



การควบคุมอุปกรณ์โดยผ่านสายไฟฟ้ากระแสสลับ
EQUIPMENT-CONTROLLED VIA AC LINE

โดย

นายณัฐวุฒิ

นุ่มน้อย

นายไพจิตร

ส่องวิริยวิทยา

นายสุรเชษฐ์

เทียมลี



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2537

การควบคุมอุปกรณ์โดยผ่านสายไฟฟ้ากระแสสลับ
EQUIPMENT-CONTROLLED VIA AC LINE

โดย

นายณัฐวุฒิ นุ่มน้อย 35.103008
นายไพจิตร ส่องวิริยวิทยา 35.103020
นายสุรเชษฐ์ เทียมลี 35.103038

อาจารย์ที่ปรึกษา
ผศ.สมยศ จุณณะปิยะ

ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2537

ปริญญาโทปีการศึกษา 2537

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การควบคุมอุปกรณ์โดยผ่านสายไฟฟ้ากระแสสลับ

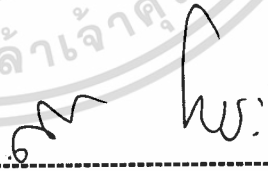
ผู้จัดทำ

นายณัฐวุฒิ นุ่มน้อย 35.103008

นายไพจิตร ส่องวิริยวิทยา 35.103020

นายสุรเชษฐ์ เทียมลี้ 35.103038





..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ. สมยศ จุณณะปิยะ)

การควบคุมอุปกรณ์โดยผ่านสายไฟฟ้ากระแสสลับ
EQUIPMENT-CONTROLLED VIA AC LINE

โดย

นายณัฐวุฒิ นุ่มน้อย 35.103008
นายไพจิตร ส่องวิริยวิทยา 35.103020
นายสุรเชษฐ์ เทียมลี 35.103038

อาจารย์ที่ปรึกษา
ผศ.สมยศ จุณณะปิยะ

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นการออกแบบและการทดลองที่ใช้คอมพิวเตอร์ควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าในตึกงานทั่วๆ ไปโดยอาศัยหลักการมอดูเลตสัญญาณที่จะนำไปควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าเข้าไปในสายไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ การมอดูเลตสัญญาณจะใช้แบบ FSK อุปกรณ์ที่ทำการส่งและรับสัญญาณที่จะนำไปควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าจะประกอบด้วย ชุดส่งสัญญาณควบคุม ชุดมอดูเลตสัญญาณ ซึ่งจะอยู่ระหว่างคอมพิวเตอร์กับสายไฟฟ้ากระแสสลับ จะทำการผสมสัญญาณควบคุมแล้วส่งเข้าไปในสายไฟฟ้ากระแสสลับ ชุดรับสัญญาณจะรับสัญญาณควบคุมจากสายไฟฟ้ากระแสสลับและทำการเปลี่ยนสัญญาณที่ได้เป็นสัญญาณดิจิทัลเพื่อนำไปใช้ควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าที่ต้องการ

ABSTRACT

This thesis concerns the use of a PC computer to control the electrical in a building. The principle is to modulate the control signal into an AC 220 V line with FSK Modulation. The hardware consists of transmitter which transmits the control signal. The modulated signal between the digital signal from the PC computer to it. The receiver receives the control signal from the transmitter and then convert to a digital signal. Therefore, it is possible to control the switch to be ON/OFF of the electrical equipment in the building.

สารบัญ

| | หน้า |
|---|------|
| บทคัดย่อ | A |
| บทนำ | C |
| บทที่ 1 ทฤษฎีและหลักการ | 1 |
| 1.1 การสื่อสารข้อมูลเบื้องต้น | 1 |
| 1.1.1 การสื่อสารคืออะไร | 1 |
| 1.1.2 การสื่อสารข้อมูลมีประโยชน์อย่างไร | 2 |
| 1.2 การรับส่งข้อมูลคอมพิวเตอร์ | 3 |
| 1.2.1 ลักษณะของข้อมูลคอมพิวเตอร์ | 3 |
| 1.2.2 การรับส่งข้อมูลแบบขนาน(parallel)และอนุกรม(series) | 8 |
| 1.2.3 การรับส่งข้อมูลวิธีอื่น ๆ | 10 |
| 1.3 วิธีการโอนถ่ายข้อมูล | 11 |
| 1.3.1 การโอนถ่ายข้อมูลแบบขนาน | 11 |
| 1.3.2 การโอนถ่ายข้อมูลแบบอนุกรม | 11 |
| 1.3.3 รูปแบบของการติดต่อสื่อสารแบบอนุกรม | 12 |
| 1.3.4 ความเร็วในการสื่อสารแบบอนุกรม | 13 |
| 1.3.5 การสื่อสารแบบอะซิงโครนัส | 13 |
| บทที่ 2 การอินเตอร์เฟส | 16 |
| บทที่ 3 การเข้ารหัสและถอดรหัส | 21 |
| 3.1 การทำงานของภาคเข้ารหัส(encoder) | 21 |
| 3.2 การทำงานของภาคถอดรหัส(decoder) | 26 |
| บทที่ 4 CARRIER-CURRENT RECEIVER | 31 |
| 4.1 การทำงานของภาคมอดูเลเตอร์(modulator) | 32 |
| บทที่ 5 วงจรควบคุม | 38 |
| บทที่ 6 ผลการทดลองและการทดสอบ | 42 |
| บทวิจารณ์และสรุป | 47 |
| ภาคผนวก ก วงจรการทำงานและโปรแกรมควบคุมการทำงาน | |
| ภาคผนวก ข DATA SHEET ของไอซีเบอร์ LM 1893, MC 145026 และ MC 145027 | |
| กิตติกรรมประกาศ | |
| บรรณานุกรม | |

บทนำ

โครงการนี้เป็นการควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าโดยใช้ไมโครคอมพิวเตอร์(MICROCOMPUTER)เป็นตัวควบคุมซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวรับคำสั่งนั้นไปควบคุมอุปกรณ์โดยผ่านการอินเตอร์เฟส(INTERFACE CARD)ที่ทำหน้าที่เป็นตัวบัฟเฟอร์(BUFFER)อยู่ระหว่างภาคเข้ารหัส/ถอดรหัส(ENCODE/DECODE)กับไมโครคอมพิวเตอร์ จากนั้นก็จะเป็นภาคเข้ารหัส/ถอดรหัสซึ่งเป็นการเปลี่ยนสัญญาณที่รับได้มาจากภาคอินเตอร์เฟสที่เข้ามาเป็นขนาน(PARALLEL)ให้ออกไปเป็นสัญญาณอนุกรม(SERIAL)จากนั้นจะส่งไปภาคมอดูเลเตอร์/ดีมอดูเลเตอร์(MODULATOR/DEMULATOR)ซึ่งในภาคนี้สัญญาณจากภาคเข้ารหัส/ถอดรหัสจะถูกมอดูเลตโดยการเปลี่ยนความถี่ของคลื่นพาห้(FREQUENCY SHIFT KEYING,FSK)และจะส่งสัญญาณที่ทำการมอดูเลตแล้วออกไปตามสายส่งสัญญาณในที่นี้เป็นสายไฟทองแดง โดยที่ภาคเข้ารหัส/ถอดรหัสและภาคมอดูเลเตอร์/ดีมอดูเลเตอร์ จะถูกควบคุมการทำงานโดยภาควงจรควบคุม(CONTROL CIRCUIT)ดังบล็อกไดอะแกรม(BLOCK DIAGRAM)

ส่วนในภาครับก็จะมีเหมือนกันกับในภาคส่งแต่เพิ่มชุดวงจรขับ(DRIVER CIRCUIT)ขึ้นมาเพื่อใช้ขับอุปกรณ์ไฟฟ้าซึ่งในส่วนของภาครับนี้เมื่อรับสัญญาณได้จากภาคส่งก็จะทำการดีมอดูเลตทำการถอดรหัสดูว่าตรงกับที่อยู่(ADDRESS)ของตัวเองหรือไม่ถ้าตรงก็จะส่งพัลส์ไปให้กับวงจรควบคุมวงจรควบคุมเมื่อได้รับพัลส์ก็จะสั่งการให้วงจรเข้ารหัสและวงจรมอดูเลตทำงานโดยจะทำการส่งที่อยู่ของตัวเองออกไปดังบล็อกไดอะแกรมซึ่งก็คือบล็อกไดอะแกรมในภาครับและในภาคส่งโดยจะทำการอธิบายรายละเอียดในหัวข้อถัดไป

บทที่ 1

ทฤษฎีและหลักการ

1.1 การสื่อสารข้อมูลเบื้องต้น

1.1.1 การสื่อสารข้อมูลคืออะไร

สมัยก่อนการติดต่อระหว่างกัน เรามักใช้จดหมายหรือเอกสารส่งไปให้ปลายทาง ต่อมาก็พัฒนาขึ้นมาโดยใช้โทรสารรับส่งแทน ซึ่งรวดเร็วขึ้นและสะดวกกว่าแต่ก่อน การรับส่งเอกสารทำได้จากสำนักงานของเราไปยังผู้รับโดยตรงไม่จำเป็นต้องไปส่งเอกสารที่ไปรษณีย์ ทำให้ประหยัดเวลาและค่าใช้จ่าย แต่การรับส่งแฟกซ์ก็ยังไม่ทำให้คอมพิวเตอร์ของเรารับส่งข้อมูลกับที่ต่าง ๆ ได้โดยตรง ถ้าผู้รับต้องนำข้อมูลนี้ไปใช้งานในเครื่องคอมพิวเตอร์ ก็ต้องนั่งป้อนเข้าเครื่องอีกทีหนึ่ง นอกจากจะชักช้าเสียเวลาแล้ว ยังอาจเกิดข้อผิดพลาดได้อีกด้วย บางที่เราต้องการข้อมูลจากสถานที่อื่นซึ่งอาจเป็นต่างประเทศ การส่งเอกสารหรือโทรสารมาให้เราก็ยังไม่ทำให้งานเร็วขึ้นเท่าไรนัก เนื่องจากข้อมูลของเราอยู่ในคอมพิวเตอร์ ดังนั้นจะวิเคราะห์อะไรก็ต้องเอาข้อมูลที่ได้รับมาป้อนเข้าคอมพิวเตอร์อยู่นั่นเอง ข้อจำกัดอันนี้ทำให้การสื่อสารข้อมูลมีความสำคัญขึ้นมาทันที

ปัจจุบันเครื่องคอมพิวเตอร์ในสำนักงานของเราช่วยงานแทบทุกอย่าง เช่น จัดทำบัญชี ใบสั่งซื้อสินค้า ควบคุมสินค้าคงคลัง คำนวณโครงการและจัดพิมพ์เอกสารต่าง ๆ ข้อมูลทั้งหลายก็อยู่ในคอมพิวเตอร์มากขึ้น เมื่อเราต้องการติดต่อกับบริษัทอื่นหรือสาขาของเรา ถ้าสามารถส่งข้อมูลในรูปอิเล็กทรอนิกส์ที่คอมพิวเตอร์รับไปใช้งานต่อได้เลย ก็จะทำให้งานรวดเร็วขึ้น และลดข้อผิดพลาดลงมาก จุดเริ่มต้นของการสื่อสารข้อมูลจึงเกิดขึ้น โดยทั่วไปการสื่อสารข้อมูล หมายถึง การเชื่อมต่อรับส่งข้อมูลกัน ระหว่างคอมพิวเตอร์กับคอมพิวเตอร์ ไม่ว่าจะรับส่งข้อมูลผ่านสายไฟฟ้า คลื่นวิทยุ ดาวเทียม หรืออื่น ๆ ก็ได้ทั้งหมด ส่วนการส่งข้อความเอกสารถึงกัน เช่น เทลีสคริปต์ โทรสาร หรือจดหมาย เพื่อใช้ในการทำงานตามปกติ โดยไม่มีเครื่องคอมพิวเตอร์เข้าร่วมขบวนการด้วย เราไม่ถือว่าเป็นการสื่อสารข้อมูล

จะเห็นว่าคอมพิวเตอร์มีบทบาทอย่างมากคู่กับการสื่อสารข้อมูล แยกออกจากกันไม่ได้ ถ้าขาดคอมพิวเตอร์ไปการสื่อสารข้อมูลจะไม่เกิดขึ้น สิ่งสำคัญอีกอย่างหนึ่งก็คือ การสื่อสารข้อมูลที่เรากล่าวถึงนี้ ระยะทางในการส่งข้อมูลไม่เข้ามาเกี่ยวข้องเลย คือถ้าคอมพิวเตอร์รับส่งข้อมูลกับคอมพิวเตอร์เครื่องอื่นได้ก็เรียกว่ามีการสื่อสารข้อมูลเกิดขึ้นแล้ว ถึงแม้จะเป็นคอมพิวเตอร์ที่วางอยู่ติดกันตั้งอยู่ในตึกเดียวกัน จนถึงห่างกันคนละประเทศหรือคนละทวีปก็นับทั้งหมดนั้น แต่คนส่วนมากมักคิดเอาเองว่าการสื่อสารข้อมูล จะต้องอยู่ไกลกันมาก ๆ ซึ่งที่

จริงแล้วเรื่องของระยะทางเราไม่นับเป็นปัจจัยสำคัญในการสื่อสารข้อมูลเลย เมื่อมาถึงจุดนี้คงพอทราบกันแล้วนะครับว่าการสื่อสารข้อมูลคืออะไร

คอมพิวเตอร์อาจรับส่งข้อมูลได้หลายวิธี เช่น รับส่งข้อมูลผ่านสายเคเบิลโดยตรงถ้าระยะทางไม่ห่างกันมากนัก ซึ่งวิธีนี้จัดเป็นแบบที่ง่ายที่สุด หรือรับส่งข้อมูลระหว่างกันผ่านโมเด็มไปตามสายโทรศัพท์ แบบนี้สามารถส่งข้อมูลไปได้ไกลทั่วโลกที่ระบบโทรศัพท์เข้าไปถึง หรืออาจรับส่งข้อมูลผ่านระบบเครือข่ายของคอมพิวเตอร์เอง เช่น ผ่าน Local Area Network (LAN) ผ่าน (Public Data Network (PDN) ก็ได้ แต่ละแบบก็มีข้อดีข้อเสียและความเร็วในการรับส่งข้อมูลแตกต่างกัน รวมทั้งมีขีดจำกัดเฉพาะตัวไม่เหมือนกันด้วย

1.1.2 การสื่อสารข้อมูลมีประโยชน์อย่างไร

ต่อไปก็เป็นการพูดถึงประโยชน์ของมันบ้าง การสื่อสารข้อมูลนอกจากจะช่วยให้เราทำงานได้มีประสิทธิภาพมากขึ้น และลดข้อผิดพลาดลงแล้ว การสื่อสารข้อมูลยังช่วยให้เราใช้คอมพิวเตอร์ได้เต็มที่อีกด้วย เพราะเมื่อคอมพิวเตอร์ของเราติดต่อกับคอมพิวเตอร์เครื่องอื่นได้ เราก็สามารถดึงข้อมูลที่เราไม่มีมาจากที่ต่าง ๆ ได้ตามความต้องการใช้งานทางธุรกิจ อันนี้เป็นประโยชน์มหาศาลทีเดียว เพราะเทคโนโลยีทุกวันนี้มีการเปลี่ยนแปลงเร็วมาก การตัดสินใจต่าง ๆ ถ้ามีข้อมูลครบถ้วนและข้อมูลถูกต้องรวดเร็วกว่า ทำให้ได้เปรียบคนอื่น โอกาสตัดสินใจถูกก็มากขึ้นตามไปด้วย การบริหารงานและการดำเนินงานในธุรกิจจึงขึ้นอยู่กับข้อมูลที่นำมาตัดสินใจเป็นหลัก ถ้าข้อมูลล่าช้าหรือเชื่อถือไม่ค่อยได้ก็จะมีผลเสียหายต่อธุรกิจมาก

สิ่งที่ตามมาหลังจากการสื่อสารข้อมูลเกิดขึ้นแล้วก็คือ เกิดบริการใหม่ ๆ ที่ใช้คอมพิวเตอร์ช่วยในการส่งข่าวสาร เรียกได้ว่าเป็นการพัฒนารูปแบบของการสื่อสารข้อมูลนั่นเอง คือแทนที่จะให้คอมพิวเตอร์รับส่งข้อมูลกันตามปกติธรรมดาอย่างแต่ก่อน เราก็เพิ่มความสามารถต่าง ๆ เข้าไปหรือเปลี่ยนรูปแบบให้กลายเป็นบริการไปเพื่อให้การใช้งานสะดวกมากยิ่งขึ้น ตัวอย่างเช่น อีเล็ทรอนิกส์เมลล์ ซึ่งเมื่อก่อนเราใช้วิธีส่งจดหมายถึงกัน พอมาเป็นอีเล็ทรอนิกส์เมลล์ ก็ใช้เครื่องคอมพิวเตอร์ส่งข้อความถึงกันแทนศูนย์บริการข้อมูล (DATABASE SERVICE) ก็ใช้คอมพิวเตอร์เรียกไปยังศูนย์เพื่อค้นหาหรือตรวจสอบข้อมูลที่ต้องการ เช่น เบอร์โทรศัพท์ อัตราแลกเปลี่ยนข้อมูลทางธุรกิจ ตารางเวลารถไฟหรือเครื่องบิน บริการซื้อขายอัตโนมัติ (TELESHOPPING) หมายถึงการจับจ่ายซื้อสิ่งของโดยนั่งอยู่ที่บ้าน แล้วใช้คอมพิวเตอร์เรียกแคตตาล็อกสินค้ามาดูบนจอภาพ อยากได้อะไรก็สั่งซื้อผ่านคอมพิวเตอร์เข้าไป บริษัทจะเอาของมาส่งให้ตามต้องการ วิธีนี้น่าจะเหมาะกับคนกรุงเทพฯ เพราะรถติดมาก บางทีไม่อยากออกจากบ้านไปซื้อของถ้ามีบริการนี้ออกมาคงมีลูกค้าไม่น้อย

อันนี้ก็เป็นอย่างพอให้เราเห็นภาพว่า จากการสื่อสารข้อมูลที่ดูแล้วค่อนข้างห่างไกลชีวิตประจำวัน พอเริ่มพัฒนาออกมาเป็นบริการต่าง ๆ ทุกคนก็อยากใช้มันทั้งนั้น ถ้ามีให้ใช้ บางอย่างเราใช้งานตรง ๆ บางอย่างเรา

ใช้งานทางอ้อม เช่น ตู้เบิกเงิน ATM เป็นต้น ธนาคารทั้งหลายคงจะลำบากมาก ถ้าให้บริการ ATM โดยไม่มีการส่งข้อมูลระหว่างตัวตู้ ATM กับคอมพิวเตอร์ที่มีบัญชีของเราอยู่

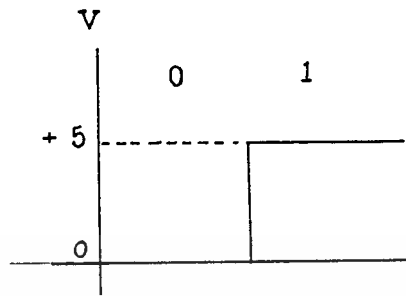
นี่ก็เป็นการแนะนำคร่าว ๆ ว่าการสื่อสารข้อมูลคืออะไร มีประโยชน์อย่างไรและเกี่ยวข้องกับธุรกิจของเรา มากน้อยขนาดไหน บทต่อไปก็จะเป็นเรื่องของ การรับส่งข้อมูลคอมพิวเตอร์ซึ่งจะพูดถึงรายละเอียดการรับส่งข้อมูลแบบต่าง ๆ

1.2 การรับส่งข้อมูลคอมพิวเตอร์

เมื่อเราต้องการรับส่งข้อมูลระหว่างคอมพิวเตอร์เครื่องหนึ่งกับคอมพิวเตอร์อีกเครื่องหนึ่ง ปัญหาคือว่า ข้อมูลคอมพิวเตอร์คืออะไร มีรูปร่างหน้าตาอย่างไร คอมพิวเตอร์ทุกวันนี้มีการทำงานโดยเก็บข้อมูลอยู่ในรูปของสัญญาณไฟฟ้า แล้วนำสัญญาณไฟฟ้านั้นมาทำการประมวลผลในรูปแบบต่าง ๆ เช่น การเก็บตัวอักษรรวมกันในรูปของจดหมายหรือเอกสาร หรือ ทำการคำนวณตัวเลข ดังนั้น ข้อมูลของคอมพิวเตอร์ไม่ว่าจะเป็นข้อมูลอะไร (เช่น ข้อมูลตัวอักษร ข้อมูลที่เป็นรูปภาพและตัวเลข) จะถูกเก็บอยู่ในรูปของสัญญาณไฟฟ้าทั้งสิ้น โดยลักษณะของสัญญาณไฟฟ้าที่เก็บจะมีอยู่สองสถานะ คือ สถานะ "0" และ "1" เราเรียกสถานะของข้อมูลนี้ว่าหนึ่งบิต (Bit) ข้อมูลหนึ่งบิตที่มีสถานะ "0" หรือ "1" นี้ อาจอยู่ในรูปของสัญญาณไฟฟ้า 0 โวลต์ และ +5 โวลต์ หรือ -12 โวลต์ กับ +12 โวลต์ก็ได้ ขอให้มีความแตกต่างกันจนคอมพิวเตอร์แยกออกได้ว่าสัญญาณนี้คือ สถานะ "0" หรือ "1" ก็พอ

1.2.1 ลักษณะของข้อมูลคอมพิวเตอร์

คอมพิวเตอร์ที่เราใช้อยู่ในปัจจุบันจะใช้สัญญาณไฟฟ้าในการทำงาน โดยส่วนมากใช้แรงดันไฟฟ้า 0 โวลต์ แทนสถานะ " 0 " ของข้อมูล และใช้แรงดันไฟฟ้า +5 โวลต์ แทนสถานะ " 1 " ของข้อมูล ส่วนการเก็บข้อมูลลงในแผ่นฟลอปปีดิสก์หรือฮาร์ดดิสก์ คอมพิวเตอร์จะใช้เส้นแรงแม่เหล็กแทนข้อมูล " 0 " และ " 1 " โดยใช้สัญญาณไฟฟ้าควบคุมอีกทีหนึ่ง



รูป 1.1 สัญญาณไฟฟ้าแทนสภาวะ "0" และ "1" ที่ใช้ในคอมพิวเตอร์อาจใช้แรงดันไฟฟ้าต่างกันได้

เมื่อเรานำข้อมูลหนึ่งบิตมาเรียงต่อเข้าด้วยกันหลาย ๆ บิต ก็จะกลายเป็นข้อมูลคอมพิวเตอร์ขึ้นมาทันที ตามมาตรฐานนั้นข้อมูล 8 บิต เรียงต่อกันเราเรียกว่า หนึ่งไบต์ (Byte) ซึ่งคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลทั่วไป จะใช้ข้อมูลหนึ่งไบต์นี้เก็บตัวอักษรได้หนึ่งตัว โดยมีการกำหนดรหัสเอาไว้ว่าตัวอักษร A, B, C หรือ ก, ข, ค จะมีค่า "0" และ "1" เรียงกันอย่างไรใน 8 บิตนี้ รหัสมาตรฐานดังกล่าวเรียกว่ารหัส ASCII คอมพิวเตอร์ที่ใช้รหัส ASCII เหมือนกันจะสามารถรับส่งข้อมูลกันได้เหมือนคนที่พูดภาษาเดียวกันนั่นเอง คำว่า ASCII (อ่านออกเสียงว่า "แอสกี") เป็นตัวย่อมาจากคำเต็มภาษาอังกฤษว่า American Standard Code for Information Interchange ส่วนรหัสข้อมูลคอมพิวเตอร์อีกแบบหนึ่งซึ่งมักใช้กับเครื่องคอมพิวเตอร์ขนาดใหญ่แบบเมนเฟรม จะกำหนดรหัสตัวอักษร A, B, C และ ก, ข, ค แตกต่างจากรหัสแบบ ASCII เราเรียกรหัสนี้ว่า รหัส EBCDIC (อ่านว่า "เอ็บซีดิก") มาตรฐานของคอมพิวเตอร์ปกติจะใช้รหัสแบบ ASCII หรือไม่ก็แบบ EBCDIC นี้ พวกคอมพิวเตอร์ที่ใช้รหัสต่างไปจากสองแบบนี้มีน้อยมาก และที่สำคัญก็คือคอมพิวเตอร์ขนาดเล็กมักจะใช้รหัสแบบ ASCII ทั้งนั้น

ไม่ว่าเครื่องคอมพิวเตอร์จะมีโครงสร้างแบบ 8 บิต 16 บิตหรือ 32 บิตก็ตาม มันจะเก็บข้อมูลโดยใช้ 8 บิตหรือหนึ่งไบต์แทนตัวอักษรหนึ่งตัวเสมอ เมื่อคอมพิวเตอร์รับส่งข้อมูลก็คือ การรับส่งสัญญาณไฟฟ้าที่ละหนึ่งตัวอักษรติดต่อกัน จนกลายเป็นข้อมูลที่เครื่องคอมพิวเตอร์นำไปใช้งานต่างๆ ได้นั่นเอง ข้อสังเกตในการรับส่งข้อมูลคือ เราต้องใช้รหัสเดียวกันระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์ คือถ้าใช้รหัส

| Dec | Octal | Hex | Symbol | Dec | Octal | Hex | Symbol |
|-----|-------|-----|--------|-----|-------|-----|----------|
| 0 | 000 | 00 | ^@ | 20 | 024 | 14 | ^T |
| 1 | 001 | 01 | ^A | 21 | 025 | 15 | ^U |
| 2 | 002 | 02 | ^B | 22 | 026 | 16 | ^V |
| 3 | 003 | 03 | ^C | 23 | 027 | 17 | ^W |
| 4 | 004 | 04 | ^D | 24 | 030 | 18 | ^X |
| 5 | 005 | 05 | ^E | 25 | 031 | 19 | ^Y |
| 6 | 006 | 06 | ^F | 26 | 032 | 1a | ^Z |
| 7 | 007 | 07 | ^G | 27 | 033 | 1b | ^[|
| 8 | 010 | 08 | ^H | 28 | 034 | 1c | ^\ ^] |
| 9 | 011 | 09 | ^I | 29 | 035 | 1d | ^] |
| 10 | 012 | 0a | ^J | 30 | 036 | 1e | ^^ |
| 11 | 013 | 0b | ^K | 31 | 037 | 1f | ^_ |
| 12 | 014 | 0c | ^L | 32 | 040 | 20 | [space] |
| 13 | 015 | 0d | ^M | 33 | 041 | 21 | ! |
| 14 | 016 | 0e | ^N | 34 | 042 | 22 | " |
| 15 | 017 | 0f | ^O | 35 | 043 | 23 | # |
| 16 | 020 | 10 | ^P | 36 | 044 | 24 | \$ |
| 17 | 021 | 11 | ^Q | 37 | 045 | 25 | % |
| 18 | 022 | 12 | ^R | 38 | 046 | 26 | & |
| 19 | 023 | 13 | ^S | 39 | 047 | 27 | ' |

รูป 1.2 ตารางรหัส ASCII ที่ใช้ในเครื่องคอมพิวเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| Dec | Octal | Hex | Symbol | Dec | Octal | Hex | Symbol |
|-----|-------|-----|--------|-----|-------|-----|--------|
| 40 | 050 | 28 | (| 75 | 113 | 4b | K |
| 41 | 051 | 29 |) | 76 | 114 | 4c | L |
| 42 | 052 | 2a | * | 77 | 115 | 4d | M |
| 43 | 053 | 2b | + | 78 | 116 | 4e | N |
| 44 | 054 | 2c | . | 79 | 117 | 4f | O |
| 45 | 055 | 2d | - | 80 | 120 | 50 | P |
| 46 | 056 | 2e | . | 81 | 121 | 51 | Q |
| 47 | 057 | 2f | \ | 82 | 122 | 52 | R |
| 48 | 060 | 30 | 0 | 83 | 123 | 53 | S |
| 49 | 061 | 31 | 1 | 84 | 124 | 54 | T |
| 50 | 062 | 32 | 2 | 85 | 125 | 55 | U |
| 51 | 063 | 33 | 3 | 86 | 126 | 56 | V |
| 52 | 064 | 34 | 4 | 87 | 127 | 57 | W |
| 53 | 065 | 35 | 5 | 88 | 130 | 58 | X |
| 54 | 066 | 36 | 6 | 89 | 131 | 59 | Y |
| 55 | 067 | 37 | 7 | 90 | 132 | 5a | Z |
| 56 | 070 | 38 | 8 | 91 | 133 | 5b | [|
| 57 | 071 | 39 | 9 | 92 | 134 | 5c | / |
| 58 | 072 | 3a | : | 93 | 135 | 5d |] |
| 59 | 073 | 3b | : | 94 | 136 | 5e | ^ |
| 60 | 074 | 3c | < | 95 | 137 | 5f | - |
| 61 | 075 | 3d | = | 96 | 140 | 60 | , |
| 62 | 076 | 3e | > | 97 | 141 | 61 | a |
| 63 | 077 | 3f | ? | 98 | 142 | 62 | b |
| 64 | 100 | 40 | @ | 99 | 143 | 63 | c |
| 65 | 101 | 41 | A | 100 | 144 | 64 | d |
| 66 | 102 | 42 | B | 101 | 145 | 65 | e |
| 67 | 103 | 43 | C | 102 | 146 | 66 | f |
| 68 | 104 | 44 | D | 103 | 147 | 67 | g |
| 69 | 105 | 45 | E | 104 | 150 | 68 | h |
| 70 | 106 | 46 | F | 105 | 151 | 69 | i |
| 71 | 107 | 47 | G | 106 | 152 | 6a | j |
| 72 | 110 | 48 | H | 107 | 153 | 6b | k |
| 73 | 111 | 49 | I | 108 | 154 | 6c | l |
| 74 | 112 | 4a | J | 109 | 155 | 6d | m |

รูป 1.2 ตารางรหัส ASCII ที่ใช้ในเครื่องคอมพิวเตอร์ (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| Dec | Octal | Hex | Symbol | Dec | Octal | Hex | Symbol |
|-----|-------|-----|--------|-----|-------|-----|--------|
| 110 | 156 | 6e | n | 119 | 167 | 77 | w |
| 111 | 157 | 6f | o | 120 | 170 | 78 | x |
| 112 | 160 | 70 | p | 121 | 171 | 79 | y |
| 113 | 161 | 71 | q | 122 | 172 | 7a | z |
| 114 | 162 | 72 | r | 123 | 173 | 7b | { |
| 115 | 163 | 73 | s | 124 | 174 | 7c | : |
| 116 | 164 | 74 | t | 125 | 175 | 7d | } |
| 117 | 165 | 75 | u | 126 | 176 | 7e | ~ |
| 118 | 166 | 76 | v | 127 | 177 | 7f | DEL |

รหัสแอสกีที่เป็นอักขระควบคุมการพิมพ์เป็นดังต่อไปนี้

บิตทางซ้ายมือสุด

บิตทางขวามือสุด

| ASCII | 0000 | 0001 | 0010 | 0011 | 0100 | 0101 | 0110 | 0111 |
|-------|------|------|-------|------|------|------|------|------|
| 0000 | NUL | DLE | space | 0 | @ | P | ` | p |
| 0001 | SOH | DC1 | ! | 1 | A | Q | a | q |
| 0010 | STX | DC2 | " | 2 | B | R | b | r |
| 0011 | ETX | DC3 | # | 3 | C | S | c | s |
| 0100 | EOT | DC4 | \$ | 4 | D | T | d | t |
| 0101 | ENQ | NAK | % | 5 | E | U | e | u |
| 0110 | ACK | SYN | & | 6 | F | V | f | v |
| 0111 | BEL | ETB | ' | 7 | G | W | g | w |
| 1000 | BS | CAN | (| 8 | H | X | h | x |
| 1001 | HT | EM |) | 9 | I | Y | i | y |
| 1010 | LF | SUB | * | : | J | Z | j | z |
| 1011 | VT | ESC | + | ; | K | [| k | { |
| 1100 | FF | FS | . | < | L | \ | l | : |
| 1101 | CR | GS | - | = | M |] | m | } |
| 1110 | SO | RS | . | > | N | ^ | n | ~ |
| 1111 | SI | US | / | ? | O | _ | o | DEL |

รูป 1.2 ตารางรหัส ASCII ที่ใช้ในเครื่องคอมพิวเตอร์ (ต่อ)

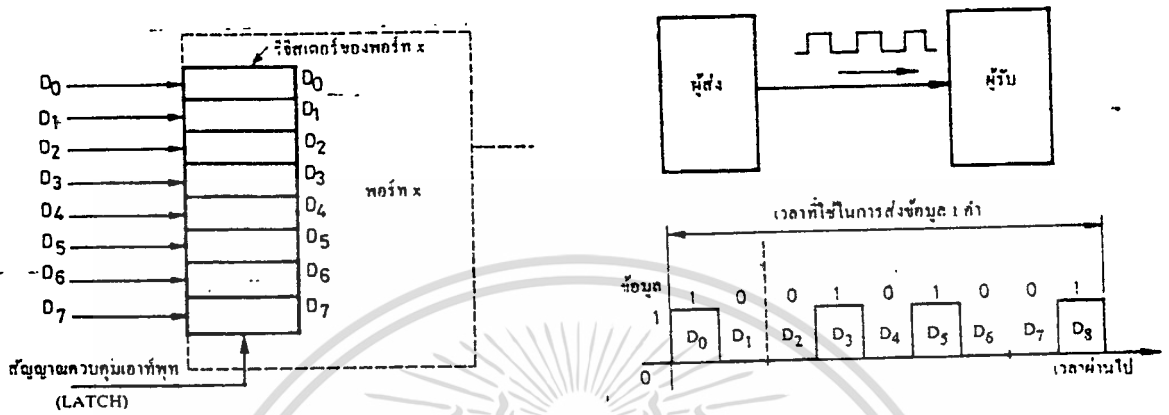
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

EBCDIC ก็ต้องเป็นรหัส EBCDIC ตรงกัน การส่งข้อมูลรหัส ASCII ไปให้คอมพิวเตอร์ซึ่งใช้รหัส EBCDIC เราต้องมีซอฟต์แวร์ช่วยเปลี่ยนรหัส เปรียบเสมือนมีล่ามคอยแปลภาษา มิฉะนั้นคอมพิวเตอร์ที่รับข้อมูลจะนำไปใช้งานไม่ได้ เพราะว่ารหัสไม่ตรงกัน ปัญหานี้จะเกิดขึ้นในกรณีที่เราต่อเครื่องคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลเข้ากับเครื่องคอมพิวเตอร์ขนาดใหญ่เท่านั้น ส่วนการรับส่งข้อมูลระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลจะใช้รหัส ASCII เหมือนกันจึงไม่มีปัญหา

1.2.2 การรับส่งข้อมูลแบบ Parallel และ Serial

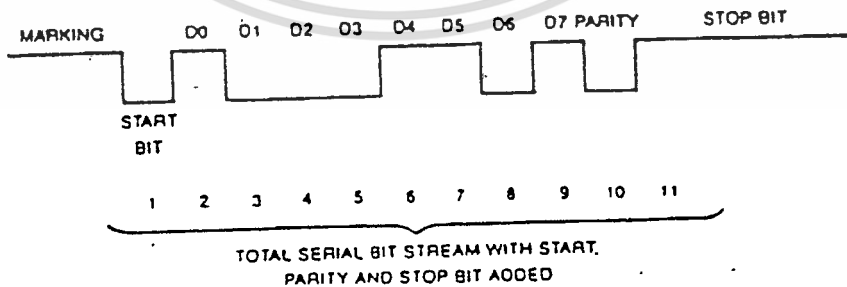
อย่างไรก็ตามเราต้องกำหนดมาตรฐานวิธีรับส่งข้อมูลระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์ขึ้นด้วย จะมีเพียงรหัสตรงกันเท่านั้นไม่ได้ เพราะเราทราบดีแล้วว่า ข้อมูลคอมพิวเตอร์จริง ๆ แล้วยก็คือสัญญาณไฟฟ้า ถ้าแต่ละคนกำหนดสัญญาณไฟฟ้าแทนสถานะ "0" และ "1" ไม่เท่ากัน คอมพิวเตอร์จะแยกไม่ออกว่าสัญญาณที่ได้รับนั้นเป็น "0" หรือ "1" เนื่องจากใช้ระดับสัญญาณไม่ตรงกัน โดยทั่วไป เครื่องคอมพิวเตอร์มีมาตรฐานการรับส่งข้อมูลแบ่งออกเป็นสองแบบ คือการรับส่งข้อมูลแบบขนานกับการรับส่งข้อมูลแบบอนุกรม

การรับส่งข้อมูลแบบขนาน เรียกอีกชื่อหนึ่งว่า Parallel Interface ปกติจะใช้สำหรับส่งข้อมูลจากคอมพิวเตอร์ไปให้เครื่องพิมพ์ การรับส่งข้อมูลแบบขนานนี้ คอมพิวเตอร์จะส่งข้อมูลออกไปครั้งละ 8 บิตหรือหนึ่งไบนารีเลขทีเดียว ดังนั้นสายเคเบิลที่ใช้ส่งข้อมูลจึงมีจำนวนเส้นค่อนข้างมาก คือต้องใช้ 8 เส้น สำหรับสัญญาณแต่ละบิต พร้อมกับมีสัญญาณควบคุมอีกหลายเส้น ข้อดีของการรับส่งข้อมูลแบบนี้ก็คือสามารถส่งข้อมูลได้รวดเร็ว เพราะส่งครั้งหนึ่งเท่ากับข้อมูล 8 บิต นอกจากนี้วงจรทางด้านฮาร์ดแวร์ของตัวรับและตัวส่งยังมีขนาดเล็กและราคาถูกอีกด้วย เครื่องพิมพ์เกือบทุกยี่ห้อมักจะต่อแบบขนานนี้กับเครื่องคอมพิวเตอร์ ข้อจำกัดของการรับส่งข้อมูลแบบขนานก็คือ มันส่งได้ไม่ไกล เนื่องจากว่าสัญญาณไฟฟ้าที่ใช้ในการส่งมีค่าเพียง 0 ถึง +5 โวลต์เท่านั้น เมื่อต่อสายยาวมาก ๆ ความต้านทานภายใน สายไฟจะทำให้สัญญาณอ่อนลงจนรับไม่ได้ในที่สุด ระยะทางระหว่างคอมพิวเตอร์กับเครื่องพิมพ์จึงไม่ควรจะเกิน 3 เมตร ในกรณีที่สายส่งข้อมูลมีคุณภาพดีมากอาจต่อได้ไกลถึง 5 เมตร การรับส่งข้อมูลแบบขนานถึงมันจะส่งได้ไกลกว่านี้ ก็คงไม่ค่อยมีใครอยากใช้ส่งข้อมูล เพราะจะต้องใช้สายจำนวน 18 ถึง 20 เส้น ทำให้ค่าใช้จ่ายเรื่องสายสำหรับส่งข้อมูลมีราคาแพงเกินไป ไม่เหมาะที่จะใช้ส่งข้อมูลเป็นระยะทางไกล ๆ



รูป 1.3 การส่งข้อมูลแบบขนานและแบบอนุกรม

ส่วนการรับส่งข้อมูลแบบอนุกรมนี้มีชื่อเรียกว่า Serial Interface หรือ RS-232C การรับส่งข้อมูลแบบนี้ซับซ้อนกว่าแบบแรกมาก วิธีการส่งข้อมูลจะนำข้อมูลหนึ่งไบต์มาส่งออกไปทางสายที่ละหนึ่งบิตเรียงกันไปจนครบ 8 บิต จากการทำส่งข้อมูลเรียงกันแบบนี้ จำนวนสายที่ใช้ส่งข้อมูลจึงลดลงเหลือเพียง 3 ถึง 5 เส้นเท่านั้น ความซับซ้อนอยู่ตรงที่ท่าอย่างไรทางด้านรับจึงจะรู้ว่า ข้อมูลมาถึงเมื่อไร ตรงไหน คือข้อมูลบิตแรก บิตที่สอง ไปจนถึงบิตสุดท้าย เราจึงต้องเพิ่มส่วนเริ่มต้นข้อมูลและส่วนปิดท้ายข้อมูลเข้าไปด้วยเรียกว่า Start Bit และ Stop Bit



รูป 1.4 Start Bit และ Stop Bit จะช่วยให้คอมพิวเตอร์แยกข้อมูลแต่ละตัวออกมาได้อย่างถูกต้อง

คราวนี้ผู้รับหรือคอมพิวเตอร์ที่รับข้อมูลก็จะสามารถแยกแยะสัญญาณที่ได้รับออกมาเป็นข้อมูลได้ถูกต้อง ข้อดีของการส่งข้อมูลแบบอนุกรมก็คือ เหมาะสำหรับการส่งข้อมูลระยะทางไกล มากกว่าการส่งข้อมูลแบบขนาน เพราะใช้จำนวนสายน้อยกว่าและระดับแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ในการส่งมีค่า +12 โวลต์ กับ -12 โวลต์ ทำให้เราสามารถส่งข้อมูลได้ไกลถึง 35 เมตร โดยไม่ต้องมีอุปกรณ์เพิ่มเติมเข้าช่วยเลย ข้อเสียของการส่งข้อมูลแบบอนุกรมคือ ความเร็วในการส่งข้อมูลจำกัดอยู่ที่ 19,200 บิตต่อวินาทีสูงสุด นับว่าช้ากว่าการส่งข้อมูลแบบขนานอยู่มากทีเดียว นอกจากนี้วงจรฮาร์ดแวร์ที่ใช้ในการรับส่งข้อมูลแบบอนุกรมยังมีราคาแพงกว่าอีกด้วย

การส่งข้อมูลแบบอนุกรมนี้ เราต้องคำนึงถึงรายละเอียดในการส่งข้อมูลมากกว่าการส่งแบบขนานหลายอย่าง เช่น ความเร็วในการรับส่งข้อมูล การตรวจสอบความถูกต้องของข้อมูล จำนวนบิตของข้อมูล ฯลฯ ทั้งหมดนี้ถ้ามีอะไรไม่ตรงกันระหว่างผู้รับและผู้ส่ง การส่งข้อมูลแบบอนุกรมก็จะผิดพลาดหรือรับส่งกันไม่ได้

1.2.3 การรับส่งข้อมูลวิธีอื่น ๆ

นอกเหนือจากการรับส่งข้อมูลแบบขนานกับแบบอนุกรมแล้ว ยังมีกรรับส่งข้อมูลอย่างอื่นที่ใช้กันอีกหลายแบบ เช่น การรับส่งข้อมูลผ่านสาย Coaxial Cable และสาย Twisted Pair ของคอมพิวเตอร์เน็ตเวิร์ก (Local Area Network) ซึ่งค่อนข้างเน้นหนักไปทางการใช้ข้อมูลร่วมกันมากกว่าการรับส่งข้อมูลธรรมดา ความเร็วในการส่งข้อมูลผ่านเน็ตเวิร์กมีตั้งแต่ 1 ล้านบิตต่อวินาทีถึง 10 ล้านบิตต่อวินาที ระยะทางไกลที่สุดอยู่ในช่วง 300 ถึง 500 เมตร มาตรฐานการเชื่อมต่อของเน็ตเวิร์กมี 3 พวกใหญ่ ๆ คือ Ethernet, Token Ring และ Token Bus แต่ละแบบใช้สายเคเบิล ความเร็วในการรับส่งข้อมูล และเทคนิคในการเชื่อมต่อแตกต่างกัน พร้อมกับมีซอฟต์แวร์ควบคุมโดยเฉพาะ ทำให้คอมพิวเตอร์เน็ตเวิร์กมีความซับซ้อนเกินกว่าที่จะนำมาใช้รับส่งข้อมูลตามธรรมดา

เรายังอาจรับส่งข้อมูลคอมพิวเตอร์ผ่านสื่อ (Media) ต่าง ๆ ได้อีกหลายวิธี เช่น ส่งข้อมูลผ่านเส้นใยนำแสง (Optical Fiber) ซึ่งนับเป็นเทคโนโลยีใหม่มีความเร็วในการส่งข้อมูลสูงมากวิธีหนึ่ง ความเร็วในการส่งข้อมูลผ่านเส้นใยนำแสงมีค่าตั้งแต่ 1 ล้านบิตต่อวินาที จนถึงสูงกว่า 100 ล้านบิตต่อวินาที ผ่านระยะทางไกลหลายกิโลเมตรได้ การใช้งานส่วนใหญ่จะเป็นการเชื่อมต่อส่งข้อมูลระหว่างจุดถึงจุดของคอมพิวเตอร์สองเครื่อง ซึ่งเป็นการใช้เฉพาะงานเท่านั้น ยังไม่ค่อยแพร่หลายใช้กันงานทั่วไป แต่ระบบคอมพิวเตอร์เน็ตเวิร์กแบบ Ethernet ได้นำเอาเส้นใยนำแสงมาใช้ส่งข้อมูลแทนสาย Coaxial Cable กันบ้างแล้ว คาดว่าเส้นใยนำแสงจะเป็นที่นิยมใช้เพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ ในอนาคตอันใกล้

อีกวิธีหนึ่งคือ การรับส่งข้อมูลผ่านดาวเทียม โดยใช้จานรับสัญญาณขนาดเล็กที่เรียกว่า Very Small Aperture Terminal (VSAT) คอมพิวเตอร์จะรับส่งข้อมูลผ่านดาวเทียมโดยตรง ทำให้ไม่จำเป็นต้องเดินสายเคเบิลสำหรับส่งข้อมูล

1.3 วิธีการถ่ายโอนข้อมูล

เพื่อให้เข้าใจระบบการถ่ายโอนข้อมูล เราจะมามองดูก่อนว่าสัญญาณที่ส่งออกมาจากเครื่องและรับเข้าไปในเครื่องไปอย่างไร

1.3.1 การถ่ายโอนข้อมูลแบบขนาน

ลักษณะของการส่งข้อมูลแบบขนานทำได้โดยการส่งข้อมูลออกมาทีละ 1 ไบท์ คือ 8 บิต จากอุปกรณ์ส่งไปยังอุปกรณ์รับตัวกลางระหว่าง 2 เครื่อง จะต้องมีช่องทางให้ข้อมูลเดินทางน้อย 8 ช่องทาง โดยมากจะเป็นสายขนานให้กระแสไฟฟ้าวิ่งมากกว่าจะเป็นตัวกลางอื่นเนื่องจากสัญญาณสูญหายไปกับความต้านทานของสายระยะทางระหว่าง 2 เครื่องไม่ควรจะเกิน 100 ฟุต ปัญหาที่เกิดขึ้นหากระยะทางสายมากกว่านี้ก็คือ ระดับของกราวด์ทางไฟฟ้าที่จุดรับผิดไปจากจุดส่งทำให้เกิดการผิดพลาด ในการรับสัญญาณลอจิกทางฝ่ายรับ นอกจากสายที่เป็นทางเดินข้อมูลแล้ว อาจจะมีทางเดินของสัญญาณควบคุมอื่น ๆ อีก เป็นต้นว่าบิทที่บอกพริตซ์ของสัญญาณ เพื่อเป็นการตรวจสอบความผิดพลาดของการรับสัญญาณที่ปลายทาง หรือสายที่ควบคุมการโต้ตอบ (Hand-Shake) จะเห็นว่าการส่งแบบขนานส่วนมากจะทำในระยะใกล้ ๆ เนื่องจากจะต้องมีช่องทางเดินของสัญญาณมากกว่า 8 สาย

1.3.2 การถ่ายโอนข้อมูลแบบอนุกรม

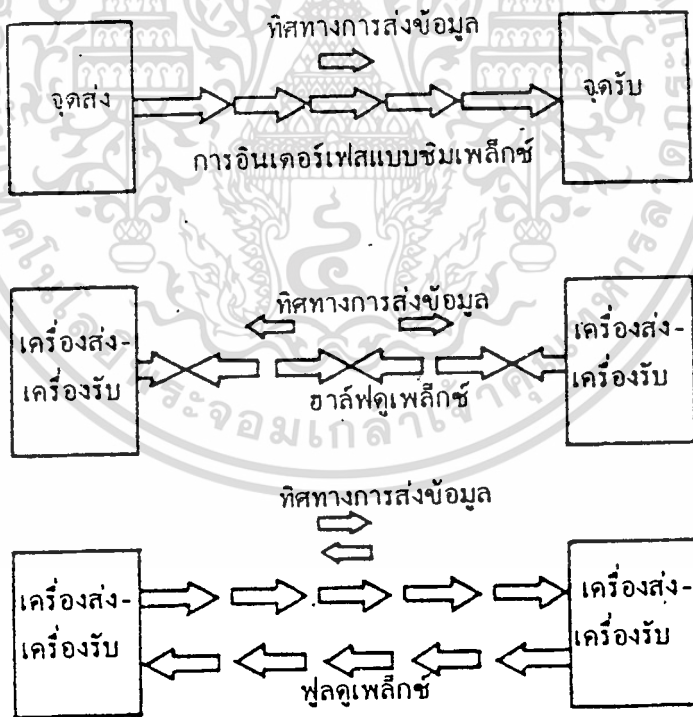
ในการถ่ายโอนข้อมูลแบบอนุกรมข้อมูลถูกส่งออกมาทีละบิต ระหว่างจุดส่งและจุดรับ จะเห็นว่าการส่งข้อมูลแบบนี้จะช้ากว่าแบบขนานที่กล่าวมาแล้วแน่นอน แต่จุดเด่นของการส่งข้อมูลแบบอนุกรมก็คือ ตัวกลางการสื่อสารต้องการเพียงช่องเดียว หรือ สายเพียงคู่เดียว ค่าใช้จ่ายในการสื่อสารจะต้องถูกกว่าแบบขนานแน่นอน

สำหรับการส่งระยะทางไกล ๆ โดยเฉพาะเมื่อเรามีระบบสื่อสารทางโทรศัพท์ไว้ใช้งานอยู่แล้ว ย่อมจะเป็นการประหยัดกว่าที่จะทำการติดต่อสื่อสารที่ละ 8 ช่อง เพื่อการถ่ายโอนข้อมูลแบบขนานอย่างแน่นอน รูปที่ 2.7 แสดงให้เห็นการส่งข้อมูลแบบอนุกรมข้อมูลจากจุดส่งจะถูกเปลี่ยนให้เป็นแบบอนุกรมเสียก่อน แล้วค่อยทยอยส่งออกที่ละบิตไปยังจุดรับ ณ. ที่จุดรับจะต้องมีกลไกในการเปลี่ยนข้อมูลมาที่ละบิตให้เป็นสัญญาณแบบขนานซึ่งลงตัวพอดี นั่นคือ บิต 1 ลงที่บัสข้อมูลเส้นที่ 1 พอดี การที่จะทำให้การแปลงสัญญาณจากอนุกรมที่ละบิตให้ลงพอดีนั้น จำเป็นจะต้องมีกลไกที่เหมาะสม เพื่อป้องกันการผิดพลาดในการรับ กลไกที่ว่านี้ 2 แบบคือ

- (1) การสื่อสารแบบซิงโครนัส
- (2) การสื่อสารแบบอะซิงโครนัส

ในบทนี้จะกล่าวถึงเฉพาะการสื่อสารแบบอะซิงโครนัสเท่านั้น เนื่องจากไมโครคอมพิวเตอร์ส่วนมากใช้การสื่อสารแบบนี้ เพราะไม่ต้องใช้สัญญาณ Clock มาเกี่ยวข้อง สำหรับรายละเอียดของการสื่อสารแบบอะซิงโครนัสจะได้กล่าวต่อไป

1.3.3 รูปแบบของการติดต่อสื่อสารแบบอนุกรม



รูปที่ 1.5 รูปแบบของการติดต่อสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การติดต่อแบบอนุกรมอาจจะแบ่งตามรูปลักษณะได้ 3 แบบตามรูปที่ 1.5

1. แบบซิมเพล็กซ์ (Simplex) ข้อมูลส่งได้ในทางเดียวเท่านั้นบางครั้งก็เรียกว่าการส่งทิศทางเดียว (Unidirectional Data Bus)
2. แบบฮาล์ฟดูเพล็กซ์ (Half Duplex) ข้อมูลสามารถส่งได้ทั้งสองสถานี แต่จะต้องผลัดกันส่งและผลัดกันรับ จะส่งและรับพร้อมกันไม่ได้
3. แบบฟูลดูเพล็กซ์ (Full Duplex) ทั้งสองสถานีสามารถรับส่งและส่งได้ในเวลาเดียวกัน การส่งแบบฟูลดูเพล็กซ์ และฮาร์ฟดูเพล็กซ์ไม่ขึ้นอยู่กับจำนวนของสายในการติดต่อบางครั้งคำว่าทูไวร์ (Two Wire) หรือสองเส้น และโฟร์ไวร์ (Four Wire) หรือ 4 เส้น ใช้ในการบรรยายถึงลักษณะการสื่อสารข้อมูลซึ่งอาจจะทำให้เข้าใจ และฮาร์ฟดูเพล็กซ์ สายโทรศัพท์โดยทั่วไปเป็นแบบ 2 เส้น ส่วนในสายที่เป็นแบบเช่า (Lease Line) ส่วนมากจะเป็น 4 เส้น

1.3.4 ความเร็วในการถ่ายโอนข้อมูลแบบอนุกรม

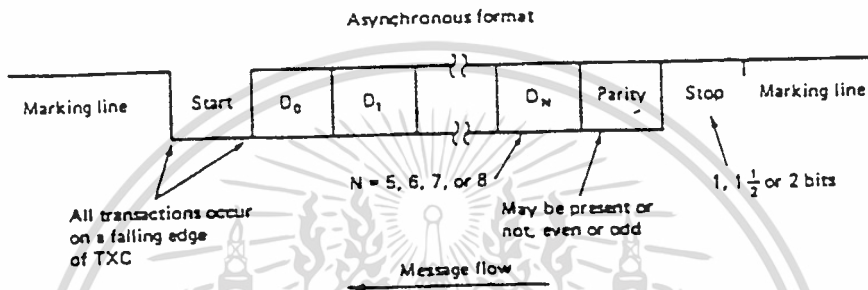
ความเร็วของการถ่ายโอนข้อมูลแบบอนุกรม หน่วยวัดเป็นบิตต่อวินาที (BPS) หน่วยที่บรรยายถึงการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณใน 1 วินาที เรียกว่า บอดเรต (Baud Rate) หรืออัตราบอดหลายคนยังเข้าใจสับสนระหว่างอัตราบอดและอัตราบิต (Bit-Rate) การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณ 1 ครั้ง อาจจะแสดงถึงการส่งข้อมูลแบบอนุกรมมากกว่า 1 บิต ถ้าเขียนในรูปของสมการทางคณิตศาสตร์เราก็จะได้

$$\text{อัตราบิต (Bit Rate)} = \text{อัตราบอด (Baud Rate)} * (\text{บิตใน 1 บอด})$$

1.3.5 การสื่อสารแบบอะซิงโครนัส (Asynchronous Transmission)

การส่งแบบอะซิงโครนัสนี้ ลักษณะของสัญญาณแสดงไว้ในรูปที่ 1.6 เพื่อเพิ่มกลไกในการรับส่งอย่างถูกต้อง สัญญาณอะซิงโครนัส จะประกอบด้วยบิตเริ่มต้นหรือบิตสตาร์ท (Start Bit) และสิ้นสุดหรือบิตสตอป (Stop Bit) ขณะที่สถานะของการส่งเป็นแบบว่าง (Idle) คือยังไม่มีสัญญาณส่งออกมา จะมีสัญญาณหรือมีแรงดัน (หรือกระแส) ตลอดเวลา เพื่อความแน่ใจว่าฝ่ายรับยังติดต่อกับฝ่ายส่งเมื่อเริ่มจะส่งข้อมูล สัญญาณของอะซิงโครนัสจะเป็น 0 ในช่วงสัญญาณนาฬิกา บิตนี้เรียกว่าสตาร์ทบิตตามหลังของสตาร์ทบิตก็จะเป็นข้อมูลสำหรับ 1 ตัวอักษร ซึ่งอาจจะมี ขนาด 5 บิต จนถึง 8 บิต โดยบิตที่มีค่าน้อยที่สุด LSB จะถูกส่งออกมาก่อนไล่ไปจนถึงบิตที่มีค่ามากที่สุด (MSB) (การเข้ารหัสอักขระนี้ส่วนมากจะนิยมใช้รหัส ASCII) ตามหลังข้อมูลก็จะเป็นพาริตีบิต อาจจะเป็นแบบคู่ (Even) หรือแบบคี่ (Odd) หมายความว่าหากเป็นพาริตีคู่ จำนวนบิตที่เป็น 1 ในช่วงบิตข้อมูล

กับบิตพาริตี รวมกันแล้วจะต้องเป็นจำนวนคู่ ผู้ส่งจะต้องทำหน้าที่ตรวจสอบข้อมูลแล้วใส่พาริตีบิตเองฝ่ายรับเมื่อรับแล้วก็ต้องตรวจสอบว่าเป็นจริงดังสถานการณ์ที่ต้องเอาไว้หรือไม่ หากผิดพลาดความว่า สัญญาณที่รับนั้นผิดพลาดไปจากสถานะส่งออกมา ทั้งนี้ทั้งนั้นจะต้องผิดเป็นจำนวนคี่เท่านั้นคือผิดไป 1 บิต 3 บิต หรือ 5 บิต รวมกันจึงจะตรวจสอบได้ว่าผิด ส่วนพาริตีคี่ (Odd Parity) จะตรวจสอบความผิดพลาดได้เหมือนกับพาริตีคู่ (Even Parity) แต่แทนที่จะตรวจสอบดูว่าสัญญาณที่รับเข้า มีจำนวนคู่ก็จะตรวจสอบดูว่ามีจำนวนคี่หรือเปล่า อย่างไรก็ตามโอกาสที่จะผิดพลาด 2 บิตพร้อมกันมีพร้อมมาก



รูปที่ 1.6 พอร์เมตการสื่อสารแบบอะซิงโครนัส

ย้อนกลับมาดูสัญญาณอะซิงโครนัสใหม่ หลังจากบิตพาริตีแล้วก็ต้องมีสตอปบิตซึ่งเป็น 1 ความกว้างของสตอปบิตอาจจะเป็น 1, 1.5 หรือ 2 พัลส์ ของสัญญาณนาฬิกา แล้วแต่ผู้รับและผู้ส่งจะตกลงใช้กันเอง การเริ่มใช้พอร์ทอนุกรม (ทางออกอนุกรม) จึงจำเป็นจะต้องตั้งค่าต่าง ๆ สำหรับเป็นการส่งแบบอนุกรมอันได้แก่

1. ความเร็วในการส่ง
2. ความยาวรหัส 1 อักขระ
3. บิตตรวจสอบ
4. จำนวนสตอปบิต

ในการส่งโทรพิมพ์หรือโทรเลขเมื่อก่อนนี้ ใช้ความเร็วแต่ 70 บอด และ 110 บอด สำหรับคอมพิวเตอร์ความเร็วในการส่งมีให้เลือกตั้งแต่ 110, 200, 300, 1200, 2400, 4600, 9600 บอด และสูงไปกว่านั้นเนื่องจากมี IC หลายเบอร์ทำหน้าที่รับส่งแบบอะซิงโครนัสให้ใช้การส่งแบบอนุกรม สำหรับมาตรฐานพอร์ทอนุกรมจะได้กล่าวถึงในหัวข้อต่อไป จะเห็นว่ากลไกในการซิงโครนัสของการสื่อสารแบบอะซิงโครนัสมีลักษณะเป็นไปทีละตัวอักขระ

จำนวนพัลส์ของสัญญาณที่ส่งออก ยังมีบางส่วนใช้ในการควบคุมการส่งอยู่ันได้แก่ บิตสตาร์ท บิตสต็อป และบิตพาริตี ทำให้ความเร็วการส่งอักขระต่อวินาทีน้อยลงไป



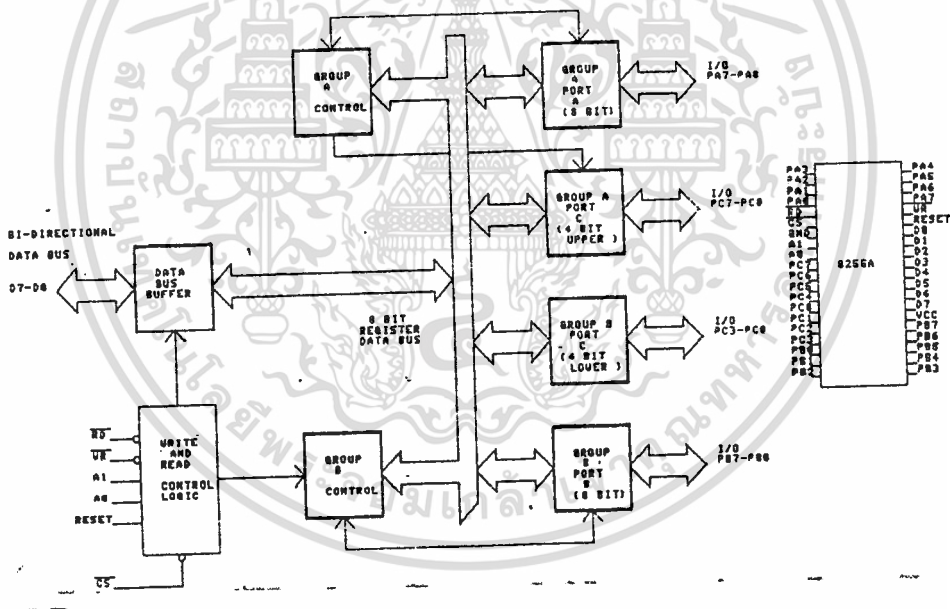
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

การอินเทอร์เฟส

ปกติการอินเทอร์เฟสที่ออกแบบและจัดให้ใช้ควบคุมและตรวจสอบ (SENSE) ข้อมูล จะเป็นการอินเทอร์เฟส (INTERFACE) ที่ใช้สัญญาณดิจิทัลเป็นหลัก สัญญาณพวกนี้จะถูกส่งและรับมาจากรีจิสเตอร์ อินพุต/เอาต์พุต, อินพุตของ interrupt-request, พอร์ตที่ใช้ในการทำ DMA และ ไทม์เมอร์/เคาน์เตอร์ การอินเทอร์เฟสที่กล่าวมานี้ทุกตัวเป็นการใช้ระดับสัญญาณ TTL ในการอินเทอร์เฟส ซึ่งในโครงการนี้ได้นำ 8255 PIA มาใช้ในการอินเทอร์เฟสดังรายละเอียดต่อไปนี้

8255 เป็นอุปกรณ์ LSI (LARGE SCALE INTEGRATION CIRCUIT) บรรจุอยู่ใน PACKAGE 40 ขา แบบ DIP (DUAL-IN-LINE PACKAGE) เริ่มผลิตโดยบริษัท INTEL COOPERATION ผู้ผลิตไมโครโปรเซสเซอร์เบอร์ 8080 จุดประสงค์เพื่อใช้งานร่วมกับ 8080 โดยเฉพาะ แต่ในภายหลังได้มีการนำ 8255 ไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับไมโครโปรเซสเซอร์อื่นๆ รวมทั้ง Z80 ด้วย หากผู้อ่านเข้าใจการใช้งาน 8255 กับ Z80 ที่จะกล่าวถึงในนี้แล้วก็จะนำไปประยุกต์ใช้งานในลักษณะอื่นๆ ได้ไม่ยากนัก



รูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมและการวางตำแหน่ง

บล็อกกลุ่มแรกที่เราจะกล่าวถึงนี้ ได้แก่ บล็อกจำนวน 4 บล็อก ที่อยู่ทางด้านขวาของรูป ซึ่งจะเป็นส่วนที่เชื่อมต่อกับอุปกรณ์ภายนอกอื่นๆ โดยมีสาย PA0-PA7, PB0-PB7 และ PC0-PC7 เป็นทางผ่านของข้อมูลระหว่างอุปกรณ์ภายนอกกับ 8255 สายสัญญาณเหล่านี้จะถูกแบ่งออกเป็น 3 I/O พอร์ตได้แก่พอร์ท A (PA),

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พอร์ท B (PB) และพอร์ท C (PC) พอร์ทเหล่านี้แต่ละพอร์ทสามารถเป็นได้ทั้งพอร์ทอินพุทและเอาท์พุท และแต่ละบล็อกจะมีสายสัญญาณเชื่อมเข้ากับบัสข้อมูลภายในของ 8255

บล็อกกลุ่มถัดมาได้แก่ GROUP A CONTROL และ GROUP B CONTROL ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดลักษณะการทำงานของทั้ง 3 I/O พอร์ท (8255 มีลักษณะการทำงานที่แตกต่างกันอยู่ 3 โหมด สามารถกำหนดได้โดยการโปรแกรมส่ง CONTROL WORD ให้กับ 8255 ซึ่งจะกล่าวถึงในภายหลัง) จากรูปที่ 2.1 จะเห็นว่า พอร์ท C นี้จะประกอบด้วยพอร์ทขนาด 4 บิต 2 พอร์ท กลุ่มหนึ่งจะถูกควบคุมโดย GROUP A CONTROL และอีกกลุ่มหนึ่งจะถูกควบคุมโดย GROUP B CONTROL สำหรับเหตุผลจะกล่าวถึงในภายหลัง

บล็อกกลุ่มสุดท้ายที่จะกล่าวถึงได้แก่ DATABUS BUFFER และ READ/WRITE CONTROL LOGIC ซึ่งบล็อกเหล่านี้จะเป็นส่วนที่ติดต่อกับ CPU, DATA BUS BUFFER นี้จะเป็นบัฟเฟอร์ให้กับบัสข้อมูลของ CPU ส่วน READ/WRITE CONTROL LOGIC จะเป็นส่วนที่ควบคุมให้ข้อมูลเข้าหรือออกจาก รีจิสเตอร์ภายในตัวที่ถูกต้อง และในเวลาที่เหมาะสม

รายละเอียดการจัดเรียงขาของ 8255

ในส่วนนี้เราจะพิจารณาหน้าที่ของขาแต่ละขาของ 8255 ซึ่งข้อมูลเหล่านี้จะมีประโยชน์ในการเชื่อมต่อเข้ากับระบบบัสของ CPU สำหรับการจัดขาแสดงไว้ในรูปที่ 2.1 รายละเอียดของแต่ละขามีดังนี้คือ

D0-D7 เป็นสายข้อมูลอินพุท/เอาท์พุทแบบสองทิศทาง (BIDIRECTIONAL BUS) จะเป็นทางผ่านของข้อมูลระหว่างพอร์ทต่าง ๆ ของ 8255 กับบัสข้อมูลของ CPU

\overline{CS} (CHIP SELECT INPUT) เมื่อขานี้มีสถานะลอจิกเป็น "0" CPU จะสามารถที่จะอ่านหรือเขียนข้อมูลกับ 8255 ได้

\overline{RD} (READ INPUT) เมื่อขานี้มีสถานะลอจิกเป็น "0" และสัญญาณ \overline{CS} มีลอจิกเป็น "0" ข้อมูลข้อมูลจาก 8255 จะปรากฏสู่ระบบบัสข้อมูล CPU ก็จะสามารถอ่านข้อมูลออกไปได้ (ในการตั้งชื่อของขาสัญญาณนี้จะถือเอา CPU เป็นหลัก)

\overline{WR} (WRITE INPUT) เมื่อขานี้มีสถานะลอจิก "0" และขาสัญญาณ \overline{CS} มีลอจิกเป็น "0" ข้อมูลจากระบบบัสข้อมูลจะถูกเขียนเข้าไปยัง 8255 ได้

A0-A1 (ADDRESS INPUT) จะเป็นตัวกำหนดการเลือกรีจิสเตอร์ภายในของ 8255 ซึ่งจะได้กล่าวรายละเอียดในภายหลัง

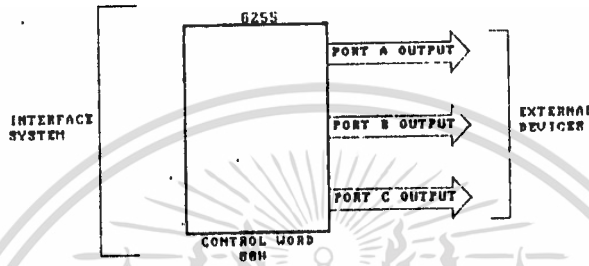
RESET เมื่อขานี้มีสถานะเป็น "1" 8255 จะอยู่ในสถานะรีเซ็ตทุก ๆ พอร์ทของ 8255 จะถูกรีเซ็ตให้อยู่ในโหมดอินพุท

PA0-PA7, PB0-PB7 ขาสัญญาณเหล่านี้จะถูกใช้เพื่อเป็นพอร์ท I/O ขนาด 8 บิตใช้ต่อเข้ากับอุปกรณ์ภายนอกอื่น ๆ

PC0-PC7 ขาสัญญานี้ถูกใช้เป็นพอร์ท I/O ขนาด 8 บิต เช่นเดียวกับ PA0-PA7 และ PB0-PB7 แต่กลุ่มของขาสัญญานเหล่านี้สามารถแบ่งออกเป็น 2 กลุ่ม โดยแต่ละกลุ่มมีขนาด 4 บิตได้กลุ่มแรกจะใช้ควบคุม PB0-PB7 และกลุ่มที่ 2 ใช้ควบคุม PA0-PA7 (ซึ่งจะกล่าวถึงรายละเอียดในภายหลัง)

การใช้งาน IC 8255

IC 8255 นี้จะเป็น IC ซึ่งประกอบด้วยพอร์ทใช้งาน 3 พอร์ท และอีก 1 พอร์ท ควบคุมก่อนที่เราจะใช้งาน 8255 เราจะต้องส่งข้อมูลไปยังพอร์ทควบคุมก่อนว่าจะให้พอร์ททั้ง 3 พอร์ทของ 8255 ที่เหลือนั้นทำหน้าที่อะไร เป็นอินพุทหรือเอาต์พุทพอร์ท เราจะต้องเป็นผู้กำหนดควบคุมรหัสของพอร์ท (CONTROL CODE PORT) ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 ตัวอย่างการเซ็ทพอร์ท

โหมด 0 BASIC REGISTER I/O

ในการเซ็ท 8255 ให้อยู่ในโหมด 0 นั้นเราจะต้องส่งคำสั่งควบคุม (CONTROL WORD) ให้แก่วีรียัสเตอร์ ควบคุมก่อนคำสั่งควบคุมนี้จะกำหนดลักษณะการทำงานให้แก่แต่ละพอร์ทของ 8255 ตัวอย่างหนึ่งของคำสั่งควบคุมที่จะส่งให้ 8255 ทำงานอยู่ในโหมด 0 นี้ได้แก่

| | | | | | | | |
|----|----|----|----|----|----|----|----|
| D7 | D6 | D5 | D4 | D3 | D2 | D1 | D0 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

จากรูปที่ 2.2 เราจะเห็นได้ว่า

บิต D7 เป็นตัวกำหนดว่าเป็นคำสั่งควบคุม (CONTROL)

บิต D6 และ D5 กำหนดโหมดการทำงานของ พอร์ท A D6, D5 มีค่าเป็น "0" แสดงว่าอยู่ในโหมด 0

บิต D4 = "0" กำหนดให้พอร์ท A เป็นพอร์ทเอาต์พุท

บิต D3 = "0" เซ็ทพอร์ท C ให้ 4 บิตบนเป็นพอร์ทเอาต์พุท

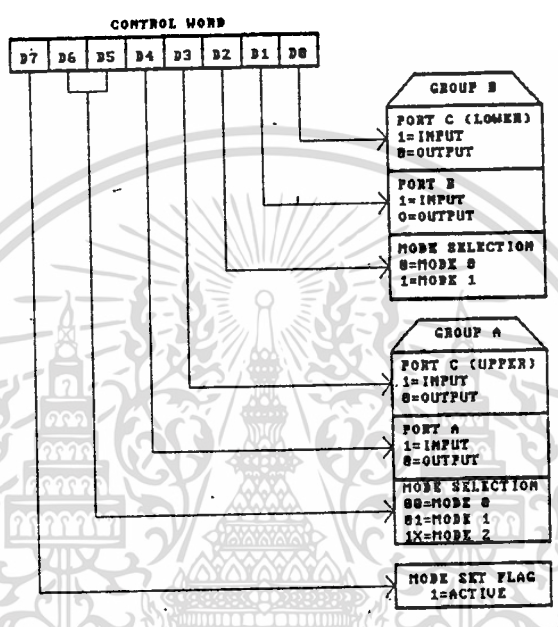
บิต D2 = "0" เซ็ทโหมดของพอร์ท B ให้พอร์ท B อยู่ในโหมด 0

บิต D1 = "0" เซ็ทพอร์ท B เป็นพอร์ทเอาต์พุท



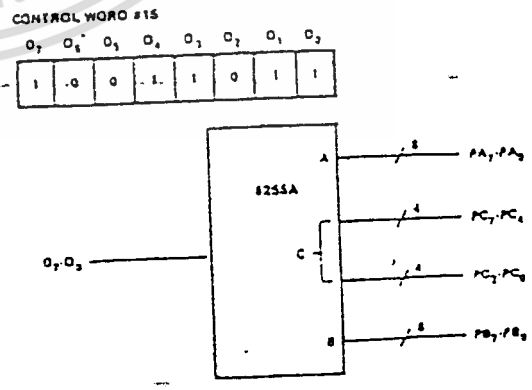
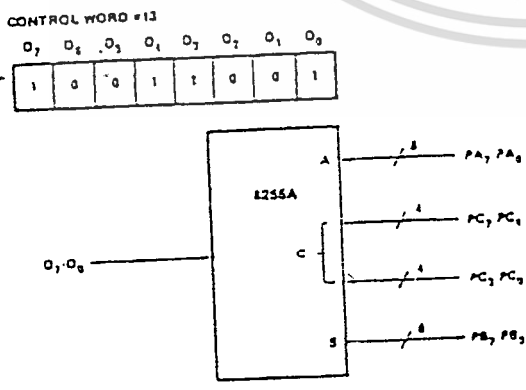
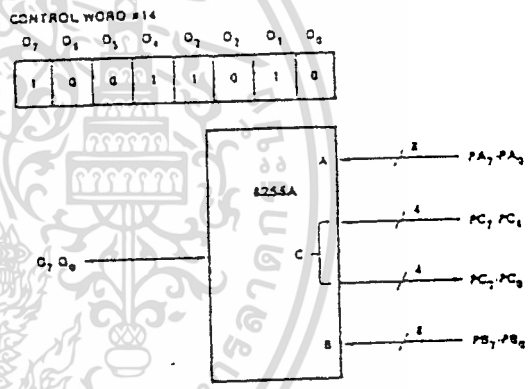
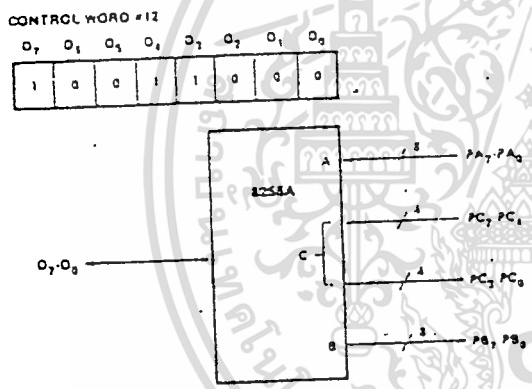
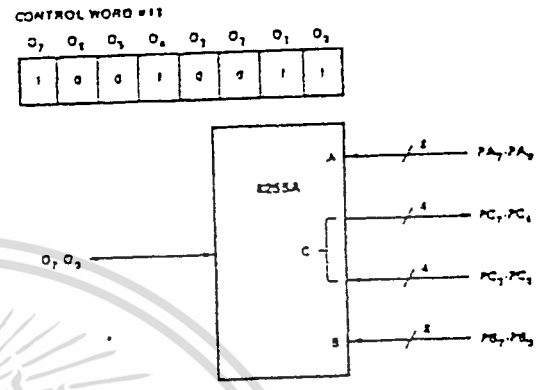
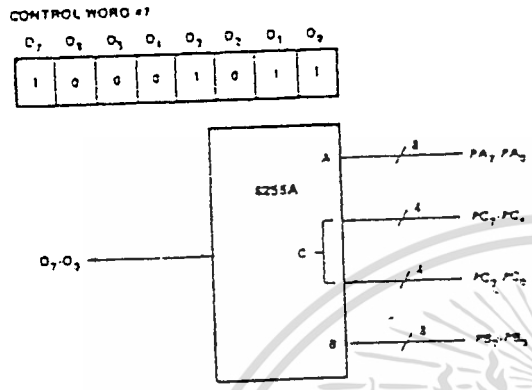
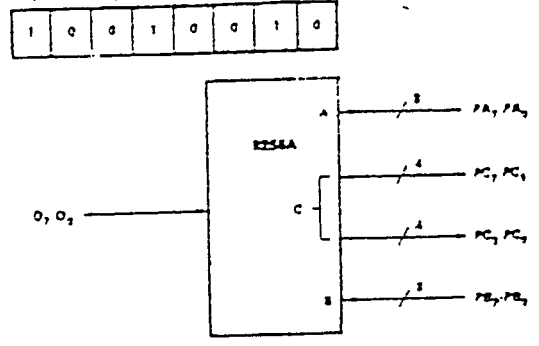
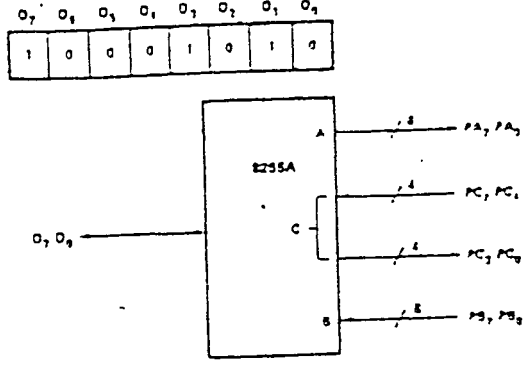
บิต D0 = "0" เซ็ทพอร์ท C ให้ 4 บิตล่างเป็นพอร์ท

คำสั่งควบคุมนี้จะกำหนดให้พอร์ททั้ง 3 ของ 8255 ทำงานอยู่ในโหมด 0 และเป็นพอร์ทเอาต์พุตซึ่งจะได้สายสัญญาณซึ่งสามารถติดต่อกับอุปกรณ์ภายนอกได้ถึง 24 สาย ดังแสดงในรูปที่ 2.3



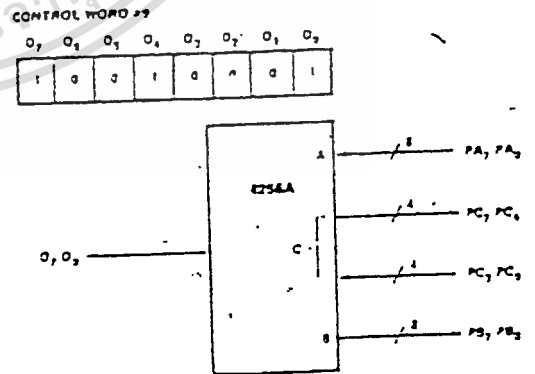
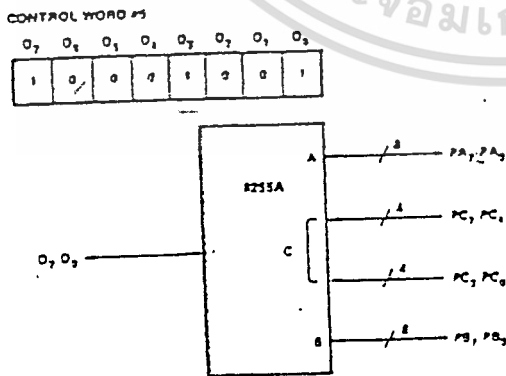
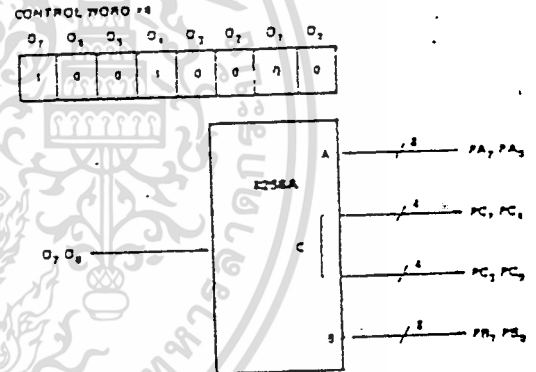
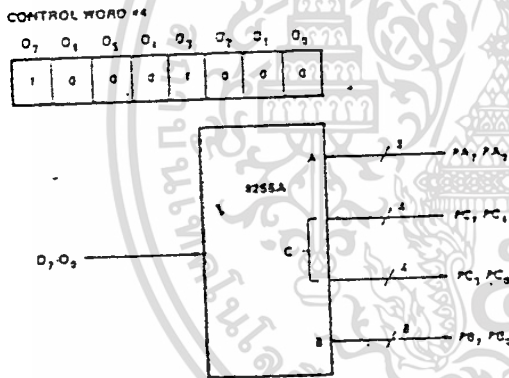
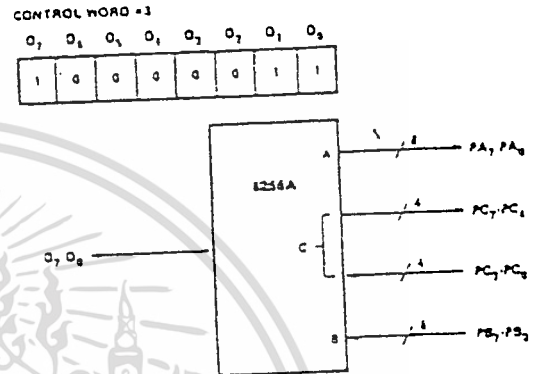
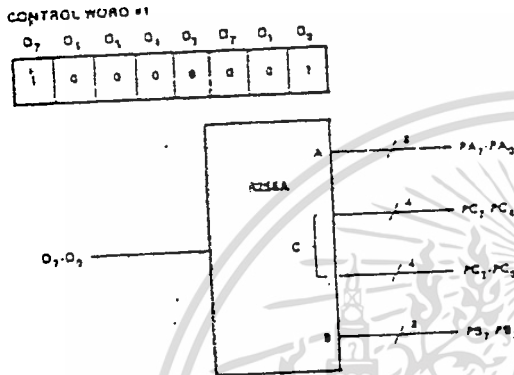
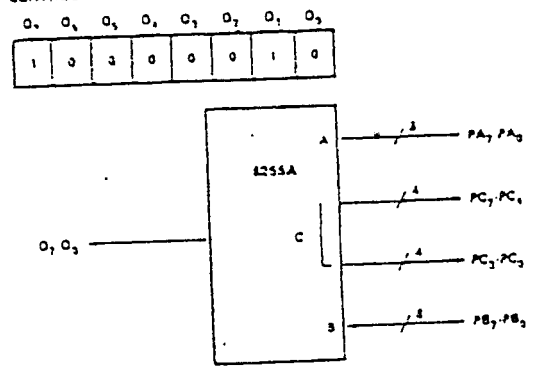
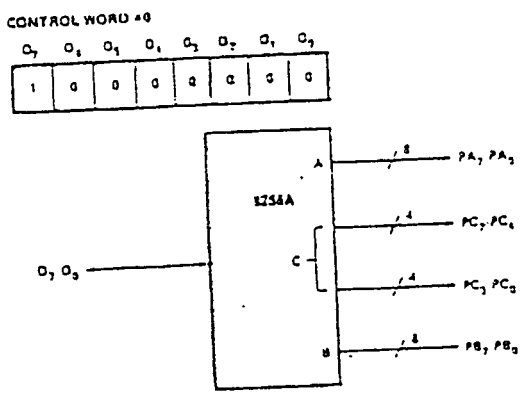
รูปที่ 2.3 แสดงรายละเอียดแต่ละบิตของรีจิสเตอร์ควบคุมของ 8255

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 คำคำสั่งควบคุมและลักษณะการต่อของแต่ละพอร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 คำคำสั่งควบคุมและลักษณะการต่อของแต่ละพอร์ท(ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

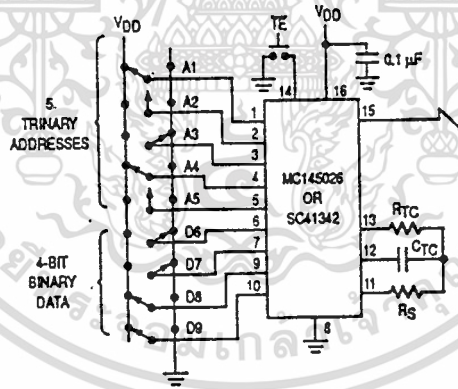
บทที่ 3

การเข้ารหัสและถอดรหัส

ในส่วนของภาคการเข้ารหัสและถอดรหัสนี้ เป็นภาคที่ทำการเปลี่ยนสัญญาณที่เป็นดิจิตอลทางด้านอินพุตที่เข้ามาเป็นแบบขนาน ให้ออกไปเป็นสัญญาณอนุกรมในทางด้านเอาต์พุต ซึ่งได้ถูกเข้ารหัสเรียบร้อยแล้ว โดยในการเข้ารหัสจะใช้ ไอซี เบอร์ MC 145026 (ENCODE) และ ในการถอดรหัสจะใช้ ไอซี เบอร์ MC 145027 (DECODE) ดังรูปที่ 3.1 และรายละเอียดซึ่งจะกล่าวในหัวข้อถัดไป

3.1 การทำงานของENCODER

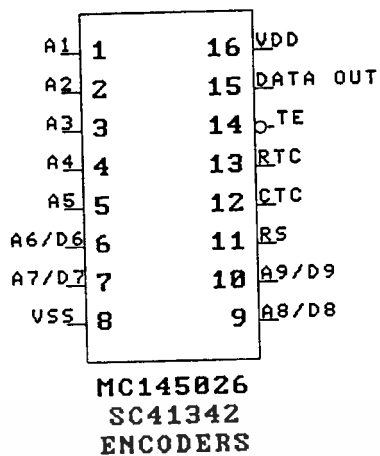
INPUT ของภาคส่งนั้นจะรับ สัญญาณจาก ADDRESS BUS ของ CARD INTERFACE จาก IBM PC COMPUTER เข้ามา 9 ADDRESS CODES ไปยังภาค ENCODER ซึ่งจะทำหน้าที่เข้ารหัส โดยจะมี IC เบอร์ MC145026 เป็นหัวใจสำคัญของภาคนี้



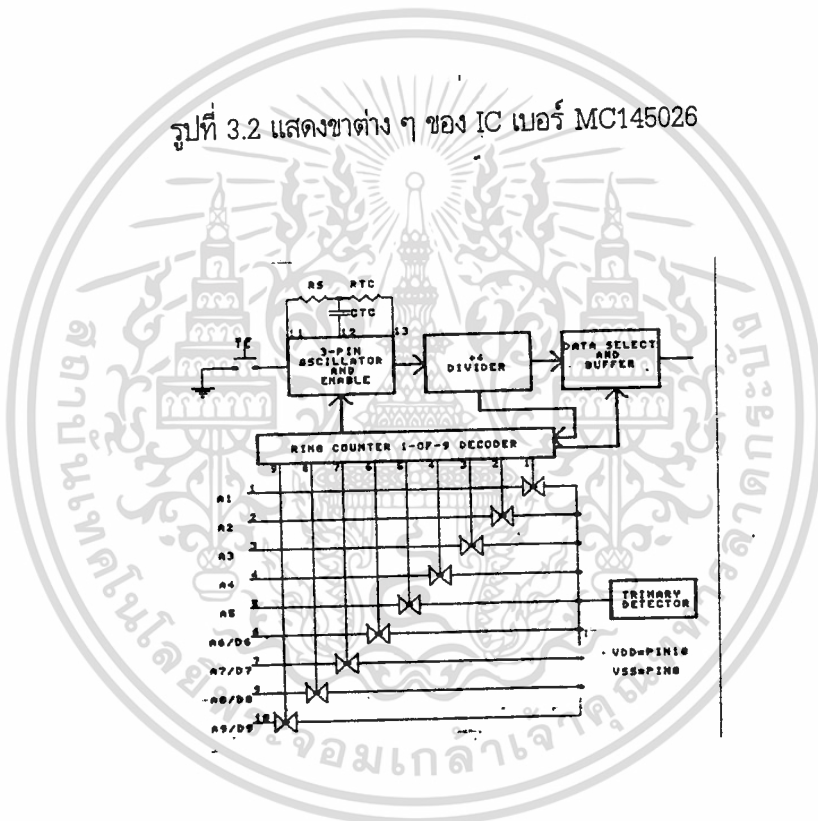
รูปที่ 3.1 วงจรภาค ENCODER

IC เบอร์ MC145026 จะเข้ารหัสแบบ 9 บิต ของข่าวสาร และจะส่งข่าวสารนี้ เป็นแบบอนุกรม (SERIAL) โดยข่าวสารจะสามารถส่งออกไปได้ทันทีที่ SWITCH TRANSMIT ENABLE (TE) ถูกกด ซึ่งมันจะทำงานที่สภาวะ "LOW" เท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 แสดงขาต่าง ๆ ของ IC เบอร์ MC145026



รูปที่ 3.3 MC145026 ENCODER BLOCK DIAGRAM

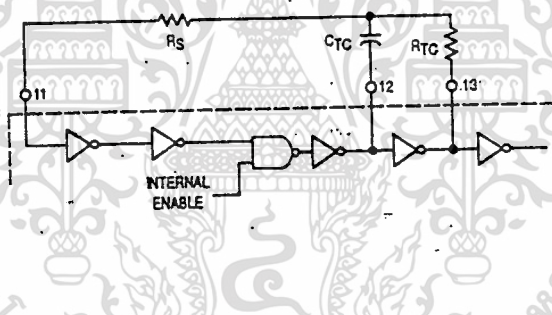
คุณสมบัติ ของ IC เบอร์ MC145026

- ADDRESS สามารถเป็นไปได้ทั้ง BINARY หรือ TRINARY
- CODE ของ ADDRESS ที่สูงที่สุด คือ TRINARY
- ใช้ในการ INTERFACE กับ RF, ULTRASONIC
- จะส่ง 2 DATA เพื่อสำหรับ ERROR CHECKING

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- จะใช้ไฟตั้งแต่+4.5 ถึง+18 VOLTS
- ใน CHIP นั้นจะมี R/C OSCILLATOR
- INPUT และ OUTPUT เป็นแบบอนุกรมมาตรฐาน

ภาค ENCODER นี้สามารถทำการเข้ารหัสได้มาก โดยขึ้นอยู่กับขา INPUT ทั้ง 9 บิต ดังนั้นเราจะกำหนดสถานะขา INPUT ของ A1/D1 - A9/D9 ขาเหล่านี้สามารถเป็นไปได้อีก 3 สถานะ คือ TRINARY จึงอาจจะเป็น (0,1,OPEN)สถานะใดสถานะหนึ่งก็ได้โดย CODES ที่สามารถทำการเข้ารหัสที่เป็นไปได้ซึ่งมีความแตกต่างกันสูงสุดถึง $3^9 = 19,683$ ซึ่งลำดับในการส่งนั้น จะเริ่มต้นที่ "LOW LEVEL" ของขา INPUT TE และ V_{DD} ส่วนมากจะใช้เป็น "POSITIVE SUPPLY" และ V_{SS} ส่วนมากจะใช้เป็น "NEGATIVE SUPPLY" (GND) แล้วภาค ENCODER นี้ยังมี R_S , R_{TC} , C_{TC} จะ"LEFT OPEN" ซึ่งจะเห็นได้ว่า OSCILLATOR นี้ทำงานที่ความถี่ที่กำหนดโดย RC NETWORK ภายนอก



รูปที่ 3.4 ENCODER OSCILLATOR INFORMATION

RC NETWORK ภายนอก โดยสามารถคำนวณได้จากสูตร

$$f = 1 / (2.3 * R_{TC} * C'_{TC}) \quad (\text{Hz})$$

$$\text{FOR } 1 \text{ KHz} \leq f \leq 400 \text{ KHz}$$

$$\text{AT } C'_{TC} = C_{TC} + C_{\text{LAYOUT}} + 12\text{PF}$$

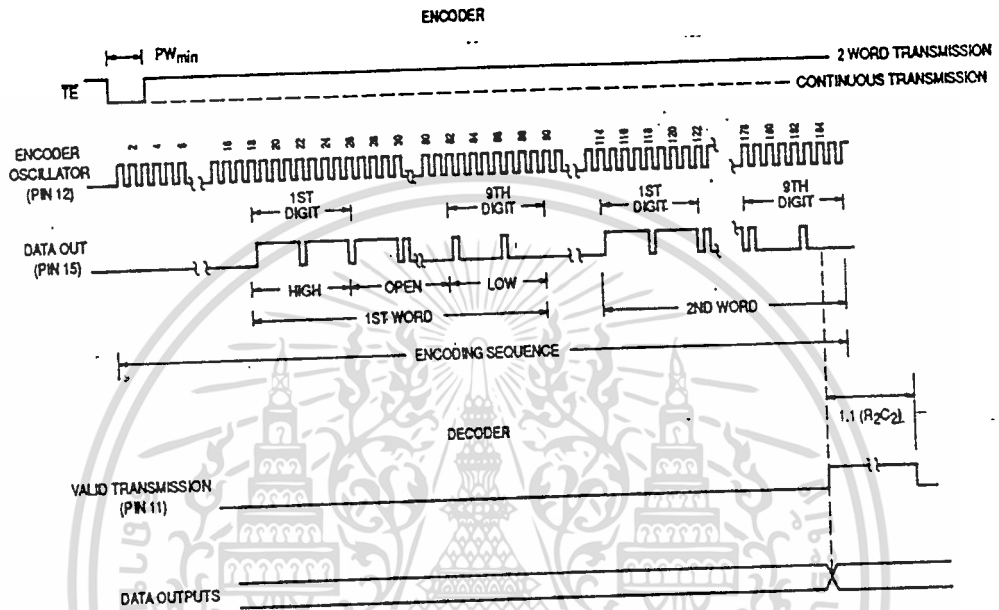
$$R_S = 2R_{TC}$$

$$R_S \geq 20 \text{ KOHMS}$$

$$R_{TC} \geq 10 \text{ KOHMS}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$400PF < C_{TC} < 15'F$$

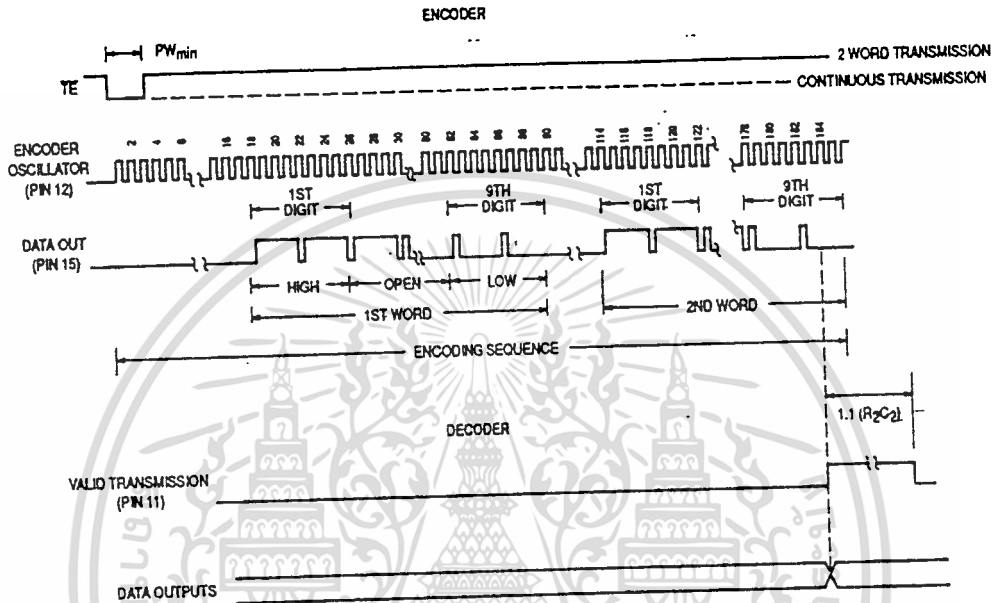


รูปที่ 3.5 TIMING DIAGRAM

ดังนั้น DATA OUT ที่ขา 15 ของ IC เบอร์ MC145026 ที่ส่งออกไปจะส่งไปในลักษณะอนุกรมต่อกันไปขนาด 9 บิต ซึ่งในแต่ละบิตของ DATA ที่ส่งออกไปจะมีสถานะเป็น 0 , 1 , OPEN สถานะใดก็ได้ ซึ่งจะมีสัญญาณเป็นลักษณะ PULSE ที่เข้ารหัสเป็นแบบอนุกรมแล้วดังรูปที่ 3.6 และส่งไปยังภาค MODULATOR โดยใช้ IC เบอร์ LM1893. ซึ่งเป็น CARRIER-CURRENT TRANCEIVER

ข้อมูลต่าง ๆ จะเริ่มมีการส่งอนุกรมต่อเนื่องกันไป ก็ต่อเมื่อทันทีที่ SWITCH TE ถูกกด (ที่ขา TE ได้ รับ ACTIVE LOW) ซึ่งข้อมูลดังกล่าวจะถูกส่งออกไปมีลักษณะเป็น WORDS โดยจะถูกส่งออกไปเป็นจำนวน 2 DATA WORDS ด้วยกัน ซึ่งหากทางรับๆ DATA WORDS ทั้งสองนี้ได้เหมือนกันแสดงว่าการส่งและการรับ ข้อมูลเป็นไปอย่างถูกต้องสมบูรณ์ที่สุด จะทำให้ทางภาครับทำการ ผลิตสัญญาณ VT(VALID TRANSMISSION) ออกมา

$$400PF < C_{TC} < 15'F$$

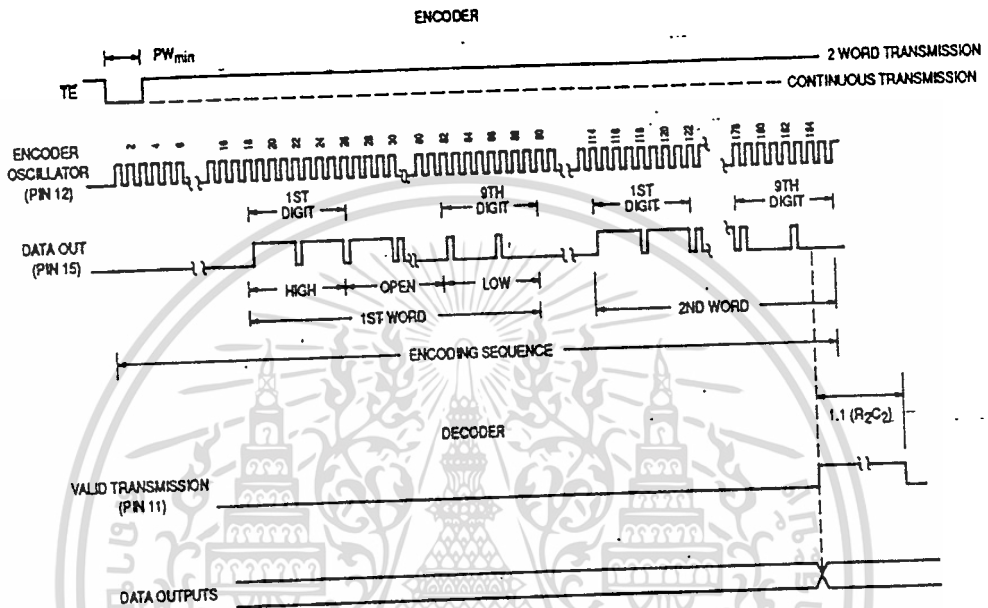


รูปที่ 3.5 TIMING DIAGRAM

ดังนั้น DATA OUT ที่ขา 15 ของ IC เบอร์ MC145026 ที่ส่งออกไปจะส่งไปในลักษณะอนุกรมต่อกันไปขนาด 9 บิต ซึ่งในแต่ละบิตของ DATA ที่ส่งออกไปจะมีสถานะเป็น 0 , 1 , OPEN สถานะใดก็ได้ ซึ่งจะมีสัญญาณเป็นลักษณะ PULSE ที่เข้ารหัสเป็นแบบอนุกรมแล้วดังรูปที่ 3.6 และส่งไปยังภาค MODULATOR โดยใช้ IC เบอร์ LM1893. ซึ่งเป็น CARRIER-CURRENT TRANCEIVER

ข้อมูลต่าง ๆ จะเริ่มมีการส่งอนุกรมต่อเนื่องกันไป ก็ต่อเมื่อทันทีที่ SWITCH TE ถูกกด (ที่ขา TE ได้รับ ACTIVE LOW) ซึ่งข้อมูลดังกล่าวจะถูกส่งออกไปมีลักษณะเป็น WORDS โดยจะถูกส่งออกไปเป็นจำนวน 2 DATA WORDS ด้วยกัน ซึ่งหากทางรับๆ DATA WORDS ทั้งสองนี้ได้เหมือนกันแสดงว่าการส่งและการรับ ข้อมูลเป็นไปอย่างถูกต้องสมบูรณ์ที่สุด จะทำให้ทางภาครับทำการ ผลิตสัญญาณ VT(VALID TRANSMISSION) ออกมา

$$400PF < C_{TC} < 15^*F$$

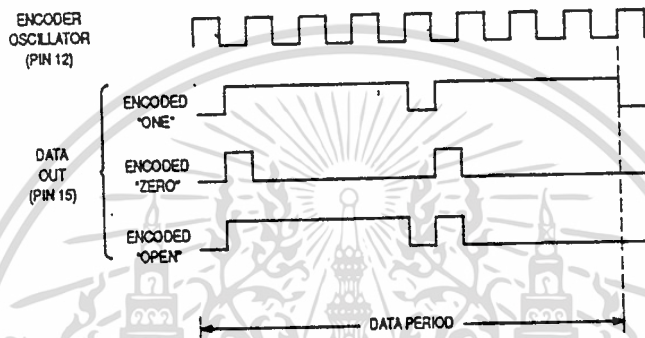


รูปที่ 3.5 TIMING DIAGRAM

ดังนั้น DATA OUT ที่ขา 15 ของ IC เบอร์ MC145026 ที่ส่งออกไปจะส่งไปในลักษณะอนุกรมต่อกันไปขนาด 9 บิต ซึ่งในแต่ละบิตของ DATA ที่ส่งออกไปจะมีสถานะเป็น 0 , 1 , OPEN สถานะใดก็ได้ ซึ่งจะมีสัญญาณเป็นลักษณะ PULSE ที่เข้ารหัสเป็นแบบอนุกรมแล้วดังรูปที่ 3.6 และส่งไปยังภาค MODULATOR โดยใช้ IC เบอร์ LM1893. ซึ่งเป็น CARRIER-CURRENT TRANCEIVER

ข้อมูลต่าง ๆ จะเริ่มมีการส่งอนุกรมต่อเนื่องกันไป ก็ต่อเมื่อทันทีที่ SWITCH TE ถูกกด (ที่ขา TE ได้รับ ACTIVE LOW) ซึ่งข้อมูลดังกล่าวจะถูกส่งออกไปมีลักษณะเป็น WORDS โดยจะถูกส่งออกไปเป็นจำนวน 2 DATA WORDS ด้วยกัน ซึ่งหากทางรับๆ DATA WORDS ทั้งสองนี้ได้เหมือนกันแสดงว่าการส่งและการรับ ข้อมูลเป็นไปอย่างถูกต้องสมบูรณ์ที่สุด จะทำให้ทางภาครับทำการ ผลิตสัญญาณ VT(VALID TRANSMISSION) ออกมา

ในการส่งแต่ละครั้ง DATA BIT จะถูกเข้ารหัสแบบ 3 DATA PULSE โดยที่ลอจิก "0" จะมีลักษณะเป็น PULSE สั้นๆ 2 PULSE ต่อเนื่องกันไป และลอจิก "1" จะมีลักษณะเป็น PULSE ยาวๆ 2 PULSE ต่อเนื่องกัน ส่วนสำหรับสภาวะ "OPEN" จะมีลักษณะการเข้ารหัส เป็นแบบ PULSE ยาว 1 ครั้งแล้วตามด้วย PULSE สั้น ๆ อีก 1 PULSE ดังแสดงการเข้ารหัสของสภาวะต่าง ๆ ดังกล่าว (0 , 1 , OPEN) ดังรูปที่ 3.5

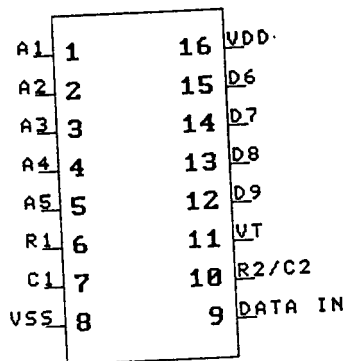


รูปที่ 3.6 แสดงลักษณะการเข้ารหัสของ DATA BIT

ดังนั้น DATA OUT ที่ขา 15 ของ MC145026 ขนาด 9 บิต ซึ่งในแต่ละบิตของ DATA ที่ส่งออกไป จะมีสภาวะเป็น 0 , 1 , OPEN สภาวะใดก็ได้ซึ่งจะมีสัญญาณเป็นลักษณะ PULSE ที่ส่งไปยังภาค MODULATOR โดยใช้ IC เมอร์ LM 1893 ซึ่งเป็น IC CARRIER-CURRENT TRANSCEIVER

3.2 การทำงานของดีโคเดอร์ (Decoder)

ภาค DECODER นี้จะทำหน้าที่รับสัญญาณที่ส่งเข้ามาแล้ว ทำการถอดรหัสดูว่าตรงกลับค่า ADDRESS ที่ตั้งไว้หรือเปล่า ถ้าตรงก็จะให้ OutPut ออกมาเพื่อนำไป Control load อีกที ในภาคนี้มี IC MC145027 เป็นหัวใจสำคัญในการ decode ซึ่งในรูปที่ 3.7 แสดงสัญลักษณ์ขาของ IC MC145027



MC145027
SC41343
DECODERS

รูปที่ 3.7 แสดงขาของ IC MC145027

-ขา A1-A5

ขาเหล่านี้เป็น Address input ที่เรา Set ไว้ให้ตรงกับค่า Address ของตัวส่งเพื่อที่จะได้ OutPut ออกมา

-ขา D6-D9

ขาเหล่านี้เป็น Data ที่เราส่งไปควบคุมอุปกรณ์ ซึ่งจะได้สัญญาณ output ออกมาก็ต่อเมื่อมี Address ของทาง เครื่องรับและเครื่องส่งตรงกัน และทางด้านเครื่องส่งได้ทำการ ส่ง Data (ON-OFF) พร้อมกัน

-ขา R1,C1

ขาทั้งสองนี้ต่อกับค่าความต้านทาน และค่าความเหนี่ยวนำ เพื่อที่ใช้เป็นตัวกำหนดความแคบหรือความกว้างของ Pulse ที่เป็นรหัส ค่า Time constant $R1 \cdot C1$ จะถูกตั้งไว้ 1.72 ของ Transmit clock periode ดังนั้น $R1 \cdot C1 = 3.95 R_{TC} \cdot C_{TC}$

-ขา R2/C2

ขาเหล่านี้จะมี ค่าความต้านทาน และค่าความเหนี่ยวนำ ต่อขนานกันอยู่ และต่อเข้ากับ V_{SS} เพื่อเป็นการแยกการส่งครั้งสุดท้ายกับครั้งใหม่ ซึ่งค่า Time constant จะเท่ากับ $R2 \cdot C2$ จะเป็น 33.5 เท่าของคาบเวลาการส่ง (4 data bit periods) โดย $R2 \cdot C2 = 77 \cdot R_{TC} \cdot C_{TC}$

-ขา Valid Transmission (VT)

เป็นขา OutPut จะเป็นระดับสูง(High) เมื่อ

1. การส่ง Address ตรงกับ Address ของตัวรับ
2. การส่ง DATA WORD แรกและสอง ต้องตรงกัน

ขา VT จะเป็น "high" จนกระทั่งการรับไม่ตรงตามเงื่อนไข หรือไม่มีสัญญาณเข้ามา เป็นเวลา 4

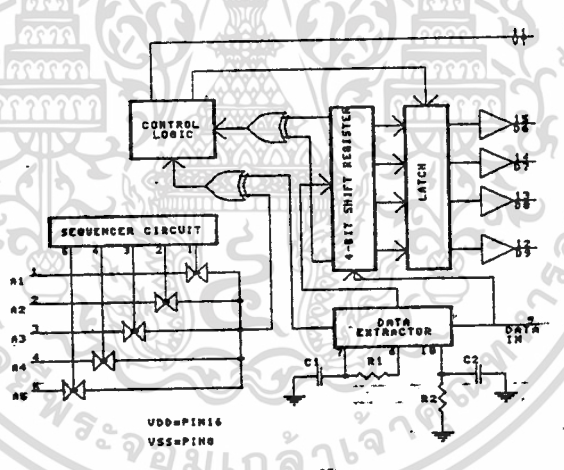
Data bit

-ขา V_{DD}

เป็นขาแหล่งจ่ายไฟบวก

-ขา V_{SS}

เป็นขาแหล่งจ่ายไฟลบ (ส่วนใหญ่ใช้เป็น กราวด์)

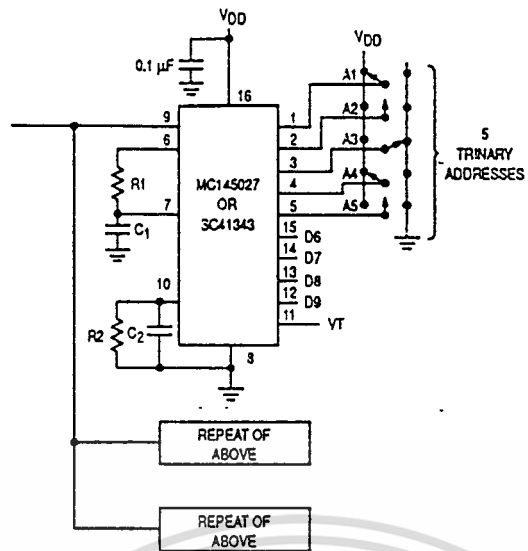


รูปที่ 3.8 DECODER BLOCK DIAGRAM MC145027

การออกแบบวงจร DECODER

เราสามารถออกแบบวงจร DECODER ได้ดังแสดงในรูปที่ 3.9 โดยคำนวณหาค่า R_{11}, C_2, R_{12}, C_9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 วงจร DECODER

$$\text{จากสูตร } f_{osc} = 1/(2.3 * R_{tc} * C_{tc})$$

$$R_{11} * C_8 = 3.95 * R_{tc} * C_{tc}$$

$$R_{12} * C_9 = 77 * R_{tc} * C_{tc}$$

ซึ่งค่า $R_{tc} \geq 10K$

$$100pF \leq C_{tc} \leq 15uF$$

$$R_{11} \geq 10 K$$

$$C_8 \geq 400 pF$$

$$R_{12} \geq 100 K$$

$$C_9 \geq 700 pF$$

เราใช้ความถี่ $f_{osc} = 616 \text{ Hz}$ และใช้ $C_{tc} = 0.047 \mu F$

$$\text{ดังนั้น } R_{tc} = 1/(616 * 2.3 * 0.047 * 10^{-6})$$

$$= 15 K$$

จาก $R_{11}C_8 = 3.95 R_{tc}C_{tc}$ ให้ $C_8 = 0.12 \mu F$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} \text{ดังนั้น } R_{11} &= (3.59 \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot 0.047 \cdot 10^{-6}) / (0.12 \cdot 10^{-6}) \\ &= 23.2 \text{ K ใช้ } 24 \text{ K} \end{aligned}$$

$$\text{จาก } R_{12}C_9 = 77 \cdot R_{TC} \cdot C_{TC} \quad \text{ให้ } C_9 = 0.12 \text{ uF}$$

$$\begin{aligned} \text{ดังนั้น } R_{12} &= (77 \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot 0.047 \cdot 10^{-6}) / (0.12 \cdot 10^{-6}) \\ &= 452.4 \text{ K ใช้ } 470 \text{ K} \end{aligned}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

CARRIER-CURRENT TRANSCEIVERS

CARRIER-CURRENT SYSTEM เป็นระบบที่ใช้สายไฟฟ้าจ่ายกำลังเป็นสายนำกำลังในการส่งผ่านข้อมูลระหว่างจุดที่อยู่ห่างกัน ชิปไอซีไบโพลาร์ที่นำมาใช้คือเบอร์ LM 1893 ทำหน้าที่เป็นตัวอินเทอร์เฟสกับสายไฟฟ้าจ่ายกำลังสำหรับการรับส่งข้อมูลแบบฮาร์ฟดูเพล็กซ์(สองทิศทาง) ข้อมูลที่ส่งมีลักษณะเป็นขบวนบิตอนุกรมในรูปแบบใด ๆ ก็ได้

ในการส่งจะมอดกับคลื่นพาห้ที่เป็นรูปซายน์โดยมอดแบบ FSK และส่งไปบนสายไฟฟ้าจ่ายกำลังผ่านไดร์ฟเวอร์ที่มีอยู่แล้วบนชิป

ในการรับ จะทำการดีมอดโดยใช้ PLL รวมทั้งมีฟิลเตอร์กำจัดสัญญาณรบกวนอิมพัลส์เพื่อให้ได้เร้นจ์สูงสุด ระบบที่สมบูรณ์นั้นจะประกอบด้วย LM 1893 คอนโทรลเลอร์ และอุปกรณ์ประกอบอีกบ้างเล็กน้อย

ลักษณะโดยทั่วไป

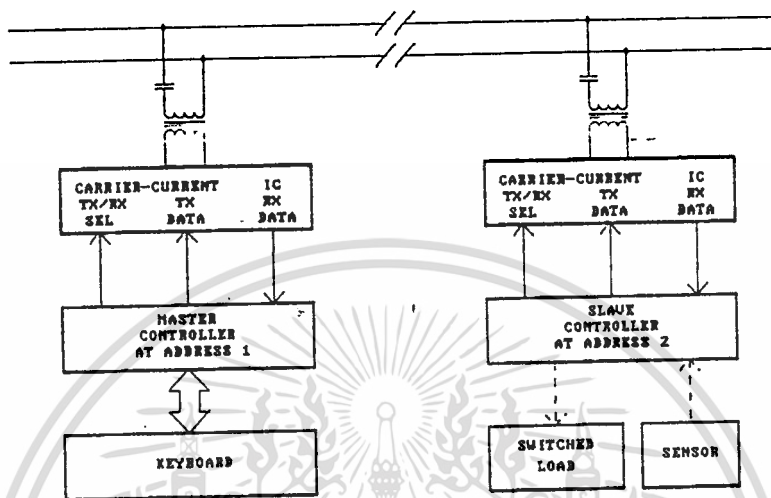
- ต่อต้านสัญญาณรบกวนด้วยการใช้การมอดดูเลตแบบ FSK
- การกรองสัญญาณรบกวนอิมพัลส์สามารถเลือกได้โดยผู้ใช้งาน
- อัตราการส่งข้อมูลสูงสุดถึง 4.8 kBaud
- ข้อมูลเป็นสตริงของ 0 กับ 1
- มีไลน์ไดร์ฟสัญญาณรูปซายน์สำหรับ RFI ที่ต่ำ
- สามารถเพิ่มกำลังเอาท์พุทได้ง่ายโดยการเพิ่มส่วนนุสต์
- ความถี่คลื่นพาห้เลือกได้ตั้งแต่ 50 ถึง 300 kHz
- ระดับแรงดันเหมาะสมกับ TTL และ CMOS
- มีแรงดันเรกกูเลตสำหรับจ่ายเป็นลอจิกได้
- สามารถขับสายไฟฟ้าจ่ายกำลังใด ๆ ก็ได้

การประยุกต์ใช้งาน

- ระบบจ่ายกำลังงาน
- การควบคุมความเสถียรในบ้าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- การติดต่อสื่อสารภายในสำนักงาน
- การควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า
- ระบบเตือนไฟไหม้
- ระบบรักษาความปลอดภัย
- การเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์



รูปที่ 4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของ Carrier-Current System ที่ใช้ชิป LM 1893 เป็นตัวอินเทอร์เฟซกับดิจิทัลคอนโทรลเลอร์ผ่านทางสายไฟฟ้ากำลัง

4.1 การทำงานของภาค MODULATOR

ภาค MODULATOR นั้นจะมีไอซีเบอร์ LM1893; เป็นหัวใจหลักซึ่งจะมีการทำงานดังนี้
LM1893 ทำหน้าที่เป็นตัวอินเทอร์เฟซกับสายไฟฟ้ากำลัง (POWER LINE INTERFACE) โดยสามารถทำหน้าที่เป็นได้ทั้งตัวรับและตัวส่ง โดยใช้กระแสในการส่งข้อมูล

การส่งข้อมูลของ LM1893.

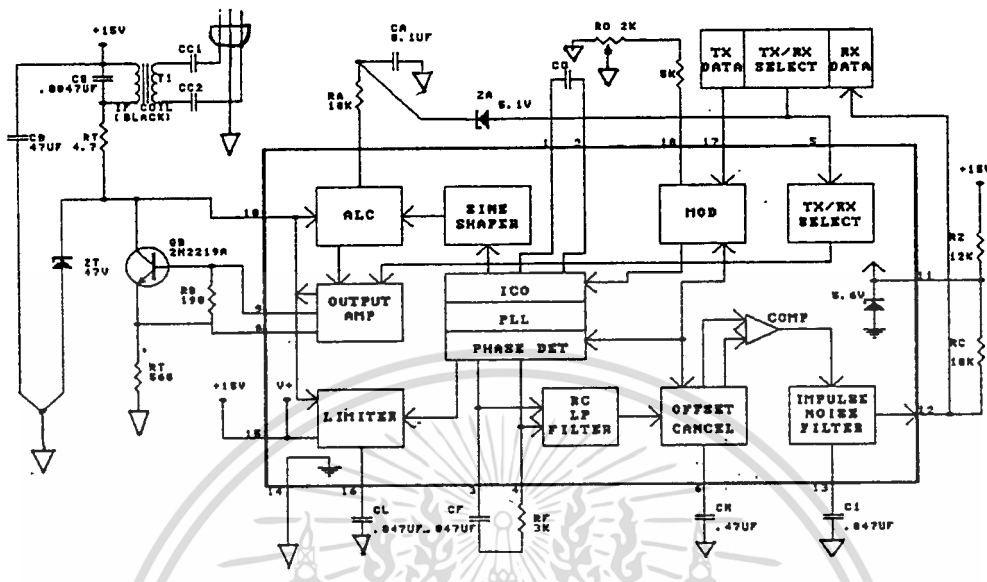
การทำงานในโหมด TX ทำหน้าที่ 2 อย่างคือ

1. เปลี่ยนสัญญาณอินพุตที่เป็นสัญญาณแบบดิจิทัลให้เป็น FSK
2. ทำหน้าที่ขับสัญญาณ FSK ให้เข้าไปในสายไฟฟ้ากำลัง

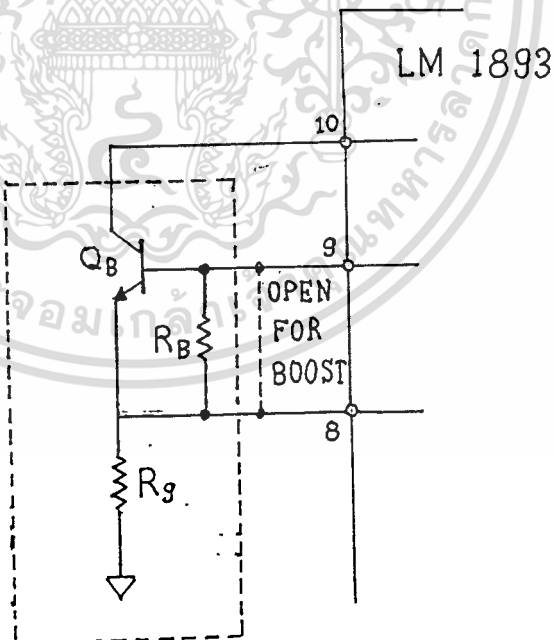
จากรูป 3.6 การเลือกโหมดการทำงานในโหมดส่ง สามารถทำได้โดยขา(TX/RX (PIN5)) ให้อยู่ในสภาวะลอจิก "สูง" เมื่อสัญญาณอินพุตที่เป็นดิจิตอลซึ่งมีระดับเทรชโฮลด์(THERSHOLD) ประมาณ 2 โวลต์ เข้ามาที่ PIN 17 สัญญาณอินพุตนี้จะไปกระตุ้นมอดูเลเตอร์ ซึ่งเป็นการมอดูเลเตอร์แบบ μ FSK มอดูเลเตอร์จะไปทำให้ความถี่ของ CURRENT-CONTROL OSCILLATOR (CCO) เบี่ยงเบนไป 2.5% ของความถี่ f_0 (CENTER FREQUENCY) โดยความถี่ของ CCO จะถูกตั้งให้อยู่ในช่วง 50-300 KHz. ซึ่งสามารถกำหนดค่าโดย R_o, C_o (ใช้ปรับค่า R_o) หลังจากนั้นเอาท์พุทจาก CCO ซึ่งเป็นรูปสามเหลี่ยมจะถูกเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณซายน์ที่มีความเพี้ยนรบกวนน้อยกว่า 2 เปอร์เซ็นต์ โดยวงจรบดแต่งรูปซายน์ (SINE SHAPPER) ซึ่งสัญญาณที่ได้จะผ่านเข้าวงจรควบคุมแรงดันอัตโนมัติ (AUTOMATIC LEVEL CONTROL (ALC)) ก่อนที่จะเข้าสู่วงจรรขยายกำลัง (POWER AMPLIFIER) เพื่อขับกระแส ค่าโวลต์เตจเอาท์พุทสวิง จะถูกกำหนดโดยกระแสที่ 60 มิลลิแอมป์ จากเอาท์พุทและค่าอิมพีแดนซ์ของโหลด ดังนั้นถ้าอิมพีแดนซ์ของโหลดมีค่าสูงจะทำให้เอาท์พุทสวิงขึ้นไป สูงกว่าค่าที่วงจรรขยายกำลังสามารถทำงานได้ ซึ่งวงจรรควบคุมแรงดันอัตโนมัติจะช่วยลดเอาท์พุทลงมา แต่ถ้าโหลดอิมพีแดนซ์มีค่าต่ำก็จะทำให้เอาท์พุทโวลต์เตจ มีค่าต่ำมากเกินไป วงจรรควบคุมระดับแรงดันอัตโนมัติก็จะทำงานอย่างเต็มที่ (FULL DRIVER)

และเพื่อป้องกันการรบกวนของคลื่น ผ่านความถี่วิทยุในย่าน เอ.เอ็ม(AM) ซึ่งเกิดจากฮาร์โมนิค ค่าต่างๆ ที่เป็นสาเหตุทำให้เอาท์พุทของสัญญาณที่ได้ไม่เป็นรูปซายน์คัปปลิงคอยล์ที่เอาท์พุท (OUTPUT COUPLING COIL) ซึ่งมีหน้าที่คัปปลิงสัญญาณเข้าสู่สายส่งไฟฟ้ากำลังต้องมีค่า Q ต่ำๆ และต้องออกไม่ให้เกิดฮาร์โมนิคส์ขยายวงจรรขับ คลาสบี หรือคลาสซีผ่านเข้ามาได้ ดังนั้นวงจรที่ใช้จะต้องเป็นวงจรรขับคลาสเอ

ในกรณีนี้สายส่งไฟฟ้ากำลังมีอิมพีแดนซ์ต่ำ จึงจำเป็นต้องเพิ่มกระแสที่เอาท์พุทเพื่อให้ได้ขนาดของแอมป์ลิจูดของสัญญาณตามต้องการ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องต่อทรานซิสเตอร์ 1 ตัวและตัวต้านทาน 2 ตัว ดังรูปที่ 3.9 ซึ่งจะทำให้กระแสเอาท์พุทถึง 600 mA_{p-p} (ใช้ค่าตัวต้านทานค่าเท่ากับ 1.1 โอห์ม) โดยกระแสเอาท์พุทจะเป็นส่วนกลับกับค่าความต้านทานนี้



รูปที่ 4.2 แสดงวงจรภายในของ CARRIER-CURRENT TRANSCEIVER



รูปที่ 4.3 แสดงวงจร BOOST ของ POWER AMP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในโมดส่ง LM1893 จะรับข้อมูลจาก MC145026 (ซึ่งเป็นตัว ENCODER) เพื่อกำหนดรหัสของเครื่องที่ต้องการติดต่อด้วย และจะรับข้อมูลจาก IBM COMPUTER PC แปลงเป็นสัญญาณ FSK ส่งผ่านคัปปลิ่งคอยล์ซึ่งทำหน้าที่เป็น แบนด์พาสฟิลเตอร์ (BAND-PASS FILTER) ที่ความถี่ f_0 เพื่อส่งเข้าสายไฟฟ้ากำลัง

ในโหมดรับ สัญญาณที่มาจากสายไฟฟ้ากำลังซึ่งอยู่ในรูปของสัญญาณ FSK ผ่านคัปปลิ่งคอยล์เข้าสู่ LM1893 : ซึ่ง LM1893 : จะทำการตีמודูเลตสัญญาณ FSK ให้กลับคืนเป็นสัญญาณดิจิทัล แล้วส่งให้ MC145027 (ตัว DECODER) เพื่อเช็ครหัสว่าตรงกับเครื่องหรือไม่ ถ้าตรงก็จะปล่อยสัญญาณควบคุมออกไป

ในการออกแบบ ผู้ออกแบบต้องคำนวณค่าสำหรับ CENTER FREQUENCY (f_0), DATA RATE (FDATA), SUPPLY VOLTAGE (V+), POWER LINE VOLTAGE (VI) และ FREQUENCY (FI) ถ้าหากมีพารามิเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งหรือมากกว่าหาไม่ได้ในการออกแบบก็ต้องเอาข้อมูลจาก DATA SHEET แล้วทำการทดลองใช้ค่าอุปกรณ์ต่างๆ เพื่อให้ได้วงจรที่ดีที่สุด

อย่างไรก็ตาม ในการพิจารณาค่าอุปกรณ์ต่างๆ ต้องอยู่บนพื้นฐานดังนี้คือ

1. CENTER FREQUENCY (F_0) ยิ่งมีค่าสูงยิ่งดี
2. ค่าที่มากที่สุดของ DATA RATE (MAXIMUM DATA RATE) ยิ่งมีค่าน้อยยิ่งดี
3. เวลาและความถี่ที่ใช้ในฟิลเตอร์ (TIME AND FREQUENCY FILTER) ยิ่งมีค่ามากยิ่งดี

สำหรับในปริภูมิงานนี้ เลือกใช้ความถี่กลางของคลื่นพาห์เท่ากับ 125 KHz อัตราการส่งข้อมูลเท่ากับ 300 บอด และใช้ระบบสายไฟฟ้ากำลัง 220 โวลต์ 50 Hz

ค่า F_0 , ค่าความเร็วของอัตราการส่งข้อมูล และค่าความถี่ 50 Hz จะนำไปใช้ในการคำนวณค่า อินดักแตนซ์ ที่ใช้กับ LM1893 โดยใช้ร่วมกับการอ่านค่าจากกราฟแสดงความสัมพันธ์ในดาต้าชีท (DATA SHEET) ซึ่งสามารถกำหนดค่าอุปกรณ์ต่างๆ ได้ดังนี้

1. C_0 และ R_0 เป็นตัวกำหนดค่า CENTER FREQUENCY (F_0) ในการเลือก C_0 ควรเลือกให้มีค่ามากกว่า 10 PF ในที่นี้จะเลือกค่า C_0 ค่า 560 PF สำหรับการเลือกค่า R_0 ไม่ควรเลือกให้ R_0 ต่ำกว่า 5.6 กิโลโอห์มหรือสูงกว่า 7.6 กิโลโอห์ม เพราะฉะนั้นในที่นี้จะใช้ความต้านทาน 5.6 กิโลโอห์มต่ออนุกรมกับตัวต้านทานที่ปรับค่าได้ 2 กิโลโอห์ม

2. C_a และ R_a เป็นตัวกำหนดปรับค่าโพล (POLE) และ ซีโร่ (ZERO) ของวงจรควบคุมระดับ (ALC) โดยใช้ค่า 0.1 F และ 10 กิโลโอห์มตามลำดับ

3. C_f และ R_f ใช้ในการปรับค่า POLE และ ZERO ของวงจรส่วนเฟสล็อกคูล (PHASE LOCK LOOP) ของ LM1893 การออกแบบไม่ควรให้มีค่า C_f มากและค่า R_f น้อยเกินไป ในที่นี้ใช้ค่า C_f และ R_f เท่ากับ $0.047\ \mu\text{F}$ และ $3.3\ \text{k}\Omega$ ตามลำดับ

4. C_L ใช้ปรับค่าโพลค่าต่ำ (LOWER POLE) ของวงจรแบนด์พาสลิมิตเตอร์เพื่อที่จะขจัดความถี่ของไฟฟ้ากำลัง (50 Hz) โดยเลือกค่า $0.047\ \mu\text{F}$

5. C_m มีผลต่อเวลาที่ LM1893, ใช้เปลี่ยนจาก TX เป็น RX การเลือกค่าทำจากการทดลอง ในที่นี้เลือกค่า $20\ \text{nF}$

6. C_i เพื่อกำจัด IMPULSE NOISE เลือกค่า $2\ \text{nF}$

7. R_c เป็นความต้านทาน (PULL UP) ใช้ค่า $10\ \text{k}\Omega$

8. R_z ใช้ไบอัสไดโอดในตัว LM1893, ใช้ค่า $12\ \text{k}\Omega$

9. C_b ใช้ลดสัญญาณรบกวนในส่วนจ่ายไฟเลี้ยง (SUPPLY BYPASS) ใช้ค่า $100\ \text{pF}$

10. Z_t เป็นทรานเซียนต์แคลมป์ (TRANSIENT CLAMP) ใช้ค่าเบรคดาวน์โวลต์เตจมากกว่า 44 โวลต์ และหนไฟดเบคโวลเตจน้อยกว่า 66 โวลต์

11. R_t ใช้กำจัดทรานเซียนต์ ใช้ค่า $4.7\ \Omega$

การออกแบบวงจรในส่วนคัปปลิงกับสายไฟฟ้ากำลัง

1. C_q และ T_1 ต่อกันเป็นลักษณะของวงจรแท็งก์ (TANK CIRCUIT) ต้องมีความถี่เรโซแนนท์ (f_q) ตรงกับความถี่ของคลื่นพาร์ (Fo) นั่นคือ $f_q = F_o$ ทำหน้าที่เป็นแบนด์พาสฟิลเตอร์ที่ความถี่ F_o

2. C_c ทำหน้าที่กันโวลต์เตจจากสายส่งไฟฟ้ากำลัง และ C_c และ T_1 ด้านที่ต่อกับสายไฟฟ้ากำลังต้องเป็นวงจรกรองความถี่สูง (LC HIGH-PASS FILTER) และที่ความถี่ F_o ค่าอิมพีแดนซ์ของ C_c ต้องน้อยกว่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งไฟฟ้ากำลัง เพื่อให้ T_1 สามารถขับพลังงานให้เต็มที่ แต่ต้องระวังไม่ให้ C_c, T_1 และค่าอิมพีแดนซ์สะท้อนของวงจรจากแท็งก์กลายเป็นวงจรอนุกรมรีโซแนนท์เพราะจะไหลดสายส่งไฟฟ้ากำลัง

ขั้นตอนการออกแบบ

1. กำหนดอิมพีแดนซ์ของสายส่งไฟฟ้ากำลังให้เป็นค่าต่ำสุดเท่ากับ Z_{in} จากค่า Z_{in} สามารถประมาณค่า TURN RATIO ของ T_1 ได้โดยอ่านจากกราฟความสัมพันธ์ในดาต้าชีท

2. หาค่า L_1 จากสูตร

$$L_1 = (R_q // Z_{in}) / 2 \cdot f_o \cdot Q_L$$

$$\text{และ } R_q // Z_{in} = (V_{CC} - V_{ALC}) / 2 \cdot I_o$$

เมื่อ Zin คือ อิมพีแดนซ์สะท้อนของสายส่งไฟฟ้ากำลัง (Reflected Zin)

Q_1 คือ ค่า Q ของ T1 ตอนมีโหลด

R_q คือ ค่า Q ของ T1 ตอนมีโหลด

VCC คือ ไฟเลี้ยง LM1893 เท่ากับ +18 โวลต์

I_o คือ กระแสเข้าที่พู่ของ LM1893 เท่ากับ 60 mA

และ

$$Q_1 = 1/(BW(\% \text{ of } FO))$$

แทนค่าต่าง ๆ ดังนี้

$$Z_{in} = 7 \text{ โอห์ม}$$

ดังนั้นจะได้ค่า N (TURN RATIO) = 10

ให้ BW (% ของ FO) = 8.7 %

$$Q_1 = 1/(8.7 \cdot 100)$$

$$= 11.5$$

ดังนั้นแทนค่าได้ $L_1 = 49 \text{ H}$

ถ้าพัน L_1 ค่า 49 H ด้วยจำนวน 80 รอบ

ดังนั้นจะได้จำนวนรอบ $L_2 = 80 / 10$

$$= 8 \text{ รอบ}$$

พัน L_2 ด้วยขนาดเท่าเดิมแล้ววัดค่า L_2 ได้เท่ากับ 1.2 H

3. ทาค่า C_q ได้จาก

$$C_q = 1 / (2F_o)^2 \cdot L_1$$

แทนค่าได้ $C_q = 1 / (2 \cdot 125 \text{ kHz})^2 \cdot 49 \text{ H}$

4. เลือก $C_c = 0.22 \text{ F}$

ซึ่งควบคุมการรับหรือส่งข้อมูลจะใช้ระดับสัญญาณ "สูง" และ "ต่ำ" ควบคุมขา TX/RX ของ 1893:

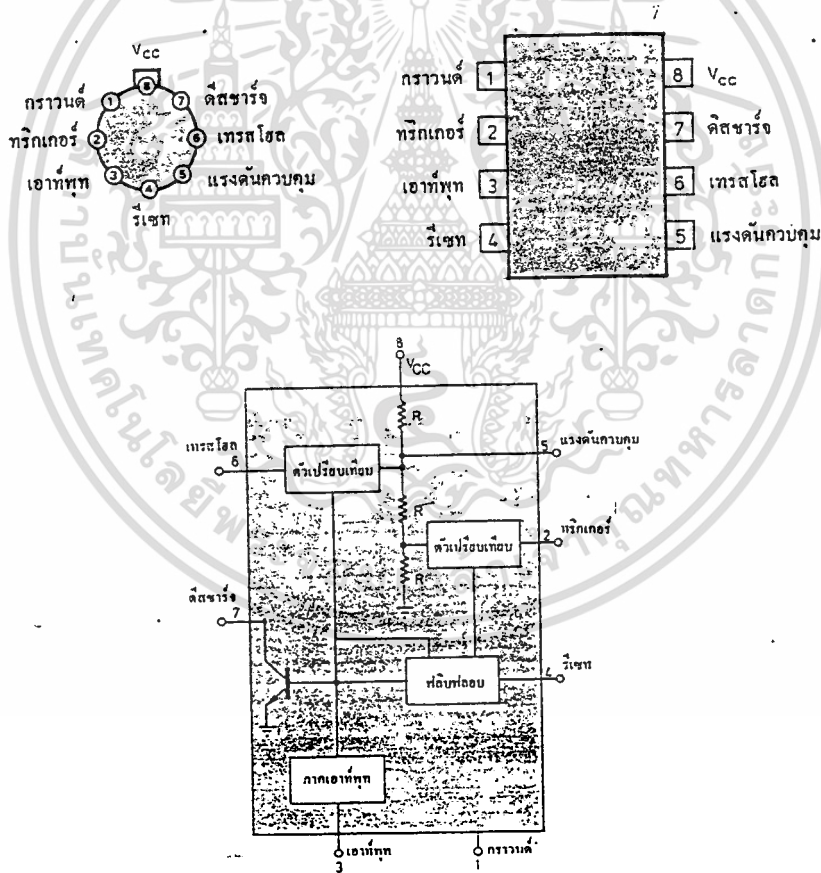
บทที่ 5

วงจรควบคุม

ในส่วนของวงจรควบคุมนั้นได้นำวงจรโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเรเตอร์มาใช้ โดยใช้ไอซีเบอร์ 555 (เป็นไอซีตั้งเวลา) ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

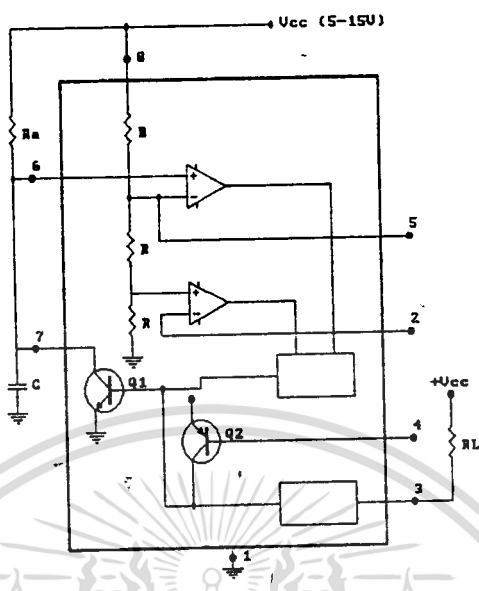
ไอซีวงจรตั้งเวลาเป็นไอซีที่แพร่หลายและมีที่ประยุกต์ใช้งานอย่างมากมาย จากลักษณะของวงจรเบื้องต้นคือเป็นวงจรที่ใช้สำหรับเป็นตัวหน่วงเวลา หรือตั้งเวลาโดยอาศัยหลักการประจุแรงดันจนถึงค่าแรงดันที่ต้องการช่วงเวลาในการประจุถึงค่าแรงดันที่ต้องการ

ถ้าเวลาที่ใช้ในการตั้งเวลาอยู่ในช่วงเวลาระหว่าง 2-4 ไมโครวินาที ถึงช่วงไม่กี่นาทีเราสามารถหาวงจรที่ใช้ในการตั้งเวลาได้ง่ายและง่ายต่อการสร้าง วงจรนี้จะมีให้ท่านเห็นแพร่หลายแล้วคล้ายกับในเรื่องของโมโนสเตเบิล



รูปที่ 5.1 แสดงการจัดขาไอซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 แสดงบล็อกภายในของไอซี 555

การทำงานของวงจรตั้งเวลา

การทำงานของไอซี 555 อธิบายได้โดยใช้วงจรในรูปที่ 5.2 สัญญาณพัลส์ลบถูกป้อนเข้าทางขา 2 เป็นสัญญาณทริกเกอร์ เพื่อทำการทริกวงจรเริ่มทำงาน แรงดันที่ขั้วบวกของอินพุทของตัวเปรียบเทียบ 2 จะมีค่าราว ๆ หนึ่งในสามของแรงดันจ่ายไฟเลี้ยง (V_{cc}) และความต้านทานสามตัวที่ต่ออนุกรมกันในรูปมีค่าเท่ากัน (R) ดังนั้นขนาดของสัญญาณพัลส์ลบจะต้องมีค่าต่ำกว่าค่าของแรงดันอินพุทของตัวเปรียบเทียบ 2 หรือมีค่าน้อยกว่าหนึ่งในสามของแรงดันจ่ายไฟเลี้ยง

เมื่อยังไม่มีสัญญาณพัลส์ลบทรานซิสเตอร์ Q_1 จะนำไฟฟ้า กระแสไฟฟ้าทั้งหมด จากแรงดันจ่ายไฟเลี้ยงจะผ่าน R_A ไปยังทรานซิสเตอร์ ดังนั้นตัวเก็บประจุ C ที่อยู่ภายนอกจะยังไม่ได้รับการประจุ แต่เมื่อป้อนสัญญาณทริกเกอร์เข้าที่ขา 2 ของไอซี ตัวเปรียบเทียบ 2 จะสวิตช์ต่อไปยังวงจรฟลิปฟลอป เมื่อฟลิปฟลอปทำงานจะยังผลให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 คัทออฟ

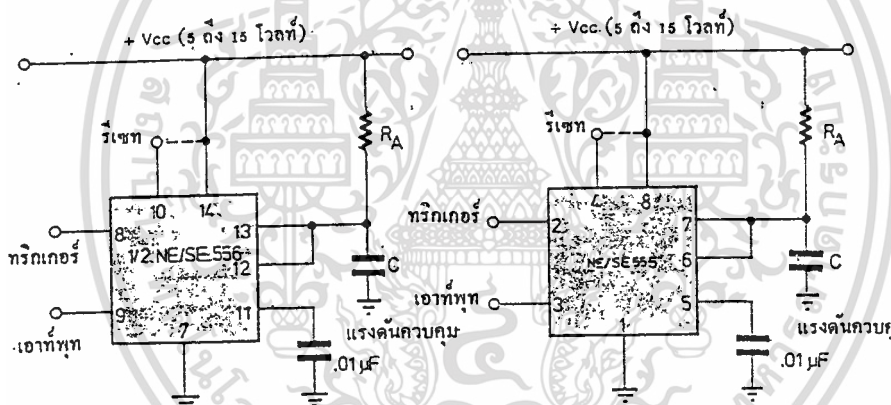
ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่าน R_A จึงไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_1 ไม่ได้ จึงจำเป็นต้องไหลต่อไปชาร์จประจุให้กับตัวเก็บประจุ C เมื่อแรงดันที่ตัวเก็บประจุ C มีค่าสูงขึ้นเรื่อย ๆ จนมีค่าถึงประมาณ $2/3$ ของแรงดันไฟเลี้ยงเมื่อไร วงจรเปรียบเทียบตัวที่ 1 ก็จะทำงานทันที ทำให้เกิดการกระตุ้นฟลิปฟลอปให้เปลี่ยนสถานะกลับมามีค่าเดิม

อีกครั้ง จะเห็นได้จากวงจรว่าแรงดันคร่อม C ที่จะเป็นตัวกระตุ้นให้ตัวเปรียบเทียบ 1 ทำงานได้นั้นขึ้นอยู่กับ การควบคุมแรงดันเข้าขั้วลบของตัวเปรียบเทียบ โดยขา 5 ของไอซี

เมื่อฟลิปฟลอปถูกสวิตช์ให้กลับมายังสภาวะเดิม ทรานซิสเตอร์ Q₁ ก็นำไฟฟ้าอีกครั้ง C จะถูกคายประจุ และเตรียมพร้อมสำหรับการทำงานรอบต่อไป จะเห็นว่าการทำงานเป็นการตั้งเวลา 1 ครั้ง จะใช้เวลาประมาณ 1.1 RC และถ้าไม่มีการควบคุมแรงดันที่ขา 5 เวลาที่ใช้ในการประจุเป็นตัวตั้งเวลาจะมีการชาร์จประจุ C ให้มีค่าถึง เพียง 2/3 ของแรงดันจ่ายไฟเลี้ยง

การใช้เป็นวงจรมอนอสเตเบิล

วงจรแบบง่ายของโมโนสเตเบิล เป็นดังรูป 5.3 ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในวงจรเครื่องจับการเต้นของ หัวใจ เครื่องหารความถี่ การมอดูเลตด้วยพัลส์ หรือในเครื่องจ่ายไฟตรงชนิดสวิทชิงเรกูเลเตอร์



รูปที่ 5.3 วงจรโมโนสเตเบิล

การทำงานของวงจรถ่ายโดยย่อได้ดังนี้ เมื่อให้วงจรถ่ายงานในหน้าที่ เป็นโมโนสเตเบิลเราจะต้อง มีตำแหน่ง หนึ่งตัวและตัวเก็บประจุเพื่อกำหนดเวลาของพัลส์เอาต์พุต

เมื่อพิจารณาจากรูป 5.3 (ก) ตัวเก็บประจุ C ที่ต่อภายนอกจะคายประจุผ่านทรานซิสเตอร์ภายใน ขณะ ที่ ทรานซิสเตอร์อยู่ในภาวะอิ่มตัว เมื่อป้อนสัญญาณทริกเกอร์เข้าที่ขาทริกเกอร์ของไอซี ๆ จะทริกฟลิปฟลอป พัลส์ ของสัญญาณทริกเกอร์จะต้องเป็นพัลส์ลบ โดยจะย้อนผ่านตัวเปรียบเทียบหลังจากทริกพัลส์ผ่านไป แล้ว ฟลิปฟลอปจะทำให้ทรานซิสเตอร์ลัดวงจรตัวเก็บประจุ C เอาต์พุตจะออกที่ขาเอาต์พุตของไอซีขณะที่ C คายประจุแรง

ตันจะลดลง เมื่อแรงดันลดลงถึงค่าหนึ่งลงต่ำกว่า $2/3$ ของ V_{cc} ก็จะไปทริกฟลิปฟลอปทำให้เอาต์พุตเปลี่ยนเป็นพัลส์ได้ ดังนั้นเอาต์พุตพัลส์จะไม่ขึ้นอยู่กับรูปร่างของอินพุต แต่จะถูกควบคุมโดยค่าคงตัวตั้งเวลา RC ซึ่งช่วงเวลาของพัลส์เอาต์พุต T จะมีความกว้างพัลส์ประมาณ

$$T = 1.1 \cdot RC$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

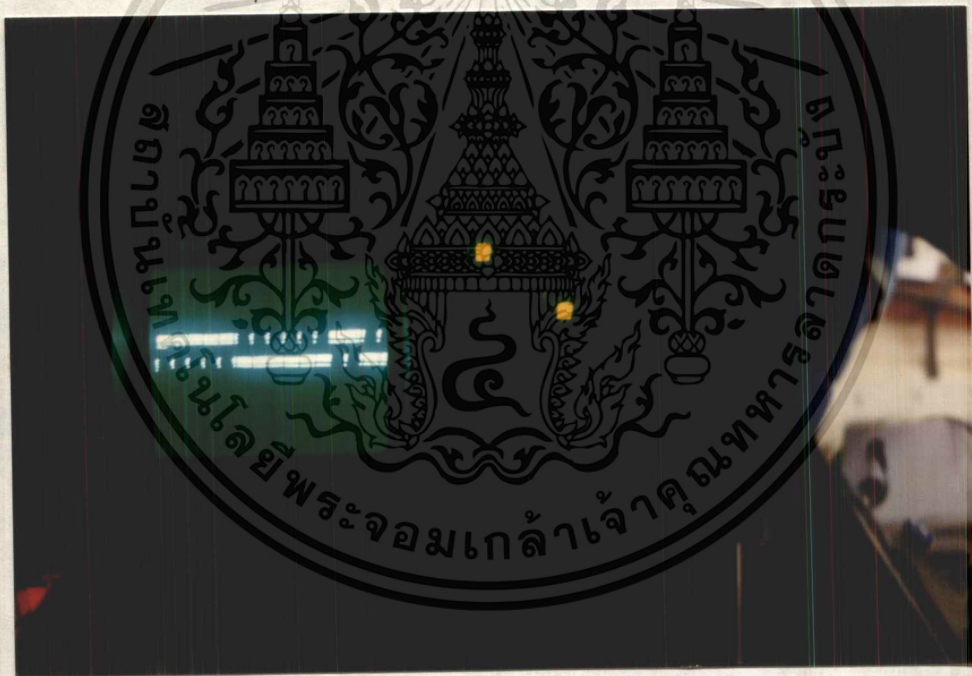
การทดลองและผลการทดลอง

6.1 ผลการทดลองทางด้านส่ง

6.1.1 การทดลองการเข้ารหัสโดยใช้ไอซี MC 145026

เมื่อได้สัญญาณที่ออกจากวงจรแปลงข้อมูลแล้ว ก็นำมาป้อนเข้าที่ชุดเข้ารหัส แต่ชุดเข้ารหัสหัวใจสำคัญ จะมีไอซีเบอร์ MC 145026 เป็นหลัก ซึ่งจะสามารถเข้ารหัสได้ 9 บิต แต่จากสัญญาณที่ได้จาก วงจรแปลงข้อมูล จะได้ข้อมูลเพียง 8 บิต ดังนั้นอีก 1 บิตที่เหลือที่จะทำการเข้ารหัสจะใช้เป็น แบบ Manual โดยใช้ Switch เป็นตัวช่วยโดยจะใช้สวิทช์เป็นตัวกำหนดรหัสบิตที่ 1 ของ MC 145026 โดยทดลองให้บิตที่ 1 ของการเข้ารหัสเป็น 0 เพราะฉะนั้นข้อมูลที่จะทำการเข้ารหัสจะได้ "00000001"

เราจะได้สัญญาณที่ออกจากไอซีเบอร์ MC 145026 ดังรูปที่ 6.1

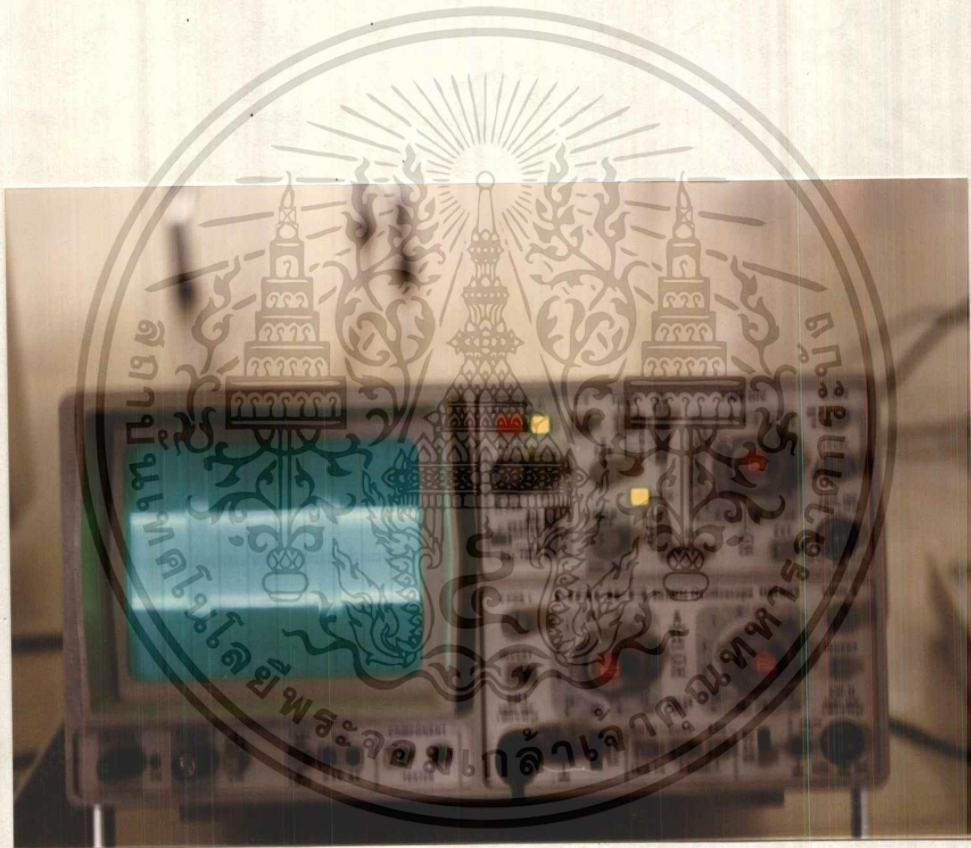


รูปที่ 6.1 สัญญาณเอาท์พุทจากขา 15 ของ IC เบอร์ MC 145026

จากรูปข้างบนเป็นสัญญาณเอาต์พุตจากวงจร ENCODER โดย IC เบอร์ MC 145026 จะเห็นได้ถึง ความแตกต่างของสัญญาณระหว่าง สถานะ "0" (บิตที่ 1 ถึง บิตที่ 8 จะได้สัญญาณออกเป็นพัลส์ ที่มีช่วงแคบติดกัน 2 ลูก) และสถานะ "1" (บิตที่ 9 จะได้สัญญาณออกเป็นพัลส์ ที่มีช่วงกว้างติดกัน 2 ลูก)

6.1.2 การทดลองชุด Modulator และ Tuner

เมื่อเราเอาสัญญาณจาก MC 145026 ไปเข้าวงจร Modulation ซึ่งประกอบไปด้วย IC เบอร์ LM 1893 และวงจรจูนเนอร์ เพื่อผสมสัญญาณพาห์ สำหรับส่งออกไปตามสาย ไฟฟ้ากระแสลับ ผลการทดลองได้สัญญาณดังรูปที่ 6.2



รูปที่ 6.2 สัญญาณเอาต์พุตจากเครื่องที่พร้อมจะส่งออกผ่านสายไฟฟ้ากระแสลับ

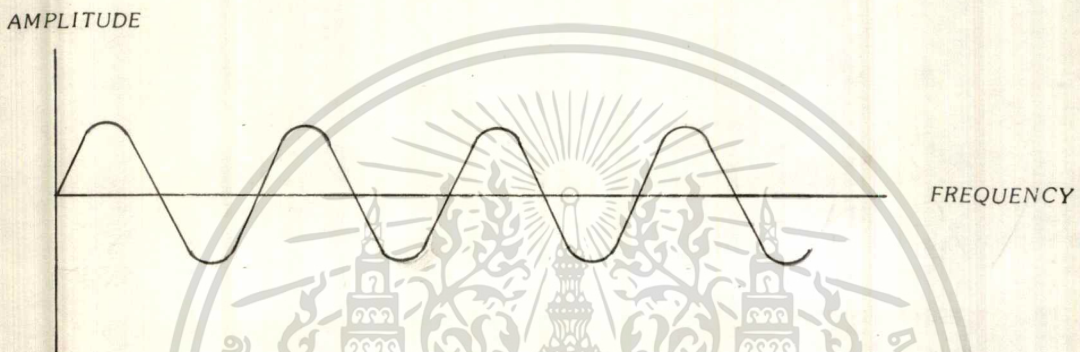
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2 ผลการทดลองทางด้านรับ

6.2.1 การทดลองวงจรถนเนอร์ (TUNER)

ทางด้านรับก็จะมีวงจร Tune ซึ่งด้านหนึ่งต่ออยู่กับสายไฟฟ้ากระแสสลับ และจะทำหน้าที่จูนเอาเฉพาะสัญญาณที่เราต้องการเท่านั้น

ผลการทดลองจะได้สัญญาณที่ผ่านจากวงจรถนเนอร์ดังรูปที่ 6.3

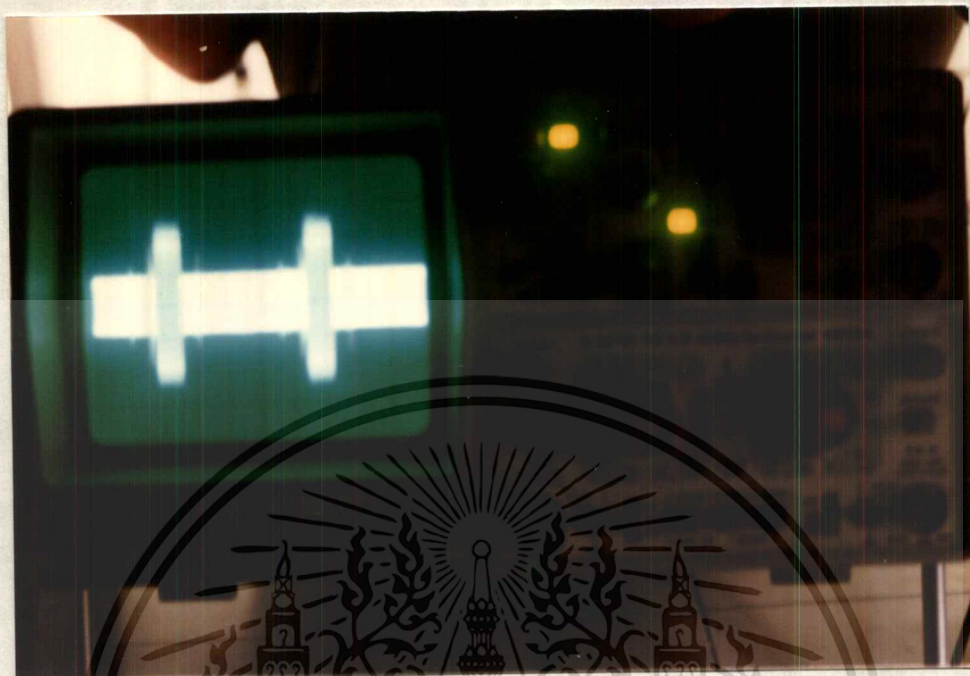


รูปที่ 6.3 รูปสัญญาณเอาท์พุทที่ได้จากวงจรถนเนอร์

6.2.2 การทดลองชุด Demodulator

สัญญาณที่ได้จากวงจรถนเนอร์ ในขณะนี้มีความแรงพอของสัญญาณเพียงพอแล้ว แต่สัญญาณจะประกอบไปด้วยสัญญาณข่าวสาร และสัญญาณพาห้ เราจะต้องทำการแยกสัญญาณพาห้ ออกไป โดยการนำเอาสัญญาณนี้ไปผ่านเข้าวงจร Demodulator ซึ่งก็คือ IC เบอร์ LM 1893.

ผลที่ได้ สัญญาณที่ผ่าน IC LM 1893: จะได้สัญญาณของข่าวสาร ที่เราส่งออกมาในลักษณะ เหมือนกันกับสัญญาณที่ยังไม่ได้ทำการ Modulation ซึ่งสามารถแสดงรูปร่างของสัญญาณได้ดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 6.4 รูปสัญญาณที่ออกมาจากที่ออกมาจากวงจร IC เบอร์ LM 1893

จากรูปสัญญาณที่ออกมาจากวงจร Demodulation จะเห็นได้ว่ามีรูปร่างเหมือนกันกับ สัญญาณที่ออกมาจาก IC เบอร์ MC 145026 ทางด้านเครื่องส่งทุกประการ

6.2.3 การทดลองการถอดรหัส

สัญญาณที่ได้จาก LM 1893: นี้จะถูกส่งเข้าสู่ Decoder เพื่อทำการถอดรหัส คือส่งเข้าไอซีเบอร์ MC 145027 ซึ่งจะทำการตั้ง Address ที่ MC 145027 โดยใช้ สวิตช์เป็นตัวกำหนด โดยตั้ง Address ที่ "0 0 0 0" แล้วนำสัญญาณที่ได้จากการ Demodulation ป้อนเข้าที่ขา 9 ของ MC 145027

ผลการทดลองจะได้สัญญาณที่ออกจากขา 11 ของ MC 145027 ซึ่งจะเปลี่ยนจาก LOW เป็น HIGH ตามที่เราต้องการที่จะทำการควบคุมอุปกรณ์ ใน Address " 0 0 0 0 0 " และต้องการให้อุปกรณ์ตัวที่ 1 ทำงานตามที่ได้กล่าวมาแล้วในการส่งข้อมูล

6.2.4 การควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า

เมื่อได้สัญญาณจากขา 11 ของไอซี MC 145027 แล้วเราก็นำสัญญาณที่ได้นี้ไปป้อนให้ ชุดควบคุมอุปกรณ์ซึ่งจะมี ทรานซิสเตอร์เป็นตัวควบคุมการทำงาน เมื่อสัญญาณจากขา 11 เปลี่ยนสถานะจาก LOW เป็น HIGH ทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสมี กระแสไหลผ่านขดลวดของ รีเลย์ เป็นผลทำให้ รีเลย์ทำงาน เราสามารถที่จะนำเอาหน้าสัมผัสของรีเลย์นี้ ไปควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าได้ ทั้ง กระแสตรงและกระแสสลับ

เมื่อทำการเปิดอุปกรณ์ไฟฟ้าแล้ว ต่อมาก็ได้ทำการทดลองส่งข้อมูลเพื่อทำการปิดอุปกรณ์ไฟฟ้า โดยส่งข้อมูล " 0 0 0 0 0 0 0 0 " ออกจากคอมพิวเตอร์ ทางพอร์ตสื่อสาร และดำเนินการดังที่ได้กล่าวมาแล้วในเบื้องต้น และเมื่อสัญญาณมาถึงตัวถอดรหัส ที่ขา 11 ของ MC 145027 จะเปลี่ยนสถานะจาก HIGH เป็น LOW เป็นผลทำให้ไม่มี Bias ให้กับทรานซิสเตอร์ ส่งให้ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส รีเลย์ก็จะหยุดการทำงานไป

6.3 วิธีการใช้งาน

เครื่องควบคุมการส่งข้อมูลไปในสายกระแสไฟฟ้ากระแสสลับนี้มีวิธีการใช้งานที่สามารถทำความเข้าใจได้ไม่ยากนัก จะอธิบายได้เป็นข้อๆ ดังนี้

1. ต่อสายอินเตอร์เฟสจากคอมพิวเตอร์เข้าชุดแปลงสัญญาณ ก่อนที่จะทำการเปิดเครื่องคอมพิวเตอร์ให้เริ่มทำงาน
2. เสียบชุดส่ง และชุดรับเข้าที่สายไฟฟ้ากระแสสลับแล้วเปิดสวิตช์ โดยต้องเป็นสายไฟฟ้าที่มีเฟสเดียวกันทั้งเครื่องส่ง และเครื่องรับ
3. กำหนด Address ที่ทางด้านเครื่องส่งที่ สวิตช์บิตแรกของการเข้ารหัส เป็น "0" หรือ "1"
4. กำหนด Address ที่ทางด้านเครื่องรับตามที่ต้องการควบคุม
5. เรียกโปรแกรม ภาษา C และรันโปรแกรม MAX
6. ต้องการควบคุมเปิด-ปิด อุปกรณ์ตัวใด ก็สามารถใช้ MOUSE เลือกได้เลย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทวิจารณ์ และสรุป

1. ปัญหาและอุปสรรคในการทำวิจัย

จากการศึกษาและทำการทดลองในโครงการปริญญาโทตลอดโครงการ พบว่ามีปัญหาบ้างแต่ก็เป็นปัญหาที่สามารถแก้ไขได้ ปัญหาหลักของภาคส่งเห็นจะได้แก่ปัญหาด้าน ความแรงของสัญญาณที่ส่งออกไป เพราะว่าความแรงของสัญญาณที่ส่งออกไปไม่เพียงพอ จะทำให้ระยะส่งระหว่างเครื่องรับและเครื่องส่งลดลง นั่นคือจะทำให้ส่งและรับกันได้แต่ในระยะใกล้ๆ เท่านั้น นอกจากนี้สัญญาณที่รับได้ทางภาครับก็จะมี ความแตกต่างจากทางด้านที่ส่งมาเป็นผลทำให้การถอดรหัสไม่สามารถทำได้

และปัญหาที่พบอีกอย่างก็คือ มีอุปกรณ์บางตัวที่เราไม่เข้าใจการทำงานที่ดีพอ จึงมีอุปสรรค ในการเลือกใช้งาน เช่นการ Modulation และ Demodulation ในการทดลองในครั้งแรกได้ใช้ #IC 555 ในการทำงานแต่ก็มีปัญหาในบางครั้งที่ทำให้การ Modulation ดังนั้นจึงเปลี่ยนมาใช้ software ในการควบคุมแทน ซึ่งสะดวกและการใช้งานไม่ยุ่งยากด้วย

ในการเขียนโปรแกรมควบคุม ซึ่งใช้ ภาษา C จะเป็นไปได้ดีมากในช่วงแรกๆ เพราะ ข้อมูลที่ใช้ ศึกษาเป็นภาษาอังกฤษและข้อมูลมีไม่มากนัก แต่ปัญหาดังกล่าวก็ผ่านไปได้ด้วยดีจากการช่วยเหลือจากอาจารย์ และเพื่อนๆ ที่ให้คำปรึกษาตลอดจนเอื้อเฟื้อข้อมูลต่างๆ จึงทำให้งานสำเร็จได้ด้วยดี

2 สรุปผลการทดลองตามโครงการปริญญาโท

จากการทดลองและสร้างโครงงานนี้ขึ้นมา ทำให้ได้รับความรู้และความเข้าใจ ในเรื่องต่างๆ ที่เกี่ยวกับ โครงงานตลอดจนทำให้ได้พบกับปัญหาที่จะต้องหาทางแก้ไขปัญหาดังกล่าว เพื่อให้สำเร็จลุล่วงไปได้ บางปัญหา อาจต้องใช้เวลาและการค้นคว้าที่ค่อนข้างมาก แต่บางปัญหาก็สามารถแก้ไขได้ด้วยความรู้ที่เรามีอยู่ ซึ่งเป็น ประโยชน์อันหนึ่งทำให้เราได้รู้ความรู้และความสามารถเพิ่มเติม จากการค้นคว้า ประโยชน์ข้ออื่นๆ จากการ ทดลองและสร้างโครงงานนี้ก็คือ ทำให้เราได้เรียนรู้ถึงการติดต่อสื่อสารข้อมูลโดยผ่านทางคอมพิวเตอร์ และ การเขียนโปรแกรมคอมพิวเตอร์

สำหรับการทดลองโครงงานนี้สามารถสรุปผลได้ดังนี้ เครื่องควบคุมระบบไฟฟ้าโดยผ่านสาย ไฟฟ้า กระแสสลับเพียง 2 เส้นนั้น สามารถนำไปควบคุมเครื่องใช้ไฟฟ้าภายในอาคาร ได้ด้วยการมอดดูเลทสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

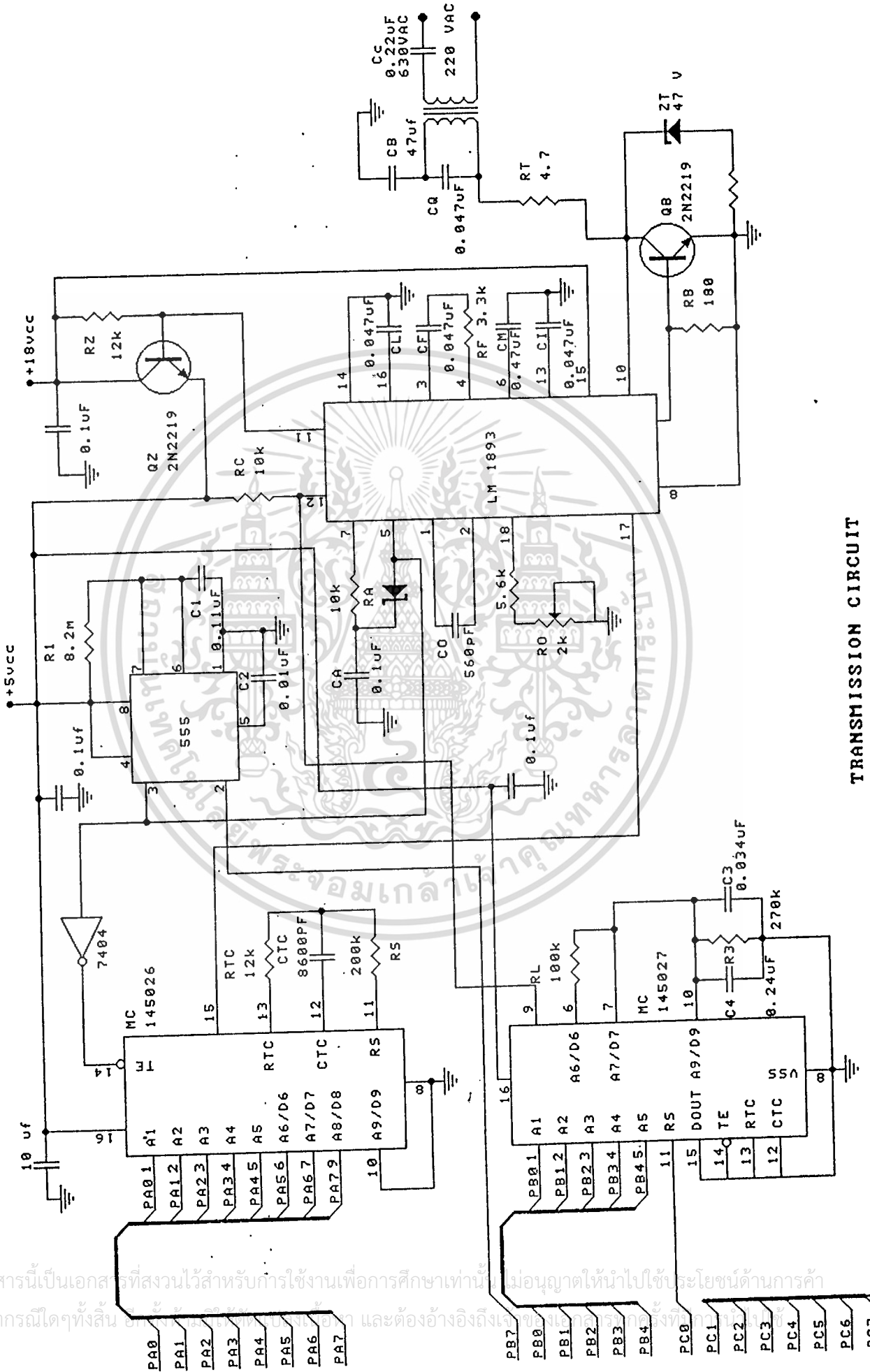
ควบคุมซึ่งเกิดจาก ไอซีเบอร์ MC 145026 อันทำหน้าที่กำหนดว่าจะให้เครื่องใดทำงาน แล้วส่งสัญญาณที่ได้รับ การมอดดูเลทแล้วนี้ผ่านไปตามสายไฟฟ้ากระแสสลับ เมื่อถึงทางด้านรับก็จะทำการขยายสัญญาณและรับ แต่งสัญญาณที่รับได้ ที่ไอซี LM 1893 ทำให้ได้สัญญาณควบคุมที่มาจาก ไอซี MC 145026 นำไปป้อนให้กับ ไอซีเบอร์ MC 145027 เพื่อทำการถอดรหัสและตรวจสอบว่าสัญญาณควบคุมที่ได้รับเข้ามานี้จะมีค่า Address ตรงกันกับที่ได้ตั้งไว้หรือไม่ ถ้าตรงกับที่ตั้งไว้ก็จะได้สัญญาณของข้อมูลที่ส่งมาเพื่อที่จะนำไปควบคุม อุปกรณ์ต่อไป จะเห็นว่าการควบคุมแบบนี้จะมีผลดี คือ ไม่ต้องมีการเดินสายไฟจากเครื่องรับไปยังเครื่องส่ง และสามารถควบคุมเครื่องใช้ไฟฟ้าหลายๆ ตัวภายในอาคารได้จากคอมพิวเตอร์เพียงจุดเดียว ด้วยคุณสมบัติดังกล่าวนี้เมื่อนำเอาอุปกรณ์ที่ได้กล่าว มาแล้วนั้นมาต่อรวมกันและใช้คอมพิวเตอร์เป็นตัวควบคุม ก็จะทำให้การควบคุมระบบไฟฟ้าภายในอาคารเป็นไปอย่างอัตโนมัติ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



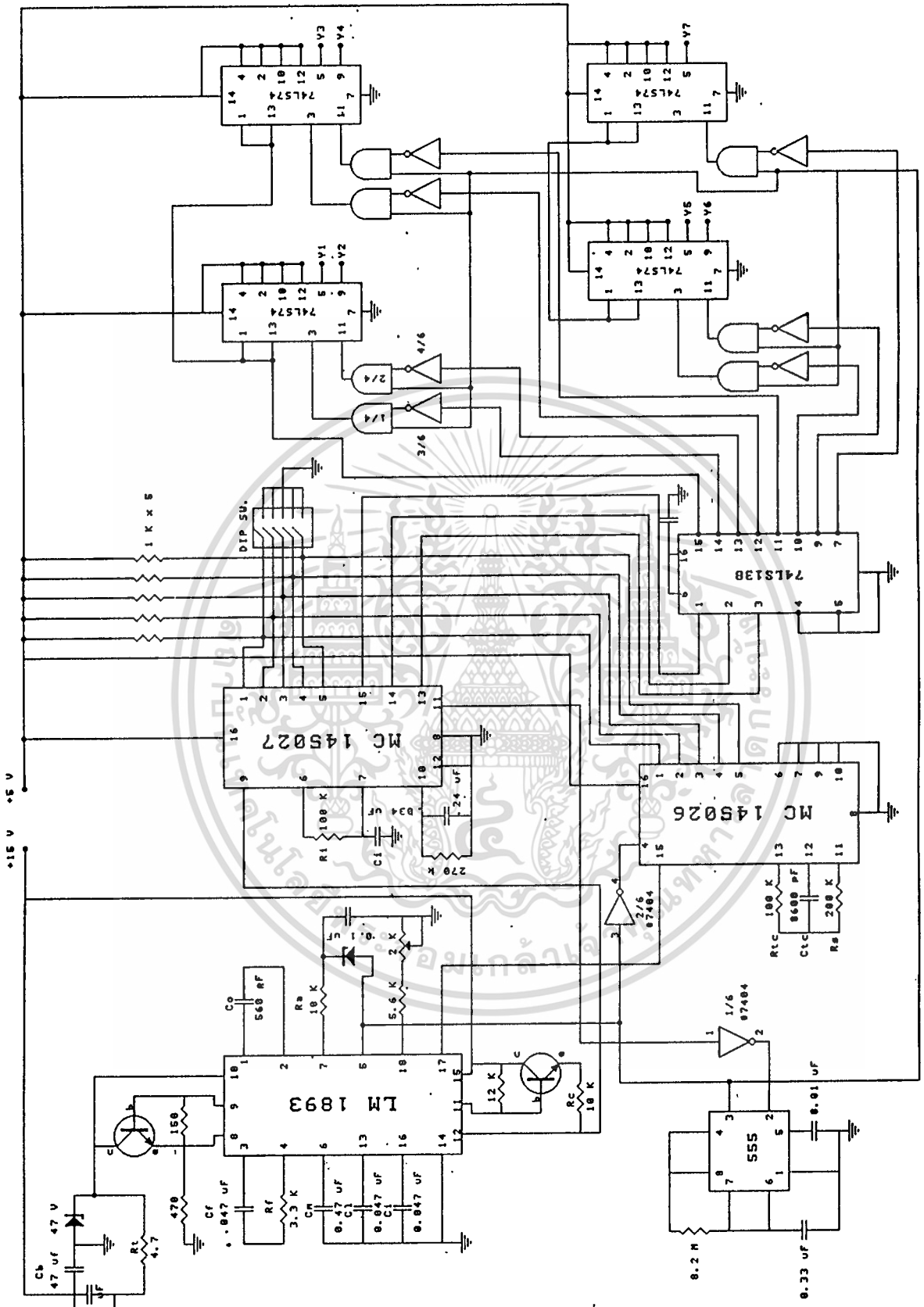
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



TRANSMISSION CIRCUIT

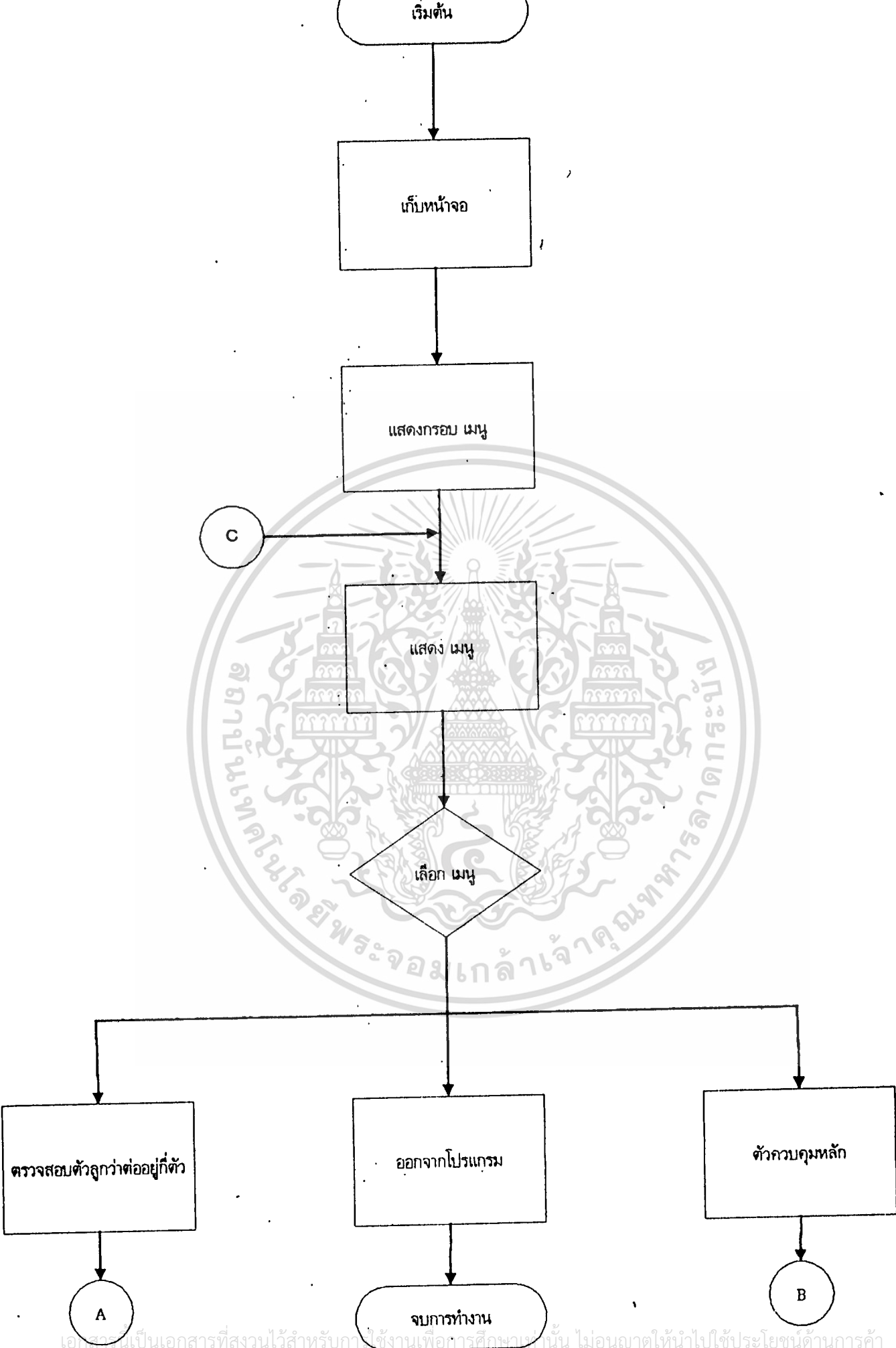
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ขอสงวนสิทธิ์ในข้อมูล และต้องอ้างอิงถึงเว็บไซต์เอกสารฉบับนี้

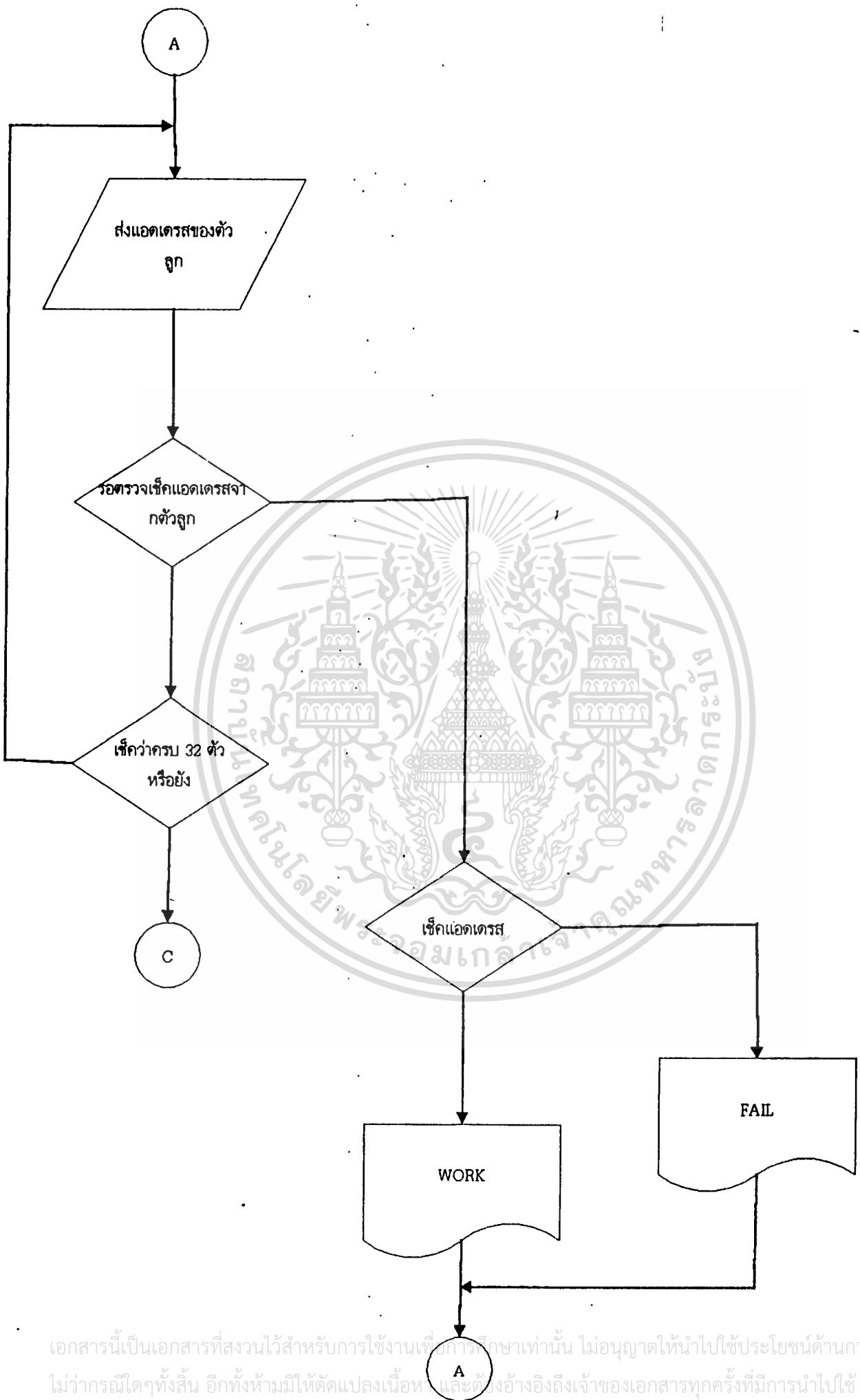


RECEIVE CIRCUIT

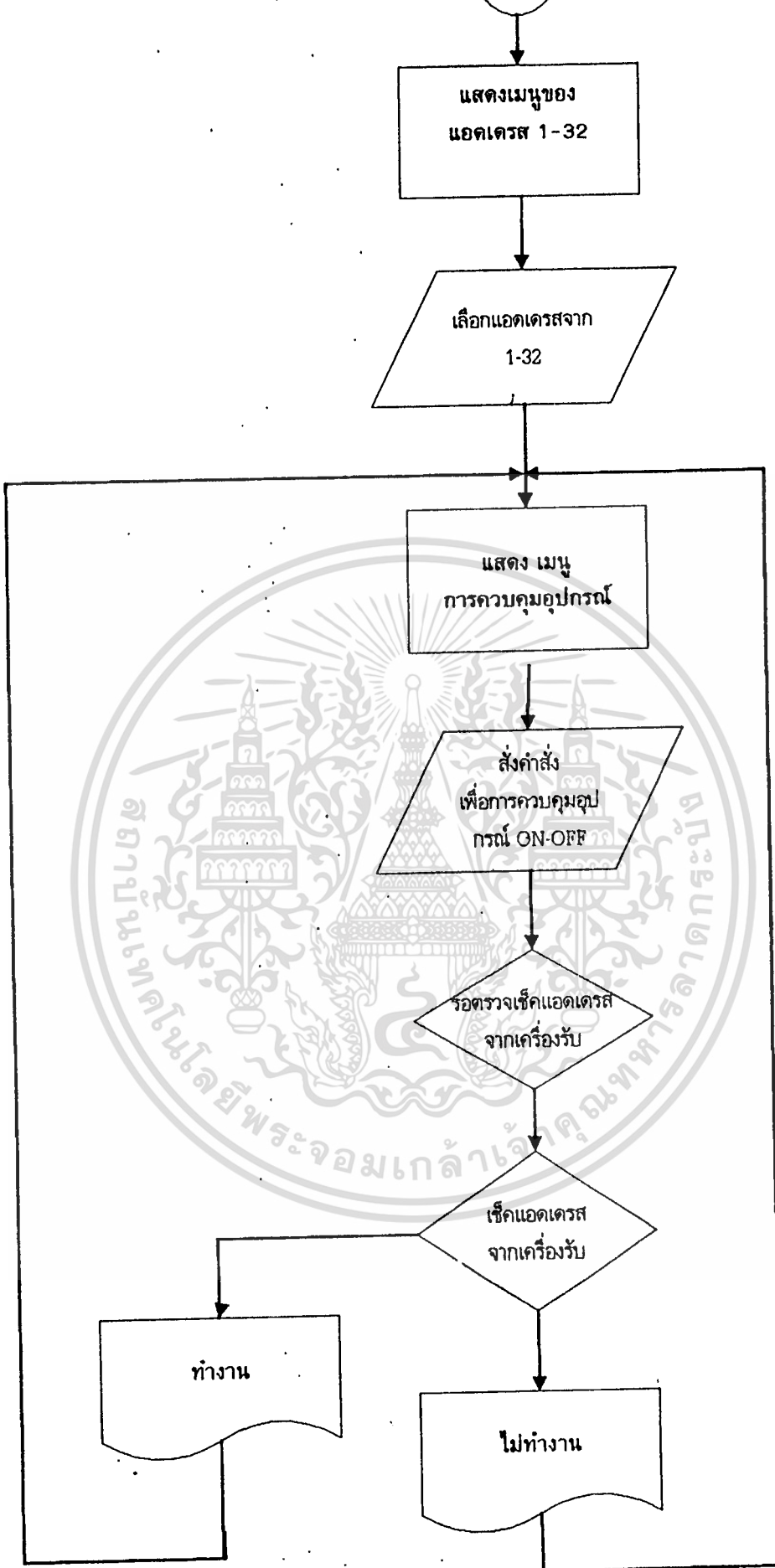
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
#include<stdio.h>
#include<dos.h>
#include<stdlib.h>
#include<conio.h>
#include<string.h>
#include<bios.h>
```

```
#define BORDER 1
#define ESC 27
#define REV_VID 78
#define BBB_VID 17
#define NORM_VID 7
#define GB_VID 18
#define GBB_VID 130
#define RBB_VID 132
#define RED_VID 12
#define GREEN_VID 10

#define CONT_PORT 0x0303
#define PORT_A 0x0300
#define PORT_B 0x0301
#define PULSE 0xff
#define ZERO 0x00
#define PORT_OUT 0x89
#define PORT_C 0x0302
```

```
void display_menu(char *menu[], int x, int y, int count);
void restore_video(int startx, int endx, int starty,
```

```

int endy,

unsigned char *but_ptr);
void goto_xy(int x, int y);
void cls(void);
inout(int addr, int line, int number);
void write_video(int x, int y, char *p, int attrib);
void draw_border(int startx, int starty, int endx, int endy);
void save_video(int startx, int endx, int starty,
int endy, unsigned int
*but_ptr);
get_resp(int x, int y, int count, char *menu[],
int endx, int endy);
get_response(int x,int y,char *menu[]);
get_resptwo(int x,int y,int count,char *menu[],int addr);
int make_menu(char *menu[], int x, int y, int count);
int make_menuone(char *menu[],int x,int y,int count,int broder,
int xx,int yy,int
endxx,int endyy,char *menuu[],
int count);
int make_menutwo(char *menu[],int x,int y,int count,int border,int
addr);
void checks(int x,int endx,int y,int endy);

char *menu[]={
    "CHECK ALL",
    "MAIN CONTROL",
    "EXIT TO DOS"
};
char *sub_menu[]={
    "CHANNEL 1",    "CHANNEL 2",    "CHANNEL 3",

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

"CHANNEL 4", "CHANNEL 5", "CHANNEL 6",
"CHANNEL 7", "CHANNEL 8", "CHANNEL 9",
"CHANNEL 10", "CHANNEL 11", "CHANNEL 12",
"CHANNEL 13", "CHANNEL 14", "CHANNEL 15",
"CHANNEL 16", "CHANNEL 17", "CHANNEL 18",
"CHANNEL 19", "CHANNEL 20", "CHANNEL 21",
"CHANNEL 22", "CHANNEL 23", "CHANNEL 24",
"CHANNEL 25", "CHANNEL 26", "CHANNEL 27",
"CHANNEL 28", "CHANNEL 29", "CHANNEL 30",
"CHANNEL 31", "CHANNEL 32", " "
};

char *route_menu[]={
    "COMPONANCE 1 Y/N",
    "COMPONANCE 2 Y/N",
    "COMPONANCE 3 Y/N",
    "COMPONANCE 4 Y/N",
    "COMPONANCE 5 Y/N",
    "COMPONANCE 6 Y/N",
    "COMPONANCE 7 Y/N"
};

main( )
{
    cls();
    goto_xy(0,0);
    outp(CONT_PORT,PORT_OUT);
    delay(500);
    outp(PORT_B,ZERO);
    delay(500);
    draw_border(4,12,18,67);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
make_menu(menu,12,20,3);  
return (1);  
}
```

```
int make_menu(char *menu[],int x,int y,int count)
```

```
{
```

```
register int i, len;
```

```
int endx, endy, choice;
```

```
if((x>24) || (x<0) || (y>79) || (y<0)) {
```

```
printf("range error");
```

```
return -2;
```

```
}
```

```
len=0;
```

```
for(i=0; i<count; i++)
```

```
if(strlen(menu[i])>len) len = strlen(menu[i]);
```

```
endy = len + 2 + y;
```

```
endx = count + 1 + x;
```

```
if(BORDER) draw_border(x, y, endx, endy);
```

```
display_menu(menu, x+1, y+1, count);
```

```
write_video(7,32,"TWO WIRE CONTROL",YELLOW);
```

```
write_video(11,40,"P=ไฟจิตร",LIGHTGREEN);
```

```
write_video(12,40,"O=ออกจากการทำงานนั้นๆ",LIGHTGREEN);
```

```
write_video(13,40,"C=ลบผลลัพธ์",LIGHTGREEN);
```

```
write_video(14,40,"Y=สั่งให้อุปกรณ์ทำงาน",LIGHTGREEN);
```

```
write_video(15,40,"N=สั่งให้อุปกรณ์หยุดทำงาน",LIGHTGREEN);
```

```
write_video(16,40,"ESC=ออกจากการทำงาน",LIGHTGREEN);
```

```
choice = get_resp(x+1, y, count, menu, endx+1, endy+1);
```

```
return choice;
```

```
}
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

void display_menu(char *menu[],int x,int y,int count)
{
    register int i;
    int j, max;
    if(count==3 || count==7) {
        for(i=0; i<count; i++, x++) {
            goto_xy(x, y);
            printf(menu[i]);
            write_video(x, y, menu[i], NORM_VID);
        }
    }
    else {
        for(i=0,j=0,max=10; (i<=max)&&(j<3); i++ ,
x++) {
            goto_xy(x, y);
            printf(menu[i]);
            write_video(x, y, menu[i], NORM_VID);
            if(i==max) {
                y=y+20;
                max=max+11;
                x=x-11, j++;
            }
        }
    }
}

```

```

void draw_border(int startx,int starty,int endx,int endy)
{
    int x,y;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

textcolor(1);
for(x=startx;x<endx;x++) {
    for(y=starty;y<endy;y++) {
        goto_xy(x, y);
        patch(0x20);
    }
    goto_xy(x, starty); patch(0xb3);
    goto_xy(x, endy); patch(0xb3);
}

goto_xy(startx, starty);
for(y=starty;y<endy;y++) patch(0xc4);
goto_xy(endx, starty);
for(y=starty;y<endy;y++) patch(0xc4);
goto_xy(startx, starty); patch(0xda);
goto_xy(startx, endy); patch(0xbf);
goto_xy(endx, starty); patch(0xc0);
goto_xy(endx, endy); patch(0xd9);
}

get_resp(int x,int y,int count,char *menu[],int endx,int endy)
{
    union inkey {
        char ch[2];
        int i;
    }c;
    int arrow_choice=0;
    y++;

    goto_xy(x,y);
    write_video(x, y, menu[0], REV_VID);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

for(;;) {
    while(bioskey(1)!=27) {
        c.i = bioskey(0);
        goto_xy(x+arrow_choice,y);
        write_video(x+arrow_choice, y, menu[arrow_choice],
NORM_VID);

        if(c.ch[0]) {
            switch(c.ch[0]) {
                case 'r': {
                    if(arrow_choice==0) checks(x, endx, y,
endy);
                    if(arrow_choice==1) make_menuone
(sub_menu,3,5,32,BORDER,
x,y,endx,endy,menu,count);
                    if(arrow_choice==2) {
                        cls();
                        goto_xy(0,0);
                        exit(1);
                    }
                }
                case ' ': arrow_choice++;
                break;
                case 'p': {
                    system("kscope.exe");

                    draw_border(4,12,18,67);

                    make_menu(menu,12,20,3);
                    write_video(7,32,"TWO WIRE CONTROL",YELLOW);
                    write_video(11,40,"P=ไฟจิตร",
LIGHTGREEN);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

write_video(12,40,"Q=ออกจากการทำงาน
นั้นๆ",LIGHTGREEN);
write_video(13,40,"C=ลบผลลัพธ์",
LIGHTGREEN);
write_video(14,40,"Y=สั่งให้อุปกรณ์ทำงาน
",LIGHTGREEN);
write_video(15,40,"N=สั่งให้อุปกรณ์หยุดทำงาน",
LIGHTGREEN);
write_video(16,40,"ESC=ออกจากการทำงาน",
LIGHTGREEN);
break;
case ESC: return -1;
}
else {
switch(c.ch[1]) {
case 72: arrow_choice--;
break;
case 80: arrow_choice++;
break;
}
}
if(arrow_choice==count) arrow_choice=0;
if(arrow_choice<0) arrow_choice=count-1;
goto_xy(x+arrow_choice, y);
write_video(x+arrow_choice, y, menu[arrow_choice],
REV_VID);
}
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

}

int make_menuone(char *menu[],int x,int y,int count,int border,
                int xx,int yy,int endxx,int
endyy,char *menuu[],
                int countt)
{
    register int i, len;

    int endx, endy, choice;
    len = 0;
    for(i=0; i<count; i++)
        if(strlen(menu[i]) > len) len = strlen(menu[i]);
    endy = ((len + 2 + y) * 3) + 5;
    endx = 11 + 1 + x;
    if(border) draw_border(x, y, endx, endy);
    display_menu(menu, x+1, y+1, count);
    choice = get_response(x+1, y, menu);
    cls();
    draw_border(4,12,18,67);
    write_video(7,32,"TWO WIRE CONTROL",YELLOW);
    write_video(11,40,"P=ไฟจิตร",LIGHTGREEN);
    write_video(12,40,"Q=ออกจากการทำงานนั้นๆ",LIGHTGREEN);
    write_video(13,40,"C=ลบผลลัพธ์",LIGHTGREEN);
    write_video(14,40,"Y=สั่งให้อุปกรณ์ทำงาน",LIGHTGREEN);
    write_video(15,40,"N=สั่งให้อุปกรณ์หยุดทำงาน",
    LIGHTGREEN);
    write_video(16,40,"ESC=ออกจากการทำงาน",
    LIGHTGREEN);
    draw_border(xx-1, yy-1, endxx-1, endyy-1);
    display_menu(menuu, xx, yy, countt);
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

        return choice;
    }

void write_video(int x,int y,char *p,int attrib)
{
    union REGS r;
    register int i;

    for(i=y; *p; i++) {
        goto_xy(x,i);
        r.h.ah=9;
        r.h.bh=0;
        r.x.cx=1;
        r.h.al=*p++;
        r.h.bl=attrib;
        int86(0x10, &r, &r);
    }
}

get_response(int x,int y,char *menu[])
{
    union inkey {
        char ch[2];
        int i;
    }c;
    int arrow_lr=0;
    int arrow_ud=0;
    int max=0;
    int address;
    y++;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

goto_xy(x, y);
write_video(x, y, menu[0], REV_VID);
for(;;) {
    while(bioskey(1)!=27) {
        c.i = bioskey(0);
        goto_xy(x+arrow_ud, y+arrow_lr);
        write_video(x+arrow_ud, y+arrow_lr, menu
[arrow_ud+max], NORM_VID);
        if(c.ch[0]) {
            switch(c.ch[0]) {
                case 'r': {
                    switch(arrow_ud+max) {
                        case 0: address=1;
                            break;
                        case 1: address=2;
                            break;
                        case 2: address=3;
                            break;
                        case 3: address=4;
                            break;
                        case 4: address=5;
                            break;
                        case 5: address=6;
                            break;
                        case 6: address=7;
                            break;
                        case 7: address=8;
                            break;
                        case 8: address=9;
                            break;
                    }
                }
            }
        }
    }
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
case 9: address=10;
    break;
case 10: address=11;
    break;
case 11: address=12;
    break;
case 12: address=13;
    break;
case 13: address=14;
    break;
case 14: address=15;
    break;
case 15: address=16;
    break;
case 16: address=17;
    break;
case 17: address=18;
    break;
case 18: address=19;
    break;
case 19: address=20;
    break;
case 20: address=21;
    break;
case 21: address=22;
    break;
case 22: address=23;
    break;
case 23: address=24;
    break;
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



```
case 24: address=25;
        break;
case 25: address=26;
        break;
case 26: address=27;
        break;
case 27: address=28;
        break;
case 28: address=29;
        break;
case 29: address=30;
        break;
case 30: address=31;
        break;
case 31: address=32;
        break;
case ' ':
    {
        goto_xy(0,0);
        cls();
        return(0);
    }
}
make_menu(route_menu, 5,
19, 7,BORDER,address);
}
break;
case ' ': arrow_ud++;
        break;
case ESC: return -1;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

    }
}
else {
    switch(c.ch[1]) {
        case 72: arrow_ud--;
            break;
        case 77: {
            arrow_lr=arrow_lr+20;
            max=max+11;
        }
        break;
        case 80: arrow_ud++;
            break;
        case 75: {
            arrow_lr=arrow_lr-20;
            max=max-11;
        }
        break;
    }
    if(arrow_ud==11) arrow_ud=0;
    if(arrow_ud<0) arrow_ud=10;
    if(arrow_lr==60) {
        arrow_lr=0;
        max=0;
    }
    if(arrow_lr<0) {
        arrow_lr=40;
        max=22;
    }
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

goto_xy(x+arrow_ud, y+arrow_lr);
write_video(x+arrow_ud, y+arrow_lr, menu[arrow_ud+max],
REV_VID);

}
}
}

```

```

void save_video(int startx,int endx,int starty,int endy,
                unsigned int *but_ptr)
{
    union REGS r;
    register int i,j;
    for(i=starty; i<endy; i++)
        for(j=startx; j<endx; j++) {
            goto_xy(j,i);
            r.h.ah=8;
            r.h.bh=0;
            *but_ptr++=int86(0x10,&r,&r);
            putchar(' ');
        }
}

```

```

void restore_video(int startx,int endx,int starty,int endy,
                  unsigned char
                  *but_ptr)
{
    union REGS r;
    register int i,j;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

for(i=starty; i<endy; i++) {
    for(j=startx; j<endx; j++) {
        goto_xy(j,i);
        r.h.ah=9;
        r.h.bh=0;
        r.x.cx=1;
        r.h.al=*but_ptr++;
        r.h.bl=*but_ptr++;
        int86(0x10, &r, &r);
    }
}
}

```

```

int make_menu(char *menu[],int x,int y,int count,int border,int
addr)
{
    register int i, len;
    int endx, endy, choice;
    unsigned int *p;
    len = 0;
    for(i=0; i<count; i++)
        if(strlen(menu[i]) > len) len = strlen(menu[i]);
    endy = len + 2 + y;
    endx = count + 1 + x;
    p = (unsigned int *) malloc((endx-x+1) * (endy-y+1));
    if(!p) exit(1);
    save_video(x, endx+1, y, endy+1, p);
    if(border) draw_border(x, y, endx, endy);
    display_menu(menu, x+1, y+1, count);
    choice = get_resptwo(x+1, y, count, menu, addr);
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

        restore_video(x, endx+1, y, endy+1, (unsigned char *)p);
        free(p);
        return choice;
    }

```

```

void cls()

```

```

{

```

```

    union REGS r;

```

```

    r.h.ah=6;

```

```

    r.h.al=0;

```

```

    r.h.ch=0;

```

```

    r.h.cl=0;

```

```

    r.h.dh=24;

```

```

    r.h.dl=79;

```

```

    r.h.bh=7;

```

```

    int86(0x10,&r,&r);

```

```

}

```

```

get_resptwo(int x,int y,int count,char *menu[],int addr)

```

```

{

```

```

    union inkey {

```

```

        char ch[2];

```

```

        int i;

```

```

    }c;

```

```

    int arrow_choice=0;

```

```

        int check, n, clear;

```

```

        int check_loop=0;

```

```

        int number, line;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

y++;
goto_xy(x, y);
write_video(x, y, menu[0], REV_VID);
for(;;) {
    while(bioskey(1)!=27) {
        c.i = bioskey(0);
        goto_xy(x+arrow_choice, y);
        write_video(x+arrow_choice, y, menu
[arrow_choice], NORM_VID);
        if(c.ch[0]) {
            switch(c.ch[0]) {
                case 'y': {
                    if(arrow_choice==0) {
                        number=32;
                        line=0;
                        inout(addr, line,
number);
                    }
                    if(arrow_choice==1) {
                        number=64;
                        line=1;
                        inout(addr, line,
number);
                    }
                    if(arrow_choice==2) {
                        number=96;
                        line=2;
                        inout(addr, line,
number);
                    }
                }
            }
        }
    }
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

        if (arrow_choice == 3) {
            number = 128;
            line = 3;
            inout(addr, line,
number);
        }
        if (arrow_choice == 4) {
            number = 160;
            line = 4;
            inout(addr, line,
number);
        }
        if (arrow_choice == 5) {
            number = 192;
            line = 5;
            inout(addr, line,
number);
        }
        if (arrow_choice == 6) {
            number = 224;
            line = 6;
            inout(addr, line,
number);
        }
        break;
    }
    case 'n': {
        if (arrow_choice == 0) inout(addr, 00, 00);
        if (arrow_choice == 1) inout(addr, 01, 00);
        if (arrow_choice == 2) inout(addr, 02, 00);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

if (arrow_choice == 3) inout(addr, 03, 00);
if (arrow_choice == 4) inout(addr, 04, 00);
if (arrow_choice == 5) inout(addr, 05, 00);
if (arrow_choice == 6) inout(addr, 06, 00);
break;
}
case ' ': arrow_choice++;
break;
case ESC: {
    for (n = 5; n < 13; n++) {
        goto_xy(n, 65);
        for (check_loop = 0; check_loop
< 8; check_loop++)
            putchar(' ');
    }
    return -1;
}
case 'c': {
    goto_xy(6 + arrow_choice, 65);
    for (clear = 0; clear <= 6; clear++)
        putchar(" ");
}
}
else {
    switch (c.ch[1]) {
        case 72: arrow_choice--;
            break;
        case 80: arrow_choice++;
            break;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

    }
}
if(arrow_choice==count) {
    arrow_choice=0;
    for(n=5; n<13; n++) {
        goto_xy(n, 65);
        for(check_loop=0; check_loop<8;
check_loop++)
            putchar(' ');
    }
}
goto_xy(18, 27);
for(n=0; n<19; n++)
    putchar(' ');
if(arrow_choice<0) arrow_choice=count-1;
goto_xy(x+arrow_choice, y);
write_video(x+arrow_choice, y, menu[arrow_choice],
REV_VID);
}
}

inout(int addr, int line, int number) {
    int data=0;
    int ts, yy;
    int long loop;
    write_video(18, 28, "Please wait", GBB_VID);
    write_video(24, 8, "Q=NEXT CHECK    C=CLEAR
ESC=EXIT", GB_VID);
    outp(PORT_B,ZERO);
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

delay(100);
outp(PORT_B,PULSE);
delay(100);
outp(PORT_A,addr+number);
delay(500);
outp(PORT_B,(0x0080+addr));
delay(500);
outp(PORT_B,addr);
delay(200);
ts=0; loop=0;
while((data&0x00ff)!=0x03&&(ts&0x00ff)!=0x0071) {
    data=inp(PORT_C);
    if(loop>=10000)
        write_video(2, 2, "ERROR", RED_VID);
    if(kbhit())
        ts=0x0071;
    loop++;
}
outp(PORT_B,ZERO);
delay(200);
write_video(2, 2, " ", RED_VID);
if(data==0x03) write_video(6+line,65,"
WORK",GREEN_VID);
else write_video(6+line,65,"FAIL",RED_VID);
data=0;
return (1);
}

void checks(int x,int endx,int y,int endy)
{

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

int address, check;

    int n, ch=0;

int row=0, column=0;

    cls( );

    write_video(7, 20,"CHECK COMPONANCE", GB_VID);
    write_video(24, 8, "Q=NEXT CHECK   ESC=EXIT",
GB_VID);

    display_menu(sub_menu, 10+column, 3+row, 32);
    write_video(22, 22, "please wait", GBB_VID);
    for(address=0; address<=32&&(ch&0x00ff)!=0x001b;
address++,column++) {
        outp(PORT_B,ZERO);
        delay(100);
        outp(PORT_B,PULSE);
        delay(100);
        outp(PORT_A, address);
        delay(200);
        outp(PORT_B,(0xe0+address));
        delay(200);
        do {
            check=inp(PORT_C);
            ch=bioskey(0);
        }while(check!=0x02&&(ch&0x00ff)!=0x0071&&
(ch&0x00ff)!=0x001b);

        if(address==11 || address==22) {
            row=row+20;
            column=0;
        }
        if(address!=32) {
            switch(check&0x00ff) {

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

        case 0x02:
            write_video(10+column, 14+row,
                "=WORK", GREEN_VID);break;
        default:
            write_video(10+column, 14+row, "=
FAIL", RED_VID);
    }
}
}
check=0;
}
getch();
cls( );
draw_border(4,12,18,67);
write_video(7,32,"TWO WIRE CONTROL",YELLOW);
write_video(11,40,"P=ไฟจิตร",LIGHTGREEN);
write_video(12,40,"Q=ออกจากการทำงานนั้นๆ",
LIGHTGREEN);
write_video(13,40,"C=ลบผลลัพธ์",LIGHTGREEN);
write_video(14,40,"Y=สั่งให้อุปกรณ์ทำงาน",LIGHTGREEN);
write_video(15,40,"N=สั่งให้อุปกรณ์หยุดทำงาน",
LIGHTGREEN);
write_video(16,40,"ESC=ออกจากการทำงาน",
LIGHTGREEN);
draw_border(x-1, y-1, endx-1, endy-1);
display_menu(menu, x, y, 3);
}

void goto_xy(int x,int y)
{

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
union REGS r;
```

```
r.h.ah=2;
```

```
r.h.dl=y;
```

```
r.h.dh=x;
```

```
r.h.bh=0;
```

```
int86(0x10,&r,&r);
```

```
}
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

ข

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM1893/LM2893 Carrier-Current Transceiver†

General Description

Carrier-current systems use the power mains to transfer information between remote locations. This bipolar carrier-current chip performs as a power line interface for half-duplex (bi-directional) communication of serial bit streams of virtually any coding. In transmission, a sinusoidal carrier is FSK modulated and impressed on most any power line via a rugged on-chip driver. In reception, a PLL-based demodulator and impulse noise filter combine to give maximum range. A complete-system may consist of the LM1893, a COPSTM controller, and discrete components.

Features

- Noise resistant FSK modulation
- User-selected impulse noise filtering
- Up to 4.8 kBaud data transmission rate
- Strings of 0's or 1's in data allowed
- Sinusoidal line drive for low RFI

- Output power easily boosted 10-fold
- 50 to 300 kHz carrier frequency choice
- TTL and MOS compatible digital levels
- Regulated voltage to power logic
- Drives all conventional power lines

Applications

- Energy management systems
- Home convenience control
- Inter-office communication
- Appliance control
- Fire alarm systems
- Security systems
- Telemetry
- Computer terminal interface

Typical Application

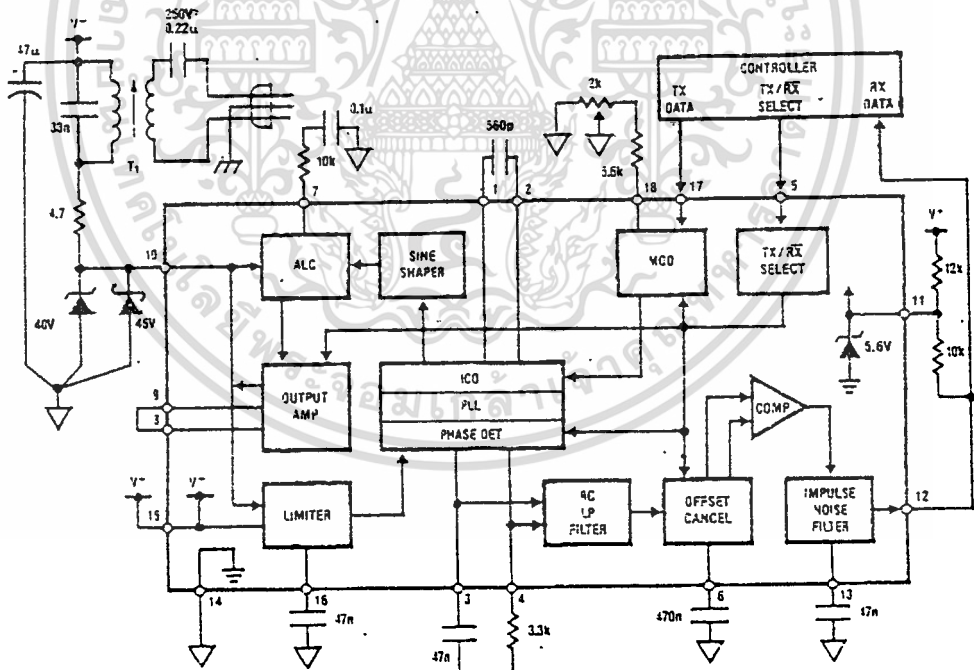


FIGURE 1. Block diagram of carrier-current chip with a complement of discrete components making a complete $F_0 = 125 \text{ kHz}$, $f_{\text{DATA}} = 360 \text{ Baud}$ transceiver. Use caution with this circuit—dangerous line voltage is present.

†Carrier-Current Transceivers are also called Power Line Carrier (PLC) transceivers.

Absolute Maximum Ratings

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

| | |
|--|--------|
| Supply voltage | 30 V |
| Voltage on pin 12 | 55 V |
| Voltage on pin 10 (Note 1) | 41 V |
| Voltage on pins 5 and 17 | 40 V |
| 5.6 V DC zener current | 100 mA |
| Junction temperature: transmit mode | 150°C |
| receive mode | 125°C |
| Electro-Static Discharge (120 pF, 1500Ω) | 1KV |

Maximum continuous dissipation, $T_A = 25^\circ\text{C}$,

| | |
|---------------------------------------|--------|
| plastic DIP N (Note 2): transmit mode | 1.66 W |
| receive mode | 1.33 W |

| | |
|----------------------------------|--------------|
| Operating ambient temp. range | -40 to 85°C |
| Storage temperature range | -65 to 150°C |
| Lead temp., soldering, 7 seconds | 260°C |

Note: Absolute maximum ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Electrical specifications are not ensured when operating the device above guaranteed limits but below absolute maximum limits, but there will be no device degradation.

General Electrical Characteristics

(Note 3). The test conditions are: $V^+ = 18\text{V}$ and $F_0 = 125\text{ kHz}$, unless otherwise noted.

| # | Parameter | Conditions | Typical | Test Limit (Note 4) | Design Limit (Note 5) | Limit Units |
|----|---|---|-----------|---------------------|-----------------------|----------------------|
| 1 | 5.6 V Zener voltage, V_Z | Pin 11, $I_Z = 2\text{ mA}$ | 5.6 | 5.2 5.9 | | V min. V max. |
| 2 | 5.6 V Zener resistance, R_Z | Pin 11, $R_Z = (V_Z @ 10\text{ mA} - V_Z @ 1\text{ mA}) / (10\text{ mA} - 1\text{ mA})$ | 5 | | | Ω |
| 3 | Carrier I/O peak survivable transient voltage, V_{OT} | Pin 10, discharge 1 μF cap. charged to V_{OT} thru $< 1\Omega$ | 80 | 60. | | V max. |
| 4 | Carrier I/O clamp voltage, V_{OC} | Pin 10, $I_{OC} = 10\text{ mA}$, RX mode 2N2222 diode pin 8 to 9 | 44 | 41 50 | | V min. V max. |
| 5 | Carrier I/O clamp resistance, R_{IO} | Pin 10, $I_{OC} = 10\text{ mA}$ | 20 | | | Ω |
| 6 | TX/RX low input voltage, V_{IL} | Pin 5 | 1.8 | 0.8 | | V max. |
| 7 | TX/RX high input voltage, V_{IH} | Pin 5 (Note 9) | 2.2 | 2.8 | | V min. |
| 8 | TX/RX low input current, I_{IL} | Pin 5 at 0.8 V | -2 | -20 1 | | μA min. μA max. |
| 9 | TX/RX high input current, I_{IH} | Pin 5 at 40 V | 10^{-4} | -1 10 | 0 | μA min. μA max. |
| 10 | RX - TX switch-over time, T_{AT} | Time to develop 63% of full current drive thru pin 10 | 10 | | | μs |
| 11 | TX - RX switch-over time, T_{TR} | 1 bit time, $T_3 = 1 / (2F_{DATA})$. Time T_{TR} is user controlled with C_M , see Apps. Info. | 2 | | | bit |
| 12 | ICO initial accuracy of F_0 | TX mode, $R_O = 6.65\text{ k}\Omega$, $C_O = 560\text{ pF}$ $F_0 = (F_1 + F_2) / 2$ | 125 | 113 137 | | kHz min. kHz max. |
| 13 | ICO temperature coefficient of F_0 | TX or RX mode, $(F_{OMAX} - F_{OMIN}) / (T_{JMAX} - T_{JMIN})$ | -100 | | | PPM/°C |
| 14 | Temperature drift of F_0 | TX or RX mode, $-40 \leq T_J \leq T_{JMAX}$ | ±2.0 | | ±5.0 | % max. |

Transmitter Electrical Characteristics (Note 3). The test conditions are: $V^+ = 18\text{ V}$ and $F_0 = 125\text{ kHz}$ unless otherwise noted. The transmit center frequency is F_0 , FSK low is F_1 , and FSK high is F_2 .

| # | Parameter | Conditions | Typical | Test Limit (Note 4) | Design Limit (Note 5) | Limit Units |
|----|--|--|------------|---------------------|-----------------------|--------------------|
| 15 | Supply voltage, V^+ , range | Meets test 17 spec. at $T_J = 25^\circ\text{C}$ and: $(F_1[14\text{V}] - F_1[18\text{V}]) / F_1[18\text{V}] < 0.01$ $(F_1[24\text{V}] - F_1[18\text{V}]) / F_1[18\text{V}] < 0.01$ | 13 40 | 14 24 | 15 23 | V min. V max. |
| 16 | Total supply current, I_{QT} | Pin 15, Pin 12 high, I_{QT} is I_Q through pin 15 and the average current I_{OC} of the Carrier I/O through pin 10 | 52 | 79 | | mA max. |
| 17 | Carrier I/O output current, I_Q | 100Ω load on pin 10 | 70 | 45 | | mApp min. |
| 18 | Carrier I/O lower swing limit, V_{ALC} | Pin 10, Set internally by ALC. 2N2222 diode pin 8 to 9 | 4.7 | 4.0 5.7 | | V min. V max. |
| 19 | THD of I_Q (Note 6) | Q of 10 tank driving 10Ω line 100Ω load, no tank | 0.6 5.5 | | 5.0 9 | % max. % max. |
| 20 | FSK deviation, $F_2 - F_1$ | $(F_2 - F_1) / ((F_2 + F_1) / 2)$ | 4.4 | 3.7 5.2 | | % min. % max. |
| 21 | Data in, low input voltage, V_{IL} | Pin 17 | 1.7 | 0.8 | | V max. |
| 22 | Data in, high input voltage, V_{IH} | Pin 17 (Note 9) | 2.1 | 2.8 | | V min. |
| 23 | Data in, low input current, I_{IL} | Pin 17 at 0.8 V | -1 | -10 1 | | μA min. μA max. |
| 24 | Data in, high input current, I_{IH} | Pin 17 at 40 V | 10^{-4} | -1 10 | 0 | μA min. μA max. |

Receiver Electrical Characteristics (Note 3). The test conditions are: $V^- = 18\text{ V}$, $F_O = 125\text{ kHz}$, $\pm 2.2\%$ deviation FSK, $F_{\text{DATA}} = 2.4\text{ kHz}$, $V_{\text{IN}} = 100\text{ mVpp}$, in the receive mode, unless otherwise noted.

| # | Parameter | Conditions | Typical | Test Limit (Note 4) | Design Limit (Note 5) | Limit Units |
|----|---|--|---|----------------------|-----------------------|--|
| 25 | Supply voltage, V^- , range | Functional receiver (Note 7) | 12 37 | 13 30 | 13.5 28 | V min. V max. |
| 26 | Supply current, I_{QT} | I_{QT} is pin 15 (V^-) plus pin 10 (Carrier I/O) current. 2.4 k Ω Pin 13 to GND. | 11 | 5 14 | | mA min. mA max. |
| 27 | Carrier I/O input resistance, R_{I0} | Pin 10 | 19.5 | 14 30 | | k Ω min. k Ω max. |
| 28 | Max. data rate, F_{MD} | Functional receiver (Note 7), $C_F = 100\text{ pF}$, $R_F = 0\text{ }\Omega$, no tank, 2.4 kHz \Rightarrow 4.8 kBaud | 10 | 4.8 | 2.4 | kBaud |
| 29 | PLL capture range, F_C | $C_F = 100\text{ pF}$, $R_F = 0\text{ }\Omega$ | ± 40 | ± 15 | ± 10 | % min. |
| 30 | PLL lock range, F_L | $C_F = 100\text{ pF}$, $R_F = 0\text{ }\Omega$ | ± 45 | ± 15 | | % min. |
| 31 | Receiver input sensitivity, S_{IN} | For a functional receiver (Note 8) Referred to chip side (pin 10) of the line-coupling XFMR: $F_O = 50\text{ kHz}$ $F_O = 300\text{ kHz}$ Referred to line side of XFMR: (assuming a 7.07:1 XFMR) $F_O = 50\text{ kHz}$ $F_O = 300\text{ kHz}$ | 1.8 2.0 1.4 0.26 0.29 0.20 | 10 | 12 | mV $_{\text{RMS}}$ mV $_{\text{RMS}}$ mV $_{\text{RMS}}$ mV $_{\text{RMS}}$ mV $_{\text{RMS}}$ mV $_{\text{RMS}}$ |
| 32 | Tolerable input dc voltage offset range, V_{INDC} | Pin 10 lower than pin 15 by V_{INDC} | 2 | 0.1 | | V max. |
| 33 | Data Out. breakdown voltage | Pin 12, leakage $I \leq 20\text{ }\mu\text{A}$ | 70 | 55 | | V min. |
| 34 | Data Out. low output, V_{OL} | Pin 12, sat. voltage at $I_{\text{OL}} = 2\text{ mA}$ | 0.15 | 0.4 | | V max. |
| 35 | Impulse noise filter current, I_I | Pin 13 charge and discharge current | ± 55 | ± 45 ± 85 | | μA min. μA max. |
| 36 | Offset hold cap. bias voltage, V_{CM} | Pin 6 | 2.0 | 1.3 3.5 | | V min. V max. |
| 37 | Offset hold capacitor max. drive current, I_{MCM} | Pin 6, $V(\text{pin } 3) - V(\text{pin } 4) = \pm 250\text{ mV}$ | ± 55 | ± 25 ± 90 | | μA min. μA max. |
| 38 | Offset hold bias current, I_{OHB} | Pin 6, TX mode. Bias pin 6 as it self-biased during test 31. | -0.5 | -20 | -40 40 | nA min. nA max. |
| 39 | Phase comparator current, I_{PC} | Bias pins 3 and 4 at 8.5 V $I_{\text{PC}} = I(\text{pin } 3) + I(\text{pin } 4)$, TX mode | 100 | 50 200 | | μA min. μA max. |
| 40 | Phase detector output resistance, R_{PD} | Pins 3 and 4. $R_{\text{PD}} = (V @ 100\text{ }\mu\text{A} - V @ 50\text{ }\mu\text{A}) / (50\text{ }\mu\text{A})$ | 10 | 6 18 | | k Ω min. k Ω max. |
| 41 | Phase detector demodulated output voltage, V_{PD} | Pin 3 to 4, measured after filtering out the $2F_O$ component | 100 | 60 180 | | mV $_{\text{pp}}$ min. mV $_{\text{pp}}$ max. |
| 42 | Fast offset cancel voltage "window" to $-V_{\text{DD}}$ ratio, $V_{\text{W}}/V_{\text{DD}}$ | $V_{\text{PIN3}} - V_{\text{PIN4}} = \pm V_{\text{WINDOW}} + \text{DC offset}$ Drive for $\pm 1\text{ }\mu\text{A}$ pin 6 current | 0.95 | 0.70 1.20 | | V/V min. V/V max. |
| 43 | Power supply rejection, PSRR | $C_L = 0.1\text{ }\mu\text{F}$. PSRR = CMRR, 120 Hz | 80 | | | dB min. |

Note 1: More accurately, the maximum voltage allowed on pin 10 is V_{OC} , and V_{OC} ranges from 41 to 50V. Also, transients may reach above 60V; see the transient peak voltage characteristic curve.

Note 2: The maximum power dissipation rating should be derated for device operation above 25°C to insure that the junction temperature remains below the maximum rating. Use a θ_{JA} of 75°C/W for the N package using a socket in still air (which is the worst case). Consult the Application Information section for more detail.

Note 3: The boldface values apply over the full junction temperature range for the specified supply voltage range. All other numbers apply at $T_A = T_J = 25^\circ\text{C}$. Pin numbers refer to LM1893. LM2893 tested by shoring Carrier In to Carrier Out and testing it as an LM1893.

Note 4: Guaranteed and 100% production tested.

Note 5: Guaranteed (but not 100% production tested) over the temperature and supply voltage ranges. These limits are not used to calculate outgoing quality levels.

Note 6: Total harmonic distortion is measured using $\text{THD} = (I_{\text{HMS}} \text{ (all components at or above } 2F_O) / I_{\text{HMS}} \text{ (fundamental)})$.

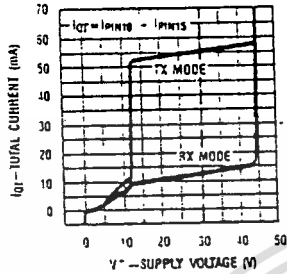
Note 7: Receiver function is defined as the error-free passage of 1 cycle of 50% duty-cycle 2.4 kHz square-wave data (2 sequential 208 μs bits), with the first bit being a "1." All of the data transitions (edges) must fall within $\pm 10\%$ ($\pm 20.8\text{ }\mu\text{s}$) of their noise-free positions. RX time delay is minimized by using no impulse noise filter cap. C_I for this test.

Note 8: During the sensitivity check, note 7 requirements are followed with these exceptions: (1) data rate $F_{\text{DATA}} = 1.2\text{ kHz}$, (2) all of the data transitions must fall within $\pm 20\%$ ($\pm 41.6\text{ }\mu\text{s}$) of their noise-free positions, and (3), a time-domain filter capacitor (C_I) is used. The time delay of C_I is $\frac{1}{2}$ bit, or 208 μs . (C_I is approximately 5200 pF).

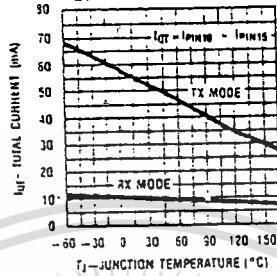
Note 9: For TTL compatibility use a pull-up resistor to increase min. V_{OH} to above 2.5 V.

Typical Performance Characteristics ($V^+ = 18V$, $F_0 = 125\text{ kHz}$, circuit of *Figure 1*, pin numbers for LM1893)

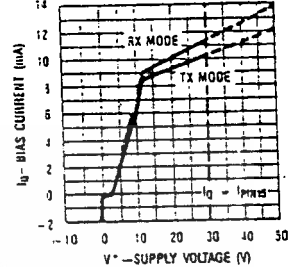
Total Current Consumption, I_{QT} , vs Supply Voltage



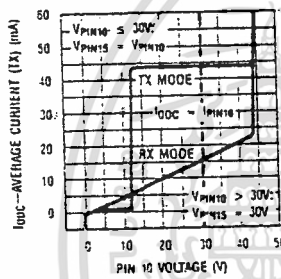
Total Current Consumption, I_{QT} , vs Junction Temperature



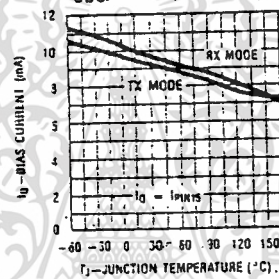
Chip Bias Current, I_Q , vs Supply Voltage



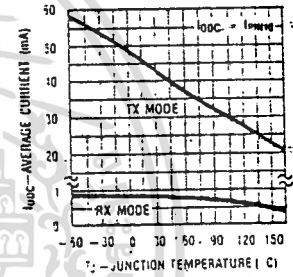
Chip Bias Current, I_Q , vs Junction Temperature



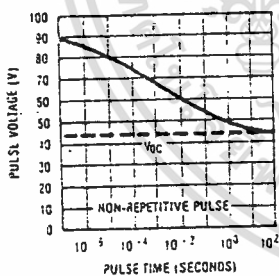
Output Stage DC Current, I_{OCC} , vs Output Voltage



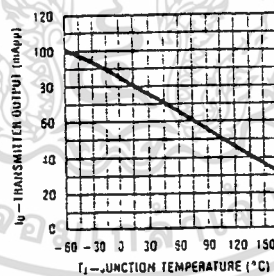
Output Stage DC Current, I_{OCC} , vs Junction Temperature



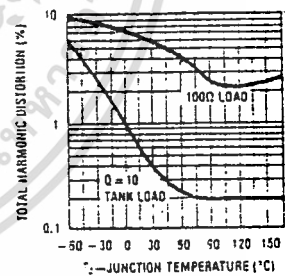
Transient Voltage Survival vs Pulse-Time



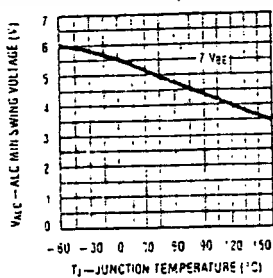
Transmitter AC Output Current vs Junction Temperature



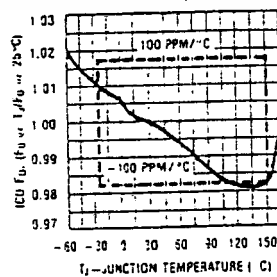
Transmitter Sinusoid THD vs Junction Temperature



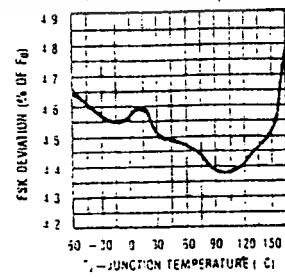
ALC Voltage vs. Junction Temperature



ICO Frequency vs Junction Temperature

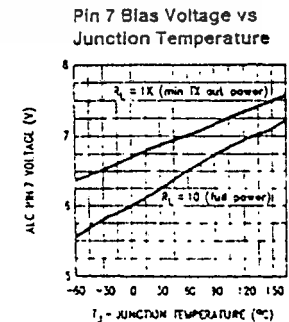
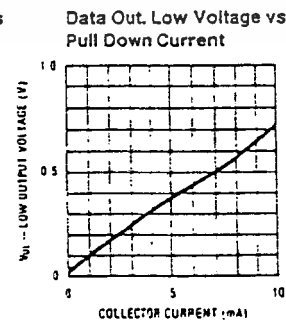
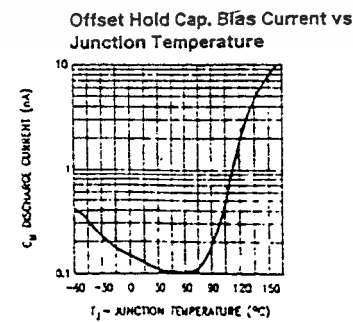
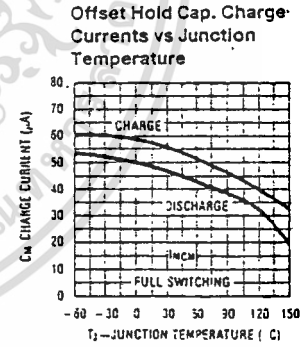
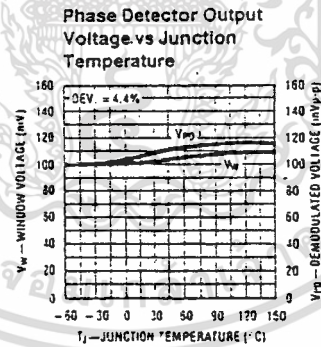
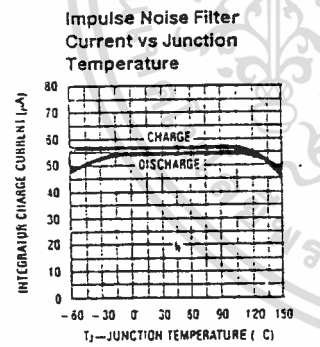
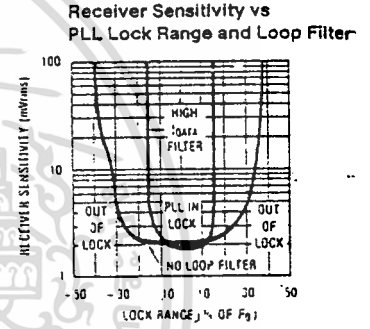
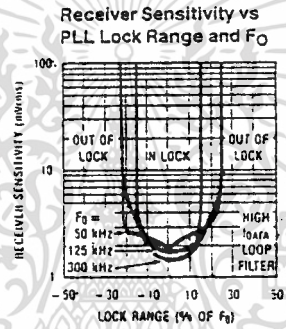
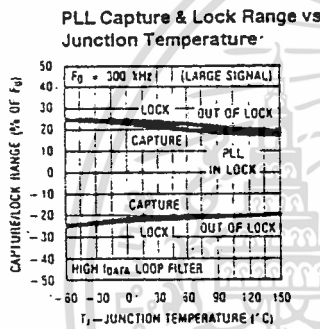
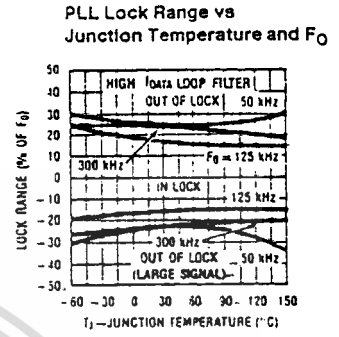
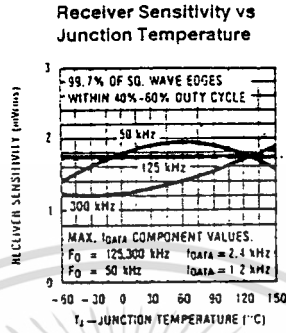
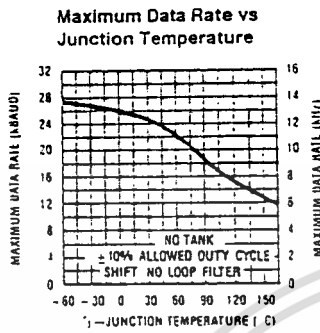


Transmitter FSK Deviation vs Junction Temperature



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

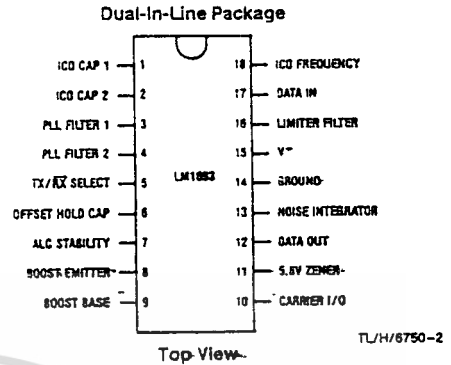
Application Information*

THE DATA PATH

The BI-LINE™ chip serves as a power line interface in the carrier-current transceiver (CCT) system of Figure 3. Figure 4 shows the interface circuit now discussed. The controller may select either the transmit (TX) or receive (RX) mode. Serial data from the controller is used to generate a FSK-modulated 50 to 300 kHz carrier on the line in the TX mode. In the RX mode line signal passes through the coupling transformer into the PLL-based receiver. The recreated serial bit stream drives the controller.

With the IC in the TX mode (pin 5 a logic high), baseband data to 5 kHz drive the modulator's Data In pin to generate a switched 0.9781/1.0221 control current to drive the low TC, triangle-wave, current-controlled oscillator to $\pm 2.2\%$ deviation. The tri-wave passes through a differential attenuator and sine shaper which deliver a current sinusoid through an automatic level control (ALC) circuit to the gain of 200 current output amplifier. Drive current from the Carrier I/O develops a voltage swing on T_1 's (Figure 4) resonant tank proportional to line impedance, then passes through the step-down transformer and coupling capacitor C_C onto the line. Progressively smaller line impedances cause reduced signal swing, but never clipping—thus avoiding potential radio frequency interference. When large line impedances threaten to allow excessive output swing on pin 10, the ALC shunts current away from the output amplifier, holding the voltage swing constant and within the amp's compliance limit. The amplifier is stable with a load of any magnitude or phase angle.

In the RX mode (pin 5 a logic low), the TX sections on the chip are disabled. Carrier signal, broad-band noise, transient spikes, and power line component impinge of the receiver's input highpass filter, made up of C_C and T_1 , and the tank bandpass filter. In-band carrier signal, band-limited noise, heavily attenuated line frequency component, and attenuated transient energy pass through to produce voltage swing on the tank, swinging about the positive supply to drive the PLL phase detector differentially. The differential demodulated output signal from the phase detector, containing AC and DC data signal, noise, system DC offsets; and a large twice-the-carrier-frequency component, passes through a 3-stage RC lowpass filter to drive the offset cancel circuit differentially. The offset cancelling circuit works by insuring that the (fixed) ± 50 mV signal delivered to the data squaring ("slicing") comparator is centered around the 0 mV comparator switch point. Whenever the comparator signal plus DC offset and noise moves outside the carefully matched ± 50 mV voltage "window" of the offset cancel circuit, it adjusts its DC correction voltage in series with the differential signal to force the signal back into the window. While the signal is within the ± 50 mV window, the DC offset is stored on capacitor C_M . By grace of the highly non-linear offset hold capacitor charging during offset cancelling, the DC cancellation is done much more quickly than with an AC coupling capacitor normally used in place of the offset cancel circuit. Since impulse noise spikes normally ring the signal symmetrically around 0 V, the fully bilateral offset cancel topology affords excellent noise rejection. The switched current output of the comparator drives the impulse noise filter integrator capacitor that rejects all data pulses of less than the integrator charge time. Noise appears as duty-cycle jitter at the open collector serial data output.

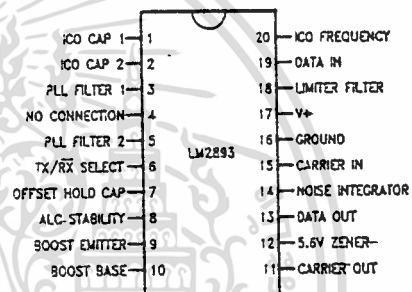


Top View

TL/H/6750-2

Order Number LM1893N
See NS Package Number N18A

Small Outline & Dual-In-Line Package

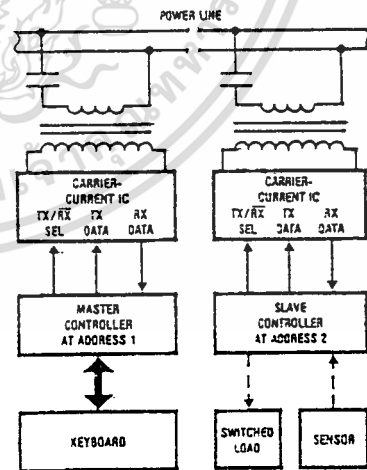


Top View

TL/H/6750-41

Order Number LM2893M or LM2893N
See NS Package Number M20B or N20A

FIGURE 2. Connection Diagrams



TL/H/6750-3

FIGURE 3. The block diagram of a carrier-current system using the Bi-Line chip to interface digital controllers via the power line

*Unless otherwise noted, all pin references refer to LM1893, but hold true for equivalent LM2893 pin.

Application Information (Continued)

| # | Recommended Value | Purpose | Effect of making the component value: | | Notes |
|-------------------------|----------------------------------|---|--|--|--|
| | | | Smaller | Larger | |
| C_O R_O | 560 pF 5.2 kΩ | Together, C_O and R_O set I_{CO} F_O . | Increases F_O Increases F_O < 5.6 k not recommended. | Decreases F_O Decreases F_O > 7.6 k not recommended. | = 5% NPO ceramic. Use low TC 2 k pot and 5.6 k fixed R. Poor F_O TC with < 5.6 k R_O . |
| C_F R_F | 0.047 μF 3.3 kΩ | PLL loop filter pole PLL loop filter zero | Less noise immune, higher f_{DATA} , more PLL stability. PLL less stable, allows less C_F . Less ringing. | More noise immune, lower f_{DATA} , less PLL stability. PLL more stable, allows more C_F . More ringing. | Depending on R_F value and F_O , PLL unstable with large C_F . See Apps. Info. C_F and R_F values not critical. |
| C_C | 0.22 μF | Couples F_O to line, C_C and T_1 low-pass attenuates 60 Hz. | Low-TX line amplitude. Less 60 Hz T_1 current. Less stored charge. | Drives lower line Z. More 60 Hz T_1 current. More stored charge. | ≥ 250 V non-polar. Use 2 C_C on hot and neutral for max. line isolation, safety. |
| C_O T_1 | 0.033 μF Use recommended XFMR | Tank matches line Z, bandpass filters, isolates from line, and attenuates transients. | Tank F_O up or increase L of T_1 for constant F_O . Smaller L: higher F_O or increase C_C ; decreased F_O line pull. | Tank F_O down or decrease L of T_1 for constant F_O . Larger L: lower F_O or decrease C_C ; increased F_O line pull. | 100 V nonpolar, low TC. = 10% High large-signal Q needed. Optimize for low F_O line pull with control of F_O TC and Q. |
| C_A R_A | 0.1 μF 10 kΩ | ALC pole ALC zero | Noise spikes turn ALC off. Less stable ALC. | Slower ALC response. More stable ALC. | R_A optional. ALC stable for C_A ≥ 100 pF. |
| C_L | 0.047 μF | Limiter 50 kHz pole, 60 Hz rejection. | Higher pole F, more 60 Hz reject. F_O attenuation? | Lower pole F, less 60 Hz reject. more noise BW. | Any reasonably low TC cap. 300 pF guarantees stability. |
| C_M | 0.47 μF | Holds RX path V_{OS} | Less noise immune, shorter V_{OS} hold, faster V_{OS} acquisition, shorter preamble. | More noise immune, longer V_{OS} hold, slower V_{OS} acquisition, longer preamble. | Low leakage = 20% cap. Scale with f_{DATA} . |
| C_I | 0.047 μF | Rejects short pulses like impulse noise. | Less impulse reject, less delay, more pulse jitter. | More impulse reject; more delay, less pulse jitter. | C_I charge time 1/2 bit nom. Must be < 1 bit worst-case. |
| R_C | 10 kΩ | Open-col. pull-up | Less available sink I. | Less available source I. | R_C ≥ 1.5 kΩ on 5.6 V |
| R_Z | 12 kΩ | 5.6 V Zener bias | Larger shunt current, more chip dissipation. | Smaller shunt current, less V^- current draw. | 1 < I_Z < 30 mA recommended. (Chip power-up needs 5.6 V) |
| Z_T | ≥ 44 V BV < 50 V peak | Transient clamp | Z_T failure, higher series R-excess, peak V, Zener and chip damage, loss ruggedness. | Z_T costly, lower-series R gives enhanced transient clamp, more ruggedness. | Recommend Zener rated for ≥ 500 W for 1 ms. |
| R_T O_T | 4.7 Ω ≥ 44V BV | Transient I limit Over-drive Clamp | Damage Z_T , pull up V^+ Failure on Transient | Excessive TX attenuation. Costly | Carbon comp. recommended. 1RF 11DQ05 or 1N5819 |
| R_B Q_B R_G | 180 Ω Power NPN 1.1 Ω | Base bleed Boost gain device. Current setting R | Faster, lower THD I_O . Excessive T_J and V_{SAT} . More I_O , need higher h_{FE} . | Inadequate turn-off speed. More rugged, but costly. Less I_O , lower min. h_{FE} . | Boost optional. Q_B F(-3 dB) of > 200-MHz. R_B > 24 Ohm. $I_O = 70((10 + R_G)/R_G)$ mA App. |
| C_S | ≥ 47 μF | Supply bypass | Transients destroy chip. | Less supply spike. | V^+ never over abs. max. |
| Z_A | 5.1V | Stop ALC charge in RX mode | Excess ALC current flow | ALC RX charging not inhibited over T_J | Z_A optional - 5.1V = 20% low leakage type |

FIGURE 5. A quick explanation of the external component function using the circuit of Figure 4. Values given are for $V^+ = 18$ V, $F_O = 125$ kHz, $f_{DATA} = 360$ Baud (180 Hz), using a 115 V 60 Hz power line

Component Selection

Assuming the circuit of Figure 4 is used with something other than the nominal 125 kHz carrier frequency, 180 Hz data rate, 18V supply voltage, etcetera, the component values listed in Figure 5 will need changing. This section will help direct the CCT designer in finding the required component values with emphasis placed on look-up tables and charts. It is assumed that the designer has selected values for carrier center frequency, F_O ; data rate, f_{DATA} ; supply voltage, V^+ ; power line voltage, V_L ; and power line frequency, F_L . If one or more of those parameters is not defined, one may read the data sheet and make an educated guess.

Maxims to keep in mind, based on CCT electrical perform-

ance considerations only, are: 1) the higher the F_O the better, 2) the lower the maximum data rate the better, and 3) the more time and frequency filtering the better.

Use Figure 5 as a quick reference to the external component function.

THE TRANSMITTER

C_O

Central to chip operation is the low TC of F_O emitter-coupled oscillator. With proper C_O , the F_O of the 2 V_{BE} amplitude triangle-wave oscillator output may vary from near DC to above 300 kHz. While C_O may have any value, C_O should

Component Selection (Continued)

power capability than standard avalanche diodes rated for equal DC dissipation. Metal oxide varistors have not proven useful because of their inferior clamping coefficient and are not recommended. Specifications for an example minimum diode are given in Figure 13.

| | |
|----------------------------------|---------------------|
| Breakdown Voltage | 44-49V @ 1 mA |
| Maximum Leakage | 1 μ A @ 40V |
| Capacitance | 300 pF @ 8V |
| Maximum Clamp Voltage | 64.5V @ 7.8A |
| Peak Non-Repetitive Pulse Power | 10 kW for 1 μ s |
| (REA Standard Exponential Pulse) | |
| Surge Current | 70A for 1/120s |

FIGURE 13. Key specifications for a recommended transient suppressor Z_T available from General Semiconductor, 2001 West Tenth Place, Tempe, AZ 85281, 602-968-3101, part no. SA40A

R_T

R_T acts as a voltage divider with Z_T , absorbing transient energy that attempts to pull the Carrier Input pin above 44V. Make the resistor a carbon composition 1/4W. When experiments discharging C_C charged to the peak-to-peak 620V AC thru a 1 Ω power line were carried out, film resistors blew open-circuit.

D_T

This Schottky diode is placed in parallel with the CCT chip's substrate diode to pass the majority of the current drawn from ground when the Carrier Input or Carrier Output is pulled below ground by a larger-than-twice-the supply-swing on the tank. Note that Z_T is in parallel with the substrate diode, but is ineffective due to its high forward voltage drop and high diffusion capacitance caused by its low forward speed. Tests proved that a 1N5818 kept a receive-path functional with a 20X boost transmitter with a 7:1 transformer attempted to swing the receiver's Carrier I/O to $\pm 100V$ (300 mA peak ground current in the receiver). Without D_T , the receiver momentarily stops functioning at a 100 times lower ground current.

This diode is not needed if the Carrier I/O never swings below ground. If your CCT systems all run on the same regulated voltage with all matched transformers and turns ratios, it is not needed. Otherwise, it is.

THE RECEIVER

The receiver and transmitter share components C_C , T_1 , C_O , R_T , Z_T , C_O , R_O , and peripheral supply and bias components that are not in need of change for RX mode operation. Values for the balance of the components are now found.

Line-Frequency Rejection

To use the ultimate sensitivity of the device, fully 110 dB of 115 V, 60 Hz attenuation is required between the line and the limiter amplifier output. Using the circuit topology of Figure 4, the combined attenuation of the C_C/T_1 highpass, the tuned transformer, and the bandpass filter attenuation of the limiter amplifier give far more line rejection than the above-stated minimum. However, if some other CCT line coupling circuit is used, line rejection will become important to the system designer.

Receiver input power supply rejection (PSRR) and common-mode rejection (CMRR) are one-in-the-same using the supply-referenced signal in/out of Figure 4. Ripple swings both

differential inputs of the Norton amp. equally, while the single-ended input signal swings only the positive input. Overall PSRR consists of the input CMRR (set by the input stage component matching) and the ripple-frequency attenuation of the input amplifier bandpass response that passes carrier frequency but stops low frequencies. A typical 1% resistor and 1 mV n-p-n mirror offsets give 26 dB of attenuation, the bandpass gives 54 dB 120 Hz attenuation, for an overall 80 dB PSRR to allow tens of volts of ripple before impacting ultimate sensitivity.

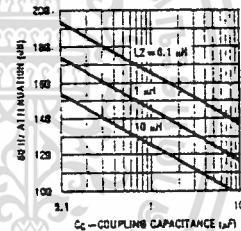
C_C

A value was chosen earlier. Knowing T_1 's secondary inductance allows a check of LC line attenuation using Figure 14.

C_L

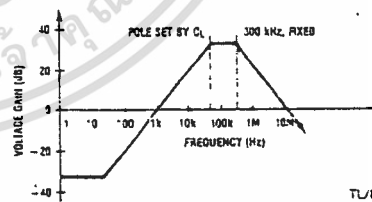
The Norton input limiter amplifier has a bandpass filter for enhanced receiver selectivity, noise immunity, and line frequency rejection. The nominal response curve for $F_O = 50$ kHz is shown in Figure 15. The 300 kHz pole is fixed. The 50 kHz pole is set by C_L 's value. After C_L is found, the resulting line frequency attenuation is found for the bandpass filter.

Use Figure 15 to find a C_L value given for F_O . The approximate line frequency attenuation of the bandpass filter may then be found in Figure 16. Figure 15 returns a value for C_L 33% larger than nominal, giving a low frequency pole 33% low to allow for component tolerances.

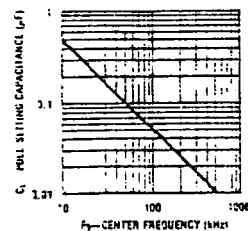


TU/H/6750-15

FIGURE 14. The 60 Hz line rejection of the highpass filter made up of C_C and T_1 's line-side winding (neglecting capacitive coupling)



TU/H/6750-16



TU/H/6750-17

FIGURE 15. Given F_O , C_L is found. Also shown is the input amplifier's small signal amplitude response

Component Selection (Continued)

C_F and R_F

These phase-locked loop (PLL) loop filter components remove some of the noise and most of the $2F_0$ components present in the demodulated differential output voltage signal from the phase detector. They affect the PLL capture range, loop bandwidth, damping, and capture time. Because the PLL has an inherent loop pole due to the integrator action of the ICO (via C_0), the loop pole set by C_F and the zero set by R_F gives the loop filter a classical 2nd-order response.

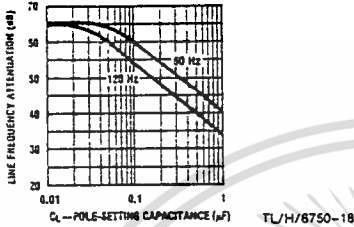


FIGURE 16. The Norton-input limiter amplifier bandpass filter line-frequency signal attenuation given C_L

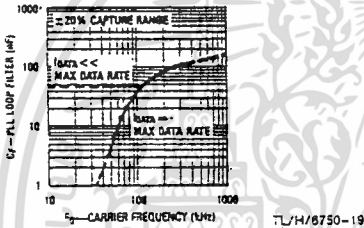


FIGURE 17. Find C_F given F_0 . Figure 19 gives the maximum data rate

No C_F and R_F give the most stable PLL with the fastest response. Large C_F 's with a too-small R_F cause PLL loop instability leading to poor capture range and poor step response or oscillation.

Calculation of C_F and R_F is quite difficult, involving not only the 2nd-order loop step response, but also the PLL non-dominant poles, the tuned transformer stepped-frequency response, and the RC lowpass step response (for data rates approaching 1 kHz). C_F and R_F values are best found empirically. Tolerance is not critical. Component values are selected to give the best possible impulse noise rejection while preserving a $\pm 20\%$ capture range and wide stability margin. Figures 17 and 18 give C_F and R_F values versus F_0 , where " $f_{DATA} \ll \text{MAX DATA RATE}$ " means that f_{DATA} should be less than the maximum data rate, in kHz, from Figure 19 divided by 10.

Note that C_F and R_F are a function of data rate only for high data rates and are not plotted against data rate - as one might expect. The reason for this is important to understand if the CCT system designer wishes to find C_F and R_F empirically. Data signal is, loosely speaking, passed through the PLL loop and is therefore potentially attenuated if the loop bandwidth is on the order of the 3rd harmonic of the data rate, or less. Overall loop bandwidth is held as low as possible for maximum noise rejection while passing the data. Loop bandwidth is roughly proportional to the geometric mean of the unfiltered loop bandwidth and the filter pole set by C_F . Therefore, C_F is related to data rate. Unfortunately, the loop capture range falls to critically low values when large enough values of C_F are used to reduce loop bandwidth down to the 100's of Hz range, for low data rates. The

obvious way out is to then reduce the unfiltered loop bandwidth. That bandwidth is approximately proportional to the value of C_0 . For a fixed F_0 , unfiltered loop bandwidth reduction requires a larger C_0 and larger control current. With this chip, changing the control current is not allowed. So one is forced to choose a C_F/R_F combination with some minimum capture range, say $\approx 20\%$, that is within some guardband from the point of loop instability. Happily, impulse noise tends to last only fractions of a millisecond so that the lack of low bandwidth loop response with low data rates is not a heavy penalty. As long as there is adequate capture range, the impulse noise filter performs admirably. Note that reducing F_0 will reduce the no-filter loop bandwidth, and indeed the maximum data rate falls below the limit set by the RC lowpass filter as F_0 falls below 100 kHz (Figure 19).

The tuned transformer characteristics will affect the demodulated data waveform more than C_F and R_F at low data rates. Tank Q and off-tuning will affect overshoot during the FSK frequency steps. This is a property of tuned circuits: The maximum data rate of Figure 19 is measured from the receiver input to the Data Out and does not include the data bandwidth reducing effects of T_1 .

C_M

Capacitor C_M stores a voltage corresponding to a correction factor required to cancel the phase detector differential output DC offsets. The stored voltage is $3/4$ of the DC offset plus some bias level of about 2.2 V. A large C_M value increases the time required to bias-up the receive path at the beginning of transmission. A large C_M does filter well and store its bias voltage long. Because of the initial random charge of C_M , the receiver must be given a data transition to charge to the proper bias voltage. Therefore, reducing C_M 's value to one that may be charged in less than 2 bit-times will not save biasing time and is not recommended.

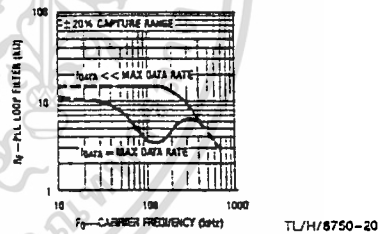


FIGURE 18. Find R_F given F_0 with F_{DATA} a parameter

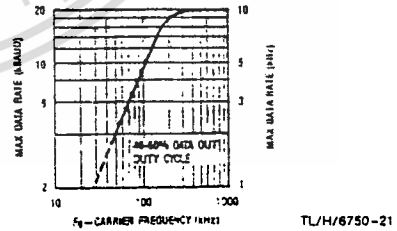


FIGURE 19. The maximum data rate versus F_0 using loop filter components optimized for max. noise performance while retaining a min. $\approx 20\%$ capture range (large signal)

Use Figure 20 to find C_M 's value knowing f_{DATA} , assuming the standard 2 bit receive charge time is desired. The cap. value and TC are not critical, but the capacitor should have low leakage.

Component Selection (Continued)

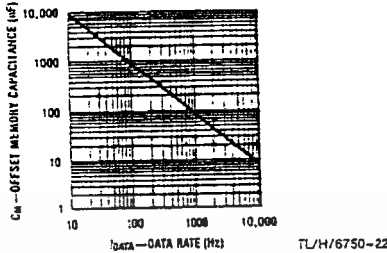


FIGURE 20. Size C_M assuming a 2 bit-time receive bias time

C_1

The impulse noise filter integrator capacitor C_1 is used to disallow the passage of any pulse shorter than the integrator charge time. That charge time, set to a nominal $\frac{1}{2}$ bit time, is the time required for a $\pm 50 \mu\text{A}$ charge current to swing C_1 over a $2V_{BE}$ range. Charge time under worst case conditions must never be greater than a bit time since no signal could then pass. Using a $\pm 10\%$ capacitor, full junction temperature range, and full specified current range, a maximum nominal charge time of $\frac{1}{2}$ bit is recommended. Figure 21 gives C_1 versus data rate under those conditions.

R_C

The collector pull-up resistor is sized to supply adequate pull-up current drive and speed while preserving adequate output low current drive.

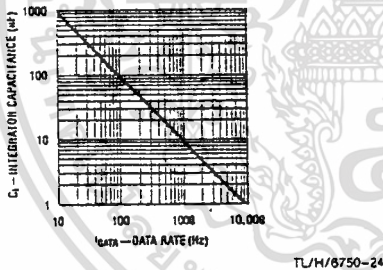


FIGURE 21. Impulse noise filter cap. C_1 versus F_{DATA} where the charge time is $\frac{1}{2}$ bit time

Z_A

The 5.1V silicon zener diode Z_A is required when a short-RX-to-TX switch-over time is needed at the same time that the chip is operating in the RX mode with a pin 10 input signal swing approaching or exceeding twice the supply voltage. Predominant causes of these large swings impinging on the RX input are: 1) a transmitter's supply voltage higher than the receiver's supply voltage, 2) a TX and RX pair that are electrically close, or, 3) a higher RX T_1 step-up ratio than the TX T_1 step-down ratio.

Normally, when in the RX mode with small incoming signal on pin 10, the ALC remains off with pin 7 at a $6V (V_Z - 2V_{BE})$ bias voltage. C_A is then charged to $6V$. TX mode may then be selected with $6V$ on C_A allowing 100% TX power to pump T_1 's tuned circuit, and so the AC line quickly for fast RX-to-TX switch time. As TX output swing increases so that pin 10 swings below V_{ALC} (4.7V typically), that ALC activates to charge C_A to about 6.6V to reduce TX output drive. However, if in the RX mode pin 10 ever swings below V_{ALC} , C_A will charge to above 6.6V. Now, when the TX mode is selected with C_A at 6.6V, somewhere from 0 to 100% TX output drive is available to pump T_1 's tuned circuit, resulting in a slower rising line signal - effectively reducing the RX-to-TX switch time.

Use a 5.1V Z_A driven by a 0 to 0.8V logic low signal to guarantee over-temp. operation. R_A must be in series with Z_A to limit current flow and should never fall below $1k\Omega$. If R_A is less than $1k\Omega$, then put a $2k\Omega$ resistor in series with Z_A . Logic high voltages above 10V will cause current flow into pin 7 that must be limited to 1 mA (with R_A or a series R).

Breadboarding Tips

During CCT system evaluation, some techniques listed below will simplify certain measurements.

- Use caution when working on this circuit - dangerous line voltages may be present.
- When evaluating PLL operation, offset cancel circuit operation, and loop filter values, use the filter of Figure 22 to view the demodulated signal minus the $2F_0$ and noise components. This filter models the RC lowpass filter on chip.

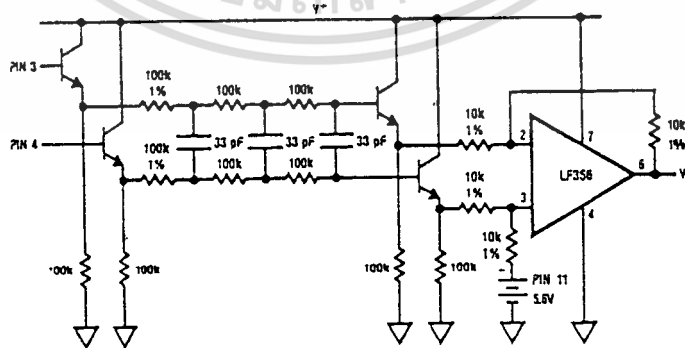


FIGURE 22. Circuit to view the differential demodulated data signal, minus the noise and $2F_0$ components, conveniently with a single-ended gain-of-one output

Breadboarding Tips (Continued)

- When evaluating CCT system noise performance on a real power line, it is desirable to vary the signal amplitude to the receiver. This is not easy. An in-line line-proof L-pad is fine except that the line impedance is unknown and variable and so the L-pad will rarely match. Instead, the power output of a chip transmitter may be controlled using the circuit of *Figure 23*. This circuit controls the ALC.
- it is sometimes desirable to place impulse noise on the line. A simple light dimmer with a 100 W light bulb load produces representative impulse noise.
- Do not allow peak currents of over 1 A through the 5.6 V Zener. In other words, don't short charged capacitors into this low-impedance device. Take care not to momentarily short pins 10 and 11 - chip damage may result.
- *Figure 24* shows some typical signals beginning with serial data transmitted to received signal.

Tuning Procedure

This procedure applies to circuits similar to *Figure 4* LM1893 or LM2893 circuit.

First, trim F_O by putting the chip in the TX mode, setting a logical high data input, and measuring the TX high frequency, $1.022 F_O$, on the Carrier I/O using these steps:

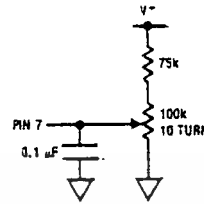
1. Take pin 17 to a logic low.
2. Take pin 5 to a logic high.
3. Place a counter on pin 10.
4. Adjust R_O on pin 18 for $F = 1.022F_O$.

Second, the line transformer is tuned. The chip is placed in the TX mode, a resistive line load is connected to disable the ALC by reducing tank voltage swing below its limit. FSK data is then passed through the tank so that the tank envelope may be adjusted for equal amplitude for high and low data frequency.

1. Take pin 5 to a logic high.
2. Place a logic-level square wave at or below the receiver's maximum data rate on pin 17.
3. Temporarily place a 330 Ω resistor across the tank.
4. Place a scope on pin 10.
5. Adjust the transformer slug for the least envelope modulation.

In lieu of the 330 Ω resistive load, T_1 may be coupled to the power line to better simulate actual load and tank pull conditions during tank tuning. Alternatively, a passive network

representing an average line impedance may be connected to the line side of T_1 . The circuit of *Figure 23* should then be used to defeat the leveling effect of the ALC.



TJ/H/6750-26

FIGURE 23. A means of transmitter output amplitude control is shown.

Thermal Considerations

It is desirable to place the largest possible signal on the power line for maximum range, limited only by the chip power dissipation and maximum junction temperature T_J . The falling output power at elevated T_J allows a more optimal power output - high power at low T_J and lower power at high T_J for chip self-protection. However, it is still possible to exceed the maximum T_J within the specified ambient temperature limit ($T_A = 85^\circ\text{C}$) under worst case conditions of 100% TX duty cycle, high supply, shorted load, poor PC board layout (with small copper foil area), and an above nominal current part. Under those conditions, a part may dissipate 2140 mW, reaching a $T_J = 170^\circ\text{C}$ worst-case (admittedly a rare occurrence). Proper system design includes the measurement or calculation of T_J max. to guarantee function under worst-case operation. Like all devices with failure modes modeled by the Arrhenius model, the high chip reliability is further enhanced by keeping the die temperature mercifully below the absolute maximum rating. A direct method of measuring operating junction temperature is to measure the V_{BE} voltage on pin 18, which is always available under all operating modes. The graph of *Figure 25* may be used to find T_J , knowing V_{BE} at the operating point in question and V_{BE} at $T_A = T_J = 25^\circ\text{C}$. V_{BE} is found by powering up a chip (in RX mode) that has been dissipating zero power at some T_A for some time and measuring V_{BE} in less than 1 s (for better than 5°C accuracy).

Alternately, T_J may be calculated using:

$$T_J = T_A + \theta_{JA} P_D \quad (1)$$

where θ_{JA} is $75^\circ\text{C}/\text{W}$ for the plastic (N) package using a socket. That θ_{JA} value is for a high confidence level; nomi-



TJ/H/6750-23

FIGURE 24. Oscilloscope revealing signals at several important nodes under weak signal (0.5 mV_{RMS}) conditions with SCR spikes on an otherwise quiet 115 V, 60 Hz power line. The signals are: 1) transmitted data, 2) RX carrier on the tuned transformer, 3) demodulated signal from the PLL after passing thru circuit of *Figure 22*, 4) signal after RC lowpass, 5) data at impulse noise filter integrator, and 6) received data. Horizontal scale is 10 ms per div.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thermal Considerations (Continued)

nal θ_{JA} for an N package is $60^\circ\text{C}/\text{W}$, lower with good PC board layout. Since P_D is a relatively strong function of T_J , an iterative solution process starting with an initial guess for T_J is used. With the estimated T_J , find the total supply current found in the typical performance characteristics.

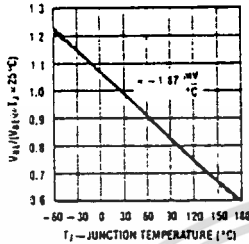


FIGURE 25. T_J may be found by using the temperature coefficient of pin 18 V_{BE} if V_{BE} is known at 25°C

Transmit-To-Receive Switch-Over Time

An important figure-of-merit for a half-duplex CCT link, affecting effective data rate, is the TX-to-RX switch time T_{TR} . Using the recommended component values gives this part a nominal 2 bit-time (1 bit time = $1/(2f_{DATA})$) over a wide range of operating conditions, where the receiver requires 1 data transition. T_{TR} cannot be decreased significantly but does increase as noise filtering, especially via C_M , is increased. Impulse noise at switch, signals near the limiting sensitivity, poor F_O match between receiver and transmitter because of poor trim or worst-case conditions, and the statistical nature of PLL signal acquisition may all contribute to increase T_{TR} to possibly 4 bit-times.

T_{TR} is lower when a pair of LM1893's handshake rapidly. The receiver was designed to "remember" the RX-mode DC operating points on C_M and C_F while in the TX mode. Under noisy worst case conditions, C_M will discharge to the point of false operation after 35 bit-times in the TX mode (1400 bit times with no noise and a nominal part, $f_{DATA} = 180 \text{ Hz}$). T_{TR} is about 0.8 ms (proportional to the selected F_O) plus $1/2$ bit-time.

The major components of T_{TR} are described below for a nominal 125 kHz F_O , 180 Hz f_{DATA} , lightly-loaded tank with a Q of 20, and the circuit of Figure 4. The remote CCT has been operating in the TX mode with a 26.6 V_{PP} tank swing and is now selected as a receiver. An incoming signal requiring the ultimate receiver sensitivity immediately is placed on the line.

First, the tank stored energy at the transmit frequency must decay to a level below the 2.8 mV_{PP} swing caused by the 0.14 mV_{RMS} incoming line signal containing the information to be received.

$$\text{decay time} = \frac{Q}{\pi F_O} \ln \left(\frac{V_1}{V_O} \right) = \frac{20}{\pi \times 125\,000} \ln \left(\frac{26.6}{0.0028} \right) = 0.466 \text{ ms} \quad (2)$$

That is 0.47 ms τ delay (proportional to $1/F_O$ and Q).

Second, the PLL must acquire the signal; it must lock and settle. Acquisition time is statistical and may take any length of time, but average acquisition time depends on the loop filter components C_F and R_F and the difference in center frequencies, ΔF_O , of the TX/RX pair. Using the recom-

mended C_F and R_F (47 nF and 6.2 k Ω) with a $\pm 4.4\%$ ΔF_O ($a \approx 100 \text{ mV}$ DC offset on C_F and R_F), lock was measured to take less than 50 cycles of F_O . That is a 0.40 ms delay (proportional to $1/F_O$).

Acquisition is incomplete until the second order PLL loop settles. For the above-mentioned C_F and R_F , the loop natural frequency F_N and damping factor are found to be 2.3 kHz and 1.0 respectively. Settling to within $\pm 25 \text{ mV}$ of the $\pm 100 \text{ mV}$ DC offset change requires 2.7 periods of F_N or 1.2 ms (a function of C_F and R_F).

Third, the RC lowpass filter introduces a 0.12 ms delay. Fourth, C_M must charge up to $\pm (5/4)100 = 83 \text{ mV}$ depending on the polarity of F_O . Borderline data squaring with zero noise immunity is possible with only $\pm (5/4) 50 \text{ mV}$ of charging. C_M charge current is an asymptotic function approximated by assuming a 50 μA charge current and the full 83 mV charge voltage. C_M charge time is then 1.7 ms (proportional to $1/f_{DATA}$).

Fifth, the impulse noise filter adds a $1/2$ bit-time delay. Total T_{TR} is 3.9 ms plus $1/2$ bit-time for a total of 1.9 bit-times at 360 Baud.

Receive-To-Transmit Switch-Over Time

Assume the chip has been in the RX mode and the TX mode is now selected. In less than 10 μs , full output current is exponentially building tank swing. 50% of full swing is achieved in less than 10 cycles - or under 80 μs at 125 kHz. In the same 10 μs that the output amp went on, the phase detector and loop filter are disconnected and the modulator input is enabled. FSK modulation is produced in 10 μs after switching to TX mode.

Power Line Impedance

Irrespective of how wide the limits on power line impedances Z_L are placed, there are no guarantees. However, since the CCT design requires an estimate of the lowest expected line impedance Z_{LN} encountered for the most efficient transmitter-to-line coupling, line impedance should be measured and Z_L limits fixed to a given confidence level. Reasonable values for T_1 turns ratio, loaded Q, and tank resonant frequency pull F_O may be found to enable a CCT system design that functions with the overwhelming majority of power lines.

A limited sampling of Z_L was made, during the LM1893 design, of residential and commercial 115V 60 Hz power lines. Data was also drawn from the research of Nicholson and Malack (reference 1), among others, to produce Figures 26 and 27. All measured impedances are contained within the shaded portions of Figure 27. A nominal 3.5, 7.0 and 14 Ω Z_{LN} is used throughout the application information with a nominal 45° phase angle (0° is sometimes used for simplicity).

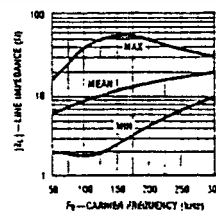


FIGURE 26. Measured line impedance range for residential and commercial 115V, 60 Hz lines

The Coupling Transformer (Continued)

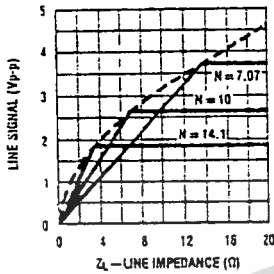


FIGURE 29. Impressed line voltage for a given Z_L for each of the 3 taps available on the recommended transformers

$$P_O = I_O V_O = \frac{I_{OPP}}{2\sqrt{2}} \left[\frac{2(-V_{ALC} + V_+) }{2\sqrt{2}} \right] = \frac{(-4.7 + V_+) I_O}{4} \quad (5)$$

where I_O is in amps peak-to-peak at an elevated T_J

$$P_O = \frac{(18 - 4.7) 0.06}{4} = 0.200 \text{ W} \quad (6)$$

$$R_{O||} |Z_{LN}|' = \frac{V_{O2}}{P_O} = \frac{(-V_{ALC} + V_+) \sqrt{2}}{I_O} = 442 \Omega \quad (7)$$

R_O is found using Z_{LN} and the value for N found when assuming $Q_U = 35$.

$$|Z_{LN}|' = N^2 Z_{LN} = (7.07)^2 13.9 = 695 \Omega \quad (8)$$

$$R_O = \frac{1}{\frac{1}{R_{O||} |Z_{LN}|'} + \frac{1}{|Z_{LN}|'}} = \frac{1}{\frac{1}{442} + \frac{1}{695}} = 1210 \Omega \quad (9)$$

$$R_{OS}' = \frac{R_O}{1 + Q_U^2} = \frac{1210}{1 + 35^2} = 1 \Omega \quad (10)$$

Only Q_L remains to be found to calculate L_1 . Q_L is related to the -3 dB (half-power) bandwidth by

$$Q_L = \frac{1}{BW (\% \text{ of } F_O)} \quad (11)$$

An iterative solution is forced where line pull, ΔF_O , must be guessed to find Q_L and L_1 . L_1 is then used to check the line pull guess; a large error requires a new guess. Try a BW of 8.7% - that is 4.4% for deviation, 1% for TC of F_O , and 3.3% for ΔF_O - giving $Q_L = 11.5$.

$$L_1 = \frac{442}{2\pi \times 125000 \times 11.5} = 49.0 \mu\text{H} \quad (12)$$

Knowing the core inductance per turn, L , and L_1 , the number of turns is found.

$$T_1 = \sqrt{\frac{L_1}{L}} = \sqrt{\frac{49.0 \mu\text{H}}{20 \text{ nH/T}}} = 49 \frac{1}{2} \text{ turns} \quad (13)$$

T is normally an integer, but these transformers require so few turns that half-turns are specified, remembering that the remaining $\frac{1}{2}$ turn is completed on the P.C. board and is loosely coupled. The secondary turns are calculated

$$T_2 = \frac{T_1}{N} = \frac{49.5}{7.07} = 7.00 = 7 \text{ turns} \quad (15)$$

giving an L_2 of 0.98 μH . Note that the recommended 125 kHz transformer mirrors these specifications. The resonating capacitor is

$$C_O = \frac{1}{(2\pi F_O)^2 L_1} = 33.1 \times 10^{-9} = 33 \text{ nF} \quad (16)$$

Line pull ΔF_O was calculated (reference 3) for a Z_L magnitude of 14 Ω and up with any phase angle from -90° to 90° . ΔF_O was 6.4% - well above the 3.3% estimate. Referring to (11), an 11.8% bandwidth is required, forcing L_1 to be reduced to reduce Q . That fix was not implemented; some signal attenuation under worst-case drift and ΔF_O is allowed. L_1 is already so small that the 31 gauge winding conducts a $\frac{1}{4}$ ARMS circulating current.

Line Carrier Detection

While the addition of a carrier detection circuit (for a mute or squelch function) will only decrease receiver ultimate sensitivity, there is sometimes good reason to employ it to free the controller from watching for RX signal when no carrier is incoming, or to employ it to reduce the probability of line collisions (when multiple transmitters operate simultaneously to cause one or more transmissions to fail). Unless the detector is heavily filtered or uses a high carrier amplitude threshold, there will be false outputs that force the controller to have Data Out data checking capability just as is required when using no carrier detector. If false triggering is minimized, the probability of line collisions is increased due to the inability to sense low carrier amplitudes and because of sense delay. The property of the LM1893 to change output state infrequently (although the polarity is undefined) when in the RX mode, with no incoming carrier, reduces the desire to implement carrier detection and preserves the full ultimate sensitivity. Also, many impulse-noise insensitive transmission schemes, like handsnaking, are easily modified to recover from line collisions.

Regarding this, it should be stated that for very complicated industrial systems with long signal runs and high line noise levels, it is probably wise to use a protocol which is inherently collision free so that no carrier detect hardware or software is needed. A token passing protocol is an example of such a system.

Figure 30 shows a low cost carrier amplitude detection circuit.

Audio Transmission

The LM1893 is designed to allow analog data transmission and reception. Base-band audio-bandwidth signals, FM modulate the carrier passing through the tuned transformer (placing a limit on the usable percent modulation) onto the power line to be linearly demodulated by the receiver P.E.T. Because the receiver data path beyond the phase detector will pass only digital signal, external audio filtering and amplification is required. Figure 31 shows a simple audio transmitter and receiver circuit utilizing a carrier detection mute circuit. A single LM339 quad. comparator may be used to build the carrier detect and mute. Filter bandwidth is held to a minimum to minimize noise, especially line-related correlated noise.

Communication and System Protocols

The development of communication and system protocols has historically been the single most time consuming element in design of carrier current systems. The protocols are defined as the following:

1. *Communication protocol*: a software method of encoding and decoding data that remains constant for every transmiss-

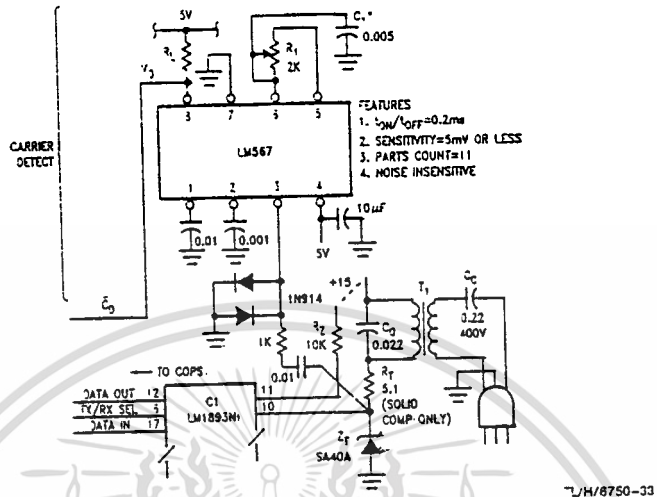


FIGURE 30. A simple carrier amplitude detector with output low when carrier is detected

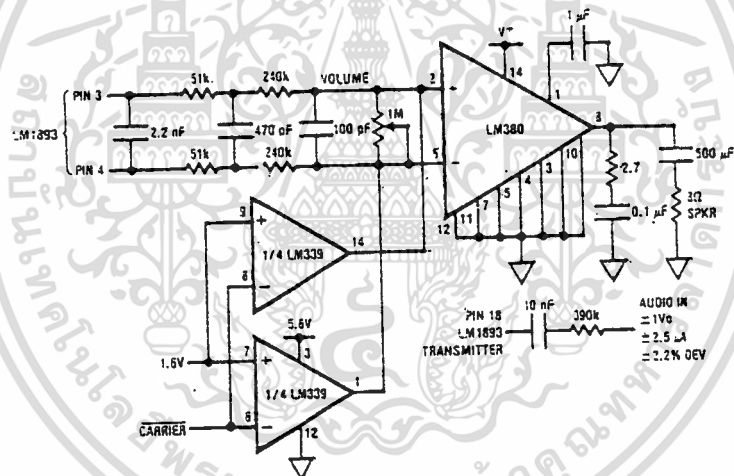


FIGURE 31. A simple linear analog audio transmitter and receiver are shown. The carrier and 1.6V inputs are derived from the carrier detector of Figure 30. The remaining 2 LM339 comparators may be used to build the carrier detector circuit.

Communication and System Protocols (Continued)

sion in a system. Its first purpose is to put data in a base-band digital form that is more easily recognized as a real message at the receive end. Secondly, it incorporates encoding techniques to ensure that noise induced errors do not easily occur, and when they do, they can always be detected. Lastly, the software algorithms that are used on the receive end to decode incoming data prevent the reception of noise induced "phantom" messages, and insure the recovery of real messages from an incoming bit stream that has been altered by noise.

2. *System protocol*: the manner in which messages are coordinated between nodes in a system. Its first purpose is to

ensure message retransmission to correct errors (handshake). Secondly it coordinates messages for maximum utilization and efficiency on the network. Lastly, it ensures that messages do not collide on the network. Common system protocols include master-slave, carrier detect multiple access, and token passing. Token passing and master slave have been found to be the most useful since they are inherently collision free.

Both protocols usually reside as software in a single microcontroller that is connected to the LM1893/2893 I/O. In any case, some sort of intelligence is needed to process incoming and outgoing messages. UARTs have no usefulness in

Communication and System Protocols (Continued)

carrier current applications since they do not have the intelligence needed to distinguish between real messages and noise induced phantoms.

The difficulty in designing special protocols arises out of the special nature of the AC line, an environment laden with the worst imaginable noise conditions. The relatively low data rates possible over the AC line (typically less than 9600 baud) make it even more imperative that systems utilize the most sophisticated means available to ensure network efficiency.

With these facts in mind, the designer is referred to a publication intended to aid in the development of carrier current systems. This is literature #570075 The Bi-Line Carrier Current Networking System, a 200 pp. book that functions as the "bible" of Bi-Line system design. It has sections on LM1893 circuit optimization, protocol design, evaluation kit usage, critical component selection, and the Datachecker/DTS case study.

Basic Data Encoding (please refer to the previously mentioned publications for advanced techniques)

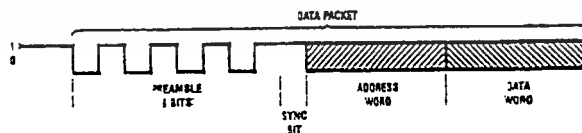
At the beginning of a received transmission, the first 0 to 2 bits may be lost while the chip's receiver settles to the DC bias point required for the given transmitter/receiver pair carrier frequency offset. With proper data encoding, dropped start bits can be tolerated and correct communication can take place. One simple data encoding scheme is now discussed.

Generally, a CCT system consists of many transceivers that normally listen to the line at all times (or during predetermined time windows), waiting for a transmission that directs one or more of the receivers to operate. If any receiver finds its address in the transmitted data packet, further action such as handshaking with the transmitter is initiated. The receiver might tell the transmitter, via retransmission, that it received this data, waiting for acknowledgement before acting on the received command. Error detecting and correcting codes may be employed throughout. The transmitter must have the capability to retransmit after a time if no response from the receiver is heard - under the assumption that the receiver didn't detect its address because of noise, or that the response was missed because of noise or a line collision. (A line collision happens when more than 1 transmitter operates at one time - causing one or more of the communications to fail). After many re-transmissions the transmitter might choose to give up. Collision recovery is achieved by waiting some variable amount of time before re-

transmission, using a random number of bits delay or a delay based on each transmitter's address, since each receiver has a unique address.

An example of a simple transmission data packet is shown in Figure 32. The 8 bit 50% duty-cycle preamble is long enough to allow receiver biasing with enough bits left over to allow the receiver controller to detect the square-wave that signals the start of a transmission. If there had been no transmission for some time, the receiver would simply need to note that a data transition had occurred and begin its watch for a square-wave. If the receiver controller detected the alternating-polarity data square-wave it would then use the sync. bit to signal that the address and data were immediately following: The address data would then be loaded, assuming the fixed format, and tested against its own. If the address was correct, the receiver would then load and store the data. If the address was not correct, either the transmission was not meant for this receiver or noise has fooled the receiver. In the former case, when the transmission was not meant for the receiver, the controller should immediately return to watching the incoming data for its address. If the latter case were true, then the receiver controller would continue to detect edges, tying itself up by loading false data and being forced to handshake. The square-wave detection and address load and check routines should be fast to minimize the time spent in loops after being false-triggered by noise. If the controller detects an error (a received data bit that does not conform to the pre-defined encoding format) it should immediately resume watching the LM1893's Data Out for transmissions; the next bit would be shifted in and the process repeated.

A line-synchronous CCT system passing 3 bits per half-cycle may replace the long 8 bit preamble and sync pulse with a 2 bit start-of-transmission bias preamble. The receiver controller might then assume that preamble always starts after bit 1 (the first bit after zero-crossing) so that any data transition at a zero crossing must be the start of the address bits and is tested as such. The line synchronous receiver operates with a simpler controller than an asynchronous system. Discussion has assumed that the controller has always known when the Data Out is high or low. The controller must sample at the proper time to check the Data Out state. Since noise shows itself as pulse width jitter, symmetrically placed about the no-noise switch-points, optimum Data Out sampling is done in the center of the received data pulses. The receive data path has a time delay that, at low data rates, is dominated by the impulse noise filter integrator and is nominally $\frac{1}{2}$ bit. At a 2 kHz data rate, an additional delay of approximately $\frac{1}{10}$ bit is added because of the cumulative delay of the remainder of the receiver. Figure 33 shows that Data Out sampling occurs conveniently at the transmitted



TL/H/6750-35

FIGURE 32. A simple encoded data packet, generated by the transmit controller is shown. The horizontal axis is time where 1 bit time is $1/(2f_{DATA})$

Basic Data Encoding (Continued)

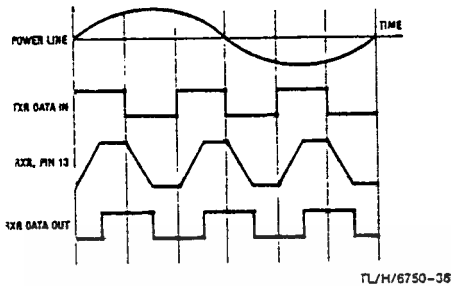


FIGURE 33. Operating waveforms of a line-synchronized transceiver pair are shown. The diagram shows how the transmitted data transitions may be used as received data sampling points

data edges for the line-synchronous data transmission scheme mentioned in the previous paragraph. With the asynchronous system suggested, the receive controller must sample the Data.Out pin often to determine, with several bits of accuracy, where the square-wave data transitions take place, average their positions assuming a known data rate, and calculate where the center of the data bits are and will continue to be as the address and data are read. A long preamble is helpful. Software that continuously updates the center-of-bit time estimate, as address and data are received, works even better. Alternatively, a coding scheme employing an embedded clock can be used.

LM2893 Application Hints

The LM2893 is intended for advanced applications where special circuitry is used in the transmit and receive paths. The LM2893 makes this possible by featuring separate transmit output and receive input pins.

Examples of enhancements that can be added to the basic LM1893/2893 circuit include separate transmit and receive windings on the coupling transformer, high quality ceramic or LC filters in the receive path, and simple impulse noise blanking circuits.

In many applications, the additional performance to be gained outweighs the extra cost of the additional circuitry. More than likely, high performance industrial applications such as building energy management will fit into this category, since they require the utmost in reliability.

Because of the specialized nature of individual LM2893 applications, it is not possible to give one circuit that will satisfy all requirements for performance and cost effectiveness. Therefore no specific application examples will be given. Instead the subsequent text describes in general terms the types of circuits that can be used to increase performance along with their advantages and disadvantages. It is intended to be a springboard for ideas.

LM2893 COUPLING NETWORKS

The main disadvantages of the typical LM1893 coupling network are that it functions as the bandpass filter, has loose coupling between primary and secondary, and has a single secondary. The LM1893 coupling network was designed this way mainly because of the restraint that the carrier input and output are tied together.

Because the coupling transformer is used as a filter, the LM1893 circuit is susceptible to pulling of the center frequency under conditions of changing line impedances or when several LM1893 circuits are close in proximity on the AC line. Because the tuned transformer has a high value of "Q", ringing also occurs in the presence of impulsive noise. This ringing occurs at the center frequency and increases the error rate of transmissions, especially at relatively high data rates (> 2000 baud). Because it is the only tuned circuit in the system, the selectivity characteristics leave a lot to be desired.

The LM2893, having separate receive input and transmit output pins, removes the limitations on coupling transformer design, allowing the design of circuits devoid of the previous limitations.

The first enhancement that can be made with the LM2893 circuit is the use of a high permeability ferrite toroid for line coupling along with a separate filter. The transformer would be of broadband design (untuned) with two secondaries, one for coupling to the transmit output and one for coupling to the receive input. This allows impedance matching of both the transmitter and receiver, with the result of quite a bit more receive sensitivity.

Because of the increased signal and separate receive signal path, a 3 or 6 db pad can be used before the selective stages to eliminate pulling of the center frequency due to changes in line impedance.

Another advantage of the toroidal transformer is that it can be designed for use at very low line impedances due to its inherent tight coupling.

SEPARATE FILTER

Because of the separate receive path of the LM2893, a relatively high quality bandpass filter can be used for selectivity. Inexpensive ceramic filters are available that have bandpass and center frequency characteristics compatible with carrier current operation. Furthermore, the use of these filters allows multichannel operation, previously made difficult by the single tuned network of the LM1893. These filters are easily cascaded for even more off-frequency rejection. If the pad is added before the filter, there will be negligible pulling due to changes in line impedance reflected through the coupling transformer.

Alternatively, a Butterworth/Chebyshev bandpass LC filter or an active filter can be used in place of the ceramic filter.

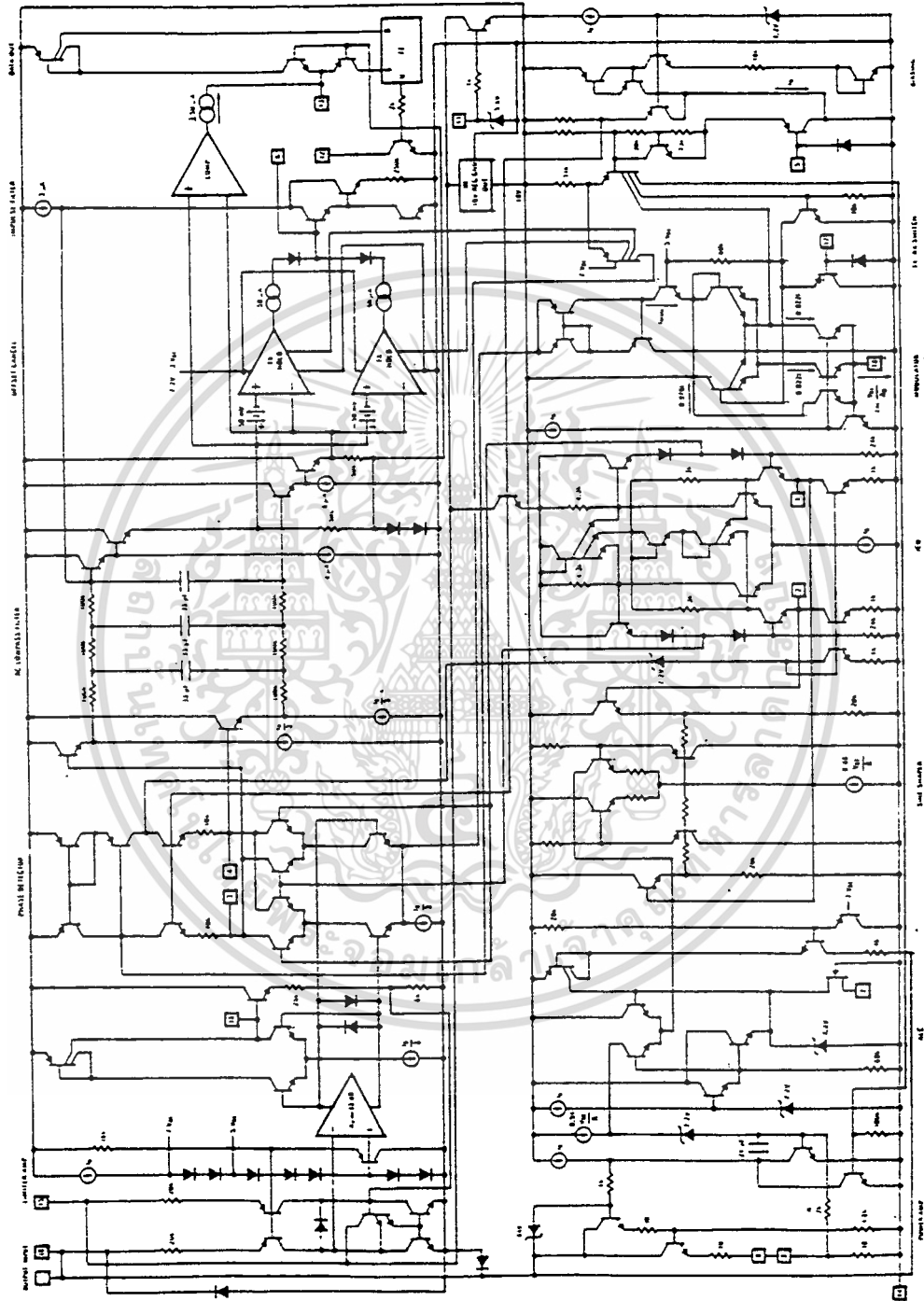
IMPULSE NOISE BLANKER

Although the LM2893 has adequate impulse noise rejection for most applications, there is reason to employ impulse blanking to improve error rates in severe AC line environments. Typically, errors occur due to pulse jitter in the LM1893/2893 data output that originates when the internal time domain filter smooths out an incoming noise pulse.

The solution involves removing the impulse completely and not simply trying to filter it. Moreover, the pulse should be removed in the receive signal path before the selective portions of the circuit to eliminate ringing. This also allows the receiver filter to smooth out the blanks that also occur in the desired incoming carrier signal.

If a carrier detect circuit is desired in conjunction with the LM2893 it can be located after the filter and impulse blanker. Because impulse noise is removed, the false triggering that plagues these circuits will be greatly reduced.

Simplified Schematic



11/11/06/20-37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Encoder and Decoder Pairs CMOS

These devices are designed to be used as encoder/decoder pairs in remote control applications.

The MC145026 encodes nine lines of information and serially sends this information upon receipt of a transmit enable (TE) signal. The nine lines may be encoded with trinary data (low, high, or open) or binary data (low or high). The words are transmitted twice per encoding sequence to increase security.

The MC145027 decoder receives the serial stream and interprets five of the trinary digits as an address code. Thus, 243 addresses are possible. If binary data is used at the encoder, 32 addresses are possible. The remaining serial information is interpreted as four bits of binary data. The valid transmission output (VT) goes high on the MC145027 when two conditions are met. First, two addresses must be consecutively received (in one encoding sequence) which both match the local address. Second, the 4-bits of data must match the last valid data received. The active VT indicates that the information at the data output pins has been updated.

The MC145028 decoder treats all nine trinary digits as an address which allows 19,683 codes. If binary data is encoded, 512 codes are possible. The valid transmission output (VT) goes high on the MC145028 when two addresses are consecutively received (in one encoding sequence) which both match the local address.

- Operating Temperature Range: -40° to 85°C
- Very-Low Standby Current for the Encoder: 300 nA Maximum @ 25°C
- Interfaces with RF, Ultrasonic, or Infrared Modulators and Demodulators
- RC Oscillator, No Crystal Required
- High External Component Tolerance; Can Use $\pm 5\%$ Components
- Internal Power-On Reset Forces All Decoder Outputs Low
- For Infrared Applications, See Applications Note AN1016
- Operating Voltage Range: 4.5 to 18 V
- Low-Voltage Versions Available —

SC41342: 2.5 to 18 V Version of the MC145026
 SC41343: 2.8 to 10 V Version of the MC145027
 SC41344: 2.8 to 10 V Version of the MC145028

MC145026
 MC145027
 MC145028
 SC41342
 SC41343
 SC41344

**P SUFFIX
PLASTIC DIP
CASE 648**

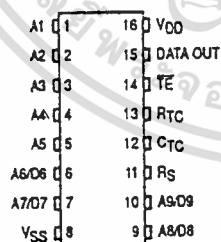
**D SUFFIX
SOG
CASE 751B**

**DW SUFFIX
SOG
CASE 751G**

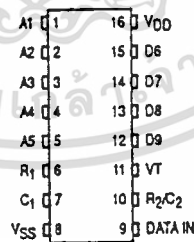
ORDERING INFORMATION

| | |
|-----------------------|-------------|
| MC145026P, SC41342P | Plastic DIP |
| MC145026D, SC41342D | SOG Package |
| MC145027P, SC41343P | Plastic DIP |
| MC145027DW, SC41343DW | SOG Package |
| MC145028P, SC41344P | Plastic DIP |
| MC145028DW, SC41344DW | SOG Package |

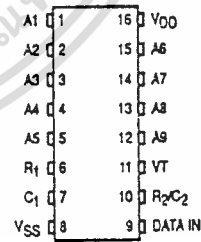
PIN ASSIGNMENTS



MC145026
 SC41342
 ENCODERS



MC145027
 SC41343
 DECODERS



MC145028
 SC41344
 DECODERS

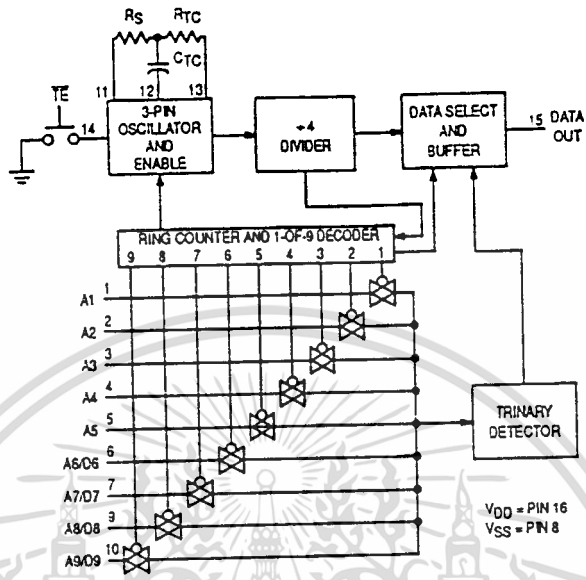


Figure 1. MC145026 Encoder Block Diagram

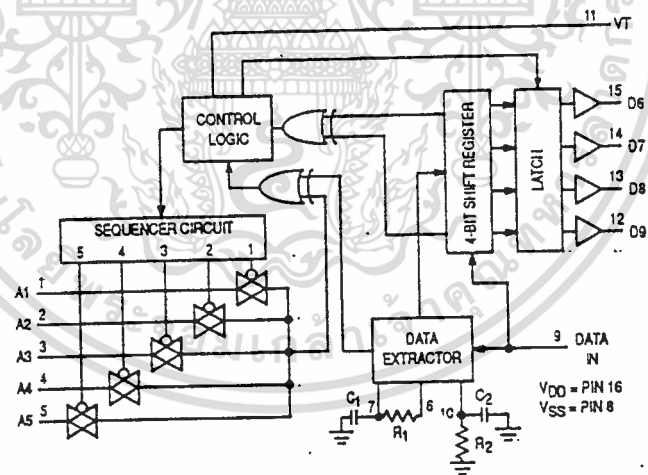


Figure 2. MC145027 Decoder Block Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

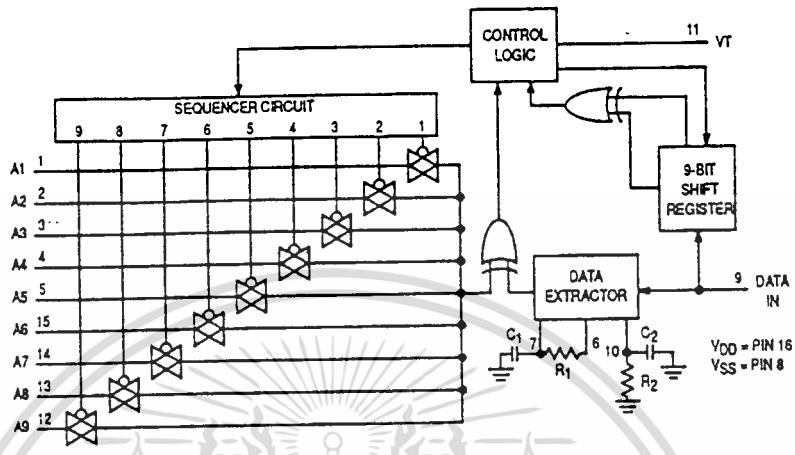


Figure 3. MC145028 Decoder Block Diagram

MAXIMUM RATINGS* (Voltage Referenced to VSS)

| Symbol | Parameter | Value | Unit |
|------------------|---|------------------------------|------|
| V _{DD} | DC Supply Voltage (except SC41343, SC41344) | -0.5 to +18 | V |
| V _{DD} | DC Supply Voltage (SC41343, SC41344 only) | -0.5 to +10 | V |
| V _{in} | DC Input Voltage | -0.5 to V _{DD} +0.5 | V |
| V _{out} | DC Output Voltage | -0.5 to V _{DD} +0.5 | V |
| I _{in} | DC Input Current, per Pin | ±10 | mA |
| I _{out} | DC Output Current, per Pin | ±10 | mA |
| P _D | Power Dissipation, per Package | 500 | mW |
| T _{stg} | Storage Temperature | -65 to +150 | °C |
| T _L | Lead Temperature, 1 mm from Case for 10 Seconds | 250 | °C |

* Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur. Functional operation should be restricted to the limits in the Electrical Characteristics tables or Pin Descriptions section.

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, V_{in} and V_{out} should be constrained to the range V_{SS} ≤ (V_{in} or V_{out}) ≤ V_{DD}.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS — MC145026, MC145027, MC145028, and SC41342* (Voltage Referenced to V_{SS})

| Symbol | Characteristic | V _{DD} V | Guaranteed Limit | | | | | | Unit |
|-----------------|--|----------------------|------------------|------|-------|-------|-------|------|------|
| | | | -40°C | | 25°C | | +85°C | | |
| | | | Min | Max | Min | Max | Min | Max | |
| V _{OL} | Low-Level Output Voltage (V _{in} = V _{DD} or 0) | 5.0 | — | 0.05 | — | 0.05 | — | 0.05 | V |
| | | 10 | — | 0.05 | — | 0.05 | — | 0.05 | |
| | | 15 | — | 0.05 | — | 0.05 | — | 0.05 | |
| V _{OH} | High-Level Output Voltage (V _{in} = 0 or V _{DD}) | 5.0 | 4.95 | — | 4.95 | — | 4.95 | — | V |
| | | 10 | 9.95 | — | 9.95 | — | 9.95 | — | |
| | | 15 | 14.95 | — | 14.95 | — | 14.95 | — | |
| V _{IL} | Low-Level Input Voltage (V _{out} = 4.5 or 0.5 V) (V _{out} = 9.0 or 1.0 V) (V _{out} = 13.5 or 1.5 V) | 5.0 | — | 1.5 | — | 1.5 | — | 1.5 | V |
| | | 10 | — | 3.0 | — | 3.0 | — | 3.0 | |
| | | 15 | — | 4.0 | — | 4.0 | — | 4.0 | |
| V _{IH} | High-Level Input Voltage (V _{out} = 0.5 or 4.5 V) (V _{out} = 1.0 or 9.0 V) (V _{out} = 1.5 or 13.5 V) | 5.0 | 3.5 | — | 3.5 | — | 3.5 | — | V |
| | | 10 | 7.0 | — | 7.0 | — | 7.0 | — | |
| | | 15 | 11 | — | 11 | — | 11 | — | |
| I _{OH} | High-Level Output Current (V _{out} = 2.5 V) (V _{out} = 4.6 V) (V _{out} = 9.5 V) (V _{out} = 13.5 V) | 5.0 | -2.5 | — | -2.1 | — | -1.7 | — | mA |
| | | 5.0 | -0.52 | — | -0.44 | — | -0.36 | — | |
| | | 10 | -1.3 | — | -1.1 | — | -0.9 | — | |
| | | 15 | -3.6 | — | -3.0 | — | -2.4 | — | |
| I _{OL} | Low-Level Output Current (V _{out} = 0.4 V) (V _{out} = 0.5 V) (V _{out} = 1.5 V) | 5.0 | 0.52 | — | 0.44 | — | 0.36 | — | mA |
| | | 10 | 1.3 | — | 1.1 | — | 0.9 | — | |
| | | 15 | 3.6 | — | 3.0 | — | 2.4 | — | |
| I _{in} | Input Current — T _E (MC145026 and SC41342, Pullup Device) | 5.0 | — | — | 3.0 | 11 | — | — | μA |
| | | 10 | — | — | 16 | 60 | — | — | |
| | | 15 | — | — | 35 | 120 | — | — | |
| I _{in} | Input Current R _S (MC145026 and SC41342), Data In (MC145027, MC145028) | 15 | — | ±0.3 | — | ±0.3 | — | ±1.0 | μA |
| I _{in} | Input Current A1-A5, A6/D6-A9/D9 (MC145026 and SC41342), A1-A5 (MC145027), A1-A9 (MC145028) | 5.0 | — | — | — | ±110 | — | — | μA |
| | | 10 | — | — | — | ±500 | — | — | |
| | | 15 | — | — | — | +1000 | — | — | |
| C _{in} | Input Capacitance (V _{in} = 0) | — | — | — | — | 7.5 | — | — | pF |
| I _{DD} | Quiescent Current — MC145026 and SC41342 | 5.0 | — | — | — | 0.1 | — | — | μA |
| | | 10 | — | — | — | 0.2 | — | — | |
| | | 15 | — | — | — | 0.3 | — | — | |
| I _{DD} | Quiescent Current — MC145027, MC145028 | 5.0 | — | — | — | 50 | — | — | μA |
| | | 10 | — | — | — | 100 | — | — | |
| | | 15 | — | — | — | 150 | — | — | |
| I _{DD} | Dynamic Supply Current — MC145026 and SC41342 (f _C = 20 kHz) | 5.0 | — | — | — | 200 | — | — | μA |
| | | 10 | — | — | — | 400 | — | — | |
| | | 15 | — | — | — | 600 | — | — | |
| I _{DD} | Dynamic Supply Current — MC145027, MC145028 (f _C = 20 kHz) | 5.0 | — | — | — | 400 | — | — | μA |
| | | 10 | — | — | — | 800 | — | — | |
| | | 15 | — | — | — | 1200 | — | — | |

*Also see next Electrical Characteristics table for 2.5 V specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS — SC41342 (Voltage Referenced to V_{SS})

| Symbol | Characteristic | V _{DD} V | Guaranteed Limit | | | | | | Unit |
|-----------------|--|----------------------|------------------|------|------|------|-------|------|------|
| | | | -40°C | | 25°C | | +85°C | | |
| | | | Min | Max | Min | Max | Min | Max | |
| V _{OL} | Low-Level Output Voltage (V _{in} = 0 V or V _{DD}) | 2.5 | — | 0.05 | — | 0.05 | — | 0.05 | V |
| V _{OH} | High-Level Output Voltage (V _{in} = 0 V or V _{DD}) | 2.5 | 2.45 | — | 2.45 | — | 2.45 | — | V |
| V _{IL} | Low-Level Input Voltage (V _{out} = 0.5 V or 2.0 V) | 2.5 | — | 0.3 | — | 0.3 | — | 0.3 | V |
| V _{IH} | High-Level Input Voltage (V _{out} = 0.5 V or 2.0 V) | 2.5 | 2.2 | — | 2.2 | — | 2.2 | — | V |
| I _{OH} | High-Level Output Current (V _{out} = 1.25 V) | 2.5 | 0.28 | — | 0.25 | — | 0.2 | — | mA |
| I _{OL} | Low-Level Output Current (V _{out} = 0.4 V) | 2.5 | 0.22 | — | 0.2 | — | 0.16 | — | mA |
| I _{in} | Input Current (TE — Pullup Device) | 2.5 | — | — | 0.09 | 1.8 | — | — | μA |
| I _{in} | Input Current (A1-A5, A6/D6-A9/D9) | 2.5 | — | — | — | ±25 | — | — | μA |
| I _{DD} | Quiescent Current | 2.5 | — | — | — | 0.05 | — | — | μA |
| I _{dd} | Dynamic Supply Current (f _c = 20 kHz) | 2.5 | — | — | — | 40 | — | — | μA |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS — SC41343 and SC41344 (Voltage Referenced to V_{SS})

| Symbol | Characteristic | V _{DD} V | Guaranteed Limit | | | | | | Unit |
|-----------------|---|----------------------|------------------|------|------|------|-------|------|------|
| | | | -40°C | | 25°C | | +85°C | | |
| | | | Min | Max | Min | Max | Min | Max | |
| V _{OL} | Low-Level Output Voltage (V _{in} = 0 V or V _{DD}) | 2.8 | — | 0.05 | — | 0.05 | — | 0.05 | V |
| | | 5.0 | — | 0.05 | — | 0.05 | — | 0.05 | |
| | | 10 | — | 0.05 | — | 0.05 | — | 0.05 | |
| V _{OH} | High-Level Output Voltage (V _{in} = 0 V or V _{DD}) | 2.8 | 2.75 | — | 2.75 | — | 2.75 | — | V |
| | | 5.0 | 4.95 | — | 4.95 | — | 4.95 | — | |
| | | 10 | 9.95 | — | 9.95 | — | 9.95 | — | |
| V _{IL} | Low-Level Input Voltage (V _{out} = 2.3 V or 0.5 V) (V _{out} = 4.5 V or 0.5 V) (V _{out} = 9.0 V or 1.0 V) | 2.8 | — | 0.84 | — | 0.84 | — | 0.84 | V |
| | | 5.0 | — | 1.5 | — | 1.5 | — | 1.5 | |
| | | 10 | — | 3.0 | — | 3.0 | — | 3.0 | |
| V _{IH} | High-Level Input Voltage (V _{out} = 0.5 V or 2.3 V) (V _{out} = 0.5 V or 4.5 V) (V _{out} = 1.0 V or 9.0 V) | 2.8 | 1.96 | — | 1.96 | — | 1.96 | — | V |
| | | 5.0 | 3.5 | — | 3.5 | — | 3.5 | — | |
| | | 10 | 7.0 | — | 7.0 | — | 7.0 | — | |
| I _{OH} | High-Level Output Current (V _{out} = 1.4 V) (V _{out} = 4.5 V) (V _{out} = 9.0 V) | 2.8 | -0.73 | — | -0.7 | — | -0.55 | — | mA |
| | | 5.0 | -0.59 | — | -0.5 | — | -0.41 | — | |
| | | 10 | -1.3 | — | -1.1 | — | -0.9 | — | |
| I _{OL} | Low-Level Output Current (V _{out} = 0.4 V) (V _{out} = 0.5 V) (V _{out} = 1.0 V) | 2.8 | 0.35 | — | 0.3 | — | 0.24 | — | mA |
| | | 5.0 | 0.8 | — | 0.6 | — | 0.4 | — | |
| | | 10 | 3.5 | — | 2.9 | — | 2.3 | — | |
| I _{in} | Input Current — Data In | 10 | — | ±0.3 | — | ±0.3 | — | ±1.0 | μA |
| I _{in} | Input Current A1-A5 (SC41343), A1-A9 (SC41344) | 2.8 | — | — | — | ±30 | — | — | μA |
| | | 5.0 | — | — | — | ±140 | — | — | |
| | | 10 | — | — | — | ±600 | — | — | |
| C _{in} | Input Capacitance (V _{in} = 0) | — | — | — | — | 7.5 | — | — | pF |
| I _{DD} | Quiescent Current | 2.8 | — | — | — | 60 | — | — | μA |
| | | 5.0 | — | — | — | 75 | — | — | |
| | | 10 | — | — | — | 150 | — | — | |
| I _{DD} | Dynamic Supply Current (f _c = 20 kHz) | 2.8 | — | — | — | 300 | — | — | μA |
| | | 5.0 | — | — | — | 500 | — | — | |
| | | 10 | — | — | — | 1000 | — | — | |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SWITCHING CHARACTERISTICS — MC145026, MC145027, MC145028, and SC41342* (C_L = 50 pF, T_A = 25°C)

| Symbol | Characteristic | V _{DD} | Guaranteed Limit | | Unit |
|--|--|-----------------|------------------|-----|------|
| | | | Min | Max | |
| t _{PLH} , t _{PHL} | Output Transition Time (Figures 4 and 8) | 5.0 | — | 200 | ns |
| | | 10 | — | 100 | |
| | | 15 | — | 80 | |
| t _r | Data In Rise Time (Decoders) (Figure 5) | 5.0 | — | 15 | μs |
| | | 10 | — | 15 | |
| | | 15 | — | 15 | |
| t _f | Data In Fall Time (Decoders) (Figure 5) | 5.0 | — | 15 | μs |
| | | 10 | — | 5.0 | |
| | | 15 | — | 4.0 | |
| f _{osc} | Encoder Clock Frequency (Figure 6) | 5.0 | 0.001 | 2.0 | MHz |
| | | 10 | 0.001 | 5.0 | |
| | | 15 | 0.001 | 10 | |
| f | Decoder Frequency (Referenced to Encoder Clock) (Figure 14) | 5.0 | 1.0 | 240 | kHz |
| | | 10 | 1.0 | 410 | |
| | | 15 | 1.0 | 450 | |
| t _w | TE Pulse Width (Encoders) (Figure 7) | 5.0 | 65 | — | ns |
| | | 10 | 30 | — | |
| | | 15 | 20 | — | |

*Also see next Switching Characteristics table for 2.5 V specifications.

SWITCHING CHARACTERISTICS — SC41342 (C_L = 50 pF, T_A = 25°C)

| Symbol | Characteristic | V _{DD} | Guaranteed Limit | | Unit |
|--|---|-----------------|------------------|-----|------|
| | | | Min | Max | |
| t _{PLH} , t _{PHL} | Output Transition Time (Figures 4 and 8) | 2.5 | — | 450 | ns |
| f _{osc} | Encoder Clock Frequency (Figure 6) | 2.5 | 1.0 | 250 | kHz |
| t _w | TE Pulse Width (Figure 7) | 2.5 | — | — | ns |

SWITCHING CHARACTERISTICS — SC41343 and SC41344 (C_L = 50 pF, T_A = 25°C)

| Symbol | Characteristic | V _{DD} | Guaranteed Limit | | Unit |
|--|--|-----------------|------------------|-----|------|
| | | | Min | Max | |
| t _{PLH} , t _{PHL} | Output Transition Time (Figures 4 and 8) | 2.8 | — | 320 | ns |
| | | 5.0 | — | 200 | |
| | | 10 | — | 100 | |
| t _r | Data In Rise Time (Figure 5) | 2.8 | — | 15 | μs |
| | | 5.0 | — | 15 | |
| | | 10 | — | 15 | |
| t _f | Data In Fall Time (Figure 5) | 2.8 | — | 15 | μs |
| | | 5.0 | — | 15 | |
| | | 10 | — | 5.0 | |
| f | Decoder Frequency (Referenced to Encoder Clock) (Figure 14) | 2.8 | 1.0 | 100 | kHz |
| | | 5.0 | 1.0 | 240 | |
| | | 10 | 1.0 | 410 | |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Figure 4.

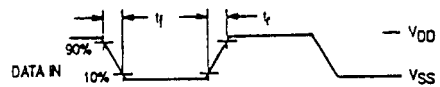
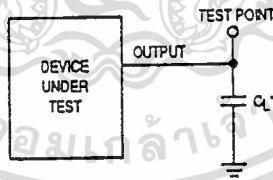


Figure 5.



Figure 6.

Figure 7.



*INCLUDES ALL PROBE AND JIG CAPACITANCE.

Figure 8. Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OPERATING CHARACTERISTICS

MC145026

The encoder serially transmits trinary data as defined by the state of the A1 through A5 and A6/D6 through A9/D9 input pins. These pins may be in either of three states (low, high, or open) allowing 19,683 possible codes. The transmit sequence is initiated by a low level on the TE input pin. Each time the TE input is forced low, the encoder outputs two identical data words. Between the two data words, no signal is sent for three data periods. If the TE input is kept low, the encoder continuously transmits the data word. See Figure 10.

Upon power-up the MC145026 can continuously transmit data as long as TE remains low. The device can transmit two-word sequences by pulsing TE low. However, no application should be designed to rely upon the first data word transmitted after power-up, because this first word is invalid data.

Each transmitted trinary digit is encoded into pulses (See Figure 11). A logic zero (low) is encoded as two consecutive short pulses, a logic one (high) as two consecutive long pulses, and an open (high-impedance) as a long pulse followed by a short pulse. The input state is determined by using a weak "output" device to try to force each input first low, then high. If only a high state results from the two tests, the input is assumed to be hardwired to VDD. If only a low state is obtained, the input is assumed to be hardwired to VSS. If both a high and a low can be forced at an input, an open is assumed and is encoded as such. The "high" and "low" levels are 70% and 30% of the supply voltage as shown in the Electrical Characteristics Table. The weak "output" device sinks/sources up to 110 μ A at a 5 V supply level, 500 μ A at 10 V, and 1 mA at 15 V.

The TE input has an internal pullup device so that a simple switch may be used to force the input low. While TE is high, the encoder is completely disabled, the oscillator is inhibited, and the current drain is reduced to quiescent current. When TE is brought low, the oscillator is started, and the transmit sequence begins. The inputs are then sequentially selected, and determinations are made as to the input logic states. This information is serially transmitted via the Data Out pin.

MC145027

This decoder receives the serial data from the encoder and outputs the data, if it is valid. The transmitted data, consisting of two identical words, is examined bit by bit during reception. The first five trinary digits are assumed to be the address. If the received address matches the local address, next four (data) bits are internally stored, but are not transferred to the output data latch. As the second encoded word is received, the address must again match. If a match occurs, the new data bits are checked against the previously stored data bits. If the two nibbles of data (four bits each) match, the data is transferred to the output data latch by VT and remains until new data replaces it. At the same time, the VT output pin is brought high and remains high until an error is received or until no input signal is received for four data periods. See Figure 10.

Although the address information may be encoded in trinary, the data information must be either a one or a zero. A trinary (open) data line is decoded as a logic one.

MC145028

This decoder operates in the same manner as the MC145027 except that nine address lines are used and no data output is available. The VT output is used to indicate that a valid address has been received. For transmission security, two identical transmitted words must be consecutively received before a valid transmission output (VT) signal is issued.

The MC145028 allows 19,683 addresses when trinary levels are used. 512 addresses are possible when binary levels are used.

PIN DESCRIPTIONS

MC145026 ENCODER

A1 through A5, A6/D6 through A9/D9 (Pins 1 through 7, 9, and 10)

These address/data inputs are encoded and the data is sent serially from the encoder via the data out pin.

RS, CTC, RTC (Pins 11, 12, and 13)

These pins are part of the oscillator section of the encoder. See Figure 9.

If an external signal source is used instead of the internal oscillator, it should be connected to the RS input and the RTC and CTC pins should be left open.

TE (Pin 14)

This active-low transmit enable input initiates transmission when forced low. An internal pullup device keeps this input normally high. The pullup current is specified in the Electrical Characteristics table.

Data Out (Pin 15)

This is the output of the encoder that serially presents the encoded data word.

VSS (Pin 8)

The most-negative supply potential. This pin is usually ground.

VDD (Pin 16)

The most-positive power supply pin.

MC145027 AND MC145028 DECODERS

A1 through A5 (Pins 1 through 5) — MC145027

A1 through A9 (Pins 1 through 5, 15, 14, 13, and 12) — MC145028

These are the local address inputs. The states of these pins must match the appropriate encoder inputs for the VT pin to go high. The local address may be encoded with trinary or binary data.

D6 through D9 (Pins 15, 14, 13, and 12) — MC145027 ONLY

These outputs present the binary information that is on encoder inputs A6/D6 through A9/D9. Only binary data is acknowledged; a trinary open at the MC145026 encoder is decoded as a high level (logic 1).

R₁, C₁ (Pins 6, 7)

As shown in Figures 2 and 3, these pins accept a resistor and capacitor that are used to determine whether a narrow pulse or wide pulse has been received. The time constant R₁ x C₁ should be set to 1.72 encoder clock periods:

$$R_1 C_1 = 3.95 \text{ RTC CTC}$$

R₂/C₂ (Pin 10)

As shown in Figures 2 and 3, this pin accepts a resistor and capacitor that are used to detect both the end of a received word and the end of a transmission. The time constant R₂ x C₂ should be 33.5 encoder clock periods (four data periods per Figure 11): R₂ C₂ = 77 RTC CTC. This time constant is used to determine whether the data in pin has remained low for four data periods (end of transmission). A separate on-chip comparator looks at the voltage-equivalent two data periods (0.4 R₂ C₂) to detect the dead time between received words within a transmission.

VT (Pin 11)

This valid transmission output goes high after the second word of an encoding sequence when the following conditions are satisfied:

- (1) the received addresses of both words match the local decoder address, and
- (2) the received data bits of both words match.

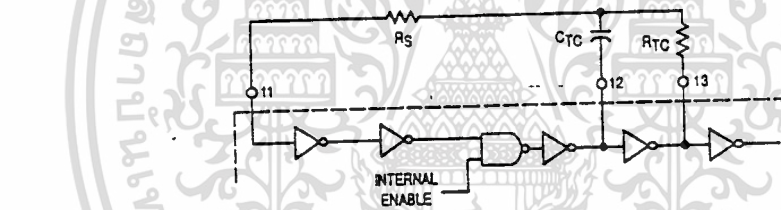
VT remains high until either a mismatch is received or no input signal is received for four data periods.

VSS (Pin 8)

The most-negative supply potential. This pin is usually ground.

VDD (Pin 15)

The most-positive power supply pin.



This oscillator operates at a frequency determined by the external RC network; i.e.,

$$f = \frac{1}{2.3 \text{ RTC CTC}} \text{ (Hz)}$$

for 1 kHz ≤ f ≤ 400 kHz

where: CTC' = CTC + C_{layout} + 12 pF

RS = 2 RTC

RS ≥ 20 k

RTC ≥ 10 k

400 pF < CTC < 15 μF

The value for RS should be chosen to be ≥ 2 times RTC. This range ensures that current through RS is insignificant compared to current through RTC. The upper limit for RS must ensure that RS x 5 pF (input capacitance) is small compared to RTC x CTC.

For frequencies outside the indicated range, the formula is less accurate. The minimum recommended oscillation frequency of this circuit is 1 kHz. Susceptibility to externally induced noise signals may occur for frequencies below 1 kHz and/or when resistors utilized are greater than 1 MΩ.

Figure 9. Encoder Oscillator Information

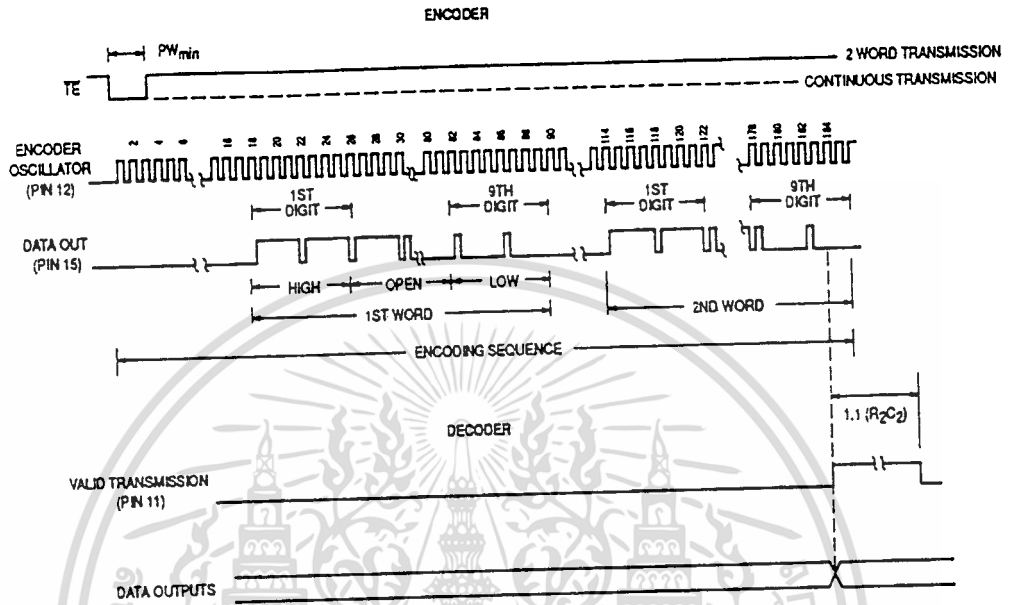


Figure 10. Timing Diagram

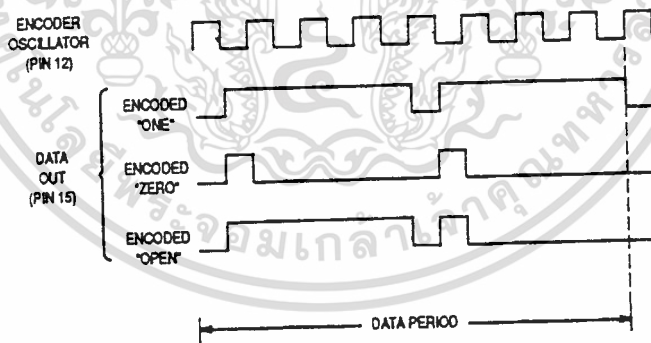


Figure 11. Encoder Data Waveforms

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

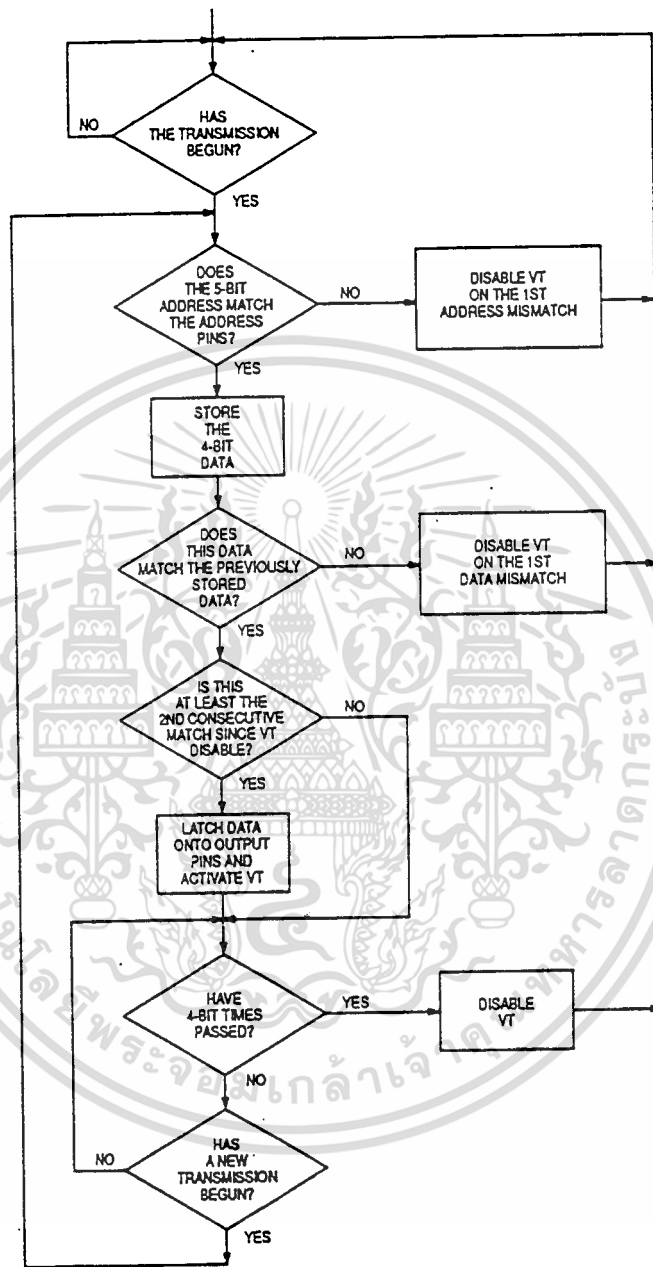


Figure 12. MC145027 Flowchart

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

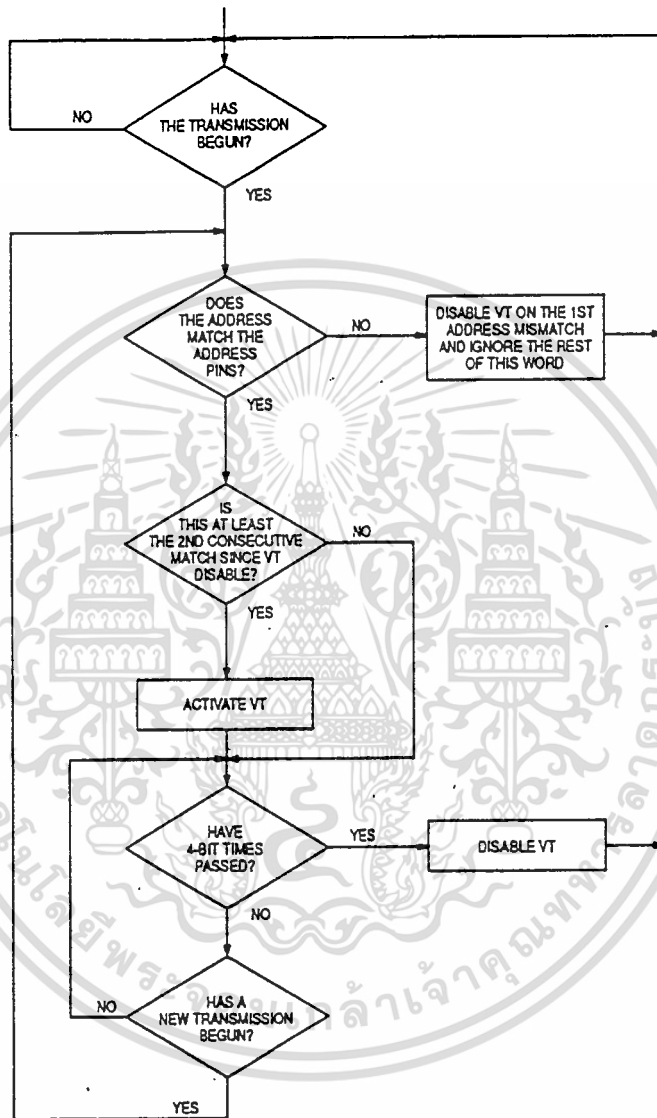


Figure 13. MC145028 Flowchart

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

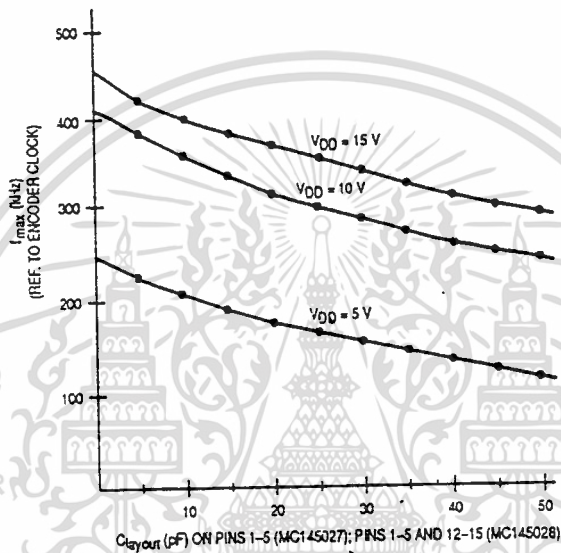


Figure 14. f_{max} vs Clayout — Decoders Only

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

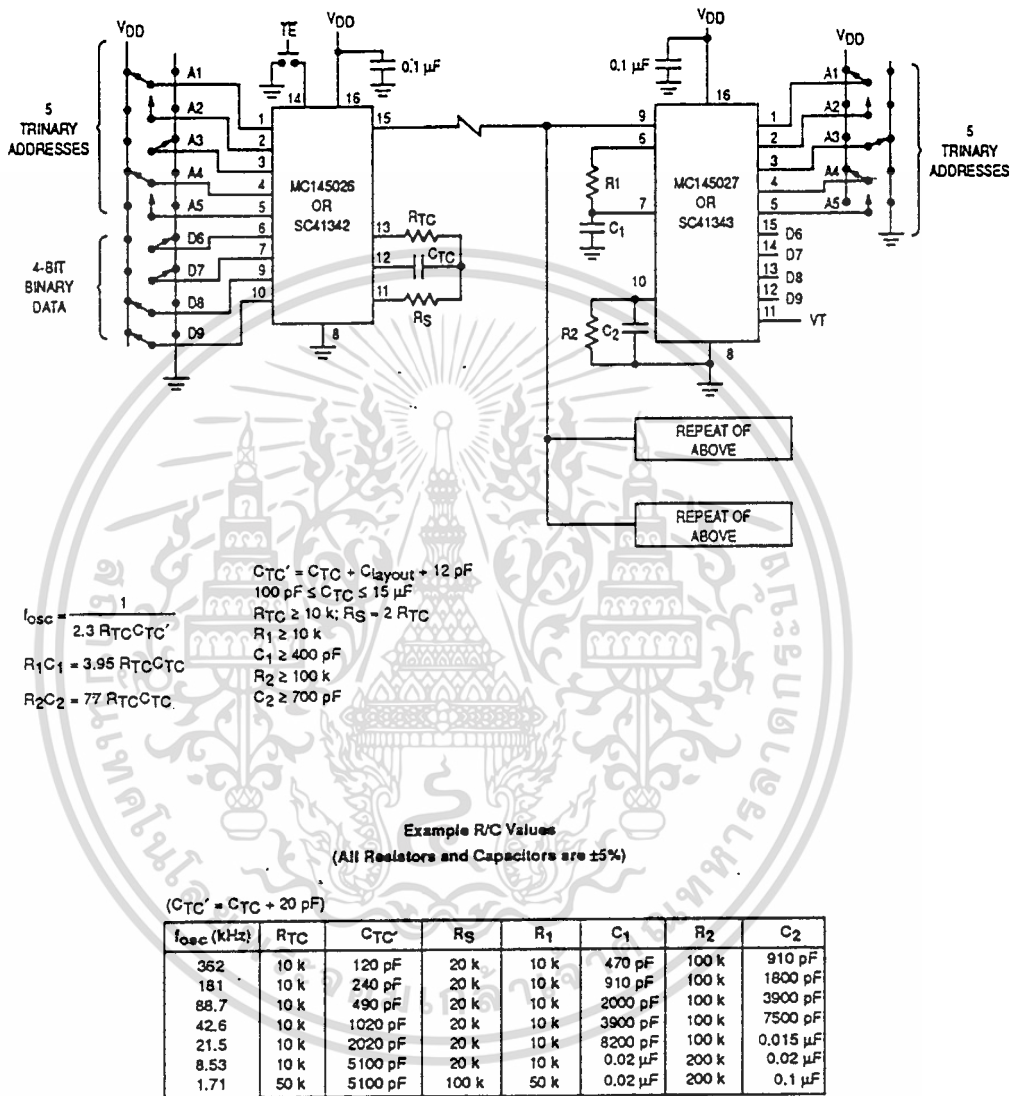


Figure 15. Typical Application

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATIONS INFORMATION

Infrared Transmitter

In Figure 16, the MC145026 encoder is set to run at an oscillator frequency of about 4 kHz to 9 kHz. Thus, the time required for a complete two-word encoding sequence is about 20 ms to 40 ms. The data output from the encoder gates an RC oscillator running at 50 kHz; the oscillator shown starts rapidly enough to be used in this application. When the "send" button is not depressed, both the MC145026 and oscillator are in a low-power standby state. The RC oscillator has to be trimmed for 50 kHz and has some drawbacks for frequency stability. A superior system uses a ceramic resonator oscillator running at 400 kHz. This oscillator feeds a divider as shown in Figure 17. The unused inputs of the MC14011UB must be grounded.

The MLED81 IRED is driven with the 50 kHz square wave at about 200 mA to 300 mA to generate the carrier. If desired, 2 IREDs wired in series can be used. (See Application Note AN1016 for more information.) The bipolar IRED switch shown in Figure 16 offers two advantages over a FET. First, a logic FET has too much gate capacitance for the MC14011UB to drive without waveform distortion. Second, the bipolar drive permits lower supply voltages, which are an advantage in portable battery-powered applications.

The configuration shown in Figure 16 operates over a supply range of 4.5 V to 18 V. A low-voltage system which operates down to 2.5 V could be realized if the SC41342 (the low-voltage version of the MC145026) is used in lieu of the MC145026. The oscillator section of a MC74HC4060 is used in place of the MC14011UB. The data output of the SC41342 is inverted and fed to the reset pin of the MC74HC4060. Alternately, the MC74HCU04 could be used for the oscillator.

Information on the MC14011UB is in book number DL131/D. The MC74HCU04 and MC74HC4060 are found in book number DL129/D.

Infrared Receiver

The receiver in Figure 18 couples an IR-sensitive diode to input preamp A1, followed by bandpass amplifier A2 with a gain of about 10. Limiting stage A3 follows, with an output of about 800 mVp-p. The limited 50 kHz burst is detected by comparator A4 that passes only positive pulses, and

peak-detected and filtered by a diode/RC network to extract the data envelope from the burst. Comparator A5 boosts the signal to logic levels compatible with the MC145027/8 data input. The data in pin of these decoders is a standard CMOS high-impedance input which must NOT be allowed to float. Therefore, direct coupling from A5 to the decoder input is utilized.

Shielding should be used on at least A1 and A2, with good ground and high-sensitivity circuit layout techniques applied.

For operation with supplies higher than +5 V, limiter A4's positive output swing needs to be limited to 3 V to 5 V. This is accomplished via adding a zener diode in the negative feedback path, thus avoiding excessive system noise. The biasing resistor stack should be adjusted such that V3 is 1.25 V to 1.5 V.

This system works up to a range of about 10 meters. The gains of the system may be adjusted to suit the individual design needs. The 100 Ω resistor in the emitter of the first 2N5088 and the 1 k Ω resistor feeding A2 may be altered if different gain is required. In general, more gain does not necessarily result in increased range. This is due to noise floor limitations. The designer should increase transmitter power and/or increase receiver aperture with fresnel lensing to greatly improve range. See applications note AN1016 for additional information.

Information on the MC34074 is in data book DL128/D.

Trinary Switch Manufacturers

| | |
|--|--------------|
| Midland Ross—Electronic Connector Div. | 617/491-5400 |
| Greyhill | 312/354-1040 |
| Augat/Alcoswitch | 617/685-4371 |
| Aries Electronics | 201/996-6841 |

The above companies may not have the switches in a DIP. For more info, call them or consult EEM or Gold Book. Ask for SPDT with center OFF.

Alternative: A SPST can be placed in series between a SPDT and the Encoder or Decoder to achieve trinary action.

Motorola cannot recommend one supplier over another and in no way suggests that this is a complete listing of trinary switch manufacturers.

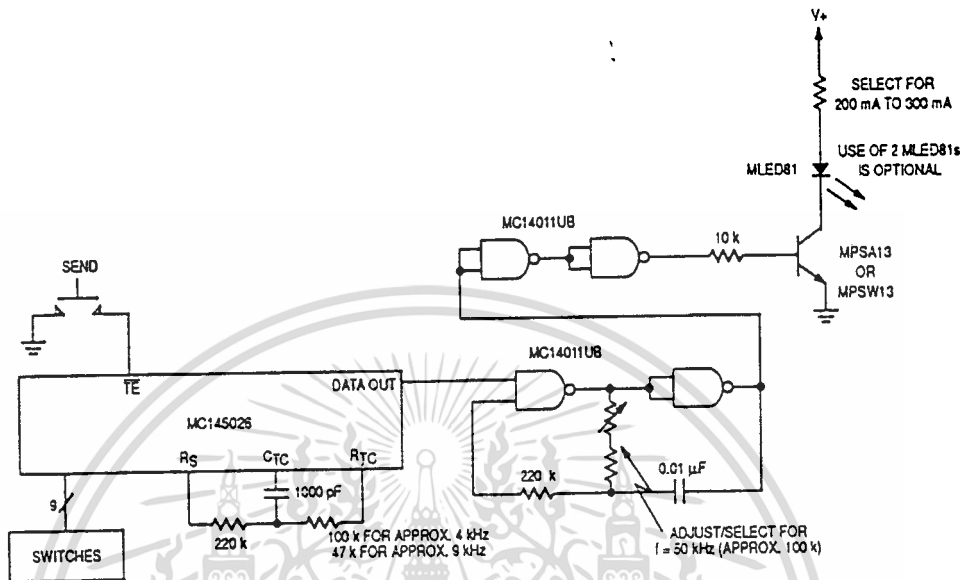


Figure 16. IRED Transmitter Using RC Oscillator to Generate Carrier Frequency

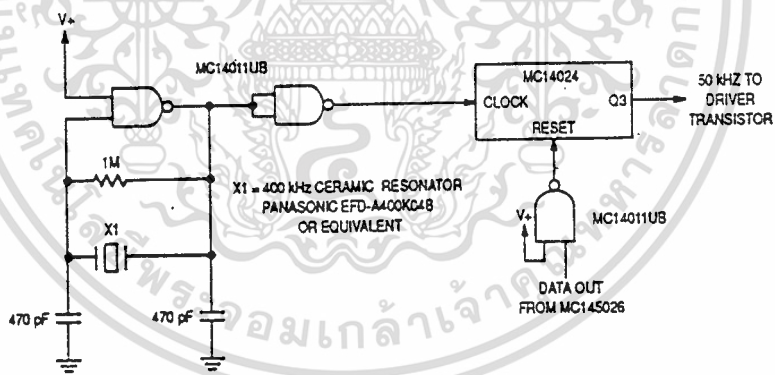


Figure 17. Using a Ceramic Resonator to Generate Carrier Frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

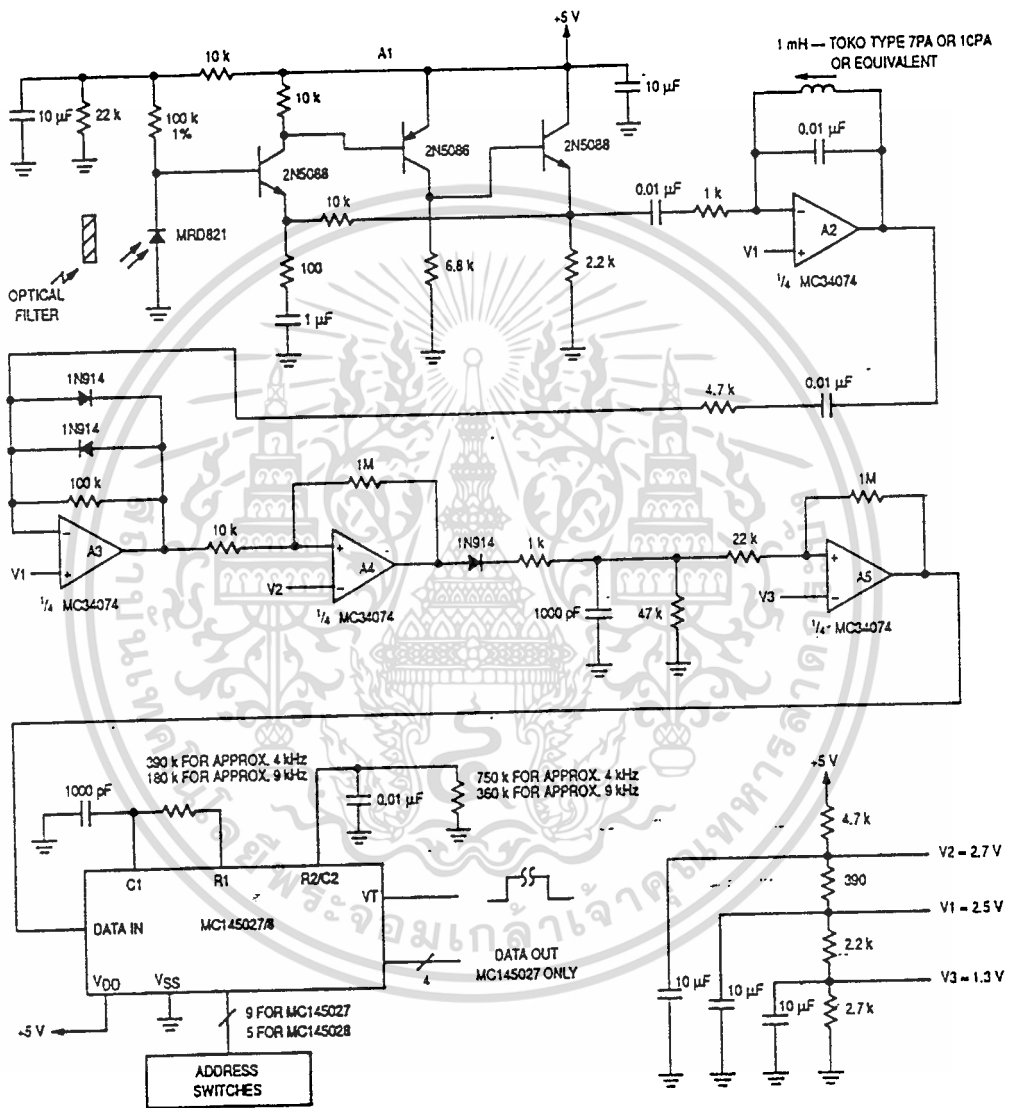


Figure 18: Infrared Receiver

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ อาจารย์สมยศ จุณณะปิยะ ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ ให้คำแนะนำในการทำโครงการ รวมทั้งหนังสือ ตำรา ในการค้นคว้า และอุปกรณ์ในการทดลอง และขอขอบพระคุณอาจารย์ในภาควิชาทุกๆ ท่านที่ให้คำแนะนำ อีกทั้งความสะดวกสบายในการใช้เครื่องมือต่างๆ จนทำให้รายงานเล่มนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] Cmos Application-Specific Standard ICs by Motorola ,1991
- [2] Special Purpose Linear Devices by National Semiconductor
- [3] รศ.ยีน ภู่วรรณ, "ทฤษฎีและการประยุกต์ไมโครโปรเซสเซอร์ Z-80"
- [4] รศ.ยีน ภู่วรรณ, "เทคนิคการประยุกต์และการทำงานของไมโครโพรเซสเซอร์ไอซี"
- [5] ทรงชัย วีระหิมาศ, " เทคนิคการออกแบบวงจรดิจิทัล ตอน วงจรรับ- ส่งข้อมูลแบบอนุกรม",อิเล็กทรอนิกส์,หน้า 118-126,ฉบับที่ 111,พฤศจิกายน 2534



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้