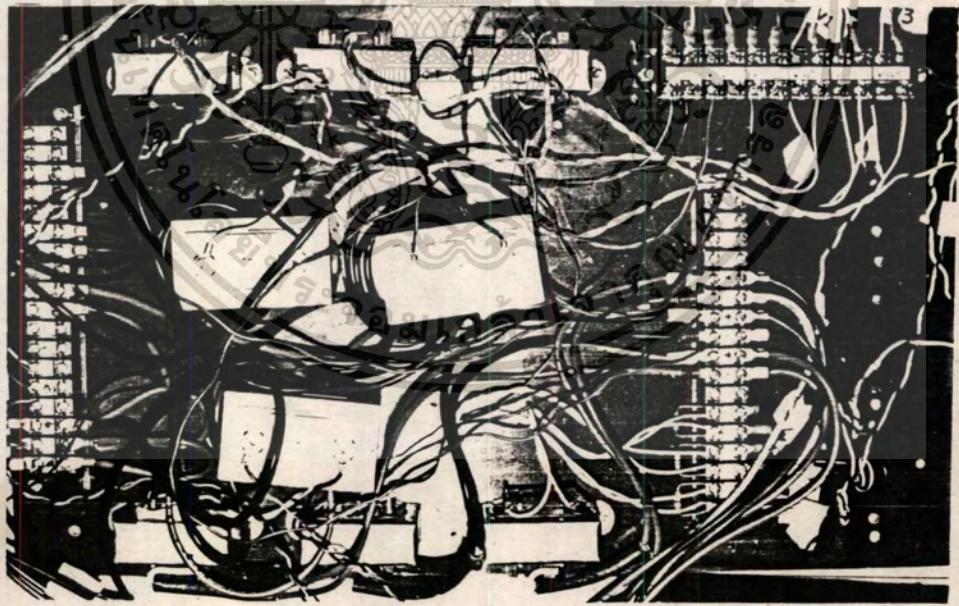


รูป 4.4.2 การต่อหม้อแปลงระบบ 3 เฟส 4 สาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.4.3 การต่อหม้อแปลงระบบ 3 เฟส 3 สาย



รูป 4.4.4 ภาพถ่ายส่วนการต่อหม้อแปลงที่ใช้งาน

รูป 4.4 แสดงการต่อหม้อแปลงศักดาไฟฟ้า และหม้อแปลงกระแส ตามประเภทการวัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเลือกระบบการวัด จะมีผลต่อการคำนวณค่าปริมาณทางไฟฟ้า การเลือกระบบการวัด ไม่ตรงกับการต่อหม้อแปลง จะได้ค่าปริมาณทางไฟฟ้าไม่ถูกต้อง

6. ในขั้นการคำนวณปริมาณทางไฟฟ้า ใช้สมการดังแสดงไว้ในบทที่ 2 และการคำนวณความถี่ในบทที่ 3

7. การใช้คีย์บอร์ด สำหรับการแสดงผล

คีย์ที่ใช้ในการแสดงผล ประกอบด้วย (โวลต์-แอมป์), (วัตต์-วาร์), (ตัวประกอบกำลัง-ความถี่) และ (วีเอ-วัตต์ชั่วโมง) สำหรับเฟส 1

การเลือกแสดงผลในเฟสที่ 2 , เฟสที่ 3 หรือผลรวม (หรือค่าเฉลี่ย) ใช้ร่วมกับข้อมูลในเฟส 1 ที่แสดงผลอยู่

ตัวอย่างเช่น ตัวแสดงผล แสดงผล (วัตต์-วาร์) อยู่ การกดคีย์เฟส 2 จะเป็นการแสดงผล (วัตต์-วาร์) ในเฟส 2 การกดคีย์ผลรวมจะแสดงผลรวมของ (วัตต์-วาร์)

8. การแสดงผลทางเครื่องพิมพ์ความร้อนและการตั้ง เวลารับันทึกผล

ข้อมูลปริมาณทางไฟฟ้าที่ได้จากการวัด สามารถแสดงผลออกทางเครื่องพิมพ์ความร้อนได้ โดยการใช้นิยามคีย์ **PRINTER** โปรแกรมจะทำการพิมพ์ข้อมูลเมื่อตรวจพบคีย์นี้

นอกเหนือจากการพิมพ์ด้วยคำสั่งทางคีย์บอร์ดแล้ว ยังสามารถตั้งเวลา การบันทึกข้อมูลได้โดยการกดคีย์ **TIME HR** และ **TIME MINUTE** สำหรับ ชั่วโมงและนาที ตามลำดับ

การบันทึกผลตามเวลาที่กำหนด ใช้นิยามคีย์ **RECORDER**

ช่วงเวลาการบันทึกผลแบ่งออกเป็นดังนี้

- การตั้งเวลารับบันทึกผลระดับชั่วโมง มี 1, 3, 5, 7, 9 และ 11 ชั่วโมง
- การตั้งเวลารับบันทึกผลระดับนาที มี 1, 3, 5, 10, 15, 30, 45 และ 55 นาที

เวลาดำสุดในการบันทึกระดับนาที คือ 1 นาที

เวลาดำสุดในการบันทึกระดับชั่วโมง คือ 1 ชั่วโมง 1 นาที

## 10. ความผิดพลาดของเครื่องมอนิเตอร์ปริมาณทางไฟฟ้า

การคำนวณหาความผิดพลาดของเครื่องมอนิเตอร์ ต้องการเงื่อนไข 2 ประการ คือ

1. สักคาไฟฟ้าและกระแสต้องมีค่า ' คงที่ ' และ
2. ความถี่มีค่า คงที่

### ในขณะทำการลุ่มตัวอย่าง

การแปลงอนาลอกเป็นดิจิตอล ของเครื่องมอนิเตอร์ ใช้ขนาด 11 บิต

ค่าความผิดพลาดของสักคาไฟฟ้าที่เต็มสเกล คือ

$$1/[2^{11}] * 100 = 0.0488 \text{ เปอร์เซ็นต์}$$

ค่าความผิดพลาดของกระแสที่เต็มสเกล คือ 0.0488 เปอร์เซ็นต์

ค่าความผิดพลาดของเครื่องมอนิเตอร์ที่เต็มสเกล คือ

$$0.0488 + 0.0488 = 0.0976 \text{ เปอร์เซ็นต์}$$

ต่อไปนี้เป็นตัวอย่างการวัด แสดงผลทางเครื่องพิมพ์ความร้อน

### 4.3 ข้อมูลตัวอย่างการวัดระบบ 1 เฟส 2 สาย

#### 4.3.1 การวัดด้านทาน

```

TYPE: 1 PHASE 2 WIRE
VOLTAGE :          VOLT
  PHASE R =        224
CURRENT :          AMP
  PHASE R =         1.8
EFFECTIVE POWER :
                    WATT
  PHASE R =         418
REACTIVE POWER : VAR
  PHASE R =         10
APPARENT POWER : VA
  PHASE R =         418
POWER FACTOR :
  PHASE R =         1.00
WATT-HOUR :        WHR
                    145
FREQUENCY :        HZ
  PHASE R =         49.9
TIME           12:54:46 AM
  
```

#### 4.3.2 การวัดเหนี่ยวนำ

```

TYPE: 1 PHASE 2 WIRE
VOLTAGE :          VOLT
  PHASE R =        220
CURRENT :          AMP
  PHASE R =         1.5
EFFECTIVE POWER :
                    WATT
  PHASE R =         28
REACTIVE POWER : VAR
  PHASE R =        339
APPARENT POWER : VA
  PHASE R =        340
POWER FACTOR :
  PHASE R =         0.08
WATT-HOUR :        WHR
                    19
FREQUENCY :        HZ
  PHASE R =         50.0
TIME           12:14:36 AM
  
```

#### 4.3.3 การวัดเก็บประจุ

```

TYPE: 1 PHASE 2 WIRE
VOLTAGE :          VOLT
  PHASE R =        222
CURRENT :          AMP
  PHASE R =         2.4
EFFECTIVE POWER :
                    WATT
  PHASE R =         15
REACTIVE POWER : VAR
  PHASE R =        -543
APPARENT POWER : VA
  PHASE R =         543
POWER FACTOR :
  PHASE R =        -0.02
WATT-HOUR :        WHR
                    90
FREQUENCY :        HZ
  PHASE R =         49.9
TIME           12:49:14 AM
%
  
```

#### 4.3.4 การวัดมอเตอร์

```

TYPE: 1 PHASE 2 WIRE
VOLTAGE :          VOLT
  PHASE R =        220
CURRENT :          AMP
  PHASE R =         1.5
EFFECTIVE POWER :
                    WATT
  PHASE R =         52
REACTIVE POWER : VAR
  PHASE R =        337
APPARENT POWER : VA
  PHASE R =        340
POWER FACTOR :
  PHASE R =         0.15
WATT-HOUR :        WHR
                    176
FREQUENCY :        HZ
  PHASE R =         49.9
TIME           12:12:26 AM
%
  
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4 ข้อมูลตัวอย่างการวัดระบบ 3 เฟส 4 สาย

##### 4.4.1 การวัดด้านทาน

##### 4.4.2 การวัดเหนี่ยวนำ

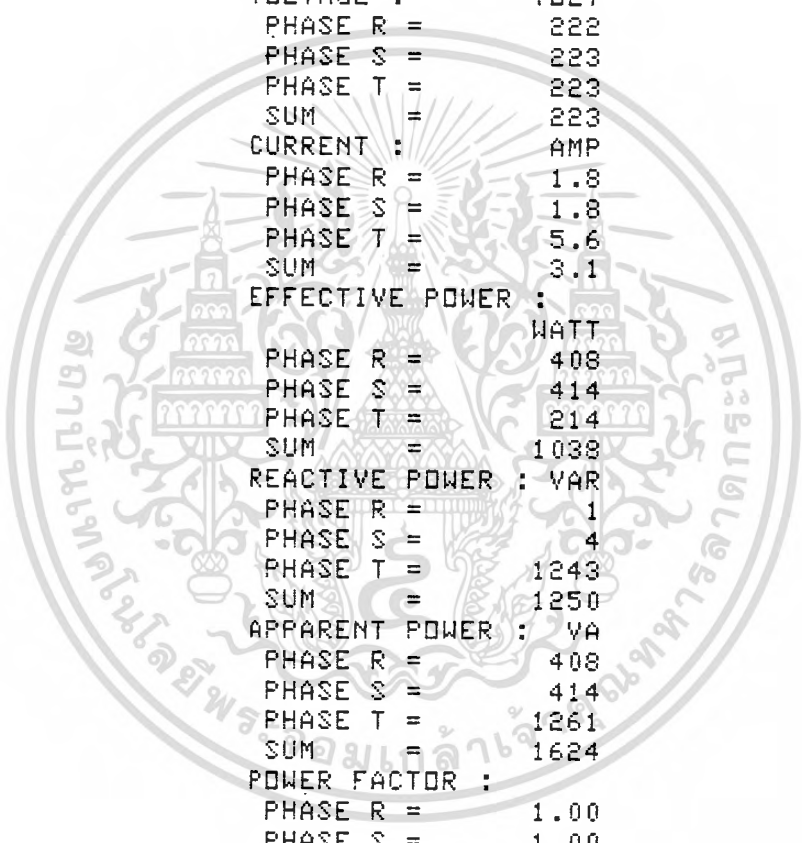
	TIME	12:29:09 AM
	%	
TYPE: 3 PHASE 4 WIRE	TYPE: 3 PHASE 4 WIRE	
VOLTAGE : VOLT	VOLTAGE : VOLT	
PHASE R = 224	PHASE R = 222	
PHASE S = 222	PHASE S = 220	
PHASE T = 222	PHASE T = 220	
SUM = 223	SUM = 221	
CURRENT : AMP	CURRENT : AMP	
PHASE R = 1.8	PHASE R = 1.5	
PHASE S = 1.6	PHASE S = 1.7	
PHASE T = 1.8	PHASE T = 1.4	
SUM = 1.7	SUM = 1.5	
EFFECTIVE POWER : WATT	EFFECTIVE POWER : WATT	
PHASE R = 418	PHASE R = 30	
PHASE S = 371	PHASE S = 36	
PHASE T = 406	PHASE T = 26	
SUM = 1196	SUM = 94	
REACTIVE POWER : VAR	REACTIVE POWER : VAR	
PHASE R = 11	PHASE R = 350	
PHASE S = 11	PHASE S = 375	
PHASE T = 10	PHASE T = 322	
SUM = 32	SUM = 1048	
APPARENT POWER : VA	APPARENT POWER : VA	
PHASE R = 418	PHASE R = 351	
PHASE S = 371	PHASE S = 376	
PHASE T = 406	PHASE T = 323	
SUM = 1196	SUM = 1052	
POWER FACTOR :	POWER FACTOR :	
PHASE R = 1.00	PHASE R = 0.08	
PHASE S = 1.00	PHASE S = 0.09	
PHASE T = 1.00	PHASE T = 0.08	
SUM = 1.00	SUM = 0.08	
WATT-HOUR : WHR	WATT-HOUR : WHR	
127	47	
FREQUENCY : HZ	FREQUENCY : HZ	
PHASE R = 49.9	PHASE R = 50.0	
TIME 12:54:11 AM	TIME 12:32:09 AM	
%	%	

## 4.4.3 ภาวะตัวเก็บประจุ

## 4.4.4 ภาวะมอเตอร์

	TIME	12:10:26 AM	
	%		
TYPE: 3 PHASE 4 WIRE	TYPE: 3 PHASE 4 WIRE		
VOLTAGE :	VOLT		
PHASE R =	222	PHASE R = 220	
PHASE S =	219	PHASE S = 218	
PHASE T =	220	PHASE T = 218	
SUM =	221	SUM = 219	
CURRENT :	AMP	CURRENT : AMP	
PHASE R =	2.4	PHASE R = 1.5	
PHASE S =	2.2	PHASE S = 1.4	
PHASE T =	2.4	PHASE T = 1.3	
SUM =	2.3	SUM = 1.4	
EFFECTIVE POWER :	WATT	EFFECTIVE POWER : WATT	
PHASE R =	15	PHASE R = 54	
PHASE S =	17	PHASE S = 4	
PHASE T =	16	PHASE T = 57	
SUM =	50	SUM = 116	
REACTIVE POWER :	VAR	REACTIVE POWER : VAR	
PHASE R =	-545	PHASE R = 338	
PHASE S =	-487	PHASE S = 322	
PHASE T =	-532	PHASE T = 280	
SUM =	-1564	SUM = 941	
APPARENT POWER :	VA	APPARENT POWER : VA	
PHASE R =	545	PHASE R = 342	
PHASE S =	487	PHASE S = 322	
PHASE T =	532	PHASE T = 285	
SUM =	1564	SUM = 948	
POWER FACTOR :		POWER FACTOR :	
PHASE R =	-0.02	PHASE R = 0.15	
PHASE S =	-0.03	PHASE S = 0.01	
PHASE T =	-0.03	PHASE T = 0.20	
SUM =	-0.03	SUM = 0.12	
WATT-HOUR :	WHR	WATT-HOUR : WHR	
	99	174	
FREQUENCY :	HZ	FREQUENCY : HZ	
PHASE R =	50.0	PHASE R = 49.9	
TIME	12:48:35 AM	TIME	12:11:48 AM
%		%	

## 4.4.5 เฟส T ภาระมอเตอร์, เฟส R และ S ภาระตัวต้านทาน



```

TYPE: 3 PHASE 4 WIRE
VOLTAGE :          VOLT
  PHASE R =         222
  PHASE S =         223
  PHASE T =         223
  SUM =             223
CURRENT :          AMP
  PHASE R =         1.8
  PHASE S =         1.8
  PHASE T =         5.6
  SUM =             3.1
EFFECTIVE POWER : WATT
  PHASE R =         408
  PHASE S =         414
  PHASE T =         214
  SUM =             1038
REACTIVE POWER : VAR
  PHASE R =          1
  PHASE S =          4
  PHASE T =        1243
  SUM =             1250
APPARENT POWER :  VA
  PHASE R =         408
  PHASE S =         414
  PHASE T =        1261
  SUM =             1624
POWER FACTOR :
  PHASE R =         1.00
  PHASE S =         1.00
  PHASE T =         0.16
  SUM =             0.63
WATT-HOUR :        WHR
                  720
FREQUENCY :        HZ
  PHASE R =        49.9
TIME      02:05:46 AM
%
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.5 ข้อมูลตัวอย่างการวัดระบบ 3 เฟส 3 สาย

##### 4.5.1 ภาวะตัวต้านทาน

##### 4.5.2 ภาวะตัวเหนี่ยวนำ

TIME 12:03:53 AM  
%

TYPE: 3 PHASE 3 WIRE  
VOLTAGE : VOLT  
PHASE RS = 385  
PHASE RT = 388  
PHASE TS = 380  
SUM = 383  
CURRENT : AMP  
PHASE R = 1.8  
PHASE S = 1.6  
PHASE T = 1.8  
SUM = 1.8

EFFECTIVE POWER : WATT  
SUM = 1239  
REACTIVE POWER : VAR  
SUM = 49  
APPARENT POWER : VA  
SUM = 1239  
POWER FACTOR :  
SUM = 1.00

WATT-HOUR : WHR  
133  
FREQUENCY : HZ  
PHASE R = 49.9  
TIME 12:07:24 AM  
%

TYPE: 3 PHASE 3 WIRE  
VOLTAGE : VOLT  
PHASE RS = 387  
PHASE RT = 388  
PHASE TS = 381  
SUM = 384  
CURRENT : AMP  
PHASE R = 1.5  
PHASE S = 1.6  
PHASE T = 1.4  
SUM = 1.5

EFFECTIVE POWER : WATT  
SUM = 76  
REACTIVE POWER : VAR  
SUM = 999  
APPARENT POWER : VA  
SUM = 1001

POWER FACTOR :  
SUM = 0.07  
WATT-HOUR : WHR  
87  
FREQUENCY : HZ  
PHASE R = 49.9  
TIME 12:44:34 AM  
%

## 4.5.3 ภาวะตัวเกินประจุ

## 4.5.4 ภาวะมอดเตอร์

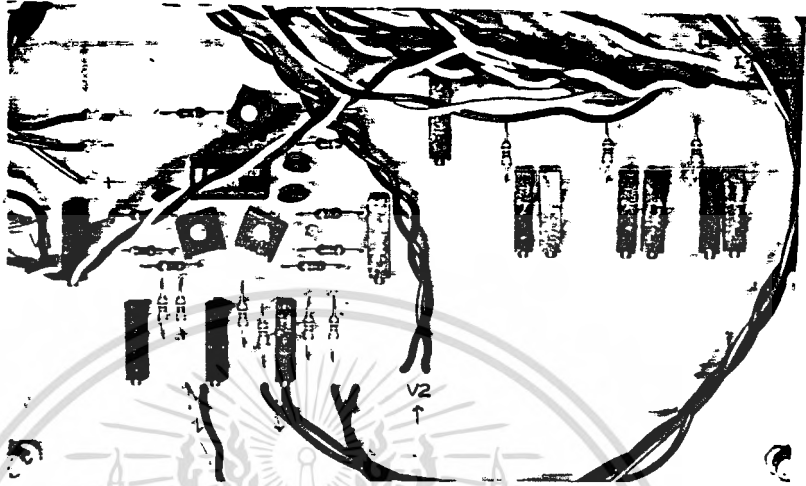
TYPE: 3 PHASE 3 WIRE		TYPE: 3 PHASE 3 WIRE	
VOLTAGE :	VOLT	VOLTAGE :	VOLT
PHASE RS =	384	PHASE RS =	380
PHASE RT =	386	PHASE RT =	382
PHASE TS =	378	PHASE TS =	375
SUM =	382	SUM =	378
CURRENT :	AMP	CURRENT :	AMP
PHASE R =	2.4	PHASE R =	1.5
PHASE S =	2.2	PHASE S =	1.4
PHASE T =	2.4	PHASE T =	1.3
SUM =	2.4	SUM =	1.4
EFFECTIVE POWER :	WATT	EFFECTIVE POWER :	WATT
SUM =	42	SUM =	136
REACTIVE POWER :	VAR	REACTIVE POWER :	VAR
SUM =	-1609	SUM =	937
APPARENT POWER :	VA	APPARENT POWER :	VA
SUM =	1609	SUM =	946
POWER FACTOR :		POWER FACTOR :	
SUM =	-0.02	SUM =	0.14
WATT-HOUR :	WHR	WATT-HOUR :	WHR
	88		172
FREQUENCY :	HZ	FREQUENCY :	HZ
PHASE R =	50.0	PHASE R =	49.9
TIME	12:46:46 AM	TIME	12:10:17 AM
%		%	

#### 4.6 การปรับแต่งเครื่องมอนิเตอร์

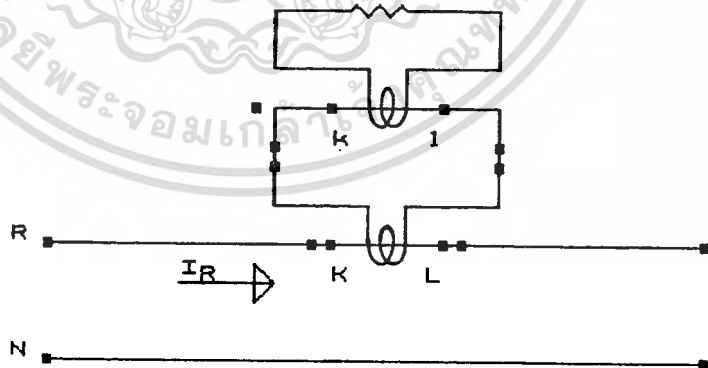
การปรับแต่งเครื่องมือวัด ใช้การปรับมุมของตีกดาไฟฟ้า เมื่อภาระเป็นตัวเหนี่ยวนำ เทียบกับอนาล็อกวัตต์มิเตอร์ประเภทตัวประกอบกำลังต่ำ (0.2) ในการวัดระบบ 3 เฟส 4 สาย โดยการปรับ R 500 k ในวงจรปรับเลื่อนมุมและทริมพอร์ตในวงจรการนำหม้อแปลงตีกดาไฟฟ้าไปใช้

#### 4.7 การต่อหม้อแปลงกระแสขนาดใหญ่ กับ หม้อแปลงกระแสของ เครื่องมอนิเตอร์

ถ้าต้องการให้เครื่องมอนิเตอร์วัดกระแสได้มากกว่า 10 แอมป์ จำเป็นต้องมีการต่อหม้อแปลงกระแสขนาดใหญ่ กับ หม้อแปลงกระแสของเครื่องมอนิเตอร์ การต่อเป็นไปตามรูป 4.6 และต้องทำการปรับแต่งเครื่องมอนิเตอร์ใหม่

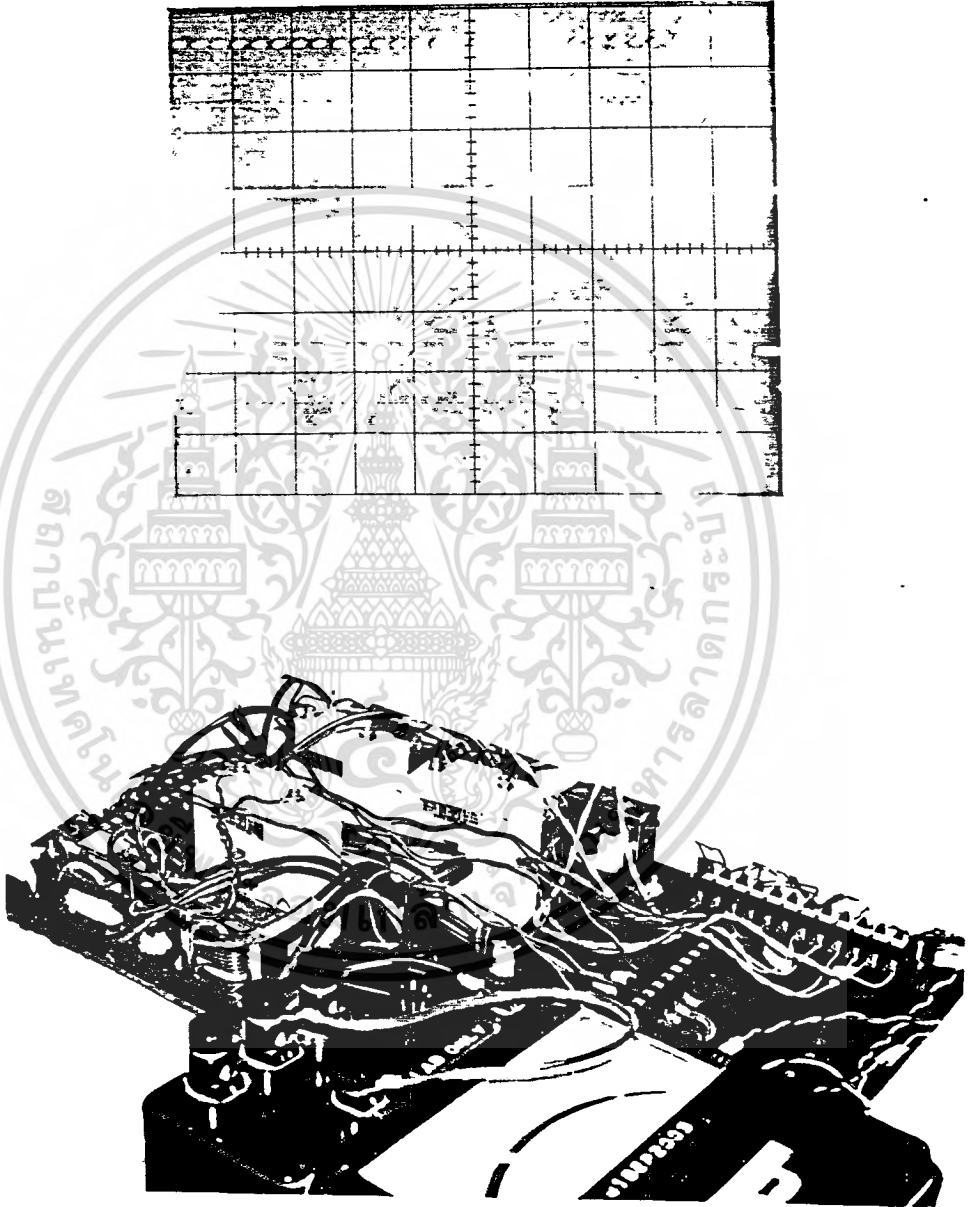


รูป 4.5 ภาพถ่ายแผ่นวงจรพิมพ์สำหรับการปรับเลือนมุมของตุ๊กตาไฟฟ้า

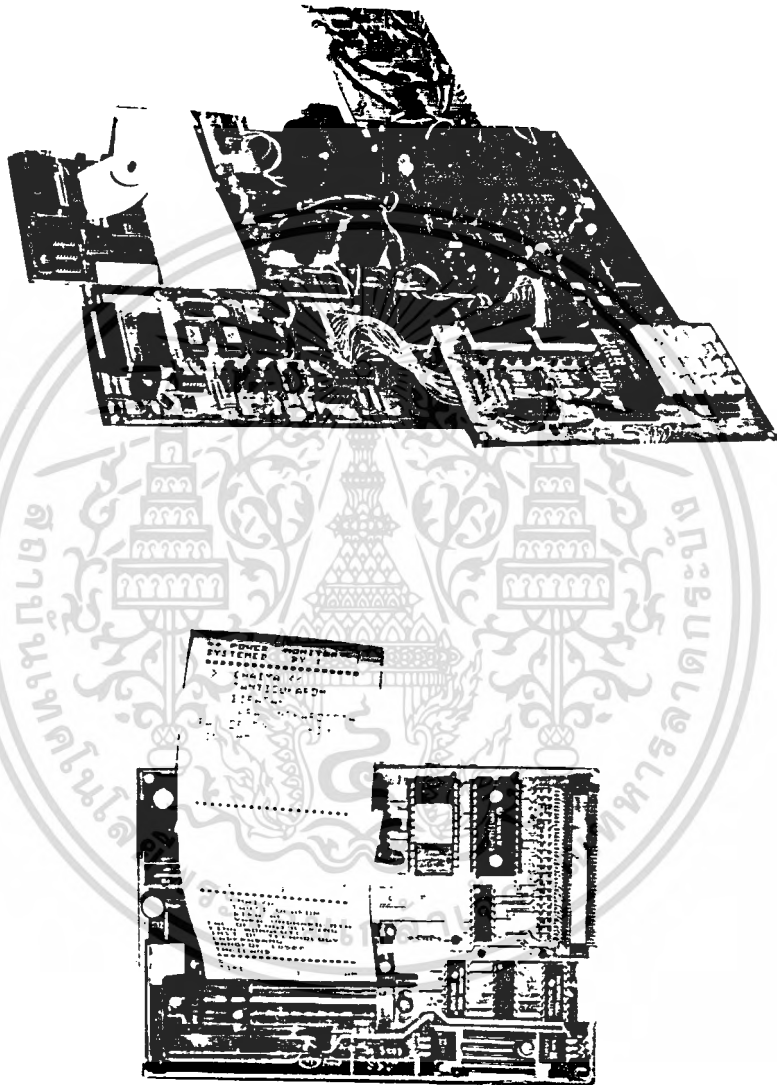


รูป 4.6 การต่อหม้อแปลงกระแสขนาดใหญ่ กับหม้อแปลงกระแสของเครื่องมอไนเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.7 ภาพถ่ายเครื่องมอนิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPE: 3 PHASE 4 WIRE  
 VOLTAGE : VOLT  
 PHASE R = 224  
 PHASE S = 222  
 PHASE T = 224  
 SUM = 224  
 CURRENT : AMP  
 PHASE R = 1.8  
 PHASE S = 1.6  
 PHASE T = 1.8  
 SUM = 1.8  
 EFFECTIVE POWER : WATT  
 PHASE R = 423  
 PHASE S = 378  
 PHASE T = 416  
 SUM = 1218  
 REACTIVE POWER : VAR  
 PHASE R = 12  
 PHASE S = 10  
 PHASE T = 11  
 SUM = 33  
 APPARENT POWER : VA  
 PHASE R = 423  
 PHASE S = 378  
 PHASE T = 416  
 SUM = 1218  
 POWER FACTOR :  
 PHASE R = 1.00  
 PHASE S = 1.00  
 PHASE T = 1.00  
 SUM = 1.00  
 WATT-HOUR : WHR  
 212  
 FREQUENCY : HZ  
 PHASE R = 50.0  
 TIME 12:11:10 AM  
 %

TYPE: 3 PHASE 4 WIRE  
 VOLTAGE : VOLT  
 PHASE R = 225  
 PHASE S = 223  
 PHASE T = 224  
 SUM = 224  
 CURRENT : AMP  
 PHASE R = 1.8  
 PHASE S = 1.7  
 PHASE T = 1.8  
 SUM = 1.8  
 EFFECTIVE POWER : WATT  
 PHASE R = 424  
 PHASE S = 379  
 PHASE T = 417  
 SUM = 1222  
 REACTIVE POWER : VAR  
 PHASE R = 12  
 PHASE S = 10  
 PHASE T = 10  
 SUM = 33  
 APPARENT POWER : VA  
 PHASE R = 424  
 PHASE S = 379  
 PHASE T = 417  
 SUM = 1222  
 POWER FACTOR :  
 PHASE R = 1.00  
 PHASE S = 1.00  
 PHASE T = 1.00  
 SUM = 1.00  
 WATT-HOUR : WHR  
 314  
 FREQUENCY : HZ  
 PHASE R = 49.9  
 TIME 12:16:10 AM  
 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPE: 3 PHASE 4 WIRE	TYPE: 3 PHASE 4 WIRE
VOLTAGE : VOLT	VOLTAGE : VOLT
PHASE R = 224	PHASE R = 225
PHASE S = 222	PHASE S = 222
PHASE T = 223	PHASE T = 224
SUM = 224	SUM = 224
CURRENT : AMP	CURRENT : AMP
PHASE R = 1.8	PHASE R = 1.8
PHASE S = 1.6	PHASE S = 1.6
PHASE T = 1.8	PHASE T = 1.8
SUM = 1.8	SUM = 1.8
EFFECTIVE POWER : WATT	EFFECTIVE POWER : WATT
PHASE R = 422	PHASE R = 424
PHASE S = 378	PHASE S = 377
PHASE T = 415	PHASE T = 416
SUM = 1216	SUM = 1219
REACTIVE POWER : VAR	REACTIVE POWER : VAR
PHASE R = 12	PHASE R = 12
PHASE S = 10	PHASE S = 10
PHASE T = 11	PHASE T = 10
SUM = 34	SUM = 33
APPARENT POWER : VA	APPARENT POWER : VA
PHASE R = 422	PHASE R = 424
PHASE S = 378	PHASE S = 377
PHASE T = 415	PHASE T = 416
SUM = 1216	SUM = 1219
POWER FACTOR :	POWER FACTOR :
PHASE R = 1.00	PHASE R = 1.00
PHASE S = 1.00	PHASE S = 1.00
PHASE T = 1.00	PHASE T = 1.00
SUM = 1.00	SUM = 1.00
WATT-HOUR : WHR	WATT-HOUR : WHR
	517
FREQUENCY : HZ	FREQUENCY : HZ
PHASE R = 50.0	PHASE R = 49.9
TIME 12:21:10 AM	TIME 12:26:10 AM
%	%

รูป 4.8 แสดงการทดสอบการตั้งเวลายันทิกผล และทดสอบความถูกต้องของ  
การคำนวณ วัตต์-ชั่วโมง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5  
สรุปผลการวิจัย

การวิจัยเรื่องมอเตอร์ปริมาณทางไฟฟ้า ที่ได้พัฒนาสำเร็จจุลวงไปนี้ เป็น เครื่องมือวัด ที่ใช้ไมโครโพรเซสเซอร์ ทำการวัดและคำนวณ ในระบบ 3 เฟส ด้วย ทฤษฎีการลุ่มตัวอย่าง

1. ในการคำนวณหาปริมาณทางไฟฟ้า การคำนวณจากข้อมูลดิบที่ได้จากการ ลุ่มตัวอย่างจะให้ผลดีที่สุด กล่าวคือ การหาค่ากำลังไฟฟ้าแอมพาเรนท์ สามารถหาได้จาก

1. โวลต์ คูณกับ แอมป์
- หรือ 2.  $[\text{วัตต์}^2 + \text{วาร์}^2]^{1/2}$

แต่จากการคำนวณหาโดยทั่วไป จะใช้วิธีที่ 1 เนื่องจากปัญหาที่ไม่สามารถหา ค่า วาร์ ได้พร้อมๆกับค่า วัตต์

พิจารณารายละเอียดข้อมูล ที่เก็บไว้ใช้ในการคำนวณ ของเครื่องมอเตอร์ ปริมาณทางไฟฟ้า คือ

ทศนิยม 1 หลัก สำหรับ คิกดาไฟฟ้า และ

ทศนิยม 2 หลัก สำหรับ กระแสไฟฟ้า

ตัวอย่างในการคำนวณ

สมมติว่า คิกดาไฟฟ้า อ่านได้ 220.3 โวลต์  
กระแสไฟฟ้าอ่านได้ 5.14 แอมป์

และสมมติว่า กระแส ตาม คิกดาไฟฟ้า อยู่ 10 องศา จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \text{กำลังไฟฟ้า} &= 220.3 * 5.14 * \cos 10^\circ \\ &= 1115 \text{ วัตต์} \end{aligned}$$

เมื่อเครื่องมอเตอร์ คิดค่าวัตต์ที่ไม่มีรายละเอียดของทศนิยม

ถ้าข้อมูลดิบ คือ

คิกดาไฟฟ้า 220.30 โวลต์  
กระแสไฟฟ้า 5.144 แอมป์

$$\begin{aligned} \text{กำลังไฟฟ้า} &= 220.3 * 5.144 * \cos 10^\circ \\ &= 1116 \text{ วัตต์} \end{aligned}$$

จะเห็นได้ว่า กระแสไฟฟ้าที่เปลี่ยนไปเพียง 0.004 แอมป์ ทำให้กำลังไฟฟ้าย่นสั้นไปได้อีก 1 วัตต์

จากข้อสังเกตนี้ เมื่อเทียบกับระบบที่มีรายละเอียด ( PRECISION ) และความถูกต้อง ( ACCURACY ) เท่ากัน ระบบในการคำนวณ ยังมีผลต่อค่าความเชื่อถือได้ ระบบที่ใช้การคำนวณจากข้อมูลดิบทั้งหมด จะให้ค่าความเชื่อถือได้สูงกว่า ระบบที่ใช้การคำนวณหาปริมาณตัวอื่นจากปริมาณที่คำนวณไว้แล้ว

2. ในการวัดระบบ 3 เฟส 3 สาย จะปรากฏผลที่ทำให้เกิดความผิดพลาดได้ เมื่อทำการวัดในระบบที่ไม่สมดุล ความผิดพลาดนี้เกิดจากผลทางระบบการคำนวณหาเครื่องหมาย หรือการแยกแยะว่า สภาพของภาระคือ ตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำ หรือ ตัวเก็บประจุ เนื่องจากการหาค่ากำลังไฟฟ้านอกทีฟ สามารถหาได้ 2 วิธี

1. หากจากความสัมพันธ์ของ โวลต์ แอมป์ และวัตต์

วิธีการนี้ไม่สามารถให้เครื่องหมายได้

2. หากจากข้อมูลจากวัตต์มิเตอร์ 2 ตัว

สมมติว่า วัตต์มิเตอร์ตัวที่ 1 อ่าน

$$W1 = \sqrt{3} \cdot VI \cos(30^\circ + \phi)$$

วัตต์มิเตอร์ตัวที่ 2 อ่าน

$$W2 = \sqrt{3} \cdot VI \cos(30^\circ - \phi)$$

ความสัมพันธ์  $W2 - W1$  ได้

$$W2 - W1 = 3 \cdot VI \sin(\phi)$$

ในกรณีที่ภาระสมดุล  $W2 - W1$  จะให้เครื่องหมายถูกต้อง แต่กรณีที่ภาระไม่สมดุล ไม่ว่าจะกรณี  $W2$  น้อยลงในขณะที่  $W1$  คงที่ หรือ  $W1$  มากขึ้นในขณะที่  $W2$  คงที่ จะทำให้เครื่องหมายของกำลังไฟฟ้านอกทีฟ ผิดไปได้ ผลที่เห็นได้ชัด คือ การวัดภาระตัวต้านทาน

ดังนั้น การวัดระบบ 3 เฟส 4 สาย จะให้ข้อมูลที่มีความถูกต้องมากกว่า การวัดระบบ 3 เฟส 3 สาย

## ภาคผนวก 1

หม้อแปลงสัปดาห์ไฟฟ้าใช้ในการตรวจจับสัญญาณป้อนเข้า ใช้แกนขนาด 4 ตารางเซนติเมตร กำหนดความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก เท่ากับ 1 เทสลา

จากสมการ  $E = 4.44FNBA$

เมื่อ  $E$  คือ สัปดาห์ไฟฟ้า

$F$  คือ ความถี่ที่ใช้งาน ในที่นี้คือ 50 เฮิร์ต

$N$  คือ จำนวนรอบ

$B$  คือ ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก

$A$  คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน

จากการออกแบบและพันทดสอบโดยพันลวดให้เต็มที่ว่าง ได้จำนวนรอบทางด้านปฐมภูมิ 6000 รอบ และ 20 รอบทุติยภูมิ

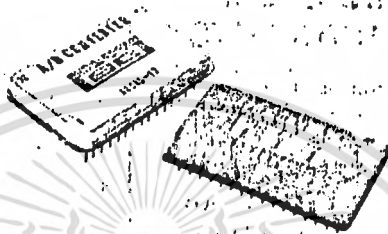
หลังจากที่ได้ออกแบบหม้อแปลงสัปดาห์ไฟฟ้าแล้ว ได้มีการทดสอบหม้อแปลงสัปดาห์ไฟฟ้า โดยการวัดเทียบสัญญาณระหว่างด้านปฐมภูมิ และด้านทุติยภูมิ โดยพิจารณาถึงความผิดพลาดอันอาจจะเกิดได้จาก อัตราส่วนสัปดาห์ไฟฟ้าผิดพลาด และ ค่ามุมผิดพลาดระหว่างปฐมภูมิและทุติยภูมิ จากการวัดทดสอบ ค่าความผิดพลาดทั้งสองมีค่าน้อยมาก เมื่อนำหม้อแปลงสัปดาห์ไฟฟ้าและหม้อแปลงกระแสมาวัดเปรียบเทียบ โดยที่มีภาระเป็นตัวต้านทาน ค่าความผิดพลาดทางมุมที่เกิดขึ้นจึงน่าจะเป็นผลมาจากหม้อแปลงกระแส การพิจารณาถึงความผิดพลาดที่เกิดขึ้น จึงพิจารณาแต่เฉพาะที่หม้อแปลงกระแส เป็นการยึดถือให้สัญญาณที่ได้จากหม้อแปลงสัปดาห์ไฟฟ้า เป็นสัญญาณอ้างอิง

**ภาคผนวก 2**  
**การจัดพอร์ตของ 8255**

- พอร์ต A และ พอร์ต PC4-PC7 ( 12 บิต )  
สำหรับข้อมูลดิจิทัลรับจากการแปลงอนาลอกเป็นดิจิทัล
- พอร์ต PC0-PC3  
PC0-PC2 ใช้เลือกข้อมูลอนาลอกเพื่อป้อนให้การแปลงอนาลอกเป็นดิจิทัล  
PC3 ใช้เป็นคำสั่ง เริ่มทำงานของการแปลงอนาลอกเป็นดิจิทัล
- พอร์ต B สำหรับการทดสอบสภาวะของเครื่องมอไนเตอร์ จัดไว้ดังนี้
  - PB0 เครื่องกำลังทำการวัด เมื่อมีสถานะเป็น 1
  - PB1 คาบเวลาของสัญญาณที่ถูกวัดความถี่
  - PB2 สักดาไฟฟ้าเกินเรนจ์ เมื่อมีสถานะเป็น 1
  - PB3 กระแสไฟฟ้าเกินเรนจ์ เมื่อมีสถานะเป็น 1
  - PB4 สัญญาณการลุ่มตัวอย่าง
  - PB5 การแปลงอนาลอกเป็นดิจิทัลทำงานเสร็จ เมื่อมีสถานะเป็น 0
  - PB6 มีข้อมูลอยู่ในคีย์บอร์ดแรม เมื่อมีสถานะเป็น 1
  - PB7 ว่าง

ภาคผนวก 3  
รายละเอียดอุปกรณ์บางตัว

ADC85C-12



ADC84  
ADC85

## IC ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTERS

### FEATURES

- **COMPACT DESIGN** - Self-contained with internal clock, comparator, reference, and input buffer amplifier  
32-pin ceramic or hermetic metal package
- **FAST CONVERSION SPEEDS**  
Provide Fast Signal Sampling Rates  
12-bits - 10 $\mu$ sec, 10-bits - 6 $\mu$ sec  
Faster conversion speeds obtainable with "Short-Cycling" and adjustable clock rate
- **LOW COST** - ADC84KG-12

### DESCRIPTION

The ADC84 and ADC85 families of 10- and 12-bit analog-to-digital converters utilize state-of-the-art IC and laser-trimmed thin-film components, and are packaged in a compact 32-pin dual-in-line packages.

Complete with internal reference and input buffer amplifier, they offer versatility and performance formerly offered only in larger modular or rack-mount packages.

Thin-film internal scaling resistors are provided for the selection of analog input signal ranges of  $\pm 2.5V$ ,  $\pm 5V$ ,  $\pm 10V$ , 0 to  $+5V$  or 0 to  $+10V$ . Gain and offset errors may be externally trimmed to zero, offering initial accuracies of better than  $\pm 0.012\%$  ( $\pm 1/21.5B$ ).

The fast conversion speeds of 10 $\mu$ sec for 12-bit and 6 $\mu$ sec for 10-bit resolution make these ADC's excellent for a wide range of applications where system throughput sampling rates from 100kHz to 120kHz are required. In addition, they may be short cycled and the clock rate control may be used to obtain faster conversion speeds at low resolutions.

Data is available in parallel and serial form with corresponding clock and status signals. All digital input and output signals are DTL/TTL-compatible. Power supply voltages are  $\pm 15VDC$  and  $+5VDC$ .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการลูกค้าเท่านั้น ไม่ควรนำออกไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

International Airport Industrial Park - P.O. Box 11400 - Tucson, Arizona 85734 - Tel. (602) 746-1111 - Tlx: 810-052-1111 - Cable: BURCORP - Telex: 66-8481

## DISCUSSION OF PERFORMANCE

The accuracy of a successive approximation A/D converter is described by the transfer function shown in Figure 1. All successive approximation A/D converters have an inherent Quantization Error of  $\pm 1/2$ LSB. The remaining errors in the A/D converter are combinations of analog errors due to the linear circuitry, matching and tracking properties of the ladder and scaling networks, power supply rejection, and reference errors. In summary, these errors consist of initial errors including Gain, Offset, Linearity, Differential Linearity and Power Supply Sensitivity. Initial Gain and Offset errors may be adjusted to zero. Gain drift over temperature rotates the line (Figure 1) about the zero or minus full scale point (all bits OFF) and Offset drift shifts the line left or right over the operating temperature range. Linearity error is unadjustable and is the most meaningful indicator of A/D converter accuracy. Linearity error is the deviation of an actual bit transition from the ideal transition value at any level over the range of the A/D converter. A Differential Linearity error of  $\pm 1/2$ LSB means that the width of each bit step over the range of the A/D converter is  $1$ LSB  $\pm 1/2$ LSB.

The ADC84 and ADC85 are also monotonic, assuring that the output digital code either increases or remains

the same for increasing analog input signals. Burr-Brown also guarantees that these converters will have no missing codes over a specified temperature range.

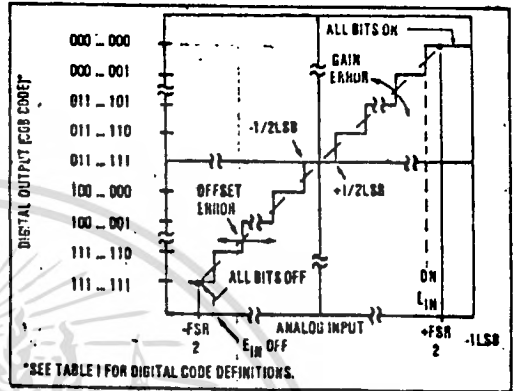


FIGURE 1. Input vs Output for an Ideal Bipolar A/D Converter.

## TIMING CONSIDERATIONS

The timing diagram of the ADC's (see Figure 2) assumes an analog input such that the positive true digital word 100110001001 exists. The output will be complementary as shown in Figure 2 (011001110110 is the digital output).

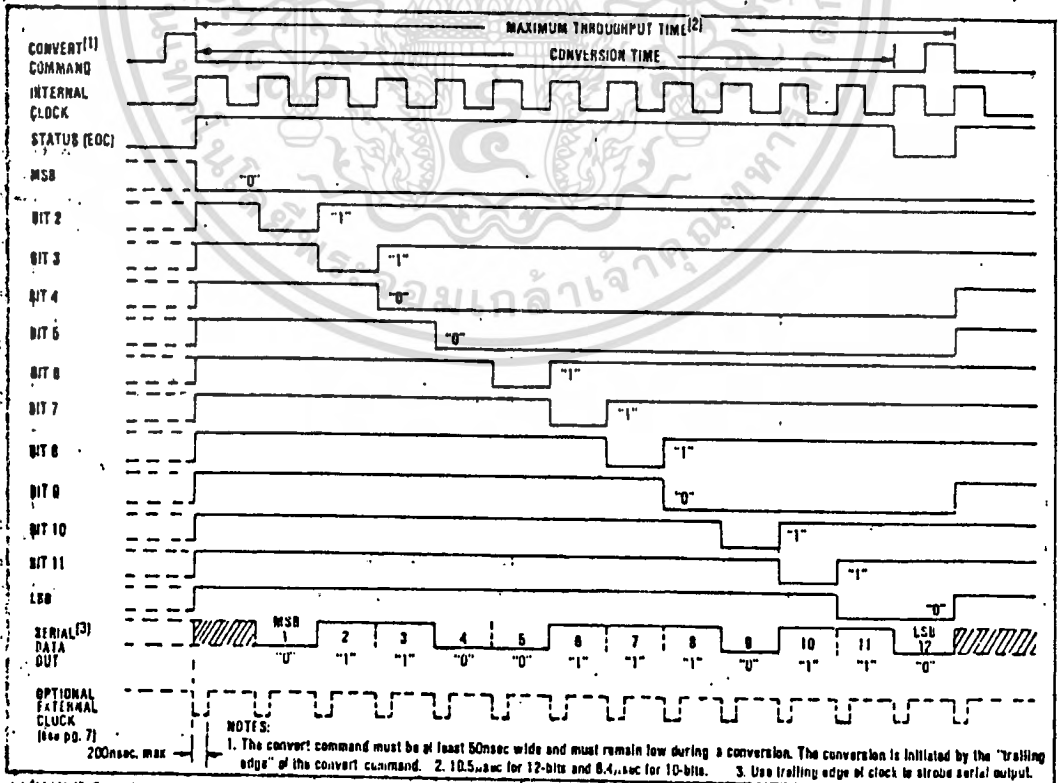


FIGURE 2. ADC84 and ADC85 Timing Diagram.

ADC84

# SPECIFICATIONS

## ELECTRICAL

Typical at +25°C and rated power supplies otherwise noted

MODEL	ADC85		ADC85C		ADC84KG		UNITS
	10	12	10	12	10	12	
<b>RESOLUTION</b>							BITS
<b>INPUT</b>							
<b>ANALOG INPUTS</b>							
Voltage Ranges							V
Bipolar	±2.5, ±5, ±10						V
Unipolar	0 to +5, 0 to +10						V
Impedance (Direct Input)							k $\Omega$
0 to +5V, ±2.5V	25						k $\Omega$
0 to +10V, ±5V	5						k $\Omega$
±10V	10						k $\Omega$
Buffer Amplifier							M $\Omega$
Impedance, min	100						M $\Omega$
Bias Current	50						nA
Settling Time (to 0.01% for 20V step <sup>1</sup> )	2						$\mu$ sec
<b>DIGITAL INPUTS<sup>(2)</sup></b>							
Convert Command	Positive pulse 50nsec wide, min. Trailing Edge "1" to "0" initiates conversion						TTL Load
Logic Loading	1						
External Clock	See External Clock paragraph						
<b>TRANSFER CHARACTERISTICS</b>							
<b>ERROR</b>							
Gain Error	±0.1, Adjustable to zero						% of FSR <sup>(3)</sup>
Offset Error	Adjustable to zero						% of FSR
Unipolar	±0.05						% of FSR
Bipolar	±0.1						% of FSR
Linearity Error, max <sup>(4)</sup>	±0.048	±0.012	±0.048	±0.012	±0.048	±0.012	LSB
Inherent Quantization Error	±1/2						LSB
Differential Linearity Error	±1/2						LSB
No Missing Codes	-25 to +85	0 to +70	0 to +70	0 to +70	0 to +70	0 to +70	°C
Power Supply Sensitivity							% of FSR/%V <sub>S</sub>
±15VDC	±0.004						% of FSR/%V <sub>S</sub>
+5VDC	±0.001						% of FSR/%V <sub>S</sub>
<b>DRIFT</b>							
Specification Temperature Range	-25 to +85		0 to +70		0 to +70		°C
Gain, max	±20	±18	±40	±25	±30		ppm/°C
Offset							
Unipolar	±3		±3		±3		ppm of FSR/°C
Bipolar	±10		±12		±15		ppm of FSR/°C
Linearity, max	±3		±3		±3		ppm of FSR/°C
Monotonicity	Guaranteed						ppm of FSR/°C
<b>CONVERSION SPEED (max. f<sub>s</sub>)<sup>(5)</sup></b>	6	10	6	10	6	10	$\mu$ sec
<b>OUTPUT</b>							
<b>DIGITAL DATA</b>							
All codes complementary							
Parallel							
Output Codes <sup>(7)</sup>							
Unipolar	CSB						TTL Loads
Bipolar	COB, CTC						
Output Drive	2						
Serial Data Codes (NRZ)	CSB, COB						TTL Loads
Output Drive	2						
Status	Logic "1" during conversion						TTL Loads
Status Output Drive	2						
Internal Clock							TTL Loads
Clock Output Drive	2						
Frequency <sup>(8)</sup>	1.9	1.35	1.9	1.35	1.9	1.35	MHz
<b>INTERNAL REF. VOLTAGE</b>							
Max. External Current With no degradation of Specifications	200						$\mu$ A
Tempco of Drift, max	±5	±6	±10	±10	±20	±20	ppm/°C
<b>POWER REQUIREMENTS</b>							
Rated Voltage	±15, ±5						V
Range for Rated Accuracy	4.75 to 5.25 and ±14.5 to ±15.5						V
Supply Drain +15VDC	±45						mA
-15VDC	±35						mA
+5VDC	±70						mA
<b>TEMPERATURE RANGE</b>							
Specification	-25 to +85		0 to +70		0 to +70		°C
Operating (derated specs.)	-55 to +85, -110°C case Temp.						°C
Storage	-55 to +125		-55 to +125		-55 to +125		°C
<b>PACKAGE (see Mechanical Specifications)</b>							
	Metal - Hermetic				Ceramic		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่น

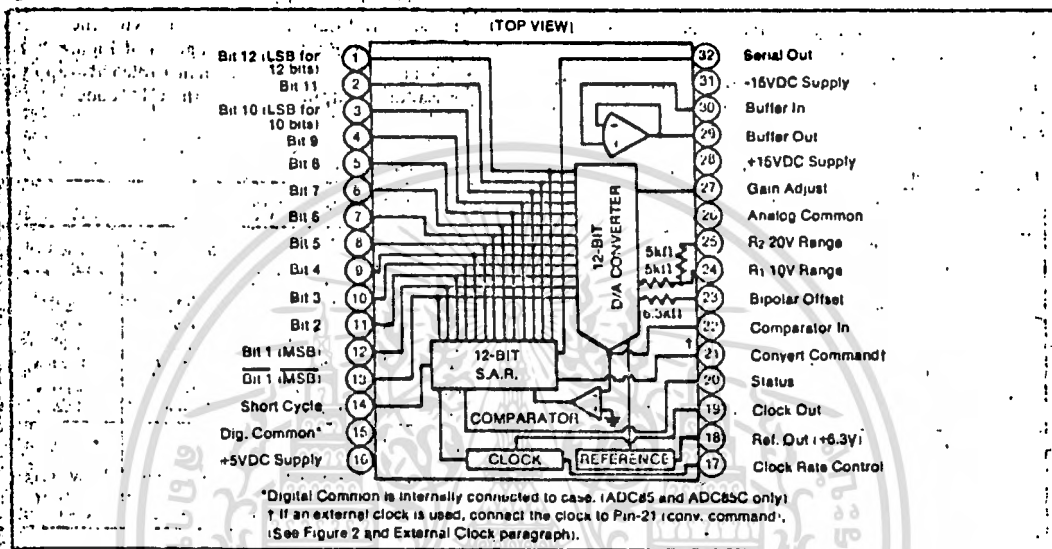
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**NOTES:**

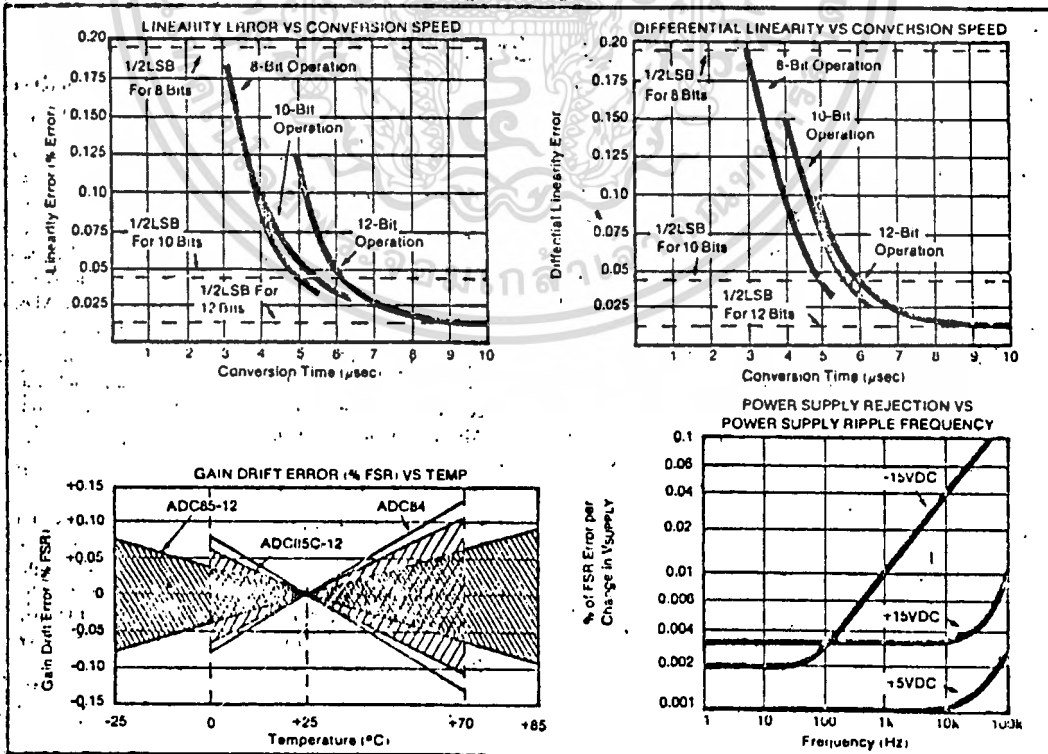
1. This settling time adds to conversion speed when buffer is connected to input.
2. DTL/TTL compatible; i.e., Logic "0" = 0.8V max, Logic "1" = 2.0V, min for inputs. For digital outputs, Logic "0" = +0.4V max, Logic "1" = 2.4V, min.
3. FSR means Full Scale Range - for example, unit connected for  $\pm 10V$  range has 20V FSR.

4. Error shown is the same as  $\pm 1/2LSB$  max linearity error in % of FSR.
5. Conversion time may be shortened with "short cycle" set for lower resolution. See Table III.
6. Internal Clock is externally adjustable.
7. See Table II. CSB - Complementary Straight Binary, COB - Complementary Offset Binary, CTC - Complementary Two's Complement.

**CONNECTION DIAGRAM**



**TYPICAL PERFORMANCE CURVES**



ADC084

## DEFINITION OF DIGITAL CODES

### PARALLEL DATA

Three binary codes are available on the ADC84 and ADC85 parallel output; they are complementary (logic "0" is true) straight binary (CSB) for unipolar input signal ranges and complementary two's complement (CTC) and complementary offset binary (COB) for bipolar input signal ranges.

Table I describes the LSB, transition values and code definitions for each possible analog input signal range for 8-, 10-, and 12-bit resolutions.

### SERIAL DATA

Two straight binary (complementary) codes are available on the serial output line; they are CSB and COB. The serial data is available only during conversion and appears with the most significant bit (MSB) occurring first. The serial data is synchronous with the internal clock as shown in the timing diagram of Figure 2. The LSB and transition values shown in Table I also apply to the serial data output except for the CTC code.

TABLE I. Input Voltages, Transition Values, LSB Values, and Code Definitions.

Binary BIN Output	INPUT VOLTAGE RANGE AND LSB VALUES					
	Defined As:	±10V	±5V	±2.5V	0 to +10V	0 to +5V
Analog Input Voltage Ranges						
Code Designation		COB* or CTC***	COB* or CTC***	COB* or CTC***	CSB**	CSB**
One Least Significant Bit - LSB	FSR 2 <sup>n</sup> n = 8 n = 10 n = 12	20V 2 <sup>n</sup> 78.13mV 19.53mV 4.88mV	10V 2 <sup>n</sup> 39.08mV 9.77mV 2.44mV	5V 2 <sup>n</sup> 19.53mV 4.88mV 1.22mV	10V 2 <sup>n</sup> 30.06mV 9.77mV 2.44mV	5V 2 <sup>n</sup> 19.53mV 4.88mV 1.22mV
Transition Values MSB      LSB						
000 ... 000****	+Full Scale	+10V -3/2LSB	+5V -3/2LSB	+2.5 -3/2LSB	+10V -3/2LSB	+5V -3/2LSB
011 ... 111	MIL Scale	0	0	0	+5V	+2.5V
111 ... 110	-Full Scale	-10V +1/2LSB	-5V +1/2LSB	-2.5V +1/2LSB	0 +1/2LSB	0 +1/2LSB

\*COB - Complementary Offset Binary      \*\*\*CTC - Complementary Two's complement - obtained by using the complement of the most-significant bit (MSB). MSB's available on pin-13.

\*\*CSB - Complementary Straight Binary      \*\*\*\* Voltages given are the nominal value for transition to the code specified

## DISCUSSION OF SPECIFICATIONS

The ADC84 and ADC85 are specified to provide critical performance criteria for a wide variety of applications. The most critical specifications for an A/D converter are linearity, drift, gain and offset errors and conversion speed effects on accuracy. These ADC's are factory-trimmed and tested for all critical key specifications.

### GAIN AND OFFSET ERROR

Initial Gain and Offset errors are factory-trimmed to ±0.1% of FSR (±0.05% for unipolar offset) at 25°C. These errors may be trimmed to zero by connecting external trim potentiometers as shown on next page.

### ACCURACY DRIFT VS TEMPERATURE

Three major drift parameters degrade A/D converter accuracy over temperature; they are gain, offset and linearity drift. The worst-case accuracy drift is the summation of all three drift errors over temperature. Statistically, these errors do not add algebraically, but are random variables which behave as root-sum-squared (RSS) or to errors as follows:

$$RSS = \sqrt{eg^2 + eo^2 + ec^2}$$

where eg = gain drift error (ppm/°C)  
eo = offset drift error (ppm of FSR/°C)  
ec = linearity error (ppm of FSR/°C)

For the ADC85-12 operating in the unipolar mode the total RSS drift is ±15.42ppm/°C and for bipolar operation the total RSS drift is ±16.7ppm/°C.

### ACCURACY VS SPEED

In successive approximation A/D converters, the conversion speed affects linearity and differential linearity errors. Conversion speed and its effect on linearity and differential linearity errors for the ADC84 and ADC85 are shown in Typical Performance Curves.

The conversion speeds are specified for a maximum linearity error of ±1/2LSB with the internal clock. Faster conversion speeds are possible (see Clock Rate Control Alternate Connections).

### POWER SUPPLY SENSITIVITY

Changes in the DC power supplies will affect accuracy. The ADC84 and the ADC85 power supply sensitivity is specified for ±0.003% of FSR/%Vs for ±15VDC supplies and ±0.0015% of FSR/%Vs for +5VDC supplies. Normally, regulated power supplies with 1% or less ripple are recommended for use with these ADC's. See I/O Precautions and Power Supply Decoupling on next page.

## LAYOUT AND OPERATING INSTRUCTIONS

### LAYOUT PRECAUTIONS

Analog and digital commons are not connected internally in the ADC84 and ADC85, but should be connected together as close to the unit as possible, preferably to a large ground plane under the ADC. If these grounds must be run separately, use wide conductor pattern and a 0.01  $\mu$ F to 0.1  $\mu$ F nonpolarized bypass capacitor between analog and digital commons at the unit. Low impedance analog and digital common returns are essential for low noise performance. Coupling between analog inputs and digital lines should be minimized by careful layout.

### POWER SUPPLY DECOUPLING

The power supplies should be bypassed with tantalum or electrolytic type capacitors as shown in Figure 3 to obtain noise free operation. These capacitors should be located close to the ADC. 1  $\mu$ F electrolytic type capacitors should be bypassed with 0.01  $\mu$ F ceramic capacitors for improved high frequency performance.

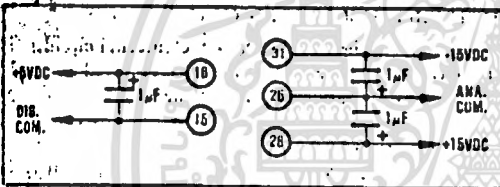


FIGURE 3. Recommended Power Supply Decoupling.

## OPTIONAL EXTERNAL GAIN AND OFFSET ADJUSTMENTS

Gain and Offset errors may be trimmed to zero using external gain and offset trim potentiometers connected to the ADC as shown in Figures 5 and 6. Multiturn potentiometers with 100ppm/ $^{\circ}$ C or better TCR's are recommended for minimum drift over temperature and time. These pots may be any value from 10k $\Omega$  to 100k $\Omega$ . All resistors should be 20% carbon or better. Pin 27 (Gain Adjust) and Pin 22 (Offset Adjust) may be left open if no external adjustment is required.

### ADJUSTMENT PROCEDURE

**Offset** - Connect the Offset potentiometer as shown in Figure 5. Sweep the input through the end point transition voltage that should cause an output transition; to all bits off ( $E_{IN}^{01}$ ).

Adjust the Offset potentiometer until the actual end point transition voltage occurs at  $E_{IN}^{01}$ . The ideal transition voltage values of the input are given in Table 1.

**Gain** - Connect the Gain adjust potentiometer as shown in Figure 6. Sweep the input through the end point transition voltage that should cause an output transition; to all bits on ( $E_{IN}^{11}$ ). Adjust the Gain potentiometer until the actual end point transition voltage occurs at  $E_{IN}^{11}$ .

Table 1 details the transition voltage levels required.

### INPUT SCALING

The analog input should be scaled as close to the maximum input signal range as possible in order to utilize the maximum signal resolution of the A/D converter. Connect the input signal as shown in Table II. See Figure 4 for circuit details.

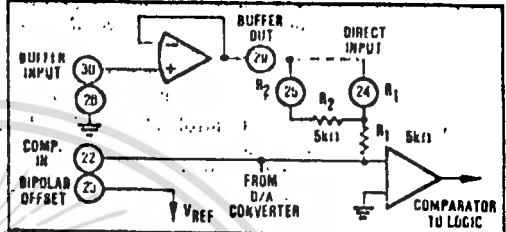


FIGURE 4. Input Scaling Circuit - ADC84 and ADC85.

TABLE II. ADC84 and ADC85 Input Scaling Connections.

Input Signal Range	Output Code	Connect Pin 23 To Pin	Connect Pin 25 To	For Buffered Input*	For Direct Input (see note) Connect Input Signal To Pin
$\pm 10V$	COB or CTC	22	Input Signal**	25	25
$\pm 5V$	COB or CTC	22	Open	24	24
$\pm 2.5V$	COB or CTC	22	Pin 22	24	24
0 to +5V	CSB	26	Pin 22	24	24
0 to +10V	CSB	26	Open	24	24

\*Connect to Pin 29 or input signal as shown in next two columns.  
\*\*The input signal is connected to Pin 30 if the buffer amplifier is used.  
NOTE: If the buffer amplifier is not used, the input Pin 30 must be grounded (Pin 26).

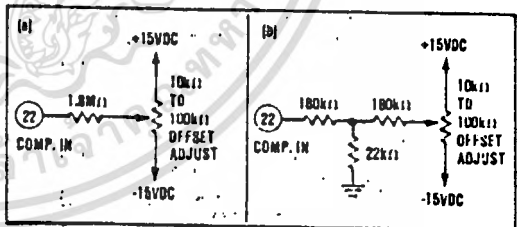


FIGURE 5. Two Methods of Connecting Optional Offset Adjust with a 0.4% of FSR Range of Adjustment.

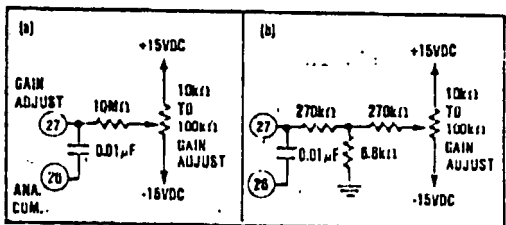


FIGURE 6. Two Methods of Connecting Optional Gain Adjust with a 0.6% Range of Adjustment.

**CLOCK RATE CONTROL  
ALTERNATE CONNECTIONS**

If adjustment of the Clock Rate is desired for faster conversion speeds, the Clock Rate Control may be connected to an external multitrack trim potentiometer with TCR of 1100ppm/°C or less as shown in Figures 7A and 7B. If the potentiometer is connected to -15VDC, conversion time can be increased as shown in Figure 8. If these adjustments are used, delete the connections shown in Table III for pin 17. See Typical Performance Curves for nonlinearity error vs. clock frequency, and Figure 8 for the effect of the control voltage on clock speed.

Operation with Clock Rate Control voltage of less than -1VDC is not recommended.

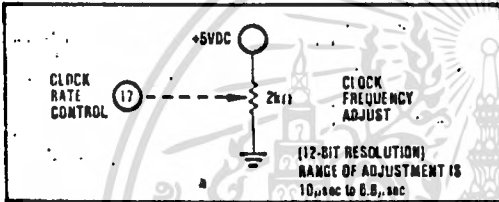


FIGURE 7A. 12-Bit Clock Rate Control Optional Fine Adjust.

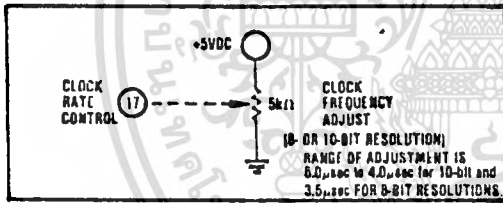


FIGURE 7B. 8-Bit Clock Rate Control Optional Fine Adjust.

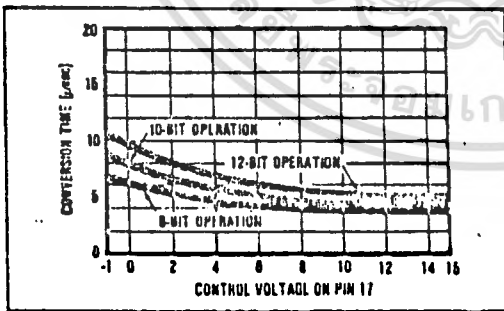


FIGURE 8. Conversion Time vs Clock Speed Control Voltage.

**EXTERNAL CLOCK**

If an external clock is used, connect the external clock to convert command, pin 21. The convert command shown in Figure 2 is not used. After each conversion is completed, a new conversion cycle will automatically start of the first falling edge of the external clock following the completion of conversion. The clock-out signal will remain as shown in Figure 2 even if an external clock is used. The external clock pulse must be a negative going pulse with a width between 100nsec and 200nsec as shown in Figure 2.

**ADDITIONAL CONNECTIONS REQUIRED**

The ADC84 and ADC85 may be operated at faster speeds for resolutions less than 12 bits by connecting the Short Cycle input, pin 14, as shown in Table III. Conversion speeds, linearity and resolution are shown for reference. Specifications for 10-bit units assume connections as shown below.

TABLE III. Short Cycle Connections and Specifications for 8- to 12-Bit Resolution.

RESOLUTION (Bits)	12	10	8
Connect Pin 17 to (1)	Pin 15	Pin 16	Pin 28
Connect Pin 14 to	Pin 16	Pin 2	Pin 4
Maximum Conversion Speed (µsec)(2)	10	6	4
Minimum Nonlinearity at 25°C, % of FSR(4)	0.012(3)	0.048(4)	0.20(4)

**NOTES:**

1. Connect only if clock rate control is not used.
2. Max. conversion speeds to maintain ±1/2LSB nonlinearity error.
3. 12-bit models only.
4. 10- or 12-bit models.

**CONVERTER INITIALIZATION**

On power-up, the state of the ADC internal circuitry is indeterminate. One conversion cycle is required to initialize the converter after power is applied.

**OUTPUT DRIVE**

Normally all ADC84 and ADC85 logic outputs will drive 2 standard TTL-loads; however, if long digital lines must be driven, external logic buffers are recommended.

**HEAT DISSIPATION**

The ADC84 and ADC85 dissipate approximately 1.2W and the packages have a case-to-ambient thermal resistance ( $\theta_{CA}$ ) should be lowered by a heat-sink or by forced air over the surface of the package). See Figure 9 for  $\theta_{CA}$  requirement above 70°C. If the converter is mounted on a PC card, improved thermal contact with the copper ground plane under the case can be achieved using a silicone heat-sink compound. On a 0.062-inch thick PC card with 16 square-inch minimum area, this technique will allow operation to 85°C.

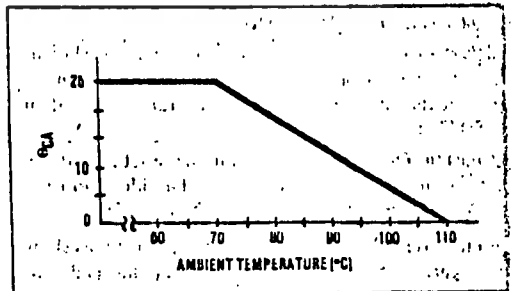


FIGURE 9.  $\theta_{CA}$  Requirement Above 70°C.

## HIGH RELIABILITY A/D CONVERTERS

Each of the ADC85 models are available screened to the requirements of the Burr-Brown Q-Program, which consists of a sequence of thermal and mechanical stress

procedures, plus a verification of package hermeticity. The diagram below illustrates the screening sequence which is applied to 100% of the Q-Screened A/D converters.

High Temp. Storage (MIL-STD-883)	Temperature Cycling (MIL-STD-883)	Hermeticity Gross Leak (MIL-STD-883)	Hermeticity Fine Leak (MIL-STD-883)	Burn-In (MIL-STD-883)	Centrifuge (MIL-STD-883)
Method 1008 Condition B +125°C 24 Hours	Method 1010 Condition B -55 to +25°C 10 Cycles	Method 1014 Condition C Step 1 Fluorocarbon	Method 1014 Condition A Helium $5 \times 10^{-7}$ cc/sec	Method 1015 Condition D 168 Hours +70°C (ADC85G), +85°C (ADC85)	Method 2001 2,000 G Y <sub>1</sub> Axis

### MECHANICAL

#### ADC84

**NOTE:**  
Leads in true position within 0.010" (0.254mm) at MMC at seating plane.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	1.750	1.750	43.18	44.14
B	1.120	1.150	28.54	29.27
C	.170	.200	4.30	5.08
D	.018	.021	0.46	0.53
E	.105	.109	2.67	2.77
F	.100 BASIC		2.54 BASIC	
G	.110	.130	2.79	3.30
H	.180	.200	4.57	5.08
I	.000 BASIC		0.00 BASIC	
J	.000	.018	0.00	0.46
K	.110	.130	2.79	3.30

**PINS:** Pin material and plating composition conform to method 2003 (solubility) of MIL-STD-883 (except paragraph 3.2).  
**CASE:** Ceramic  
**MATING CONNECTOR:** 2302MC  
Set of two 16-pin strips  
**WEIGHT:** 13 grams (0.46 oz.)

#### ADC85, ADC85C

**NOTE:**  
Leads in true position within 0.010" (0.254mm) at MMC at seating plane.

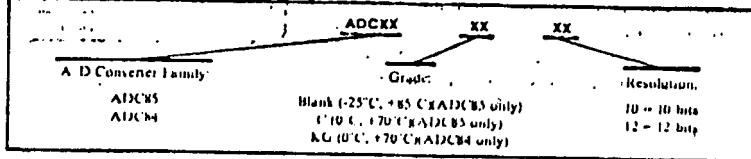
Pin 1 identified on bottom by contrasting color of glass or square corner.

Pin numbers shown for reference only. Numbers may not be marked on package.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	1.720	1.750	43.09	44.14
B	1.120	1.150	28.54	29.27
C	.170	.200	4.30	5.08
D	.018	.021	0.46	0.53
E	.100 BASIC		2.54 BASIC	
F	.100	.100	2.54	2.54
G	.180	.200	4.57	5.08
H	.000 BASIC		0.00 BASIC	
I	.110	.130	2.79	3.30

**PINS:** Pin material and plating composition conform to method 2003 (solubility) of MIL-STD-883 (except paragraph 3.2).  
**CASE:** Kovar, Nickel plated  
**MATING CONNECTOR:** 2302MC  
Set of two 16-pin strips  
**WEIGHT:** 13 grams (0.46 oz.)

## ORDERING INFORMATION



เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินทางปัญญาของ Burr-Brown Corporation. การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Sample and Hold

LF198/LF298/LF398, LF198A/LF398A  
Monolithic Sample and Hold Circuits

General Description

The LF198/LF298/LF398 are monolithic sample and hold circuits which utilize BI-FET technology to obtain ultra-high dc accuracy with fast acquisition of signal and low droop rate. Operating as a unity gain follower, dc gain accuracy is 0.002% typical and acquisition time is as low as 6 $\mu$ s to 0.01%. A bipolar input stage is used to achieve low offset voltage and wide bandwidth. Input offset adjust is accomplished with a single pin and does not degrade input offset drift. The wide bandwidth allows the LF198 to be included inside the feedback loop of 1 MHz op amps without having stability problems. Input impedance of 10<sup>10</sup> $\Omega$  allows high source impedances to be used without degrading accuracy.

P-channel junction FET's are combined with bipolar devices in the output amplifier to give droop rates as low as 5 mV/min with a 1 $\mu$ F hold capacitor. The JFET's have much lower noise than MOS devices used in previous designs and do not exhibit high temperature instabilities. The overall design guarantees no feed-through from input to output in the hold mode even for input signals equal to the supply voltages.

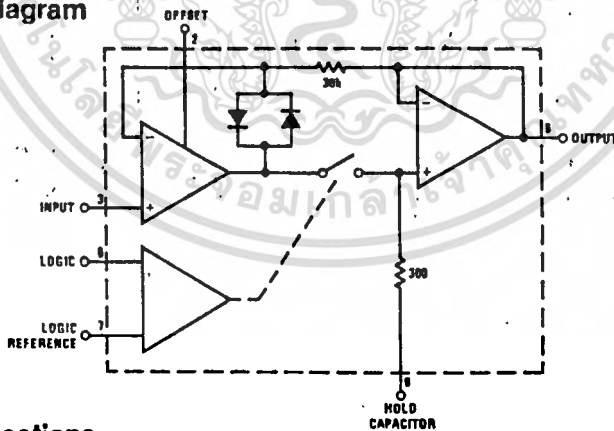
Features

- Operates from  $\pm 5V$  to  $\pm 18V$  supplies
- Less than 10 $\mu$ s acquisition time
- TTL, PMOS, CMOS compatible logic input
- 0.5 mV typical hold step at  $C_H = 0.01\mu F$
- Low input offset
- 0.002% gain accuracy
- Low output noise in hold mode
- Input characteristics do not change during hold mode
- High supply rejection ratio in sample or hold
- Wide bandwidth

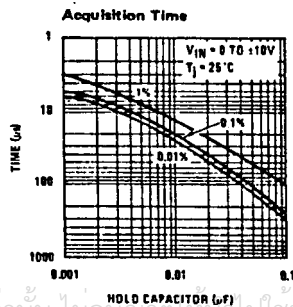
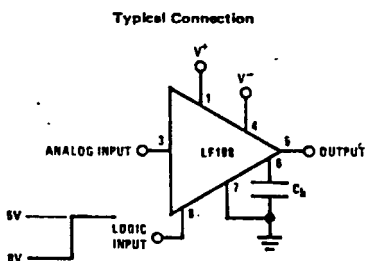
Logic inputs on the LF198 are fully differential with low input current, allowing direct connection to TTL, PMOS, and CMOS. Differential threshold is 1.4V. The LF198 will operate from  $\pm 5V$  to  $\pm 18V$  supplies. It is available in an 8-lead TO-5 package.

An "A" version is available with tightened electrical specifications.

Functional Diagram



Typical Applications



LF198/LF298/LF398, LF198A/LF398A

7

## Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	±18V	Input Voltage	Equal to Supply Voltage
Power Dissipation (Package Limitation) (Note 1)	500 mW	Logic To Logic Reference Differential Voltage (Note 2)	+7V, -3V
Operating Ambient Temperature Range		Output Short Circuit Duration	Indefinite
LF198/LF198A	-55°C to +125°C	Hold Capacitor Short Circuit Duration	10 s
LF298A	-25°C to +85°C	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C
LF398/LF398A	0°C to +70°C		
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C		

## Electrical Characteristics (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	LF198/LF298			LF398			Units
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage, (Note 6)	$T_j = 25^\circ\text{C}$ Full Temperature Range	1	3	5	2	7	10	mV
Input Bias Current, (Note 6)	$T_j = 25^\circ\text{C}$ Full Temperature Range	5	25	75	10	50	100	nA
Input Impedance	$T_j = 25^\circ\text{C}$		$10^{10}$			$10^{10}$		$\Omega$
Gain Error	$T_j = 25^\circ\text{C}$ , $R_L = 10\text{k}$ Full Temperature Range		0.002	0.005		0.004	0.01	%
Feedthrough Attenuation Ratio at 1 kHz	$T_j = 25^\circ\text{C}$ , $C_H = 0.01\mu\text{F}$	80	80		80	80		dB
Output Impedance	$T_j = 25^\circ\text{C}$ , "HOLD" mode Full Temperature Range		0.5	2		0.5	4	$\Omega$
"HOLD" Step, (Note 4)	$T_j = 25^\circ\text{C}$ , $C_H = 0.01\mu\text{F}$ , $V_{\text{OUT}} = 0$		0.5	2.0		1.0	2.5	mV
Supply Current, (Note 6)	$T_j \geq 25^\circ\text{C}$		4.5	8.5		4.5	8.5	mA
Logic and Logic Reference Input Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$		2	10		2	10	$\mu\text{A}$
Leakage Current into Hold Capacitor (Note 6)	$T_j = 25^\circ\text{C}$ , (Note 5) Hold Mode		30	100		30	200	$\mu\text{A}$
Acquisition Time to 0.1%	$\Delta V_{\text{OUT}} = 10\text{V}$ , $C_H = 1000\text{ pF}$ $C_H = 0.01\mu\text{F}$		4			4		$\mu\text{s}$
Hold Capacitor Charging Current	$V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}} = 2\text{V}$		5			5		mA
Supply Voltage Rejection Ratio	$V_{\text{OUT}} = 0$	80	110		80	110		dB
Differential Logic Threshold	$T_j = 25^\circ\text{C}$	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V

**Electrical Characteristics** (Continued) (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	LF198A			LF398A			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage, (Note 6)	$T_j = 25^\circ\text{C}$		1	1	2	2	mV	
	Full Temperature Range				2	3	mV	
Input Bias Current, (Note 6)	$T_j = 25^\circ\text{C}$		5	25	10	25	nA	
	Full Temperature Range			75		50	nA	
Input Impedance	$T_j = 25^\circ\text{C}$		$10^{10}$		$10^{10}$		$\Omega$	
Gain Error	$T_j = 25^\circ\text{C}, R_L = 10\text{k}$		0.002	0.005	0.004	0.005	%	
	Full Temperature Range			0.01		0.01	%	
Feedthrough Attenuation Ratio at 1 kHz	$T_j = 25^\circ\text{C}, C_h = 0.01\mu\text{F}$	86	96		86	90	dB	
Output Impedance	$T_j = 25^\circ\text{C}$ , "HOLD" mode		0.5	1	0.5	1	$\Omega$	
	Full Temperature Range			4		6	$\Omega$	
"HOLD" Step, (Note 4)	$T_j = 25^\circ\text{C}, C_h = 0.01\mu\text{F}, V_{\text{OUT}} = 0$		0.5	1	1.0	1	mV	
Supply Current, (Note 6)	$T_j \geq 25^\circ\text{C}$		4.5	5.5	4.5	6.5	mA	
Logic and Logic Reference Input Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$		2	10	2	10	$\mu\text{A}$	
Leakage Current Into Hold Capacitor (Note 6)	$T_j = 25^\circ\text{C}$ , (Note 5) Hold Mode		30	100	30	100	pA	
Acquisition Time to 0.1%	$\Delta V_{\text{OUT}} = 10\text{V}, C_h = 1000\text{pF}$		4	6	4	6	$\mu\text{s}$	
	$C_h = 0.01\mu\text{F}$		20	25	20	25	$\mu\text{s}$	
Hold Capacitor Charging Current	$V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}} = 2\text{V}$		5		5		mA	
Supply Voltage Rejection Ratio	$V_{\text{OUT}} = 0$	90	110		90	110	dB	
Differential Logic Threshold	$T_j = 25^\circ\text{C}$	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	V	

**Note 1:** The maximum junction temperature of the LF198/LF198A is  $150^\circ\text{C}$ , for the LF298,  $115^\circ\text{C}$ , and for the LF398/LF398A,  $100^\circ\text{C}$ . When operating at elevated ambient temperature, the power dissipation must be derated based on a thermal resistance ( $\theta_{JA}$ ) of  $150^\circ\text{C/W}$ .

**Note 2:** Although the differential voltage may not exceed the limits given, the common-mode voltage on the logic pins may be equal to the supply voltages without causing damage to the circuit. For proper logic operation, however, one of the logic pins must always be at least 2V below the positive supply and 3V above the negative supply.

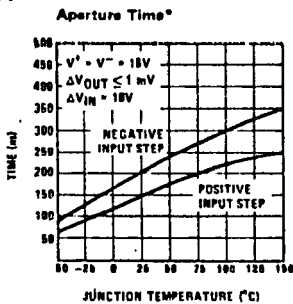
**Note 3:** Unless otherwise specified, the following conditions apply. Unit is in "sample" mode,  $V_S = \pm 15\text{V}$ ,  $T_j = 25^\circ\text{C}$ ,  $-11.5\text{V} \leq V_{\text{IN}} \leq +11.5\text{V}$ ,  $C_h = 0.01\mu\text{F}$ , and  $R_L = 10\text{k}\Omega$ . Logic reference voltage = 0V and logic voltage = 2.5V.

**Note 4:** Hold step is sensitive to stray capacitive coupling between input logic signals and the hold capacitor. 1 pF, for instance, will create an additional 0.5 mV step with a 5V logic swing and a 0.01 $\mu\text{F}$  hold capacitor. Magnitude of the hold step is inversely proportional to hold capacitor value.

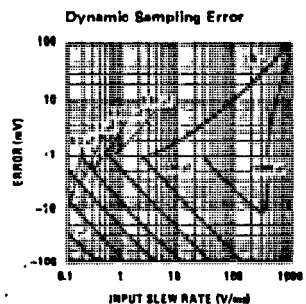
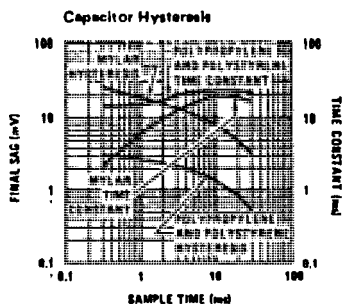
**Note 5:** Leakage current is measured at a junction temperature of  $25^\circ\text{C}$ . The effects of junction temperature rise due to power dissipation or elevated ambient can be calculated by doubling the  $25^\circ\text{C}$  value for each  $11^\circ\text{C}$  increase in chip temperature. Leakage is guaranteed over full input signal range.

**Note 6:** These parameters guaranteed over a supply voltage range of  $\pm 5$  to  $\pm 18\text{V}$ .

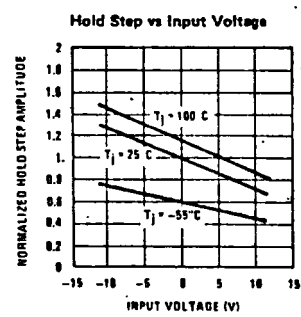
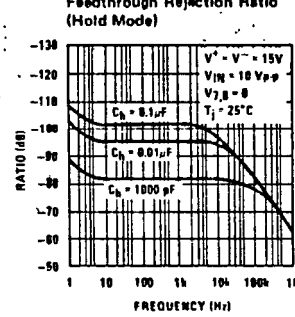
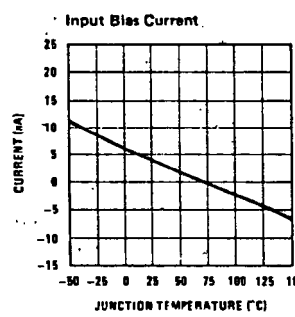
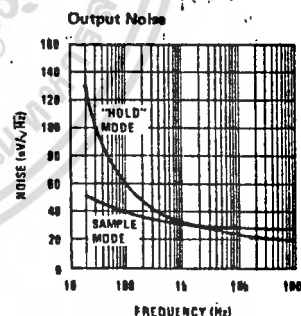
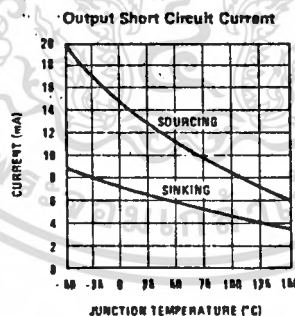
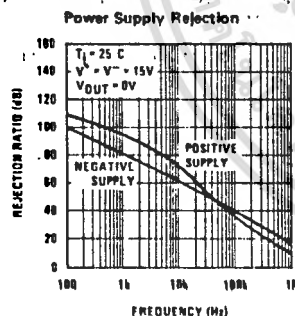
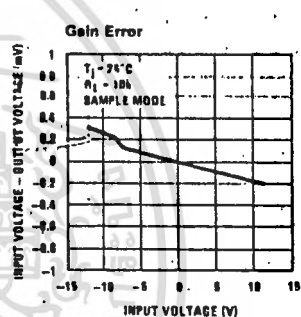
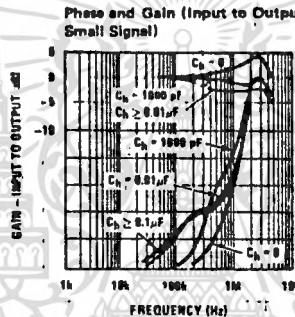
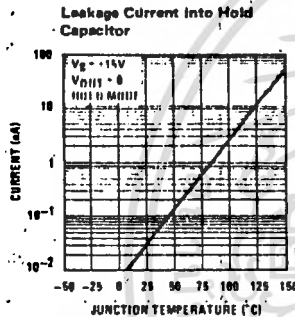
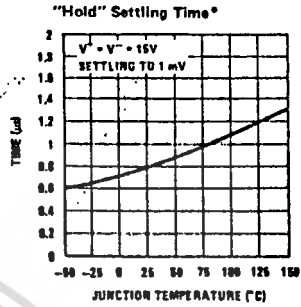
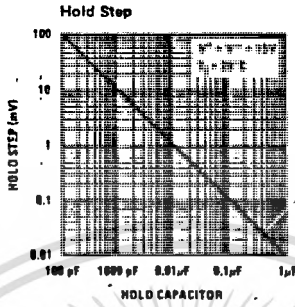
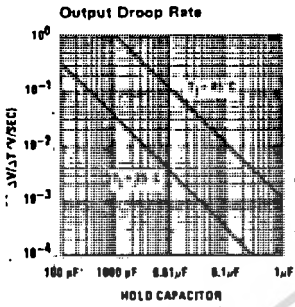
**Typical Performance Characteristics**



\*See Definition of Terms



Typical Performance Characteristics (Continued)



## Application Hints

### Hold Capacitor

Hold step, acquisition time, and droop rate are the major trade-offs in the selection of a hold capacitor value. Size and cost may also become important for larger values. Use of the curves included with this data sheet should be helpful in selecting a reasonable value of capacitance. Keep in mind that for fast repetition rates or tracking fast signals, the capacitor drive currents may cause a significant temperature rise in the LF198.

A significant source of error in an accurate sample and hold circuit is dielectric absorption in the hold capacitor. A mylar cap, for instance, may "sag back" up to 0.2% after a quick change in voltage. A long "soak" time is required before the circuit can be put back into the hold mode with this type of capacitor. Dielectrics with very low hysteresis are polystyrene, polypropylene, and Teflon. Other types such as mica and polycarbonate are not nearly as good. Ceramic is unusable with > 1% hysteresis. The advantage of polypropylene over polystyrene is that it extends the maximum ambient temperature from 85°C to 100°C. "NPO" or "COG" capacitors are now available for 125°C operation and also have low dielectric absorption. For more exact data, see the curve labeled dielectric absorption error vs sample time. The hysteresis numbers on the curve are final values, taken after full relaxation. The hysteresis error can be significantly reduced if the output of the LF198 is digitized quickly after the hold mode is initiated. The hysteresis relaxation time constant in polypropylene, for instance, is 10–50 ms. If A-to-D conversion can be made within 1 ms, hysteresis error will be reduced by a factor of ten.

### DC and AC Zeroing

DC zeroing is accomplished by connecting the offset adjust pin to the wiper of a 1 k $\Omega$  potentiometer which has one end tied to  $V^+$  and the other end tied through a resistor to ground. The resistor should be selected to give  $\approx 0.6$  mA through the 1k potentiometer.

AC zeroing (hold step zeroing) can be obtained by adding an inverter with the adjustment pot tied input to output. A 10 pF capacitor from the wiper to the hold capacitor will give  $\pm 4$  mV hold step adjustment with a 0.01 $\mu$ F hold capacitor and 5V logic supply. For larger logic swings, a smaller capacitor (< 10 pF) may be used.

### Logic Rise Time

For proper operation, logic signals into the LF198 must have a minimum  $dV/dt$  of 1.0 V/ $\mu$ s. Slower signals will cause excessive hold step. If a R/C network is used in front of the logic input for signal delay, calculate the slope of the waveform at the threshold point to ensure that it is at least 1.0 V/ $\mu$ s.

### Sampling Dynamic Signals

Sample error due to moving input signals probably causes more confusion among sample-and-hold users than any other parameter. The primary reason for this is that many users make the assumption that the sample and hold amplifier is truly locked on to the input signal while in the sample mode. In actuality, there are finite

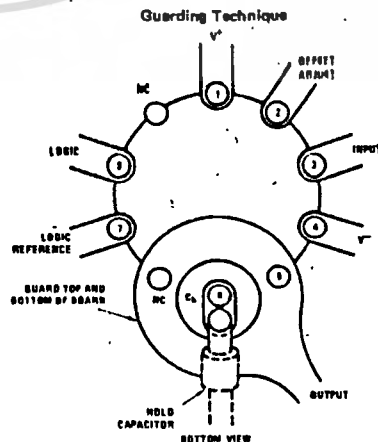
phase delays through the circuit creating an input-output differential for fast moving signals. In addition, although the output may have settled, the hold capacitor has an additional lag due to the 300 $\Omega$  series resistor on the chip. This means that at the moment the "hold" command arrives, the hold capacitor voltage may be somewhat different than the actual analog input. The effect of these delays is opposite to the effect created by delays in the logic which switches the circuit from sample to hold. For example, consider an analog input of 20 V<sub>p-p</sub> at 10 kHz. Maximum  $dV/dt$  is 0.6 V/ $\mu$ s. With no analog phase delay and 100 ns logic delay, one could expect up to  $(0.1\mu s)(0.6V/\mu s) = 60$  mV error if the "hold" signal arrived near maximum  $dV/dt$  of the input. A positive-going input would give a +60 mV error. Now assume a 1 MHz (3 dB) bandwidth for the overall analog loop. This generates a phase delay of 160 ns. If the hold capacitor sees this exact delay, then error due to analog delay will be  $(0.16\mu s)(0.6 V/\mu s) = -96$  mV. Total output error is +60 mV (digital) -96 mV (analog) for a total of -36 mV. To add to the confusion, analog delay is proportional to hold capacitor value while digital delay remains constant. A family of curves (dynamic sampling error) is included to help estimate errors.

A curve labeled Aperture Time has been included for sampling conditions where the input is steady during the sampling period, but may experience a sudden change nearly coincident with the "hold" command. This curve is based on a 1 mV error fed into the output.

A second curve, Hold Settling Time indicates the time required for the output to settle to 1 mV after the "hold" command.

### Digital Feedthrough

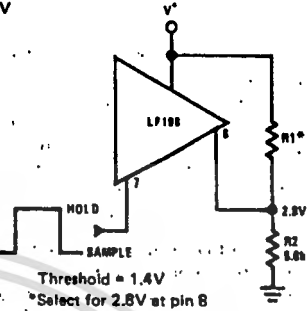
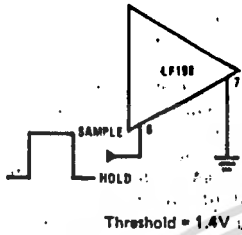
Fast rise time logic signals can cause hold errors by feeding externally into the analog input at the same time the amplifier is put into the hold mode. To minimize this problem, board layout should keep logic lines as far as possible from the analog input. Grounded guarding traces may also be used around the input line, especially if it is driven from a high impedance source. Reducing high amplitude logic signals to 2.5V will also help.



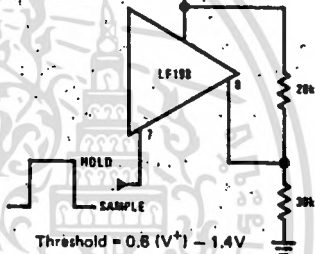
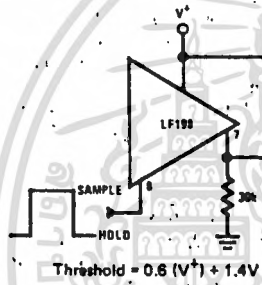
Use 10-pin layout. Guard around  $C_1$  is tied to output.

Logic Input Configurations

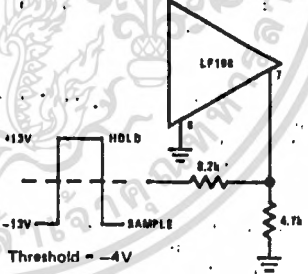
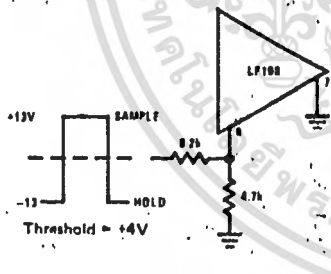
TTL & CMOS  
 $3V \leq V_L \text{ (HI State)} \leq 7V$



CMOS  
 $7V \leq V_L \text{ (HI State)} \leq 15V$

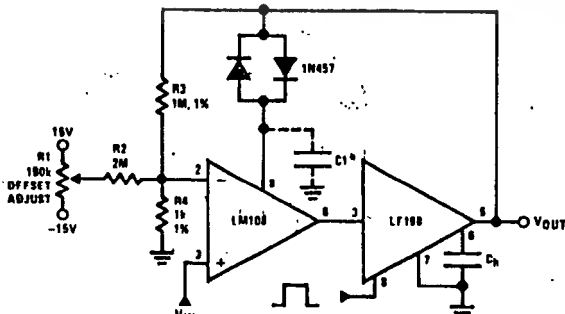


Op Amp Drive

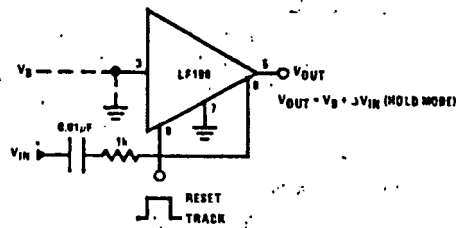


Typical Applications (Continued)

X1000 Sample & Hold



Sample and Difference Circuit  
 (Output Follows Input in Hold Mode)



\*For lower gains, the LM108 must be frequency compensated

Use  $\approx \frac{100}{A_V}$  pF from comp 2 to ground



วงจรรวม 8279



## 8279/8279-5 PROGRAMMABLE KEYBOARD/DISPLAY INTERFACE

- Simultaneous Keyboard Display Operations
- Scanned Keyboard Mode
- Scanned Sensor Mode
- Strobed Input Entry Mode
- 8-Character Keyboard FIFO
- 2-Key Lockout or N-Key Rollover with Contact Debounce
- Dual 8- or 16-Numerical Display
- Single 16-Character Display
- Right or Left Entry 16-Byte Display RAM
- Mode Programmable from CPU
- Programmable Scan Timing
- Interrupt Output on Key Entry
- Available in EXPRESS
  - Standard Temperature Range
  - Extended Temperature Range

The Intel® 8279 is a general purpose programmable keyboard and display I/O interface device designed for use with Intel® microprocessors. The keyboard portion can provide a scanned interface to a 64-contact key matrix. The keyboard portion will also interface to an array of sensors or a strobed interface keyboard, such as the hall effect and ferrite variety. Key depressions can be 2-key lockout or N-key rollover. Keyboard entries are debounced and strobed in an 8-character FIFO. If more than 8 characters are entered, overrun status is set. Key entries set the interrupt output line to the CPU.

The display portion provides a scanned display interface for LED, incandescent, and other popular display technologies. Both numeric and alphanumeric segment displays may be used as well as simple indicators. The 8279 has 16x8 display RAM which can be organized into dual 16x4. The RAM can be loaded or interrogated by the CPU. Both right entry, calculator and left entry typewriter display formats are possible. Both read and write of the display RAM can be done with auto-increment of the display RAM address.

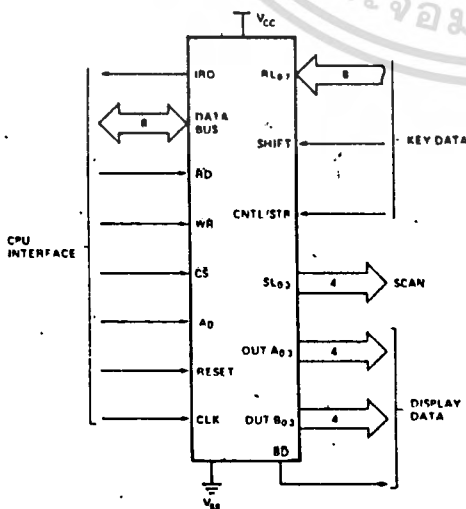


Figure 1. Logic Symbol

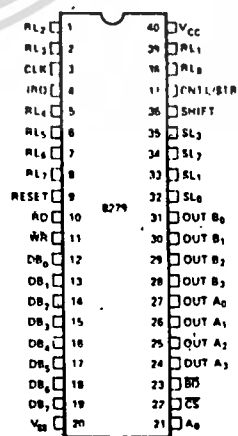


Figure 2. Pin Configuration

intel

8279/8279-5

## HARDWARE DESCRIPTION

The 8279 is packaged in a 40 pin DIP. The following is a functional description of each pin.

Table 1. Pin Descriptions

Symbol	Pin No.	Name and Function	Symbol	Pin No.	Name and Function
DB <sub>0</sub> -DB <sub>7</sub>	19-12	<b>Bi-directional data bus:</b> All data and commands between the CPU and the 8279 are transmitted on these lines.	SHIFT	36	<b>Shift:</b> The shift input status is stored along with the key position on key closure in the Scanned Keyboard modes. It has an active internal pullup to keep it high until a switch closure pulls it low.
CLK	3	<b>Clock:</b> Clock from system used to generate internal timing.	CNTL/STB	37	<b>Control/Strobed Input Mode:</b> For keyboard modes this line is used as a control input and stored like status on a key closure. The line is also the strobe line that enters the data into the FIFO in the Strobed input mode.  (Rising Edge). It has an active internal pullup to keep it high until a switch closure pulls it low.
RESET	9	<b>Reset:</b> A high signal on this pin resets the 8279. After being reset the 8279 is placed in the following mode: 1) 16 8-bit character display—left entry. 2) Encoded scan keyboard—2 key lockout. Along with this the program clock prescaler is set to 31.	OUT A <sub>0</sub> -OUT A <sub>3</sub> OUT B <sub>0</sub> -OUT B <sub>3</sub>	27-24 31-28	<b>Outputs:</b> These two ports are the outputs for the 16 x 4 display refresh registers. The data from these outputs is synchronized to the scan lines (SL <sub>0</sub> -SL <sub>3</sub> ) for multiplexed digit displays. The two 4 bit ports may be blanked independently. These two ports may also be considered as one 8-bit port.
CS	22	<b>Chip Select:</b> A low on this pin enables the interface functions to receive or transmit.	BD	23	<b>Blank Display:</b> This output is used to blank the display during digit switching or by a display blanking command.
A <sub>0</sub>	21	<b>Buffer Address:</b> A high on this line indicates the signals in or out are interpreted as a command or status. A low indicates that they are data.			
RD, WR	10-11	<b>Input/Output Read and Write:</b> These signals enable the data buffers to either send data to the external bus or receive it from the external bus.			
IRQ	4	<b>Interrupt Request:</b> In a keyboard mode, the interrupt line is high when there is data in the FIFO/Sensor RAM. The interrupt line goes low with each FIFO/Sensor RAM read and returns high if there is still information in the RAM. In a sensor mode, the interrupt line goes high whenever a change in a sensor is detected.			
V <sub>SS</sub> , V <sub>CC</sub>	20-40	<b>Ground and power supply pins.</b>			
SL <sub>0</sub> -SL <sub>3</sub>	32-35	<b>Scan Lines:</b> Scan lines which are used to scan the key switch or sensor matrix and the display digits. These lines can be either encoded (1 of 16) or decoded (1 of 4).			
RL <sub>0</sub> -RL <sub>7</sub>	38, 39, 1, 2, 5-8	<b>Return Line:</b> Return line inputs which are connected to the scan lines through the keys or sensor switches. They have active internal pullups to keep them high until a switch closure pulls one low. They also serve as an 8-bit input in the Strobed Input mode.			

## FUNCTIONAL DESCRIPTION

Since data input and display are an integral part of many microprocessor designs, the system designer needs an interface that can control these functions without placing a large load on the CPU. The 8279 provides this function for 8-bit microprocessors.

The 8279 has two sections: keyboard and display. The keyboard section can interface to regular typewriter style keyboards or random toggle or thumb switches. The display section drives alphanumeric displays or a bank of indicator lights. Thus the CPU is relieved from scanning the keyboard or refreshing the display.

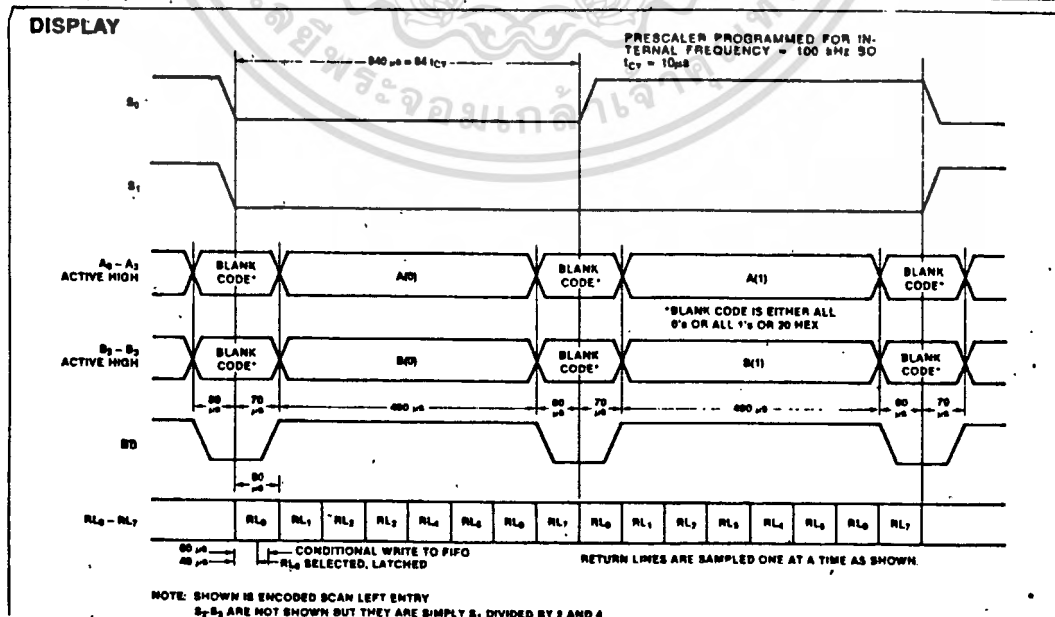
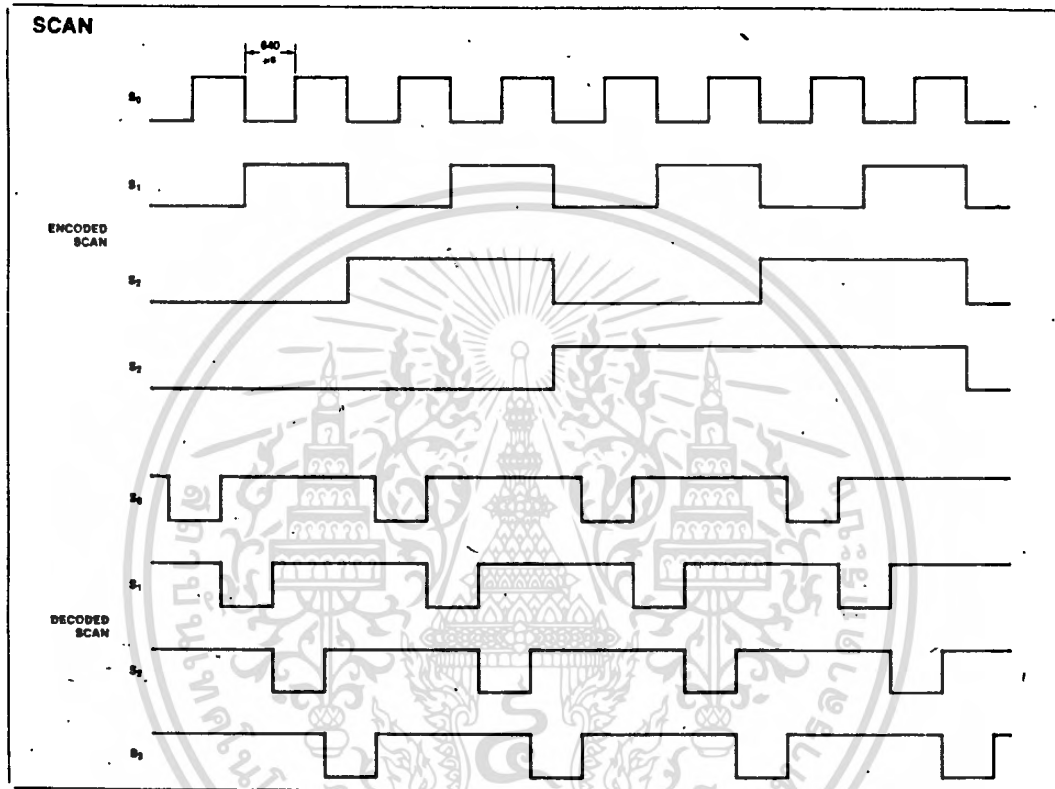
The 8279 is designed to directly connect to the microprocessor bus. The CPU can program all operating modes for the 8279. These modes include:

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



8279/8279-5

WAVEFORMS (Continued)

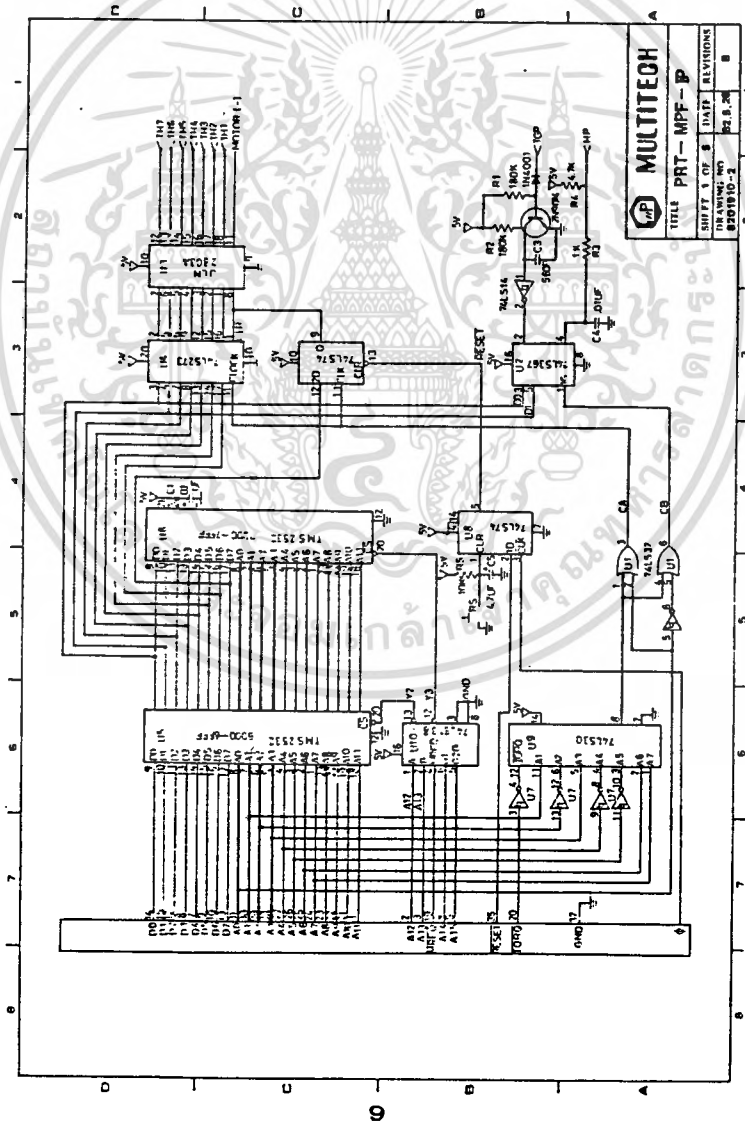


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรเครื่องพิมพ์ความร้อน

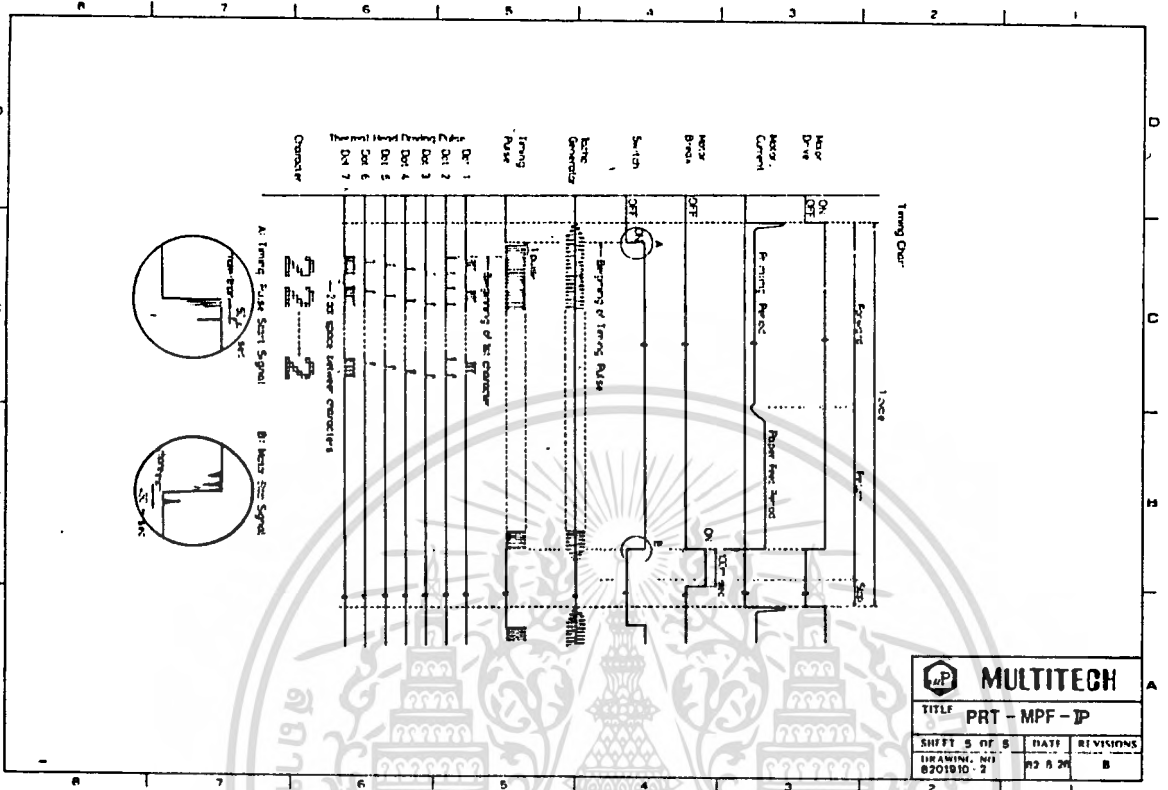
CHAPTER 4  
THEORY OF HARDWARE CIRCUIT

4.1 PRT-MPF-IP Hardware Circuit



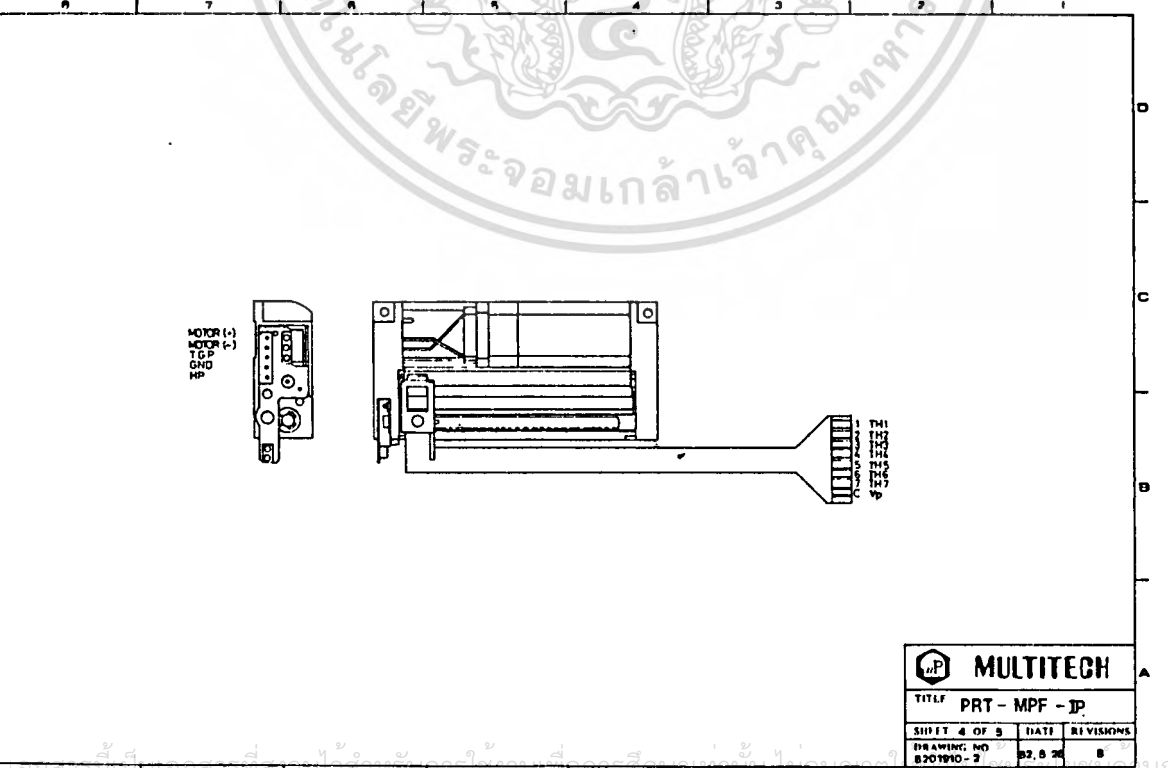
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. 4 Timing Chart of MTP201A



TITLE PRT - MPF - JP		
SHEET 5 OF 8	DATE 02.05.20	REVISIONS B
DRAWING NO. 8201010-2		

4. 3 MTP 201A



TITLE PRT - MPF - JP		
SHEET 4 OF 8	DATE 02.05.20	REVISIONS B
DRAWING NO. 8201010-2		

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### กิตติกรรมประกาศ

ขอกราบเท้า คุณพ่อนคร ตันติสุขารมย์ คุณแม่ใหม่ ตันติสุขารมย์ ผู้ให้ความ  
อุปการะในทุกๆด้าน

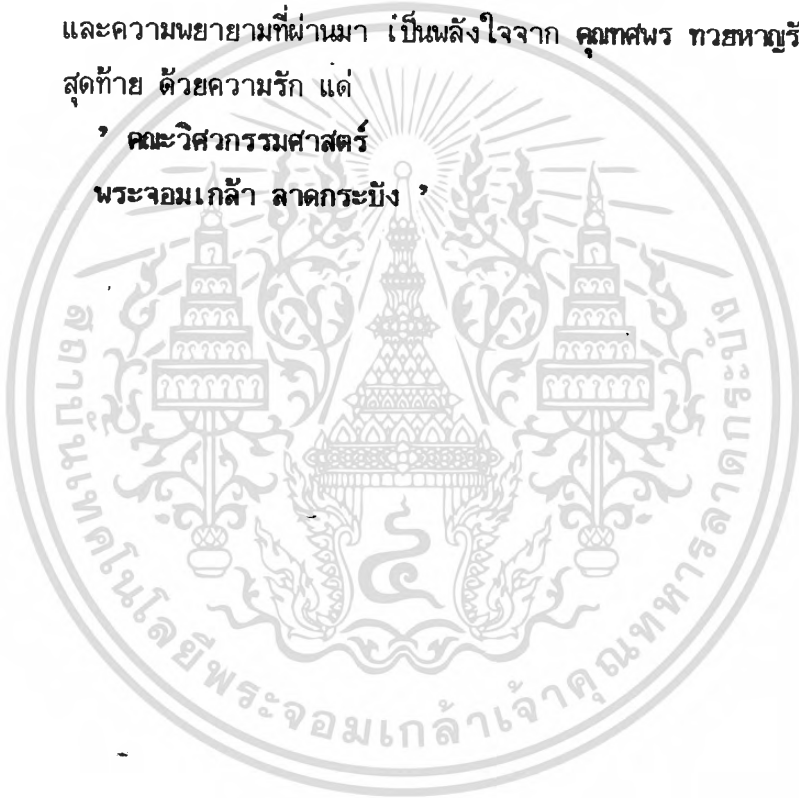
กราบขอพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.พีรศักดิ์ วรสุนทรโรสถ ท่านอาจารย์  
ที่ปรึกษา ผู้ประสาธาวิชาอันเป็นประโยชน์ยิ่งต่อวิชาชีวะวิศวกรรม

ขอบคุณ พี่ๆ เพื่อนๆ ที่ให้กำลังใจ

และความพยายามที่ผ่านมา เป็นพลังใจจาก คุณทศพร ทวยหาญรักษา  
สุดท้าย ด้วยความรัก แต่

’ คณะวิศวกรรมศาสตร์

พระจอมเกล้า ลาดกระบัง ’



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

1. A. C. Corney and R. T. Pullman, "Digital Sampling Laboratory Wattmeter", IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-36, no. 1, pp. 54-59, March 1987.
2. J. J. Hill and W.E. Alderson, "Design of a Microprocessor Based Digital Wattmeter", IEEE Trans. Electron. Contr. Instrum., vol IECI-28, no. 3, pp. 180-184, Aug 1981.
3. M. B. Stout, Basic Electrical Measurements, Prentice Hall Inc. 1960.
4. J. L. Hilburn, D. E. Johnson, Manual of Active Filter Design, McGraw-Hill Book Company, 1973.
5. BURR-BROWN Corporation. Data Acquisition Data Book 1984.
6. N. Chaudhuri, S. Ghosh and A.M. Ghosh, "A Technique for Simultaneous Measurement with a Microcomputer", IEEE Trans. Indust. Elect., vol 32, no. 2, pp. 114-119, May 1985.
7. R. P. Anderson, "A Method of Deriving Overall Accuracy for Single Phase Watthour Meters", IEEE Trans. Power Delivery, vol PWRD-2, no. 2, pp. 337-341, April 1987.
8. K. Srinivasam, "Errors in Digital Measurement of Voltage, Active and Reactive Powers and An On-Line Correction for Frequency Drift", IEEE Trans. Power Delivery, vol PWRD-2, no. 1, pp. 72-76, Jan 1987.
9. K. K. Clarke and R. Malewski, "Digital Wattmeter for Loss Measurement of Power Transformer", IEEE Trans. Power Delivery, vol. PWRD-2, no. 1, Jan 1987
10. G. E. Beard, " Single-Stage Amplifier Aided Current Transformer Possessing Small Ratio Errors at 60 Hz ", IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-2, pp. 141-146, Jan 1979.
11. R. E. Leonard Jr., " High-Speed ADC Design: Layout and Interfacing Pitfalls", EDN, pp. 103-117, June 1987.