

ระบบปิดล็อกประตูอัตโนมัติ
LOCK SYSTEM



โดย

นางสาวธีรพร วรจันต์
นายพงษ์พันธ์ เอกถาวร

พ.ท.
ศ 6913
2543

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 42715
วัน, เดือน, ปี- 7 ส.ย. 2545

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

ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

611215264

ระบบปิดล็อกประตูอัตโนมัติ

LOCK SYSTEM



ปริญญานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2543

ภาควิชา วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ระบบปิดล็อกประตูอัตโนมัติ

ผู้จัดทำ

1. นางสาวธีราพร วรจินต์ รหัสประจำตัว 40010349
2. นายพงษ์พันธ์ เอกถาวร รหัสประจำตัว 40010478



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบปิดล็อกประตูอัตโนมัติ

LOCK SYSTEM

นางสาวธีราพร วรจินต์ รหัสประจำตัว 40010349

นายพงษ์พันธ์ เอกถาวร รหัสประจำตัว 40010478

โครงการนี้ได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมทั้งจะทำการสอบได้



(ผศ. พิชัย ฤทธิวิมานิชกร)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบล็อกประตูอัตโนมัติ

นางสาวธีราพร วรจินต์

นายพงษ์พันธ์ เอกถาวร

ผศ. พิชัย คูศิริวานิชกร อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2543

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาและออกแบบระบบควบคุมการเปิด-ปิดประตูโดยใช้สัญญาณควบคุมผ่านมาตามสายไฟฟ้ากำลัง โดยการมอดคูเลทสัญญาณเข้ากับคลื่นพาหะชาชน์เวฟ 125kHz ในการส่ง-รับข้อมูลแต่ละครั้งจะใช้ LM1893 ซึ่งเป็นวงจรรวมที่สามารถส่งและรับสัญญาณได้ในตัวเดียวกัน ในส่วนของวงจรควบคุมการเปิด-ปิดประตูจะใช้ดีซีมอเตอร์และตรวจสอบสถานะของประตูโดยใช้แสงอินฟราเรด ระบบนี้สามารถควบคุมการเปิด-ปิดล็อกประตูได้หลายจุดจากตัวควบคุมศูนย์กลางตัวเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Lock System

Miss. Theerapom Vorajin

Mr. Pongpan Aketavon

Asst. Prof. Pichai Kusirivanichakorn Advisor

Education Year 2000

ABSTRACT

This thesis is to study and design about lock system that transmits control signal through AC line by modulating with carrier sine wave 125kHz to lock-unlock the door and use the LM1893 as the transmitter and receiver circuit. The lock system uses DC motor and infrared circuit to check the status of the door. The system can be controlled by a central micro controller.

กิตติกรรมประกาศ

ในแต่ละขั้นตอนของการทำโครงการได้พบอุปสรรคต่างๆ มากมาย แต่ก็สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ทั้งนี้เพราะได้รับคำแนะนำและคำปรึกษาจากอ.พิชัย คุศิริวานิชกรซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาและรุ่นพี่หลายคน ซึ่งเป็นประโยชน์ต่อการทำงานอย่างมาก รวมทั้งพี่เจษฎา แจนเจนจบที่ได้ให้คำปรึกษาและอนุเคราะห์ไอซี LM1893

ผู้จัดทำขอขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษา รุ่นพี่และเพื่อนๆ พี่เจษฎาและบุคคลอื่นๆ ที่มีได้กล่าวถึงในที่นี้ ที่ให้ความช่วยเหลือเป็นอย่างดี จนทำให้งานในครั้งนี้สำเร็จได้อย่างที่ตั้งใจไว้ ผู้จัดทำจะระลึกถึงท่านตลอดไป

ธีรภาพธ วรรณิต

(นางสาวธีรภาพธ วรรณิต)

พงษ์พันธ์ เอกถาวร

(นายพงษ์พันธ์ เอกถาวร)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	i
Abstract	ii
กิตติกรรมประกาศ	iii
สารบัญ	iv
สารบัญรูป	vi
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีทั่วไป	2
2.1 การสื่อสารข้อมูล	2
2.2 ลักษณะการส่งข้อมูล	2
2.3 รูปแบบของการส่งข้อมูลอนุกรม	3
2.4 ความเร็วในการโอนถ่ายข้อมูล	4
2.5 ชนิดของการมอดคูเลท	5
2.6 การรับ-ส่งข้อมูลดิจิทัลเอฟเอสเค	7
2.7 ขบวนการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก	9
2.8 ตัวกำเนิดสัญญาณเอฟเอสเค	9
2.9 เอฟเอสเค แบบควิท	9
2.10 เอฟเอสเค ดิมอดคูเลเตอร์	13
บทที่ 3 รายละเอียดโครงการ	16
3.1 วงจรสร้างสัญญาณพัลส์	17
3.2 วงจรเข้ารหัส	19
3.3 วงจรส่งสัญญาณ	23
3.4 วงจรรับสัญญาณ	28
3.5 วงจรถอดรหัส	29
3.6 วงจรควบคุมคิซีมอเตอร์	32
3.7 วงจรส่งสัญญาณบอกสถานะของประตู	33
บทที่ 4 หลักการออกแบบวงจร	34
4.1 วงจรสร้างรหัส	34
4.2 วงจรเข้ารหัส และวงจรถอดรหัส	36
4.3 วงจรส่ง-รับข้อมูลจากสายไฟฟ้ากำลัง	39
4.4 วงจรควบคุมคิซีมอเตอร์	42

4.5	วงจรส่งสัญญาณบอกสถานะของประตู	44
บทที่ 5	การทดลองและผลการทดลอง	47
5.1	ผลการทดลองวงจรฝ่ายส่ง	47
5.2	ผลการทดลองวงจรฝ่ายรับ	52
บทที่ 6	บทสรุปและวิจารณ์	54
6.1	สรุปและวิจารณ์	54
6.2	ปัญหาที่พบในการทดลอง	54
ภาคผนวก		



สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบสื่อสารทั่วไป	2
รูปที่ 2.2 รูปแบบการติดต่อสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรม	4
รูปที่ 2.3 รูปร่างสัญญาณต่างๆ	6
รูปที่ 2.4 การแปลงสัญญาณระบบ FSK	7
รูปที่ 2.5 การส่งสัญญาณดิจิทัล	8
รูปที่ 2.6 หลักการและสัญญาณอินพุท-เอาต์พุท ของ FSK	8
รูปที่ 2.7 แสดงรูปของเอฟเอสเค มอดูเลเตอร์	10
รูปที่ 2.8 แสดงการเบี่ยงเบนความถี่	11
รูปที่ 2.9 แสดงสเปกตรัมความถี่ของตัวอย่าง $f_0 = 7 \text{ kHz}$	13
รูปที่ 2.10 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อกคูลูป เอฟเอสเค	13
รูปที่ 2.11 แสดงการทำงานและรูปร่างของสัญญาณตามจุดต่างๆของเฟสล็อกคูลูป	14
รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างของโครงงานนี้	16
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรโมโนสเตเบิล	18
รูปที่ 3.3 แสดงรูปคลื่นของวงจรโมโนสเตเบิล	19
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรเข้ารหัส	20
รูปที่ 3.5 แสดงขาต่างๆของไอซีเบอร์ MC145026	20
รูปที่ 3.6 แสดงบล็อกไดอะแกรมการเข้ารหัสสัญญาณของ MC145026	21
รูปที่ 3.7 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ในการเข้ารหัส	22
รูปที่ 3.8 แสดงลักษณะการเข้ารหัสของบิทข้อมูล	23
รูปที่ 3.9 แสดงวงภายในของไอซี LM1893	25
รูปที่ 3.10 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการรับข้อมูลของ LM1893	28
รูปที่ 3.11 แสดงขาต่างๆของไอซีเบอร์ MC145027	29
รูปที่ 3.12 แสดงบล็อกไดอะแกรมของไอซีเบอร์ MC145027	31
รูปที่ 3.14 แสดงวงจรเข้ารหัสและวงจรถอดรหัส	32
รูปที่ 3.15 แสดงวงจรพื้นฐานในการขับดีซีมอเตอร์	32
รูปที่ 3.16 แสดงวงจรตรวจจับแสงอินฟราเรด	33
รูปที่ 4.1 แสดงวงจรโมโนสเตเบิลที่ใช้ผลิตสัญญาณพัลส์ของ LM555	34
รูปที่ 4.2 แสดงวงจรที่ใช้ในการสร้างพัลส์ที่มีความกว้างเท่ากับ 2 วินาที	35
รูปที่ 4.3 แสดงรูปของวงจรเข้ารหัสและถอดรหัส	37

รูปที่ 4.5 แสดงรูปของวงจรส่ง – รับสัญญาณข้อมูลจากสายไฟฟ้ากำลัง	40
รูปที่ 4.6 แสดงค่าต่างๆ ของวงจรรับและส่งข้อมูลจากสายไฟฟ้ากำลัง	42
รูปที่ 4.7 แสดงค่าแสดงค่าต่างๆ ของวงจรควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์	44
รูปที่ 4.8 แสดงวงจรตรวจสอบ โดยให้แสงอินฟราเรด	44
รูปที่ 4.9 แสดงวงจรสร้างพัลส์สัญญาณเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสถานะของประตู	45
รูปที่ 5.1 แสดงสัญญาณที่วัดได้จากเอาต์พุทของ LM555	47
รูปที่ 5.2 แสดงสัญญาณเอาต์พุทที่ได้จาก MC145026 เมื่อทำการกดสวิทช์ปุ่ม 1	48
รูปที่ 5.2 แสดงสัญญาณเอาต์พุทที่ได้จาก MC145026 เมื่อทำการกดสวิทช์ปุ่ม 1	48
รูปที่ 5.3 แสดงสัญญาณเอาต์พุทที่ได้จาก MC145026 เมื่อทำการกดสวิทช์ปุ่ม 2	49
รูปที่ 5.4 Ch1 แสดงสัญญาณเอาต์พุทที่วัดได้จากLM1893 ของวงจรฝ่ายส่ง	50
Ch2 แสดงสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุทของMC145026 ของวงจรฝ่ายส่ง	
รูปที่ 5.5 แสดงสัญญาณเอาต์พุทของ MC145026 ขณะค่าคาค่าเป็น 0000	50
รูปที่ 5.6 Ch1 แสดงสัญญาณอินพุทที่วัดได้จากของLM1893 ของวงจรฝ่ายรับ	51
Ch2 แสดงสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุทของ LM1893 ของวงจรฝ่ายรับ	
รูปที่ 5.7 แสดงสัญญาณที่วัดได้จากเอาต์พุทของ SN74121	53
รูปที่ 5.8 Ch1 แสดงสัญญาณเอาต์พุทที่วัดได้จากเอาต์พุทของ LM1893	53
Ch2 แสดงสัญญาณเอาต์พุทของวงจรเข้ารหัส ของวงจรส่งกลับ	

บทที่ 1

บทนำ

การสื่อสารภายในตัวอาคารนั้นสามารถทำได้ทั้งแบบไร้สายและแบบมาตามสาย แต่เนื่องจากวงจรต่างๆ ย่อมต้องการไฟเลี้ยงที่ต้องดึงมาจากสายไฟฟ้ากำลัง เราจึงได้ใช้วิธีการสื่อสารแบบมาตามสาย โดยส่งข้อมูลไปตามสายไฟฟ้ากำลังเพื่อทำการส่งล็อก-ปลดล็อกประตูเป็นการช่วยอำนวยความสะดวกและเพิ่มความปลอดภัย

บทที่ 2 จะกล่าวถึงทฤษฎีทั่วไป , แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบสื่อสารหลักการทำงานของ การมอดูเลทแบบเอฟเอสเค

บทที่ 3 กล่าวถึงหลักการทำงานทั้งหมด เริ่มตั้งแต่หลักการทำงานของวงจรสร้างรหัส , หลักการทำงานของวงจรเข้ารหัส(Encoder) , หลักการทำงานของวงจรส่ง-รับสัญญาณจากสายไฟฟ้ากำลัง(Transreceiver) , หลักการทำงานของวงจรถอดรหัส(Decoder) , หลักการทำงานของวงจรส่งสัญญาณบอกสถานะของประตูและหลักการทำงานของวงจรล็อก-ปลดล็อกประตูโดยใช้คีย์โมเตอร์

บทที่ 4 กล่าวถึงหลักการออกแบบและการคำนวณค่าอุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ในวงจร โดยอ้างอิงจากทฤษฎีในบทที่ 2 และ 3

บทที่ 5 แสดงถึงผลการทดลองวงจรทั้งฝ่ายรับและฝ่ายส่งสัญญาณ โดยทำการบันทึกสัญญาณที่จุดสำคัญต่างๆ ภายในวงจร

บทที่ 6 เป็นบทสรุปและวิจารณ์ผลที่ได้จากการทดลอง พร้อมแสดงปัญหาที่พบในระหว่าง การทำการทดลอง

ภาคผนวก จะแสดงรูปของวงจรฝ่ายรับ-ฝ่ายส่ง , รูปวงจรขั้วคีย์โมเตอร์ รวมถึงรายละเอียดของวงจรรวมที่ใช้ในปริญญานิพนธ์

บทที่ 2 ทฤษฎีทั่วไป

2.1 การสื่อสารข้อมูล

แหล่งกำเนิดข้อมูลสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท คือ แบบอะนาล็อกหรือแบบสัญญาณต่อเนื่อง กับแบบดิจิทัลหรือสัญญาณไม่ต่อเนื่อง ตัวอย่างแหล่งกำเนิดข้อมูลอะนาล็อก ได้แก่ ไมโครโฟน ซึ่งเป็นสัญญาณเสียงที่มีแอมพลิจูดต่อเนื่อง ส่วนสัญญาณแบบดิจิทัล เช่น เครื่องโทรพิมพ์ ซึ่งส่งสัญญาณออกมาในรูปของตัวอักษรหรือสัญลักษณ์



รูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบสื่อสารทั่วไป

การสื่อสารข้อมูลที่เป็นสัญญาณดิจิทัลสามารถแบ่งการส่งผ่านสัญญาณเป็น 2 ลักษณะ คือ การส่งผ่านสัญญาณดิจิทัลผ่านตัวกลางต่างๆ โดยไม่มีการปรับเปลี่ยนรูปสัญญาณหรือเรียกว่าการส่งผ่านสัญญาณดิจิทัลแบบเบสแบนด์และการส่งในอีกลักษณะ คือ การปรับเปลี่ยนรูปแบบสัญญาณดิจิทัลให้เหมาะสมแล้วจึงส่งผ่านตัวกลางออกไป เช่น การมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลโดยวิธีการเปลี่ยนความถี่ (Frequency Shift Keying) เป็นต้น

การส่งผ่านสัญญาณดิจิทัลแบบเบสแบนด์ เป็นวิธีที่ใช้ในระบบ PCM ทั่วไป นอกจากนั้นยังใช้ในระบบเครือข่ายวงจรถ้องถิ่น (Local Area Network) และในงานสื่อสารข้อมูลระยะใกล้แบบอื่นๆ ซึ่งในระบบ PCM ที่ส่งผ่านสัญญาณดิจิทัลไปตามสายนำสัญญาณที่ทำด้วยโลหะ เช่น สายโคแอกเชียลและสายคู่ตีเกลียว เป็นต้น สัญญาณดิจิทัลที่ถูกส่งออกไปนั้นจะเป็นสัญญาณดิจิทัลแบบไม่มีการแก้ไข ทิ้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เบสแบนด์ โดยไม่ทำการมอดคูเลทกับคลื่นพาหะ อาจกล่าวได้ว่าเป็นระบบที่ง่ายเพราะไม่ต้องใช้ อุปกรณ์มอดคูเลทและดีมอดคูเลทอย่างไรก็ตามสายนำสัญญาณจะมีการตอบสนองความถี่จำกัดทำให้ สัญญาณดิจิทัลที่ส่งผ่านไปค่อยๆ ผิดเพี้ยนทั้งขนาดและเชิงเวลาห้วง ผลที่เกิดขึ้นคือสัญญาณค่อยๆ ผิดเพี้ยน โดยรูปกว้างออก ดังนั้นการส่งสัญญาณ PCM จึงต้องมีการติดตั้งเครื่องทวนสัญญาณไว้เป็นการไม่สะดวกนักในการสื่อสารระยะทางไกลๆ

การส่งสัญญาณดิจิทัลแบบแบนด์พาส เป็นการส่งสัญญาณดิจิทัลโดยการมอดคูเลทเข้ากับ คลื่นพาหะหรือก็คือการนำเอาสัญญาณดิจิทัลที่ต้องการส่งไปเปลี่ยนแปลงข่าวสารในสัญญาณคลื่น พาหะ อาจจะเปลี่ยนขนาดเปลี่ยนความถี่หรือเปลี่ยนเฟสของสัญญาณคลื่นพาหะไปให้เปลี่ยนแปลง ไปตามสัญญาณดิจิทัลที่เข้ามามอดคูเลทการมอดคูเลทสัญญาณดิจิทัลเข้ากับคลื่นพาหะนี้สามารถใช้สัญญาณ 1 สัญญาณแทนสัญญาณดิจิทัล 1 บิตได้ ดังนั้นถ้าเป็นสัญญาณไบนารีซึ่งเป็นสัญญาณ ดิจิทัล 1 บิต สัญญาณคลื่นพาหะที่ถูกมอดคูเลทแล้วจะมีรูปร่าง 2 แบบแต่ถ้าเป็นสัญญาณแบบ N บิต รูปร่างสัญญาณคลื่นพาหะที่ถูกมอดคูเลทแล้วก็จะมีย่อยอย่างน้อย 2^N แบบ กล่าวโดยสรุปคือ เราสามารถ มอดคูเลทสัญญาณดิจิทัลทีละ 1 บิต หรือทีละหลายๆ บิต เข้าไปกับสัญญาณคลื่นพาหะได้

2.2 ลักษณะของการส่งข้อมูล

โดยทั่วไปหลักใหญ่ๆของส่งสัญญาณข้อมูลมี 2 รูปแบบ คือ การส่งแบบขนานและการส่ง แบบอนุกรม

การส่งข้อมูลแบบขนานคือข้อมูลทุกๆบิตจะถูกส่งไปพร้อมๆ กันในครั้งเดียว เช่น ถ้าข้อมูล เป็น 1010 ทั้ง 4 บิตนี้จะถูกส่งออกไปพร้อมกันโดยผ่านสายส่งข้อมูลที่มี 4 เส้น โดยแต่ละบิตจะส่งใน สายส่งคนละเส้น

การส่งข้อมูลแบบอนุกรมคือ ข้อมูลแต่ละบิตจะถูกส่งเรียงกันออกไปเป็นลำดับต่อเนื่องกันที ละบิต เช่น ถ้าข้อมูลเป็น 1010 เลข 0 ทางขวามือสุดซึ่งเป็น LSB (Least Significant Bit) ส่งออกไป ก่อนแล้วตามด้วยบิตที่ 2 คือเลข 1 และบิตที่ 3 คือเลข 0 และบิตสุดท้ายคือเลข 1 ซึ่งเป็น MSB (Most significant Bit) ตามลำดับ โดยสายนำสัญญาณข้อมูลมีเพียง 1 เส้นเท่านั้น

2.3รูปแบบการส่งข้อมูลแบบอนุกรม

การส่งข้อมูลแบบอนุกรมแบ่งได้ 3 แบบ ดังรูปที่ 2.2

2.3.1 แบบซิมเพล็กซ์ (Simplex)

ข้อมูลส่งได้ทิศทางเดียวเท่านั้นบางครั้งก็เรียกว่าการส่งทิศทางเดียว เช่น การส่ง

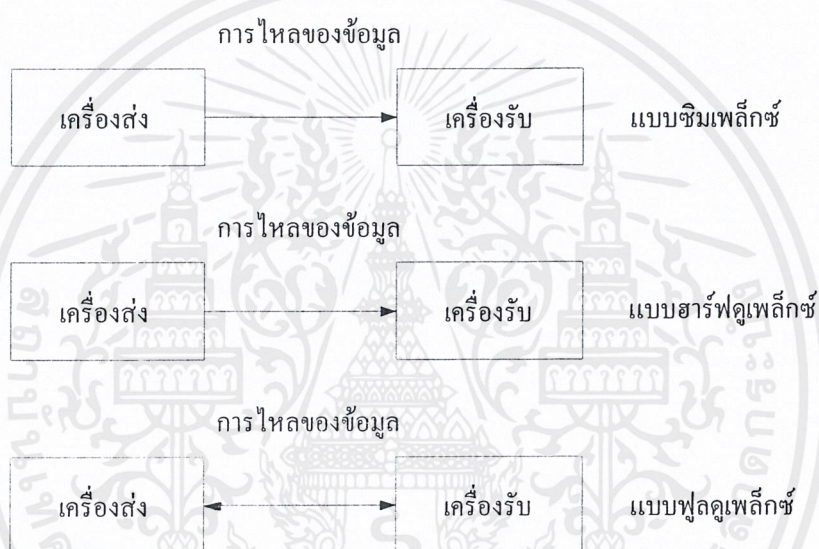
กระจายเสียงวิทยุหรือโทรทัศน์

2.3.2 แบบฮาล์ฟดูเพล็กซ์ (Half Duplex)

ข้อมูลสามารถส่งได้ 2 ทิศทางแต่จะต้องผลัดกันส่งและรับ จะส่งและรับพร้อมกันไม่ได้ เช่น ระบบวิทยุติดต่อกัน

2.3.3 แบบฟูลดูเพล็กซ์ (Full Duplex)

ทั้งสองสถานีสามารถรับส่งได้ในเวลาเดียวกัน เช่น การสื่อสารทางโทรศัพท์และการสื่อสารทางคอมพิวเตอร์



รูปที่ 2.2 รูปแบบการติดต่อสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรม

2.4 ความเร็วในการถ่ายโอนข้อมูลแบบอนุกรม

ความเร็วในการถ่ายโอนข้อมูลแบบอนุกรมหน่วยวัดเป็นแบบบิตต่อวินาที และหน่วยที่บรรยายถึงการเปลี่ยนของสัญญาณในหนึ่งวินาทีเรียกว่า บอดเลท (Baud Rate) คำว่าบิตต่อวินาที หมายถึง ในเวลา 1 วินาที จะมีข้อมูลส่งออกไปกี่บิต ส่วนคำว่าอัตราบอด เป็นหน่วยสำหรับบอกอัตราการส่งสัญญาณต่อวินาที หรือเป็นหน่วยที่บอกถึงอัตราการเกิดของอนุภาคสัญญาณต่อวินาที คำว่า อัตราการส่งสัญญาณนี้ หมายถึง อัตราการส่งข้อมูลขนาด 7 บิต 1บิตเริ่มต้น 1 บิตสิ้นสุด 1200 ชุดใน 1 วินาทีจะมีความเร็วเท่ากับ 10800 อัตราบอด แต่ถ้าเป็นอัตราการส่งข้อมูลที่เกิดขึ้นจะมีเพียง 1200 บิตต่อวินาที การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณข้อมูล 1 ครั้ง อาจจะแสดงถึงการส่งข้อมูลแบบอนุกรมมากกว่า 1 บิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 ชนิดของการมอดูเลท

การมอดูเลทสามารถแบ่งได้กว้างๆ เป็น 3 แบบ ดังนี้

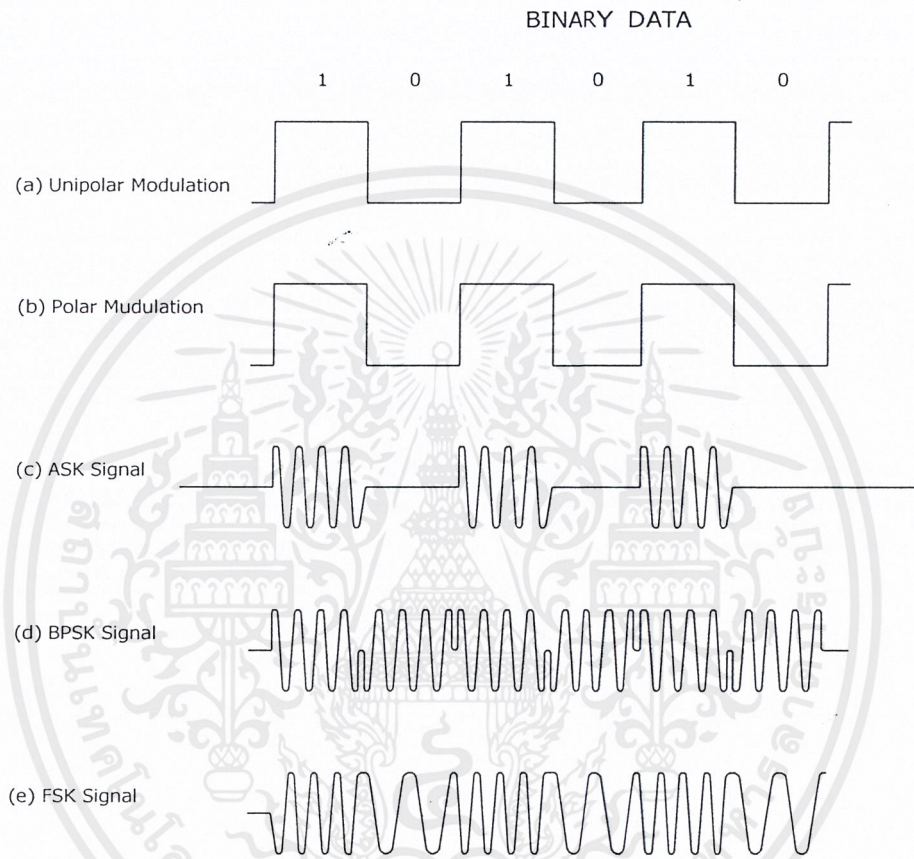
2.5.1 การมอดูเลททางแอมพลิจูด (Amplitude Shift Keying : ASK)

การเปลี่ยนแปลงสัญญาณลอจิกให้เหมาะสมกับการส่งผ่านเข้าไปในสายโทรศัพท์โดยวิธีที่ง่ายที่สุดจะเรียกว่า Amplitude Shift Keying : ASK หรือเรียกอีกแบบหนึ่งว่า On Off Keying มีวิธีการคือ กำหนดให้สัญญาณลอจิก 0 ถูกแทนที่ด้วยค่าความถี่เท่ากับ 0 คือการปิดสัญญาณและจะแทนสัญญาณลอจิก 1 ด้วยความถี่ค่าหนึ่งๆ คือการเปิดสัญญาณสามารถดูรูปร่างสัญญาณต่างๆ ได้จากรูปที่

2.3

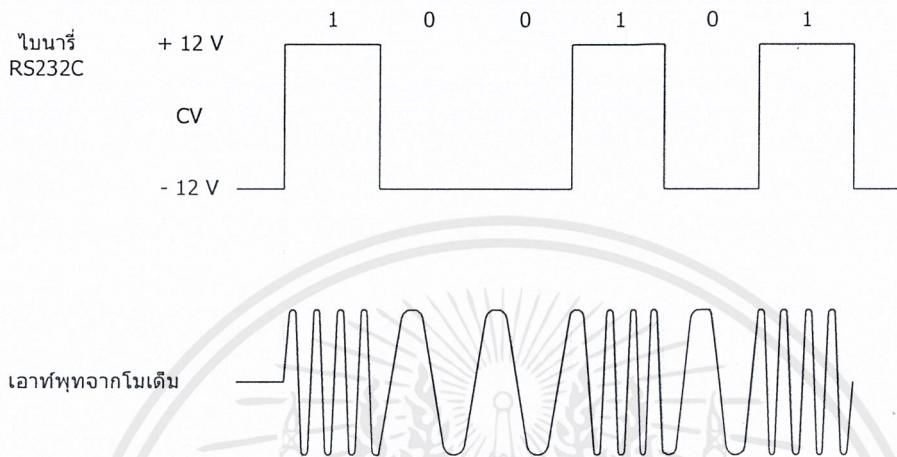
2.5.2 การมอดูเลททางความถี่ (Frequency Shift Keying : FSK)

แรกเริ่มการเปลี่ยนสัญญาณลอจิกให้เหมาะสมกับการส่งผ่านไปในสายโทรศัพท์ใช้วิธีที่เรียกว่า Frequency Shift Keying : FSK คือด้านส่งจะกำหนดใช้ความถี่ของเสียง 2 ความถี่สำหรับแทนสัญญาณลอจิก 1 และ 0 ด้านรับก็จะพยายามจับเอา 2 ความถี่สำหรับที่ว่ามีมาแปลงสัญญาณลอจิกกลับคืน ความถี่ของเสียงทั้ง 2 ต้องห่างกันพอที่จะแยกออกจากกันได้โดยวงจรอิเล็กทรอนิกส์และจะต้องไม่ห่างกันเกินจนตกขอบของความสามารถของสายโทรศัพท์ที่จะนำพาไปได้ ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.3 รูปร่างสัญญาณต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



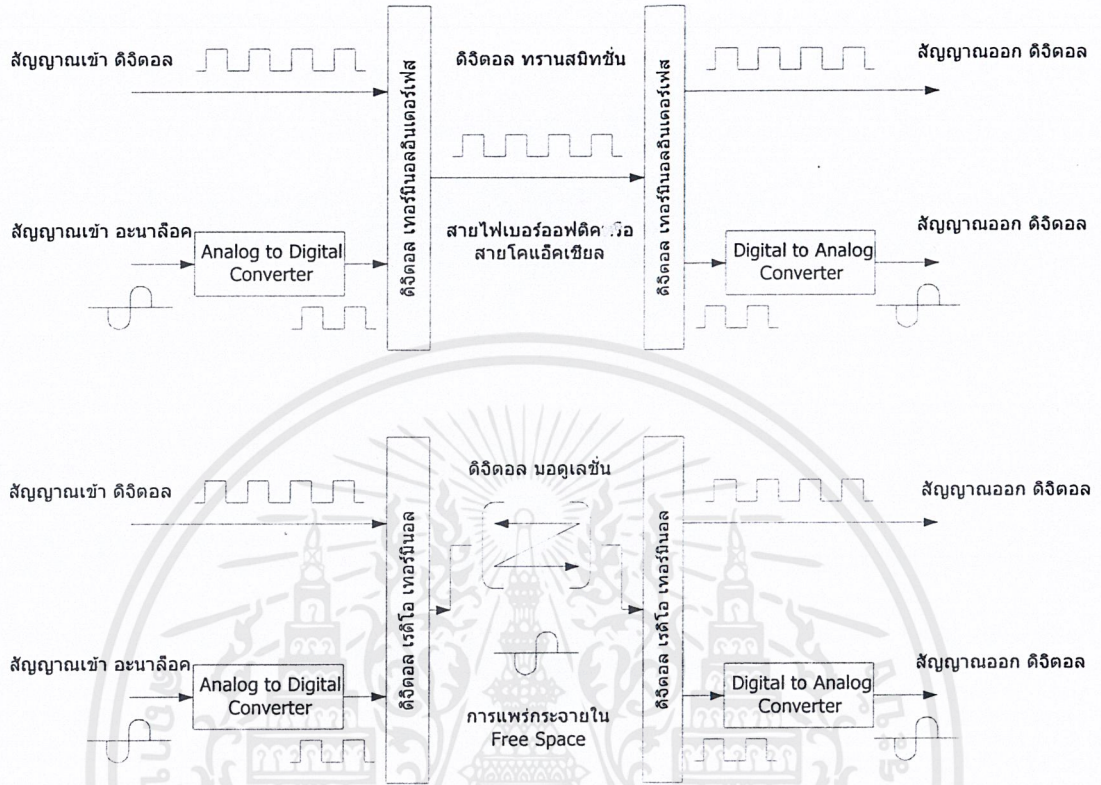
รูปที่ 2.4 การแปลงสัญญาณระบบ FSK

2.5.3 การมอดูเลตทางเฟส (Phase Shift Keying : PSK)

ในการถ่ายโอนที่ต้องใช้ความเร็วสูงๆ การมอดูเลตโดยวิธี Frequency Shift Keying : FSK คงจะเป็นไปได้ยากซึ่งเปลี่ยนมาใช้วิธีที่เรียกว่า การมอดูเลตทางเฟส ในการมอดูเลตสัญญาณลอจิก 0 และ 1 คือใช้เฟส 0 องศา แทนลอจิก 0 และเฟสที่ 180 องศา แทนลอจิก 1

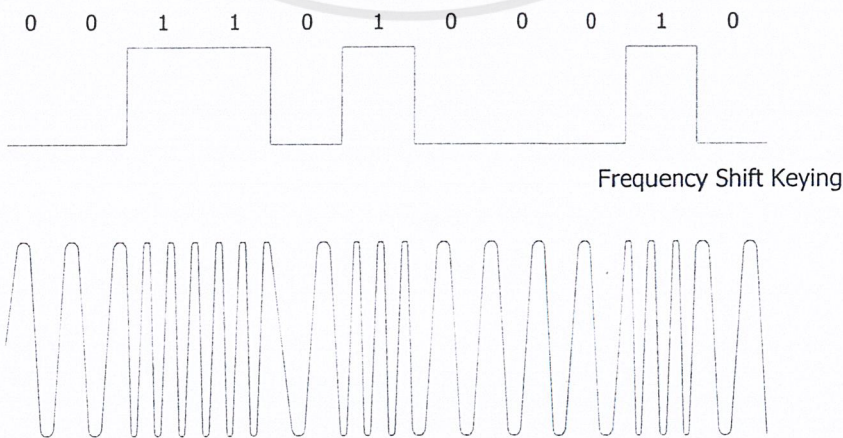
2.6 การรับส่งข้อมูลดิจิทัลอะซิงโครนัส

การรับส่งของข้อมูลในรูปแบบของสัญญาณดิจิทัลสามารถกระทำได้ 2 วิธี คือวิธีการทางไบนารี (Binary) คือสัญญาณดิจิทัลจะถูกส่งออกไปยังปลายทางได้ทันทีโดยไม่ต้องผ่านขบวนการแปลงสัญญาณแต่อย่างใด ดังรูปที่ 2.5 และวิธีการทางอนาล็อก (Analog) คือ สัญญาณดิจิทัลจะถูกแปลงเป็นสัญญาณอนาล็อกก่อนแล้วจึงส่งออกไปยังปลายทาง



รูปที่ 2.5 การส่งสัญญาณดิจิทัล

วิธีการแบบแรกจะทำในกรณีที่มีการติดต่อในระยะทางสั้นๆและให้ความรวดเร็วมากกว่า ส่วนวิธีการแบบหลังจะเกี่ยวข้องไปถึงลักษณะการเชื่อมโยง (Link) สัญญาณเข้ากับระบบการสื่อสารต่างๆไป ลักษณะทั้ง 2 วิธีแสดงดังรูปที่ 2.6



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์และสัญญาณอินพุต-เอาต์พุต ของ FSK รูปที่ 2.6 หลักการและสัญญาณอินพุต-เอาต์พุต ของ FSK นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 ขบวนการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอะนาล็อก (digital to Analog Converter : DAC)

ในการสร้างสัญญาณอะนาล็อกที่เป็นผลมาจากสัญญาณดิจิทัล หรือสัญญาณในรูปแบบอื่นๆ จะได้มาจากหลักการพื้นฐานของวิธีการ 3 แบบ คือ

1. หลักการของแอมพลิจูดมอดูเลชัน (Amplitude Modulation)
2. หลักการของเฟรควเอนซีมอดูเลชัน (Frequency Modulation)
3. หลักการของเฟสมอดูเลชัน (Phase Modulation)

โดยสัญญาณที่ส่งออกไป (สัญญาณดิจิทัลหรือสัญญาณข่าวสารต่างๆ) จะถูกมอดูเลททางด้านส่งและถูกดีมอดูเลททางด้านรับ เพื่อแยกสัญญาณข่าวสารที่ส่งออกมาจากสัญญาณพาหะ

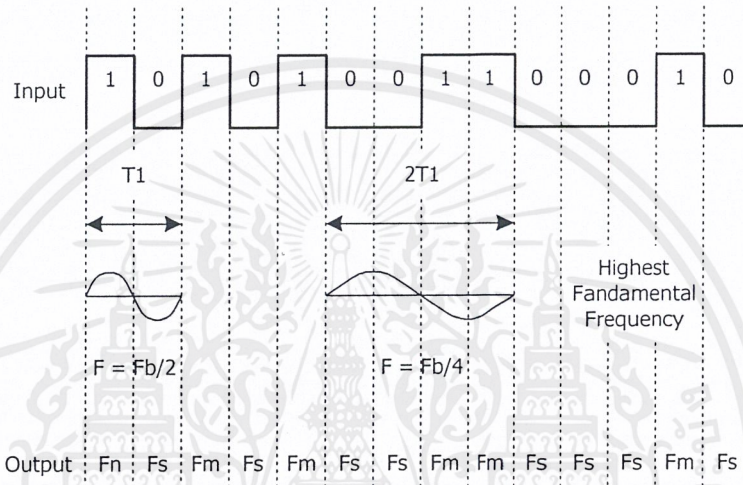
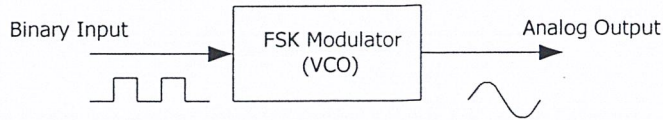
2.8 ตัวกำเนิดสัญญาณเอฟเอสเค (FSK Generator)

ตัวกำเนิดสัญญาณเอฟเอสเคก็คือตัวส่งสัญญาณเอฟเอสเค (FSK Transmitter) ซึ่งมีหลักการที่ว่าเมื่อข้อมูลที่เป็นสัญญาณดิจิทัลที่มีลักษณะเป็นข้อมูลไบนารี จะทำให้ความถี่เลื่อนหรือเบี่ยงเบนไปตามการเปลี่ยนแปลงของข้อมูลไบนารีที่เข้ามา ดังนั้นสัญญาณทางเอาต์พุทของตัวกำเนิดเอฟเอสเคจะอยู่ในรูปของความถี่ที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่อง เมื่อข้อมูลไบนารีเปลี่ยนแปลงจากสถานะลอจิก 1 ไปเป็นลอจิก 0 (หรือในทางกลับกันคือเปลี่ยนจากลอจิก 0 ไปเป็นลอจิก 1) สัญญาณเอาต์พุทจากเอฟเอสเคก็จะเลื่อนความถี่ระหว่าง 2 ความถี่ด้วยกัน คือความถี่ที่ลอจิก 1 หรือ มาร์คเฟรควเอนซี (fm) และความถี่ที่ลอจิก 0 หรือสเปซเฟรควเอนซี (fs)

การเปลี่ยนแปลงหรือการเลื่อนของความถี่แต่ละครั้งจะเกิดขึ้นเมื่อสถานะของลอจิกทางด้านของสัญญาณเข้าเปลี่ยนแปลง นั่นคือ อัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณเข้าจะเท่ากับอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณออก ซึ่งในดิจิทัลมอดูเลชันนั้น อัตราการเปลี่ยนแปลงสัญญาณของด้านอินพุทของตัวกำเนิดเอฟเอสเคจะเรียกว่า อัตราบิตหรือ Bit Rate มีหน่วยเป็นบิตต่อวินาที (BPS) ส่วนอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณด้านเอาต์พุทของตัวกำเนิดสัญญาณเอฟเอสเคเรียกว่า อัตราบอด หรือ Baud Rate ดังนั้นในการส่งข้อมูลด้วยเทคนิคเอฟเอสเค อัตราบิตจะเท่ากับอัตราบอด เสมอ

2.9 เอฟเอสเค แบนด์วิท (FSK Bandwidth)

ในระบบการสื่อสารข้อมูลด้วยสัญญาณอะนาล็อกหรือสัญญาณที่มีความถี่นั้น แบนด์วิทเป็นสิ่งที่ต้องพิจารณาเป็นอันดับแรก เนื่องจากแบนด์วิทของเอฟเอสเคขึ้นอยู่กับพื้นฐานเดียวกันกับวิธีการของเอฟเอ็ม ดังนั้นการอธิบายถึงสูตรต่างๆ ก็ใช้หลักการของเอฟเอ็มทุกอย่าง



รูปที่ 2.7 แสดงรูปของเอฟเอสเค มอดคูเลเตอร์

จากรูปที่ 2.7 แสดงถึงตัวเอฟเอสเคมอดคูเลเตอร์ซึ่งใช้หลักการเดียวกับเอฟเอ็มมอดคูเลเตอร์คือใช้หลักการของVCO(Voltage Control Oscillator) จะเห็นได้ว่าอัตราการเปลี่ยนแปลงที่เร็วที่สุดของสัญญาณอินพุตจะเกิดขึ้นเมื่อข้อมูลไบนารีมีลักษณะเป็น 1 และ 0 สลับกัน ซึ่งก็คือสัญญาณสี่เหลี่ยมนั่นเอง ตามตัวอย่างในรูปที่ 2.6 เป็นสัญญาณในช่วง T1

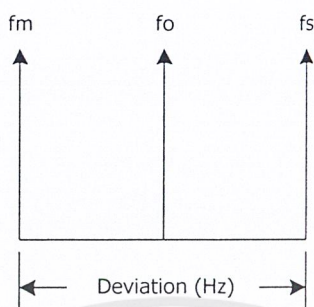
ความถี่หลักของคลื่นสี่เหลี่ยมจะมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของบิตเรท ดังนั้นถ้าพิจารณาเฉพาะความถี่หลักเพียงอย่างเดียว ความถี่สูงสุดของสัญญาณดิจิทัลที่ต้องนำมามอดคูเลทแบบเอฟเอสเคจะเท่ากับครึ่งหนึ่งของบิตเรท คือ

$$f_{a \max} = \text{bit rate}/2$$

เมื่อ $f_{a \max}$ = ความถี่สูงสุดของสัญญาณดิจิทัลที่จะนำมามอดคูเลท

ความถี่กลาง(Center Frequency = f_0) ของVCO จะอยู่ในตำแหน่งกึ่งกลางระหว่างมาร์คเฟรควเอนซ์กับสเปซเฟรควเอนซ์ ดังรูปที่ 2.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 แสดงการเบี่ยงเบนความถี่

ลอจิก 1 ด้านอินพุตจะเลื่อนความถี่ของ VCO จาก f_o ไปเป็น f_s จะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงของข้อมูลไบนารีด้านอินพุตจาก 1 ไปเป็น 0 หรือ 0 ไปเป็น 1 จะทำให้ความถี่เอาต์พุตของ VCO เบี่ยงเบนไปมาระหว่าง f_m กับ f_s เนื่องจากกล่าวมาแล้วว่า เอฟเอสเค คือการมอดคูเลทแบบเอฟเอ็ม ดังนั้นดัชนีการมอดคูเลท (Modulate Index : m_i) ในเอฟเอสเคก็ได้จากเอฟเอ็ม นั่นคือ

$$m_i = \Delta f / f_a$$

เมื่อ m_i คือ ดัชนีการมอดคูเลท

Δf คือ การเบี่ยงเบนของความถี่ใดๆ จากความถี่กลาง (Hz)

f_a คือ ความถี่ของสัญญาณที่นำมามอดคูเลท (Hz)

ค่า m_i ที่ยอมให้มีค่าได้สูงสุดคือ 1 ค่า m_i ที่ทำให้แบนด์วิทกว้างสุดซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อการเบี่ยงเบนของความถี่ถูกมอดคูเลทแล้วและความถี่ของสัญญาณที่นำมามอดคูเลทมีค่าสูงสุด

ในเอฟเอสเคมอดคูเลท ค่า Δf เป็นการเบี่ยงเบนความถี่สูงสุด (Peak Frequency Deviation) ของสัญญาณที่ถูกมอดคูเลทแล้ว ซึ่งมีค่าเท่ากับความแตกต่างระหว่าง f_o กับ f_m หรือ f_o กับ f_s ซึ่งก็คือ ครึ่งหนึ่งของความแตกต่างระหว่าง f_m กับ f_s นั่นคือ

$$\Delta f = (f_s - f_m) / 2$$

การเบี่ยงเบนของความถี่สูงสุดขึ้นอยู่กับขนาดหรือแอมพลิจูดของสัญญาณที่นำมามอดคูเลท (สัญญาณดิจิทัล) เมื่อสถานะทางลอจิกเป็น 1 จะให้แรงดันค่าหนึ่งตามสถานะ เช่น 5 โวลต์ หรือถ้าเป็นลอจิก 0 ก็จะส่งแรงดันออกมาคงที่ในระดับลอจิก 0 เช่น 0 โวลต์ ดังนั้นความถี่ที่เบี่ยงเบนของเอฟเอสเค จะเบี่ยงเบนคงที่และอยู่ในระดับการเบี่ยงเบนของความถี่สูงสุดเสมอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

f_a เป็นความถี่หลักของข้อมูลไบนารีด้านอินพุตซึ่งจะทำให้แบนด์วิทกว้างที่สุดเมื่อ $f_a = \text{bit rate}/2$ เท่านั้น เพราะฉะนั้นเราจะสามารถหาค่า m_i ได้จาก

$$m_i = [(f_s - f_m)/2] * [f_b/2]$$

$$= (f_s - f_m)/f_b$$

เมื่อ $f_s - f_m$ คือ ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด

f_b คือ อัตราบิตของไบนารีอินพุต

การส่งสัญญาณเอฟเอ็มทั่วไป ความกว้างของแบนด์วิทจะแปรผันโดยตรงกับค่า m_i เช่นเดียวกับเอฟเอสเคทีค่า m_i ทั่วๆ ไปจะต้องมีค่าต่ำกว่า 1.0 เพื่อให้เป็นเอฟเอ็มแบบแคบ (Narrow Band FM) ค่าแบนด์วิทที่แคบที่สุดเรียกว่า Minimum Nyquist Bandwidth (F_n)

ตัวอย่างเช่น การส่งข้อมูลของเอฟเอสเค มีความถี่กลาง (f_o) = 7 kHz ความถี่สเปซ (f_s) = 6 kHz ความถี่มาร์ค (f_m) = 8 kHz ข้อมูลไบนารีอินพุตมีบิตเรท 2KHz สามารถหา f_n ได้ดังนี้

$$m_i = (f_s - f_m)/f_b$$

$$= (6\text{kHz} - 8\text{kHz})/2\text{kHz}$$

$$= 2\text{KHz} / 2\text{KHz}$$

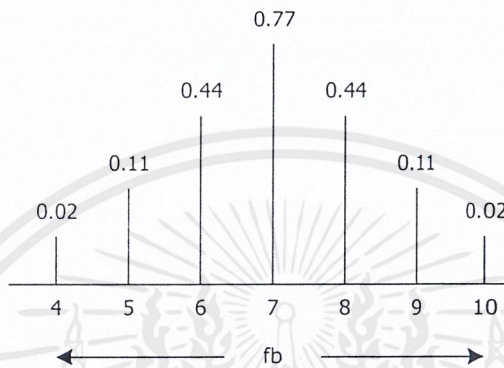
$$m_i = 1.0$$

MI	J0	J1	J2	J3	J4
0.0	1.0				
0.25	0.98	0.12			
0.5	0.94	0.24	0.03		
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03

ตารางที่ 2.1 Bessel Function Table

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ 2.1 เมื่อ $m_i = 1.0$ จะได้แถบความถี่ข้าง (Side band Frequency) ออกมาข้างละ 3 ความถี่ โดยแต่ละความถี่จะห่างจากความถี่กลางช่วงละ 1 kHz สามารถเขียนสเปกตรัมความถี่ได้ดังรูปที่ 2.9

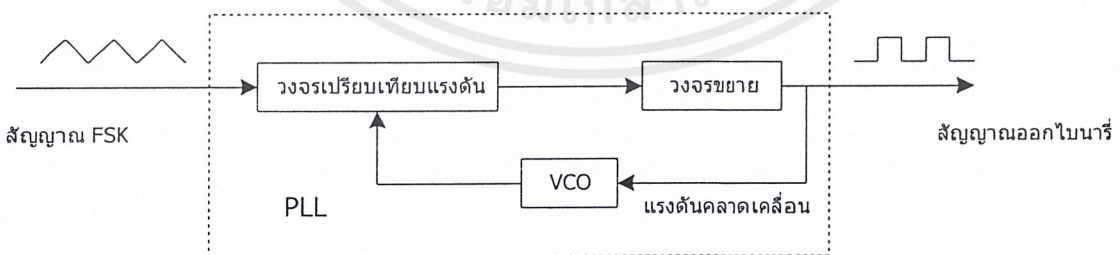


รูปที่ 2.9 แสดงสเปกตรัมความถี่ของตัวอย่าง $f_0 = 7 \text{ kHz}$

มีข้อนำสังเกต คือ m_i ที่มีค่าอยู่ระหว่าง 0.5 ถึง 1.0 จะทำให้แบนด์วิธมีค่าประมาณ 2 – 3 เท่าของบิตเรทเสมอ

2.10 เอฟเอสเค ดิมอดคูเลเตอร์

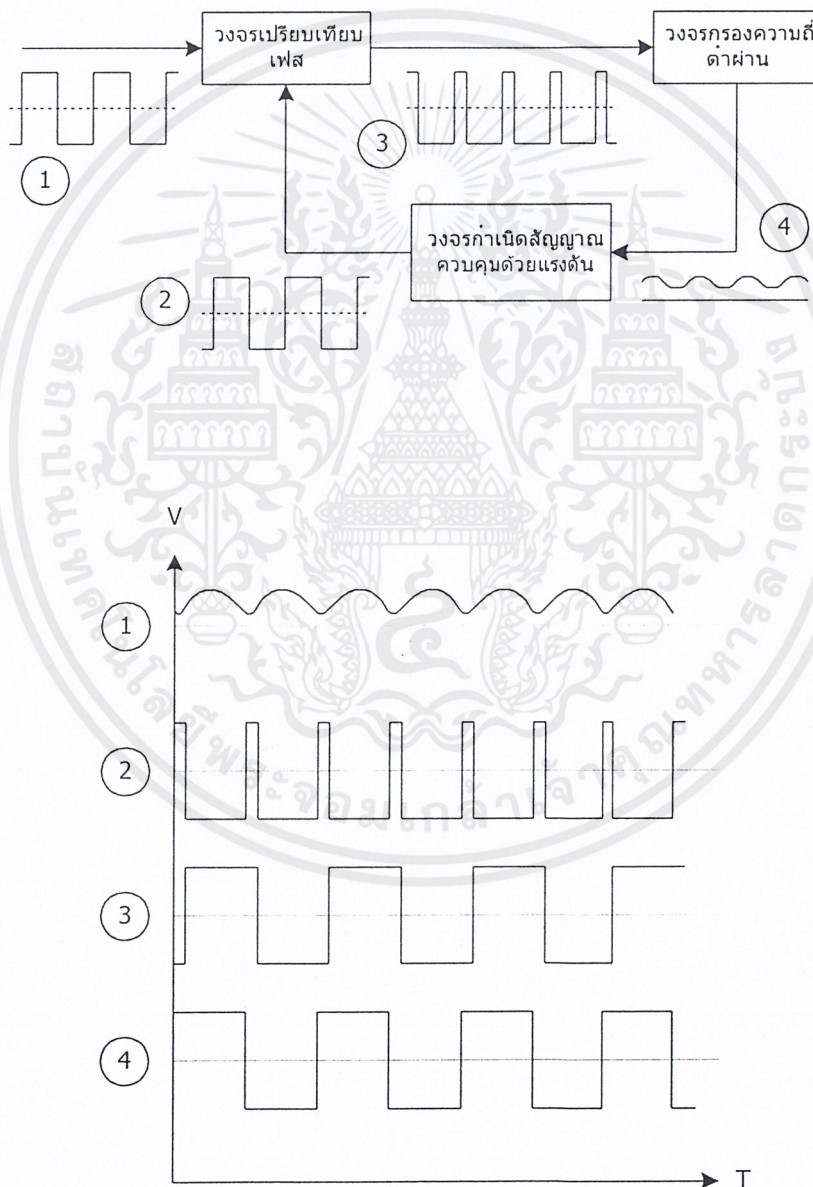
เอฟเอสเค ดิมอดคูเลเตอร์ คือตัวรับสัญญาณเอฟเอสเค ทำหน้าที่เป็นตัวแยกสัญญาณไบนารีออกจากสัญญาณเอฟเอสเค โดยส่วนมากจะใช้วงจรเฟสล็อกคูลูป ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อกคูลูป เอฟเอสเค ดิมอดคูเลเตอร์

วงจรเฟสล็อกคูลูปในเอฟเอสเค ดิมอดคูเลเตอร์ มีหลักการทำงานเหมือนกับเฟสล็อกคูลูปในเอฟเอ็ม ดีเทกเตอร์ทุกอย่างคือจะต้องมีความถี่ฟรีรันนิ่งเท่ากับความถี่กลาง (f_0 : Center Frequency) และในขณะที่ความถี่อื่นพุทของเฟสล็อกคูลูปเลื่อนไปมีระหว่าง f_m กับ f_s จะทำให้เกิดแรงดันคลาดค่าการคำนวณไม่วุ่นวายใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เคลื่อนไฟตรง (DC Error Voltage) ซึ่งเป็นผลมาจากการเปรียบเทียบทางเฟสของสัญญาณอินพุท เนื่องจากความถี่อินพุทที่เข้ามายังเฟสล็อกคลุปมีเพียง 2 ความถี่ คือ f_m และ f_s ดังนั้นค่าแรงดันดังกล่าว จึงมีเพียง 2 ระดับ ซึ่งสามารถแทนด้วยลอจิก 1 และลอจิก 0 เมื่อความถี่ทางอินพุทเป็น f_m และ f_s ตามลำดับ เราจึงได้สัญญาณเอาต์พุทจากเฟสล็อกคลุปกลับมาเป็นข้อมูลไบนารีเหมือนกับตอนแรกที่ส่งมาทุกประการ



รูปที่ 2.11 แสดงการทำงานและรูปร่างของสัญญาณตามจุดต่างๆของเฟสล็อกคลุป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.11 แสดงการทำงานของเฟสล็อกดูป ซึ่งมีส่วนสำคัญ 3 ส่วนคือ ส่วนเปรียบเทียบความแตกต่าง ส่วนสร้างความถี่โดยใช้แรงดันควบคุมและส่วนกรองความถี่ต่ำผ่าน

ส่วนสร้างความถี่จะผลิตความถี่ออกมาที่ต่อเมื่อ มีแรงดันไฟฟ้าป้อนให้(สัญญาณหมายเลข 4) ซึ่งแรงดันนี้ถูกสร้างขึ้นจากชุดกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะเปลี่ยนความถี่ที่ป้อนเข้ามา (สัญญาณหมายเลข 3) ให้เป็นแรงดันไฟกระแสตรง (สัญญาณหมายเลข 4) เพื่อไปควบคุมให้ส่วนสร้างความถี่ผลิตความถี่

เอาท์พุทของส่วนสร้างความถี่ (สัญญาณหมายเลข 2) จะถูกส่งไปยังอินพุทหนึ่งของส่วนเปรียบเทียบความต่างเฟส ซึ่งอีกอินพุทหนึ่งจะต่ออยู่กับสัญญาณความถี่อ้างอิง (สัญญาณหมายเลข 1) ที่ส่งมาจากภายนอก

เอาท์พุทของส่วนเปรียบเทียบความต่างเฟส (สัญญาณหมายเลข 3) จะเป็นสัญญาณความต่างเฟสระหว่างอินพุททั้งสอง ซึ่งเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมขนาดคงที่และมีความห่างของพัลส์ขึ้นอยู่กับความแตกต่างระหว่างเฟสของสัญญาณอินพุททั้งสอง

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ต่ออยู่ตรงเอาท์พุทของตัวเปรียบเทียบความต่างเฟสจะทำหน้าที่เปลี่ยนความถี่ของพัลส์จากส่วนเปรียบเทียบความต่างเฟสให้เป็นแรงดันไฟตรง ซึ่งระดับแรงดันจะเป็นสัดส่วนกลับกับความต่างเฟสของสัญญาณอินพุททั้งสอง แรงดันเอาท์พุทของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะเริ่มคงที่เมื่อเฟสของสัญญาณอินพุททั้งสองต่างกัน 90 องศา

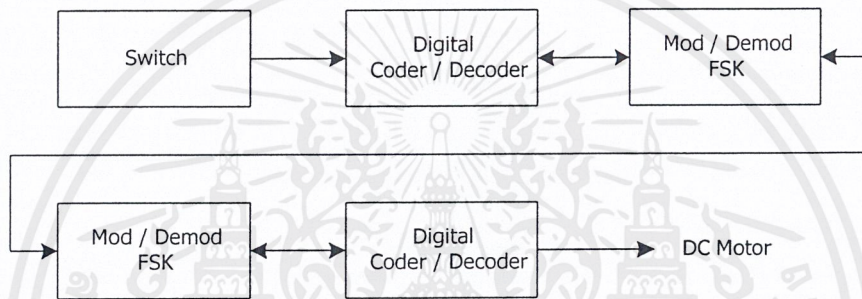
แต่ในทางปฏิบัติการรับส่งข้อมูลแบบดิจิทัลแบบเอฟเอสเค สามารถทำการออกแบบได้ง่ายโดยอาศัยหลักการของเอฟเอ็มทุกอย่าง แต่ก็ยังมีข้อจำกัดในเรื่องความเร็วคือ แบนด์เวท อยู่มาก กล่าวคือในระบบการสื่อสารที่จำเป็นต้องใช้ความเร็วในการติดต่อสูงๆ เช่นในระบบ TDM ซึ่งความเร็วของ PCM ข้อมูลจะมีความเร็วเป็นเมกะบิตต่อวินาที เอฟเอสเคไม่สามารถทำได้เพราะข้อจำกัดในเรื่องความถี่เพราะเมื่อส่งข้อมูล 2 บิต คือ 0 และ 1 จะต้องใช้ความถี่ถึง 2 ค่าเพื่อแยกความแตกต่าง แต่ในระบบ TDM การส่งข้อมูลในแต่ละครั้งจะกระทำได้มากกว่า 2 บิต ซึ่งเอฟเอสเคไม่สามารถทำได้ จึงต้องใช้พีเอสเคหรือคิวเอเอ็มแทนโดยใช้เพียงความถี่เดียวแต่อาศัยความต่างเฟสในการแยกข้อมูลออกมา

เอฟเอสเค มักใช้ในการสื่อสารข้อมูลแบบอะซิงโครนัสที่มีความเร็วในการติดต่อต่ำกว่า 2 กิโลบิตต่อวินาที และใช้สายโทรศัพท์เป็นสายส่ง เช่น โมเด็ม

บทที่ 3

รายละเอียดโครงการ

โครงการนี้พยายามที่จะส่งข้อมูลเพื่อการควบคุมการล็อกประตูโดยผ่านทางสายไฟฟ้ากำลัง เนื่องจากอุปกรณ์ใช้ไฟเลี้ยงที่ต่ออยู่กับสายไฟฟ้ากำลังอยู่แล้ว ทำให้ประหยัดการใช้สายควบคุม อุปกรณ์ปลายทาง



รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างของโครงการนี้

จากรูปที่ 3.1 โครงการนี้ประกอบด้วย

1. วงจรสร้างสัญญาณพัลส์
2. วงจรเข้ารหัส
3. วงจรส่งสัญญาณ
4. วงจรรับสัญญาณ
5. วงจรถอดรหัส
6. วงจรควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์
7. วงจรตรวจสอบสถานะประตู

วงจรสร้างสัญญาณพัลส์ , วงจรเข้ารหัสและวงจรส่งสัญญาณ รวมเรียกว่า วงจรฝ่ายส่งสัญญาณ

วงจรรับสัญญาณ , วงจรถอดรหัส , วงจรควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์และวงจรตรวจสอบสถานะประตู รวมเรียกว่า วงจรฝ่ายรับสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1 วงจรสร้างสัญญาณพัลส์

วงจรสร้างสัญญาณพัลส์นี้จะใช้ในการสั่งงานให้มีการล็อกหรือปลดล็อกประตู โดยจะเป็นตัวกำหนดค่าคาบและสถานะการส่ง-รับสัญญาณของวงจรฝ่ายส่งสัญญาณ

หลักการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณพัลส์

เมื่อมีการกดปุ่มสวิทช์ (sw1,2) จะทำให้เกิดการป้อนข้อมูลลอจิก 1 ให้กับน็อทและนอร์เกต เป็นการแปลงลอจิก 1 ให้เป็นลอจิก 0 เนื่องจากต้องการใช้ลอจิก 0 ในการทริกที่ขาอินพุทของวงจรสร้างสัญญาณพัลส์โดยใช้ LM555 ให้ทำการสร้างสัญญาณพัลส์ เพื่อใช้เป็นคาบอินพุทให้กับวงจรเข้ารหัสและใช้เป็นสัญญาณกำหนดสถานะการทำงานของ LM1893 ขนาดความกว้างของสัญญาณพัลส์จะต้องมีค่ามากพอที่จะทำให้ฝ่ายรับสัญญาณสามารถนำสัญญาณข้อมูลที่ได้รับได้จากสายไฟฟ้า กำลังไปทำการถอดรหัสได้อย่างถูกต้อง

ไอซีเบอร์ LM555 เป็นไอซีที่มีเสถียรภาพสูงสำหรับใช้เป็นวงจรหน่วงเวลาหรือวงจรสร้างความถี่ สามารถทำการทริกหรือรีเซ็ตสัญญาณได้

ในกรณีที่ใช้เป็นวงจรหน่วงเวลาจะสามารถตั้งเวลาได้อย่างเที่ยงตรงโดยใช้การควบคุมจากตัวต้านทานและตัวเก็บประจุอย่างละตัว ในกรณีที่ใช้เป็นวงจรอะอสเตเบิลอย่างเช่นวงจรสร้างความถี่ ค่าความถี่และค่าควิตซ์ไชเคิลจะถูกควบคุมอย่างแม่นยำโดยใช้ตัวต้านทาน 2 ตัวและตัวเก็บประจุ 1 ตัว วงจรสามารถทริกหรือรีเซ็ตคลื่นสัญญาณได้และเอาท์พุทของวงจรสามารถใช้ขับ TTL ได้

คุณสมบัติโดยทั่วไปของ LM555

1. สามารถแทนที่ SE555 หรือ NE555 ได้โดยตรง
2. สามารถทำงานได้ทั้งโหมดอะอสเตเบิลและโมโนสเตเบิล
3. ตั้งเวลาได้ตั้งแต่ไมโครวินาทีจนถึงหลายชั่วโมง
4. สามารถปรับค่าควิตซ์ไชเคิลได้
5. เอาท์พุทสามารถจ่ายได้ 200 มิลลิแอมป์
6. สามารถใช้งานกับ TTL ได้
7. มีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิ 0.005% ต่อ 1 องศาเซลเซียส

การประยุกต์ใช้งานของ LM555

1. ใช้เป็นวงจรจับเวลาที่แม่นยำ

2. เป็นตัวสร้างสัญญาณพัลส์

3. เป็นตัวจับเวลาแบบอนุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ให้บริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ควรเผยแพร่ไปยังสื่ออื่นโดยไม่ได้รับอนุญาตและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

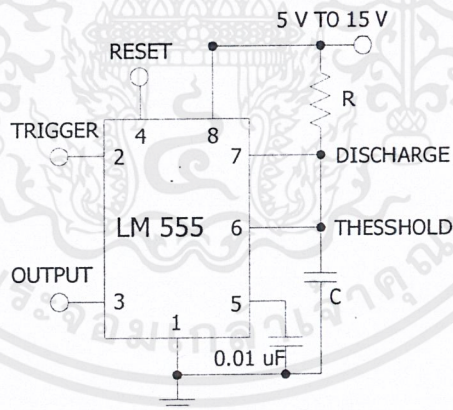
4. ใช้เป็นวงจรมอดคูเลชันแบบพัลส์ (Pulse width Modulation)
5. เป็นวงจรสร้างสัญญาณแรมป์เชิงเส้น

วงจรโมโนสเตเบิล

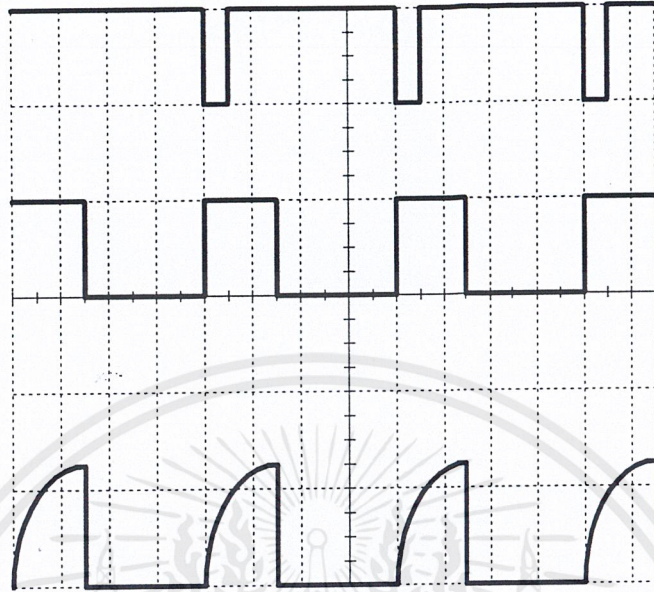
จากรูปที่ 3.2 ตัวเก็บประจุภายนอก(C) จะถูกทำการคายประจุด้วยทรานซิสเตอร์ภายในไอซี เมื่อแรงดันของทริกเกอร์พัลส์มีค่าลดลงต่ำกว่า $1/3 V_{cc}$ ที่ขา2 จะทำให้ตัวฟลิปฟลอปถูกเซ็ต ซึ่งจะทำให้เกิดการลัดวงจรข้ามตัวเก็บประจุและขับให้อเอาท์พุทเป็นลอจิก 1

เมื่อแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเพิ่มขึ้นอย่างเอ็กซ์โปเนนเชียลสำหรับช่วงเวลา $t = 1.1R_A C$ ซึ่งแรงดันมีค่าเท่ากับ $2/3 V_{cc}$ วงจรเปรียบเทียบจะทำการรีเซ็ตฟลิปฟลอปเพื่อจะคายประจุตัวเก็บประจุ(C) และขับเอาท์พุทให้เป็นลอจิก 0

รูปที่ 3.3 แสดงรูปคลื่นสัญญาณที่ถูกสร้างขึ้นในโมดนี้ เนื่องจากการชาร์จประจุและระดับเทรซโฮลด์ของวงจรเปรียบเทียบเป็นสัดส่วนโดยตรงกับแรงดันไฟเลี้ยง ช่วงเวลาภายในจึงไม่ขึ้นกับแรงดันไฟเลี้ยง



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรโมโนสเตเบิล



รูปที่ 3.3 แสดงรูปคลื่นของวงจรโมโนสเตเบิล
โดย รูปด้านบนเป็นสัญญาณอินพุต 5V/Div.
รูปกลางเป็นสัญญาณเอาต์พุต 5V/Div.
รูปด้านล่างเป็นแรงดันที่วัดคร่อมตัวเก็บประจุ 2V/Div.

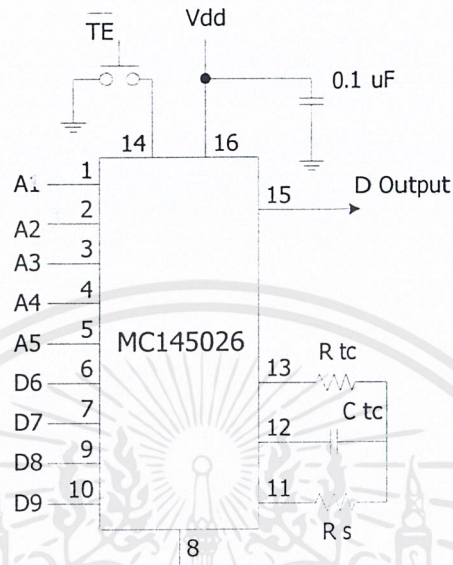
3.2 วงจรเข้ารหัส

จุดประสงค์เพื่อทำการแปลงสัญญาณดิจิทัลซึ่งอยู่ในรูปแบบขนานให้เป็นแบบอนุกรมที่มีการเข้ารหัส

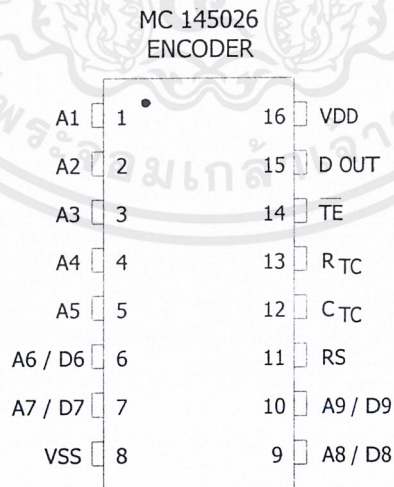
หลักการทำงานของวงจรเข้ารหัส

สัญญาณอินพุตของวงจรเข้ารหัสจะรับมาจากคิปสวิทช์และวงจรสร้างสัญญาณพัลส์ โดยทำการตั้งค่าแอดเดรส 5 บิตแรกจากคิปสวิทช์และค่าคาต้า 4 บิตหลังจากวงจรสร้างสัญญาณพัลส์เอาต์พุตที่ได้จากวงจรเข้ารหัสจะเป็นสัญญาณดิจิทัลที่จะถูกส่งเข้าวงจรส่งสัญญาณต่อไป

ในที่นี้ได้เลือกใช้ไอซี MC145026 ซึ่งจะทำการเข้ารหัสแบบ 9 บิตของสัญญาณไบนารีและส่งสัญญาณที่ทำการเข้ารหัสแล้วออกไปเป็นแบบอนุกรม โดยข้อมูลจะถูกส่งออกไปทันทีที่ขา TE (Transmit Enable) มีสถานะเป็นลอจิกต่ำเท่านั้น



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรเข้ารหัส

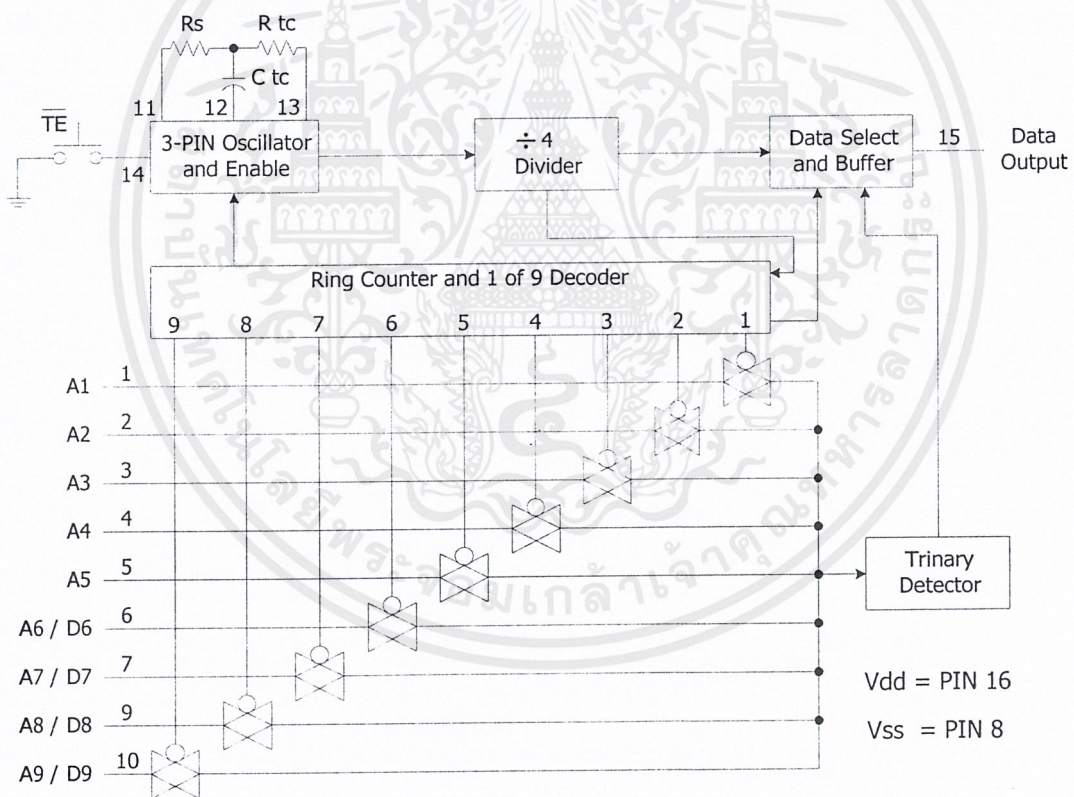


รูปที่ 3.5 แสดงขาต่างๆ ของไอซีเบอร์ MC145026

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติของ ไอซีเบอร์ MC1450256

1. แอ็คเตซสามารถเป็นได้ทั้งแบบสัญญาณ ไบนารีหรือแบบไตรสเตท
2. รหัสแอ็คเตซที่สูงที่สุดคือ $3^9 = 19,683$ แบบ
3. ใช้ในการอินเตอร์เฟสกับความถี่คลื่นวิทยุ , คลื่นอัลตราโซนิก
4. มีการตรวจสอบความผิดพลาดโดยใช้การส่ง 2 ครั้ง
5. ใช้ค่าไฟเลี้ยงตั้งแต่ 4.5-18 โวลต์
6. ภายในไอซีมีวงจรรอสซิลเลเตอร์ (R/C Oscillator)
7. สัญญาณเอาท์พุทเป็นแบบอนุกรมมาตรฐาน



รูปที่ 3.6 แสดงบล็อกไดอะแกรมการเข้ารหัสสัญญาณของ MC145026

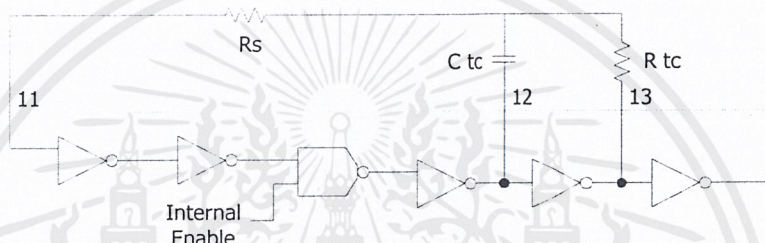
ภาคเข้ารหัสจะสามารถทำการเข้ารหัสได้หลายแบบขึ้นอยู่กับการใช้สถานะบิตของขาอินพุท ทั้ง 9 บิต เราสามารถกำหนดสถานะขาอินพุทของ A1-A5 และ A6/D6 – A9/D9 ได้ 3 สถานะ คือ

ไทรนารีทำให้สามารถทำการเข้ารหัสที่แตกต่างกันได้สูงสุดถึง $3^9 = 19,683$ แบบ ซึ่งในการส่งจะเริ่มต้นเมื่อให้ขา TE มีลอจิก 0 และ MC145026 จะทำการส่งข้อมูลออกอย่างต่อเนื่องตลอดเวลาที่ขา TE

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีลอจิก 0 โดยในการส่งข้อมูล 1 ชุดจะทำการส่งออกไป 2 ครั้ง เพื่อให้เกิดความมั่นใจว่าข้อมูลที่รับได้นั้นเป็นสัญญาณข้อมูลที่ถูกต้องจริง

วงจรเข้ารหัสนี้ยังมี R_s , R_{tc} , C_{tc} ซึ่งเป็นส่วนของวงจรรอสซิติลเลเตอร์ของการเข้ารหัส ถ้าแรงจ่ายสัญญาณภายนอกใช้ R_s , R_{tc} , C_{tc} จากภายนอกจะต่อค่าต่างๆเหล่านี้ไปที่ขา R_s , R_{tc} , C_{tc} และยกตัวเองออกจากระบบ ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรรอสซิติลเลเตอร์นี้ทำงานที่ความถี่ที่กำหนดโดยวงจร RC ภายนอกแสดงดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรรอสซิติลเลเตอร์ที่ใช้ในการเข้ารหัส

วงจร RC ภายนอกสามารถคำนวณได้จากสูตร

$$f_{osc} = 1/(2.3 R_{TC} C'_{TC})$$

$$R_1 C_1 = 3.95 R_{TC} C_{TC}$$

$$R_2 C_2 = 77 R_{TC} C_{TC}$$

โดยที่ $C'_{TC} = C_{TC} + 20pF$

$$R_{TC} > 10k\Omega$$

$$R_s > 20k\Omega$$

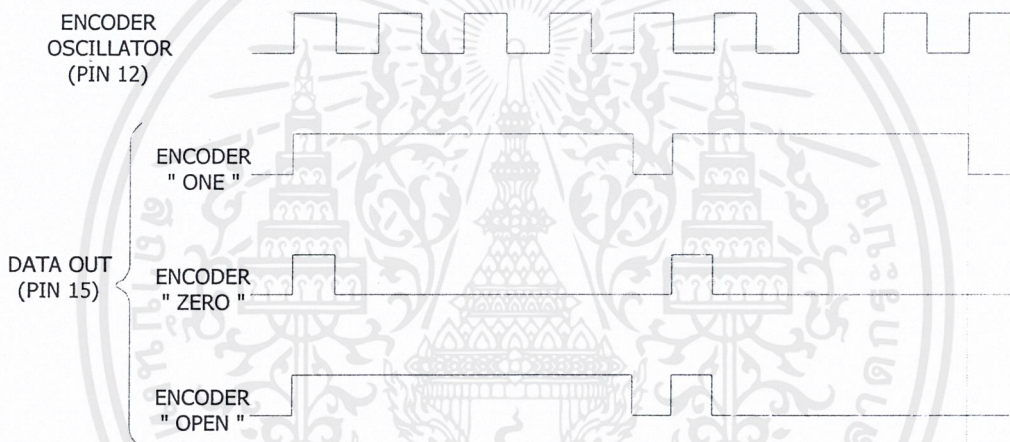
$$100pF < C_{TC} < 15\mu F$$

ดังนั้นข้อมูลที่ออกที่ขา 15 ของไอซีเบอร์ MC1450216 ที่ส่งออกจะส่งไปในลักษณะอนุกรมต่อกัน 9 บิตต่อกันไป ซึ่งแต่ละบิตของข้อมูลจะมีสถานะเป็น 0 , 1 หรือopen ก็ได้ ซึ่งจะมีลักษณะของสัญญาณเป็นพัลส์เข้ารหัสแบบอนุกรมแล้วและส่งไปยังวงจรมอดคูเลเตอร์ โดยใช้ไอซี LM1893ซึ่งจะทำหน้าที่เป็นตัวรับส่งกระแสคลื่นพาหะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูลต่างๆ จะมีการส่งที่ต่อเมื่อทันทีที่ขา TE ของไอซี MC145026 ได้รับลอจิก 0 ซึ่งข้อมูลจะถูกส่งออกไปในลักษณะชุดของข้อมูลและถูกส่งออกไปเป็นจำนวน 2 ชุดด้วยกัน ถ้าหากฝ่ายรับสามารถรับชุดของข้อมูลทั้ง 2 นี้ได้เหมือนกันแสดงว่าการส่งและการรับของข้อมูลเป็นไปอย่างถูกต้องสมบูรณ์ที่สุด

ในแต่ละบิตข้อมูลจะถูกทำการเข้ารหัสให้มีรูปแบบเป็นพัลส์สัญญาณ โดยลอจิก 0 จะถูกเข้ารหัสให้เป็นพัลส์สั้นๆ ติดต่อกัน ส่วนลอจิก 1 จะถูกเข้ารหัสให้เป็นพัลส์ยาวๆ ติดต่อกันและกรณีความต้านทานสูงจะมีรูปแบบเป็นพัลส์ยาวตามด้วยพัลส์สั้น ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 แสดงลักษณะการเข้ารหัสของบิตข้อมูล

3.3 วงจรส่งสัญญาณ

เพื่อทำการมอดูเลตแบบเอฟเอสเคให้แก่สัญญาณที่ถูกเข้ารหัส จากนั้นก็ส่งออกไปตามสายไฟฟ้ากำลัง

หลักการทำงานของวงจรส่งสัญญาณ

ในวงจรส่งสัญญาณจะมีไอซีเบอร์ LM1893 เป็นหัวใจหลักในการทำงาน ซึ่งไอซีเบอร์ LM1893 จะมีลักษณะการทำงานดังนี้

ไอซีเบอร์ LM1893 จะทำหน้าที่เป็นตัวอินเวอร์ตเฟสกับสายไฟฟ้ากำลังโดยสามารถทำหน้าที่เป็นได้ทั้งตัวรับและตัวส่งและใช้กระแสนในการส่งข้อมูลแบบฮาร์ฟดูเพล็กซ์(2ทิศทาง) ข้อมูลที่มีการส่งมีลักษณะเป็นขบวนบิตอนุกรมในรูปแบบใดๆ ก็ได้

ในการส่งข้อมูลจะถูกมอดูเลทกับคลื่นพาหะที่เป็นรูปไซน์โดยใช้การมอดูเลทสัญญาณแบบFSK และส่งไปตามสายไฟฟ้ากำลัง ในการรับข้อมูลจะทำการดีมอดูเลทสัญญาณโดยใช้PLL รวมทั้งมีฟิลเตอร์กำจัดสัญญาณรบกวนชนิดอิมพัลส์เพื่อให้ได้ช่วงการทำงานสูงสุด

ระบบที่สมบูรณ์นั้นจะประกอบไปด้วย LM1893, วงจรเข้ารหัสและวงจรถอดรหัส พร้อมด้วยอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์

คุณลักษณะโดยทั่วไปของ LM1893

1. ต่อต้านสัญญาณรบกวนด้วยการใช้วิธีมอดูเลทแบบ FSK
2. ผู้ใช้งานสามารถเลือกการกรองสัญญาณรบกวนอิมพัลส์ได้
3. อัตราการส่งข้อมูลสูงสุดถึง 4.8kBaud
4. ข้อมูลเป็นบิตอนุกรมของ 0 กับ 1
5. สามารถเพิ่มกำลังเอาต์พุตได้โดยง่ายโดยการเพิ่มส่วนบูสต์ (boost circuit)
6. มีไลน์ไดรฟ์สัญญาณรูปไซน์สำหรับ RFI ที่ต่ำ
7. ความถี่คลื่นพาหะเลือกได้ตั้งแต่ 50 ถึง 300 KHz
8. ระดับแรงดันเหมาะสมกับ TTL และ CMOS
9. มีแรงดันเรกูเลทสำหรับจ่ายเป็นลอจิกได้
10. สามารถขับสายไฟฟ้าจ่ายกำลังใดๆ ก็ได้

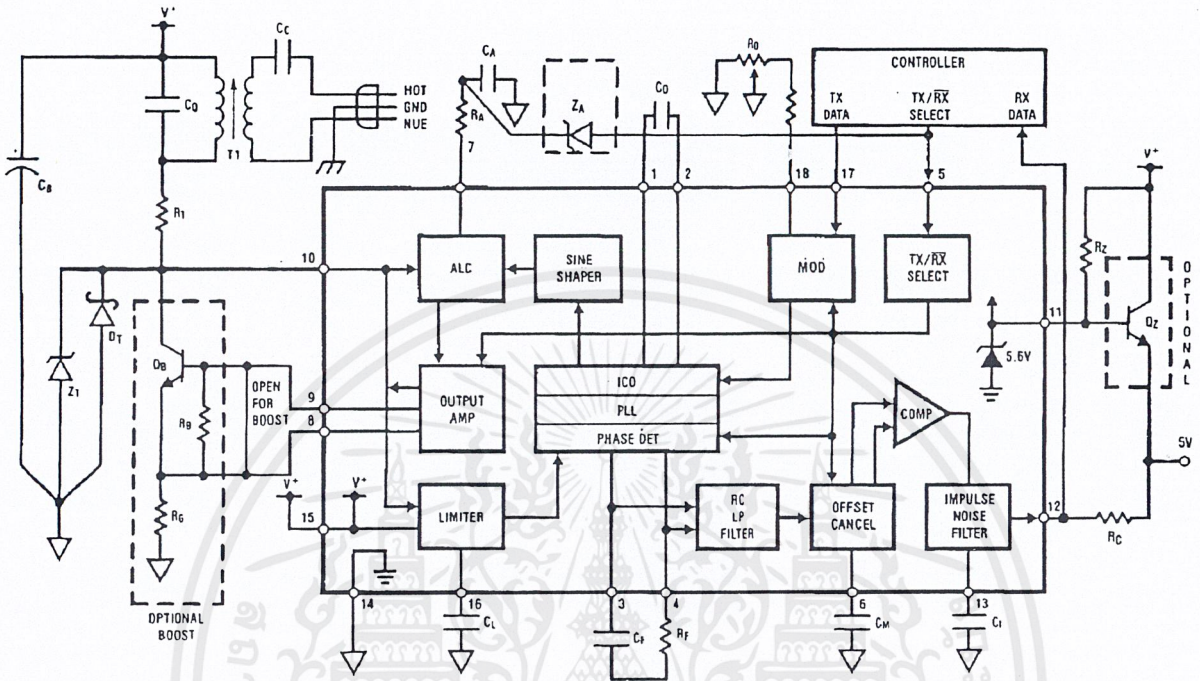
การประยุกต์ใช้งานของ LM1893

1. ระบบจ่ายกำลังงาน
2. การควบคุมความสะอาดในบ้าน
3. การติดต่อสื่อสารภายในสำนักงาน
4. ควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า
5. ระบบเตือนไฟไหม้
6. ระบบรักษาความปลอดภัย
7. การเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์

การทำงานของ LM1893 ในโหมดส่งข้อมูล (TX) จะมีหน้าที่ 2 อย่างคือ

1. เปลี่ยนสัญญาณอินพุตที่เป็นสัญญาณแบบดิจิตอลให้เป็นเอฟเอสเค โดยการมอดูเลทสัญญาณเข้า

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของโรงเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 2. ทำหน้าที่ขับสัญญาณ FSK ให้เข้าไปในสายไฟฟ้ากำลัง



รูปที่ 3.9 แสดงวงภายในของไอซี LM1893

การเลือกโหมดการทำงานในโหมดส่งสามารถทำได้ โดยให้ขา (TX/RX) อยู่ในสภาวะลอจิก 1 เมื่อสัญญาณอินพุตที่เป็นดิจิทัลซึ่งมีระดับเทรซโฮลด์ประมาณ 2 โวลต์เข้ามาที่ขา 17 สัญญาณอินพุตนี้จะไปกระตุ้นการมอดดูเลทที่เป็นแบบเอฟเอสเค ทำให้ความถี่ของกระแสควบคุมออสซิลเลเตอร์ (Current-Control Oscillator:CCO) เบี่ยงเบนไป 2.5% ของความถี่ f_0 (Center Frequency) โดยความถี่ของ CCO จะถูกตั้งให้อยู่ในช่วง 50-300 kHz ซึ่งสามารถกำหนดได้โดย R_0, C_0 (ใช้ปรับค่า R_0) หลังจากนั้นเอาต์พุตจาก CCO ซึ่งเป็นรูปสามเหลี่ยมจะถูกเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณซายน์ที่มีความเพี้ยนรวมน้อยกว่า 2% โดยวงจรปรับแต่งรูปซายน์ (Sine Shaper) ซึ่งสัญญาณที่ได้จะผ่านเข้าวงจรควบคุมแรงดันอัตโนมัติ (Automatic Level Control) ก่อนที่จะเข้าสู่วงจรขยายกำลัง (Power Amplifier) เพื่อขับกระแส การสวิงของแรงดันเอาต์พุตจะซึ่งถูกกำหนดโดยกระแสเอาต์พุตคงที่ 60 มิลลิแอมป์จากเอาต์พุตและค่าอิมพีแดนซ์ของโหลด ดังนั้นถ้าอิมพีแดนซ์ของโหลดมีค่าสูงก็จะทำให้แรงดันเอาต์พุตสวิงขึ้นไปสูงกว่าค่าที่วงจรขยายกำลังจะสามารถทำงานได้ ซึ่งวงจรควบคุมแรงดันอัตโนมัติจะช่วยลดแรงดันเอาต์พุตลงมา แต่ถ้าโหลดอิมพีแดนซ์มีค่าต่ำก็จะทำให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าต่ำเกินไปวงจรควบคุมระดับแรงดันอัตโนมัติก็จะทำงานอย่างเต็มที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อป้องกันการรบกวนของคลื่นความถี่วิทยุในย่านเอเอ็ม(AM) ซึ่งเกิดจากฮาร์โมนิกค่าต่างๆ ที่เป็นสาเหตุทำให้เอาต์พุทของสัญญาณที่ได้ไม่เป็นรูปชานที่คัปปลิงคอยล์ที่เอาต์พุท (Output Coupling Coil) ซึ่งมีหน้าที่คัปปลิงสัญญาณเข้าสู่สายไฟฟ้ากำลัง ต้องมีค่า Q ต่ำๆ และต้องออกแบบไม่ ให้ขยายฮาร์โมนิก ดังนั้นวงจรที่ใช้จะต้องเป็นวงจรจับคลาสเอ

ในกรณีที่สายส่งไฟฟ้ากำลังมีอิมพีแดนซ์ต่ำจำเป็นต้องเพิ่มกระแสที่เอาต์พุทเพื่อให้ได้ขนาด ของแอมพลิจูดของสัญญาณตามต้องการ จึงจำเป็นต้องต่อวงจรบูสต์ (Boost circuit) ซึ่งใช้ ทรานซิสเตอร์ 1 ตัวและตัวต้านทาน 2 ตัวดังรูปที่ 3.9 จะทำให้ได้กระแสเอาต์พุทสูงถึง 600 mA-p-p

ในโหมดส่ง LM1893 จะรับสัญญาณข้อมูลมาจาก MC145026 (ซึ่งเป็นตัวเข้ารหัส) เพื่อ เข้ารหัสสัญญาณข้อมูลและจะมอดคูเลทสัญญาณที่ถูกเข้ารหัสแล้วให้อยู่ในรูปสัญญาณเอฟเอสเค ส่ง ผ่านคัปปลิงคอยล์ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรกรองย่านความถี่ผ่าน (Band Pass Filter) ที่ความถี่ f_0 เพื่อส่ง เข้าสู่สายไฟฟ้ากำลัง

วงจรส่งสัญญาณจะทำการมอดคูเลทสัญญาณ ซึ่งก็คือการเปลี่ยนแปลงคลื่นพาหะให้ สอดคล้องกับคลื่นสัญญาณข้อมูลที่มีความถี่ต่ำกว่า ในกรณีนี้จะใช้ไอซี LM1893 เป็นตัวมอดคูเลท สัญญาณข้อมูลให้เป็นแบบฟริควีนซีซีฟคีย์อิง(FSK) ด้วยคลื่นพาหะรูปชานที่ถูกตั้งค่าความถี่ไว้ที่ 125 กิโลเฮิร์ต จากนั้นคลื่นสัญญาณที่ผ่านการมอดคูเลทแล้วจะถูกส่งผ่านไปยังวงจรจูนความถี่เพื่อทำ ให้เกิดการถ่ายทอดพลังงานได้สูงสุดก่อนส่งออกไปตามสายไฟฟ้ากำลัง

ในการออกแบบ ผู้ออกแบบต้องคำนวณค่าสำหรับ ความถี่คลื่นพาหะ (f_0) , ความเร็วในการ ส่งข้อมูล (f_{DATA}) , แรงดันไฟเลี้ยง (V_+) , แรงดันไฟฟ้ากำลัง (V_L) , ความถี่ไฟฟ้ากำลัง (F_L) ถ้าหากมี พารามิเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งหาไม่ได้ ในการออกแบบก็ต้องเอาข้อมูลจากคาต้าชีทแล้วทำการทดลอง ใช้ค่าอุปกรณ์ต่างๆ เพื่อให้ได้วงจรที่ดีที่สุด

อย่างไรก็ตาม ในการพิจารณาค่าอุปกรณ์ต่างๆ ต้องอยู่บนพื้นฐานดังนี้คือ

1. ค่าความถี่กลาง (Center Frequency : f_0) ยังมีค่าสูงยิ่งดี
2. ค่าที่มากที่สุดของอัตราการส่งข้อมูล (Maximum Data Rate) ยังมีค่าน้อย ยิ่งส่งข้อมูลได้ถูกต้องดี แต่จะช้า
3. เวลาและความถี่ที่ใช้ในฟิลเตอร์ (Time and Frequency Filter) ยังมีค่ามากยิ่งดี

สำหรับในโครงการนี้เลือกใช้ความถี่กลางของคลื่นพาหะเท่ากับ 125 kHz และใช้ระบบไฟฟ้า กำลังที่ระดับแรงดัน 220 โวลท์ ความถี่ 50 Hz

ค่าความถี่กลาง , ค่าความเร็วของอัตราการส่งข้อมูลและค่าความถี่ 50 Hz จะนำไปใช้ในการคำนวณค่าอินดักแตนซ์ที่ใช้กับ LM1893 โดยใช้ร่วมกับการอ่านค่าจากกราฟแสดงความสัมพันธ์ในคาต้าชีท ซึ่งสามารถกำหนดค่าอุปกรณ์ต่างๆ ได้ดังนี้

1. C_o และ R_o เป็นตัวกำหนดค่า Center Frequency (f_c) ในการเลือก C_o ควรเลือกให้มีค่ามากกว่า 10 pF ในที่นี้จะเลือกค่า 560 pF สำหรับการเลือกค่า R_o ไม่ควรเลือกต่ำกว่า 5.6 k Ω หรือไม่ควรสูงกว่า 7.6 K Ω ในที่นี้จะใช้ความต้านทาน 5.6 k Ω ต่ออนุกรมกับตัวต้านทานปรับค่าได้ 2 k Ω
2. C_a และ R_a เป็นตัวกำหนดปรับค่าโพล (Pole) และซีโร (Zero) ของวงจรควบคุมระดับแรงดันอัตโนมัติ (ALC) โดยเลือกใช้ค่า 0.1 μ F และ 10 k Ω ตามลำดับ
3. C_f และ R_f ใช้ในการปรับค่า POLE และ ZERO ของวงจรส่วนเฟสล็อกคูล (Phase Lock Loop) ถ้าใช้ค่า C_f น้อยเกินไปจะทำให้ภูมิต้านทานต่อสัญญาณรบกวนต่ำ ถ้าค่า R_f น้อยเกินไปจะทำให้ PLL มีความเสถียรน้อยลง ในที่นี้ใช้ค่า C_f และ R_f เท่ากับ 0.047 μ F และ 3.3 k Ω ตามลำดับ
4. C_L ใช้ปรับค่าโพลของวงจรแบนพาสลิมิตเตอร์ เพื่อที่จะกำจัดความถี่ของไฟฟ้ากำลัง (50 Hz) โดยเลือกใช้ค่า 0.047 μ F
5. C_M มีผลต่อเวลาที่ LM1893 ใช้เปลี่ยนจาก TX เป็น RX ในที่นี้เลือกค่า 220 nF
6. C_I เพื่อกำจัด Impulse Noise ในที่นี้ได้ เลือกใช้ค่า 10 nF เพื่อมิให้สัญญาณซิงค์ถูกกำจัดออกไปด้วย
7. R_C เป็นความต้านทาน (Pull up) ใช้ค่า 10 k Ω
8. R_Z ใช้ไบอัสซีเนอร์ไดโอด 5.6V ในตัว LM1893 ใช้ค่า 12 k Ω
9. C_B ใช้ลดสัญญาณรบกวนในส่วนจ่ายไฟเลี้ยง (Supply Bypass) ใช้ค่า 47 μ F
10. Z_T เป็น Transient Clamp ใช้ซีเนอร์ไดโอดที่มีค่าเบรคดาวน์โวลต์เตจ 44 โวลต์และทนพีคแบคโวลต์เตจน้อยกว่า 66 โวลต์
11. R_T ใช้กำจัดทรานเซียน ใช้ค่า 4.7 Ω
12. D_T ใช้ป้องกัน Over-Drive ใช้ซีเนอร์ไดโอดที่มีค่าเบรคดาวน์โวลต์เตจมากกว่า 44 โวลต์
13. Z_A มีหน้าที่หยุดการชาร์จของวงจรควบคุมแรงดันอัตโนมัติ (ALC) ในโหมดตัวรับใช้ซีเนอร์ไดโอดขนาดแรงดันเบรคดาวน์ 5.1 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 วงจรรับสัญญาณ

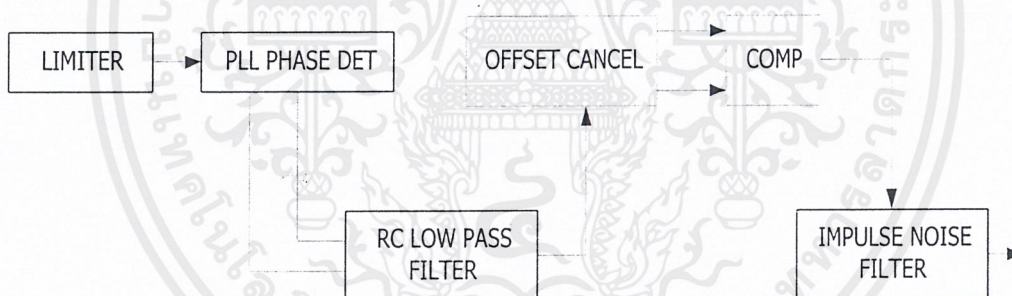
เพื่อทำการดีมอดคูเลทแบบเอฟเอสเคให้แก่สัญญาณที่ส่งมาไปตามสายไฟฟ้ากำลัง

หลักการทำงานของวงจรส่งสัญญาณ

ใน โหมดรับสัญญาณที่มาจากสายไฟฟ้ากำลังซึ่งอยู่ในรูปของสัญญาณเอฟเอสเคจะผ่าน คัปปลิ่งคอยล์เข้าสู่ LM1893 โดยจะทำการดีมอดคูเลทสัญญาณเอฟเอสเคให้กลับคืนเป็นสัญญาณ ดิจิตอลแล้วส่งให้ MC145027 (ตัว DECODER) เพื่อตรวจสอบรหัสแอดเดรสว่าตรงกับที่ตั้งไว้หรือไม่ ถ้าตรงก็จะปล่อยสัญญาณคาส์ออกมา

การทำงานใน โหมดรับข้อมูล (RX) ของ LM1893 จะมีหน้าที่ 2 อย่างคือ

1. ทำหน้าที่รับสัญญาณ FSK ในสายไฟฟ้ากำลัง
2. เปลี่ยนสัญญาณอินพุทที่รับมาได้ให้เป็นสัญญาณแบบดิจิตอล โดยการดีมอดคูเลทสัญญาณออกจากสัญญาณคลื่นพาหะชายน์เวฟ



รูปที่ 3.10 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการรับข้อมูลของLM1893

การเลือกการทำงานในโหมดรับทำได้โดยให้ขา 5 (TX/RX) เป็นค่าลอจิก 0 สัญญาณที่ผ่านเข้ามาทางสายไฟฟ้ากำลังจะผ่านเข้ามาทางคัปปลิ่งคอยล์แบบเดียวกับวงจรส่ง เพราะฉะนั้นการเลือกการทำงานของไอซีเบอร์ LM1893 จึงต้องมีการเลือกโหมดใดโหมดหนึ่งเท่านั้นในรูปที่ 3.10 เมื่อสัญญาณอินพุทซึ่งประกอบด้วยข้อมูลและสัญญาณรบกวนต่างๆจะผ่านเข้ามายังวงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High Pass Filter) ซึ่งประกอบด้วย C_p และวงจรเทงค์ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองย่านความถี่เพื่อลดสัญญาณรบกวนบางตัวลงไป

จากนั้นสัญญาณจะถูกส่งมายังวงจรลิมิตเตอร์ซึ่งมี C_L เป็นตัวกำหนดความถี่ต่ำ ส่วนความถี่สูงจะถูกตั้งไว้ที่ 300kHz สัญญาณที่ผ่านส่วนนี้จะกำจัดความถี่ของไฟฟ้ากำลังออกไปหลังจากนั้น สัญญาณจะผ่านเข้าสู่วงจรเฟสล็อกซึ่งมี CCO (Current Control Oscillator) ประกอบอยู่เป็น ส่วนการค้ำ ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของวงจรมอดคูเลเตอร์สัญญาณเอฟเอสเค เอาท์พุทของเฟสล็อคลูปประกอบด้วยสัญญาณไฟตรง , สัญญาณไฟสลับ , สัญญาณรบกวนออฟเซ็ทและความถี่สองเท่าของคลื่นพาหะจะผ่านมายังวงจรรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อกรองเอาสัญญาณความถี่คลื่นพาหะสองเท่าทิ้งไป หลังจากนั้นข้อมูลที่ได้จะถูกทำให้เป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมโดยวงจรรวมพาราเตอร์และกำจัดออฟเซ็ททิ้ง โดยที่คอมพาราเตอร์ตัวนี้มี การใส่ดีซีออฟเซ็ทค่าหนึ่งเข้าไปยังสัญญาณที่รับเข้ามาเพื่อทำการหักล้างกัน สัญญาณที่ได้จะผ่าน วงจรมัลติพลีไฟเออร์และถูกส่งต่อไปยังเอาท์พุท

3.5 วงจรถอดรหัส

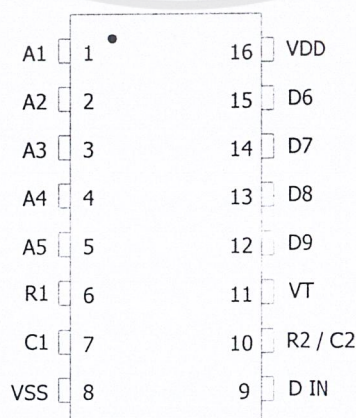
จุดประสงค์เพื่อทำการถอดสัญญาณดิจิทัลซึ่งอยู่ในรูปแบบอนุกรมให้เป็นแบบขนานเพื่อนำไปใช้ในการควบคุมระบบบล็อกประตูดต่อไป

หลักการทํางานของวงจรถอดรหัส

ไอซีที่ใช้ทำหน้าที่ถอดรหัสมีหลายแบบ แต่ในที่นี้เลือกใช้ไอซี MC145027 ซึ่งตัวถอดรหัสที่ผลิตขึ้นมาเพื่อใช้คู่กับไอซี MC145026 ทำหน้าที่ถอดรหัสสัญญาณข้อมูล ข้อมูลที่ได้จากวงจรรับสัญญาณจะถูกแปลงให้เป็นสัญญาณดิจิทัลแบบขนาน

วงจรถอดรหัสจะรับข้อมูลมาจากขาเอาท์พุทของวงจรรับสัญญาณ จากนั้นจะนำข้อมูลที่ถูกรับ คีมอดคูเลทมาทำการตรวจสอบค่าแอดเดรช 5 บิตแรก ซึ่งสามารถตั้งได้ 3 สถานะจึงสามารถมีค่าแอดเดรชได้มากที่สุด 243 แบบ แต่ถ้าหากใช้เพียง 2 สถานะก็จะมี 32 แบบ ถ้าตรงก็จะให้สัญญาณเอาท์พุทออกมาเพื่อนำไปควบคุมโหลด ส่วนที่เหลืออีก 4 บิตจะเป็นบิตดาต้า ขา VT ที่มีสถานะเป็นลอจิก1 จะแสดงว่าข้อมูลที่ขาเอาท์พุทถูกปรับปรุงให้ทันสมัย

MC 145027
DECODER



ขา A1 – A7 เป็นขาแอดเดรซอินพุทที่เราได้ตั้งไว้ให้ตรงกับค่าแอดเดรซของตัวส่งเพื่อที่จะได้เอาท์พุทออกมา

ขา D6 – D7 เป็นข้อมูลเอาท์พุท ซึ่งจะให้อาท์พุทก็ต่อเมื่อแอดเดรซตัวส่งและตัวรับตรงกัน

ขา R1,C1 ขาทั้งสองนี้ต่อกับความต้านทานและตัวเก็บประจุ เพื่อใช้เป็นตัวกำหนดความกว้างหรือแคบของพัลส์ที่เป็นรหัส ค่าไทม์คอนสแตนต์ (R_1C_1) จะถูกตั้งไว้ 1.72 ของช่วงเวลาของสัญญาณนาฬิกาตัวส่ง โดย $R_1C_1 = 3.95 R_{TC} C_{TC}$

ขา R2,C2 จะมีความต้านทานและตัวเก็บประจุต่อขนานกัน ต่อขานี้เข้ากับกราวด์เพื่อเป็นการแยกส่งครั้งสุดท้ายกับครั้งใหม่ซึ่งค่าไทม์คอนสแตนต์ (R_2C_2) จะเป็น 33.5 ของคาบเวลาการส่ง โดย $R_2C_2 = 77R_{TC}C_{TC}$

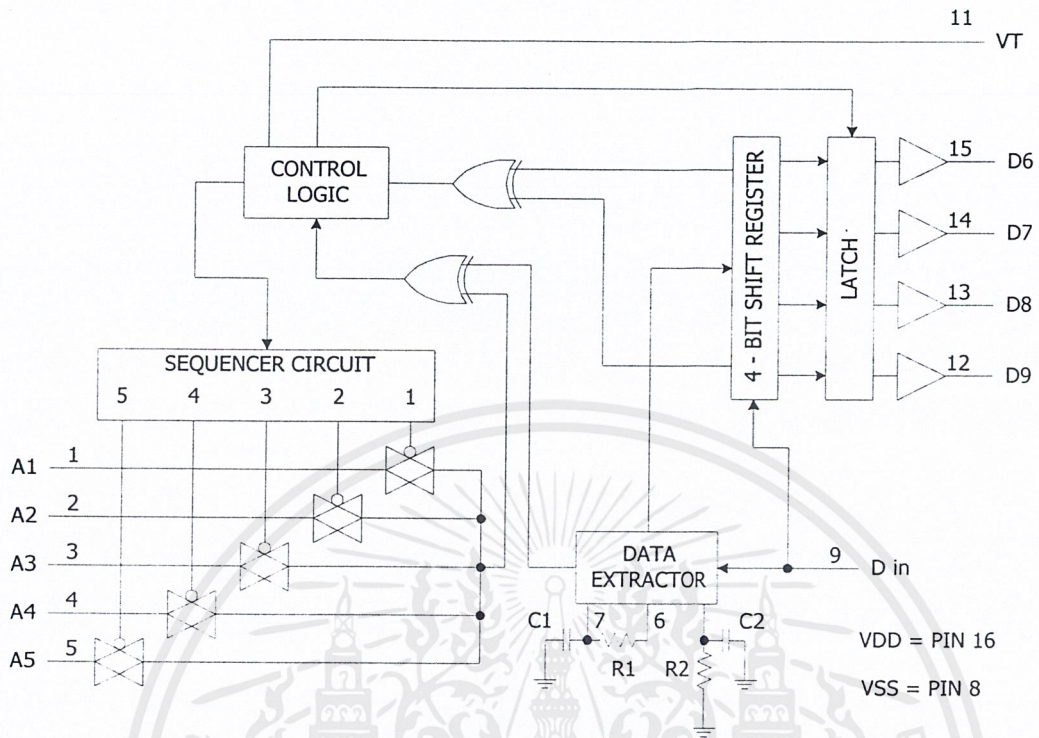
ขา V_{DD} เป็นขาแหล่งจ่ายไฟบวก

ขา V_{SS} เป็นแหล่งจ่ายไฟลบ(ส่วนใหญ่ใช้เป็นกราวด์)

ขา VT (Valid Transmission, ขา11) จะมีสถานะเป็นลอจิก 1 เมื่อมีสถานะครบทั้ง 2 ข้อคือ

1. แอดเดรซของทั้ง 2 ช่วงข้อมูลที่ถูกส่งมา 2 ครั้งมีค่าตรงกับแอดเดรซที่ตั้งไว้ให้กับ MC145026
2. บิตคาต้าที่ถูกส่งมาทั้ง 2 ครั้งต้องตรงกัน

วงจรถอดรหัสจะรับข้อมูลอนุกรมจากวงจรเข้ารหัส ข้อมูลที่ถูกส่งออกมาจะมี 2 ชุด(เพราะวงจرفลายส่งทำการส่งออกมา 2 ครั้ง) ในช่วง 5 บิตแรกจะเป็นบิตแอดเดรซ ถ้าแอดเดรซของข้อมูลที่รับได้มีค่าตรงกับแอดเดรซที่ได้ทำการตั้งไว้แล้วข้อมูลคาต้าอีก 4 บิตที่เหลือจะถูกทำการเก็บไว้แต่จะยังไม่ส่งไปยังตัวเก็บสถานะข้อมูลเอาท์พุท(Output data latch) เมื่อรับข้อมูลชุดที่2 เข้ามา วงจรจะทำการตรวจสอบแอดเดรซให้ตรงกัน จากนั้นทำการตรวจสอบคาต้าบิต เมื่อพบว่ามีค่าตรงกันแล้วจึงจะส่งข้อมูลไปยังตัวเก็บสถานะข้อมูลเอาท์พุท ในขณะเดียวกันขาVT เอาท์พุทจะมีสถานะเป็น 1 และจะยังคงสถานะนี้จนกระทั่งได้รับข้อมูลที่ผิดพลาดหรือเมื่อไม่ได้รับสัญญาณอินพุทเข้ามาเป็นระยะเวลา 4 ช่วงข้อมูล



รูปที่ 3.12 แสดงบล็อกโคแตรแกรมของไอซีเบอร์ MC145027

เราสามารถออกแบบวงจรถอดรหัสได้ดังรูปที่ 3.13 โดยการกำหนดค่าของ R₁, C₁, R₂, C₂

จากสูตร

$$f_{osc} = 1 / (2.3 R_{TC} C'_{TC})$$

$$R_1 C_1 = 3.95 R_{TC} C_{TC}$$

$$R_2 C_2 = 77 R_{TC} C_{TC}$$

โดยที่

$$C'_{TC} = C_{TC} + 20pF$$

$$R_{TC} > 10k\Omega$$

$$100pF < C_{TC} < 15\mu F$$

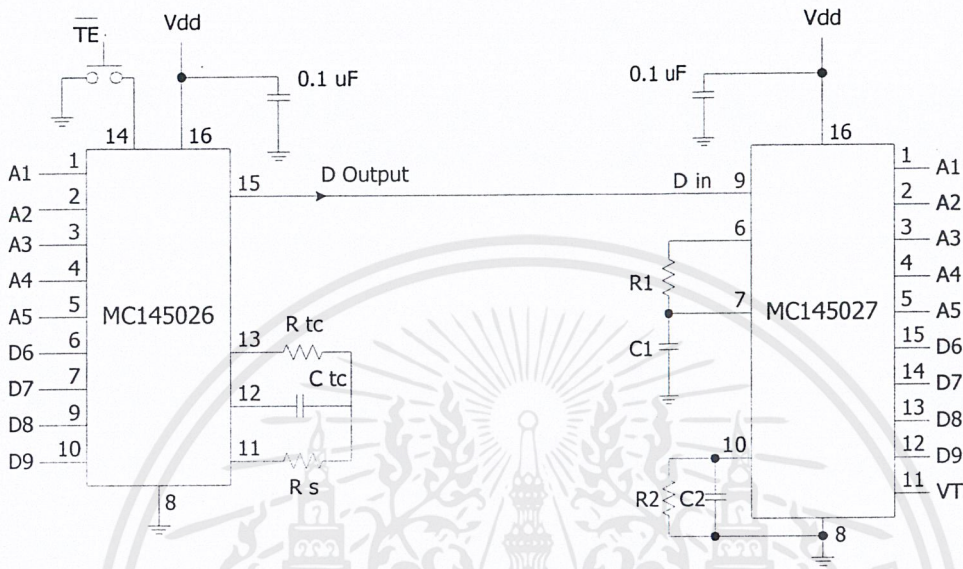
$$R_1 > 10k\Omega$$

$$C_1 > 400pF$$

$$R_2 > 100k\Omega$$

$$C_2 > 700pF$$

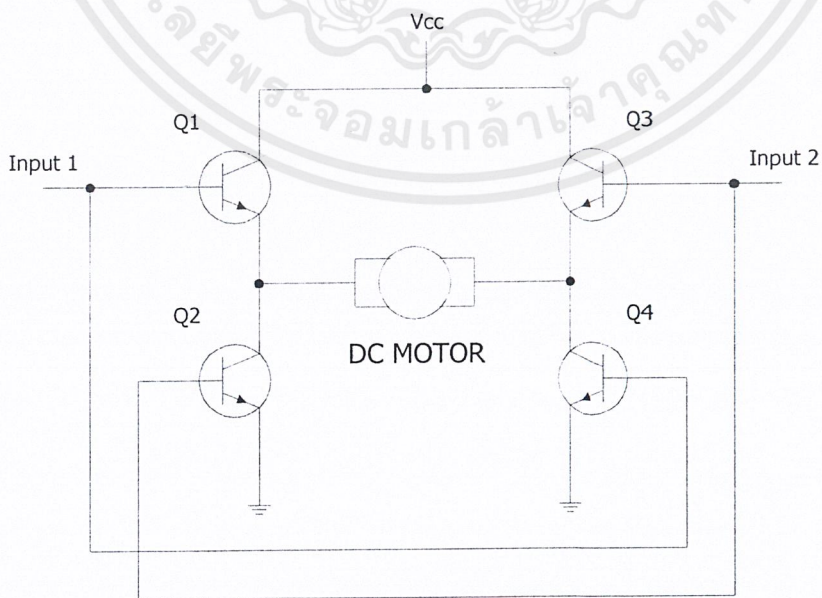
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 แสดงวงจรเข้ารหัสและวงจรถอดรหัส

3.6 วงจรควบคุมดีซีมอเตอร์

ในการขับดีซีมอเตอร์เราจะใช้ทิศทางการไหลของกระแสเป็นตัวควบคุมทิศทางการหมุนของมอเตอร์ โดยใช้วงจรขับมอเตอร์พื้นฐานดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 แสดงวงจรพื้นฐานในการขับดีซีมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้สำหรับศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการการทำงานของวงจรขั้วมอเตอร์

เมื่อป้อนลอจิก 1 เข้าที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q1 กับขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q4 จะทำให้ Q1 เกิดการทำงาน(on) พร้อมด้วยทรานซิสเตอร์ Q4 ทำงาน(on) เกิดกระแสไหลผ่านดีซีมอเตอร์จาก Q1 ไปยัง Q4 ทิศทางการไหลของกระแสไหลจากซ้ายไปขวา ทำให้มอเตอร์เกิดการหมุน

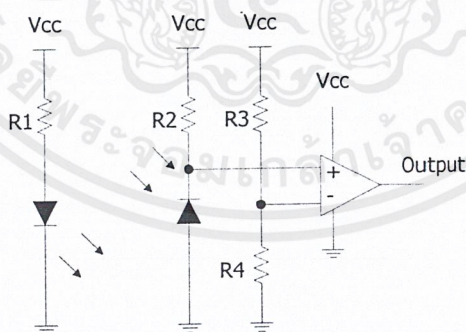
ในทางกลับกันเมื่อป้อนลอจิก 1 ให้กับขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q2 และทรานซิสเตอร์ Q3 จะทำให้ทรานซิสเตอร์ Q2 และ Q3 ทำงาน (on) เกิดกระแสไหลผ่านดีซีมอเตอร์จาก Q3 ไปยัง Q2 ทิศทางการไหลของกระแสไหลจากขวาไปซ้าย ทำให้มอเตอร์เกิดการหมุนกลับในทิศตรงข้าม

3.7 วงจรส่งสัญญาณบอกสถานะของประตู

จุดประสงค์เพื่อทำให้เราสามารถทราบได้ว่าประตูมีสถานะอย่างไร เป็นการตรวจสอบการทำงานของระบบคือประตูว่าทำงานได้ถูกต้องหรือไม่

หลักการการทำงานของวงจรส่งสัญญาณบอกสถานะของประตู

ในการตรวจสอบสถานะของประตูเราจะใช้การตรวจจับแสงอินฟราเรด โดยใช้โฟโต้ไดโอดเป็นตัวตรวจจับแสงอินฟราเรด ถ้าหากว่าโฟโต้ไดโอดไม่สามารถตรวจจับแสงอินฟราเรดแสดงว่าประตูถูกล็อก ถ้าหากว่าโฟโต้ไดโอดสามารถตรวจจับแสงอินฟราเรดได้แสดงว่าประตูไม่ถูกล็อก



รูปที่ 3.16 แสดงวงจรตรวจจับแสงอินฟราเรด

เมื่อประตูเกิดการเปลี่ยนสถานะจากล็อกเป็นไม่ได้ล็อกหรือจากไม่ได้ล็อกเป็นล็อก แรงดันเอาท์พุทที่วัดได้จากวงจรตรวจจับแสงอินฟราเรดของโฟโต้ไดโอดจะเปลี่ยนแปลง นำสถานะที่มีการเปลี่ยนแปลงนี้มาสร้างสัญญาณพัลส์เพื่อนำมาป้อนเป็นค่าได้อินพุทให้กับวงจรเข้ารหัสและนำมาใช้เป็นสัญญาณเลือกสถานะการทำงานของLM1893 ให้เป็นตัวส่งสัญญาณกลับไปยังวงจรที่ทำการส่งเอกลักษณ์-ปลั๊กล็อกประตู โดยสามารถดูได้จากสถานะของLEDของเอาท์พุทวงจรถอดรหัสฝ่ายส่ง ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

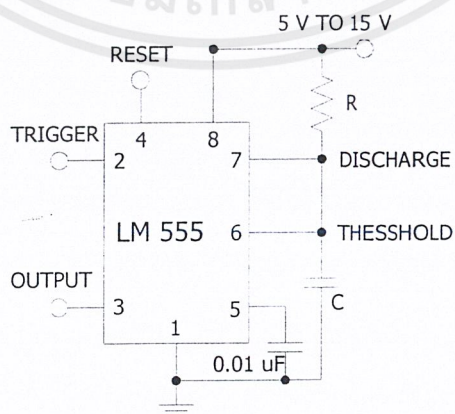
หลักการออกแบบวงจร

4.1 วงจรสร้างรหัส

ในการออกแบบการทำงานของวงจรส่วนนี้ได้มีแนวความคิดที่ต้องการให้ เมื่อมีการกดสวิตช์ (sw1,2) จะทำให้สถานะของไอซี LM1893 เปลี่ยนจากตัวรับไปเป็นตัวส่งชั่วคราว จึงใช้ไอซี LM555 สร้างสัญญาณพัลส์ที่มีความกว้างประมาณ 2 วินาทีเพื่อทำการเข้ารหัสและสร้างสัญญาณพัลส์ที่กว้างประมาณ 3 วินาทีเพื่อใช้ในการกำหนดสถานะของตัว LM1893 ให้เป็นตัวส่ง

ใน 2 วินาทีแรกที่มีการกดสวิตช์ สัญญาณที่ถูกส่งออกไปประกอบด้วยข้อมูลที่มีแอดเดรสและค่าตัวที่ได้จากการกดสวิตช์ ส่วนอีก 1 วินาทีที่เหลือ สัญญาณที่ถูกส่งออกไปจะมีแต่ข้อมูลที่มีแอดเดรสและค่าตัวที่เป็นศูนย์ จึงทำให้ค่าเอาต์พุตของวงจรถอดรหัสซึ่งได้ต่อ LED (สีเขียว) แสดงสถานะของข้อมูลไว้ มีไฟติดเฉพาะช่วงที่มีการส่งข้อมูลคิดเป็นเวลาได้ประมาณ 2 วินาที จากนั้นไฟจึงดับเนื่องจากค่าตัวที่รับได้มีค่าเป็นศูนย์ ช่วงระยะเวลา 2 วินาทีนี้จะถูกนำไปใช้ในการถอดรหัส เพื่อนำไปใช้กับวงจรจับดีซีมอเตอร์ให้ทำการล็อกหรือปลดล็อกของประตู

ในการออกแบบเราต้องการใช้ลอจิก 0 ในการไปทริกที่ขาอินพุตของวงจรสร้างสัญญาณพัลส์ ให้สร้างสัญญาณพัลส์ จึงได้ทำการต่อวงจรแบบโมโนสเตเบิลดังแสดงในรูปที่ 4.1 ดังนั้นเมื่อมีการกดปุ่มสวิตช์จะทำให้เกิดการป้อนข้อมูลลอจิก 1 ให้กับน็อทและนอร์เกทเป็นการแปลงลอจิก 1 ให้เป็นลอจิก 0 แล้วนำไปทริกที่ขาอินพุตของวงจรให้สร้างพัลส์(LM555) ออกมา



รูปที่ 4.1 แสดงวงจร โมโนสเตเบิลที่ใช้ผลิตสัญญาณพัลส์ของ LM555

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนาดความกว้างของพัลส์สัญญาณคิดได้จากสูตร

$$t = 1.1 R_A C$$

ต้องการ $t = 2$ วินาที

กำหนดค่า $C = 10 \mu\text{F}$

$$\begin{aligned} R_A &= t / (1.1C) \\ &= 2 / (1.1 * 10\mu) \\ &= 180 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

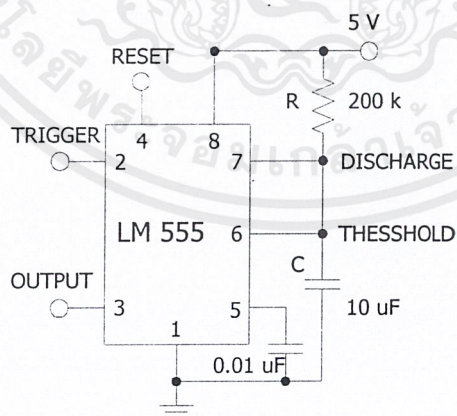
ดังนั้นจึงเลือกใช้ค่า $R_A = 200 \text{ k}$ จะได้ค่า $t = 2.2$ วินาที

ต้องการ $t = 3$ วินาที

กำหนดค่า $C = 10 \mu\text{F}$

$$\begin{aligned} R_A &= t / (1.1C) \\ &= 3 / (1.1 * 10\mu) \\ &= 273 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

ดังนั้นจึงเลือกใช้ค่า $R_A = 300 \text{ k}$ จะได้ค่า $t = 3.3$ วินาที



รูปที่ 4.2 แสดงวงจรที่ใช้ในการสร้างพัลส์ที่มีความกว้างของพัลส์เท่ากับ 2 วินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 วงจรเข้ารหัส (Encoder Circuit) และวงจรถอดรหัส (Decoder circuit)

กรณีวงจรเข้ารหัส

เราได้เลือกใช้ไอซีเข้ารหัสเบอร์ MC145026 ซึ่งเป็นวงจรเข้ารหัสที่มี 9 อินพุต แบ่งเป็น แอดเดรส 5 บิตและดาต้า 4 บิต

กำหนดให้ค่าข้อมูลอินพุตเป็นแบบไบนารี เลือกใช้ขา $A_1 - A_5$ เป็นขาแอดเดรส(Address) และเลือกใช้ขา $D_6 - D_9$ เป็นขาดาต้า(Data)

โดยรับแอดเดรสมาจากการตั้งค่าของดิปสวิทช์และรับค่าดาต้ามาจากการกดสวิทช์แล้วจึงทำการส่งข้อมูลออกแบบอนุกรมไบนารี ข้อมูลจะถูกส่งออกมาได้ก็ต่อเมื่อขา TE (ขา 14) มีสถานะเป็นลอจิก 0 ในการเข้ารหัสแต่ละครั้งจะส่งข้อมูลออกมา 2 ครั้งเพื่อเพิ่มความปลอดภัยในการส่งข้อมูล

กรณีวงจรถอดรหัส

เราได้เลือกใช้ไอซีเบอร์ MC 145027 ซึ่งเป็นวงจรถอดรหัสที่ออกแบบมาให้ใช้คู่กับไอซีเบอร์ MC145026

MC145027 จะรับข้อมูลอินพุตเข้ามาเพื่อทำการเปรียบเทียบแอดเดรสที่ขา $A_1 - A_5$ ของตัวมันเองกับแอดเดรสที่ขา $A_1 - A_5$ ของ MC145026 ว่าตรงกันหรือไม่

- ถ้าตรงกันก็จะทำการเก็บดาต้า ($D_6 - D_9$) เอาไว้ แล้วทำการเปรียบเทียบขาแอดเดรสอีกรอบหนึ่ง (จาก second word ที่ส่งมา) ถ้าขาแอดเดรสตรงกันก็จะทำการส่งดาต้า ($D_6 - D_9$) ไปที่ขาเอาต์พุตและจะทำให้สถานะที่ขา VT เป็นลอจิก 1 จากนั้นจึงนำค่าแต่ละเอาต์พุตไปทำการขับดีซีมอเตอร์ โดยข้อมูลยังมีสถานะคงเดิมจนกว่าจะมีการส่งข้อมูลใหม่เข้ามา
- ถ้าหากข้อมูลที่ขาแอดเดรสไม่ตรงกันหรือไม่มีการส่งเข้ามาอีกภายใน 4 คาบเวลา (4 data period) สถานะที่ขา VT จะเป็นลอจิก 0 อีกครั้ง

ในการออกแบบวงจรเข้ารหัสสามารถตั้งค่าความเร็วของข้อมูลได้จากสูตรต่างๆ ดังนี้

$$f_{osc} = 1/(2.3 R_{TC} C_{TC})$$

$$R_1 C_1 = 3.95 R_{TC} C_{TC}$$

$$R_2 C_2 = 77 R_{TC} C_{TC}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $C'_{TC} = C_{TC} + 20\text{pF}$

$$R_{TC} > 10\text{k}\Omega$$

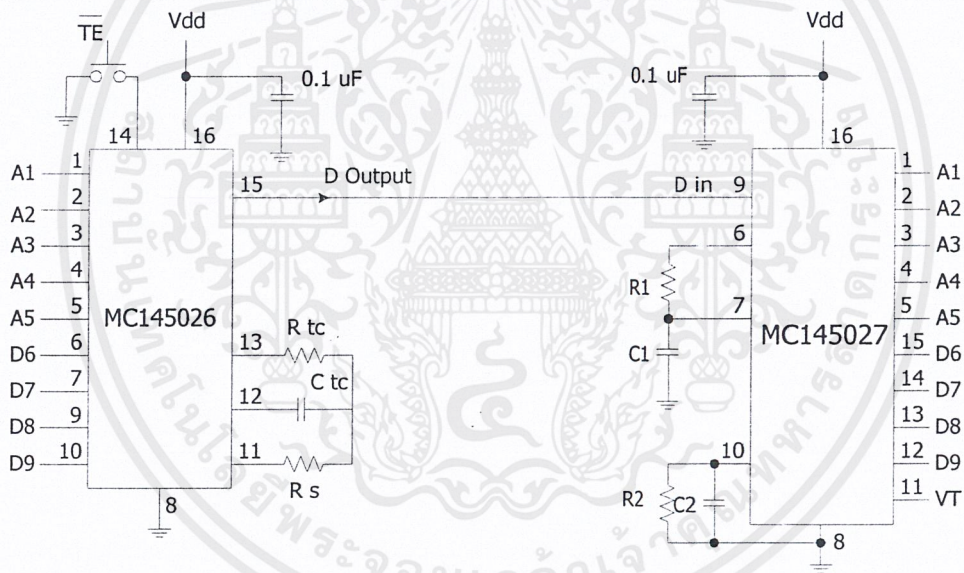
$$100\text{pF} < C_{TC} < 15\mu\text{F}$$

$$R_1 > 10\text{k}\Omega$$

$$C_1 > 400\text{pF}$$

$$R_2 > 100\text{k}\Omega$$

$$C_2 > 700\text{pF}$$



รูปที่ 4.3 แสดงรูปของวงจรเข้ารหัสและถอดรหัส

เลือกใช้ค่า $f_{osc} = 1.8\text{kHz}$ และใช้ $C_{TC} = 4700\text{pF}$

$$f_{osc} = 1/(2.3 R_{TC} C'_{TC})$$

$$\begin{aligned} R_{TC} &= 1/(2.3 f_{osc} C'_{TC}) \\ &= 1/(2.3 * 1.8\text{k} * 4720\text{p}) \\ &= 51.2\text{k}\Omega \end{aligned}$$

เลือกใช้ค่า $R_{TC} = 50\text{k}$ จะได้ค่า $f_{osc} = 1.84\text{kHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกิจกรรมงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและดองข้อมูลของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 1.842\text{kHz}$$

จากสูตร $R_1 C_1 = 3.95 R_{TC} C_{TC}$

กำหนดให้ $C_1 = 0.22\mu\text{F}$

$$R_1 = (3.95 R_{TC} C_{TC})/C_1$$

$$= (3.95 * 50\text{k} * 4700\text{p})/0.22\mu$$

$$= 4219.3\Omega$$

เลือกใช้ค่า $R_1 = 5.6\text{k}\Omega$ จะได้ค่า $R_1 C_1 = 1.232 * 10^{-3}$

$$3.95 R_{TC} C_{TC} = 0.928 * 10^{-3}$$

คิดเป็นเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด 32.78%

จากสูตร $R_2 C_2 = 77 R_{TC} C_{TC}$

กำหนดให้ $C_2 = 0.22\mu\text{F}$

$$R_2 = 77 R_{TC} C_{TC} / R_2$$

$$= (77 * 50\text{k} * 4700\text{p})/0.22\mu$$

$$= 82.250\text{k}\Omega$$

เลือกใช้ค่า $R_2 = 100\text{k}\Omega$ จะได้ค่า $R_2 C_2 = 22 * 10^{-3}$

$$77 R_{TC} C_{TC} = 18.095 * 10^{-3}$$

คิดเป็นเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด 21.58%

จากสูตรที่กำหนดจึงใช้ค่า

$$R_{TC} = 50\text{k}\Omega$$

$$C_{TC} = 4700\text{pF}$$

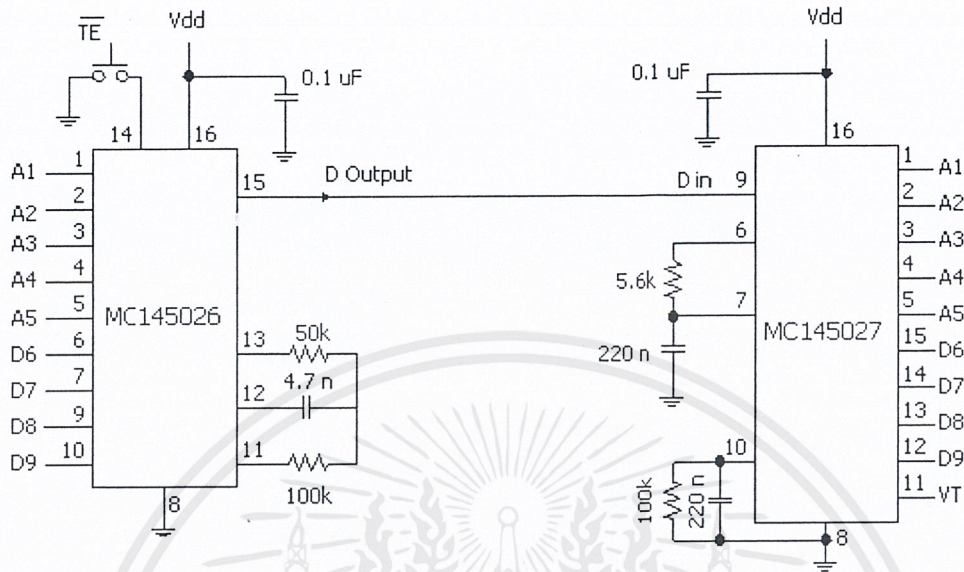
$$R_1 = 5.6\text{k}\Omega$$

$$C_1 = 0.22\mu\text{F}$$

$$R_2 = 100\text{k}\Omega$$

$$C_2 = 0.22\mu\text{F}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 แสดงค่าต่างๆ ของวงจรเข้ารหัสและวงจรถอดรหัส

4.3 วงจรส่ง-รับข้อมูลจากสายไฟฟ้ากำลัง(Transreceiver)

วงจรที่ทำหน้าที่ในการส่งและรับสัญญาณข้อมูลนั้นจะเลือกใช้ไอซี LM1893 ซึ่งสามารถเป็นได้ทั้งตัวส่งและตัวรับสัญญาณได้ภายในตัวเดียวกันแต่ต้องคนละเวลา โดยสามารถเลือกสถานะว่าจะให้เป็นตัวส่งหรือตัวรับ โดยการป้อนลอจิก 1 เพื่อเป็นตัวส่งหรือลอจิก 0 เพื่อเป็นตัวรับเข้าที่ขา 5 ของไอซีเบอร์ LM1893

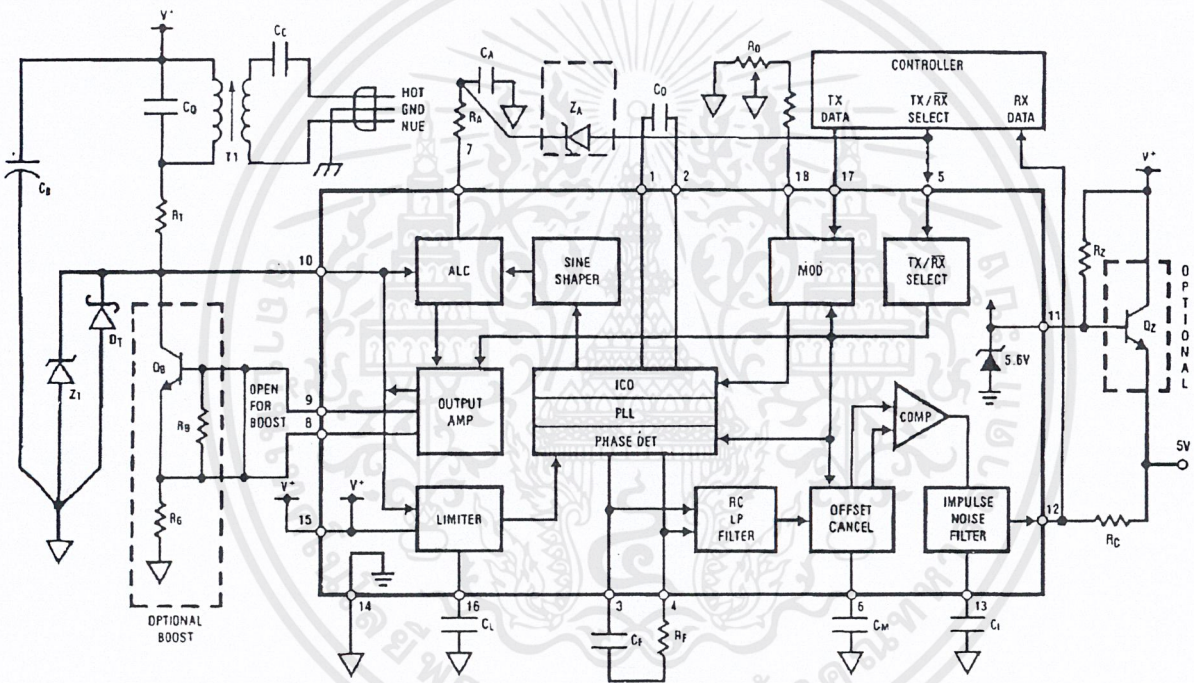
ในกรณีที่ LM1893 ทำหน้าที่เป็นตัวส่งสัญญาณ

เราจะนำเอาสัญญาณที่เข้าถูกเข้ารหัสแล้วจาก ไอซีเบอร์ MC145026 มาเป็นอินพุทให้ขา 17 ของไอซี เพื่อทำการมอดคูเลทกับคลื่นพาหะรูปซายน์ที่มีความถี่ประมาณ 125kHz ซึ่งค่าความถี่นี้สามารถตั้งได้จากการปรับค่าความต้านทาน R_o ที่ขา 18 และค่าตัวเก็บประจุ C_o ที่ต่อคร่อมขา 1 กับขา 2 ในที่นี้เลือกใช้ค่า $C_o = 560 \text{ pF}$ แล้วทำการปรับค่าความต้านทานจนได้ค่าความถี่ที่ต้องการ จากนั้นสัญญาณจะถูกส่งผ่านไปยังวงจรจูนความถี่เพื่อทำให้เกิดการถ่ายทอดพลังงานได้สูงสุดก่อนส่งออกไปตามสายไฟฟ้ากำลัง

ในกรณีที่ LM1893 ทำหน้าที่เป็นตัวรับสัญญาณ

เมื่อวงจรจนความถี่ทำการรับสัญญาณที่มาจากสายไฟฟ้ากำลังแล้ว จะนำสัญญาณที่ได้รับมาทำการคิมอดคูลเททแยกเอาส่วนของสัญญาณคลื่นพาหะออกไป จากนั้นสัญญาณข้อมูลจะถูกส่งไปยังส่วนของวงจรถอดรหัสโดยผ่านออกทางขา 11 ของไอซี เพื่อทำการแปลความหมายของสัญญาณข้อมูลต่อไป

สำหรับในโครงงานนี้ เลือกใช้ความถี่กลางของคลื่นพาหะเท่ากับ 125 kHz และใช้ระบบไฟฟ้ากำลัง 220 โวลท์ 50 Hz



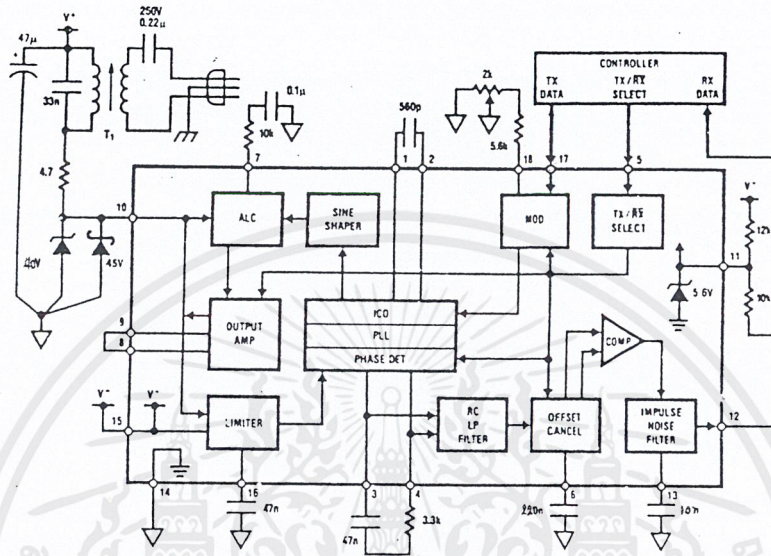
รูปที่ 4.5 แสดงรูปของวงจรส่ง - รับสัญญาณข้อมูลจากสายไฟฟ้ากำลัง

ค่าความถี่คลื่นพาหะ ,ค่าความเร็วของอัตราการส่งข้อมูล และค่าความถี่ 50 Hz จะนำไปใช้ในการคำนวณค่าอินดักแตนซ์ที่ใช้กับ LM1893 โดยใช้ร่วมกับการอ่านค่าจากกราฟแสดงความสัมพันธ์ในดาต้าชีท ซึ่งสามารถกำหนดค่าอุปกรณ์ต่างๆ ได้ดังนี้

1. Co และ Ro เป็นตัวกำหนดค่า Center Frequency (fo) ในการเลือก Co ควรเลือกให้มีค่ามากกว่า 10 pF ในที่นี้จะเลือกค่า 560 pF สำหรับการเลือกค่า Ro ไม่ควรเลือกต่ำกว่า 5.6 kΩ หรือไม่ควรสูงกว่า 7.6 KΩ ในที่นี้จะใช้ความต้านทาน 5.6 kΩ ต่ออนุกรมกับตัวต้านทานปรับค่าได้ 2kΩ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. C_a และ R_a เป็นตัวกำหนดปรับค่าโพล (Pole) และซีโร (Zero) ของวงจรควบคุมระดับแรงดันอัตโนมัติ (ALC) โดยเลือกใช้ค่า $0.1\mu\text{F}$ และ $10\text{ k}\Omega$ ตามลำดับ
3. C_f และ R_f ใช้ในการปรับค่า POLE และ ZERO ของวงจรส่วนเฟสล็อกลูป (Phase Lock Loop) ถ้าใช้ค่า C_f น้อยเกินไปจะทำให้ภูมิต้านทานต่อสัญญาณรบกวนต่ำ ถ้าค่า R_f น้อยเกินไปจะทำให้ PLL มีความเสถียรน้อยลง ในที่นี้ใช้ค่า C_f และ R_f เท่ากับ $0.047\text{ }\mu\text{F}$ และ $3.3\text{ k}\Omega$ ตามลำดับ
4. C_L ใช้ปรับค่าโพลของวงจรแบนพาสลิมิตเตอร์ เพื่อที่จะกำจัดความถี่ของไฟฟ้ากำลัง (50 Hz) โดยเลือกใช้ค่า $0.047\text{ }\mu\text{F}$
5. C_M มีผลต่อเวลาที่ LM1893 ใช้เปลี่ยนจาก TX เป็น RX ในที่นี้เลือกค่า 220 nF
6. C_I เพื่อกำจัด Impulse Noise ในที่นี้ได้ เลือกใช้ค่า 10 nF เพื่อมิให้สัญญาณซิงค์ถูกกำจัดออกไปด้วย
7. R_C เป็นความต้านทาน (Pull up) ใช้ค่า $10\text{ k}\Omega$
8. R_Z ใช้ไบอัสซีเนอร์ไดโอด 5.6 V ในตัว LM1893 ใช้ค่า $12\text{ k}\Omega$
9. C_B ใช้ลดสัญญาณรบกวนในส่วนจ่ายไฟเลี้ยง (Supply Bypass) ใช้ค่า $47\mu\text{F}$
10. Z_T เป็น Transient Clamp ใช้ซีเนอร์ไดโอดที่มีค่าเบรคดาวน์โวลต์เตจ 44 โวลต์และทนพีคแบคโวลต์เตจน้อยกว่า 66 โวลต์
11. R_T ใช้จำกัดทรานเซียน ใช้ค่า $4.7\text{ }\Omega$
12. D_T ใช้ป้องกัน Over-Drive ใช้ซีเนอร์ไดโอดที่มีค่าเบรคดาวน์โวลต์เตจมากกว่า 44 โวลต์
13. Z_A มีหน้าที่หยุดการชาร์จของวงจรควบคุมแรงดันอัตโนมัติ (ALC) ในโหมดตัวรับใช้ซีเนอร์ไดโอดขนาดแรงดันเบรคดาวน์ 5.1 V



รูปที่ 4.6 แสดงค่าต่างๆ ของวงจรรับและส่งข้อมูลจากสายไฟฟ้ากำลัง

4.4 วงจรควบคุมดีซีมอเตอร์

ในการออกแบบวงจรเราต้องนำเอาที่พุทที่ได้จากการถอดรหัสของวงจรฝ่ายรับไปทำการขับมอเตอร์ แต่จากการทดลองพบว่าค่าแรงดันของสัญญาณพัลส์ขณะที่เป็นลอจิก 1 ของ MC145027 มีค่าประมาณ 2 โวลท์จึงต้องนำมาเข้าวงจรเปรียบเทียบเพื่อให้ได้แรงดันลอจิก 1 ที่สูงขึ้น

จากนั้นนำเอาที่พุทที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบไปเข้าวงจรสร้างพัลส์ที่ใช้ SN74121 ผลิตสัญญาณพัลส์ที่มีค่าความกว้างประมาณ 2 วินาทีเพื่อใช้ในการขับมอเตอร์ แต่เนื่องจากค่าแรงดันสูงสุดของสัญญาณพัลส์มีค่าประมาณ 2.6 โวลท์จึงทำการต่อเข้ากับวงจรเปรียบเทียบเพื่อให้ได้ค่าแรงดันที่สูงขึ้นพอที่จะขับวงจรมอเตอร์ ดังนั้นมอเตอร์จะทำการล๊อคหรือปลดล๊อคประตุได้ภายใน 2 วินาที จากนั้นวงจรตรวจสอบสถานะจึงจะทำการตรวจสอบแล้วส่งกลับไปยังวงจรฝ่ายส่งว่าได้ทำการล๊อคหรือปลดล๊อคประตุเรียบร้อยแล้ว

เนื่องจากวงจรส่งจะทำการส่งข้อมูลมาเป็นเวลาประมาณ 3 วินาที (มีค่าคาต้าที่มีค่าเป็นลอจิก 1 ที่เกิดจากการกดสวิทช์อยู่ 2 วินาที ที่เหลืออีก 1 วินาทีค่าคาต้ามีลอจิกเป็น 0) ดังนั้นภายในช่วงเวลา 3 วินาทีนี้ หากฝ่ายรับสามารถรับสัญญาณข้อมูลและทำการถอดรหัสไปขับมอเตอร์ให้ทำการล๊อคหรือปลดล๊อคประตุแล้วทำการส่งสัญญาณบอกสถานะกลับไปยังวงจรที่ทำการล๊อคหรือปลดล๊อคประตุเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะทำให้ข้อมูลภายในสายไฟฟ้ากำลังเกิดการชนกัน ดังนั้นไม่ควรสามารถทำการล๊อคหรือปลดล๊อค ประตุได้เสร็จเรียบร้อยในช่วงเวลานี้เพราะจะทำให้เกิดการชนกันของสัญญาณ

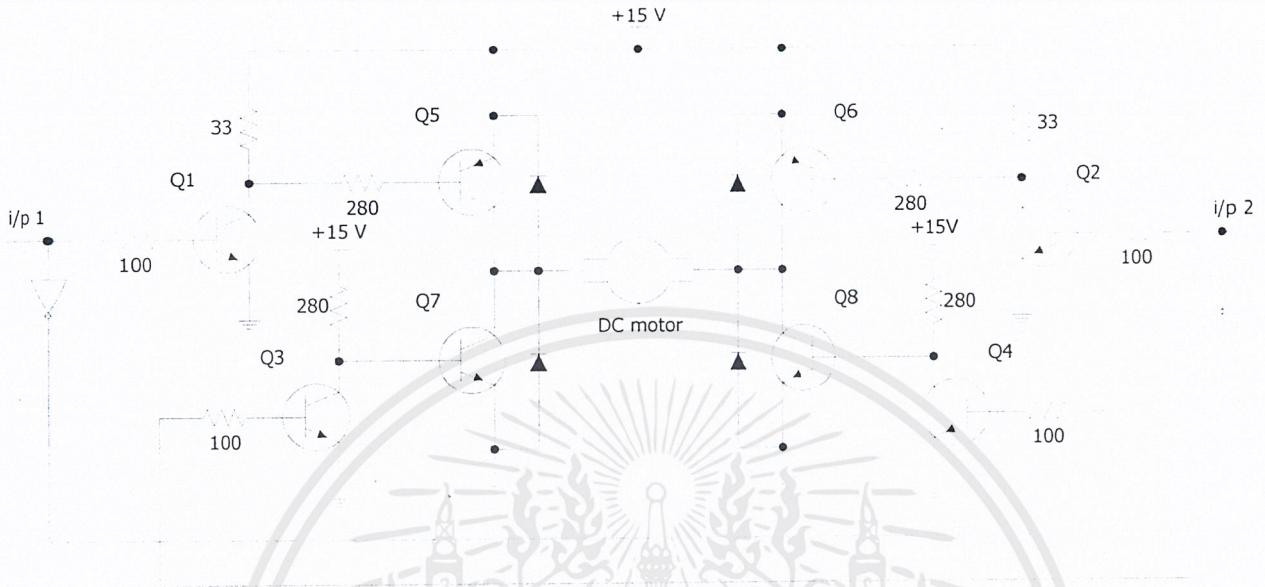
ดังนั้นจึงออกแบบให้มอเตอร์เริ่มทำงานเมื่อสิ้นสุดสัญญาณพัลส์ค่าต่ำ (สิ้นสุดวินาทีที่2) และ มอเตอร์จะทำงานไปอีก 2 วินาที จึงจะสามารถทำการล๊อคประตุหรือปลดล๊อคประตุเรียบร้อยแล้วจึงมี การส่งสัญญาณกลับไปบอกสถานะให้วงจรที่ทำการควบคุมได้รับทราบ ซึ่งจะทำการส่งสัญญาณกลับไปเป็นเวลาประมาณ 3 วินาที

การออกแบบวงจรขับมอเตอร์จะใช้ค่าสัญญาณพัลส์ที่ได้จากขาเอาต์พุทของวงจรถอดรหัส โดยจะใช้ค่าของ D6 , D7 ในการสั่งให้มอเตอร์หมุนซ้าย-ขวา

โดยหากมีการสั่งล๊อคประตุจะทำให้ D6 เป็น 0 และหากมีการสั่งปลดล๊อคประตุจะทำให้ D6 เป็น 1 ซึ่งจะทำให้ขา2 ของแเนนด์เกทรับอินพุทเป็น 1 และขา12 ของแเนนด์เกทรับอินพุทเป็น 0 ทำให้ ขา6 ของแเนนด์เกทมีแรงดันเป็น 1 ทำให้เกิดกระแสเบสไหลเข้า Q1 ทำให้ Q1 on ก็จะมีการดึงกระแส ให้กระแสเบสของ Q5 ไหล Q5ก็จะ on ในขณะเดียวกันแรงดันที่ขาเบสของ Q4 จะมีค่าเป็น 0 โวลต์ จึง ไม่มีการดึงกระแส ผลคือทำให้ Q4 off กระแสไฟจากไฟเลี้ยงจึงไหลเข้าขาเบสของ Q8 มีกระแสคอล เลคเตอร์ไหลผ่าน Q8 เกิดการ on โดยขณะนี้ขา12 ของแเนนด์เกทมีแรงดัน 0 โวลต์ ทำให้แรงดันที่ขา เบสของ Q2 มีค่าเป็น 0 โวลต์ ไม่มีการดึงกระแส Q2 จึง off ทำให้ Q6 off ตาม ในขณะเดียวกัน Q3 จะ on ทำให้ Q7 off นั่นคือในตอนนี้จะมีการดึงกระแสผ่าน Q5 และ Q8 ส่งผลให้ Q5,Q8 on มอเตอร์จึงทำการปลดล๊อคประตุ

เมื่อสั่งล๊อค ขา2 ของแเนนด์เกทรับอินพุทเป็น 0 และขา12 รับอินพุทเป็น 1 วงจรจะทำงานตรง ข้ามกับแบบแรก คือมีการดึงกระแสผ่าน Q6 และ Q7 ทำให้ Q6,Q7 on มอเตอร์จึงหมุนกลับทิศ ไปอีทาง หนึ่ง จัดเป็นการล๊อคประตุ

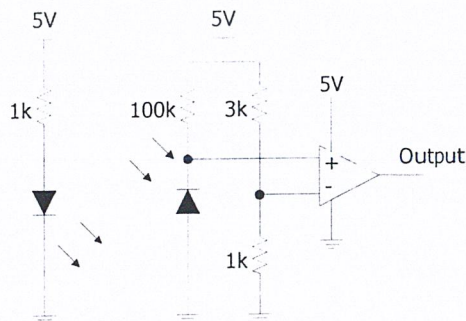
การใส่ไดโอดคร่อมทรานซิสเตอร์เพื่อเป็นทางผ่านของกระแสที่ไหลย้อนกลับจากคิซี มอเตอร์ ป้องกันไม่ให้ทรานซิสเตอร์เสียหายเมื่อปิดไฟเลี้ยงที่จ่ายให้มอเตอร์



รูปที่ 4.7 แสดงค่าแสดงค่าต่างๆ ของวงจรควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์

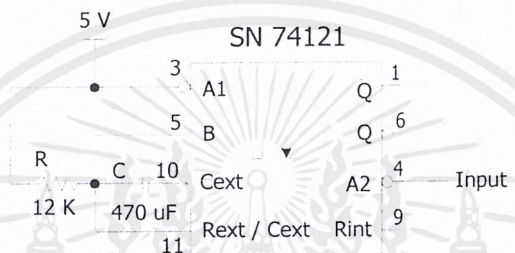
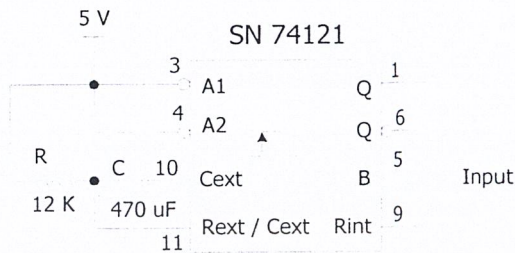
4.5 วงจรส่งสัญญาณบอกสถานะของประตู

เนื่องจากเราต้องการที่จะสามารถตรวจสอบสถานะของประตูได้ จึงต้องมีวงจรที่จะทำการส่งข้อมูลไปบอกวงจรฝ่ายส่งได้ว่าขณะนี้สถานะของประตูเป็นเช่นไร ในที่นี้ได้เลือกใช้แสงอินฟราเรดเป็นตัวตรวจสอบ เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงสถานะของประตูจะทำให้ค่าแรงดันที่วัดได้จากวงจรตรวจสอบมีค่าเปลี่ยนแปลง โดยถ้าหากสถานะประตูจากไม่ได้ล็อกเปลี่ยนเป็นถูกล็อก แรงดันเอาต์พุตที่วัดได้จะเปลี่ยนจาก 0 เป็น 1 และหากประตูเปลี่ยนจากล็อกเป็นไม่ได้ล็อก แรงดันเอาต์พุตที่วัดได้จะเปลี่ยนจาก 1 เป็น 0



รูปที่ 4.8 แสดงวงจรตรวจสอบโดยใช้แสงอินฟราเรด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 แสดงวงจรสร้างพัลส์สัญญาณเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสถานะของประตู โดยรูปวงจรด้านบนจะทำการผลิตสัญญาณพัลส์เมื่อมีการเปลี่ยนสถานะจากลอจิก 0 เป็นลอจิก 1 รูปวงจรด้านล่างจะทำการผลิตสัญญาณพัลส์เมื่อมีการเปลี่ยนสถานะจากลอจิก 1 เป็นลอจิก 0

นำสถานะแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงไปเข้าวงจรเปรียบเทียบเพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่มีค่าแตกต่างกันชัดเจนมากขึ้น จากนั้นนำเอาต์พุตจากวงจรเปรียบเทียบมาเป็นอินพุตให้กับวงจรสร้างพัลส์ที่ใช้ไอซี SN74121 โดยออกแบบให้ไอซี SN74121 ตัวแรกจะทำการผลิตพัลส์ที่มีความกว้าง 3 วินาที เมื่อแรงดันอินพุตเปลี่ยนจาก 0 เป็น 1 (ส่งล็อกประตู) และให้ไอซี SN74121 ตัวที่สองทำการผลิตพัลส์ที่มีความกว้าง 3 วินาทีเมื่อแรงดันอินพุตเปลี่ยนจาก 1 เป็น 0 (ส่งปลดล็อกประตู) สัญญาณพัลส์ที่ผลิตได้จากไอซี SN74121 แต่ละตัวจะถูกแยกออกเป็น 2 ส่วน ส่วนแรกของ SN74121 ทั้ง 2 ตัวจะนำมาเข้าออร์เกตเพื่อนำไปกำหนดสถานะไอซี LM1893 ให้เป็นตัวส่งสัญญาณกลับไปบอกสถานะประตู ส่วนที่เหลือนำมาเข้าเป็นคาต้า(D6,D7)ให้กับวงจรเข้ารหัสของฝ่ายรับ ทำให้เมื่อประตูถูกล็อกเสร็จเรียบร้อย วงจรฝ่ายรับข้อมูลจะทำการส่งข้อมูลกลับไปยังวงจรฝ่ายส่งเพื่อบอกสถานะว่าประตูถูกล็อกเรียบร้อยแล้ว ในทำนองเดียวกันเมื่อประตูถูกปลดล็อกก็จะมี การส่งสัญญาณกลับไปบอกอีกเช่นกัน โดยช่วงระยะเวลาในการส่งข้อมูลกลับจะมีค่าเท่ากับ ความกว้างของพัลส์สัญญาณประมาณ 3 วินาที

การกำหนดความกว้างของพัลส์สัญญาณคือ

$$t = 0.7R_{ext}C_{ext}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนด $t = 3$ วินาที และใช้ $C_{\text{ext}} = 470\mu\text{F}$

$$\begin{aligned} R_{\text{ext}} &= t/(0.7 C_{\text{ext}}) \\ &= 3/(0.7*470\mu) \\ &= 9.1\text{k}\Omega \end{aligned}$$

เลือกใช้ค่า $R_{\text{ext}} = 12\text{k}\Omega$ ทำให้ได้ค่า t ประมาณ 3.95 วินาที



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การทดลองและผลการทดลอง

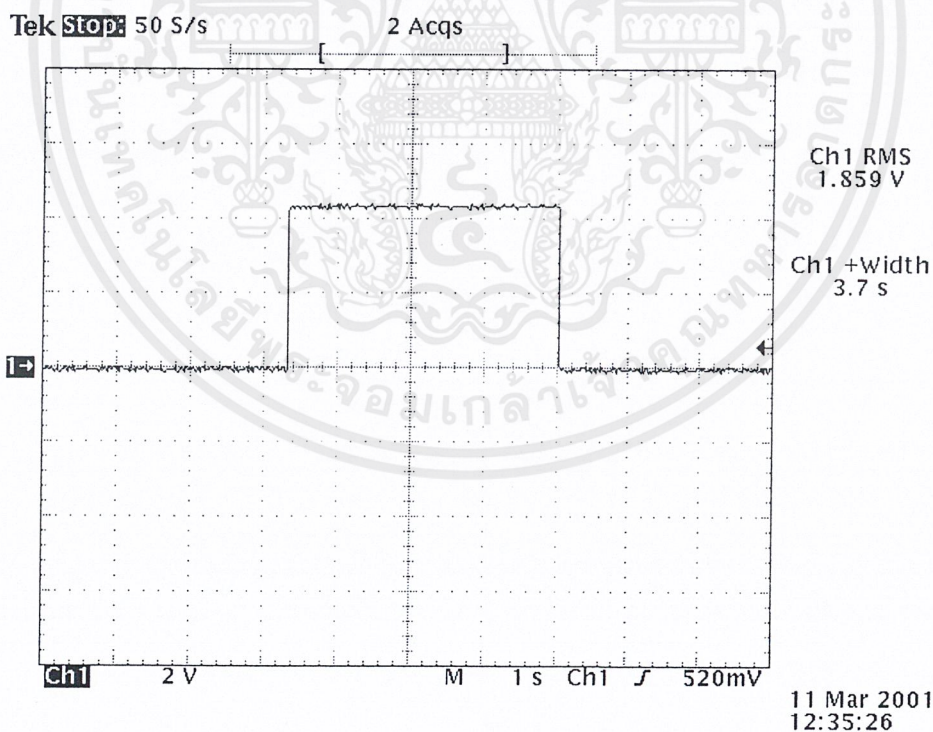
5.1 ผลการทดลองวงจรฝ่ายส่ง

5.1.1 การทดลองการสร้างพัลส์สัญญาณจากการกดปุ่มสวิตช์

ในการสั่งให้ทำการล็อกหรือปลดล็อกประตู เราจะใช้สัญญาณพัลส์ที่เกิดจากการกดสวิตช์ปุ่ม 1, 2 มาใช้เป็นอินพุทของคาตาต้าของตัวเข้ารหัส MC145026

โดยถ้าทำการกดสวิตช์ปุ่ม 1 จะทำให้ LM555 ทำการสร้างสัญญาณพัลส์เพื่อส่งไปยังคาตาต้า D6 ให้กับ MC145026 และถ้าทำการกดสวิตช์ปุ่ม 2 จะทำให้ LM555 ทำการสร้างสัญญาณพัลส์เพื่อส่งไปยังคาตาต้า D7 ของ MC145026

เราได้ทำการทดลองโดยกดสวิตช์ปุ่ม 1 แล้ว ทำการวัดสัญญาณพัลส์ที่เกิดจากเอาต์พุทของ LM555 ได้ดังรูปที่ 5.1



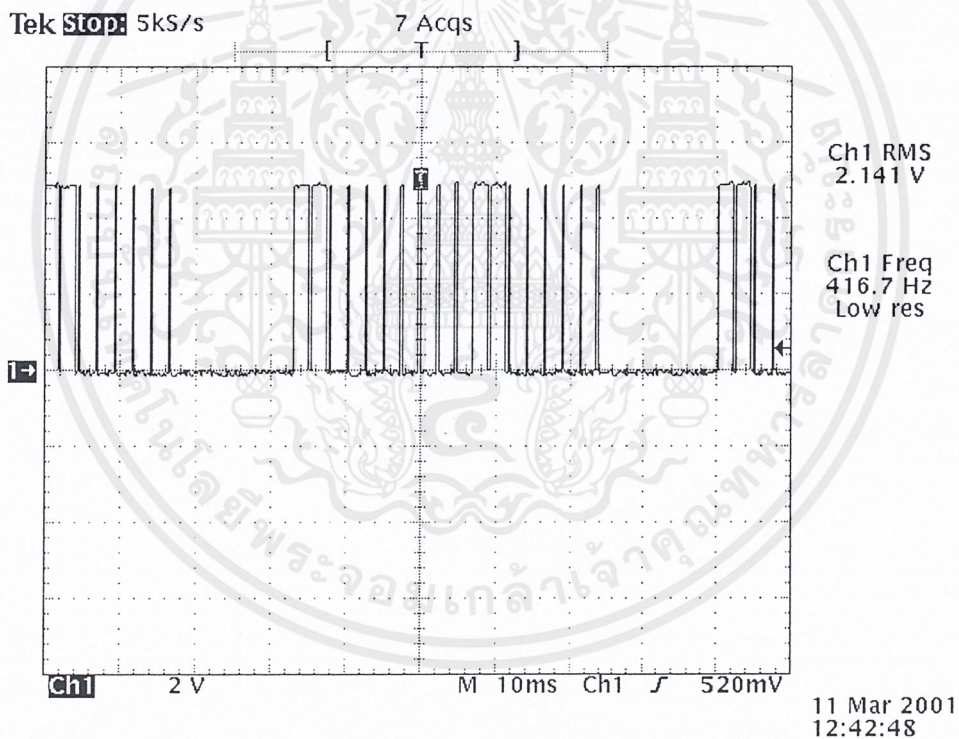
รูปที่ 5.1 แสดงสัญญาณที่วัดได้จากเอาต์พุทของ LM555

จากรูปข้างบนจะเห็นได้ว่าเมื่อทำการกดสวิตช์จะทำให้วงจรสร้างสัญญาณพัลส์ทำการสร้างสัญญาณที่มีความกว้างของพัลส์ประมาณ 3 วินาที

5.1.2 การทดลองการเข้ารหัสโดยใช้ไอซี MC145026

เมื่อได้สัญญาณที่เกิดจากวงจรสร้างสัญญาณพัลส์มาเป็นอินพุทให้กับขาขาต่ำของ MC145026 ซึ่งสามารถทำการเข้ารหัสได้ 9 บิต โดยสัญญาณแอดเดเรซ 5 บิตแรกจะได้จากการตั้งค่าของดิปสวิตช์ ส่วนสัญญาณดาต้าอีก 4 บิตจะได้จากวงจรสร้างสัญญาณพัลส์ที่ได้จากการกดสวิตช์

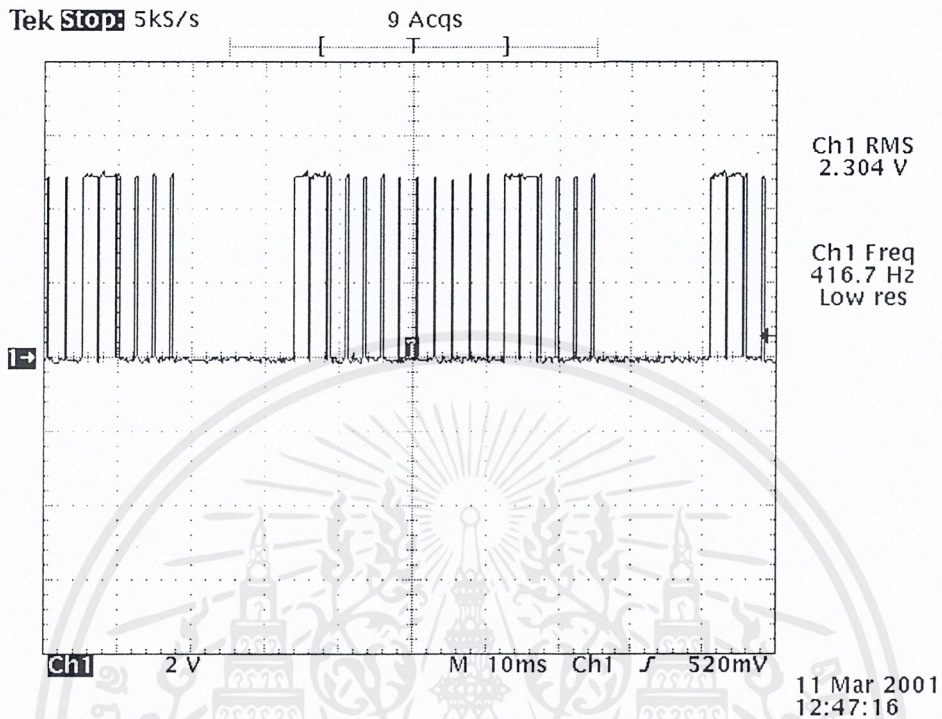
เราได้ทำการตั้งค่าแอดเดเรซไว้ที่ 1000 แล้วทำการกดสวิตช์ปุ่ม 1 ดังนั้นทำให้สามารถวัดสัญญาณที่ถูกเข้ารหัสจากขาเอาต์พุทของวงจรเข้ารหัสได้ดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 แสดงสัญญาณเอาต์พุทที่ได้จาก MC145026 เมื่อทำการกดสวิตช์ปุ่ม 1

จะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาต์พุทที่ได้ มีค่าแอดเดเรซ 5 บิตแรกเป็น 10000 ซึ่งตรงกับที่ได้ทำการตั้งไว้และบิตดาต้าที่ 6 ที่เกิดจากการกดสวิตช์ปุ่ม 1 มีค่าเป็นลอจิก 1

รูปด้านล่างแสดงสัญญาณเอาต์พุทที่วัดได้จาก MC145026 เมื่อทำการกดสวิตช์ปุ่ม 2

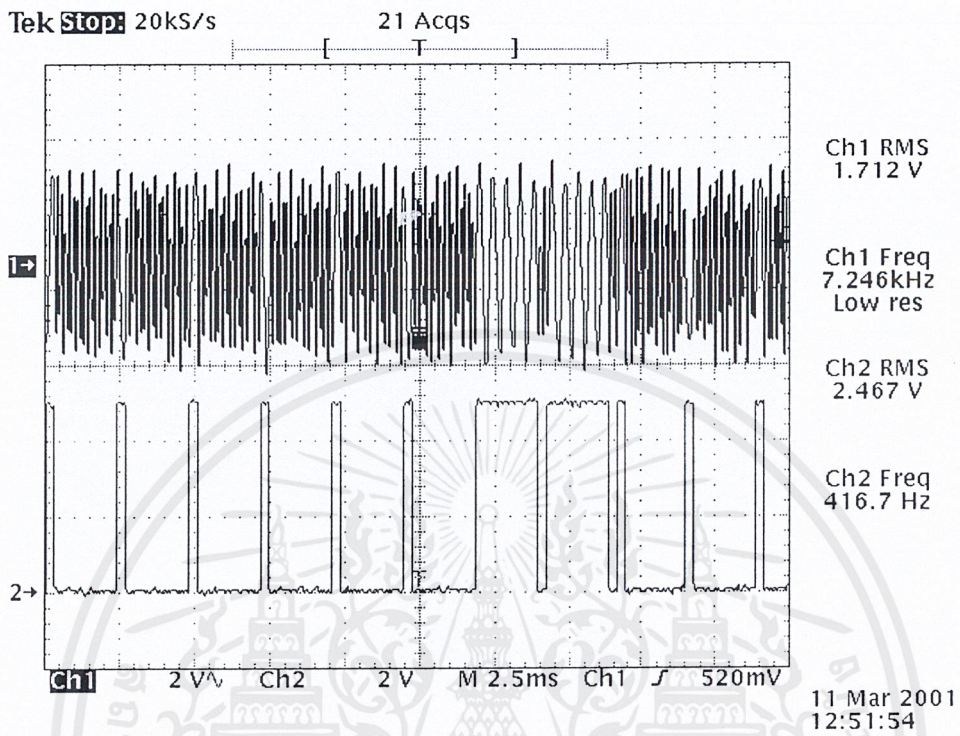


รูปที่ 5.3 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จาก MC145026 เมื่อทำการกดสวิตช์ปุ่ม 2

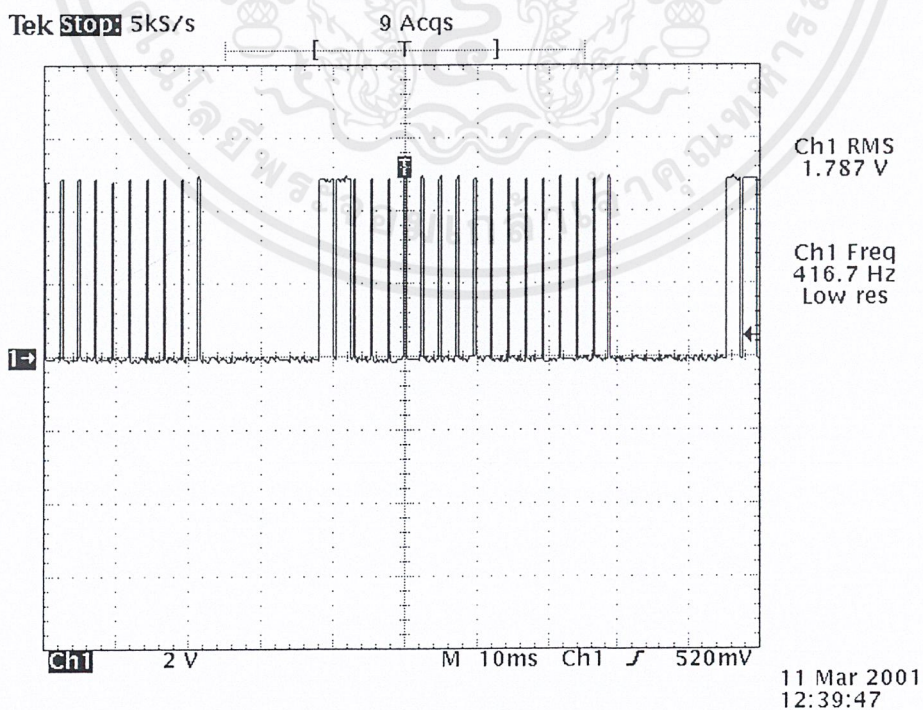
5.1.3 การทดลองการส่งสัญญาณ

เมื่อเรานำเอาสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านการเข้ารหัสมาจากวงจรเข้ารหัส MC145026 เข้าเป็นสัญญาณอินพุตของวงจรส่ง ซึ่งมี LM1893 เป็นหัวใจหลักในการทำงานพบว่าเมื่อป้อนสัญญาณที่มีค่าแอมพลิจูด 1000 และคาบ 10000 ให้วงจรส่งทำการมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสจะได้สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตดังรูปที่ 5.4

จากรูปด้านล่างจะเห็นได้ว่าเมื่อสัญญาณอินพุตมีค่าพัลส์เป็นลอจิก 1 ค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะมีความถี่ต่ำกว่าเอาต์พุตที่ได้จากสัญญาณอินพุตที่มีลอจิกเป็น 0 แต่ถ้าไม่มีการกดสวิตช์ค่าสัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรเข้ารหัสจะเป็นดังรูป 5.5



รูปที่ 5.4 Ch1 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่วัดได้จากขา10 ของLM1893 ของวงจรฝ่ายส่ง
Ch2 แสดงสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของMC145026 ของวงจรฝ่ายส่ง



รูปที่ 5.5 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของ MC145026 ขณะค่าตัวเป็น 0000

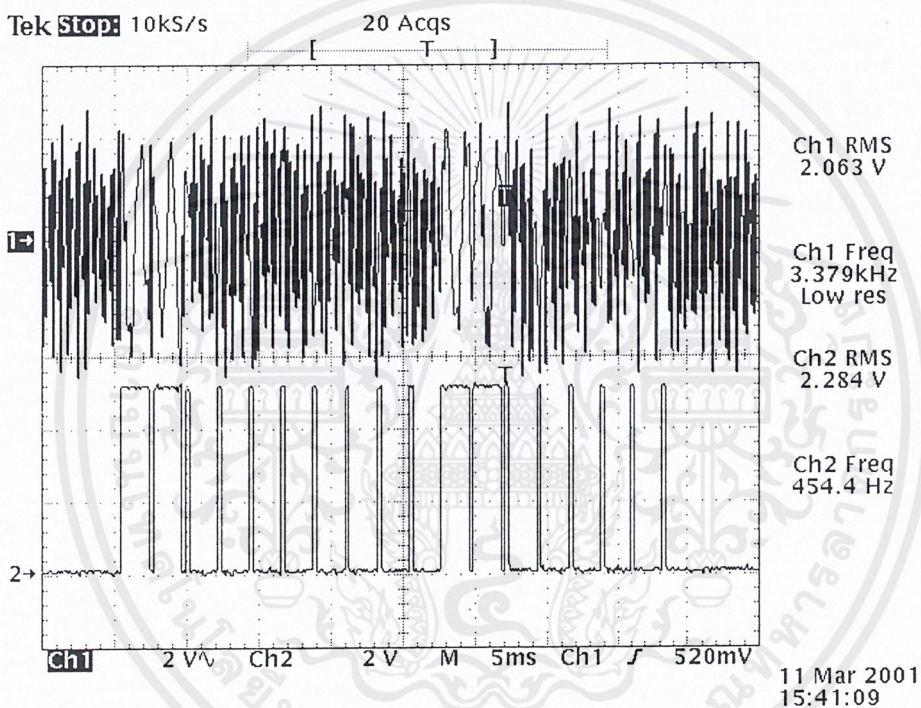
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 ผลการทดลองวงจรฟลายรับ

5.2.1 การทดลองการรับสัญญาณ

เมื่อสัญญาณควบคุมที่ได้จากการกดสวิทช์ถูกส่งผ่านไปตามสายไฟฟ้ากำลัง วงจรรับจะทำการรับสัญญาณที่ส่งมาแล้วทำการตีมอดคูเลทสัญญาณเอฟเอสเคให้ได้สัญญาณเอาต์พุทที่มีลักษณะเป็นพัลส์ เพื่อที่จะนำไปทำการถอดรหัสต่อไป

ทำการวัดสัญญาณอินพุทและเอาต์พุทที่ได้จากวงจรรับสัญญาณ LM1893 ได้ดังรูปที่ 5.6



รูปที่ 5.6 Ch1 แสดงสัญญาณอินพุทที่วัดได้จากของLM1893 ของวงจรฟลายรับ

Ch2 แสดงสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุทขา12 ของ LM1893 ของวงจรฟลายรับ

จากรูปที่ 5.6 พบว่าสัญญาณเอาต์พุทที่ถูกตีมอดคูเลทแล้วจะมีลักษณะเป็นสัญญาณพัลส์ซึ่งมีค่าตรงกับสัญญาณเอาต์พุทที่ได้จากการเข้ารหัส คือมีค่าแอมพลิจูด 10000 และมีค่าคาบเป็น 1000

5.2.1 การทดลองการถอดรหัส

สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุทของวงจรับคือสัญญาณพัลส์ที่จะถูกนำไปเป็นอินพุทให้กับวงจรถอดรหัสซึ่งใช้ไอซีเบอร์ MC145027 ทำการถอดรหัสให้ค่าเอาต์พุทซึ่งจะมีเฉพาะค่าค่า D6 – D9 สังเกตได้จาก LED (สีเขียว) ที่ติดสว่าง

โดยจากการส่งสัญญาณอินพุทที่มีค่า 100001000 พบว่า LED ที่แสดงค่าค่า D6 จะติดสว่าง แสดงว่าทำการถอดรหัสได้ถูกต้อง

5.2.3 การทดลองวงจรับดีซีมอเตอร์

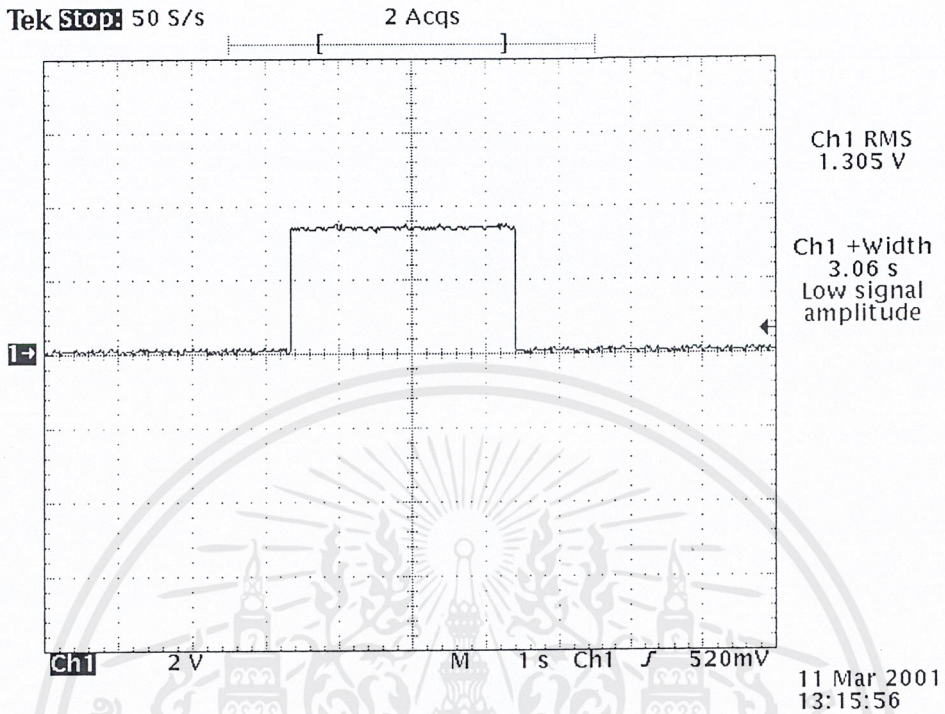
สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุทของวงจรถอดรหัสคือ D6 – D9 จะถูกนำมาใช้ในการควบคุมการหมุนของดีซีมอเตอร์ โดยในโครงการนี้จะนำสัญญาณพัลส์ที่ได้จากเอาต์พุทของวงจรถอดรหัสมาทำการสร้างพัลส์สัญญาณเพื่อใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ให้หมุนซ้าย – ขวา

จากการทดลองที่ทำการส่งสัญญาณที่มีค่าแอมพลิจูด 10000 และค่า D6 1000 มาตามสายไฟฟ้ากำลัง ทำให้เมื่อทำการถอดรหัสสัญญาณได้ค่า D6 เป็นลอจิก 1 ส่งผลให้มอเตอร์เกิดการหมุน

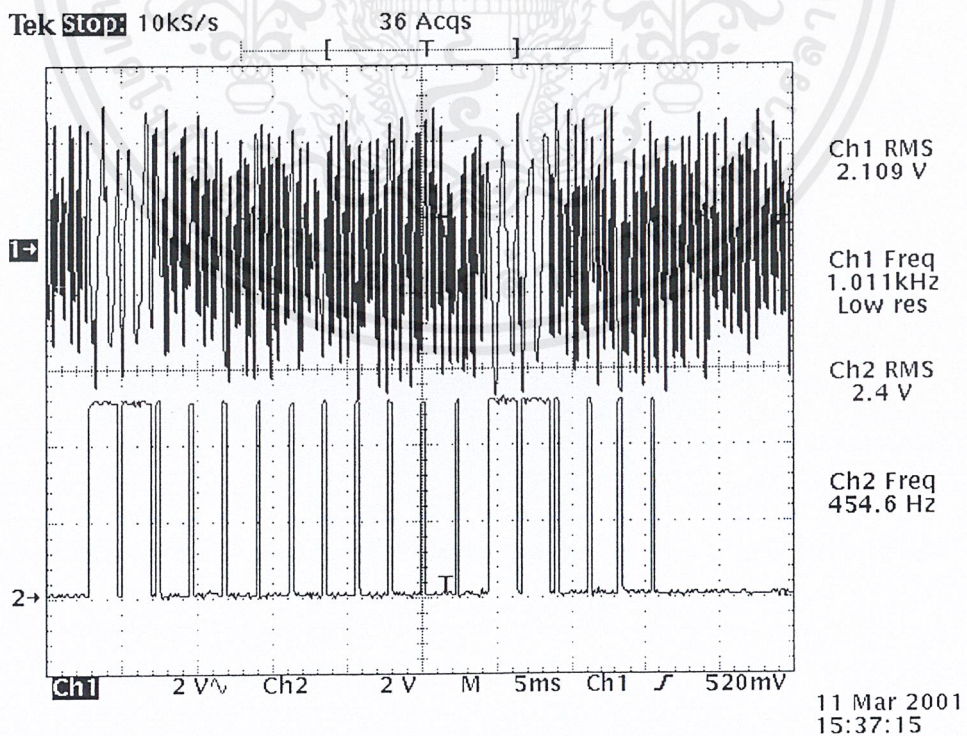
5.2.4 การทดลองวงจรถองสถานะประตู

เมื่อมอเตอร์เกิดการหมุนจะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงสถานะของประตูจากล็อกเป็นปลดล็อกหรือจากปลดล็อกเป็นล็อก นำการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นมาสร้างสัญญาณพัลส์เพื่อที่จะส่งสถานะกลับไปบอกวงจรถองควบคุม โดยเราจะใช้ไอซีเบอร์ SN74121 มาเป็นวงจรถองสัญญาณพัลส์เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสถานะ

ดังนั้นเมื่อดีซีมอเตอร์มีการล็อกหรือปลดล็อกประตูจะทำให้สามารถจาก SN74121 ได้ดังรูปที่ 5.7 โดยในรูปที่ 5.7 จะเห็นได้ว่าสัญญาณพัลส์มีความกว้างประมาณ 3 วินาที ซึ่งเป็นช่วงเวลาที่ใช้ในการส่งสัญญาณกลับไปยังวงจรถองเพื่อบอกสถานะของประตู และในรูปที่ 5.8 แสดงสัญญาณที่ถูกส่งออกไปเมื่อกดสวิทช์ปุ่ม 2



รูปที่ 5.7 แสดงสัญญาณที่วัดได้จากเอาต์พุทของ SN74121



รูปที่ 5.8 Ch1 แสดงสัญญาณเอาต์พุทที่วัดได้จากเอาต์พุทของ LM1893

Ch2 แสดงสัญญาณเอาต์พุทของวงจรเข้ารหัส MC145026 ของวงจรส่งกลับ
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่
หรือใช้เพื่อวัตถุประสงค์อื่นใดโดยไม่ได้รับอนุญาตจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
หลังจากกดสวิตช์ปุ่ม 2
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อผู้อื่นและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

บทสรุปและวิจารณ์

6.1 สรุปและวิจารณ์

การทำงานของระบบปิดล๊อคประตูอัตโนมัติที่ได้ออกแบบขึ้นนี้ยังอยู่ในขั้นพื้นฐาน ทำให้ในการใช้งานยังคงต้องมีข้อแม้อยู่บ้าง เช่นระยะเวลาในการเริ่มกดปุ่มสวิทช์ถัดไปจะต้องรอให้วงจรตรวจสอบสถานะของประตูแรกทำงานเรียบร้อยก่อน แต่อย่างไรก็ดีเสถียรภาพในการส่ง-รับสัญญาณของวงจรจัดว่าอยู่ในขั้นดี

วิธีการใช้งานของระบบล๊อคประตูคือทำการต่อเครื่องรับและเครื่องส่งเข้ากับสายไฟฟ้า 220 โวลท์ โดยทางด้านวงจรรับจะต่ออยู่กับดีซีมอเตอร์และกลอนของประตู เมื่อทำการกดสวิทช์หมายเลข 1 เพื่อทำการส่งล๊อคประตูและกดสวิทช์หมายเลข 2 เพื่อทำการปลดล๊อคประตู สัญญาณควบคุมจะถูกส่งผ่านไปตามสายไฟฟ้ากำลัง เมื่อวงจรรับได้รับสัญญาณที่ถูกต้องก็จะทำการล๊อค-ปลดล๊อคตามที่เรากำหนดเอาไว้ จากนั้นวงจรฝ่ายรับจะทำการส่งสัญญาณตอบกลับมาว่าสามารถล๊อค-ปลดล๊อคประตูได้เรียบร้อย แล้วแสดงผลเป็นการติดสว่างของ LED แต่ไม่สามารถทำการล๊อค-ปลดล๊อคตามที่กำหนดได้ LED ก็จะไม่ติด

จากการทดลองส่ง-รับสัญญาณจะพบว่าประสิทธิภาพในการส่ง-รับอยู่ที่ประมาณ 91% แต่ถ้ามามีสัญญาณรบกวนจากอุปกรณ์ไฟฟ้าอื่นๆ เช่น ออสซิลโลสโคป ก็จะทำให้ประสิทธิภาพในการส่ง-รับข้อมูลต่ำลงจนไม่สามารถส่ง-รับสัญญาณกันได้ ซึ่งระบบปิดล๊อคประตูอัตโนมัติมีระยะทางการส่ง-รับสัญญาณประมาณ 35 เมตร

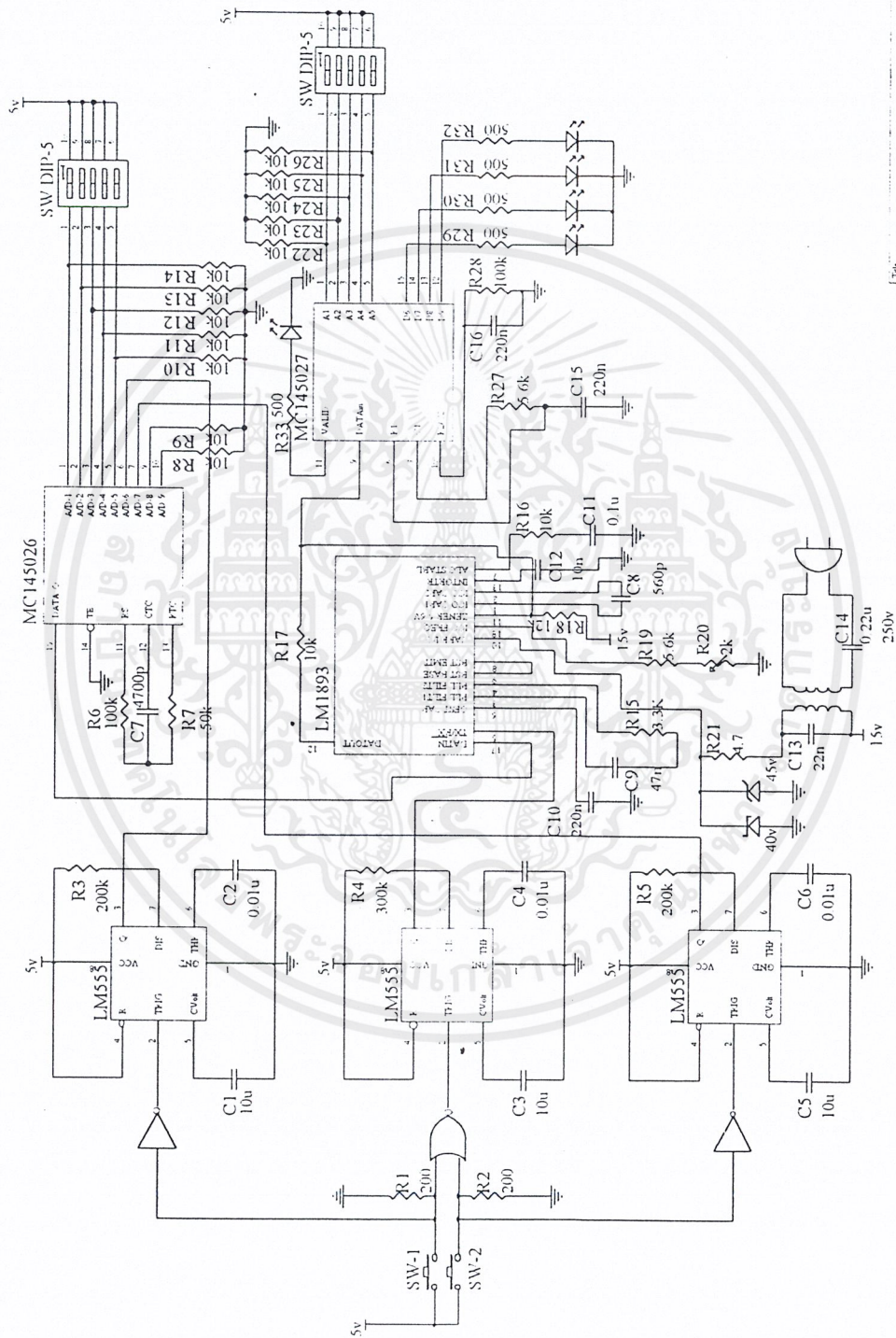
6.2 ปัญหาที่พบในการทดลอง

1. ไอซี LM1893 ที่ใช้ในการทดลองจะต้องทำการต่อวงจรจนความถี่เข้าไปด้วยจึงจะสามารถจับสัญญาณFSK ที่ขาเอาต์พุทของไอซีได้
2. ถ้ามหากำหนดให้ระยะเวลาในการส่งข้อมูลเท่ากับหรือมากกว่าระยะเวลาในการกำหนดสถานะของLM1893 ให้เป็นตัวส่ง จะทำให้สถานะของเอาต์พุทที่ได้จากวงจรถอดรหัสค้าง ผลคือทำให้LEDติดอยู่ตลอดเวลาแม้ว่าขาVTจะดับไปแล้ว ทำให้เกิดการขั้มมอเตอร์ให้หมุนตลอดเวลา
3. ค่าตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่ที่ขา13 ของไอซี LM1893 เป็นตัวเก็บ-ประจุที่ช่วยลดผลที่เกิดจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ดังนั้นถ้ามีค่ามากเกินไปจะทำให้สัญญาณซิงค์ของข้อมูลที่จะเข้าไปยังวงจรถอดรหัสหายไป จึงทำให้ไม่สามารถถอดรหัสข้อมูลได้ แต่ถ้ามีค่าน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่สามารถนำออกเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากทางมหาวิทยาลัยได้ หากมีข้อผิดพลาดประการใดขออภัยเป็นอย่างสูง



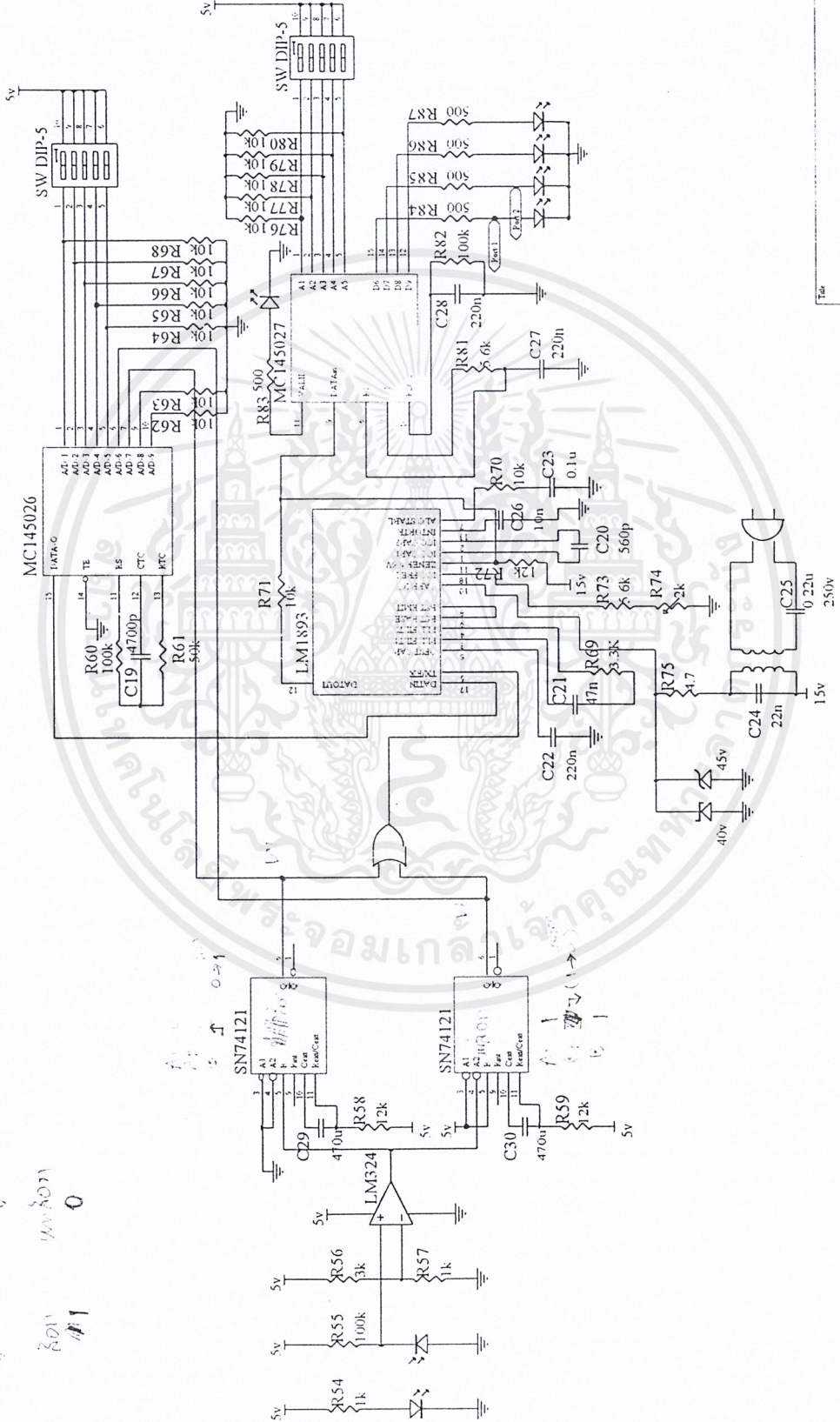
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปแสดงวงจรคาน์ดั่ง

Car	Number	Part of	Page
1	1	MC145026-145027-1893-29-32	1
1	2	MC145026-145027-1893-29-32	2
1	3	MC145026-145027-1893-29-32	3
1	4	MC145026-145027-1893-29-32	4
1	5	MC145026-145027-1893-29-32	5

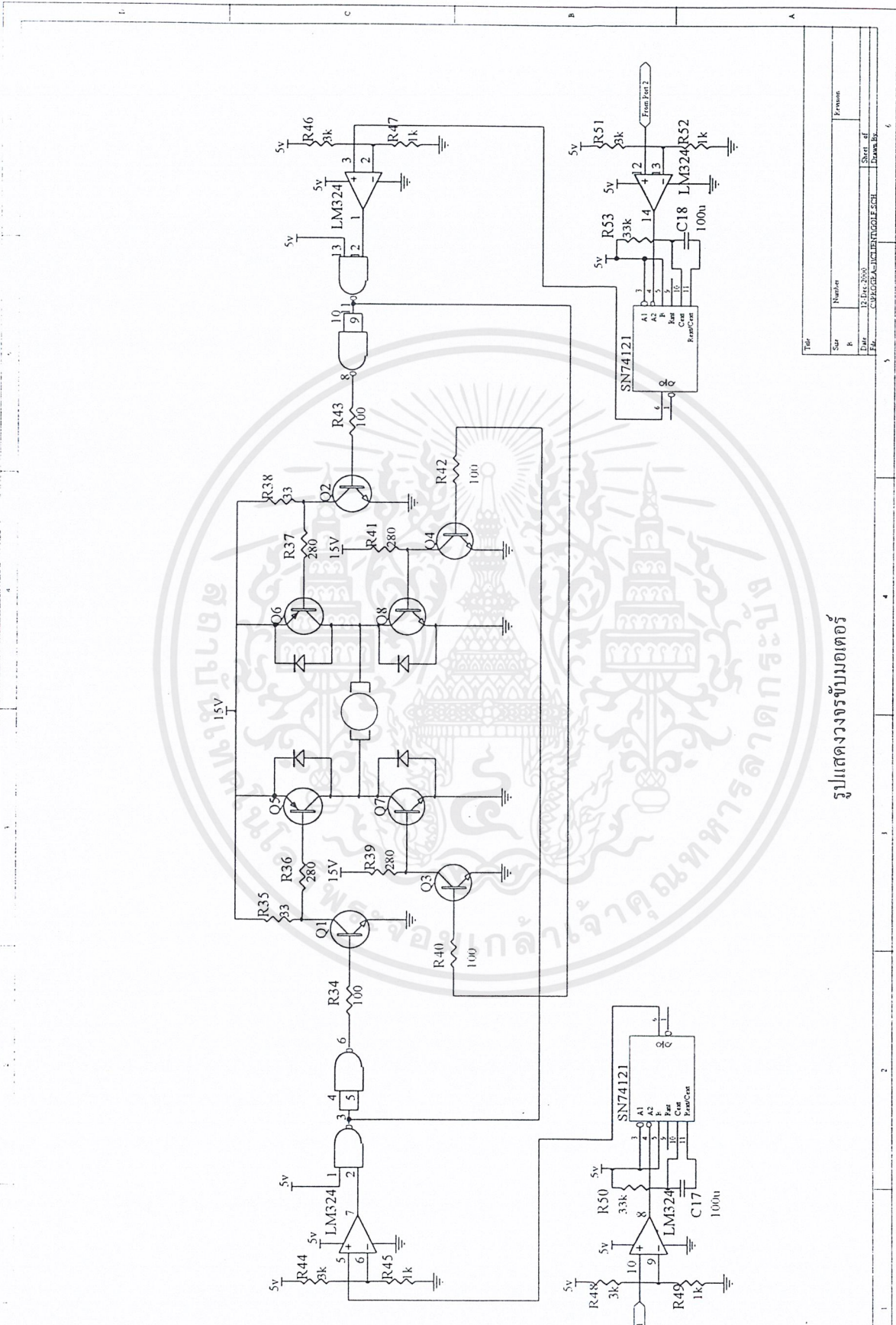
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปแสดงวงจรฝ่ายรับ

File	Number	Page
Car	K	12
Date	12 Dec 2020	12
File	CUKORAN-INTENETGOLF1221	Page No.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ในว่การณใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Titel			
Sur.	Number	Revision	
R.			
Drawn	By: Prof. Dr. CUPPAGLAUNHONGLE ECH	Sheet of	6
Rev.		Drawn by	

รูปแสดงวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 COPS™ controller, and discrete components.

Features

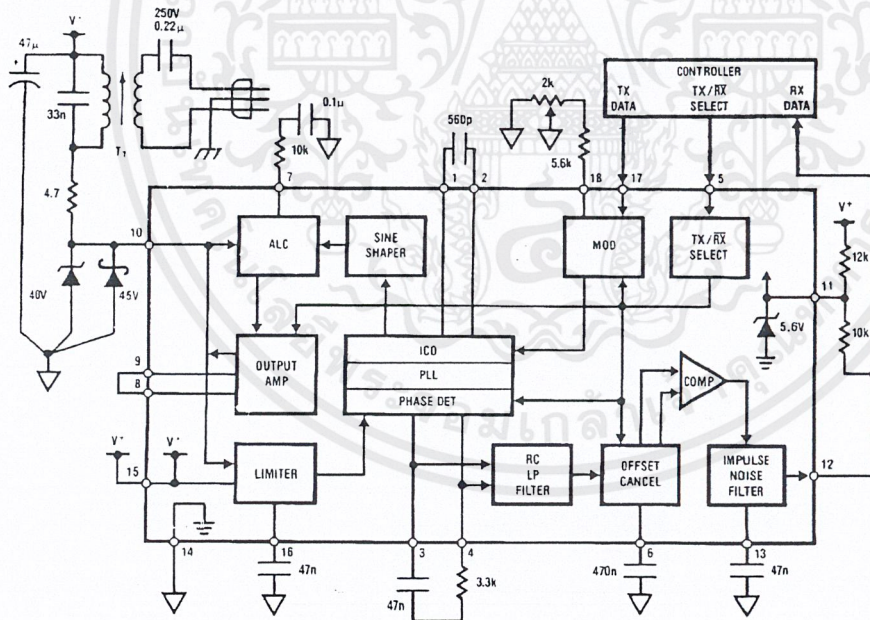
- Noise resistant FSK modulation
- User-selected impulse noise filtering
- Up to 4.8 kBaud data transmission rate
- Strings of 0's or 1's in data allowed
- Sinusoidal line drive for low RFI

- 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



TL/H/6750-1

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.

Bi-UNETM and COPS™ are trademarks of National Semiconductor Corp.
 † Carrier-Current Transceivers are also called Power Line Carrier (PLC) transceivers.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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, $R_Z = (V_Z \pm 10\text{ mA} - V_Z \pm 1\text{ mA}) / (10\text{ mA} - 1\text{ mA})$	5			Ω
3	Carrier I/O peak survivable transient voltage, V_{O1}	Pin 10, discharge 1 μF cap charged to V_{O1} thru < 1Ω	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_{I0}	Pin 10, $I_{OC} = 10\text{ mA}$	20			Ω
6	TX/RX low input voltage, V_L	Pin 5	1.8	0.8		V max
7	TX/RX high input voltage, V_H	Pin 5 (Note 9)	2.2	2.8		V min
8	TX/RX low input current, I_L	Pin 5 at 0.8 V	-2	-20 1		μA min μA max
9	TX/RX high input current, I_H	Pin 5 at 40 V		-1 10	0	μA min μA max
10	RX - TX switch-over time, T_{RT}	Time to develop 63% of full current drive thru pin 10	10			μs
11	TX - RX switch-over time, T_{TR}	1 bit time, $T_B = 1/(2F_{DATA})$. 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, $(F_{0MAX} - F_{0MIN}) / (T_{JMAX} - T_{JMIN})$	-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_{O1}	Pin 15 Pin 12 high, I_{O1} is I_O through pin 15 and the average current I_{O1C} of the Carrier I/O through pin 10	52	79		mA max.
17	Carrier I/O output current, I_O	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_O (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_{L}	Pin 17 at 0.8 V	-1	-10 1		μA min. μA max.
24	Data In. high input current, I_{H}	Pin 17 at 40 V		-1 10	0	μA min. μA max.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Receiver Electrical Characteristics (Note 3). The test conditions are: $V^+ = 18\text{ V}$, $F_O = 125\text{ kHz}$, $\pm 2.2\%$ deviation FSK, $F_{DATA} = 2.4\text{ kHz}$, $V_{IN} = 100\text{ mVpp}$, 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_{Q1}	I_{Q1} is pin 15 (V^+) plus pin 10 (Carrier I/O) current. 2.4 kHz; Pin 13 to GND.	11	5 14		mA min. mA max
27	Carrier I/O input resistance, $R_{I/O}$	Pin 10	19.5	14 30		k Ω min k Ω max
28	Max. data rate, $F_{M/D}$	Functional receiver (Note 7). $C_F = 100\text{ pF}$. $R_F = 0\text{ }\Omega$, no tank. 2.4 kHz = 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_{ν}	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 _{rms} mV _{rms} mV _{rms} mV _{rms} mV _{rms} mV _{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 $I_{O2} = 2\text{ mA}$	0.15	0.4		V max
35	Impulse noise filter current, 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 ± 80		μA min. μA max
38	Offset hold bias current, I_{OHS}	Pin 6, TX mode. Bias pin 6 as if 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. $I_{PC} = I(\text{pin } 3) + I(\text{pin } 4)$, TX mode	100	50 200		μA min. μA max
40	Phase detector output resistance, R_{PD}	Pins 3 and 4. $R_{PD} = (V \pm 100\text{ }\mu\text{A} - V \pm 50\text{ }\mu\text{A}) / (50\text{ }\mu\text{A})$	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		mVpp min. mVpp max
42	Fast offset cancel voltage "window" to- V_{PD} ratio, V_W/V_{PD}	$V_{IN3} - V_{IN4} = \pm V_{W, \text{window}} - \text{DC offset}$. 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_{OL} ; 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 shorting 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 $\text{THD} = [I_{HMS}(\text{all components at or above } 2F_O)] / [I_{HMS}(\text{fundamental})]$.

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 for this test.

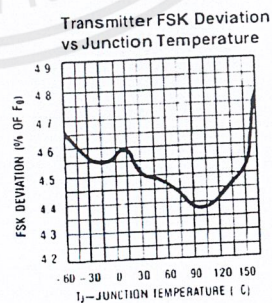
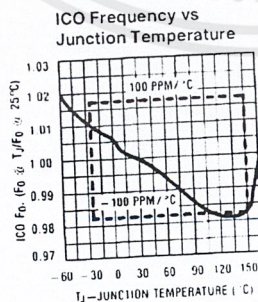
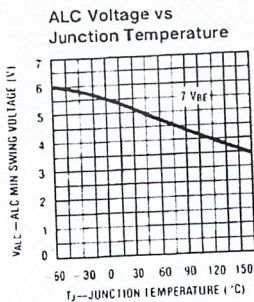
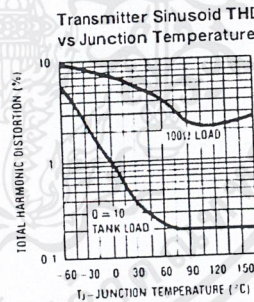
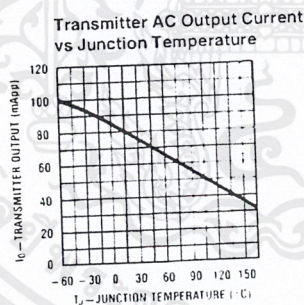
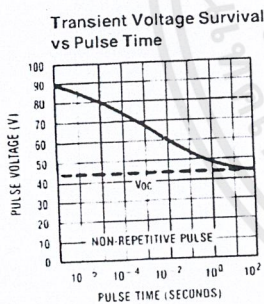
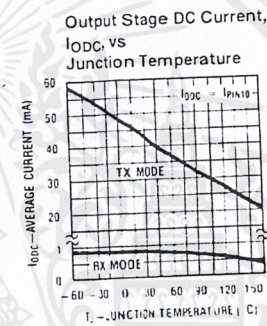
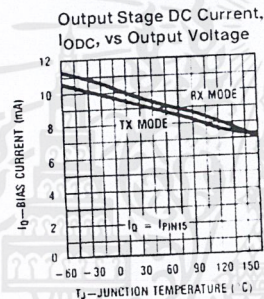
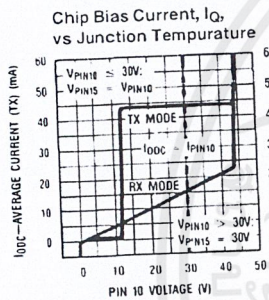
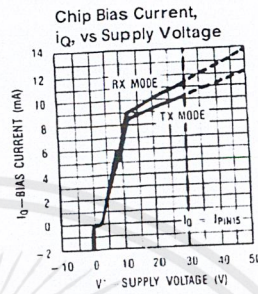
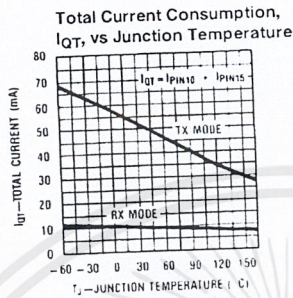
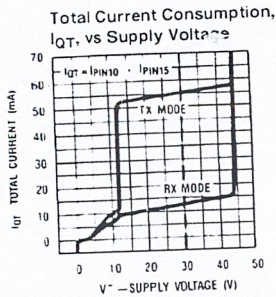
Note 8: During the sensitivity check, note 7 requirements are followed with these exceptions: (1) data rate $F_{DATA} = 1.2\text{ kHz}$, (2) all of the data transitions must fall within $\pm 20\%$ ($\pm 41.6\text{ }\mu\text{s}$) of their noise-free positions, and (3), a time-domain filter capacitor (C) is used. The time delay of C is $\frac{1}{2}$ bit, or 208 μs . (C is approximately 6200 pF).

Note 9: For TTL compatibility use a pull-up resistor to increase min. V_{OH} to above 2.8 V.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

LM1893)

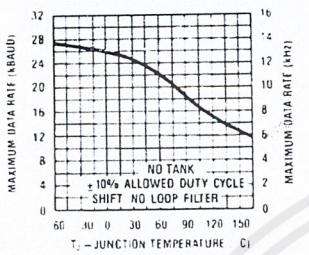


TL466750-3A

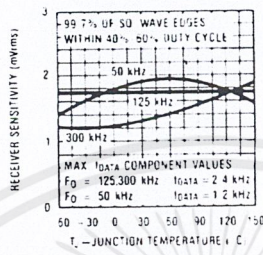
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)

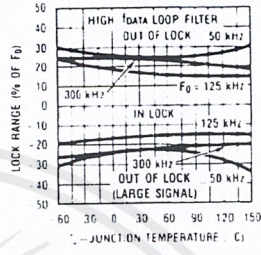
Maximum Data Rate vs Junction Temperature



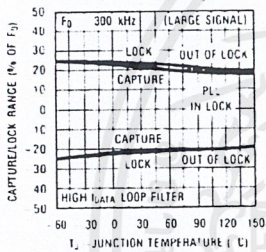
Receiver Sensitivity vs Junction Temperature



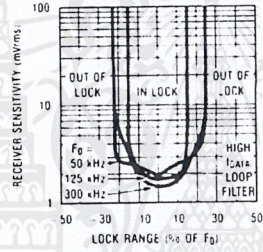
PLL Lock Range vs Junction Temperature and F0



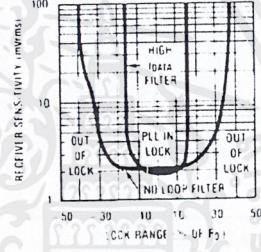
PLL Capture & Lock Range vs Junction Temperature



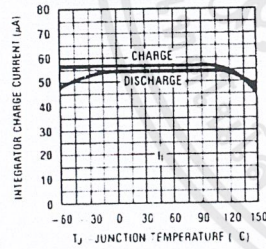
Receiver Sensitivity vs PLL Lock Range and F0



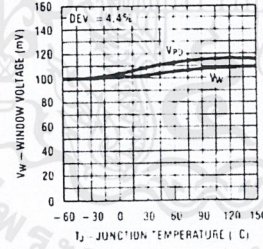
Receiver Sensitivity vs PLL Lock Range and Loop Filter



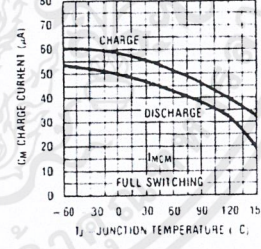
Impulse Noise Filter Current vs Junction Temperature



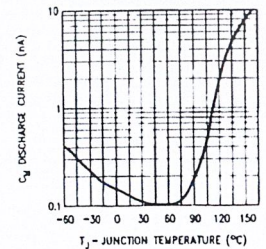
Phase Detector Output Voltage vs Junction Temperature



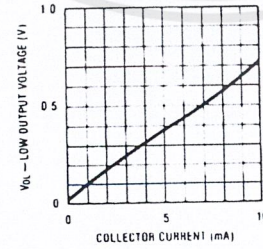
Offset Hold Cap. Charge Currents vs Junction Temperature



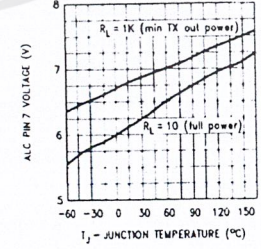
Offset Hold Cap. Bias Current vs Junction Temperature



Data Out. Low Voltage vs Pull Down Current



Pin 7 Bias Voltage vs Junction Temperature



TL746750-59

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 snapper 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 Carrier I/O receiver input. The balanced Norton-input limiter amplifier removes DC offsets, attenuates line frequency, performs as a bandpass filter, and limits the signal 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.

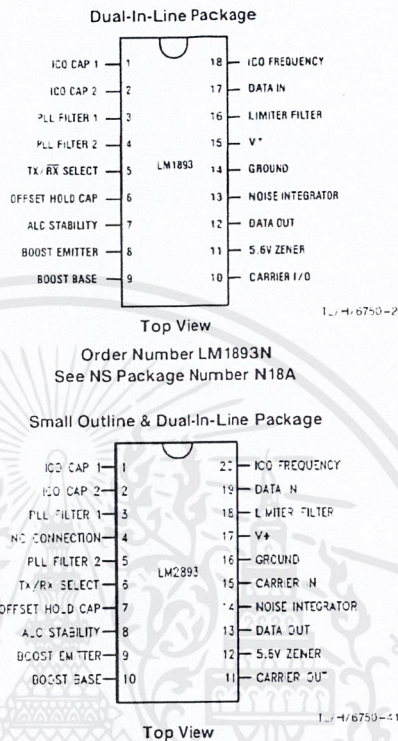


FIGURE 2. Connection Diagrams

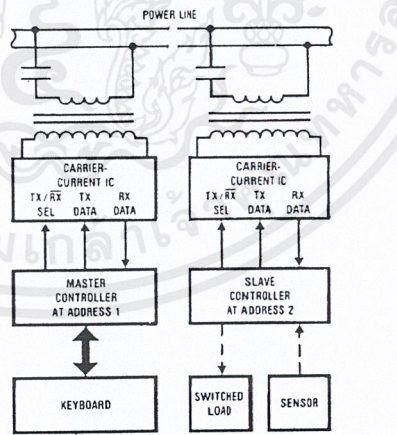


FIGURE 3. The block diagram of a carrier-current system using the Bi-Line chip to interface digital controllers via the power line

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

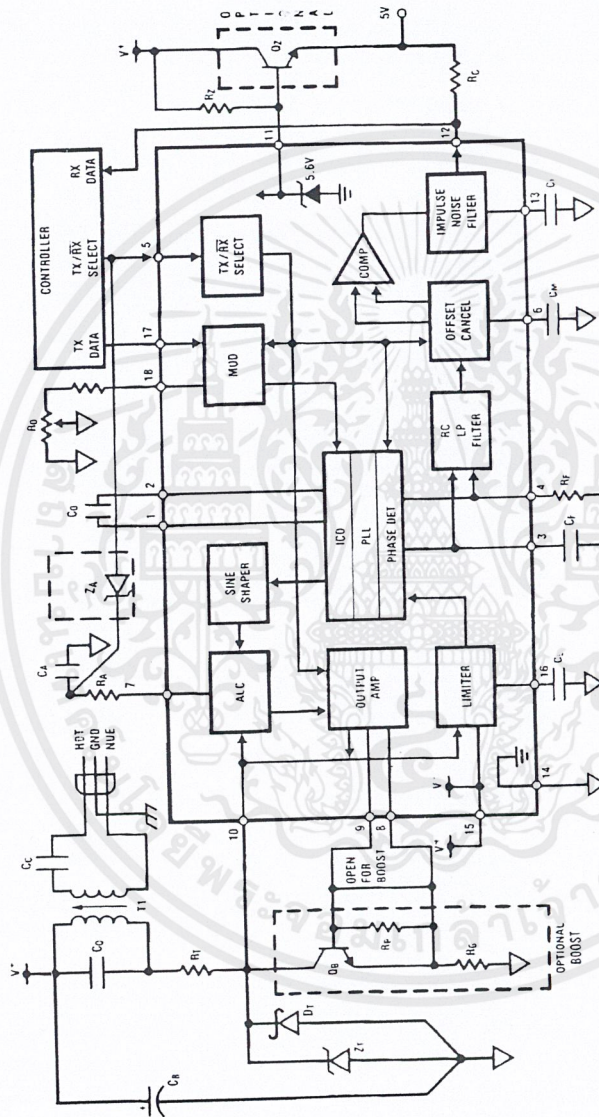


FIGURE 4. Block diagram of a CCT system with the boost and 5V supply options shown in dashed boxes

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM555 Timer

General Description

The LM555 is a highly stable device for generating accurate time delays or oscillation. Additional terminals are provided for triggering or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For astable operation as an oscillator, the free running frequency and duty cycle are accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output circuit can source or sink up to 200mA or drive TTL circuits.

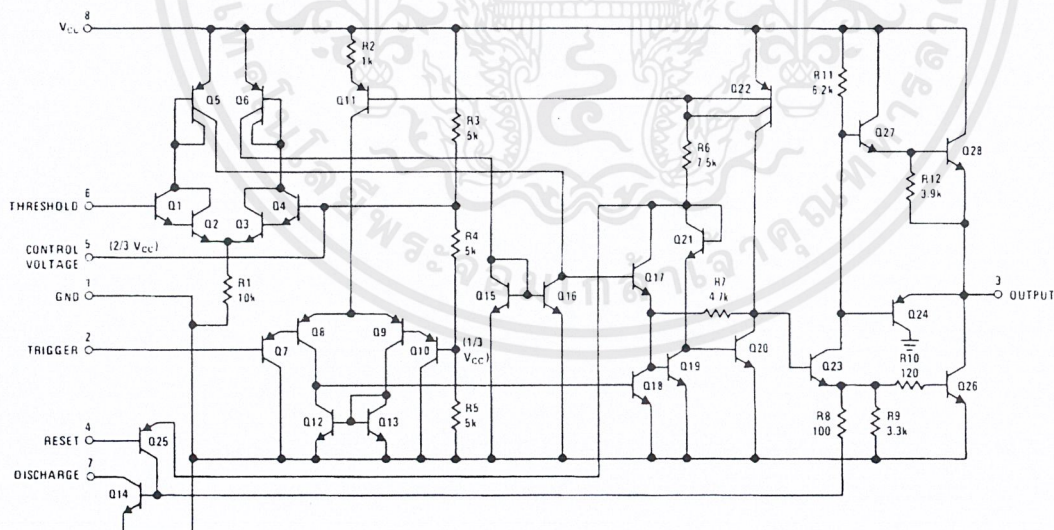
Features

- Direct replacement for SE555/NE555
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes
- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200 mA
- Output and supply TTL compatible
- Temperature stability better than 0.005% per °C
- Normally on and normally off output
- Available in 8-pin MSOP package

Applications

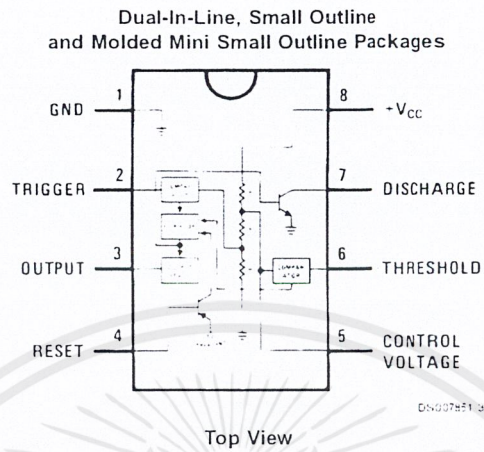
- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Linear ramp generator

Schematic Diagram



DS007851 1

Connection Diagram



Ordering Information

Package	Part Number	Package Marking	Media Transport	NSC Drawing
8-Pin SOIC	LM555CM	LM555CM	Rails	M08A
	LM555CMX	LM555CM	2.5k Units Tape and Reel	
8-Pin MSOP	LM555CMM	Z55	1k Units Tape and Reel	MUA08A
	LM555CMMX	Z55	3.5k Units Tape and Reel	
8-Pin MDIP	LM555CN	LM555CN	Rails	N08E

Absolute Maximum Ratings (Note 2)

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

Supply Voltage	+18V
Power Dissipation (Note 3)	
LM555CM, LM555CN	1180 mW
LM555CMM	613 mW
Operating Temperature Ranges	
LM555C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Soldering Information

Dual-In-Line Package	
Soldering (10 Seconds)	260°C
Small Outline Packages (SOIC and MSOP)	
Vapor Phase (60 Seconds)	215°C
Infrared (15 Seconds)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Electrical Characteristics (Notes 1, 2)

($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V}$ to +15V, unless otherwise specified)

Parameter	Conditions	Limits			Units
		LM555C			
		Min	Typ	Max	
Supply Voltage		4.5		16	V
Supply Current	$V_{CC} = 5\text{V}$, $R_L = \infty$ $V_{CC} = 15\text{V}$, $R_L = \infty$ (Low State) (Note 4)		3 10	6 15	mA
Timing Error, Monostable					
Initial Accuracy			1		%
Drift with Temperature	$R_A = 1\text{k}$ to $100\text{k}\Omega$, $C = 0.1\mu\text{F}$, (Note 5)		50		ppm/°C
Accuracy over Temperature			1.5		%
Drift with Supply			0.1		%/V
Timing Error, Astable					
Initial Accuracy			2.25		%
Drift with Temperature	$R_A, R_B = 1\text{k}$ to $100\text{k}\Omega$, $C = 0.1\mu\text{F}$, (Note 5)		150		ppm/°C
Accuracy over Temperature			3.0		%
Drift with Supply			0.30		%/V
Threshold Voltage			0.667		$\times V_{CC}$
Trigger Voltage	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$		5 1.67		V V
Trigger Current:			0.5	0.9	μA
Reset Voltage		0.4	0.5	1	V
Reset Current			0.1	0.4	mA
Threshold Current:	(Note 6)		0.1	0.25	μA
Control Voltage Level	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	9 2.6	10 3.33	11 4	V V
Pin 7 Leakage Output High			1	100	nA
Pin 7 Sat (Note 7)					
Output Low	$V_{CC} = 15\text{V}$, $I_7 = 15\text{mA}$		180		mV
Output Low	$V_{CC} = 4.5\text{V}$, $I_7 = 4.5\text{mA}$		80	200	mV

Electrical Characteristics (Notes 1, 2) (Continued)

($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V}$ to $+15\text{V}$, unless otherwise specified)

Parameter	Conditions	Limits			Units
		LM555C			
		Min	Typ	Max	
Output Voltage Drop (Low)	$V_{CC} = 15\text{V}$				
	$I_{SINK} = 10\text{mA}$		0.1	0.25	V
	$I_{SINK} = 50\text{mA}$		0.4	0.75	V
	$I_{SINK} = 100\text{mA}$		2	2.5	V
	$I_{SINK} = 200\text{mA}$		2.5		V
	$V_{CC} = 5\text{V}$				
Output Voltage Drop (High)	$I_{SOURCE} = 200\text{mA}$, $V_{CC} = 15\text{V}$		12.5		V
	$I_{SOURCE} = 100\text{mA}$, $V_{CC} = 15\text{V}$	12.75	13.3		V
	$V_{CC} = 5\text{V}$	2.75	3.3		V
Rise Time of Output			100		ns
Fall Time of Output			100		ns

Note 1: All voltages are measured with respect to the ground pin, unless otherwise specified.

Note 2: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits. Electrical Characteristics state DC and AC electrical specifications under particular test conditions which guarantee specific performance limits. This assumes that the device is within the Operating Ratings. Specifications are not guaranteed for parameters where no limit is given, however, the typical value is a good indication of device performance.

Note 3: For operating at elevated temperatures the device must be derated above 25°C based on a $+150^\circ\text{C}$ maximum junction temperature and a thermal resistance of 106°C/W (DIP), 170°C/W (S0-8), and 204°C/W (MSOP) junction to ambient.

Note 4: Supply current when output high typically 1 mA less at $V_{CC} = 5\text{V}$.

Note 5: Tested at $V_{CC} = 5\text{V}$ and $V_{CC} = 15\text{V}$.

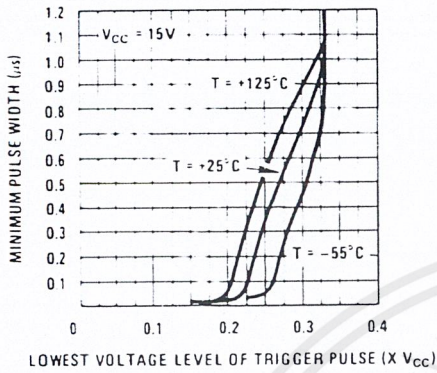
Note 6: This will determine the maximum value of $R_A + R_B$ for 15V operation. The maximum total ($R_A + R_B$) is $20\text{M}\Omega$.

Note 7: No protection against excessive pin 7 current is necessary providing the package dissipation rating will not be exceeded.

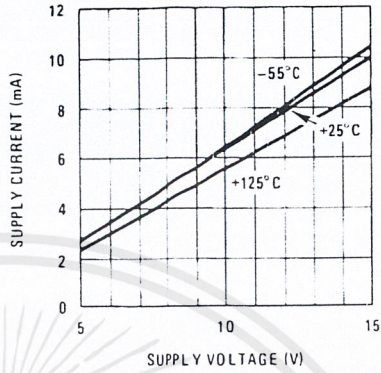
Note 8: Refer to RET555X drawing of military LM555H and LM555J versions for specifications.

Typical Performance Characteristics

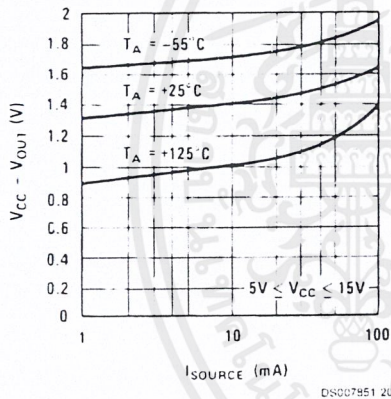
Minimum Pulse Width Required for Triggering



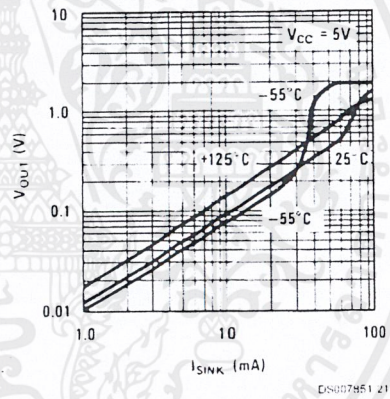
Supply Current vs. Supply Voltage



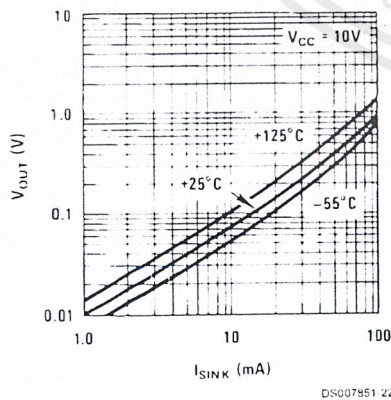
High Output Voltage vs. Output Source Current



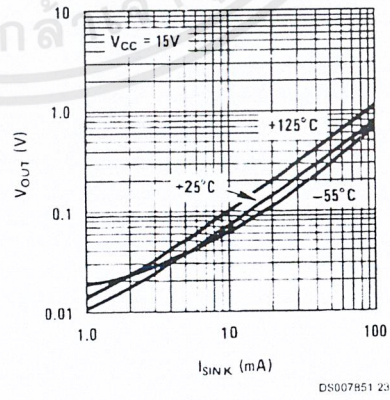
Low Output Voltage vs. Output Sink Current



Low Output Voltage vs. Output Sink Current

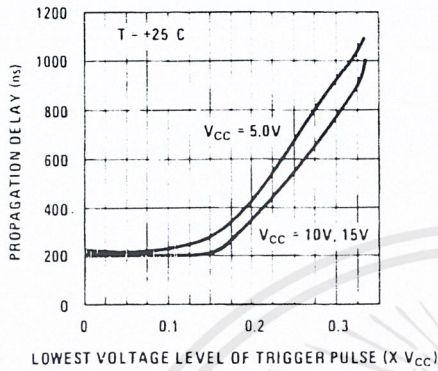


Low Output Voltage vs. Output Sink Current

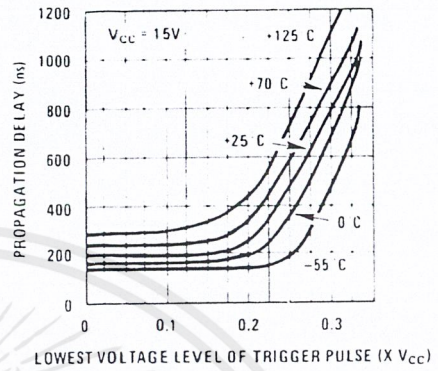


Typical Performance Characteristics (Continued)

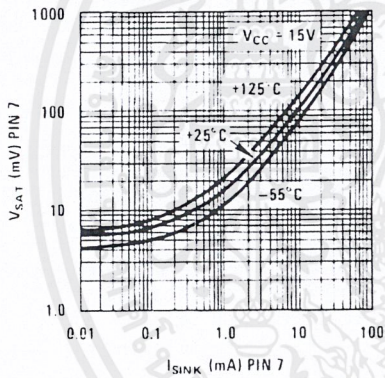
Output Propagation Delay vs. Voltage Level of Trigger Pulse



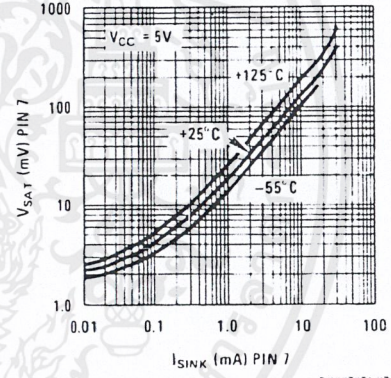
Output Propagation Delay vs. Voltage Level of Trigger Pulse



Discharge Transistor (Pin 7) Voltage vs. Sink Current



Discharge Transistor (Pin 7) Voltage vs. Sink Current



Applications Information

MONOSTABLE OPERATION

In this mode of operation, the timer functions as a one-shot (Figure 1). The external capacitor is initially held discharged by a transistor inside the timer. Upon application of a negative trigger pulse of less than $1/3 V_{CC}$ to pin 2, the flip-flop is set which both releases the short circuit across the capacitor and drives the output high.

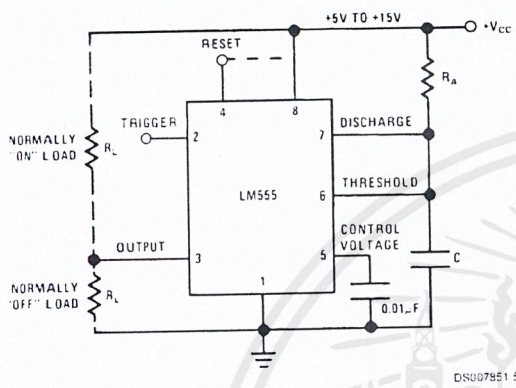
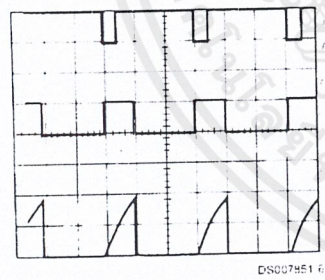


FIGURE 1. Monostable

The voltage across the capacitor then increases exponentially for a period of $t = 1.1 R_A C$, at the end of which time the voltage equals $2/3 V_{CC}$. The comparator then resets the flip-flop which in turn discharges the capacitor and drives the output to its low state. Figure 2 shows the waveforms generated in this mode of operation. Since the charge and the threshold level of the comparator are both directly proportional to supply voltage, the timing interval is independent of supply.



$V_{CC} = 5V$
 TIME = 0.1 ms/DIV.
 $R_A = 9.1k\Omega$
 $C = 0.01\mu F$

Top Trace: Input 5V/Div.
 Middle Trace: Output 5V/Div.
 Bottom Trace: Capacitor Voltage 2V/Div.

FIGURE 2. Monostable Waveforms

During the timing cycle when the output is high, the further application of a trigger pulse will not effect the circuit so long as the trigger input is returned high at least $10\mu s$ before the end of the timing interval. However the circuit can be reset during this time by the application of a negative pulse to the reset terminal (pin 4). The output will then remain in the low state until a trigger pulse is again applied.

When the reset function is not in use, it is recommended that it be connected to V_{CC} to avoid any possibility of false triggering.

Figure 3 is a nomograph for easy determination of R, C values for various time delays.

NOTE: In monostable operation, the trigger should be driven high before the end of timing cycle.

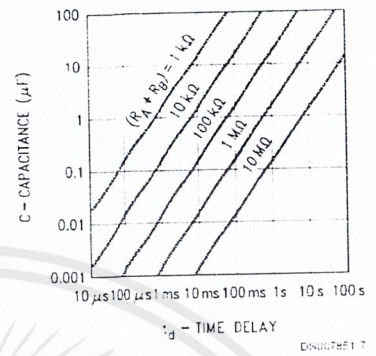


FIGURE 3. Time Delay

ASTABLE OPERATION

If the circuit is connected as shown in Figure 4 (pins 2 and 6 connected) it will trigger itself and free run as a multivibrator. The external capacitor charges through $R_A + R_B$ and discharges through R_B . Thus the duty cycle may be precisely set by the ratio of these two resistors.

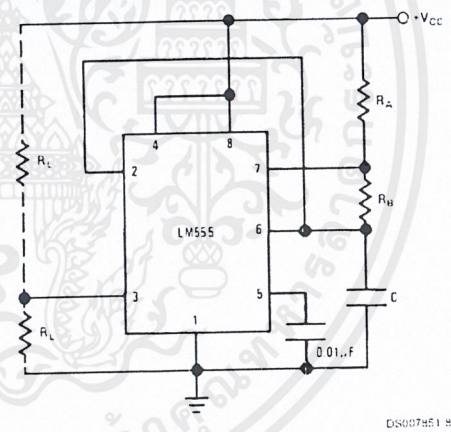
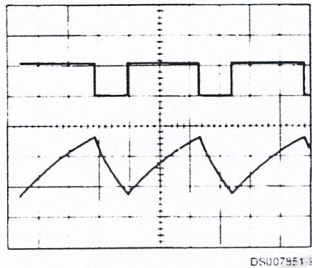


FIGURE 4. Astable

In this mode of operation, the capacitor charges and discharges between $1/3 V_{CC}$ and $2/3 V_{CC}$. As in the triggered mode, the charge and discharge times, and therefore the frequency are independent of the supply voltage.

Applications Information (Continued)

Figure 5 shows the waveforms generated in this mode of operation



DS007951 9
 $V_{CC} = 5V$
 TIME = 20 μ s/DIV.
 $R_A = 3.9k\Omega$
 $R_B = 3k\Omega$
 $C = 0.01\mu F$
 Top Trace: Output 5V/Div.
 Bottom Trace: Capacitor Voltage 1V/Div.

FIGURE 5. Astable Waveforms

The charge time (output high) is given by:

$$t_1 = 0.693 (R_A + R_B) C$$

And the discharge time (output low) by:

$$t_2 = 0.693 (R_B) C$$

Thus the total period is:

$$T = t_1 + t_2 = 0.693 (R_A + 2R_B) C$$

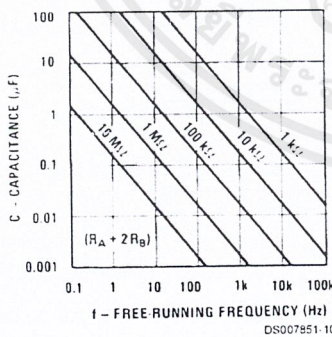
The frequency of oscillation is:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B) C}$$

Figure 6 may be used for quick determination of these RC values.

The duty cycle is:

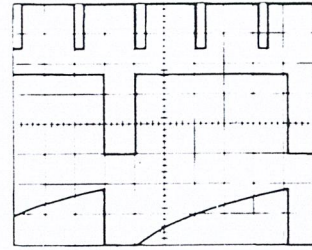
$$D = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$$



DS007951 10
FIGURE 6. Free Running Frequency

FREQUENCY DIVIDER

The monostable circuit of Figure 1 can be used as a frequency divider by adjusting the length of the timing cycle. Figure 7 shows the waveforms generated in a divide by three circuit.

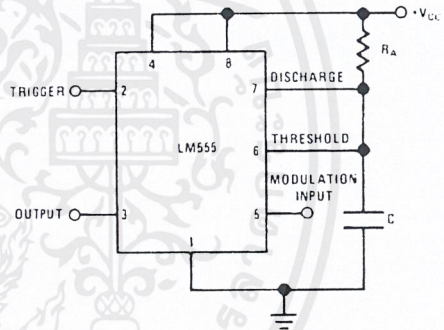


DS007951 11
 $V_{CC} = 5V$
 TIME = 20 μ s/DIV.
 $R_A = 9.1k\Omega$
 $C = 0.01\mu F$
 Top Trace: Input 4V/Div.
 Middle Trace: Output 2V/Div.
 Bottom Trace: Capacitor 2V/Div.

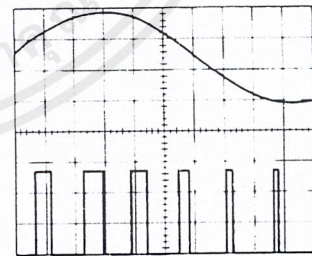
FIGURE 7. Frequency Divider

PULSE WIDTH MODULATOR

When the timer is connected in the monostable mode and triggered with a continuous pulse train, the output pulse width can be modulated by a signal applied to pin 5. Figure 8 shows the circuit, and in Figure 9 are some waveform examples.



DS007951 12
FIGURE 8. Pulse Width Modulator



DS007951 13
 $V_{CC} = 5V$
 TIME = 0.2 ms/DIV.
 $R_A = 9.1k\Omega$
 $C = 0.01\mu F$
 Top Trace: Modulation 1V/Div.
 Bottom Trace: Output Voltage 2V/Div.

FIGURE 9. Pulse Width Modulator

Applications Information (Continued)

PULSE POSITION MODULATOR

This application uses the timer connected for astable operation, as in Figure 10, with a modulating signal again applied to the control voltage terminal. The pulse position varies with the modulating signal, since the threshold voltage and hence the time delay is varied. Figure 11 shows the waveforms generated for a triangle wave modulation signal

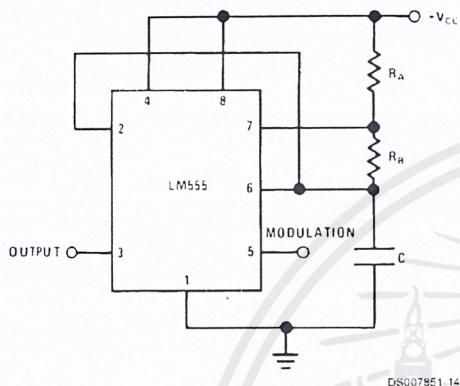
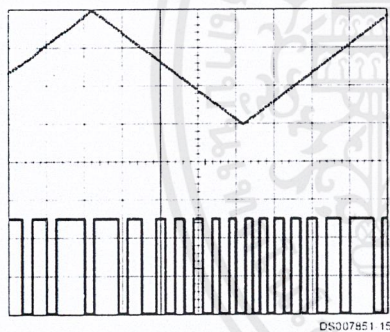


FIGURE 10. Pulse Position Modulator



$V_{CC} = 5V$
 TIME = 0.1 ms/DIV.
 $R_A = 3.9k\Omega$
 $R_B = 3k\Omega$
 $C = 0.01\mu F$

FIGURE 11. Pulse Position Modulator

LINEAR RAMP

When the pullup resistor, R_A , in the monostable circuit is replaced by a constant current source, a linear ramp is generated. Figure 12 shows a circuit configuration that will perform this function.

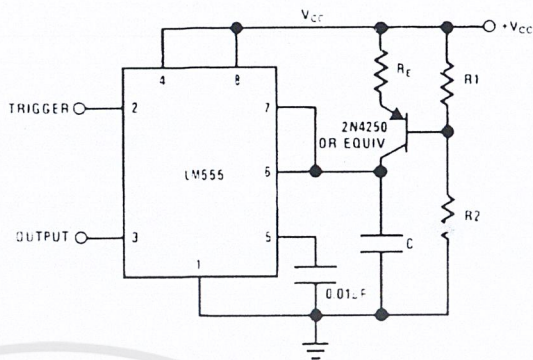
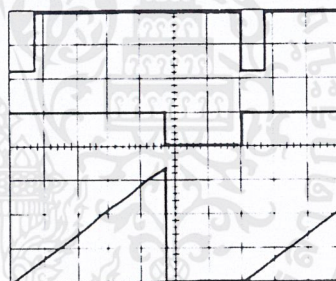


FIGURE 12.

Figure 13 shows waveforms generated by the linear ramp. The time interval is given by:

$$T = \frac{2/3 V_{CC} R_E (R_1 + R_2) C}{R_1 V_{CC} - V_{BE} (R_1 + R_2)}$$

$V_{BE} \cong 0.6V$
 $V_{BE} = 0.6V$



$V_{CC} = 5V$
 TIME = 20µs/DIV.
 $R_1 = 47k\Omega$
 $R_2 = 100k\Omega$
 $R_E = 2.7k\Omega$
 $C = 0.01\mu F$

FIGURE 13. Linear Ramp

Applications Information (Continued)

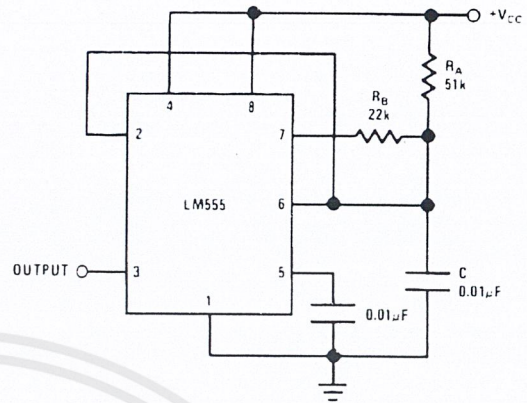
50% DUTY CYCLE OSCILLATOR

For a 50% duty cycle, the resistors R_A and R_B may be connected as in *Figure 14*. The time period for the output high is the same as previous, $t_1 = 0.693 R_A C$. For the output low it is $t_2 =$

$$\left[(R_A R_B) / (R_A + R_B) \right] C \ln \left[\frac{R_B - 2R_A}{2R_B - R_A} \right]$$

Thus the frequency of oscillation is

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2}$$



DS007851 1E

FIGURE 14. 50% Duty Cycle Oscillator

Note that this circuit will not oscillate if R_B is greater than $1/2 R_A$ because the junction of R_A and R_B cannot bring pin 2 down to $1/3 V_{CC}$ and trigger the lower comparator.

ADDITIONAL INFORMATION

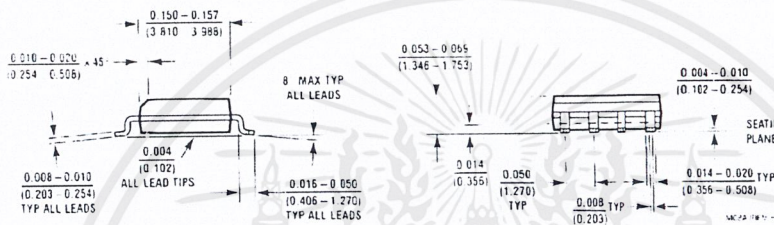
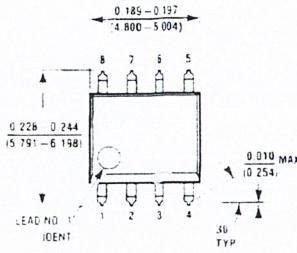
Adequate power supply bypassing is necessary to protect associated circuitry. Minimum recommended is $0.1\mu F$ in parallel with $1\mu F$ electrolytic.

Lower comparator storage time can be as long as $10\mu s$ when pin 2 is driven fully to ground for triggering. This limits the monostable pulse width to $10\mu s$ minimum.

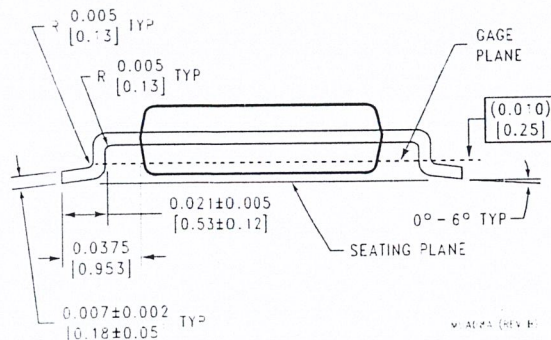
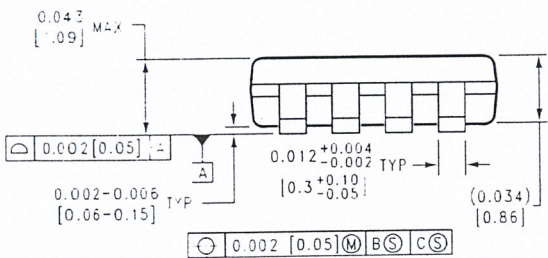
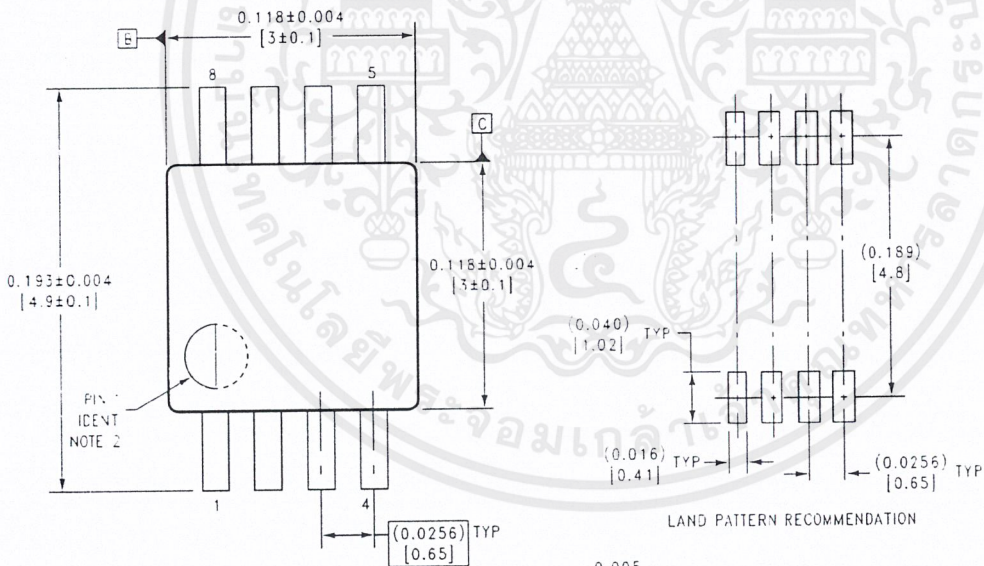
Delay time reset to output is $0.47\mu s$ typical. Minimum reset pulse width must be $0.3\mu s$, typical.

Pin 7 current switches within $30ns$ of the output (pin 3) voltage.

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



Small Outline Package (M)
NS Package Number M08A



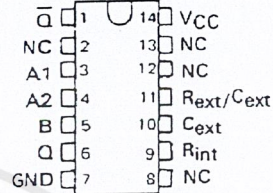
8-Lead (0.118" Wide) Molded Mini Small Outline Package
NS Package Number MUA08A

SDLS042

SN54121, SN74121
MONOSTABLE MULTIVIBRATORS
WITH SCHMITT-TRIGGER INPUTS
 MAY 1983 — REVISED MARCH 1988

- Programmable Output Pulse Width
 With $R_{int} \dots 35 \text{ ns Typ}$
 With $R_{ext}/C_{ext} \dots 40 \text{ ns to 28 Seconds}$
- Internal Compensation for Virtual Temperature Independence
- Jitter-Free Operation up to 90% Duty Cycle
- Inhibit Capability

SN54121 . . . J OR W PACKAGE
 SN74121 . . . N PACKAGE
 (TOP VIEW)

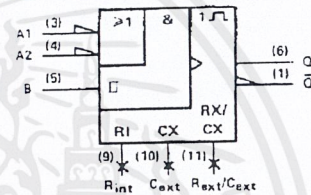


NC No internal connection.

FUNCTION TABLE

INPUTS			OUTPUTS	
A1	A2	B	Q	Q̄
L	X	H	L	H
X	L	H	L↑	H↑
X	X	L	L↑	H↑
H	H	X	L↑	H↑
H	.	H	[Pulse]	[Pulse]
.	H	H	[Pulse]	[Pulse]
.	I	H	[Pulse]	[Pulse]
L	X	I	[Pulse]	[Pulse]
X	L	I	[Pulse]	[Pulse]

logic symbol ‡



‡ This symbol is in accordance with ANSI/IEEE Std 91-1984 and IEC Publication 617-12.

For explanation of function table symbols, see page

† These lines of the function table assume that the indicated steady state conditions at the A and B inputs have been setup long enough to complete any pulse started before the setup.

description

These multivibrators feature dual negative-transition-triggered inputs and a single positive-transition-triggered input which can be used as an inhibit input. Complementary output pulses are provided.

Pulse triggering occurs at a particular voltage level and is not directly related to the transition time of the input pulse. Schmitt-trigger input circuitry (TTL hysteresis) for the B input allows jitter-free triggering from inputs with transition rates as slow as 1 volt/second, providing the circuit with an excellent noise immunity of typically 1.2 volts. A high immunity to VCC noise of typically 1.5 volts is also provided by internal latching circuitry.

Once fired, the outputs are independent of further transitions of the inputs and are a function only of the timing components. Input pulses may be of any duration relative to the output pulse. Output pulse length may be varied from 40 nanoseconds to 28 seconds by choosing appropriate timing components. With no external timing components (i.e., R_{int} connected to VCC, C_{ext} and R_{ext}/C_{ext} open), an output pulse of typically 30 or 35 nanoseconds is achieved which may be used as a d-c triggered reset signal. Output rise and fall times are TTL compatible and independent of pulse length.

Pulse width stability is achieved through internal compensation and is virtually independent of VCC and temperature. In most applications, pulse stability will only be limited by the accuracy of external timing components.

Jitter-free operation is maintained over the full temperature and VCC ranges for more than six decades of timing capacitance (10 pF to 10 μF) and more than one decade of timing resistance (2 kΩ to 30 kΩ for the SN54121 and 2 kΩ to 40 kΩ for the SN74121). Throughout these ranges, pulse width is defined by the relationship $t_{w(out)} = C_{ext} R_T \ln 2 = 0.7 C_{ext} R_T$. In circuits where pulse cutoff is not critical, timing capacitance up to 1000 μF and timing resistance as low as 1.4 kΩ may be used. Also, the range of jitter-free output pulse widths is extended if VCC is held to 5 volts and free-air temperature is 25°C. Duty cycles as high as 90% are achieved when using maximum recommended R_T . Higher duty cycles are available if a certain amount of pulse-width jitter is allowed.

PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

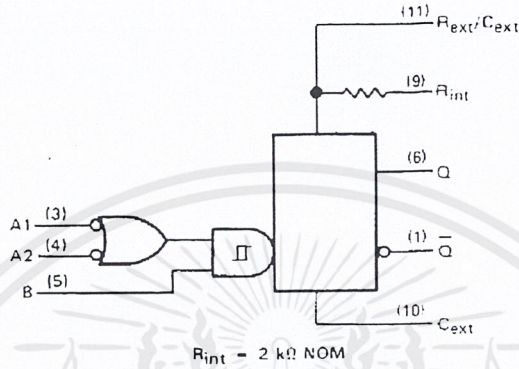
TEXAS INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX #55012 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**SN54121, SN74121
MONOSTABLE MULTIVIBRATORS
WITH SCHMITT-TRIGGER INPUTS**

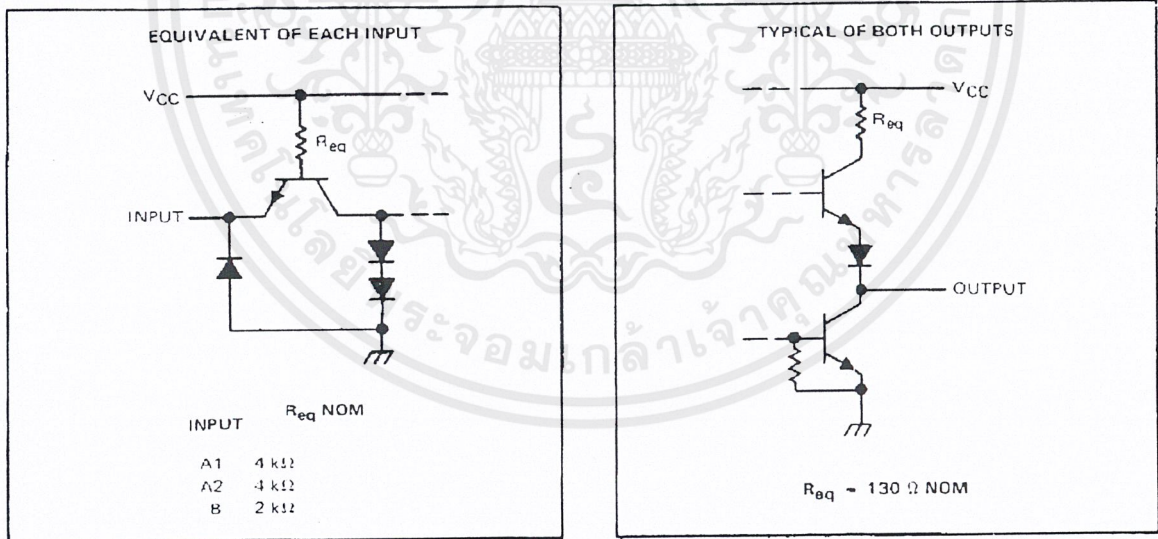
logic diagram (positive logic)



Pin numbers shown on logic notation are for J or N packages.

- NOTES: 1. An external capacitor may be connected between C_{ext} (positive) and R_{ext}/C_{ext} .
2. To use the internal timing resistor, connect R_{int} to V_{CC} . For improved pulse width accuracy and repeatability, connect an external resistor between R_{ext}/C_{ext} and V_{CC} with R_{int} open circuited.

schematics of inputs and outputs



SN54121, SN74121
MONOSTABLE MULTIVIBRATORS
WITH SCHMITT-TRIGGER INPUTS

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, V_{CC} (see Note 3)	7 V
Input voltage	5.5 V
Operating free-air temperature range: SN54121	-55 °C to 125 °C
SN74121	0 °C to 70 °C
Storage temperature range	-65 °C to 150 °C

NOTE 3: Voltage values are with respect to network ground terminal.

recommended operating conditions

			MIN	NOM	MAX	UNIT
V_{CC}	Supply voltage	54 Family	4.5	5	5.5	V
		74 Family	4.75	5	5.25	
I_{OH}	High-level output current				-0.4	mA
I_{OL}	Low-level output current				16	mA
dv/dt	Rate of rise or fall of input pulse	Schmitt input, B	1			V/s
		Logic inputs, A1, A2	1			V/ μ s
$t_{w(in)}$	Input pulse width		50			ns
R_{ext}	External timing capacitance	54 Family	1.4		30	k Ω
		74 Family	1.4		40	
C_{ext}	External timing capacitance		0		1000	μ F
	Duty cycle	$R_T = 2\text{ k}\Omega$			67	%
		$R_T = \text{MAX } R_{Oxt}$			90	
T_A	Operating free-air temperature	54 Family	-55		125	°C
		74 Family	0		70	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SN54121, SN74121
MONOSTABLE MULTIVIBRATORS
WITH SCHMITT-TRIGGER INPUTS

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	MIN	TYP ²	MAX	UNIT	
V _{IH}	High-level input voltage at B input	V _{CC} = MIN	2		V	
V _{IL}	Low-level input voltage at A input	V _{CC} = MIN		0.8	V	
V _{T+}	Positive-going threshold voltage at B input	V _{CC} = MIN	1.55	2	V	
V _{T-}	Negative-going threshold voltage at B input	V _{CC} = MIN	0.8	1.35	V	
V _{IK}	Input clamp voltage	V _{CC} = MIN, I _I = -12 mA		-1.5	V	
V _{OH}	High-level output voltage	V _{CC} = MIN, I _{OH} = MAX	2.4	3.4	V	
V _{OL}	Low-level output voltage	V _{CC} = MIN, I _{OL} = MAX		0.2	0.4	V
I _I	Input current at maximum input voltage	V _{CC} = MAX, V _I = 5.5 V		1	mA	
I _{IH}	High-level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 2.4 V	A1 or A2	40	μA	
			B	30		
I _{IL}	Low-level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 0.4 V	A1 or A2	-1.6	mA	
			B	-3.2		
I _{OS}	Short-circuit output current ³	V _{CC} = MAX	54 Family	-20	-55	mA
			74 Family	-18	-55	
I _{CC}	Supply current	V _{CC} = MAX	Quiescent	13	25	mA
			Triggered	23	40	

¹For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

²All typical values are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25 °C.

³Not more than one output should be shorted at a time.

switching characteristics, V_{CC} = 5 V, T_A = 25 °C

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT		
t _{PLH}	Propagation delay time, low-to-high-level Q output from either A input		45	70	ns		
t _{PLH}	Propagation delay time, low-to-high-level Q output from B input		35	55	ns		
t _{PHL}	Propagation delay time, high-to-low level Q̄ output from either A input	C _L = 15 pF, R _L = 400 Ω, See Note 4	C _{ext} = 80 pF, R _{int} to V _{CC}	50	80	ns	
t _{PHL}	Propagation delay time, high-to-low level Q̄ output from B input			40	65	ns	
t _{w(out)}	Pulse width obtained using internal timing resistor		70	110	150	ns	
t _{w(out)}	Pulse width obtained with zero timing capacitance		30	50	ns		
t _{w(out)}	Pulse width obtained using external timing resistor	C _{ext} = 100 pF, R _T = 10 kΩ		600	700	800	ns
			C _{ext} = 1 μF, R _T = 10 kΩ	6	7	8	ms

NOTE 4: Load circuits and voltage waveforms are shown in Section 1.

TEXAS
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SN54121, SN74121
MONOSTABLE MULTIVIBRATORS
WITH SCHMITT-TRIGGER INPUTS

TYPICAL CHARACTERISTICS†

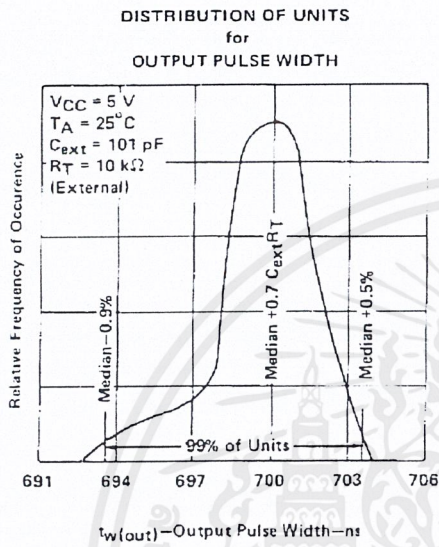


FIGURE 1

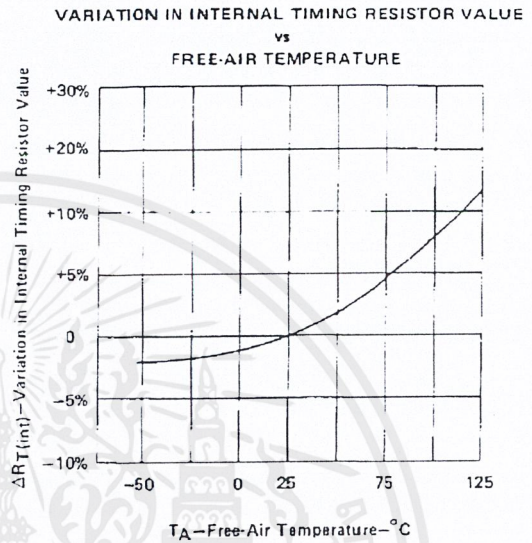


FIGURE 2

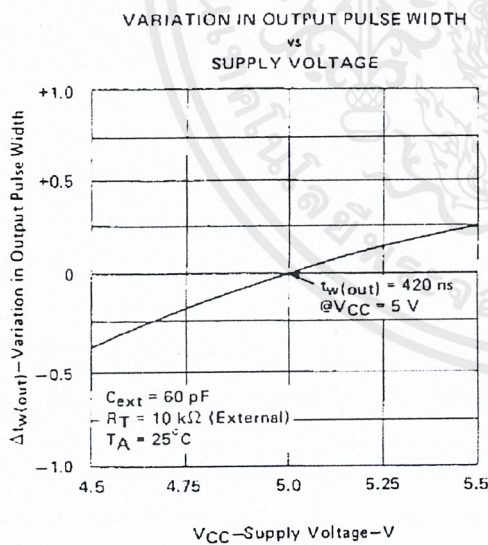


FIGURE 3

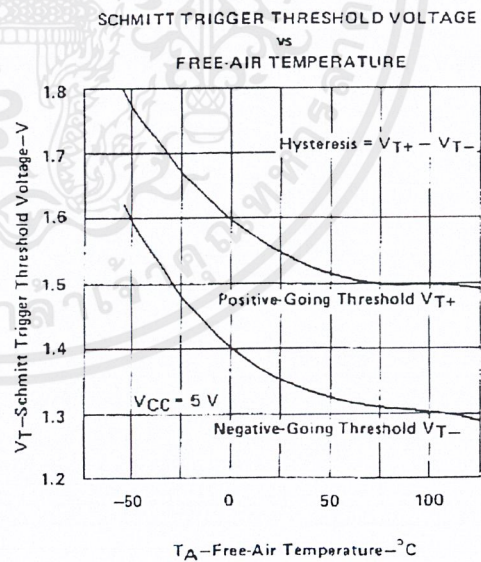


FIGURE 4

†Data for temperatures below 0°C and above 70°C are applicable for SN54121.

**SN54121, SN74121
MONOSTABLE MULTIVIBRATORS
WITH SCHMITT-TRIGGER INPUTS**

TYPICAL CHARACTERISTICS† (continued)

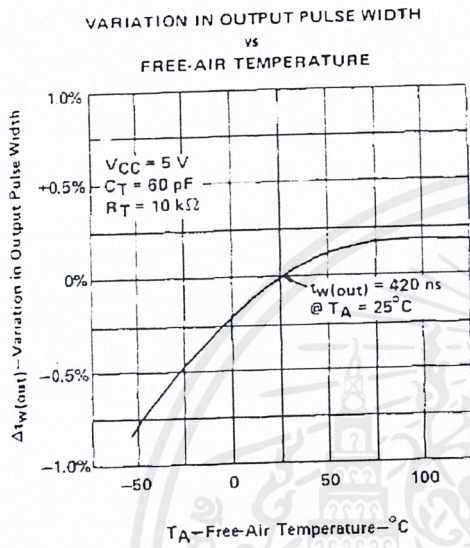


FIGURE 5

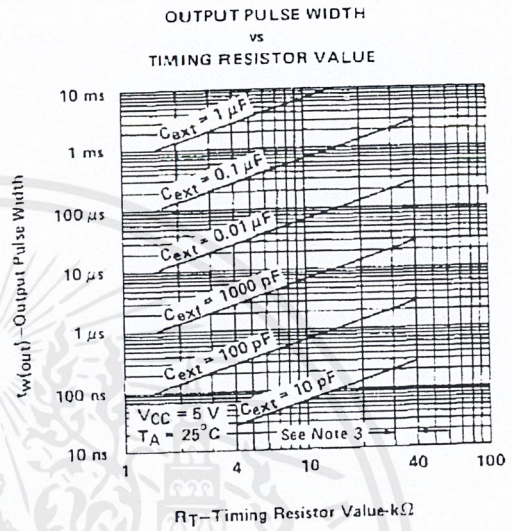


FIGURE 6

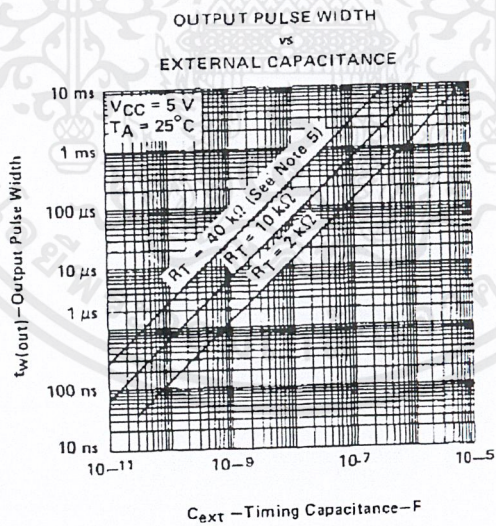


FIGURE 7

NOTE 5: These values of resistance exceed the maximum recommended use over the full temperature range of the SN54121. †Data for temperatures below 0°C and above 70°C are applicable for SN54121.

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments and its subsidiaries (TI) reserve the right to make changes to their products or to discontinue any product or service without notice, and advise customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that information being relied on is current and complete. All products are sold subject to the terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgement, including those pertaining to warranty, patent infringement, and limitation of liability.

TI warrants performance of its semiconductor products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are utilized to the extent TI deems necessary to support this warranty. Specific testing of all parameters of each device is not necessarily performed, except those mandated by government requirements.

CERTAIN APPLICATIONS USING SEMICONDUCTOR PRODUCTS MAY INVOLVE POTENTIAL RISKS OF DEATH, PERSONAL INJURY, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE ("CRITICAL APPLICATIONS"). TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS. INCLUSION OF TI PRODUCTS IN SUCH APPLICATIONS IS UNDERSTOOD TO BE FULLY AT THE CUSTOMER'S RISK.

In order to minimize risks associated with the customer's applications, adequate design and operating safeguards must be provided by the customer to minimize inherent or procedural hazards.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used. TI's publication of information regarding any third party's products or services does not constitute TI's approval, warranty or endorsement thereof.

Copyright © 1998, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Encoder and Decoder Pairs CMOS

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

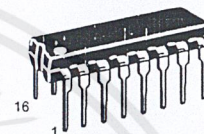
The MC145026 encodes nine lines of information and serially sends this information upon receipt of a transmit enable (TE) signal. The nine lines may be encoded with trinary data (low, high, or open) or binary data (low or high). The words are transmitted twice per encoding sequence to increase security.

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 (VT) output 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.

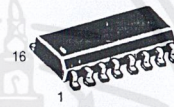
The MC145028 decoder treats all nine trinary digits as an address which allows 19,683 codes. If binary data is encoded, 512 codes are possible. The VT output goes high on the MC145028 when two addresses are consecutively received (in one encoding sequence) which both match the local address.

- 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 ± 5% Components
- Internal Power-On Reset Forces All Decoder Outputs Low
- Operating Voltage Range: MC145026 = 2.5 to 18 V*
MC145027, MC145028 = 4.5 to 18 V
- Low-Voltage Versions Available:
SC41343 = 2.8 to 10 V Version of the MC145027
SC41344 = 2.8 to 10 V Version of the MC145028
- For Infrared Applications, See Application Note AN1016/D

MC145026
MC145027
MC145028
SC41343
SC41344



P SUFFIX
PLASTIC DIP
CASE 648



D SUFFIX
SOG PACKAGE
CASE 751B

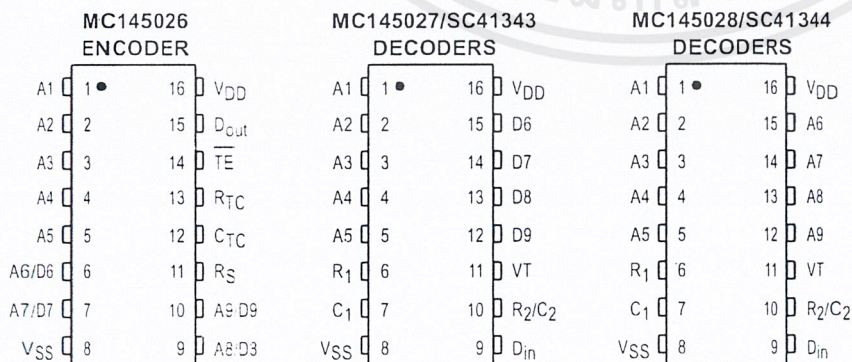


DW SUFFIX
SOG PACKAGE
CASE 751G

ORDERING INFORMATION

MC145026P	Plastic DIP
MC145026D	SOG Package
MC145027P, SC41343P	Plastic DIP
MC145027DW, SC41343DW	SOG Package
MC145028P, SC41344P	Plastic DIP
MC145028DW, SC41344DW	SOG Package

PIN ASSIGNMENTS



* All MC145026 devices manufactured after date code 9314 or 314 are guaranteed over this wider voltage range. All previous designs using the low-voltage SC41342 should convert to the MC145026, which is a drop-in replacement. The SC41342 part number has been discontinued.



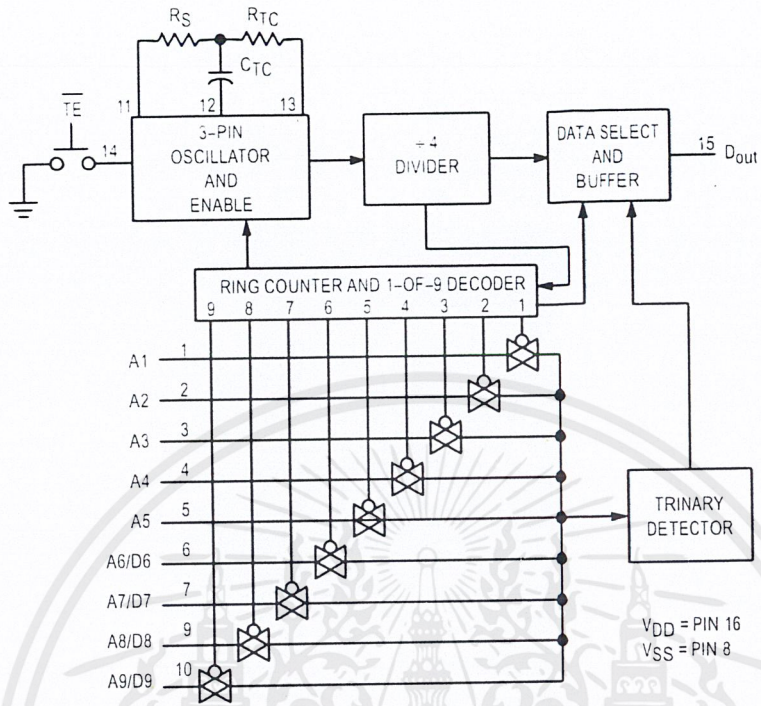


Figure 1. MC145026 Encoder Block Diagram

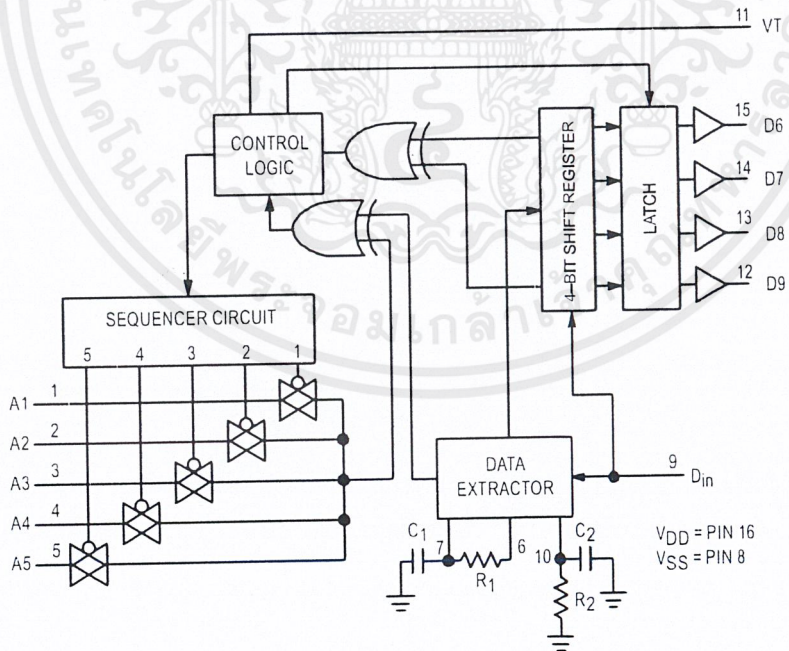


Figure 2. MC145027 Decoder Block Diagram

ELECTRICAL CHARACTERISTICS — MC145026*, MC145027, and MC145028 (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 — TE (MC145026, Pull-Up Device)	5.0	—	—	3.0	11	—	—	μA
		10	—	—	16	60	—	—	
		15	—	—	35	120	—	—	
I _{in}	Input Current R _S (MC145026), D _{in} (MC145027, MC145028)	15	—	± 0.3	—	± 0.3	—	± 1.0	μA
I _{in}	Input Current A1 – A5, A6/D6 – A9/D9 (MC145026), 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	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 (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.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS — MC145026 (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 — Pull-Up 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

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 — D _{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	—	—	

SWITCHING CHARACTERISTICS — MC145026*, MC145027, and MC145028 ($C_L = 50 \text{ pF}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)

Symbol	Characteristic	Figure No.	V _{DD}	Guaranteed Limit		Unit
				Min	Max	
t_{TLH}, t_{THL}	Output Transition Time	4, 8	5.0 10 15	— — —	200 100 80	ns
t_r	D _{in} Rise Time — Decoders	5	5.0 10 15	— — —	15 15 15	μs
t_f	D _{in} Fall Time — Decoders	5	5.0 10 15	— — —	15 5.0 4.0	μs
f_{osc}	Encoder Clock Frequency	6	5.0 10 15	0.001 0.001 0.001	2.0 5.0 10	MHz
f	Decoder Frequency — Referenced to Encoder Clock	12	5.0 10 15	1.0 1.0 1.0	240 410 450	kHz
t_w	TE Pulse Width — Encoders	7	5.0 10 15	65 30 20	— — —	ns

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

SWITCHING CHARACTERISTICS — MC145026 ($C_L = 50 \text{ pF}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)

Symbol	Characteristic	Figure No.	V _{DD}	Guaranteed Limit		Unit
				Min	Max	
t_{TLH}, t_{THL}	Output Transition Time	4, 8	2.5	—	450	ns
f_{osc}	Encoder Clock Frequency	6	2.5	1.0	250	kHz
t_w	TE Pulse Width	7	2.5	1.5	—	μs

SWITCHING CHARACTERISTICS — SC41343 and SC41344 ($C_L = 50 \text{ pF}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)

Symbol	Characteristic	Figure No.	V _{DD}	Guaranteed Limit		Unit
				Min	Max	
t_{TLH}, t_{THL}	Output Transition Time	4, 8	2.8 5.0 10	— — —	320 200 100	ns
t_r	D _{in} Rise Time	5	2.8 5.0 10	— — —	15 15 15	μs
t_f	D _{in} Fall Time	5	2.8 5.0 10	— — —	15 15 5.0	μs
f	Decoder Frequency — Referenced to Encoder Clock	12	2.8 5.0 10	1.0 1.0 1.0	100 240 410	kHz

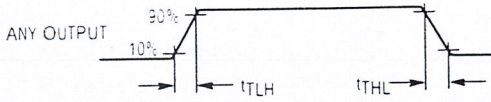


Figure 4.

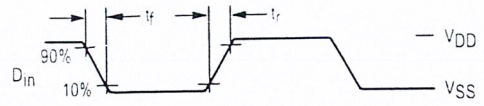


Figure 5.

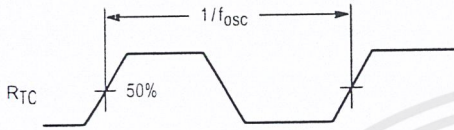


Figure 6.

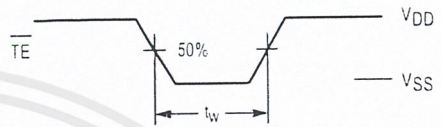
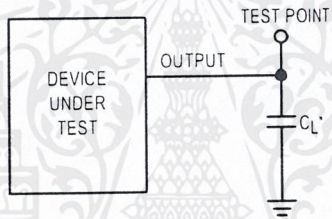


Figure 7.



* Includes all probe and fixture capacitance.

Figure 8. Test Circuit

R₁, C₁

Resistor 1, Capacitor 1 (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 $R_1 \times C_1$ should be set to 1.72 encoder clock periods:

$$R_1 C_1 = 3.95 R_{TC} C_{TC}$$

R₂/C₂

Resistor 2/Capacitor 2 (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 $R_2 \times C_2$ should be 33.5 encoder clock periods (four data periods per Figure 11): $R_2 C_2 = 77 R_{TC} C_{TC}$. This time constant is used to determine whether the D_{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 ($0.4 R_2 C_2$) to detect the dead time between received words within a transmission.

VT

Valid Transmission Output (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

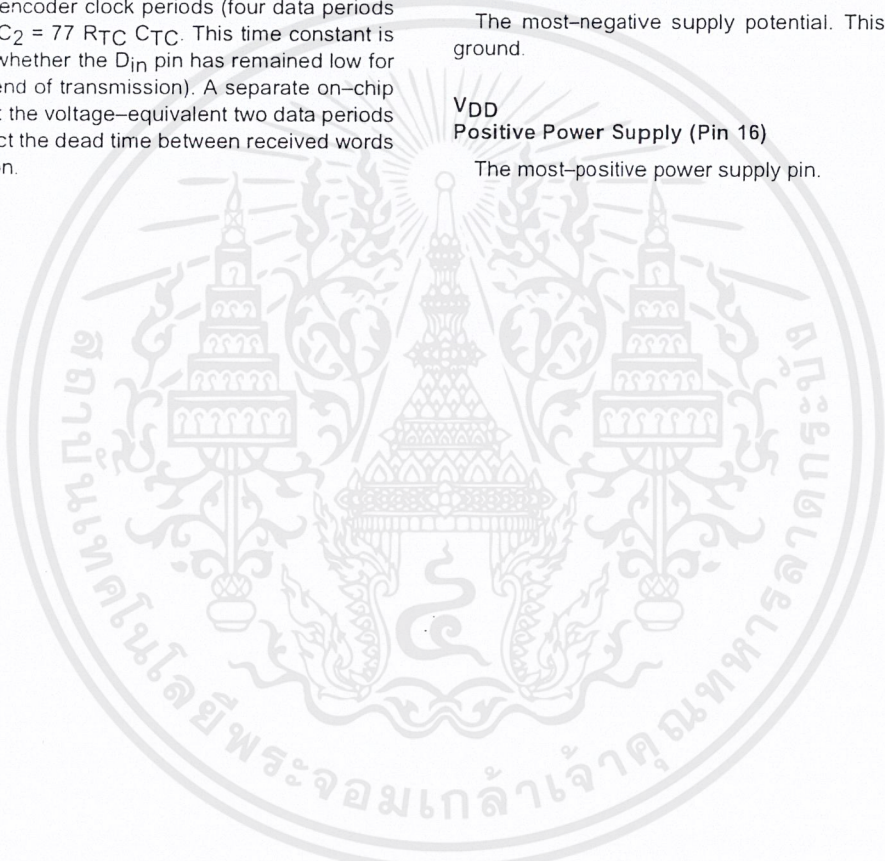
Negative Power Supply (Pin 8)

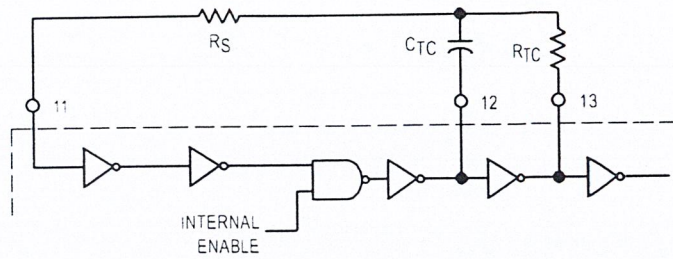
The most-negative supply potential. This pin is usually ground.

VDD

Positive Power Supply (Pin 16)

The most-positive power supply pin.





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

$$f = \frac{1}{2.3 R_{TC} C_{TC'}} \text{ (Hz)}$$

for $1 \text{ kHz} \leq f \leq 400 \text{ kHz}$

where: $C_{TC'} = C_{TC} + C_{\text{layout}} + 12 \text{ pF}$

$R_S \approx 2 R_{TC}$

$R_S > 20 \text{ k}$

$R_{TC} > 10 \text{ k}$

$400 \text{ pF} < C_{TC} < 15 \text{ }\mu\text{F}$

The value for R_S should be chosen to be ≥ 2 times R_{TC} . This range ensures that current through R_S is insignificant compared to current through R_{TC} . The upper limit for R_S must ensure that $R_S \times 5 \text{ pF}$ (input capacitance) is small compared to $R_{TC} \times C_{TC}$.

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 M Ω .

Figure 9. Encoder Oscillator Information

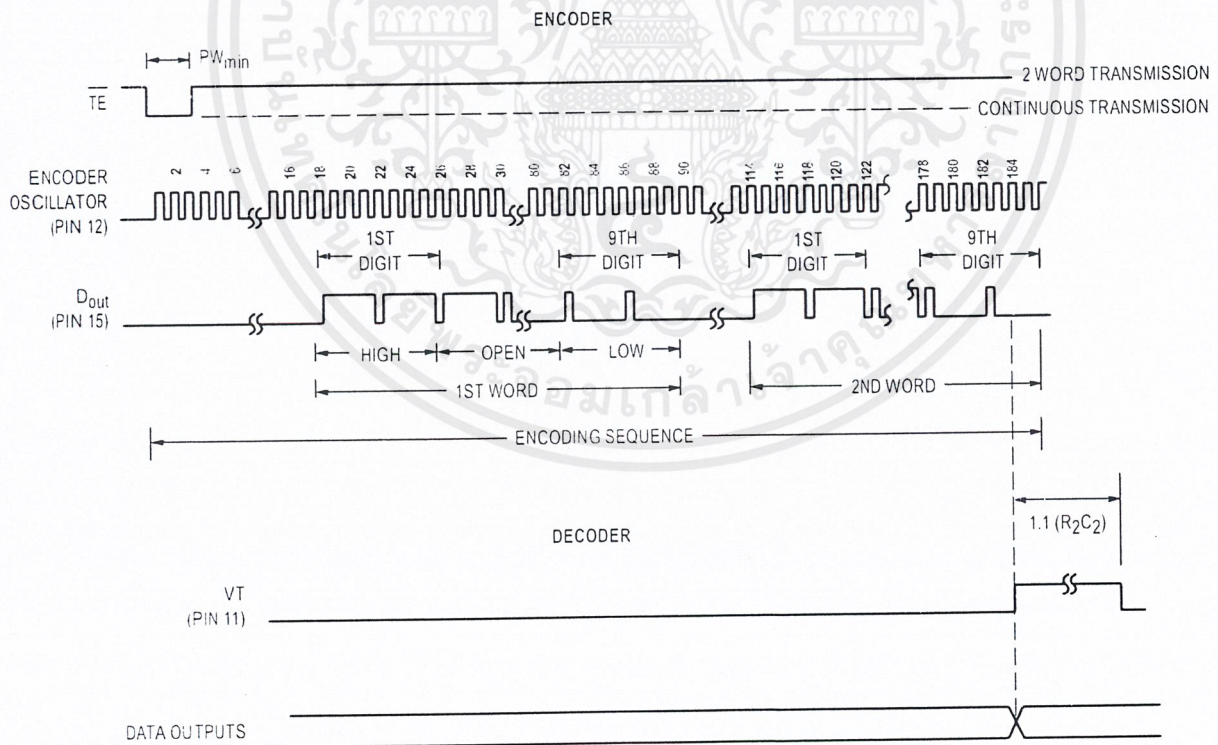


Figure 10. Timing Diagram

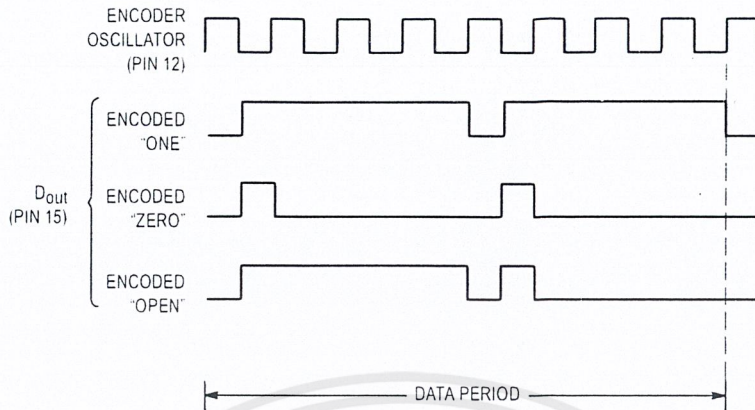


Figure 11. Encoder Data Waveforms

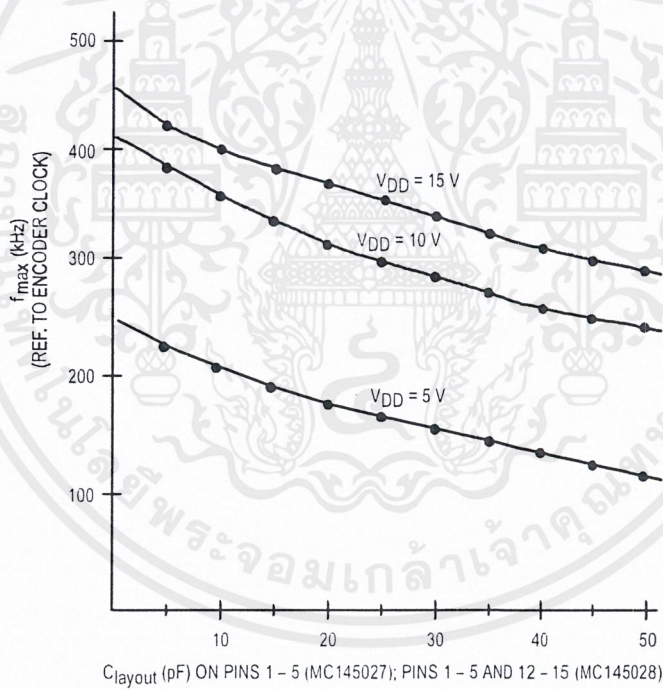


Figure 12. f_{max} vs C_{layout} — Decoders Only

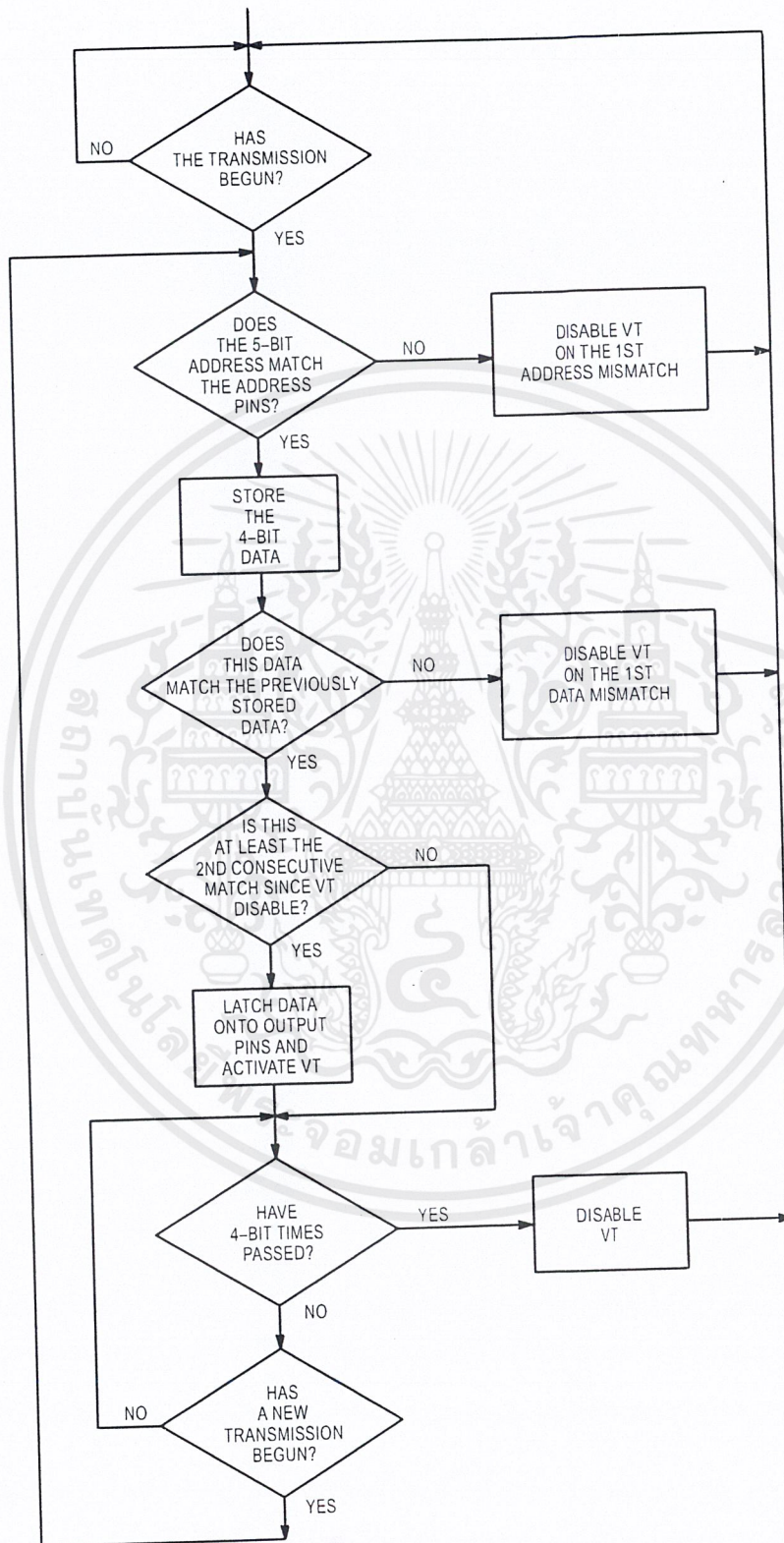


Figure 13. MC145027 Flowchart

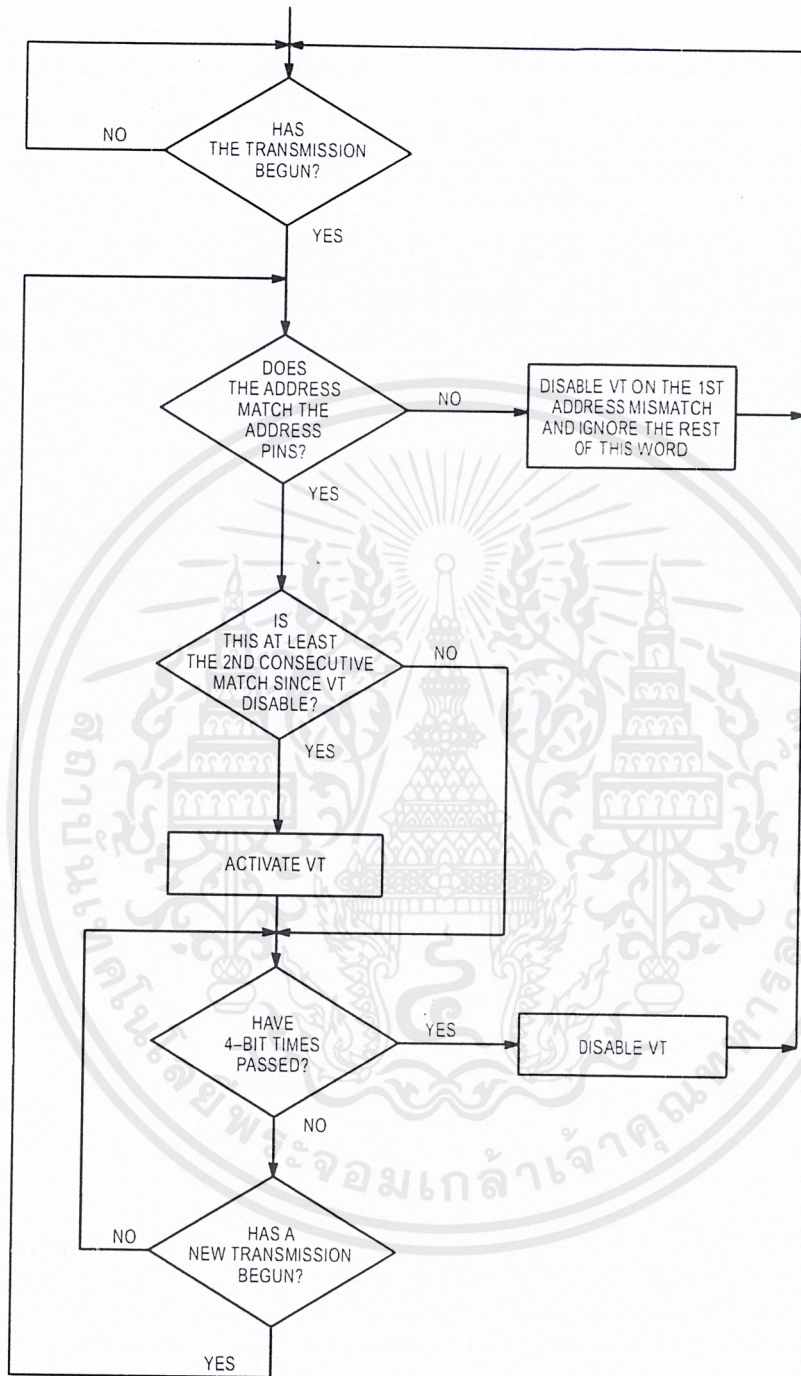


Figure 14. MC145028 Flowchart

MC145027 AND MC145028 TIMING

To verify the MC145027 or MC145028 timing, check the waveforms on C1 (Pin 7) and R2/C2 (Pin 10) as compared to the incoming data waveform on D_{in} (Pin 9).

The R-C decay seen on C1 discharges down to $1/3 V_{DD}$ before being reset to V_{DD} . This point of reset (labelled "DOS" in Figure 15) is the point in time where the decision is made whether the data seen on D_{in} is a 1 or 0. DOS should not be too close to the D_{in} data edges or intermittent operation may occur.

The other timing to be checked on the MC145027 and MC145028 is on R2/C2 (see Figure 16). The R-C decay is continually reset to V_{DD} as data is being transmitted. Only between words and after the end-of-transmission (EOT) does R2/C2 decay significantly from V_{DD} . R2/C2 can be used to identify the internal end-of-word (EOW) timing edge which is generated when R2/C2 decays to $2/3 V_{DD}$. The internal EOT timing edge occurs when R2/C2 decays to $1/3 V_{DD}$. When the waveform is being observed, the R-C decay should go down between the $2/3$ and $1/3 V_{DD}$ levels, but not too close to either level before data transmission on D_{in} resumes.

Verification of the timing described above should ensure a good match between the MC145026 transmitter and the MC145027 and MC145028 receivers.

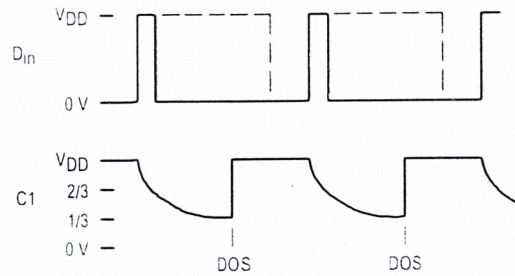


Figure 15. R-C Decay on Pin 7 (C1)

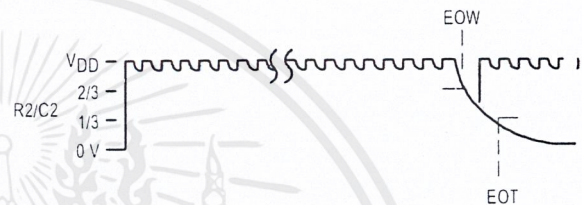
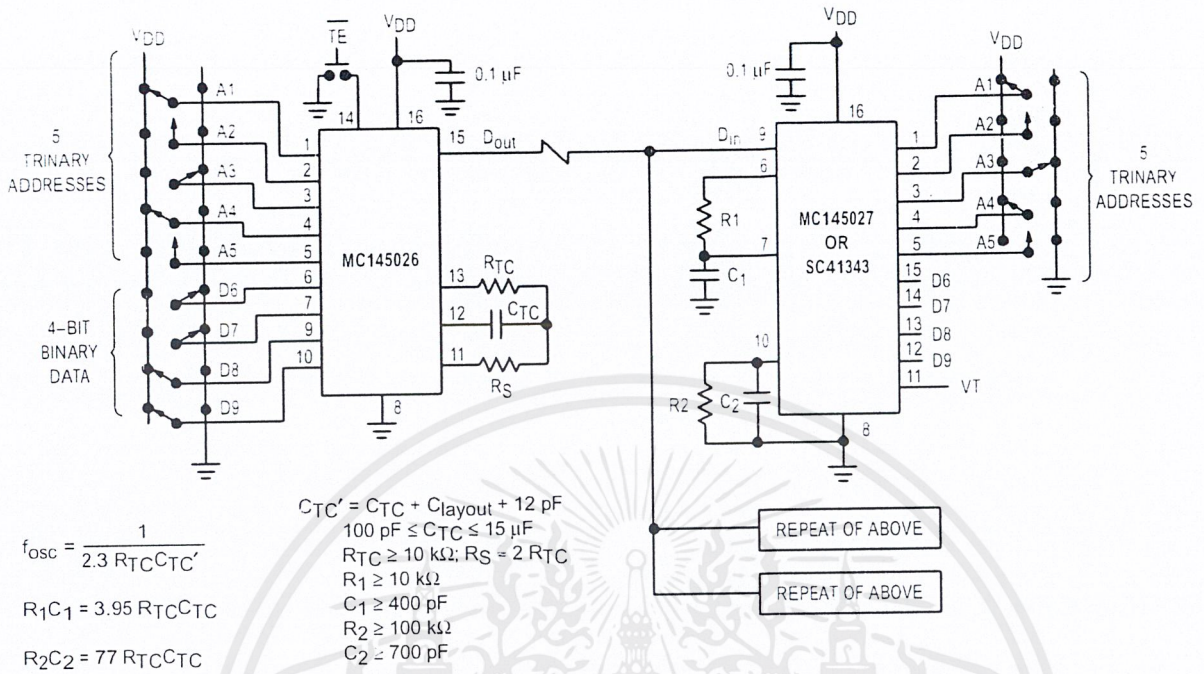


Figure 16. R-C Decay on Pin 10 (R2/C2)



Example R/C Values (All Resistors and Capacitors are $\pm 5\%$)

($C_{TC}' = C_{TC} + 20 \text{ pF}$)

f_{osc} (kHz)	R_{TC}	C_{TC}'	R_S	R_1	C_1	R_2	C_2
362	10 k	120 pF	20 k	10 k	470 pF	100 k	910 pF
181	10 k	240 pF	20 k	10 k	910 pF	100 k	1800 pF
88.7	10 k	490 pF	20 k	10 k	2000 pF	100 k	3900 pF
42.6	10 k	1020 pF	20 k	10 k	3900 pF	100 k	7500 pF
21.5	10 k	2020 pF	20 k	10 k	8200 pF	100 k	0.015 μF
8.53	10 k	5100 pF	20 k	10 k	0.02 μF	200 k	0.02 μF
1.71	50 k	5100 pF	100 k	50 k	0.02 μF	200 k	0.1 μF

Figure 17. Typical Application

APPLICATIONS INFORMATION

INFRARED TRANSMITTER

In Figure 18, the MC145026 encoder is set to run at an oscillator frequency of about 4 to 9 kHz. Thus, the time required for a complete two-word encoding sequence is about 20 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 19. The unused inputs of the MC14011UB must be grounded.

The MLED81 IRED is driven with the 50 kHz square wave at about 200 to 300 mA to generate the carrier. If desired, two IREDs wired in series can be used (see Application Note AN1016 for more information). The bipolar IRED switch, shown in Figure 18, 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 18 operates over a supply range of 4.5 to 18 V. A low-voltage system which operates down to 2.5 V could be realized if the oscillator section of a MC74HC4060 is used in place of the MC14011UB. The data output of the MC145026 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 20 couples an IR-sensitive diode to input preamp A1, followed by band-pass amplifier A2 with a gain of about 10. Limiting stage A3 follows, with an output of about 800 mV p-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 MC145027/28 data input. The D_{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 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 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 Application Note AN1016 for additional information.

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

TRINARY SWITCH MANUFACTURERS

Midland Ross—Electronic Connector Div.
Greyhill
Augat/Alcoswitch
Aries Electronics

The above companies may not have the switches in a DIP. For more information, call them or consult *eem Electronic Engineers Master Catalog* or the *Gold Book*. **Ask for SPDT with center OFF.**

Alternative: An 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.

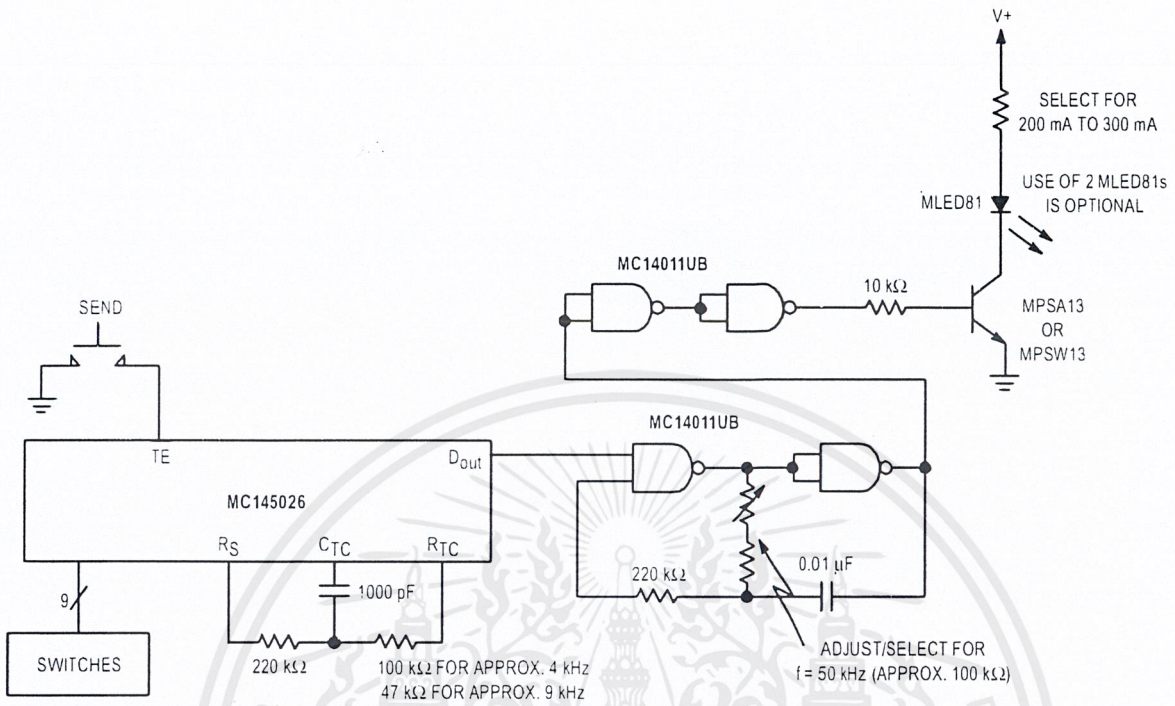


Figure 18. IRED Transmitter Using RC Oscillator to Generate Carrier Frequency

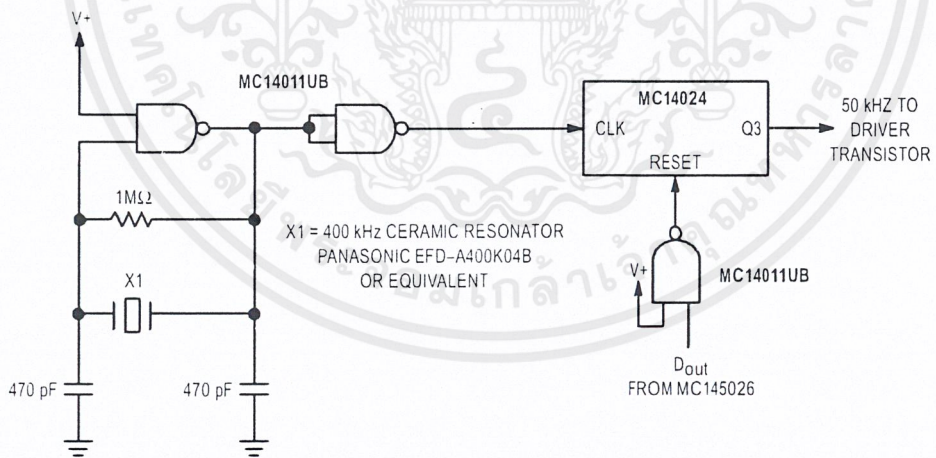


Figure 19. Using a Ceramic Resonator to Generate Carrier Frequency

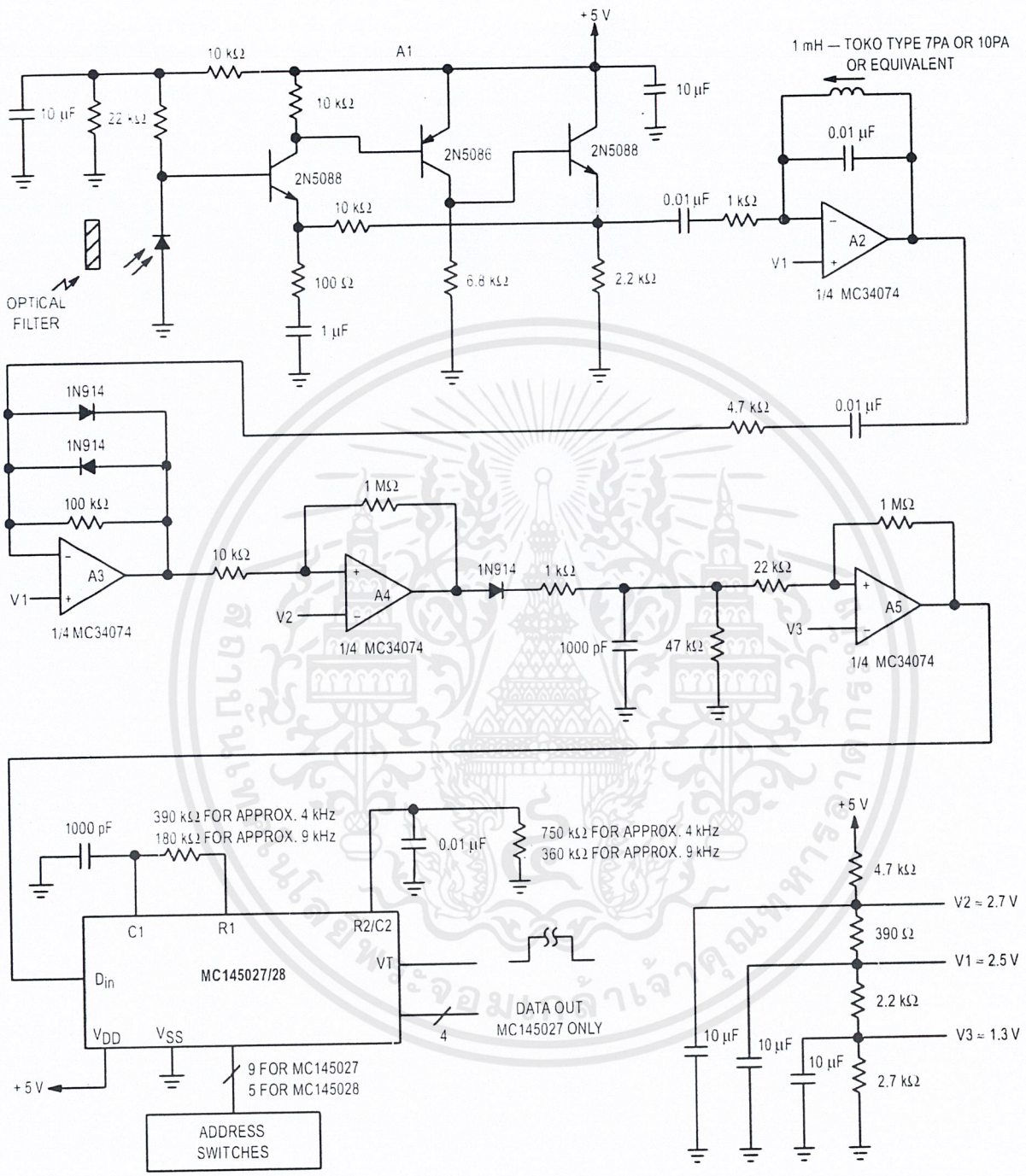
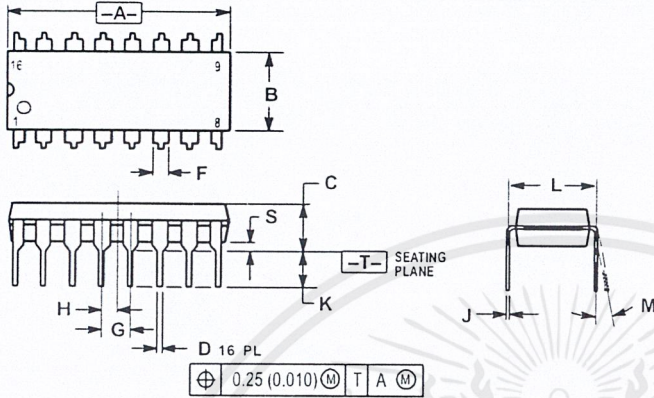


Figure 20. Infrared Receiver

PACKAGE DIMENSIONS

P SUFFIX PLASTIC DIP (DUAL IN-LINE PACKAGE) CASE 648-08

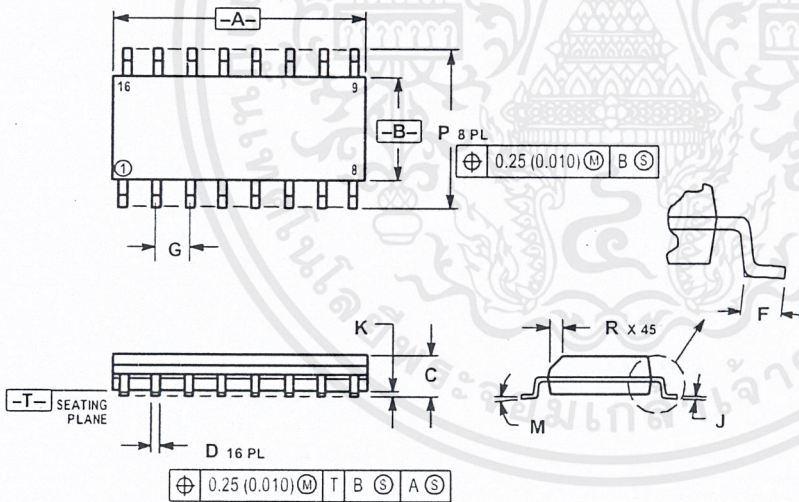


NOTES

- 1 DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANS Y14.5M 1992
- 2 CONTROLLING DIMENSION INCH
- 3 DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL
- 4 DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH
- 5 ROUNDED CORNERS OPTIONAL

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.90	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.68	4.44
D	0.015	0.021	0.38	0.53
F	0.040	0.070	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.285	0.305	7.50	7.74
M	0.010	0.010	0.25	0.25
S	0.020	0.040	0.51	1.01

D SUFFIX SOG (SMALL OUTLINE GULL-WING) PACKAGE CASE 751B-05

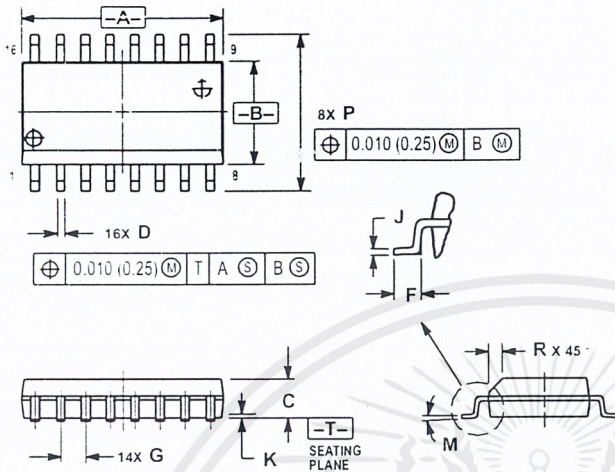


NOTES

- 1 DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANS Y14.5M 1992
- 2 CONTROLLING DIMENSION MILLIMETER
- 3 DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION
- 4 MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE
- 5 DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE DIMENSION A MAXIMUM MATERIAL CONDITION

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.90	10.00	0.390	0.393
B	3.90	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0.010	0.010	0.004	0.004
P	5.90	6.20	0.229	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

DW SUFFIX
SOG (SMALL OUTLINE GULL-WING) PACKAGE
CASE 751G-02



- NOTES**
- 1 DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982
 - 2 CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER
 - 3 DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION
 - 4 MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE
 - 5 DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.13 (0.005) TOTAL IF EXCESS OF D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	10.15	10.45	0.400	0.411
B	7.40	7.60	0.292	0.299
C	2.35	2.65	0.093	0.104
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.50	0.90	0.020	0.035
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.25	0.32	0.010	0.012
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	10.05	10.55	0.395	0.415
R	0.25	0.75	0.010	0.029

Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

Mfax is a trademark of Motorola, Inc.

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution,
P.O. Box 5405, Denver, Colorado, 80217, 1-303-675-2140 or 1-800-441-2447

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.: SPD, Strategic Planning Office: 4-32-1,
Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo 141, Japan, 81-3-5487-8488

Mfax™: RMFAX0@email.sps.mot.com – TOUCHTONE 1-602-244-6609
Motorola Fax Back System – US & Canada ONLY 1-800-774-1848
– http://sps.motorola.com/mfax/

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.: 8B Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong, 852-26629298

HOME PAGE: <http://motorola.com/sps/>

CUSTOMER FOCUS CENTER: 1-800-521-6274