



เครื่องบันทึกภาพเทิร์นสายอากาศ
ANTENNA PATTERN RECORDER



โดย
นายพลกฤษณ์ จรรย์ตันติเวทย์
นายอภิษฎ์ ฤกษ์รัตน์
นายอำนาจ ขาวเน

วัน เดือน ปี..... 18.ค.ค. 2541
เลขทะเบียน..... 039084
เลขเรียกหนังสือ..... T 110025 พ.1836ค

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง 039084

เครื่องบันทึกแพทเทิร์นสายอากาศ
ANTENNA PATTERN RECORDER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2540

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม


คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องบันทึกแพทเทิร์นสายอากาศ

ANTENNA PATTERN RECORDER

ผู้จัดทำ

1. นายพลกฤษณ์ จริยตันติเวชย์ 38013064
2. นายอภิณัย ฤกษ์รัตน์ 38013089
3. นายอำนาจ ขาวเน 38013092



อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ.ณรงค์ เหมกรณ์)



อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผศ.นิภา ลีลารุจิ)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องบันทึกแพทเทิร์นของสายอากาศ

ANTENNA PATTERN RECORDER

โดย นายพลกฤษณ์ จริยตันติเวชย์ 38013064

นายอภิไนย์ ฤกษ์รัตน์ 38013089

นายอำนาจ ขาวเน 38013092

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ณรงค์ เหมกรณ์

ศศ.นิภา ลีลารุจิ

บทคัดย่อ

โครงการเครื่องบันทึกแพทเทิร์นของสายอากาศนี้ เป็นโครงการบันทึกแพทเทิร์นของสายอากาศ ย่านความถี่ 144-146 MHz หลักการทำงานของโครงการนี้ใช้สายอากาศที่ต้องการจะหาแพทเทิร์น หมุนไปรอบๆ ตัว โดยใช้สเต็ปเปอร์มอเตอร์เป็นตัวขับให้สายอากาศหมุน แล้วนำระดับสัญญาณที่รับได้นั้นมาแสดงผลที่เครื่องคอมพิวเตอร์

การควบคุมการทำงานจะใช้พอร์ทอนุกรม โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ ควบคุมการทำงานของ สเต็ปเปอร์มอเตอร์เพื่อหมุนตัวสายอากาศ และตัวแปลงสัญญาณอนาล็อกซึ่งรับสัญญาณมาจากวงจรวัดความเข้ม ของสนามแม่เหล็ก และส่งข้อมูลไปให้คอมพิวเตอร์ทำการประมวลผลรูปกราฟแพทเทิร์นของสายอากาศ ซึ่งใช้ โปรแกรมที่ใช้ควบคุมเขียนด้วยภาษาซี

Abstract

The objective of this project is to record the antenna pattern which has the bandwidth between 144 to 146 MHz. The principle of this project is to use the antenna that we know its pattern. It is driven by using the stepping motor in omni-direction. The received signal level from the antenna will be displayed by the microcomputer.

The operation is controlled through serial port by microcontroller which control the stepping motor to rotate the antenna and A/D converter. The signal is received from the field strength detector and sent the data to computer for processing the antenna pattern. The controlling program is written in C language.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนำ

ในปัจจุบันได้มีการนำคอมพิวเตอร์มาประยุกต์ใช้งานในด้านต่าง ๆ อย่างกว้างขวางทั้งในด้านเครื่องมือวัดและควบคุมโดยสามารถลดขั้นตอนและเวลาในการทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ สำหรับงานด้านการวิเคราะห์รูปแบบการกระจายคลื่นหรือแพทเทิร์นของสายอากาศซึ่งถ้าหากเราจะทำการวัดแพทเทิร์นของสายอากาศแต่ละครั้งจะต้องใช้เวลาและขั้นตอนต่าง ๆ มากมาย ดังนั้น โครงการนี้จึงคิดนำไมโครคอมพิวเตอร์มาประยุกต์เพื่อช่วยในการวัดแพทเทิร์นของสายอากาศเพื่อจะทำให้ประหยัดเวลาในการวัดขึ้นมาก

โดยในโครงการนี้จะได้นำไมโครคอมพิวเตอร์มาอินเตอร์เฟสกับวงจรควบคุมการหมุนของสายอากาศ และ วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอลซึ่งได้รับอินพุตมาจากเครื่องวัดความเข้มสนามไฟฟ้า และใช้โปรแกรมภาษาซีในการคำนวณสัญญาณข้อมูล และวาดกราฟแสดงแพทเทิร์นของสายอากาศที่ทำการวัด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	6
บทที่ 3 หลักการทำงานและการออกแบบระบบ	29
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	45
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	62



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 (a)รูปแพทเทิร์นการกระจายคลื่นในระบบพิกัดทรงกลม	2
(b)รูปแพทเทิร์นการกระจายคลื่นในระบบพิกัดเชิงขั้ว	2
(c)รูปแพทเทิร์นการกระจายคลื่นในระบบพิกัดฉาก	2
รูปที่ 1.2 รูปแสดงบริเวณสนามรีแอกทีฟระยะใกล้,บริเวณสนามระยะไกล และบริเวณสนามระยะไกล	3
รูปที่ 1.3 รูปแสดงการหาค่าพลังงานของการแพร่กระจายคลื่น	3
รูปที่ 1.4 การติดตั้งอุปกรณ์เพื่อการวัดแพทเทิร์นสายอากาศ	4
รูปที่ 2.1 รูปสายอากาศสายกิ	7
รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมของ Successive-Aproximation ADC	9
รูปที่ 2.3 (ก)แสดงแรงดันอ้างอิงของแอปโซลูตโหมด (ข)แสดงแรงดันอ้างอิงของเรโซเมตริกโหมด	10
รูปที่ 2.4 วงจรการปรับซีโรสเกล	11
รูปที่ 2.5 วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาภายใน ADC	11
รูปที่ 2.6 วงจรการแปลงสัญญาณอย่างต่อเนื่อง	12
รูปที่ 2.7 (ก)แสดงสเต็ปเปอร์มอเตอร์ที่มีการต่อวงจรคลวดภายในเพื่อกระตุ้น ให้เกิดขั้วแม่เหล็กขึ้นหนึ่งขั้วในทิศทางตรงกันข้าม (ข)แสดงการต่อวงจรคลวดแบบกระตุ้นให้เกิดขั้วแม่เหล็กพร้อมกัน 2 ขั้วที่อยู่ใกล้กัน	14
รูปที่ 2.8 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของสเต็ปเปอร์มอเตอร์	15
รูปที่ 2.9 รูปกราฟแสดงข้อมูลการสูญเสียกำลังไฟฟ้าและความเร็วในการหมุน	16
รูปที่ 2.10 แสดงรูปร่างของสเต็ปมอเตอร์ชนิดต่างๆ	16
รูปที่ 2.11 แสดงการพันขลวดของสเต็ปมอเตอร์แบบต่างๆ	17
รูปที่ 2.12 แสดงวงจรจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับสเต็ปมอเตอร์	17
รูปที่ 2.13 ผังการทำงานโหมด 1	23
รูปที่ 2.14 การจัดวางขาและโครงสร้างของ 8255	26
รูปที่ 2.15 Control Words ทั้งสองแบบของ Mode และ Bit Definition Format	28
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานรวมของระบบการหาแพทเทิร์นสายอากาศ	29
รูปที่ 3.2 วงจรการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอลแบบพีริรันนิ่งโหมด	30
รูปที่ 3.3 แสดงการใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิทช์	31
รูปที่ 3.4 วงจรขับสเต็ปมอเตอร์	33
รูปที่ 3.5 ลายปริ้นท์ของวงจรขับสเต็ปมอเตอร์และวงจร ADC	34
รูปที่ 3.6 รูปการวางอุปกรณ์ของวงจรขับสเต็ปมอเตอร์และวงจร ADC	34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)	หน้า
รูปที่ 3.7 วงจรในส่วนของไมโครคอนโทรลเลอร์และการสื่อสารอนุกรม	35
รูปที่ 3.8 ลายปริ้นท์ของวงจร ไมโครคอนโทรลเลอร์	36
รูปที่ 3.9 รูปการวางอุปกรณ์ของวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์	36
รูปที่ 3.10 บล็อกไดอะแกรมแสดงหลักการทำงานของวงจรวัดความเข้มข้นแม่เหล็กไฟฟ้า	37
รูปที่ 3.11 แสดงวงจรจูน	37
รูปที่ 3.12 แสดงความหมายของความกว้างความยาวของขดลวด	38
รูปที่ 3.13 แสดงวงจรดีเทคเตอร์	39
รูปที่ 3.14 แสดงวงจรขยายสัญญาณ	39
รูปที่ 3.15 แสดงวงจรของตัววัดความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าย่าน 144-146 MHz	40
รูปที่ 3.16 ลายปริ้นท์ของวงจรวัดความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของรูปที่ 3.15	41
รูปที่ 3.17 แสดงการวางอุปกรณ์ของวงจรวัดความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของรูปที่ 3.16	41
รูปที่ 3.18 แสดงวงจรแหล่งจ่ายแรงดันตรง 5 และ 9 โวลต์	42
รูปที่ 3.19 แสดงลายวงจรพิมพ์ของวงจรแหล่งจ่ายไฟของรูปที่ 3.18	42
รูปที่ 3.20 รูปเฟืองที่ใช้งานที่อัตราทด 2:1	43
รูปที่ 3.21 โฟลชาร์ตแสดงการทำงานของโปรแกรมควบคุมการทำงานของระบบ	44
รูปที่ 4.1 แสดงการต่ออุปกรณ์สำหรับทดลอง ADC	45
รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณดิจิตอลเอาต์พุตเมื่ออินพุตเท่ากับ 14.3 มิลลิโวลต์	46
รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณดิจิตอลเอาต์พุตเมื่ออินพุตเท่ากับ 1.012 โวลต์	46
รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณดิจิตอลเอาต์พุตเมื่ออินพุตเท่ากับ 2.009 โวลต์	47
รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณดิจิตอลเอาต์พุตเมื่ออินพุตเท่ากับ 2.998 โวลต์	47
รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณดิจิตอลเอาต์พุตเมื่ออินพุตเท่ากับ 4.030 โวลต์	48
รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณดิจิตอลเอาต์พุตเมื่ออินพุตเท่ากับ 4.980 โวลต์	48
รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณดิจิตอลเอาต์พุตเมื่ออินพุตเท่ากับ 5.080 โวลต์	49
รูปที่ 4.9 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอนาล็อกอินพุตและดิจิตอลเอาต์พุตของ ADC0802	51
รูปที่ 4.10 แสดงการต่ออุปกรณ์เพื่อทดลองวงจรขับสเต็ปเปอร์มอเตอร์	52
รูปที่ 4.11 แสดงเมื่อเริ่มสเต็ปที่ 1	53
รูปที่ 4.12 แสดงเมื่อเริ่มสเต็ปที่ 2	53
รูปที่ 4.13 แสดงเมื่อเริ่มสเต็ปที่ 3	54
รูปที่ 4.14 แสดงเมื่อเริ่มสเต็ปที่ 4	54
รูปที่ 4.15 แสดงการต่ออุปกรณ์เพื่อวัดแพทเทิร์นของสายอากาศ	55
รูปที่ 4.16 รูปแสดงสัญญาณเอาต์พุตจากเครื่องส่ง ย่าน 144-146 MHz	56

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)	หน้า
รูปที่ 4.17 แชนแนล 1 สัญญาณจากสายอากาศรับเมื่อสายอากาศหมุนไปที่มุม 0 องศา แชนแนล 2 สัญญาณเอาท์พุทจากวงจรวัดความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า	56
รูปที่ 4.18 แชนแนล 1 สัญญาณจากสายอากาศรับเมื่อสายอากาศหมุนไปที่มุม 45 องศา แชนแนล 2 สัญญาณเอาท์พุทจากวงจรวัดความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า	57
รูปที่ 4.19 แชนแนล 1 สัญญาณจากสายอากาศรับเมื่อสายอากาศหมุนไปที่มุม 90 องศา แชนแนล 2 สัญญาณเอาท์พุทจากวงจรวัดความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า	57
รูปที่ 4.20 แชนแนล 1 สัญญาณจากสายอากาศรับเมื่อสายอากาศหมุนไปที่มุม 135 องศา แชนแนล 2 สัญญาณเอาท์พุทจากวงจรวัดความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า	58
รูปที่ 4.21 แชนแนล 1 สัญญาณจากสายอากาศรับเมื่อสายอากาศหมุนไปที่มุม 180 องศา แชนแนล 2 สัญญาณเอาท์พุทจากวงจรวัดความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า	58
รูปที่ 4.22 แชนแนล 1 สัญญาณจากสายอากาศรับเมื่อสายอากาศหมุนไปที่มุม 225 องศา แชนแนล 2 สัญญาณเอาท์พุทจากวงจรวัดความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า	59
รูปที่ 4.23 แชนแนล 1 สัญญาณจากสายอากาศรับเมื่อสายอากาศหมุนไปที่มุม 270 องศา แชนแนล 2 สัญญาณเอาท์พุทจากวงจรวัดความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า	59
รูปที่ 4.24 แชนแนล 1 สัญญาณจากสายอากาศรับเมื่อสายอากาศหมุนไปที่มุม 315 องศา แชนแนล 2 สัญญาณเอาท์พุทจากวงจรวัดความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า	60
รูปที่ 4.25 แสดงรูปหน้าจอขณะเปิดโปรแกรม	60
รูปที่ 4.26 รูปหน้าจอขณะการส่งข้อมูลอนุกรมผิดพลาด	61
รูปที่ 4.27 แสดงรูปหน้าจอโปรแกรมขณะสิ้นสุดการวัด	61
รูปที่ 5.1 รูปแพทเทิร์นสายอากาศยาคี 2E ย่าน 144-146 MHz วัดด้วย เครื่องบันทึกแพทเทิร์นสายอากาศที่สร้างขึ้น	62
รูปที่ 5.2 รูปแพทเทิร์นสายอากาศยาคี 2E ย่าน 144-146 MHz วัดด้วย เครื่องบันทึกแพทเทิร์นสายอากาศมาตรฐานที่ศูนย์ EMI	63

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 แสดงขั้นตอนการกระตุ้นขดลวดแต่ละเฟสแบบเวฟ	18
ตารางที่ 2.2 แสดงขั้นตอนการกระตุ้นขดลวดแต่ละเฟสแบบ 2 เฟส	19
ตารางที่ 2.3 แสดงขั้นตอนการกระตุ้นขดลวดแต่ละเฟสแบบครึ่งสเต็ป	19
ตารางที่ 2.4 แสดงการเลือกโหมดการทำงานของ SCON	21
ตารางที่ 2.5 แสดงการเลือกค่า TH1 สำหรับ Baud rate ต่าง ๆ	24
ตารางที่ 2.6 สรุปโหมดต่างๆ ของ 8255	27
ตารางที่ 2.7 ตารางความจริงของ 8255	28
ตารางที่ 3.1 ตารางคุณสมบัติของสเต็ปปีงมอเตอร์	42
ตารางที่ 4.1 แสดงค่าของอนาล็อกอินพุทและดิจิตอลเอาต์พุท	49



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1 บทนำ

1.1 ความเป็นมาของโครงการ

สายอากาศที่มีใช้ในปัจจุบันนี้มีหลายประเภท ซึ่งแต่ละประเภทยังมีรูปแบบการกระจายคลื่น (Pattern) แตกต่างกันไปแล้วแต่ชนิดและลักษณะของสายอากาศนั้น วิธีที่ง่ายที่สุดในการที่จะรู้แพทเทิร์นของสายอากาศที่ต้องการทราบคือ หมุนสายอากาศไปรอบตัวที่ละน้อยด้วยมือแล้วบันทึกค่าความแรงของสัญญาณที่รับได้พร้อมทั้งทิศทางของสายอากาศ จากนั้นจึงนำค่าที่ได้เหล่านี้มาพล็อตลงบนกระดาษ ซึ่งวิธีนี้จะเป็นวิธีวัดแบบคร่าว ๆ ไม่ละเอียด หรือไม่มีอีกวิธีที่ใช้เครื่องมือวัดลักษณะการกระจายคลื่นของสายอากาศซึ่งหาได้ยากและมีราคาแพงและหาได้ยาก ดังนั้นโครงการนี้จะช่วยให้สามารถทราบลักษณะการกระจายคลื่นนี้ได้ โดยการประยุกต์ใช้ไมโครคอมพิวเตอร์และส่วนประกอบต่าง ๆ เช่น วงจรขับสแต็ปปีงมอเตอร์ และวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล มาพัฒนาสำหรับหาแพทเทิร์นของสายอากาศได้โดยง่าย

1.2 แพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่น

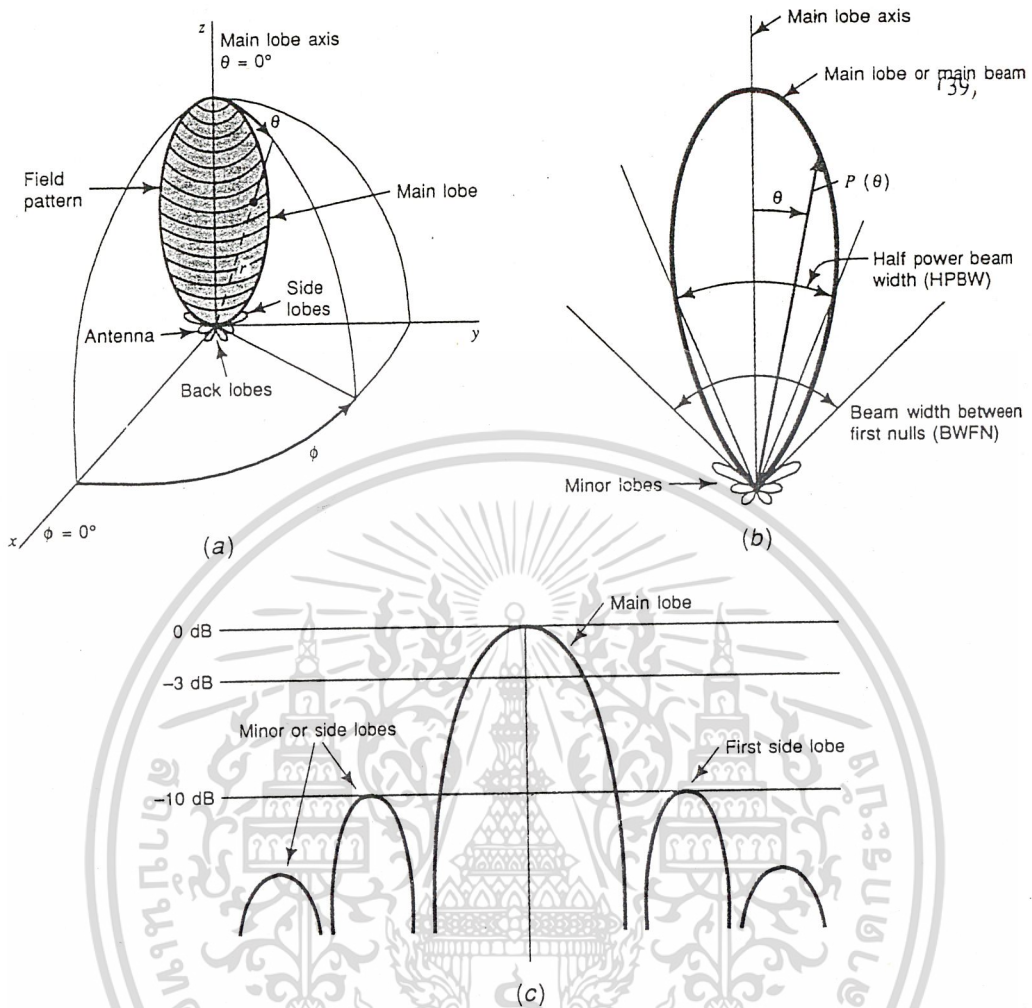
แพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่นคือรูปแบบที่ใช้เพื่อแสดงคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่นซึ่งเป็นฟังก์ชันของพิกัดทรงกลม (Space Coordinate) ส่วนใหญ่แพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่นนี้มักจะคิดในบริเวณที่เป็นสนามไฟฟ้าระยะไกล (Far Field)

การอธิบายคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่นจะอาศัยคุณสมบัติต่างๆ ดังต่อไปนี้ คือความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Intensity) , ความเข้มของสนามไฟฟ้า (Field Strength) , เฟส (Phase) หรือ โพลาริเซชัน (Polarization) ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้ใช้แสดงการแจกแจงรูปแบบของพลังงาน เป็นฟังก์ชันของตำแหน่งสามมิติที่มีรัศมีคงที่ มีชื่อเรียกว่า แพทเทิร์นกำลังงาน (Power Pattern) ของสายอากาศ และกราฟที่แสดงการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กหรือสนามไฟฟ้าในทิศทางต่างๆ ที่มีรัศมีคงที่มีชื่อเรียกว่า แพทเทิร์นสนาม (Field Pattern) ของสายอากาศ

ตัวแพร่คลื่นแบบไอโซโทรปิก (Isotropic Radiator) คือ สายอากาศที่ถูกสมมติขึ้น โดยมีคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่นเท่ากันทุกทิศทาง

สายอากาศชี้ทิศทาง (Directional Antenna) เป็นสายอากาศที่มีคุณสมบัติของการส่งหรือรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดีในเฉพาะทิศทางที่กำหนดเท่านั้น

โอบของการแพร่กระจายคลื่น



รูปที่ 1.1 (a) รูปแพทเทิร์นการกระจายคลื่นในระบบพิกัดทรงกลม
 (b) รูปแพทเทิร์นการกระจายคลื่นในระบบพิกัดเชิงขั้ว
 (c) รูปแพทเทิร์นการกระจายคลื่นในระบบพิกัดฉาก

จากรูปบริเวณต่างๆ ของสนามจากสายอากาศโดยทั่วไปจะแบ่งบริเวณที่ล้อมรอบสายอากาศออกเป็น 3 ส่วน คือ สนามรีแอกทีฟระยะใกล้ (Reactive-Near Field), สนามกระจายระยะใกล้ (Radiating-Near Field) และสนามระยะไกล

-สนามรีแอกทีฟระยะใกล้เป็นบริเวณสนามที่ล้อมรอบใกล้สายอากาศมากที่สุดและมีสนามเป็นชนิดรีแอกทีฟเป็นส่วนใหญ่ บริเวณที่มีระยะทาง

$$R < 0.62 * (D^3 / \lambda)^{1/2}$$

โดยที่ D เป็นมิติที่ยาวที่สุดของสายอากาศ
 λ เป็นความยาวคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-บริเวณกระจายระยะไกล เป็นบริเวณของสายอากาศที่อยู่ระหว่างบริเวณของสนามรีแอกทีฟระยะใกล้กับบริเวณสนามระยะไกล โดยมีสนามที่กระจายอยู่เป็นส่วนใหญ่และการกระจายของสนามตามมุมต่าง ๆ นั้นแปรผันตามระยะทางจากสายอากาศ เมื่อสายอากาศมีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น สนามไฟฟ้าในบริเวณนี้อาจไม่เกิดขึ้น ในบริเวณนี้จะมีระยะทาง

$$0.62*(D^3/\lambda)^{1/2} \leq R \leq 2D^2/\lambda$$

-บริเวณสนามระยะไกลเป็นบริเวณสนามของสายอากาศซึ่งการแพร่ของสนามของสายอากาศตามมุมต่าง ๆ ไม่ขึ้นกับระยะทางจากสายอากาศถ้าสายอากาศมีมิติใหญ่ที่สุดเท่ากับ D บริเวณสนามระยะไกลจะเกิดขึ้นที่ระยะทาง R มากกว่า $2D^2/\lambda$ จากสายอากาศ

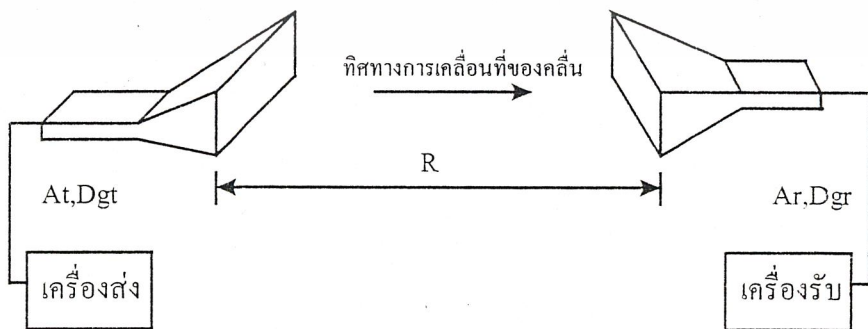


รูปที่ 1.2 รูปแสดงบริเวณสนามรีแอกทีฟระยะใกล้, บริเวณสนามระยะใกล้ และ บริเวณสนามระยะไกล

โพลาริเซชันของสายอากาศ

โพลาริเซชันของสายอากาศในทิศทางใดทิศทางหนึ่งจะเป็น โพลาริเซชันของคลื่นที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศนั้น (เมื่อเป็นสายอากาศส่ง) หรือเป็นโพลาริเซชันของคลื่นที่มาตกกระทบสายอากาศนั้นจากทิศทางที่กำหนดให้ ซึ่งเมื่อสายอากาศรับคลื่นแล้วจะมีกำลังงานที่หัวของสายอากาศมากที่สุด

ไดเรกทิวิตี และ เอฟเฟกทีฟเออร์เจอร์



รูปที่ 1.3 รูปแสดงการหาค่าพลังงานของการแพร่กระจายคลื่น

At,Ar เป็นแอกทีฟเออร์เจอร์ของสายอากาศส่งและรับตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสาร Dgt,Dgr เป็นไดเรกทิฟเทินของสายอากาศส่งและรับตามลำดับ ตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าสายอากาศเป็นสายอากาศไอโซโทรปิก ความหนาแน่นของกำลังงานที่แพร่กระจายที่ระยะทาง R จะมีค่าดังนี้

$$W = Pt/4\pi R^2 \quad ; \quad Pt \text{ เป็นกำลังงานที่แพร่กระจายออกทั้งหมด}$$

แต่เนื่องจากสายอากาศมีทิศทาง ดังนั้นความหนาแน่นของกำลังงานจริงๆ จะเป็นดังนี้

ด้านส่ง $W_t = W \cdot D_{gt} = Pt \cdot D_{gt} / 4\pi R^2$

ด้านรับ $Pr = W_t \cdot A_r = Pt \cdot D_{gt} A_r / 4\pi R^2$; กำลังงานที่สายอากาศรับได้และส่งผ่านไปยัง

โหลด

การวัดแพทเทิร์นของสายอากาศ

ดังที่กล่าวแล้วว่าแพทเทิร์นของสายอากาศจะวัดที่บริเวณสนามระยะไกล ซึ่งการวัดที่ถูกต้องสมบูรณ์นั้นจะต้องประกอบด้วย การวัดความเข้มสนามไฟฟ้าและโพลาริเซชัน โดยวัดจากทุกค่าของมุม θ และ ϕ ในกรณีของการวัดสามมิติแต่ในทางปฏิบัติจำนวนตัวเลขที่กำหนดมุม ซึ่งจะวัดนั้นอาจจะขึ้นอยู่กับความซับซ้อนของแพทเทิร์น ดังนั้นบางครั้งอาจใช้แพทเทิร์นแสดงเพียงระนาบเดียวเฉพาะข้อมูลที่สนใจ

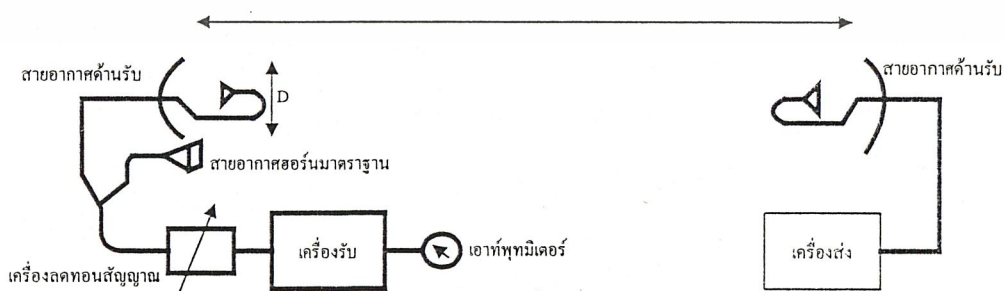
การวัดแพทเทิร์นจะใช้สายอากาศสองอัน โดยสายอากาศอันหนึ่งจะเป็นตัวส่ง (Radiate) และอีกอันหนึ่งคืออันที่เราต้องการจะทราบแพทเทิร์นของมันเป็นตัวรับ (Receive) โดยสายอากาศที่เราจะวัด (ตัวรับ) เรียกว่า Primary และสายอากาศตัวส่งเรียกว่า Secondary

มีวิธีการวัดแพทเทิร์นของสายอากาศอยู่ 2 วิธี

1. ให้ตัวสายอากาศตัวรับอยู่กับที่ โดยให้ตำแหน่งและลำบีมคงที่ คือ หันลำบีมของตัวรับให้ตรงกับลำบีมของตัวส่ง แล้วให้ตัวส่งหมุนไปรอบ ๆ สายอากาศตัวรับ โดยหมุนเป็นวงกลมให้ระยะห่างคงที่

2. ให้สายอากาศทั้งคู่หันลำบีมให้ตรงกันแล้วจึงค่อยๆ หมุนสายอากาศตัวรับจนครบ 360 องศา ซึ่งวิธีที่ 2 นี้เป็นวิธีที่สะดวกในการวัดความเข้มสนามไฟฟ้า แต่อย่างไรก็ตามวิธีนี้มีขีดจำกัดโดยจะใช้ได้เพียงสายอากาศรับขนาดเล็กและเบาเท่านั้น แต่โดยทั่วไปสายอากาศที่ใช้ในย่านความถี่ต่ำจะมีขนาดใหญ่ทำให้เป็นการยากต่อการหมุนและกลไกสำหรับการหมุน ดังนั้นจึงเหมาะสมกับย่านความถี่สูงซึ่งสามารถหมุนได้สะดวก

$$2D^2 / \lambda$$



รูปที่ 1.4 การติดตั้งอุปกรณ์เพื่อการวัดแพทเทิร์นสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขอบเขตของการวัดแพทเทิร์น (Pattern Ranges)

ย่านความถี่ที่สูงกว่า 100 MHz ขึ้นไป การวัดจะต้องหลีกเลี่ยงวัตถุหรือสิ่งก่อสร้างที่มีขนาดใหญ่ ปัญหาในการวัดแพทเทิร์นคือ การสะท้อน(Reflection) โดยมันจะเกิดจากพื้นผิวดิน (Ground Surface) ระหว่างสายอากาศทั้งสอง ผลจะทำให้เกิดการแทรกสอด (Interference) ของโลบแพทเทิร์นของสายอากาศที่ใช้รับคลื่นจากสายอากาศตัวส่ง ถ้าการแทรกสอดมีผลมากพอควรต่อการรับสัญญาณก็จะเป็นผลกระทบทำให้การวัดไม่ถูกต้อง วิธีแก้ไขโดยจะต้องเลือกทำเลที่ไม่เกิดการสะท้อน ในลักษณะที่พื้นผิวไม่มีการสะท้อน (Valley) ระหว่างสายอากาศทั้งสองนั้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

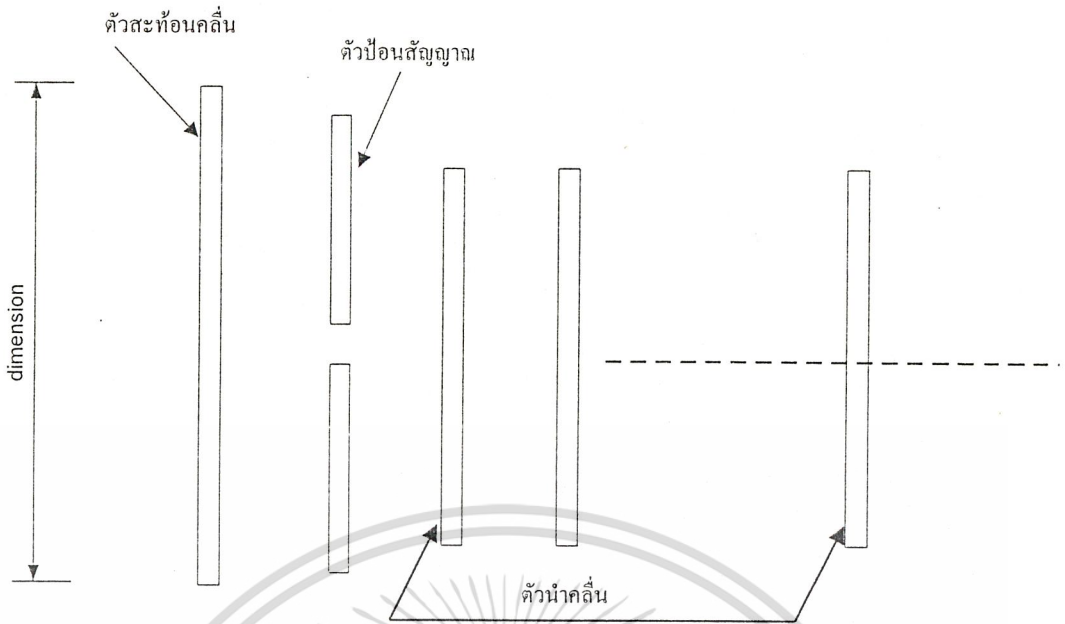
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

สายอากาศเยยาก็

สายอากาศเยยาก็ (Yagi antenna) เป็นสายอากาศที่มีการใช้อย่างกว้างขวางในปัจจุบัน เพราะเป็นสายอากาศที่มีโครงสร้างที่ค่อนข้างง่าย และมีอัตราขยายสูง ในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะสายอากาศแบบเยยาก็ ที่ใช้สายอากาศไดโพลเป็นตัวประกอบเท่านั้น

โครงสร้างของสายอากาศแบบเยยาก็

สายอากาศแบบเยยาก็เป็นสายอากาศที่ต้องการปรับปรุงคุณสมบัติของสายอากาศไดโพลให้ดีขึ้น ทั้งนี้เพราะสายอากาศไดโพลมีข้อจำกัดเกี่ยวกับอัตราขยาย และรูปร่างของแพทเทิร์นกล่าวคือ อัตราขยายค่อนข้างต่ำ และแพทเทิร์นออกไปในทิศทางที่กว้าง วิธีเพิ่มอัตราขยายและสร้างแพทเทิร์นให้กับสายอากาศนั้น โดยทั่วไปจะทำได้โดยนำสายอากาศนั้นมาเรียงกันในรูปของสายอากาศอะเรย์ หรือใช้แผ่นสะท้อนเข้าช่วย การใช้แผ่นสะท้อนเข้าช่วยเป็นวิธีที่ง่าย แต่ยังคงมีข้อจำกัดตรงที่อัตราขยายที่ได้จะสูงไม่เกิน 6 dB การใช้หลักการของสายอากาศอะเรย์ ถึงแม้จะเพิ่มอัตราขยายให้สูงขึ้นเรื่อยๆ โดยการเพิ่มจำนวนของสายอากาศ ก็มีปัญหาเกี่ยวกับการป้อนสายอากาศ กล่าวคือจะต้องมีการเพาเวอร์จากเครื่องส่งไปป้อนให้กับสายอากาศทุกๆ สายอากาศตัวประกอบ โดยที่จะต้องควบคุมทั้งขนาดของกระแสและเฟสของกระแสให้ได้ตามที่ออกแบบไว้ ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีความยุ่งยากพอสมควร ดังนั้นทั้งสองท่านจึงได้ลองนำสายอากาศไดโพลที่ไม่มีป้อน (parasitic element) มาวางใกล้ๆ สายอากาศไดโพลที่ป้อนเพาเวอร์อยู่ ซึ่งปรากฏว่าถ้าเลือกความยาวของสายอากาศไดโพลที่ไม่ทำการป้อนอย่างเหมาะสมแล้วคือ ยาวกว่าสายอากาศไดโพลเล็กน้อย สายอากาศนั้นจะทำหน้าที่เป็นตัวสะท้อนคลื่นทำให้คลื่นกระจายออกไปทิศทางที่จำกัดขึ้น และในลักษณะเดียวกัน ถ้าเลือกความยาวให้สั้นลงกว่าสายอากาศไดโพลก็จะทำหน้าที่เป็นตัวนำคลื่นทำให้คลื่นกระจายออกไปในทิศทางที่จำกัดขึ้น ดังนั้นเมื่อใช้สายอากาศที่ไม่ป้อนทั้งตัวสะท้อนคลื่น และตัวนำคลื่น ก็จะทำให้มีความสามารถในการชี้ทิศทางสูงขึ้น โครงสร้างของสายอากาศแบบเยยาก็โดยทั่วไปจึงเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.1 กล่าวคือประกอบไปด้วยตัวป้อน ตัวสะท้อนและตัวนำคลื่น ซึ่งวางอยู่ในแนวที่ขนานกัน โดยมีจุดกึ่งกลางของตัวประกอบอยู่บนแกนเดียวกัน



รูปที่ 2.1 รูปสายอากาศยาคี

จากโครงสร้างของสายอากาศแบบยาคีตามรูป จะเห็นได้ว่า มีการป้อนเพาเวอร์ที่เพียงตำแหน่งเดียว จึงนับว่าเป็นโครงสร้างที่ง่ายและใช้ได้สะดวก อย่างไรก็ตามคุณสมบัติต่างๆ เช่นอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไดโพลอาจจะเปลี่ยนไปได้มาก จึงต้องมีการออกแบบอย่างเหมาะสมเพื่อให้ใช้งานได้ดี

การวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศแบบยาคีไดโพล

การวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศแบบยาคีไดโพลนั้น เนื่องจากโดยทั่วไปตัวสะท้อนคลื่น และตัวนำคลื่นจะวางอยู่ใกล้ๆ กับตัวป้อน และตัวประกอบที่วางห่างกันไม่มากนักเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น ดังนั้นจึงจำเป็นต้องคำนึงถึงอิมพีแดนซ์ระหว่างตัวประกอบทุกตัว การวิเคราะห์สายอากาศโครงสร้างนี้ก็จะทำโดยใช้วิธี EMF ถ้าสายอากาศแบบยาคีไดโพลที่จะทำการวิเคราะห์นี้ประกอบด้วย N ตัวประกอบ (N element) และกระแสที่ไหลบนตัวประกอบอันดับที่ I เขียนได้ดังนี้

$$I_i(z_i) = I_i \sin k (l_i - |z_i|)$$

โดยที่ l_i เป็นความยาวของสายอากาศอันดับที่ I ซึ่งจะทำให้สามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_i กับแรงดันที่ป้อนให้กับสายอากาศในสมการต่อไปนี้

$$\begin{matrix}
 Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1N} & I_1 & V_1 \\
 Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2N} & I_2 & V_2 \\
 Z_{31} & Z_{32} & \dots & Z_{3N} & I_3 & V_3 \\
 : & : & & : & & \\
 Z_{N1} & Z_{N2} & \dots & Z_{NN} & I_N & V_N
 \end{matrix} = \text{สมการที่ 2.1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ Z_{ii} และ Z_{ij} เป็นอิมพีแดนซ์ของตัวเองสายอากาศและอิมพีแดนซ์ระหว่างตัวสายอากาศตามลำดับ และ V_i เป็นแรงดันที่ขั้วของสายอากาศอันดับที่ i ในการป้อนสายอากาศแบบยากิโดโพลนั้น เนื่องจากมีเพียงสายอากาศอันดับที่ 2 เท่านั้น ที่มีแรงดันที่ขั้วไม่เป็นศูนย์ สำหรับตัวอื่นจะเป็นศูนย์หมดเนื่องจากปิดวงจรอยู่ ดังสมการ 2.2 จะเขียนได้ดังนี้

$$\begin{matrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1N} & I_1 & 0 \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2N} & I_2 & V_2 \\ Z_{31} & Z_{32} & \dots & Z_{3N} & I_3 & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \dots & Z_{NN} & I_N & 0 \end{matrix} \quad \text{สมการที่ 2.2}$$

ค่า Z_{ii} และ Z_{ij} จะสามารถคำนวณด้วยวิธี EMF เมื่อโครงสร้างของสายอากาศและความถี่ใช้งานถูกกำหนดขึ้น ดังนั้นจะสามารถคำนวณค่า I_i ได้โดยคูณ $[Z_{ii}]^{-1}$ เข้าทั้งสองข้างของสมการ 2.2 ซึ่งจะได้ผลดังนี้

$$[I] = [Z_{ii}]^{-1}[V]$$

โดยที่ $[Z_{ii}]^{-1}$ เป็นเมตริกซ์ส่วนกลับ (inverse matrix) ของ $[Z]$ ในสมการ 2.2 ซึ่งสามารถเขียนได้ในรูปต่อไปนี้คือ

$$[Z_{ii}]^{-1} = 1/\Delta \begin{bmatrix} \Delta_{11} & \Delta_{12} & \dots & \Delta_{1N} \\ \Delta_{21} & \Delta_{22} & \dots & \Delta_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \Delta_{N1} & \Delta_{N2} & \dots & \Delta_{NN} \end{bmatrix}^T \quad \text{สมการที่ 2.3}$$

โดยที่ Δ เป็นค่าดีเทอร์มิแนนท์ (determinant) ของ $[Z]$ และ Δ_{ij} เป็นค่าดีเทอร์มิแนนท์ของเมตริกซ์ที่เกิดจากการตัดแถวที่ i และหลักที่ j ออกจาก $[Z]$ จากสมการที่ 2.1 ถึงสมการ 2.3 จะสามารถเขียนกระแสได้ดังนี้คือ

$$I_i = \frac{\Delta_{2i} V_2}{\Delta}$$

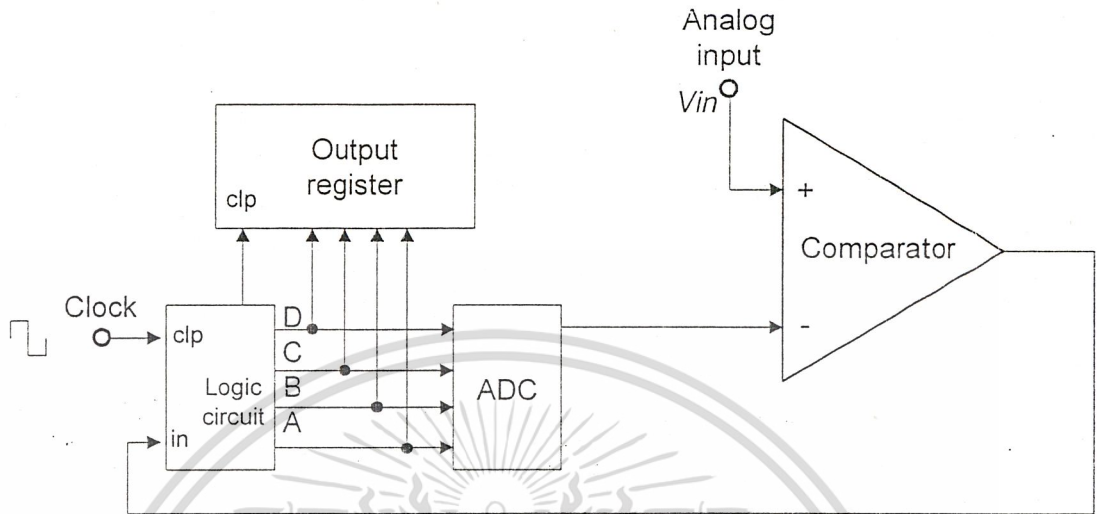
ดังนั้นเราสามารถหาค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ได้ดังนี้

$$Z_{in} = V_2 / I_2 = \Delta / \Delta_{22}$$

2.1 Successive Approximation ADC

ADC ชนิดนี้เป็น ADC ที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายเพราะมีความละเอียด, ความเร็ว, ความถูกต้องและราคาต่ำ ซึ่งสัญญาณดิจิทัลได้มาจากการประมาณค่าจากแรงดันทางด้านอินพุทซึ่งในการแปลงจะใช้เวลาน้อยกว่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ADC ชนิด Counter และค่าที่ได้จะเป็นอิสระจากค่าแรงอินพุท อย่างไรก็ตาม ADC ชนิดนี้จะประกอบไปด้วย วงจรควบคุมที่ซับซ้อน กว่า ADC ชนิดอื่น แสดงบล็อกไดอะแกรมของ Successive Approximation ADC ชนิด 4 บิต ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมของ Successive-Approximation ADC

ADC ชนิดนี้จะใช้รีจิสเตอร์แทนเคาน์เตอร์ เพื่อเตรียมสัญญาณอินพุทสำหรับ ADC ซึ่งค่าไบนารีของ รีจิสเตอร์ ทำได้ดังนี้

1. จำนวน ไบนารีถูกป้อนเข้าไปยังรีจิสเตอร์ โดยเซตให้ MSB เป็น 1 และบิตอื่นเป็น 0 ค่าเอาต์พุทของ ADC จะเท่ากับน้ำหนัก ของ MSB ถ้าค่าเอาต์พุทมากกว่า V_{in} ที่คอมพาราเตอร์ จะได้ค่า Low ผลที่ได้จะทำให้ MSB ถูกรีเซตให้เป็น 0 แต่ถ้าค่านั้นน้อยกว่า V_{in} MSB จะยังคงเป็น 1
2. บิตที่มีนัยสำคัญตัวถัดไปถูกเซตเป็น 1 และ เอาต์พุทของคอมพาราเตอร์จะเหมือนกับข้อแรกถ้าค่าที่ได้ใหม่มากกว่า V_{in} ค่าที่มีนัยสำคัญนี้จะถูกรีเซตเป็น 0 และอีกอันหนึ่งก็คือถ้าค่าใหม่ที่ได้น้อยกว่า V_{in} บิตนี้จะยังคงเป็น 1
3. ลำดับความต่อเนื่องนี้ใช้กับทุกบิตในจำนวนของไบนารีในรีจิสเตอร์ โดยขั้นตอนดังกล่าวใช้สัญญาณ นาฬิกา 1 ลูกต่อบิต
4. หลังจากทุกบิตถูกทดสอบแล้วเอาต์พุทของวงจรจะจัดไบนารี 1 ไปปรากฏที่รีจิสเตอร์ เพื่อนำไปเป็น สัญญาณเอาต์พุทดิจิทัล

การเปรียบเทียบค่าเวลาสูงสุดในการแปลงสัญญาณของ eight-bit digital-ramp ADC ไปเป็น eight-bit successive-approximation ADC ทั้งสองชนิดจะใช้สัญญาณนาฬิกา 1 MHz เราสามารถแสดงค่าความแตกต่างของ เวลาสูงสุดที่ใช้ในการแปลงสัญญาณ digital-ramp ADC ได้ดังนี้

$$2^N - 1 \times 1 \mu s = 2^8 - 1 \times 1 s = 255 \mu s$$

เมื่อ N คือจำนวนของบิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Successive Approximation ADC ค่าความเร็วสูงสุดในการแปลงสัญญาณของจำนวน bit-time เราสามารถคำนวณคาบเวลาของสัญญาณนาฬิกาได้ดังนี้

$$8 \times 1 \mu s = 8 \mu s$$

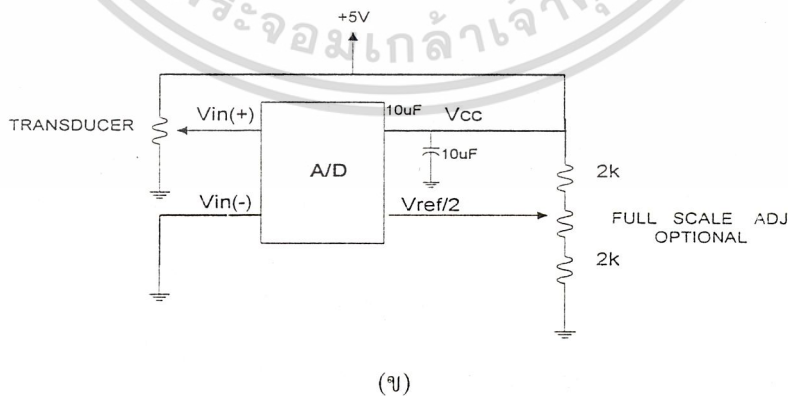
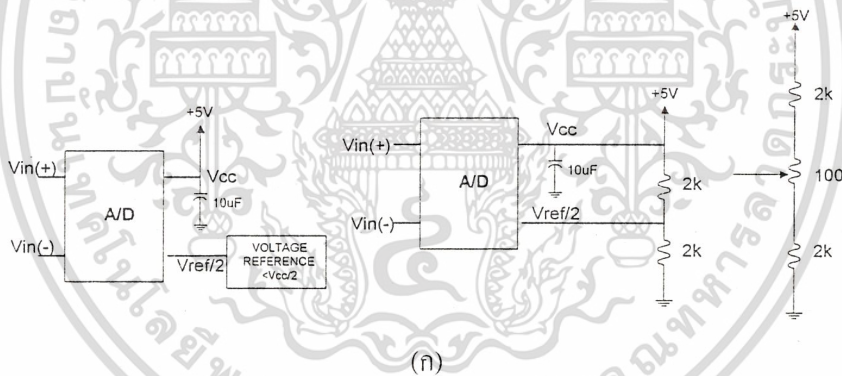
เห็นได้ชัดแล้วว่า Successive Approximation ADC เหมาะที่จะใช้งานที่เป็น High speed หน้าที่ของ ADC

หลังจากทุกบิตถูกทดสอบและกำหนดรหัสเป็นไบนารี 8 บิตที่มีค่าตรงกับแรงดันอินพุทแล้วจะถูกส่งไปยังเอาต์พุท ที่อินพุทของ WR ก็จะมีค่าตรงกับแรงดันอินพุทแล้วจะถูกลบไป CS มีสถานะ Low เมื่อมีการเปลี่ยนสัญญาณที่ WR หรือ CS Successive Approximation Register (SAR) ก็จะถูกกระตุ้นให้เลื่อนข้อมูลเข้าไป โหมดการทำงานของ ADC มีการทำงานอยู่ 2 โหมด ดังนี้

1. แอปโซลูตโหมด(Absolute Mode)
2. เรโซเมตริกโหมด(Ratiometric Mode)

แอปโซลูตโหมด แสดงในรูปที่ 2.3(ก) ทั้งค่าความถูกต้องและค่าคงที่ของอุณหภูมิทั้งสองอย่างนี้เป็น องค์ประกอบ สำคัญในการแปลงสัญญาณให้ถูกต้อง

เรโซเมตริกโหมด แสดงในรูปที่ 2.3(ข) แรงดันอ้างอิงจะเป็นองค์ประกอบ ของซอสทรานสดิวเซอร์ (Source transducer) เอาต์พุทของ ADC ดังนั้น $V_{ref}/2$ จะถูกตัดออกที่รหัสดิจิทัลตัวสุดท้าย ค่าความผิดพลาด เนื่องจากปรับแรงดันอ้างอิงไม่ถูกต้องจะมีผลต่อการแปลงสัญญาณ



รูปที่ 2.3 (ก) แสดงแรงดันอ้างอิงของแอปโซลูตโหมด

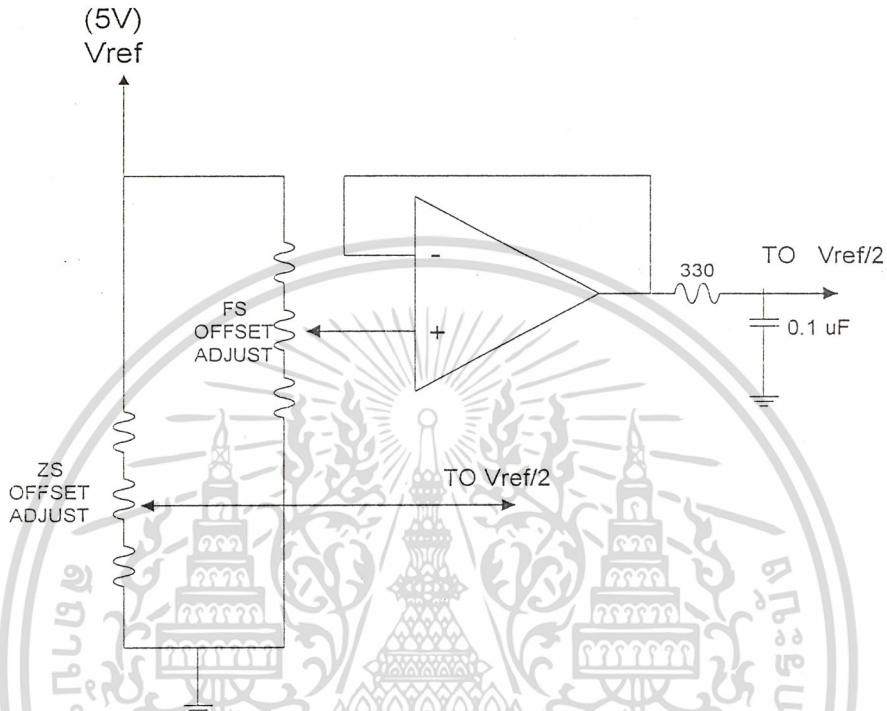
(ข) แสดงแรงดันอ้างอิงของเรโซเมตริกโหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความผิดพลาดและการปรับระยะช่วงกว้างของอินพุท

มีหลายอย่างที่ทำให้ข้อมูลจากการแปลงสัญญาณเกิดผิดพลาด ซึ่งบางอย่างก็สามารถกำจัดได้แม้ว่าความผิดพลาดที่เกิดโดยธรรมชาติเช่น รีเลทีฟแอกคูเรซี(relative accuracy) ส่วนนี้ไม่สามารถกำจัดได้แต่ความผิดพลาดที่เป็น ฟูลสเกล(Full Scale) และ ซีโรสเกลออฟเซทเออเรอ(Zero Scale Offset Error) สามารถกำจัดได้ง่ายดังรูปที่

2.4

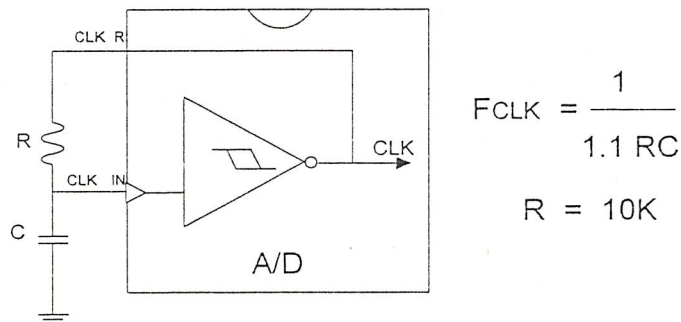


รูปที่ 2.4 วงจรการปรับซีโรสเกล

ซีโรสเกลเออเรอร์ ของ ADC เป็นค่าความแตกต่างของศักย์ไฟฟ้าระหว่างค่าอุดมคติ $1/2$ LSB (9.8 mV สำหรับ $V_{ref}/2$ เท่ากับ 2.5 V) แรงดันอินพุทที่ป้อนเข้ามามีผลให้การเปลี่ยนรหัสที่เอาท์พุทจาก 0000 0000 เป็น 0000 0001 ถ้าค่าต่ำสุดทางด้านอินพุทไม่ได้เป็นศักย์ไฟฟ้ากราวด์จะเกิด ซีโรสเกล ขึ้น

การเลือกสัญญาณนาฬิกา

สัญญาณนาฬิกาสำหรับ ADC นั้น ได้มาจากสัญญาณนาฬิกาภายนอกหรือ สัญญาณนาฬิกาภายในตัวมันเอง สัญญาณนาฬิกาภายนอกสามารถทำได้โดยต่อความต้านทานและตัวเก็บประจุ ดังรูปที่ 2.5 การเลือกตัวเก็บประจุควรหลีกเลี่ยงค่ามาก ๆ ในที่นี้ควรมีค่าน้อยกว่า 50 pF



รูปที่ 2.5 วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาภายใน ADC

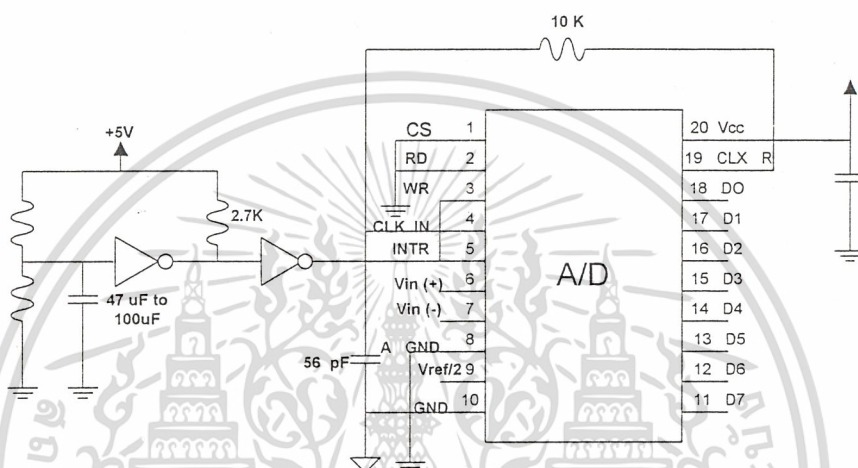
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเริ่มต้นใหม่ในระหว่างการแปลงสัญญาณ

ในขบวนการแปลงสัญญาณสามารถหยุดขบวนการนั้นได้และเริ่มใหม่โดยให้ CS และ WR เป็น Low ข้อมูลเอาต์พุตก็จะไม่ถูกแลทช์(Latch) ถ้าขบวนการแปลงสัญญาณไม่ครบขั้นตอนข้อมูลเดิมก่อนหน้านั้นจะยังคงอยู่บนกระทั่งขั้นตอนการแปลงสัญญาณใหม่จะสมบูรณ์

การแปลงสัญญาณต่อเนื่อง

ใช้เพื่อเปลี่ยนสัญญาณอินพุต การแปลงสัญญาณต่อเนื่องโดยให้ขา CS และ RD ต่อลงกราวด์ และขา INTR ต่อกับ WR การต่อควรจะเป็นระดับลอจิกต่ำชั่วขณะก่อนที่จะจ่ายไฟเข้าวงจรดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.6 วงจรการแปลงสัญญาณอย่างต่อเนื่อง

2.2 แหล่งจ่ายไฟ

น้อยสไปค์(Noise spikes) ของแรงดัน Vcc สามารถทำให้การแปลงสัญญาณเกิดผิดพลาดได้ ในที่นี้จะใช้ตัวเก็บประจุ 1 uF หรือมากกว่าแล้วแต่สมควร ต่อกับขั้ว Vcc การแยกจ่ายไฟระหว่างวงจรภายนอกกับวงจร ADC จะช่วยลดปัญหานี้ได้

การเชื่อมต่อสายและข้อควรระวังในการต่อ

การใช้ไวร์แรปซอกเก็ต(Wire Wrap Socket) และการเชื่อมโยงสายไม่ควรทำสำหรับ ADC ควรใช้ซอกเก็ต(Socket) ใต้ลงบนแผ่นปริ้นท์ (PCBs) สายสัญญาณและสายนำสัญญาณควรจัดให้อยู่ในกลุ่มเดียวกันเพราะว่าอาจจะทำให้เกิดฮัม(Hum) และ น้อยส์(Noise) ได้ อนาล็อกกราวด์(Analog Ground) และ ดิจิตอลกราวด์(Digital Ground) ควรแยกจากกัน ตัวเก็บประจุที่ใช้บายพาส Vcc และตัวเก็บประจุที่ใช้เป็น Self-Clocking ควรต่อกับดิจิตอลกราวด์ ตัวเก็บประจุที่บายพาส Vref / 2 และตัวเก็บประจุที่กรองสัญญาณอินพุตควรต่อกับอนาล็อกกราวด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 สเต็ปป์มอเตอร์

สเต็ปป์มอเตอร์มีความแตกต่างจากมอเตอร์ทั่วไป โดยเมื่อป้อนกำลังไฟฟ้าให้กับมัน มันจะหมุนเพียงเล็กน้อยตามเส้นรอบวงและหยุด ซึ่งแตกต่างจากมอเตอร์ทั่ว ๆ ไปซึ่งจะหมุนทันทีและตลอดเวลา สเต็ปป์มอเตอร์สามารถกำหนดตำแหน่งของการหมุนด้วยตัวเลขได้อย่างละเอียดโดยการใช้คอมพิวเตอร์เป็นตัวกำหนดและจัดเก็บตัวเลขเหล่านั้นไว้

สเต็ปป์มอเตอร์สามารถใช้งานในระบบเปิด (open loop system) นั่นก็คือมันทำงานได้โดยไม่ต้องมีการป้อนกลับ (feedback) แต่ทุกวิธีที่ต้องการกำหนดตำแหน่งได้อย่างถูกต้องจำเป็นต้องมีการป้อนกลับไปยังระบบให้รับรู้ และอะไรจะเป็นดังบอกได้ว่าตำแหน่งแล้ว หรือเกิดการผิดพลาด

วิธีหนึ่งที่ใช้กันโดยทั่วไปกับสเต็ปป์มอเตอร์ก็คือ การใช้สวิตช์ติดตั้งไว้ที่ตำแหน่งที่ต้องการตรวจจับ (limit switch) เมื่อสเต็ปป์มอเตอร์เริ่มหมุนและหมุนจนกระทั่งถึงตำแหน่งของสวิตช์ตรวจจับสัญญาณก็จะถูกป้อนกลับเข้าสู่ระบบ และทราบการทำงานของสเต็ปป์มอเตอร์ได้ตลอดเวลา ซึ่งโดยปกติในวงจรคอนโทรลเลอร์จะมีการกำหนดจุดอ้างอิง (reference point) ไว้ด้วย เพื่อให้เริ่มต้นทำงานและอ้างอิงตำแหน่งได้อย่างถูกต้อง

มอเตอร์ทั่วไปการที่จะทำให้เกิดการหมุนของโรเตอร์ (rotor) ได้ ต้องมีการกระทำของสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นระหว่างโรเตอร์และสเตเตอร์ (stator) ซึ่งขึ้นอยู่กับการจัดวางขั้วแม่เหล็ก (pole) การหมุนทำได้ทั้งแบบต่อเนื่องและกลับทิศทางไปมา โดยกระบวนการทางฟิสิกส์หรือการจัดวางแปรงถ่าน และการจัดแยกคอมมิวเตเตอร์ และทำการสวิตซ์กำลังไฟฟ้าให้เกิดแรงดึงดูดของแม่เหล็กไฟฟ้า (magnetic attraction) ที่ขั้วแม่เหล็กสร้างและหยุดสลับกัน ผลก็คือเกิดสนามแม่เหล็กหมุนขึ้นบนสเตเตอร์โดยการจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ขั้วแม่เหล็กในทิศตรงกันข้ามไปตลอดเวลา และเมื่อต้องการหยุดหมุนทำได้โดยหยุดการเกิดขั้วแม่เหล็กที่จุดหนึ่งโดยหยุดการสวิตซ์ในลำดับต่อไปเสีย การหมุนกลับทิศทางก็ทำได้เช่นเดียวกับที่กล่าวมาแล้ว เพียงแต่ทำการสวิตซ์กำลังไฟฟ้าให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนในทิศตรงกันข้าม หรือกลับลำดับการสวิตซ์ของมัน

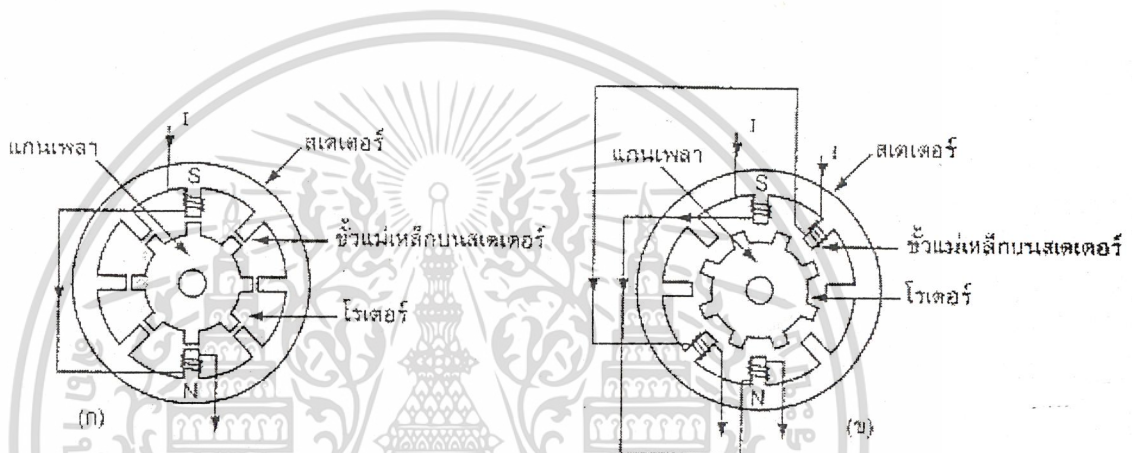
โครงสร้างของขั้วแม่เหล็กบนสเตเตอร์ประกอบขึ้นจากแผ่นเหล็กวงแหวนที่มีซี่ยื่นออกมา แต่ละซี่เหล่านั้นจะมีคอล์ยพันสวมอยู่ ดังนั้นเมื่อป้อนกระแสไฟฟ้าผ่านคอล์ยทำให้เกิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnetic) ขึ้น ด้านตรงข้ามของแต่ละขั้วแม่เหล็กจะได้รับกระแสไฟฟ้าในขณะเดียวกัน แต่ว่าจะไหลวนในทิศตรงกันข้ามทำให้เกิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในทิศตรงข้ามขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2.7(ก) ดังนั้นถ้าเพิ่มจำนวนของขั้วแม่เหล็กมากขึ้นจะเพิ่มจำนวนของสเต็ปต่อวงรอบมากขึ้นตามไปด้วย

อย่างไรก็ตามผู้ใช้งานสามารถเพิ่มจำนวนของสเต็ปได้อีกวิธีหนึ่งโดยไม่ต้องปรับเปลี่ยนโครงสร้างภายใน โดยทำการจ่ายกำลังไฟฟ้าไปยังขั้วแม่เหล็ก 2 ขั้วที่อยู่ใกล้กันในเวลาเดียวกัน ซึ่งจะทำให้โรเตอร์หยุดหมุนอยู่ระหว่างกลางของ 2 ขั้วแม่เหล็กนั้น หรือเคลื่อนที่ไปครึ่งสเต็ปเท่านั้น และวิธีการนี้ยังช่วยให้เกิดแรงบิด (torque) มากขึ้นด้วย ดังแสดงในรูปที่ 2.7(ข)

สเต็ปป์มอเตอร์โดยทั่วไปมีจำนวนของขั้วแม่เหล็กหรือจำนวนสเต็ปต่อรอบเป็นจำนวนมาก ปกติอยู่ที่ประมาณ 100-400 สเต็ปต่อรอบ การมีจำนวนสเต็ปมาก ๆ นี้ไม่ได้เพิ่มจำนวนขั้วแม่เหล็กไฟฟ้าที่สเตเตอร์ แต่ทำได้โดยเพิ่มจำนวนซี่ขั้วแม่เหล็กที่โรเตอร์ จำนวนสเต็ปต่อรอบทั้งหมดจะได้จากการคูณจำนวนขั้วแม่เหล็กบนสเต

เตอร์และจำนวนซี่ที่โรเตอร์ ดังเช่นถ้ามีขั้วแม่เหล็ก 3 ขั้วบนสเตเตอร์ และ 8 ขั้วแม่เหล็กบนโรเตอร์ สเต็ปป์มอเตอร์ตัวนี้จะทำงานที่ 24 สเต็ปต่อรอบ หรือหมุนเป็นมุม 15 องศาต่อสเต็ป

การใช้วงจรดิจิทัลคอนโทรลเลอร์กำหนดการจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ขดลวดบนสเตเตอร์แบบซีแควนเซียลทำให้สามารถควบคุมการเคลื่อนที่ทุกสเต็ปได้ เช่นเดียวกับการควบคุมในวงจรดีซีเซอร์โว (DC servo) แต่การควบคุมด้วยดิจิทัลไม่จำเป็นต้องมีการป้อนกลับ การเคลื่อนที่ทุกสเต็ปได้จากการคำนวณจำนวนรอบหรือมุมในการหมุนที่ต้องการ แล้วจึงส่งข้อมูลที่ไปควบคุมการหมุนของมอเตอร์ พิกัดในการทำงานอาทิตความเร็ว, มุมในการเคลื่อนที่, ตำแหน่งของเพลาถูกกำหนดจากข้อมูลที่ส่งมาควบคุม



รูปที่ 2.7 (ก) แสดงสเต็ปป์มอเตอร์ที่มีการต่อวงจรขดลวดภายในเพื่อกระตุ้นให้เกิดขั้วแม่เหล็กขึ้น 1 ขั้วในทิศทางตรงกันข้าม ส่วนขดลวดอื่น ๆ จะไม่ถูกกระตุ้นเลย
(ข) แสดงการต่อวงจรขดลวดแบบกระตุ้นให้เกิดขั้วแม่เหล็กพร้อมกัน 2 ขั้วที่อยู่ใกล้กัน ทำให้โรเตอร์เคลื่อนที่มาหยุดอยู่ระหว่างขั้วแม่เหล็กทั้งสอง

2.3.1 ชนิดของสเต็ปป์มอเตอร์

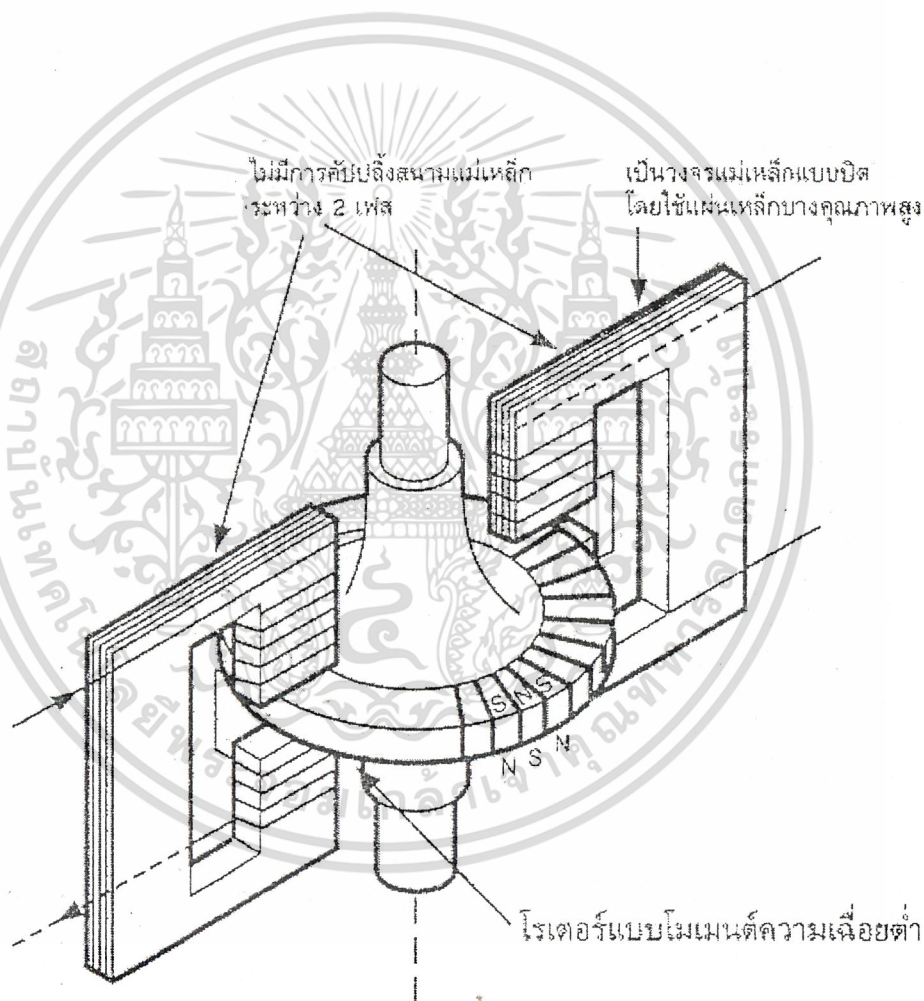
สเต็ปป์มอเตอร์แบ่งตามพื้นฐานได้เป็น 3 ชนิดคือ วารีเอเบิลรีลักแตนซ์ (variable reluctance: VR), เพอร์มาเนนต์แมกเน็ต (permanent magnet: PM) และแบบไฮบริด (hybrid)

ชนิดวารีเอเบิลรีลักแตนซ์มีโครงสร้างของโคเตอร์แบบมัลติทูธ (multi-tooth) ทำจากเหล็กอ่อน เราจะทราบได้ว่าเป็นมอเตอร์ชนิดนี้โดยการทดสอบได้ง่ายมากคือใช้นิ้วหมุนเพลลาของมอเตอร์และสังเกตมอเตอร์ชนิดนี้ที่โรเตอร์จะไม่เกิดปรากฏการณ์ทางแม่เหล็ก (magnetism) มันจึงหมุนได้ตลอดโดยไม่ติดขัดแตกต่างจากชนิด PM และชนิดไฮบริดซึ่งมีสนามแม่เหล็กที่โรเตอร์ เมื่อหมุนจะรู้สึกขัด ๆ เหมือนเป็นฟันเฟือง สเต็ปป์มอเตอร์ชนิดนี้มีจุดด้อยในเรื่องของความถูกต้องของตำแหน่ง และทำงานได้ไม่ดีนักเมื่อมีสเต็ปในการหมุนสูง

ชนิดเพอร์มาเนนต์แมกเน็ตมีโครงสร้างของโรเตอร์แบบเรียบไม่มีขั้วแม่เหล็ก และบนโรเตอร์จะเป็นแบบแม่เหล็กถาวร การควบคุมทำได้โดยป้อนกระแสกระตุ้นที่ขดลวดบนสเตเตอร์ เช่นถ้าเป็นสเตเตอร์แบบ 4 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

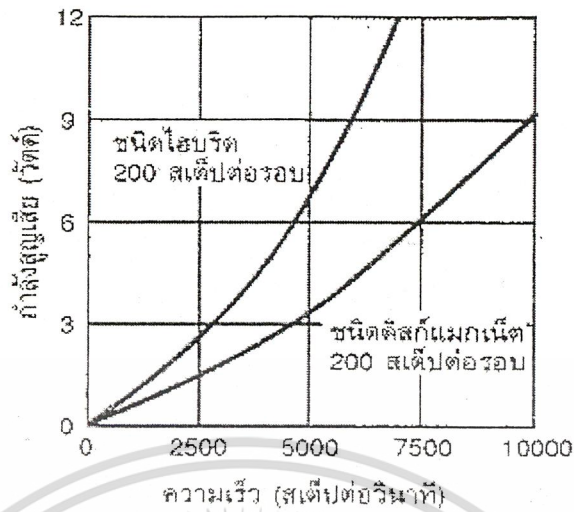
เฟส จะมีขั้วแม่เหล็กอยู่ 4 ขั้ว ซึ่งมีคอยล์พันอยู่แยกจากกัน ขั้วแม่เหล็กถาวรบนโรเตอร์จะถูกแรงดึงดูดจากขั้วแม่เหล็กบนสเตเตอร์เมื่อป้อนกระแสไฟฟ้าเข้าสู่ขดลวดและโรเตอร์จะอยู่ที่ขั้วแม่เหล็กบนสเตเตอร์นั้นถึงแม้ว่าจะไม่ป้อนกระแสไฟฟ้าอีกต่อไป ทำให้เกิดเป็นแรงยึดเหนี่ยวขึ้น สเต็ปป์มอเตอร์ชนิดนี้มีข้อดีในเรื่องของความถูกต้องของตำแหน่ง และความเร็วมากขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับชนิดอื่น

ชนิดไฮบริดเป็นชนิดที่นิยมใช้งานกันมากที่สุด โดยเฉพาะนำมาใช้กับงานอย่างมากในอุปกรณ์ที่ใช้ในเครื่องคอมพิวเตอร์ชนิดไฮบริด โครงสร้างภายในซึ่งได้จากการรวมเอาโครงสร้างของสเตเตอร์ชนิดควาโรเบิลรีลักแตนซ์ และโครงสร้างของโรเตอร์จากชนิดเพอร์มาเนนต์แมกเน็ตมาประกอบเข้าด้วยกันจึงทำให้เป็นมอเตอร์ชนิดที่มีแรงยึดเหนี่ยวสูง มีแรงบิดดีและผลักได้ดีซึ่งมีความคงที่และทำงานได้ดีถึงแม้ว่าจะมีสเต็ปต่อรอบในการหมุนสูง



รูปที่ 2.8 แสดง โครงสร้างพื้นฐานของสเต็ปป์มอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 กราฟแสดงข้อมูลการสูญเสียกำลังไฟและความเร็วในการหมุน

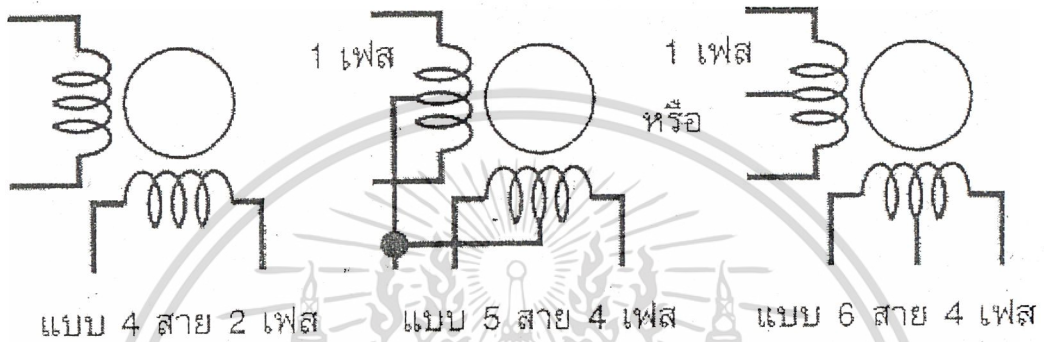
สเต็ปมอเตอร์แบบใหม่อีกชนิดหนึ่งเป็นชนิดที่ปรับปรุงมาจากชนิดเพอร์มาเนนต์แมกเน็ตนั่นคือ ชนิดแรเอิร์ธเพอร์มาเนนต์แมกเน็ต (rare earth permanent magnet) ดังแสดงโครงสร้างภายในในรูปที่ 2.8 หรือที่เรียกกันว่าชนิดดีสก์แม่เหล็กสเต็ปมอเตอร์ (disc magnet steppers)

โครงสร้างของโรเตอร์ของมอเตอร์ชนิดนี้มีลักษณะเป็นแผ่นซึ่งยึดกับเพลลาของมอเตอร์ การทำงานของมอเตอร์ยังคงเป็นเช่นเดิม แต่ด้วยโครงสร้างแบบนี้ช่วยทำให้เกิดโมเมนต์ของความเฉื่อยต่ำมาก, มีอัตราเร่งสูง มอเตอร์ชนิดนี้จึงจัดเป็นอีกชนิดหนึ่ง และมันก็มีประสิทธิภาพสูงอีกหลายด้าน เช่น แรงบิดดึง, กำลังทางกลต่ำได้ของมอเตอร์, ความถูกต้องของตำแหน่งสูงมาก และความเร็วในการเริ่มหมุนและหยุดสูง อีกทั้งยังมีความสูญเสียของกำลังงานต่ำ ดังแสดงในรูปที่ 2.9

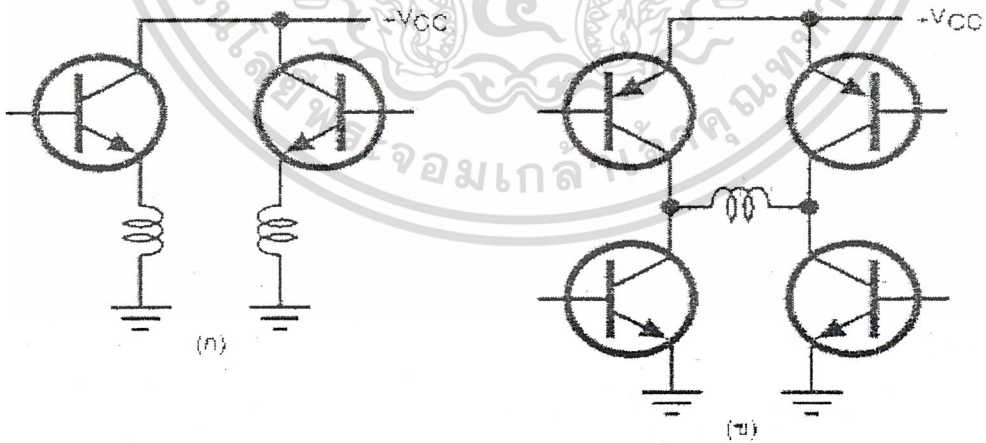


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 2.10 แสดงรูปร่างของสเต็ปมอเตอร์ชนิดต่างๆ ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 2.10 จะแสดงให้เห็นรูปร่างของสเต็ปิ่งมอเตอร์ชนิดต่าง ๆ ที่มีใช้งานกันอยู่ทั่วไป สำหรับการพันขดลวดหรือคอล์ยบนสเต็ปิ่งมอเตอร์มีอยู่ 2 วิธี แบบไบโพลาร์(bipolar) และแบบยูนิโพลาร์(unipolar) ดังแสดงในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 แสดงการพันขดลวดของสเต็ปิ่งแบบต่างๆ



รูปที่ 2.12 แสดงวงจรจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับสเต็ปิ่งมอเตอร์

(ก) สำหรับชนิดยูนิโพลาร์ (ข) สำหรับชนิดไบโพลาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สตีปป์มอเตอร์แบบไบโพลาร์มีการพันขดลวด 1 ขดบนแต่ละขั้วแม่เหล็กของสเตเตอร์ ขั้วแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนสเตเตอร์ถูกกำหนดโดยทิศทางของกระแสไฟฟ้า และสามารถทำให้เกิดขั้วแม่เหล็กในทิศทางตรงกันข้ามได้โดยกลับทิศทางกระแสไฟฟ้า ซึ่งการกำหนดทิศทางกระแสและการกลับทิศทางกระแสของกระแสไฟฟ้าทำได้โดยการใช้วงจรสวิตช์กลับขั้วไฟฟ้า

สำหรับยูนิโพลาร์จะมีการพันขดลวด 2 ขด บนแต่ละขั้วของสเตเตอร์ ซึ่งแต่ละขดจะทำให้เกิดขั้วแม่เหล็กในทิศทางตรงข้ามกัน การกลับทิศทางขั้วแม่เหล็กเปลี่ยนไปมาทำได้โดยการสวิตช์กระแสไฟฟ้าจากขดลวดขดหนึ่งไปยังอีกขดหนึ่งแทนที่นั้น โดยปรกติขดลวดทั้งสองจะมีการเชื่อมต่อกันหรือมีจุดร่วมเพื่อลดจำนวนของสายไฟที่ต่อจากมอเตอร์ วงจรจ่ายกำลังไฟฟ้าของมอเตอร์แบบยูนิโพลาร์ทำได้ง่ายกว่าแบบชนิดไบโพลาร์ เพราะมันต้องการเพียงสวิตช์ธรรมดาในการเปิดปิดกำลังไฟฟ้าให้กับขดลวดบนสเตเตอร์ในทิศทางที่ต้องการให้หมุนได้ทันที รูปที่ 2.12 แสดงวงจรจ่ายกำลังไฟฟ้าซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์ทำหน้าที่เป็นตัวสวิตช์ให้กับสตีปป์มอเตอร์ที่มีการพันขดลวดทั้งสองแบบ ซึ่งจะเห็นได้ว่าในรูปแบบของยูนิโพลาร์เป็นวงจรที่ง่ายและไม่มีความซับซ้อน

อย่างไรก็ตามการพันขดลวดแบบยูนิโพลาร์ก็มีจุดด้อยตรงที่การพันแบบนี้จะทำให้เกิดแรงบิดน้อยกว่าแบบไบโพลาร์เพราะจะมีเพียงครึ่งหนึ่งของขดลวดที่ถูกกระตุ้นให้ทำงานเท่านั้นในระยะเวลาหนึ่ง

การพิจารณาว่าสตีปป์มอเตอร์ตัวใดมีการพันขดลวดแบบใดสังเกตได้ง่ายโดยถ้าเป็นแบบไบโพลาร์จะมีสายไฟต่อออกมาจากมอเตอร์เพียง 4 สาย และถ้าเป็นแบบยูนิโพลาร์จะมี 5 หรือ 6 สาย หรือทราบได้โดยการอ่านจากป้าย (name plate) ที่ติดอยู่กับมอเตอร์ได้

2.3.2 การกระตุ้นและการควบคุมการหมุนของสตีปป์มอเตอร์

การกระตุ้นและการควบคุมการหมุนของมอเตอร์ให้เคลื่อนที่ไปแต่ละสเต็ปทำได้โดยจ่ายกำลังไฟฟ้าไปยังขดลวดแต่ละขดบนสเตเตอร์ซึ่งต้องป้อนเป็นแบบไซน์เวทในรูปแบบที่ถูกดัดแปลงแบ่งออกได้เป็น 3 รูปแบบคือ แบบเวฟ (wave), แบบ 2 เฟส (two phase) และแบบครึ่งสเต็ป (half step) ทั้ง 3 แบบต่างก็มีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกันออกไป

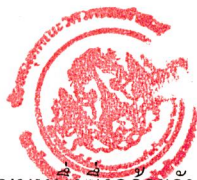
แบบเวฟเป็นการกระตุ้นรูปแบบที่ง่ายที่สุด โดยทำการกระตุ้นขดลวดทีละขดในเวลาหนึ่งและเรียงถัดไปดังเช่น ขดที่ 1, 2, 3, 4, 1 หรือ 1, 4, 3, 2, 1 ขึ้นอยู่กับทิศทางที่ต้องการหมุน ดังนั้นจึงมีขดลวดเพียงขดเดียวในเวลาหนึ่งที่ถูกกระตุ้นเท่านั้น วงจรกระตุ้นแบบเวฟจึงมีราคาถูกและง่าย ขั้นตอนการทำงานต่างๆ แสดงในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 แสดงขั้นตอนการกระตุ้นขดลวดแต่ละเฟสแบบเวฟ

สเต็ปที่ 1	เฟสที่ 1	เฟสที่ 2	เฟสที่ 3	เฟสที่ 4
1	ทำงาน	-	-	-
2	-	ทำงาน	-	-
3	-	-	ทำงาน	-
4	-	-	-	ทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



แบบ 2 เฟสเป็นการกระตุ้นอีกรูปแบบหนึ่งซึ่งคล้ายกับแบบเวฟแต่การกระตุ้นแบบนี้จะทำการกระตุ้นโดยจ่ายกำลังไฟฟ้าไปที่ขดลวด 2 ขด ที่อยู่ใกล้กันในเวลาเดียวกัน และเรียงถัดกันไปเช่นเดียวกับแบบเวฟคือ ขดลวดที่ถูกกระตุ้น 12, 23, 34, 41, 12 หรือ 14, 43, 32, 21, 14 ขึ้นอยู่กับทิศทางการหมุน การเพิ่มจำนวนของขดลวดที่ถูกกระตุ้นนี้ทำให้เพิ่มแรงบิดได้มากกว่าแบบเวฟ โรเตอร์จะเคลื่อนที่ด้วยแรงดึงอย่างเต็มแรงจาก 2 ขดลวดที่ถูกกระตุ้นพร้อมกัน และต่อไปด้วยแรงดึงจากอีก 2 ขดลวดถัดไป สำหรับข้อเสียก็คือการกระตุ้นแบบนี้ต้องใช้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ามากขึ้น ขั้นตอนการทำงานต่างๆ แสดงดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 แสดงขั้นตอนการกระตุ้นขดลวดแต่ละเฟสแบบ 2 เฟส

สเต็ปที่	เฟสที่ 1	เฟสที่ 2	เฟสที่ 3	เฟสที่ 4
1	ทำงาน	ทำงาน	-	-
2	-	ทำงาน	ทำงาน	-
3	-	-	ทำงาน	ทำงาน
4	ทำงาน	-	-	ทำงาน

แบบครึ่งสเต็ปเป็นรูปแบบที่เกิดจากการผสมผสานระหว่างการกระตุ้นแบบเวฟและการกระตุ้นแบบ 2 เฟส เพื่อเพิ่มจำนวนของสเต็ปต่อรอบอีกเท่าตัวหนึ่ง ในระบบนี้จะทำการกระตุ้นขดลวดเรียงกันไปตามลำดับดังนี้ ขดลวดที่ถูกกระตุ้น 1, 12, 2, 23, 3, 34, 4, 41, 1 หรือ ในการหมุนอีกทิศทางหนึ่งจะได้เป็น 1, 41, 4, 43, 3, 32, 2, 21, 1 แรงบิดที่ได้จากการกระตุ้นแบบนี้จะเพิ่มมากขึ้นอีก เพราะช่วงสเต็ปมีระยะสั้นลงและแต่ละสเต็ปเกิดแรงดึงจากขดลวด 2 ขดที่ถูกกระตุ้นพร้อมกัน ความถูกต้องของตำแหน่งมีเพิ่มมากขึ้น แต่ต้องพึงระวังไว้อีกประการหนึ่งว่าเมื่อกระตุ้นให้ทำงานในรูปแบบนี้ต้องทำการหมุนถึง 2 สเต็ป จึงจะได้เท่ากับ 1 สเต็ปเต็มเหมือนกับการควบคุม 2 แบบแรก สำหรับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าต้องใช้เทียบเท่ากับแบบ 2 เฟสจึงจะเพียงพอ ขั้นตอนการทำงานต่างๆ แสดงดังตารางที่ 2.3

ตารางที่ 2.3 แสดงขั้นตอนการกระตุ้นขดลวดแต่ละเฟสแบบครึ่งสเต็ป

สเต็ปที่	เฟสที่ 1	เฟสที่ 2	เฟสที่ 3	เฟสที่ 4
1	ทำงาน	-	-	-
2	ทำงาน	ทำงาน	-	-
3	-	ทำงาน	-	-
4	-	ทำงาน	ทำงาน	-
5	-	-	ทำงาน	-
6	-	-	ทำงาน	ทำงาน
7	-	-	-	ทำงาน
8	ทำงาน	-	-	ทำงาน

2.4 การใช้งานของพอร์ตอนุกรม

การสื่อสารข้อมูลอนุกรมเป็นการรับหรือส่งข้อมูลในลักษณะกลุ่มของบิตคราวละหนึ่งบิตเรียงลำดับเรื่อยไปจนถึงสิ้นสุดการสื่อสารแบบนี้จะมีข้อแตกต่างจากการสื่อสารแบบขนานเป็นอย่างมากเนื่องจากข้อมูลมีการโอนย้ายมาพร้อมกันจึงมีความจำเป็นต้องใช้ จำนวนเส้นสัญญาณมากขึ้นตามจำนวนบิตของข้อมูลด้วยในขณะที่การสื่อสารแบบอนุกรมนั้นต้องการเส้นสัญญาณเพียงสองหรือสามเส้นเท่านั้นดังนั้น การสื่อสารแบบขนาน จึงไม่เหมาะสมในการสื่อสารกับอุปกรณ์ภายนอกเป็นระยะทางไกล ๆ เพราะจะทำให้สิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายมาก

ความเร็วของการสื่อสารข้อมูลอนุกรม

เนื่องจากการสื่อสารแบบอนุกรมเป็นการรับ/ส่งข้อมูล ในลักษณะกลุ่มของบิตข้อมูล (Bit Stream) ดังนั้นจึงต้องให้ความสนใจในการพิจารณาถึงเรื่องอัตราความเร็วในการรับ/ส่งบิตเหล่านี้ เป็นลำดับแรก โดยทั่วไปมักจะระบุกันในหน่วยของจำนวนบิตของข้อมูลภายในหนึ่งวินาทีเรียกว่า อัตราบอด ตามค่ามาตรฐานเหล่านี้ ได้แก่ 110,150,300,1200,2400,4800,9600,19200 บอด ข้อมูลทั้ง 8 บิตนี้หากว่าถูกส่งออกมาด้วยอัตรา 2400 บอด จะใช้เวลาในการส่งข้อมูลหนึ่งบิตมีค่าเท่ากับ $1/2400$ หรือ $460 \mu\text{s}$ และใช้เวลาในการส่งข้อมูลทั้ง 8 บิตมีค่าเท่ากับ (8×460) หรือ $3328 \mu\text{s}$

รูปแบบของการส่งข้อมูลอนุกรม

การสื่อสารอนุกรมแบบ อะซิงโครนัส จะใช้การแปลงข้อมูลขนานให้เป็นอนุกรมแล้วเพิ่มเติมบิตบางอย่างรวมไปกับการส่งข้อมูลจริงซึ่งได้แก่

1. บิตเริ่มต้น (Start Bit)

บิตเริ่มต้นมีหน้าที่สำหรับการบ่งบอกให้ทราบถึงตำแหน่งจุดเริ่มต้นก่อนบิตข้อมูล ตามปกติแล้วค่าของบิตเริ่มต้นจะเป็นระดับลอจิกต่ำ

2. บิตแสดงสถานะความเป็นเลขคู่หรือเลขคี่

บิตนี้มีหน้าที่เพื่อการตรวจสอบความถูกต้องของข้อมูลโดยทั่วไปมักจะเรียกว่า บิตพาริตีและจะนำไปต่อท้ายข้อมูล ค่าของบิตนี้ขึ้นอยู่กับจำนวนค่าของบิตที่เป็นหนึ่งซึ่งจะเป็นได้สองลักษณะคือ พาริตีคู่ (Even Parity) หรือพาริตีคี่ (Odd Parity) ตัวอย่างเช่นระบบที่ติดต่อกัน โดระบุว่าจะใช้พาริตีคี่ ทางด้านส่งจะนำค่าข้อมูลที่จะส่งมาพิจารณาหา จำนวนของบิตที่มีค่าเป็น 1 เป็นเลขจำนวนคู่อยู่แล้ว ค่าของบิตพาริตีจะมีค่าเป็น 0 แต่ถ้าหากว่าจำนวนของบิตที่มีค่าเป็น 1 เป็นเลขจำนวนคี่ ค่าของพาริตีก็จะมีค่าเป็น 1 การพิจารณาทางด้านรับเป็นการตรวจสอบจำนวนบิตที่มีค่าเป็น 1 ของข้อมูลที่ได้รับมาทั้งหมดรวมทั้งบิตพาริตี ถ้ามีค่าเป็นเลขจำนวนคู่แสดงว่า เกิดการผิดพลาดของข้อมูลขึ้น เป็นต้น

3. บิตสุดท้าย (Stop Bit)

บิตสุดท้ายเป็นบิตที่เพิ่มขึ้นเพื่อระบุถึงขอบเขตการสิ้นสุดของกลุ่มบิตข้อมูลบิตสุดท้ายนี้สามารถโปรแกรมได้ คือ 1 บิต 1 ๘ บิต และ 2 บิต ดังนั้นกรณีของการส่งข้อมูล 8 บิตหากข้อมูลถูกส่งออกไปด้วยอัตรา 2400 บอดเวลาโดยรวมในการส่งข้อมูลหนึ่งไบต์ จะมีค่าเป็น $(12 \times 460) \mu\text{s}$ หรือ 4.99 ms

การส่งข้อมูลอนุกรมของ 8051

พอร์ตอนุกรมของ 8051 มีโครงสร้างการทำงานในแบบที่เรียกว่า ฟูลดูเพลกซ์ (Full Duplex) ในการรับและส่งข้อมูลได้ในเวลาเดียวกันโดยทางวงจรของตัวส่ง (Transmitter) ประกอบไปด้วยข้อมูลออกไปยังเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พอร์ตอนุกรม ทางขาสัญญาณ TxD (พอร์ต 3.1) ส่วนวงจรด้านตัวรับ (Receiver) ประกอบด้วย SBUF เช่นเดียวกันสัญญาณข้อมูลอนุกรม ที่รับเข้ามาทางขาสัญญาณ RxD (พอร์ต 3.0)

พอร์ตอนุกรมของ 8051 สามารถโปรแกรมการทำงานได้หลายโหมดด้วยกันโดยเลือกที่บิต SMO และ SM1 ซึ่งอยู่ในรีจิสเตอร์ควบคุม SCON การทำงานทั้ง 4 โหมด ของพอร์ตอนุกรม มีดังนี้

โหมด 0 : ใช้รับส่งข้อมูล 8 บิต โดยการส่งจะเลื่อนออกทีละบิต โดยส่งบิต D0 ออกไปก่อนทางขา RxD และไม่มี การส่ง start bit แต่จะส่ง shift clock ทางขา TxD ความเร็วเท่าของ CPU CLOCK

โหมด 1 : ใช้สำหรับการเชื่อมต่ออนุกรมแบบ UART (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter) โดยส่งแบบ 10 บิต ข้อมูล 8 บิต 1 start bit และ 1 stop bit และสามารถเปลี่ยนแปลงอัตราความเร็วในการส่งข้อมูลได้ โดยขึ้นกับบิต SMOD ใน PCON และ อัตราโอเวอร์โพล์ของ Timer 1

โหมด 2 : ใช้สำหรับการเชื่อมต่ออนุกรมแบบ UART โดยการใช้กลุ่มข้อมูลแบบ 11 บิตและกำหนดอัตราความเร็วในการส่งข้อมูลเท่ากับ $1/32$ และ $1/64$ ของ CPU CLOCK โดยโปรแกรมที่บิต SMOD ใน PCON

โหมด 3 : ใช้สำหรับการเชื่อมต่ออนุกรมแบบ UART โดยการใช้กลุ่มข้อมูลแบบ 11 บิตและสามารถเปลี่ยนแปลงอัตราความเร็วในการส่งข้อมูลได้ โดยควบคุมที่บิต SMOD และอัตราโอเวอร์โพล์ของ Timer 1 นอกจากนี้โหมด 2 และ 3 ยังมีการดำเนินการอีกแบบหนึ่ง โดยสามารถนำมาใช้ประโยชน์ในการสื่อสารข้อมูลแบบที่มีไมโครโปรเซสเซอร์หลายตัวทำงานร่วมกันได้ซึ่งมีชื่อเรียกว่า Multi Processor Mode

ตารางที่ 2.4 แสดงการเลือกโหมดการทำงานของ SCON

SMO,SM1 บิตเลือกโหมดการทำงาน

SM1	SM0	โหมด	การทำงาน
0	0	0	ทำงานเป็น shift register อัตราเร็วในการรับหรือส่งข้อมูลเท่ากับ $1/12$ ของความเร็วของสัญญาณนาฬิกา
0	1	1	8 bit UART อัตราเร็วในการรับหรือส่งข้อมูลกำหนดเองได้
1	0	2	9 bit UART อัตราเร็วในการรับหรือส่งข้อมูล = $1/32$ หรือ $1/64$ ของความเร็วของสัญญาณนาฬิกา ขึ้นกับบิต SMOD ใน PCON
1	1	3	9 bit UART อัตราเร็วในการรับส่งข้อมูล กำหนดเองได้

SM2 บิตเลือกการทำงานแบบ

1 : เลือก Multiprocessor Mode ใช้ได้กับโหมด 2,3

0 : เลือก Single Processor Mode ใช้ได้กับทุกโหมด

(เมื่อเลือกการทำงานรับข้อมูลแบบ Multiprocessors Mode แล้ว เมื่อข้อมูลบิตที่รับได้มีค่าเป็น

1 RI จะเซ็ททันที)

REN บิตควบคุมให้รับหรือไม่รับข้อมูล

1 : ให้รับข้อมูลได้

0 : ห้ามรับข้อมูล

TB8 (Transmit bit D8) ข้อมูลบิตที่ 9 ที่จะส่งออกไปในโหมด 2,3 ให้ใส่ในบิต TB8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RB8 (Receiver bit D8) ข้อมูลบิตที่ 9 ที่จะรับเข้ามาเก็บในบิตนี้ ข้อมูลบิตที่ 9 ก็คือค่าใน TB8 ทางด้านส่งนั่นเอง (ข้อมูลบิตที่ 9 คือค่าใน TB8 หรือ RB8 นั่นเอง)

TI บิต TI จะเป็น 1 เมื่อสิ้นสุดการส่งข้อมูล 1 ไบต์

RI บิต RI จะเป็น 1 เมื่อรับข้อมูลเสร็จ 1 ไบต์ (บิต RI, TI ผู้เขียนโปรแกรมจะต้องเคลียเอง)

การอินเทอร์รัปต์ของพอร์ทัลสื่อสารอนุกรม

เนื่องจากการส่งหรือรับ ข้อมูลอนุกรมจะส่งทีละไบต์ 8051 จึงได้กำหนดให้บิตหรือแฟล็กสถานะที่จัดรวมอยู่ในรีจิสเตอร์ SCON เช่น แฟล็ก TI ซึ่งจะมีค่าเป็น 1 เมื่อข้อมูลได้ทำการส่งออกไปภายนอกเสร็จสิ้นแล้ว และแฟล็ก RI ซึ่งจะมีค่าเป็น 1 เพื่อให้รู้ว่าได้รับข้อมูลผ่านเข้ามาพอร์ทัลอนุกรม เสร็จแล้วเมื่อแฟล็ก RI, TI นี้มีค่าเป็น 1 จะมีผลทำให้เกิดการอินเทอร์รัปต์ขึ้น ดังนั้นภายในโปรแกรมรับหรือส่งข้อมูลจะต้องทำการตรวจสอบจากสถานะของแฟล็กเหล่านั้นเองว่าเป็นการส่งหรือการรับข้อมูล

กระบวนการรับและการส่งข้อมูลอนุกรมของ 8051

การส่งข้อมูลออกทางพอร์ทัลอนุกรมของ 8051 จะเริ่มต้นขึ้นภายหลังจากเมื่อมีการเขียนข้อมูลลงใน SBUF ข้อมูลนี้ จะถูกเคลื่อนทีละบิต และส่งสัญญาณออกไปภายนอกโดยอัตโนมัติเมื่อ ข้อมูล เหล่านี้ได้ส่งออกครบถ้วนแล้วจะทำให้ค่าของแฟล็ก TI ให้เป็น 1 เพื่อแจ้งให้ทราบว่าขณะนี้ SBUF ว่างและพร้อมที่จะส่งข้อมูลไบต์ต่อไปแล้วในกรณีที่ผู้ใช้เขียนข้อมูลใหม่ลงในรีจิสเตอร์ SBUF โดยไม่รอให้แฟล็ก TI มีค่าเป็น 1 ก่อนจะมีผลทำให้ข้อมูลที่ส่งไปผิดพลาดได้

สำหรับการรับข้อมูลจากพอร์ทัลอนุกรมจะต้องเริ่มต้นโดยการกำหนดเซตค่าดังนี้ REN (Receiver Enable) ให้มีค่าเป็นหนึ่งก่อน หลังจากนั้นเมื่อมีการส่งข้อมูลภายนอกถูกส่งเข้ามาถึง 8051 ทีละบิตจนครบ และเมื่อบิตสุดท้ายถูกเคลื่อนเข้ามาเรียบร้อยแล้วข้อมูลนั้นจะถูกย้ายมาเก็บไว้ยังรีจิสเตอร์

SBUF และแฟล็ก RI ก็จะมีค่าเป็น 1 (ถูกเซต) หลังจากนั้นก็จะเกิดการอินเทอร์รัปต์ขึ้น

พอร์ทัลอนุกรม(โหมด 0)

การทำงานของพอร์ทัลอนุกรม(โหมด 0) เป็นการรับและส่งข้อมูลอนุกรมจำนวน 8 บิตโดยใช้เพียงขาสัญญาณ RxD เท่านั้น (ขานี้ใช้งาน 2 หน้าที่ใช้ส่งและรับข้อมูล) ส่วนขา TxD จะนำไปใช้เพื่อเป็นขาสัญญาณนาฬิกาในการให้จังหวะ การเคลื่อนข้อมูลกับวงจร เคลื่อนบิต ภายนอกสำหรับอัตราความเร็ว จะถูกกำหนดไว้คงที่ที่ค่า 1/12 ของความถี่ออสซิลเลเตอร์ ในโหมด 0 เมื่อมีการรับและส่งข้อมูล 1 ไบต์ โดยสัญญาณนาฬิกาในการเคลื่อนบิตนี้จะเกิดขึ้นภายในตัวของ 8051 เอง เนื่องจากโหมดนี้ไม่มีการส่ง start bit และ stop bit ดังนั้นจึงจำเป็นต้องส่งสัญญาณ shift clock ออกไป เพื่อใช้ Synchronise ระหว่างฝ่ายรับและฝ่ายส่งโดยจะใช้ขา TxD ส่วนการรับข้อมูลจะรับข้อมูลเข้าทางขา RxD และรับ shift clock เข้าทางขา TxD ถ้าความถี่ออสซิลเลเตอร์มีค่าเท่ากับ 12 MHz ก็จะสามารถส่ง 1 ไบต์ต่อซึ่ง(โหมด 0) เป็นโหมดที่ส่งข้อมูลได้เร็วที่สุด

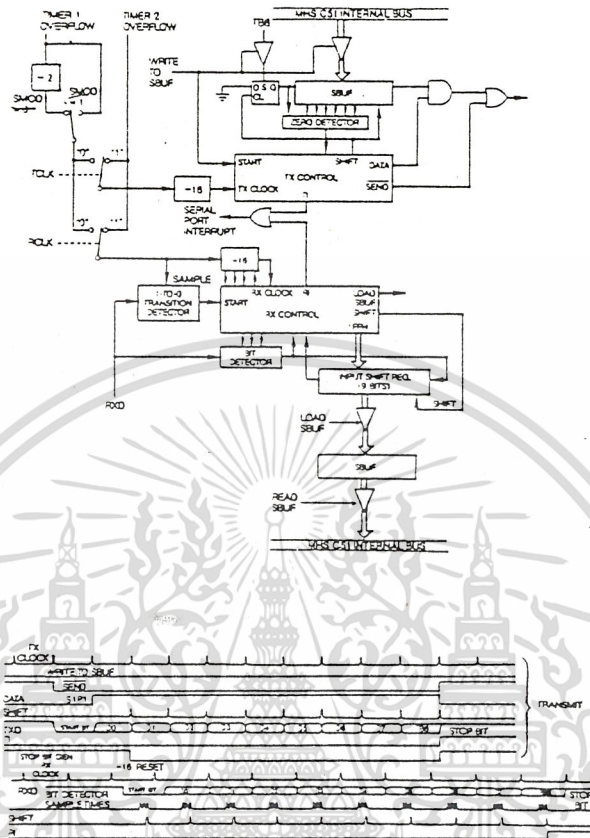
การรับส่งอนุกรม(โหมด 1) ส่งข้อมูล 8 บิต , 1 start bit , 1 stop bit

การทำงานในโหมด 1 เป็นการสื่อสารข้อมูลอนุกรมจำนวน 10 บิต ประกอบไปด้วยบิตเริ่มต้น 1 บิต ข้อมูลจำนวน 8 บิต และบิตสุดท้าย 1 บิต ดังแสดงในรูปที่ 2.13 โดยข้อมูลจะถูกส่งออกทาง TxD และรับเข้าทางขาสัญญาณ RxD ในส่วนของข้อมูล 8 บิต ที่ได้รับหรือทำการส่งออก จะเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รีจิสเตอร์ SCON สำหรับอัตราความเร็วในการส่งข้อมูลของ (โหมด 1) นั้น สามารถกำหนดเลือกได้จาก Timer 1 ฝั่งเวลาและการทำงานกตังแสดงในรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 ฝั่งการทำงานโหมด 1

ดังได้กล่าวแล้วว่าการส่งข้อมูลอนุกรม (โหมด 1) สามารถเปลี่ยนแปลงความเร็วได้โดยการใช้ Timer 1 ทำหน้าที่เป็นตัวกำเนิดอัตรการส่งข้อมูล และใช้เฟล็คที่เกิดขึ้นจากการโอเวอร์ดโฟลว์ ของ Timer 1 โดยโปรแกรม Timer 1 ทำงานใน(โหมด 2) 8 bit automatic reload

$$\text{ความถี่อัตราบอดขึ้นกับ} = \frac{(2)^{SMOD} \times \text{อัตร้าโอเวอร์โฟลว์ของ Timer 1}}{(32)}$$

$$\text{หรือ ความถี่อัตราบอด} = \left| \frac{(2)^{SMOD}}{(32)} \right| \times \left| \frac{F_{osc}}{12 \times (256 - TH1)} \right|$$

โดย SMOD เป็นค่าของบิตในรีจิสเตอร์ PCON (มีค่าเป็น 0 หรือ 1) ค่าภายในรีจิสเตอร์ TH1 ซึ่งใช้เป็นค่าสำหรับโหลดซ้ำ

ตารางที่ 2.5 แสดงการเลือกค่า TH1 สำหรับ Baud rate ต่าง ๆ

Baud Rate	Fosc	SMOD	TIMER 1		
			C/T	MODE	Reload Value
(MODE 0) Max : 1 MHz	12 MHz	X	X	X	X
(MODE 2) Max : 375 KHz	12 MHz	1	X	X	X
(MODE2) Min : 187.5 KHz	12 MHz	0	X	X	X
MODE 1, 3 : 62.5 K	12 MHz	1	0	2	FFH
19.2 K	11.059 MHz	1	0	2	FDH
9.6 K	11.059 MHz	0	0	2	FDH
4.8 K	11.059 MHz	0	0	2	FAH
2.4 K	11.059 MHz	0	0	2	F4H
1.2 K	11.059 MHz	0	0	2	E8H
137.5	11.059 MHz	0	0	2	1DH
110	6 MHz	0	0	2	72H
110	12 MHz	0	0	1	FEEDH

การรับ/ส่งข้อมูลอนุกรม(โหมด 2)

โหมดนี้ใช้ทั้งหมด 11 บิต โดยแบ่งเป็น start bit ,9 data bit และ stop bit โดยบิตที่ 9 ผู้ใช้สามารถกำหนดค่าเองได้ว่าจะส่งค่าอะไรออกไป โดยจะต้องนำไปใส่ไว้ในบิต TB8 ในรีจิสเตอร์ SCON ส่วนมากผู้ใช้นักจะนำบิตนี้มาใช้เป็น Parity bit โดยโหลดค่ามาจาก Parity flag ใน PSW ส่วนทางด้านรับบิตที่ 9 จะถูกนำมาเก็บไว้ในบิตที่รับข้อมูลขึ้นกับความถี่ออสซิลเลเตอร์ของ CPU และค่า SMOD ซึ่งอยู่ในบิต 7 ใน PCON

$$\text{MODE 2 BAUD RATES} = \frac{(2^{\text{SMOD}}) f_{\text{osc}}}{64}$$

ถ้า CPU ที่ 12 MHz และ SMOD มีค่า 0 และ 1

$$\text{เมื่อ SMOD} = 0 \text{ จะได้ } = \frac{2^0(12)(10^6)}{64} = 187,500 \text{ บอด}$$

$$\text{เมื่อ SMOD} = 1 \text{ จะได้ } = \frac{2^1(12)(10^6)}{64} = 375,000 \text{ บอด}$$

การรับส่งข้อมูลอนุกรมโหมด 3

เหมือนกับ (โหมด 2) ทุกอย่างยกเว้นความเร็วในการรับส่งข้อมูลจะขึ้นอยู่กับอัตราโอเวเวอร์โพล์ของ Timer 1 หรือ Timer 2 โดยมีฟังก์การทำงาน และการเปลี่ยนแปลงความเร็วดูได้จากตารางที่ 2.5 หรือคำนวณสูตรดังนี้เมื่อกำหนดให้ Timer 1 ทำงานโหมด 2 AUTO Reload

$$\text{MODE 1,3} = \frac{(2^{\text{SMOD}})(f_{\text{osc}})}{(32)12[256-\text{TH1}]} \quad \text{บอด}$$

$$\text{หรือ} \quad = \frac{K(\text{OSCfreq})}{(32)12[256-\text{TH1}]} \quad \text{บอด}$$

ถ้า SMOD = 0 จะได้ K = 1

SMOD = 1 จะได้ K = 2

เมื่อต้องการหา TH1 จะได้

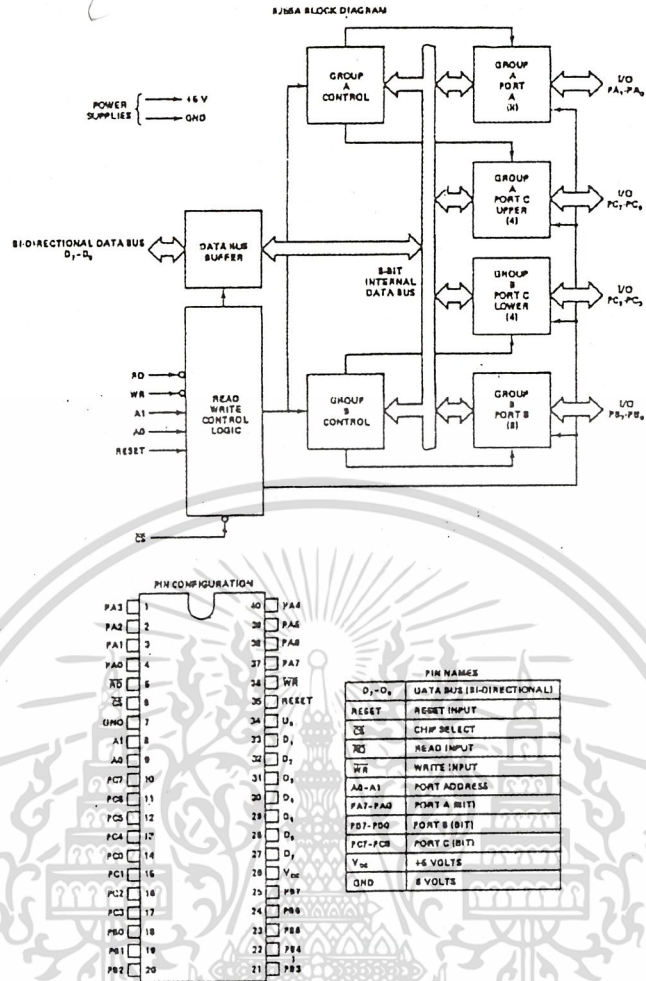
$$\text{HT1} = \frac{256 - K(\text{OSCfreq})}{384(\text{Baudrate})}$$

เมื่อ SMOD = 0

$$\begin{aligned} \text{ถ้าต้องการ 1200 บอดจะได้} &= \frac{256 - 1(\text{OSCfreq})}{384(1200)} \\ &= \frac{256 - 11059000}{460800} \\ &= (256 - 24) = 232_{10} \end{aligned}$$

2.5 Programmable Peripheral Interface 8255

เป็นชิพขนาด 40 ขามีอยู่ 3 พอร์ตคือ A,B,C เป็นพอร์ต 8 บิตที่สามารถโปรแกรมให้เป็นอินพุทหรือเอาต์พุทก็ได้ โดยที่พอร์ต C ยังแบ่งเป็น 4 บิตล่างและ 4 บิตบน โดยมีโครงสร้างตามรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 การจัดวางขาและโครงสร้างของ 8255

2.5.1 โหมดการทำงาน

การทำงานมีอยู่ด้วยกัน 3 โหมด ดังตารางที่ 2.6

โหมด 0 มีการทำงานแบบ Basic I/O ไม่มี Handshake

โหมด 1 โหมดนี้ใช้พอร์ต A,B ในการรับหรือส่งข้อมูล และใช้พอร์ต C ในการตรวจสอบสัญญาณ

โหมด 2 โหมดนี้ใช้พอร์ต A ในการรับส่งข้อมูล 2 ทิศทาง และพอร์ต B ในการรับหรือส่งข้อมูล และใช้พอร์ต C บิต 0,1,2 ในการรับส่งข้อมูลบิตและบิต 4,5,6 เป็นสัญญาณ Handshake

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.6 สรุปลักษณะต่างๆ ของ 8255

	MODE 0		MODE 1		MODE 2
	IN	OUT	IN	OUT	GROUP A ONLY
PA ₀	IN	OUT	IN	OUT	↔
PA ₁	IN	OUT	IN	OUT	↔
PA ₂	IN	OUT	IN	OUT	↔
PA ₃	IN	OUT	IN	OUT	↔
PA ₄	IN	OUT	IN	OUT	↔
PA ₅	IN	OUT	IN	OUT	↔
PA ₆	IN	OUT	IN	OUT	↔
PA ₇	IN	OUT	IN	OUT	↔
PB ₀	IN	OUT	IN	OUT	—
PB ₁	IN	OUT	IN	OUT	—
PB ₂	IN	OUT	IN	OUT	—
PB ₃	IN	OUT	IN	OUT	—
PB ₄	IN	OUT	IN	OUT	—
PB ₅	IN	OUT	IN	OUT	—
PB ₆	IN	OUT	IN	OUT	—
PB ₇	IN	OUT	IN	OUT	—
PC ₀	IN	OUT	INTR _B	INTR _B	I/O
PC ₁	IN	OUT	IBF _B	ÖBF _B	I/O
PC ₂	IN	OUT	STB _B	ACK _B	I/O
PC ₃	IN	OUT	INTR _A	INTR _A	INTR _A
PC ₄	IN	OUT	STB _A	I/O	STB _A
PC ₅	IN	OUT	IBF _A	I/O	IBF _A
PC ₆	IN	OUT	I/O	ACK _A	ACK _A
PC ₇	IN	OUT	I/O	ÖBF _A	ÖBF _A

สัญญาณต่างๆ ของ 8255

D0-D7 บัสข้อมูลเชื่อมโยงกับ CPU

A0-A1 ใช้เลือกพอร์ท A,B,C และพอร์ทควบคุม

Reset เมื่อขานี้ได้รับสัญญาณกระตุ้นลอจิก 1 จะทำให้ 8255 ถูกรีเซต มีผลทำให้ทุกพอร์ทเป็นอินพุททันที

PA0-PA7 เป็นพอร์ทขนาน 8 บิต

PB0-PB7 เป็นพอร์ทขนาน 8 บิต

PC0-PC7 เป็นพอร์ทขนาน 8 บิต

RD ในการอ่านข้อมูลที่พอร์ทของ 8255 ต้องทำให้ขานี้เป็นลอจิก 0 พร้อมกับ CS

WR ในการเขียนข้อมูลหรือโปรแกรมลงบน 8255 ต้องทำให้ขานี้เป็นลอจิก 0 พร้อมกับ CS

CS เป็นขาเลือกชิพของ 8255 ได้ ขานี้มักจะทำกับ I/O Decoder

เมื่อขา WR,RD,A0,A1,CS ทำงานทั้ง 5 ขา จะมีฟังก์ชันการทำงานดังตารางที่ 2.7

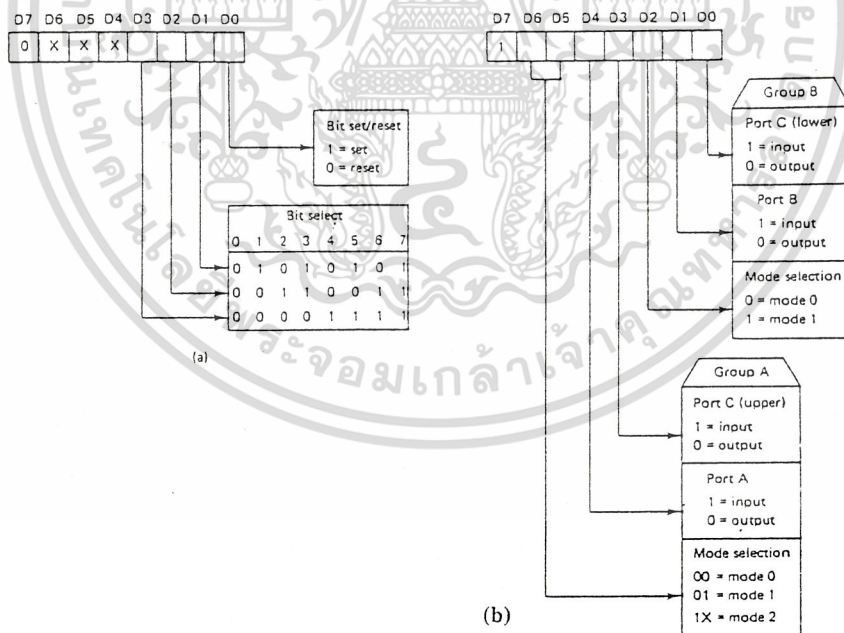
ตารางที่ 2.7 ตารางความจริงของ 8255

A ₁	A ₀	\overline{RD}	\overline{WR}	\overline{CS}	
					Input operation (READ)
0	0	0	1	0	Port A → data bus
0	1	0	1	0	Port B → data bus
1	0	0	1	0	Port C → data bus
					Output operation (WRITE)
0	0	1	0	0	Data bus → port A
0	1	1	0	0	Data bus → port B
1	0	1	0	0	Data bus → port C
1	1	1	0	0	Data bus → control
					Disable function
X	X	X	X	1	Data bus → 3-state
1	1	0	1	0	Illegal condition
X	X	1	1	0	Data bus → 3-state

Source: Courtesy of Intel Corporation.

2.5.2 การโปรแกรม 8255

จะใช้ตารางการโปรแกรมดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 Control Words ทั้ง 2 แบบของ Mode และ Bit Definition Format

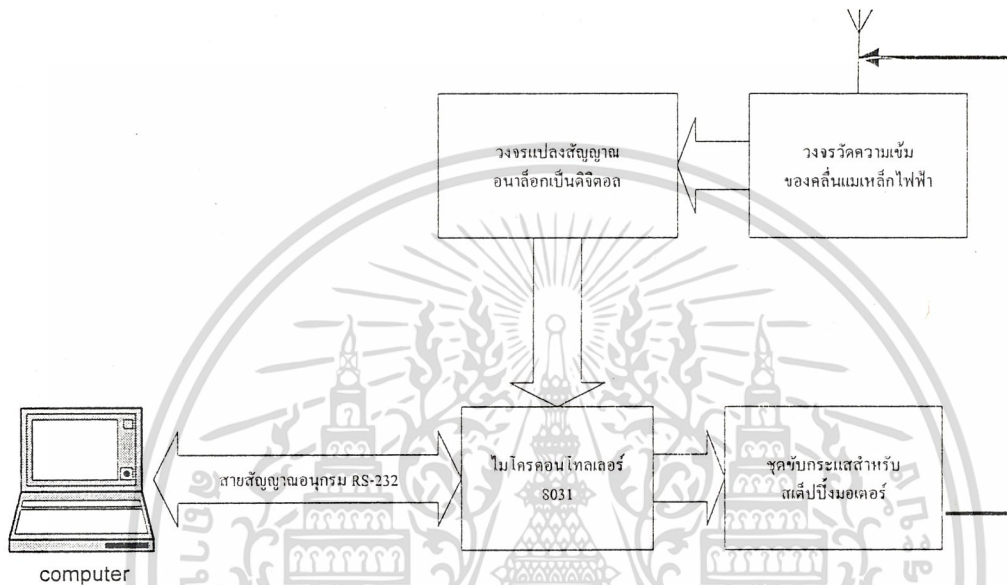
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

หลักการงานและการออกแบบระบบ

3.1 หลักการทำงานของระบบ

ระบบการหาแพทเทเท็รึ้นของสายอากาศนั้นสามารถแบ่งการทำงานออกเป็นส่วน ๆ ได้ตามบล็อกไดอะแกรมดังนี้



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานรวมของระบบการหาแพทเท็รึ้นของสายอากาศ

วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล ทำหน้าที่แปลงสัญญาณอนาล็อกความเข้มของสัญญาณที่รับได้จากสายอากาศ เป็นสัญญาณดิจิทัล โดยจะใช้ไอซีการแปลงเบอร์ ADC0802 เป็นตัวหลักในการแปลง

ชุดขับกระแสสำหรับสเต็ปปีงมอเตอร์ ทำหน้าที่ขับกระแสเพื่อควบคุมคอยล์ของสเต็ปปีงมอเตอร์ โดยรับสัญญาณการควบคุมจากส่วน Decoder ส่วนนี้จะใช้วงจรการทำทรานซิสเตอร์เป็นสวิทซ์และใช้การต่อทรานซิสเตอร์แบบ Darlington เพื่อให้มีอัตราขยายมาก และเลือกเบอร์ทรานซิสเตอร์ชนิดที่ทนกระแสได้สูง

ไมโครคอนโทรลเลอร์ จะเป็นตัวรับข้อมูลที่รับมาได้จากวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล และแปลงเป็นแบบอนุกรมและส่งไปยังคอมพิวเตอร์ และ เป็นตัวรับข้อมูลการควบคุมสเต็ปปีงมอเตอร์จากคอมพิวเตอร์เพื่อไปขับสเต็ปปีงมอเตอร์

วงจรวัดความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ทำหน้าที่แปลงความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าให้เป็นระดับแรงดันไฟฟ้าตามความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

3.2 การออกแบบส่วนต่างๆของระบบ

3.2.1 วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล

วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลสำหรับโครงการนี้จะใช้โหมดการทำงานแบบเซลฟ์คล็อก (Self Clock Free Running Mode) โดยจะเพิ่มวงจรสร้างระดับแรงดันอ้างอิงโดยใช้รีซิสเตอร์ (Resistor) ค่า 10 กิโลโอห์ม 2 ตัวต่ออนุกรมกัน เพื่อสร้างระดับแรงดันอ้างอิงขึ้นมา ส่วนคล็อกที่จะให้แก่วงจรแปลงสัญญาณนั้นจะได้อมาจากวงจรกำเนิดคล็อกภายในไอซี โดยในโครงการนี้จะเลือกใช้คล็อกที่มีความถี่ประมาณ 600 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยต่อตัวต้านทานและตัวเก็บประจุที่หาค่ามาได้จากสมการข้างล่างนี้

$$f_{CLK} = 1/(1.1RC)$$

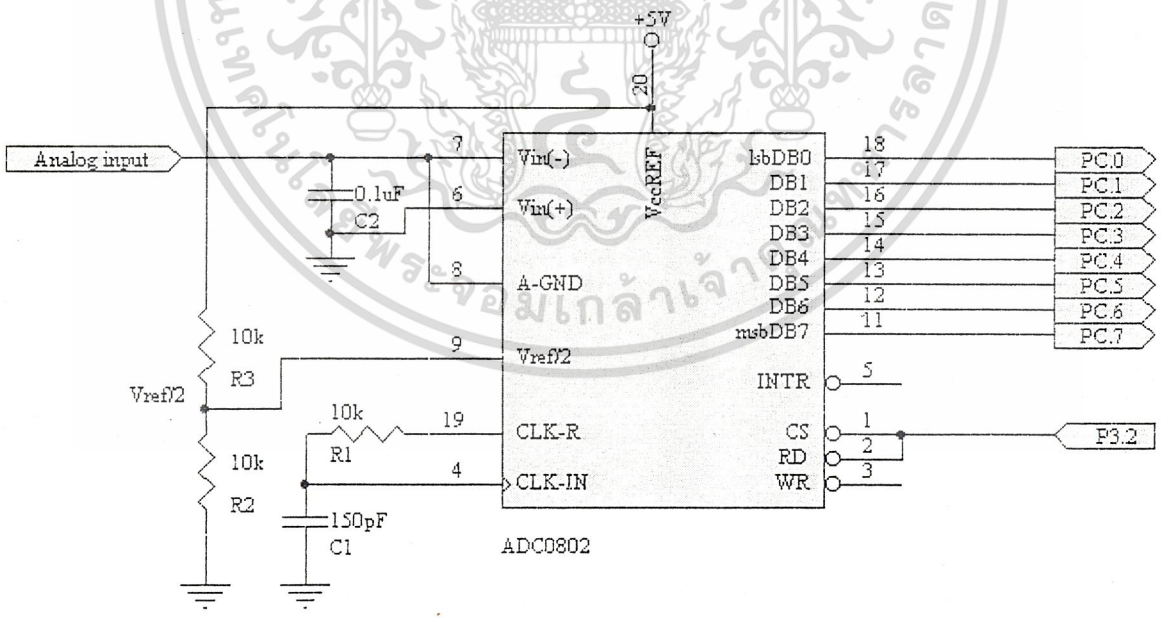
โดยที่ f_{CLK} เป็นความถี่ของคล็อกที่ต้องการ(เฮิร์ตซ์)

R เป็นค่าความต้านทาน(โอห์ม)

C เป็นค่าความจุไฟฟ้า(ฟารัด)

จากวงจรเราใช้ตัวต้านทานค่า 10 กิโลโอห์ม และตัวเก็บประจุไฟฟ้าค่า 150 พิโกฟารัด เพราะฉะนั้นจากสมการข้างบนเราจะได้ $f_{CLK} = 1/(1.1 \times 10 \times 10^3 \times 150 \times 10^{-12}) = 606.06$ กิโลเฮิร์ตซ์

สำหรับตัวไอซีแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลเราจะต่อขา WR ต่อกับขา INTR เข้าด้วยกัน และต่อขา CS กับ RD ลงกราวด์ เพื่อให้ไอซีทำงานแบบฟรีรันนิ่งโหมดซึ่งผลที่ได้ก็จะทำให้อินพุตที่เป็นสัญญาณอนาล็อกจะถูกแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลเอาที่ทุกตลอดเวลาโดยไม่ถูกอินเตอร์รัพท์จากภายนอก สำหรับวงจรการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลจะแสดงดังรูป 3.2



Analog to Digital Circuit

รูปที่ 3.2 วงจรการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลแบบฟรีรันนิ่งโหมด

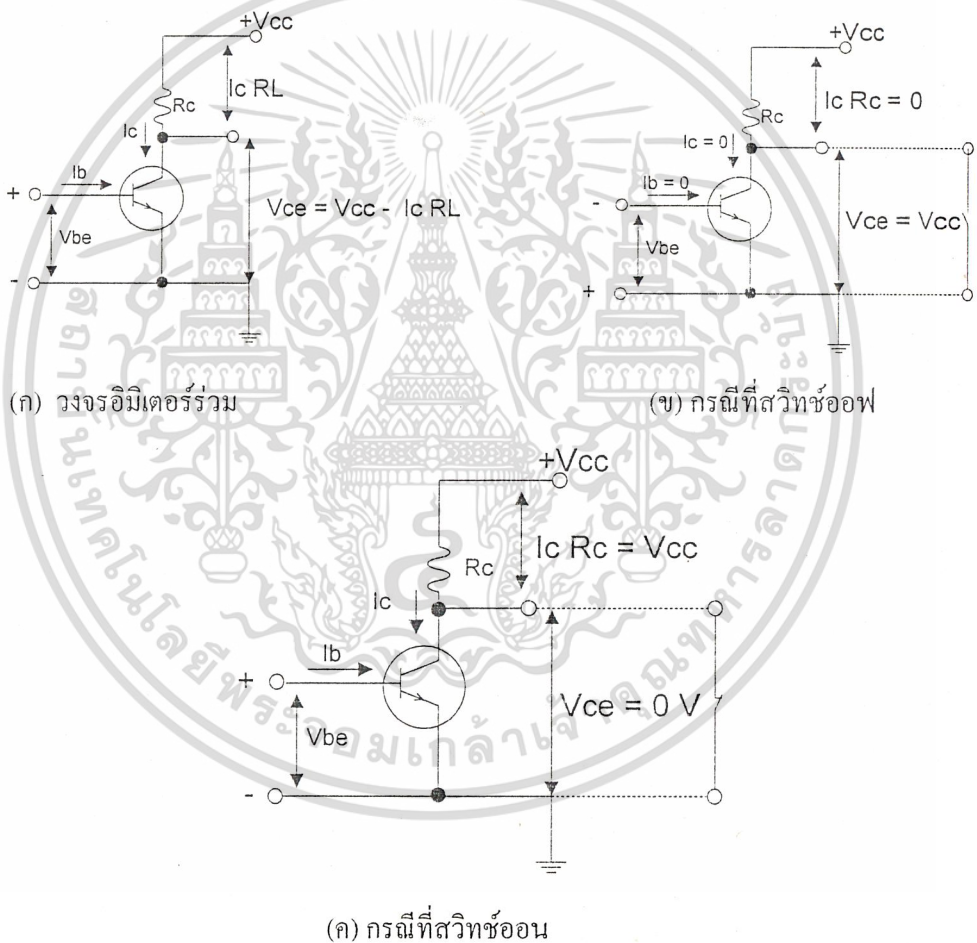
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 วงจรขับสแต็ปิ่งมอเตอร์

การใช้งานให้ทรานซิสเตอร์มีคุณสมบัติเป็นสวิตช์ เราจะให้ทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ในสภาวะคัทออฟ (Cut off) และอิ่มตัว(Saturate) โดยจะมีลักษณะดังรูปที่ 3.3 จากรูปเป็นวงจรทรานซิสเตอร์ชนิดอิมิตเตอร์ร่วมที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์โดยทรานซิสเตอร์เป็นเสมือนสวิตช์ให้กับโหลด RL ที่ต่อระหว่าง Vcc กับ คอนเน็คเตอร์ของตัวทรานซิสเตอร์ส่วนขาอิมิตเตอร์ต่อลงกราวด์ทรานซิสเตอร์จะทำตัวคล้ายสวิตช์ซึ่งปิด-เปิดระหว่างขาคอลเล็กเตอร์กับอิมิตเตอร์ส่วนแรงดันอินพุตที่ป้อนเข้าขาเบสเป็นส่วนควบคุมการทำงานของสวิตช์ ซึ่ง Vce สามารถหาได้จาก

$$V_{ce} = V_{cc} - I_c R_L$$

เมื่อแรงดันที่เบส-อิมิตเตอร์มีค่าเป็นศูนย์หรือไบแอสกลับที่ขั้วเบส-อิมิตเตอร์ ส่วนของกระแส Ib จะมีค่าเป็นศูนย์ด้วย ซึ่งกระแสคอลเล็กเตอร์ประมาณเท่ากับศูนย์ ในสถานะเช่นนี้ ทรานซิสเตอร์ อยู่ในสภาวะคัทออฟนั่นคือ แรงดันที่ตกคร่อมโหลดมีค่าเป็นศูนย์



รูปที่ 3.3 แสดงการใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์

จากหลักการข้างต้นเราสามารถคำนวณหาค่า $h_{FE\ min}$ โดย

จากสมการ

$$V_{ce} = V_{cc} - I_c R_L$$

∴

$$I_c \approx V_{cc}/R_L \quad ; V_{ce} \approx 0 V$$

จากแหล่งจ่ายของสแต็ปิ่งมอเตอร์

$$= 9 V$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และค่าความต้านทานของโหลด = 3.3 โอห์ม

$$\begin{aligned} \therefore \text{จะได้} \quad I_c &= V_{cc}/R_l \\ &= 9/3.3 \\ &= 2.72 \text{ A} \end{aligned}$$

เนื่องจากเราใช้ไอซีทีทีแอลในการขับทรานซิสเตอร์ดังนั้นจึงต้องจำกัดกระแสที่จะใช้ขับทรานซิสเตอร์ให้ไม่สูงจนเกินไป(เพราะฉะนั้นเราจะใช้ I_b เพียง 1 mA ในการออกแบบ)

จาก $I_c = 2.72 \text{ A}$

$$\begin{aligned} \therefore \text{เราจะหา } h_{FEmin} \text{ ของทรานซิสเตอร์โดย } h_{FEmin} &\approx I_c/I_b \\ &= 2.72 \text{ A}/1\text{mA} \\ &= 2720 \end{aligned}$$

ดังนั้นเราจึงใช้ทรานซิสเตอร์ต่อคาลิงตันกันเพื่อเพิ่มอัตราขยายกระแส(h_{FE})ให้สูงขึ้น โดยจะเลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3055 (h_{FE} ประมาณ 40) กับ BC547 (h_{FE} ประมาณ 200) มาใช้ เพราะฉะนั้นเราจะได้ I_b ใหม่ โดยข

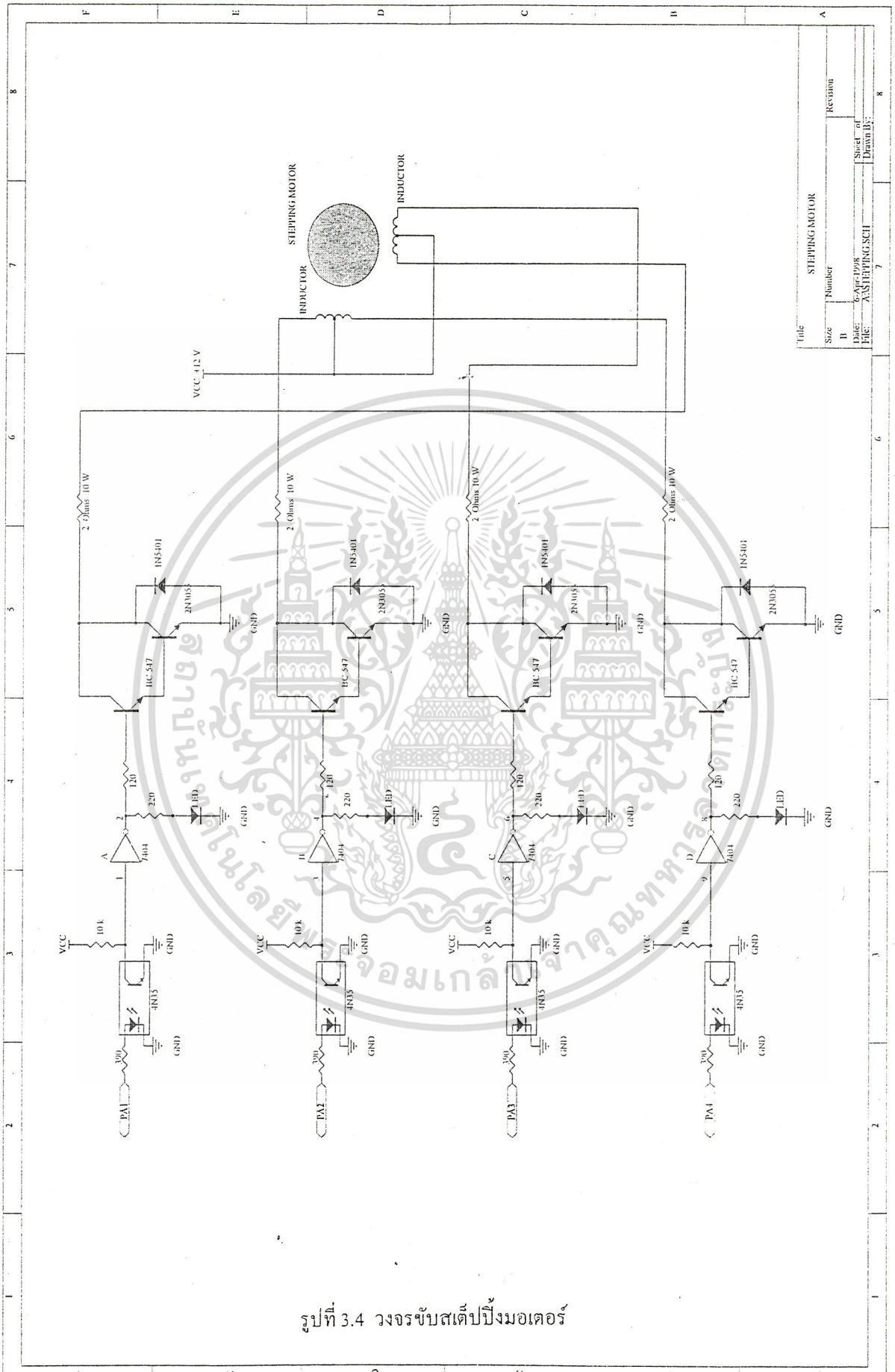
$$\begin{aligned} I_b &= I_c/(h_{FE1} \cdot h_{FE2}) \\ &= 2.72/(40 \cdot 200) \\ &= 0.28375 \text{ mA} \end{aligned}$$

จาก $I_b = 0.28375 \text{ mA}$ และ $V_{oh}(min)$ ของไอซีทีทีแอลประมาณ 2.5 โวลต์ เพราะฉะนั้นเราจะหา R_b ได้โดย

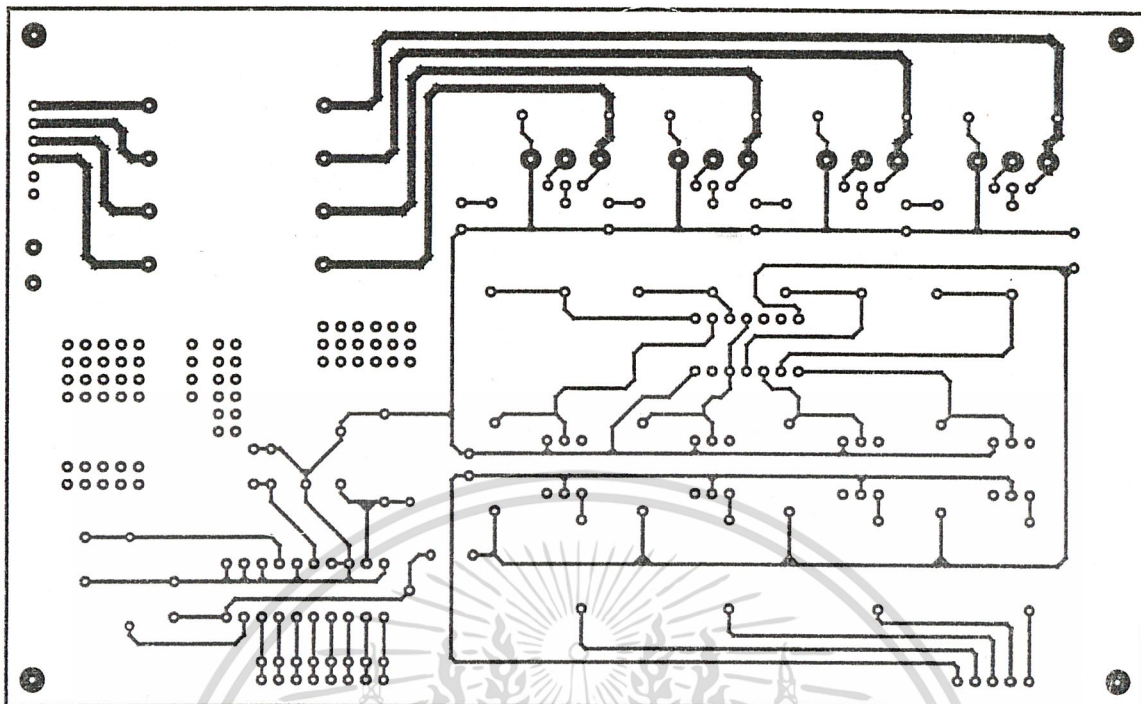
$$\begin{aligned} R_b &= V_b/I_b \\ &= (2.5-0.7)/0.28375\text{mA} \\ &= 6.3436 \text{ kohm} \end{aligned}$$

เพราะฉะนั้นเราต้องใช้ R_b ต่ำกว่า 6.3436 กิโลโอห์ม ในการทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานซึ่งในการทดลองจะใช้ค่าประมาณ 120 โอห์ม สำหรับการอินเตอร์เฟสระหว่างการ์ด 8255 กับ ส่วนขับสเต็ปปีงมอเตอร์เราจะใช้ออปโตไอโซเลเตอร์ เบอร์ 4N35 เพื่อเป็นการป้องกันการรบกวนและสล็อตของคอมพิวเตอร์ให้มีความปลอดภัยสูงขึ้นดังรูป

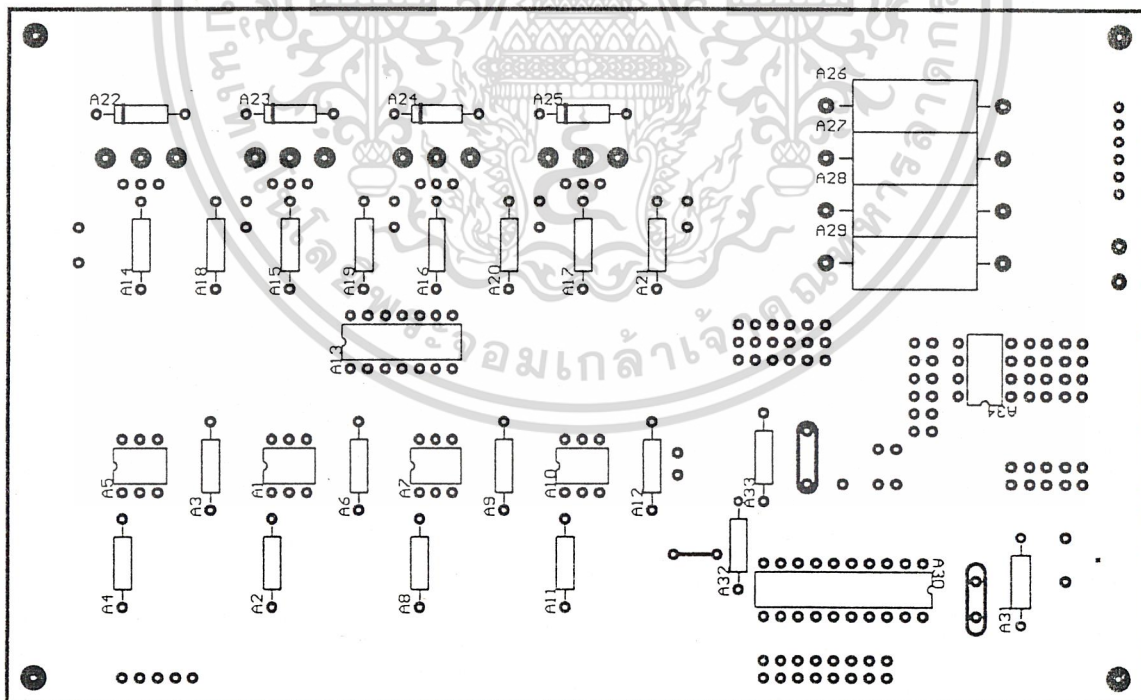
3.4



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 ลายปริ้นท์ของวงจรขับสเต็ปมอเตอร์และวงจร ADC

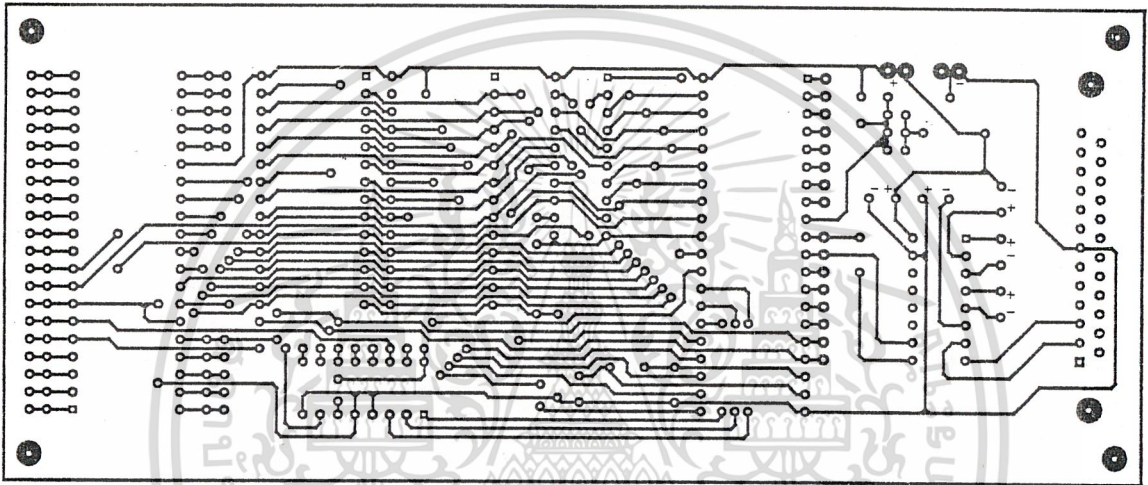


รูปที่ 3.6 รูปการวางอุปกรณ์วงจรขับสเต็ปมอเตอร์และวงจร ADC

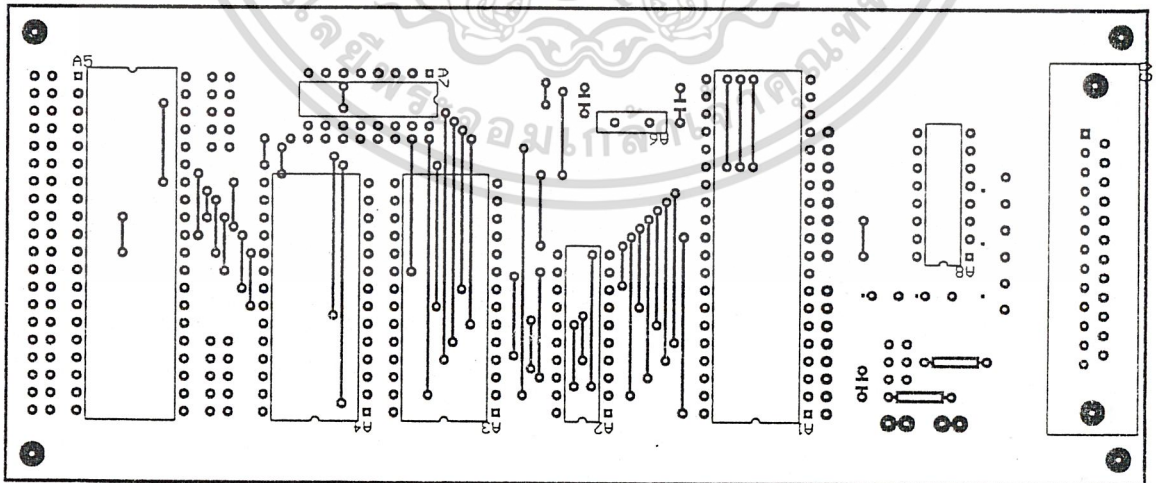
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์นั้นจะใช้ไอซีตระกูล MCS51 เบอร์ 8031 และจะใช้ไอซีพรมภายนอกเบอร์ 2764 เป็นตัวเก็บโปรแกรมการทำงาน และใช้ไอซีเบอร์ MAX232 เป็นตัวแปลงระดับสัญญาณ TTL เป็นระดับตามมาตรฐาน RS-232 ที่ใช้ในการติดต่อสื่อสารกันระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์กับไมโครคอมพิวเตอร์

ในการขยายพอร์ทที่เอาไว้สำหรับใช้งานนั้นใช้ไอซีเบอร์ 8255 ซึ่งมีพอร์ทใช้งานได้อยู่ 3 พอร์ท คือ A,B, และ C โดยในวงจรนี้จะใช้พอร์ท C เป็นพอร์ทอินพุทที่รับข้อมูลความเข้มของสนามไฟฟ้าจากตัวแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล และใช้พอร์ท A เป็นพอร์ทที่สำหรับควบคุมสตีปปีงมอเตอร์ ส่วนการถอดรหัสแอดเดรสเพื่อใช้ควบคุมในส่วนของ 8255 และ หน่วยความจำ ทั้งไอซีพรมและแรมนั้นจะใช้ไอซีเบอร์ 74LS138 เป็นตัวถอดรหัส



รูปที่ 3.8 ลายปริ้นท์ของวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์

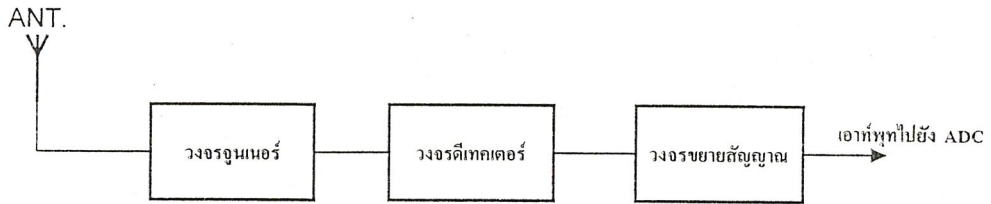


รูปที่ 3.9 รูปการวางอุปกรณ์ของวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.4 วงจรวัดความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

วงจรวัดความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีหลักการทำงานของเครื่องซึ่งแสดงได้ดังบล็อกไดอะแกรม ดังรูป

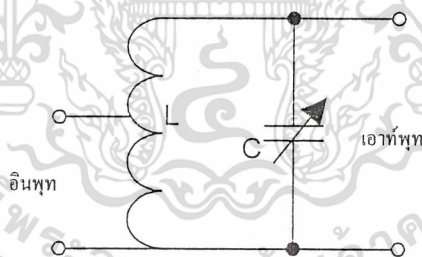


รูปที่ 3.10 บล็อกไดอะแกรมแสดงหลักการทำงานของวงจรวัดความเข้มคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

จากบล็อกไดอะแกรมสัญญาณอาร์เอฟจากสายอากาศจะถูกป้อนเข้าสู่วงจรรอเนอร์ จะใช้วงจรแอลซีรีโซแนนซ์แบบขนาน ซึ่งจะยอมให้ความถี่ที่ตรงกับความถี่รีโซแนนซ์ผ่านไปได้มากที่สุดผ่านเข้าสู่วงจรดีเทคเตอร์ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนจากแรงดันไฟสลับของสัญญาณอาร์เอฟให้ออกมาเป็นระดับแรงดันไฟตรงซึ่งแปรผันต่อความแรงของสัญญาณอาร์เอฟของสายอากาศ จากสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรดีเทคเตอร์จะถูกส่งเข้าสู่วงจรมหาสัญญาณเพื่อขยายสัญญาณให้มีระดับสูงขึ้นก่อนที่จะถูกส่งออกไปสู่วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอลต่อไป

การออกแบบวงจรรอเนอร์

สำหรับส่วนของวงจรรอเนอร์จะใช้วงจรแอลซีรีโซแนนซ์แบบขนานซึ่งแสดงดังรูป



รูปที่ 3.11 แสดงวงจรรอเนอร์

จากความถี่ที่ใช้งานซึ่งจะใช้ในย่าน 144 - 146 MHz เพราะฉะนั้นเราจะหาค่า LC ได้โดยจากความถี่รีโซแนนซ์ที่ใช้งานอยู่ในช่วง 144 - 146 MHz เพราะฉะนั้นเราจะใช้ความถี่รีโซแนนซ์ในการคำนวณเท่ากับ $(144 + 146) / 2$ เท่ากับ 145 MHz

$$\therefore \text{จากสูตรการคำนวณความถี่รีโซแนนซ์}(f_r) = 1/(2\pi\sqrt{LC})$$

เมื่อ f_r = ความถี่รีโซแนนซ์ (เฮิรตซ์)

L = ค่าความเหนี่ยวนำ (เฮนรี่)

C = ค่าความจุไฟฟ้า (ฟารัด)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 \text{จาก } f_r = 145 \text{ MHz} \quad \therefore \quad & 145 \times 10^6 = 1/(2\pi\sqrt{LC}) \\
 \sqrt{LC} &= 1/(2\pi f_r) \\
 LC &= (1/(2\pi f_r))^2 \\
 LC &= (1/(2 \times \pi \times 145 \times 10^6))^2 \\
 &= 1.204770317 \times 10^{-18}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{แทนค่า } C = 5\text{-}20 \text{ pF} \quad \therefore \quad & \text{จะใช้ค่าในการคำนวณ } (20+5)/2 = 12.5 \text{ pF} \\
 \therefore \quad & L = 1.204770317 \times 10^{-18} / 12.5 \times 10^{-12} \\
 &= 0.096381625 \text{ uH}
 \end{aligned}$$

ดังนั้นจากสูตรหาค่าอินดักเตนซ์



รูปที่ 3.12 แสดงความหมายของความกว้างความยาวของขดลวด

$$L(\text{uH}) = d^2 n^2 / 18d + 40l$$

$$\therefore n = \{\sqrt{L(18d+40l)}\} / d$$

เมื่อ L = ค่าอินดักเตอร์ (uH)

d = เส้นผ่าศูนย์กลางของคอยล์ (นิ้ว)

l = ความยาวของคอยล์ (นิ้ว)

n = จำนวนรอบของคอยล์ (รอบ)

กำหนดให้ L มีความยาว 1 ซม. และมีเส้นผ่าศูนย์กลาง 1 ซม. ดังนั้นจะหาจำนวนรอบได้โดย

$$n = \{\sqrt{L(18d+40l)}\} / d$$

$$\text{แทนค่า } L = 0.096381625 \text{ (uH)}$$

$$d = l = 1 \text{ cm.} = 1/2.54 = 0.3937 \text{ นิ้ว}$$

$$\therefore n = \{\sqrt{0.096381625(0.3937*18)+(0.3937*40)}\} / 0.3937$$

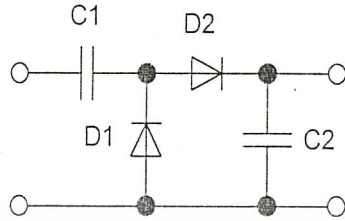
$$n = 3.76 \text{ รอบ}$$

\therefore ต้องพันขดลวดประมาณ 3-4 รอบ แล้วใช้ C ในการปรับค่าให้ถูกต้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรถีเทคเตอร์

สำหรับส่วนวงจรถีเทคเตอร์จะใช้วงจรถีเทคเตอร์แบบทวีแรงดันโดยใช้ไดโอดและคาปาซิเตอร์ต่อรวมกันดังรูป

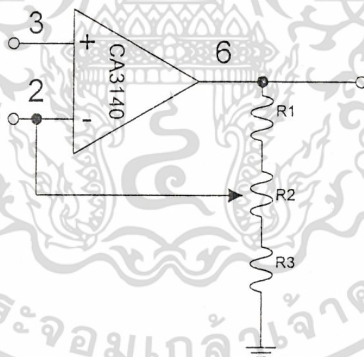


รูปที่ 3.13 แสดงวงจรถีเทคเตอร์

จากรูป C1,C2,D1,D2 จะต่อกันเป็นวงจรถีเทคเตอร์แบบทวีแรงดัน โดยใช้ไดโอด D1,D2 จะใช้เยอรมันเนียมไดโอดเบอร์ 1N60 ซึ่งมีแรงดันตกคร่อมตัวมันต่ำเพียง 0.25 โวลต์ จึงทำให้สัญญาณผ่านออกไปได้มากกว่าการใช้ไดโอดชนิดซิลิกอนซึ่งมีแรงดันตกคร่อม 0.7 โวลต์

วงจรรขยายสัญญาณ

จะใช้ไอซีออปแอมป์ชนิดไบมอสเบอร์ CA3140 เพราะไอซีเบอร์นี้ออกแบบมาให้ใช้งานกับไฟเลี้ยงชุดเดียวจึงใช้งานได้สะดวกและยังมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมากจึงไม่ไปโหลดวงจรจูนและวงจรถีเทคเตอร์สำหรับการต่อวงจรใช้งานจะมีลักษณะดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 แสดงวงจรรขยายสัญญาณ

จากรูปไอซีจะถูกต่อเป็นวงจรรขยายแบบนอนอินเวอร์ตึงเพื่อให้การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณเอาท์พุทมีขนาดและทิศทางสอดคล้องกับการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณอินพุท สัญญาณอินพุทจะเข้ามาทางขา 3 ซึ่งเป็นอินพุทขั้วบวกของไอซี และออกทางขา 6 โดยมี R1,R2, และ R3 ต่อเพื่อปรับอัตราขยายซึ่งเราสามารถหาค่า R1,R2, และ R3 ได้โดย

$$\text{จากสูตรอัตราขยายแบบนอนอินเวอร์ตึง } A_f = 1 + (R_f / R_1)$$

$$\text{จากรูปที่ 3.14 จะได้ } A_f = 1 + (R_1 + R_2) / R_3 \text{ กรณีปรับ } R_2 \text{ MAX}$$

$$A_f = 1 + R_1 / (R_2 + R_3) \text{ กรณีปรับ } R_2 \text{ MIN}$$

เอกสารนี้เพื่อความสะดวกในการคำนวณเราจึงกำหนดให้ $R_1 = R_2$ เพราะฉะนั้นจะได้ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_f = 1 + (2R_1 / R_3) \quad \text{กรณีปรับ } R_2 \text{ MAX} \quad (1)$$

$$A_f = 1 + R_1 / (R_1 + R_3) \quad \text{กรณีปรับ } R_2 \text{ MIN} \quad (2)$$

เนื่องจากเราต้องการอัตราขยายสูงสุดประมาณ 400 เท่า

$$\therefore \text{จาก (1) จะได้} \quad 400 = 1 + (2R_1 / R_3) \quad (3)$$

$$399 = 2R_1 / R_3$$

$$R_1 = 399R_3 / 2 = 199.5 R_3 \quad (4)$$

หรือ

$$R_3 = R_1 / 199.5 \quad (5)$$

กำหนดให้ $R_1 = 10K$ \therefore จะหา R_3 ได้จากสมการที่ 5 ดังนี้

$$R_3 = 10 K / 199.5 = 50.12531326 \text{ ohms} \cong 50 \text{ ohms}$$

เนื่องจากค่าความต้านทานค่า 50 ohms ไม่มีจึงใช้ค่า 47 ohms แทน

เพราะฉะนั้นเราจะหาค่าอัตราขยายสูงสุดเมื่อปรับ R_2 MAX ได้ดังนี้

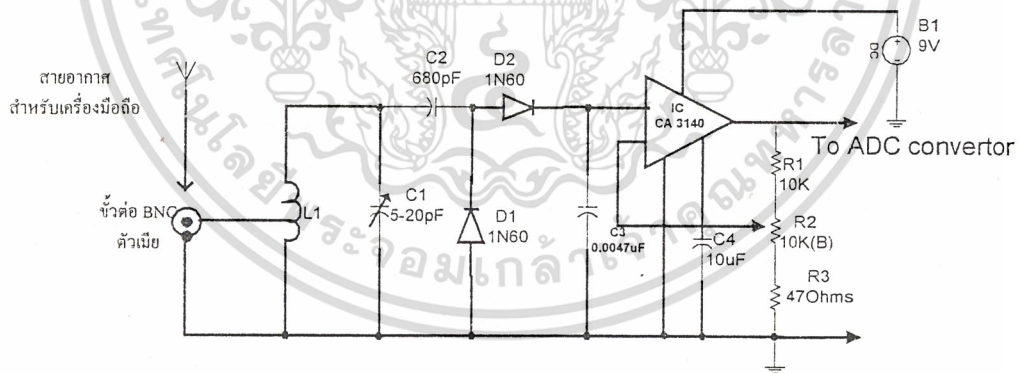
$$\begin{aligned} A_f &= 1 + (R_1 + R_2) / R_3 = 1 + (10000 + 10000) / 47 \\ &= 426.5319 \cong 427 \text{ เท่า} \end{aligned}$$

และจะหาค่าอัตราขยายต่ำสุดเมื่อปรับ R_2 MIN ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} A_f &= 1 + R_1 / (R_2 + R_3) = 1 + (10000 / (10000 + 47)) \\ &= 1.995321986 \cong 2 \text{ เท่า} \end{aligned}$$

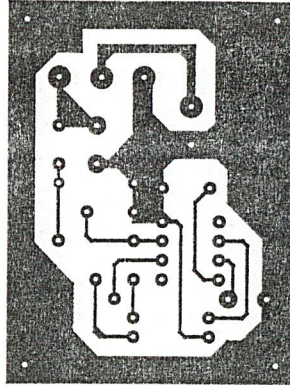
\therefore เราจะได้ R ที่ใช้ในวงจรดังนี้ $R_1 = 10 K$, R_2 ปรับค่าได้ $10 K$, $R_3 = 47 \text{ ohms}$

จากค่าต่าง ๆ สามารถเขียนรูปรวมได้ดังนี้



รูปที่ 3.15 แสดงวงจรของตัววัดความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าย่าน 144-146 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.16 ลายปริ้นท์ของวงจรวัดความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของรูปที่ 3.15



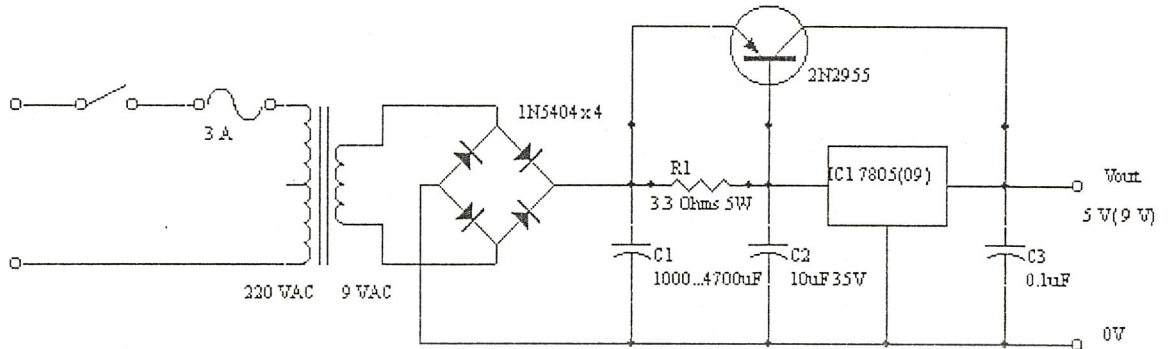
รูปที่ 3.17 แสดงการวางอุปกรณ์ของวงจรวัดความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของรูปที่ 3.16

3.2.5 แหล่งจ่ายไฟ

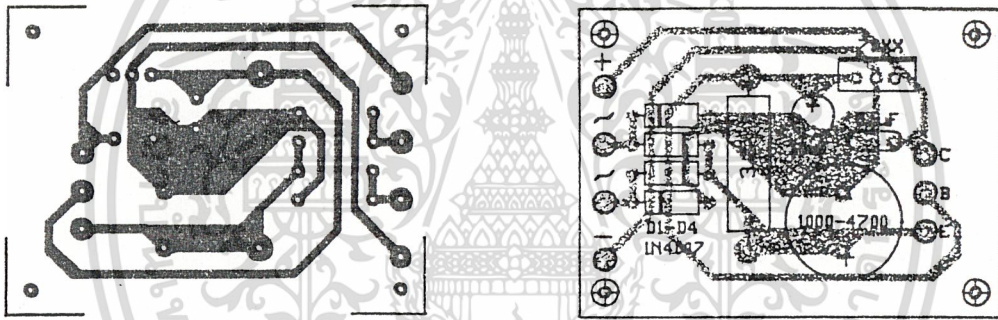
แหล่งจ่ายไฟ ในรูปเป็นวงจรเรกูลเลเตอร์ที่มีการจัดให้มีทรานซิสเตอร์ประกอบอยู่ด้วยเพราะว่าเพื่อต้องการขยายกระแสทำงานของวงจรให้มากขึ้น ซึ่งปกติวงจรเรกูลเลเตอร์ตระกูล 78XX จะจ่ายกระแสได้เพียง 1 แอมป์ จากวงจรได้ถูกออกแบบไว้เมื่อมีโวลต์เกิน 200 มิลลิแอมป์เมื่อใด ทรานซิสเตอร์ก็จะเริ่มทำงานทันทีซึ่งจะทำหน้าที่เป็นตัวจ่ายกระแสผ่านกระแสที่เกินนั้นแทนเรกูลเลเตอร์ และสามารถจ่ายกระแสได้สูงถึง 5 แอมป์

ซึ่งในที่นี้ R1 เป็นตัวทำหน้าที่ป้องกันกระแสเกินให้กับไอซีเรกูลเลเตอร์เป็นจุดแรก ขณะเดียวกันก็จะทำหน้าที่ป้องกันแรงดันไบแอสให้ทรานซิสเตอร์ด้วย ขนาดของอัตราทนกำลังของ R1 คำนวณได้จากค่ากระแสที่ผ่านตัวมันสูงสุด (I^2R) จะอยู่ในอัตรา 0.5-5 วัตต์

สำหรับตัวเก็บประจุ C1 นั้นเป็นค้วกำจัดริปเปิลของแรงดันอินพุต วงจรแหล่งจ่ายไฟมีวงจรรูปข้างล่างนี้



รูปที่ 3.18 แสดงวงจรแหล่งจ่ายแรงดันตรง 5 และ 9 โวลท์



รูปที่ 3.19 แสดงลายวงจรพิมพ์ของวงจรแหล่งจ่ายไฟของรูปที่ 3.18

3.2.6 ชุดหมุนสายอากาศ

ชุดหมุนสายอากาศประกอบด้วย

ฐานตั้งเสาอากาศ เป็นฐานสำหรับติดตั้งเสาอากาศ มอเตอร์ และชุดขับเฟืองหมุน สเต็ปป์มอเตอร์ (Stepping Motor) ลักษณะคุณสมบัติของสเต็ปป์มอเตอร์ที่ใช้มีดังนี้

ตารางที่ 3.1 ตารางคุณสมบัติของสเต็ปป์มอเตอร์

ความละเอียด	2	องศา/สเต็ป
แรงดัน	4.5	โวลท์
กระแส	1.4	แอมป์/เฟส
ค่าความต้านของขดลวด	3.3	โอห์ม

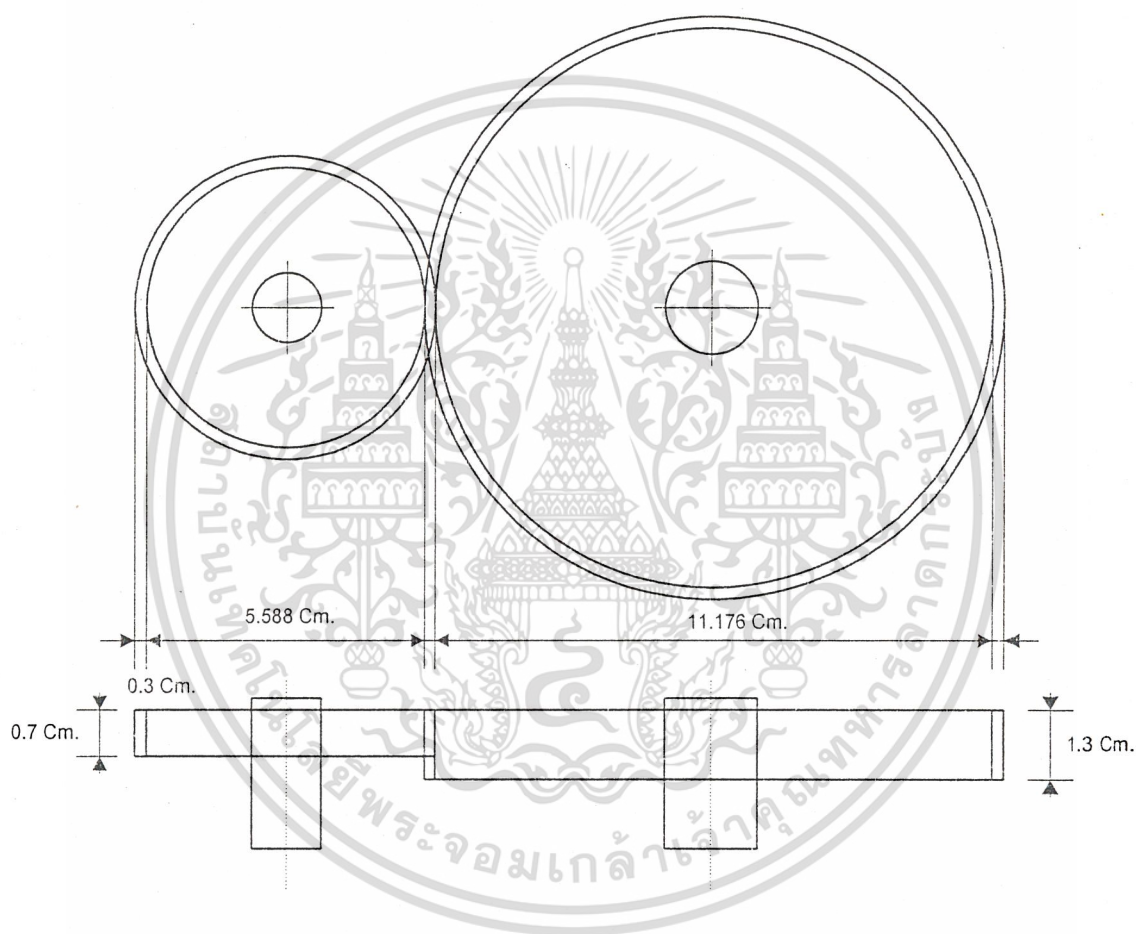
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชุดขับเฟือง ประกอบด้วยเฟืองสองตัวซึ่งมีอัตราในการทดเฟืองดังนี้

N1 คือ จำนวนฟันเฟืองที่อยู่กับแกนของสเตปป์มอเตอร์มีจำนวน 65 ฟันเฟือง

N2 คือ จำนวนฟันเฟืองที่อยู่กับแกนของสายอากาศมีจำนวน 130 ฟันเฟือง

จากอัตราทดเฟืองที่กำหนดคือ $N1/N2$ เท่ากับ $65/130$ หรือ $1/2$ เมื่อเฟือง N1 ที่อยู่กับแกนของสเตปป์มอเตอร์ หมุนไป 1 สเตปป์ เท่ากับ 2 องศา ซึ่งจะทำให้เฟือง N2 ที่ติดอยู่กับสายอากาศ หมุนไป 1 สเตปป์ เท่ากับ 1 องศา ดังนั้น ถ้าเฟือง N1 หมุนไปครบ 1 รอบ (180 สเตปป์) เฟือง N2 จะหมุนไป $1/2$ รอบ เพราะฉะนั้นหากต้องการให้เฟือง N2 หมุนไป 1 รอบ จะต้องให้เฟือง N1 หมุนไป 2 รอบ

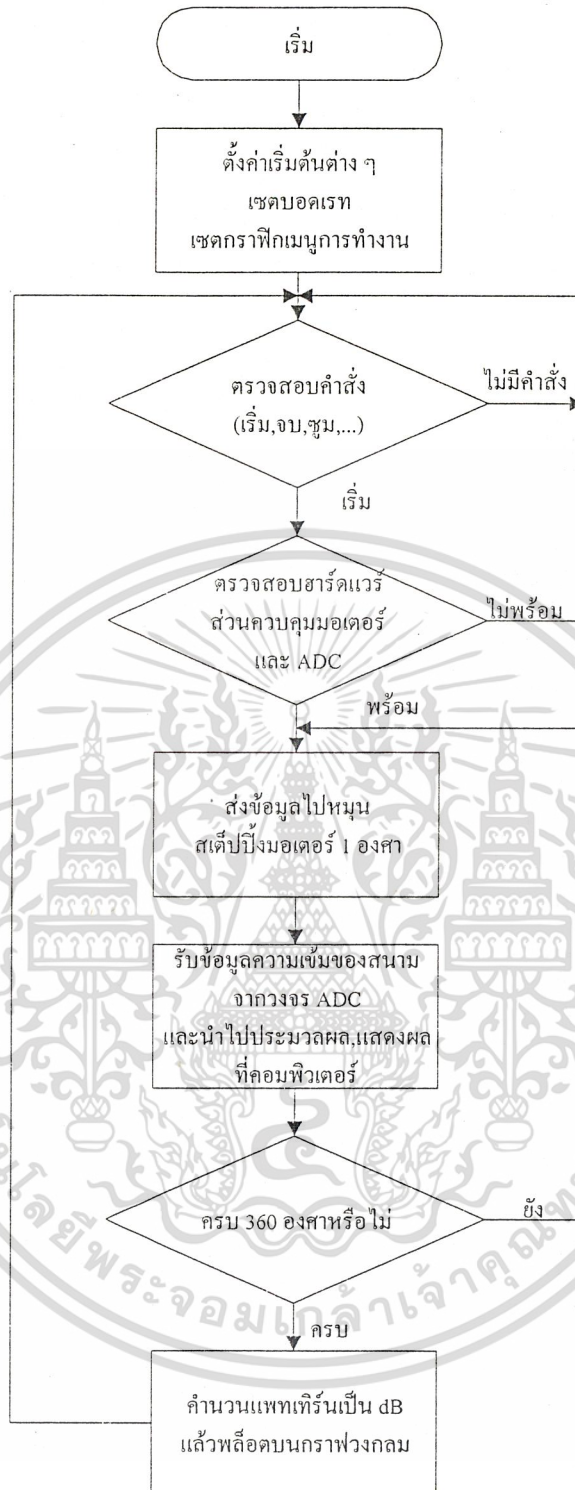


รูปที่ 3.20 รูปเฟืองที่ใช้งานที่อัตราทด 2:1

3.2.7 โปรแกรมควบคุมการทำงาน

โปรแกรมการทำงานมีหลักการทำงานตามโพลชาร์ตข้างล่างดังรูปที่ 3.21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.21 โฟลชาร์ตแสดงการทำงานของโปรแกรมควบคุมการทำงานของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

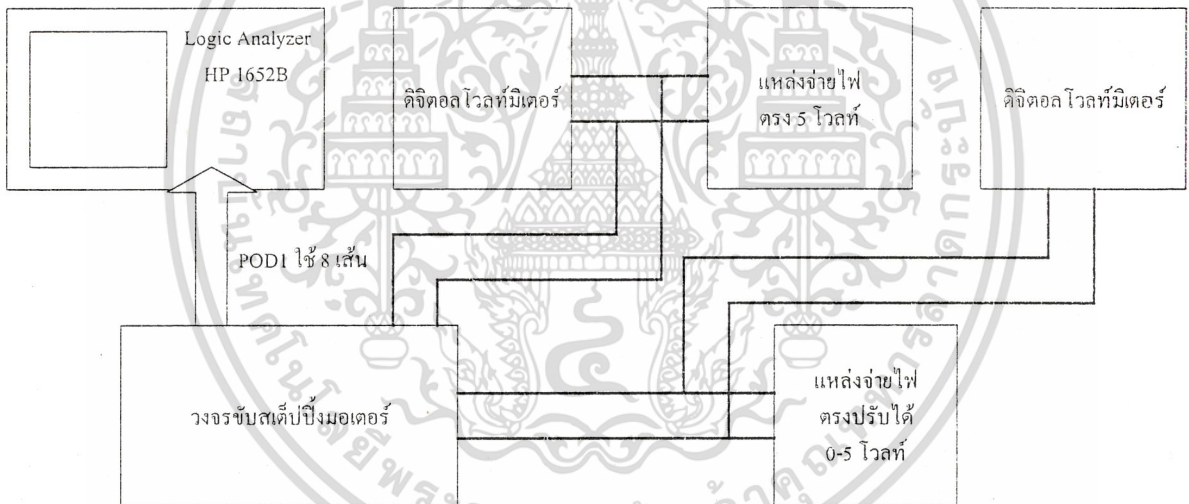
4.1 การทดลองส่วนของวงจร ADC

การวัดจะใช้เครื่องลอจิกอนาไลเซอร์ทำการวัดสัญญาณดิจิทัลเอาท์พุทโดยในเบื้องต้นจะใช้ระดับแรงดันดีซีจากเพาเวอร์ซัพพลายจ่ายเป็นอินพุทให้กับวงจร ADC โดยปรับระดับแรงดันดีซีค่าต่างๆ แล้วตรวจสอบระดับของลอจิกทั้ง 8 บิต ที่วัดได้

อุปกรณ์สำหรับการทดลอง

- 1. เพาเวอร์ซัพพลายแบบปรับได้ 0-5 โวลท์ 2 เครื่อง
- 2. ดิจิตอลมัลติมิเตอร์ 2 เครื่อง
- 3. ลอจิกอนาไลเซอร์ HP 1652B 1 เครื่อง
- 4. วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล 1 ชุด

การต่ออุปกรณ์เพื่อทำการทดลองดังรูป



รูปที่ 4.1 แสดงการต่ออุปกรณ์สำหรับทดลอง ADC

ผลการทดลอง

จากการทดลองเมื่อเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณอินพุทค่าต่าง ๆ แล้วบันทึกผลสัญญาณดิจิทัลเอาท์พุทได้ตามรูปและตารางข้างล่าง

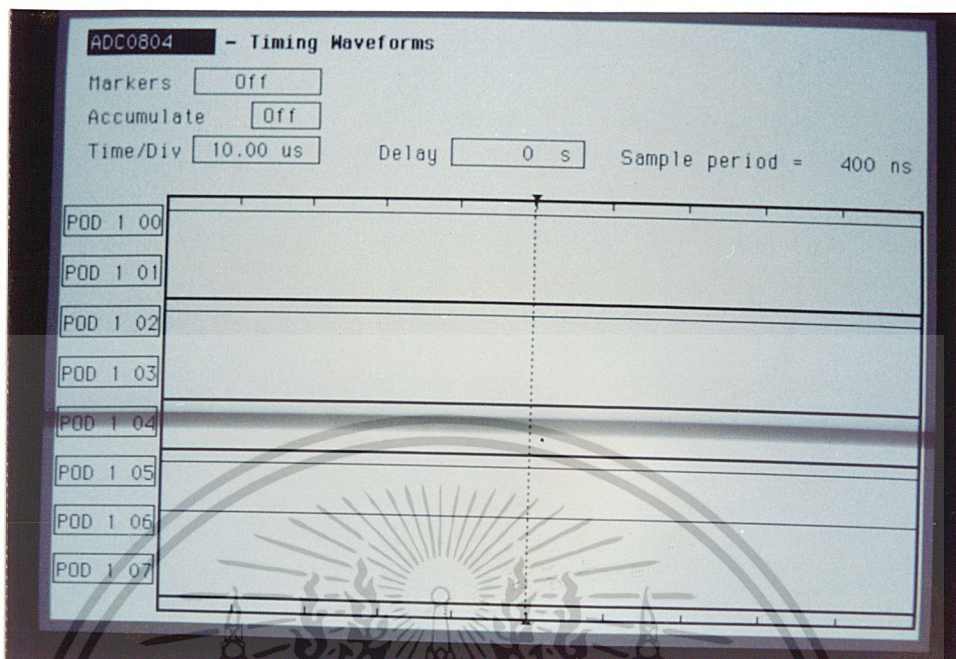


รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณดิจิทัลเอาต์พุตเมื่ออินพุตเท่ากับ 14.3 มิลลิโวลต์

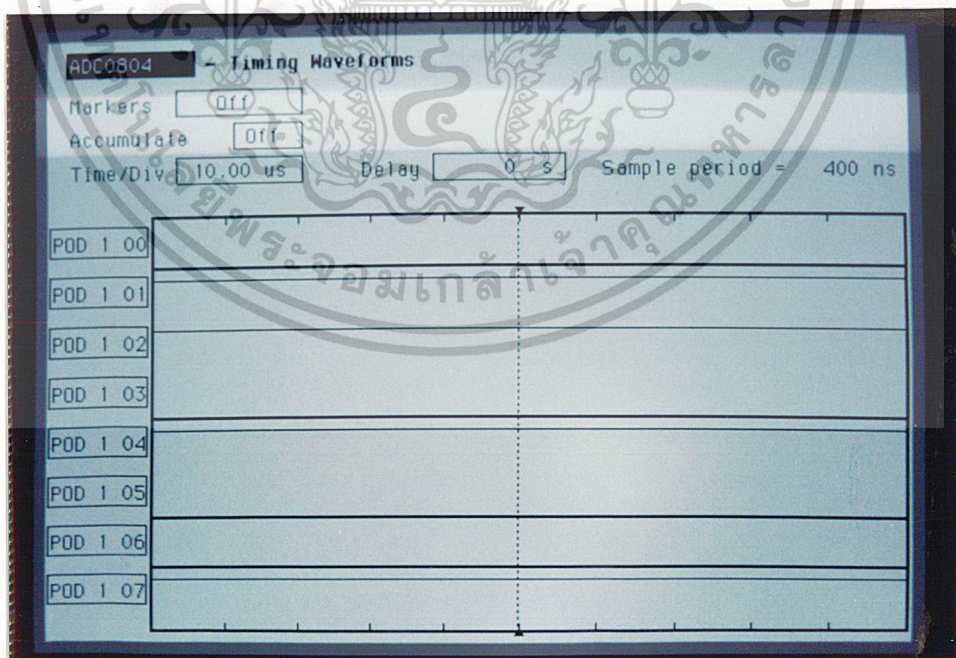


รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณดิจิทัลเอาต์พุตเมื่ออินพุตเท่ากับ 1.012 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

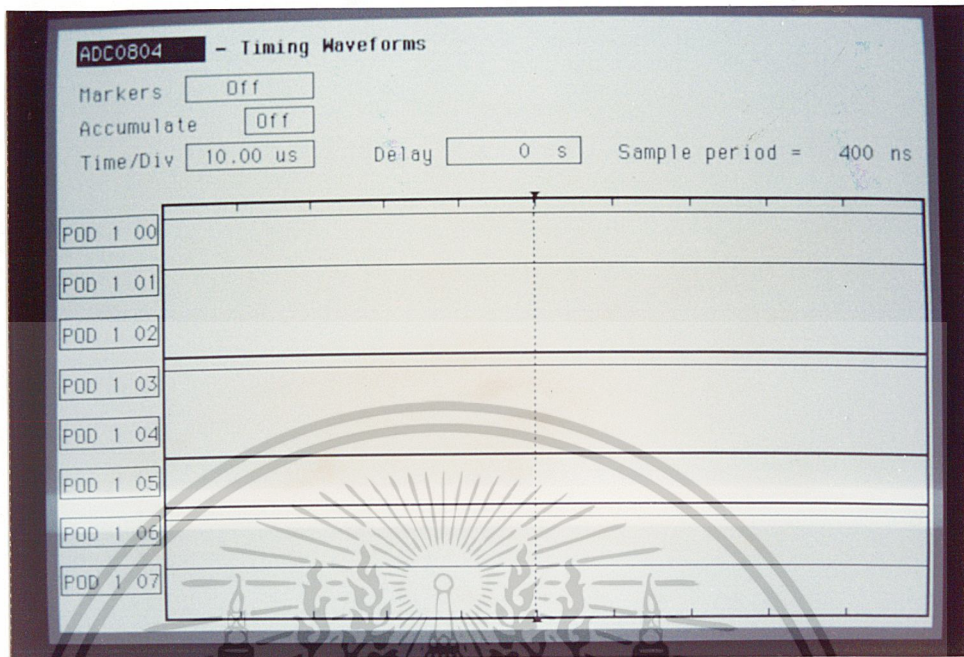


รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณดิจิทัลเอาต์พุตเมื่ออินพุตเท่ากับ 2.009 โวลต์

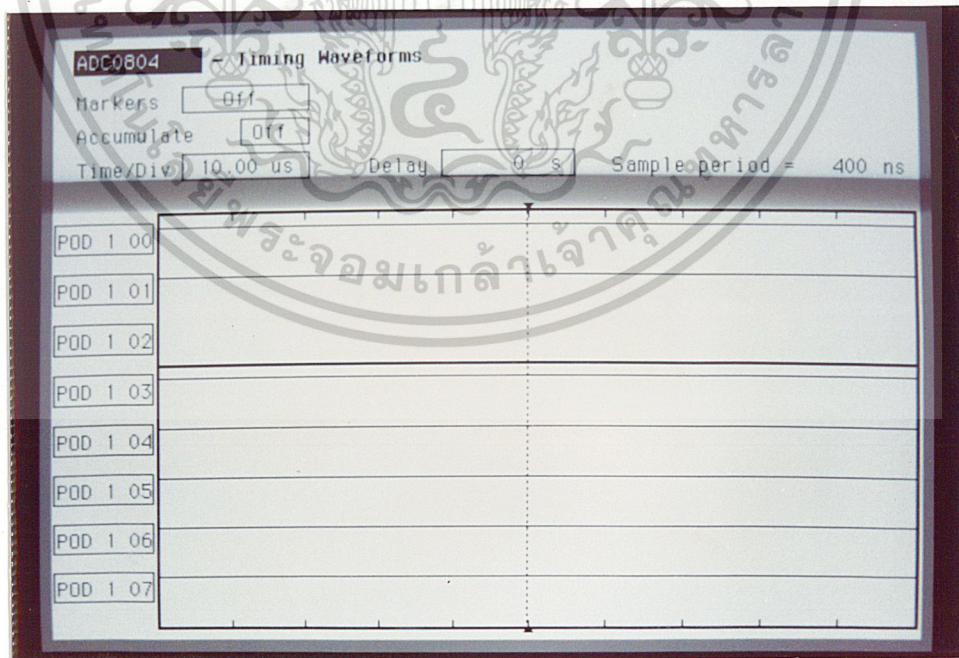


รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณดิจิทัลเอาต์พุตเมื่ออินพุตเท่ากับ 2.998 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

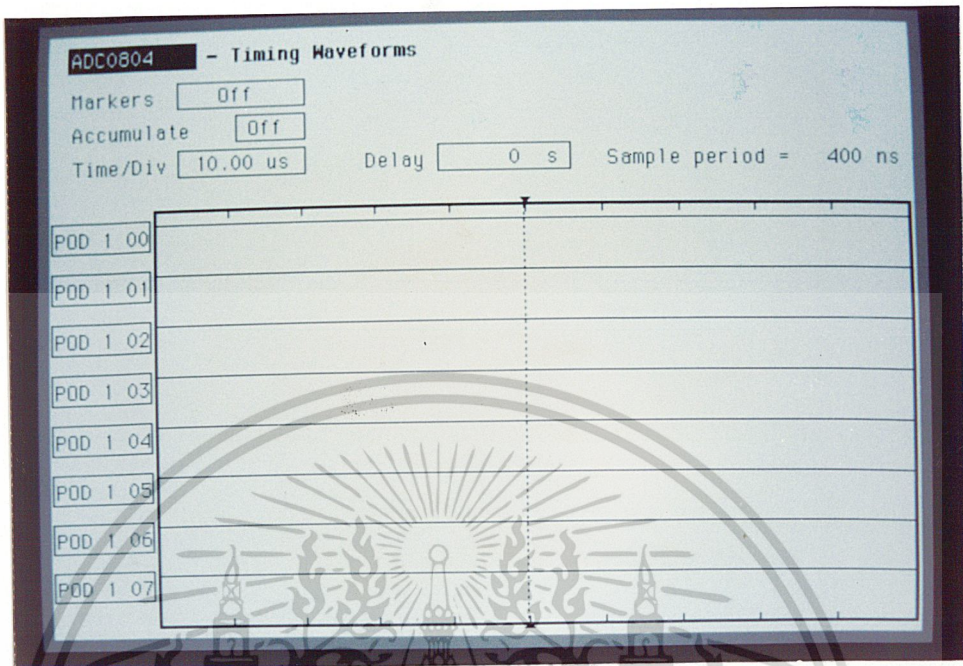


รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณดิจิทัลเอาต์พุตเมื่ออินพุตเท่ากับ 4.030 โวลต์



รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณดิจิทัลเอาต์พุตเมื่ออินพุตเท่ากับ 4.980 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณดิจิทัลเอาต์พุตเมื่ออินพุตเท่ากับ 5.080 โวลต์

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าของอนาล็อกอินพุตและดิจิทัลเอาต์พุต

Analog Input	Digital Output	Decimal Code
0	0000 0000	0
0.1	0000 0101	5
0.2	0000 1010	10
0.3	0001 0000	16
0.4	0001 0101	21
0.5	0001 1010	26
0.6	0010 0000	32
0.7	0010 0101	37
0.8	0010 1010	42
0.9	0010 1111	47
1	0011 0100	52
1.1	0011 1000	56
1.2	0011 1110	62

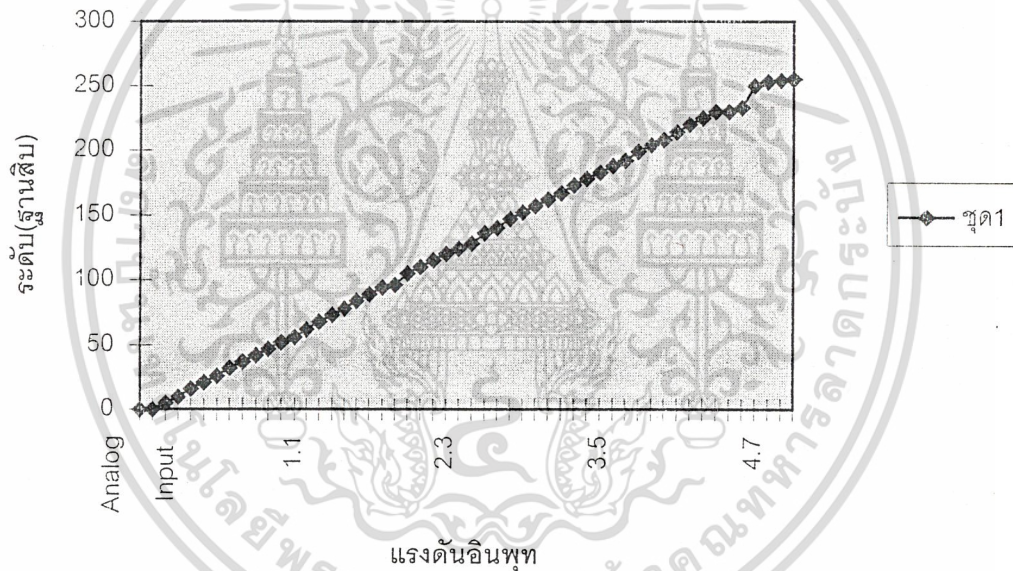
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Analog Input	Digital Output	Decimal Code
1.3	0100 0100	68
1.4	0100 1001	73
1.5	0100 1110	78
1.6	0101 0100	84
1.7	0101 1001	89
1.8	0101 1110	94
1.9	0110 0000	96
2	0110 1001	105
2.1	0110 1110	110
2.2	0111 0011	115
2.3	0111 1000	120
2.4	0111 1100	124
2.5	1000 0000	128
2.6	1000 1000	136
2.7	1000 1100	140
2.8	1001 0011	147
2.9	1001 1000	152
3	1001 1101	157
3.1	1010 0010	162
3.2	1010 0111	167
3.3	1010 1101	173
3.4	1011 0010	178
3.5	1011 0111	183
3.6	1011 1100	188
3.7	1100 0000	192
3.8	1100 0111	199
3.9	1100 1100	204
4	1101 0000	208
4.1	1101 0110	214
4.2	1101 1100	220
4.3	1110 0001	225
4.4	1110 0110	230

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Analog Input	Digital Output	Decimal Code
4.5	1110 0110	230
4.6	1110 1001	233
4.7	1111 1010	250
4.8	1111 1101	253
4.86	1111 1110	254
4.87	1111 1111	255

ความสัมพันธ์ระหว่างอนาล็อกอินพุตและดิจิตอลเอาต์พุต
ของ ADC0802



รูปที่ 4.9 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอนาล็อกอินพุตและดิจิตอลเอาต์พุตของ ADC0802

จากรูป 4.9 จะเห็นว่าการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณดิจิตอลเอาต์พุตของ ADC0802 จะมีความสัมพันธ์กับสัญญาณอนาล็อกอินพุตเป็นแบบลิเนียร์ซึ่งเหมาะสมที่จะนำไปใช้งานกับโครงการนี้

4.2 การทดลองวงจรขับสเต็ปปีงมอเตอร์

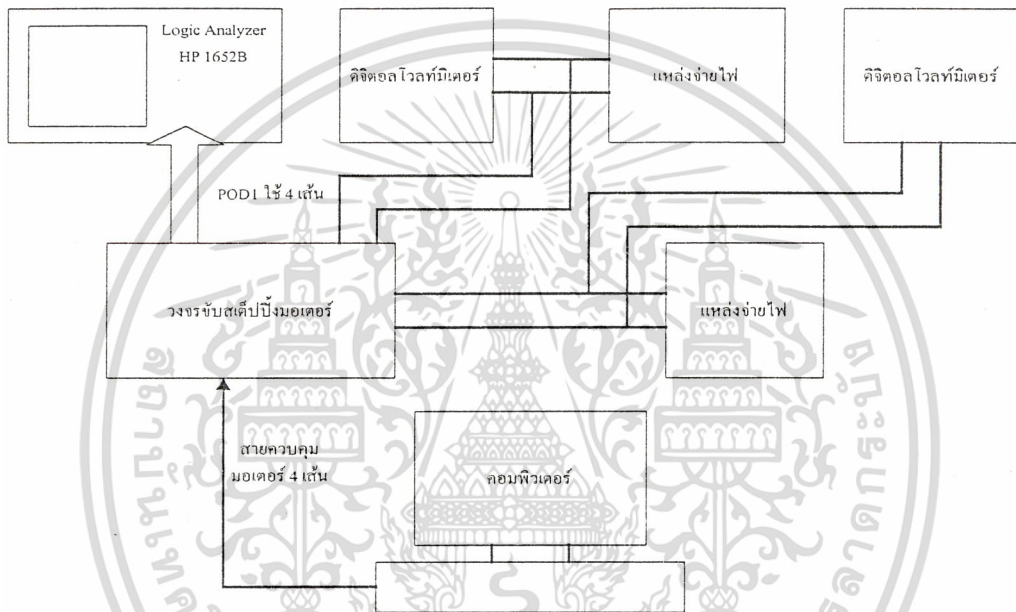
การวัดจะใช้เครื่องลอจิกอนาไลเซอร์ทำการวัดสัญญาณดิจิตอลเอาต์พุตโดยรัน โปรแกรมควบคุมสเต็ปปีงมอเตอร์ที่เขียนไว้ แล้วตรวจดูระดับของลอจิกทั้ง 4 บิต ที่เอาต์พุตของวงจรขับสเต็ปปีงมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุปกรณ์สำหรับการทดลอง

- | | |
|------------------------------|-----------|
| 1. เพาเวอร์ซัพพลาย 5 โวลต์ | 1 เครื่อง |
| 2. เพาเวอร์ซัพพลาย 12 โวลต์ | 1 เครื่อง |
| 3. ดิจิตอลมัลติมิเตอร์ | 2 เครื่อง |
| 4. ลอจิกอานาไลเซอร์ HP 1652B | 1 เครื่อง |
| 5. วงจรขับสเต็ปปีงมอเตอร์ | 1 ชุด |

การต่ออุปกรณ์เพื่อทำการทดลองดังรูป



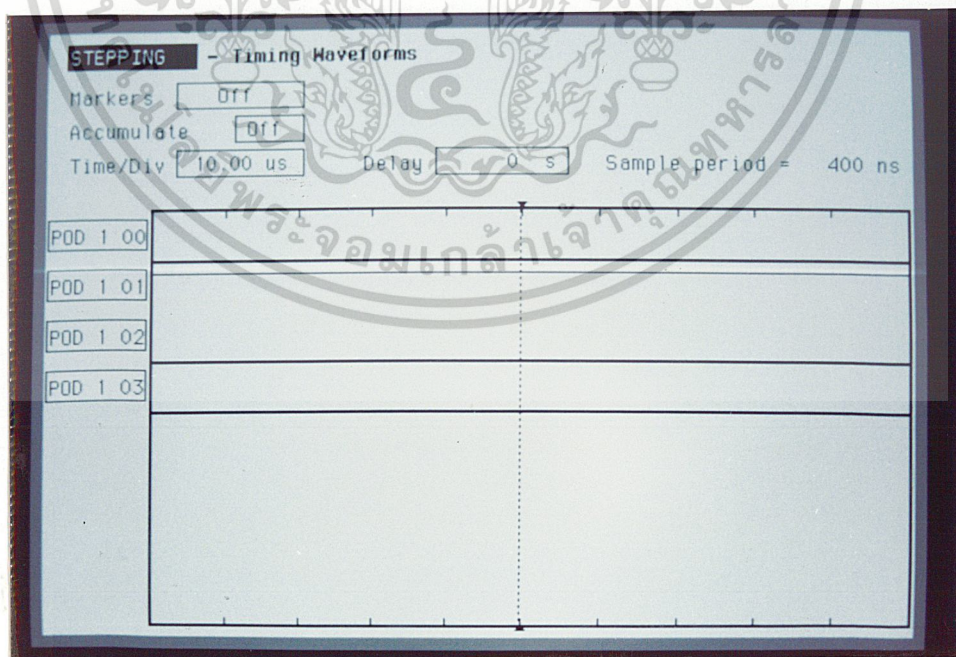
รูปที่ 4.10 แสดงการต่ออุปกรณ์เพื่อทดลองวงจรขับสเต็ปปีงมอเตอร์

ผลการทดลอง

เมื่อทำการทดลองรันโปรแกรมไปที่ละสเต็ปแล้วบันทึกสัญญาณดิจิตอลเอาท์พุทของวงจรขับสเต็ปปีงมอเตอร์ได้ดังรูปข้างล่าง



รูปที่ 4.11 แสดงเมื่อเริ่มสแต็ปที่ 1

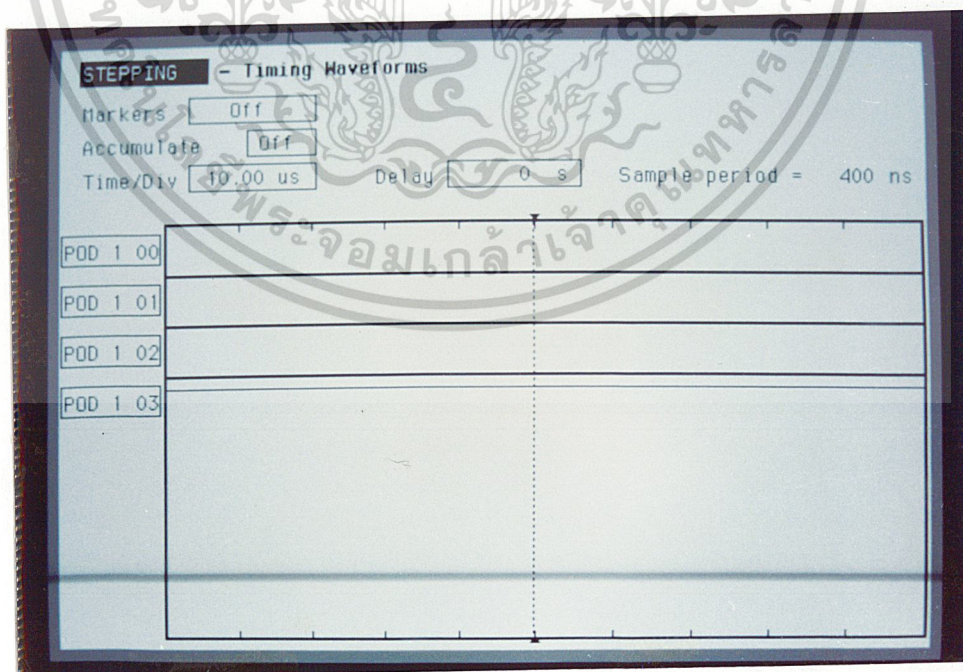


รูปที่ 4.12 แสดงเมื่อเริ่มสแต็ปที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 แสดงเมื่อเริ่มสแต็ปที่ 3



รูปที่ 4.14 แสดงเมื่อเริ่มสแต็ปที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูเขางานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

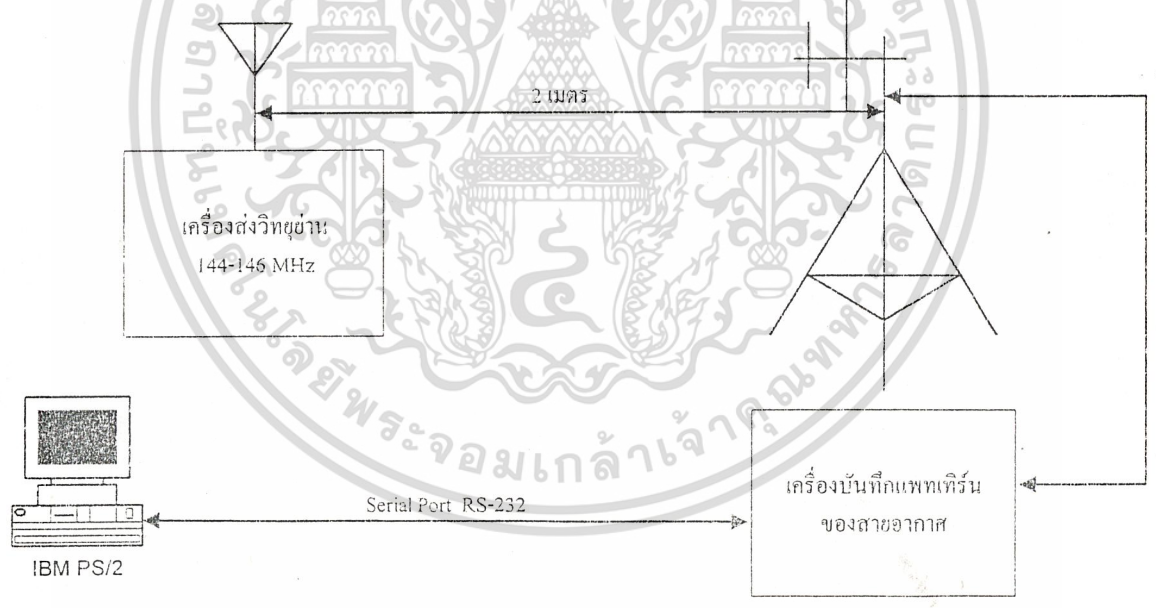
จากการวัดสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขับสเต็ปมอเตอร์ซึ่งแสดงดังรูปข้างต้นจะเห็นว่า การเปลี่ยนแปลงระดับลอจิกของแต่ละเฟสของมอเตอร์จะเป็นไปตามการขับสเต็ปมอเตอร์แบบเวฟซึ่งถูกต้องตามทฤษฎีการขับสเต็ปมอเตอร์ซึ่งสามารถนำไปใช้ขับสเต็ปมอเตอร์

4.3 การทดลองวัดแพทเทิร์นสายอากาศ

เป็นการทดลองจากเครื่องวัดแพทเทิร์นจริงที่สร้างขึ้น โดยในการทดลองจะใช้สายอากาศยาก็ 2E (2 Element) ย่าน 144-146 MHz เป็นสายอากาศทดสอบหาแพทเทิร์นซึ่งอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองมีดังนี้

- | | | |
|---|---|---------|
| 1. เครื่องบันทึกแพทเทิร์นสายอากาศ | 1 | เครื่อง |
| 2. สายอากาศยาก็ 2E (หรือสายอากาศอื่นในย่าน 144-146 MHz) | 1 | ต้น |
| 3. เครื่องส่งสัญญาณในย่านความถี่ 144 MHz - 146 MHz | 1 | เครื่อง |
| 4. สายอากาศชัก 5/8λ | 1 | ต้น |
| 5. เครื่องคอมพิวเตอร์ | 1 | เครื่อง |
| 6. สายนำสัญญาณ RG 58 | 5 | เมตร |

การจัดอุปกรณ์เพื่อการทดลองวัดแพทเทิร์นสายอากาศ



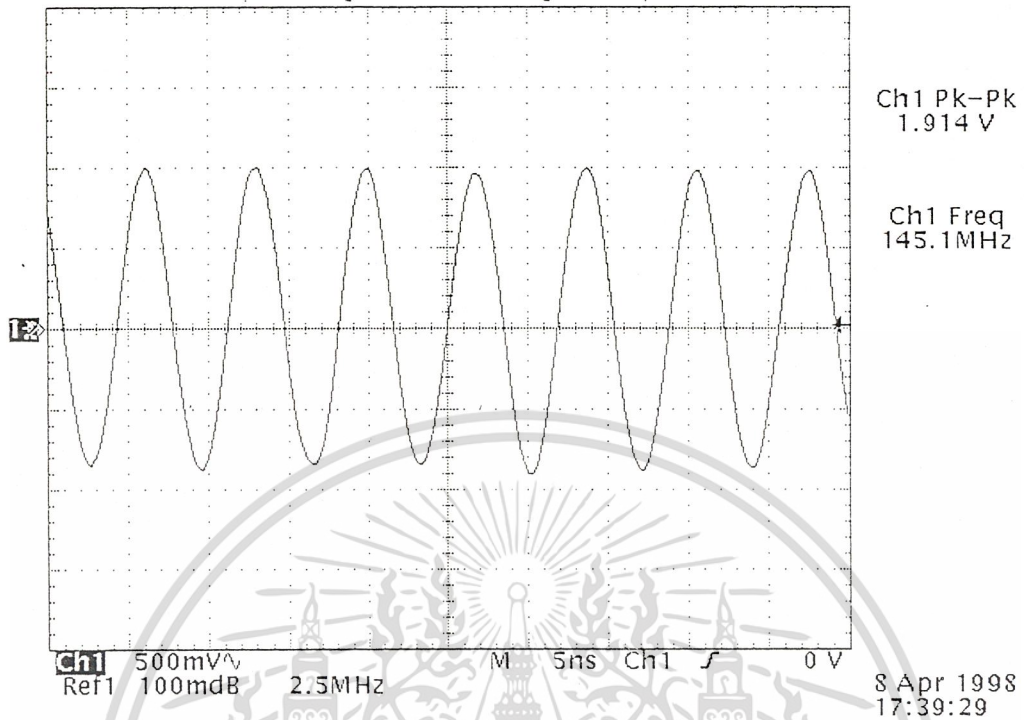
รูปที่ 4.15 แสดงการต่ออุปกรณ์เพื่อวัดแพทเทิร์นของสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง

Tek Run: 1GS/s

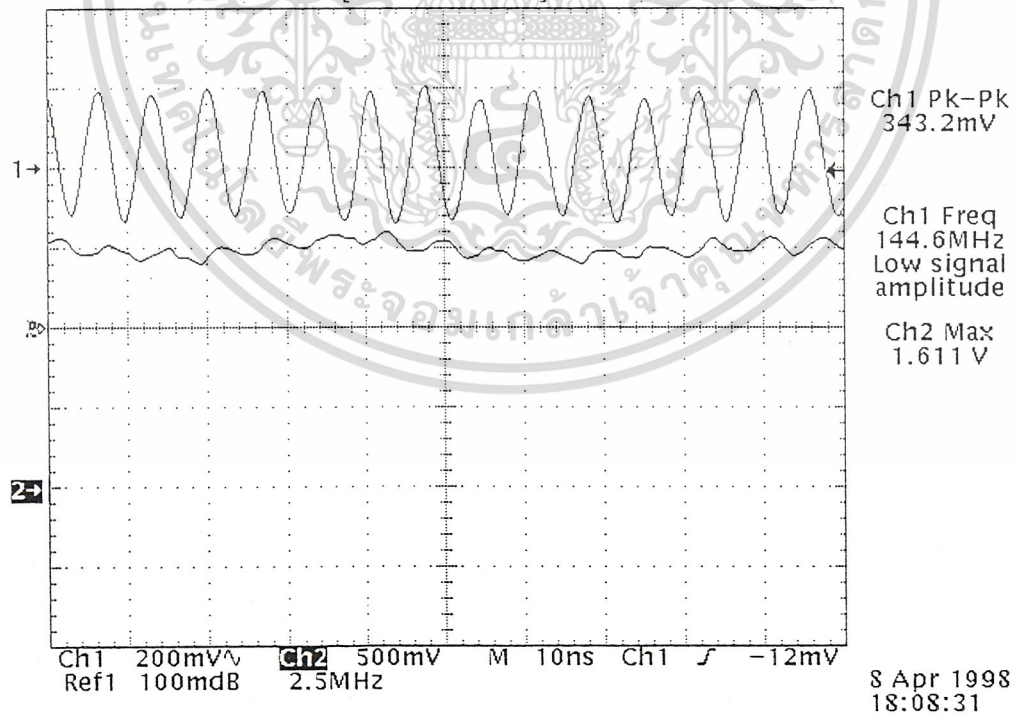
Sample Trig'd



รูปที่ 4.16 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของเครื่องส่ง ย่าน 144-146 MHz

Tek Stop: 1GS/s

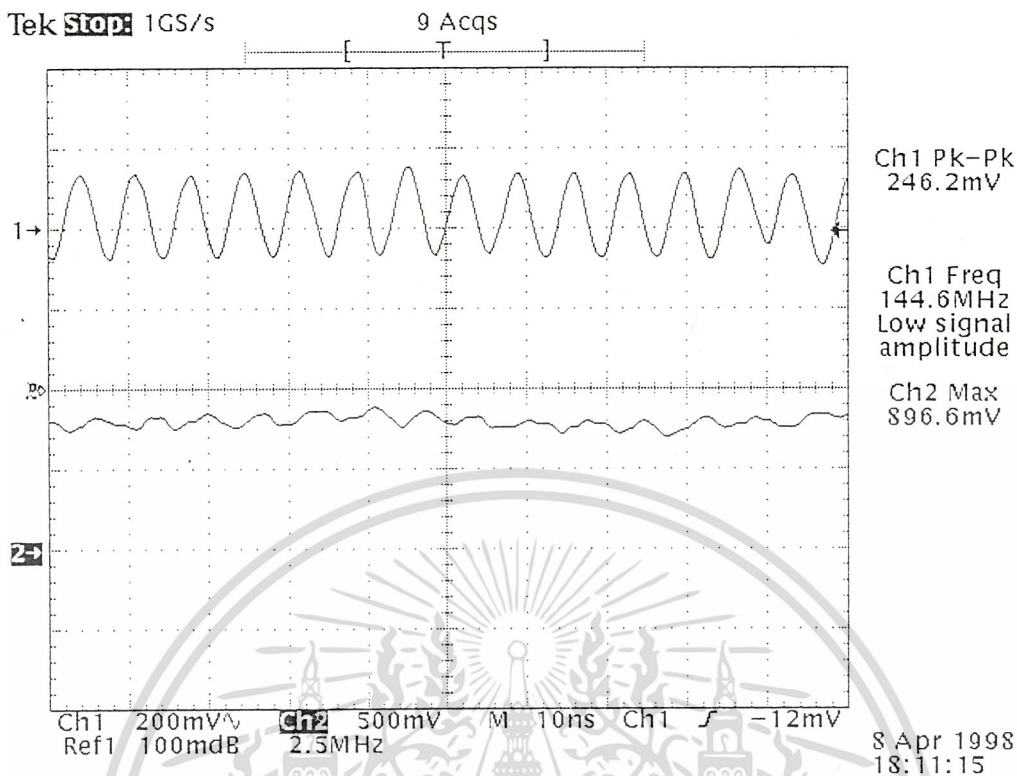
6 Acqs



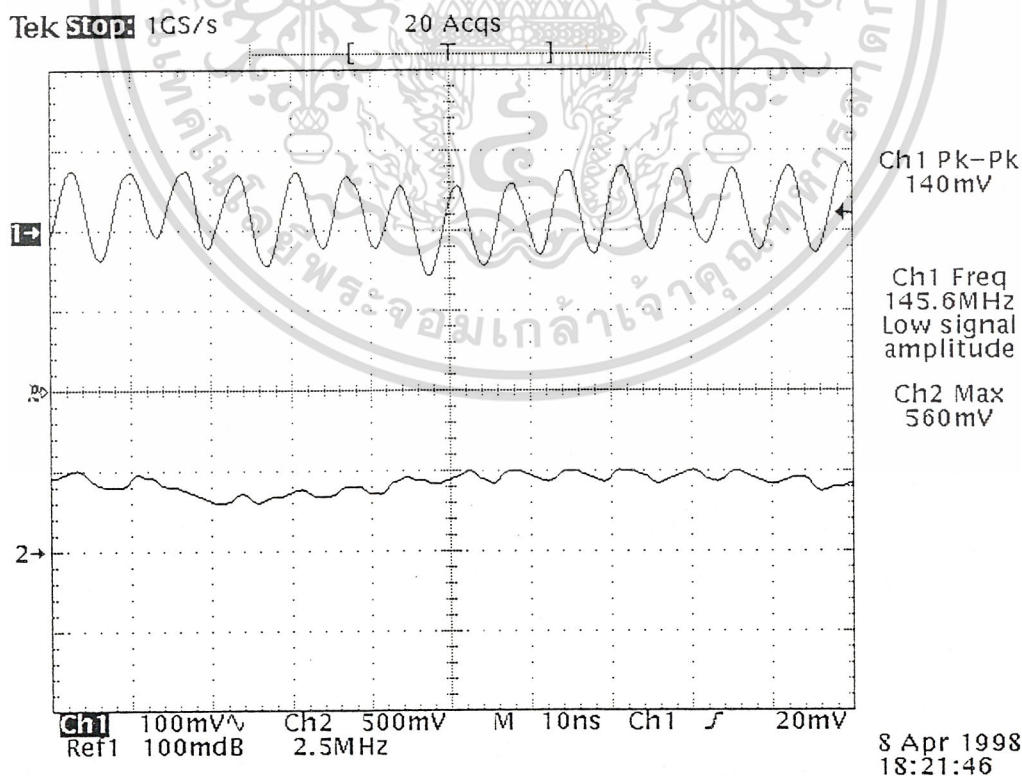
รูปที่ 4.17 แชนแนล 1 สัญญาณจากสายอากาศรับเมื่อสายอากาศหมุนไปที่มุม 0 องศา

แชนแนล 2 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรวัดความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

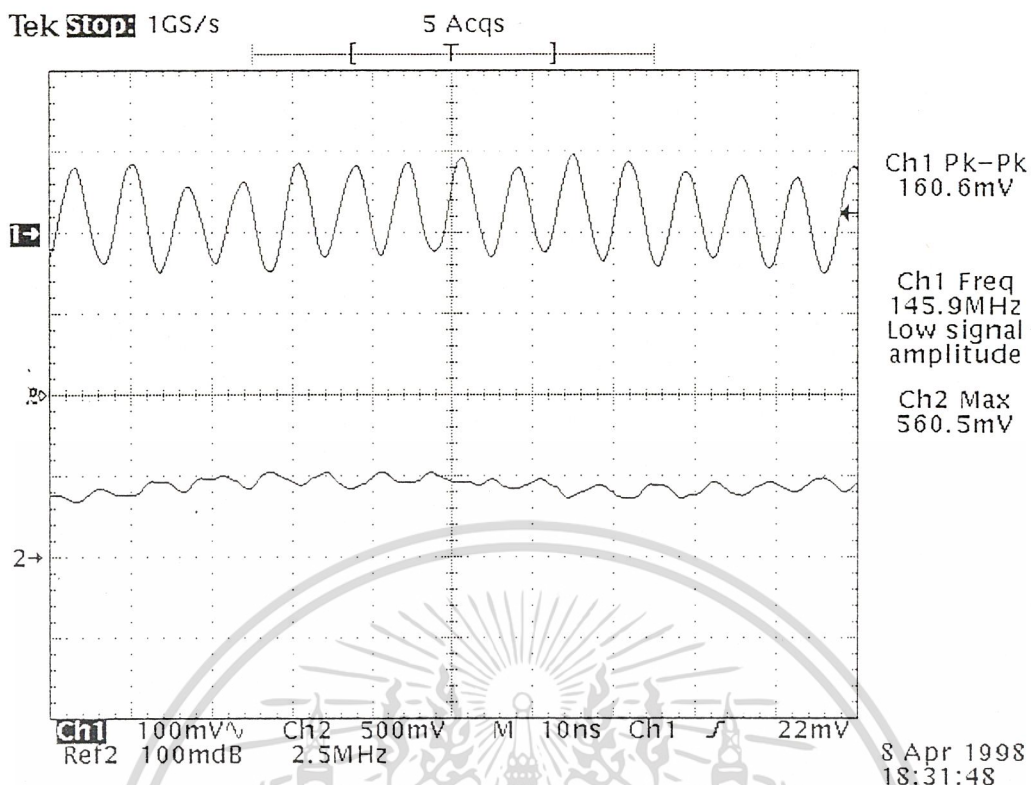


รูปที่ 4.18 แชนแนล 1 สัญญาณจากสายอากาศรับเมื่อสายอากาศหมุนไปที่มุม 45 องศา
 แชนแนล 2 สัญญาณเอาท์พุทจากวงจรวัดความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

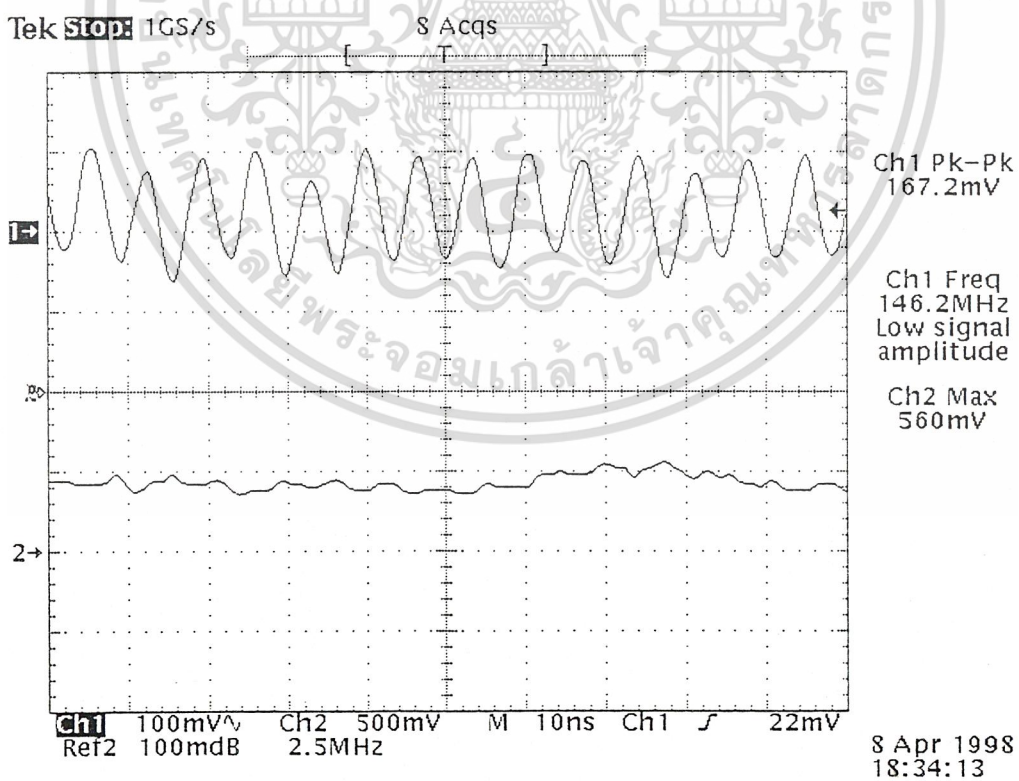


รูปที่ 4.19 แชนแนล 1 สัญญาณจากสายอากาศรับเมื่อสายอากาศหมุนไปที่มุม 90 องศา
 แชนแนล 2 สัญญาณเอาท์พุทจากวงจรวัดความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

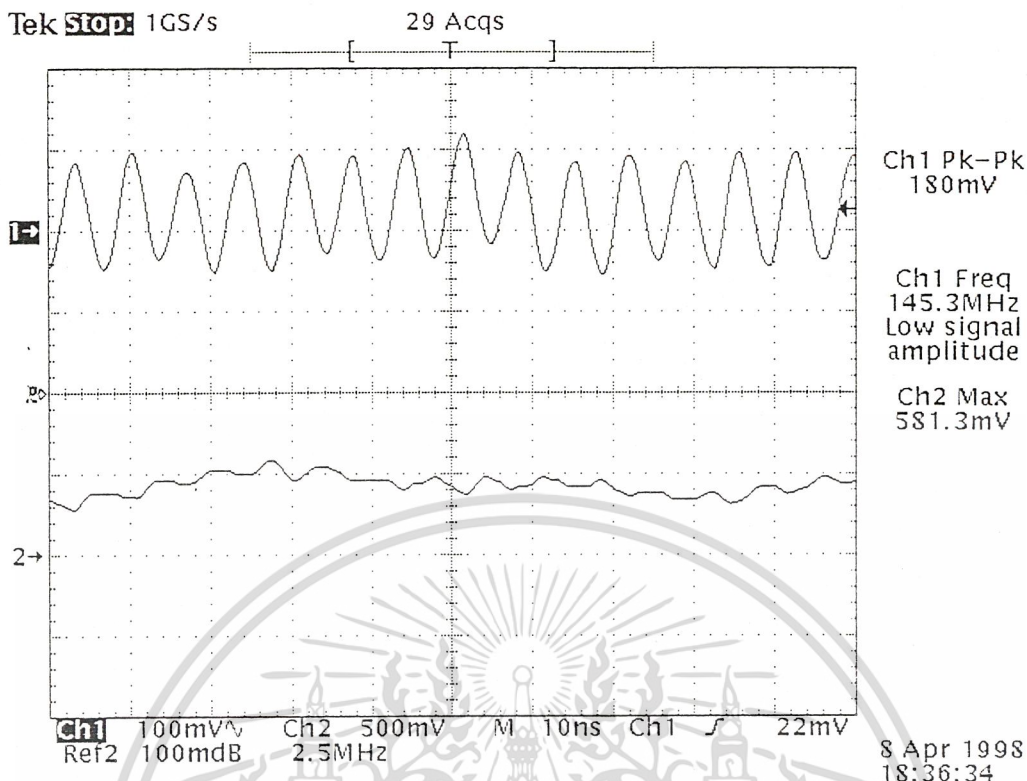


รูปที่ 4.20 แชนแนล 1 สัญญาณจากสายอากาศรับเมื่อสายอากาศหมุนไปที่มุม 135 องศา
แชนแนล 2 สัญญาณเอาท์พุทจากวงจรวัดความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

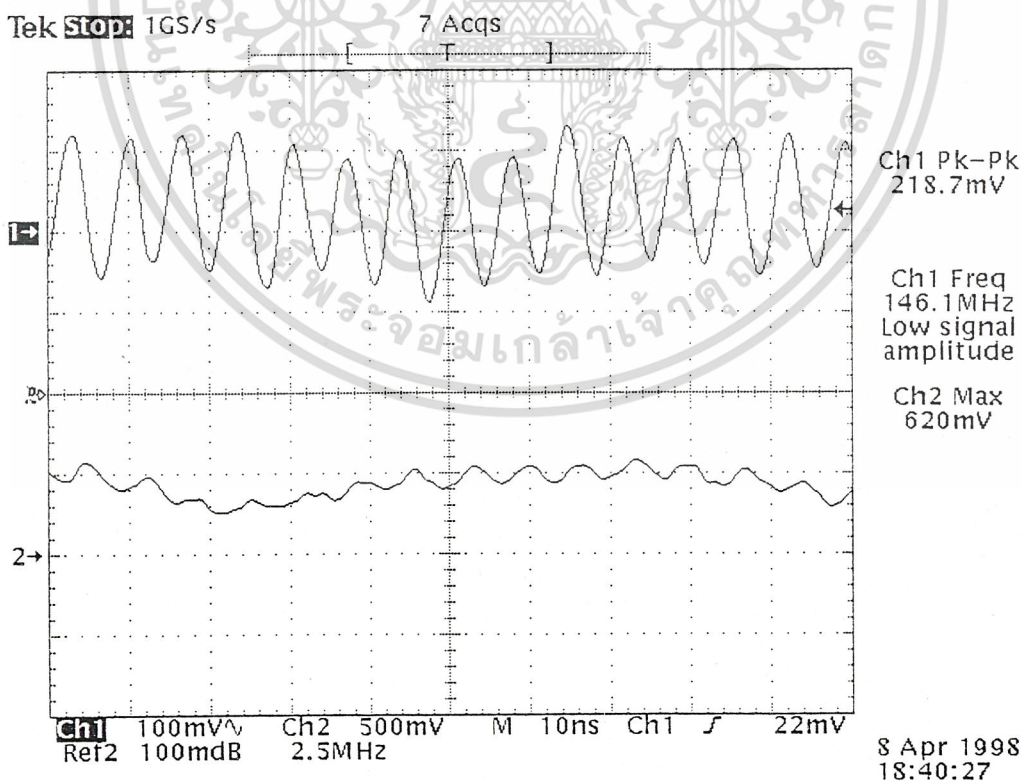


รูปที่ 4.21 แชนแนล 1 สัญญาณจากสายอากาศรับเมื่อสายอากาศหมุนไปที่มุม 180 องศา
แชนแนล 2 สัญญาณเอาท์พุทจากวงจรวัดความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.22 แชนแนล 1 สัญญาณจากสายอากาศรับเมื่อสายอากาศหมุนไปที่มุม 225 องศา
 แชนแนล 2 สัญญาณเอาท์พุทจากวงจรวัดความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

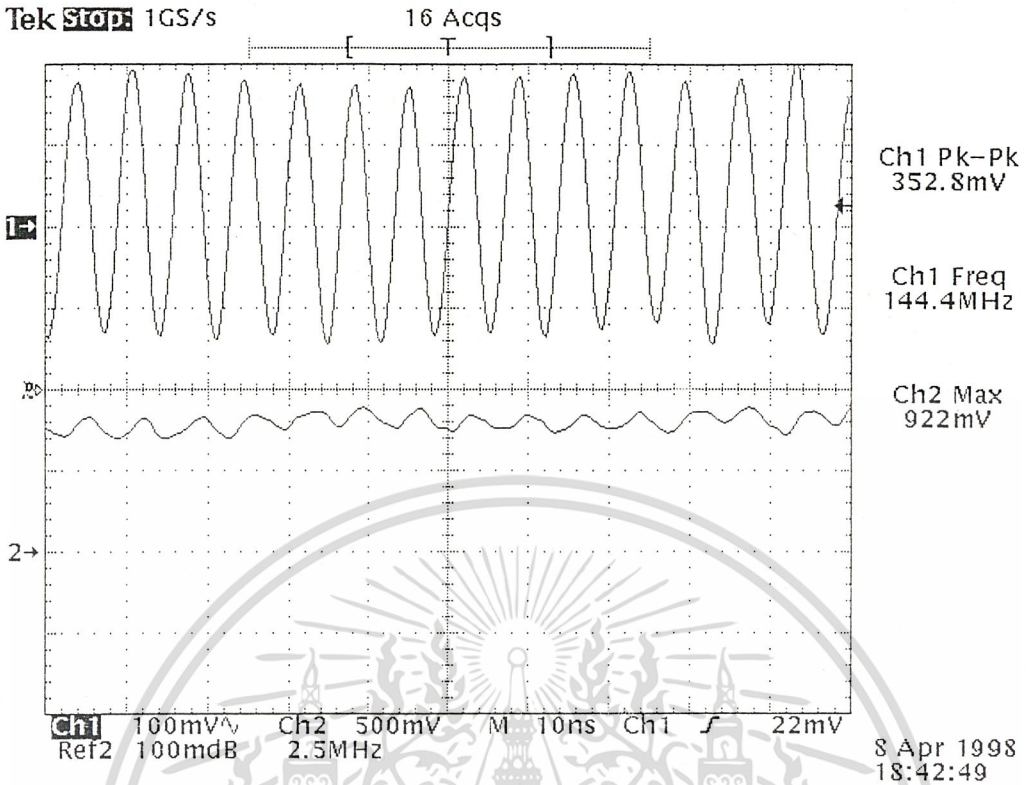


รูปที่ 4.23 แชนแนล 1 สัญญาณจากสายอากาศรับเมื่อสายอากาศหมุนไปที่มุม 270 องศา

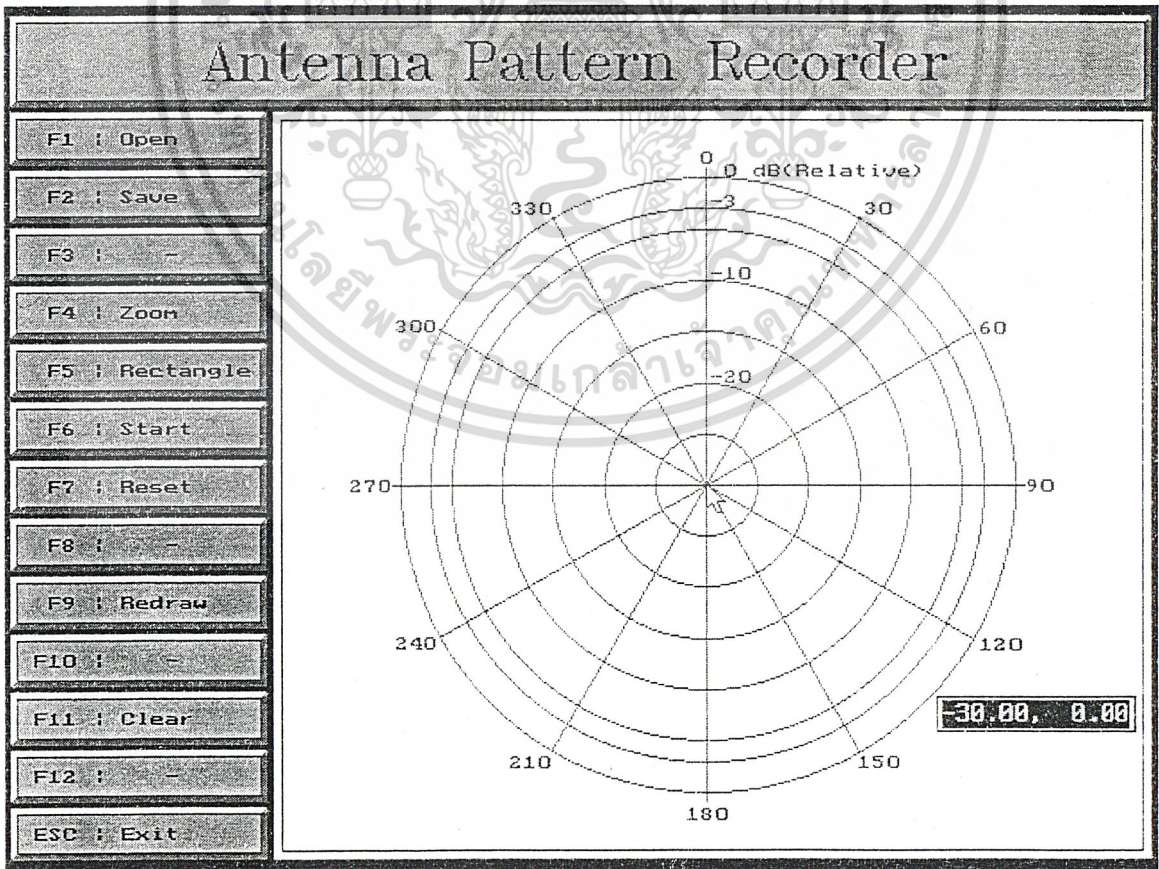
แชนแนล 2 สัญญาณเอาท์พุทจากวงจรวัดความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

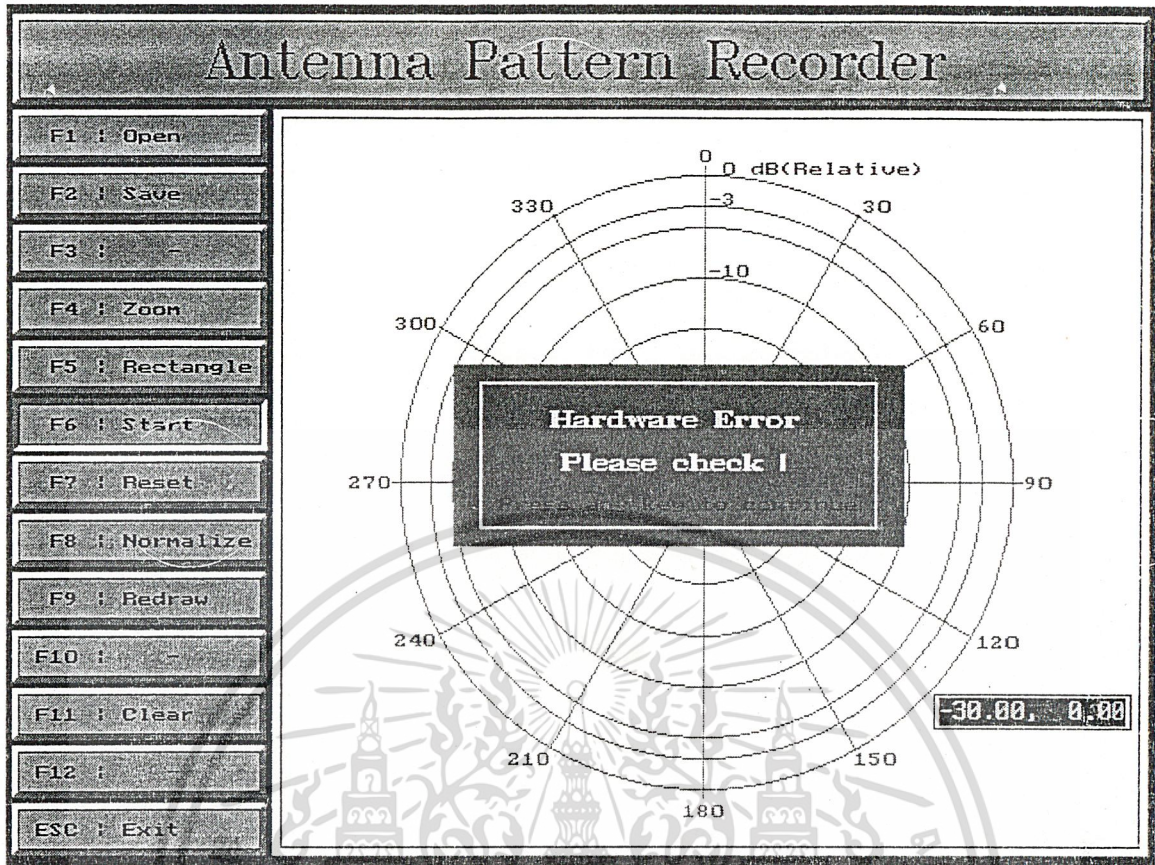


รูปที่ 4.24 แชนแนล 1 สัญญาณจากสายอากาศรับเมื่อสายอากาศหมุนไปที่มุม 315 องศา
แชนแนล 2 สัญญาณเอาท์พุทจากวงจรวัดความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

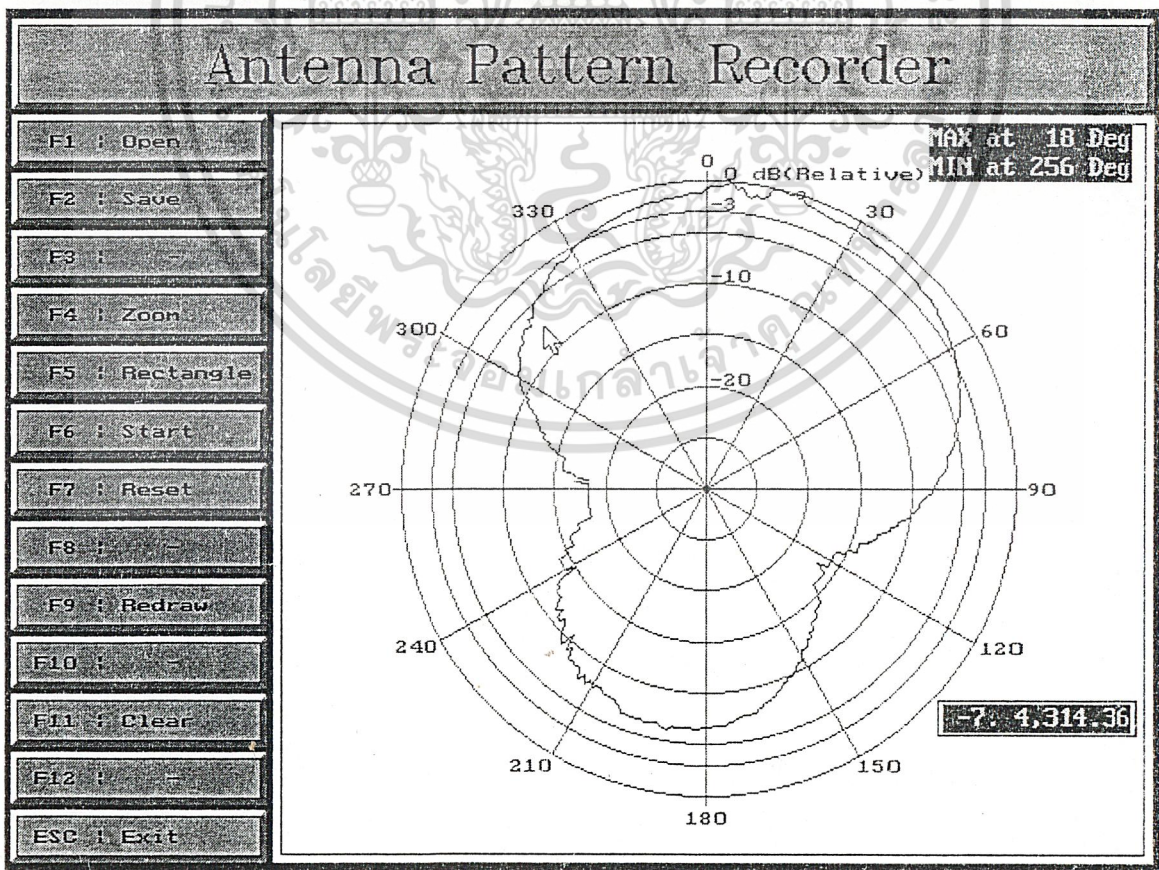


รูปที่ 4.25 รูปหน้าจอขณะเปิดโปรแกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.26 รูปหน้าจอขณะการส่งข้อมูลนุกรมผิดพลาด



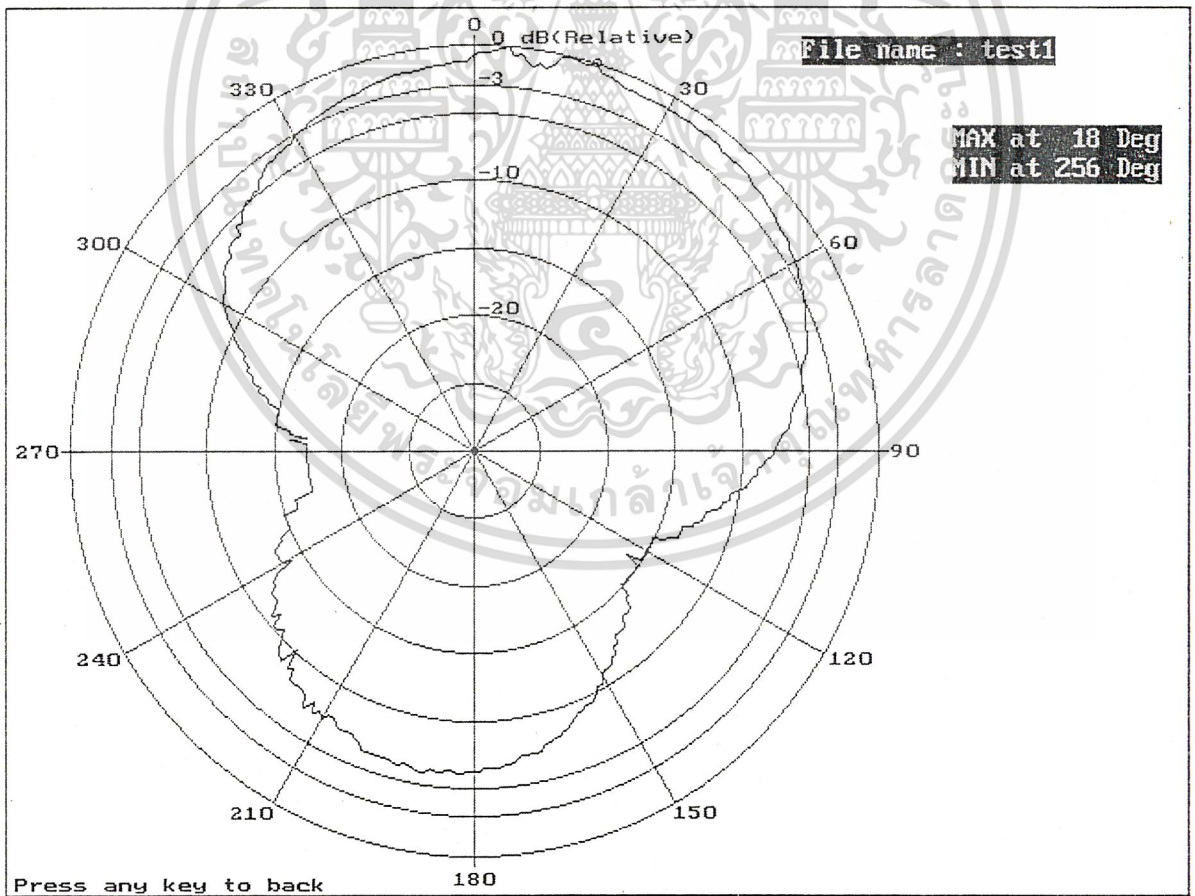
รูปที่ 4.27 รูปหน้าจอ โปรแกรมขณะสิ้นสุดการวัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

จากการทดลองนำเครื่องบันทึกแพทเทิร์นสายอากาศย่าน 144 -146 MHz ที่สร้างขึ้นในโครงการนี้ นำไปบันทึกแพทเทิร์นของสายอากาศยักย่าน ชนิด 2 อิลิเมนต์ ย่าน 144 - 146 MHz แล้วนำแพทเทิร์นที่ได้ไปเปรียบเทียบกับแพทเทิร์นของสายอากาศต้นเดียวกันนี้ ซึ่งทำการทดสอบโดยเครื่องวัดแพทเทิร์นสายอากาศมาตรฐานของศูนย์บริการและทดสอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้า(ศูนย์ EMI) จะเห็นว่ารูปแพทเทิร์นที่ได้มีลักษณะเหมือนกันดังรูปที่ 5.1 และ 5.2 แต่ความละเอียดของแพทเทิร์นที่ได้จากเครื่องวัดแพทเทิร์นสายอากาศมาตรฐาน ของศูนย์บริการและทดสอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้านั้น จะให้ความละเอียดของแพทเทิร์นมากกว่าแพทเทิร์นที่ได้จากเครื่องบันทึกแพทเทิร์นสายอากาศที่ได้สร้างขึ้น ทั้งนี้เนื่องจากสเถปในการวัดของเครื่องบันทึกแพทเทิร์นสายอากาศของศูนย์บริการและทดสอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้ามีความละเอียดมากกว่า ซึ่งหากเราต้องการความละเอียดในการวัดมากขึ้นก็สามารถทำการปรับปรุงได้ โดยการเปลี่ยนสเถปปีงมอเตอร์ให้มีจำนวนสเถปต่อรอบให้มากขึ้น หรือ องศาต่อสเถปให้น้อยลง และทำการเปลี่ยนเฟืองที่ใช้จับสายอากาศให้มีอัตราทดสูงขึ้น ก็จะทำให้ความละเอียดในการวัดสูงขึ้น



รูปที่ 5.1 รูปแพทเทิร์นสายอากาศยัก 2E ย่าน 144-146 MHz วัดด้วย

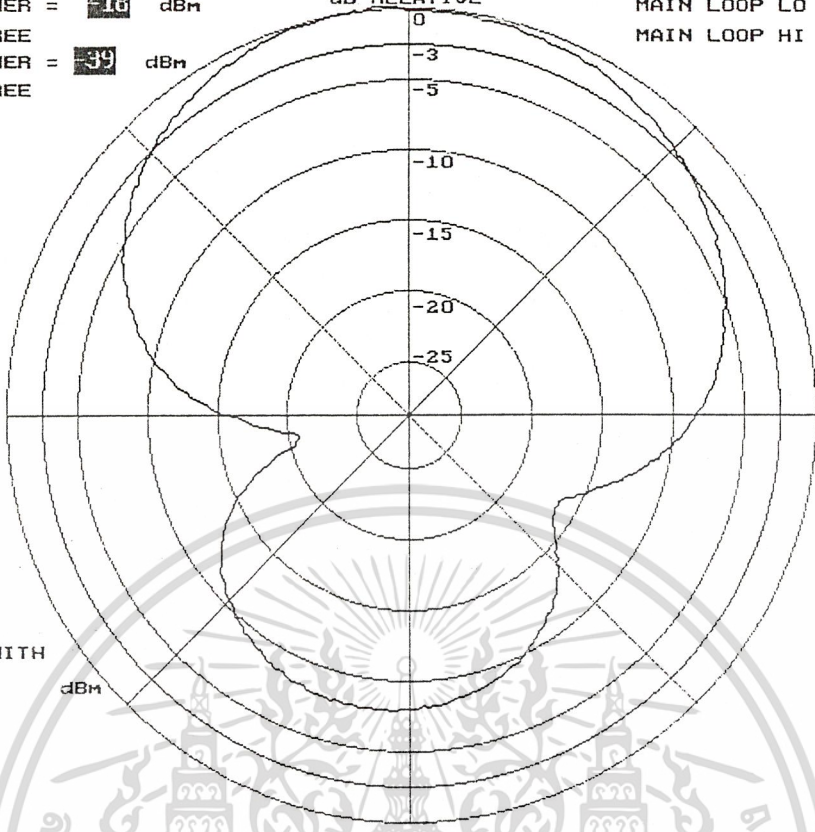
เครื่องบันทึกแพทเทิร์นสายอากาศที่สร้างขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการเชิงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAXIMUM POWER = **-18** dBm
AT **0** DEGREE
MINIMUM POWER = **-39** dBm
AT **261** DEGREE

dB RELATIVE

MAIN LOOP LO **317** DEGREE
MAIN LOOP HI **50** DEGREE



NORMALIZE WITH
GAIN = **-18** dBm

รูป 5.2 รูปแพทเทิร์นสายอากาศยาคี 2E ย่าน 144 - 146 MHz วัดด้วย
เครื่องบันทึกแพทเทิร์นสายอากาศมาตรฐาน ที่ศูนย์ EMI



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
#include<graphics.h>
#include<stdio.h>
#include<stdlib.h>
#include<conio.h>
#include<dos.h>
#include<math.h>
```

```
union REGS r;
FILE *fp;
char filename[20];
int center_x=390;
int center_y=265;
int ra=170;
int port=1;
float pi=3.14159265359;
int maxx,maxy;
int Graph_color=EGA_GREEN;
int Pattern_color=EGA_BLACK;
unsigned char key;
unsigned int degree[360];
unsigned int ndegree[360];
unsigned int max,min;
int i,j,k;
int x,y,button;
int sequence[4]={8,4,2,1};
```

```
char *name00 = "ESC | Exit";
int n00x1 = 3;
int n00x2 = 145;
int n00y1 = 442;
int n00y2 = 472;
char *name01 = " F1 | Open";
int n01x1 = 3;
int n01x2 = 145;
int n01y1 = 58;
int n01y2 = 88;
char *name02 = " F2 | Save";
int n02x1 = 3;
int n02x2 = 145;
int n02y1 = 90;
int n02y2 = 120;
char *name03 = " F3 | -";
int n03x1 = 3;
int n03x2 = 145;
int n03y1 = 122;
int n03y2 = 152;
char *name04 = " F4 | Zoom ";
int n04x1 = 3;
int n04x2 = 145;
int n04y1 = 154;
int n04y2 = 184;
char *name05 = " F5 | Rectangle";
int n05x1 = 3;
int n05x2 = 145;
int n05y1 = 186;
int n05y2 = 216;
char *name06 = " F6 | Start";
int n06x1 = 3;
int n06x2 = 145;
int n06y1 = 218;
int n06y2 = 248;
char *name07 = " F7 | Reset";
int n07x1 = 3;
int n07x2 = 145;
```



เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
สงวนลิขสิทธิ์ © ๒๕๖๓ โดย รศ.ดร.นงนุช งามนิตย์
สงวนลิขสิทธิ์ © ๒๕๖๓ โดย รศ.ดร.นงนุช งามนิตย์

```

int n07y1 = 250;
int n07y2 = 280;
char *name08 = " F8 | - ";
int n08x1 = 3;
int n08x2 = 145;
int n08y1 = 282;
int n08y2 = 312;
char *name09 = " F9 | Redraw";
int n09x1 = 3;
int n09x2 = 145;
int n09y1 = 314;
int n09y2 = 344;
char *name10 = "F10 | - ";
int n10x1 = 3;
int n10x2 = 145;
int n10y1 = 346;
int n10y2 = 376;
char *name11 = "F11 | Clear";
int n11x1 = 3;
int n11x2 = 145;
int n11y1 = 378;
int n11y2 = 408;
char *name12 = "F12 | - ";
int n12x1 = 3;
int n12x2 = 145;
int n12y1 = 410;
int n12y2 = 440;
char *title = "Antenna Pattern Recorder";
void *view_data;

void view1(void);
void view_graph(void);
void initial_graphic(void);
void initial_port(void);
void send_port(unsigned int data);
unsigned int read_port(void);
void initial_mouse(void);
void show_mouse(void);
void hide_mouse(void);
void click_mouse(void);
void move_mouse(int x,int y);
void function_key(void);
void dialog(int x1,int x2,int y1,int y2,char mes1[50],char mes2[50]);
void buttom(int status,int x1,int y1,int x2,int y2,char *name);
void save_screen(int x1,int y1,int x2,int y2);
void normalize(unsigned int pattern[360]);
void plot(unsigned int pattern[360]);
int menu(void);
void do_function(int function);
void nokey(void);

void initial_graphic(void) //Initial Graphic Mode
{
    int gdriver,gmode,errorcode;
    gdriver=DETECT;
    initgraph(&gdriver,&gmode,"");
    errorcode=graphresult();
    if(errorcode!=grOk)
    {
        printf("\nGraphics error: %s\n",grapherrormsg(errorcode));
        printf("Press any key to halt:");
        getch();
        exit(1);
    }
}

```

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินส่วนราชการใช้สำหรับการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

cleardevice();
maxx=getmaxx();
maxy=getmaxy();
}
void function_key(void) //detect keyboard function
{
    r.h.ah=0x0C;
    int86(0x21,&r,&r);
    key = inport(0x60)&255;
}
void show_mouse(void)
{
    r.x.ax=1;
    int86(0x33,&r,&r);
}
void click_mouse(void)
{
    r.x.ax=3;
    int86(0x33,&r,&r);
    button=r.x.bx&3;
    x=r.x.cx;
    y=r.x.dx;
}
void initial_mouse(void)
{
    r.x.ax=0;
    int86(0x33,&r,&r);
    if(r.x.ax==0)
    {
        dialog(200,200,500,300,"No mouse avialable","");
    }
    r.x.ax=7;
    r.x.cx=3;
    r.x.dx=635;
    int86(0x33,&r,&r);
    r.x.ax=8;
    r.x.cx=58;
    r.x.dx=472;
    int86(0x33,&r,&r);
    show_mouse();
}
void hide_mouse(void)
{
    r.x.ax=2;
    int86(0x33,&r,&r);
}
void move_mouse(int x,int y)
{
    r.x.ax=4;
    r.x.cx=x;
    r.x.dx=y;
    int86(0x33,&r,&r);
}
void buttom(int status,int x1,int y1,int x2,int y2,char *name)
{
    /*
        status = 1 -> down
        status = 0 -> up
    */
    int border=4;
    rectangle(x1,y1,x2,y2);
    rectangle(x1+border,y1+border,x2-border,y2-border);
    line(x2-border,y1+border,x2,y1);
    line(x1,y2,x1+border,y2-border);
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

setfillstyle(SOLID_FILL, EGA_LIGHTGRAY);
floodfill(x1+border+1, y1+border+1, EGA_BLUE);
if(status)
{
    setfillstyle(SOLID_FILL, EGA_DARKGRAY);
    floodfill(x1+1, y1+1, EGA_BLUE);
    setfillstyle(SOLID_FILL, EGA_WHITE);
    floodfill(x2-1, y2-1, EGA_BLUE);
    outtextxy(x1+border+10, y1+border+8, name);
}
else
{
    setfillstyle(SOLID_FILL, EGA_WHITE);
    floodfill(x1+1, y1+1, EGA_BLUE);
    setfillstyle(SOLID_FILL, EGA_DARKGRAY);
    floodfill(x2-1, y2-1, EGA_BLUE);
    outtextxy(x1+border+10, y1+border+8, name);
}
}
void nokey(void)
{
    buttom(0, n00x1, n00y1, n00x2, n00y2, name00);
    buttom(0, n01x1, n01y1, n01x2, n01y2, name01);
    buttom(0, n02x1, n02y1, n02x2, n02y2, name02);
    buttom(0, n03x1, n03y1, n03x2, n03y2, name03);
    buttom(0, n04x1, n04y1, n04x2, n04y2, name04);
    buttom(0, n05x1, n05y1, n05x2, n05y2, name05);
    buttom(0, n06x1, n06y1, n06x2, n06y2, name06);
    buttom(0, n07x1, n07y1, n07x2, n07y2, name07);
    buttom(0, n08x1, n08y1, n08x2, n08y2, name08);
    buttom(0, n09x1, n09y1, n09x2, n09y2, name09);
    buttom(0, n10x1, n10y1, n10x2, n10y2, name10);
    buttom(0, n11x1, n11y1, n11x2, n11y2, name11);
    buttom(0, n12x1, n12y1, n12x2, n12y2, name12);
}
int menu(void)
{
    float rad, r, phi;
    do
    {
        click_mouse();
        function_key();
        if(key==1)
        {
            hide_mouse();
            buttom(1, n00x1, n00y1, n00x2, n00y2, name00);
            return(0);
        }
        if(key==59)
        {
            hide_mouse();
            buttom(1, n01x1, n01y1, n01x2, n01y2, name01);
            return(1);
        }
        if(key==60)
        {
            hide_mouse();
            buttom(1, n02x1, n02y1, n02x2, n02y2, name02);
            return(2);
        }
        if(key==61)
        {
            hide_mouse();
            buttom(1, n03x1, n03y1, n03x2, n03y2, name03);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่่ว่ากัน

```

return(3);
}
if(key==62)
{
hide_mouse();
button(1,n04x1,n04y1,n04x2,n04y2,name04);
return(4);
}
if(key==63)
{
hide_mouse();
button(1,n05x1,n05y1,n05x2,n05y2,name05);
return(5);
}
if(key==64)
{
hide_mouse();
button(1,n06x1,n06y1,n06x2,n06y2,name06);
return(6);
}
if(key==65)
{
hide_mouse();
button(1,n07x1,n07y1,n07x2,n07y2,name07);
return(7);
}
if(key==66)
{
hide_mouse();
button(1,n08x1,n08y1,n08x2,n08y2,name08);
return(8);
}
if(key==67)
{
hide_mouse();
button(1,n09x1,n09y1,n09x2,n09y2,name09);
return(9);
}
if(key==68)
{
hide_mouse();
button(1,n10x1,n10y1,n10x2,n10y2,name10);
return(10);
}
if(key==87)
{
hide_mouse();
button(1,n11x1,n11y1,n11x2,n11y2,name11);
return(11);
}
if(key==88)
{
hide_mouse();
button(1,n12x1,n12y1,n12x2,n12y2,name12);
return(12);
}
if(x>=n00x1&& x<=n00x2&& y>=n00y1&& y<=n00y2)
{
if(button&1)
{
hide_mouse();
button(1,n00x1,n00y1,n00x2,n00y2,name00);
return(0);
}
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

```

}
if (x>=n01x1&&x<=n01x2&&y>=n01y1&&y<=n01y2)
{
    if (button&1)
    {
        hide_mouse();
        buttom(1,n01x1,n01y1,n01x2,n01y2,name01);
        return(1);
    }
}
if (x>=n02x1&&x<=n02x2&&y>=n02y1&&y<=n02y2)
{
    if (button&1)
    {
        hide_mouse();
        buttom(1,n02x1,n02y1,n02x2,n02y2,name02);
        return(2);
    }
}
if (x>=n03x1&&x<=n03x2&&y>=n03y1&&y<=n03y2)
{
    if (button&1)
    {
        hide_mouse();
        buttom(1,n03x1,n03y1,n03x2,n03y2,name03);
        return(3);
    }
}
if (x>=n04x1&&x<=n04x2&&y>=n04y1&&y<=n04y2)
{
    if (button&1)
    {
        hide_mouse();
        buttom(1,n04x1,n04y1,n04x2,n04y2,name04);
        return(4);
    }
}
if (x>=n05x1&&x<=n05x2&&y>=n05y1&&y<=n05y2)
{
    if (button&1)
    {
        hide_mouse();
        buttom(1,n05x1,n05y1,n05x2,n05y2,name05);
        return(5);
    }
}
if (x>=n06x1&&x<=n06x2&&y>=n06y1&&y<=n06y2)
{
    if (button&1)
    {
        hide_mouse();
        buttom(1,n06x1,n06y1,n06x2,n06y2,name06);
        return(6);
    }
}
if (x>=n07x1&&x<=n07x2&&y>=n07y1&&y<=n07y2)
{
    if (button&1)
    {
        hide_mouse();
        buttom(1,n07x1,n07y1,n07x2,n07y2,name07);
        return(7);
    }
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารราชการ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ผูกกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

if (x>=n08x1&&x<=n08x2&&y>=n08y1&&y<=n08y2)
{
    if (button&1)
    {
        hide_mouse();
        buttom(1,n08x1,n08y1,n08x2,n08y2,name08);
        return(8);
    }
}
if (x>=n09x1&&x<=n09x2&&y>=n09y1&&y<=n09y2)
{
    if (button&1)
    {
        hide_mouse();
        buttom(1,n09x1,n09y1,n09x2,n09y2,name09);
        return(9);
    }
}
if (x>=n10x1&&x<=n10x2&&y>=n10y1&&y<=n10y2)
{
    if (button&1)
    {
        hide_mouse();
        buttom(1,n10x1,n10y1,n10x2,n10y2,name10);
        return(10);
    }
}
if (x>=n11x1&&x<=n11x2&&y>=n11y1&&y<=n11y2)
{
    if (button&1)
    {
        hide_mouse();
        buttom(1,n11x1,n11y1,n11x2,n11y2,name11);
        return(11);
    }
}
if (x>=n12x1&&x<=n12x2&&y>=n12y1&&y<=n12y2)
{
    if (button&1)
    {
        hide_mouse();
        buttom(1,n12x1,n12y1,n12x2,n12y2,name12);
        return(12);
    }
}
for (i=0;i<=360;i++)
{
    rad=i*pi/180;
    if (x<=(ra*sin(rad)+center_x)&x>=(-ra*sin(rad)+center_x))
    {
        if (y<=(ra*cos(rad)+center_y)&y>=(-ra*cos(rad)+center_y))
        {
            r=-1+sqrt((pow((x-center_x),2))+pow((-y+center_y),2))/ra;
            if((-y+center_y)==0) goto n;
            phi=(atan(((x-center_x)*(pi/180))/((-y+center_y)*(pi/180))))*180/pi;
            n:
            if(x<center_x & y<center_y)
                phi=phi+360;
            if(x<center_x & y>center_y)
                phi=phi+180;
            if(x>center_x & y>center_y)
                phi=phi+180;
            if(x<center_x & y==center_y)
                phi=270.00;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ กรุณาแจ้งไปยังศูนย์ฯ และแจ้งไปยังเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

        if(x>center_x & y==center_y)
            phi=90.00;
        if(x==center_x & y>center_y)
            phi=180.00;
        rectangle(517,382,626,401);
        gotoxy(66,25);
        printf("%6.2f",r*30);
        gotoxy(73,25);
        printf("%6.2f",phi);
    }
}
}
while(1);
}

```

```

void do_function(int function)

```

```

{
    if(function==0)
        function0();
    if(function==1)
        function1();
    if(function==2)
        function2();
    if(function==3)
        function3();
    if(function==4)
        function4();
    if(function==5)
        function5();
    if(function==6)
        function6();
    if(function==7)
        function7();
    if(function==8)
        function8();
    if(function==9)
        function9();
    if(function==10)
        function10();
    if(function==11)
        function11();
    if(function==12)
        function12();
}

```

```

void tik(void)

```

```

{
    sound(1000);
    delay(40);
    nosound();
}

```

```

int find_min(unsigned int pattern[360])

```

```

{
    int d1=0;
    min=pattern[0];
    for(i=0;i<=359;i++)
    {
        if(min>pattern[i])
        {
            min=pattern[i];
            d1=i;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 หากฝ่าฝืนโดยไม่ขออนุญาต หรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต อาจต้องรับผิดชอบต่อเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

return(d1);
}

```

```

}
int find_max(unsigned int pattern[360])
{
    int d1=0;
    max=pattern[0];
    for(i=0;i<=359;i++)
    {
        if(max<pattern[i])
        {
            max=pattern[i];
            d1=i;
        }
    }
    return(d1);
}
void normalize(unsigned int pattern[360])
{
    find_max(pattern);
    for(i=0;i<=359;i++)
    {
        pattern[i]=255*pattern[i]/max;
    }
}
void plot(unsigned int pattern[360])
{
    float xx,yy,xxx,yyy;
    float sxx,syy;
    int dmax,dmin;
    dmax=find_max(pattern);
    dmin=find_min(pattern);
    gotoxy(65,5);printf("MAX at%4d Deg",dmax);
    gotoxy(65,6);printf("MIN at%4d Deg",dmin);
    setcolor(Pattern_color);
    if(pattern[0]==0)
    {
        xx=center_x;
        yy=center_y;
        goto oo;
    }
    xx=ra/log10(ra)*log10(ra*(float)pattern[0]/255)*sin(0)+center_x;
    yy=-ra/log10(ra)*log10(ra*(float)pattern[0]/255)*cos(0)+center_y;
    oo:
    sxx=xx;
    syy=yy;
    for(i=1;i<=359;i++)
    {
        xxx=xx;
        yyy=yy;
        if(pattern[i]==0)
        {
            xx=center_x;
            yy=center_y;
            goto nn;
        }
        xx=ra/log10(ra)*log10(ra*(float)pattern[i]/max)*sin(i*pi/180)+center_x;
        yy=-ra/log10(ra)*log10(ra*(float)pattern[i]/max)*cos(i*pi/180)+center_y;
        nn:
        putpixel(xx,yy,Pattern_color);
        line(xxx,yyy,xx,yy);
    }
    line(sxx,syy,xx,yy);
    setcolor(EGA_BLUE);
    if(pattern[dmax]==0)
    goto x;
}

```

๒๕๖๓-๒๕๖๔ เพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่สามารถได้ลิขสิทธิ์อื่นหากมีการแก้ไข และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
xx=ra/log10(ra)*log10(ra*(float)pattern[dmax]/max)*sin(dmax*pi/180)+center_
yy=-ra/log10(ra)*log10(ra*(float)pattern[dmax]/max)*cos(dmax*pi/180)+center_
circle(xx,yy,2);
x:
```

```
}
int function0(void)
{
    tik();
    nokey();
    closegraph();
    printf("Antenna Pattern Recorder Project          \n");
    printf("3T/2      1. Mr.Ponlakit Jariyatantiwait 38013064\n");
    printf("           2. Mr.Apinai   Rearkrat      38013089\n");
    printf("           3. Mr.Amnach   Kaonea        38013092\n");
    //Advisor
    printf("Thank you  !\n");
    exit(1);
    return(0);
}
```

```
int function1(void)
{
    float xx,yy;
    tik();
    x=center_x;y=center_y;
    gotoxy(21,5);printf("File name : ");
    gets(filename);
    if((fp=fopen(filename,"rb"))==NULL)
    {
        dialog(250,200,500,300,"Error in opening file","");
        function11();
        hide_mouse();
        goto n;
    }
    setfillstyle(SOLID_FILL,EGA_WHITE);
    bar(154,64,629,466);
    setcolor(Graph_color);
    view_graph();
    setcolor(Pattern_color);
    if(((getw(fp))!='P')&((getw(fp))!='A')&((getw(fp))!='T'))
    {
        dialog(250,200,500,300,"Not Pattern File","");
        goto n;
    }
    for(i=0;i<=359;i++)
    {
        degree[i]=getw(fp)&255;
    }
    plot(degree);
    n:
    fclose(fp);
    setcolor(EGA_BLUE);
    nokey();
    show_mouse();
    function8();
    return(1);
}
```

```
int function2(void)
{
    tik();
    gotoxy(21,5);printf("File name : ");
    gets(filename);
    if((fp=fopen(filename,"wb"))==NULL)
    {
        dialog(250,200,500,300,"Error in opening file","");
    }
}
```

```

    goto nn;
}
putw('P',fp);
putw('A',fp);
putw('T',fp);
for(i=0;i<=359;i++)
{
    putw(degree[i],fp);
}
nn:
setfillstyle(SOLID_FILL,EGA_WHITE);
bar(154,64,629,466);
setcolor(Graph_color);
view_graph();
fclose(fp);
plot(degree);
nokey();
show_mouse();
return(1);
}
int function3(void)
{
    nokey();
    show_mouse();
    return(1);
}
int function4(void)
{
    float xx,yy;
    int save_x=center_x;
    int save_y=center_y;
    int save_radius=ra;
    tik();
    ra=maxy/2-20;
    x=center_x=maxx/2-65;
    y=center_y=maxy/2;
    cleardevice();
    rectangle(0,0,maxx,maxy);
    setfillstyle(SOLID_FILL,EGA_WHITE);
    floodfill(1,1,EGA_BLUE);
    setcolor(Graph_color);
    view_graph();
    setcolor(Pattern_color);
    plot(degree);
    gotoxy(55,2);printf("File name : %s",filename);
    outtextxy(5,470,"Press any key to back");
    getch();
    x=center_x=save_x;
    y=center_y=save_y;
    ra=save_radius;
    cleardevice();
    view1();
    setcolor(Pattern_color);
    plot(degree);
    nokey();
    show_mouse();
    return(1);
}
int function5(void)
{
    int xx,yy,xxx,yyy;
    int xx1=210,xx2=570,yy1=130,yy2=380;
    tik();
    setfillstyle(SOLID_FILL,EGA_WHITE);

```



เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของโรงเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 หรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต หากมีข้อสงสัยหรือต้องการข้อมูลเพิ่มเติม กรุณาติดต่อฝ่ายบริหารโรงเรียน
 โทร. 0-21-01-1111 หรือ 0-21-01-1112

```

bar(154,64,629,466);
setcolor(Graph_color);
rectangle(xx1,yy1,xx2,yy2);
line((xx1+(xx2-xx1)*1/4),yy1,(xx1+(xx2-xx1)*1/4),yy2);
line((xx1+(xx2-xx1)*2/4),yy1,(xx1+(xx2-xx1)*2/4),yy2);
line((xx1+(xx2-xx1)*3/4),yy1,(xx1+(xx2-xx1)*3/4),yy2);
line(xx1,(yy1+(yy2-yy1)*1/3),xx2,(yy1+(yy2-yy1)*1/3));
line(xx1,(yy1+(yy2-yy1)*2/3),xx2,(yy1+(yy2-yy1)*2/3));
outtextxy(xx1,yy2+4,"180");
outtextxy((xx1+(xx2-xx1)*1/4)-11,yy2+4,"270");
outtextxy((xx1+(xx2-xx1)*2/4)-3,yy2+4,"0");
outtextxy((xx1+(xx2-xx1)*3/4)-7,yy2+4,"90");
outtextxy(xx2-11,yy2+4,"180");
outtextxy(xx1-9,yy1-3,"0");
outtextxy(xx1-25,yy1+(yy2-yy1)*1/3-3,"-10");
outtextxy(xx1-25,yy1+(yy2-yy1)*2/3-3,"-20");
outtextxy(xx1-25,yy1+(yy2-yy1)*3/3-3,"-30");
setcolor(EGA_BLACK);
xxx=xx1+180;
yyy=yy2-((float)degree[0]/255)*(yy2-yy1);
for(i=0;i<=180;i++)
{
    xx=xx1+180+i;
    yy=yy2-((float)degree[i]/255)*(yy2-yy1);
    putpixel(xx,yy,Pattern_color);
    line(xx,yy,xxx,yyy);
    xxx=xx;
    YYY=YY;
}
xxx=xx1;
yyy=yy2-((float)degree[180]/255)*(yy2-yy1);
for(i=180;i<=359;i++)
{
    xx=xx1+i-180;
    yy=yy2-((float)degree[i]/255)*(yy2-yy1);
    putpixel(xx,yy,Pattern_color);
    line(xx,yy,xxx,yyy);
    xxx=xx;
    YYY=YY;
}
xx=xx1+180;
yy=yy2-((float)degree[0]/255)*(yy2-yy1);
line(xxx,yyy,xx,yy);
getch();
setfillstyle(SOLID_FILL,EGA_WHITE);
bar(154,64,629,466);
setcolor(Graph_color);
view_graph();
plot(degree);
nokey();
show_mouse();
return(1);
}
int function6(void)
{
    float xx,yy,xxx,yyy;
    tik();
    hide_mouse();
    send_port(0x07);
    if(read_port()==0xe0)
    {
        dialog(250,200,500,300,"Hardware Ok","");
        function11();
        rectangle(329,64,441,79);
    }
}

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้บนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ใน function11() ทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 rectangle(329,64,441,79);

```

setcolor(Pattern_color);
send_port(0x23);
send_port(sequence[0x02]);
degree[0]=read_port();
send_port(0x23);
send_port(sequence[0x03]);
degree[0]=read_port();
xxx=ra*(float)degree[0]/255*sin(i*pi/180)+center_x;
yyy=-ra*(float)degree[0]/255*cos(i*pi/180)+center_y;
x=xxx;
Y=yyy;
delay(500);
for(i=0;i<=359;i++)
{
    send_port(0x23);
    delay(5);
    send_port(sequence[i&0x03]);
    delay(5);
    degree[i]=read_port();
    gotoxy(21,5);printf("Degree%4d : %7u",i,degree[i]);
    setfillstyle(SOLID_FILL,EGA_RED);
    bar(330,65,330+degree[i]*110/255,78);
    if(degree[i]==0)
    {
        xx=center_x;
        yy=center_y;
        goto qq;
    }
    xx=ra*(float)degree[i]/255*sin(i*pi/180)+center_x;
    yy=-ra*(float)degree[i]/255*cos(i*pi/180)+center_y;
    qq:
    putpixel(xx,yy,6);
    line(x,y,xx,yy);
    x=xx;y=yy;
    delay(500);
    setfillstyle(SOLID_FILL,EGA_WHITE);
    bar(330,65,330+degree[i]*110/255,78);
}
line(xxx,yyy,xx,yy);
send_port(0x01);
}
else
{
    dialog(250,200,500,300,"Hardware Error","Please check !");
    show_mouse();
    goto err;
}
setcolor(EGA_RED);
outtextxy(160,458,"Press any key to convert to dB");
getch();
setcolor(Pattern_color);
setfillstyle(SOLID_FILL,EGA_WHITE);
bar(154,64,629,466);
setcolor(Graph_color);
view_graph();
plot(degree);
show_mouse();
err:
nokey();
show_mouse();
return(1);
}
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

int function7(void)

มีรหัสลับที่ซ่อนไว้หากมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

tik();
send_port(0x01);
read_port();
nokey();
show_mouse();
return(1);
}
int function8(void)
{
unsigned int sum=0;
tik();
for(i=0;i<=359;i++)
{
sum=sum+degree[i];
}
if(sum==0)
{
goto nnn;
}
normalize(degree);
function9();
hide_mouse();
plot(degree);
nnn:
nokey();
show_mouse();
return(1);
}
int function9(void)
{
float xx,yy;
tik();
x=center_x;y=center_y;
cleardevice();
view1();
setcolor(Pattern_color);
plot(degree);
nokey();
show_mouse();
return(1);
}
int function10(void)
{
nokey();
show_mouse();
return(1);
}
int function11(void)
{
tik();
setfillstyle(SOLID_FILL,EGA_WHITE);
bar(154,64,629,466);
setcolor(Graph_color);
view_graph();
for(i=0;i<=359;i++)
{
degree[i]=0;
}
nokey();
move_mouse(center_x,center_y);
show_mouse();
return(1);
}
int function12(void)

```



เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินส่วนกลางที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

{
    tik();
    dialog(200,150,560,240,"Mr.Ponlakit,Mr.Apinai,Mr.Amnach","");
    nokey();
    show_mouse();
    return(1);
}
void save_screen(int x1,int y1,int x2,int y2)
{
    unsigned size;
    size=imagesize(x1,y1,x2,y2);
    view_data=malloc(size);
    getimage(x1,y1,x2,y2,view_data);
}
void dialog(int x1,int y1,int x2,int y2,char mes1[50],char mes2[50])
{
    int l;
    save_screen(x1,y1,x2,y2);
    setfillstyle(SOLID_FILL,RED);
    setlinestyle(0,0,1);
    bar(x1,y1,x2,y2);
    setcolor(EGA_WHITE);
    rectangle(x1+15,y1+10,x2-15,y2-10);
    setcolor(EGA_YELLOW);
    setttextjustify(CENTER_TEXT, TOP_TEXT);
    setusercharsize(3,5,2,5);
    setttextstyle(1,0,USER_CHAR_SIZE);
    outtextxy(((x2-x1)/2)+x1,y1+22,mes1);
    setcolor(EGA_WHITE);
    outtextxy(((x2-x1)/2)+x1,y1+46,mes2);
    setcolor(EGA_BLUE);
    setttextstyle(0,0,1);
    outtextxy(((x2-x1)/2)+x1,y2-26,"Press any key to continue");
    setttextjustify(LEFT_TEXT, TOP_TEXT);
    getch();
    putimage(x1,y1,view_data,COPY_PUT);
    free(view_data);
}
void initial_port(void)
{
    union REGS r;
    r.h.ah=0;
    r.h.al=0xc3;
    r.x.dx=port;
    int86(0x14,&r,&r);
}
void send_port(unsigned int data)
{
    r.h.ah=1;
    r.h.al=data;
    r.x.dx=port;
    int86(0x14,&r,&r);
}
unsigned int read_port(void)
{
    r.h.ah=2;
    r.x.dx=port;
    int86(0x14,&r,&r);
    return(r.h.al);
}
float cal_x(int angle)
{
    เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
    return(ra*sin(angle*pi/180)+center_x);
    ไม้ว่ากรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีหนังสือที่ตีพิมพ์โดยสำนักพิมพ์ต่างๆ และยังมีหนังสือถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
}

```

```

float cal_y(int angle)
{
    return(-ra*cos(angle*pi/180)+center_y);
}
void view_graph(void)
{
    circle(center_x,center_y,ra);
    circle(center_x,center_y,ra*27/30);
    circle(center_x,center_y,ra*5/6);
    circle(center_x,center_y,ra*2/3);
    circle(center_x,center_y,ra*1/2);
    circle(center_x,center_y,ra*1/3);
    circle(center_x,center_y,ra*1/6);
    line(center_x,center_y-ra-5,center_x,center_y+ra+5);
    line(center_x-ra-5,center_y,center_x+ra+5,center_y);
    line(center_x,center_y,cal_x(30),cal_y(30));
    line(center_x,center_y,cal_x(60),cal_y(60));
    line(center_x,center_y,cal_x(120),cal_y(120));
    line(center_x,center_y,cal_x(150),cal_y(150));
    line(center_x,center_y,cal_x(210),cal_y(210));
    line(center_x,center_y,cal_x(240),cal_y(240));
    line(center_x,center_y,cal_x(300),cal_y(300));
    line(center_x,center_y,cal_x(330),cal_y(330));
    outtextxy(center_x-3,center_y-ra-14,"0");
    outtextxy(cal_x(30)+3,cal_y(30)-8,"30");
    outtextxy(cal_x(60)+4,cal_y(60)-5,"60");
    outtextxy(center_x+ra+7,center_y-3,"90");
    outtextxy(cal_x(120)+4,cal_y(120),"120");
    outtextxy(cal_x(150),cal_y(150)+3,"150");
    outtextxy(center_x-11,center_y+ra+9,"180");
    outtextxy(cal_x(210)-23,cal_y(210)+3,"210");
    outtextxy(cal_x(240)-25,cal_y(240),"240");
    outtextxy(center_x-ra-29,center_y-3,"270");
    outtextxy(cal_x(300)-25,cal_y(300)-5,"300");
    outtextxy(cal_x(330)-23,cal_y(330)-8,"330");
    outtextxy(center_x+2,center_y-ra-7," 0 dB(Relative)");
    outtextxy(center_x+2,center_y-ra*27/30-7,"-3");
    outtextxy(center_x+2,center_y-ra*2/3-7,"-10");
    outtextxy(center_x+2,center_y-ra*1/3-7,"-20");
    setcolor(EGA_BLUE);
}
void view1(void)
{
    setcolor(EGA_BLUE);
    buttom(0,3,5,635,56,"");
    setttextstyle(TRIPLEX_FONT,HORIZ_DIR,4);
    outtextxy(110,10,title);
    setttextstyle(DEFAULT_FONT,HORIZ_DIR,1);
    nokey();
    rectangle(148,58,635,472);
    setfillstyle(SOLID_FILL,EGA_WHITE);
    floodfill(149,61,EGA_BLUE);
    rectangle(153,63,630,467);
    setcolor(Graph_color);
    view_graph();
    setcolor(EGA_BLUE);
}
void main(void)
{
    initial_graphic();
    view1();
    initial_mouse();
    move_mouse(center_x,center_y);
    setcbrk(1);
}

```

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 ไม่สามารถเผยแพร่หรือใช้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ในโอกาสที่มหาวิทยาลัยฯได้จัดพิมพ์เอกสารนี้ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
initial_port();  
for(;;)  
{  
    do_function(menu());  
}
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

                ORG 0000H
                LJMP MAIN
PORTA          EQU 2000H      ;Port A (Stepping Motor)
PORTB          EQU 2001H      ;Port B (available);Fix ADC
PORTC          EQU 2002H      ;Port C (ADC)
CPORT          EQU 2003H      ;Control Word Port
CONTROL_WORD   EQU 89H      ;A(Output),B(Output),C(Input)

```

```
                ORG 0030H
```

```

;-----;
;                               Initial Serial Port
MAIN:          CLR IE.7
                MOV SCON,#50H ;mode 1 ,enable reception
                MOV TCON,#40H ;
                MOV TMOD,#20H ;timer 1,mode 2
                MOV TH1,#0F4H
                MOV PCON,#80H

```

```

;-----;
;                               Initial 8255
                MOV DPTR,#CPORT
                MOV A,#CONTROL_WORD
                MOVX @DPTR,A
                MOV DPTR,#PORTA
                MOV a,#00H
                MOVX @DPTR,A

```

```

;-----;
ABC:           LCALL CHECK
                LCALL RX
                CJNE A,#23H,NOSEQ
                LCALL RX
                MOV DPTR,#PORTA
                MOVX @DPTR,A
                MOV DPTR,#PORTC
                SETB P3.2
                CALL DELAY1
                MOVX a,@DPTR
                LCALL TX
                CLR P3.2
                LJMP ABC

```

```

;-----;
NOSEQ:        CJNE A,#01H,NEXT1
                LJMP MAIN
NEXT1:        CJNE A,#02H,NEXT2
                LJMP FUNC2
NEXT2:        LJMP NOSEQ

```

```

;-----;
FUNC2:        LCALL RX
                MOV DPTR,#PORTA
                MOVX @DPTR,A
                LCALL RX
                CJNZ A,#02H,EX
                LJMP FUNC2
EX:           RET

```

```

;-----;
DELAY1:       MOV R0,#45H
LOOP:         DJNZ R0,LOOP
                NOP
                RET

```

```

;-----;
TX:           MOV SBUF,A ;Transmit Data from A to Serial Port
                JNB TI,$

```

```
CLR TI
RET
```

```
-----
;
;           Receive Data from Serial Port to A
RX:        JNB RI,$
           MOV A,SBUF
           CLR RI
           RET
```

```
-----
CHECK:     LCALL RX
           CJNE A,#07H,CHECK
           CLR A
           MOV A,#0E0H
           LCALL TX
           RET
```

```
-----
;
;
END
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



80C31BH/80C51BH/87C51
MCS® 51
CHMOS SINGLE-CHIP 8-BIT MICROCONTROLLER
Automotive

- Extended Automotive Temperature Range (-40°C to +125°C Ambient)
- High Performance CHMOS Process
- Power Control Modes
- 4 Kbyte On-Chip ROM/EPROM
- 128 x 8-bit RAM
- 32 Programmable I/O Lines
- Two 16-Bit Timer/Counters
- 5 Interrupt Sources
- Quick-Pulse EPROM Programming
- 2-Level Program Memory Lock EPROM
- Boolean Processor
- Programmable Serial Port
- TTL- and CMOS-Compatible Logic Levels
- 64K External Program Memory Space
- 64K External Data Memory Space
- IDLE and POWER DOWN Modes
- ONCE Mode Facilitates System Testing
- Available in 12 MHz and 16 MHz Versions
- Available in PLCC and DIP Packages
(See Packaging Specification, Order #231369)

The MCS® 51 CHMOS microcontroller products are fabricated on Intel's reliable CHMOS process and are functionally compatible with the standard MCS 51 HMOS microcontroller products. This technology combines the high speed and density characteristics of HMOS with the low power attributes of CHMOS. This combination expands the effectiveness of the powerful MCS 51 microcontroller architecture and instruction set.

Like the MCS 51 HMOS microcontroller versions, the MCS 51 CHMOS microcontroller products have the following features: 4 Kbytes of EPROM/ROM (87C51/80C51BH respectively); 128 bytes of RAM; 32 I/O lines; two 16-bit timer/counters; a five-source two-level interrupt structure; a full duplex serial port; and on-chip oscillator and clock circuitry. In addition, the MCS 51 CHMOS microcontroller products exhibit low operating power, along with two software selectable modes of reduced activity for further power reduction—Idle and Power Down.

The Idle mode freezes the CPU while allowing the RAM, timer/counters, serial port, and interrupt system to continue functioning. The Power Down mode saves the RAM contents but freezes the oscillator, causing all other chip functions to be inoperative.

The 87C51 is the EPROM version of the 80C51BH. It contains 4 Kbytes of on-chip program memory that can be electrically programmed, and can be erased by exposure to ultraviolet light. The 87C51 EPROM array uses a modified Quick-Pulse Programming algorithm, by which the entire 4 Kbyte array can be programmed in about 12 seconds.

NOTICE:

This datasheet contains information on products in full production. Specifications within this datasheet are subject to change without notice. Verify with your local Intel sales office that you have the latest datasheet before finalizing a design.

*Other brands and names are the property of their respective owners.

Information in this document is provided in connection with Intel products. Intel assumes no liability whatsoever, including infringement of any patent or copyright, for sale and use of Intel products except as provided in Intel's Terms and Conditions of Sale for such products. Intel retains the right to make changes to these specifications at any time, without notice. Microcomputer Products may have minor variations to this specification known as errata.

COPYRIGHT © INTEL CORPORATION, 1995

January 1995

Order Number: 270419-007

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

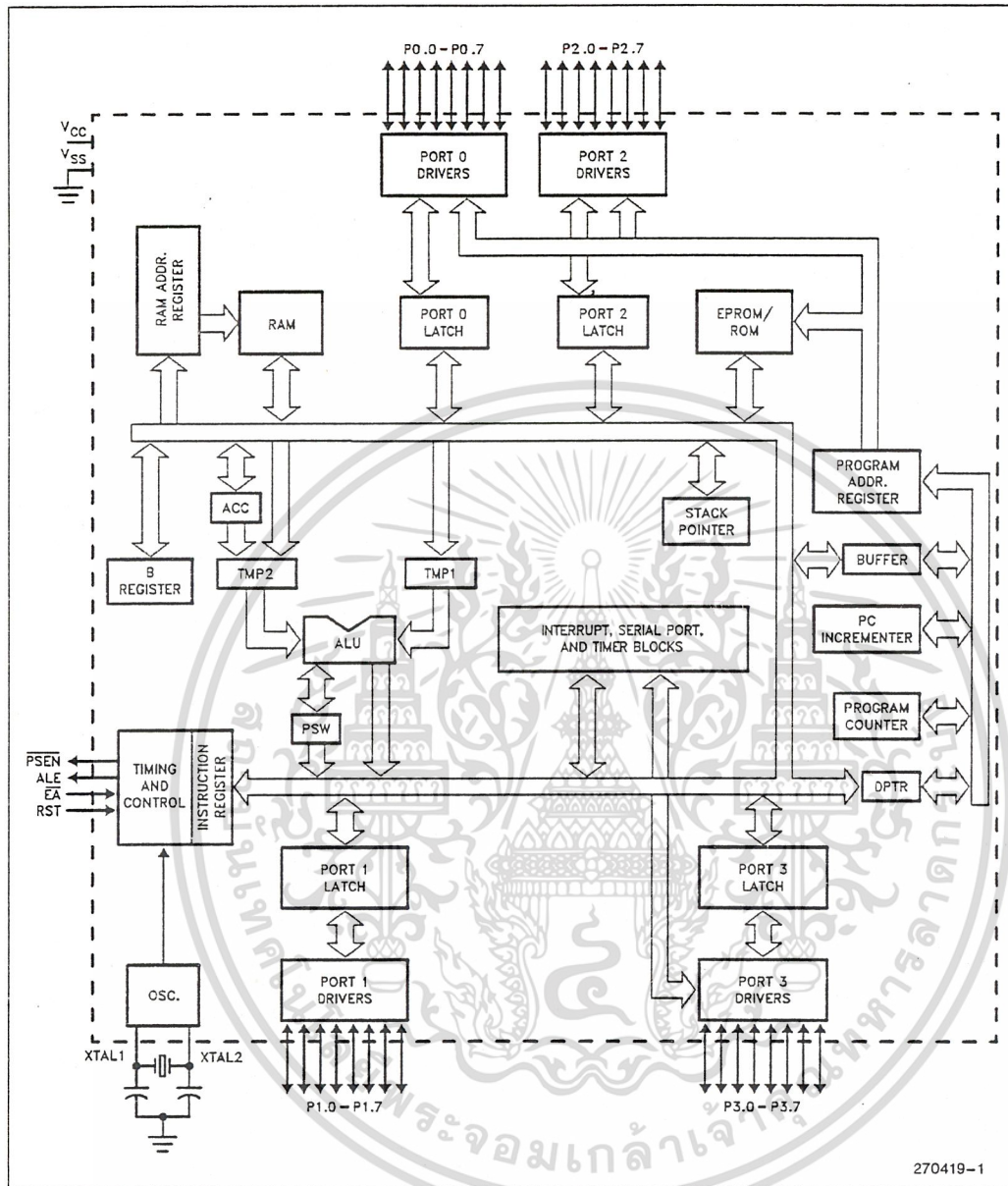


Figure 1. MCS[®] 51 Microcontroller Architectural Block Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



AUTOMOTIVE 80C31BH/80C51BH/87C51

80C31BH/80C51BH/87C51 PRODUCT OPTIONS

Intel's extended and automotive temperature range products are designed to meet the needs of those applications whose operating requirements exceed commercial standards.

With the extended temperature range option, operational characteristics are guaranteed over the temperature range of -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$ ambient. For the

automotive temperature range option, operational characteristics are guaranteed over the temperature range of -40°C to $+125^{\circ}\text{C}$ ambient.

The automotive and extended temperature versions of the MCS 51 microcontroller product families are available with or without burn-in options as listed in Table 1.

As shown in Figure 2, temperature, burn-in, and package options are identified by a one- or two-letter prefix to the part number.

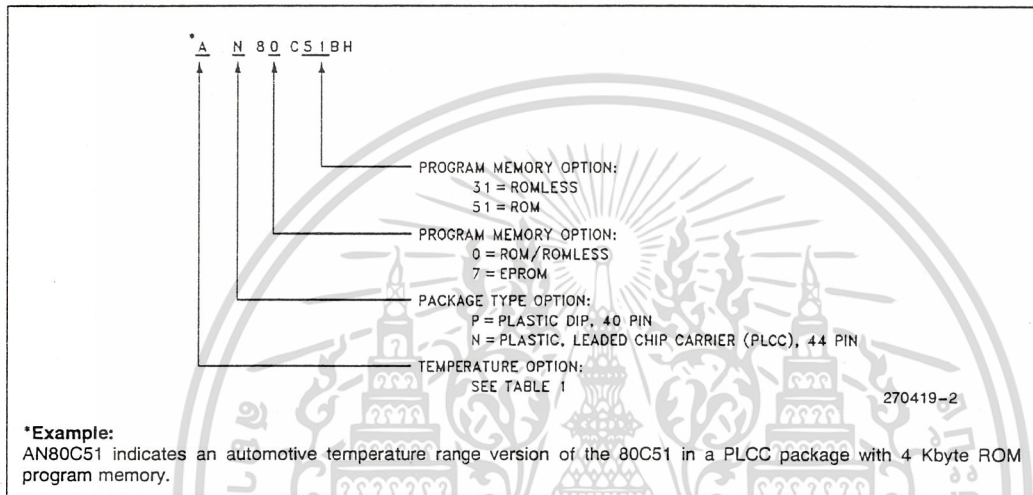


Figure 2. MCS[®] 51 Microcontroller Product Family Nomenclature

Table 1. Temperature Options

Temperature Classification	Temperature Designation	Operating Temperature $^{\circ}\text{C}$ Ambient	Burn-In Options
Extended	T	-40 to $+85$	Standard
	L	-40 to $+85$	Extended
Automotive	A	-40 to $+125$	Standard
	B	-40 to $+125$	Extended

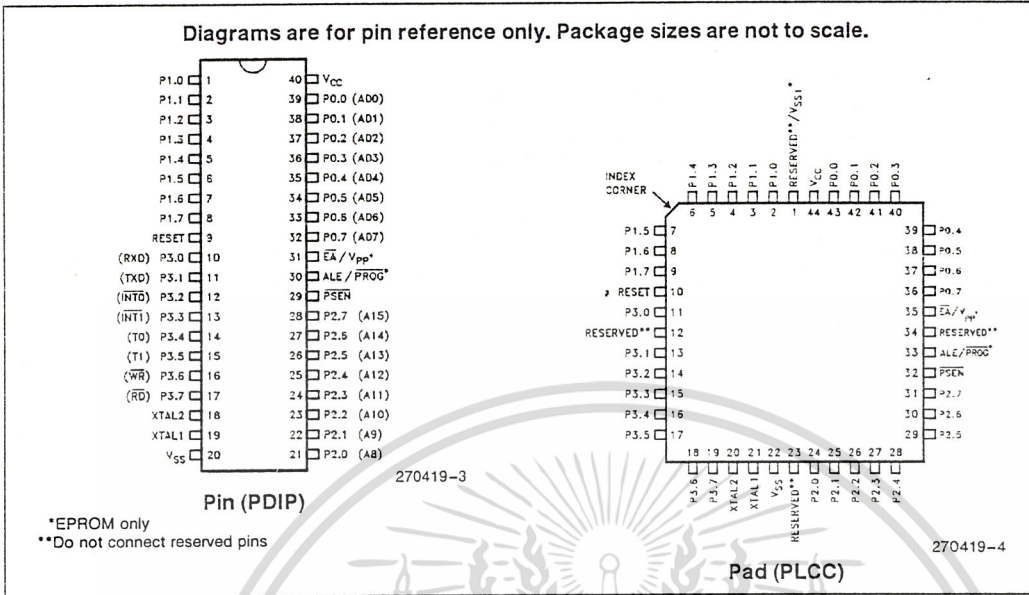


Figure 3. Pin Connections

PIN DESCRIPTION

V_{CC}: Supply voltage during normal, Idle, and Power Down operations.

V_{SS}: Circuit ground.

V_{SS1}: V_{SS1}—(EPROM PLCC only) secondary ground. Provided to reduce ground bounce and improve power supply bypassing.

NOTE:

This pin is not a substitute for the V_{SS} pin (pin 22). For ROM and ROMless, pin 1 is reserved—do not connect.

Port 0: Port 0 is an 8-bit open drain bidirectional I/O port. As an output port each pin can sink 8 LS TTL inputs. Port 0 pins that have 1s written to them float, and in that state can be used as high-impedance inputs.

Port 0 is also the multiplexed low-order address and data bus during accesses to external memory. In this application it uses strong internal pullups when emitting 1s.

Port 0 also receives the code bytes during EPROM programming, and outputs the code bytes during program verification. External pullups are required during program verification.

Port 1: Port 1 is an 8-bit bidirectional I/O port with internal pullups. Port 1 pins that have 1s written to them are pulled high by the internal pullups, and in that state can be used as inputs. As inputs, Port 1 pins that are externally being pulled low will source

current (I_{IL}, on the datasheet) because of the internal pullups.

Port 1 also receives the low-order address bytes during EPROM programming and program verification.

Port 2: Port 2 is an 8-bit bidirectional I/O port with internal pullups. Port 2 pins that have 1s written to them are pulled high by the internal pullups, and in that state can be used as inputs. As inputs, Port 2 pins that are externally being pulled low will source current (I_{IL}, on the data sheet) because of the internal pullups.

Port 2 emits the high-order address byte during fetches from external Program memory and during accesses to external Data Memory that use 16-bit address (MOVX @DPTR). In this application it uses strong internal pullups when emitting 1s.

During accesses to external Data Memory that use 8-bit addresses (MOVX @Ri), Port 2 emits the contents of the P2 Special Function Register.

Port 2 also receives some control signals and the high-order address bits during EPROM programming and program verification.

Port 3: Port 3 is an 8-bit bidirectional I/O port with internal pullups. Port 3 pins that have 1s written to them are pulled high by the internal pullups, and in that state can be used as inputs. As inputs, Port 3 pins that are externally being pulled low will source current (I_{IL}, on the datasheet) because of the pullups.



Port 3 also serves the functions of various special features of the MCS 51 microcontroller family, as listed below:

Pin	Name	Alternate Function
P3.0	RXD	Serial Input Line
P3.1	TXD	Serial Output Line
P3.2	$\overline{\text{INT0}}$	External Interrupt 0
P3.3	$\overline{\text{INT1}}$	External Interrupt 1
P3.4	T0	Timer 0 External Input
P3.5	T1	Timer 1 External Input
P3.6	$\overline{\text{WR}}$	External Data Memory Write Strobe
P3.7	$\overline{\text{RD}}$	External Data Memory Read Strobe

Port 3 also receives some control signals for EPROM programming and program verification.

RESET: Reset input. A logic high on this pin for two machine cycles while the oscillator is running resets the device. An internal pulldown resistor permits a power-on reset to be generated using only an external capacitor to V_{CC} .

ALE/ $\overline{\text{PROG}}$ (EPROM Only): Address Latch Enable output signal for latching the low byte of the address during accesses to external memory. This pin is also the program pulse input ($\overline{\text{PROG}}$) during EPROM programming.

In normal operation ALE is emitted at a constant rate of 1/6 the oscillator frequency, and may be used for external timing or clocking purposes. Note, however, that one ALE pulse is skipped during each access to external Data Memory.

$\overline{\text{PSEN}}$: Program Store Enable is the Read strobe to External Program Memory. When the 87C51/80C51BH is executing from Internal Program Memory, $\overline{\text{PSEN}}$ is inactive (high). When the device is executing code from External Program Memory, $\overline{\text{PSEN}}$ is activated twice each machine cycle, except that two $\overline{\text{PSEN}}$ activations are skipped during each access to External Data Memory.

$\overline{\text{EA}}/V_{PP}$: External Access enable. $\overline{\text{EA}}$ must be strapped to V_{SS} in order to enable the 87C51/80C51BH to fetch code from External Program Memory locations starting at 0000H up to 0FFFFH. [Note, however, that if either of the Lock Bits is programmed, the logic level at $\overline{\text{EA}}$ is internally latched during reset.] (EPROM only.)

$\overline{\text{EA}}$ must be strapped to V_{CC} for internal program execution.

V_{PP} (EPROM Only): This pin also receives the 12.75V programming supply voltage (V_{PP}) during EPROM programming.

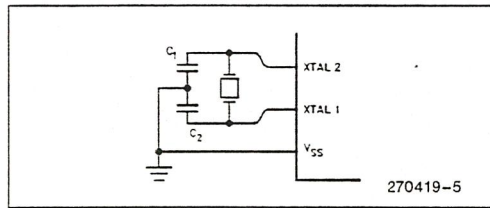


Figure 4. Using the On-Chip Oscillator

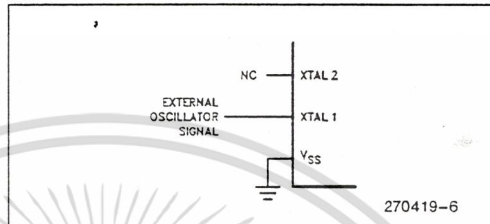


Figure 5. External Clock Drive

XTAL1: Input to the inverting oscillator amplifier and input to the internal clock generating circuits.

XTAL2: Output from the inverting oscillator amplifier.

OSCILLATOR CHARACTERISTICS

XTAL1 and XTAL2 are the input and output, respectively, of an inverting amplifier which can be configured for use as an on-chip oscillator, as shown in Figure 4.

To drive the device from an external clock source, XTAL1 should be driven, while XTAL2 is left unconnected, as shown in Figure 5. There are no requirements on the duty cycle of the external clock signal, since the input to the internal clocking circuitry is through a divide-by-two flip-flop, but minimum and maximum high and low times specified on the Data-sheet must be observed.

IDLE MODE

In Idle Mode, the CPU puts itself to sleep while all the on-chip peripherals remain active. The mode is invoked by software. The content of the on-chip RAM and all the Special Functions Registers remain unchanged during this mode. The Idle Mode can be terminated by any enabled interrupt or by a hardware reset.

It should be noted that when Idle is terminated by a hardware reset, the device normally resumes program execution, from where it left off, up to two machine cycles before the internal reset algorithm takes control. On-chip hardware inhibits access to



Table 2. Status of the External Pins During Idle and Power Down

Mode	Program Memory	ALE	$\overline{\text{PSEN}}$	PORT0	PORT1	PORT2	PORT3
Idle	Internal	1	1	Data	Data	Data	Data
Idle	External	1	1	Float	Data	Address	Data
Power Down	Internal	0	0	Data	Data	Data	Data
Power Down	External	0	0	Float	Data	Data	Data

NOTE:

For more detailed information on the reduced power modes refer to current Embedded Applications Handbook, and Application Note AP-252, "Designing with the 80C51BH."

internal RAM in this event, but access to the port pins is not inhibited. To eliminate the possibility of an unexpected write to a port pin when Idle is terminated by reset, the instruction following the one that invokes Idle should not be one that writes to a port pin or to external memory.

POWER DOWN MODE

In the Power Down mode the oscillator is stopped, and the instruction that invokes Power Down is the last instruction executed. The on-chip RAM and Special Function Registers retain their values until the Power Down mode is terminated.

The only exit from Power Down is a hardware reset. Reset redefines the SFRs but does not change the on-chip RAM. The reset should not be activated before V_{CC} is restored to its normal operating level and must be held active long enough to allow the oscillator to restart and stabilize.

DESIGN CONSIDERATIONS

- At power on, the voltage on V_{CC} and RST must come up at the same time for a proper start-up.
- Before entering the Power Down mode the contents of the Carry Bit and B.7 must be equal.
- When the Idle mode is terminated by a hardware reset, the device normally resumes program execution, from where it left off, up to two machine cycles before the internal reset algorithm takes control. On-chip hardware inhibits access to internal RAM in this event, but access to the port pins is not inhibited. To eliminate the possibility of an unexpected write when Idle is terminated by reset, the instruction following the one that invokes Idle should not be one that writes to a port pin or to external memory.
- An external oscillator may encounter as much as a 100 pF load at XTAL1 when it starts up. This is due to interaction between the amplifier and its feedback capacitance. Once the external signal meets the V_{IL} and V_{IH} specifications the capacitance will not exceed 20 pF.
- For EPROM versions exposure to light when the device is in operation may cause logic errors. For this reason, it is suggested that an opaque label be placed over the window when the die is exposed to ambient light.



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.

- 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

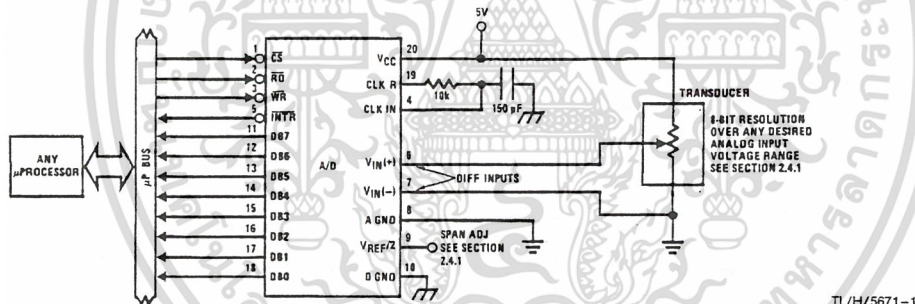
Features

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

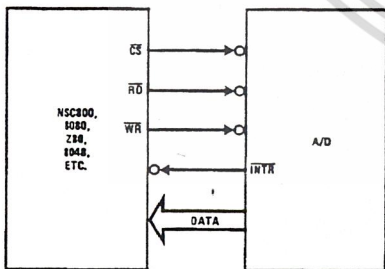
Key Specifications

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

Typical Applications



8080 Interface



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.

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

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 Buffers)	$V_{OUT} = 0 V_{DC}$ $V_{OUT} = 5 V_{DC}$	-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 $\overline{CS} = 5V$		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).

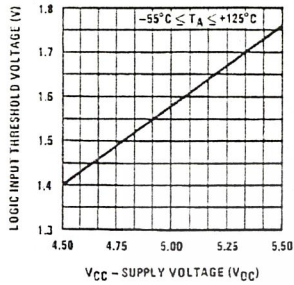
Note 8: None of these A/Ds requires a zero adjust (see section 2.5.1). To obtain zero code at other analog input voltages see section 2.5 and Figure 5.

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 .

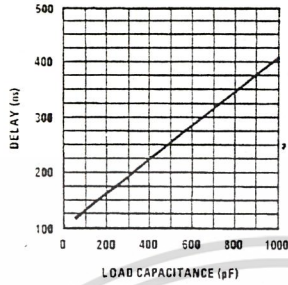
Note 10: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

Typical Performance Characteristics

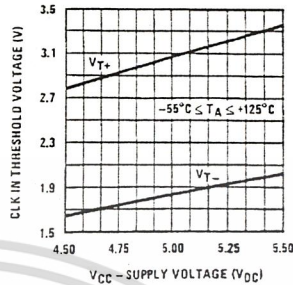
Logic Input Threshold Voltage vs. Supply Voltage



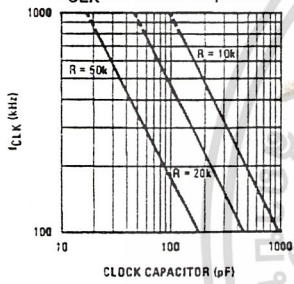
Delay From Falling Edge of RD to Output Data Valid vs. Load Capacitance



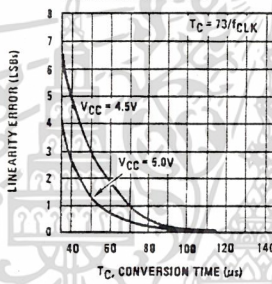
CLK IN Schmitt Trip Levels vs. Supply Voltage



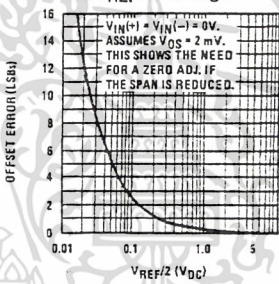
fCLK vs. Clock Capacitor



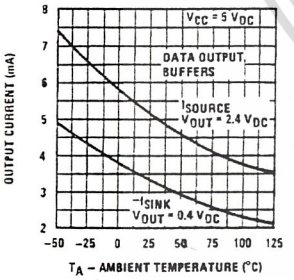
Full-Scale Error vs Conversion Time



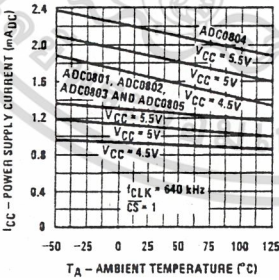
Effect of Unadjusted Offset Error vs. VREF/2 Voltage



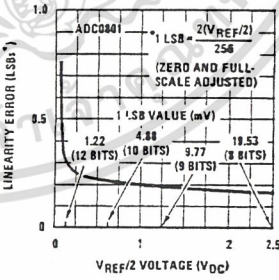
Output Current vs Temperature



Power Supply Current vs Temperature (Note 9)



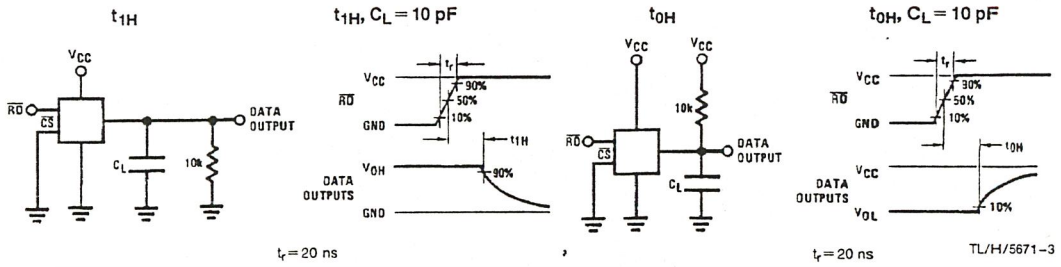
Linearity Error at Low VREF/2 Voltages



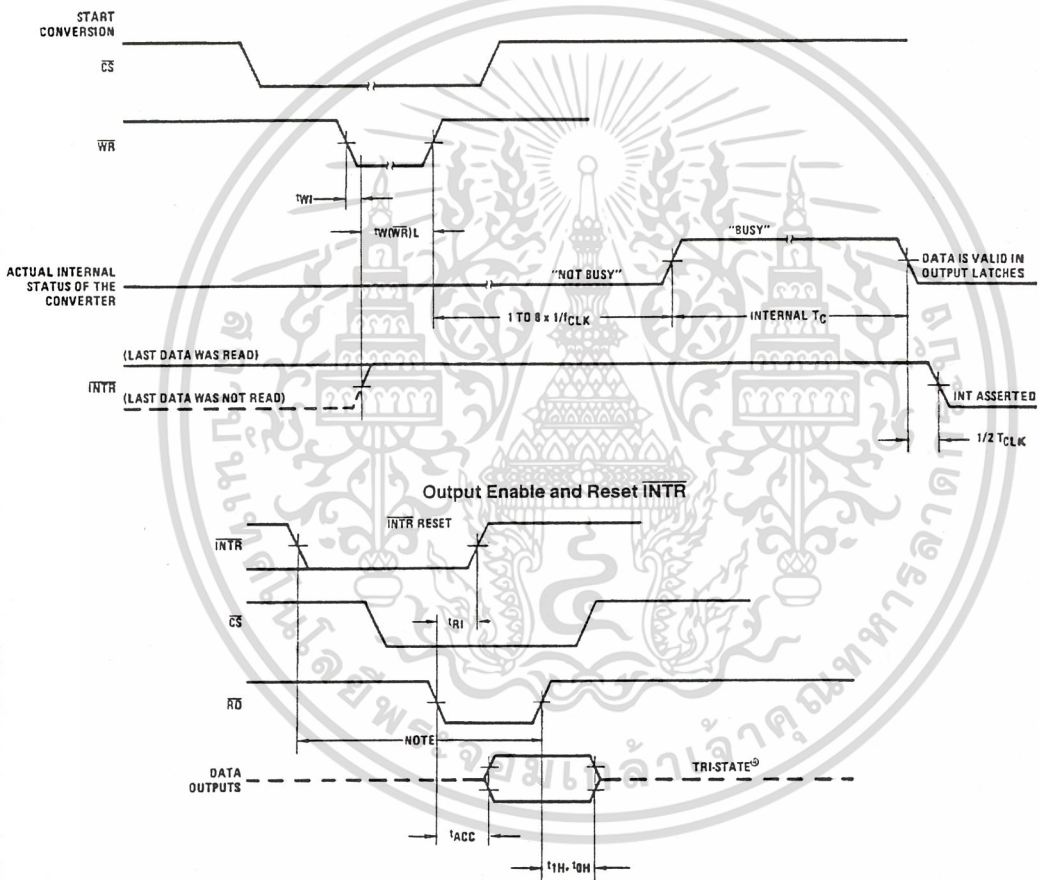
TL/H/5671-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRI-STATE Test Circuits and Waveforms



Timing Diagrams (All timing is measured from the 50% voltage points)

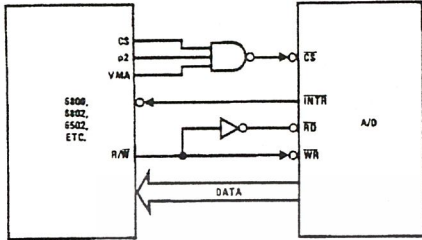


Note: Read strobe must occur 8 clock periods ($8/t_{CLK}$) after assertion of interrupt to guarantee reset of \overline{INTR} .

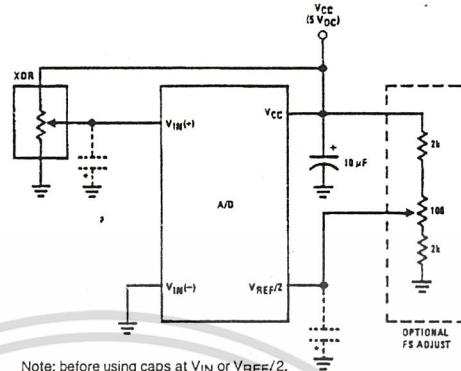
TL/H/5671-4

Typical Applications (Continued)

6800 Interface

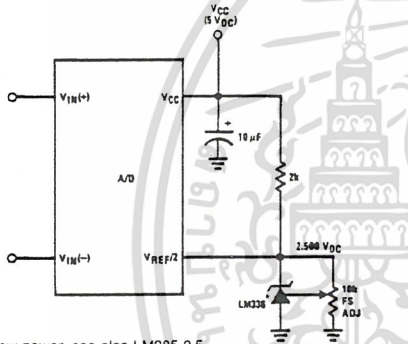


Ratiometric with Full-Scale Adjust



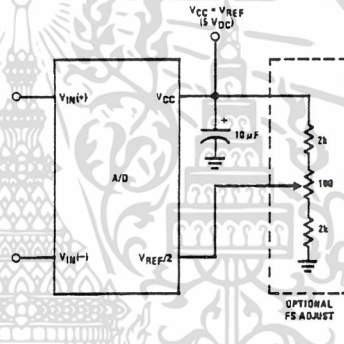
Note: before using caps at V_{IN} or $V_{REF/2}$, see section 2.3.2 Input Bypass Capacitors.

Absolute with a 2.500V Reference

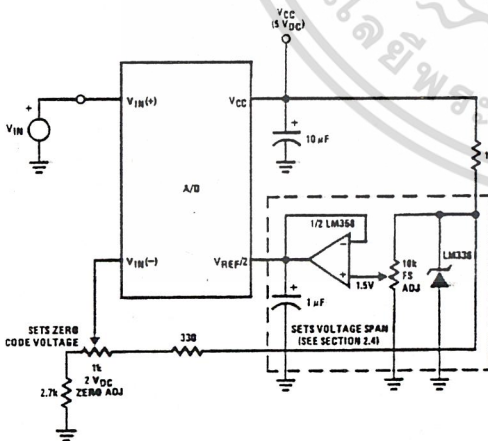


*For low power, see also LM385-2.5

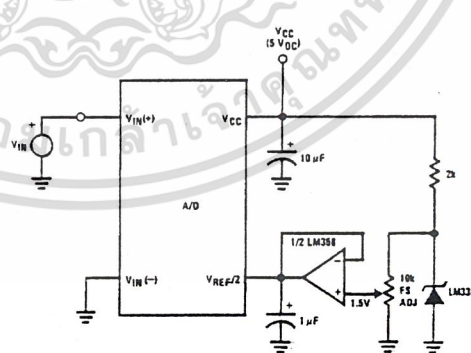
Absolute with a 5V Reference



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



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

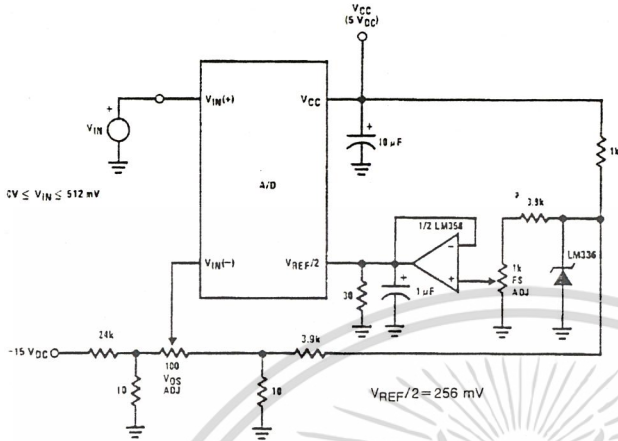


TL/H/5671-5

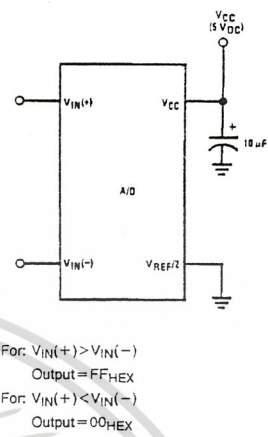
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

Directly Converting a Low-Level Signal

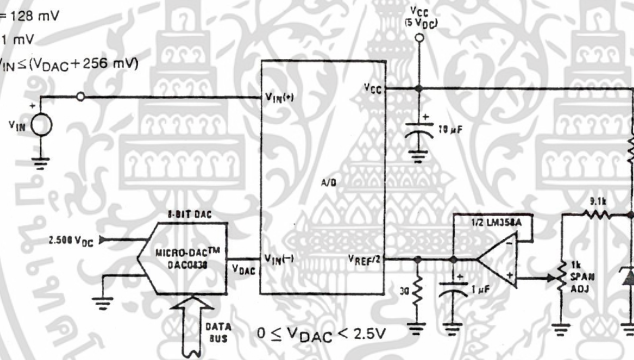


A μP Interfaced Comparator

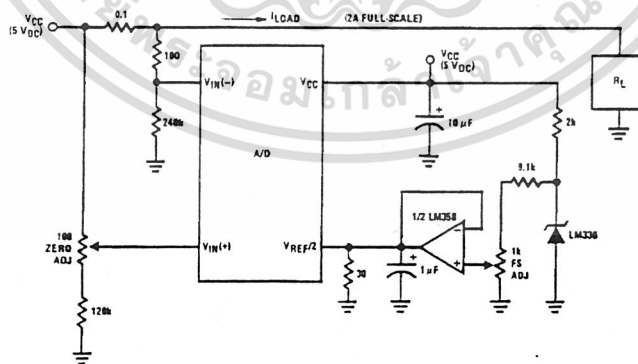


1 mV Resolution with μP Controlled Range

$V_{REF/2} = 128 \text{ mV}$
1 LSB = 1 mV
 $V_{DAC} \leq V_{IN} \leq (V_{DAC} + 256 \text{ mV})$



Digitizing a Current Flow

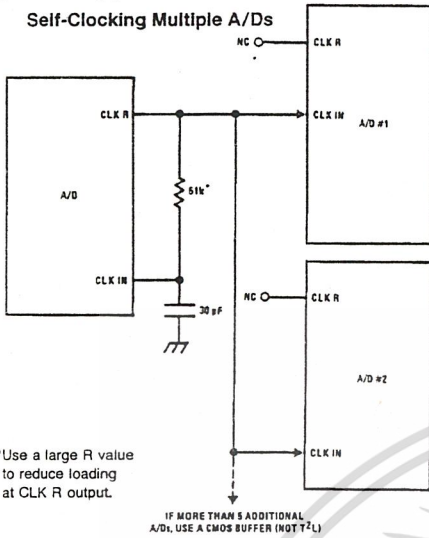


TL/H/5671-6

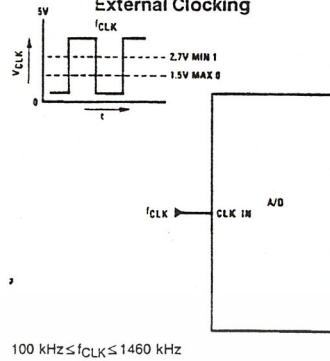
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

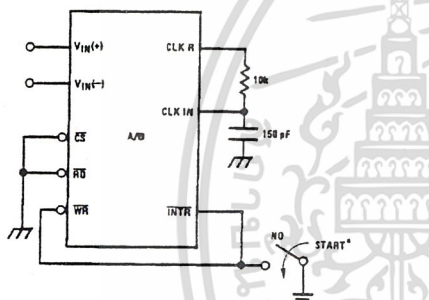
Self-Clocking Multiple A/Ds



External Clocking

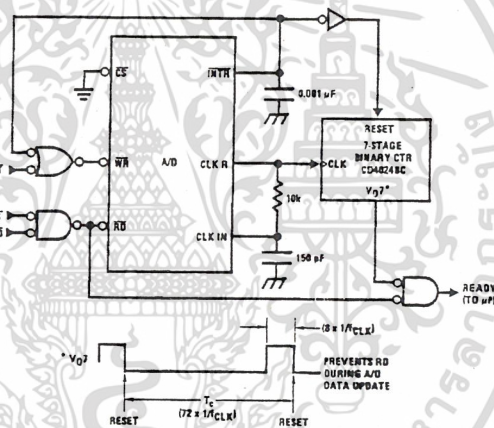


Self-Clocking in Free-Running Mode

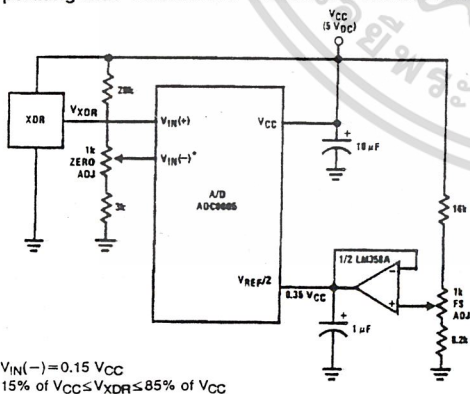


*After power-up, a momentary grounding of the WR input is needed to guarantee operation.

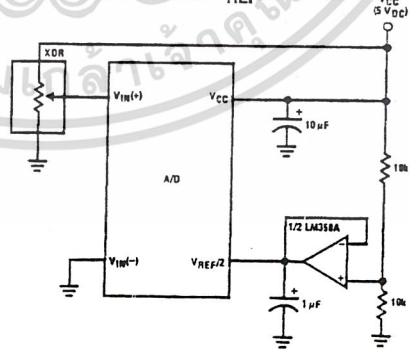
μP Interface for Free-Running A/D



Operating with "Automotive" Ratiometric Transducers



Ratiometric with $V_{\text{REF}}/2$ Forced

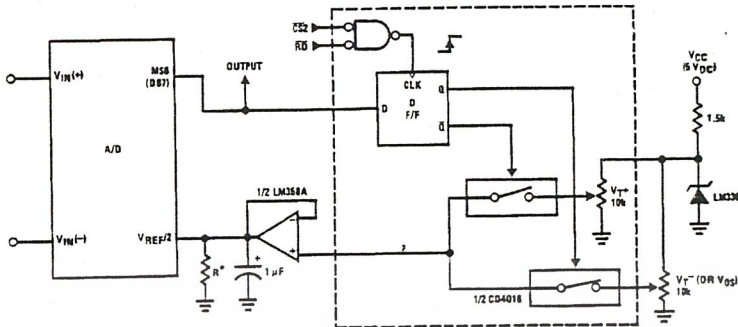


TL/H/5671-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

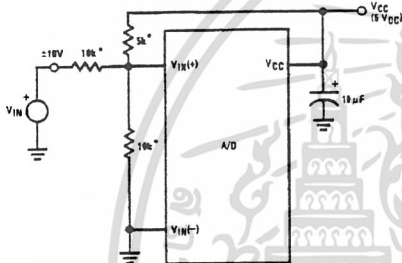
Typical Applications (Continued)

μ P Compatible Differential-Input Comparator with Pre-Set V_{OS} (with or without Hysteresis)



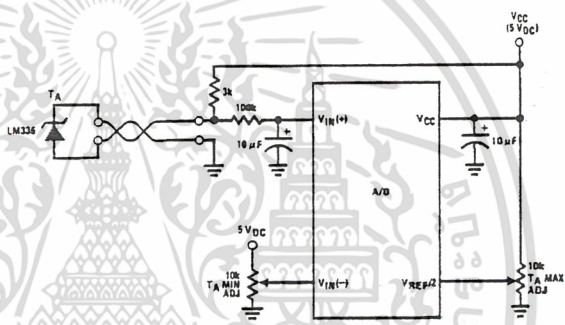
*See Figure 5 to select R value
 DB7 = "1" for $V_{IN(+)} > V_{IN(-)} + (V_{REF}/2)$
 Omit circuitry within the dotted area if hysteresis is not needed

Handling $\pm 10V$ Analog Inputs

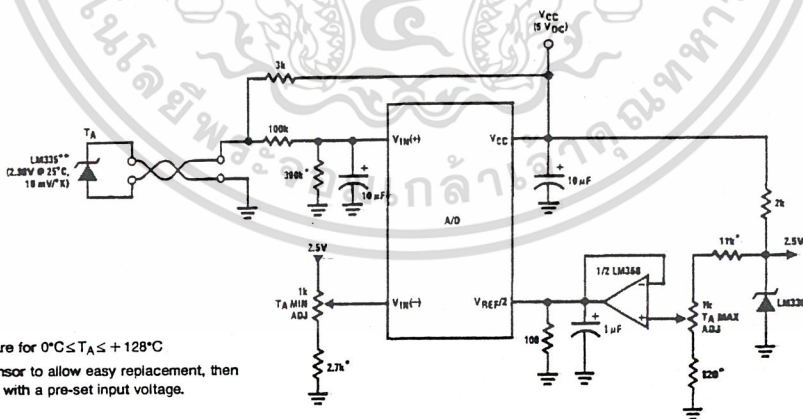


*Beckman Instruments #694-3-R10K resistor array

Low-Cost, μ P Interfaced, Temperature-to-Digital Converter



μ P Interfaced Temperature-to-Digital Converter



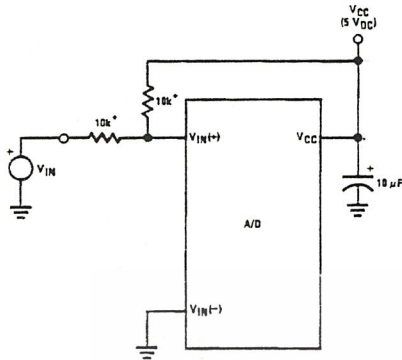
*Circuit values shown are for $0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +128^{\circ}\text{C}$
 **Can calibrate each sensor to allow easy replacement, then A/D can be calibrated with a pre-set input voltage.

TL/H/5671-8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

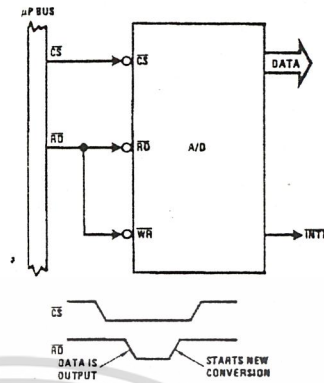
Handling $\pm 5V$ Analog Inputs



TL/H/5671-33

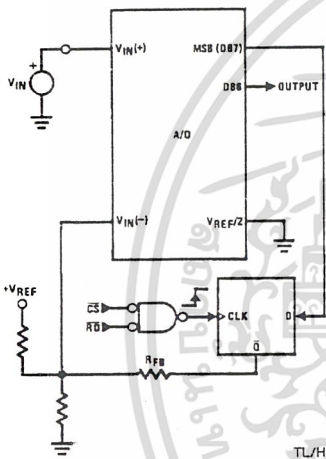
*Beckman Instruments #694-3-R10K resistor array

Read-Only Interface



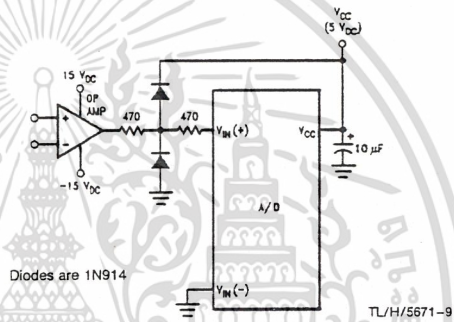
TL/H/5671-34

µP Interfaced Comparator with Hysteresis



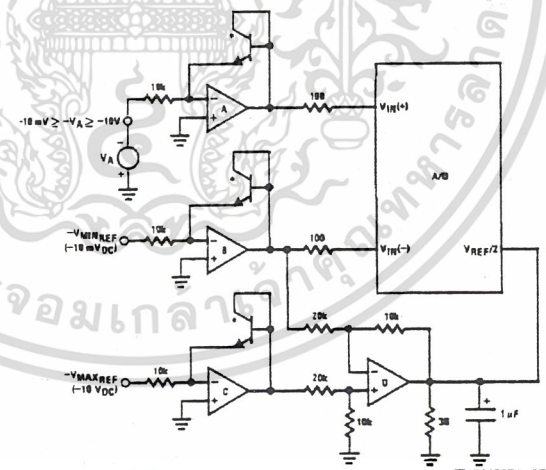
TL/H/5671-35

Protecting the Input



TL/H/5671-9

A Low-Cost, 3-Decade Logarithmic Converter

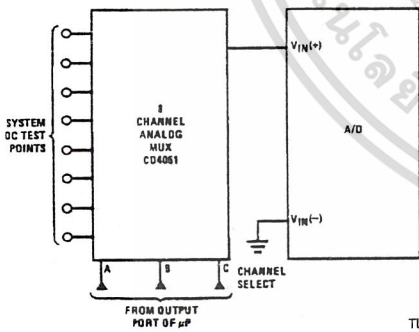


TL/H/5671-37

*LM389 transistors¹

A, B, C, D = LM324A quad op amp

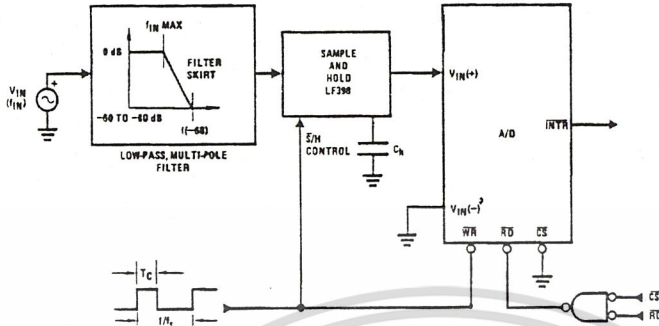
Analog Self-Test for a System



TL/H/5671-36

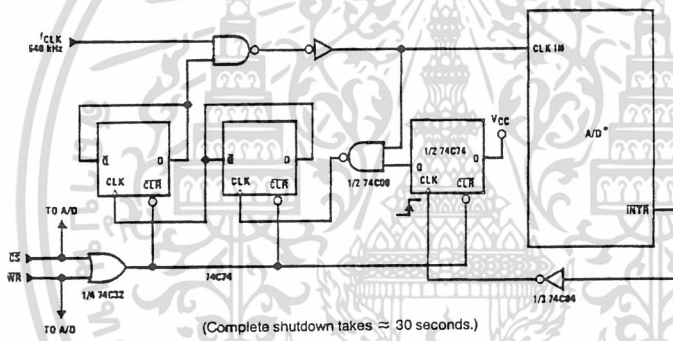
Typical Applications (Continued)

Sampling an AC Input Signal

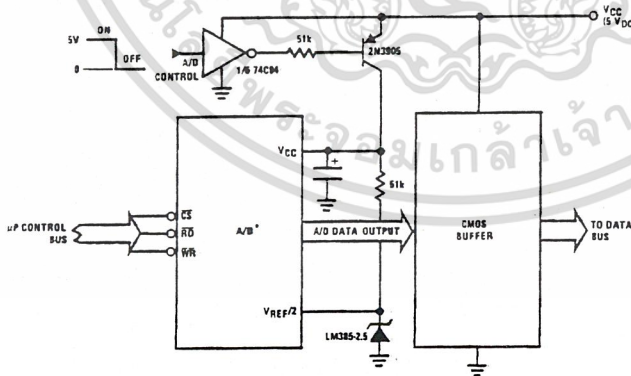


- Note 1:** Oversample whenever possible [keep $f_s > 2(f_{-60})$] to eliminate input frequency folding (aliasing) and to allow for the skirt response of the filter.
- Note 2:** Consider the amplitude errors which are introduced within the passband of the filter.

70% Power Savings by Clock Gating



Power Savings by A/D and V_{REF} Shutdown



*Use ADC0801, 02, 03 or 05 for lowest power consumption.

Note: Logic inputs can be driven to V_{CC} with A/D supply at zero volts.

Buffer prevents data bus from overdriving output of A/D when in shutdown mode.

TL/H/5671-11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Functional Description

1.0 UNDERSTANDING A/D ERROR SPECS

A perfect A/D transfer characteristic (staircase waveform) is shown in *Figure 1a*. The horizontal scale is analog input voltage and the particular points labeled are in steps of 1 LSB (19.53 mV with 2.5V tied to the $V_{REF}/2$ pin). The digital output codes that correspond to these inputs are shown as $D-1$, D , and $D+1$. For the perfect A/D, not only will center-value ($A-1$, A , $A+1$, . . .) analog inputs produce the correct output digital codes, but also each riser (the transitions between adjacent output codes) will be located $\pm 1/2$ LSB away from each center-value. As shown, the risers are ideal and have no width. Correct digital output codes will be provided for a range of analog input voltages that extend $\pm 1/2$ LSB from the ideal center-values. Each tread (the range of analog input voltage that provides the same digital output code) is therefore 1 LSB wide.

Figure 1b shows a worst case error plot for the ADC0801. All center-valued inputs are guaranteed to produce the correct output codes and the adjacent risers are guaranteed to be no closer to the center-value points than $\pm 1/4$ LSB. In

other words, if we apply an analog input equal to the center-value $\pm 1/4$ LSB, we guarantee that the A/D will produce the correct digital code. The maximum range of the position of the code transition is indicated by the horizontal arrow and it is guaranteed to be no more than $1/2$ LSB.

The error curve of *Figure 1c* shows a worst case error plot for the ADC0802. Here we guarantee that if we apply an analog input equal to the LSB analog voltage center-value the A/D will produce the correct digital code.

Next to each transfer function is shown the corresponding error plot. Many people may be more familiar with error plots than transfer functions. The analog input voltage to the A/D is provided by either a linear ramp or by the discrete output steps of a high resolution DAC. Notice that the error is continuously displayed and includes the quantization uncertainty of the A/D. For example the error at point 1 of *Figure 1a* is $+1/2$ LSB because the digital code appeared $1/2$ LSB in advance of the center-value of the tread. The error plots always have a constant negative slope and the abrupt upside steps are always 1 LSB in magnitude.

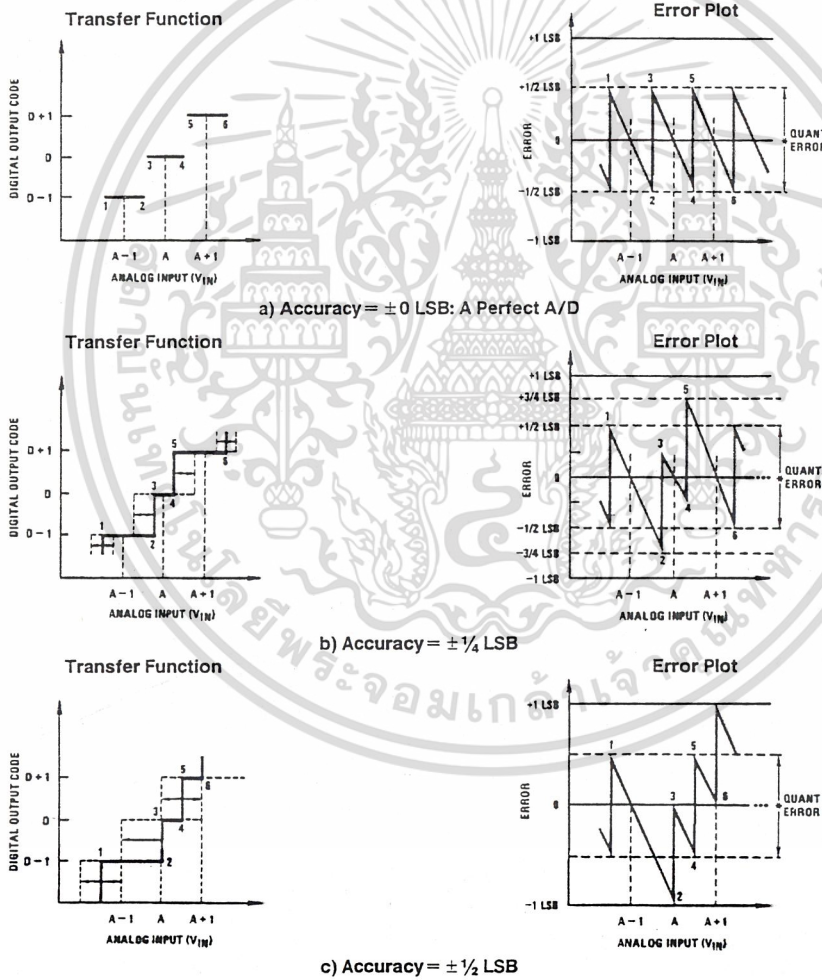


FIGURE 1. Clarifying the Error Specs of an A/D Converter

TL/H/5671-12

Functional Description (Continued)

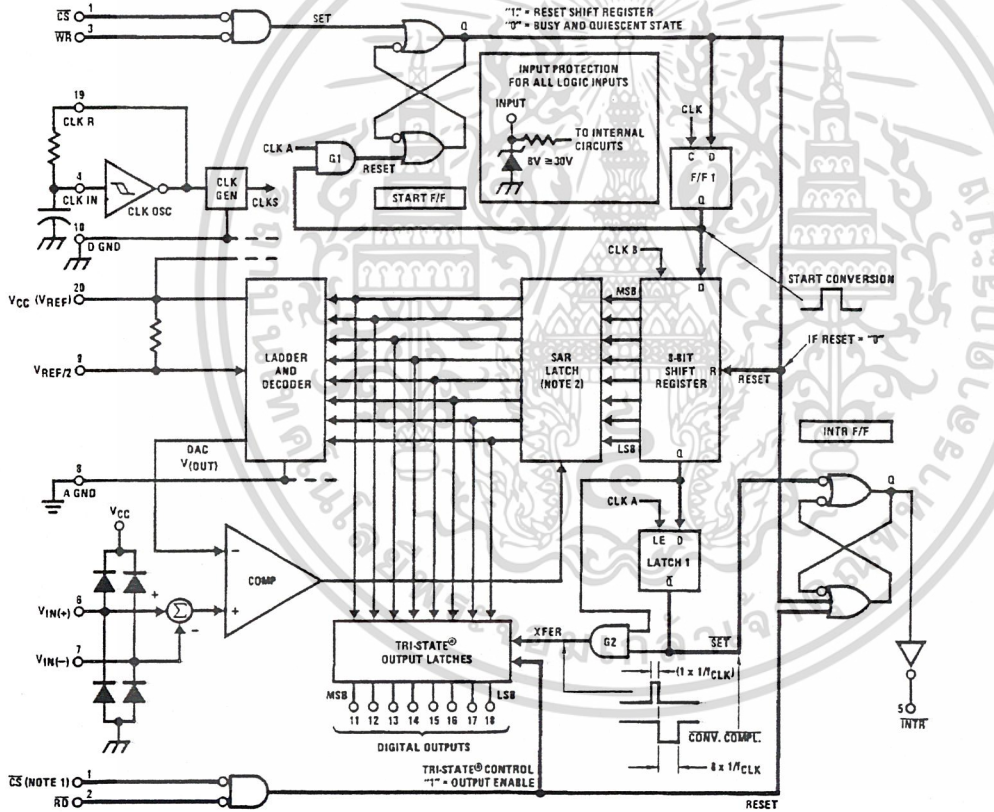
2.0 FUNCTIONAL DESCRIPTION

The ADC0801 series contains a circuit equivalent of the 256R network. Analog switches are sequenced by successive approximation logic to match the analog difference input voltage $[V_{IN}(+) - V_{IN}(-)]$ to a corresponding tap on the R network. The most significant bit is tested first and after 8 comparisons (64 clock cycles) a digital 8-bit binary code (1111 1111 = full-scale) is transferred to an output latch and then an interrupt is asserted (INTR makes a high-to-low transition). A conversion in process can be interrupted by issuing a second start command. The device may be operated in the free-running mode by connecting INTR to the WR input with $\overline{CS}=0$. To ensure start-up under all possible conditions, an external WR pulse is required during the first power-up cycle.

On the high-to-low transition of the \overline{WR} input the internal SAR latches and the shift register stages are reset. As long as the \overline{CS} input and \overline{WR} input remain low, the A/D will remain in a reset state. Conversion will start from 1 to 8 clock periods after at least one of these inputs makes a low-to-high transition.

A functional diagram of the A/D converter is shown in Figure 2. All of the package pinouts are shown and the major logic control paths are drawn in heavier weight lines.

The converter is started by having \overline{CS} and \overline{WR} simultaneously low. This sets the start flip-flop (F/F) and the resulting "1" level resets the 8-bit shift register, resets the Interrupt (INTR) F/F and inputs a "1" to the D flop, F/F1, which is at the input end of the 8-bit shift register. Internal clock signals then transfer this "1" to the Q output of F/F1. The AND gate, G1, combines this "1" output with a clock signal to provide a reset signal to the start F/F. If the set signal is no longer present (either \overline{WR} or \overline{CS} is a "1") the start F/F is reset and the 8-bit shift register then can have the "1" clocked in, which starts the conversion process. If the set signal were to still be present, this reset pulse would have no effect (both outputs of the start F/F would momentarily be at a "1" level) and the 8-bit shift register would continue to be held in the reset mode. This logic therefore allows for wide \overline{CS} and \overline{WR} signals and the converter will start after at least one of these signals returns high and the internal clocks again provide a reset signal for the start F/F.



TL/H/5671-13

Note 1: \overline{CS} shown twice for clarity.

Note 2: SAR = Successive Approximation Register.

FIGURE 2. Block Diagram

Functional Description (Continued)

After the "1" is clocked through the 8-bit shift register (which completes the SAR search) it appears as the input to the D-type latch, LATCH 1. As soon as this "1" is output from the shift register, the AND gate, G2, causes the new digital word to transfer to the TRI-STATE output latches. When LATCH 1 is subsequently enabled, the Q output makes a high-to-low transition which causes the INTR F/F to set. An inverting buffer then supplies the INTR input signal.

Note that this $\overline{\text{SET}}$ control of the INTR F/F remains low for 8 of the external clock periods (as the internal clocks run at $1/8$ of the frequency of the external clock). If the data output is continuously enabled ($\overline{\text{CS}}$ and $\overline{\text{RD}}$ both held low), the INTR output will still signal the end of conversion (by a high-to-low transition), because the $\overline{\text{SET}}$ input can control the Q output of the INTR F/F even though the RESET input is constantly at a "1" level in this operating mode. This INTR output will therefore stay low for the duration of the $\overline{\text{SET}}$ signal, which is 8 periods of the external clock frequency (assuming the A/D is not started during this interval).

When operating in the free-running or continuous conversion mode (INTR pin tied to $\overline{\text{WR}}$ and $\overline{\text{CS}}$ wired low—see also section 2.8), the START F/F is SET by the high-to-low transition of the INTR signal. This resets the SHIFT REGISTER which causes the input to the D-type latch, LATCH 1, to go low. As the latch enable input is still present, the Q output will go high, which then allows the INTR F/F to be RESET. This reduces the width of the resulting INTR output pulse to only a few propagation delays (approximately 300 ns).

When data is to be read, the combination of both $\overline{\text{CS}}$ and $\overline{\text{RD}}$ being low will cause the INTR F/F to be reset and the TRI-STATE output latches will be enabled to provide the 8-bit digital outputs.

2.1 Digital Control Inputs

The digital control inputs ($\overline{\text{CS}}$, $\overline{\text{RD}}$, and $\overline{\text{WR}}$) meet standard T2L logic voltage levels. These signals have been renamed when compared to the standard A/D Start and Output Enable labels. In addition, these inputs are active low to allow an easy interface to microprocessor control busses. For non-microprocessor based applications, the $\overline{\text{CS}}$ input (pin 1) can be grounded and the standard A/D Start function is obtained by an active low pulse applied at the $\overline{\text{WR}}$ input (pin 3) and the Output Enable function is caused by an active low pulse at the $\overline{\text{RD}}$ input (pin 2).

2.2 Analog Differential Voltage Inputs and Common-Mode Rejection

This A/D has additional applications flexibility due to the analog differential voltage input. The $V_{\text{IN}}(-)$ input (pin 7) can be used to automatically subtract a fixed voltage value from the input reading (tare correction). This is also useful in 4 mA–20 mA current loop conversion. In addition, common-mode noise can be reduced by use of the differential input. The time interval between sampling $V_{\text{IN}}(+)$ and $V_{\text{IN}}(-)$ is $4 \frac{1}{2}$ clock periods. The maximum error voltage due to this

slight time difference between the input voltage samples is given by:

$$\Delta V_{\text{e}}(\text{MAX}) = (V_{\text{P}}) (2\pi f_{\text{cm}}) \left(\frac{4.5}{f_{\text{CLK}}} \right),$$

where:

ΔV_{e} is the error voltage due to sampling delay

V_{P} is the peak value of the common-mode voltage

f_{cm} is the common-mode frequency

As an example, to keep this error to $1/4$ LSB (~ 5 mV) when operating with a 60 Hz common-mode frequency, f_{cm} , and using a 640 kHz A/D clock, f_{CLK} , would allow a peak value of the common-mode voltage, V_{P} , which is given by:

$$V_{\text{P}} = \frac{[\Delta V_{\text{e}}(\text{MAX}) (f_{\text{CLK}})]}{(2\pi f_{\text{cm}}) (4.5)}$$

or

$$V_{\text{P}} = \frac{(5 \times 10^{-3}) (640 \times 10^3)}{(6.28) (60) (4.5)}$$

which gives

$$V_{\text{P}} \approx 1.9\text{V}.$$

The allowed range of analog input voltages usually places more severe restrictions on input common-mode noise levels.

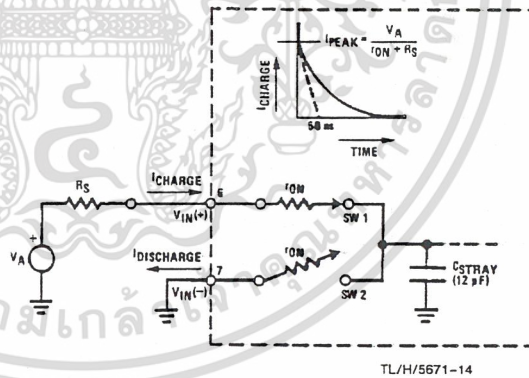
An analog input voltage with a reduced span and a relatively large zero offset can be handled easily by making use of the differential input (see section 2.4 Reference Voltage).

2.3 Analog Inputs

2.3.1 Input Current

Normal Mode

Due to the internal switching action, displacement currents will flow at the analog inputs. This is due to on-chip stray capacitance to ground as shown in Figure 3.



$$r_{\text{ON}} \text{ of SW 1 and SW 2} \approx 5 \text{ k}\Omega$$

$$t = r_{\text{ON}} C_{\text{STRAY}} \approx 5 \text{ k}\Omega \times 12 \text{ pF} = 60 \text{ ns}$$

FIGURE 3. Analog Input Impedance

Functional Description (Continued)

The voltage on this capacitance is switched and will result in currents entering the $V_{IN}(+)$ input pin and leaving the $V_{IN}(-)$ input which will depend on the analog differential input voltage levels. These current transients occur at the leading edge of the internal clocks. They rapidly decay and *do not cause errors* as the on-chip comparator is strobed at the end of the clock period.

Fault Mode

If the voltage source applied to the $V_{IN}(+)$ or $V_{IN}(-)$ pin exceeds the allowed operating range of $V_{CC} + 50$ mV, large input currents can flow through a parasitic diode to the V_{CC} pin. If these currents can exceed the 1 mA max allowed spec, an external diode (1N914) should be added to bypass this current to the V_{CC} pin (with the current bypassed with this diode, the voltage at the $V_{IN}(+)$ pin can exceed the V_{CC} voltage by the forward voltage of this diode).

2.3.2 Input Bypass Capacitors

Bypass capacitors at the inputs will average these charges and cause a DC current to flow through the output resistances of the analog signal sources. This charge pumping action is worse for continuous conversions with the $V_{IN}(+)$ input voltage at full-scale. For continuous conversions with a 640 kHz clock frequency with the $V_{IN}(+)$ input at 5V, this DC current is at a maximum of approximately 5 μ A. Therefore, *bypass capacitors should not be used at the analog inputs or the $V_{REF}/2$ pin* for high resistance sources (> 1 k Ω). If input bypass capacitors are necessary for noise filtering and high source resistance is desirable to minimize capacitor size, the detrimental effects of the voltage drop across this input resistance, which is due to the average value of the input current, can be eliminated with a full-scale adjustment while the given source resistor and input bypass capacitor are both in place. This is possible because the average value of the input current is a precise linear function of the differential input voltage.

2.3.3 Input Source Resistance

Large values of source resistance where an input bypass capacitor is not used, *will not cause errors* as the input currents settle out prior to the comparison time. If a low pass filter is required in the system, use a low valued series resistor (≤ 1 k Ω) for a passive RC section or add an op amp RC active low pass filter. For low source resistance applications, (≤ 1 k Ω), a 0.1 μ F bypass capacitor at the inputs will prevent noise pickup due to series lead inductance of a long wire. A 100 Ω series resistor can be used to isolate this capacitor—both the R and C are placed outside the feedback loop—from the output of an op amp, if used.

2.3.4 Noise

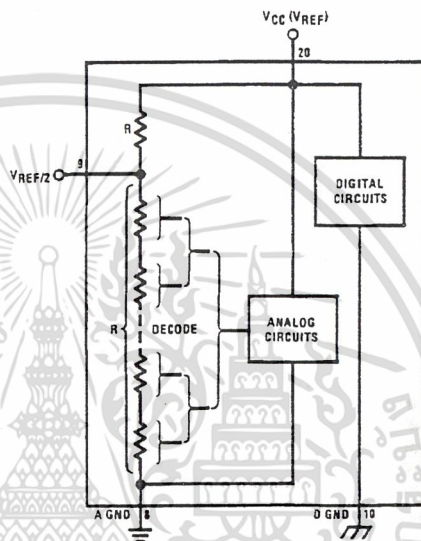
The leads to the analog inputs (pin 6 and 7) should be kept as short as possible to minimize input noise coupling. Both noise and undesired digital clock coupling to these inputs can cause system errors. The source resistance for these inputs should, in general, be kept below 5 k Ω . Larger values of source resistance can cause undesired system noise pickup. Input bypass capacitors, placed from the analog inputs to ground, will eliminate system noise pickup but can create analog scale errors as these capacitors will average the transient input switching currents of the A/D (see section 2.3.1.). This scale error depends on both a large source

resistance and the use of an input bypass capacitor. This error can be eliminated by doing a full-scale adjustment of the A/D (adjust $V_{REF}/2$ for a proper full-scale reading—see section 2.5.2 on Full-Scale Adjustment) with the source resistance and input bypass capacitor in place.

2.4 Reference Voltage

2.4.1 Span Adjust

For maximum applications flexibility, these A/Ds have been designed to accommodate a $5 V_{DC}$, $2.5 V_{DC}$ or an adjusted voltage reference. This has been achieved in the design of the IC as shown in Figure 4.



TL/H/5671-15

FIGURE 4. The $V_{REFERENCE}$ Design on the IC

Notice that the reference voltage for the IC is either $1/2$ of the voltage applied to the V_{CC} supply pin, or is equal to the voltage that is externally forced at the $V_{REF}/2$ pin. This allows for a ratiometric voltage reference using the V_{CC} supply, a $5 V_{DC}$ reference voltage can be used for the V_{CC} supply or a voltage less than $2.5 V_{DC}$ can be applied to the $V_{REF}/2$ input for increased application flexibility. The internal gain to the $V_{REF}/2$ input is 2, making the full-scale differential input voltage twice the voltage at pin 9.

An example of the use of an adjusted reference voltage is to accommodate a reduced span—or dynamic voltage range of the analog input voltage. If the analog input voltage were to range from $0.5 V_{DC}$ to $3.5 V_{DC}$, instead of 0V to $5 V_{DC}$, the span would be 3V as shown in Figure 5. With $0.5 V_{DC}$ applied to the $V_{IN}(-)$ pin to absorb the offset, the reference voltage can be made equal to $1/2$ of the 3V span or $1.5 V_{DC}$. The A/D now will encode the $V_{IN}(+)$ signal from 0.5V to 3.5 V with the 0.5V input corresponding to zero and the $3.5 V_{DC}$ input corresponding to full-scale. The full 8 bits of resolution are therefore applied over this reduced analog input voltage range.

Functional Description (Continued)

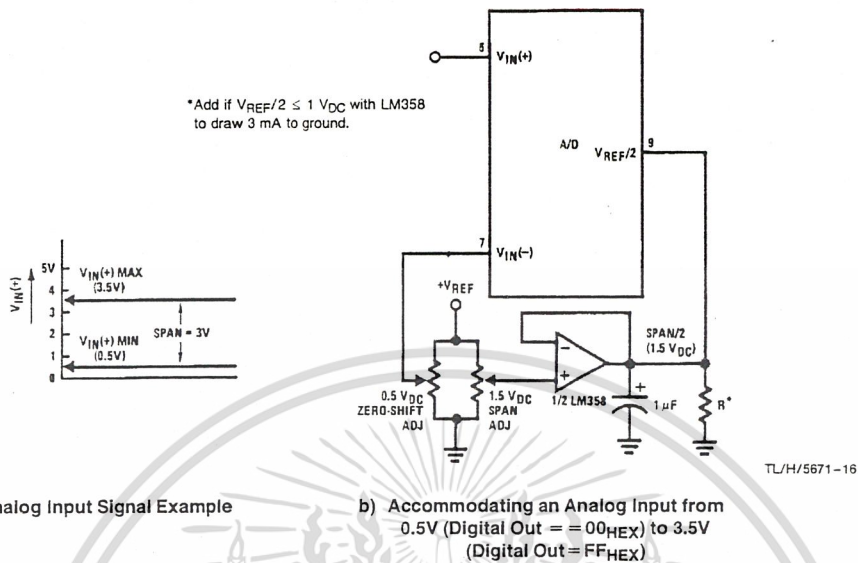


FIGURE 5. Adapting the A/D Analog Input Voltages to Match an Arbitrary Input Signal Range

2.4.2 Reference Accuracy Requirements

The converter can be operated in a ratiometric mode or an absolute mode. In ratiometric converter applications, the magnitude of the reference voltage is a factor in both the output of the source transducer and the output of the A/D converter and therefore cancels out in the final digital output code. The ADC0805 is specified particularly for use in ratiometric applications with no adjustments required. In absolute conversion applications, both the initial value and the temperature stability of the reference voltage are important factors in the accuracy of the A/D converter. For $V_{REF}/2$ voltages of 2.4 V_{DC} nominal value, initial errors of ± 10 mV_{DC} will cause conversion errors of ± 1 LSB due to the gain of 2 of the $V_{REF}/2$ input. In reduced span applications, the initial value and the stability of the $V_{REF}/2$ input voltage become even more important. For example, if the span is reduced to 2.5V, the analog input LSB voltage value is correspondingly reduced from 20 mV (5V span) to 10 mV and 1 LSB at the $V_{REF}/2$ input becomes 5 mV. As can be seen, this reduces the allowed initial tolerance of the reference voltage and requires correspondingly less absolute change with temperature variations. Note that spans smaller than 2.5V place even tighter requirements on the initial accuracy and stability of the reference source.

In general, the magnitude of the reference voltage will require an initial adjustment. Errors due to an improper value of reference voltage appear as full-scale errors in the A/D transfer function. IC voltage regulators may be used for references if the ambient temperature changes are not excessive. The LM336B 2.5V IC reference diode (from National Semiconductor) has a temperature stability of 1.8 mV typ (6 mV max) over $0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +70^{\circ}\text{C}$. Other temperature range parts are also available.

2.5 Errors and Reference Voltage Adjustments

2.5.1 Zero Error

The zero of the A/D does not require adjustment. If the minimum analog input voltage value, $V_{IN(MIN)}$, is not ground, a zero offset can be done. The converter can be made to output 0000 0000 digital code for this minimum input voltage by biasing the A/D $V_{IN(-)}$ input at this $V_{IN(MIN)}$ value (see Applications section). This utilizes the differential mode operation of the A/D.

The zero error of the A/D converter relates to the location of the first riser of the transfer function and can be measured by grounding the $V_{IN(-)}$ input and applying a small magnitude positive voltage to the $V_{IN(+)}$ input. Zero error is the difference between the actual DC input voltage that is necessary to just cause an output digital code transition from 0000 0000 to 0000 0001 and the ideal $\frac{1}{2}$ LSB value ($\frac{1}{2}$ LSB = 9.8 mV for $V_{REF}/2 = 2.500 V_{DC}$).

2.5.2 Full-Scale

The full-scale adjustment can be made by applying a differential input voltage that is $\frac{1}{2}$ LSB less than the desired analog full-scale voltage range and then adjusting the magnitude of the $V_{REF}/2$ input (pin 9 or the V_{CC} supply if pin 9 is not used) for a digital output code that is just changing from 1111 1110 to 1111 1111.

Functional Description (Continued)

2.5.3 Adjusting for an Arbitrary Analog Input Voltage Range

If the analog zero voltage of the A/D is shifted away from ground (for example, to accommodate an analog input signal that does not go to ground) this new zero reference should be properly adjusted first. A $V_{IN}(+)$ voltage that equals this desired zero reference plus $\frac{1}{2}$ LSB (where the LSB is calculated for the desired analog span, $1 \text{ LSB} = \text{analog span}/256$) is applied to pin 6 and the zero reference voltage at pin 7 should then be adjusted to just obtain the 00_{HEX} to 01_{HEX} code transition.

The full-scale adjustment should then be made (with the proper $V_{IN}(-)$ voltage applied) by forcing a voltage to the $V_{IN}(+)$ input which is given by:

$$V_{IN}(+) \text{ fs adj} = V_{\text{MAX}} - 1.5 \left[\frac{(V_{\text{MAX}} - V_{\text{MIN}})}{256} \right],$$

where:

V_{MAX} = The high end of the analog input range and

V_{MIN} = the low end (the offset zero) of the analog range. (Both are ground referenced.)

The $V_{\text{REF}}/2$ (or V_{CC}) voltage is then adjusted to provide a code change from FE_{HEX} to FF_{HEX} . This completes the adjustment procedure.

2.6 Clocking Option

The clock for the A/D can be derived from the CPU clock or an external RC can be added to provide self-clocking. The CLK IN (pin 4) makes use of a Schmitt trigger as shown in Figure 6.

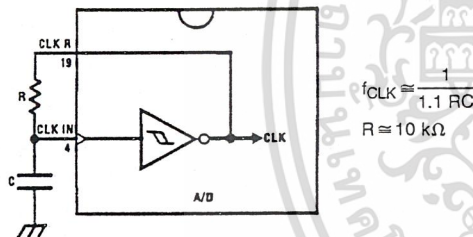


FIGURE 6. Self-Clocking the A/D

Heavy capacitive or DC loading of the clock R pin should be avoided as this will disturb normal converter operation. Loads less than 50 pF , such as driving up to 7 A/D converter clock inputs from a single clock R pin of 1 converter, are allowed. For larger clock line loading, a CMOS or low power TTL buffer or PNP input logic should be used to minimize the loading on the clock R pin (do not use a standard TTL buffer).

2.7 Restart During a Conversion

If the A/D is restarted ($\overline{\text{CS}}$ and $\overline{\text{WR}}$ go low and return high) during a conversion, the converter is reset and a new conversion is started. The output data latch is not updated if the

conversion in process is not allowed to be completed, therefore the data of the previous conversion remains in this latch. The $\text{INT}\overline{\text{R}}$ output simply remains at the "1" level.

2.8 Continuous Conversions

For operation in the free-running mode an initializing pulse should be used, following power-up, to ensure circuit operation. In this application, the $\overline{\text{CS}}$ input is grounded and the $\overline{\text{WR}}$ input is tied to the $\text{INT}\overline{\text{R}}$ output. This $\overline{\text{WR}}$ and $\text{INT}\overline{\text{R}}$ node should be momentarily forced to logic low following a power-up cycle to guarantee operation.

2.9 Driving the Data Bus

This MOS A/D, like MOS microprocessors and memories, will require a bus driver when the total capacitance of the data bus gets large. Other circuitry, which is tied to the data bus, will add to the total capacitive loading, even in TRI-STATE (high impedance mode). Backplane bussing also greatly adds to the stray capacitance of the data bus.

There are some alternatives available to the designer to handle this problem. Basically, the capacitive loading of the data bus slows down the response time, even though DC specifications are still met. For systems operating with a relatively slow CPU clock frequency, more time is available in which to establish proper logic levels on the bus and therefore higher capacitive loads can be driven (see typical characteristics curves).

At higher CPU clock frequencies time can be extended for I/O reads (and/or writes) by inserting wait states (8080) or using clock extending circuits (6800).

Finally, if time is short and capacitive loading is high, external bus drivers must be used. These can be TRI-STATE buffers (low power Schottky such as the DM74LS240 series is recommended) or special higher drive current products which are designed as bus drivers. High current bipolar bus drivers with PNP inputs are recommended.

2.10 Power Supplies

Noise spikes on the V_{CC} supply line can cause conversion errors as the comparator will respond to this noise. A low inductance tantalum filter capacitor should be used close to the converter V_{CC} pin and values of $1 \mu\text{F}$ or greater are recommended. If an unregulated voltage is available in the system, a separate LM340LAZ-5.0, TO-92, 5V voltage regulator for the converter (and other analog circuitry) will greatly reduce digital noise on the V_{CC} supply.

2.11 Wiring and Hook-Up Precautions

Standard digital wire wrap sockets are not satisfactory for breadboarding this A/D converter. Sockets on PC boards can be used and all logic signal wires and leads should be grouped and kept as far away as possible from the analog signal leads. Exposed leads to the analog inputs can cause undesired digital noise and hum pickup, therefore shielded leads may be necessary in many applications.

Functional Description (Continued)

A single point analog ground that is separate from the logic ground points should be used. The power supply bypass capacitor and the self-clocking capacitor (if used) should both be returned to digital ground. Any $V_{REF}/2$ bypass capacitors, analog input filter capacitors, or input signal shielding should be returned to the analog ground point. A test for proper grounding is to measure the zero error of the A/D converter. Zero errors in excess of $1/4$ LSB can usually be traced to improper board layout and wiring (see section 2.5.1 for measuring the zero error).

3.0 TESTING THE A/D CONVERTER

There are many degrees of complexity associated with testing an A/D converter. One of the simplest tests is to apply a known analog input voltage to the converter and use LEDs to display the resulting digital output code as shown in Figure 7.

For ease of testing, the $V_{REF}/2$ (pin 9) should be supplied with 2.560 V_{DC} and a V_{CC} supply voltage of 5.12 V_{DC} should be used. This provides an LSB value of 20 mV.

If a full-scale adjustment is to be made, an analog input voltage of 5.090 V_{DC} (5.120 - $1/2$ LSB) should be applied to the V_{IN}(+) pin with the V_{IN}(-) pin grounded. The value of the $V_{REF}/2$ input voltage should then be adjusted until the digital output code is just changing from 1111 1110 to 1111 1111. This value of $V_{REF}/2$ should then be used for all the tests.

The digital output LED display can be decoded by dividing the 8 bits into 2 hex characters, the 4 most significant (MS) and the 4 least significant (LS). Table I shows the fractional binary equivalent of these two 4-bit groups. By adding the voltages obtained from the "VMS" and "VLS" columns in Table I, the nominal value of the digital display (when

$V_{REF}/2 = 2.560V$) can be determined. For example, for an output LED display of 1011 0110 or B6 (in hex), the voltage values from the table are $3.520 + 0.120$ or 3.640 V_{DC}. These voltage values represent the center-values of a perfect A/D converter. The effects of quantization error have to be accounted for in the interpretation of the test results.

For a higher speed test system, or to obtain plotted data, a digital-to-analog converter is needed for the test set-up. An accurate 10-bit DAC can serve as the precision voltage source for the A/D. Errors of the A/D under test can be expressed as either analog voltages or differences in 2 digital words.

A basic A/D tester that uses a DAC and provides the error as an analog output voltage is shown in Figure 8. The 2 op amps can be eliminated if a lab DVM with a numerical subtraction feature is available to read the difference voltage, "A-C", directly. The analog input voltage can be supplied by a low frequency ramp generator and an X-Y plotter can be used to provide analog error (Y axis) versus analog input (X axis).

For operation with a microprocessor or a computer-based test system, it is more convenient to present the errors digitally. This can be done with the circuit of Figure 9, where the output code transitions can be detected as the 10-bit DAC is incremented. This provides $1/4$ LSB steps for the 8-bit A/D under test. If the results of this test are automatically plotted with the analog input on the X axis and the error (in LSB's) as the Y axis, a useful transfer function of the A/D under test results. For acceptance testing, the plot is not necessary and the testing speed can be increased by establishing internal limits on the allowed error for each code.

4.0 MICROPROCESSOR INTERFACING

To discuss the interface with 8080A and 6800 microprocessors, a common sample subroutine structure is used. The microprocessor starts the A/D, reads and stores the results of 16 successive conversions, then returns to the user's program. The 16 data bytes are stored in 16 successive memory locations. All Data and Addresses will be given in hexadecimal form. Software and hardware details are provided separately for each type of microprocessor.

4.1 Interfacing 8080 Microprocessor Derivatives (8048, 8085)

This converter has been designed to directly interface with derivatives of the 8080 microprocessor. The A/D can be mapped into memory space (using standard memory address decoding for \overline{CS} and the MEMR and MEMW strobes) or it can be controlled as an I/O device by using the $\overline{I/O \overline{R}}$ and $\overline{I/O \overline{W}}$ strobes and decoding the address bits A0 \rightarrow A7 (or address bits A8 \rightarrow A15 as they will contain the same 8-bit address information) to obtain the \overline{CS} input. Using the I/O space provides 256 additional addresses and may allow a simpler 8-bit address decoder but the data can only be input to the accumulator. To make use of the additional memory reference instructions, the A/D should be mapped into memory space. An example of an A/D in I/O space is shown in Figure 10.

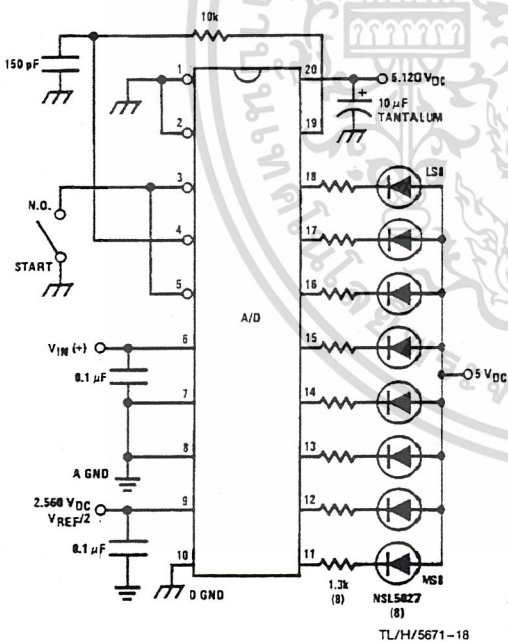
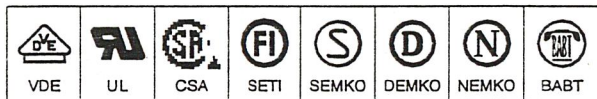


FIGURE 7. Basic A/D Tester



Global Optoisolator™



6-Pin DIP Optoisolators Transistor Output

The 4N35, 4N36 and 4N37 devices consist of a gallium arsenide infrared emitting diode optically coupled to a monolithic silicon phototransistor detector.

- Current Transfer Ratio — 100% Minimum @ Specified Conditions
- Guaranteed Switching Speeds
- Meets or Exceeds all JEDEC Registered Specifications
- *To order devices that are tested and marked per VDE 0884 requirements, the suffix "V" must be included at end of part number. VDE 0884 is a test option.*

Applications

- General Purpose Switching Circuits
- Interfacing and coupling systems of different potentials and impedances
- Regulation Feedback Circuits
- Monitor & Detection Circuits
- Solid State Relays

MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
INPUT LED			
Reverse Voltage	V _R	6	Volts
Forward Current — Continuous	I _F	60	mA
LED Power Dissipation @ T _A = 25°C with Negligible Power in Output Detector Derate above 25°C	P _D	120 1.41	mW mW/°C
OUTPUT TRANSISTOR			
Collector–Emitter Voltage	V _{CEO}	30	Volts
Emitter–Base Voltage	V _{EB0}	7	Volts
Collector–Base Voltage	V _{CB0}	70	Volts
Collector Current — Continuous	I _C	150	mA
Detector Power Dissipation @ T _A = 25°C with Negligible Power in Input LED Derate above 25°C	P _D	150 1.76	mW mW/°C

TOTAL DEVICE

Isolation Source Voltage ⁽¹⁾ (Peak ac Voltage, 60 Hz, 1 sec Duration)	V _{ISO}	7500	Vac(pk)
Total Device Power Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	250 2.94	mW mW/°C
Ambient Operating Temperature Range ⁽²⁾	T _A	–55 to +100	°C
Storage Temperature Range ⁽²⁾	T _{stg}	–55 to +150	°C
Soldering Temperature (10 sec, 1/16" from case)	T _L	260	°C

1. Isolation surge voltage is an internal device dielectric breakdown rating.
For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.
 2. Refer to Quality and Reliability Section in Opto Data Book for information on test conditions.
- Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.

Global Optoisolator is a trademark of Motorola, Inc.

4N35*

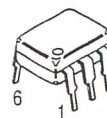
4N36

4N37

[CTR = 100% Min]

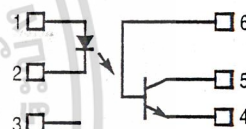
*Motorola Preferred Device

STYLE 1 PLASTIC



STANDARD THRU HOLE
CASE 730A-04

SCHEMATIC



- PIN 1. LED ANODE
2. LED CATHODE
3. N.C.
4. EMITTER
5. COLLECTOR
6. BASE



4N35 4N36 4N37

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)(1)

Characteristic	Symbol	Min	Typ(1)	Max	Unit	
INPUT LED						
Forward Voltage ($I_F = 10\text{ mA}$)	V_F	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.8	1.15	1.5	V
		$T_A = -55^\circ\text{C}$	0.9	1.3	1.7	
		$T_A = 100^\circ\text{C}$	0.7	1.05	1.4	
Reverse Leakage Current ($V_R = 6\text{ V}$)	I_R	—	—	10	μA	
Capacitance ($V = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$)	C_J	—	18	—	pF	

OUTPUT TRANSISTOR

Collector–Emitter Dark Current ($V_{CE} = 10\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$) ($V_{CE} = 30\text{ V}$, $T_A = 100^\circ\text{C}$)	I_{CEO}	—	1	50	nA
		—	—	500	μA
Collector–Base Dark Current ($V_{CB} = 10\text{ V}$)	I_{CBO}	—	0.2	20	nA
		$T_A = 25^\circ\text{C}$	100	—	
		$T_A = 100^\circ\text{C}$	—	—	
Collector–Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 1\text{ mA}$)	$V_{(BR)CEO}$	30	45	—	V
Collector–Base Breakdown Voltage ($I_C = 100\text{ }\mu\text{A}$)	$V_{(BR)CBO}$	70	100	—	V
Emitter–Base Breakdown Voltage ($I_E = 100\text{ }\mu\text{A}$)	$V_{(BR)EBO}$	7	7.8	—	V
DC Current Gain ($I_C = 2\text{ mA}$, $V_{CE} = 5\text{ V}$)	h_{FE}	—	400	—	—
Collector–Emitter Capacitance ($f = 1\text{ MHz}$, $V_{CE} = 0$)	C_{CE}	—	7	—	pF
Collector–Base Capacitance ($f = 1\text{ MHz}$, $V_{CB} = 0$)	C_{CB}	—	19	—	pF
Emitter–Base Capacitance ($f = 1\text{ MHz}$, $V_{EB} = 0$)	C_{EB}	—	9	—	pF

COUPLED

Output Collector Current ($I_F = 10\text{ mA}$, $V_{CE} = 10\text{ V}$)	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$ $T_A = 100^\circ\text{C}$	I_C (CTR)(2)	10 (100) 4 (40) 4 (40)	30 (300) — —	— — —	mA (%)
Collector–Emitter Saturation Voltage ($I_C = 0.5\text{ mA}$, $I_F = 10\text{ mA}$)		$V_{CE(sat)}$	—	0.14	0.3	V
Turn–On Time	$(I_C = 2\text{ mA}$, $V_{CC} = 10\text{ V}$, $R_L = 100\text{ }\Omega$)(3)	t_{on}	—	7.5	10	μs
Turn–Off Time		t_{off}	—	5.7	10	
Rise Time		t_r	—	3.2	—	
Fall Time		t_f	—	4.7	—	
Isolation Voltage ($f = 60\text{ Hz}$, $t = 1\text{ sec}$)		V_{ISO}	7500	—	—	Vac(pk)
Isolation Current(4) ($V_{I-O} = 3550\text{ Vpk}$)	4N35	I_{ISO}	—	—	100	μA
($V_{I-O} = 2500\text{ Vpk}$)	4N36		—	—	100	
($V_{I-O} = 1500\text{ Vpk}$)	4N37		—	8	100	
Isolation Resistance ($V = 500\text{ V}$)(4)		R_{ISO}	10^{11}	—	—	Ω
Isolation Capacitance ($V = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$)(4)		C_{ISO}	—	0.2	2	pF

1. Always design to the specified minimum/maximum electrical limits (where applicable).

2. Current Transfer Ratio (CTR) = $I_C/I_F \times 100\%$.

3. For test circuit setup and waveforms, refer to Figure 11.

4. For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

TYPICAL CHARACTERISTICS

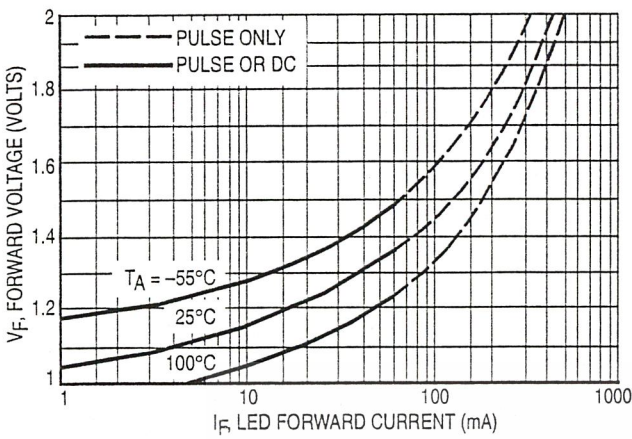


Figure 1. LED Forward Voltage versus Forward Current

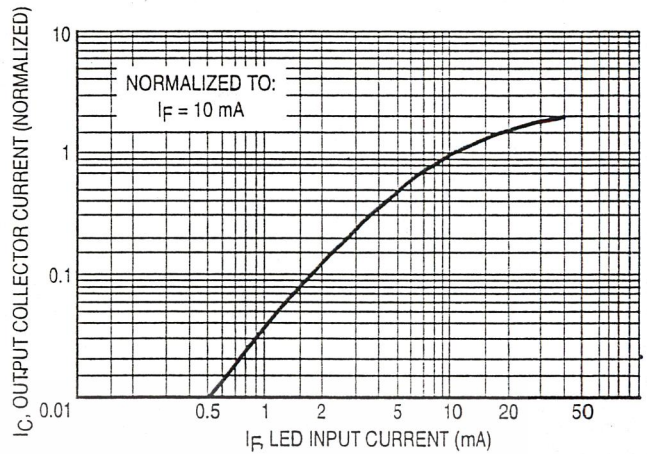


Figure 2. Output Current versus Input Current

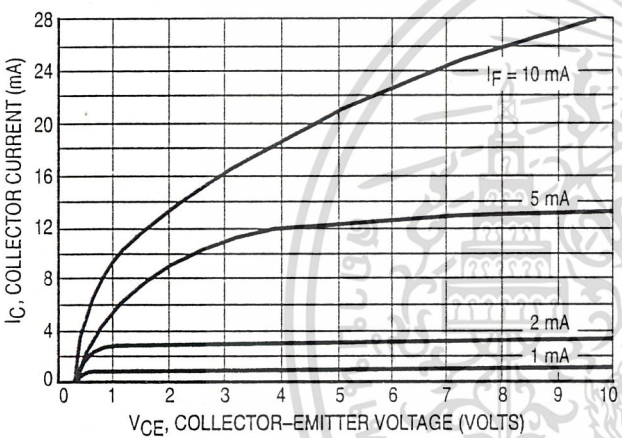


Figure 3. Collector Current versus Collector-Emitter Voltage

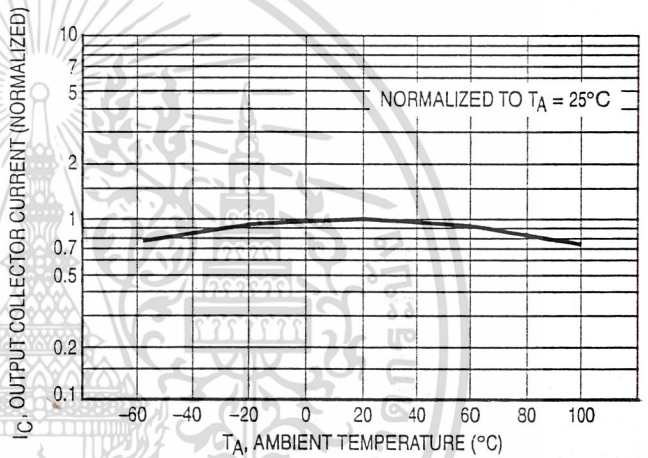


Figure 4. Output Current versus Ambient Temperature

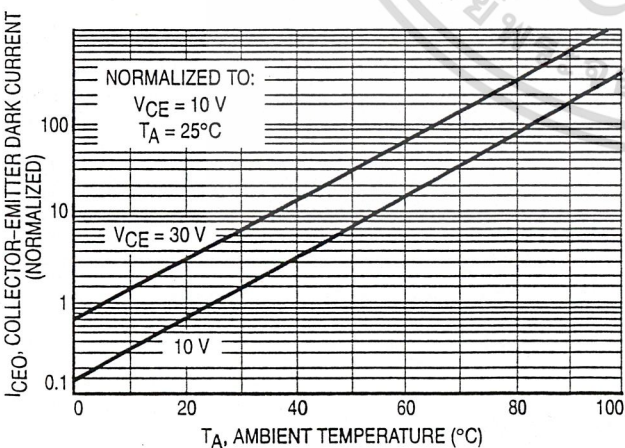


Figure 5. Dark Current versus Ambient Temperature

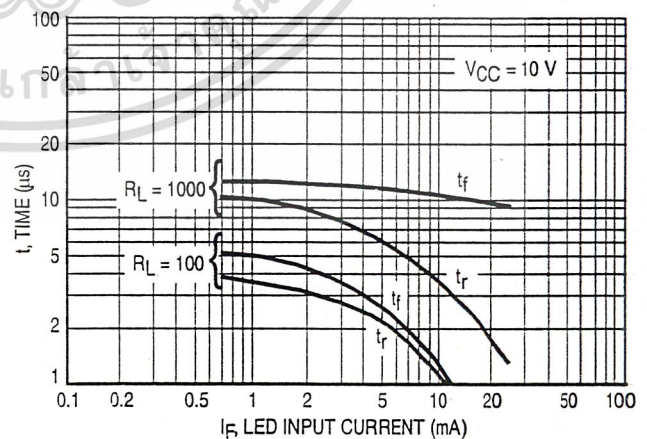


Figure 6. Rise and Fall Times (Typical Values)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

4N35 4N36 4N37

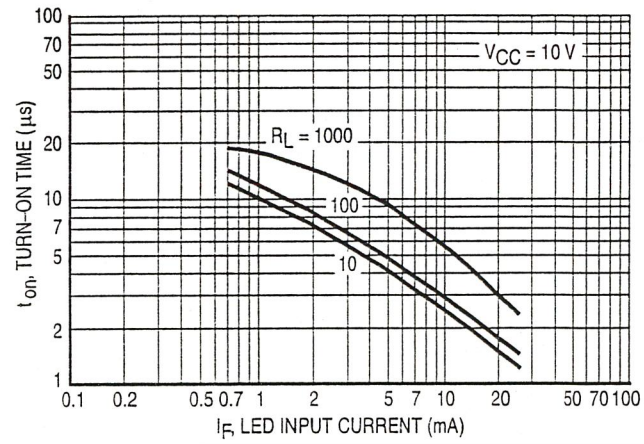


Figure 7. Turn-On Switching Times

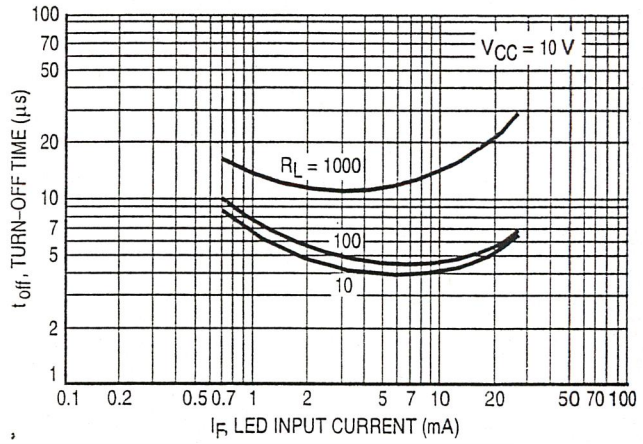


Figure 8. Turn-Off Switching Times

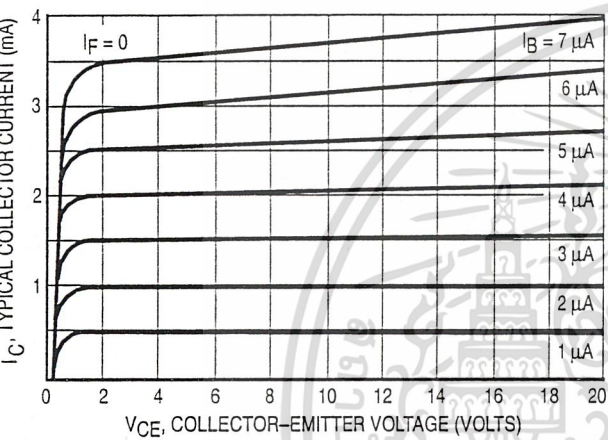


Figure 9. DC Current Gain (Detector Only)

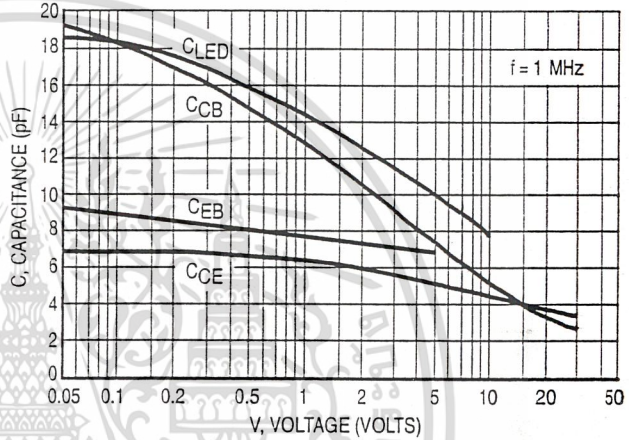


Figure 10. Capacitances versus Voltage

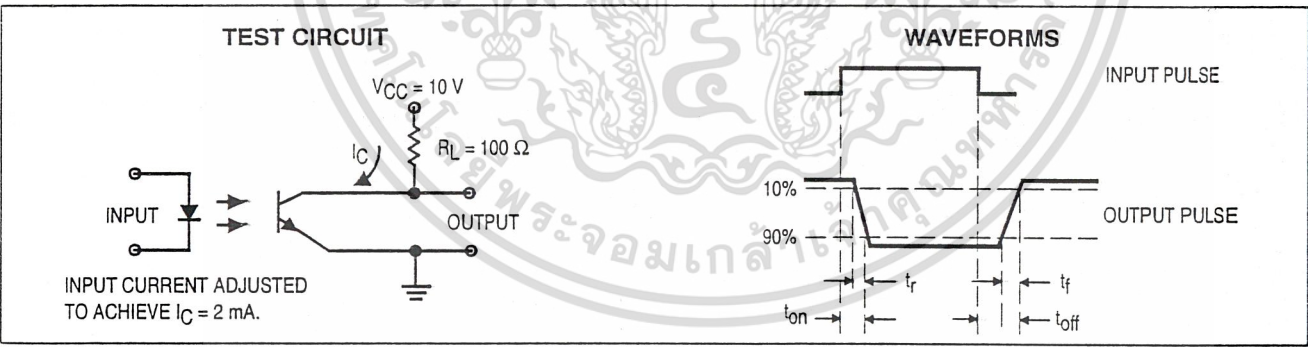


Figure 11. Switching Time Test Circuit and Waveforms

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

4.5MHz, BiMOS Operational Amplifier with MOSFET Input/Bipolar Output

November 1996

Features

- MOSFET Input Stage
 - Very High Input Impedance (Z_{IN}) -1.5T Ω (Typ)
 - Very Low Input Current (I_I) -10pA (Typ) at $\pm 15V$
 - Wide Common Mode Input Voltage Range (V_{ICR}) - Can be Swung 0.5V Below Negative Supply Voltage Rail
 - Output Swing Complements Input Common Mode Range
- Directly Replaces Industry Type 741 in Most Applications

Applications

- Ground-Referenced Single Supply Amplifiers in Automobile and Portable Instrumentation
- Sample and Hold Amplifiers
- Long Duration Timers/Multivibrators (μ seconds-Minutes-Hours)
- Photocurrent Instrumentation
- Peak Detectors
- Active Filters
- Comparators
- Interface in 5V TTL Systems and Other Low Supply Voltage Systems
- All Standard Operational Amplifier Applications
- Function Generators
- Tone Controls
- Power Supplies
- Portable Instruments
- Intrusion Alarm Systems

Description

The CA3140A and CA3140 are integrated circuit operational amplifiers that combine the advantages of high voltage PMOS transistors with high voltage bipolar transistors on a single monolithic chip.

The CA3140A and CA3140 BiMOS operational amplifiers feature gate protected MOSFET (PMOS) transistors in the input circuit to provide very high input impedance, very low input current, and high speed performance. The CA3140A and CA3140 operate at supply voltage from 4V to 36V (either single or dual supply). These operational amplifiers are internally phase compensated to achieve stable operation in unity gain follower operation, and additionally, have access terminal for a supplementary external capacitor if additional frequency roll-off is desired. Terminals are also provided for use in applications requiring input offset voltage nulling. The use of PMOS field effect transistors in the input stage results in common mode input voltage capability down to 0.5V below the negative supply terminal, an important attribute for single supply applications. The output stage uses bipolar transistors and includes built-in protection against damage from load terminal short circuiting to either supply rail or to ground.

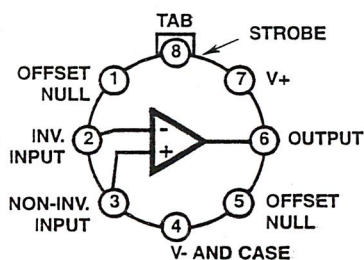
The CA3140 Series has the same 8-lead pinout used for the "741" and other industry standard op amps. The CA3140A and CA3140 are intended for operation at supply voltages up to 36V ($\pm 18V$).

Ordering Information

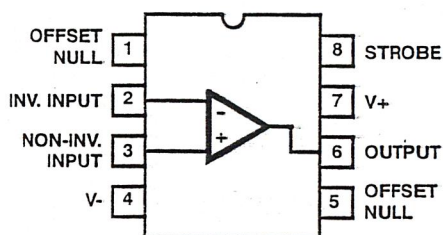
PART NUMBER (BRAND)	TEMP. RANGE (°C)	PACKAGE	PKG. NO.
CA3140AE	-55 to 125	8 Ld PDIP	E8.3
CA3140AM (3140A)	-55 to 125	8 Ld SOIC	M8.15
CA3140AS	-55 to 125	8 Pin Metal Can	T8.C
CA3140AT	-55 to 125	8 Pin Metal Can	T8.C
CA3140E	-55 to 125	8 Ld PDIP	E8.3
CA3140M (3140)	-55 to 125	8 Ld SOIC	M8.15
CA3140M96 (3140)	-55 to 125	8 Ld SOIC Tape and Reel	
CA3140T	-55 to 125	8 Pin Metal Can	T8.C

Pinouts

CA3140 (METAL CAN)
TOP VIEW



CA3140 (PDIP, SOIC)
TOP VIEW



CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge. Users should follow proper IC Handling Procedures.

File Number 957.3

CA3140, CA3140A

Absolute Maximum Ratings

DC Supply Voltage (Between V+ and V- Terminals)	36V
Differential Mode Input Voltage	8V
DC Input Voltage (V+ +8V) To (V- -0.5V)	
Input Terminal Current	1mA
Output Short Circuit Duration (Note 2)	Indefinite

Thermal Information

Thermal Resistance (Typical, Note 1)	θ_{JA} ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)	θ_{JC} ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)
PDIP Package	100	N/A
SOIC Package	160	N/A
Metal Can Package	170	85
Maximum Junction Temperature (Metal-Can Package)	175 $^{\circ}\text{C}$	
Maximum Junction Temperature (Plastic Package)	150 $^{\circ}\text{C}$	
Maximum Storage Temperature Range	-65 $^{\circ}\text{C}$ to 150 $^{\circ}\text{C}$	
Maximum Lead Temperature (Soldering 10s)	300 $^{\circ}\text{C}$ (SOIC - Lead Tips Only)	

Operating Conditions

Temperature Range	-55 $^{\circ}\text{C}$ to 125 $^{\circ}\text{C}$
-----------------------------	--

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTES:

- θ_{JA} is measured with the component mounted on an evaluation PC board in free air.
- Short circuit may be applied to ground or to either supply.

Electrical Specifications $V_{\text{SUPPLY}} = \pm 15\text{V}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	TYPICAL VALUES		UNITS	
			CA3140	CA3140A		
Input Offset Voltage Adjustment Resistor		Typical Value of Resistor Between Terminals 4 and 5 or 4 and 1 to Adjust Max V_{IO}	4.7	18	k Ω	
Input Resistance	R_i		1.5	1.5	T Ω	
Input Capacitance	C_i		4	4	pF	
Output Resistance	R_o		60	60	Ω	
Equivalent Wideband Input Noise Voltage, (See Figure 27)	e_n	BW = 140kHz, $R_S = 1\text{M}\Omega$	48	48	μV	
Equivalent Input Noise Voltage (See Figure 35)	e_n	$R_S = 100\Omega$	f = 1kHz	40	40	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
			f = 10kHz	12	12	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Short Circuit Current to Opposite Supply	I_{OM+}	Source	40	40	mA	
	I_{OM-}	Sink	18	18	mA	
Gain-Bandwidth Product, (See Figures 6, 30)	f_T		4.5	4.5	MHz	
Slew Rate, (See Figure 31)	SR		9	9	V/ μs	
Sink Current From Terminal 8 To Terminal 4 to Swing Output Low			220	220	μA	
Transient Response (See Figure 28)	t_r	$R_L = 2\text{k}\Omega$ $C_L = 100\text{pF}$	Rise Time	0.08	0.08	μs
	OS		Overshoot	10	10	%
Settling Time at 10V _{p-p} , (See Figure 5)	t_s	$R_L = 2\text{k}\Omega$ $C_L = 100\text{pF}$ Voltage Follower	To 1mV	4.5	4.5	μs
			To 10mV	1.4	1.4	μs

Electrical Specifications For Equipment Design, at $V_{\text{SUPPLY}} = \pm 15\text{V}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	CA3140			CA3140A			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$ V_{IO} $	-	5	15	-	2	5	mV
Input Offset Current	$ I_{IO} $	-	0.5	30	-	0.5	20	pA
Input Current	I_i	-	10	50	-	10	40	pA
Large Signal Voltage Gain (Note 3) (See Figures 6, 29)	A_{OL}	20	100	-	20	100	-	kV/V
		86	100	-	86	100	-	dB
Common Mode Rejection Ratio (See Figure 34)	CMRR	-	32	320	-	32	320	$\mu\text{V}/\text{V}$
		70	90	-	70	90	-	dB
Common Mode Input Voltage Range (See Figure 8)	V_{ICR}	-15	-15.5 to +12.5	11	-15	-15.5 to +12.5	12	V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA3140, CA3140A

Electrical Specifications For Equipment Design, at $V_{SUPPLY} = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$, Unless Otherwise Specified (Continued)

PARAMETER	SYMBOL	CA3140			CA3140A			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Power-Supply Rejection Ratio, $\Delta V_{IO}/\Delta V_S$ (See Figure 36)	PSRR	-	100	150	-	100	150	$\mu V/V$
		76	80	-	76	80	-	dB
Max Output Voltage (Note 4) (See Figures 2, 8)	V_{OM+}	+12	13	-	+12	13	-	V
	V_{OM-}	-14	-14.4	-	-14	-14.4	-	V
Supply Current (See Figure 32)	I_+	-	4	6	-	4	6	mA
Device Dissipation	P_D	-	120	180	-	120	180	mW
Input Offset Voltage Temperature Drift	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	-	8	-	-	6	-	$\mu V/^\circ C$

NOTES:

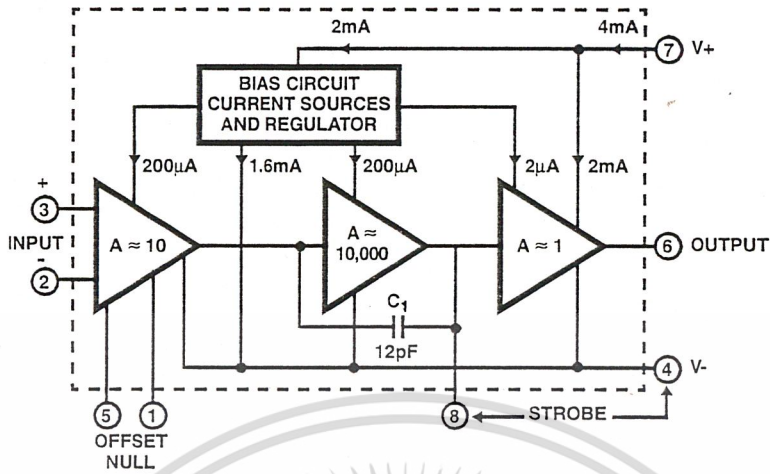
3. At $V_O = 26V_{P-P}$, +12V, -14V and $R_L = 2k\Omega$.
4. At $R_L = 2k\Omega$.

Electrical Specifications For Design Guidance At $V_+ = 5V$, $V_- = 0V$, $T_A = 25^\circ C$

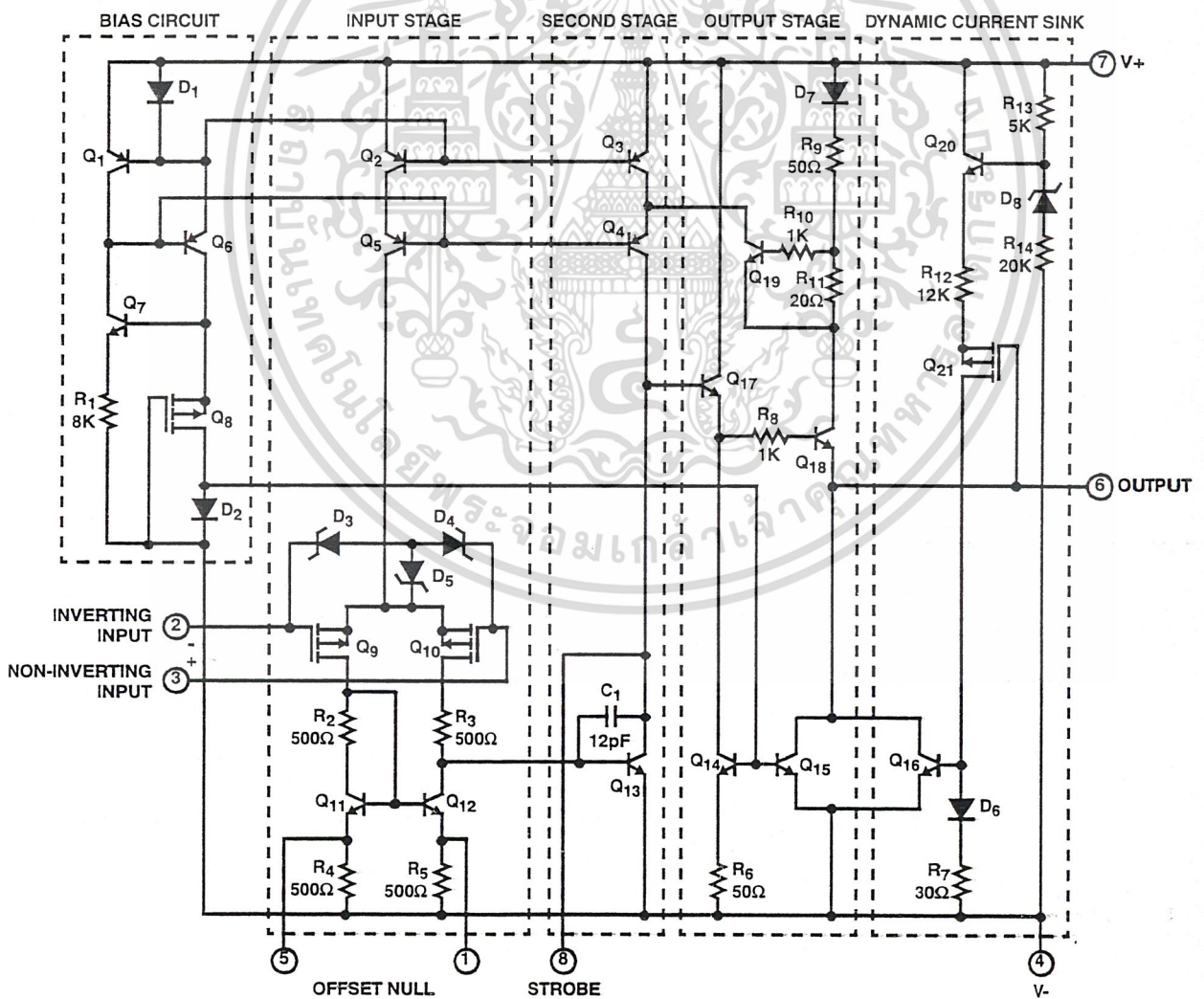
PARAMETER	SYMBOL	TYPICAL VALUES		UNITS	
		CA3140	CA3140A		
Input Offset Voltage	$ V_{IO} $	5	2	mV	
Input Offset Current	$ I_{IO} $	0.1	0.1	pA	
Input Current	I_I	2	2	pA	
Input Resistance	R_I	1	1	$T\Omega$	
Large Signal Voltage Gain (See Figures 6, 29)	A_{OL}	100	100	kV/V	
		100	100	dB	
Common Mode Rejection Ratio	CMRR	32	32	$\mu V/V$	
		90	90	dB	
Common Mode Input Voltage Range (See Figure 8)	V_{ICR}	-0.5	-0.5	V	
		2.6	2.6	V	
Power Supply Rejection Ratio	PSRR $\Delta V_{IO}/\Delta V_S$	100	100	$\mu V/V$	
		80	80	dB	
Maximum Output Voltage (See Figures 2, 8)	V_{OM+}	3	3	V	
	V_{OM-}	0.13	0.13	V	
Maximum Output Current:	Source	I_{OM+}	10	10	mA
	Sink	I_{OM-}	1	1	mA
Slew Rate (See Figure 31)	SR	7	7	V/ μs	
Gain-Bandwidth Product (See Figure 30)	f_T	3.7	3.7	MHz	
Supply Current (See Figure 32)	I_+	1.6	1.6	mA	
Device Dissipation	P_D	8	8	mW	
Sink Current from Terminal 8 to Terminal 4 to Swing Output Low		200	200	μA	

CA3140, CA3140A

Block Diagram



Schematic Diagram



NOTE: All resistance values are in ohms.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับผู้ใช้เฉพาะเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Application Information

Circuit Description

As shown in the block diagram, the input terminals may be operated down to 0.5V below the negative supply rail. Two class A amplifier stages provide the voltage gain, and a unique class AB amplifier stage provides the current gain necessary to drive low-impedance loads.

A biasing circuit provides control of cascoded constant current flow circuits in the first and second stages. The CA3140 includes an on chip phase compensating capacitor that is sufficient for the unity gain voltage follower configuration.

Input Stage

The schematic diagram consists of a differential input stage using PMOS field-effect transistors (Q_9, Q_{10}) working into a mirror pair of bipolar transistors (Q_{11}, Q_{12}) functioning as load resistors together with resistors R_2 through R_5 . The mirror pair transistors also function as a differential-to-single-ended converter to provide base current drive to the second stage bipolar transistor (Q_{13}). Offset nulling, when desired, can be effected with a 10k Ω potentiometer connected across Terminals 1 and 5 and with its slider arm connected to Terminal 4. Cascode-connected bipolar transistors Q_2, Q_5 are the constant current source for the input stage. The base biasing circuit for the constant current source is described subsequently. The small diodes D_3, D_4, D_5 provide gate oxide protection against high voltage transients, e.g., static electricity.

Second Stage

Most of the voltage gain in the CA3140 is provided by the second amplifier stage, consisting of bipolar transistor Q_{13} and its cascode connected load resistance provided by bipolar transistors Q_3, Q_4 . On-chip phase compensation, sufficient for a majority of the applications is provided by C_1 . Additional Miller-Effect compensation (roll off) can be accomplished, when desired, by simply connecting a small capacitor between Terminals 1 and 8. Terminal 8 is also used to strobe the output stage into quiescence. When terminal 8 is tied to the negative supply rail (Terminal 4) by mechanical or electrical means, the output Terminal 6 swings low, i.e., approximately to Terminal 4 potential.

Output Stage

The CA3140 Series circuits employ a broad band output stage that can sink loads to the negative supply to complement the capability of the PMOS input stage when operating near the negative rail. Quiescent current in the emitter-follower cascade circuit (Q_{17}, Q_{18}) is established by transistors (Q_{14}, Q_{15}) whose base currents are "mirrored" to current flowing through diode D_2 in the bias circuit section. When the CA3140 is operating such that output Terminal 6 is sourcing current, transistor Q_{18} functions as an emitter-follower to source current from the V+ bus (Terminal 7), via D_7, R_9 , and R_{11} . Under these conditions, the collector potential of Q_{13} is sufficiently high to permit the necessary flow of base current to emitter follower Q_{17} which, in turn, drives Q_{18} .

When the CA3140 is operating such that output Terminal 6 is sinking current to the V- bus, transistor Q_{16} is the current sinking element. Transistor Q_{16} is mirror connected to D_6, R_7 ,

with current fed by way of Q_{21}, R_{12} , and Q_{20} . Transistor Q_{20} , in turn, is biased by current flow through R_{13} , zener D_8 , and R_{14} . The dynamic current sink is controlled by voltage level sensing. For purposes of explanation, it is assumed that output Terminal 6 is quiescently established at the potential midpoint between the V+ and V- supply rails. When output current sinking mode operation is required, the collector potential of transistor Q_{13} is driven below its quiescent level, thereby causing Q_{17}, Q_{18} to decrease the output voltage at Terminal 6. Thus, the gate terminal of PMOS transistor Q_{21} is displaced toward the V- bus, thereby reducing the channel resistance of Q_{21} . As a consequence, there is an incremental increase in current flow through $Q_{20}, R_{12}, Q_{21}, D_6, R_7$, and the base of Q_{16} . As a result, Q_{16} sinks current from Terminal 6 in direct response to the incremental change in output voltage caused by Q_{18} . This sink current flows regardless of load; any excess current is internally supplied by the emitter-follower Q_{18} . Short circuit protection of the output circuit is provided by Q_{19} , which is driven into conduction by the high voltage drop developed across R_{11} under output short circuit conditions. Under these conditions, the collector of Q_{19} diverts current from Q_4 so as to reduce the base current drive from Q_{17} , thereby limiting current flow in Q_{18} to the short circuited load terminal.

Bias Circuit

Quiescent current in all stages (except the dynamic current sink) of the CA3140 is dependent upon bias current flow in R_1 . The function of the bias circuit is to establish and maintain constant current flow through D_1, Q_6, Q_8 and D_2 . D_1 is a diode connected transistor mirror connected in parallel with the base emitter junctions of Q_1, Q_2 , and Q_3 . D_1 may be considered as a current sampling diode that senses the emitter current of Q_6 and automatically adjusts the base current of Q_6 (via Q_1) to maintain a constant current through Q_6, Q_8, D_2 . The base currents in Q_2, Q_3 are also determined by constant current flow D_1 . Furthermore, current in diode connected transistor Q_2 establishes the currents in transistors Q_{14} and Q_{15} .

Typical Applications

Wide dynamic range of input and output characteristics with the most desirable high input impedance characteristics is achieved in the CA3140 by the use of an unique design based upon the PMOS Bipolar process. Input common mode voltage range and output swing capabilities are complementary, allowing operation with the single supply down to 4V.

The wide dynamic range of these parameters also means that this device is suitable for many single supply applications, such as, for example, where one input is driven below the potential of Terminal 4 and the phase sense of the output signal must be maintained – a most important consideration in comparator applications.

Output Circuit Considerations

Excellent interfacing with TTL circuitry is easily achieved with a single 6.2V zener diode connected to Terminal 8 as shown in Figure 1. This connection assures that the maximum output signal swing will not go more positive than the zener voltage minus two base-to-emitter voltage drops within the CA3140. These voltages are independent of the operating supply voltage.

CA3140, CA3140A

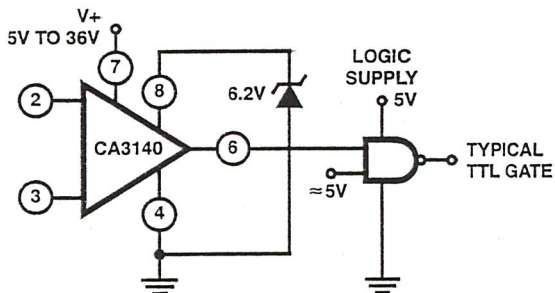


FIGURE 1. ZENER CLAMPING DIODE CONNECTED TO TERMINALS 8 AND 4 TO LIMIT CA3140 OUTPUT SWING TO TTL LEVELS

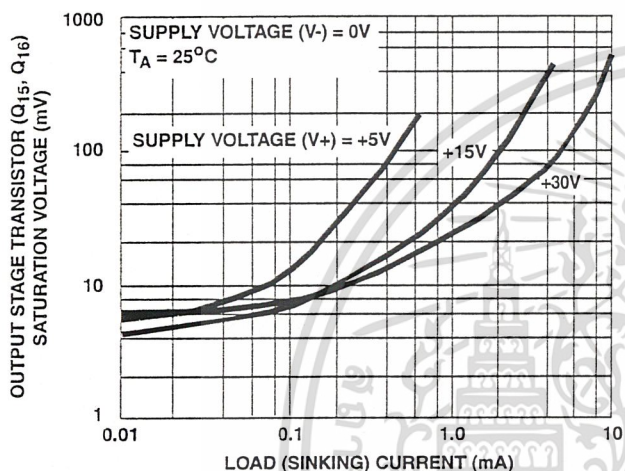


FIGURE 2. VOLTAGE ACROSS OUTPUT TRANSISTORS (Q_{15} AND Q_{16}) vs LOAD CURRENT

Figure 2 shows output current sinking capabilities of the CA3140 at various supply voltages. Output voltage swing to the negative supply rail permits this device to operate both power transistors and thyristors directly without the need for level shifting circuitry usually associated with the 741 series of operational amplifiers.

Figure 4 shows some typical configurations. Note that a series resistor, R_L , is used in both cases to limit the drive available to the driven device. Moreover, it is recommended that a series diode and shunt diode be used at the thyristor input to prevent large negative transient surges that can appear at the gate of thyristors, from damaging the integrated circuit.

Offset Voltage Nulling

The input offset voltage can be nulled by connecting a 10k Ω potentiometer between Terminals 1 and 5 and returning its wiper arm to terminal 4, see Figure 3A. This technique, however, gives more adjustment range than required and therefore, a considerable portion of the potentiometer rotation is not fully utilized. Typical values of series resistors (R) that may be placed at either end of the potentiometer, see Figure 3B, to optimize its utilization range are given in the Electrical Specifications table.

An alternate system is shown in Figure 3C. This circuit uses only one additional resistor of approximately the value shown in the table. For potentiometers, in which the resistance does not drop to 0 Ω at either end of rotation, a value of resistance 10% lower than the values shown in the table should be used.

Low Voltage Operation

Operation at total supply voltages as low as 4V is possible with the CA3140. A current regulator based upon the PMOS threshold voltage maintains reasonable constant operating current and hence consistent performance down to these lower voltages.

The low voltage limitation occurs when the upper extreme of the input common mode voltage range extends down to the voltage at Terminal 4. This limit is reached at a total supply voltage just below 4V. The output voltage range also begins to extend down to the negative supply rail, but is slightly higher than that of the input. Figure 8 shows these characteristics and shows that with 2V dual supplies, the lower extreme of the input common mode voltage range is below ground potential.

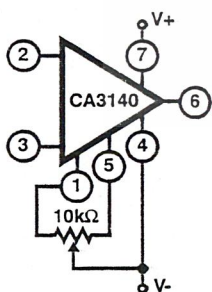


FIGURE 3A. BASIC

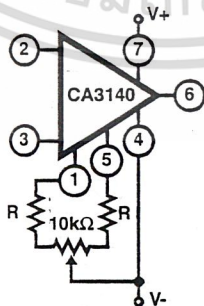


FIGURE 3B. IMPROVED RESOLUTION

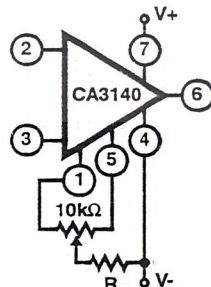


FIGURE 3C. SIMPLER IMPROVED RESOLUTION

FIGURE 3. THREE OFFSET VOLTAGE NULLING METHODS

CA3140, CA3140A

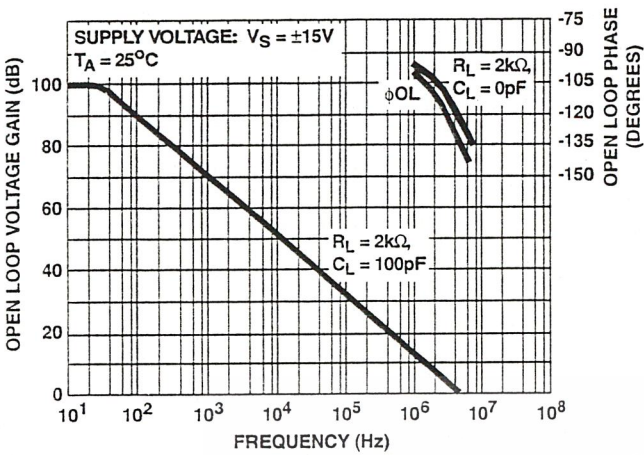


FIGURE 6. OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE vs FREQUENCY

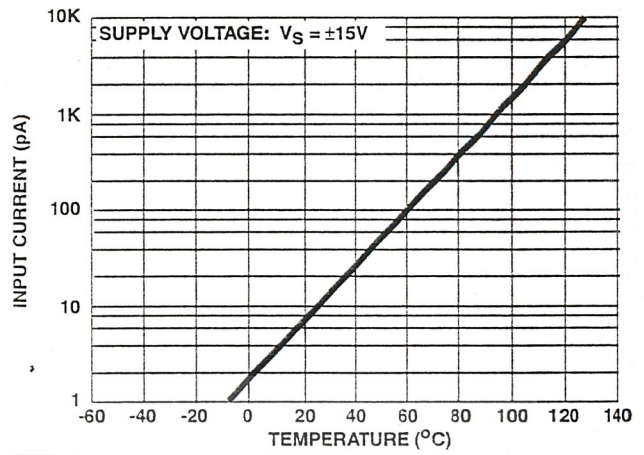


FIGURE 7. INPUT CURRENT vs TEMPERATURE

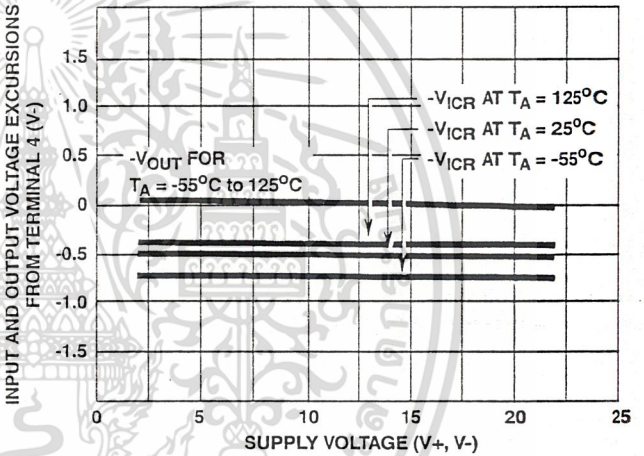
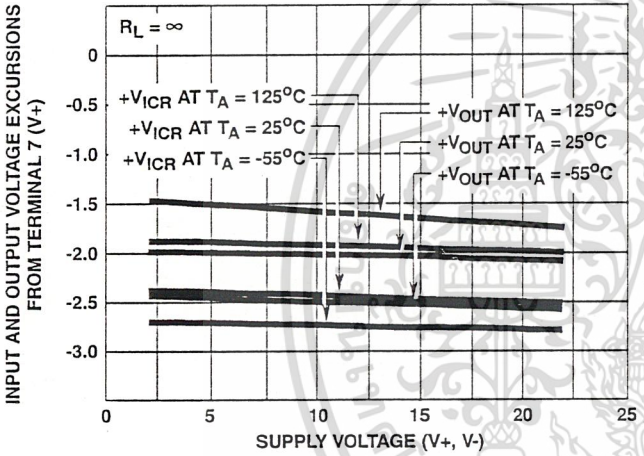


FIGURE 8. OUTPUT VOLTAGE SWING CAPABILITY AND COMMON MODE INPUT VOLTAGE RANGE vs SUPPLY VOLTAGE

The typical input current is on the order of 10pA when the inputs are centered at nominal device dissipation. As the output supplies load current, device dissipation will increase, raising the chip temperature and resulting in increased input current. Figure 7 shows typical input terminal current versus ambient temperature for the CA3140.

same magnitude as those encountered in an operational amplifier employing a bipolar transistor input stage.

It is well known that MOSFET devices can exhibit slight changes in characteristics (for example, small changes in input offset voltage) due to the application of large differential input voltages that are sustained over long periods at elevated temperatures.

Both applied voltage and temperature accelerate these changes. The process is reversible and offset voltage shifts of the opposite polarity reverse the offset. Figure 9 shows the typical offset voltage change as a function of various stress voltages at the maximum rating of 125°C (for metal can); at lower temperatures (metal can and plastic), for example, at 85°C, this change in voltage is considerably less. In typical linear applications, where the differential voltage is small and symmetrical, these incremental changes are of about the

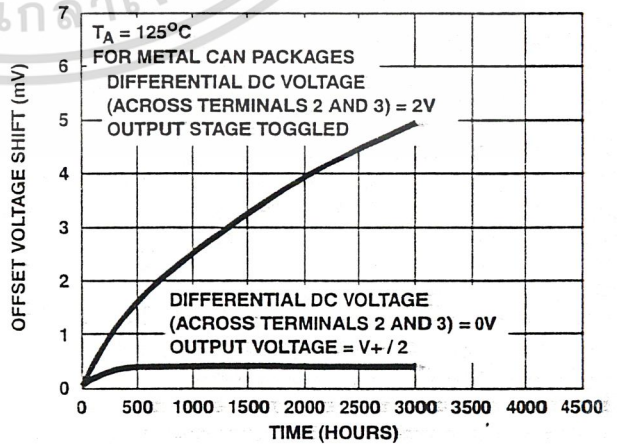


FIGURE 9. TYPICAL INCREMENTAL OFFSET VOLTAGE SHIFT vs OPERATING LIFE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้เฉพาะเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์อื่นนอกจกั

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA3140, CA3140A

Super Sweep Function Generator

A function generator having a wide tuning range is shown in Figure 10. The 1,000,000/1 adjustment range is accomplished by a single variable potentiometer or by an auxiliary sweeping signal. The CA3140 functions as a non-inverting readout amplifier of the triangular signal developed across the integrating capacitor network connected to the output of the CA3080A current source.

Buffered triangular output signals are then applied to a second CA3080 functioning as a high speed hysteresis switch. Output from the switch is returned directly back to the input of the CA3080A current source, thereby, completing the positive feedback loop

The triangular output level is determined by the four 1N914 level limiting diodes of the second CA3080 and the resistor divider network connected to Terminal No. 2 (input) of the CA3080. These diodes establish the input trip level to this switching stage and, therefore, indirectly determine the amplitude of the output triangle.

Compensation for propagation delays around the entire loop is provided by one adjustment on the input of the CA3080. This adjustment, which provides for a constant generator amplitude output, is most easily made while the generator is sweeping. High frequency ramp linearity is adjusted by the single 7pF to 60pF capacitor in the output of the CA3080A.

It must be emphasized that only the CA3080A is characterized for maximum output linearity in the current generator function.

Meter Driver and Buffer Amplifier

Figure 11 shows the CA3140 connected as a meter driver and buffer amplifier. Low driving impedance is required of the CA3080A current source to assure smooth operation of the Frequency Adjustment Control. This low-driving impedance requirement is easily met by using a CA3140 connected as a voltage follower. Moreover, a meter may be placed across the input to the CA3080A to give a logarithmic analog indication of the function generator's frequency.

Analog frequency readout is readily accomplished by the means described above because the output current of the CA3080A varies approximately one decade for each 60mV change in the applied voltage, V_{ABC} (voltage between Terminals 5 and 4 of the CA3080A of the function generator). Therefore, six decades represent 360mV change in V_{ABC} .

Now, only the reference voltage must be established to set the lower limit on the meter. The three remaining transistors from the CA3086 Array used in the sweep generator are used for this reference voltage. In addition, this reference generator arrangement tends to track ambient temperature variations, and thus compensates for the effects of the normal negative temperature coefficient of the CA3080A V_{ABC} terminal voltage.

Another output voltage from the reference generator is used to insure temperature tracking of the lower end of the Frequency Adjustment Potentiometer. A large series resistance simulates a current source, assuring similar

temperature coefficients at both ends of the Frequency Adjustment Control.

To calibrate this circuit, set the Frequency Adjustment Potentiometer at its low end. Then adjust the Minimum Frequency Calibration Control for the lowest frequency. To establish the upper frequency limit, set the Frequency Adjustment Potentiometer to its upper end and then adjust the Maximum Frequency Calibration Control for the maximum frequency. Because there is interaction among these controls, repetition of the adjustment procedure may be necessary. Two adjustments are used for the meter. The meter sensitivity control sets the meter scale width of each decade, while the meter position control adjusts the pointer on the scale with negligible effect on the sensitivity adjustment. Thus, the meter sensitivity adjustment control calibrates the meter so that it deflects $1/6$ of full scale for each decade change in frequency.

Sine Wave Shaper

The circuit shown in Figure 12 uses a CA3140 as a voltage follower in combination with diodes from the CA3019 Array to convert the triangular signal from the function generator to a sine-wave output signal having typically less than 2% THD. The basic zero crossing slope is established by the 10k Ω potentiometer connected between Terminals 2 and 6 of the CA3140 and the 9.1k Ω resistor and 10k Ω potentiometer from Terminal 2 to ground. Two break points are established by diodes D₁ through D₄. Positive feedback via D₅ and D₆ establishes the zero slope at the maximum and minimum levels of the sine wave. This technique is necessary because the voltage follower configuration approaches unity gain rather than the zero gain required to shape the sine wave at the two extremes.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้เฉพาะเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์อื่นใด

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] John D.Kraus “Electromagnetics” Fourth Edition
McGRAW-Hill,Inc., 1992
- [2] ถวิล พึ่งมา “การออกแบบวงจรทางโทรคมนาคม”
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พิมพ์ครั้งที่ 1, ปี 2534
- [3] สมยศ จุณณะปิยะ “การใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51”
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พิมพ์ครั้งที่ 1
ปี 2537
- [4] ไกรวุฒิ ไร่จรรย์ประเสริฐสุด “บอร์ดควบคุมสเต็ปเปอร์มอเตอร์ด้วยเครื่องพีซี”
บทความวารสารเซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์, เล่มที่ 146, กพ.-มีค. 38
หน้า 25-38



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดีคณะผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณ รศ.ดร. ถวิล พึ่งมา ที่ได้ให้คำปรึกษาวิธีการใช้งานเครื่องลोजิกอนาไลเซอร์ในการทดสอบวงจร

ขอกราบขอบพระคุณอาจารย์และเจ้าหน้าที่ศูนย์วิจัยอิเล็กทรอนิกส์ที่เอื้อเฟื้อเครื่องมือและสถานที่ในการทำและทดลองการทำงานของโครงการนี้ซึ่งทำให้โครงการนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอกราบขอบพระคุณอาจารย์และเจ้าหน้าที่ศูนย์บริการและทดสอบวัดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ได้กรุณาเอื้อเฟื้อเพื่อทดสอบแพทเทิร์นของสายอากาศ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้