

**เครื่องควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าระยะไกล
โดยใช้คลื่นวิทยุ UHF ผ่านสายไฟ AC.**

(UHF REMOTE CONTROL THROUGH AC. LINE)



ปริญญาโทนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาดำเนินหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะวิศวกรรมศาสตร์

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม

สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2535

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ในทางอื่น
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง

032489

032489



เครื่องควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าระยะไกลโดยใช้อคลื่นวิทยุ UHF ผ่านสายไฟ AC.

UHF REMOTE CONTROL THROUGH AC. LINE

นาย คชมาตย์ นาคเสนีย์ 34.132144

นาย ชัยยนต์ มิ่งขวัญ 34.132146

ที่ปรึกษา

อาจารย์ ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์

ได้รับพิจารณาอนุมัติให้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตาม หลักสูตร
ปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม

คณะกรรมการตรวจสอบปริญญาโท

.....ประธานกรรมการ
(กนก วัฒนพงษ์)

.....กรรมการ
()

.....กรรมการ
()

.....กรรมการ
()

.....กรรมการ
()



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทคัดย่อ :

UHF REMOTE CONTROL THROUGH AC. LINE ตาม Project นี้ มีจุดประสงค์ เพื่อควบคุมการ ON/OFF ของอุปกรณ์ไฟฟ้าภายในบ้านในระยะไกลแบบไร้สายผ่านสายไฟ AC.220 V. ที่ใช้ตามบ้านทั่วไป ซึ่งใช้ IC เป็นตัวกำหนดรหัสของการ ON/OFF อุปกรณ์ไฟฟ้า แล้ว MOD กับเครื่องส่ง UHF ในภาครับของ UHF จะถูกแยกออกมาเหลือเฉพาะรหัส แล้วทำการ MOD อีกเพื่อส่งไปตามสายไฟ AC. 220 V. และภาครับก็ถูกแยกออกมาเหลือเฉพาะรหัส เพื่อไปควบคุมการ ON/OFF อุปกรณ์ไฟฟ้าตามต้องการ ความถี่ย่าน UHF ที่มีกำลังส่งต่ำ ๆ ได้ถูกนำมาใช้ใน Project นี้ เพื่อหลีกเลี่ยงการไปรบกวนคลื่น UHF ที่ใช้กันอย่างกว้างขวางในระบบการสื่อสารปัจจุบัน เช่น วิทยุโทรศัพท์เคลื่อนที่(Cellular) วิทยุติดตามตัว(Paging) ฯลฯ เนื่องจากคุณสมบัติการเดินทางของคลื่น การทะลุทะลวงผ่านสิ่งกีดขวางและขนาดที่เล็กของสายอากาศเครื่องส่งและเครื่องรับ จึงเป็นย่านความถี่ที่น่าสนใจและอุปกรณ์ไฟฟ้าแต่ละจุดก็มีสายไฟ AC. 220 V. เดินไปให้แล้วก็น่าจะใช้สายไฟ AC.220 V. ให้เป็นประโยชน์เพื่อลดการเดินสายไฟใหม่ให้ยุ่งยากอีก

คณะผู้จัดทำ Project นี้ ได้หยิบยกปัญหาของการควบคุมการ ON/OFF อุปกรณ์ไฟฟ้า โดยการใช้คลื่นวิทยุ UHF การเข้ารหัส การถอดรหัส และสายไฟ AC. 220 V. มาทำเป็นเครื่องควบคุมการ ON/OFF อุปกรณ์ไฟฟ้าระยะไกลผ่านสายไฟ AC. 220 V. เพื่อเป็น Project ต้นแบบศึกษาและเพื่อการพัฒนาให้ดีขึ้นต่อไป

Abstract :

The u.h.f. remote control through a.c. line invented for control the on/off house appliance by remote using control panel. The control panel system consists of a.c. line of all house appliance and control operation by remote control. The principle of this project is encode signal by i.c. and then modulation with u.h.f. transmitter. The u.h.f. receiver is decode signal for control the on/off house appliance. The u.h.f. in this project designs low power output for protect interfernce in u.h.f communication system. Example cellular phone, pagging etc. Exeause of the characteristic of wave travelling and the size of transmitter and receiver antenna. So it is the interesting frequency range and each point of electrical equipmant have the a.c. 220 v line back up. It should be use the a.c. 220 v line for the advantage of reduce the trouble of wiring a.c. line.

The producers considerable the problem in this project and espect to developpe this project in the future.

คำนำ

วัตถุประสงค์ในการทำ Project ขึ้นนี้ก็เพราะว่า น่าจะนำเอาคลื่นวิทยุที่ใช้กันอย่างแพร่หลายในด้านการสื่อสาร มาใช้ประโยชน์ในด้านการควบคุมการ ON/OFF อุปกรณ์ไฟฟ้า ซึ่งในปัจจุบันก็ได้มีการนำคลื่นวิทยุมาควบคุมการ ON/OFF อุปกรณ์ต่าง ๆ เช่น การใช้สำหรับ LOCK รถยนต์แทนกุญแจรถเพื่อกันขโมย และ ปิด-เปิด ประตูรั้วบ้าน เป็นต้น การนำคลื่นวิทยุมาใช้นั้น ส่วนใหญ่จะใช้น้ำย่านความถี่ UHF ความถี่ประมาณ 300 MHz ขึ้นไป แต่ส่วนใหญ่จะอยู่ในย่าน 300-350 MHz ซึ่งที่นำมาซึ่งงานในการควบคุม ON/OFF ซึ่งเรียกว่า UHF REMOTE CONTROL โดยใน Project นี้ ก็นำเอาหลักการเดียวกันนี้มาใช้งาน แต่เป็นการ ON/OFF อุปกรณ์ไฟฟ้าเพียงอย่างเดียว โดยผ่านสายไฟ AC.220 V. จึงเรียก Project นี้ว่า UHF REMOTE CONTROL THROUGH AC. LINE โดยจะใช้ความถี่วิทยุย่าน UHF และสายไฟ AC.220 V. ที่มีอยู่แล้วมาทำให้เป็นประโยชน์

สำหรับ Project ขึ้นนี้สำเร็จได้ ก็ด้วยความเอื้อเฟื้อของการสื่อสารแห่งประเทศไทย บางรัก ที่ให้ยืมใช้อุปกรณ์และพี่ ๆ ที่ทำงานการสื่อสารฯ รวมทั้งนายวุฒิเลิศ รุ่งฉาย เพื่อนร่วมห้องที่หัดคาบปรึกษาแนะนำแก้ไขเป็นอย่างดี คณะผู้จัดทำ Project ขึ้นนี้ ต้องขอขอบคุณท่านเหล่านี้ไว้ ณ ที่นี้ด้วย

คชมาตย์ นาคเสถียร

ชัยยนต์ มิ่งขวัญ

5 เมษายน 2536

สารบัญ

บทคัดย่อ		
คำนำ		
บทที่ 1	อุปกรณ์ไฟฟ้าและการควบคุม	1
	- อุปกรณ์ไฟฟ้า	1
	- อุปกรณ์ไฟฟ้าในครัวเรือน	3
	- การควบคุมอุปกรณ์	3
	- สาเหตุที่ต้องมีการควบคุมอุปกรณ์ทางไฟฟ้า	6
บทที่ 2	ทฤษฎีการกำเนิดคลื่น UHF และอุปกรณ์ควบคุม	8
	- ทฤษฎีการกำเนิดคลื่น UHF	8
	- อุปกรณ์ควบคุม	16
บทที่ 3	ภาคส่งและภาครับ UHF	22
	- Project Concept	22
	- ภาคเครื่องส่ง UHF	22
	- หลักการทำงานของเครื่องส่ง UHF	28
	- ภาคเครื่องรับ UHF	30
	- หลักการทำงานของเครื่องรับ UHF	34
บทที่ 4	ภาค MOD AC.LINE และภาค DEMOD AC.LINE	38
	- ภาค Mod AC.line	38
	- หลักการทำงานของ ภาค Mod AC.line	41
	- ภาค Demod AC.line	52
	- หลักการทำงานของ ภาค Demod AC.line	55
บทที่ 5	ผลการทดลอง	62
บทที่ 6	บทสรุปและวิจารณ์	68

บทที่ 1

อุปกรณ์ไฟฟ้าและการควบคุม

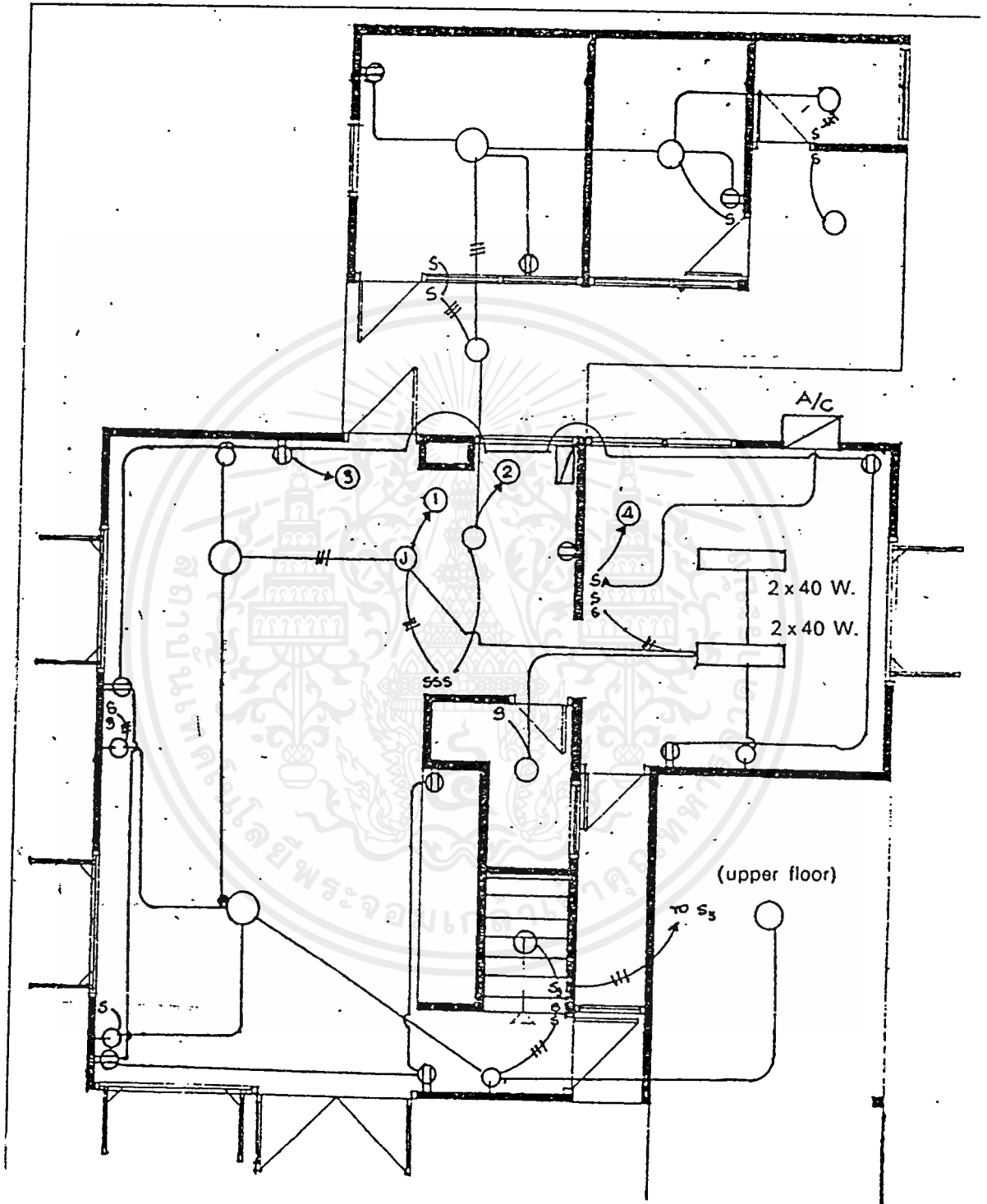
อุปกรณ์ไฟฟ้า

ในภาวะความเป็นอยู่ในปัจจุบัน แม้ในท้องถิ่นที่ไม่ค่อยเจริญนักก็ตามพลังงานไฟฟ้าดูจะเป็นสิ่งจำเป็นอย่างมากในความเป็นอยู่ โดยเฉพาะอย่างยิ่งความจำเป็นในการใช้พลังงานไฟฟ้ามาเปลี่ยนเป็นพลังงานแสงสว่าง ในเมืองใหญ่ ๆ ในนครหลวง พลังงานไฟฟ้าดูจะจำเป็นที่สุด และเนื่องจากในเมืองหลวงได้พัฒนาการใช้ไฟฟ้ามานานแล้ว ดังนั้นการไม่มีกระแสไฟฟ้าเพียงชั่วระยะเวลาจะทำให้อำเภอทั้งเมืองตกอยู่ในสภาวะที่เงิบงันและวุ่นวาย อันเนื่องมาจากความเป็นอยู่และชีวิตประจำวันต้องอาศัยไฟฟ้า เกือบทั้งสิ้น อันได้แก่ หม้อหุงข้าว เตารีด พัดลม กัดม้มน้ำ ไฟแสงสว่าง เครื่องทำความเย็น วิทยุ โทรทัศน์ โทรศัพทน์ เครื่องเป่าผม เครื่องบิด-เบิดประตูรั้ว ไฟสัญญาณจราจร ในอาคารสำนักงานที่ประกอบธุรกิจ เกือบจะทำการไม่ได้เนื่องจากขาดแสงสว่าง เครื่องทำความเย็นทำงานไม่ได้ ลิฟท์ขึ้นลงหยุดทำงาน เครื่องใช้สำนักงานอื่น ๆ เช่น เครื่องพิมพ์ดีดไฟฟ้า เครื่องคอมพิวเตอร์ ก็ไม่สามารถที่จะทำได้ ในห้างสรรพสินค้าและศูนย์การค้าก็จะมีแต่ความวุ่นวายไม่แพ้กันอันเนื่องมาจากการขาดกระแสไฟฟ้าของอุปกรณ์ไฟฟ้า เช่น เครื่องทำความเย็น แสงสว่าง บันไดเลื่อน และลิฟท์ เป็นต้น เราอาจจะพอมองเห็นความวุ่นวายต่าง ๆ ที่จะเกิดขึ้นเป็นอุปกรณ์ไฟฟ้าไม่ทำงานได้อีก เช่น ตามโรงแรมใหญ่ ๆ ตามโรงภาพยนตร์ตามห้องอาหาร เป็นต้น

ดังนั้น จึงกล่าวได้ว่าในความเป็นอยู่ในชีวิตประจำวัน อุปกรณ์ไฟฟ้ามีความจำเป็นอย่างยิ่ง ในพื้นที่ที่เจริญมากเท่าไรก็ยิ่งมีความจำเป็นและความสำคัญมากเท่านั้น การขาดพลังงานไฟฟ้าทำให้อุปกรณ์ไฟฟ้าไม่สามารถทำงานได้ เมืองทั้งเมืองเหมือนจะเป็นอัมพาตเอาทีเดียว

ตัวอย่างในการเดินสายไฟฟ้าสำหรับบ้านอยู่อาศัยขนาดใหญ่ (บ้าน 2 ชั้น)

ใช้เครื่องวัดฯ ขนาด 50 แอมแปร์ 220 โวลท์ 1 ยก 2 สาย



รูปที่ 1 แบบแสดงผังไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุปกรณ์ไฟฟ้าในครัวเรือน

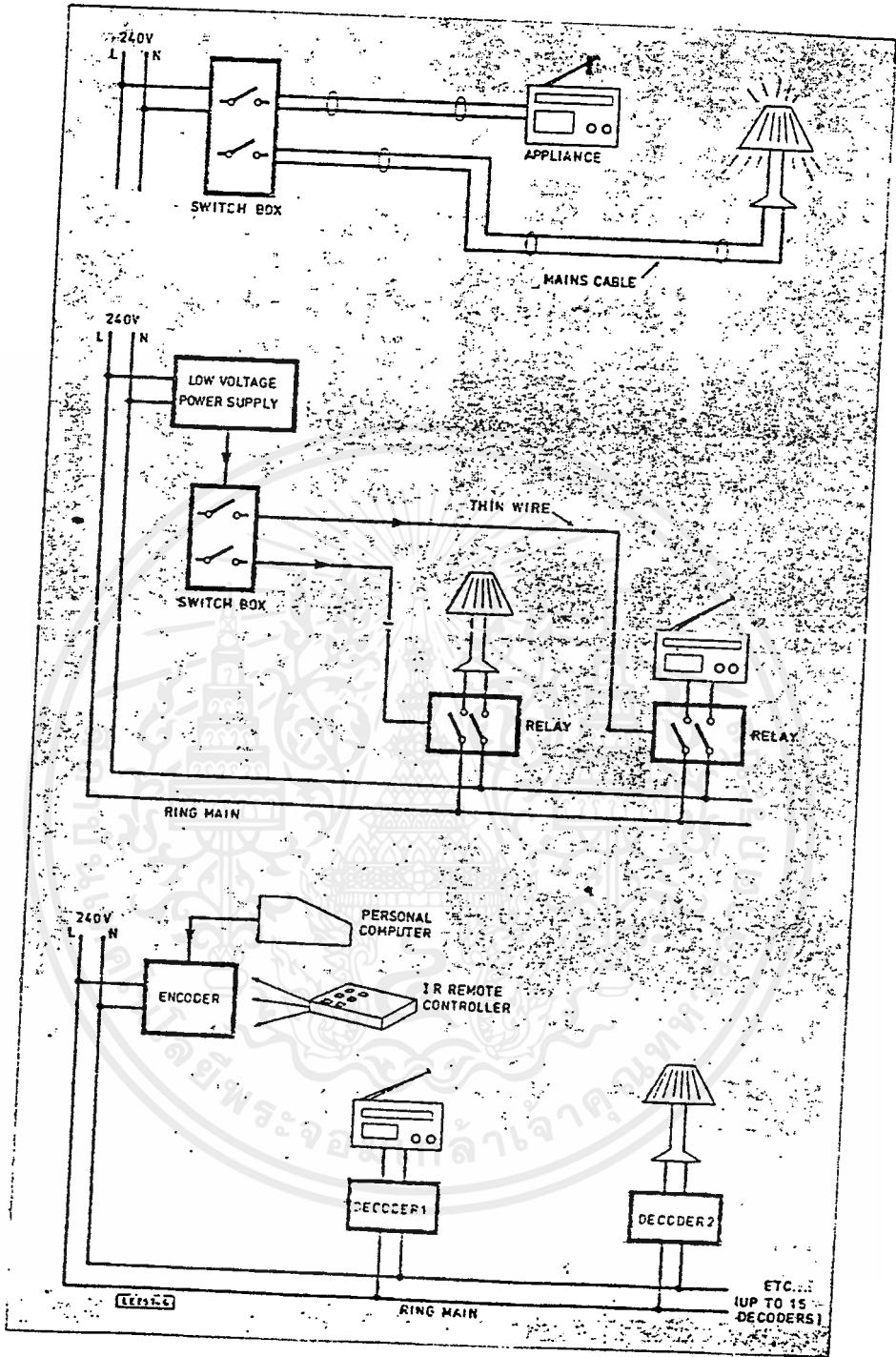
ครัวเรือน จะเป็นหน่วยเล็กที่สุดที่จะต้องมียุกรณ์ไฟฟ้าที่ใช้พลังงานที่จ่ายให้ โดยการไฟฟ้าฯ ของรัฐบาล ส่วนบุคคลก็อาจจะมีอุปกรณ์ไฟฟ้าของตนเอง เช่น วิทยุ เครื่องเล่นเทปจิวท์พกติดตัว แต่อุปกรณ์เหล่านี้ใช้พลังงานจาก Battery และอยู่ใกล้ตัว การควบคุมและค่าใช้จ่ายเพื่อค่าพลังงานจึงทำได้ง่าย อุปกรณ์ที่ใช้ไฟฟ้าที่กล่าวข้างต้นใน ครัวเรือน ได้แก่ โคมไฟแสงสว่าง ซึ่งจัดว่าเป็นความจำเป็นอันดับหนึ่ง หากเศรษฐกิจภายใน ครัวเรือนดีขึ้น อุปกรณ์ไฟฟ้าเหล่านี้ก็จะถูกจัดหามาไว้ในครัวเรือนตามลำดับ ได้แก่ พัดลม วิทยุ โทรทัศน์ หม้อหุงข้าว เครื่องเป่าผม ตู้เย็น กะทะไฟฟ้า เตารอบไฟฟ้า เครื่องเล่น VDO เครื่องปรับอากาศ และเครื่องปั้มน้ำ เป็นต้น

ลักษณะของโครงสร้างของบ้านเรือนโดยทั่วไปแล้ว อาจเป็นชั้นเดียวห้อง เดียวชั้นเดียวหลายห้อง สองชั้น หรือมากกว่านี้ ก็แล้วแต่การออกแบบ พลังงานไฟฟ้า ที่จำเป็นต้องใช้ก็จำเป็นต้องกระจายไปตามห้องต่าง ๆ ตามความต้องการ จากนั้นก็ต้องที่จุดต่อพลังงานออก เป็นการเตรียมไว้เพื่อการเพิ่มเติมอุปกรณ์ไฟฟ้าที่ผู้อยู่อาศัย ต้องการจะเพิ่มขึ้นอีก

รูปที่ 1 เป็นแผนผังแสดงแบบทางไฟฟ้า ซึ่งถูกกำหนดขึ้นในขั้นวางแผนการ ก่อสร้างอาคารบ้านเรือน จะเห็นว่าในแต่ละห้องจะต้องมีแสงสว่าง สวิตช์ปิด-เปิด เพื่อ ควบคุมการส่องสว่าง และปลั๊กตัวเมีย เพื่อรอรับการขยายการใช้อุปกรณ์อื่น ๆ อีกเมื่อมี ความต้องการเกิดขึ้น

การควบคุมอุปกรณ์

อุปกรณ์ไฟฟ้าเมื่อทำการต่อกับสาย Main แล้วจะต้องมีการควบคุมเพื่อใช้พลัง งานเฉพาะเวลาที่เรากำลังต้องการเท่านั้น



รูปที่ 2 Comparing the various possibilities of using the mains

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2a เป็นการควบคุมอุปกรณ์เบื้องต้น โดยอุปกรณ์ไฟฟ้าแต่ละตัวจะต่อเข้ากับสาย Main โดยผ่าน SWITCH BOX ซึ่งทำหน้าที่ ON/OFF อุปกรณ์ไฟฟ้าเวลาใช้งาน

รูปที่ 2b เป็นการควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าอีกอย่าง โดยใช้อุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์เข้ามาช่วยในการควบคุมคือ Relay

รูปที่ 2c เป็นการควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าอีกอย่าง ที่พัฒนาขึ้นมาจาก 2 อย่างที่กล่าวมาโดยการเข้ารหัสแล้วส่งไปตามสาย Main แล้วทำการถอดรหัสแล้วควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าตามต้องการซึ่งใน Project ที่ทำก็มีในลักษณะเช่นนี้

การควบคุมการทำงานของอุปกรณ์ไม่ได้หยุดอยู่กับที่ ยังคงมีการพัฒนาขึ้นไปเรื่อย ๆ ปัจจุบันนี้จะมี

- การควบคุมด้วยระบบ Programmable Controllers ซึ่งเป็นระบบ Micro-Computer มาใช้ในการควบคุม Programmable Controllers ให้อำนวยความสะดวกให้ผู้ใช้งานโปรแกรมการควบคุมอุปกรณ์ต่าง ๆ ได้ตามที่ต้องการ Controller จะมีภาค Input และ Output สำหรับข้อมูลที่ใช้ในการควบคุม และจะส่งการควบคุมไปทาง Output ในลักษณะของสวิตช์ ON/OFF การทำงานของ Controller บางครั้งจะเรียกว่า Stand Alone Control Unit หรือ SCU ลักษณะของ Input ที่ป้อนเข้าไปส่วนมากจะเป็น Digital หากจำเป็นต้องวัดสัญญาณที่เป็น Analog ก็จะมีอุปกรณ์เปลี่ยนเป็น Digital อีกทีหนึ่ง เช่น การวัดอุณหภูมิของห้อง หรือของน้ำ เป็นต้น

- การควบคุมระยะไกล (Remote Control) เป็นอีกก้าวหนึ่งของการควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าที่เป็นที่นิยมใช้กันมากในปัจจุบัน เนื่องจากไม่ต้องการลากสายจากตัวควบคุมไปยังอุปกรณ์ และสามารถที่จะปิดหรือเปิดที่ตรงไหน ๆ ในอาคารก็ได้ Remote Control ที่ใช้อยู่ในอาคารบ้านเรือนขณะนี้ ได้แก่ Remote Control ของ TV เครื่องเสียง และเครื่องปรับอากาศ

สาเหตุที่ต้องมีการควบคุมอุปกรณ์ทางไฟฟ้า

อุปกรณ์ไฟฟ้าที่ใช้งาน เป็นที่จะต้องมียุติพลังงานป้อนเข้าไป ซึ่งพลังงานไฟฟ้านั้น การไฟฟ้าฯ เป็นผู้จ่ายมาให้ตามสายส่งผ่าน Meter ก่อนที่จะไปใช้งานในอาคารบ้านเรือน การไฟฟ้าฯ จะคิดค่าใช้ไฟฟ้าตามพลังงานไฟฟ้าที่ใช้ Watt คือ หน่วยของพลังงานไฟฟ้าที่เป็นที่รู้จักกันทั่วไป Watt สามารถหาได้จากสูตร

$$P = VI$$

การไฟฟ้าฯ จะคิดค่าพลังงานไฟฟ้าตามอัตราหน่วยละซึ่ง

$$\begin{aligned} 1 \text{ Unit} &= 1000 \text{ W.} \\ &= 1 \text{ KW/H} \end{aligned}$$

ดังนั้น จำนวนหน่วยของพลังงานไฟฟ้าใช้ทั้งสิ้นในแต่ละเดือน จะหาได้ดังนี้

$$\text{จำนวนหน่วยที่ใช้} = (\text{Watt} \times \text{จำนวนชั่วโมงใช้งาน}) / 1000$$

$$\text{ค่าใช้จ่าย} = \text{จำนวนหน่วยที่ใช้ใช้งาน} \times \text{อัตราค่ากระแสไฟฟ้าต่อหน่วย}$$

จะเห็นได้ว่า หากเราใช้ไฟฟ้ามากวัตต์เท่าไร และมีการเปิดอุปกรณ์นั้น ๆ ใช้นานเท่าไร ก็จะทำให้จำนวนหน่วยที่ใช้มากขึ้นเท่านั้น นั่นหมายความว่า ค่าใช้จ่ายในการใช้พลังงานไฟฟ้าจะต้องสูงขึ้นด้วย การควบคุมอุปกรณ์เพื่อให้อุปกรณ์เปิดและปิด ตามความจำเป็นจึงเป็นสิ่งที่เหมาะสมควรกระทำอย่างยิ่ง ลักษณะการสร้างและการติดตั้งสวิตช์เพื่อควบคุมอุปกรณ์การใช้ไฟฟ้าในอาคารบ้านเรือน วัตถุประสงค์ออกมาให้มีความสะดวก แก่ผู้ใช้งานที่สุด เมื่อผู้ใช้งานเข้าสู่อุปกรณ์นั้นสามารถเปิดใช้ได้ทันที แต่การปิดบางครั้งผู้ใช้งานจะต้องเดินกลับมาที่จุดที่สวิตช์ควบคุมตั้งอยู่ซึ่งบางครั้งไม่สะดวกนัก การใช้ระบบการควบคุมแบบไร้สายจะ

ไม่จำเป็นต้องไปยังสวิตช์ที่ติดตั้งอยู่ ซึ่งทำให้สะดวกและสามารถนำไปใช้กับอุปกรณ์
ไฟฟ้าอื่น ๆ ตามต้องการ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีการกำเนิดคลื่น UHF และอุปกรณ์ควบคุม

ทฤษฎีการกำเนิดคลื่น UHF

ในปัจจุบันความถี่วิทยุได้ถูกนำมาใช้ในการสื่อสารกันอย่างแพร่หลายขึ้นอยู่กับว่าจะนำไปใช้ในการสื่อสารด้านไหน เนื่องจากคุณสมบัติของคลื่นความถี่วิทยุในแต่ละย่านก็จะแตกต่างกันไป ดังตารางที่ 1.1 และ 1.2

ชนิดของคลื่น	ย่านความถี่ (F)	ย่านความยาวคลื่น
1. คลื่นความถี่ของระบบไฟฟ้ากำลัง	0-400 Hz	α -750 km
2. คลื่นความถี่เสียง	20 Hz-20 KHz	15,000km-15km
3. คลื่นความถี่วิทยุ	3 KHz-3 THz	100km-0.1mm
4. คลื่นความร้อนหรือการแพร่กระจายของแสงอินฟราเรด	300 GHz-375 THz	1mm-0.8 μ m
5. คลื่นการแพร่กระจายของแสง	375 THz-750 THz	0.8 μ m-0.4 μ m
6. คลื่นรังสีอัลตราไวโอเล็ต	750 THz- 3×10^4 THz	0.4 μ m-10nm
7. คลื่นรังสีเอกซ์(X-RAYS)	3×10^3 THz- 3×10^7 THz	100nm-10pm
8. คลื่นรังสีแกมมา(GAMMA RAYS)	3×10^6 THz- 3×10^9 THz	100m-0.1pm
9. คลื่นรังสีคอสมิก(COSMIC RAYS)	6×10^8 THz เป็นต้นไป	0.5pm ลงมา

ตารางที่ 1.1 ตารางจำแนกคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

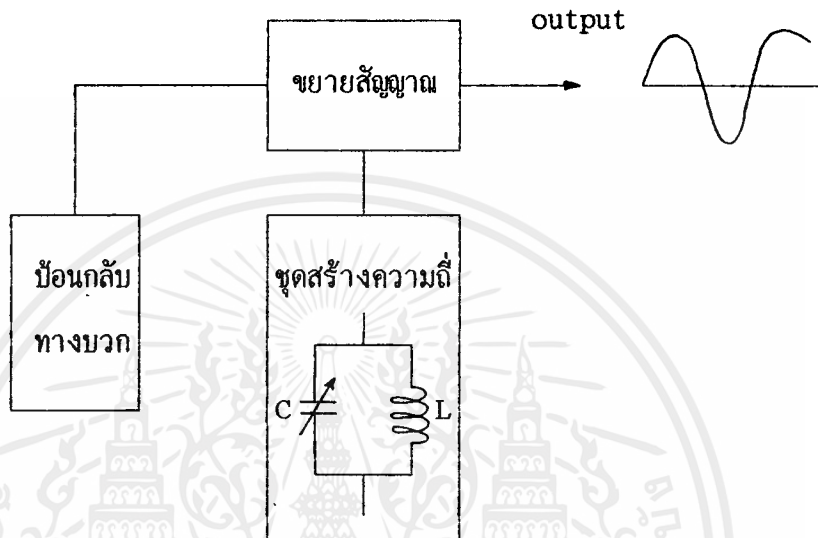


ชื่อ	ย่านความถี่ (F)	ความยาวคลื่น	การนำไปใช้งาน
1. Very Low Frequency (VLF)	3KHz-30KHz	100km-10km	คลื่นเสียงที่ทาให้มนุษย์ได้ยิน สื่อสารระยะไกล
2. Low Frequency (LF)	30KHz-300KHz	10km-1km	ใช้ส่งวิทยุคลื่นยาว วิทยุเดินเรือ
3. Medium Frequency (MF)	300KHz-3MHz	1km-100m	Broadcast Band, AM และ เรือรบ
4. High Frequency (HF)	3MHz-30MHz	100m-10m	วิทยุสมัครเล่น, อุปกรณ์ทางการแพทย์ (คลื่นสั้น)
5. Very High Frequency (VHF)	30MHz-300MHz	10m-1m	ใช้ส่ง TV CH. 2-13 ส่งวิทยุ FM. วิทยุเดินเรือ
6. Ultra High Frequency (UHF)	300MHz-3GHz	1m-10cm	ใช้ส่ง TV CH. 14-83 Radar Microwave
7. Super High Frequency (SHF)	3GHz-30GHz	10cm-1cm	Radar, Microwave, สื่อสารดาวเทียม, คั่นคว่ำทดลอง
8. Extremely High Frequency (EHF)	30GHz-300GHz	1cm-1mm	คั่นคว่ำทดลอง
9. ย่านที่ยังไม่มีชื่อ	300GHz-3THz	1mm-0.1mm	คั่นคว่ำทดลอง

ตารางที่ 1.2 ตารางจํานนคลื่นวิทยุ

จากตารางที่ 1.2 การใช้งานของคลื่นในย่าน UHF ใช้ส่งโทรทัศน์ ช่อง 14-83 ซึ่งในปัจจุบันโทรทัศน์บ้านเรายังใช้งานไม่ถึง ดังนั้น Project นี้ จึงนำมาใช้งานเพื่อใช้การควบคุมการ ON/OFF อุปกรณ์ต่าง ๆ ในระยะไกล

สำหรับการกำเนิดคลื่น RF ในย่าน UHF นั้น ก็ใช้หลักการของวงจรที่เรียกว่า Oscillator Circuit เป็นตัวกำเนิดความถี่ในย่าน UHF ขึ้น จากรูปที่ 1 เป็นวงจร Oscillator พื้นฐานที่ใช้กำเนิดคลื่น



รูปที่ 1 Block diagram ของวงจร Oscillator ที่สมบูรณ์

จากรูปที่ 1 การทำงานของวงจรเป็นดังนี้ ชุดสร้างความถี่ที่เป็นวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานจะกำเนิดความถี่ขึ้นมา ส่งต่อไปวงจรขยายสัญญาณให้มีระดับความแรงมากขึ้นเพื่อส่งออก Output มีบางส่วนของสัญญาณที่ถูกขยายจะถูกป้อนกลับมาเข้าชุดสร้างความถี่ โดยเป็นการป้อนกลับทางบวก คือป้อนกลับมาเสริมความแรงของความถี่ที่กำเนิดขึ้นมา ให้มีระดับความแรงที่คงที่สม่ำเสมอตลอดเวลาส่งไปขยายสัญญาณและส่งออก Output ได้ความถี่ที่มีความแรงคงที่ไปใช้งาน

ความถี่ที่วงจรเรโซแนนซ์แบบขนานกำเนิดขึ้นมา สามารถคำนวณได้จากสูตรดังนี้

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 0.159/\sqrt{LC} \quad \text{Hz}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

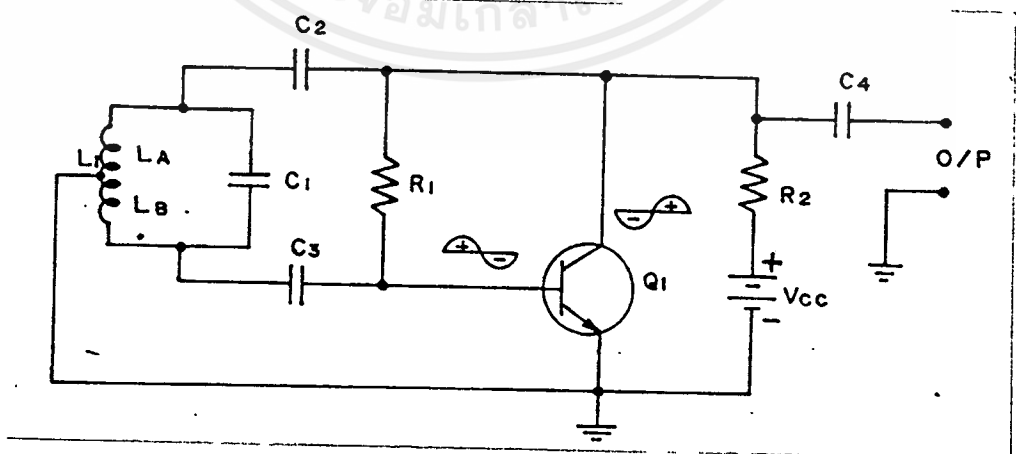
f	=	ความถี่ที่เกิดขึ้นจากวงจรกำเนิดความถี่	หน่วยเป็น Hz
L	=	ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวด	หน่วยเป็น H
C	=	ค่าความจุของตัวเก็บประจุ	หน่วยเป็น F

หลักการของ Oscillator มีหลายแบบ ดังนี้

1. ARMSTRONG OSCILLATOR
2. HARTLEY OSCILLATOR
3. COLPITTS OSCILLATOR
4. BLOCKING OSCILLATOR
5. CRYSTAL OSCILLATOR

ในงาน Project นี้ จะใช้หลักการของ HARTLEY OSCILLATOR เป็นตัวกำเนิดคลื่น RF ในย่าน UHF

HARTLEY OSCILLATOR



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะในโครงการวิจัยเท่านั้น ไม่ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2 เป็นวงจรกำเนิดความถี่แบบฮาร์ทเลย์ มีส่วนประกอบที่สำคัญ 3 ส่วน คือ L_1 C_1 เป็นวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานทำหน้าที่เป็นชุดสร้างความถี่ Q_1 เป็นวงจรขยายความถี่ C_2 เป็นวงจรป้อนกลับทางบวก โดยอาศัยคุณสมบัติการทางานของตัวทรานซิสเตอร์ Q_1 ที่ต่อวงจรเป็นแบบอิมิตเตอร์ร่วม (COMMON EMITTER) ที่สัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตมีเฟสต่างกัน 180 องศา ทำให้ C_2 มีการป้อนกลับสัญญาณเป็นแบบป้อนกลับทางบวก

การทางานของวงจรอธิบายได้ดังนี้ เมื่อจ่ายไฟจากแหล่งจ่าย V_{CC} จ่ายเลี้ยงวงจร จะมีศักย์บวกจ่ายผ่าน R_1 ไปเป็นไบอัสให้ขา B ของ Q_1 Q_1 จะทางานคงที่ค่าหนึ่ง R_1 ทำหน้าที่เป็นตัวจำกัดกระแส และลดแรงดันที่จะจ่ายไปเลี้ยงขา B ของ Q_1 เมื่อ Q_1 ทางานจะทำให้ความต้านทานของ Q_1 ระหว่างขา C กับขา E มีค่าลดลง ทำให้ขา C ของ Q_1 มีศักย์เป็นบวกมากขึ้นสัญญาณชั่วลบดังกล่าวจะถูก C_2 คับปลิงผ่านไปตกคร่อมด้านบนเป็นลบ ด้านล่างเป็นบวก C_1 ประจุไฟด้านบนลบ ด้านล่างบวกศักย์บวกที่ด้านล่าง C_1 จะถูก C_3 คับปลิงผ่านไปจ่ายเป็นไบอัสเสริมให้ขา B ของ Q_1 มีศักย์บวกมากขึ้น จะนำกระแสมากขึ้น ได้สัญญาณลบออกที่ขา C ของ Q_1 มากขึ้น จ่ายผ่านมาตกคร่อมด้านบน L_1 มากขึ้น C_1 ประจุไฟไว้มากขึ้น ทำให้ด้านล่าง C_1 มีศักย์บวกมากขึ้น จ่ายไปเสริมไบอัสบวกให้ขา B ของ Q_1 มากขึ้น Q_1 นำกระแสมากขึ้นอีก สถานะการทางานจะเป็นเช่นนี้จนกระทั่ง Q_1 นำกระแสจนถึงจุดอิ่มตัว สัญญาณลบขา C ของ Q_1 มีค่าคงที่ C_2 ไม่คับปลิงสัญญาณผ่านไป L_1 อีก ไม่มีสัญญาณมาจ่ายให้ C_1 C_1 จะคายประจุผ่าน L_1 มีศักย์ตกคร่อม L_1 ด้านบนเป็นบวก ด้านล่างเป็นลบ และ L_1 เกิดสนามแม่เหล็กพุ่งตัวออก ศักย์บวกที่ด้านล่างของ C_1 จะค่อย ๆ ลดลง ทำให้ไบอัสบวกที่จ่ายให้ขา B ของ Q_1 เป็นค่าเดิมตามที่ R_1 จ่ายให้ Q_1 จะนำกระแสเข้าสู่สถานะปกติ

เมื่อ C_1 คายประจุหมด L_1 ที่เกิดสนามแม่เหล็กพุ่งตัวเต็มทีสนามแม่เหล็กก็จะเริ่มยุบตัวลงตัดผ่านขดลวด L_1 เกิดแรงดันชักนำขึ้นที่ L_1 มีศักย์ด้านบนบวก ด้านล่างลบ ไปประจุที่ C_1 อีกครั้ง C_1 ประจุไฟบวก ล่างลบ ค่อย ๆ เพิ่มขึ้น ศักย์ลบด้านล่าง C_1 จะถูก C_3 คับปลิงสัญญาณผ่านไปขา B ของ Q_1 ทำให้ศักย์บวก ที่ขา B ของ Q_1 ค่อย ๆ ลดลง Q_1 นำกระแสค่อย ๆ น้อยลง ขา C ของ Q_1 จะมีศักย์เป็นบวกค่อย ๆ

มากขึ้น ถูก C_2 คับปลິงไป L_1 เกิดศักย์ตกคร่อม L_1 บนบวกลบล่างลง เสริมแรงดันชักกษา
 ที่เกิดจากสนามแม่เหล็ก L_1 ยุบตัดขดลวด L_1 และไปเสริมการประจุของ C_1 จนกระทั่ง
 สนามแม่เหล็ก L_1 ยุบตัวหมด C_1 ประจุเต็มที C_1 จะเริ่มคายประจุผ่าน L_1 อีกครั้ง L_1
 เกิดสนามแม่เหล็กพุ่งตัวออก ศักย์ลบที่ด้านล่าง C_1 จะค่อย ๆ น้อยลง ท้าให้ศักย์บวกที่
 ขา B ของ Q_1 ค่อย ๆ เพิ่มขึ้น Q_1 น้ากระแสค่อย ๆ มากขึ้น จนกระทั่ง C_1 คายประจุ
 หมด สนามแม่เหล็ก L_1 พุ่งตัวเต็มที Q_1 จะทำงานเข้าสู่สภาวะปกติอีกครั้ง สนามแม่-
 เหล็ก L_1 จะเริ่มยุบตัวตัดผ่านขดลวด L_1 อีกครั้งเกิดแรงดันชักกษาไป L_1 ด้านบนลบ
 ด้านล่างบวก เหมือนสภาวะการทำงานในครั้งแรก C_1 ประจุไฟฟ้าด้านบนลบ ด้านล่างบวก
 จ่ายไฟไปเสริมไปอัสที่ขา B ของ Q_1 ท้าให้ Q_1 น้ากระแสมากขึ้น มีศักย์ลบที่ขา C ของ
 Q_1 สูงขึ้นป้อนผ่าน C_2 ไปเสริมแรงไฟลบที่ด้านบน L_1 เสริมประจุไฟลบที่ด้านบน C_1 ให้
 มีระดับความแรงของสัญญาณเท่าเดิม สภาวะการทำงานของวงจรจะเป็นเช่นนี้เรื่อยไปท้า
 ให้เกิดสัญญาณความถี่กระแสสลับตกคร่อม R_2 และส่งผ่านออกเอาท์พุทโดยผ่าน C_4 คับ-
 ปลังสัญญาณออก

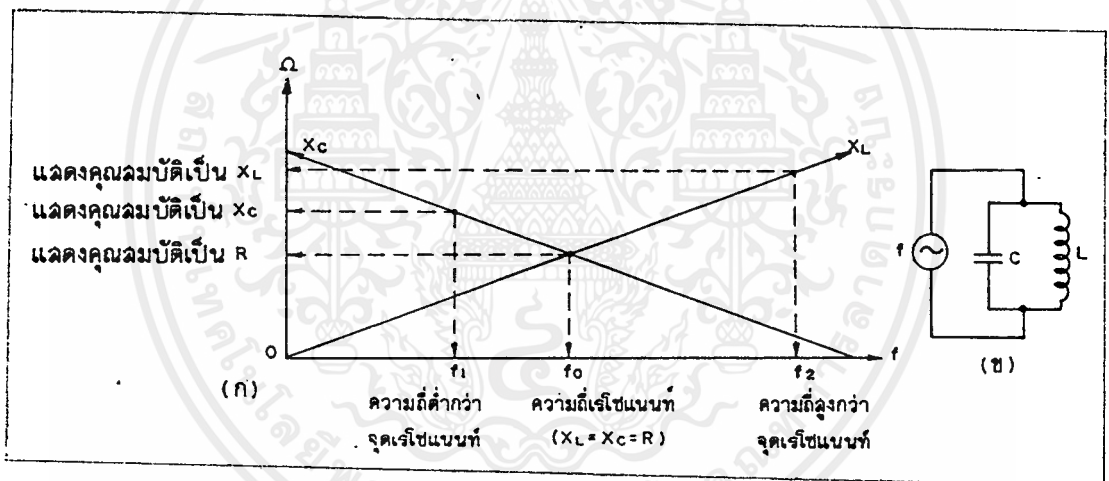
การเปลี่ยนแปลงความถี่ของวงจรถ้าเน็ดความถี่แบบนี้ ท้าได้โดยเปลี่ยนค่า
 L_1 หรือ C_1 จะท้าให้วงจรเรโซแนนท์ตอบสนองความถี่เปลี่ยนไป C_2 และ C_3 ที่ต่อใน
 วงจรนอกจากเป็นตัวท้าหน้าทีคับปลังสัญญาณไฟ AC ผ่านเข้าและผ่านออกจากวงจรเรโซ-
 แแนนท์แบบขนาน L_1 C_1 แล้ว ยังท้าหน้าทีกั้นไฟ DC ไม้ให้ผ่านเข้าไปยังวงจรเรโซแนนท์
 มีการทำงานคงที ความถี่ที่ก้าเน็ดขึ้นมาทีจะคงทีด้วย

สมการของการหาค่าความถี่จะเป็นดังนี้

$$f_{\text{OSC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_A+L_B) \cdot C}} \quad \text{Hz}$$

หลักการ Tune Circuit

วงจรรับความถี่เป็นวงจรที่ทำหน้าที่กำหนดความถี่ผ่าน ความถี่ที่จะผ่านวงจรรับความถี่ได้ก็ต้องตรงกับการตอบสนองความถี่ของวงจร คือ ตรงกับจุดเรโซแนนท์ (RESONANT) วงจรรับความถี่จะประกอบด้วย L และ C ต่อขนานกันเป็นวงจรเรโซแนนท์แบบขนาน ซึ่งอาศัยคุณสมบัติค่าความต้านทานต่อไฟกระแสสลับของขดลวด (Inductive Reactance, X_L) และค่าความต้านทานต่อไฟกระแสสลับของตัวเก็บประจุ (Capacitive Reactance, X_C) ที่มีคุณสมบัติการตอบสนองความถี่ตรงข้ามกัน สามารถเขียนออกมาได้เป็นกราฟตามรูปที่ 3



รูปที่ 3 กราฟแสดงคุณสมบัติการตอบสนองความถี่ของวงจรเรโซแนนท์แบบขนาน

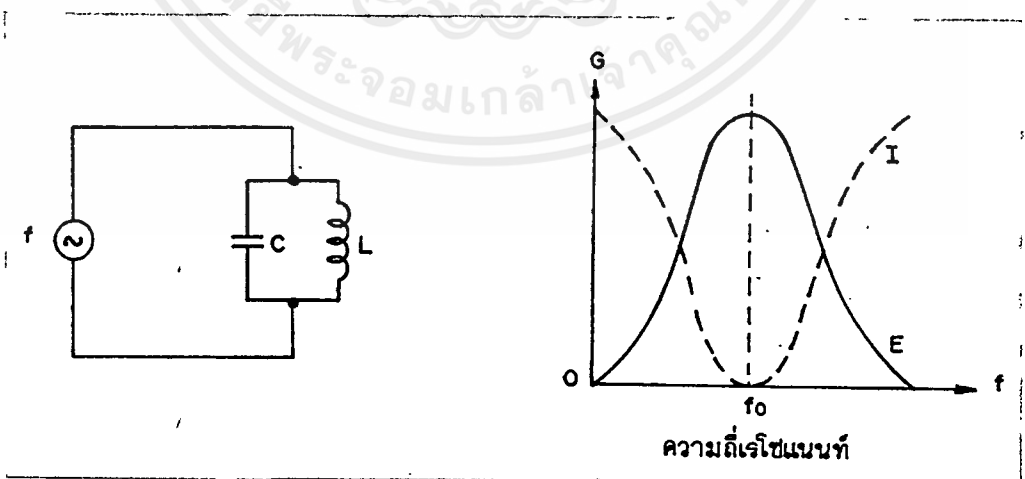
จากรูปที่ 3 เมื่อบ้อนความถี่ให้กับวงจรเรโซแนนท์แบบขนาน จะทำให้คุณสมบัติในตัว L และ C เปลี่ยนแปลงไป ตามการเปลี่ยนความถี่ที่บ้อนเข้าวงจร คือถ้าบ้อนความถี่ตั้งแต่ต่ำไปหาสูงเข้าวงจรเรโซแนนท์แบบขนาน ในขณะที่ความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนท์บ้อนเข้ามา คุณสมบัติของตัว C จะมีค่าความต้านทานต่อความถี่ที่ต่ำมาก ส่วนตัว L จะมีค่าความต้านทานต่อความถี่ที่ต่ำน้อย คุณสมบัติของวงจรเรโซแนนท์แบบขนานขณะนี้จะแสดงค่าเป็นค่า X_C (X_C มาก X_L น้อย) เมื่อปรับความถี่ค่อย ๆ สูงขึ้นค่าความต้านทาน

ต่อความถี่ของ L และ C จะเปลี่ยนไปคือ C จะมีค่าความต้านทานต่อความถี่ลดลง L จะ

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีค่าความต้านทานต่อความถี่เพิ่มขึ้นปรับเปลี่ยนความถี่เพิ่มขึ้นไปเรื่อย ๆ จนถึงจุด ๆ หนึ่ง ที่คุณสมบัติความต้านทานความถี่ของ L และ C เท่ากัน จุดนี้เป็นจุดที่วงจรเรโซแนนซ์แบบขนานให้การตอบสนองต่อความถี่ เรียกจุดนี้ว่าจุดเรโซแนนซ์ (Resonant Point) และเรียกความถี่ค่านี้ว่า ความถี่เรโซแนนซ์ (Resonant Frequency) ที่จุดเรโซแนนซ์นี้ค่า X_C มีค่าเท่ากับค่า X_L เนื่องจากคุณสมบัติของ C และ L ตรงข้ามกันจึงหักล้างกันหมด ทำให้วงจรเรโซแนนซ์แบบขนานขณะนี้มีคุณสมบัติเฉพาะค่า $R(X_C=X_L=R)$ เมื่อปรับความถี่ให้สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ คุณสมบัติของตัว C จะมีค่าความต้านทานต่ำต่อความถี่สูง ตัว L จะมีค่าความต้านทานสูงต่อความถี่สูง คุณสมบัติของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานขณะนี้จะแสดงค่าเป็นค่า X_L (X_L มาก X_C น้อย)

การนำคุณสมบัติของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานไปใช้เป็น วงจรรับความถี่ (Tune Circuit) จะใช้คุณสมบัติในช่วงความถี่เรโซแนนซ์ เพราะช่วงนี้คุณสมบัติของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน จะมีค่าความต้านทานในวงจรสูงสุด มีสัญญาณตกคร่อมวงจรสูงสุด เราจะนำสัญญาณที่ได้ไปใช้งาน



รูปที่ 4 แสดงแรงดันและกระแสเกิดขึ้นในวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4 เป็นวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน จะมีคุณสมบัติของวงจรดังนี้ ณ จุดเรโซแนนซ์ วงจรจะมีค่า $X_L = X_C = R$ ค่า R ในวงจรจะมีค่ามากที่สุด ทำให้เกิดแรงดัน (E) ตกคร่อมวงจรสูงสุด มีกระแส (I) ไหลผ่านวงจรต่ำสุด ถ้าไม่มาที่จุดเรโซแนนซ์ ที่ความถี่ต่ำกว่าเรโซแนนซ์ วงจรจะแสดงคุณสมบัติของ X_C ที่ความถี่สูงกว่าเรโซแนนซ์ วงจรจะแสดงคุณสมบัติของ X_L จะทำให้มีกระแสไหลในวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานมากขึ้น และแรงดันตกคร่อมน้อยลง

ความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน สามารถคำนวณจากสูตรเช่นเดียวกับ วงจรกำเนิดความถี่นั่นเอง คือ

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 0.159/\sqrt{LC} \quad \text{Hz}$$

f_0 = ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน หน่วยเป็น Hz

L = ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวด หน่วยเป็น เฮนรี่ (H)

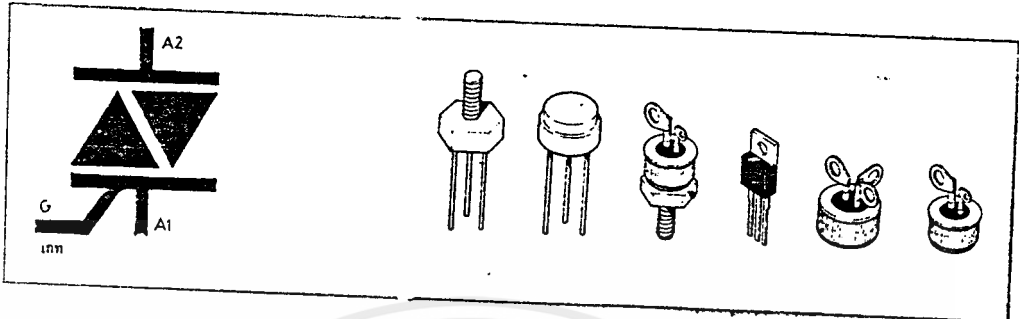
C = ค่าความจุของตัวเก็บประจุ หน่วยเป็น ฟารัด (F)

สรุปวงจรรับความถี่คือวงจรที่ยอมให้ความถี่ผ่านออกเอาท์พุทได้เพียงความถี่เดียว ความถี่ที่สามารถผ่านเอาท์พุทได้จะเป็นความถี่วงจรรับความถี่เกิดการเรโซแนนซ์ เพราะในจังหวะนี้ความต้านทานในวงจรจะสูงสุด ทำให้เกิดสัญญาณตกคร่อมสูงสุดส่งออกเอาท์พุท ส่วนความถี่อื่น ๆ จะถูกตัดทิ้งลงกราวด์นิยมนำไปใช้ในวงจรภาครับของ เครื่องรับวิทยุ เครื่องรับโทรทัศน์ ภาค IF ของเครื่องรับวิทยุ เครื่องรับโทรทัศน์ เป็นต้น

อุปกรณ์ควบคุม

โดยใน Project นี้ ได้ใช้ Triac มาเป็นอุปกรณ์ควบคุมในการ ON/OFF อุปกรณ์ไฟฟ้าแทนสวิตช์

ลักษณะทั่วไปของ Triac

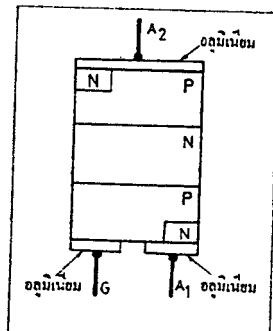


รูปที่ 5 สัญลักษณ์และรูปร่างของ Triac

Triac เป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่มีขั้วต่อ 3 ขั้ว เรียกแต่ละขั้วว่า A₂ A₁ และ G โดยมีสัญลักษณ์และรูปร่างของ Triac ดังรูปที่ 5 Triac จะเป็นตัวทาทหน้าที่คล้าย ๆ กับสวิตช์ไฟฟ้าสำหรับกระแสสลับ แต่มีข้อดีกว่าสวิตช์ธรรมดา คือ

1. การเปิด/ปิดวงจรไฟฟ้าของ Triac ควบคุมได้ง่ายโดยให้กำลังงานเพียงเล็กน้อยเข้าทางขั้วเท่านั้น
2. ไม่มีการกระทบกระทั่งของหน้าสัมผัสที่เป็นโลหะ เหมือนกับสวิตช์ธรรมดา เพราะ Triac อาศัยหลักการนำกระแสของสารกึ่งตัวนำ
3. จังหวะการเปิด/ปิดวงจรของ Triac เร็วกว่าสวิตช์ธรรมดาหลายเท่า จึงทำให้สามารถควบคุมวงจรได้ด้วย หลักการของการสวิตช์ซึ่งที่สวิตช์ธรรมดาทำไม่ได้

โครงสร้างของ Triac



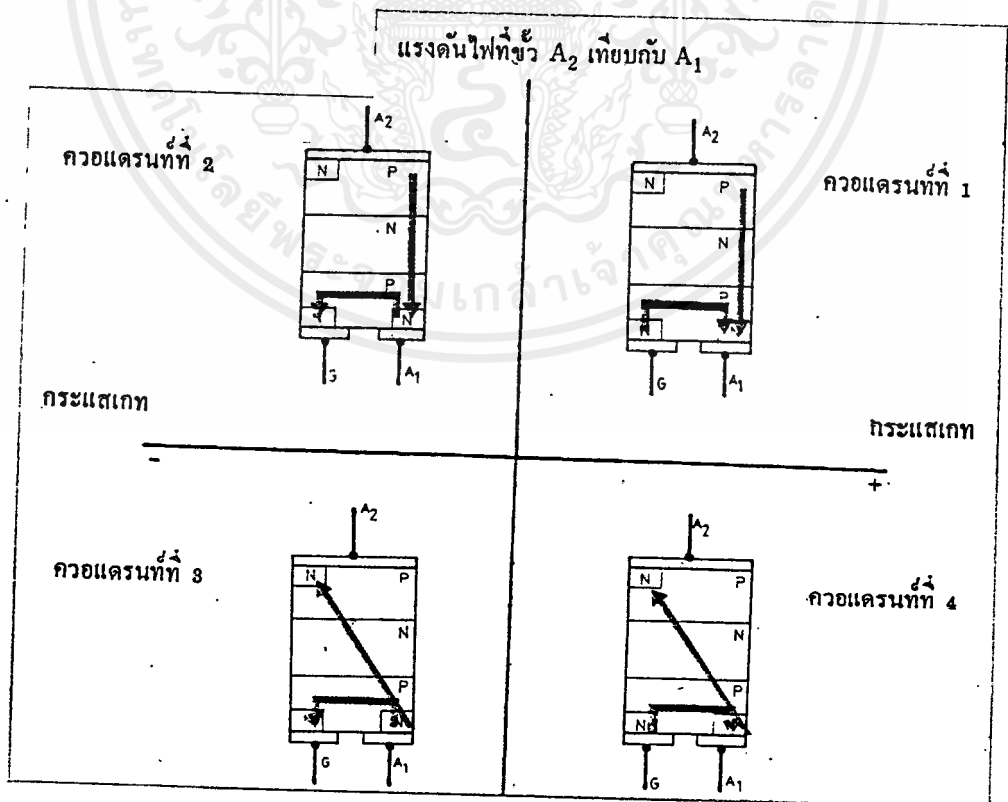
รูปที่ 6 โครงสร้างของ Triac

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานวิจัยเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างของ Triac ประกอบด้วยรอยต่อ 3 รอยต่อ เช่นเดียวกับ SCR แต่มีลักษณะทางโครงสร้างบางอย่างที่แตกต่างกับ SCR คือ ส่วนของขา G จะเป็นชั้นของสารกึ่งตัวนำที่ต่ออยู่โดยมีบางส่วนของสารกึ่งตัวนำร่วมกับขา A₁ ดังรูปที่ 6

เมื่อเปรียบเทียบกับ SCR จะเห็นว่ามีส่วนที่แตกต่างกันอยู่โดยเฉพาะอย่างยิ่งส่วนของสารกึ่งตัวนำทางด้านปลายที่จะต่อกับขั้ว A₂ A₁ หรือ G ดังเช่นที่ขั้ว A₂ ส่วนของขา A₂ จะสัมผัสกับเนื้อสารทั้งส่วนของ P และ N โดยส่วนของ N จะยังแบ่งอยู่ในส่วนของ P เช่นเดียวกับกับขา A₁ และขา G ก็ต่อสัมผัสกับส่วนของสารกึ่งตัวนำทั้งชนิด P และชนิด N ที่ฝังอยู่ในส่วนของเนื้อสาร P การที่เราต้องทำเช่นนี้ก็เพื่อให้ Triac ทำงานได้ทั้งทางด้านบวกและลบของโพลัส เพราะจะทำให้ลักษณะของ Triac เสมือนกับเป็น SCR 2 ตัว หันหัวข้างละตัวและจะสามารถ Trig การทำงานด้วยกระแสบวกหรือลบก็ได้

การทำงานของ Triac



รูปที่ 7 แสดงการทำงานของ Triac ในแต่ละ Quadrant ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

การกระตุ้นให้ Triac ทำงานนั้น ทำได้ 4 วิธี และการไม่มีการกระตุ้น Triac จะไม่ทำงาน นอกจากจะถึงจุด Breakover Voltage ตามที่กำหนดจากฉลากโรงงาน

การกระตุ้น 4 วิธี

1. แบบ I+ ให้อำนาจ A_2 เป็นบวกเมื่อเทียบกับ A_1

G มีศักดากระตุ้นเป็นบวก

การกระตุ้น Triac ในลักษณะเช่นนี้ จะทำให้ Triac นำกระแสได้รวดเร็วและกระแส G ที่ใช้กระตุ้นก็ใช้น้อยที่สุด เมื่อเทียบกับแบบอื่น ๆ

2. แบบ I- ให้อำนาจ A_2 เป็นบวกเมื่อเทียบกับ A_1

G มีศักดากระตุ้นเป็นลบ

การกระตุ้นแบบนี้ การนำกระแสของ Triac เป็นไปได้ช้าและจะต้องใช้กระแส G มากกว่าแบบ I+ ถึง 2 เท่า

3. แบบ III+ ให้อำนาจ A_2 เป็นลบเมื่อเทียบกับ A_1

G มีศักดากระตุ้นเป็นบวก

การกระตุ้นแบบนี้ การนำกระแสของ Triac เป็นไปได้ช้าที่สุดและจะต้องใช้กระแส G มากกว่าแบบ I+ ถึง 3 เท่า

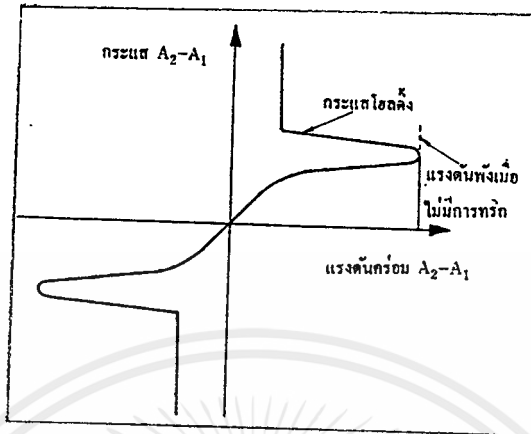
4. แบบ III- ให้อำนาจ A_2 เป็นลบเมื่อเทียบกับ A_1

G มีศักดากระตุ้นเป็นลบ

การกระตุ้นแบบนี้ การนำกระแสของ Triac มีความไวมากกว่าแบบ III+ และใช้กระแส G กระตุ้นมากกว่า I+ เล็กน้อย แต่ยังไม่พอกว่า III+

หมายเหตุ ค่า I หมายถึง Quadrant ในการนำกระแสของ Triac ในช่อง 0-90 องศา เป็นของ I ; 90-180 องศา เป็นของ II ; 180-270 องศา เป็นของ III และ 270-360 องศา เป็นของ IV ตามลำดับ

ลักษณะสมบัติของ Triac



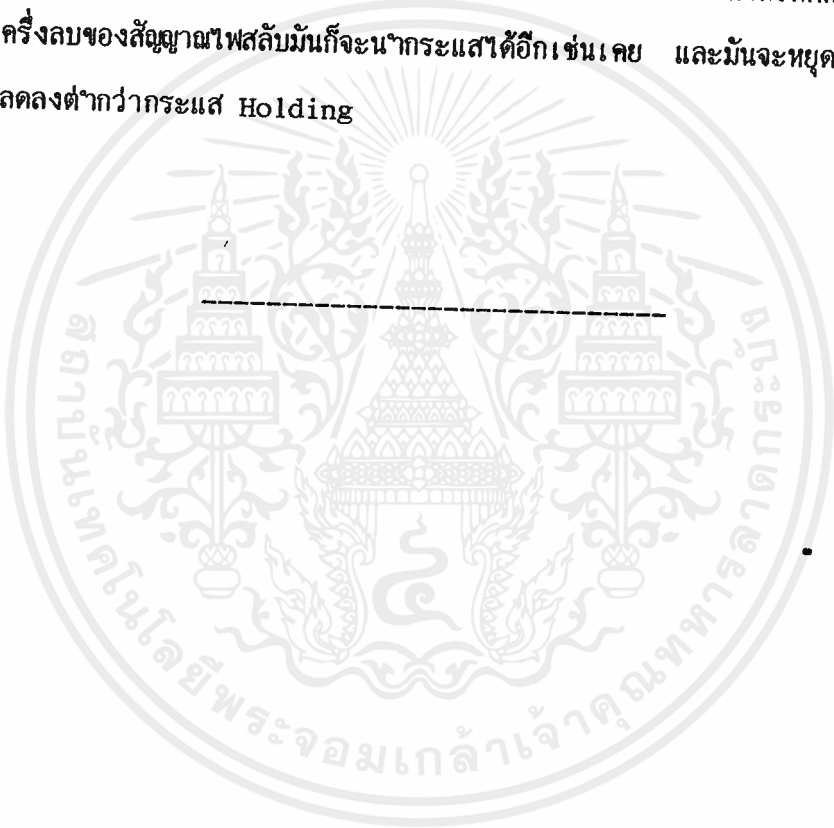
รูปที่ 8 ลักษณะสมบัติของ Triac

จากกราฟลักษณะสมบัติของ Triac ที่แสดงความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลระหว่าง A_2-A_1 ที่ให้ค่าทั้งบวกและลบกับแรงดันคร่อมตัวมัน ในขณะที่ให้แรงดันคร่อม A_2-A_1 มีค่าเป็นบวกเทียบกับ A_1 และถ้ายังไม่มีการ Trig แล้ว จะมีค่าแรงดันระหว่าง A_2-A_1 ค่า ๆ หนึ่งที่ทำให้มันนำกระแสเองได้ แรงดันนี้คือ แรงดัน Breakover Voltage แต่ถ้าให้แรงดัน A_2-A_1 นี้มีค่าน้อยกว่าแรงดันพัง แล้วการทำงาน Trig กระแส G ไม่ว่าจะ เป็นกระแส G ที่มีค่าเป็นบวกหรือลบก็ตาม Triac จะนำกระแสทันที

ในทางตรงกันข้าม ถ้าให้กระแสที่ A_1 มีค่าเป็นบวกเมื่อเทียบกับ A_2 ส่วนของกราฟคือ แกน X ทางด้านลบ ถ้าเพิ่มแรงดันนี้มีค่ามากขึ้นจนถึงค่าแรงดันพัง ก็จะทำให้ Triac นำกระแสเองได้ และถ้าหากว่าไม่มีการจำกัดกระแสในตัว Triac แล้ว Triac ก็จะเกิดการเสียหายได้ ครั้นแรงดัน A_2-A_1 นี้มีค่าน้อยกว่าแรงดันพัง แล้วทำการ Trig ด้วยกระแส G ซึ่งอาจจะเป็นกระแสบวกหรือลบก็ได้ จะทำให้ Triac นำกระแสทั้งที่ส่วนของกราฟลักษณะสมบัติจะแสดงได้ดังส่วนข้างล่าง เพราะกระแสจะไหลจาก A_1 ไปยัง A_2 นั่นเอง

ในขณะที่ Triac นำกระแสและเรลาคล่ากระแสลงจนถึงภาวะสุดท้ายที่ยังคง
ทำให้ Triac นำกระแสได้ ค่ากระแสสุดท้ายนี้เรียกว่า Holding Current เกิดขึ้นค่า
กระแสมีค่าน้อยมาก

เนื่องจาก Triac สามารถให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านได้ทั้ง 2 ทาง และ
สำหรับกระแสไหลกลับจะมีช่วงเวลาหนึ่งที่กระแสต่ำกว่ากระแส Holding ดังนั้นจึงทำ
ให้ Triac หยุดนำกระแสและจะรอการ Trig ใหม่อีกครั้ง และถ้าหากเกิดการ Trig
ในขณะที่ครึ่งลบของสัญญาณไหลกลับมันก็จะนำกระแสได้อีกเช่นเคย และมันจะหยุดนำเมื่อค่า
กระแสลดลงต่ำกว่ากระแส Holding



บทที่ 3

ภาคส่งและภาครับ UHF

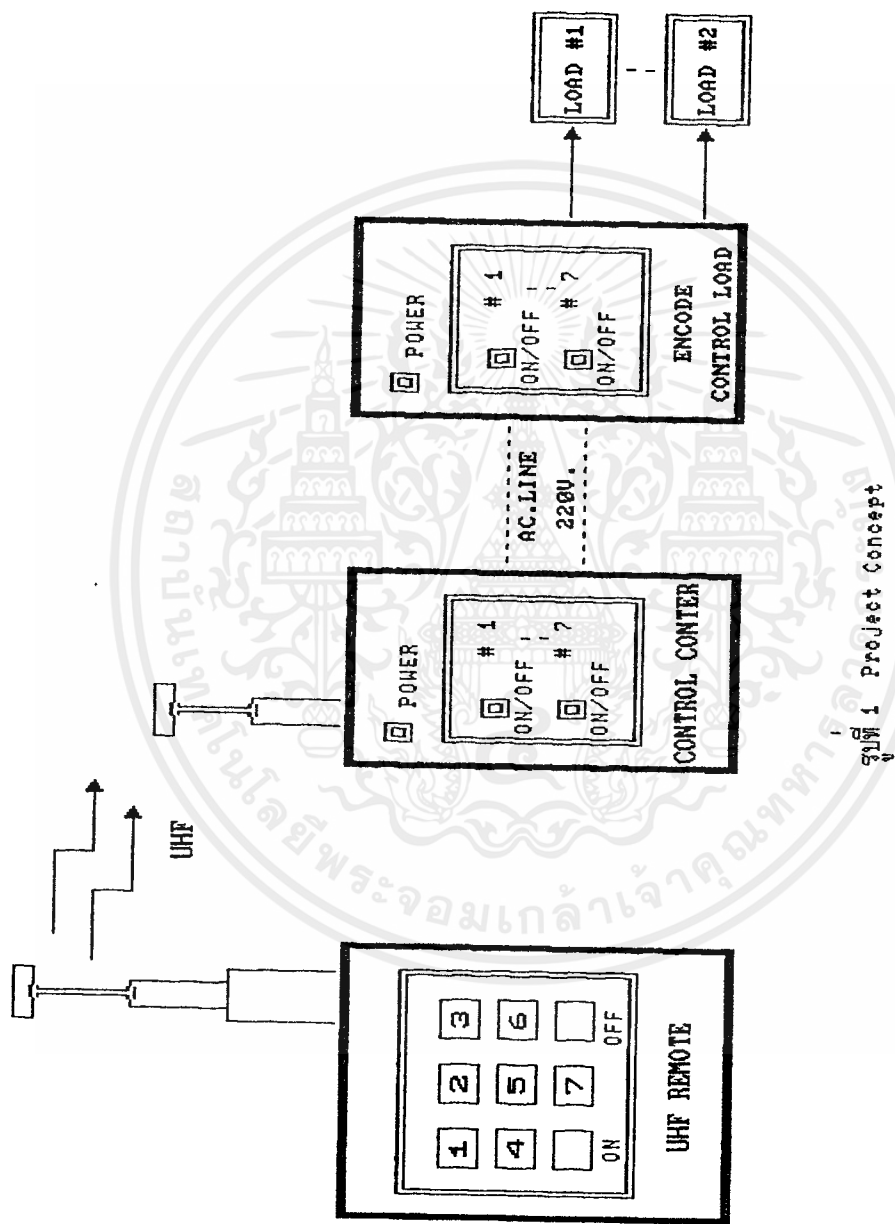
Project Concept

จากรูปที่ 1 เป็น Project Concept สำหรับโครงการที่ทำอยู่โดยมีหลักการทำงาน คือ UHF Remote ทาหน้าที่เป็นเครื่องควบคุมระยะไกลแบบไร้สายทาการส่งความถี่ในย่าน UHF โดยโครงการนี้ที่ำใช้ประมาณ 392 MHz ไปยังเครื่องรับ UHF ทาการตัด Carrier ของความถี่ UHF ที่ำใช้ทาการ Mod แบบ on-off Modulate ที่ความถี่ Carrier ประมาณ 100 KHz เข้าไปในสายไฟ AC. 220 V แล้วทาการถอดรหัสเพื่อควบคุมการ on/off อุปกรณ์ไฟฟ้าต่อไป โดยการควบคุมการ on/off อุปกรณ์ไฟฟ้าได้สูงสุดเพียง 7 อุปกรณ์ ซึ่งเป็นการทำงานในลักษณะของการเข้ารหัสแต่ละอุปกรณ์ โดยต้องการจะเปิดอุปกรณ์ไฟฟ้า เบอร์คัททาการกดปุ่ม เบอร์คัทนั้นแล้วตามด้วกดปุ่ม on ก็จะทำให้ อุปกรณ์ไฟฟ้าทำงานตามที่ต้องการและต้องการจะปิดก็ทาการกดปุ่มรหัสอุปกรณ์ไฟฟ้า เบอร์คัทที่ต้องจะปิดแล้วตามด้วการกดปุ่ม off จึงทำให้ อุปกรณ์ไฟฟ้าที่ต้องการจะปิดก็หยุดทำงานตามที่ต้องการ โดยหลักการของโครงการชิ้นนี้แต่ละส่วนและวงจรมีการทำงานดังกล่าวต่อไปนี้

ภาคเครื่องส่ง UHF

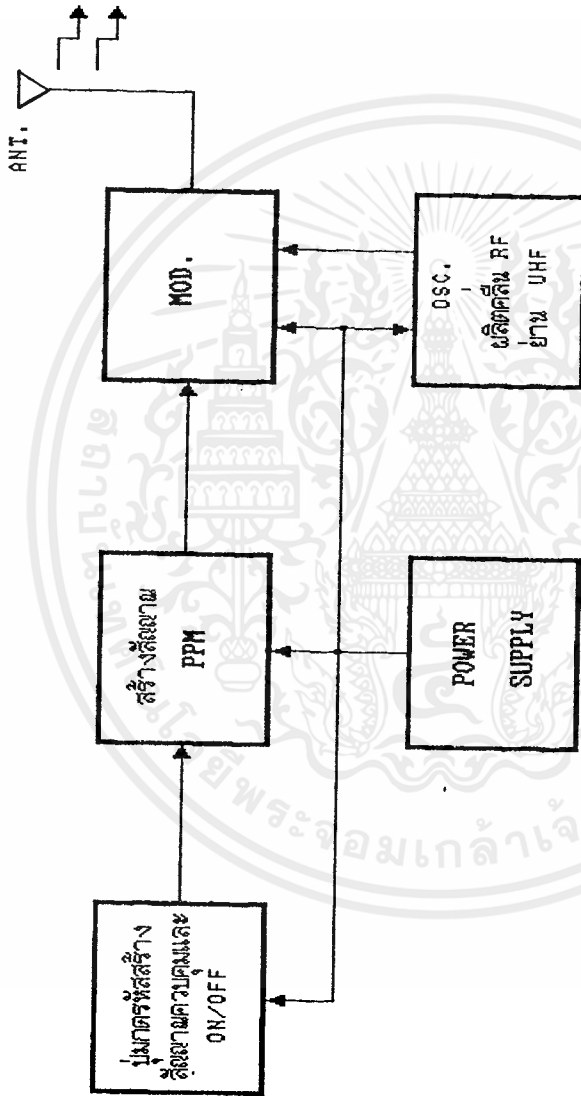
จากรูปที่ 2 เป็น Block diagram ของภาคเครื่องส่ง UHF ประกอบด้วย 5 ส่วนคือ

1. ปุ่มกดรหัสสร้างสัญญาณควบคุมและ ON/OFF
2. สร้างสัญญาณ PULSE POSITION MODULATE (PPM)
3. MODULATOR
4. OSCILLATOR
5. POWER SUPPLY



รูปที่ 1 Project Concept

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2 Block diagram ภาดส่ง UHF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

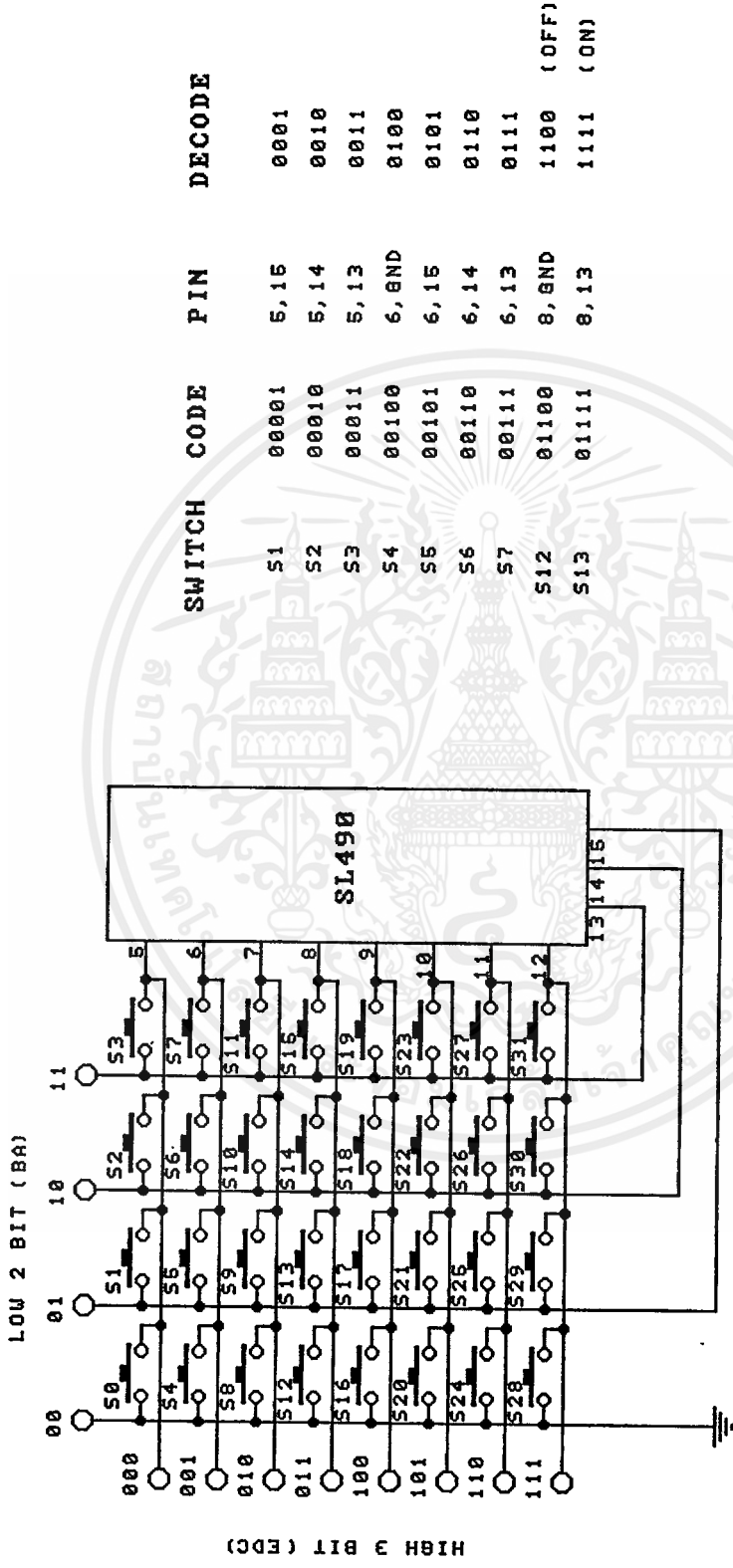


FIG.3 IC #SL490

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและห้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ปุ่มกดรหัสสร้างสัญญาณควบคุมและ ON/OFF

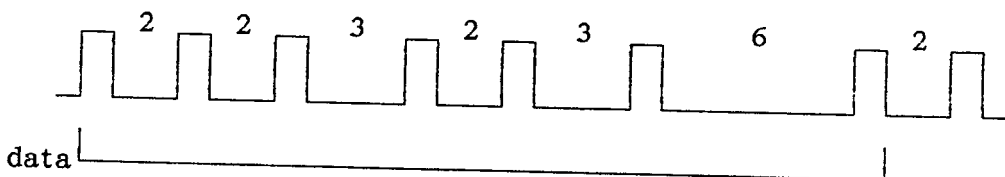
จากรูปที่ 3 เป็นปุ่มกดรหัสรถยนต์ IC # SL490 มาเป็นตัวสร้างรหัสที่จะเป็นตัวควบคุมในการ ON/OFF อุปกรณ์ไฟฟ้า โดยจะแบ่งเป็นรหัสในลักษณะ Row และ Column โดยจะใช้รหัสเลขฐานสอง

ทางด้าน Row จะเป็น High 3 bit (EDC) คือ 000-111 ส่วนทางด้าน Column จะเป็น Low 2 bit (BA) คือ 00-11 จากรหัสที่ว่ามี สามารถสร้างได้ถึง 32 ช่อง แต่รหัส 00000 ส่วนใหญ่จะไม่ใช้จึงทำให้เหลือเพียง 31 ช่องเท่านั้น โดยที่เรากดสวิตช์ปุ่มใดปุ่มหนึ่ง Output ที่ออกจาก SL490 จะมี 5 bit โดยจะเป็นการส่งสัญญาณในลักษณะเชิงอนุกรมตามระบบ Pulse Position Modulator (PPM) ในการทำงานในโครงการนี้จะใช้เพียง 9 ปุ่ม คือ S₁-S₇, S₁₂ และ S₁₅ โดยที่ S₁-S₇ เป็นปุ่มรหัสของอุปกรณ์ไฟฟ้า ส่วน S₁₂ และ S₁₅ เป็นปุ่ม off และ on

2. สร้างสัญญาณ PPM

ดังรูปที่ 3 แสดงวิธีการต่อสวิตช์ทั้ง 32 ตัว เข้ากับ IC ตามตำแหน่งของสวิตช์แต่ละตัวจะสอดคล้องกับรหัสเลขฐานสอง 5 bit ที่ EDCBA โดยที่ A เป็นหลักต่ำสุด ตัว IC # SL490 จะเป็นตัวกำเนิดขบวน Pulse 6 ลูก เชิงไฟตรงและมีการแปรเวลาในระหว่างแต่ละ Pulse ที่บรรจุข่าวสารบนารี่ไป ดังรูปข้างล่าง เป็นลำดับเลขฐานสองในขนาด 5 อัตราส่วน 2 ต่อ 3 ำหรับหนดว่ามีลอจิก "1" หรือ "0" ชุดฐานสอง 5 bit แต่ละชุดจะแยกกันด้วยระยะห่างในอัตราส่วนเชิงเวลาเป็น 1:6 โดย IC # SL490 จะสร้างรหัสในทุกระยะที่กดสวิตช์สั่งงาน แต่หากกดสวิตช์พร้อมกัน 2 ตัว รหัสที่ได้จะไม่แน่นอน จึงใช้งานได้

time ratio



ซึ่งฐานเวลาของเครื่องส่ง ขึ้นอยู่กับความถี่ภายในของภาค Oscillator โดยมี RC เป็นตัวกำเนิดความถี่ที่ต้องการ

3. Modulate

สัญญาณที่ Output เป็นรหัส จะถูกทำการ Mod โดยจะ Mod กับ Carrier ที่ความถี่ 392 MHz และถูกส่งออกอากาศ โดยการ mod จะเป็น mod แบบ ASK

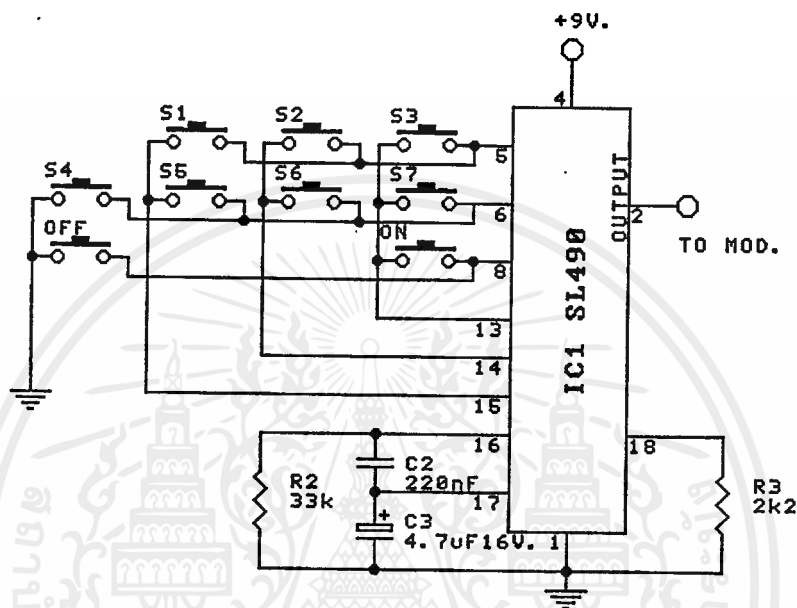
4. Oscillate

การกำเนิดคลื่น UHF โดยใช้หลักการของวงจร Hartley Oscillator เป็นตัวกำเนิดคลื่น Carrier RF โดยประมาณ 392 MHz

5. Power Supply

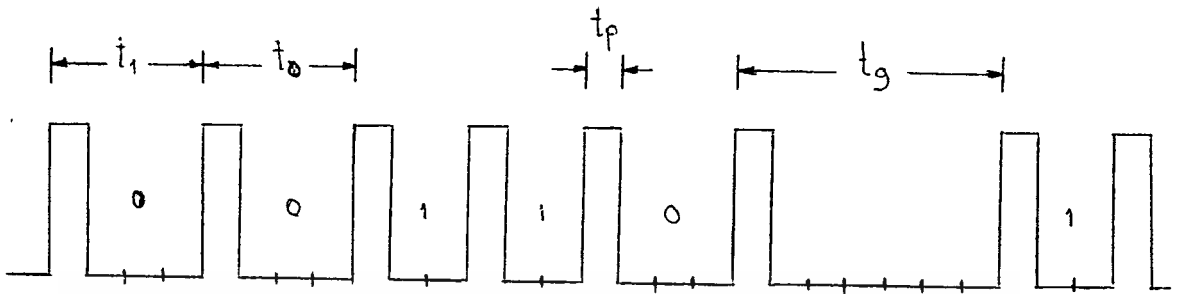
แหล่งจ่ายไฟจะใช้ 9 Volts บ้อนให้กับวงจร

หลักการทํางานของเครื่องส่ง UHF



รูปที่ 4 วงจร ENCODER

จากรูปที่ 4 เป็นวงจร encoder โดยใช้ IC SL490 เป็นตัวเข้ารหัสโดย
ใช้ S_1 - S_7 เป็นรหัสของอุปกรณ์ไฟฟ้าโดยเป็นเลขฐานสอง 5 bit คือ 00001-00111
ส่วนปุ่ม off และ on คือ 01100 และ 01111 โดย o/p ที่ออกจากขา 2 SL490 จะ
เป็นลักษณะเชิงอนุกรมที่เรียกว่า pulse position modulate (PPM) แบบ pulse
ลบ โดยที่ฐานเวลาของ o/p ที่ออกจาก SL490 ขึ้นกับความถี่ภายในของภาคออสซิลเล
เตอร์ซึ่งมี R_2 กับ C_2 เป็นตัวกำเนิดความถี่ที่ต้องการของ PPM โดยสามารถคำนวณได้
จากสูตรข้างล่าง



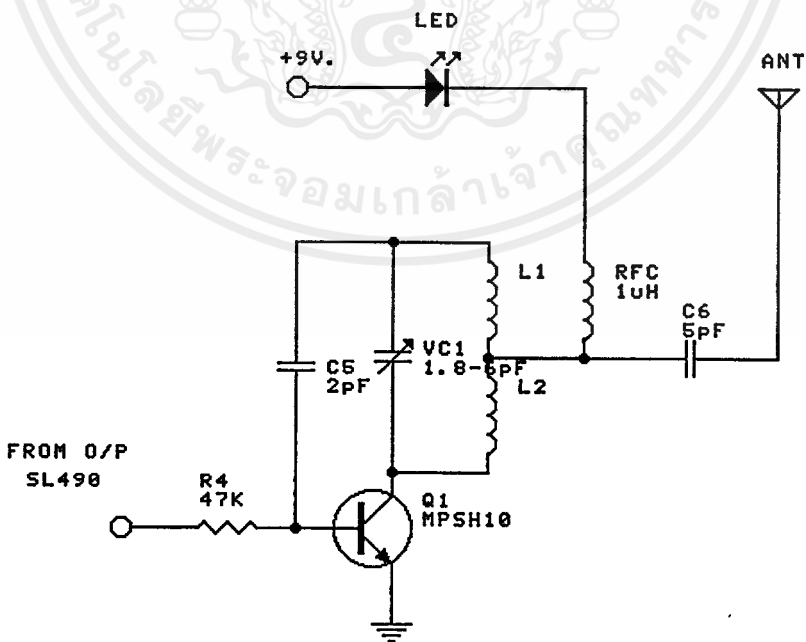
PPM WORD NOTATION

$$t_1 = 0.95 R_2 C_2$$

$$1/f_c = 0.7 R_3 C_3$$

$$t_{p \text{ min}} = 0.11 t_1$$

$$t_{p \text{ max}} = 0.22 t_1$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานวิจัยของคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 รูปที่ 5 วงจร osc แบบ Hartley
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5 เป็นวงจร osc แบบ Hartley โดยที่ vc_1 เป็นทรินเมอร์ที่ปรับค่าได้ ส่วน L_1 และ L_2 เป็น inductor ที่ขั้วสายปรีซ์ทำเป็นค่า L_1 และ L_2 โดยใช้หลักการของ Microstrip ในการทำค่า L_1 และ L_2 ขึ้นมา ส่วน C_5 จะเป็นตัว feed back แบบบวกทำให้ osc ทำงานคงที่ตลอดเวลาและ RFC จะเป็นตัวกั้นไฟ dc ไม่ให้ไปรบกวนการทำงานของภาค osc โดยวงจรมีทำหน้าที่จะส่งความถี่ RF ประมาณ 392 MHz ตลอดเวลาเมื่อเปิด s.w จำไว้ให้ เมื่อ o/p จากขา 2 ของ SL490 เป็น pulses ที่เป็นลบทำให้ Q_1 หยุดทำงานเพราะ Q_1 เป็นแบบ NPN ทำให้เกิดการ mod แบบ ASK ส่งออกไปขึ้นอยู่กับรหัสที่เรากดปุ่ม S_1-S_7 และปุ่ม off หรือ on

จากรูปที่ 6 เป็นวงจร UHF TX. ที่ใช้งานจริงในโครงงานนี้

ภาคเครื่องรับ UHF

จากรูปที่ 7 เป็น Block diagram ภาคเครื่องรับ UHF ประกอบด้วย 4 ส่วนคือ

1. RF Amp
2. Tuner
3. จัดแต่งรูปคลื่น
4. Power Supply

1. RF Amp.

คลื่นที่ส่งมาจากเครื่องส่ง จะเข้ามาทางสายอากาศเข้าวงจร RF Amp. โดยจะทำหน้าที่ขยายสัญญาณให้แรงขึ้น โดยที่ภาค RF Amp. ใช้ Transistor ต่อแบบ Common Base ซึ่งมีอัตราการขยายแรงดันสูงมาก ทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่รับได้ป้อนให้วงจร Tuner ต่อไป

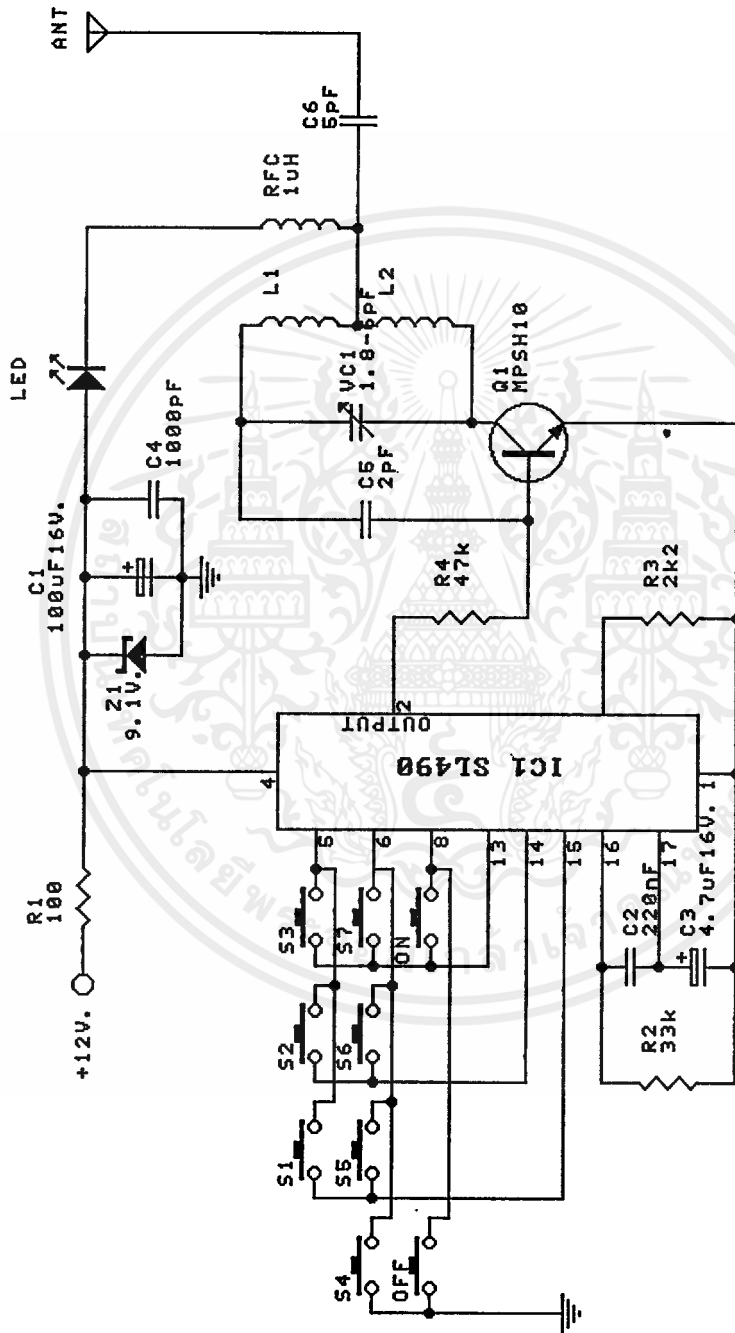
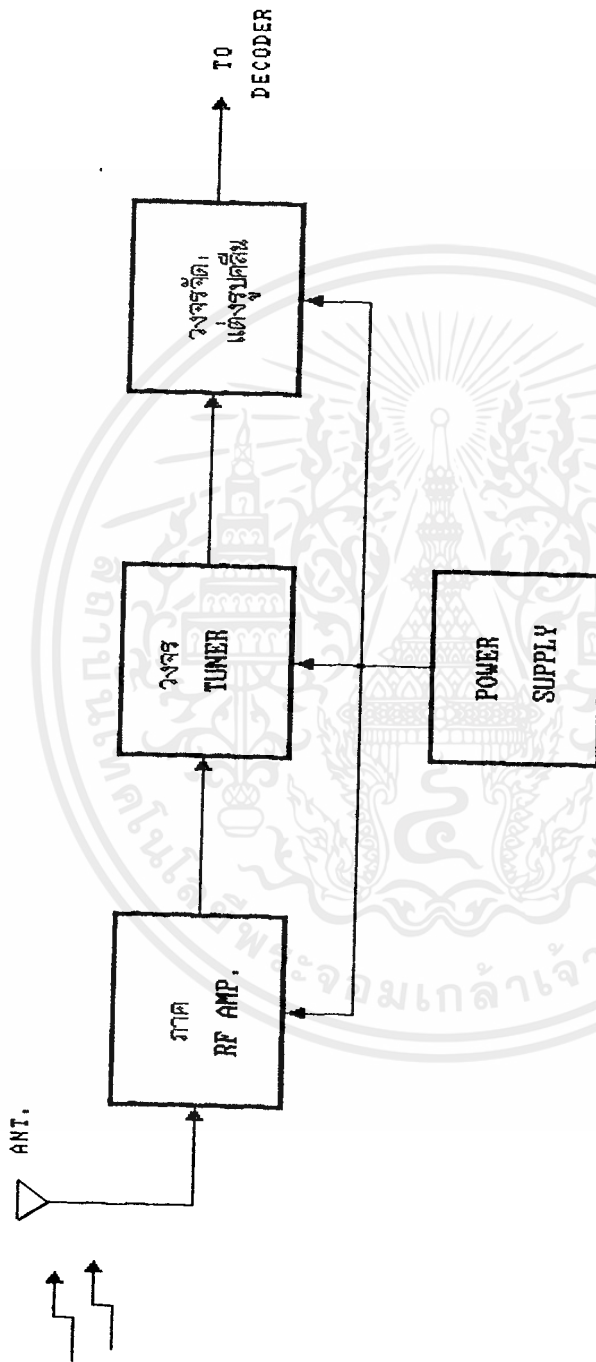


FIG. 6 UHF TRANSMISSTER CIRCUIT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7 Block diagram ภาครับ UHF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. Tuner

เมื่อสัญญาณที่รับเข้าจากภาควงจร RF Amp. แล้วเข้าวงจร Tuner ก็จะทำหน้าที่ในการค้นหาความถี่ที่ส่งออกมาจากภาคส่งความถี่ประมาณ 451 MHz เมื่อจนตรึงก็จะได้สัญญาณที่เป็นรหัสออกมา แล้วป้อนเข้าวงจรจัดแต่งรูปคลื่นต่อไป

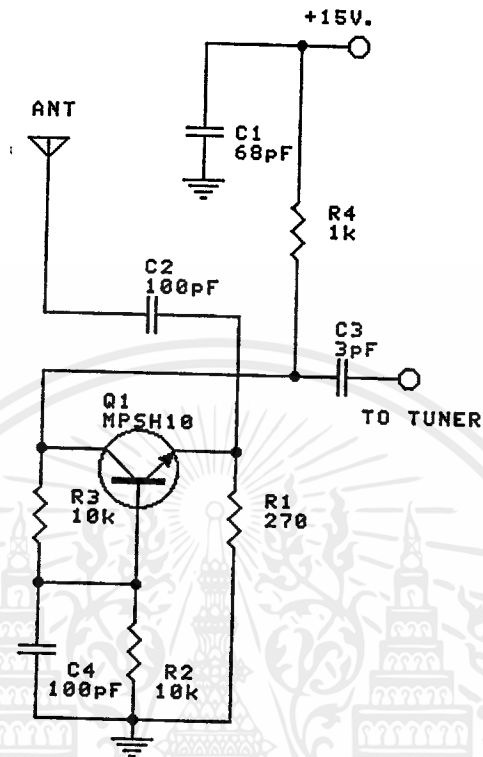
3. จัดแต่งรูปคลื่น

วงจรจัดแต่งรูปคลื่นหรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า วงจร Schmitt Trigger โดยทำหน้าที่จัดแต่งรูปคลื่นที่ได้จากการจูนแล้วให้เป็น Pulse รูปสี่เหลี่ยมเมื่อส่งไปยังภาค Demod จะสามารถ Demod รหัสได้ถูกต้อง

4. Power Supply

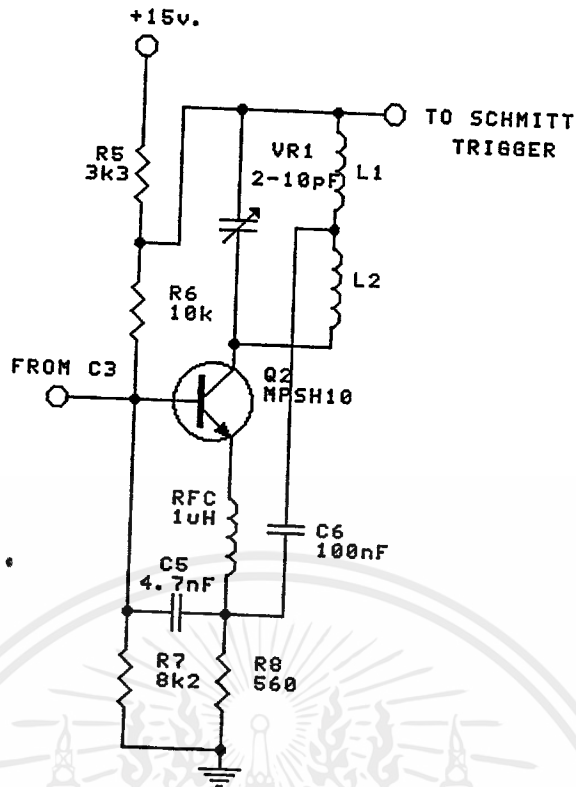
Power Supply จะใช้ไฟ +15 V เพราะภาค Demod จะต้องการ Pulse ที่เป็นบวกที่แรงดัน 15 โวลต์ จึงต้องใช้แรงดันในการป้อนวงจร +15 V

หลักการทำงานของภาคเครื่องรับ UHF



รูปที่ 8 วงจร RF Amp

จากรูปที่ 8 เป็นวงจร RF Amp ทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่รับเข้ามาให้แรงขึ้น โดยใช้ Q_1 ต่อแบบ common base ซึ่งมีอัตราขยายแรงดันสูงมากและการที่ภาคส่งจะส่งได้ไกลขนาดไหนนั้นก็ขึ้นอยู่กับภาคนี้เป็นหลักว่า sensitivity ของวงจร RF Amp มีความไวมากน้อยขนาดไหนโดยขึ้นอยู่กับคุณสมบัติ Q_1 และการจัด bias ให้กับ Q_1 ทางาน C_3 ทำหน้าที่คัปปลิ่งสัญญาณที่ขยายแล้วไปภาค tuner ต่อไป



รูปที่ 9 เป็นวงจร tuner

จากรูปที่ 9 เป็นวงจร tuner โดยที่ vc_1 เป็นทริมเมอร์ที่ปรับค่าได้ ส่วน L_1 และ L_2 เป็น inductor ที่ใช้สายปรีนซ์ทำเป็นค่า L_1 และ L_2 โดยใช้หลักการของ Microstrip ในการทำค่า L_1 และ L_2 ขึ้นมา ส่วน c_5 และ c_6 เป็นตัว feed back โดยที่วงจรนี้ทำหน้าที่ osc และ mixer ภายในตัวเองด้วยคุณสมบัติของ Q_2 โดยที่ความถี่ osc จะต้องตรงกับภาคเครื่องส่ง uhf คือ 392 MHz จึงทำให้เกิดการ mixer แล้วจึงมีสัญญาณออกทาง o/p ไปให้กับภาค schmitt trigger ต่อไป

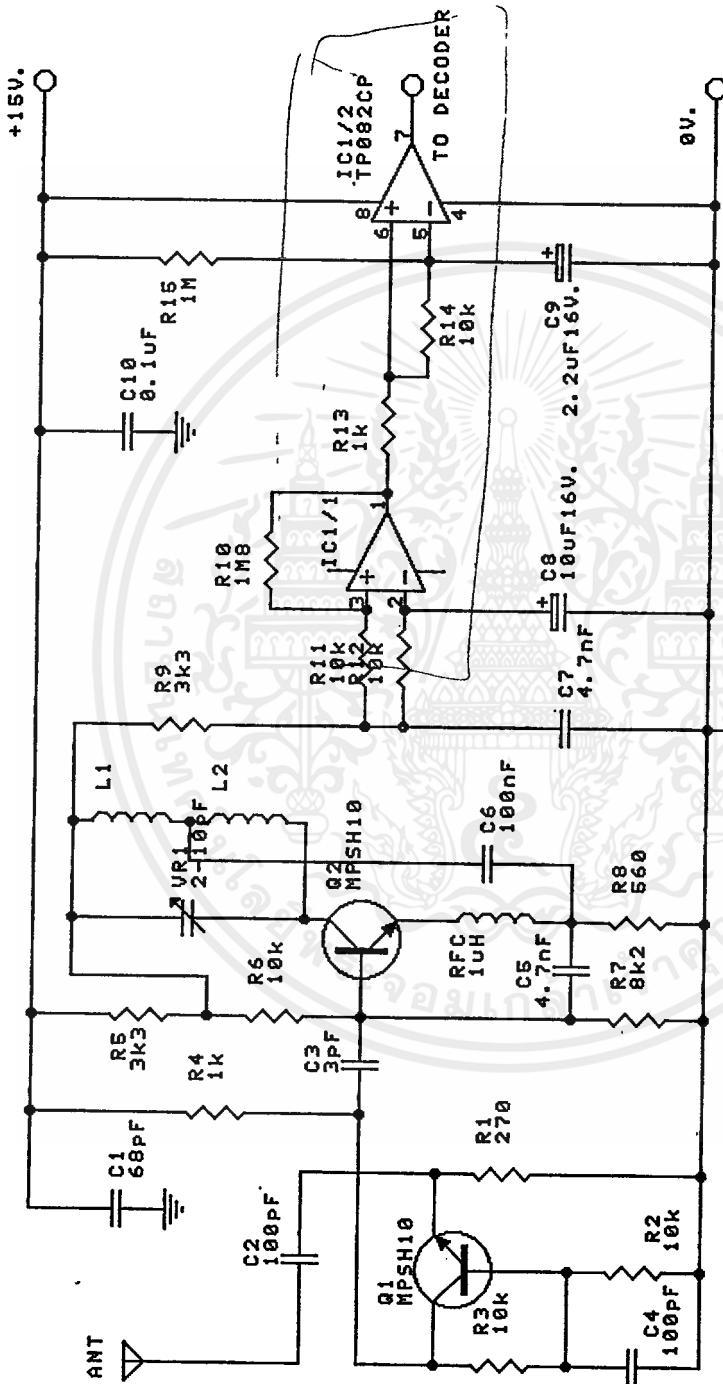
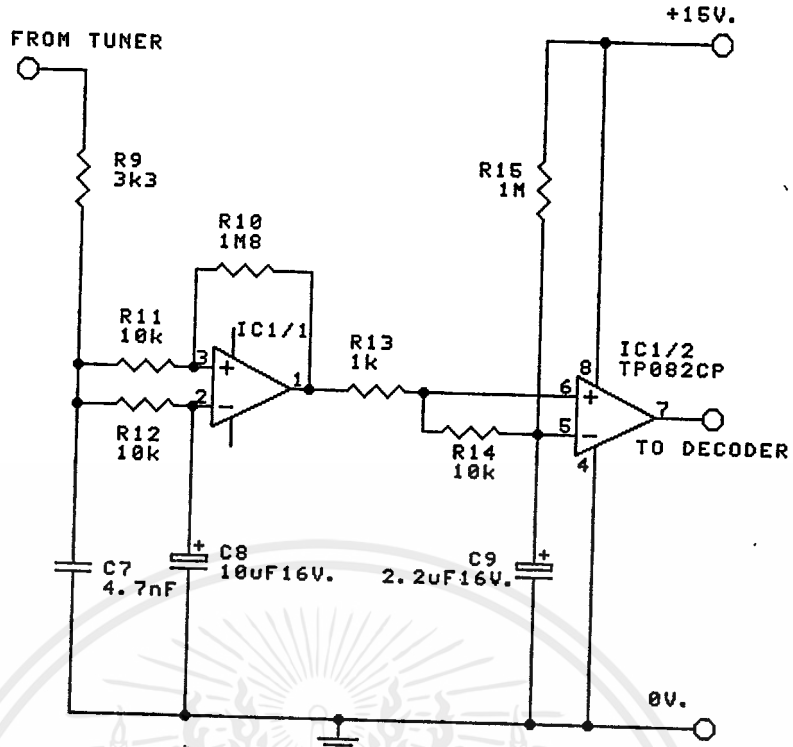


FIG. 11 UHF RECEIVER CIRCUIT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 10 วงจร schmitt trigger

จากรูปที่ 10 เป็นวงจรจัดแต่งรูปคลื่นหรือวงจร schmitt trigger โดยสัญญาณที่ได้จากการ mixer แล้วจะยังมี carrier บนเข้ามาแล้วเป็นสัญญาณลักษณะ sine wave โดยที่ C7 จะทำหน้าที่ตัด carrier ที่ซึ่งโดยที่วงจร schmitt trigger จะทำหน้าที่ detector และจัดแต่งรูปคลื่น จากสัญญาณ sine wave ให้เป็น pulse โดยอาศัยคุณสมบัติของ op amp โดยไฟที่ป้อนให้กับ op amp +15v โดยที่สัญญาณ sine wave ที่เข้ามาเกิน 15v จะถูกคลิป์ให้เหลือ 15v ก็จะเป็นสัญญาณลักษณะ pulse โดย o/p ของ IC1/1 จะเป็น pulse ลบ และ IC1/2 จะ inverting อีกที จึงเป็น pulse บวก โดย pulse ที่ได้จะเหมือนกับ o/p ขา 2 ของ SL490 ในภาคเครื่องส่ง UHF การที่ต้องป้อนไฟ +15v ให้กับภาคเครื่องรับ UHF นี้เพราะภาค decode ที่ถอดรหัสสัญญาณ IC SL490 ต้องการสัญญาณ i/p 15v และเป็น pulse บวกเท่านั้นจึงจะทำงานแล้วถอดรหัสได้ แต่ถ้าต่ำกว่า 15v ก็ได้แต่ไม่ควรต่ำกว่า 12v และถ้าเป็น pulse ลบไม่ว่าจะมีแรงดัน 12-15v ภาค decoder ก็จะไม่ทำงานไม่ได้ยู่ดี

จากรูปที่ 11 เป็นวงจร UHF RX. ที่ใช้ในโครงการนี้

บทที่ 4

ภาค Mod AC.line และ ภาค Demod AC.line

ภาค Mod AC. line

จากรูปที่ 1 เป็น Block diagram Systematic Operation of the Encoder จะประกอบด้วย 9 ส่วน คือ

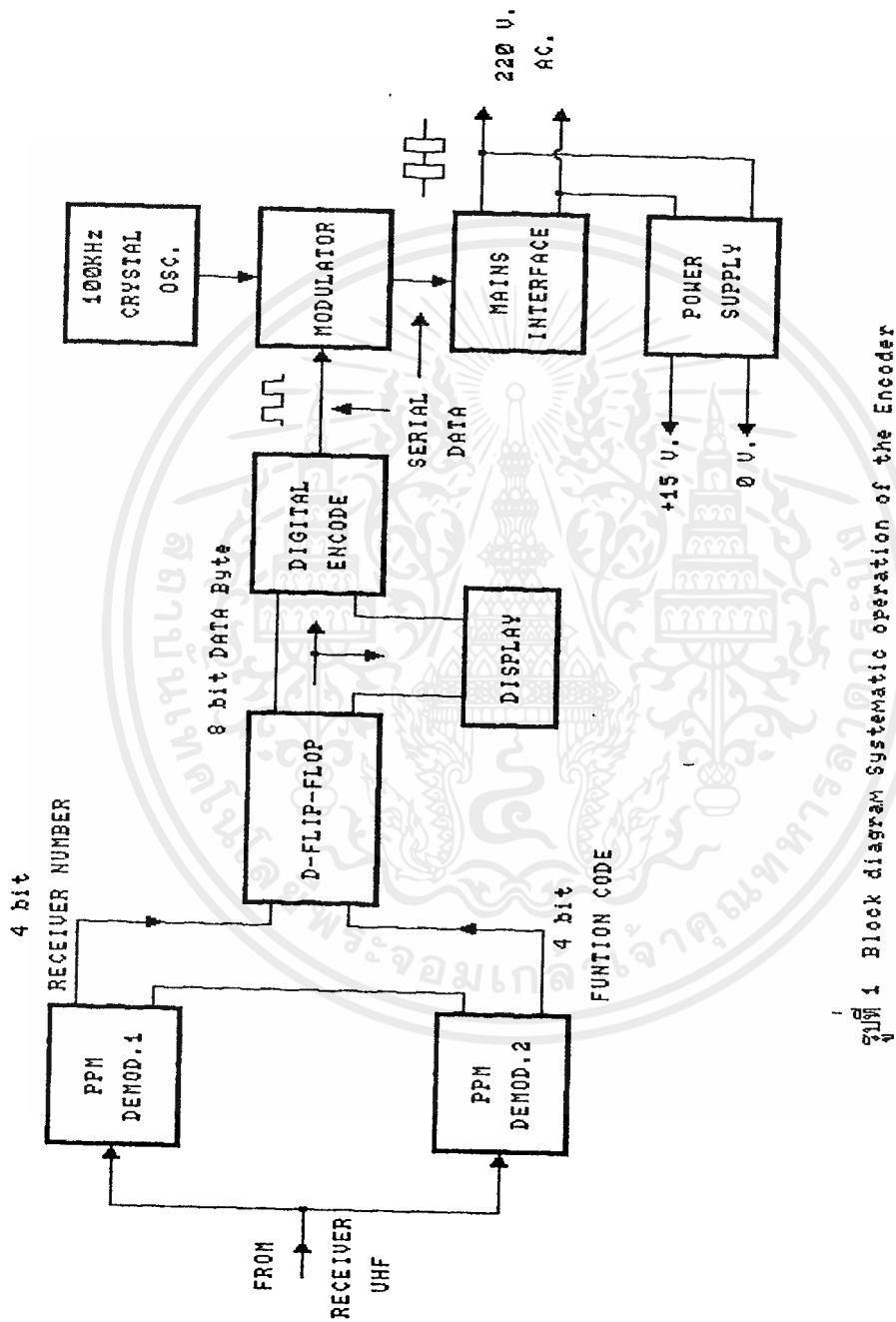
1. PPM Demod 1
2. PPM Demod 2
3. D Flip-Flop
4. Display
5. Digital Encoder
6. Modulator
7. Oscillator
8. Main Interface
9. Power Supply

1. PPM Demod 1

โดยจะทำหน้าที่ในการ Decode สัญญาณที่ได้จากภาครับ UHF ซึ่งจะเป็นสัญญาณรหัสของอุปกรณ์ไฟฟ้า คือ S₁-S₇ ซึ่ง Output ที่ได้จะเป็นรหัสเลขฐานสอง 4 Bit คือ 0001-0111 เรียกว่า 4 Bit Receiver Number

2. PPM Demod 2

โดยจะทำหน้าที่ในการ Decode สัญญาณที่ได้จากภาครับ UHF ซึ่งจะเป็นสัญญาณรหัสของการสั่งงานของอุปกรณ์ไฟฟ้าในการ ON/OFF คือ S_{ON} และ S_{OFF} โดยซึ่งเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับอายุการใช้งาน คำไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1 Block diagram Systematic operation of the Encoder

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Output จะได้เป็นรหัสเลขฐานสอง 4 Bit คือ 1111 และ 1100 เรียกว่า 4 Bit Function Code

3.D Flip-Flop

โดยจะใช้ IC D Flip-Flop ในการรับข้อมูลที่ถูก Decode รหัสแล้วเพื่อส่งไปยังภาคต่อไป

4.Display

ภาคนี้จะทำหน้าที่ในการโชว์ว่า อุปกรณ์ไฟฟ้า เครื่องไหนทำงานอยู่หรือไม่

5.Digital Encode

โดยภาคนี้จะทำการเอารหัสจากการ Decode ทาง 2 ภาค ของ PPM มาทำการรวมกันในการส่งออกไปในลักษณะสัญญาณแบบ Serial Data โดยที่รหัสของอุปกรณ์จะอยู่บนหน้าและตามด้วยรหัสของการสั่งอุปกรณ์ ON/OFF

6.Modulate

จะทำหน้าที่ Mod สัญญาณจากภาค Digital Encode โดยใช้ Carrier ประมาณ 100 KHz มาทำการ Mod กับรหัสทั้ง 2 โดยการ Mod จะใช้หลักการของ on-off modulate

7.Oscillate

ภาคนี้จะกำเนิด Carrier ที่จะทำการ Mod กับ Serial Data โดยใช้ Crystal เป็น Oscillate และผ่านวงจรหารทำให้เหลือประมาณ 100 KHz เพื่อเป็นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใช้งานมีข้อสงสัยหรือต้องการคำ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Carrier ส่งไปบน AC.line ต่อไป

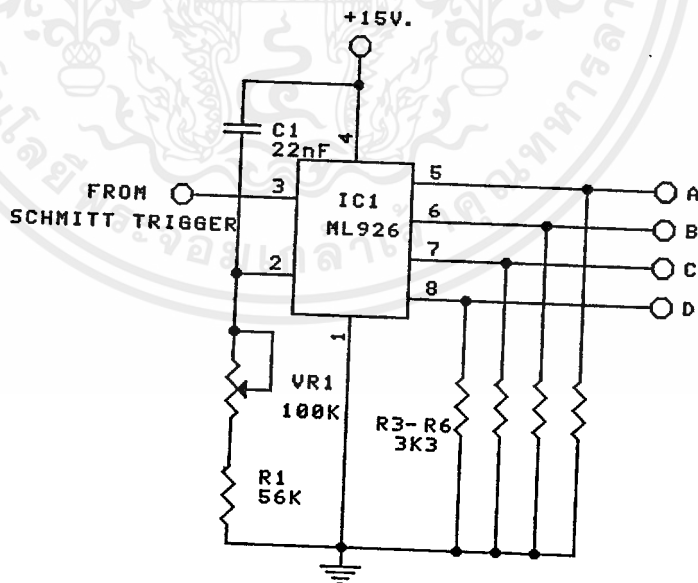
8. Main Interface

ภาคนี้เป็นการต่อ Matching กับสาย AC.line และดับปลิ่งสัญญาณเข้าไปในสาย AC.line ด้วย

9. Power Supply

โดยจะใช้ไฟ +15 V.ให้กับวงจร เพราะภาค PPM Demod 1 และ 2 จะทำงานได้ต้องการไฟ +15 V.

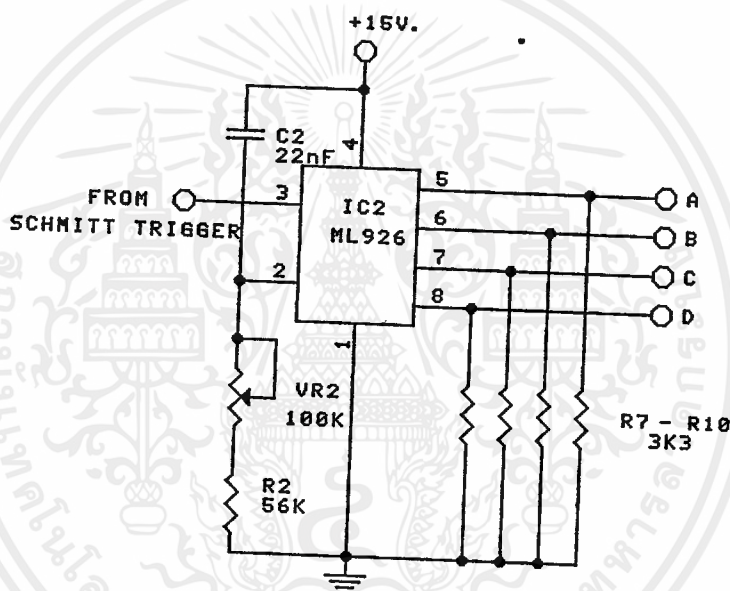
หลักการทํางานของภาค Mod A.C. Line



รูปที่ 2 วงจร PPM DEMOD 1

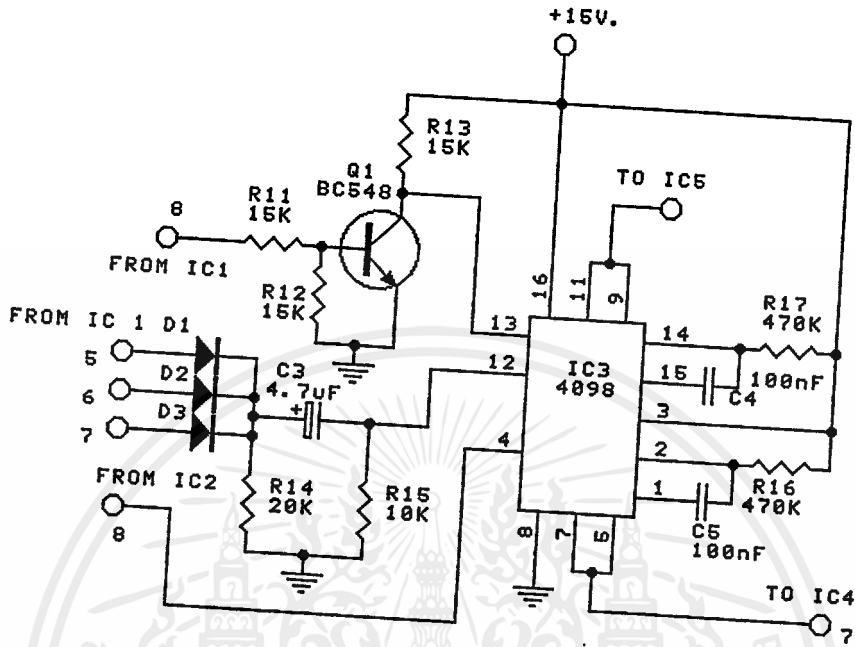
จากรูปที่ 2 เป็นวงจร PPM DEMOD 1 โดยที่ทำหน้าที่เป็นตัวถอดรหัสจํากว้งค่า
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในพิธีการเท่านั้น
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จร schmitt trigger ที่เป็น pulse ตามรหัสที่เราควบคุมในภาคส่ง UHF โดยสัญญาณจะเข้าที่ขา 3 ของ IC₁ โดยจะทำการถอดรหัสเป็นรหัสเลขฐานสอง 4 bit คือ 0001-0111 โดยที่ฐานเวลาความถี่ของ IC₁ จะต้องตรงกับฐานเวลาความถี่ของ IC SL490 ด้วย คือ $f_{osc} = 1/0.15C_1R_1$ และ $T = 1/f_{osc}$ โดยที่ R₃-R₆ เป็นค.ต.ท. push up ให้ IC₁ ทำงานโดยจะมีค่าประมาณ 3K และจะต้องต่ออยู่เสมอเวลาใช้งาน ซึ่งรหัสที่ถอดรหัสนี้เรียกว่า 4 bit Receiver Number เป็นรหัสอุปกรณ์ไฟฟ้า คือ S₁-S₇



รูปที่ 3 วงจร PPM DEMOD 2

จากรูปที่ 3 เป็นวงจร PPM DEMOD 2 โดยที่ขาหน้าที่เป็นตัวถอดรหัสเช่นเดียวกับวงจร PPM DEMOD 1 แต่ถอดรหัสเฉพาะการ on/off ของอุปกรณ์ไฟฟ้าเท่านั้น คือ S_{on} และ S_{off} โดยเป็นรหัสเลขฐานสอง 4 bit คือ 1111 และ 1100 แต่ทว่าใช้ IC เบอร์เดียวกัน โดยที่ ML926 นั้นสามารถถอดรหัสตั้งแต่ 0000-1111 เหมือนกันไม่ว่าเราจะควบคุมรหัสของอุปกรณ์ไฟฟ้า คือ S₁-S₇ หรือปุ่ม S_{on}, S_{off} IC₁ และ IC₂ ก็ทำงาน จึงมีเทคนิคเข้ามาช่วยจึงทำให้ลดความสามารถในการเข้ารหัสอุปกรณ์ไฟฟ้าให้น้อยลง คือ เหลือแค่ 7 อุปกรณ์ เท่านั้นโดยจะกล่าวในภาคต่อไป



รูปที่ 4 วงจร MONOSTABLE 1

จากรูปที่ 4 เป็นวงจร Monostable 1 ที่ทำหน้าที่เป็นกำเนิด CK ให้ IC4 และ 5 ทำงาน โดยภายใน IC3 จะเป็นแบบ Dual Monostable โดยที่ mono ตัวที่ 1 จะเป็นตัวกำเนิด CK ให้ IC5 โดยคาบเวลา pulse ได้จากขา 14 และ 15 คือ $T = C_4 R_{17}$ และ o/p ออกที่ขา 9 ส่วน mono ตัวที่ 2 จะเป็นตัวกำเนิด CK ให้ IC4 โดยคาบเวลา pulse ได้จากขา 1 และ 2 คือ $T = C_5 R_{16}$ และ o/p ออกที่ขา 7 จากตารางที่ 1 ของ ML926 จะเห็นว่า o/p ของ IC1 และ 2 จะเหมือนกันจึงนำเอาเทคนิคเข้ามาช่วยที่ว่า คือ mono ตัวที่ 1 จะทำงานสำหรับเป็น ck ให้ IC5 ซึ่งเป็น D-F/F ทำงาน โดย IC5 จะเป็นการให้ข้อมูลรหัสของอุปกรณ์ไฟฟ้าผ่านขาได้เท่านั้น คือ S₂₁-S₇ โดยการเอาขา 5,6,7 ของ IC1 มาทำการ OR กัน โดยใช้ D₁D₂ มาทำเป็น OR gate ค่อย trig บวก ให้กับ IC3 ของ mono ตัวที่ 1 ที่ขา 12 และนำขา 8 ของ IC1 ผ่านวงจร inverting โดยใช้ Q₁ เป็น inverting ค่อย Reset mono ตัวที่ 1 ที่ขา 13 ส่วน mono ตัวที่ 2 จะทำงานสำหรับเป็น CK ให้ IC4 ซึ่งเป็น D-F/F เช่นกัน

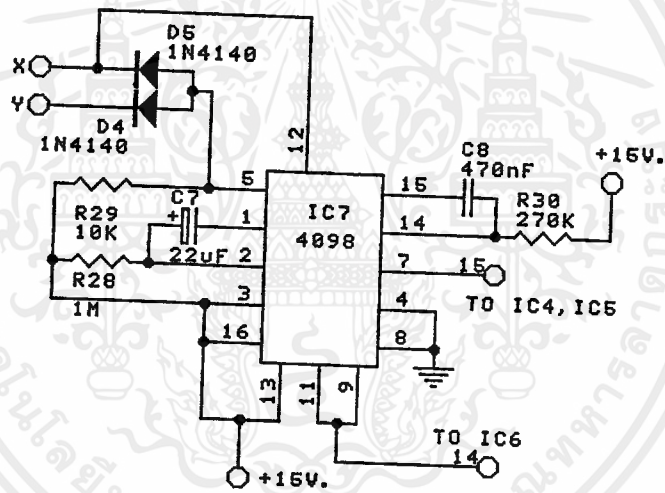
ทำงานโดย IC4 จะเป็นการให้ข้อมูลการ on/off อุปกรณ์ไฟฟ้าผ่านไปได้เท่านั้น คือ S_{on} , S_{off} โดยการที่เอาขา 8 IC2 มาต่อตรงที่ขา 4 ของ mono ตัวที่ 2 เป็นการ trig วง

					Momentary Binary Output			
Transmitter Code					ML 926			
E	D	C	B	A	D	C	B	A
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	1	0	0	0	1
0	0	0	1	0	0	0	1	0
0	0	0	1	1	0	0	1	1
0	0	1	0	0	0	1	0	0
0	0	1	0	1	0	1	0	1
0	0	1	1	0	0	1	1	0
0	0	1	1	1	0	1	1	1
0	1	0	0	0	1	0	0	0
0	1	0	0	1	1	0	0	1
0	1	0	1	0	1	0	1	0
0	1	0	1	1	1	0	1	1
0	1	1	0	0	1	1	0	0
0	1	1	0	1	1	1	0	1
0	1	1	1	0	1	1	1	0
0	1	1	1	1	1	1	1	1

ตารางที่ 1 OUT PUT ของ IC ML926

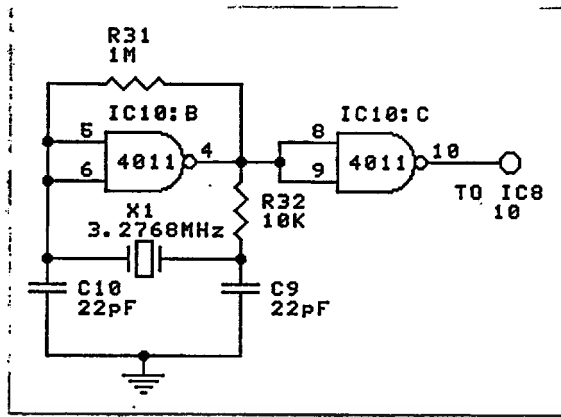
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่ผู้จัดทำให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเรากดปุ่มมาคูปุ่มหนึ่ง คือ S₁-S₇ จะทำให้ IC1 และ 2 ถอดรหัสเหมือนกันแต่ขา 8 ของ IC1 และ 2 จะเป็น "0" ทำให้ mono ตัวที่ 2 ไม่ทำงานเพราะ mono ตัวที่ 2 ต้องการ trig ที่ขอบขาขึ้น คือ จาก "0" เป็น "1" จึงไม่มีสัญญาณเป็น CK ให้ IC4 ทำงานได้ ส่วน mono ตัวที่ 1 จะทำงานมีสัญญาณเป็น CK ให้ IC5 ทำงานได้ LED 4 ตัว จึงติดตามรหัสที่เรากดปุ่มแล้วก็กดปุ่ม S_{on} หรือ S_{off} ตามหลังกดปุ่มรหัสปุ่มใด ก็จะทำให้ขา 8 ของ IC1 และ 2 เปลี่ยนจาก "0" เป็น "1" ทำให้ mono ตัวที่ 2 ทำงานมีสัญญาณ เป็น CK ให้ IC4 ทำงานได้ LED 4 ตัว จึงติดตามรหัสของการ on off แต่ mono ตัวที่ 1 จะไม่มีสัญญาณเป็น CK ให้ IC5 ทำงานเพราะ วงจร inverting ทำงานจึงไม่มีสัญญาณไป Reset ที่ขา 13 ของ mono ตัวที่ 1 จึงไม่ทำงาน



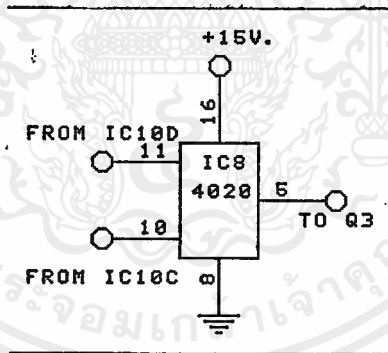
รูปที่ 5 วงจร MONOSTABLE 2

จากรูปที่ 5 เป็นวงจร Monostable 2 ที่ทำหน้าที่เป็น Reset IC 4,5 และ Enable ที่ขา 14 ของ IC 6 ภายใน IC 7 จะเป็นแบบ Dual Monostable โดยที่ MONO ตัวที่ 1 จะเป็นตัวกำเนิดสัญญาณ Reset ให้ขา 15 ของ IC 4,5 โดยเมื่อเรากดปุ่มรหัสปุ่มมาคูปุ่มหนึ่งแล้วตามด้วยปุ่ม ON/OFF จะทำให้สัญญาณจาก Monostable 1 มา trig ให้ Monostable 2 ทำงานของ MONO ตัวที่ 1 โดยที่ trig ที่ขา 5 เป็นการ trig แบบลบซึ่งสัญญาณที่จุด X,Y มาทำการ OR กันโดย D₄ D₅ เป็น OR gate คอย trig ที่ขา 5 สัญญาณที่ Reset จะออกที่ขา 7 ไป Reset IC 4,5 ที่ขา 15 โดย



รูปที่ 7 วงจร CRYSTAL OSC

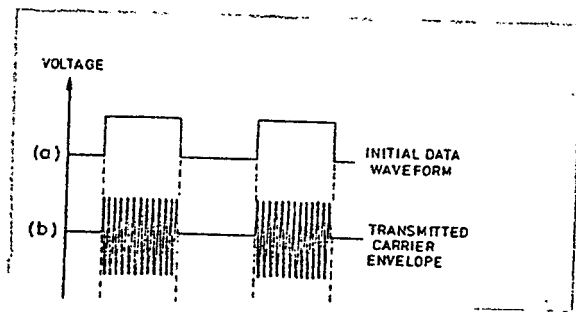
จากรูปที่ 7 เป็นวงจร CRYSTAL OSC เป็นตัวกำเนิด Carrier ที่จะไปทำการ MOD กับ Serial Data เพื่อส่งไปใน AC line โดยใช้ Crystal เป็นตัวกำเนิดความถี่ที่ 3.2768 MHz และผ่านวงจรหาร 32 จึงเหลือความถี่ประมาณ 100 KHz แล้วไป MOD กับ Serial Data ต่อไป



รูปที่ 8 วงจร MOD และหาร 32

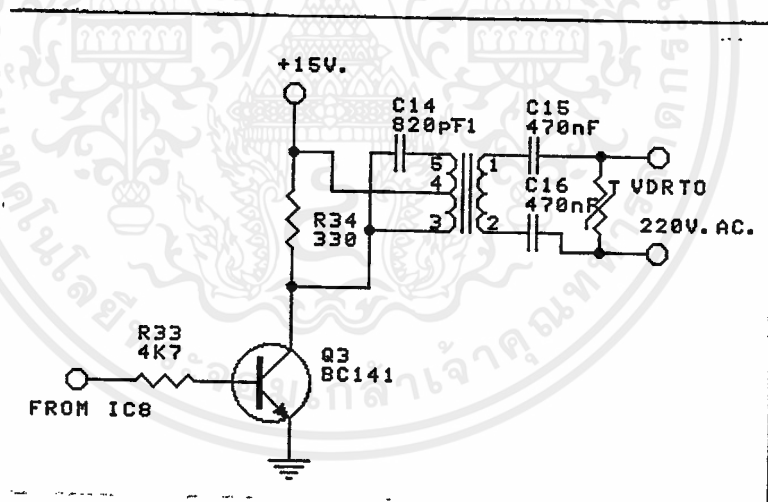
จากรูปที่ 8 เป็นวงจร MOD และหาร 32 โดยวงจรหาร 32 จะหารความถี่ที่ได้จาก CRYSTAL OSC ให้เหลือความถี่ RF Carrier ประมาณ 100 KHz เพื่อเป็น Carrier MOD กับ Serial Data ส่วนการ MOD จะใช้การ MOD แบบ ON-OFF Modulate โดยที่ Serial Data เข้าที่ขา 11 ของ IC 8 เป็นขา Reset โดยที่การ MOD จะดูได้ดังรูปที่ 9 โดยรูป a เป็น serial data ส่วนรูป b เป็นการ mod กับ

เอกสารนี้ Carrier ที่ 100 KHz แล้วการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 9 การ MOD แบบ ON-OFF Modulation

คือ เมื่อมีการ Serial Data ก็ทำให้ IC 8 ทำงานก็เกิดการ MOD กับ Carrier แต่ถ้าไม่มี Serial Data IC 8 ไม่ทำงานเพราะเกิดการ Reset ทำให้ไม่มี Carrier ออกที่ขา 5 IC8 จึงทำให้เกิดการ MOD แบบ ON-OFF Modulate



รูปที่ 10 วงจร Main Interface

จากรูปที่ 10 เป็นวงจร Mains Interface โดยทำหน้าที่คัมปลิ่งสัญญาณ ที่ทำการ MOD แล้วเข้าไปในสายไฟ AC. 220 V. โดย Q₁ เป็นตัวขยายสัญญาณให้แรงขึ้น ส่วน C₁₄ กับ T₁ จะเป็น OSC เพื่อให้ตรงกับความเร็วของการ MOD เพื่อให้การคัมปลิ่งสัญญาณไปบนสายไฟ AC. 220 V ได้สูงสุด ส่วน C₁₅ และ C₁₆ เป็นตัวป้องกันไฟ AC.

เข้าไปรบกวนวงจรข้างหน้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

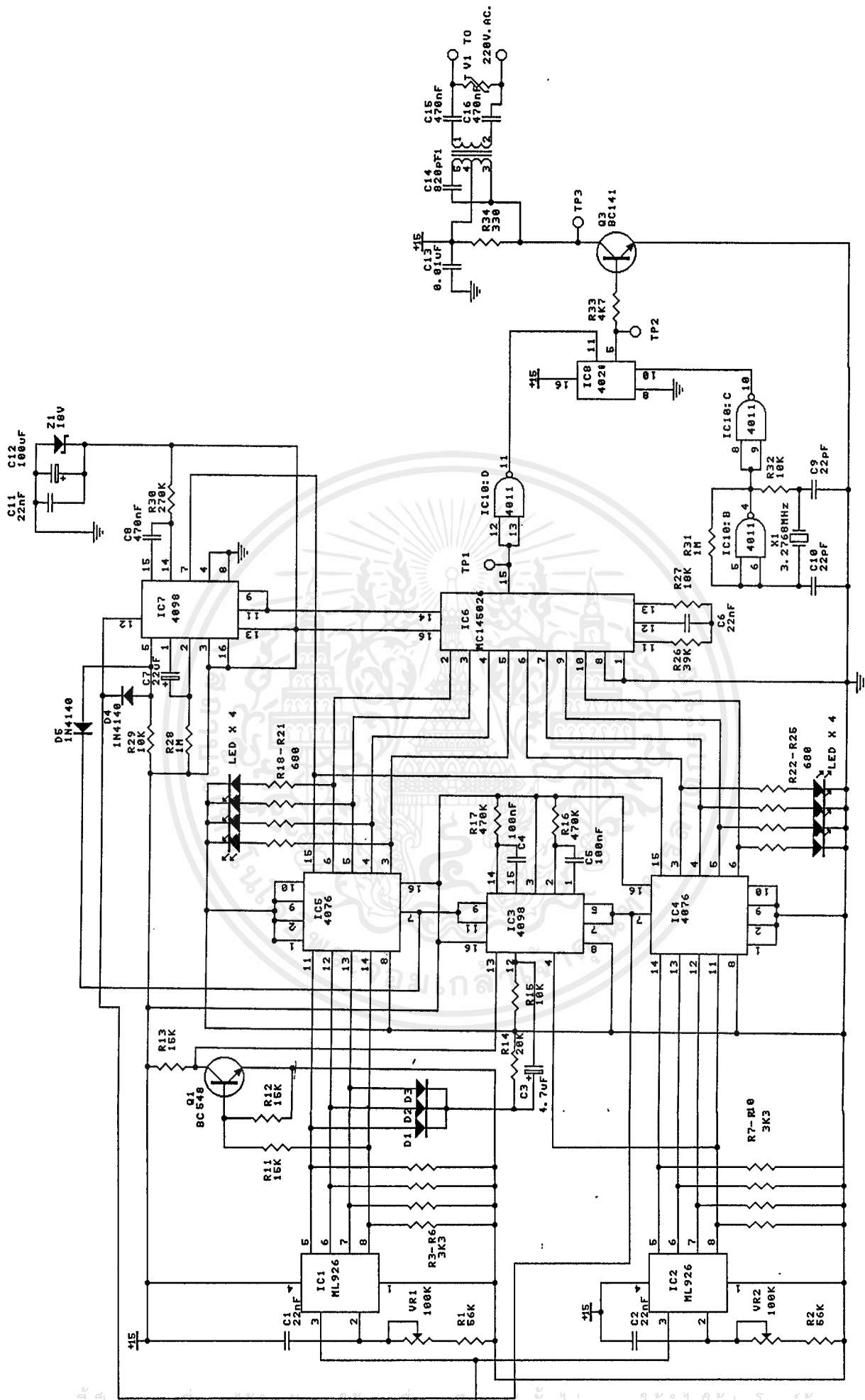


FIG.11 MOD AC-LINE CIRCUIT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

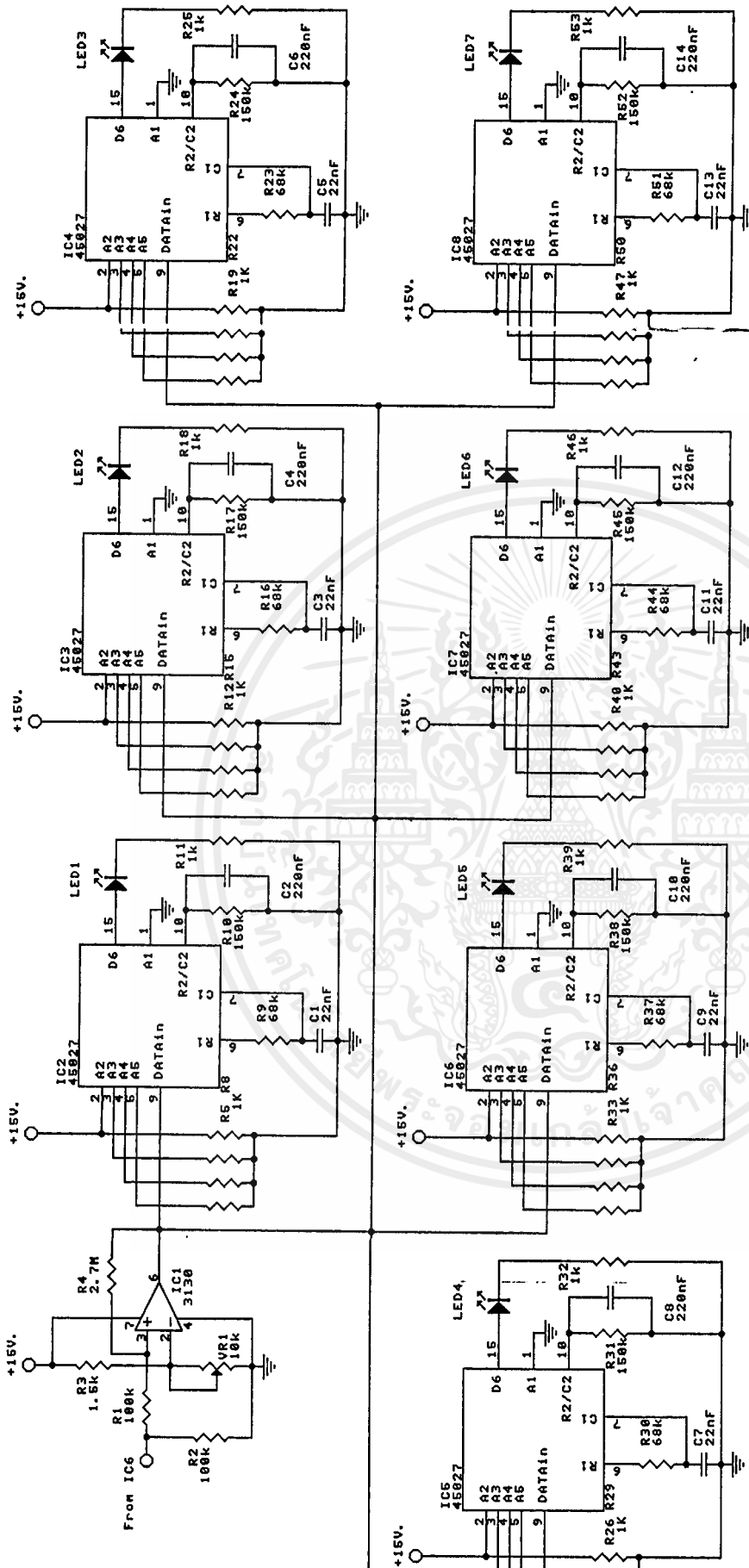


FIG. 13 DISPLAY CIRCUIT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะในวงแคบๆ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

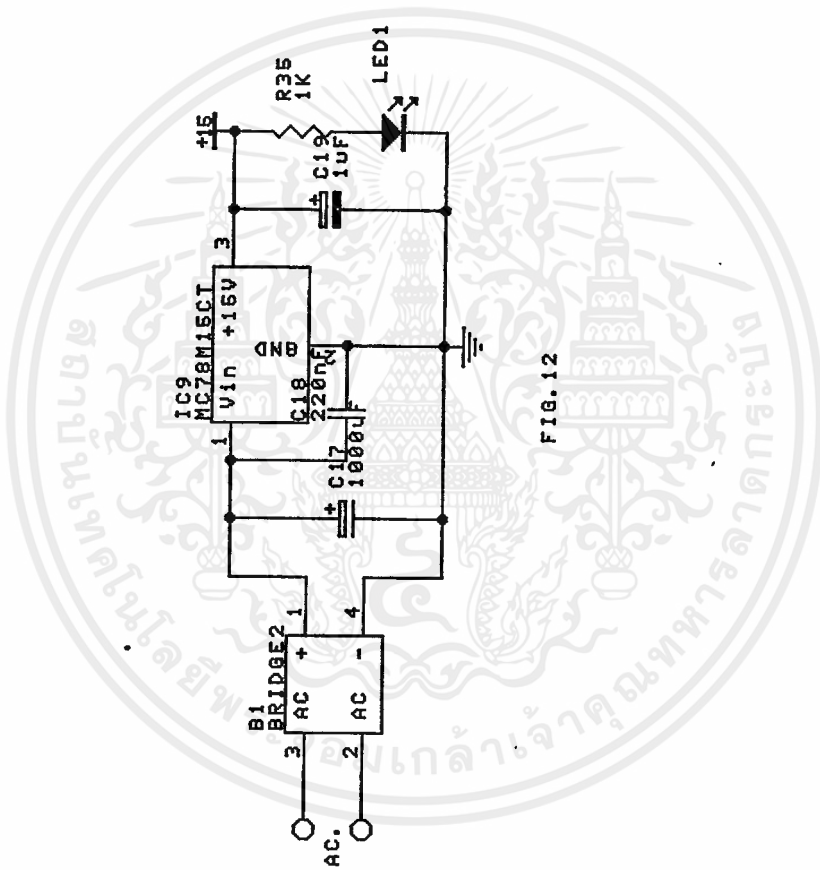


FIG.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 11 เป็นวงจร MOD AC line Circuit ที่ใช้งานจริงในโครงงานชิ้นนี้ และรูปที่ 12 เป็นวงจร Power Supply ของ MOD AC line Circuit

จากรูปที่ 13 เป็นวงจร Display Circuit ทาหน้าทีแสดงว่าอุปกรณ์ไฟฟ้าเบอร์ใดทำงานอยู่โดย I/P ที่ IC1 เามาจากขา 15 IC6 โดยที่ IC1 เป็นวงจร Schmitt trigger แล้วป้อนให้ IC2 - IC8 ที่ขา 9 ซึ่ง IC2 ถอดรหัส S₁ และ IC3 - IC8 ถอดรหัส S₂ - S₇ ตามลำดับ และ O/P ออกขา 15 ของ IC2 - IC8 แต่ละ IC จะต้องตั้ง address ที่ขา 2-5 ให้ตรงกับขา 2-5 ใน IC6 ของภาค MOD AC. line

ภาค Demod AC. line

จากรูปที่ 14 เป็น Block diagram for the ON/OFF Decoder จะประกอบด้วย 8 ส่วน คือ

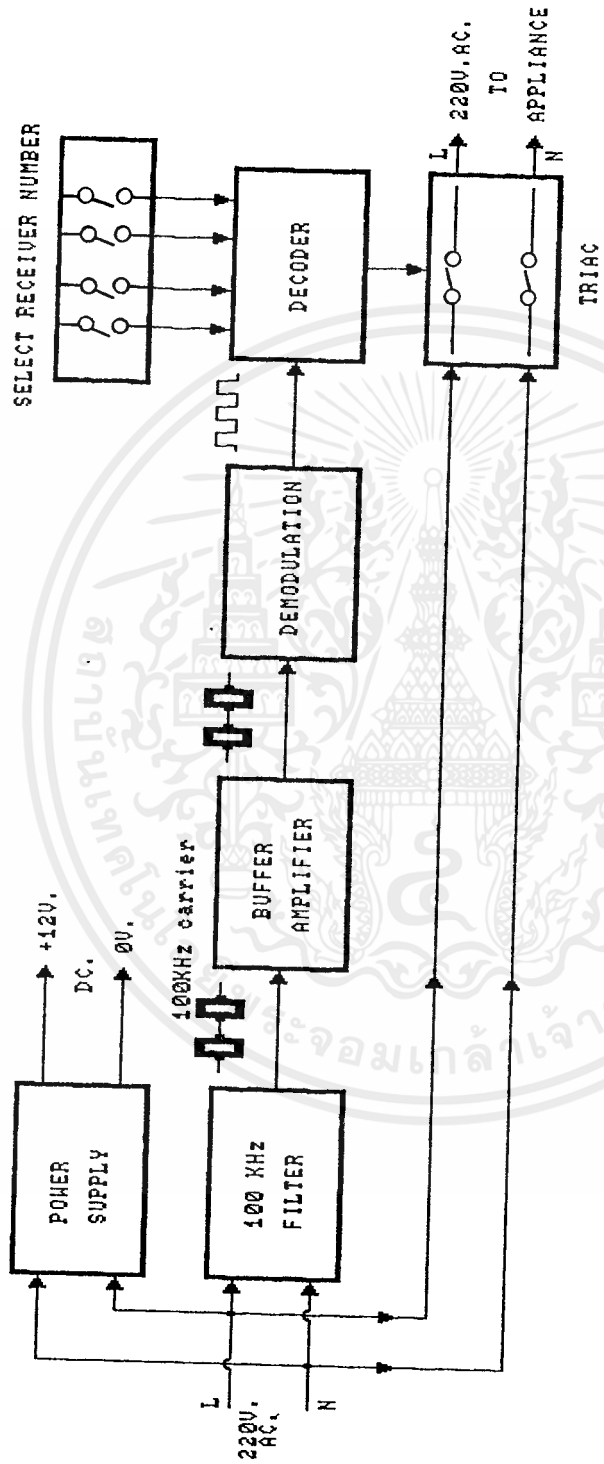
1. Filter
2. Buffer
3. Demodulation
4. Decoder
5. Select Receiver Number
6. Control Load
7. Power Supply

1. Filter

ภาคนี้จะทาหน้าที่ในการกำจัดความถี่ที่ Mod ใน AC. line ที่ถูกส่งมาคือ 100 KHz ผ่านไปได้ โดยความถี่อื่นจะไม่สามารถผ่านได้

2. Buffer Amp.

ภาคนี้ทาหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่ 100 KHz ที่ภาคเข้ามาให้แรงขึ้น โดยใช้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เฉพาะภายในเท่านั้น การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 14 Block Diagram For The ON/OFF Decoder

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Transistor ต่อเป็นวงจรขยาย 2 Stage

3. Demodulation

ภาคนี้จะทำการ Detect สัญญาณ Carrier ที่ทำให้เหลือเฉพาะสัญญาณรหัส โดยจะใช้ Diode เป็นตัว Detect ซึ่งจะได้สัญญาณเป็นบวกเพื่อส่งเข้าไปยังภาค Decode

4. Decoder

โดยภาคนี้จะทำ Decode ที่ได้รับว่าเป็นการสั่งให้อุปกรณ์ไฟฟ้าตัวไหน ON และ OFF

5. Select Receiver Number

ภาคนี้จะเป็น Dip Switch คอยเลือกให้ตรงกับ Code ของอุปกรณ์ตัวไหน จึงทำให้ภาค Decoder มี Output ออกไปยังภาค Control Load ได้

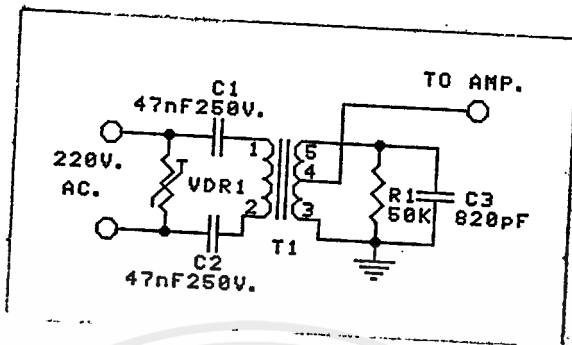
6. Control Load

โดยภาคนี้จะใช้ Triac เป็นอุปกรณ์แทนสวิตช์ของอุปกรณ์ไฟฟ้า โดยจะได้ สัญญาณ Trigger จากภาค Decoder ให้ทำงานว่า ON หรือ OFF

7. Power Supply

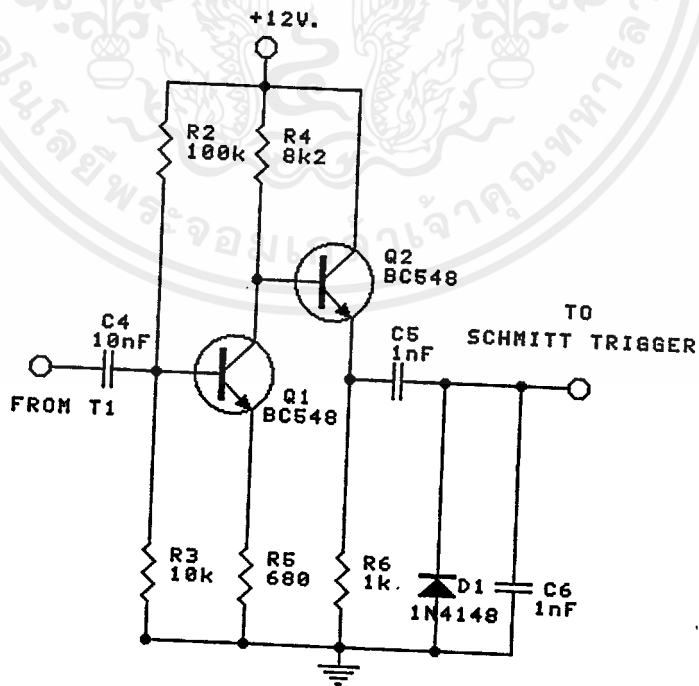
ภาคนี้ใช้ไฟ +12 V ในการป้อนวงจร

หลักการทางานของภาค Demod AC. line



รูปที่ 15 วงจร Filter

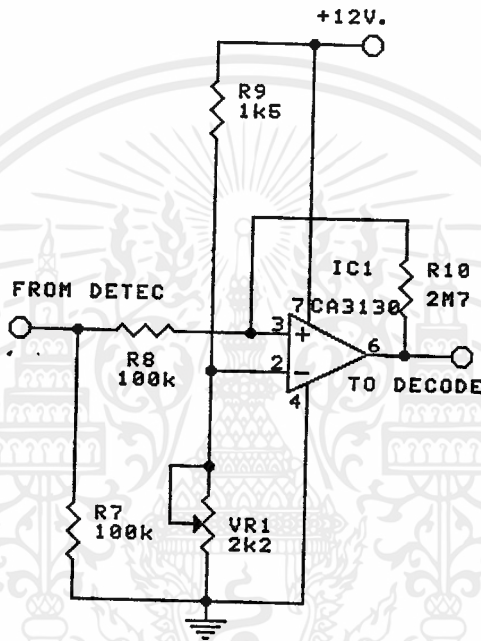
จากรูปที่ 15 เป็นวงจร Filter ที่หน้าที่ดับปลิงสัญญาณจากสายไฟ AC. เข้ามาโดยทำให้เฉพาะความถี่ 100 KHZ ที่ถูก MOD เข้ามาอย่างเดียวส่วนความถี่อื่นเข้ามาให้ผ่านรอยเกิดจาก T₁ กับ C₂ เป็นตัว OSC tuner เฉพาะความถี่ 100 KHZ ส่วน C₉ C₁₀ เป็นตัวป้องกันไฟ AC. เข้ามารบกวนวงจร



รูปที่ 16 วงจร Amplifier and Detector

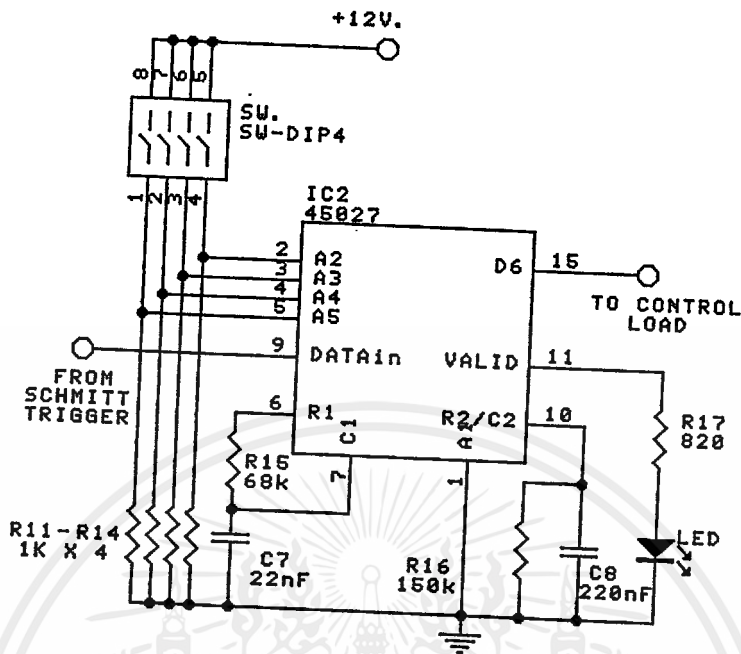
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานในวงจำกัดเท่านั้น ไม่ควรนำออกไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 16 เป็นวงจร Amplifier and Detector โดยวงจรขยายใช้ การขยาย 2 stage ซึ่งใช้ Q₂ Q₃ โดยที่ Q₃ ต่อแบบ Common Collagtor ส่วน Q₂ ต่อแบบ Emitter Follower ส่วน Detector นั้นใช้ D₁ เป็นตัว Detect สัญญาณที่ถูก ขยายให้เหลือเฉพาะซีกบวกส่วน C₅ ทางนำที่บายพาสความถี่ Carrier 100 KHz ลง กราวด์



รูปที่ 17 วงจร Schmitt trigger

จากรูปที่ 17 เป็นวงจร Schmitt trigger ทางนำที่จัดแต่งรูปคลื่นหลัง จากการ Detect แล้วรูปคลื่นยังเป็น Pulse ที่ไม่สวยงามจึงต้องผ่านวงจร Schmitt trigger ให้ Pulse สวยงามโดยการนำเอาสัญญาณที่ Detect แล้วเปรียบเทียบกับ แหล่งจ่ายไฟโดยการปรับ VR₁ ซึ่งถ้าปรับ VR₁ อยู่ในช่วงของสัญญาณที่ Detect แล้ว ก็จะมี Pulse ที่ขา 6 ของ IC 7 แต่ปรับ VR₁ สูงกว่าสัญญาณที่ Detect แล้วก็จะไม่มี Pulse ที่ขา 6 ของ IC 7 โดยที่ O/P ขา 6 จะมีสัญญาณเหมือนกับขา 15 ของ IC 6 ของวงจร MOD AC. line



รูปที่ 18 วงจร Decoder

จากรูปที่ 18 เป็นวงจร Decoder ทำหน้าที่ Decode สัญญาณจาก Serial Data ที่ผ่าน Schmitt trigger จะให้ O/P ออกที่ขา 15 โดยจะต้องตั้ง address ที่ขา 2,3,4,5 ให้ตรงกับ address ขา 2,3,4,5 ของ IC 6 ของวงจร MOD AC.line จึงจะทำให้เกิดอตรัสได้โดยจะเป็นเลขฐานสอง 4 bit แต่จะใช้งานเพียง 1 bit คือ O/P ขา 5 ๗ Central load อีกที่หนึ่ง LED₁ จะติดก็ต่อเมื่อเราตั้ง address ของ IC₁ ตรงกับข้อมูลรหัสของอุปกรณ์แสดงว่า address ที่ตั้งตรงกับรหัสของอุปกรณ์ไฟฟ้าจึงติดส่วนฐานความถี่ของ IC₁ คือ $R_2 C_3 = 3.95 R_{27} C_6$ และ $R_3 C_4 = 77 R_{27} C_6$ รัยที่ $R_{27} C_6$ เป็นของ IC₆ วงจร MOD AC. line ซึ่งฐานความถี่ IC₁ กับ IC₆ วงจร MOD AC. line จะต้องตรงกันจึงทำให้อตรัสได้

จากรูปที่ 19 เป็นวงจร Demod AC.line Circuit ที่ใช้งานจริงในโครงการงานชิ้นนี้ และรูปที่ 20 เป็นวงจร Power Supply ของ Demod AC. line Circuit

จากรูปที่ 21 เป็นวงจร Control load โดยทำหน้าที่ควบคุมการ ON

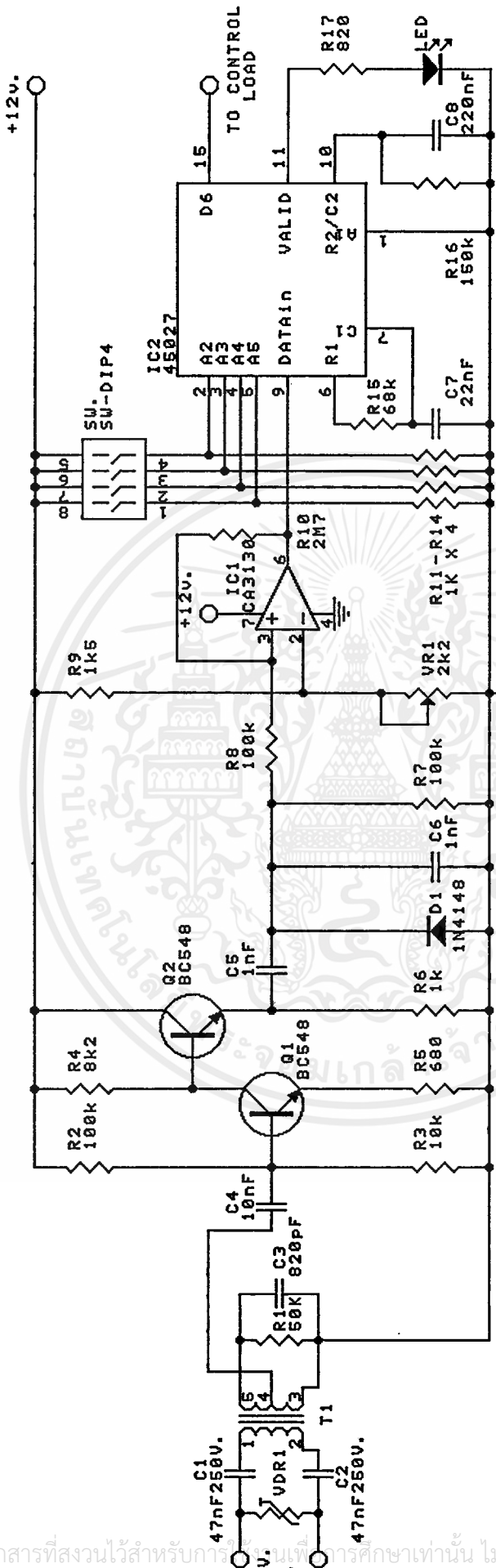


FIG. 19 DEMOD AC. LINE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานในสถานศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

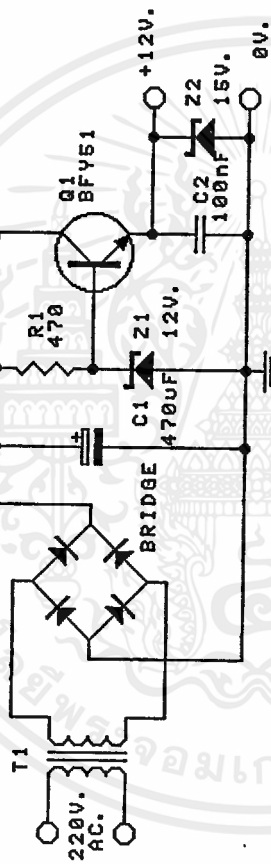


FIG. 20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

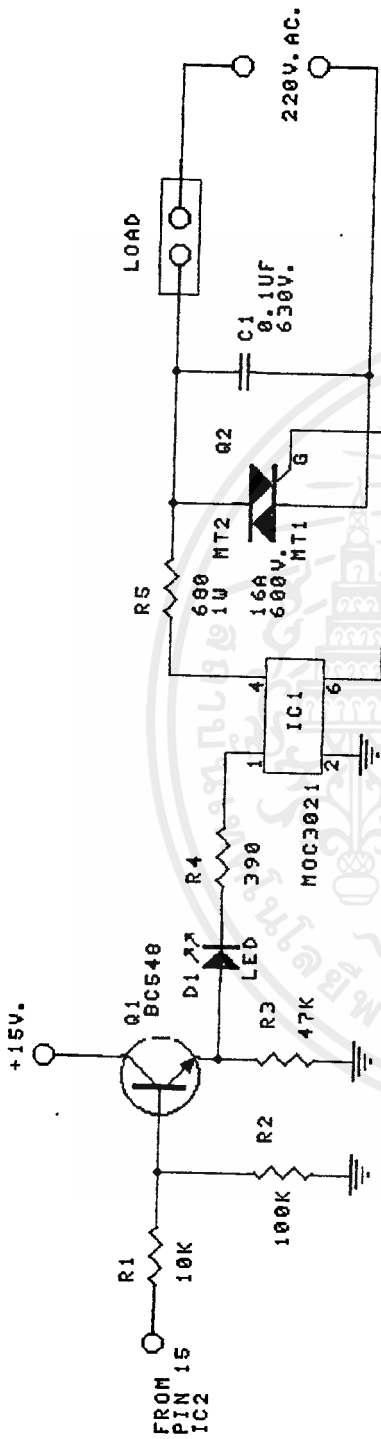


FIG.21 LOAD CONTROL CIRCUIT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OFF อุณหภูมิไฟฟ้าตามคำสั่งที่เราต้องระวังอุณหภูมิไฟฟ้าเบอร์วัดทำงานโดยที่สัญญาณที่ O/P
 ขา 15 เข้า Q_1 ภาหน้าที่ย้ายเพื่อไปขับให้ IC_1 คือ Opto ท้าการ trig Triac ทำ
 งานในการ ON หรือ OFF อุณหภูมิไฟฟ้าตามคำสั่ง LED_1 จะเป็นการแสดงว่า load ที่ต่อ
 ON หรือ OFF โดย triac จะทำงาน Quadrant ที่หนึ่ง

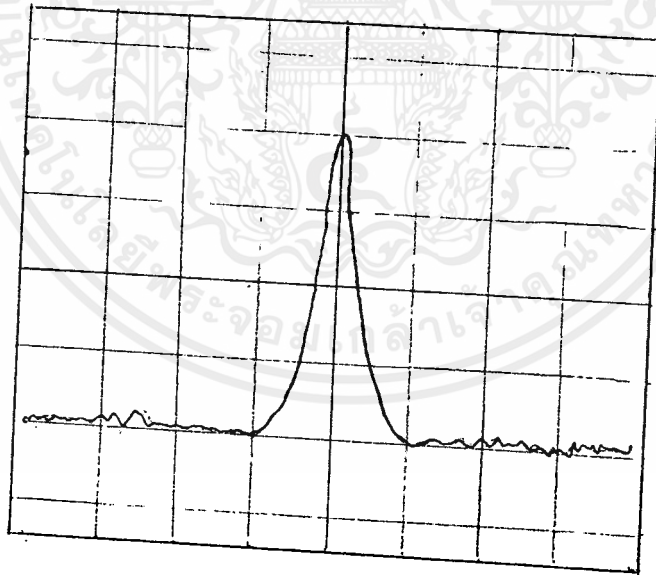


บทที่ 5

ผลการทดลอง

ภาคเครื่องส่ง UHF

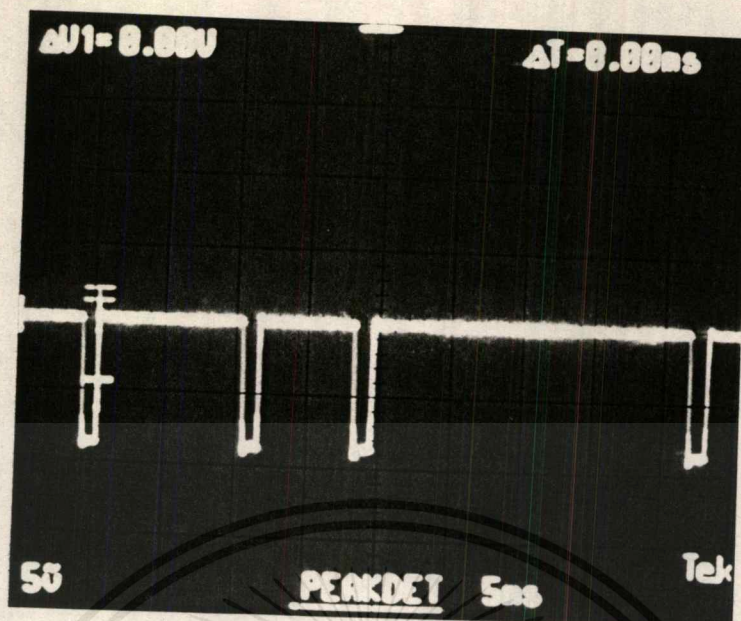
สามารถรับและส่งคลื่น UHF ที่ทำการ MOD ออกอากาศแล้วใช้เครื่องวัด คือ Communication System Analyzer วัดได้ความถี่ประมาณ 392 MHz โดยระยะทางที่ Communication System Analyzer รับผิดชอบประมาณ 4 เมตรแล้วทำการ Detect ออกมาแล้วนำสัญญาณที่ Detect จากเครื่องวัดไปต่อกับ IC ML 926 เพื่อถอดรหัสของ IC SL 490 ก็สามารรถถอดรหัสได้ จากรูปที่ 1 ความถี่จากเครื่องส่งที่ใช้ Communication System Analyzer



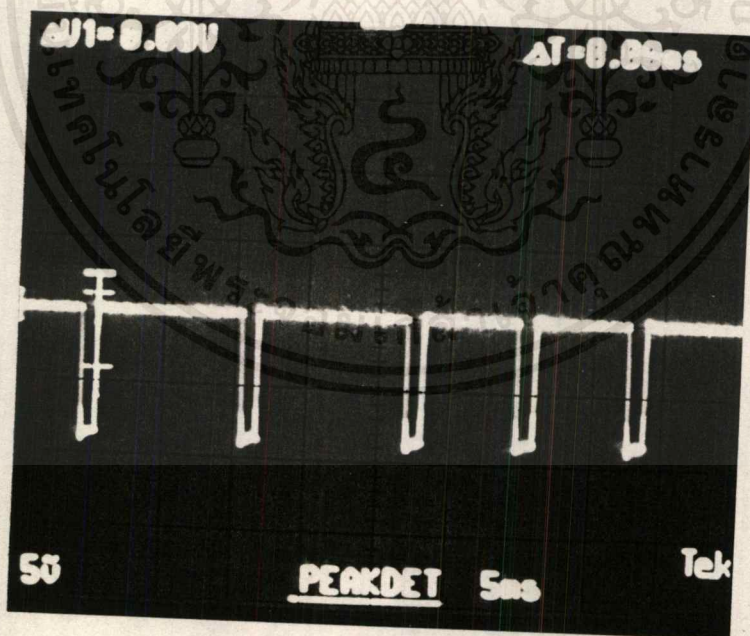
รูปที่ 1 ความถี่เครื่องส่ง UHF

จากรูปที่ 2 เป็นรูปสัญญาณ S_1 ที่ออกจาก SL 490

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2 สัญญาณ S₁

จากรูปที่ 3 เป็นรูปสัญญาณ S₂ ที่ออกจาก SL 490

รูปที่ 3 สัญญาณ S₂

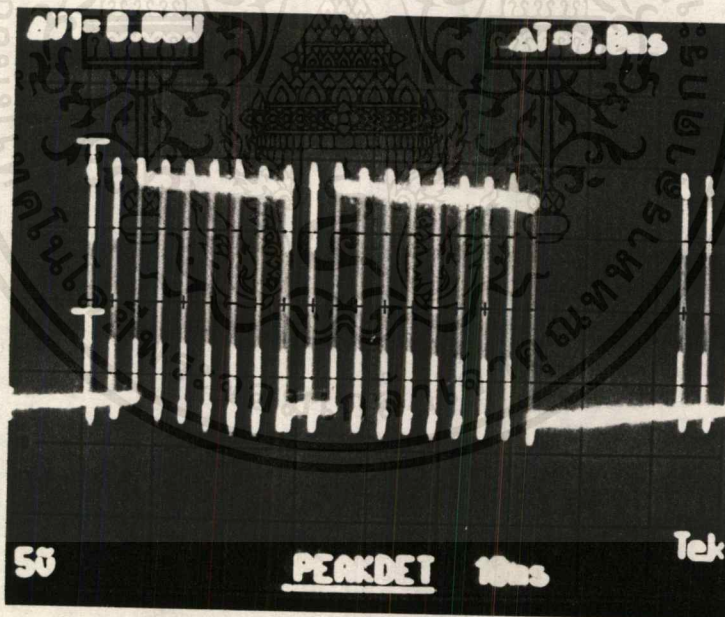
ส่วนปุ่ม S₃ - S₇ และ S_{ON}, S_{OFF} ก็จะมีสัญญาณคล้ายกับรูปที่ 2,3 แต่
 เอกสารระยะห่างของ Pulse จะแตกต่างกันตามค่า R₂ C₂ ที่กล่าวมาแล้ว
 ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคเครื่องรับ UHF

สามารถปรับให้ได้ตรงกับความถี่เครื่องส่งประมาณ 392 MHz ได้แต่การรับนั้นภาค RF Amp มี Sensitivity ไม่ไวพอจึงทำให้รับคลื่นเครื่องส่ง UHF ไม่ได้ไกลพอ คือ ประมาณสิบหนึ่ง และบางครั้งเกิดการซิปความถี่ของภาครับทำให้รับได้บ้างไม่ได้บ้าง

ภาค Mod AC.line

สามารถทำงานได้ตามที่ต้องการไม่มีปัญหาจากรูปที่ 4 เป็นสัญญาณ Serial Data ที่ขา 15 IC 6

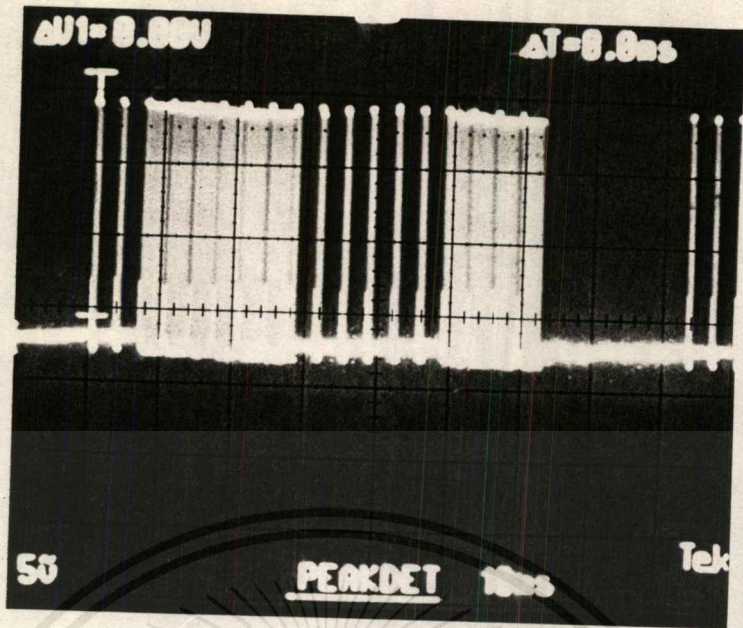


รูปที่ 4 สัญญาณ Serial Data

จากรูปที่ 5 เป็นสัญญาณที่วัดจาก 5 IC8 เป็นสัญญาณ Serial Data ที่ทำ

การ MOD กับ Carrier 100 KHz แล้ว

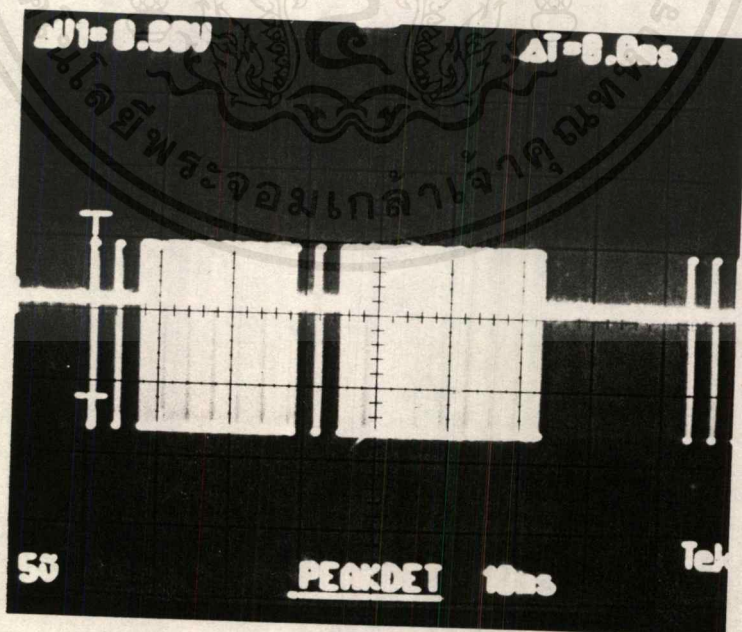
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5 สัญญาณ MOD

จากรูปที่ 6 เป็นสัญญาณที่วัดที่ขา 1, 2 ของ T₁ ที่ทำการคัมปลิงก่อนเข้า

สายไฟ

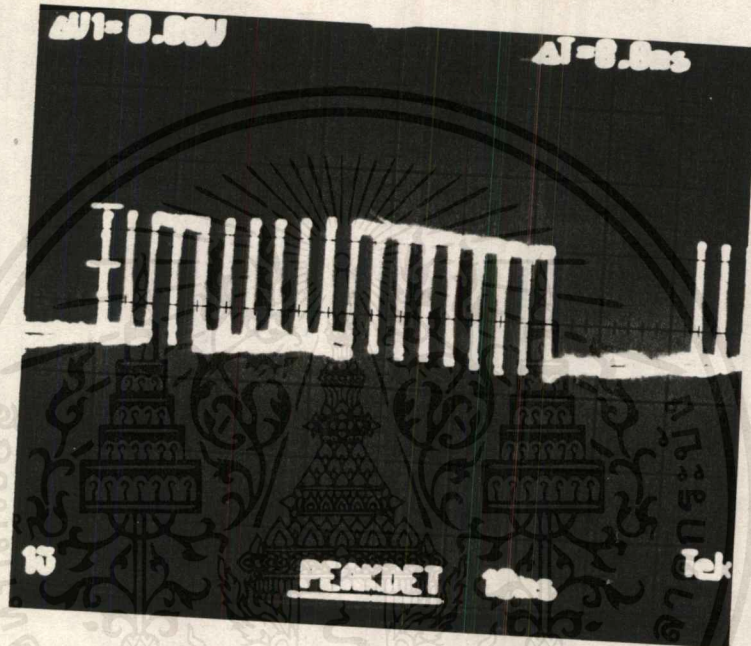


รูปที่ 6 สัญญาณก่อนเข้า AC. 220 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาค Demod AC. line

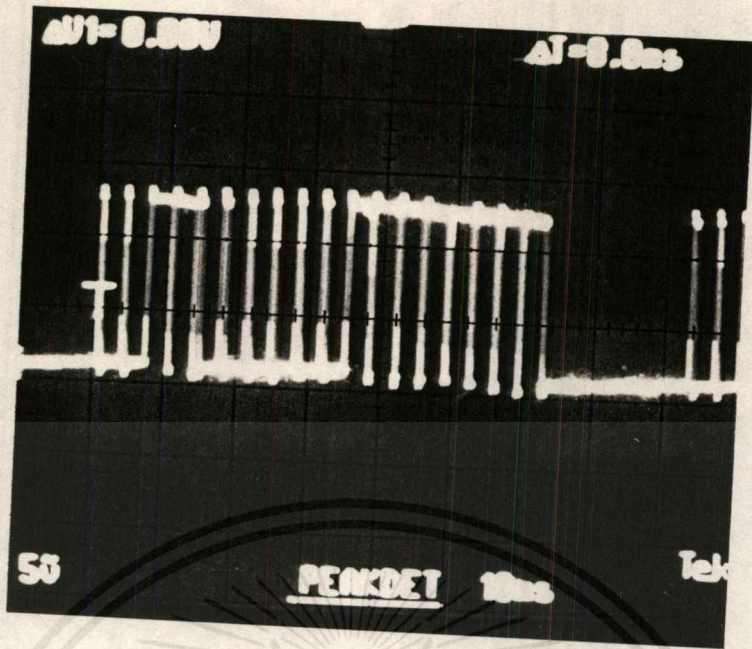
สามารถทำงานและควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าตามต้องการได้ จากรูปที่ 7 เป็นการวัดสัญญาณจากการ Detect แล้ว



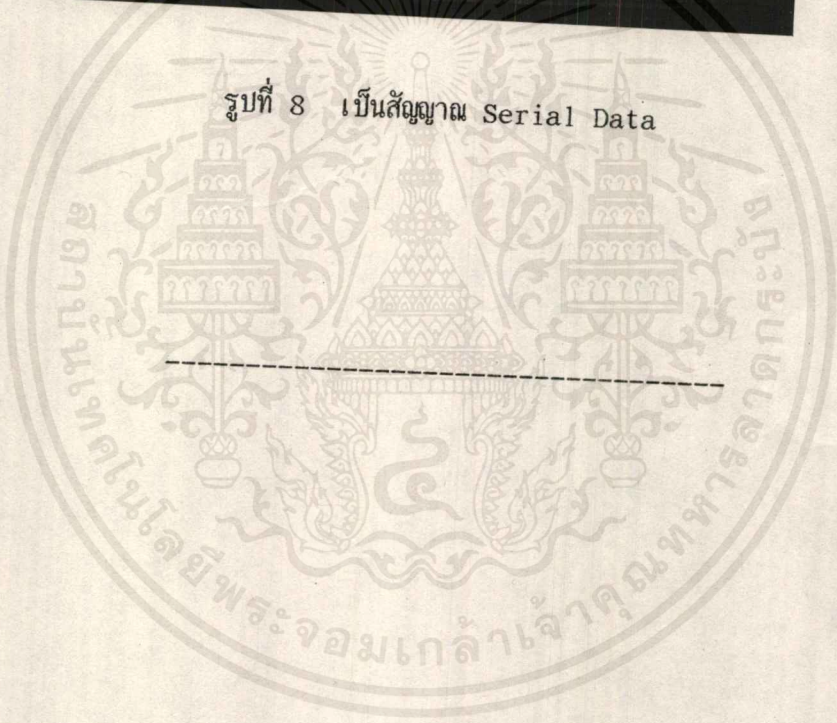
รูปที่ 7 สัญญาณ Detect

จากรูปที่ 8 เป็นสัญญาณที่ทำการ Schmitt trigger แล้ววัดที่ขา 6

IC 2



รูปที่ 8 เป็นสัญญาณ Serial Data



บทที่ 6

บทสรุปและวิจารณ์

ภาคเครื่องส่ง UHF

ถ้าจะต้องการส่งให้ไกลมากยิ่งขึ้นก็ทำการทำให้สเปกขยายเพิ่มขึ้นอีกเพื่อที่จะสามารถส่งให้ได้ไกล

ภาคเครื่องรับ UHF

ถ้าจะให้ Sentivity ของภาครับดีจะต้องหา Q_1 ที่มีคุณสมบัติดี ๆ จึงทำให้สามารถรับส่งได้ไกลกว่าที่เป็นอยู่ และค่า L_1 L_2 ควรจะเป็นขดลวดมากกว่าใช้สายปรีนซ์ เพราะสามารถจะได้อัตราถี่ธรรมชาติและขดลวดพร้อมกัน และจะได้ความถี่ตรงกับเครื่องส่ง UHF ที่แน่นอน

ภาค Demod AC. line

จะต้องมีการปรับ VR_1 เสมอถ้ามีสัญญาณ Noise ปรกวนมาก ๆ เพราะจะทำการ Decode ไม่ได้ และถ้าเปลี่ยนสถานที่ที่จะไปควบคุม load ที่อื่นจะต้องมีการปรับ VR_1 ด้วยเพราะสถานที่แตกต่างกันย่อมมี Noise ต่างกันด้วย

อุปสรรค

อุปสรรคส่วนใหญ่จะอยู่กับภาคเครื่องส่งและรับ UHF เพราะทานแผ่นปรีนซ์แบบมีกรวดเปลนอาจทำให้เกิดค่าความจุและความเหนี่ยวนำ L_1 L_2 เปลี่ยนแปลงไปทำให้สามารถรับส่งได้ไม่ไกลและได้บ้างไม่ได้บ้างจึงเกิดการปรับความถี่ให้ตรงกันลำบาก

แก้ไขปรับปรุง

การแก้ไขควรจะแก้ไขหลายปรีนซ์ทั้งภาครับและส่ง UHF ไม่มีกราวด์เพลน และภาครับค่า L_1 L_2 และภาค RF Amp ควรเลือก transistor ที่มีคุณสมบัติดี ๆ จึงทำให้ Sentivity ไวและสามารถจะรับได้ไกลขึ้นกว่าที่เป็นอยู่ และภาคส่งอาจใส่ภาคขยายเข้าไปด้วยจะได้ส่งได้ไกลยิ่งขึ้น



บรรณานุกรม

1. ยืน ภู่วรรณ ทฤษฎีและการใช้งานอิเล็กทรอนิกส์ บ.ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด กรุงเทพฯ 2521
2. อ.พันธ์ศักดิ์ พุฒมานิตพงศ์ ทฤษฎีเครื่องรับวิทยุ ศูนย์ส่งเสริมอาชีพฯ กรุงเทพฯ
3. เขมิกอนดักเตอร์ อิเล็กทรอนิกส์ ฉบับที่ 122 "กันขมยจักรยานยนต์ระบบ UHF" บ.ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด กรุงเทพฯ 2535
4. เขมิกอนดักเตอร์ อิเล็กทรอนิกส์ ฉบับที่ 86 "ลากรพง 1๕-1๗ ไม่ต้องเดินสาย" บ.ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด กรุงเทพฯ 2531
5. คู่มือ IC CMOS 4000 SERIES บ.ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด กรุงเทพฯ 2521
6. Everyday Electronics Magazine ฉบับ June-August 1990



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ML926/7 REMOTE CONTROL RECEIVERS (WITH MOMENTARY OUTPUTS)

The ML926 and ML927 are MOS LSI monolithic circuits for use as receivers of remote control signals for television control and many other applications. They are general purpose devices each receiving sixteen of the thirty-two codes transmitted by the SL490 circuit as pulse position modulation (PPM).

FEATURES

- Minimum Package Size — 8-Lead Minidip
- Four Outputs Indicate in Binary the Code Currently Being Received, and Are Switched Off (Low) When No Valid Code is Detected.
- On-Chip Oscillator
- High Power, Free Drain, Output Buffers.

OPERATING NOTES

The receiver operates on a timescale fixed by its internal oscillator and its external timing components. The oscillator may be adjusted to any value between 15kHz and 150kHz (allowing different receivers to respond to different transmission rates within the same area).

Checks are made to ensure 6 pulses, or 5 bits, are received for a word to be valid, and only after two consecutive and identical words is the receiver allowed to respond to the incoming code.

The ML926 responds only to codes 00001 to 01111 from the SL490 transmitter whereas the ML927 responds to codes 10001 to 11111.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V _{DD} supply and inputs w.r.t. V _{SS}	+0.3V to -25V
Storage temperature	-55°C to +125°C
Operating temperature ambient	-10°C to +65°C

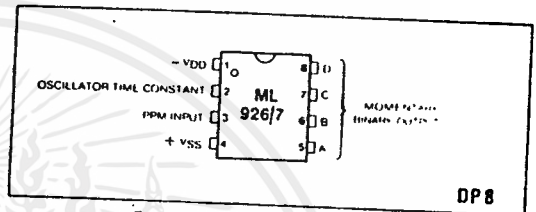


Fig. 1 Pin connections (top view)

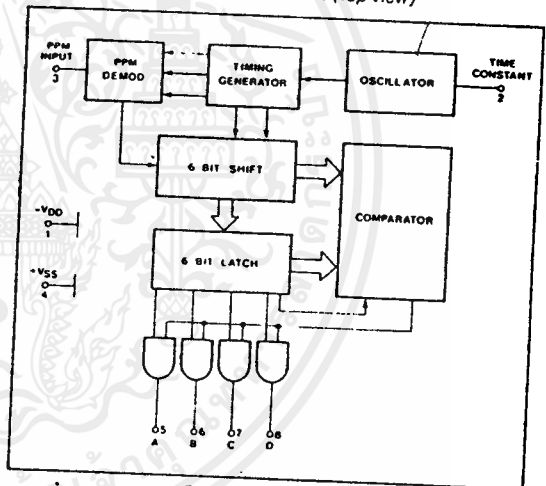


Fig. 2 Block diagram

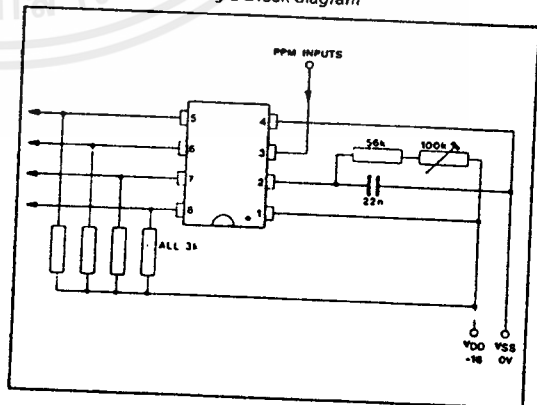


Fig. 3 Test circuit

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions (unless otherwise stated):

V_{DD} = -16V, V_{SS} = 0V

T_{amb} = 25°C

Characteristic	Pin	Value			Units	Conditions
		Min.	Typ.	Max.		
Operating supply voltage range	1	12	14	1	V	
Current consumption	1	2	3		mA	
PPM input						$T = \frac{1}{f_{osc}}$
Input level high	3	-1		0	V	
Input level low	3	V _{DD}		-	V	
Input pulse width	3	1		2; t _{osc}	μsec	
Oscillator time constant See Note 1						Typical TC: 22nF to V _{SS} 100kΩ to V _{DD}
Oscillator frequency	2	15		150k	Hz	
Variation wrt V _{DD}			3k		Hz	
Output voltage high	5-8	1.5			V	R _L = 3.0K to V _{DD}
Output device leakage (Output OFF)	5-8				μA	

Note 1. R_{osc} (Pin 2) is 56k-156kΩ. $f_{osc} \approx \frac{1}{0.15CR} \pm 20\%$

PIN FUNCTIONS

POSITIVE LOGIC '1' = V_{SS}, '0' = V_{DD}

- V_{DD}**
-14V to -18V power supply
- Oscillator time constant**
An RC time constant of a capacitor and resistor at this pin defines the internal clock frequency. The clock frequency may be varied from 15Hz to 150kHz.
- PPM input**
The output of the 'front end' amplifier is connected to this pin; the signal must consist of a normal 'low' level with pulses to high level corresponding to the PPM pulses from the transmitter.
- V_{SS}**
0V (ground)
- 5-8. A.B.C.D**
Four open drain high power transistors give a binary coded output of the valid code being received.

Transmitter Code	Momentary binary outputs					
	ML926			ML927		
	E	D	C	B	A	
0 0 0 0 0	0	0	0	0	0	0 0 0 0
0 0 0 0 1	0	0	0	0	1	↓ ↓ ↓ ↓
0 0 0 1 0	0	0	0	1	0	↓ ↓ ↓ ↓
0 0 0 1 1	0	0	1	1	0	↓ ↓ ↓ ↓
0 0 1 0 0	0	1	0	0	0	↓ ↓ ↓ ↓
0 0 1 0 1	0	1	0	1	0	↓ ↓ ↓ ↓
0 0 1 1 0	0	1	1	0	0	↓ ↓ ↓ ↓
0 0 1 1 1	0	1	1	1	0	↓ ↓ ↓ ↓
0 1 0 0 0	1	0	0	0	0	↓ ↓ ↓ ↓
0 1 0 0 1	1	0	0	1	0	↓ ↓ ↓ ↓
0 1 0 1 0	1	0	1	0	0	↓ ↓ ↓ ↓
0 1 0 1 1	1	0	1	1	0	↓ ↓ ↓ ↓
0 1 1 0 0	1	1	0	0	0	↓ ↓ ↓ ↓
0 1 1 0 1	1	1	0	1	0	↓ ↓ ↓ ↓
0 1 1 1 0	1	1	1	0	0	↓ ↓ ↓ ↓
0 1 1 1 1	1	1	1	1	0	↓ ↓ ↓ ↓
1 0 0 0 0	0	0	0	0	0	0 0 0 0
1 0 0 0 1	0	0	0	0	1	0 0 0 1
1 0 0 1 0	0	0	0	1	0	0 0 1 0
1 0 0 1 1	0	0	0	1	1	0 0 1 1
1 0 1 0 0	0	0	1	0	0	0 1 0 0
1 0 1 0 1	0	0	1	0	1	0 1 0 1
1 0 1 1 0	0	0	1	1	0	0 1 1 0
1 0 1 1 1	0	0	1	1	1	0 1 1 1
1 1 0 0 0	0	1	0	0	0	1 0 0 0
1 1 0 0 1	0	1	0	0	1	1 0 0 1
1 1 0 1 0	0	1	0	1	0	1 0 1 0
1 1 0 1 1	0	1	0	1	1	1 0 1 1
1 1 1 0 0	0	1	1	0	0	1 1 0 0
1 1 1 0 1	0	1	1	0	1	1 1 0 1
1 1 1 1 0	0	1	1	1	0	1 1 1 0
1 1 1 1 1	0	1	1	1	1	1 1 1 1

Table 1 Response to SL490 codes

SL490B

REMOTE CONTROL TRANSMITTER

Plessey Semiconductors have developed and produced a range of monolithic integrated circuits which give a wide variety of remote control facilities. As well as ultrasonic or infra red transmission, cable, radio or telephone links may also be utilised. Pulse position modulation (PPM) is used with or without carrier and automatic error detection is also incorporated. Although initially designed with TV remote control in mind the devices may equally easily be applied for use in radios, tuners, tape and record decks, lamps and lighting, toys and models, industrial control and monitoring.

The SL490B is an easily extendable, 32 command, pulse position modulation transmitter drawing negligible standby current. It may be used with the ML920 series of remote control receivers.

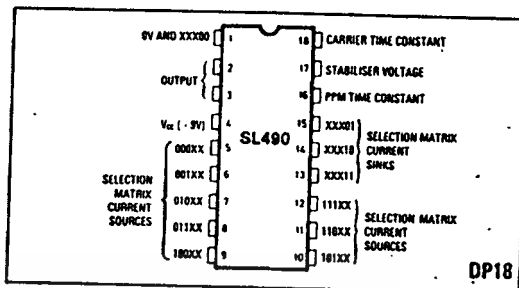


Fig.1 Pin connections - top view

DP18

FEATURES

- Ultrasonic or Infra-red Transmission
- Direct Drive for Ultrasonic Transducer
- Direct Drive of Visible LED when using Infra-red
- Very Low Power Requirements
- Pulse Position Modulation gives Excellent Immunity from Noise and Multipath Reflections
- Single Pole Key Matrix
- Switch Resistance up to 1kohms Tolerated
- Few External Components
- Anti-bounce Circuitry On Chip

QUICK REFERENCE DATA

- Power Supply: 9V, Standby 6microamps, Operating 8mA
- Modulation: Pulse Position with or without Carrier
- Coding: 5 Bit Word giving a Primary Command Set of 32 Commands
- Key Entry: 8 x 4 Single Pole Key Matrix
- Data Rate: Selectable 1 Bit/Sec to 10k Bit/Sec.
- Carrier Frequency: Selectable 0Hz (No Carrier) to 200kHz

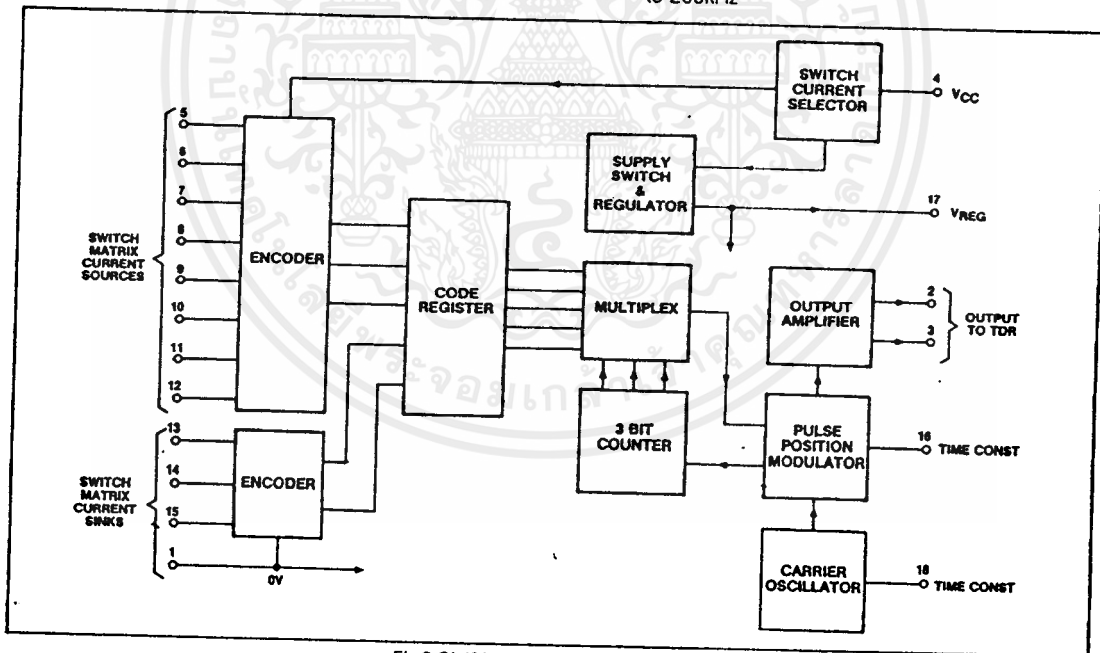


Fig.2 SL490B transmitter block diagram

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test conditions (unless otherwise stated)

T_{amb} = 25°C V_{cc} = +7V to +10.5V

Characteristic	Pin	Value			Units	Conditions
		Min.	Typ.	Max.		
Operating supply current	4		9.5	16	mA	V _{cc} = 9.5V
Standby supply current	4			10	µA	
Stabilised voltage	17	4.1		4.9	V	
Output current available from stabilised supply	17			1	mA	
Output voltage swing	2,3	V _{cc} -1			V	Unloaded I ₂ = 10mA } Peak value < 1ms I ₃ = 5mA }
Output voltage	2			1	V	
Output voltage	3			1	V	
External switch resistance	5-15			5	kΩ	
External carrier resistor R2	18	20	40	80	kΩ	C2 = 680pF f _c = 40kHz R1 = 15k } t ₁ = 0.95 C1 R1 R1 = 60k } See Fig.4
t ₁ deviation from calculated value using fixed timing components	2,3			±10	%	
PPM resistor	16	15	30	60	kΩ	
Variation of t ₁ and t ₀ with V _{cc}						
t ₁ with V _{cc} = 7V/t ₁ with V _{cc} = 10.5V	2,3			±4	%	
t ₀ with V _{cc} = 7V/t ₀ with V _{cc} = 10.5V	2,3			±4	%	
Ratio t ₀ /t ₁	2,3	1.4		1.6		
Pulse width t _p	2,3	0.11 t ₁		0.22 t ₁		
Interword gap	2,3		3			The interword gap is 3 times t ₁ derived by counting

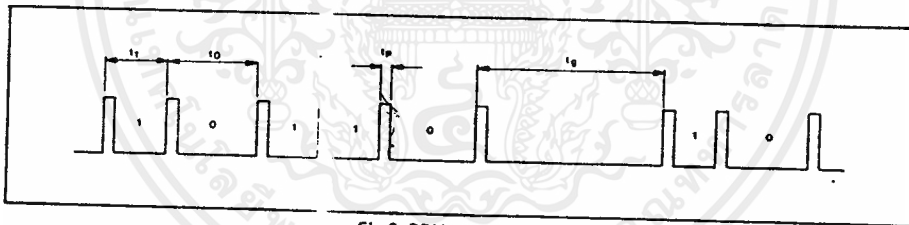
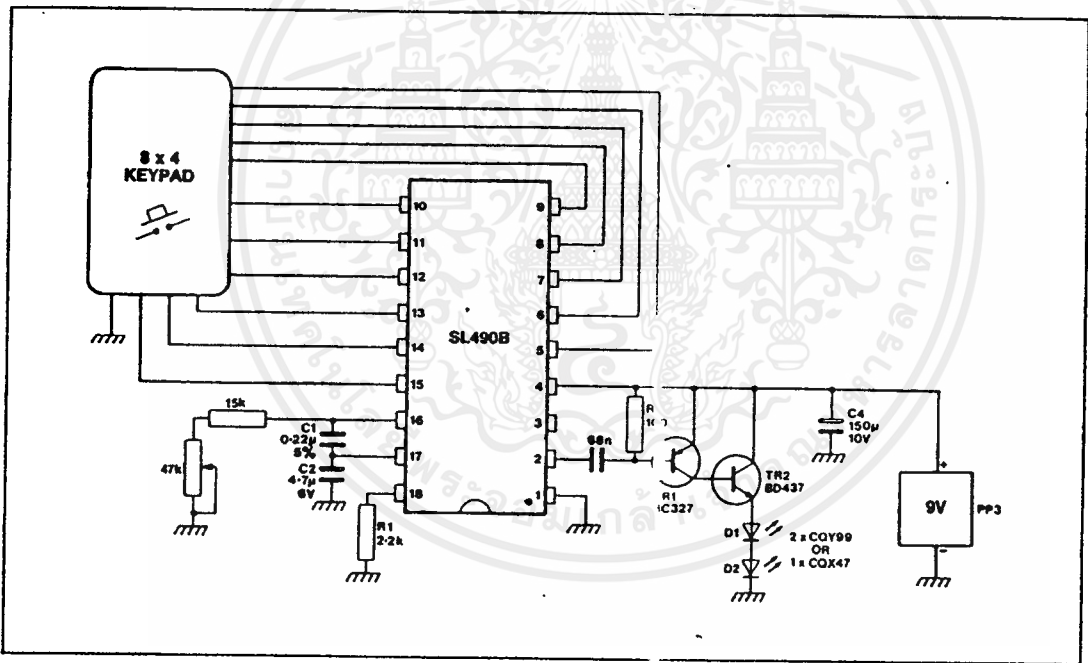
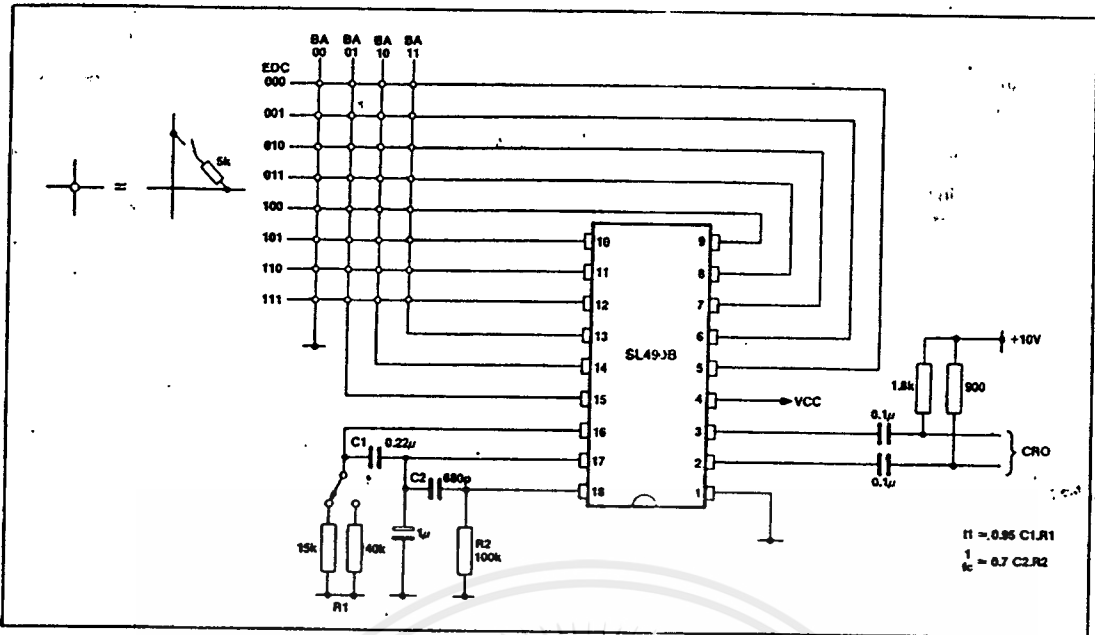


Fig.3 PPM word notation



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SL490

OPERATING NOTES

Fig.5 shows the circuit for a simple infra-red transmitter where the PPM output from pin 2 of the SL490B is fed to the base of the PNP transmitter TR1, producing an amplified current pulse about 15µsec wide. This pulse is further amplified by TR2 and applied to the infra-red diodes D1 and D2.

The current in the diodes and the infra-red output is controlled by the quantity, type, and connection method of the diodes and also by the gain at high currents of the transistors.

The most common solution where cost is important is to use 2 single-chip diodes, such as the CQY99 connected in series.

Improved output can be obtained by using four CQY99 diodes in a series parallel arrangement, but it is usually simpler to use 2 multichip diodes such as the CQX47 connected in parallel or a single CQX19 which gives similar results.

A significant increase in range can be obtained by using diodes such as the CQY99 in conjunction with a plated plastic parabolic reflector.

When building the transmitter, care should be taken with the choice of the capacitor C4 and with the circuit layout, particularly when multi-chip diodes are being used, as the current pulses can be as high as 6 to 8 Amps.

Transistor choice is also important and any substitutes should have high current gain characteristics and switching speeds similar to those specified in Fig.3.

An increase in output can be obtained by connecting TR2 in common emitter configuration, but care should be taken not to exceed the rating of the diodes.

Choice of PPM Frequencies

Although the ML920 series of remote control receivers is designed to work over a wide range of PPM frequencies, the actual usable range may be restricted by the application. The analogue outputs on the ML920, ML922 and ML923 serve as a good example, since the outputs will step up or down, one step for each pair of PPM words received. This in turn fixes the rate of increment or decrement of the volume or colour controls of a TV set.

When the transmitter is being used with an infra-red link, with high current pulses fed to the diodes as in Fig.5, power consumption will increase with frequency. It is thus advisable that with a battery power supply, the slowest PPM rate consistent with adequate response time should be chosen.

Setting Up Procedure

When designing a remote control system using the SL490 in conjunction with the ML920 range of receiving circuits it is important from a manufacturing point of view for all transmitters to be interchangeable. The timing capacitor C1 should be chosen to give the required T1 time calculated from the formula $T1 = 1.4CR$ with $R \approx 33k$. The R value should be made up of a series potentiometer resistor combination with sufficient adjustment to compensate for the I.C. and component tolerances.

The timing components on the receiver can be selected using the formula

$$f_{RX} = \frac{1}{0.15CR} \pm 20\% \text{ where } f_{RX} = \frac{40}{t_0}$$

t_0 being the PPM logic 0 time from the transmitter.

If the recommended value of potentiometer and fixed resistor, as shown in Fig.6, are used, then the value of R in the above formula should be 84kΩ. This gives the maximum frequency adjustment range, which is needed to cope with component and IC tolerances.

Final adjustment is made by setting the period on the receiver oscillator time constant pin to 1/40th of the transmitter PPM logic 0 time using the potentiometer. Connection to the receiver time constant pin should be made using a x10 oscilloscope probe to reduce circuit loading.

When adjusting the ML920, the monitor output can be used for setting up, but in this case, a figure of 1/20th of the transmitter PPM logic 0 time should be used as the monitor output is at half the oscillator frequency.

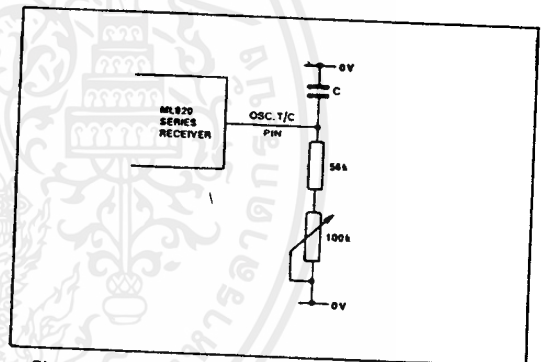


Fig.6 Recommended receiver time constant components

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply voltage	7V to 9.5V
Total power dissipation	600mW
Operating temperature range	-10°C to +65°C
Storage temperature range	-55°C to +125°C

CD4098B Types

CMOS Dual Monostable Multivibrator

High-Voltage Types (20-Volt Rating)

The RCA-CD4098B dual monostable multivibrator provides stable retriggerable/resettable one-shot operation for any fixed-voltage timing application.

An external resistor (R_X) and an external capacitor (C_X) control the timing for the circuit. Adjustment of R_X and C_X provides a wide range of output pulse widths from the Q and \bar{Q} terminals. The time delay from trigger input to output transition (trigger propagation delay) and the time delay from reset input to output transition (reset propagation delay) are independent of R_X and C_X .

Leading-edge-triggering (+TR) and trailing-edge-triggering (-TR) inputs are provided for triggering from either edge of an input pulse. An unused +TR input should be tied to V_{SS} . An unused -TR input should be tied to V_{DD} . A RESET (on low level) is provided for immediate termination of the output pulse or to prevent output pulses when power is turned on. An unused RESET input should be tied to V_{DD} . However, if an entire section of the CD4098B is not used, its RESET should be tied to V_{SS} . See Table I.

In normal operation the circuit triggers (extends the output pulse one period) on the application of each new trigger pulse. For operation in the non-retriggerable mode, \bar{Q} is connected to -TR when leading-edge triggering (+TR) is used or Q is connected to +TR when trailing-edge triggering (-TR) is used.

The time period (T) for this multivibrator can be approximated by: $T_X = \frac{1}{2} R_X C_X$ for $C_X \geq 0.01 \mu F$. Time periods as a function of R_X for values of C_X and V_{DD} are given in Fig. 8. Values of T vary from unit to unit and as a function of voltage, temperature, and $R_X C_X$.

The minimum value of external resistance, R_X , is 5 k Ω . The maximum value of external capacitance, C_X , is 100 μF . Fig. 9 shows time periods as a function of C_X for values of R_X and V_{DD} .

The output pulse width has variations of $\pm 2.5\%$ typically, over the temperature range of $-55^\circ C$ to $125^\circ C$ for $C_X = 1000$ pF and $R_X = 100$ k Ω .

For power supply variations of $\pm 5\%$, the output pulse width has variations of $\pm 0.5\%$ typically, for $V_{DD} = 10$ V and 15 V and $\pm 1\%$ typically, for $V_{DD} = 5$ V at $C_X = 1000$ pF and $R_X = 5$ k Ω .

These types are supplied in 16-lead hermetic dual-in-line ceramic packages (D and F suffixes), 16-lead dual-in-line plastic package (E suffix), 16-lead ceramic flat packages (K suffix), and in chip form (H suffix).

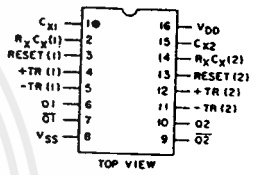
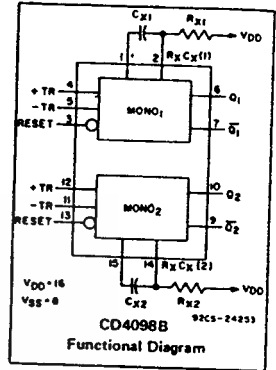
The CD4098B is similar to type MC14528.

Features:

- Retriggerable/resettable capability
- Trigger and reset propagation delays independent of R_X, C_X
- Triggering from leading or trailing edge
- Q and \bar{Q} buffered outputs available
- Separate resets
- Wide range of output-pulse widths
- 100% tested for maximum quiescent current at 20 V
- Maximum input current of 1 μA at 18 V over full package-temperature range; 100 nA at 18 V and $25^\circ C$
- Noise margin (full package-temperature range):
 - 1 V at $V_{DD} = 5$ V
 - 2 V at $V_{DD} = 10$ V
 - 2.5 V at $V_{DD} = 15$ V
- 5-V, 10-V, and 15-V parametric ratings
- Standardized, symmetrical output characteristics
- Meets all requirements of JEDEC Tentative Standard No. 13A, "Standard Specifications for Description of 'B' Series CMOS Devices."

Applications:

- Pulse delay and timing
- Pulse shaping
- Astable multivibrator



TERMINALS 1, 8, 15 ARE ELECTRICALLY CONNECTED INTERNALLY
92CS-2448B-1
TERMINAL ASSIGNMENT

MAXIMUM RATINGS, Absolute-Maximum Values:

DC SUPPLY-VOLTAGE RANGE, (V_{DD}) (Voltages referenced to V_{SS} Terminal)	0.5 to +20 V
INPUT VOLTAGE RANGE, ALL INPUTS	0.5 to $V_{DD} + 0.5$ V
DC INPUT CURRENT, ANY ONE INPUT	±10 mA
POWER DISSIPATION PER PACKAGE (P_D)	500 mW
For $T_A = -40$ to $+60^\circ C$ (PACKAGE TYPE E)	200 mW
For $T_A = +60$ to $+85^\circ C$ (PACKAGE TYPE E)	500 mW
For $T_A = -55$ to $+100^\circ C$ (PACKAGE TYPES D, F, K)	200 mW
For $T_A = +100$ to $+125^\circ C$ (PACKAGE TYPES D, F, K)	500 mW
DEVICE DISSIPATION PER OUTPUT TRANSISTOR	200 mW
FOR $T_A =$ FULL PACKAGE-TEMPERATURE RANGE (All Package Types) [†]	100 mW
OPERATING-TEMPERATURE RANGE (T_A)	
PACKAGE TYPES D, F, K, H	55 to +125 $^\circ C$
PACKAGE TYPE E	40 to +85 $^\circ C$
STORAGE TEMPERATURE RANGE (T_{STG})	65 to +150 $^\circ C$
LEAD TEMPERATURE (DURING SOLDERING)	±265 $^\circ C$
At distance 1/16 ± 1/32 inch (1.59 ± 0.79 mm) from case for 10 s max	

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability, nominal operating conditions should be selected so that operation is always within the following ranges:

CHARACTERISTIC	V_{DD} V	LIMITS		UNITS
		MIN.	MAX.	
Supply-Voltage Range (For $T_A =$ Full Package-Temperature Range)	-	3	18	V
Trigger Pulse Width $t_W(TR)$	5 10 15	140 60 40	- - -	ns
Reset Pulse Width $t_W(R)$ (This is a function of C_X)	-	See Dynamic Char. Chart and Fig. 10		-
Trigger Rise or Fall Time $t_r(TR), t_f(TR)$	5-15	-	100	μs

CD4098B Types

TABLE I
CD4098B FUNCTIONAL TERMINAL CONNECTIONS

FUNCTION	V _{DD} TO TERM. NO.		V _{SS} TO TERM. NO.		INPUT PULSE TO TERM. NO.		OTHER CONNECTIONS	
	MONO ₁	MONO ₂	MONO ₁	MONO ₂	MONO ₁	MONO ₂	MONO ₁	MONO ₂
Leading-Edge Trigger/Retriggerable	3, 5	11, 13			4	12		
Leading-Edge Trigger/Non-retriggerable	3	13			4	12	5-7	11-9
Trailing-Edge Trigger/Retriggerable	3	13	4	12	5	11		
Trailing-Edge Trigger/Non-retriggerable	3	13			5	11	4-6	12-10
Unused Section	5	11	3, 4	12, 13				

NOTES:

1. A RETRIGGERABLE ONE-SHOT MULTIVIBRATOR HAS AN OUTPUT PULSE WIDTH WHICH IS EXTENDED ONE FULL TIME PERIOD (T_X) AFTER APPLICATION OF THE LAST TRIGGER PULSE.

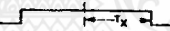
The minimum time between retriggering edges (or trigger and retrigger edges) is 40 per cent of (T_X).

2. A NON-RETRIGGERABLE ONE-SHOT MULTIVIBRATOR HAS A TIME PERIOD T_X REFERENCED FROM THE APPLICATION OF THE FIRST TRIGGER PULSE.

INPUT PULSE TRAIN



RETRIGGERABLE MODE PULSE WIDTH (+TR MODE)



NON-RETRIGGERABLE MODE PULSE WIDTH (+TR MODE)

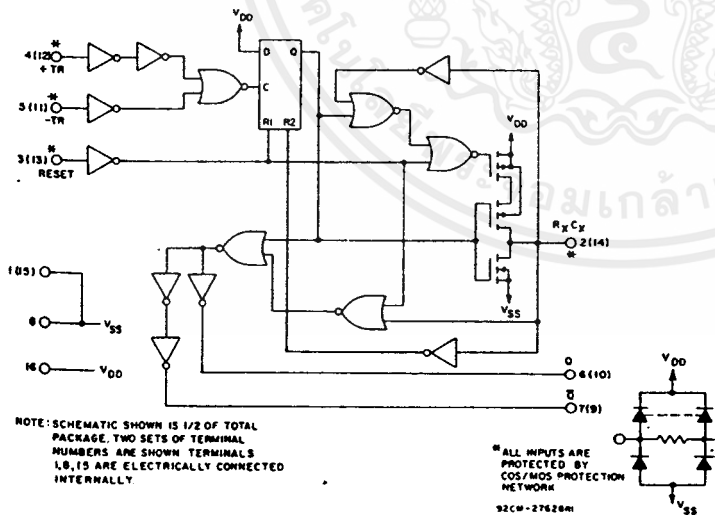
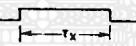


Fig. 4 - CD4098B logic diagram.

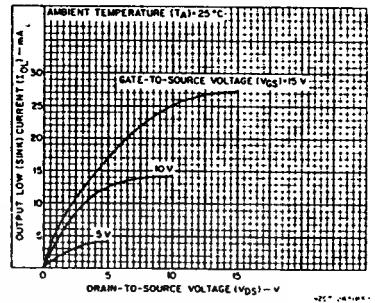


Fig. 1 - Typical output low (sink) current characteristics.

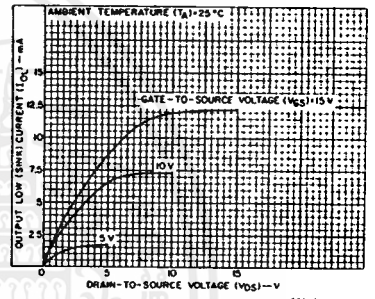


Fig. 2 - Minimum output low (sink) current characteristics.

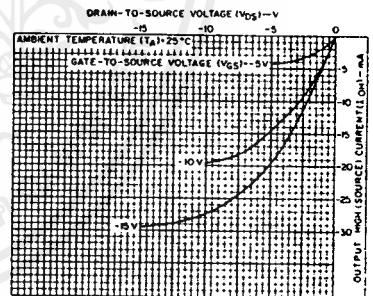


Fig. 3 - Typical output high (source) current characteristics.

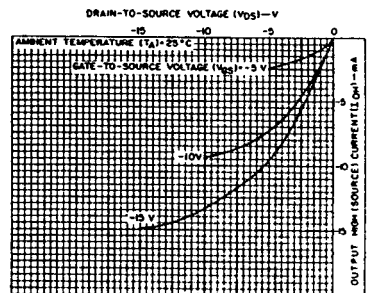


Fig. 5 - Minimum output high (source) current characteristics.

CD4098B Types

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

CHARACTERISTIC	CONDITIONS			LIMITS AT INDICATED TEMPERATURES (°C)							UNITS
	V _O (V)	V _{IN} (V)	V _{DD} (V)	Values at -55, +25, +125 Apply to D, F, K, H, Pkgs.				Values at -40, +25, +85 Apply to E Pkgs.			
				-55	-40	+85	+125	Min.	Typ.	Max.	
Quiescent Device Current I _{DD} Max.	—	0.5	5	1	1	30	30	—	0.02	1	μA
Output Low Current, I _{OL} Min.	0.4	0.5	5	0.64	0.61	0.42	0.36	0.51	1	—	mA
	0.5	0.10	10	1.6	1.5	1.1	0.9	1.3	2.6	—	
Output High Current, I _{OH} Min.	1.5	0.15	15	4.2	4	2.8	2.4	3.4	6.8	—	mA
	4.6	0.5	5	-0.64	-0.61	-0.42	-0.36	-0.51	-1	—	
Output Voltage: Low-Level, V _{OL} Max.	2.5	0.5	5	-2	-1.8	-1.3	-1.15	-1.6	-3.2	—	V
	9.5	0.10	10	-1.6	-1.5	-1.1	-0.9	-1.3	-2.6	—	
Output Voltage: High-Level, V _{OH} Min.	13.5	0.15	15	-4.2	-4	-2.8	-2.4	-3.4	-6.8	—	V
	—	0.5	5	—	—	—	—	—	—	—	
Input Low Voltage, V _{IL} Max.	—	0.10	10	—	—	—	—	—	—	—	V
	—	0.15	15	—	—	—	—	—	—	—	
Input High Voltage, V _{IH} Min.	0.5, 4.5	—	5	—	—	—	—	—	—	—	V
	1.9	—	10	—	—	—	—	—	—	—	
Input Current, I _{IN} Max.	1.5, 13.5	—	15	—	—	—	—	—	—	—	μA
	—	0.18	18	±0.1	±0.1	±1	±1	—	±10 ⁻⁵	±0.1	
Output Leakage Current, I _{OUT} Max.	0.5, 4.5	—	5	—	—	—	—	—	—	—	μA
—	0.18	18	±0.4	±0.4	±12	±12	—	±10 ⁻⁴	±0.4		

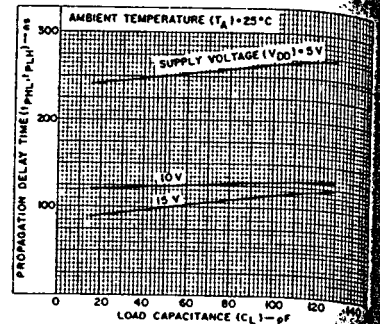


Fig. 6 - Typical propagation delay time vs. load capacitance, trigger into Q₁ out. (All values of C_X and R_X)

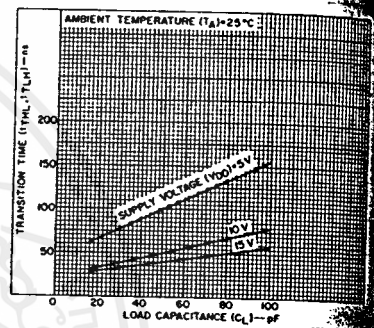


Fig. 7 - Transition time vs. load capacitance for R_X = 5 kΩ-10000 kΩ and C_X = 15 pF-10000 pF.

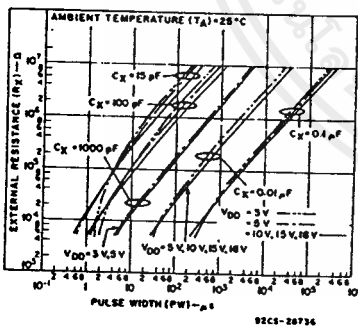


Fig. 8 - Typical external resistance vs. pulse width.

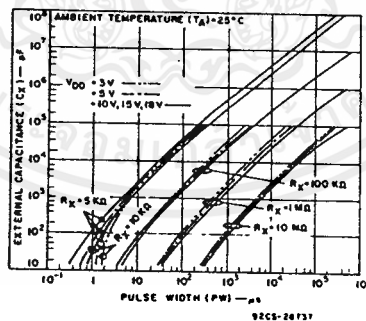


Fig. 9 - Typical external capacitance vs. pulse width.

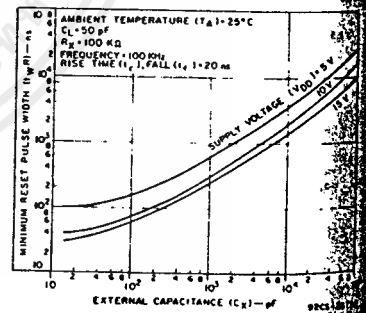


Fig. 10 - Typical minimum reset pulse width vs. external capacitance.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATIONS

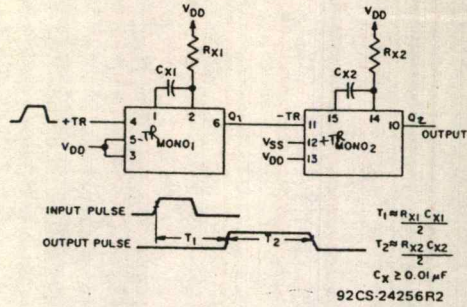


Fig. 15 - Pulse delay.

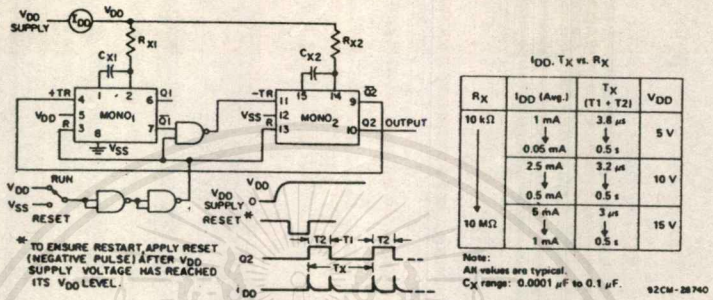
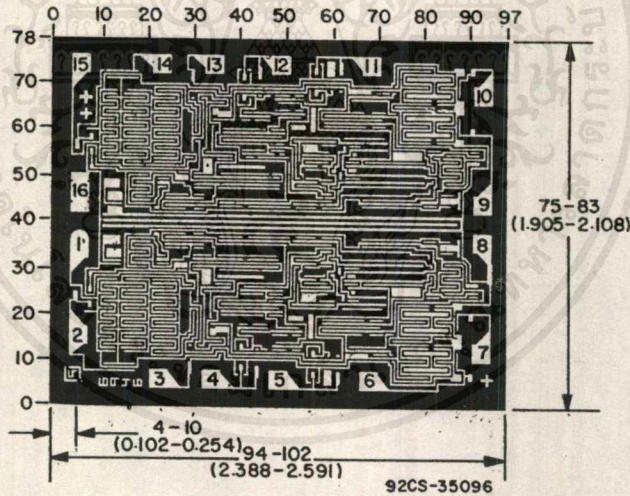


Fig. 16 - Astable multivibrator with restart after reset capability.



Dimensions and Pad Layout for CD4098BH

Dimensions in parentheses are in millimeters and are derived from the basic inch dimensions as indicated. Grid graduations are in mils (10⁻³ inch).

The photographs and dimensions of each CMOS chip represent a chip when it is part of the wafer. When the wafer is separated into individual chips, the angle of cleavage may vary with respect to the chip face for different chips. The actual dimensions of the isolated chip, therefore, may differ slightly from the nominal dimensions shown. The user should consider a tolerance of -3 mils to +16 mils applicable to the nominal dimensions shown.

SCL4011B, SCL4012B
SCL4023B, SCL4068B



CMOS NAND GATES

SCL4011B – Quad 2-Input NAND
SCL4012B – Dual 4-Input NAND
SCL4023B – Triple 3-Input NAND
SCL4068B – 8-Input NAND

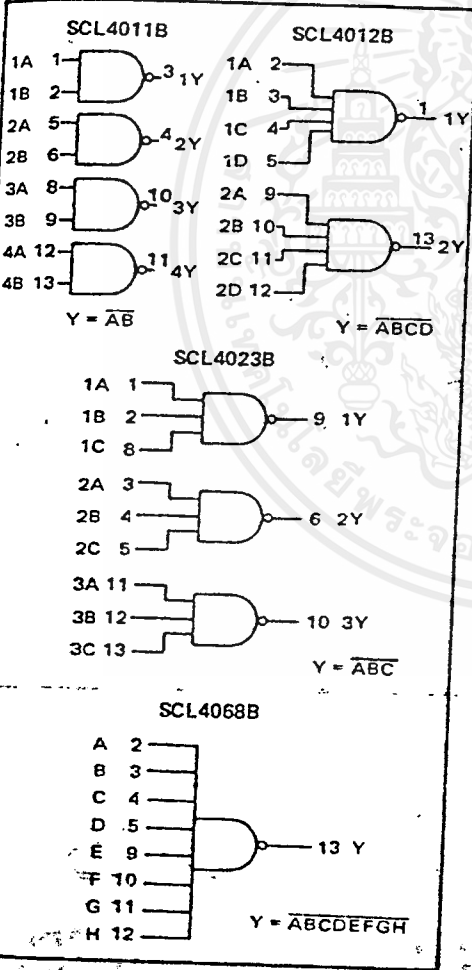
FEATURES

- ◆ Buffered Outputs
- ◆ Diode Protection on all Inputs
- ◆ Fully "B"-Series Compatible
- ◆ Balanced Output Drive Current Specifications

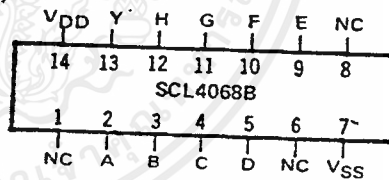
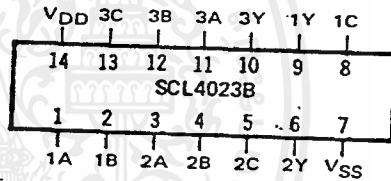
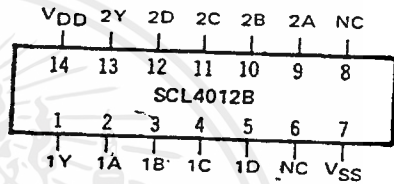
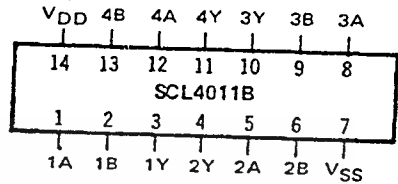
TRUTH TABLE

Inputs	Output
1 1 ... 1	0
All other combinations	1

FUNCTION DIAGRAMS



CONNECTION DIAGRAMS
(all packages)



Add suffix to package:

- C 14-pin Cerdip
- D 14-pin Ceramic
- E 14-pin Epoxy
- F 14-pin Flat
- H Chip

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

DC Supply Voltage	VDD - VSS	3 to 15 Vdc
Operating Temperature	TA	-55 to +125 °C
C, D, F, H Device		-40 to +85 °C
E Device		

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

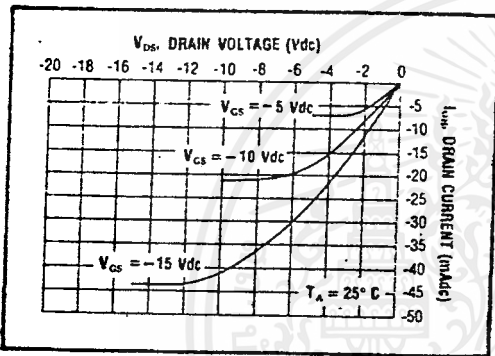
STATIC CHARACTERISTICS

PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	CONDITIONS	T _{LOW} ¹		+25°C			T _{HIGH} ²		Units
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I _{DD}	V _{IN} = V _{SE} or V _{DD} All valid input combinations	-	0.05	-	0.005 ³	0.05	-	1.5	μAdc
			-	0.10	-	0.01	0.10	-	3.0	
			-	0.20	-	0.02	0.20	-	6.0	

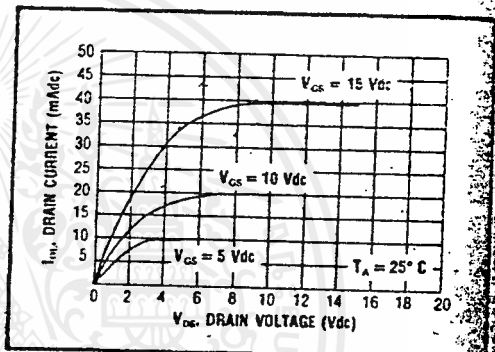
NOTES: ¹ Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4020B Series Family Specifications".
² T_{LOW} = -55°C for C, D, F, H device.
 = -40°C for E device.
³ T_{HIGH} = +125°C for C, D, F, H device.
 = +85°C for E device.
⁴ These devices have been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

DYNAMIC CHARACTERISTICS (C_L = 50pF, T_A = 25°C)

PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units
PROPAGATION DELAY TIME	t _{PLH, tPHL}	5	125	250	ns
		10	60	120	
		15	45	90	
OUTPUT TRANSITION TIME	t _{PL, tML}	5	100	200	ns
		10	50	100	
		15	40	80	

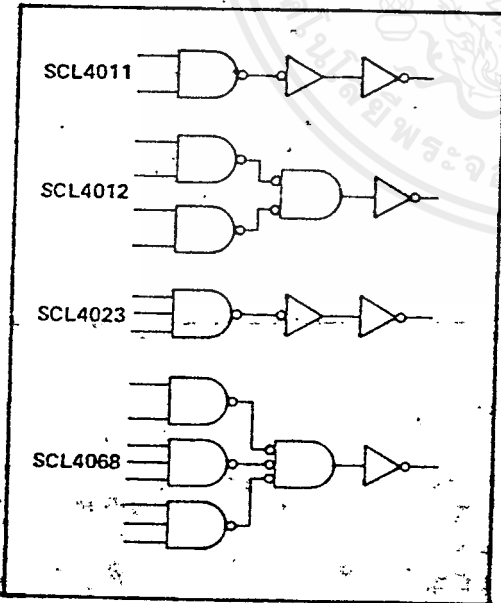


Typical P-Channel Source Current Characteristics

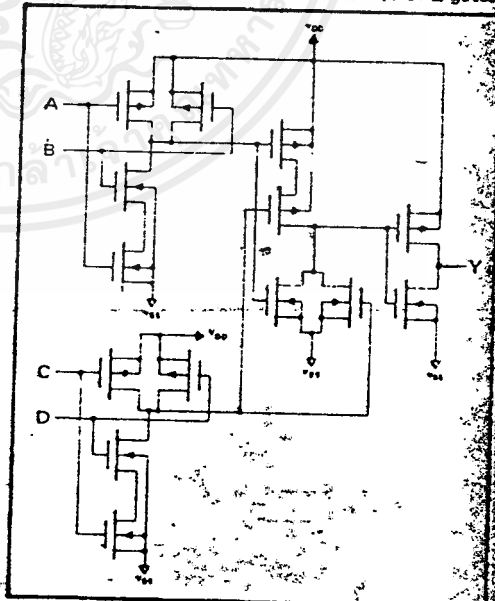


Typical N-Channel Sink Current Characteristics

LOGIC DIAGRAMS



SCHEMATIC DIAGRAM SCL4012B (1 of 2 gates)





FEATURES

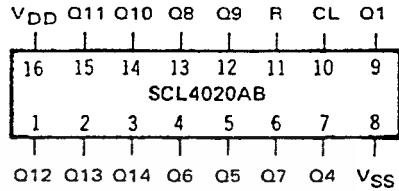
- ◆ 14 Fully Static Stages
- ◆ Buffered Outputs Available from 12 Stages
- ◆ Common Reset Line
- ◆ 8MHz Counting Rate @ 10Vdc
- ◆ All Inputs Buffered

DESCRIPTION

The SCL4020AB consists of 14 ripple-carry binary counter stages with appropriate input buffers and reset circuitry. Buffered outputs are externally available from stages 1, and 4 through 14. The counter is reset to its "all zeroes" state by a high level on the Reset input. The counter is advanced one count on the negative-going transition of each input pulse. Isolation from external noise and the effects of loading is provided by output buffering.

Applications include time delay circuits, counter controls, and frequency-dividing circuits.

CONNECTION DIAGRAM
(all packages)



Add suffix for package:

- C 16-pin Cerdip
- D 16-pin Ceramic
- E 16-pin Epoxy
- F 16-pin Flat
- H Chip

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

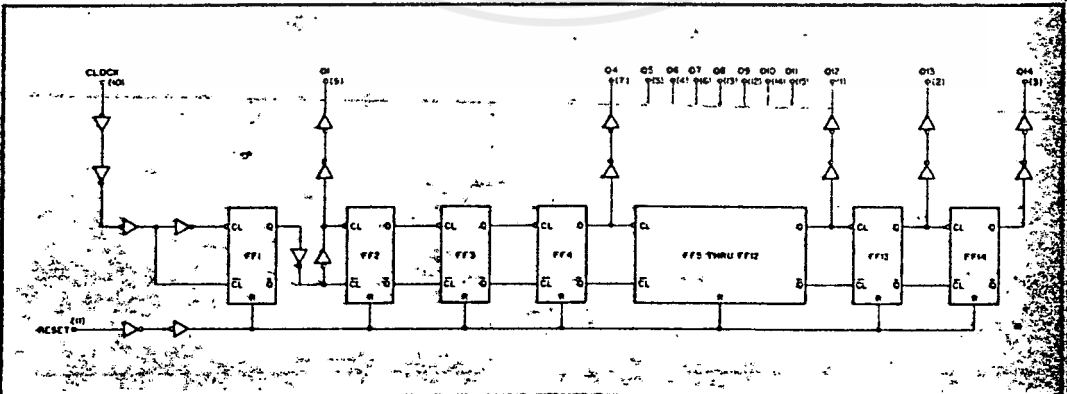
DC Supply Voltage	$V_{DD} - V_{SS}$	3 to 15	Vdc
Operating Temperature	T_A	-55 to +125	°C
C, D, F, H Device		-40 to +85	°C
E Device			

TRUTH TABLE

CLOCK	RESET	OUTPUT STATE
	0	No Change
	0	Advance to next state
X	1	All Outputs are low

X = Don't Care

LOGIC DIAGRAM



ELECTRICAL CHARACTERISTICS

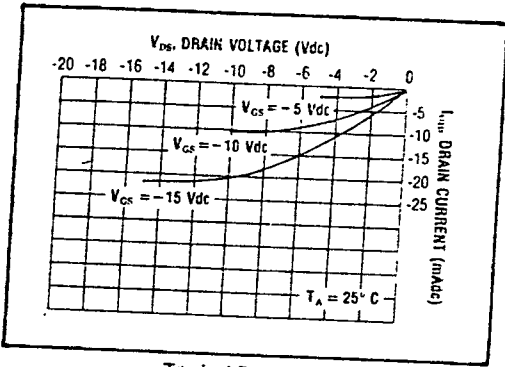
STATIC CHARACTERISTICS¹

PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	CONDITIONS	T _{LOW} ²		+25°C			T _{HIGH} ²		Units		
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.			
QUIESCENT DEVICE CURRENT I _{DD}	5	V _{IN} =V _{SS} or V _{DD}	—	5	—	0.05	5	—	150	μAdc		
	10	All valid input combinations	—	10	—	0.1	10	—	300			
	15		—	15	—	0.2	20	—	600			
OUTPUT HIGH (SOURCE) CURRENT C, D, F, H device	I _{OH}	V _{OH} = 4.6V V _{OH} = 9.5V V _{OH} = 13.5V V _{IN} =V _{SS} or V _{DD}	5	-0.15	—	-0.12	-0.5	—	-0.08	—	mAdc	
			10	-0.37	—	-0.3	-1.15	—	-0.21	—		
			15	-1.25	—	-1.0	-4.5	—	-0.69	—		
	E device	I _{OH}	V _{OH} = 4.6V V _{OH} = 9.5V V _{OH} = 13.5V V _{IN} =V _{SS} or V _{DD}	5	-0.14	—	-0.12	-0.5	—	-0.10	—	mAdc
				10	-0.35	—	-0.3	-1.15	—	-0.25	—	
				15	-1.2	—	-1.0	-4.5	—	-0.85	—	
OUTPUT LOW (SINK) CURRENT C, D, F, H device	I _{OL}	V _{OL} = 0.4V V _{OL} = 0.5V V _{OL} = 1.5V V _{IN} =V _{SS} or V _{DD}	5	0.15	—	0.12	0.5	—	0.08	—	mAdc	
			10	0.37	—	0.3	1.0	—	0.21	—		
			15	1.25	—	1.0	5.8	—	0.69	—		
	E device	I _{OL}	V _{OL} = 0.4V V _{OL} = 0.5V V _{OL} = 1.5V V _{IN} =V _{SS} or V _{DD}	5	0.14	—	0.12	0.5	—	0.10	—	mAdc
				10	0.35	—	0.3	1.0	—	0.25	—	
				15	1.2	—	1.0	5.8	—	0.85	—	

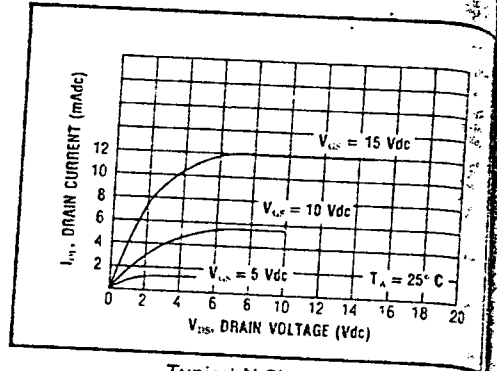
NOTES: ¹ Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".
² T_{LOW} = -55°C for C, D, F, H device.
= -40°C for E device.
T_{HIGH} = +125°C for C, D, F, H device.
= +85°C for E device.

DYNAMIC CHARACTERISTICS (C_L = 50pF, T_A = 25°C)

PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units		
CLOCKED OPERATION							
PROPAGATION DELAY TIME Clock to Q1	t _{PLH, t_{PHL}}	5	—	200	400	ns	
		10	—	100	200		
		15	—	80	160		
	Q _i to Q _i + 1	t _{PLH, t_{PHL}}	5	—	150	300	ns
			10	—	75	150	
			15	—	60	120	
OUTPUT TRANSITION TIME	t _{TLH, t_{THL}}	5	—	180	360	ns	
		10	—	90	180		
		15	—	65	130		
MINIMUM CLOCK PULSE WIDTH	PW _{CL}	5	—	100	200	ns	
		10	—	50	100		
		15	—	40	80		
MAXIMUM CLOCK FREQUENCY	f _{CL}	5	2.0	4.0	—	MHz	
		10	4.0	8	—		
		15	5	10	—		
MAXIMUM CLOCK RISE AND FALL TIME	t _{CL, t_{FL}}	5	15	—	—	μs	
		10	15	—	—		
		15	5	—	—		
RESET OPERATION							
PROPAGATION DELAY TIME	t _{PHL}	5	—	300	600	ns	
		10	—	150	300		
		15	—	120	240		
MINIMUM RESET PULSE WIDTH	PW _R	5	—	150	300	ns	
		10	—	75	150		
		15	—	60	120		
RESET REMOVAL TIME	t _{rem}	5	—	250	500	ns	
		10	—	125	250		
		15	—	100	200		

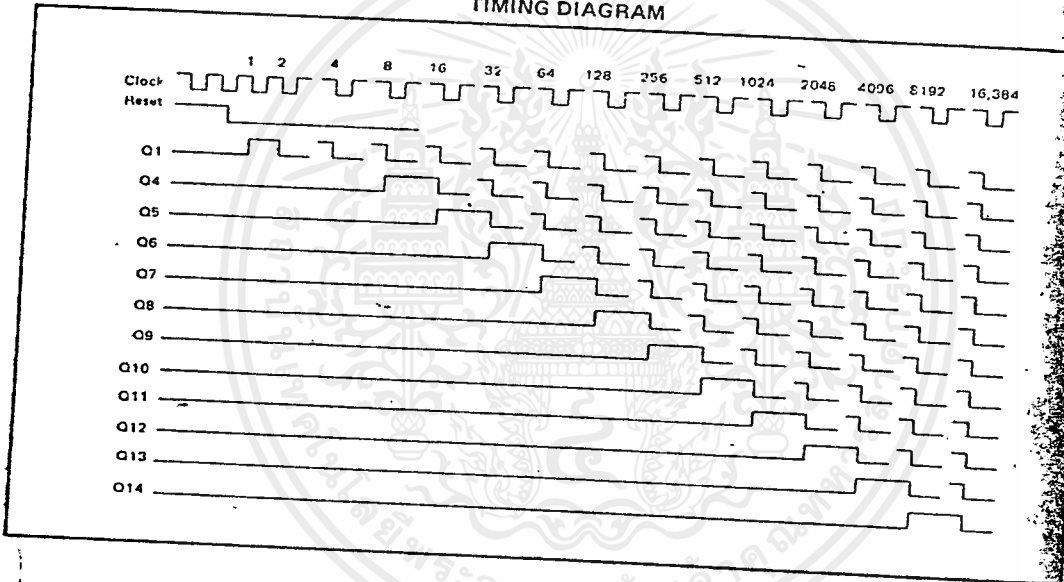


Typical P-Channel Source Current Characteristics

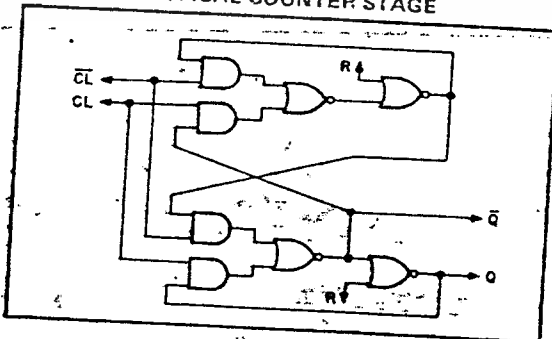


Typical N-Channel Sink Current Characteristics

TIMING DIAGRAM



TYPICAL COUNTER STAGE



- ◆ Asy
- ◆ Syn
- ◆ Full
- ◆ Q O

The Input/S Clock a Serial D to each master-s from th the Par serially nously Clock pu When data is Parallel line.

Regis SCL402

SERIAL

t	C
n	
n+1	
n+2	
n+3	



FEATURES

- ◆ 3-State Outputs with Gated Control Lines
- ◆ Fully Independent Clock
- ◆ Asynchronous Reset
- ◆ Fully Static Operation - DC to 12MHz @ 10Vdc
- ◆ Balanced Output Drive Current Specifications

DESCRIPTION

The SCL4076B 4-bit Register consists of four D-Type flip-flops operating synchronously from a common Clock. OR-gated Output Disable inputs force the outputs into a high-impedance state for use in bus-organized systems. OR-gated Data Disable inputs cause the Q outputs to be fed back to the D inputs of the flip-flops. Thus, they are inhibited from changing state while the clocking process remains undisturbed. An asynchronous Master Reset is provided to clear all four flip-flops simultaneously independent of the Clock or Disable inputs.

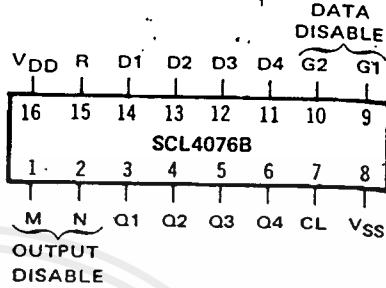
TRUTH TABLE

Reset	Clock	Data Input Disable		Data D	Next State Output Q	
		G1	G2			
1	X	X	X	X	0	
0	0	X	X	X	Q	NC
0		1	X	X	Q	NC
0		X	1	X	Q	NC
0		0	0	1	1	
0		0	0	0	0	
0	1	X	X	X	Q	NC
0		X	X	X	Q	NC

When either Output Disable M or N is high, the outputs are disabled (high impedance state); however sequential operation of the flip-flops is not affected.

1 ≡ High Level
0 ≡ Low Level
X = Don't Care
NC = No Change

CONNECTION DIAGRAM
(all packages)



Add suffix for package:

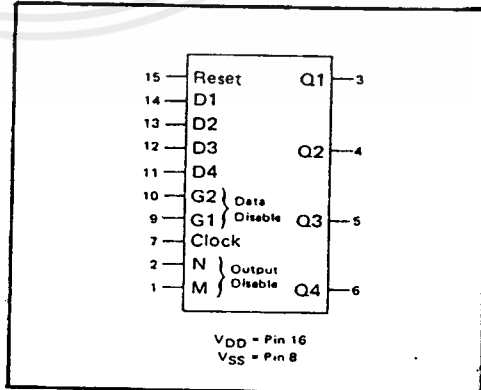
- C 16-pin Cerdip
- D 16-pin Ceramic
- E 16-pin Epoxy
- F 16-pin Flat
- H Chip

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

- DC Supply Voltage V_{DD} - V_{SS} 3 to 15 V_{dc}
- Operating Temperature T_A
- C, D, F, H Device -55 to +125 °C
- E Device -40 to +85 °C

BLOCK DIAGRAM



V_{DD} = Pin 16
V_{SS} = Pin 8

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

STATIC CHARACTERISTICS

PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	CONDITIONS	T _{LOW} ²		+25°C			T _{HIGH} ²		Units
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I _{DD}	5	—	5	—	0.05	5	—	150	μAdc
		10	—	10	—	0.1	10	—	300	
		15	—	20	—	0.2	20	—	600	
3-STATE OUTPUT LEAKAGE CURRENT	I _{ZL}	15	—	±0.1	—	±10 ⁻⁴	±0.1	—	±1.0	μAdc

NOTES: ¹ Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".

² T_{LOW} = -55°C for C, D, F, H device.

= -40°C for E device.

T_{HIGH} = +125°C for C, D, F, H device.

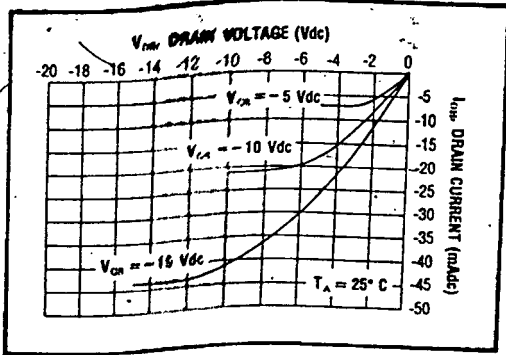
= + 85°C for E device.

³ This device has been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

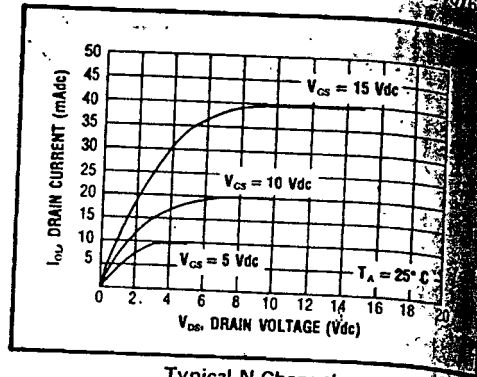
DYNAMIC CHARACTERISTICS (C_L = 50pF, T_A = 25°C)

PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units		
CLOCKED OPERATION							
PROPAGATION DELAY TIME Clock to Q	t _{PLH} , t _{PHL}	5	—	150	300	ns	
		10	—	70	140		
		15	—	45	90		
	Output Disable to Q	t _{PHZ} , t _{PLZ}	5	—	75	150	ns
			10	—	40	80	
			15	—	30	60	
	t _{PZH} , t _{PZL}	5	—	80	160	ns	
		10	—	35	70		
		15	—	25	50		
OUTPUT TRANSITION TIME	t _{TLH} , t _{THL}	5	—	100	200	ns	
		10	—	50	100		
		15	—	40	80		
MINIMUM CLOCK PULSE WIDTH	PW _{CL}	5	—	80	160	ns	
		10	—	40	80		
		15	—	30	60		
MAXIMUM CLOCK FREQUENCY	f _{CL}	5	3.0	6.0	—	MHz	
		10	6.0	12	—		
		15	8.0	16	—		
MAXIMUM CLOCK RISE & FALL TIME ¹	t _{rCL} , t _{fCL}	5	15	—	—	μs	
		10	15	—	—		
		15	15	—	—		
MINIMUM SETUP TIME Data Inputs	t _{setup}	5	—	75	150	ns	
		10	—	40	80		
		15	—	30	60		
Data Disable Inputs	t _{setup}	5	—	100	200	ns	
		10	—	60	120		
		15	—	45	90		
MINIMUM HOLD TIME All Inputs	t _{hold}	5	—	75	150	ns	
		10	—	35	70		
		15	—	30	60		
RESET OPERATION							
PROPAGATION DELAY TIME	t _{PHL}	5	—	200	400	ns	
		10	—	100	200		
		15	—	75	150		
MINIMUM RESET PULSE WIDTH	PW _R	5	—	75	150	ns	
		10	—	40	80		
		15	—	30	60		
RESET REMOVAL TIME	t _{rem}	5	—	100	200	ns	
		10	—	60	120		
		15	—	45	90		

¹ When units are cascaded, the maximum rise and fall times of the clock input should be equal to or less than the transition times of the data outputs driving data inputs, plus the propagation delay of the output driving stage for the output capacitive load.

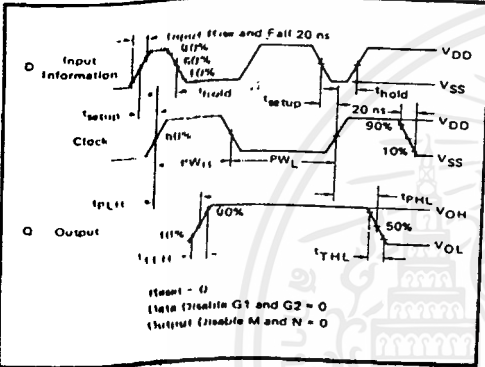


Typical P-Channel Source Current Characteristics

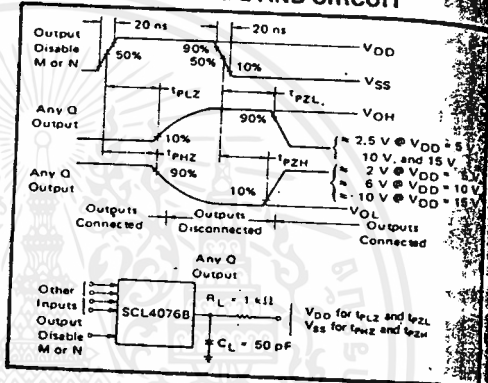


Typical N-Channel Sink Current Characteristics

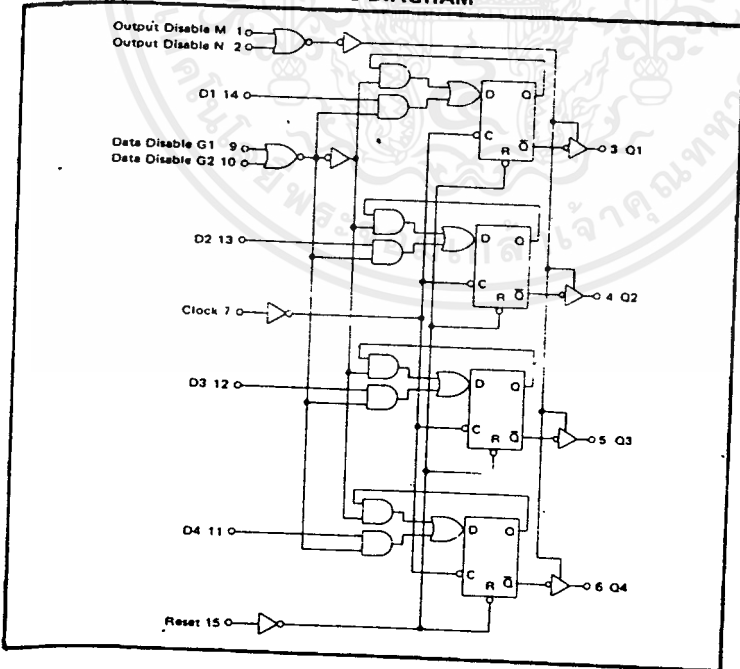
TIMING DIAGRAM



THREE-STATE PROPAGATION DELAY WAVESHAVE AND CIRCUIT



LOGIC DIAGRAM



SCL4077

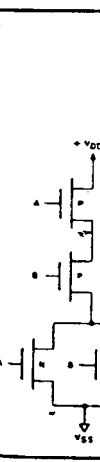
FEATURES
Buffered
Diode Protection
Fully "B"
Balanced

DESCRIPTION
The SCL4077 is a
Silicon chip.
N-channel
mode transistors

A
0
1
0
1

Where 1 = High
0 = Low

SCL4077





MOTOROLA

MC145026 MC145027 MC145028 MC145029

Advance Information

MC145026 ENCODER, MC145027/MC145028/MC145029 DECODERS

The MC145026 will encode nine bits of information and serially transmit this information upon receipt of a transmit enable, \overline{TE} , (active low) signal. Nine inputs may be encoded with trinary data (0, 1, open) allowing 3⁹ (19,683) different codes.

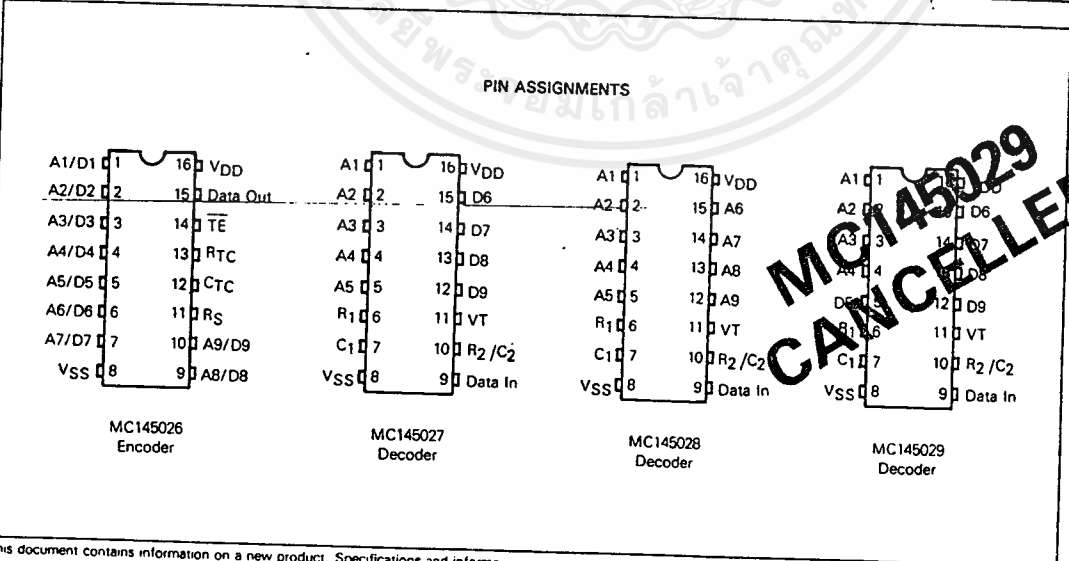
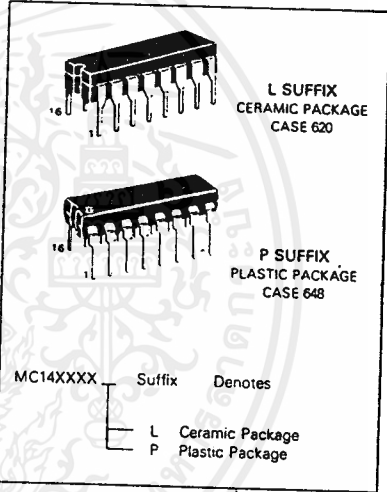
Three decoders are presently available; all use the same transmitter — the MC145026. The decoders receive the 9-bit word and interpret some of the bits as address codes and some as data. The MC145027 interprets the first five transmitted bits as address and the last four bits as data. The MC145028 interprets the first four transmitted bits as address and the last five bits as data. The MC145029 interprets the first four transmitted bits as address and the last five bits as data. The MC145027 outputs four data bits, and the MC145028 treats all nine bits as address, and the MC145029 outputs five data bits, when the transmitter sends address codes that match that of the receiver. A valid transmission output will go high on the decoders when they recognize an address that matches that of the decoder. Other receivers can be produced with different address/data ratios.

- May be Addressed in either Binary or Trinary
- Trinary Addressing Maximizes Number of Codes
- Interfaces with RF, Ultrasonic, or Infrared Transmission Medias
- On-Chip R/C Oscillator; No Crystal Required
- High External Component Tolerance; Can Use $\pm 5\%$ Components
- Standard B-Series Input and Output Characteristics
- 4.5 to 18 V Operation
- 2.9 V Low-Voltage Version Also Available by Special Order

CMOS MSI

(LOW-POWER COMPLEMENTARY MOS)

REMOTE CONTROL ENCODER/DECODER PAIRS



7

MC145029 CANCELLED

This document contains information on a new product. Specifications and information herein are subject to change without notice.

MC145026, MC145027, MC145028, MC145029

MAXIMUM RATINGS (Voltages Referenced to V_{SS})

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	V_{DD}	-0.5 to +18	V
Input Voltage, All Inputs	V_{in}	-0.5 to $V_{DD}+0.5$	V
DC Input Current, per Pin	I_{in}	± 10	mA
Operating Temperature Range	T_A	-40 to +85	$^{\circ}C$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	$^{\circ}C$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	V_{DD} V	-40 $^{\circ}C$		25 $^{\circ}C$			+85 $^{\circ}C$		Unit
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
Output Voltage $V_{in} = V_{DD}$ or 0 $V_{in} = 0$ or V_{DD}	"0" Level V_{OL}	5.0	-	0.05	-	0	0.05	-	0.05	V
		10	-	0.05	-	0	0.05	-	0.05	
		15	-	0.05	-	0	0.05	-	0.05	
	"1" Level V_{OH}	5.0	4.95	-	4.95	5.0	-	4.95	-	V
		10	9.95	-	9.95	10	-	9.95	-	
		15	14.95	-	14.95	15	-	14.95	-	
Input Voltage ($V_O = 4.5$ or 0.5 V) ($V_O = 9.0$ or 1.0 V) ($V_O = 13.5$ or 1.5 V) ($V_O = 0.5$ or 4.5 V) ($V_O = 1.0$ or 9.0 V) ($V_O = 1.5$ or 13.5 V)	"0" Level V_{IL}	5.0	-	1.5	-	2.25	1.5	-	1.5	V
		10	-	3.0	-	4.50	3.0	-	3.0	
		15	-	4.0	-	6.25	4.0	-	4.0	
	"1" Level V_{IH}	5.0	3.5	-	3.5	2.75	-	3.5	-	V
		10	7.0	-	7.0	5.50	-	7.0	-	
		15	11.0	-	11.0	8.25	-	11.0	-	
Output Drive Current ($V_{OH} = 2.5$ V) ($V_{OH} = 4.6$ V) ($V_{OH} = 9.5$ V) ($V_{OH} = 13.5$ V) ($V_{OL} = 0.4$ V) ($V_{OL} = 0.5$ V) ($V_{OL} = 1.5$ V)	Source I_{OH}	5.0	-2.5	-	-2.1	-4.2	-	-1.7	-	mA
		5.0	-0.52	-	-0.44	-0.88	-	-0.36	-	
		10	-1.3	-	-1.1	-2.25	-	-0.9	-	
	Sink I_{OL}	5.0	0.52	-	0.44	0.88	-	0.36	-	mA
		10	1.3	-	1.1	2.25	-	0.9	-	
		15	3.6	-	3.0	8.8	-	2.4	-	
Input Current - $\bar{T}E$ (MC145026, Pullup Device)	I_{in}	5.0	-	-	3.0	4.0	9.0	-	-	μA
		10	-	-	16	20	32	-	-	
		15	-	-	35	45	70	-	-	
Input Current R_S (MC145026) Data In (MC145027, MC145028, MC145029)	I_{in}	15	-	± 0.3	-	± 0.00001	± 0.3	-	± 1.0	μA
Input Current A1/D1-A9/D9 (MC145026) A1-A5 (MC145027) A1-A9 (MC145028) A1-A4 (MC145029)	I_{in}	5.0	-	-	-	± 55	± 110	-	-	μA
		10	-	-	-	± 300	± 500	-	-	
		15	-	-	-	± 650	± 1000	-	-	
Input Capacitance ($V_{in} = 0$)	C_{in}	-	-	-	5.0	7.5	-	-	pF	
Quiescent Current - MC145026	I_{DD}	5.0	-	-	-	0.0050	0.10	-	-	μA
		10	-	-	-	0.0100	0.20	-	-	
		15	-	-	-	0.0150	0.30	-	-	
Quiescent Current - MC145027, MC145028, MC145029	I_{DD}	5.0	-	-	-	30	50	-	-	μA
		10	-	-	-	60	100	-	-	
		15	-	-	-	90	150	-	-	
Total Supply Current - MC145026 ($f_C = 20$ kHz)	I_T	5.0	-	-	-	100	200	-	-	μA
		10	-	-	-	200	400	-	-	
		15	-	-	-	300	600	-	-	
Total Supply Current - MC145027, MC145028, MC145029 ($f_C = 20$ kHz)	I_T	5.0	-	-	-	200	400	-	-	μA
		10	-	-	-	400	800	-	-	
		15	-	-	-	600	1200	-	-	

This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields; however, it is advised that normal precautions be taken to avoid application of any voltage higher than maximum rated voltages to this high impedance circuit. For proper operation it is recommended that V_{in} and V_{out} be constrained to the range $V_{SS} \leq (V_{in} \text{ or } V_{out}) \leq V_{DD}$.

MC145026, MC145027, MC145028, MC145029

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

Characteristic	Symbol	V_{DD}	Min	Typ	Max	Unit
Output Rise and Fall Time	t_{TLH} t_{THL}	5.0 10 15	— — —	100 50 40	200 100 80	ns
Data In Rise and Fall Time (MC145027, MC145028, MC145029)	t_{TLH} t_{THL}	5.0 10 15	— — —	— — —	15 15 15	μs
Encoder Clock Frequency	f_{cl}	5.0 10 15	0 0 0	— — —	2 5 10	MHz
Decoder Frequency (Referenced to Encoder Clock) (See Figure 10)	f_{cl}	5.0 10 15	1 1 1	— — —	240 410 450	kHz
\overline{TE} Pulse Width	t_{WL}	5.0 10 15	65 30 20	— — —	— — —	ns
System Propagation Delay (\overline{TE} to Valid Transmission)	—	—	—	182	—	Clock Cycles
Tolerance on Timing Components ($\Delta R_{TC} + \Delta C_{TC} + \Delta R_1 + \Delta C_1$) ($\Delta R_2 + \Delta C_2$)	—	—	—	—	± 25 ± 25	%

OPERATING CHARACTERISTICS

MC145026

The encoder serially transmits nine bits of trinary data as defined by the state of the A1/D1-A9/D9 input pins. These pins may be in either of three states (0, 1, open) allowing $3^9 = 19,683$ possible codes. The transmit sequence is initiated by a low level on the \overline{TE} input pin. Each time the \overline{TE} input is forced low the encoder outputs two identical data words. Between the two data words no signal is sent for three data bit times. If the \overline{TE} input is kept low, the encoder continuously transmits the data word.

Each transmitted data bit is encoded into two data pulses (See Figure 7). A logic zero is encoded as two consecutive short pulses, a logic one as two consecutive long pulses, and an open as a long pulse followed by a short pulse. The input state is determined by using a weak output device to try to force each input first low, then high. If only a high state results from the two tests, the input is assumed to be hard wired to V_{DD} . If only a low state is obtained, the input is assumed to be hard wired to V_{SS} . If both a high and a low can be forced at an input, it is assumed to be open and is encoded as such.

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

Transmission must be initiated by using the \overline{TE} pin rather than by holding \overline{TE} low and applying power to the device because an internal reset occurs after the first transmit sequence.

MC145027

This decoder receives the serial data from the encoder and outputs the data, if it is valid. The transmitted data, consisting of two identical data words, is examined bit by bit as it is received. The first five bits are assumed to be address

bits and must be encoded to match the address input at the receiver. If the address bits match, the next four (data) bits are stored and compared to the last valid data stored. As the second encoded word is received, the address must again match, and if it does, the data bits are checked against the previously stored data bits. If the two words of data (four bits each) match, the data is transferred to the output data latches by VT and will remain until new data replaces it. At the same time, the Valid Transmission output pin is brought high and will remain high until an error is received or until no input signal is received for four data bit times.

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

MC145028

This decoder operates in the same manner as the MC145027 except that nine address bits are used and no data output is available. The Valid Transmission output is used to indicate that a valid address has been received.

Although address information is normally encoded in trinary, the designer should be aware that, for the MC145028, the ninth address bit (A9) must be either a one or a zero. This part, therefore, can accept only $2 \times 3^8 = 13,122$ different codes. A trinary (open) A9 will be interpreted as a logic 1. However, if the encoder sends a trinary (or logic 1) and the decoder address is a logic 1 (or trinary) respectively, the valid transmission output length will be shortened to the $R1 \times C1$ time constant.

MC145029

This decoder operates like the MC145027, but it assumes the first four received bits to be address bits and the remaining five received bits to be data.

DOUBLE TRANSMISSION DECODING

Although the encoder sends two words for error checking, a decoder does not necessarily wait for two transmitted words to be received before issuing a valid transmission output.

7

MC145026, MC145027, MC145028, MC145029

PIN DESCRIPTIONS

MC145026 ENCODER

A1/D1-A9/D9, ADDRESS/DATA INPUTS (PINS 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 9, 10) - These inputs are encoded and the data is serially output from the encoder.

RS, CTC, RTC, OSCILLATOR COMPONENTS (PINS 11, 12, 13) - These pins are part of the oscillator section of the encoder. If an external signal source is used instead of the internal oscillator, it should be connected to the RS input and the RTC and CTC pins should be left open.

TE, TRANSMIT-ENABLE INPUT (PIN 14) This active low input initiates transmission when forced low. An internal pullup device keeps this input normally high.

Data Out, DATA OUTPUT (PIN 15) - This is the output of the encoder that serially presents the encoded word.

VDD, POSITIVE SUPPLY (PIN 16) - The most positive power supply.

VSS, NEGATIVE SUPPLY (PIN 8) - The most negative supply (usually ground).

MC145027, MC145028, MC145029 DECODERS

A1-A5 (MC145027), A1-A9 (MC145028), A1-A4 (MC145029), ADDRESS INPUTS - These address inputs must match the corresponding encoder inputs in order for the decoder to output data.

D6-D9 (MC145027), D5-D9 (MC145029), DATA OUTPUTS - These outputs present the information that is on the corresponding encoder inputs. Note: only binary data will be acknowledged; a trinary open will be decoded as a logic one.

R1, C1, PULSE DISCRIMINATOR (PINS 6, 7) These pins accept a resistor and capacitor that are used to determine whether a narrow pulse or a wide pulse has been encoded. The time constant $R_1 \times C_1$ should be set to 1.72 encoder (transmitter) clock periods. $R_1 C_1 = 3.95 RT_{CTC}$.

R2/C2, DEAD TIME DISCRIMINATOR (PIN 10) This pin accepts a resistor and a capacitor to V_{SS} that are used to detect both the end of an encoded word and the end of transmission. The time constant $R_2 \times C_2$ should be 33.5 encoder (transmitter) clock periods (four data bit periods). $R_2 C_2 = 77 RT_{CTC}$. This time constant is used to determine that Data In has remained low for four data bit times (end of transmission). A separate comparator looks at a voltage-equivalent two data bit times ($0.4 R_2 C_2$) to detect the dead time between transmitted words.

VT, VALID TRANSMISSION (PIN 11) - This output goes high when the following conditions are satisfied:

1. the transmitted address matches the receiver address, and
2. the transmitted data matches the last valid data received (MC145027 and MC145029, only).

VT will remain high until a mismatch is received, or no input signal is received for four data bit times.

VDD, POSITIVE SUPPLY (PIN 16) - The most positive power supply.

VSS, NEGATIVE SUPPLY (PIN 8) - The most negative supply (usually ground).

FIGURE 1 - MC145026 ENCODER BLOCK DIAGRAM

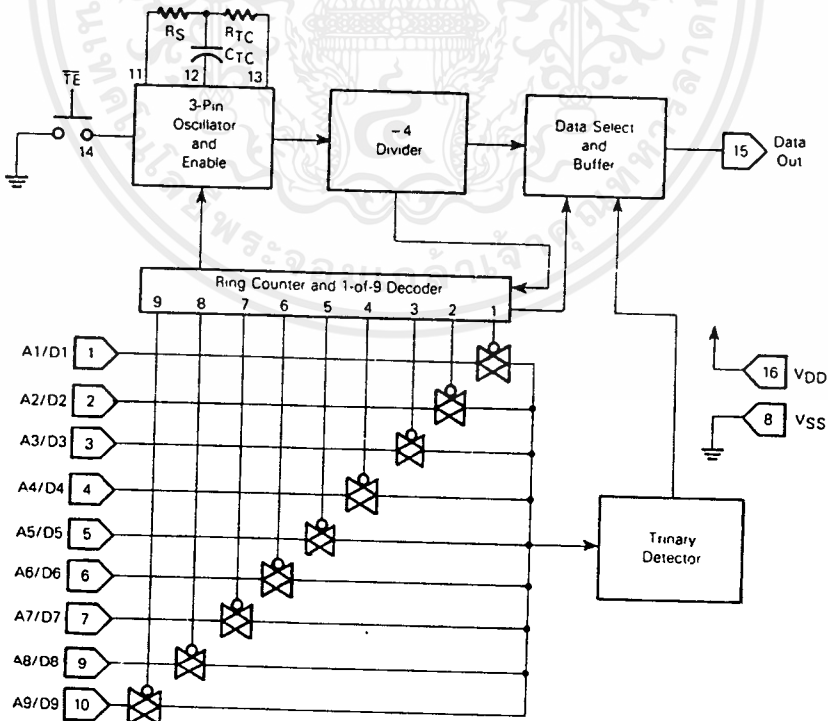


FIGURE 2 — MC145027 DECODER BLOCK DIAGRAM

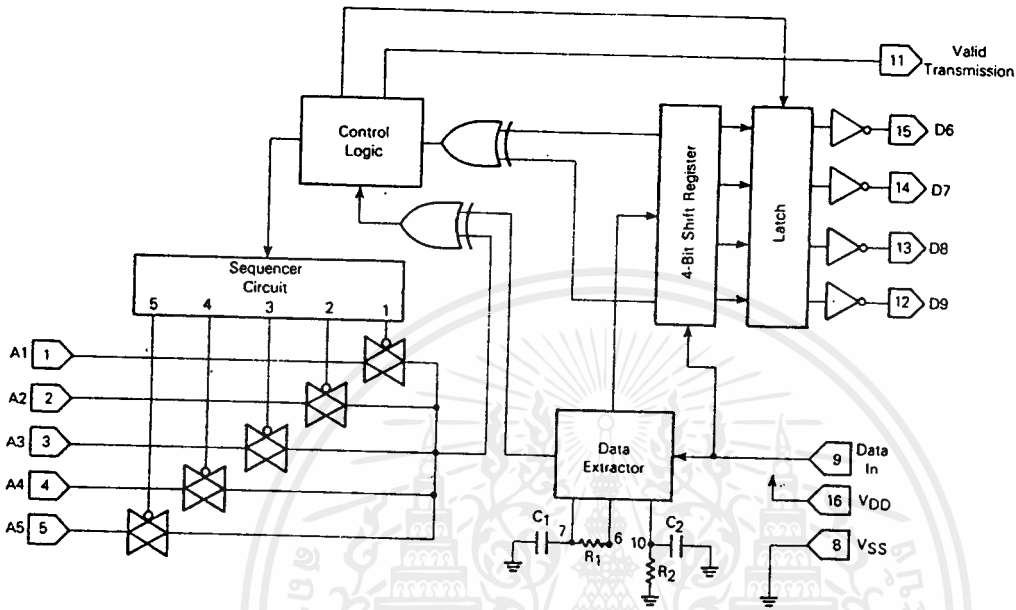
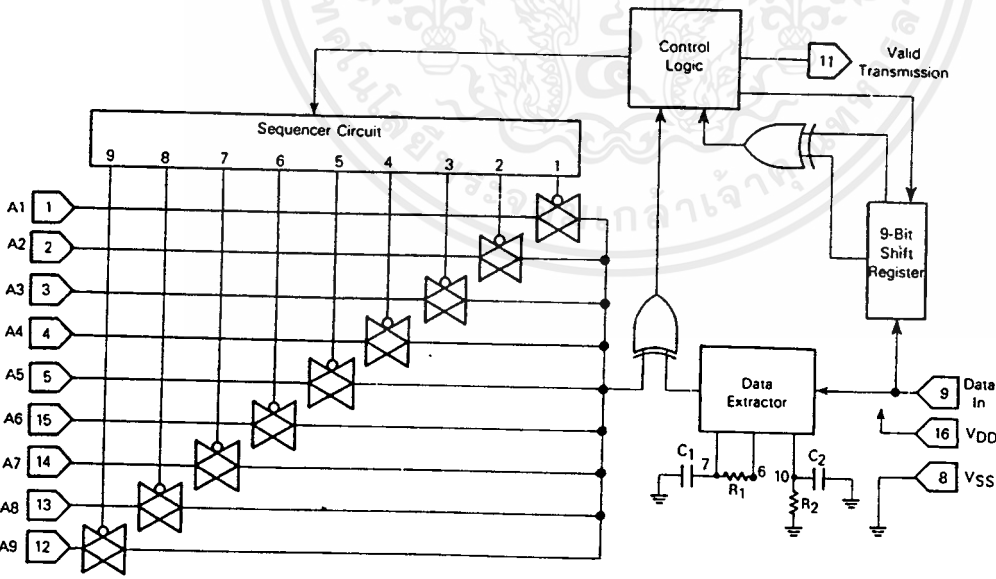


FIGURE 3 — MC145028 DECODER BLOCK DIAGRAM



7

MC145026, MC145027, MC145028, MC145029

FIGURE 4 -- MC145029 DECODER BLOCK DIAGRAM

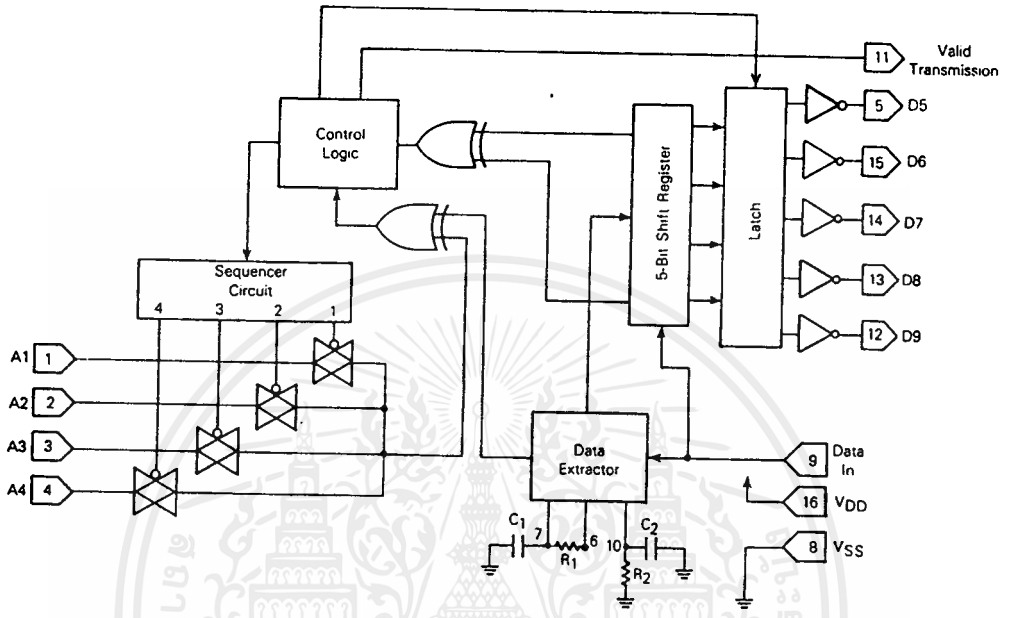
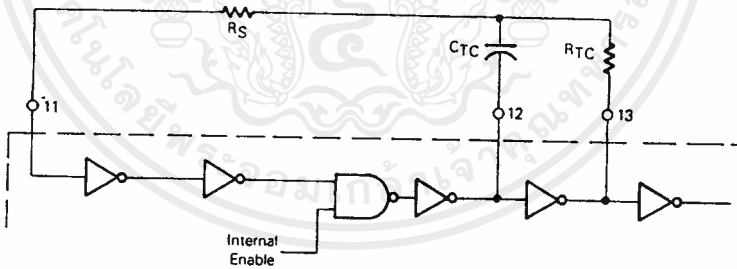


FIGURE 5 -- ENCODER OSCILLATOR INFORMATION



This oscillator will operate at a frequency determined by the external RC network, i.e.

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

for 1 kHz $\leq f \leq$ 400 kHz
 where $C_{TC}' = C_{TC} + \text{Clayout} + 12 \text{ pF}$

- $R_S \approx 2 R_{TC}$
- $R_S \geq 20 \text{ k}$
- $R_{TC} \geq 10 \text{ k}$
- $400 \text{ pF} < C_{TC} < 15 \text{ }\mu\text{F}$

The value for R_S should be chosen to be ≥ 2 times R_{TC} . This range will ensure 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 will be 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 .

MC145026, MC145027, MC145028, MC145029

FIGURE 6 — ENCODER/DECODER TIMING DIAGRAM

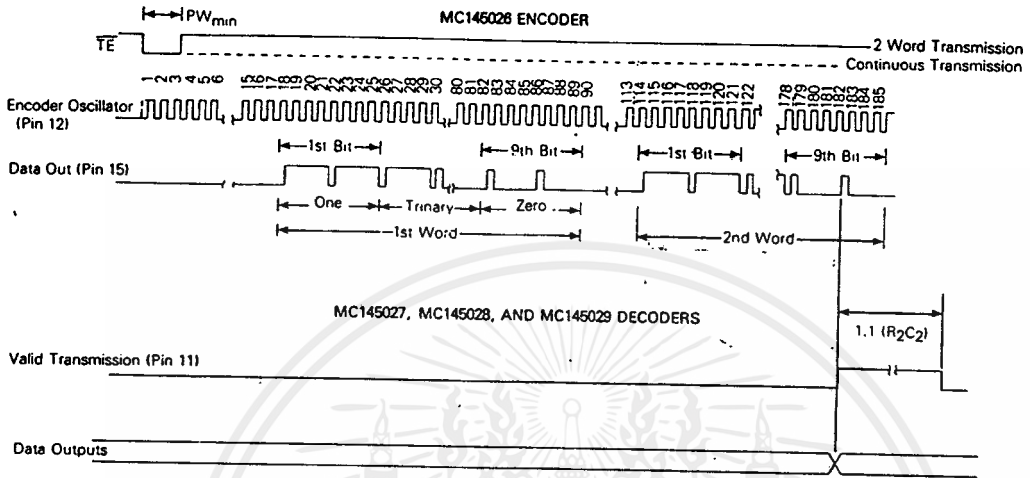


FIGURE 7 — MC145026 ENCODER DATA WAVEFORMS

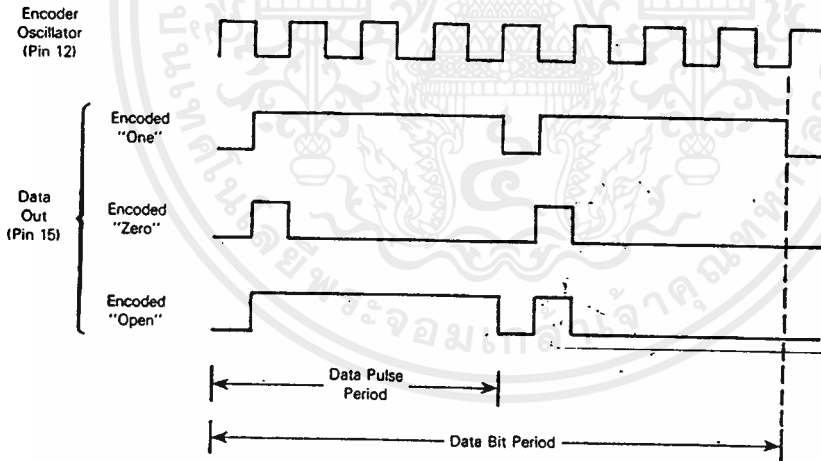


FIGURE 8 — MC145027/MC145029 FLOWCHART

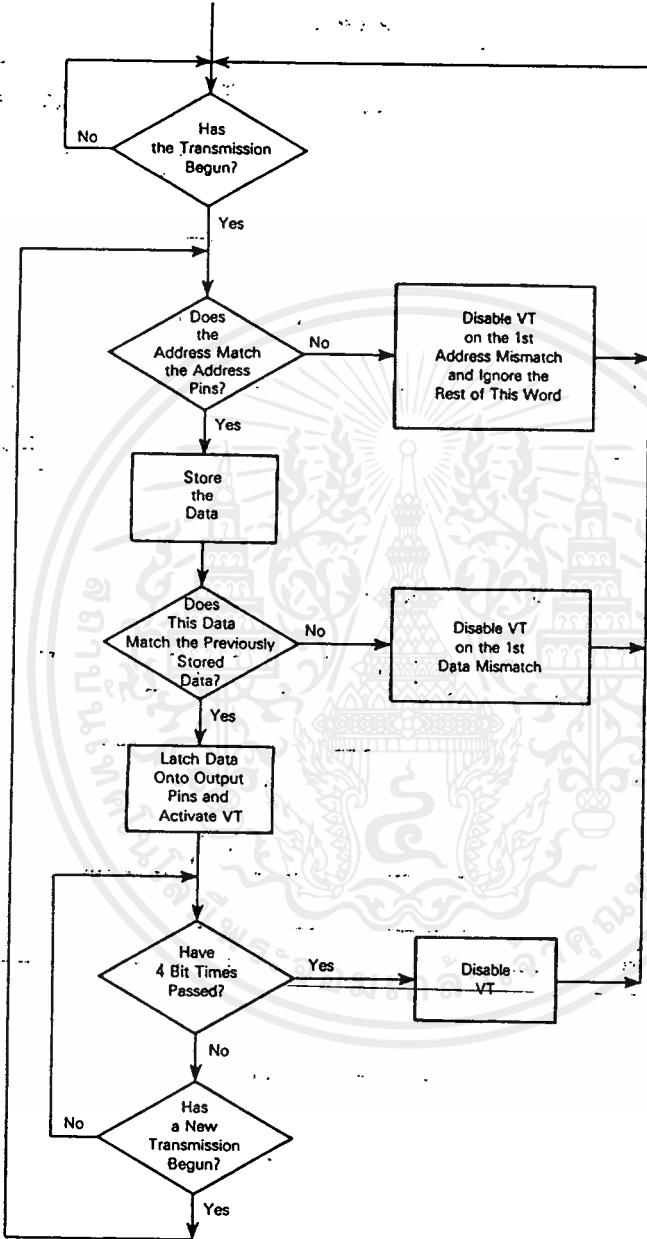
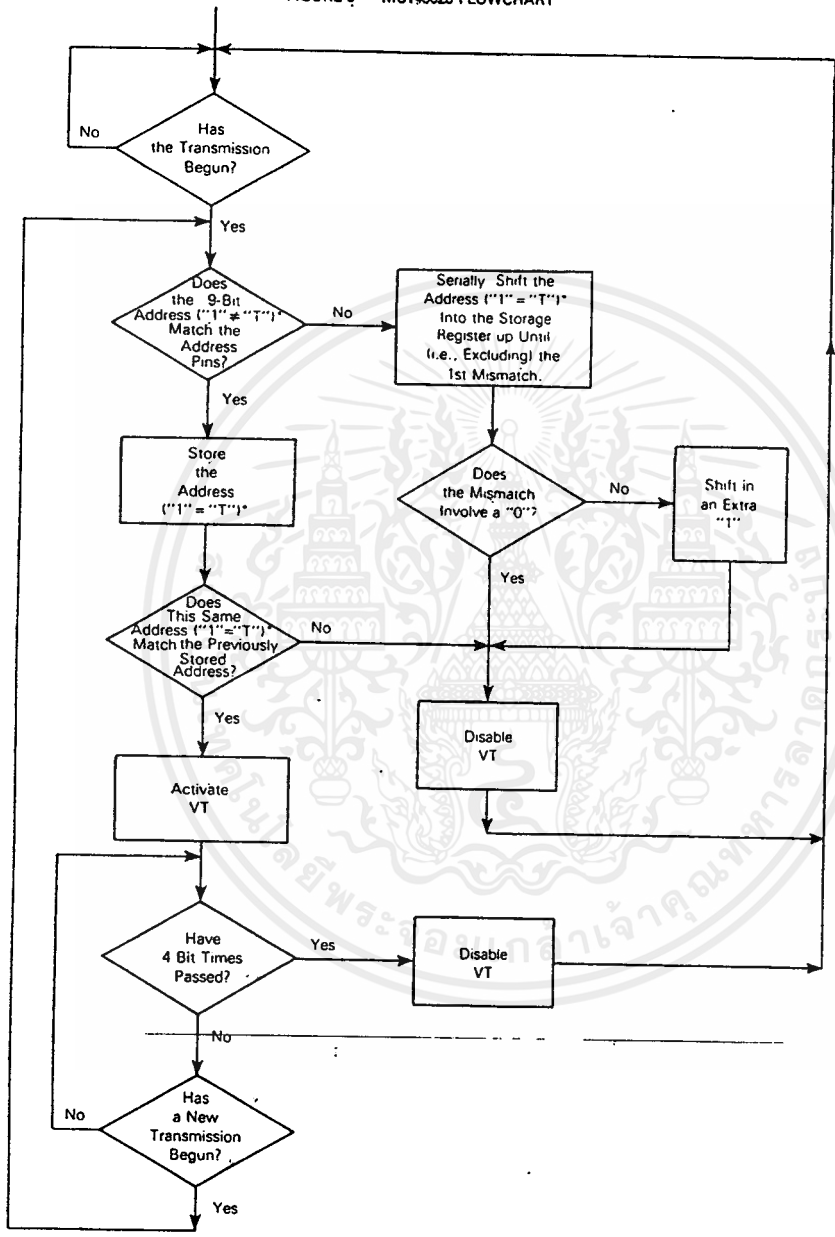


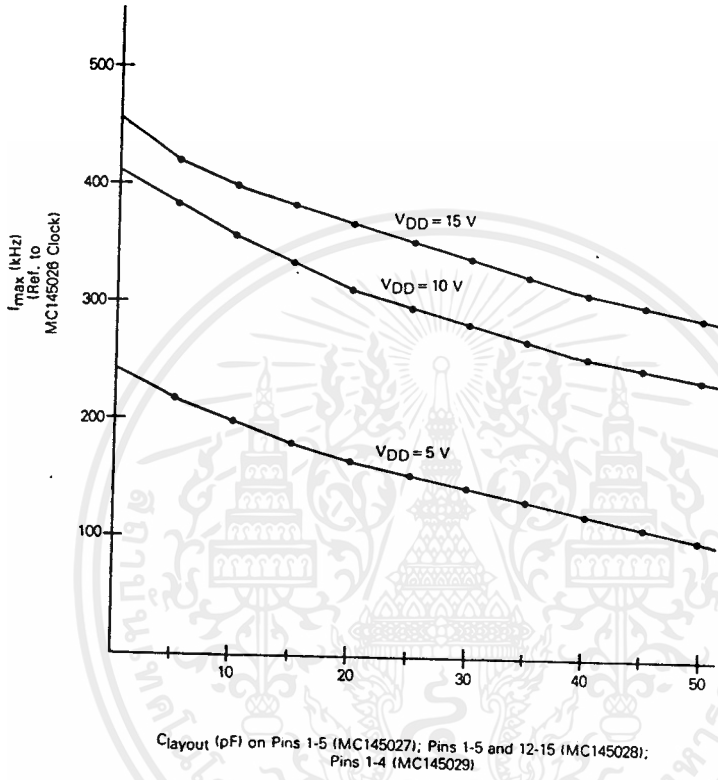
FIGURE 9 — MC145028 FLOWCHART



*For shift register comparisons, a "T" is stored as a "1".

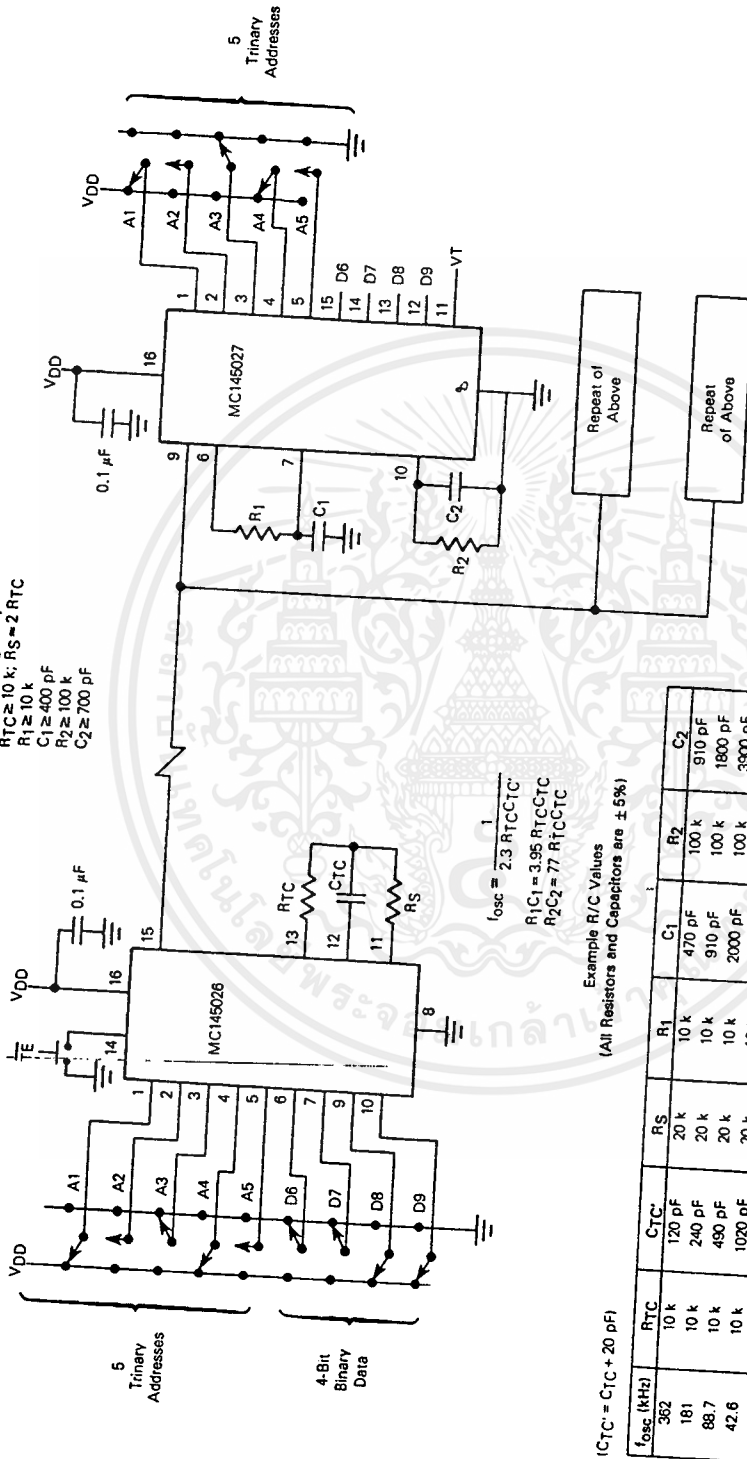
MC145026, MC145027, MC145028, MC145029

FIGURE 10 — f_{max} vs C_{layout}
MC145027, MC145028, and MC145029



MC145026, MC145027, MC145028, MC145029

FIGURE 11 - TYPICAL APPLICATION



$CTC = C_{TC} + C_{layout} + 12 \text{ pF}$
 $100 \text{ pF} \leq C_{TC} \leq 15 \mu\text{F}$
 $RTC \geq 10 \text{ k}; RS = 2 RTC$
 $R1 \geq 10 \text{ k}$
 $C1 \geq 400 \text{ pF}$
 $R2 \geq 100 \text{ k}$
 $C2 \geq 700 \text{ pF}$

$f_{osc} = \frac{1}{2.3 RTC CTC}$
 $R1 C1 = 3.95 RTC CTC$
 $R2 C2 = 77 RTC CTC$



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

f_{osc} (kHz)	RTC	R1	RS	CTC	C1	R2	C2
362	10 k	10 k	20 k	120 pF	470 pF	100 k	910 pF
181	10 k	10 k	20 k	240 pF	910 pF	100 k	1800 pF
88.7	10 k	10 k	20 k	480 pF	2000 pF	100 k	3500 pF
42.6	10 k	10 k	20 k	1020 pF	3900 pF	100 k	7500 pF
21.5	10 k	10 k	20 k	2020 pF	8200 pF	100 k	0.015 μF
8.53	10 k	10 k	20 k	5100 pF	200 μF	200 k	0.02 μF
1.71	50 k	50 k	100 k	5100 pF	0.02 μF	200 k	0.1 μF

6-Pin DIP Optoisolators Triac Driver Output

These devices consist of gallium-arsenide infrared emitting diodes, optically coupled to a silicon bilateral switch.

They are designed for applications requiring isolated triac triggering.

- UL Recognized File Number E54915 
- Output Driver Designed for 240 Vac Line
- V_{ISO} Isolation Voltage of 7500 V Peak
- Similar to MOC3010 and MOC3011
- Standard 6-PIN Plastic DIP
- VDE approved per standard 0883/6.80 (Certificate number 41853), with additional approval to DIN IEC380/VDE0806, IEC435/VDE0805, IEC65/VDE0860, VDE110b, covering all other standards with equal or less stringent requirements, including IEC204/VDE0113, VDE0160, VDE0832, VDE0833, etc. 
- Special lead form available (add suffix "T" to part number) which satisfies VDE0883/6.80 requirement for 8 mm minimum creepage distance between input and output solder pads.
- Various lead form options available. Consult "Optoisolator Lead Form Options" data sheet for details.

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

Rating	Symbol	Value	Unit
INFRARED EMITTING DIODE			
Reverse Voltage	V _R	3	Volts
Forward Current — Continuous	I _F	60	mA
Total Power Dissipation @ T _A = 25°C Negligible Power in Triac Driver Derate above 25°C	P _D	100	mW
		1.33	mW/°C

OUTPUT DRIVER

Off-State Output Terminal Voltage	V _{DRM}	400	Volts
Peak Repetitive Surge Current (P _W = 1 ms, 120 pps)	I _{TSM}	1	A
Total Power Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	300	mW
		4	mW/°C

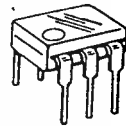
TOTAL DEVICE

Isolation Surge Voltage (1) (Peak ac Voltage, 60 Hz, 5 Second Duration)	V _{ISO}	7500	Vac
Total Power Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	330	mW
		4.4	mW/°C
Junction Temperature Range	T _J	-40 to +100	°C
Ambient Operating Temperature Range	T _A	-40 to +85	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-40 to +150	°C
Soldering Temperature (10 s)	—	260	°C

(1) Isolation surge voltage, V_{ISO}, is an internal device dielectric breakdown rating.

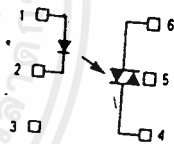
MOC3020
MOC3021
MOC3022
MOC3023

6-PIN DIP
 OPTOISOLATORS
 TRIAC DRIVER OUTPUT



CASE 730A-02
 PLASTIC

COUPLER SCHEMATIC



1. ANODE
2. CATHODE
3. NC
4. MAIN TERMINAL
5. SUBSTRATE
DO NOT CONNECT
6. MAIN TERMINAL

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
INPUT LED					
Reverse Leakage Current ($V_R = 3\text{ V}$)	I_R	—	0.05	100	μA
Forward Voltage ($I_F = 10\text{ mA}$)	V_F	—	1.15	1.5	Volts
OUTPUT DETECTOR ($I_F = 0$ unless otherwise noted)					
Peak Blocking Current, Either Direction (Rated V_{DRM} , Note 1)	I_{DRM}	—	10	100	nA
Peak On-State Voltage, Either Direction ($I_{TM} = 100\text{ mA Peak}$)	V_{TM}	—	1.8	3	Volts
Critical Rate of Rise of Off-State Voltage (Figure 7, Note 2)	dv/dt	—	10	—	$\text{V}/\mu\text{s}$
COUPLED					
LED Trigger Current, Current Required to Latch Output (Main Terminal Voltage = 3 V, Note 3)	MOC3020	—	15	30	mA
	MOC3021	—	8	15	
	MOC3022	—	—	10	
	MOC3023	—	—	5	
		—	—	—	
Holding Current, Either Direction	I_H	—	100	—	μA

- Notes: 1. Test voltage must be applied within dv/dt rating.
 2. This is static dv/dt . See Figure 7 for test circuit. Commutating dv/dt is a function of the load-driving thyristor(s) only.
 3. All devices are guaranteed to trigger at an I_F value less than or equal to max I_{FT} . Therefore, recommended operating I_F lies between max I_{FT} (30 mA for MOC3020, 15 mA for MOC3021, 10 mA for MOC3022, 5 mA for MOC3023) and absolute max I_F (60 mA).

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_A = 25^\circ\text{C}$

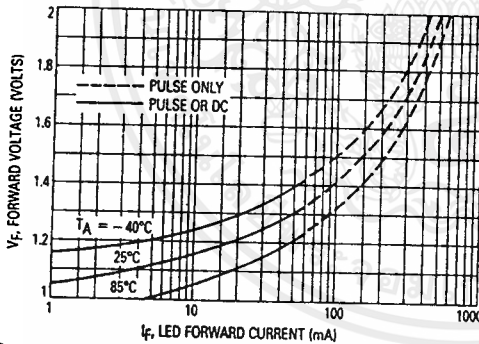


Figure 1. LED Forward Voltage versus Forward Current

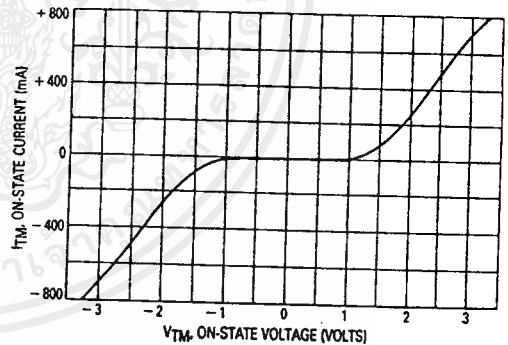


Figure 2. On-State Characteristics

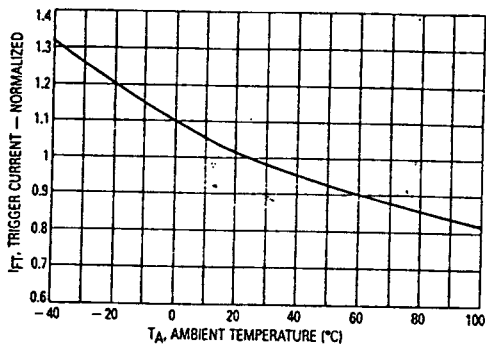


Figure 3. Trigger Current versus Temperature

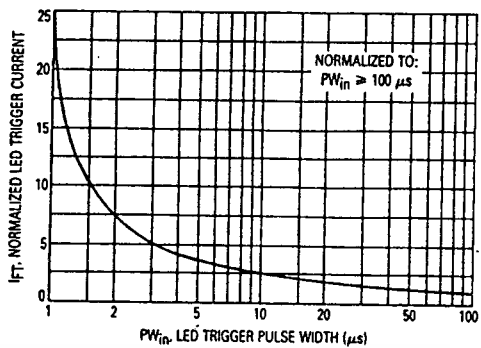


Figure 4. LED Current Required to Trigger versus LED Pulse Width

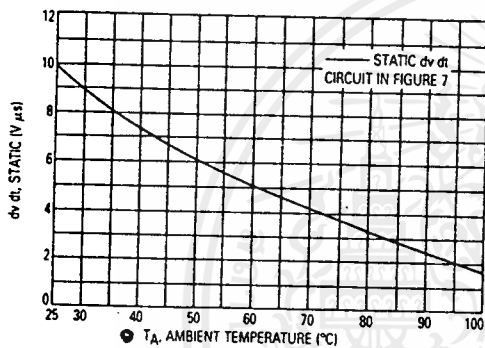


Figure 5. dv/dt versus Temperature

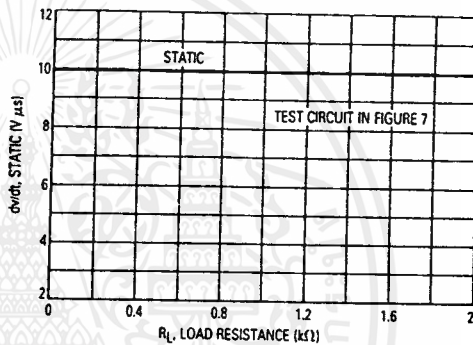
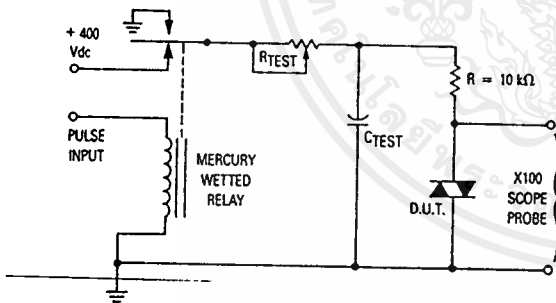


Figure 6. dv/dt versus Load Resistance



1. The mercury wetted relay provides a high speed repeated pulse to the D.U.T.
2. 100x scope probes are used, to allow high speeds and voltages.
3. The worst-case condition for static dv/dt is established by triggering the D.U.T. with a normal LED input current, then removing the current. The variable RTEST allows the dv/dt to be gradually increased until the D.U.T. continues to trigger in response to the applied voltage pulse, even after the LED current has been removed. The dv/dt is then decreased until the D.U.T. stops triggering. rRC is measured at this point and recorded.

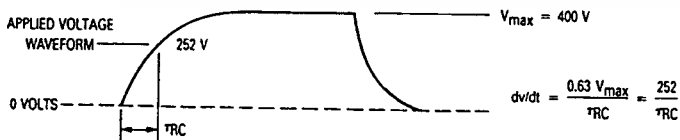
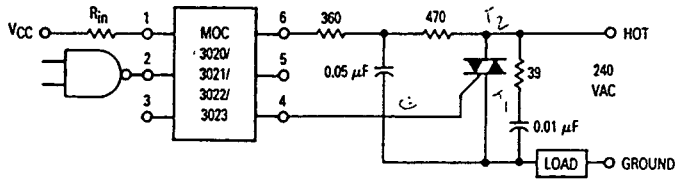


Figure 7. Static dv/dt Test Circuit

MOC3020, MOC3021, MOC3022, MOC3023



*This optoisolator should not be used to drive a load directly. It is intended to be a trigger device only.

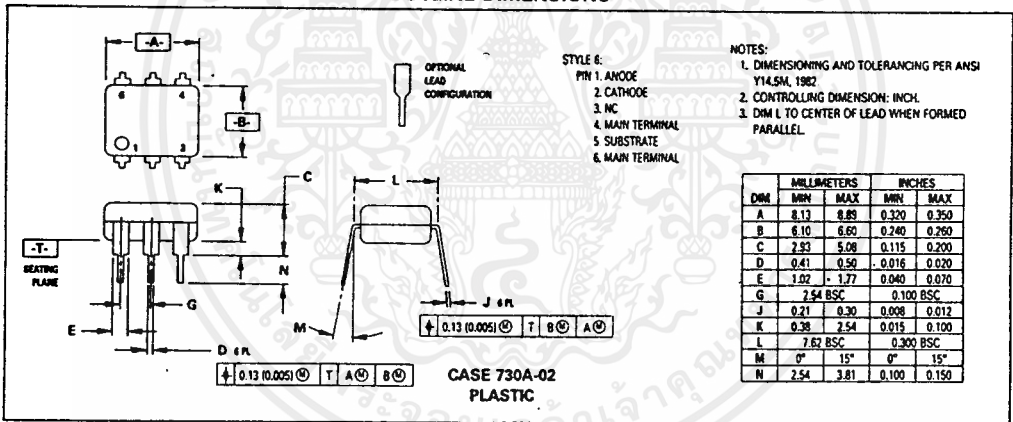
Additional information on the use of optically coupled triac drivers is available in Application Note AN-780A.

In this circuit the "hot" side of the line is switched and the load connected to the cold or ground side.

The 39 ohm resistor and 0.01 μF capacitor are for snubbing of the triac, and the 470 ohm resistor and 0.05 μF capacitor are for snubbing the coupler. These components may or may not be necessary depending upon the particular triac and load used.

Figure 8. Typical Application Circuit

OUTLINE DIMENSIONS





MOTOROLA

Specifications and Applications Information

JFET INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

These low-cost JFET input operational amplifiers combine two state-of-the-art linear technologies on a single monolithic integrated circuit. Each internally compensated operational amplifier has well matched high voltage JFET input devices for low input offset voltage. The BIFET technology provides wide bandwidths and fast slew rates with low input bias currents, input offset currents, and supply currents.

These devices are available in single, dual and quad operational amplifiers which are pin-compatible with the industry standard MC1741, MC1458, and the MC3403/LM324 bipolar products. Devices with an "M" suffix are specified over the military operating temperature range of -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ and those with a "C" suffix are specified from 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$.

- Input Offset Voltage Options of 3.0, 6.0, and 15 mV Max
- Low Input Bias Current — 30 pA
- Low Input Offset Current — 5.0 pA
- Wide Gain Bandwidth — 3.0 MHz
- High Slew Rate — 13 V/ μs
- Low Supply Current — 1.4 mA per Amplifier
- High Input Impedance — $10^{12} \Omega$
- Industry Standard Pinouts

ORDERING INFORMATION

Op Amp Function	Device	Temperature Range	Package
Single	TL081ACD, BCD, CD	0 to $+70^{\circ}\text{C}$	SO-8
	TL081ACJG, BCJG, CJG		Ceramic DIP
	TL081ACP, BCP, CP		Plastic DIP
	TL081MJG		Ceramic DIP
Dual	TL082ACD, BCD, CD	0 to $+70^{\circ}\text{C}$	SO-8
	TL082ACJG, BCJG, CJG		Ceramic DIP
	TL082ACP, BCP, CP		Plastic DIP
	TL082MJG		Ceramic DIP
Quad	TL084ACD, BCD, CD	0 to $+70^{\circ}\text{C}$	SO-14
	TL084ACJ, BCJ, CJ		Ceramic DIP
	TL084ACN, BCN, CN		Plastic DIP
	TL084MJ		Ceramic DIP

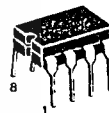
**TL081
TL082
TL084**

JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS



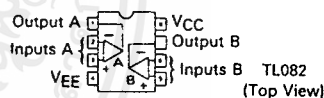
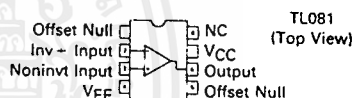
P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 626-04



JG SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 693-02



D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751-01
SO-8



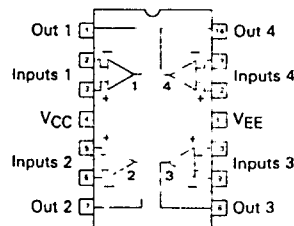
N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646-05
(TL084 only)



J SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 632-02
MO-001AA
(TL084 only)



D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751A-01
SO-14



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	TL08__M	TL08__C TL08__AC TL08__BC		Unit
Supply Voltage	V _{CC}	+18	+18	+18	V
	V _{EE}	-18	-18	-18	
Differential Input Voltage	V _{ID}	±30	±30	±30	V
Input Voltage Range (Note 1)	V _{IDR}	±15	±15	±15	V
Output Short-Circuit Duration (Note 2)	t _S	Continuous			
Power Dissipation					
Plastic Package (N,P) Derate above T _A = +47°C	P _D 1/θ _{JA}	— —	680 10	680 10	mW mW/°C
Ceramic Package (J,JG) Derate above T _A = +82°C	P _D 1/θ _{JA}	680 10	680 10	680 10	mW mW/°C
Operating Ambient Temperature Range	T _A	-55 to +125	0 to +70	0 to +70	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	-65 to +150	-65 to +150	°C

NOTES: 1. The magnitude of the input voltage must not exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
2. The output may be shorted to ground or either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that power dissipation ratings are not exceeded.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = +15 V, V_{EE} = -15 V, T_A = +25°C unless otherwise noted).

Characteristic	Symbol	TL08__M			TL08__C TL08__AC TL08__BC			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (R _S ≤ 10 k, V _{CM} = 0) TL081, TL082 TL084 TL08__A TL08__B	V _{IO}	— — — — —	3.0 3.0 — — —	6.0 9.0 — — —	— — — — —	5.0 5.0 3.0 2.0	15 15 6.0 3.0	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage R _S = 50 Ω, T _A = T _{low} to T _{high} (Note 3)	ΔV _{IO} /ΔT	—	10	—	—	10	—	μV/°C
Input Offset Current (V _{CM} = 0) (Note 4) TL08__ TL08__A, TL08__B	I _{IO}	— —	5.0 —	100 —	— —	5.0 5.0	200 100	pA
Input Bias Current (V _{CM} = 0) (Note 4) TL08__ TL08__A, TL08__B	I _{IB}	— —	30 —	200 —	— —	30 30	400 200	pA
Input Resistance	r _i	—	10 ¹²	—	—	10 ¹²	—	Ω
Common Mode Input Voltage Range TL08__ TL08__A, TL08__B	V _{ICR}	±11 —	+15, -12 —	— —	±10 ±11	+15, -12 +15, -12	— —	V
Large-Signal Voltage Gain (V _O = ±10 V, R _L ≥ 2.0 k) TL08__ TL08__A, TL08__B	A _{VOL}	25 —	150 —	— —	25 50	150 150	— —	V/mV
Output Voltage Swing (Peak-to-Peak) R _L = 10 k	V _O	24	28	—	24	28	—	v
Common Mode Rejection Ratio (R _S ≤ 10 k) TL08__ TL08__A, TL08__B	CMRR	80 —	100 —	— —	70 80	100 100	— —	dB
Supply Voltage Rejection Ratio (R _S ≤ 10 k) TL08__ TL08__A, TL08__B	PSRR	80 —	100 —	— —	70 80	100 100	— —	dB
Supply Current (Each Amplifier)	I _D	—	1.4	2.8	—	1.4	2.8	mA
Unity Gain Bandwidth	BW	—	4.0	—	—	4.0	—	MHz

TL081, TL082, TL084

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted).

Characteristic	Symbol	TL08__M			TL08__C TL08__AC TL08__BC			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Slew Rate (See Figure 1) $V_{in} = 10\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}$, $C_L = 100\text{ pF}$	SR	8.0	13	—	—	13	—	V/ μs
Rise Time (See Figure 1)	t_r	—	0.1	—	—	0.1	—	μs
Overshoot Factor $V_{in} = 20\text{ mV}$, $R_L = 2.0\text{ k}$, $C_L = 100\text{ pF}$	—	—	10	—	—	10	—	%
Equivalent Input Noise Voltage $R_S = 100\ \Omega$, $f = 1000\text{ Hz}$	e_n	—	25	—	—	25	—	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Channel Separation $A_V = 100$	—	—	120	—	—	120	—	dB

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$, $T_A = T_{low}$ to T_{high} (Note 3).)

Characteristic	Symbol	TL08__M			TL08__C TL08__AC TL08__BC			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage ($R_S \leq 10\text{ k}$, $V_{CM} = 0$) TL081, TL082 TL084 TL08__A TL08__B	V_{IO}	—	—	9.0 15	—	—	20 20 7.5 5.0	mV
Input Offset Current ($V_{CM} = 0$) (Note 4) TL08__ TL08__A, TL08__B	I_{IO}	—	—	20	—	—	5.0 3.0	nA
Input Bias Current ($V_{CM} = 0$) (Note 4) TL08__ TL08__A, TL08__B	I_{IB}	—	—	50	—	—	10 7.0	nA
Large-Signal Voltage Gain ($V_O = \pm 10\text{ V}$, $R_L \geq 2.0\text{ k}$) TL08__ TL08__A, TL08__B	A_{VOL}	15	—	—	15	—	—	V/mV
Output Voltage Swing (Peak-to-Peak) ($R_L \geq 10\text{ k}$) ($R_L \geq 2.0\text{ k}$)	V_O	24 20	—	—	24 20	—	—	V

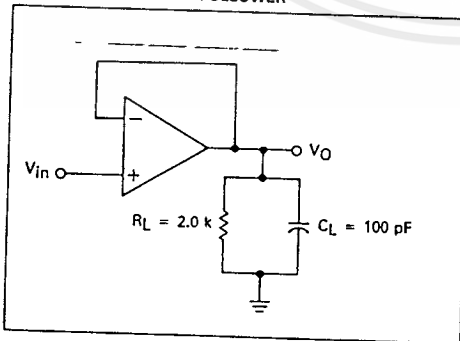
NOTES (continued):

3. $T_{low} = -55^\circ\text{C}$ for TL081M, TL082M, TL084M
 $= 0^\circ\text{C}$ for TL081C, TL081AC, TL081BC
 TL082C, TL082AC, TL082BC
 TL084C, TL084AC, TL084BC

- $T_{high} = +125^\circ\text{C}$ for TL081M, TL082M, TL084M
 $= +70^\circ\text{C}$ for TL081C, TL081AC, TL081BC
 TL082C, TL082AC, TL082BC
 TL084C, TL084AC, TL084BC

4. Input Bias currents of JFET Input Op Amps approximately double for every 10°C rise in junction temperature as shown in Figure 3. To maintain junction temperature as close to ambient temperature as possible, pulse techniques must be used during test.

FIGURE 1 — UNITY GAIN VOLTAGE FOLLOWER



TEST CIRCUITS

FIGURE 2 — INVERTING GAIN OF 10 AMPLIFIER

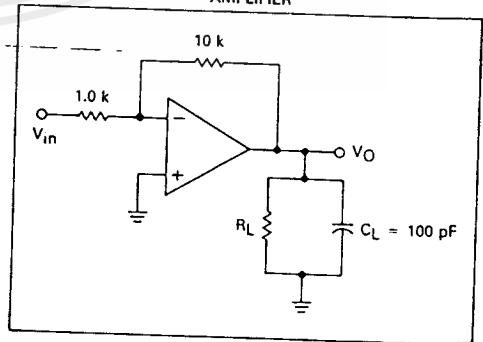


FIGURE 3 — INPUT BIAS CURRENT
versus TEMPERATURE

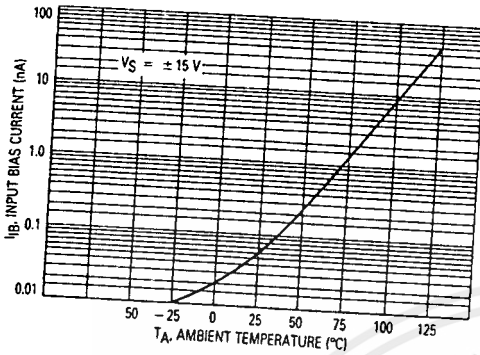


FIGURE 4 — OUTPUT VOLTAGE SWING
versus FREQUENCY

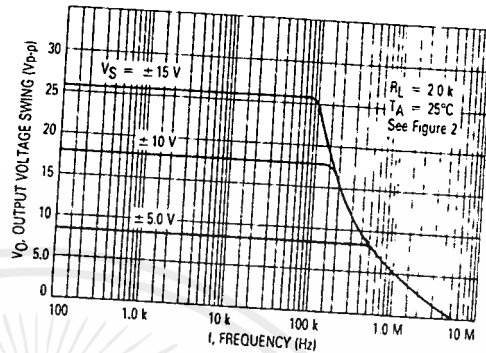


FIGURE 5 — OUTPUT VOLTAGE SWING
versus LOAD RESISTANCE

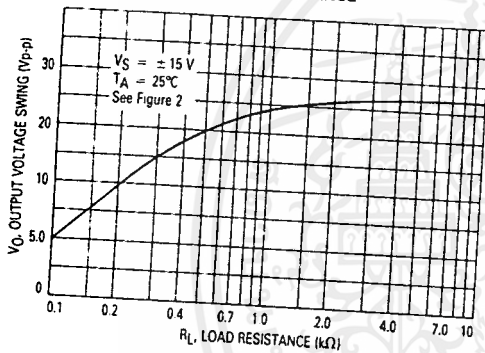


FIGURE 6 — OUTPUT VOLTAGE SWING
versus SUPPLY VOLTAGE

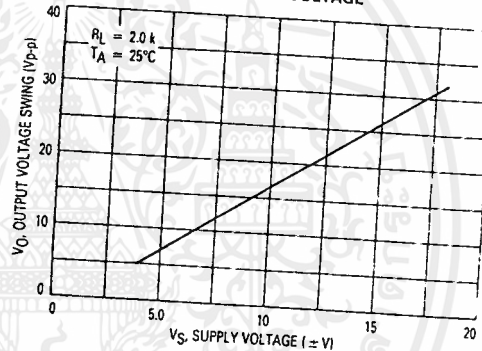


FIGURE 7 — OUTPUT VOLTAGE SWING
versus TEMPERATURE

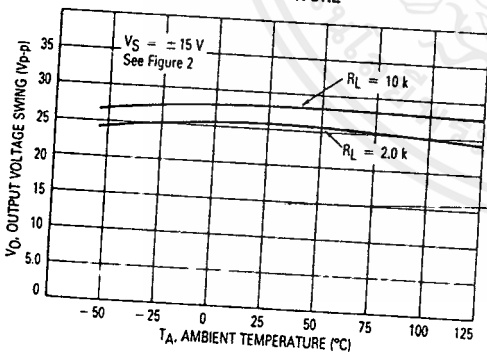


FIGURE 8 — SUPPLY CURRENT PER AMPLIFIER
versus TEMPERATURE

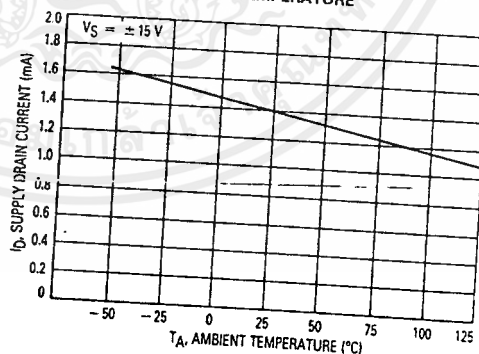


FIGURE 9 — LARGE-SIGNAL VOLTAGE GAIN AND PHASE SHIFT versus FREQUENCY

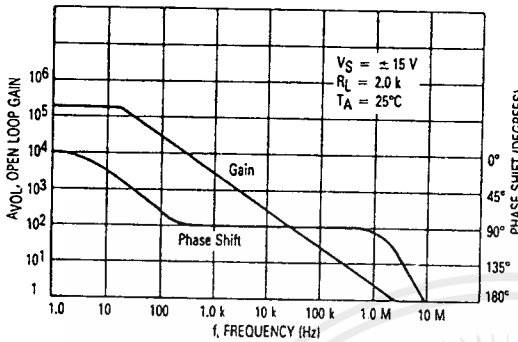


FIGURE 10 — LARGE-SIGNAL VOLTAGE GAIN versus TEMPERATURE

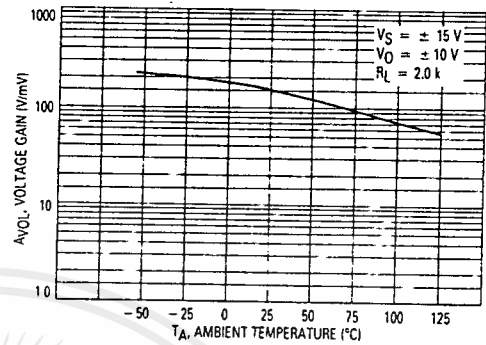


FIGURE 11 — NORMALIZED SLEW RATE versus TEMPERATURE

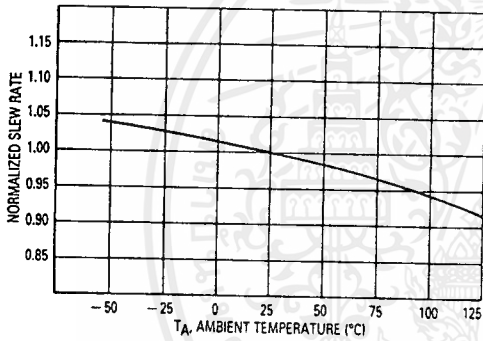


FIGURE 12 — EQUIVALENT INPUT NOISE VOLTAGE versus FREQUENCY

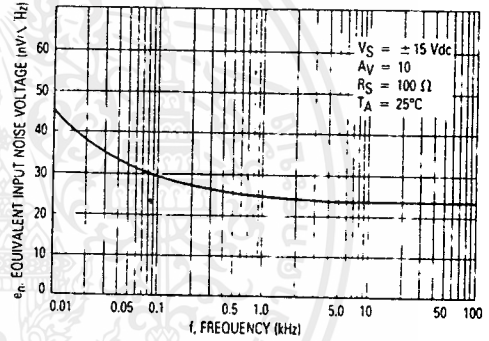
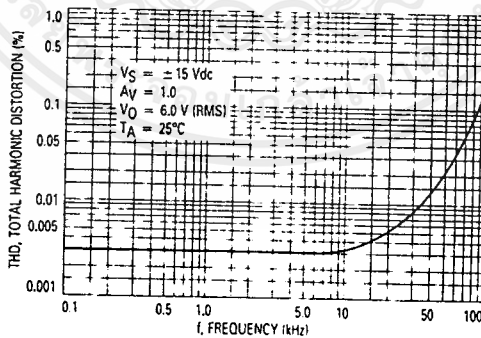
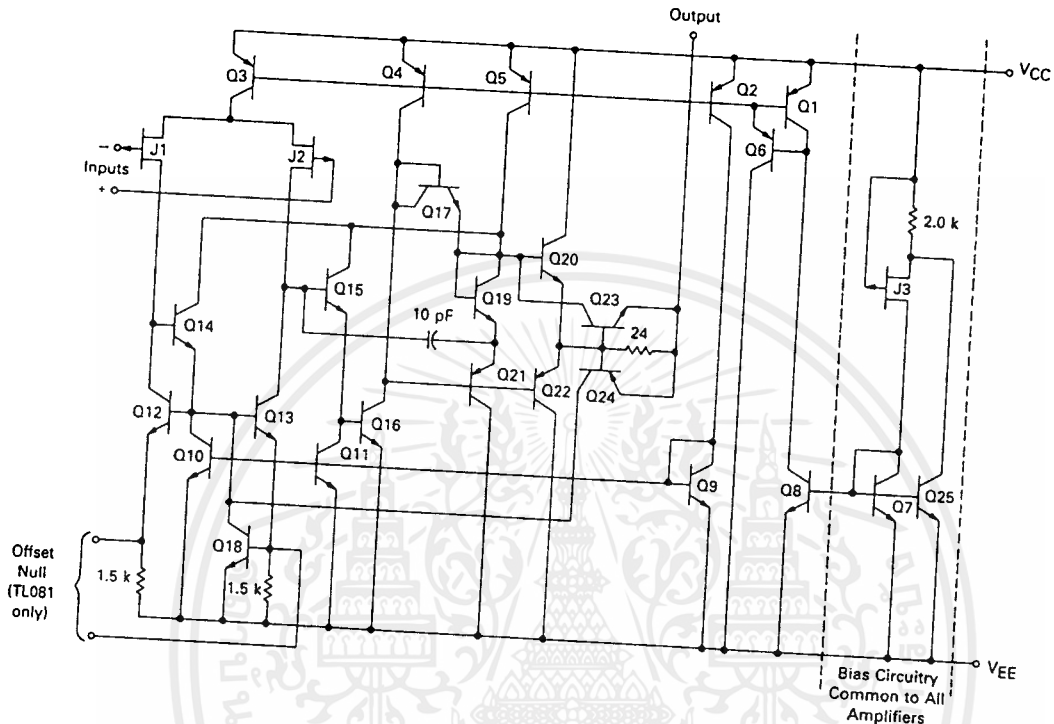


FIGURE 13 — TOTAL HARMONIC DISTORTION versus FREQUENCY



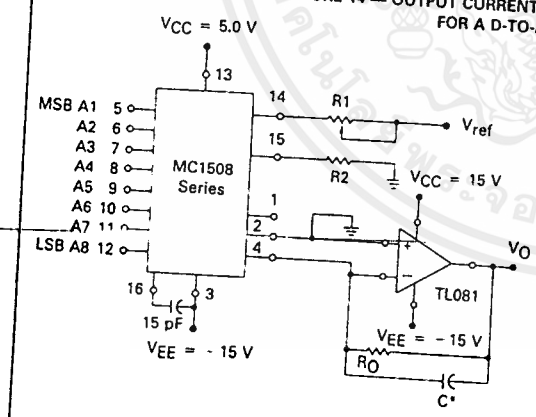
REPRESENTATIVE CIRCUIT SCHEMATIC
(Each Amplifier)



3

TYPICAL APPLICATIONS

FIGURE 14 — OUTPUT CURRENT TO VOLTAGE TRANSFORMATION FOR A D-TO-A CONVERTER



Settling time to within 1/2 LSB (± 19.5 mV) is approximately 4.0 μ s from the time all bits are switched.

*The value of C may be selected to minimize overshoot and ringing ($C = 68$ pF).

Theoretical V_O

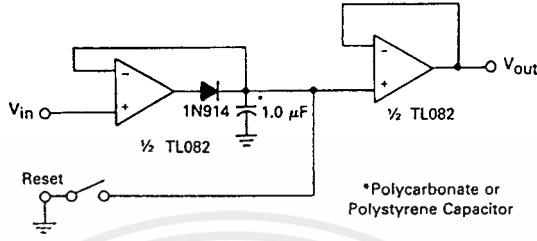
$$V_O = \frac{V_{ref}}{R_1} (R_O) \left[\frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \frac{A_4}{16} + \frac{A_5}{32} + \frac{A_6}{64} + \frac{A_7}{128} + \frac{A_8}{256} \right]$$

Adjust V_{ref} , R_1 or R_O so that V_O with all digital inputs at high level is equal to 9.961 volts.

$$\begin{aligned} V_{ref} &= 2.0 \text{ Vdc} \\ R_1 = R_2 &= 1.0 \text{ k}\Omega \\ R_O &= 5.0 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

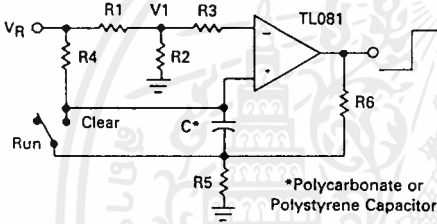
$$\begin{aligned} V_O &= \frac{2.0 \text{ V}}{1.0 \text{ k}} (5.0 \text{ k}) \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8} + \frac{1}{16} + \frac{1}{32} + \frac{1}{64} + \frac{1}{128} + \frac{1}{256} \right] \\ &= 10 \text{ V} \left[\frac{255}{256} \right] = 9.961 \text{ V} \end{aligned}$$

FIGURE 15 — POSITIVE PEAK DETECTOR



*Polycarbonate or Polystyrene Capacitor

FIGURE 16 — LONG INTERVAL RC TIMER



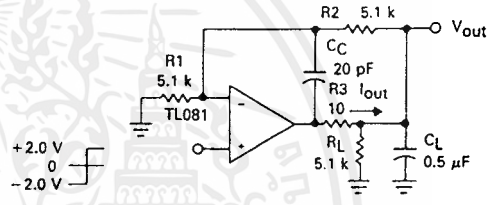
*Polycarbonate or Polystyrene Capacitor

Time (t) = $R_4 C \ln(V_R/V_R - V_1)$, $R_3 = R_4$, $R_5 = 0.1 R_6$
 If $R_1 = R_2$: $t = 0.693 R_4 C$

Design Example: 100 Second Timer

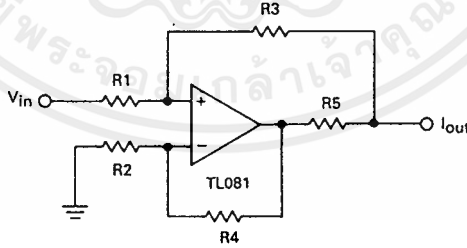
$V_R = 10 \text{ V}$ $C = 1.0 \mu\text{F}$ $R_3 = R_4 = 144 \text{ M}$ $\frac{\Delta V_{out}}{\Delta t} = \frac{I_{out}}{C_L} \approx \frac{0.02}{0.5} \text{ V}/\mu\text{s} = 0.04 \text{ V}/\mu\text{s}$ (with C_L shown)
 $R_6 = 20 \text{ k}$ $R_5 = 2.0 \text{ k}$ $R_1 = R_2 = 1.0 \text{ k}$

FIGURE 17 — ISOLATING LARGE CAPACITIVE LOADS



- Overshoot < 10%
- $t_s = 10 \mu\text{s}$
- When driving large C_L , the V_{out} slew rate is determined by C_L and $I_{out(max)}$:

FIGURE 18 — VOLTAGE CONTROLLED CURRENT SOURCE



If R_1 through $R_4 \gg R_5$ then $I_{out} = \frac{V_{in}}{R_5}$

CA3130A, CA3130**BiMOS Operational Amplifiers**

With MOSFET Input/CMOS Output

Features:

- *MOSFET input stage provides:*
 - very high $Z_i=1.5\text{ T}\Omega$ ($1.5 \times 10^{12}\Omega$) typ.*
 - very low $I_i=5\text{ pA}$ typ. at 15-V operation*
 - $=2\text{ pA}$ typ. at 5-V operation*
- *Common-mode input-voltage range includes negative supply rail; input terminals can be swung 0.5 V below negative supply rail*
- *CMOS output stage permits signal swing to either (or both) supply rails*

*Ideal for
single-supply
applications*

RCA-CA3130A and CA3130 are integrated-circuit operational amplifiers that combine the advantages of both CMOS and bipolar transistors on a monolithic chip.

Gate-protected p-channel MOS/FET (PMOS) transistors are used in the input circuit to provide very-high-input impedance, very-low-input current, and exceptional speed performance. The use of PMOS field-effect transistors in the input stage results in common-mode input-voltage capability down to 0.5 volt below the negative-supply terminal, an important attribute in single-supply applications.

A complementary-symmetry MOS (CMOS) transistor-pair, capable of swinging the output voltage to within 10 millivolts of either supply-voltage terminal (at very high values of load impedance), is employed as the output circuit.

The CA3130 Series circuits operate at supply voltages ranging from 5 to 16 volts, or ± 2.5 to ± 8 volts when using split supplies. They can be phase compensated with a single external capacitor, and have terminals for adjustment of offset voltage for applications requiring offset-null capability. Terminal provisions are also made to permit strobing of the output stage.

The CA3130 Series is supplied in standard 8-lead TO-5 style packages (T suffix), 8-lead dual-in-line formed lead TO-5 style "DIL-CAN" packages (S suffix). The CA3130 is available in chip form (H suffix). The CA3130 and CA3130A are also available in the Mini-DIP 8-lead dual-in-line plastic package (E suffix). All types operate over the full military-temperature range of -55°C to $+125^\circ\text{C}$. The CA3130A offers superior input characteristics over those of the CA3130.

Applications:

- *Ground-referenced single-supply amplifiers*
- *Fast sample-hold amplifiers*
- *Long-duration timers/monostables*
- *High-input-impedance comparators*
(ideal interface with digital CMOS)
- *High-input-impedance wideband amplifiers*
- *Voltage followers*
(e.g., follower for single-supply D/A converter)
- *Voltage regulators*
(permits control of output voltage down to zero volts)
- *Peak detectors*
- *Single-supply full-wave precision rectifiers*
- *Photo-diode sensor amplifiers*

CA3130A, CA3130

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $T_A=25^\circ\text{C}$, $V^+=15\text{ V}$, $V^- = 0\text{ V}$ (Unless otherwise specified)

CHARACTERISTIC	LIMITS						Units	
	CA3130A (T,S,E)			CA3130 (T,S,E)				
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
Input Offset Voltage, $ V_{IO} $, $V^\pm=\pm 7.5\text{ V}$	-	2	5	-	8	15	mV	
Input Offset Current, $ I_{IO} $, $V^\pm=\pm 7.5\text{ V}$	-	0.5	20	-	0.5	30	μA	
Input Current, I_I , $V^\pm=\pm 7.5\text{ V}$	-	5	30	-	5	50	μA	
Large-Signal Voltage Gain, A_{OL}	50 k	320 k	-	50 k	320 k	-	V/V	
$V_O=10\text{ V}_{p-p}$, $R_L=2\text{ k}\Omega$	94	110	-	94	110	-	dB	
Common-Mode Rejection Ratio, CMRR	80	90	-	70	90	-	dB	
Common-Mode Input-Voltage Range, V_{ICR}	0	-0.5 to 12	10	0	-0.5 to 12	10	V	
Power-Supply Rejection Ratio, $\Delta V_{IO}/\Delta V^\pm$, $V^\pm=\pm 7.5\text{ V}$	-	32	150	-	32	320	$\mu\text{V/V}$	
Maximum Output Voltage:							V	
At $R_L=2\text{ k}\Omega$	$\frac{V_{OM}^+}{V_{OM}^-}$	12	13.3	-	12	13.3		-
		-	0.002	0.01	-	0.002		0.01
At $R_L=\infty$	$\frac{V_{OM}^+}{V_{OM}^-}$	14.99	15	-	14.99	15	-	
		-	0	0.01	-	0	0.01	
Maximum Output Current:							mA	
I_{OM}^+ (Source) @ $V_O=0\text{ V}$		12	22	45	12	22		45
I_{OM}^- (Sink) @ $V_O=15\text{ V}$		12	20	45	12	20	45	
Supply Current, I^+ :							mA	
$V_O=7.5\text{ V}$, $R_L=\infty$		-	10	15	-	10		15
$V_O=0\text{ V}$, $R_L=\infty$		-	2	3	-	2	3	
Input Offset Voltage Temp. Drift, $\Delta V_{IO}/\Delta T^\circ$	-	10	-	-	10	-	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	

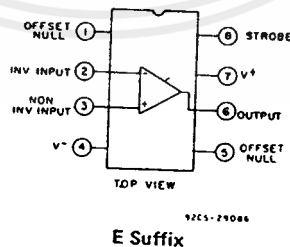
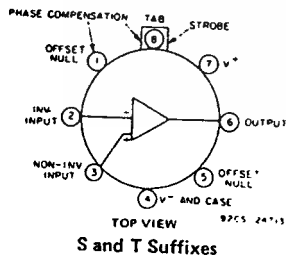


Fig.1 - Functional diagrams for the CA3130 series.

Operational Amplifiers

CA3130A, CA3130

TYPICAL VALUES INTENDED ONLY FOR DESIGN GUIDANCE

CHARACTERISTIC	TEST CONDITIONS	CA3130A CA3130 (T,S,E)	UNITS
	$V^+ = +7.5\text{ V}$ $V^- = -7.5\text{ V}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Unless Otherwise Specified)		
Input Offset Voltage Adjustment Range	10 k Ω across Terms. 4 and 5 or 4 and 1	± 22	mV
Input Resistance, R_I		1.5	T Ω
Input Capacitance, C_I	$f = 1\text{ MHz}$	4.3	pF
Equivalent Input Noise Voltage, e_n	BW = 0.2 MHz $R_S = 1\text{ M}\Omega^*$	23	μV
Unity Gain Crossover Frequency, f_T	$C_C = 0$	15	MHz
	$C_C = 47\text{ pF}$	4	
Slew Rate, SR:	$C_C = 0$	Open Loop	30
		Closed Loop	10
Transient Response:	$C_C = 56\text{ pF}$ $C_L = 25\text{ pF}$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$ (Voltage Follower)	Rise Time, t_r	0.09 μs
		Overshoot	10 %
Settling Time (4 V _{p-p} Input to <0.1%)		1.2	μs

* Although a 1-M Ω source is used for this test, the equivalent input noise remains constant for values of R_S up to 10 M Ω .

CHARACTERISTIC	TEST CONDITIONS	CA3130A (T,S,E)	CA3130 (T,S,E)	UNITS
	$V^+ = 5\text{ V}$ $V^- = 0\text{ V}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Unless Otherwise Specified)			
Input Offset Voltage, V_{IO}		2	8	mV
Input Offset Current, I_{IO}		0.1	0.1	pA
Input Current, I_I		2	2	pA
Common-Mode Rejection Ratio, CMRR	$V_O = 4\text{ V}_{p-p}$ $R_L = 5\text{ k}\Omega$	90	80	dB
		100 k	100 k	
Large-Signal Voltage Gain, A_{OL}		100	100	V/V
Common-Mode Input Voltage Range, V_{ICR}		0 to 2.8	0 to 2.8	V
Supply Current, I^+	$V_O = 5\text{ V}$ $R_L = \infty$	300	300	μA
		$V_O = 2.5\text{ V}$ $R_L = \infty$	500	
Power Supply Rejection Ratio $\Delta V_{IC}/\Delta V^+$				

Operational Amplifiers

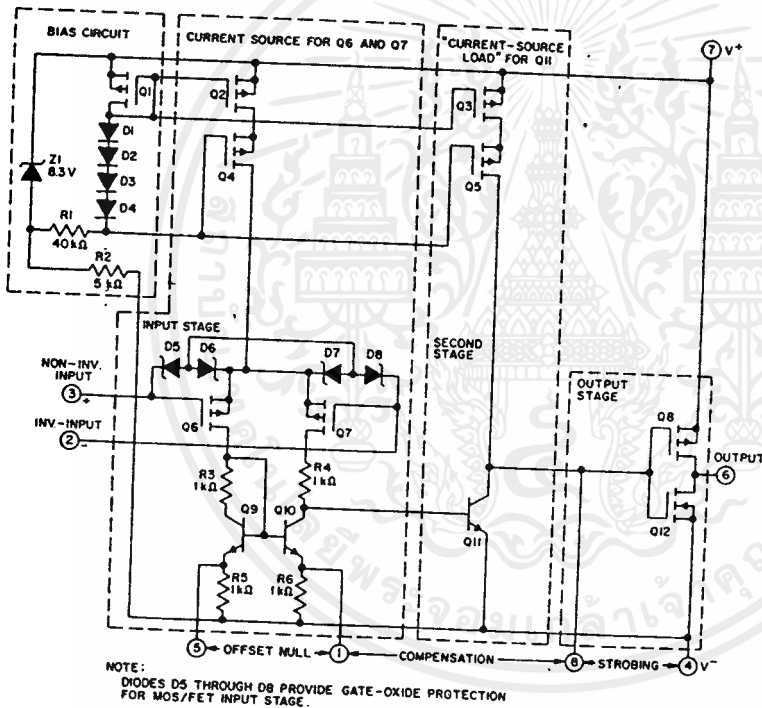
CA3130A, CA3130

MAXIMUM RATINGS, Absolute-Maximum Values

DC SUPPLY VOLTAGE
(Between V^+ and V^- Terminals) 16 V
DIFFERENTIAL-MODE
INPUT VOLTAGE ± 8 V
COMMON-MODE DC
INPUT VOLTAGE... ($V^+ + 8$ V) to ($V^- - 0.5$ V)
INPUT-TERMINAL CURRENT 1 mA
DEVICE DISSIPATION:
WITHOUT HEAT SINK -
UP TO 55°C 630 mW
ABOVE 55°C Derate linearly 6.67 mW/°C
WITH HEAT SINK -
UP TO 90°C 1 W
ABOVE 90°C Derate linearly 16.7 mW/°C

TEMPERATURE RANGE:
OPERATING (all types) -55 to +125°C
STORAGE (all types) -65 to +150°C
OUTPUT SHORT-CIRCUIT,
DURATION * INDEFINITE
LEAD TEMPERATURE
(DURING SOLDERING):
AT DISTANCE 1/16 \pm 1/32 INCH
(1.59 \pm 0.79 mm) FROM CASE
FOR 10 SECONDS MAX. +265°C

*Short circuit may be applied to ground or to either supply.



92CM-24714R1

Fig. 2 - Schematic diagram of the CA3130 Series.

CIRCUIT DESCRIPTION

Fig. 3 is a block diagram of the CA3130 Series CMOS Operational Amplifiers. The input terminals may be operated down to 0.5 V below the negative supply rail, and the output can be swung very close to either supply rail in many applications. Consequently, the CA3130 Series circuits are ideal for single-supply operation. Three Class A amplifier stages, having the individual gain capability and current consumption shown in Fig. 3, provide the total gain of the CA3130. A biasing circuit provides two potentials for common use in the first and

second stages. Term. 8 can be used both for phase compensation and to strobe the output stage into quiescence. When Term. 8 is tied to the negative supply rail (Term. 4) by mechanical or electrical means, the output potential at Term. 6 essentially rises to the positive supply-rail potential at Term. 7. This condition of essentially zero current drain in the output stage under the strobed "OFF" condition can only be achieved when the ohmic load resistance presented to the amplifier is very high (e.g., when the amplifier output is used to drive CMOS digital circuits in comparator applications).

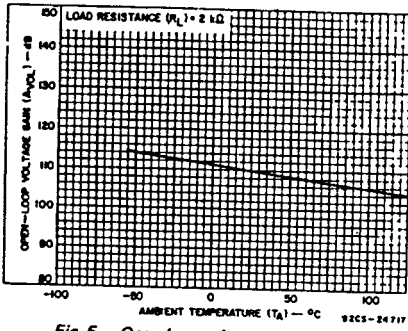


Fig. 5 - Open-loop gain vs. temperature.

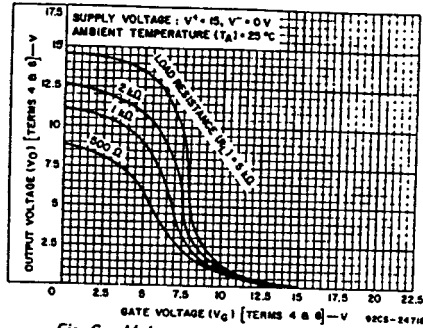


Fig. 6 - Voltage transfer characteristics of COS/MOS output stage.

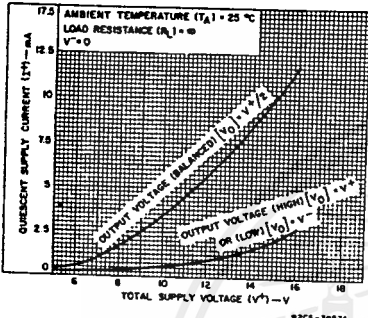


Fig. 7 - Quiescent supply current vs. supply voltage.

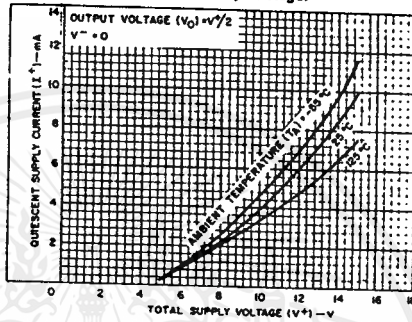


Fig. 8 - Quiescent supply current vs. supply voltage at several temperatures.

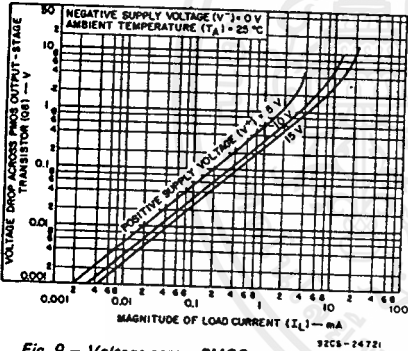


Fig. 9 - Voltage across PMOS output transistor (Q8) vs. load current.

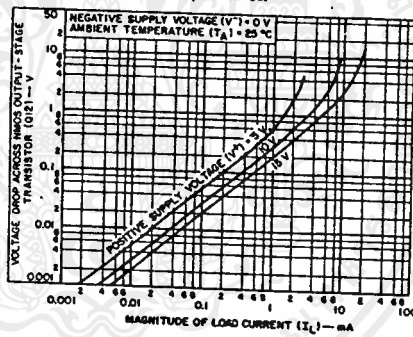


Fig. 10 - Voltage across NMOS output transistor (Q12) vs. load current.

Input Current Variation with Common-Mode Input Voltage

As shown in the Table of Electrical Characteristics, the input current for the CA3130 Series Op-Amps is typically 5 pA at $T_A = 25^\circ\text{C}$ when terminals 2 and 3 are at a common-mode potential of +7.5 volts with respect to negative supply Terminal 4. Fig. 11 contains data showing the variation of input current as a function of common-mode input voltage at $T_A = 25^\circ\text{C}$. These data show that circuit designers can advantageously exploit these characteristics to design circuits which typically require an input current of less than 1 pA, provided the common-mode input voltage does not exceed 2 volts. As previously noted, the input current is essentially the result of the leakage current through the

gate-protection diodes in the input circuit and, therefore, a function of the applied

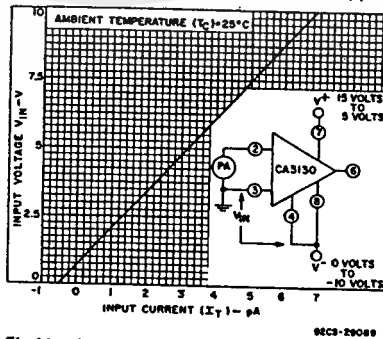


Fig. 11 - Input current vs. common-mode voltage.

voltage. Although the finite resistance of the glass terminal-to-case insulator of the TO-5 package also contributes an increment of leakage current, there are useful compensating factors. Because the gate-protection network functions as if it is connected to Terminal 4 potential, and the TO-5 case of the CA3130 is also internally tied to Terminal 4, input terminal 3 is essentially "guarded" from spurious leakage currents.

Offset Nulling

Offset-voltage nulling is usually accomplished with a 100,000-ohm potentiometer connected across Terms. 1 and 5 and with the potentiometer slider arm connected to Term. 4. A fine offset-null adjustment usually can be effected with the slider arm positioned in the mid-point of the potentiometer's total range.

Input-Current Variation with Temperature

The input current of the CA3130 Series circuits is typically 5 pA at 25°C. The major portion of this input current is due to leakage current through the gate-protective diodes in the input circuit. As with any semiconductor-junction device, including op amps with a junction-FET input stage, the leakage current approximately doubles for every 10°C increase in temperature. Fig.12 provides data on the typical variation of input bias current as a function of temperature in the CA3130.

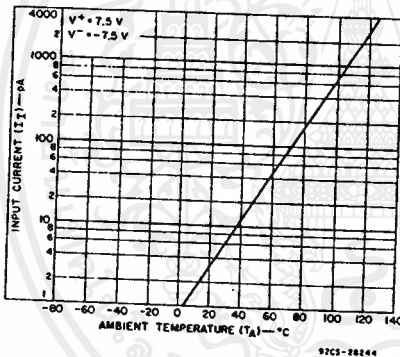


Fig.12 - Input current vs. ambient temperature.

In applications requiring the lowest practical input current and incremental increases in current because of "warm-up" effects, it is suggested that an appropriate heat sink be used with the CA3130. In addition, when "sinking" or "sourcing" significant output current the chip temperature increases, causing an increase in the input current. In such cases, heat-sinking can also very markedly reduce and stabilize input current variations.

Input-Offset-Voltage (V_{IO}) Variation with DC Bias vs. Device Operating Life

It is well known that the characteristics of a MOS/FET device can change slightly when a dc gate-source bias potential is applied to the device for extended time periods. The magni-

tude of the change is increased at high temperatures. Users of the CA3130 should be alert to the possible impacts of this effect if the application of the device involves extended operation at high temperatures with a significant differential dc bias voltage applied across Terms. 2 and 3. Fig.13 shows typical data pertinent to shifts in offset voltage encountered with CA3130 devices (TO-5 package) during life testing. At lower temperatures (TO-5 and plastic), for example at 85°C, this change in voltage is considerably less. In typical linear applications where the differential voltage is small and symmetrical, these incremental changes are of about the same magnitude as those encountered in an operational amplifier employing a bipolar transistor input stage. The two-volt dc differential voltage example represents conditions when the amplifier output stage is "toggled", e.g., as in comparator applications.

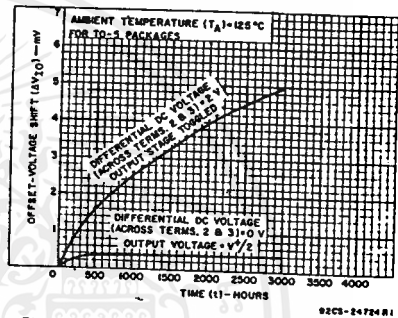


Fig.13 - Typical incremental offset-voltage shift vs. operating life.

Power-Supply Considerations

Because the CA3130 is very useful in single-supply applications, it is pertinent to review some considerations relating to power-supply current consumption under both single- and dual-supply service. Figs. 14a and 14b show the CA3130 connected for both dual- and single-supply operation.

Dual-supply operation: When the output voltage at Term. 6 is zero-volts, the currents supplied by the two power supplies are equal. When the gate terminals of Q8 and Q12 are driven increasingly positive with respect to ground, current flow through Q12 (from the negative supply) to the load is increased and current flow through Q8 (from the positive supply) decreases correspondingly. When the gate terminals of Q8 and Q12 are driven increasingly negative with respect to ground, current flow through Q8 is increased and current flow through Q12 is decreased accordingly.

Single-supply operation: Initially, let it be assumed that the value of R_L is very high (or disconnected), and that the input-terminal bias (Terms. 2 and 3) is such that the output terminal (No. 6) voltage is at $V^+/2$, i.e.,

CA3130A, CA3130

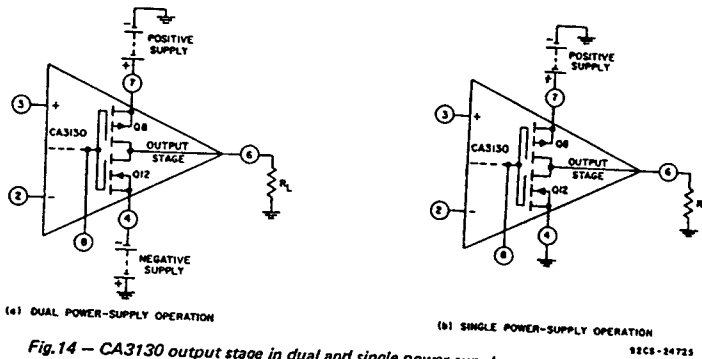


Fig. 14 — CA3130 output stage in dual and single power-supply operation.

the voltage-drops across Q8 and Q12 are of equal magnitude. Fig. 7 shows typical quiescent supply-current vs. supply-voltage for the CA3130 operated under these conditions. Since the output stage is operating as a Class A amplifier, the supply-current will remain constant under dynamic operating conditions as long as the transistors are operated in the linear portion of their voltage-transfer characteristics (see Fig. 6). If either Q8 or Q12 are swung out of their linear regions toward cut-off (a non-linear region), there will be a corresponding reduction in supply-current. In the extreme case, e.g., with Term. 8 swung down to ground potential (or tied to ground), NMOS transistor Q12 is completely cut off and the supply-current to series-connected transistors Q8, Q12 goes essentially to zero. The two preceding stages in the CA3130, however, continue to draw modest supply-current (see the lower curve in Fig. 7) even though the output stage is strobed off. Fig. 14a shows a dual-supply arrangement for the output stage that can also be strobed off, assuming $R_L = \infty$, by pulling the potential of Term. 8 down to that of Term. 4.

Let it now be assumed that a load-resistance of nominal value (e.g., 2 kilohms) is connected between Term. 6 and ground in the circuit of Fig. 14b. Let it further be assumed again that the input-terminal bias (Terms. 2 and 3) is such that the output terminal (No. 6) voltage is a $V^+/2$. Since PMOS transistor Q8 must now supply quiescent current to both R_L and transistor Q12, it should be apparent that under these conditions the supply-current must increase as an inverse function of the R_L magnitude. Fig. 9 shows the voltage-drop across PMOS transistor Q8 as a function of load current at several supply-voltages. Fig. 6 shows the voltage-transfer characteristics of the output stage for several values of load resistance.

Wideband Noise

From the standpoint of low-noise performance considerations, the use of the CA3130 is most advantageous in applications where in the source resistance of the input signal is

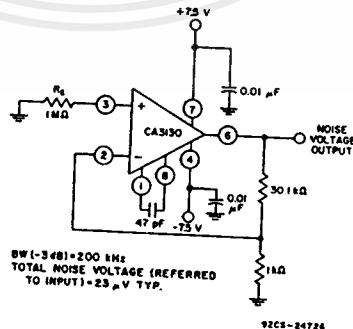
in the order of 1 megohm or more. In this case, the total input-referred noise voltage is typically only $23 \mu\text{V}$ when the test-circuit amplifier of Fig. 15 is operated at a total supply voltage of 15 volts. This value of total input-referred noise remains essentially constant, even though the value of source resistance is raised by an order of magnitude. This characteristic is due to the fact that reactance of the input capacitance becomes a significant factor in shunting the source resistance. It should be noted, however, that for values of source resistance very much greater than 1 megohm, the total noise voltage generated can be dominated by the thermal noise contributions of both the feedback and source resistors.

TYPICAL APPLICATIONS

Voltage Followers

Operational amplifiers with very high input resistances, like the CA3130, are particularly suited to service as voltage followers. Fig. 16 shows the circuit of a classical voltage follower, together with pertinent waveforms using the CA3130 in a split-supply configuration.

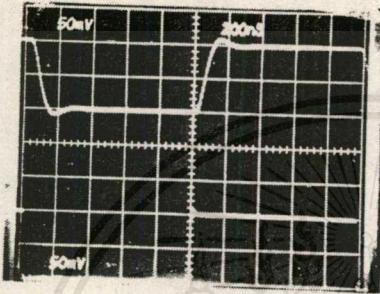
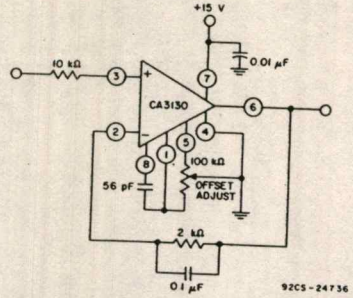
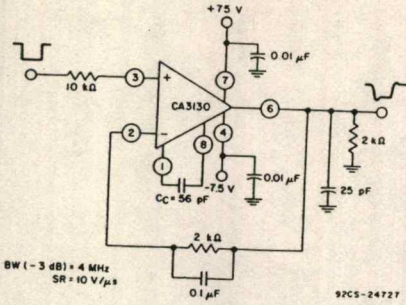
A voltage follower, operated from a single supply, is shown in Fig. 17, together with related waveforms. This follower circuit is



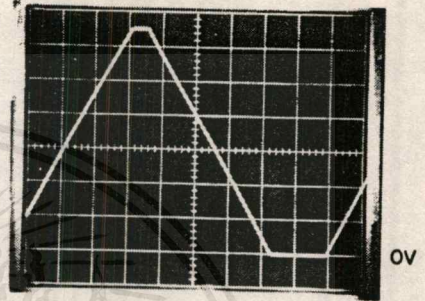
BW(1-3481) = 200 kHz
TOTAL NOISE VOLTAGE (REFERRED TO INPUT) = $23 \mu\text{V}$ TYP.

Fig. 15 — Test-circuit amplifier (30-dB gain) used for wideband noise measurements.

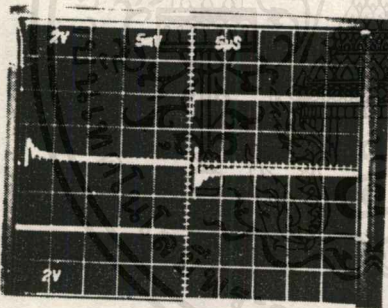
CA3130A, CA3130



Top Trace: Output
Bottom Trace: Input
(a) Small-signal response (50 mV/div. and 200 ns/div.)

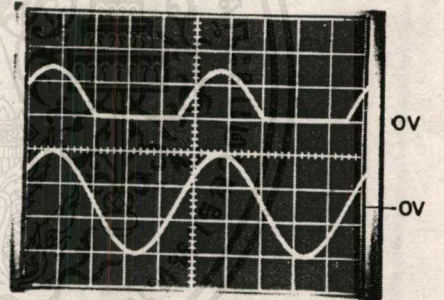


(a) Output-waveform with input-signal ramping (2 V/div. and 500 μs/div.)



Top Trace: Output signal (2 V/div. and 5 μs/div.)
Center Trace: Difference signal (5 mV/div. and 5 μs/div.)
Bottom Trace: Input signal (2 V/div. and 5 μs/div.)
(b) Input-output difference signal showing settling time (Measurement made with Tektronix 7A13 differential amplifier)

Fig. 16 - Split-supply voltage follower with associated waveforms.



Top Trace: Output (5 V/div. and 200 μs/div.)
Bottom Trace: Input (5 V/div. and 200 μs/div.)
(b) Output-waveform with ground-reference sine-wave input

Fig. 17 - Single-supply voltage-follower with associated waveforms. (e.g., for use in single-supply D/A converter; see Fig. 9 in ICAN-6080).

linear over a wide dynamic range, as illustrated by the reproduction of the output waveform in Fig. 17a with input-signal ramping. The waveforms in Fig. 17b show that the follower does not lose its input-to-output phase-sense, even though the input is

being swung 7.5 volts below ground potential. This unique characteristic is an important attribute in both operational amplifier and comparator applications. Fig. 17b also shows the manner in which the CMOS output stage permits the output signal to swing down to the negative supply-rail potential (i.e., ground in the case shown). The digital-to-analog converter (DAC) circuit, described in the following section, illustrates the practical use of the CA3130 in a single-supply voltage-follower application.

CA3130A, CA3130

9-Bit COS/MOS DAC

A typical circuit of a 9-bit Digital-to-Analog Converter (DAC)* is shown in Fig. 18. This system combines the concepts of multiple-switch CMOS IC's, a low-cost ladder network of discrete metal-oxide-film resistors, a CA3130 op amp connected as a follower, and an inexpensive monolithic regulator in a simple single power-supply arrangement. An additional feature of the DAC is that it is readily interfaced with CMOS input logic, e.g., 10-volt logic levels are used in the circuit of Fig. 18.

of one per cent tolerance metal-oxide film resistors. The five arms requiring the highest accuracy are assembled with series and parallel combinations of 806,000-ohm resistors from the same manufacturing lot.

A single 15-volt supply provides a positive bus for the CA3130 follower amplifier and feeds the CA3085 voltage regulator. A "scale-adjust" function is provided by the regulator output control, set to a nominal 10-volt level in this system. The line-voltage regulation (approximately 0.2%) permits a 9-bit accuracy to be maintained with varia-

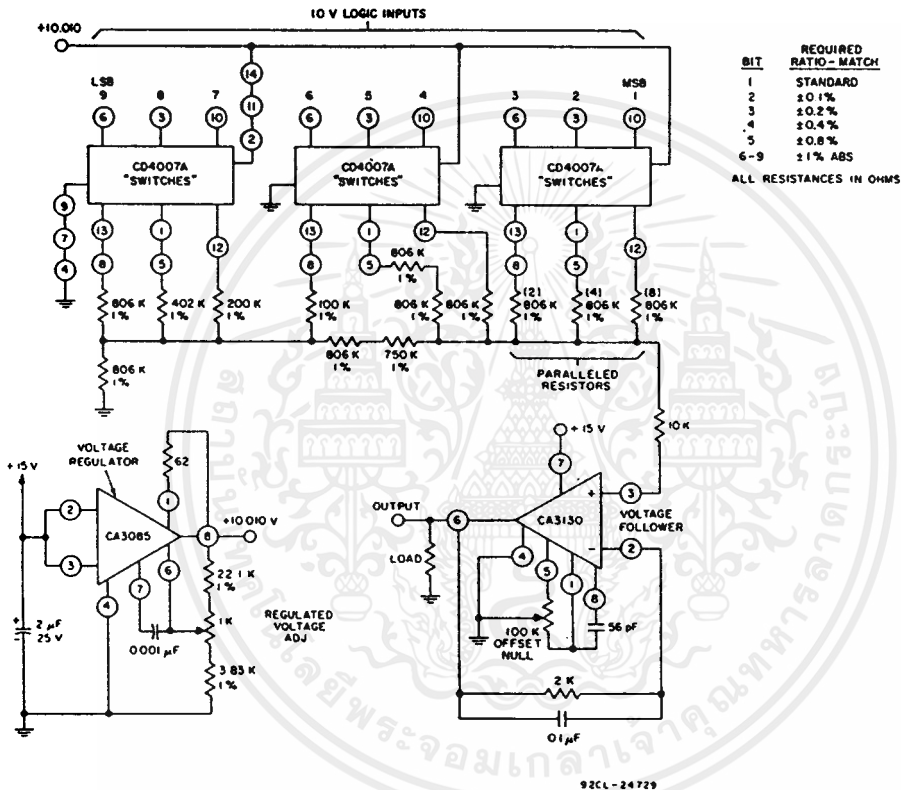


Fig. 18-9-bit DAC using CMOS digital switches and CA3130.

The circuit uses an R/2R voltage-ladder network, with the output potential obtained directly by terminating the ladder arms at either the positive or the negative power-supply terminal. Each CD4007A contains three "inverters", each "inverter" functioning as a single-pole double-throw switch to terminate an arm of the R/2R network at either the positive or negative power-supply terminal. The resistor ladder is an assembly

of several volts in the supply. The flexibility afforded by the COS/MOS building blocks simplifies the design of DAC systems tailored to particular needs.

Single-Supply, Absolute-Value, Ideal Full-Wave Rectifier

The absolute-value circuit using the CA3130 is shown in Fig. 19. During positive excursions, the input signal is fed through the feedback network directly to the output. Simultaneously, the positive excursion of the input signal also drives the output terminal (No. 6) of the inverting amplifier in a

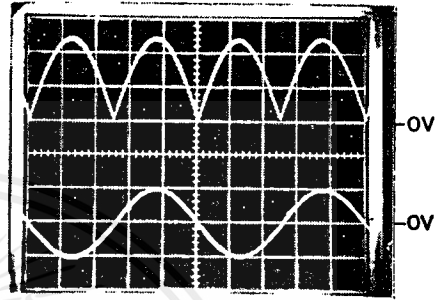
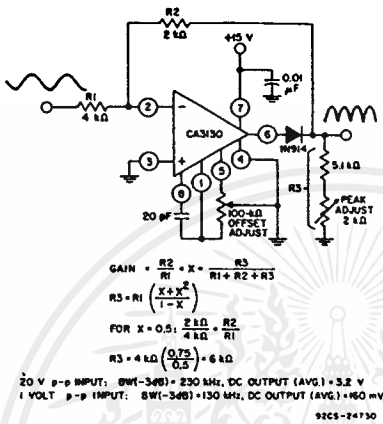
*Digital-to-Analog Conversion Using the RCA-CD4007A COS/MOS IC", Application Note ICAN-6080.

CA3130A, CA3130

negative-going excursion such that the 1N914 diode effectively disconnects the amplifier from the signal path. During a negative-going excursion of the input signal, the CA3130 functions as a normal inverting amplifier with a gain equal to $-R2/R1$. When the equality of the two equations shown in Fig. 19 is satisfied, the full-wave output is symmetrical.

Error-Amplifier in Regulated-Power Supplies

The CA3130 is an ideal choice for error-amplifier service in regulated power supplies since it can function as an error-amplifier when the regulated output voltage is required to approach zero. Fig. 21 shows the schematic diagram of a 40-mA power supply capable of providing regulated output volt-



92CS-24738RI

Top Trace: Output signal (2 V/div.)
 Bottom Trace: Input signal (10 V/div.)
 Time base on both traces: 0.2 ms/div.

Fig. 19 — Single-supply, absolute-value, ideal full-wave rectifier with associated waveforms.

Peak Detectors

Peak-detector circuits are easily implemented with the CA3130, as illustrated in Fig. 20 for both the peak-positive and the peak-negative circuit. It should be noted that with large-signal inputs, the bandwidth of the peak-negative circuit is much less than that of the peak-positive circuit. The second stage of the CA3130 limits the bandwidth in this case. Negative-going output-signal excursion requires a positive-going signal excursion at the collector of transistor Q11, which is loaded by the intrinsic capacitance of the associated circuitry in this mode. On the other hand, during a negative-going signal excursion at the collector of Q11, the transistor functions in an active "pull-down" mode so that the intrinsic capacitance can be discharged more expeditiously.

age by continuous adjustment over the range from 0 to 13 volts. Q3 and Q4 in IC2 (a CA3086 transistor-array IC) function as zeners to provide supply-voltage for the CA3130 comparator (IC1). Q1, Q2, and Q5 in IC2 are configured as a low impedance, temperature-compensated source of adjustable reference voltage for the error amplifier. Transistors Q1, Q2, Q3, and Q4 in IC3 (another CA3086 transistor-array IC) are connected in parallel as the series-pass element. Transistor Q5 in IC3 functions as a current-limiting device by diverting base drive from the series-pass transistors, in accordance with the adjustment of resistor R2.

Fig. 22 contains the schematic diagram of a regulated power-supply capable of providing regulated output voltage by continuous ad-

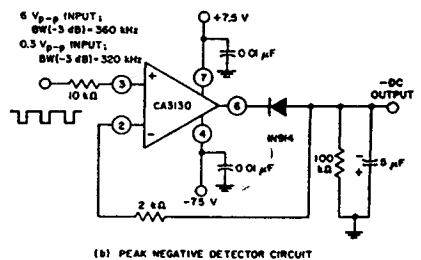
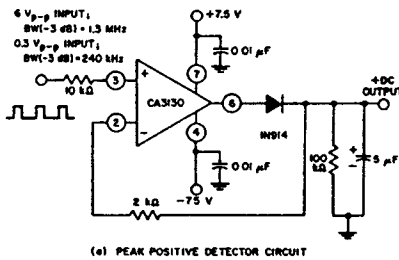


Fig. 20 — Peak-detector circuits.

CA3130A, CA3130

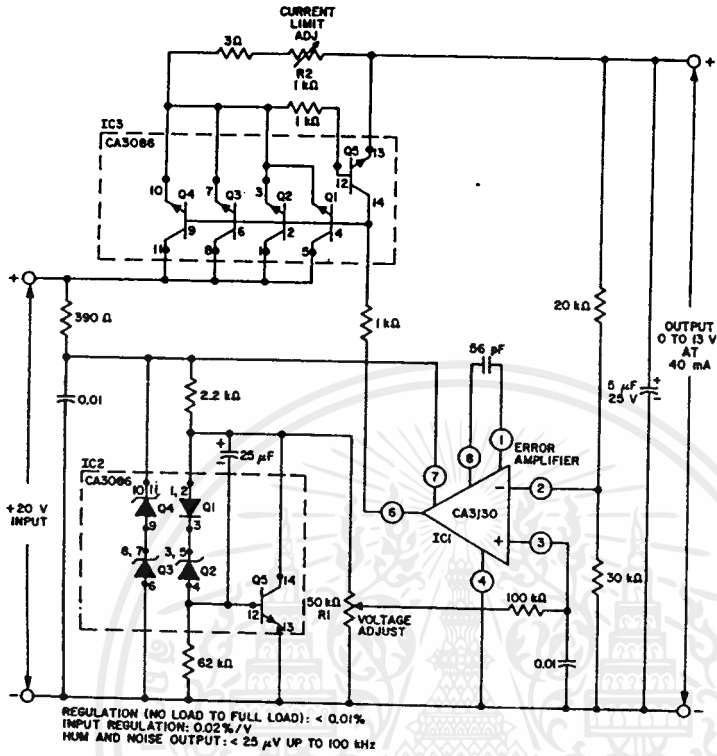


Fig. 21 - Voltage regulator circuit (0 to 13 V at 40 mA).

92CM-24732

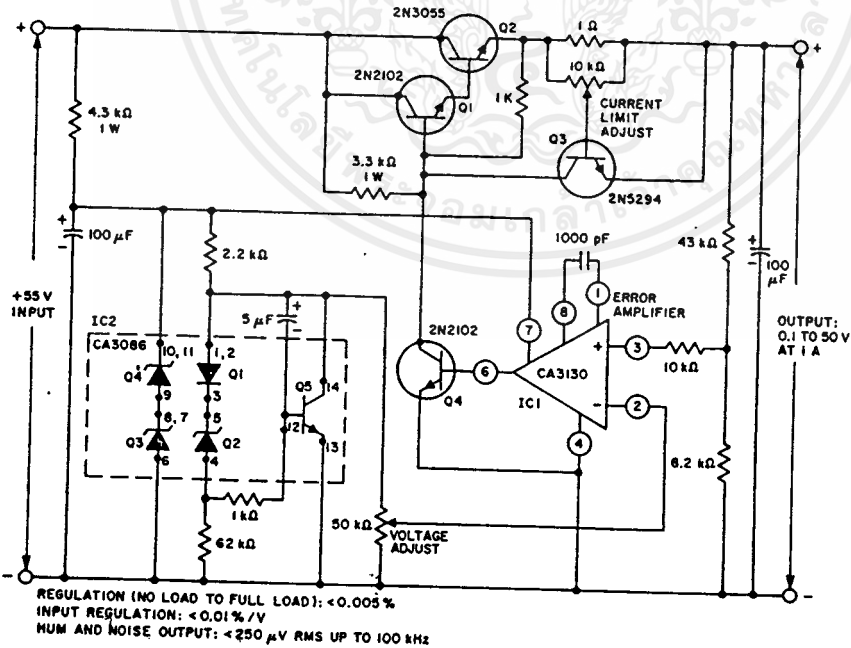


Fig. 22 - Voltage regulator circuit (0.1 to 50 V at 1 A).

92CM-24734

CA3130A, CA3130

justment over the range from 0.1 to 50 volts and currents up to 1 ampere. The error amplifier (IC1) and circuitry associated with IC2 function as previously described, although the output of IC1 is boosted by a discrete transistor (Q4) to provide adequate base drive for the Darlington-connected series-pass transistors Q1, Q2. Transistor Q3 functions in the previously described current-limiting circuit.

Multivibrators

The exceptionally high input resistance presented by the CA3130 is an attractive feature for multivibrator circuit design because it permits the use of timing circuits with high R/C ratios. The circuit diagram of a pulse generator (astable multivibrator), with provisions for independent control of the "on" and "off" periods, is shown in Fig. 23. Resistors R1 and R2 are used to bias the CA3130 to the mid-point of the supply-voltage and R3 is the feedback resistor. The pulse repetition rate is selected by positioning S1 to the desired position and the rate remains essentially constant when the resistors which determine "on-period" and "off-period" are adjusted.

Function Generator

Fig. 24 contains a schematic diagram of a function generator using the CA3130 in the integrator and threshold detector functions. This circuit generates a triangular or square-

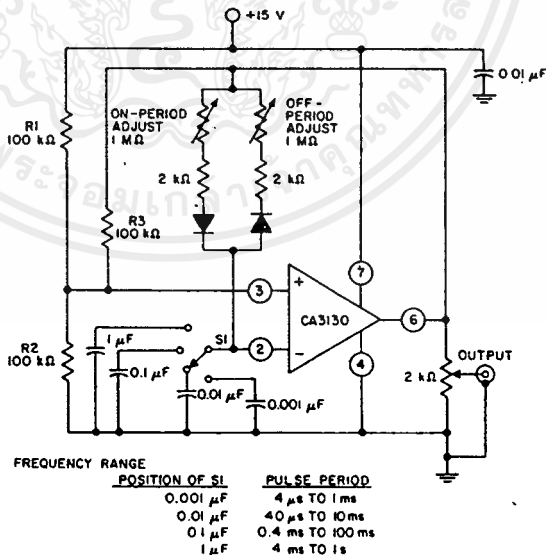
wave output that can be swept over a 1,000,000:1 range (0.1 Hz to 100 kHz) by means of a single control, R1. A voltage-control input is also available for remote sweep-control.

The heart of the frequency-determining system is an operational-transconductance-amplifier (OTA)^{*}, IC1, operated as a voltage-controlled current-source. The output, I_O , is a current applied directly to the integrating capacitor, C1, in the feedback loop of the integrator IC2, using a CA3130, to provide the triangular-wave output. Potentiometer R2 is used to adjust the circuit for slope symmetry of positive-going and negative-going signal excursions.

Another CA3130, IC3, is used as a controlled switch to set the excursion limits of the triangular output from the integrator circuit. Capacitor C2 is a "peaking adjustment" to optimize the high-frequency square-wave performance of the circuit.

Potentiometer R3 is adjustable to perfect the "amplitude symmetry" of the square-wave output signals. Output from the threshold detector is fed back via resistor R4 to the input of IC1 so as to toggle the current source from plus to minus in generating the linear triangular wave.

*See File No. 475 and ICAN-6668.



92CS-24735

Fig.23 - Pulse generator (astable multivibrator) with provisions for independent control of "ON" and "OFF" periods.

CA3130A, CA3130

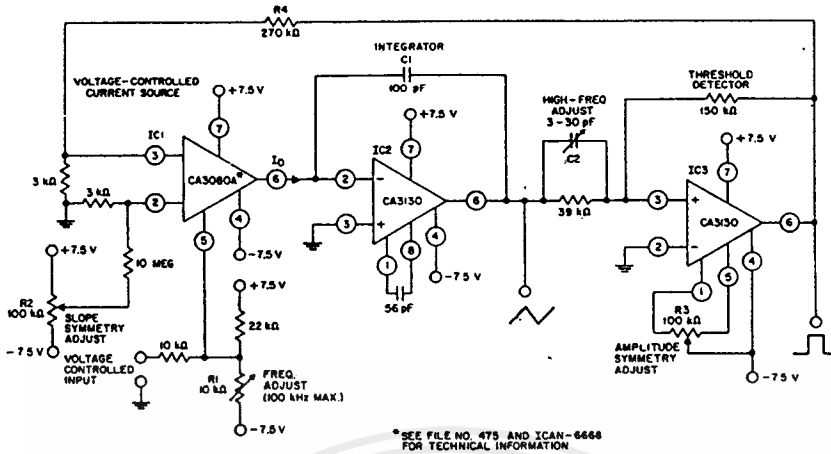


Fig. 24 — Function generator (frequency can be varied 1,000,000/1 with a single control).

Operation with Output-Stage Power-Booster

The current-sourcing and -sinking capability of the CA3130 output stage is easily supplemented to provide power-boost capability. In the circuit of Fig. 25, three CMOS transistor-pairs in a single CA3600E* IC array are shown parallel connected with the output stage in the CA3130. In the Class A mode of CA3600E shown, a typical device consumes 20 mA of supply current at 15-V.

operation. This arrangement boosts the current-handling capability of the CA3130 output stage by about 2.5X.

The amplifier circuit in Fig. 25 employs feedback to establish a closed-loop gain of 48 dB. The typical large-signal bandwidth (-3 dB) is 50 kHz.

*See File No. 619 for technical information.

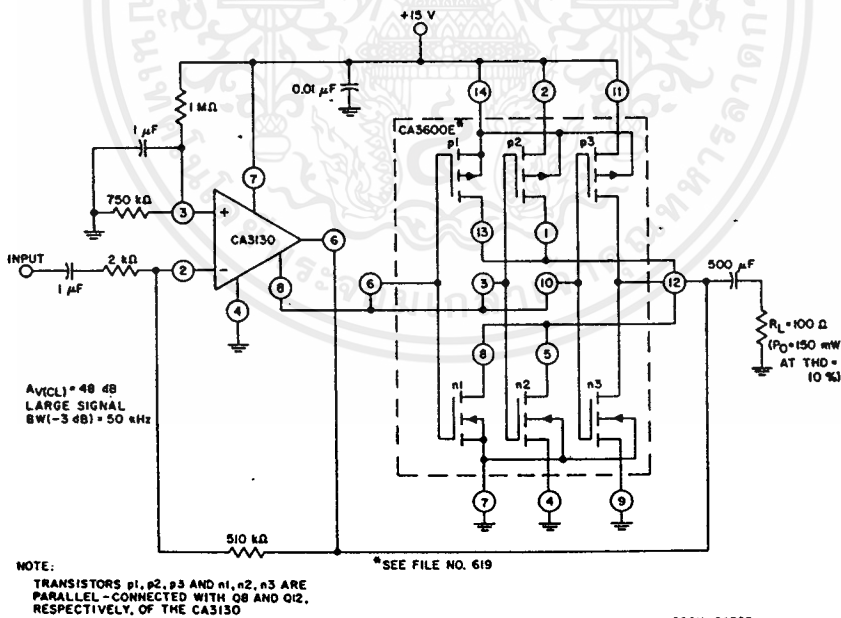
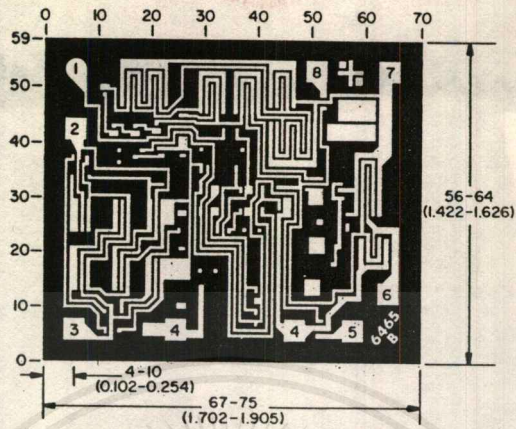


Fig. 25 — CMOS transistor array (CA3600E) connected as power-booster in the output stage of the CA3130.

CA3130A, CA3130



92CS-33311

Dimensions in parentheses are in millimeters and are derived from the basic inch dimensions as indicated. Grid graduations are in mils (10^{-3} inch).

The photographs and dimensions represent a chip when it is part of the wafer. When the wafer is cut into chips, the cleavage angles are 57° instead of 90° with respect to the face of the chip. Therefore, the isolated chip is actually 7 mils (0.17 mm) larger in both dimensions.

Dimensions and Pad Layout for CA3130H.