

ดิจิทัลเพาเวอร์มิเตอร์
DIGITAL POWER METER



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน...45871...
วัน, เดือน, ปี...9 ก.พ. 2546

.b.....
.i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม

ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DIGITAL POWER METER



THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
BACHELOR OF ENGINEERING IN INSTRUMENTATION ENGINEERING
DEPARTMENT OF INSTRUMENTATION ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2001

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองปริญญาโท

หัวข้อปริญญาโท

ดิจิทัลเพาเวอร์ มิเตอร์

DIGITAL POWER METER

นักศึกษาผู้จัดทำ

นาย ไพรัช จิระวรรณ

รหัสประจำตัว 42015448

นายเอกนาวิน เป้าทองหล่อ

รหัสประจำตัว 42015462

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมการวัดคุม

ปีการศึกษา

2544

อาจารย์ผู้ควบคุมปริญญาโท		ลายมือชื่อ
รศ. วิทยา	ทิพย์สุวรรณพร	

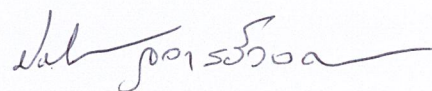
วัน/เดือน/ปี ที่สอบ

วันศุกร์ที่ 3 พฤษภาคม พ.ศ. 2545

สถานที่สอบ

ณ ห้องสอบปริญญาโท ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม

ภาควิชารับรองแล้ว



(ผศ. ประสิทธิ์ จุลเสวีวงศ์)

หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์

ดิจิตอลเพาเวอร์ มิเตอร์

DIGITAL POWER METER

นักศึกษาผู้จัดทำ

นายไพรัช

จิระวรรณ

นาย เอกนาวิน

เป้าทองหล่อ

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.วิทยา

ทิพย์สุวรรณพร

ปีการศึกษา

2544

บทคัดย่อ

ในการออกแบบดิจิตอลเพาเวอร์มิเตอร์จะใช้หลักการออกแบบแนวใหม่ ซึ่งในส่วนของ การวัด Power Factor จะออกแบบโดยอาศัยหลักการ ความถี่เอาต์พุตเปลี่ยนแปลงตามแรงดัน อินพุต คือ ในส่วนของค่า $V_m \cos \theta$ จะได้ขนาดแรงดันค่าหนึ่งเป็นอินพุต ค่าเอาต์พุตที่ได้ก็จะ เป็นค่าความถี่ค่าหนึ่ง ในส่วนของ V_m ก็จะได้เช่นเดียวกับค่า $V_m \cos \theta$ แต่ความถี่จะมีค่าไม่ เท่ากันขึ้นกับขนาดของแรงดัน ความถี่ทั้งสองที่ได้จะนำไปประมวลผลโดยไม่โครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งจะได้ค่า Power Factor

ส่วนการวัดเพาเวอร์ จะนำเอาขนาดของแรงดันและกระแสทำการแปลงให้เป็นดิจิตอลโดย ใช้ A/D จากนั้นนำไปประมวลผลรวมกับค่า Power Factor ในไมโครคอนโทรลเลอร์ ก็จะได้ค่า เพาเวอร์

Thesis Title	Digital Power Meter	
Authors	Mr.Pairach Jirawan	
	Mr.Akenawin Bounthonglo	
Thesis Advisor	Asst.Prof.Wittaya Tipsuwanporn	
Year	2001	

ABSTRACT

This paper describes a novel design for a digital power meter. The design is based on a new digital processor that gives an output frequency proportional to its input voltage, as well as a digital output inversely proportional to the input voltage. The output frequency is made directly proportional to the product of the peak voltage and the power factor $V_m \cos \theta$ while the digital output is inversely proportional to the peak voltage V_m . The digital and frequency outputs are processed to microcontroller and outputs A/D are V and I are processed to microcontroller too

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีเพราะ ได้รับความเมตตาจาก รองศาสตราจารย์ วิทยา ทิพย์สุวรรณพร ที่ได้ให้คำแนะนำแก่ผู้วิจัยตลอดมา อีกทั้งยังเอื้อเพื่ออุปกรณ์และ เครื่องมือ ต่าง ๆ ในการทำปริญญานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้ง และ ขอกราบขอบพระคุณ เป็นอย่างสูง ขอขอบพระคุณ อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุมทุกท่าน ที่ให้คำแนะนำอันเป็น ประโยชน์ต่อการทำปริญญานิพนธ์ฉบับนี้

และที่ลืมไปเสียมิได้คือ ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ พี่ ๆ และเพื่อน ๆ ที่สนับสนุน ช่วยเหลือ และเป็นกำลังใจในการทำปริญญานิพนธ์ฉบับนี้

คุณค่า และ ประโยชน์อันพึงมี จากปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอบอบแด่ผู้มีพระคุณ ทุกท่าน



คณะผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญภาพ.....	VII

บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและเหตุจูงใจของการวิจัย	1
1.2 วัตถุประสงค์ของปริญญานิพนธ์	1
1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์	1
1.4 ขั้นตอนการศึกษา.....	1
บทที่ 2 ทฤษฎี.....	2
2.1 หม้อแปลงกระแส	3
2.2 หม้อแปลงแรงดัน	5
2.3 เอสซีอาร์ (SCR).....	6
2.4 วงจรแปลงอนาล็อกเป็นดิจิทัล.....	7
2.5 ทฤษฎีและหลักการทำงาน	8
2.6 วงจรแปลงสัญญาณ	9
2.7 วงจร ทริกสัญญาณ.....	10
2.8 วงจร Averager	11
2.8.1 Integrator.....	11
2.8.2 Inverting Amplifier	13
2.9 วงจร Voltage Controlled Oscillator	15
2.10 ทฤษฎีของการวัดค่ากำลังไฟฟ้า.....	16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 3 โครงสร้างสถาปัตยกรรม.....	19
3.1 สัญญาณนาฬิกาของ MCS 51	24
3.2 การจัดวางหน่วยความจำ.....	25
บทที่ 4 การอินเตอร์รัพ.....	28
บทที่ 5 ไทเมอร์และเคาน์เตอร์.....	35
5.1 การควบคุมไทเมอร์.....	36
บทที่ 6 แนวทางการใช้งาน LCD.....	41
บทที่ 7 การทดลอง.....	50
การทดลองที่ 1 LM331N.....	50
การทดลองที่ 2 ADC0804.....	52
การทดลองที่ 3 Op-amp Rectifier.....	53
การทดลองที่ 4 Current Transformer.....	55
การทดลองที่ 5 SCR BR303.....	57
สาเหตุค่า Error ที่เกิดขึ้น.....	67
ปัญหาในการทำงาน.....	71
แนวทางการแก้ไข.....	71
กราฟแสดงคุณสมบัติ.....	75
กล่าวถึงคุณสมบัติของเครื่องวัด Digital Power Meter	76
สรุป.....	77
บรรณานุกรม.....	78
ภาคผนวก.....	79

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 แสดงรายละเอียดของตระกูล MCS 51	21
4.1 แสดงรายละเอียดของ Interrupt Enable (IE).....	29
4.2 แสดงรายละเอียดของ Interrupt Priority Control (IP).....	30
5.1 แสดงผลของไทมเมอร์.....	36
5.2 แสดงบิตของรีจิสเตอร์ TCON.....	36
5.3 แสดงรีจิสเตอร์ TMOD.....	38
5.4 แสดงโหมดการทำงานของไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ 0 และ 1	39
6.1 แสดงขาสัญญาณของ LCD Module	42
6.2 แสดงรายละเอียดของชุดคำสั่ง LCD.....	44
6.3 แสดง Clear Display	45
6.4 แสดง Cursor at home.....	45
6.5 แสดง Entry mode set.....	46
6.6 แสดง Display on/off.....	46
6.7 แสดง Display shift.....	46
6.8 แสดง Function set.....	47
6.9 แสดง Set CGRAM address.....	47
6.10 แสดง Set DDRAM address	48
6.11 แสดง Busy flag and address read.....	48
6.12 แสดง Write data to DDRAM or CGRAM.....	48
6.13 แสดง Read data from DDRAM or CGRAM.....	49
7.1 แสดงผลการทดลอง Voltage to Frequency	51
7.2 แสดงผลการทดลอง Analog to Digital.....	53
7.3 แสดงผลการทดลอง วงจร Rectifier	54
7.4 แสดงการทดลอง Current Transformer	56
7.5 แสดงผลการทดลอง การวัด Power factor ที่ Load ต่าง ๆ.....	60

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของหลักการทำงาน.....	2
2.2 แสดงการนำหม้อแปลงไปใช้ในการวัดกระแสไฟฟ้า.....	3
2.3 แสดงวงจรสมมูลย์ของ Current Transformer.....	4
2.4 แสดงการค่อหม้อแปลงแรงดัน.....	5
2.5 แสดงวงจรสมมูลย์ของหม้อแปลงแรงดัน.....	5
2.6 แสดงโครงสร้าง , สัญลักษณ์ , วงจรสมมูลย์ ของ SCR เมื่อเทียบกับทรานซิสเตอร์.....	7
2.7 แสดงวงจรการต่อ PCF8591 (A/D) เข้ากับ Micro Controller MCS- 5.....	8
2.8 แสดงรูปคลื่น Sine Wave ที่มุม θ เท่ากับศูนย์องศา.....	8
2.9 แสดง Output ของ Current Transformer เป็นรูปคลื่น Sine $\cos\theta$	9
2.10 แสดงวงจรแปลงสัญญาณ Sine Wave ให้อยู่ในรูปของ Square Wave.....	9
2.11 แสดง Input และ Output ของวงจรแปลงสัญญาณ.....	10
2.12 แสดงวงจร Trigger โดยใช้ SCR (BR303).....	10
2.13 แสดงรูปคลื่น Input และ Output ของวงจร Trigue.....	11
2.14 แสดงรูปคลื่นและตัวแปรของสมการ.....	11
2.15 แสดงวงจร Average.....	12
2.16 แสดง Input และ Output ของวงจร Average.....	13
2.17 แสดงวงจรขยายแบบอินเวอร์ตึง.....	13
2.18 แสดงวงจร Voltage Controlled Oscillator.....	16
2.19 แสดงสามเหลี่ยมของกำลังไฟฟ้า.....	16
2.20 แสดงวงจรการต่อ ADC0804 Analog to Digital.....	17
2.21 แสดงวงจรการวัด Power ในส่วนของหม้อแปลงแรงดัน.....	18
2.22 แสดงวงจรการวัด Power ในส่วนของหม้อแปลงกระแส.....	18
3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของ MCS -51.....	21
3.2 แสดงการต่อ คริสตอลเพื่อให้ได้สัญญาณนาฬิกาสำหรับ MCS-51.....	24
3.3 แสดงการต่อเพื่อให้เสถียร.....	25
4.1 แสดงกระทำโปรแกรมเมื่อมีการอินเตอร์รัพ.....	28
4.2 แสดงโครงสร้างการอินเตอร์รัพ.....	32
4.3 แสดงการกระโดดอย่างไม่มีเงื่อนไขเมื่อเกิดการอินเตอร์รัพ.....	34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
5.1 แสดงไทมเมอร์ขนาด 3 บิต	35
5.2 แสดงการเกิดอินเตอร์รัพท์ที่ขอบขาลง.....	37
5.3 แสดงการเกิดอินเตอร์รัพท์ที่ลอจิก 0	38
5.4 แสดงแผนผังของการควบคุมไทมเมอร์/เคาน์เตอร์.....	40
7.1 แสดงวงจรการทดลอง IC LM331N	51
7.2 แสดง วงจรการทดลอง ADC 0804 แปลงสัญญาณ Analog ให้เป็น Digital	52
7.3 แสดงวงจร Rectifier โดยใช้ Op-am	54
7.4 แสดงสัญญาณ Output ของวงจร Rectifier	54
7.5 แสดงวงจรการทดลอง Current Transformer.....	55
7.6 แสดงรูปสัญญาณขณะจ่ายกระแสของ Current Transformer.	56
7.7 แสดงวงจรการต่อ SCR โดยให้ทริกสัญญาณที่ขา Gate.....	57
7.8 แสดงค่า Output ของวงจรที่มีค่ามุม $\theta = 0$ องศา.....	58
7.9 แสดงค่า Output ของวงจรที่มีค่ามุม $\theta = 7$ องศา.....	58
7.10 แสดงค่า Output ของวงจรที่มีค่ามุม $\theta = 23$ องศา.....	59
7.11 แสดงรูปคลื่นของแรงดัน $v(t) = V_m \sin \omega t$	59
7.12 แสดงรูปคลื่นของกระแส $i(t) = I_m \sin (\omega t + \theta)$	61
7.13 แสดง $i(t) = I_m \sin (\omega t + \theta)$ ทำให้อยู่ในรูป Square wave	61
7.14 แสดง Output ที่โหลดของ SCR ที่มีมุมทริก 20 องศา.....	62
7.15 แสดง Output ของวงจร Averager ที่มีค่าเป็นไฟ DC	62
7.16 แสดง Output ของ LM331N ซึ่งอยู่ในรูปของ Frequency.....	63
7.17 แสดง Output ของวงจร Rectifier	63
7.18 แสดง Output ของวงจร Averager ที่มีค่าเป็นไฟ DC (ตัวหลัก)	64
7.19 แสดง Output ของ LM331N ซึ่งอยู่ในรูปของ Frequency (ตัวหลัก).....	64
7.20 แสดง output ของวงจร Rectifier	65
7.21 แสดงรูปคลื่นสัญญาณของค่า error ที่มีมุมต่าง ๆ	66
7.22 แสดงรูปตัวเครื่อง ดิจิตอล เพาเวอร์มิเตอร์ (Digital Power Meter)	73
7.23 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่ามุม θ กับ ความถี่.....	75
7.24 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง แรงดัน กับ ความถี่.....	75

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่

หน้า

7.25 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง แรงดัน กับ ค่ามุม θ 76



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและเหตุจูงใจของการวิจัย

ในปัจจุบันเครื่องวัดปริมาณทางไฟฟ้าโดยเฉพาะเครื่องวัดกำลังไฟฟ้าที่ใช้กันมีอยู่หลายแบบซึ่งแต่ละแบบจะมีหลักการออกแบบที่คล้าย ๆ กันจะแตกต่างกันไม่มาก ซึ่งจุดประสงค์ในการออกแบบงานวิจัยนี้ เพื่อให้ได้ค่าที่ถูกต้อง และประหยัด ซึ่งปริยญาณินพนธ์นี้ก็จะเป็นการออกแบบในอีกทางเลือกหนึ่ง

1.2 วัตถุประสงค์ของปริยญาณินพนธ์

เพื่อศึกษา และ วิเคราะห์หลักการทำงาน Digital Power Meter , Micro controller, ตัวแปลงพลังงานไฟฟ้า และเป็นอีกหนึ่งทางเลือกในการออกแบบเครื่องวัดปริมาณไฟฟ้า

1.3 ขอบเขตของปริยญาณินพนธ์

ปริยญาณินพนธ์เล่มนี้จะกล่าวถึงการวัดและออกแบบเครื่องวัดปริมาณทางไฟฟ้า ได้แก่ Power Factor , P , Q , S , 1 Phase , สามารถขยายงานการวัดได้ และใช้ Micro controller ในการประมวลผลและแสดงผลทางจอ LCD และทำการศึกษาและวิเคราะห์ผลของการวัด

1.4 ขั้นตอนการศึกษา

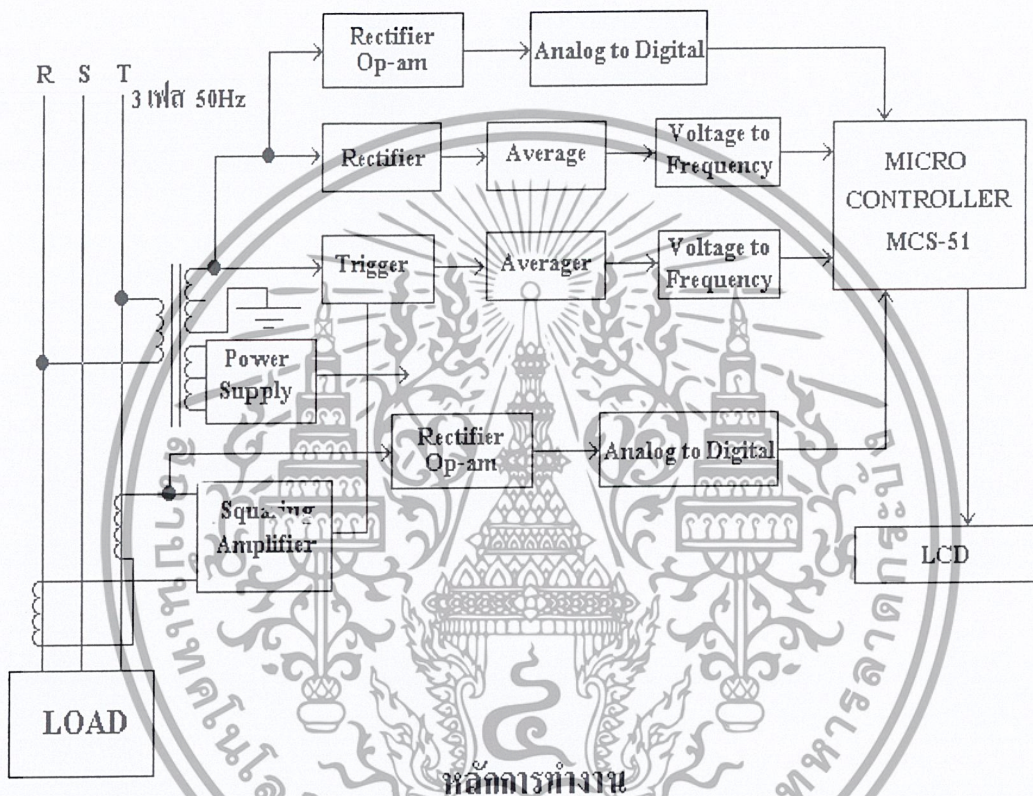
ศึกษาค้นคว้าและทำการวิเคราะห์ หาค่าความต่างเฟสของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่มีค่าเท่ากับ V_m และสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่มีค่าเท่ากับ $V_m \cos \theta$ ทำการแปลงค่าของสัญญาณทั้งสองให้เป็นในรูปของความถี่ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ประมวลผล หาค่าความแตกต่างจะได้ออกมาเป็นค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ ($\cos \theta$) จากนั้นวัดขนาดของแรงดันและกระแสไฟฟ้าในระบบไฟฟ้า 1 เฟส และนำค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสไฟฟ้า ,ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ มาประมวลผลในไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อวัดค่าปริมาณทางไฟฟ้าต่าง ๆ และนำออกแสดงผลที่จอ LCD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎี

บล็อกไดอะแกรม



ภาพที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของหลักการทำงาน

แสดง Block Diagram ของหลักการทำงาน

หลักการวัด Power Factor ซึ่งนำค่าของ V_m และ $V_m \cos \theta$ ที่ได้มาจากการ Induce สัญญาณออกมา เข้าตาม Block Diagram ดังรูป

หลักการวัด Power, S, Q ซึ่งนำค่าของ แรงดัน และ กระแส มาทำการ Rectifier เพื่อเป็น Input ให้แก่ ADC0804 Analog to Digital

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

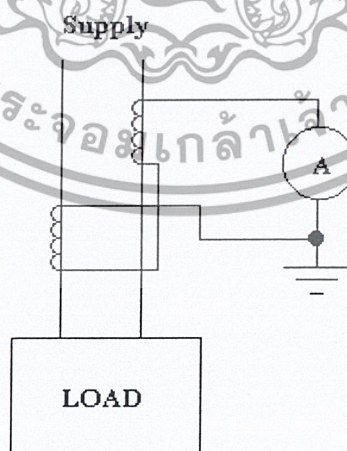
2.1 หม้อแปลงกระแส (Current Transformer)

การนำหม้อแปลงไปใช้ในการวัดกระแสไฟฟ้า จะเรียกหม้อแปลงว่า หม้อแปลงกระแส (current transformer) จากวงจรในภาพที่ 2.1 กระแสไฟฟ้ากระแสสลับขนาดใหญ่ จะถูกป้อนผ่าน มาที่ขดปฐมภูมิ ฟลักซ์แม่เหล็กที่ถูกเหนี่ยวนำจากขดปฐมภูมิจะถูกดันด้วย กระแสเหนี่ยวนำที่ ขดทุติยภูมิ จึงสามารถสรุปความสัมพันธ์ของกระแสไฟฟ้ากับจำนวนรอบของหม้อแปลงได้ดังนี้

$$\frac{I_s}{I_p} = \frac{N_p}{N_s} \quad (2.1)$$

โดยที่ I_s คือ กระแสทางขดทุติยภูมิ
 I_p คือ กระแสทางขดปฐมภูมิ
 N_p คือ จำนวนรอบขดปฐมภูมิ
 N_s คือ จำนวนรอบขดทุติยภูมิ

หม้อแปลงกระแสนี้ปกติจะมี อัตราส่วนประมาณ 200:1 และขดปฐมภูมิ มักจะมีเพียง ขดเดียว อีกสิ่งหนึ่งที่สำคัญคือ หม้อแปลงกระแสจะต้องมีการต่อโหลดเข้าที่ขดทุติยภูมิเสมอ เพื่อให้วงจรทางทุติยภูมิครบวงจร



ภาพที่ 2.2 การนำหม้อแปลงไปใช้ในการวัดกระแสไฟฟ้า

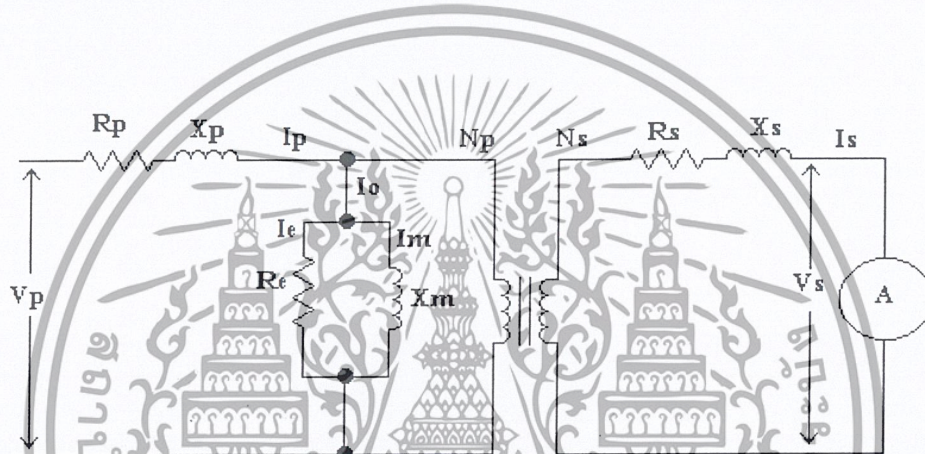
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสูญเสียพลังงานไฟฟ้าในหม้อแปลง

จากการวิเคราะห์วงจรหม้อแปลงที่ได้กล่าวมาแล้ว จะกำหนดให้ หม้อแปลงเป็นแบบอุดมคติ คือไม่มีการสูญเสียพลังงานไฟฟ้าใด ๆ เกิดขึ้น แต่ในทางปฏิบัติแล้วจะมีกำลังงานสูญเสียเกิดขึ้นระหว่างขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ

สาเหตุแรก มาจากค่าความสูญเสียเนื่องจากการพันขดลวดของหม้อแปลง กล่าวคือในขดตัวนำที่นำมาพันเป็นขดลวดนั้น จริง ๆ แล้วมีค่าความต้านทานภายในอยู่ค่าหนึ่ง ดังนั้นเมื่อเกิดกระแสไหลผ่านจึงเกิดกำลังงานขึ้นตามความสัมพันธ์ $P = I^2 R$ เรียกกำลังงานสูญเสียนี้ว่า ค่าความสูญเสียในขดลวด (copper loss)

สาเหตุที่สอง มาจากค่ากำลังงานความร้อนสูญเสียในแกนเหล็ก (Iron loss)



ภาพที่ 2.3 วงจรสมมูลของ Current transformer

กระแสทุติยภูมิจะสัมพันธ์กับกระแสปฐมภูมิ โดยอัตราส่วนรอบผกผัน (โดยประมาณ) ในการสร้างจะต้องทำให้กระแสแม่เหล็กความสูญเสียในแกนและเส้นแรงรั่วมีน้อยที่สุด เพื่อจะแน่ใจว่าอัตราส่วนกระแสปฐมภูมิมีต่อทุติยภูมิจริงๆ จะเข้าใกล้อัตราส่วนรอบผกผัน

ความผิดพลาดมุมเฟสคือ มุมเฟสระหว่างเวกเตอร์ของกระแสปฐมภูมิกับเวกเตอร์ของกระแสทุติยภูมิที่กลับเฟส

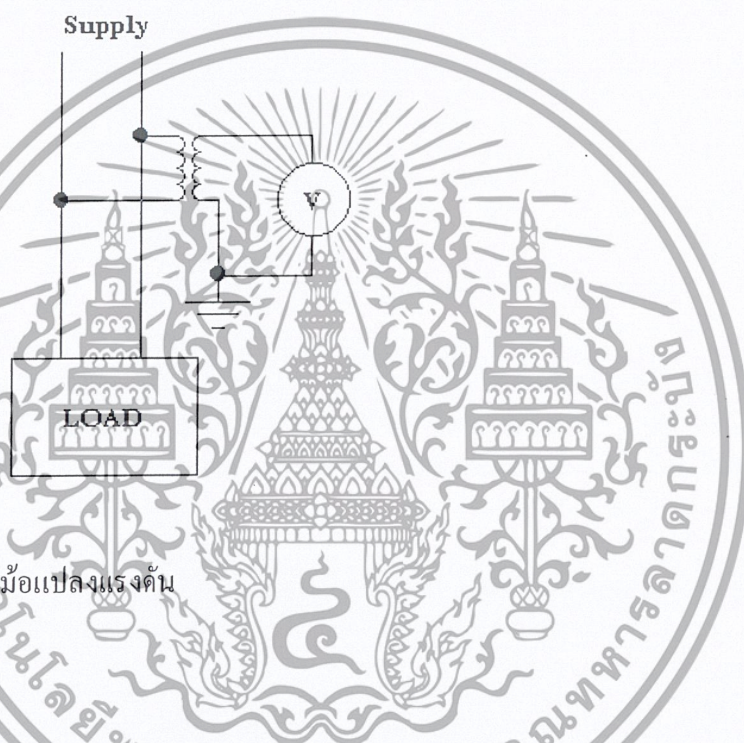
ข้อควรระวังในการใช้หม้อแปลงกระแสก็คือ จะต้องไม่เปิดวงจรทุติยภูมิของหม้อแปลง กระแสขณะที่มีกระแสไหลทางด้านปฐมภูมิ จำนวนแอมแปร์-รอบจะถูกทำให้คงที่โดยกระแสปฐมภูมิและจะไม่ลดลงเมื่อทางทุติยภูมิเปิดวงจร การเปิดวงจรทางด้านทุติยภูมิจะลดแอมแปร์-รอบทางด้านทุติยภูมิเป็นศูนย์ซึ่งจะไม่มีแรงเคลื่อนแม่เหล็กกลับไปต่อต้านแรงเคลื่อนแม่เหล็กจากแอมแปร์-รอบปฐมภูมิ จะกระทำต่อจำนวนรอบทางทุติยภูมิที่มีค่ามาก ทำให้แรงดันที่ถูกเหนี่ยวนำในขดทุติยภูมิจะมีค่าสูง ซึ่งอาจเป็นอันตรายต่อผู้เปิดวงจรหรือ ทำความเสียหายต่อฉนวนของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

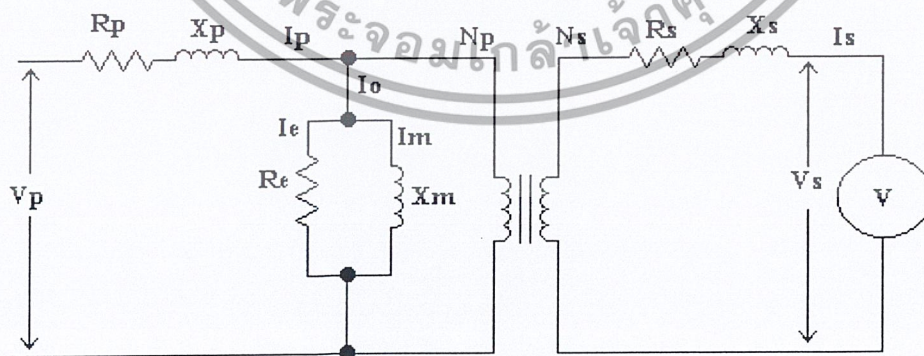
หม้อแปลง นอกจากนั้นจะเกิดความร้อนเนื่องจากความสูญเสียในแกนฉนวนที่มันอึดตัว อาจมากพอที่จะทำลายหม้อแปลงได้

2.2 หม้อแปลงแรงดัน [Transformer]

ในการวัดจะใช้หม้อแปลงแรงดันทำการลดระดับแรงดันทางปฐมภูมิลงมาให้แรงดันด้านทุติยภูมิ มีค่าแรงดันอยู่ในระดับที่สามารถนำไปประมวลผลได้ รูปภาพที่ 2.4 แสดงลักษณะการต่อส่วนวงจรสมมูลย์สำหรับหม้อแปลงแรงดันจะมีลักษณะดังรูปภาพ 2.5



ภาพที่ 2.4 การต่อหม้อแปลงแรงดัน



ภาพที่ 2.5 วงจรสมมูลย์ของหม้อแปลงแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการ อัตราส่วนของหม้อแปลง (Ratio)

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} = a(\text{Ratio}) \quad (2.2)$$

เมื่อ a เป็นอัตราส่วนรอบของหม้อแปลงที่กำหนดโดย

สำหรับหม้อแปลงแรงดันในอุดมคติอัตราส่วนของเวกเตอร์ v_p และ v_s จะต้องเท่ากับอัตราส่วนจำนวนรอบและเวกเตอร์ v_s กับ v_p ที่กลับทิศจะต้องทับกัน แต่ในทางปฏิบัติความผิดพลาดของหม้อแปลงแรงดันคือ

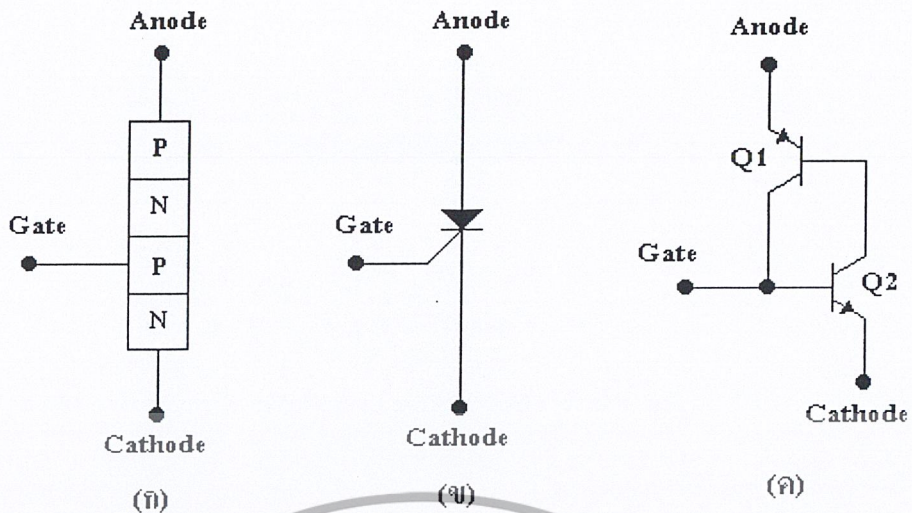
1. ความผิดพลาดแรงดันหรืออัตราส่วน (Voltage or Ratio Error)
2. การเปลี่ยนตำแหน่งเฟส (Phase Displacement) คือการเปลี่ยนตำแหน่งของเฟสระหว่างแรงดันปฐมภูมิและทุติยภูมิ

2.3 เอสซีอาร์ (SCR)

มีโครงสร้าง, สัญลักษณ์ และวงจรสมมูลทรานซิสเตอร์ ดังรูปที่ 2.6 เอสซีอาร์มีขาใช้งาน 3 ขา คือ แอโนด (anode), แคโทด (cathod) และเกต (gate) การกระตุ้นให้เอสซีอาร์ทำงานทำได้โดยป้อนแรงดันไฟบวกเข้าที่ขาแอโนด ป้อนไฟลบเข้าที่ขาแคโทด ในตอนนี้เอสซีอาร์ยังไม่ทำงาน จนกว่าจะมีการกระตุ้นที่ขาเกต เมื่อขาเกตมีสัญญาณไฟบวกมากระตุ้นจะทำให้เอสซีอาร์ทำงานกระแสไหลผ่านไปได้ ถึงแม้ว่าจะปลดขาเกตให้ลอยแล้วก็ตาม เอสซีอาร์ ยังคงทำงานไปเรื่อยๆ จนกว่ากระแสแอโนดจะมีค่าต่ำกว่ากระแสโฮลดิ้ง (holding current เป็นค่ากระแสต่ำสุดที่เอสซีอาร์ ยังคงทำงานอยู่ได้) ซึ่งก็ทำได้โดยปลดแรงดันที่ แอโนด และ แคโทด ออก หรือทำให้แรงดันตรงนั้นเป็นศูนย์โวลท์

เอสซีอาร์สามารถนำกระแสได้เพียงทิศทางเดียว จึงเหมาะที่จะใช้ในการเรกติไฟร์, เป็นสวิตช์นำไฟตรงไปจ่ายให้แก่อุปกรณ์เพื่อควบคุมกำลังไฟฟ้า เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.6 (ก) โครงสร้างของ SCR (ข) สัญลักษณ์ของ SCR (ค) วงจรสมมูลของ SCR เมื่อเทียบกับทรานซิสเตอร์

2.4 วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล

PCF8591 สามารถทำหน้าที่เป็นไอซีแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลขนาด 8 บิต 4 ช่องและทำหน้าที่เป็น ไอซีแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อกได้ในคราวเดียวกัน สามารถส่งสัญญาณอนาล็อกเอาต์พุตสูงสุดได้ถึง 8 ช่องด้วยการกำหนดแอดเดรสจากขา A0 , A1 และ A2 การจัดขาของ PCF8591 แสดงดังนี้

ขา AN0 – AN3 (ขา 1-4) เป็นขาอินพุตสำหรับป้อนสัญญาณอนาล็อกที่ต้องการแปลงค่า

ขา A0 – A2 (ขา 5-7) เป็นขาสำหรับกำหนดข้อมูลแอดเดรสทางฮาร์ดแวร์

ขา Vss (ขา 8) เป็นขาต่อกราวด์

ขา SDA , SCL (ขา 9 และ 10) เป็นขาเชื่อมต่อข้อมูลต่อระหว่าง IC

ขา OSC (ขา 11) เป็นขาสำหรับต่อกับสัญญาณนาฬิกาภายนอก

ขา EXT (ขา 12) เป็นขาสำหรับเลือกแหล่งกำเนิดสัญญาณนาฬิกา

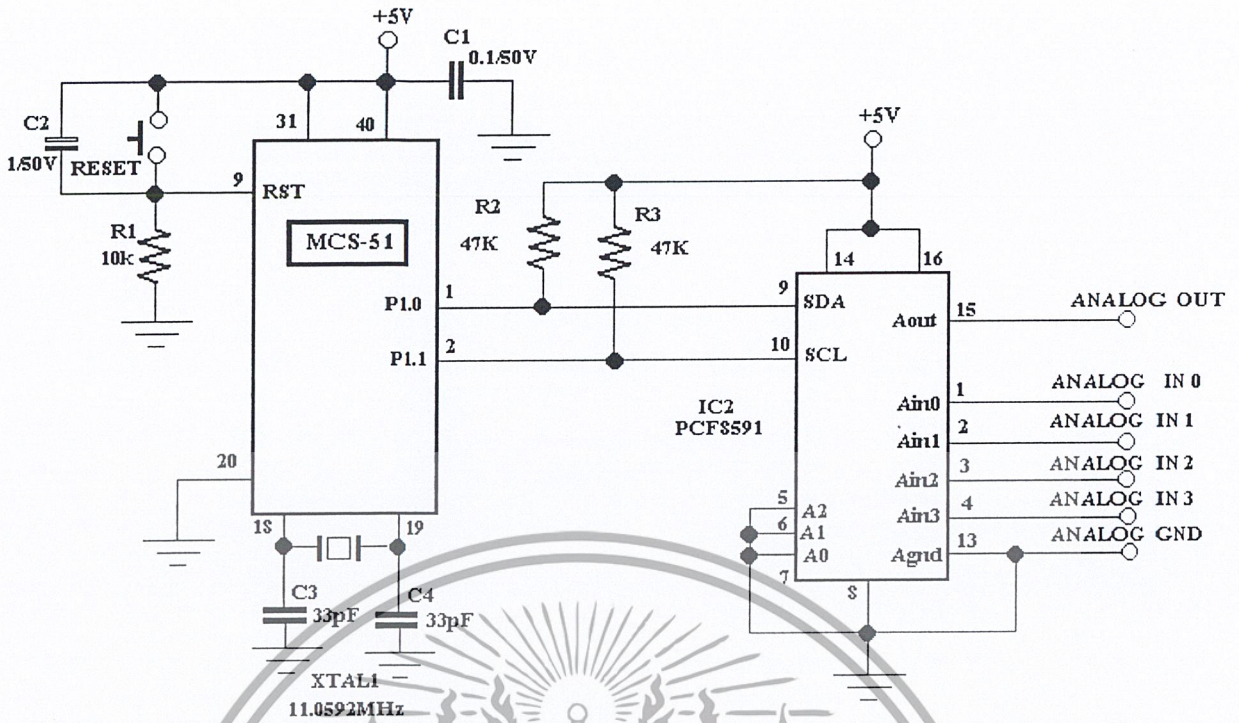
ขา AGND (ขา 13) เป็นขากราวด์ของแรงดันอ้างอิง ปกติต่อลงกราวด์

ขา Vref (ขา 14) เป็นขาสำหรับป้อนแรงดัน ปกติต่อไฟเลี้ยง +5 V

ขา AOUT (ขา 15) เป็นขาเอาต์พุตของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก

ขา VDD (ขา 16) เป็นขาต่อไฟเลี้ยง จ่ายได้ตั้งแต่ +2 ถึง +6V ปกติใช้ +5V

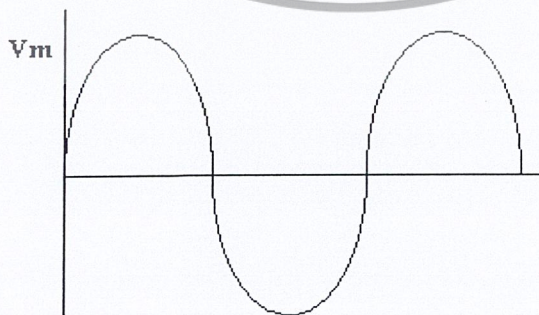
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.7 แสดงวงจรการต่อ PCF8591 เข้ากับ MICRO CONTROLLER MCS-51

2.5 ทฤษฎีของหลักการทำงาน

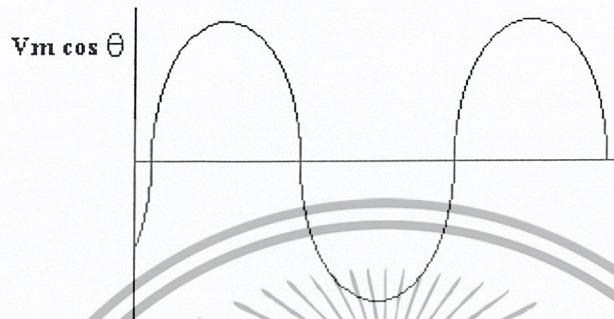
จากรูปที่ 2.1 เป็นระบบไฟฟ้า 3 เฟส (R,S,T) นำหม้อแปลงไฟฟ้ามาต่อเพื่อที่จะเหนี่ยวนำแรงดันออกมาใช้ ซึ่งจะได้ค่าแรงดัน V_m ที่อยู่ในรูปของ Sine wave มีจุดเกิดที่จุด Origin คือมีค่ามุม θ เท่ากับศูนย์องศา Output ดังรูปที่ 2.8



ภาพที่ 2.8 แสดงรูปคลื่น Sine wave ที่มุม θ เท่ากับ ศูนย์ องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

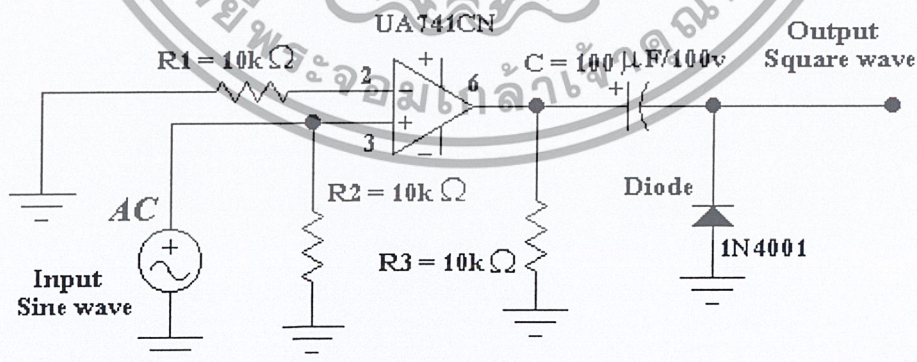
จากภาพที่ 2.9 คือค่า Output ของ Current transformer ที่ต่ออยู่ระหว่าง เฟส ที่เราต้องการที่จะวัด โดยการเหนี่ยวนำ [Induce] สัญญาณที่ออกมาจะเป็นขนาดของค่ากระแส Output ที่ได้ก็จะมีเท่ากับค่าที่อยู่ในรูปของแรงดัน เป็น $V_m \cos \theta$ ที่เป็นรูป Sine wave ที่มีค่ามุม θ Lag หรือ Lead ตามแต่ที่โหลดใช้งานในขณะนั้น



ภาพที่ 2.9 แสดง Output ของ Current Transformer เป็นรูปคลื่น Sine $\cos \theta$

2.6 วงจรแปลงสัญญาณ

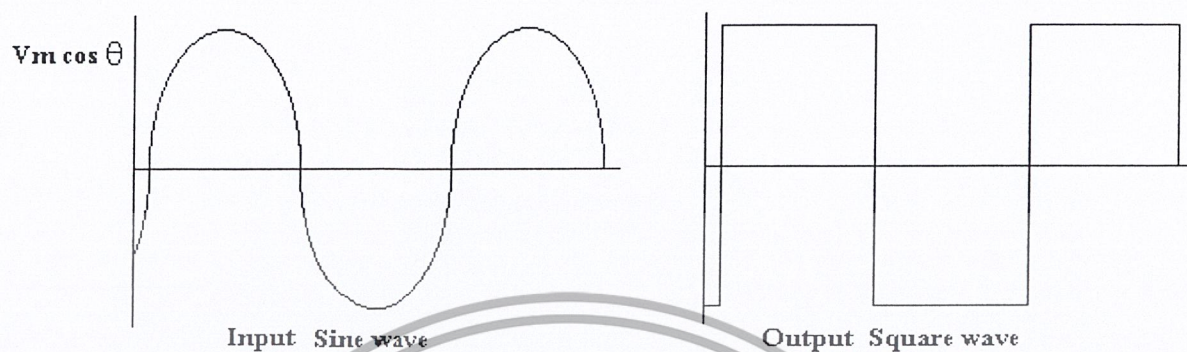
จากภาพที่ 2.10 เป็นวงจรแปลงสัญญาณ Sine wave ให้อยู่ในรูปของ Square wave ที่มีอัตราการขยายในตัววงจรจะได้ Output เป็นรูปคลื่น Square wave ที่ Lag หรือ Lead ไปเป็นมุม θ ที่ได้ค่าจาก Current Transformer จากวงจร Output ที่ได้ดังภาพที่ 2.11



ภาพที่ 2.10 วงจรแปลงสัญญาณ Sine wave ให้อยู่ในรูปของ Square wave

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

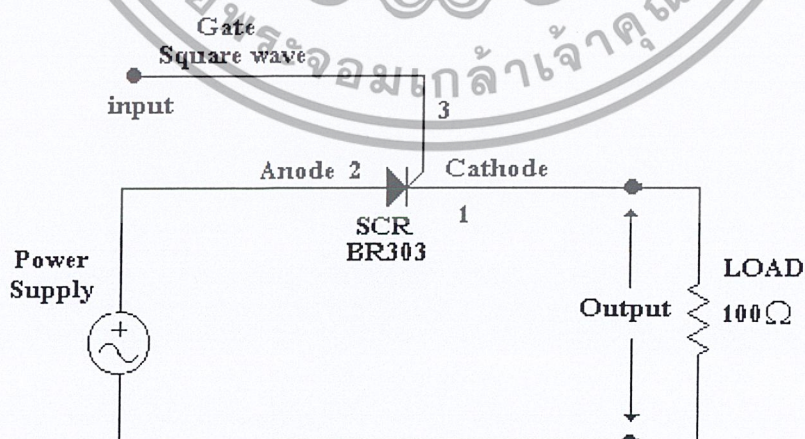
Output ที่ได้ใน ภาพที่ 2.11 ที่เป็นสัญญาณ Square wave จะนำไปเป็น Input เข้าที่ Gate ของตัว SCR (BR303)



ภาพที่ 2.11 แสดง Input และ Output ของวงจรแปลงสัญญาณ

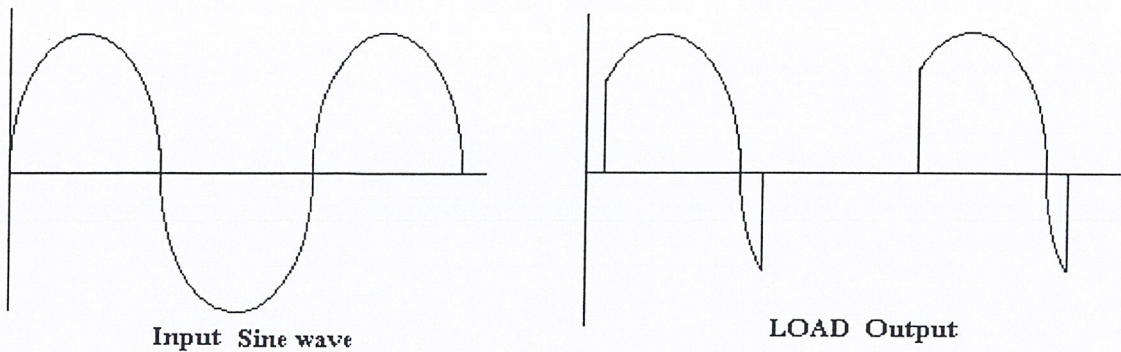
2.7 วงจรทริกสัญญาณ

จากภาพที่ 2.11 แสดง วงจรทริกสัญญาณ โดยใช้ SCR (BR 303) ซึ่ง สัญญาณที่ป้อนให้กับ SCR เป็น Sine wave ที่ได้จาก Power Supply จ่ายเข้าที่ขา Anode[2] และป้อนสัญญาณ Square wave ที่ขา Gate[3] ที่มีค่ามุม Lag หรือ Lead ไปเป็นมุม θ ตามแต่ที่โหลดใช้งาน Output ที่วัดได้ที่ขา Cathode[1] จะเป็นรูปคลื่น Sine ที่มีรูปคลื่นที่มีการลดทอนสัญญาณ [Trigger] ดังภาพที่ 2.12



ภาพที่ 2.12 วงจร Trigger โดยใช้ SCR [BR303]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



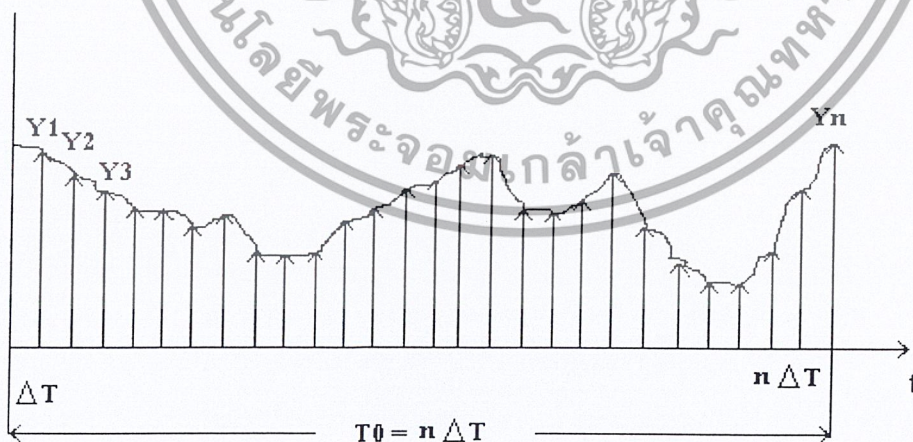
ภาพที่ 2.13 รูปคลื่น Input และ Output ของวงจร Trigger

2.8 วงจร Average

วงจร Averager เป็นวงจร Integrate ที่มีวงจร Inverse ต่อรวมอยู่ วงจร Averager ใช้หลักการทางคณิตศาสตร์ของการ Integrate เป็นการหาเฉลี่ยของพื้นที่ใต้กราฟใดๆ เพื่อจะทำการแปลงรูปคลื่นใดๆ ให้เป็นสัญญาณไฟฟ้า กระแสตรง ที่มีกรเปลี่ยนแปลง ตามค่าที่มีการลดทอนสัญญาณตามมุมที่ Trigger ไปตามการเปลี่ยนแปลงของโหลดที่ใช้วัด

2.8.1 Integrator

วงจรที่ทำหน้าที่เสมือนการหาค่าอินทิเกรตทางคณิตศาสตร์ค่า V_o จะเป็นสัดส่วนค่า V_s ในช่วงคาบเวลา T ซึ่งจะได้สมการเป็น



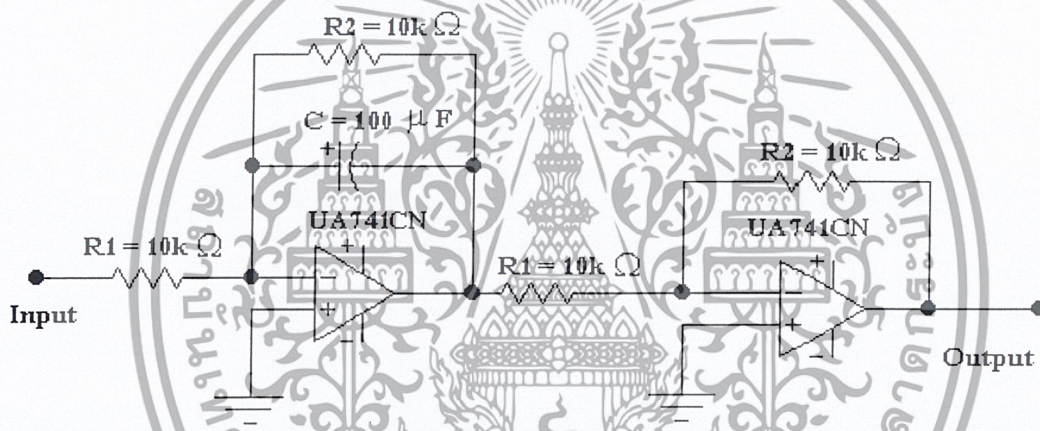
ภาพที่ 2.14 แสดงรูปคลื่นและตัวแปรของสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการของวงจร Integrate

$$\bar{Y} = \frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} Y(t) dt \quad (2.3)$$

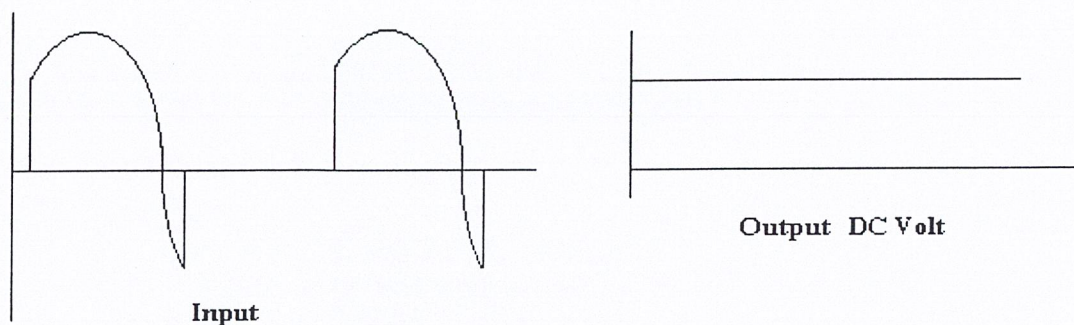
จากภาพที่ 2.15 แสดง อุปกรณ์ที่ใช้ในการต่อ วงจร Averager โดยมี Input คือค่าของ Sine wave ที่มีการลดทอนสัญญาณ ที่ได้จาก วัดแรงดันที่ตกคร่อมโหลด ที่ต่ออยู่กับขา Cathode ของตัว SCR และค่า Output ที่ได้จะนำไปต่อเข้ากับวงจร Inverting amplifier ต่อไป



ภาพที่ 2.15 แสดงวงจร Average

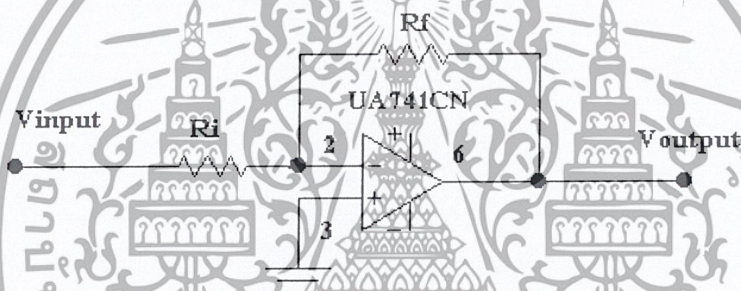
จากภาพที่ 2.16 แสดง Output ของวงจร Integrator จะมีค่า Output เป็นแรงดันไฟฟ้า กระแสตรง กลับเฟส มีค่าเป็นลบ ดังนั้นจึงนำค่า Output ที่ได้ นำไปเข้าวงจร Inverting amplifier เพื่อให้ได้ค่า Output เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่มีค่าเป็นบวก โดยอัตราขยายขึ้นอยู่กับค่า R_f , R_s ดังสมการที่ 2.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.16 แสดง Input และ Output ของ วงจร Average

2.8.2 วงจร Inverting amplifier



ภาพที่ 2.17 แสดงวงจรขยายแบบอินเวอร์ตติ้ง

เมื่อป้อนแรงดันเข้าที่อินเวอร์ตติ้ง

จากวงจรในภาพที่ 2.17 เราป้อนแรงดัน $+E_i$ ให้กับขาอินพุตลบ (ขาอินเวอร์ตติ้ง) ผ่านตัวต้านทานอินพุต R_i และให้ R_f ซึ่งเป็นตัวต้านทานป้อนกลับต่ออยู่ระหว่างขา เอาท์พุต และอินพุตลบ ส่วนขาอินพุตบวกต่อกับกราวด์ สิ่งที่เราต้องการหาคือ A_v ว่าจะมีค่าเท่าไร ซึ่งหาได้จากสูตร V_o/E_i โดย V_o หาได้ตามขั้นตอนต่อไปนี้

จากภาพที่ 2.17 แรงดันบวกถูกป้อนเข้าที่ขาลบของออปแอมป์ R_i จะทำหน้าที่ในการแปลงแรงดันให้เป็นกระแส I จากนั้น R_f จะทำหน้าที่แปลงกระแส I ให้กลับป้อนอยู่ในรูปของแรงดันอีกครั้ง โดยเป็นแรงดันที่เป็นสัดส่วนกับ E_i

จากข้อเสนอแนะที่ว่าความต่างศักย์ระหว่างขาบวกและขาลบเป็นศูนย์ ซึ่งหมายความว่าแรงดันของทั้ง 2 ขาต้องเท่ากัน ดังนั้นเมื่อขาอินพุตบวกในวงจรนี้จึงเป็นกราวด์ ขาอินพุตลบจึง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เสมือนต่ออยู่กับกราวด์ด้วย กระแสที่ไหลผ่าน R_i จึงเกิดความต่างศักย์ระหว่าง E_i และกราวด์ ตามกฎของโอห์มได้กระแสดังนี้

$$I = \frac{E_i}{R_i} \quad (2.4)$$

จากข้อเสนอแนะที่ว่า จะไม่มีกระแสไหลเข้าขาอินพุตทั้ง 2 ของอปแอมป์ ดังนั้นกระแส I ทั้งหมดจาก R_i จะไหลผ่านไปยัง R_f ทำให้เกิด V_{Rf} ขึ้น (โดยไม่มีการไหลเข้าอินพุตลบ)

$$V_{Rf} = I \times R_f = \frac{E_i}{R_i} \times R_f \quad (2.5)$$

จาก V_{Rf} ที่ได้เป็นแรงดันที่ตกคร่อม R_f ซึ่งเกิดจากความต่างศักย์ระหว่าง กราวด์กับ V_o ตามทิศของกระแสในขณะนั้น กระแสไหลกลับเนื่องจาก I ผ่านกราวด์ซึ่งอยู่ทางซ้ายของ R_f มายัง V_o ซึ่งอยู่ทางขวาของ R_f แสดงให้เห็นว่า V_o ในตอนนี้มีแรงดันต่ำกว่ากราวด์ถือเป็นลบ (แรงดันตกคร่อมขา 2 และขา 6 ของอปแอมป์ มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์) ดังนั้นในขณะที่ E_i เป็นบวกเทียบกับกราวด์ V_o ก็จะเป็นลบเมื่อเทียบกับกราวด์ (จะได้หักล้างเป็น 0 โวลต์พอดี)

เพราะฉะนั้นถ้าคิดว่าขนาดของ V_o เท่ากับ V_{Rf} แล้วเครื่องหมายของ V_o ก็จะกลับกันกับ V_{Rf} ดังนั้นจากสมการที่ (2.5) จะได้

$$V_o = -E_i \times \frac{R_f}{R_i} \quad (2.6)$$

จากนิยามของอัตราขยายแบบลูปปิด A_{CL} เท่ากับ V_o / E_i จะได้

$$A_{CL} = -\frac{V_o}{E_i} = \left[-E_i \times \frac{R_f}{R_i} \right] \times \left[\frac{1}{E_i} \right] \quad (2.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Acl = -\frac{Rf}{Ri} \quad (2.8)$$

$$V_{output} = -\left[\frac{Rf}{Ri}\right]V_{input} \quad (2.9)$$

เครื่องหมายลบในสมการที่ (2.9) แสดงว่าขั้วของ V_o จะกลับกันทางด้าน E_i ซึ่งจุดนี้เองทำให้วงจรขยายนี้จึงได้ชื่อว่า วงจรขยายแบบกลับเฟส (inverting amplifier) ซึ่งอัตราขยายของวงจรนี้ขึ้นอยู่กับ R_f และ R_i เท่านั้น

2.9 วงจร Voltage Controlled Oscillator

วงจร Voltage Controlled Oscillator เป็นวงจรที่มี Input เป็น D.C. แปลงให้อยู่ในรูปของความถี่ค่า Output ที่ออกมาจะขึ้นอยู่กับ สมการที่ 2.10 โดยใช้ IC LM566 ซึ่งเป็น IC Voltage controlled Oscillator เพื่อนำไปใช้งานจะได้เป็น ความถี่ที่ได้จากตัว Trigger เป็นค่าความถี่ของ $V_m \cos \theta$

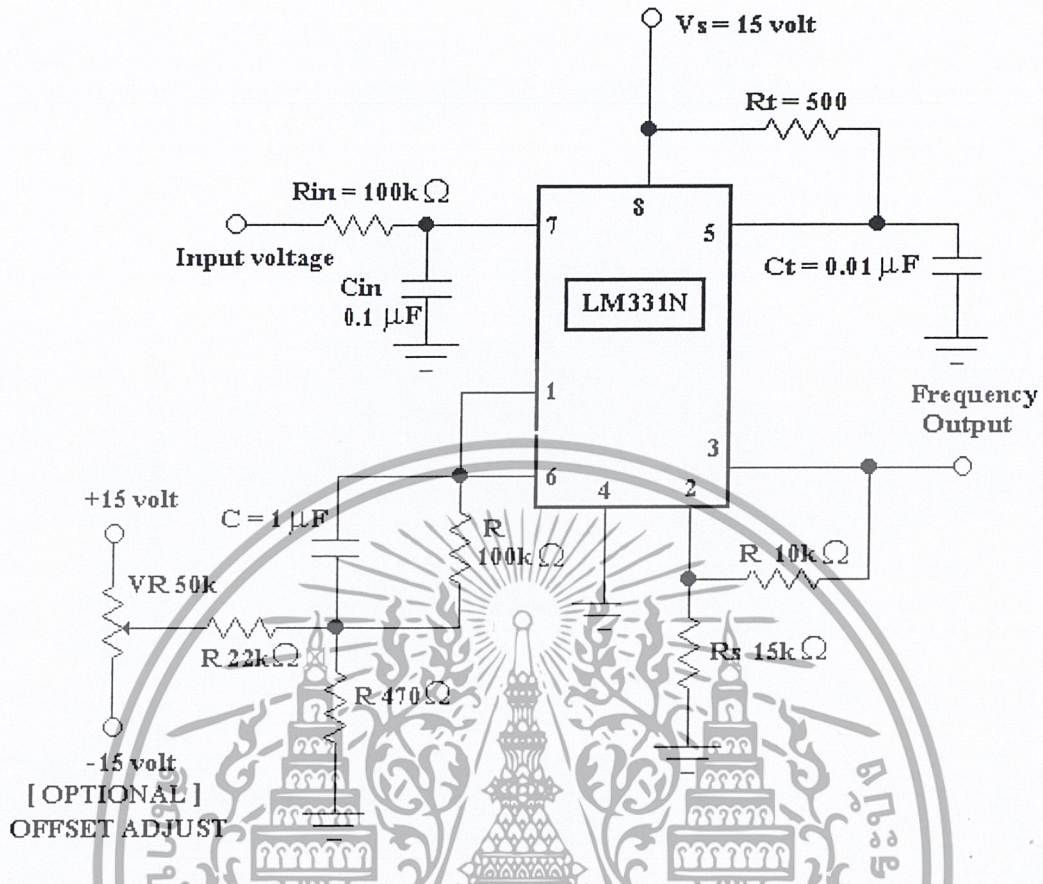
สามารถหาค่าความถี่ได้จาก สมการที่ 2.10

$$F_{out} = \frac{V_{in}}{2.09V} \times \frac{R_s}{R_f} \times \frac{1}{R_i C_i} \quad (2.10)$$

ตามวงจรจะป้อน Input เข้าที่ R_1 และ V_{cc} จะป้อนไฟฟ้ากระแสตรงที่มีค่าเท่ากับ 9 Volt และความถี่ Output จะมีขึ้นอยู่กับค่า R_1 และค่า C_1 เท่านั้น

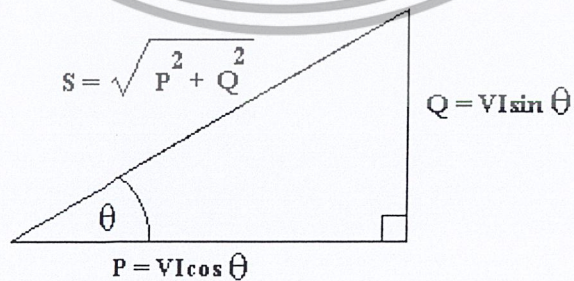
ความถี่ Output ที่ได้ก็จะนำสัญญาณไปเข้าตัว MICRO CONTROLLER MCS-51 เพื่อที่จะนำค่าที่ได้ทั้ง ความถี่ของตัวหลักที่ได้จาก Voltage Transformer (V_m) และ ความถี่ของตัวทรานส์สัญญาณที่ได้จาก Current transformer ($V_m \cos \theta$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



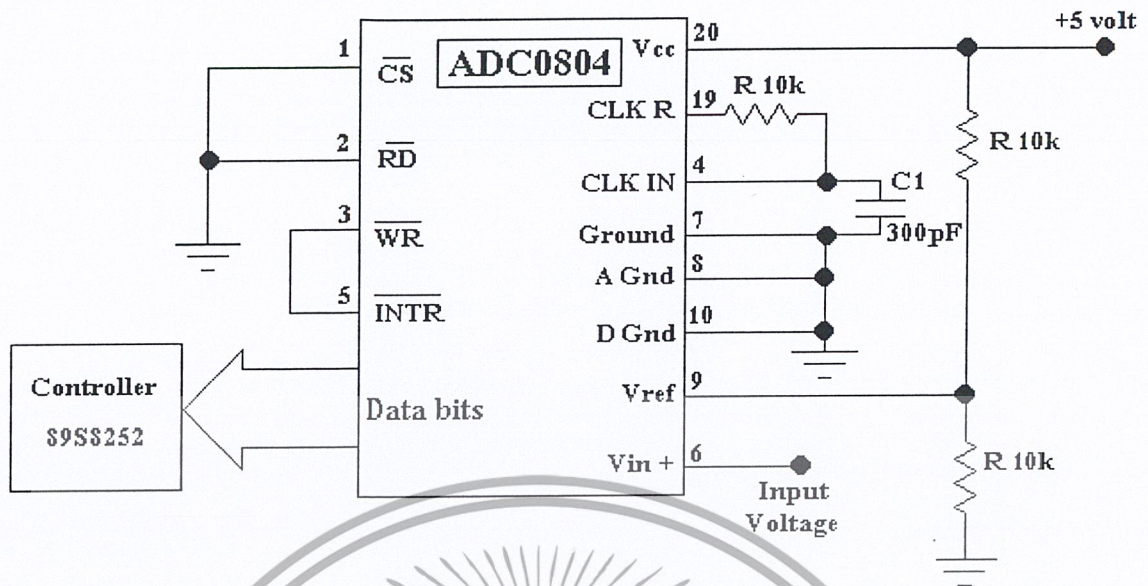
ภาพที่ 2.18 แสดงวงจร Voltage Controlled Oscillator

2.10 ทฤษฎีของการวัดค่ากำลังไฟฟ้า Power (watt, VA, var)



ภาพที่ 2.19 แสดงสามเหลี่ยมของกำลังไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.20 แสดงวงจรการต่อ ADC0804 Analog to Digital

พิกัดแรงดัน 500V output 6.25V Ratio K1=80

Input 6.25V output 5.0V K2=1.25

ทำเป็นความถี่ 5V output 256 K3=51.2

พิกัดกระแส 5A output 5V Ratio K4=1

ทำเป็นความถี่ 5V output 256 K5=51.2

ฉะนั้นค่า

$$K_v = K_3 / K_1 K_2 = 0.512$$

$$K_a = K_5 / K_4 = 51.2$$

จะได้ $K_t = K_v K_a = 26.2144$

เพราะฉะนั้น การแปลงจาก สัญญาณ ไฟฟ้า ให้อยู่ในรูปของ Digital ทำได้โดย

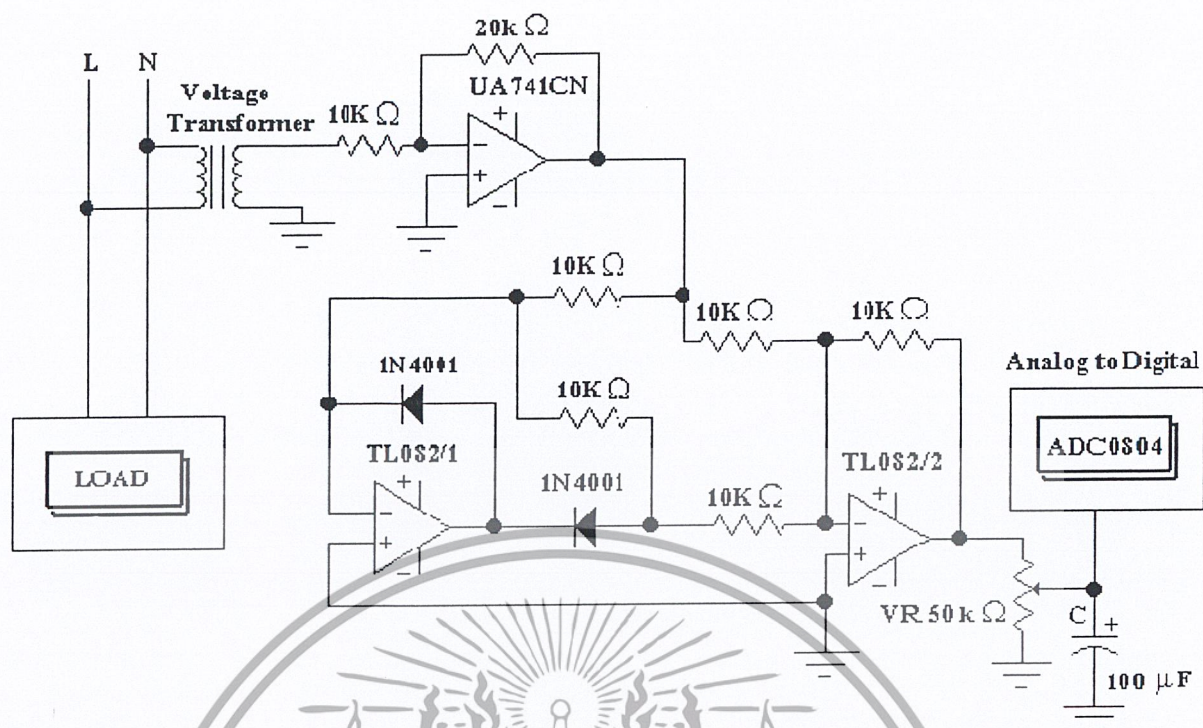
$$\text{Volt input} / K_v$$

$$\text{Current input} / K_a$$

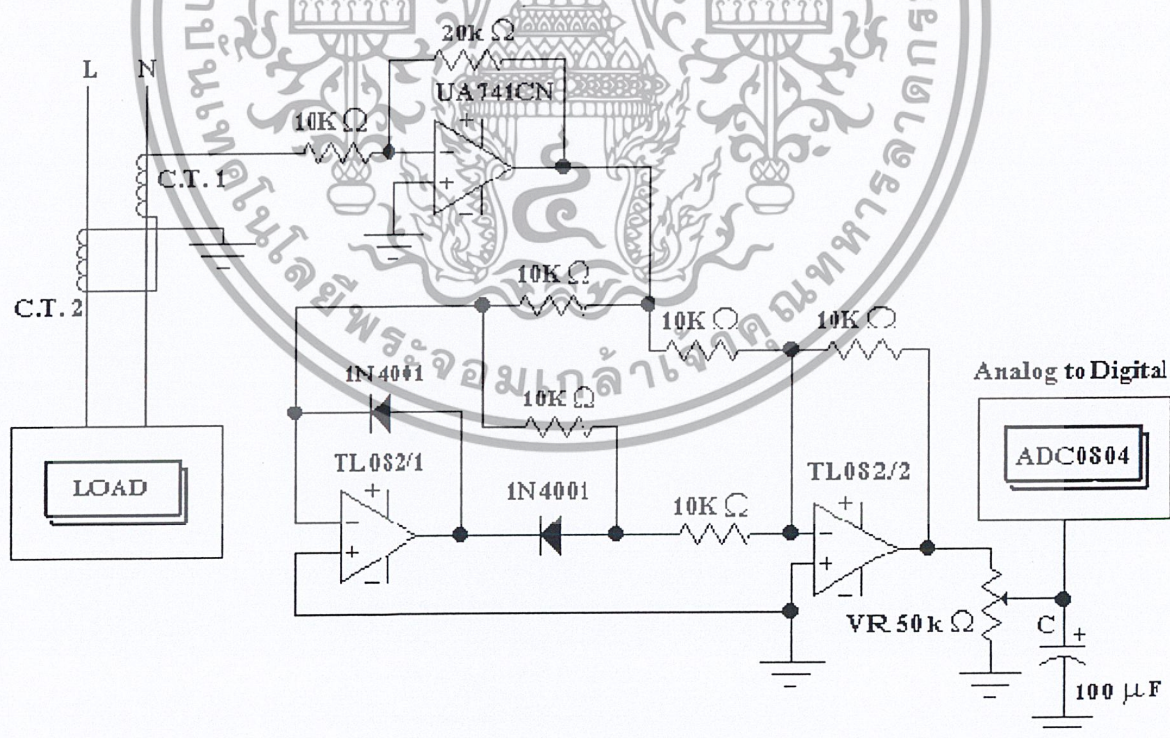
$$S = VA / K_t$$

แต่ค่าที่ Controller ประมวลผล จะเป็น เลขฐาน 16 ตัวเลขจะปิดค่าอยู่ตลอด คือไม่มีจุดทศนิยมค่าที่ได้จึงผิดไปจากการคิดเลขฐาน 10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.21 แสดงวงจรการวัด Power ในส่วนของหม้อแปลงแรงดัน



ภาพที่ 2.22 แสดงวงจรการวัด Power ในส่วนของหม้อแปลงกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

โครงสร้างสถาปัตยกรรม MCS-51

ตระกูล MCS-51 ได้ถูกออกแบบมาเพื่อใช้ใน อุตสาหกรรมมาตรฐานขนาน 8 บิต ไมโครคอนโทรลเลอร์ และให้มีความสามารถในการงานควบคุมประยุกต์ใช้งานในเรื่อง Sequential Real time Control, Close Loop Control และ Data Control และมีส่วนคล้ายกับ MCS-48 แต่จะทำงานได้เร็วกว่าเป็น 2 ถึง 5 เท่า รวมทั้งอุปกรณ์ที่เพิ่มขึ้นตามลักษณะหลักทั่ว ๆ ไปดังต่อไปนี้

1. ใช้ HMOS และ CHMOS เทคโนโลยีในการสร้างและทำงานด้วยแหล่งจ่ายไฟขนาด 5 V เพียงแหล่งเดียว
2. ซีพียูมีขนาด 8 บิต
3. มีวงจรออสซิลเลเตอร์ และวงจรนาฬิกาบนชิพ
4. ชุดแบงก์ (BANK) รีจิสเตอร์มี 4 ชุด แต่ละชุดมีรีจิสเตอร์ 8 ตัว ทำงานเช่นเดียวกับ MCS-48
5. มีตัวจับเวลา/ตัวนับ ขนาด 16 บิต 2 ชุด และสำหรับเบอร์ 8032/8052 มี 3 ชุด
6. มีพอร์ต I/O แบบขนาน 2 ทิศทางจำนวน 4 พอร์ต พอร์ตละ 8 บิต รวมทั้งหมดเป็น 32 เส้น แต่เหลือเพียง 16 เส้น สำหรับเบอร์ 8031 อีก 16 เส้น จะใช้ในการเข้าถึงแอดเดรสและข้อมูล
7. พอร์ตแบบอนุกรมสามารถที่จะโปรแกรมการรับส่งแบบ Full Duplex ที่มีความเร็วสูง
8. 1 machine cycle จะกินเวลา 1 ไมโครวินาที ด้วยการใช้อัตรา 12 MHz
9. แอดเดรสข้อมูลภายนอกได้ 64 กิโลไบต์
10. แอดเดรสโปรแกรมภายนอกได้ 64 กิโลไบต์
11. สามารถกำหนดเลขที่อยู่ข้อมูลขนาด ไบต์หรือบิตได้โดยตรง
12. มีซอฟต์แวร์บิตแฟล็กสำหรับผู้ใช้ที่จะกำหนดเองได้ถึง 128 ตำแหน่งบิต
13. โครงสร้างอินเตอร์รัพต์จะติดตั้งได้ถึง 5 แหล่ง และ 6 แหล่ง สำหรับ 8032/8052 พร้อมด้วยการจัดไพรอริตี้ (Priority) ได้ 2 ระดับ
14. ตัวโปรเซสเซอร์สามารถใช้งานแบบบูลีน (Boolean) ได้ สำหรับการใช้งานกับกระบวนการงานควบคุม
15. มีคำสั่งคูณ และหารทางฮาร์ดแวร์ที่ทำได้ภายใน 4 ไมโครวินาที
16. ตัวเลขทางคณิตศาสตร์ ใช้ได้ทั้งระบบไบนารีและเดซิมีล
17. การใช้พื้นที่สแต็กสำหรับโปรแกรมย่อยต่าง ๆ ทำได้กว้างกว่า MCS-48
18. ชุดคำสั่งของ MCS-51 มีความสามารถสูงกว่าคำสั่งของ MCS-48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

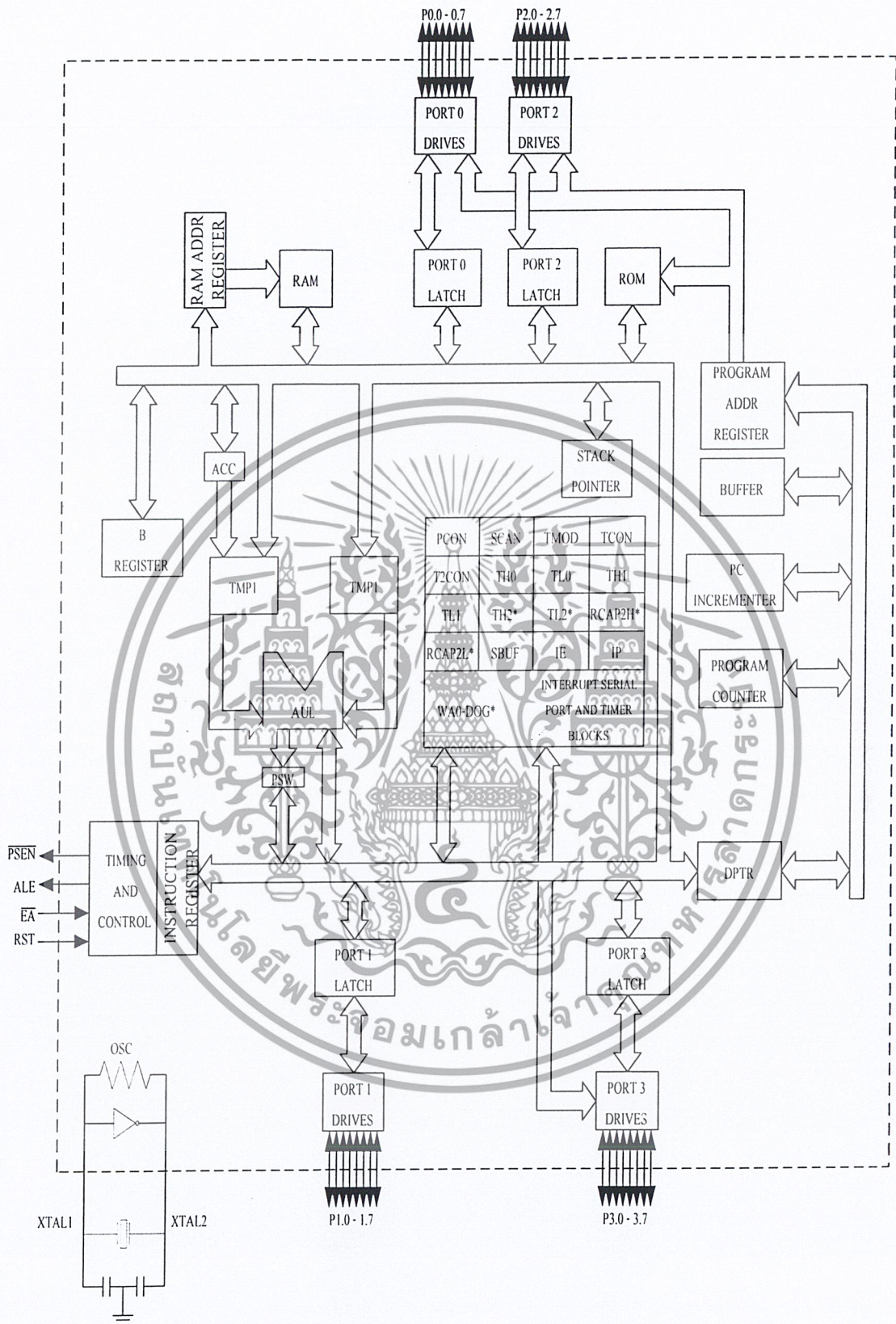
ตระกูล MCS-51 จะมีทั้งแบบ ROM ในตัว หรือไม่มี ROM หรือมี EPROM บนชิพเดียวกัน และจะมีตำแหน่งขาที่เหมือนกันตารางที่ 3.1 แสดงถึงตารางรายละเอียดของเบอร์ต่าง ๆ ในตระกูล MCS-51 ที่มีจำหน่ายในท้องตลาด

ตารางที่ 3.1 ตารางรายละเอียดของตระกูล MCS-51

เบอร์	หน่วยความจำภายใน		ตัวจับเวลา/ ตัวนับจำนวน	อินเตอร์รัพต์
	โปรแกรม	ข้อมูล		
8052 AH	8K x 8 ROM	256 x 8 RAM	3 x 16 BIT	6
8051 AH	4K x 8 ROM	128 x 8 RAM	2 x 16 BIT	5
8051	4K x 8 ROM	128 x 8 RAM	2 x 16 BIT	5
8032 AH	NO RAM	256 x 8 RAM	3 x 16 BIT	6
8031 AH	NO RAM	128 x 8 RAM	2 x 16 BIT	5
8031	NO RAM	128 x 8 RAM	2 x 16 BIT	5
8751 H	4K x 8 EPROM	128 x 8 RAM	2 x 16 BIT	5
8752 H	8K x 8 EPROM	256 x 8 RAM	3 x 16 BIT	6

8751 H อยู่ในกลุ่มรุ่นเดียวกับ 8051 H ที่เราสามารถโปรแกรมได้ด้วยระบบไฟสามารถลบโปรแกรมออกได้ด้วยแสงอัลตราไวโอเล็ต นอกเหนือจากไอซีที่แสดงในตารางข้างบนที่ใช้เทคโนโลยี HMOS แล้วยังมีตระกูลอื่นที่ใช้เทคโนโลยี CHMOS ที่ประหยัดพลังงาน ได้มากกว่า 4 เท่าของ HMOS ที่มีจำหน่ายขณะนี้คือ เบอร์ 80C51, 80C31 และ 87C51 การจัดขาลักษณะภายนอกของ MCS-51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของ MCS-51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างภายในของ MCS-51 จะเป็นดังภาพที่ 3.1 ซึ่งประกอบไปด้วยส่วนสำคัญหลักๆ ดังนี้

- ซีพียู ขนาด 8 บิต ประกอบด้วยรีจิสเตอร์ A accumulator และรีจิสเตอร์ B
- โปรแกรมเคาน์เตอร์ (PC) และคาต้าพอยน์เตอร์ (data pointer ; DPTA) ขนาด 16 บิต
- โปรแกรมสเตตัสเวิร์ด (program status word; PSW) ขนาด 8 บิต
- สแต็กพอยน์เตอร์ (stack pointer; SP) ขนาด 8 บิต
- หน่วยความจำรอม (ROM) หรืออีพรอม (EPROM เฉพาะ 8751) ขนาด 0 กิโลไบต์ (8031) ถึง 4 กิโลไบต์ (8051)
- หน่วยความจำแรมภายในขนาด 128 ไบต์ ประกอบด้วย
 1. รีจิสเตอร์แบงก์ 4 แบงก์ แต่ละแบงก์ประกอบด้วย รีจิสเตอร์ ขนาด 8 บิต จำนวน 8 รีจิสเตอร์ (R0-R7)
 2. หน่วยความจำ จำนวน 16 ไบต์ ที่สามารถอ้างแอดเดรสเพื่อควบคุมการทำงานในระดับบิตได้
 3. มีหน่วยความจำสำหรับใช้งานทั่วไป 80 ไบต์
- ขารับสัญญาณอินพุต/เอาต์พุต 32 ขา แบ่งออกเป็นกลุ่มๆ ละ 8 บิต ได้ 4 กลุ่มคือ P0, P1, P2, P3
- พอร์ตอนุกรมที่ใช้รับส่งสัญญาณแบบฟูลดูเพล็กซ์ (full duplex) เรียกว่า SBUF
- รีจิสเตอร์ควบคุมได้แก่ TCON, TMOD, SCON, PCON, IP และ IE
- สามารถทำการอินเทอร์รัปต์ได้ทั้งภายในและภายนอก การอินเทอร์รัปต์ภายในได้มาจากแหล่งกำเนิดการอินเทอร์รัปต์สามแหล่ง การอินเทอร์รัปต์ภายนอกได้มาจากแหล่งกำเนิดการอินเทอร์รัปต์จากภายนอกสองแหล่ง

การใช้งานของขาต่างๆ พอกล่าวคร่าวๆ ในขั้นต้นได้ดังนี้

พอร์ต 0 (ขา 32~39) เป็นพอร์ตที่ใช้งานสองหน้าที่ด้วยกัน หน้าที่แรกใช้เป็น อินพุต/เอาต์พุตพอร์ต ส่วนอีกหน้าที่หนึ่งนั้นใช้ควบคุมหน่วยความจำภายนอก เมื่อต้องการขยายระบบให้ใหญ่ขึ้นโดยจะให้สัญญาณที่มีลติเพลกซ์ระหว่างบัสแอดเดรสกับบัสข้อมูลออกมา (AD7~AD0)

พอร์ต 1 (ขา 1~8) ใช้เป็นอินพุต/เอาต์พุตอย่างเดี่ยว ใช้สัญลักษณ์เรียกกันเป็น P1.0, P1.1 จนถึง P1.7 พอร์ตนี้ใช้เชื่อมต่อกับอุปกรณ์ภายนอกหน้าที่เดียวเท่านั้น ยกเว้น 8032/8052 ที่ใช้ P1.0 และ P1.1 เป็นอินพุต/เอาต์พุต หรืออินพุตภายนอกของไทมเมอร์ชุดที่สาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พอร์ต 2 (ขา 21~28) เป็นพอร์ตที่ใช้งานสองหน้าที่ด้วยกัน หน้าที่แรกเป็นอินพุต/เอาต์พุต หน้าที่ที่สองใช้ควบคุมหน่วยความจำภายนอก โดยให้สัญญาณแอดเดรสไบต์สูง (A15~A8) ออกมา

พอร์ต 3 (ขา 10~17) เป็นพอร์ตที่ใช้งานสองหน้าที่ด้วยกัน หน้าที่แรกเป็นอินพุต/เอาต์พุต หน้าที่ที่สองแยกออกได้หลายฟังก์ชันดังนี้

P3.0	RXD	รับข้อมูลสำหรับพอร์ตอนุกรมย่อย
P3.1	TXD	ส่งข้อมูลสำหรับพอร์ตอนุกรม
P3.2	INT0	อินเตอร์รัปต์ภายนอกหมายเลข 0
P3.3	INT1	อินเตอร์รัปต์ภายนอกหมายเลข 1
P3.4	T0	ไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 0 (อินพุตจากภายนอก)
P3.5	T1	ไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 1 (อินพุตจากภายนอก)
P3.6	WR	สัญญาณเขียนใช้อ่านต่อกับหน่วยความจำภายนอก
P3.7	RD	สัญญาณอ่านใช้อ่านต่อกับหน่วยความจำภายนอก

PSEN (program store enable) (ขา 29) เป็นสัญญาณเอาต์พุตใช้เป็น สัญญาณควบคุมการอินาเบิล (enable) หน่วยความจำที่ใช้เก็บรหัสที่ต่ออยู่ภายนอก [external program (code) memory] โดยทั่วไปจะต่อกับขาเอาต์พุตอินาเบิล (output enable; OE) ของอีพროม PSEN จะใช้พัลส์ต่ำในขณะที่อยู่ในขั้นตอน เฟตซ์คำสั่งจากอีพโรม ข้อมูลจะถูกวางลงใน บัสข้อมูล และ ถูกเก็บไว้ใน รีจิสเตอร์คำสั่งภายในตัว 8051 เพื่อรับการถอดรหัสต่อไป เมื่อทำการรันโปรแกรมจากรอมภายในตัว(8051/8052) PSEN จะมีระดับสัญญาณเป็น 1 ตลอด

ALE (address latch enable) (ขา 30) เป็นสัญญาณ เอาต์พุตใช้เป็น สัญญาณควบคุมการแลตช์ (latch) สัญญาณแอดเดรสที่ออกมาจากพอร์ต 0 เมื่อพอร์ต 0 ถูกใช้งานในหน้าที่ที่สอง (เป็นสัญญาณแอดเดรสและข้อมูลมัลติเพลกซ์ออกมา) ความถี่ของ ALE จะมีค่าเป็น 1/6 เท่าของความถี่ที่เกิดขึ้นภายในชิป เช่น ถ้าใช้คริสตอลความถี่ 12 เมกกะเฮิร์ตซ์ ALE จะมีความถี่เป็น 2 เมกกะเฮิร์ตซ์ ยกเว้นการทำคำสั่ง MOVX

EA (external access) (ขา 31) ขา EA เป็นขาอินพุตเพื่อใช้ต่อกับ VCC หรือกราวด์ ถ้าต่อกับ VCC 8051/8052 จะรันโปรแกรมจากรอมภายในก่อนในช่วงหน่วยความจำ 4K/8K แรก จากนั้นจึงออกมารันที่หน่วยความจำภายนอก ถ้าต่อกับกราวด์ 8051/8052 จะรับโปรแกรมจากหน่วยความจำภายนอกทั้งหมด ถ้าใช้ 8031/8032 ขา EA จะต้องต่อลงกราวด์ เนื่องจากตัวมันไม่มีหน่วยความจำรอมภายใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RST (reset) (ขา 9) เป็นขาอินพุตที่ใช้รีเซ็ต 8051 เมื่อสัญญาณที่ขา RST เป็นลอจิก 1 (อย่างน้อย 2 วงรอบเมกซ์ซิน) ทำให้ 8051 ทำการรีเซ็ตระบบภายในของมันทั้งหมด

ออสซิลเลเตอร์อินพุต(Oscillator input)(ขา 18~19) เนื่องจาก 8051 ในวงจรออสซิลเลเตอร์ อยู่ภายในโดยเชื่อมต่อกับขา คริสตอล ผ่านทางขา 18 และ 19 ในตระกูล MCS-51 สามารถใช้ คริสตอลที่มีความถี่สูงถึง 12 เมกกะเฮิร์ตซ์บางเบอร์ เช่น 80C31 BH-1 สามารถใช้คริสตอลที่มีความถี่สูงถึง 16 เมกกะเฮิร์ตซ์

แหล่งจ่ายไฟ (ขา 40 และ 20) 8051 ใช้แหล่งจ่ายไฟแหล่งเดียวขนาด +5 โวลต์ โดย VCC ต่อกับขา 40 และกราวด์ต่อกับขา 20 จากนั้นจะแยกกล่าวออกเป็นส่วนๆ ดังนี้

3.1 สัญญาณนาฬิกาของ MCS-51

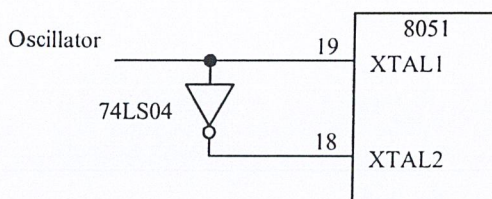
เนื่องจาก MCS-51 มีวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาอยู่ภายใน เพื่อทำหน้าที่สร้างสัญญาณนาฬิกาให้กับระบบ ทำให้ระบบทำงาน สอดคล้องกันทั้งหมดผู้ใช้เพียงแต่ต่อ คริสตอล และ ตัวเก็บประจุเข้าไป ดังภาพที่ 3.2



ภาพที่ 3.2 แสดงการต่อ คริสตอล เพื่อให้ได้สัญญาณนาฬิกาสำหรับ MCS-51

ทางโรงงานผู้ผลิตได้ออกแบบให้ MCS-51 ทำงานได้ในช่วงความถี่ 1~16 เมกกะเฮิร์ตซ์ ถ้าใช้ความถี่สูงกว่านี้หรือต่ำ จะทำให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำงานผิดพลาด

ถ้าผู้ใช้ไม่ได้คริสตอลดังกล่าวข้างต้น แต่จะใช้ TTL ออสซิลเลเตอร์ หรือ ออสซิลเลเตอร์ จากแหล่งอื่นต้องทำการดัดแปลงเล็กน้อยดังภาพ



ภาพที่ 3.3 เป็นการต่อเพื่อให้เสถียร

3.2 การจัดวางหน่วยความจำ

ไมโครโปรเซสเซอร์ส่วนมากมีการจัดวางหน่วยความจำแบบ Von Neuman ซึ่งใช้เนื้อที่ในหน่วยความจำร่วมกัน ระหว่างข้อมูลและโปรแกรม การใช้ในลักษณะนี้ก็เป็นเหตุผลที่ดี เพราะว่าโปรแกรมมักจะถูเก็บในแผ่นดิสก์ เมื่อใช้งานจึงโหลด ลงไปในแรมของระบบแล้วรัน แต่ในกรณีของไมโครคอนโทรลเลอร์ ตัวไมโครได้ถูกใช้งานเป็นเพียงแค่ว่า ซึ่พียูในระบบคอมพิวเตอร์เหมือนกับไมโครโปรเซสเซอร์อื่นๆ แต่เป็นจุดศูนย์กลางของการควบคุมทั้งหมดในงานหนึ่งๆ การใช้หน่วยความจำจะไม่มากโปรแกรมควบคุมถูกเก็บไว้ในรอม ด้วยเหตุนี้ 8051 จึงมีการ จัดวางหน่วยความจำแบบ Hardward ซึ่งแยกหน่วยความจำออกมาเป็นส่วนของโปรแกรม (เก็บรหัสคำสั่งและส่วนของข้อมูล) หน่วยความจำที่ใช้เก็บรหัส (code memory) หรือใช้เก็บข้อมูล (data memory) ใช้ภายในตัวหรือขยายออกมาใช้ภายนอกก็ได้ 8051 สามารถขยายหน่วยความจำที่ใช้เก็บรหัสได้สูงสุด 64 กิโลไบต์ และขยายหน่วยความจำที่ใช้เก็บข้อมูลได้สูงสุด 64 กิโลไบต์

หน่วยความจำภายในของ MCS-51 ประกอบด้วยหน่วยความจำรอม (8051/8052) (หรืออีพรอม ในกรณีของ 8751/8752) และหน่วยความจำแรม หน่วยความจำแรมภายในถูกนำมาใช้หลายหน้าที่ได้แก่ ใช้เก็บข้อมูลทั่วไป (ไบต์) เก็บข้อมูลในลักษณะของบิต ทำเป็นรีจิสเตอร์ที่ทำหน้าที่พิเศษมีข้อควรจำอยู่สองประการ คือ

1. รีจิสเตอร์และอินพุต/เอาต์พุตพอร์ต ใช้การแมปในลักษณะเดียวกับหน่วยความจำ (memory-mapped) ดังนั้นการเรียกใช้งานอาจใช้การเรียก เช่นเดียวกับตำแหน่งแอดเดรสของหน่วยความจำก็ได้

การใช้งานทั้ง 3 ส่วนแยกออกเป็น

1. รีจิสเตอร์แบงก์ แรมในจำนวน 32 ไบต์ จากแอดเดรส 00H ถึง 1FH ถูกนำมาเป็นรีจิสเตอร์สำหรับใช้งาน โดยแยกออกเป็น 4 แบงก์ๆ ละ 8 รีจิสเตอร์ รีจิสเตอร์แต่ละแบงก์มีหมายเลขกำกับเป็นแบงก์ 0 ถึง แบงก์ 3 และรีจิสเตอร์ภายในแต่ละแบงก์จะถูกกำหนดชื่อไว้เหมือนกันหมด คือ R0-R7 ดังนั้น รีจิสเตอร์แต่ละตัวจะอ้างตำแหน่งแอดเดรสโดยใช้ชื่อ (เมื่อแบงก์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใดเบงก์หนึ่งถูกเลือกใช้) หรืออาจเป็นตำแหน่งแอดเดรสของหน่วยความจำแรมเลขก็ได้ เช่น ถ้าต้องการอ้างถึงรีจิสเตอร์ R0 ของเบงก์ 3 ลองดูจากคำสั่งเคลื่อนย้ายข้อมูลจากรีจิสเตอร์ R0 มาไว้ยังแอดคิวมูลเตอร์โดยสมมติว่าเบงก์ 3 ถูกเลือกใช้งานอยู่ในขณะนี้

MOV A, R0

คำสั่งนี้จะใช้ชื่อกำหนดลงไปตรงๆ ผลที่ได้จะเป็นเช่นเดียวกับคำสั่งต่อไปนี้

MOV A, 18H

สำหรับคำสั่งที่สองเป็นการอ้างตำแหน่งแอดเดรสสองหน่วยความจำโดยตรง ข้อดีของแบบแรกก็คือ ไม่ต้องจำตำแหน่งแอดเดรส ส่วนข้อดีของแบบที่สองคือไม่ต้องสนใจว่าเบงก์ใดถูกเลือกใช้งานในขณะนี้

การเลือกให้รีจิสเตอร์เบงก์ใดทำงาน สามารถกำหนดโดยการเซ็ต หรือเคลียร์บิต RS0 และ RS1 ในรีจิสเตอร์ PSW และ รีจิสเตอร์เบงก์ใดที่ไม่ถูกเลือกใช้งานสามารถใช้เป็นหน่วยความจำแรมแบบปกติได้ หลังจากทำการรีเซ็ตไมโครคอนโทรลเลอร์รีจิสเตอร์เบงก์ 0 จะถูกเลือกใช้งาน

2. หน่วยความจำแรมที่สามารถอ้างอิงแอดเดรสแบบบิต หน่วยความจำแรมที่เหนือจากรีจิสเตอร์เบงก์ขึ้นไป 16 ไบต์ คือตั้งแต่แอดเดรส 20H ถึง 2FH (หนึ่งตำแหน่งแอดเดรส คือหนึ่งไบต์) สามารถอ้างตำแหน่งได้สองแบบ คือ แบบแรกอ้างแบบไบต์ คือแอดเดรส 20H แบบที่สองอ้างแบบบิต จะได้ทั้งหมด 128 ตำแหน่งคือ แอดเดรส 00H ถึง 7FH (8 บิต X 16 ไบต์ = 128 บิต)

การอ้างแอดเดรสแบบบิตอาศัยแนวความคิดจากความคล่องตัว และประสิทธิภาพการใช้งานของไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยสามารถเซ็ตหรือเคลียร์บิตใดบิตหนึ่ง หรือทำการแอนด์ออร์บิตใดบิตหนึ่งได้ภายในหนึ่งคำสั่ง ยิ่งไปกว่านั้นอินพุต/เอาต์พุตพอร์ตของ 8051 สามารถอ้างเป็นแอดเดรสแบบบิตได้จึงทำให้การเขียนซอฟต์แวร์ทำได้ง่ายขึ้น การควบคุมและตรวจสอบทำได้อย่างรวดเร็ว

ตำแหน่งแอดเดรสที่กล่าวมาข้างต้นจะอ้างแบบไบต์หรือแบบบิตก็ได้แล้วแต่คำสั่งที่ใช้ เช่น ต้องการเซ็ตบิตที่ตำแหน่งแอดเดรสที่อ้างแบบบิต 67H ให้เป็น 1 คำสั่งที่ใช้จะเป็นดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SETB 67H

แต่ตำแหน่งแอดเดรสที่อ้างอิงแบบบิต 67H ก็คือบิตที่ 7 ของตำแหน่งแอดเดรสที่อ้างอิงแบบไบต์ที่ 2CH โดยการใช้คำสั่งที่ผ่านมาจะไม่มีผลกระทบต่อบิตข้างเคียงในตำแหน่งนี้ ถ้าใช้คำสั่งแบบไมโครโปรเซสเซอร์ต่างๆ ไปจะเขียนได้ดังนี้

MOV A, 2CH ;อ่านข้อมูลทั่วไปไบต์จากแอดเดรสที่ 2CH

ORL A, #10000000B ;เซตบิตที่ 7 ให้เป็น 1

MOV 2CH, A ;เก็บกลับเข้าแอดเดรสที่ 2CH ตามเดิม

และนี่คือข้อดีของไมโครคอนโทรลเลอร์อีกประการหนึ่ง

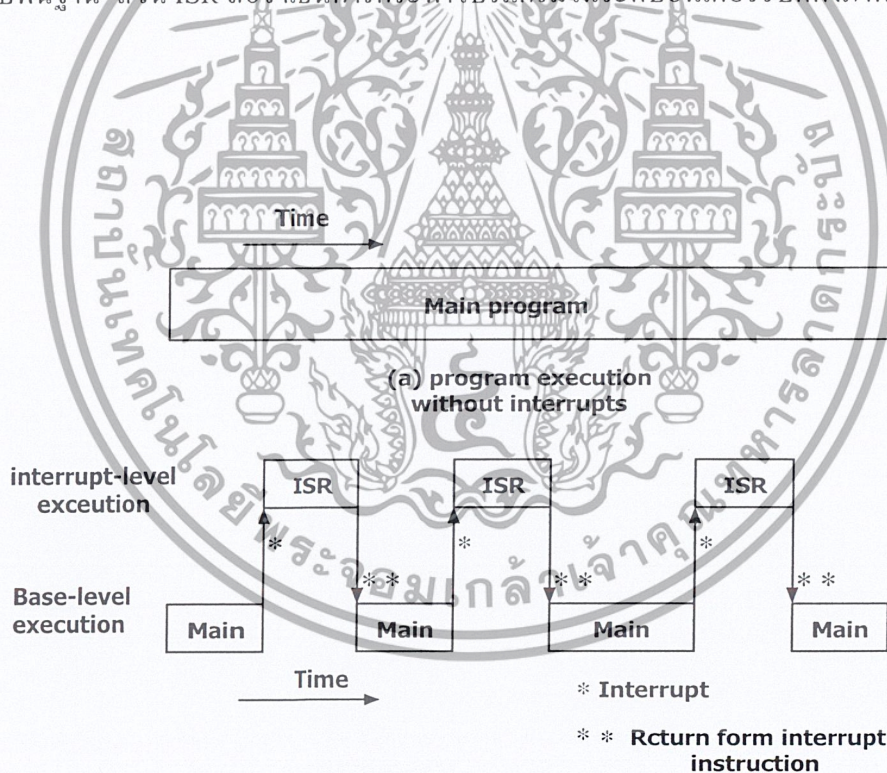
3. หน่วยความจำแรมที่ใช้งานทั่วไป ส่วนนี้จะอยู่เหนือบริเวณหน่วยความจำแรมที่อ้างอิงแอดเดรสแบบบิตขึ้นไป โดยเริ่มตั้งแต่แอดเดรส 30H จนกระทั่งถึง 7FH รวมทั้งสิ้น 80 ไบต์ ตำแหน่งแอดเดรสเหล่านี้ถูกอ้างอิงได้เฉพาะแบบไบต์เท่านั้นการอ้างอิงจะใช้แบบกำหนดแอดเดรสโดยตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การอินเทอร์รัปต์

การอินเทอร์รัปต์เกิดจากเหตุการณ์ที่เกิดขึ้นเป็นไปตามข้อกำหนดที่จัดตั้งไว้ก่อนล่วงหน้า ทำให้โปรแกรมที่กำลังรันอยู่ถูกระงับไว้ชั่วคราว เพื่อไปทำโปรแกรมอื่นที่เกี่ยวข้องกับเหตุการณ์นั้นๆ เมื่อเสร็จสิ้นแล้วจึงกลับมารันโปรแกรมเดิม โปรแกรมที่ถูกกระทำเมื่อเกิดอินเทอร์รัปต์ขึ้นเรียกว่า โปรแกรมให้บริการอินเทอร์รัปต์ (interrupt service routine; ISR) ISR จะถูกกระทำก็ต่อเมื่อเกิดอินเทอร์รัปต์ขึ้น โดยทั่วไปจะเป็นการจัดการเกี่ยวกับอุปกรณ์ที่เกี่ยวข้องกับการอินพุต/เอาต์พุต เมื่ออินเทอร์รัปต์เกิดขึ้น โปรแกรมหลักจะถูกหยุดกระทำไว้ชั่วคราวแล้วกระโดดไปยัง ISR กระทำ ISR ISR จะถูกกระทำจนเสร็จสิ้นก็ต่อเมื่อทำการคำสั่งกลับจากการอินเทอร์รัปต์จากนั้น โปรแกรมหลักจะถูกกระทำต่อไป โดยทั่วไปเมื่ออ้างอิงถึงโปรแกรมหลักจะถือว่าเป็นการกระทำโปรแกรมในระดับพื้นฐาน ส่วน ISR ถือว่าเป็นการกระทำโปรแกรมในระดับอินเทอร์รัปต์ดังภาพที่ 4.1



ภาพที่ 4.1 กระทำโปรแกรมเมื่อมีการอินเทอร์รัปต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างของการอินเทอร์รัปต์อย่างหนึ่งที่พบโดยทั่วไปคือ การป้อนข้อมูลผ่านปุ่มทางของเตาอบไมโครเวฟ โปรแกรมหลักจะทำหน้าที่ควบคุมการจ่ายพลังงานในรูปไมโครเวฟออกจากแหล่งจ่ายพลังงานเมื่อใช้งานในขณะที่กำลังใช้งานเพื่อให้อาหารสุกระบบจะต้องตอบโต้กับการป้อนข้อมูลที่ฝาปิดด้านหน้า เช่น การติดตั้งเวลาให้สั้นหรือยาวเมื่อใช้งานเมื่อผู้ใช้กดปุ่มจะเกิดการอินเทอร์รัปต์ขึ้น โปรแกรมหลักจะถูกขัดจังหวะชั่วคราว โดยจะกระโดดไปทำงานที่โปรแกรมบริการเพื่ออ่านรหัสจากปุ่มและ ทำการปรับตั้งค่าใหม่ตามข้อมูลที่ป้อนเข้าไปเมื่อเสร็จสิ้นเรียบร้อยแล้วมักจะกลับมาทำงานในโปรแกรมหลักต่อไป

ในทางปฏิบัติโปรแกรมคอมพิวเตอร์จะแยกแยะข้อกำหนดในการตัดสินใจได้เพียง2วิธีเท่านั้นคือ วิธีแรกใช้คำสั่งทางซอฟต์แวร์ทำการทดสอบค่าแฟล็กต่างๆ ถ้าตรงตามข้อกำหนดก็จะกระโดดไปยังโปรแกรมที่กำหนดไว้ วิธีที่2ใช้สัญญาณทางฮาร์ดแวร์เข้ามากระตุ้นเพื่อให้กระโดดไปยังโปรแกรมที่ต้องการเช่น การกดปุ่มดังตัวอย่างที่ยกมาข้างต้น ซึ่งก็คือการอินเทอร์รัปต์นั่นเอง ข้อแตกต่างระหว่างวิธีทั้งสองคือ การใช้เทคนิคทางซอฟต์แวร์จะต้องเสียเวลาไปส่วนหนึ่งในการคอยเฝ้าตรวจสอบข้อกำหนดต่างๆอยู่ตลอดเวลาส่วนการใช้เทคนิคการอินเทอร์รัปต์จะเสียเวลาเฉพาะเมื่อเกิดเหตุการณ์ที่กำหนดขึ้นเท่านั้นเวลานั้นเวลาที่เหลือจึงใช้ไปทำงานอื่นๆได้อีก

แหล่งกำเนิดการอินเทอร์รัปต์ของ MCS-51

MCS-51 ยอมให้เกิดการอินเทอร์รัปต์ได้ทั้งหมด 5 แหล่งด้วยกัน 3 แหล่งจะมาจากภายในตัว MCS-51 เองได้แก่ การอินเทอร์รัปต์ที่เกิดจากไทมเมอร์แฟล็ก 0 ไทมเมอร์แฟล็ก 1 และพอร์ตอนุกรม (RIหรือTI) การอินเทอร์รัปต์อีก 2 แหล่งเกิดจากภายนอกตัว MCS-51 โดยมีสัญญาณจากภายนอกมากระตุ้นที่ขา INTO และ INT1 การอินเทอร์รัปต์ไฟพอร์ตีรีจิสเตอร์(IP)และรีจิสเตอร์ควบคุมไทมเมอร์(TCON) ซึ่งได้กล่าวมาแล้วข้างต้น

รายละเอียดของ (IE) และ (IP) จะเป็นดังนี้

ตารางที่ 4.1

	7	6	5	4	3	2	1	0	Bit
IE	EA	-	ET2	ES	ET1	EX1	ET0	EX0	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บิต	สัญลักษณ์	รายละเอียด
7	EA	บิตแสดงการยอมให้มีการอินเตอร์รัปต์ เมื่อเซตให้เป็น1แสดงว่า ต้องการให้มีการอินเตอร์รัปต์เกิดขึ้นและเคลียร์ให้เป็น0 เมื่อ ไม่ต้องการให้มีการอินเตอร์รัปต์
6	-	ไม่ใช้งาน
5	ES2	สวอนไว้ใช้งานภายใน
4	ES	ยอมให้มีการอินเตอร์รัปต์เนื่องจากพอร์ตอนุกรมเซตให้เป็น1 เมื่อต้องการให้มีการอินเตอร์รัปต์จากพอร์ตอนุกรมเกิดขึ้นและเคลียร์เป็น0 เมื่อไม่ต้องการให้มีการอินเตอร์รัปต์
3	ET	ยอมให้มีการอินเตอร์รัปต์เนื่องจากไทเมอร์1 เกิดโอเวอร์โฟลว์ เซตให้เป็น1เมื่อต้องการให้มีการอินเตอร์รัปต์จากไทเมอร์1และเคลียร์เป็น0เมื่อไม่ต้องการให้มีการอินเตอร์รัปต์
2	EX1	ยอมให้มีการอินเตอร์รัปต์จากภายนอกผ่านขา INT1 โดยเซตเป็น1 เมื่อต้องการให้อินเตอร์รัปต์และเคลียร์เป็น0 เมื่อไม่ต้องการให้มีการอินเตอร์รัปต์
1	ET0	ยอมให้มีการอินเตอร์รัปต์เนื่องจากไทเมอร์เกิดโอเวอร์โฟลว์ ข้อกำหนดเป็นเช่นเดียวกับET1
0	EX0	ยอมให้มีการอินเตอร์รัปต์จากภายนอกผ่านขา INTO โดยมีข้อกำหนดเช่นเดียวกับ EX1

รีจิสเตอร์นี้สามารถอ้างอิงแบบบิตแอดแอสได้จากIE.0ถึงIE.7

ตารางที่ 4.2

	7	6	5	4	3	2	1	0	Bit
IP	-	-	PT2	PS	PT1	PX1	PT0	PX0	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บิต	สัญลักษณ์	รายละเอียด
7	-	ไม่ใช้งาน
6	-	ไม่ใช้งาน
5	PT2	สงวนไว้ใช้งานภายใน
4	PS	ลำดับของความสำคัญของการอินเตอร์รัปต์จากพอร์ตอนุกรม
3	PT1	ลำดับของความสำคัญของการอินเตอร์รัปต์จากไทมเมอร์1
2	PX1	ลำดับของความสำคัญของการอินเตอร์รัปต์จากภายนอก INT1
1	PT0	ลำดับของความสำคัญของการอินเตอร์รัปต์จากไทมเมอร์0
0	PX0	ลำดับของความสำคัญของการอินเตอร์รัปต์จากภายนอก INT0

ลำดับความสำคัญอาจเป็น 1 ซึ่งหมายถึงสูงสุดหรืออาจเป็น 0 ซึ่งหมายถึงต่ำสุดก็ได้ ขณะเดียวกันรีจิสเตอร์ IP สามารถอ้างอิงเป็นแบบแอดเดรสบิต ได้เช่นเดียวกันคือ IP.0 ถึง IP.7 การอินเตอร์รัปต์จากภายนอกที่ขา INT0 และ INT1 จะใช้รีจิสเตอร์ TCON เข้ามาช่วยกำหนดรูปแบบของสัญญาณที่จะเข้ามากระตุ้น (IE0, IE1) เช่น การกำหนดการอินเตอร์รัปต์เนื่องจาก INT0

- ให้เกิดอินเตอร์รัปต์ที่ INT0 เช็ตบิต EX0 ในรีจิสเตอร์ IE ให้เป็น 1
- ให้เกิดอินเตอร์รัปต์ที่บริเวณใดของสัญญาณที่เข้ามากระตุ้น
- ที่ระดับสัญญาณต่ำเป็น 0 เคลียร์ IT0 ในรีจิสเตอร์ TCON ให้เป็น 0
- ที่บริเวณขอบของสัญญาณเช็ต IT0 ในรีจิสเตอร์ TCON ให้เป็น 1
- IE0 ในรีจิสเตอร์ TCON จะถูกเช็ตเป็น 1 เมื่อตรวจพบขอบสัญญาณขาลงที่ขา INT0

ในกรณีที่เลือกให้เกิดอินเตอร์รัปต์ที่ระดับสัญญาณต่ำ (low level) จะต้องทำให้สัญญาณนี้กลับเป็นระดับสัญญาณสูงก่อนที่จะทำคำสั่ง RETI มิฉะนั้นจะเกิดการอินเตอร์รัปต์ซ้อนขึ้นตลอดไปจนกว่าสัญญาณจะกลับเป็นระดับสัญญาณสูง (high level)

ตำแหน่งของการอินเตอร์รัปต์ ตำแหน่งแอดเดรสที่โปรแกรมเรียก (call) เมื่อเกิดการอินเตอร์รัปต์จะถูกกำหนดไว้แน่นอนดังนี้

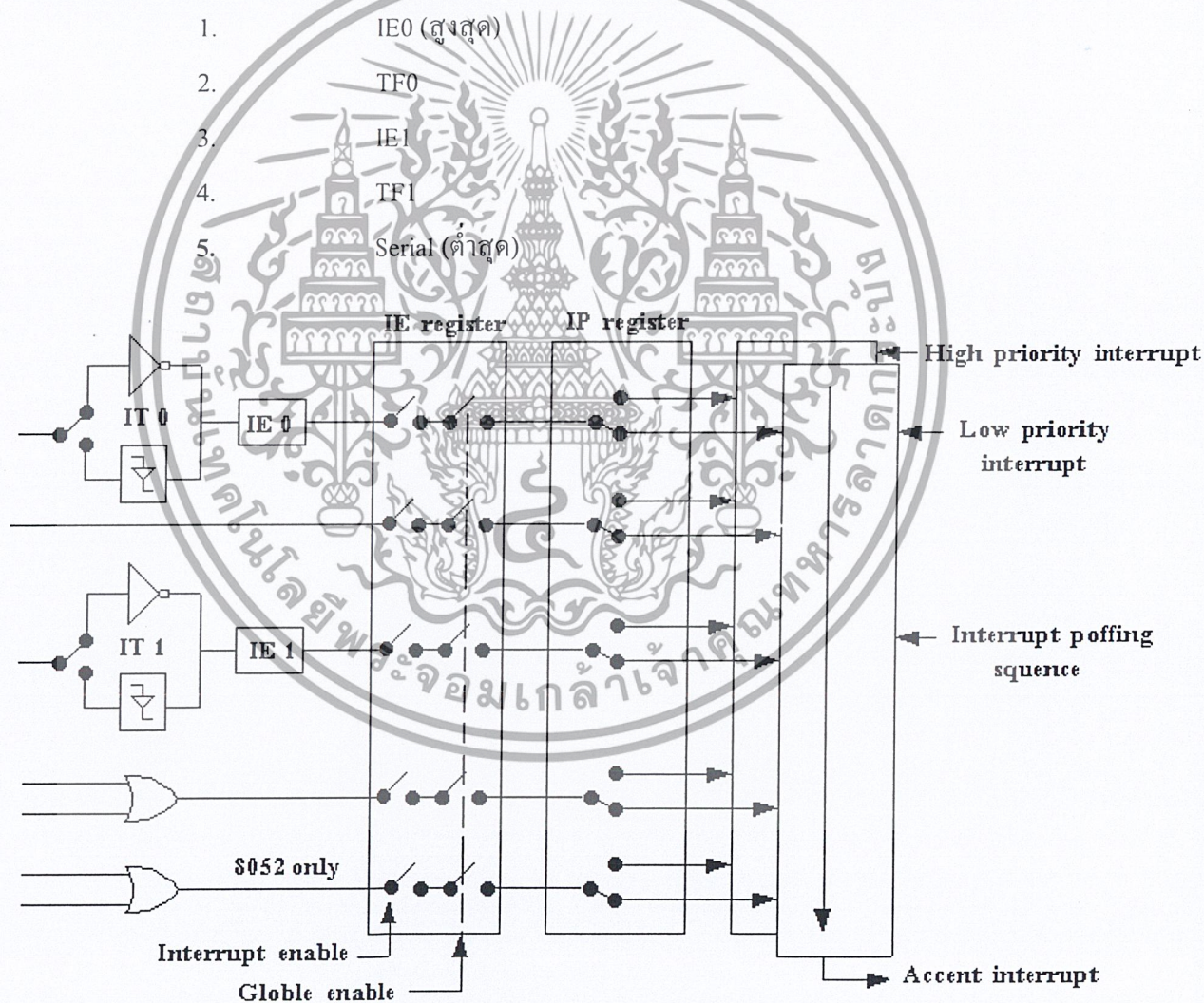
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การอินเทอร์รัปต์ที่เกิดจาก

ตำแหน่งแอดเดรส

IE0	0003H
TF0	000BH
IE1	0013H
TF1	001BH
Serial	0023H

ลำดับความสำคัญของการอินเทอร์รัปต์ ในกรณีที่เกิดการอินเทอร์รัปต์ขึ้นพร้อมกันและมีการกำหนดความสำคัญไว้เป็นเหมือนกัน (หมายถึงผู้ใช้กำหนดลำดับความสำคัญไว้เท่ากัน) 8051 จะเข้าจัดลำดับความสำคัญใหม่เรียงกันไว้ดังนี้



ภาพที่ 4.2 โครงสร้างจะเป็นดังแสดงไว้ดังภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ถ้าต้องการให้ลำดับสูงสุดก็ทำได้โดยเซตบิต PS ใน IP รีจิสเตอร์ให้เป็น 1 เพียงบิตเดียววนออกจากรันให้เป็น 0 หมดก็จะได้ผลตามต้องการ เมื่อทำการรีเซ็ต 8051 ค่าที่อยู่ภายในรีจิสเตอร์ต่างๆดังนี้

รีจิสเตอร์	ค่าฐานสิบหก
PC	0000
DPTR	0000
A	00
B	00
SP	07
PSW	00
P0-3	FF
IP	XXX0000ฐานสอง
IE	0XX0000ฐานสอง
TCON	00
TMOD	00
TH0	00
TL0	00
TH1	00
SCON	00
SBUF	XX
PCON	0XXXXXXXฐานสอง

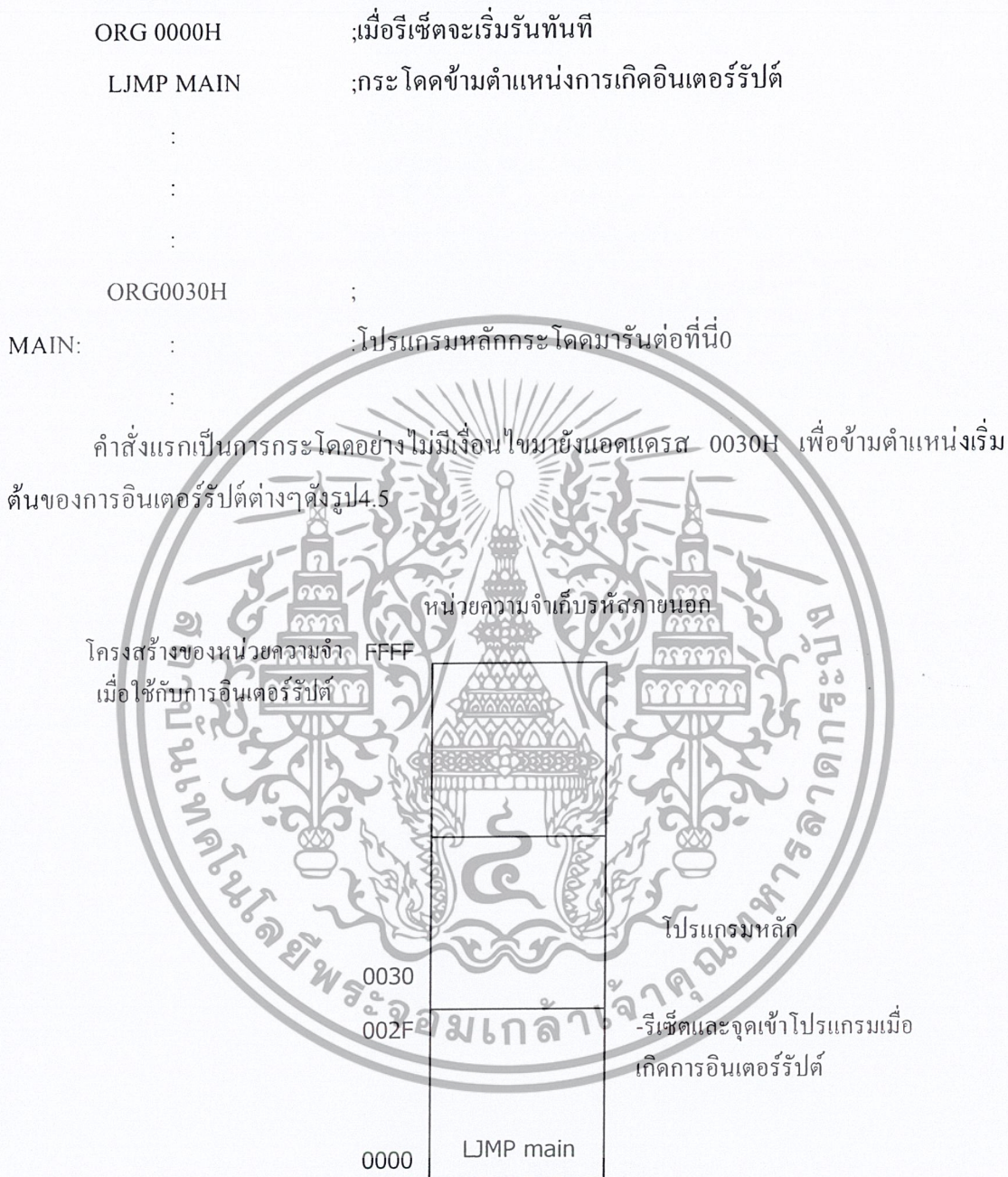
หน่วยความจำแรมที่มีข้อมูลบรรจุอยู่จะไม่เปลี่ยนแปลงรีจิสเตอร์แ่งก็จะถูกเลือกเป็นแ่งก้0 และทุกบิตในรีจิสเตอร์ PSW จะถูกเคลียร์เป็น 0 ทั้งหมด

การเขียนโปรแกรมโดยการใช้การอินเตอร์รัปต์

จากตัวอย่างที่ผ่านมาไม่ได้ใช้การอินเตอร์รัปต์มาใช้งาน แต่ใช้การวนรอบเพื่อทดสอบแฟล็กโอเวอร์โฟลว์ของไทเมอร์(TF0 หรือ TF1) หรือแฟล็กการรับและส่ง (T1 หรือ R2) ของพอร์ตอนุกรมปัญหาจะเกิดขึ้นก็ต่อเมื่อชิพยู่ต้องใช้เวลาอย่างมากมายไปกับการรอคอยจนกระทั่งไม่สามารถตอบโต้กับเหตุการณ์อื่นๆที่เกิดขึ้นในช่วงเวลานี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างต่อไปนี้จะเป็นการใช้อินเตอร์รัปต์โปรแกรมแต่ละโปรแกรมนจะเริ่มที่แอดเดรสเริ่มต้น 0000H โดยถือว่าโปรแกรมจะรันหลังจากทำการรีเซ็ตองค์ประกอบของโปรแกรมที่มีการอินเตอร์รัปต์จะเป็นดังนี้



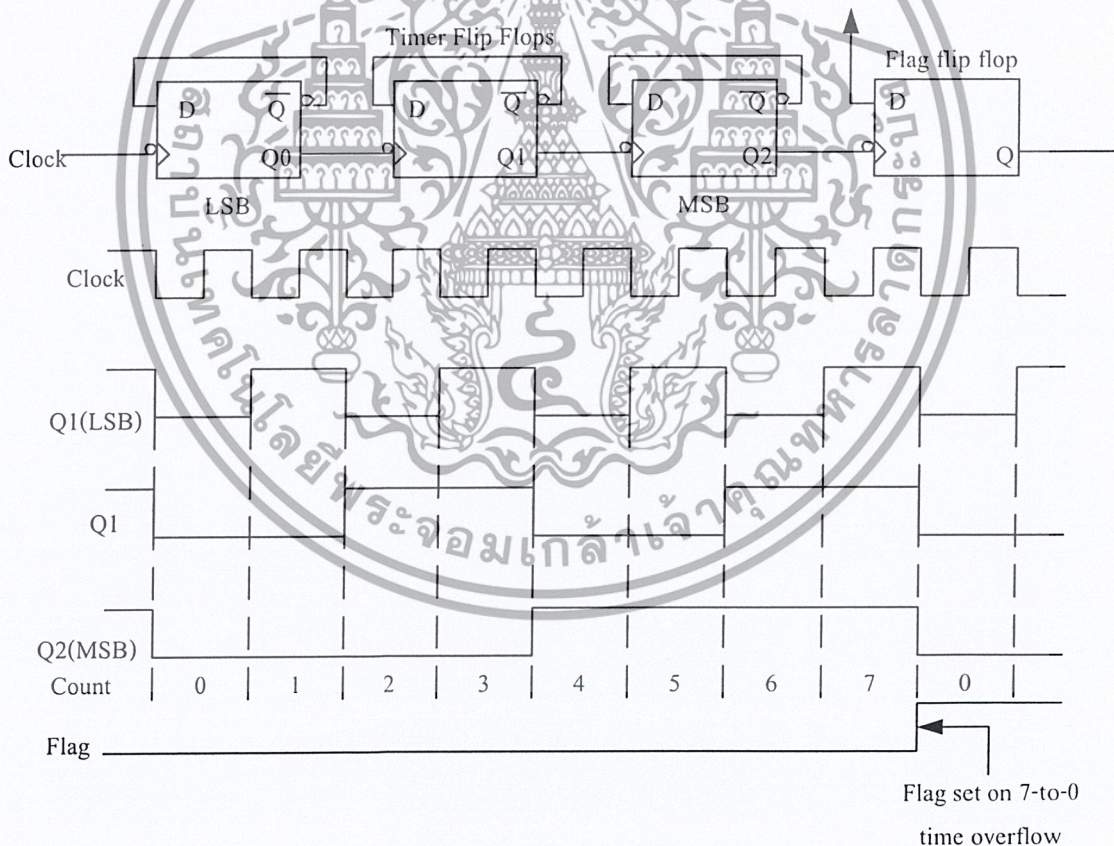
ภาพที่4.3 แสดงการกระโดดอย่างไม่มีเงื่อนไขเมื่อเกิดการอินเตอร์รัพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

ไทมเมอร์และเคาน์เตอร์

ไทมเมอร์คือ การต่ออนุกรมกันของฟลิปฟล็อปซึ่งทำหน้าที่หารสอง โดยสัญญาณนาฬิกาจากแหล่งกำเนิดป้อนเป็นอินพุตของฟลิปฟล็อปตัวแรก ฟลิปฟล็อปตัวแรกจะทำหน้าที่หารสัญญาณนาฬิกาด้วยสองเอาต์พุตที่ได้จากฟลิปฟล็อปตัวแรกจะถูกป้อนเป็นสัญญาณอินพุตของ ฟลิปฟล็อปตัวที่สอง ฟลิปฟล็อปตัวที่สองจะทำการหารสองและป้อนเอาต์พุตไปยังตัวที่สามเป็นเช่นนี้เรื่อยๆ ไป ดังนั้นถ้ามีฟลิปฟล็อป n ตัว สัญญาณนาฬิกาจากแหล่งกำเนิดก็จะถูกหารด้วย 2^n เอาต์พุตของฟลิปฟล็อปตัวสุดท้ายจะถูกป้อนเข้าเป็นอินพุตของฟลิปฟล็อป อีกตัวหนึ่งเรียก ฟลิปฟล็อปตัวนี้ว่า โอเวอร์โฟลว์ฟลิปฟล็อปหรือโอเวอร์โฟลว์แฟล็ก ซึ่งสามารถตรวจสอบได้โดยใช้ซอฟต์แวร์หรือ กระตุ้นให้เกิดการอินเตอร์รัปต์ก็ได้ลองดูจากตัวอย่างง่ายๆของไทมเมอร์ขนาด 3บิต



ภาพที่ 5.1 ไทมเมอร์ขนาด 3บิต

จากแผนผังของเวลา ภาพที่ 5.1 แฟล็กจะเปลี่ยนสถานะจากลอจิก 0 เป็นลอจิก 1 เมื่อสัญญาณนาฬิกา (clock) ผ่านไป 8 พัลส์ ($2^3 = 8$) ดังนั้นไทมเมอร์ฟลิปฟล็อปจึงถือเสมือนว่านับ

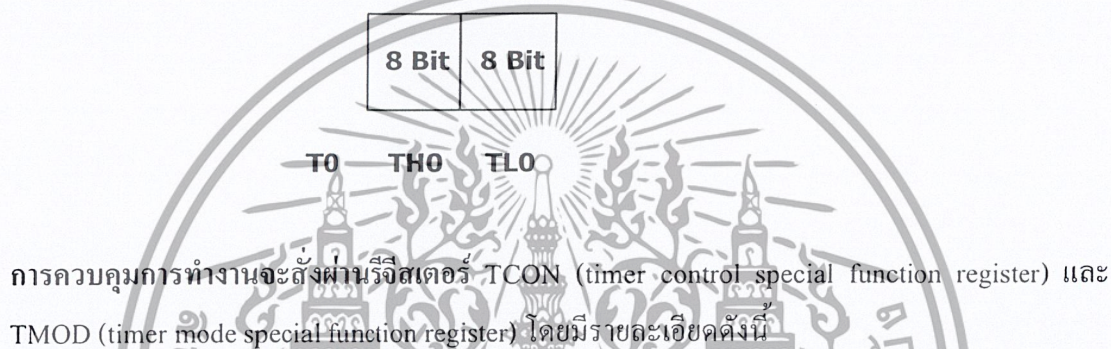
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(count) จำนวนพัลส์ของนาฬิกา ไทเมอร์ขนาด 16 บิตจะนับจาก 0000H จนถึง FFFFH และแฟล็กโอเวอร์โฟลว์เซตเมื่อการนับเปลี่ยนจาก FFFFH เป็น 0000H

5.1 การควบคุมไทมเมอร์

8051 มีไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ขนาด 16 บิตสองตัวคือ T0 และ T1 เคาน์เตอร์จะถูกแบ่งเป็นรีจิสเตอร์ 8 บิตสองตัว TH0 และ TL0 และรีจิสเตอร์ T1 ซึ่งมีขนาด 16 บิตก็เช่นกันจะประกอบด้วยรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิตสองตัวคือ TH1 และ TL1 ดังตาราง 5.1

ตารางที่ 5.1



รีจิสเตอร์ TCON

ตารางที่ 5.2

7	6	5	4	3	2	1	0	Bit
TF1	TR1	TF0	TR0	IE1	IL1	IE0	IT0	

TF1 หมายถึงโอเวอร์โฟลว์แฟล็กของไทมเมอร์ 1 มีค่าเป็น 1 เมื่อเกิดโอเวอร์โฟลว์ขึ้น (หมายถึงนับจนครบค่าสูงสุดคือ ทุกบิตในไทมเมอร์ 1 เป็น 1 ทั้งหมดแล้ววนรอบกลับมาเป็น 0 ทั้งหมดใหม่อีกครั้งหนึ่ง) TF1 จะถูกเคลียร์เป็น 0 เมื่อโปรเซสเซอร์กลับจากการทำงานในโปรแกรมบริการอินเตอร์รัปต์ (interrupt service routine) หรือใช้ซอฟต์แวร์สั่งการ

TR1 หมายถึงบิตที่ใช้บังคับให้ไทมเมอร์ 1 ทำงานหรือหยุดทำงาน ถ้า TR1 เป็นลอจิก 1 ไทมเมอร์จะทำงาน ถ้าลอจิก 0 ไทมเมอร์ 1 หยุดทำงาน (หยุดทำงาน หมายถึง หยุดนับพัลส์แต่ไม่รีเซ็ตค่าในไทมเมอร์ 1 ให้เป็น 0000 ใหม่)

TF0 หมายถึงโอเวอร์โฟลว์แฟล็กของไทมเมอร์ 0 (การทำงานต่างๆเป็นเช่นเดียวกับ TF1) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TR0 หมายถึงบิตที่ใช้บังคับให้ไทมเมอร์ 0 ทำงานหรือหยุดทำงานเช่นเดียวกับ TR1

IE1 หมายถึงการยอมให้อินเตอร์รัปต์จากภายนอก โดยผ่านทางพอร์ต 3 ขา 3.3 (INT1) บิตนี้ถูกเซ็ตเป็น 1 เมื่อสัญญาณภายนอกเข้ามากระตุ้นที่ขา 3.3 โดยทำการอินเตอร์รัปต์ เมื่อสัญญาณเปลี่ยนสถานะจากลอจิก 1 มาเป็นลอจิก 0 (ขอบลบของพัลส์) ตำแหน่งเริ่มต้นของโปรแกรมบริการอินเตอร์รัปต์อยู่ที่แอดเดรส 0013H เมื่อทำคำสั่ง (Return RETI form interrupt) IE1 ถูกเคลียร์โดยอัตโนมัติจะเห็นได้ว่าบิตนี้ไม่มีส่วนเกี่ยวข้องกับไทมเมอร์/เคาน์เตอร์

IT1 หมายถึงการควบคุมสัญญาณที่เข้ามากระตุ้นที่ขา 3.3 ของพอร์ต 3 ว่าเป็นการกระตุ้นแบบใดจึงจะเกิดการอินเตอร์รัปต์ขึ้นถ้า IT1=0 เป็นการกระตุ้นโดยลอจิก 0 (สัญญาณเป็น 0)

ข้อแตกต่างที่น่าจดจำก็คือ

ถ้า IT=1

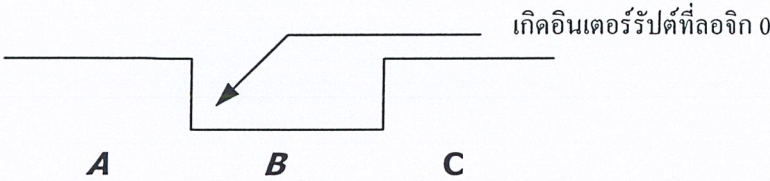
ภาพที่ 5.2



ถ้าเกิดการอินเตอร์รัปต์ขึ้นไปแล้วไปกระทำโปรแกรมบริการอินเตอร์รัปต์จนเสร็จสิ้น สมมุติกลับมาที่เวลา B ซึ่งสัญญาณยังเป็นลอจิก 0 อยู่ ในลักษณะนี้จะไม่เกิดอะไรขึ้น แต่ถ้าให้ IT = 0 ซึ่งเป็นการกระตุ้นที่ลอจิก 0

ถ้า IT = 0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 5.3

เมื่อกลับมาจากการทำโปรแกรมบริการอินเตอร์รัปต์ที่ตำแหน่ง B ไมโครโปรเซสเซอร์จะพบเป็นลอจิก 0 ผลที่ได้ก็คืออินเตอร์รัปต์ขึ้นอีกครั้งหนึ่งในประเด็นนี้จะทำให้เกิดการอินเตอร์รัปต์ซ้ำซ้อนขึ้นโดยไม่ต้องการเราต้องระวัง วิธีการแก้ไขคือ ก่อนที่จะกระทำคำสั่ง RETI ให้ตรวจสอบก่อนว่าสัญญาณกลับมาเป็นลอจิก 1 หรือยัง ถ้าเป็น ลอจิก 1 แล้ว (หลังจากตำแหน่ง C) จึงค่อยกระทำคำสั่ง RETI

IEO หมายถึงการยอมให้อินเตอร์รัปต์จากภายนอก โดยผ่านทางพอร์ต 3 ขา 3.2 (INT0) การอินเตอร์รัปต์ที่ขานี้ สัญญาณต้องเป็นการกระตุ้นแบบขอบลงหรือสามารถโปรแกรมได้เช่นเดียวกับ IE1 ตำแหน่งแอดเดรสเริ่มต้นของโปรแกรมบริการ อินเตอร์รัปต์อยู่ที่แอดเดรส 0003H

ITO หมายถึงการควบคุมสัญญาณที่เข้าอินเตอร์รัปต์ IEO เช่นเดียวกับ IT1

รีจิสเตอร์ TMOD

ตารางที่ 5.3

Gate	C/T	M1	M0	Gate	C/T	M1	M0
------	-----	----	----	------	-----	----	----

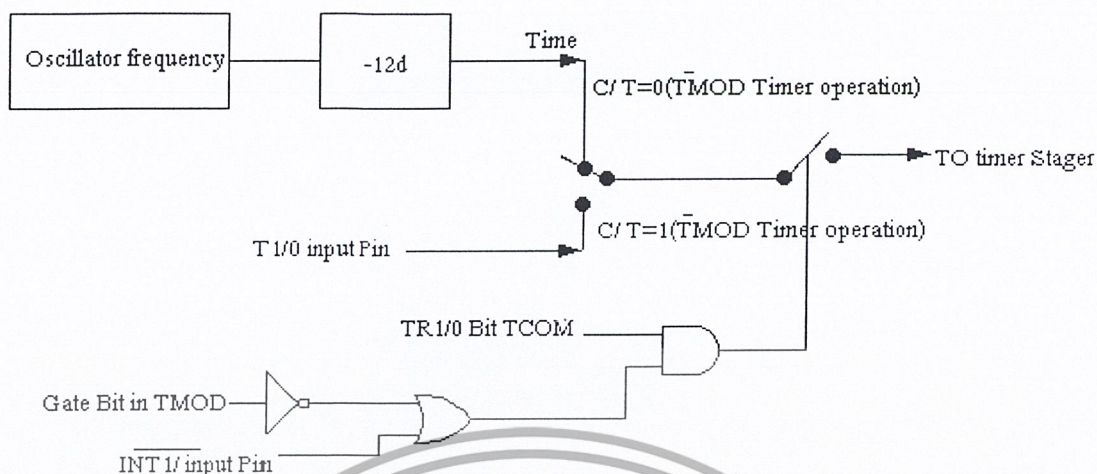
บิต	สัญลักษณ์	รายละเอียด
7/3	gate	การอินาเบิลลอว์เกตเพื่อควบคุมไทมเมอร์ 1 หรือ 0 ทำงานหรือหยุดทำงาน ถ้าเป็นลอจิก 1 ไทมเมอร์จะทำงานถ้า TR 1/0 ใน TCON รีจิสเตอร์ ถูกเซตเป็น 1 และสัญญาณที่ต่ออยู่กับขา INT 1/0 เป็นลอจิก 1
6/2	C/T	ถ้าเป็นลอจิก 1 เป็นการเลือกให้ไทมเมอร์ 1 หรือ 0 ทำงานในลักษณะของเคาน์เตอร์ทำการนับพัลส์จากภายนอกที่ป้อนเข้ามาโดยผ่านทางขา 3.5 (T1) หรือ 3.4 (T0) ถ้าเป็นลอจิก 0 เป็นการเลือกให้ ไทมเมอร์ 1 หรือ 0 ทำงานในลักษณะของไทมเมอร์โดยการนับพัลส์ที่ได้จากภายในตัว 8051
5/1	M1	บิตที่ใช้ควบคุมให้ไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ทำงานในโหมดใด บิตที่ 1
4/0	M0	ใช้ควบคุมให้ไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ทำงานในโหมดใด บิตที่ 0 โดยมีรายละเอียดดังตารางที่ 7.5 ต่อไปนี้

ตารางที่ 5.4

M1	M0	โหมด
0	0	0
0	1	1
1	0	2
1	1	3

การควบคุมไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ ทำงานเป็นไทมเมอร์หรือเคาน์เตอร์มีโครงสร้างภายในเป็นดังภาพที่ 5.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 5.4 แผนผังของการควบคุมไทมเมอร์/เคาน์เตอร์

จากภาพที่ 5.4 เมื่อเลือกให้ C/T เป็น 1 ไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ จะทำงานในโหมดของไทมเมอร์ โดยการรับสัญญาณพัลส์จากภายในตัวที่ได้จากการหารความถี่จากคริสตอลด้วย 12 เมื่อเลือกให้ C/T เป็น 1 ไทมเมอร์เคาน์เตอร์จะทำงานในโหมดของเคาน์เตอร์สวิตช์ จะต่อเข้ากับสัญญาณพัลส์จากภายนอกที่เข้ามาทางอินพุต T I/O โดยมีสวิตช์อีกตัวหนึ่งทำหน้าที่ต่อสัญญาณที่เลือกแล้วไปยังส่วนของ Timer stage จะเห็นว่าสัญญาณที่ลatching แอนด์เกตซึ่งต้องเซตเป็น 1 ก็คือ TR1/0 ในรีจิสเตอร์ TCON ถ้าเป็น 0 แอนด์เกตจะไม่ยอมให้สัญญาณจากออร์เกตผ่านไปได้เลย การที่แอนด์เกตจะเป็นลอจิก 1 เพื่อบังคับให้สวิตช์อยู่ในสภาวะปิดเอาต์พุตของออร์เกตจะต้องเป็น 1 ด้วย

บทที่ 6

แนวทางการใช้งาน LCD module

ปัจจุบันLCD เป็นที่นิยมกันอย่างมาก สำหรับการแสดงผลในเครื่องมือเครื่องใช้ต่างๆ ทั้งนี้เนื่องจากความเหมาะสมด้วยประการทั้งปวง ทั้งในด้านการกินกระแสต่ำสามารถแสดงผลเป็นตัวอักษรตัวเลข หรือแสดงเป็นกราฟฟิก (Graphic) ได้ (เฉพาะรุ่น) จะติดปัญหาที่คือด้านวงจร ซึ่งมีระบบการทำงานที่ซับซ้อนและหาอุปกรณ์ได้ค่อนข้างยาก แต่ขณะนี้ผู้ผลิต LCD จะทำรุ่นที่เป็น LCD module ออกมาก็คือเป็น module ที่มีตัว LCD และ วงจรควบคุมมาให้พร้อม เรียกว่า LCM ซึ่งทำให้ผู้ใช้สามารถต่อเข้ากับระบบ ไมโครโปรเซสเซอร์ (microprocessor) ได้ง่ายและสำหรับการเขียนโปรแกรม รวมทั้งมีการจำหน่ายกันอย่างกว้างขวาง และมีราคาที่เหมาะสม ทำให้ผู้ใช้งานด้านไมโครโปรเซสเซอร์หันมาใช้แผงแสดงด้วย LCD module กันมากขึ้น

LCD module มีอยู่มากมายหลายรุ่น และมีคุณสมบัติแตกต่างกันไป ซึ่งแบ่งได้เป็น 2 กลุ่มคือ แบบดอทเมตริกซ์ (dot matrix) และกราฟฟิก โดยแบบดอทเมตริกซ์จะแสดงผลเป็นตัวอักษรขนาด 5x8 dot และมีตัวอักษรและบรรทัดแตกต่างกันไปในแต่ละรุ่น ส่วนแบบกราฟฟิกจะสามารถแสดงผลในรูปแบบบิตแมพ (bitmap) คือสร้างภาพใดๆก็ได้ตามต้องการ แนวทางการใช้งานของทั้ง 2 แบบจะมีลักษณะใกล้เคียง การใช้งานโดยทั่วไปมักจะใช้แบบดอทเมตริกซ์มากกว่า เนื่องจากมีราคาถูก และเพียงพอต่องานส่วนใหญ่ ดังนั้นจะกล่าวถึงการใช้งานกับ ดอทเมตริกซ์ เท่านั้น คุณสมบัติของดอทเมตริกซ์ LCD module สามารถสรุปเป็นข้อๆ ได้ดังนี้

1. มีให้เลือกหลายรุ่นตามการใช้งาน โดยมีจำนวนตัวอักษรและบรรทัดแตกต่างกันไป
2. ตัวอักษรแสดงด้วยดอทเมตริกซ์ 5x8 dot
3. สามารถต่อเข้ากับระบบไมโครโปรเซสเซอร์ได้ 2 ลักษณะ คือแบบเมมโมรีแมพ (memory map) (20-pin LCD bus) และแบบต่อผ่าน 8255 พอร์ต (port) (26-pin 8255 bus) โดยกรณี 26-pin 8255 bus จะใช้แผ่น PCB (DMCAD) เป็นตัวอะแดปเตอร์ (adapter) ทำให้เป็น 8255 bus อีกที
4. การใช้งานง่ายและสะดวก ระบบไมโครโปรเซสเซอร์เพียงส่งข้อมูลให้กับ LCD module เท่านั้น ข้อความก็จะ ปรากฏบนแผงแสดง และจะคงค้างไว้ตลอด ทำให้ไม่ต้องเสียเวลาหลักของระบบไมโครโปรเซสเซอร์
5. มีคำสั่งพิเศษสำหรับอำนวยความสะดวกมากมาย เช่น clear display, home cursor, on off cursor, blink character และอื่นๆอีก
6. สามารถแสดงผลเป็นตัวอักษรภาษาอังกฤษและตัวเลขได้ 160 ตัว และ สัญลักษณ์พิเศษอีก 32 ตัว รวมทั้งกำหนดอักษรที่ออกแบบเองได้อีก 8 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7. กินกระแสน้อยและมีน้ำหนักเบา รวมทั้งทำงานได้ด้วยไฟเลี้ยงระดับ 5 โวลต์เท่านั้น

ขาสัญญาณของ LCD module

ตารางที่ 6.1 แสดงขาสัญญาณของ LCD module

ขา	สัญลักษณ์	ระดับ	หน้าที่
1	V _{SS}		0 V.GND
2	V _{CC}		+ 5 V .power supply
3	V _{CC}		+ V for liquid crystal drive
4	RS	H/L	register select H: data input L: instruction input
5	R/W	H/L	H: data read L: data write
6	E	H	Enable signal (LH) .
7	DB0	H/L	Data but bit 0
8	DB1	H/L	Data but bit 1
9	DB2	H/L	Data but bit 2
10	DB3	H/L	Data but bit 3
11	DB4	H/L	Data but bit 4
12	DB5	H/L	Data but bit 5
13	DB6	H/L	Data but bit 6
14	DB7	H/L	Data but bit 7

การต่อเข้ากับระบบไมโครโปรเซสเซอร์

LCD module จะต่อเข้ากับระบบไมโครโปรเซสเซอร์ได้ 2 ลักษณะคือ แบบโมริเมพโดยผ่าน LCD bus ขนาด 20 pin และแบบ I/O port โดยผ่าน 8255 busขนาด 26 pin โดยแต่ละแบบจะมีหลักการดังนี้

การต่อแบบเมโมรีเมพ

1. สามารถต่อเข้ากับชิพ (chip) เบอร์ต่างๆไปได้เช่น 8051 หรือ z80 โดยจะทำให้ระบบไมโครโปรเซสเซอร์มองเห็น LCD module ในลักษณะของหน่วยความจำ (memory) ได้ทันที
2. ผู้ใช้สามารถเขียนและอ่านข้อมูลจาก LCD module ได้ทำให้มองเสมือนว่าเป็นเมโมรีบัฟเฟอร์ (memory buffer) ไปในตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. เนื่องจากสามารถอ่านข้อมูลกลับได้ จึงทำให้สามารถตรวจสอบแฟลก (flag) ความพร้อมขณะในที่ LCD module กำลังทำงานได้
4. ใช้ได้กับบอร์ด (board) ที่มี LCD bus มาให้พร้อมทำนั้น
5. ทำให้กินพื้นที่ของหน่วยความจำไปส่วนหนึ่ง และจะต้องมีรหัสการเข้า (decode) ละเอียดพอควร
6. การจัดหาสัญญาณจะต้องเป็นไปตามชีพ ของแต่ละเบอร์

การต่อแบบ I/O port

1. สามารถต่อเข้ากับ I/O port ใดๆ ก็ได้ โดยใช้สัญญาณจำนวน 11 เส้น และใช้โปรแกรมเป็นตัวสร้างสัญญาณขึ้นมาให้ตรงกับข้อกำหนดของ LCD module
2. ผู้ใช้จะเขียนข้อมูลให้ LCD module ได้อย่างเดียว ซึ่งผู้ใช้ควรกำหนดหน่วยความจำส่วนหนึ่งให้เป็นเสมือนบัฟเฟอร์ให้กับ LCD module อีกที
3. เนื่องจากไม่สามารถอ่านข้อมูลกลับได้ จึงต้องใช้การหน่วงเวลาของไมโครโปรเซสเซอร์เอง เพื่อให้ LCD module กระทำกระบวนการต่างๆ
4. ใช้ได้กับพอร์ตทุกๆ ไปที่มีพอร์ต
5. ไม่เปลืองส่วนของหน่วยความจำในการทำงาน
6. การจัดหาสัญญาณกระทำได้อย่างอิสระ

ชุดควบคุมคำสั่งและข้อความ

การเขียนหรืออ่านข้อมูลของ LCD module ก็คือการกำหนดคุณสมบัติต่างๆ ในการใช้งาน LCD ตามชุดคำสั่งควบคุม และรวมถึงการเขียนข้อมูลที่เป็นข้อความ เพื่อให้ปรากฏบนแผงแสดงด้วย โดยมีรายละเอียดตามตารางที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.2 แสดงรายละเอียดของชุดคำสั่ง LCD

INSTRUCTION	RS	R/ W	DATA BIT								EXE TIME (μ S)	
			7	6	5	4	3	2	1	0		
CREAR DISPLAY	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1640	
CURSOR AT HOME	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	*	1640
ENTRY MODE SET	0	0	0	0	0	0	0	0	1	I/D	S	40
DISPLAY ON/OFF	0	0	0	0	0	0	0	1	D	C	B	40
DISPLAY SHIFT	0	0	0	0	0	0	1	S/C	R/L	*	*	40
FUNCTION SET	0	0	0	0	1	DL	N	F	*	*	*	40
SET CGRAM ADD.	0	0	0	1	CGRAM ADDRESS						40	
SET DDRAM ADD.	0	0	1	DDRAM ADDRESS						40		
BUSY.ADD READ	0	1	BF	ADDRESS								
CGRAM.DDRAM WR	1	0	WRITE DATA								40	
CGRAM.DDRAM RD	1	1	READ DATA								40	

ความเข้าใจพื้นฐาน

1. การเขียนข้อมูลให้กับ LCD module แบ่งเป็น 2 ลักษณะคือคำสั่งควบคุม (instruction) และข้อมูล (data) โดยจะกำหนดโดยสัญญาณ RS คือถ้า RS จะหมายถึงส่งคำสั่งควบคุมหรืออ่าน คำแฟล็กสภาพการทำงานของ LCD module และถ้า RS =1 จะหมายถึงการเขียนหรืออ่านข้อมูลกับ LCD module

2 หลักการในการเขียนข้อมูลให้ LCD module นี้คือ เมื่อมีการเขียนข้อมูลไปแล้วตัว LCD module จะต้องใช้เวลาในการทำงานชั่วขณะหนึ่ง (ตามค่า execute time ในตาราง) ซึ่งระบบไมโครโปรเซสเซอร์สามารถตรวจสอบได้จากบิตซีแฟล็ก(busy flag:BF) และถ้าเรียบร้อยแล้ว จึงจะเขียนข้อมูลต่อไปได้ ในการที่การต่อวงจรเป็นแบบอินพุต/เอาต์พุตพอร์ตคือไม่สามารถอ่านข้อมูลย้อนกลับได้ ระบบไมโครโปรเซสเซอร์ก็ต้องหน่วงเวลาแทน

3. การเขียนข้อมูลให้กับ LCD module นี้ สามารถทำได้แบบ 8 บิตและ 4 บิต โดยกรณี 4 บิต จะใช้สายส่งสัญญาณเพียง 4 เส้นคือ DB4-DB7 (ใช้สำหรับไมโครโปรเซสเซอร์แบบ 4 บิต หรือเพื่อการประหยัดสาย) การเขียนข้อมูลจะกระทำเหมือนกับ 8 บิต เพียงแต่ให้เขียน 2 ครั้งคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DB4-DB7 ก่อนแล้วตามด้วย DB0-DB3 และจะต้องกำหนดคุณสมบัติตามค่า DL ในชุดคำสั่ง (function set) ด้วย

4. DDRAM (display data RAM) คือหน่วยความจำภายในตัว LCD module ที่เป็นบัฟเฟอร์ของข้อมูล โดยการเขียนรหัสแอสกี (ASCII) ใดๆ ลงไปในหน่วยความจำนี้ ก็จะปรากฏเป็นตัวอักษรที่แสดงผลทันที

5. CGRAM (character generator RAM) คือหน่วยความจำภายในตัว LCD module สำหรับเก็บภาพตัวอักษรที่ผู้ใช้สามารถสร้างได้เอง (8 ตัว) โดยจะอ้างแอดเดรส (address) ได้ทั้งหมด 64 ไบต์ (byte) คือ 8 ตัวอักษร คูณกับ 8 row

รายละเอียดของแต่ละคำสั่ง

1 Clear display

ตารางที่ 6.3 แสดง Clear Display

RS	R/W	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	1

สำหรับการ clear display โดยจะทำการเขียนตัวอักษรสเปซ (space) ลงใน DDRAM แอดเดรสทั้งหมดให้เป็น 0 พร้อมทั้งเคอร์เซอร์ (cursor) จะกลับไปยังตำแหน่งบนสุดของจอภาพ

2 Cursor at home

ตารางที่ 6.4 แสดง Cursor at home

RS	R/W	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
0	0	0	0	0	0	0	0	1	*

สำหรับการกำหนดค่า DDRAM แอดเดรสให้เป็น 0 พร้อมทั้งเคอร์เซอร์จะไปที่ตำแหน่งซ้ายบนสุดบนจอภาพ โดยข้อมูลใน DDRAM ไม่มีการเปลี่ยนแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3 Entry mode set

ตารางที่ 6.5 แสดง Entry mode set

RS	R/W	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
0	0	0	0	0	0	0	0	I/D	S

I/D = 0 กำหนดทิศทางของเคอร์เซอร์ และ DDRAM ให้เป็นแบบลดทีละ 1 (decrement)

I/D = 1 กำหนดทิศทางของเคอร์เซอร์ และ DDRAM ให้เป็นแบบเพิ่มทีละ 1 (increment)

S = 0 เมื่อเขียนข้อมูลแล้ว ตัวเคอร์เซอร์จะถูกเลื่อนไปทิศทางตามค่า I/D

S = 1 เมื่อเขียนข้อมูลแล้ว ตัวเคอร์เซอร์จะอยู่กับที่ และตัวอักษรจะถูกดันไปทิศทางตามค่า I/D

การกำหนดค่า I/D และ S นี้ ให้กำหนดก่อนการเขียนข้อมูลใน DDRAM และเมื่อกำหนดแล้วจะต้องไม่ใช่คำสั่ง clear display อีก

1. Display on/off

ตารางที่ 6.6 แสดง Display on/off

RS	R/W	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
0	0	0	0	0	0	1	D	C	B

D = 0 กำหนดให้ off display

D = 1 กำหนดให้ on display

C = 0 กำหนดให้ off เคอร์เซอร์

C = 1 กำหนดให้ on เคอร์เซอร์ โดยเคอร์เซอร์จะเป็นเส้นขีดได้ตัวอักษร

B = 0 กำหนดให้ไม่มีการกระพริบที่ตำแหน่งเคอร์เซอร์

B = 1 กำหนดให้มีการกระพริบที่ตำแหน่งเคอร์เซอร์ (กระพริบเป็นรูปสี่เหลี่ยม)

2. Display shift

ตารางที่ 6.7 แสดง Display shift

RS	R/W	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
0	0	0	0	1	1	S/C	R/L	*	*

S/C = 0 กำหนดให้เลื่อนเคอร์เซอร์ตามทิศทาง R/L ไป 1 columb (เลื่อนทุกบรรทัด)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

S/C= 1 กำหนดให้เลื่อนข้อความ
ทุกบรรทัด)

แผงแสดงตามทิศทาง R/L ไป 1 columb (เลื่อน

R/L= 0 กำหนดให้มีทิศทางไปทางซ้าย

R/L= 1 กำหนดให้มีทิศทางไปทางขวา

6.Function set

ตารางที่ 6.8 แสดง Function set

RS	R/W	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
0	0	0	0	1	DL	N	F	*	*

DL= กำหนดให้มีการติดต่อกับ LCD module เป็นแบบ 4 บิต

DL= กำหนดให้มีการติดต่อกับ LCD module เป็นแบบ 8 บิตจะสังเกตเห็นว่า
การกำหนดค่า DL นี้ สามารถกระทำได้ที่ DB4-DB7 ซึ่งถ้ามีการกำหนดให้เป็นแบบ 4 บิต
ตั้งแต่แรก หลังจากจ่ายไฟเลี้ยงก็จะทำให้ LCD module มีการรับข้อมูลแบบ 4 บิต

N= 0 กำหนดจำนวนบรรทัดแบบ 1/8 ดิวตี้ (duty) และ 1/11 ดิวตี้

D= 1 กำหนดจำนวนบรรทัดแบบ 1/16 ดิวตี้

F= 0 กำหนดให้เป็นตัวอักษรแบบ 5x7 dots

F= 1 กำหนดให้เป็นตัวอักษรแบบ 5x10 dots (กรณีที่ LCD module เป็นแบบ 5x7
dots อยู่แล้วก็จะไม่มีผลอะไร)

7. Set CGRAM address

ตารางที่ 6.9 แสดง Set CGRAM address

RS	R/W	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
0	0	0	1	CGRAM ADDRESS					

สำหรับการกำหนดแอดเดรสของ CGRAM เมื่อได้กำหนดไว้แล้ว การอ่านและการเขียน
ข้อมูลที่อยู่จากนี้ จะเป็นตามแอดเดรสที่กำหนดทันที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8.set DDRAM address

ตารางที่ 6.10 แสดง Set DDRAM address

RS	R/W	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
0	0	1	DDRAM ADDRESS						

สำหรับการกำหนดแอดเดรสของ DDRAM เมื่อได้ทำการกำหนดไว้แล้ว การอ่านและการเขียนข้อมูลที่ต่อจากนี้ จะเป็นไปตามแอดเดรสที่กำหนดทันที ตำแหน่งของแอดเดรสของแต่ละรุ่นจะมีความแตกต่างกันบ้าง เพราะจำนวนต่อบรรทัดไม่เท่ากัน

9. busy flag and address read

ตารางที่ 6.11 แสดง Busy flag and address read

RS	R/W	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
0	1	BF	ADDRESS						

สำหรับการอ่านค่าบิตดีแฟลก ซึ่งบอกถึงความพร้อมของ LCD module ในการรับข้อมูล ถ้า BF= 0 หมายถึงว่าพร้อมที่จะรับข้อมูลต่อไปได้ แต่ถ้า BF=1 หมายถึงว่ายังไม่พร้อม นอกจากนี้ยังเป็นค่าแอดเดรสของ CGRAM หรือ DDRAM อีกด้วย

การอ่านข้อมูลและการเขียนข้อมูลกับ DDRAM/CGRAM

10 write data to DDRAM or CGRAM

ตารางที่ 6.12 แสดง Write data to DDRAM or CGRAM

RS	R/W	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
1	0	DATA							

สำหรับการเขียนข้อมูลลงหน่วยความจำ DDRAM หรือ CGRAM โดยเมื่อทำการเขียนแล้ว แอดเดรสจะถูกเพิ่มหรือลดโดยอัตโนมัติ ตามที่กำหนดจากค่า I/D ในคำสั่ง entry mode set และการเขียนจะเป็น DDRAM หรือ CGRAM ก็ขึ้นอยู่กับก่อนว่าคำสั่งหน้านี้นี้ มีการกำหนดแอดเดรสที่ใด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

11 read data form DDRAM or CGRAM

ตารางที่ 6.13 แสดง Read data from DDRAM or CGRAM

RS	R/W	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
0	1	DATA							

สำหรับการเขียนลงหน่วยความจำ DDRAM หรือ CGRAM โดยเมื่อทำการเขียนแล้ว แอดเดรสจะถูกเพิ่มหรือลดโดยอัตโนมัติ ตามที่กำหนดจากค่า I/D ในคำสั่ง entry mode set และการเขียนจะเป็น DDRAM หรือ CGRAM ก็ขึ้นอยู่กับก่อนว่าคำสั่งหน้านี มีการกำหนดแอดเดรสที่ใด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

การทดลอง

จากหลักการ และ ทฤษฎีในบทที่ 2 และการสร้าง โปรแกรมใน บทที่ 3 เราจะนำมาใช้ ในการทดลองวงจรต่าง ๆ จะช่วยให้เข้าใจ และ เห็นผลได้จริงว่าโครงการนี้สามารถ ทำได้ตาม วัตถุประสงค์

ในบทนี้จะมีการทดลองตามหลักการของทฤษฎีที่ได้แนวความคิดอีกหลักการหนึ่งของ เครื่องมือวัด

การทดลองที่ 1

การใช้งาน IC LM331N เปลี่ยนแปลงแรงดันให้อยู่ในรูปของความถี่ วัตถุประสงค์

เพื่อตรวจสอบความเที่ยงตรงของขนาดของแรงดัน เทียบกับ ความถี่ อุปกรณ์

1. IC LM331N
2. Oscilloscope
3. VR 50k Ω
4. C 0.1 μ F, C 0.01 μ F, C 1 μ F
5. R 10k Ω , 100k Ω , 500 Ω , 22k Ω , 470 Ω , 15k Ω

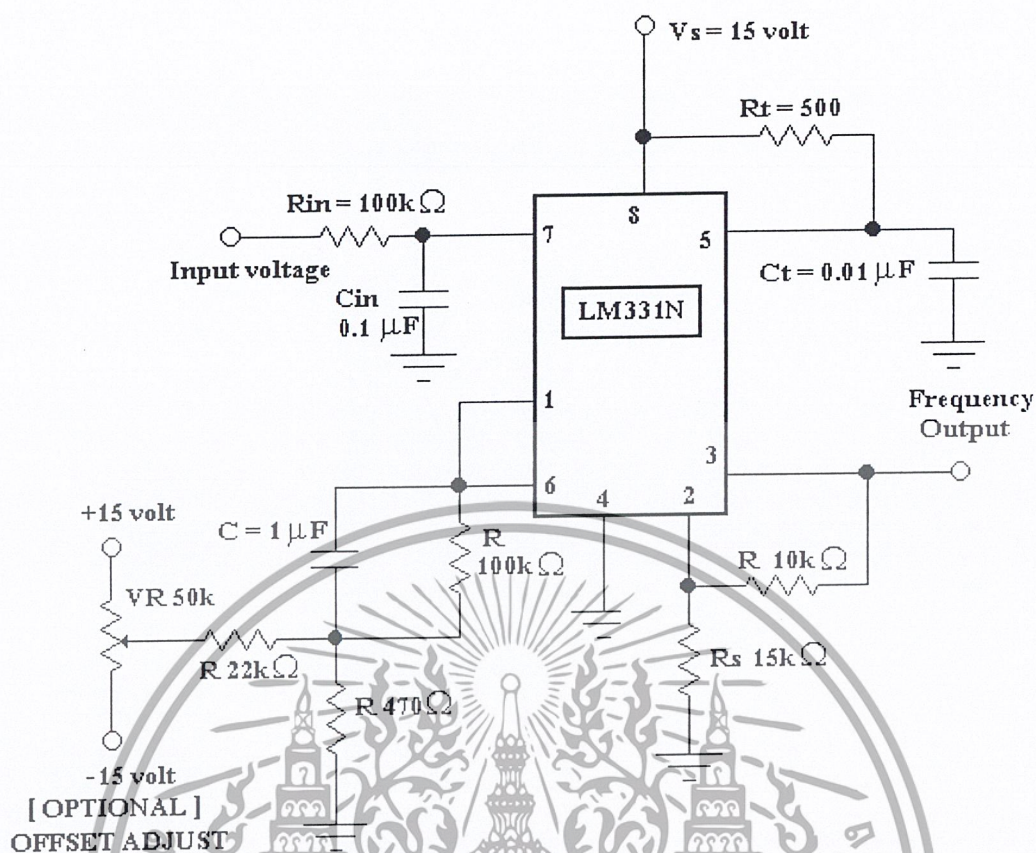
ลำดับขั้นตอนการทดลอง

- 1) ต่อวงจรดังภาพที่ 4.1
- 2) ป้อนแรงดันตามค่าในตารางผลการทดลอง

จากการทดลองสามารถที่จะคำนวณค่าได้จากสมการ ดังนี้

$$F_{out} = \frac{V_{in}}{2.09V} \times \frac{R_s}{R_L} \times \frac{1}{R_L C_t} \quad (7.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 7.1 แสดงวงจรการทดลอง IC LM331N

ตารางที่ 7.1 แสดงผลการทดลอง Volt to Frequency

Input Voltage	Frequency Output
11.5 volt	10.0 kHz
11.0 volt	9.48 kHz
10.5 volt	8.75 kHz
10.0 volt	8.10 kHz
9.5 volt	7.46 kHz
9.0 volt	6.90 kHz
8.5 volt	6.28 kHz
8.0 volt	5.70 kHz
7.5 volt	5.00 kHz
7.0 volt	4.45 kHz
6.5 volt	3.85 kHz
6.0 volt	3.25 kHz

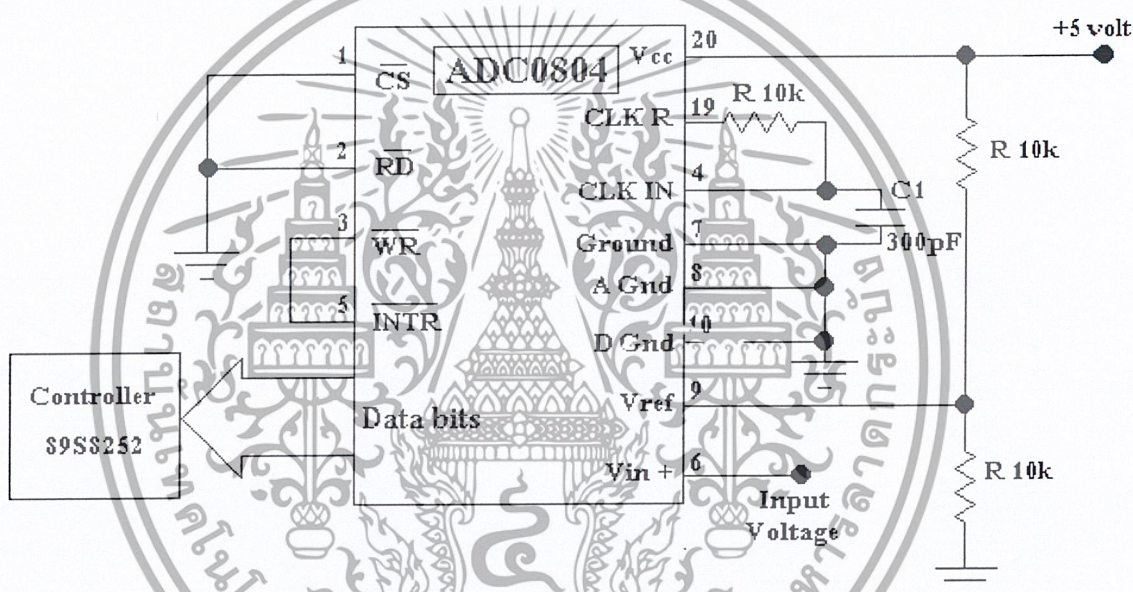
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดลองที่ 2

การใช้ ACD0804 แปลงสัญญาณจาก Analog ให้เป็น Digital
วัตถุประสงค์

เพื่อตรวจสอบความเป็นเชิงเส้น(Linear) ของค่าที่เปลี่ยนแปลง
อุปกรณ์

1. IC ACD0804
2. Resistance pack
3. R 10k Ω
4. C 300pF



ภาพที่ 7.2 แสดง วงจรการทดลอง ACD0804 แปลงสัญญาณ Analog ให้เป็น Digital

ลำดับขั้นตอนการทดลอง

- 1) ต่อยังวงจรรูปข้างต้น
- 2) ป้อนค่าแรงดันตามค่าที่กำหนด
- 3) นำค่าที่ได้เขียนลงในตาราง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 7.2 แสดงผลการทดลอง Analog to Digital

ป้อนแรงดัน (volt)	จำนวนพัลส์ Output
5.0 volt	256
4.5 volt	230.4
4.0 volt	204.8
3.5 volt	179.2
3.0 volt	153.6
2.5 volt	128
2.0 volt	102.4
1.5 volt	76.8
1.0 volt	51.2
0.5 volt	0

การทดลองที่ 3

วงจร Rectifier โดยใช้ Op-am ในการ Rectifier แทนการใช้ Diode

วัตถุประสงค์

เพื่อทดสอบประสิทธิภาพของวงจรว่าสามารถทำงานได้จริง

เพื่อทดสอบความเป็นเชิงเส้นของค่า Output ที่ได้จากวงจร

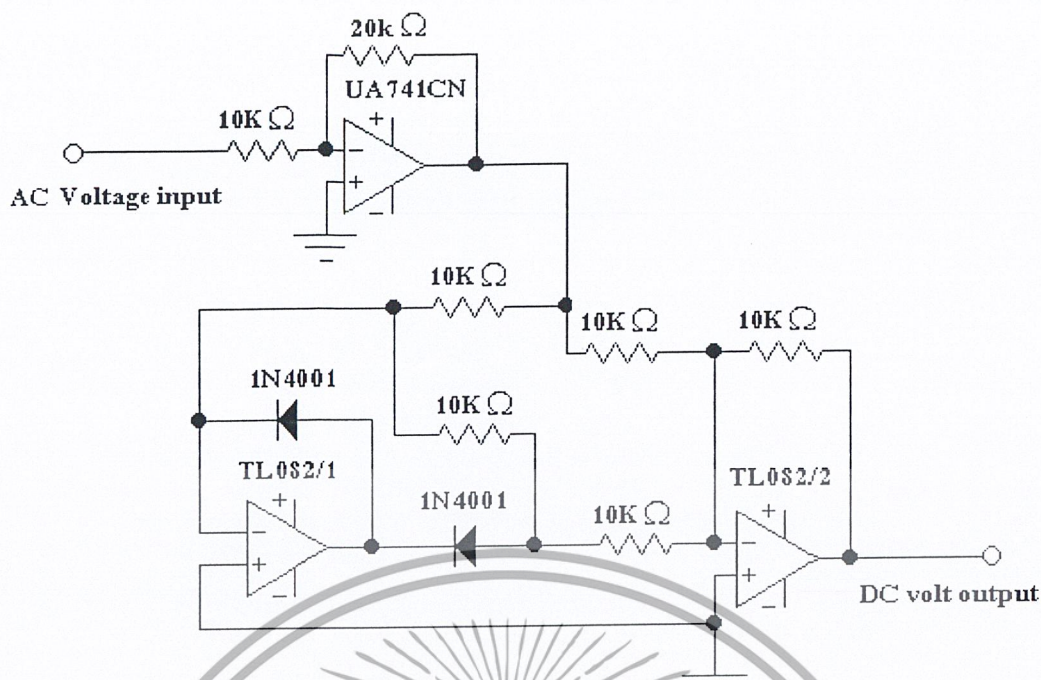
อุปกรณ์

1. Op-am UA741CN
2. Op-am TL082
3. R 10k Ω
4. VR 50 k Ω
5. Diode 1N4001
6. C 1000 μ F

ลำดับขั้นตอนการทดลอง

- 1) ต่อยังวงจรดังรูป
- 2) ป้อนค่าแรงดันตามค่าที่กำหนด
- 3) นำค่าที่ได้เขียนลงในตาราง

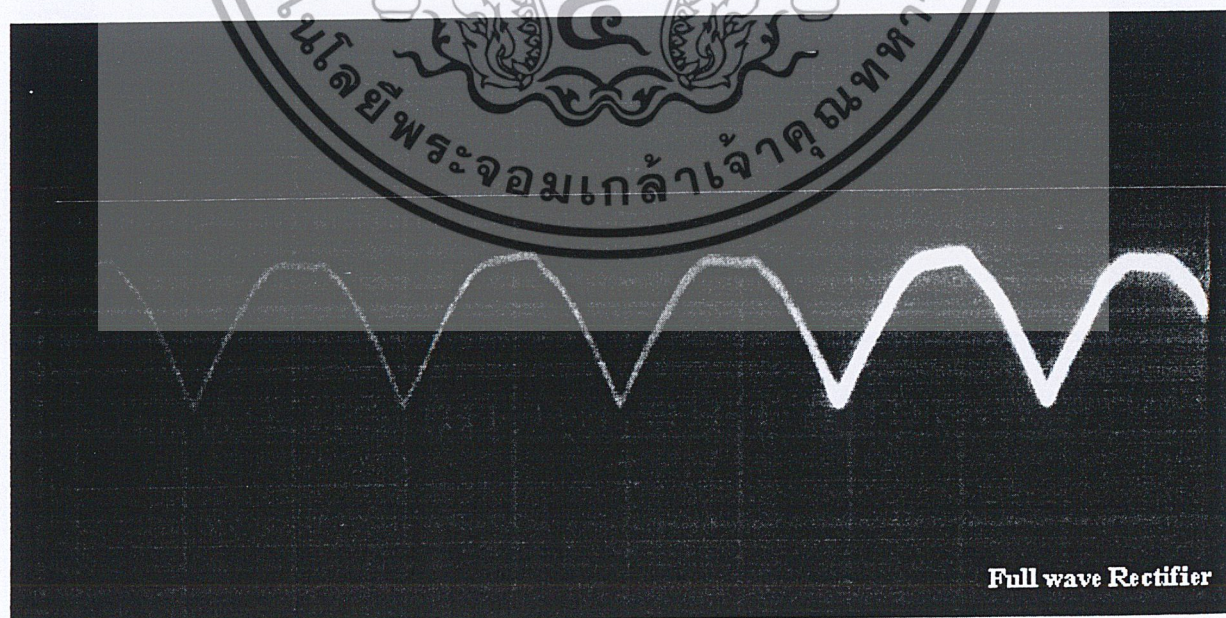
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 7.3 แสดงวงจร Rectifier โดยใช้ Op-am

ตารางที่ 7.3 แสดงผลการทดลองวงจร Rectifier

Input Voltage (mV)	Output Voltage (Volt)
220mV	0.337
358mV	0.392



ภาพที่ 7.4 แสดงสัญญาณ Output ของวงจร Rectifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร Rectifier โดยใช้ Op-am ในกรณีที่แรงดันมีขนาดเล็กซึ่งวงจร Diode Rectifier ทั่วไปจะทำได้เพราะ Diode จะต้องมีความดัน bias 0.3 หรือ 0.7 ขึ้นอยู่กับชนิดของสารที่ทำการผลิต

การทดลองที่ 4

การทดลองการใช้ Current Transformer ในการ Induce สัญญาณออกมาใช้งาน

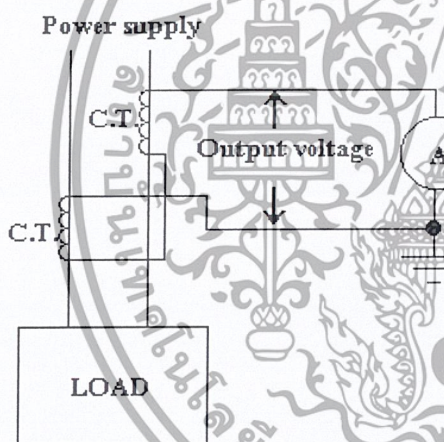
วัตถุประสงค์

ทำการทดสอบเพื่อที่จะนำมาใช้ในวงจร

เพื่อหาค่า Error ของ Current Transformer

อุปกรณ์

1. Current Transformer
2. Resistance 1Ω 30watt
3. Oscilloscope



ภาพที่ 7.5 แสดงวงจรการทดลอง Current Transformer

ลำดับขั้นตอนการทดลอง

- 1) นำโหลดมาต่อเพื่อให้เกิดการ Induce สัญญาณ ออกมาใช้
- 2) ป้อนค่าของกระแสตามตารางและดูสัญญาณของรูปคลื่นที่ได้จาก Oscilloscope

สรุป Current Transformer ไม่สามารถใช้ในการวัดกระแสที่มีขนาดเล็ก เพราะจะทำให้ได้ค่าออกมา มีความผิดพลาดไปตามขนาดของกระแสที่ต่ำลงค่าผิดพลาดก็ยิ่งมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 7.4 แสดงการทดลอง Current Transformer

จ่ายกระแส (A)	Current Transformer	Resistance	Error
0.275	111.6	3.6	108
0.534	174.5	58	116.5
0.608	119	7	112
1.675	101	17	84
2.261	75	0	75
2.3	75	3	72
2.409	127.5	93.5	34
2.545	128	95	33
9.5	34	24	10

สัญญาณที่ Induce ที่ได้จาก Current Transformer ขณะจ่ายโหลด



ภาพที่ 7.6 แสดงรูปสัญญาณขณะจ่ายกระแสของ Current Transformer.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดลองที่ 5

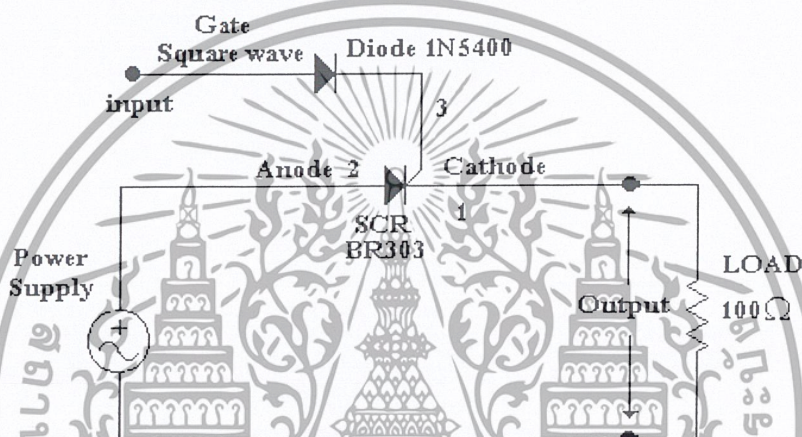
การใช้ SCR ในการทริกสัญญาณ

วัตถุประสงค์

เพื่อดูความเที่ยงตรงของการทำงานของ SCR

อุปกรณ์

1. SCR BR303
2. Diode 1N5400
3. Resistance 1Ω 30watt



ภาพที่ 7.7 แสดงวงจรการต่อ SCR โดยให้ทริกสัญญาณที่ขา Gate

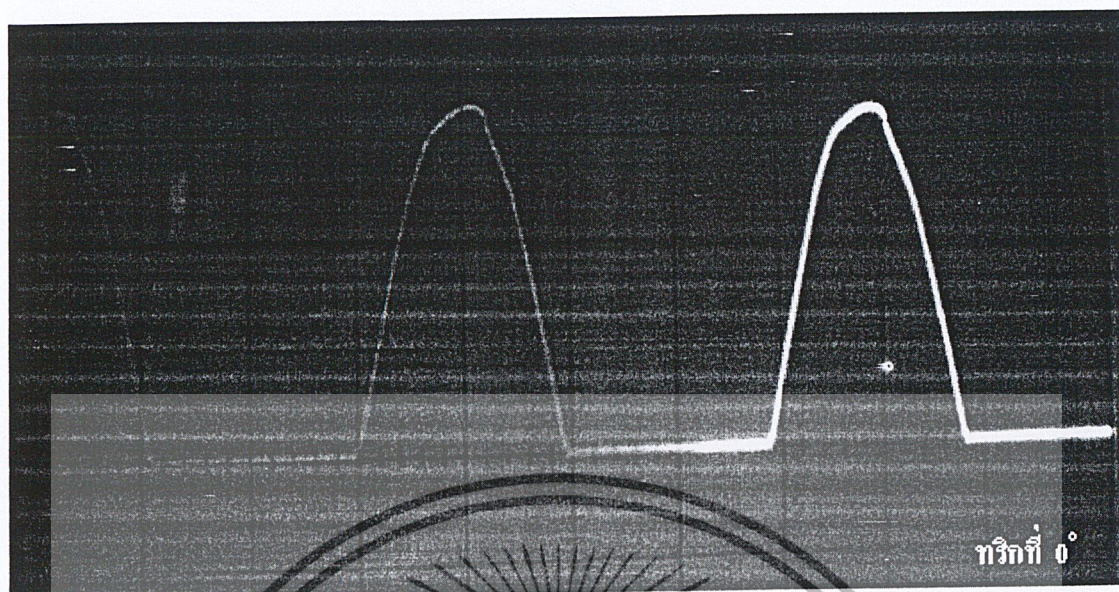
ลำดับขั้นตอนการทดลอง

- 1) ต่อวงจรดังภาพข้างต้น
- 2) ป้อนแรงดันไฟสลับขนาด 30 volt
- 3) ป้อนสัญญาณ Square wave เข้าที่ขา Gate ของ SCR
- 4) วัดแรงดัน Output ที่คล่อมที่โหลด

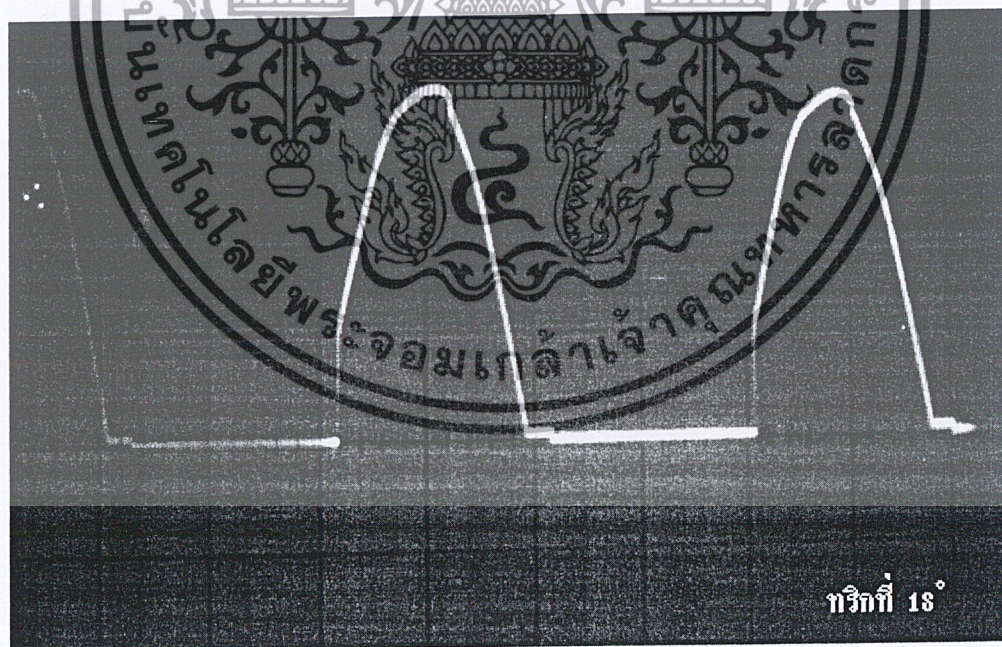
ผลการทดลอง

สัญญาณที่ได้มาจาก SCR จะมีค่าตามมุมที่มาจากการทริกสัญญาณที่ขา Gate ของ SCR ซึ่งเป็นสัญญาณ Square wave ที่ได้มาจาก Current Transformer ที่เป็นสัญญาณ Sine wave ที่มีขนาดและมุมในตัวเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

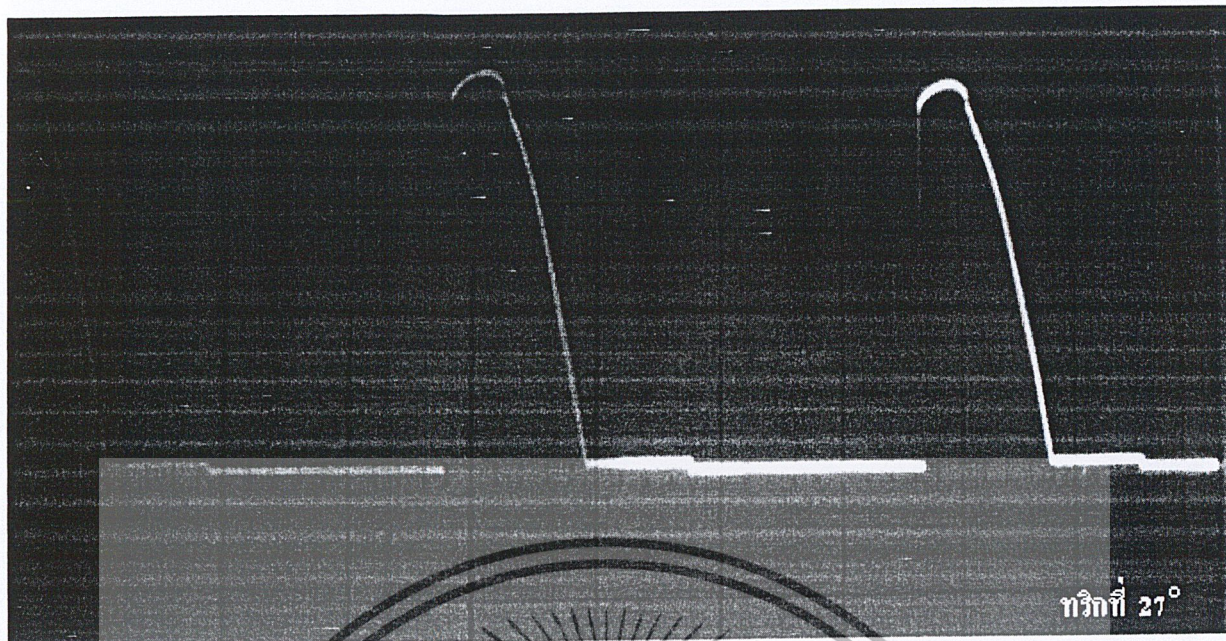


ภาพที่ 7.8 แสดงค่าOutput ของวงจรที่มีค่ามุม $\theta = 0$ องศา



ภาพที่ 7.9 แสดงค่าOutput ของวงจรที่มีค่ามุม $\theta = 7$ องศา

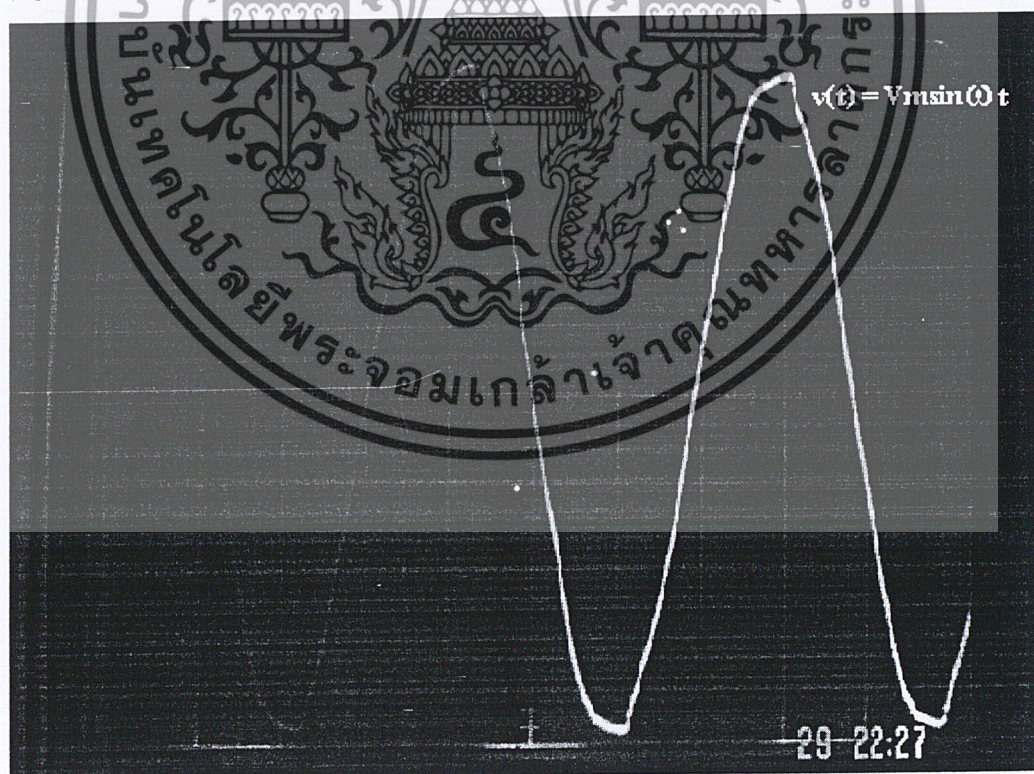
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 7.10 แสดงค่าOutput ของวงจรที่มีค่ามุม $\theta = 23^\circ$ องศา

สรุปผลการทดลอง

นำสัญญาณ Sine wave ที่ต้องการวัดสัญญาณที่ได้จาก Voltage Transformer เป็นตัวอ้างอิง



ภาพที่ 7.11 แสดงรูปคลื่นของแรงดัน $v(t) = V_m \sin \omega t$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 7.5 แสดงผลการทดลอง การวัด Power factor ที่ Load ต่าง ๆ

โหลดที่ทำการวัด	Power factor	มุมθ	S (VA)	Q (var)	Power (watt)
พัดลมตั้งโต๊ะ	0.91	24	54	22	49
พัดลมตัวใหญ่	0.91	24	64	26	58
โคมไฟ	0.60	59	41	32	24
พัดลม 2 ตัว	0.94	18	105	35	98
โหลดทั้งหมด	0.90	25	128	54	114

ตัวอย่าง โหลด พัดลมตั้งโต๊ะ

ค่ามุมθจาก Oscilloscope

$P = VI\cos\theta = 230 \times 0.23 \times \cos 24 = 48.32 \text{ watt}$

$Q = VI\sin\theta = 230 \times 0.23 \times \sin 24 = 21.51 \text{ var}$

$S = VA = 230 \times 0.23 = 52.9 \text{ VA}$

$\text{Power factor} = \cos 24 = 0.9135$

ค่าจาก Name page ของพัดลม

$220\text{V} \quad 50\text{Hz} \quad 0.25\text{A} \quad 45\text{watt}$

$S = VI = 220 \times 0.25 = 55 \text{ VA}$

จาก $P = VI \cos \theta = 220 \times 0.25 \times \cos \theta = 55 \cos \theta$

ดังนั้น $\cos \theta = P/55 = 45/55 = 0.818$

$\theta = 35.11$

$Q = VI \sin \theta = 55 \times 0.5735 = 31.54 \text{ var}$

ตัวอย่าง โหลด พัดลม 2 ตัว

ค่ามุมθจาก Oscilloscope

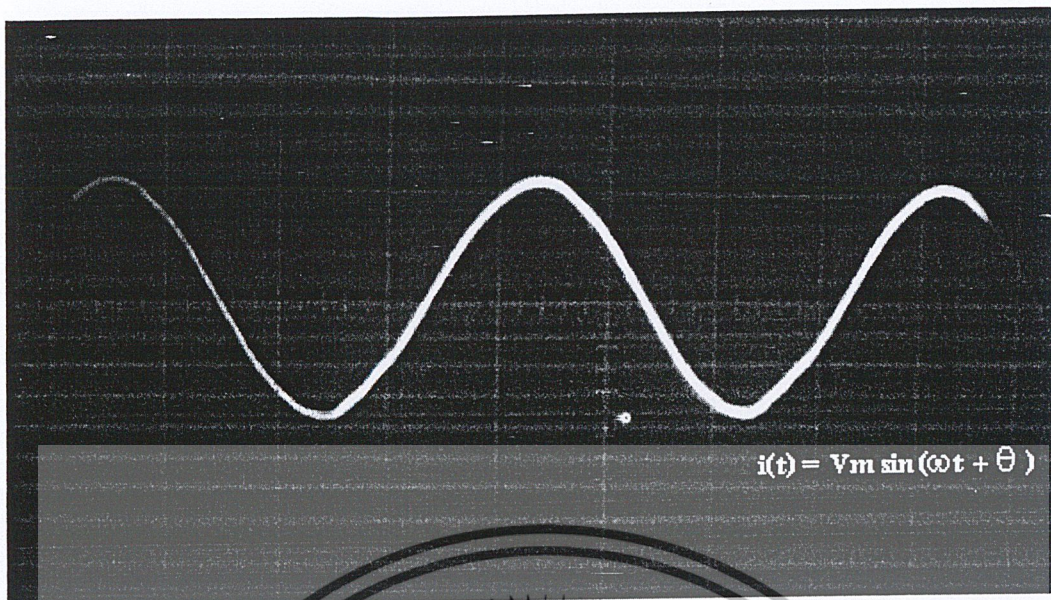
$P = VI\cos\theta = 230 \times 0.45 \times \cos 18 = 98.4 \text{ watt}$

$Q = VI\sin\theta = 230 \times 0.45 \times \sin 18 = 31.98 \text{ var}$

$S = VA = 230 \times 0.45 = 103.5 \text{ VA}$

$\text{Power factor} = \cos 18 = 0.951$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 7.12 แสดงรูปคลื่นของกระแส $i(t) = V_m \sin(\omega t + \theta)$

จากการ Induce ค่ากระแสออกมาใช้ในวงจร โดยใช้ Current Transformer หรือ Resistance นำค่าที่ได้ทำให้อยู่ในรูปของ Square wave

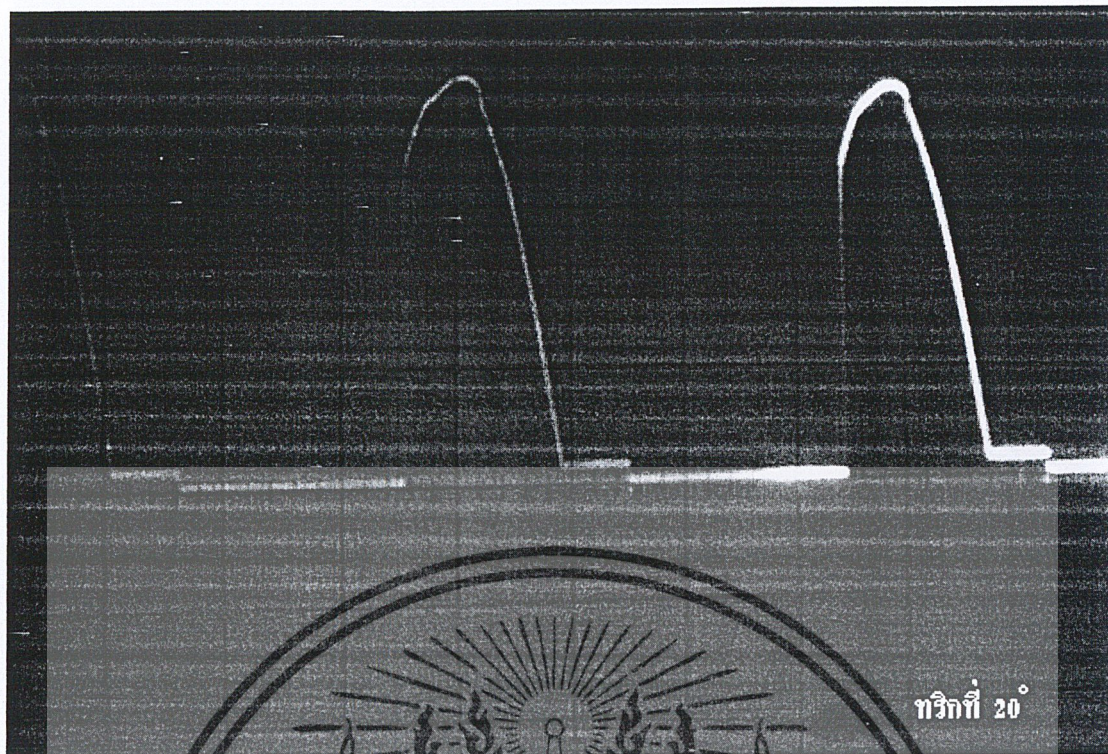


ภาพที่ 7.13 แสดง $i(t) = V_m \sin(\omega t + \theta)$ ทำให้อยู่ในรูป Square wave

นำสัญญาณ Sin wave มาทำให้อยู่ในรูปของ Square wave ที่มีค่ามุม θ ตามแต่ที่จ่ายโหลด เพื่อเป็น Input ไปทริกสัญญาณที่ขา Gate ของ SCR

นำ SCR มาเป็นตัวที่ ทริกสัญญาณเพื่อเทียบกับค่า Square wave ที่มีค่ามุม θ จะได้
ที่ค่ามุม θ เท่ากับ 16 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 7.14 แสดง Output ที่โหลดของ SCR ที่มุมทริก 20 องศา

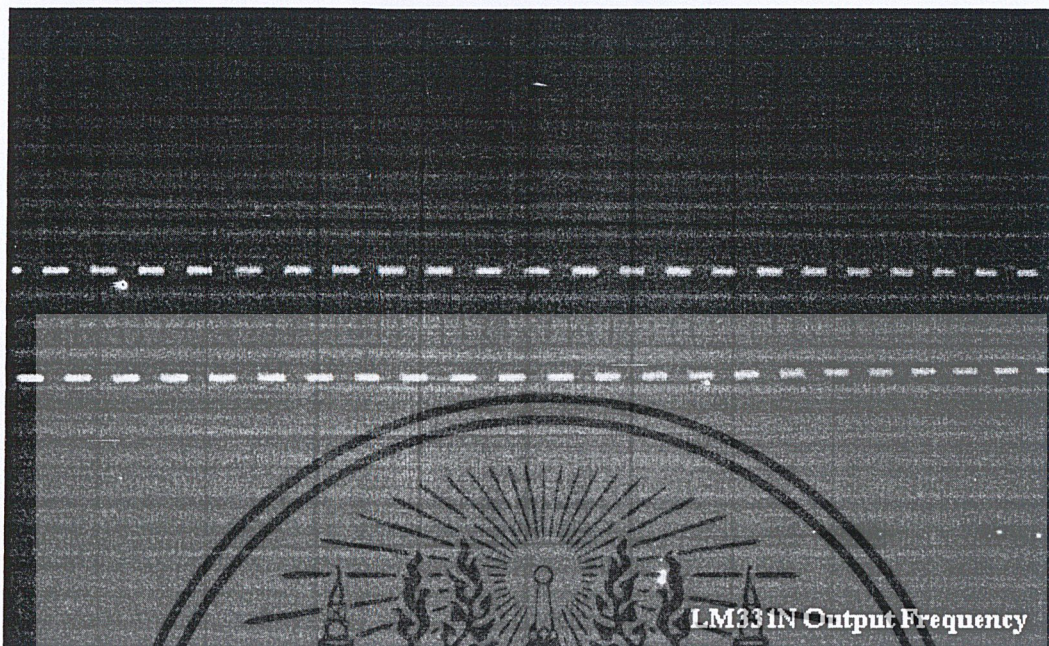
โดยค่า Output ของ SCR วัดจากแรงดันตกคร่อมโหลดได้ดังรูป
นำค่าของ sine wave ที่มีการทริกสัญญาณที่มีค่ามุมแตกต่างกัน มาทำการหาค่าเฉลี่ย คือ
ทำให้อยู่ในรูปของไฟ DC ก่อนโดยวงจร Averager



ภาพที่ 7.15 แสดง Output ของวงจร Averager ที่มีค่าเป็นไฟ DC

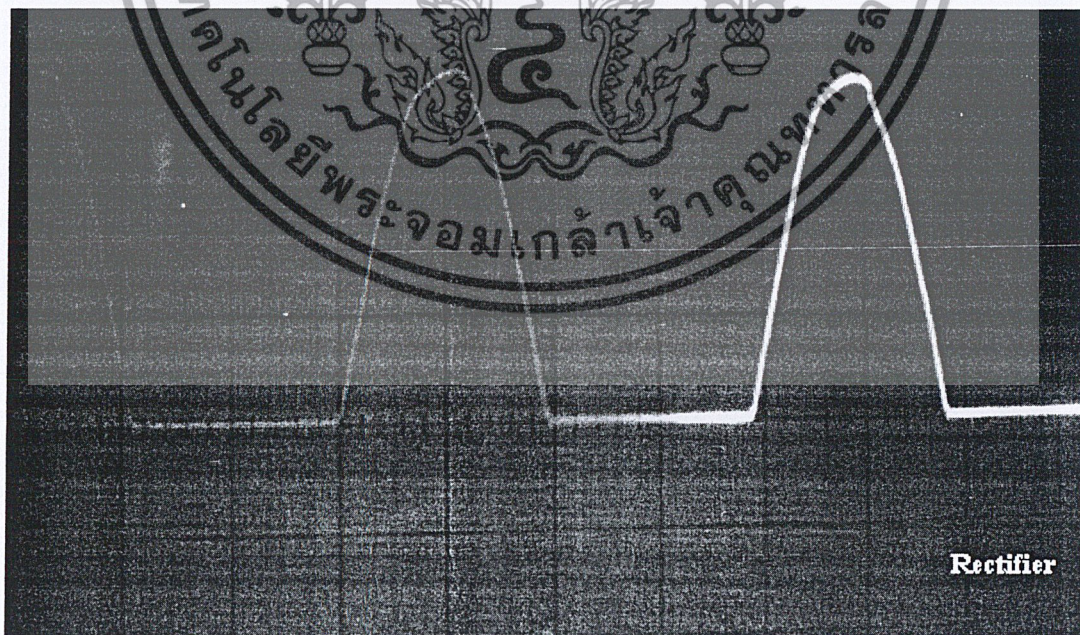
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นนำค่า DC volt มาทำให้อยู่ในรูปของความถี่ Frequency โดยใช้ IC LM331N
Voltage to Frequency



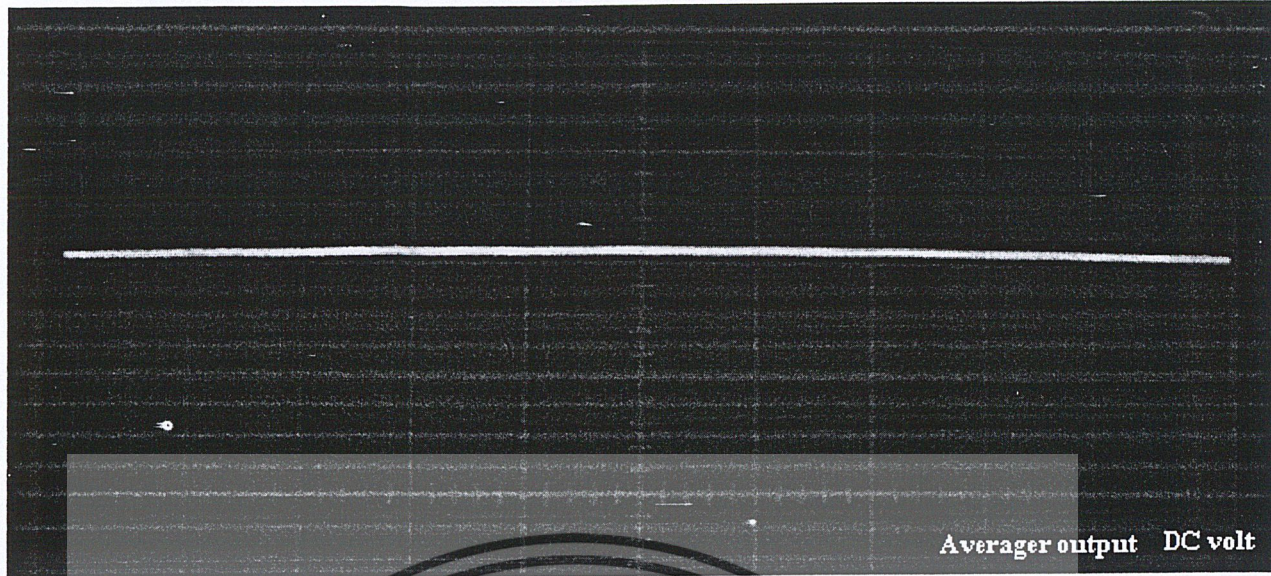
ภาพที่ 7.16 แสดง Output ของ LM331N ซึ่งอยู่ในรูปของ Frequency
นำค่าที่ได้ไปเข้า Controller เพื่อใช้ในการประมวลผลต่อไป

ในทำนองเดียวกันค่าของ Sine wave ที่เป็นตัวหลักนำมา Rectifier (จะเทียบเท่ากับว่ามี
การทริกที่มุม 0 องศา) เหมือนช่วงต้นก่อนที่จะนำไปเข้าวงจร Averager



ภาพที่ 7.17- แสดง Output ของวงจร Rectifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 7.18 แสดง Output ของวงจร Averager ที่มีค่าเป็นไฟ DC (ตัวหลัก)

นำไฟ DC ที่ได้ไปเข้าวงจร Voltage to frequency จะได้ออกมาอยู่ในรูปของความถี่



ภาพที่ 7.19 แสดง Output ของ LM331N ซึ่งอยู่ในรูปของ Frequency (ตัวหลัก)

นำค่าความถี่ของตัวหลัก ไปเปรียบเทียบกับค่าความถี่ของตัวที่มีการทริกสัญญาณเพื่อหาค่า Power Factor ต่อไป โดยใช้ Microcontroller

สรุปหลักการวัดค่า Power

พิกัดแรงดัน 500V output 6.25V

Ratio $K1=80$

Input 6.25V output 5.0V

$K2=1.25$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำเป็นความถี่ 5V output 256

$$K3=51.2$$

พิกัดกระแส 5A output 5V

$$\text{Ratio } K4=1$$

ทำเป็นความถี่ 5V output 256

$$K5=51.2$$

ณั้ค่า

$$K_v = K3/K1K2 = 0.512$$

$$K_a = K5/K4 = 51.2$$

จะได้ $K_t = K_v K_a = 26.2144$

เพราะฉะนั้น การแปลงจาก สัญญาณ ไฟฟ้า ให้อยู่ในรูปของ Digital ทำได้โดย

$$\text{Volt input}/K_v$$

$$\text{Current input}/K_a$$

$$S = VA/K_t$$

แต่ค่าที่ Controller ประมวลผล จะเป็น เลขฐาน 16 ตัวเลขจะปัดค่าอยู่ตลอด คือไม่มีจุดทศนิยมค่าที่ได้จึงผิดไปจากการคิดเลขฐาน 10



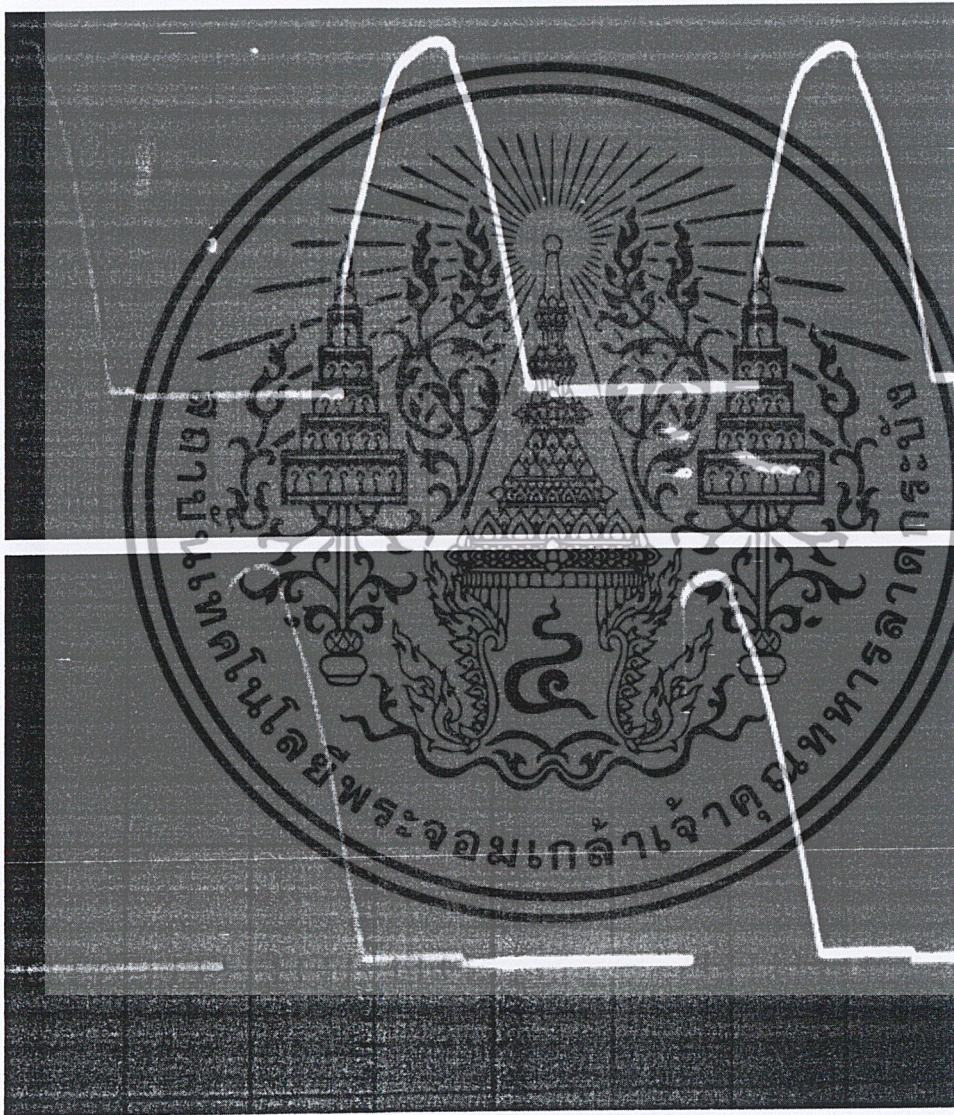
ภาพที่ 7.20 แสดง output ของวงจร Rectifier

แสดง output ของวงจร Rectifier ที่มีขนาดเป็น mV ซึ่งโดยทั่วไปวงจร bridge จะต้องมีความดัน Bias อยู่ 0.3 V ถึง 0.7V จะขึ้นอยู่กับชนิดของสารที่นำมาผลิต Diode แต่ละชนิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปัญหาที่เกิดขึ้น

มีค่า error อยู่จะมีแรงดันเกิดขึ้นนอกเหนือจาก ค่า Sine wave เช่น
 Sine wave ที่ไม่มีค่า error จะมีค่าความถี่ที่ได้จากวงจร Voltage to frequency เท่ากับ 9 KHz
 Sine wave ที่มีค่า error เกิดขึ้นจะมีค่าความถี่ที่ได้จากวงจร Voltage to frequency เท่ากับ 9.2 KHz
 Sine wave ที่มีค่า error ที่มีค่ามอดูมทริกมาก ค่า error ก็ยิ่งมากขึ้น คือค่า error จะขึ้นกับมอดูมที่ทริก
 Sine wave ที่มีค่า error มีค่า ประมาณ 5 % เมื่อเทียบกับค่าทั้งหมดที่มอดูมทริก ยิ่งทำให้ขนาดของแรงดันที่ได้มีค่ามากกว่าในทางทฤษฎี



ภาพที่ 7.21 แสดงรูปคลื่นสัญญาณของค่า error ที่มอดูมต่าง ๆ

ซึ่งค่าที่ไม่มีค่า error Voltage to Frequency จะได้ 9.0 KHz

- มีค่า error จะจ่ายให้วงจร Voltage to Frequency จะได้ 9.2 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สาเหตุค่า Error ที่เกิดขึ้น

ที่ค่ามุม 0 องศา หรือค่ามุมน้อย ๆ เพอร์เซ็นต์ของค่า error มีผลน้อยต่อค่าที่ออกมาได้ จึงทำให้ค่าที่ได้มีความผิดพลาดน้อย ซึ่ง

ค่ามุมที่ 90 องศาหรือ 40 องศา เป็นต้นไป ค่ามุมมาก ๆ เพอร์เซ็นต์ ของค่า error จะมีผลกระทบต่ค่าที่ได้ คือคิดเป็นเปอร์เซ็นต์ที่มาก จึงทำให้ค่าที่ได้มีความผิดพลาดมากกว่าค่าที่เป็นจริง

ค่า Error ที่เกิดขึ้นจากการเหนี่ยวนำค่าของกระแสมาใช้ในวงจร

ค่ากระแสที่ Induce ออกมาใช้ในวงจรจากตัวต้านทาน 1 โอห์ม แรงดันตกคร่อมที่ ตัวต้านทานจะมีค่าเท่ากับ $V_m \cos\theta$ นำมาหาค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทาน ค่าผิดพลาดที่เกิดจาก ค่าความต้านทานมีค่า เพอร์เซ็นต์ ความผิดพลาดจาก 1 โอห์ม ทำให้การนำค่ามาคำนวณมีค่าผิดพลาดเกิดขึ้นเช่น

ที่แรงดันตกคร่อมตัวต้านทาน 0.23 โวลต์ ในกรณีที่ค่าความต้านทานเท่ากับ 1 โอห์ม

$$I = E/R = 0.23/1 = 0.23A$$

$$I = E/R = 0.23/1.2 = 0.19166A$$

จะเห็นได้ว่าเกิดค่า error ประมาณ 0.03833A

ที่แรงดันตกคร่อมตัวต้านทาน 0.23 โวลต์ ในกรณีที่ค่าความต้านทานเท่ากับ 1.2 โอห์ม

ค่าความผิดพลาดของความต้านทานที่เกิดขึ้นจะส่งผลทำให้ค่าของกระแส ที่จะนำมาคำนวณเกิดความผิดพลาด ดังตัวอย่างข้างต้น สาเหตุที่ทำให้ค่าความต้านทานผิดพลาดไปจากค่าที่เป็นจริงอันเนื่องมาจากความร้อนที่เกิดขึ้นในตัวมันเอง และคุณสมบัติของสารแต่ละชนิดที่ใช้ในการผลิต ซึ่งค่าความผิดพลาดจะมีค่า 1 เปอร์เซ็นต์ หรือ 5 เปอร์เซ็นต์

ค่ากระแสที่ 0.23 แอมป์ และ 0.192 แอมป์ จะทำให้ค่า VA ที่ได้มีความแตกต่างกัน

ในการคำนวณหาค่าเพื่อตรวจความถูกต้องของเครื่องวัด

เมื่อ $S = VA = 230 \times 0.23 = 52.9 VA$ ต่างจาก $S = VA = 230 \times 0.192 = 44.16 VA$

ผิดพลาดไป 8.47 VA คิดเป็น 16.5 เปอร์เซ็นต์

Resistance นำมาใช้เป็นตัวเหนี่ยวนำสัญญาณ

จะมีข้อดี คือ จะมีขนาดและรูปคลื่น Sine wave ที่มีความสมบูรณ์ คือมีค่าความผิดพลาดน้อย (กรณีที่กระแสมีขนาด 0-5 แอมป์)

แต่จะมีข้อเสียดังหัวข้อที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นและตัวต้านทานจะทนพิกัดได้ 30 วัตต์ ที่

พิกัดของกระแส ที่ไหลผ่านตัวมันเอง คือจะมี ย่านในการวัดที่จำกัด ค่าของกระแสได้ไม่เกิน 5A เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คือเครื่องวัดกระแสสูงสุดได้ 5 แอมป์ เท่านั้น ที่สำคัญคือใช้ในภาค High Volt ไม่ได้หรือที่
พิกัดกระแส 5 แอมป์ขึ้นไป เพราะมีอันตรายในการใช้งานอันเนื่องมาจากต้องนำค่ากระแสที่ได้
จากตัวต้านทานมาใช้ด้วยกัน คือสัมผัสกับไฟนั้นโดยตรง

Current Transformer

เมื่อนำ Current Transformer มาเป็นตัว Induce สัญญาณ ออกมาใช้งานจะมีความแตกต่าง
จากตัวต้านทานโดยสิ้นเชิง

ข้อดีคือ ในการ Induce ค่าของกระแสที่ออกมาไม่จำเป็นต้องสัมผัสกับกระแส ใน Line
โดยตรงจึงมีความปลอดภัยและนอกจากนั้นยังสามารถวัดในพิกัดกระแสที่ไม่จำกัดคือวัดได้เป็น
KVA จะใช้ในเครื่องวัดที่เป็นภาค High Volt ได้ดีมาก และในกรณีที่ใช้วัดกระแสที่มีพิกัดกระแส
สูง ๆ ค่ามุมที่วัดได้จะมีความถูกต้องสูง เพราะ ฟลักซ์ แม่เหล็กมีจำนวนมากที่ไหลวนในแกนเหล็ก
ทำให้ได้ค่ากระแสที่ Induce ออกมามีความถูกต้องมากที่สำคัญ คือมีความปลอดภัยในการใช้งานสูง

ข้อเสียของ Current Transformer คือ ในกรณีที่ใช้วัดค่ากระแสต่ำ ๆ (ไม่ถึง 20 แอมป์ โดย
ประมาณ) จะมีความถูกต้องน้อยคือค่า Error ที่เกิดขึ้นจากการวัดมาก ณ ที่กระแสน้อยลงค่า
ความผิดพลาดก็จะยิ่งมากขึ้นและรูปคลื่น Output ก็ไม่เป็น Sine wave ด้วย คือมุมที่ นำหน้าหรือ
ล่าหลังจะมีค่าความผิดพลาดไป 90 องศา ในกรณีที่วัดไฟ 1.0 แอมป์ วัดไฟในพิกัดกระแสต่ำ ๆ
ค่าที่ได้จาก Current Transformer จะนำมาใช้ในเครื่องวัดไม่ได้

ในกรณีที่วัดค่าที่พิกัดกระแส เพิ่มขึ้นจะทำให้ค่า Error ยิ่งน้อยลงตามขนาดของ
กระแสที่มากขึ้น

การแก้ค่า Error ใน Current Transformer

หม้อแปลงสำหรับเครื่องวัดในเครื่องวัดไฟฟ้ากระแสตรงเราใช้ชั้นที่ หรือ ตัวต้านทาน
อนุกรมต่อเข้ากับเครื่องวัดเพื่อขยายช่วงของการวัดของมันออกไป แต่ในเครื่องวัดกระแสสลับเรา
ใช้หม้อแปลงสำหรับเครื่องวัด (Instrument transformer) ทำหน้าที่นั้นแทน โดยหลักการแล้ว
หม้อแปลงสำหรับเครื่องวัดก็เช่นเดียวกับหม้อแปลงกำลัง (Power transformer) เพียงแต่ว่าข้อ
สำคัญที่ต้องการคำนึงถึงไม่ใช่เรื่องกำลังไฟฟ้าที่สูญเสียไป แต่เป็นเรื่องความคลาดเคลื่อน

ข้อดีของหม้อแปลงสำหรับเครื่องวัดคือ มันทำหน้าที่แยก (Isolate) เครื่องวัด ออกจาก
วงจรที่ต้องการวัด หม้อแปลงสำหรับกระแสของเครื่องวัด เรียกว่า หม้อแปลงกระแส (Current
transformer , CT) และหม้อแปลงสำหรับแรงดันของเครื่องวัดเรียกว่า หม้อแปลงศักดาหรือ
หม้อแปลงแรงดัน (Potential transformer , PT) การใช้งานมักใช้ที่ความถี่ไฟฟ้ากำลังแต่ที่ใช้
ความถี่เสียงก็มีบ้าง

หลักการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมมติว่าขดลวดปฐมภูมิ (Primary Coil) ของหม้อแปลงมีจำนวน N_1 รอบ และ ขดลวดทุติยภูมิ (Secondary Coil) มีจำนวน N_2 รอบ จะมีอัตราส่วนจำนวนรอบ (Turn ratio) $n = N_1/N_2$ ขดลวดปฐมภูมิต่ออยู่กับต้นกำเนิดกำลังไฟฟ้ากระแสสลับ และมีโหลด Z ต่ออยู่กับขดลวดทุติยภูมิ ดังในภาพ สมมติให้แรงดันทางด้านปฐมภูมิเป็น V_1 ทางด้านทุติยภูมิเป็น V_2 กระแสทางด้านปฐมภูมิเป็น I_1 และทางด้านทุติยภูมิเป็น I_2

หม้อแปลงที่สมบูรณ์แบบตามจินตนาการ (ideal) จะต้องเป็นไปตามความสัมพันธ์ดังนี้

$$V_1 = n V_2$$

และ

$$I_1 = -I_2 / n$$

คือ ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านปฐมภูมิ กับแรงดันทางด้านทุติยภูมิ และระหว่างกระแสทางด้านปฐมภูมิ กับ กระแสทางด้านทุติยภูมิจะขึ้นอยู่กับอัตราส่วนจำนวนรอบ n เท่านั้น แต่ในทางปฏิบัติแล้วส่วนหนึ่งของกระแส I_1 จะถูกใช้ในการทำให้เกิดฟลักซ์ แม่เหล็ก Φ ขึ้นในแกนเหล็ก สมมติว่ากระแสส่วนนั้นมีค่าเป็น I_0 ดังนั้น

$$n I_1 = -I_2 + I_0$$

นอกจากนั้นกระแส I_1 ยังก่อให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็ก Φ_1 ซึ่งตัดแต่เฉพาะขดลวดปฐมภูมิเท่านั้น ทำให้เกิดผลเหมือนกับว่ามีค่ารีแอกแตนซ์ที่ x_1 ต่อเป็นอนุกรมอยู่กับขดลวดปฐมภูมิ อีกประการหนึ่งขดลวดปฐมภูมิก็มีความต้านทาน r_1 อยู่ด้วย ดังนั้นเมื่อรวมทั้ง r_1 และ x_1 แล้ว เราอาจคิดได้ว่าขดลวด ปฐมภูมิ นั้นประกอบด้วยขดลวดที่สมบูรณ์แบบตามจินตนาการต่ออนุกรมอยู่กับอิมพีแดนซ์ $(r_1 + jx_1)$ อิมพีแดนซ์จำนวนนี้เรียกว่า Leakage impedance ทางปฐมภูมิ ในทำนองเดียวกันสำหรับขดลวดทุติยภูมิก็อาจคิดได้ว่าประกอบด้วยขดลวดที่สมบูรณ์แบบต่ออนุกรมอยู่กับ Leakage impedance ทางทุติยภูมิ $(r_2 + jx_2)$ ดังนั้นหน้าที่ในการทำงานของหม้อแปลงนี้อาจเขียนแทนได้ด้วยวงจรดังในภาพข้างล่าง ด้วยเหตุนี้จึงไม่อาจถือเป็น จริงได้เราเรียก I_0 ว่ากระแสกระตุ้น (Exciting Current) และ Y_0 ว่าแอดมิแดนซ์กระตุ้น (Exciting admittance)

อัตราส่วน

$$V_{1n} / V_{2n} = K_n$$

ซึ่ง V_{1n} และ V_{2n} เป็นค่าพิกัดทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิตามลำดับของหม้อแปลงศักดิ์ดา และอัตราส่วน

$$I_{1n} / I_{2n} = K_n$$

ซึ่ง I_{1n} และ I_{2n} เป็นค่าพิกัดทางด้าน ปฐมภูมิ และ ทุติยภูมิ ตามลำดับของหม้อแปลงกระแส เรียกว่า อัตราส่วนการแปลงแต่เพียงนาม (nominal transformation ratio) ถ้าเราแทนอัตราส่วนการแปลงที่แท้จริง (actual transformation ratio) ด้วย K สำหรับหม้อแปลงศักดิ์ดาจะได้

$$K = V_1 / V_2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นความคลาดเคลื่อนของอัตราส่วนการแปลง หรือ เรียกสั้น ๆ ว่าความคลาดเคลื่อนของอัตราส่วน $\in$ สามารถเขียนได้เป็น

$$\in = K_n - K / K = K_n V_2 - V_1 / V_1$$

หรือ

$$\in = ((K_n V_2 - V_1) / V_1) \times 100 \%$$

ในทำนองเดียวกันความคลาดเคลื่อนของอัตราส่วนของหม้อแปลงกระแสจะเขียนได้เป็น

$$\in = ((K_n I_2 - I_1) / I_1) \times 100 \%$$

ในการวัดทาง ไฟฟ้า กำลัง ที่ต้องใช้ หม้อแปลง สำหรับเครื่องวัด ความสัมพันธ์ ของเฟสระหว่าง V_1 กับ V_2 หรือ I_1 กับ I_2 มักก่อให้เกิดปัญหาเมื่อค่า $-V_2$ หรือ $-I_2$ ซึ่งได้จากการเปลี่ยนเฟสไป 180 องศา ทางด้านทฤษฎีเกิดล้าหน้า V_1 หรือ I_1 ขึ้นมาตามลำดับ เรากล่าวว่าการเคลื่อนของเฟส (Phase displacement) ของหม้อแปลงเป็นไปในทางบวกและมีขนาดวัดเป็นลิปดา

โหลดของหม้อแปลงสำหรับเครื่องวัดเราเรียกว่าภาระ (burden) ขนาดของมันมีหน่วยเป็นค่าของกำลังที่ปรากฏ (apparent power) คือ เป็นโวลท์ - แอมป์ VA ที่ค่าพิกัดของแรงดันหรือของกระแสทางด้านทฤษฎี ตัวอย่างเช่น ถ้าภาระของหม้อแปลงสำหรับเครื่องวัดตัวหนึ่งมีค่าเป็น 100 VA และแรงดันพิกัดทางด้านทฤษฎีเป็น 110V ดังนั้น $Z_b = (110) (110) / 100 = 121$ โอห์ม ในทำนองเดียวกันถ้าภาระของหม้อแปลงกระแสตัวหนึ่งเป็น 20 VA และกระแสพิกัดทางด้านทฤษฎีเป็น 5VA ดังนั้น $Z_b = 20 / (5) (5) = 0.8$ โอห์ม อนึ่ง ค่าที่เป็นรีแอกทีฟของภาระที่ได้บ่งไว้ในเทอมของเพาเวอร์แฟคเตอร์ เช่น 20 VA เพาเวอร์แฟคเตอร์ 0.8 เป็นต้น

หม้อแปลงกระแส

หม้อแปลงกระแสถูกนำไปใช้โดยการต่อขดลวดปฐมภูมิให้เป็นอนุกรมกับโหลด และต่อขดลวดทุติยภูมิเข้ากับวงจรกระแสของแอมมิเตอร์

หม้อแปลงกระแสส่วนใหญ่ของความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นเพราะส่วนหนึ่งของกระแสปฐมภูมิต้องถูกไปใช้เป็นกระแสกระตุ้น เพื่อทำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็กขึ้นในแกนเหล็ก เพื่อที่จะทำให้อำนาจ ความคลาดเคลื่อน ที่มีค่าต่ำจะต้องใช้ แกนเหล็กที่ใช้จึงต้องเป็นเหล็ก ที่มีความนำแม่เหล็ก (Permeability) สูงและจำนวนรอบที่พันก็จะต้องมากขึ้น นอกจากนั้นส่วนมากจะต้องลดจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิลงประมาณ 1% จากค่าที่คำนวณได้จากอัตราส่วนการแปลงแต่เพียงนามการทำเช่นนี้เรียกว่าการถอยรอบ (back turn)

การพันหม้อแปลงกระแสมีแบบต่าง ๆ ดังนี้ แบบลวดพัน (wound type) คือ ทั้งทางด้านทฤษฎี เป็นลวดพันอยู่บนแกนเหล็ก แบบแท่งตัวนำ (Bar type) คือ แทนที่จะใช้ขดลวดปฐม

ภูมิก็ใช้แท่งตัวนำแท่งเดียวสอดทะลุช่องหน้าต่างของแกนเหล็กแทน แบบร้อยทะลุ (through type) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

) หรือแบบช่องหน้าต่าง (Win down type) เป็นแบบที่ไม่มีขดลวดปฐมภูมิ แต่ผู้ใช้สามารถทำการพันขึ้นเองได้ตามความเหมาะสมในขณะที่จะใช้งานแบบลวดพันใช้ในงานที่มีกระแสพิภักทางด้านปฐมภูมิต่ำกว่า 1000 A ในกรณีที่กระแสพิภักทางด้านปฐมภูมิสูงกว่านั้นก็มักใช้แบบอื่น ๆ

การหุ้มฉนวนมีแบบต่าง ๆ ดังนี้ แบบแห้ง (Dry type) คือแบบที่ขดลวดถูกอบด้วยน้ำมันวานิช (Varnish) แบบหล่อหุ้ม (molded type) คือ แบบ ที่ ขดลวดถูกหล่อหุ้ม เรซินสังเคราะห์ (Synthetic resin) หรือยางสังเคราะห์ และแบบแช่น้ำมันคือแบบที่มีขดลวดแช่อยู่ในน้ำมันฉนวน การที่จะเลือกแบบใดแบบหนึ่งนั้นขึ้นอยู่กับสถานที่ใช้ หรือแรงดันของแรงดันหม้อแปลงนั้นต่ออยู่

ถ้าหากวงจรทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงเปิดในขณะที่ยังมีกระแสปฐมภูมิไหลอยู่ ก็จะไม่มีการแผ่ไหลทางด้านทุติยภูมิ และกระแสทั้งหมดทางด้านปฐมภูมิจะทำหน้าที่เป็นกระแสกระตุ้นซึ่ง มีผลทำให้การสูญเสียใน เหล็กเพิ่มขึ้นอย่างผิดปกติทำให้แกนเหล็กร้อนเกินไป

ปัญหาในการทำงาน

1. อุปกรณ์ที่ใช้งาน ยังไม่มีคุณภาพและมาตรฐานตามที่ต้องการ
2. สัญญาณที่วัดได้มีสัญญาณรบกวน อันเนื่องมาจาก การรบกวนของคลื่นวิทยุ และโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น และ ระบบกราวด์ของวงจรที่ยังไม่ดีพอ
3. สัญญาณที่ได้ ต้องผ่านวงจรหลายวงจร ทำให้อาจเกิดการลดทอน และการผิดเพี้ยนของสัญญาณได้
4. โหลดที่ใช้ในการอินคิวซ์สัญญาณ มีคุณภาพไม่ดีพอ
5. เมื่อนำวงจรมาประกอบรวมกันหลาย ๆ ส่วน ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนในระบบการวัด ทำให้เกิดความผิดพลาดในการวัดได้
6. เครื่องมือที่ใช้ในการสอบเทียบ มีคุณภาพไม่ดี ทำให้เครื่องมือวัดที่ทำ ไม่มีความแน่นอนว่าเครื่องไหนที่ไม่ตรงมากนักอยู่เพียงใด
7. Current transformer ที่มีขายจะไม่มีแบบที่ใช้วัดกระแสที่มีขนาดต่ำ เพราะมีค่าผิดพลาดมาก แบบที่มีขายในท้องตลาดจะเป็นแบบ Hall Effect ค่าที่ได้จะเป็นแบบบิดจิดอล จึงไม่สามารถนำมาใช้ในโปรเจกต์นี้ได้ และจะต้องมีการป้องกันสนามแม่เหล็กจากภายนอก เพราะจะมีสัญญาณรบกวนมาก

แนวทางการแก้ไข

เราสามารถทำการ วัดค่าปริมาณทางไฟฟ้า ให้มีค่าที่ถูกต้อง ซึ่งอาจจะ สรุปรุสาเหตุการวัด ที่อาจเกิดค่าความคลาดเคลื่อนได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ความผิดปกติในระบบไฟฟ้า ซึ่งมีสาเหตุมาจากการเกิด สไปก์ , ฮาร์โมนิก , เสรีจและ ดิปลส์ อาจจะส่งผลต่อการวัด คือ ถ้ารูปคลื่นที่ทำการวัดมีลักษณะผิดปกติมากจะทำให้การวัดเกิดความคลาดเคลื่อนได้

2. ในส่วนของการวัดกระแสโดยการนำค่าแรงดันตกคร่อม R ถ้าค่า R มีค่าต่ำ ๆ จะมีผลทำให้การวัดเกิดความแม่นยำเพิ่มขึ้นซึ่งค่า R ที่มีค่าเหมาะสมควรจะมีค่าประมาณ $1/50$ หรือน้อยกว่าค่าของ โหลดที่ประมาณไว้ แต่ค่า R ไม่ควรมีค่า ต่ำมากเกินไปเพราะ อาจเกิดแรงดันรบกวน (Noise Voltage) จะส่งผลกระทบต่อ การนำแรงดันไปใช้งาน

3. หม้อแปลงสำหรับเครื่องวัด

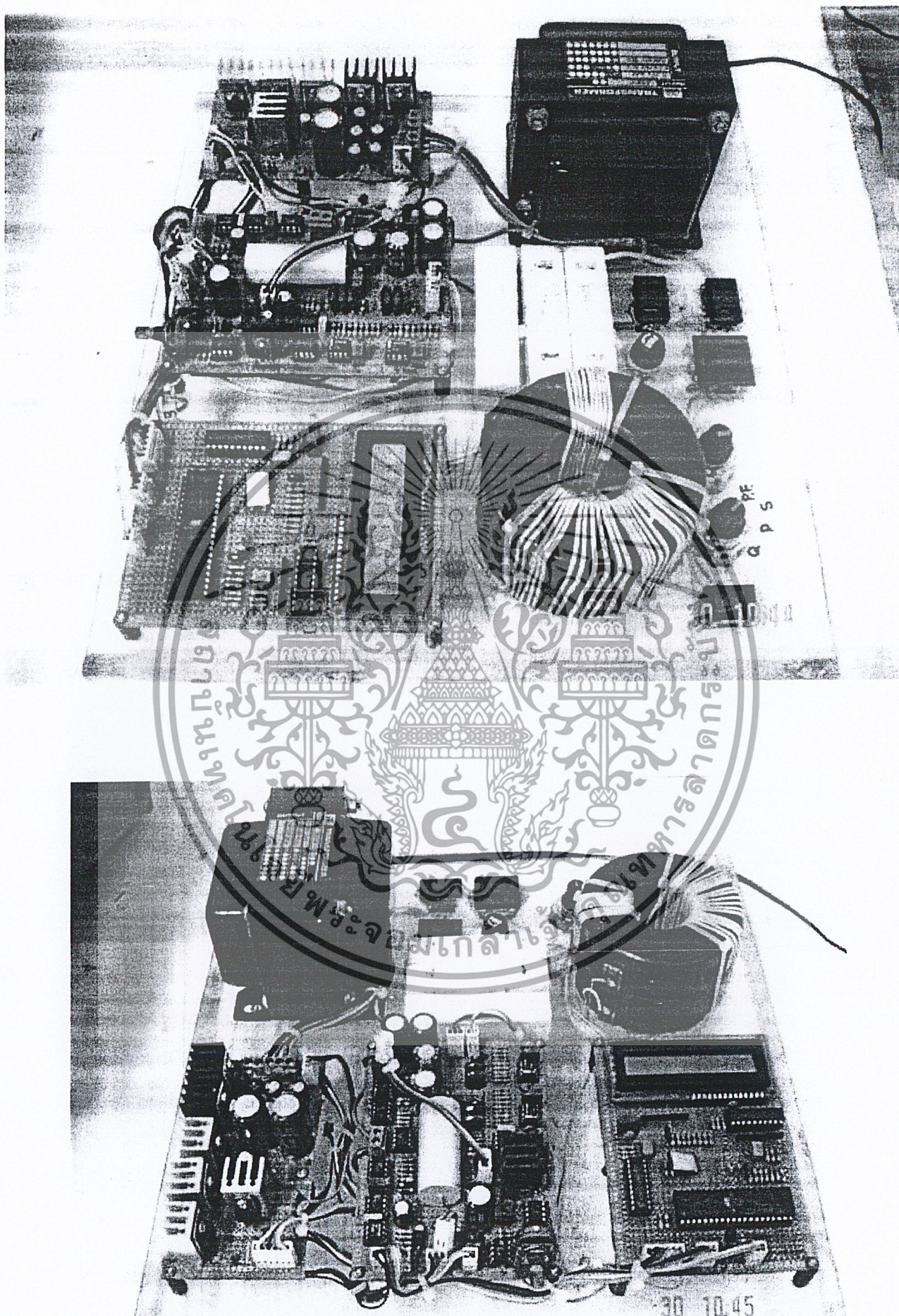
หม้อแปลงกระแส ค่าความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นเพราะส่วนหนึ่งของ กระแสปฐมภูมิ ต้องถูกไปใช้เป็นกระแสกระตุ้น เพื่อทำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็กขึ้น ในแกนเหล็ก สามารถแก้ไขโดยการใช้ แกนเหล็กที่มีค่าความนำแม่เหล็กสูง และจำนวนรอบต้องมากขึ้น

- หม้อแปลงแรงดัน ค่าความคลาดเคลื่อนจะเกิดจาก กระแสทุติยภูมิทำให้เกิดแรงดันตกในขดลวดนั้น และเนื่องมาจากกระแสกระตุ้นด้วย แก้ไขโดย ทำการพันขดลวดปฐมภูมิอย่างรอบรอบให้จำนวนรอบน้อยลงกว่าที่คำนวณไว้

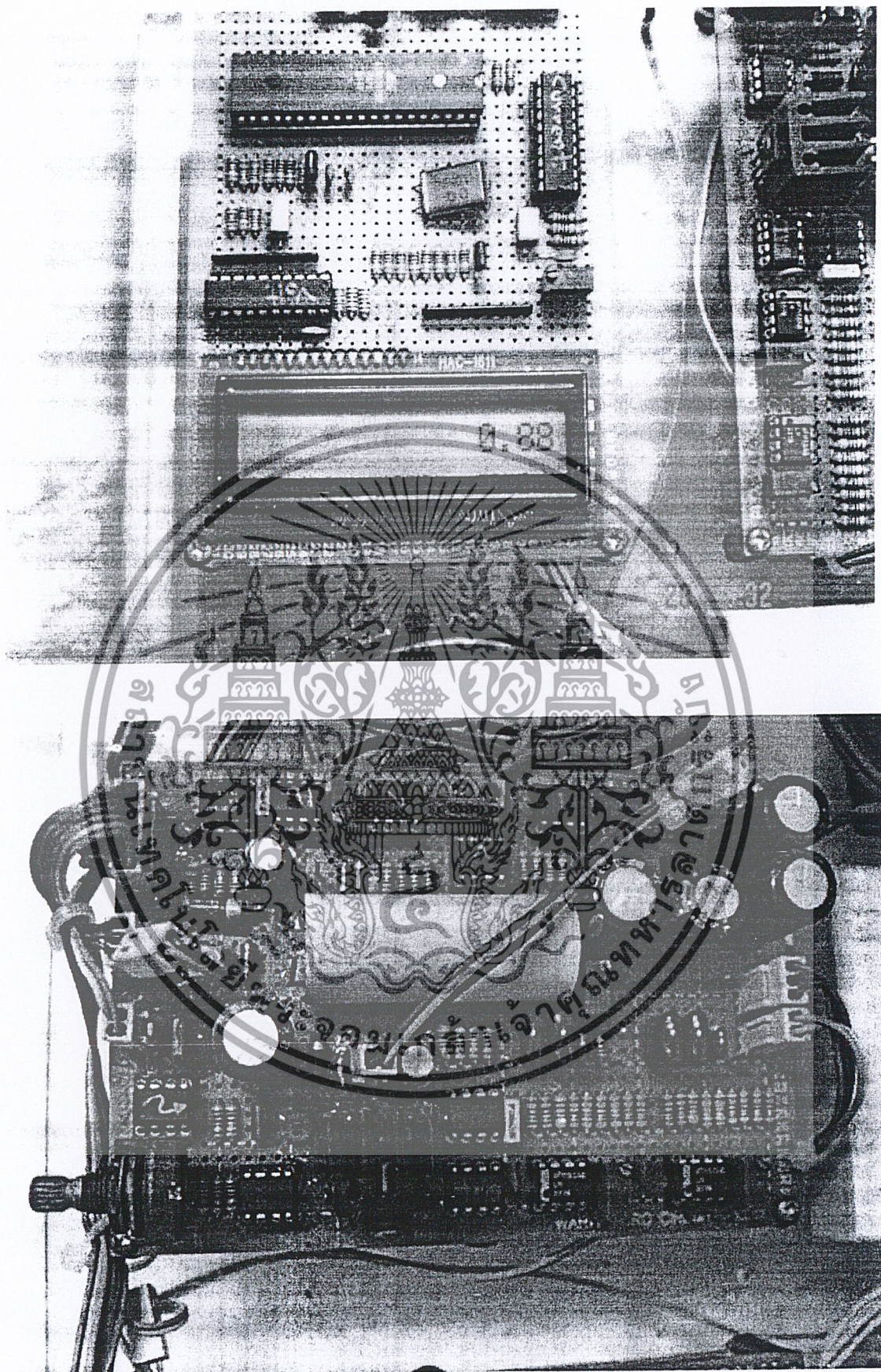
4. วงจร A/D ที่ใช้ถ้ามีความละเอียดมากจะทำให้ได้ค่าที่มีความถูกต้อง แต่จะทำให้เกิดปัญหาในการเขียนโปรแกรมเพื่อรับค่าเข้ามาทำการคำนวณ เนื่องจากอินพุตมีความละเอียดสูงทำให้ไม่เพียงพอที่จะทำการรับค่า

5. วงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่ จะถูกเลือกใช้ในช่วงที่เป็นเชิงเส้น ถ้าแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง แล้วความถี่เอาท์พุทไม่เปลี่ยนแปลงตามอัตราแรงดันที่ป้อน ก็จะทำให้เกิดค่าความผิดพลาดจากการวัด

6. การต่อลงดิน (กราวด์ร่วม) จะเป็นส่วนที่มีอิทธิพลต่อการทำงานของวงจรโดยรวมโดยการต่อกราวด์ที่ไม่ดีพออาจก่อให้เกิด ความต่างศักย์ของกราวด์วงจรไม่เท่ากันซึ่งจะส่งผลกระทบต่อการทำงานยังวงจรอื่น อีกกรณี ก็คือจะส่งผลให้เกิดการรบกวนกระจาย ของสนามแม่เหล็ก เมื่อมีการเคลื่อนที่ของประจุไฟฟ้า ต่อกันเป็นเครือข่ายมีผลต่อการทำงานของวงจรได้

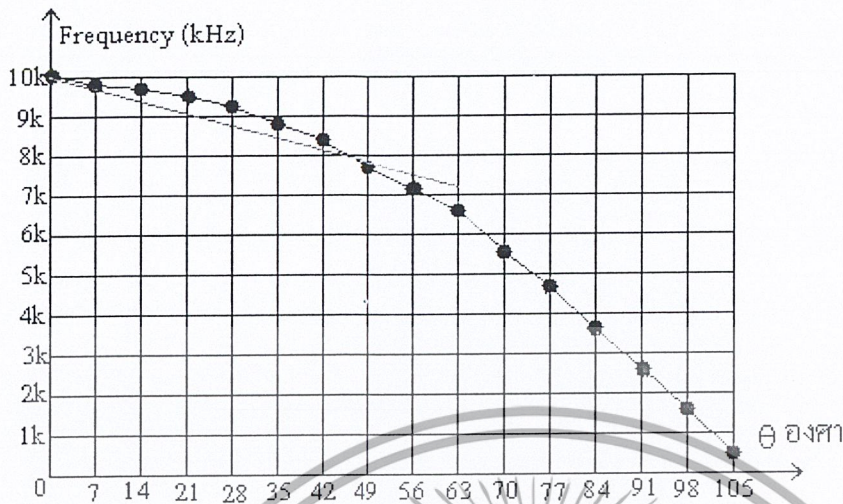


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



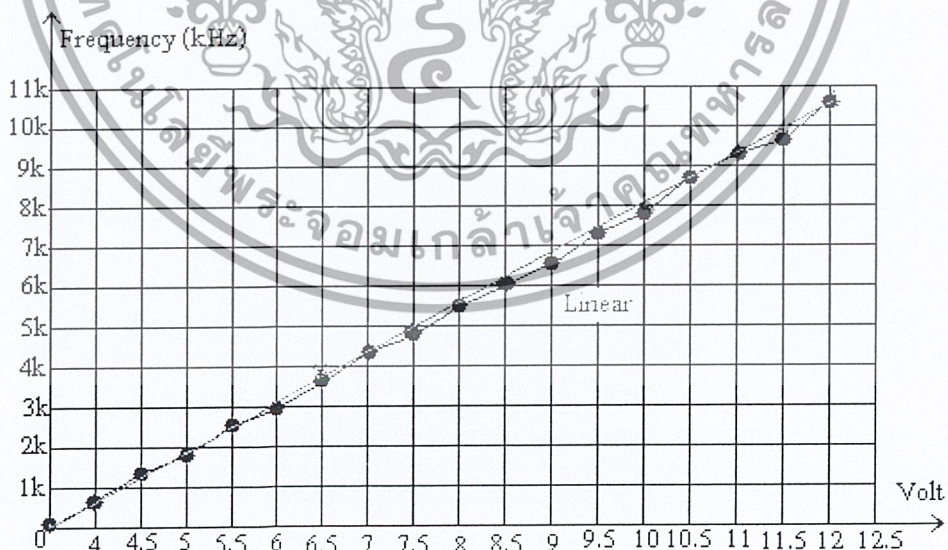
ภาพที่ 7.22 แสดงรูปตัวเครื่อง ดิจิตอล เพาเวอร์มิเตอร์ (Digital Power Meter)
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟแสดงคุณสมบัติ



ภาพที่ 7.23 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุม Θ กับ ความถี่

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุม Θ ที่เปลี่ยนแปลง กับ ค่าของความถี่ ซึ่งเป็นค่าที่มีความเป็นเชิงเส้นซึ่งมีค่า Error ที่ยอมรับได้ อยู่ในช่วง 0 องศา ถึงประมาณ 63 องศา โดยในช่วงต้นๆ จะมีความเป็นเชิงเส้นที่ดี คือ ในการที่จะนำไป ประยุกต์ใช้ในการวัด ที่มีการเปลี่ยนแปลงของโหลดน้อย ๆ ได้ดี เนื่องจากเครื่องนี้ข้อดีคือมีความถูกต้องอยู่ในขั้นที่ดี เพื่อที่จะนำไปพัฒนาต่อไปได้ในอนาคต

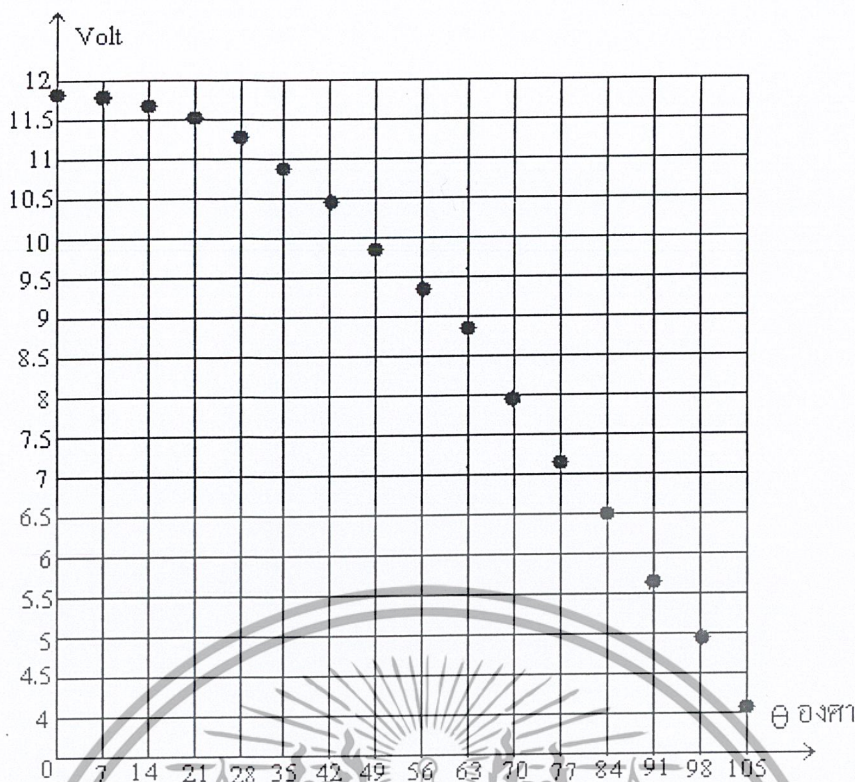


ภาพที่ 7.24 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง แรงดัน กับ ความถี่

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง แรงดัน กับ ความถี่ ที่ให้ความเป็นเชิงเส้น (Linear) ที่ดี

นำไปประยุกต์ใช้ ในงานดีเพราะมีค่า Error น้อยมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 7.25 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง แรงดัน กับ ค่ามุม θ

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง แรงดัน กับค่าของมุม θ ที่มีการเปลี่ยนแปลงไปตาม โหลดที่ใช้วัดในขณะนั้น

ซึ่งกราฟมีความเป็นเชิงเส้น มองออกเป็น สองช่วงคือ ในช่วง 0 องศา ถึง 30 องศา และ ในช่วง 35 องศา ถึง 105 องศา

กล่าวถึงคุณสมบัติของเครื่องวัด Digital Power Meter

ในภาคการวัด Power เมื่อมีการเปลี่ยนแปลง ย่านในการวัดที่แรงดันขาเข้า เช่น จาก 220V เปลี่ยนเป็น 380V จะส่งผลทำให้รูปคลื่น Sine wave ที่ป้อน Input ให้ในภาคการวัด Power Factor มีการเลื่อนของเฟสในรูปของสัญญาณทั้ง V และ I บ้างเล็กน้อย แต่จะไม่มีผลกระทบต่อวงจร เพราะค่ามุมที่ Lagging ของ V และ I มีค่าคงที่ตลอด สนใจ เฉพาะ ค่าความต่างเฟสเท่านั้นแต่จะส่งผลต่อ โหลด ที่นำมา Induce สัญญาณที่ SCR เท่านั้น อันเนื่องมาจาก กำลังงานสูญเสียภายในตัวที่เกิดจากความร้อนที่เกิดขึ้น

สำหรับ เครื่องวัด Digital Power Meter นี้ถ้านำไป พัฒนา โดยการใช้ HALL EFFECT ในการ Induce สัญญาณกระแส $V_m \cos \theta$ มาใช้ จะทำให้เครื่องวัดนี้มีความถูกต้อง และสามารถวัดที่ค่ากระแส ที่แอมป์สูง ๆ ได้ไม่จำกัดเพราะตัว HALL EFFECT ไม่ได้สัมผัสกับ แรงดันในสายโดยตรง จึงมีความปลอดภัยในการใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุป

การออกแบบ ดิจิตอล เพาเวอร์ มิเตอร์ การวัดเพาเวอร์แฟคเตอร์ คือส่วนหลักในการออกแบบ โดยจะนำมุมแตกต่าง ของสัญญาณ V และ I ไปใช้ในการเปรียบเทียบ ซึ่งค่าความถูกต้อง ในการวัดที่จะเกิดขึ้น จะเกิดขึ้นจากคุณภาพ ของสัญญาณ ที่วัดเข้ามา ซึ่งจะทำให้ การทริกสัญญาณ ของ SCR มีค่าความถูกต้อง และการเลือกใช้งานย่าน ที่เป็นเชิงเส้นของ วงจร Voltage to Frequency

ในส่วนของการวัดเพาเวอร์ จะขึ้นกับขนาดของ สัญญาณ V และ I ที่ได้จากการวัด ถ้าสัญญาณที่ได้ปราศจากการรบกวน และเป็นสัญญาณที่สมบูรณ์ถูกต้อง ก็จะทำให้ Output ที่ได้จากวงจร Rectifier ที่ป้อนให้ A/D มีค่าที่ถูกต้อง ซึ่งจะสามารถลดค่าความคลาดเคลื่อนที่จะเกิดจากการวัดได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

1. ณรงค์ อจฤทธิ , เครื่องมือวัดอิเล็กทรอนิกส์ และการใช้งาน เล่ม 1 , พิมพ์ครั้งที่ 1 , สำนักพิมพ์ ยูไนเตคท์บุคส์ , 2530
2. อาภรณ์ เก่งพล , ดร.โอชามุ นิธิโกะ , เครื่องวัดและการวัดทางไฟฟ้า , พิมพ์ครั้งที่ 1 .บริษัท สำนักพิมพ์ดวงกมล จำกัด , 2537
3. ถาวร อมตจิตต์ , ระบบกำลังไฟฟ้าต่อเนื่อง (ยูพีเอส) และเครื่องควบคุมคุณภาพไฟฟ้า , พิมพ์ครั้งที่ 1 , บริษัทเอ็มเอนด์อี จำกัด , 2543
4. อุดม จินประดับ , ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 , พิมพ์ครั้งที่ 1 , ศูนย์ผลิตตำรา สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ , 2543
5. วันสุระ ศรีใสดี , ประยุกต์อินเตอร์เฟส ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ภาคปฏิบัติ .พิมพ์ครั้งที่ 1 , บริษัท สำนักพิมพ์ดวงกมล จำกัด , 2542



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM231A/LM231/LM331A/LM331 Precision Voltage-to-Frequency Converters

General Description

The LM231/LM331 family of voltage-to-frequency converters are ideally suited for use in simple low-cost circuits for analog-to-digital conversion, precision frequency-to-voltage conversion, long-term integration, linear frequency modulation or demodulation, and many other functions. The output when used as a voltage-to-frequency converter is a pulse train at a frequency precisely proportional to the applied input voltage. Thus, it provides all the inherent advantages of the voltage-to-frequency conversion techniques, and is easy to apply in all standard voltage-to-frequency converter applications. Further, the LM231A/LM331A attain a new high level of accuracy versus temperature which could only be attained with expensive voltage-to-frequency modules. Additionally the LM231/331 are ideally suited for use in digital systems at low power supply voltages and can provide low-cost analog-to-digital conversion in microprocessor-controlled systems. And, the frequency from a battery powered voltage-to-frequency converter can be easily channeled through a simple photoisolator to provide isolation against high common mode levels.

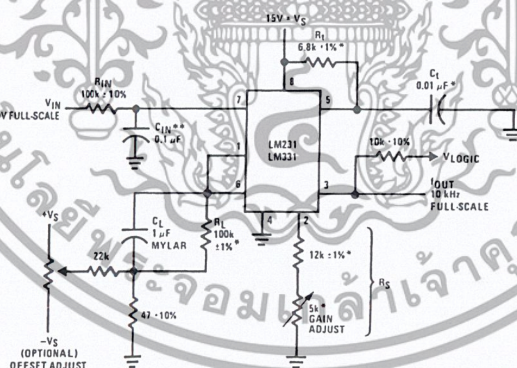
The LM231/LM331 utilize a new temperature-compensated band-gap reference circuit, to provide excellent accuracy

over the full operating temperature range, at power supplies as low as 4.0V. The precision timer circuit has low bias currents without degrading the quick response necessary for 100 kHz voltage-to-frequency conversion. And the output are capable of driving 3 TTL loads, or a high voltage output up to 40V, yet is short-circuit-proof against V_{CC} .

Features

- Guaranteed linearity 0.01% max
- Improved performance in existing voltage-to-frequency conversion applications
- Split or single supply operation
- Operates on single 5V supply
- Pulse output compatible with all logic forms
- Excellent temperature stability, ± 50 ppm/°C max
- Low power dissipation, 15 mW typical at 5V
- Wide dynamic range, 100 dB min at 10 kHz full scale frequency
- Wide range of full scale frequency, 1 Hz to 100 kHz
- Low cost

Typical Applications



$$f_{OUT} = \frac{V_{IN}}{2.09V} \cdot \frac{R_S}{R_L} \cdot \frac{1}{R_1 C_1}$$

*Use stable components with low temperature coefficients. See Typical Applications section.

**0.1µF or 1µF. See "Principles of Operation."

**FIGURE 1. Simple Stand-Alone Voltage-to-Frequency Converter
with $\pm 0.03\%$ Typical Linearity ($f = 10$ Hz to 11 kHz)**

Tellon® is a registered trademark of DuPont

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

	LM231A/LM231	LM331A/LM331
Supply Voltage	40V	40V
Output Short Circuit to Ground	Continuous	Continuous
Output Short Circuit to V_{CC}	Continuous	Continuous
Input Voltage	-0.2V to $+V_S$	-0.2V to $+V_S$
	T_{MIN} T_{MAX}	T_{MIN} T_{MAX}
	-25°C to +85°C	0°C to +70°C
Operating Ambient Temperature Range		
Power Dissipation (P_D at 25°C)		
and Thermal Resistance (θ_{JA})		
(N Package) P_D	1.25W	1.25W
θ_{JA}	100°C/W	100°C/W
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)		
Dual-In-Line Package (Plastic)	260°C	260°C
ESD Susceptibility (Note 4)		
N Package	500V	500V

Electrical Characteristics

$T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified (Note 2)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
VFC Non-Linearity (Note 3)	$4.5V \leq V_S \leq 20V$		± 0.003	± 0.01	% Full-Scale
	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$		± 0.006	± 0.02	% Full-Scale
VFC Non-Linearity In Circuit of Figure 1	$V_S = 15V$, $f = 10\text{ Hz to }11\text{ kHz}$		± 0.024	± 0.14	% Full-Scale
Conversion Accuracy Scale Factor (Gain)	$V_{IN} = -10V$, $R_S = 14\text{ k}\Omega$				
LM231, LM231A		0.95	1.00	1.05	kHz/V
LM331, LM331A		0.90	1.00	1.10	kHz/V
Temperature Stability of Gain	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$, $4.5V \leq V_S \leq 20V$				
LM231/LM331			± 30	± 150	ppm/°C
LM231A/LM331A			± 20	± 50	ppm/°C
Change of Gain with V_S	$4.5V \leq V_S \leq 10V$		0.01	0.1	%/V
	$10V \leq V_S \leq 40V$		0.006	0.06	%/V
Rated Full-Scale Frequency	$V_{IN} = -10V$	10.0			kHz
Gain Stability vs Time (1000 Hrs)	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$		± 0.02		% Full-Scale
Overrange (Beyond Full-Scale) Frequency	$V_{IN} = -11V$	10			%
INPUT COMPARATOR					
Offset Voltage			± 3	± 10	mV
LM231/LM331	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$		± 4	± 14	mV
LM231A/LM331A	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$		± 3	± 10	mV
Bias Current			-80	-300	nA
Offset Current			± 8	± 100	nA
Common-Mode Range	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$	-0.2		$V_{CC} - 2.0$	V
TIMER					
Timer Threshold Voltage, Pin 5		0.63	0.667	0.70	$\times V_S$
Input Bias Current, Pin 5	$V_S = 15V$				
All Devices	$0V \leq V_{PIN 5} \leq 9.9V$		± 10	± 100	nA
LM231/LM331	$V_{PIN 5} = 10V$		200	1000	nA
LM231A/LM331A	$V_{PIN 5} = 10V$		200	500	nA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Continued)

$T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified (Note 2)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
TIMER					
$V_{SAT\ PIN\ 5}$ (Reset)	$I = 5\text{ mA}$		0.22	0.5	V
CURRENT SOURCE (Pin 1)					
Output Current	$R_S = 14\text{ k}\Omega$, $V_{PIN\ 1} = 0$				
LM231, LM231A		126	135	144	μA
LM331, LM331A		116	136	156	μA
Change with Voltage	$0\text{V} \leq V_{PIN\ 1} \leq 10\text{V}$		0.2	1.0	μA
Current Source OFF Leakage			0.02	10.0	nA
LM231, LM231A, LM331, LM331A			2.0	50.0	nA
All Devices	$T_A = T_{MAX}$				
Operating Range of Current (Typical)			(10 to 500)		μA
REFERENCE VOLTAGE (Pin 2)					
LM231, LM231A		1.76	1.89	2.02	V_{DC}
LM331, LM331A		1.70	1.89	2.08	V_{DC}
Stability vs Temperature			± 60		ppm/ $^\circ\text{C}$
Stability vs Time, 1000 Hours			± 0.1		%
LOGIC OUTPUT (Pin 3)					
V_{SAT}	$I = 5\text{ mA}$		0.15	0.50	V
	$I = 3.2\text{ mA}$ (2 TTL Loads), $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$		0.10	0.40	V
OFF Leakage			± 0.05	1.0	μA
SUPPLY CURRENT					
LM231, LM231A	$V_S = 5\text{V}$	2.0	3.0	4.0	mA
LM331, LM331A	$V_S = 40\text{V}$	2.5	4.0	6.0	mA
	$V_S = 5\text{V}$	1.5	3.0	6.0	mA
	$V_S = 40\text{V}$	2.0	4.0	8.0	mA

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

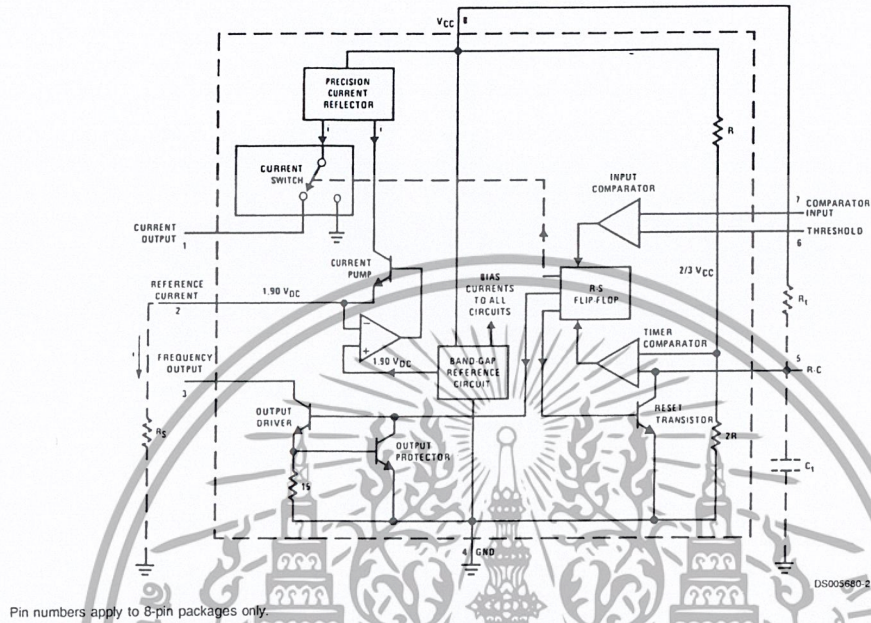
Note 2: All specifications apply in the circuit of Figure 4, with $4.0\text{V} \leq V_S \leq 40\text{V}$, unless otherwise noted.

Note 3: Nonlinearity is defined as the deviation of I_{OUT} from $V_{IN} \times (10\text{ kHz} / 10\text{ V}_{DC})$ when the circuit has been trimmed for zero error at 10 kHz and at 10 kHz, over the frequency range 1 Hz to 11 kHz. For the timing capacitor C_T , use NPO ceramic, Teflon®, or polystyrene.

Note 4: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Functional Block Diagram

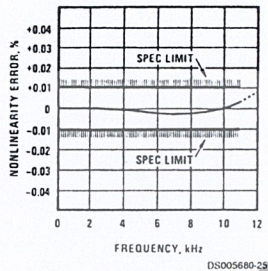


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

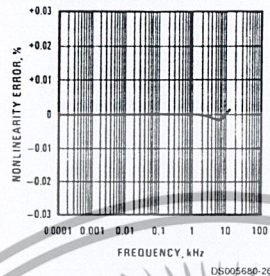
Typical Performance Characteristics

(All electrical characteristics apply for the circuit of Figure 4, unless otherwise noted.)

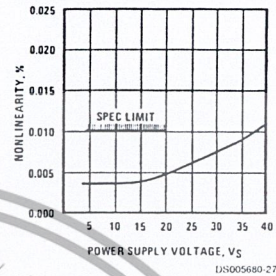
Nonlinearity Error
as Precision V-to-F
Converter (Figure 4)



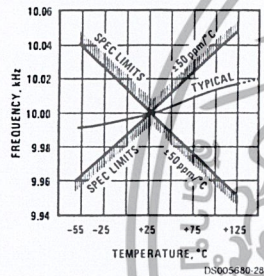
Nonlinearity Error



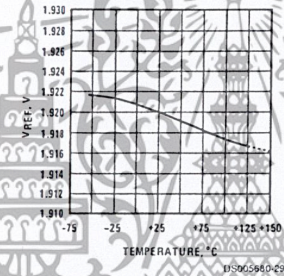
Nonlinearity Error vs Power
Supply Voltage



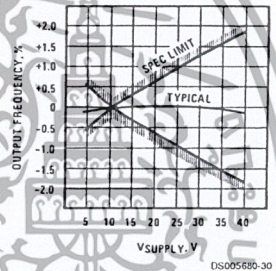
Frequency vs Temperature



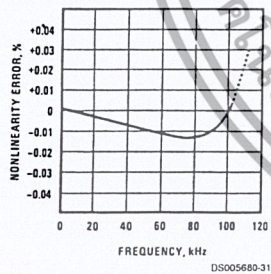
V_{REF} vs Temperature



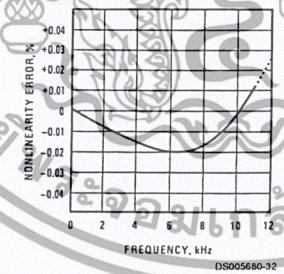
Output Frequency vs
 V_{SUPPLY}



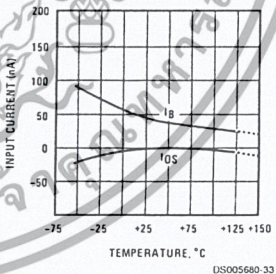
100 kHz Nonlinearity Error
(Figure 5)



Nonlinearity Error
(Figure 1)



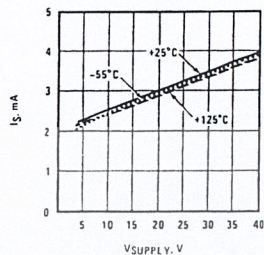
Input Current (Pins 6,7) vs
Temperature



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

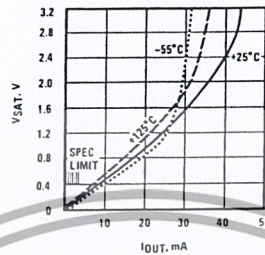
Typical Performance Characteristics (Continued)

Power Drain vs V_{SUPPLY}



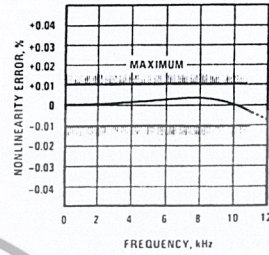
DS005680-34

Output Saturation Voltage vs I_{OUT} (Pin 3)



DS005680-35

Nonlinearity Error, Precision F-to-V Converter (Figure 7)



DS005680-36

Typical Applications

PRINCIPLES OF OPERATION OF A SIMPLIFIED VOLTAGE-TO-FREQUENCY CONVERTER

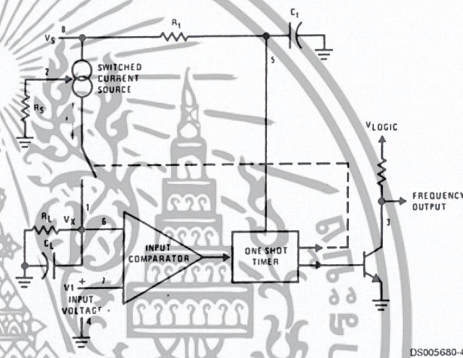
The LM231/331 are monolithic circuits designed for accuracy and versatile operation when applied as voltage-to-frequency (V-to-F) converters or as frequency-to-voltage (F-to-V) converters. A simplified block diagram of the LM231/331 is shown in Figure 3 and consists of a switched current source, input comparator, and 1-shot timer.

The operation of these blocks is best understood by going through the operating cycle of the basic V-to-F converter, Figure 3, which consists of the simplified block diagram of the LM231/331 and the various resistors and capacitors connected to it.

The voltage comparator compares a positive input voltage, V_1 , at pin 7 to the voltage, V_x , at pin 6. If V_1 is greater, the comparator will trigger the 1-shot timer. The output of the timer will turn ON both the frequency output transistor and the switched current source for a period $t = 1.1 R_C C_L$. During this period, the current i will flow out of the switched current source and provide a fixed amount of charge, $Q = i \times t$, into the capacitor, C_L . This will normally charge V_x up to a higher level than V_1 . At the end of the timing period, the current i will turn OFF, and the timer will reset itself.

Now there is no current flowing from pin 1, and the capacitor C_L will be gradually discharged by R_L until V_x falls to the level of V_1 . Then the comparator will trigger the timer and start another cycle.

The current flowing into C_L is exactly $I_{AVE} = i \times (1.1 \times R_C C_L) \times f$, and the current flowing out of C_L is exactly $V_x / R_L \approx V_{IN} / R_L$. If V_{IN} is doubled, the frequency will double to maintain this balance. Even a simple V-to-F converter can provide a frequency precisely proportional to its input voltage over a wide range of frequencies.



DS005680-4

FIGURE 3. Simplified Block Diagram of Stand-Alone Voltage-to-Frequency Converter and External Components

DETAIL OF OPERATION, FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM (Figure 2)

The block diagram shows a band gap reference which provides a stable $1.9 V_{DC}$ output. This $1.9 V_{DC}$ is well regulated over a V_S range of 3.9V to 40V. It also has a flat, low temperature coefficient, and typically changes less than $1/2\%$ over a 100°C temperature change.

The current pump circuit forces the voltage at pin 2 to be at $1.9V$, and causes a current $i = 1.90V/R_S$ to flow. For $R_S = 14k$, $i = 135 \mu A$. The precision current reflector provides a current equal to i to the current switch. The current switch switches the current to pin 1 or to ground depending on the state of the R_S flip-flop.

The timing function consists of an R_S flip-flop, and a timer comparator connected to the external $R_C C_L$ network. When the input comparator detects a voltage at pin 7 higher than pin 6, it sets the R_S flip-flop which turns ON the current switch and the output driver transistor. When the voltage at pin 5 rises to $2/3 V_{CC}$, the timer comparator causes the R_S flip-flop to reset. The reset transistor is then turned ON and the current switch is turned OFF.

However, if the input comparator still detects pin 7 higher than pin 6 when pin 5 crosses $2/3 V_{CC}$, the flip-flop will not be reset, and the current at pin 1 will continue to flow, in its attempt to make the voltage at pin 6 higher than pin 7. This

Typical Applications (Continued)

condition will usually apply under start-up conditions or in the case of an overload voltage at signal input. It should be noted that during this sort of overload, the output frequency will be 0; as soon as the signal is restored to the working range, the output frequency will be resumed.

The output driver transistor acts to saturate pin 3 with an ON resistance of about 50Ω. In case of overvoltage, the output current is actively limited to less than 50 mA.

The voltage at pin 2 is regulated at $1.90 V_{DC}$ for all values of i between 10 μA to 500 μA. It can be used as a voltage reference for other components, but care must be taken to ensure that current is not taken from it which could reduce the accuracy of the converter.

PRINCIPLES OF OPERATION OF BASIC VOLTAGE-TO-FREQUENCY CONVERTER (Figure 1)

The simple stand-alone V-to-F converter shown in Figure 1 includes all the basic circuitry of Figure 3 plus a few components for improved performance.

A resistor, $R_{IN}=100\text{ k}\Omega\pm10\%$, has been added in the path to pin 7, so that the bias current at pin 7 (–80 nA typical) will cancel the effect of the bias current at pin 6 and help provide minimum frequency offset.

The resistance R_S at pin 2 is made up of a 12 kΩ fixed resistor plus a 5 kΩ (cermet, preferably) gain adjust rheostat. The function of this adjustment is to trim out the gain tolerance of the LM231/331, and the tolerance of R_{IN} , R_L and C_F .

For best results, all the components should be stable low-temperature-coefficient components, such as metal-film resistors. The capacitor should have low dielectric absorption; depending on the temperature characteristics desired, NPO ceramic, polystyrene, Teflon or polypropylene are best suited.

A capacitor C_{IN} is added from pin 7 to ground to act as a filter for V_{IN} . A value of 0.01 μF to 0.1 μF will be adequate in most cases; however, in cases where better filtering is required, a

1 μF capacitor can be used. When the RC time constants are matched at pin 6 and pin 7, a voltage step at V_{IN} will cause a step change in f_{OUT} . If C_{IN} is much less than C_L , a step at V_{IN} may cause f_{OUT} to stop momentarily.

A 47Ω resistor, in series with the 1 μF C_L , is added to give hysteresis effect which helps the input comparator provide the excellent linearity (0.03% typical).

DETAIL OF OPERATION OF PRECISION V-TO-F CONVERTER (Figure 4)

In this circuit, integration is performed by using a conventional operational amplifier and feedback capacitor, C_F . When the integrator's output crosses the nominal threshold level at pin 6 of the LM231/331, the timing cycle is initiated.

The average current fed into the op amp's summing point (pin 2) is $i \times (1.1 R_L C_F) \times f$ which is perfectly balanced with $-V_{IN}/R_{IN}$. In this circuit, the voltage offset of the LM231/331 input comparator does not affect the offset or accuracy of the V-to-F converter as it does in the stand-alone V-to-F converter; nor does the LM231/331 bias current or offset current. Instead, the offset voltage and offset current of the operational amplifier are the only limits on how small the signal can be accurately converted. Since op amps with voltage offset well below 1 mV and offset currents well below 2 nA are available at low cost, this circuit is recommended for best accuracy for small signals. This circuit also responds immediately to any change of input signal (which a stand-alone circuit does not) so that the output frequency will be an accurate representation of V_{IN} , as quickly as 2 output pulses' spacing can be measured.

In the precision mode, excellent linearity is obtained because the current source (pin 1) is always at ground potential and that voltage does not vary with V_{IN} or f_{OUT} . (In the stand-alone V-to-F converter, a major cause of non-linearity is the output impedance at pin 1 which causes i to change as a function of V_{IN}).

The circuit of Figure 5 operates in the same way as Figure 4, but with the necessary changes for high speed operation.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

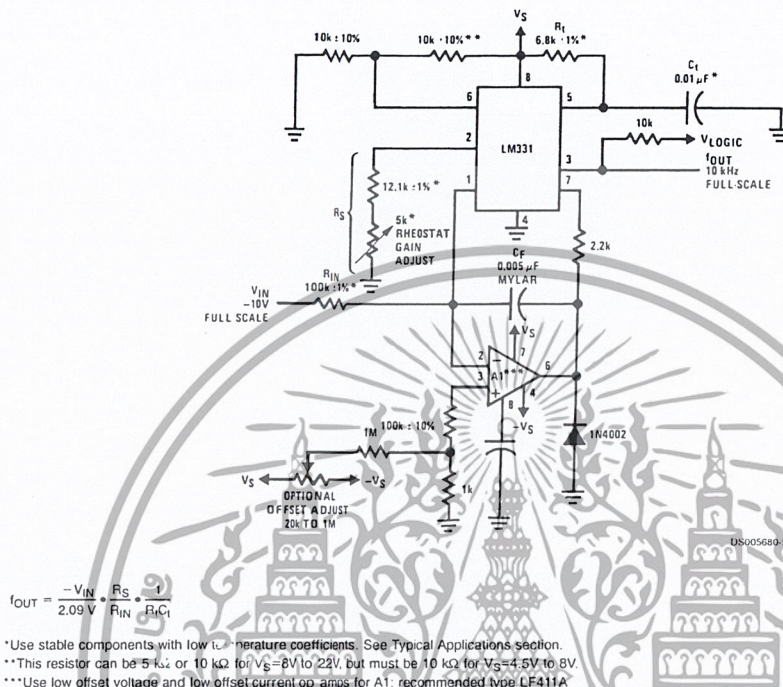


FIGURE 4. Standard Test Circuit and Applications Circuit, Precision Voltage-to-Frequency Converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

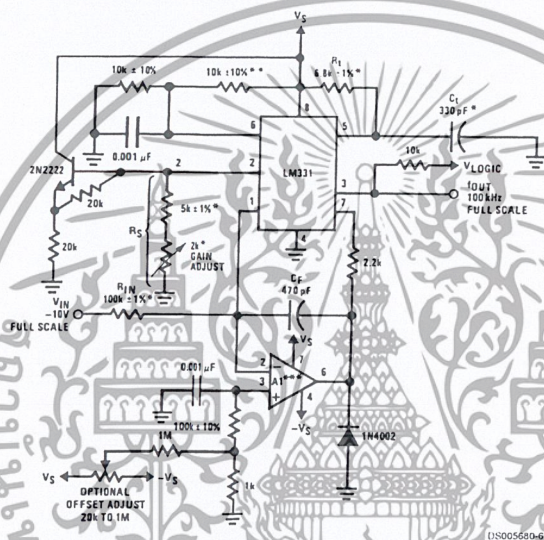
Typical Applications (Continued)

DETAILS OF OPERATION, FREQUENCY-TO-VOLTAGE CONVERTERS (Figure 6 and Figure 7)

In these applications, a pulse input at f_{IN} is differentiated by a C-R network and the negative-going edge at pin 6 causes the input comparator to trigger the timer circuit. Just as with a V-to-F converter, the average current flowing out of pin 1 is $I_{AVERAGE} = i \times (1.1 R_1 C_1) \times f$.

In the simple circuit of Figure 6, this current is filtered in the network $R_L = 100 \text{ k}\Omega$ and $1 \mu\text{F}$. The ripple will be less than 10 mV peak, but the response will be slow, with a 0.1 second time constant, and settling of 0.7 second to 0.1% accuracy.

In the precision circuit, an operational amplifier provides a buffered output and also acts as a 2-pole filter. The ripple will be less than 5 mV peak for all frequencies above 1 kHz, and the response time will be much quicker than in Figure 6. However, for input frequencies below 200 Hz, this circuit will have worse ripple than Figure 6. The engineering of the filter time-constants to get adequate response and small enough ripple simply requires a study of the compromises to be made. Inherently, V-to-F converter response can be fast, but F-to-V response can not.



*Use stable components with low temperature coefficients.

See Typical Applications section.

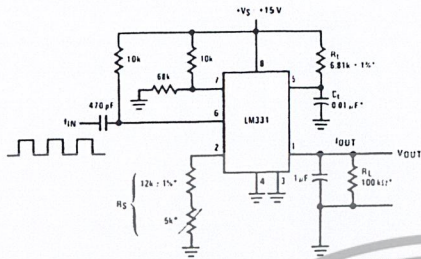
**This resistor can be 5 k Ω or 10 k Ω for $V_S=8\text{V}$ to 22V, but must be 10 k Ω for $V_S=4.5\text{V}$ to 8V.

***Use low offset voltage and low offset current op amps for A1: recommended types LF411A or LF356.

FIGURE 5. Precision Voltage-to-Frequency Converter,
100 kHz Full-Scale, $\pm 0.03\%$ Non-Linearity

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

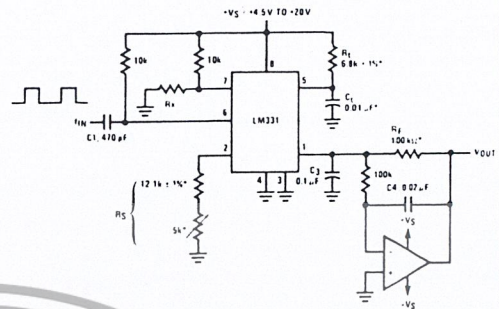
Typical Applications (Continued)



$$V_{OUT} = f_{IN} \times 2.09V \times \frac{R_L}{R_S} \times (R_F C_F)$$

*Use stable components with low temperature coefficients.

**FIGURE 6. Simple Frequency-to-Voltage Converter,
10 kHz Full-Scale, $\pm 0.06\%$ Non-Linearity**



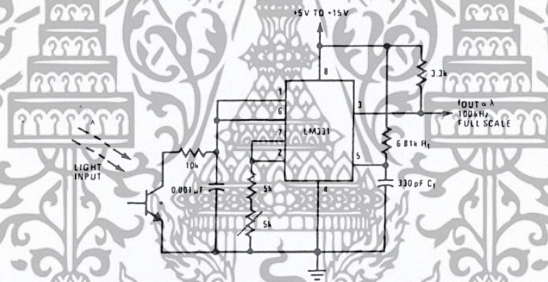
$$V_{OUT} = -f_{IN} \times 2.09V \times \frac{R_F}{R_S} \times (R_F C_F)$$

$$\text{SELECT } R_X = \frac{(V_S - 2V)}{0.2 \text{ mA}}$$

*Use stable components with low temperature coefficients.

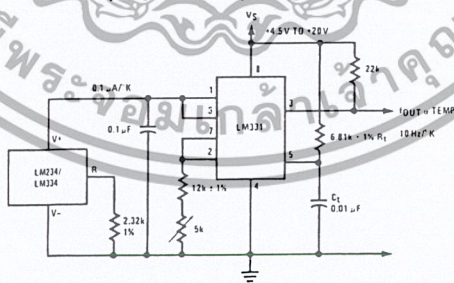
**FIGURE 7. Precision Frequency-to-Voltage Converter,
10 kHz Full-Scale with 2-Pole Filter, $\pm 0.01\%$
Non-Linearity Maximum**

Light Intensity to Frequency Converter



*L14F-1, L14G-1 or L14H-1, photo transistor (General Electric Co.) or similar

Temperature to Frequency Converter

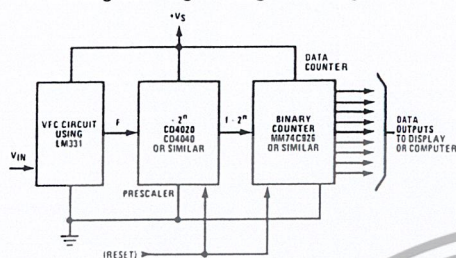


DS005680-10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

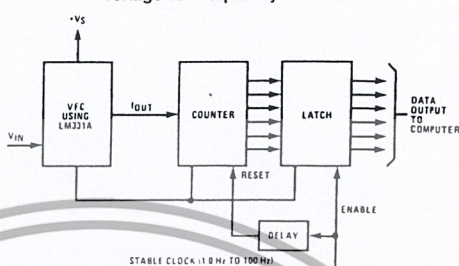
Typical Applications (Continued)

Long-Term Digital Integrator Using VFC



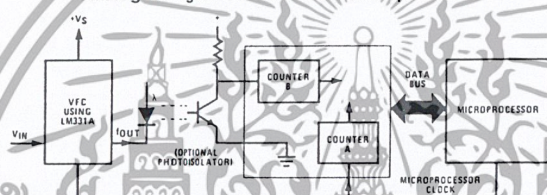
DS005680-11

Basic Analog-to-Digital Converter Using Voltage-to-Frequency Converter



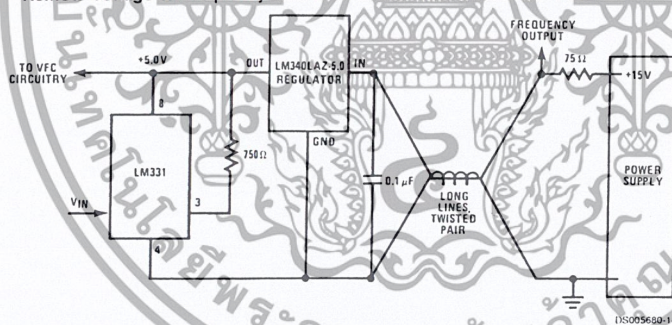
DS005680-12

Analog-to-Digital Converter with Microprocessor



DS005680-13

Remote Voltage-to-Frequency Converter with 2-Wire Transmitter and Receiver

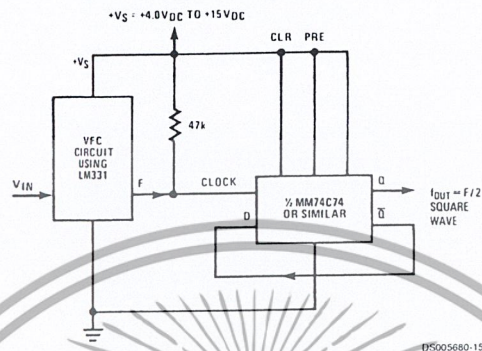


DS005680-14

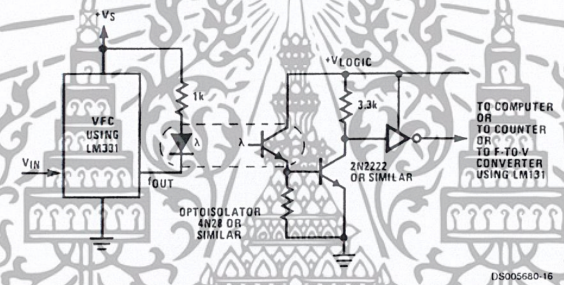
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

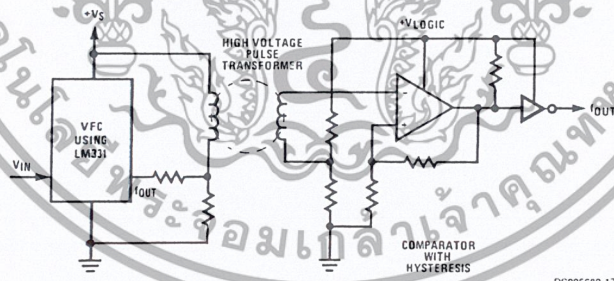
Voltage-to-Frequency Converter with Square-Wave Output Using $\div 2$ Flip-Flop



Voltage-to-Frequency Converter with Isolators



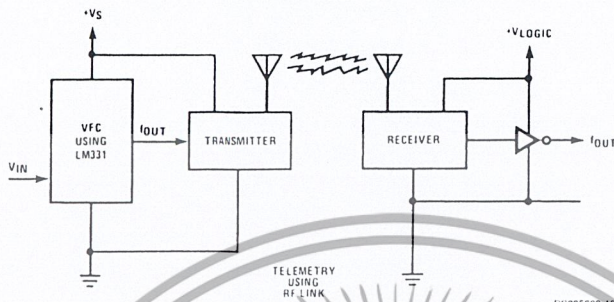
Voltage-to-Frequency Converter with Isolators



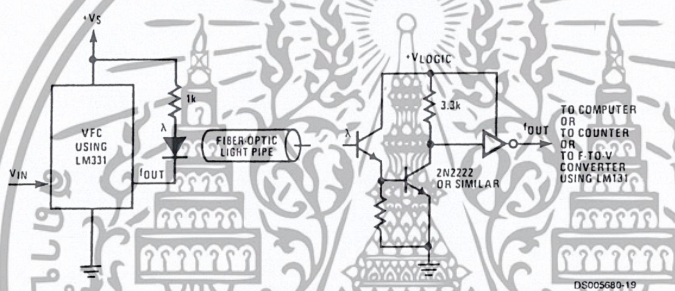
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

Voltage-to-Frequency Converter with Isolators

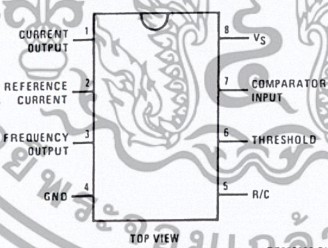


Voltage-to-Frequency Converter with Isolators



Connection Diagram

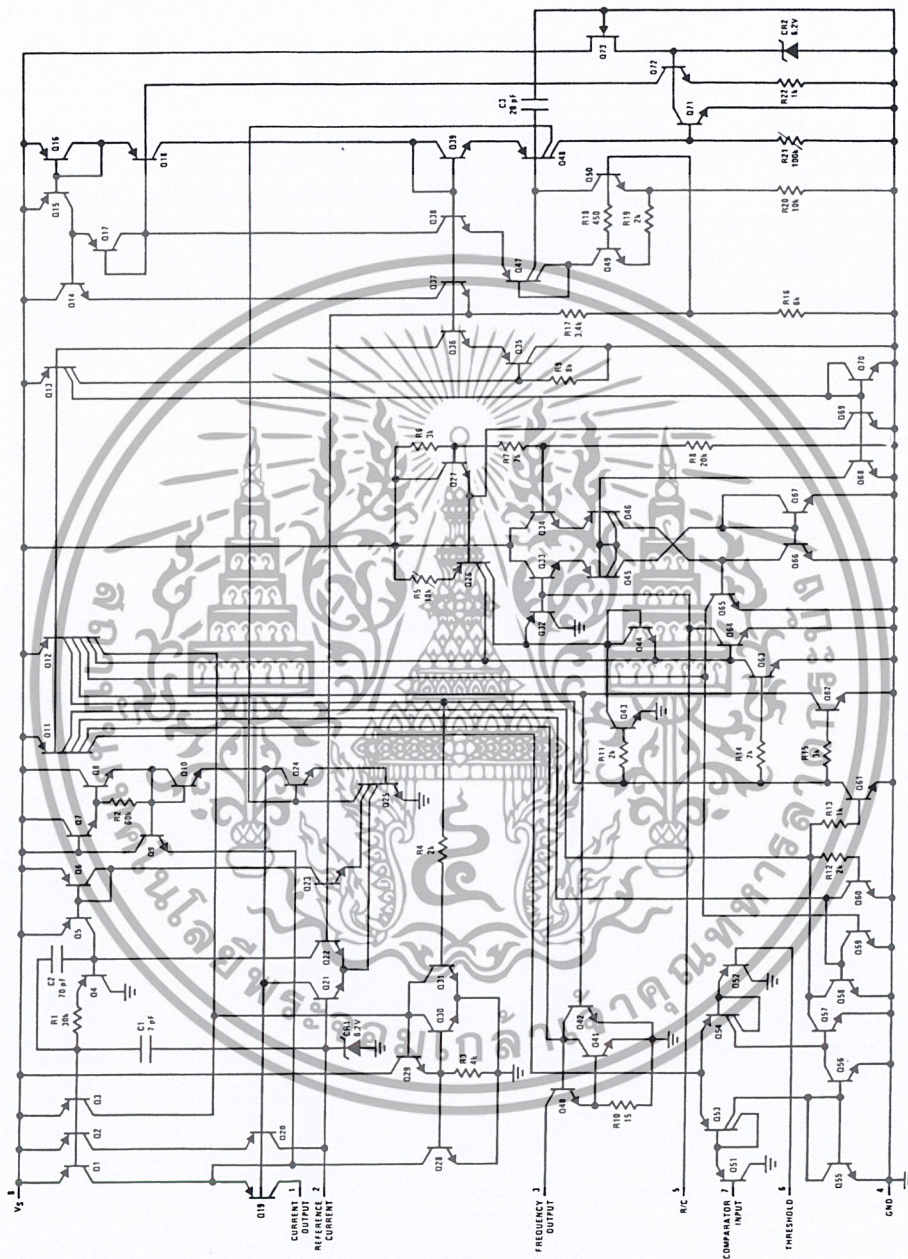
Dual-In-Line Package



Order Number LM231AN, LM231N, LM331AN,
or LM331N
See NS Package Number N08E

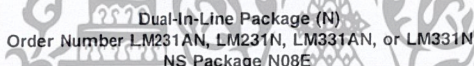
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Schematic Diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM231A/LM231/LM331A/LM331 Precision Voltage-to-Frequency Converters



NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

**National Semiconductor
Japan Ltd.**
Tel: 81-3-5639-7560
Fax 81-3-5639-7507

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

University of California at Berkeley
Physics 111 Laboratory
Basic Semiconductor Circuits (BSC)

Lab 12

Analog-to-Digital (ADC) and Digital-to-Analog Conversion (DAC)

Copyrighted ©1999 The Regents of the University of California. All rights reserved.

Reading:

Horowitz & Hill	Chapter 9.15-9.26
Haynes & Horowitz	Pages 406-415
Stubbins	Chapter 12 (see Appendix 2)
Higgins	Pages 258-285 (see Appendix 2)
Millman & Grabel	Chapter 16.4-16.5
Senturia & Wedlock	Chapter 18.3
Sedra & Smith	Chapter 10.9-10.11

In this week's lab you will learn the basics of digital circuits, including digital logic, (TTL) switches, flip-flops, and counters.

Pre-lab questions:

1. What is an ADC? DAC? How are these useful?
2. What is Shannon's sampling theorem? Give a short, plausible argument for this theorem.

General remarks: CMOS ADC and DAC chips are very sensitive to static electricity. Be sure to touch the conductive foam and the circuit ground before you remove the chips from the foam. Double Check your wiring carefully before turning on power. In particular, check that the ADC is connected to the +5 V supply, in contrast to the DAC, which needs +15 V and -15 V. Input signals for the ADC must always be in the range 0 to +5 V (no negative inputs!). Check input signals using the scope (set to DC) before connecting them to the ADC.

Analog-to-Digital (ADC) and Digital-to-Analog Conversion (DAC) Lab 12

In the lab:

The conversion of voltage levels into digital numbers is important in the interface between digital processors (computers, transmission lines, etc.) and the real world. The integrated circuit ADC0804 (pin layout is in Figure 12.1 and data sheet is in the Appendix) contains a complete 8-bit analog-to-digital converter and the necessary circuitry to interface it to a microprocessor. Details about the operation can be obtained from the data sheets following this section. The ADC0804 is based on the successive-approximation principle (see, for example, Horowitz and Hill, p. 622). The following connections are available (also see list below).

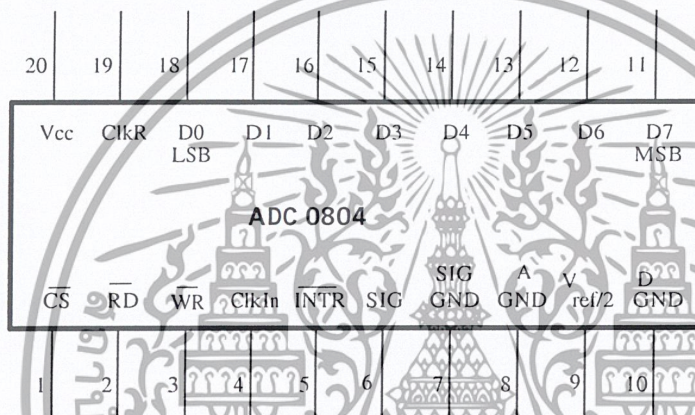


Figure 12.1 Pin assignment of ADC 0804 chip

Description of 20-pin-DIP ADC0804 chip

Pin 1 $\overline{CS}$ (chip select) : it activates the ADC when a '0' is at this input. The ADC will not accept read/write commands unless the chip is selected. This is very important when the ADC is connected to a computer data bus with many other devices (memory, other ADCs, DACs, I/O support, etc.).

Pin 2 $\overline{RD}$: a '0' at this input will cause the (digital) result to be applied to the output pins if the chip is selected.

Pin 3 $\overline{WR}$: a '0' at this input will start the conversion process if the chip is selected.

Pin 4 ClkIn: input of the clock generator trigger circuit. It can be used for an external clock signal.

Pin 5 $\overline{INTR}$: a '0' at this output signals the end of a conversion process.

Analog-to-Digital (ADC) and Digital-to-Analog Conversion (DAC) Lab 12

Pins 6 & 7 Differential inputs. The voltage difference between these inputs is converted into an 8-bit number.

Pin 8 ADC ground.

Pin 9 Reference voltage. It determines the coefficient between the analog input and the digital output. The maximum digital output, 2^8-1 , corresponds to twice the voltage of this pin.

Pin 10 Separate ground for the clock generator.

Pins 11-18 Digital outputs such that pin 11 corresponds to MSB (Most Significant Bit= 2^7) and pin 18 is LSB (Least Significant Bit= 2^0).

Pin 19 ClkR: output of the clock generator trigger circuit. Feedback of the trigger output to the input via an RC circuit causes the clock generator to oscillate.

Pin 20 V_{CC} : positive supply voltage (+5 V).

Normally, the ADC is interfaced to a microprocessor (μp) or computer as shown in Figure 12.2.

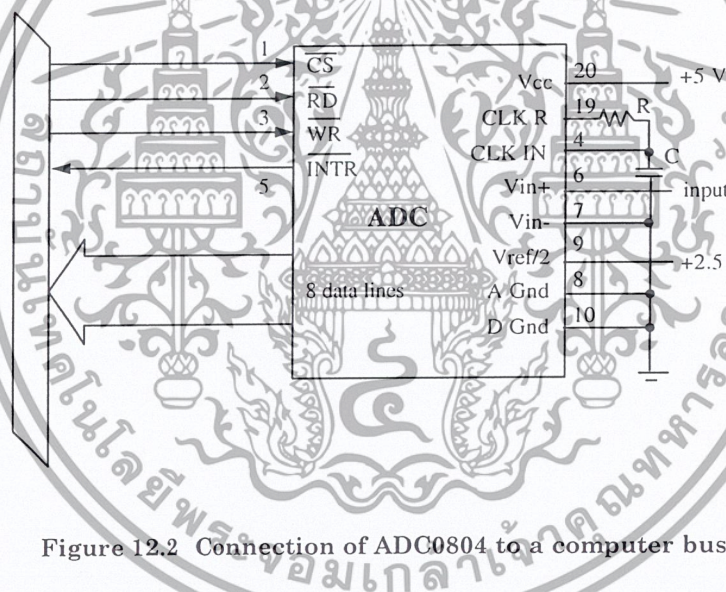


Figure 12.2 Connection of ADC0804 to a computer bus

The μp selects the ADC by asserting CS, and sends a WR signal to start a conversion and then goes off to do something useful. After the ADC is finished with the conversion, it sends an interrupt (INTR) to get the μp 's attention. Once the μp is ready to use the digitized output, it selects the ADC (CS) and sends a RD signal to cause the result to be applied to the outputs at pins 11 to 18, which are connected to the data bus. The outputs are so-called tri-state outputs ('0' - '1' - 'inactive') which in their inactive mode ($RD = '1'$) they don't influence the data bus. The latter feature allows the

Analog-to-Digital (ADC) and Digital-to-Analog Conversion (DAC) Lab 12

outputs to be connected directly to the bus; without the $\overline{RD} = '0'$ signal, they don't interfere with the normal operation of the bus.

Since we do not want to bother with a μp , we operate the ADC in a simplified mode: the $\overline{WR}$ input is connected to the $\overline{INTR}$ output, and $\overline{CS}$ and $\overline{RD}$ are connected to '0.' As a result, when the ADC is done with one conversion, it sets the digital outputs and starts the next conversion. Strictly speaking, one has to provide a way to start the first conversion after power-up; usually, transients due to the power-up will take care of this.

Note: If your circuit is not working, it may be that the first conversion has not started. Look at $\overline{WR}$ on the scope. There should be many small, quick spikes appearing on it. If not, you must signal the first conversion. To do this, momentarily short $\overline{WR}$ to ground with a second wire.

Digital Voltmeter

12.1 We can use the ADC to build a simple 2-digit DVM (Figure 12.3). Use the 25k potentiometer and a DC input signal between 0 and 5 V.

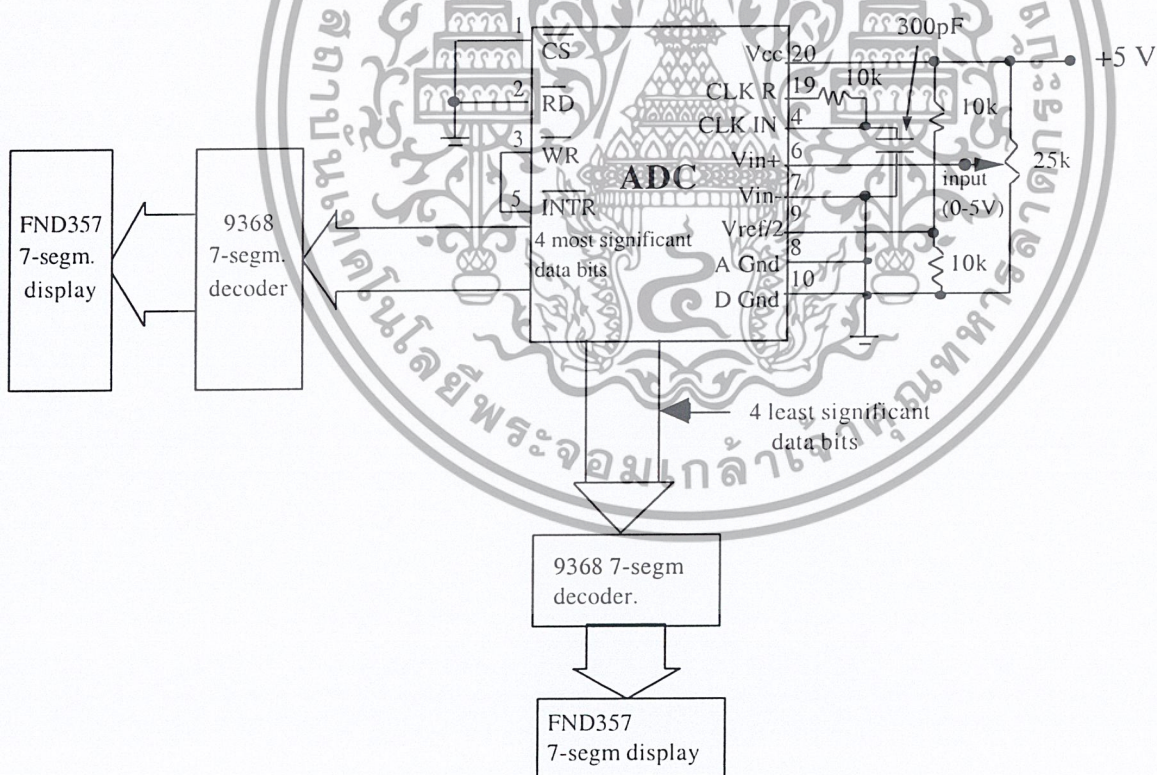


Figure 12.3 Circuit of a 2-digit DVM

Analog-to-Digital (ADC) and Digital-to-Analog Conversion (DAC) Lab 12

Note that the display is hexadecimal; it shows 1,2,3...8,9,A,B,C,D,E,F.

Measure the clock frequency by examining the signal at pin 19. We advise that you use a *frequency-compensated probe* (a “10x probe”); the ordinary scope probe will disturb your measurement since the cable capacitance will alter the clock’s capacitance. Measure the conversion time by connecting the scope to pin 5. Does the conversion time depend on the size of the input signal? Do you expect it to, given that the ADC is based on the successive-approximation principle? How many clock cycles does a conversion take? See data sheets for more information.

12.2 Determine precisely the input voltages corresponding to steps of 10_{hex} in the digital output, and plot the result. Is the ADC linear? From the data, calculate the conversion coefficient (counts/Volt). Does it agree with your expectations?

DAC and digital transmission

The currents from the analog outputs (pins 2 and 4) of the DAC08 (See Figure 12.4) correspond to the digital input number (pin 5=MSB to pin 12=LSB), with a conversion coefficient determined by the currents applied to the reference inputs (pins 14 and 15). Whenever the digital input is changed, the output settles to the new analog value within 100 ns. The DAC has two outputs (pins 4 and 2), a normal and an inverting one, which usually drive a differential amplifier. (See below, Section 12.3)

12.3 We are now ready to simulate a digital transmission chain, for example, used in modern phone systems or (with intermediate digital storage) in compact disc players. Build the circuit in Figure 12.4 and connect the digital outputs of the ADC to the inputs of the DAC and connect the scope to the DAC outputs. Connect $V_{\text{out-}}$ to Y input on the scope, invert it, and $V_{\text{out+}}$ to X input. Generate a 100 Hz, 1V p-p sine wave oscillating between about +2 and +3 V and apply it to the ADC input; you will need to use a DC level shifter. Readjust the offset and the amplitude of the signal generator such that the DAC output signal does not clip. Try different input signal shapes and frequencies and sketch how the DAC output tracks the ADC input.

Analog-to-Digital (ADC) and Digital-to-Analog Conversion (DAC)

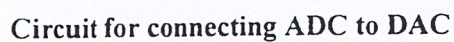


Figure 12.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Analog-to-Digital (ADC) and Digital-to-Analog Conversion (DAC) Lab 12

12.4 Shannon's sampling theorem for minimal reproduction of a signal requires a sampling rate corresponding to twice the highest input frequency. This rate is often called the Nyquist frequency.

Study this situation with your ADC/DAC system. What happens if the input signal is increased beyond half the sampling rate? Particularly interesting are the cases where the input frequency is close to a multiple of the sampling rate.

12.5 In practical applications, one usually wants to get rid of the steps in the output signal. This can be achieved by a low-pass filter to smooth the DAC output. Build the active filter circuit with an operational amplifier LF356 as shown in Figure 13.5 and measure its frequency response with sine waves. (Use the 10X scope probe.)

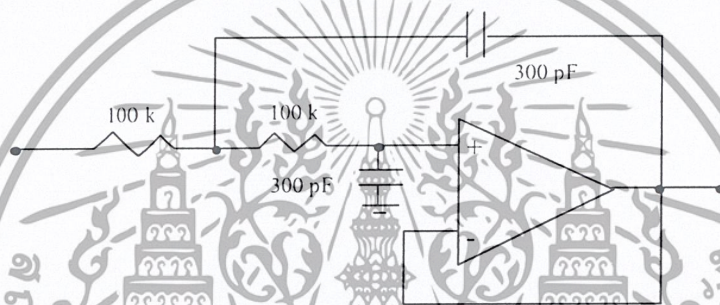


Figure 12.5 Active filter for smoothing the DAC output
(use a LF356 OpAmp)

Connect the filter to the DAC output and observe its effect. Measure the frequency response of the ADC/DAC/filter transmission chain by measuring the output voltage with the scope. Try again to increase the input frequency well above the sampling frequency — at certain frequencies, you will still observe significant output signals at a lower frequency than the input frequency. This is called “ghosting.” To avoid this effect, real digital transmission systems have low-pass filters both in the inputs and outputs.

OPTIONAL: How about designing your own ADC? With your knowledge in analog and digital electronics, it shouldn't be too hard to build a 4-bit ADC. Start out with a home-made 4-bit DAC. The DAC resistors, if they are not too small, can be driven directly by any TTL output. Hook the DAC up to a 7490 counter driven by a gated clock signal (made using the 555), and add an opamp to compare DAC output and analog input. Now you need only a little logic circuit to stop the counter when the DAC output exceeds the input signal. Hint: switching transients from the DAC may be a problem - if necessary, add an appropriate RC low-pass filter at the DAC output. See the following diagram:

Analog-to-Digital (ADC) and Digital-to-Analog Conversion (DAC) Lab 12

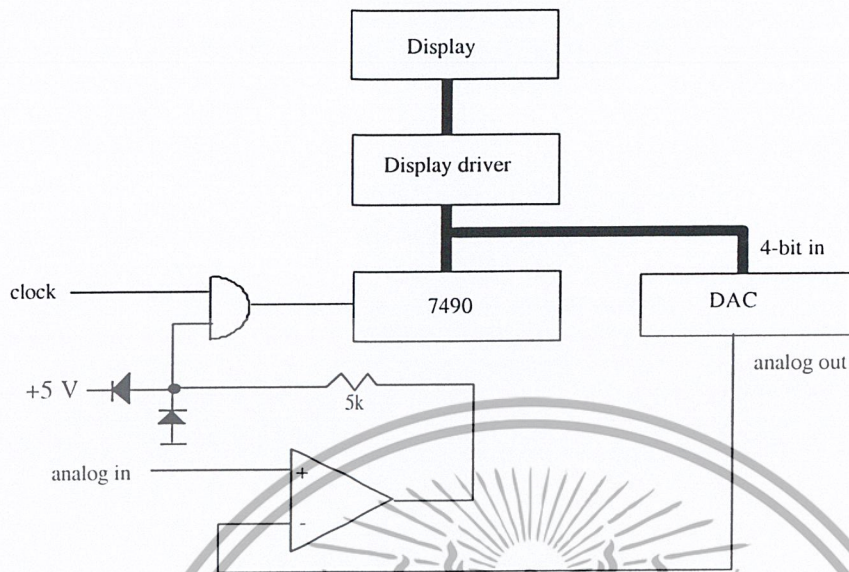


Figure 12.6 A simple ADC circuit

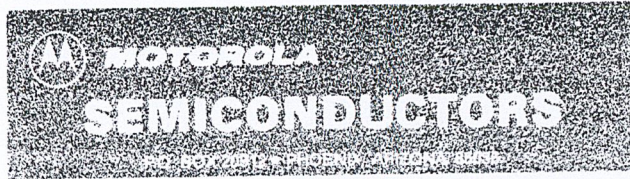
Note that the opamp is running at full open-loop gain and is used as a voltage comparator. The resistor-diode combination in its output limits the signal driving the gate. TTL gates don't like 15 V input signals.

Questions:

1. (See Section 12.5) Calculate the transfer function of the active filter as a function of the component values R and C .

See the following pages for part of the data sheets on ADC-0804 and the DAC 08

Appendix DAC-08 Motorola data sheet



Order this data sheet by DAC-08

DAC-08

Specifications and Applications Information

HIGH SPEED 8-BIT MULTIPLYING D-TO-A CONVERTER

The DAC-08 series is a monolithic 8-bit high speed multiplying digital-to-analog converter, capable of settling to within 1/2 LSB (0.19%) in 85 ns. Monotonic multiplying performance is retained over a wide 40-to-1 reference current range. Full scale and reference currents are matched to within 1 LSB, therefore eliminating the need for full scale trim in most applications.

Dual complementary current outputs with high voltage compliance provide added versatility and allow differential mode of operation to effectively double the peak-to-peak output swing. In many applications, output current-to-voltage conversion can be accomplished without requiring an external op amp. Noise-immune inputs permit direct interface with TTL and DTL levels when the logic threshold control, V_{LC} (Pin 11) is grounded. All other logic family thresholds are attainable by adjusting the voltage level of Pin 1. Performance characteristics are virtually unchanged over the entire ± 4.5 V to ± 18 V power supply range. Power consumption is typically 33 mW with ± 5.0 V supplies.

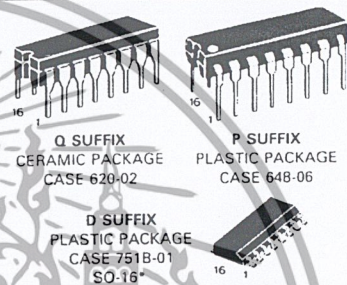
The DAC-08 is available in several versions, with nonlinearity as tight as $\pm 0.1\%$ ($\pm 1/4$ LSB) over temperature. All versions are guaranteed monotonic over 8 bits. For an extra margin of performance, Motorola utilizes thin-film resistors permitting very accurate resistive values which are extremely stable over temperature.

High performance characteristics along with low cost, make the DAC-08 an excellent selection for applications such as CRT displays, waveform generation, high-speed modems, and high-speed analog-to-digital converters.

- Fast Settling Time ~ 85 ns
- Full Scale Current Prematched to ± 1 LSB
- Nonlinearity Over Temperature to $\pm 0.1\%$ Max
- Differential Current Outputs
- High Voltage Compliance Outputs ± 10 V to ± 18 V
- Wide Range Multiplying Capability
- Inputs Compatible With TTL, DTL, CMOS, PMOS, ECL, HTL
- Low Full Scale Current Drift
- Wide Power Supply Range ± 4.5 V to ± 18 V
- Low Power Consumption
- Thin-Film Resistors
- Low Cost

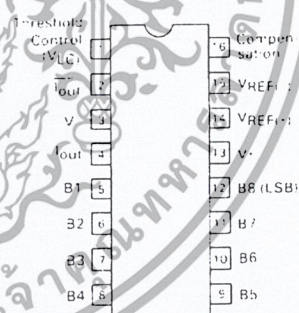
HIGH SPEED 8-BIT MULTIPLYING D-TO-A CONVERTER

SILICON MONOLITHIC
INTEGRATED CIRCUIT

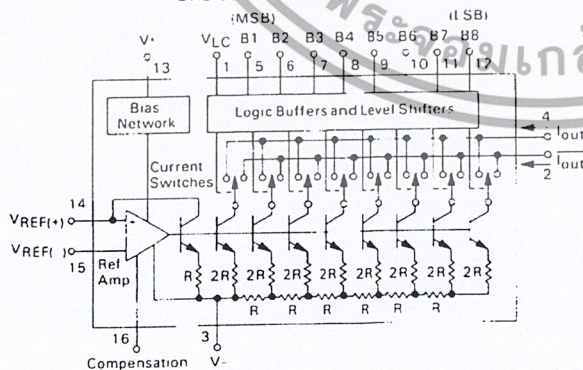


*Surface Mount pin-out is different than standard package pin-out for this device.

PINOUT DIAGRAM



DAC-08 EQUIVALENT CIRCUIT



Device	Nonlinearity	Temperature Range	Package
DAC-08AQ	$\pm 0.1\%$	55°C to +125°C	Ceramic
DAC-08Q	$\pm 0.19\%$		Ceramic
DAC-08HQ	$\pm 0.1\%$	0°C to +70°C	Ceramic
DAC-08EQ	$\pm 0.19\%$		Ceramic
DAC-08CQ	$\pm 0.39\%$		Ceramic
DAC-08CD	$\pm 0.39\%$		SO-16
DAC-08ED	$\pm 0.19\%$		SO-16
DAC-08HP	$\pm 0.1\%$		Plastic
DAC-08EP	$\pm 0.19\%$		Plastic
DAC-08CP	$\pm 0.39\%$		Plastic

©MOTOROLA INC., 1986

DS9681

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Appendix DAC-08 Motorola data sheet

DAC-08

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

Rating	Symbol	Value	Unit
V+ Supply to V-Supply	—	36	V
Logic Inputs	—	V- to V- Plus 36	V
Logic Threshold Control	V_{LC}	V- to V+	V
Analog Current Outputs	I_{out}	See Figure 7	mA
Reference Inputs (V14, V15)	V_{REF}	V- to V+	V
Reference Input Differential Voltage (V14 to V15)	$V_{REF(D)}$	± 18	V
Reference Input Current (I14)	I_{REF}	5.0	mA
Operating Temperature Range DAC-08AQ, Q DAC-08HQ, EQ, CQ, HP, EP, CP, ED, CD	T_A	-55 to +125 0 to +70	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_A	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
Power Dissipation Derate above 100°C	P_D $R_{\theta JA}$	500 10	mW mW/ $^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_S = \pm 15\text{ V}$, $I_{REF} = 2.0\text{ mA}$, $T_A = -55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	DAC-08A			DAC-08			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Resolution	—	8	8	8	8	8	8	Bits
Monotonicity	—	8	8	8	8	8	8	Bits
Nonlinearity, $T_A = 0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$	NL	—	—	± 0.1	—	—	± 0.19	%FS
Settling Time to $\pm 1/2$ LSB, Figure 24 (All Bits Switched On or Off, $T_A = 25^\circ\text{C}$)(Note 1)	t_s	—	85	135	—	85	150	ns
Propagation Delay, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Note 1)	—	—	—	—	—	—	—	ns
Each Bit	t_{PLH}	—	35	60	—	35	60	ns
All Bits Switched	t_{PHL}	—	35	60	—	35	60	ns
Full Scale Tempco	TC/FS	—	± 10	± 50	—	± 10	± 80	ppm/ $^\circ\text{C}$
Output Voltage Compliance Full Scale Current Change $< 1/2$ LSB, $R_{out} > 20$ megohm typ	V_{OC}	-10	—	-18	-10	—	+18	V
Full Range Current ($V_{REF} = 10.000\text{ V}$, $R_{14}, R_{15} = 5.000\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	I_{FR4}	1.984	1.992	2.000	1.94	1.99	2.04	mA
Full Range Symmetry ($I_{FR4} - I_{FR2}$)	I_{FRS}	—	± 0.5	± 4.0	—	± 1.0	± 8.0	μA
Zero Scale Current	I_{ZS}	—	0.1	1.0	—	0.2	2.0	μA
Output Current Range $V_- = -5.0\text{ V}$ $V_- = -8.0\text{ V}$ to -18 V	I_{OR1} I_{OR2}	0 0	— —	2.1 4.2	0 0	— —	2.1 4.2	mA
Logic Input Levels ($V_{LC} = 0\text{ V}$) Logic "0" Logic "1"	V_{IL} V_{IH}	— 2.0	— —	0.8 —	— 2.0	— —	0.8 —	V
Logic Input Current ($V_{LC} = 0\text{ V}$) Logic Input "0" ($V_{in} = -10\text{ V}$ to $+0.8\text{ V}$) Logic Input "1" ($V_{in} = +2.0\text{ V}$ to $+18\text{ V}$)	I_{IL} I_{IH}	— —	-2.0 0.002	-10 10	— —	-2.0 0.002	-10 10	μA
Logic Input Swing, $V_- = -15\text{ V}$	V_{IS}	-10	—	+18	-10	—	+18	V
Logic Threshold Range, $V_S = \pm 15\text{ V}$	V_{THR}	-10	—	+13.5	-10	—	+13.5	V
Reference Bias Current	I_{15}	—	-1.0	-3.0	—	-1.0	-3.0	μA
Reference Input Slew Rate Figure 19 (Note 1)	di/dt	4.0	8.0	—	4.0	8.0	—	mA/ μs
Power Supply Sensitivity ($I_{REF} = 1.0\text{ mA}$) $V_+ = 4.5\text{ V}$ to 18 V $V_- = -4.5\text{ V}$ to -18 V	PSS_{IFS+} PSS_{IFS-}	— —	± 0.0003 ± 0.002	± 0.01 ± 0.01	— —	± 0.0003 ± 0.002	± 0.01 ± 0.01	%/%
Power Supply Current $V_S = \pm 5.0\text{ V}$, $I_{REF} = 1.0\text{ mA}$ $V_S = +5.0\text{ V}$, -15 V , $I_{REF} = 2.0\text{ mA}$ $V_S = \pm 15\text{ V}$, $I_{REF} = 2.0\text{ mA}$	I_+ I_- I_+ I_- I_+ I_-	— — — — — —	2.3 -4.3 2.4 -6.4 2.5 -6.5	3.8 -5.8 3.8 -7.8 3.8 -7.8	— — — — — —	2.3 -4.3 2.4 -6.4 2.5 -6.5	3.8 -5.8 3.8 -7.8 3.8 -7.8	mA
Power Dissipation $V_S = \pm 5.0\text{ V}$, $I_{REF} = 1.0\text{ mA}$ $V_S = +5.0\text{ V}$, -15 V , $I_{REF} = 2.0\text{ mA}$ $V_S = \pm 15\text{ V}$, $I_{REF} = 2.0\text{ mA}$	P_D	— — —	33 103 135	48 136 174	— — —	33 108 135	48 136 174	mW

Note 1. Parameter is not 100% tested; guaranteed by design.



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Appendix DAC-08 Motorola data sheet

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_S = \pm 15\text{ V}$, $I_{REF} = 2.0\text{ mA}$, $T_A = 0^\circ\text{C}$ to 70°C , unless otherwise noted.)											
Characteristic	Symbol	DAC-08H			DAC-08E			DAC-08C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Resolution	—	8	8	8	8	8	8	8	8	8	Bits
Monotonicity	—	8	8	8	8	8	8	8	8	8	Bits
Nonlinearity, $T_A = 0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$	NL	—	—	± 0.1	—	—	± 0.19	—	—	± 0.39	%FS
Settling Time to $\pm 1/2$ LSB (All Bits Switched On or Off, $T_A = 25^\circ\text{C}$) Figure 24 (Note 1)	t_s	—	85	135	—	85	150	—	85	150	ns
Propagation Delay, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Note 1)	t_{PLH} t_{PHL}	—	35	60	—	35	60	—	35	60	ns
Each Bit											
All Bits Switched											
Full Scale Tempco	TCFS	—	± 10	± 50	—	± 10	± 50	—	± 10	± 80	ppm/ $^\circ\text{C}$
Output Voltage Compliance Full Scale Current Change < $1/2$ LSB, $R_{out} > 20$ megohm typ.	VOC	-10	—	+18	-10	—	+18	-10	—	+18	V
Full Range Current ($V_{REF} = 10.000\text{ V}$; $R_{14}, R_{15} = 5.000\text{ k}\Omega$) $T_A = 25^\circ\text{C}$	I_{FR4}	1.984	1.992	2.000	1.94	1.99	2.04	1.94	1.99	2.04	mA
Full Range Symmetry ($I_{FR4} - I_{FR2}$)	I_{FRS}	—	± 0.5	± 4.0	—	± 1.0	± 8.0	—	± 2.0	± 16.0	μA
Zero Scale Current	I_{ZS}	—	0.1	1.0	—	0.2	2.0	—	0.2	4.0	μA
Output Current Range $V_- = -5.0\text{ V}$ $V_- = -8.0\text{ V}$ to -18 V	I_{OR1} I_{OR2}	0	—	2.1	0	—	2.1	0	—	2.1	mA
Logic Input Levels ($V_{LC} = 0\text{ V}$) Logic "0" Logic "1"	V_{IL} V_{IH}	— 2.0	— —	0.8 —	— 2.0	— —	0.8 —	— 2.0	— —	0.8 —	V
Logic Input Current ($V_{LC} = 0\text{ V}$) Logic Input "0" ($V_{in} = -10\text{ V}$ to $+0.8\text{ V}$) Logic Input "1" ($V_{in} = +2.0\text{ V}$ to $+18\text{ V}$)	I_{IL} I_{IH}	— —	-2.0 0.002	-10 10	— —	-2.0 0.002	-10 10	— —	-2.0 0.002	-10 10	μA
Logic Input Swing, $V_- = -15\text{ V}$	V_{IS}	-10	—	+18	-10	—	+18	-10	—	+18	V
Logic Threshold Range, $V_S = \pm 15\text{ V}$	V_{THR}	-10	—	+13.5	-10	—	+13.5	-10	—	+13.5	V
Reference Bias Current	I_{15}	—	-1.0	-3.0	—	-1.0	-3.0	—	-1.0	-3.0	μA
Reference Input Slew Rate Figure 19 (Note 1)	dI/dt	4.0	8.0	—	4.0	8.0	—	4.0	8.0	—	mA/ μs
Power Supply Sensitivity ($I_{REF} = 1.0\text{ mA}$) $V_+ = 4.5\text{ V}$ to 18 V $V_- = -4.5\text{ V}$ to -18 V	PSS_{IFS+} PSS_{IFS-}	— —	± 0.0003 ± 0.002	± 0.01 ± 0.01	— —	± 0.0003 ± 0.002	± 0.01 ± 0.01	— —	± 0.0003 ± 0.002	± 0.01 ± 0.01	%/%
Power Supply Current $V_S = \pm 5.0\text{ V}$, $I_{REF} = 1.0\text{ mA}$ $V_S = +5.0\text{ V}$, -15 V , $I_{REF} = 2.0\text{ mA}$ $V_S = \pm 15\text{ V}$, $I_{REF} = 2.0\text{ mA}$	I_+ I_- I_+ I_-	— — — —	2.3 -4.3 2.4 -6.4	3.8 -5.8 3.8 -7.8	— — — —	2.3 -4.3 2.4 -6.4	3.8 -25.8 3.8 -7.8	— — — —	2.3 -4.3 2.4 -6.4	3.8 -5.8 3.8 -7.8	mA
Power Dissipation $V_S = \pm 5.0\text{ V}$, $I_{REF} = 1.0\text{ mA}$ $V_S = +5.0\text{ V}$, -15 V , $I_{REF} = 2.0\text{ mA}$ $V_S = \pm 15\text{ V}$, $I_{REF} = 2.0\text{ mA}$	P_D	— — —	33 108 135	48 136 174	— — —	33 108 135	48 136 174	— — —	33 108 135	48 136 174	mW

Note 1. Parameter is not 100% tested; guaranteed by design.



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ADC0801/ADC0802/ADC0803/ADC0804/ADC0805 8-Bit μ P Compatible A/D Converters

General Description

The ADC0801, ADC0802, ADC0803, ADC0804 and ADC0805 are CMOS 8-bit successive approximation A/D converters that use a differential potentiometric ladder—similar to the 256R products. These converters are designed to allow operation with the NSC800 and INS8080A derivative control bus with TRI-STATE® output latches directly driving the data bus. These A/Ds appear like memory locations or I/O ports to the microprocessor and no interfacing logic is needed.

Differential analog voltage inputs allow increasing the common-mode rejection and offsetting the analog zero input voltage value. In addition, the voltage reference input can be adjusted to allow encoding any smaller analog voltage span to the full 8 bits of resolution.

Features

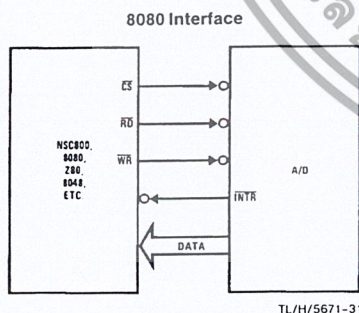
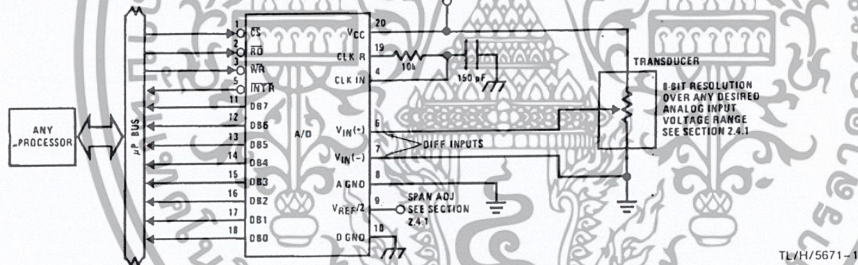
- Compatible with 8080 μ P derivatives—no interfacing logic needed - access time - 135 ns
- Easy interface to all microprocessors, or operates "stand alone"

- Differential analog voltage inputs
- Logic inputs and outputs meet both MOS and TTL voltage level specifications
- Works with 2.5V (LM336) voltage reference
- On-chip clock generator
- 0V to 5V analog input voltage range with single 5V supply
- No zero adjust required
- 0.3" standard width 20-pin DIP package
- 20-pin molded chip carrier or small outline package
- Operates ratiometrically or with 5 V_{DC}, 2.5 V_{DC}, or analog span adjusted voltage reference

Key Specifications

- Resolution: 8 bits
- Total error: $\pm 1/4$ LSB, $\pm 1/2$ LSB and ± 1 LSB
- Conversion time: 100 μ s

Typical Applications



Error Specification (Includes Full-Scale, Zero Error, and Non-Linearity)			
Part Number	Full-Scale Adjusted	V _{REF} /2 = 2.500 V _{DC} (No Adjustments)	V _{REF} /2 = No Connection (No Adjustments)
ADC0801	$\pm 1/4$ LSB		
ADC0802		$\pm 1/2$ LSB	
ADC0803	$\pm 1/2$ LSB		
ADC0804		± 1 LSB	
ADC0805			± 1 LSB

TRI-STATE® is a registered trademark of National Semiconductor Corp.
Z-80® is a registered trademark of Zilog Corp.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings (Notes 1 & 2)

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

Supply Voltage (V_{CC}) (Note 3)	6.5V
Voltage	
Logic Control Inputs	-0.3V to +18V
At Other Input and Outputs	-0.3V to ($V_{CC} + 0.3V$)
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)	
Dual-In-Line Package (plastic)	260°C
Dual-In-Line Package (ceramic)	300°C
Surface Mount Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Package Dissipation at $T_A = 25^\circ\text{C}$	875 mW
ESD Susceptibility (Note 10)	800V

Operating Ratings (Notes 1 & 2)

Temperature Range	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$
ADC0801/02LJ, ADC0802LJ/883	-55°C $\leq T_A \leq$ +125°C
ADC0801/02/03/04LCJ	-40°C $\leq T_A \leq$ +85°C
ADC0801/02/03/05LCN	-40°C $\leq T_A \leq$ +85°C
ADC0804LCN	0°C $\leq T_A \leq$ +70°C
ADC0802/03/04LCV	0°C $\leq T_A \leq$ +70°C
ADC0802/03/04LCWM	0°C $\leq T_A \leq$ +70°C
Range of V_{CC}	4.5 V_{DC} to 6.3 V_{DC}

Electrical Characteristics

The following specifications apply for $V_{CC} = 5 V_{DC}$, $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$ and $f_{CLK} = 640 \text{ kHz}$ unless otherwise specified.

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
ADC0801: Total Adjusted Error (Note 8)	With Full-Scale Adj. (See Section 2.5.2)			$\pm 1/4$	LSB
ADC0802: Total Unadjusted Error (Note 8)	$V_{REF}/2 = 2.500 V_{DC}$			$\pm 1/2$	LSB
ADC0803: Total Adjusted Error (Note 8)	With Full-Scale Adj. (See Section 2.5.2)			$\pm 1/2$	LSB
ADC0804: Total Unadjusted Error (Note 8)	$V_{REF}/2 = 2.500 V_{DC}$			± 1	LSB
ADC0805: Total Unadjusted Error (Note 8)	$V_{REF}/2$ No Connection			± 1	LSB
$V_{REF}/2$ Input Resistance (Pin 9)	ADC0801/02/03/05 ADC0804 (Note 9)	2.5 0.75	8.0 1.1		k Ω k Ω
Analog Input Voltage Range	(Note 4) $V(+)$ or $V(-)$	Gnd-0.05		$V_{CC} + 0.05$	V_{DC}
DC Common-Mode Error	Over Analog Input Voltage Range		$\pm 1/16$	$\pm 1/8$	LSB
Power Supply Sensitivity	$V_{CC} = 5 V_{DC} \pm 10\%$ Over Allowed $V_{IN}(+)$ and $V_{IN}(-)$ Voltage Range (Note 4)		$\pm 1/16$	$\pm 1/8$	LSB

AC Electrical Characteristics

The following specifications apply for $V_{CC} = 5 V_{DC}$ and $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
T_C	Conversion Time	$f_{CLK} = 640 \text{ kHz}$ (Note 6)	103		114	μs
T_C	Conversion Time	(Note 5, 6)	66		73	1/ f_{CLK}
f_{CLK}	Clock Frequency	$V_{CC} = 5V$, (Note 5)	100	640	1460	kHz
	Clock Duty Cycle	(Note 5)	40		60	%
CR	Conversion Rate in Free-Running Mode	INTR tied to WR with $CS = 0 V_{DC}$, $f_{CLK} = 640 \text{ kHz}$	8770		9708	conv/s
$t_{W(WR)L}$	Width of WR Input (Start Pulse Width)	$CS = 0 V_{DC}$ (Note 7)	100			ns
t_{ACC}	Access Time (Delay from Falling Edge of $\overline{RD}$ to Output Data Valid)	$C_L = 100 \text{ pF}$		135	200	ns
t_{1H}, t_{0H}	TRI-STATE Control (Delay from Rising Edge of $\overline{RD}$ to Hi-Z State)	$C_L = 10 \text{ pF}$, $R_L = 10k$ (See TRI-STATE Test Circuits)		125	200	ns
t_{W}, t_{RI}	Delay from Falling Edge of WR or $\overline{RD}$ to Reset of INTR			300	450	ns
C_{IN}	Input Capacitance of Logic Control Inputs			5	7.5	pF
C_{OUT}	TRI-STATE Output Capacitance (Data Buffers)			5	7.5	pF

CONTROL INPUTS (Note: CLK IN (Pin 4) is the input of a Schmitt trigger circuit and is therefore specified separately)

$V_{IN}(1)$	Logical "1" Input Voltage (Except Pin 4 CLK IN)	$V_{CC} = 5.25 V_{DC}$	2.0		15	V_{DC}
-------------	--	------------------------	-----	--	----	----------

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AC Electrical Characteristics (Continued)

The following specifications apply for $V_{CC} = 5V_{DC}$ and $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
CONTROL INPUTS [Note: CLK IN (Pin 4) is the input of a Schmitt trigger circuit and is therefore specified separately]						
$V_{IN}(0)$	Logical "0" Input Voltage (Except Pin 4 CLK IN)	$V_{CC} = 4.75 V_{DC}$			0.8	V_{DC}
$I_{IN}(1)$	Logical "1" Input Current (All Inputs)	$V_{IN} = 5 V_{DC}$		0.005	1	μA_{DC}
$I_{IN}(0)$	Logical "0" Input Current (All Inputs)	$V_{IN} = 0 V_{DC}$	-1	-0.005		μA_{DC}
CLOCK IN AND CLOCK R						
V_{T+}	CLK IN (Pin 4) Positive Going Threshold Voltage		2.7	3.1	3.5	V_{DC}
V_{T-}	CLK IN (Pin 4) Negative Going Threshold Voltage		1.5	1.8	2.1	V_{DC}
V_H	CLK IN (Pin 4) Hysteresis ($V_{T+} - V_{T-}$)		0.6	1.3	2.0	V_{DC}
$V_{OUT}(0)$	Logical "0" CLK R Output Voltage	$I_O = 360 \mu A$ $V_{CC} = 4.75 V_{DC}$			0.4	V_{DC}
$V_{OUT}(1)$	Logical "1" CLK R Output Voltage	$I_O = -360 \mu A$ $V_{CC} = 4.75 V_{DC}$	2.4			V_{DC}
DATA OUTPUTS AND INTR						
$V_{OUT}(0)$	Logical "0" Output Voltage Data Outputs INTR Output	$I_{OUT} = 1.6 mA, V_{CC} = 4.75 V_{DC}$ $I_{OUT} = 1.0 mA, V_{CC} = 4.75 V_{DC}$			0.4 0.4	V_{DC} V_{DC}
$V_{OUT}(1)$	Logical "1" Output Voltage	$I_O = -360 \mu A, V_{CC} = 4.75 V_{DC}$	2.4			V_{DC}
$V_{OUT}(1)$	Logical "1" Output Voltage	$I_O = -10 \mu A, V_{CC} = 4.75 V_{DC}$	4.5			V_{DC}
I_{OUT}	TRI-STATE Disabled Output Leakage (All Data Outputs)	$V_{OUT} = 0 V_{DC}$ $V_{OUT} = 5 V_{DC}$	-3		3	μA_{DC} μA_{DC}
I_{SOURCE}		V_{OUT} Short to Gnd, $T_A = 25^\circ C$	4.5	6		mA_{DC}
I_{SINK}		V_{OUT} Short to V_{CC} , $T_A = 25^\circ C$	9.0	16		mA_{DC}
POWER SUPPLY						
I_{CC}	Supply Current (Includes Ladder Current) ADC0801/02/03/04LCJ/05 ADC0804LCN/LCV/LCWM	$f_{CLK} = 640 kHz$ $V_{REF/2} = NC, T_A = 25^\circ C$ and $CS = 5V$		1.1 1.9	1.8 2.5	mA mA

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

Note 2: All voltages are measured with respect to Gnd, unless otherwise specified. The separate A Gnd point should always be wired to the D Gnd.

Note 3: A zener diode exists, internally, from V_{CC} to Gnd and has a typical breakdown voltage of $7 V_{DC}$.

Note 4: For $V_{IN}(-) \geq V_{IN}(+)$ the digital output code will be 0000 0000. Two on-chip diodes are tied to each analog input (see block diagram) which will forward conduct for analog input voltages one diode drop below ground or one diode drop greater than the V_{CC} supply. Be careful, during testing at low V_{CC} levels (4.5V), as high level analog inputs (5V) can cause this input diode to conduct—especially at elevated temperatures, and cause errors for analog inputs near full-scale. The spec allows 50 mV forward bias of either diode. This means that as long as the analog V_{IN} does not exceed the supply voltage by more than 50 mV, the output code will be correct. To achieve an absolute 0 V_{DC} to 5 V_{DC} input voltage range will therefore require a minimum supply voltage of 4.950 V_{DC} over temperature variations, initial tolerance and loading.

Note 5: Accuracy is guaranteed at $f_{CLK} = 640 kHz$. At higher clock frequencies accuracy can degrade. For lower clock frequencies, the duty cycle limits can be extended so long as the minimum clock high time interval or minimum clock low time interval is no less than 275 ns.

Note 6: With an asynchronous start pulse, up to 8 clock periods may be required before the internal clock phases are proper to start the conversion process. The start request is internally latched, see Figure 2 and section 2.0.

Note 7: The $\overline{CS}$ input is assumed to bracket the $\overline{WR}$ strobe input and therefore timing is dependent on the $\overline{WR}$ pulse width. An arbitrarily wide pulse width will hold the converter in a reset mode and the start of conversion is initiated by the low to high transition of the $\overline{WR}$ pulse (see timing diagrams).

Note 8: None of these A/Ds requires a zero adjust (see section 2.5.1). To obtain zero code at other analog input voltages see section 2.5 and Figure 5.

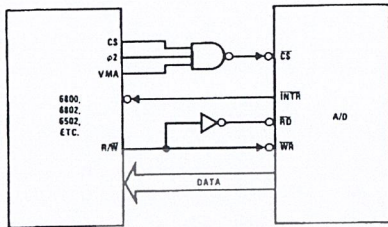
Note 9: The $V_{REF/2}$ pin is the center point of a two-resistor divider connected from V_{CC} to ground. In all versions of the ADC0801, ADC0802, ADC0803, and ADC0805, and in the ADC0804LCJ, each resistor is typically 16 k Ω . In all versions of the ADC0804 except the ADC0804LCJ, each resistor is typically 2.2 k Ω .

Note 10: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

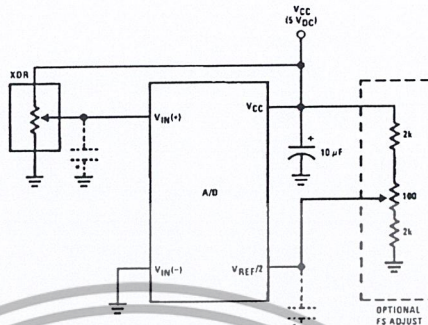
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

6800 Interface

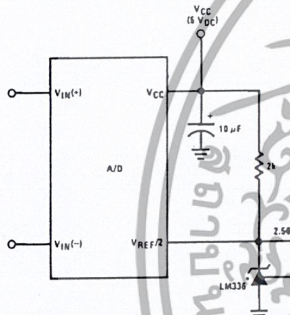


Ratiometric with Full-Scale Adjust



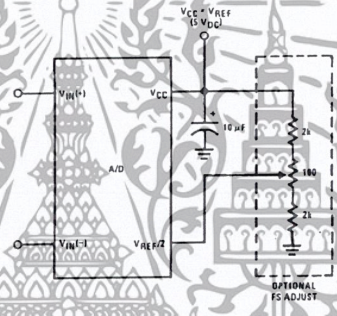
Note: before using caps at V_{IN} or $V_{REF/2}$, see section 2.3.2 Input Bypass Capacitors.

Absolute with a 2.500V Reference

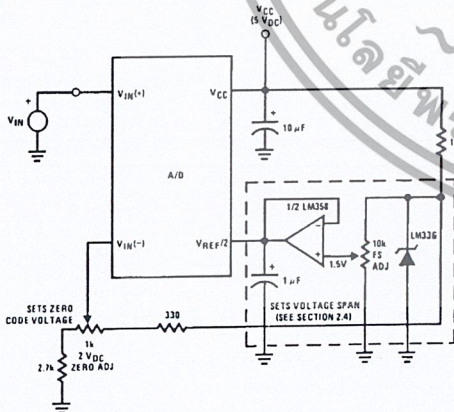


*For low power, see also LM385-2.5

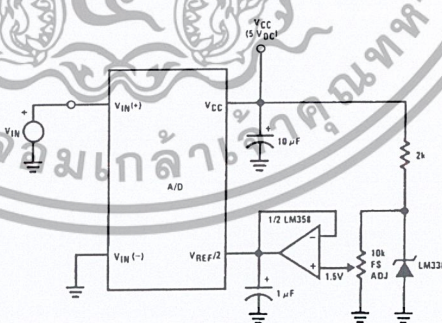
Absolute with a 5V Reference



Zero-Shift and Span Adjust: $2V \leq V_{IN} \leq 5V$



Span Adjust: $0V \leq V_{IN} \leq 3V$

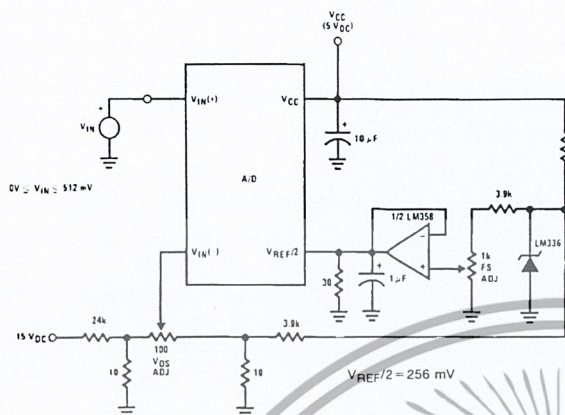


TL/H/5671-5

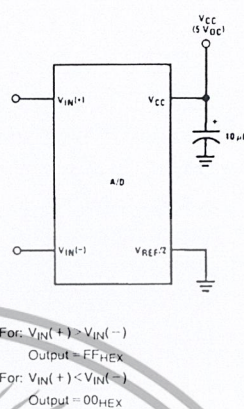
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

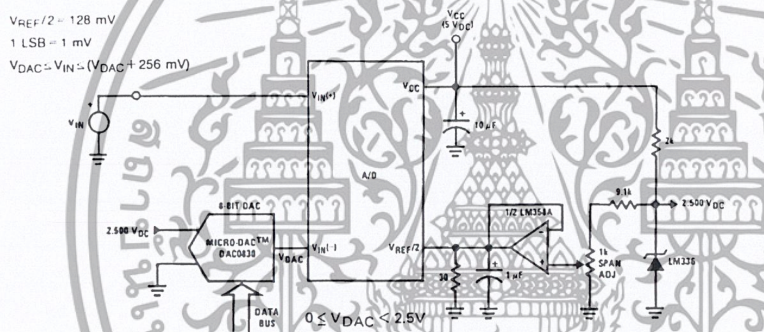
Directly Converting a Low-Level Signal



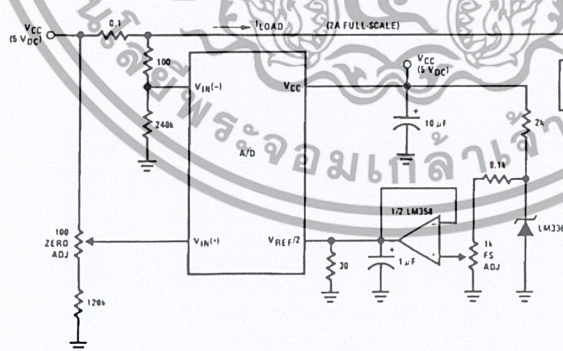
A μP Interfaced Comparator



1 mV Resolution with μP Controlled Range



Digitizing a Current Flow



TL/H/5671-6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้